

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ “ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА”

На правах рукопису

**Оборжицький Валерій Іванович**



УДК 621.372.8

**РОЗВИТОК ТЕОРІЇ ТА АНАЛІТИЧНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ  
ЕФЕКТИВНОСТІ ПРОЕКТУВАННЯ ЛІНІЙНИХ ПАСИВНИХ ПРИСТРОЇВ  
ДЛЯ ІНТЕГРОВАНИХ СХЕМ НАДВИСОКОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ**

Спеціальність: 05.12.13 – *радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій*


Дисертація на здобуття наукового ступеня  
доктора технічних наук

**Науковий консультант:**  
доктор технічних наук,  
професор **Прудіус І.Н.**

*Ідентичність усіх примірників дисертації*

**ЗАСВІДЧУЮ:**

*Вчений секретар спеціалізованої  
вченої ради Д 35.052.10 д.т.н., проф.*



/А.П. Бондарєв/

Львів – 2015

## ЗМІСТ

|  | Стор. |
|--|-------|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ .....   | 10    |
| ВСТУП .....  | 13    |
| РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ<br>ПРОЕКТУВАННЯ ЛІНІЙНИХ ПАСИВНИХ ПРИСТРОЇВ У<br>СМУЖКОВОМУ ВИКОНАННІ.....           | 28    |
| 1.1. Структура процесу проектування лінійних пасивних<br>пристроїв для надвисокочастотних інтегрованих схем та його<br>особливості ..... | 28    |
| 1.1.1. Основні етапи процесу проектування лінійних пасивних<br>пристроїв.....  | 28    |
| 1.1.2. Можливості застосування поширених систем<br>автоматизованого проектування стосовно смужкових<br>пристроїв.....                    | 35    |
| 1.2. Аналіз методів розробки пристроїв трансформації сигналу<br>надвисокої частоти .....   | 37    |
| 1.2.1. Смужкові пристрої узгодженої трансформації сигналу в<br>навантаження.....   | 37    |
| 1.2.2. Смужкові пристрої трансформації сигналу з заданою<br>фазовою затримкою.....   | 40    |
| 1.3. Аналіз методів розробки пристроїв розподілу потужності<br>сигналу надвисоких частот .....   | 41    |
| 1.3.1. Смужкові пристрої розподілу та додавання сигналів.....  | 41    |
| 1.3.2. Смужкові пристрої спрямованого розподілу сигналу.....   | 45    |
| 1.4. Аналіз методів розробки ЛВПП з дискретною зміною<br>стану.....  | 50    |
| 1.4.1. Елементи дискретного керування станом смужкових<br>пристроїв.....   | 51    |

|   |           |
|---|-----------|
| 1.4.2. Смушкові пристрої дискретного керування фазовою затримкою сигналу.....   | 52        |
| 1.4.3. Смушкові пристрої комутації каналів проходження сигналу.....   | 56        |
| 1.5. Аналіз методів проектування ЛВПП з роботою у двох смугах частот .....  | 59        |
| 1.6. Програмні і технічні засоби для проведення розрахунків, комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень.....   | 64        |
| Висновки до розділу 1 .....   | 66        |
| <b>РОЗДІЛ 2. РОЗВИТОК ТЕОРІЇ ВИСОКОЧАСТОТНИХ КІЛ ТА БАГАТОПОЛЮСНИКІВ ДЛЯ РОЗРОБКИ АНАЛІТИЧНИХ МЕТОДІВ РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ СХЕМ ЛІНІЙНИХ ВЗАЄМНИХ ПРИСТРОЇВ.....</b> | <b>69</b> |
| 2.1. Метод вхідних імпедансів в задачах визначення електричних параметрів елементів схем симетричних багатополіусників.....   | 69        |
| 2.1.1. Особливості зв'язку між хвильовими параметрами симетричного багатополіусника і вхідними імпедансами його парціальних складових синфазно-протифазного збудження.....                  | 70        |
| 2.1.2. Залежність вхідних імпедансів парціальних двополіусників від вхідного опору та опору навантаження чотиріполіусника.....  | 78        |
| 2.1.3. Залежність хвильових параметрів симетричного багатополіусника від зміни вхідних імпедансів парціальних схем.....   | 84        |
| 2.2. Метод вхідних імпедансів в задачах визначення ЕП елементів схем спрямованих восьмиполіусників з повною симетрією.....  | 87        |

|  |            |
|--|------------|
| 2.2.1. Парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження симетричного восьмиполюсника та їх вхідні імпеданси.....  | 87         |
| 2.2.2. Властивості спрямованого восьмиполюсника в термінах вхідних імпедансів його парціальних двополюсників.....  | 93         |
| 2.3. Метод вхідних імпедансів в задачах розробки пристроїв з двостановим режимом роботи.....   | 96         |
| 2.3.1. Умови реалізації схем дискретної зміни фазової затримки сигналу на базі симетричних чотириполюсників.....   | 96         |
| 2.3.2. Методи узгодження багатоканального променевого перемикача та умови забезпечення граничних значень його робочих параметрів і метод їх розрахунку.....                  | 99         |
| 2.4. Принципи забезпечення двочастотного режиму роботи пристроїв.....  | 107        |
| 2.5. Компенсації впливу неоднорідностей при розрахунках ЕП елементів схем смужкових пристроїв.....   | 116        |
| 2.5.1. Компенсація впливу неоднорідностей в схемах вузькосмугового узгодження.....   | 118        |
| Висновки до розділу 2 .....  | 124        |
| <b>РОЗДІЛ 3. МЕТОДИ РОЗРОБКИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ПРИСТРОЇВ ФАЗОВОЇ І ГРУПОВОЇ ЗАТРИМКИ СИГНАЛУ ТА ТРАНСФОРМАЦІЇ ОПОРУ НАВАНТАЖЕННЯ НА БАЗІ СИМЕТРИЧНОГО ЧОТИРИПОЛЮСНИКА.....</b> | <b>126</b> |
| 3.1. Функціональне призначення симетричного чотириполюсника в термінах вхідних опорів парціальних складових та його реалізація на базі ЗСЛ.....                              | 126        |
| 3.1.1. Використання відрізка ЗСЛ для реалізації чотириполюсника.....   | 128        |
| 3.2. Пристрої на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім   |            |

|  |            |
|--|------------|
| навантаженням.....   | 130        |
| 3.3. Пристрої на базі відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням.....   | 137        |
| 3.4. Пристрої на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням.....  | 143        |
| 3.5. Симетричні схеми для режекції високочастотного сигналу.....   | 152        |
| 3.6. Пристрої групової затримки високочастотного сигналу.....  | 159        |
| Висновки до розділу 3 .....  | 163        |
| <b>РОЗДІЛ 4. МЕТОДИ РОЗРОБКИ ШЕСТИ- ТА ВОСЬМИПОЛЮСНИХ ПРИСТРОЇВ РОЗПОДІЛУ ПОТУЖНОСТІ ВИСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ.....</b> | <b>165</b> |
| 4.1. Балансні рівноплечі подільники (суматори) потужності на відрізках одиночних ліній.....                            | 165        |
| 4.1.1. Подільник з додатковими реактивностями та з відрізками ліній в ізолюючій ланці.....                             | 166        |
| 4.1.2. Методика компенсації впливу неоднорідностей трійникових розгалужень в структурі подільника.....                 | 171        |
| 4.1.3. Багатоканальний подільник з балансними резисторами, під'єднаними через відрізки ліній.....                      | 173        |
| 4.2. Балансні рівноплечі подільники (суматори) потужності на базі відрізка зв'язаних смужкових ліній передачі.....     | 175        |
| 4.2.1. Подільник з додатковими реактивностями та відрізками ліній в ізолюючій ланці.....                               | 175        |
| 4.2.2. Подільник з компенсуючим відрізком на вході.....  | 179        |
| 4.2.3. Подільники, утворені заміною відрізків одиночних ліній відрізками зв'язаних ліній.....                          | 182        |
| 4.3. Спрямовані відгалужувачі на базі відрізка двох однакових зв'язаних смужкових ліній передачі .....                 | 186        |
| 4.3.1. Протиспрямовані відгалужувачі зі схемотехнічною   |            |

|   |            |
|---|------------|
| компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод .....  | 187        |
| 4.3.2. Співспрямований відгалужувач .....   | 195        |
| 4.3.3. Транспрямований відгалужувач .....   | 196        |
| 4.4. Шлейфні спрямовані відгалужувачі з повною симетрією<br>структури.....                                  | 200        |
| 4.4.1. Двошлейфний СВ з компенсацією впливу<br>неоднорідностей трійникових розгалужень .....                | 200        |
| 4.4.2. Тришлейфний спрямований відгалужувач .....   | 203        |
| Висновки до розділу 4 .....   | 206        |
| <b>РОЗДІЛ 5. МЕТОДИ РОЗРОБКИ БАГАТОКАНАЛЬНИХ<br/>ВИСОКОЧАСТОТНИХ ПЕРЕМИКАЧІВ ПРОМЕНЕВОГО ТИПУ....</b>       | <b>208</b> |
| 5.1. Схема з розміщенням трансформуючих чотиріполіусників в<br>каналах після розгалуження .....             | 208        |
| 5.2. Схема з трансформуючим чотиріполіусником, розміщеним на<br>вході перед розгалуженням .....             | 219        |
| 5.3. Схема з трансформуючими чотиріполіусниками,<br>розміщеними на виходах каналів .....                    | 226        |
| Висновки до розділу 5 .....   | 232        |
| <b>РОЗДІЛ 6. МЕТОДИ РОЗРОБКИ ПРИСТРОЇВ ДИСКРЕТНОГО<br/>КЕРУВАННЯ ФАЗОЮ ВИСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ.....</b>    | <b>234</b> |
| 6.1. Одноступінчастий відбивний фазообертач з додатковими<br>реактивними елементами .....                   | 234        |
| 6.2. Компенсація впливу неоднорідностей трійникових<br>розгалужень у структурі шлейфного фазообертача ..... | 239        |
| 6.3. Особливості розробки фазообертачів з комутованими<br>каналами.....                                     | 247        |
| 6.4. Фазообертач петльового типу на відрізках одиночних ліній<br>передачі .....                             | 255        |
| 6.5. Фазообертачі петльового типу на відрізках зв'язаних ліній<br>передачі .....                            | 259        |

|   |            |
|---|------------|
| Висновки до розділу 6 .....   | 265        |
| <b>РОЗДІЛ 7. МЕТОДИ РОЗРОБКИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ<br/>ЛІНІЙНИХ ПРИСТРОЇВ З ДВОМА РОБОЧИМИ ЧАСТОТАМИ .....</b>                  | <b>267</b> |
| 7.1. Двочастотні трансформатори імпедансу та променеві<br>перемикачі .....  | 267        |
| 7.2. Режекторні та смуго-пропускні фільтри з двома робочими<br>смугами частот і з перестроюванням смуги .....             | 276        |
| 7.3. Двочастотні пристрої розподілу потужності високочастотного<br>сигналу.....   | 284        |
| 7.3.1. Застосування методу еквівалентної заміни.....  | 285        |
| 7.3.2. Подільники потужності на зв'язаних лініях передачі.....  | 287        |
| 7.3.3. Спрямовані відгалужувачі на зв'язаних лініях передачі...   | 291        |
| 7.3.4. Шлейфні спрямовані відгалужувачі .....   | 296        |
| Висновки до розділу 7 .....   | 309        |
| <b>ВИСНОВКИ .....</b>   | <b>312</b> |
| <b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....</b>   | <b>319</b> |
| <b>ДОДАТОК А. АНАЛІЗ САПР.....</b>  | <b>367</b> |
| A.1. Особливості поширених САПР надвисокочастотних<br>пристроїв .....   | 367        |
| <b>ДОДАТОК Б. ДО ТЕОРІЇ КІЛ ТА БАГАТОПОЛЮСНИКІВ.....</b>  | <b>371</b> |
| B.1. Трансформація комплексних опорів за допомогою ТЧ на базі<br>П-ланки з реактивних елементів.....                      | 371        |
| B.2. Еквівалентна заміна П-ланки відрізком лінії передачі у схемі<br>трансформації опору навантаження у вхідний опір..... | 371        |
| B.3. Перехід до тригонометричної форми рівнянь для вхідних<br>опорів парціальних двополосників симетричного СВ.....       | 372        |
| B.4. Відношення потужності втрат до потужності каналу<br>перемикача з комбінованою схемою з'єднання ЕКС.....              | 373        |
| B.5. Розрахунок ЕП елементів схем реалізації двочастотної<br>реактивності з заданими значеннями її вхідного опору.....    | 374        |

|  |     |
|--|-----|
| Б.6. Розрахунок схем узгодження вхідного опору транзистора F101002A з компенсацією впливу неоднорідностей..... | 375 |
| ДОДАТОК В. ТРАНСФОРМУЮЧІ ЧОТИРИПОЛЮСНИКИ.....  | 377 |
| В.1. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням.....   | 377 |
| В.2. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням..   | 387 |
| В.3. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням.....                                   | 392 |
| В.4. Схеми пристроїв режекції високочастотного сигналу.....  | 400 |
| В.5. Схеми групової затримки високочастотного сигналу.....   | 405 |
| ДОДАТОК Г. ПОДІЛЬНИКИ ПОТУЖНОСТІ ТА СПРЯМОВАНІ ВІДГАЛУЖУВАЧІ.....  | 409 |
| Г.1. Рівноплечі ПП на відрізках одиночних ліній передачі.....  | 409 |
| Г.2. Рівноплечі подільники потужності на відрізках ЗСЛ.....  | 414 |
| Г.3. СВ на базі відрізків ЗСЛ з різними типами спрямованості...  | 416 |
| Г.4. Двошлейфні і тришлейфні СВ.....   | 426 |
| ДОДАТОК Д. ПРОМЕНЕВІ ПЕРЕМИКАЧІ .....  | 433 |
| Д.1. Розрахунок перемикачів з ТЧ після розгалуження.....   | 433 |
| Д.2. Розрахунок перемикачів з ТЧ перед розгалуженням.....  | 434 |
| Д.3. Розрахунок перемикачів з ТЧ на виходах каналів.....   | 435 |
| ДОДАТОК Е. ДИСКРЕТНІ ФАЗООБЕРТАЧІ.....   | 437 |
| Е.1. Розрахунок та моделювання ОВФ.....  | 437 |
| Е.2. Шлейфні ОПФ з неоднорідностями розгалужень.....   | 438 |
| Е.3. ОПФ на комутованих каналах.....   | 440 |
| Е.4. Схеми петльових фазообертачів.....  | 441 |
| ДОДАТОК Ж. ДВОЧАСТОТНІ ПРИСТРОЇ.....   | 450 |
| Ж.1. Трансформатори імпедансу.....   | 450 |
| Ж.2. Променеві перемикачі.....   | 452 |
| Ж.3. Режекторні та смугові фільтри.....  | 454 |
| Ж.4. Подільники потужності.....  | 458 |



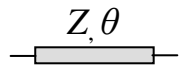
|   |     |
|---|-----|
| Ж.5. Спрямовані відгалужувачі на відрізках ЗСЛ.....   | 464 |
| Ж.6. Шлейфні спрямовані відгалужувачі.....  | 467 |
| ДОДАТОК 3. МАТЕРІАЛИ ВПРОВАДЖЕННЯ ДИСЕРТАЦІЙНИХ<br>ДОСЛІДЖЕНЬ.....  | 479 |
| 3.1. У навчальний процес НУ “Львівська політехніка” .....   | 479 |
| 3.2. У науково-дослідні роботи, виконані на кафедрі<br>радіоелектронних пристроїв та систем НУ “Львівська<br>політехніка” ..... | 480 |
| 3.3. У науково-дослідну роботу НДПКІ електронної<br>вимірювальної та обчислювальної техніки.....                                | 481 |
| 3.4. У науково-дослідну роботу спеціального<br>конструкторського бюро телевізійних систем СКБ ТВС.....                          | 482 |

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ

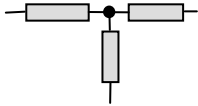
- АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;
- БЕ – базовий елемент;
- ВТНП – високотемпературні надпровідні плівки;
- ГІС – гібридна інтегрована схема;
- ДФФ – диференціальний фазообертач;
- ЕМ – електродинамічне моделювання;
- ЕП – електричні параметри;
- ЕКС – елемент керування станом пристрою;
- ЗСЛ – зв’язані лінії передачі;
- ЗП – зовнішні (схемні) параметри;
- ІС – інтегрована схема;
- к. з. – коротке замикання;
- КМ – кільцевий міст;
- КП – конструктивні параметри;
- КПЛ – копланарна лінія передачі;
- КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі;
- КСХН – коефіцієнт стоячої хвилі за напругою;
- КЧ – комутуючий чотириполіусник;
- КЕ – керуючий елемент;
- ЛВПП – лінійний взаємний пасивний пристрій;
- ЛРМ – лінійна регресійна модель;
- МЕМС – мікроелектромеханічна система;
- МІС – монолітна інтегрована схема;
- МСЛ – мікросмужкова лінія передачі;
- НВЧ – надвисокі частоти;
- ОВФ – одноступінчастий відбивний фазообертач;
- ОІС – об’ємна інтегрована схема;

- ОПФ – одноступінчатий прохідний фазообертач;
- ПВ – просторове відображення;
- ПП – подільник потужності;
- ПСВ – протиспрямований відгалужувач;
- ПТ – польовий транзистор;
- РП – робочі параметри;
- РФ – режекторний фільтр;
- САПР – система автоматизованого проектування;
- СВ – спрямований відгалужувач;
- СЗФ – смуго-запірний фільтр;
- СМ – схемотехнічне моделювання;
- ССВ – співспрямований відгалужувач;
- ССЛ – симетрична смужкова лінія передачі;
- СП – суматор потужності;
- СПЗ – синфазно-протифазне збудження;
- СПФ – смуго-пропускний фільтр;
- ТЗ – технічне завдання;
- ТІ – трансформатор імпедансу;
- ТСВ – трансспрямований відгалужувач;
- ТЧ – трансформуючий чотириполюсник;
- УКЕ – узагальнений комутуючий елемент;
- УТ – узгоджувальний трансформатор;
- ФНЧ – фільтр нижніх частот;
- ФЧХ – фазочастотна характеристика;
- ФФ – фіксований фазообертач;
- х. х. – холостий хід;
- ШНМ – штучні нейронні мережі;
- ШСВ – шлейфний спрямований відгалужувач.

## ПОЗНАЧЕННЯ НА СХЕМАХ



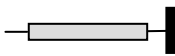
– відрізок одиночної смужкової лінії передачі з хвильовим опором  $Z$  та з електричною довжиною  $\theta$ ;



– паралельне розгалуження одиночних смужкових ліній передачі;



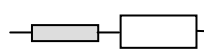
– відрізок двох однакових з електромагнітним зв'язком смужкових ліній передачі з хвильовими опорами  $Z_e, Z_o$  та електричними довжинами  $\theta_e, \theta_o$  парної і непарної мод



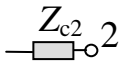
– закорочений на кінці відрізок лінії передачі;



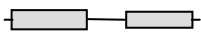
– розімкнений на кінці відрізок лінії передачі;



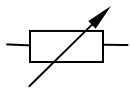
– відрізок лінії ліній передачі, навантажений на кінці комплексним  $Z$ , чи активним  $R$ , чи реактивним  $jX$  опором;



– підвідна до входу (плеча) під номером 2 лінія передачі з хвильовим опором  $Z_{c2}$ , який вважається опором навантаження даного входу;



– безпосереднє з'єднання відрізків ліній передачі;



– елемент керування станом з дискретною зміною параметрів;

## ВСТУП

Невід'ємною частиною високочастотних трактів радіотехнічних та телекомунікаційних систем різноманітного призначення є пристрої, які виконують функції розподілу потужності сигналів надвисокої частоти, керування їх амплітудою та фазою, тобто подільники-суматори потужності, спрямовані відгалужувачі, мости, трансформатори імпедансу, атенюатори, фазообертачі, вимикачі, перемикачі та деякі інші. З метою зменшення габаритів та втрат на виробництво останніх при роботі з низьким рівнем потужності сигналів їх реалізація, починаючи з 50-х років минулого століття, здійснюється за технологією гібридних інтегрованих схем (ГІС) [1-5]. Така технологія передбачає використання в структурі інтегрованих схем надвисокочастотного діапазону для виконання вказаних функцій в першу чергу вузлів, які відносяться до класу *лінійних взаємних пасивних пристроїв* (ЛВПП), утворених шляхом поєднання відрізків смужкових ліній передачі, елементів (ємностей, індуктивностей, резисторів) з розподіленими, чи зосередженими параметрами (дискретних елементів), а також напівпровідникових елементів, що працюють в режимі ключа чи керованої реактивності. Це пояснюється простотою їх планарної реалізації в єдиному за певних умов технологічному циклі з можливістю забезпечити задані робочі параметри і знизити собівартість радіотехнічної системи.

Розвиток схемотехніки, теорії і методів розрахунку ЛВПП в інтегрованому виконанні дозволив створити низку широковідомих схемних рішень таких пристроїв [3, 6-8]. Роботи S. Cohn, E. Jones, G. Matthaei, L. Young, які знайшли відображення в монографії [9], створили базу для розробки і пізнішої модифікації пристроїв на зв'язаних лініях передачі (спрямованих відгалужувачів, фільтрів) та шлейфних спрямованих відгалужувачів. При цьому для аналізу симетричних структур застосовано підхід, оснований на поширенні парної і непарної мод, який вперше для пари зв'язаних ліній використав В. Oliver [10], а далі J. Reed і G. Wheeler [11] розвинули для симетричних восьмиполіусників. Більшість розробок смужкових подільників та суматорів потужності відносяться до модифікації класичної схеми,

відомої, як подільник Вілкінсона [12]. В одному з різновидів такого подільника використано відрізки зв'язаних ліній передачі [13]. Подальші дослідження смужкових ЛВПП знайшли своє відображення в роботах А. Л. Фельдштейна, Л. Р. Явича, Л. Г. Малорацького [14-17]. Роботи Нефьодова Є. І. та Гвоздева В. І. [18] присвячені проектуванню вказаних пристроїв за технологією об'ємних інтегрованих схем (ОІС). Питання розробки надвисокочастотних пристроїв дискретного керування фазою сигналу, необхідність в яких пов'язана в першу чергу з реалізацією фазованих антенних решіток, а також пристроїв комутації каналів, планомірно викладено в роботах колективів під керівництвом Б. В. Сестрорецького [19], Бови М. Т. [20-21], І. Б. Вендик [22]. Слід відзначити особливий вклад у розвиток теорії та проектування ЛВПП науковців таких вітчизняних та закордонних організацій, як Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», ВАТ «НВП «Сатурн», НДІ «Оріон», Харківський національний університет радіоелектроніки, Донецький національний університет, Запорізький національний технічний університет, Московський енергетичний інститут, НВФ «Микран» Томського державного університету систем керування та радіоелектроніки, НП ВАТ «Фаза» (Ростов-на-Дону), Санкт-Петербурзький університет «ЛЕТІ» ім. О. Попова, ФДУП НПП «Исток» (Фрязіно), University of California (США), Gergard-Mercator University (Германія), Seoul National University (Південна Корея), Інститут радіоелектроніки Варшавського Технологічного університету, Chinese University of Hong Kong, University of Electronic Science and Technology (Китай), Chang Gung University (Тайвань), та багато інших.

У роботах згаданих вище авторів та колективів, а також у інших відомих публікаціях приводяться аналітичні співвідношення, які дозволяють на заданій частоті за заданими значеннями робочих параметрів ЛВПП виконати розрахунок електричних параметрів елементів їх еквівалентних схем (значень хвильових опорів та електричної довжини відрізків ліній передачі, значень реактивних елементів та опорів). Вказані співвідношення отримано з використанням *одномодового наближення*, тобто за умови взаємодії елементів структури на основному типі хвилі. Розраховані за ними значення електричних параметрів дають можливість здійснити

перехід до конструктивних параметрів елементів пристрою (ширини та довжини смужкових ліній, відстані між лініями з електромагнітним зв'язком, розмірів реактивних шлейфів, розмірів елементів з розподіленими параметрами, дискретних елементів). За результатами цих обчислень вимагається подальше відпрацювання та доведення схеми з метою компенсації впливу *суттєвих факторів і обмежень*, не врахованих у існуючих аналітичних співвідношеннях, а саме: неоднорідностей в місцях з'єднання, розгалуження, повороту ліній передачі; різниці фазових швидкостей нормальних мод відрізків зв'язаних смужкових ліній передачі з неоднорідним діелектричним заповненням; додаткових фазових затримок сигналу, викликаних реальними, а не точковими розмірами дискретних елементів схеми; відмінного від ідеалізованого варіанту еквівалентного подання комутуючих елементів у схемах перемикачів каналів, керування фазовою затримкою сигналу.

Подальший розвиток техніки надвисоких частот супроводжується розробкою та використанням модифікованих класичних схем ЛВПП, а також нових різновидів пристроїв з новими чи з більш широкими можливостями для ГІС радіотехнічних систем та систем телекомунікаційного призначення [23-26]. Проте в багатьох випадках їх реалізація стримується відсутністю досконалих методів проектування, оскільки розрахункові співвідношення були отримані при спрощеннях без врахування впливу згаданих вище факторів. У більшості випадків це зумовлено тим, що при створенні методів розрахунку однотипних надвисокочастотних пристроїв застосовано різні підходи, в основі яких лежить використання трудомістких етапів аналітичного переходу між елементами класичних і хвильових матриць з потребою вводити спрощення, що часто ускладнює розробку нових схемних рішень. Тому доцільним є формування на основі розвитку теорії високочастотних кіл і багатополосників узагальненого підходу до запису необхідних аналітичних розрахункових співвідношень з можливістю врахування впливу суттєвих факторів.

Для кожного відомого варіанту схеми того, чи іншого високочастотного ЛВПП існують свої обмеження, а саме: на допустимі значення його робочих параметрів, що пов'язане зі складністю фізичної реалізації елементів схеми з отриманими в процесі її розрахунку значеннями електричних параметрів, чи взагалі

з відсутністю розв'язків; на можливість забезпечити бажані частотні властивості та характеристики пристрою, що залежить від використаних в його структурі частотнозалежних елементів; на можливість зменшити розміри пристрою, що пов'язане з електричною довжиною відрізків ліній передачі у його складі. Вирішення проблеми розробки ЛВПП з забезпеченням необхідних робочих параметрів полягає у створенні нових чи модифікованих схемних рішень, які б дозволяли обійти вказані обмеження. В першу чергу це стосується варіантів схем на базі відрізків зв'язаних ліній передачі, які мають переваги за частотними властивостями і за габаритними показниками, але використання яких обмежується через необхідність компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод, а також через відсутність відповідних методів розрахунку. Це можуть бути модифікації відомих схем, до складу яких вводяться додаткові реактивні компоненти, які дозволяють компенсувати вплив вказаних вище факторів і зняти ряд обмежень.

Застосування спочатку комп'ютерного схемотехнічного моделювання в одномодовому наближенні [27-31], а далі числового електродинамічного моделювання [32, 33] суттєво вплинуло на методику проектування пристроїв надвисоких частот. Трудомістку процедуру експериментального ітеративного доведення початкового варіанту конструкції замінили комп'ютерним аналізом та оптимізацією за допомогою систем автоматизованого проектування (САПР). До відомих і найбільш поширених в даний час САПР, які використовуються при розробці надвисокочастотних пристроїв, відносяться програмні продукти фірм та корпорацій: Zeland Software (IE3D, FIDELITY) [34, 35], Hewlett-Packard EESoft (Touchstone) [36], Agilent Technologies (ADS, Momentum, Genesys) [37, 38, 39], Sonnet Software (Sonnet) [40], EMSSoftware & Systems, ЮАР (FECO) [41], Computer Simulation Technology (CST Microwave Studio) [42], Optotec, Канада (MMICAD) [43], Ansoft Inc. (Serenade, HFSS) [44-47], Applied Wave Research (MWO) [48,49], ВАТ "НПО "Алмаз" им. А. А. Расплетина", Росія (ЛЯМБДА + ) [50]. Аналіз вказаних САПР з точки зору їх можливостей стосовно проектування ЛВПП в інтегрованому виконанні дозволяє зробити наступні висновки:



– переважна більшість сучасних програмних продуктів дозволяє виконувати моделювання (аналіз) планарних структур, тобто здійснювати розрахунок частотних характеристик зовнішніх параметрів (елементів хвильових чи класичних матриць, робочих параметрів) і здійснювати процедуру їх оптимізації на електродинамічному рівні, деякі з них дозволяють також проводити і схемотехнічне моделювання, але у всіх випадках вихідними даними для здійснення електродинамічного чи схемотехнічного аналізу ЛВПІ при відсутності в структурі САПР процедур параметричного синтезу служать конструктивні параметри елементів схеми;

– процедура безпосереднього синтезу конструктивних параметрів реалізована тільки в структурах САПР Genesys, MWO, MMICAD і тільки для фільтрів і класичних схем узгодження, а в структурі ЛЯМБДА+ передбачено також можливість розрахунку конструктивних параметрів подільників і мостів, але з заданими варіантами їх топології.

Отримати необхідні для здійснення схемотехнічного чи електродинамічного аналізу ЛВПІ значення конструктивних параметрів при відсутності в структурі САПР процедур параметричного синтезу дозволяє розрахунок електричних параметрів елементів схеми за допомогою аналітичних співвідношень в одномодовому наближенні. Крім того, використання цих значень, як початкових для процедури оптимізації схеми з застосуванням числових електродинамічних методів, значно скорочує затрати машинного часу на пошук напряму оптимізації і досягнення цільової функції, підвищує точність комп'ютерного моделювання і тим самим зменшує витрати на розробку пристрою, але при цьому відмічені вище спрощення та обмеження отриманих в одномодовому наближенні аналітичних співвідношень можуть суттєво вплинути на вказані переваги.

Слід також відмітити, що аналітичні методи розрахунку схем ЛВПІ застосовуються і при проектуванні високочастотних пристроїв, які реалізуються за технологією монолітних інтегрованих схем (MIC) [51], за технологією багат шарової кераміки з низькою температурою випалення (технологія LTCC) [52] та за технологією штучних ліній передачі з від'ємною дисперсією (artificial LH TL) [53]. І тут не менш важливим є усунення в методах розрахунку існуючих обмежень.

Бурхливий розвиток телекомунікаційної галузі ставить жорсткі вимоги до ефективного використання частотного ресурсу (частотного спектру). Суть вимог полягає у необхідності створення термінальної апаратури бездротових систем, яка б при мінімально можливих габаритах забезпечувала роботу одночасно на двох частотах, чи у двох частотних смугах, що відносяться до різних телекомунікаційних стандартів [54]. Цей напрямок досліджень передбачає в першу чергу розробку варіантів двочастотних ЛВПП надвисокочастотного тракту, що потребує розвитку методології проектування таких пристроїв та розробки на її основі методів розрахунку ЕП елементів нових та модифікованих схем за допомогою аналітичних співвідношень, записаних в одномодовому наближенні.

Від вирішення вказаних вище проблем, пов'язаних з розробкою ЛВПП, як важливих складових надвисокочастотних ГІС, в значній мірі залежить ефективність процесу проектування, до основних критеріїв підвищення якої слід віднести:

1. Забезпечення високих технічних параметрів пристрою і скорочення затрат на розробку, що досягається завдяки можливості вибору варіанту схемного рішення та використання розробленого для нього методу розрахунку електричних параметрів елементів з виділенням головних фізичних закономірностей, з врахуванням впливу суттєвих факторів, з оцінкою гранично досяжних значень параметрів.

2. Покращення технологічних і масо-габаритних показників за рахунок:

а) використання у структурі пристроїв відрізків зв'язаних ліній з залученням схемотехнічних методів компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод, в тому числі без введення навісних дискретних елементів;

б) придатності розроблених варіантів схем для реалізації за технологією МІС та багат шаровою LTCC технологією;

в) розробки методів розрахунку, використання яких забезпечить допустимі для реалізації значення хвильових і реактивних опорів з короткими відрізками ліній передачі у структурі пристрою.

3. Розширення функціональних можливостей пристрою, пов'язаних з забезпеченням його роботи у двох смугах частот з однаковими чи різними

значеннями робочих параметрів, з перестроюванням робочої частоти, з можливістю використання різного типу керуючих елементів.

Приведені викладки вказують на *актуальність* та доцільність досліджень в напрямку розвитку теоретичних положень, які б давали можливість узагальнити підходи до проектування однотипних смужкових ЛВПП, дозволяли удосконалити існуючі аналітичні методи розрахунку в одномодовому наближенні для відомих схемних рішень і давали можливість розробляти такі методи для нових варіантів схем смужкових ЛВПП, в тому числі і з двочастотним режимом роботи, розв'язуючи тим самим **протиріччя** між необхідністю підвищення ефективності проектування ЛВПП за критеріями забезпечення високих технічних параметрів, скорочення затрат на розробку, покращення технологічних і масо-габаритних показників, розширення функціональних можливостей з одного боку і складністю реалізації вказаних вимог за умов обмеженого набору варіантів схем ЛВПП та обмежень існуючих аналітичних методів їх розрахунку стосовно можливості врахування впливу таких суттєвих факторів, як різниця фазових швидкостей нормальних мод зв'язаних смужкових ліній з неоднорідним діелектричним заповненням; додаткові фазові затримки сигналу в дискретних елементах з реальними, а не точковими розмірами; неоднорідності в місцях з'єднання, розгалуження, повороту ліній передачі; відмінне від ідеалізованого варіанту еквівалентне подання комутуючих елементів у схемах перемикання каналів та керування фазовою затримкою сигналу з другого боку.

Розв'язок вказаного протиріччя складає зміст важливої **науково-прикладної проблеми** підвищення ефективності проектування лінійних взаємних пасивних пристроїв для надвисокочастотних інтегрованих схем радіотехнічних і телекомунікаційних систем на підставі розробки нових і удосконалення існуючих схемних рішень та аналітичних методів їх розрахунку з забезпеченням високих технічних параметрів і економічних показників.

Шляхи і методи вирішення проблеми визначають мету дисертації роботи.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Напрямок досліджень відповідає науковому напрямку кафедри радіоелектронних пристроїв та

систем Національного університету «Львівська політехніка» «Дослідження в галузі радіотехнічних систем мікрохвильового діапазону, багатоспектральних систем дистанційного зондування об'єктів і сцен, антен, антенних решіток та вузлів сантиметрового та міліметрового діапазонів радіохвиль». Здобувач був виконавцем науково-дослідних робіт кафедри:

1) держбюджетної теми «Розробка принципів побудови інтегрованих активно-пасивних засобів радіомоніторингу мікрохвильового діапазону», 2007-2009 рр., ДБ «Лімітед», № держ. реєстрації 0107U000827;

2) держбюджетної теми «Розробка методологічних основ побудови адаптивних багатоспектральних засобів спостереження в системах моніторингу і управління для розв'язку загальноінженерних і спеціальних задач», 2010-2012 рр., ДБ/ГОР, № держ. реєстрації 0110U001104;

3) держбюджетної теми «Розробка засад застосування та обробки сигналів перспективних сенсорів для космічних апаратів і для наземних камер», 2013-2014 рр., ДБ/ГТХ, № держ. реєстрації 0113U001355;

4) договору №0397 Проведення випробувань дослідного зразка РПА 1810. Виготовлення і поставка РПА 1810 (2 компл.) на КИС ДП «ВО «ПМЗ», пуско-налагодочні роботи, 2012-2014 рр.

**Метою дисертаційної роботи** є розвиток теорії високочастотних кіл та багатополосників і розробка на її основі ефективних методів проектування в одномодовому наближенні удосконалених та нових схемних рішень лінійних взаємних пасивних пристроїв розподілу потужності та керування фазою сигналів для застосування в інтегрованих схемах надвисокочастотного діапазону.

Для досягнення поставленої мети потрібно було розв'язати наступні **задачі**:

1) розвинути теоретичні положення, які б давали можливість удосконалити відомі та розробити нові методи розрахунку в одномодовому наближенні смужкових ЛВПП з метою підвищення ефективності проектування при подальшому числовому електродинамічному моделюванні та оптимізації засобами САПР;

2) узагальнити підходи до проектування класів однотипних смужкових ЛВПП таких, як пристрої фазової і групової затримки сигналу, трансформатори імпедансу,

подільники потужності, в тому числі з можливістю реалізації на базі відрізків зв'язаних ліній передачі, та розробити аналітичні методи розрахунку електричних параметрів елементів як відомих схем, так і запропонованих нових з врахуванням факторів суттєвого впливу на робочі параметри;

3) на основі розвитку теорії симетричних спрямованих восьмиполіусників розробити аналітичні методи розрахунку з забезпеченням вимог стосовно розподілу сигналу, підвищення рівня спрямованості, габаритів відомих і запропонованих нових варіантів схем смужкових спрямованих відгалужувачів, в тому числі на базі відрізків зв'язаних ліній передачі;

4) розвинути теоретичні положення стосовно пристроїв з дискретною зміною стану, на основі яких розробити аналітичні методи розрахунку багатоканальних променевих перемикачів та дискретних фазообертачів з можливістю врахування еквівалентних параметрів різного типу комутуючих елементів;

5) розвинути та узагальнити підходи до проектування смужкових ЛВПП з двома робочими смугами частот, на основі чого розробити нові варіанти таких схем та методи їх розрахунку.

**Об'єктом дослідження** є процес проектування лінійних взаємних пасивних пристроїв розподілу потужності та керування фазою надвисокочастотних сигналів в структурі інтегрованих схем радіотехнічного та телекомунікаційного призначення.

**Предметом дослідження** є схемна реалізація та аналітичні методи розробки надвисокочастотних ЛВПП розподілу потужності і керування фазою сигналів в смужковому виконанні.

**Методи дослідження.** Для вирішення поставлених завдань застосовувалися теорія кіл з розподіленими параметрами, теорія високочастотних багатополіусників та матричні методи їх аналізу, методи лінійної алгебри, числові ітераційні методи, комп'ютерне схемотехнічне та електродинамічне моделювання в середовищі САПР «Microwave Office» (MWO), а також за допомогою прикладного пакету MathCAD 2000 Professional, експериментальні дослідження розроблених макетів ЛВПП з використанням панорамних та векторних вимірювачів.

**Наукова новизна одержаних результатів.** При виконанні роботи в процесі теоретичних досліджень, виконання розрахунків, комп'ютерного моделювання та експериментальних вимірювань вирішено зазначену науково-прикладну проблему, що забезпечено такими новими науковими результатами:

1. Дістала подальшого розвитку теорія високочастотних симетричних кіл та багатополюсників для розробки аналітичних методів розрахунку електричних параметрів елементів схем ЛВПП. Розвиток теорії полягає в одержанні нових аналітичних співвідношень, які, на відміну від відомих, встановлюють зв'язок:

– між хвильовими параметрами симетричного взаємного лінійного багатополюсника, ідеально спрямованого восьмиполюсника з повною симетрією та вхідними імпедансами їх парціальних складових синфазно-протифазного збудження з формулюванням в термінах вхідних імпедансів умов ідеального узгодження і розв'язки плечей багатополюсника, забезпечення заданого розподілу потужності спрямованим восьмиполюсником, умов реалізації чотиріполюсників з заданою фазовою, груповою затримкою та з режекцією сигналу на заданій частоті;

– вхідних імпедансів парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження симетричного взаємного чотиріполюсника з його комплексним вхідним опором та комплексним опором навантаження.

2. За результатами розвитку теорії симетричних багатополюсників вперше:

– отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку електричних параметрів елементів схем пристроїв трансформації імпедансу, фазової та групової затримки сигналу на базі відрізка зв'язаних ліній передачі з одностороннім, двостороннім та діагонально-симетричним навантаженням і з використанням для компенсації впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод дискретних реактивних елементів і реактивних шлейфів при різному, на відміну від відомих методів, їх розміщенні і заданих значеннях хвильових опорів відрізка, а також з використанням відрізків ліній на входах та між парою кінців зв'язаних ліній;

– отримано аналітичні співвідношення, на основі яких розроблено методи розрахунку електричних параметрів елементів нових схем режекторних фільтрів на

відрізку зв'язаних ліній і двоканального типу з фіксованою та регульованою частотою режекції.

– отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку балансних рівноплечих подільників (суматорів) потужності на базі відрізків ізольованих та зв'язаних ліній передачі з доповненням їх схеми додатковими реактивними елементами для досягнення бажаних характеристик, де на відміну від відомих методів вперше передбачена можливість врахування поряд з довжиною резистивної ланки ще й наявної у неї реактивної складової, можливість компенсації впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод при використанні відрізків зв'язаних ліній, а також можливість компенсації впливу неоднорідностей у складі подільників завдяки підходу, ґрунтованому на доповненні схеми пристрою еквівалентними схемами самих неоднорідностей. З застосуванням такого підходу вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень шлейфної схеми узгодження та двошлейфного спрямованого відгалужувача.

3. На основі розвитку теорії спрямованих восьмиполіусників запропоновано новий підхід до розробки аналітичних методів розрахунку симетричних спрямованих відгалужувачів з різним типом спрямованості, з використанням якого вперше записано вирази для розрахунку спрямованих відгалужувачів: на базі відрізка зв'язаних ліній передачі (протиспрямованих, співспрямованих, транспрямованих, а також для реалізації безконтактного перетину ліній – кросовера) з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод, як за допомогою дискретних елементів з довільним, на відміну від відомих методів, їх розміщенням так і без їх використання, з можливістю вибору довжини відрізка та його хвильових опорів; двошлейфних з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень, та тришлейфних з можливістю впливу на параметри шлейфів вибором фазової затримки у відгалуженому плечі.

4. Дістала подальшого розвитку теорія надвисокочастотних пристроїв з двостановим режимом роботи:

– завдяки введенню для багатоканальних перемикачів променевого типу поняття узагальненого комутуючого елемента вперше отримано аналітичні співвідношення для визначення можливих та граничних значень робочих параметрів таких пристроїв з врахуванням способу ввімкнення ключів та їх еквівалентних параметрів, вперше записано аналітичні співвідношення для розрахунку перемикачів з розміщенням трансформуючих чотириполюсників на вході перед розгалуженням, в каналах після розгалуження та на виходах каналів;

– сформульовано умови допустимої реалізації симетричних чотириполюсників з дискретною зміною фазової затримки сигналу, на основі яких вперше запропоновано схеми та методи розрахунку прохідних дискретних фазообертачів петльового типу на базі відрізка зв'язаних ліній, а також отримано аналітичні співвідношення для розрахунку прохідних дискретних фазообертачів: шлейфного, коли, на відміну від відомих методів, забезпечується компенсація впливу неоднорідностей трійникових розгалужень; на комутованих каналах, коли враховуються властивості двоканальних перемикачів, забезпечується вирівнювання нахилу фазочастотних характеристик каналів, виявляються резонанси закритого і відкритого каналів; петльового з відрізками ліній у прямому каналі.

5. Вперше, виходячи з залежності хвильових параметрів симетричного багатопольника від зміни в процесі перестроювання вхідних імпедансів його парціальних складових розвинуто підходи та сформульовано принципи забезпечення двочастотного режиму роботи пристроїв на основі яких розроблено нові методи розрахунку: трансформаторів імпедансу ступінчастого типу та на базі відрізка зв'язаних ліній з можливістю трансформації комплексного опору та з розв'язкою за постійним струмом; ряду модифікацій рівноплечих подільників потужності на зв'язаних лініях передачі для забезпечення допустимих значень хвильових опорів відрізків при заданому відношенні робочих частот; спрямованих відгалужувачів на відрізках зв'язаних ліній з різним типом спрямованості і довільним значенням перехідного загасання; шлейфних спрямованих відгалужувачів з довільним у різних смугах розподілом потужності і, на відміну від відомих, з однаковими, або протилежними знаками різниці фаз сигналів на виходах в межах



смуг та з допустимими для реалізації значеннями параметрів відрізків ліній та реактивностей; перемикачів променевого типу; режекторних фільтрів двоканального типу; смуго-пропускних фільтрів на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах з двома робочими смугами та з перестроюванням смуги; нерівноплечого подільника з різним у різних смугах розподілом потужності.

### **Практичне значення одержаних результатів.**

1. Розвинуті в дисертаційній роботі теоретичні положення та отримані наукові результати створюють теоретичну базу для розроблення методів розрахунку лінійних взаємних пристроїв з новими варіантами схемного рішення, потреба в яких може виникати в процесі проектування інтегрованих схем високочастотних трактів радіотехнічних та телекомунікаційних систем.

2. Універсальність запропонованого підходу до розрахунку симетричних чотиріполюсників з використанням вхідних імпедансів його парціальних складових синфазно-протифазного збудження дозволяє розробляти на базі чотиріполюсника з певною структурою пристрої різного функціонального призначення.

3. Отримані нові аналітичні співвідношення та розроблені на їх основі методи розрахунку електричних параметрів елементів схем пристроїв за їх робочими параметрами, правомірність використання яких перевірена за допомогою комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень, відрізняються:

– простотою, наочністю та максимальним наближенням результатів розрахунку до реальних значень завдяки врахуванню впливу суттєвих факторів;

– зручністю програмної реалізації, що дозволяє легко інтегрувати їх в існуючі пакети прикладних програм аналізу та моделювання інтегрованих пристроїв надвисоких частот, чи створити нове високоефективне обчислювальне середовище.

4. Розроблені та запатентовані нові схемні рішення (патенти на корисну модель №№ 35859, 43393, 53392, 54127, 59740, 67503, 73476, 85478, 93881) спрямованих відгалужувачів, подільника потужності, дискретного фазообертача, режекторних фільтрів та резонаторної секції відрізняються простотою технічної реалізації при можливості забезпечення необхідних частотних властивостей.

5. Результати роботи використано при виконанні вказаних вище науково-дослідних робіт, а також використовуються на кафедрі радіоелектронних пристроїв та систем Національного університету «Львівська політехніка» в наукових дослідженнях та у навчальному процесі при проведенні лекційних, практичних, лабораторних занять з дисциплін, пов'язаних з застосуванням пристроїв надвисоких частот, в тому числі з дисципліни «Проектування антен та пристроїв мікрохвильової техніки», а також в курсовому та дипломному проектуванні.

Результати дисертаційної роботи впроваджено в науково-дослідну роботу, виконану в науково-дослідному та проектно-конструкторському інституті електронної вимірювальної та обчислювальної техніки НДКІ ЕЛВІТ (м. Львів), в науковому підприємстві СКБ ТВС (м. Львів). Практичне застосування результатів дисертації підтверджено актами про впровадження.

**Особистий внесок здобувача.** Усі основні наукові результати дисертаційної роботи здобувач отримав особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належать: [287, 368, 382] – теоретичне обґрунтування схемотехнічних рішень двочастотних пристроїв та методів їх розрахунку, наукова оцінка отриманих результатів; [334, 364, 376, 419, 421, 423, 426, 428, 434] – постановка задачі, її аналітичний розв'язок; [359, 360] – розвиток теорії та аналітичних методів розробки спрямованих відгалужувачів з симетричною структурою; [379, 405, 407, 408, 414, 429, 432, 433, 435] – провідна участь у розробці структури пристроїв, методів розрахунку та в їх комп'ютерному моделюванні і експериментальних дослідженнях; [383, 392, 394, 396, 397, 404, 406, 430, 436] – розробка за результатами теоретичних досліджень нових схемних рішень.

**Апробація результатів дисертації.** Основні результати дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на 32 конференціях, включаючи:

– “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science” TCSET, Intern. conf., м. Львів – Славське, 2006, 2008, 2010, 2012, 2014 р. [334, 353, 361, 374, 378];

– “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”. Междунар. Крымская конф., м. Севастополь, 2004, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010, 2011, 2012, 2013 р.

[358, 366, 376, 407, 424, 426, 427, 429, 433, 437];

– “The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics” CADSM. Intern. conf., м. Львів – Поляна, 2005, 2007, 2009 р. [354, 363, 414];

– “Современные информационные и электронные технологии”. Междунар. научно-практич. конф., м. Одеса, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010, 2011, 2012 р. [371, 392, 408, 411, 415, 417, 423, 428];

– “Antenna theory and techniques” ICATT. Intern. conf., м. Київ, Севастополь, Львів, 2005, 2007 2009 р. [402, 413, 432];

– “Microwaves, radar and wireless communications” MIKON-2006, 16<sup>th</sup> Intern. conf., Krakow – Poland, 2006, [377];

– “Проблеми телекомунікацій”. Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 2011р. [368];

– “Problems of Infocommunications Science and Technology” PIC S&T’2014, First Intern. Scientific-Practical conf., м. Харків, 2014 р. [287].

**Публікації.** За результатами дисертації опубліковано 55 робіт, серед них 22 статті у фахових науково-технічних журналах та збірниках, які входять до переліку ДАК України, де можуть публікуватися результати дисертаційних досліджень (з них 13 статей без співавторів, 3 статті в науковому періодичному виданні, яке включено до міжнародної наукометричної бази даних SCOPUS, 2 статті у журналі, включеному до інших міжнародних баз даних) 1 стаття в іноземному журналі, 32 матеріали та тези доповідей на конференціях. Отримано 9 патентів України на корисну модель.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається зі вступу, семи розділів, висновків, списку використаних джерел та 8 додатків. Повний обсяг роботи складає 482 сторінки, з обсягом основного тексту 306 сторінок. Дисертація містить 110 рисунків, 10 таблиць, список використаних джерел із 437 найменувань на 48 сторінках і 8 додатків на 116 сторінках. Додатки містять проміжні математичні доведення, результати розрахунків пристроїв з застосуванням розроблених методів та акти впровадження результатів роботи.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ПРОЕКТУВАННЯ ЛІНІЙНИХ ПАСИВНИХ ПРИСТРОЇВ У СМУЖКОВОМУ ВИКОНАННІ

#### 1.1. Структура процесу проектування лінійних пасивних пристроїв для надвисокочастотних інтегрованих схем та його особливості

Широке застосування смужкових пристроїв надвисокочастотного діапазону у складі інтегрованих схем (ІС) цього діапазону зумовлене великою потребою створення в даний час високоефективних малогабаритних систем радіозв'язку, радіомоніторингу, систем спеціального призначення, телекомунікаційних систем, тощо, що в свою чергу вимагає розробки нових та вдосконалення існуючих методів проектування та технології виготовлення таких схем. ІС є конструктивно завершеним виробом, який виконує функцію генерування, підсилення, детектування, модуляції, перетворення частоти, керування амплітудою та зміною фази надвисокочастотних електромагнітних коливань, до складу якої входять один або декілька вузлів певного функційного призначення, які відносяться до класу активних чи пасивних пристроїв. Серед широкого загалу таких пристроїв під *об'єкт дослідження* дисертаційної роботи підпадають лінійні взаємні пасивні пристрої (ЛВПП), що виконують функції керування амплітудою високочастотного сигналу (подільники та суматори потужності, спрямовані відгалужувачі, мости, перемикачі, трансформатори імпедансу, режекторні фільтри), а також його фазовою затримкою (фіксовані та дискретні фазообертачі). На відміну від низькочастотних ІС в основі побудови таких ЛВПП лежить використання відрізків смужкових ліній передачі, що надає процесу проектування певні характерні особливості.

1.1.1. Основні етапи процесу проектування лінійних пасивних пристроїв. Відомо [4], що розробка високочастотної ІС здійснюється у послідовності: проектування, виготовлення та випробовування. Проектування, як процес створення опису (комплекту конструкторської і

технологічної документації) нового технічного виробу [55], в даному випадку ЛВПП, відноситься до найбільш відповідальної частини розробки і здійснюється, виходячи з технічного завдання (ТЗ) на проектування. Останнє включає систему **робочих параметрів (РП)** (рівень втрат на відбиття, на загасання, рівень розв'язки, коефіцієнти поділу потужності, фазові затримки та ін.), які повинен забезпечувати спроектований пристрій на заданих частотах, та ряд технічних вимог до нього.

В основі організації процесу проектування смужкових ЛВПП лежить вибір моделі пристрою і її застосування. Вибрана модель повинна шляхом розрахунків забезпечувати перехід від робочих параметрів пристрою до його **конструктивних параметрів (КП)** (геометричних розмірів, параметрів середовищ, розміщення дискретних елементів). Можна виділити такі найбільш поширені види моделей: електродинамічна модель; моделі заміщення; модель на основі еквівалентної схеми.

Під електродинамічною моделлю розуміють електродинамічний у вигляді програмного забезпечення метод розрахунку **зовнішніх (схемних) параметрів (ЗП)** (коефіцієнтів відбиття, коефіцієнтів передачі, вхідних імпедансів, тощо) та характеристик пристрою за його геометричними розмірами та параметрами середовищ, тобто за КП. При його розробці для розв'язування крайових задач використовують методи прикладної електродинаміки [32,56], серед яких найбільш поширеними є методи скінченних різниць, скінченних елементів, моментів, скінченних різниць у часовій області [56-58]. Ці методи покладено в основу програмних модулів електродинамічного аналізу планарних структур більшості відомих САПР [59]. Для них характерна висока точність розрахунків, тобто близькість отриманих результатів до характеристик реального пристрою, універсальність, яка полягає у можливості використання програм для різних планарних конструкцій. Основний недолік – це значна тривалість розрахунку ЗП для кожного значення частоти і розмірів. Моделі електродинамічного рівня *зворотного (інверсного)* типу, на основі яких за заданими РП прямим розрахунком визначаються КП, для практичної більшості ЛВПП використати немає можливості, оскільки розробка таких методів розрахунку пов'язана зі значними математичними складностями, характеризується високою собівартістю, прив'язується до конкретної

топологічної структури пристрою та частоти. Тому числові електродинамічні методи частіше застосовуються в процедурі синтезу на базі методів оптимізації, тобто пошуку оптимальних КП пристрою в рамках заданої структури чи її варіантів і у відповідності до заданого критерію оптимізації за заданими характеристиками. Такий підхід передбачає багатоваріантний числовий аналіз, як правило, засобами САПР і характеризується значними затратами часу, а його результати в значній мірі залежать від вибору початкових значень КП. Тому в останні роки для збереження точності розрахунків смужкової структури на рівні електродинамічної моделі і водночас для значного підвищення швидкодії переходять від використання електродинамічних програм до наближених моделей – моделей заміщення.

Під моделлю заміщення розуміють [60] деяку модель-замінник, яка створюється з наближеної моделі, розробленої на основі фізичних і емпіричних міркувань, чи на основі еквівалентної схеми, та моделі-процедури, яка підганяє (вирівнює) результати наближеної моделі до результатів розрахунків, отриманих за допомогою точної електродинамічної моделі. Існує ряд способів побудови моделі-замінника, з яких до найбільш поширених можна віднести метод просторового відображення (ПВ, space mapping SM) та його модифікації [61-63], варіанти вирівнювання за допомогою лінійної регресійної моделі (ЛРМ, linear regression model LRM) [60, 64], штучні нейронні мережі (ШНМ, artificial neural networks ANN) [65, 66]. В методі ПВ на базі розрахунків, які дає електродинамічна модель, шляхом різного роду оптимізаційних процедур здійснюється процес уточнення наближеної моделі до встановлення залежності між нею і електродинамічною моделлю. В основі ЛРМ лежить квадратичний поліном, коефіцієнти якого підганяють так, щоб наблизитись до результатів електродинамічної моделі. У найпростішому випадку можливе застосування тільки ЛРМ, але при цьому вимагається великий об'єм електродинамічних розрахунків. Кращі результати дає використання наближеної моделі, параметри якої підганяються за допомогою ЛРМ. В методі на основі ШНМ не вимагається використання наближених моделей. Таке моделювання більш універсальне, сама ШНМ є програмним продуктом, при розробці якого потрібен достатній досвід для знаходження оптимального набору її параметрів (кількості

нейронів, прошарків), навчальних алгоритмів, вибору потрібного числа ітерацій. ШНМ може використовуватися для розробки моделей і у поєднанні з іншими методами, наприклад з методом ПВ [67]. Використання моделей заміщення в інверсному напрямку, тобто для визначення КП пристрою за його РП можливе лише оптимізаційним шляхом [63]. В [68] запропоновано здійснювати процедуру синтезу шляхом інверсії багатомодульної ШНМ, кожен модуль якої відображає КП, у певний РП, за допомогою генетичного алгоритму [69] пошуку глобального екстремуму. Для підвищення точності, зниження складності моделі заміщення необхідно, щоб вибрана для неї наближена модель максимально вірогідно відображала характеристики модельованого пристрою. Моделі, розроблені на основі еквівалентної схеми, у багатьох випадках відповідають вказаним вимогам.

Під моделлю на основі еквівалентної схеми розуміють аналітичні співвідношення, які встановлюють взаємозв'язок між **електричними параметрами (ЕП)** елементів еквівалентної схеми пристрою (хвильові опори та електрична довжина відрізків ліній передачі, значення активних та реактивних опорів дискретних елементів, входні опори елементів структури) та його робочими чи зовнішніми параметрами, і послідовність їх застосування. Для опису таких взаємозв'язків використовують теорію надвисокочастотних кіл [70-73, 14], згідно якої математичні моделі пристроїв на базі з'єднаних відповідним чином відрізків смужкових ліній передачі та дискретних елементів розробляються в *одномодовому (однوخвильовому) наближенні*. При цьому виходять з припущень [72]: а) про поширення в лініях тільки основного типу хвилі з поперечною, чи близькою до поперечної структурою поля; б) про можливість опису властивостей зосереджених чи розподілених неоднорідностей в рамках одномодової моделі; в) про відсутність впливу сусідніх неоднорідностей одна на одну через хвилі вищих типів. В цьому випадку достатньо висока точність моделей смужкових пристроїв на основі еквівалентної схеми досягається за умови малих розмірів неоднорідностей та розмірів поперечного перерізу ліній передачі порівняно з довжиною хвилі.

Аналітичні співвідношення, на основі яких визначаються ЗП пристрою за ЕП, чи розрахованими за ними КП його елементів, тобто які забезпечують можливість

аналізу пристрою, отримують шляхом застосуванням матричного апарату теорії кіл [7, 71, 72]. Для аналізу ЛВПП (моделювання частотних характеристик ЗП) в більшості випадків використовують програмні моделі, сформовані в середовищі САПР декомпозицією (розбиттям) пристрою на прості базові елементи (БЕ) (відрізки ліній, неоднорідності), для яких розроблено програмні моделі на основі аналітичних чи емпіричних співвідношень [27-31], а вихідними даними служать КП елементів еквівалентної схеми. Такий метод *схемотехнічного моделювання* (СМ) поряд з *електродинамічним моделюванням* (ЕМ) на базі числових методів закладено в структуру багатьох відомих та поширених САПР [36, 41, 43, 48-50]. Проте його використання для зворотних (інверсних) розрахунків КП за заданими РП чи ЗП можливе, як і в попередніх випадках, лише з залученням оптимізаційних процедур. Такий підхід, який відноситься до класу задач параметричного синтезу, використано в [72, 74] для розробки широкосмугових фільтрів, спрямованих відгалужувачів, схем узгодження, коректуючих ланок з залученням еволюційного моделювання на основі генетичного алгоритму [75], а також на принципах інтерактивного «візуального» проектування з безпосередньою участю розробника в оптимізаційному процесі [76].

На відміну від згаданих вище моделей поєднання еквівалентної схеми та одномодового наближення дозволяє отримати для більшості ЛВПП інверсну модель у вигляді аналітичних співвідношень для розрахунку ЕП елементів схеми за заданими РП. Використання такої однохвильової зворотної моделі дозволяє скоротити час на розрахунок та синтез пристрою, дозволяє встановити граничні значення його параметрів і виділити основні фізичні закономірності. Важливим фактором застосування одномодової моделі є її уніфікованість відносно робочих частот, оскільки результатами розрахунків виступають ЕП, а задана частота враховується при перерахунках ЕП у КП. Перевірити допустимі межі застосування такої моделі можна шляхом електродинамічного аналізу чи експериментально.

Інверсні методи розрахунку в одномодовому наближенні є особливо цінними при використанні визначених за їх допомогою КП пристрою в якості *першого наближення* для реалізації на основі числових електродинамічних методів аналізу процедур оптимізації та параметричного синтезу, оскільки отриманий за



одномодовою моделлю розв'язок буде лежати поблизу мінімуму цільової функції. Як відмічено в [72], перший однохвильовий етап проектування формує «обриси пристрою», а другий електродинамічний етап забезпечує корекцію його параметрів.

При застосуванні інверсних моделей на основі еквівалентних схем послідовність процесу проектування смужкових ЛВПП матиме вигляд, приведений на рис. 1.1. В першу чергу за результатами аналізу ТЗ з існуючого набору варіантів вибирається схема пристрою, яка забезпечить виконання ТЗ. Розширення набору схем підвищує імовірність прийняття найкращого рішення. Для пристроїв керування амплітудою чи фазою вибирається тип керуючих елементів та їх параметри.

Наступний важливий етап проектування пов'язаний з розрахунком ЕП елементів схеми пристрою на основі відповідної інверсної математичної моделі. В даному випадку модель – це *метод розрахунку*, який поєднує аналітичні співвідношення з методикою їх застосування (послідовний розрахунок, ітераційний пошук коренів, регресійні розрахунки). Вона відноситься до класу математичних функціональних моделей [55], оскільки формалізована засобами апарату та мови математики, і передбачає реалізацію у вигляді програмного забезпечення. Процес створення зворотної математичної моделі ЛВПП на основі еквівалентної схеми згідно [55] можна розглядати, як розробку методу розрахунку вектора  $\mathbf{Y}$  вихідних параметрів пристрою (значень невідомих ЕП частини елементів схеми) при заданих векторах параметрів елементів  $\mathbf{X}$  (заданих значеннях ЕП решти елементів схеми) та зовнішніх параметрів  $\mathbf{Q}$  (заданих значеннях РП і, при необхідності, частоти). Аналітичні вирази в деяких випадках можуть приводити до значень вектора  $\mathbf{Y}$  (електричної довжини, хвильових опорів, опорів елементів), які при переході до КП дають небажані значення, чи такі, що технічно не реалізуються. Тому в процесі проектування ЛВПП передбачається етап перевірки на допустимі значення ЕП, який здійснюється програмними засобами чи самим розробником.

На наступному етапі проектування здійснюється перерахунок ЕП у КП за допомогою відомих аналітичних співвідношень [3-4, 16-17, 21, 31, 77-79], чи програмними засобами САПР, наприклад [36, 48-49]. Отримані геометричні розміри дозволяють здійснити СМ пристрою в середовищі САПР з врахуванням

неоднорідностей у його структурі для коректування розрахованих КП з метою наближення робочих характеристик пристрою до вимог ТЗ.

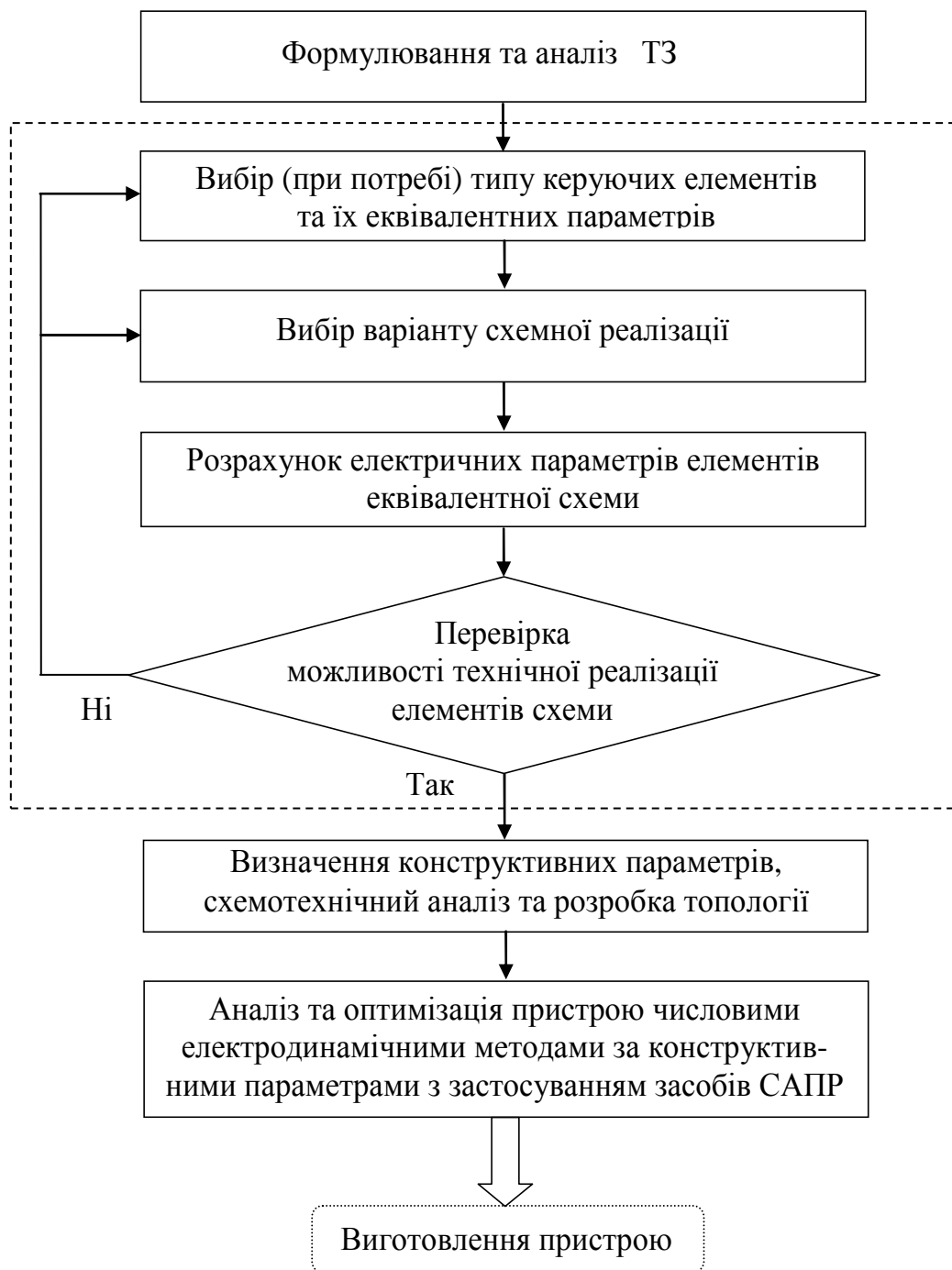


Рисунок 1.1 – Етапи проектування ЛВПП з використанням моделей на основі еквівалентної схеми

За результатами СМ розробляється топологічне креслення пристрою, виходячи з якого та параметрів використаних матеріалів, здійснюється ЕМ і, при

необхідності, пошук оптимальних параметрів. Результати та тривалість оптимізації в значній мірі залежать від початкових умов, тобто результатів розрахунків в одномодовому наближенні і результатів СМ.

1.1.2. Можливості застосування поширених систем автоматизованого проектування стосовно смужкових пристроїв. Для перших САПР надвисоких частот, які появилися з кінця 60-тих – початку 70-тих років, характерне використання методів схемотехнічного аналізу в одномодовому наближенні [27-31]. Активна фаза розробки програмного забезпечення на базі електродинамічних числових методів розпочалася на початку 80-х років [32-33]. В результаті створено велику кількість САПР високочастотних пристроїв з різними можливостями, призначенням, структурою. Найбільшого поширення здобули розробки відомих корпорацій таких, як Zeland Software, Hewlett-Packard EESoft, Sonnet Software, Agilent Technologies, Ansoft Inc., Applied Wave Research, а також деяких фірм з Німеччини, Канади, ЮАР.

В табл. 1.1 приведено інформацію про програмні продукти, розроблені цими фірмами, та про можливості їх застосування для ЕМ, СМ, оптимізації та синтезу надвисокочастотних смужкових і хвилеводних структур, а в Додатку А.0 вказано, які аналітичні та числові методи застосовуються при цьому. З таблиці видно, що більшість сучасних програмних продуктів (IE3D, FIDELITY, Momentum, FEKO, CST Microwave Studio, HFSS) дозволяють проводити моделювання планарних структур і здійснювати їх оптимізацію на електродинамічному рівні, або мають можливість проводити як ЕМ, так і СМ (ADS з Aligent EMPro, Serenade з HFSS, MWO). При цьому вихідними даними є КП елементів схеми, а в деяких випадках (MMICAD, ЛЯМБДА+) вихідними даними можуть служити і їх ЕП. Автоматизований синтез КП в структурі САПР реалізовано тільки для фільтрів і класичних варіантів схем узгодження (Genesys, MWO, MMICAD, ЛЯМБДА +), а в структурі ЛЯМБДА+ також реалізовано розрахунок КП подільників і мостів з заданими варіантами їх топології.

Результати проведеного аналізу структури та основних етапів проектування ЛВПП в інтегрованому виконанні, аналізу можливості застосування при цьому поширених САПР та способів реалізації для них інверсних моделей для визначення

Таблиця 1.1 – Поширені САПР надвисокочастотних пристроїв

| Назва         | Виробник                  | Країна   | Джерело      | Можливості |          |    |    |         |                        |
|---------------|---------------------------|----------|--------------|------------|----------|----|----|---------|------------------------|
|               |                           |          |              | Сму-жкові  | Хви-лев. | ЕМ | СМ | Оп-тим. | Синтез                 |
| IE3D          | Zeland Software           | США      | [34]         | +          |          | +  |    | +       |                        |
| FIDELITY      | Zeland Software           | США      | [35]         |            | +        | +  |    |         |                        |
| Touchstone    | Hewlett-Packard           | США      | [36]         | +          |          |    | +  | +       |                        |
| ADS           | Agilent Technol.          | США      | [37]<br>[80] | +          |          | +  | +  |         |                        |
| Momentum      | Agilent Technol.          | США      | [38]         | +          |          | +  |    | +       |                        |
| Genesys       | Agilent Technol.          | США      | [39]         | +          |          |    | +  | +       | Фільтри,<br>сх.узгодж. |
| Sonnet        | Sonnet Software           | США      | [40]         | +          |          | +  |    |         |                        |
| FECO          | EMSoft. & Syst.           | ЮАР      | [41]         | +          | +        | +  |    |         |                        |
| CST MW Studio | Comput. Simulat. Technol. | Германія | [42]         | +          | +        | +  |    |         |                        |
| MMI-CAD       | Optotec                   | Канада   | [43]         | +          |          |    | +  | +       | Фільтри,<br>сх.узгодж. |
| Serenade      | Ansoft Inc.               | США      | [44]<br>[45] |            |          | +  | +  |         | Фільтри                |
| HFSS          | Ansoft Inc.               | США      | [46]<br>[47] | +          | +        | +  |    | +       |                        |
| MWO           | Applied Wave Resear.      |          | [48]<br>[49] | +          |          | +  | +  | +       | Фільтри,<br>сх.узгодж. |
| ЛЯМ-БДА       | НПО АЛМАЗ                 | РФ       | [50]         | +          | +        | +  |    | +       | Фільтри                |

ЕП елементів смужкового пристрою за його РП, дозволяють стверджувати, що для підвищення ефективності проектування ЛВПД доцільно:

а) використовувати інверсні моделі смужкових ЛВПД на основі еквівалентної схеми, тобто методи розрахунку ЕП за допомогою отриманих в одномодовому наближенні аналітичних співвідношень. В цьому випадку забезпечуються значення

КП, близькі до реальних, спрощується отримання інформації про гранично досяжні параметри пристрою, можна виділити головні фізичні закономірності;

б) використовувати в якості першого (вихідного) наближення для СМ, ЕМ, оптимізації, а також для параметричного синтезу при розробці моделей заміщення за методами ПВ, ЛРМ чи ШНМ значення КП, отримані за допомогою одномодової моделі, оскільки в структурах поширених САПР практично відсутності процедури синтезу чи розрахунку КП більшості смужкових пристроїв (за винятком фільтрів і схем узгодження). Це скорочує затрати машинного часу на оптимізацію, на корекцію розмірів для компенсації впливу неврахованих факторів, максимально наближує характеристик пристрою до реальних, знижує собівартість проектування;

в) розширювати набір варіантів схемної реалізації пристроїв заданого призначення з розробкою методів їх розрахунку в одномодовому наближенні, що дозволить здійснювати вибір структури, придатної для виконання вимог ТЗ.

## **1.2. Аналіз методів розробки пристроїв трансформації сигналу надвисокої частоти**

ЛВПП, які виконують функцію передавання (трансформації) сигналу з входу на вихід у навантаження, використовуються для забезпечення: а) мінімальних втрат на відбиття; б) заданої фазової затримки сигналу при мінімальному загасанні.

1.2.1. С м у ж к о в і п р и с т р о ї у з г о д ж е н о ї т р а н с ф о р м а ц і ї с и г н а л у в н а в а н т а ж е н н я. ЛВПП, основним завданням яких є передавання сигналу у навантаження з мінімальним рівнем відбиття, відносяться до класу узгоджувальних трансформаторів (УТ). При цьому вхідний опір навантаженого УТ наближається до хвильового опору лінії передачі на вході – підвідної лінії. В загальному випадку (при довільно заданому значенні вхідного опору) такого роду пристрій можна розглядати, як трансформатор комплексного опору навантаження  $Z_n$  у задане значення теж комплексного вхідного опору  $Z_v$ , тобто як *трансформатор імпедансу* (ТІ). В залежності від завдання, яке ставиться перед ТІ з точки зору робочої смуги частот, прийнято розрізняти вузькосмугові і широкосмугові варіанти

трансформації. Розробка широкосмугових структур, як самостійна задача проектування, здійснюється методами синтезу з застосуванням оптимізаційних процедур по відношенню до заданої частотної апроксимації [71-74, 81]. При цьому вузькосмугові схеми часто служать ланками структури, яка синтезується.

Вузькосмугові ТІ у інтегрованому виконанні реалізують за несиметричною чи симетричною схемою на базі відрізків одиночних чи зв'язаних ліній передачі, а також з дискретних елементів. Методи розрахунку *несиметричних схем* на відрізках одиночних ліній – чвертьхвильового трансформатора (рис. 1.2,а), одно- чи двошлейфного трансформатора (трансформатора з компенсуючими реактивностями  $jX$ ) (рис. 1.2,б) добре відомі [7, 82, 83], базуються на використанні колової діаграми [82], чи математичної інтерпретації її застосування [84]. Інші види несиметричних схем УТ (рис. 1.2,в,г) і методи їх розрахунку запропоновано в [85], правда тільки для трансформації активних опорів. Варіанти *симетричних схем* ТІ (з площиною електричної симетрії) П-типу приведено на рис. 1.2,д і Т-типу – на рис. 1.2,е, методи розрахунку яких для трансформації тільки активних опорів запропоновано в [86].

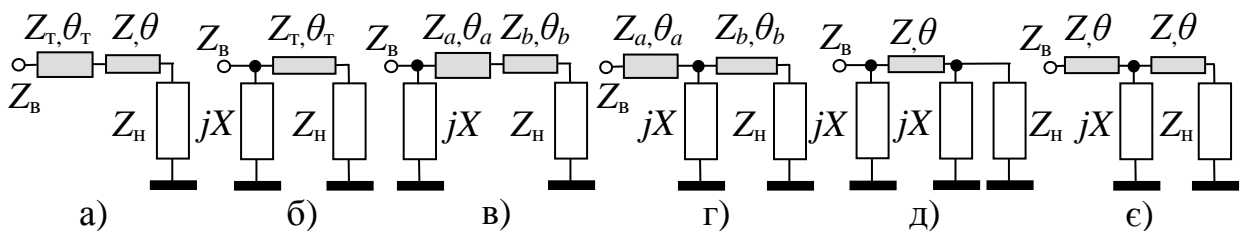


Рисунок 1.2 – Схеми ТІ: чвертьхвильовий (а), одношлейфний (б), з шлейфом на вході (в), з шлейфом між відрізками (г), П-типу (д), Т-типу (е)

Ефективність проектування такого типу ТІ залежить від вирішення проблем формування узагальненого підходу до розробки аналітичних методів розрахунку, забезпечення трансформації комплексних опорів, врахування впливу неоднорідностей (Т-розгалужень, стрибків ширини смужок, відкритих кінців шлейфів), про що згадується, наприклад, в [87-89]. Так в [88] показано, що у одношлейфного УТ, який на частоті 3 ГГц повинен узгодити опір навантаження 75 Ом з 50-омною мікросмужковою лінією на полікоровій підкладці товщиною 1 мм, неоднорідність Т-розгалуження зміщує на -13% частоту узгодження.

ТІ на відрізках зв'язаних смужкових ліній передачі (ЗСЛ), у яких дві струмонесучі смужки розміщені на близькій відстані з електромагнітним зв'язком між ними, не так поширені, як на відрізках одиночних ліній. В [90, 91] розглядається варіант на відрізку однакових (симетричних) і різних (асиметричних) ЗСЛ (рис. 1.3,а). В [92] відмічено, що хоч асиметричні відрізки дозволяють обійти деякі обмеження на допустимі співвідношення між  $Z_H$  і  $Z_B$ , але використання симетричних відрізків є доцільнішим завдяки можливості отримати максимальний рівень зв'язку і допустимі для фізичної реалізації значення ЕП. Метод розрахунку з [91, 92] справедливий тільки для розімкнених діагонально протилежних кінців відрізка ЗСЛ.

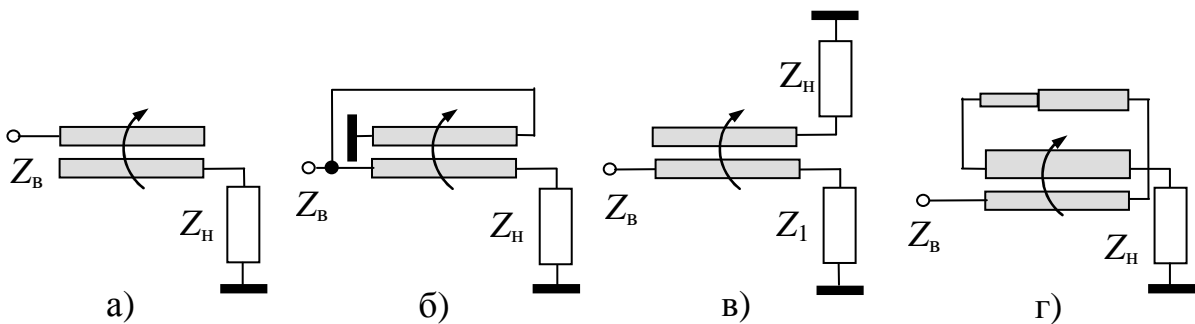


Рисунок 1.3 – ТІ на базі відрізка ЗСЛ з розімкненими (а), з'єднаними (б), навантаженими (в) і з'єднаними ступінчастим відрізком (г) кінцями

Інший варіант ТІ на відрізку ЗСЛ [93] (рис. 1.3,б), а також запропонована в [94] подібна схема з розімкненим вільним кінцем використані для трансформації тільки активних опорів  $Z_H$  в  $Z_B$  у розширеній частотній смузі. В [95] запропоновано схему (рис. 1.3,в), яка, при реактивному значенні опору  $Z_1$  дозволяє трансформувати комплексного значення  $Z_H$  в дійсне  $Z_B$ . Для розширення смуги частот, але при узгодженні тільки активних опорів в [95] запропонована схема на асиметричному відрізку ЗСЛ (рис. 1.3,г). У всіх випадках розв'язок шукається числовими методами.

Важливим фактором, який не враховувався при розробці схем ТІ на ЗСЛ, є існування в ЗСЛ на основі мікросмужкової (МСЛ), копланарної (КПЛ) та інших дисперсійних ліній з неоднорідним діелектричним заповненням двох хвиль – *парної* і *непарної мод* з різними фазовими швидкостями, що, як підтверджують приведені в [96] результати досліджень, суттєво впливає на характеристики пристрою.

1.2.2. Смушкові пристрої трансформації сигналу з заданою фазовою затримкою. ЛВПП, які забезпечують задану (фіксовану) фазову затримку (фазовий зсув) надвисокочастотного сигналу на робочій частоті при його проходженні з мінімальним відбиттям і загасанням в узгоджене навантаження, відносяться до класу *фіксованих фазообертачів* (ФФ). Структура з двох ФФ з різними фазовими затримками, яка забезпечує постійну в смузі частот різницю фаз вихідних сигналів, відома, як *диференціальний фазообертач* (ДФФ).

Поширений спосіб реалізації ФФ, який базується на використанні відрізків однакових (симетричних) ЗСЛ, запропоновано в [97]. Варіант такого ФФ, в тому числі і в режимі ДФФ, з одного відрізка ЗСЛ (С-секції), два односторонні кінці якого з'єднані між собою (рис. 1.4,а), відомий, як фазообертач Шіфмана. Таких секцій може бути декілька (рис. 1.4,б). В ДФФ сигнал одночасно поступає і на другий ФФ (відрізок одиночної лінії на рис. 1.4,а,б). В [98] приведено метод розрахунку параметрів відрізків ЗСЛ у складі ДФФ. У [99] розглядаються ДФФ з двох ФФ Шіфмана (рис. 1.4,в), ФФ зі з'єднання двох відрізків ЗСЛ (рис. 1.4,г) і ФФ з двоступінчастої секції (рис. 1.4,д), в [100] – ФФ зі з'єднаних двоступінчастих секцій.

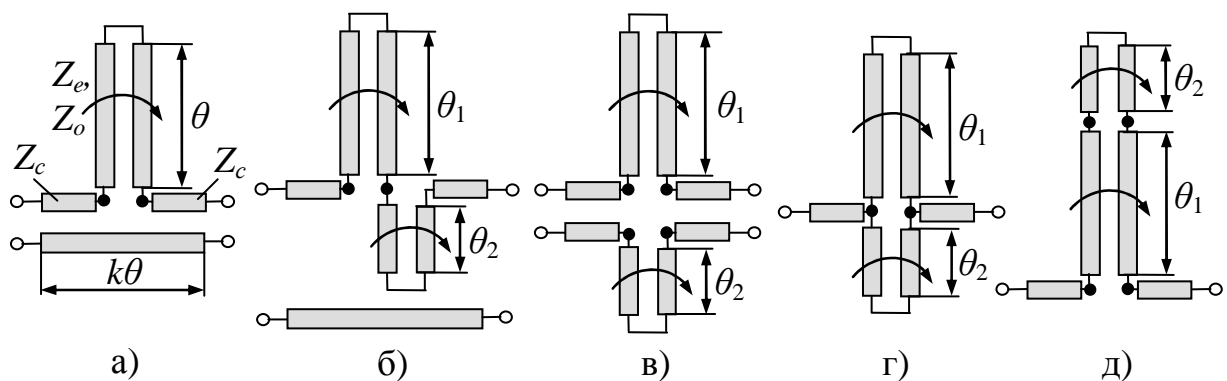


Рисунок 1.4 – ДФФ (а) Шіфмана, (б) двосекційний, (в) з двох ФФ Шіфмана та ФФ (г) з паралельного з'єднання відрізків ЗСЛ і (д) з двоступінчастої секції

В [101] для заміни у кільцевому мості довгого відрізка лінії використано ФФ з фазовою затримкою  $270^\circ$  за схемою рис. 1.3,а тільки з закороченими кінцями ЗСЛ.

Співвідношення, приведені в [102] для розрахунку вказаних пристроїв, отримано за умови поширення у ЗСЛ парної і непарної мод з однаковими фазовими швидкостями. Дослідження [103] показують, що в мікросмушковій лінії така умова



порушується, оскільки фазова швидкість парної моди перевищує на 12% фазову швидкість непарної моди, і це приводить до суттєвого розузгодження на вході ФФ. На розузгодження вказують і вирази для матриць передачі чотириполюсників на базі відрізка ЗСЛ, отримані в [104]. Для компенсації такого впливу запропоновано вибирати однакову [105], чи усереднену для обох мод електричну довжину відрізків [103], вибирати параметри перемички [106], вводити щілини в екран під ЗСЛ [107], вводити індуктивності в стики підвідних і зв'язаних ліній [108].

Слід відмітити, що використання для вказаної компенсації варіантів з додатковим реактивним навантаженням відрізків ЗСЛ та врахування впливу фазового зсуву на стиках ЗСЛ з підвідними лініями, на необхідність чого вказується в [105, 109-111], дозволить підвищити ефективність проектування ФФ на ЗСЛ.

### **1.3. Аналіз методів розробки пристроїв розподілу потужності сигналу надвисоких частот**

Реалізація ІС з функціями підсилення та перетворення сигналу надвисокої частоти не можлива без застосування смужкових багатополісних ЛВПП, які забезпечують: розподіл сигналу з входу пристрою на всі його виходи; складання сигналів з входів пристрою на загальному виході; спрямований розподіл сигналу.

1.3.1. *Смужкові пристрої розподілу та додавання сигналів.* Багатоканальні ЛВПП, які розподіляють вхідний сигнал між всіма виходами в заданому співвідношенні, відносяться до класу *подільників потужності* (ПП), а багатовходові пристрої, які забезпечують складання когерентних сигналів з входів пристрою на загальному його виході, відносяться до *суматорів потужності* (СП). ПП і СП зі структурою ЛВПП в силу принципу взаємності можуть служити як для поділу, так і для складання потужності. Відмінності в проектуванні зумовлені різницею поставлених до них вимог. Оскільки схемні рішення та підходи до розробки ПП і СП співпадають, тому далі аналіз проводиться на прикладах ПП.

Багатоканальні (з декількома виходами, які прийнято називати плечима) ПП, реалізовані простим розгалуженням смужкових ліній, не забезпечують достатній

рівень розв'язки між плечима [112]. Цю проблему вирішують за допомогою двоканальних мостових схем з використанням балансного резистора [113, 114], оскільки відомо [7], що узгодження плечей двоканальної схеми з одночасною їх розв'язкою досягається при введенні поглинаючих елементів. Проте існують багатоканальні структури, які можна розглядати, як узагальнений варіант двоканального ПП. До першої з них відноситься запропонована в [12, 115] схема (рис. 1.5,а) та метод її розрахунку. Виділений з цієї структури двоканальний ПП, відомий, як ПП Вілкінсона з однаковим (рівноплечим) розподілом потужності між виходами, має схему, приведену на рис. 1.5,б. ЕП її елементів в ідеальному наближенні (точковий резистор, відсутні втрати і неоднорідності з'єднань) розраховуються [7, 16, 17], як  $\theta=\pi/2$ ,  $Z=Z_c\sqrt{2}$ ,  $R_\delta=2Z_c$ , де  $Z_c$  – хвильовий опір підвідних ліній,  $\theta$  – електрична довжина відрізків ПП, при якій їх фізична довжина становить  $l=\lambda/4$  ( $\lambda$  – довжина хвилі у лінії з хвильовим опором  $Z$  на робочій частоті).

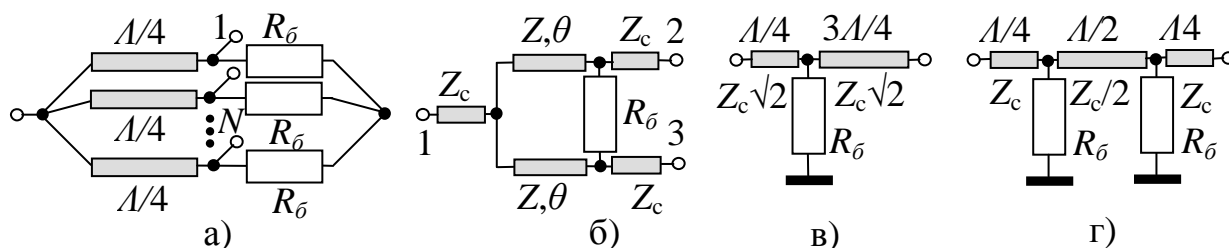


Рисунок 1.5 – Багатоканальний (а) і двоканальний (б) подільники Вілкінсона та варіанти його ізолюючих ланок з одним (в) і двома (г) балансними опорами

Наступні розробки ПП можна розглядати, як модифікацію схеми Вілкінсона: вмикання  $R_\delta$  через півхвильові відрізки ліній [21] для збільшення допустимої потужності; еквівалентна заміна  $R_\delta$  [114] на ізолюючу ланку (рис. 1.5,в) з  $R_\delta=Z_c$ , що дає схему кільцевого моста [113] з балансним опором  $Z_c$  на одному з виходів; заміна  $R_\delta$  на ланку (рис. 1.5,г) з  $R_\delta=Z_c$ , що приводить до нової схеми – подільника Gysel [116] для високих рівнів потужності [117], для нерівноплечого її розподілу [118]; введення [119] паралельно до  $R_\delta$  (рис. 1.6,а) та послідовно з  $R_\delta$  (рис. 1.6,б) ємності з заміною відрізків ПП ступінчастими трансформаторами (рис. 1. 6,г) з меншою ніж

$\lambda/4$  довжиною; використання [84, 85] для вкорочення відрізків ізолюючої RC ланки (рис. 1.6,б) і трансформаторів (рис. 1.2,б,в,г); приєднання [120] до  $R_\delta$  послідовного коливального контуру (рис 1.6,в) для розширення смуги частот; використання [121] для придушення гармонік сигналу замість відрізків ліній симетричних Т-ланок (рис. 1.2,е) разом з реактивним шлейфом на вході та відрізками ліній в ізолюючій ланці; використання [122] комплексного балансного опору  $Z_\delta = 2Z_L^*$ , де  $Z_L^*$  – комплексно спряжене значення опору на вході і виходах ПП Вілкінсона; навантаження схеми для зменшення габаритів [123] ємностями (рис. 1.6,д), з заміною [124] в такій схемі одиночних ліній відрізками ЗСЛ з закороченими кінцями (рис. 1.6,е); заміна [125] відрізків ПП на ФФ Шіфмана (рис. 1.6,ж) (методика розрахунку приведена в [126]); заміна [127] відрізків ПП на відрізки ЗСЛ з розімкненими діагонально протилежними кінцями; поєднання смужкових ліній різного типу [18, 128, 129].

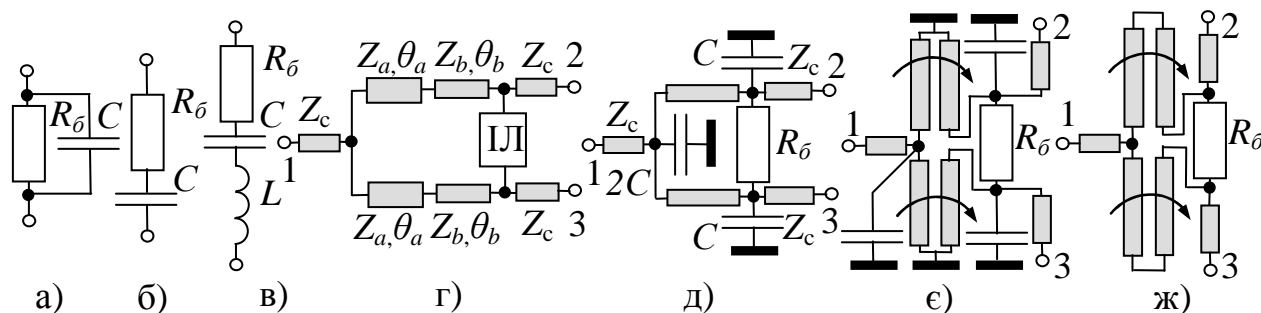


Рисунок 1.6 – Ізолюючі ланки (а) з паралельною і (б) з послідовною ємністю, (в) з LC-контуром, та ПП (г) зі ступінчастими відрізками, (д) з ємнісними навантаженнями, (е) з закороченими і (ж) з'єднаними відрізками ЗСЛ

До перших публікацій стосовно ПП з відрізком ЗСЛ, який з'єднує вхід з виходами (рис 1. 7,а), відноситься робота [13]. У [130] записано розрахункові співвідношення для такого ПП, а в [131] розглядається випадок з різними підвідними лініями. Для компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод використовують: ємнісні шлейфи на виходах подільника [132,133]; структури, реалізовані за принципом об'ємних інтегрованих схем (ОІС) з переходом від вхідних МСЛ до зв'язаних симетричних смужкових ліній (ССЛ) [18]; структури на зв'язаних між собою відрізках МСЛ і щілинної лінії [134]; відрізки зв'язаних КПЛ [135]; ступінчасте з'єднання відрізків зв'язаних ССЛ на підвішеній підкладці [136].

Для розширення робочої смуги частот використовується багатосекційне з'єднання двоканальних ПП (рис. 1.7, б) [137], поширене далі [128] на випадок ПП на ЗСЛ, де в [138] кожен секцію такого ПП реалізовано, як двоступінчасту з двох відрізків ЗСЛ. Розрахункові співвідношення відомі лише для двосекційних [135, 137] та трисекційних [134] ПП. В [139] використано методи структурного синтезу.

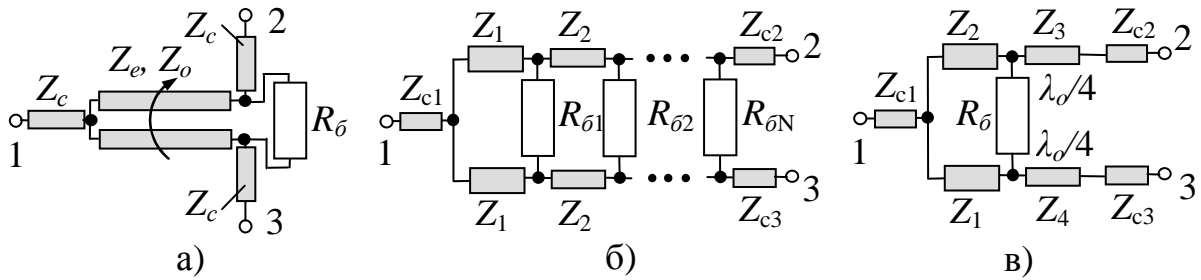


Рисунок 1.7 – ПП на ЗСЛ (а), широкопasmовий (б) та нерівноплечий (в)

Для нерівноплечого розподілу потужності використовується приведена в [140] схема (рис. 1.7,в) з чвертьхвильовими відрізками на виходах. Розроблений в [79] метод її розрахунку при однакових навантаженнях є узагальненням виразів з [140]. Подібне узагальнення, але для різних навантажень розглядається в [84]. У варіантах ПП без чвертьхвильових відрізків використано: відрізки в ізолюючій ланці [141]; симетричну RLC ізолюючу ланку [142], багатосекційну структуру [143].

Підходи до розробки методів розрахунку ПП та СП, в більшості випадків базуються на відомому під назвами симетрично-асиметричного [7], чи *синфазно-протифазного збудження* (СПЗ) [71] методі, коли при одночасній дії на симетричних входах багатоплюсника в одному випадку синфазних, а в іншому – протифазних і рівних за значенням сигналів він ділиться на дві парціальні складові шляхом розміщення в площині симетрії в першому випадку магнітної стінки з пучністю дотичного електричного поля і нулем дотичного магнітного поля, і в другому випадку – електричної стінки з нулем дотичного електричного поля і пучністю дотичного магнітного поля. Ці режими відомі також під назвою режимів холостого ходу і короткого замикання. З математичної точки зору метод СПЗ стосується переходу від елементів матриці розсіяння до її власних значень [73].

ЕП елементів схем двополюсників синфазно-протифазного збудження ПП визначаються з виразів для вхідних опорів цих двополюсників [119, 84, 85, 122, 137], чи з елементів їх матриць провідностей, передачі, розсіяння [117, 126, 130, 141, 144] за умови узгодження на виходах. Відмінні від методу СПЗ підходи використано: в [142] з на основі матриці провідності цілої схеми ПП; в [126, 132] на основі зв'язку [145] між параметрами розсіяння і вхідними імпедансами двополюсників, утворених з чотириполюсника шляхом розмикання та закорочення по черзі вхідних полюсів.

Ефективність проектування ПП з використанням існуючих методів розрахунку обмежує те, що при їх розробці виходили з припущення про точкові розміри балансного опору без врахування набігу фази на ньому, а це, як відмічено в [136], зменшує рівень розв'язки, збільшує внесені втрати. Метод з [21, 146] враховує розміри плівкового балансного резистора шляхом його розбиттям на каскадне з'єднання чотириполюсників, утворених відрізками ліній і опором між ними, проте не дозволяє врахувати наявність у ізолюючій ланці реактивної складової і додаткових відрізків ліній для послаблення зв'язку між вихідними плечима. Існуючі методи розрахунку ПП на відрізках ЗСЛ з неоднорідним діелектричним заповненням не враховують різниці фазових швидкостей мод – парної при синфазному і непарної при протифазному збудженні, вплив чого суттєвий [131], а способи його компенсації не підкріплені розрахунковими співвідношеннями.

1.3.2. С му ж к о в і п р и с т р о ї с п р я м о в а н о г о р о з п о д і л у с и г н а л у. Чотириплечі ЛВПП для розподілу сигналу з вхідного плеча в заданому співвідношенні між двома вихідними плечима при розв'язаному третьому плечі відносяться до класу спрямованих відгалужувачів (СВ), основними РП яких є перехідне загасання (зв'язок), спрямованість, ізоляція (розв'язка з ізольованим плечем), узгодження плечей. СВ з однаковим рівнем сигналів на двох виходах при певній різниці фаз в смузі частот відносяться до мостів. Поширені в структурах ІС смужкові СВ і мости можна віднести до шлейфних СВ (ШСВ), чи до СВ на ЗСЛ.

Смушкові **шлейфні СВ** (рис. 1.8,а) повністю повторюють структуру перших хвилеводних СВ [147], у яких довжина відрізків основних ліній і шлейфів становить

$\lambda/4$ . Схема з  $n$  шлейфами утворює  $(n-1)$ -секційний ШСВ. Методика проектування періодичних ШСВ, у яких однакові відрізки основних ліній і однакові всі шлейфи, крім крайніх, приведена в [11, 148], а синхронних ШСВ з різними відрізками основних ліній і шлейфів приведена в [149]. Оскільки при  $n > 3$  хвильовий опір першого шлейфа приймає значення, яке в смужковому варіанті технічно важко реалізувати, тому в дослідженнях увагу приділено дво- і тришлейфним структурам [4, 17, 83, 149]. В [150] отримано вирази для двошлейфного СВ (рис. 1.8,б), у якого  $Z_{c1}=Z_{c4}$ ,  $Z_{c2}=Z_{c3}$ ,  $Z_1=Z_2$  і різні  $Z_{b1}$ ,  $Z_{b2}$ , при рівній  $\lambda/4$  довжині всіх відрізків, в [151] – при довільній довжині відрізків  $\theta_1=\theta_2$  і шлейфів  $\theta_{b1}$ ,  $\theta_{b2}$ , в [152] – з  $Z_{c1}=Z_{c4}=Z_{c2}=Z_{c3}$ ,  $Z_{b1}=Z_{b2}$ ,  $\theta_{b1}=\theta_{b2}$ , в [153] – з довільними навантаженнями і різними хвильовими опорами відрізків та шлейфів довжиною  $\lambda/4$ . Для зменшення розмірів відрізки ШСВ замінюють: зігнутими в меандр лініями [154]; штучною лінією на основі смужкової з періодично під'єднаними ємнісними шлейфами [155]; штучними лініями передачі з від'ємною дисперсією [156]; Т-ланками, П-ланками та їх комбінацією [157-159]; відрізками КПЛ з навантаженнями [129]; відрізками ЗСЛ [160].

В [4,161] сказано про суттєвий вплив трійникових неоднорідностей у складі ШСВ. Для його компенсації в [162] запропоновано, а у [163] повторено підхід, оснований на застосуванні спрощеної еквівалентної схеми трійника.

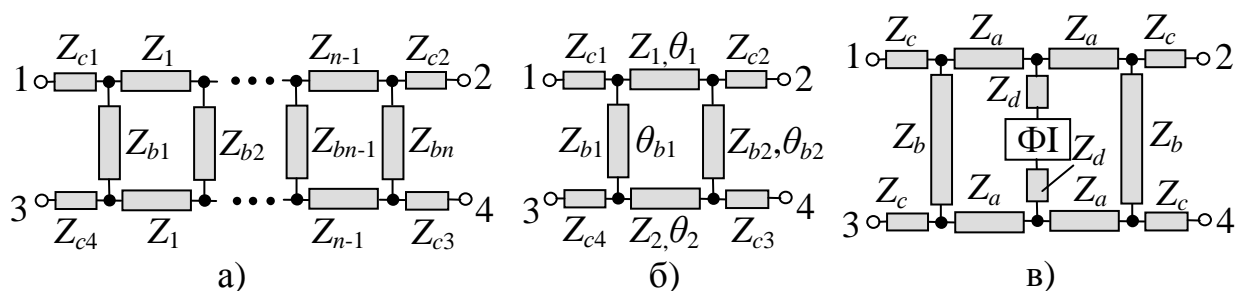


Рисунок 1.8 – ШСВ (а)  $n-1$ -секційний, (б) двошлейфний, (в) з фазоінвертором

Для розширення робочої смуги частот використовують ШСВ з трьома і більше шлейфами [149], параметри яких в [164] синтезуються оптимізаційною процедурою. В [165] запропоновано варіант тришлейфного моста на дискретних елементах, в [166] – на  $\lambda/4$  відрізках з фазоінвертором (рис. 1.8,в), в [167] – з заміною відрізків основних ліній з параметрами, взятими з [164], еквівалентною П-ланкою.

З класу ШСВ виділено [168] двошлейфну структуру, у якій електрична довжина одного шлейфа на  $180^\circ$  більша, ніж другого (рис. 1.9,а), відому, як *кільцевий міст* (КМ) чи кільцевий СВ. Зменшення розмірів КМ досягається: заміною відрізків штучною лінією передачі [155], лінією з від'ємною дисперсією [169], П-ланками з дискретними елементами [170] чи шлейфами [171]; введенням під плечі відрізків щілинних ліній в екрані [172]; вкороченням всіх відрізків [173]; заміною довгого відрізка на відрізок ЗСЛ (рис. 1.9,б) [108], для підсилення зв'язку якого в [174, 175] використано вертикальні вставки, і крім того, в [175] відрізки замінено П-ланками зі шлейфами (на рис. 1.9,б показано пунктиром), а в [176] введено шлейфи в місцях з'єднання ЗСЛ з виходами та замінено відрізки Т-ланками; використання технології ОІС [18]; заміною частини довгого відрізка ФФ з зсувом  $180^\circ$  (рис. 1.9,в) на базі: ФФ Шіфмана [177]; асиметричної [178], комбінованої з щілинною лінією [179], симетричної [180] КПЛ, де для розширення смуги в плечі введено відрізки лінії з довжиною, як у складі КМ (пунктир на рис. 1.9,в).

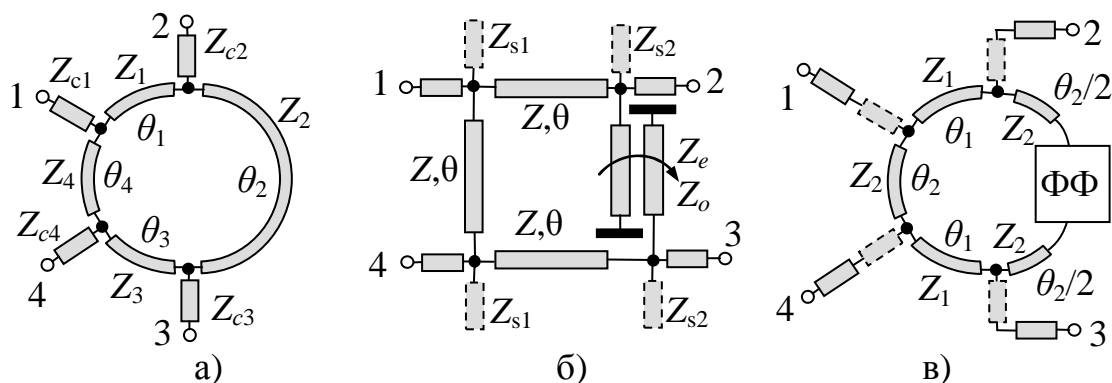


Рисунок 1.9 – КМ (а) на одиночних лініях, (б) з відрізком ЗСЛ та (в) з ФФ

Робота КМ в режимі СВ з розподілом потужності між сусідніми виходами в заданому відношенні, від якого залежать хвильові опори протилежних відрізків, розглядалася в [181], добре відображена в [79] для СВ з різними розгалуженнями, розглядалася в [182] для коротших відрізків, в [183] з введеними індуктивностями.

Для розробки методів розрахунку ШСВ та КМ з симетричною структурою, як і для ПП, застосовують СПЗ. Отримані при цьому парціальні схеми описуються параметрами матриць розсіяння [179], чи параметрами матриць передачі [150 – 152, 160, 165, 166, 173, 180], від яких далі переходять до параметрів розсіяння [150, 160,

166, 180]. З вимог узгодження та розв'язки плечей СВ отримують співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми [150 – 152, 165, 166, 173, 178 – 180]. Слід відмітити, що такий підхід пов'язаний зі складними матричними перетвореннями.

**СВ на зв'язаних лініях передачі** (рис.1.10,а) вперше розглянуто в роботі [184], реалізовано в [185,186], дослідження для поперечної хвилі з рівними фазовими швидкостями парної і непарної мод і з однаково навантаженими плечима відображено в [10, 16, 149], СВ з трьох секцій (рис. 1.10,б) вперше описано в [187].

Оскільки в ГІС використовують планарні структури переважно на базі МСЛ, КПЛ з боковим електромагнітним зв'язком, тому першочергово постають питання: а) забезпечення сильного зв'язку (низького рівня перехідного загасання); б) вирівнювання фазових швидкостей нормальних мод, чи компенсації впливу їх різниці для підвищення спрямованості; в) розширення частотної смуги. Важливим також є питання реалізації СВ на ЗСЛ з різними типами відгалуження.

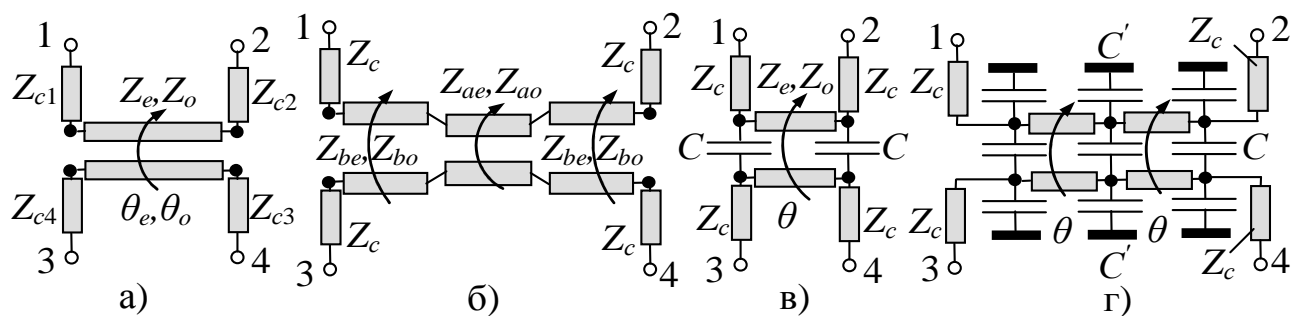


Рисунок 1.10 – СВ на ЗСЛ: (а) односекційний; (б) трисекційний; (в) співспрямований; (г) трансспрямований

Для вирішення задачі по забезпеченню сильного рівня зв'язку запропоновано: використовувати багатошарові структури [188, 189]; поєднувати два типи смужкових ліній по різні сторони підкладки [190, 191]; вводити вертикальні вставки [192]; розбивати відрізок ЗСЛ на секції з введенням паралельних ємностей і послідовних індуктивностей (щілин в екрані) [193]; використовувати трисекційну структуру з боковими секціями на відрізках ЗСЛ, а середньою – з одиночних ліній [194]; використовувати штучні зв'язані лінії від'ємною дисперсією [195]; вводити в центр ЗСЛ відрізки іншої зв'язаної лінії [196]; використовувати тандемні структури з перемичками [21, 197-199] та мости Ланге на багатозв'язаних лініях [200].



Підходи, які використовують для вирішення задачі впливу різниці фазових швидкостей мод, умовно можна розділити [201] на технологічні і схемотехнічні. У першому випадку, коли фазові швидкості мод вирівнюються, використовують: додатковий шар діелектрика в області зв'язку [202]; додатковий провідник з вільним потенціалом [203]; багат шарову діелектричну підкладку [204]; періодичний профіль (пилоподібний, ступінчастий) області зв'язку [205, 206]. Схемотехнічна компенсація впливу різниці фазових швидкостей ґрунтується на введенні в область зв'язку додаткових реактивних елементів: ввімкнення між лініями у відріжку ЗСЛ ємностей по краям чи в середині [207-211], чи одного реактивного опору на кінці [211]; введення індуктивностей послідовно до ліній відрізка [108]; підключення індуктивностей паралельно до кожної лінії відрізка ЗСЛ [212, 213].

Вказані дослідження стосуються *протиспрямованих відгалужувачів* (ПСВ), коли сигналу з входу 1 розподіляється між прямим виходом 2 і відгалуженим 3 (рис. 1.10,а), у яких відрізки ЗСЛ утворені однаковими лініями (симетричні ЗСЛ). Інші варіанти ПСВ використовують ЗСЛ з різними лініями у відріжку (асиметричні ЗСЛ) [16, 71, 91, 214, 215], чи відрізки неоднорідних ЗСЛ [16, 71, 216], для проектування яких в більшості випадків потрібні методи оптимізаційного синтезу.

*Співспрямоване відгалуження* (ССВ) з розподілом сигналу на виходи 2 і 4 теоретично можливе при дуже довгих відрізках ЗСЛ [217]. Для вкорочення відрізків періодично навантажують реактивностями у вигляді: відрізків одиночних ліній [218]; металевих грибоподібних вставок в підкладку [219]; відрізків щілинних ліній в екрані [220]; металевих вставок під ЗСЛ за технологією LTCC [221]. В інших варіантах ССВ використано: еквівалентну схему [151] з реалізацією частини її елементів відрізками ЗСЛ [222] чи КПЛ [223]; структуру типу ШСВ, основними лініями якого є лінії відрізка ЗСЛ електричною довжиною  $45^\circ$  з однаковими хвильовими опорами мод, а шлейфами – ємності на його кінцях (рис. 1.10,в) [224].

*Трансспрямоване відгалуження* (ТСВ), коли енергія з входу 1 розподіляється між виходами 3 і 4, отримано в [225] для рівних фазових швидкостей мод шляхом періодичного навантаження відрізка ЗСЛ ємностями (рис. 1.10,г).

Аналіз публікацій, присвячених проектуванню смужкових СВ на відрізках ЗСЛ, показує, що при розробці методів їх розрахунку, як і у випадку ШСВ, в основному застосовувалося СПЗ з описом парціальних схем матрицями передачі [210, 211], чи їх вхідними провідностями (опорами) [196, 208, 213, 222, 224] з подальшим переходом до матриці розсіяння [196, 208, 213, 224], чи передачі [222], з яких за умов узгодження та розв'язки плечей записуються співвідношення для розрахунку ЕП елементів. Досить часто ці співвідношення у зв'язку з аналітичною складністю вказаних перетворень мають суттєві обмеження, наприклад, по допустимому рівню перехідного загасання [208, 209], по розміщенню дискретних елементів схеми [211, 224] та великій їх кількості [225], по рівню узгодження [108], по довжині відрізків [222], розглядається нульова фазова затримка сигналу при відгалуженні, не розглядається вплив неоднорідностей стиків підвідних ліній з відрізком ЗСЛ, про необхідність чого згадується в [111, 213]. Методи розрахунку, в яких знято вказані обмеження, дозволять підвищити ефективність проектування СВ.

До важливих задач, пов'язаних з проектуванням надвисокочастотних ГС, відноситься розробка методів реалізації місць **перетину** смужкових ліній передачі без переходу енергії між ними. Технологічні варіанти з повітряними перемичками [226], чи з лініями, рознесеними по шарам діелектрика [227], не задовольняють вимогам планарності. Тому перетини реалізують *кросоверами* – пристроями на основі: СВ з двох кільцевих чотириплечих розгалужувачів, розміщених один в одному [228, 229]; модифікованого варіанту моста Ланге [230]; з'єднання двох 3-дБ ССВ на ЗСЛ [224]; ШСВ з двох мостових секцій при довжині шлейфів  $L/4$ , а відрізків основних ліній  $L/2$  [231],  $L/4$  [232], та з трьох і більше секцій [233, 234], недоліком яких є великі габарити, і відсутність гальванічної розв'язки між лініями.

#### **1.4. Аналіз методів розробки ЛВП з дискретною зміною стану**

Зміною стану смужкового пристрою пов'язана зі зміною ЕП елементів у його складі, яка здійснюється з метою зміни РП пристрою, чи їх частотної залежності. Оскільки робота такого пристрою пов'язана з регулюванням (зміною) амплітуди чи

фази сигналу на його виходах, тому їх прийнято називати керуючими пристроями [7, 20-22, 112]. Дискретна зміна стану передбачає стрибкоподібну зміну ЕП елементів під відповідною керуючою дією, характер якої визначається різновидом цих елементів, в даному випадку елементів керування станом (ЕКС) пристрою, відомих також під назвою керуючих елементів (КЕ) чи ключів.

До основних і найбільш поширених смужкових керуючих пристроїв з дискретною зміною стану відносяться дискретні фазообертачі, а також перемикачі (комутатори) каналів проходження сигналу, варіанти яких відрізняються за схемними вирішеннями та за типом використаних ЕКС. Оскільки властивості останніх відіграють важливу, іноді вирішальну роль у забезпеченні пристроєм вимог, поставлених до нього ТЗ, тому клас цих елементів постійно поповнюється.

1.4.1. Е л е м е н т и д и с к р е т н о г о к е р у в а н н я с т а н о м с м у ж к о в и х п р и с т р о ї в. До поширених ЕКС, як лінійних двополюсників, які під впливом керуючої дії (сигналу) можуть приймати два різні стани, кожному з яких відповідає своє значення вхідного комплексного опору (імпедансу)  $Z_{ki}=R_{ki}+jX_{ki}$  у відповідності до еквівалентної схеми  $i$ -го стану, де  $i=1,2$ , і які застосовуються в структурах фазообертачів та перемикачів, відносяться наступні елементи.

*Напівпровідникові діоди* в режимі ключа характеризуються двома станами: відкритим і закритим. Найбільш поширеними є  $p-i-n$ -діоди, спрощена еквівалентна схема яких [21, 22] приведена на рис. 1.11,а. Знак «плюс» відповідає відкритому стану, знак «мінус» – закритому,  $L_d$ ,  $C_d$  – індуктивність і ємність корпусу,  $L_e$  – індуктивність виводів,  $Z_3$  – вхідний опір ланки подання напруги керування.

*Польові транзистори* (ПТ, в англійському позначенні FET) в дискретних керуючих пристроях використовуються в ключовому режимі, еквівалентна схема [235, 236] якого приведена на рис. 1.11,б, де  $R$  – опір каналу ПТ, керований напругою на заслоні при нульовому зміщенні витік-стік,  $C$  – ємність між витіком і стоком. На основі ПТ у першу чергу розробляють пристрої в монолітному виконанні [51, 236, 237]. Такі ключі дають більші порівняно з діодами внесені втрати.

*Сегнетоелектричні матеріали* у вигляді плівок застосовують для розробки керованих конденсаторів з неперервним [238, 239], чи з дискретним [240, 241, 242]

безструмовим керуванням, еквівалентна схема яких (рис.1.11,в) містить керовану ємність  $C$ , опір втрат  $R$ , індуктивність електродів  $L$  [243]. Останні досягнення в цій галузі вказують на перспективність використання таких ЕКС [244, 245].

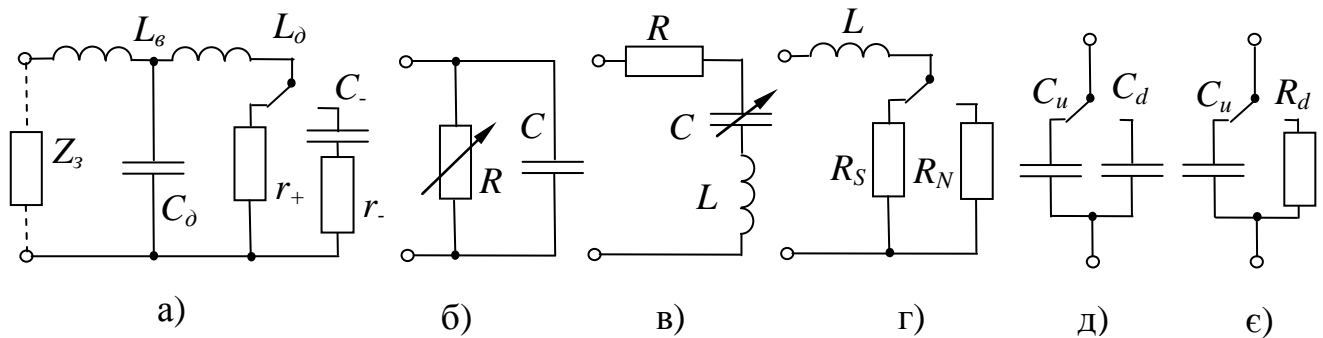


Рисунок 1.11 – Еквівалентні схеми (а)  $p-i-n$ -діода, (б) ПТ у ключовому режимі, (в) сегнетоелектричного конденсатора, (г) ВТНП плівки, (д) ємнісного і (е) метал-контактного МЕМС ключа

*Високотемпературні надпровідні плівки* (ВТНП) забезпечують при температурі охолодження рідким азотом ( $T=77\text{K}$ ) низький рівень втрат і шумів. В ЕКС з ВТНП використовується швидкий перехід від надпровідного стану (S) плівки з дуже малим значенням опору  $R_S$  до нормального стану (N) з великим значенням опору  $R_N$  [246]. Ключі з еквівалентною схемою (рис.1.11,г) [247] мають вигляд смужки шириною  $W$ , довжиною  $l$  і товщиною  $d$  з полікристалічної  $\text{YBaCO}$  плівки.

*Мікроелектромеханічні системи* (МЕМС) працюють в режимі ключа з електростатичною комутацією (активацією) [248]. Конструктивно діляться на ключі з фіксованою мембраною [249], чи консольно-балочні [250]. Водночас вони можуть бути з контактом ємнісного типу з еквівалентною схемою (рис. 1.11,д) [251, 252], де ємності  $C_d$  – в активованому нижньому,  $C_u$  – в нормальному верхньому положеннях, а також з контактом металевого (резистивного) типу з еквівалентною схемою (рис. 1.11,е) [253], де  $R_d$  – контактний опір,  $C_u$  – ємність верхнього положення.

1.4.2. С му ж к о в і п р и с т р о ї д и с к р е т н о г о к е р у в а н н я ф а з о в о ю з а т р и м к о ю с и г н а л у. Дискретні фазообертачі забезпечують стрибок фази сигналу з входу чотириполюсника на його вихід (*прохідний* фазообертач), чи сигналу, відбитого від входу двополюсника (*відбивний* фазообертач). Значення

різницевого (диференціального) фазового зсуву, тобто різниці  $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$  фазових затримок сигналу  $\varphi_1, \varphi_2$  у двох станах схеми, зумовлених станами ЕКС, прийнято називати фазовим дискретом [22]. Основні вимоги, які ставляться до фазообертача [22], стосуються забезпечення: заданого дискрету фази  $\Delta\varphi$ ; узгодження на робочій частоті в різних фазових станах; однакових втрат сигналу в різних фазових станах (*оптимізація за втратами*); стабільності фазового дискрету в заданій смузі частот (*оптимізація за фазою*). Багатоступінчаті (багатопозиційні, багаторозрядні) схеми з декількома дискретами фази частіше реалізуються на базі одноступінчатих (однопозиційних, однорозрядних), для яких в простіше виконати вказані вимоги.

**Одноступінчасті відбивні фазообертачі (ОВФ)** забезпечують стрибкоподібну зміну фази відбитої хвилі за рахунок зміни параметрів ЕКС. Для їх різницевого фазового зсуву і умови оптимізації за втратами можна записати [22]:

$$\Delta\varphi = \arg\Gamma_1 - \arg\Gamma_2, \quad |\Gamma_1| = |\Gamma_2|, \quad (1.1)$$

де  $\Gamma_1, \Gamma_2$  – коефіцієнти відбиття на вході ОВФ в двох різних станах ЕКС.

Найбільш поширені варіанти схем ОВФ приведено на рис. 1.12. ЕКС подано у вигляді вхідного імпедансу  $Z_{ki}$ , під'єданого до входу фазообертача через чотириполюсник  $T$ , яким забезпечують виконання оптимізаційних умов, і який реалізують: відрізком лінії передачі [21, 254], коли виконання умови оптимізації за втратами (1.1) досягається зміною індуктивності  $L_g$   $p$ - $i$ - $n$ -діодного ключа (рис. 1.11,а), що досить проблематично; відрізком лінії з додатковою реактивністю  $jX$  (рис. 1.12,а,б) та  $p$ - $i$ - $n$ -діодними ЕКС [22]; ідеальним трансформатором, утвореним з'єднанням ліній з різними хвильовими опорами  $Z_c$  і  $Z_1$  (рис. 1.12,в), з коефіцієнтом трансформації  $n^2 = Z_c/Z_1$  [22, 255], де метод розрахунку схеми з  $p$ - $i$ - $n$ -діодними ЕКС має обмеження: хвильовий опір  $Z_1$  дійсний лише для діодів з  $r_+ < r_-$ ; при малій ємності  $C$  діода хвильові опори ліній різко зростають, що ускладнює їх реалізацію.

**Одноступінчасті прохідні фазообертачі (ОПФ)** за варіантом їх схемного рішення відносяться до таких базових типів [7, 19, 21, 22]: мостові (гібридні); шлейфні (типу навантаженої лінії); з комутованими каналами; петльові.

ОПФ *мостового типу* розробляють на базі СВ з рівним поділом потужності (3-дБ моста), виходи якого навантажують ОВФ з фазовим дискретом  $\Delta\varphi$  (рис. 1.13,а). При цьому використовують: шлейфний міст для потужних ОПФ [22]; міст на багатозв'язаних лініях (міст Ланге [200]), виконаний за технологією ГІС [22], чи МІС з ОВФ на базі ПТ [256]; ПСВ на зверненому в кільце відрізьку ЗСЛ [257]. Оскільки зміна фази хвилі на виході 2 визначається зміною фази коефіцієнта відбиття  $\Gamma_{ki}$  на вході ОВФ при зміні стану ЕКС, то дискрет фази ОПФ теж становить  $\Delta\varphi$  [21, 22].

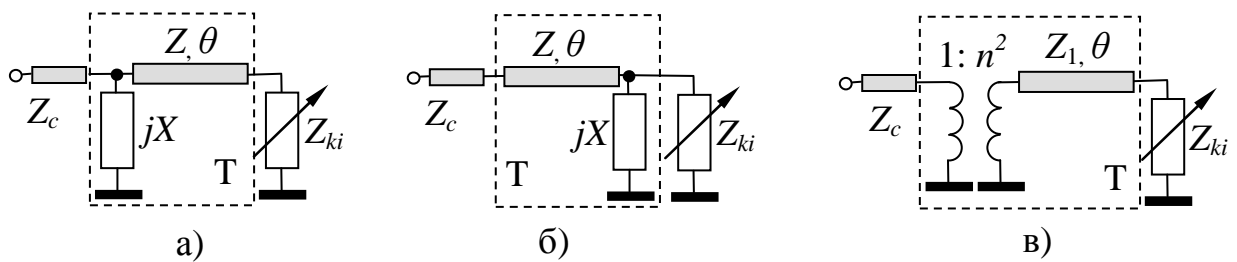


Рисунок 1.12 – Схеми ОВФ з додатковою реактивністю (а) на вході, (б) біля ЕКС та схема (в) з ідеальним трансформатором

ОПФ *шлейфного типу* утворені навантаженням основної лінії передачі відрізьками ліній (шлейфами) з під'єднаними на кінці ЕКС (рис.1.13,б). Відмінності між існуючими методами їх розрахунку зумовлені тим, які параметрами ЕКС враховано, які додаткові елементи введено в схему для забезпечення оптимальності. Так в методі [7] розглядається випадок з двома рівними за модулем і протилежними за знаком в обох станах ключів вхідними реактивними опорами шлейфів при чвертьхвильовій відстані між ними, метод з [112] допускає різні значення цих реактивних опорів при залежній від  $\Delta\varphi$  відстані між шлейфами, в [22] приведено співвідношення для розрахунку ОПФ, функцію навантажень якого з відстанню  $L/4$  між ними виконують оптимізовані за фазою та втратами ОВФ (рис. 1.12,в). Існуючі методи розрахунку в основному розроблено для  $p-i-n$ -діодних ЕКС, вони не торкаються впливу неоднорідностей трійників у складі шлейфних ОПФ.

ОПФ з *комутованими каналами* в своїй структурі містять два перемикачі, які забезпечують проходження сигналу по одному з каналів, кожен з яких утворений чотирьохполюсником зі своєю фазовою затримкою  $\varphi_i$ , як це показано на рис. 1.13,в

для двоканального випадку. Внесені загасання фазообертача за рахунок втрат сигналу у каналі і у перемикачах в значній мірі залежать від використаних ЕКС.

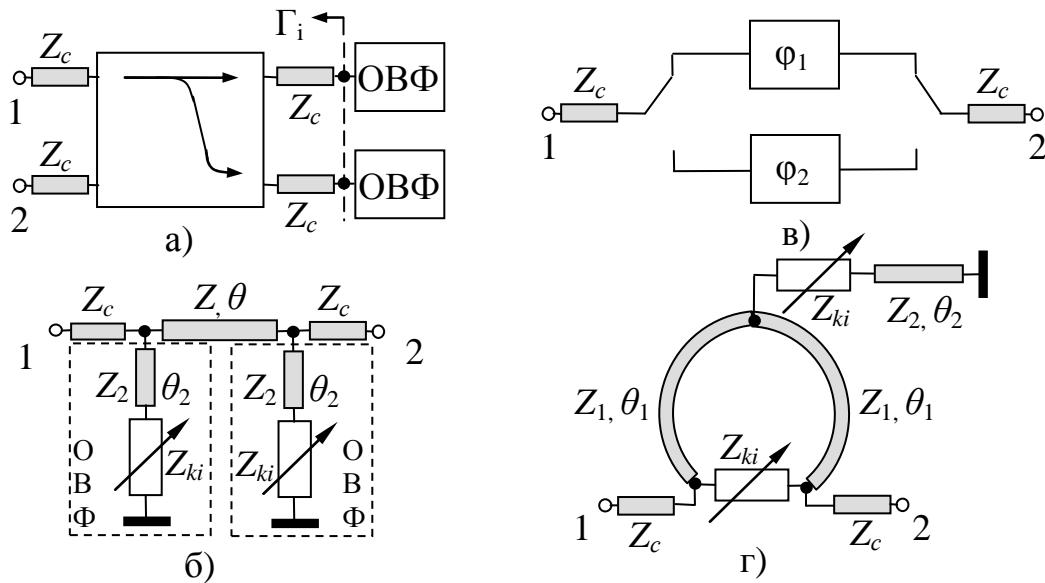


Рисунок 1.13 – Схеми ОПФ (а) мостового типу, (б) шлейфного типу, (в) з комутованими каналами, (г) петльового типу

Аналіз [258] показує, що у фазообертачів з *p-i-n*-діодами загасання досягає 1-2 дБ [22], а з використанням ПТ зростає до 4-6 дБ [259]. Найменше загасання до 1 дБ дають ключі типу МЕМС, з якими розроблено фазообертачі: дво- та чотирьоканальні з комутованими відрізками МСЛ (втрати 0,5-1 дБ в діапазоні 10-20 ГГц) [260]; з комутованими відрізками КПЛ для частот до 60 ГГц [261]; багатоступінчасті на базі двоканальних ОПФ за технологією МІС [262]. У всіх цих випадках ЕП і КП елементів схем визначалися шляхом комп'ютерного моделювання та оптимізації.

Канали проходження сигналу реалізують: відрізками одиночних ліній [260-262]; відрізками ЗСЛ [263]; відрізками ліній з чвертьхвильовим шлейфом [22]; Т- чи П-ланками фільтра з чвертьхвильових відрізків [264]; фільтрами нижніх і верхніх частот з дискретних елементів [265]; штучною лінією з від'ємною дисперсією [266].

ОПФ *петльового типу*, який був запатентований [267], як фазообертача з комутованими каналами, і відомий також, як фазообертач «змійкового типу» [268], має структуру, приведену рис. 1.13,г. Коли ЕКС знаходяться в закритому стані, сигнал поширюється по основному відрізку з електричною довжиною  $2\theta_1$ , яка задає фазову затримку  $\varphi_1$ . При зміні стану сигнал проходить на вихід через ЕКС між

кінцями відрізка, а фазова затримка залежить від навантаження, утвореного з'єднанням двох частин основного відрізка з шлейфом на кінці. Якщо вважати ЕКС ідеальними ключами з нульовим та безмежно великим опором в залежності від їх стану, то вхідне узгодження буде за умови  $Z_2/Z_c = 1/(2\text{tg}\theta_1\text{tg}\theta_2)$  [269], а фазова затримка цього стану стає рівною нулю. В результаті дискрет фази  $\Delta\varphi = \varphi_1$ . Для послаблення впливу шлейфа і розширення смуги частот його навантажують індуктивністю [270, 271], беруть для шлейфа лінії з високим хвильовим опором [272]. В існуючих методах розрахунку петльового ОПФ розглядаються ідеальні ЕКС, що вимагає обов'язково використовувати оптимізаційну процедуру [271].

Ефективність проектування дискретних фазообертачів залежить від вирішення проблем, які стосуються: обмежень в методах розрахунку ОВФ; використання у складі шлейфних ОПФ різних типів ЕКС і врахування впливу трійникових неоднорідностей; забезпечення для ОПФ з комутованими каналами низького рівня втрат, високого рівня узгодження та розв'язки перемикачів, усунення на амплітудно-частотних характеристиках (АЧХ) «провалів», викликаних паразитними резонансами закритих каналів [83, 260, 273], забезпечення рівних нахилів фазочастотних характеристик (ФЧХ) каналів у двох станах для отримання стабільного дискрету фази у смузі частот [22]; врахування для петльового ОПФ реальних параметрів ЕКС і рознесення кінців його петлі.

1.4.3. С м у ж к о в і п р и с т р о ї к о м у т а ц і ї к а н а л і в п р о х о д ж е н н я с и г н а л у. Лінійний багатополіусник, в якому за допомогою ЕКС здійснюється дискретна зміна стану у вигляді зміни внутрішніх зв'язків між каналами проходження сигналу, відноситься до перемикачів (комутаторів) каналів. За принципом дії, будовою та призначенням комутатори прийнято ділити [19, 274] на вимикачі, двоканальні і багатоканальні перемикачі, матричні перемикачі.

**Вимикачі**, як двостанові чотиріполіусники, які в одному стані пропускають сигнал з входу на вихід, а в іншому – не пропускають (в основному відбивають, також поглинають), за способом ввімкнення ЕКС можуть мати послідовну, паралельну, комбіновану схему (рис. 1.14) [22, 112, 274] з одним, чи з декількома



ЕКС, включеними через  $\lambda/4$  відрізки [22, 274], з шлейфом, введеним для компенсації реактивних складових еквівалентного опору ЕКС і розширення смуги частот [274].

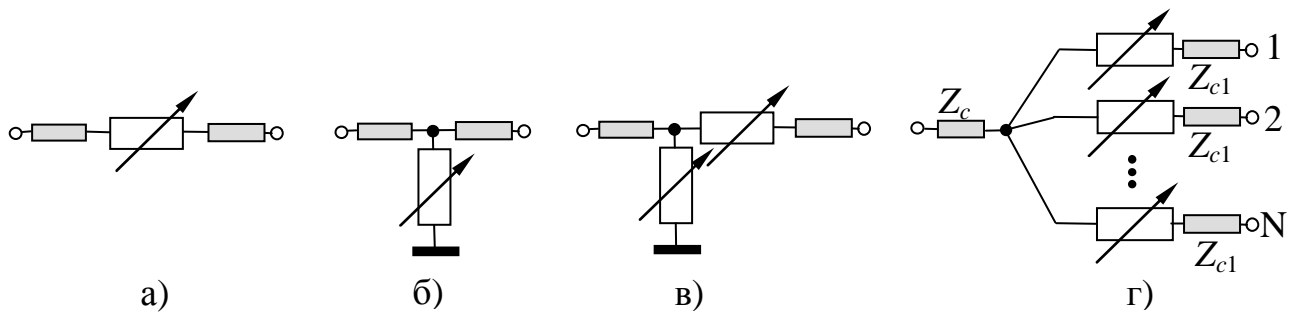


Рисунок 1.14 – Схеми вимикачів з (а) послідовним, (б) паралельним, (в) комбінованим ввімкненням ЕКС та структура (г) променевого перемикача

**Багатоканальний перемикач**, який забезпечує з'єднання входу з одним із  $N$  виходів, прийнято [19] позначати, як  $1:N$  перемикач, в англійському позначенні SPMT (single-pole multi-throw). Якщо  $N=2$ , то перемикач  $1:2$  двоканальний (SPDT, SP2T). При реалізації  $1:N$  комутаторів найбільшого поширення здобули променева та бінарна схеми. В основі променевої структури лежить  $N$ - плече розгалуження, до кожного з плечей якого під'єднується вимикач (рис. 1.14,г) з певним варіантом схеми. Бінарна структура, у якій кількість виходів  $N$  в більшості випадків кратна 2, утворюється шляхом комбінації каскадних з'єднань двоканальних перемикачів.

**Матричний перемикач**, який прийнято [22, 274] позначати, як перемикач  $M \times N$ , в кожному стані забезпечує з'єднання  $N$  з усіх  $M$  входів з  $N$  виходами. Такі комутатори можуть розроблятися на базі перемикачів  $1:M$  і  $1:N$ , але з ростом числа входів і виходів звертаються до розробки матричних комутаторів на базі квадратних матричних перемикачів  $2 \times 2$  за балансною [19], чи за кільцевою [112, 274] схемами.

Аналіз публікацій показує, що при розробці перемикачів у смужковому виконанні основна увага приділялася променевій і бінарній схемам, для яких вдається виконати жорсткі вимоги відносно рівня розв'язки каналів, втрат, узгодження на вході, особливо при збільшенні числа виходів, на що в першу чергу впливає вибір типу ЕКС, варіанту їх підключення, способу та схеми узгодження. Так для розробки потужних широкосмужкових променевих перемикачів використано  $p$ -і-

$n$ -діоди, які включалися паралельно з узгоджувальними секціями після них [275], чи комбіновано [276], та з резистором у ланці живлення для розширення смуги [277].

Променеву схему застосовано і при розробці перемикачів у монолітному виконанні. В [278, 279] розглядаються МІС з GaAs  $p$ - $i$ - $n$ -діодами. Проте в переважній більшості МІС функцію ЕКС виконують ПТ з бар'єром Шоттки в ключовому режимі. При цьому застосовують: дві комбіновані схеми з'єднання ПТ, рознесені відрізком лінії [280, 281]; комбіновану схему з компенсацією паразитної ємності ПТ схемою узгодження [282]; комбіновану схему з узгодженням індуктивністю на вході і виходах [283]; трансформатори з відрізків ліній після розгалуження перед ПТ [284].

Використанням в багатоканальних перемикачах МЕМС ключів зменшує втрати, покращує розв'язку, розширює частотну смугу. При цьому перевага надається МЕМС метал-контактного типу [260-262, 285, 286], дуже мала ємність закритого стану  $C_u$  яких дозволяє реалізувати широкосмугові пристрої на відміну від  $p$ - $i$ - $n$ -діодів і ПТ, велика ємність яких може викликати резонансні явища [83, 273].

Слід відмітити, що у наведених вище приладах розробки перемикачів на  $p$ - $i$ - $n$ -діодах, ПТ, МЕМС ключах ЕП і КП елементів схеми визначалися засобами САПР з застосуванням процедур оптимального синтезу, які прив'язуються до конкретної структури каналу перемикача, наприклад, як в [274, 276, 282], чи до схеми вимикача, який формує цей канал [22], чи до певного типу ЕКС [22, 260, 274, 279, 286].

Інформацію про методи визначення ЕП елементів схеми, які є початковими значеннями для оптимізації, як правило не приводять. В багатьох випадках розробки пристроїв з дискретною зміною стану при виборі ключів та варіанту їх з'єднання звертаються до підходу [19], оснований на використанні трансформуючих чотириполісників, які перетворюють ЕКС з парою нормованих до хвильового опору  $Z$  лінії, в яку він ввімкнений, значень  $(z_1, z_2)$  його комплексного еквівалентного опору  $z_i = Z_{ki}/Z = r_i + jx_i$  ( $i=1,2$ ) в канонічний комутаційний елемент [7] з парою чисто активних опорів  $(r, Kr)$ , де  $K$  – параметр якості ЕКС, який становить:

$$K = \frac{\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + (x_1 - x_2)^2} + \sqrt{(r_1 - r_2)^2 + (x_1 + x_2)^2}}{\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + (x_1 - x_2)^2} - \sqrt{(r_1 - r_2)^2 + (x_1 + x_2)^2}}. \quad (1.2)$$

Виходячи з параметру якості ЕКС, можна розрахувати орієнтовні значення мінімального внесеного загасання у відкритому каналі та максимального загасання у закритому каналі перемикача [19]. Подібні співвідношення приведено в [274] для двоканальних перемикачів з ввімкненими паралельно чи послідовно *p-i-n*-діодами, які приводяться до канонічної форми за допомогою шлейфів.

Оскільки при розрахунках існуючими методами початкових значень ЕП елементів променевих перемикачів виходять з припущення ідеальності ключів та ідеальності багатоканального розгалуження, тому для врахування впливу реальних параметрів приходиться доповнювати схему ланками узгодження в процесі оптимізації, наприклад, як в [260, 262, 276, 283-286]. Значно спрощують процес оптимізації і підвищують ефективність проектування аналітичні методи, які дозволяють розрахувати перемикач та граничні значення його робочих параметрів для вибраного типу ЕКС, варіанту їх ввімкнення, способу і схеми узгодження.

### **1.5. Аналіз методів проектування ЛВПІ з роботою у двох смугах частот**

Швидкий розвиток сучасних систем бездротового зв'язку, різного роду телекомунікаційних і супутникових систем супроводжується використанням декількох частотних діапазонів у відповідності до розроблених стандартів. При реалізації систем, які одночасно забезпечують роботу у двох діапазонах, значно ускладнюється їх структура, зростають габарити та собівартість. Ці проблеми вирішують шляхом застосування двосмугових вузлів та пристроїв, тобто таких, які виконують покладені на них функції одночасно у двох смугах частот, що наглядно ілюструє приклад можливої реалізації вхідного двосмугового радіомодуля бездротової системи доступу [287]. На рис. 1.15,а приведено структурну схему вхідного радіомодуля для роботи в стандартах IEEE802.11a/b/g/n WLAN, розробленого фірмою Skyworks Solutions [288] на базі одночастотних (з одною робочою смугою) пристроїв: широкосмугового перемикача 1, який по команді контролера комутує антену з каналами передавання чи приймання; дуплексерів 2 для частотного розподілу сигналу між двома каналами з робочими смугами 2,4-2,5

ГГц та 4,9-5,875 ГГц; маломощних підсилювачів 3 в каналах приймання, з яких сигнали поступають на схему обробки; фільтрів режекції частот гетеродинів в каналах передавання сигналів з виходів схеми формування; підсилювачів потужності 4, роботою яких керують сигнали, відгалужені за допомогою СВ 5; смугових фільтрів, з яких сигнали поступають на входи диплексера 2, вихід якого з'єднаний з антенним перемикачем.

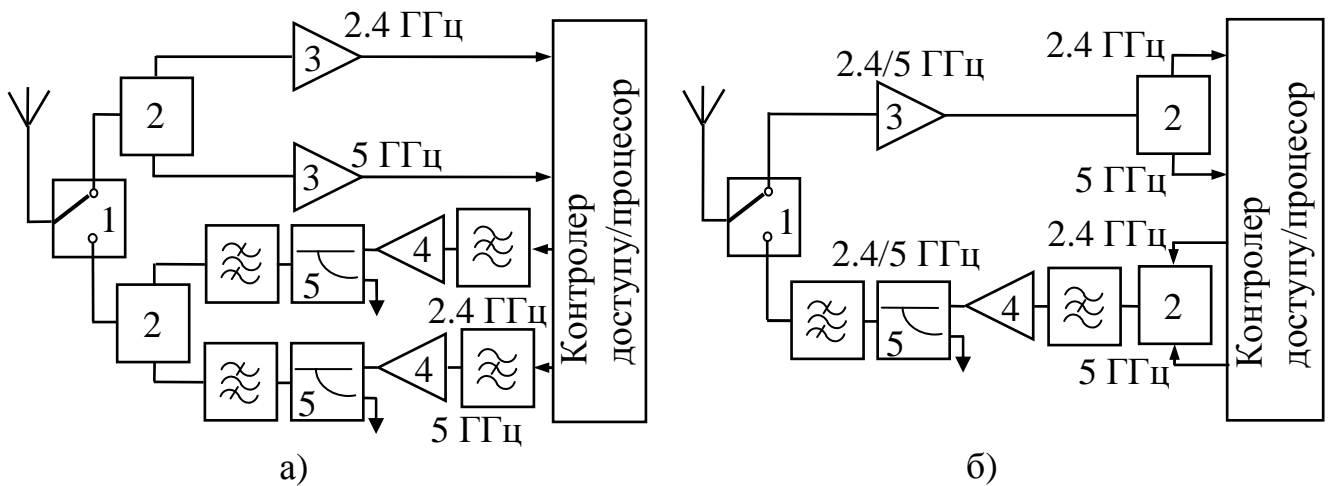


Рисунок 1.15 – Структура двосмугового вхідного радіомодуля на базі одночастотних (а) та двочастотних (б) вузлів та пристроїв

Один з можливих варіантів структури аналогічного модуля, але вже на базі двосмугових пристроїв зображено на рис. 1.15,б [287]. В ньому використано: перемикач 1 з двома вузькими робочими смугами, що забезпечує кращу розв'язку; один маломощний двосмуговий підсилювач 3 каналі приймання, з виходу якого сигнал подається на диплексер 2 і розподіляється ним за смугами частот для обробки; диплексер 2 в каналі передавання, з якого сигнали обох частот подаються на двочастотний режекторний фільтр для придушення частот гетеродинів; один двочастотний підсилювач потужності 4, який керується сигналом з відгалуженого виходу двочастотного СВ 5; двочастотний смуговий фільтр. При такій структурі двосмугового модуля забезпечується значний вигреш у габаритах і собівартості.

Відносно вузькі робочі смуги частот телекомунікаційних стандартів дозволяють при розрахунках ЛВПП з одночасним функціонуванням у двох смугах частот виходити зі значень центральних частот  $f_i$  ( $i=1,2$ ) цих смуг, а самі пристрої

розглядати, як *двочастотні*. При цьому одним з основних показників роботи двочастотного пристрою вважається *частотний коефіцієнт*, який визначається через відношення частот  $k_f=f_2/f_1$  (як правило приймається  $f_2>f_1$ ).

Двочастотні **трансформатори імпедансу** у відомих випадках реалізовано чотириполісниками у вигляді: двоступінчастої (двосекційна) структури з відрізків ліній (аналогічна рис. 1.2,а) для узгодження на двох частотах активного опору навантаження  $Z_H$  з хвильовим опором  $Z_B$  вхідної лінії [289]; трисекційного трансформатора [290], при розробці якого використовується процедура оптимізації; двосекційної схеми для узгодження комплексних опорів  $Z_{Hi}$  ( $i=1,2$ ) з  $Z_B$ , яка вимагає пошуку коренів трансцендентного рівняння [291]; трисекційного трансформатора [292, 293], де третій відрізок трансформує  $Z_{Hi}$  в комплексно спряжені опори на вході, які два перші відрізки далі трансформують в  $Z_B$ ; двосекційної схеми з компенсуючою реактивністю (рис. 1.2,в) для узгодження  $Z_{Hi}$  з  $Z_B$  [294], де на відміну від попередніх випадків хвильові опори відрізків задаються, а їх довжина шукається ітераційним шляхом; симетричної Т-ланки (рис. 1.2,є) і П-ланки (рис. 1.2,д) [295].

Аналіз методів розробки двочастотних трансформаторів імпедансу показує, що існуючі варіанти стосуються тільки двочастотної трансформації значень комплексного опору навантаження в активний вхідний опір, відсутня інформація про застосування для двочастотної трансформації відрізків зв'язаних ліній передачі.

Двочастотні **подільники потужності** розробляються на базі двоканальної схеми Вілкінсона (рис. 1.5,б). При цьому чвертьхвильові відрізки одиночних ліній замінюють на двочастотні трансформуючі структури у вигляді: двоступінчастого трансформатора [296-300], де для узгодження на виходах ПП в [297] паралельно балансовому резистору приєднано індуктивність і ємність, в [298] ці елементи приєднано до стиків ліній у трансформаторах, в [299] замість них включено реактивний шлейф на вході, а в [300] виходи подільника перенесено до стиків у трансформаторах; Т-ланки з відрізків ліній [301]; додаткових відрізків на вході і виходах ПП, які утворюють трансформатори разом з основними відрізками (схема з винесеними плечима) [302], чи з винесеними через відрізок ЗСЛ вихідними плечима [303] для розширення діапазону допустимих значень  $k_f$ ; двох відрізків одиночних

ліній, між якими ввімкнено відрізок ЗСЛ зі з'єднаними з одного боку кінцями [304]; відрізка ЗСЛ (подібно до рис. 1.6,ж), до кінців якого приєднано шлейф [305]. Якщо запропоновані розробки двочастотних ПП на відрізках одиночних ліній практично вичерпують можливі схемні рішення, то для двочастотних ПП на базі відрізків ЗСЛ запропоновано тільки варіанти: з двох послідовно з'єднаних відрізків [306]; з двох відрізків, але з резисторами між стиками цих відрізків і на кінці між виходами [307].

При розробці методів розрахунку двочастотних ПП у більшості випадків звертаються до методу СПЗ, чи до еквівалентної заміни відрізків одночастотного ПП двочастотними вузлами [301, 304, 305] з залученням в обох випадках матричних перетворень, що є одною з причин обмеженого використання ЗСЛ в ПП.

Двочастотні **шлейфні спрямовані відгалужувачі** найчастіше реалізуються з двошлейфною структурою, серед розмаїття розробок якої можна виділити використання відрізків ліній на основі метаматеріалів [308-310], реалізацію шлейфів подовженими [311], або зігнутими в меандр лініями [312], використання схеми з віддаленими входами [313]. Ефективно забезпечує двосмугову роботу ШСВ включення додаткових реактивних навантажень, які реалізують: приєднаними до кожного плеча СВ відрізками [314]; більш складною схемою (ступінчасті з'єднання, багатосекційні відрізки) [315-319]; відрізками, під'єднаними до середини основних ліній і шлейфів [320-323], тільки до шлейфів [324], тільки до основних ліній [325]. Розробка таких двосмугових ШСВ найчастіше здійснювалася за принципом еквівалентної заміни кожного відрізка односмугового пристрою двочастотними структурами: ланками П-типу (рис. 1.2,д) [314, 317, 318], чи Т-типу (рис. 1.2,е) [320-323]; відрізками ЗСЛ зі з'єднаними кінцями [326, 327]; ступінчастою секцією з відрізками на її кінцях [315], чи П-ланкою з багатосекційними боковими відрізками [319] для забезпечення різного перехідного загасанням в робочих смугах.

Кількість розробок двосмугових три- і чотиришлейфних відгалужувачів незначна: в [322, 328] ЕП 3-дБ тришлейфного СВ шукаються з графіків, отриманих шляхом оптимізаційного пошуку на основі хвильових матриць; в [329] використано еквівалентну заміну відрізків ШСВ на П-ланки; в [330] реалізовано кросовер на чотиришлейфному СВ з однаковою довжиною всіх відрізків, а в [331] – кросовер на

тришлейфному СВ з шлейфами у двічі довшими ніж відрізки основних ліній.

З результатів аналізу існуючих методів розрахунку двосмугових ШСВ та підходів до їх розробки видно: у більшості робіт [308, 310, 313, 314, 316, 322, 325, 328, 329] розглядаються тільки 3-дБ мости; розробка методів розрахунку найчастіше базується на матричному аналізі, як при еквівалентній заміні [308, 310, 314, 315, 317, 319, 320, 322, 326, 327, 329], так і при застосуванні методу СПЗ для нової чи модифікованої схеми [313, 320, 321, 324, 325, 328]. В результаті методи розробилися тільки для одного варіанту довжини відрізків та шлейфів і не дозволяють вибирати фазову затримку сигналу у відгалужений вихід, що обмежує діапазон допустимих значень частотного коефіцієнта і перехідного загасання, не дає можливості вибрати знак різницевого фазового зсуву вихідних сигналів у частотних смугах і вплинути на результати розрахунків для забезпечення значень хвильових опорів відрізків та додаткових реактивностей, які допустимо реалізувати.

Двочастотні **СВ на відрізок зв'язаних ліній** використовуються дуже обмежено: в [332] запропоновано варіант стільки 3-дБ ТСВ з трьох чвертьхвильових відрізків ЗСЛ; у коментарі [333] до роботи [332] цю структуру застосовано для реалізації 3-дБ ССВ; в [334, 335] запропоновано варіант двосмугового ПСВ на основі модифікації попередньої структури. Метод розрахунку такого СВ [335] розроблено тільки для нульової фазової затримки сигналу у відгалужене плече, що ускладнює проектування СВ при певних вихідних параметрах, оскільки може приводити до недопустимих значень хвильових опорів відрізків зв'язаних ліній.

Використання при проектуванні двочастотних ШСВ та СВ на ЗСЛ методів розрахунку без вказаних вище обмежень, дозволяють підвищити його ефективність.

Двосмугові **фільтри** відносяться до ключових компонентів вхідних кіл комунікаційних систем. Більшість публікацій стосується двосмугових смуго-пропускних фільтрів (СПФ), які розроблено з використанням: двох односмугових різних СПФ [336, 337]; каскадного з'єднання смуго-запірного фільтра (СЗФ) з широкосмуговим СПФ [338, 339]; схеми СПФ на резонаторах з інверторами провідностей між ними [9], але з реалізацією резонаторів двочастотними паралельними шлейфами [340, 341] і з застосуванням для їх синтезу генетичного

алгоритму [342]; ступінчастих резонаторів [343], частоти основного і другого резонансів яких залежать від ЕП відрізків, при цьому в [344] вони з'єднані в пари, в [345] розміщені один над другим в стовпець та каскадно з частковим паралельним перекриттям; резонаторів спеціальної форми: шпилькових [346]; кільцевих з одним в середині іншого [347]; типу відкритої петлі зі шлейфом [348]; утворених ступінчастим з'єднанням відрізків ЗСЛ з реактивним навантаженням їх кінців [349].

До недоліків двосмугових СПФ на основі з'єднання двох фільтрів, а також з застосуванням шлейфних резонаторів слід віднести великі їх розміри, низьке значення частотного коефіцієнту. Розрахунок СПФ зі ступінчастими резонаторами та резонаторами спеціальної форми в основному базується на використанні САПР. Підвищити ж ефективність проектування двосмугових фільтрів можна на основі підходу, який базується на використанні існуючих потужних методів розрахунку одночастотних СПФ з подібною структурою [9, 14, 21, 83]. Відсутність інформації про реалізацію смужкових режекторних фільтрів (РФ) з двома робочими смугами запирання також вимагає досліджень в напрямку їх розробки.

### **1.6. Програмні і технічні засоби для проведення розрахунків, комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень**

Розробка аналітичних співвідношень, за допомогою яких можна визначати електричні параметри елементів схем ЛВПІ у смужковому виконанні, обов'язково супроводжується їх верифікацією, тобто перевіркою схеми, виготовленої за розрахованими значеннями цих параметрів, на здатність відтворити задані робочі параметри пристрою та на точність їх відтворення. Процес перевірки, який в повному обсязі нагадує процес проектування, здійснюється в такій послідовності:

1. На основі отриманих аналітичних співвідношень в середовищі MathCad складається програма;
2. За допомогою розробленої програми виконується розрахунок електричних параметрів елементів тестового варіанту схеми пристрою;
3. Виходячи з отриманих значень ЕП, вибраного типу ліній передачі і заданих



параметрів діелектричної підкладки (відносної діелектричної проникності  $\epsilon$ , товщини  $H$ , тангенса кута втрат) і параметрів металізації (матеріалу провідників, товщини смужок  $T$ ) здійснюється перехід до КП відрізків ліній у складі пристрою (ширини смужкових ліній, відстані між ними, довжини відрізків);

4. В середовищі вибраної САПР з використанням її елементної бази та розрахованих КП складається схемотехнічна модель пристрою, задаються частотний діапазон, типи РП, які необхідно дослідити, і проводиться схемотехнічне моделювання пристрою, в результаті якого отримуємо частотні характеристики РП;

5\*. За отриманими КП розробляється топологія пристрою, на основі якої в середовищі САПР формується електродинамічна модель і здійснюється ЕМ на заданих частотах, результатом якого є теж робочі чи хвильові параметри пристрою;

6\*. Оскільки на результати ЕМ впливають фактори, які не враховано в методі розрахунку ЕП (неоднорідності, втрати в лініях, відхилення структури хвилі від поперечної), тому коректується топологія для отримання бажаних характеристик;

7\*. Після проведеного моделювання схеми і внесення коректив на розміри його елементів виготовляється діючий макет пристрою;

8\*. Проводиться експериментальне дослідження виготовленого макету для перевірки відповідності характеристик його робочих параметрів значенням, заданим для розрахунків і отриманим при моделюванні.

*Примітка:* відмічені зіркою пункти виконувалися при розробці макетів.

Для проведення комп'ютерного СМ та ЕМ вибрано САПР MWO (Microwave Office) [48, 49], до складу якої входять модуль схемотехнічного моделювання з потужною бібліотекою базових елементів з зосередженими та розподіленими параметрами, в тому числі програма TxLine взаємного переходу між електричними і конструктивними параметрами різних типів ліній передачі, яка використовується при виконанні пункту 3, та модуль електродинамічного моделювання на основі методу моментів (див. п.1.1). Достовірність та адекватність результатів роботи комплексу Microwave Office підтверджується широкою світовою практикою його застосування при проектуванні високочастотних ІС та МІС [350, 351].

У більшості випадків результати дослідження тестових прикладів і макетів

приводяться, як прийнято для публікацій, у вигляді частотних характеристик втрат на відбиття (зворотних втрат) в дБ, тобто  $20\lg[(КСХН_{i-1})/(КСХН_{i+1})]$  чи  $20\lg(|S_{ii}|)$ , та внесених втрат у дБ, тобто  $20\lg(|S_{ij}|)$ , де  $i, j$  – номери плечей пристрою.

Діелектричною підкладкою, на основі якої виготовлялися макети пристроїв у мікросмужковому виконанні, служили два варіанти фторопластового діелектрика:

1) лист фторопластовий фольгований ФФ-4 з параметрами (згідно паспорту):  $H=1,5$  мм,  $\varepsilon=2\pm 0,1$ ,  $T=0,035$  мм;

2) лист фторопластовий армований фольгований ФАФ-4Д з параметрами (згідно паспорту):  $H=1,5$  мм,  $\varepsilon=2,5\pm 0,1$ ,  $T=0,05$  мм.

Оскільки параметри матеріалу підкладки у межах листа  $360\times 500$  мм мають відхилення від паспортних даних за  $\varepsilon$  і за  $H$ , тому для макетів уточнювалася товщина і діелектрична проникність (вимірюванням ємності фольгової заготовки).

Для проведення експериментальних досліджень макетів використано панорамні вимірювачі різних частотних діапазонів:

1) Р4-37 Вимірювач комплексного коефіцієнта передачі (межі вимірювань коефіцієнта передачі від -50 до +30 дБ, фази  $0\pm 180^\circ$  в діапазоні частот до 1,25 ГГц);

2) РК2-47 Вимірювач КСХН панорамний (межі вимірювань КСХН  $1,05\div 5$ , коефіцієнта передачі від -35 до +30 дБ в діапазоні частот  $0,02\div 1,25$  ГГц );

3) Р2-53/2 Вимірювач КСХН панорамний (межі вимірювань КСХН  $1,07\div 5$ , коефіцієнта передачі від -35 до 0 дБ в діапазоні частот  $2\div 4$  ГГц );

4) Р2-58 Вимірювач КСХН панорамний (межі вимірювань КСХН  $1,05\div 5$ , коефіцієнта передачі від -35 до 0 дБ в діапазоні частот  $3,94\div 5,64$  ГГц );

В деяких випадках при дослідженні спрямованих відгалужувачів була можливість досліджень за допомогою векторного вимірювача загасання фірми Agilent Technologies, який на відміну від вказаних панорамних вимірювачів з точковим відліком, виводить результати для графічного комп'ютерного подання.

## Висновки до розділу 1

У результаті аналізу сучасного стану проектування ЛВПІ в смужковому

виконанні з використанням поширених САПР можна зробити наступні висновки:

1. Відсутність у більшості випадків у структурі сучасних САПР ІС програмних модулів для визначення КП смужкових пристроїв за їх РП, яку виявлено в результаті аналізу, вказує на актуальність розробки моделей ЛВПП *зворотного (інверсного)* типу, на основі яких за заданими РП прямим розрахунком визначаються КП елементів схеми пристрою, чи їх ЕП, як проміжний результат.

2. Для підвищення ефективності проектування ЛВПП доцільно використовувати інверсні моделі смужкових ЛВПП на основі еквівалентної схеми, тобто методи розрахунку електричних параметрів їх елементів за допомогою аналітичних співвідношень, отриманих в одномодовому наближенні, що дозволяє виділити головні фізичні закономірності схеми пристрою, спрощує отримання інформації про гранично досяжні його параметри, забезпечує близькі до реальних значення КП і тим самим зменшує затрати часу на оптимізацію.

3. В результаті аналізу існуючих схемних рішень ЛВПП та аналітичних методів їх розрахунку виявлено суттєві обмеження в питаннях:

- застосування відрізків ЗСЛ для пристроїв фазової затримки, ТІ, ПП, СВ з різним типом спрямованості, дискретних фазообертачів з ефективними і простими способами компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод;
- врахування набігу фази в ізолюючій ланці ПП з відрізками ліній в ній з реактивною складовою балансного резистора та з додатковими реактивностями;
- доповнення схеми СВ додатковими реактивними елементами, їх кількістю, розміщенням, а також вибору довжини відрізків ліній у структурі СВ, фазової затримки сигналу у відгалуженому плечі та компенсації впливу неоднорідностей;
- розробки дискретних фазообертачів з ключами різного типу, забезпечення стабільності дискрету фази у фазообертача з комутованими каналами і виявлення резонансних явищ, розробки петльового фазообертача з рознесенням його входів;
- визначення ЕП елементів та оцінки граничних значень РП багатоканальних перемикачів променевого типу з різними варіантами та схемами узгодження без обмежень з боку еквівалентних параметрів ключів і способу їх ввімкнення;

– розробки двочастотних ТІ та ПП на ЗСЛ, РФ та СПФ, двочастотних СВ з вибором довжини відрізків, фазової затримку сигналу у відгалужений вихід, знаку різницевого фазового зсуву вихідних сигналів у частотних смугах при допустимих для реалізації значеннях хвильових і реактивних опорів.

4. Аналіз публікацій, пов'язаних з проектуванням ЛВПП, вказує на еволюцію їх схемних рішень в напрямку від відомих класичних, чи нових варіантів схеми до схеми, доповненої додатковими елементами з метою отримання бажаних частотних властивостей, а далі до розробки на цій основі схеми з двочастотним режимом роботи. Тому поряд з удосконаленням існуючих схемних рішень ЛВПП доцільно створювати нові варіанти з розробкою аналітичних методів їх розрахунку, які б дозволяли зняти вказані вище обмеження.

5. Існуючі підходи до розробки методів розрахунку ЛВПП з симетричною у більшості випадків структурою, які базуються на матричних перетвореннях, характеризуються значною аналітичною складністю, що зумовлює введення ряду спрощень та обмежень, при цьому розрахунки можуть давати не допустимі для реалізації значення ЕП елементів схеми. Тому доцільно розвинути теорію симетричних багатополіосників з метою створення узагальненого для ЛВПП з симетричною структурою підходу до розробки методів їх розрахунку з врахуванням впливу суттєвих факторів.

Основні наукові результати розділу відображено у працях [88, 109, 201, 334, 359, 360, 364, 365, 369, 374, 379, 382, 401, 405, 407, 412, 416, 419, 421, 426, 434, 435].

## РОЗДІЛ 2

# РОЗВИТОК ТЕОРІЇ ВИСОКОЧАСТОТНИХ КІЛ ТА БАГАТОПОЛЮСНИКІВ ДЛЯ РОЗРОБКИ АНАЛІТИЧНИХ МЕТОДІВ РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ СХЕМ ЛІНІЙНИХ ВЗАЄМНИХ ПРИСТРОЇВ

### 2.1. Метод вхідних імпедансів в задачах визначення електричних параметрів елементів схем симетричних багатополіусників

Процес проектування ЛВПІ передбачає використання аналітичних методів розрахунку ЕП (хвильових опорів відрізків ліній передачі та їх електричної довжини, значень активних та реактивних опорів, еквівалентних параметрів неоднорідностей) елементів з розподіленими та зосередженими параметрами, з яких утворено еквівалентну схему пристрою, виходячи з заданих значень його РП (коефіцієнтів стоячої хвилі, внесеного загасання, рівня розв'язки, тощо) та частоти, тобто використання інверсних моделей на основі еквівалентної схеми (див. п. 1.1).

Задачі, пов'язані зі створенням таких методів, вирішуються з застосуванням класичної теорії високочастотних кіл та її матричного апарату [7, 71, 73] до пристрою, поданого у вигляді багатополіусника. Безпосередній запис співвідношень для розрахунку ЕП елементів схеми пристрою за параметрами його матриці розсіяння, чи матриці передачі, від якої далі переходять до параметрів розсіяння, пов'язане з достатньо високою складністю матричних перетворень і часто вимагає накладання певних обмежень і спрощень, про що відмічалось в пп. 1.2, 1.3, 1.5.

Широкі можливості для розробки аналітичних співвідношень надає метод трансформації імпедансу з використанням вхідних опорів схеми пристрою, її фрагментів, чи у випадку симетричного багатополіусника його парціальних складових синфазно-протифазного збудження (СПЗ) [11, 71]. Переважна більшість

смужкових ЛВПП радіотехнічного та телекомунікаційного призначення мають симетричну структуру з однією чи декількома площинами симетрії. Наявність конструктивної симетрії пристрою приводить до електричної симетрії відповідного багатополюсника, для якого можливий один або декілька варіантів перенумерації входів, в результаті чого матриці схемних параметрів цього багатополюсника не змінюються. Електрична симетрія відображається у вигляді особливих властивостей матриць, що дозволяє спростити розробку методів розрахунку високочастотних пристроїв, для опису яких використовують як класичні матриці опорів, провідностей, передачі, так і хвильові матриці розсіяння та передачі.

Переважне застосування хвильової матриці розсіяння  $[S]$  пояснюється простою фізичною інтерпретацією її елементів, і що важливо, їх зв'язком з РП пристрою. Підхід, який базується на встановленні та використанні для симетричного багатополюсника аналітичних залежностей між його параметрами розсіяння, а значить РП, і вхідними імпедансами парціальних складових, на які розкладається багатополюсник при застосуванні СПЗ, відкриває широкі можливості для розробки методів розрахунку ЕП елементів схеми пристрою, тобто інверсних моделей, з застосуванням зв'язків між вхідними імпедансами і цими елементами.

2.1.1. Особливості зв'язку між хвильовими параметрами симетричного багатополюсника і вхідними імпедансами його парціальних складових синфазно-проти фазного збудження. Дослідження лінійних взаємних  $2n$ -полюсників з електричною симетрією, де  $n$  – кількість пар полюсів (плечей), яким відповідають лінії передачі на входах та виходах пристрою (підвідні лінії), виконують з застосуванням широко відомого методу СПЗ (див. п. 1.3) на основі двох режимів збудження пари плечей багатополюсника, розміщених симетрично відносно його осі симетрії [7, 11, 71]: синфазного (парного, симетричного, холостого ходу) і проти фазного (непарного, асиметричного, короткого замикання). При цьому  $2n$ -полюсник (рис. 2.1,а) в площині симетрії розкладається на два не зв'язаних між собою парціальних багатополюсники з меншою кількістю плечей, які розділені в першому випадку магнітною, а в другому – електричною стінками. Парціальні

багатополюсники, які отримано при симетричному (парному) збудженні, обмежуються магнітною стінкою і їх параметри далі будуть позначатися індексом «*e*» (even, парний) (рис. 2.1,б), а отримані при несиметричному (непарному) збудженні, обмежуються електричною стінкою і їх параметри далі позначаються індексом «*o*» (odd, непарний) (рис. 2.1,в). В результаті задача розрахунку  $2n$ -полюсника зводиться до визначення ЕП елементів цих багатополюсників.

Відомо [71], що елементи матриці розсіяння, які відносяться до двох симетричних плечей  $2n$ -полюсника  $i$  та  $j$ , тобто коефіцієнт відбиття  $S_{ii}$  на  $i$ -му вході (плечі) та коефіцієнт передачі  $S_{ji}$  між цими плечима визначаються через елементи матриць розсіяння парціальних багатополюсників за співвідношеннями:

$$S_{ii} = S_{jj} = (S_{ie} + S_{io})/2, \quad S_{ji} = S_{ij} = (S_{ie} - S_{io})/2, \quad (2.1)$$

де  $S_{ie,o}$  – коефіцієнти відбиття на тому ж, що і в  $2n$ -полюсника,  $i$ -му плечі парціальних багатополюсників в режимі синфазного і протифазного збудження при узгодженні решти їх плечей, як це показано на рис. 2.1б,в ( $Z_{cn}$  – значення хвильового опору підвідної лінії до  $n$ -го плеча).

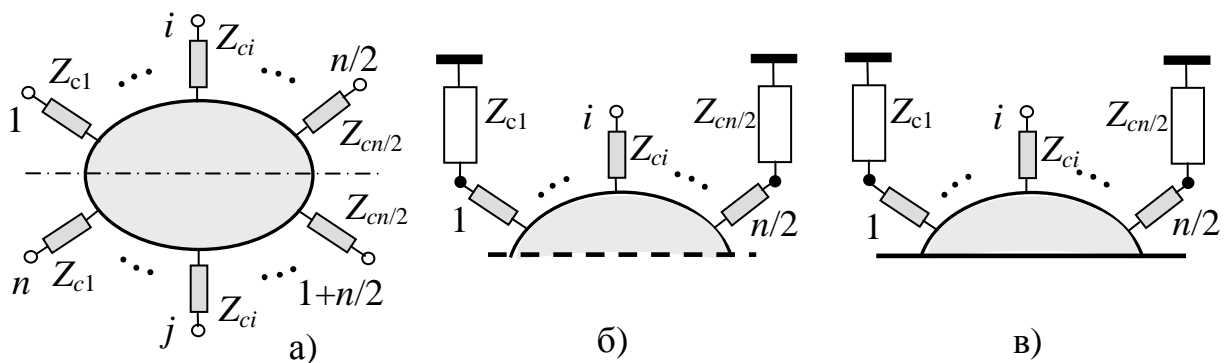


Рисунок 2.1 – Симетричний  $2n$ -полюсник (а) та його парціальні складові (б) симетричного і (в) несиметричного збудження

Коефіцієнти відбиття на  $i$ -ому плечі парціальних багатополюсників, які при узгодженні решти плечей можна розглядати як двополюсники, зв'язані з повними опорами (імпедансами) на їх вході  $Z_{ie,o}$ , тобто на  $i$ -му плечі, виразом, що записується зі зв'язку між матрицями опорів і розсіяння [7] для двополюсника:

$$S_{ie,o} = (z_{ie,o} - 1)/(z_{ie,o} + 1), \quad (2.2)$$

де  $z_{ie,o} = r_{ie,o} + jx_{ie,o} = Z_{ie,o} / Z_{ci}$  – значення вхідних імпедансів  $Z_{ie,o} = R_{ie,o} + jX_{ie,o}$   $i$ -го плеча, нормовані до хвильового опору  $Z_{ci}$  підвідної лінії.

Підставивши (2.2) в (2.1) отримуємо співвідношення для параметрів розсіання  $i$ -го та  $j$ -го симетричних плечей  $2n$ -полосника в термінах нормованих вхідних імпедансів аналогічного  $i$ -го плеча парціальних багатополосників [352, 353]:

$$S_{ii} = S_{jj} = (z_{ie}z_{io} - 1)/D_i, \quad S_{ji} = S_{ij} = (z_{ie} - z_{io})/D_i, \quad (2.3)$$

де  $D_i = 1 + z_{ie} + z_{io} + z_{ie}z_{io} = (1 + z_{ie})(1 + z_{io})$ .

Для модулів і аргументів хвильових параметрів парціальних багатополосників з чисто реактивними вхідними опорами, коли  $Z_{ie}=jX_{ie}$ ,  $Z_{io}=jX_{io}$ , з (2.3) отримуємо [354]:

$$\left. \begin{aligned} |S_{ii}| &= \frac{|1 + x_{ie}x_{io}|}{\sqrt{(1 + x_{ie}^2)(1 + x_{io}^2)}}, & \text{tg } \varphi_{ii} &= \frac{x_{ie} + x_{io}}{x_{ie}x_{io} - 1}, \\ |S_{ji}| &= \frac{|x_{ie} - x_{io}|}{\sqrt{(1 + x_{ie}^2)(1 + x_{io}^2)}}, & \text{tg } \varphi_{ji} &= \frac{1 - x_{ie}x_{io}}{x_{ie} + x_{io}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

З рівнянь (2.3) можна зробити наступні висновки:

1) розв'язка  $i$ -го та  $j$ -го плечей  $2n$ -полосника, коли  $S_{ji}=0$ , досягається при рівних значеннях вхідних імпедансів  $Z_{ie}=Z_{io}$ , тобто при виконанні умови

$$z_{ie} = z_{io}, \quad (2.5)$$

з якої слідує, що в цьому випадку  $S_{ii} = (z_{ie} - 1)/(z_{ie} + 1) = (z_{io} - 1)/(z_{io} + 1)$ , звідки:

$S_{ii} = -1$  при  $Z_{ie}=Z_{io} = 0$ , тобто забезпечується режим к. з. на  $i$ -му вході;

$S_{ii} = 1$  при  $Z_{ie}=Z_{io} = \infty$ , тобто забезпечується режим х. х. на  $i$ -му вході;

$$S_{ii} = (jx_{ie} - 1)/(jx_{ie} + 1) \text{ при } r_{ie} = r_{io} = 0;$$



2) повна передача сигналу між  $i$ -м та  $j$ -м плечима без відбиття досягається, коли вхідні імпеданси парціальних багатополісників становлять:

$Z_{ie}=0, Z_{io}=\infty$ , що забезпечує  $S_{ji}=-1, \varphi_{ji}=\pm\pi, S_{ii}=0$  (режим фазоінвертора);

$Z_{ie}=\infty, Z_{io}=0$ , що забезпечує  $S_{ji}=1, \varphi_{ji}=0, S_{ii}=0$ ;

3) узгодження  $i$ -го плеча  $2n$ -полісника, коли  $S_{ii}=0$ , досягається при значеннях вхідних імпедансів, зв'язаних рівністю  $Z_{ie}Z_{io}=Z_{ci}^2$ , тобто при виконанні умови:

$$z_{ie}z_{io}=1. \quad (2.6)$$

В цьому випадку з (2.3) для коефіцієнта передачі між  $j$ -м та  $i$ -м плечима запишемо:

$$S_{ji}=(z_{ie}-1)/(z_{ie}+1)=(1-z_{io})/(1+z_{io}). \quad (2.7)$$

На основі виразу (2.7) отримуємо [352, 353] співвідношення для розрахунку за заданими значеннями модуля  $|S_{ji}|$  і фази  $\varphi_{ji}$  коефіцієнта передачі між симетричними плечима  $i$  та  $j$   $2n$ -полісника дійсних і уявних складових вхідних опорів  $i$ -го плеча парціальних багатополісників, які відповідають умові (2.6), забезпечуючи  $S_{ii}=S_{jj}=0$ :

$$r_{ie}=(1-|S_{ji}|^2)/B_{ie}, \quad x_{ie}=2|S_{ji}|\sin\varphi_{ji}/B_{ie}, \quad (2.8)$$

$$r_{io}=(1-|S_{ji}|^2)/B_{io}, \quad x_{io}=-2|S_{ji}|\sin\varphi_{ji}/B_{io}, \quad (2.9)$$

де  $B_{ie}=1+|S_{ji}|^2-2|S_{ji}|\cos\varphi_{ji}$ ;

$B_{io}=1+|S_{ji}|^2+2|S_{ji}|\cos\varphi_{ji}$ .

Для фазової затримки  $\varphi_{ji}$  узгодженого  $2n$ -полісника з (2.7) також запишемо [109]:

$$\operatorname{tg}\varphi_{ji}=2x_{ie}/(|z_{ie}|^2-1). \quad (2.10)$$

Для *повної передачі сигналу* між узгодженими плечима  $i$  та  $j$   $2n$ -полюсника, коли  $|S_{ji}|=1$ , згідно з (2.8, 2.9) маємо  $r_{ie} = r_{io} = 0$ , тобто вхідні опори парціальних багатополюсників повинні бути чисто реактивними, значення яких становлять:

$$\left. \begin{aligned} z_{ie} &= jx_{ie} = j \sin \varphi_{ji} / (1 - \cos \varphi_{ji}) = j \operatorname{ctg}(\varphi_{ji} / 2), \\ z_{io} &= jx_{io} = -j \sin \varphi_{ji} / (1 + \cos \varphi_{ji}) = -j \operatorname{tg}(\varphi_{ji} / 2), \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

і задовольняють умову узгодження (2.6), яка в цьому випадку має вигляд:

$$x_{ie} x_{io} = -1. \quad (2.12)$$

Чисто реактивний вхідний опір  $i$ -го плеча парціального багатополюсника при узгоджених навантаженнях решти плечей може бути тільки у двополюсника, оскільки опори навантажень плечей багатополюсника, які рівні хвильовим опорам підвідних ліній, додають активну складову до його вхідного опору (див. рис. 2.1).

Для *повної розв'язки плечей  $i$  та  $j$   $2n$ -полюсника*, коли  $|S_{ji}|=0$ , при їх узгодженні згідно з (2.8, 2.9)  $x_{ie} = x_{io} = 0$ , отже вхідні опори парціальних багатополюсників повинні бути активними і однаковими, що приводить умови (2.5) і (2.6) до форми:

$$r_{ie} = r_{io} = 1, \quad r_e r_o = 1. \quad (2.13)$$

У випадку, коли *площина симетрії  $2n$ -полюсника проходить через одне з плечей*, як показано на рис. 2.2,а, чи через два плеча, розкладання на парціальні багатополюсники має свої особливості [83, 355, 356]. При синфазному збудженні симетричних  $i$  та  $j$  плечей  $2n$ -полюсника хвильовий опір плеча парціального багатополюсника, через яке проходить магнітна стінка, стає рівним подвоєному хвильовому опору цього плеча  $2n$ -полюсника (рис. 2.2,б), а при протифазному збудженні електрична стінка закорочує це плече багатополюсника (рис. 2.2,в).

Подібна ситуація буде з опорами, які входять в структуру  $2n$ -полюсника і їх

перетинає площина симетрії (рис.2.2,а). Опір, який магнітна стінка перетинає поперек, випадає зі схеми синфазного парціального багатополюсника, а той, який вона перетинає поздовж, подвоює своє значення (рис. 2.2,б). У випадку електричної стінки навпаки: опір, який вона перетинає поперек, зменшує у двічі своє значення, а який перетинається поздовж, випадає з протифазної парціальної схеми (рис. 2.2,в).

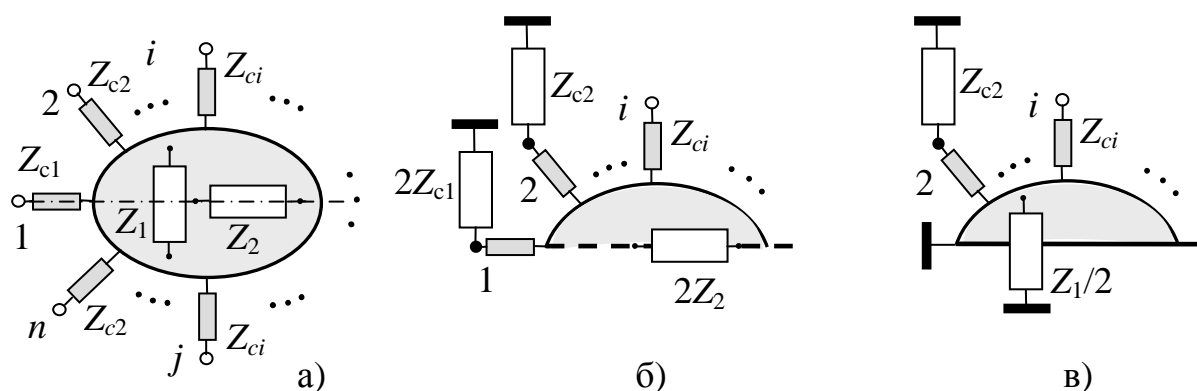


Рисунок 2.2 –  $2n$ -полюсник з плечем в площині симетрії (а) та його парціальні складові (б) парного і (в) непарного збудження

Причину такої зміни опорів легко прослідкувати на прикладах з рис. 2.3, де приведено варіанти паралельного і послідовного ввімкнення опорів в лінію. В першому випадку, коли опір  $Z$  розташовано в площині симетрії  $2n$ -полюсника, його можна подати, як паралельне з'єднання двох опорів зі значеннями  $2Z$ . При синфазному збудженні симетричних плечей  $2n$ -полюсника (позначено ++ на рисунку) в площині симетрії отримуємо максимум напруги, а поперечний струм буде відсутній. Це дозволяє розділити схему в цій площині на частини, залишивши в кожній з них по паралельному опору  $2Z$  (рис. 2.3,а), чи виключивши зі схеми послідовний опір (рис. 2.3,б), оскільки струм по ньому не протікає і передача сигналу відсутня. Такий випадок відповідає режиму холостого ходу в площині симетрії, чи розміщенню в ній магнітної стінки. При протифазному збудженні плечей  $2n$ -полюсника (позначено + – на рисунку) в площині симетрії отримуємо нуль напруги, що відповідає з'єднанню з землею, чи режиму короткого замикання в цій площині з розміщенням в ній електричної стінки. В результаті паралельні опори шунтуються стінкою і випадають з парціальної схеми (рис. 2.3,а), а частина  $Z/2$  послідовного опорів залишається в ній паралельно ввімкненою (рис. 2.3,б).

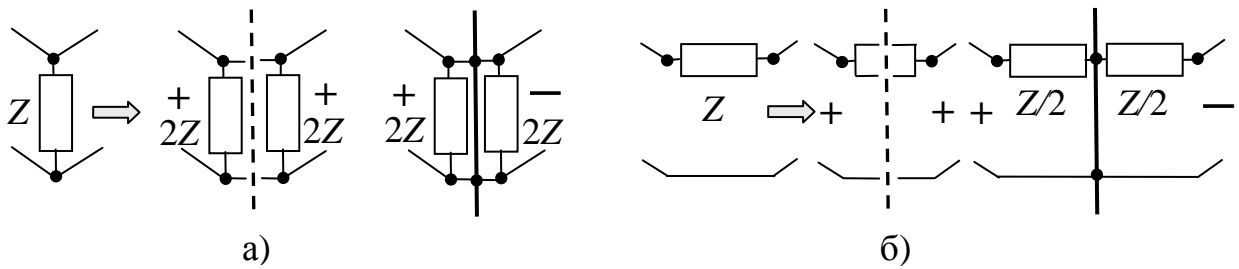


Рисунок 2.3 – Синфазно-протифазне збудження для випадку паралельно (а) і послідовно (б) включеного опору в площині симетрії

Хвильові параметри  $S_{ii}$ ,  $S_{jj}$ ,  $S_{ji}$  симетричних плечей таких  $2n$ -полюсників пов'язані з параметрами парціальних багатополісників співвідношеннями (2.1). Для того, щоб визначити хвильові параметри плеча 1, яке лежить в площині симетрії (рис. 2.2,а), використаємо апарат нормованих комплексних амплітуд падаючих  $a_i$  і відбитих  $b_i$  хвиль [71, 83]. В цьому випадку амплітуда хвилі, яка падає на плече 1 парціального багатополісника синфазного збудження (рис. 2.2,б) з хвильовим опором підвідної лінії  $2Z_{c1}$  без навантаження, становить  $a'_1 = U'_{n1} / \sqrt{2Z_{c1}}$ , де  $U'_{n1}$  – комплексна напруга падаючої хвилі. Ця напруга дорівнює напрузі падаючої хвилі  $U_{n1}$  на вході 1  $2n$ -полюсника, оскільки при половинному рівні потужності синфазного збудження на вході 1 парціальної схеми струм падаючої хвилі буде у два рази менший, ніж на вході 1  $2n$ -полюсника, через подвійне значення хвильового опору. Таким чином отримуємо, що  $a'_1 = U_{n1} / (\sqrt{2} \sqrt{Z_{c1}}) = a_1 / \sqrt{2}$ . Так само можна записати для відбитої хвилі  $b'_1 = b_1 / \sqrt{2}$ . У  $2n$ -полюсника на  $i$ -му і  $j$ -му та у парціального багатополісника на  $i$ -му вході відбиті хвилі будуть однаковими, тобто  $b_i = b_j = b'_i$ . Враховуючи, що хвильові параметри синфазного парціального багатополісника дорівнюють  $S_{ile} = b'_i / a'_1$ , підставивши  $a'_1, b'_i$ , отримуємо:

$$S_{11} = S_{11e}, \quad S_{il} = S_{jl} = S_{ile} / \sqrt{2}. \quad (2.14)$$

У випадку *симетричного шестиполісника* з плечима від 1 до 3 і з площиною симетрії, що проходить через плече 1, парціальні структури, які отримують при

застосуванні СПЗ, можуть розглядатися, як двополюсники з одним входом. Тоді вирази (2.1) для хвильових параметрів симетричних плечей 2 і 3, записані через коефіцієнти відбиття  $\Gamma_e=S_{ie}$  на вході двополюсника синфазного збудження і  $\Gamma_o=S_{io}$  на вході двополюсника протифазного збудження, виглядатимуть так:

$$S_{22} = S_{33} = 0,5(\Gamma_e + \Gamma_o), \quad S_{23} = 0,5(\Gamma_e - \Gamma_o), \quad (2.15)$$

а коефіцієнт відбиття на плечі 1 шестиполіусника зв'язаний з коефіцієнтом відбиття парціального двополюсника синфазного збудження співвідношенням [137]:

$$|S_{11}| = |\Gamma_e|. \quad (2.16)$$

З (2.15) для шестиполіусника слідує: розв'язка плечей 2 і 3 та їх узгодження, коли  $S_{22}=S_{33}=S_{23}=0$ , забезпечуються за умови, що  $\Gamma_e=\Gamma_o=0$ ; в цьому випадку, як видно з (2.16), також буде забезпечуватися узгодження на вході 1, тобто  $S_{11}=0$ ; рівність же  $\Gamma_e=\Gamma_o=0$  досягається, як слідує з (2.2), при  $z_{ie}=z_{io}=1$ , тобто за умов (2.13).

Аналіз наведених співвідношень дозволив сформулювати [352] наступні **твердження** відносно хвильових параметрів симетричного  $2n$ -поліусника в термінах вхідних імпедансів парціальних багатополіусників:

1. Повна передача сигналу, тобто ідеальний зв'язок між плечима симетричного чотириполіусника та їх узгодження забезпечуються, якщо вхідні опори парціальних двополюсників синфазного і протифазного збудження будуть чисто реактивними, а добуток їх значень, нормованих до хвильового опору підвідної лінії, дорівнюватиме -1;

2. Відсутність передачі сигналу, тобто ідеальна розв'язка двох симетричних плечей  $2n$ -поліусника та їх узгодження при узгоджених навантаженнях решти плечей забезпечуються, якщо вхідні опори відповідного плеча парціальних багатополіусників синфазного і протифазного збудження при узгоджених навантаженнях решти їх плечей будуть рівними хвильовому опору підвідної лінії.

3. Повне узгодження симетричного шестиполіусника з розв'язкою його симетричних плечей досягається при вхідних опорах парціальних двополіусників синфазно-протифазного збудження, рівних хвильовому опорю підвідних ліній.

2.1.2. Залежність вхідних імпедансів парціальних двополіусників від вхідного опорю та опорю навантаження чотиріполіусника. В процесі проектування різноманітних пристроїв високочастотного діапазону, призначених для виконання функцій узгодження, компенсації реактивних складових, ділення та додавання потужності, тощо, приходиться вирішувати задачі трансформації імпедансу, тобто перетворення комплексного опорю навантаження схеми в певне значення опорю на її вході. Високочастотні трансформуючі чотиріполіусники, які застосовують для виконання цієї функції можуть мати різну структуру (див. п. 1.2), в тому числі з електричною симетрією. Оскільки використання останніх в багатьох випадках спрощує процес розробки, тому існує потреба в створенні ефективних методів їх розрахунку.

Узагальнена схема, за якою здійснюється трансформація імпедансу, має вигляд, приведений на рис. 2.4,а. Перетворення комплексного опорю навантаження  $Z_n$  у вхідний опір  $Z_e$  забезпечується за допомогою трансформуючого чотиріполіусника (ТЧ). При наявності у нього площини електричної симетрії підвідні вхідна і вихідна лінії передачі будуть з однаковим хвильовим опором  $Z_c$ . Коефіцієнт відбиття  $\Gamma_e$  на вході при нульовій довжині підвідних відрізків зв'язаний з коефіцієнтом відбиття  $\Gamma_n$  від навантаження відомим співвідношенням [71]:

$$\Gamma_e = S_{11} + S_{21}^2 \cdot \Gamma_n / (1 - S_{11} \cdot \Gamma_n), \quad (2.17)$$

де  $S_{11}, S_{21}$  – елементи матриці розсіяння ТЧ.

В (2.17) враховано умови симетрії чотиріполіусника, за якими коефіцієнти відбиття на вхідному і вихідному плечі  $S_{11} = S_{22}$  та коефіцієнти передачі між ними  $S_{21} = S_{12}$ .

При застосуванні до ТЧ методу СПЗ він розкладається на двополіусники синфазно-протифазного збудження з вхідними імпедансами  $Z_{ie,o}$ . Підставляючи вирази (2.3) для хвильових параметрів у (2.17) отримуємо:

$$\Gamma_{\theta} = \frac{(z_{ie} z_{io} - 1) - \Gamma_n (1 - z_{ie})(1 - z_{io})}{(1 + z_{ie})(1 + z_{io}) - \Gamma_n (z_{ie} z_{io} - 1)}, \quad (2.18)$$

де  $z_{ie,o} = r_{ie,o} + jx_{ie,o} = Z_{ie,o} / Z_c$  – значення вхідних імпедансів  $Z_{ie,o} = R_{ie,o} + jX_{ie,o}$  двополюсників, нормовані до хвильового опору  $Z_c$  підвідної лінії.

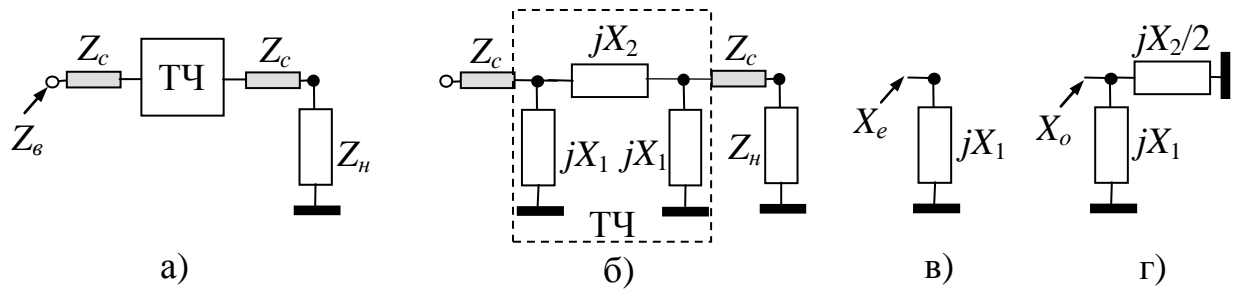


Рисунок 2.4 – Узагальнена схема (а) трансформації імпедансу, її варіант (б) з ТЧ на базі П-ланки та парціальні схеми синфазного (в) і протифазного (г) збудження

Для коефіцієнтів відбиття  $\Gamma_{\theta}$  і  $\Gamma_n$  за аналогією до (2.2) можна записати:

$$\Gamma_{\theta,n} = (z_{\theta,n} - 1) / (z_{\theta,n} + 1), \quad (2.19)$$

де  $z_{\theta,n} = Z_{\theta,n} / Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення вхідного опору та опору навантаження.

Підставляючи (2.19) у (2.18) для нормованого вхідного опору отримуємо [357]:

$$z_{\theta} = \frac{z_n (z_{ie} + z_{io}) + 2z_{ie} z_{io}}{z_{ie} + z_{io} + 2z_n}. \quad (2.20)$$

Для ТЧ, узгодженого на обох плечах, вирази (2.18) і (2.20) з використанням умови узгодження (2.6) спрощуються до вигляду:

$$\Gamma_{\theta} = \Gamma_n (z_{ie} - 1)^2 / (z_{ie} + 1)^2, \quad z_{\theta} = \frac{z_n (1 + z_{ie}^2) + 2z_{ie}}{1 + z_{ie}^2 + 2z_n z_{ie}}. \quad (2.21)$$

У конструкціях високочастотних пристроїв для трансформації опору частіше

використовують безвартні кола, утворені реактивними елементами та відрізками маловтратних ліній передачі. У цьому випадку ТЧ, а відповідно, і парціальні дво полюсники будуть чисто реактивним, у яких  $z_{ie,o} = jx_{e,o}$  (індекс  $i$  у позначенні реактивних вхідних опорів не використано, оскільки парціальні дво полюсники мають тільки одне плече). В задачах трансформації імпедансу в загальному комплексний вхідний опір  $Z_g = R_g + jX_g$  і теж в загальному комплексний опір навантаження  $Z_n = R_n + jX_n$ , являються вихідними даними для розрахунків. Невідомими є параметри елементів схеми, від яких залежать значення вхідних опорів  $jx_{e,o}$ .

Для реактивного ТЧ, виразивши з (2.20) вхідні опори  $x_{e,o}$  парціальних дво полюсників через складові нормованих значень  $Z_g$  і  $Z_n$ , отримуємо [357, 358]:

$$x_e^2 A + 2x_e B - C = 0, \quad (2.22)$$

$$x_o = \frac{x_e(x_n - x_g) + 2(r_g r_n - x_g x_n)}{x_g - x_n - 2x_e}, \quad (2.23)$$

де  $z_g = r_g + jx_g$  – нормоване до  $Z_c$  значення вхідного опору та його складові;

$z_n = r_n + jx_n$  – нормоване до  $Z_c$  значення опору навантаження та його складові;

$$A = r_g - r_n;$$

$$B = x_g r_n + x_n r_g;$$

$$C = r_n |z_g|^2 - r_g |z_n|^2.$$

Отже, з (2.22) та (2.23) визначаються, якими повинні бути вхідні опори  $x_o$  та  $x_e$  парціальних дво полюсників СПЗ схеми ТЧ при заданих значеннях опорів  $Z_g$ ,  $Z_n$  і  $Z_c$ .

Для часткових випадків трансформації реактивним ТЧ встановлено:

а) при  $R_g = R_n = 0$ , тобто при трансформації реактивного опору в реактивний рівняння (2.22) зводиться до нульової тотожності, а вираз (2.23) спрощується до виразу з невідомими  $x_e$  і  $x_o$ , який можна подати в одній з таких форм:

$$x_o = \frac{x_e(x_n - x_g) - 2x_g x_n}{x_g - x_n - 2x_e}, \quad x_e = \frac{x_o(x_n - x_g) - 2x_g x_n}{x_g - x_n - 2x_o}, \quad x_g = \frac{x_n(x_e + x_o) + 2x_g x_o}{x_g + x_o + 2x_n}. \quad (2.24)$$



Таким чином, при трансформації реактивних опорів вхідний опір одного з парціальних двополосників може бути довільним, а інший розраховується за (2.24);

б) при  $X_e=X_n=0$ , тобто при трансформації активного опору в активний з (2.22) і (2.23) отримуємо:

$$x_e = \sqrt{r_n r_g}, \quad x_o = -\sqrt{r_n r_g}, \quad x_e = -x_o. \quad (2.25)$$

Якщо опір  $R_n$  трансформується для вхідного узгодження в  $R_e=Z_c$ , тоді маємо  $r_g=1$ .

Підставивши (2.25) у (2.3) отримуємо вирази для коефіцієнтів відбиття і передачі реактивного симетричного ТЧ при трансформації ним активних опорів:

$$S_{11} = (r_n r_g - 1)/(r_n r_g + 1), \quad S_{21} = j2\sqrt{r_n r_g}/(r_n r_g + 1); \quad (2.26)$$

З (2.26) можна зробити наступне **твердження**: для трансформації активного опору навантаження  $R_n$  в задане значення активного вхідного опору  $R_e$  симетричним реактивним чотиріполосником з хвильовим опором підвідних ліній  $Z_c$  необхідно, щоб модуль його коефіцієнта передачі знаходився з цими опорами у співвідношенні  $|S_{21}| = 2Z_c\sqrt{R_n R_e}/(Z_c^2 + R_n R_e)$ , а фаза становила  $\varphi_{21}=\pm\pi/2$ ;

в) при  $Z_n=0$ , тобто при закороченому виході реактивного ТЧ, згідно з (2.20) його вхідний опір залежить від вхідних опорів  $x_e, x_o$  парціальних складових так:

$$z_g = jx_g = j2x_e x_o/(x_e + x_o); \quad (2.27)$$

г) при  $Z_n=\infty$ , тобто при розімкненому виході реактивного чотиріполосника, згідно з (2.20) зв'язок між  $Z_g$  і вхідними опорами  $x_e, x_o$  парціальних схем запишеться:

$$z_g = jx_g = j(x_e + x_o)/2; \quad (2.28)$$

д) при використанні реактивного симетричного ТЧ з *узгодженими* плечима,

тобто у якого з умови (2.12)  $x_o = -1/x_e$ , значення  $x_e$  повинно бути таким, щоб рівність (2.21) для  $z_g$  виконувалась. Оскільки опір  $z_g$  комплексний, то для її забезпечення потрібно ще одну змінну, якою може бути хвильовий опір  $Z_c$  підвідних ліній ТЧ. Рознормувавши вираз (2.21) множенням зліва на  $Z_c$ , а справа на  $Z_c^3/Z_c^2$ , отримуємо:

$$Z_g = \frac{Z_n(Z_c^2 - X_e^2) + j2Z_c^2 X_e}{Z_c^2 - X_e^2 + j2Z_n X_e}. \quad (2.29)$$

З (2.29) знаходимо співвідношення для розрахунку невідомих  $Z_c$  та  $X_e$  [357]:

$$\left. \begin{aligned} Z_c &= \sqrt{(R_g \cdot |Z_n|^2 - R_n \cdot |Z_g|^2)/(R_n - R_g)}, \\ X_e^2(R_n - R_g) - 2X_e(R_g X_n + R_n X_g) - Z_c^2(R_n - R_g) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

Квадратне рівняння (2.30) дає корені, які знаходяться у відношенні  $X_{e2} = -Z_c^2/X_{e1}$ .

Аналіз співвідношень (2.29) і (2.30) показує наступне:

- для трансформації узгодженим симетричним реактивним ТЧ активного опору навантаження  $R_n$  в активний опір  $R_g$  необхідно забезпечити  $X_e^2 = Z_c^2$ ,  $Z_c = \sqrt{R_g R_n}$ , що підтверджує приклад  $1/4$  трансформатора з відрізка лінії;
- для трансформації реактивного опору  $jX_n$  в реактивний опір  $Z_g = jX_g$  значення опору  $Z_c$  може бути довільним, оскільки в цьому випадку вираз (2.29) є рівністю тільки реактивних опорів, з якої для вхідного опору  $X_e$  отримуємо рівняння:

$$X_e^2(X_n - X_g) - 2X_e(Z_c^2 + X_n X_g) - Z_c^2(X_n - X_g) = 0. \quad (2.31)$$

Таке саме рівняння в нормованому до  $Z_c$  вигляді дають вирази (2.24) при підстановці в них  $x_o = -1/x_e$  згідно умови узгодження. Як і у випадку рівняння (2.30), корені рівняння (2.31), чи такого ж рівняння в нормованій формі, знаходяться у відношенні  $X_{e2} = -Z_c^2/X_{e1}$ , чи  $x_{e2} = -1/x_{e1}$  у нормованому вигляді.

Підтвердженням достовірності сформульованих теоретичних положень та записаних аналітичних співвідношень служать результати розрахунків та СМ схеми трансформації опору навантаження, утвореного послідовним з'єднанням резистора 80 Ом та індуктивності 1,99 нГн, який на частоті 2 ГГц становить  $Z_n=80+j25$  Ом, у вхідний опір  $Z_e=25-j10$  Ом за допомогою ТЧ з узгодженими і неузгодженими плечима на базі П-ланки з реактивних елементів (рис. 2.4,б), яка при застосуванні СПЗ розкладається на дві парціальні схеми: синфазного збудження (рис. 2.4,в), протифазного збудження (рис. 2.4,г). У першому випадку ненормований вхідний опір такої схеми становить  $jX_e=jX_1$ , а у другому випадку – визначається паралельним з'єднанням опорів  $jX_1$  та  $jX_2/2$ , тобто становить  $jX_o=jX_1X_2/(2X_1+X_2)$ . Виразивши опори ланки через  $X_e$ ,  $X_o$ , маємо  $jX_1=jX_e$ ,  $jX_2=j2X_oX_1/(X_1-X_o)$ . Результати розрахунків  $X_e$ ,  $X_o$  за (2.22, 2.23, 2.30) та значень ЕП елементів  $X_1$ ,  $X_2$  приведено у Додатку Б.1.

Частотні залежності складових опорів на вході схеми трансформації, які отримано в результаті комп'ютерного СМ, зображено на рис. 2.5,а. Криві 1 і 2 відносяться до двох варіантів узгодженого ТЧ з різними  $X_1$ ,  $X_2$ , а криві 3 і 4 – до варіантів неузгодженого ТЧ з різними  $X_1$ ,  $X_2$ . В обох випадках, як видно з рисунку, трансформацію  $Z_n$  в задане значення  $Z_e$  на розрахунковій частоті 2 ГГц забезпечено. На рис. 2.5,б приведено частотні характеристики коефіцієнта відбиття  $|S_{11}|$  самого ТЧ. Як і передбачалося, у варіантів схеми 1 і 2 з розрахованим значенням  $Z_c$  плечі узгоджені, а варіанти 3 і 4 з заданим значенням  $Z_c$  мають деяке розузгодження.

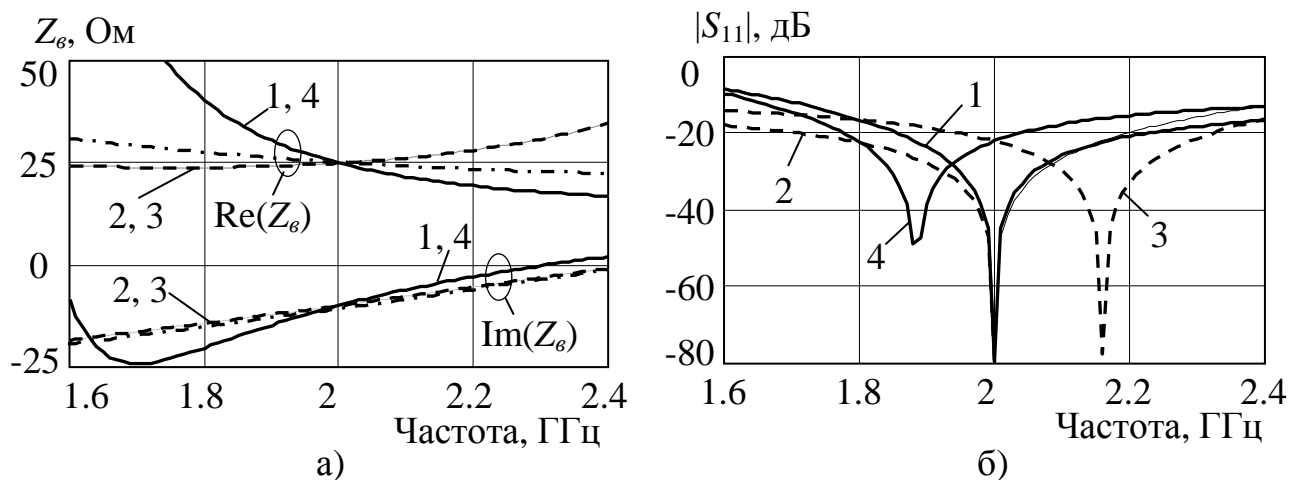


Рисунок 2.5 – Частотні характеристики (а) вхідного імпедансу схеми з ТЧ на базі П-ланки та характеристики коефіцієнта відбиття (б) схеми ТЧ

2.1.3. Залежність хвильових параметрів симетричного багатополюсника від зміни вхідних імпедансів парціальних схем. Зміна вхідних імпедансів парціальних багатополюсників, як складових симетричного  $2n$ -полюсника, може бути необхідною з наступних причин:

а) при роботі в заданій смузі частот потрібно змінювати РП пристрою шляхом зміни стану керуючих елементів у його структурі (*перестроювання зміною стану*);

б) вимагається робота пристрою без зміни стану одночасно в двох чи більше заданих смугах частот (дво- чи багатосмуговий режим роботи) зі збереженням, чи зі зміною його РП (*частотне перестроювання*).

Оцінити, як впливає зміна вхідних імпедансів парціальних багатополюсників при перестроюваннях на хвильові параметри  $2n$ -полюсника, можна, виходячи зі зв'язків (2.3) між ними, які для реактивного чотиріполюсника приймають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} S_{ii} &= \frac{x_{ie}^2 x_{io}^2 - 1 + j(x_{ie} + x_{io} + x_{ie}^2 x_{io} + x_{ie} x_{io}^2)}{1 + x_{ie}^2 + x_{io}^2 + x_{ie}^2 x_{io}^2}, \\ S_{ji} &= \frac{x_{ie}^2 - x_{io}^2 + j(x_{ie} - x_{io} - x_{ie}^2 x_{io} + x_{ie} x_{io}^2)}{1 + x_{ie}^2 + x_{io}^2 + x_{ie}^2 x_{io}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

Аналіз загальних виразів (2.3) з вхідними імпедансами, записаними через їх дійсні і уявні складові, дозволяє сформулювати ряд важливих **тверджень**:

1. Збереження чи зміна в процесі перестроювання (зміною стану чи частоти) значень вхідних імпедансів парціальних схем забезпечує збереження чи зміну значень хвильових і, відповідно, робочих параметрів  $2n$ -полюсника;

2. При зміні комплексних вхідних імпедансів  $z_{ie,0}$  на комплексно спряжені значення  $z_{ie,0}^*$  модулі параметрів розсіяння не змінюються, а їх фази змінюють свій знак на протилежний, тобто  $|S_{ii2}| = |S_{ii1}|$ ,  $\varphi_{ii2} = -\varphi_{ii1}$ ,  $|S_{ji2}| = |S_{ji1}|$ ,  $\varphi_{ji2} = -\varphi_{ji1}$ , де індекс 1 відноситься до початкового стану, а індекс 2 – до зміненого. Такі ж наслідки будуть у реактивного чотиріполюсника при зміні  $x_{ie2} = -x_{ie1}$  і  $x_{io2} = -x_{io1}$ , що видно з (2.32);

3. При взаємному обміні значеннями вхідних імпедансів, коли в стані 2  $z_{ie2} = z_{io1}$  і  $z_{io2} = z_{ie1}$ , параметри розсіяння не змінюються, тобто  $S_{ii2} = S_{ii1}$ ,  $S_{ji2} = S_{ji1}$ . Те саме

буде і у випадку реактивного чотириполюсника при взаємному обміні значеннями  $x_{ie2}=x_{io1}$  і  $x_{io2}=x_{ie1}$ , що підтверджують вирази (2.32);

4. При взаємному обміні вхідними імпедансами зі зміною комплексних значень на комплексно спряжені значення, коли в стані 2  $z_{ie2}=z_{io1}^*$  і  $z_{io2}=z_{ie1}^*$ , модулі параметрів розсіяння не змінюються, а їх фази змінюють свій знак на протилежний, тобто  $|S_{ii2}|=|S_{ii1}|$ ,  $\varphi_{ii2}=-\varphi_{ii1}$ ,  $|S_{jj2}|=|S_{jj1}|$ ,  $\varphi_{jj2}=-\varphi_{jj1}$ . Такі ж результати будуть у випадку реактивного чотириполюсника при взаємному обміні зі зміною знаків значеннями  $x_{ie2}=-x_{io1}$  і  $x_{io2}=-x_{ie1}$ , що слідує з виразів (2.32).

Вказані особливості зв'язку вхідних імпедансів парціальних схем з хвильовими параметрами симетричного багатополюсника на відміну від відомих матричних підходів дозволяють значно простіше реалізувати **метод еквівалентної заміни**, який використовується для розробки модифікованих варіантів ЛВПП шляхом заміни фрагментів структури вихідного багатополюсника (базових вузлів) з відомими ЕП елементів на інші фрагменти (еквівалентні вузли) зі своєю схемою за умови забезпечення РП нового багатополюсника таких самих, як у вихідного.

Метод дозволяє розробляти нові варіанти конструкції пристрою, які відрізняються своїми частотними властивостями, зміненими габаритами, а отримані в результаті розрахунків значення ЕП елементів можна технічно реалізувати.

Здійснення еквівалентної заміни в першу чергу стосується реактивних елементів та відрізків ліній, як частотнозалежних базових вузлів. Оскільки в основі методу еквівалентної заміни лежить вимога збереження РП пристрою, тому еквівалентний вузол повинен мати хвильові параметри такі, як у базового вузла, чи такі, при яких РП пристрою відповідали вимогам ТЗ. Якщо при заміні симетричного базового вузла на симетричний еквівалентний вхідні реактивні опори парціальних схем базового вузла позначити індексом 1, тобто  $x_{ie1}$ ,  $x_{io1}$ , а опори парціальних схем еквівалентного вузла – індексом 2, тобто  $x_{ie2}$ ,  $x_{io2}$ , то однакові хвильові параметри базового та еквівалентного вузлів будуть при забезпеченні згідно першого твердження  $x_{ie2}=x_{ie1}$ ,  $x_{io2}=x_{io1}$ , чи при забезпеченні згідно третього твердження  $x_{ie2}=x_{io1}$ ,  $x_{io2}=x_{ie1}$ . В обох випадках можливі два шляхи розробки методу розрахунку ЕП елементів еквівалентного вузла:

1) записують вирази для вхідних опорів парціальних схем еквівалентного вузла  $x_{ie2}$ ,  $x_{io2}$ , прирівнюють їх (згідно першого чи третього твердження) до значень вхідних опорів парціальних схем базового вузла  $x_{ie1}$ ,  $x_{io1}$ , розрахованих на основі ЕП його елементів, які визначено відомими для вихідної схеми методами, і отримані рівняння розв'язують відносно невідомих ЕП елементів еквівалентного вузла;

2) прирівнюють (згідно першого чи третього твердження) вирази для вхідних опорів парціальних схем базового та еквівалентного вузлів і записують аналітичні співвідношення для невідомих ЕП елементів еквівалентного вузла, куди ввійдуть ЕП елементів базового вузла, значення яких розраховано відомими методами.

Якщо робота пристрою не змінюється при зміні знаку фази хвильових параметрів базового вузла, то розробку методу розрахунку еквівалентного вузла можна здійснювати так само з прирівнюванням вхідних опорів парціальних схем  $x_{ie2} = -x_{ie1}$ ,  $x_{io2} = -x_{io1}$  згідно другого, чи  $x_{ie2} = -x_{io1}$ ,  $x_{io2} = -x_{ie1}$  згідно четвертого тверджень.

Застосування вказаних підходів демонструє приклад еквівалентної заміни реактивної П-ланки ТЧ (рис. 2.4,б) відрізком лінії передачі для трансформації комплексного опору навантаження у комплексний вхідний опір. Еквівалентним вузлом в даному випадку є відрізок лінії з хвильовим опором  $Z$  та електричною довжиною  $\theta$ . Вхідний опір його парціального двополюсника синфазного збудження, тобто розімкненого на кінці відрізка довжиною  $\theta/2$ , становить  $jX_e = -jZ/\operatorname{tg}(\theta/2)$ , а вхідний опір двополюсника протифазного збудження у вигляді закороченого на кінці відрізка такої ж довжини становить  $jX_o = jZ\operatorname{tg}(\theta/2)$ . Звідси отримуємо вирази для невідомих  $Z$  і  $\operatorname{tg}(\theta/2)$ , які запишуться:  $Z = -X_e \operatorname{tg}(\theta/2)$ ,  $\operatorname{tg}^2(\theta/2) = -X_o/X_e$ . Результати розрахунків еквівалентного вузла для заміни одного з варіантів П-ланки (варіанту 3) при трансформації опорів з вказаними в п. 2.1.2 значеннями, приведено в Додатку Б.2. На рис. 2.5,а штрих-пунктиром зображено характеристики складових вхідного опору, отримані при СМ схеми ТЧ на відрізку лінії з розрахованими її ЕП  $Z$  і  $\theta$ . Видно, що еквівалентна і базова схеми ТЧ мають подібні частотні властивості.

Вказані особливості зв'язку хвильових параметрів і вхідних імпедансів, а також метод еквівалентної заміни лежать в основі проектування смужкових ЛВПІ з роботою у двох частотних смугах, тобто з частотним перестроюванням (див. п. 2.4).

## 2.2. Метод входних імпедансів в задачах визначення ЕП елементів схем спрямованих восьмиполюсників з повною симетрією

Восьмиполюсні пристрої, які забезпечують заданий рівень спрямованого відгалуження входного сигналу, є невід'ємною частиною ГІС та МІС в смушковому виконанні. В більшості випадків такі восьмиполюсники мають симетричну структуру з одною площиною симетрії, чи з двома – з *повною симетрією*. Це пояснюється в першу чергу можливістю забезпечити постійний різницевої фазовий зсув сигналів у вихідних плечах восьмиполюсника в робочій смузі частот, а також простіше вирішити проблему входного узгодження. Тому доцільно властивості таких симетричних структур використати при розробці аналітичних методів їх розрахунку.

2.2.1. Парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження симетричного восьмиполюсника та їх входні імпеданси. З теорії спрямованих восьмиполюсників відомо [7, 71, 151], що можна виділити три типи спрямованості, як це показано на рис. 2.6. Взаємні восьмиполюсники зі спрямованістю першого типу (рис. 2.6,а), прийнято називати співспрямованими відгалужувачами (ССВ), другого типу (рис.2.6,б) – протиспрямованими (ПСВ) і третього типу (рис.2.6,в) – трансспрямованими (ТСВ). Роботу таких пристроїв описують РП, основні з яких:

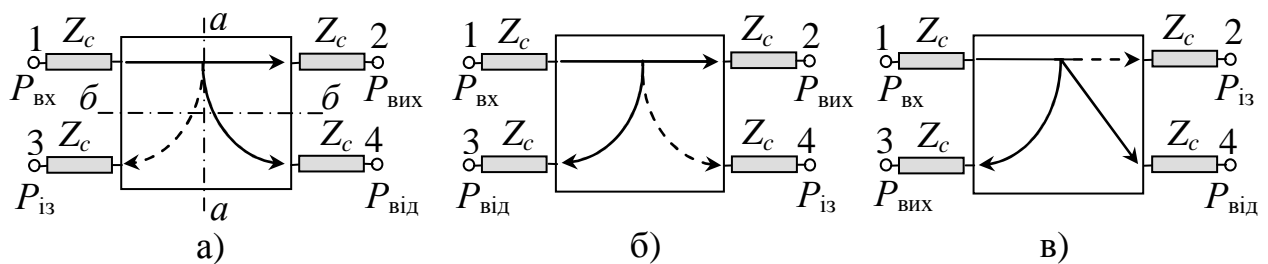


Рисунок 2.6 – Типи спрямованих відгалужувачів: співспрямований (а), протиспрямований (б), трансспрямований (в)

- робоче загасання  $L = 10 \lg(P_{\text{вх}} / P_{\text{вих}})$ , дБ;
- перехідне загасання (зв'язок)  $C = 10 \lg(P_{\text{вх}} / P_{\text{від}})$ , дБ;
- розв'язка (ізоляція)  $I = 10 \lg(P_{\text{вх}} / P_{\text{із}})$ , дБ;

– спрямованість  $D = 10 \lg(P_{\text{від}}/P_{\text{із}})$ , дБ, для якої можна записати:  $D = I - C$ .

Повна симетрія восьмиполюсника передбачає наявність у нього двох ортогональних площин симетрії:  $a-a$  і  $b-b$  (рис. 2.6,а). Відомо [7], якщо такий взаємний реактивний восьмиполюсник забезпечує ідеальну спрямованість, тобто  $D = \infty$ , тоді на всіх його плечах буде ідеальне узгодження і матриці розсіяння *взаємних узгоджених ідеально спрямованих* восьмиполюсників з повною симетрією, нумерація плечей яких відповідає рис. 2.6, матимуть вигляд:

$$\begin{array}{ccc}
 \text{ССВ} & \text{ПСВ} & \text{ТСВ} \\
 \left[ \begin{array}{cccc} 0 & S_{21} & 0 & S_{41} \\ S_{21} & 0 & S_{41} & 0 \\ 0 & S_{41} & 0 & S_{41} \\ S_{41} & 0 & S_{21} & 0 \end{array} \right] & \left[ \begin{array}{cccc} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{31} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{21} \\ 0 & S_{31} & S_{21} & 0 \end{array} \right] & \left[ \begin{array}{cccc} 0 & 0 & S_{31} & S_{41} \\ 0 & 0 & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{31} & 0 & 0 \end{array} \right]
 \end{array} \quad (2.33)$$

Аналіз симетричного восьмиполюсника здійснюється методом синфазно-протифазного збудження. У випадку повної симетрії цей метод застосовують подвійно. При першому його використанні, наприклад, відносно площини вертикальної симетрії  $a-a$  (рис. 2.6,а), коли розглядається подання на плечі 1 і 2 синфазних і протифазних сигналів, восьмиполюсник розкладається на два парціальні чотириполюсники синфазного (парного, позначаємо індексом « $e$ ») і протифазного (непарного, позначаємо індексом « $o$ ») збудження. Враховуючи відомі [7, 71] зв'язки між елементами матриць восьмиполюсника і цих чотириполюсників:

$$\left. \begin{array}{ll} S_{11} = (S_{11e} + S_{11o})/2, & S_{21} = (S_{11e} - S_{11o})/2, \\ S_{31} = (S_{21e} + S_{21o})/2, & S_{41} = (S_{21e} - S_{21o})/2, \end{array} \right\} \quad (2.34)$$

де  $S_{ie}$ ,  $S_{je}$  – елементи матриці розсіяння чотириполюсника парного збудження;

$S_{io}$ ,  $S_{jo}$  – елементи матриці розсіяння чотириполюсника непарного збудження,

та рівність нулю відповідних елементів матриць (2.33), для СВ отримуємо:



$$\begin{aligned}
\text{для ССВ:} \quad & S_{11e} = -S_{11o} = S_{21}, \quad S_{21e} = -S_{21o} = S_{41}; \\
\text{для ПСВ:} \quad & S_{11e} = -S_{11o} = S_{21}, \quad S_{21e} = S_{21o} = S_{31}; \\
\text{для ТСВ:} \quad & S_{11e} = S_{11o} = 0, \quad S_{21e} = S_{31} + S_{41}, \quad S_{21o} = S_{31} - S_{41}.
\end{aligned} \tag{2.35}$$

Повторне застосування методу СПЗ, але на цей раз до парціальних чотиріполюсників, які були отримані при першому його застосуванні, і які також є симетричними відносно другої горизонтальної площини *в-в* (рис. 2.6,а), розкладає ці чотиріполюсники на парціальні двополюсники. Кожен з них характеризується своїм коефіцієнтом відбиття, а саме: при розкладанні чотиріполюсника парного збудження – це  $\Gamma_{ee}$  двополюсника парного і  $\Gamma_{eo}$  двополюсника непарного збудження; при розкладанні чотиріполюсника непарного збудження – це  $\Gamma_{oe}$  двополюсника парного і  $\Gamma_{oo}$  двополюсника непарного збудження. В результаті елементи матриць розсіяння чотиріполюсників згідно з (2.1) становлять:

$$\left. \begin{aligned}
S_{11e} &= (\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo})/2, & S_{21e} &= (\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo})/2, \\
S_{11o} &= (\Gamma_{oe} + \Gamma_{oo})/2, & S_{21o} &= (\Gamma_{oe} - \Gamma_{oo})/2.
\end{aligned} \right\} \tag{2.36}$$

З виразів (2.36) можна записати:

$$\Gamma_{ee} = S_{11e} + S_{21e}, \quad \Gamma_{eo} = S_{11e} - S_{21e}, \quad \Gamma_{oo} = S_{11o} - S_{21o}, \quad \Gamma_{oe} = S_{11o} + S_{21o}. \tag{2.37}$$

Підставляючи вирази (2.37) та (2.35) у відомий зв'язок між вхідним опором двополюсника  $z_i = Z_i / Z_c$ , нормованим до хвильового опору  $Z_c$  підвідної лінії, та коефіцієнтом відбиття на вході, тобто у вираз  $z_i = (1 + \Gamma_i)/(1 - \Gamma_i)$ , в результаті для вхідних імпедансів парціальних двополюсників в термінах хвильових параметрів спрямованого восьмиполюсника з повною симетрією запишемо [201, 359]:

$$\text{для ССВ:} \quad z_{iee} = \frac{1}{z_{ioe}} = \frac{1 + S_{21} + S_{41}}{1 - S_{21} - S_{41}}, \quad z_{ieo} = \frac{1}{z_{ioo}} = \frac{1 + S_{21} - S_{41}}{1 - S_{21} + S_{41}}; \tag{2.38}$$

$$\text{для ПСВ: } z_{iee} = \frac{1}{z_{ioo}} = \frac{1 + S_{21} + S_{31}}{1 - S_{21} - S_{31}}, \quad z_{ieo} = \frac{1}{z_{ioe}} = \frac{1 + S_{21} - S_{31}}{1 - S_{21} + S_{31}}; \quad (2.39)$$

$$\text{для ТСВ: } z_{iee} = \frac{1}{z_{ioo}} = \frac{1 + S_{31} + S_{41}}{1 - S_{31} - S_{41}}, \quad z_{ieo} = \frac{1}{z_{ioe}} = \frac{1 + S_{31} - S_{41}}{1 - S_{31} + S_{41}}. \quad (2.40)$$

Співвідношення (2.38-2.40) відрізняються двома варіантами запису:

$$z_i^+ = \frac{1 + (S_{m1} + S_{n1})}{1 - (S_{m1} + S_{n1})}, \quad z_i^- = \frac{1 + (S_{m1} - S_{n1})}{1 - (S_{m1} - S_{n1})}, \quad (2.41)$$

де індекс  $m=2$  для ССВ, ПСВ і  $m=3$  для ТСВ, а  $n=4$  для ССВ, ТСВ і  $n=3$  для ПСВ.

Використовуючи для елементів матриці розсіяння дві форми запису  $S_{ji} = |S_{ji}| e^{j\varphi_{ji}} = |S_{ji}| \cos \varphi_{ji} + j |S_{ji}| \sin \varphi_{ji}$ , де  $|S_{ji}|$  – модуль комплексного параметру  $S_{ji}$ , а  $\varphi_{ji}$  – його фаза, і підставивши алгебраїчну форму у перший вираз (2.41), отримуємо:

$$z_i^+ = \frac{1 + a + jb}{1 - a - jb} = \frac{1 - a^2 - b^2}{(1 - a)^2 + b^2} + j \frac{2b}{(1 - a)^2 + b^2}, \quad (2.42)$$

$$\text{де } a = |S_{m1}| \cos \varphi_{m1} + |S_{n1}| \cos \varphi_{n1};$$

$$b = |S_{m1}| \sin \varphi_{m1} + |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}.$$

У випадку реактивного восьмиполосника, а значить і безвтратних парціальних двополюсників, їх вхідні опори будуть чисто реактивними, тобто  $z_i = jx_i$ . Для  $z_i^+$  це досягається, як видно з (2.42), при  $a^2 + b^2 = 1$ , що відповідає рівності

$$|S_{m1}|^2 + |S_{n1}|^2 + 2|S_{m1}||S_{n1}| \cos(\varphi_{m1} - \varphi_{n1}) = 1. \quad (2.43)$$

З врахуванням умови недисипативності [71], яка для ідеально спрямованого восьмиполосника з матрицями (2.33) має вигляд  $|S_{m1}|^2 + |S_{n1}|^2 = 1$ , рівність (2.43) буде виконуватися за умови квадратурності СВ з повною симетрією [7], тобто при

$$\varphi_{m1} - \varphi_{n1} = \pm(2k+1)\pi/2, \quad (2.44)$$

де  $k = 0, 1, 2, \dots$

З виразу (2.42) для випадку реактивного двополюсника отримуємо:

$$z_i^+ = jx_i^+ = j \frac{b}{1-a} = j \frac{|S_{m1}| \sin \varphi_{m1} + |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}}{1 - (|S_{m1}| \cos \varphi_{m1} + |S_{n1}| \cos \varphi_{n1})}. \quad (2.45)$$

Аналогічно з другого виразу (2.41) для  $z_i^-$  при  $a = |S_{m1}| \cos \varphi_{m1} - |S_{n1}| \cos \varphi_{n1}$ ,  $b = |S_{m1}| \sin \varphi_{m1} - |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}$  і при виконанні рівності (2.43) запишемо:

$$z_i^- = jx_i^- = j \frac{b}{1-a} = j \frac{|S_{m1}| \sin \varphi_{m1} - |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}}{1 - (|S_{m1}| \cos \varphi_{m1} - |S_{n1}| \cos \varphi_{n1})}. \quad (2.46)$$

Підставивши (2.45, 2.46) у (2.38-2.40) і враховуючи (2.44), для вхідних реактивних опорів парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження спрямованого восьмиполюсника з повною симетрією отримуємо [201, 359]:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для ССВ:} \\ x_{ee} = -\frac{1}{x_{oe}} = \frac{|S_{21}| \sin \varphi_{21} + |S_{41}| \sin \varphi_{41}}{1 - (|S_{21}| \cos \varphi_{21} + |S_{41}| \cos \varphi_{41})}, \\ x_{eo} = -\frac{1}{x_{oo}} = \frac{|S_{21}| \sin \varphi_{21} - |S_{41}| \sin \varphi_{41}}{1 - (|S_{21}| \cos \varphi_{21} - |S_{41}| \cos \varphi_{41})}, \\ \varphi_{21} = \varphi_{41} \pm (2k+1)\pi/2; \end{array} \right\} \quad (2.47)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{для ПСВ:} \\ x_{ee} = -\frac{1}{x_{oo}} = \frac{|S_{21}| \sin \varphi_{21} + |S_{31}| \sin \varphi_{31}}{1 - (|S_{21}| \cos \varphi_{21} + |S_{31}| \cos \varphi_{31})}, \\ x_{eo} = -\frac{1}{x_{oe}} = \frac{|S_{21}| \sin \varphi_{21} - |S_{31}| \sin \varphi_{31}}{1 - (|S_{21}| \cos \varphi_{21} - |S_{31}| \cos \varphi_{31})}, \\ \varphi_{21} = \varphi_{31} \pm (2k+1)\pi/2; \end{array} \right\} \quad (2.48)$$

для ТСВ:

$$\left. \begin{aligned} x_{ee} &= -\frac{1}{x_{eo}} = \frac{|S_{31}| \sin \varphi_{31} + |S_{41}| \sin \varphi_{41}}{1 - (|S_{31}| \cos \varphi_{31} + |S_{41}| \cos \varphi_{41})}, \\ x_{oe} &= -\frac{1}{x_{oo}} = \frac{|S_{31}| \sin \varphi_{31} - |S_{41}| \sin \varphi_{41}}{1 - (|S_{31}| \cos \varphi_{31} - |S_{41}| \cos \varphi_{41})}, \\ \varphi_{31} &= \varphi_{41} \pm (2k+1)\pi/2; \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

де  $k = 0, 1, 2, \dots$

Якщо метод синфазно-протифазного збудження використати спочатку відносно горизонтальної площини симетрії  $\bar{b}-\bar{b}$  восьмиполюсника (рис. 2.6,а), а потім відносно вертикальної площини симетрії  $a-a$ , то у виразах (2.38-2.40) необхідно поміняти місцями вхідні опори  $z_{ioe}$  та  $z_{ieo}$ , а у виразах (2.47-2.49) поміняти місцями реактивні опори  $x_{oe}$  та  $x_{eo}$ . Все решта залишається без зміни.

Вирази (2.47-2.49), які в загальній формі виглядають, як

$$x^{\pm} = \frac{|S_{m1}| \sin \varphi_{m1} \pm |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}}{1 - (|S_{m1}| \cos \varphi_{m1} \pm |S_{n1}| \cos \varphi_{n1})}, \quad \varphi_{m1} = \varphi_{n1} + p(2k+1)\pi/2, \quad (2.50)$$

де  $p = \pm 1$ , можна переписати у чисто тригонометричну форму (див. Додаток Б.3):

$$x^+ = \frac{\sin(\varphi_{n1} + \varphi_a)}{1 - \sin(\varphi_{n1} + \varphi_b)}, \quad x^- = \frac{-\sin(\varphi_{n1} - \varphi_a)}{1 - \sin(\varphi_{n1} - \varphi_b)}, \quad (2.51)$$

де  $\varphi_a = \arcsin[p(-1)^k |S_{m1}|]$ ;

$\varphi_b = \arccos[(-p)(-1)^k |S_{m1}|]$ .

У виразах (2.51) для ССВ  $m=2, n=4$ , для ПСВ  $m=2, n=3$ , а для ТСВ  $m=3, n=4$ .

Співвідношення (2.47-2.49) чи (2.51) дають можливість розрахувати вхідні реактивні опори парціальних дво полюсників синфазно-протифазного збудження СВ бажаного типу за значеннями його параметрів розсіяння. Останні в свою чергу залежать від робочих параметрів СВ. Так коефіцієнт передачі в напрямку прямого вихідного  $m$ -го плеча ( $m=2$  для ССВ та ПСВ і  $m=3$  для ТСВ на рис. 2.6) ідеально

спрямованого реактивного взаємного симетричного восьмиполюсника в залежності від заданого значення перехідного загасання  $C$ , вираженого в дБ, становить:

$$|S_{m1}| = \sqrt{1 - |S_{n1}|^2}, \quad |S_{n1}| = 10^{-C/20}, \quad (2.52)$$

де  $S_{n1}$  – коефіцієнт передачі у відгалужене плече ( $n=3$  для ПСВ,  $n=4$  для ССВ і ТСВ).

Отже для розрахунку за (2.47-2.49) вхідних опорів достатньо задати два параметри:

- значення перехідного загасання  $C$ , яке повинен забезпечити СВ;
- бажане значення фази коефіцієнта передачі на відгалужений вихід.

Залежність реактансів  $x^+$ ,  $x^-$  від  $C$  і фази  $\varphi_{n1}$  у формі тривимірних графіків приведена на рис. 2.7. Для розрахунку вибраної схеми СВ записуються аналітичні вирази, які пов'язують ЕП елементів схем парціальних двополюсників з їх вхідними опорами. Такі методи розробки СВ на відміну від відомих дозволяють враховувати й фазу  $\varphi_{n1}$ .

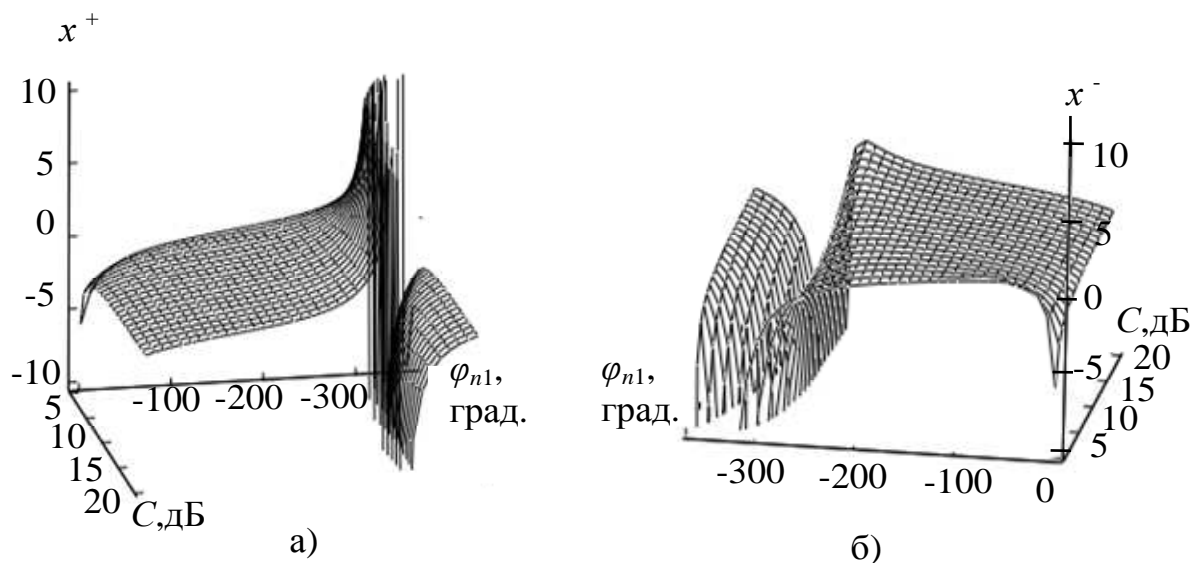


Рисунок 2.7 – Залежність вхідних опорів  $x^+$  (а) та  $x^-$  (б) від  $C$  і фази  $\varphi_{n1}$

2.2.2. Властивості спрямованого восьмиполюсника в термінах вхідних імпедансів його парціальних двополюсників. Для запису хвильових параметрів СВ через вхідні коефіцієнти відбиття його парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження підставимо у (2.34) вирази (2.36). В результаті підстановки будемо мати:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= (\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo} + \Gamma_{oe} + \Gamma_{oo})/4, & S_{21} &= (\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo} - \Gamma_{oe} - \Gamma_{oo})/4, \\ S_{31} &= (\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo} + \Gamma_{oe} - \Gamma_{oo})/4, & S_{41} &= (\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo} - \Gamma_{oe} + \Gamma_{oo})/4. \end{aligned} \right\} \quad (2.53)$$

При ідеальному узгодженні, тобто при  $S_{11}=0$  та при ідеальній спрямованості, тобто при  $S_{i1}=0$ , де для ССВ  $i=3$ , для ПСВ  $i=4$ , для ТСВ  $i=2$ , з (2.53) слідує:

$$\left. \begin{aligned} \text{для ССВ: } & \Gamma_{ee} = -\Gamma_{oe}, & \Gamma_{eo} &= -\Gamma_{oo}, & S_{21} &= (\Gamma_{ee} - \Gamma_{oo})/2, & S_{41} &= (\Gamma_{ee} + \Gamma_{oo})/2; \\ \text{для ПСВ: } & \Gamma_{ee} = -\Gamma_{oo}, & \Gamma_{eo} &= -\Gamma_{oe}, & S_{21} &= (\Gamma_{ee} + \Gamma_{eo})/2, & S_{31} &= (\Gamma_{ee} - \Gamma_{eo})/2; \\ \text{для ТСВ: } & \Gamma_{ee} = -\Gamma_{eo}, & \Gamma_{oe} &= -\Gamma_{oo}, & S_{31} &= (\Gamma_{ee} - \Gamma_{oo})/2, & S_{41} &= (\Gamma_{ee} + \Gamma_{oo})/2. \end{aligned} \right\} \quad (2.54)$$

Враховуючи зв'язок коефіцієнта відбиття двополюсника і його вхідного опору, тобто  $\Gamma_i = (z_i - 1)/(z_i + 1)$ , з (2.54) для коефіцієнтів передачі запишемо:

$$\left. \begin{aligned} S_{m1} &= \frac{1}{2}(\Gamma_{ee} - \Gamma_{vo}) = \frac{z_{iee} - z_{ivo}}{z_{iee} z_{ivo} + z_{iee} + z_{ivo} + 1}, \\ S_{n1} &= \frac{1}{2}(\Gamma_{ee} + \Gamma_{vo}) = \frac{z_{iee} z_{ivo} - 1}{z_{iee} z_{ivo} + z_{iee} + z_{ivo} + 1}, \end{aligned} \right\} \quad (2.55)$$

де для ССВ  $v:=\text{''}o\text{''}$ ,  $m=2$ ,  $n=4$ ; для ПСВ  $v:=\text{''}e\text{''}$ ,  $m=2$ ,  $n=3$ ; для ТСВ  $v:=\text{''}o\text{''}$ ,  $m=3$ ,  $n=4$ .

У випадку реактивного восьмиполюсника вирази (2.55) приймають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} S_{m1} &= \frac{x_{ee}^2 - x_{vo}^2 + j(x_{ee} - x_{vo} - x_{ee}^2 x_{vo} + x_{ee} x_{vo}^2)}{1 + x_{ee}^2 + x_{vo}^2 + x_{ee}^2 x_{vo}^2}, \\ S_{n1} &= \frac{x_{ee}^2 x_{vo}^2 - 1 + j(x_{ee} + x_{vo} + x_{ee}^2 x_{vo} + x_{ee} x_{vo}^2)}{1 + x_{ee}^2 + x_{vo}^2 + x_{ee}^2 x_{vo}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.56)$$

Відношення коефіцієнтів передачі у відгалужені і у пряме плече для реактивного спрямованого восьмиполюсника виходячи з (2.56) становить:

$$\frac{S_{n1}}{S_{m1}} = \frac{\Gamma_{ee} + \Gamma_{vo}}{\Gamma_{ee} - \Gamma_{vo}} = -j \frac{1 + x_{ee} x_{vo}}{x_{vo} - x_{ee}}. \quad (2.57)$$

З (2.57) для коефіцієнта ділення вхідного сигналу реактивним ідеально спрямованим восьмиполюсником з повною симетрією отримуємо:

$$K_c = |S_{n1}|/|S_{m1}| = |(1 + x_{ee} x_{vo})/(x_{vo} - x_{ee})|. \quad (2.58)$$

Таким чином, вхідні реактанси парціальних двополюсників, отриманих шляхом подвійного застосування СПЗ до ідеально спрямованого реактивного восьмиполюсника з повною симетрією, однозначно пов'язані з хвильовими параметрами восьмиполюсника, тобто з розподілом потужності сигналу на виходах.

Отримані зв'язки (2.56) коефіцієнтів передачі симетричного восьмиполюсника з вхідними опорами його парціальних двополюсників співпадають з виразами (2.32), які пов'язують хвильові параметри  $2n$ -полюсника з вхідними опорами його парціальних складових. З аналізу (2.56) можна записати **твердження**, аналогічні до приведених в п. 2.1.3, стосовно зміни параметрів СВ при його перестроюванні [360]:

а) зміна знаків вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{vo}$  на протилежний не змінює модулі хвильових параметрів  $S_{m1}$ ,  $S_{n1}$  і, згідно з (2.58), не змінює коефіцієнт ділення, тобто не змінює розподіл потужності сигналу СВ, а фази вказаних хвильових параметрів змінюють свій знак на протилежний, залишаючи при цьому різницю фаз рівною  $\pi/2$ ;

б) взаємний обмін значеннями вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{vo}$  не змінює хвильових параметрів  $S_{m1}$ ,  $S_{n1}$ , тобто залишає розподіл потужності сигналу СВ без зміни;

в) взаємний обмін значеннями вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{vo}$  з одночасною зміною їх знаку не змінює модулі параметрів  $S_{m1}$ ,  $S_{n1}$ , тобто не впливає на розподіл потужності сигналу у СВ, а фази хвильових параметрів змінюють свій знак на протилежний, при цьому різниця фаз залишається рівною  $\pi/2$ ;

г) зміна значень вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{vo}$  приводить до зміни значень хвильових параметрів  $S_{m1}$ ,  $S_{n1}$ , і відповідно, до зміни розподілу потужності сигналу у СВ.

Така залежність хвильових параметрів СВ від зміни вхідних реактансів його

парціальних двополюсників СПЗ при частотному перестроюванні використовується для розробки двочастотних СВ з одночасною роботою на двох різних частотах.

### **2.3. Метод вхідних імпедансів в задачах розробки пристроїв з двостановим режимом роботи**

Робота пристрою з двостановим режимом роботи, як відмічалось в п. 1.4, пов'язана з дискретною зміною амплітуди чи фази сигналу на виходах при стрибкоподібній зміні ЕП елементів керування станом у їх складі. В смужковому виконанні до основних і поширених таких керуючих пристроїв відносяться дискретні фазообертачі та перемикачі (комутатори) каналів проходження сигналу. При розробці нового або модифікованого варіанту їх схеми необхідною є перевірка на *забезпечення умов*, при яких схема зможе виконувати поставлене завдання.

2.3.1. Умови реалізації схем дискретної зміни фазової затримки сигналу на базі симетричних чотиріполюсників. В основі будови багатоступінчатих дискретних фазообертачів лежить прохідний лінійний чотиріполюсник, у якого відбувається стрибкоподібна зміна фази коефіцієнта передачі на заданій дискрет фазі  $\Delta\varphi$  під впливом керуючого сигналу. Такі чотиріполюсники (ОПФ) можуть відрізнятися за схемотехнічним рішенням (типом використаного багатополіусника, кількістю і способом включення ключів), за типом двостанових ЕКС, параметри яких залежать від  $i$ -го стану ( $i=1, 2$ ) і які одночасно комутуються. Як правило, ОПФ відносяться (див. п. 1.4) до взаємних маловтратних чотиріполюсників з симетричною структурою, при якій простіше забезпечити вхідне узгодження та певні вимоги що до частотних характеристик.

Застосування до такого симетричного двостанового чотиріполюсника методу СПЗ розкладає його на два парціальні двополюсники з комплексними вхідними імпедансами  $Z_{ei}$  синфазного та  $Z_{oi}$  протифазного збудження з різними значеннями в кожному  $i$ -му стані. Активні складові цих опорів виникають з рахунків активних складових еквівалентного опору  $Z_{ki}=R_{ki}+jX_{ki}$  ключів і визначають рівень внесених втрат схеми. Для зменшення та вирівнювання втрат в обох станах використовують



маловтратні ЕКС (див. п. 1.4.1) з малим значенням  $R_{ki}$ , що дозволяє виходити тільки з реактивних складових  $X_{ki}$   $i$ -го стану ключа при виборі схеми та розрахунках ЕП її елементів. У цьому випадку чисто реактивних вхідних імпедансів парціальних двополюсників їх нормовані до хвильового опору підвідних ліній значення  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  пов'язані зі значенням фази  $\varphi_i$  коефіцієнта передачі  $i$ -го стану співвідношеннями (2.11) і повинні задовольняти умову узгодження (2.12), що  $x_{oi} = -1/x_{ei}$ . Таким чином, двостановий прохідний чотириполюсник забезпечить дискрет фази  $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ , якщо пари значень вхідних опорів його парціальних схем  $x_{e1}$ ,  $x_{o1}$  в першому стані та  $x_{e2}$ ,  $x_{o2}$  в другому стані будуть приймати розраховані за (2.11) при  $\varphi_1$  і  $\varphi_2$  значення. Оскільки завжди  $x_{e2} \neq x_{e1}$  і  $x_{o2} \neq x_{o1}$ , то необхідну зміну значень  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  можна забезпечити лише, якщо в структурі кожного парціального двополюсника будуть ЕКС. Приведені міркування дозволяють сформулювати [361] першу умову допустимої реалізації дискретного прохідного фазообертача на базі симетричного чотириполюсника:

**Умова 1.** До складу кожної схеми парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження симетричного керованого двостанового чотириполюсника повинен входити хоча б один елемент керування станом для зміни значень вхідних імпедансів кожної парціальної схеми, що дозволить забезпечити задану зміну фази коефіцієнта передачі чотириполюсника одночасно з його вхідним узгодженням.

Ця умова не тільки відповідає відомому положенню [22], згідно якого для роботи чотириполюсника в режимі прохідного фазообертача мінімально необхідне число ключів дорівнює числу пар полюсів, тобто 2, але на відміну від нього ще й вказує на структурну особливість розміщення ключів у схемі чотириполюсника.

Виходячи зі схем парціальних двополюсників СПЗ для кожного з їх вхідних опорів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  можна записати пару рівнянь, які відрізняються лише відомими для двох станів параметрами  $X_{ki}$  ключів. Така система з чотирьох рівнянь ( $i=1,2$ ) в загальному вигляді має наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} x_{ei} &= f_e(X_{ki1}, \dots, X_{kiM}; P_1, \dots, P_N; P_{x1}, \dots, P_{xL}), \\ x_{oi} &= f_o(X_{ki1}, \dots, X_{kiC}; P_1, \dots, P_D; P_{x1}, \dots, P_{xH}), \end{aligned} \right\} \quad (2.59)$$

де  $f_{e\sigma o}$  – функціональні залежності вхідних опорів парціальних двополюсників;  
 $X_{kij}$  – еквівалентні реактивні опори кожного  $j$ -го з  $M$  (для синфазного збудження) чи з  $C$  (для протифазного збудження) різновидів ЕКС відповідного двополюсника;  
 $P_j$  –  $j$ -й ЕП з  $N$  електричних параметрів елементів схеми, значення яких відомі;  
 $P_{xj}$  –  $j$ -й ЕП з  $L$  решти електричних параметрів схеми, значення яких невідомі.

Як правило, з метою збереження симетрії схеми, щоб не ускладнювати процес проектування, вибирається тільки один тип ключів, тобто забезпечується  $M=C=1$ .

З загальної кількості параметрів елементів схеми чотириполюсника  $N+L$  можуть бути невідомими тільки чотири ( $L=4$ ) параметри  $P_{xj}$  за кількістю рівнянь в системі (2.59), щоб мати можливість їх визначити при розрахованих за (2.11) значеннях вхідних опорів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ . З іншого боку всі значення цих опорів залежать від  $x_{e1}$ , тобто від  $\varphi_1$ , оскільки  $x_{oi} = -1/x_{ei}$ , а враховуючи, що  $\varphi_2 = \varphi_1 + \Delta\varphi$ , з (2.11) отримуємо:

$$x_{e2} = \frac{1 - \operatorname{tg}(\varphi_1/2)\operatorname{tg}(\Delta\varphi/2)}{\operatorname{tg}(\varphi_1/2) + \operatorname{tg}(\Delta\varphi/2)} = \frac{x_{e1} - \operatorname{tg}(\Delta\varphi/2)}{1 + x_{e1}\operatorname{tg}(\Delta\varphi/2)}. \quad (2.60)$$

Таким чином, до невідомих параметрів  $P_x$  системи (2.59) можна віднести і фазову затримку  $\varphi_1$ , чи опір  $x_{e1}$ , а значення ЕП одного з елементів схеми задати. Проте в цьому випадку чи не вдається отримати аналітичний розв'язок системи (2.59), чи її корені (значення ЕП елементів), як показують дослідження, не можна реалізувати, що вимагає проведення повторних обчислень при зміні вихідних параметрів. Оскільки на  $\varphi_1$ , як правило, не вводяться обмеження, тому доцільно віднести її до відомих параметрів  $P_j$ , задавши її значення, як вихідне для розрахунків.

Виходячи з приведених міркувань запишемо [361] другу умову реалізації дискретного прохідного фазообертача на базі симетричного чотириполюсника:

**Умова 2.** Схема симетричного реактивного керованого чотириполюсника з двома станами повинна мати не менше *чотирьох незалежних електричних параметрів* її елементів, значеннях яких розраховуються відповідними методами за заданим значенням дискрету фази і заданим значенням фазової затримки.

В залежності від структури чотириполюсника з ключами в його складі можна

виділити три основні типи ОПФ: шлейфні, на відрізку зв'язаних ліній, двоканальні. В табл. 2.1, як приклад, приведено схеми двох варіантів відомих ОПФ кожного типу, які підтверджують справедливості записаних вище умов реалізації. Так схема 1.1, відома [7, 20], як ОПФ типу навантаженого відрізка лінії, завдяки використанню шлейфів має чотири невідомі параметри  $Z_1, Z_2, \theta_1, \theta_2$  і ключі в структурі кожного парціального двополюсника; схема 1.2 [22] з шлейфним мостом, навантаженим ОВФ, відповідає умовам реалізації, якщо невідомими параметрами будуть, наприклад,  $Z_1, Z_2, \theta_1, \theta_2$ ; у схему 2.1 на відрізку ЗСЛ з навантаженими кінцями для виконання умови 2 введено [377] додаткову реактивність  $jX$  на відстані від ключів  $l_1$  (невідомі параметри  $X, l, l_1$ , один з хвильових опорів відрізка ЗСЛ); у схема 2.2 на відрізку ЗСЛ [426] невідомі параметри подібні до попередньої; у двоканальній схемі 3.1 [362] для виконання умови 1 в одному з каналів розміщено два ключі; схема 3.2 є різновидом відомого [267-268] петльового ОПФ, яку для виконання умови 2 доповнено [424] відрізками з  $Z_1, \theta_1$ , що дозволило врахувати значення опорів ЕКС.

Таким чином, сформульовані вище умови допустимої реалізації дискретного прохідного фазообертача дозволяють ще на етапі вибору схеми дослідити її на придатність для розробки останнього та на можливість запису аналітичних співвідношень для розрахунку невідомих електричних параметрів її елементів.

2.3.2. Методи узгодження багатоканального променевого перемикача та умови забезпечення граничних значень робочих параметрів і метод їх розрахунку. Перемикач променевого типу 1:N (рис. 1.15,г) повинен забезпечити проходження сигналу, який подається на вхід N-канального розгалужувача по підвідній лінії з хвильовим опором  $Z_c$ , на вихід одного з каналів. Кожен канал утворено одним, чи декількома ЕКС, з'єднаними за певною схемою, до якої підходить вихідна лінія з хвильовим опором  $Z_{c1}$ . Високочастотний сигнал завдяки поданню керуючого сигналу на ЕКС проходить у відкритий канал, а решта каналів вважаються закритими. Всі канали ідентичні, хоч можуть бути винятки, пов'язані зі специфікою перемикача [284].

Основні вимоги, які ставляться до перемикачів з точки зору його РП, пов'язані з забезпеченням мінімальних втрат сигналу при проходженні з входу на заданий

Таблиця 2.1 – Варіанти схемної реалізації дискретних ОПФ

|     | Загальна схема | Парціальні двополосники |                     |
|-----|----------------|-------------------------|---------------------|
|     |                | синфазного збудження    | протифазного збудж. |
| 1.1 |                |                         |                     |
| 1.2 |                |                         |                     |
| 2.1 |                |                         |                     |
| 2.2 |                |                         |                     |
| 3.1 |                |                         |                     |
| 3.2 |                |                         |                     |

вихід, тобто з забезпеченням мінімального внесеного загасання  $L_g$  у відкритому каналі, а також з забезпеченням максимального загасання у закритому каналі, тобто максимального рівня розв'язки  $L_3$  між входом перемикача і виходом кожного закритого каналу. Мінімальне  $L_g$  досягається за умови узгодження на вході схеми. Вирішення цієї проблеми базується (див. п. 1.4.3) на приведенні ЕКС до канонічної форми шляхом використання каналу зі структурою ФНЧ [19, 274, 282], на застосуванні процедури оптимального синтезу [22], на використанні чотириполіусників з відрізків ліній, їх ступінчастого з'єднання [260, 262, 276, 284, 285], з Т-, П-, Г- ланок з дискретних елементів та шлейфів [283,286].

Підхід, оснований на застосуванні лінійних реактивних трансформуючих чотириполіусників (ТЧ), простіший як за структурною реалізацією, так і за методом проектування. При такому підході розміщення ТЧ в структурі променевого перемикача може здійснюватися за трьома основними варіантами:

- а) після розгалуження в каналах перед ЕКС (рис. 2.8,а);
- б) на вході перемикача перед розгалуженням (рис. 2.8,б);
- в) в каналах після ЕКС перед виходами (рис. 2.8,в).

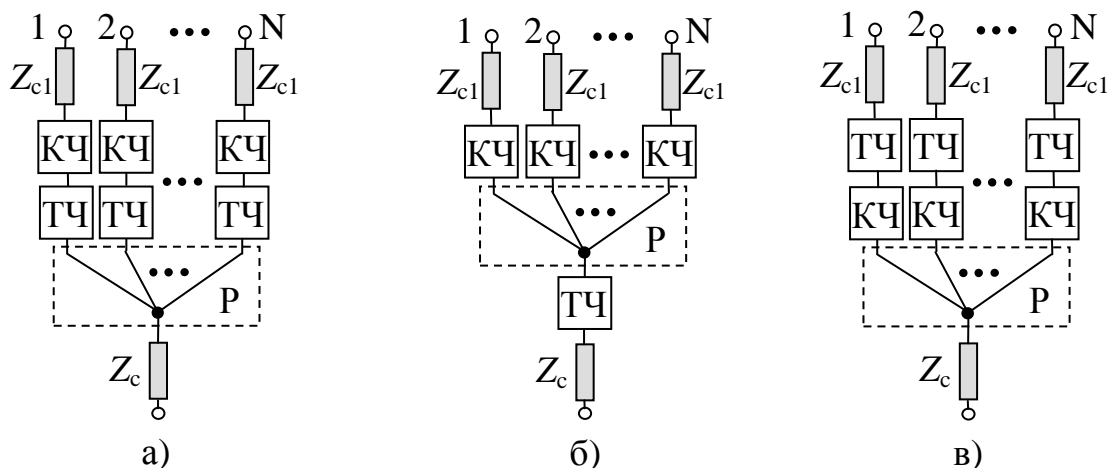


Рисунок 2.8 – Розміщенням ТЧ в N-каналному променевому перемикачі (а) після розгалужувача, (б) на вході перед розгалужувачем, (в) перед виходами

На рис. 2.8 всі задіяні в каналах ЕКС разом зі схемою їх включення об'єднано в комутуючий чотириполіусник (КЧ). Розгалужувач Р утворюється паралельним чи послідовним з'єднанням ліній передачі, чи безпосереднім з'єднанням ЕКС, що може

бути у випадку варіантів узгодження (б) і (в), як, наприклад, у відомій [73, 112] триканальній конструкції. Функція ТЧ у кожному з приведених варіантів своя: у першому випадку ТЧ трансформує провідність (при паралельному розгалуженні) чи опір (при послідовному розгалуженні), яким навантажено його вихід, у таке значення провідності (чи опору) на вході каналу, загальна сума яких по всім каналам дає  $Y_c=1/Z_c$  (чи  $Z_c$ ); у другому випадку ТЧ трансформує сумарну провідність (чи опір) з точки розгалуження в  $Y_c=1/Z_c$  (чи  $Z_c$ ); у третьому випадку ТЧ трансформує  $Z_{c1}$  у таке значення провідності (опору), яке при трансформації через КЧ дає аналогічні до першого випадку значення вхідної провідності (опору) каналу.

Для визначення граничних значень робочих параметрів  $L_6$  і  $L_3$ , які може забезпечити 1:N перемикач, розглянемо [363-365] на прикладі з паралельним розгалуженням розподіл потужності вхідного сигналу  $P_{вх}$ , підведеної до точки розгалуження. На рис. 2.9,а кожен канал замінено його комплексною вхідною провідністю, яка для відкритого каналу становить  $Y_6=G_6+jB_6$ , а для кожного закритого каналу становить  $Y_3=G_3+jB_3$ . Потужність сигналу, яка відгалужується у відкритий канал, позначено, як  $P_6$ , а у закритий канал, як  $P_3$ . Частина цих потужностей поступає на виходи каналів, навантажені опором  $Z_{c1}$ , а інша частина, яку позначимо, як  $P_{p6}$  і  $P_{p3}$ , розсіюється на активних складових еквівалентних опорів ЕКС. Позначимо відношення потужності  $P_6$  до потужності  $P_3$ , тобто *коефіцієнт ділення потужності* між відкритим і закритими каналами, як  $m$ . Оскільки значення цих потужностей пропорційні значенням активних складових  $G_6$ ,  $G_3$  вхідних провідностей каналів, то для коефіцієнта  $m$  можна записати:

$$m = P_6 / P_3 = G_6 / G_3. \quad (2.61)$$

Активна і реактивна складові сумарної провідності в точці розгалуження  $a$  згідно з рис. 2.9,а для перемикача з  $N$  каналами становлять:

$$G_a = G_6 + (N - 1)G_3, \quad B_a = B_6 + (N - 1)B_3. \quad (2.62)$$

Враховуючи, що  $P_{ex}$  пропорційна  $G_a$ , а також, враховуючи (2.61), можна записати, що  $P_{ex}/P_6 = (m+N-1)/m$  і  $P_{ex}/P_3 = m+N-1$ . В цьому випадку для РП  $L_6$  і  $L_3$  маємо:

$$\left. \begin{aligned} L_6 &= 10 \lg \frac{P_{ex}}{P_6 - P_{p6}} = 10 \lg \frac{m + N - 1}{m \cdot (1 - P_{p6}/P_6)}, \\ L_3 &= 10 \lg \frac{P_{ex}}{P_3 - P_{p3}} = 10 \lg \frac{m + N - 1}{(1 - P_{p3}/P_3)}. \end{aligned} \right\} (2.63)$$

$P_{p6}/P_6$  та  $P_{p3}/P_3$  залежать від  $Z_{c1}$ , кількості ЕКС їх параметрів та схеми включення.

Для випадку послідовного розгалуження у виразах (2.61, 2.62) активну і реактивну складові провідностей замінюють на активну і реактивну складові комплексних опорів, а вирази для  $L_6$  і  $L_3$  співпадають з (2.63).

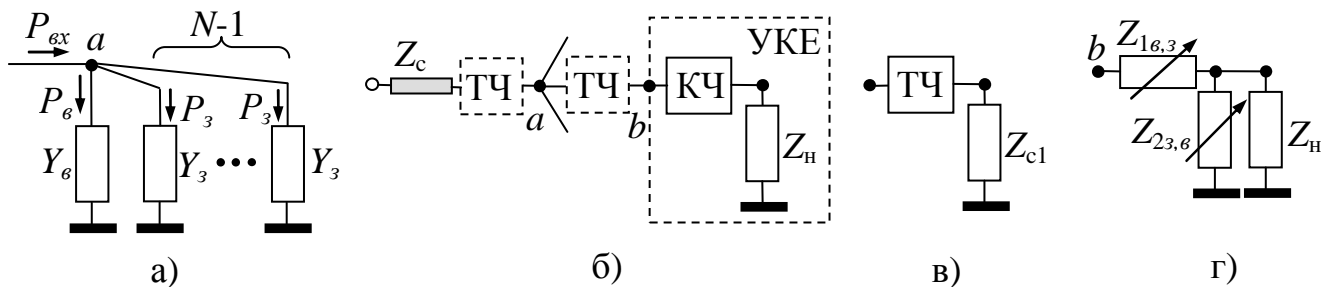


Рисунок 2.9 – Еквівалентне подання: (а) каналів перемикача, (б) структури каналу, (в) опору навантаження при розміщенні ТЧ перед виходом каналу, (г) узагальненого комутуючого елемента з комбінованим ввімкненням ЕКС

На рис. 2.9,б показано структуру одного каналу, яка для різних варіантів узгодження відрізняється розміщенням ТЧ і фізичною суттю опору навантаження  $Z_n$ . Для варіантів узгодження (а) і (б) (рис. 2.8)  $Z_n$  дорівнює  $Z_{c1}$ , а для варіанту (в) є вхідним опором структури (рис. 2.9,в), в якій ТЧ можна реалізувати і відрізком лінії.

Двополюсник, утворений з КЧ і опору навантаження  $Z_n$  на його виході (рис. 2.9,б), будемо розглядати [365, 366], як *узагальнений комутуючий елемент* (УКЕ), з двома робочими станами «відкритий/закритий». Вхідну провідність такого УКЕ в точці  $b$  для двох станів позначимо, як  $Y_{кв,з} = 1/Z_{кв,з} = G_{кв,з} + jB_{кв,з}$ . Відомо [7, 22], що довільний комутаційний двополюсник, у якого двом можливим станам відповідають

два комплексні вхідні опори чи дві комплексні вхідні провідності, що утворюють пару опорів (пару провідностей), характеризується мірою відмінності опорів (провідностей) пари  $M$ , яка для випадку УКЕ з парою  $(Y_{кв}, Y_{кз})$  становить:

$$M = \frac{|Y_{кв} - Y_{кз}|}{|Y_{кв} + Y_{кз}^*|} = \frac{|Z_{кв} - Z_{кз}|}{|Z_{кв} + Z_{кз}^*|} = \frac{K - 1}{K + 1}, \quad (2.64)$$

де  $Y_{кз}^*$  – комплексно спряжене значення вхідної провідності УКЕ в закритому стані;  $K$  – параметр якості [19] комутаційного двополюсника, в нашому випадку УКЕ.

З (2.64) для параметру якості  $K$  отримуємо:

$$K = \frac{1 + M}{1 - M} = \frac{|Y_{кв} + Y_{кз}^*| + |Y_{кв} - Y_{кз}|}{|Y_{кв} + Y_{кз}^*| - |Y_{кв} - Y_{кз}|} = \frac{|Z_{кв} + Z_{кз}^*| + |Z_{кв} - Z_{кз}|}{|Z_{кв} + Z_{кз}^*| - |Z_{кв} - Z_{кз}|}. \quad (2.65)$$

При підстановці у (2.65) дійсних і уявних складових  $Z_{кв,з}$  отримуємо вираз (1.2).

Також відомо [7, 22], що міра відмінності  $M$  залишається незмінною при трансформації пари провідностей (опорів) через довільний недисипативний чотириполюсник, тобто в нашому випадку (рис. 2.9,б) при трансформації провідностей  $Y_{кв,з}$  у провідності  $Y_{в,з}$  через ТЧ, якщо він використовується. Якщо ТЧ відсутній, то  $Y_{в,з} = Y_{кв,з}$ . Підставивши з врахуванням цієї властивості в (2.64) активну і реактивну складові провідностей  $Y_{в,з}$  і скориставшись при паралельному розгалуженні співвідношенням (2.61), для міри відмінності отримуємо:

$$M = \sqrt{\frac{(m - 1)^2 + B_m^2}{(m + 1)^2 + B_m^2}}, \quad (2.66)$$

де  $B_m = (B_в - B_з) / G_з$ .

З (2.66) слідує, що при  $B_m = 0$ , тобто, коли в схемі забезпечуються такі значення  $Y_{в,з}$ , при яких  $B_в = B_з$ , коефіцієнт ділення  $m = K$ , оскільки міра  $M$  в (2.64) і (2.66) та сама.



Якщо ж  $B_m \neq 0$ , то з рівності (2.64) і (2.66) отримуємо зв'язок між  $m$  і  $K$ :

$$m = \frac{K^2 + 1 + \sqrt{(K^2 + 1)^2 - 4K^2(1 + B_m^2)}}{2K}, \quad (2.67)$$

з якого слідує, що  $m < K$ , оскільки  $B_m^2 > 0$  і значення кореня буде менше, ніж значення  $K^2 - 1$ , яке маємо при  $B_m = 0$  (перед коренем в (2.67) приймається знак «+», що забезпечує  $m = K$  при  $B_m = 0$ ). Вирази (2.66, 2.67) будуть такими ж і для перемикача з послідовним розгалуженням, для якого складові провідностей  $Y_{\nu,3}$  потрібно замінювати на відповідні складові комплексних опорів  $Z_{\nu,3}$ .

Оскільки в загальному  $m \leq K$ , то з виразів (2.63) слідує, що умовою забезпечення мінімального внесене загасання  $L_\nu$  і максимальної розв'язки  $L_3$ , тобто **умовою** забезпечення *гранично досяжних значень* робочих параметрів перемикача є забезпечення однакових значень коефіцієнта ділення потужності між відкритим і закритими каналами  $m$  і параметра якості  $K$  схеми УКЕ.

Значення коефіцієнта ділення  $m$ , може закладатися у розрахунки при розробці перемикача, а на значення параметру якості  $K$  можна впливати вибором схеми і параметрів КЧ, а також опором навантаження  $Z_n$ , наприклад, вибором параметрів відрізка лінії при використанні його в структурі (рис. 2.9,в) в ролі ТЧ.

Відношення  $P_{p\nu,3}/P_{\nu,3}$  потужності втрат до потужності в каналі, яке необхідне для розрахунку за (2.63) РП перемикача, визначається, виходячи з припущення, що втрати сигналу пов'язані тільки з активними опорами ЕКС.  $P_{p\nu,3}$  може бути знайдена шляхом застосування правил Кірхгофа до схеми їх з'єднання в структурі УКЕ. На рис.2.9,г приведено варіант такої схеми з комбінованим з'єднанням двох ключів, кожен з яких в свою чергу може бути утворений декількома послідовно чи паралельно з'єднаними ЕКС. Ці узагальнені ключі описуються двостановими еквівалентними комплексними опорами  $Z_{1\nu,3} = R_{1\nu,3} + jX_{1\nu,3}$  та  $Z_{23,\nu} = R_{23,\nu} + jX_{23,\nu}$  (індекси  $\nu$ , з опору  $Z_{23,\nu}$  протилежні індексам опору  $Z_{1\nu,3}$ , оскільки послідовний і паралельний ключі завжди знаходяться в протилежних станах). Навантаженням схеми є опір  $Z_n$ ,

який в залежності від варіанту перемикача дорівнює  $Z_{c1}$ , чи в загальному буде комплексним  $Z_H = R_H + jX_H$ . Для такої схеми УКЕ можна записати (див. Додаток Б.4):

$$\frac{P_{p6,3}}{P_{e,3}} = \frac{R_H (R_{1e,3} |Z_{23,6}|^2 + R_{23,6} |Z_{p6,3}|^2)}{|Z_{23,6}|^2 |Z_{p6,3}|^2 + R_H (R_{1e,3} |Z_{23,6}|^2 + R_{23,6} |Z_{p6,3}|^2)}, \quad (2.68)$$

де  $Z_{p6,3} = R_{p6,3} + jX_{p6,3}$ ;

$$R_{p6,3} = (R_H |Z_{23,6}|^2 + R_{23,6} |Z_H|^2) / [(R_H + R_{23,6})^2 + (X_H + X_{23,6})^2];$$

$$X_{p6,3} = (X_H |Z_{23,6}|^2 + X_{23,6} |Z_H|^2) / [(R_H + R_{23,6})^2 + (X_H + X_{23,6})^2].$$

З (2.68) можна отримати вирази, коли ключі ввімкнено тільки послідовно, приймаючи  $Z_{23,6} = \infty$ , чи тільки паралельно, приймаючи  $Z_{1e,3} = 0$ . Подібно записуються співвідношення для розрахунку  $P_{p6,3}/P_{e,3}$  УКЕ з іншими варіантами з'єднання ЕКС.

Доцільність застосування співвідношень (2.63) при визначенні граничних значень РП підтверджують приведені в табл. 2.2 результати їх розрахунку для спроектованих в [260] за допомогою САПР Momentum (див. п. 1.1.2) перемикачів SP4T (паралельне розгалуження) з послідовно ввімкненими метал-контактними МЕМС ключами, параметри яких (див. 1.4.1) становлять  $R_d = 1$  Ом,  $C_u = 2$  фФ.

Таблиця 2.2 – Значення робочих параметрів перемикача 1:4 з МЕМС ключами

| Частота,<br>ГГц | Розрахунок        |            |            | Експеримент     |            |
|-----------------|-------------------|------------|------------|-----------------|------------|
|                 | К                 | $L_6$ , дБ | $L_3$ , дБ | $L_6$ , дБ      | $L_3$ , дБ |
| 1               | $2,48 \cdot 10^6$ | 0,086      | 63,95      | $\approx 0,09$  | 56         |
| 2               | $6,2 \cdot 10^5$  | 0,086      | 57,93      | $\approx 0,095$ | 49         |
| 3               | $2,76 \cdot 10^5$ | 0,086      | 54,4       | $\approx 0,1$   | 45         |
| 10              | $2,40 \cdot 10^4$ | 0,087      | 43,95      | -               | 43         |
| 20              | 6210              | 0,088      | 37,93      | -               | 36         |

Для порівняння в табл. 2.2 приведено взяті зі статті [260] результати експерименту на частотах 1 – 3 ГГц, а також результати ЕМ на частотах 10 і 20 ГГц.

## 2.4. Принципи забезпечення двочастотного режиму роботи пристроїв

Від двочастотних пристроїв вимагається (див. п. 1.5) функціонування з бажаними значеннями РП на різних, в загальному некратних, центральних частотах двох частотних смуг. Потреба в таких пристроях є досить актуальною для телекомунікаційних систем з різними згідно стандартів частотними діапазонами.

Порівняно з існуючим на сьогодні двоканальним частотним розподілом сигналу, особливо в бортових та телекомунікаційних системах [23, 25, 367], при якому подвоюється структура і в результаті зростають габарити і собівартість, більш перспективним є одноканальний варіант на базі двочастотних пристроїв, які працюють з заданими РП у двох робочих смугах – в першій з центральною частотою  $f_1$ , в другій з центральною частотою  $f_2$  завдяки частотній залежності ЕП використаних елементів. При цьому до пристрою ставиться одне з таких завдань:

- а) забезпечити в обох робочих смугах однакові задані значення РП;
- б) забезпечити в кожній робочій смузі свої задані значення РП.

В обох випадках при відносно вузьких частотних смугах пристроїв виходять, як відмічено в п. 1.5, зі значень центральних частот  $f_i$  ( $i=1,2$ ) цих смуг. Розробка таких двочастотних ЛВПП здійснюється [368] двома підходами:

1) на основі методу еквівалентної заміни, коли вибирається відома схема аналогічного одночастотного пристрою і його частотнозалежні елементи (базові вузли) поетапно замінюються на нові еквівалентні двочастотні вузли, які повинні забезпечити такі самі, як і у базового вузла, зовнішні параметри, але на двох частотах (див., наприклад, [15, 28, 31]);

2) на основі доповнення двочастотними елементами відомої одночастотної схеми пристрою, чи створення нової двочастотної схеми з розробленням відповідних методів їх розрахунку (див., наприклад, [17, 34, 42]).

Реалізація вказаних підходів значно спрощується для ЛВПП з симетричною структурою, оскільки дозволяє скористатися методом вхідних імпедансів парціальних схем СПЗ зі сформульованими в п. 2.1.3 та п. 2.2.2 твердженнями відносно особливостей зв'язку вхідних імпедансів з хвильовими параметрами

перестроюваного багатополюсника. При *частотному перестроюванні*, тобто при зміні частоти сигналу, який подається на пристрій, від одного робочого значення  $f_1$  до другого  $f_2$ , вхідні опори парціальних схем, які на першій частоті становлять  $z_{e1}, z_{o1}$  (реактанси  $x_{e1}, x_{o1}$ ), на другій робочій частоті змінюються до значень  $z_{e2}, z_{o2}$  (реактанси  $x_{e2}, x_{o2}$ ) завдяки зміні ЕП частотнозалежних елементів. Тому розрахунок двочастотного симетричного пристрою полягає у визначенні ЕП елементів парціальних схем з двома значеннями для частотнозалежних елементів, які вони повинні приймати на  $f_1$  і  $f_2$ , щоб забезпечити зміну вхідних опорів парціальних схем у відповідності до одного з тверджень, приведених в пп. 2.1.3, 2.2.2.

При розробці двочастотних пристроїв використовується параметр – *частотний коефіцієнт*, який визначається через відношення робочих частот:

$$k_f = f_2 / f_1. \quad (2.69)$$

Оскільки за частоту  $f_2$  приймається більша з двох частот, що пояснюється наглядністю і зручністю аналітичних викладок, тому частотний коефіцієнт  $k_f > 1$ .

До *частотнозалежних елементів* схеми пристрою, тобто до елементів, ЕП яких змінюються зі зміною частоти, у структурі смужкових ЛВПП відносяться відрізки ліній передачі і реактивні елементи індуктивного чи ємнісного типу. Резонатори, які теж є частотнозалежними, відрізняються своєю топологією і застосовуються в структурі двосмугових частотновибірних пристроїв (див. п.1.5).

У відповідності до вимог про зміну чи збереження значень РП при переході на другу частоту частотнозалежні елементи повинні змінювати чи зберігати значення ЕП, тобто реактивного опору  $jX_i$ , електричної довжини відрізка  $\theta_i$ , де індекс  $i$  вказує на частотну залежність параметра. Вирішення цих вимог залежать від реалізації частотнозалежних елементів, які за структурою можна віднести до наступних типів.

**Відрізок лінії передачі** з фізичною довжиною  $l$  характеризується ЕП: хвильовим опором  $Z_c$ , амплітудною  $\alpha$  і фазовою  $\beta$  сталими, які теоретично всі залежать від частоти. При вирішенні задач, пов'язаних з розробкою методів розрахунку схем смужкових ЛВПП в одномодовому наближенні, в тому числі і

двочастотних пристроїв, через складність аналітичних співвідношень і незначну допущену похибку в більшості випадків приходиться нехтувати втратами у відрізку завдяки малій його довжині  $l$ , а також нехтувати зміною хвильового опору лінії при зміні частоти. Залишається один частотнозалежний параметр – фазова стала  $\beta$ .

Відношення значень фазових сталих  $\beta_2$  на частоті  $f_2$  до  $\beta_1$  на частоті  $f_1$  для смужкових ліній з дисперсією досить близьке до розрахованого за (2.69) значення коефіцієнта  $k_f$ . Так у випадку мікросмужкових і копланарних ліній у смузі частот 1–5 ГГц для хвильових опорів 30–100 ом при діелектричній проникності підкладки  $\varepsilon=2$ –10 максимальне відхилення  $\beta_2/\beta_1$  від  $k_f$  для хвилі основного типу, як показують результати комп'ютерного моделювання, не перевищує 0,8%. Така незначна розбіжність цих відношень дозволяє при розрахунках скористатися заміною:

$$k_f = f_2 / f_1 = \beta_2 / \beta_1. \quad (2.70)$$

З (2.70) отримуємо зв'язок між значеннями електричної довжини відрізка на  $f_1$  і  $f_2$ :

$$\theta_2 = k_f \theta_1, \quad (2.71)$$

де  $\theta_i = \beta_i l$  – електрична довжина відрізка на частоті  $f_i$ , де  $i=1,2$ .

До складу аналітичних співвідношень, за якими для схеми з відрізком лінії передачі визначаються зовнішні параметри (елементи матриць, коефіцієнти відбиття та передачі, вхідні імпеданси), входять тригонометричні функції від електричної довжини відрізка типу  $\operatorname{tg}\theta$  чи  $\sin\theta$ , залежність яких від зміни частоти впливає на зовнішні, а значить і на робочі параметри. При переході від  $f_1$  зі значенням довжини  $\theta_1$  до  $f_2$  з довжиною  $\theta_2$  можливі такі варіанти поведінки цих функцій [360]:

1) збереження значень тригонометричних функцій.

В цьому випадку рівність  $\operatorname{tg}\theta_1 = \operatorname{tg}\theta_2$  досягається за умови, що  $\theta_2 = \theta_1 \pm n\pi$ , де  $n=1,2,3,\dots$ , з якої з врахуванням (2.71) для електричної довжини  $\theta_1$  отримуємо:

$$\theta_1 = \pm n\pi / (k_f - 1). \quad (2.72)$$

Оскільки з ростом частоти значення  $\theta$  зростають, тому в (2.72) вибирається знак «+». Рівність  $\sin\theta_1 = \sin\theta_2$  буде при  $\theta_2 = n\pi - \theta_1$ , де  $n=1,3,5,\dots$ , звідки отримуємо:

$$\theta_1 = n\pi / (k_f + 1). \quad (2.73)$$

2) зміна знаку при збереженні значення тригонометричної функції.

В цьому випадку рівність  $\operatorname{tg}\theta_1 = -\operatorname{tg}\theta_2$  досягається за умови, що  $\theta_2 = n\pi - \theta_1$ , де  $n=1,2,3,\dots$ , з якої з врахуванням (2.71) для  $\theta_1$  отримуємо вираз (2.73). Рівність  $\sin\theta_1 = -\sin\theta_2$  буде за умови, що  $\theta_2 = n\pi + \theta_1$ , де  $n=1,3,5,\dots$ , з якої отримуємо вираз (2.72) зі знаком «+».

3) зміна функції виду  $\operatorname{tg}\theta_1 = \pm 1 / \operatorname{tg}\theta_2$  зі зміною чи без зміни знаку.

В цьому випадку рівність  $\operatorname{tg}\theta_1 = \pm \operatorname{ctg}(\theta_2)$  досягається за умови, що  $\theta_2 = \pi / 2 \mp \theta_1$ , з якої з врахуванням (2.71) отримуємо:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2(k_f \pm 1)}. \quad (2.74)$$

Слід відмітити, що вираз (2.73) порівняно з (2.72) дає коротшу довжину відрізка при тому самому значенні множника  $n$ , який для зменшення довжини приймається, як правило, рівним  $n=1$ , а найкоротші відрізки забезпечує вираз (2.74).

4) зміна значень тригонометричних функцій.

В даному випадку  $\operatorname{tg}\theta_1 \neq \operatorname{tg}\theta_2 = \operatorname{tg}(k_f \theta_1)$  і  $\theta_1$  шукається за відношенням  $a$  цих функцій:

$$\frac{\operatorname{tg}\theta_1}{\operatorname{tg}(k_f \theta_1)} = a. \quad (2.75)$$

Графіки залежності функції  $a$  (2.75) від аргументу  $\theta_1$  при різних значеннях  $k_f$  приведено на рис. 2.10. З аналізу графіків можна зробити такі висновки:

- а) при  $a=\pm 1$  корені (2.75) розраховуються за співвідношеннями (2.72, 2.73);  
 б) при  $a < 0$  для довільних  $k_f$  корені (2.75) існують завжди;  
 в) при  $a > 0$  та  $k_f \leq 1,5$  корені (2.75) існують, якщо  $a > a_{\min}$ , де  $a_{\min}$  – мінімально допустиме значення  $a$ , розраховане з (2.75) при  $\theta_{1\min}$ , яке визначається з рівності:

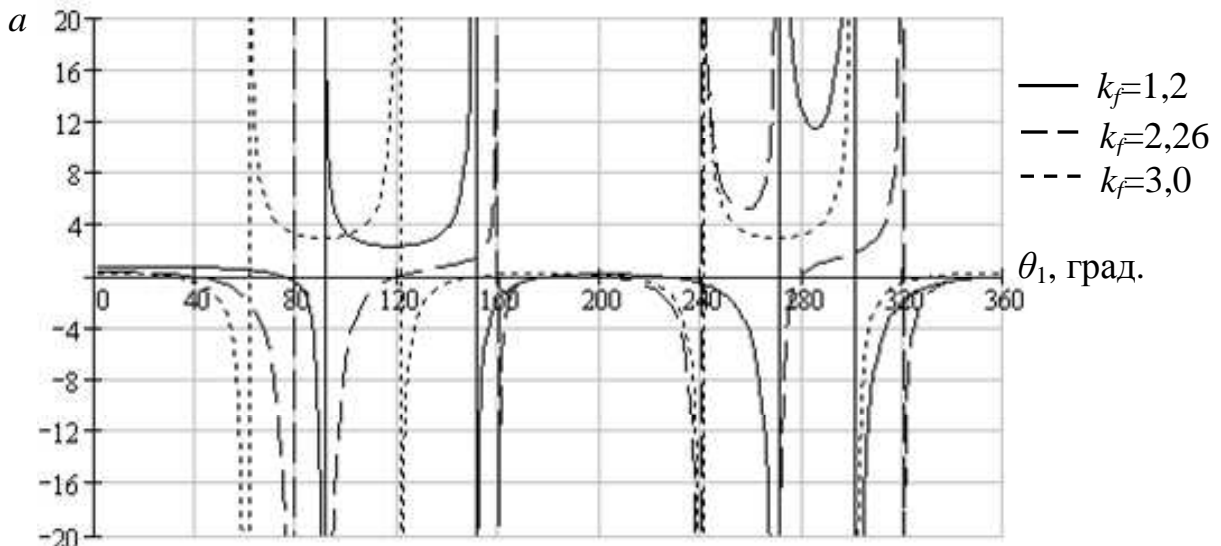


Рисунок 2.10 – Залежність параметру  $a$  від електричної довжини відрізка  $\theta_1$

$$k_f \sin(k_f \theta_{1\min}) \cos(k_f \theta_{1\min}) / (\sin \theta_{1\min} \cos \theta_{1\min}) = 1;$$

- г) при  $a > 0$  та  $k_f > 1,5$  (крім  $k_f=2,3$ ) корені існують завжди завдяки наявності асимптотичних кривих, які проходять від  $a = -\infty$  до  $a = +\infty$ ;  
 д) при  $a > 0$  та  $k_f=2$  корені існують тільки для значень  $a \leq 0,5$ ;  
 е) при  $a > 0$  та  $k_f=3$  корені існують для значень  $a < 1/3$  та значень  $a > 3$ .

Пошук коренів рівняння (2.75) здійснюється ітераційними чи графічним шляхом. Можна змінити форму запису цього рівняння, чи звести його до ряду

$$\sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m+1} \left[ \frac{1-a}{m^2 - (k_f + 1)^2} - \frac{1+a}{m^2 - (k_f - 1)^2} \right] m \sin(m\theta_1) = 0,$$

для пошуку коренів якого теж необхідно звертатися до ітераційних методів. Вибір потрібного кореня (тобто електричної довжини  $\theta_1$ ) здійснюється, виходячи з його

допустимого значення та знаку  $\operatorname{tg}\theta_1$ , від чого залежать подальші розрахунки.

Для  $\sin\theta_1 \neq \sin\theta_2$ , довжина  $\theta_1$ , як і вище, шукається за відношенням  $a$  цих функцій:

$$\sin\theta_1 / \sin(k_f\theta_1) = a. \quad (2.76)$$

Корені рівняння (2.76) теж визначаються ітераційними чи графічним шляхом. Аналогічний (2.76) вираз в [294] розкладено в ряд з ітераційним пошуком коренів.

**Реактивні елементи** у схемі двочастотного пристрою забезпечують на кожній  $i$ -й ( $i=1,2$ ) робочій частоті  $f_i$  задане значення реактивного опору  $jX_i$ , яке реалізується вхідним опором певної схеми, утвореної дискретними елементами, шлейфом з відрізка лінії передачі, з'єднанням відрізків ліній. До опору  $X_i$  можуть ставитися вимоги по збереженню значення при переході від  $f_1$  до  $f_2$ , тобто  $X_2=X_1$ , по зміні знаку при збереженні значення, тобто  $X_2=-X_1$ , чи по зміні значення, тобто  $X_2 \neq X_1$ .

З'єднання **дискретних елементів** доцільно застосовувати при реалізації послідовно ввімкненої реактивності, чи при використанні відповідних технологій виготовлення пристроїв (наприклад, технології ЛТСС багат шарової кераміки з низькою температурою випалення). Забезпечення двох значень  $X_i$  досягається двома різними за характером реактивними елементами, з'єднаними послідовно (рис. 2.11,а), чи паралельно (рис. 2.11,б), з сумарним опором  $X_1$  на  $f_1$  та  $X_2$  на  $f_2$ . Значення ємності й індуктивності елементів розраховуються наступним чином [369]:

$$\left. \begin{array}{l} \text{паралельне з'єднання} \\ \text{послідовне з'єднання} \end{array} \right\} \begin{array}{l} C = \frac{X_2 - k_f X_1}{\omega_1 X_1 X_2 (k_f^2 - 1)}, \quad L = \frac{(k_f^2 - 1) X_1 X_2}{\omega_1 k_f (k_f X_2 - X_1)}, \\ C = \frac{k_f^2 - 1}{\omega_1 k_f (X_2 - k_f X_1)}, \quad L = \frac{k_f X_2 - X_1}{\omega_1 (k_f^2 - 1)}, \end{array} \quad (2.77)$$

де  $\omega_1 = 2\pi f_1$  – колова частота.

Аналіз виразів (2.77) вказує на існування обмежень стосовно реалізації значень  $X_i$ :

а) розв'язок (додатні значення  $C$  та  $L$ ) при паралельному з'єднанні існує завжди,



якщо  $X_1 > 0$ ,  $X_2 < 0$ , а при послідовному з'єднанні, якщо  $X_1 < 0$ ,  $X_2 > 0$ ;

б) в обох випадках при  $X_1 > 0$ ,  $X_2 > 0$  розв'язок існуватиме за умови  $X_2 > k_f X_1$ ;

в) в обох випадках при  $X_1 < 0$ ,  $X_2 < 0$  розв'язок існуватиме за умови  $|X_1| > k_f |X_2|$ ;

г) якщо  $X_2 = X_1$ , то в обох випадках розв'язок відсутній;

д) якщо  $X_2 = -X_1$ , то розв'язок при паралельному з'єднанні існує за умови, що  $X_1 > 0$ , а при послідовному з'єднанні, якщо  $X_1 < 0$ .

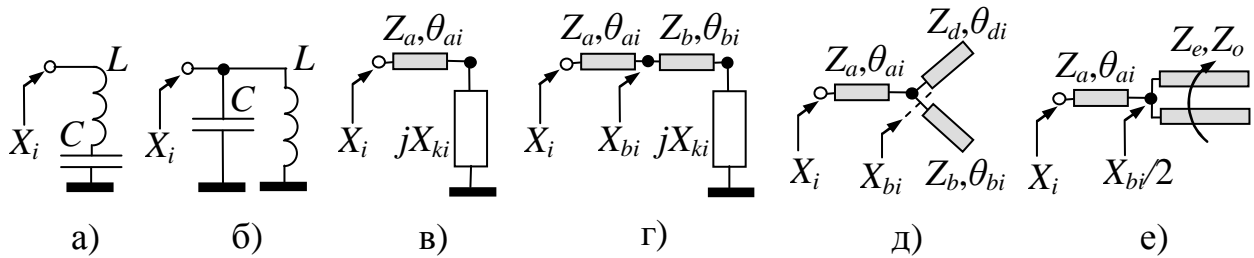


Рисунок 2.11 – Реалізація двочастотної реактивності (а) послідовним, (б) паралельним з'єднанням дискретних елементів, (в) шлейфом з відрізком лінії, (г) ступінчастим шлейфом, трійниковим шлейфом (д) з одиночних ліній чи (е) ЗСЛ

**Шлейф з відрізком лінії** з хвильовим опором  $Z_s$  і електричною довжиною  $\theta_{si}$ , може на кінці бути розімкненим, закороченим, чи навантаженим реактивним опором зі значеннями  $X_{ki}$  на  $f_i$  (рис. 2.11,в). Вхідний опір шлейфа на  $f_i$  повинен приймати значення  $X_i$ . Виходячи з виразу для вхідного опору навантаженого відрізка лінії, записаного для двох частот, отримуємо [369] систему рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} (X_1 X_{k1} + Z_s^2) \operatorname{tg}(\theta_{s1}) - Z_s (X_1 - X_{k1}) &= 0, \\ (X_1 X_{k2} + Z_s^2) \operatorname{tg}(k_f \theta_{s1}) - Z_s (X_1 - X_{k2}) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.78)$$

У випадку, коли опір навантаження приймає значення  $X_{k1} = X_{k2} = \{0, \infty\}$ , система (2.78) зводиться до рівняння (2.75) з підстановкою  $\theta_{s1}$ , а значення параметра  $a$  становлять:

$a = X_1 / X_2$  для закороченого на кінці шлейфа, коли  $X_k = 0$ , при цьому  $Z_s = X_1 / \operatorname{tg}(\theta_{s1})$ ;

$a = X_2 / X_1$  для розімкненого на кінці шлейфа, коли  $X_k = \infty$ , при цьому  $Z_s = -X_1 \operatorname{tg}(\theta_{s1})$ .

При  $X_2 = X_1$ , тобто при  $a = 1$ , значення  $\theta_{s1}$  розраховується за виразом (2.72), при  $X_2 = -X_1$ , тобто при  $a = -1$ , за виразом (2.73), а  $Z_s$  розраховується, як вказано вище.

Якщо розв'язки відсутні, потрібно звертатися до складнішого варіанту схеми.

**Ступінчастий шлейф** утворений з'єднанням двох відрізків ліній з різними хвильовими опорами  $Z_a, Z_b$  і з різною електричною довжиною  $\theta_{ai}, \theta_{bi}$  (рис. 2.11,г). Значення вхідного опору  $X_{bi}$  другого (розімкненого на кінці, закороченого, чи навантаженого реактивним опором) відрізка трансформуються першим відрізком у задані значення  $X_i$ . Оскільки в даному випадку маємо надлишок незалежних параметрів, то пошук розв'язків можна здійснювати різними шляхами. Задавши, наприклад, хвильовий опір  $Z_a$  та електричну довжину  $\theta_{a1}$  на частоті  $f_1$  першого відрізка, з (2.78) отримуємо [369] вираз для розрахунку значень вхідного опору  $X_{bi}$ :

$$X_{bi} = Z_a (X_i - Z_a \operatorname{tg} \theta_{ai}) / (Z_a + X_i \operatorname{tg} \theta_{ai}), \quad (2.79)$$

де значення  $\theta_{a2}$  розраховується за (2.71). Далі за методом розрахунку шлейфа з одного відрізка лінії визначаються з заміною  $X_i$  на  $X_{bi}$  параметри другого відрізка.

Використання ступінчастого шлейфа дозволяє обійти обмеження попередніх варіантів реалізації двочастотного реактивного елементу.

**Трійниковий шлейф** реалізується під'єднанням до відрізка з параметрами  $Z_a, \theta_{ai}$  Т- чи Y-з'єднання двох відрізків з хвильовими опорами  $Z_b, Z_d$  і з електричною довжиною  $\theta_{bi}, \theta_{di}$  (рис. 2.11,д). Для такої схеми має місце співвідношення:

$$(1/X_{di} + 1/X_{bi})(X_i - Z_a \operatorname{tg} \theta_{ai})Z_a = Z_a + X_i \operatorname{tg} \theta_{ai}, \quad (2.80)$$

де  $X_{bi}, X_{di}$  – вхідні реактивні опори відрізків з хвильовими опорами  $Z_b, Z_d$ .

Оскільки для забезпечення значень  $X_i$  потрібні лише дві незалежні змінні, значення чотирьох параметрів задаються, а розрахунки здійснюються різними шляхами. Якщо, наприклад, задавати  $Z_a, \theta_{a1}$  за умови, що  $Z_d=Z_b, \theta_{di}=\theta_{bi}$ , вхідний опір  $X_{bi}$  кожної гілки буде мати у двічі більше значення, ніж розраховане за (2.79) для ступінчастого шлейфа. В цьому випадку замість розгалуження ліній можна використати відрізок зв'язаних ліній з під'єднанням пари його кінців до першого відрізка (рис.2.11,е). Оскільки при такому з'єднанні відрізок ЗСЛ збуджується парно

(синфазно), то його хвильовий опір  $Z_e$  парної моди повинен дорівнювати значенню  $Z_b$ , а електрична довжина  $\theta_{ei}$  парної моди повинна дорівнювати  $\theta_{bi}$ . Параметри непарного збудження відрізка ЗСЛ не впливають на характеристики схеми і хвильовий опір  $Z_o$  непарної моди може вибиратися довільно. Значення  $Z_b$ ,  $\theta_{bi}$  чи  $Z_e$ ,  $\theta_{ei}$  шукаються, як для шлейфа, виходячи з розрахованих за (2.80) значень  $X_{bi}=X_{di}$ .

При іншому варіанті обчислень задаються значення  $Z_a$ ,  $\theta_{ai}$  і  $Z_d$ ,  $\theta_{di}$ , а необхідні для знаходження  $Z_b$ ,  $\theta_{bi}$  значення  $X_{bi}$  розраховуються за (2.80).

Зміною вихідних даних для розрахунків можна впливати на частотні залежності вхідних опорів  $jX_i$ , що видно з прикладу реалізації приведених вище варіантів двочастотної реактивності зі значеннями опору  $X_1=25$  Ом на частоті 2,45 ГГц і  $X_2=-46,45$  Ом на частоті 3,9 ГГц. Результати розрахунків ЕП елементів двочастотних схем за описаними методами приведено в Додатку Б.5, за якими далі виконано СМ. Отримані характеристики вхідного опору приведено на рис. 2.12, де криві 1 відносяться до реактивності на дискретних елементах (рис. 2.11,б), криві 2 – до шлейфа з відрізка лінії (рис. 2.11,в), криві 3 – до ступінчастого шлейфа (рис. 2.11,г), криві 4 – до трійникового шлейфа з відрізком ЗСЛ (рис.2.11,е), а криві 5 і 6 – до шлейфа (рис.2.11,д) на відрізках ліній з розімкненими і закороченими кінцями.

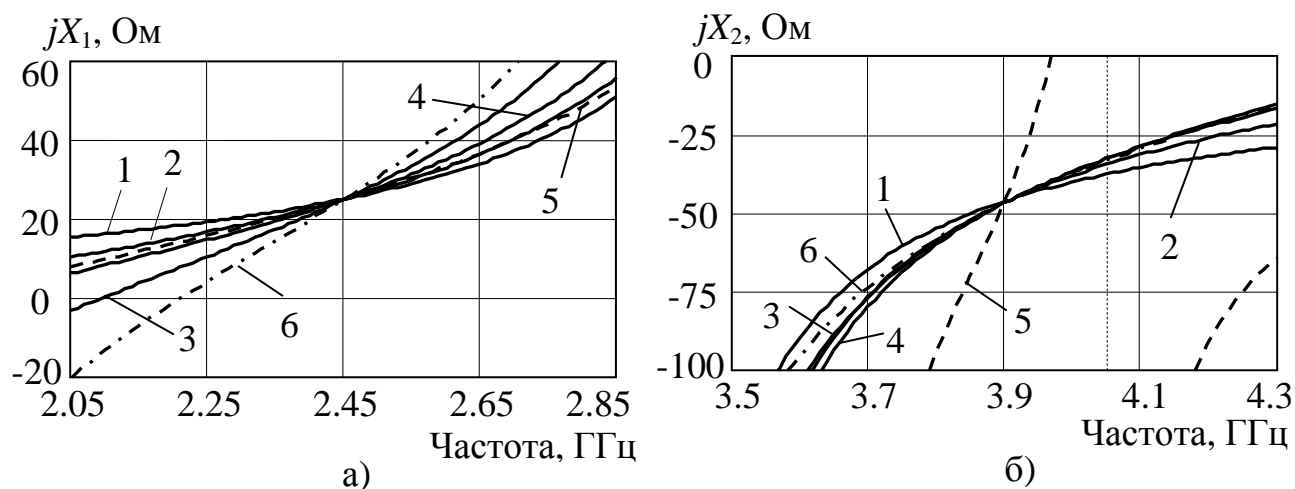


Рисунок 2.12 – Частотні залежності опору двочастотного реактивного елемента в смугах з центральними частотами (а) 2,45 ГГц і (б) 3,9 ГГц

З приведених результатів видно, що всі варіанти забезпечують задані значення вхідного опору на обох частотах при різному вигляді частотних залежностей.

## **2.5. Компенсація впливу неоднорідностей при розрахунках ЕП елементів схем смужкових пристроїв**

Якщо при розробці методів розрахунку, за якими визначаються ЕП елементів схеми ЛВПП на першому етапі проектування (див. п.1.1.1), не приймати до уваги наявність неоднорідностей у місцях з'єднання та розгалуження ліній передачі, їх вплив може приводити до розузгодження та виникнення додаткових фазових зсувів сигналу і, як результат, до зміни частотних характеристик пристрою, про що згадувалося в п. 1.2.1, 1.3.2. Тому наступним кроком після розрахунку ЕП та визначення за ними КП є моделювання та оптимізація схеми за допомогою засобів САПР з обов'язковим врахуванням впливу неоднорідностей шляхом використання їх електродинамічних чи емпіричних моделей. При цьому для компенсації впливу неоднорідностей вносяться зміни у конструкцію, наприклад, змінюються розміри ліній у з'єднанні, чи змінюється профіль розгалуження, як запропоновано у [87]. Проте оптимізаційний етап проектування здійснюватиметься значно швидше, якщо вплив неоднорідностей брати до уваги ще на етапі визначення ЕП елементів схеми.

*Спосіб компенсації впливу неоднорідностей* полягає в реалізації двох складових: а) розробці аналітичних методів розрахунку ЕП елементів схеми пристрою з використанням ЕП елементів еквівалентних схем неоднорідностей, завдяки введенню цих схем в загальну схему пристрою; б) організації обчислювального процесу з використанням цих методів.

Для першої складової такого способу потрібні моделі неоднорідностей у вигляді еквівалентних схем, наприклад, з [3, 18, 370, 78], програмна реалізація яких є основою бібліотек базових елементів для СМ засобами САПР (див. п. 1.1.2).

Необхідність у другій складовій, що стосується організації процесу обчислень за розробленими аналітичними співвідношеннями, зумовлена тим, що у смужкових структурах параметри елементів еквівалентних схем неоднорідностей у місцях з'єднання, розгалуження, закінчення, розриву ліній передачі можуть бути розраховані лише при відомих значеннях хвильових опорів цих ліній. Виникає протиріччя, оскільки саме хвильові опори ліній найчастіше відносяться до невідомих

ЕП схеми пристрою, які потрібно визначати. Вказане протиріччя розв’язується [371] шляхом організації обчислень за схемою (рис. 2.13) з ітераційним циклом.

Вихідними даними для виконання розрахунків за цією схемою служать бажані значення РП пристрою, а також конструктивно-технологічні параметри (параметри підкладки, металізації), потреба в яких виникає при визначенні еквівалентних параметрів неоднорідностей.

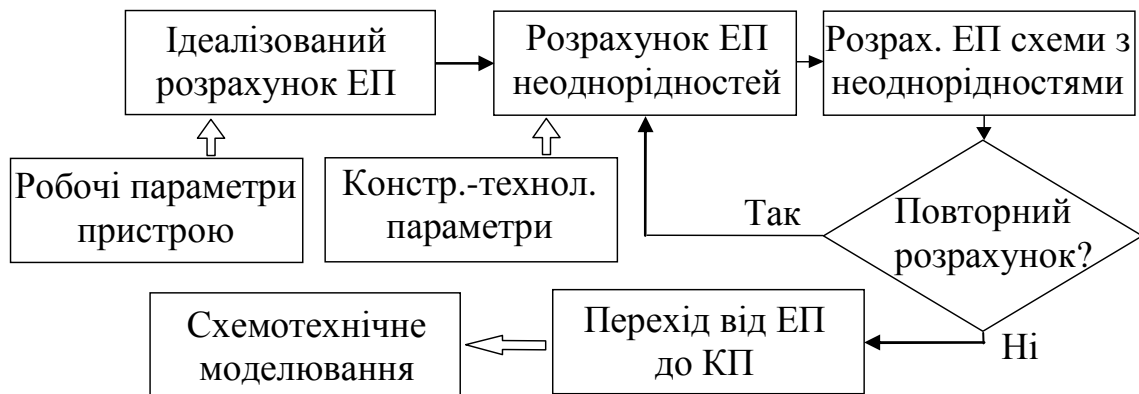


Рисунок 2.13 – Схема організації обчислень електричних параметрів елементів пристрою з врахуванням та компенсацією впливу неоднорідностей

Як початкове наближення для ітераційного процесу використовують результати розрахунків ЕП елементів пристрою без врахування неоднорідностей (ідеалізований розрахунок). На основі цих результатів разом з конструктивно-технологічними параметрами за існуючими моделями визначаються еквівалентні параметри неоднорідностей. Далі з використанням результатів реалізації першої складової способу компенсації, тобто за розробленими аналітичними методами, розраховуються ЕП елементів схеми пристрою вже з врахуванням ЕП елементів еквівалентних схем неоднорідностей. Отримані результати (хвильові опори ліній, які утворюють неоднорідність) порівнюються з початковими значеннями. При суттєвих відхиленнях розрахунок ЕП схеми з неоднорідностями повторюється, вихідними даними для якого служать результати, отримані на попередньому кроці.

Такий ітераційний процес обчислень має хорошу сходимість, оскільки вплив параметрів неоднорідностей приводить до зміни хвильових опорів у малих межах. Більш відчутною є зміна електричної довжини відрізків ліній, що не вимагає

повторних розрахунків, оскільки не впливає на ЕП неоднорідностей. Закінчується процес обчислень переходом до КП з подальшим СМ пристрою.

На відміну від відомого випадку подібної компенсації впливу неоднорідностей в структурі шлейфного моста [162-163] на основі спрощеної моделі трійника, де розраховуються параметри відрізків ліній за виразами, отриманими прирівнюванням елементів матриць цих відрізків без неоднорідностей і з ними, в запропонованій схемі обчислень здійснюється корекція параметрів неоднорідностей на кожному кроці ітерацій, що підвищує точність розрахунків ЕП елементів схеми.

2.5.1. Компенсація впливу неоднорідностей в схемах вузькосмугового узгодження. До найбільш поширених у смужкових структурах неоднорідностей відносяться трійникові розгалуження ліній, а також стрибки розмірів у місцях з'єднання (стиків) двох ліній і згини ліній. Створено ряд варіантів еквівалентних схем цих неоднорідностей, наприклад [18, 78, 370, 372, 373], більшість з яких при нехтуванні дисипативними втратами можна звести до узагальненої схеми [88] на основі Т- чи П- ланок реактивних елементів.

Таку схему на базі Т-ланок для трійника, утвореного з'єднанням ліній з хвильовими опорами  $Z_{c0}, Z_{c1}, Z_{c2}$ , зображено на рис. 2.14,а, де центральною частиною є паралельне чи послідовне розгалуження ліній (рис. 2.14,б). Межею неоднорідності служать опорні (референсні) площини  $T_i-T_i (i=0,1,2)$ , до яких підходять лінії передачі з хвильовими опорами  $Z_{ci}$ . Відрізки цих ліній з електричною довжиною  $\theta_i$  навантажені, як показано на рис. 2.14,в, опором  $Z_i$  – комплексним вхідним опором решти схеми пристрою, приєднаної до даного плеча розгалуження.

Якщо в процесі розрахунку схеми з трійниковим розгалуженням необхідно забезпечити узгодження, щоб вхідний опір в січenni  $T_0-T_0$  дорівнював  $Z_{c0}$ , то вхідний опір  $Z_{aa}$  в центрі розгалуження, який Т-ланкою з реактивностями  $jX_{0n} (n=1,2,3)$  трансформується в  $Z_{c0}$ , повинен становити:

$$Z_{aa} = -\frac{X_{01} + (1 + X_{01}/X_{02})(X_{03} + jZ_{c0})}{Z_{c0}/X_{02} - j(1 + X_{03}/X_{02})}. \quad (2.81)$$

В свою чергу опір  $Z_{aa}$  утворено паралельним чи послідовним з'єднанням вхідного опору  $Z_{bb}$  гілки розгалуження 1 та вхідного опору  $Z_{cc}$  гілки розгалуження 2.

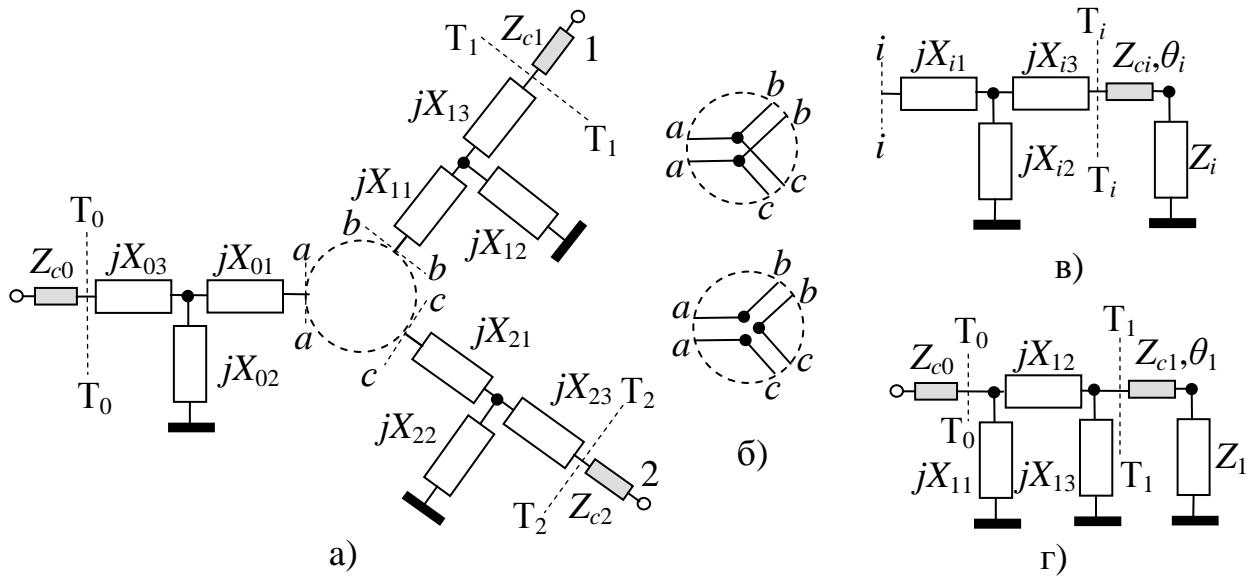


Рисунок 2.14 – Еквівалентна схема (а) неоднорідності трійника з паралельним і послідовним розгалуженням у центрі (б) та схема його навантаженої гілки (в), а також еквівалентна схема (г) неоднорідності стику двох ліній передачі

Розподіл значення  $Z_{aa}$  між ними залежить від бажаного розподілу потужності сигналу. Значення опорів  $Z_{bb}$ ,  $Z_{cc}$  отримують в результаті трансформації з опорних площин  $T_i$ - $T_i$  ( $i=1,2$ ) вхідних опорів  $Z_{Ti}$ , які за аналогією до (2.81) повинні становити:

$$Z_{Ti} = -\frac{X_{i3} + (1 + X_{i3} / X_{i2})(X_{i1} + jZ_{ii})}{Z_{ii} / X_{i2} - j(1 + X_{i1} / X_{i2})}, \tag{2.82}$$

де  $Z_{ii}$  дорівнює  $Z_{bb}$  при  $i=1$ , чи дорівнює  $Z_{cc}$  при  $i=2$ .

Відрізок лінії з електричними параметрами  $Z_{ci}$ ,  $\theta_i$  забезпечує трансформацію опору навантаження  $Z_i$  у вхідний опір  $Z_{Ti}$  (рис. 2.14,в). Значення ЕП відрізка при нехтуванні втратами у ньому можна розрахувати [88] за співвідношеннями:

$$Z_{ci} = \sqrt{\frac{|Z_i|^2 R_{Ti} - |Z_{Ti}|^2 R_i}{R_i - R_{Ti}}}, \quad \theta_i = \arctg \frac{Z_{ci} (X_{Ti} - X_i)}{Z_{ci}^2 - R_i R_{Ti} + X_i X_{Ti}}, \tag{2.83}$$

де  $Z_i=R_i+jX_i$ ;

$$Z_{Ti}=R_{Ti}+jX_{Ti};$$

З (2.83) слідує, що дійсні значення  $Z_{ci}$  будуть, якщо забезпечити:  $|Z_i|=|Z_{Ti}|=Z_{ci}$  при  $R_i=R_{Ti}$ ;  $(R_i/R_{Ti}) > (|Z_i|/|Z_{Ti}|)^2$  при  $R_i < R_{Ti}$ ;  $(R_i/R_{Ti}) < (|Z_i|/|Z_{Ti}|)^2$  при  $R_i > R_{Ti}$ . Якщо опір  $Z_i$  реактивний, рівний нулю (режим к.з. на виході), чи безмежно великий (режим х.х. на виході), то  $Z_{Ti}$  теж буде реактивним,  $Z_{ci}$  – довільний, а  $\theta_i$  розраховується за (2.83).

Узагальнена схема на базі П-ланки для неоднорідності *стику* (з'єднання) двох ліній з хвильовими опорами  $Z_{c0}$ ,  $Z_{c1}$ , зображена на рис. 2.14,г. Так само, чи Т-ланкою можна еквівалентно подати і *згин* смужкової лінії [18, 78, 370, 373]. Межею неоднорідності служать опорні площини  $T_i-T_i$  ( $i=0,1$ ). На кінець відрізка з хвильовим опором  $Z_{c1}$  приєднано комплексне навантаження  $Z_1$ . Для узгодження вхідний опір  $Z_{T1}$  в січєнні  $T_1-T_1$  при використанні Т-ланки повинен приймати значення, розраховане за (2.81) з підстановкою  $X_{11}$ ,  $X_{12}$ ,  $X_{13}$ , а у випадку П-ланки він повинен становити:

$$Z_{T1} = \frac{Z_{c0}(X_{12}/X_{13} + 1) - jX_{12}}{X_{12}/X_{11} + 1 + jZ_{c0}[1/X_{11} + 1/X_{13} + X_{12}/(X_{11}X_{13})]}. \quad (2.84)$$

Таке значення  $Z_{T1}$  дає трансформація опору  $Z_1$  відрізком з ЕП, визначеними за (2.83).

Оскільки вузькосмугові схеми узгодження ( $\Delta f/f_o < 10\%$ ) є важливим вузлом високочастотних ПС радіотехнічного та телекомунікаційного призначення, тому доцільно розглянути варіанти компенсації впливу неоднорідностей у їх складі.

**Одношлейфна схема узгодження**, структуру якої зображено на рис. 2.15,а, трансформує комплексний опір  $Z_1=R_1+jX_1$  відрізком з параметрами  $Z_{c1}$ ,  $\theta_1$  у значення хвильового опору  $Z_{c0}$  вхідної лінії через розгалуження, утворене паралельно чи послідовно під'єднаним шлейфом з параметрами  $Z_{c2}$ ,  $\theta_2$  і з реактивністю  $jX_2$  на кінці. Неоднорідність трійникового розгалуження обмежена січєннями  $T_0$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ , що відповідає схемі (рис. 2.14,а) з опором навантаження  $Z_1$  в гілці 1 і з шлейфом у гілці 2. Як і раніше, для вхідного узгодження значення опору  $Z_{aa}=R_{aa}+jX_{aa}$  розраховується за (2.81). Оскільки цей опір утворюється об'єднанням опору  $Z_{bb}=R_{bb}+jX_{bb}$  гілки 1 та реактивного опору  $Z_{cc}=jX_{cc}$  гілки 2, то в залежності від типу розгалуження записуємо



умови, при яких буде забезпечуватися вхідне узгодження:

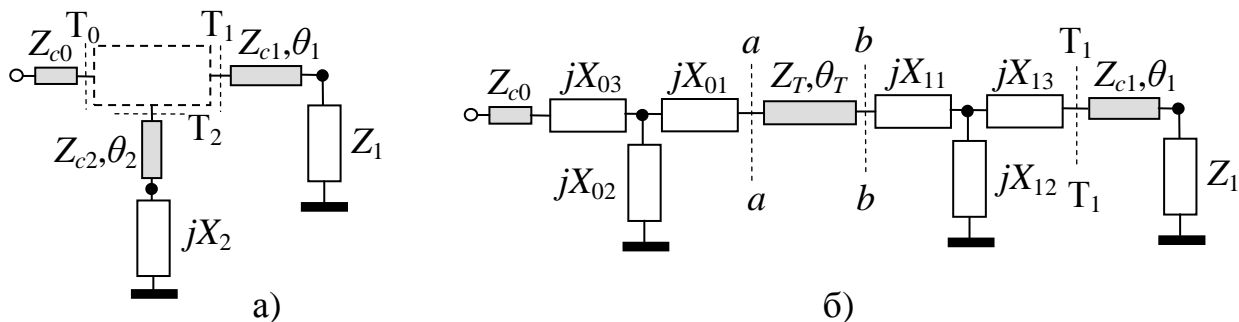


Рисунок 2.15 – Структура (а) одношлейфної схеми узгодження та схеми (б) узгодження трансформуючим відрізком з неоднорідностями стиків

$$\left. \begin{array}{l} \text{послідовне розгалуження} \\ \text{паралельне розгалуження} \end{array} \right\} \begin{array}{l} R_{bb} = R_{aa}, \quad X_{cc} = X_{aa} - X_{bb}, \\ G_{bb} = G_{aa}, \quad B_{cc} = B_{aa} - B_{bb}. \end{array} \quad (2.85)$$

де  $Y_{aa} = G_{aa} + jB_{aa} = 1/Z_{aa}$  – вхідна провідність в розгалуженні (рис. 2.14,а);

$Y_{bb} = G_{bb} + jB_{bb} = 1/Z_{bb}$  – вхідна провідність в січєнні  $b-b$  (рис. 2.14,а);

$jB_{cc} = 1/jX_{cc}$  – вхідна провідність в січєнні  $c-c$  (рис. 2.14,а).

Рівність в (2.85) активних складових досягається вибором одного з параметрів  $Z_{c1}$ ,  $\theta_1$  відрізка при заданому значенні іншого, як правило, хвильового опору  $Z_{c1}$ .

У випадку послідовного розгалуження, визначивши  $Z_{bb}$  і прирівнюючи  $R_{bb}$  до  $R_{aa}$ , для розрахунку електричної довжини  $\theta_1$  отримуємо квадратне рівняння:

$$atg^2 \theta_1 + btg \theta_1 + c = 0, \quad (2.86)$$

де  $a = R_1^2 d^2 / Z_{c1}^2 + (X_1 d / Z_{c1} - Z_{c1} / X_{12})^2 - R_1 / R_{aa}$ ;

$b = -2R_1^2 d / (Z_{c1} X_{12}) + 2(d + X_1 / X_{12})(Z_{c1} / X_{12} - X_1 d / Z_{c1})$ ;

$c = R_1^2 / X_{12}^2 + (d + X_1 / X_{12})^2 - R_1 / R_{aa}$ ;

$d = 1 + X_{13} / X_{12}$ .

Значення вхідного реактивного опору  $X_{cc}$  визначається з умови (2.85), в якій реактивна складова  $X_{bb}$  опору  $Z_{bb}$  розраховується за виразом:

$$Z_{bb} = jX_{11} + (Z_{T1} + jX_{13}) / (1 + X_{13} / X_{12} - jZ_{T1} / X_{12}), \quad (2.87)$$

де  $Z_{T1} = Z_{c1}(Z_1 + jZ_{c1} \operatorname{tg} \theta_1) / (Z_{c1} + jZ_1 \operatorname{tg} \theta_1)$  – вхідний опір в січенні  $T_1$  (рис. 2.15,а).

У випадку паралельного розгалуження рівність  $G_{bb}=G_{aa}$  досягається при електричній довжині  $\theta_1$ , значення якої шукається теж з (2.86), але з заміною опорів на провідності, тобто  $Z_1$  на  $Y_1=1/Z_1=G_1+jB_1$ ,  $Z_{aa}$  на  $Y_{aa}$ ,  $Z_{c1}$  на  $Y_{c1}=1/Z_{c1}$ , і з переходом від опорів  $X_{11}$ ,  $X_{12}$ ,  $X_{13}$ , до провідностей  $B_{11}$ ,  $B_{12}$ ,  $B_{13}$  за виразами:  $B_{11} = X_{13} / X_{\Sigma}$ ,  $B_{12} = X_{12} / X_{\Sigma}$ ,  $B_{13} = X_{11} / X_{\Sigma}$ , де  $X_{\Sigma} = X_{11}X_{12} + X_{11}X_{13} + X_{12}X_{13}$ , що відповідає П-ланці. Далі за (2.87) розраховується опір  $Z_{bb}$ , визначається реактивна складова  $B_{bb}$  провідності  $Y_{bb}=1/Z_{bb}$  і з умови (2.85) розраховується реактивна провідність  $B_{cc}$ .

Отримане в обох випадках значення  $Z_{cc}=jX_{cc}=1/jB_{cc}$  використовується для розрахунку за (2.82) вхідного опору  $Z_{T2} = R_{T2} + jX_{T2}$  в січенні  $T_2$  (рис. 2.15,а), в даному випадку реактивного ( $R_{T2}=0$ ). Далі за виразом (2.83) при  $R_{T2}=0$ , виходячи з  $X_{T2}$  та заданих значень  $Z_{c2}$  і опору навантаження  $jX_2$  ( $X_2=\infty$  для розімкненого на кінці відрізка,  $X_2=0$  для закороченого), розраховується електрична довжина  $\theta_2$  шлейфа.

Приведений метод розрахунку шлейфної схеми узгодження не потребує ітераційного пошуку, оскільки значення хвильових опорів задаються до початку обчислень, що дозволяє відразу розрахувати еквівалентні параметри неоднорідності.

**Схема узгодження трансформуючим відрізком**, яка відома під назвою чвертьхвильового трансформатора, у своїй структурі має неоднорідності типу стрибка (сходинки), утворені стиком трансформуючого відрізка (електричні параметри  $Z_T$ ,  $\theta_T$ ) з вхідною лінією (хвильовий опір  $Z_{c0}$ ) з одного боку і стиком з відрізком лінії (електричні параметри  $Z_{c1}$ ,  $\theta_1$ ), до якого приєднано опір навантаження  $Z_1$ , з іншого боку, як зображено на рис. 2.15,б, де для подання неоднорідностей використано [374] еквівалентні Т-ланки. Відрізок з хвильовим опором  $Z_{c1}$  трансформує опір  $Z_1$  у вхідний опір  $Z_{T1}$  січення  $T_1$ . За класичним принципом узгодження [0.7] вибором довжини  $\theta_1$  забезпечують чисто активне значення  $Z_{T1}=R_{T1}$ . Це дозволяє використати  $\lambda/4$  трансформатор з хвильовим опором  $Z_T = \sqrt{Z_{c0}R_{T1}}$ .

Неоднорідності сходинки порушують вказані класичні умови узгодження,

оскільки при трансформації опору  $Z_{T1}$  через праву реактивну Т-ланку вхідний опір  $Z_{bb}$  в січненні  $b-b$  відрізнятиметься від  $R_{T1}$ . Його значення розраховується за (2.87) при заданих  $Z_{c1}$ ,  $\theta_1$ . В січненні  $a-a$  вхідний опір  $Z_{aa}$  теж не дорівнює  $Z_{c0}$ , а його значення розраховується за (2.81). Узгодження досягається трансформацією опору  $Z_{bb}$  в опір  $Z_{aa}$  при параметрах  $Z_T$ ,  $\theta_T$  відрізка, розрахованих за (2.83) з підстановкою замість  $Z_i$ ,  $R_i$ ,  $X_i$  значень  $Z_{bb}$ ,  $R_{bb}$ ,  $X_{bb}$ , а замість  $Z_{Ti}$ ,  $R_{Ti}$ ,  $X_{Ti}$  значень  $Z_{aa}$ ,  $R_{aa}$ ,  $X_{aa}$ .

Оскільки на початку обчислень хвильовий опір  $Z_T$  ще не відомий, тому для компенсації впливу неоднорідностей вимагається використання ітераційним циклу.

Ефективність застосування способу компенсації впливу неоднорідностей підтверджує приклад вузькосмугового узгодження вхідного опору польового транзистора F101002A, рівного  $Z_1=13,6-j16$  Ом на частоті 3,5 ГГц, двома варіантами шлейфної схеми: 1) з навантаженням, приєднаним до основної лінії; 2) з входом зі сторони відгалуження, а шлейфом з відрізка основної лінії, до якої з другого боку приєднано навантаження; а також схемою узгодження трансформуючим відрізком. Результати розрахунків ЕП елементів схем на базі МСЛ приведено в Додатку Б.6.

На рис. 2.16 зображено частотні залежності вхідного КСХ, отримані шляхом СМ. Криві 1 відносяться до ідеалізованих схем без впливу неоднорідностей, а криві 2 – з врахуванням їх впливу. Крива 3 на рис. 2.16,а відповідає варіанту 1, крива 4 – варіанту 2 шлейфної схеми, крива 3 на рис. 2.16,б – схемі з трансформуючим відрізком, всі з компенсацією впливу неоднорідностей.

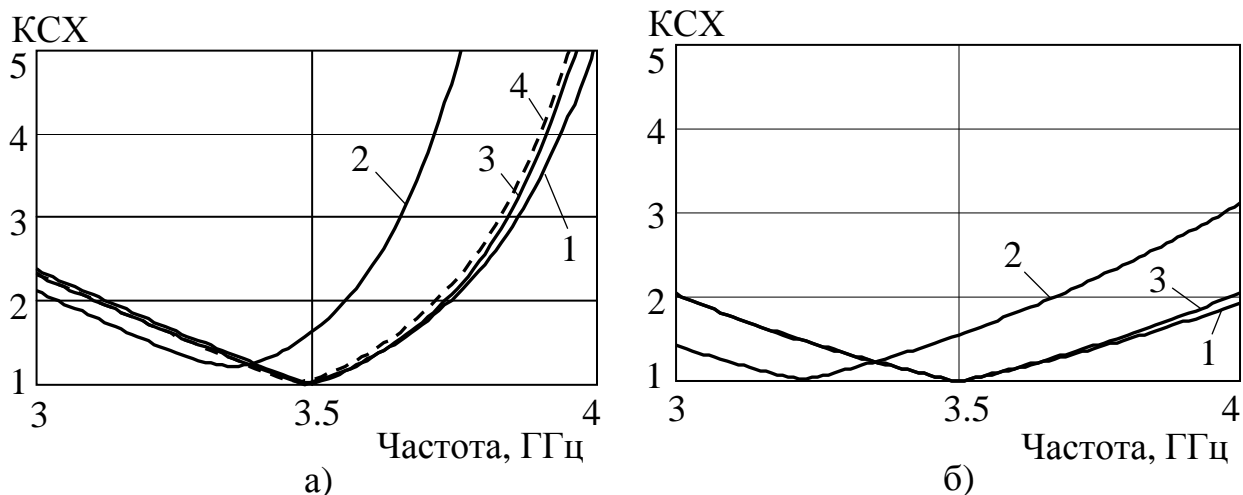


Рисунок 2.16 – Частотні характеристики КСХ на вході (а) шлейфної та (б) трансформаторної схем узгодження

## Висновки до розділу 2

В розділі розглянуто питання розвитку теорії високочастотних кіл та багатополісників з симетричною структурою, багатополісників з двостановим і двочастотним режимами роботи для подальшого застосування отриманих теоретичних результатів при розробці аналітичних методів розрахунку електричних параметрів елементів схем ЛВПІ в інтегрованому виконанні.

1. Встановлено аналітичні співвідношення, які описують зв'язки хвильових параметрів симетричного багатополісника, в тому числі і спрямованого восьмиполісника з повною симетрією, з вхідними імпедансами його парціальних складових синфазно-протифазного збудження, з яких записано умови узгодження та розв'язки плечей багатополісника в термінах вхідних імпедансів, а також вирази для визначення вхідних імпедансів за заданими хвильовими параметрами багатополісника і спрямованого восьмиполісника, що на відміну від відомих методів усуває необхідність складних матричних перетворень та накладання окремих обмежень і спрощень.

2. Вперше отримано аналітичні співвідношення для схеми трансформації імпедансу, які зв'язують комплексний вхідний опір схеми з комплексним опором навантаження через вхідні імпеданси парціальних двополісників синфазно-протифазного збудження симетричного трансформуючого чотиріполісника, а також отримано вирази для розрахунку вхідних опорів парціальних двополісників за заданими значеннями вхідного опору та опору навантаження чотиріполісника.

3. Вперше на основі вказаних вище зв'язків встановлено, які зміни вхідних імпедансів парціальних схем при перестроюванні симетричного багатополісника не змінюють його хвильових параметрів, чи змінюють тільки їх фази, а у випадку спрямованого восьмиполісника не приводять до зміни розподілу потужності сигналу між його виходами, що дозволяє створювати нові схеми пристроїв з частотним перестроюванням і розробляти аналітичні методи їх розрахунку.

4. Сформульовано умови допустимої реалізації дискретного прохідного фазообертача з симетричною структурою, які дозволяють ще на етапі вибору схеми

дослідити її на придатність забезпечення дискретного керування фазою сигналу, вказують на особливість розміщення в ній ключів і на можливість запису аналітичних співвідношень для розрахунку ЕП її елементів.

5. Вперше для багатоканальних перемикачів променевого типу на основі використання запропонованого поняття узагальненого комутуючого елементу, до складу якого віднесено частину каналу зі схемою з'єднання ключів та вихідне навантаження, і який характеризується своїм значенням параметру якості, отримано аналітичні співвідношення для розрахунку можливих та граничних значень внесених втрат у відкритому каналі перемикача та рівня розв'язки між входом і виходом його закритих каналів, що дозволяє вибирати тип ключів і схему їх з'єднання для забезпечення бажаних значень робочих параметрів.

6. Узагальнено підходи та принципи створення пристроїв з двочастотним режимом роботи на основі застосування вхідних імпедансів парціальних схем синфазно-протифазного збудження симетричних структур і варіантів їх зміни при частотному перестроюванні та введення у структуру двочастотного пристрою двочастотних реактивних елементів, для яких запропоновано методи розрахунку.

7. Запропоновано спосіб компенсації впливу неоднорідностей у структурі ЛВПП та отримано аналітичні співвідношення, які необхідні для розробки методів розрахунку пристроїв з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень у їх складі, а також приведено такі методи розрахунку для шлейфної і трансформаторної вузькосмугових схем узгодження.

Основні наукові результати розділу опубліковано у працях [88, 109, 201, 352, 353, 354, 357, 358, 359, 360, 361, 363, 364, 365, 366, 368, 369, 371, 374].

## РОЗДІЛ 3

### МЕТОДИ РОЗРОБКИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ПРИСТРОЇВ ФАЗОВОЇ І ГРУПОВОЇ ЗАТРИМКИ СИГНАЛУ ТА ТРАНСФОРМАЦІЇ ОПОРУ НАВАНТАЖЕННЯ НА БАЗІ СИМЕТРИЧНОГО ЧОТИРИПОЛЮСНИКА

#### 3.1. Функціональне призначення симетричного чотириполіусника в термінах вхідних опорів парціальних складових та його реалізація на базі ЗСЛ

В основі структури поширених типів ЛВПП в інтегрованому виконанні, які забезпечують задану фазову затримку сигналу, заданий груповий час його запізнення (затримки) для фазової корекції, а також забезпечують трансформацію опору навантаження у задане значення вхідного опору, чи забезпечують частотну селекцію сигналу, лежать реактивні симетричні чотириполіусники. Робочі, а відповідно, і схемні параметри таких чотириполіусників пов'язані зі значеннями вхідних реактивних опорів  $jX_e$ ,  $jX_o$  їх парціальних двополіусників синфазного і протифазного збудження (див. п. 2.1). При цьому, в залежності від поставленого завдання що до функцій, які має виконувати чотириполіусник, нормовані до хвильового опору  $Z_c$  підвідних ліній вхідні опори  $x_e$ ,  $x_o$  його парціальних двополіусників повинні відповідати наступним вимогам [353]:

1. Задане значення **фазової затримки**  $\varphi_{21}$  сигналу на робочій частоті з одночасним узгодженням входу і виходу чотириполіусника досягається за умови, що нормовані вхідні реактивності  $x_e$ ,  $x_o$  приймають розраховані за (2.11) значення.

2. Значення **групового часу затримки** сигналу, який відповідає першій похідній фазової затримки за круговою частотою [9, 375], тобто становить

$$t_d = -d\varphi_{21} / d\omega, \quad (3.1)$$

розраховується, виходячи зі значень вхідних реактансів  $x_e, x_o$ , за співвідношенням, яке отримуємо в результаті підстановки в (3.1) виразу (2.4) для  $\varphi_{21}$ :

$$t_d = \frac{x'_e}{1 + x_e^2} + \frac{x'_o}{1 + x_o^2}, \quad (3.2)$$

де  $x'_e$  – похідна за круговою частотою від вхідного опору  $x_e$  синфазного збудження;  
 $x'_o$  – похідна за круговою частотою від вхідного опору  $x_o$  протифазного збудження.

3. Частотна **режекція (придушення, запирання)** сигналу на заданій частоті, що відповідає значенню  $|S_{21}|=0$  на цій частоті, згідно з (2.4, 2.5) досягається при  $x_e=x_o$ , зокрема при  $x_e=x_o=0$  (к. з. на вході), чи при  $x_e=x_o=\infty$  (х. х. на вході).

4. Функція **трансформації опору навантаження**  $Z_n$  у задане значення вхідного опору  $Z_e$ , в тому числі і у значення хвильового опору  $Z_c$  вхідної лінії, досягається за умови, що нормовані реактивності  $x_e, x_o$  приймають розраховані за виразами (2.22, 2.23), чи за їх частковими випадками (2.24, 2.25) значення.

Значення вхідних реактансів  $x_e, x_o$ , які забезпечують бажане функціонування чотиріполюсника, є вихідними даними, за якими визначаються ЕП елементів схем парціальних двополюсників, а отже і його схеми. В аналітичному плані розробка необхідних для цього методів розрахунку на основі вхідних опорів значно простіша порівняно з матричними підходами. Крім того існують додаткові можливості:

а) у випадку, коли значення ЕП, отриманих в результаті розрахунків, важко фізично реалізувати, наприклад, значення хвильових опорів занадто малі чи великі, тоді метод вхідних імпедансів дозволяє внести корективи, підключивши до входу і виходу чотиріполюсника послідовно чи паралельно додаткові реактивні опори  $jX_0$  (дискретні елементи чи шлейфи). В результаті нові нормовані до  $Z_c$  значення вхідних реактансів  $x_{de}, x_{do}$  парціальних двополюсників будуть становити:

$$\left. \begin{array}{l} \text{послідовне підключення} \\ \text{паралельне підключення} \end{array} \right\} \begin{array}{l} x_{de,o} = x_{e,o} - x_0, \\ x_{de,o} = x_{e,o} x_0 / (x_0 - x_{e,o}), \end{array} \quad (3.3)$$

де  $x_e, x_o$  – попередні значення вхідних опорів парціальних схем без  $jX_o$ ;

$x_o = X_o/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення додаткового опору.

Розрахунки з новими значеннями вхідних реактивностей  $x_{de}, x_{do}$  приводять до змінених значень електричних параметрів елементів схеми чотириполосника;

б) при необхідності врахувати вплив неоднорідностей стиків підвідної лінії з плечима чотириполосника достатньо подати їх еквівалентною Т-ланкою, як на рис. 2.14,в. В цьому випадку для розрахунку нових нормованих до  $Z_c$  значень вхідних реактансів  $x_{de}, x_{do}$  з виразу (2.82), замінюючи  $Z_{ii}$  на  $jX_{e,o}$ , отримуємо:

$$x_{de,o} = [(1 + x_{13}/x_{12})(x_{11} - x_{e,o}) + x_{13}] / [x_{e,o}/x_{12} - (1 + x_{11}/x_{12})], \quad (3.4)$$

де  $x_e, x_o$  – попередні значення вхідних опорів парціальних схем без неоднорідностей;  $x_{1i} = X_{1i}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення еквівалентних опорів неоднорідностей  $X_{1i}$  ( $i=1,2,3$ ) (опір  $X_{11}$  розташований з боку підвідної лінії).

3.1.1. Використання відрізка ЗСЛ для реалізації симетричного чотириполосника. Застосування відрізків двох однакових (для збереження симетрії) ліній з електромагнітним зв'язком між ними (*відрізка ЗСЛ*) дозволяє створювати різні за призначенням ЛВПІ з хорошими частотними властивостями, з простою планарною конструкцією, малими габаритами за умови розробки для них відповідних аналітичних методів розрахунку.

Відрізок ЗСЛ завдяки наявності чотирьох кінців можна розглядати, як восьмиполосник, шляхом навантаження пари кінців якого, чи з'єднання їх між собою здійснюється перехід до чотириполосника [71]. На рис. 3.1 зображено три класичні варіанти симетричного чотириполосника на відрізку ЗСЛ з навантаженнями у вигляді двох розімкнених чи закорочених кінців ліній у його складі та з підвідними лініями з хвильовим опором  $Z_c$  на іншій парі кінців.

Варіант (рис. 3.1,а), у якого навантажені, чи з'єднані за допомогою перемички кінці розташовані з одної сторони відрізка, можна розглядати, як чотириполосник з *одностороннім навантаженням*.

Варіант (рис. 3.1,б), у якого навантажено обидва кінці одної з ліній відрізка,



розглядається, як чотириполосник з *двостороннім навантаженням*.

Варіант (рис. 3.1,в), у якого навантажені кінці кожної з ліній розташовані з протилежних сторін відрізка, розглядається, як чотириполосник з *діагонально-симетричним навантаженням*.

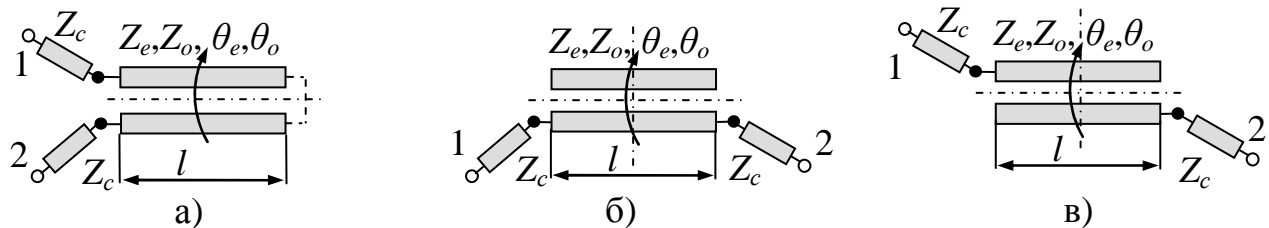


Рисунок 3.1 – Структура симетричного чотириполосника на відрізку ЗСЛ з (а) одностороннім, (б) двостороннім та (в) діагонально-симетричним навантаженням

Враховуючи симетрію відрізка ЗСЛ для його аналітичного опису застосовують параметри нормальних хвиль в режимі ТЕМ коливань, тобто параметри парної і непарної мод, які поширюються при синфазному (парному) і протифазному (непарному) збудженні пари кінців відрізка [71, 73]. До таких параметрів відносяться хвильові опори  $Z_e$  парної і  $Z_o$  непарної мод, а також їх амплітудні  $\alpha_e, \alpha_o$  і фазові  $\beta_e, \beta_o$  сталі. У більшості випадків, враховуючи коротку фізичну довжину  $l$  відрізка ЗСЛ у складі пристрою, втратами у ньому нехтують. За фазовими сталими визначається електрична довжина відрізка для парної  $\theta_e = \beta_e l$  і непарної  $\theta_o = \beta_o l$  мод.

Методи розрахунку електричних параметрів елементів схеми пристрою на базі відрізка ЗСЛ з різними варіантами навантаження повинні давати можливість:

а) забезпечити задані робочі параметри та вхідне узгодження при значеннях хвильових опорів відрізка ЗСЛ  $Z_e, Z_o$ , які можуть не відповідати збалансованому електричному і магнітному зв'язку, тобто умові  $Z_e Z_o = Z_c^2$  [7, 9, 83];

б) враховувати наявність у ЗСЛ з неоднорідним діелектричним заповненням в режимі квазі-ТЕМ хвиль (МСЛ, КПЛ та інші) різних фазових швидкостей мод, а значить різних фазових сталих і різних електричних довжин відрізка для різних мод, щоб обійти обмеження існуючих методів (див. п. 1.2-1.4).

Вирішення вказаних проблем досягається простим і аналітично ефективним схемотехнічним підходом, який ґрунтується на введенні в структуру відрізка

додаткових реактивних елементів. З точки зору хвильового процесу таке порушення регулярності структури створює додаткове відбиття хвиль з певним фазовим зсувом, інтерференція яких разом з падаючою хвилею може забезпечити узгодження на входах і задані робочі параметри схеми.

*Додаткові реактивні елементи*, для реалізації яких застосовують дискретні елементи, відрізки ліній передачі, шлейфи, розміщують у структурі відрізка ЗСЛ так, щоб зберегти її симетрію. При цьому можливе застосування:

- а) дискретних елементів, ввімкнених між лініями у складі відрізка ЗСЛ;
- б) шлейфів, приєднаних до бокових сторін ліній у складі відрізка ЗСЛ;
- в) відрізків ліній, ввімкнених між підвідними лініями і входами відрізка ЗСЛ;
- г) відрізка лінії, який з'єднує два кінці ЗСЛ.

Вказані випадки, за винятком останніх двох, зустрічалися тільки при розробці спрямованих відгалужувачів (див. п. 1.3), хоч такими додатковими елементами можна доповнювати кожен з трьох варіантів навантаження відрізка ЗСЛ.

*Розробка аналітичних методів* розрахунку ЕП елементів схеми симетричного чотириполюсника з навантаженого відрізка ЗСЛ з додатковими реактивностями на основі вхідних опорів його парціальних складових здійснюється в такій послідовності: чотириполюсник шляхом синфазно-протифазного збудження розкладається на парціальні двополюсники; виходячи зі схем цих двополюсників записуються співвідношення для вхідного опору  $x_e$  двополюсника синфазного і вхідного опору  $x_o$  двополюсника протифазного збудження, нормованих до хвильового опору підвідних ліній; з цих співвідношень записуються вирази відносно двох невідомих ЕП елементів схеми чотириполюсника, а решта повинні задаватися; значення вхідних опорів  $x_e$ ,  $x_o$ , які входять у отримані вирази, визначаються, виходячи з функціонального призначення пристрою, як вказано вище.

### **3.2. Пристрої на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням**

Схеми пристроїв на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням відрізняються від інших варіантів наявністю лише одної горизонтальної площини

симетрії (див. рис. 3.1), що зумовлює певну специфічність розміщення додаткових елементів, яка дозволяє записати співвідношення за вказаною вище послідовністю.

В табл. 3.1 приведено чотири варіанти схем чотириполіусників з доповненням та схеми їх парціальних двополіусників, які характеризуються своїми вхідними опорами  $X_e$  синфазного та  $X_o$  протифазного збудження з нормованими значеннями  $x_{e,o}=X_{e,o}/Z_c$ , де  $Z_c$  – хвильовий опір підвідних ліній. Виходячи з цих схем та з нормованих хвильових опорів відрізка ЗСЛ  $z_{e,o}=Z_{e,o}/Z_c$ , його електричних довжин  $\theta_e=\beta_e l$ ,  $\theta_o=\beta_o l$ , а також нормованих до  $Z_c$  ЕП решти елементів схеми записуються співвідношення для вхідних опорів  $x_e$ ,  $x_o$ , з яких далі, як показано в Додатку В.1, отримано вирази для двох невідомих ЕП елементів схеми чотириполіусника.

У випадку схеми 1 (табл. 3.1) з дискретним елементом [376], тобто з реактивністю  $jX$ , його розміщують між лініями відрізка ЗСЛ на відстані  $l_1$  від кінців, навантажених реактивними опорами  $jX_k$  ( $jX_k=\infty$  при розімкнених і  $jX_k=0$  при закорочених кінцях), чи з'єднаних між собою перемичкою (показано пунктиром). У схеми протифазного збудження реактивний опір  $jX/2$  розміщено на відстані  $l_1$  (з електричною довжиною  $\theta_{o1}=\beta_o l_1$ ) від кінця. Вирази для розрахунку електричної довжини  $\theta_e$  і опору  $jX$  при заданих значеннях  $jX_k$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  (і відповідних значеннях  $\beta_e$ ,  $\beta_o$ ) та заданому відношенні  $l_1/l$  мають вигляд [376, 377] (див. Додаток В.1):

$$\operatorname{tg} \theta_e = z_e (x_e - x_k) / (z_e^2 + x_e x_k), \quad (3.5)$$

$$x = z_o \frac{2(x_k + z_o \operatorname{tg} \theta_{o1}) [z_o \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1}) - x_o]}{z_o [1 - \operatorname{tg} \theta_{o1} \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})] (x_o - x_k) - [\operatorname{tg} \theta_{o1} + \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})] (x_o x_k + z_o^2)}, \quad (3.6)$$

де  $x=X/Z_c$  – нормовант до  $Z_c$  значення додаткового опору  $X$ ;

$x_k=X_k/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення опорів навантаження  $X_k$ ;

Для схеми з рис. 3.1,а, тобто без реактивностей  $jX$  та  $jX_k$ , бажані значення  $x_e$ ,  $x_o$  можна забезпечити лише при  $\theta_e=\theta_o=\theta$ , тобто при рівних фазових швидкостях мод.

Схема 1 часто реалізується у двох поширених варіантах:

а) з перемичкою на кінці відрізка ЗСЛ (рис. В.1.1,а в Додатку В.1), функцію якої виконує опір  $jX$ , при  $jX_k=\infty$  (реактивності відсутні) і при  $l_1=0$ , коли опір  $jX/2$

Таблиця 3.1 – Схеми на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням та їх парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження

|   | Схема | Двополюсники ТЧ |  |
|---|-------|-----------------|--|
| 1 |       |                 |  |
| 2 |       |                 |  |
| 3 |       |                 |  |
| 4 |       |                 |  |

переміститься в кінець відрізка. За таких умов з (3.5, 3.6) отримуємо [109]:

$$\operatorname{tg} \theta_e = -z_e / x_e, \quad x = 2z_o(x_o - z_o \operatorname{tg} \theta_o) / (z_o + x_o \operatorname{tg} \theta_o). \quad (3.7)$$

Реактивним опором  $jX$  може бути опір перемички, яку в цьому випадку, враховуючи

її малі розміри, розглядається (див. Додаток В.1) як відрізок лінії з великим хвильовим опором  $Z_s$  і малою електричною довжиною  $\theta_s$ , для якого  $jX \approx jZ_s \sin \theta_s$ .

б) зі з'єднаними кінцями ЗСЛ з навантаженням (рис. В.1.1,б в Додатку В.1), яке утворюють паралельно з'єднані два реактивні опори  $jX_k$  при  $jX=0$ ,  $l_1=0$  (безпосередньо з'єднані кінці), і яке становить  $jX_H=jX_k/2$ . В цьому випадку вирази для розрахунку  $\theta_o$  і  $X_k$  запишуться [364] (див. Додаток В.1):

$$\operatorname{tg} \theta_o = x_o / z_o, \quad x_k = z_e (x_e - z_e \operatorname{tg} \theta_e) / (z_e + x_e \operatorname{tg} \theta_e). \quad (3.8)$$

Реактивний опір навантаження  $jX_H=jX_k/2$  реалізується відрізком лінії – шлейфом.

До складу схеми 2 (табл. 3.1) з боковими шлейфами [378, 379] входить навантаження, утворене групою реактивних опорів, значення яких задаються. Це можуть бути: а) з'єднані між собою кінці ( $jX_1=0$  чи заданий,  $jX_2=\infty$ ); б) розімкнені кінці ( $jX_1=\infty$ ,  $jX_2=\infty$ ); в) закорочені кінці ( $jX_1=\infty$ ,  $jX_2=0$ ); г) навантажені заданою реактивністю  $jX_2$  кінці ( $jX_1=\infty$ ). Шлейфи з відрізків ліній з хвильовим опором  $Z$  і електричною довжиною  $\theta$  приєднані до кожної з ліній відрізка ЗСЛ довжиною  $l$  на відстані  $l_1$  від його кінців. Їх вхідний опір  $jX$  виконує функцію додаткових реактивностей. Зі співвідношень для вхідних опорів парціальних двополюсників отримуємо [379] (див. Додаток В.1) вирази для нормованого реактивного опору  $X$ :

$$x^{(e,o)} = \frac{z_{e,o} (x_{e,o} - z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{ae,o}) (x_{ke,o} + z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{e,o1})}{(x_{ke,o} + z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{e,o1}) (z_{e,o} + x_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{ae,o}) - (x_{e,o} - z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{ae,o}) (z_{e,o} - x_{ke,o} \operatorname{tg} \theta_{e,o1})}, \quad (3.9)$$

де  $x_{ke}=x_2$ ;

$$x_{ko} = x_1 x_2 / (x_1 + 2x_2);$$

$x_{1,2}=X_{1,2}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення опорів навантаження  $jX_1$  і  $jX_2$ ;

$\theta_{ae,o}=\theta_{e,o}-\theta_{e,o1}$  – електрична довжина відрізка  $l_a=l-l_1$  для парної і непарної мод.

Рівність розрахованих за (3.9) значень опору  $x$  досягається ітераційною зміною відстані  $l_1$  при заданих параметрах  $Z_e$ ,  $Z_o$ ,  $X_1$ ,  $X_2$ , а також заданій довжині  $l$ , чи електричній довжині  $\theta_e$ . За  $x$  розраховуються параметри  $Z$  і  $\theta$  шлейфа.

У випадку схеми 3 з табл. 3.1 з відрізками одиночних ліній на входах [378] і з аналогічним до попередньої схеми узагальненим навантаженням кінців ЗСЛ задані значення вхідних опорів парціальних схем досягаються при відповідних значеннях параметрів  $Z$  і  $\theta$  відрізка одиночної лінії на їх входах, вирази для розрахунку яких отримуємо [379] (див. Додаток В.1) зі співвідношень для вхідних опорів:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{z(x_e - x_{ae})}{z^2 + x_e x_{ae}}, \quad z = \sqrt{\frac{x_e x_{ae} (x_o - x_{ao}) - x_o x_{ao} (x_e - x_{ae})}{x_e - x_o - x_{ae} + x_{ao}}}, \quad (3.10)$$

де  $z=Z/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору відрізка на вході;

$$x_{ae} = z_e (x_2 + z_e \operatorname{tg} \theta_e) / (z_e - x_2 \operatorname{tg} \theta_e);$$

$$x_{ao} = z_o (x_k + z_o \operatorname{tg} \theta_o) / (z_o - x_k \operatorname{tg} \theta_o);$$

$x_2$  і  $x_k$  як і в попередньому випадку.

Для визначення за (3.10)  $Z$  і  $\theta$  задаються значення  $Z_e, Z_o, X_1, X_2$ , а також  $l$  чи  $\theta_e$ .

У випадку схеми 4 з табл. 3.1 з відрізком, який з'єднує пару кінців ЗСЛ [378], і якому відповідають параметри  $Z$  і  $\theta$ , зі співвідношень для вхідних опорів парціальних двополіусників і вхідних опорів другого відрізка у їх складі записуються вирази для розрахунку ЕП відрізка лінії [379] (див. Додаток В.1):

$$z = \sqrt{-x_{ke} x_{ko}}, \quad \operatorname{tg}(\theta/2) = -z/x_{ke}, \quad (3.11)$$

$$\text{де } x_{ke} = z_e (x_e - z_e \operatorname{tg} \theta_e) / (z_e + x_e \operatorname{tg} \theta_e);$$

$$x_{ko} = z_o (x_o - z_o \operatorname{tg} \theta_o) / (z_o + x_o \operatorname{tg} \theta_o).$$

Розрахунки за (3.11) виконують при заданих  $Z_e, Z_o$ , а також заданій довжині  $l$  чи  $\theta_e$ .

До всіх приведених схем можна застосувати способи (див. п. 3.1) впливу на результуючі значення ЕП елементів шляхом введення в схему пристрою реактивних опорів на його входах, можна врахувати вплив неоднорідностей стику підходом який, за винятком схеми з відрізками на входах, не вимагає ітераційного пошуку, і що характерно для таких схем, використати паралельне з'єднання двох відрізків

ЗСЛ (рис. 1.4,г), завдяки чому значення  $x_e$ ,  $x_o$  для кожного відрізка зростають у двічі.

Для оцінки достовірності запропонованих методів, доцільності і ефективності їх застосування виконано розрахунок та моделювання ряду пристроїв на базі односторонньо навантаженого відрізка ЗСЛ з різними варіантами доповнень:

1. Для порівняння з відомими результатами вибрано приведений у [99] варіант диференціального фазообертача Шіфмана на паралельно під'єднаних відрізках ЗСЛ зі з'єднаними кінцями (рис. 1.4,г) у мікросмужковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=2,5$  товщиною  $H=1,6$  мм, який на робочій частоті 5 ГГц забезпечує різницеву фазову затримку  $\Delta\varphi=90^\circ$ . Такий ДФФ зображено на рис. 3.2,а топологією (без ємностей С) складається з двох фазообертачів I і II з фіксованою фазовою затримкою. ЕП елементів ДФФ з роботи [99] та ЕП розраховані за розробленим методом приведено у Додатку В.1. На рис. 3.2,б зображено частотні залежності диференціального зсуву  $\Delta\varphi$  (пунктирна лінія) і зворотних втрат ( $20\lg|S_{ii}|$ ) (пунктирні лінії), отримані при СМ ДФФ з [99]. З них видно, що в смузі частот задане значення  $\Delta\varphi$  забезпечується, але з низьким рівнем узгодження кожного ФФ ( $K_{CX}>1,5$ ), що пояснюється впливом різниці фазових швидкостей мод. Для компенсації вказаного впливу вибрано варіант схеми з дискретним елементом (схема 1 в табл. 3.1). Результати СМ такого ДФФ з топологією, як на рис. 3.2,а, приведено на рис. 3.2,б (суцільні лінії). Видно, що введення ємностей забезпечило при заданій різницевій фазовій затримці рівень узгодження кожного ФФ на 20 дБ вищий, ніж у ДФФ [99] без компенсації.

Узгодження на рівні 30 дБ в широкій смузі частот дають схеми з реактивними перемичками (рис. В.1.1,а з Додатку В.1) (штрих-пунктирні лінії на рис. 3.2,б).

2. На ефективність проектування з застосуванням розробленого методу вказують результати розрахунку та моделювання ФФ з фазовою затримкою  $180^\circ$  на робочій частоті 1,4 ГГц при реалізації на відрізку мікросмужкових ЗСЛ зі з'єднаними кінцями, навантаженими шлейфом (рис. В.1.1,б з Додатку В.1). ФФ з такими РП і за такою схемою досліджувався в [380] для перевірки запропонованої авторами моделі відрізка ЗСЛ у вигляді мостової схеми. Оскільки СМ ФФ показало низький рівень узгодження під впливом різниці фазових швидкостей мод (пунктирні лінії  $|S_{11}|$  на рис. В.1.2,б), тому автори виконали оптимізацію схеми за допомогою

програмного пакету для ЕМ Momentum (див. п. 1.1.2), що дало частотні характеристики, зображені на рис. В.1.2,б штрих-пунктирними лініями. Приведені в Додатку В.1 ЕП розрахованого ФФ і результати його СМ (суцільні лінії) показують, що при застосуванні запропонованого методу потреба в оптимізації відпадає.

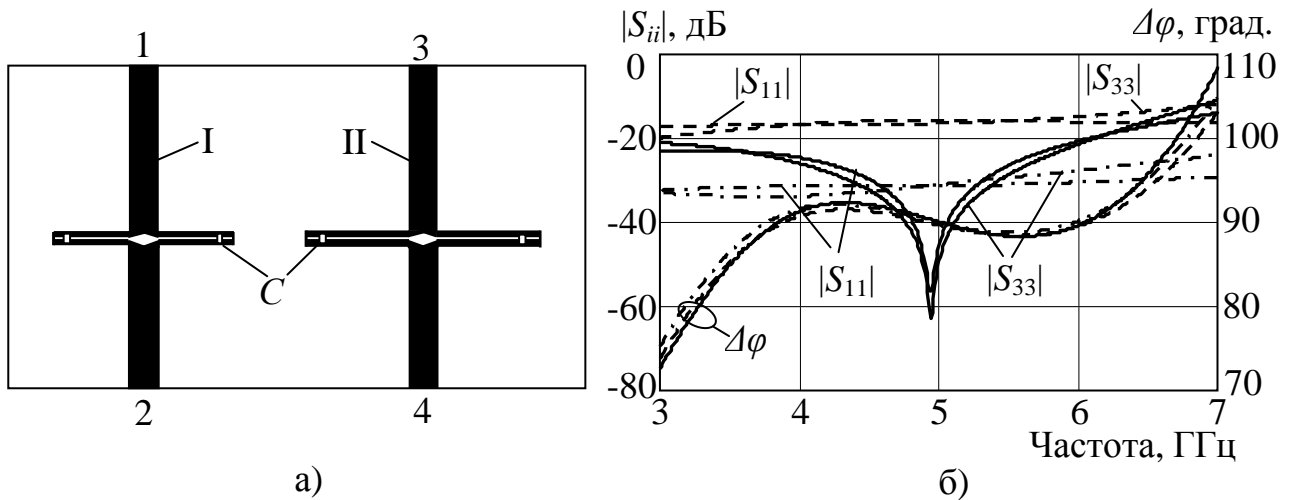


Рисунок 3.2 – Топологія ДФФ на паралельно з'єднаних відрізках ЗСЛ з одностороннім навантаженням (а) та його частотні характеристики (б)

3. Достовірність результатів розрахунків запропонованим методом підтверджує розробка та експериментальне дослідження мікросмужкової схеми на відрізку ЗСЛ з кінцями, з'єднаними відрізком одиночної лінії (схема 4 в табл. 3.1), в режимі трансформатора імпедансу, яка на частоті 1 ГГц забезпечує трансформацію опору навантаження  $R=100$  Ом у хвильовий опір підвідної лінії  $Z_c=50$  Ом. Результати розрахунків приведено в Додатку В.1. На рис. 3.3,а зображено частотні залежності КСХ на вході, отримані в результаті СМ (пунктирна крива) і ЕМ (суцільна крива) трансформатора з топологією, зображеною на вкладці рис. 3.3,а. Там же нанесено результати вимірювань КСХ на вході макету, виготовленого за отриманими розмірами, фотографію якого приведено на рис. 3.3,б. Розходження результатів експерименту і ЕМ викликані заокругленням відрізка лінії в макеті.

4. Прикладом доцільності застосування розроблених методів служать результати еквівалентної заміни відрізка лінії довжиною  $3\lambda/4$  у складі кільцевого моста на МСЛ з робочою частотою 2 ГГц на фазообертач з фазовою затримкою  $3\pi/2$



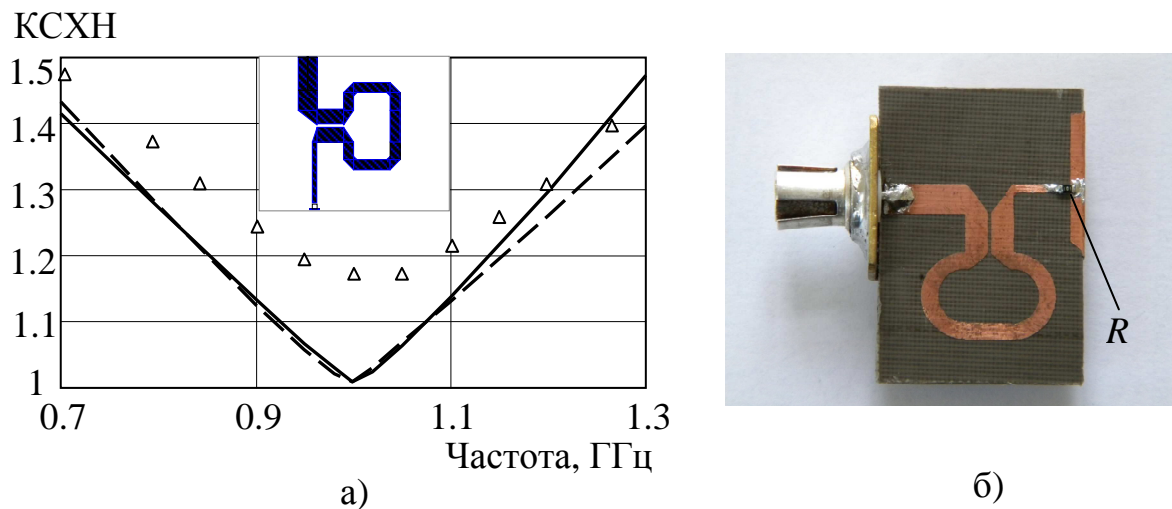


Рисунок 3.3 – Частотні характеристики вхідного КСХ трансформатора на відрізку ЗСЛ з кінцями, з'єднаними відрізком одиночної лінії, (а) та його макет (б)

на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням, проведеної для зменшення габаритів моста. Досліджувалися чотири варіанти КМ: за класичною схемою з довгим відрізком; з відомою [177] заміною на секцію ФФ Шіфмана (рис. 1.4.а) за умови однакових фазових швидкостей мод; з боковими шлейфами (схема 2 в табл. 3.1); з відрізками одиночних ліній на входах (схема 3 в табл. 3.1). Результати розрахунків ЕП елементів схем та результати їх СМ приведено в Додатку В.1, з яких слідує, що не врахована різниця фазових швидкостей мод знижує рівень узгодження та розв'язки, порушує однаковий поділ потужності між виходами моста, а обидві запропоновані схеми з додатковими реактивностями позбавлені цих недоліків і, крім того, зменшують габарити КМ, що видно з рис. В.1.3 (Додаток В.1), де для порівняння зображено топологію КМ, розроблену за розрахованими розмірами.

### 3.3. Пристрої на базі відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням

Пристрої на відрізку ЗСЛ з навантаженими кінцями тільки одної лінії у його складі і з додатковими реактивностями на відміну від попередньої структури з одностороннім навантаженням відрізка ЗСЛ мають дві площини симетрії (див. рис. 3.1,б), що зумовлює *особливість підходу* до розроблення аналітичних методів проектування такого роду пристроїв. Суть її в тому, що при синфазно-протифазному

збудженні плечей 1 і 2 схеми вона розкладається на парціальні двополюсники з половини відрізка ЗСЛ, які можна розглядати, як схеми трансформації опору навантаження (опору на кінці відрізка ЗСЛ) у задане значення вхідного опору (у значення  $jX_e$  чи  $jX_o$ ) (див. рис. 2.4,а), тобто, як трансформуючі чотириполюсники з горизонтальною симетрією. *Розробка методу розрахунку* таких ТЧ з застосуванням положень п. 2.1.2 здійснюється у наступній послідовності:

1) кожна схема ТЧ методом СПЗ розкладається на парціальні двополюсники;

2) оскільки ТЧ трансформує реактивний, чи рівний нулю (закорочені кінці), чи безмежно великий (розімкнені кінці) опір навантаження кінців відрізка ЗСЛ у реактивний опір на вході, то значення вхідних опорів, які повинні забезпечити на своєму вході його парціальні двополюсники, розраховуються методом з п. 2.1.2, де вказано, що при трансформації реактивних опорів симетричним реактивним чотириполюсником нормовані значення вхідного опору парного збудження можуть вибиратися довільно, а нормовані значення вхідного опору непарного збудження розраховуються за (2.24). При цьому, виходячи зі схем парціальних двополюсників, записуються вирази для вхідних опорів;

3) для кожного ТЧ, підставляючи вираз для вхідного опору парного збудження у вираз (2.24) і прирівнюючи отримане до виразу для вхідного опору непарного збудження, записаного на основі схеми парціального двополюсника, отримуємо систему з двох рівнянь, в яку входять ЕП всіх елементів структури. Тому вибираються два ЕП, відносно яких шукається розв'язок системи, а решта задається.

Доповнення схеми чотириполюсника на базі відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням додатковими реактивними елементами здійснюється так, щоб зберегти його подвійну симетрію. В табл. 3.2 приведено чотири варіанти схем чотириполюсників з вказаним в п. 3.1.1 доповненням, схеми двох їх парціальних двополюсників з горизонтальною симетрією з функцією ТЧ, та схеми парціальних двополюсників з вхідними опорами  $X_{ee}$  і  $X_{eo}$  (перший індекс відноситься до типу ТЧ, другий – до способу його збудження), отриманими при СПЗ ТЧ з  $X_e$ , і двополюсників з вхідними опорами  $X_{oe}$ ,  $X_{oo}$ , отриманими при СПЗ ТЧ з  $X_o$ .

У випадку схеми 1 (табл. 3.2) з дискретними елементами для збереження

симетрії їх розміщують на відстані  $l_1$  по обидві сторони від осі симетрії між лініями відрізка ЗСЛ довжиною  $2l$  [381], кінці якого можуть бути навантажені реактивним опором  $jX_k$ , розімкненими чи закороченими. Рівняння для пошуку відстані  $l_1$  до місця включення додаткового опору  $jX$  та його значення, записані (див. Додаток В.2) з використанням вказаного вище підходу, матимуть вигляд [381]:

$$\left. \begin{aligned} a(z_o + x_{oo} \operatorname{tg} \theta_o) \operatorname{tg}^2 \theta_{o1} - 2ab \operatorname{tg}(\theta_{o1}) + b(z_o \operatorname{tg} \theta_o - x_{oo}) &= 0, \\ x &= \frac{2z_o \operatorname{tg} \theta_{o1} [z_o \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1}) - x_{oo}]}{x_{oo} [1 - \operatorname{tg} \theta_{o1} \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})] - z_o [\operatorname{tg} \theta_{o1} + \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})]}, \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

де  $\theta_{o1} = \beta_o l_1$  – електрична довжина частини відрізка, довжиною  $l_1$  для непарної моди;

$$a = z_o + x_{oo} \operatorname{tg} \theta_o;$$

$$b = z_o \operatorname{tg} \theta_o - x_{oo};$$

$$x_{no} = [x_{ne} (x_k - x_n) - 2x_n x_k] / (x_n - x_k - 2x_{ne}), \text{ де } n=e \text{ для ТЧ з } X_e, \text{ чи } n=o \text{ для ТЧ з } X_o;$$

$x_k = X_k / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення опору навантаження  $X_k$ ;

$$x_{ee} = -z_e / \operatorname{tg} \theta_e;$$

$$x_{oe} = z_e \operatorname{tg} \theta_e.$$

Для розрахунку за (3.12) ЕП елементів схеми 1 (табл. 3.2), парціальні двополюсники якої повинні мати бажані значення  $x_e, x_o$ , необхідно задати значення хвильових опорів  $Z_e, Z_o$  з відповідними фазовими сталими  $\beta_e, \beta_o$ , а також значення довжини  $\theta_e$  та опору навантаження  $X_k$ . За коренями рівняння (3.12) визначається відстань  $l_1$  до місця під'єднання реактивностей  $jX$  і далі розраховується їх значення.

При одному додатковому опорі, розміщеному в середині відрізка ЗСЛ, коли  $l_1=0$ , замість  $l_1$  необхідно вводити іншу змінну. Нею може виступати опір навантаження  $X_k$ , значення якого шукається (див. Додаток В.2) з умови рівності нулю коренів рівняння (3.12). Вираз для  $X_k$ , при якому  $l_1=0$ , матиме вигляд:

$$x_k = \frac{x_o (z_e \operatorname{tg} \theta_e + z_o \operatorname{tg} \theta_o) - 2z_e z_o \operatorname{tg} \theta_e \operatorname{tg} \theta_o}{z_e \operatorname{tg} \theta_e + z_o \operatorname{tg} \theta_o - 2x_o}. \quad (3.13)$$

Таблиця 3.2 – Схеми на базі відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням та їх парціальні двополосники синфазно-протифазного збудження

|   | Схема | Двополосники схеми |  | Двополосники ТЧ |  |
|---|-------|--------------------|--|-----------------|--|
| 1 |       |                    |  |                 |  |
| 2 |       |                    |  |                 |  |
| 3 |       |                    |  |                 |  |
| 4 |       |                    |  |                 |  |

При цьому додатковий опір дорівнює половині розрахованого за (3.12) значення.

У випадку схеми 2 (табл. 3.2) з боковими шлейфами за вказаною вище послідовністю запису розрахункових співвідношень отримуємо (див. Додаток В.2) квадратне рівняння відносно реактивного опору  $X$  і трансцендентне рівняння відносно половини довжини відрізка ЗСЛ  $l$  ( $\theta_{e,o}/2 = \beta_{e,o}l$ ):

$$\left. \begin{aligned} ax^2 + bx + c &= 0, \\ t_e z_e [(x_o - x_k) - 2z_o t_o] + z_o t_o (x_o - x_k) + 2x_o x_k &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

де  $a = 4[2x_e x_k t_e t_o - 2z_e z_o - (x_e - x_k)(z_e t_o + z_o t_e)]$ ;

$b = 2[2z_e z_o (x_e - x_k) - t_e t_o (x_e - x_k)(z_e^2 + z_o^2) - 2x_e x_k (z_e t_o + z_o t_e) - 2z_e z_o (z_e t_e + z_o t_o)]$ ;

$c = z_e z_o [(x_e - x_k)(z_e t_e + z_o t_o) + 2(x_e x_k - z_e z_o t_e t_o)]$ ;

$t_{e,o} = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ .

Розв'язок трансцендентного рівняння (3.14) шукається ітераційною зміною  $\theta_e$  при заданих значеннях  $X_k$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  і визначається реактивний опір  $X$ , який реалізується розімкненим чи закороченим на кінці відрізком лінії.

У випадку схеми 3 (табл. 3.2) з відрізками одиночних ліній на входах метод розрахунку подібний до записаного для схеми 3 з табл. 3.1. Розрахунок параметрів  $Z$  і  $\theta$  відрізків ліній на входах схеми здійснюється (див. Додаток В.2) за виразами (3.10) з підстановкою значень вхідних опорів  $x_{ae}$ ,  $x_{ao}$  в січенні  $a$ , розрахованих при заданих  $X_k$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  та заданій довжині  $\theta_e$  за виразами:

$$x_{ae} = \frac{2z_e z_o - x_k (z_e t_o + z_o t_e)}{2x_k t_e t_o - (z_e t_o + z_o t_e)}, \quad x_{ao} = \frac{2z_e z_o t_e t_o + x_k (z_e t_e + z_o t_o)}{2x_k + (z_e t_e + z_o t_o)}. \quad (3.15)$$

У випадку схеми 4 (табл. 3.2) з відрізком, який з'єднує пару кінців ЗСЛ розрахунок параметрів  $Z$  і  $\theta$  цього відрізка одиночної лінії здійснюється (див. Додаток В.2) подібно до випадку схеми 4 з табл. 3.1 за виразами (3.11) з підстановкою значень опорів навантаження  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$ , розрахованих при заданих  $Z_c$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  та заданій довжині  $\theta_e$  за виразами:

$$x_{ke} = \frac{2z_e z_o + x_e (z_e t_o + z_o t_e)}{2x_e t_e t_o + (z_e t_o + z_o t_e)}, \quad x_{ko} = \frac{2z_e z_o t_e t_o - x_o (z_e t_e + z_o t_o)}{2x_o - (z_e t_e + z_o t_o)}. \quad (3.16)$$

Якщо в середині відрізка ввімкнено паралельно (див табл. 3.2) чи послідовно додатковий реактивний опір  $X$ , то хвильовий опір  $Z$  відрізка задається, а значення  $\theta$  і нормоване до  $Z_c$  значення реактивності  $X$  розраховуються за виразами:

$$\left. \begin{array}{l} \text{послідовний опір} \quad \text{tg}(\theta/2) = -z/x_{ke}, \quad x = 2(x_{ke}x_{ko} + z^2)/(x_{ke} - x_{ko}), \\ \text{паралельний опір} \quad \text{tg}(\theta/2) = x_{ko}/z, \quad x = z^2(x_{ke} - x_{ko})/[2(x_{ke}x_{ko} + z^2)]. \end{array} \right\} \quad (3.17)$$

До схем на відрізку ЗСЛ з двостороннім навантаженням можна застосувати способи впливу на результати розрахунків ЕП елементів (див. п. 3.1) введенням в схему реактивностей на входах, чи використанням паралельного з'єднання двох відрізків ЗСЛ, а також можна врахувати неоднорідності стиків підвідних ліній і ЗСЛ.

Дослідження приведених варіантів схем на відрізку ЗСЛ з двостороннім навантаженням показують, що потрібні РП досягаються при значній довжині відрізка ЗСЛ, а це може викликати паразитні резонанси, звужуючи робочу смугу частот і обмежуючи тим самим застосування подібних схем. Особливості таких структур видно з результатів розрахунку та моделювання ФФ з фазовою затримкою  $-3\pi/2$  на робочій частоті 2 ГГц з різними варіантами одностороннього навантаження відрізка ЗСЛ з ЕП, аналогічними використаному у п. 3.2 для заміни довгого відрізка у складі КМ. На рис. 3.4 приведено результати СМ трьох варіантів схем ФФ, розрахованих (див. Додаток В.2) за розробленими методами, у вигляді частотних залежностей фазового зсуву  $\varphi_{21}$  (рис. 3.4,а) та коефіцієнту відбиття (рис. 3.4,б). Криві 1 відповідають схемі ФФ з дискретними елементами (схема 1 в табл. 3.2). Криві 2 (суцільні лінії) відносяться до схеми ФФ з боковими шлейфами (схема 2 в табл. 3.2), а криві 2 (пунктирні лінії) отримано для такого ж ФФ з тим же значенням  $X_k$ , але при іншому корені рівняння (3.14). Криві 3 відносяться до схеми ФФ з відрізками лінії на входах (схема 3 в табл. 3.2). З отриманих результатів видно можливість виникнення небажаних резонансів, які порушують узгодження схеми і лінійність її ФЧХ.

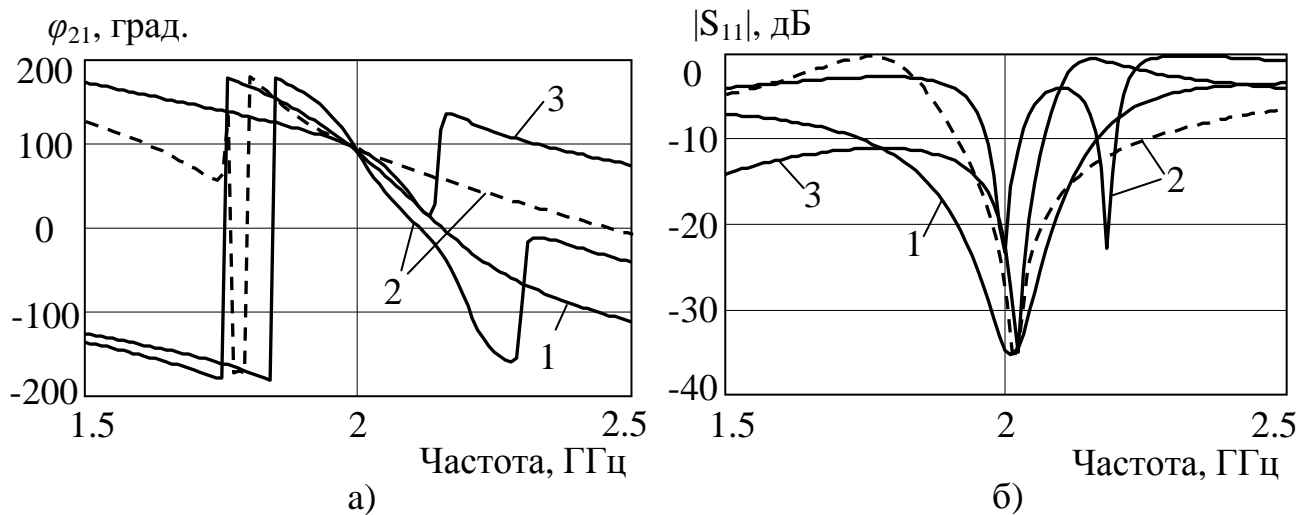


Рисунок 3.4 – Частотні характеристики (а) фазової затримки  $\varphi_{21}$  і (б) вхідного узгодження ФФ на відрізку ЗСЛ з двостороннім симетричним навантаженням

### 3.4. Пристрої на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням

До причин, які заважали активно розробляти пристрої на відрізку ЗСЛ з навантаженими діагонально-протилежними кінцями, можна віднести обмеження існуючих варіантів еквівалентного подання такого відрізка. Відома [9, 91] еквівалентна схема (рис. 3.5,а), де  $Z_r = (Z_e - Z_o)/2$ , відноситься до відрізка ЗСЛ з відкритими кінцями (рис. 3.1,в) за умови, що  $\theta_e = \theta_o = \theta$ . Інший варіант еквівалентної схеми (рис. 3.5,б), для якого записано матрицю передачі [104], а також варіант з використанням мостової еквівалентної схеми (рис. 3.5,в), яка описується матрицею провідностей [380], враховують різницю між  $\theta_e$  і  $\theta_o$ , але тільки для відкритих кінців. Крім того, у всіх випадках не передбачено під'єднання до кінців відрізка ЗСЛ і до ліній у його складі додаткових елементів, що обмежує застосування таких схем.

Аналіз розподілу потенціалів у відрізку ЗСЛ довжиною  $l$ , навантаженому зі збереженням діагональної симетрії, показує наступне. При синфазному збудженні плечей 1 і 2 (рис. 3.6,а) в центральному вертикальному перерізі ліній потенціали будуть однаковими, а при протифазному збудженні плечей (рис.3.6,б) потенціали в даному перерізі будуть з протилежними знаками. На цій підставі можна зробити

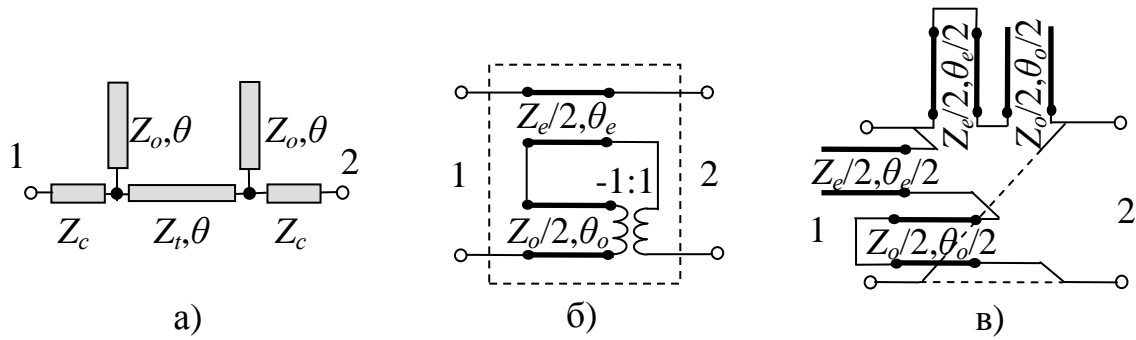


Рисунок 3.5 – Еквівалентні схеми відрізка ЗСЛ з розімкненими діагонально-симетричними кінцями (а) за [9], (б) за [104] та (в) за [380]

висновок про структуру двополюсників, на які розпадається при синфазно-протифазному збудженні вихідний симетричний чотирьополіусник, а саме [258, 382]:

а) в основі двополюсника синфазного збудження лежить відрізок ЗСЛ довжиною  $l/2$  зі з'єднаними між собою з однієї сторони кінцями (рис. 3.6,в);

б) в основі двополюсника протифазного збудження лежить такий самий відрізок, але його кінці з'єднані між собою через фазоінвертор (рис. 3.6,г).

в) відрізок ЗСЛ у складі парціальних двополюсників виконує функцію ТЧ, тобто трансформує опір навантаження  $X_k$  у задане значення вхідного опору  $X_e$  чи  $X_o$ .

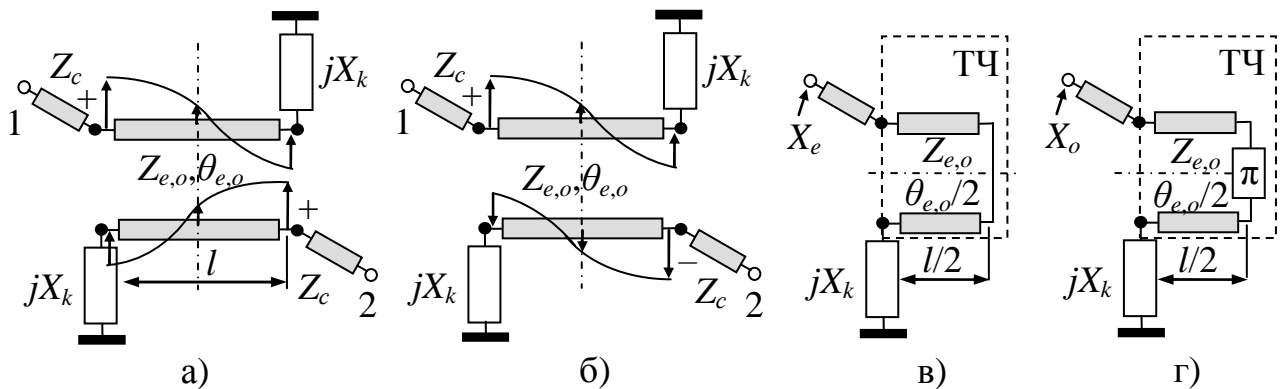


Рисунок 3.6 – Розподіл потенціалів при (а) синфазному, (б) протифазному збудженні відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням та його парціальні двополюсники (в) синфазного і (г) протифазного збудження

Використання такої моделі дозволяє доповнювати загальну схема (рис. 3.6,а) додатковими реактивними елементами, які будуть відображатися у парціальних двополюсниках, і дозволяє застосувати описаний вище підхід до розроблення



методів розрахунку схем на відрізку ЗСЛ з двома площинами симетрії. Введення додаткових реактивностей здійснюється так само, як і в попередніх випадках.

В табл. 3.3 для кожного з чотирьох варіантів діагонально-симетричного навантаження відрізка ЗСЛ зображено вихідну схему, її парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження з виділеним у їх складі ТЧ і парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження цих чотириполюсників.

У випадку схеми 1 (табл. 3.3) з дискретними елементами (додатковими опорами  $jX$ ) для збереження симетрії їх розміщують [358] подібно до схеми з двостороннім навантаженням (див. п. 3.2). Кінці ліній розімкнені, закорочені чи навантажені реактивністю  $jX_k$ . У схемі парціального двополюсника синфазного збудження кінці відрізка ЗСЛ довжиною  $l$  з'єднані між собою відрізком лінії з нульовою електричною довжиною  $\theta' = 0$ . У схемі двополюсника протифазного збудження довжина відрізка, яким замінено фазоінвертор, приймається рівною  $\theta' = \pi$ , а парціальні двополюсники, отримані при розкладанні ТЧ цієї схеми, мають у своєму складі розімкнені чи закорочені відрізки з електричною довжиною  $\pi/2$  (показано пунктиром), які приєднані до кінців основних ліній. Вони трансформують свій опір навантаження (нульовий чи безмежний) в обернене значення до кінців відрізка.

З використанням підходу до розробки методів розрахунку отримано (див. Додаток В.3) квадратне рівняння відносно відстані  $\theta_{o1}$  до реактивного опору, а також вираз для додаткового опору  $X$ , в які входять нормовані до  $Z_c$  параметри  $Z_e$ ,  $Z_o$ ,  $X_k$ , а також  $t_e$ ,  $t_o$ ,  $t_{o1}$ , де  $t_{e,o} = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ ,  $t_{o1} = \text{tg}\theta_{o1}$  [358]:

$$\left. \begin{aligned} t_{o1}^2 b_2 d_1 + 2t_{o1} b_1 d_1 + b_1 d_2 &= 0, \\ x &= 2z_o (t_{o1} d_1 + d_2) / [(1 + t_{o1}^2) d_1], \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

де  $b_1 = a_1 - z_o t_o a_2$ ;

$b_2 = t_o a_1 + z_o a_2$ ;

$a_1 = z_e (x_e - x_k) - 2x_e x_k t_e$ ;

$a_2 = 2z_e + (x_e - x_k) t_e$ ;

Таблиця 3.3 – Схеми на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням та їх парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження

|   | Схема | Двополюсники схеми | Двополюсники ТЧ |  |
|---|-------|--------------------|-----------------|--|
| 1 |       |                    |                 |  |
| 2 |       |                    |                 |  |
| 3 |       |                    |                 |  |
| 4 |       |                    |                 |  |

$$d_1 = z_o c_1 + t_o c_2;$$

$$d_2 = c_2 - z_o t_o c_1;$$

$$c_1 = 2z_e t_e - (x_o - x_k);$$

$$c_2 = z_e t_e (x_o - x_k) + 2x_o x_k.$$

Вихідними даними для розрахунків за виразами (3.18) служать бажані значення вхідних реактансів  $x_e, x_o$  та задані значення опорів  $Z_c, X_k, Z_e, Z_o$  з  $\beta_e, \beta_o$  і довжини  $\theta_e$ .

Для такої схеми можна використати два спрощені варіанти:

а) з одним додатковим опором, розміщеним в середині відрізка ЗСЛ, коли  $l_1=0$ .

Як і у випадку відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням, замість  $l_1$  необхідно використати іншу змінну. Нею може бути опір навантаження  $X_k$ , чи довжина  $l$ . Вирази для розрахунку  $\theta_o/2=\beta_o l$ , чи  $X_k$ , при яких  $l_1=0$ , запишуться (див. Додаток В.3):

$$\frac{\theta_o}{2} = \operatorname{arctg}\left(\frac{a_1}{z_o a_2}\right), \quad x_k = \frac{x_e(z_e - z_o t_e t_o) - 2z_e z_o t_o}{z_e + t_e(2x_e - z_o t_o)}. \quad (3.19)$$

При цьому опір  $X$  приймає половину значення, розрахованого за виразом (3.18);

б) без додаткового опору, коли  $X=\infty$ , що можна забезпечити вибором значення одного з хвильових опорів  $Z_e, Z_o$ , чи вибором довжини  $l$ . Значення хвильового опору  $Z_o$  шукається, як корінь квадратного рівняння [382]:

$$z_o^2 a + z_o b + c = 0, \quad (3.20)$$

де  $a = t_o [t_e (x_e - x_o) + 2z_e (1 + t_e^2)]$ ;

$b = 2t_e (1 + t_o^2)(x_e x_o - z_e^2) - z_e (x_e - x_o)(1 + t_e^2 t_o^2) - 4z_e (x_e t_e^2 - x_o t_o^2)$ ;

$c = z_e t_o [z_e t_e (x_e - x_o) - 2x_e x_o (1 + t_e^2)]$ .

Оскільки в цьому випадку при відомому лише значенні  $Z_e$  задати фазові сталі немає можливості, тому для розрахунку за (3.19) опору  $Z_o$  потрібно задавати значення  $\theta$ , приймаючи умову  $\theta_e = \theta_o = \theta$ , тобто  $t_e = t_o = \operatorname{tg}\theta$ . Опір  $X_k$  розраховується за (3.19).

У випадку схеми 2 (табл. 3.3) з боковими шлейфами з застосуванням вказаного підходу отримуємо [382] (див. Додаток В.3) квадратне рівняння відносно опору

навантаження  $X_k$  і вираз для реактивного опору  $X$ , який є вхідним опором шлейфів:

$$\left. \begin{aligned} x_k^2(a_1c_1 - a_2c_2) + x_k(a_1d_1 - a_2d_2 + b_1c_1 - b_2c_2) + b_1d_1 - b_2d_2 &= 0, \\ x &= \frac{z_e \cdot (x_e - x_k)(z_o t_o + z_e t_e) + 2x_e x_k - 2z_e z_o t_e t_o}{2(x_e - x_k)(z_o t_e t_o - z_e) + 2x_e x_k t_e + 2z_e z_o t_o}, \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

де  $a_1 = z_e(z_o t_o + z_e t_e - 2x_e)$ ;

$a_2 = z_o(z_e t_e + z_o t_o - 2x_o)$ ;

$b_1 = z_e(2z_e z_o t_e t_o - z_o x_e t_o - z_e x_e t_e)$ ;

$b_2 = z_o(2z_e z_o t_e t_o - z_e x_o t_e - z_o x_o t_o)$ ;

$c_1 = z_o - z_e t_e t_o + 2x_o t_o$ ;

$c_2 = z_e - z_o t_e t_o + 2x_e t_e$ ;

$d_1 = 2z_e z_o t_e - z_o x_o + z_e x_o t_e t_o$ ;

$d_2 = 2z_e z_o t_o - z_e x_e + z_o x_e t_e t_o$ .

Як і раніше, вихідними даними для розрахунків за виразами (3.21) служать бажані значення реактансів  $x_e$ ,  $x_o$  і задані значення  $\theta_e$  та опорів  $Z_c$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з  $\beta_e$ ,  $\beta_o$ .

Для варіанту схеми без шлейфів, тобто при  $X=\infty$ , розрахунок  $Z_o$  здійснюється, як описано вище, за (3.20), а значення опору навантаження розраховується за (3.19).

У випадку схеми 3 (табл. 3.3) з відрізками одиночних ліній на входах для розрахунку ЕП її елементів отримуємо (див. Додаток В.3) вирази для вхідного опору  $x_e=x_{ae}$  в січненні  $a$  синфазного ТЧ і вхідного опору  $x_e=x_{ao}$  в січненні  $a$  протифазного ТЧ:

$$x_{ae} = \frac{x_k(z_o t_e t_o - z_e) - 2z_e z_o t_o}{t_e(2x_k + z_o t_o) - z_e}, \quad x_{ao} = \frac{x_k(z_e t_e t_o - z_o) - 2z_e z_o t_e}{t_o(2x_k + z_e t_e) - z_o}. \quad (3.22)$$

Як і у випадку попередніх подібних схем, розраховані за (3.22) при заданих  $X_k$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  та заданій електричній довжині  $\theta_e$ , значення вхідних опорів  $x_{ae}$ ,  $x_{ao}$  використовуються для розрахунку параметрів  $Z$  та  $\theta$  відрізків одиночних ліній на входах схеми за виразами (3.10).

У випадку схеми 4 (табл. 3.3) з відрізком, який з'єднує пару кінців ЗСЛ, вказаним шляхом отримуємо (див. Додаток В.3) вирази для опорів навантаження:

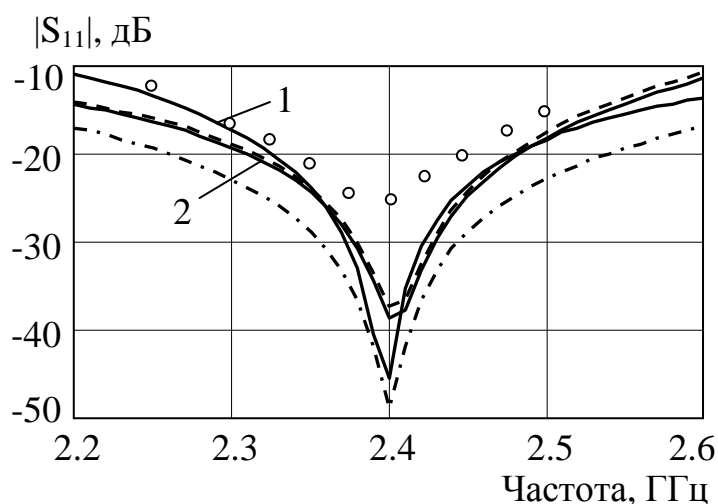
$$x_{ke} = \frac{x_e(z_o t_e t_o - z_e) + 2z_e z_o t_o}{t_e(z_o t_o - 2x_e) - z_e}, \quad x_{ko} = \frac{x_o(z_e t_e t_o - z_o) + 2z_e z_o t_e}{t_o(z_e t_e - 2x_o) - z_o}. \quad (3.23)$$

Розраховані за (3.23) при заданих  $Z_c$  і  $Z_e$ ,  $Z_o$  з  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  та заданій довжині  $\theta_e$  значення опорів  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$  використовують для розрахунку за (3.11) значень хвильового опору  $Z$  відрізка одиночної лінії, яким з'єднано кінці ЗСЛ, та його електричної довжини  $\theta$ . При ввімкненні паралельно чи послідовно до середини цього відрізка додаткового реактивного опору  $X$  значення  $\theta$  і  $X$  розраховуються за виразами (3.17) для заданого значення хвильового опору  $Z$ . Введення додаткової реактивності дозволяє впливати на результати розрахунків, щоб забезпечити допустимі значення ЕП відрізка. Крім того, як і в попередніх структурах, у всіх варіантах схем з діагонально-симетричним навантаженням на результати можна впливати вказаним в п. 3.1 шляхом.

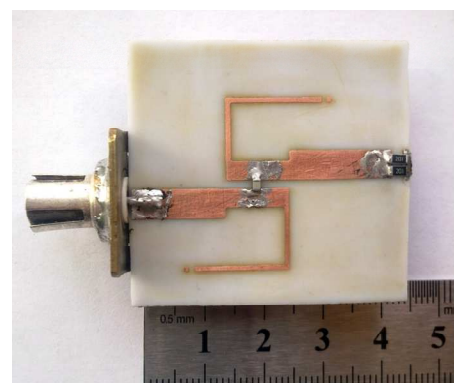
Важливою особливістю приведених схем за винятком останньої є те, що вони поряд з виконанням основної функції одночасно розв'язують вхід з виходом за постійним струмом. До ЛВПП, при використанні яких часто виникає потреба в цій властивості, відносяться трансформатори імпедансу та узгоджувальні трансформатори в ГС активних пристроїв. Запропонована [353, 383] структура, ЕП якої розраховуються за приведеним вище методом, на відміну від відомих варіантів [91, 92] одночасно з блокуванням постійного струму забезпечує трансформацію комплексного опору навантаження в задане значення вхідного опору з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод, що досягається за допомогою шлейфів на кінцях відрізка ЗСЛ та ємності в його центрі.

Прикладом реалізації такого варіанту схеми служать результати розрахунку, моделювання та експериментального дослідження трансформатора імпедансу на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням, який забезпечує узгодження комплексного опору зі значенням  $Z_H=28,7-j16,1$  Ом на робочій частоті 2,4 ГГц, утвореного відрізком мікросмушкової лінії з хвильовим опором 50 Ом і

довжиною 15 мм з опором  $R=100$  Ом на кінці, з хвильовим опором підвідної лінії  $Z_c=50$  Ом при одночасній розв'язці між входом і навантаженням за постійним струмом. Результати розрахунку ЕП елементів схеми приведено в Додатку В.3. На рис. 3.7,а зображено частотні характеристики вхідного коефіцієнта відбиття (зворотних втрат), які були отримані в результаті СМ. Крива 1 відноситься до трансформатора з розрахованими ЕП елементів. Фотографію макету, виготовленого за розрахованими розмірами, приведено на рис. 3.7,б. Вказані на рис. 3.7,а результати експериментальних досліджень макету (відмічено кружками) близькі до результатів моделювання. Для порівняння на рис. 3.7,а приведено характеристики коефіцієнта відбиття  $1/4$  трансформатора (штрих-пунктирна крива) з відрізків одиночних ліній загальною довжиною  $114^\circ$  ( $28,6$  мм) без блокування по струму



а)



б)

Рисунок 3.7 – Частотні характеристики (а) коефіцієнта відбиття та макет (б) трансформатора імпедансу з блокуванням постійного струму

і трансформатора на відрізку ЗСЛ без додаткових ємностей з розімкненими кінцями (пунктирна крива), ЕП якого реалізувати на вибраній підкладці важко. Подібну характеристику (крива 2) має трансформатор без ємності, але зі шлейфами на кінцях.

Для того, щоб отримати порівняльну характеристику різних варіантів структур з діагонально-симетричним навантаженням відрізка ЗСЛ, виконано розрахунок та моделювання ФФ з фазовою затримкою  $-3\pi/2$  для можливої заміни, як це було зроблено у п. 3.2, довгого  $3\lambda/4$  відрізка МСЛ у складі КМ з робочою частотою 2 ГГц

з попередніми параметрами підкладки і ЕП ЗСЛ. В табл. В.3.1 Додатку В.3 приведено схеми ФФ, які досліджувалися, результати розрахунків ЕП їх елементів з розмірами відрізків ліній, а також топологію розрахованих структур. На рис. 3.8 зображено частотні залежності фазової затримки і коефіцієнта відбиття цих ФФ.

Схема 1 (табл. В.3.1) відноситься до класичного варіанту заміни довгого відрізка у складі КМ [101], який передбачає використання  $\lambda/4$  відрізка ЗСЛ з  $Z_e=158,6$  Ом,  $Z_o=27,2$  Ом і з закороченими діагонально-протилежними кінцями. Її недоліком є низький рівень узгодження -14 дБ (штрих-пунктирні криві 1 на рис. 3.8), складність реалізації ЗСЛ через дуже малий зазор між лініями, зумовлений малим значенням  $Z_o$ , а також необхідність закорочень. Такий же відрізок ЗСЛ, але з іншими ЕП, дає ще нижчий рівень узгодження, що видно з пунктирних кривих.

Схема 2 (табл. В.3.1) на відрізку ЗСЛ, кінці якого навантажено шлейфами, забезпечує хороше узгодження (криві 2 на рис. 3.8), але має мале значення  $Z_o$ .

Схема 3 (табл. В.3.1) з боковими шлейфами узгоджує у вузькій смузі (криві 3) з порушенням лінійності ФЧХ за рахунок резонансу у довгому відрізку ЗСЛ.

Схема 4 (табл. В.3.1) з відрізками на входах забезпечує широку, але дещо зміщену смугу узгодження з лінійною ФЧХ (криві 4).

Схема 5 (табл. В.3.1) з відрізком між кінцями ЗСЛ, для зменшення довжини якого використано додаткову паралельну реактивність у вигляді шлейфа, забезпечує високий рівень узгодження. Недоліком є потреба у перемичці для перетину ліній.

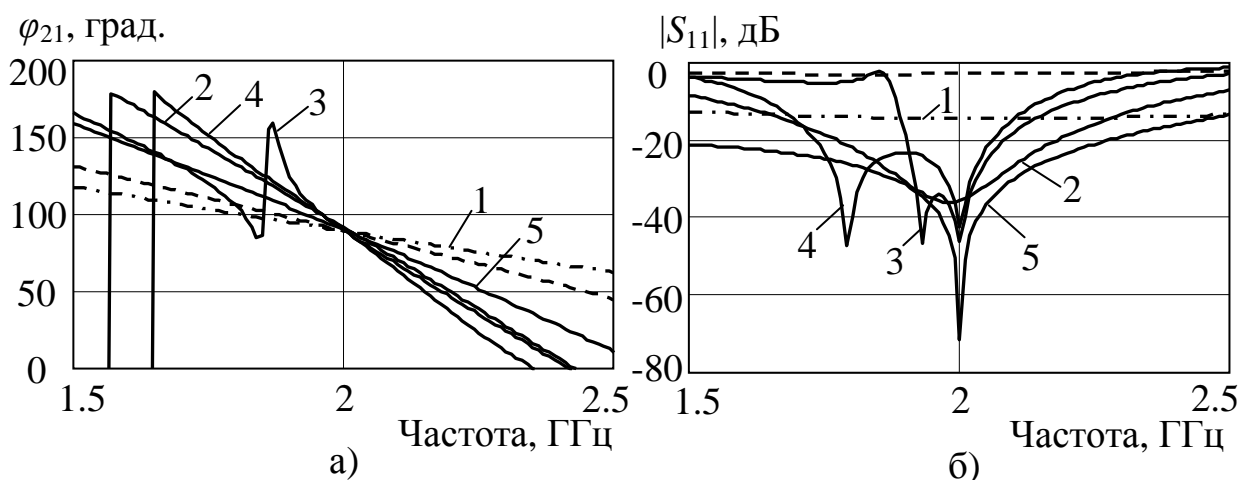


Рисунок 3.8 – Частотні характеристики (а) фазової затримки та (б) коефіцієнта відбиття на вході варіантів ФФ з діагонально-симетричним навантаженням ЗСЛ

Загалом всі розраховані варіанти ФФ забезпечують лінійні ФЧХ і узгодження на рівні 30 дБ завдяки компенсації впливу різних фазових швидкостей мод.

### 3.5. Симетричні схеми для режекції високочастотного сигналу

ЛВПП режекції високочастотного сигналу забезпечують високий рівень його загасання у заданій вузькій смузі частот. Такий режим може досягатися, якщо включити в лінію передачі сигналу послідовно паралельний коливальний контур, чи включити паралельно послідовний контур [149], для реалізації яких у смужковому варіанті використовують відрізки одиночних і зв'язаних ліній передачі. До найбільш поширених класичних конструкцій відносяться чвертьхвильові розімкнені на кінці паралельні шлейфи, чвертьхвильові закорочені з одного боку відрізки (резонатори), розміщені паралельно до основної лінії з електромагнітним зв'язком з нею [384], чвертьхвильові шлейфи з ємнісним зв'язком одного їх кінця з основною лінією і з закороченим другим кінцем [149]. Серед нових досліджень виділяються такі три основні напрямки: використання класичних режекторних схем для перестроювання частоти запирання [385-387], забезпечення частотної режекції за допомогою резонансних щілин в екрані смужкової лінії [388, 389], створення нових варіантів смугозапираючих схем на відрізку ЗСЛ та інших симетричних структурах [390, 391].

Широкі можливості для останнього з вказаних напрямів одночасно з розробкою аналітичних методів розрахунку надає підхід, оснований на використанні вхідних імпедансів парціальних складових СПЗ [392]. Так як режекторна схема на частоті запирання в ідеалі повинна забезпечувати коефіцієнт передачі  $S_{21}=0$ , то згідно з (2.3) для симетричної схеми це досягається при однакових вхідних опорах її парціальних двополюсників. Оскільки для мінімізації втрат за межами смуги запирання використовується реактивний чотиріполюсник, то повна розв'язка його входу з виходом буде за умови рівних реактивних вхідних опорів парціальних двополюсників, тобто в нормованому вигляді при  $x_e=x_o$ . У цьому випадку, згідно висновків за виразом (2.5), рівність  $x_e=x_o=0$  приводить до режиму к. з. на вході при послідовному резонансі, рівність  $x_e=x_o=\infty$  забезпечує режим х. х. вході при



паралельному резонансі, а при  $x_e=x_o=x$  буде повне відбиття від вхідної реактивності  $x$ , коли згідно з (2.4)  $|S_{11}|=1$  і  $\operatorname{tg}\varphi_{11}=2x/(x^2-1)$ , звідки для розрахунку вхідних опорів за заданою фазою  $\varphi_{11}$  записується зв'язок  $x=x_e=x_o=(\cos\varphi_{11}\pm 1)/\sin\varphi_{11}$ . Нові симетричні структури, які б відповідали вказаним вимогам, можна реалізувати на навантаженому відрізку ЗСЛ (див. п. 3.1), а також за двоканальною схемою.

Схеми на відрізку ЗСЛ, два кінці якого навантажені, чи з'єднані між собою, розраховуються за методами, приведеними в пп. 3.2–3.4, приймаючи для нормованих вхідних опорів  $x_e, x_o$  однакові значення, які можуть бути безмежно великими, рівними нулю, рівними заданому, чи розрахованому за  $\varphi_{11}$  значенню.

На рис. 3.9,а зображено частотні залежності коефіцієнта передачі ( $20\lg|S_{21}|$ ) різних варіантів схем режекції сигналу на частоті 2 ГГц на базі навантаженого відрізка ЗСЛ (параметри підкладки та ЗСЛ такі самі, як у прикладі для ФФ з п. 3.3, а розрахунки виконувалися для значень  $x_e=x_o=1000$ ). Пунктирна крива відноситься до класичної режекторної схеми у вигляді  $\lambda/4$  відрізка з закороченим з одного боку кінцем, розміщеного паралельно основній лінії, а штрих-пунктирна крива отримана для  $\lambda/4$  розімкненого на кінці шлейфа. Результати розрахунків ЕП елементів схем режекторів на відрізку ЗСЛ приведено в Додатку В.4, а на рис. 3.9,а зображено їх частотні характеристики, отримані в результаті СМ. Крива 1 відноситься до схеми з дискретним елементом і з'єднаними односторонніми кінцями (схема 1 в табл. 3.1); крива 2 – до схеми з навантаженим з'єднанням односторонніх кінців (рис. В.1.1,б);

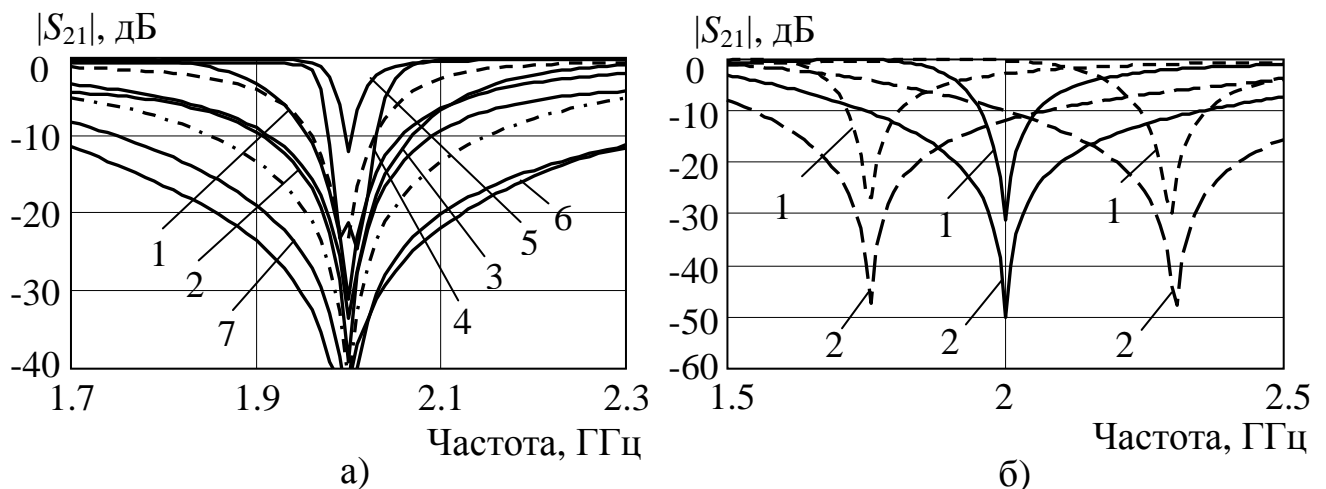


Рисунок 3.9 – Частотні характеристики схем режекції на базі відрізка ЗСЛ (а) та варіантів схем з перестроюванням частоти режекції (б)

крива 3 – до схеми з двосторонніми закороченими кінцями і дискретними елементами (схема 1 в табл. 3.2); крива 4 – до схеми з двосторонніми з'єднаними кінцями (схема 4 в табл. 3.2). Всі чотири схеми за рівнем розв'язки і втратами поза межами смуги запирання аналогічні поширеним схемам режекції. Крива 5 відноситься до схеми з двосторонніми закороченими кінцями і боковими шлейфами (схема 2 в табл. 3.2), яка дає низький рівень запирання. Крива 6 схеми з діагонально-симетричним навантаженням і дискретним елементом по середині (схема 1 в табл. 3.3) та крива 7 схеми зі з'єднаними діагонально-симетричним кінцями (схема 4 в табл. 3.3) навпаки показують високий рівень запирання, але у широкій смузі частот.

Результати проведених досліджень показали значну залежність характеристик пристроїв режекції на відрізку ЗСЛ від вибору ЕП та навантаження відрізка. Вони можуть бути базовими секціями смугозапираючих фільтрів, наприклад, як у [393].

Важливою особливістю симетричних схем на відрізку ЗСЛ, яку виявлено в процесі моделювання, є можливість їх застосування для реалізації пристроїв з **перестроюванням частоти режекції**, потреба в яких зростає, особливо в період активного розвитку телекомунікаційних систем. Для того, щоб забезпечити зміну робочої частоти, в схему вводяться дискретні елементи керування станом. Це можуть бути варакторні діоди, чи описані в п. 1.4.1 ЕКС з регульованим реактивним опором і малими втратами. Рис. 3.9,б демонструє можливість такої зміни частоти режекції на прикладі двох схем: з дискретним елементом і з'єднаними кінцями ЗСЛ, якій на рис. 3.9,а відповідає крива 1; зі з'єднаними діагонально-симетричним кінцями, якій на рис. 3.9,а відповідає крива 7. У першому випадку при зміні ємності від значення 6,1 пФ до значень 8 пФ і 4,5 пФ частота режекції перемістилась відповідно до значень 1,75 ГГц і 2,3 ГГц (криві 1 на рис. 3.9,б). У другому випадку частота режекції перемістилась до тих самих значень при зміні реактивного опору, яким навантажено лінію з'єднання кінців, від значення 15,7 Ом до значень 33,81 Ом і -0,143 Ом (криві 2 на рис. 3.9,б). В обох випадках рівень запирання не змінився.

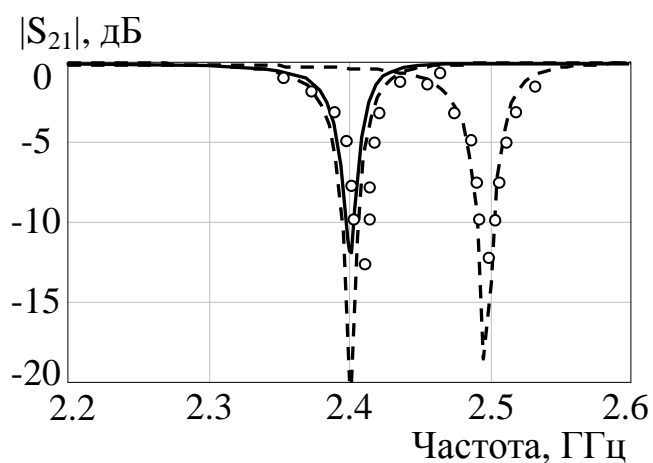
Оскільки дослідження показують, що високий рівень запирання і малі втрати поза робочою смугою дають схеми з одностороннім навантаженням і зі з'єднаними двосторонніми кінцями, тому в Додатку В.4 приведено методи розрахунку для схем:

1) з одностороннім навантаженням і дискретним елементом (схема 1 в табл. 3.1), функцію ЕКС якої виконує дискретний елемент;

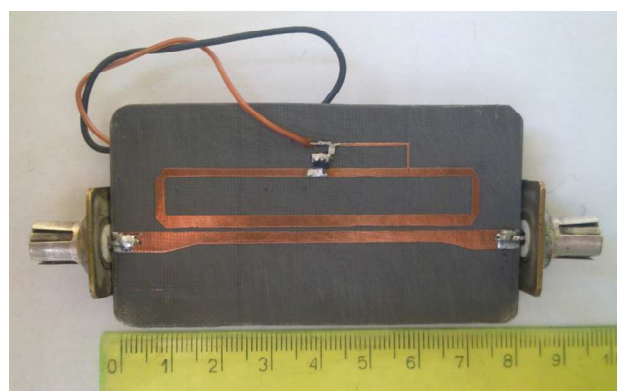
2) зі з'єднаними односторонніми кінцями, навантаженими реактивним опором (рис. В.1.1,б), який виконує функцію ЕКС;

3) запропонованої в [394] з відрізком, який з'єднує пару двосторонніх кінців ЗСЛ, а функцію ЕКС виконує реактивність, ввімкнена послідовно в середину з'єднувального відрізка, чи паралельно до нього (схема 4 в табл. 3.2). Такі схеми з довгими і з короткими відрізками ЗСЛ дають високе загасання в робочій смузі.

Для підтвердження можливості застосування вказаного підходу здійснено розробку мікросмужкового варіанту пристрою режекції сигналу з перестроюванням частоти режекції від 2,4 ГГц в сторону вищих частот за схемою з відрізком лінії, який з'єднує пару двосторонніх кінців ЗСЛ, і з ЕКС на варакторному діоді КВ 148 [395], приєднаному паралельно до середини відрізка. Результати розрахунків ЕП елементів схеми приведено в Додатку В.4. На рис. 3.10,а зображено результати СМ (пунктирні криві) схеми з варактором, а суцільною кривою зображено результати ЕМ за топологією з ланкою живлення і з заміною варактора на паралельний шлейф. На рис. 3.10,б приведено фотографію виготовленого макета, а на графіки нанесено результати експериментів. Першу частоту режекції отримано без напруги керування на варакторі, а друга – при  $U_{зв} = -5$  В. Зміна напруги змінює робочу частоту при незначній зміні рівня розв'язки, що дозволяє застосовувати схему в структурах ГІС.



а)



б)

Рисунок 3.10 – Частотні характеристики схеми з перестроюванням частоти режекції на відрізку ЗСЛ зі з'єднаними кінцями (а) та фотографія її макету (б)

Схеми **двоканального типу** забезпечують режекцію сигналу на заданій частоті завдяки додаванню на виході схеми двох рівних частин сигналу, на які він ділиться з вхідного боку, і які при поширенні стають протифазними.

В запропонованому [396] варіанті такого режекторного фільтра перший канал проходження сигналу утворюють два однакові відрізки одиночної лінії з хвильовим опором  $Z_1$  і електричною довжиною  $\theta_1$ , між якими може бути включений послідовно реактивний опір  $jX_1$ , а другий канал складається теж з двох з'єднаних з одного боку однакових відрізків одиночної лінії з хвильовим опором  $Z_2$  і електричною довжиною  $\theta_2$ , навантажених у місці з'єднання паралельним реактивним опором  $jX_2$  (рис. 3.11,а).

Інший запропонований [392] варіант режекторної схеми відрізняється від попередньої тим, що у другому каналі реактивний опір  $jX_2$  включено послідовно між відрізками лінії з параметрами  $Z_2$  і  $\theta_2$  (рис. 3.11,в).

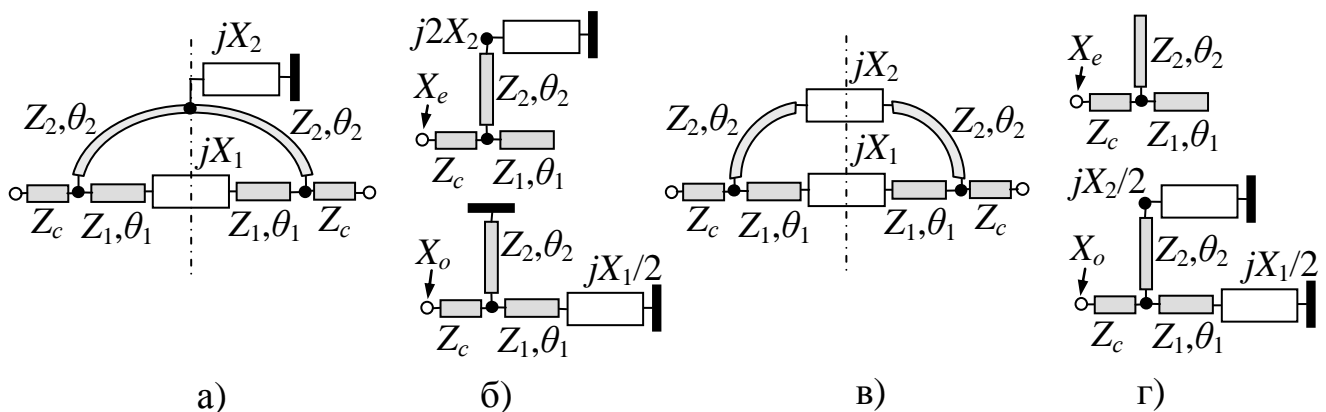


Рисунок 3.11 – Схема двоканального режекторного фільтра з паралельним опором у другому каналі (а) та її парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження (б) і схема з послідовним опором (в) та її парціальні двополюсники (г)

Обидві схеми завдяки існуванню вертикальної симетрії методом СПЗ розкладаються на парціальні двополюсники синфазного і протифазного збудження, приведені для першої схеми на рис. 3.11,б, а для другої схеми – на рис. 3.11,г. Оскільки для кожної схеми маємо два рівняння для вхідних опорів  $X_e$  та  $X_o$ , тому чотири з шести параметрів  $Z_1, Z_2, \theta_1, \theta_2, X_1, X_2$  повинні задаватися. З технічних міркувань доцільно задавати значення всіх хвильових опорів, а також ЕП одного з каналів, тобто задати  $Z_1, Z_2, \theta_1, X_1$  і визначати  $\theta_2, X_2$ . Виходячи з виразів для вхідних

опорів записуються (див. Додаток В.4) співвідношення для розрахунку  $\theta_2$ ,  $X_2$  схем:

$$\text{з паралельним опором} \quad t_2 = \frac{z_1 x_o a}{z_2 (z_1 a - x_o b)}, \quad x_2 = \frac{z_2}{2} \cdot \frac{x_e (z_1 - z_2 t_1 t_2) - z_1 z_2 t_2}{x_e (z_1 t_2 + z_2 t_1) + z_1 z_2}. \quad (3.24)$$

$$\text{з послідовним опором} \quad t_2 = -z_2 \frac{z_1 + x_e t_1}{z_1 x_e}, \quad x_2 = 2z_2 \frac{z_1 x_o a + z_2 t_2 (x_o b - z_1 a)}{z_1 a (z_2 + x_o t_2) - z_2 x_o b}. \quad (3.25)$$

де  $z_{1,2} = Z_{1,2}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення хвильових опорів відрізків;

$t_{1,2} = \text{tg} \theta_{1,2}$  – тангенси електричної довжини  $\theta_1$  і  $\theta_2$  відрізків;

$x_{1,2} = X_{1,2}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення реактивних опорів  $X_1$  і  $X_2$ ;

$$a = x_1 + 2z_1 t_1;$$

$$b = 2z_1 - x_1 t_1.$$

Щоб схеми працювали в режимі режекції сигналу, необхідно задати однакові значення  $x_e$  та  $x_o$ . Від їх вибору залежать частотні властивості схеми. Вузька смуга запирання без побічних резонансів краще забезпечується з короткими відрізками.

Для схеми рис. 3.11,а значення  $\theta_1$  задається, а з (3.24) можна встановити, що при  $t_1 > 0$  ( $\theta_1 < \pi/2$ ) довжина  $\theta_2$  не перевищуватиме  $\pi/2$ , тобто буде  $t_2 > 0$  за таких умов:

- а) при виборі  $x_o > 0$  і  $X_1 > 0$  повинно забезпечуватися  $x_1 > 2z_1/t_1$ ;
- б) при виборі  $x_o > 0$  і  $X_1 < 0$  повинно забезпечуватися  $|x_1| > 2z_1 t_1$ ;
- в) при виборі  $x_o > 0$  і  $X_1 = 0$  повинно забезпечуватися  $x_o < z_1 t_1$ ;
- г) при виборі  $x_o < 0$  і  $X_1 > 0$  повинно забезпечуватися  $x_1 > 2z_1/t_1$ ,  $|x_o| > z_1 a/|b|$ ;
- д) при виборі  $x_o < 0$  і  $X_1 < 0$  повинно забезпечуватися  $|x_1| > 2z_1 t_1$ ,  $|x_o| > z_2 |a|/b$ ;
- е) при виборі  $x_o < 0$  і  $X_1 = 0$  неможливо отримати  $t_2 > 0$ .

При  $x_e = x_o = 0$  з (3.24) маємо, що  $\theta_2 = \pi$ ,  $X_2 = 0$ , тобто другий канал розпадається на два закорочені на кінці півхвильові шлейфи, які своїм нульовим вхідним опором шунтують схему на робочій частоті.

Для схеми рис. 3.11,б значення  $\theta_1$  теж задається і при  $t_1 > 0$  з (3.25) слідує:

- а) при виборі  $x_e > 0$  неможливо забезпечити  $t_2 > 0$ , тобто отримати  $\theta_2 < \pi/2$ ;
- б) при виборі  $x_e < 0$ , щоб забезпечити довжину  $\theta_2 < \pi/2$ , повинно бути  $z_1/t_1 > |x_e|$ .

При  $x_e=x_o=0$  з (3.25) отримуємо  $\theta_2=\pi/2$ ,  $X_2=\infty$ , тобто другий канал розпадається на два розімкнені на кінці чвертьхвильові шлейфи, які нульовим вхідним опором шунтують схему на робочій частоті.

Важливою особливістю приведених двоканальних схем є те, що їх можна використати в *режимі перестроювання* частоти режекції. Так у запропонованому [397] варіанті режекторного фільтру без реактивності  $X_1$  функцію ЕКС виконує послідовна реактивність  $X_2$  (рис. 3.11,в). При цьому керована ємність ЕКС дозволяє перестроювання в широкому діапазоні [392]. Подібну функцію забезпечує й схема з паралельним опором. Порядок розрахунку таких схем приведено в Додатку В.4.

На доцільність застосування двоканальних схем вказують результати розробки та експериментального дослідження макету мікросмушкового двоканального режекторного фільтру з паралельною реактивністю (рис. 3.11,а) на частоту запирання 2,4 ГГц. На рис. 3.12,а зображено частотні залежності коефіцієнта передачі, отримані в результаті СМ (пунктирна крива), а також в результаті ЕМ (суцільна крива) фільтру за розробленою на основі розрахунків (див. Додаток В.4) топологією з незначною корекцією розмірів для компенсації впливу неоднорідностей розгалужень та згинів. Фотографію макету, простого для виготовлення і з малими габаритами, приведено на рис. 3.12,б, а на графіках нанесено результати вимірювань, які близькі до результатів моделювання.

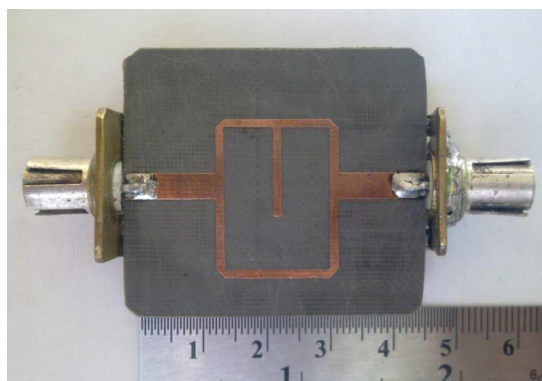
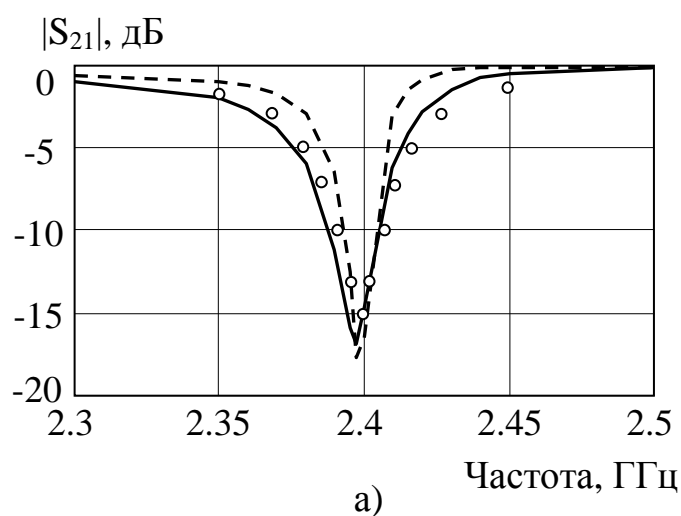


Рисунок 3.12 – Частотні характеристики двоканальної схеми режекції з паралельною реактивністю (а) та фотографія її макету (б)

### 3.6. Пристрої групової затримки високочастотного сигналу

В системах аналогової обробки сигналів важливе місце відводиться фазовій обробці, при якій перетворення сигналу базується на застосуванні фазочастотної характеристики пристроїв, до яких відносяться *фазові коректори* з рівномірною амплітудно-частотною і нелінійною фазочастотною характеристиками. В основі їх проектування у відповідності з виразом (3.1) лежить використання першої похідної за частотою від ФЧХ, яка дає характеристику групового часу затримки  $t_d$  фазового коректора. В залежності від його структури вона може приймати чотири основні різновиди [398]: неперіодична з єдиним максимумом; неперіодична з мінімумом на нульовій частоті; періодична з мінімумом на нульовій частоті; періодична з максимумом на нульовій частоті.

В діапазоні високих частот для реалізації фазових коректорів використовують, як правило, пристрої на базі відрізків ЗСЛ. В [399] показано, що на таких відрізках з ТЕМ-хвилею можна отримати довільну характеристику групового часу затримки. Оскільки схеми забезпечують мінімальний рівень втрат у всьому частотному діапазоні, тому їх прийнято називати всечастотними. Основні варіанти всечастотних схем мають симетричну структуру і співпадають зі схемами, які розглядалися в пп. 3.2 – 3.4. До найбільш поширених з цього переліку відносяться:

- а) С-секція на відрізку ЗСЛ зі з'єднаними односторонніми кінцями;
- б) Р-секція на відрізку ЗСЛ зі з'єднаними двосторонніми кінцями;
- в) N-секція на відрізку ЗСЛ з з'єднаними діагонально-симетричними кінцями.

Визначення для вказаних симетричних схем групового часу затримки значно спрощується порівняно з матричними методами, якщо використати вираз (3.2) з підстановкою залежностей для вхідних реактивних опорів  $x_e$ ,  $x_o$  парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження цих схем [354]. Водночас можна використати приведені вище методи розрахунку схем, які забезпечують їх вхідне узгодження з врахуванням різниці фазових швидкостей мод.

Секція **С-типу** з періодичною характеристикою групової затримки і мінімумом на нульовій частоті вносить мінімальне загасання при урівноваженому

електромагнітному зв'язку за умови для нормованих хвильових опорів ЗСЛ, що  $z_e z_o = 1$ , а також при  $\theta_e = \theta_o$  [398]. Якщо ці вимоги не виконати, то з'являються мінімуми коефіцієнта передачі в околицях максимумів  $t_d$ . Проблема вирішується під'єднанням додаткової реактивності  $X_n$  до з'єднаних кінців відрізка ЗСЛ, як на рис. В.1.1,б. З використанням виразів для нормованих входних опорів  $x_e$  та  $x_o$  парціальних двополісників синфазно-протифазного збудження такої схеми отримуємо (див. Додаток В.5) співвідношення для розрахунку групового часу затримки, реактивного опору навантаження  $X_n$  та його похідної при реалізації шлейфом з відрізка лінії з хвильовим опором  $Z_s$  і електричною довжиною  $\theta_s$

$$\left. \begin{aligned} t_d &= x'_n \frac{2z_e^2}{A} + z_e \frac{z_e^2 + 4x_n^2}{A} \cdot \frac{\theta_e}{\omega} + \frac{z_o}{z_o^2 \sin^2 \theta_o + \cos^2 \theta_o} \cdot \frac{\theta_o}{\omega}, \\ x_n &= -0,5z_e(1 + z_e z_o t_e t_o) / (z_e z_o t_o - t_e), \\ x'_n &= \pm 2x_n \theta_s / [\omega \sin(2\theta_s)], \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

де  $A = z_e^2 (z_e \sin \theta_e + 2x_n \cos \theta_e)^2 + (z_e \cos \theta_e - 2x_n \sin \theta_e)^2$ ;

$t_{e,o} = \text{tg} \theta_{e,o}$ ;

$x_n = X_n / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення реактивного опору  $X_n$ ;

$x'_n$  – перша похідна за частотою від нормованого реактивного опору  $x_n$ ;

знак «+» відповідає закороченому, а знак «-» – розімкненому на кінці шлейфу.

Таким чином, для заданих значень  $Z_e, Z_o$  з  $\beta_e, \beta_o$  та  $\theta_e$  за (3.26) розраховуються: опір  $X_n$ , значення його похідної при використанні шлейфа, групова затримка  $t_d$ . Модуль і фаза коефіцієнта передачі схеми можна розрахувати за (2.4). С-секція з розрахованими на робочій частоті параметрами забезпечує максимальне значення часу  $t_d$  на цій частоті. Змінити його можна шляхом зміни заданих значень  $Z_e, Z_o, \theta_e$ .

Секція **Р-типу** використовується при неврівноваженому електромагнітному зв'язку, що дає характеристику групового часу затримки зі значенням  $t_d$  на близьких до нуля частотах меншим ніж на високих частотах [398]. При урівноваженому зв'язку характеристики групового часу затримки аналогічні характеристикам С-



секції. Для узгодження схеми також використовується додаткова реактивність, під'єднана послідовно чи паралельно (схема 4 в табл. 3.2) до середини лінії, якою з'єднуються двосторонні кінці відрізка ЗСЛ. Вирази, які необхідні для розрахунку за (3.2) групового часу затримки  $t_d$  схеми, записано в Додатку В.5 [354]. При використанні шлейфа на базі відрізка лінії з параметрами  $Z_s$  і  $\theta_s$  для реалізації паралельно ввімкненого опору  $X$  його похідна  $x'$  розраховується за виразом (3.26). Час затримки  $t_d$  визначається за такою послідовністю: для заданих значень  $\theta_e, Z_e, Z_o$  з  $\beta_e, \beta_o$  і при заданих значеннях  $x_e$  та  $x_o = -1/x_e$  за (3.16) розраховуються опори  $x_{ke}, x_{ko}$ , за (3.17) розраховуються  $X$  і  $\theta$  при заданому значенні  $Z$ , шукаються значення похідної опору  $X$  (за (3.26) при використанні шлейфа), далі за виразами (В.5.7) розраховуються складові групової затримки, а за (3.2) сам груповий час затримки  $t_d$ .

Секція **N-типу** застосовується при неврівноваженому зв'язку, що приводить до характеристики групового часу затримки тільки з одним максимумом  $t_d$  [398]. Для узгодження схеми, як і в попередніх випадках, використовується додаткова реактивність, під'єднана послідовно чи паралельно (схема 4 в табл. 3.3) до середини лінії, якою з'єднуються діагонально-симетричні кінці відрізка ЗСЛ. Співвідношення для розрахунку групового часу затримки можна отримати так само, як у випадку **P-секції**. Взнявши похідну за частотою від виразів для вхідних опорів парціальних двополюсників, записаних з (3.23), і підставивши у (3.2) отримаємо співвідношення для розрахунку групового часу затримки  $t_d$ . При цьому для нормованих опорів навантаження парціальних двополюсників  $x_{ke}, x_{ko}$  та їх похідних справедливі ті самі співвідношення, які входять у вираз (В.5.7) з Додатку В.5, а послідовність розрахунків  $t_d$  аналогічна попередньому випадку.

Можливість та доцільність застосування запропонованого методу демонструє приклад розрахунку та моделювання схеми групової затримки на базі каскадного з'єднання мікросмушкових секцій фазової корекції. В [400] для проектування таких пристроїв аналогової обробки сигналів запропоновано підхід з використанням генетичного алгоритму оптимізації, який дозволяє синтезувати схему з лінійною зміною групового часу затримки у заданій смузі частот на базі послідовного з'єднання **C-секцій**. На рис. 3.13,а зображено частотну залежність  $t_d$  (штрих-

пунктирна крива), яку за допомогою програмного пакета EM Ansoft Designer [47] було отримано в [400] для схеми з чотирьох секцій, реалізованих на підкладці з  $\varepsilon=6,15$ ,  $H=50$  мкм, з  $Z_c=50$  Ом на базі відрізків зв'язаних симетричних смужкових ліній з розмірами  $W=16$  мкм,  $S=16$  мкм. Відсутність дисперсії і рівні фазові швидкості мод у ССЛ забезпечили високу лінійність характеристики  $t_d$  при однакових розмірах ЗСЛ у всіх секціях. Реалізація такого чотирисекційного пристрою у мікросмужковому виконанні, коли відрізки ЗСЛ з односторонньо з'єднаними кінцями при вказаних розмірах мають хвильові опори  $Z_e=125,1$  Ом,  $Z_o=61,2$  Ом і електричну довжину в районі  $90^\circ$  на верхній частоті 5 ГГц смуги, яка вибрана для забезпечення однакового максимального рівня  $t_d$  всіх секцій, дає характеристики, приведені на рис. 3.13 пунктирними лініями, які через вплив різниці фазових швидкостей мод мають низьку лінійність групового часу затримки, низький рівень узгодження та значні внесені втрати.

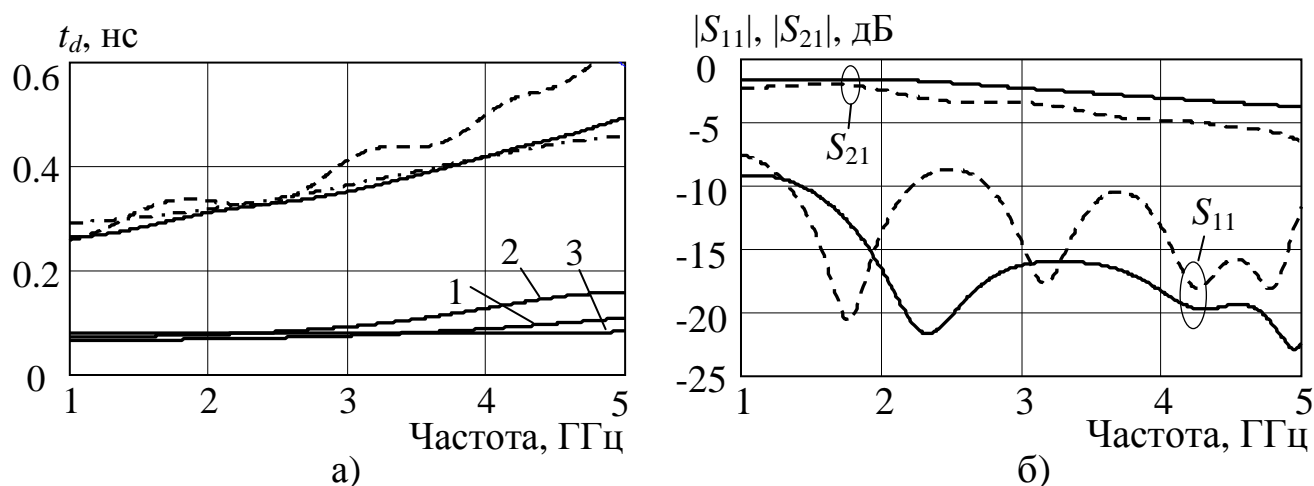


Рисунок 3.13 – Частотні характеристики групового часу затримки (а) та внесених і зворотних втрат (б) чотирисекційної схеми групової затримки

Запропонованим методом розраховано схему пристрою у мікросмужковому виконанні, в якій використано три С-секції і одну Р-секцію. Результати розрахунків приведені в Додатку В.5. При розрахунках довжина  $\theta_e$  вибиралася так, щоб кожна секція давала у смузі лінійну залежність  $t_d$ . На рис. 3.13,а крива 1 відноситься до одної з С-секцій, крива 2 – до двох інших С-секцій, крива 3 – до Р-секції. Характеристики, які було отримані в результаті СМ пристрою в цілому з

розрахованими ЕП, зображено на рис. 3.13 суцільними кривими. Бажану лінійну характеристику  $t_d$  та узгодження схеми з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод забезпечено без використання оптимізаційної процедури.

### **Висновки до розділу 3**

В розділі приведено аналітичні методи для розробки пристроїв трансформації опору навантаження, фазової і групової затримки сигналу та його частотної режекції на базі симетричних чотириполіусників.

1. Встановлено відповідність між функціональним призначенням пристрою на базі симетричного чотириполіусника і значеннями вхідних реактивних опорів його парціальних двополіусників синфазного-протифазного збудження та вказано на спосіб зміни значень цих опорів з метою забезпечення в процесі розрахунків допустимих для реалізації значень ЕП елементів схеми пристрою, а також з метою врахування неоднорідностей стику підвідних ліній з його входами.

2. Запропоновано нове еквівалентне подання відрізка симетричних зв'язаних смужкових ліній (ЗСЛ) з діагонально-симетричним навантаженням двох кінців, використання якого, на відміну від відомих, дозволяє розробляти аналітичні методи розрахунку пристроїв з такого відрізка, доповненого додатковими реактивностями.

3. Вперше з застосуванням запропонованого підходу до розробки методів розрахунку схем пристроїв фазової і групової затримки сигналу і пристроїв трансформації опору навантаження на базі ЗСЛ з різними варіантами навантаження його кінців, оснований на використанні вхідних реактансів парціальних двополіусників синфазно-протифазного збудження, записано аналітичні співвідношення для визначення ЕП елементів схем таких пристроїв, доповнених додатковими реактивностями, завдяки яким забезпечуються бажані робочі параметри та компенсується вплив різниці фазових швидкостей мод зв'язаних ліній, і які реалізуються у вигляді: а) дискретних елементів, включених між лініями відрізка ЗСЛ; б) шлейфів, під'єднаних до бокових сторін ЗСЛ; в) відрізка лінії між кінцями ЗСЛ з реактивним опором, включеним послідовно чи паралельно

посередині відрізка, і без опору; г) відрізків одиночних ліній на входах пристрою, що запропоновано вперше. При цьому, для прикладу, використання додаткових дискретних ємностей у структурі диференціального фазообертача Шіфмана з різницевою фазовою затримкою  $90^\circ$  на робочій частоті 5 ГГц у мікросмушковому виконанні на відрізках ЗСЛ зі з'єднаними кінцями дозволило покращити вхідне узгодження порівняно з відомою реалізацією на 20 дБ.

4. Вперше запропоновано схему та метод розрахунку трансформатора імпедансу на відрізку ЗСЛ, до діагонально-симетричних кінців якого приєднано реактивні опори, і який на відміну від відомих рішень при трансформації комплексного опору навантаження в заданий вхідний опір забезпечує компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ, що для розробленого прикладу дозволило на робочій частоті 2,4 ГГц піднести рівень узгодження до 30 дБ, і одночасно забезпечує блокування постійного струму.

5. З застосуванням вхідних опорів парціальних двополіусників синфазно-протифазного збудження розроблено аналітичні методи розрахунку схем на базі відрізків ЗСЛ та нової двоканального типу для режекції високочастотного сигналу на заданій частоті, а також з її перестроюванням. Так в залежності від навантаження відрізка ЗСЛ на частоті 2 ГГц можна забезпечити придушення сигналу на рівні від 15 до 40 дБ, а при введенні дискретних елементів керування станом можна перестроювати частоту режекції в смузі від 1,7 ГГц до 2,3 ГГц без зміни рівня загасання. Достовірність розрахунків підтверджують результати експериментів.

6. Запропоновано метод визначення групового часу затримки симетричних чотириполіусників в термінах вхідних опорів парціальних двополіусників синфазно-протифазного збудження, який використано до схем фазової корекції на відрізках ЗСЛ з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод, що для розрахованого варіанту схеми групової затримки порівняно з відомою схемою дозволило покращити узгодження на 10 дБ в діапазоні 2-5 ГГц.

Основні наукові результати розділу опубліковано у працях [109, 353, 354, 358, 364, 376, 377, 378, 379, 381, 382, 383, 392, 394, 396, 397].

## РОЗДІЛ 4

### МЕТОДИ РОЗРОБКИ ШЕСТИ- ТА ВОСЬМИПОЛЮСНИХ ПРИСТРОЇВ РОЗПОДІЛУ ПОТУЖНОСТІ ВИСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ

#### 4.1. Балансні рівноплечі подільники (суматори) потужності на відрізках одиначних ліній

Ефективність проектування шестиполюсних смужкових пристроїв розподілу потужності, тобто двоканальних подільників (суматорів) потужності в значній мірі залежить від вирішення вказаних в п. 1.3 проблем, пов'язаних з розузгодженням за рахунок впливу набігу фази в ізолюючій ланці, з ускладненням її структури і всієї схеми для досягнення певних властивостей та зменшення габаритів.

*Аналітичні співвідношення* для розрахунку ЕП елементів вибраної схеми рівноплечого ПП з електричною симетрією відносно осі, що проходить через вхідний вузол і середину ізолюючої ланки, записуються в такій послідовності [401]:

а) шляхом застосування методу СПЗ відносно симетричних плечей 2 і 3 шестиполюсника (див., наприклад, рис.1.6,г) його схема розкладається на парціальні двополюсники синфазного та протифазного збудження з вхідними опорами  $Z_{ie}$ ,  $Z_{io}$ ;

б) виходячи зі схем цих двополюсників записуються вирази для їх вхідних опорів  $z_{ie}=Z_{ie}/Z_{c2}$  і  $z_{io}=Z_{io}/Z_{c2}$ , нормованих до хвильового опору  $Z_{c2}$  ліній на виходах;

в) враховуючи приведені в п. 2.1.1 висновки, що для забезпечення узгодження плечей 2 і 3 симетричного шестиполюсника, розв'язки між ними та узгодження на вході 1 необхідно виконати умову (2.13), за якою вхідні опори парціальних схем повинні бути чисто активними з нормованими значеннями  $z_{ie}=z_{io}=1$ , тобто рівними хвильовому опору  $Z_{c2}$  підвідної лінії до плечей 2 і 3, вирази для  $z_{ie}$ ,  $z_{io}$  прирівнюються до  $1+j0$ . З кожної отриманої в результаті прирівнювання системи двох рівнянь записуються вирази відносно двох вибраних невідомих ЕП елементів схеми ПП.

4.1.1. Подільник з додатковими реактивностями та з відрізками ліній в ізолюючій ланці. Розробку методу розрахунку ПП на одиночних лініях доцільно виконати для узагальненого варіанту (рис. 4.1,а) на основі схеми Вілкінсона, доповненої додатковими реактивними елементами  $jX_a$ ,  $jX_b$ , під'єднаними паралельно до місця розгалуження основних ліній з хвильовим опором  $Z$ , електричною довжиною  $\theta$  та до розгалужень на виходах, а також з відрізками ліній з хвильовим опором  $Z_r$ , електрична довжина  $\theta_r$ , які з балансним резистором  $Z_0$  утворюють ізолюючу ланку і введені з метою:

- 1) рознесення вихідних плечей подільника для зменшення паразитного зв'язку між ними, вплив якого відчутно зростає з ростом частоти;
- 2) використання в конструкції ПП з високим рівнем потужності відрізків ліній для під'єднання великогабаритного балансного резистора;
- 3) врахування відчутного з ростом частоти впливу фазової затримки сигналу в балансному опорі, реалізованому на резистивній плівці.

В останньому випадку без відрізків ліній в ізолюючій ланці на значення фазової затримки в ній впливають розміри плівкового резистора (ширина  $W$  і довжина  $l$ ). Для врахування набігу фази застосовуємо [401] ідеалізовану модель (рис. 4.1,б) у вигляді двох відрізків довжиною  $l_r$  одиночної смужкової лінії передачі з шириною смужки  $W$ , як у плівки, при якій на використаній підкладці забезпечується хвильовий опір відрізків  $Z_r$  та фазова стала  $\beta_r$ , що дає електричну довжину  $\theta_r = \beta_r l_r$ .

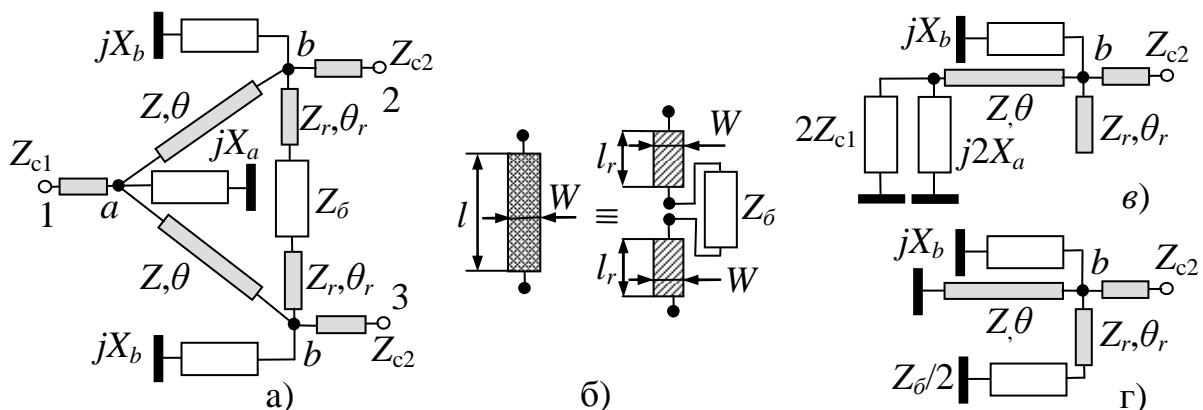


Рисунок 4.1 – ПП на відрізках одиночних ліній з додатковими реактивними опорами та відрізками ліній в ізолюючій ланці (а), модель плівкового опору (б), парціальні схеми синфазного (в) та протифазного (г) збудження

Між цими відрізками ввімкнено точковий резистор  $Z_6$ , значення якого, на відміну від використаної в [146] аналогічної моделі фрагментів, на які розбивається плівка, в загальному приймається комплексним, тобто  $Z_6=R_6+jX_6$ . Введення реактивної складової  $X_6$  дозволяє врахувати вплив розподіленої ємності, яку має плівка [78, 112], а також дозволяє вводити в ізолюючу ланку ПП додаткові реактивні елементи. Крім того, для встановлення відповідності між довжиною плівкового опору і довжиною відрізків ліній його моделі пропонується співставляти результати ЕМ фазової затримки в плівці з результатами СМ фазової затримки в еквівалентній ізолюючій ланці з відповідними до розмірів плівки значеннями  $Z_r$  та  $\beta_r$ , на відміну від моделі [146], де ці фазові затримки приймаються однаковими.

Таке моделювання було виконано для резистивної плівки з опором 100 Ом. Його результати для смуги частот від 1 до 10 ГГц у вигляді залежностей коефіцієнта корекції довжини  $k_r=l/(2l_r)$  (відношення довжини плівки до сумарної довжини відрізків моделі) від довжини плівки  $l$  при різній товщині діелектричної підкладки  $H$  та ширині  $W$  плівки і відрізків МСЛ, тобто різних значень  $Z_r$ , для відносної діелектричної проникності  $\epsilon=2,1$  приведено на рис. 4.2, а для  $\epsilon=9,6$  – на рис. 4.3.

З кривих видно, що порушення лінійної залежності між  $l$  і  $2l_r$  спостерігається для коротких плівок, коли  $l < 1$  мм, за рахунок впливу ємнісного зв'язку між кінцями. Подібно шукаються еквівалентні параметри моделі плівкового опору з іншими КП.

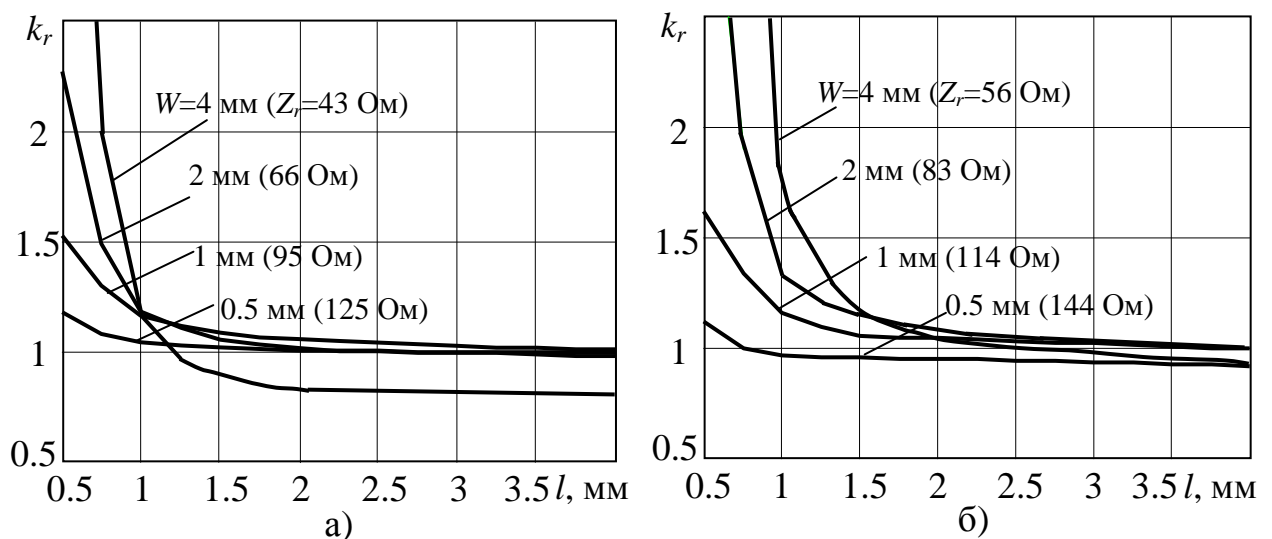


Рисунок 4.2 – Залежність коефіцієнта корекції  $k_r$  від довжини плівки для підкладки з  $\epsilon=2,1$  товщиною (а) 1,0 мм, (б) 1,5 мм

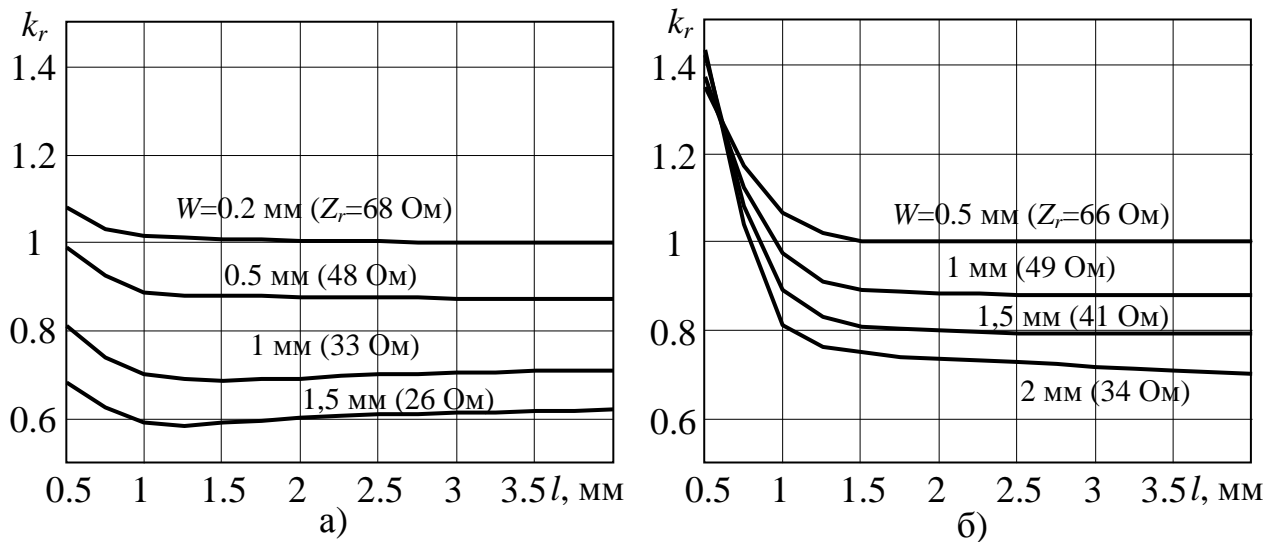


Рисунок 4.3 – Залежність коефіцієнта корекції  $k_r$  від довжини плівки для підкладки з  $\epsilon=9,6$  товщиною (а) 0,5 мм, (б) 1,0 мм

Якщо плівковий резистор під'єднується до розгалужень через додаткові відрізки з хвильовим опором  $Z_r$  довжиною  $l_d$ , то їх електрична довжина входить до складу  $\theta_r$  відрізків моделі, фізична довжина яких в цьому випадку становить:

$$l_r = l_d + l / (2k_r). \quad (4.1)$$

Застосування до узагальненої схеми ПП (рис. 4.1,а) вказаного вище підходу для запису розрахункових співвідношень приводить до наступних результатів. Схема ПП розкладається на парціальні двополюсники синфазного (рис. 4.1,в) та протифазного (рис. 4.1,г) збудження, для вхідних опорів яких запишемо:

$$z_{ie} = \frac{z z_r x_b [z_{c1} (2x_a + zt) + j z x_a t]}{z (z_r - x_b t_r) [z x_a t - j z_{c1} (2x_a + zt)] + z_r x_b [z x_a - j z_{c1} (z - 2x_a t)]}, \quad (4.2)$$

$$z_{io} = \frac{z z_r x_b t (x_6 + 2z_r t_r - j r_6)}{z x_b t [r_6 t_r - j (2z_r - x_6 t_r)] - z_r (zt + x_b) [r_6 + j (x_6 + 2z_r t_r)]}, \quad (4.3)$$

де  $z=Z/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення хвильового опору  $Z$  основних відрізків ліній;  
 $z_r=Z_r/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення хвильового опору  $Z_r$  відрізків ізолюючої ланки;



$z_{c1}=Z_{c1}/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення хвильового опору  $Z_{c1}$  вхідної лінії;

$x_a=X_a/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення реактивного опору  $X_a$ ;

$x_b=X_b/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення реактивного опору  $X_b$ ;

$t=\operatorname{tg}\theta$  – значення тангенсу електричної довжини  $\theta$  відрізків ліній;

$t_r=\operatorname{tg}\theta_r$  – значення тангенсу електричної довжини  $\theta_r$  відрізків ліній ізолюючої ланки;

$r_\delta=R_\delta/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення активної складової  $R_\delta$  балансного опору  $Z_\delta$ ;

$x_\delta=X_\delta/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення реактивної складової  $X_\delta$  балансного опору  $Z_\delta$ .

Прирівнюючи (4.2, 4.3) до  $1+j0$ , отримуємо вирази для основних ЕП схеми, а саме ЕП  $Z$ ,  $\theta$  відрізків ліній, активної  $R_\delta$  і реактивної  $X_\delta$  складових балансного опору  $Z_\delta$ :

$$\left. \begin{aligned} z &= \sqrt{\frac{2z_r^2 z_{c1} (2z_{c1} - 1)}{z_r^2 (2z_{c1} - 1) + z_{c1} \left[ z_r^2 \left( \frac{2}{x_b^2} - \frac{z_{c1}}{x_a^2} \right) - 4 \frac{z_r}{x_b} t_r + 2t_r^2 \right]}}, \\ t &= \frac{z_r (1 - 2z_{c1})}{z \left[ z_r \left( \frac{z_{c1}}{x_a} - \frac{1}{x_b} \right) + t_r \right]}, \quad r_\delta = x_\delta \left( d_1 + \frac{2z_{c1} t_r}{z_r d_z} \right) + 2z_r t_r d_1 + 2 \left( 1 + \frac{t_r^2}{d_z} \right), \\ x_\delta &= 2z_r \frac{z_{c1} z_r d_x [t_r^2 (1 + 2z_{c1}) + d_z] - z_r^2 t_r (z_{c1}^2 d_x^2 + d_z^2) - 2z_{c1} t_r (t_r^2 + d_z)}{z_r^2 d_z^2 + z_{c1}^2 (z_r d_x - 2t_r)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

де  $d_1 = \frac{1}{x_b} + \frac{1}{d_z} \cdot \left( \frac{z_{c1}}{x_a} - \frac{1}{x_b} \right)$ ;

$d_z = 1 - 2z_{c1}$ ;

$d_x = \frac{2}{x_b} - \frac{1}{x_a}$ .

Аналіз отриманих співвідношень показує наступне:

1) хвильовий опір  $Z_{c1}$  лінії на вході ПП не може дорівнювати  $Z_{c2}/2$  (окрім класичної схеми, коли  $\theta_r=0$ , а  $X_a$  та  $X_b$  відсутні), оскільки при цьому  $d_z=0$  і  $R_\delta=\infty$ ;

2) параметри схеми  $Z_{c1}$ ,  $Z_{c2}$ ,  $\theta_r$ ,  $Z_r$ ,  $X_a$ ,  $X_b$  повинні задаватися. При цьому можливі різні варіанти схемного вирішення ПП. Отримані для них з виразів (4.4) розрахункові співвідношення приведено в табл. 4.1, з яких слідує:

а) у випадку схеми без  $X_a$ ,  $X_b$  (варіант 2) при довільних параметрах  $\theta_r$ ,  $Z_r$  опір

$Z_{\delta}$  буде комплексним. Щоб отримати  $X_{\delta}=0$  необхідно задати один з параметрів  $\theta_r, Z_r$ , а другий розрахувати за приведеними у табл. 4.1 виразами [401, 402]. В цьому випадку допустимими межі для  $\theta_r$  становлять  $\{-\pi/4 \div \pi/4\}$  та  $\{3\pi/4 \div 5\pi/4\}$ , а при

Таблиця 4.1 – Розрахункові співвідношення для основних варіантів схеми ПП

| № | Вариант  | Вирази для $t, z, x_{\delta}, r_{\delta}$   |  |
|---|--|---|--|
|   |  | $Z_{c1} \neq Z_{c2}$  | $Z_{c1} = Z_{c2}$  |
| 1 | $\theta_r=0,$<br>$X_a=\infty$<br>$X_b=\infty$      | $t=\infty$ ( $\theta=\pi/2$ ), $z = \sqrt{2z_{c1}}$ ,<br>$x_{\delta}=0, r_{\delta}=2$   | $t=\infty$ ( $\theta=\pi/2$ ), $z = \sqrt{2}$ ,<br>$x_{\delta}=0, r_{\delta}=2$  |
| 2 | $\theta_r \neq 0,$<br>$X_a=\infty$<br>$X_b=\infty$ | $t = \frac{z_r(1-2z_{c1})}{zt_r}, z = \sqrt{\frac{2z_r^2 z_{c1}(2z_{c1}-1)}{z_r^2(2z_{c1}-1)+2z_{c1}t_r^2}},$ $x_{\delta} = 2z_r t_r \frac{-z_r^2 d_z^2 - 2z_{c1}(t_r^2 + d_z)}{z_r^2 d_z^2 + 4z_{c1}^2 t_r^2},$ $r_{\delta} = 2(1 + t_r^2 / d_z) + 2x_{\delta} t_r z_{c1} / (z_r d_z)$ <p style="text-align: center;"><b><math>x_{\delta}=0</math> при:</b></p> $z_r = \sqrt{2z_{c1}(2z_{c1}-1-t_r^2) / d_z^2}, \text{ чи}$ $t_r = \pm \sqrt{(-2z_{c1}d_z - z_r^2 d_z^2) / (2z_{c1})},$ <p>тоді <math>r_{\delta} = 2(1 + t_r^2 / d_z)</math></p> | $t = \frac{-z_r}{zt_r}, z = \sqrt{\frac{2z_r^2}{z_r^2 + 2t_r^2}},$ $x_{\delta} = 2z_r t_r \frac{2(1-t_r^2) - z_r^2}{z_r^2 + 4t_r^2},$ $r_{\delta} = 2(1 - t_r^2 - x_{\delta} t_r / z_r)$ <p style="text-align: center;"><b><math>x_{\delta}=0</math> при:</b></p> $z_r = \sqrt{2(1-t_r^2)}, t_r^2 < 1$ <p>чи <math>t_r = \pm \sqrt{(2 - z_r^2) / 2}</math>,</p> <p>тоді <math>r_{\delta} = 2(1 - t_r^2) = z_r^2</math></p> |
| 3 | $\theta_r=0$                                       | $t = d_z / [z(\frac{z_{c1}}{x_a} - \frac{1}{x_b})],$ $z = \sqrt{\frac{2z_{c1}d_z}{d_z - z_{c1}(\frac{2}{x_b^2} - \frac{z_{c1}}{x_a^2})}},$ $x_{\delta} = 2d_x d_z / (d_z^2 + z_{c1}^2 d_x), \quad r_{\delta} = x_{\delta} d_1 + 2$ <p style="text-align: center;"><b><math>x_{\delta}=0</math> при: <math>x_a = x_b / 2</math>,</b></p> <p>тоді <math>r_{\delta}=2</math></p>   | $t = -1 / [z(\frac{1}{x_a} - \frac{1}{x_b})],$ $z = \sqrt{2 / (1 + \frac{2}{x_b^2} - \frac{1}{x_a^2})},$ $x_{\delta} = -2d_x / (1 + d_x),$ $r_{\delta} = x_{\delta} d_x + 2$ <p style="text-align: center;"><b><math>x_{\delta}=0</math> при: <math>x_a = x_b / 2</math>,</b></p> <p>тоді <math>r_{\delta}=2</math></p>  |
| 4 | $\theta_r \neq 0$<br>$X_a =$<br>$X_b/2$            | $t = z_r d_z / [z(t_r - z_r d_z / x_b)],$ $z = \sqrt{\frac{2z_r^2 z_{c1} d_z}{z_r^2 d_z - 2z_{c1}[t_r^2 - z_r(\frac{2t_r}{x_b} - \frac{z_r d_z}{x_b^2})]}},$ <p><math>x_{\delta}, r_{\delta}</math> розраховуються, як для варіанту 2.<br/><b><math>x_{\delta}=0</math> при тих самих умовах, як у варіанті 2.</b></p>  | $t = -z_r / [z(t_r + z_r / x_b)],$ $z = \sqrt{\frac{2z_r^2}{z_r^2 - 2(\frac{z_r^2}{x_b^2} + \frac{2z_r t_r}{x_b} - t_r^2)}},$ <p><math>x_{\delta}, r_{\delta}</math>, як для вар. 2.<br/><b><math>x_{\delta}=0</math> за умов вар. 2.</b></p>  |

підстановці виразу для  $Z_r$  у вирази для  $Z$  і  $t$  отримуємо  $Z=Z_r$  та  $t=-1/t_r$ , з чого слідує  $\theta=\arctg(t)$  при  $t_r<0$ ,  $\theta=\arctg(t)+\pi$  при  $t_r>0$ ,  $\theta=\pi/2+\theta_r$  для  $\theta_r$  в межах  $\{0\div\pi/4\}$  і  $\{3\pi/4\div\pi\}$ ;

б) у випадку схеми з  $X_a$ ,  $X_b$  без відрізків з  $Z_r$  (варіант 3) при довільних значеннях  $\theta_r$ ,  $Z_r$  теж вводиться  $X_b$ . Щоб отримати  $X_b=0$  необхідно вибирати  $X_a=X_b/2$ , що співпадає з результатами роботи [123], в якій розглянуто тільки цей випадок з точковим  $R_b$ , з  $Z_{c1}=Z_{c2}$  і з ємнісними опорами  $X_a=X_b/2$  (див. Додаток Г.1) та зроблено висновок про вплив реактивної складової балансного опору на отримані результати;

3) у всіх випадках, крім класичного, якщо задається  $X_b$ , то три параметри з чотирьох  $\theta_r$ ,  $Z_r$ ,  $X_a$ ,  $X_b$  потрібно задавати, а четвертий визначати з виразу (4.4) для  $x_b$ .

Підтвердженням достовірності отриманих співвідношень з моделлю (рис. 4.1,б) плівкового резистора служать результати роботи [403], опублікованої після [401, 402], в якій подібну модель плівки використано без корекції її довжини, і приведено вирази, аналогічні варіанту 2 з табл. 4.1 для  $Z_{c1}=Z_{c2}$  і  $X_b=0$ , а експеримент показав високу степінь наближення до результатів моделювання.

Широкі можливості, які дає узагальнена структура (рис. 4.1,а) та метод її розрахунку, демонструють результати їх застосування для рівноплечого ПП на частоту 2 ГГц на базі МСЛ з плівковим резистором та з різними підвідними лініями до входу і виходів і з вимогою придушення першої гармоніки на частоті 4 ГГц.

Результати розрахунку двох варіантів ПП з різними значеннями реактивності  $X_a=\{-50; -90\}$  Ом, яка використовується для придушення гармоніки і реалізована відрізком лінії (шлейфом), приведено в Додатку Г.1. На рис. 4.4 зображено частотні характеристики параметрів розсіяння, отримані в результаті СМ кожного варіанту. Пунктиром наведено криві для розрахованого ПП, але з впливом неоднорідностей розгалужень. Компенсацію цього впливу (суцільні лінії) здійснено шляхом корекції ЕП за приведеною далі в п. 4.1.2 методикою. Обидва варіанти дають на робочій частоті максимальне загасання (до 40дБ) другої гармоніки при розв'язці до 30 дБ.

4.1.2. Методика компенсації впливу неоднорідностей трійникових розгалужень в структурі подільника. Неоднорідності трійникових розгалужень на вході і виходах подільника викликають відчутні відхилення його характеристик від результатів СМ, що спостерігалось,

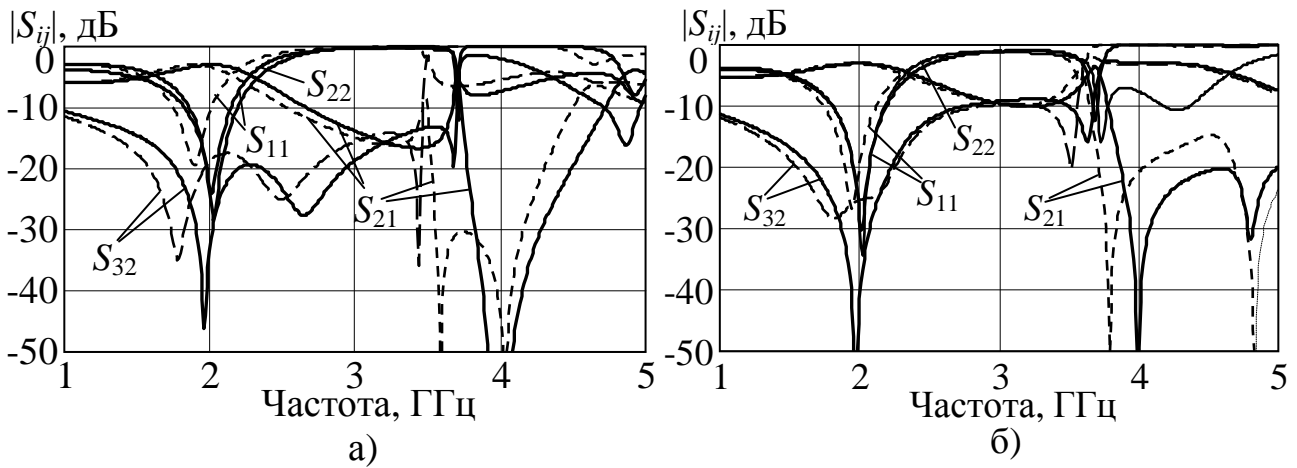


Рисунок 4.4 – Частотні характеристики ПП з придушенням першої гармоніки при додатковій реактивності (а)  $X_a = -50$  Ом та (б)  $X_a = -90$  Ом

наприклад, в [123, 141, 403]. Запропонований в п. 2.5 спосіб компенсації впливу неоднорідностей на етапі розрахунку ЕП елементів пристрою застосовано [402] до ПП на відрізках одиночних ліній з поданням трійникових розгалужень узагальненою еквівалентною схемою (рис. 2.13,а). На рис. 4.5,а приведено схему подільника, доповнену чотирьохполюсниками, кожен з яких є фрагментом еквівалентної схеми неоднорідності у вигляді Т-ланки з реактивних елементів (рис. 4.5,б). Індеси цих реактивностей відповідають позначці « $m$ » чотирьохполюсника та їх номеру в Т-ланці. Реактивності  $X_{m3}$  кожного розгалуження з'єднані між собою у спільних вузлах  $a$  чи  $d$ , до яких також під'єднані додаткові реактивності  $X_a$  чи  $X_b$ .

За вказаним вище підходом до розробки методів розрахунку ПП схема (рис. 4.5,а) розкладається на парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження, виходячи з яких шляхом алгебраїчних перетворень з врахуванням трансформації опорів через Т-ланки отримуємо, як описано в Додатку Г.1, вирази для розрахунку  $Z$  і  $\theta$  відрізків ПП, а також вираз для нормованого до  $Z_{c2}$  значення  $Z_0$ :

$$\left. \begin{aligned} z &= \sqrt{\frac{|z_{bbe}|^2 r_{cce} - |z_{cce}|^2 r_{bbe}}{r_{bbe} - r_{cce}}}, & \operatorname{tg} \theta &= \frac{z(x_{cce} - x_{bbe})}{z^2 - r_{bbe} r_{cce} + x_{bbe} x_{cce}}, \\ z_0 &= r_0 + jx_0 = 2z_r \frac{a_r + a_{r23} z_r t_r + jz_{ddro} (a_{r12} + b_r z_r t_r)}{z_{ddro} (a_{r12} t_r - b_r z_r) - j(a_r t_r - a_{r23} z_r)}, \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

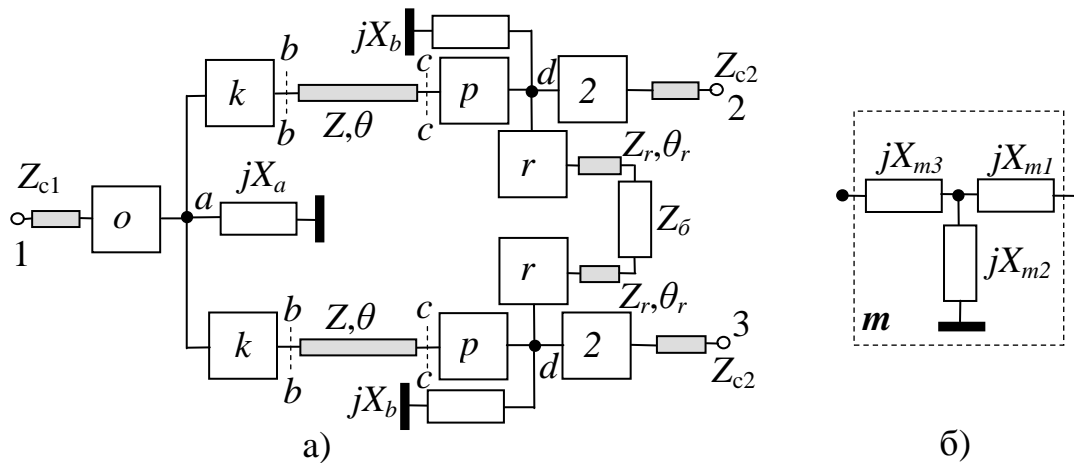


Рисунок 4.5 – Схема подільника (а) з неоднорідностями розгалужень та (б) фрагмент їх еквівалентної схеми

де  $z_{bbe} = r_{bbe} + jx_{bbe}$ , вираз для якого приведено у Додатку Г.1;

$z_{cce} = r_{cce} + jx_{cce}$ , вираз для якого приведено у Додатку Г.1;

$$a_r = x_{r1} + x_{r3} + x_{r1}x_{r3}/x_{r2};$$

$$b_r = 1/x_{r2}$$

$$a_{r12} = 1 + x_{r1}/x_{r2};$$

$$a_{r23} = 1 + x_{r3}/x_{r2}.$$

Складові  $Z_{\bar{o}}$  залежать тільки від  $Z_r, \theta_r$ , що дозволяє отримати бажане  $X_{\bar{o}}$  зміною  $\theta_r$ .

Обчислення за виразами (4.5) ЕП елементів здійснюються за схемою (рис. 2.13) з ітераційним циклом, оскільки для розрахунку еквівалентних параметрів неоднорідностей потрібні значення хвильових опорів ліній. Вихідними даними служать значення  $Z_{c1}, Z_{c2}, Z_r$  та  $Z$ , отримані для ПП без неоднорідностей.

Описану методику використано для компенсації впливу неоднорідностей схеми подільника, який розглядався в п. 4.1.1. Скоректовані значення ЕП приведено у Додатку Г.1, а характеристики подільника зображено на рис. 4.4.

4.1.3. Багатоканальний подільник з балансними резисторами, під'єднаними через відрізки ліній. Як відмічалось в п. 1.3, одна з причин обмеженого використання варіанту багатоканального подільника Вілкінсона (рис. 1.5,а) полягає у складності під'єднань балансних резисторів  $R_{\bar{o}}$  при планарній реалізації. В деяких випадках вирішити вказану

проблему можна шляхом під'єднання балансних резисторів до виходів схеми через додаткові відрізки ліній, що дозволяє наблизити резистори до одної спільної точки з'єднання, а також вивести їх за межі підкладки при значних рівнях потужності.

На рис. 4.6,а приведено схему такого  $N$ -канального подільника та його парціальні схеми синфазного-протифазного збудження. Застосовуючи вказаний вище підхід, отримуємо вирази для розрахунку нормованих до  $Z_{c2}$  ЕП подільника:

$$\left. \begin{aligned} z &= \sqrt{\frac{z_r^2 z_{c1} N (z_{c1} N - 1)}{t_r^2 z_{c1} N + z_r^2 (z_{c1} N - 1)}}, & t &= \frac{-z_r (z_{c1} N - 1)}{z t_r}, \\ r_{\delta} &= \frac{(z_r - x_{\delta} t_r)(z_{c1} N - 1) - t_r (z_r t_r + x_{\delta})}{z_r (z_{c1} N - 1)}, & x_{\delta} &= z_r t_r \frac{z_{c1} N (z_{c1} N - 1) - t_r^2 z_{c1} N - z_r^2 (z_{c1} N - 1)^2}{z_r^2 (z_{c1} N - 1)^2 + t_r^2 z_{c1}^2 N^2} \end{aligned} \right\} (4.6)$$

де  $N$  – кількість вихідних каналів;

як і раніше,  $t = \operatorname{tg} \theta$ ,  $t_r = \operatorname{tg} \theta_r$ .

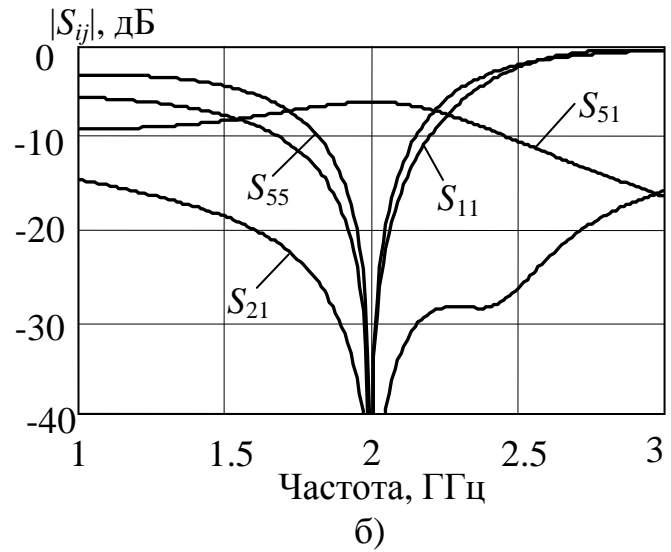
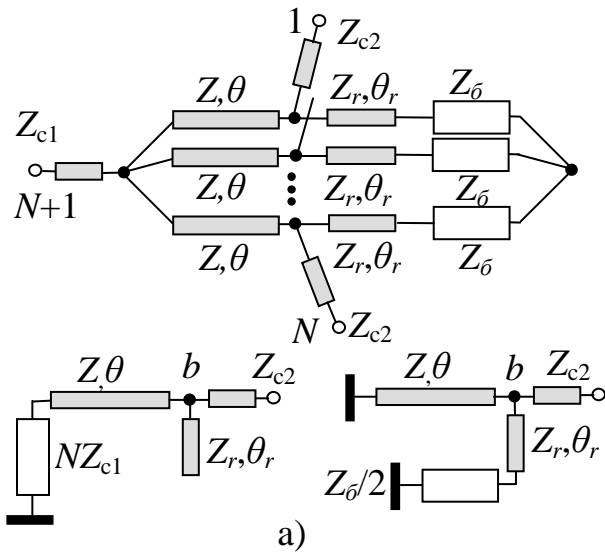


Рисунок 4.6 – Схема і двополюсники синфазно-протифазного збудження  $N$ -канального ПП (а) та частотні характеристики (б) його чотирьохканального варіанту

Як і в попередніх випадку, шляхом вибору параметрів  $Z_r, \theta_r$  відрізка можна отримати задане значення реактивної складової  $X_{\delta}$ , чи забезпечити  $X_{\delta}=0$ .

На рис. 4.6,б приведено частотні характеристики, отримані при СМ (без врахування неоднорідностей розгалужень) ПП з робочою частотою 2 ГГц при  $N=4$  і

$Z_{c1}=50$  Ом,  $Z_{c2}=75$  Ом на базі МСЛ з резистивною плівкою, як у подільника в п. 4.1.1 (індекс 5 відноситься до входу, індекси 1 і 2 – до виходів). Розраховані ЕП елементів становлять:  $\theta_r=46,6^\circ$ ,  $Z_r=56$  Ом,  $Z=59,66$  Ом,  $\theta=124,08^\circ$ ,  $R_\theta=25,89$  Ом,  $X_\theta=-0,56$  Ом.

Підсумовуючи результати параграфу можна стверджувати, що запропоновані схемні рішення, підходи та методи розробки ПП порівняно з відомими (див. п. 1.3) дозволяють при різних підвідних лініях враховувати чи вводити реактивну складову та відрізки ліній в ізолюючу ланку, в тому числі і на основі резистивної плівки, компенсувати вплив неоднорідностей розгалужень, а також доповнювати схему реактивними елементами, щоб отримати бажані частотні властивості.

## **4.2. Балансні рівноплечі подільники (суматори) потужності на базі відрізка зв'язаних смужкових ліній передачі**

Заміна відрізків одиночної лінії передачі в структурі ПП на відрізки ЗСЛ дає можливість зменшити розміри подільника. При цьому, якщо використовувати смужкові лінії з неоднорідним діелектричним заповненням, то постає проблема компенсації впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод.

4.2.1. Подільник з додатковими реактивностями та відрізками ліній в ізолюючій ланці. Введення в структуру ПП додаткових реактивних елементів дозволяє вирішувати вказану проблему з різницею фазових швидкостей мод, а також впливати на розміри подільника та його характеристики. Водночас необхідно враховувати фазову затримку сигналу в балансному резисторі і можливу наявність його реактивної складової. Тому доцільно використати подібну до рис. 4.1,а узагальнену еквівалентну схему ПП, яку приведено на рис. 4.7,а. Близьке розміщення провідників у відрізку ЗСЛ з хвильовими опорами та електричною довжиною  $Z_e$ ,  $\theta_e$  парної моди і  $Z_o$ ,  $\theta_o$  непарної моди дозволяє ввести в схему крім реактивностей  $jX_a$  та  $jX_b$  ще одну реактивність  $jX_c$  – компенсуючу, ввімкнену між провідниками на відстані  $l_1$  від вихідних розгалужень. Як і раніше, в ізолюючу ланку входить комплексний опір  $Z_\theta$  і відрізки лінії з параметрами  $Z_r$ ,  $\theta_r$ .

Для запису розрахункових співвідношень застосовується підхід, описаний в п. 4.1. Використання СПЗ до схеми (рис. 4.7,а) з горизонтальної віссю симетрії, що проходить через вузол  $a$  і середину резистора  $Z_{\bar{o}}$ , розкладає її на парціальні схеми синфазного (рис. 4.7,б) та протифазного (рис. 4.7,в) збудження. Оскільки схема синфазного збудження повністю співпадає зі схемою (рис. 4.1,в) для ПП на одиночних лініях з заміною  $Z, \theta$  на  $Z_e, \theta_e$ , тому вирази для розрахунку  $Z_e$  та  $\theta_e$ , отримані з виразу для вхідного опору  $z_{ie}$ , будуть аналогічні виразам для  $z$  і  $t$  з (4.4):

$$z_e = \sqrt{\frac{2z_r^2 z_{c1} (2z_{c1} - 1)}{z_r^2 (2z_{c1} - 1) + z_{c1} [z_r^2 (\frac{2}{x_b^2} - \frac{z_{c1}}{x_a^2}) - 4 \frac{z_r}{x_b} t_r + 2t_r^2]}}, \quad t_e = \frac{z_r (1 - 2z_{c1})}{z_e [z_r (\frac{z_{c1}}{x_a} - \frac{1}{x_b}) + t_r]}, \quad (4.7)$$

де  $z_e = Z_e / Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення хвильового опору  $Z_e$  парної моди ЗСЛ;  
 $t_e = \operatorname{tg} \theta_e$  – значення тангенсу електричної довжини  $\theta_e$  парної моди відрізка ЗСЛ;  
 решта параметрів такого ж змісту, як у (4.4).

Для нормованої до  $Z_{c2}$  вхідної провідності  $y_{io}$  схеми (рис. 4.7,в) запишемо:

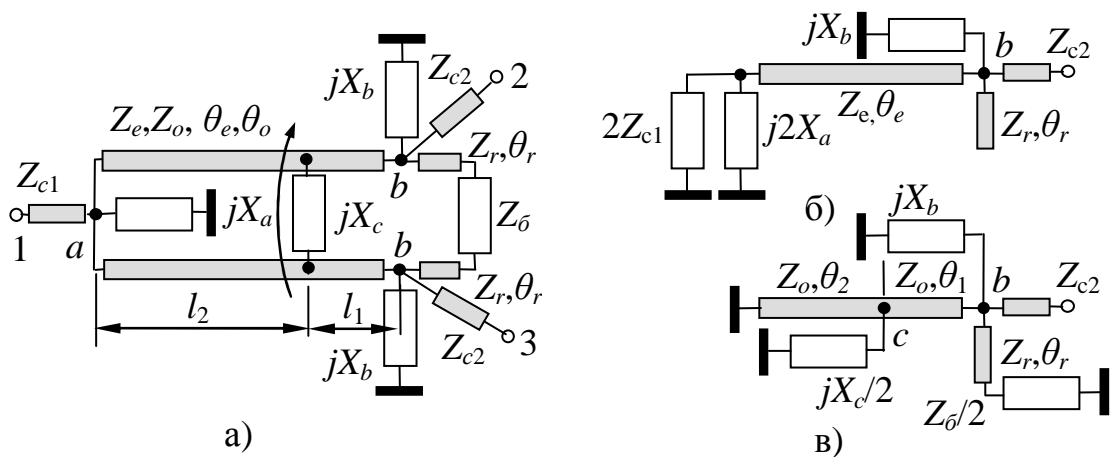


Рисунок 4.7 – Схема (а) ПП на відрізку зв'язаних ліній і двополюсники синфазного (б) та протифазного (в) збудження

$$y_{io} = \frac{2z_r - t_r (x_{\bar{o}} - jr_{\bar{o}})}{z_r [r_{\bar{o}} + j(x_{\bar{o}} + 2z_r t_r)]} - j \left[ \frac{1}{x_b} + \frac{x_c (1 - t_1 t_2) + 2z_o t_2}{x_c z_o (t_1 + t_2) + 2z_o^2 t_1 t_2} \right], \quad (4.8)$$

де  $z_o = Z_o / Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення хвильового опору  $Z_o$  непарної моди ЗСЛ;



$r_{\delta}=R_{\delta}/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення активної складової  $R_{\delta}$  балансного опору  $Z_{\delta}$ ;

$x_{\delta}=X_{\delta}/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення реактивної складової  $X_{\delta}$  балансного опору  $Z_{\delta}$ ;

$x_c=X_c/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення реактивного опору  $X_c$ ;

$t_1=\operatorname{tg}\theta_1$  – тангенс електричної довжини  $\theta_1$  частини  $l_1$  відрізка ЗСЛ при непарній моді;

$t_2=\operatorname{tg}\theta_2$  – тангенс електричної довжини  $\theta_2$  частини  $l_2$  відрізка ЗСЛ при непарній моді.

Прирівнюючи активну складову виразу (4.8) до 1 отримуємо рівняння відносно активної складової  $R_{\delta}$  при заданому значенні реактивної складової  $X_{\delta}$ , а прирівнюючи до 0 реактивну складову (4.8) отримуємо вираз, виконання якого забезпечує узгодження ПП і розв'язку виходів при різних фазових швидкостях мод:

$$r_{\delta}^2 - 2r_{\delta}(1+t_r^2) + (x_{\delta} + 2z_r t_r)^2 = 0. \quad (4.9)$$

$$z_o d_1 \left( t_1 + t_2 + \frac{2z_o t_1 t_2}{x_c} \right) - z_r d_2 \left[ 1 - t_1 t_2 + \frac{2z_o t_2}{x_c} + \frac{z_o(t_1 + t_2)}{x_b} + \frac{2z_o^2 t_1 t_2}{x_b x_c} \right] = 0, \quad (4.10)$$

де  $d_1 = r_{\delta}^2 t_r - (2z_r - x_{\delta} t_r)(x_{\delta} + 2z_r t_r)$ ;

$d_2 = r_{\delta}^2 + (x_{\delta} + 2z_r t_r)^2$ ;

$x_b=X_b/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення реактивного опору  $X_b$ .

Вихідними даними для розрахунку за (4.7)  $Z_e$  та  $\theta_e$  є значення додаткових опорів  $X_a$ ,  $X_b$  та значення  $Z_r$ ,  $\theta_r$ . Далі з врахуванням отриманого значення  $Z_e$  необхідно задати значення хвильового опору  $Z_o$  і встановити, які фазові сталі  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  матиме відрізок ЗСЛ з такими  $Z_e$ ,  $Z_o$  для вибраного типу лінії і параметрів підкладки.

Для розрахунку за (4.9) значення активної складової  $R_{\delta}$  балансного опору необхідно задати значення складової  $X_{\delta}$ , якщо вона відмінна від нуля, чи значення додаткової реактивності, включеної послідовно з  $R_{\delta}$ . Розрахунок реактивності  $X_c$  здійснюється за виразом (4.10). Для цього необхідно задати відстань  $l_1 \leq l$  до місця під'єднання  $X_c$  і визначити відстань  $l_2=l-l_1$ , за якими та за  $\beta_o$  розраховуються  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ .

Окрім вказаного можливі інші варіанти розрахунку подільника в залежності від вихідних даних і способу забезпечення розв'язки та компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод, співвідношення для розрахунку яких наведено в табл. 4.2.

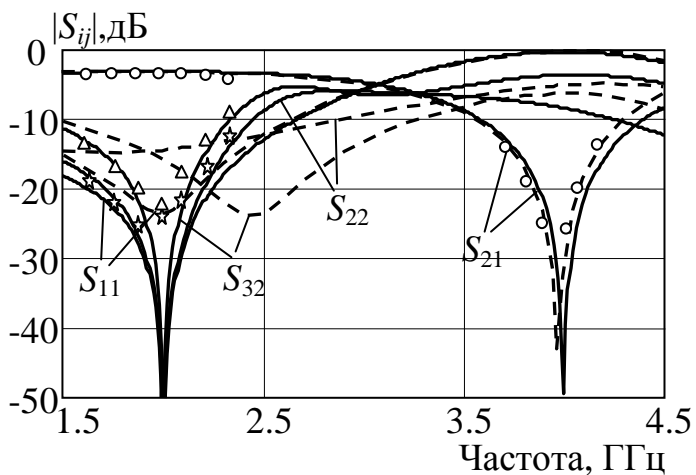
Таблиця 4.2 – Розрахункові співвідношення для варіантів ПП на відрізку ЗСЛ

| № | Варіант   | Вирази для $t_e, z_e, x_{\bar{o}}, r_{\bar{o}}, x_c$  |   |  |
|---|---|---|---|--|
|   |   | $\beta_e \neq \beta_o$  | $\beta_e = \beta_o$   |  |
| 1 | $\theta_r=0,$<br>$X_a=\infty$<br>$X_b=\infty$               | $t_e=\infty$ ( $\theta=\pi/2$ ), $z_e = \sqrt{2z_{c1}}$   |   |  |
|   |   | $x_{\bar{o}}=0$   | $r_{\bar{o}}=2,$ $x_c = -2z_o t_2 / (1 - t_1 t_2)$  | $r_{\bar{o}}=2$  |
|   |   | $X_c=\infty$  | $r_{\bar{o}} = 2z_o^2 t_o^2 / (z_o^2 t_o^2 + 1)$<br>$x_{\bar{o}} = \sqrt{r_{\bar{o}}(2 - r_{\bar{o}})},$ де $t_o = \text{tg}\theta_o$ | $X_c=\infty$<br>$x_{\bar{o}}=0$  |
| 2 | $\theta_r=0,$<br>$X_a \neq \infty$<br>$X_b \neq \infty$     | $t_e = \frac{(1 - 2z_{c1})}{z_e \left( \frac{z_{c1}}{x_a} - \frac{1}{x_b} \right)},$ $z_e = \sqrt{\frac{2z_{c1}(2z_{c1} - 1)}{(2z_{c1} - 1) + z_{c1} \left( \frac{2}{x_b^2} - \frac{z_{c1}}{x_a^2} \right)}}$ |   |  |
|   |   | $x_{\bar{o}}=0$   | $r_{\bar{o}}=2$<br>$x_c = -\frac{2z_o t_2 (1 - z_o t_1 / x_b)}{1 - t_1 t_2 + z_o (t_1 + t_2) / x_b}$                                  | $r_{\bar{o}}=2$<br>$z_o = \frac{-x_b}{t_e}$  |
|   |   | $X_c=\infty$  | $r_{\bar{o}} = 2z_o^2 t_o^2 / [z_o^2 t_o^2 + (1 + z_o t_o / x_b)^2]$<br>$x_{\bar{o}} = \sqrt{r_{\bar{o}}(2 - r_{\bar{o}})}$           | $X_c=\infty$<br>$x_{\bar{o}}=0$  |
| 2 | $\theta_r \neq 0,$<br>$X_a=\infty$<br>$X_b=\infty$<br>[401] | $t_e = \frac{z_r (1 - 2z_{c1})}{z_e t_r},$ $z_e = \sqrt{\frac{2z_r^2 z_{c1} (2z_{c1} - 1)}{z_r^2 (2z_{c1} - 1) + 2z_{c1} t_r^2}}$   |   |  |
|   |   | $x_{\bar{o}}=0$   | $r_{\bar{o}} = 1 + t_r^2 \pm \sqrt{t_r^4 + (2 - 4z_r^2)t_r^2 + 1}$<br>$x_c$ розраховується за (4.23)                                  | $r_{\bar{o}} = 1 + t_r^2 \pm \sqrt{t_r^4 + (2 - 4z_r^2)t_r^2 + 1}$                                     |
|   |   | $X_c=\infty$  | $x_{\bar{o}}, r_{\bar{o}}$ шукаються, як корені системи двох квадратних рівнянь (4.21), (4.22)  | $z_o = \frac{z_e r_{\bar{o}}}{(r_{\bar{o}} - 2z_r^2)(1 - 2z_{c1})}$<br>$X_c=\infty$<br>$x_{\bar{o}}=0$ |

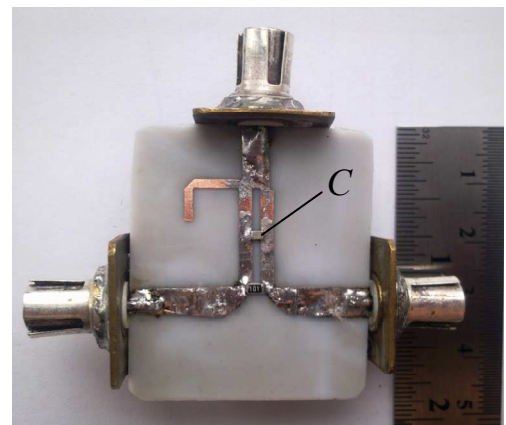
З аналізу цих співвідношень видно, що забезпечити узгодження, розв'язку виходів ПП, компенсацію різниці фазових швидкостей мод можна тільки за допомогою реактивності  $X_c$ , чи ввімкненого послідовно з  $R_{\bar{o}}$  додаткового реактивного опору  $X_{\bar{o}}$ , а реактивності  $X_a$  та  $X_b$  для розрахунку за (4.7)  $z_e$  та  $t_e$  повинні бути відомими. Якщо балансний опір має свою реактивність, то вона входить, як складова до  $X_{\bar{o}}$ .

Для перевірки адекватності розробленого методу і порівняння з ПП на одиночних лініях розраховано та експериментально досліджено подільник на

відрізку зв'язаних МСЛ, аналогічний ПП з п. 4.1.1 на частоту 2 ГГц з придушенням першої гармоніки на частоті 4 ГГц. Для придушення гармоніки використано шлейф з вхідним опором  $X_a = -90$  Ом. Результати розрахунку ПП приведено у Додатку Г.2. Результати моделювання у вигляді характеристик коефіцієнтів відбиття та передачі приведено на рис. 4.8,а. Пунктирні криві отримано при ЕМ ПП без компенсуючої ємності  $X_c$ , що дає низький рівень розв'язки та узгодження під впливом різниці фазових швидкостей мод. Ємність 1,8 пФ, введена між лініями, покращує рівні цих РП більше ніж на 10 дБ (суцільні криві), що підтверджують результати вимірювань вхідного КСХН, перерахованого у втрати на відбиття (зірки), розв'язки між виходами (трикутники) та загасання між входом і виходами (кружки) макету ПП, фотографію якого приведено на рис. 4.8,б. В порівнянні з ПП на одиночних лініях (рис.4.4,б) схема забезпечує загасання не нижче 3,1 дБ в смузі 0,8 ГГц (0,17 ГГц на рис.4.4,б), КСХН < 1,2 в смузі 0, 52 ГГц (проти 0,1 ГГц), розв'язку більшу 20 дБ в смузі 0,3 ГГц (проти 0,5 ГГц) без резонансів в районі першої гармоніки.



а)



б)

Рисунок 4.8 – Результати дослідження (а) та фотографія (б) макету ПП на відрізку зв'язаних ліній з компенсуючою ємністю

4.2.2. Подільник з компенсуючим відрізком на вході. Застосування дискретних елементів при виготовленні ПП за технологією ГІС дещо ускладнює технологічний процес. Тому для вирішення проблем узгодження, розв'язки, врахування впливу різниці фазових швидкостей мод запропоновано [404] використовувати додатковий (компенсуючий) відрізок лінії з параметрами  $Z_t$ ,  $\theta_t$ ,

включений на вході ПП перед розгалуженням (рис. 4.9,а). В схемі також передбачені відрізки з  $Z_r, \theta_r$  в ізолюючій ланці і комплексний балансний опір  $Z_{\bar{\sigma}}$ . Застосування методу СПЗ розкладає схему на парціальні двополюсники синфазного (рис.4.9,б) і протифазного (рис.4.9,в) збудження. Опір навантаження  $Z_H=R_H+jX_H$  двополюсника синфазного збудження згідно методу СПЗ (див. п. 2.1.1) дорівнює подвійному вхідному опору компенсуючого відрізка з хвильовим опором  $Z_{c1}$  на кінці (рис.4.9,г).

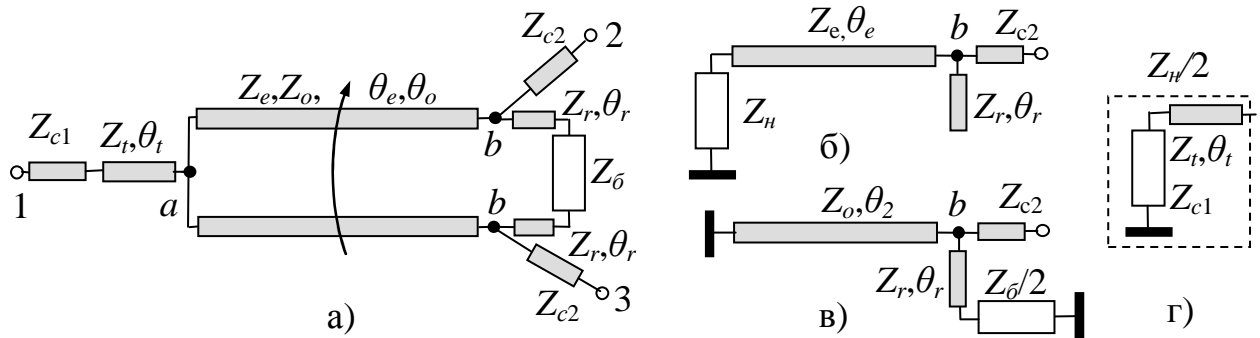


Рисунок 4.9 – Схема (а) ПП на зв’язаних лініях з відрізком на вході, двополюсники синфазного (б) і протифазного (в) збудження та структура (г) опору навантаження двополюсника синфазного збудження

Виходячи зі схем парціальних двополюсників для нормованих до  $Z_{c2}$  значень їх комплексних вхідних опорів  $z_{ie}, z_{io}$  запишемо:

$$\left. \begin{aligned} z_{ie} &= \frac{z_e z_r (z_e t_e - j z_H)}{z_H (z_e t_r + z_r t_e) + j z_e (z_e t_e t_r - z_r)}, \\ z_{io} &= \frac{z_o z_r t_o (x_{\bar{\sigma}} + 2 z_r t_r - j r_{\bar{\sigma}})}{z_o t_o [r_{\bar{\sigma}} t_r - j (2 z_r - x_{\bar{\sigma}} t_r)] - z_r [r_{\bar{\sigma}} + j (x_{\bar{\sigma}} + 2 z_r t_r)]} \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

де  $z_H = Z_H / Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення опору  $Z_H$ ;

решта параметрів такого ж змісту, як у попередньому варіанті ПП.

Застосувавши до виразів (4.11) умови узгодження  $z_{ie}=1$  і  $z_{io}=1$ , отримуємо співвідношення для визначення нормованих активної  $r_H = R_H / Z_{c2}$  та реактивної  $x_H = X_H / Z_{c2}$  складових опору  $Z_H$ , нормованої активної  $r_{\bar{\sigma}} = R_{\bar{\sigma}} / Z_{c2}$  складової балансного опору, а також квадратні рівняння відносно параметра  $t_o = \text{tg} \theta_o$ :

$$\left. \begin{aligned}
 r_n &= -\frac{x_n(z_e t_r + z_r t_e) + z_e(z_e t_e t_r - z_r)}{z_e z_r}, & x_n &= z_e \frac{(z_r - z_e t_e t_r)(z_e t_r + z_r t_e) - z_e^2 z_r^2 t_e}{z_e^2 z_r^2 + (z_e t_r + z_r t_e)^2}, \\
 r_o &= \frac{z_o t_o (2z_r - x_o t_r) + z_r (x_o + 2z_r t_r)}{z_o z_r t_o}, \\
 t_o^2 z_o^2 [x_o (1 + d^2) + 2(z_r t_r - d)] + 2t_o z_o (1 - x_o d - t_r^2) + x_o + 2z_r t_r &= 0,
 \end{aligned} \right\} (4.12)$$

де  $d=t_r/z_r$ .

Вирази для розрахунку ЕП компенсуючого відрізка виходять зі схеми рис. 4.9,г:

$$z_t = \sqrt{z_{cl}(x_n^2 + r_n^2 - 2z_{cl}r_n)/(2r_n - 4z_{cl})}, \quad \text{tg } \theta_t = z_t(r_n - 2z_{cl})/(x_n z_{cl}), \quad (4.13)$$

де  $z_t=Z_t/Z_{c2}$  – нормоване до  $Z_{c2}$  значення хвильового опору  $Z_t$  додаткового відрізка.

Вихідними даними для розрахунку ПП є значення хвильових опорів відрізка ЗСЛ  $Z_e, Z_o$ , його фазових сталих  $\beta_e, \beta_o$ , значення параметрів  $Z_r, \theta_r$  відрізків ізолюючої ланки та значення реактивної складової  $X_o$  (якщо вона існує). На основі цих даних з рівняння (4.12) визначається  $\theta_o$ , з якої за  $\beta_o$  розраховується довжина  $l$  відрізка ЗСЛ, а за  $\beta_e$  – електрична довжина  $\theta_e$ . Далі за (4.12) розраховується  $R_o$  і значення складових опорів  $Z_n$ , за якими з (4.13) розраховуються параметри  $Z_t, \theta_t$  компенсуючого відрізка.

На ефективність компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод додатковим відрізком вказують результати розробки та експериментального дослідження подільника на відрізку зв'язаних МСЛ з робочою частотою 1 ГГц, розраховані значення ЕП якого приведено в Додатку Г.2. На рис. 4.10,а зображено частотні характеристики РП подільників на ЗСЛ: без компенсації, розрахованого за відомим [130] методом – штрих-пунктирні криві; з компенсацією – пунктирні криві, отримані при СМ, та суцільні криві – отримані при ЕМ. Там же приведено результати вимірювань вхідного КСХН, перераховані у втрати на відбиття (зірки), розв'язки виходів (трикутники) та загасання (кружки) макету ПП (рис. 4.10,б), виготовленого за КП після ЕМ. Деяке зміщення результатів в сторону вищих частот викликане відхиленням реальних параметрів підкладки від заданих значень.

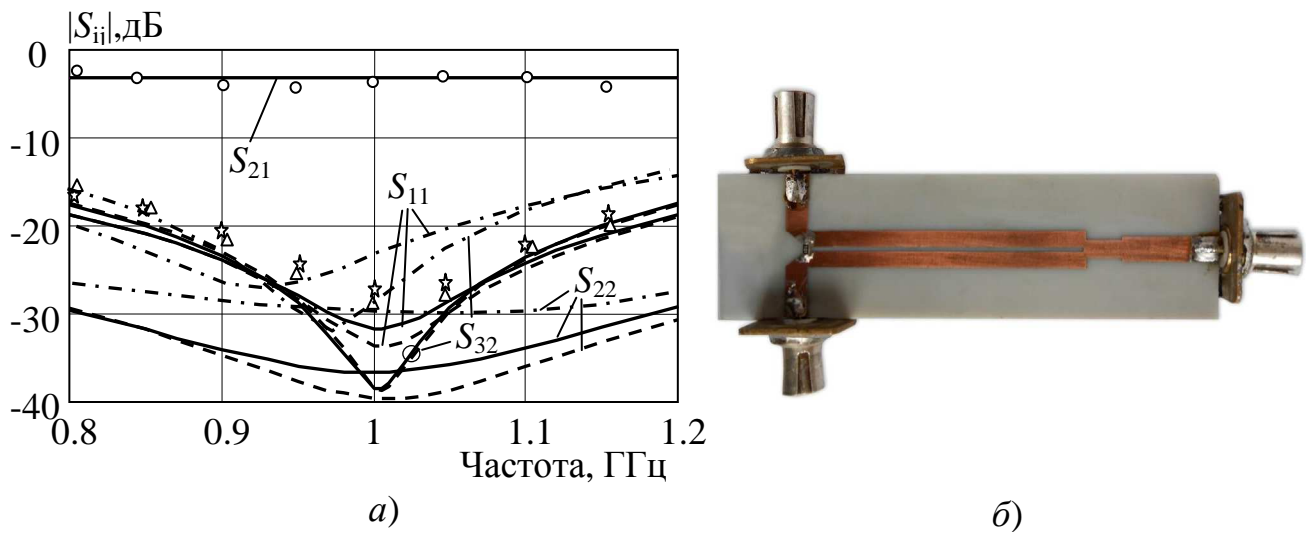


Рисунок 4.10 – Результати дослідження (а) та фотографія (б) макету ПП на зв'язаних лініях передачі з компенсуючим відрізком на вході

4.2.3. Подільники, утворені заміною відрізків одиночних ліній відрізками зв'язаних ліній. В п. 1.3 сказано про застосування подільників, у яких замість відрізків одиночних ліній використано відрізки ЗСЛ зі з'єднаними по одній стороні кінцями (рис. 1.6,ж) [125, 126], чи з розімкненими діагонально протилежними кінцями [127], які порівняно з ПП на одиночних лініях займають меншу площу підкладки ГС. Проте у всіх існуючих випадках не забезпечено компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод.

Записати аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП таких подільників, у яких кожен відрізок ЗСЛ з різними фазовими швидкостями мод виконує функцію відрізка одиночної лінії, дозволяє метод еквівалентної заміни (див. п. 2.1.3), згідно якого прирівнюються вхідні імпеданси парціальних схем чотиріполюсника, що підлягає заміні, тобто відрізка основних ліній з параметрами  $Z$  і  $\theta$ , з вхідними імпедансами парціальних схем чотиріполюсника, на який відбувається заміна, тобто відрізка ЗСЛ з параметрами  $Z_e$ ,  $Z_o$ ,  $\theta_e$ ,  $\theta_o$ . Парціальними двополюсниками відрізка основних ліній є відрізок такої ж лінії, довжиною  $\theta/2$  розімкнений на кінці при синфазному збудженні з реактивним вхідним опором  $X_e = -Z/t_z$  і закорочений на кінці при протифазному збудженні з вхідним опором  $X_o = -Zt_z$ , де  $t_z = \text{tg}(\theta/2)$ . Для

заміни задаються параметри  $Z_{c1}, Z_{c2}, Z_r, \theta_r, X_a, X_b$  ПП на одиночних лініях і методом з п. 4.1.1 шукаються  $R_b, X_b, Z, \theta$ . Значення  $Z_e, Z_o, \beta_e, \beta_o$  відрізків ЗСЛ задаються теж.

ПП зі з'єднаними на кінцях відрізками ЗСЛ, схема якого приведена на рис. 4.11,а, де чотирьохполюсником ІЛ позначено ізолюючу ланку з відрізками ліній з  $Z_r, \theta_r$  та з комплексним опором  $Z_b$ , навантажується додатковими реактивними опорами  $jX_c, jX_d$ . Для забезпечення розв'язки і компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод достатньо тільки одної з пар цих реактивностей, інша може бути відсутня, або може використовуватися для впливу на характеристики ПП, чи на його розміри. Парціальні схема такого відрізка ЗСЛ аналогічні двохполюсникам схеми 1 з табл. 3.1 (з заміною у синфазної  $X_k$  на  $2X_d$  і у протифазної  $X$  на  $X_c$  з  $X_k=0$ ).

Для випадку компенсації за допомогою  $X_c$  (значення  $X_d$  задане) в результаті прирівнювання виразів для вхідних опорів парціальних схем отримуємо вираз для розрахунку довжини  $\theta_e$  відрізків ЗСЛ, з якої визначається їх фізична довжина  $l$ , і вираз для опору  $X_c$  при заданій відстані  $l_1 \leq l$  до місця його під'єднання та  $l_2 = l - l_1$ :

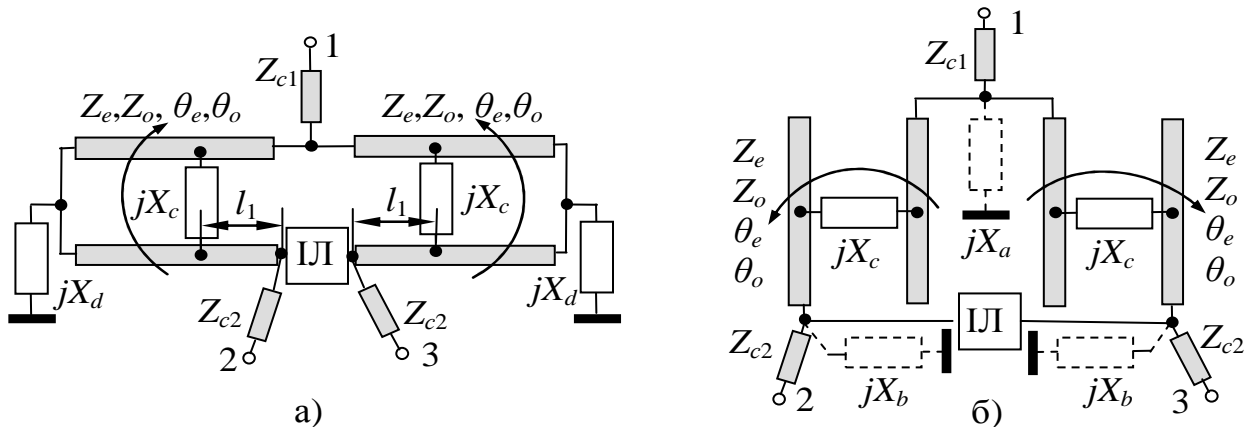


Рисунок 4.11 – Схема ПП на відрізках ЗСЛ (а) зі з'єднаними кінцями та схема ПП (б) на відрізках ЗСЛ з розімкненими діагонально протилежними кінцями

$$t_e = -Z_e \frac{Z + 2X_d t_z}{Z_e^2 t_z - 2ZX_d}, \quad X_c = 2Z_o t_2 \frac{Z_o t_1 - Z t_z}{Z t_z (1 - t_1 t_2) - Z_o (t_1 + t_2)}, \quad (4.14)$$

де  $t_e = \operatorname{tg} \theta_e$  – значення тангенсу електричної довжини  $\theta_e$  парної моди відрізка ЗСЛ;

$t_1 = \operatorname{tg} \theta_1$  – тангенс електричної довжини  $\theta_1$  частини  $l_1$  відрізка ЗСЛ при непарній моді;

$t_2 = \operatorname{tg} \theta_2$  – тангенс електричної довжини  $\theta_2$  частини  $l_2$  відрізка ЗСЛ при непарній моді.

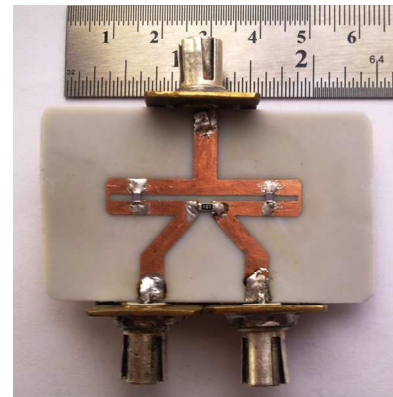
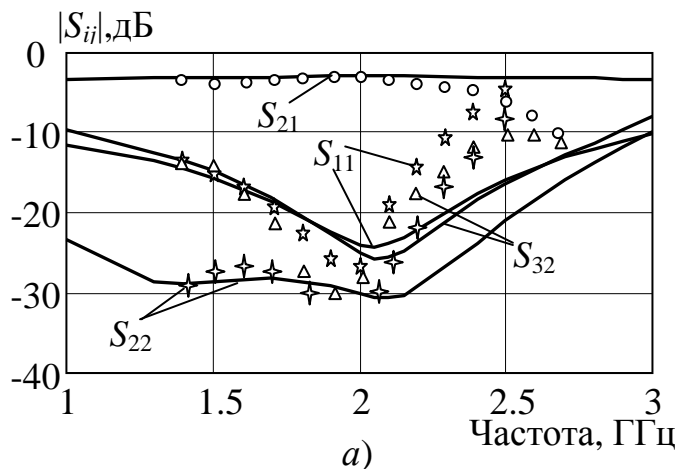
Якщо реактивності  $X_d = \infty$ , тобто відсутні, тоді з (4.14) маємо  $t_e = Z_e t_z / Z$ .

У випадку компенсації за допомогою опору  $X_d$  (значення  $X_c$  задане) з рівності вхідних опорів парціальних схем, враховуючи, що  $t_2 = \text{tg}(\theta_0 - \theta_1) = (t_0 - t_1) / (1 + t_0 t_1)$ , де  $t_0 = \text{tg}\theta_0$ , отримуємо вираз для розрахунку при заданій відстані  $l_1$  електричної довжини  $\theta_0$ , з якої визначається довжина  $l$ , а також вираз для розрахунку  $X_d$ :

$$t_0 = \frac{X_c Z t_z (1 + t_1^2) - 2 Z_o t_1 (Z t_z - Z_o t_1)}{X_c Z_o (1 + t_1^2) - 2 Z_o (Z t_z - Z_o t_1)}, \quad X_d = Z_e \frac{Z + Z_e t_e t_z}{2(Z t_e - Z_e t_z)}. \quad (4.15)$$

Якщо реактивності  $X_c = \infty$ , тобто відсутні, тоді з (4.31) маємо  $t_0 = Z t_z / Z_o$ .

На рис. 4.12,а зображено результати СМ (суцільні криві) та результати експериментального дослідження макету (рис. 4.12,б) ПП з робочою частотою 2 ГГц на базі відрізків зв'язаних МСЛ зі з'єднаними кінцями і компенсуючими ємностями. Розраховані значення ЕП, за якими виготовлено макет, приведено в Додатку Г.2.



б)

Рисунок 4.12 – Результати дослідження (а) та фотографія (б) макету ПП на зв'язаних лініях передачі зі з'єднаними кінцями

ПП на відрізках ЗСЛ з розімкненими діагонально-симетричними кінцями, схема якого приведена на рис. 4.11,б, навантажений в середній частині відрізків реактивними опорами  $jX_c$ , необхідними для забезпечення розв'язки і компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод. Крім того, і цей, і попередній варіанти ПП можуть містити додаткові реактивності  $jX_a$ ,  $jX_b$ , які враховуються при розрахунку



вихідного ПП. Парціальні схеми синфазного і протифазного збудження відрізка ЗСЛ аналогічні двополюсникам схеми 1 з табл. 3.3 при  $l_1=0$ ,  $X_k=\infty$  і з заміною  $X$  на  $X_c$ .

Прирівнюючи вирази для вхідних опорів парціальних складових, отримуємо вираз, з якого ітераційним шляхом з початковим наближенням  $\text{tg}(\beta_e l/2) = \text{tg}(\beta_o l/2)$  визначається довжина  $l$  відрізків ЗСЛ, а також отримуємо вираз для розрахунку  $X_c$ :

$$\text{tg}(\beta_e l/2)[Z_o \text{tg}(\beta_o l/2) + 2Z/t_z] - Z_e = 0, \quad X_c = Z_o \frac{2Zt_z - Z_e t_e - Z_o t_o}{Z_o - t_o (Z_e t_e - 2Zt_z)}, \quad (4.16)$$

де  $t_{e,o} = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$  – тангенси половини електричних довжин  $\theta_e$ ,  $\theta_o$  відрізків ЗСЛ.

Прикладом реалізації ПП на відрізках зв'язаних МСЛ з розімкненими діагонально протилежними кінцями можуть служити результати розрахунку (див. Додаток Г.2) і моделювання ПП, до якого поставлено вимоги, як і до подільника з п. 4.1.1. На рис. 4.13 приведено топологію ПП, площа якої на 40% менша, ніж у аналога, та результати його СМ, які повторюють результати з рис. 4.4,а.

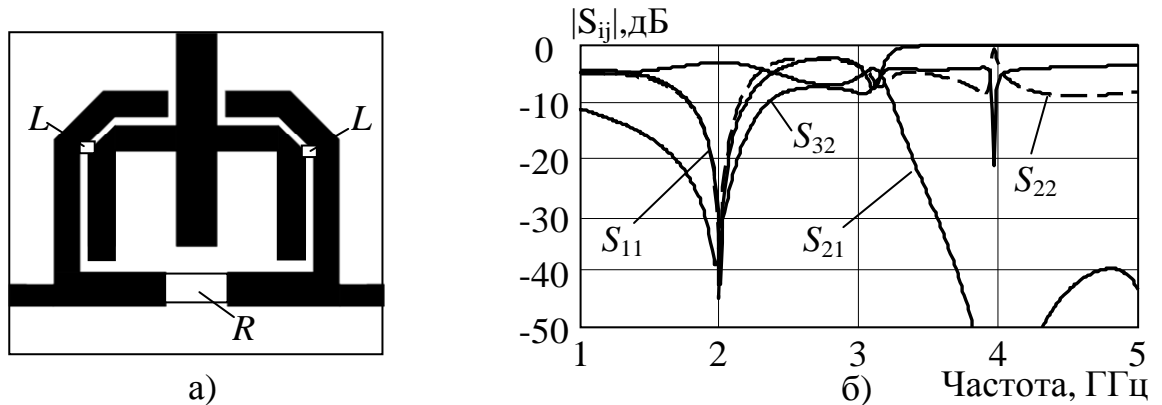


Рисунок 4.13 – Топологія (а) та результати моделювання (б) ПП на зв'язаних лініях з розімкненими діагонально протилежними кінцями

Подільники такого типу за умови, що  $X_c < 0$  (ємнісний опір), крім зменшення розмірів дозволяють розв'язати вхід з його виходами за постійним струмом.

### 4.3. Спрямовані відгалужувачі на базі відрізків двох однакових зв'язаних смужкових ліній передачі

Всі три типи спрямованості (див. п. 2.2.1) при відповідних умовах може забезпечити симетричний восьмиполіусник, утворений, як і пристрої фазової затримки (див. п. 3.1) на базі відрізків ЗСЛ довжиною  $l$ , до яких підходять одиночні лінії з хвильовим опором  $Z_c$  і які описуються параметрами  $Z_e, \beta_e$  парної моди і  $Z_o, \beta_o$  непарної моди. Завдяки існуванню горизонтальній симетрії така структура методом СПЗ розкладається на два парціальні чотиріполіусники синфазного і протифазного збудження у вигляді відрізків одиночних ліній з хвильовими опорами  $Z_e, Z_o$  і електричною довжиною  $\theta_e = \beta_e l, \theta_o = \beta_o l$ . Відомо [7, 14, 83], яким умовам повинні відповідати елементи їх матриць передачі, щоб забезпечити той, чи інший тип спрямованості, а для випадку ідеальної розв'язки та узгодження записано [7, 14] вирази для хвильових параметрів розсіяння восьмиполіусника.

Виконання вказаних умов пов'язане з проблемою, щоб значення опорів  $Z_e, Z_o$ , можна було реалізувати, та з проблемою вирівнювання, чи компенсації впливу різних значень  $\theta_e, \theta_o$  за рахунок різних фазових швидкостей парної і непарної мод. У п. 1.3.2 згадувалося, що для вирішення останньої проблеми, яка має місце у смужкових структурах з неоднорідним діелектричним заповненням і приводить до суттєвого пониження спрямованості відгалужувача, особливо зі слабким рівнем зв'язку, застосовують (див. п. 1.3.2) технологічні методи вирівнювання фазових швидкостей мод і простіші в технічному плані схемотехнічні методи компенсації впливу цієї різниці, які базуються на доповненні схеми додатковими реактивними елементами, але потребують розробки відповідних аналітичних методів розрахунку.

Запис аналітичних співвідношень для розрахунку ЕП елементів доповненої додатковими елементами схеми СВ на основі теорії реактивного спрямованого восьмиполіусника з повною симетрією в термінах вхідних імпедансів парціальних двополіусників синфазно-протифазного збудження (п. 2.2.1) дозволяє позбутися ряду обмежень відомих методів розрахунку, викликаних в першу чергу складністю математичного опису з використанням матричного апарату. Суть такого підходу до

розробки аналітичних методів розрахунку СВ подібна до того, що було використано в пп. 3.1-3.4 для пристроїв фазової затримки, і полягає в наступному [359]:

а) завдяки наявності у реактивного (при нехтуванні втратами у відрізку ЗСЛ) СВ двох площин симетрії, тобто повної симетрії (рис. 2.6,а), схема розкладається подвійним застосуванням методу СПЗ (див. п. 2.2.1) на парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження з вхідними опорами  $X_{ee}, X_{eo}, X_{oe}, X_{oo}$ ;

б) для ідеально спрямованого і узгодженого восьмиполюсника ці вхідні опори розраховуються, виходячи з заданих значень перехідного загасання  $S$  та фазової затримки сигналу  $\varphi_{n1}$  у  $n$ -му відгалуженому плечі, а саме: за (2.52) розраховуються значення модулів хвильових параметрів, а за (2.47-2.49) – нормовані до  $Z_c$  значення вхідних опорів  $x_{ee}, x_{eo}, x_{oe}, x_{oo}$  і фазова затримка  $\varphi_{m1}$  у прямому каналі;

в) виходячи зі схем парціальних двополюсників записуються вирази для їх вхідних опорів, з яких виводяться співвідношення для визначення невідомих ЕП елементів цих схем за розрахованими значеннями вхідних опорів.

При застосуванні такого підходу до розробки методу розрахунку СВ, як і для пристроїв фазової затримки на базі відрізків ЗСЛ (див. п. 3.1-3.4), існує можливість:

– коректувати вхідні реактанси парціальних двополюсників для забезпечення допустимих для реалізації значень ЕП шляхом приєднання до плечей СВ додаткової реактивності  $jX_o$ , що дає нові значення вхідних опорів  $x_{dee}, x_{deo}, x_{doe}, x_{doo}$ , які розраховуються за (3.3) з підстановкою  $x_{ee}, x_{eo}$  замість  $x_e$  і  $x_{oe}, x_{oo}$  замість  $x_o$ ;

– врахувати вплив неоднорідностей стиків підвідної лінії з плечима СВ, подавши ці неоднорідності еквівалентними Т- чи П-ланками. При цьому нові значення вхідних опорів розраховуються за (3.4) з вказаною вище підстановкою.

4.3.1. Протиспрямовані відгалужувачі зі схемотехнічною компенсацією впливу різниці фазових швидкостей м о д. Можливість відносно просто виконати умови протиспрямованого відгалуження (рис. 2.6,б) забезпечила ПСВ широке застосування порівняно з СВ на базі відрізка ЗСЛ з іншими типами відгалуження. Ці умови [7] виконуються при  $\theta_e = \theta_o$  і  $z_e z_o = 1$ . З виразу [7] для коефіцієнта передачі  $S_{31}$  у відгалужене плече, записаному при  $\theta_e = \theta_o = \theta$ , виходить що при  $\lambda/4$  довжині відрізка, чи при  $\theta = (2i-1)\pi/2$ ,

де  $i=1,2,3,\dots$ ,  $|S_{31}| = (z_e - z_o)/(z_e + z_o)$ , а фаза  $\varphi_{31}=0$ . З врахуванням, що  $z_e z_o=1$ , вирази для опорів ЗСЛ становитимуть:  $z_e = \sqrt{(1+|S_{31}|)/(1-|S_{31}|)}$ ,  $z_o = \sqrt{(1-|S_{31}|)/(1+|S_{31}|)}$ . Розрахунок ПСВ таким поширеним методом не вирішує проблему різних  $\theta_e, \theta_o$ .

Для схемотехнічної компенсації впливу вказаної різниці використовують доповнені схеми ПСВ, чотири основні варіанти яких приведено в табл. 4.3. Ці схеми при застосуванні методу СПЗ відносно плечей 1 і 2 розкладаються на два приведені в табл. 4.3 парціальні чотириполюсники, а ті в свою чергу – на парціальні двополюсники, які також приведені в таблиці, з вхідними опорами  $X_{ee}, X_{eo}, X_{oe}, X_{oo}$ .

Схема 1 (табл. 4.3) ПСВ з дискретними елементами в області зв'язку [201] відрізняється від відомих [208-211] тим, що елементи можуть бути включені між лініями відрізка ЗСЛ не тільки в його середині, чи по краях, але й симетрично відносно середини на довільній відстані  $l_1$ . Використовуючи запропонований підхід до розробки аналітичних методів розрахунку з рівнянь, записаних для нормованих вхідних опорів парціальних двополюсників, отримуємо вирази, за якими розраховуються ЕП  $Z_e, \theta_e$  відрізка, вирази для нормованого до  $Z_c$  значення додаткової реактивності  $X$ , рівняння відносно змінної  $t_1$  для визначення відстані  $l_1$ :

$$\left. \begin{aligned} z_e &= \sqrt{-x_{ee} \cdot x_{oe}}, & \operatorname{tg}(\theta_e/2) &= -z_e/x_{ee} = x_{oe}/z_e. \\ x &= 2z_o t_1 (z_o t_2 - x_{oo}) / [x_{oo} (1 - t_1 t_2) - z_o (t_1 + t_2)], \\ (z_o + x_{eo} t_o)(z_o + x_{oo} t_o) t_1^2 - 2(z_o + x_{eo} t_o)(z_o t_o - x_{oo}) t_1 + (z_o t_o - x_{eo})(z_o t_o - x_{oo}) &= 0, \end{aligned} \right\} (4.17)$$

де  $t_o = \operatorname{tg}(\theta_o/2)$ ;

$t_1 = \operatorname{tg} \theta_{o1} = \operatorname{tg}(\beta_o l_1)$ ;

$t_2 = \operatorname{tg}(\theta_o/2 - \theta_{o1})$ .

Для пошуку з рівняння (4.17) відстані  $l_1$  необхідно задати значення опору  $Z_o$ , враховуючи розраховане за виразом (4.17) значення  $Z_e$ , а також фазові сталі  $\beta_e, \beta_o$ . Слід відмітити, що для ЗСЛ, у яких  $\beta_e > \beta_o$ , додаткова реактивність  $X$  буде ємнісною.

У випадку, коли дискретні елементи потрібно розмістити з країв відрізка ЗСЛ, тобто при  $l_1=l$ , опір  $Z_o$  розраховується за виразом  $z_o = x_{eo} x_{oo} (t_o^2 + 1) / [(x_{eo} - x_{oo}) t_o]$ .

Таблиця 4.3 – Схеми ПСВ на базі відрізка ЗСЛ та їх парціальні складові

|   | Схема | Чотирьохполюсники СПЗ схеми |  | Двополюсники СПЗ |  |
|---|-------|-----------------------------|--|------------------|--|
| 1 |       |                             |  |                  |  |
| 2 |       |                             |  |                  |  |
| 3 |       |                             |  |                  |  |
| 4 |       |                             |  |                  |  |

Для схеми з одним додатковим елементом в середині відрізка ЗСЛ, коли  $l_1=0$ , опори  $Z_o$  і  $X$  розраховуються за виразами  $z_o = x_{oo} / t_o$ ,  $x = z_o (x_{eo} - z_o t_o) / (z_o + x_{eo} t_o)$ . Оскільки в обох цих випадках значення  $\theta_o$ , за яким розраховується  $Z_o$ , ще невідоме, тому для

обчислення використовується ітераційний пошук з початковим наближенням  $\theta_o = \theta_e$ .

На відміну від відомих [208, 211], запропонований метод розрахунку [201] не обмежений за рівнем перехідного загасання, за розміщенням дискретних елементів, дозволяє впливати на довжину відрізка ЗСЛ та на його параметри шляхом вибору значення  $\varphi_{31}$ , а також впливати на характеристики СВ шляхом вибору відстані  $l_1$ .

Підтвердженням сказаному служать результати розрахунку та моделювання двох варіантів ПСВ на відрізку ЗСЛ з дискретними елементами:

1) ПСВ, який забезпечує перехідне загасання  $C=7$  дБ на робочій частоті 35 ГГц. Такий ПСВ з ємністю в середині відрізка описано в [211];

2) ПСВ, який забезпечує перехідне загасанням  $C=15$  дБ на робочій частоті 2 ГГц. В [210] для розрахунку подібного ПСВ використано ітераційний метод, який передбачає реалізацію компенсуючих реактивностей розподіленими ємностями.

Результати розрахунків обох варіантів ПСВ з трьома реалізаціями: без реактивних елементів; з одним елементом в середині відрізка; з двома елементами, розміщеними на краях відрізка ЗСЛ, приведено в Додатку Г.3. Частотні залежності хвильових параметрів, які були отримані при СМ першого варіанту ПСВ зображено на рис. 4.14,а, а другого варіанту – на рис. 4.14,б.

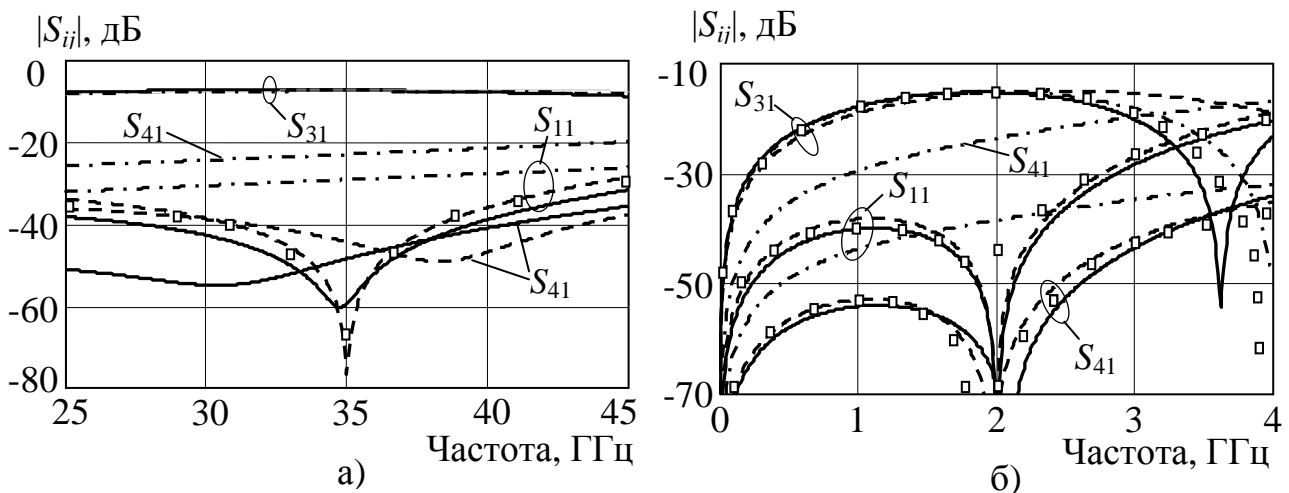


Рисунок 4.14 – Результати моделювання ПСВ з дискретними елементами: (а) з перехідним загасанням 7 дБ; (б) з перехідним загасанням 15 дБ

В обох випадках штрих-пунктирні криві відносяться до ПСВ без ємностей, суцільні лінії – до розрахованого запропонованим методом ПСВ: з ємністю у центрі

(рис. 4.14,а); з двома ємностями на краях (рис. 4.14,б), і пунктирні лінії – до розрахованого ПСВ: з ємностями на краях (рис. 4.14,а); з ємністю у центрі (рис. 4.14,б). Квадратами на рис. 4.14,а нанесено значення коефіцієнта відбиття на вході ПСВ, приведені в [211], а квадратами на рис. 4.14,б нанесено частотні характеристики, які були отримані в [210] при експериментальних дослідженнях ПСВ з розподіленими ємностями, розміщеними біля країв ЗСЛ. З рисунку видно, що властивості розрахованих ПСВ практично збігаються з результатами експерименту. У ПСВ без компенсації впливу різниці фазових швидкостей, як видно з рівня розв'язки  $S_{41}$ , спрямованість падає до  $D < 15$  дБ, а при компенсації перевищує 40 дБ.

Схема 2 (табл. 4.3) ПСВ з парами бокових шлейфів, розміщених по обидві сторони відрізка ЗСЛ симетрично відносно його середини [212] довгий час не знаходила застосування через відсутність ефективних методів розрахунку, розробка яких традиційним шляхом вимагає важких аналітичних перетворень. В методі [213] застосовано складний ітераційний пошук при довжині відрізка тільки  $l/4$ .

Метод [405], приведений в Додатку Г.3, оснований на використанні вхідних опорів парціальних складових ПСВ, теж вимагає ітераційних обчислень, оскільки для вхідних опорів парціальних дипольних елементів (табл. 4.3) записується система з чотирьох трансцендентних рівнянь з невідомими параметрами  $Z_e, Z_o, X, l, l_1$ , де  $X$  – вхідний опір шлейфів. Проте розрахунок за ним значно простіший, і дозволяє обійти вказане обмеження. На результати розрахунків можна впливати зміною значення  $\theta_{e1}$ , а також вибором фази  $\varphi_{31}$ , від якої в першу чергу залежить довжина відрізка ЗСЛ.

Метод вхідних опорів парціальних дипольних елементів, на відміну від [213], де відмічено суттєвий вплив неоднорідностей розгалужень і стиків на входах, і для врахування якого використано ємності  $C_{d1}$  між зв'язаними лініями на початку і на кінці відрізка та ємності  $C_{d2}$  в місцях розміщення шлейфів, дозволяє компенсувати такий вплив при довільному розміщенні шлейфів простою зміною в розрахунках нормованих вхідних опорів парціальних схем і вхідного опору шлейфів на значення:

$$x_{deo} = \frac{x_{eo}}{1 + 4\pi f C_{d1} x_{eo} Z_c}, \quad x_{doo} = \frac{x_{oo}}{1 + 4\pi f C_{d1} x_{oo} Z_c}, \quad x_o = \frac{x}{1 - 4\pi f C_{d2} x Z_c}.$$

Для верифікації запропонованого методу визначення ЕП елементів ПСВ з боковими шлейфами здійснено розрахунок та моделювання двох варіантів ПСВ:

1) з перехідним загасанням  $C=20$  дБ на робочій частоті 2,4 ГГц з парою розміщених в центрі бокових шлейфів. Результати експериментального дослідження макету такого ПСВ з закороченими на кінці шлейфами приведено в [213];

2) з перехідним загасанням  $C=15$  дБ на робочій частоті 1 ГГц на базі відрізка ЗСЛ з парою бокових шлейфів.

Результати розрахунків обох варіантів ПСВ приведено в Додатку Г.3. На рис. 4.15,а зображено частотні характеристики, отримані в результаті СМ першого варіанту розрахованого ПСВ, які практично співпадають з приведеними в [213] результатами вимірювань (помічено квадратами), як і ЕП елементів схеми. Такі ПСВ мають вузьку смугу узгодження, яка стає ще вужчою для двох пар шлейфів (пунктирні криві). На рис. 4.15,б приведено частотні характеристики другого варіанту ПСВ, отримані в результаті СМ (пунктирні криві) та ЕМ (суцільні лінії) з розрахованими при  $\varphi_{31}=24^\circ$  параметрами, а також зображено його топологію.

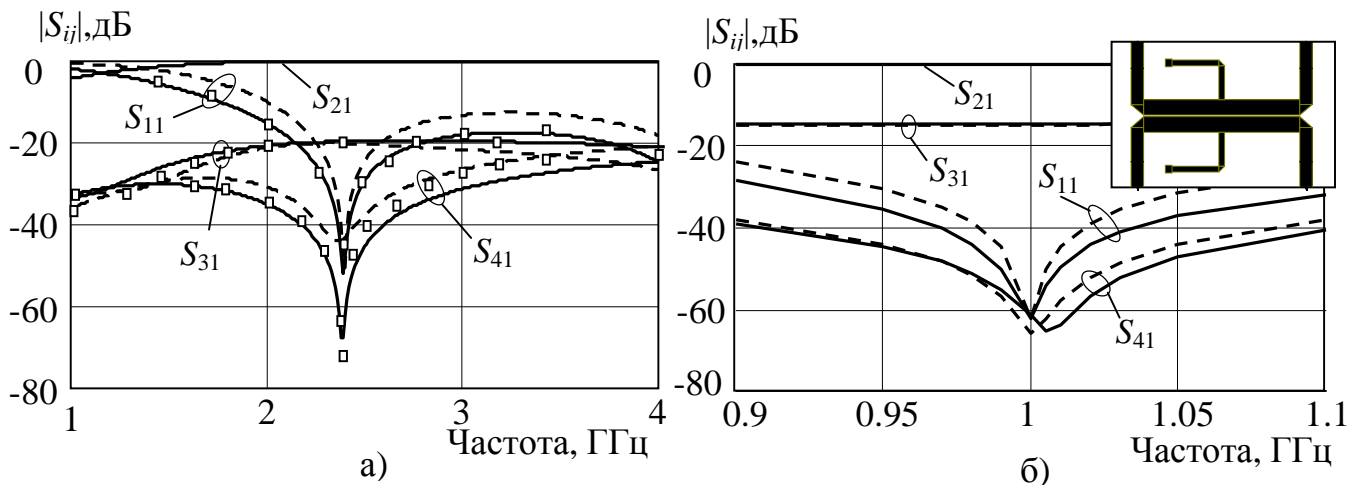


Рисунок 4.15 – Результати моделювання ПСВ з боковими шлейфами: (а) з перехідним загасанням 20 дБ; (б) з перехідним загасанням 15 дБ

Схема 3 (табл. 4.3) ПСВ з відрізками одиночних ліній в кожному плечі запропонована [406] за аналогією до пристроїв фазової затримки з відрізками на входах (див. пп. 3.2-3.4). У схемах парціальних двополюсників (табл. 4.3) ці відрізки з хвильовим опором  $Z$  і електричною довжиною  $\theta$  трансформують вхідний опір



відрізків одиночних ліній з хвильовими опорами  $Z_e$  і  $Z_o$  у відповідні значення вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$ ,  $x_{oe}$ ,  $x_{oo}$ . Як і в попередньому випадку, необхідно шукати розв'язок системи з чотирьох рівнянь, в які входять п'ять невідомих параметрів  $Z_e$ ,  $Z_o$ ,  $Z$ ,  $\theta$ ,  $l$ . Для розрахунків зручно задавати бажане значення хвильового опору  $Z$ .

Метод розрахунку [405] такого ПСВ, який подібний до попереднього випадку, описано в Додатку Г.3. Зміною значення опору  $Z$  та вибором  $\varphi_{31}$  можна впливати на результати розрахунків для забезпечення допустимих для реалізації ЕП елементів.

Для перевірки достовірності обчислень за розробленим методом та доцільності використання запропонованої схеми ПСВ проведено розрахунок, моделювання та експериментальне дослідження макету ПСВ з перехідним загасанням  $S=15$  дБ на робочій частоті 1 ГГц на базі зв'язаних МСЛ з відрізками на входах. Результати розрахунків приведено в Додатку Г.3. На рис. 4.16,а зображено частотні характеристики розрахованого відгалужувача, отримані при СМ (пунктирні криві) та при ЕМ (суцільні криві). За результатами ЕМ виготовлено макет ПСВ, фотографія якого зображена на рис. 4.16,б. Виміряні значення хвильових параметрів, які нанесено на рис. 4.16,а, близькі до результатів моделювання. Схема забезпечує рівень спрямованості вищий за 30 дБ в ширшій за 20% смузі частот.

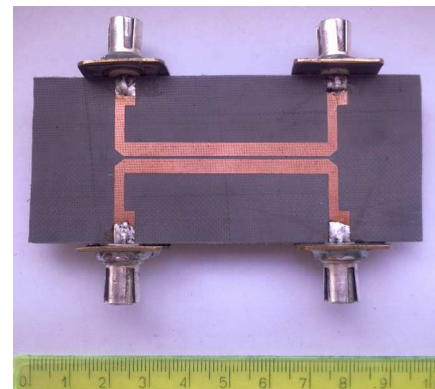
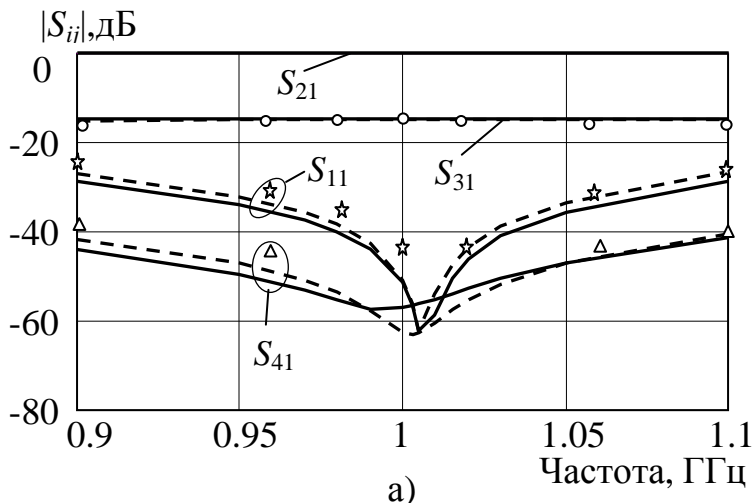


Рисунок 4.16 – Частотні характеристики (а) ПСВ з відрізками на входах та фотографія (б) його макету

Схема 4 (табл. 4.3) ПСВ з додатковими боковими секціями відома, як трисекційний ПСВ, метод розрахунку якого [149] розроблено з припущенням про

однакові фазові швидкості мод та про чвертьхвильову довжину всіх секцій.

В розробленому [405] методі розрахунку трисекційного ПСВ запропоновано здійснювати схемотехнічну компенсацію впливу різниці фазових швидкостей мод боковими секціями. При цьому чотири рівняння для вхідних опорів парціальних двополюсників з табл. 4.3 містять шість невідомих параметрів  $Z_e, Z_o, l, Z_{e1}, Z_{o1}, l_1$ , два з яких потрібно задавати. Розрахунок спрощується, якщо вихідними параметрами будуть хвильові опори додаткових секцій  $Z_{e1}, Z_{o1}$  з фазовими сталими  $\beta_{e1}$  і  $\beta_{o1}$ .

Співвідношення та організація процесу розрахунку ПСВ з додатковими секціями подібні до попереднього варіанту і описані в Додатку Г. 3. На довжину відрізків та на результати розрахунків решти ЕП впливає вибір значень  $Z_{e1}, Z_{o1}, \varphi_{31}$ .

Як і в попередньому випадку, перевірку достовірності розробленого методу обчислень та доцільності використання запропонованої схеми ПСВ проведено на прикладі розрахунку, моделювання та експериментального дослідження макету ПСВ з перехідним загасанням  $C=15$  дБ на робочій частоті 1 ГГц на базі зв'язаних МСЛ. Результати розрахунків приведено в Додатку Г.3. Характеристики ПСВ зображено на рис. 4.17,а, де результати СМ показано пунктирними кривими, а результати ЕМ з корекцією впливу стиків – суцільними кривими. Також на рис. 4.17,а нанесено результати експериментальних досліджень макету (рис. 4.17,б), виготовлено за отриманими під час ЕМ розмірами.

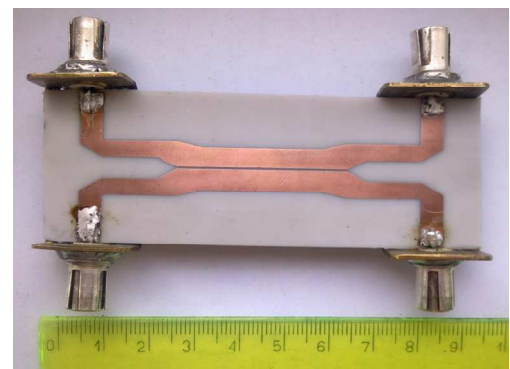
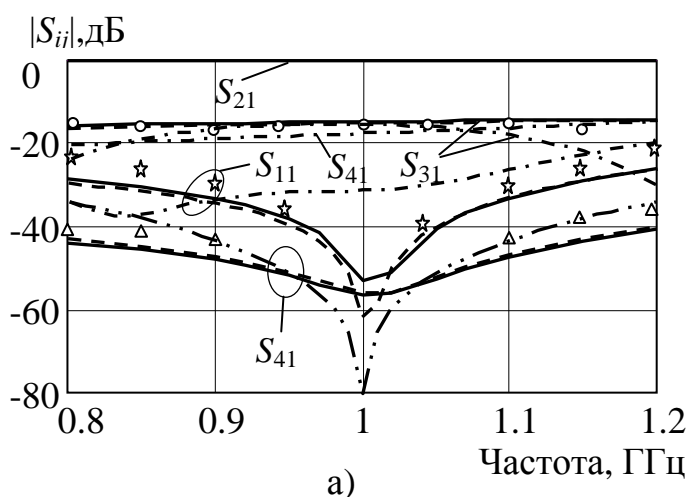


Рисунок 4.17 – Частотні характеристики (а) трисекційного ПСВ та фотографія (б) його макету

Класична схема з трьох чвертьхвильових відрізків, розрахована за методом [213], дає подібні характеристики при однакових фазових швидкостях мод (крива  $S_{41}$  з подвійним штрих-пунктиром на рис. 4.17,а). Порушення цієї умови приводить до дуже низького рівня розв'язки (штрих-пунктирні криві). У спроектованого ПСВ вказаний недолік усунено, крім того він майже у тричі коротший від класичного.

Отримані результати для чотирьох варіантів ПСВ показують, що в кожному випадку досягається ефективна компенсація різниці фазових швидкостей мод при схожій частотній залежності РП з забезпеченням при перехідному загасанні схеми 15 дБ рівень спрямованості не менший 30 дБ в 20% смузі, на ширину якої впливає тип компенсуючих елементів, так наприклад, використання дискретних елементів і бокових секцій дає кращі результати для ПСВ з вищими робочими частотами.

4.3.2. С п і в с п р я м о в а н и й в і д г а л у ж у в а ч. Для відрізка ЗСЛ умови [7] співспрямованого відгалуження (рис. 2.6,а) забезпечуються, коли виконується одна з рівностей  $\theta_e = \theta_o = n\pi$  чи  $z_e = z_o = 1$ , де  $n = 1, 2, 3 \dots$ . При  $z_e = z_o = 1$  з виразу [7] для коефіцієнта передачі у відгалужене плече  $S_{41} = -j \exp[-j(\theta_e + \theta_o)/2] \sin[(\theta_e - \theta_o)/2]$  слідує, що рівність  $\theta_e = \theta_o = n\pi$  не дає потрібного відгалуження сигналу, а задане перехідне загасання ССВ теоретично досягається при  $Z_e = Z_o = Z_c$  і відповідній різниці електричних довжин  $\theta_e$  і  $\theta_o$ , яку при малій різниці фазових сталих  $\beta_e, \beta_o$  можна отримати лише шляхом використання дуже довгих відрізків. Структури з періодичними вставками з боку екрану смужкових ліній [219], чи з моделлю на базі дискретних елементів [222] не мають аналітичного розв'язку. В [224] розглядається спроба реалізації ССВ на відрізку ЗСЛ з ємностями на краях відрізка, довжиною  $l/8$  з  $\beta_e = \beta_o$  і  $Z_e = Z_o = Z_c$ , але тільки для випадку 3 дБ відгалуження.

Значно простіше задача співспрямованого відгалуження з бажаним рівнем перехідного загасання  $S$  розв'язується [359] за допомогою двох реактивних елементів  $jX$ , ввімкнених між лініями відрізка ЗСЛ симетрично на відстані  $l_1$  від його середини, як це здійснювалося у випадку ПСВ з дискретними елементами (схема 1 з табл. 4.3 та її парціальні складові). Тільки в цьому випадку значення вхідних реактивностей парціальних двополюсників ССВ з заданим  $S$  та заданим фазовим зсувом  $\varphi_{41}$  у відгалуженому плечі розраховуються за співвідношеннями

(2.47), а вирази (4.17) для розрахунку  $z_e$  та  $\theta_e/2$  з врахуванням, що згідно з (2.47)  $x_{ee} = -1/x_{oe}$ , запишуться у формі  $z_e = 1$ ,  $\text{tg}(\theta_e/2) = -1/x_{ee} = x_{oe}$ . Отже для випадку ССВ необхідно приймати  $Z_e = Z_c$  і задавати бажане значення  $Z_o$  (зі значеннями  $\beta_e, \beta_o$ , що їм відповідають), а решту розрахунків (відстані  $l_1$  до місця включення додаткових опорів, їх значення) здійснювати за співвідношеннями (4.17), отриманими для ПСВ.

У розробленого за таким методом ССВ тільки один хвильовий опір дорівнює хвильовому опору підвідних ліній, а довжина залежить від вибору фази  $\varphi_{41}$ , що демонструє приклад розрахунку, моделювання та експериментального дослідження макету ССВ (моста) з перехідним загасанням  $S=3$  дБ на робочій частоті 1 ГГц у мікросмушковому виконанні. Результати розрахунку ЕП моста приведено у Додатку Г. 3. Частотні характеристики параметрів розсіяння ССВ та різницевого фазового зсуву  $\Delta\varphi = \varphi_{21} - \varphi_{41}$  сигналу на його виходах зображено на рис. 4.18,а, де пунктирними лініями показано результати СМ за розрахованими ЕП, а суцільними – результати СМ зі зміненою довжиною відрізка для використання конденсаторів з ємністю 3,3 пФ. Також на рис. 4.18,а нанесено результати експериментальних досліджень макета (рис. 4.18,б.), виготовлено за отриманими розмірами. Характеристики ССВ близькі до характеристик квадратного (шлейфного) моста при значно менших габаритах.

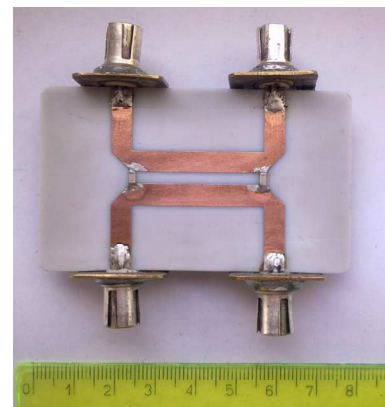
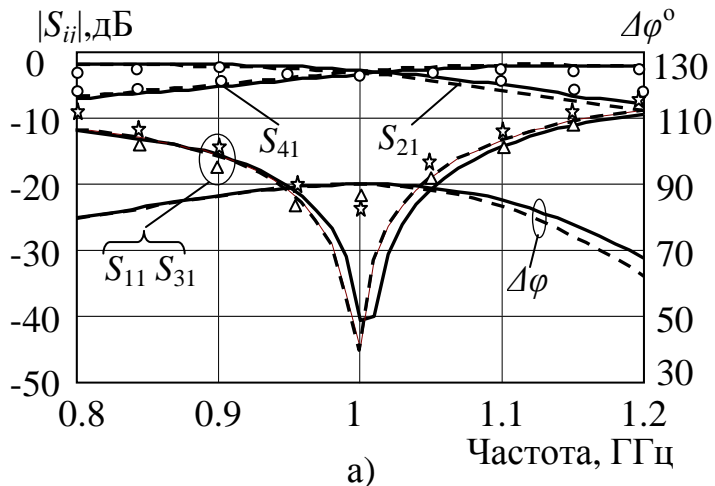


Рисунок 4.18 – Частотні характеристики (а) ССВ та фотографія (б) його макету

4.3.3. Транспрямований відгалужувач. Використання ТСВ на базі ЗСЛ, як і у випадку ССВ, дозволяє розв'язувати проблему перетину ліній передачі, а також дозволяє здійснювати блокування постійного струму. Умови [7]

для такої спрямованості (рис. 2.6,в) будуть виконуватися, якщо забезпечити  $\theta_{e,o} = (2n + 1)\pi + \theta_{o,e}$ ,  $z_e z_o = 1$ , де  $n=1, 2, 3 \dots$ . З виразів для коефіцієнтів передачі на виходи 3 і 4 відрізка ЗСЛ [7] видно, що при  $\theta_e = \pi/2$  значення опорів  $Z_e$ ,  $Z_o$  розраховуються так, як для ПСВ, але для виконання умов спрямованості вимагається  $\theta_o = 3\pi/2$ , що реалізувати досить проблематично. Тому потрібні інші підходи, наприклад, як в [225], де для розробки ТСВ застосовано положення [83], згідно якого відрізок періодично навантаженої лінії передачі еквівалентний відрізку лінії без навантажень з іншими значеннями хвильового опору і фазової сталої, і яке вимагає періодичного навантаження відрізка ЗСЛ ємностями між лініями і з його боків (рис. 1.10,г). Недоліками такого методу є похибка за рахунок припущення про однакові фазові сталі навантажених ланок в режимі різних мод, велика кількість ємностей, високі значення хвильових опорів відрізка ЗСЛ.

Структура ТСВ, яка пропонується [407, 359], простіша в схемотехнічному і аналітичному плані. У ній використано три додаткові реактивні елементи  $jX$ , один з яких включено між лініями в центрі відрізка ЗСЛ, а два інших – на однаковій відстані  $l_1$  від нього (рис. 4.19,а). Така схема з повною симетрією розкладається на парціальні чотириполюсники синфазного (рис. 4.19,б) і протифазного (рис.4.19,в) збудження, які в свою чергу розкладаються на парціальні двополюсники з вхідними опорами відповідно  $X_{ee}$ ,  $X_{eo}$  (рис. 4.19,г) та  $X_{oe}$ ,  $X_{oo}$  (рис. 4.19,д).

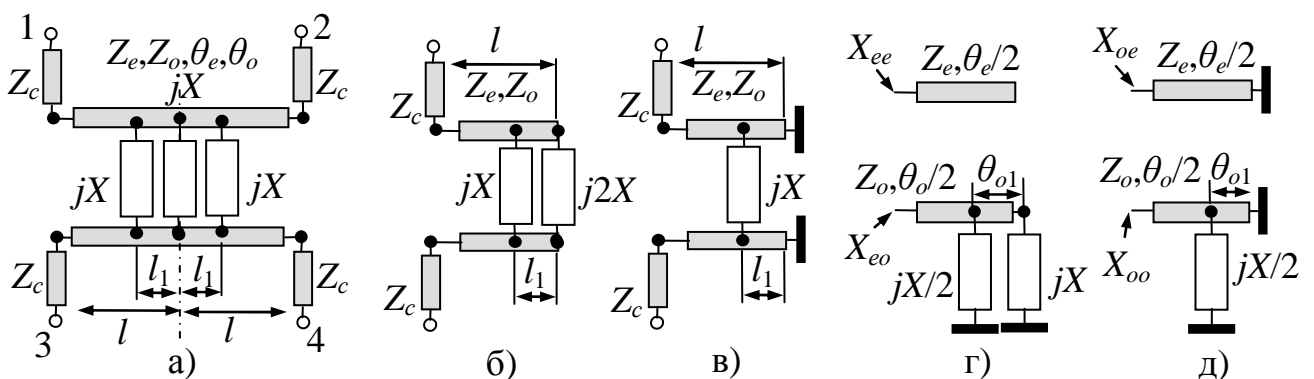


Рисунок 4.19 – Схема ТСВ на відрізку ЗСЛ (а), її чотириполюсники синфазного (б) і протифазного (в) збудження та їх парціальні двополюсники з вхідними опорами  $X_{ee}$ ,  $X_{eo}$  (г) і  $X_{oe}$ ,  $X_{oo}$  (д)

Значення нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів парціальних двополюсників  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$ ,

$x_{oe}$ ,  $x_{oo}$  за заданими значеннями перехідного загасання  $C$  і фази  $\varphi_{41}$  (зручніше задавати фазу  $\varphi_{31}$  на виході 3), розраховуються за (2.49). З виразів для вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{oe}$ , як і у випадку ПСВ, отримуємо співвідношення (4.17) для розрахунку  $Z_e$  і  $\theta_e$ , а з виразу для  $x_{oo}$  отримуємо співвідношення (4.17) для розрахунку опору  $X$ .

Підстановка виразу (4.17) для  $X$  у вираз для вхідного опору  $x_{eo}$  схеми (рис. 4.19,г) приводить до лінійного рівняння п'ятої степені відносно  $t_1$ , тобто відстані  $l_1$  (див. Додаток Г.3), всі коефіцієнти якого дійсні, що завжди забезпечує як мінімум один дійсний корінь, знайти який простіше всього ітераційним шляхом. Для цього необхідно задати значення  $Z_o$ , враховуючи розраховане за (4.17) значення опору  $Z_e$ , визначити фазові сталі  $\beta_e$ ,  $\beta_o$ , які їм відповідають, розрахувати за (4.17)  $\theta_e$  і за ним  $\theta_o$ .

Простоту і ефективність використання запропонованого методу демонструють результати розрахунків, моделювання, експериментального дослідження ТСВ на відрізку зв'язаних МСЛ, який на частоті 1 ГГц забезпечує перехідне загасання 3 дБ. Розрахунок ЕП такого моста, а також фотографії осцилограм, отриманих при вимірюванні РП макету (рис. 4.20,б), виготовленого за отриманими розмірами, приведено у Додатку Г.3. На рис. 4.20,а зображено характеристики параметрів розсіяння ТСВ, фазової затримки сигналів, різницевого фазового зсуву  $\Delta\varphi = \varphi_{31} - \varphi_{41}$ , а також нанесено результати експериментальних досліджень макету.

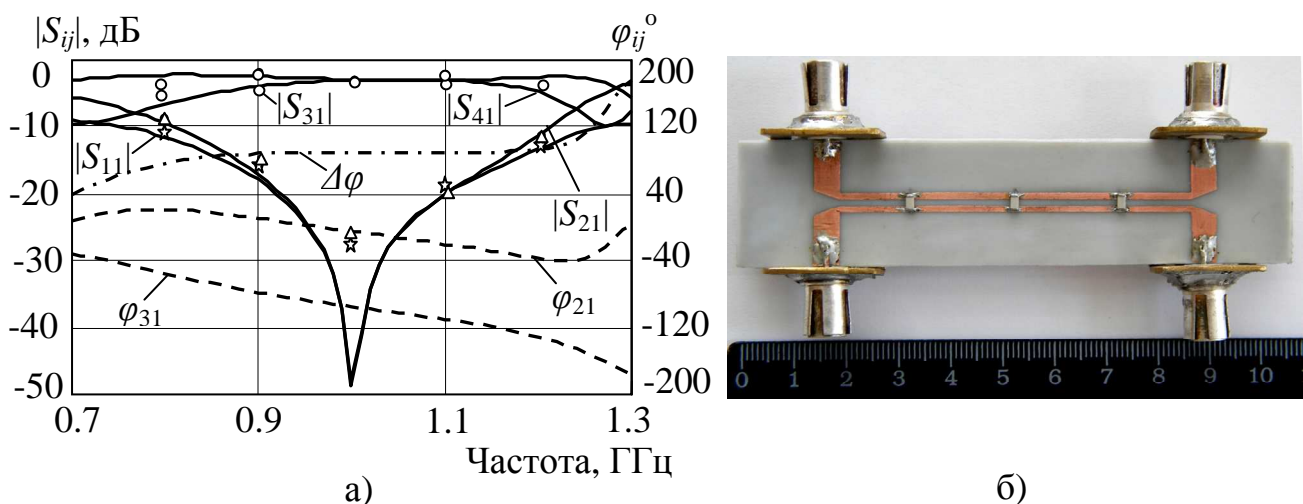


Рисунок 4.20 – Частотні характеристики (а) ТСВ та фотографія (б) його макету

Для зменшення значення хвильового опору  $Z_e$  відрізка ЗСЛ у складі ТСВ використано варіант з послідовним ввімкненням у стики з підвідною лінією

додаткової ємності. Розрахунок ЕП ТСВ для цього випадку, а також фотографія макету та його частотні характеристики параметрів розсіяння, які були отримані в результаті СМ і експериментальних досліджень приведено в Додатку Г.3.

В Додатку Г.3 також приведено результати співставлення характеристик ТСВ з [225] ( $C=3$  дБ, частота 3,6 ГГц) і розрахованого розробленим методом.

Завдяки повному переходу потужності сигналу в ТСВ з основної лінії у допоміжну на їх базі можна реалізувати пристрої **перетину (кросовери)** для заміни місць геометричного перетину шляхів сигналів в смужкових лініях передачі, що є важливою задачею розробки ГІС зі складною структурою. Перевагою кросовера на базі ТСВ з відрізка ЗСЛ порівняно з поширеними варіантами на основі шлейфних СВ є малі габарити і розв'язка входу і виходів за постійним струмом.

ТСВ буде виконувати функцію кросовера при перехідному загасанні  $C=0$  дБ. В цьому випадку весь сигнал з входу 1 відгалужується на вихід 4, тобто  $S_{21}=S_{31}=0$  і  $|S_{41}|=1$ , і в результаті з (2.49) для вхідних реактансів отримуємо [408]:

$$x_{ee} = x_{oo} = \operatorname{ctg}(\varphi_{41}/2), \quad x_{eo} = x_{oe} = -1/x_{ee} = \operatorname{tg}(\varphi_{41}/2). \quad (4.18)$$

Співвідношення (4.17) для  $Z_e, \theta_e$  з врахуванням (4.18) дають значення параметрів ЗСЛ для парної моди:  $Z_e=Z_c, \theta_e=-\varphi_{41}$ . Розрахунок решти ЕП здійснюється у вказаній вище для ТСВ послідовності при вибраній за  $\varphi_{41}$  довжині  $\theta_e$ . Розрахунок значно спрощується для випадку  $l_1=l$  з реактивностями в центрі і на краях відрізка ЗСЛ.

Для реалізації кросовера можна використати ССВ з відрізка ЗСЛ, оскільки, як відомо [231], при каскадному з'єднанні двох квадратурних мостів сигнал з входу буде поширюватися тільки на діагонально-протилежний вихід такої структури. Розраховуючи ССВ за методом п. 4.3.2 для  $C=3,01$  дБ, отримуємо ЕП елементів мостів, з'єднання яких і дає кросовер з чотирма (при  $l_1=l$  трьома) реактивностями. На рис. 4.21 приведено частотні характеристики, отримані в результаті СМ кросоверів на частоту 1 ГГц на базі ТСВ (суцільні криві), результати розрахунку якого приведено в Додатку Г.3, і на базі каскадного з'єднання двох ССВ (пунктирні



криві) з ЕП, як у прикладі з п. 4.3.2. Пристрої мають робочі смуги частот близькі до смуги кросовера [233] на базі двох квадратних мостів при менших габаритах.

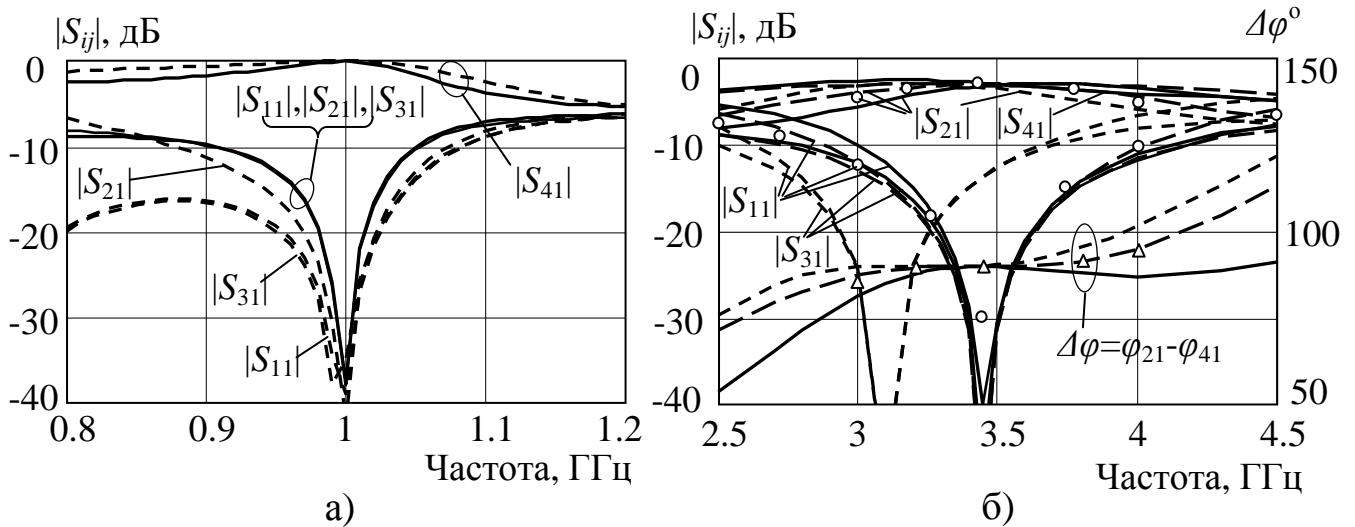


Рисунок 4.21 – Частотні характеристики (а) кросоверів на базі ТСВ і ССВ та (б) двошлейфних мостів

#### 4.4. Шлейфні спрямовані відгалужувачі з повною симетрією структури

Завдяки простоті реалізації шлейфні ССВ знаходять широке застосування в ГІС радіотехнічного та телекомунікаційного призначення. Якщо ширина робочої смуги частот не перевищує 10-20%, то, як відмічено у п. 1.3, звертаються до двошлейфної (односекційної) схеми, а для ширшої смуги вибирають більшу кількість шлейфів. В обох випадках перевага надається ШСВ з симетричною структурою. Відомі методи розрахунку розроблено в основному на базі матричного апарату без використання аналітичного зв'язку ЕП схеми з фазовою затримкою сигналів, без компенсації впливу неоднорідностей. Розробка методів розрахунку ШСВ на основі підходу (див п. 4.3) з використанням вхідних імпедансів парціальних двополюсників СПЗ дозволяє обійти вказані обмеження.

4.4.1. Двошлейфний СВ з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень. Класична схема двошлейфного ССВ (рис. 4.22,а), електричні параметри  $Z$ ,  $\theta$  відрізків основних ліній і параметри  $Z_b$ ,  $\theta_b$  шлейфів якої різні, завдяки повній симетрії шляхом подвійного



застосування методу СПЗ розкладається на чотири двополюсники синфазно-протифазного збудження (рис. 4.22,б). З виразів, записаних для входних опорів цих двополюсників, в процесі аналітичних перетворень, описаних в Додатку Г.4, встановлено [360], що розв’язок існує тільки при рівній  $\pm \pi$  чи 0 фазовій затримці  $\varphi_{41}$  сигналу на відгалуженому виході 4. Тоді, враховуючи квадратурність ССВ з повною симетрією, фазовий зсув  $\varphi_{21}$  у прямому виході 2 становитиме  $\pm \pi/2$ . В такому випадку з (2.47), ввівши параметр  $a = \sqrt{(1 + |S_{41}|)/(1 - |S_{41}|)}$ , отримуємо:

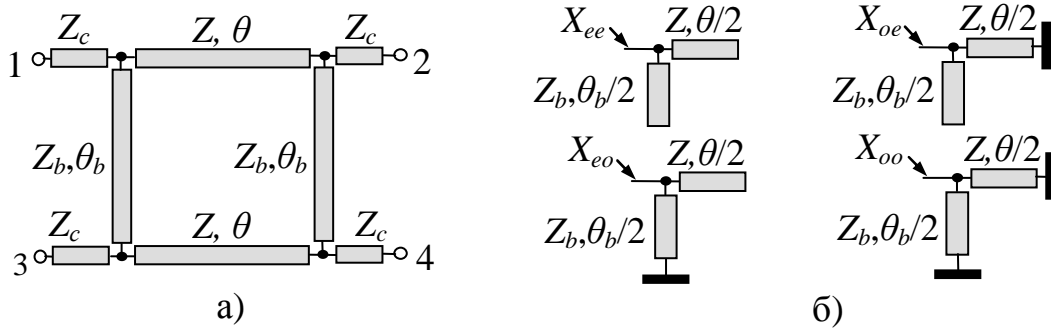


Рисунок 4.22 – Схема (а) двошлейфного СВ та його двополюсники (б) синфазно-протифазного збудження

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } \varphi_{41} = \pm\pi \quad x_{ee} = \pm 1/a, \quad x_{eo} = \pm a, \quad x_{oe} = \mp a, \quad x_{oo} = \mp 1/a; \\ \text{при } \varphi_{41} = 0 \quad x_{ee} = \pm a, \quad x_{eo} = \pm 1/a, \quad x_{oe} = \mp 1/a, \quad x_{oo} = \mp a, \end{array} \right\} \quad (4.19)$$

де верхні знаки приймаються при  $\varphi_{21} = +\pi/2$ , а нижні при  $\varphi_{21} = -\pi/2$ .

При цьому вирази для розрахунку нормованих  $z = Z/Z_c$ ,  $z_b = Z_b/Z_c$ , а також вирази для розрахунку  $t_b = \text{tg}(\theta_b/2)$  за заданим значенням  $\theta$ , тобто за  $t = \text{tg}(\theta/2)$ , матимуть вигляд:

$$\left. \begin{array}{l} z = \mp a(1 + t^2)/[t(1 + a^2)], \quad z_b = a(1 + t^2)/\sqrt{(a^2 - t^2)(a^2 t^2 - 1)}. \\ \text{при } \varphi_{41} = \pm\pi \quad t_b = \pm \sqrt{(a^2 - t^2)/(a^2 t^2 - 1)}; \quad \text{при } \varphi_{41} = 0 \quad t_b = \mp \sqrt{(a^2 t^2 - 1)/(a^2 - t^2)}. \end{array} \right\} \quad (4.20)$$

Знаки у виразах (4.20) приймаються так само, як і у виразах (4.19).

На відміну від відомих методів [151, 152], обмежених випадком  $\varphi_{21} = -\pi/2$ , розроблений метод дозволяє вибирати фазові зсуви  $\varphi_{41}$  (0 чи  $\pm\pi$ ) і  $\varphi_{21}$  ( $+\pi/2$  чи  $-\pi/2$ ).

Частотні властивості таких двошлейфних СВ залежать від рівня перехідного загасання та вибраних для розрахунку параметрів. Максимальну ширину робочої смуги частот має СВ з чвертьхвильовими відрізками основних ліній і шлейфів. У нього при зміні  $C$  від 3 дБ до 7 дБ відносна ширина смуги за рівнем втрат на відбиття -20 дБ зростає від 10% до 33%. Відхилення електричної довжини відрізків від значення  $\pi/2$  звужує робочу смугу, наприклад, при відхиленні на  $\pm 20^\circ$  відносна ширина смуги зменшується в 1,25 рази. Крім того на частотні властивості двошлейфного СВ впливають неоднорідності трійникових розгалужень.

Для компенсації впливу неоднорідностей Т-трійників використано [409] спосіб, який розглядався в п. 2.5.1. Для цього у склад парціальних двополюсників (рис. 4.22,б) введено еквівалентну схему неоднорідності розгалуження, аналогічну зображеній на рис. 2.13,а, з врахуванням якої отримано аналітичні співвідношення для розрахунку відкоректованих значень ЕП елементів схеми СВ. Послідовність їх запису і порядок розрахунків за ними двошлейфного СВ приведено в Додатку Г.4.

На важливість та необхідність компенсації впливу неоднорідностей у складі ШСВ вказують результати розрахунку та моделювання квадратного моста ( $C=3$ дБ) на робочу частоту 3,45 ГГц на відрізках мікросмушкових ліній. На рис. 4.21,б приведено частотні характеристики, отримані в результаті моделювання. Криві, наведені довгим пунктиром, відносяться до класичного квадратного моста з чвертьхвильових відрізків ( $Z=35,35$  Ом,  $Z_b=50$  Ом) без впливу неоднорідностей. Наявність трійникових неоднорідностей суттєво змінює його характеристики (наведено дрібним пунктиром), особливо за рівнем узгодження  $|S_{11}|$  і розв'язки  $|S_{31}|$ . В результаті компенсації неоднорідностей (розрахунок ЕП моста приведено в Додатку Г.4) отримано характеристики, близькі до класичного випадку (суцільні криві). Слід відмітити, що результати ЕМ відгалужувача з розрахованими розмірами, в які внесено тільки незначні корективи довжини відрізків за рахунок зміщення опорних площин моделі неоднорідності з [78], практично співпали з результатами СМ, а також з результатами [159] експериментальних досліджень (на рис. 4.21,б нанесено значками) макету такого ж моста, розміри якого в роботі коректувалися шляхом комп'ютерної оптимізації.

4.4.2. Тришлейфний спрямований відгалужувач. Збільшення кількості шлейфів дозволяє розширити робочу смугу частот ШСВ. При цьому відчутно зростають розміри пристрою, а також хвильовий опір крайніх шлейфів. Тому в більшості випадків обмежуються структурою з трьома шлейфами. Відомі методи розрахунку [149, 410] було розроблено для ШСВ з використанням тільки  $l/4$  відрізків ліній та шлейфів, у яких при  $C > 3$  дБ хвильовий опір бокових шлейфів перевищує 120 Ом, а у середнього шлейфа занадто малий, що ускладнює реалізацію смужкового СВ, особливо для частот сантиметрового діапазону і вище. Використання методу вхідних імпедансів дозволяє розв'язати вказані проблеми.

Структура тришлейфного СВ з зображеною на рис. 4.23,а схемою зберігатиме повну симетрію, якщо відрізки основних ліній будуть з однаковими ЕП  $Z$ ,  $\theta$  і будуть з однаковими ЕП  $Z_b$ ,  $\theta_b$  бокові шлейфи, а середній шлейф може мати свої параметри  $Z_{b2}$ ,  $\theta_{b2}$ . Для зручності конструкції доцільно, щоб електрична довжина всіх шлейфів була однаковою, тобто  $\theta_{b2} = \theta_b$ . В результаті використання до такого ШСВ підходу (див п. 4.3), оснований на вхідних опорах схем його парціальних двополюсників СПЗ, зображених на рис. 23,б, отримано [411], як описано в Додатку Г.4, вирази для розрахунку нормованих хвильових опорів  $z = Z/Z_c$ ,  $z_b = Z_b/Z_c$ ,  $z_{b2} = Z_{b2}/Z_c$  та параметра  $t = \text{tg}\theta$ , тобто електричної довжини  $\theta$ , в залежності від  $t_b = \text{tg}(\theta_b/2)$ , тобто від  $\theta_b$ :

$$\left. \begin{aligned} z &= \frac{x_{oe} x_{oo} t_b (1 + t_b^2)}{t(x_{oe} t_b^2 + x_{oo})}, & z_b &= \frac{x_{oe} x_{oo} (1 + t_b^2)}{t_b (x_{oe} - x_{oo})}, \\ z_{b2} &= \frac{z t_b}{2} \cdot \frac{z t (z_b + x_{ee} t_b) - z_b x_{ee}}{z (z_b + x_{ee} t_b) + z_b x_{ee} t}, & t^2 &= \frac{AD - BC}{(x_{oe} t_b^2 + x_{oo})(A x_{eo} + B x_{ee})}, \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

де  $A = x_{ee} x_{oe} (t_b^5 - t_b^4) + x_{oe} x_{oo} (t_b^5 + t_b^3) - x_{ee} x_{oo} (t_b^5 + t_b^2)$ ;

$B = x_{oe} x_{oo} (t_b^3 + t_b) - x_{oe} x_{eo} (t_b^2 + t_b) + x_{eo} x_{oo} (t - 1)$ ;

$C = t_b^3 (x_{ee} x_{oe} + x_{oe} x_{oo} - x_{ee} x_{oo}) + t_b x_{oe} x_{oo}$ ;

$D = t_b (x_{eo} x_{oe} - x_{eo} x_{oo} - x_{oe} x_{oo}) - t_b^3 x_{oe} x_{oo}$ .

Для розрахунку за (4.21) ЕП елементів СВ потрібно задати довжину шлейфів  $\theta_b$ , а забезпечити однакову довжину відрізків і шлейфів, тобто  $\theta = \theta_b$ , можна шляхом зміни

фазової затримки  $\varphi_{41}$ . Так (див. Додаток Г.4) значення  $\theta=\theta_b=\pi/2$  досягається при  $\varphi_{41}=\pm(2n+1)\pi/2$ , а значення хвильового опору  $Z$  може вибиратися довільно.

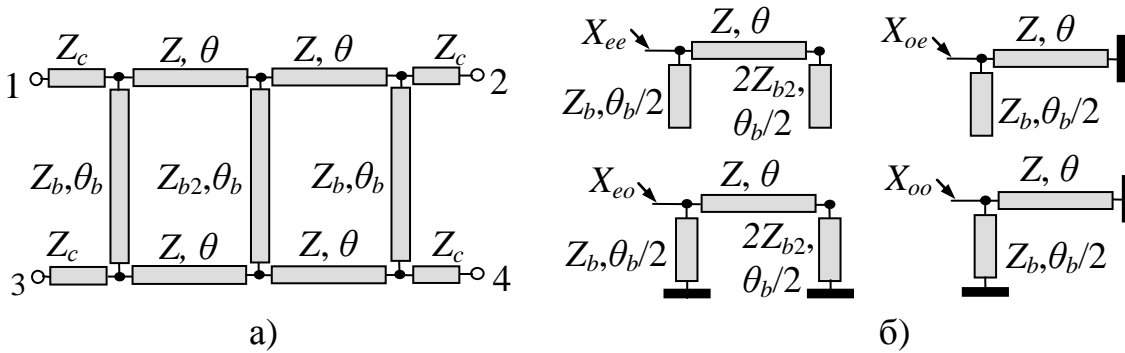


Рисунок 4.23 – Схема (а) тришлейфного СВ та його двополюсники (б) СПЗ

Особливості розробленого методу розрахунку тришлейфного СВ, які виявлено при його дослідженні, ілюструють результати СМ, зображені на рис 4.24 у вигляді залежностей параметрів розсіяння  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$  та різницевого фазового зсуву сигналів на виходах  $\Delta\varphi=\varphi_{21}-\varphi_{41}$  від частоти, нормованої до робочого значення  $f_p$ . Частотні залежності розв’язки  $|S_{31}|$  практично співпадають з  $|S_{11}|$ , тому не зображено.

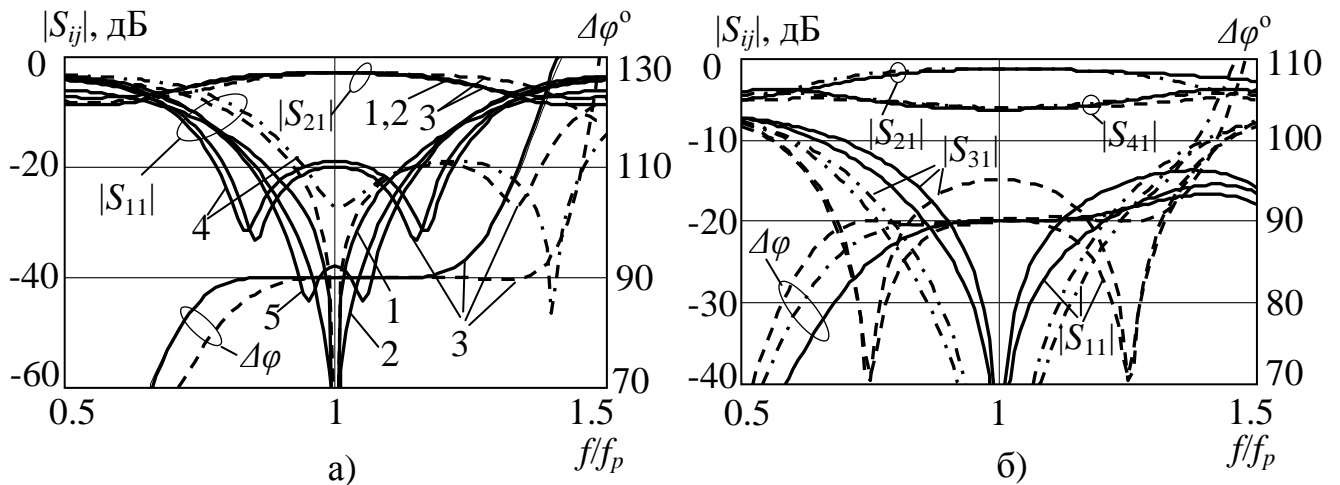


Рисунок 4.24 – Частотні характеристики тришлейфних СВ з перехідним загасанням (а) 3 дБ та (б) 6 дБ

На рис. 4.24,а приведено результати моделювання ряду розрахованих варіантів СВ зі зв’язком  $C=3$  дБ і  $Z_c=50$  Ом у порівнянні з результатами відомих методів.

При  $\varphi_{41}=-3\pi/2$  та  $\theta=\theta_b=\pi/2$  в результаті СМ отримано криві 1 для ШСВ з ЕП  $Z=50$  Ом,  $Z_b=120,74$  Ом,  $Z_{b_2}=70,71$  Ом, які співпадають з результатами [149] для

періодичного ШСВ; а також отримано криві 2 для ШСВ з ЕП  $Z=36,36$  Ом,  $Z_b=120,51$  Ом,  $Z_{b2}=37,32$  Ом, які співпадають з результатами [410] для ШСВ з максимальною плоскою характеристикою. Для зменшення значення хвильового опору  $Z_b$  змінено фазу  $\varphi_{41}$  і при  $\varphi_{41}=-225^\circ$  отримано криві 3 (пунктирні лінії) для ШСВ з ЕП  $Z=37,8$  Ом,  $\theta=69,295^\circ$ ,  $Z_b=100$  Ом,  $Z_{b2}=50$  Ом. Оскільки в цьому випадку довжина  $\theta \neq \pi/2$ , тому характеристики СВ не симетричні відносно  $f_p$ . Заміна довжини  $\theta$  на значення  $\pi/2$  приводить до симетричних характеристик  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$  і  $\Delta\varphi$  (суцільні криві 3).

При тому самому значенні  $\varphi_{41}=-225^\circ$ , але при вкорочених шлейфах  $\theta_b=80^\circ$  отримано також несиметричні криві 4 (штрих-пунктирні лінії) для ШСВ з ЕП  $Z=33,44$  Ом,  $\theta=71,77^\circ$ ,  $Z_b=101,537$  Ом,  $Z_{b2}=42,6$  Ом. Змінивши довжини відрізків на  $\theta=\theta_b=\pi/2$  отримуємо симетричні залежності (суцільні лінії 4), які співпадають з характеристиками чебишевського ШСВ [410] з аналогічними ЕП елементів.

Для забезпечення  $\theta=\theta_b$  при  $\theta_b=85^\circ$  фазу змінено до  $\varphi_{41}=-255^\circ$  і отримано ЕП  $Z=34,39$  Ом,  $\theta=84,988^\circ$ ,  $Z_b=118,78$  Ом,  $Z_{b2}=34,55$  Ом. При зміні довжини на  $\theta'=\theta_b'=\pi/2$  отримуємо симетричну криву 5  $|S_{11}|$ , з мінімумами при  $f_p \cdot k$  і  $f_p/k$ , де  $k=\theta/(\pi/2)$ .

На рис. 4.26,б приведено результати моделювання ШСВ з  $C=6$  дБ і  $Z_c=50$  Ом. Розрахунок за методом [149] дає при  $\theta=\theta_b=\pi/2$  значення хвильових опорів  $Z=44,95$  Ом,  $Z_b=186,63$  Ом,  $Z_{b2}=80,8$  Ом, яким відповідають штрих-пунктирні криві. Оскільки реалізувати МСЛ з отриманим  $Z_b$  важко, тому запропонованим методом розраховано варіант з ЕП  $Z=40,136$  Ом,  $\theta=58,68^\circ$ ,  $Z_b=130,657$  Ом,  $Z_{b2}=123,89$  Ом при  $\varphi_{41}=-255^\circ$  і  $\theta_b=80^\circ$ , які забезпечують задане значення  $C$  і квадратурність у близькій до попередньої смузі частот (суцільні криві на рисунку). Якщо ж прийняти  $\theta=\theta_b=\pi/2$ , то отримуємо симетричні характеристики СВ (пунктирні криві) з розширеною смугою.

Таким чином, запропонований метод розрахунку завдяки можливості вибору  $\varphi_{41}$  і  $\theta_b$  дозволяє проектувати тришлейфні СВ для різних значень перехідного загасання, в тому числі і для  $C=0$  дБ (кросовери), як з вузькими, так і з широкими робочими смугами частот. При цьому можна впливати на значення хвильових опорів відрізків та вибирати їх електричну довжину, що також важливо при розробці двосмугових СВ (див п.7.3.4).

## Висновки до розділу 4

В розділі розроблено аналітичні методи визначення ЕП елементів схем різних варіантів подільників (суматорів) потужності і СВ з різним типом спрямованості.

1. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП елементів узагальненої схеми рівноплечого ПП на одиночних лініях з різними хвильовими опорами підвідних ліній; з комплексним значенням опору і кінцевими розмірами балансного резистора, врахованими завдяки використанню моделі у вигляді відрізків ліній з точковим опором між ними, до якої вперше запропоновано вводити реактивну складову і коректувати довжину відрізків виходячи з фазової затримки у резисторі; з компенсацією впливу неоднорідностей розгалужень; з відрізками ліній в ізолюючій ланці та з додатковими реактивними навантаженнями, що загалом дозволяє підвищити рівень узгодження плечей і рівень розв'язки між виходами, забезпечити необхідні частотні властивості, змінювати розміри.

2. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми багатоканального рівноплечого подільника на одиночних лініях з різними хвильовими опорами вхідної та вихідних ліній і з під'єднанням балансних резисторів до виходів схеми через відрізки ліній, застосування яких дозволяє наблизити резистори до спільної точки з'єднання, чи вивести їх за межі підкладки.

3. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП елементів узагальненої схеми рівноплечого подільника на відрізку ЗСЛ з різними хвильовими опорами вхідної та вихідних ліній, з кінцевими розмірами балансного резистора, з відрізками ліній і реактивним опором в ізолюючій ланці та з додатковими реактивними елементами, в тому числі з відрізком одиночної лінії, ввімкненим на вході ПП, що дозволяє забезпечити необхідні частотні властивості, зменшити розміри, компенсувати вплив різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ, підвищуючи при цьому, як видно з прикладів, рівень узгодження і розв'язки більше ніж на 10 дБ.

4. Вперше на основі методу еквівалентної заміни отримано аналітичні співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми ПП з відрізками ЗСЛ зі з'єднаними кінцями і з розімкненими діагонально-симетричними кінцями замість

відрізків одиночних ліній при компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод, що дозволяє зменшити габарити ПП зі зменшенням, як показано на прикладі, до 40% зайнятої площі підкладки, розв'язує вхід і виходи за постійним струмом.

5. Запропоновано підхід до запису аналітичних співвідношень для розрахунку СВ з повною симетрією на основі вхідних реактансів їх парціальних двополюсників СПЗ, завдяки якому вперше розроблено методи розрахунку ПСВ на відрізках ЗСЛ з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод за допомогою: дискретних елементів з довільним симетричним розміщенням; двох пар бокових шлейфів при простому пошуку розв'язків; відрізків одиночних ліній на входах; двох бокових відрізків ЗСЛ з меншими, порівняно з відомою схемою, розмірами. Така компенсація, як видно з прикладів, дозволяє підвищити спрямованість до 30-40 дБ.

6. Вперше запропоновано метод розрахунку ССВ на відрізку ЗСЛ з двома дискретними елементами, який на відміну від відомого забезпечує бажані значення перехідного загасання при розміщенні елементів симетрично відносно середини відрізку, довжина якого залежить від вибору значення фази у відгалуженому плечі.

7. Вперше запропоновано структуру та розроблено метод розрахунку ТСВ на базі відрізку ЗСЛ, у якого на відміну від відомого використано тільки три додаткові реактивності, що дозволяє забезпечити задане перехідне загасання і спрямованість до 30 дБ в 20% смузі завдяки компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод, а також реалізувати пристрої безконтактного перетину (кросовери).

8. Запропоновано метод розрахунку двошлейфних СВ, який на відміну від відомих дозволяє вибирати фазовий зсув у відгалужене плече і тим самим впливати на значення ЕП відрізків, дозволяє компенсувати вплив неоднорідностей трійникових розгалужень, який може зменшити спрямованість до рівня 10 дБ.

9. Запропоновано метод розрахунку тришлейфних СВ з різним перехідним загасанням, в тому числі і кросоверів, який на відміну від відомих методів дозволяє задавати фазу у відгалуженому плечі і довжину шлейфів, чим можна впливати на значення хвильових опорів відрізків, забезпечуючи вузьку чи широку робочу смугу.

Основні наукові результати розділу опубліковано у працях [201, 359, 360, 401, 402, 404, 405, 406, 407, 408, 409, 411].

## РОЗДІЛ 5

МЕТОДИ РОЗРОБКИ БАГАТОКАНАЛЬНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ  
ПЕРЕМИКАЧІВ ПРОМЕНЕВОГО ТИПУ5.1. Схема з розміщенням трансформуючих чотиріполюсників в каналах  
після розгалуження

В структурі променевого перемикача 1:N, яку показано на рис. 2.7,а. трансформуючий чотиріполюсник розташований в каналах безпосередньо після розгалуження. Він трансформує при паралельному розгалуженні провідність (опір при послідовному розгалуженні), що навантажує його вихід, тобто вхідну провідність  $Y_{кв,з} = G_{кв,з} + jB_{кв,з}$  (опір  $Z_{кв,з} = R_{кв,з} + jX_{кв,з}$ ) УКЕ (див. п. 2.3.2) у таке значення вхідної провідності  $Y_{в,з} = G_{в,з} + jB_{в,з}$  (опору  $Z_{в,з} = R_{в,з} + jX_{в,з}$ ) каналу, загальна сума яких по всім каналам в точці розгалуження дає значення хвильової провідності  $Y_c = 1/Z_c$  (хвильового опору  $Z_c$ ), чим забезпечується вхідне узгодження перемикача. В цьому випадку при *паралельному* розгалуженні, яке завдяки простоті реалізації частіше застосовується в смужкових конструкціях і приклад якого розглядатиметься далі, з виразів (2.62) умови узгодження запишуться:

$$G_г + (N - 1) \cdot G_з = Y_c, \quad B_г + (N - 1) \cdot B_з = 0. \quad (5.1)$$

З умови (5.1) для активних складових, враховуючи (2.61), можна записати:

$$G_г = Y_c \cdot m / (m + N - 1), \quad G_з = Y_c / (m + N - 1). \quad (5.2)$$

Прирівнюючи вирази (2.64) і (2.66) для міри відмінності  $M$  і підставивши з (5.1) вираз  $B_г = -(N - 1) \cdot B_з$  та вираз (5.2) для  $G_з$ , в результаті для  $B_з$  отримуємо [365]:



$$B_3 = \pm \frac{Y_c}{N \cdot (m + N - 1)} \cdot \sqrt{\frac{(K - m) \cdot (K \cdot m - 1)}{K}}. \quad (5.3)$$

З (5.3) видно, що при  $m=K$  забезпечується  $B_6=B_3=0$ , тобто в цьому випадку УКЕ за допомогою ТЧ трансформується у канонічний комутаційний елемент [7] з парою чисто активних провідностей  $(G_3, KG_3)$ , де  $G_3 = Y_c / (K + N - 1)$ .

Сказане вище справедливе і для випадку *послідовного* розгалуження але з заміною у виразах провідностей на відповідні опори  $Z_c, R_{6,3}, X_{6,3}$ .

Таким чином, задаючи значення одного з трьох незалежних параметрів  $G_6, G_3, B_3(B_6)$  чи  $m, G_6(G_3), B_3(B_6)$ , за (5.1-5.3) розраховуються значення інших. Функцію ТЧ, який повинен забезпечити ці значення на своєму вході, може виконувати взаємний реактивний чотиріполіусник теж з трьома, як відомо [71], незалежними ЗП. Вони в свою чергу визначаються через ЕП елементів схеми чотиріполіусника, а значення останніх шукаються з розв'язку рівнянь, що встановлюють зв'язок між ЕП елементів і вказаними вище трійками незалежних параметрів перемикача. При цьому можливі різні варіанти схемної реалізації такого ТЧ. До простих і найбільш поширених відносяться ТЧ на базі відрізка лінії передачі з реактивним навантаженням, а також ступінчастий трансформатор з двох відрізків ліній передачі.

1. Схеми з трансформатором у вигляді навантаженого відрізка [366, 412] можуть відрізнятися як за способом під'єднання до лінії додаткового реактивного опору  $jX_t$  (послідовно) чи провідності  $jB_t$  (паралельно), так і місцем їх розташування, як правило, на початку чи в кінці відрізка (рис. 5.1,а,б). Введення додаткової реактивності дає крім двох незалежних змінних (хвильового опору відрізка  $Z_t$  та його електричної довжини  $\theta_t$ ) необхідну ще третю змінну.

Для випадку з паралельною провідністю  $jB_t$  (рис. 5.1,а), виходячи з рівняння трансформації адмітансу  $Y_{кв,3}=G_{кв,3}+jB_{кв,3}$  відрізком лінії передачі у вхідну провідність  $Y_{6,3}=G_{6,3}+jB_{6,3}$ , отримуємо:

$$Y_t^2 = \frac{G_{кв,3} \cdot (G_{6,3}^2 + B_{16,3}^2) - G_{6,3} \cdot (G_{кв,3}^2 + B_{26,3}^2)}{G_{6,3} - G_{кв,3}}, \quad \text{tg } \theta_t = Y_t \cdot \frac{G_{6,3} - G_{кв,3}}{G_{6,3} \cdot B_{26,3} + G_{кв,3} \cdot B_{16,3}}, \quad (5.4)$$

де  $Y_t = 1/Z_t$  – хвильова провідність відрізка лінії;

$B_{1\delta,3} = B_{\delta,3}$  та  $B_{2\delta,3} = B_{\kappa\delta,3} + B_t$  – при під'єднанні  $B_t$  до кінця відрізка;

$B_{1\delta,3} = B_{\delta,3} - B_t$  та  $B_{2\delta,3} = B_{\kappa\delta,3}$  – при під'єднанні  $B_t$  на початку відрізка.

Прирівнюючи вираз (5.4), записаний для відкритого і закритого станів, отримуємо співвідношення для розрахунку додаткової реактивної провідності:

$$B_t = \pm \frac{(G_3 - G_{\kappa 3}) \cdot (G_6 \cdot B_{\kappa 6} + G_{\kappa 6} \cdot B_6) - (G_6 - G_{\kappa 6}) \cdot (G_3 \cdot B_{\kappa 3} + G_{\kappa 3} \cdot B_3)}{(G_6 - G_{\kappa 6}) \cdot G_{13} - (G_3 - G_{\kappa 3}) \cdot G_{16}}, \quad (5.5)$$

де приймається знак «+» і  $G_{1\delta,3} = G_{\delta,3}$  при  $B_t$  на кінці відрізка;

приймається знак «-» і  $G_{1\delta,3} = G_{\kappa\delta,3}$  при  $B_t$  на початку відрізка.

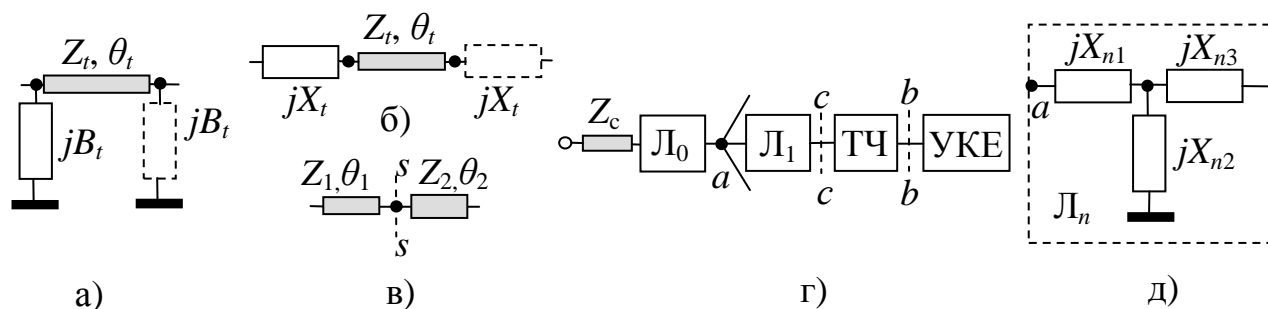


Рисунок 5.1 – Схема ТЧ на базі (а) відрізка лінії з паралельною, (б) з послідовною реактивністю, (в) ступінчастого трансформатора та структура (г) каналу перемикача з ланками (д) еквівалентної схеми неоднорідності розгалуження

Хвильова провідність  $Y_t$  розраховується за (5.4) з підстановкою розрахованого за (5.5) значення  $B_t$  для відкритого чи закритого стану, оскільки провідності  $B_{\delta,3}$  визначаються через параметр якості УКЕ, а значить, через провідності  $G_{\kappa\delta,3}$  і  $B_{\kappa\delta,3}$  з умови незмінної міри відмінності  $M$  (див. п. 2.3), що і забезпечує однакові результати розрахунку в обох станах.

Для розрахунків параметрів  $Z_t$ ,  $\theta_t$ ,  $X_t$  схеми з послідовно ввімкненим реактивним опором (рис. 5.1,б) використовуються вирази (5.4-5.5), але з заміною в них провідностей на відповідні опори  $Z_t$ ,  $R_{\kappa\delta,3}$ ,  $X_{\kappa\delta,3}$ ,  $R_{\delta,3}$ ,  $X_{\delta,3}$ .

Додаткові реактивні навантаження реалізуються, як правило, у вигляді закорочених чи розімкнених на кінці шлейфів, чи дискретними елементами. При

використанні схеми з паралельним навантаженням на початку відрізка реактивності всіх каналів додаються і результуючу реактивну провідність  $NB_t$  можна реалізувати одним шлейфом, під'єднаним до точки розгалуження.

2. Схема зі ступінчастим трансформатором [365, 413], який складається з двох відрізків ліній передачі, має чотири незалежних параметри, а саме різні значення хвильових опорів  $Z_1$ ,  $Z_2$  та електричних довжин  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  (рис. 5.1,в). Оскільки для забезпечення режиму узгодження достатньо трьох незалежних параметрів, то значення одного з цих параметрів, як правило, значення хвильового опору  $Z_2$  вибирається на основі конструктивних міркувань. Електричні параметри  $Y_1=1/Z_1$ ,  $\theta_1$  першого відрізка розраховуються за співвідношеннями, аналогічними (5.4), але при  $B_t=0$  і з заміною  $G_{кв,3}$  та  $B_{кв,3}$  на складові вхідної провідності в січненні  $s-s$  (рис. 5.1,в), тобто в місці з'єднання двох відрізків. Ця комплексна провідність  $Y_{св,3}$  є результатом трансформації вхідної провідності УКЕ  $Y_{кв,3}$  другим відрізком довжиною  $\theta_2$  і для її складових можна записати:

$$\left. \begin{aligned} G_{св,3} &= Y_2^2 \cdot \frac{G_{кв,3} \cdot (1 + t_2^2)}{Y_2^2 - 2 \cdot Y_2 \cdot B_{кв,3} \cdot t_2 + t_2^2 \cdot |Y_{кв,3}|^2}, \\ B_{св,3} &= Y_2 \cdot \frac{t_2 \cdot (Y_2^2 - |Y_{кв,3}|^2) + Y_2 \cdot B_{кв,3} \cdot (1 - t_2^2)}{Y_2^2 - 2 \cdot Y_2 \cdot B_{кв,3} \cdot t_2 + t_2^2 \cdot |Y_{кв,3}|^2}, \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

де  $Y_2=1/Z_2$  – хвильова провідність другого відрізка;

$t_2 = \operatorname{tg} \theta_2$  – значення тангенсу електричної довжини  $\theta_2$  другого відрізка.

Прирівнюючи вираз (5.4), записаний для відкритого і закритого станів, та підставляючи в них замість  $G_{кв,3}$  та  $B_{кв,3}$  вирази (5.6), отримуємо рівність, виконання якої забезпечується певними значеннями електричної довжини  $\theta_2$  другого відрізка:

$$\frac{a_{61}t_2^2 + b_{61}t_2 + c_{61}}{a_{62}t_2^2 + b_{62}t_2 + c_{62}} = \frac{a_{31}t_2^2 + b_{31}t_2 + c_{31}}{a_{32}t_2^2 + b_{32}t_2 + c_{32}}, \quad (5.7)$$

$$\text{де } a_{\theta,31} = G_{\theta,3} \left| Y_{\text{кв},3} \right|^2 - Y_2^2 G_{\text{кв},3};$$

$$a_{\theta,32} = Y_2 (G_{\text{кв},3} B_{\theta,3} - G_{\theta,3} B_{\text{кв},3});$$

$$b_{\theta,31} = -2Y_2 G_{\theta,3} B_{\text{кв},3};$$

$$b_{\theta,32} = G_{\theta,3} (Y_2^2 - \left| Y_{\text{кв},3} \right|^2);$$

$$c_{\theta,31} = Y_2^2 (G_{\theta,3} - G_{\text{кв},3});$$

$$c_{\theta,32} = Y_2 (G_{\theta,3} B_{\text{кв},3} + G_{\text{кв},3} B_{\theta,3}).$$

З рівності (5.7) можна отримати рівняння четвертої степені відносно  $t_2$ , пошук коренів якого, чи пошук коренів безпосередньо з (5.7) доцільно здійснювати ітераційним шляхом, підбираючи значення  $\theta_2$ . За ним з (5.6) розраховуються значення складових  $Y_{s\theta,3}$  і далі за (5.4) при  $B_t=0$  розраховуються параметри  $Z_1, \theta_1$  першого відрізка. Оскільки від  $Z_1, \theta_1, \theta_2$  залежать частотні властивості перемикача, то зміною заданого значення  $Z_2$  можна впливати на них при збереженні бажаних РП.

Якщо довжину  $\theta_2$  задавати, то добитися виконання рівності (5.7) можна шляхом ітераційної зміни коефіцієнта  $m$ . При цьому, якщо прийняти  $t_2=0$ , то, добиваючись зміною  $m$  виконання (5.7), отримуємо схему вхідного узгодження перемикача з використанням лише одного відрізка лінії передачі. З таким варіантом ТЧ рівень робочих параметрів перемикача може бути значно нижчим від граничного.

При використанні в перемикачі *послідовного* розгалуження розрахунок узгоджувальних трансформаторів здійснюється за наведеними вище співвідношеннями з заміною в них провідностей на значення відповідних опорів.

Вихідними даними для розрахунку ЕП елементів схеми променевого перемикача за приведеними співвідношеннями є кількість каналів  $N$ , хвильові опори підвідних ліній  $Z_c, Z_{c1}$ , тип розгалуження, еквівалентні параметри ЕКС та спосіб їх ввімкнення. Розрахунок здійснюється в наступній послідовності: за значеннями  $Z_{c1}$ , параметрів ЕКС та схеми їх з'єднання розраховуються значення вхідної провідності  $Y_{\text{кв},3}$  (опору  $Z_{\text{кв},3}$ ) в обох станах ключів, значення параметру якості  $K$ ; задається значення коефіцієнта  $m \leq K$  і за (5.2-5.3) розраховуються провідності  $Y_{\theta,3}$  (опору  $Z_{\theta,3}$ ); далі здійснюється розрахунок ЕП елементів вибраної схеми ТЧ.

Шляхом комп'ютерного моделювання на базі результатів розрахунків, отриманих за приведеним методом, виконано [414] дослідження багатоканальних променевих перемикачів з паралельним розгалуженням і з ТЧ на базі навантаженого відрізка лінії та з ЕКС метал-контактного і ємнісного МЕМС типу (див. п. 1.4.1) при послідовному і паралельному їх ввімкненні, з такими висновками:

а) перемикачі з послідовно під'єднаними МЕМС ключами обох типів мають спільну властивість: довжина відрізка не виходить за межі 0,1 від довжини хвилі в лінії при малих значеннях параметра  $m$ , прийнятих для узгодження на вході, що приводить до великих значень хвильового опору відрізка  $Z_t$ , при цьому хвильовий опір вихідних ліній  $Z_{c1}$  не може перевищувати значення  $Z_c$ ;

б) при паралельному під'єднанні МЕМС ключів розрахунок перемикачів можливий при довільних значеннях  $Z_{c1}$ ; зменшення  $m$  приводить до зменшення  $Z_t$ , при цьому довжина відрізка виходить рівною чи більшою за  $0,25\lambda$ ;

в) до основних відмінностей перемикачів з МЕМС елементами різного типу, ввімкненими послідовно, можна віднести те, що при збільшенні  $N$  у перемикача з ємнісними ключами зростає  $Z_t$ , важко забезпечити варіант, коли додаткова реактивна провідність рівна нулю, що в результаті приводить до звуження робочої смуги частот, а у випадку метал-контактних ключів подібна проблема не виникає. Ще одна відмінність полягає в рівні розв'язки: для схем з ємнісними ключами вона майже удвічі менша, ніж у схем з метал-контактними ключами, для яких розв'язка перевищує 30 дБ і це забезпечує їм низький рівень внесеного загасання (0,1-0,3 дБ);

г) основна відмінність перемикачів з МЕМС елементами різного типу, під'єднаними паралельно, також полягає в рівні розв'язки, яка не перевищує 20 дБ для ємнісних ключів і досягає 35 дБ для метал-контактних ЕКС. При цьому забезпечується низьке (0,1-1 дБ) внесене загасання, але у вузькій частотній смузі.

Проведене комп'ютерне моделювання підтвердило також існування впливу на частотні характеристики перемикача неоднорідності розгалуження ліній в його структурі, а також можливість виникнення резонансів закритого каналу, особливо при використанні ключів ємнісного типу, що вимагало додаткових досліджень.

*Компенсацію впливу неоднорідності розгалуження променевого перемикача*

при розрахунках ЕП елементів його схеми пропонується [412, 413] здійснювати способом, який розглядався в п. 2.5, з включенням еквівалентної схеми неоднорідності, до складу схеми пристрою. На рис. 5.1,г показано структуру каналу перемикача, до якої введено чотирьохполюсники  $L_0$  і  $L_1$ , утворені фрагментами загальної еквівалентної схеми неоднорідності паралельного розгалуження, як правило, у вигляді реактивних Т- чи П-ланок. У цьому випадку узгодження на вході буде при трансформації чотирьохполюсником  $L_0$  сумарної вхідної провідності  $Y_a = G_a + jB_a$  з точки розгалуження  $a$  у значення  $Y_c$ , а умови (5.1) запишуться:

$$G_{a6} + (N - 1) \cdot G_{a3} = G_a, \quad B_{a6} + (N - 1) \cdot B_{a3} = B_a, \quad (5.8)$$

де  $Y_{a6,3} = G_{a6,3} + jB_{a6,3}$  – вхідна провідність в січenni  $a$  у двох станах каналу з ланкою  $L_1$ . З (5.8), ввівши за аналогією до (2.61) коефіцієнт поділу потужності  $m_a$ , отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} m_a &= G_{a6} / G_{a3}, \\ G_{a6} &= G_a \cdot m_a / (m_a + N - 1), \\ G_{a3} &= G_a / (m_a + N - 1). \\ B_{a6} &= B_a - (N - 1) \cdot B_{a3}. \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

Оскільки чотирьохполюсник  $L_1$  реактивний, то і для нього виконується умова незмінності міри  $M$  пари провідностей ( $Y_{a6}$ ,  $Y_{a3}$ ). Прирівнявши, як і в попередньому випадку, вирази (2.64) і (2.66) для міри  $M$  і підставивши вирази для  $B_{a6}$  і  $G_{a3}$  з (5.13), в результаті для  $B_{a3}$  отримуємо [413]:

$$B_{a3}^2 - \frac{2 \cdot B_a}{N} \cdot B_{a3} + \frac{B_a^2}{N^2} - B_n^2 = 0, \quad (5.10)$$

де  $B_n$  розраховується за (5.3) з заміною  $Y_c$  на  $G_a$  та  $m$  на  $m_a$ .

Необхідні для розрахунку значень  $G_{a6,3}$ ,  $B_{a6,3}$  складові вхідної провідності  $Y_a = G_a + jB_a$ , яка є навантаженням чотирьохполюсника  $L_0$ , можна визначити,

перерахувавши через його параметри значення провідності  $Y_c$  на вході чотириполісника в значення  $Y_a$ . Якщо це є Т-ланка (рис. 5.1,д), утворена при  $n=0$  реактивностями  $X_{01}, X_{02}, X_{03}$ , то для провідності  $Y_a=1/Z_a$  можна записати (див. п. 2.5):

$$Y_a = -\frac{Z_c / X_{02} - j(1 + X_{03} / X_{02})}{X_{01} + X_{03}(1 + X_{01} / X_{02}) + jZ_c(1 + X_{01} / X_{02})}. \quad (5.11)$$

Вхідна провідність каналу  $Y_{ав,з}=G_{ав,з}+jB_{ав,з}$  трансформується через ланку  $L_1$  у вхідну провідність  $Y_{в,з}$  січення  $c$  (рис. 5.1,г), яку повинен забезпечити ТЧ, навантажений своїм УКЕ. Значення  $Y_{в,з}$  розраховуються за (5.11) з заміною еквівалентних параметрів ланки  $L_0$  на параметри ланки  $L_1$  при  $n=1$ , тобто на  $X_{11}, X_{12}, X_{13}$ , та з заміною  $Z_c$  на  $Z_{ав,з}=1/Y_{ав,з}$ . Розрахунок ТЧ за отриманими таким чином значеннями  $Y_{в,з}$  і значеннями  $Y_{кв,з}$  здійснюється далі за описаним вище методом. Оскільки для розрахунку еквівалентних параметрів неоднорідності розгалуження необхідно знати хвильові опори ліній, які його утворюють, тому процедура врахування впливу неоднорідності здійснюється за ітераційною схемою (рис.2.13), де за перше наближення приймаються ЕП елементів ТЧ ідеалізованого перемикача без неоднорідності. Дослідження показують, що при використанні відомих моделей смужкових неоднорідностей трикутного, чи хрестоподібного розгалужень такий ітераційний процес показує швидку сходимість.

*Резонанси закритого каналу перемикача*, які можуть виникати при певних співвідношеннях еквівалентних параметрів ЕКС і параметрів елементів ТЧ [83, 273], приводять до обмеження робочої смуги частот. Як показують результати комп'ютерного моделювання, зі зміною частоти реактивна складова вхідного опору закритих каналів перемикача може переходити через нульове значення з перекиданням фази вхідного опору, що відповідає послідовному резонансу, чи може переходити через безмежно великі значення зі зміною знаку, що відповідає паралельному резонансу. У перемикачі з паралельним розгалуженням на частоті послідовного резонансу закриті канали своїм малим опором шунтують його вхід, що приводить до розузгодження та до різкого зменшення рівня сигналу на виході

відкритого каналу. Паралельний резонанс з великим вхідним опором закритих каналів впливає на роботу перемикача з послідовним розгалуженням.

Частоти резонансів залежать від типу та параметрів елементів схем ТЧ та УКЕ. Якщо паралельне розгалуження каналів перемикача утворене з'єднанням відрізків ліній з хвильовим опором  $Z_t$  та електричною довжиною  $\theta_t$ , які є складовою частиною ТЧ (чи відрізком лінії з додатковою реактивністю, чи першим відрізком ступінчастого трансформатора), то у цьому випадку для реактивної складової  $jX_3$  вхідного опору  $Z_3$  закритого каналу, який є вхідним опором такого відрізка, навантаженого комплексним опором  $Z_{t3}=R_{t3}+jX_{t3}$ , отримуємо:

$$X_3 = Z_t \frac{(Z_t^2 - |Z_{t3}|^2) \operatorname{tg} \theta_t + Z_t X_{t3} (1 - \operatorname{tg}^2 \theta_t)}{Z_t (Z_t - 2X_{t3} \operatorname{tg} \theta_t) + |Z_{t3}|^2 \operatorname{tg}^2 \theta_t}. \quad (5.12)$$

Опір  $Z_{t3}$  визначається з решти схеми ТЧ (додаткової реактивності чи другого відрізка лінії) і вхідного опору  $Z_{к3}$  УКЕ, що її навантажує. Значення частот, на яких  $X_3$  з (5.12) прямує до нуля, і будуть частотами послідовного резонансу закритого каналу.

У випадку, коли додаткова реактивність  $NB_t$  ТЧ вмикається паралельно до точки розгалуження каналів і реалізується у вигляді шлейфа з відрізка лінії з хвильовим опором  $Z_s$  та електричною довжиною  $\theta_s$ , можуть виникати послідовні резонанси на частотах, при яких  $jX_N=1/(jNB_t)=0$ , тобто, коли електрична довжина розімкнутого на кінці шлейфа становить  $\theta_s=(2n+1)\pi/2$ , а закороченого –  $\theta_s=n\pi$ . Якщо нехтувати дисперсією в лінії, то при електричній довжині шлейфа  $\theta_{s0}$ , яка відповідає робочій частоті  $f_0$ , резонансна частота при  $n=1$  становитиме  $f_s = k\pi f_0 / \theta_{s0}$ , де  $k=0,5$  для розімкнутого і  $k=1$  для закороченого на кінці шлейфа.

Підтвердженням важливості врахування резонансів закритих каналів можуть служити результати розрахунку та моделювання променевого перемикача 1:4 на робочу частоту 10 ГГц у мікросмужковому виконанні на GaAs підкладці з  $\varepsilon = 12,9$  товщиною 200 мкм, товщиною металізації 10 мкм для хвильових опорів  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом з послідовно ввімкненими МЕМС ключами метал-контактного типу з параметрами [260]  $R_d=1$  Ом,  $C_u=2$  фФ (рис. 1.11,є) та з різними варіантами ТЧ.



Результати розрахунків ЕП елементів схеми перемикачів і резонансних частот приведено в Додатку Д.1. На рис. 5.2,а зображено частотні характеристики перемикача зі ступінчастим ТЧ (суцільні лінії), де  $S_{21}$  – коефіцієнт передачі на відкритий вихід (відповідає внесеним втратам),  $S_{31}$  – коефіцієнт передачі на закритий вихід (відповідає розв’язці). З кривих для  $S_{21}$  видно, що мають місце два резонанси закритих каналів з частотами 4,84 ГГц і 14,08 ГГц, які також дають результати пошуку за (5.12). Перемикач з ТЧ на базі відрізка з розімкненим шлейфом, приєднаним до розгалуження, має резонанс закритих каналів на частоті 6,63 ГГц і резонанс за рахунок шлейфа на частоті 11,65 ГГц, на що вказує різка зміна  $S_{31}$  на другому резонансі на рис. 5.2,а (пунктирні криві), і що підтверджують розрахунки. При зменшенні довжини відрізків  $\theta_t$  резонансні частоти виходять за межі досліджуваної смуги, як це видно з результатів моделювання перемикача з тим же варіантом ТЧ, але з закороченим шлейфом (суцільні криві на рис. 5.1,б).

Збільшення кількості каналів звужує частотну смугу перемикача за рівнем узгодження, що підтверджують пунктирні криві на рис. 5.2,б, які відносяться до перемикача з  $N=2$ , аналогічного за параметрами чотирьохканальному, тільки з довшим шлейфом. Також ширшу смугу узгодження має двоканальний перемикач зі ступінчастим ТЧ, якому на рис. 5.2,б відповідають штрих-пунктирні криві.

У всіх випадках моделювання рівень РП відповідає розрахованим за  $m$  значенням.

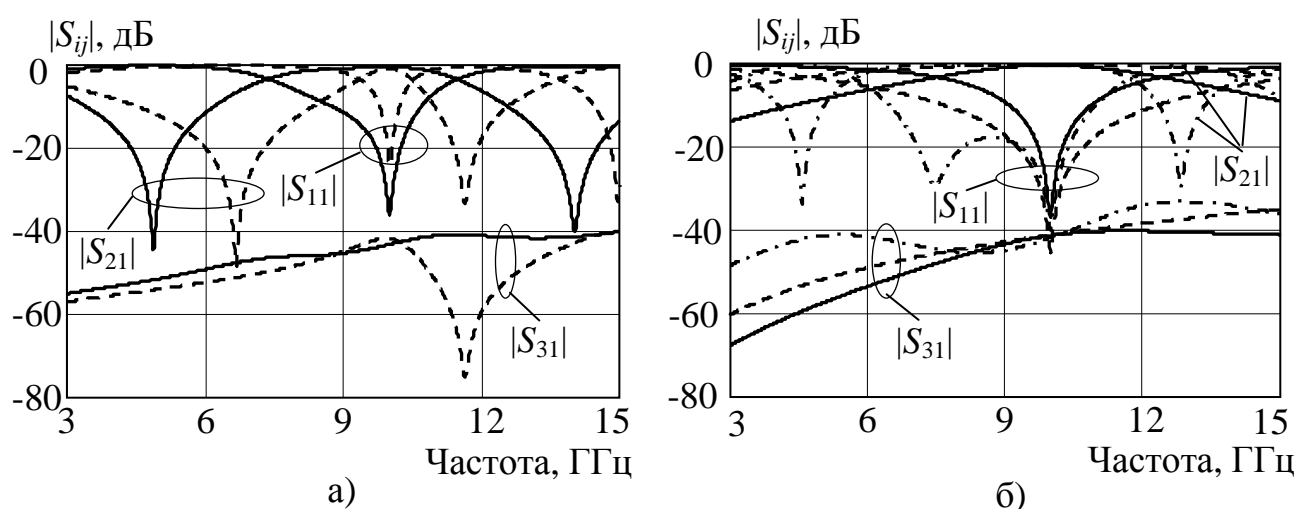


Рисунок 5.2 – Частотні залежності хвильових параметрів 4-канального перемикача (а) з резонансами закритих каналів, (б) без резонансів закритих каналів та аналогічних двоканальних перемикачів

Висновки про паразитні резонанси підтверджуються також результатами моделювання закритого каналу згаданого вище 4-канального перемикача зі ступінчастим ТЧ. На рис. 5.3,а приведено частотні характеристики дійсної і уявної складових вхідного опору  $Z_3=R_3+jX_3$  закритого каналу, а також вхідного опору  $Z_{\text{вх}}=R_{\text{вх}}+jX_{\text{вх}}$  самого перемикача, з яких видно, що  $X_3$  і  $X_{\text{вх}}$  переходять через нуль на резонансних частотах 4,84 ГГц і 14,08 ГГц, змінюючи знак з від'ємного на додатній. З частотних характеристик фази вхідних опорів (рис. 5.3,б) видно, що на цих частотах відбувається перекидання фази з  $-90^\circ$  на  $+90^\circ$ , тобто спостерігається послідовний резонанс. Значення  $R_{\text{вх}}$  на цих частотах малі, оскільки ЕКС маловтратні.

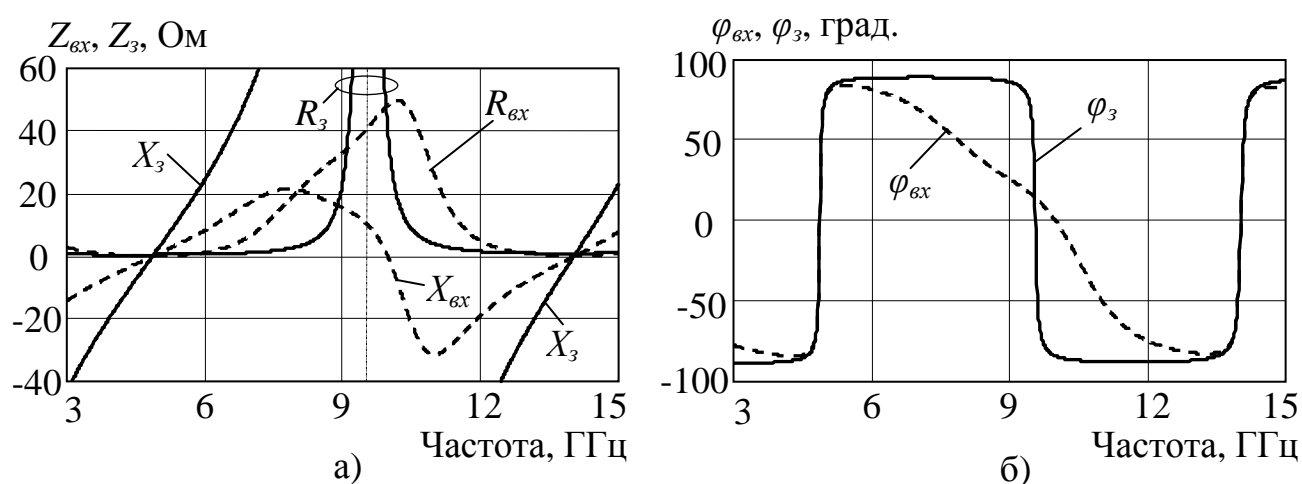


Рисунок 5.3 – Частотні залежності (а) складових комплексних вхідних опорів 4-канального перемикача і його закритого каналу та (б) фази цих опорів

На частоті 9,56 ГГц реактивна складова  $X_3$  проходить через нескінченність, змінюючи знак, а активна складова  $R_3$  приймає максимальне значення. При цьому фаза вхідного опору закритого каналу  $\varphi_3$  робить зворотнє перекидання, що відповідає паралельному резонансу, який не вплинув на характеристики перемикача (див. рис. 5.2,а). З рис. 5.3 видно, що на робочій частоті 10 ГГц  $X_{\text{вх}}=0$ ,  $R_{\text{вх}}=Z_c=50$  Ом,  $\varphi_{\text{вх}}=0$ , тобто забезпечується повне вхідне узгодження перемикача.

Підтвердженням важливості компенсації впливу неоднорідності розгалуження служать результати розрахунку та моделювання променевого перемикача 1:2 на робочу частоту 10 ГГц з тим самим варіантом смужкової реалізації, як у попередньому прикладі, з тими самими ЕКС, їх способом ввімкнення та

параметрами і з ТЧ на базі відрізка лінії з додатковою реактивністю на вході, реалізованою шлейфом. Частотні характеристики такого перемикача з ЕП елементів, розрахованими в ідеалізованому варіанті без впливу неоднорідності (див. Додаток Д.1), приведено пунктирними кривими на рис. 5.2,б та на рис. 5.4,а. Під впливом неоднорідності розгалуження відбувається зміщення частотних залежностей і зниження рівня узгодження на робочій частоті, як це видно з штрих-пунктирних кривих на рис. 5.4,а. В результаті корекції цього впливу за вказаним вище методом

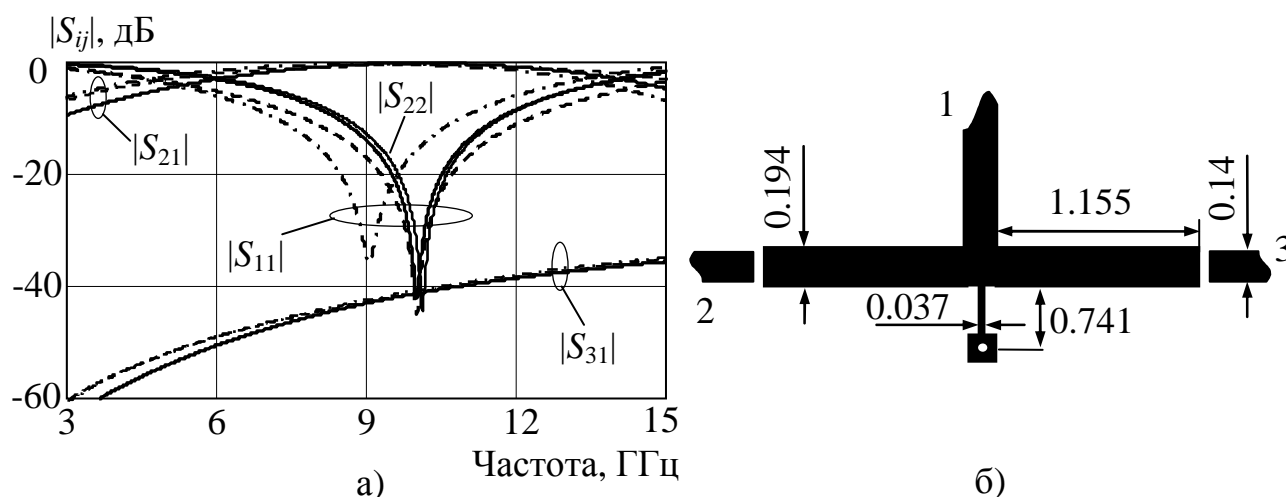


Рисунок 5.4 – Частотні залежності хвильових параметрів двоканального перемикача (а) з врахуванням впливу неоднорідності трійника та (б) топологія перемикача з розмірами відрізків МСЛ

характеристики перемикача з новими ЕП елементів (див. Додаток Д.1) максимально наблизилися до ідеалізованих (суцільні криві,  $S_{22}$  – коефіцієнт відбиття на відкритому виході). На рис. 5.4,б приведено топологічний малюнок перемикача зі скоректованими параметрами та спільним шлейфом, вказано розміри елементів у відповідності до параметрів вибраної підкладки.

## 5.2. Схема з трансформуючим чотиріполюсником, розміщеним на вході перед розгалуженням

В структурі променевого перемикача 1:N, в якій ТЧ розміщують перед розгалуженням (рис. 2.8,б), його УКЕ в кожному з каналів при необхідності можуть

під'єднуватися до розгалуження за допомогою відрізків ліній передачі з хвильовим опором  $Z_1$  і електричною довжиною  $\theta_1$  (рис. 5.5,а). Цей відрізок трансформує вхідну провідність  $Y_{кв,3}=G_{кв,3}+jB_{кв,3}$  УКЕ у вхідну провідність каналу  $Y_{\epsilon,3}=G_{\epsilon,3}+jB_{\epsilon,3}$ , складові якої визначаються за аналогічними до (5.6) співвідношеннями:

$$G_{\epsilon,3} = Y_1^2 G_{кв,3} (1 + t_1^2) / D_{\epsilon,3}, \quad B_{\epsilon,3} = [Y_1^2 B_{кв,3} (1 - t_1^2) + Y_1 (Y_1^2 - |Y_{кв,3}|^2) t_1] / D_{\epsilon,3}, \quad (5.13)$$

де  $Y_1=1/Z_1$  – хвильова провідність відрізка лінії;

$t_1 = \operatorname{tg}\theta_1$  – значення тангенсу електричної довжини  $\theta_1$  відрізка;

$$D_{\epsilon,3} = |Y_{кв,3}|^2 t_1^2 - 2Y_1 B_{кв,3} t_1 + Y_1^2.$$

Підстановка  $G_{\epsilon,3}$  з (5.13) у вираз для коефіцієнта ділення потужності  $m=G_\epsilon/G_3$  дає:

$$m = G_{кв} D_3 / (G_{кз} D_\epsilon). \quad (5.14)$$

З (5.14) слідує, що можливість отримати задане значення  $m$ , при якому досягається розрахований за (2.63, 2.68) рівень робочих параметрів, залежить від значень  $Z_1$ ,  $\theta_1$  відрізка, вибір яких здійснюється за наступними варіантами [415, 416]:

1. Перетворення в канонічний ключ. В п. 2.3.2 було відмічено, що граничні значення РП перемикача досягаються при  $m=K$ , де  $K$  – параметр якості комутаційного елемента, в нашому випадку УКЕ, при якому на вході каналу забезпечується пара чисто активних провідностей  $G_\epsilon=(KG_3, G_3)$  у двох станах, тобто з  $B_\epsilon=B_3=0$ , і який розраховується для вхідної провідності  $Y_{кв,3}$  за (2.65). Прирівнюючи чисельник виразу (5.13) для  $B_{\epsilon,3}$  до нуля, отримуємо систему рівнянь відносно змінних  $Y_1$ ,  $t_1$ , корені яких і є значеннями, що перетворюють канал перемикача в канонічний ключ. Розв'язуючи цю систему відносно вказаних змінних, для параметра  $t_1$  отримуємо біквдратне рівняння:

$$t_1^4 - (2 + \frac{b^2}{ac}) t_1^2 = 0, \quad (5.15)$$

$$\text{де } a = |Y_{кз}|^2 B_{кв} - |Y_{кв}|^2 B_{кз};$$

$$b = |Y_{кв}|^2 - |Y_{кз}|^2;$$

$$c = B_{кв} - B_{кз}.$$

При цьому хвильова провідність  $Y_1$  розраховується за виразом:

$$Y_1 = bt_1 / [c(1 - t_1^2)]. \quad (5.16)$$

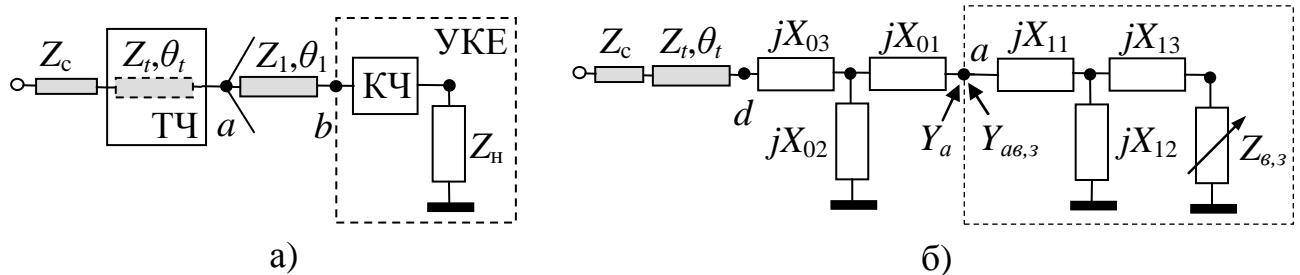


Рисунок 5.5 – Структура (а) каналу перемикача з ТЧ на його вході та схема (б) каналу з фрагментами еквівалентної схеми неоднорідності розгалуження

Використовуються тільки ті корені  $t_1$  і  $Y_1$ , при яких перевірка за допомогою (5.13) умови  $G_e = KG_3$  дає додатній результат, і тим самим каналу надається форма канонічного комутаційного елемента.

2. Забезпечення максимального значення  $m$ . При деяких значеннях параметрів КЧ та опору  $Z_H$  не вдається трансформувати УКЕ за допомогою відрізка лінії у канонічний ключ, оскільки розрахунки за (5.15, 5.16) приводять до результатів, які важко технічно реалізувати, чи не дають значень у вигляді дійсних чисел. В цьому випадку необхідно задати значення одного з параметрів з'єднувальних відрізків і шукати значення другого параметра, при якому забезпечується максимальне значення коефіцієнта  $m = m_{max}$ , тобто максимальні в даному випадку РП перемикача.

Якщо виходячи з технічних міркувань задавати значення хвильового опору відрізка  $Z_1$ , то, взявши похідну  $dm/dt_1$  від (5.14) та прирівнявши її до нуля, отримуємо квадратне рівняння відносно  $t_1$ :

$$at_1^2 + Y_1 bt_1 - Y_1^2 c = 0, \quad (5.17)$$

де коефіцієнти  $a, b, c$  ті самі, що і в (5.15).

Значення  $m_{max}$  шукається за (5.14) з підстановкою  $Y_1$  та коренів рівняння (5.17).

3. Забезпечення заданого значення  $m$ . У ряді випадків, пов'язаних, наприклад, з необхідністю отримати певну довжину  $\theta_1$  відрізка, чи змінити її при заданому  $Z_1$ , потрібно задавати значення коефіцієнта  $m < m_{max}$ . Тоді довжина відрізка теж шукається, як корінь рівняння (5.17), яке отримуємо з (5.14), але коефіцієнти для нього розраховуються наступним чином:

$$a = m|Y_{кв}|^2 G_{кз} - |Y_{кз}|^2 G_{кв}, \quad b = 2(G_{кв} B_{кз} - m G_{кз} B_{кв}), \quad c = G_{кв} - m G_{кз}. \quad (5.18)$$

Якщо відрізок не використовується, тобто  $t_1=0$ , то згідно з (5.14)  $m = G_{кв}/G_{кз}$ .

Трансформуючий чотириполіусник, який розміщено перед розгалуженням, служить для трансформації у випадку *паралельного* розгалуження сумарної вхідної провідності  $Y_a = G_a + jB_a$  з точки розгалуження  $a$  (рис. 5.5,а) у хвильову провідність  $Y_c = 1/Z_c$  підвідної лінії. Складові провідності  $Y_a$ , як результат додавання вхідних провідностей каналів, становлять:

$$G_a = G_6 + (N-1)G_3, \quad B_a = B_6 + (N-1)B_3. \quad (5.19)$$

Складові  $G_{6,3}$  і  $B_{6,3}$  вхідної провідності відкритого і закритого каналів розраховуються за (5.13) з використанням значень  $Z_1, \theta_1$ , знайдених за одним з описаних вище способів. При відсутності відрізка ці складові дорівнюють  $G_{кв,з}$  і  $B_{кв,з}$ .

Для трансформації  $Y_a$  в  $Y_c$  можуть застосовуватися різні варіанти ТЧ, реалізовані, як за класичними схемами на базі навантаженого відрізка одиночної лінії, так і на базі відрізка ЗСЛ (див. п. 3.1). Найпростішим і водночас достатньо ефективним є використання в ролі ТЧ тільки відрізка одиночної лінії з хвильовим опором  $Z_t$  і електричною довжини  $\theta_t$  (рис. 5.5,а). Вирази для розрахунку цих електричних параметрів, які записуються з рівняння трансформації імпедансу відрізком лінії (див. п. 2.5), у даному випадку мають вигляд:

$$Y_t = \sqrt{\frac{G_a Y_c^2 - |Y_a|^2 Y_c}{Y_c - G_a}}, \quad \theta_t = \arctg\left(Y_t \frac{Y_c - G_a}{Y_c B_a}\right). \quad (5.20)$$

Якщо канали перемикача приведено за допомогою відрізка лінії до канонічного вигляду, тобто забезпечено  $m=K$ , тоді  $Y_a=G_a$  і вхідне узгодження забезпечується, як видно з (5.20), чвертьхвильовим відрізком лінії з  $Y_t = \sqrt{G_a Y_c}$ .

Для розрахунку перемикача з *послідовним* розгалуженням використовуються співвідношення (5.15-5.20) з заміною всіх провідностей на відповідні опори.

Врахування впливу неоднорідності розгалуження здійснюється, як і в попередньому випадку, з використанням еквівалентної схеми неоднорідності, включеної до складу схеми перемикача. На рис. 5.5,б показано структуру каналу перемикача, до якої введено Т-ланки, утворені фрагментами загальної еквівалентної схеми неоднорідності паралельного розгалуження. Двостановий опір  $Z_{6,3}$  є опором на вході відрізка з  $Z_1$ ,  $\theta_1$ , навантаженого вхідним опором  $Z_{кв,3}$  УКЕ. У цьому випадку узгодження на вході буде забезпечуватися трансформацією відрізком з  $Z_t$ ,  $\theta_t$  вхідного опору  $Z_d$  з січення  $d$  у значення  $Z_c$ . В свою чергу опір  $Z_d$  є результатом трансформації через розміщену зліва від точки  $a$  Т-ланку вхідної провідності  $Y_a=1/Z_a$ , утвореної в точці розгалуження сумою вхідних провідностей каналів  $Y_{ав,3}=1/Z_{ав,3}$ , які теж є результатом трансформації опору  $Z_{6,3}$  через розміщену справа від точки  $a$  Т-ланку. Вирази для цих трансформацій, записуються наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} Z_{ав,3} &= -\frac{X_{13} + X_{11}(1 + X_{13}/X_{12}) - jZ_{6,3}(1 + X_{11}/X_{12})}{Z_{6,3}/X_{12} + j(1 + X_{13}/X_{12})}, \\ Y_a &= Y_{ав} + (N-1)Y_{ав}, \\ Z_d &= -\frac{X_{01} + X_{03}(1 + X_{01}/X_{02}) - jZ_a(1 + X_{03}/X_{02})}{Z_a/X_{02} + j(1 + X_{01}/X_{02})}. \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

Як і в попередньому випадку, процедура врахування впливу неоднорідності здійснюється за ітераційною схемою: розраховуються параметри  $Z_1$ ,  $\theta_1$  відрізка і за ними та за  $Z_{кв,3}$  розраховуються значення опору  $Z_{6,3}$ ; для ідеалізованого перемикача

без неоднорідності, як перше наближення, розраховуються параметри  $Z_t$ ,  $\theta_t$  відрізка на вході; за отриманим значенням  $Z_t$ ,  $Z_1$  визначаються еквівалентні параметри неоднорідності розгалуження; за (5.21) розраховуються вхідні опори  $Z_{ав,з}$ ,  $Z_a$ ,  $Z_d$  з врахуванням неоднорідності; для  $Z_c$  і отриманого  $Z_d$  розраховуються нові значення  $Z_t$ ,  $\theta_t$ , і якщо  $Z_t$  відрізняється від попереднього, то розрахунки повторюють вже при цьому значенні, починаючи з визначення параметрів неоднорідності.

Резонанси закритого каналу перемикача можуть виникати при певних співвідношеннях еквівалентних параметрів ЕКС і параметрів  $Z_1$ ,  $\theta_1$  відрізка лінії в каналах. Пошук резонансних частот здійснюється за (5.12), де опору  $Z_{тз}$  відповідає значення вхідного опору  $Z_3$ . Оскільки в конструкціях таких перемикачів використовують, як правило, короткі відрізки, тому резонанси закритого каналу спостерігаються рідше, ніж у випадку перемикача з додатковими шлейфами.

Підтвердженням ефективності та доцільності використання приведенного методу можуть служити результати розрахунку та моделювання мікросмужкового променевого перемикача 1:4 на робочу частоту 15 ГГц з ТЧ на вході, вихідні дані для проектування якого (тип та параметри ЕКС, хвильові опори підвідних ліній, параметри діелектричної підкладки) такі самі, як у прикладі з п 5.1. В процесі розрахунку встановлено, що забезпечити перетворення в канонічний ключ, чи досягти  $m_{max}$  для даного варіанту УКЕ можна лише при значній довжині  $\theta_1$  відрізка, при цьому виникає загроза паразитних резонансів. Тому вирішено задати  $m < K$ . Результати розрахунку ЕП елементів схеми перемикача приведено в Додатку Д.2, а частотні характеристики його параметрів розсіяння, отримані при СМ, зображено на рис. 5.6,а. Вони кращі, ніж приведені у [260] результати ЕМ (пунктирні криві на рис. 5.6,а) подібного варіанту перемикача з такими ж ЕКС на такій самій підкладці, для узгодження якого було використано більш складну схему з ТЧ на вході і зі ступінчастими трансформаторами в кожному каналі, а ЕП її елементів визначалися за допомогою оптимізаційної процедури САПР Momentum [38].

Простежити вплив неоднорідності розгалуження на параметри перемикача можна на прикладі розрахунку (див. Додаток Д.2) та СМ двоканального перемикача зі структурою і ЕКС, аналогічними чотиріканальному. Результати такого



моделювання приведені на рис. 5.6,б. Характеристики ідеалізованого варіанту перемикача без впливу неоднорідності розгалуження показано на рисунку пунктирними кривими. Під впливом неоднорідності характеристики змінюються до вигляду, показаного штрих-пунктирними кривими. СМ за отриманими в результаті корекції цього впливу ЕП (див. Додаток Д.2), дає частотні характеристики перемикача (суцільні криві) близькі до ідеалізованого варіанту, хоч з дещо вужчою частотною смугою за рівнем узгодження на вході.

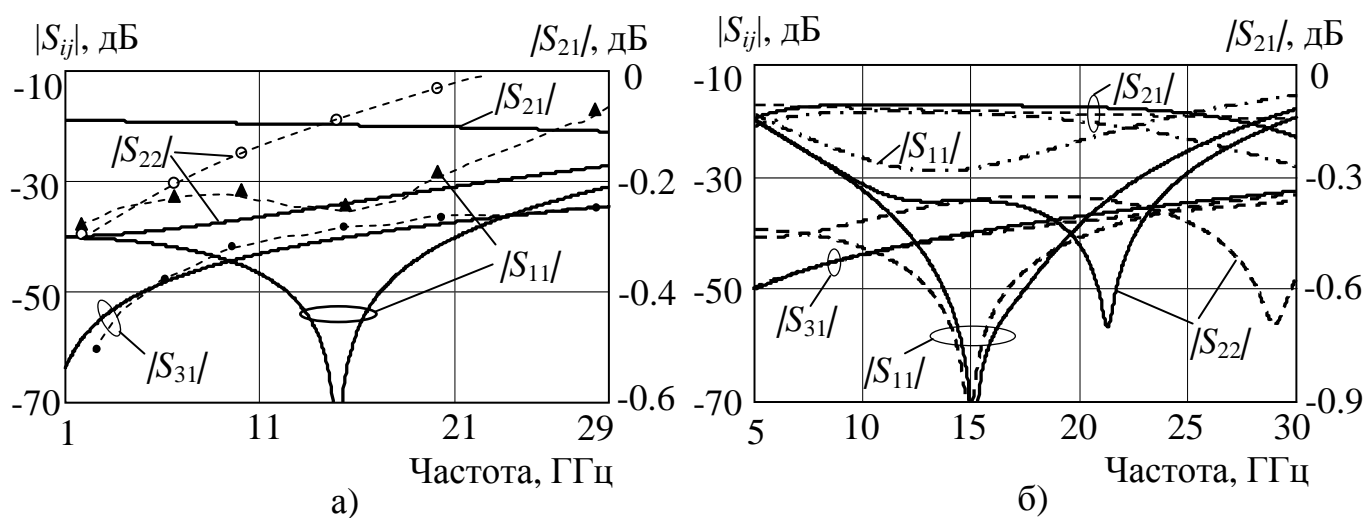


Рисунок 5.6 – Частотні залежності хвильових параметрів перемикачів з ТЧ на вході: (а) 4-канального, (б) 2-канального з компенсацією впливу неоднорідності

Для перевірки достовірності результатів розрахунку запропонованим методом розроблено та експериментально досліджено макет двоканального перемикача на частоту 2,4 ГГц в мікросмушковому виконанні на підкладці з  $\epsilon=2,1$  товщиною  $H=1,45$  мм та товщиною металізації 50 мкм з використанням в каналах паралельно ввімкненого  $p-i-n$ -діодного ЕКС. Результати розрахунку ЕП елементів схеми перемикача приведено в Додатку Д.2. На рис. 5.7,а зображено частотні характеристики, які були отримані в процесі СМ перемикача за результатами розрахунків. Штрих-пунктирні криві відносяться до ідеалізованого варіанту без неоднорідності. Компенсація її впливу дає характеристики, які максимально наближені до попередніх кривих (пунктирні лінії). Під'єднання до схеми ланок подання керуючої напруги на діоди і розділювальних конденсаторів приводить до деякої зміни частотних залежностей перемикача (суцільні криві). Результати

експериментальних досліджень макету перемикача (рис. 5.7,б), реалізованого за результатами моделювання, нанесено на рис.5.7,а. Основна причина зменшення розв'язки до рівня 20-22 дБ полягає у впливі площадки з'єднання діода з екраном в закритому каналі, на що вказують і результати моделювання.

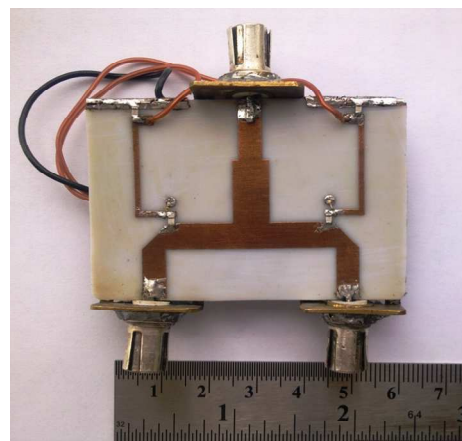
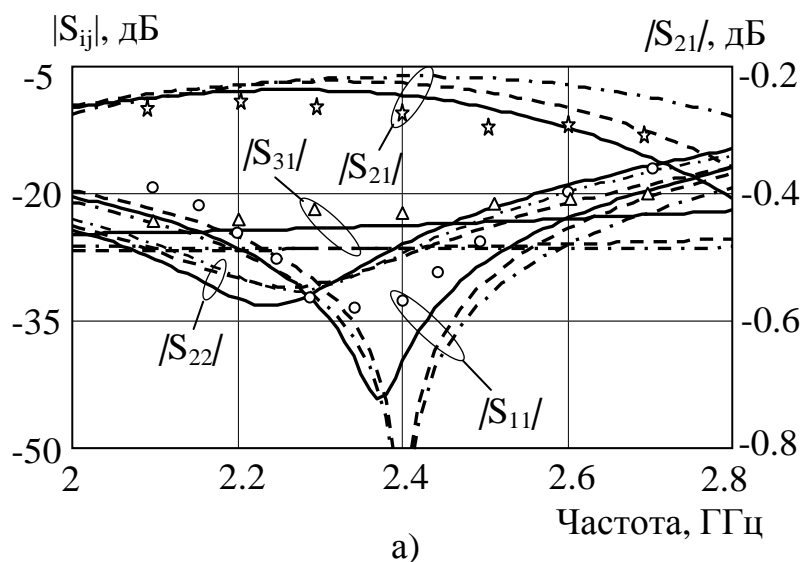


Рисунок 5.7 – Характеристики (а) двоканального перемикача з ТЧ на вході та (б) його макет

### 5.3. Схема з трансформуючими чотириполюсниками, розміщеними на виходах каналів

На відміну від попередніх варіантів узгодження променевого перемикача в структурі з ТЧ на виходах каналів (рис. 2.8,в) до складу УКЕ крім КЧ входить також і сам ТЧ, навантажений підвідною лінією з хвильовим опором  $Z_{c1}$ , як це показано на рис. 5.8,а. Оскільки параметри ТЧ відносяться до невідомих, які необхідно визначити в процесі розрахунку пристрою, тому скористатися на початковому етапі вхідною провідністю  $Y_{кв,з}$  УКЕ, що дозволяли попередні структури перемикача, немає можливості. В даному випадку ТЧ разом з  $Z_{c1}$  утворюють двополюсник з комплексним вхідним опором  $Z_d=R_d+jX_d$  у січenni  $d$ .

Як відмічено в п. 5.2, КЧ в кожному з каналів можуть з'єднуватися з розгалуженням за допомогою відрізків ліній передачі з хвильовим опором  $Z_1$  і електричною довжиною  $\theta_1$  (рис. 5.8,а). Їх використання зумовлене конструктивною

необхідністю, наприклад, при паралельному ввімкненні ЕКС, чи необхідністю отримати при розрахунках допустимі для реалізації значення ЕП елементів ТЧ.

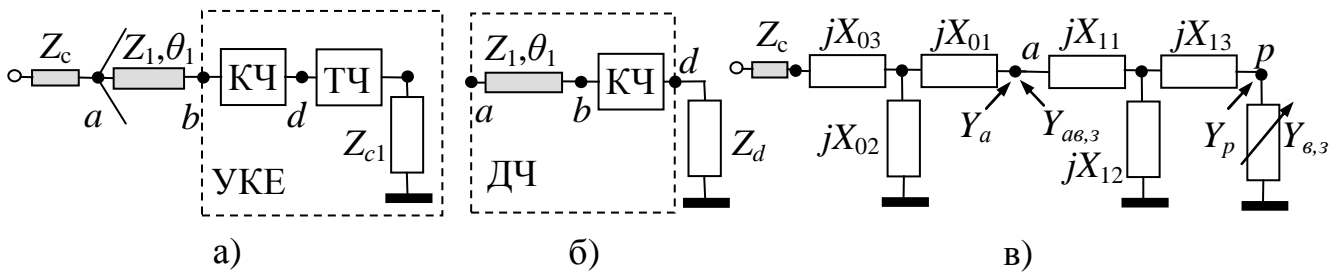


Рисунок 5.8 – Структура (а) каналу перемикача з ТЧ на його виході і (б) заміною її частини опором навантаження, та схема (в) каналу з фрагментами еквівалентної схеми неоднорідності розгалуження

Відрізок лінії і схема КЧ утворюють двостановий чотириполюсник ДЧ (рис. 5.8,б), навантажений на виході опором  $Z_d$ . Вхідна провідність каналу  $Y_{\delta,3}$ , яка є вхідною провідністю навантаженого ДЧ, повинна бути такою, щоб задовольняти умови узгодження (5.1) на вході перемикача. Оскільки опір навантаження  $Z_d$  невідомий, а схема КЧ може бути різною, тому виразимо параметри ДЧ в матричній формі. Для цього використаємо апарат класичної матриці передачі [71], відомої також, як ABCD матриця [83]. Задамо матрицю передачі КЧ у вигляді:

$$[A_k] = \begin{bmatrix} A_{KB,3} & B_{KB,3} \\ C_{KB,3} & D_{KB,3} \end{bmatrix}. \quad (5.22)$$

Відомо [71, 83], що матриця передачі відрізка з параметрами  $Z_1, \theta_1$  становить:

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ j \sin \theta_1 / Z_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

Тоді матриця ДЧ, як добуток (5.22) і (5.23), матиме вигляд:

$$\begin{bmatrix} A_{d6,3} & B_{d6,3} \\ C_{d6,3} & D_{d6,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{к6,3} \cos \theta_1 + jC_{к6,3} Z_1 \sin \theta_1 & B_{к6,3} \cos \theta_1 + jD_{к6,3} Z_1 \sin \theta_1 \\ C_{к6,3} \cos \theta_1 + jA_{к6,3} \sin \theta_1 / Z_1 & D_{к6,3} \cos \theta_1 + jB_{к6,3} \sin \theta_1 / Z_1 \end{bmatrix}. \quad (5.24)$$

Перепишемо вираз (в термінах матриці передачі) для вхідного опору навантаженого чотирьополюсника [71] (в нашому випадку для опору  $Z_{6,3}=1/Y_{6,3}$  чотирьополюсника ДЧ з навантаженням  $Z_d$ ) у вираз для опору навантаження:

$$Z_d = \frac{D_{d6,3} - B_{d6,3} Y_{6,3}}{A_{d6,3} Y_{6,3} - C_{d6,3}}. \quad (5.25)$$

Вираз для вхідної провідності відкритого каналу  $Y_6$  з застосуванням умов вхідного узгодження (5.1) можна подати у формі:

$$Y_6 = Y_c - (N-1)Y_3 \quad (5.26)$$

де  $Y_c=1/Z_c$  – хвильова провідність підвідної лінії на вході.

Прирівнюючи вирази (5.25), записані для відкритого і закритого станів, та підставивши (5.26), отримуємо [417] квадратне рівняння відносно комплексної змінної  $Y_3=G_3+jB_3$  з комплексними коефіцієнтами:

$$\dot{a}Y_3^2 + \dot{b}Y_3 + \dot{c} = 0, \quad (5.27)$$

де  $\dot{a} = (N-1)(A_{d3}B_{d6} - A_{d6}B_{d3})$ ;

$\dot{b} = A_{d3}(D_{d6} - B_{d6}Y_c) - (N-1)(B_{d6}C_{d3} - A_{d6}D_{d3}) + B_{d3}(A_{d6}Y_c - C_{d6})$ ;

$\dot{c} = C_{d3}(B_{d6}Y_c - D_{d6}) - D_{d3}(A_{d6}Y_c - C_{d6})$ ;

$A_{d6,3}, B_{d6,3}, C_{d6,3}, D_{d6,3}$  – елементи матриці (5.24).

Корені рівняння (5.27) дозволяють знайти з (5.26) складові провідності  $Y_6$ , а з виразу (5.25) для закритого чи відкритого стану знайти складові комплексного опору  $Z_d$ .

Використовуючи  $Z_d$ , який є вхідним опором ТЧ, і опір  $Z_{c1}$ , який навантажує

ТЧ, можна розрахувати ЕП елементів бажаної схеми ТЧ. Якщо, як і в п. 5.2, реалізувати ТЧ відрізком лінії з хвильовим опором  $Z_t$  і електричною довжиною  $\theta_t$ , то, виходячи з виразу трансформації опору відрізком лінії передачі, отримуємо:

$$Z_t = \sqrt{Z_c \frac{X_d^2 + R_d(R_d - Z_c)}{R_d - Z_c}}, \quad \theta_t = \arctg\left(Z_t \frac{R_d - Z_c}{Z_c X_d}\right). \quad (5.28)$$

Параметр якості  $K$  каналу розраховується за (1.2) чи за (2.65) з підстановкою вхідного опору УКЕ, утвореного КЧ з навантаженням  $Z_d$ , чи вхідного опору  $Z_{\epsilon,3}=1/Y_{\epsilon,3}$ , оскільки значення міри  $M$  пари опорів не змінюється при трансформації через відрізок лінії. Коефіцієнт ділення потужності  $m$ , як і раніше, визначається з розрахованих значень активних складових  $Y_{\epsilon,3}$ , тобто  $m=G_{\epsilon}/G_3$ , що дозволяє за (2.63) розрахувати значення робочих параметрів перемикача з використанням (2.68), де складовим  $R_n$  та  $X_n$  опору навантаження відповідають значення  $R_d$  та  $X_d$ .

Послідовність розрахунків з тими ж, що і для попередніх структур, вихідними даними, виглядає так: з конструктивних міркувань вибираються значення  $Z_1$ ,  $\theta_1$ ; за заданими параметрами та схемою включення ЕКС визначаються елементи матриці КЧ  $[A_k]$ , наприклад, якщо ЕКС з'єднані за комбінованою схемою (рис. 2.9,г без  $Z_n$ ), то елементи  $[A_k]$  становлять [71]:  $A_{k\epsilon,3}=1+Z_{1\epsilon,3}/Z_{23,\epsilon}$ ,  $B_{k\epsilon,3}=Z_{1\epsilon,3}$ ,  $C_{k\epsilon,3}=1/Z_{23,\epsilon}$ ,  $D_{k\epsilon,3}=1$ ; за (5.24) розраховуються елементи матриці з'єднання  $[A_d]$ ; з рівняння (5.27) шукаються корені  $Y_3$  і за (5.26) розраховується  $Y_{\epsilon}$ , а за (5.25) опір навантаження  $Z_d$  для відкритого чи закритого стану; виходячи з  $Z_d$  і  $Z_{c1}$  визначаються ЕП елементів схеми ТЧ, наприклад, за (5.28) для відрізка лінії; далі розраховуються  $K$ ,  $m$  та РП.

Врахування впливу неоднорідності розгалуження в перемикачі з ТЧ на виходах каналів з використанням еквівалентної схеми неоднорідності не вимагає ітераційного пошуку і виконується в наступній послідовності. За заданими значеннями хвильових опорів  $Z_c$ ,  $Z_{c1}$  здійснюється розрахунок ЕП еквівалентної схеми неоднорідності. Далі визначаються елементи матриці  $[A_d]$  і матриці передачі правої Т-ланки неоднорідності (рис. 5.8,в), добуток яких дає нову матрицю  $[A_a]$ . За (5.11) визначається вхідна провідність  $Y_a$  в центральній точці розгалуження  $a$ , яка

при трансформації лівою Т-ланкою (рис. 5.8,в) повинна давати значення  $Y_c$ , і яка дорівнює сумі вхідних провідностей  $Y_{a6,3} = G_{a6,3} + jB_{a6,3}$  всіх каналів перемикача з правою Т-ланкою, тобто вхідних провідностей чотирьох полюсників з матрицями  $[A_a]$ . Опір навантаження цього чотирьох полюсника визначається за (5.25) з заміною  $Y_{e,3}$  на  $Y_{a6,3}$  і з використанням елементів матриці  $[A_a]$  замість елементів матриці  $[A_d]$ . Виконавши над (5.25) подібні до попереднього випадку дії з підстановкою виразу для  $Y_{a6}$ , отриманого з рівності  $Y_a = Y_{a6} + (N-1)Y_{a3}$ , приходимо до рівняння (5.27) відносно  $Y_{a3}$ , з аналогічними коефіцієнтами, але з заміною в них  $Y_c$  на  $Y_a$  та з елементами матриці  $[A_a]$ . Корені цього рівняння, як і раніше, використовуються для розрахунку складових провідності  $Y_{a6}$  та складових комплексного опору  $Z_d$ , за якими далі розраховуються ЕП елементів ТЧ, коефіцієнти  $K$ ,  $m = G_{a6}/G_{a3}$  та РП перемикача.

Резонанси закритого каналу перемикача, як і в попередніх випадках, можуть виникати при певних значеннях ЕП відрізків ліній в каналах і параметрів ЕКС. Резонансні частоти виявляються шляхом пошуку нульового значення реактивної складової  $X_{a3}$  вхідного опору каналу в закритому стані.

Для порівняння результатів проектування перемикачів з різними структурами здійснено розрахунок та комп'ютерне моделювання променевого перемикача 1:4 на частоту 10 ГГц у мікросмужковому виконанні на тій самій підкладці і з тими ж ЕКС та способом їх ввімкнення, як у прикладі п. 5.1, при узгодженні за допомогою ТЧ на базі відрізка лінії на виходах каналів. Результати розрахунку ЕП елементів схеми приведено в Додатку Д.3. На рис. 5.9,а зображено частотні характеристики параметрів розсіяння перемикача, отримані при СМ. Порівняно з приведеними на рис. 5.2 результатами в даному випадку забезпечується нижчий рівень внесених втрат і ширша смуга узгодження без резонансів закритих каналів.

Для дослідження впливу неоднорідності розгалуження виконано розрахунок та СМ аналогічного перемикача, тільки з двома вихідними каналами, результати якого приведені на рис. 5.9,б. Пунктирні криві відносяться до ідеалізованого варіанту без впливу неоднорідності розгалуження, під впливом якої характеристики перемикача зміщуються по частоті і приймають вигляд, показаний на рисунку

штрих-пунктирними кривими. Компенсація цього впливу дає близькі до ідеалізованого варіанту частотні характеристики (суцільні криві).

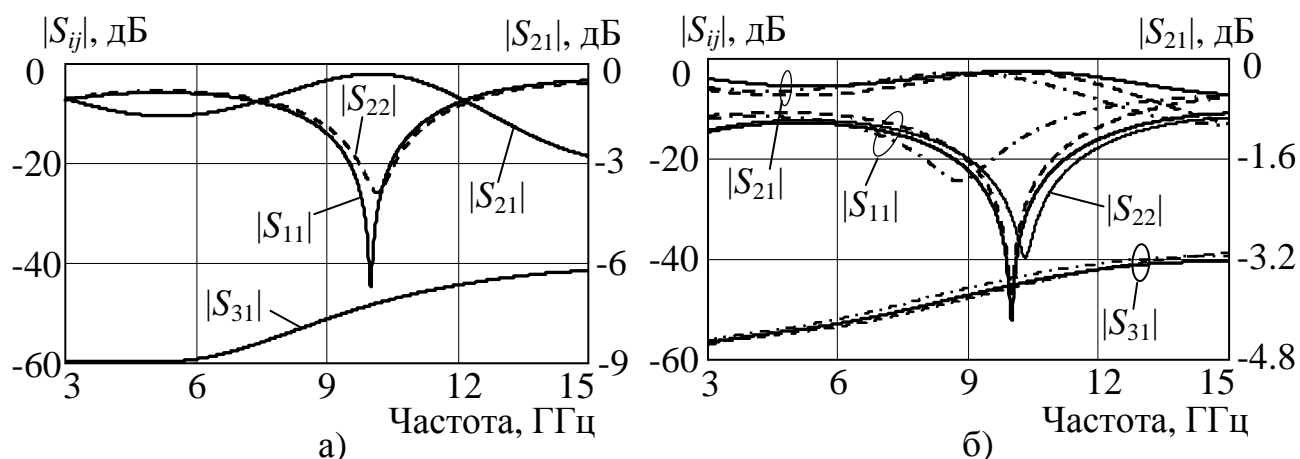


Рисунок 5.9 – Частотні залежності параметрів розсіяння (а) 4-канального перемикача та (б) 2-канального перемикача з компенсацією впливу неоднорідності

Як і для структури з ТЧ на вході, з метою перевірки запропонованого методу розроблено та експериментально досліджено макет двоканального перемикача на частоту 2,4 ГГц в мікросмужковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=2,1$ ,  $H=1,45$  мм з послідовно ввімкненим в каналах  $p$ - $i$ - $n$ -діодним ЕКС і з ТЧ у вигляді відрізка лінії на виходах каналів. Для замикання кола живлення діодів використано  $\lambda/4$  закорочений шлейф, під'єднаний до розгалуження. Результати розрахунків ЕП елементів з компенсацією впливу неоднорідності розгалуження приведено в Додатку Д.3. На рис. 5.10,а суцільними кривими показано отримані в результаті СМ частотні характеристики перемикача. Пунктирні криві відносяться до результатів моделювання з врахуванням впливу чвертьхвильового закороченого шлейфа, ланок подання керуючої напруги на діоди і розділювальних конденсаторів. На рисунку нанесено також результати експериментальних досліджень макету перемикача, фотографія якого приведена на рис. 5.10,б. Низький рівень розв'язки такого перемикача пояснюється малим значенням  $m$  відносно невисокого параметра якості комутуючого елементу при послідовному включенні одного діода. Відмінність результатів експерименту від результатів СМ пов'язана з відхиленням реальних параметрів діодів та неоднорідностей від значень, використаних при розрахунках.

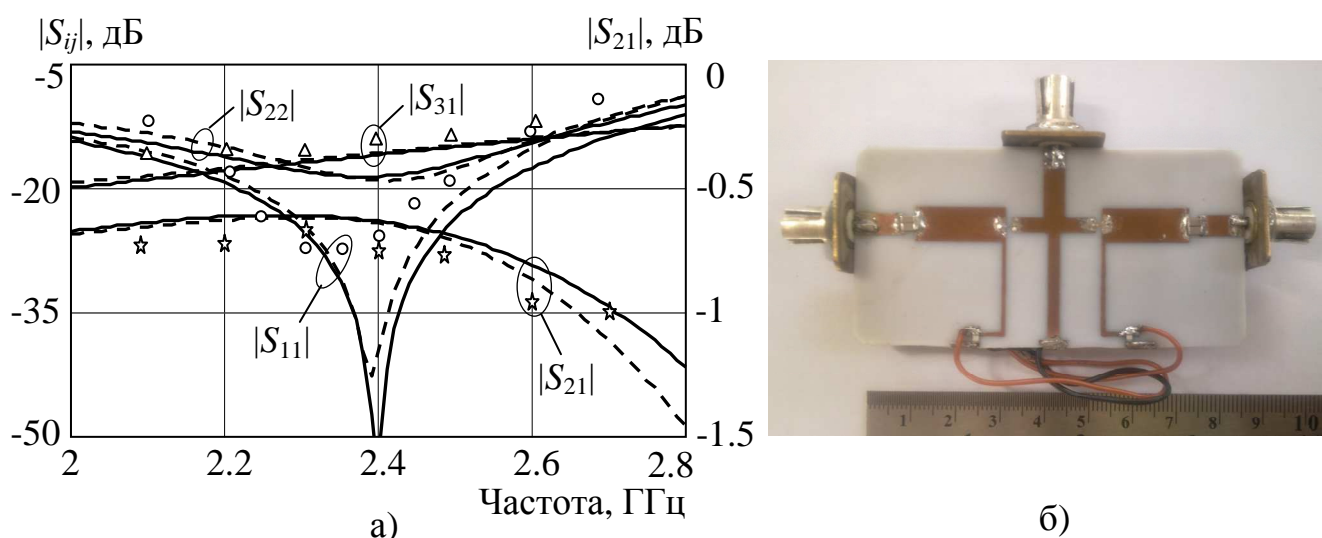


Рис. 5.10 – Характеристики (а) двоканального перемикача з ТЧ на виходах каналів та (б) його макет

### Висновки до розділу 5

В розділі розроблено аналітичні методи для розрахунку електричних параметрів елементів схем багатоканальних променевих перемикачів каналу проходження високочастотного сигналу, які дозволяють підвищити ефективність проектування завдяки можливості використання різних варіантів структури для забезпечення входного узгодження та розв'язки між входом і виходами закритих каналів, а також можливості компенсації впливу неоднорідності розгалуження.

1. Для структури багатоканальних променевих перемикачів з трансформуючими чотиріполюсниками, які забезпечують узгодження та розв'язку перемикача і розміщені на входах каналів після розгалуження, вперше з застосуванням параметру якості узагальненого комутуючого елемента запропоновано метод визначення для цих чотиріполюсників входних опорів та опорів навантаження, необхідних для розрахунку ЕП елементів їх схеми, в тому числі і з компенсацією впливу неоднорідності розгалуження.

2. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку трансформуючих чотиріполюсників на базі відрізка лінії передачі з додатковим реактивним навантаженням, ввімкненим паралельно чи послідовно на початку, чи в



кінці відрізка, та у вигляді ступінчастого трансформатора при їх розміщенні після паралельного чи послідовного розгалуження у схемі променевого перемикача.

3. За результатами комп'ютерного моделювання проведеного на основі розрахунків за розробленими методами перемикачів з трансформуючими чотириполіусниками, розміщеними на входах каналів, сформульовано ряд висновків що до можливості застосування в таких структурах ключів МЕМС типу.

4. Вперше для багатоканального променевого перемикача з трансформуючим чотириполіусником на вході запропоновано метод та отримано аналітичні співвідношення для розрахунку електричних параметрів його елементів з можливістю вибору варіанту з граничним, максимально можливим при певних умовах, чи допустимим рівнем робочих параметрів, що, наприклад, для схеми 4-канального мікросмушкового перемикача на частоту 15 ГГц з МЕМС-ключами на відміну від відомого варіанту дозволило без використання оптимізаційної процедури при простій схемі узгодження отримати розв'язку на рівні 30 дБ і вище, а також з можливістю врахування впливу неоднорідності розгалуження.

5. Вперше для багатоканального променевого перемикача з трансформуючими чотириполіусниками на виходах каналів запропоновано аналітичний метод розрахунку електричних параметрів елементів схеми без обмежень на типи комутуючих елементів і варіанти їх включення та з можливістю врахування впливу неоднорідності розгалуження без процедури ітераційного пошуку, що для попереднього прикладу перемикача дає можливість збільшити розв'язку до 40 дБ.

6. Досліджено причини виникнення паразитних резонансів закритих каналів перемикача та запропоновано методику визначення частот цих резонансів для їх усунення ще на етапі розрахунку електричних параметрів перемикача.

Основні наукові результати розділу опубліковано у працях [364, 365, 366, 412, 413, 414, 415, 416, 417, 420, 423].

## РОЗДІЛ 6

### МЕТОДИ РОЗРОБКИ ПРИСТРОЇВ ДИСКРЕТНОГО КЕРУВАННЯ ФАЗОЮ ВИСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ

#### 6.1. Одноступінчастий відбивний фазообертач з додатковими реактивними елементами

Одноступінчасті відбивні фазообертачі забезпечують стрибкоподібну зміну фази відбитої хвилі за рахунок зміни параметрів комутуючого елемента. Вони можуть входити до складу прохідних фазообертачів мостового та шлейфного типу (рис. 1.13), при цьому їх параметри і характеристики являються визначальними, що робить задачу їх розрахунку першочерговою.

Для вирішення вказаних в п. 1.4.2 проблем, пов'язаних з проектуванням типової схеми ОВФ (рис. 1.12,в), яка може забезпечити оптимізацію за фазою і втратами, запропоновано [419] вводити в схему фазообертача додаткові реактивні елементи. На рис. 6.1,а приведено узагальнену схему з такими елементами, функцію яких можуть виконувати як зосереджені реактивності, так і відрізки ліній передачі.

Якщо трансформатор та відрізок лінії з хвильовим опором  $Z_1$  і електричною довжиною  $\theta$  вважати безвтратними, то умова оптимізації за втратами передбачає рівність потужностей втрат у двох станах схеми в січєнні  $a$ , тобто рівність:

$$P_t \cdot (1 - |\Gamma_{a1}|^2) = P_t \cdot (1 - |\Gamma_{a2}|^2), \quad (6.1)$$

де  $P_t$  – потужність на виході трансформатора в січєнні  $t$ ;

$\Gamma_{ai}$  - коефіцієнт відбиття в січєнні  $a$  в  $i$ -му стані, який становить:

$$\Gamma_{ai} = (1 - Z_1 \cdot Y_{ai}) / (1 + Z_1 \cdot Y_{ai}), \quad (6.2)$$

де  $Y_{ai}=G_{ai}+jB_{ai}$  – вхідна провідність в січенні  $a$  в  $i$ -му стані.

Підставивши (6.2) в (6.1), отримаємо вираз для хвильового опору  $Z_1$ , при якому забезпечується виконання умови (6.1):

$$Z_1 = [G_{a1} \cdot G_{a2} + \frac{G_{a1} \cdot G_{a2}}{G_{a1} - G_{a2}} \cdot (\frac{B_{a1}^2}{G_{a1}} - \frac{B_{a2}^2}{G_{a2}})]^{-\frac{1}{2}}. \quad (6.3)$$

З (6.3) слідує, що опір  $Z_1$  набуватиме дійсних значень лише у випадку, коли  $|Y_{a1}|^2 / G_{a1} > |Y_{a2}|^2 / G_{a2}$  при  $G_{a1} > G_{a2}$ , та  $|Y_{a1}|^2 / G_{a1} < |Y_{a2}|^2 / G_{a2}$  при  $G_{a2} > G_{a1}$ .

Для схеми ОВФ без додаткових реактивностей (рис. 1.12,в) з  $p$ - $i$ - $n$ -діодним ЕКС ці умови відповідають вказаній у п. 1.4.2 умові, що опір  $Z_1$  набуває дійсних значень лише при  $r_+ < r_-$ . Якщо ж ключ в одному з станів приймає чисто реактивне значення еквівалентного опору, як, наприклад, ключі МЕМС, то оптимізація за втратами не здійснюється і хвильовий опір  $Z_1$  може приймати довільні значення.

Стабільність фази в смузі частот, тобто оптимізація за фазою досягається шляхом вирівнювання нахилів фазочастотних характеристик ОВФ на центральній частоті, чого можна добитися, забезпечивши рівність енергій, накоплених схемою у двох її станах [22]. Для цього електрична довжина відрізка  $\theta$  вибирається такою, щоб комплексні коефіцієнти відбиття  $\Gamma_{t1}$  і  $\Gamma_{t2}$  в січенні  $t$  (рис. 6.1,а) на виході трансформатора були симетричними відносно дійсної осі на комплексній площині. Оскільки  $\Gamma_{ii} = \Gamma_{ai} \cdot e^{-j2\theta}$ , то умови такої симетрії матимуть вигляд:

$$\cos(\varphi_{a1} - 2\theta) = \cos(\varphi_{a2} - 2\theta); \quad \sin(\varphi_{a1} - 2\theta) = -\sin(\varphi_{a2} - 2\theta), \quad (6.4)$$

де  $\varphi_{ai}$  – фаза коефіцієнтів відбиття  $\Gamma_{ai}$  в січенні  $a$ .

Друга умови (6.4) виконується при  $\varphi_{a1} - 2\theta \pm k \cdot 2\pi = -\varphi_{a2} + 2\theta$ , де  $k=0,1,2,\dots$ , звідки:

$$\theta = (\varphi_{a1} + \varphi_{a2} \pm k \cdot 2\pi) / 4. \quad (6.5)$$

Для розрахованих за (6.5) значень  $\theta$  перша умова (6.4) також виконується.

Коефіцієнти відбиття  $\Gamma_i$  в  $i$ -му стані на вході ідеального трансформатора, як навантаженого чотирьополюсника, утвореного з'єднанням двох ліній зі стрибком значень хвильових опорів  $Z_c$ ,  $Z_1$  (рис. 6.1,а), записані через хвильові параметри розсіювання трансформатора [70], становлять:

$$\Gamma_i = S_{i11} + S_{i21}^2 \cdot \Gamma_{ii} / (1 - S_{i22} \cdot \Gamma_{ii}), \quad (6.6)$$

де  $S_{i11} = (1 - n^2) / (1 + n^2)$ ;

$$S_{i21} = 2 \cdot n / (1 + n^2);$$

$$S_{i22} = -S_{i11};$$

$n^2 = Z_c / Z_1$  – коефіцієнт трансформації ідеального трансформатора.

В результаті підстановки параметрів розсіювання в (6.6) отримуємо:

$$\Gamma_i = \frac{(1 - n^4) + (1 + n^2)^2 \cdot \Gamma_{ii}}{(1 + n^2)^2 + (1 - n^4) \cdot \Gamma_{ii}}. \quad (6.7)$$

З (6.7) для дійсної і уявної частин  $\Gamma_i$  нехтуючи втратами у відрізьку можна записати:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re}(\Gamma_i) &= \frac{(1 - n^4) \cdot (1 + |\Gamma_{ai}|^2) + 2 \cdot (1 + n^4) \cdot |\Gamma_{ai}| \cdot \cos(\varphi_{ai} - 2\theta)}{(1 + n^2)^2 + (1 - n^2)^2 \cdot |\Gamma_{ai}| + 2 \cdot (1 - n^4) \cdot |\Gamma_{ai}| \cdot \cos(\varphi_{ai} - 2\theta)}, \\ \operatorname{Im}(\Gamma_i) &= \frac{4 \cdot n^2 \cdot |\Gamma_{ai}| \cdot \sin(\varphi_{ai} - 2\theta)}{(1 + n^2)^2 + (1 - n^2)^2 \cdot |\Gamma_{ai}| + 2 \cdot (1 - n^4) \cdot |\Gamma_{ai}| \cdot \cos(\varphi_{ai} - 2\theta)}. \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

З виразів (6.8) видно, що за умов (6.4) симетрії коефіцієнтів відбиття  $\Gamma_{ii}$ , які виконуються при  $\theta$  з (6.5), коефіцієнти відбиття  $\Gamma_i$  також будуть симетричними відносно дійсної осі на комплексній площині. Виходячи з (6.8) фаза  $\Gamma_i$  становить:

$$\varphi_i = \arctg \frac{4 \cdot n^2 \cdot |\Gamma_{ai}| \cdot \sin(\varphi_{ai} - 2\theta)}{(1 - n^4) \cdot (1 + |\Gamma_{ai}|^2) + 2 \cdot (1 + n^4) \cdot |\Gamma_{ai}| \cdot \cos(\varphi_{ai} - 2\theta)}. \quad (6.9)$$

Оскільки фазовий дискрет ОВФ визначається різницею  $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ , то з врахуванням умов симетрії (6.4), отримуємо  $\Delta\varphi = -2\varphi_1$ .

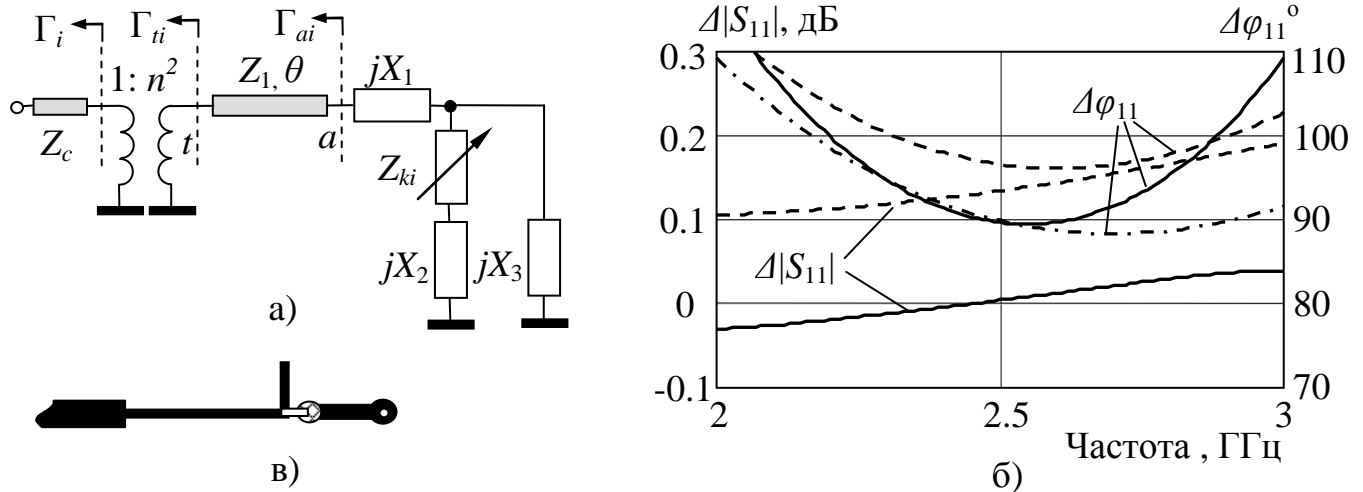


Рисунок 6.1 – Схема (а) ОВФ з додатковими реактивностями та результати моделювання (б) фазообертача з фазовим дискретом  $90^\circ$  і його (в) топологія

Обчислення ЕП елементів схеми ОВФ за заданими значеннями дискрету фази  $\Delta\varphi$  та значеннями комплексного опору ключа  $Z_{k1}$ ,  $Z_{k2}$  у двох його станах, додаткових реактивностей  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  на робочій частоті, опору  $Z_c$  і параметру  $k$ , від якого згідно з (6.5) залежить довжина відрізка  $\theta$ , здійснюються в наступній послідовності. Виходячи зі значень  $Z_{ki}$  та  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  розраховуються вхідні провідності схеми  $Y_{ai}$  і за (6.3) розраховується значення хвильового опору  $Z_1$ . Якщо опір  $Z_{ki}$  ключа хоч в одному стані чисто реактивний, то можна вибирати довільне значення  $Z_1$ . Далі за (6.2) розраховуються значення модулів та аргументів коефіцієнтів відбиття  $\Gamma_{ai}$  і за (6.5) при заданому  $k$  розраховується електрична довжина  $\theta$ . Коефіцієнт трансформації  $n^2$  визначається як корінь отриманого з (6.9) квадратного рівняння:

$$n^4 \cdot [2|\Gamma_{ai}| \cos(\psi) - 1 - |\Gamma_{ai}|^2] \cdot t + n^2 \cdot 4|\Gamma_{ai}| \sin(\psi) + t \cdot [2|\Gamma_{ai}| \cos(\psi) + 1 + |\Gamma_{ai}|^2] = 0, \quad (6.10)$$

де  $t = \text{tg}(\Delta\varphi/2)$ ;

$$\psi = \varphi_{a1} - 2\theta.$$

Якщо розраховане за виразом  $Z_c = n^2 \cdot Z_1$  значення хвильового опору вхідної лінії не дорівнює заданому, то необхідно виконати повторні обчислення при зміненому значенні одної з додаткових реактивностей. Дослідження [419] показують, що для забезпечення заданого значення хвильового опору  $Z_c$  чи  $Z_1$  з одночасним дотриманням умов оптимізації за втратами та за фазою в схему фазообертача достатньо ввести одну з реактивностей  $X_2$  чи  $X_3$ . Якщо ж виникає необхідність у бажаному значенні коефіцієнту трансформації при заданому  $Z_c$ , наприклад,  $n^2=1$ , то в подібних випадках схему відбивного фазообертача потрібно доповнити двома реактивними опорами  $X_2$  та  $X_3$ , чи  $X_1$  та  $X_3$ . Додатковими реактивностями можуть бути елементи еквівалентної схеми ЕКС, елементи конструкції, наприклад, вхідний опір ланки подання керуючої напруги на ЕКС, розв'язуючі ємності в колі живлення.

Розроблений метод розрахунку було використано [420] при дослідженні шляхом комп'ютерного моделювання ОВФ з ЕКС типу МЕМС. Результати у вигляді частотних залежностей втрат на відбиття та фази коефіцієнта відбиття для метал-контактних та ємнісних ЕКС при послідовному і паралельному їх ввімкненні приведено в Додатку Е.1. З отриманих результатів видно, що вирівнювання втрат у двох станах краще досягається при використанні ємнісних ключів, але існує можливість виникнення паразитного резонансу за рахунок додаткового шлейфу. Паралельне включення ЕКС дає ширшу частотну смугу  $\Delta\varphi$  для обох типів ключів.

Доцільність застосування запропонованих доповненої схеми ОВФ та методу її розрахунку при проектуванні дискретних фазообертачів підтверджують результати розрахунку та моделювання ОВФ з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на частоту 2,5 ГГц на базі МСЛ з ЕКС на *p-i-n*- діоді з типовими еквівалентними параметрами. Результати розрахунку ЕП елементів схеми (рис. 6.1,а), в якій реактивність  $jX_2$  у вигляді шлейфа використано для замикання кола живлення діода за постійним струмом, приведено в Додатку Е.1. На рис. 6.1,б зображено частотні залежності різницевої втрат на відбиття  $\Delta|S|=|S_{11}|_2-|S_{11}|_1$  (за двома станами) та різницевого фазового зсуву  $\Delta\varphi$ , отримані в результаті СМ за розрахованими ЕП елементів ОВФ з додатковими реактивностями (суцільні криві), а також ОВФ без реактивностей при врахуванні

індуктивності  $L_6$  виводу діода (пунктирні криві) та без неї (штрих-пунктирна крива). Введення реактивностей та врахування  $L_6$  дозволило вирівняти втрати в обох станах і забезпечити заданий дискрет фази. На рис. 6.1, в показано топологію такого ОВФ з реалізацією реактивностей  $X_2$  і  $X_3$  шлейфами, з діодом і його індуктивним виводом.

## 6.2. Компенсація впливу неоднорідностей трійникових розгалужень у структурі шлейфного фазообертача

В основі структури ОПФ шлейфного типу лежить взаємний симетричний чотириполюсник (рис. 6.2, а), утворений відрізком лінії передачі з хвильовим опором  $Z_1$  і електричною довжиною  $\theta_1$ , який навантажено з обох боків паралельними керованими опорами  $Z_i$ . Ці опори в свою чергу є вхідними опорами двополюсної схеми типу ОВФ з керуючим елементом у її складі, як зображено на рис. 1.13, б, а їх значення залежить від  $i$ -го ( $i=1,2$ ) стану ЕКС. До входу і виходу чотириполюсника під'єднано лінію з хвильовим опором  $Z_c$ . Наявність у такого чотириполюсника площини електричної симетрії дозволяє скористатися методом СПЗ, в результаті чого задача зводиться до аналізу парціальних двополюсників синфазного і протифазного збудження  $i$ -го стану (рис. 6.2, б) з вхідними імпедансами  $Z_{ei}$  та  $Z_{oi}$ . При цьому, як і в класичному підході з застосуванням матричного апарату [7, 20, 112], враховуючи визначальний вплив на фазову затримку сигналу еквівалентних реактивних опорів при достатньо малих значеннях активних опорів ЕКС, які використовуються в конструкціях дискретних фазообертачів (див. п. 1.4.1), для запису умов забезпечення заданого фазового дискрету з мінімальними втратами на відбиття можна виходити з припущення про реактивний характер опору  $Z_i$ . В такому разі вхідні імпеданси парціальних двополюсників будуть реактивними, а нормовані до хвильового опору  $Z_c$  значення їх вхідних опорів синфазного і протифазного збудження  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  визначаються за (2.11) і для симетричного чотириполюсника ОПФ, враховуючи умову узгодження (2.12), запишемо:

$$x_{ei} = \operatorname{ctg}(\varphi_i/2), \quad x_{oi} = -1/x_{ei}, \quad (6.11)$$

де  $\varphi_i$  – фаза сигналу на виході схеми в  $i$ -му стані ключів.

При цьому задане значення дискрету фази становить  $\Delta\varphi=|\varphi_2-\varphi_1|$ , а схема (рис. 6.2,а) відповідає Умовам 1 і 2 реалізації схем дискретної зміни фазової затримки сигналу на базі симетричних чотириполіусників (див. п. 2.3.1), оскільки до складу кожного з парціальних двополіусників входить ЄКС, а чотириполіусник описується чотирма незалежними електричними параметрами  $Z_1, \theta_1, X_1, X_2$ , де  $X_i$  – керовані реактивні опори навантажень  $Z_i$ . Виходячи з еквівалентних схем парціальних двополіусників і зв'язку (6.11) між їх вхідними опорами для шлейфного фазообертача записуємо систему рівнянь з нормованими до  $Z_c$  змінними  $z_1=Z_1/Z_c, x_i=X_i/Z_c$  та  $t_1=\text{tg}(\theta_1/2)$  :

$$\begin{cases} x_1 z_1 - z_1 x_{e1} + x_1 t_1 x_{e1} = 0, \\ x_2 z_1 - z_1 x_{e2} + x_2 t_1 x_{e2} = 0, \\ x_1 z_1 t_1 x_{e1} + x_1 + z_1 t_1 = 0, \\ x_2 z_1 t_1 x_{e2} + x_2 + z_1 t_1 = 0. \end{cases} \quad (6.12)$$

За результатами аналізу системи рівнянь (6.12) можна зробити такі висновки [421]:

1) розв'язок системи існує лише за умови:

$$x_{e1} = 1/x_{e2}. \quad (6.13)$$

В цьому випадку значення одного з невідомих параметрів можна задавати довільно;

2) з підстановки в (6.13) першого виразу з (6.11) слідує, що за умови (6.13) фази сигналів на виході у двох станах будуть співвідноситися, як  $\cos\varphi_1=-\cos\varphi_2$ , а отже (6.12) має розв'язок для симетричних відносно  $\pm\pi/2$  значень  $\varphi_1$  і  $\varphi_2$ , тобто для

$$\varphi = \pm(\pi/2) \pm (\Delta\varphi/2). \quad (6.14)$$

При підстановці (6.14) в (6.11) отримуємо вираз для розрахунку  $x_{e1}$  за заданим значенням фазового дискрету  $\Delta\varphi$ :



$$x_{e1} = \pm \sqrt{\frac{1 \mp \sin(\Delta\varphi/2)}{1 \pm \sin(\Delta\varphi/2)}}, \quad (6.15)$$

з якого слідує, що розв'язок системи (6.12) існуватиме при чотирьох значеннях вхідного опору двополюсника синфазного збудження, а саме:  $x_{e1}$ ,  $1/x_{e1}$ ,  $-x_{e1}$ ,  $-1/x_{e1}$ ;

3) якщо задавати параметр  $\theta_1$ , то отримані з (6.12) співвідношення для розрахунку решти невідомих параметрів матимуть вигляд:

$$x_1 = \frac{x_{e1}(1+t_1^2)}{1-t_1^2 x_{e1}^2}, \quad x_2 = \frac{x_{e1} \cdot (1+t_1^2)}{x_{e1}^2 - t_1^2}, \quad z_1 = -\frac{x_{e1} \cdot (1+t_1^2)}{t_1 \cdot (1+x_{e1}^2)}. \quad (6.16)$$

4) з виразу (6.16) для  $z_1$  видно, що додатні значення хвильового опору  $Z_1$  забезпечуються, коли параметри  $x_{e1}$  і  $t_1$  мають протилежні знаки. Оскільки в реальних конструкціях фазообертачів електрична довжина  $\theta_1 < \pi$ , тобто  $t_1 > 0$ , то розв'язок системи шукається тільки для від'ємних значень  $x_{e1}$ . Крім того, співвідношення (6.16) дають однакові результати для значень  $-x_{e1}$  та  $-1/x_{e1}$ ;

5) при виборі  $\theta_1 = \pi/2$ , тобто при  $t_1 = 1$ , отримуємо  $x_1 = -x_2$  і результати, аналогічні розрахункам за методом [7]. У випадку, коли  $t_1^2 = 1/x_{e1}^2$ , тобто, згідно з (6.11), при виборі  $\theta_1 = (\pi + \Delta\varphi)/2$  отримуємо  $x_1 = \infty$  і результати, які відповідають методу [112].

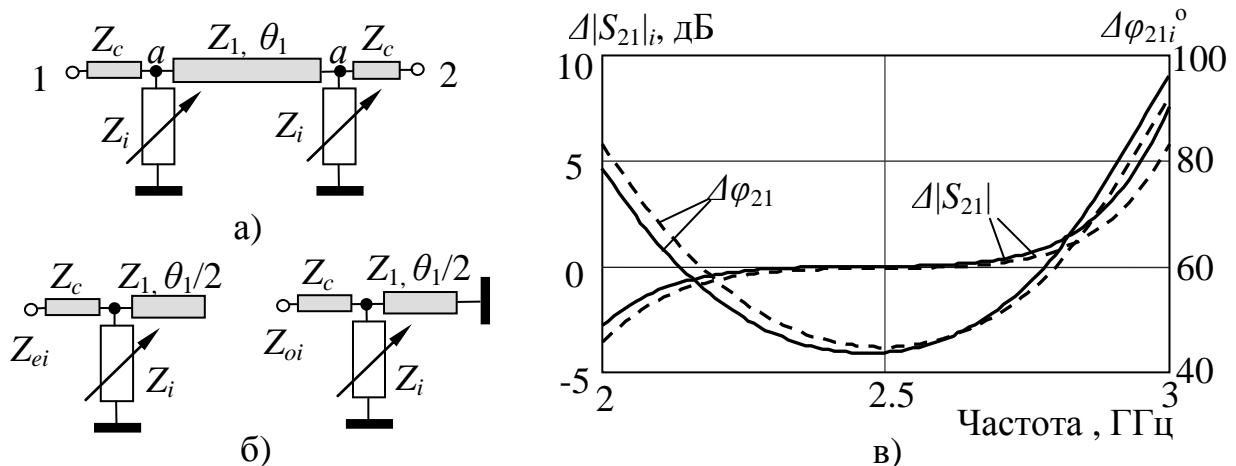


Рисунок 6.2 – Еквівалентна схема (а) ОПФ, її парціальні схеми (б) синфазно-протифазного збудження та результати моделювання (в) фазообертача з  $\Delta\varphi = 45^\circ$

Для реалізації керованих опорів  $Z_i$  з реактивними складовими  $X_i$ , які повинні відповідати розрахованим за (6.16) значенням, можна використати запропонований варіант схеми ОВФ (рис. 6.1,а) та метод її розрахунку з врахуванням наступних особливостей. Оскільки стабільність фази в смузі частот такого ОВФ досягається шляхом забезпечення вхідних коефіцієнтів відбиття симетричних відносно дійсної осі на комплексній площині (див. п. 6.1), то вхідні опори схеми будуть мати рівні за значенням і протилежні за знаком реактивні складові, тобто  $X_1 = -X_2$ . В цьому випадку розв'язок системи (6.12) досягається при  $t_1 = 1$ , тобто при довжині відрізка лінії між ОВФ  $\theta_1 = \pi/2$ , а вираз (6.16) для  $z_1$  спрощується до вигляду  $z_1 = \cos(\Delta\varphi/2)$ . Відомо [22], що фазовий зсув шлейфного ОПФ становить половину фазового зсуву ОВФ у його складі, тому далі параметри ОВФ розраховуються за методом з п. 6.1 при значенні фазового дискрету  $2\Delta\varphi$  і з забезпеченням значення хвильового опору лінії на вході, рівного  $Z_c$ . В цьому випадку реактивні складові вхідного опору ОВФ будуть дорівнювати розрахованим за (6.16) значенням  $X_i$ .

Можливості такого підходу, який дозволяє враховувати як реактивні, так і активні складові еквівалентного опору ЕКС і здійснювати оптимізацію за втратами і за фазою, демонструють приведені на рис. 6.2,в результати СМ шлейфного ОПФ з фазовим дискретом  $\Delta\varphi = 45^\circ$  на частоту 2,5 ГГц на базі МСЛ, в структурі якого використано ОВФ з прикладу в п. 6.1. Пунктиром показано частотні залежності різницевого внесених втрат та різницевого фазового зсуву ОПФ без неоднорідностей Т-розгалужень, а суцільні криві отримано з їх впливом без компенсації.

Наведені вище співвідношення не враховують існування неоднорідностей в місцях під'єднання керованих опорів  $Z_i$  (рис. 6.2,а), тобто неоднорідностей трійникових розгалужень ліній передачі, оскільки опори  $Z_i$  реалізуються у вигляді навантажених ключами шлейфів. Запропонований в п. 2.5 спосіб компенсації впливу неоднорідностей з використанням узагальненої еквівалентної схеми трійника (рис. 2.14,а), включеної до складу схеми пристрою, може бути застосований і до шлейфних ОПФ. На рис. 6.3,а приведено результат цього включення для одного з трійникових розгалужень, в кожному плечі еквівалентної схеми якого міститься Т-ланка з реактивних опорів. Частина еквівалентної схеми неоднорідності з боку

відгалуження разом з вхідним опором шлейфа з ЕКС замінена еквівалентною керованою реактивністю  $jX_i$ . Виходячи зі схем парціальних двополюсників з реактивними Т-ланками і з еквівалентним опором  $jX_i$  у їх складі з врахуванням (6.11) записується [421] аналогічна до (6.12) систему рівнянь (див. Додаток Е.2), до якої, а також до наступних формул входять нормовані до  $Z_c$  опори  $x_{m1}$ ,  $x_{m2}$ ,  $x_{m3}$  з еквівалентної схеми неоднорідності, нормовані до  $Z_c$  еквівалентні опори  $x_1$ ,  $x_2$  і параметри  $a_{m1} = x_{m1} + x_{m3} + x_{m1}x_{m3}/x_{m2}$ ,  $a_{m2} = 1 + x_{m1}/x_{m2}$ ,  $a_{m3} = 1 + x_{m3}/x_{m2}$ , де  $m=0,1,2$ .

Умова існування розв'язку отриманої системи рівнянь має вигляд:

$$x_{e2} = \frac{a_{01}^2 - a_{02}^2 - 2x_{e1}a_{01}a_{02}}{x_{e1}(a_{01}^2 - a_{02}^2) + 2a_{01}a_{02}}, \quad (6.17)$$

при цьому, як і раніше, один з невідомих параметрів може вибиратися довільно. Оскільки для обчислення еквівалентних параметрів неоднорідності необхідно мати значення всіх трьох хвильових опорів розгалуження, тому невідомим параметром, значення якого задається, є хвильовий опір  $Z_1$ . Також необхідно задавати значення хвильового опору  $Z_2$  ліній, які утворюють шлейфи. Вихідними значеннями цих опорів служать результати розрахунку ОПФ без неоднорідностей, як описано вище. Для ідеалізованої схеми  $a_{m1}=0$ ,  $a_{m2}=a_{m3}=1$ ,  $x_{12}=\infty$  і система зводиться до (6.12).

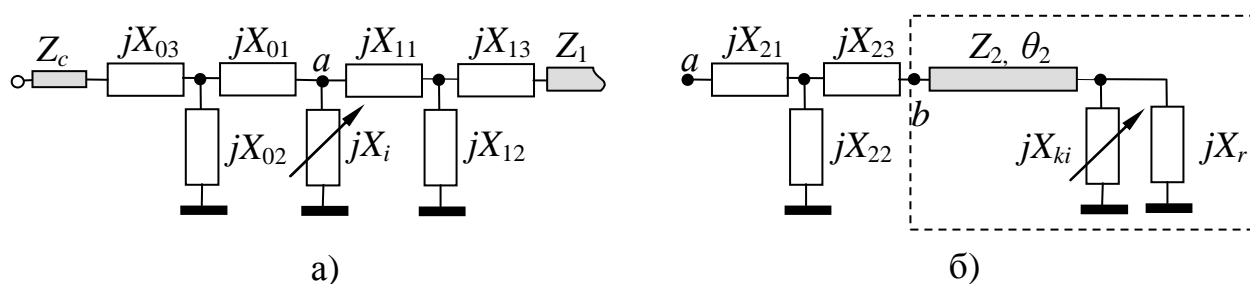


Рисунок 6.3 – Еквівалентна схема (а) неоднорідності трійникового розгалуження та схема (б) шлейфа з ЕКС і додатковою реактивністю

Підставляючи (6.11) в (6.17) отримуємо квадратне рівняння відносно невідомого значення фазового зсуву  $\varphi_1$ , при якому система матиме розв'язок:

$$at^2 + bt + c = 0, \quad (6.18)$$

де  $t = \operatorname{tg}(\varphi_1 / 2)$ ;

$$a = a_{01}^2 - a_{02}^2 \pm 2a_{01}a_{02}\operatorname{tg}(\Delta\varphi/2);$$

$$b = -4a_{01}a_{02} \pm 2(a_{01}^2 - a_{02}^2)\operatorname{tg}(\Delta\varphi/2);$$

$$c = -a.$$

В ідеалізованому випадку значення  $\varphi_1$ , розраховані за (6.18) і за (6.14), співпадають.

Електрична довжина  $\theta_1$  відрізка лінії шукається з коренів аналогічного (6.18) квадратного рівняння з заміною  $t$  на  $t_1 = \operatorname{tg}(\theta_1/2)$  і з коефіцієнтами:

$$\left. \begin{aligned} a &= z_1[a_{01}a_{02}(x_{e1}^2 - 1)A_1 - a_{11}a_{12}(x_{e1}^2 + 1)A_2 + x_{e1}(a_{02}^2 - a_{01}^2)A_1], \\ c &= z_1[a_{01}a_{02}(x_{e1}^2 - 1)A_1 + a_{11}a_{12}(x_{e1}^2 + 1)A_2 + x_{e1}(a_{02}^2 - a_{01}^2)A_1], \\ b &= (1 + x_{e1}^2)(z_1^2 a_{12}^2 - a_{11}^2)A_2, \end{aligned} \right\} \quad (6.19)$$

де  $A_1 = a_{12}a_{13} - a_{11}/x_{12}$ ;

$$A_2 = a_{02}a_{03} - x_{01}/x_{02}.$$

Нормовані до  $Z_c$  значення, які повинен приймати еквівалентний реактивний опір  $X_i$  в залежності від  $i$ -го стану ключів, розраховуються за співвідношенням:

$$x_i = \frac{(z_1 a_{12} - t_1 a_{11})(x_{ei} a_{02} - a_{01})}{(t_1 a_{13} - z_1 / x_{12})(x_{ei} a_{02} - a_{01}) + (z_1 a_{12} - t_1 a_{11})(a_{03} - x_{ei} / x_{02})}. \quad (6.20)$$

Ці значення є вхідним опором схеми (рис. 6.3,б), утвореної Т-ланкою відгалуження в еквівалентній схемі неоднорідності трійника та схемою ОВФ, чи її варіантом з відрізка лінії з параметрами  $Z_2$  і  $\theta_2$ , навантаженого еквівалентним реактивним опором ЕКС  $X_{ki}$  та під'єднаною паралельно, як на рисунку, чи послідовно до нього додатковою реактивністю  $jX_r$ . Т-ланка трансформує в опір  $jX_i$  вхідний опір  $jX_{bi}$  з січення  $v$  (рис. 6.3,б), нормовані до  $Z_c$  значення якого згідно з (2.82) становлять:

$$x_{bi} = (a_{21} - x_i a_{23}) / (x_i / x_{22} - a_{22}). \quad (6.21)$$

Виходячи з рознормованих значень  $X_{bi}$  а також з заданого значення  $Z_2$  можна розрахувати значення додаткової реактивності  $X_r$  схеми (рис. 6.3,б), розв'язуючи квадратне рівняння (6.18) з заміною  $t$  на  $X_r$ , а за нею визначити електричну довжину  $\theta_2$  відрізка. При цьому в залежності від способу під'єднання додаткового опору до ЕКС використовуються наступні співвідношення для коефіцієнтів  $a$ ,  $b$ ,  $c$  і для  $\theta_2$ :

- при паралельному під'єднанні додаткового опору:

$$\left. \begin{aligned} a &= (X_{b1} - X_{b2})(Z_2^2 + X_{k1}X_{k2}) - (X_{k1} - X_{k2})(Z_2^2 + X_{b1}X_{b2}), \\ b &= Z_2^2(X_{k1} + X_{k2})(X_{b1} - X_{b2}), \quad c = Z_2^2X_{k1}X_{k2}(X_{b1} - X_{b2}), \\ \operatorname{tg} \theta_2 &= Z_2 \frac{X_{b2}X_{k2} + X_r(X_{b2} - X_{k2})}{Z_2^2X_{k2} + X_r(Z_2^2 + X_{b2}X_{k2})}; \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

- при послідовному під'єднанні додаткового опору:

$$\left. \begin{aligned} a &= (X_{b1} - X_{b2}), \quad b = (X_{b1} - X_{b2})(X_{k1} + X_{k2}), \\ c &= (X_{b1} - X_{b2})(Z_2^2 + X_{k1}X_{k2}) - (X_{k1} - X_{k2})(Z_2^2 + X_{b1}X_{b2}), \\ \operatorname{tg} \theta_2 &= Z_2 \frac{X_{b2} - (X_{k2} + X_r)}{Z_2^2 + X_{b2}(X_{k2} + X_r)}. \end{aligned} \right\} \quad (6.23)$$

Таким чином розрахунок ОПФ з врахуванням впливу неоднорідностей розгалужень здійснюється в наступній послідовності. За заданими значеннями хвильових опорів  $Z_c$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  розраховуються значення еквівалентних параметрів неоднорідностей. Розв'язуючи для заданого  $\Delta\varphi$  рівняння (6.18) визначається фазова затримка  $\varphi_1$ , а за нею з (6.11) і (6.17) розраховуються потрібні значення вхідних опорів  $x_{e1}$  та  $x_{e2}$ . Використовуючи їх і значення опору  $Z_1$  з квадратного рівняння з коефіцієнтами (6.19) шукається електрична довжина  $\theta_1$ , а з (6.20) для обох станів розраховуються значення  $X_1$ ,  $X_2$  еквівалентного опору. Далі за (6.21) необхідно розрахувати значення  $X_{b1}$ ,  $X_{b2}$  вхідного опору і з квадратного рівняння з

коефіцієнтами (6.22) чи (6.23) отримати значення додаткової реактивності  $X_r$ , а за нею визначити довжину  $\theta_2$  шлейфів. При використанні ОВФ за схемою рис. 6.1,а необхідні значення  $X_{b1}$ ,  $X_{b2}$  досягаються зміною значень додаткових реактивностей.

Підтвердженням важливості врахування впливу неоднорідностей розгалужень служать результати розрахунку та моделювання шлейфного ОПФ з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на частоту 10 ГГц на базі МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=9,8$  товщиною  $H=1$  мм, для якого в якості ЕКС вибрано МЕМС ключі ємнісного типу, такі, як використано в [422]. Результати розрахунку ЕП елементів ідеалізованого варіанту схеми ОПФ і схеми з неоднорідностями приведено в Додатку Е.2. На рис. 6.4 зображено частотні характеристики різницевого фазового зсуву та КСХН на вході у двох станах фазообертача, отримані в результаті комп'ютерного СМ.

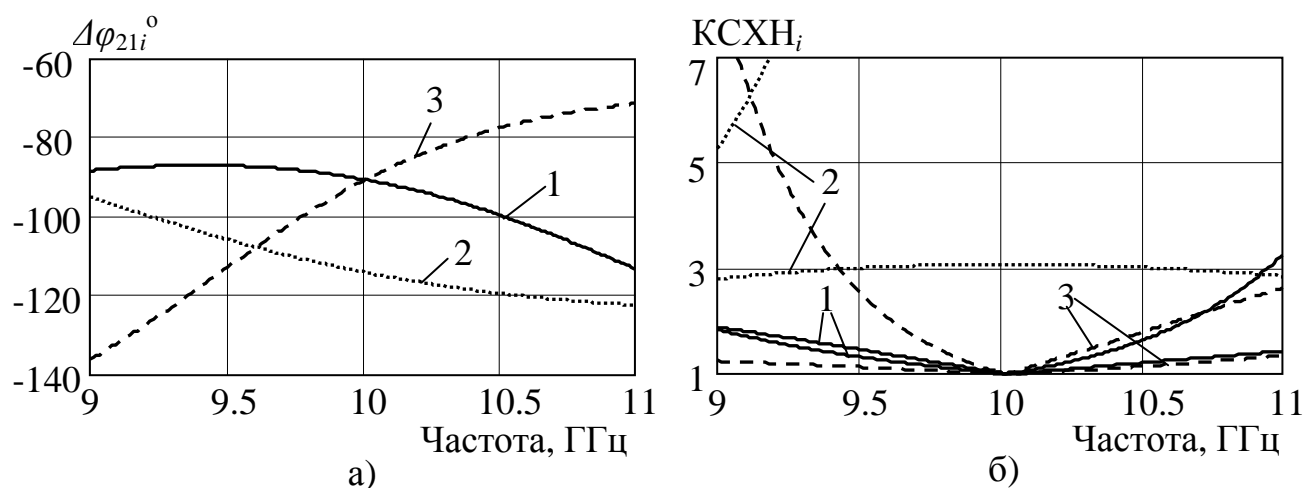


Рисунок 6.4. Частотні залежності різницевого фазового зсуву (а) та КСХН (б) на вході шлейфного фазообертача з дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на базі МЕМС ЕКС

Криві 1 відповідають ідеалізованому варіанту з послідовно під'єднаним до шлейфа ЕКС з додатковим відрізком на кінці. Криві 2 відносяться до фазообертача з такими ж ЕП елементів схеми, як у ідеалізованого варіанту, але при наявності неоднорідностей розгалужень. Їх вплив приводить до суттєвого відхилення фазового дискрету на розрахунковій частоті та до розузгодження на вході. Криві 3 отримано для фазообертача з тими ж ЕП, але розрахованому з компенсацією впливу неоднорідностей, що забезпечує заданий дискрет  $\Delta\varphi=90^\circ$  та узгодження на робочій частоті.

### 6.3. Особливості розробки фазообертачів з комутованими каналами

В фазообертачах з комутованими каналами фазовий дискрет забезпечується за рахунок стрибкоподібної зміни фази коефіцієнта передачі при перемиканні каналів, по яким проходить сигнал. Як відмічено в п. 1.4, при розробці таких фазообертачів приходиться вирішувати проблему забезпечення низького рівня втрат, достатнього рівня узгодження перемикачів та розв'язки їх каналів, усунення можливості «провалів» на амплітудно-частотних характеристиках, а також проблему корекції фазочастотних характеристик чотиріполюсників в каналах проходження сигналу.

*Перемикачі* в структурах фазообертачів з комутованими каналами в більшості випадків реалізуються за схемою променевого типу. В Розділі 5 розглянуто питання розробки основних варіантів таких перемикачів з вирішенням проблем, пов'язаних з вибором типу ЕКС, з забезпеченням вхідного узгодження та розв'язки між відкритим і закритими каналами. Також досліджено вплив на широкосмуговість перемикача резонансів закритих каналів (див. п. 5.1) [364], які викликають «провали» на АЧХ фазообертача, тобто різке збільшення рівня внесених втрат.

*Комутовані канали* повинні забезпечувати задане значення фазової затримки  $\varphi_{21}$  сигналу при незмінній амплітуді. Узагальнено кожен такий канал можна подати у вигляді взаємного реактивного симетричного чотиріполюсника  $K$ , з'єднаного з перемикачами за допомогою відрізків ліній з хвильовим опором  $Z$  та електричною довжиною  $\theta$  (рис. 6.5,а). Структура чотиріполюсника  $K$ , фазова затримка сигналу якого в цьому випадку становить  $\varphi_{k21} = \varphi_{21} - 2\theta$ , підбирається так, щоб забезпечити лінійність ФЧХ, стабільність дискрету фази та узгодження в заданій смузі частот.

Стабільність  $\Delta\varphi$  в смузі частот досягається [22] при однакових нахилах фазочастотних характеристик каналів на центральній частоті  $f_0$ , тобто за умови:

$$d\varphi_i / df = d\varphi_j / df \Big|_{f=f_0}, \quad (6.24)$$

де  $\varphi_i, \varphi_j$  – фази коефіцієнтів передачі  $i$ -го та  $j$ -го каналів.

Якщо канал має площину симетрії, то для визначення  $d\varphi_i/df$  можна скористатися

виразом з (2.4), який пов'язує фазу коефіцієнта передачі з нормованими вхідними опорами  $x_e, x_o$  парціальних двополюсників синфазного та протифазного збудження, в даному випадку схеми каналу. Аналогічно до (3.2) для похідної отримуємо:

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -\frac{x'_e}{1+x_e^2} - \frac{x'_o}{1+x_o^2}, \quad (6.25)$$

де  $x'_e$  – похідна за частотою від вхідного опору  $x_e$  синфазного збудження;

$x'_o$  – похідна за частотою від вхідного опору  $x_o$  протифазного збудження.

Для узагальненої схеми (рис. 6.5,а) з врахуванням того, що значення  $x_e, x_o$  залежать від вхідних опорів  $x_{ke}, x_{ko}$  парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження чотирьохполюсника К та від параметрів  $Z$  і  $\theta$  відрізків, вираз (6.25) при нехтуванні дисперсією сигналу в лінії, коли  $d\theta/df = \theta/f$ , матиме вигляд:

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -\frac{x'_{ke}}{1+x_{ke}^2} - \frac{x'_{ko}}{1+x_{ko}^2} - \frac{2\theta}{f}, \quad (6.26)$$

де  $x'_{ke}$  – похідна від вхідного опору  $x_{ke}$  синфазного збудження чотирьохполюсника К;

$x'_{ko}$  – похідна від вхідного опору  $x_{ko}$  протифазного збудження чотирьохполюсника К.

Узгодження каналу фазової затримки досягається шляхом виконання для чотирьохполюсника К загальної умови (2.12) з нормуванням ЕП елементів схеми каналу до опору  $Z$  лінії, яка в даному випадку є підвідною.

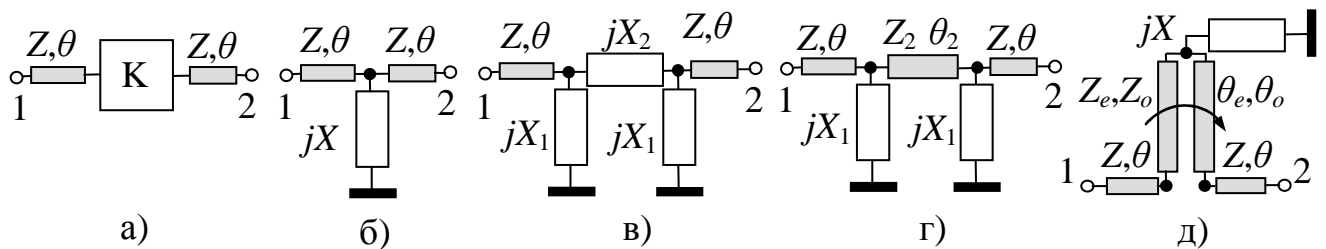


Рисунок 6.5 – Узагальнена схема (а) каналу фазової затримки та варіанти її реалізації у вигляді (б) паралельного навантаження, (в) ланки П-типу, (г) ланки П-типу з відрізком, (д) відрізка зв'язаних ліній з додатковою реактивністю



Використовуючи (6.26) визначимо нахили ФЧХ основних варіантів схем симетричних чотириполюсників комутованих каналів (рис. 6.5).

1. Відрізки регулярної лінії передачі з різною електричною довжиною здобули найбільшого поширення в конструкціях каналів фазової затримки завдяки простоті їх реалізації. Для такого каналу, утвореного відрізком лінії з параметрами  $Z$  і  $2\theta$  без чотириполюсника  $K$ , фазова затримка  $\varphi_{21}=2\theta$ , а з (6.26) отримуємо [364]:

$$d\varphi_{21}/df = -2\theta/f. \quad (6.27)$$

З (6.27) слідує, що умова (6.24) стабільності дискрету  $\Delta\varphi=2\theta_i-2\theta_j$  не може бути виконана при різних значеннях  $\theta$  каналів, хоч вони і узгоджені.

2. Паралельне навантаження у вигляді реактивного опору  $jX$ , під'єданого до відрізків ліній (рис. 6.5,б), має парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження з нормованими до  $Z$  вхідними реактансами  $x_{ke}=2x$  та  $x_{ko}=0$ , де  $x=X/Z$  – нормоване до  $Z$  значення опору  $X$ . Для них з (6.26) отримуємо [364]:

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -\frac{2x'}{1+4x^2} - \frac{2\theta}{f}, \quad (6.28)$$

де  $x'=dx/df$  – перша похідна за частотою від нормованої реактивності  $X$ .

З (6.28) видно, що шляхом вибору значення  $X$  можна змінювати нахил ФЧХ. Проте забезпечити  $x_{ko}=-1/x_{ke}$ , тобто досягти узгодження схеми при таких  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$  можна лише за умови  $X=\infty$ , тобто використовуючи для реалізації реактивного опору закорочений, чи розімкнений на кінці шлейф з відрізком лінії передачі. При цьому  $\varphi_{k21}=0$  і  $\varphi_{21}=2\theta$ . Для шлейфів на базі відрізків ліній з хвильовим опором  $Z_s$  та електричною довжиною  $\theta_s$  перша похідна від їх нормованого до  $Z$  значення вхідного опору  $X$  розраховується за (В.5.5) чи за (3.26) з заміною  $x_n$  на  $x$  і  $\omega$  на  $f$ . Таким чином для паралельного навантаження у вигляді чвертьхвильового з  $\theta_s=\pi/2$  закороченого на кінці шлейфа при підстановці (В.5.5) у (6.28) отримуємо:

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -\frac{Z \cdot \pi}{4Z_s f} - \frac{2\theta}{f}. \quad (6.29)$$

З (6.29) видно, що нахил ФЧХ залежить від значення  $Z_s$ . Якщо, наприклад, в одному каналі використати відрізок довжиною  $2\theta_1$  з нахилом ФЧХ (6.27), а в другому каналі – відрізок довжиною  $2\theta_2$  з чвертьхвильовим шлейфом, який дає нахил (6.29), то прирівнюючи (6.27) до (6.29) отримуємо, як і в [22], умову  $Z/Z_s = 4\Delta\varphi/\pi$  для вибору значення  $Z_s$ , при якому забезпечується дискрет фази  $\Delta\varphi = 2(\theta_2 - \theta_1)$  і рівні нахили ФЧХ.

3. Ланка П-типу з реактивних елементів – послідовного  $jX_2$  та паралельних  $jX_1$  опорів (рис. 6.5,в) має парціальні двополюсники синфазно-протифазного збудження з нормованими до  $Z$  вхідними реактансами  $x_{ke} = x_1$  та  $x_{ko} = x_1 x_2 / (2x_1 + x_2)$ , де  $x_1 = X_1/Z$ ,  $x_2 = X_2/Z$  – нормовані значення опорів  $X_1, X_2$ . З (6.26) в цьому випадку отримуємо:

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -x'_1 \left( \frac{1}{1+x_1^2} + \frac{x_2^2}{d} \right) - \frac{2x'_2 x_1^2}{d} - \frac{2\theta}{f}, \quad (6.30)$$

де  $d = (2x_1 + x_2)^2 + (x_1 x_2)^2$ ;

$x'_1$  – перша похідна за частотою від нормованої реактивності  $X_1$ ;

$x'_2$  – перша похідна за частотою від нормованої реактивності  $X_2$ .

З виразів для  $x_{ke}$  та  $x_{ko}$  видно, що узгодження такого чотирьохполюсника забезпечується, коли опори схеми знаходяться у співвідношенні  $x_2 = -2x_1 / (x_1^2 + 1)$ . Значення опору  $x_1$ , рівне значенню  $x_{ke}$ , розраховується за (2.11) для заданого значення фазової затримки ланки  $\varphi_{k21}$ . Оскільки при цьому змінювати значення опорів  $X_1, X_2$  для зміни нахилу ФЧХ не можна, тому, як і в попередньому випадку, проблема вирішується шляхом реалізації реактивностей  $X_1$  шлейфами на базі відрізків ліній передачі, похідна з вхідного опору яких визначається за (3.26).

4. Ланка П-типу з відрізком лінії в середині, хвильовий опір якого  $Z_2$  і електрична довжина  $\theta_2$ , та паралельними реактивними опорами  $jX_1$  (рис. 6,г) має нормовані до  $Z$  вхідні опори парціальних двополюсників  $x_{ke} = x_1 z_2 / (x_1 t_2 + z_2)$ , та

$x_{ko}=x_1z_2t_2/(x_1+z_2t_2)$ , де  $t_2=\text{tg}(\theta_2/2)$ ,  $x_1=X_1/Z$ ,  $z_2=Z_2/Z$  – нормовані значення опорів  $X_1$ ,  $Z_2$ .

Записавши похідні від  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$ , в результаті з (6.26) отримуємо:

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -x'_1 \left( \frac{t_2}{d_o} - \frac{1}{d_e} \right) z_2^2 - \frac{z_2 x_1^2}{\cos^2(\theta_2/2)} \left( \frac{1}{d_o} - \frac{1}{d_e} \right) \frac{\theta_2}{2f} - \frac{2\theta}{f}, \quad (6.31)$$

де  $d_e = (x_1 t_2 - z_2)^2 + z_2^2 x_1^2$ ;

$d_o = (x_1 + z_2 t_2)^2 + z_2^2 x_1^2 t_2^2$ .

Використовуючи умову (2.12) та вирази для опорів  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$ , отримуємо співвідношення для розрахунку значень параметрів  $X_1$ ,  $\theta_2$  елементів за заданим значенням хвильового опору  $Z_2$ , при яких забезпечується вхідне узгодження, а саме:  $x_1^2 x_{ke} (1 - z_2^2) - x_1 z_2^2 (1 + x_{ke}^2) - z_2^2 x_{ke} = 0$ ,  $t_2 = z_2 (x_1 + x_{ke}) / x_1 x_{ke}$ , де  $x_{ke}$  розраховується за (2.11) для заданої фазової затримки  $\varphi_{k21}$ . Як і раніше, на нахил ФЧХ без зміни  $X_1$ ,  $Z_2$ ,  $\theta_2$  можна впливати вибором параметрів шлейфа, яким реалізуються опори  $jX_1$ .

5. Відрізок зв'язаних ліній передачі, підвідні лінії якого мають хвильовий опір  $Z$ , у даному випадку виконує функцію фазообертача з фіксованою фазовою затримкою сигналу  $\varphi_{k21}$ . Варіанти можливої реалізації таких фазообертачів приведено у Розділі 3, а підхід до визначення нахилу їхніх ФЧХ розглянемо на прикладі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням додатковою реактивністю, підключеною до з'єднаних кінців відрізка (рис. 6.5,д), яка необхідна для узгодження схеми та компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод. За такою самою схемою реалізуються фазові коректори С-типу (див. п. 3.6). Оскільки співвідношення (6.25) для нахилу ФЧХ аналогічне (тільки з протилежним знаком) виразу (3.2) для часу групової затримки, тому, використавши для розрахунку нахилу ФЧХ схеми вираз (3.26) для  $t_d$  зі зміною у ньому знаків і заміною  $x_n$  на  $x$ ,  $\omega$  на  $f$  та з додаванням складової  $2\theta/f$ , яка враховує вплив підвідних відрізків, отримуємо [364]:

$$\frac{d\varphi_{21}}{df} = -x' \frac{2z_e^2}{A} - z_e \frac{z_e^2 + 4x^2}{A} \cdot \frac{\theta_e}{f} - \frac{z_o}{z_o^2 \sin^2 \theta_o + \cos^2 \theta_o} \cdot \frac{\theta_o}{f} - \frac{2\theta}{f}, \quad (6.32)$$

де  $x'$  – перша похідна за частотою від нормованого реактивного опору  $x$ ;

$$A = z_e^2 (z_e \sin \theta_e + 2x \cos \theta_e)^2 + (z_e \cos \theta_e - 2x \sin \theta_e)^2.$$

Узгодження такого чотириполюсника, як показано в п. 3.2, досягається за умов (3.8), що  $\operatorname{tg} \theta_o = -1/(x_{ke} z_o)$ ,  $x = 0,5 z_e (x_{ke} - z_e \operatorname{tg} \theta_e) / (z_e + x_{ke} \operatorname{tg} \theta_e)$ , де  $x_{ke}$  розраховується за (2.11) для заданої фазової затримки ланки  $\varphi_{k21}$ . Як і раніше, нахил ФЧХ можна змінювати, вибираючи параметри шлейфа, яким реалізується  $jX$ .

Описаний підхід до визначення нахилу ФЧХ каналу фазової затримки може бути застосований і до інших варіантів схеми симетричних чотириполюсників. Для вирівнювання в процесі проектування нахилів ФЧХ різних каналів спочатку, виходячи з заданого дискрету фази  $\Delta\varphi$ , необхідно вибрати значення фазових зсувів каналів  $\varphi_{21}$ , вибрати варіанти схемної реалізації чотириполюсників  $K$ , задати значення параметрів  $Z$  і  $\theta$  з'єднувальних відрізків. Далі виходячи з фазового зсуву кожного чотириполюсника  $\varphi_{k21} = \varphi_{21} - 2\theta$  за (2.11) розраховуються значення вхідних опорів, які повинні бути у парціальних схем СПЗ для узгодження. З виразів для вхідних опорів записуються вирази для невідомих ЕП елементів схеми чотириполюсника і розраховуються їх значення. Для реактивних опорів  $jX_i$  у його складі вибирається варіант їх реалізації і записуються вирази для перших похідних за частотою, підстановка яких у вирази типу (6.30, 6.31, 6.32) дозволяє розрахувати нахил  $d\varphi_{21}/df$  ФЧХ. Корекція нахилу здійснюється зміною заданих значень ЕП елементів, чи параметрів  $Z_s$ ,  $\theta_s$  шлейфів, якими реалізують опори  $jX_i$ .

Ефективність застосування приведенного підходу до визначення нахилу ФЧХ каналу фазової затримки підтверджують розрахунки та моделювання двох каналів, з фазовою затримкою на частоті 10 ГГц один  $\varphi_1 = 160^\circ$ , другий з  $\varphi_2 = 70^\circ$  на базі МСЛ. Для реалізації затримки  $\varphi_1$  вибрано варіант на відрізку ЗСЛ з паралельною реактивністю (рис. 6.5, д), а для реалізації затримки  $\varphi_2$  – структуру з паралельно навантаженим відрізком лінії (рис. 6.5, б). Результати розрахунків ЕП елементів схем каналів приведено в Додатку Е.3. На рис. 6.6 зображено частотні залежності фазової затримки та коефіцієнта відбиття обох каналів, отримані за результатами СМ з вирівнюванням нахилів ФЧХ шляхом зміни параметрів додаткового навантаження.

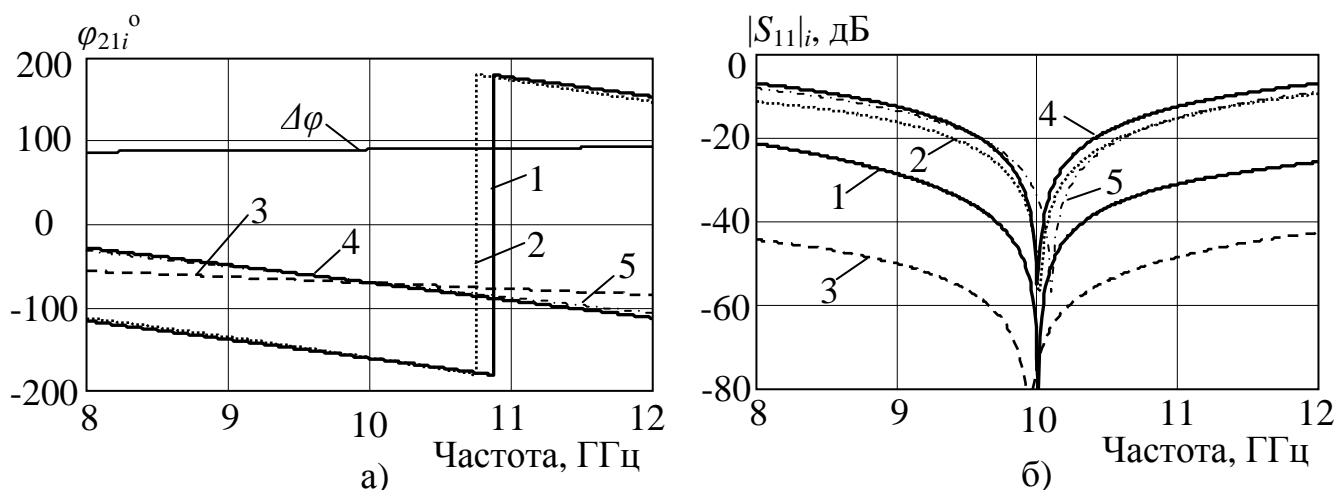


Рисунок 6.6 – Частотні залежності фазового зсуву (а) та коефіцієнта відбиття (б) каналів фазової затримки на базі ЗСЛ та навантаженого відрізка лінії

Криві 1 отримано для першого каналу ( $\varphi_1=160^\circ$ ). Нахил ФЧХ у цьому випадку становить  $d\varphi_{21}/df=-22,17^\circ/\text{ГГц}$ . Як показують дослідження, при великих значеннях  $\varphi_{21}$  зміна параметрів шлейфа слабо впливає на нахил ФЧХ. Те саме спостерігається при зміні параметрів самого відрізка ЗСЛ, що видно з кривої 2 на рис. 6.6,а, але при цьому падає рівень узгодження (крива 2 на рис. 6.6,б). Використання в другому каналі для реалізації  $\varphi_2=70^\circ$  відрізка лінії при високому рівні узгодження дає ФЧХ з нахилом  $d\varphi_{21}/df=-7^\circ/\text{ГГц}$  (криві 3). Підвищення нахилу до рівня першого каналу забезпечує паралельний шлейф (криві 4). Приведений на рис. 6.6,а різницевий фазовий зсув  $\Delta\varphi$ , розрахований з кривих 1 і 4, становить  $90^\circ\pm 2^\circ$  в смузі 8 – 12 ГГц.

Широкі можливості запропонованих методів розробки променевих перемикачів і підходу до розробки каналів фазової затримки з визначенням нахилу ФЧХ демонструє приклад їх застосування [364, 423] для розрахунку та моделювання мікросмушкового ОПФ на комутованих каналах з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на частоту 10 ГГц з ЕКС на базі ВТНП (див. п. 1.4.1). Для перемикачів вибрано схему з ТЧ, розміщеними в каналах після розгалуження (рис. 2.8,а) у вигляді відрізка лінії з паралельною реактивністю (рис. 5.1,а), реалізованою розімкненим на кінці шлейфом. Щоб забезпечити ширшу смугу частот та враховуючи конструктивні особливості даного виду ЕКС, вибрано варіант послідовного їх включення. Результати розрахунку ЕП схеми перемикача приведено в Додатку Е.3. На Рис. 6.7,а

зображено АЧХ внесеного загасання з входу перемикача на відкритий  $|S_{21}|$  і закритий  $|S_{31}|$  виходи. Пунктирні криві відносяться до перемикача з розгалуженням без впливу неоднорідності, а суцільні – з компенсацією її впливу. Робоча смуга обмежена з двох сторін послідовними резонансами закритого каналу, частота яких згідно з (5.12) становить 5,02 ГГц та 14,98 ГГц, що співпадає з результатами СМ.

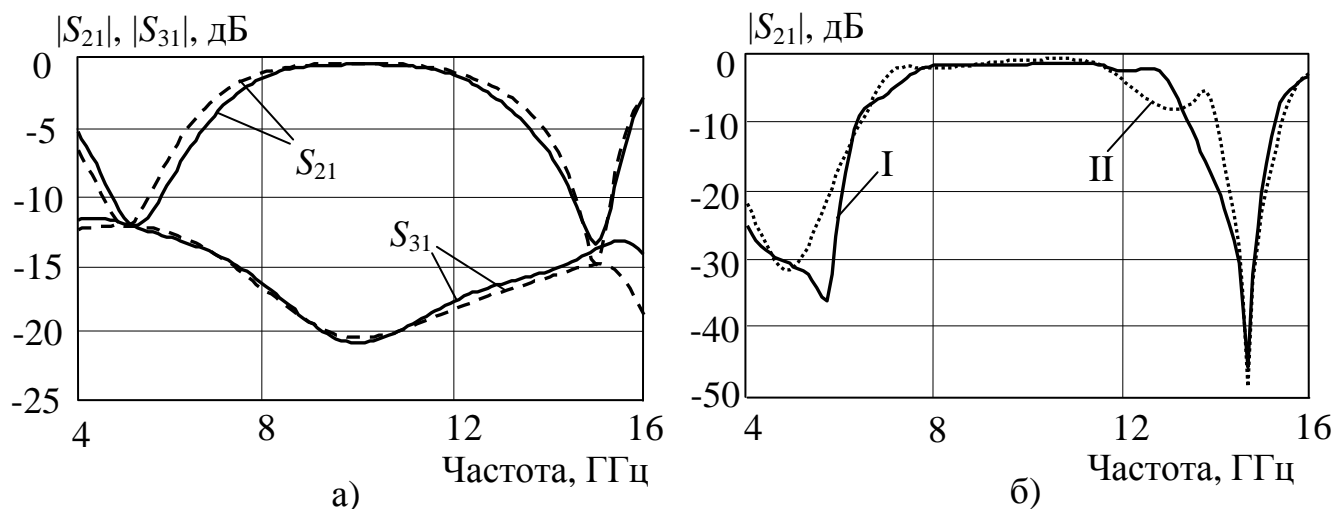


Рисунок 6.7 – Частотні залежності внесеного загасання (а) перемикачів та (б) фазообертача з комутованими каналами фазової затримки у двох станах

Для реалізації каналів фазової затримки використано результати розрахунків попереднього прикладу з двома каналами. Відмінність полягає в тому, що було враховано вплив неоднорідностей розгалужень в місцях приєднання шлейфів, а також враховано вплив під'єднаних до середини каналів ланок подання через фільтр нижніх частот керуючого сигналу для комутації ключів. В цьому випадку функцію додаткових реактивних навантажень виконують вхідні опори цих ланок керування. Криві 5 для попереднього прикладу на рис. 6.6 відносяться до такого випадку в каналі з затримкою  $70^\circ$ , з яких видно, що необхідний нахил ФЧХ і узгодження збережено. На рис. 6.7,б зображено АЧХ втрат на загасання, які були отримані в результаті СМ ОПФ при поширенні сигналу по каналу I (навантажений відрізок) і по каналу II (відрізок ЗСЛ). Смуга частот фазообертача обмежена зверху і знизу «провалами» за рахунок резонансів закритих виходів перемикачів. Внесені втрати в двох станах не перевищують 1,4 дБ в межах смуги 8–11 ГГц. На рис. 6.8,а приведено ФЧХ для двох станів фазообертача, які показують, що вирівнювання нахилів ФЧХ

забезпечило стабільність дискрету фази у вказаній смузі на рівні  $\pm 2^\circ$ . На рис. 6.8,б зображено топологію ОПФ, де кола подання живлення замикаються на масу через високоомні  $\lambda/4$  закорочені шлейфи. Габарити пристрою не перевищують  $7 \times 20$  мм<sup>2</sup>.

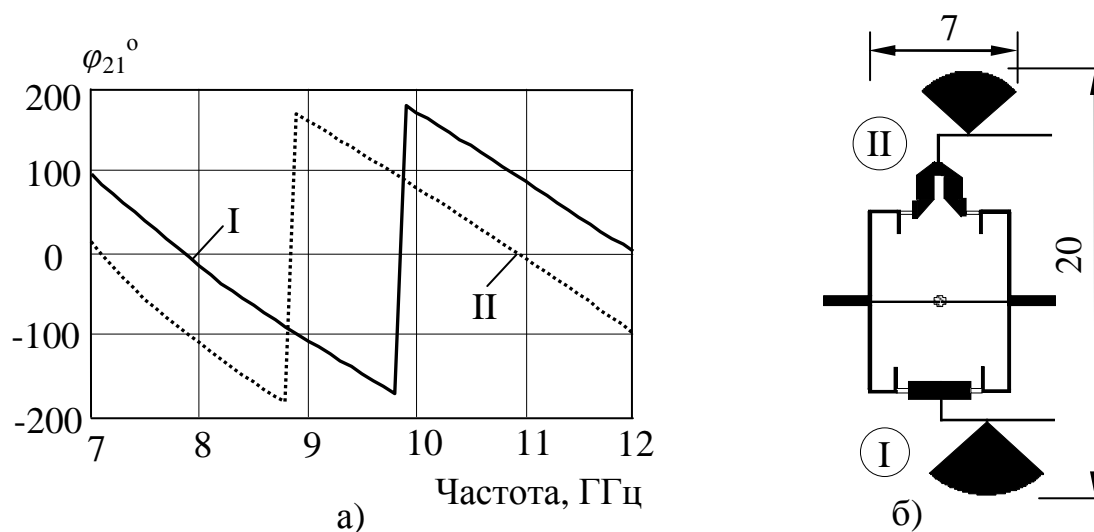


Рис. 6.8 – Частотні залежності фазової затримки (а) у двох станах фазообертача на комутованих каналах з ключами на базі ВТНП та (б) його топологія

Описані підходи до розрахунку перемикачів і каналів фазової затримки було використано [414] при дослідженні шляхом комп'ютерного моделювання ОПФ на комутованих каналах з ЕКС типу МЕМС, використання яких дозволяє зменшити внесене загасання до рівня 0,1–0,5 дБ. Виключно хороші результати дають під'єднані послідовно ключі метал-контактного типу. Резонанси закритого каналу виникають частіше в схемах з ємнісними ключами, які доцільно під'єднувати паралельно для забезпечення у вузькій частотній смузі високого рівня розв'язки перемикачів при допустимих значеннях хвильових опорів ліній в каналах ОПФ.

#### 6.4. Фазообертач петльового типу на відрізках одиночних ліній передачі

До переваг прохідних фазообертачів петльового типу можна віднести простоту конструкції і малі розміри. Проте їх використання обмежується впливом на робочу смугу частот шлейфа з низьким значенням хвильового опору, не врахованих в процесі розрахунку за існуючими методиками реактивних складових ЕКС, різних

нахилів ФЧХ, неоднорідностей розгалужень, а також топологічною складністю місця включення послідовного ЕКС (між кінцями петлі). Вирішити вказані проблеми можна шляхом доповнення класичної схеми фазообертача.

Якщо, на відміну від відомих методів розрахунку (див. п. 1.4), розроблених з припущенням про нульовий і безмежно великий опір ЕКС в двох його станах, ввести у базову схему фазообертача (рис. 1.13,г) реактивні складові  $jX_{ki}$  ЕКС, враховуючи визначальний їх вплив на фазову затримку сигналу при достатньо малих значеннях активних складових, а шлейф подавати у вигляді реактивного опору  $jX$ , то для виконання Умови 2 реалізації дискретних прохідних фазообертачів з симетричною структурою (див. п. 2.3.1) до трьох незалежних параметрів  $Z_1, \theta_1, X$  слід додати ще четвертий параметр. Для цього пропонується [424] доповнити схему додатковими відрізками ліній з хвильовим опором  $Z_2$  і електричною довжиною  $\theta_2$ , через які до входу і виходу фазообертача під'єднується послідовний ЕКС (рис. 6.9,а). У цьому випадку шлейф, яким реалізується реактивність  $jX$ , може мати високий хвильовий опір без додаткової індуктивності, яку використано в [270, 271]. Також спрощується топологія фазообертача, оскільки кінці петлі віддаляються від виводів ЕКС, утворюючи Т-розгалуження, неоднорідності яких можна врахувати.

Використання до запропонованої симетричної схеми методу СПЗ розкладає її на парціальні двополюсники  $i$ -го стану з вхідними реактансами  $jX_{ei}$  синфазного (рис. 6.9,б) та  $jX_{oi}$  протифазного (рис. 6.9,в) збудження Нормовані до хвильового опору  $Z_c$  підвідних ліній значення  $x_{ei}, x_{oi}$  цих реактансів, при яких забезпечується заданий дискрет  $\Delta\varphi=|\varphi_2-\varphi_1|$ , де  $\varphi_i$  – фаза сигналу на виході в  $i$ -му стані ключів, з врахуванням умови узгодження симетричного чотириполюсника розраховуються за (6.11).

Виходячи зі схем двополюсників (рис. 6.9,б,в) і використовуючи нормовані до  $Z_c$  значення  $Z_1, Z_2, X, X_{ki}$  та значення тангенсів електричних довжин  $t_1=\text{tg}\theta_1, t_2=\text{tg}\theta_2$ , для реактансів  $x_{ei}, x_{oi}$  записується системи з чотирьох ( $i=1,2$ ) рівнянь, у яку входить 5 незалежних змінних  $Z_1, \theta_1, Z_2, \theta_2, X$ . Тому одну з них потрібно задавати. Як правило, з технологічних міркувань вибирають значення хвильових опорів, у нашому випадку це значення хвильового опору  $Z_2$  додаткових відрізків. Розв'язок системи, який приведено в Додатку Е.7, дає вирази для розрахунку невідомих ЕП елементів:



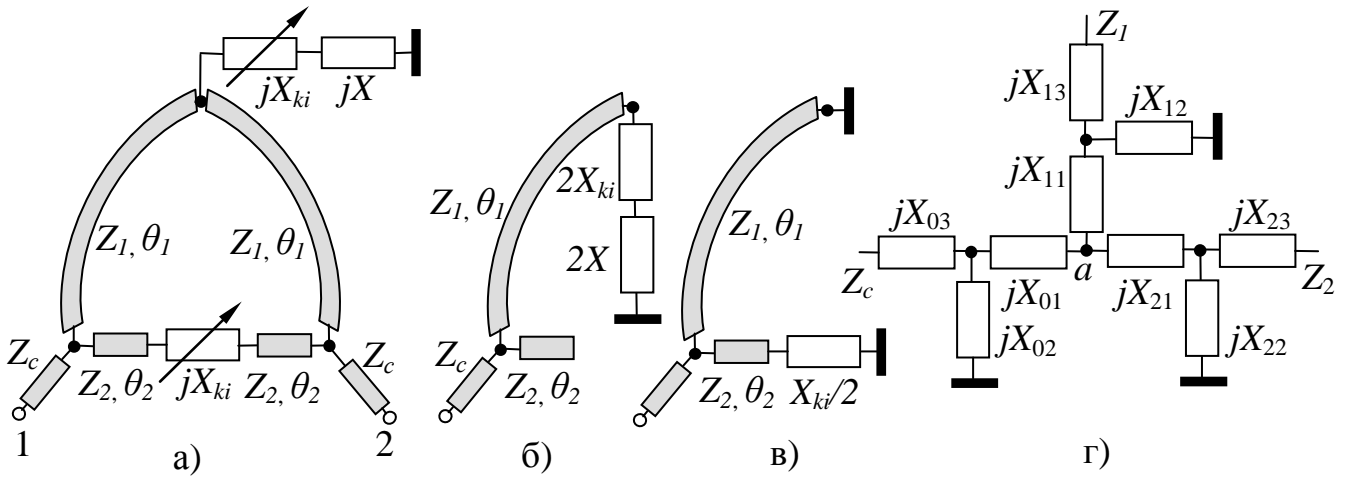


Рисунок 6.9 – Схема (а) ОПФ петльового типу, парціальні схеми її синфазного (б) і протифазного (в) збудження та еквівалентна схема (г) Т-розгалуження ліній

$$\left. \begin{aligned}
 at_2^2 + bt_2 + c = 0, \quad t_1 = a_i / z_1, \\
 z_1^4 (d_1 b_2 - d_2 b_1) + z_1^2 (d_1 c_2 - c_1 d_2 - g_1 b_2 + b_1 g_2) + c_1 g_2 - g_1 c_2 = 0, \\
 x = \frac{z_1 z_2 (x_{ei} - 2x_{ki}) - 2x_{ei} x_{ki} (z_1 t_2 + z_2 t_1) - z_1^2 t_1 (x_{ei} t_2 + z_2)}{2[x_{ei} (z_1 t_2 + z_2 t_1) + z_1 z_2]},
 \end{aligned} \right\} (6.33)$$

$$\text{де } a = 2[x_{o1} x_{o2} (x_{k2} - x_{k1}) + 2z_2^2 (x_{o1} - x_{o2})];$$

$$b = 2z_2 (x_{k1} + x_{k2}) (x_{o1} - x_{o2});$$

$$c = 2x_{o1} x_{o2} (x_{k2} - x_{k1}) + x_{k1} x_{k2} (x_{o1} - x_{o2});$$

$$a_i = z_2 x_{oi} (x_{ki} + 2z_2 t_2) / [z_2 (x_{ki} + 2z_2 t_2) - x_{oi} (2z_2 - x_{ki} t_2)];$$

$$b_i = 2(x_{ei} t_2 + z_2);$$

$$c_i = 2a_i z_2 x_{ei};$$

$$d_i = z_2 (x_{ei} - 2x_{ki} - a_i) - x_{ei} t_2 (2x_{ki} + a_i);$$

$$g_i = c_i x_{ki}.$$

Розрахунок ЕП елементів схеми фазообертача здійснюється в наступній послідовності. Спочатку для заданого значення фазового зсуву  $\varphi_1$  в одному стані і розраховане через  $\Delta\varphi$  значення  $\varphi_2$  в другому стані за (6.11) визначаються дві пари вхідних опорів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ . Далі визначаються корені  $t_2$ , а за ними – корені  $z_1$  відповідних рівнянь з (6.33). Отримані значення  $z_1$ ,  $t_2$  дозволяють розрахувати значення  $t_1$  і далі значення  $x$  за відповідними виразами з (6.33) (розрахунки виконують при рівному 1

чи 2 індекси  $i$ ). Як слідує з описаного методу, крім чотирьох незалежних змінних  $Z_1$ ,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $X$  використовується ще один незалежний параметр  $\varphi_1$ , від вибору якого залежать результати, наприклад, можна отримати розв'язок для базової схеми, тобто досягти  $\theta_2=0$ . Метод дає чотири варіанти розв'язку, оскільки з рівнянь (6.33) отримуємо два корені  $t_2$  і для кожного з них – два корені  $z_1$ . При цьому частина варіантів може мати недопустимі для реалізації, чи уявні значення ЕП елементів.

При  $\theta_2 \neq 0$  в структурі фазообертача будуть існувати два Т-розгалуження, утворені відрізками ліній передачі з хвильовими опорами  $Z_c$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ . Як показують результати моделювання, їх неоднорідності впливають на частотні властивості схеми, на рівень узгодження, на забезпечення заданого значення дискрету фази.

Компенсація впливу неоднорідностей трійників здійснюється запропонованим в п. 2.5 способом з використанням їх узагальненої еквівалентної схеми (рис. 2.14,а), включеної до складу схеми самого фазообертача. На рис. 6.9,г приведено еквівалентну схему Т-трійника, де вказано хвильові опори під'єднаних до нього відрізків ліній. В цьому випадку значення електричної довжини  $\theta_2$ , хвильового опору  $Z_1$ , електричної довжини  $\theta_1$  розраховуються за тими ж виразами (6.33), коефіцієнти яких визначаються за співвідношеннями, наведеними у Додатку Е.4, а реактивність  $X$  розраховується за також приведеним у Додатку Е.4 виразом (Е.4.5).

Для ілюстрації можливостей розробленого методу та його перевірки здійснено розрахунок та моделювання мікросмужкового петльового фазообертача з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на частоту 2,4 ГГц з використанням ЕКС на базі  $p$ - $i$ - $n$ -діода. Результати розрахунків фазообертача без врахування неоднорідностей трійників та з їх компенсацією приведено у Додатку Е.4. На рис. 6.10,а зображено ФЧХ та частотні залежності диференціального фазового зсуву, а на рис. 6.10,б – частотні залежності параметрів розсіяння (коефіцієнтів відбиття на вході та різниці внесених втрат у двох станах), отримані в результаті СМ. Криві 1 відносяться до базової схеми фазообертача, розрахунок якої не враховував еквівалентних параметрів діодів, що не забезпечує заданий  $\Delta\varphi=90^\circ$ . Криві 2 відносяться до фазообертача з розрахованими ЕП без впливу неоднорідностей, а криві 3 отримано для цього ж фазообертача при наявності такого впливу, який привів до суттєвого вхідного розузгодження і сильної

частотної залежності різницевого фазового зсуву. Компенсація впливу неоднорідностей приводить до кривих 4, з яких видно, що задане значення фазового дискрету і високий рівень узгодження в обох станах забезпечуються.

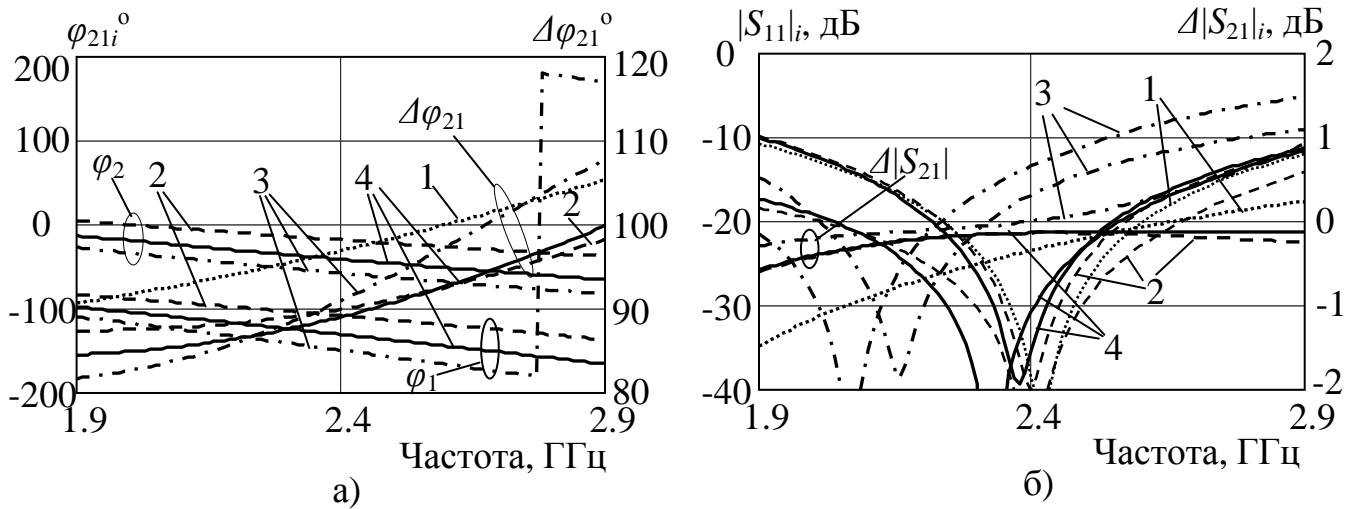


Рисунок 6.10 – Частотні залежності фазового зсуву (а) та параметрів розсіяння (б) ОПФ петльового типу на відрізках одиночних ліній передачі

### 6.5. Фазообертачі петльового типу на відрізках зв'язаних ліній передачі

Використання в структурі петльового фазообертача замість відрізків одиночних ліній, які утворюють петлю, одного відрізка зв'язаних смужкових ліній дозволяє спростити топологію пристрою. Водночас залишається проблема забезпечення заданого фазового дискрету та входного узгодження при наявності реактивних складових  $jX_{ki}$  еквівалентних параметрів ЕКС.

Для вирішення вказаної проблеми запропоновано [425] варіант схеми, у якій використано додаткову реактивність  $jX_d$ , ввімкнену між входом і виходом фазообертача на початку відрізка ЗСЛ довжиною  $l$ , а послідовний ЕКС розміщено між зв'язаними лініями на відстані  $l_1$  від їх з'єднаних кінців, до яких підключено паралельний ЕКС з реактивністю  $jX$  (рис. 6.11,а). Додаткова реактивність одночасно дозволить компенсувати вплив різниці фазових швидкостей мод відрізка ЗСЛ з хвильовим опором  $Z_e$  і фазовою сталою  $\beta_e$  парної моди та з хвильовим опором  $Z_o$  і фазовою сталою  $\beta_o$  непарної моди. У іншого запропонованого [426] варіанту схеми

додаткова реактивність  $jX_d$  і ЕКС, ввімкнений між зв'язаними лініями, міняються місцями (рис. 6.11,б).

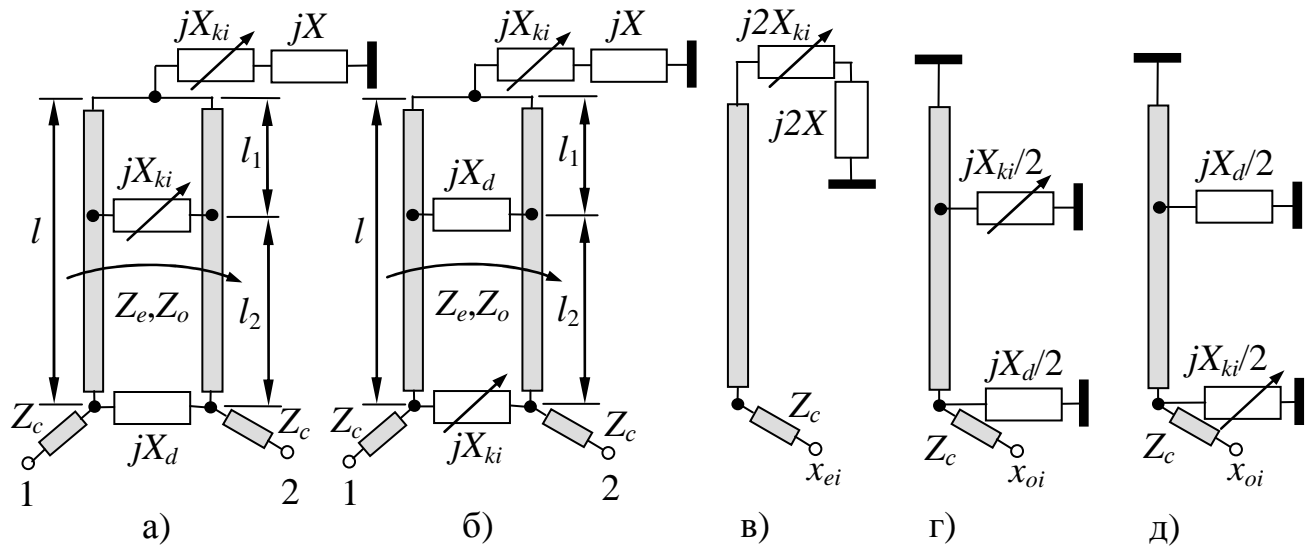


Рисунок 6.11 – Схеми петльового ОПФ на відрізку ЗСЛ (а) з реактивністю на вході, (б) з ключем на вході і парціальні схеми (в) синфазного збудження та (г) протифазного збудження першої схеми, (д) протифазного збудження другої схеми

Наявність симетрії в наведених структурах дозволяє скористатися методом СПЗ, що дає однакову для двох варіантів схему парціального двополюсника синфазного збудження (рис. 6.11,в) і подібні схеми парціальних двополюсників протифазного збудження: рис. 6.11,г – для першого варіанту з  $jX_d$  на вході; рис. 6.11,д – для другого варіанту з  $jX_{ki}$  на вході. З парціальних схем видно, що в обох випадках виконуються Умови 1 і 2 реалізації дискретних прохідних фазообертачів з симетричною структурою (див. п. 2.3.1). При цьому існує надлишок незалежних параметрів  $Z_e, Z_o, X, X_d, l, l_1$ , два з яких можуть задаватися довільно. В зв'язку з цим в загальному випадку як з математичної, так і з технічної точок зору доцільно задавати хвильові опори  $Z_e, Z_o$  (відповідно і  $\beta_e, \beta_o$ ) відрізка ЗСЛ та визначати невідомі параметри  $X, X_d, l, l_1$  при заданих значеннях  $\Delta\varphi$  та  $\varphi_1$ . Якщо відмовитися від використання додаткової реактивності, тобто при  $X_d = \infty$ , та прийняти  $l_1 = l$ , то з виразу для вхідного опору  $x_{ei}$  парціального двополюсника синфазного збудження слідує, що розв'язок відносно параметрів  $Z_e, Z_o, X$  може бути лише при однакових фазових швидкостях мод.

Виходячи зі схем двополюсників (рис. 6.11) і використовуючи нормовані до  $Z_c$  значення опорів  $Z_e, Z_o, X, X_d, X_{ki}$  та значення тангенсів електричних довжин  $t_e = \text{tg}(\beta_e l)$   $t_1 = \text{tg}(\beta_o l_1)$ ,  $t_2 = \text{tg}(\beta_o l_2)$ , де  $l_2 = l - l_1$  для реактансів  $x_{ei}, x_{oi}$  записується, як і в попередньому випадку, системи з чотирьох ( $i=1,2$ ) рівнянь. Приведений в Додатку Е.4 розв'язок системи дає вирази для розрахунку невідомих ЕП елементів. Зі співвідношення для  $x_{ei}$ , записаного для двох станів фазообертача, отримуємо квадратне рівняння відносно параметра  $x$ , а також вираз для розрахунку  $t_e$ , тобто довжини відрізка  $l$ :

$$ax^2 + bx + c = 0, \quad t_e = z_e [x_{ei} - 2(x_{ki} + x)] / [2z_e^2 + 2x_{ei}(x_{ki} + x)], \quad (6.34)$$

де  $a = 2(x_{e2} - x_{e1})$ ;

$b = a(x_{k1} + x_{k2})$ ;

$c = a(z_e^2 + 2x_{k1}x_{k2})/2 + (x_{k1} - x_{k2})(2z_e^2 + x_{e1}x_{e2})$ ;

$t_e = \text{tg}(\beta_e l)$  розраховується для індексу  $i$ , рівного 1 чи 2.

У випадку схеми (рис. 6.11,а) з опором  $jX_d$  на вході значення  $t_1$  шукаються, як корені рівняння четвертої степені, за якими далі при  $i=1$  чи  $i=2$  розраховується  $x_d$ :

$$\left. \begin{aligned} at_1^4 + bt_1^3 + ct_1^2 + dt_1 + p &= 0, \\ x_d &= 2z_o x_{oi} \frac{A_i t_1^2 + t_o (2z_o t_1 + x_{ki})}{B_i t_1^2 + C_i (2z_o t_1 + x_{ki})}, \end{aligned} \right\} \quad (6.35)$$

де  $a = x_{o1}A_1B_2 - x_{o2}A_2B_1$ ;

$b = 2z_o [x_{o1}A_1C_2 - x_{o2}A_2C_1 + t_o (x_{o1}B_2 - x_{o2}B_1)]$ ;

$c = x_{o1}x_{k2}A_1C_2 - x_{o2}x_{k1}A_2C_1 + 4z_o^3 t_o^2 (x_{o1} - x_{o2}) + t_o (x_{o1}x_{k1}B_2 - x_{o2}x_{k2}B_1)$ ;

$d = 2z_o^2 t_o^2 (x_{o1} - x_{o2})(x_{k1} + x_{k2})$ ;

$p = x_{k1}x_{k2}t_o (x_{o1} - x_{o2})$ ;

$A_i = x_{ki}t_o - 2z_o$ ;

$B_i = x_{ki}(z_o t_o - x_{oi}) - 2z_o(z_o + x_{oi}t_o)$ ;

$C_i = z_o t_o - x_{oi}$ .

У випадку схеми, коли на вході розміщено ЕКС (рис. 6.11,б), розв'язок системи буде при довільному значенні  $t_1$ , тобто довільно вибраній відстані  $l_1$  в межах довжини  $l$ , фазова затримки  $\varphi_1$  шукається з квадратного рівняння, а додаткова реактивність  $x_d$  розраховується за відповідним співвідношенням при  $i=1$  чи  $i=2$ :

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi_1}{2} \cdot (d_x - \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}) + d_x \operatorname{tg} \frac{\varphi_1}{2} \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} - \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} &= 0, \\ x_d &= -2z_o (b_i t_1^2 + a_i t_1) / [a_i (1 + t_1^2)], \end{aligned} \right\} \quad (6.36)$$

де  $a_i = x_{oi} x_{ki} - z_o t_o (x_{ki} - 2x_{oi})$ ;

$b_i = x_{oi} x_{ki} t_o + z_o (x_{ki} - 2x_{oi})$ ;

$d_x = 2(x_{k1} - x_{k2}) / (x_{k1} x_{k2})$ .

Розрахунок ЕП елементів схеми обох варіантів фазообертача здійснюється в наступній послідовності. Спочатку для заданого (перший варіант схеми), чи знайденого з рівняння (6.36) (другий варіант схеми) значення  $\varphi_1$  і розрахованого через  $\Delta\varphi$  значення  $\varphi_2$  за (6.11) визначаються дві пари вхідних реактансів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ . Далі за (6.34) визначаються корені  $x$  рівняння і розраховується значення  $t_e$ , що дає довжину  $l$ . Наступний крок пов'язаний з розрахунком додаткового реактивного опору. Для цього спочатку визначається (для першого варіанту) з рівняння (6.35) через  $t_1$ , чи задається (для другого варіанту) значення відстані  $l_1$ . Далі за (6.35) чи за (6.36) розраховується значення  $x_d$ . Оскільки з рівняння (6.34) отримуємо два корені  $x$ , тому в загальному для кожної схеми метод дає два варіанти розв'язку.

В процесі дослідження запропонованих схем фазообертачів (рис. 6.11) шляхом розрахунку з наступним комп'ютерним моделюванням виявлено такі їх особливості:

1) розраховане за (6.34) значення  $t_e$  в залежності від значень еквівалентних параметрів ЕКС, а також значень фазового зсуву  $\varphi_1$  може бути як додатнім, так і від'ємним. У випадку, коли  $t_e > 0$ , отримуємо коротку довжину  $l$  відрізка ЗСЛ ( $\beta_e l < \pi/2$ ), якщо ж  $t_e < 0$ , то розв'язок забезпечується при довгих  $l$  ( $\pi/2 < \beta_e l < \pi$ );

2) у стані фазообертача з закритими ключами при ємнісній додатковій реактивності, особливо при довгих  $l$ , може збуджуватися паразитний резонанс, що

порушує лінійність ФЧХ і викликає стрибок рівня внесеного загасання. Виникнення такого резонансу пов'язане з парціальним двополюсником протифазного збудження, в структурі якого у вигляді коливального кола, утвореного паралельним з'єднанням реактивного опору на вході з навантаженим реактивними опорами відрізком лінії, на певній частоті збуджується резонанс. В області цього резонансу вхідний опір  $x_{ei}$  парціальної схеми наближається за значенням до  $x_{oi}$ , що згідно з (2.3) приводить до зростання внесених втрат фазообертача в даному стані;

3) оскільки частота резонансу в першу чергу залежить від значення реактивності  $X_d$  і від довжини ввімкненого паралельно до неї відрізка ЗСЛ, тому в розрахунках при заданих параметрах ЕКС доцільно використовувати такі значення  $\varphi_1$ , які приводять до малих значень додаткової ємності і коротких довжин  $l$ , а у випадку схеми (рис. 6.11,б) з ключем на вході використовувати більше значення  $l_1$ ;

4) запропоновані схеми доцільно використовувати для високих значень робочих частот і малих значень фазового дискрету, оскільки в цьому випадку при довгих  $l$  менш відчутний вплив паразитних резонансів і фазообертач матиме простішу для реалізації топологічну структуру.

Підтвердженням доцільності та ефективності застосування запропонованого методу для розробки петльових фазообертачів на ЗСЛ служать результати розрахунку, моделювання та експериментального дослідження мікросмужкового фазообертача на ЗСЛ з реактивним опором на вході і з  $p$ - $i$ - $n$ -діодними ЕКС, який на частоті 2,4 ГГц забезпечує фазовий дискрет  $\Delta\varphi=45^\circ$ . Результати розрахунків фазообертача приведено в Додатку Е.4, а на рис. 6.12 та 6.13 зображено результати його СМ. Криві 1а відносяться до стану з закритими діодами, а криві 1б – до стану з відкритими діодами, штрих-пунктирна крива на рис. 6.13,а відображає частотну залежність різницевого фазового зсуву. Результати моделювання вказують на існування паразитного резонансу в районі частоти 2,6 ГГц, який пов'язаний з резонансом вхідного опору  $x_{o1}$  (криві на рис. 6.13,а) і вплинув на характеристики фази  $\varphi_1$  та внесених втрат у першому стані. Те саме підтверджують результати експериментальних досліджень (кружки і трикутники) макету ОПФ, фотографію якого приведено на рис. 6.13,б (ємності в колі живлення і розв'язки становлять 47

пФ). Відхилення вимірних значень від результатів СМ пояснюється тим, що реальні параметри діодів відрізнялися від параметрів моделі.

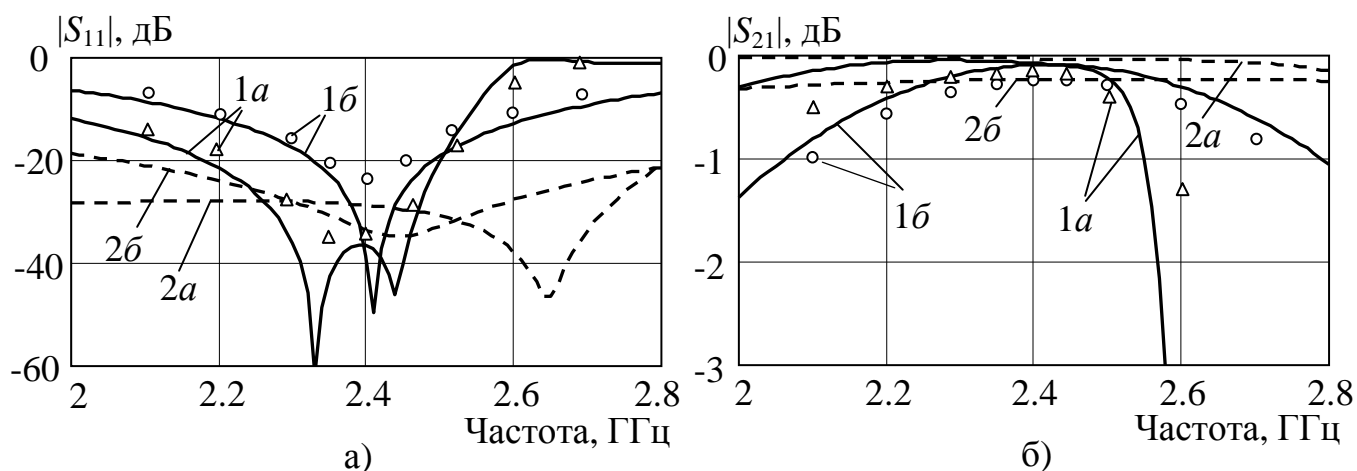
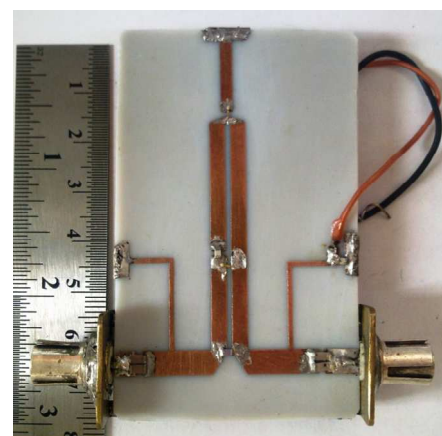
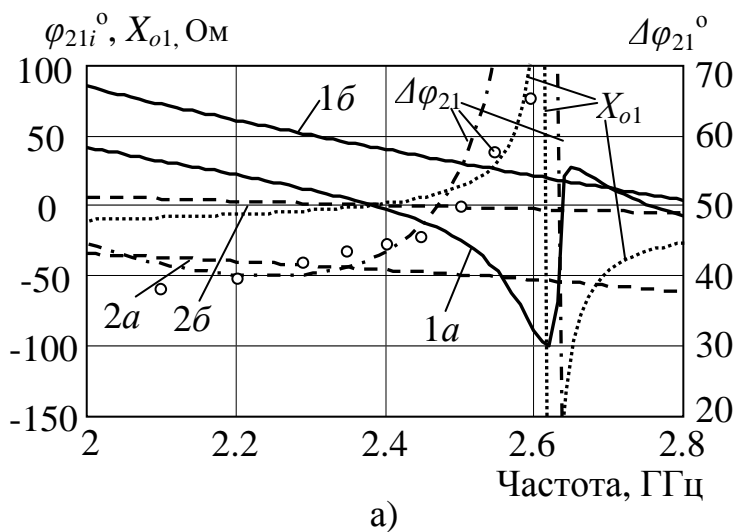


Рисунок 6.12 – Частотні залежності коефіцієнта відбиття (а) та внесених втрат (б) ОПФ петльового типу на відрізках зв'язаних ліній передачі



б)

Рисунок 6.13 – Частотні залежності фазової затримки (а) ОПФ петльового типу на відрізьку зв'язаних ліній передачі та його (б) макет

Відсунути резонанс за межі робочої смуги частот можна, використовуючи варіант фазообертача з ключем на вході, якому відповідають криві 2а, 2б (а – закриті діоди, б – відкриті діоди) на рис. 6.12 та 6.13. З приведених результатів також видно, що при короткій довжині  $l$  (криві 2) проявляється вплив активної складової еквівалентного опору діодів на рівень внесених втрат у відкритому стані.



Можливість та доцільність застосування запропонованих схем петльових фазообертачів на відрізку ЗСЛ і методів їх розрахунку в процесі проектуванні фазообертачів на високу частоту з малим дискретом фази показано на прикладі, приведеному в Додатку Е.4, де розглядаються схеми з  $\Delta\varphi=22,5^\circ$  на частоті 20 ГГц для реалізації в мікросмушковому виконанні на напівпровідниковій GaAs діелектричній підкладці з використанням ЕКС на базі МЕМС.

## Висновки до розділу 6

В розділі розроблено аналітичні методи визначення ЕП елементів схеми основних типів пристроїв дискретного керування фазою високочастотного сигналу при реалізації на відрізках одиночних і зв'язаних ліній передачі.

1. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку електричних параметрів елементів схеми одноступінчатого відбивного фазообертача без обмежень відомих методів на тип і параметри елементів керування станом та з можливістю використання додаткових реактивностей для забезпечення заданого фазового дискрету з оптимізацією за втратами і за фазою при фізично допустимих значеннях електричних параметрів елементів.

2. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку електричних параметрів елементів схеми прохідного шлейфного одноступінчатого фазообертача з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень, необхідність якої видно з прикладу мікросмушкового фазообертача з дискретом фази  $90^\circ$  на частоті 10 ГГц, коли під вказаним впливом відхилення дискрету перевищило  $20^\circ$  при меншому за 10 дБ рівні узгодження.

3. Для вирівнювання нахилів фазочастотних характеристик фазообертача на комутованих каналах з симетричною структурою з метою забезпечення стабільності фазового дискрету в смузі частот запропоновано визначати ці нахили через вхідні опори парціальних двополосників синфазно-протифазного збудження схеми каналу на основі записаного для цього вперше аналітичного співвідношення.

4. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розрахунку нахилів фазочастотних характеристик основних варіантів схеми каналів фазової затримки сигналу фазообертача на комутованих каналах.

5. Для визначення можливого резонансного зростання внесених втрат фазообертача на комутованих каналах, яке приводить до обмеження робочої смуги частот, запропоновано використовувати методику пошуку резонансних частот закритого виходу перемикача, доцільність чого підтверджено наведеним прикладом.

6. Вперше запропоновано схему дискретного петльового фазообертача, доповненау додатковими відрізками ліній передачі, та отримано аналітичні співвідношення для визначення електричних параметрів її елементів, що на відміну від відомих методів дозволяє: врахувати реактивні складові еквівалентного опору елементів керування станом; позбутися впливу низького хвильового опору шлейфа на робочу смугу частот; спростити топологію завдяки рознесенню входу і виходу фазообертача, забезпечуючи при цьому задане значення фазового дискрету та вхідне узгодження з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень, що дозволило, наприклад, у мікросмужкового  $p-i-n$ -діодного фазообертача з дискретом  $90^\circ$  на частоті 2,4 ГГц позбутися більшої, ніж  $15^\circ$  похибки визначення дискрету за результатами відомих методів і забезпечити узгодження на рівні 30 дБ.

7. Вперше запропоновано два варіанти схем дискретного петльового фазообертача на базі відрізка зв'язаних ліній передачі і отримано аналітичні співвідношення для визначення електричних параметрів елементів цих схем, що при топологічній простоті схеми дозволяє забезпечити задане значення фазового дискрету та вхідне узгодження з врахуванням реактивних складових еквівалентного опору елементів керування станом та з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод зв'язаних ліній.

Основні наукові результати розділу опубліковано у працях [364, 414, 419, 420, 421, 423, 424, 425, 426].

## РОЗДІЛ 7

### МЕТОДИ РОЗРОБКИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ЛІЙНИХ ПРИСТРОЇВ З ДВОМА РОБОЧИМИ ЧАСТОТАМИ

#### 7.1. Двочастотні трансформатори імпедансу та променеві перемикачі

Трансформатори імпедансу в двочастотному варіанті повинні забезпечити трансформацію різних, в загальному комплексних значень опору навантаження  $Z_{ni}=R_{ni}+jX_{ni}$  в задані значення теж комплексного вхідного опору  $Z_{ei}=R_{ei}+jX_{ei}$  на двох заданих центральних частотах  $f_i$  робочих смуг (індекс  $i=1,2$  далі вказує на залежність параметра від частоти  $f_1$  чи  $f_2$ ), яким відповідає частотний коефіцієнтом  $k_f$ , що розраховується за (2.69). Використання таких трансформаторів дозволяє реалізувати ряд інших двочастотних пристроїв, і в першу чергу променевих перемикачів, які потрібні, наприклад, для радіомодулів (рис. 1.15,б) безпроводних систем зв'язку.

**Двочастотні трансформатори** можуть мати несиметричну чи симетричну структуру на базі відрізків одиночних чи зв'язаних лінії передачі, чи дискретних елементів. Суттєві обмеження існуючі схем на допустимі значення вхідних опорів і опорів навантаження спонукають до створення нових варіантів трансформаторів.

Підхід до розробки методів розрахунку *несиметричних схем* двочастотної трансформації базується на запису аналітичного виразу в комплексній формі, який зв'язує опір  $Z_{ei}$  з  $Z_{ni}$ , і який далі розписується на два рівняння відносно дійсних  $R_{ei}$  і уявних  $X_{ei}$  складових. Оскільки значень цих складових для двох частот є чотири, тому й рівнянь буде чотири (два для  $R_{ei}$ , два для  $X_{ei}$ ) і, відповідно, незалежних ЕП елементів схеми теж має бути не менше чотирьох, які й шукаються з цих рівнянь.

Для *несиметричної одношлейфної* схеми (рис. 1.2,б) з одним відрізком лінії з параметрами  $Z_T$ ,  $\theta_T$  і розміщеною з боку входу реактивністю  $jX_i$  застосування вказаного підходу дозволило для пошуку чотирьох невідомих параметрів  $\theta_{T1}$ ,  $\theta_{T2}$ ,  $X_1$ ,  $X_2$  елементів схеми трансформатора записати наступні співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} t_i^2 (R_{ei} P_{ai} + X_{ei} P_{bi} - Z_T^2 R_{ei}) + t_i (R_{ei} P_{xi} - X_{ei} P_{ri} - P_{bi}) Z_T + P_{ai} P_{ri} + P_{bi} P_{xi} = 0, \\ X_i = Z_T (P_{bi} + Z_T R_{ei} t_i) / (P_{bi} t_i - Z_T P_{ri}), \end{aligned} \right\} (7.1)$$

де  $t_i = \operatorname{tg} \theta_{Ti}$ ;

$$P_{ai} = R_{ei} R_{ni} - X_{ei} X_{ni};$$

$$P_{bi} = R_{ei} X_{ni} + R_{ni} X_{ei};$$

$$P_{ri} = R_{ei} - R_{ni};$$

$$P_{xi} = X_{ei} - X_{ni}.$$

Значення опору  $Z_T$  шукається ітераційним шляхом з умови виконання рівності  $k_f = \operatorname{arctg}(t_2) / \operatorname{arctg}(t_1)$  при розрахованих з рівняння (7.1) значеннях  $t_1$  і  $t_2$ , які далі використовуються для обчислення за виразом (7.1) значень  $X_i$ . Для реалізації двочастотної реактивності  $X_i$  використовується один з варіантів, приведених в п. 2.4. Допустимі для такої схеми значення  $k_f$  залежать від значень опорів  $Z_{ei}$  і  $Z_{ni}$ .

У випадку двочастотного узгодження активних опорів вирази (7.1) мають простий розв'язок при довжині  $\theta_{Ti}$  відрізка, розрахованій за (2.72), чи за (2.73).

Подібним чином можна отримати розрахункові співвідношення для схеми, коли реактивний опір (шлейф) розміщено на кінці відрізка зі сторони навантаження.

Для *несиметричної ступінчастої* схеми, утвореної з'єднанням двох відрізків, розв'язок теж шукається тільки ітераційним шляхом. В [292] введено третій відрізок, який трансформує  $Z_{ni}$  у вхідний опір з комплексно спряженими значеннями на  $f_1$  і  $f_2$ , що при узгодженні  $Z_{ni}$  з активним опором  $R_{ei} = Z_c$  дозволило записати вирази для розрахунку схеми з заданою за (2.73) довжиною перших двох відрізків.

Для узгодження комплексних опорів триступінчасту схему слід доповнити ще одним відрізком на вході – відрізком 1 з параметрами  $Z_d$ ,  $\theta_{di}$  на рис. 7.1,а. Завдання додаткового відрізка полягає в трансформації у значення  $Z_{ei}$  двох комплексно спряжених опорів  $Z_{bbi} = \{R_{bb} + jX_{bb}, R_{bb} - jX_{bb}\}$  на виході відрізка. Параметри  $Z_g$ ,  $\theta_{gi}$  останнього відрізка 4, який трансформує  $Z_{ni}$  у вхідний опір з комплексно спряженими значеннями  $Z_{aai} = \{R_{aa} + jX_{aa}, R_{aa} - jX_{aa}\}$  розраховуються за виразами з [292]. Співвідношення для розрахунку параметрів  $Z_d$ ,  $\theta_{di}$  відрізка 1 виводяться

подібно до випадку з відрізком 4, тільки з використанням трансформації в зворотному напрямку від  $Z_{ei}$  до  $Z_{bbi}$ . Виразивши  $Z_{bbi}$  через  $Z_{ei}$  та  $Z_d$ ,  $\theta_{di}$  і прирівнюючи  $Z_{bb1} = Z_{bb2}^*$ , в результаті отримуємо подібні до приведених у [292] співвідношення:

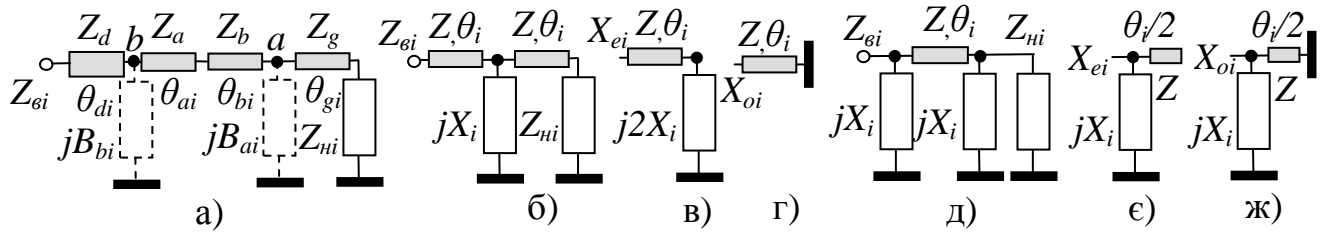


Рисунок 7.1 – Схеми трансформаторів: несиметричного ступінчастого (а), симетричних одношлейфного (б) з його парціальними складовими (в) та (г) і двошлейфного (д) з його парціальними складовими (е) та (ж)

$$\left. \begin{aligned} Z_d &= \sqrt{\frac{(R_{e1} - R_{e2})(R_{e1}R_{e2} + X_{e1}X_{e2}) - (X_{e1} + X_{e2})(R_{e1}X_{e2} - R_{e2}X_{e1})}{R_{e1} - R_{e2}}}, \\ \theta_{d1} &= [n\pi + \text{arctg} \frac{Z_d(R_{e1} - R_{e2})}{R_{e2}X_{e1} - R_{e1}X_{e2}}] / (1 + k_f). \end{aligned} \right\} (7.2)$$

Другий і третій відрізки трансформують пари комплексно спряжених опорів  $Z_{aai}$  у комплексно спряжені опори  $Z_{bbi}$ , значення яких розраховуються за виразами:

$$Z_{aai} = Z_e \frac{R_{ni} + j(X_{ni} + Z_e t_{ei})}{Z_e - X_{ni} t_{ei} + jR_{ni} t_{ei}}, \quad Z_{bbi} = Z_d \frac{R_{ei} + j(X_{ei} - Z_d t_{di})}{Z_d + X_{ei} t_{di} - jR_{ei} t_{di}}, \quad (7.3)$$

де  $t_{ei} = \text{tg} \theta_{ei}$ ;

$t_{di} = \text{tg} \theta_{di}$ .

Вираз, який пов'язує комплексні опори  $Z_{bbi}$  і  $Z_{aai}$ , розписується на два рівняння:

$$\left. \begin{aligned} Z_a^2 R_{aa} t_{ai} t_{bi} + Z_a [Z_b (R_{bb} - R_{aa}) - (R_{bb} X_{aai} + R_{aa} X_{bbi}) t_{bi}] - \\ - (R_{bb} X_{aai} + R_{aa} X_{bbi}) Z_b t_{ai} - Z_b^2 R_{bb} t_{ai} t_{bi} = 0, \\ Z_a^2 (X_{aai} t_{ai} t_{bi} - Z_b t_{ai}) + Z_a [Z_b (X_{bbi} - X_{aai}) - Z_b^2 t_{bi} + (R_{aa} R_{bb} - X_{aai} X_{bbi}) t_{bi}] + \\ + (R_{aa} R_{bb} - X_{aai} X_{bbi}) Z_b t_{bi} - Z_b^2 X_{bbi} t_{ai} t_{bi} = 0, \end{aligned} \right\} (7.4)$$

де  $t_{ai} = \operatorname{tg} \theta_{ai}$ ;

$t_{bi} = \operatorname{tg} \theta_{bi}$ .

Оскільки реактивні складові  $X_{aai}$ ,  $X_{bbi}$  при переході від  $f_1$  до  $f_2$  змінюють лише свій знак, тому виконання рівнянь (7.4) на обох частотах забезпечується при такому переході зміною знаку  $t_{ai}$ ,  $t_{bi}$ , для чого електрична довжина  $\theta_{a1}$ ,  $\theta_{b1}$  середніх відрізків повинна визначатися за (2.73). Розв'язок системи рівнянь (7.4) відносно невідомих  $Z_a$  і  $Z_d$  шукається шляхом приведення її до рівняння четвертого порядку відносно одного з опорів, подібно до того, як це зроблено в [292], чи ітераційним шляхом.

Якщо до середніх відрізків в точці  $b$  (рис. 7.1,а) приєднати паралельно реактивну двочастотну провідність  $jB_{bi}$ , то при її значеннях  $B_{b1} = -B_{bb}$  і  $B_{b2} = B_{bb}$ , де  $B_{bb}$  є реактивною складовою провідності  $Y_{bbi} = 1/Z_{bbi}$ , буде компенсуватися реактивна складова  $Z_{bbi}$  і ці відрізки будуть трансформувати  $Z_{aai}$  в чисто активний опір  $R_{bb}$ , як у випадку [292]. Якщо ж в точку  $a$  приєднати паралельно реактивну двочастотну провідність  $jB_{ai}$ , то при її значеннях  $B_{a1} = -B_{aa}$ ,  $B_{a2} = B_{aa}$ , де  $B_{aa}$  є реактивною складовою провідності  $Y_{aai} = 1/Z_{aai}$ , компенсується реактивна складова  $Z_{aai}$ . В результаті середні відрізки будуть трансформувати чисто активний опір  $R_{aa}$  у активний опір  $R_{bb}$ , і для розрахунків  $Z_a$  і  $Z_d$  можна скористатися методом [289].

Розробку методів розрахунку реактивних *симетричних схем* двочастотної трансформації на базі навантажених відрізків одиночних чи зв'язаних ліній передачі значно полегшує використання сформульованого в п. 2.1.2 зв'язку вхідних опорів парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження трансформатора з опором навантаження і вхідним опором. Оскільки значення кожного з опорів  $Z_{ni}$  та  $Z_{ei}$  при трансформації на двох частотах  $f_1$  та  $f_2$  різні, тому схема повинна мати на цих частотах різні пари вхідних нормованих опорів  $x_{e1}$ ,  $x_{o1}$  та  $x_{e2}$ ,  $x_{o2}$ . Для цього в схемі кожного двополюсника повинен бути по крайній мірі один двочастотний елемент, зміна параметрів якого при переході від  $f_1$  до  $f_2$  приведе до зміни вхідних опорів.

Нормовані до хвильового опору  $Z_c$  підвідних ліній значення реактивностей  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ , які є вихідними параметрами при проектуванні двочастотних симетричних трансформаторів, розраховуються для кожної з робочих частот і заданих значень опорів  $Z_{ni}$ ,  $Z_{ei}$  за співвідношеннями (2.22, 2.23), чи за їх варіаціями (2.24, 2.25).

У випадку *одношлейфного трансформатора* типу Т-ланки (рис. 7.1,б), утвореного двома відрізками ліній з параметрами  $Z$ ,  $\theta_i$ , між якими паралельно підключено двочастотну реактивність  $jX_i$ , з виразів для нормованих вхідних опорів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  двополюсників синфазного (рис. 7.1,в) та протифазного (рис. 7.1,г) збудження записуються співвідношення для нормованих ЕП  $z=Z/Z_c$  і  $x_i=X_i/Z_c$  елементів схеми:

$$z = x_i / \operatorname{tg} \theta_i, \quad x_i = z(x_{ei} - z \operatorname{tg} \theta_i) / (2z + 2x_{ei} \operatorname{tg} \theta_i). \quad (7.5)$$

Прирівнюючи вирази (7.5) для  $z$  при  $i=1$  і  $i=2$ , отримуємо аналогічне до (2.75) відношення  $\operatorname{tg} \theta_1 / \operatorname{tg} \theta_2 = \operatorname{tg} \theta_1 / \operatorname{tg}(k_f \theta_1) = x_{o1} / x_{o2}$ , корені якого, тобто довжина  $\theta_1$  на  $f_1$ , шукаються, як описано в п. 2.4. Опір  $X_i$  реалізується за приведеними там варіантами.

У випадку *двошлейфного трансформатора* типу П-ланки (рис. 7.1,д) на відрізок лінії з параметрами  $Z$ ,  $\theta_i$ , до кінців якого паралельно підключено двочастотні реактивності  $jX_i$ , з виразів для нормованих вхідних провідностей  $b_{ei}=-1/x_{ei}$  двополюсників синфазного (рис. 7.1,є) та  $b_{oi}=-1/x_{oi}$  протифазного (рис. 7.1,ж) збудження отримуємо відношення для пошуку довжини  $\theta_1$  на  $f_1$  і вирази для  $Z$  і  $X_i$ :

$$\left. \begin{aligned} \frac{\sin(\theta_1/2)}{\sin(\theta_2/2)} &= \frac{\sin(\theta_1/2)}{\sin(k_f \theta_1/2)} = \frac{b_{o2} - b_{e2}}{b_{o1} - b_{e1}} = \frac{x_{e1} x_{o1} (x_{o2} - x_{e2})}{x_{e2} x_{o2} (x_{o1} - x_{e1})}, \\ y = 1/z &= -(b_{o1} - b_{e1}) \sin(\theta_1/2)/2, \quad b_i = -1/x_i = b_{e1} - y \operatorname{tg}(\theta_i/2). \end{aligned} \right\} \quad (7.6)$$

де  $y=1/z$  – нормована хвильова провідність відрізка, де  $z=Z/Z_c$ ;

$b_i=-Z_c/X_i$  – нормоване до  $Y_c=1/Z_c$  значення реактивної провідності  $B_i=-1/X_i$ .

Відношення (7.6) відповідає (2.76) з пошуком коренів за методом, описаним в п. 2.4.

Для реалізації двочастотної реактивності  $X_i$  застосовується один з варіантів п. 2.4.

Теоретично всі *схеми на відрізках зв'язаних ліній*, які приведено в Розділі 3, можна використати для реалізації двочастотного трансформатора. Дослідження таких схем [369] показали, що з точки зору ефективності процесу двочастотної трансформації (за допустимими значеннями частотного коефіцієнту, за шириною смуг узгодження, за можливістю виникнення резонансних явищ, за забезпеченням

допустимих значень опорів) доцільно застосовувати схеми на відрізку ЗСЛ:

- 1) з навантаженням з'єднаних односторонніх кінців;
- 2) з відрізком, який з'єднує діагонально-симетричні кінці відрізка ЗСЛ;
- 3) з діагонально-симетричним навантаженням і боковими шлейфами.

У схеми з навантаженням з'єднаних кінців ЗСЛ (рис. В.1.1,б) параметри  $\theta_{ei}$ ,  $\theta_{oi}$ ,  $X_{ni}$  є частотнозалежними. Співвідношення (3.8), якими вони пов'язані, для двочастотного випадку з нормованими  $z_{e,o}=Z_{e,o}/Z_c$  і  $x_{ni}=X_{ni}/Z_c$  запишуться [369, 427]:

$$z_o = x_{oi}/\operatorname{tg} \theta_{oi}, \quad x_{ni} = z_e (x_{ei} - z_e \operatorname{tg} \theta_{ei}) / [2(z_e + x_{ei} \operatorname{tg} \theta_{ei})], \quad (7.7)$$

Прирівнюючи вирази з (7.7) для  $z_o$  при різних  $i$ , отримуємо аналогічне до (2.75) відношення  $\operatorname{tg} \theta_1 / \operatorname{tg}(k_f \theta_1) = x_{o1} / x_{o2}$ , з якого шукаються корені (див. п. 2.4), тобто довжина  $\theta_1$  на  $f_1$ , і далі за (7.7) при заданому значенні  $Z_e$  розраховується  $Z_o$  та обидва значення опору навантаження  $X_{ni}$ , який реалізується за одним з варіантів п. 2.4.

У схеми з відрізком між діагонально-симетричними кінцями ЗСЛ (схема 4 в табл. 3.3) частотнозалежними параметрами є  $\theta_i$ ,  $\theta_{ei}$ ,  $\theta_{oi}$ ,  $X_i$ . Як і в одночастотному випадку, вони пов'язані аналогічними до (3.17), (3.36) співвідношеннями [369]:

$$\left. \begin{aligned} z &= x_{koi} / \operatorname{tg}(\theta_i / 2), & x_i &= z^2 (x_{kei} - x_{koi}) / [2(x_{kei} x_{koi} + z^2)], \\ x_{kei} &= \frac{x_{ei} (z_o t_{ei} t_{oi} - z_e) + 2z_e z_o t_{oi}}{t_{ei} (z_o t_{oi} - 2x_{ei}) - z_e}, & x_{koi} &= \frac{x_{oi} (z_e t_{ei} t_{oi} - z_o) + 2z_e z_o t_{ei}}{t_{oi} (z_e t_{ei} - 2x_{oi}) - z_o}. \end{aligned} \right\} \quad (7.8)$$

Прирівнюючи вирази з (7.8) для  $z$  при різних  $i$ , теж отримуємо відношення  $\operatorname{tg}(\theta_1 / 2) / \operatorname{tg}(k_f \theta_1 / 2) = x_{ko1} / x_{ko2}$ , з якого, як з (2.75), шукається значення довжини відрізка  $\theta_1$  на  $f_1$ . Для розрахунку ЕП елементів схеми слід задати хвильові опори  $Z_e$ ,  $Z_o$  відрізка ЗСЛ з фазовими сталими  $\beta_{ei}$ ,  $\beta_{oi}$  для обох частот, а також його довжину, чи одну з електричних довжин, наприклад,  $\theta_{e1}$ , за якою і за  $\beta_{ei}$ ,  $\beta_{oi}$  розраховується решта. За (7.8) визначаються опори  $x_{kei}$ ,  $x_{koi}$ , з їх відношення шукається  $\theta_i$  і далі за (7.8) розраховується  $Z$  і значення опору  $X_i$ , який реалізується за варіантом з п. 2.4.



У схеми з діагонально-симетричним навантаженням ЗСЛ і боковими шлейфами (схема 2 в табл. 3.3) частотнозалежними параметрами є  $\theta_{ei}$ ,  $\theta_{oi}$ ,  $X_i$ ,  $X_{ki}$ . Як і в одночастотному випадку, розрахунок реактивностей  $X_i$ ,  $X_{ki}$  для кожної робочої частоти здійснюється [382] за співвідношеннями (3.21) з врахуванням двочастотних значень параметрів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ ,  $t_{ei}=\text{tg}(\theta_{ei}/2)$ ,  $t_{oi}=\text{tg}(\theta_{oi}/2)$  і, як і в попередньому випадку, виходячи з заданих значень  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_{ei}$ ,  $\beta_{oi}$ , а також довжини відрізка ЗСЛ. Для варіанту без опорів  $X_i$  розрахунок здійснюється аналогічно одночастотному випадку, тобто за (3.20) при заданій довжині відрізка за умови, що  $t_{ei}=t_{oi}$ , розраховується  $Z_o$ , задається  $Z_e$  і за (3.19) розраховуються значення опору  $X_{ki}$ .

Приклад розрахунку та моделювання двочастотних трансформаторів на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням з'єднаних кінців та зі з'єднаною парою діагонально-симетричних кінців приведено в Додатку Ж.1.

Перевагою трансформаторів з діагонально-симетричним навантаженням і боковими шлейфами є можливість блокування постійного струму одночасно у двох смугах частот без використання дискретних ємностей. Особливості такої схеми видно з результатів дослідження двочастотних трансформаторів для двох випадків трансформації на частотах  $f_1/f_2=2,4/3,9$  ГГц:

1) узгодження з вхідним опором 50 Ом комплексного опору навантаження, утвореного відрізком 50-Омної МСЛ зі 100-Омним резистором на кінці і рівного на вказаних частотах  $28,7-j15,9/28,5+j11,4$  Ом;

2) узгодження опору навантаження 100 Ом з опором на вході 50 Ом. Результати розрахунків ЕП елементів схеми для двох випадків приведено в Додатку Ж.1. Результати СМ першого випадку трансформації відображає штрих-пунктирна крива на рис. 7.2,а. Моделювання показало, що при трансформації комплексних опорів схема забезпечує відносно низький рівень узгодження у верхній смузі частот.

Результати СМ для другого випадку при трансформації активних опорів приведено на рис. 7.2,а у вигляді пунктирної кривої, а суцільна крива відноситься до результатів ЕМ з корекцією розмірів для компенсації впливу неоднорідностей. На рис. 7.2,а також нанесено значення  $|S_{11}|$ , отримані за результатами вимірювання КСХН на вході макету трансформатора, фотографію якого приведено на рис. 7.2,б.

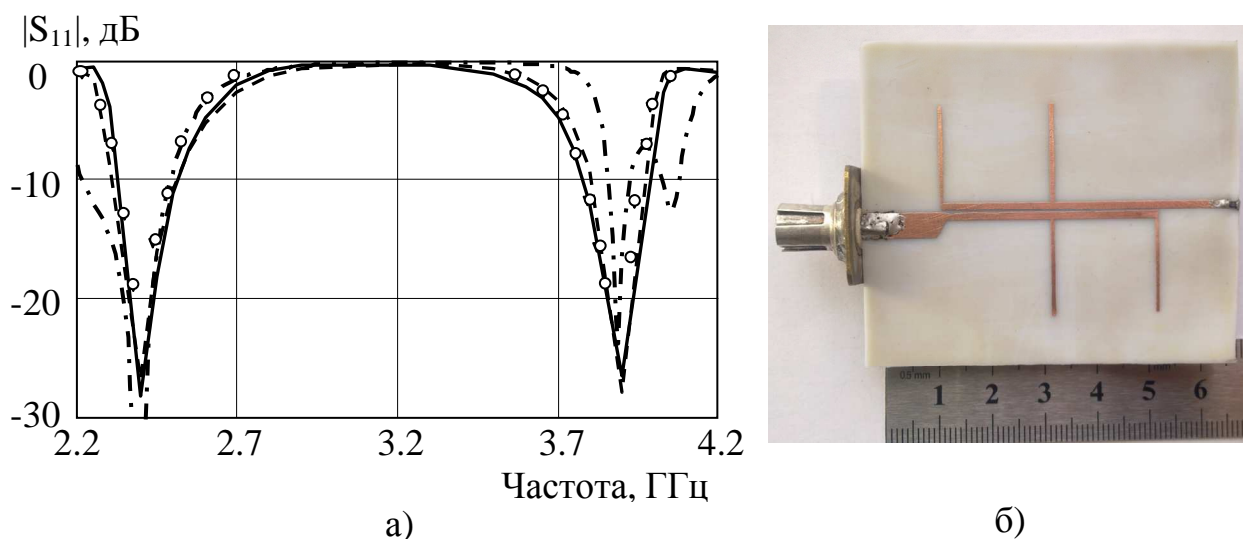


Рисунок 7.2 – Частотні характеристики трансформатора на відрізку ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням (а) та фотографія його макету (б)

**Двочастотні перемикачі** променевого типу повинні забезпечувати проходження сигналів з робочими частотами двох різних частотних смуг в напрямку відкритого каналу з мінімальними відгалуженням в закриті канали і втратами на відбиття. Вхідне узгодження і розв'язка з закритими каналами в одночастотному варіанті досягаються шляхом використання трансформуючих чотиріполюсників (див. п. 2.3.2), які можуть бути розташовані, як це видно з рис. 2.8, в каналах після розгалуження до ЕКС, на вході перемикача перед розгалуженням, чи в каналах після ЕКС перед виходами перемикача. Частотна залежність основних вузлів, тобто розгалуження ліній Р, ТЧ та КЧ, ускладнює реалізацію двочастотних пристроїв.

Вирішення задачі по створенню перемикачів для роботи в двох смугах частот базується [427] на застосуванні в ролі ТЧ двочастотних трансформаторів імпедансу. При цьому проблемним для реалізації двочастотного режиму роботи є варіант з ТЧ в каналах після розгалуження Р перед КЧ (рис. 2.8,а). Це пояснюється складністю розробки ТЧ, який (див. п. 5.1) повинен забезпечити трансформацію на кожній з двох робочих частот двох різних значень комплексної провідності навантаження  $Y_{kvi}$  та  $Y_{kzi}$  у задані значення комплексних провідностей  $Y_{vi}$  та  $Y_{zi}$  на вході каналу.

При розміщення ТЧ на вході перемикача (рис. 2.8,б) його завдання полягає (див. п. 5.2) у трансформації сумарної комплексної вхідної провідності  $Y_a$  з точки

розгалуження каналів  $a$  (рис. 5.5,а) у хвильову провідність  $Y_c=1/Z_c$  підвідної лінії, що в двочастотному варіанті означає трансформацію двох різних значень комплексної провідності  $Y_{ai}$ , які відповідають частотам  $f_1$  і  $f_2$ , у задане значення  $Y_c$ . Таку функцію можуть виконувати описані вище трансформатори імпедансу. Значення комплексної провідності  $Y_{ai}$  розраховуються окремо для кожної частоти за приведеним у п. 5.2 методом. На відміну від одночастотного випадку параметри відрізків ліній розгалуження не можуть визначатися з умов перетворення в канонічний ключ, оскільки значення хвильового опору  $Z_1$  повинно бути однаковим на двох частотах. Тому значення  $Z_1$  необхідно задавати. При цьому довжина  $l$  відрізків, за якою розраховується їх електрична довжина  $\theta_1$  на частоті  $f_1$  і  $\theta_2$  на  $f_2$ , також може бути задана. Оскільки параметр якості УКЕ зі зміною частоти змінюється, це приводить до зміни РП перемикача. Для їх вирівнювання на обох частотах виконуються розрахунки з умови забезпечення максимального чи заданого значення коефіцієнта ділення потужності  $m$  (див. п. 5.2), що дає два значення довжини відрізків  $\theta_1$  і  $\theta_2$ .

У випадку розміщення ТЧ на виходах каналів після КЧ (рис. 2.8,в) його завдання полягає (див. п. 5.2) у трансформації значень комплексного вхідного опору  $Z_d$  в точці  $d$  з боку виходу КЧ (рис. 5.8,а) у хвильовий опір  $Z_{c1}$  підвідної лінії на виході каналу, що в двочастотному варіанті означає трансформацію двох різних значень комплексної опору  $Z_{di}$ , які відповідають частотам  $f_1$  і  $f_2$ , у задане значення  $Z_{c1}$ . Цю функцію теж можуть виконувати описані вище варіанти двочастотних трансформаторів імпедансу. Значення комплексного опору  $Z_{di}$  розраховуються окремо для кожної частоти за приведеним у п. 5.3 методом. При цьому значення хвильового опору  $Z_1$  і довжини  $l$  відрізків розгалуження, як і в одночастотному випадку задаються з конструктивних міркувань, а значення їх електричної довжини  $\theta_1$  і  $\theta_2$  розраховуються. Щоб забезпечити близькість робочих параметрів на обох частотах, треба змінювати електричну довжину відрізків, яка відповідає  $f_1$  чи  $f_2$ .

В обох варіантах розрахунки можуть привести до значень  $\theta_1$  і  $\theta_2$ , які відрізок довжиною  $l$  з хвильовим опором  $Z_1$  та фазовою сталою на двох частотах  $\beta_1$  і  $\beta_2$  одночасно не забезпечить. В цьому випадку замість відрізків необхідно використати

вузол, який би на  $f_1$  мав РП відрізка з  $Z_1$  і  $\theta_1$ , а на  $f_2$  – з  $Z_1$  і  $\theta_2$ , і розрахунок якого здійснюють, застосовуючи принцип еквівалентної заміни (див. пп. 2.1.3, 2.4, 7.3.1).

Доцільність використання запропонованих підходів підтверджують результати розрахунків та моделювання двоканальних перемикачів (з узгодженням на вході і з узгодженням на виході) для роботи на двох частотах  $f_1=0,95$  ГГц та  $f_2=2,15$  ГГц у смугах телекомунікаційних систем GSM і UMTS з ЕКС на  $p-i-n$ - діодах, з'єднаних в КЧ за комбінованою схемою. Результати розрахунків перемикачів, а також малюнки їх топології приведено в Додатку Ж.2. На рис. 7.3,а зображено частотні характеристики перемикача з несиметричною одношлейфною схемою ТЧ на вході, а на рис. 7.3,б – перемикача, узгодженого аналогічними ТЧ на виходах.

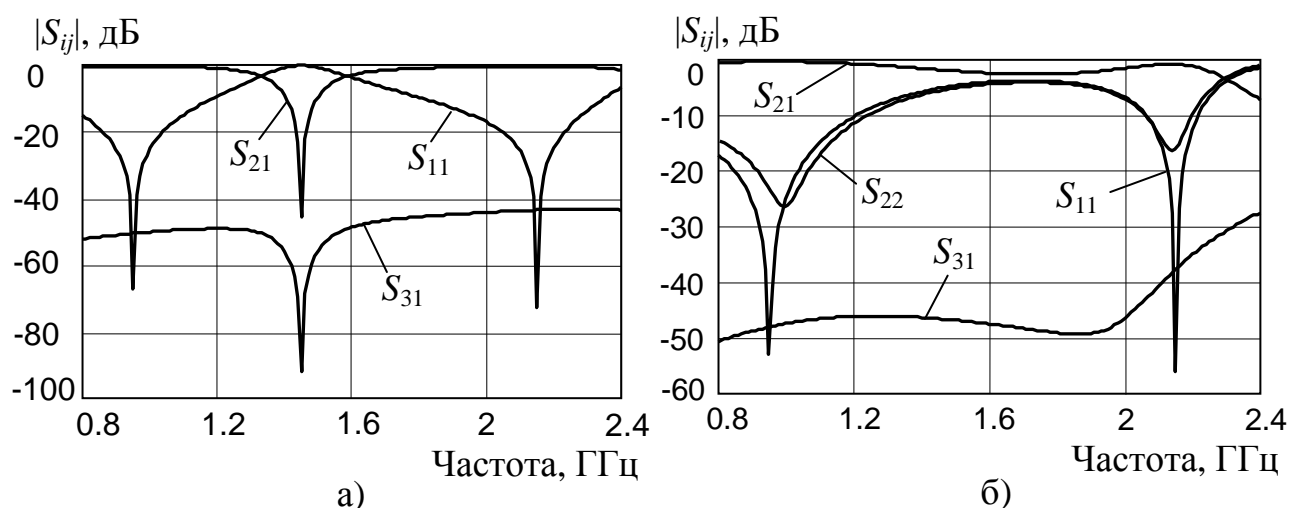


Рисунок 7.3 – Характеристики двочастотних перемикачів з узгодженням на вході (а) та з узгодженням на виході (б)

В Додатку Ж.2 приведено результати розрахунків та моделювання ще двох подібних перемикачів з іншими варіантами схем ТЧ.

## 7.2. Режекторні та смуго-пропускні фільтри з двома робочими смугами частот і з перестроюванням смуги

Використання **режекторних фільтрів** з двома різними в загальному не кратними частотами запирання дає певний вигравш у габаритах ІС радіотехнічного та телекомунікаційного призначення, хоч в роботах, присвячених двочастотним

пристроєм, їм не приділено належної уваги. Для розробки РФ доцільно скористатися аналогічним одночастотному випадку підходом, запропонованим для симетричних структур у п. 3.5, згідно з яким повна розв'язка між входом і виходом досягається за умови рівності нормованих реактивних вхідних опорів парціальних двополюсників СПЗ  $x_{ei}=x_{oi}$  на обох частотах режекції  $f_1$  і  $f_2$  у двочастотному варіанті.

Кращі результати для двочастотного використання показує [428] двоканальна структура, аналогічна зображеній на рис. 3.11,а. Порівняно зі схемами на відрізьку ЗСЛ вона дає вищий рівень загасання на другій частоті, має простішу будову, оскільки потреба в послідовно ввімкненому опорі запропонованої в [396] двоканальної схеми РФ (рис. 3.11,а) відпадає, а до її складу входить тільки паралельна реактивність  $jX_2$ . Якщо згідно умови розв'язки прирівняти вирази (В.4.1) для вхідних опорів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ , враховуючи, що  $jX_1=0$ , то в результаті для двочастотного варіанту з нормованими до  $Z_c$  значеннями опорів  $x_{2i}=X_{2i}/Z_c$  та  $z_{1,2}=Z_{1,2}/Z_c$  отримуємо:

$$x_{2i} = -\frac{1}{2} \frac{z_2^2 t_{2i}^2 (1 + t_{1i}^2)}{z_2 t_{2i} + z_1 t_{1i} + t_{1i} t_{2i} (z_2 t_{1i} + z_1 t_{2i})}, \quad (7.9)$$

де  $t_{1i} = \operatorname{tg} \theta_{1i}$  – тангенси електричної довжини  $\theta_{11}$  і  $\theta_{12}$  першого відрізьку на  $f_1$  і  $f_2$ ;

$t_{2i} = \operatorname{tg} \theta_{2i}$  – тангенси електричної довжини  $\theta_{21}$  і  $\theta_{22}$  другого відрізьку на частотах  $f_1$  і  $f_2$ .

Розрахунок параметрів елементів такої схеми можна здійснювати двома шляхами:

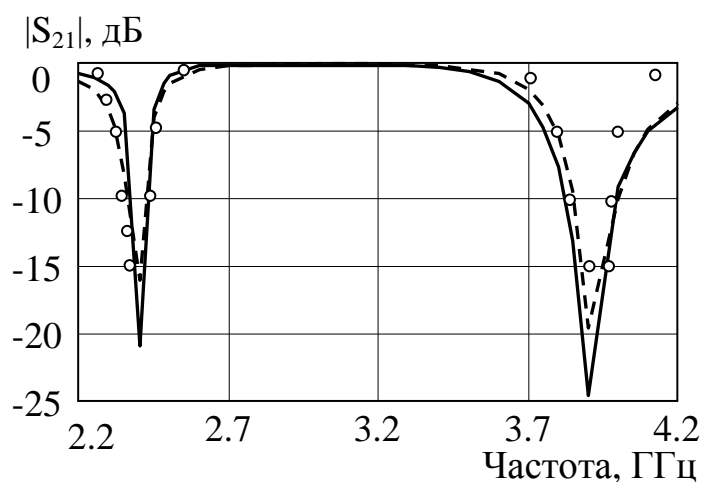
1) задавши з технічних міркувань значення хвильових опорів  $Z_1$ ,  $Z_2$  відрізьків, а також значення їх електричної довжини  $\theta_{11}$  і  $\theta_{21}$  на першій робочій частоті та визначивши ці довжини для другої частоти, як  $\theta_{12}=k_f \theta_{11}$ ,  $\theta_{22}=k_f \theta_{21}$ , далі за (7.9) розраховуються значення  $X_{21}$  та  $X_{22}$  реактивного опору, який реалізується за одним з приведених у п. 2.4 варіантів двочастотних елементів;

2) враховуючи, що зміна знаку  $t_{1i}$  і  $t_{2i}$  при переході до другої частоти не приводить до зміни значень вхідних опорів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ , а тільки до зміни їх знаків на протилежний при одночасній зміні знаку реактивності  $X_{2i}$  (що видно з виразів (В.4.1) для  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ ), і що згідно з твердженням п. 2.1.3 не приводить до зміни модулів параметрів розсіяння, тому (див. п. 2.4) довжина обох відрізьків на першій частоті

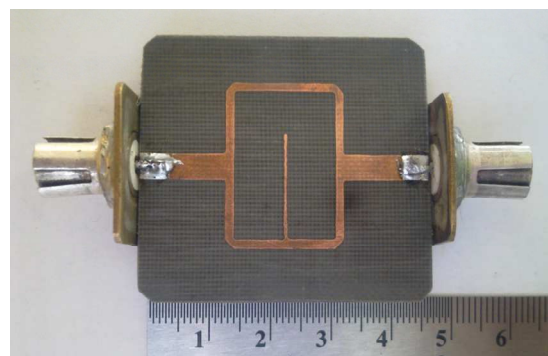
повинна розраховуватися за (2.73), тобто становити  $\theta_{11}=\theta_{21}=\pi/(k_f+1)$ . Значення  $X_{21}$  розраховується за (7.9), а значення  $X_{22}=-X_{21}$ , що впливає з виразу (7.9) при  $t_{12}=-t_{11}$  і  $t_{22}=-t_{21}$ . Така реактивність  $X_{2i}$  реалізуються за одним з приведених у п. 2.4 варіантів.

Властивості схеми залежать від вибору вихідних значень параметрів відрізків.

Доцільність та ефективність застосування запропонованого методу підтверджують результати розробки режекторного двоканального фільтра з двома частотами режекції 2,4/3,9 ГГц у мікросмужковому виконанні (див. Додаток Ж.2). На рис. 7.4,а зображено частотні характеристики коефіцієнта передачі, які були отримані при СМ фільтра (пунктирна крива), а також в результаті його ЕМ (суцільна крива) з внесеними корективами для компенсації впливу неоднорідностей. На рис. 7.4,б приведено фотографію макета, реалізованого за отриманими при ЕМ розмірами, а на графіки нанесено результати його експериментальних досліджень.



а)



б)

Рисунок 7.4 – Частотні характеристики двочастотного режекторного фільтра двоканального типу з реактивним шлейфом (а) та фотографія його макету (б)

Створення *смуго-пропускних фільтрів* з двома в загальному не кратними робочими смугами частот у відомих випадках (див. п.1.5) пов'язане з розробкою нових резонансних структур з використанням оптимізаційних процедур їх синтезу.

Інший підхід [429] полягає у доповненні ланок класичної схеми СПФ частотнозалежними елементами. Такою базовою структурою вибрано поширену схему СПФ на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах з безпосереднім зв'язком [9, 21, 71], яку можна розглядати, як послідовне з'єднання резонаторних

ланок (секцій) на відрізках ЗСЛ з розімкненими (рис. 3.1,в) чи закороченими діагонально протилежними кінцями. Середня частота другої смуги пропускання такого фільтра дорівнює  $3f_1$ , де  $f_1$  – середня частота першої смуги пропускання. Один з можливих способів зміни цих частот полягає у додатковому реактивному навантаженні півхвильових резонаторів. При цьому для розрахунку утвореного таким чином двосмугового фільтра можна застосувати відомі методики.

В [430] запропоновано варіант резонаторної секції фільтра на відрізок ЗСЛ з діагонально-симетричними навантаженнями і з боковими шлейфами (схема 2 з табл. 3.3). При цьому для переносу середньої частоти другої смуги СПФ до заданого значення  $f_2$  при збереженні  $f_1$  використовується метод еквівалентної заміни (див. п. 2.1.3), згідно якого замість ланок вихідного фільтра, розрахованого за відомою методикою, використовуються запропоновані секції, хвильові параметри яких мають бути рівними параметрам базових ланок одночасно на обох частотах  $f_1$  і  $f_2$ .

Для нової резонаторної секції так само, як для відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричними навантаженнями і боковими шлейфами (див. п. 3.4), розрахунок опорів  $X_{ki}$ ,  $X_i$ , здійснюється за (3.21) з підстановкою двочастотних параметрів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ ,  $x_{ki}$ ,  $t_{ei} = \text{tg}(\theta_{ei}/2)$  і  $t_{oi} = \text{tg}(\theta_{oi}/2)$ . Як і раніше, вихідними даними для розрахунку опорів  $X_{ki}$ ,  $X_i$ , які реалізуються за одним з варіантів п. 2.4, служать значення реактансів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$ , задані фізична довжина відрізка ЗСЛ, чи його електрична довжина  $\theta_{e1}$  на  $f_1$  та значення  $Z_c$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_{ei}$ ,  $\beta_{oi}$  на  $f_1$  і  $f_2$ .

Значення вхідних опорів  $X_{ei}$ ,  $X_{oi}$  кожної резонаторної секції двосмугового СПФ згідно методу еквівалентної заміни повинні дорівнювати (див. п. 2.1.3) вхідним опорам відповідних резонаторних ланок базового односмугового фільтра, який забезпечує в першій робочій смузі частот бажані РП (ширину смуги, загасання). ЕП кожної ланки базового СПФ, тобто хвильові опори парної і непарної мод  $Z'_e$ ,  $Z'_o$  відрізка ЗСЛ та його електричні довжини  $\theta'_e$ ,  $\theta'_o$ , розраховуються за відомими методиками, наприклад, [9, 21]. Значення реактивних вхідних опорів  $X_e$ ,  $X_o$  цих ланок можна розрахувати за виразами для вхідних опорів парціальних двополюсників схеми 2 з табл.3.3 при  $jX_i = \infty$  і при  $jX_{ki} = \{0, \infty\}$ , які в нормованому до хвильового опору  $Z_c$  підвідних ліній базового фільтра вигляді запишуться [382]:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } jX_{ki} = \infty \quad x_e = (z'_e t_e t_o - z'_o) / (2t_e), \quad x_o = (z'_e t_e t_o - z'_o) / (2t_o), \\ \text{при } jX_{ki} = 0 \quad x_e = 2z'_e z'_o t_o / (z'_e - z'_o t_e t_o), \quad x_o = 2z'_e z'_o t_e / (z'_o - z'_e t_e t_o), \end{array} \right\} \quad (7.10)$$

де  $t_{e,o} = \text{tg}(\theta'_{e,o}/2)$  – тангенси половини довжини  $\theta'_{e,o}$  відрізка ЗСЛ базової ланки;

$z'_{e,o} = Z'_{e,o}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  хвильові опори відрізка ЗСЛ базової ланки.

Отримані за (7.10) значення  $x_e, x_o$  і будуть значеннями вхідних опорів  $x_{ei}, x_{oi}$  нової секції, необхідними для розрахунків за (3.21) на обох частотах. При цьому значення  $Z_e, Z_o$  можуть прийматися рівними до  $Z'_e, Z'_o$ , чи вибиратися довільно.

Для неповних схем нової резонаторної секції, коли не вводяться опори  $jX_{ki}$  чи  $jX_i$ , з виразів для  $x_i$  записуються приведені в Додатку Ж.3 співвідношення для розрахунку хвильового опору  $Z_o$ , значення якого в цьому випадку не задається.

Описаний вище загальний варіант розрахунку параметрів резонаторних секцій двосмугового СПФ передбачає вибір довжини відрізка ЗСЛ, від чого часто залежить, чи допустима двочастотна реалізація реактивних опорів  $jX_i, jX_{ki}$ . Значно простіший результат можна отримати, виходячи з наближення про однакову електричну довжину відрізка ЗСЛ для обох мод, тобто приймаючи  $\theta_{ei} = \theta_{oi} = \theta_i$ , чи  $t_{ei} = t_{oi} = t_i$ . В цьому випадку вирази для опорів  $x_{ei} = x_e$  та  $x_{oi} = x_o$  матимуть вигляд:

$$\left. \begin{array}{l} x_e = \frac{z_e z_o t_i (2x_i + x_{ki}) + x_i x_{ki} (z_e - z_o t_i^2) + z_e^2 t_i (x_{ki} + 2z_o t_i)}{z_e (x_i + 2x_{ki}) - x_i t_i (z_o t_i + 2x_{ki}) + z_e t_i (z_e + z_o)}, \\ x_o = \frac{z_e z_o t_i (2x_i + x_{ki}) + x_i x_{ki} (z_o - z_e t_i^2) + z_o^2 t_i (x_{ki} + 2z_e t_i)}{z_o (x_i + 2x_{ki}) - x_i t_i (z_e t_i + 2x_{ki}) + z_o t_i (z_e + z_o)}. \end{array} \right\} \quad (7.11)$$

З (7.11) видно, що існує декілька варіантів вибору довжини відрізка ЗСЛ, які не приводять до зміни значень вхідних опорів при переході від  $f_1$  до  $f_2$ :

1) якщо забезпечити  $t_2 = -t_1$ , то при зміні тільки знаків реактивностей, тобто при  $X_2 = -X_1$  і  $X_{k2} = -X_{k1}$  вхідні опори  $x_e, x_o$  тільки поміняють свій знак на протилежний, що згідно з твердженням п. 2.1.3 не змінить модулі параметрів розсіяння схеми, в даному випадку секції СПФ, тільки їх фази змінюють свій знак на протилежний. Як



сказано в п. 2.4, при зміні знаку і збереженні значення тригонометричної функції  $t_i$  її аргумент  $\theta_1/2$  шукається за (2.73), тобто довжина відрізка становить  $\theta_1=2\pi/(k_f+1)$ ;

2) у випадку, коли не використовувати бокові шлейфи, тобто при  $jX=\infty$ , якщо забезпечити  $t_2=1/t_1$ , то при зміні тільки знаку реактивності  $X_{ki}$ , тобто при  $X_{k2}=-X_{k1}$  вхідні опори  $x_e, x_o$  поміняються своїми значеннями зі зміною знаку на протилежний, тобто отримаємо  $x_{e2}=-x_{o1}, x_{o2}=-x_{e1}$ . Згідно з твердженням п. 2.1.3 в цьому випадку, як і в попередньому, модулі параметрів розсіяння не змінюються, а їх фази змінюють свій знак на протилежний. Аргумент  $\theta_1/2$  при такій зміні розраховується за (2.74), що дає довжину відрізка  $\theta_1=\pi/(k_f+1)$ , значить у двічі коротшу, ніж попередня.

Вказані зміни коефіцієнтів передачі секцій фільтра при переході до  $f_2$  зберігають його вибірні властивості у другій смузі частот.

Доцільність застосування запропонованого підходу підтверджують результати розробки [382] двосмугового мікросмужкового СПФ з робочими частотами 2,4 ГГц і 5,2 ГГц. Як базовий при розрахунках використано односмуговий фільтр з чебишевською характеристикою, який забезпечує у смузі 3% з центральною частотою 2,4 ГГц пульсації загасання на рівні 0,1 дБ і загасання 20 дБ на частоті 2,3 ГГц. Такий фільтр, розрахований за методикою [9], має три півхвильових резонатори (чотири резонаторні ланки з  $\lambda/4$  розімкнених на кінцях відрізків ЗСЛ). Результати розрахунків базових резонаторних ланок і нових секцій, для яких вибрано схему без шлейфів ( $jX=\infty$ ) та з укороченою довжиною відрізків ЗСЛ ( $t_2=1/t_1$ ) приведено в Додатку Ж.3. На рис. 7.5,а пунктирними лініями показано частотні залежності, які дає СМ базового односмугового фільтра. Суцільні криві відносяться до розрахованого двосмугового СПФ, фотографію макета якого приведено на рис. 7.5,б, а результати його експериментальних досліджень нанесено на рис. 7.5,а. З приведених характеристик видно, що такий варіант дає ще одну смугу пропускання в районі середньої частоти  $f_0=(f_1+f_2)/2$ . Її виникнення пов'язане з тим, що на частоті  $f_0$  електрична довжина відрізків і шлейфів стає рівною  $\pi/2$  і схема функціонує, як звичайний фільтр з паралельно зв'язаними  $\lambda/2$  закороченими резонаторами. Крім того, верхня смуга пропускання вийшла вужчою. Для придушення паразитної смуги

та впливу на ширину смуг можна використати окремі ланки з іншою структурою (з реактивностями  $jX_i$ , з закороченими шлейфами, з довгими відрізками ЗСЛ).

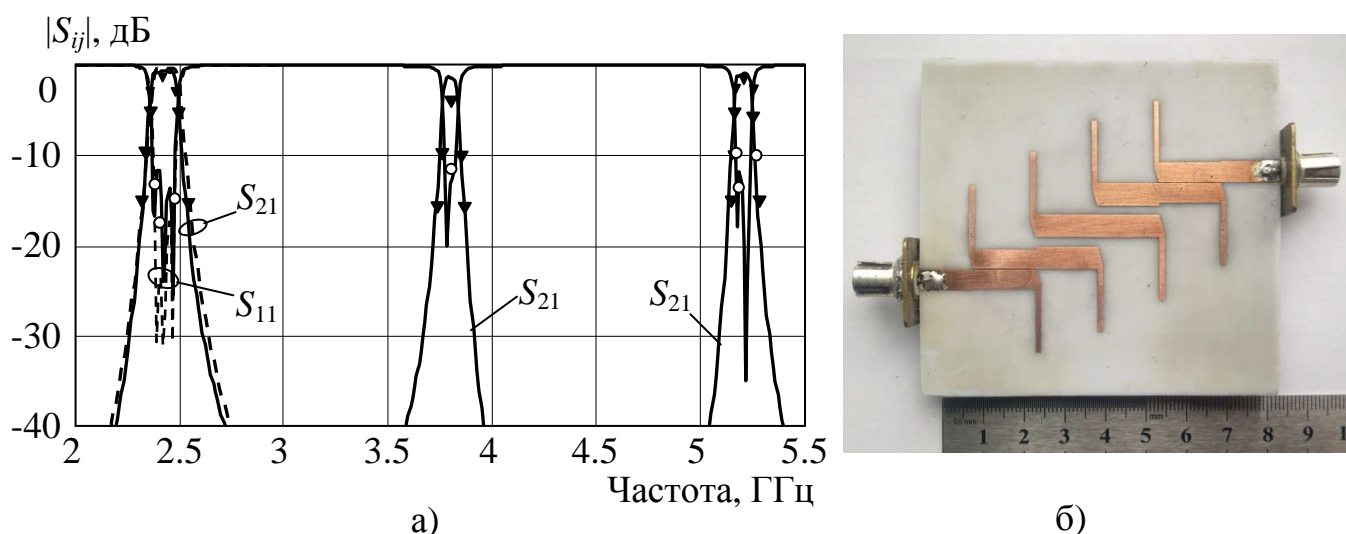


Рисунок 7.5 – Частотні характеристики двосмугового СПФ на ЗСЛ (а) та фотографія його макету (б)

Запропонований варіант реалізації двосмугового СПФ та метод розрахунку дозволяють розробляти *смугові фільтри з електронним перестроюванням* робочої смуги, потреба в яких зростає з поширенням багатоканальних телекомунікаційних систем, систем супутникового зв'язку. Такі фільтри з резонаторних секцій на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням і боковими шлейфами (схема 2 з табл. 3.3) та під'єднаними до них ЕКС мають просту будову, кращі масо-габаритні показники, дозволяють обійти проблему спряження фільтрів у складі мультиплексерів. ЕКС можна приєднати до бокових шлейфів і шлейфів, якими реалізують навантаження. Розрахунок фільтра з перестроюванням АЧХ в межах заданого діапазону з заданим кроком, як часто вимагається, здійснюється аналогічно двосмуговому випадку за загальною схемою. Спочатку вибирається і розраховується базовий односмуговий СПФ з центральною частотою  $f_0$  смуги, рівною середній частоті діапазону перестроювання. Далі для кожної резонаторної секції: а) за (7.10) розраховуються вхідні опори  $x_e$ ,  $x_o$  відповідної ланки базового фільтра; б) задаються чи приймаються такими ж, як у базовій ланки, довжина  $l$  відрізка ЗСЛ та значення його опорів  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  на  $f_0$ ; в) для

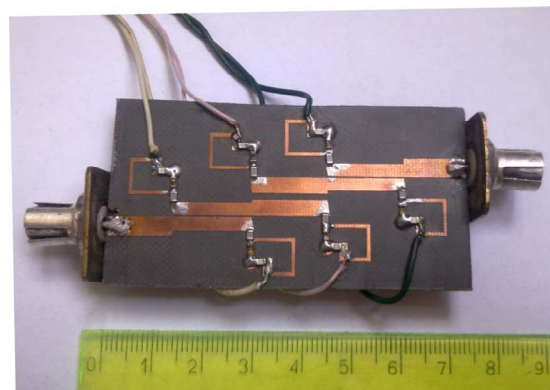
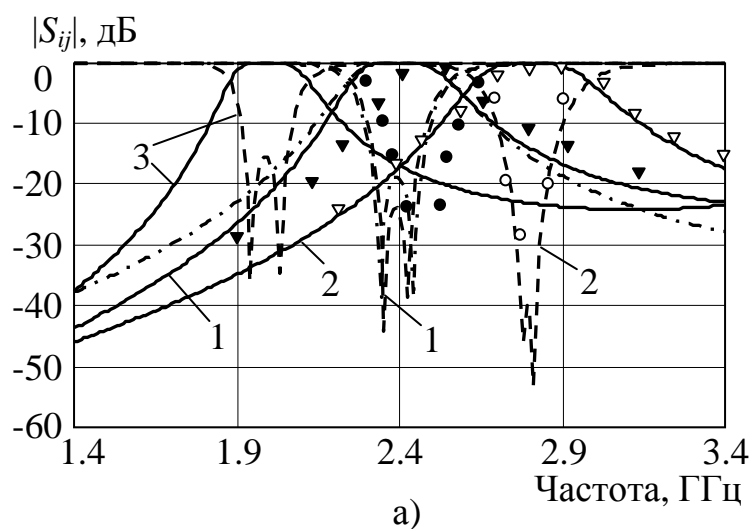
кожного значення частоти  $f_i$ , яка є середньою частотою кожного положення робочої смуги фільтра при перестроюванні, розраховуються: частотний коефіцієнт  $k_f=f_i/f_0$ , за ним значення  $\theta_{ei}=\beta_e l k_f$  і  $\theta_{oi}=\beta_o l k_f$ , далі за (3.21) значення опорів  $X_{ki}$  та  $X_i$ ; г) виходячи з отриманих значень  $X_{ki}$ ,  $X_i$  і заданих значень ЕП відрізків (довжини  $l_s$ , хвильового опору  $Z_s$ , фазової сталої  $\beta_s$  на  $f_0$ ), якими реалізують ці опори, за виразом  $C_i = [Z_s + X_i \operatorname{tg}(\beta_s l_s k_f)] / \{2\pi f_i Z_s [Z_s \operatorname{tg}(\beta_s l_s k_f) - X_i]\}$  розраховуються ємності  $C_i$ , і  $C_{ki}$  (з підстановкою  $X_{ki}$ ), які приєднуються до кінців відрізків для керування станом секції.

Для зменшення кількості ЕКС доцільно використовувати варіант резонаторної ланки без бокових шлейфів, тобто з  $X_i=\infty$ . В цьому випадку задається довжина  $l$  відрізка ЗСЛ, яку для зменшення розмірів можна брати коротшою, ніж у базової ланки, та значення опору  $Z_e$ , а значення  $Z_o$  шукається з наведеного в Додатку Ж.3 рівняння (Ж.3.3) на середній частоті за умови  $\theta_e=\theta_o=\theta$ . Далі для кожної частоти  $f_i$  за виразами (Ж.3.2) з Додатку Ж.3 розраховуються два різні значення  $X_{ki}$ , береться їх середнє значення, оскільки опір  $Z_o$  визначався на  $f_0$ , і розраховується ємність  $C_i$ .

Використання запропонованого підходу дозволяє реалізувати перестроювані фільтри з бажаними, в тому числі з вузькими частотними смугами, та з меншими, порівняно з базовим фільтром, розмірами, що підтверджують результати розробки мікросмушкового СПФ з перестроюванням у межах діапазону частот від 2 ГГц до 2,8 ГГц. Як базовий, при розрахунках використано односмуговий фільтр з чебишевською характеристикою, який на рівні загасання 3 дБ має смугу частот шириною 14% з центральною частотою 2,4 ГГц [17]. Фільтр утворюють два  $l/2$  резонатори (три резонаторні ланки з  $l/4$  відрізків ЗСЛ з розімкненими кінцями). Результати розрахунків резонаторних ланок базового і двочастотного фільтрів приведено в Додатку Ж.3. Як ЕКС використано настроювальний арсенідгалієвий діод з бар'єром Шотки типу АА 623 А-6 зі зміною ємності в межах 0,2-0,5 пФ [431].

За розрахованими ЕП розроблено топологію плати фільтра, (просторове зображення плати приведено в Додатку Ж.3), на основі якої здійснено ЕМ (без ЕКС, розділювальних конденсаторів і елементів в колах подання на діоди зворотної напруги). Результати ЕМ і результати вимірювань неповного макету (без вказаних елементів) зображено на рис. Ж.3.1 в Додатку Ж.3. Фотографія макету, виконаного

за розробленою топологією і з дискретними елементами, приведена на рис. 7.6,б. На рис. 7.6,а зображено результати СМ фільтра у вигляді частотних характеристик коефіцієнтів відбиття (пунктирні лінії) і коефіцієнтів передачі (суцільні лінії).



а)

б)

Рисунок 7.6 – Частотні характеристики СПФ на ЗСЛ з перестроюванням (а) та фотографія його макету (б)

Штрих-пунктирні криві відносяться до одночастотного базового фільтра з центральною частотою 2,4 ГГц. Криві 1 отримано при значеннях ємностей ЕКС, які для частоти 2,4 ГГц становлять: 0,526 пФ для першої і третьої ланок, 0,599 пФ для другої ланки. Криві 2 відповідають значенням ємностей для частоти 2,8 ГГц: першої і третьої ланок – 0,204 пФ, другої ланки – 0,248 пФ, а криві 3 відносяться до значень ємностей відповідно 1,083 пФ і 1,223 пФ для частоти 2 ГГц. Прозорими значками відмічено результати вимірювань при зворотній напрузі 20 В, прикладеній до ЕКС першої і третьої ланок, і напрузі 18 В прикладеній до ЕКС другої ланки. Результати вимірювань при мінімальній для діодів зворотній напрузі 2 В відмічено темними значками. Змістити АЧХ на меншу частоту не дозволяє мала ємність діодів.

### 7.3. Двочастотні пристрої розподілу потужності високочастотного сигналу

Широке застосування подільників, суматорів, спрямованих відгалужувачів та мостів у високочастотних трактах радіотехнічних та телекомунікаційних систем з

функціонуванням на декількох частотах зумовило першочергове спрямування наукових зусиль на досягнення двочастотних властивостей саме у таких пристроїв.

7.3.1. З а с т о с у в а н н я м е т о д у е к в і в а л е н т н о ї з а м і н и. В основі підходів, з яких розпочиналася розробка двочастотних пристроїв розподілу потужності [297, 314], лежить використання методу еквівалентної заміни (див. п. 2.1.3), реалізованого шляхом прирівнювання матриць базового і еквівалентного чотириполіусників. Такий підхід у двочастотному випадку пов'язаний зі значною аналітичною складністю, яку можна обійти, якщо застосувати метод вхідних імпедансів парціальних схем синфазно-протифазного збудження (див. п. 2.4) [432].

Основним елементом в структурі смужкових пристроїв розподілу потужності є відрізки ліній передачі з певними значеннями хвильового опору та електричної довжини на робочій частоті. Метод еквівалентної заміни полягає у використанні замість цих базових відрізків реактивних чотириполіусників. Відрізок лінії є симетричним чотириполіусником відносно вхідних полюсів, для якого при різних для двох частот заданих значеннях параметрів  $Z_{ii}$ ,  $\theta_{ii}$  вхідні опори його парціальних двополіусників (тобто половини відрізка, розімкненого і закороченого на кінці) становлять  $X_{tei} = -Z_{ii}/t_{ii}$ ,  $X_{toi} = Z_{ii}t_{ii}$ , де  $t_{ii} = \text{tg}(\theta_{ii}/2)$ . Еквівалентний чотириполіусник забезпечить аналогічні параметри за умови існування симетрії в його структурі. В першу чергу еквівалентними відрізку можуть бути симетричні Т- та П-ланки.

У випадку *симетричної Т-ланки* (рис. 7.1,б) прирівнюючи вирази для вхідних опорів  $X_{ei}$ ,  $X_{oi}$  двополіусників синфазного (рис. 7.1,в) та протифазного (рис. 7.1,г) збудження до виразів для  $X_{tei}$ ,  $X_{toi}$  отримуємо співвідношення для ЕП елементів схеми  $X_i$ ,  $Z$  та відношення для пошуку електричної довжини  $\theta_1$  відрізка на частоті  $f_1$ :

$$\left. \begin{aligned} X_i &= Z(Z_{ii} + Zt_{ii})/[2(Z_{ii}t_{ii} - Zt_{ii})], & Z &= Z_{ii}t_{ii}/t_{ii}, \\ \text{tg}(\theta_1)/\text{tg}(\theta_2) &= \text{tg}(\theta_1)/\text{tg}(k_f\theta_1) = A, \end{aligned} \right\} \quad (7.12)$$

де  $t_i = \text{tg}(\theta_i)$  – тангенс електричної довжини  $\theta_i$  відрізка Т-ланки на частотах  $f_1$  і  $f_2$ ;

$$A = Z_{i1}t_{i1}/(Z_{i2}t_{i2}).$$

У випадку *симетричної П-ланки* (рис. 7.1,д) теж з прирівнювання виразів для

вхідних опорів двополюсників синфазного (рис. 7.1,е) та протифазного (рис. 7.1,ж) збудження до виразів для  $X_{tei}$ ,  $X_{toi}$  отримуємо подібні розрахункові співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} X_i &= ZZ_{ii} / (Z_{ii} t_i - Z t_{ii}), & Z &= Z_{ii} \sin(\theta_{ii}) / \sin(\theta_i), \\ \sin(\theta_1) / \sin(\theta_2) &= \sin(\theta_1) / \sin(k_f \theta_1) = A, \end{aligned} \right\} \quad (7.13)$$

де  $t_i = \text{tg}(\theta_i/2)$  – тангенс половини довжини  $\theta_i$  відрізка П-ланки на частотах  $f_1$  і  $f_2$ ;

$$A = Z_{i1} \sin(\theta_{i1}) / [Z_{i2} \sin(\theta_{i2})].$$

В обох випадках послідовність розрахунків така: за заданими значеннями  $Z_{ii}$ ,  $\theta_{ii}$  з відношень (7.12) чи (7.13) за методом п. 2.4 шукається  $\theta_1$  і далі розраховуються  $Z$  та два значення опору  $X_i$ , який реалізують одним з двочастотних елементів (п. 2.4).

Якщо задано  $Z_{i1}=Z_{i2}$  і  $\theta_{i1}=\theta_{i2}$ , тобто коли  $A=1$  і довжина  $\theta_1$  Т-ланки, чи довжина  $\theta_1/2$  П-ланки розраховуються за (2.72), тоді  $X_1=X_2$ , а при  $Z_{i1}=Z_{i2}$  і  $\theta_{i1}=-\theta_{i2}$ , тобто при  $A=-1$  ці довжини розраховуються за (2.73), тоді отримаємо  $X_1=-X_2$ .

Подібним чином для двочастотної еквівалентної заміни можна використати й інші варіанти симетричних чотириполюсників [432].

Ефективність запропонованого способу заміни демонструє приклад розробки двочастотного смужкового *нерівноплечого подільника потужності*, який на відміну від відомого [201] забезпечує *різний* на різних частотах розподіл потужності. За базову схему для розробки двочастотного ПП вибрано схему рис. 1.7,в. Розрахунок ЕП елементів ПП здійснюється в такій послідовності: за методом [79], чи за іншим існуючим методом, виходячи зі значень коефіцієнтів ділення потужності, які необхідно забезпечити на  $f_1$  і  $f_2$ , розраховуються два варіанти значень ЕП елементів (відрізків ліній) одночастотного базового подільника; для кожного відрізка лінії базового ПП з двома парами параметрів  $Z_{ii}$  і  $\theta_{ii}$  вибирається еквівалентний чотириполюсник і розраховуються значення ЕП його елементів; при співпадінні місця під'єднання двох реактивних опорів  $X_i$  різних чотириполюсників розраховуються значення опору їх з'єднання; розраховуються двочастотні вузли (див. п. 2.4), якими реалізують реактивні опори цих з'єднань і опори у складі чотириполюсників; значення балансного опору приймається рівним середньому

значенню між розрахованими, оскільки відхилення від нього при різному розподілі потужності незначне і суттєво не впливає на рівень розв'язки виходів.

Запропонований підхід використано для розрахунку та моделювання нерівноплечого ПП з поділом вхідної потужності сигналу між виходами 2 і 3 на  $f_1=2$  ГГц у відношенні  $P_2:P_3=2:1$ , а на  $f_2=3,6$  ГГц у відношенні  $P_2:P_3=1:1$ , при  $Z_{c1}=Z_{c2}=Z_{c3}=50$  Ом (рис. 1.7,в). Результати розрахунків ЕП базового [79] та двочастотного ПП приведено у Додатку Ж.4. На рис. 7.7 приведено характеристики параметрів розсіяння розрахованого двочастотного ПП та малюнок його топології.

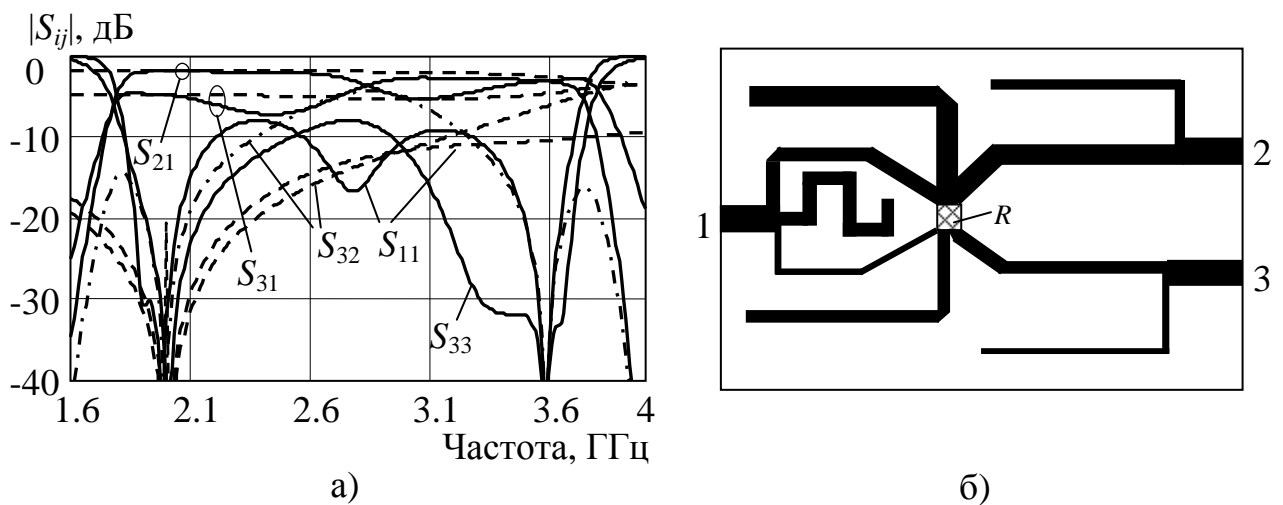


Рисунок 7.7 – Частотні характеристики ПП (а) та малюнок його топології (б)

Пунктирні криві відносяться до одночастотного базового ПП з поділом потужності 2:1 на  $f_1$ . Двочастотний ПП з розрахованими значеннями ЕП елементів забезпечує (суцільні лінії) задане ділення потужності (криві  $S_{21}$  і  $S_{31}$ ) на робочих частотах з високим рівнем узгодження плечей і розв'язки (штрих-пунктирна крива) виходів, хоч частотні смуги вужчі, ніж у одночастотного ПП, що характерно для двочастотних структур через значну кількість використаних реактивних елементів.

7.3.2. Подільники потужності на зв'язаних лініях передачі. Як видно з рис. 7.7,б, використання додаткових реактивних елементів для забезпечення двочастотного режиму роботи ПП на одиночних відрізках ліній передачі приводить до ускладнення його конструкції. Значно простіше виглядають структури на відрізках ЗСЛ, але реалізація на їх основі двочастотних подільників

пов'язана з проблемою забезпечення допустимих значень хвильових опорів, з впливом різниці фазових швидкостей мод, зі складністю аналітичного опису схеми.

В результаті проведеного аналізу та дослідження можливих структур на базі ЗСЛ запропоновано [433] узагальнену еквівалентну схему рівноплечого ПП, яку зображено на рис. 7.8,а. На її основі шляхом видалення певного фрагменту (прирівнювання до нуля електричної довжини одного, чи двох відрізків, виключення додаткової реактивності  $X_i$ , тобто прирівнювання  $X_i = \infty$ ) можна отримати варіант, який відповідає заданим вимогам. Трансформуючий чотириполіусник ТЧ на вході схеми вводиться в деяких випадках для забезпечення двочастотного узгодження.

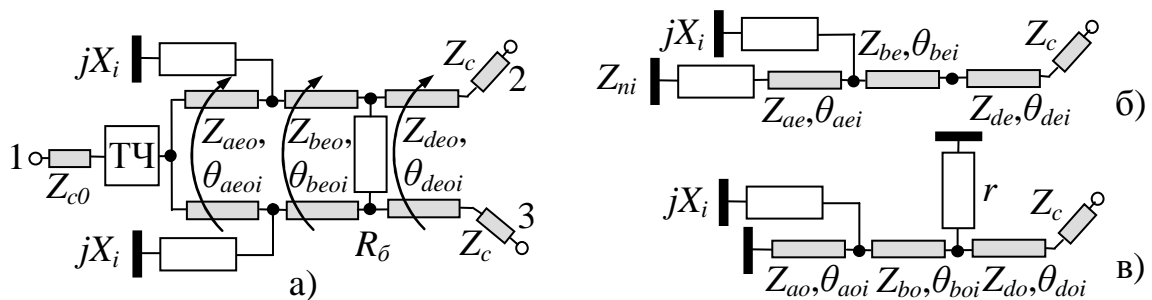


Рисунок 7.8 – Узагальнена схема двочастотного ПП на базі ЗСЛ (а) та схеми двополюсників синфазного (б) і протифазного (в) збудження

На основі схем парціальних двополюсників синфазного збудження (рис. 7.8,б), де  $Z_{ni}$  – подвійний (див. рис. 2.3,а) опір навантаження з боку ТЧ, який при відсутності ТЧ дорівнює  $2Z_{c0}$ , і протифазного збудження (рис. 7.8,в) з врахуванням умов (2.13) узгодження і розв'язки виходів симетричного шестиполюсника для узагальненої схеми (рис. 7.8,а) записується [433] система з чотирьох рівнянь (Ж.4.1) (див. Додаток Ж.4). При цьому робиться припущення, що електричні довжини відрізків ЗСЛ для обох мод однакові, тобто  $\theta_{ei} = \theta_{oi} = \theta_i$ , і пов'язані для різних частот співвідношенням  $\theta_2 = k_f \theta_1$ . Похибка від такого припущення частково компенсується вибором фізичної довжини відрізків ЗСЛ на основі середнього значення фазової сталої, тобто з умови, що  $\theta_1 = l_{a,b,d} (\beta_{ae1,be1,de1} + \beta_{ao1,bo1,do1}) / 2$ , де  $\beta_{ae,o1,be,o1,de,o1}$  – фазові сталі мод у відрізках ЗСЛ, а також за рахунок впливу існуючої нерівності  $\beta_{o2}/\beta_{o1} < k_f$ .

З рівнянь системи (Ж.4.1) видно, що зміна знаків реактивного опору  $X_i$ , тригонометричних функцій  $t_{ai,bi,di} = \text{tg } \theta_{ai,bi,di}$  і зміна значення опору  $Z_{ni}$  на комплексно



спряжене при переході до другої частоти  $f_2$  не порушує виконання рівнянь. Тому електричну довжину відрізків ЗСЛ доцільно вибирати з умови  $t_{a2,b2,d2} = -t_{a1,b1,d1}$ , при якій згідно (2.73) на  $f_1$  для всіх відрізків вона становитиме  $\theta_1 = \pi/(k_f + 1)$  з  $t_1 = \text{tg} \theta_1$ . В цьому випадку розв'язок системи (Ж.4.1) шукається тільки на одній з частот.

Велика кількість незалежних параметрів узагальненої схеми при чотирьох рівняннях, які її описують, дозволяє розробляти варіанти з певними властивостями:

1. *Безтрансформаторна схема з віддаленими виходами* має структуру, що відповідає умовам  $X_i = \infty$ ,  $\theta_b = 0$ . Вирази для розрахунку хвильових опорів  $Z_{ao}$ ,  $Z_{ae}$  і  $Z_{do}$ ,  $Z_{de}$ , отримані при цих умовах з системи рівнянь (Ж.4.1), приведено в Додатку Ж.4.

Вихідними даними для розрахунків служать значення  $Z_{c0}$ ,  $Z_c$  і  $k_f$  та задане з технічних міркувань значення балансного опору  $R_{\bar{o}}$ , вибором якого можна добиватися допустимих для реалізації значень хвильових опорів відрізків ЗСЛ. Такий подільник порівняно з відомими варіантами на двох відрізках ЗСЛ [306, 307] може бути використаний при малих значеннях частотного коефіцієнта ( $k_f < 2$ ), не потребує ще одного балансного резистора і забезпечує широкі робочі смуги, що можна застосувати при розробці широкосмугових ПП з одною смугою.

2. *Безтрансформаторна схема на двох відрізках ЗСЛ зі шлейфами* має структуру, що відповідає умові  $\theta_d = 0$ . Вирази для розрахунку при цій умові хвильового опору  $Z_{bo}$ , опору  $R_{\bar{o}}$ , значення опорів  $Z_{ae}$  і  $Z_{be}$  приведено в Додатку Ж.4.

Вихідними даними для розрахунку служать, як і раніше, значення  $Z_{c0}$ ,  $Z_c$  і  $k_f$  та значення двочастотного реактивного опору  $X_i$  ( $X_2 = -X_1$ ), яке у більшості практичних випадків вибирається додатнім, щоб отримати додатні значення хвильових опорів, і для реалізації якого застосовуються шлейфи (див. п. 2.4). ПП може бути використаний при значеннях  $k_f > 2$ . Порівняно з відомим варіантом [306] в такій структурі завдяки шлейфам можна впливати на значення хвильових опорів відрізків.

3. *Схема на двох однакових відрізках ЗСЛ з боковими шлейфами і з трансформатором на вході* має структуру, що відповідає умовам  $\theta_d = 0$ ,  $Z_{ae,o} = Z_{be,o} = Z_{e,o}$ . Вирази, отримані при цих умовах для реактивного опору  $X_i$ , опору  $R_{\bar{o}}$ , активної і реактивної складових опору  $Z_{ni}$ , приведено в Додатку Ж.4, з яких видно, що при переході до  $f_2$ , опори  $X_i$  та  $X_{ni}$  змінюють тільки знак на протилежний, а опір

$R_{ni}$  не змінюється. В цьому випадку завданням ТЧ є трансформація опорів  $Z_{c0}$  у значення опорів  $Z_{n1}/2=(R_{n1}+jX_{n1})/2$  і  $Z_{n2}/2=(R_{n1}-jX_{n1})/2$ . Вихідними даними для розрахунку ПП служать значення  $Z_{c0}$ ,  $Z_c$  і  $k_f$  та вибрані для відрізків ЗСЛ значення хвильових опорів  $Z_e$ ,  $Z_o$ . Трансформатор можна реалізувати за одним з наведених у п. 7.1 варіантів. Так при використанні *несиметричної* схеми (рис. 1.2,б) зі шлейфом біля підвідної лінії, той факт, що  $X_{ni}$  при переході до  $f_2$  змінює тільки знак, дозволяє вибирати довжину відрізків трансформатора і шлейфа, рівною  $\theta_1$ . При цьому хвильовий опір відрізка  $Z$  шукається за  $R_{n1}$ ,  $X_{n1}$  з квадратного рівняння, а параметри шлейфа визначаються за його вхідним опором  $X_s$ :

$$\left. \begin{aligned} Z^2 t_1^2 - ZX_{n1} t_1 + (R_{n1}^2 + X_{n1}^2)/4 - Z_{c0} R_{n1} (1 + t_1^2)/2 &= 0, \\ X_{s1} &= Z_{c0} Z R_{n1} / [t_1 (Z_{c0} R_{n1} - 2Z^2) + X_{n1} Z]. \end{aligned} \right\} \quad (7.14)$$

Для реалізації двочастотних опорів  $X_i$  ( $X_2=-X_1$ ),  $X_{si}$  ( $X_{s2}=-X_{s1}$ ) застосовується один з приведених у п. 2.4 варіантів. Перевагою схеми порівняно з попередньою і відомими є можливість задавати з технічних міркувань значення хвильових опорів відрізків.

4. Схема на *одному відрізку ЗСЛ з боковими шлейфами і з трансформатором на вході* має структуру, що відповідає умові  $\theta_b=\theta_d=0$ , при якій розрахунок  $X_i$ ,  $R_b$ , активної і реактивної складових опорів  $Z_{ni}$  здійснюється за приведеними у Додатку Ж.4 виразами. Вихідними даними для розрахунку є значення  $Z_{c0}$ ,  $Z_c$  і  $k_f$  та вибрані з технічних міркувань значення хвильових опорів  $Z_{ae}$ ,  $Z_{ao}$ . Призначення ТЧ і його реалізація такі самі, як для попередньої схеми. ПП можна використати при малих  $k_f$ , але розрахунки за (7.14) дають малі значення опорів  $Z$ , що вимагає іншої схеми ТЧ.

Для перевірки достовірності результатів розрахунків запропонованими методами проведено розробку та експериментальне дослідження рівноплечого безтрансформаторного ПП на базі двох відрізків ЗСЛ з боковими шлейфами у мікросмушковому виконанні для роботи на частотах 0,95/2,15 ГГц. Результати розрахунків ЕП елементів ПП приведено в Додатку Ж.4. На рис. 7.9,а зображено його частотні характеристики, отримані в результаті ЕМ з незначною корекцією

впливу прийнятих припущень. На рис. 7.9,б приведено фотографію виготовленого макету, а на рис. 7.9,а нанесено результати вимірювань його параметрів.

В Додатку Ж.4 приведено також результати розрахунків та моделювання двочастотних ПП з схемою без трансформатора і з віддаленими виходами та ПП з схемою на базі двох відрізків ЗСЛ з трансформатором і боковими шлейфами.

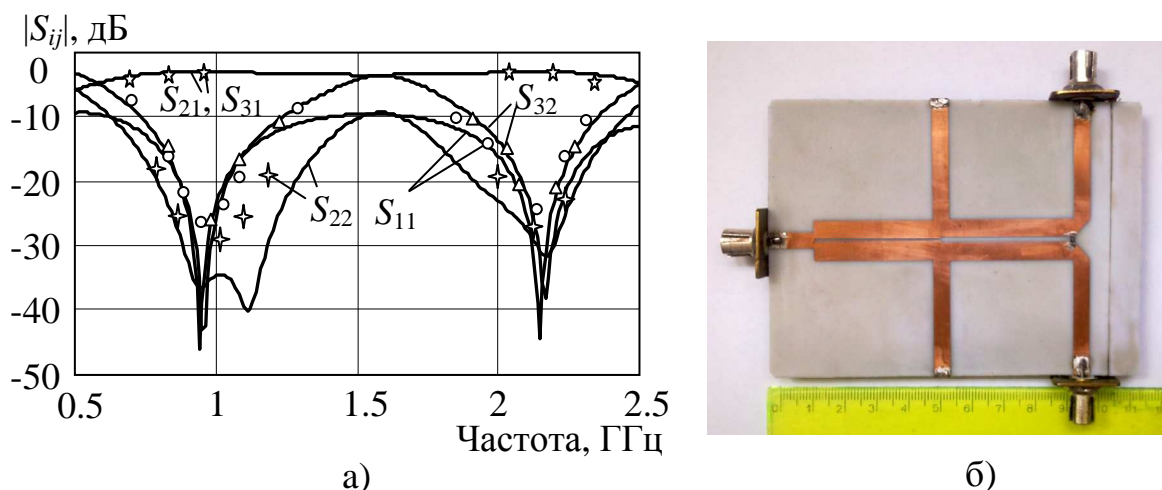


Рисунок 7.9 – Частотні характеристики ПП на базі двох відрізків ЗСЛ з боковими шлейфами (а) та фотографія його макету (б)

7.3.3. Спрямовані відгалужувачі на зв'язаних лініях передачі. В п. 1.5 вказано на ряд обмежень в існуючих методах проектування двочастотних СВ на базі відрізків ЗСЛ, пов'язаних з рівнем перехідного загасання на заданих двох різних частотах, з допустимими для реалізації значеннями ЕП цих відрізків. В результаті проведених досліджень встановлено [434], що для структур СВ, в яких до основної секції приєднано ще дві з її боків, вказані проблеми можна вирішити на основі методу входних імпедансів (див. п. 2.2.1) ідеально спрямованого узгодженого восьмиполосника з повною симетрією.

На рис. 7.10,а приведено схему СВ, яку запропоновано в [332] для реалізації двочастотного 3-дБ відгалуження, а схему на рис. 7.10,б запропоновано одночасно в [334, 335] для довільного розподілу потужності. Крім того, в [334] запропоновано для розробки СВ з одною, але розширеною робочою смугою частот застосовувати трисекційний СВ на базі трьох каскадно з'єднаних відрізків ЗСЛ (рис. 7.10, в), ЕП елементів якого розраховуються, як для двочастотної схеми. Непарна кількість

секцій у всіх варіантах потрібна для збереження повної симетрії, що спрощує проектування СВ і забезпечує сталу різницю фаз вихідних сигналів.

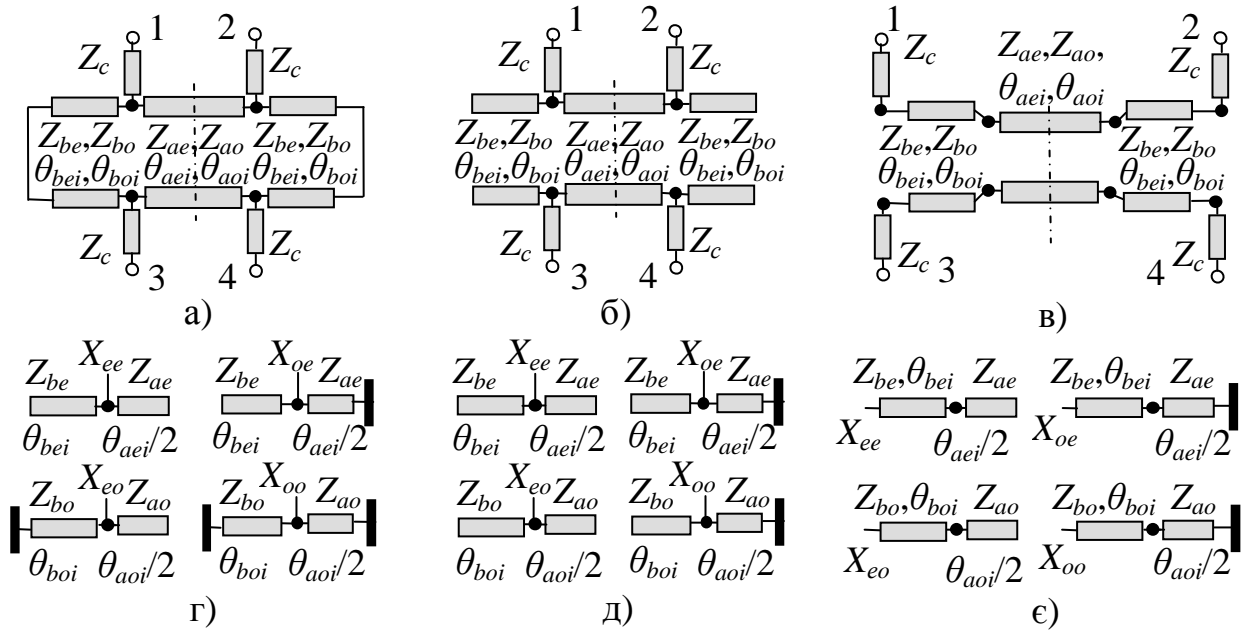


Рисунок 7.10 – Схеми СВ з боковими закороченими секціями (а), з боковими розімкненими секціями (б), трисекційного (в) та схеми парціальних двополюсників СВ з закороченими (г) і розімкненими (д) секціями та трисекційного (е)

Забезпечити роботу вказаних схем у двочастотному режимі можна, якщо виконати одне з записаних в п. 2.2.2 тверджень стосовно зміни при перестроюванні СВ його параметрів зі зміною реактивних вхідних опорів  $x_{ee}, x_{eo}, x_{oo}, x_{oe}$  парціальних двополюсників, на які розкладається схема симетричного восьмиполюсника в результаті подвійного використання синфазно-протифазного збудження. При цьому, як і у випадку ПП на ЗСЛ, допускаються припущення, що електричні довжини відрізків для обох мод однакові, тобто  $\theta_{aei,bei} = \theta_{aoi,boi} = \theta_{ai,bi}$ , а отже  $\text{tg} \theta_{aei,bei} = \text{tg} \theta_{aoi,boi}$ , і для різних частот пов'язані співвідношенням  $\theta_{a,b2} = k_f \theta_{a,b1}$ . Як і раніше, похибка від цих припущень частково компенсується за рахунок вибору довжини відрізків ЗСЛ на основі середнього значення фазової сталої  $(\beta_{ae1,be1} + \beta_{ao1,bo1})/2$ .

1. Трисекційні ПСВ (рис. 7.10,в) застосовуються для роботи в одночастотному режимі. При двочастотному розрахунку такого СВ на відміну від одночастотного (див. п. 4.3.1) задаються не хвильові опори, а електрична довжина  $\theta_{a1}, \theta_{b1}$  бокових відрізків. З виразів для нормованих вхідних опорів парціальних двополюсників (рис.

7.10,є) видно, що для такого СВ при переході від  $f_1$  до  $f_2$ , коли змінюються  $t_{ai}=\text{tg}(\theta_{ai}/2)$  і  $t_{bi}=\text{tg}\theta_{bi}$ , можливі три випадки тверджень про зміну параметрів: а) збереження значень вхідних опорів, яке буде при  $t_{a2}=t_{a1}$ ,  $t_{b2}=t_{b1}$ , тобто при значеннях  $\theta_{a1}/2$  і  $\theta_{b1}$ , розрахованих за (2.72) – довгі відрізки; б) зміна знаків вхідних опорів, що буде при  $t_{a2}=-t_{a1}$ ,  $t_{b2}=-t_{b1}$ , тобто при значеннях  $\theta_{a1}/2$  і  $\theta_{b1}$ , розрахованих за (2.73), коли  $\theta_{a1}=2\theta_{b1}$ ; в) взаємний обмін значеннями вхідних опорів  $x_{ee}$  з  $x_{oe}$ ,  $x_{eo}$  з  $x_{oo}$  зі зміною знаків, що буде при  $t_{a2}=1/t_{a1}$  і  $t_{b2}=-t_{b1}$ , тобто при розрахованій за (2.74) довжині  $\theta_{a1}/2$ , і за (2.73) довжині  $\theta_{b1}$ , що дає вкорочений варіант ( $\theta_{a1}=\theta_{b1}$ ).

Співвідношення для розрахунку опорів  $Z_{ae}$ ,  $Z_{ao}$  та квадратні рівняння відносно опорів  $Z_{be}$ ,  $Z_{bo}$ , записані [434] з виразів для вхідних опорів, приведено в Додатку Ж.5. При розробці двочастотного трисекційного ПСВ вибирається один з варіантів частотного перестроювання і при  $n=1$  розраховуються значень  $\theta_{a1}/2$  і  $\theta_{b1}$  та за (2.48, 2.52) розраховуються вхідні опори  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$ ,  $x_{oo}$ ,  $x_{oe}$  для заданого перехідного загасання  $S$ , яке СВ повинен забезпечити на частотах  $f_1$  і  $f_2$ , і заданої фазової затримки  $\varphi_{31}$  у відгалужене плече. Далі за (Ж.5.1) розраховуються хвильові опори відрізків, значення яких можна змінювати шляхом перерахунку при іншій фазі  $\varphi_{31}$ .

2. СВ з *закороченими боковими секціями* (рис. 7.10,а) в залежності від значень ЕП може мати два типи спрямованості: ТСВ з прямим виходом 4 і відгалуженим виходом 3, якщо вхідні опори парціальних двополюсників розраховувати за (2.49); ССВ з прямим виходом 2 і відгалуженим виходом 4, якщо вхідні опори парціальних двополюсників розраховувати за (2.47). В обох випадках з виразів, записаних для нормованих вхідних опорів схем двополюсників (рис. 7.10,г), видно, що при частотному перестроюванні можливі ті самі три варіанти зміни параметрів, як і для попередньої схеми, при розрахованих, як вказано вище, значеннях  $\theta_{a1}/2$  і  $\theta_{b1}$ .

Співвідношення, записані [434] для хвильових опорів відрізків ЗСЛ  $Z_{ae}$ ,  $Z_{be}$  та  $Z_{ao}$ ,  $Z_{bo}$ , приведено в Додатку Ж.5. Розрахунок СВ з закороченими боковими секціями здійснюється для вибраного типу спрямованості у тій самій послідовності, що і в попередньому випадку. Запропонований метод, на відміну від відомого [332, 333], дозволяє розробляти СВ з довільним перехідним загасанням і змінювати значення хвильових опорів відрізків, щоб забезпечити можливість їх реалізації.

3. СВ з розімкненими боковими секціями (рис. 7.10,б) забезпечує тільки протиспрямоване відгалуження сигналу (прямий вихід 2, відгалужений – 3), для якого вхідні опори парціальних двополюсників розраховуються за (2.48). Як і в попередніх випадках, з виразів для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів схем двополюсників (рис. 7.10,д) видно, що можливі ті самі, як і вище, варіанти зміну параметрів при перестроюванні при так само розрахованих значеннях  $\theta_{a1}/2$  і  $\theta_{b1}$ . На відміну від відомого [335], запропонований метод дозволяє розробляти СВ не тільки з вкороченим, а й з різними варіантами довжини відрізків ЗСЛ, дозволяє забезпечувати допустимі для реалізації значення їх хвильових опорів.

Дослідження вказаних трьох варіантів СВ на базі відрізків ЗСЛ показують [434]:

1. При мікросмужковій реалізації СВ спостерігається відчутний вплив різниці фазових швидкостей мод на частотні характеристики. Використання зв'язаних ССЛ з хвилею TEM дає високі рівні розв'язки та узгодження в обох смугах частот;

2. Двочастотний розрахунок трисекційного СВ доцільно застосовувати у вкороченому варіанті з  $\theta_{a1}=\theta_{b1}$  для проектування пристроїв з одною розширеною робочою смугою. Допустимі для реалізації значення хвильових опорів відрізків ЗСЛ будуть при перехідному загасанні більшому за 7 дБ. У цьому випадку рівні узгодження і розв'язки можуть досягати 40 дБ в ширших за октаву смугах частот;

3. СВ з закороченими боковими секціями краще підходять для забезпечення сильного зв'язку ( $C < 7$  дБ) у двох частотних смугах при  $k_f < 3$ , а СВ з розімкненими боковими секціями навпаки можуть забезпечувати двосмугову роботу з довільним  $k_f$  при слабкому зв'язку ( $C > 7$  дБ). Частотні характеристики обох типів СВ з боковими секціями у звичайному ( $\theta_{a1}=2\theta_{b1}$ ) і вкороченому варіантах подібні.

Особливості розглянутих схем добре відображають наведені нижче приклади розрахунків СВ за описаними методами та результати їх моделювання. Так на рис. 7.11 приведено результати СМ розрахованого (див. Додаток Ж.5) трисекційного ПСВ з перехідним загасанням 15 дБ в розширеній робочій смузі частот від  $f_1=0,8$  ГГц до  $f_2=1,5$  ГГц. Результати СМ такого СВ на базі ССЛ з відстанню між екранами 3 мм приведено на рис. 7.11 суцільними лініями, а штрих-пунктирні криві відносяться до СВ з розрахованими значеннями ЕП у мікросмужковому варіанті.

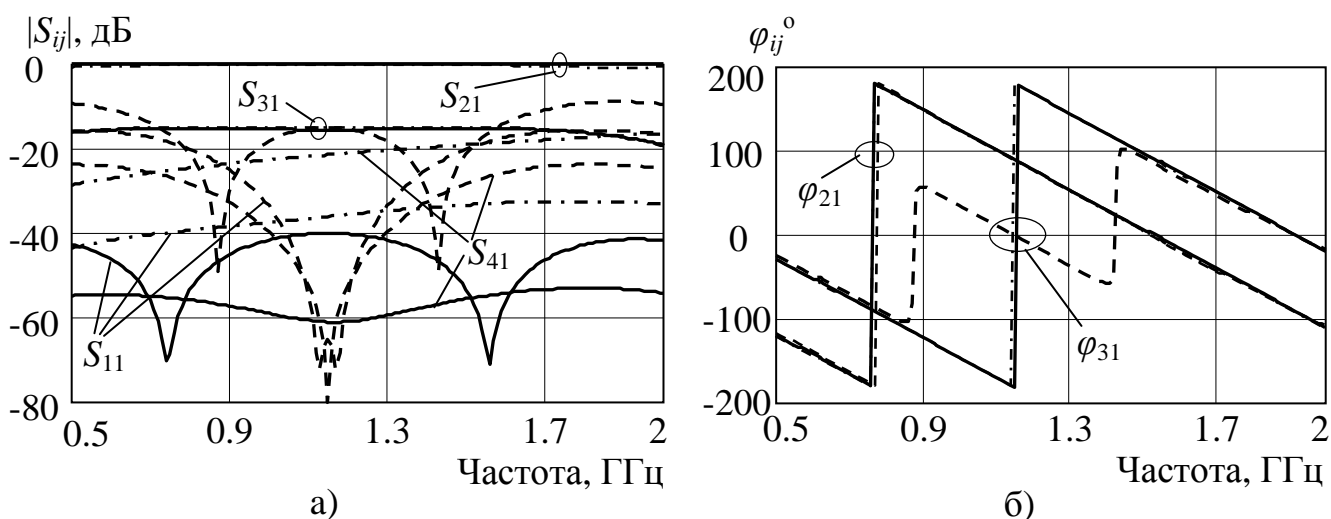


Рисунок 7.11 – Частотні характеристики коефіцієнтів відбиття та передачі (а) трисекційного СВ та їх фазового зсуву (б)

З рис. 7.11,а видно, що вплив різниці фазових швидкостей мод приводить до суттєвого зниження рівня розв'язки відгалужувача, хоч заданий рівень перехідного загасання залишається стабільним, як і у випадку ССЛ, у межах ширшої за октаву смуги частот. Для порівняння пунктирними лініями на рисунку показано частотні характеристики трисекційного СВ на базі чвертьхвильових відрізків ССЛ на аналогічній підкладці з ЕП, розрахованими одночастотним методом [149] на робочу частоту 1,15 ГГц. Фазові затримки сигналів на виходах СВ, частотні залежності яких зображено на рис. 7.11,б, відповідають вибраним при розрахунках значенням, а їх різниця зберігається на рівні  $\pi/2$  в широкій смузі частот.

Результати розрахунків СВ з закороченими боковими секціями (вкорочений варіант), який забезпечує співспрямоване відгалуження з перехідним загасанням 5 дБ в робочих смугах з центральними частотами  $f_1=2,43$  ГГц і  $f_2=3,9$  ГГц, приведено в Додатку Ж.5. Результати ЕМ такого СВ на базі ССЛ з відстанню між екранами 3 мм показано на рис. 7.12,а суцільними лініями, а його топологія, яку використано при ЕМ, зображена на рис. 7.12,б. Пунктирні криві на рис. 7.12,а відносяться до мікросмушкового варіанту ССВ з розрахованими значеннями ЕП елементів, з яких видно, що вплив різниці фазових швидкостей мод приводить до відхилення перехідного загасання у другій частотній смузі від заданого значення.

В Додатку Ж.5 приведено також результати розрахунків та моделювання ПСВ

на базі відрізків ЗСЛ з розімкненими боковими секціями.

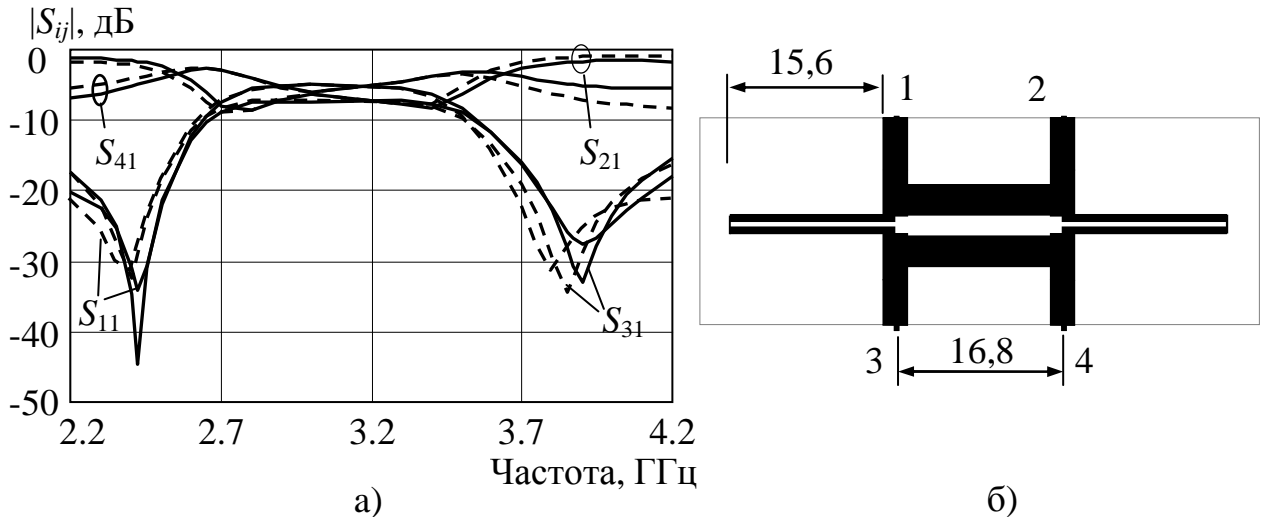


Рисунок 7.12 – Частотна характеристики ССВ з закороченими боковими секціями (а) та його топологія (б)

7.3.4. Шлейфні спрямовані відгалужувачі. З тих самих причин, що і в одночастотному випадку (див. п. 4.4), при розробці двочастотних ШСВ перевага надається в першу чергу двошлейфним структурам, і в деяких випадках – тришлейфному варіанту. При цьому, як відмічено в п. 1.5, у більшості відомих робіт розглядаються ШСВ з однаковим значенням перехідного загасання в обох робочих смугах частот. Метод вхідних імпедансів парціальних схем дозволяє записати аналітичні співвідношення для розрахунку двочастотних ШСВ з широким діапазоном значень перехідного загасання і частотного коефіцієнта. Оскільки за цим методом в двочастотному випадку вимагається виконання не чотирьох, як для одночастотних схем, а восьми рівнянь відносно нормованих опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$ ,  $x_{oo}$ ,  $x_{oe}$  (по чотири на кожну робочу частоту), тому й незалежних змінних у схемі СВ має бути не менше восьми, що і покладено в основу вибору її структури.

Двошлейфний СВ в його класичному поданні з певними обмеженнями може бути використаний для двочастотної роботи [360]. Його схема (рис. 4.22,а) містить 6 незалежних параметрів:  $Z$ ,  $\theta_i$  ( $\theta_1$   $\theta_2$ ),  $Z_b$ ,  $\theta_{bi}$  ( $\theta_{b1}$   $\theta_{b2}$ ), які розраховуються за приведеними у п. 4.4.1 співвідношеннями. Функцію ще двох змінних, необхідних для забезпечення двочастотного режиму, можуть виконувати перехідне загасання  $S$ , за яким визначається параметр  $a$ , що задає за (4.19) значення вхідних реактансів, і



частотний коефіцієнт  $k_f$ . З виразів для нормованих вхідних опорів парціальних дво полюсників (рис. 4.22,б) видно, що з записаних в п. 2.2.2 тверджень стосовно зміни параметрів СВ при перестроюванні, коли змінюються вхідні опори цих дво полюсників зі зміною  $t_i = \text{tg}(\theta_i/2)$  і  $t_{bi} = \text{tg}(\theta_{bi}/2)$  при зміні  $i$ , можливі чотири випадки:

1) збереження значень вхідних опорів, яке буде при  $t_2 = t_1$ ,  $t_{b2} = t_{b1}$ , тобто при розрахованих за (2.72) значеннях  $\theta_1/2$  і  $\theta_{b1}/2$  (довгі відрізки), коли  $\theta_{b1} = \theta_1$  і  $t_{b1} = t_1$ ;

2) зміна знаків вхідних опорів, що буде при  $t_2 = -t_1$ ,  $t_{b2} = -t_{b1}$ , тобто при розрахованих за (2.73) значеннях  $\theta_1/2$  і  $\theta_{b1}/2$ , коли теж  $\theta_{b1} = \theta_1$  і  $t_{b1} = t_1$ ;

3) взаємний обмін значеннями вхідних опорів  $x_{ee}$  з  $x_{oe}$ ,  $x_{eo}$  з  $x_{oo}$  зі зміною знаків, що буде при  $t_2 = 1/t_1$  і  $t_{b2} = -t_{b1}$ , тобто при розрахованій за (2.74) довжині  $\theta_1/2$ , і за (2.73) довжині  $\theta_{b1}/2$  (вкорочені відрізки основних ліній), коли  $\theta_{b1} = 2\theta_1$  і  $t_{b1} = \text{tg}\theta_1$ ;

4) взаємний обмін значеннями вхідних опорів  $x_{ee}$  з  $x_{eo}$ ,  $x_{oe}$  з  $x_{oo}$  зі зміною знаків, що буде при  $t_2 = -t_1$  і  $t_{b2} = 1/t_{b1}$ , тобто при розрахованій за (2.73) довжині  $\theta_1/2$ , і за (2.74) довжині  $\theta_{b1}/2$  (вкорочені шлейфи), коли  $\theta_{b1} = \theta_1/2$  і  $t_1 = \text{tg}\theta_{b1}$ .

Для двочастотної роботи довжини  $\theta_1/2$  і  $\theta_{b1}/2$  вибираються за одним з цих випадків.

Границі допустимих значень частотного коефіцієнту  $k_f$  і перехідного загасання  $S$ , в межах яких забезпечується двочастотний режим роботи двошлейфного СВ, і які виявлено за допомогою співвідношень, отриманих з вказаних для кожного випадку рівностей між  $t_{b1}$  і  $t_1$  з підстановкою у них виразу (4.20) для  $t_b$  при рівному  $\pm\pi$  чи 0 фазовому зсуву  $\varphi_{41}$ , приведено у Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.1).

Аналіз обмежень, пов'язаних зі смугами частот двочастотного двошлейфного СВ за умов його ідеальної розв'язки та узгодження без впливу неоднорідностей розгалужень показує, що абсолютне значення ширини другої робочої смуги за заданим рівнем узгодження і розв'язки таке саме, як і у першій смуги, внаслідок вибору параметрів  $\theta_1$ ,  $Z$ ,  $Z_b$ ,  $\theta_{b1}$ , які забезпечують симетрію частотних характеристик СВ відносно середньої частоти  $f_o = (f_1 + f_2)/2$ . При цьому ширина смуг не може перевищувати ширину смуги одночастотного двошлейфного СВ з  $l/4$  відрізками основних ліній і шлейфів, у якого вона є максимальною, проте залежною від перехідного загасання. Так при зміні  $S$  від 3 дБ до 7 дБ відносна ширина смуги на рівні втрат на відбиття -20 дБ зростає приблизно від 10% до 33%. Відхилення

електричної довжини відрізків від значення  $\pi/2$  звужує робочу смугу, наприклад, укорочення чи видовження на  $20^\circ$  відрізків основних ліній зменшує відносну ширину смуги в 1,25 рази. У двочастотного СВ значення  $\theta_1$  залежить від  $k_f$  і відрізняється від  $90^\circ$ , що і приводить до звуження частотних смуг. Крім того, компенсація впливу неоднорідностей вимагає відповідної корекції розмірів ШСВ.

*Двошлейфні СВ з додатковими реактивними елементами* дозволяють обійти обмеження, характерні класичній схемі ШСВ при її використанні для роботи у двох смугах частот. Для цього двошлейфну схему доповнюють реактивними елементами так, щоб довести кількість незалежних параметрів до восьми. Особливо важливим є те, що таке доповнення дозволяє розробляти СВ з різними заданими значеннями перехідного загасання  $S_i$  в різних смугах частот. В табл. 7.1 приведено варіанти доповнених схем [435], а також схеми їх парціальних двополюсників СПЗ.

1. ШСВ з навантаженими плечима (схема 1 з табл. 7.1) містить додаткові реактивності  $jX_i$ , приєднані до розгалужень кожного з плечей СВ. При такому доповненні схема матиме вісім незалежних параметрів:  $Z, \theta_i (\theta_1, \theta_2), Z_b, \theta_{bi} (\theta_{b1}, \theta_{b2}), X_i (X_1, X_2)$ . З виразів для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів приведених у табл. 7.1 парціальних двополюсників такої схеми отримуємо (див. Додаток Ж.6) ту саму, що і в одночастотному випадку, умову існування розв'язку  $x_{eei}x_{eoi} = 1$ , яка виконується лише, коли фаза  $\varphi_{41i}$  на відгалуженому виході дорівнюватиме 0 або  $\pm\pi$ , а сигнали на виходах будуть в квадратурі, якщо  $\varphi_{21i} = \pm\pi/2$ . Тоді всі вхідні опори можна виразити через один з вхідних опорів, що видно з (4.19), наприклад, через  $x_{eei}$ , а вирази для розрахунку ЕП елементів схеми СВ запишуться [435] (див. Додаток Ж.6):

$$x_i = x_{eei} z z_b / [z z_b + x_{eei} (z t_{bi} + z_b t_i)], \quad z = \frac{-x_{eei} \cdot \frac{t_i^2 + 1}{t_i}}{x_{eei}^2 + 1}, \quad z_b = \frac{x_{eei} \cdot \frac{t_{bi}^2 + 1}{t_{bi}}}{x_{eei}^2 - 1}, \quad (7.15)$$

де  $z = Z/Z_c$  – нормований до  $Z_c$  хвильовий опір відрізків основних ліній;

$z_b = Z_b/Z_c$  – нормований до  $Z_c$  хвильовий опір шлейфів;

$t_i = \text{tg}(\theta_i/2)$ ;

$t_{bi} = \text{tg}(\theta_{bi}/2)$ ;

$x_i = X_i/Z_c$  – нормований до  $Z_c$  реактивний опір  $X_i$ .

Таблиця 7.1 – Схеми двошлейфних СВ та їх парціальні двополосники

|   | Схема | Двополосники СПЗ |  |  |  |
|---|-------|------------------|--|--|--|
| 1 |       |                  |  |  |  |
| 2 |       |                  |  |  |  |
| 3 |       |                  |  |  |  |
| 4 |       |                  |  |  |  |

Для пошуку довжини відрізків  $\theta_1$  і  $\theta_{b1}$  отримуємо аналогічні до (2.76) відношення:

$$\frac{\sin \theta_1}{\sin(k_f \theta_1)} = \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 + 1}{x_{ee1}^2 + 1}, \quad \frac{\sin \theta_{b1}}{\sin(k_f \theta_{b1})} = \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 - 1}{x_{ee1}^2 - 1}. \quad (7.16)$$

Таким чином, для того, щоб визначити ЕП елементів схеми СВ, необхідно задати значення  $C_i$  і вибрати комбінацію фаз  $\varphi_{41i}$ ,  $\varphi_{21i}$  з бажаними знаками їх різниці. Далі з відношень (7.16) при розрахованих за (4.19) значеннях  $x_{eei}$  шукається (див. п. 2.4) довжина  $\theta_1$  і  $\theta_{b1}$ , а значення  $X_i$ ,  $Z$ ,  $Z_b$  обчислюються за (7.15). Реактивність  $X_i$  реалізується одним з приведених у п. 2.4 варіантів. Слід відмітити, що вибором значень  $\varphi_{41i}$  і знаків  $\varphi_{21i}$  можна при розрахунках впливати на значення  $Z$ ,  $Z_b$  і  $X_i$ .

При однаковому значенні перехідного загасання на різних частотах (при  $C_1=C_2$ ) з виразів для вхідних опорів парціальних схем видно, що можна використати всі випадки перестроювання (див. п. 2.2.2), тобто зі збереженням значень вхідних опорів, зі зміною їх знаків, з взаємним обміном значень зі зміною знаків. При цьому довжина відрізків розраховується за (2.72), (2.73) чи (2.74), а значення  $X_1$ ,  $Z$ ,  $Z_b$  за (7.15) для  $t_1$  і  $t_{b1}$ . У першому випадку перестроювання  $X_2=X_1$ , а для решти  $X_2=-X_1$ .

2. ШСВ з навантаженими відрізками і шлейфами (схема 2 з табл. 7.1) містить додаткові реактивності  $jX_i$ , приєднані до середини основних відрізків, і  $jX_{bi}$ , приєднані до середини шлейфів. Відрізки і шлейфи мають однакову довжину  $\theta_i$ . З виразів для нормованих вхідних опорів схем парціальних двополюсників (табл. 7.1) приходимо до такої самої, як раніше, умови існування розв'язків. В результаті для  $x_i$ ,  $x_{bi}$ ,  $z_b$  в термінах  $x_{eei}$  можна записати [435] (див. Додаток Ж.6):

$$\left. \begin{aligned} x_i &= zt_i [z_b (1 - x_{eei} zt_i) + z] / [2z_b t_i (t_i + x_{eei} z) - z], \\ x_{bi} &= z_b t_i [z_b (1 + x_{eei} zt_i) + z] / [2zt_i (t_i - x_{eei} z_b) - z_b], \\ z_b &= -x_{eei} z / (x_{eei} + zt_i), \end{aligned} \right\} \quad (7.17)$$

де параметри у виразах такі ж, як у (7.15).

Для пошуку довжини відрізків  $\theta_1$  отримуємо аналогічне до (2.75) відношення:

$$\tan(\theta_1 / 2) / \tan(k_f \theta_1 / 2) = x_{ee1} / x_{ee2}. \quad (7.18)$$

Таким чином, для заданих значень  $k_f$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ , вибраної комбінації фаз  $\varphi_{41i}$  і  $\varphi_{21i}$  та вибраного з технічних міркувань значення  $Z$  необхідно з (7.18) за методом п. 2.4

знайти довжину  $\theta_1$ , і далі за (7.17) розрахувати значення  $z_b$ , а також для кожної частоти значення  $x_i, x_{ei}$ . Якщо прийняти, що  $Z_b=Z$ , то з (7.17) для обчислення опору  $Z$  запишемо  $z=-2x_{eei}/t_i$ . Як і для попередньої структури, вибираючи різні комбінації фаз, можна отримати різні параметри, а отже і різні властивості схеми.

З виразів для вхідних опорів парціальних схем видно, що, коли на різних частотах вимагається  $C_1=C_2$ , то для такої схеми можна використати два випадки тверджень стосовно зміни параметрів СВ при перестроюванні: зі збереженням значень вхідних опорів і зі зміною їх знаків. При цьому довжина відрізків розраховується за (2.72) чи (2.73). Значення  $X_1, X_{b1}, Z_b$  розраховуються за (7.17) при  $t_1$ . У першому випадку перестроювання  $X_2=X_1, X_{b2}=X_{b1}$ , а у другому  $X_2=-X_1, X_{b2}=-X_{b1}$ .

3. ШСВ з частковим навантаженням містить приєднані до середини кожного шлейфа довжиною  $\theta_{bi}$  додаткові реактивності  $jX_i$  (схема 3 з табл. 7.1), які можна реалізувати закороченими відрізками ліній [436]. Відрізки основних ліній мають довжину  $\theta_i$ . З виразів для нормованих вхідних опорів схем її двополісників (табл. 7.1) приходимо до такої самої, як і в попередніх випадках, умови існування розв'язків. В результаті для  $x_i, z, z_b$  через  $x_{eei}$  запишемо [435] (див. Додаток Ж.6):

$$\left. \begin{aligned} x_i &= z_b [x_{eei}z - z_b t_{bi} (x_{eei}t_i + z)] / \{2[x_{eei}z t_{bi} + z_b (x_{eei}t_i + z)]\}, \\ z &= -\frac{x_{eei}}{x_{eei}^2 + 1} \cdot \frac{t_i^2 + 1}{t_i}, \quad z_b = -\frac{x_{eei}}{t_i^2 - x_{eei}^2} \cdot \frac{t_i^2 + 1}{t_{bi}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.19)$$

Для пошуку довжини відрізків  $\theta_{i1}$  і  $\theta_{b1}$  отримуємо такі відношення:

$$\frac{\sin \theta_1}{\sin(k_f \theta_1)} = \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 + 1}{x_{ee1}^2 + 1}, \quad \frac{\tan(\theta_{b1}/2)}{\tan(k_f \theta_{b1}/2)} = \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{t_2^2 - x_{ee2}^2}{t_1^2 - x_{ee1}^2} \cdot \frac{t_1^2 + 1}{t_2^2 + 1}. \quad (7.20)$$

Розрахунок схеми 3 здійснюється так само як раніше: для заданих значень  $k_f, C_1, C_2$  і для вибраної комбінації фаз  $\varphi_{41i}$  і  $\varphi_{21i}$  з (7.20) визначаються  $\theta_i, \theta_{bi}$  і далі за (7.19) розраховуються значення  $Z, Z_b$  та значення  $X_i$  для двох частот.

Розрахунок такого СВ при  $C_1=C_2$ , як видно з виразів для вхідних опорів парціальних схем, можна проводити з використанням випадків тверджень стосовно перестроювання, пов'язаних зі збереженням значень вхідних опорів (при  $t_2=t_1$ ,  $t_{b2}=t_{b1}$ ), зі зміною їх знаків(при  $t_2=-t_1$ ,  $t_{b2}=-t_{b1}$ ), з взаємним обміном значень зі зміною знаків (при  $t_2=1/t_1$ ,  $t_{b2}=-t_{b1}$ ), розраховуючи при цьому довжину відрізків за виразом (2.72), (2.73) чи (2.74). У першому випадку значення  $X_2 = X_1$ , а для решти випадків  $X_2=-X_1$ . В [360] приведено співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми такого СВ, записані через параметр  $a$ . В Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.2) вказано границі можливих значень  $k_f$ , встановлені [360, 437] для трьох випадків вибору довжин  $\theta_1$  і  $\theta_{b1}$  (випадків перестроювання). Для частотних смуг характерні ті самі обмеження, що і для класичного СВ. Крім того, додаткові реактивності зменшують їх ширину в 1,3-1,5 рази порівняно зі смугою одночастотного СВ.

4. ШСВ з частковим навантаженням містить приєднані до середини кожного відрізка основних ліній довжиною  $\theta_i$  додаткові реактивності  $jX_i$  (схема 4 з табл. 7.1), а довжина шлейфів становить  $\theta_{bi}$ . Тим самим способом, що і в попередньому випадку, з виразів для нормованих вхідних опорів схем парціальних двополюсників (табл. 7.1) для розрахунку  $x_i$ ,  $z$  і  $z_b$  можна записати [435] (див. Додаток Ж.6):

$$\left. \begin{aligned} x_i &= z[x_{eei}z_b - zt_i(x_{eei}t_{bi} + z_b)] / \{2[x_{eei}zt_{bi} + z_b(x_{eei}t_i + z)]\}, \\ z &= -\frac{x_{eei}}{t_{bi}^2 + x_{eei}^2} \cdot \frac{t_{bi}^2 + 1}{t_i}, \quad z_b = \frac{x_{eei}}{x_{eei}^2 - 1} \cdot \frac{t_{bi}^2 + 1}{t_{bi}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.21)$$

Відношення для пошуку довжини відрізків  $\theta_i$  і  $\theta_{bi}$  мають вигляд:

$$\frac{\sin \theta_1}{\sin(k_f \theta_1)} = \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 + 1}{x_{ee1}^2 + 1}, \quad \frac{\tan(\theta_1/2)}{\tan(k_f \theta_1/2)} = \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{t_{b2}^2 + x_{ee2}^2}{t_{b1}^2 + x_{ee1}^2} \cdot \frac{t_{b1}^2 + 1}{t_{b2}^2 + 1}. \quad (7.22)$$

Послідовність розрахунків схеми 4 така сама, як і для попередньої схеми.

При  $C_1=C_2$  вирази для вхідних опорів парціальних схем вказують на можливість використання тверджень стосовно частотного перестроювання, які

пов'язані зі збереженням значень вхідних опорів (при  $t_2=t_1$ ,  $t_{b2}=t_{b1}$ ), зі зміною їх знаків (при  $t_2=-t_1$ ,  $t_{b2}=-t_{b1}$ ), з взаємним обміном значень зі зміною знаків (при  $t_2=-t_1$ ,  $t_{b2}=1/t_{b1}$ ). При цьому довжина відрізків і шлейфів розраховується за (2.72), (2.73) чи (2.74), значення  $X_2=X_1$  у першому випадку, а для решти  $X_2=-X_1$ .

Запропоновані методи розрахунку всіх варіантів двочастотного двошлейфного СВ порівняно з існуючими методами [314-326] дозволяють розробляти пристрої з заданим однаковим, чи різним перехідним загасанням у двох робочих смугах частот, з однаковими, або протилежними знаками різниці фаз сигналів на виходах в межах цих смуг, з можливістю вибору варіанту з меншими розмірами, з меншим числом неоднорідностей розгалужень, зі значеннями хвильових опорів відрізків та додаткових реактивностей, які допустимі для їх фізичної реалізації.

Підтвердженням сказаному служать результати проведених обчислень, моделювання і експериментального дослідження кожного варіанту відгалужувача [435]. Для компенсації впливу неоднорідностей з'єднань і відкритих кінців ліній проведено корекцію топології шляхом ЕМ. Макети виготовлено у мікросмужковому варіанті на підкладці з  $\varepsilon=2,68$  товщиною 1,45 мм. ШСВ з навантаженими плечима позначено далі буквою А, з навантаженими відрізками і шлейфами – буквою В і з навантаженими шлейфами – буквою С. В Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.3) приведено розраховані значення ЕП елементів цих СВ і значення їх геометричних розмірів.

**А.** Результати розрахунків таких СВ запропонованим методом співпадають з результатами [315, 319], отриманими методом еквівалентної заміни тільки для одної комбінації фаз на двох частотах:  $\varphi_{41}=-\pi$ ,  $\varphi_{21}=-\pi/2$ , в той час, як можливість вибору різних комбінацій фаз  $\varphi_{41i}$ ,  $\varphi_{21i}$  дозволяє проектувати пристрої з меншим значенням  $k_f$ , що видно з приведенного в Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.4) порівняння допустимих значень  $k_f$  методу [315] і запропонованого методу при різних  $C_1$  і  $C_2$ .

Розраховано СВ типу А з  $C_i=3/6$  дБ на частотах 2,45/3,9 ГГц з недопустимим для методів [315, 319] значенням  $k_f=1,59$ . Вплив комбінацій фаз на значення хвильових опорів такого СВ видно з результатів, приведених в Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.5). Розраховані для фаз  $\varphi_{41i}=-\pi$ ,  $\varphi_{211}=-\pi/2$ ,  $\varphi_{212}=+\pi/2$  значення ЕП елементів СВ і його розміри приведено в табл. Ж.6.3. Реактивності  $X_i$  реалізовано двоступінчастими

шлейфами (рис. 2.10,г) з розрахованими за методом п. 2.4 ЕП ( $Z_a=38,2$  Ом,  $Z_b=102,7$  Ом,  $\theta_{a1}=100^\circ$ ,  $\theta_{b1}=49^\circ$ ). Фотографію макету СВ приведено на рис. 7.13, а результати ЕМ і вимірювання параметрів розсіяння зображено на рис. 7.14. СВ забезпечує двосмугову роботу з малим  $k_f$  і незначним відхиленням  $C_i$  на центральних частотах від заданих значень. Внесені втрати складають  $|S_{21}|=-3,12$  дБ і  $|S_{41}|=-3,45$  дБ на частоті 2,45 ГГц та  $|S_{21}|=-1,61$  дБ і  $|S_{41}|=-6,73$  дБ на  $f_2=3,9$  ГГц. Протилежний знак різниці  $\varphi_{21i}-\varphi_{41i}$  на  $f_1$  і  $f_2$  пояснюється вибором при розрахунках протилежного знаку  $\varphi_{21i}$  на цих частотах. Ширину робочих смуг СВ вказано в Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.6).

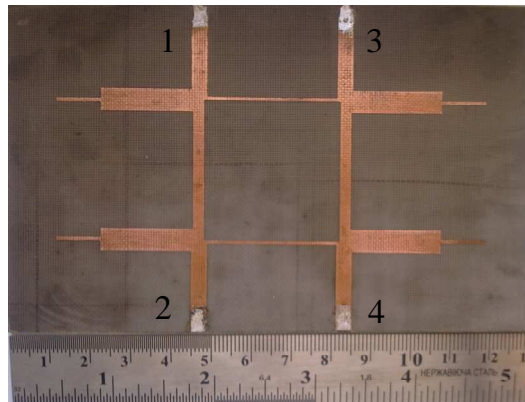


Рисунок 7.13 – Фотографія макету СВ типу А з навантаженими плечима

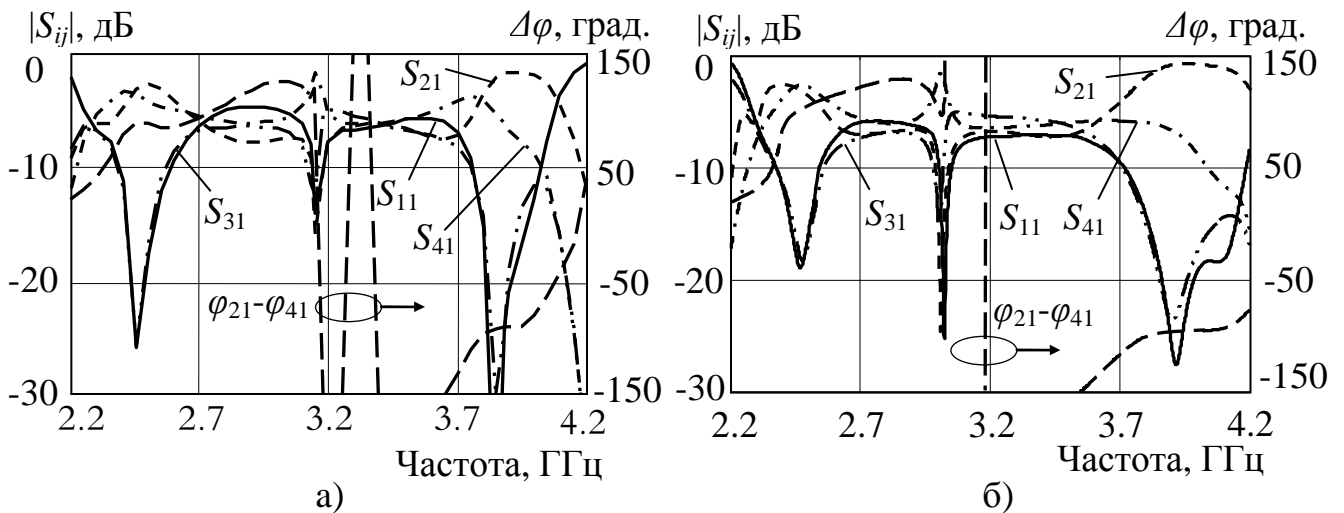


Рисунок 7.14 – Частотні характеристики СВ типу А з навантаженими плечима за результатами ЕМ (а) та вимірювання (б)

**В.** Дослідження СВ з навантаженими відрізками і шлейфами показало, що однакові знаки різниці фаз на  $f_1$  і  $f_2$  при коротких відрізках ліній можна отримати



для  $k_f < 1.8$  і  $C_1/C_2 = 0.2-0.8$ , а для великих значень  $k_f$  і цього ж відношення  $C_i$  – тільки при довгих відрізках. Допустимі значення ЕП елементів схеми можна забезпечити вибором значення хвильового опору  $Z$ , що підтверджують приведені в Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.7) результати. Такі СВ доцільно застосовувати при значній різниці  $C_1$  і  $C_2$ .

Запропонованим методом розраховано відгалужувач з перехідним загасанням 10/3 дБ для частот 2,4/3,9 ГГц і виготовлено його макет. Розраховані для фаз  $\varphi_{41i} = 0$ ,  $\varphi_{211} = -\pi/2$ ,  $\varphi_{212} = +\pi/2$  значення ЕП елементів і розміри СВ приведено в табл. Ж.6.3. Реактивності  $X_i$  реалізовано закороченими відрізками з ЕП  $Z = 150,61$  Ом,  $\theta_1 = 70,1^\circ$ , а реактивності  $X_{bi}$  реалізовано розімкненими відрізками з ЕП  $Z = 106,17$  Ом,  $\theta_1 = 76^\circ$ . На рис. 7.15,а зображено фотографію макету СВ, а на рис. 7.16 приведено його частотні характеристики, отримані в результаті ЕМ та вимірювань. Задані значення  $C_i$  і різниця фаз  $95^\circ/+86^\circ$  забезпечуються на частотах 2,46/3,97 ГГц. Значення ширини частотних смуг відгалужувача приведено Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.6).

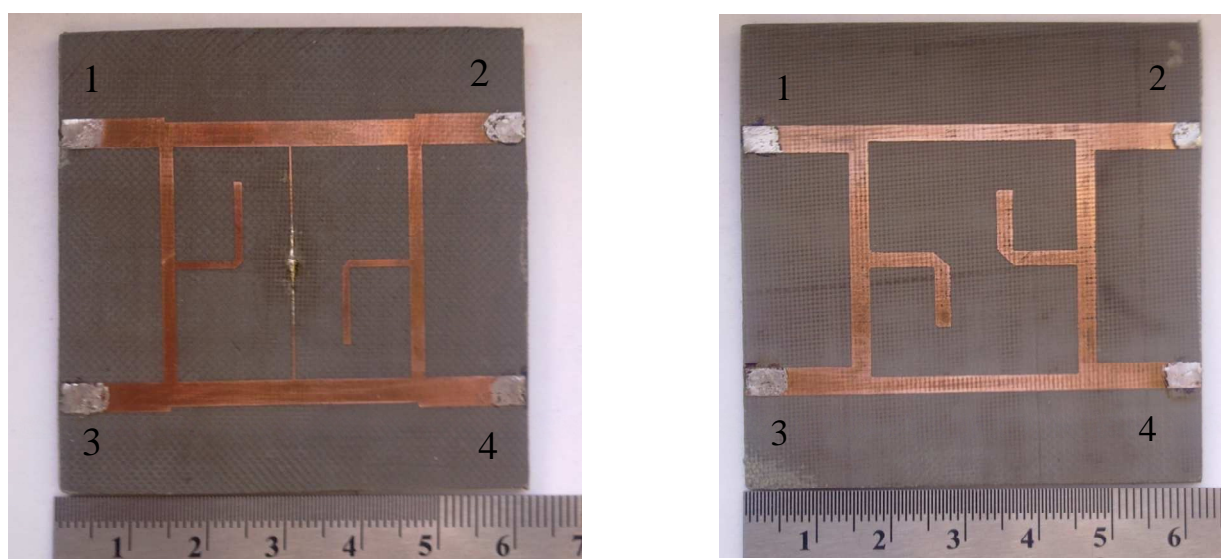


Рисунок 7.15 – Фотографія макетів відгалужувача типу В (а) та типу С (б)

С. Результати розрахунків показали, що для структури з навантаженими відрізками основних ліній (схема 4 в табл. 7.2) фізично допустимі значення хвильових опорів будуть при  $k_f > 1,8$  і різних знаках  $\varphi_{21i}$ . Крайні можливості має схема з навантаженими шлейфами (схема 3 в табл. 7.1), для якої вибираючи комбінації  $\varphi_{41i}$ ,  $\varphi_{21i}$  можна отримати однакові знаки різниці фаз на  $f_1$  і  $f_2$  в широкому діапазоні

значень  $k_f$  для малої і великої різниці  $C_i$  з придатними для реалізації значеннями ЕП елементів, що підтверджують приведені в Додатку Ж.6 (табл. Ж.6.8) результати.

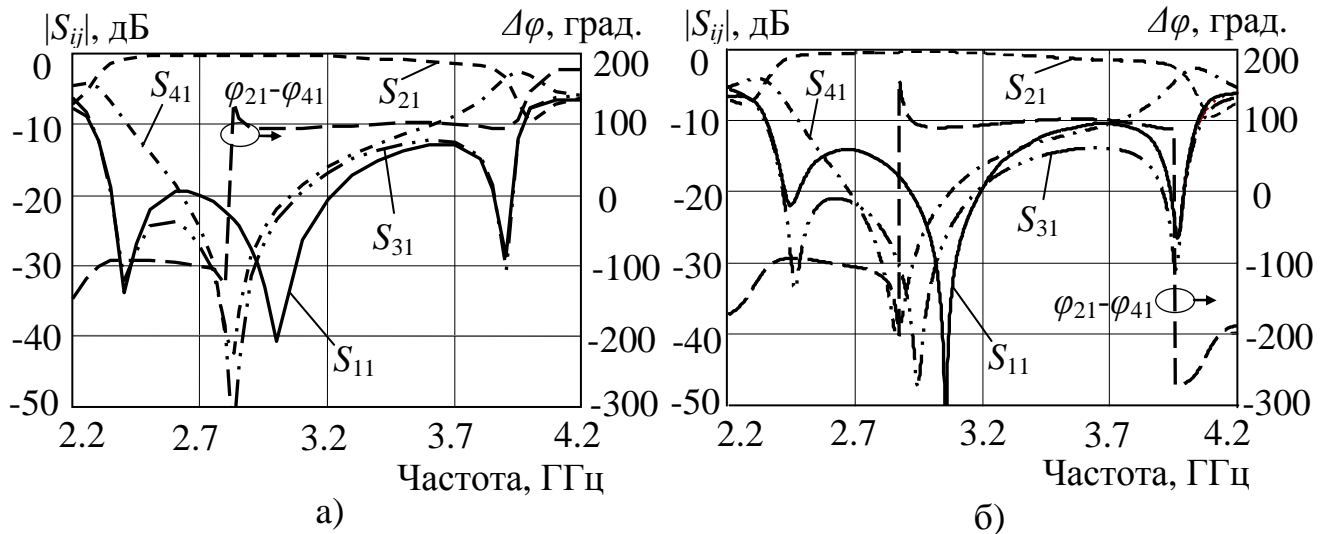


Рисунок 7.16 – Частотні характеристики СВ типу В з навантаженими відрізками і шлейфами за результатами ЕМ (а) та вимірювання (б)

Розрахунок СВ типу С з перехідним загасанням 10/3 дБ на частотах 2,45/3,9 ГГц при фазах  $\varphi_{41i}=0$ ,  $\varphi_{211}=-\pi/2$ ,  $\varphi_{212}+=\pi/2$  дав значення ЕП і розмірів, які приведено в табл. Ж.6.3. Реактивності  $X_i$  реалізовані розімкненими відрізками з ЕП  $Z=68,45$  Ом,  $\theta_1=77,58^\circ$ . На рис. 7.15,б показано фотографію макету, виготовленого за уточненими в результаті ЕМ розмірами, а на рис. 7.17 зображено його частотні характеристики, отримані при ЕМ та вимірюваннях. Задані значення  $C_i$  забезпечуються на частотах 2,47/3,96 ГГц при різниці фаз  $95^\circ/89^\circ$ . Ширину робочих смуг вказано в табл. Ж.6.6.

В Додатку Ж.6 приведено також результати розрахунків та вимірювань двочастотного СВ з навантаженими шлейфами, який забезпечує однакові значення перехідного загасання в двох робочих смугах частот [360].

Тришлейфний СВ може бути використаний для двочастотної роботи без введення в його структуру додаткових реактивностей [411]. Схема придатного для двочастотної роботи тришлейфного СВ та схеми його парціальних дво полюсників аналогічні схемам, зображеним на рис. 4.23. З виразів для вхідних опорів схем парціальних дво полюсників видно, що розрахунок такого СВ з однаковим значенням перехідного загасання на різних частотах, тобто при  $C_1=C_2$ , можна

здійснювати за трьома випадками тверджень стосовно зміни параметрів СВ при перестроюванні: зі збереженням значень вхідних опорів (при  $t_2=t_1$ ,  $t_{b2}=t_{b1}$ ), коли  $\theta_1$  і  $\theta_{b1}/2$  розраховуються за (2.72), що дає  $\theta_{b1}=2\theta_1$  (довгі шлейфи); зі зміною знаків вхідних опорів (при  $t_2=-t_1$ ,  $t_{b2}=-t_{b1}$ ), коли для розрахунків  $\theta_1$  і  $\theta_{b1}/2$  використовується (2.73), що теж дає  $\theta_{b1}=2\theta_1$  (довгі шлейфи); з взаємним обміном значень вхідних опорів зі зміною їх знаків (при  $t_2=-t_1$ ,  $t_{b2}=1/t_{b1}$ ), коли  $\theta_1$  розраховується за (2.73), а  $\theta_{b1}/2$  – за (2.74), що дає  $\theta_{b1}=\theta_1$  (короткі шлейфи).

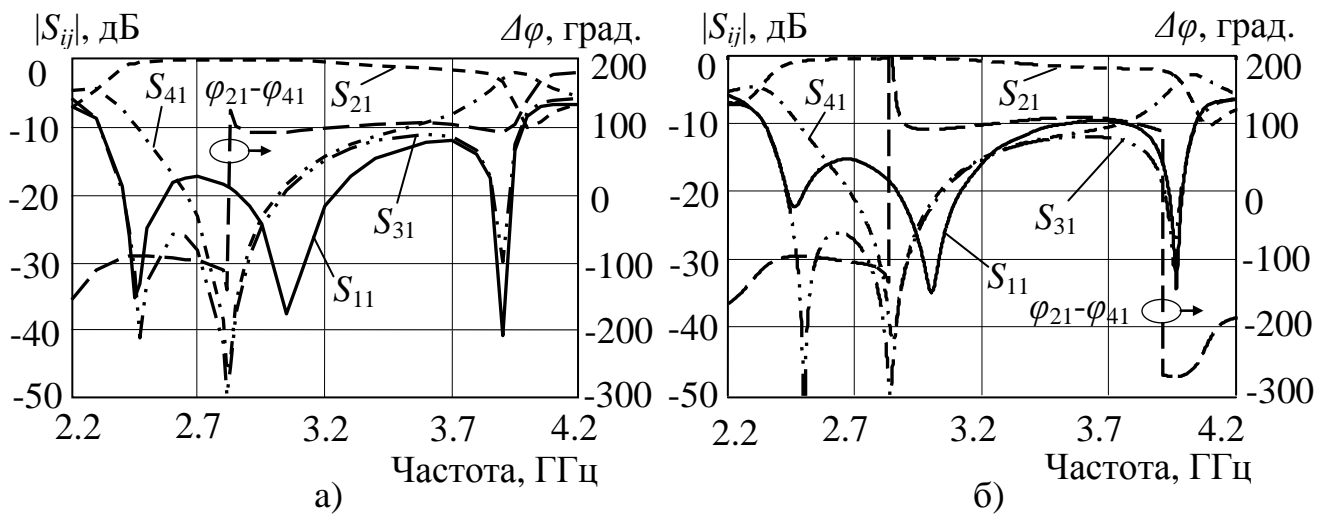


Рисунок 7.17 – Частотні характеристики СВ типу С з навантаженими шлейфами за результатами ЕМ (а) та вимірювання (б)

Послідовність розрахунку такого СВ подібна до одночастотного випадку: для заданих значень  $k_f$ ,  $C$ , значення фази у відгалужений вихід  $\varphi_{41}$  і вибраного варіанту перестроювання розраховуються довжини  $\theta_1$ ,  $\theta_{b1}$ . При цьому перший випадок зі збереженням значень вхідних опорів використовувати не доцільно через довгі відрізки і шлейфи, що звужує робочі смуги частот СВ. Далі за (4.21) розраховуються хвильові опори  $Z$  і  $Z_b$ . На відміну від одночастотного випадку хвильовий опір  $Z_2$  шукається з рівності обох виразів (Г.4.13) для  $z_2$  шляхом ітераційної зміни фази  $\varphi_{41}$ .

Проведені дослідження вказують, що для тришлейфного СВ існують обмеження за рівнем перехідного загасання ( $C < 10$  дБ) і за частотним коефіцієнтом  $k_f$ , зумовлені існуванням коренів для  $z_2$  і забезпеченням фізично допустимих значень хвильових опорів. На рис. 7.18,а приведено залежності значень фазової затримки  $\varphi_{41}$ , при яких існують вказані корені, від значення  $C$  для різних, в тому числі і близьких

до граничних, значень  $k_f$ . Суцільні криві відповідають довгим шлейфам ( $\theta_{b1}=2\theta_1$ ), а пунктирні – коротким ( $\theta_{b1}=\theta_1$ ). З графіків видно, що при коротких шлейфах  $k_f < 2$  не вдається реалізувати  $C=0$  дБ, тобто кросовер, в той час, як для схеми з довгими шлейфами це можливо. Обмежуючим фактором можуть бути значення хвильового опору  $Z_2$ . На рис. 7.18,б приведено залежності значень  $Z_2$ , отриманих в результаті розрахунків при вказаних на рис. 7.18,а значеннях  $\varphi_{41}$ , від  $C$  для різних  $k_f$ , з яких слідує, що з ростом  $k_f$  і  $C$  значення опору перевищують допустимі 150-200 Ом.

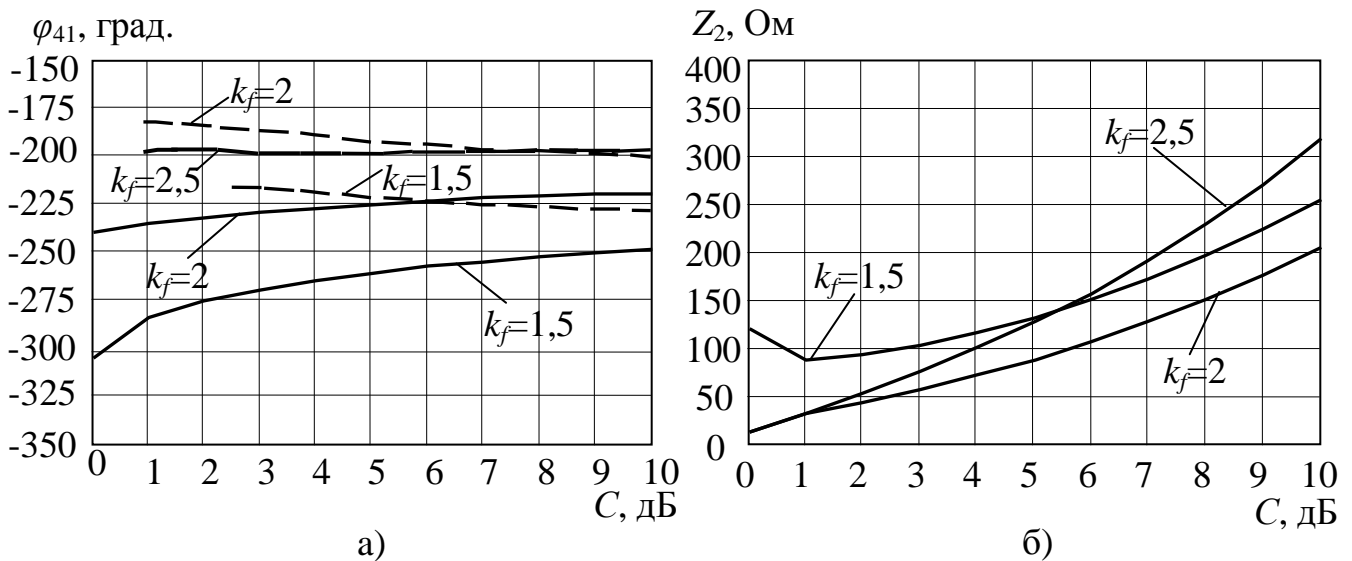
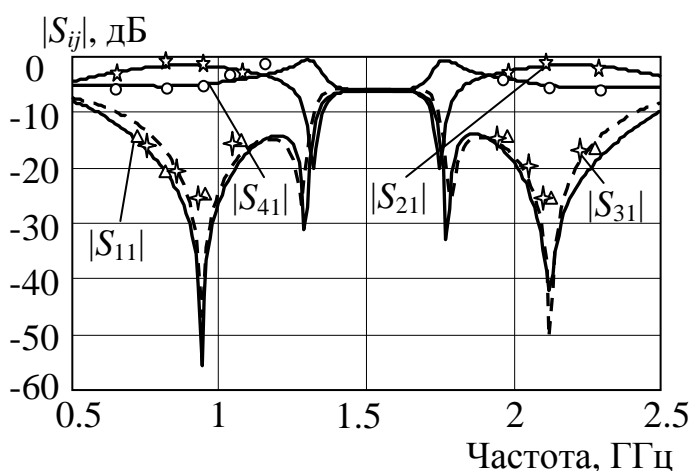


Рисунок 7.18 – Залежності фазової затримки  $\varphi_{41}$  (а) та хвильового опору середнього шлейфа (б) від перехідного загасання двочастотного тришлейфного СВ

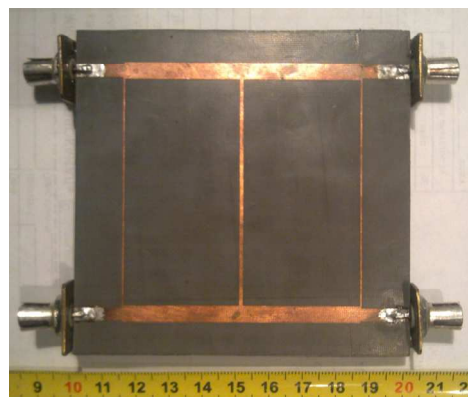
Перевагою запропонованого методу розрахунку двочастотного тришлейфного СВ порівняно з відомими методами, де такий ШСВ застосовано тільки для реалізації двочастотного моста [328] та кросовера [331], є можливість розробки пристроїв з короткими, чи з довгими шлейфами та з довільним значенням  $C$ .

Підтвердженням достовірності розрахунків запропонованим методом служать результати розробки та вимірювань РП тришлейфного СВ, який на частотах 0,95 ГГц і 2,15 ГГц забезпечує перехідне загасання 5 дБ. Частотні характеристики, отримані в результаті СМ такого СВ, зображено на рис. 7.19,а, а фотографію виготовленого макету приведено на рис. 7.19,б. На рис. 7.19,а нанесено результати вимірювань параметрів розсіяння макету, які близькі до результатів моделювання. При СМ і при вимірюваннях робочі частоти зміщено до значень 0,93 ГГц і 2,1 ГГц,

що пояснюється впливом неоднорідностей трійникових розгалужень в структурі СВ, для компенсації якого можна скористатися запропонованим в п. 2.5.1 способом.



а)



б)

Рисунок 7.19 – Частотні характеристики три шлейфного СВ (а) та фотографія його макету (б)

### Висновки до розділу 7

В розділі розроблено аналітичні методи розрахунку та визначення електричних параметрів елементів схем ЛВП з двочастотним режимом роботи.

1. Запропоновано варіанти несиметричної ступінчастої схеми двочастотного узгодження та розроблено методи їх розрахунку, які на відміну від відомих дають можливість двочастотної трансформації комплексного опору навантаження у задані значення комплексного вхідного опору, а також вперше запропоновано підхід до розробки методів розрахунку двочастотних симетричних трансформаторів імпедансу на основі вхідних опорів парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження, що було використано для запропонованих вперше варіантів реалізації таких трансформаторів на базі відрізків ЗСЛ, які на відміну від відомих мають менші габарити і можуть забезпечити блокування постійного струму.

2. Вперше запропоновано варіанти реалізації двочастотних променевих перемикачів та методику їх розрахунку.

3. Вперше запропоновано варіант реалізації двочастотного режекторного фільтра за схемою двоканального типу і розроблено метод розрахунку параметрів його елементів.

4. Вперше для реалізації смуго-пропускного фільтра з двома не кратними робочими смугами частот запропоновано використання односмугової структури на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах, для якої запропоновано новий варіант будови резонаторної ланки та на основі принципу еквівалентної заміни симетричних структур розроблено метод розрахунку електричних параметрів елементів цих ланок, з використанням якого, на відміну від відомих підходів, не вимагаються нові методи синтезу двосмугового фільтра з заданими характеристиками.

5. Вперше для проектування смуго-пропускного фільтра з перестроюванням робочої смуги частот запропоновано структуру на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах з будовою резонаторних ланок і методом їх розрахунку, аналогічними двосмуговому СПФ, перевагою чого є можливість розробки перестроюваних фільтрів з вузькими смугами частот і з меншими розмірами.

6. Вперше для розробки двочастотних пристроїв за методом еквівалентної заміни запропоновано підхід з використанням вхідних імпедансів парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження, на основі якого записано співвідношення для розрахунку еквівалентних Т- і П-ланок, та запропоновано методику розробки нерівноплечих подільників потужності з різним, на відміну від відомих методів, розподілом потужності на різних частотах.

7. Запропоновано узагальнену схему двочастотного подільника потужності на базі відрізків зв'язаних ліній передачі та записану для неї з умов забезпечення узгодження і розв'язки систему рівнянь, на основі чого запропоновано ряд модифікацій подільника разом з аналітичними співвідношеннями для їх розрахунку, які порівняно з існуючими варіантами подільників можуть використовуватися і при малих значеннях частотного коефіцієнту, потребують тільки один балансний резистор, дозволяють вибирати з технічних міркувань значення хвильових опорів відрізків, чи отримувати можливі для реалізації їх значення, забезпечуючи ширину робочих смуг в залежності від варіанту в межах 10-20% на рівні розв'язки 20 дБ, а

також можуть використовуватися для розробки подільників з одною широкою до 80% робочою смугою.

8. Запропоновано методи розрахунку електричних параметрів елементів схем двочастотних СВ на базі відрізків ЗСЛ, які на відміну від відомих методів дозволяють розробляти пристрої без обмежень на значення перехідного загасання, дозволяють вибирати варіанти довжини відрізків та забезпечувати можливі для технічної реалізації значення їх хвильових опорів, а також вперше запропоновано метод розрахунку у двочастотному варіанті трисекційного СВ з одною розширеною смугою частот, яка для більшого за 7 дБ перехідного загасання може досягати октави зі спрямованістю на рівні 30 дБ.

9. Запропоновано методи розрахунку основних варіантів двочастотних двошлейфних СВ з додатковими реактивностями, а також тришлейфного СВ, що дозволяє вибирати варіант за допустимими значеннями частотного коефіцієнту і перехідного загасання, з бажаними розмірами, чи з меншим числом розгалужень, а самі методи на відміну від відомих дозволяють розробляти пристрої з однаковими, чи з різними значеннями перехідного загасання у двох смугах частот, з однаковими, або з протилежними знаками різниці фаз сигналів на виходах в межах цих смуг, з допустимими для реалізації значеннями параметрів відрізків ліній та реактивностей.

Основні наукові результати розділу опубліковано у працях [360, 369, 382, 411, 427, 428, 429, 430, 432, 433, 434, 435, 436, 437].

## ВИСНОВКИ

У результаті теоретичних досліджень, моделювання і експериментів у дисертаційній роботі розв'язано важливу науково-прикладну проблему розробки нових і удосконалення існуючих схемних рішень ЛВПП надвисокочастотного діапазону та методів їх проектування для забезпечення високих технічних параметрів і економічних показників. При цьому отримано такі наукові результати.

1. В процесі аналізу сучасних САПР смужкових пристроїв надвисоких частот у більшості випадків виявлена відсутність у їх структурі програмних модулів для розрахунку чи синтезу конструктивних параметрів за їх робочими параметрами, а аналіз відомих схемних рішень ЛВПП і записаних для них в одномодовому наближенні співвідношень для визначення за робочими параметрами електричних параметрів елементів схеми, від яких далі здійснюється перехід до конструктивних параметрів, вказує на існування ряду наближень та обмежень в питаннях:

- доповнення схем додатковими реактивними елементами та застосування відрізків зв'язаних ліній з метою покращення технічних характеристик пристроїв;

- компенсації впливу неоднорідностей у структурі пристрою та різниці фазових швидкостей мод відрізків зв'язаних ліній, врахування набігу фази в елементах з реальними, а не точковими розмірами, врахування еквівалентних параметрів ключів різного типу і способу ввімкнення у пристроях з дискретною зміною стану, забезпечення частотної стабільності дискрету фази фазообертачів з комутованими каналами, визначення граничних значень робочих параметрів променевих перемикачів і електричних параметрів їх елементів при різних варіантах та схемах узгодження і виявлення резонансів закритих каналів;

- розробки пристроїв з двома робочими смугами частот для трансформації комплексного опору, ділення та спрямованого відгалуження потужності з застосуванням відрізків зв'язаних ліній при забезпеченні допустимих для реалізації значень їх хвильових опорів, значень додаткових реактивностей, знаку різницевого



фазового зсуву вихідних сигналів та їх співвідношення у частотних смугах при відгалуженні, а також розробки двочастотних режекторних та смугових фільтрів.

Аналітичні методи визначення електричних параметрів елементів схем ЛВПП, розроблені в одномодовому наближенні без вказаних обмежень, дозволяють отримати їх значення максимально близькі до реальних величин, дозволяють оцінити гранично досяжні значення параметрів пристрою, виділити головні фізичні закономірності, зменшити затрати часу на процес оптимізації, і тим самим дозволяють підвищити ефективність проектування ЛВПП надвисоких частот.

## 2. Вперше в рамках розвитку теорії високочастотних кіл та багатополісників:

– отримано нові аналітичні співвідношення, які встановлюють зв'язки хвильових параметрів симетричного багатополісника та ідеально спрямованого повністю симетричного восьмиполісника з вхідними імпедансами їх парціальних складових синфазно-протифазного збудження, що, на відміну від відомих методів, дозволяє записати умови узгодження та розв'язки в термінах вхідних імпедансів, а їх значення розраховувати за робочими параметрами, усунути необхідність складних матричних перетворень з накладанням окремих обмежень і спрощень;

– отримано нові співвідношення для схеми трансформації імпедансу, які зв'язують її комплексний вхідний опір з комплексним опором навантаження через вхідні імпеданси парціальних двополісників синфазно-протифазного збудження симетричного трансформуючого чотиріполісника, з яких записано вирази для розрахунку вхідних імпедансів за заданими вхідним опором і опором навантаження;

– сформульовано ряд тверджень стосовно можливої зміни вхідних імпедансів під час перестроювання симетричного багатополісника, при яких його хвильові параметри не змінюються, чи змінюються тільки їх фази, тобто не змінюється розподіл потужності сигналу між виходами, що дозволило узагальнити підходи до розробки двочастотних пристроїв та запропонувати методи реалізації необхідних для цього двочастотних реактивних елементів;

– сформульовано нові умови допустимої реалізації дискретного прохідного фазообертача на базі симетричного чотиріполісника, які дозволяють встановити

придатність схеми чотириполюсника для розробки фазообертача за розміщенням в ній ключів та за можливістю запису аналітичних розрахункових співвідношень.

Розвиток теорії вхідних імпедансів парціальних складових симетричних багатополісників дає можливість розробляти аналітичні методи розрахунку електричних параметрів елементів їх схем, виходячи з розрахованих за робочими параметрами значень вхідних імпедансів та співвідношень, які пов'язують вхідні імпеданси з елементами схем парціальних складових.

3. Вперше для схем на відрізку двох однакових зв'язаних смужкових ліній (ЗСЛ) з одностороннім, двостороннім і діагонально-симетричним навантаженням двох його кінців, доповненого дискретними елементами, відрізком лінії між кінцями, під'єднаними до бокових сторін шлейфами, відрізками одиночних ліній на входах, з використанням запропонованого вперше еквівалентного подання відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням, встановленої відповідності між функціональним призначенням пристрою на базі симетричного чотириполюсника і вхідними опорами його парціальних складових, виразів для розрахунку групового часу затримки та забезпечення режекції сигналу на заданій частоті і з її перестроюванням записано аналітичні співвідношення для розробки пристроїв:

– трансформації опору навантаження, в тому числі і для запропонованої схеми трансформатора імпедансу з блокуванням постійного струму (патент на корисну модель № 93881, Бюл. № 20 від 27.10. 2014) з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ, що для розробленого прикладу дозволило на робочій частоті 2,4 ГГц піднести рівень узгодження до 30 дБ;

– пристроїв групової і фазової затримки, у яких, для прикладу, використання додаткових дискретних ємностей у структурі диференціального фазообертача Шіфмана з різницевою фазовою затримкою  $90^\circ$  у мікросмужковому виконанні зі з'єднаними кінцями відрізка ЗСЛ дозволило на робочій частоті 5 ГГц покращити вхідне узгодження порівняно з відомою реалізацією більше ніж на 20 дБ;

– схем режекції сигналу, в тому числі запропонованої на відрізку ЗСЛ (патент на корисну модель №54127, Бюл. №20 від 25.10.2010), а також двоканальної схеми з режекцією сигналу на заданій частоті та з можливістю її перестроювання (патенти

на корисну модель №43393, Бюл. №15 від 10.08.2009, №53392, Бюл. №19 від 11.10.2010). Так в залежності від навантаження відрізка ЗСЛ на частоті 2 ГГц можна забезпечити придушення сигналу на рівні від 15 до 40 дБ, а при введенні дискретних елементів керування станом можна перестроювати частоту режекції в межах 500-600 МГц без зміни рівня загасання.

6. Вперше отримано аналітичні співвідношення для розробки рівноплечих подільників потужності на одиночних і зв'язаних лініях на основі узагальненої схеми, у якої на відміну від відомих використано лінії на вході і виходах з різними значеннями хвильових опорів, балансний резистор з кінцевими розмірами і комплексним опором, відрізки ліній в ізолюючій ланці, еквівалентні схеми неоднорідностей трійників, додаткові реактивні опори на вході і виходах, в тому числі з відрізком одиночної лінії на вході подільника на ЗСЛ (патент на корисну модель №67503, Бюл. №4 від 27.02.2012) і з заміною відрізків одиночних ліній відрізками ЗСЛ зі з'єднаними чи з розімкненими кінцями, що дозволяє забезпечити необхідні частотні властивості, зменшити розміри, компенсувати вплив різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ, підвищуючи при цьому, як видно з прикладів розрахунку та вимірювань, рівень узгодження і розв'язки більше ніж на 10 дБ.

7. Вперше на основі теорії вхідних опорів парціальних складових синфазно-протифазного збудження спрямованих восьмиполіусників з повною симетрією отримано нові аналітичні співвідношення для розрахунку:

– протиспрямованих відгалужувачів на відрізках ЗСЛ з використанням додаткових дискретних елементів, чи двох пар бокових шлейфів з довільним, на відміну від відомих методів, їх розміщенням, відрізків ліній на входах (патент на корисну модель №59740, Бюл. №10 від 25.05.2011), двох бокових коротких відрізків ЗСЛ, а також для розрахунку співспрямованих і трансспрямованих відгалужувачів, в тому числі і кросоверів (безконтактного перетину ліній), на відрізку ЗСЛ з довільним, на відміну від відомих методів, значенням перехідного загасання і простою структурою, результати теоретичних та експериментальних досліджень яких показують, що в кожному із розглянутих випадків внаслідок компенсації

впливу різниці фазових швидкостей мод ЗСЛ забезпечується рівень спрямованості не менше 30 дБ в 20% смузі частот;

– двошлейфних спрямованих відгалужувачів з компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень, що дозволяє забезпечити спрямованість на рівні до 30 дБ, та тришлейфних спрямованих відгалужувачів і кросоверів, з можливістю, на відміну від відомих методів, задавати фазову затримку при відгалуженні і довжину шлейфів, забезпечуючи різну ширину робочої смуги.

#### 8. Вперше для багатоканальних перемикачів променевого типу:

– завдяки введенню поняття узагальненого комутуючого елемента з його структурою і параметром якості отримано аналітичні співвідношення для пошуку граничних і можливих значень втрат у відкритому каналі та розв'язки входу з виходами закритих каналів, що дозволяє вибирати тип ключів і схему їх з'єднання;

– отримано аналітичні співвідношення для розрахунку перемикачів з розміщенням трансформуючих чотирьох полюсників у каналах після розгалуження, на вході схеми та на виходах каналів без обмежень на типи ключів і схему їх включення, з компенсацією впливу неоднорідності розгалуження, що, наприклад, для схеми 4-канального мікросмужкового перемикача на частоту 15 ГГц з МЕМС-ключами, на відміну від відомого варіанту, дозволило без використання оптимізаційної процедури при простій схемі узгодження отримати розв'язку на рівні 30 дБ і вище, а також досліджено причини виникнення паразитних резонансів закритих каналів та запропоновано методу визначення частот цих резонансів.

#### 9. Вперше для розробки пристроїв дискретного керування фазою сигналу:

– отримано співвідношення для розрахунку оптимізованого за втратами і фазою відбивного фазообертача з додатковими реактивностями без обмежень, на відміну від відомих методів, на тип та параметри ключів і відрізків ліній, та вирази для розрахунку шлейфного фазообертача з компенсацією впливу неоднорідностей розгалужень, що на прикладі розрахунку мікросмужкового варіанту на частоту 10 ГГц дозволило забезпечити узгодженні на рівні до 30 дБ і заданий дискрет фази  $90^\circ$  в той час, як відхилення від нього під впливом неоднорідностей перевищувало  $20^\circ$ ;

– запропоновано схему петльового фазообертача на одиночних лініях з додатковими відрізками для рознесення входу і виходу, а також нові схеми петльового фазообертача на відрізку ЗСЛ (патент на корисну модель №35859, Бюл. №19 від 10.10.2008) та аналітичні співвідношення для їх розрахунку з врахуванням реактивних складових ключів і впливу неоднорідностей, що дозволило, наприклад, у мікросмужкового *p-i-n*-діодного петльового фазообертача на частоті 2,4 ГГц забезпечити узгодження на рівні 30 дБ і задане значення дискрету фази  $90^\circ$  тоді, як без врахування впливу неоднорідностей похибка складала  $15^\circ$ ;

– записано співвідношення для нахилу фазочастотної характеристики (ФЧХ) симетричного чотирьополісника в термінах вхідних опорів його парціальних складових синфазно-протифазного збудження, яке запропоновано застосовувати для вирівнювання нахилів ФЧХ каналів фазообертача з комутацією останніх для забезпечення стабільності дискрету фази, і записано вирази для розрахунку нахилу ФЧХ схем на базі навантаженого відрізка лінії і зв'язаних ліній.

10. Вперше для забезпечення роботи у двочастотному режимі запропоновано:

– методи розрахунку трансформаторів комплексного опору навантаження у комплексний вхідний опір з ступінчастою схемою і схемами на відрізках ЗСЛ, в тому числі з блокуванням постійного стуму, та запропоновано методику розробки з їх використанням двочастотних променевих перемикачів;

– варіант реалізації двочастотного режекторного фільтра за схемою двоканального типу і розроблено метод розрахунку параметрів його елементів;

– підхід до реалізації смуго-пропускних фільтрів оснований на використанні односмугової структури на паралельно зв'язаних смужкових резонаторах з новим варіантом резонаторних ланок (патент на корисну модель №73476, Бюл. №18 від 25.09.2012) та методом їх розрахунку, що застосовано також для розробки фільтрів з перестроюванням робочої смуги частот;

– застосування вхідних імпедансів для методу еквівалентної заміни, за яким записано вирази для розрахунку двочастотних Т- і П-ланок та методику розрахунку нерівноплечих подільників з різним розподілом потужності на різних частотах;

– узагальнену схему та аналітичні вирази для рівноплечого подільника на відрізках ЗСЛ, на основі чого запропоновано методи розрахунку ряду модифікацій, які, порівняно з існуючими, можуть використовуватися і при розробці подільників з відношенням робочих частот, меншим за двократне, забезпечувати допустимі для реалізації значення хвильових опорів відрізків при ширині робочих смуг в залежності від варіанту в межах 10-20% на рівні розв'язки 20 дБ, а також для розробки подільників з одною широкою до 80% робочою смугою;

– методи розробки двочастотних спрямованих відгалужувачів на відрізках ЗСЛ з різними значеннями перехідного загасання, різними варіантами довжини відрізків, з забезпеченням допустимих для реалізації значень їх хвильових опорів, а також вперше запропоновано метод розрахунку у двочастотному варіанті трисекційного СВ з одною розширеною смугою частот, яка при перехідному загасанні, більшому за 7 дБ, може досягати октави зі спрямованістю на рівні 30 дБ;

– методи розробки тришлейфного та двошлейфних відгалужувачів з додатковими реактивностями (патент на корисну модель № 85478, Бюл. №22 від 25.11.2013), що дозволяє забезпечити різні значення перехідного загасання, однакові чи протилежні знаки різниці фаз сигналів на виходах у смугах частот та допустимі для реалізації параметри відрізків ліній і реактивностей.

Можна вважати, що пророблені в дисертації питання з доведенням запропонованих аналітичних співвідношень і методик до інженерного рівня, допоможуть вирішенню багатьох задач проектування і вплинуть на подальший розвиток загальної теорії ЛВПП надвисокочастотного діапазону.

Мета роботи, яка полягає в розвитку теорії високочастотних кіл та багатополосників і розробці на її основі ефективних методів проектування в одномодовому наближенні ЛВПП розподілу потужності та керування фазою сигналів з удосконаленими та новими схемними рішеннями для інтегрованих схем надвисокочастотного діапазону, *досягнута*.

**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Печатные схемы сантиметрового диапазона / Сборник статей; под ред. В. И. Сушкевича. – М. : Из-во иностранной литературы, 1956. – 400 с.
2. Barrett R. M. Microwave Printed Circuits – A Historical Survey / R. M. Barrett // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1955. – 3. – № 2. – P. 1-9.
3. Gupta K. C. Microwave Integrated Circuits / K. C. Gupta, A. Singh. – New York: Wiley, 1974. – 380 p.
4. Малорацкий Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ / Л. Г. Малорацкий. – М. : Сов. радио, 1976. – 216 с.
5. Бушминский И. П. Конструирование и технология пленочных СВЧ микросхем / И. П. Бушминский, Г. В. Морозов. – М. : Сов. Радио, 1978. – 144 с.
6. Конструирование и расчет полосковых устройств / [В. И. Голубев, И. С. Ковалев, Е. Г. Кузнецов и др.] ; под. ред. И. С. Ковалева. – М. : Сов. радио, 1974. – 296 с.
7. Сазонов Д. М. Устройства СВЧ: Учеб. пособие / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. – М. : Высш. школа, 1986. – 295с.
8. Полосковые линии и устройства сверхвысоких частот / [Д. С. Денисов, Б. В. Кондратьев, Н. И. Лесик и др.] ; под. ред. В. М. Седых. – Харьков : Из-во Харьков. гос. ун-та, 1974. – 275 с.
9. Matthaei G. L. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures / G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones. – New York : McGraw-Hill, 1964. – 1096 p.
10. Oliver B. M. Directional Electromagnetic Couplers / B. M. Oliver // Proc. IRE. – 1954. – 42. – № 11. – P. 1686-1692.
11. Reed J. A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks / J. Reed, G. J. Wheeler // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1956. – 4. – № 4. – P. 246-252.
12. Wilkinson E. J. An N-way hybrid power divider / E. J. Wilkinson // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1960. – 8. – № 1. – P. 116-118.

13. Ekinge R. B. A New Method of Synthesizing Matched Broad-Band TEM-Mode Three-Ports / R. B. Ekinge // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1971. – 19. – № 1. – P. 81-88.
14. Фельдштейн А. Л. Справочник по элементам волноводной техники / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич, В. П. Смирнов. – М. : Сов. радио, 1967. – 651 с.
15. Явич Л. Р. Синтез направленных ответвителей на связанных линиях / Л. Р. Явич // Радиотехника и электроника. – 1973. – 18. – № 11. – С. 2269-2275.
16. Справочник по элементам полосковой техники / [Мазепова О. И., Мещанов В. П., Прохорова Н. И. и др.] ; под ред. А. Л. Фельдштейна. – М. : Связь, 1979. – 336 с.
17. Малорацкий Л. Г. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / Л. Г. Малорацкий, Л. Р. Явич. – М. : Сов. радио, 1972. – 232 с.
18. Гвоздев В. И. Объемные интегральные схемы СВЧ / В. И. Гвоздев, Е. И. Нефёдов. – М. : Наука. Главная редакция физ.-мат. литературы, 1985. – 256 с.
19. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах: Проектирование и расчет / [И. Г. Бергельсон, Р. А. Валитов, Е. И. Гальперин и др.] ; под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого. – М. : Сов. радио, 1969. – 580 с.
20. Бова Н. Т. Управляющие устройства СВЧ / Н. Т. Бова, П. А. Стукало, В. А. Храмов. – К. : Техніка, 1973. – 164 с.
21. Микроэлектронные устройства СВЧ / [Н. Т. Бова, Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин и др.]. – К. : Техніка, 1984. – 184 с.
22. Хижа Г. С. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на *p-i-n*-диодах в интегральном исполнении / Г. С. Хижа, И. Б. Вендик, Е. А. Серебрякова. – М. : Радио и связь, 1984. – 184 с.
23. Ильченко М. Е. Интегральные устройства СВЧ телекоммуникационных систем / М. Е. Ильченко, А. А. Липатов, Т. Н. Нарытник. – К.: Техніка, 1998. – 110 с.
24. Нарытник Т. Н. Мікрохвильові технології в телекомунікаційних системах / Т. Н. Нарытник, В. П. Бабак, М. Е. Ильченко. – К. : Техніка, 2000. – 304 с.
25. Згуровский М. З. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем: у 2 т. / М. З. Згуровский, М. Е. Ильченко, С. А. Кравчук. – К.: ІВЦ



«Видавництво «Політехніка», 2003. Т.1: Распространение радиоволн. – 456 с. – Т. 2: Устройства приемного и передающего трактов. – 616 с.

26. Молчанов В. И. Основы мікрохвильової електроніки : навч. посіб. / В. И. Молчанов, Ю. М. Поплавко. – К. : НТТУ «КПІ», 2010. – 348 с.

27. Комплекс программ анализа трактов СВЧ / [Веников Д. П., Мотыка И. И., Оборжицкий В. И., Павликевич М. И. и др.] // Современные методы разработки РЭА. – М. : МДНТП, 1974. – С. 65-72.

28. Тимофеева Н. Г. Система программ моделирования полосковых устройств на уровне одномодового приближения / Н. Г. Тимофеева // Машинные методы проектирования СВЧ устройств. – М. : Изд-во МГУ, 1976. – Т. 1. – С. 49-58.

29. Алгоритмы и программы расчета сложных СВЧ устройств на ЭЦВМ «Мир» / [Заикин Б. М., Конин В. В., Нарбут В. П., Платонова Ж. К. и др.] // Машинные методы проектирования СВЧ устройств. – М. : Изд-во МГУ, 1976 – Т. 1. – С. 73-106.

30. Козлов В. И. Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ / В. И. Козлов, Г. А. Юфит. – М. : Сов. Радио, 1975. – 176 с.

31. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха : пер. с англ. С. Д. Бродецкой – М.: Радио и связь, 1987. – 429 с.

32. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / [Никольский В. В., Орлов В. П., Феоктистов В. Г. и др.] ; под ред. В. В. Никольского. – М. : Радио и связь, 1982. – 272 с.

33. Mirotznik M. S. How to choose EM software / M. S. Mirotznik, D. Prather // IEEE Spectr. – Dec. 1997. – P. 53-58.

34. R. G. Meyers, Qiubo Y. Incorporation of Zeland's IE3D in the microwave and RF classroom / Meyers R. G., Qiubo Y. // IEEE Antennas and Propagation Society: International Symposium, 16-21 June 2002 : digest of simp. – San Antonio, USA, 2002. – V. 1. – P. 688-691.

35. Zheng Jian-X. FIDELITY Non-Uniform and Conformal FDTD EM Simulator / Jian-X. Zheng. – Режим доступу до інформації : <http://www.wpi.edu/academics/math/CIMS/IMMG/Seminars/Past/Seminar7/Docs/fidelity.pdf> .

36. Курушин А. А. Программа анализа и проектирования СВЧ-схем TOUCHSTONE/DOS: Учебное пособие / А. А. Курушин, С. И. Подковырин. – М. : Московский государ. институт электроники и математики, 1998. – 251с.

37. Проектирование радиотехнических устройств в среде Advanced Design System: Учебное пособие / А. Д. Головин, О. А. Смирнова, А. Н. Готов, Р. Ш. Загидуллин ; под ред. В. Н. Рождествина. — М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. — 44 с.

38. Momentum 3D Planar EM Simulator. – Режим доступа до інформації : <http://www.home.agilent.com/ru/pc-1887116/momentum-3d-planar-em-simulator?&cc=UA&lc=eng>.

39. Genesys RF and Microwave Design Software. – Режим доступа до інформації: <http://www.home.agilent.com/en/pc-1297125/genesys-rf-and-microwave-design-software?nid=-34275.0&cc=UA&lc=eng>.

40. Титаренко А. Моделирование СВЧ-устройств средствами Sonnet / А. Титаренко // CHIP NEWS Украина : Инженерная микроэлектроника. – 2006. – №1. – С.48-52.

41. Банков С. Е. Система 3D электромагнитного моделирования FEKO / С. Е. Банков, А. А. Курушин // Журнал о технологиях проектирования и производства электронных устройств – М. : EDA Express. – 2003. – №8. – С. 2-6.

42. Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А. А. Курушин, А. Н. Пластиков. – М. : Издательство МЭИ, 2011. – 155 с.

43. Курушин А. А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью MMICAD: Методическое пособие / А. А. Курушин, А. С. Петров. – М. : – Московский государствен. институт электроники и математики. – 1999. – 182 с.

44. Williams L. Integrated Software Suite Enables PC-based High-frequency Circuit Design / L. Williams G. Albrecht, M. Saffian, D. Newkirk // Applied Microwave & Wireless. – 1997. – № 11. – P. 82-88.

45. Ansoft Announces Delivery of Serenade 7.5. – Режим доступа до інформації : <http://www.thefreelibrary.com/Ansoft+Announces+Delivery+of+Serenade+7.5-a020766766> .

46. Банков С. Е. Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS / С. Е. Банков, А. А. Курушин, В. Д. Разевиг. – М. : СОЛОН-Пресс, 2005. – 224 с.
47. Продукты компании ANSOFT: HFSS. – Режим доступа до інформації : [http://www.orcada.ru/product/ansys/ansys\\_63.html](http://www.orcada.ru/product/ansys/ansys_63.html) .
48. Разевиг В. Д. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / В. Д. Разевиг, Ю. В. Потапов, А. А. Курушин ; под ред. В.Д. Разевига. – М. : СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
49. Microwave Office: – Режим доступа до інформації : <http://www.awrcorp.com/ru/products/microwave-office> .
50. Батов П. Л. Интегрированный программный комплекс. ЛЯМБДА + - корпоративная система математического моделирования и проектирования волноводных устройств и микрополосковых плат: Часть I. Интегрированная среда разработчика. Системы проектирования волноводных устройств и микрополосковых плат / П. Л. Батов, Е. Н. Данилочкин, О. Л. Доброжанская, И. Е. Калашник, В. П. Орлов, Г. А. Пронина, А. А. Сергеев, В. Г. Феоктистов // Информационные технологии в проектировании и производстве. – 2002. – №2. – С. 1-17.
51. Pucel R. A. Monolithic microwave integrated circuits / R. A. Pucel. – New York: IEEE Press, 1985. – 510 p.
52. Симин А. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига / А. Симин, Д. Холодняк, И. Вендик // Компоненты и Технологии. – 2005. – № 5. – С. 190-196.
53. Caloz C. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications / C. Caloz, T. Itoh. – Wiley, 2006. – 376 p.
54. Макаренко В. Особенности стандарта беспроводной связи IEEE 802.11ac (Wi-Fi) / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы – 2012. – № 7. – С. 28-34.
55. Норенков И. П. Основы автоматизированного проектирования: Учеб. для вузов. 2-е изд. перераб. и доп. / И. П. Норенков. – М. : Из-во МГТУ им. Н. Э Баумана, 2002. – 336 с.

56. Захарія Й. А. Методи прикладної електродинаміки: Навч. посібник / Й. А. Захарія. – Львів : Вид. «Бескид Біт», 2003. – 352 с.
57. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов / Л. Сегерлинд. – М.: Мир, 1979. – 392 с.
58. Гринев А. Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики / Ю. А. Гринев. – М. : Радиотехника, 2012. – 336 с.
59. Банков С. Е. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР / С. Е. Банков, А. А. Курушин. – М. : Родник, 2008. – 276 с. – Режим доступа до інформації : <http://www.rodnik.ru/product/sapr/literature/svch/>
60. Сычѳв А. Н. Оптимальный синтез интегральных СВЧ-устройств на основе замещающего моделирования. Обзор / А. Н. Сычѳв, В. А. Шестаков // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2 (22), часть 1. – С. 81-85.
61. Bandler J. W. Space mapping technique for electromagnetic optimization / J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen et al. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1994. – 42. – № 12. – P. 2536–2544.
62. Bandler J. W. Implicit space mapping optimization exploiting preassigned parameters / J. W. Bandler, Q. S. Cheng, N. K. Nikolova et. al. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2004. – 52. – № 1. – P. 378–385.
63. Bandler J. W. A space-mapping interpolating surrogate algorithm for highly optimized EM-based design of microwave devices / J. W. Bandler, D. M. Hailu, K. Madsen, F. Pedersen // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2004. – 52. – № 11. – P. 2593-2600.
64. Domenech-Asensi G. Empirical model generation techniques for planar microwave components using electromagnetic linear regression models / G. Domenech-Asensi, J. Hinojosa, J. Martinez-Alajarin, J. Garrigos // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – 53. – №11. – P. 3305–3311.
65. Zhang Q. J. Neural Networks for RF and Microwave Design / Q. J. Zhang, K. C. Gupta. – Norwood, MA : Artech House, 2000. – 370 p.
66. Burrascano P. A review of artificial neural networks applications in microwave

computer-aided design / P. Burrascano, S. Fiori, M. Mongiardo // *Int. Journal Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Eng.* – 1999. – 9. – № 5. – P. 158-174.

67. Rayas-Sanchez J. E. EM-based Monte Carlo analysis and yield prediction of microwave circuits using linear-input neural-output space mapping / J. E. Rayas-Sanchez, V. Gutierrez-Ayala // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2006. – 54. – № 12. – P. 4528–4537.

68. Дубровка Ф. Ф. Нейронно-генетичний метод синтезу антенн та пристроїв НВЧ / Дубровка Ф. Ф., Василенко Д. О. // *Вісник Національного технічного університету України «КПІ»: Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування.* – 2008. – №36. – С. 60-66.

69. Гладков Л. А. Генетические алгоритмы: Учебное пособие. / Л. А. Гладков, В. В. Курейчик, В. М. Курейчик. – М. : Физматлит, 2006. – С. 320.

70. Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот / Дж. Л. Альтман. – М. : Мир, 1968. – 487 с.

71. Фельдштейн А. Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич, В. П. – М. : Связь, 1971. – 388 с.

72. Кац Б. М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами / Б. М. Кац, В. П. Мещанов, А. Л. Фельдштейн ; под ред. В. П. Мещанова. – М. : Радио и связь, 1984. – 288 с.

73. Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ / Дж. Хелзайн : пер. с англ. Под ред. А. С. Галина. – М. : Радио и связь, 1981. – 200 с.

74. Синтез сверхширокополосных микроволновых структур / [А. М. Богданов, А. П. Креницкий, В. П. Мещанов и др.]; под ред. А. П. Креницкого и В. П. Мещанова. – М. : Радио и связь, 2005. – 514 с.

75. Лоцилов И. Г. Darwin Solwer – система эволюционного проектирования радиоэлектронных устройств, интегрированная со средой моделирования Microwave Office / И. Г. Лоцилов // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2009: 19-я Международная Крым. конф., 14-18 сент. 2009: матер. конф.* – Севастополь, Украина. – 2009. – С. 101-102.

76. Бабак Л. И. Программа «визуального» проектирования корректирующих и согласующих цепей СВЧ устройств / Л. И. Бабак, М. В. Черкашин, Д. А. Зайцев // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2005: 15-я Международная Крым. конф., 12-16 сент. 2005: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2005. – С. 423-424.

77. Ганстон М. А. Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ / М. А. Р. Ганстон : пер. с англ. под ред. А. З. Фрадина – М.: Связь, 1976. – 152 с.

78. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / [С. И. Бахарев, В. И. Вольман, Ю. Н. Либ и др.]; под ред. В. И. Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982. – 328 с.

79. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / [Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин, Б. Д. Солганик и др.] – К. : Техника, 1990. – 159 с.

80. Яп Х. С. Уникальные возможности трёхмерного электромагнитного моделирования в САПР Advanced Design System / Х. С. Яп, Х. С. Ли. // Современная электроника. – 2011. – № 2. – С. 66-69. – Режим доступа до інформації : [WWW.SOEL.RU](http://WWW.SOEL.RU).

81. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей / Вай Кайчень : пер. с англ. – М. : Связь, 1979. – 287 с.

82. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско : пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1990. – 288 с.

83. Pozar D. M. Microwave engineering / D. M. Pozar.: 4<sup>th</sup> ed. – New York : John Wiley & Sons, 2012. – 756 p.

84. Ahn H.-R. General design equations, small-sized impedance transformers, and their application to small-sized three-port 3-dB power dividers / H.-R. Ahn, I. Wolff // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2001. – 49. – № 7. – P. 1277-1288.

85. Ahn H.-R. Modified asymmetric impedance transformers (MCCTs and MCVTs) and their application to impedance-transforming three-port 3-dB power divider / H.-R. Ahn // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – № 12. – P. 3312-3321.

86. Ahn H.-R. New design formulas for impedance-transforming 3-dB Marchand

baluns / H.-R. Ahn, S. Nam // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – № 11. – P. 2816-2823.

87. Leighton W. H. Junction reactance and dimensional tolerance effects on X-Band 3-dB directional couplers / W.H. Leighton, A. G. Milnes // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1971. – 19. – № 10. – P. 818-824.

88. **Оборжицький В.** Врахування впливу неоднорідностей трійникових розгалужень при синтезі НВЧ пристроїв / В. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2003. – № 477 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 169–176.

89. Nalbandian V. Discontinuities in symmetrical striplines due to impedance steps and their compensations / V. Nalbandian, W. Steenaart // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1972. – 20. – № 9. – P. 573-578.

90. Kaifez D. Asymmetric microstrip dc blocks with rippled response / D. Kaifez, S. Bokka, S. E. Smith // IEEE Microwave Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp. Digest – 1981. – P. 301-303.

91. Podcameni A. Symmetrical and asymmetrical edge-coupled-line impedance transformers with a prescribed insertion loss design / A. Podcameni // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1986. – 34. – № 1. – P. 1-7.

92. Ahn H.-R. Impedance-transforming symmetric and asymmetric dc blocks / H.-R. Ahn, T. Itoh // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – № 9. – P. 2463-2474.

93. Liu S.-P. Planar transmission line transformer using coupled microstrip lines / S.-P. Liu // IEEE Microwave Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp. Digest. – 1998. – Vol. II. – P. 789-792.

94. Ang K. S. A broad-band quarter-wavelength impedance transformer with three reflection zeros within passband / K. S. Ang, C. H. Lee, Y. C. Leong // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2004. – 52. – № 12. – P. 2640-2644.

95. Jensen T. Coupled transmission lines as impedance transformer / T. Jensen, V. Zhurbenko, V. Krozer, P. Meincke // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2007. – 55. – № 12. – P. 2957-2965.

96. Brenner H. E. Perturbations of the critical parameters of quarter-wave directional couplers / H. E. Brenner // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1967. – 15. – № 6. – P. 384-385.

97. Schiffman B. M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters / B. M. Schiffman // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1958. – 6. – № 2. – P. 232-237.

98. Quirarte J. L. R. Synthesis of Schiffman phase shifters / J. L. R. Quirarte, J. P. Starski // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1991. – 39. – № 11. – P. 1885-1889.

99. Quirarte J. L. R. Novel Schiffman phase shifters / J. L. R. Quirarte, J. P. Starski // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1993. – 41. – № 1. – P. 9-14.

100. Brown W. J. A broad-band differential phase shifter of novel design / W. J. Brown, J. P. Starski // IEEE Microwave Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp., 13-18 June 1999: digest of symp. – Anaheim, USA, 1999. – V. 3. – P. 1319-1322.

101. March S. A wideband stripline hybrid ring / S. March // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1968. – 16. - № 6. – P. 361.

102. Jones E. M. T. Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers / E. M. T. Jones, J. T. Bolljahn // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1956. – 4. – № 2. – P. 75-81.

103. Schiek B. A method for broad-band matching of microstrip differential phase shifters / B. Schiec, J. Kohler // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1977. – 25. – № 8. – P. 666-671.

104. Zysman G. I. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium / G. I. Zysman, A. K. Johnson // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1969. – 17. - № 10. – P. 753-759.

105. Free C. E. Improved analysis and design of coupled-line phase shifters / C. E. Free, C. S. Aitchison // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1995. – 43. - № 9. – P. 2126 – 2131.

106. Leong Y. C., Weinreb S. Novel technique of phase velocity equalization for microstrip coupled-line phase shifters / Y. C. Leong, S. Weinreb // IEEE Microwave



Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp.: Digest. – 2000. – V. III. – P. 1453 – 1456.

107. Guo Y.-X. Improved wide-band Schiffman phase shifter / Y.-X. Guo, Z.-Y. Zhang, L. C. Ong // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – 54. - № 3. – P. 1196 – 1200.

108. Phromlongsri R. Inductively compensated parallel coupled microstrip lines and their applications / R. Phromlongsri, M. Chongcheawchamnan, I. D. Robertson // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – 54. - № 9. – P. 3571-3581.

109. **Оборжицький В.І.** Розрахунок електричних параметрів фазообертача на базі відрізка зв'язаних ліній передачі з врахуванням впливу неоднорідностей / Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2005. – № 534 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 64-68.

110. Sabban A. A planar-lumped model for coupled microstrip lines and discontinuities / A. Sabban, K. C. Gupta // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1992. – 40. - № 2. – P. 245-252.

111. Gruszczynski S. Design of compensated coupled-stripline 3-dB directional couplers, phase shifters, and magic-T's – Part I: single-section coupled-line circuits / S. Gruszczynski, K. Wincza, K. Sachse // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – 54. - № 11. – P. 3986-3993.

112. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие / [Г. И. Веселов, Е. Н. Егоров, Ю. Н. Алехин и др.] ; под ред. Г. И. Веселова. – М. : Высш. школа, 1988. – 280 с.

113. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / [В. В. Заенцев, В. М. Катушкина, С. Е. Лондон, З. И. Модель] ; под ред. З. И. Моделя. – М. : Сов. радио, 1980. – 296 с.

114. Maloratsky L. G. Quarter-wavelength N-way power dividers/combiners: Historical aspects and new modifications / L. G. Maloratsky, R. Collins, S. Y. London // Microwave Journal. – 2003. – 46. – № 9. – P. 194-202.

115. Катушкина В. М. Мостовые методы сложения мощностей любого числа

УКВ генераторов / В. М. Катушкина, З. И. Модель // Электросвязь. – 1959. – 7. – № 7. – С. 17-25.

116. Gysel U. H. A new N-way power divider/combiner suitable for high power applications / U. H. Gysel // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 1975. – P. 116-118.

117. Oraizi H. Optimum design of a wideband two-way Gysel power divider with source to load impedance matching / H. Oraizi, A.-R. Sharifi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – 57. – № 9. – P. 2238-2248.

118. Oraizi H. Optimum design of asymmetrical multisection two-way power dividers with arbitrary power division and impedance matching / H. Oraizi, A.-R. Sharifi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – № 6. – P. 1478-1490.

119. Webb R. C. Power divider/combiners: small size, big specs / R. C. Webb // Microwaves. – 1981. – 20. – № 12. – P. 67-74.

120. Маппыров В. Д. Двухканальный синфазный делитель мощности с расширенной полосой частот по развязке / В.Д. Маппыров, В.А. Печурин, А.С. Петров // Радиотехника. – 2009. – № 5. – P. 57-59.

121. Cheng K.-K. M. A novel power divider design with enhanced spurious suppression and simple structure / K.-K. M. Cheng, W.-C. Ip // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – № 12. – P. 3903-3908.

122. Ahn H.-R. 3-dB power dividers with equal complex termination impedances and design methods for controlling isolation circuits / H.-R. Ahn, S. Nam // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2013. – 61. – № 11. – P. 3872-3883.

123. Scardelletti M. C. Miniaturized Wilkinson power dividers utilizing capacitive loading / M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, T. M. Weller // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2002. – 12. – № 1. – P. 6-8.

124. Kang I.-H. A reduced-size power divider using the coupled line equivalent to a lumped inductor / I.-H. Kang, J.-S. Park // Microwave Journal – 2003. – 46. – № 7. – P.72.

125. Пат. 5847625 США, Н 01 Р 5/12. Power divider directional coupler / Marlin R. Gillette ; заявник і патентовласник TX RX System Inc.; заявл. 2.04.97 ; опубл. 8.12.98.

126. Чижов А. И. Компактный делитель мощности Вилкинсона на связанных линиях / А. И. Чижов, С. А. Палашов // Радиотехника и электроника. – 2011. – 56. – № 2. – Р. 249-252.

127. Chen H. A novel compact planar six-way power divider using folded and hybrid-expanded coupled lines / H. Chen, Y. X. Zhang // Progress in Electromagnetics Research, PIER. – 2007. – № 76. – Р. 243-252.

128. Ogawa H. New MIC power dividers using coupled microstrip-slot lines: Two-sided MIC power dividers / H. Ogawa, T. Hirota, M. Aikawa // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – 33. – № 11. – Р. 1155-1164.

129. Hettak K. Compact MMIC CPW and asymmetric CPS branch-line couplers and Wilkinson dividers using shunt and series stub loading / K. Hettak, G. A. Morin, M. G. Stubbs // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – 53. – № 5. – Р. 1624-1635.

130. Эренбург Г. М. Делители мощности на связанных микрополосковых линиях / Г. М. Эренбург, Л. З. Бенсман // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Технология производства и оборудования. – 1974. – № 2. – С. 51-57.

131. Чижов А. И. Модификация делителя мощности Вилкинсона / А. И. Чижов, С. А. Палашов // Радиотехника и электроника. – 2010. – 55. – № 4. – Р. 465-468.

132. Чижов А. И. Результаты разработки делителей мощности Вилкинсона на связанных линиях / А. И. Чижов, С. А. Палашов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрымМиКо'2010: 20-я Международная Крым. конф., 13-17 сент. 2010: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2010. – С. 711-712.

133. Афанасьев П. О. Сверхоктавный полосковый делитель мощности с улучшенными характеристиками диапазона 8...18 ГГц / П. О. Афанасьев, В. А. Следков, М. Б. Мануилов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – 16. – № 5. – Р. 53-57.

134. Ogawa H. New MIC power dividers using coupled microstrip-slot lines: two-sided MIC power dividers / H. Ogawa, T. Hirota, M. Aikawa // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – 33. – № 11. – Р. 1155-1164.

135. Fan L. Uniplanar power dividers using coupled CPW and asymmetrical CPS for MIC's and MMic's / L. Fan, K. Chang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1996. – 44. – № 12. – P. 2411-2420.

136. Следков В. А. Широкополосные многоканальные делители мощности на полосковых линиях для диапазона 2-18 ГГц / В. А. Следков, Л. А. Обрезанова, М. Б. Мануилов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2007: 17-я Международная Крым. конф., 10-14 сент. 2007: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2007. – С. 443-444.

137. Cohn S. B. A class of broadband three-port TEM-mode hybrids / S. B. Cohn // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1968. – 16. – № 2. – P. 110-116.

138. Ibrahimasic S. Multi-section Wilkinson power splitter with tuned quarter-wave transformers to compensate for different velocities in even and odd mode / S. Ibrahimasic, M. Hasanovic // 26<sup>th</sup> Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics: Intern. Conf., April 26-29, 2010 : proceed. of the conf. – Tampere, Finland. – 2010. – P. 737-741.

139. Неганов В. А. Структурный синтез сверширокополосных делителей мощности СВЧ / В. А. Неганов, И. А. Петров // Физика и технические приложения волновых процессов: X Междунар. научно-технич. конф., 11-17 сент. 2011 : матер. конф. – Самара, РФ. – 2011. – С. 97-98.

140. Parad L. I. Split-tee power divider / L. I. Parad, R. L. Moynihan // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1965. – 13. – № 1. – P. 91-95.

141. Cheng K.-K. M. A novel power-divider design with unequal power-dividing ratio and simple layout / K.-K. Cheng, P.-W. Li // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – 57. – № 6. – P. 1589-1594.

142. Kao J.-C. A modified Wilkinson power divider with isolation bandwidth improvement / J.-C. Kao, Z.-M. Tsai, K.-Y. Lin, H. Wang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2012. – 60. – № 9. – P. 2768-2780.

143. Oraizi H. Design and optimization of broadband asymmetrical multisection Wilkinson power divider / H. Oraizi, A.-R. Sharifi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – 54. – № 5. – P. 2220-2231.

144. Ahn H.-R. Tree-port 3-dB power terminated by different impedances and its application to MMIC's / H.-R. Ahn, I. Wolff // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999. – 47. – № 6. – P. 786-794.

145. Чижев А. И. Определение элементов матрицы рассеяния и условия согласования для несимметричных СВЧ четырехполюсников / А. И. Чижев // Радиотехника и электроника. – 2008. – 53. – № 5. – P. 581-584.

146. Гостев В. И. Линейные многоканальные устройства сверхвысоких частот / В. И. Гостев, В. В. Конин, А. Л. Мацепура. – К. : Издательство «Радиоаматор», 1997. – 315 с.

147. Mumford W. W. Directional couplers / W. W. Mumford // Proceeding of IRE. – 1947. – 35. – № 2. – P. 160-165.

148. Reed J. The multiple branch waveguide coupler / J. Reed // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1958. – 6. – № 4. – P. 398-403.

149. Матей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д. Л. Матей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс : пер. с англ. под ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнера – М.: Связь, 1972. – Т. 2. – 495 с.

150. Gupta R. K. Impedance-transforming 3-dB 90° hybrids / R. K. Gupta, S. E. Anderson, W. J. Getsinger // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1987. – 35. – № 12. – P. 1303-1307.

151. Vogel R. W. Analysis and design of lumped- and lumped-distributed-element directional couplers for MIC and MMIC applications / R. W. Vogel // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1992. – 40. – № 2. – P. 253-262.

152. Toker C. Branch-line couplers using unequal line lengths / C. Toker, M. Saglam, M. Ozme, N. Gunalp // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2001. – 49. – № 4. – P. 718-721.

153. Ahn H.-R. Asymmetric four-port and branch-line hybrids / H.-R. Ahn, I. Wolff // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2000. – 48. – № 9. – P. 1585-1588.

154. Jizat N. M. Miniaturized size of dual-band-meandered branch-line coupler for WLAN application / N. M. Jizat, S. K. A. Rahim, T. A. Rahman, A. Y. Abdulrahman, M.

I. Sabran, P. S. Hall // *Microwave and Optical Technology Letters* – 2011. – 53. – № 11. – P. 2543-2547.

155. Eccleston K. W. Compact planar microstripline branch-line and rat-race couplers / K. W. Eccleston, S. H. M. Ong // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2003. – 51. – № 10. – P. 2119-2125.

156. Chi P. L. Miniaturized dual-band directional couplers using composite right/left-handed transmission structures and their applications in beam pattern diversity systems / P.-L. Chi, T. Itoh // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* – 2009. – 57. – № 5. – P. 1207-1215.

157. Liao S.-S. Compact planar microstrip branch-line couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical and symmetrical T-shaped structure / S.-S. Liao, J.-T. Peng // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* – 2006. – 54. – № 9. – P. 3508-3514.

158. Tang C.-W. Synthesizing microstrip branch-line couplers with predetermined compact size and bandwidth / C.-W. Tang, M.-G. Chen // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* – 2007. – 55. – № 9. – P. 1926-1934.

159. Jung S.-C. A design methodology for miniaturized 3-dB branch-line hybrid couplers using distributed capacitors printed in the inner area / S.-C. Jung, R. Negra, F. M. Ghannouchi // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* – 2008. – 56. – № 12. – P. 2950-2953.

160. De Paco P. Branch-line coupler based on edge-coupled parallel lines with improved balanced response / P. de Paco, J. Verdu, E. Corrales // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* – 2008. – 56. – № 12. – P. 2936-2941.

161. Leighton W. H. Junction reactance and dimensional tolerance effects on X-band 3-dB directional couplers / W. H. Leighton, A. G. Milnes // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1971. – 19. – № 10. – P. 818-824.

162. Vogel R. W. Effects of the T-junction discontinuity on the design of microstrip directional couplers // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1973. – 21. – № 3. – P. 145-146.

163. Вилькс Э. К. Учет неоднородностей сочленений в расчете полосковых шлейфных направленных ответвителей / Э. К. Вилькс, В. Я. Павлов // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Технология и производство оборудования. – 1974. – № 2. – С. 45-51.

164. Muraguchi M. Optimum design of 3-dB branch-line couplers using microstrip lines / M. Muraguchi, T. Yuki take, Y. Naito // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 1983. – 31. – № 8. – P. 674-678.

165. Chiang Y.-C. Design of a wide-band lumped-element 3-dB quadrature coupler / Y.-C. Chiang, C.-Y. Chen // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 2001. – 49. – № 3. – P. 476-479.

166. Chin L. Investigation of a wideband 90° hybrid coupler with an arbitrary coupling level / L. Chin, Q. Xue // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 2010. – 58. – № 4. – P. 1022-1029.

167. Chun Y.-H. Compact wide-band branch-line hybrids / Y.-H. Chun, J.-S. Hong // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 2006. – 54. – № 2. – P. 704-709.

168. Tyrrel W. A. Hybrid circuits for microwaves / W. A. Tyrrel // Proceeding of IRE. – 1947. – 35. – № 11. – P. 1294-1306.

169. Okabe H. A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using an artificial lumped- element left-handed transmission line section / H. Okabe, C. Caloz, T. Itoh // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2004. – 52. – № 3. – P. 798-804.

170. Hirota T. Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uniplanar MMICs / T. Hirota, A. minakawa, M. Muraguchi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1990. – 38. – № 3. – P. 270-275.

171. Chuang M. L. Miniaturized ring coupler of arbitrary reduced size / M. L. Chuahg // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – 2005. – 15. – № 1. – P. 16-18.

172. Sung Y. J. Size reduction and harmonic suppression of rat-race hybrid coupler using defected ground structure / Y. J. Sung, C. S. Ahn, Y.-S. Kim // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – 2004. – 14. – № 1. – P. 7-9.

173. Mandal M. K. Reduced-length rat-race couplers / M. K. Mandal, S. Sanyal // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2007. – 55. – № 12. – P. 2593-2598.

174. Chi C.-H. A new class of wideband multisection  $180^\circ$  hybrid rings using vertically installed planar couplers / C.-H. Chi, C.-Y. Chang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – 54. – № 6. – P. 2478-2486.

175. Ahn H.-R. Small wideband coupled-line ring hybrids with no restriction on coupling power / H.-R. Ahn, B. Kim // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – 57. – № 7. – P. 1806-1817.

176. Ahn H.-R. Compact microstrip 3-dB coupled-line ring and branch-line hybrids with new symmetric equivalent circuits / H.-R. Ahn, S. Nam // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2013. – 61. – № 3. – P. 1067-1078.

177. Гвоздев В. И. Миниатюрные гибридные устройства СВЧ / В. И. Гвоздев // Зарубежная радиоэлектроника. – 1981. – № 11. – С. 35-46.

178. Heimer B. R. Uniplanar hybrid couplers using asymmetrical coplanar striplines / B. R. Heimer, L. Fan, K. Chang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1997. – 45. – № 12. – P. 2234-2240.

179. Wang T. Size-reduction and band-broadening design technique of uniplanar hybrid coupler using phase inverter for M(H)MIC's / T. Wang, K. Wu // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999. – 47. – № 2. – P. 198-206.

180. Chang C.-Y. A novel broad-band Chebyshev-response rat-race ring coupler / C.-Y. Chang, C.-C. Yang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999. – 47. – № 4. – P. 455-462.

181. Pon C. Y. Hybrid-ring directional coupler for arbitrary power divisions / C. Y. Pon // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1961. – 9. – № 6. – P. 529-535.

182. Ahn H.-R. Arbitrary termination impedances, arbitrary power division, and small-sized ring hybrids / H.-R. Ahn, I. Wolff, I.-S. Chang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1997. – 45. – № 12. – P. 2241-2247.

183. Ahn H.-R. Wideband microstrip coupled-line ring hybrids for high power-division ratios / H.-R. Ahn, S. Nam // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2013. – 61. – № 5. – P. 1768-1780.

184. Пистолькорс А. А. Прибор для измерения коэффициента бегущей волны в фидерах / А. А. Пистолькорс, М. С. Нейман // Электросвязь. – 1941. – №4. – С. 9-15.



185. Cohn S. B. Shielded coupled-strip transmission line / S. B. Cohn // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1955. – 3. – № 4. – P. 29-38.
186. Shimizu J. K. Coupled-transmission-line directional couplers / J. K. Shimizu, E. M. T. Jones // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1958. – 6. – № 10. – P. 403-410.
187. Barnett E. F. Principles of directional couplers in reciprocal systems / E. F. Barnett, P. D. Lacy, B. M. Oliver // Modern Advances in Microwave Techniques: International Symposium, May 1955 : proc. of symp. – Brooklyn, NY, USA, 1955. – V. 14. – P. 251-268.
188. Abbosh A. M. Design of compact directional couplers for UWB applications / A. M. Abbosh, M. E. Bialkowski // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2007. – 55. – № 2. – P. 189-194.
189. Следков В. А. Разработка широкополосных матриц Батлера для L- и S-диапазонов / В. А. Следков, Л. А. Обрезанова, М. Б. Мануилов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрымМиКо'2005: 15-я Международная Крым. конф., 12-16 сент. 2005: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2005. – С. 572-573.
190. Hoffmann R. K. Microstrip-slot coupler design – Part I: S-parameters of uncompensated and compensated couplers / R. K. Hoffman, J. Siegl // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1982. – 30. – № 8. – P. 1205-1210.
191. Chiu J.-C. A PCB-compatible 3-dB coupler using microstrip-to-CPW via-hole transitions / J.-C. Chiu, J.-M. Lin, M.-P. Houng, Y.-H. Wang, // IEEE Microwave Wireless Component Lett. – 2006. – 16. – № 6. – P. 369-371.
192. Chen H.-C. Modified vertically installed planar couplers for ultrabroadband multisection quadrature hybrid / H.-C. Chen, C.-Y. Chang // IEEE Microwave Wireless Component Lett. – 2006. – 16. – № 8. – P. 446-448.
193. Andrews D. P. Wide-band lumped-element quadrature 3-dB couplers in microstrip / D. P. Andrews, C. S. Aitchison // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2000. – 48. – № 12. – P. 2424-2431.
194. Wincza K. Theoretical limits on miniaturization of directional couplers designed as a connection of tightly coupled and uncoupled lines / K. Wincza, S.

Gruszczynski // *Microwave and Optical Technology Lett.* – 2013. – 55. – № 1. – P. 223-230.

195. Caloz C. A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth / C. Caloz, A. Sanada, T. Itoh // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2004. – 52. – № 3. – P. 980-992.

196. Wu Y. Single-layer microstrip high-directivity coupled-line coupler with tight coupling / Y. Wu, W. Sun, S.-W. Leung, Y. Diao, K.-H. Chan, Y.-M. Siu // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2013. – 61. – № 2. – P. 746-753.

197. Walker J. L. B. Analysis and design of Kemp-type 3-dB quadrature couplers / J. L. Walker // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1990. – 38. – № 1. – P. 88-90.

198. Радченко А. В. Широкополосный делитель-сумматор СВЧ мощности / А. В. Радченко, В. В. Радченко // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2005: 15-я Международная Крым. конф., 12-16 сент. 2005: матер. конф.* – Севастополь, Украина. – 2005. – С. 582-584.

199. Cho J.-H. A design of wideband 3-dB coupler with  $\pi$ -section microstrip tandem structure / J.-H. Cho, H.-Y. Hwang, S.-W. Yun, // *IEEE Microwave Wireless Component Lett.* – 2005. – 15. – № 2. – P. 113-115.

200. Lange J. Interdigitated strip-line quadrature hybrid / J. Lange // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1969. – 17. – № 12. – P. 1150-1151.

201. **Оборжицький В. І.** Розрахунок електричних параметрів напрямлених відгалужувачів на зв'язаних лініях передачі з компенсуючими реактивностями / В. І. Оборжицький // *Радіоелектроніка. Інформатика. Управління.* – Запоріжжя : ЗНТУ, 2006. – № 2(16). – С. 37-41.

202. Buntschuh C. High directivity microstrip couplers, using dielectric overlays / C. Buntschuh // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest.* – 1975. – Vol. I. – P. 125-128.

203. Chin K.-S. Closed form equations of conventional microstrip couplers applied to design couplers and filters constructed with floating-plate overlay / K.-S. Chin, M.-C. Ma, Y.-P. Chen, Y.-C. Chiang // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2008. – 56. – № 5. – P. 1172-1179.

204. March S. L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip / S. L. March // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 1982. – Vol. I. – P. 410-412.

205. Podell A. A high directivity microstrip coupler technique / A. Podell // IEEE Microwave Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp.: digest. – 1970. – V. I. – P. 33-36.

206. Uysal S. Synthesis, design and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media / S. Uysal, H. Aghvami // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. – 1989. – 37. – № 6. – P. 969-976.

207. Темнов В. М. Увеличение направленности микрополосковых ответвителей / В. М. Темнов // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Радиоизмерительная техника. – 1973. – № 5. – С. 110-120.

208. Schaller G. Optimization of microstrip directional coupler with lumped capacitors / G. Schaller // Arch. Elek. Uebertrag. Tech. – 1977. – 31. – № 5. – P. 371-375.

209. Kajfez C. Raise coupler directivity with lumped compensation / C. Kaifez // Microwaves. – 1978. – 27. – № 2. – P. 64-70.

210. Muller J. Directional coupler compensation with optimally positioned capacitances / J. Muller, M. N. Pham, A. F. Jacob // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – № 11. – P. 2824-2832.

211. Dydyk M. Microstrip directional couplers with ideal performance via single-element compensation / M. Dydyk // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999. – 47. – № 6. – P. 956-964.

212. Патент 6549089 США, H 01 P 5/18. Microstrip directional coupler loaded by pair inductive stubs / Н. Ashoka ; заявник і патентовласник Katten Muchin Zavis Rosenman 575 Madison Avenue NY 10022-2585; заявл. 15.04.2003. опубл. 16.06.2003.

213. Lee S. A design method for microstrip directional couplers loaded with shunt inductors for directivity enhancement / S. Lee, Y. Lee // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – № 4. – P. 994-1002.

214. Gruszczynski S. Generalized methods for the design of quasi-ideal symmetric and asymmetric coupled-line sections and directional couplers / S. Gruszczynski, K. Wincza // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – № 7. – P. 1709-1718.

215. Tsai C.-M. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits // C.-M. Tsai, K. C. Gupta // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1992. – 40. – №12. – P. 2190-2199.

216. Мещанов В. П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В. П. Мещанов, А. Л. Фельдштейн. – М. : Связь, 1980. – 144 с.

217. Ikalainen P. K. Wide-band forward-coupling microstrip hybrids with high directivity / P. K. Ikalainen, G. L. Matthaei // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1987. – 35. – №8. – P. 719-725.

218. Fujii T. Size-reduction of coupled-microstrip 3 dB forward couplers by loading with periodic shunt capacitive stubs / T. Fujii, I. Ohta // *IEEE Microwave Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp.: digest of symp.* – 2005. – V. 3. – P. 1235-1238.

219. Hsu S.-K. A novel miniaturized forward-wave directional coupler with periodical mushroom-shaped ground plane / S.-K. Hsu, C.-H. Tsai, T.-L. Wu // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2010. – 58. – №8. – P. 2277-2283.

220. Hsu S.-K. A novel compact forward-wave directional coupler design using periodical patterned ground structure / S.-K. Hsu, J.-C. Yen, T.-L. Wu // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2011. – 59. – №5. – P. 1249-1257.

221. Yen J.-C. A broadband forward-wave directional coupler using periodic Y-shaped ground via structures with arbitrary coupling levels / J.-C. Yen, S.-K. Hsu, T.-H. Lin, T.-L. Wu // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2013. – 61 – №1. – P. 38-47.

222. Tung W.-S. Design of microwave wide-band quadrature hybrid using planar transformer coupling method / W.-S. Tung, H.-H. Wu, Y.-C. Chiang // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2003. – 51. – №7. – P. 1852-1856.

223. Wang C.-C. Miniaturized coupled-line couplers using uniplanar synthesized coplanar waveguides / C.-C. Wang, C.-H. Lai, T.-G. Ma // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2010. – 58. – №8. – P. 2266-2276.

224. Jeong Y. S. Design and analysis of swapped port coupler and its application in a miniaturized Butler matrix / Y. S. Jeong, T. W. Kim // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2010. – 58. – №4. – P. 764-770.

225. Shie C.-I. Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors / C.-I. Shie, J.-C. Cheng, S.-C. Chou, Y.-C. Chiang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – 57. – №12. – P. 2981-2988.

226. Horng T.-S. A rigorous study of microstrip crossovers and their possible improvements / T.-S. Horng // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1994. – 42. – №9. – P. 1802-1806.

227. Carpentier F. J. Comparison between quasi-static space-domain analysis and full-wave spectral-domain analysis for high-frequency inter-connecting cross-over in multilayered dielectric media / F. J. Carpentier, F. Hured, P. Pribetich, P. Kennis // Proc. Inst. Elect. Eng. – Microwave Antennas Propag. – 1995. – 142. – №3. – P. 275-281.

228. Chen Y. A symmetrical four-port microstrip coupler for crossover application / Y. Chen, S.-P. Yeo // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2007. – 55. – №11. – P. 2434-2438.

229. Chiou Y.-C. Comments on “A symmetrical four-port microstrip coupler for crossover application” / Y.-C. Chiou, C.-H. Tsai, J.-T. Kuo // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – 57. – №7. – P. 1859-1860.

230. Kaifas T. N. A 4×4 Butler matrix optimized for UMTS applications / T. N. Kaifas, J. N. Sahalos // Microwave and Optical Technology Letters. – 2007. – 49. – № 3. – P. 585-588.

231. Wight J. S. A microstrip and stripline crossover structure / J. S. Wight, W. J. Chudobiak, V. Makios // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1976. – 24. – №5. – P. 270.

232. Kholodnniak D. wide-band 0-dB branch-line didirectional couplers / D. Kholodnniak, G. Kalinin, E. Vernoslova, I. Vendik // IEEE Microwave Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp.: digest of symp. – 2000. – V. 3. – P. 1307-1310.

233. Yao J. Microstrip branch-line couplers for crossover application / J. Yao, C. Lee, S. P. Yeo // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – №1. – P. 87-92.

234. Yao J. J. Nonstandart hybrid and crossover design with branch-line structures / J. J. Yao // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – №12. – P. 3801-3808.

235. Касаткин Л. В. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн / Л. В. Касаткин, В. Е. Чайка. – Севастополь: Вебер, 2006. – 319 с.

236. Данилин В. Н. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ / В.Н. Данилин, А. И. Кушниренко, Г. В. Петров. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.

237. Богданов Ю. М. Полнофункциональный ряд дискретных управляющих GaAs МИС. / Ю. Н. Богданов, А. В. Галдецкий, В. А. Красник, В. Г. Лапин, В. А. Лукьянов, А. М. Темнов, Ф. Е. Щербаков // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с. 185-186.

238. Буслов О. Ю. Сегнетоэлектрические фазовращатели СВЧ диапазона на основе периодических структур / О. Ю. Буслов, В. Н. Кейс, И. В. Котельников, М. А. Дрозд, А. В. Дроздовский, А. Б. Козырев // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2005 : 15-я Международная Крым. конф., 12-16 сент. 2005 : матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с. 551-552.

239. Kozyrev A. Microwave properties of (Ba, Sr ) TiO<sub>3</sub> ceramic films and phase shifters on their base / A. Kozyrev, V. Keis, V. Osadchy, A. Pavlov, O. Buslov // Integrated Ferroelectrics. – 2001. – Vol. 34. – P. 189-195.

240. Vendik O. G. Commutation quality factor as a working tool for optimization of microwave ferroelectric devices / O. G. Vendik, I. B. Vendik, V. O. Shermann // Integrated Ferroelectrics. – 2002. – Vol. 43. – P. 81-89.

241. Kosmin D. M. Digital-analog phase shifters with ferroelectric varactors for 2D phased array antenna / D. M. Kosmin, V. N. Osadchy, A. B. Kozyrev // Microwave, radar and wireless communications MIKON-2006 : 16th Intern. Conf., 22-24 May 2006: proceed. of conf. – Krakow, Poland. – 2006. – P. 687-691.

242. Kim Y.- T. Low-loss phase shifter with a microstrip structure using ferroelectric BST thin films / Y.-T. Kim, M. H. Kwak, H. C. Ryu, S. E. Moon, S.-Y. Lee, K.-Y. Kang // Journal Korean Physical Society. – 2006. – 49. – №3. – P. 1143-1147.

243. Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ / [О. Г. Вендик, И. В. Иванов, А. И. Соколов и др.]. – М.: Сов. Радио, 1979. – 272 с.

244. Гуляев Ю. В. Перспективы использования сегнетоэлектриков для устройств СВЧ–диапазона / Ю. В. Гуляев, А. С. Бугаев, А. Ю. Митягин, Г. В. Чучуева, М. С. Афанасьев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – №12. – с. 3-9.

245. Spartak Gevorgian. Ferroelectrics in microwave devices, circuits and systems: physics, modeling, fabrication and measurements. – London : Springer Science & Business Media, 2009. – 414 p.

246. Vendik O. G. Microwave active and nonlinear components based on high temperature superconductors / O. G. Vendik, , S. G. Kolesov // Journal of Physics C: Solid-state Physics. – 1993. – 3. – №8. – P. 1659-1673.

247. Vendik I. B. Theory of digital phase shifters based on high- $T_c$  superconducting films / I. B. Vendik, O. G. Vendik, E. L. Kollberg. V. O. Shermann // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1999. – 47. – №8. – P. 1553-1562.

248. Rebeiz G. M. RF MEMS: theory, design and technology / G. M. Rebeiz. – New York: John Wiley & Sons, 2003. – 512 P.

249. Peroulis D. Electromechanical considerations in developing low-voltage RF MEMS switches/ D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, L. P. B. Katehi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2003. – 51. – №. 1. – P. 259-270.

250. Fourn E. MEMS switchable interdigital coplanar filter / E. Fourn, A. Potheir, C. Champeaux *et al.* // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2003. – 51. – №. 1. – P. 320-324.

251. Muldavin J. B. 30 GHz tuned MEMS switches / J. B. Muldavin, G. M. Rebeiz // Microwave Theory and Techniques MTT-S 1999: IEEE Intern. Microwave Symp., 13-18 June 1999: digest 99.4. – Anaheim, USA, 1999. – V. 4. – P. 1511-1514.

252. Papapolymerou J. Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends / J. Papapolymerou, K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, J. Kleber // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2003. – 51. – № 1. – P. 271-278.

253. Hacker J. B. A Ka-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network / J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, M. Kim, J. F. DeNatale // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2003. – 51. – № 1. – P. 305-308.

254. Starski J. P. Optimization of the matching network for a hybrid coupler phase shifter / J. P. Starski // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1977. – 25. – №18. – P. 662-666.

255. Мухин В. П. Методика расчета отражательных фазовращателей, оптимизированных по фазе и вносимым потерям / В. П. Мухин, Г. С. Хижа // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1982. – 6(342). – с. 27-30.

256. Толстолицкий С. И. Твердотельный управляемый фазовращатель 0–45° для диапазона 3-4,5 ГГц / С. И. Толстолицкий, М. А. Попов, А. В. Толстолицкая, А. И. Ли, В. В. Казачков // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с. 195-196.

257. Радченко В. В. Широкополосный монолитный фазовращатель для АФАР X-диапазона / В. В. Радченко, А. В. Радченко // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с. 203-204.

258. Холодняк Д. В. Сравнение интегральных СВЧ-фазовращателей на основе критерия качества / Д. В. Холодняк, С. П. Зубко, В. В. Плескачев, М. А. Никольский, М. Ф. Ситникова, И. Б. Вендик // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2004: 14-я Международная Крым. конф., 13-17 сент. 2004: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2004. – с. 426-428.

259. Campbell C. F. A compact 5-bit phase-shifter MMIC for K-band satellite communication systems / C. F. Campbell, S. A. Brown // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2000. – 48. – 12. – P. 2652-2656.

260. Tan G.-L. Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches / G.-L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. F. DeNatale, G. M. Rebeiz // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2003. – 51. – 1. – P. 297-304.



261. Gong S. Design of a V-band phase-shifter using SP4T RF-MEMS switches with Sonnet / S. Gong, N. S. Barker // 27<sup>th</sup> Annual Review of Applied Computation Electromagnetics ACES`2011: Intern. Conf., March 27-31 2011: proc. of conf. – Williamsburg, USA. – 2011. – P. 418423.

262. Hacker J. B. A *Ka*-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network / J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, M. Kim, J. F. DeNatale // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2003. – 51. – 1. – P. 305-308.

263. Coats R. P. An octave-band switched-line microstrip 3-b diode phase shifter / R. P. Coats // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1973. – 21. – 7. – P. 444-449.

264. Tang X. Phase-shifter design using phase-slope alignment with grounded shunt  $\lambda/4$  stubs / X. Tang, K. Mouthaan // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2010. – 58. – 6. – P. 1573-1583.

265. Morton M. A. Sources of phase error and design considerations for silicon-based monolithic high-pass/low-pass microwave phase shifters / M. A. Morton, J. P. Comeau, J. D. Cressler, M. Mitchell, J. Papapolymerou // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2006. – 54. – 12. – P. 4032-4040.

266. Kholodnyak D. Broadband digital phase shifter based on switchable right- and left-handed transmission line sections / D. Kholodnyak, E. Serebryakova, I. Vendik, O. Vendik // IEEE Trans. Microwave and Wireless Comp. Lett. – 2006. – 16. – 5. – P. 258-260.

267. Пат. 3568105 США, Н 01 Р 1/185. Microstrip phase shifter having switchable path lengths / Robert A. Felsenheld; заявник і патентовласник International Telephone and Telegraph Corporation Nutley, NJ.; заявл. 3.03.69 ; опубл. 2.03.71.

268. Горячев И. М. Дискретный полупроводниковый фазовращатель змейкового типа на рin-диодах / И. М. Горячев, Б. В. Сестрорецкий // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая. – 1971. – 10. – с. 3-14.

269. Галковский В. А. Исследование петлевых диодных фазовращателей / В. А. Галковский, В. Н. Гинзбург // Труды РИАН СССР. – 1978. – 32. – с. 226-237.

270. Чижов А. И. Расчет и анализ характеристик широкополосных дискретных фазовращателей / А. И. Чижов, О. С. Орлов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1983. – 5. – с. 13-16.

271. Доколин В. М. Особенности применения фазовращателей в приёмных трактах АФАР / В. М. Доколин, Г. А. Крисламов, А. И. Чижов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2005: 15-я Международная Крым. конф., 12-16 сент. 2005: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2005. – с. 141-142.

272. Чижов А. И. Результаты анализа и проектирования широкополосных дискретных фазовращателей с параллельно включенным шлейфом / А. И. Чижов, О. С. Орлов, В. В. Бушев // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1983. – 6. – с. 3-5.

273. Bahl I. J. Microwave solid-state circuit design / I. J. Bahl, P. Bhartia. – New York : John Wiley & Sons, 1988. – 914 p.

274. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах / А. В. Вайсблат. – М.: Радио и связь, 1987. – 120 с.

275. Shigematsu T. A 6-18 GHz 20W SPDT switch using shunt discrete PIN-diode / T. Shigematsu, N. Suematsu, N. Takeuchi, Y. Iyama, A. Mizobuchi // Microwave Theory and Techniques MTT-S 1997: IEEE Intern. Microwave Symp., 8-13 June 1997: digest 97.2. – Denver, USA, 1997. – V. 2. – P. 527-530.

276. Kobayashi K. W. A 50 MHz-30GHz broadband coplanar waveguide SPDT PIN diode switch with 45-dB isolation / K. W. Kobayashi, L. Train, A. K. Okl, D. C. Streit // Microwave and Guide Wave Letters. – 1995. – 5. – 2. – P. 56-58.

277. Пронин А. В. Сверхширокополосный шестиканальный переключатель СВЧ мощности лучевого типа с элементарными ключами на *p-i-n*-диодах / А. В. Пронин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с. 131-132.

278. Heston D. D. 100 MHz to 20 GHz monolithic single-pole, two-, three-, and four-throw GaAs PIN diode switches / D. D. Heston, D. J. Seymour, D. Zych //

Microwave Theory and Techniques MTT-S 1991: IEEE Intern. Microwave Symp., 10-14 June 1991: digest 91.2. – Boston, USA, 1991. – V. 2. – P. 429-432.

279. Баров А. А. GaAs МИС PIN диодного двухпозиционного коммутатора / А. А. Баров, С. М. Гушин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с. 191-192.

280. Толстолицкий С. И. Твердотельный двухканальный СВЧ переключатель на арсениде галлия для диапазона 0–4 ГГц / С. И. Толстолицкий, А. В. Толстолицкая, М. А. Попов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2005: 15-я Международная Крым. конф., 12-16 сент. 2005: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2005. – с. 181-182.

281. Толстолицкий С. И. Твердотельный двухканальный СВЧ переключатель на арсениде галлия для диапазона 0–6 ГГц / С. И. Толстолицкий, М. А. Попов, А. В. Толстолицкая, А. И. Ли, В. В. Казачков, В. П. Комор // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с.197-198.

282. Богданов Ю. М. Полнофункциональный ряд дискретных управляющих GaAs МИС / [Ю. М. Богданов, А. В. Галдецкий, В. А. Красник, В. Г. Лапин, В. А. и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – с.185-186.

283. Parlak M. A passive I/Q millimeter-wave mixer and switch in 45-nm CMOS SOI / M. Parlak, J. F. Buckwalter // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2013. – 61. – 3. – P. 1131-1139.

284. Byeon C. W. Design and analysis of the millimeter-wave SPDT switch for TDD applications / C. W. Byeon, C. S. Park // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2013. – 61. – 8. – P. 2858-2864.

285. Lee J. A low-loss single-pole six-throw switch based on compact RF MEMS switches / J. Lee, C. H. Je, S. Kang // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2005. – 53. – 11. – P. 3335-3344.

286. Gong S. A 60-GHz 2-bit switched-line phase-shifter using SP4T RF-MEMS switches / S. Gong, H. Shen, N. S. Barker // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 2011. – 59. – 4. – P. 894-900.

287. **Oborzhytskyy Valeriy.** Features of dual-frequency passive devices design for the radio channel of wireless access systems / Valeriy Oborzhytskyy, Ivan Prudyus, Oleg Samsonyk // Problems of Infocommunications Science and Technology PIC S&T'2014 : 2014 First Intern. Scientific-Practical conf., October 14-17, 2014: proceed. of conf. – Kharkiv, Ukraine. – 2014. – P. 160-162.

288. Skyworks Solutions, Inc. 20 Sylvan Road Woburn, MA 01801, USA. Режим доступа: <http://www.skyworksinc.com/ProductsLanding.aspx>.

289. Monzon C. A small dual-frequency transformer in two sections / C. Monzon // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2003. – 51. – № 4. – P. 1157-1161.

290. Chongcheawchamnan M. Analysis and design of a three-section transmission-line transformer / M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, S. Srisathit, R. Phromlounsi, S. Bunnjaweht // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – 53. – № 7. – P. 2458-2462.

291. Wu Y. A dual-frequency transformer for complex impedances with two unequal sections / Y. Wu, Y. Liu, S. Li // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2009. – 19. – № 2. – P. 77-79.

292. Lui X. A three-section dual-band transformer for frequency-dependent complex load impedance / X. Lui, Y. Lui, S. Li, F. Wu, Y. Wu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2009. – 19. – № 10. – P. 611-613.

293. Крыжановский В. Г. Выходная согласующая цепь для усилителя класса E / В. Г. Крыжановский, В. А. Коваленко, В. А. Принцовский // Радиотехника. – 2012. – Вып. 168. – с. 144-150. – (Всеукр. межв. науч.-техн. сб.).

294. Chuang M.-L. Dual-band impedance transformer using two-section shunt stubs / M.-L. Chuang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – № 5. – P. 1257-1263.

295. Rawat K. Double the band and optimize / K. Rawat, M. S. Hashmi, F. M. Ghannouchi // IEEE Microwave Magazine. – 2012. – 13. – №3. – P.69-82.

296. Srisathi S. Design and realization of dual-band 3 dB power divider based on two-section transmission-line topology / S. Srisathi, M. Chongcheawchamnan, A. Worapishet // *Electronical Letters*. – 2003. – 39. – №9. – P.723-724.

297. Lei W. A dual-frequency Wilkinson power divider / W. Lei, Z. Sun, H.Yilmaz, M. Berroth // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2006. – 54. – № 1. – P. 278-284.

298. Wang X. A generalized dual-band Wilkinson power divider with parallel  $L$ ,  $C$  and  $R$  components / X. Wang, I. Sakagami, K. Takahashi, S. Okamura // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2012. – 60. – № 4. – P. 952-964.

299. Cheng K.-K. M. A new Wilkinson power divider design for dual band application / K.-K. M. Cheng, F. L. Wong // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2007. – 17. – № 9. – P. 664-666.

300. Cheng K.-K. M. A novel approach to the design and implementation of dual-band power divider / K.-K. M. Cheng, C. Law // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2008. – 56. – № 2. – P. 487-284.

301. Wu Y. A dual band unequal Wilkinson power divider without reactive components / Y. Wu, Y. Liu, Y. Zhang, J. Gao, H. Zhou // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2009. – 57. – № 1. – P. 216-222.

302. Park M.-J. Wilkinson power divider with extended ports for dual-band operation / M.-J. Park, B. Lee // *Electronical Letters*. – 2008. – 44. – №15. – P.916-917.

303. Park M.-J. Dual-band Wilkinson divider with coupled output port extensions / M.-J. Park // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2009. – 57. – № 9. – P. 2232-2236.

304. Lin Z. A novel approach to the design of dual-band power divider with variable power dividing ratio based on coupled-lines / Z. Lin, Q.-X. Chu // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2010. – 103. – P. 271-284.

305. Li B. Dual-band equal/unequal Wilkinson power divider based on coupled-line section with short-circuited stub / B. Li // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2011. – 111. – P. 163-178.

306. Park M.-J. Two-section cascaded coupled line Wilkinson power divider for dual-band applications / M.-J. Park // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2009. – 19. – № 4. – P. 188-190.

307. Wu Y. An analytical approach for a novel coupled-line dual-band Wilkinson power divider / Y. Wu, Y. Liu, Q. Xue // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2011. – 59. – № 2. – P. 286-294.

308. Lin X. Q. Arbitrary dual-band components using simplified structures of conventional CRLH TLs / X. Q. Lin, R. P. Lui, X. M. Yang, J. X. Chen, X. X. Yin, Q. Cheng, T. J. Cui // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2006. – 54. – № 7. – P. 2902-2909.

309. Chi I.-H. Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines / I. H. Chi, M. DeVincentis, C. Caloz, T. Itoh // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2004. – 52. – № 4. – P. 1142-1149.

310. Lin P.-L. Miniaturized dual-band directional couplers using composite right/left-handed transmission structures and their applications in beam pattern diversity systems / P.-L. Lin, T. Itoh // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2009. – 57. – № 5. – P. 1207-1215.

311. Wong F.-L. A novel planar branch-line coupler design for dual-band applications / F.-L. Wong, K.-K. M. Cheng // *IEEE Microwave Theory and Techniques MTT-S: Int. Microwave Symp., June 2004: digest of symp.* – Fort Worth, USA, 2004. – Vol. 2. – P. 903-906.

312. Jizat N. M. Miniaturized size of dual-band-meandered branch-line coupler for WLAN application / N. M. Jizat, S. K. A. Rahim, T. A. Rahman, A. Y. Abdulrahman, M. I. Sabran, P. S. Hall // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2011. – 53. – № 11. – P. 2543-2547.

313. Kim H. Dual-band branch-line coupler with port extensions / H. Kim, B. Lee, M. J. Park // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2010. – 58. – № 3. – P. 651-655.

314. Cheng K.-K. M. A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar  $90^\circ$  branch-line coupler / K.-K. M. Cheng, F.-L. Wong // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2004. – 52. – № 11. – P. 2458-2463.

315. Hsu C.-L. M. Miniaturized dual-band hybrid couplers with arbitrary power division ratios / C.-L. Hsu, J.-T. Kuo, C.-W. Chang // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2009. – 57. – № 1. – P. 149-156.

316. Tang C.-W. Design of multipassband microstrip branch-line couplers with open stubs / C.-W. Tang, M.-G. Chen // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – 57. – № 1. – P. 196-203.

317. Kim K. A compact dual band branch line coupler with arbitrary power division ratio / K. Kim, J. Lim, K. Kim, D. Ahn // Microwave and Optical Technology Letters. – 2010. – 52. – № 7. – P. 1476-1480.

318. Zhengl N. A novel dual-band  $\Pi$ -shaped branch-line coupler with stepped-impedance stubs / N. Zhengl, L. Zhou, W.-Y. Yin // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2011. – Vol. 25.– P. 11-20.

319. Rawat K. Dual-band branch-line hybrid with distinct power division ratio over the two bands / K. Rawat, M. Rawat, M. S. Hashmi, F. M. Ghannouchi // Intern. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2013. – 23. – № 1. – P. 90-98.

320. Zhang H. A stub tapped branch-line coupler for dual-band operations / H. Zhang, K. J. Chen // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – 17. – № 2. – P. 106-108.

321. Park M.-J. Dual-band, unequal length branch-line coupler with center-tapped stubs / M.-J. Park // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2009. – 19. – № 10. – P. 617-619.

322. Chin K.-S. Compact dual-band branch-line and rat-race couplers with stepped-impedance-stub lines / K.-S. Chin, K.-M. Lin, Y.-H. Wei, T.-H. Tseng, Y.-J. Yang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – № 5. – P. 1213-1221.

323. Lu K. Design of dual-band branch-line coupler based on shunt open-circuit DCRLH cell / K. Lu, G.-M. Wang, B. Tian // Radioengineering. – 2013. – 22. – № 2. – P. 618-623.

324. Kim T. G. Dual-band branch-line coupler with two center-tapped stubs / T. G. Kim, B. Lee, M.-J. Park // Microwave and Optical Technology Letters. – 2008. – 50. – № 12. – P. 3136-3139.

325. Jizat N. M. Miniaturize size of dual band branch-line coupler by implementing reduced series arm of coupler with stub loaded / N. M. Jizat, S. K. A. Rahim, T. A.

Rahman, M. R. Kamarudin // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2011. – 53. – № 4. – P. 819-822.

326. Hsu C.-L. Dual-band branch line coupler with large power division ratios / C.-L. Hsu // *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference*. – Singapore, 2009. – P. 2088-2091.

327. Yu C.-H. Dual-band unequal-power quadrature branch-line coupler with coupled lines / C.-H. Yu, Y.-H. Pang // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2013. – 23. – № 1. – P. 10-12.

328. Collado C. Dual-band planar quadrature hybrid with enhanced bandwidth response / C. Collado, A. Grau, F. De Flaviis // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2006. – 54. – № 1. – P. 180-188.

329. Cheng K.-K. M. A novel dual-band 3-dB branch-line coupler design with controllable bandwidths / K.-K. M. Cheng, S. Yeung // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2012. – 60. – №10. – P. 3055-3061.

330. Wong F.-L. A novel, planar, and compact crossover design for dual-band applications / F.-L. Wong, K.-K. M. Cheng // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2011. – 59. – № 3. – P. 568-573.

331. Lin F. Dual-band planar crossover with two-section branch-line structure / F. Lin, Q.-X. Chu, S. W. Wong // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2013. – 61. – № 6. – P. 2309-2316.

332. Yeung Lap K. A compact dual-band  $90^\circ$  coupler with coupled-line sections / Lap K. Yeung // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* – 2011. – 59. – № 9. – P. 2227-2232.

333. Park M.-J. Comments on “A compact dual-band  $90^\circ$  coupler with coupled-line sections”/ M.-J. Park // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* – 2012. – 60. – № 1. – P. 201.

334. **Oborzhytskyy Valeriy**. Design of dual-frequency TEM-mode coupled-line directional couplers / Valeriy Oborzhytskyy, Oleg Samsonyuk // *Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2012 : Intern. conf., Febr. 21-24, 2012 : proceed. of conf.* – Lviv-Slavske, Ukraine. – 2012. – P. 179.



335. Wang X. A dual-band coupled-line coupler with an arbitrary coupling coefficient / X. Wang, W.-Y. Yin, K.-L. Wu // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* – 2012. – 60. - № 4. – P. 945-951.

336. Oshima S. Multilayer dual-band bandpass filter in low-temperature co-fired ceramic substrate for ultra-wideband applications / S. Oshima, K. Wada, R. Murata, Y. Shimakata // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* –2010. – 58. - № 3. – P. 614-622.

337. Chen C.-Y. A simple and effective method for microstrip dual-band filters design / C.-Y. Chen, C.-Y. Hsu // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.* – 2006. – 16. – № 5. – P. 246-248.

338. Tsai L.-C. Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and Z-transform technique / L.-C. Tsai, C.-W. Hsue // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* –2004. – 52. - № 4. – P. 1111-1117.

339. Lui A.-S. A dual wideband filter design using frequency mapping and stepped-impedance resonators / A.-S. Lui, T.-Y. Huang, R.-B. Wu // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* –2008. – 56. - № 12. – P. 2921-2929.

340. Tsai C.-M. Planar filter design with fully controllable second passband / C.-M. Tsai, H.-M. Lee, C.-C. Tsai // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* –2005. – 53. - № 11. – P. 3429-3439.

341. Lee H.-M. Dual-band filter design with flexible passband frequency and bandwidth selections / H.-M. Lee, C.-M. Tsai // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* – 2007. – 55. - № 5. – P. 1002-1009.

342. Lai M.-I. Compact microstrip dual-band bandpass filters design using genetic-algorithm techniques / M.-I. Lai, S.-K. Jeng // *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* – 2006. – 54. - № 1. – P. 160-168.

343. Makimoto M. Microwave resonators and filters for wireless communications-theory and design / M. Makimoto, S. Yamashita. – Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. – 162 p.

344. Lin S.-C. Microstrip bandpass filters with various resonators using connected- and edge-coupling mechanisms and their applications to dual-band filters and diplexers /

S.-C. Lin, T.-L. Jong // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. –2012. – 60. - № 4. – P. 975-988.

345. Kuo J.-T. Design of microstrip bandpass filters with a dual-passband response / J.-T. Kuo, T.-H. Yeh, C.-C. Yeh // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. –2005. – 53. - № 4. – P. 1331-1337.

346. Zhang Y. P. Dual-band microstrip bandpass filter using stepped-impedance resonators with new coupling schemes / Y. P. Zhang, M. Sun // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. –2006. – 54. - № 10. – P. 3779-3785.

347. Zhang X. Y. Novel dual-mode dual-band filters using coplanar-waveguide-fed ring resonators / X. Y. Zhang, Q. Xue // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. –2007. – 55. - № 10. – P. 2183-2190.

348. Mondal P. Design of dual-band bandpass filters using stub-loaded open-loop resonators / P. Mondal, M. K. Mandal // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. –2008. – 56. - № 1. – P. 150-155.

349. Zhang R. Synthesis of dual-wideband bandpass filters with source-load coupling network / R. Zhang, L. Zhu // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. –2014. – 62. - № 3. – P. 441-449.

350. Microwave Office. Программное обеспечение для проектирования РЧ/СВЧ устройств. – Режим доступа до інформації : [http://www.rohde-schwarz.ru/products/test\\_and\\_measurement/SAPR/MicrowaveOffice/](http://www.rohde-schwarz.ru/products/test_and_measurement/SAPR/MicrowaveOffice/)

351. Microwave Office. – Режим доступа до інформації : <http://getintopc.com/software/circuit-designing/microwave-office-free-download/>

352. **Оборжицький В. І.** Використання особливостей симетрії лінійних високочастотних пристроїв у методах їх синтезу / В. І. Оборжицький // Моделювання та інформаційні технології: Зб. наук. праць. – К.: ІПМЕ НАНУ, 2005. – Вип. 29. – С. 129-135.

353. **Oborzhytskyy Valeriy.** Increase of Design Efficiency of Linear Passive Microwave Devices in Integrated Execution through the Applying of Structure Symmetry Properties / Valeriy Oborzhytskyy // Modern problems of radio engineering,

telecommunications and computer science TCSET'2014 : Intern. conf., Febr. 25-March 1, 2014 : proceed. of conf. – Lviv-Slavske, Ukraine. – 2014. – P. 44-46.

354. **Oborzhytskyy Valeriy**. Group delay of signal in microwave symmetrical two-ports / Valeriy Oborzhytskyy // The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics CADSM'2009 : X<sup>th</sup> Intern. conf., Febr. 24-28, 2009 : proceed. of conf. – Lviv-Polyana, Ukraine. – 2009. – P. 119-120.

355. Maloratsky L. G. RF and Microwave Integrated Circuits. Passive components and control devices / L. G. Maloratsky. – Burlington, MA : Elsevier Inc., 2004. – 385 p.

356. Явич Л. Р. Анализ симметричного шестиполюсника методом синфазного и противофазного возбуждения / Л. Р. Явич // Радиотехника и электроника. – 1972. – 17. – №4. – P.707-713.

357. **Оборжицький В. І.** Метод розрахунку параметрів симетричного високочастотного чотириполюсника в задачах трансформації імпедансу / В. І. Оборжицький // Моделювання та інформаційні технології: Зб. наук. праць. – К.: ІПМЕ НАНУ, 2005. – Вип. 34. – С. 131-137.

358. **Оборжицкий В. И.** Метод расчета электрических параметров трансформирующих устройств на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международ. Крымская конф., 11-15 сент. 2006 г.: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – С. 531-532.

359. Прудиус И. Н. Новый подход к аналитическому расчету полосковых направленных ответвителей с полной симметрией структуры / И. Н. Прудиус, **В. И. Оборжицкий** // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54, № 9. – С. 12-23. – (Известия вузов).

360. Прудиус И. Н. Принципы разработки аналитических методов расчета двухчастотных полосковых направленных ответвителей с полной симметрией структуры / И. Н. Прудиус, **В. И. Оборжицкий** // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 57, № 4. – С. 19-32. – (Известия вузов).

361. **Oborzhytskyy Valeriy**. Realizability conditions of digital phase shifters based

on the symmetric four-pole circuits / Valeriy Oborzhytskyy // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2008 : IX Intern. Conf., 19-23 Febr. 2008 : proceed. of conf. – Lviv–Slavsko, Ukraine. – 2008. – P. 185-186.

362. Pillars B. Ka-band RF MEMS phase shifters / B. Pillars, S. Eshelmam, A. Malczewski, J. Ehmke, C. Goldsmith // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1999. – 9. – №12. – P.520-522.

363. **Oborzhytskyy Valeriy**. Method of microwave SPMT switches operating parameters boundary values computation / Valeriy Oborzhytskyy // The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics CADSM'2007 : IX<sup>th</sup> Intern. Conf., 20-24 Febr. 2007 : proceed. of conf. – Lviv–Polyana, Ukraine. –2007. – P. 111-112.

364. **Оборжицкий В. И.** Особенности расчета дискретных СВЧ-фазовращателей с переключаемыми каналами / В. И. Оборжицкий, В. Д. Гонтар // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 2(68). – С. 23-28.

365. **Оборжицкий В. І.** Метод розрахунку багатоканальних перемикачів з узгоджувальними трансформаторами / В. І. Оборжицкий // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2007. – № 595 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 22-28.

366. **Оборжицкий В. И.** Синтез параметров СВЧ переключателей методом трансформации импеданса с компенсацией влияния неоднородности разветвления / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2004: 14-я Международ. Крымская конф., 13-17 сент. 2004 г.: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2004. – С. 439-440.

367. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи / Л. Г. Гасанов, А. А. Липатов, В. В. Марков, Н. А. Могильченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.

368. **Оборжицкий В. І.** Методи проектування взаємних пристроїв з двочастотним режимом роботи / В. І. Оборжицкий, І. Н. Прудіус // Проблеми телекомунікацій : 5-а міжнар. науково-техн. конф., 19-22 квіт. 2011 р. : зб. тез. – К., 2011. – С.153.

369. **Оборжицкий В. И.** Мікрохвильові двочастотні трансформатори імпедансу з симетричною структурою на основі відрізка зв'язаних ліній передачі / В. И. Оборжицкий // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2009. – № 645 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 23-29.

370. Wadell B. Transmission line design handbook / B. Wadell. – Norwood, MA : Artech House, 1991. – 294 p.

371. **Оборжицкий В. И.** Моделирование линейных СВЧ устройств с синтезом их электрических параметров, учитывающим влияние неоднородностей / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 6-я междунар. научно-практич. конф., 23-27 мая 2005 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2005. – С. 207.

372. Levy R. Derivation of equivalent circuits of microwave structures using numerical techniques / R. Levy // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1999. – 47. – № 9. – P. 1688-1695.

373. Нефёдов Е. И. Полосковые линии передачи / Е. И. Нефёдов, А. Т. Фиалковский. – М. : Наука, 1974. – 128 с.

374. **Oborzhytskyy Valeriy.** Discontinuities effect compensation in the narrowband matching circuits, based on transmission-line transformers / Valeriy Oborzhytskyy // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2006 : Intern. conf., Febr. 28-March 4, 2006 : proceed. of conf. – Lviv- Slavsko, Ukraine. – 2006. – P. 486-487.

375. Давыдов Г. Б. Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей / Г. Б. Давыдов. – М. : Связьиздат, 1958. – 293 с.

376. **Оборжицкий В. И.** Метод синтеза фиксированных фазовращателей на базе нагруженного отрезка связанных линий передачи / В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : 15-я междунар. Крымская конф., 12-16 сент. 2005 г.: материалы конф. – Севастополь, Украина. – 2005. – С. 533-534.

377. **Oborzhytskyy Valeriy I.** Methods for calculation of electrical parameters of microwave devices with the loaded section of two-coupled lines / Valeriy I. Oborzhytskyy

// Microwave, radar and wireless communications MIKON-2006: 16<sup>th</sup> Intern. Conf., May 22-24, 2006 : proceed. of conf., vol. 1. – Krakow, Poland. – 2006. – P. 326-329.

378. **Oborzhytskyy Valeriy**. The matching of two-coupled lines microwave transforming four-poles without discrete elements using / Valeriy Oborzhytskyy // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science TCSET'2010 : Intern. conf., Febr. 23-27, 2010 : proc. of conf. – Lviv-Slavske, Ukraine. – 2010. – P. 66.

379. Прудиус І. Н. Методи розрахунку трансформуючих пристроїв на базі відрізка зв'язаних ліній передачі з одностороннім навантаженням / І. Н. Прудиус, **В. І. Оборжицький**, О. В. Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2010. – № 680 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 80-85.

380. Page J. E. Lattice equivalent circuits of transmission-line and coupled-line sections / J. E. Page, J. Esteban, C. Camacho-Penalosa // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – № 10. – P. 2422-2430.

381. **Оборжицький В. І.** Трансформуючі властивості відрізка зв'язаних ліній передачі з двостороннім симетричним навантаженням / В. І. Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2006. – № 557 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 44-48.

382. Прудиус И. Н. Двухполосные устройства на базе отрезка полосковых связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками/ И. Н. Прудиус, **В. И. Оборжицкий** // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 57, № 12. – С. 16-29. – (Известия вузов).

383. Пат. на корисну модель № 93881 Україна, МПК (2014.01) H01P 5/00. Трансформатор імпедансу / **Оборжицький В. І.**, Прудиус І. Н., Самсонюк О. В., Попик В. О.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. – № u 2014 02903 ; заявл. 21.03.2014 ; опубл. 27.10.2014, Бюл. № 20.

384. Schiffman B. M. Exact design of band-stop microwave filters / B. M. Schiffman, G. L. Matthaei // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1964. – 12. – № 1. – P. 6-15.

385. Hunter I. C. Electronically tunable microwave bandstop filters / I. C. Hunter, J. D. Rhodes // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1982. – 30. – № 9. – P. 1361-1367.

386. Rambabu K. Design of multiple-stopband filters for interference suppression in UWB applications / K. Rambabu, M. Y.-W. Chia, K. M. Chan, J. Bornemann // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – 54. – № 8. – P. 3333-3338.

387. Reines I. Compact low-loss tunable X-Band bandstop filter with miniature RF-MEMS switches / I. Reines, S.-J. Park, G. M. Rebeiz // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – № 7. – P. 1887-1895.

388. Woo D.-J. Suppression of harmonics in Wilkinson power divider using dual-band rejection by asymmetric DGS / D.-J. Woo, T.-K. Lee // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – 53. – № 6. – P. 2139-2147.

389. Wang X.-H. A tunable bandstop resonator based on a compact slotted ground structure / X.-H. Wang, B.-Z. Wang, H. Zhang, K. J. Chen // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2007. – 55. – № 9. – P. 1912-1918.

390. Белов Ю. И. Использование генетического алгоритма для синтеза пассивных микрополосковых устройств / Ю. И. Белов, А. А. Морозов, С. Д. Ханов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2006: 16-я Международная Крым. конф., 11-15 сент. 2006: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2006. – С. 537-538.

391. Бабушкина О. А. Новые конструкции полосно-запирающих фильтров для СВЧ радиотрактов / О. А. Бабушкина, А. А. Головков, И. Ю. Пивоваров // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2009: 19-я Международная Крым. конф., 14-18 сент. 2009: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2009. – С. 501-502.

392. **Оборжицкий В. И.** Использование симметричных четырехполюсников для режекции СВЧ-сигналов / В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // Современные информационные и электронные технологии: 10-я междунар. научно-практич. конф., 18-22 мая 2009 : труды конф., том I. – Одесса, 2009. – С. 260.

393. Ma K. New ultra-wide stopband low-pass filter using transformed radial stubs / K. Ma, K. S. Yeo // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – 59. – № 3. – P. 604-611.

394. Пат. на корисну модель № 54127 Україна, МПК (2009) H01P 1/20. Режекторний фільтр на зв'язаних лініях / **Оборжицький В. І.**, Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2010 05492 ; заявл. 05.05.2010 ; опубл. 25.10.2010, Бюл. № 20.

395. Аксенов А. И. Отечественные полупроводниковые приборы специального назначения / А. И. Аксенов, А. В. Нефёдов. – 2002. – 276 с. – Режим доступу до інформації : <http://www.dom-eknig.ru/texnicheskie/18395-otechestvennye-poluprovodnikovye-pribory-specialnogo-naznacheniya.html>

396. Пат. на корисну модель № 53392 Україна, МПК (2009) H01P 1/20. Режекторний фільтр / **Оборжицький В. І.**, Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2010 02667 ; заявл. 10.03.2010 ; опубл. 11.10.2010, Бюл. № 19.

397. Пат. на корисну модель № 43393 Україна, МПК (2009) H01P 1/00. Режекторний фільтр з регульованою частотою режекції / **Оборжицький В. І.**, Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2009 03589 ; заявл. 13.04.2009 ; опубл. 10.08.2009, Бюл. № 15.

398. Семенов Э. В. Фазовая обработка в задачах формирования, передачи и исследования искажений сверхширокополосных сигналов / Э. В. Семенов. – Томск: Изд-во Томского ун-та, 2007. – 122 с.

399. Scanlan S. O. Microwave allpass networks – Part I / S. O. Scanlan, J. D. Rhode // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1968. – 16. – № 2. – P. 62-71.

400. Gupta S. Group-delay engineered noncommensurate transmission line all-pass network for analog signal processing / S. Gupta, A. Parsa, E. Perret, R. V. Snyder, R. Wenzel, C. Caloz // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010. – 58. – № 9. – P. 2392-2407.

401. **Оборжицький Валерій.** Врахування впливу параметрів резисторної ланки балансного подільника потужності НВЧ / Валерій Оборжицький // Вісник Державного університету “Львівська політехніка”. – 2000. – № 399 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 120-122.



402. **Oborzhytskyy V. I.** A method of synthesis three-port 3-dB power divider taking into account discontinuities effect / V. I. Oborzhytskyy // Antenna theory and techniques ICATT'2005 : 5<sup>th</sup> Intern. conf., May 24-27, 2005 : proceed. of conf. – Kyiv, Ukraine, 2005. – P. 443-445.

403. Horst S. Modified Wilkinson power dividers for millimeter-wave integrated circuits / S. Horst, R. Bairavasubramanian, M. M. Tentzeris, J. Papapolymerou // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2007. – 55. – № 11. – P. 2439-2446.

404. Пат. на корисну модель № 67503 Україна, МПК (2012.01) H01P 5/00. Рівноплечий подільник потужності на зв'язаних лініях передачі сигналу надвисокої частоти / **Оборжицький В. І.**, Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. – № у 2011 09090 ; заявл. 20.07.2011 ; опубл. 27.02.2012, Бюл. № 4.

405. Прудиус І. Н. Проектування смужкових спрямованих відгалужувачів на зв'язаних лініях передачі з підвищенням спрямованості без використання дискретних елементів / І. Н. Прудиус, **В. І. Оборжицький**, О. В. Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2011. – № 705 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 46-51.

406. Пат. на корисну модель № 59740 Україна, МПК (2011.01) H01P 5/00. Напрявлений відгалужувач на зв'язаних лініях / **Оборжицький В. І.**, Самсонюк О. В., Бишевич Т. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2010 13917 ; заявл. 22.11.2010 ; опубл. 25.05.2011, Бюл. № 10.

407. Прудиус І. Н. Метод расчета электрических параметров транснаправленного ответвителя на связанных линиях / И. Н. Прудиус, **В. И. Оборжицкий** // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : 20-я междунар. Крымская конф., 13-17 сент. 2010 г.: материалы конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2010. – С. 632-633.

408. Прудиус І. Н. Реализация пересечения микрополосковых линий с развязкой по постоянному току / И. Н. Прудиус, **В. И. Оборжицкий**, О. В. Самсонюк // Современные информационные и электронные технологии : 12-я

международ. научно-практич. конф., 23-27 мая 2011 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2011. – С. 232.

409. **Оборжицкий В. И.** Синтез двохшлейфного моста на базі смужкових ліній передачі з врахуванням впливу неоднорідностей / В. И. Оборжицкий // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2002. – № 443 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 124-126.

410. Levy R. Synthesis of symmetrical branch-guide directional couplers/ R. Levy, L. Lind // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1968. – 16. – № 2. – P. 80-89.

411. **Оборжицкий В. И.** Двухчастотные трехшлейфные направленные ответвители / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 13-я международ. научно-практич. конф., 4-8 июня 2012 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2012. – С. 240.

412. **Оборжицкий Валерій.** Особливості синтезу електричних параметрів багатоканальних НВЧ перемикачів / Валерій Оборжицкий // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2004. – № 508 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 207-215.

413. **Oborzhytskyy V. I.** Design of SPMT switches matched by means of transforming four-poles / V. I. Oborzhytskyy // Antenna theory and techniques ICATT'2007 : 6<sup>th</sup> Intern. conf., Sept. 17-21, 2007 : proceed. of conf. – Sevastopol, Ukraine. – 2007. – P. 137-139.

414. **Oborzhytskyy V.** Specificity in design of control microwave devices with MEMS SPMT switches / V. Oborzhytskyy, O. Samsonyuk // The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics CADSM'2005 : VIII<sup>th</sup> Intern. conf., Febr. 23-26, 2005 : proceed. of conf. – Lviv-Polyana, Ukraine. – 2005. – P. 502-505.

415. **Оборжицкий В. И.** Проектирование многоканальных лучевых переключателей с согласующим отрезком на входе / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 8-я международ. научно-практич. конф., 21-25 мая 2007 г. : труды конф. – Одесса, Украина. – 2007. – С. 207.

416. **Оборжицкий В. И.** Метод расчета многоканальных лучевых переключателей с согласующим отрезком на входе / В. И. Оборжицкий // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 6(72). – С. 16-19.

417. **Оборжицкий В. И.** Проектирование многоканальных лучевых переключателей с согласующими четырехполосниками на выходах каналов / В. И. Оборжицкий // Современные информационные и электронные технологии : 9-я междунар. научно-практич. конф., 19-23 мая 2008 г. : труды конф., том II. – Одесса, Украина. – 2008. – С. 93.

418. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник / [А. В. Баюков, А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев и др.] ; под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – М. : Энергоиздат, 1982. – 744 с.

419. **Оборжицький Валерій.** Особливості синтезу дискретних відбивних НВЧ фазообертачів / Валерій Оборжицький, Олег Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2001. – № 428 : Радіoeлектроніка та телекомунікації. – С. 137-140.

420. **Оборжицький Валерій.** Реалізація комп'ютерного проектування дискретних НВЧ фазообертачів з комутуючими МЕМС елементами в інтегрованому виконанні / Валерій Оборжицький // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2004. – № 522 : Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика. – С. 90-96.

421. **Оборжицький В. І.** Розрахунок електричних параметрів дискретних шлейфних фазообертачів з урахуванням впливу неоднорідностей трійників / В. І. Оборжицький, В. Д. Гонтар // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2008. – № 618 : Радіoeлектроніка та телекомунікації. – С. 52-57.

422. Hayden J. S. Very low-loss distributed X—band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors / J. S. Hayden, G. N. Rebeiz // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2003. – 51. – № 1. – P. 309-314.

423. **Оборжицкий В. И.** Проектирование дискретных СВЧ фазовращателей на переключаемых ВТС-пленками линиях / В. И. Оборжицкий, В. Д. Гонтар // Современные информационные и электронные технологии : 7-я международная

научно-практическая конференция, 22-26 мая 2006 г. : труды конф., том II – Одесса, Украина. – 2006. – С. 72.

424. **Оборжицкий В. И.** Метод расчета дискретного петлевого фазовращателя с учетом параметров ключей / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2007: 17-я Международ. Крымская конф., 10-14 сент. 2007г.: матер. конф. – Севастополь, Украина. – 2007. – С. 461-462.

425. Пат. на корисну модель № 35859 Україна, МПК (2006) H01P 1/18. Дискретний фазообертач петльового типу / **Оборжицкий В. И.**, Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет "Львівська політехніка". - № u 2008 04883 ; заявл. 15.04.2008 ; опубл. 10.10.2008, Бюл. № 19.

426. **Оборжицкий В. И.** Метод расчета дискретных фазовращателей петлевого типа на связанных линиях передачи / В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2008: 18-я Международ. Крымская конф., 8-12 сент. 2008 г. : материалы конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2008. – С. 517-518.

427. **Оборжицкий В. И.** Метод расчета двухполосных микроволновых переключателей лучевого типа / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2009: 19-я Международ. Крымская конф., 14-18 сент. 2009 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2009. – С. 475-476.

428. **Оборжицкий В. И.** Метод расчета электрических параметров элементов схемы двухчастотного режектора СВЧ-сигналов / В. И. Оборжицкий, О. В. Самсонюк // Современные информационные и электронные технологии : 11-я междунар. научно-практич. конф., 24-28 мая 2010 г. : труды конф., том I. – Одесса, Украина. – 2010. – С. 242.

429. **Оборжицкий В. И.** Применение нагруженных звеньев для разработки двухполосовых полосно-пропускающих фильтров на параллельно связанных полосковых резонаторах / В. И. Оборжицкий, И. Н. Прудюс // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2012: 22-я Междунар. Крымская

конф., 10-14 сент. 2012 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Україна. – 2012. – С. 537-538.

430. Пат. на корисну модель № 73476 Україна, МПК (2012.01) H01P 5/00. Двосмугова резонаторна секція на зв'язаних смужкових лініях / **Оборжицький В. І.**, Самсонюк О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. – № у 2012 02819 ; заявл. 12.03.2012 ; опубл. 25.09.2012, Бюл. № 18.

431. Наливайко Б. А. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды. Справочник / Б. А. Наливайко. – Томск : МГП «РАСКО», 1992. – 223 с.

432. **Oborzhytskyy V. I.** The use of equivalent replacement method for design of dual-frequency balanced devices / V. I. Oborzhytskyy, I. N. Prudyus // Antenna theory and techniques ICATT'2009 : 7<sup>th</sup> Intern. conf., Oct. 6-9, 2009 : proceed. of conf. – Lviv, Ukraine. – 2009. – P. 99-101.

433. Прудюс И. Н. Метод разработки двухчастотных равноплечих делителей мощности на связанных линиях передачи / И. Н. Прудюс, **В. И. Оборжицкий** // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2011: 21-я Междунар. Крымская конф., 12-16 сент. 2011 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Україна. – 2011. – С. 612-613.

434. **Оборжицький В. І.** Проектування симетричних спрямованих відгалужувачів з двома робочими смугами частот на базі відрізків зв'язаних смужкових ліній передачі / В. І. Оборжицький, О. В. Самсонюк // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. – 2012. – № 738 : Радіоелектроніка та телекомунікації. – С. 80-87.

435. Prudyus I. Design of dual-band two-branch-line couplers with arbitrary coupling coefficients in bands / I. Prudyus, **V. Oborzhytskyy** // Radioengineering. – 2014. – 23. – № 4. – P. 1099-1108.

436. Пат. на корисну модель № 85478 Україна, МПК (2013.01) H01P 5/00. Двочастотний шлейфний спрямований відгалужувач / **Оборжицький В. І.**, Самсонюк О. В., Стасенко І. І., Салдан О. В.; заявник та власник Національний університет “Львівська політехніка”. - № у 2013 04832 ; заявл. 16.04.2013 ; опубл. 25.11.2013, Бюл. № 22.

437. **Оборжицкий В. И.** Двухполосный двухшлейфный направленный ответвитель с двумя реактивными элементами / В. И. Оборжицкий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо'2013: 23-я Междунар. Крымская конф., 8-13 сент. 2013 г. : матер. конф., том 2. – Севастополь, Украина. – 2013. – С. 697-698.

## ДОДАТОК А. АНАЛІЗ САПР

### А.1. Особливості поширених САПР надвисокочастотних пристроїв

1) IE3D (виробник: Zeland Software, Inc., США) [34] – дозволяє здійснювати електромагнітне моделювання 3-мірних (3D) смужкових структур шляхом розв’язання з застосуванням методу моментів інтегрального рівняння, отриманого за допомогою функцій Гріна [56], а також проводити їх оптимізацію;

2) FIDELITY (виробник: Zeland Software, Inc., США) [35] – дозволяє здійснювати електромагнітне моделювання з застосуванням методу скінченних різниць у часовій області [56-58], орієнтована на 3D хвилеводні структури та антени;

3) Touchstone (виробник: Hewlett-Packard EESoft, США) [36] – дозволяє здійснювати за допомогою реалізованого ефективного алгоритму роботи з розрідженими матрицями аналіз, оптимізацію і статистичне моделювання лінійних смужкових пристроїв на схмотехнічному рівні з використанням бібліотеки моделей БЕ смужкових конструкцій, які забезпечують розрахунок необхідних для аналізу схеми ЗП елемента за заданими КП;

4) ADS (виробник: Agilent Technologies, США) [37] – потужна система проектування, в якій моделювання смужкових конструкцій здійснюється на схмотехнічному рівні з використанням бібліотеки моделей БЕ, а завдяки інтегруванню з пакетом Aligent EMPro отримана можливість 3D електромагнітного моделювання на основі двох методів: скінченних різниць і скінченних різниць у часовій області, що дозволяє підвищити вірогідність результатів моделювання [80];

5) Momentum (виробник: Agilent Technologies, США) [38] – програмний пакет для електромагнітного на базі методу моментів 3D моделювання, а також оптимізації пасивних планарних структур з довільною геометрією, в тому числі і багат шарових. Пакет інтегрований з програмами схмотехнічного аналізу ADS та Genesys цієї ж фірми;

6) Genesys (виробник: Agilent Technologies, США) [39] – програмний пакет для моделювання смужкових пристроїв на схмотехнічному рівні з використанням бібліотеки БЕ та проведення їх оптимізації і статистичного аналізу. Передбачена можливість синтезу високочастотних фільтрів та схем узгодження за заданою їх структурою. ЕМ можна здійснювати з використанням пакету Momentum;

7) Sonnet (виробник: Sonnet Software, США) [40] – пакет програм, який призначений для електромагнітного моделювання пасивних планарних одно- та багат шарових структур на основі модифікованого методу моментів. Задати топологію кожного шару можна вручну, чи можна використати ряд готових топологій поширених смужкових структур;

8) FEKO (виробник: EMSoftware & Systems, ЮАР) [41] – програмний пакет електромагнітного моделювання шляхом розв'язку тримірних електродинамічних задач на основі поєднання числових методів (моментів, скінченних різниць і скінченних різниць у часовій області) та наближеного аналітичного методу фізичної оптики, який дає можливість зменшити ресурсні затрати при моделюванні об'єктів з розмірами, що значно перевищують довжину хвилі. Програма орієнтована на розрахунок поля випромінювання антен та поля розсіювання від великих об'єктів, а також дозволяє аналізувати складні хвилеводні та смужкові конструкції;

9) CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology, Германія) [42] – програмний пакет 3D електромагнітного моделювання, при реалізації якого використано метод скінченних різниць у двох варіантах – у часовій області і в частотній області, а також метод пошуку власних частот тримірних систем. Пакет орієнтований на розрахунок параметрів випромінювання антен, поля розсіювання від об'єктів, а також розрахунок хвилеводних та багат шарових структур;

10) MMICAD (виробник: Optotec, Канада) [43] – програмний пакет для схмотехнічного моделювання смужкових структур з використанням бібліотеки БЕ, а також з можливостями їх оптимізації. В пакет вбудовано допоміжні програми синтезу фільтрів та ланок узгодження а заданою структурою;

11) Serenade (виробник: Ansoft Inc., США) [44-45] – багатофункціональна система, яка має модульну структуру. Модуль Harmonica забезпечує схемо технічне



моделювання при використанні лінійних моделей базових елементів; модуль Trilines служить для розрахунку параметрів ліній передачі; модуль Synthesis – для синтезу фільтрів. Для проведення ЕМ система інтегрується з модулем HFSS;

12) HFSS (виробник: Ansoft Inc., США) [46-47] – програмний пакет для 3D електромагнітного моделювання та оптимізації складних тривимірних конфігурацій довільної форми. В основу обчислень покладено метод скінченних елементів з використанням методів адаптивного генерування та поділу комірок. Пакет дозволяє здійснювати розрахунки поля антени в ближній і дальній зонах, розрахунки хвилеводних, а також смужкових конструкцій, заданих у вигляді креслення зі значеннями параметрів матеріалів (однорідних, неоднорідних, анізотропних, феритових з підмагніченням);

13) MWO (виробник: Applied Wave Research) [48-49] – система проектування планарних надвисокочастотних пристроїв, до складу якої входять програмні модулі: Voltaire LS – модуль схемотехнічного моделювання та оптимізації лінійних пристроїв в частотній області, до складу якого входить велика бібліотека елементів з зосередженими та розподіленими параметрами, а в останніх версіях також програма синтезу фільтрів та схем узгодження; Voltaire XL – модуль моделювання нелінійних пристроїв методом гармонічного балансу і методом рядів Вольтера; EMSight – модуль електромагнітного моделювання на основі методу моментів, за яким металеві поверхні розбиваються на елементарні комірки з поверхневим струмом, для якого задаються прості апроксимації. Дозволяється 2,5 D моделювання багат шарових структур, коли кожний шар діелектрика вважається однорідним в поперечному перерізі, а струм в металізованих отворах між шарами вважається рівномірно розподіленим по довжині отвору, що справедливо для підкладок з товщиною, меншою за довжину хвилі;

14) ЛЯМБДА + (виробник: ВАТ "НПО "Алмаз" им. А. А. Расплетина", Росія) [50] – інтегрований програмний комплекс, до складу якого входять модулі: система *WF* електромагнітного моделювання пристроїв на базі прямокутних і круглих хвилеводів з феритовими і діелектричними неоднорідностями, хвилеводів складної форми, коаксіальних ліній; система *MPP* схемотехнічного моделювання смужкових

пристроїв; системи моделювання антенних пристроїв (*ANTENN*) та магнітних систем (*MAGNET*). Для розв'язання електродинамічних задач використовуються різні числові методи, але в більшості випадків – модифіковані методи типу метода Бубнова-Гальоркіна [32]. В основу моделювання в системах *WF*, *MPP* покладено принцип декомпозиції, згідно якого складний пристрій розбивається на простіші базові елементи. Для розрахунку ЗП смужкових БЕ використовується одномодове наближення чи електродинамічні методи. Бібліотека БЕ містить також моделі деяких пристроїв з заданою топологією, ЗП та КП яких розраховуються за заданими РП (кільцевий і шлейфний мости, балансний резистивний подільник, спрямований відгалужувач на зв'язаних лініях), чи синтезуються (фільтри).

## ДОДАТОК Б. ДО ТЕОРІЇ КІЛ ТА БАГАТОПОЛЮСНИКІВ

### Б.1. Трансформація комплексних опорів за допомогою ТЧ на базі П-ланки з реактивних елементів.

Вихідні дані: опір навантаження, утворений послідовним з'єднанням резистора 80 Ом та індуктивності 1,99 нГн, на частоті 2 ГГц становить  $Z_n=80+j25$  Ом; вхідний опір становить  $Z_e=25-j10$  Ом; схема ТЧ у вигляді П-ланки (рис. 2.4,б).

При застосуванні до П-ланки СПЗ вона розкладається, як описано в п. 2.1.1, на дві парціальні схеми: синфазного збудження (рис. 2.4,в) з ненормованим вхідним опором  $jX_e=jX_1$  і протифазного збудження (рис. 2.4,г) з ненормованим вхідним опором  $jX_o=jX_1X_2/(2X_1+X_2)$ . Для опорів ланки, виражених через ненормовані вхідні опори  $X_e$  та  $X_o$  парціальних схем, маємо  $jX_1=jX_e$ ,  $jX_2=j2X_oX_1/(X_1-X_o)$ .

Для випадку *узгодженої* схеми ТЧ розрахунок за (2.30) дає  $Z_c=46,25$  Ом,  $X_{e1}=43,17$  Ом,  $X_{e2}=-49,54$  Ом. При  $X_{oi} = -Z_c^2 / X_{ei}$  ( $X_{o1}=-49,54$  Ом,  $X_{o2}=43,17$  Ом) для двох пар вхідних опорів отримуємо:

Варіант 1:  $X_1=43,17$  Ом ( $L=3,44$  нГн),  $X_2=-46,14$  Ом ( $C=1,725$  пФ);

Варіант 2:  $X_1=-49,54$  Ом ( $C=1,606$  пФ),  $X_2=46,14$  Ом ( $L=3,67$  нГн).

Для випадку *неузгодженої* схеми ТЧ розрахунок за (2.22, 2.23) при заданому значенні  $Z_c=50$  Ом дає  $x_{e1}=-0,991$ ,  $x_{e2}=0,863$ ,  $x_{o1}=0,863$ ,  $x_{o2}=-0,991$ . Для двох пар рознормованих значень вхідних опорів отримуємо:

Варіант 3)  $X_1=-49,54$  Ом ( $C=1,606$  пФ),  $X_2=46,14$  Ом ( $L=3,67$  нГн);

Варіант 4)  $X_1=43,17$  Ом ( $L=3,436$  нГн),  $X_2=-46,14$  Ом ( $C=1,725$  пФ).

### Б.2. Еквівалентна заміна П-ланки відрізком лінії передачі у схемі трансформації опору навантаження у вхідний опір

Вихідні дані: опір навантаження, утворений послідовним з'єднанням резистора 80 Ом та індуктивності 1,99 нГн, на частоті 2 ГГц становить  $Z_n=80+j25$

Ом; вхідний опір становить  $Z_g=25-j10$  Ом (з прикладу Б.1).

Еквівалентний вузол – відрізок лінії з хвильовим опором  $Z$  та електричною довжиною  $\theta$ .

При синфазному збудженні еквівалентного вузла отримуємо парціальний двополюсник у вигляді розімкненого на кінці відрізка половинної довжини, у якого вхідний опір становить  $jX_e=-jZ/\operatorname{tg}(\theta/2)$ . При протифазному збудженні парціальним двополюсником є закорочений на кінці відрізок половинної довжини, у якого вхідний опір становить  $jX_o=jZ\operatorname{tg}(\theta/2)$ . Звідси вирази для невідомих  $Z$  і  $\operatorname{tg}(\theta/2)$  запишуться:  $Z=-X_e\operatorname{tg}(\theta/2)$ ,  $\operatorname{tg}^2(\theta/2)=-X_o/X_e$ .

Для базового вузла, тобто П-ланки, з прикладу Б.1 вибрано Варіант 3 розрахунку неузгодженого ТЧ з нормованими до  $Z_c=50$  Ом вхідними опорами  $x_{e1}=-0,991$ ,  $x_{o1}=0,863$ .

З виразів для  $Z$  і  $\operatorname{tg}(\theta/2)$  при підстановці рознормованих значень  $x_{e1}$ ,  $x_{o1}$  отримуємо значення електричних параметрів елементів еквівалентного вузла:  $Z=46,24$  Ом,  $\theta=86,04^\circ$ .

### **Б.3. Перехід до тригонометричної форми рівнянь для вхідних опорів парціальних двополюсників симетричного СВ**

З аналізу другого співвідношення (2.50) слідує, що  $\sin \varphi_{m1} = p(-1)^k \cos \varphi_{n1}$  і  $\cos \varphi_{m1} = (-p)(-1)^k \sin \varphi_{n1}$ , де  $p=\pm 1$ . Тоді перший вираз (2.50) для варіанту з додатною комбінацією знаків перепишеться:

$$x^+ = \frac{p(-1)^k |S_{m1}| \cos \varphi_{n1} + |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}}{1 - [(-p)(-1)^k |S_{m1}| \sin \varphi_{n1} + |S_{n1}| \cos \varphi_{n1}]},$$

а для варіанту з від'ємними знаками буде:

$$x^- = \frac{-[(-p)(-1)^k |S_{m1}| \cos \varphi_{n1} + |S_{n1}| \sin \varphi_{n1}]}{1 + [p(-1)^k |S_{m1}| \sin \varphi_{n1} + |S_{n1}| \cos \varphi_{n1}]}.$$

З врахуванням умови недисипативності, тобто  $[\pm p(-1)^k |S_{m1}|]^2 + |S_{n1}|^2 = 1$ , та з використанням співвідношення  $A \cos \alpha + B \sin \alpha = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\alpha + \beta)$ , де  $\sin \beta = A/\sqrt{A^2 + B^2}$  і  $\cos \beta = B/\sqrt{A^2 + B^2}$  остаточно запишемо:

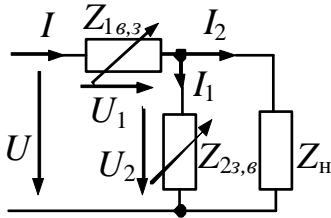
$$x^+ = \frac{\sin(\varphi_{n1} + \varphi_a)}{1 - \sin(\varphi_{n1} + \varphi_b)}, \quad x^- = \frac{-\sin(\varphi_{n1} - \varphi_a)}{1 - \sin(\varphi_{n1} - \varphi_b)},$$

де  $\varphi_a = \arcsin[p(-1)^k |S_{m1}|]$ ;

$\varphi_b = \arccos[(-p)(-1)^k |S_{m1}|]$ .

У цих виразах  $m=2, n=4$  для ССВ,  $m=2, n=3$  для ПСВ,  $m=3, n=4$  для ТСВ.

#### Б.4. Відношення потужності втрат до потужності каналу перемикача з комбінованою схемою з'єднання ЕКС



Вхідний опір приведеної на рисунку схеми УКЕ становить:

$$Z_{кв.3} = R_{кв.3} + jX_{кв.3} = \frac{Z_{1\epsilon,3} Z_{23,6} + Z_{1\epsilon,3} Z_n + Z_{23,6} Z_n}{Z_{23,6} + Z_n},$$

звідки маємо:

$$R_{кв.3} = R_{1\epsilon,3} + \frac{(R_n R_{23,6} - X_n X_{23,6})(R_n + R_{23,6}) + (X_n R_{23,6} + R_n X_{23,6})(X_n + X_{23,6})}{(R_n + R_{23,6})^2 + (X_n + X_{23,6})^2},$$

$$X_{кв.3} = X_{1\epsilon,3} + \frac{(X_n R_{23,6} + R_n X_{23,6})(R_n + R_{23,6}) - (R_n R_{23,6} - X_n X_{23,6})(X_n + X_{23,6})}{(R_n + R_{23,6})^2 + (X_n + X_{23,6})^2}.$$

Звідси:

$$R_{рв,3} = R_{кв,3} - R_{1\epsilon,3} = (R_n |Z_{23,6}|^2 + R_{23,6} |Z_n|^2) / [(R_n + R_{23,6})^2 + (X_n + X_{23,6})^2],$$

$$X_{рв,3} = X_{кв,3} - X_{1\epsilon,3} = (X_n |Z_{23,6}|^2 + X_{23,6} |Z_n|^2) / [(R_n + R_{23,6})^2 + (X_n + X_{23,6})^2].$$

Відношення активних потужностей:

$$\frac{P_{p6,3}}{P_{6,3}} = \frac{P_{p16,3} + P_{p23,6}}{P_{p16,3} + P_{p23,6} + P_{вих}} = \frac{1}{1 + P_{вих} / (P_{p16,3} + P_{p23,6})},$$

де  $P_{p16,3} = |I|^2 R_{16,3} = |U|^2 R_{16,3} / |Z_{к6,3}|^2$ ,  $P_{p23,6} = |I_1|^2 R_{23,6} = |U_2|^2 R_{23,6} / |Z_{23,6}|^2$ ,  $P_{вих} = |U_2|^2 / R_H$ ,  
 $|U_2|^2 = |U - U_1|^2 = |U - I \cdot Z_{16,3}|^2 = |U - U \cdot Z_{16,3} / Z_{к6,3}|^2 = |U|^2 \frac{(R_{к6,3} - R_{16,3})^2 + (X_{к6,3} - X_{16,3})^2}{|Z_{к6,3}|^2}$ .

Звідси отримуємо:

$$\begin{aligned} \frac{P_{вих}}{P_{p16,3} + P_{p23,6}} &= \frac{(R_{к6,3} - R_{16,3})^2 |Z_{23,6}|^2 + (X_{к6,3} - X_{16,3})^2 |Z_{23,6}|^2}{R_H R_{16,3} |Z_{23,6}|^2 + R_H R_{23,6} [(R_{к6,3} - R_{16,3})^2 + (X_{к6,3} - X_{16,3})^2]} = \\ &= \frac{|Z_{23,6}|^2 |Z_{p6,3}|^2}{R_H R_{16,3} |Z_{23,6}|^2 + R_H R_{23,6} |Z_{p6,3}|^2}, \end{aligned}$$

де  $Z_{p6,3} = R_{p6,3} + jX_{p6,3}$ .

Остаточно запишемо: 
$$\frac{P_{p6,3}}{P_{6,3}} = \frac{R_H (R_{16,3} |Z_{23,6}|^2 + R_{23,6} |Z_{p6,3}|^2)}{|Z_{23,6}|^2 |Z_{p6,3}|^2 + R_H (R_{16,3} |Z_{23,6}|^2 + R_{23,6} |Z_{p6,3}|^2)}.$$

### Б.5. Розрахунок ЕП елементів схем реалізації двочастотної реактивності з заданими значеннями її вхідного опору

Вихідні дані: значення опору  $X_1=25$  Ом на частоті 2,45 ГГц і  $X_2=-46,45$  Ом на частоті 3,9 ГГц.

Розрахунки за описаними (див. п. 2.4) методами дають такі результати:

1) для реактивності на дискретних елементах параметри становлять:  $C=3,147$  пФ,  $L=0,735$  нГн при паралельному їх з'єднанні (рис. 2.11,б). Для послідовного з'єднання розв'язок відсутній;

2) для шлейфа з відрізка лінії (рис. 2.11,в) отримано:  $Z_s=27,47$  Ом,  $\theta_{s1}=132,3^\circ$  при розімкненому кінці (криві 2 на рис. 2.12);  $Z_s=11,51$  Ом,  $\theta_{s1}=65,28^\circ$  при закороченому кінці;

3) для ступінчастого шлейфа (рис. 2.11,г) при вибраних значеннях  $Z_a=40$  Ом,

$\theta_{a1}=72^\circ$  отримано:  $Z_b=26,24$  Ом,  $\theta_{b1}=128,02^\circ$  з закороченим на кінці другим відрізком (криві 3 на рис. 2.12);  $Z_b=65,39$  Ом,  $\theta_{b1}=62,83^\circ$  при розімкненому кінці;

4) для трійникового шлейфа на відрізку зв'язаних ліній при вибраних значеннях  $Z_a=40$  Ом,  $\theta_{a1}=72^\circ$ ,  $Z_o=40$  Ом (рис.2.11,е) отримано:  $Z_e=130,79$  Ом,  $\theta_{e1}=62,83^\circ$  з розімкненими кінцями (криві 4 на рис. 2.12);  $Z_e=52,47$  Ом,  $\theta_{b1}=128,02^\circ$  при закорочених кінцях;

5) для трійникового шлейфа на відрізках одиночних ліній (рис. 2.11,д) при вибраних значеннях  $Z_a=40$  Ом,  $\theta_{a1}=72^\circ$ ,  $Z_d=70$  Ом,  $\theta_{d1}=50^\circ$  отримано:  $Z_b=123,71$  Ом,  $\theta_{b1}=58,28^\circ$  з розімкненими кінцями відрізків (криві 5 на рис. 2.12);  $Z_b=21,2$  Ом,  $\theta_{b1}=131,53^\circ$  при закорочених кінцях (криві 6 на рис. 2.12).

#### **Б.6. Розрахунок схем узгодження вхідного опору транзистора F101002A з компенсацією впливу неоднорідностей**

Вихідні дані: значення вхідного опору польового транзистора F101002A становить  $Z_1 = 13,6 - j16$  Ом на частоті 3,5 ГГц.

Для розрахунку вхідного опору використано модель, утворену послідовним з'єднанням резистора 13,6 Ом і конденсатора 2,8 пФ, які на розрахунковій частоті забезпечують задане значення. Вибрано варіант мікросмужкової реалізації схем на діелектричній підкладці товщиною  $H=1$  мм з  $\epsilon=9,8$  і з товщиною металізації 50 мкм зі значеннями хвильових опорів ліній на вході і виході схеми  $Z_{c0}=50$  Ом,  $Z_{c1}=50$  Ом. Параметри неоднорідностей розраховувалися на основі моделей з [78]. При цьому можливі різні варіанти реалізації трійникового розгалуження, пов'язані з розміщенням входу, шлейфу та видом сходинки в основній лінії (див. табл. Б.1).

Для шлейфної схеми з хвильовим опором  $Z_{c2}=70$  Ом і розімкненим на кінці шлейфом розглядалися два варіанти використання трійникового розгалуження:

1) з навантаженням, приєднаним до основної лінії, а відгалужена лінія утворює шлейф (варіант  $T=11$ ,  $M=1$ );

2) з входом зі сторони відгалуження, а шлейф утворює основна лінія, з протилежної сторони якої приєднано навантаження (варіант  $T=11$ ,  $M=3$ ).

Таблиця Б.1 – Варіанти трійникового розгалуження для програми розрахунку електричних параметрів елементів схеми одношлейфного узгодження

| Т  | М |   |   |
|----|---|---|---|
|    | 1 | 2 | 3 |
| 11 |   |   |   |
| 12 |   |   |   |
| 21 |   |   |   |
| 22 |   |   |   |

В результаті розрахунків з компенсацією впливу неоднорідності для вказаних варіантів отримано такі значення електричної довжини відрізків ліній (рис. 2.14,а): 1)  $\theta_1=35,32^\circ$ ,  $\theta_2=61,14^\circ$ ; 2)  $\theta_1=25,05^\circ$ ,  $\theta_2=53,28^\circ$ , в той час, як для ідеалізованої (без неоднорідності) схеми ці параметри становлять:  $\theta_1=45,26^\circ$ ,  $\theta_2=65,3^\circ$ .

Для схеми узгодження трансформуючим відрізком при вибраному значенні  $\theta_1=20^\circ$  в результаті розрахунків ЕП ідеалізованої (без неоднорідності) схеми отримано  $Z_T=24,74$  Ом,  $\theta_T=87,295^\circ$ , а ЕП схеми з компенсацією впливу неоднорідностей становлять  $Z_T=22,86$  Ом,  $\theta_T=67,392^\circ$ , при яких забезпечується сходимость ітераційного процесу вже на п'ятому кроці.



## ДОДАТОК В. ТРАНСФОРМУЮЧІ ЧОТИРИПОЛЮСНИКИ

### В.1. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням

Схема 1 з табл. 3.1 з дискретним елементом містить додаткову реактивність, розміщену між лініями цього відрізка, а кінці ліній можуть бути розімкненими, закороченими, навантаженими реактивним опором, чи з'єднані між собою [376]. На схемі такої структури додатковий реактивний опір  $jX$  ввімкнено на відстані  $l_1$  від навантажених реактивностями  $jX_k$  кінців відрізка ЗСЛ з хвильовими опорами  $Z_e, Z_o$ , фазовими сталими  $\beta_e, \beta_o$  і довжиною  $l$ . Замість опорів  $jX_k$  кінці можуть з'єднуватися перемичкою (показано пунктиром).

В результаті синфазного збудження такого симетричного чотириполюсника отримуємо парціальний дво полюсник (див. табл. 3.1) у вигляді відрізка лінії з хвильовим опором  $Z_e$  і електричною довжиною  $\theta_e = \beta_e l$ , навантаженого реактивним опором  $jX_k$ . При протифазному збудженні чотириполюсника отримуємо подібний парціальний дво полюсник (див. табл. 3.1) у вигляді відрізка лінії з хвильовим опором  $Z_o$  і електричною довжиною  $\theta_o = \beta_o l$ , з реактивними опорами  $jX_k$  на кінці та  $jX/2$  на відстані  $l_1$  (електрична довжина  $\theta_{o1} = \beta_o l_1$ ) від кінця. Для забезпечення бажаної функції, яку буде виконувати пристрій, нормовані вхідні опори  $x_e, x_o$  парціальних дво полюсників повинні приймати значення, розраховані у відповідності до призначення пристрою (див. п. 3.1). З іншого боку, виходячи зі схем цих дво полюсників, для  $x_e, x_o$  можна записати:

$$\left. \begin{aligned} x_e &= z_e (x_k + z_e \operatorname{tg} \theta_e) / (z_e - x_k \operatorname{tg} \theta_e), \\ x_o &= z_o [x_a + z_o \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})] / [z_o - x_a \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})], \end{aligned} \right\} \quad (\text{В.1.1})$$

де  $z_{e,o} = Z_{e,o} / Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення хвильових опорів відрізка ЗСЛ;

$x_a$  – нормований до  $Z_c$  вхідний опір в січненні  $a$  (рис. 1 з табл. 3.1), який становить:

$$x_a = x z_o (x_k + z_o \operatorname{tg} \theta_{o1}) / [x(z_o - x_k \operatorname{tg} \theta_{o1}) + 2z_o (x_k + z_o \operatorname{tg} \theta_{o1})];$$

$x_k = X_k / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення опору навантаження  $jX_k$ ;

$x = X / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення додаткового реактивного опору  $jX$ .

З виразу (В.1.1) для  $x_e$  отримуємо співвідношення для розрахунку електричної довжини  $\theta_e$  відрізка ЗСЛ, а з виразу для  $x_o$  отримуємо співвідношення для розрахунку значення додаткового опору  $jX$ , які при заданих значеннях  $jX_k$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  (відповідно і значеннях  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  для заданого типу лінії) та заданому відношенні  $l_1/l$  забезпечують необхідні значення вхідних реактансів  $x_e$ ,  $x_o$  двополіосників [376, 377]:

$$\operatorname{tg} \theta_e = z_e (x_e - x_k) / (z_e^2 + x_e x_k), \quad (\text{В.1.2})$$

$$x = z_o \frac{2(x_k + z_o \operatorname{tg} \theta_{o1}) [z_o \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1}) - x_o]}{z_o [1 - \operatorname{tg} \theta_{o1} \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})] (x_o - x_k) - [\operatorname{tg} \theta_{o1} + \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})] (x_o x_k + z_o^2)}, \quad (\text{В.1.3})$$

де  $\theta_o$  та  $\theta_{o1}$  визначаються за  $\beta_o$  і довжиною відрізка ЗСЛ, рівною  $l = \theta_e / \beta_e$ .

Якщо скористатися схемою з рис. 3.1,а, тобто **не вводити** реактивності  $jX$  та  $jX_k$ , то вирази (В.1.1) спрощуються так, що вхідні опори  $x_e$ ,  $x_o$  залежатимуть тільки від  $Z_e$ ,  $Z_o$ ,  $\theta_e$ ,  $\theta_o$ , наприклад, при з'єднаних кінцях  $x_e = -z_e / \operatorname{tg} \theta_e$ ,  $x_o = z_o \operatorname{tg} \theta_o$ . У таких випадках забезпечити бажані значення  $x_e$ ,  $x_o$  можна лише за умови, що  $\theta_e = \theta_o = \theta$ , тобто при однакових фазових швидкостях мод, задаючи один з параметрів  $Z_e$ ,  $Z_o$ ,  $\theta$  і розраховуючи решту за заданими значеннями  $x_e$ ,  $x_o$ .

У випадку **схеми з перемичкою** її функцію виконуватиме опір  $jX$ , якщо прийняти  $jX_k = \infty$  (реактивності відсутні) і вибрати відстань  $l_1 = 0$  (рис. В.1.1,а). У парціальній схемі синфазного збудження буде  $jX_k = \infty$ , у схемі протифазного збудження теж  $jX_k = \infty$ , а опір  $jX/2$  переміститься в кінець відрізка. За таких умов з (В.1.2, В.1.3), враховуючи, що  $x_a = x/2$ , отримуємо [109]:

$$\operatorname{tg} \theta_e = -z_e / x_e, \quad x = 2z_o (x_o - z_o \operatorname{tg} \theta_o) / (z_o + x_o \operatorname{tg} \theta_o). \quad (\text{В.1.4})$$

Реактивним опором  $jX$  може бути опір перемички, яку в цьому випадку, враховуючи

її малі розміри, розглядають як короткий відрізок лінії з великим значенням хвильового опору  $Z_s$  і малою електричною довжиною  $\theta_s$ . Перехід від такого відрізка, як чотирьохполюсника з хвильовими параметрами  $S_{11}=0$  та  $S_{21}=\exp(-j\theta_s)$ , до еквівалентної реактивної П-ланки з врахуванням, що  $\cos\theta_s \approx 1$ , вказує на близькість обох паралельних провідностей ланки до нуля, і на близькість послідовного опору, в даному випадку реактивності  $jX$  до значення, рівного  $jZ_s \sin\theta_s$ . Отже, виходячи з розрахованого за (3.8) значення опору  $jX$ , далі шукаються параметри перемички.

У випадку схеми з **навантаженням з'єднаних кінців**, яке утворюють паралельно з'єднані два реактивні опори  $jX_k$ , якщо прийняти  $jX=0$ ,  $l_1=0$  (безпосередньо з'єднати кінці), тобто з опором навантаження відрізка ЗСЛ  $jX_n=jX_k/2$  (рис. В.1.1,б). У парціальних схем синфазного збудження буде  $jX_k=j2X_n$ , у протифазного збудження буде  $jX_k=0$ , що дає  $x_o=z_o \operatorname{tg}\theta_o$ . Визначивши  $\theta_o$  з виразу (В.1.1) для  $x_o$  і  $x_k$  з виразу для  $x_e$ , отримуємо [364]:

$$\operatorname{tg}\theta_o = x_o / z_o, \quad x_k = z_e (x_e - z_e \operatorname{tg}\theta_e) / (z_e + x_e \operatorname{tg}\theta_e). \quad (\text{В.1.5})$$

Реактивний опір навантаження  $jX_n=jX_k/2$  реалізується відрізком лінії – шлейфом.

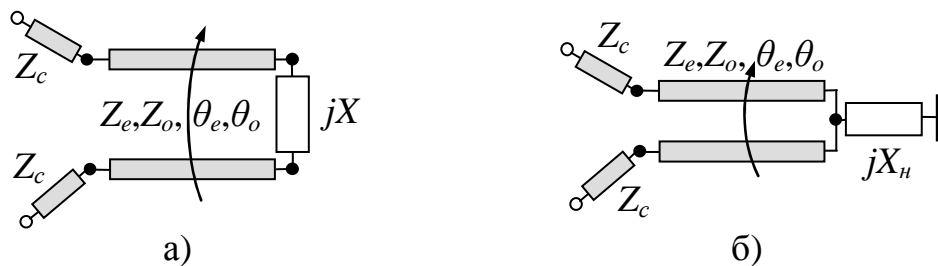


Рисунок В.1.1 – Схеми (а) з реактивною перемичкою, (б) з навантаженим з'єднанням кінців

**Схема 2 з табл. 3.1 з боковими шлейфами** містить узагальнене навантаження кінців ЗСЛ, утворене групою реактивних опорів, значення яких задаються. Це можуть бути: а) з'єднані між собою кінці ( $jX_1=0$  чи заданий,  $jX_2=\infty$ ); б) розімкнені кінці ( $jX_1=\infty$ ,  $jX_2=\infty$ ); в) закорочені кінці ( $jX_1=\infty$ ,  $jX_2=0$ ); г) навантажені заданою реактивністю  $jX_2$  кінці ( $jX_1=\infty$ ). Шлейфи у вигляді відрізків ліній з хвильовим опором

$Z$  і електричною довжиною  $\theta$ , які приєднані до кожної з ліній довжиною  $l$  відрізка ЗСЛ на відстані  $l_1$  від його кінців, виконують функцію додаткових реактивностей.

Схеми парціального двополюсника синфазного збудження (див. табл. 3.1) і двополюсника протифазного збудження містять реактивність  $jX$ , яка є вхідним опором шлейфів. Для вхідних опорів схем двополюсників можна записати:

$$x_e = z_e (x_{ae} + z_e \operatorname{tg} \theta_{ae}) / (z_e - x_{ae} \operatorname{tg} \theta_{ae}), \quad x_o = z_o (x_{ao} + z_o \operatorname{tg} \theta_{ao}) / (z_o - x_{ao} \operatorname{tg} \theta_{ao}), \quad (\text{B.1.6})$$

де  $\theta_{ae,o} = \theta_{e,o} - \theta_{e,o1}$  – електрична довжина відрізка  $l_a = l - l_1$  між входом і січенням  $a$  для парної і непарної мод;

$\theta_{e,o1} = \beta_{e,o} l_1$  – електрична довжина відрізка  $l_1$  для парної і непарної мод;

$x_{ae}, x_{ao}$  – вхідні опори в січеннях  $a$  під'єднання опору  $jX$ , які становлять:

$$x_{ae} = z_e \frac{x(x_2 + z_e \operatorname{tg} \theta_{e1})}{z_e (x + x_2) - (xx_2 - z_e^2) \operatorname{tg} \theta_{e1}}, \quad x_{ao} = z_o \frac{x(x_k + z_o \operatorname{tg} \theta_{o1})}{z_o (x + x_k) - (xx_k - z_o^2) \operatorname{tg} \theta_{o1}}, \quad (\text{B.1.7})$$

де  $x_k = x_1 x_2 / (x_1 + 2x_2)$ ;

$x_{1,2} = X_{1,2} / Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення опорів навантаження  $jX_{1,2}$ .

Якщо (B.1.7) підставити у (B.1.6) і звідти знайти вирази для опору  $x^{(e)}$  у випадку парної і  $x^{(o)}$  у випадку непарної мод, то отримуємо [379]:

$$x^{(e,o)} = \frac{z_{e,o} (x_{e,o} - z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{ae,o}) (x_{ke,o} + z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{e,o1})}{(x_{ke,o} + z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{e,o1}) (z_{e,o} + x_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{ae,o}) - (x_{e,o} - z_{e,o} \operatorname{tg} \theta_{ae,o}) (z_{e,o} - x_{ke,o} \operatorname{tg} \theta_{e,o1})}, \quad (\text{B.1.8})$$

де  $x_{ke} = x_2$ , а  $x_{ko} = x_k$ .

Обидва розраховані за (B.1.8) значення опору  $x$  повинні співпадати, що досягається шляхом ітераційної зміни відстані  $l_1$  при заданих параметрах  $Z_e, Z_o, X_1, X_2$ , а також заданій довжині відрізка  $l$ , чи заданій електричній довжині  $\theta_e$ . За отриманим значенням опору  $x$  розраховуються параметри  $Z$  і  $\theta$  шлейфів.

**Схема 3 з табл. 3.1 з відрізками одиночних ліній на входах** при аналогічному до попереднього випадку узагальненому навантаженні кінців ЗСЛ на відміну від попередніх варіантів задані значення вхідних опорів парціальних схем забезпечує за рахунок відповідних значень хвильового опору  $Z$  і електричної довжини  $\theta$  відрізка одиночної лінії на входах двополісників. В цьому випадку для  $x_e, x_o$  можна записати:

$$x_e = z(x_{ae} + z \operatorname{tg} \theta) / (z - x_{ae} \operatorname{tg} \theta), \quad x_o = z(x_{ao} + z \operatorname{tg} \theta) / (z - x_{ao} \operatorname{tg} \theta), \quad (\text{B.1.9})$$

де  $z = Z/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору відрізка на вході;  
 $x_{ae}, x_{ao}$  – вхідні опори в січеннях  $a$  під'єднання відрізка до ЗСЛ, які становлять:

$$x_{ae} = z_e(x_2 + z_e \operatorname{tg} \theta_e) / (z_e - x_2 \operatorname{tg} \theta_e), \quad x_{ao} = z_o(x_k + z_o \operatorname{tg} \theta_o) / (z_o - x_k \operatorname{tg} \theta_o), \quad (\text{B.1.10})$$

де, як і в попередньому випадку,  $x_k = x_1 x_2 / (x_1 + 2x_2)$ ;

$x_{1,2} = X_{1,2}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення опорів навантаження  $jX_{1,2}$ .

З виразу (B.1.9) для  $x_e$  отримуємо співвідношення для  $\operatorname{tg} \theta$  і, підставивши його у вираз (B.1.9) для  $x_o$ , отримуємо співвідношення для розрахунку  $Z$  [379]:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{z(x_e - x_{ae})}{z^2 + x_e x_{ae}}, \quad z = \sqrt{\frac{x_e x_{ae} (x_o - x_{ao}) - x_o x_{ao} (x_e - x_{ae})}{x_e - x_o - x_{ae} + x_{ao}}}. \quad (\text{B.1.11})$$

Значення вхідних опорів  $x_{ae}, x_{ao}$ , які необхідні для визначення за (B.1.11) параметрів  $Z$  і  $\theta$  відрізків, дає їх розрахунок за (B.1.10) при заданих параметрах  $Z_e, Z_o, X_1, X_2$ , а також заданій довжині відрізка  $l$ , чи заданій електричній довжині  $\theta_e$ .

**Схема 4 з табл. 3.1 з відрізком, який з'єднує пару кінців ЗСЛ**, відповідає схемі 1 з табл. 3.1, коли  $jX_k = \infty, jX = \infty, l_1 = 0$  (реактивності відсутні), а кінці з'єднані відрізком з хвильовим опором  $Z$  і електричною довжиною  $\theta$ . У парціальній схемі синфазного збудження будемо мати  $jX_{ke} = -jZ/\operatorname{tg}(\theta/2)$ , а у схемі протифазного

збудження  $jX_{ke}=jZ\text{tg}(\theta/2)$ . В результаті для опорів  $x_{ke}$  та  $x_{ko}$  з виразу для  $x_e$  і з виразу для  $x_o$ , який буде аналогічний виразу для  $x_e$  з (В.1.1), запишемо:

$$x_{ke} = z_e(x_e - z_e \text{tg} \theta_e)/(z_e + x_e \text{tg} \theta_e), \quad x_{ko} = z_o(x_o - z_o \text{tg} \theta_o)/(z_o + x_o \text{tg} \theta_o), \quad (\text{В.1.12})$$

Опори можуть бути розраховані за (3.10) при заданих  $Z_e, Z_o$ , а також заданій довжині відрізка  $l$ , чи електричній довжині  $\theta_e$ . Для розрахунку електричних параметрів відрізка лінії, використовуючи їх зв'язок з опорами  $x_{ke}$  та  $x_{ko}$ , отримуємо [379]:

$$z = \sqrt{-x_{ke} x_{ko}}, \quad \text{tg}(\theta/2) = -z/x_{ke}. \quad (\text{В.1.13})$$

### ***Приклади розрахунків та моделювання***

#### **1. Розрахунок ДФФ Шіфмана на паралельно з'єднаних відрізках ЗСЛ з одностороннім навантаженням.**

Для порівняння вибрано приведений у [99] варіант ДФФ (рис. 1.4,г) на відрізках ЗСЛ зі з'єднаними кінцями у мікросмужковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=2,5$  товщиною  $H=1,6$  мм, який на робочій частоті 5 ГГц забезпечує різницеву фазову затримку  $\Delta\varphi=90^\circ$ . ДФФ складається з двох фазообертачів I і II з фіксованою фазовою затримкою. За методикою роботи [99] хвильові опори відрізків ЗСЛ, які для ФФ I становлять  $Z_e=141,9$  Ом,  $Z_o=70,7$  Ом, а для ФФ II становлять  $Z_e=129,5$  Ом,  $Z_o=77,15$  Ом, вибрано при рівних фазових швидкостях мод з умови забезпечення вхідного узгодження відрізка, тобто  $Z_c^2 = Z_e Z_o$ , де  $Z_c=50$  Ом, що відповідає умові (2.12) для відрізка ЗСЛ без додаткових реактивностей при  $\theta_e=\theta_o$ . Значення усередненої електричної довжини відрізків  $\theta$  для ФФ I вибрано рівним  $109,35^\circ$ , а для ФФ II вибрано  $156,15^\circ$ , що відповідає фазовій затримці  $\varphi_{21}=127,18^\circ$  та  $\varphi_{43}=37,18^\circ$  і дає диференціальний фазовий зсув  $\Delta\varphi=\varphi_{21}-\varphi_{43}=90^\circ$ .

Для компенсації впливу різниці фазових швидкостях мод вибрано варіант схеми з додатковими реактивностями (схема 1 в табл. 3.1), які реалізуються дискретними елементами. Вхідні реактанси парціальних двополосників для вказаних значень фазової затримки  $\varphi_{21}$  та  $\varphi_{43}$  згідно з (2.11) становлять: для ФФ I  $x_e=0,497$ ,  $x_o=-2,014$ ; для ФФ II  $x_e=2,973$ ,  $x_o=-0,336$ . В результаті розрахунків запропонованим вище методом для цих значень  $x_e$ ,  $x_o$  і вказаних значень хвильових опорів відрізків ЗСЛ, яким відповідають фазові сталі  $\beta_e=0,1499$  рад/мм,  $\beta_o=0,1398$  рад/мм (ФФ I) і  $\beta_e=0,1504$  рад/мм,  $\beta_o=0,1404$  рад/мм (ФФ II), отримано: для ФФ I  $l=12,73$  мм ( $\theta_e=109,36^\circ$ ),  $X=-151,1$  Ом ( $C=0,21$  пФ) при  $l_1=2,29$  мм; для ФФ II  $l=18,16$  мм ( $\theta_e=156,47^\circ$ ),  $X=-150,6$  Ом ( $C=0,14$  пФ) при  $l_1=3,27$  мм (ширина смужок  $W=1,06$  мм, зазор  $S=0,56$  мм у ФФ I і  $W=1,15$  мм,  $S=0,93$  мм у ФФ II).

Рівномірне у смузі частот узгодження дають також схеми з реактивними перемичками (рис. В.1.1,а) з хвильовим опором 200 Ом. В цьому випадку їх реактивний опір для ФФ I становить 18,45 Ом при електричній довжині  $5,3^\circ$ , а для ФФ II 28,1 Ом при довжині  $8,08^\circ$ .

## 2. Розрахунок та моделювання ФФ з фазовою затримкою $180^\circ$ на робочій частоті 1,4 ГГц.

Схема реалізується на відрізку ЗСЛ зі з'єднаними кінцями, навантаженими шлейфом (рис. В.1.1,б), у мікросмужковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=9,9$  товщиною  $H=1,25$  мм. Моделювання та експериментальне дослідження такого ФФ виконано в [380] для перевірки запропонованої авторами моделі відрізка ЗСЛ у вигляді мостової еквівалентної схеми. У роботі за матеріалами інших досліджень для зв'язаних ліній вибрано значення хвильових опорів  $Z_c=50$  Ом,  $Z_e=45$  Ом,  $Z_o=24,1$  Ом ( $\beta_e=0,0813$  рад/мм,  $\beta_o=0,0709$  рад/мм) при довжині відрізка  $l=20,48$  мм, а шлейф реалізовано закороченим на кінці відрізком з хвильовим опором  $Z=26,4$  Ом і довжиною  $l_H=19,37$  мм. Оскільки СМ такої структури з зображеною на рис. В.2,а топологією вказує на низький рівень вхідного узгодження (штрих-пунктирна лінія  $|S_{11}|$  на рис. В.1.2,б), тому авторами проведено корекцію розмірів оптимізаційними методами за допомогою програмного пакету для електродинамічного моделювання

Momentum (див. п. 1.1.2), в результаті чого отримано частотні характеристики зворотних втрат і фазової затримки, зображені на рис. В.1.2,б пунктирними лініями.

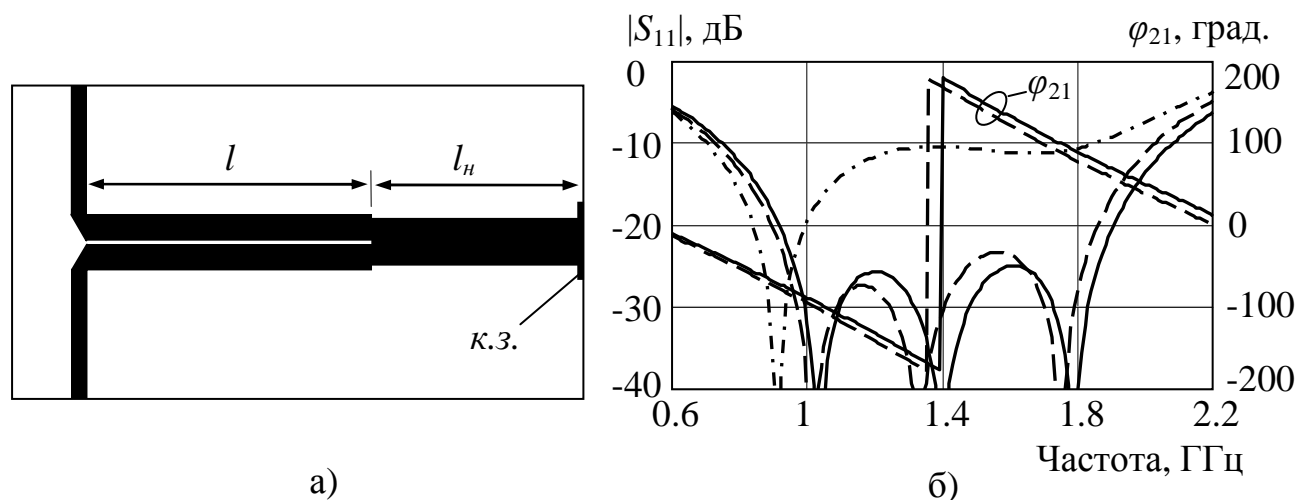


Рисунок В.1.2 – Топологія (а) ФФ на відрізку ЗСЛ зі з'єднаними кінцями, навантаженими шлейфом, та його (б) частотні характеристики

Розрахунок такого ФФ з вказаними вище значеннями хвильових опорів  $Z_e$ ,  $Z_o$  та опору  $Z$ , виконаний запропонованим методом з використанням вхідних опорів парціальних схем, які для  $\varphi_{21}=180^\circ$  згідно з (2.11) становлять  $x_e=0$ ,  $x_o=-\infty$ , дає наступні значення електричних параметрів елементів:  $\theta_e=103,21^\circ$ , що відповідає довжині  $l=22,17$  мм; реактивний опір навантаження  $X=96,0$  Ом, що відповідає електричній довжині шлейфа  $\theta=74,62^\circ$  чи  $l_n=16,12$  мм. Результати моделювання ФФ з цими розмірами (суцільні криві на рис. В.1.2,б) показують, що при використанні запропонованого методу відпадає потреба в оптимізації схеми і тим самим підвищується ефективність проектування подібних ЛВПП.

### 3. Розрахунок схеми на відрізку ЗСЛ з кінцями, з'єднаними відрізком одиночної лінії, в режимі трансформатора імпедансу.

Схема на частоті 1 ГГц повинна забезпечити трансформацію опору навантаження  $R=100$  Ом у вхідний опір, рівний хвильовому опору підвідної лінії  $Z_c=50$  Ом. Для реалізації у мікросмушковому виконанні вибрано діелектричну підкладку з матеріалу ФАФ-4 ( $\varepsilon=2,64$ , товщина  $H=1,44$  мм, товщина металізації  $T=50$ мкм). Для зв'язаних ліній вибрано ширину смужок  $W=3$  мм, зазор  $S=0,5$  мм, що



відповідає параметрам  $Z_e=67,68$  Ом,  $Z_o=42,57$  Ом (фазові сталі  $\beta_e=0,0315$  рад/мм,  $\beta_o=0,0292$  рад/мм). Розраховані за (2.25) значення вхідних опорів парціальних двополюсників трансформатора в даному випадку становлять  $x_e=1,414$ ,  $x_o=-1,414$ . При вибраному значенні  $\theta_e=10^\circ$ , що відповідає довжині відрізка ЗСЛ 5,53 мм, для з'єднувальної лінії в результаті розрахунків отримано:  $Z=71,31$  Ом,  $\theta=70,29^\circ$  (ширина смужки 2,13 мм, довжина 40,37 мм).

#### 4. Результати еквівалентної заміни відрізка лінії довжиною $3\lambda/4$ у складі кільцевого моста.

З метою зменшення габаритних розмірів КМ з робочою частотою 2 ГГц у мікросмужковому виконанні на підкладці з параметрами  $\varepsilon=9,8$ ,  $H=1$  мм,  $T=35$  мкм здійснено заміну довгого  $3\lambda/4$  відрізка на фазообертач з фазовою затримкою  $-3\pi/2$  на базі відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням.

Відомо [7], що хвильовий опір лінії у кільцевому мості становить  $Z_k = Z_c \sqrt{2}$ , де  $Z_c$  – хвильовий опір підвідних ліній, звідки при  $Z_c=50$  Ом маємо  $Z_k=70,71$  Ом. При вказаних параметрах підкладки на робочій частоті діаметр кільця близький до 30 мм, а довжина  $3\lambda/4$  відрізка перевищує 45 мм.

При заміні, якщо від  $3\lambda/4$  відрізка залишити для під'єднання ФФ дві частини з фазовою затримкою по  $35^\circ$ , то решту  $200^\circ$  фазового зсуву повинен забезпечити відрізок ЗСЛ. Умову узгодження (2.12) на вході відрізка ЗСЛ зі з'єднаними кінцями і однаковими фазовими швидкостями мод можна забезпечити, як сказано вище, при  $Z_c^2 = Z_e Z_o$ , де підвідними лініями в даному разі є лінії з хвильовим опором  $Z_k=70,71$  Ом. При виборі значень  $Z_e=103$  Ом,  $Z_o=48,55$  Ом, яким відповідають  $\beta_e=0,1077$  рад/мм,  $\beta_o=0,09805$  рад/мм, ширина смужок  $W=0,34$  мм і зазор  $S=0,3$  мм, потрібне значення фазової затримки досягається при довжині відрізка ЗСЛ 16,3 мм.

З метою компенсації впливу різниці фазових швидкостей мод у ЗСЛ в мікросмужковому виконанні з вказаними вище значеннями електричних параметрів відрізка ЗСЛ використано два варіанти схемної реалізації ФФ (для порівняння): з боковими шлейфами і з відрізками одиночних ліній на входах.

Для схеми з боковими шлейфами (схема 2 в табл. 3.1) нормовані значення вхідних опорів, які повинні мати її парціальні двополюсники для забезпечення у нашому випадку  $\varphi_{21}=-200^\circ$ , згідно з (2.11) становлять  $x_e=0,176$ ,  $x_o=-5,671$ . В результаті розрахунків за (В.1.8) при  $X_{k1}=0$ ,  $X_{k2}=\infty$  (з'єднані кінці) отримано наступне: при  $\theta_e=90^\circ$ , що відповідає довжині відрізка ЗСЛ  $l=14,59$  мм, відстань до місця включення шлейфів становить  $l_1=10$  мм, а їх вхідний опір дорівнює  $X=-148,17$  Ом, що забезпечується розімкненням на кінці відрізком з хвильовим опором  $Z_{ш}=70$  Ом і електричною довжиною  $\theta_{ш}=25,29^\circ$  ( $W_{ш}=0,4$  мм,  $l_{ш}=4,22$  мм).

У випадку схеми з відрізками одиночних ліній на входах (схема 3 в табл. 3.1) ці відрізки одночасно забезпечують і приєднання ЗСЛ. Тому фазова затримка схеми повинна становити  $\varphi_{21}=-270^\circ$  і згідно з (2.11) нормовані вхідні опори парціальних двополюсників повинні дорівнювати  $x_e=1$ ,  $x_o=-1$ . В результаті розрахунків за (В.1.10, В.1.11) також при  $X_{k1}=0$ ,  $X_{k2}=\infty$  для  $\theta_e=70^\circ$ , що відповідає довжині відрізка ЗСЛ  $l=11,34$  мм, отримано наступні параметри відрізків лінії на входах: хвильовий опір  $Z=65,81$  Ом, електрична довжина  $\theta=76,73^\circ$  ( $W=0,48$  мм,  $l=12,73$  мм).

На рис. В.1.3 зображено топологію всіх чотирьох кільцевих мостів, розроблену за розрахованими розмірами. На рис. В.1.4,а приведено частотні залежності коефіцієнта відбиття (зворотних втрат) (показано суцільними лініями) на вході 1 і рівня розв'язки ( $20\lg|S_{31}|$ ) між входом 1 і протилежним виходом 3 (пунктирні лінії), а на рис. В.1.4,б – частотні залежності коефіцієнта передачі (внесених втрат  $20\lg|S_{41}|$ ) на сусідній вихід 4, які були отримані в результаті СМ всіх чотирьох варіантів мостів з розрахованими електричними параметрами і розмірами.

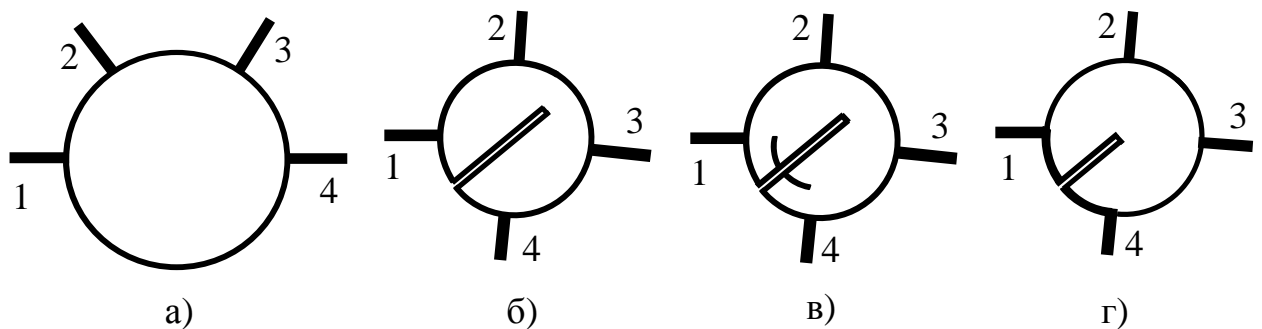


Рисунок В.1.3 – Топологія кільцевого моста з відрізків ліній (а), з ФФ Шифмана (б), на відрізку ЗСЛ з боковими шлейфами (в) та з відрізками лінії на входах (г)

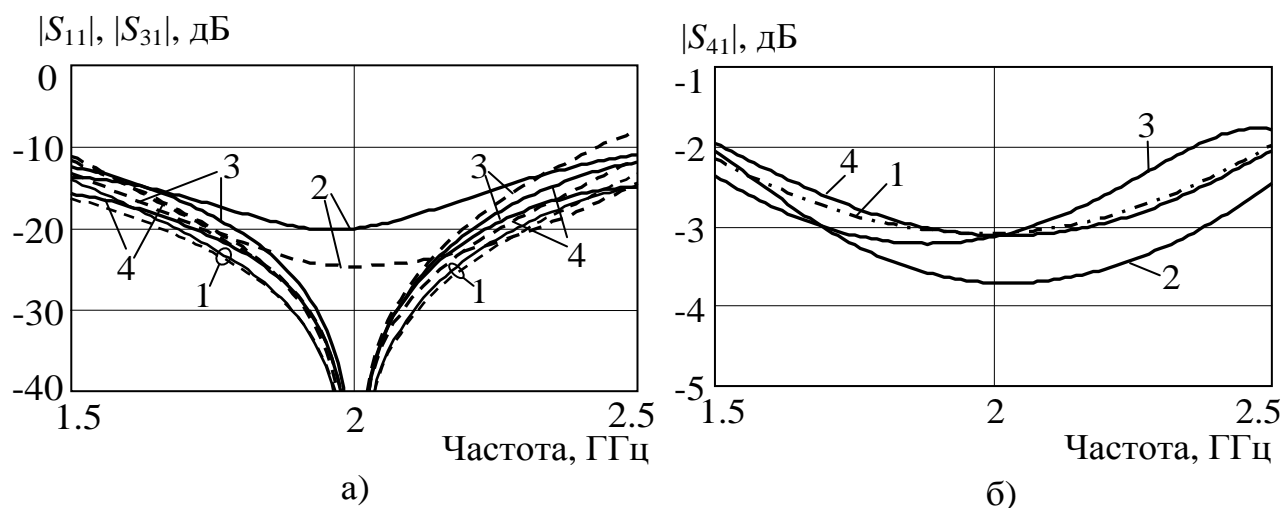


Рисунок В.1.4 – Частотні характеристики (а) вхідного узгодження і розв’язки між входом 1 і виходом 3 та (б) внесених втрат на вихід 4 кільцевого моста

Криві 1 відносяться до вихідної структури з  $3l/4$  відрізком (рис. В.1.3,а), криві 2 отримано для моста з ФФ Шіфмана (рис. В.1.3,б), криві 3 відповідають схемі на відрізку ЗСЛ зі шлейфами, топологію якої зображено на рис. В.1.3,в, і криві 4 – схемі з відрізками на входах ЗСЛ (топологія на рис. В.1.3,г). З результатів СМ слідує, що не врахована різниця фазових швидкостей мод знижує рівень узгодження та розв’язки, порушує однаковий поділ потужності між виходами моста. Обидві запропоновані схеми з додатковими реактивностями позбуваються цих недоліків.

## В.2. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням

**Схема 1 з табл. 3.2 з дискретними елементами** містить додаткові реактивності  $jX$ , які для збереження симетрії схеми розміщують на відстані  $l_1$  по обидві сторони від осі симетрії між лініями відрізка ЗСЛ довжиною  $2l$  [381]. Кінці ліній можуть бути розімкненими, закороченими, чи навантаженими реактивним опором  $jX_k$ . При застосуванні до схеми методу СПЗ вона розкладається на парціальні двополюсники синфазного і протифазного збудження (див табл. 3.2), які можна розглядати як схеми трансформації опорів  $jX_k$  чотирьохполюсником ТЧ у вхідні опори  $jX_e, jX_o$ . Застосовуючи до кожного з цих симетричних ТЧ метод СПЗ, отримуємо по парі нових двополюсників синфазно-протифазного збудження (див табл. 3.2).

Синфазний ТЧ розкладається на двополюсники з вхідними реактансами  $X_{ee}$ ,  $X_{eo}$  (перший індекс відноситься до типу ТЧ, другий – до способу його збудження). Протифазний ТЧ розкладається на двополюсники з вхідними реактансами  $X_{oe}$ ,  $X_{oo}$ . Значення цих вхідних опорів розраховуються за співвідношенням (2.24), тобто:

$$x_{no} = [x_{ne}(x_k - x_n) - 2x_n x_k] / (x_n - x_k - 2x_{ne}), \quad (\text{B.2.1})$$

де індекс  $n$  приймає значення  $e$  для ТЧ з  $jX_e$ , чи значення  $o$  для ТЧ з  $jX_o$ ;  
 $x_k = X_k / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення опору навантаження.

Для вхідних опорів  $x_{ee}$  та  $x_{oe}$  відповідних схем парціальних двополюсників, виходячи з електричної довжини половини відрізка ЗСЛ, можна записати:

$$x_{ee} = -z_e / \operatorname{tg} \theta_e, \quad x_{oe} = z_e \operatorname{tg} \theta_e, \quad (\text{B.2.2})$$

де  $\theta_e = \beta_e l$  – електрична довжина частини відрізка, довжиною  $l$  для парної моди;  
 $z_e = Z_e / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору парної моди відрізка ЗСЛ.

Прирівнюючи вирази для  $x_{eo}$  та  $x_{oo}$ , записані на основі схем відповідних парціальних двополюсників, до (B.2.1) з підстановкою (B.2.2), отримуємо систему з двох рівнянь. З кожного з них можемо записати вирази для реактивного опору  $X$ , які будуть аналогічні виразу (B.1.3), через подібність схем парціальних двополюсників протифазного збудження, тільки в одному випадку  $jX_k = \infty$ , а в іншому  $jX_k = 0$ . Тому вираз для додаткового опору  $X$ , наприклад, при  $jX_k = 0$  матиме вигляд:

$$x = \frac{2z_o \operatorname{tg} \theta_{o1} [z_o \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1}) - x_{oo}]}{x_{oo} [1 - \operatorname{tg} \theta_{o1} \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})] - z_o [\operatorname{tg} \theta_{o1} + \operatorname{tg}(\theta_o - \theta_{o1})]}, \quad (\text{B.2.3})$$

де  $\theta_o = \beta_o l$  – електрична довжина частини відрізка, довжиною  $l$  для непарної моди;  
 $\theta_{o1} = \beta_o l_1$  – електрична довжина частини відрізка, довжиною  $l_1$  для непарної моди;  
 $z_o = Z_o / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору непарної моди відрізка ЗСЛ.

Оскільки опір  $X$  повинен бути однаковим для обох схем трансформації, то з рівності двох варіантів виразу (В.1.3) отримуємо [381] квадратне рівняння відносно  $\theta_{o1}$ :

$$a(z_o + x_{oo} \operatorname{tg} \theta_o) \operatorname{tg}^2 \theta_{o1} - 2ab \operatorname{tg}(\theta_{o1}) + b(z_o \operatorname{tg} \theta_o - x_{eo}) = 0, \quad (\text{В.2.4})$$

де  $a = z_o + x_{oo} \operatorname{tg} \theta_o$ ;

$b = z_o \operatorname{tg} \theta_o - x_{eo}$ .

Таким чином, для розрахунку за отриманими співвідношеннями електричних параметрів елементів схеми на відрізку ЗСЛ з двостороннім навантаженням і з дискретними елементами, парціальні двополюсники якої повинні забезпечити бажані вхідні опори  $X_e, X_o$ , необхідно задати значення хвильових опорів  $Z_c$  та  $Z_e, Z_o$  з відповідними фазовими сталими  $\beta_e, \beta_o$ , а також значення електричної довжини  $\theta_e$  та опору навантаження  $X_k$ . За (В.2.2) розраховуються значення  $x_{ee}, x_{oe}$ , а за (В.2.1) – значення  $x_{eo}, x_{oo}$ . З розв'язку рівняння (В.2.4) визначається відстань  $l_1$  до місця під'єднання додаткових реактивностей і далі за (В.2.3) розраховується їх значення.

Для варіанту з одним додатковим опором, розміщеним в середині відрізка ЗСЛ, коли  $l_1=0$ , замість  $l_1$  необхідно вводити іншу змінну. Нею може виступати опір навантаження  $X_k$ , значення якого шукається за умови рівного нулю одного з коренів рівняння (3.21), що досягається, коли стає рівним нулю вільний член, тобто при  $b=0$  (випадок  $z_o \operatorname{tg} \theta_o = x_{eo}$  не підходить, оскільки дає  $X=0$ , чого бути не може). Підставивши вираз (В.2.2) для  $x_{oe}$  у вираз (В.2.1) для  $x_{oo}$  і прирівнюючи останній до  $z_o \operatorname{tg} \theta_o$  (з умови  $b=0$ ), знаходимо співвідношення для розрахунку нормованого значення опору навантаження  $X_k$ , при якому буде забезпечено  $l_1=0$ :

$$x_k = \frac{x_o(z_e \operatorname{tg} \theta_e + z_o \operatorname{tg} \theta_o) - 2z_e z_o \operatorname{tg} \theta_e \operatorname{tg} \theta_o}{z_e \operatorname{tg} \theta_e + z_o \operatorname{tg} \theta_o - 2x_o}. \quad (\text{В.2.5})$$

При цьому додатковий опір дорівнює половині розрахованого за (В.2.3) значення.

**Схема 2 з табл. 3.2 з боковими шлейфами, які розміщено з боків у середній**

частині відрізка ЗСЛ розкладається на парціальні двополюсники, приведені в табл. 3.2. Підставляючи вираз для вхідного опору  $x_{ee}$ , записаний для схеми відповідного двополюсника, у співвідношення (В.2.1) для  $x_{eo}$  і прирівнюючи останнє до виразу для  $x_{eo}$ , записаному для схеми відповідного двополюсника, отримуємо квадратне рівняння відносно реактивного опору  $X$ :

$$ax^2 + bx + c = 0, \quad (\text{В.2.6})$$

де  $a = 4[2x_e x_k t_e t_o - 2z_e z_o - (x_e - x_k)(z_e t_o + z_o t_e)]$ ;

$b = 2[2z_e z_o (x_e - x_k) - t_e t_o (x_e - x_k)(z_e^2 + z_o^2) - 2x_e x_k (z_e t_o + z_o t_e) - 2z_e z_o (z_e t_e + z_o t_o)]$ ;

$c = z_e z_o [(x_e - x_k)(z_e t_e + z_o t_o) + 2(x_e x_k - z_e z_o t_e t_o)]$ ;

$t_{e,o} = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ .

Підставляючи вираз  $x_{oe} = z_e t_e$ , записаний для схеми відповідного двополюсника, у співвідношення (В.2.1) для  $x_{oo}$  і прирівнюючи останнє до виразу  $x_{oo} = z_o t_o$ , записаному для схеми відповідного двополюсника, отримуємо трансцендентне рівняння відносно  $l$  – половини довжини відрізка ЗСЛ ( $\theta_{e,o}/2 = \beta_{e,o} l$ ):

$$t_e z_e [(x_o - x_k) - 2z_o t_o] + z_o t_o (x_o - x_k) + 2x_o x_k = 0. \quad (\text{В.2.7})$$

Розв'язок рівняння (В.2.7) шукається шляхом ітераційної зміни  $\theta_e$  при заданих значеннях  $Z_c$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  і далі з (В.2.6) визначається реактивний опір  $X$ , який реалізується розімкненим чи закороченим відрізком лінії.

**Схема 3 з табл. 3.2 з відрізками одиночних ліній на входах** розкладається на парціальні двополюсники, приведені в табл. 3.2. Метод розрахунку подібний до методу для схеми 3 з табл. 3.1. Підставляючи вирази  $x_{ee} = -z_e/t_e$  і  $x_{eo} = -z_o/t_o$ , де  $t_{e,o} = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ , записані для схем відповідних двополюсників, у співвідношення (2.24) для вхідного опору  $x_e = x_{ae}$  в січenni  $a$  синфазного ТЧ, а також підставляючи вирази

$x_{oe}=z_e t_e$  і  $x_{oo}=z_o t_o$ , записані для схем відповідних дво полюсників, у (2.24) для вхідного опору  $x_6=x_{ao}$  в січєнні  $a$  проти фазного ТЧ, отримуємо:

$$x_{ae} = \frac{2z_e z_o - x_k (z_e t_o + z_o t_e)}{2x_k t_e t_o - (z_e t_o + z_o t_e)}, \quad x_{ao} = \frac{2z_e z_o t_e t_o + x_k (z_e t_e + z_o t_o)}{2x_k + (z_e t_e + z_o t_o)}. \quad (\text{B.2.8})$$

Розраховані за (B.2.8) при заданих  $Z_c, Z_e, Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e, \beta_o$  та заданій довжині  $\theta_e$  значення  $x_{ae}, x_{ao}$  використовуються для розрахунку параметрів  $Z$  та  $\theta$  відрізків ліній на входах схеми за отриманими з (B.1.9) виразами (B.1.11).

**Схема 4 з табл. 3.2 з відрізком, який з'єднує пару кінців ЗСЛ,** розкладається на парціальні дво полюсники, приведені в табл. 3.2. З виразу (2.24) для вхідного опору  $x_6=x_e$  синфазного ТЧ з підстановкою виразів  $x_{ee}=-z_e/t_e$  і  $x_{eo}=-z_o/t_o$ , де  $t_{e,o}=\text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ , записаних для схем відповідних дво полюсників, а також з виразу (2.24) для вхідного опору  $x_6=x_o$  проти фазного ТЧ з підстановкою виразів  $x_{oe}=z_e t_e$  і  $x_{oo}=z_o t_o$ , записаних для відповідних дво полюсників, для опорів навантаження отримуємо:

$$x_{ke} = \frac{2z_e z_o + x_e (z_e t_o + z_o t_e)}{2x_e t_e t_o + (z_e t_o + z_o t_e)}, \quad x_{ko} = \frac{2z_e z_o t_e t_o - x_o (z_e t_e + z_o t_o)}{2x_o - (z_e t_e + z_o t_o)}. \quad (\text{B.2.9})$$

Розраховані за (B.2.9) при заданих  $Z_c, Z_e, Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e, \beta_o$  та заданій  $\theta_e$  значення опорів  $x_{ke}, x_{ko}$  використовуються для розрахунку хвильового опору  $Z$  та електричної довжини  $\theta$  відрізка одиночної лінії, яким з'єднано кінці ЗСЛ, а також ввімкненого паралельно (див. табл. 3.2) чи послідовно в середині цього відрізка додаткового реактивного опору  $X$ , якщо він вводиться в схему. У схемі без опору значення  $Z$  і  $\theta$  розраховуються за (B.1.13). При його наявності хвильовий опір  $Z$  задається, а значення  $\theta$  і нормоване до  $Z_c$  значення  $X$  розраховуються за виразами:

$$\left. \begin{array}{l} \text{послідовний опір} \quad \text{tg}(\theta/2) = -z/x_{ke}, \quad x = 2(x_{ke} x_{ko} + z^2)/(x_{ke} - x_{ko}), \\ \text{паралельний опір} \quad \text{tg}(\theta/2) = x_{ko}/z, \quad x = z^2(x_{ke} - x_{ko})/[2(x_{ke} x_{ko} + z^2)]. \end{array} \right\} \quad (\text{B.2.10})$$

### *Приклад розрахунків*

Розрахунок ФФ, аналогічного прикладу 4 з В.1, з фазовою затримкою  $-3\pi/2$  на робочій частоті 2 ГГц на базі відрізка ЗСЛ з різними варіантами одностороннього навантаження при реалізації у мікросмушковому виконанні на підкладці з параметрами  $\varepsilon=9,8$ ,  $H=1\text{мм}$ ,  $T=35\text{ мкм}$  і значеннями хвильових опорів:  $Z_c=70,71\text{ Ом}$ ,  $Z_e=103\text{ Ом}$ ,  $Z_o=48,55\text{ Ом}$  (фазові сталі  $\beta_e=0,1077\text{ рад/мм}$ ,  $\beta_o=0,09805\text{ рад/мм}$ ).

Для схеми ФФ з дискретними елементами (схема 1 в табл. 3.2) в результаті розрахунків при  $X_k=8,164\text{ Ом}$  (шлейф з параметрами  $Z=65\text{ Ом}$ ,  $\theta=97,16^\circ$ ) та  $\theta_e/2=60^\circ$  ( $l=9,72\text{ мм}$ ) отримано:  $l_1=3,85\text{ мм}$ ,  $X=-33,566\text{ Ом}$  ( $C=2,37\text{ пФ}$ ).

Для схеми ФФ з боковими шлейфами (схема 2 в табл. 3.2) в результаті розрахунків при  $X_k=-79,62\text{ Ом}$  (ємність 1 пФ, чи шлейф з параметрами  $Z=65\text{ Ом}$ ,  $\theta=39,23^\circ$ ) отримано:  $\theta_e/2=50,82^\circ$  ( $l=8,24\text{ мм}$ ),  $X=-13,632\text{ Ом}$  (шлейф з параметрами  $Z=65\text{ Ом}$ ,  $\theta=78,16^\circ$ ,  $l=13,0\text{ мм}$ ).

Для такого ж ФФ з тим же значенням  $X_k$ , але для іншого варіанту розв'язку рівняння (В.2.7), отримано  $\theta_e/2=141,35^\circ$  ( $l=22,91\text{ мм}$ ) і дає  $X=-13,632\text{ Ом}$  (шлейф з параметрами  $Z=65\text{ Ом}$ ,  $\theta=41,78^\circ$ ,  $l=6,94\text{ мм}$ ).

Для схеми ФФ з відрізками одиночної лінії на входах (схема 3 в табл. 3.2) в результаті розрахунків при тому самому опорі  $X_k=-79,62\text{ Ом}$  (ємність 1 пФ, чи шлейф з параметрами  $Z=65\text{ Ом}$ ,  $\theta=39,23^\circ$ ) та при  $\theta_e=90^\circ$  ( $l=14,58\text{ мм}$ ) отримано параметри відрізків:  $Z=92,4\text{ Ом}$ ,  $\theta=76,86^\circ$ ,  $l=13,36\text{ мм}$ .

### **В.3. Схеми на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням**

**Схема 1 з табл. 3.3 з дискретними елементами** містить додаткові реактивності  $jX$ , які для збереження симетрії схеми розміщують [358] подібно до схеми з двостороннім навантаженням (схема 1 в табл. 3.2). Кінці ліній розімкнені, закорочені чи навантажені реактивністю  $jX_k$ . У схемі парціального двополюсника синфазного збудження кінці відрізка ЗСЛ довжиною  $l$  з'єднані між собою відрізком лінії з нульовою електричною довжиною  $\theta'=0$ . У схемі двополюсника протифазного



збудження довжина відрізка, яким замінено фазоінвертор, приймається рівною  $\theta' = \pi$ , а парціальні дво полюсники, отримані при розкладанні ТЧ цієї схеми, мають у своєму складі розімкнені чи закорочені відрізки з електричною довжиною  $\pi/2$ , які приєднані до кінців основних ліній. Вони трансформують свій опір навантаження (нульовий чи безмежний) в обернене значення. Підставляючи вираз  $x_{ee} = -z_e / \text{tg}(\theta_e/2)$ , записаний для схеми відповідного дво полюсника, у вираз (В.2.1) для  $x_{eo}$  і прирівнюючи останній до виразу для  $x_{eo}$ , але записаному на основі схеми відповідного дво полюсника, отримуємо співвідношення для додаткового опору  $X$ , в яке входять нормовані до  $Z_c$  параметри  $Z_e, Z_o, X_k$ , а також  $t_e, t_o, t_{o1}$ , де  $t_{e,o} = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ ,  $t_{o1} = \text{tg}\theta_{o1}$  [358]. Подібним чином, підставляючи вираз  $x_{oe} = z_e t_e$ , записаний для схеми відповідного дво полюсника, у вираз (В.2.1) для  $x_{oo}$  і прирівнюючи останній до виразу для  $x_{oo}$ , записаному на основі схеми відповідного дво полюсника, отримуємо друге співвідношення для  $X$ . Вони мають вигляд:

$$x = -2z_o t_{o1} (t_{o1} b_2 + b_1) / [(1 + t_{o1}^2) b_1], \quad x = 2z_o (t_{o1} d_1 + d_2) / [(1 + t_{o1}^2) d_1], \quad (\text{В.3.1})$$

де  $b_1 = a_1 - z_o t_o a_2$ ;

$b_2 = t_o a_1 + z_o a_2$ ;

$a_1 = z_e (x_e - x_k) - 2x_e x_k t_e$ ;

$a_2 = 2z_e + (x_e - x_k) t_e$ ;

$d_1 = z_o c_1 + t_o c_2$ ;

$d_2 = c_2 - z_o t_o c_1$ ;

$c_1 = 2z_e t_e - (x_o - x_k)$ ;

$c_2 = z_e t_e (x_o - x_k) + 2x_o x_k$ .

Прирівнюючи між собою обидва співвідношення для  $X$ , отримуємо [358] квадратне рівняння відносно  $t_{o1}$ , тобто відстані  $\theta_{o1}$  до реактивного опору:

$$t_{o1}^2 b_2 d_1 + 2t_{o1} b_1 d_1 + b_1 d_2 = 0. \quad (\text{В.3.2})$$

Вихідними даними для розрахунків за виразами (В.3.1, В.3.2) служать бажані значення вхідних реактансів  $x_e, x_o$  та задані значення опорів  $Z_c, X_k, Z_e, Z_o$  з  $\beta_e, \beta_o$  і довжини  $\theta_e$ . При цьому можна використати два спрощених варіанти схеми:

а) з одним додатковим опором, розміщеним в середині відрізка ЗСЛ, коли  $l_1=0$ . Як і у випадку відрізка ЗСЛ з двостороннім навантаженням, замість  $l_1$  необхідно використати іншу змінну. Нею може бути опір навантаження  $X_k$ , чи довжина відрізка  $l$ . Значення нової змінної шукається за умови рівного нулю одного з коренів рівняння (В.3.2), тобто при рівних нулю  $b_1$  чи  $d_2$ . Рівність  $d_2$  нулю не підходить, оскільки в цьому випадку при  $t_{o1}=0$  згідно з (В.3.1) опір  $X=0$ , чого бути не може. З рівності  $b_1=0$ , тобто  $a_1=z_o t_o a_2$  знаходимо вирази для розрахунку значення  $\theta_o/2=\beta_o l$ , чи значення  $X_k$ , при яких  $l_1=0$ :

$$\frac{\theta_o}{2} = \operatorname{arctg}\left(\frac{a_1}{z_o a_2}\right), \quad x_k = \frac{x_e(z_e - z_o t_e t_o) - 2z_e z_o t_o}{z_e + t_e(2x_e - z_o t_o)}. \quad (\text{В.3.3})$$

Опір  $jX$  дорівнює половині значення, розрахованого за другим виразом (В.3.1);

б) без додаткового опору, коли  $X=\infty$ . З обох співвідношень (В.3.1) слідує що цей випадок можливий за умови, коли і  $b_1=0$ , і  $d_1=0$ , тобто при опорі  $X_k$ , який одночасно задовольняє вираз (В.3.3) для  $x_k$ , а також отриманий з умови  $d_1=0$  вираз

$$x_k = \frac{x_o(z_o - z_e t_e t_o) - 2z_e z_o t_e}{z_o + t_o(2x_o - z_e t_e)}. \quad (\text{В.3.4})$$

Рівність значень  $x_k$  з (В.3.3) і (В.3.4) може бути забезпечена шляхом вибору відповідного значення одного з хвильових опорів  $Z_e, Z_o$ , чи вибором довжини відрізка  $l$ . Так, прирівнюючи вирази (В.3.3) і (В.3.4), приходимо до квадратного рівняння відносно хвильового опору  $Z_o$  [382]:

$$z_o^2 a + z_o b + c = 0, \quad (\text{В.3.5})$$

де  $a = t_o [t_e (x_e - x_o) + 2z_e (1 + t_e^2)]$ ;

$b = 2t_e (1 + t_o^2)(x_e x_o - z_e^2) - z_e (x_e - x_o)(1 + t_e^2 t_o^2) - 4z_e (x_e t_e^2 - x_o t_o^2)$ ;

$c = z_e t_o [z_e t_e (x_e - x_o) - 2x_e x_o (1 + t_e^2)]$ .

Оскільки в цьому випадку при відомому лише значенні  $Z_e$  задати значення фазових сталих немає можливості, тому для розрахунку за (В.3.5) опору  $Z_o$  потрібно задавати значення електричної довжини  $\theta$ , приймаючи умову, що  $\theta_e = \theta_o = \theta$ , тобто  $t_e = t_o = \text{tg} \theta$ . Опір навантаження розраховується далі за (В.3.3), чи за (В.3.4).

**Схема 2 з табл. 3.3 з боковими шлейфами** розкладається на парціальні двополюсники (табл. 3.3), з використанням яких, підставляючи вираз  $x_{ee} = z_e (2x + z_e t_e) / (z_e - 2x t_e)$ , записаний для схеми відповідного двополюсника, у вираз (В.2.1) для  $x_{eo}$  і прирівнюючи останній до виразу  $x_{eo} = z_o t_o$ , записаному для схеми відповідного двополюсника, де  $t_{e,o} = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ , отримуємо перше співвідношення для реактивного опору  $X$ , який є вхідним опором шлейфів:

$$x = \frac{z_e}{2} \cdot \frac{(x_e - x_k)(z_o t_o + z_e t_e) + 2x_e x_k - 2z_e z_o t_e t_o}{(x_e - x_k)(z_o t_e t_o - z_e) + 2x_e x_k t_e + 2z_e z_o t_o}. \quad (\text{В.3.6})$$

Аналогічно, підставляючи вираз  $x_{oe} = z_e t_e$ , записаний для схеми відповідного двополюсника, у вираз (В.2.1) для  $x_{oo}$  і прирівнюючи останній до виразу для  $x_{oo}$ , записаному на основі схеми відповідного двополюсника, отримуємо друге подібне до (В.3.6) співвідношення для  $X$ . Прирівнюючи між собою ці співвідношення, приходимо до квадратного рівняння відносно опору навантаження  $X_k$  [382]:

$$x_k^2 (a_1 c_1 - a_2 c_2) + x_k (a_1 d_1 - a_2 d_2 + b_1 c_1 - b_2 c_2) + b_1 d_1 - b_2 d_2 = 0, \quad (\text{В.3.7})$$

де  $a_1 = z_e (z_o t_o + z_e t_e - 2x_e)$ ;

$a_2 = z_o (z_e t_e + z_o t_o - 2x_o)$ ;

$b_1 = z_e (2z_e z_o t_e t_o - z_o x_e t_o - z_e x_e t_e)$ ;

$$b_2 = z_o(2z_e z_o t_e t_o - z_e x_o t_e - z_o x_o t_o);$$

$$c_1 = z_o - z_e t_e t_o + 2x_o t_o;$$

$$c_2 = z_e - z_o t_e t_o + 2x_e t_e;$$

$$d_1 = 2z_e z_o t_e - z_o x_o + z_e x_o t_e t_o;$$

$$d_2 = 2z_e z_o t_o - z_e x_e + z_o x_e t_e t_o.$$

Як і раніше, вихідними даними для розрахунків за виразами (В.3.6, В.3.7) служать бажані значення реактансів  $x_e, x_o$  і задані значення  $\theta_e$  та опорів  $Z_c, Z_e, Z_o$  з  $\beta_e, \beta_o$ .

У випадку схеми без шлейфів, тобто при  $X=\infty$ , зі знаменників співвідношення (В.3.6) для реактивності  $X$  і другого такого ж співвідношення отримуємо, шляхом прирівнювання знаменників до нуля, два вирази для опору навантаження  $X_k$ , які співпадають з виразами (В.3.3) і (В.3.4). Розрахунок  $Z_o$  здійснюється, як описано вище, за (В.3.5), а опір навантаження розраховується за (В.3.3), чи за (В.3.4).

**Схема 3 з табл. 3.3 з з відрізками одиночних ліній на входах** розкладається на парціальні двополюсники (табл. 3.3), з використанням яких підставляючи вирази  $x_{ee}=-z_e/t_e$  і  $x_{eo}=z_o t_o$ , де  $t_{e,o}=\text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ , записані для схем відповідних двополюсників, у співвідношення (2.24) для вхідного опору  $x_{\delta}=x_{ae}$  в січненні  $a$  синфазного ТЧ, а також підставляючи вирази  $x_{oe}=z_e t_e$  і  $x_{oo}=-z_o/t_o$ , записані для схем відповідних двополюсників, у (2.24) для вхідного опору  $x_{\delta}=x_{ao}$  в січненні  $a$  протифазного ТЧ, отримуємо:

$$x_{ae} = \frac{x_k(z_o t_e t_o - z_e) - 2z_e z_o t_o}{t_e(2x_k + z_o t_o) - z_e}, \quad x_{ao} = \frac{x_k(z_e t_e t_o - z_o) - 2z_e z_o t_e}{t_o(2x_k + z_e t_e) - z_o}. \quad (\text{В.3.8})$$

Як і у випадку попередніх подібних схем, розраховані за (В.3.8) при заданих  $Z_c, Z_e, Z_o$  з фазовими сталими  $\beta_e, \beta_o$  та заданій електричній довжині  $\theta_e$ , значення вхідних опорів  $x_{ae}, x_{ao}$  використовуються для розрахунку параметрів  $Z$  та  $\theta$  відрізків одиночних ліній на входах схеми за виразами (В.1.11), отриманими зі співвідношень (В.1.9) для вхідного опору відрізка лінії з навантаженням  $x_{ae}$  чи  $x_{ao}$ .

**Схема 4 з табл. 3.3 з відрізком, який з'єднує пару кінців ЗСЛ,** розраховується подібно до попередніх аналогічних структур (схема 4 з табл. 3.1). Для неї зі співвідношення (2.24) для вхідного опору  $x_e=x_e$  синфазного ТЧ з підстановкою виразів  $x_{ee}=-z_e/t_e$  і  $x_{eo}=z_o t_o$ , де  $t_{e,o}=\text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ , записаних для схем відповідних двополосників, а також зі співвідношення (2.24) для вхідного опору  $x_e=x_o$  протифазного ТЧ з підстановкою виразів  $x_{oe}=z_e t_e$  і  $x_{oo}=-z_o/t_o$ , записаних для схем відповідних двополосників, отримуємо вирази для опорів навантаження:

$$x_{ke} = \frac{x_e(z_o t_e t_o - z_e) + 2z_e z_o t_o}{t_e(z_o t_o - 2x_e) - z_e}, \quad x_{ko} = \frac{x_o(z_e t_e t_o - z_o) + 2z_e z_o t_e}{t_o(z_e t_e - 2x_o) - z_o}. \quad (\text{В.3.9})$$

Розраховані за (В.3.9) при заданих  $Z_c$  і  $Z_e$ ,  $Z_o$  з  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  та заданій довжині  $\theta_e$  значення опорів  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$  використовують для розрахунку за (В.3.13) значень хвильового опору  $Z$  відрізка одиночної лінії, яким з'єднано кінці ЗСЛ, та його електричної довжини  $\theta$ . Якщо у схему ввімкненого паралельно чи послідовно в середині цього відрізка додатковий реактивний опір  $X$ , значення  $\theta$  і  $X$  розраховуються за виразами (В.2.10) для заданого значення хвильового опору  $Z$ .

### *Приклади розрахунку.*

#### 1. Розробка трансформатора імпедансу на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням.

Трансформатор на робочій частоті 2,4 ГГц забезпечує узгодження опору навантаження  $R=100$  Ом, ввімкненого через відрізок мікросмужкової лінії довжиною 15 мм, з хвильовим опором підвідної лінії  $Z_c=50$  Ом при одночасній розв'язці між входом і навантаженням за постійним струмом.

Для реалізації схеми у мікросмужковому виконанні вибрано діелектричну підкладку з матеріалу ФФ-4 ( $\epsilon=2,1$ , товщина  $H=1,45$  мм, товщина металізації  $T=50$ мкм), а для зв'язаних ліній вибрано ширину смужок  $W=3$  мм, зазор  $S=1,2$  мм,

що відповідає параметрам  $Z_e=71,7$  Ом,  $Z_o=53,2$  Ом (фазові сталі  $\beta_e=0,06855$  рад/мм,  $\beta_o=0,06476$  рад/мм).

Відрізок лінії з хвильовим опором 50 Ом і довжиною 15 мм, до кінця якого під'єднано опір навантаження  $R$ , трансформує його у значення опору на вході, яке на робочій частоті становить  $Z_H=28,7-j16,1$  Ом. Таким чином спроектована схема повинна трансформувати  $Z_H$  у значення, рівне  $Z_c$ .

Розраховані за (2.22, 2.23) значення вхідних опорів парціальних двополюсників трансформатора становлять  $x_e=1,706$ ,  $x_o=-0,194$ .

При використанні одного додаткового реактивного елемента, розміщеного у центрі відрізка ЗСЛ, тобто при  $l_1=0$  розрахунок за (В.3.1, В.3.3) з вибраним значенням електричної довжини відрізка  $\theta_e=38^\circ$ , що відповідає фізичній довжині  $2l=9,68$  мм, дає таке: додаткова реактивність  $X=-36,858$  Ом (ємність  $C=1,8$  пФ); опори навантаження  $X_k=25,207$  Ом, реалізовані шлейфами з відрізка лінії з хвильовим опором 121 Ом і електричною довжиною  $101,7^\circ$  ( $W=0,8$  мм, довжина 27,2 мм).

2. Результати еквівалентної заміни відрізка лінії довжиною  $3\lambda/4$  у складі кільцевого моста ФФ на відрізку ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням.

Розраховуються фазообертачі з фіксованою фазовою затримкою  $-3\pi/2$  на базі відрізка ЗСЛ з різними варіантами діагонально-симетричного навантаження для можливої заміни відрізка довжиною  $3\lambda/4$  у складі кільцевого моста з робочою частотою 2 ГГц.

Виконання мікросмужкове з параметрами підкладки і з параметрами ЗСЛ, як у прикладі 4 з Додатку В.1 ( $\epsilon=9,8$ ,  $H=1$  мм,  $T=35$  мкм,  $Z_e=103$  Ом,  $Z_o=48,55$  Ом).

В табл. В.3.1 приведено схеми ФФ, які досліджувалися, результати розрахунків електричних параметрів їх елементів з розмірами відрізків ліній і побудована за цими розмірами топологія структур.

Таблиця В.3.1 – Схеми, топологія та параметри варіантів ФФ на базі відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням

|   | Схема | Топологія | Параметри ЗСЛ  | Параметри елементів   |
|---|-------|-----------|--|---|
| 1 |       |           | $Z_e=158,6 \text{ Ом}$<br>$Z_o=27,2 \text{ Ом}$<br>$W=0,055 \text{ мм}$<br>$S=0,013 \text{ мм}$<br>$\theta_e=90^\circ$<br>$l=16,16 \text{ мм}$ | —   |
| 2 |       |           | $Z_e=103 \text{ Ом}$<br>$Z_o=26,25 \text{ Ом}$<br>$W=0,39 \text{ мм}$<br>$S=0,026 \text{ мм}$<br>$\theta_e=85^\circ$<br>$l=13,85 \text{ мм}$   | $X_k=7,36 \text{ Ом}$<br>$(Z=70 \text{ Ом}, \theta=96^\circ)$<br>$W=0,4 \text{ мм}, l=16,02 \text{ мм}$   |
| 3 |       |           | $Z_e=103 \text{ Ом}$<br>$Z_o=48,55 \text{ Ом}$<br>$W=0,34 \text{ мм}$<br>$S=0,3 \text{ мм}$<br>$\theta_e=140^\circ$<br>$2l=22,68 \text{ мм}$   | $X=-40,51 \text{ Ом}$<br>$(Z=60 \text{ Ом}, \theta=55,97^\circ)$<br>$W=0,62 \text{ мм}, l=9,21 \text{ мм}$<br>$X_k=-52,59 \text{ Ом}$<br>$(Z=70 \text{ Ом}, \theta=53,08^\circ)$<br>$W=0,4 \text{ мм}, l=8,86 \text{ мм}$ |
| 4 |       |           | $Z_e=103 \text{ Ом}$<br>$Z_o=48,55 \text{ Ом}$<br>$W=0,34 \text{ мм}$<br>$S=0,3 \text{ мм}$<br>$\theta_e=60^\circ$<br>$l=9,72 \text{ мм}$      | $Z=32 \text{ Ом}, \theta=44,76^\circ$<br>$(W=2,17 \text{ мм}, l=6,91 \text{ мм})$<br>$X_k=-39,9 \text{ Ом}$<br>$(Z=70 \text{ Ом}, \theta=60,37^\circ)$<br>$W=0,4 \text{ мм}, l=10,08 \text{ мм}$                          |
| 5 |       |           | $Z_e=103 \text{ Ом}$<br>$Z_o=48,55 \text{ Ом}$<br>$W=0,34 \text{ мм}$<br>$S=0,3 \text{ мм}$<br>$\theta_e=60^\circ$<br>$l=9,72 \text{ мм}$      | $Z=70 \text{ Ом}, \theta=122,46^\circ$<br>$(W=0,4 \text{ мм}, l=6,91 \text{ мм})$<br>$X_k=-51,85 \text{ Ом}$<br>$(Z=70 \text{ Ом}, \theta=53,47^\circ)$<br>$W=0,4 \text{ мм}, l=8,92 \text{ мм}$                          |

#### В.4. Схеми пристроїв режекції високочастотного сигналу

##### *Методи розрахунку режекторних схем з перестроюванням на відрізку ЗСЛ*

1. У схемі з одностороннім навантаженням і дискретним елементом (схема 1 в табл. 3.1) саме дискретний елемент виконує функцію ЕКС. В цьому випадку розрахунки здійснюються в наступній послідовності:

1) на першій, чи центральній частоті  $f_1$  для заданих значень  $x_e=x_o, jX_k, Z_e, Z_o, \beta_e, \beta_o, l_1/l$ , як у звичайному випадку, за (В.1.2) розраховується  $\theta_e$ , визначається  $l$ , далі  $l_1, \theta_o, \theta_{o1}$  і за (В.1.3) розраховується опір  $X_1$ , а за ним значення дискретного ЕКС на  $f_1$ ;

2) для наступної частоти  $f_i$  при нових значеннях  $\beta_{ei}, \beta_{oi}, jX_{ki}$  розраховуються нові значення  $\theta_{ei}=\beta_{ei}l, \theta_{oi}=\beta_{oi}l_1$ , а також нове значення  $x_{ei}=x_{oi}$  за виразом  $x_{ei} = z_e(x_{kei} + z_e \operatorname{tg} \theta_{ei}) / (z_e + \operatorname{tg} \theta_{ei} x_{kei})$ , отриманим з (В.1.2), і за (В.1.3) шукається  $X_i$ .

2. У схемі зі з'єднаними односторонніми кінцями, навантаженими реактивним опором (рис. В.1.1,б), який виконує функцію ЕКС, розрахунки здійснюються так:

1) на першій, чи центральній частоті  $f_1$  для заданих значень  $x_e=x_o, Z_e, Z_o, \beta_e, \beta_o$ , як у звичайному випадку, за (В.1.5) розраховується  $\theta_o$ , визначається  $l$ , далі  $\theta_e$  і за (В.1.5) розраховується опір  $X_{k1}$ , за яким шукається значення ЕКС на  $f_1$ ;

2) для наступної частоти  $f_i$  при нових значеннях  $\beta_{ei}, \beta_{oi}$  розраховуються нові значення  $\theta_{ei}=\beta_{ei}l, \theta_{oi}=\beta_{oi}l$ , нове значення  $x_{oi}=x_{ei}=z_o \operatorname{tg} \theta_{oi}$  і за (3.9) розраховується  $X_{ki}$ .

3. У запропонованій [394] схемі з відрізком, який з'єднує пару двосторонніх кінців ЗСЛ, функцію ЕКС виконує реактивний елемент, ввімкнений послідовно в середину з'єднувального відрізка. Реактивний ЕКС може також підключатися паралельно до середини цього відрізка (схема 4 в табл. 3.2). Розрахунки здійснюються наступним чином:

1) на першій, чи центральній частоті  $f_1$  для заданих значень  $x_e=x_o, Z_e, Z_o, \beta_e, \beta_o, \theta_e$  ( $l$ ), хвильового опору відрізка  $Z$ , як у звичайному випадку, за (В.2.9)



розраховуються значення  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$ , які використовуються для розрахунків за (В.2.10) довжини  $\theta$  ( $l_e$ ) половини відрізка і опору  $X_1$ , за яким шукається значення ЕКС на  $f_1$ ;

2) для наступної частоти  $f_i$  при нових значеннях  $\beta_{ei}$ ,  $\beta_{oi}$ , а також фазової сталої  $\beta_i$  відрізка розраховуються нові значення  $\theta_{ei}=\beta_{ei}l$ ,  $\theta_{oi}=\beta_{oi}l$ ,  $\theta_i=\beta_i l_e$ , нове значення  $x_{kei} = -z/\text{tg}\theta_i$  (послідовне включення опору  $X$ ), чи  $x_{koi} = z\text{tg}\theta_i$  (паралельне включення опору  $X$ ), далі за виразом (В.2.8) для  $x_{ae}$  з підстановкою  $x_{kei}$  розраховується нове значення  $x_{ei}=x_{oi}$  і за (В.2.9) з підстановкою  $x_{ei}$  нове значення  $x_{koi}$  (послідовне включення опору  $X$ ), чи за виразом (В.2.8) для  $x_{ao}$  з підстановкою  $x_{koi}$  розраховується нове значення  $x_{oi}=x_{ei}$  і за (В.2.9) з підстановкою  $x_{oi}$  нове значення  $x_{kei}$  (паралельне включення опору  $X$ ); отримані значення  $x_{kei}$ ,  $x_{koi}$  використовуються для розрахунку за (В.2.10)  $X_{ki}$ .

### ***Приклади розрахунків і моделювання режекторних схем на відрітку ЗСЛ***

1. Схеми на базі різних варіантів навантаженого відрізка ЗСЛ для режекції сигналу на частоті 2 ГГц.

Параметри підкладки та ЗСЛ такими ж, як у прикладі 2 з Додатку В.3, а саме:  $\varepsilon=9,8$ ,  $H=1\text{мм}$ ,  $T=35\text{ мкм}$ ,  $Z_e=103\text{ Ом}$ ,  $Z_o=48,55\text{ Ом}$ .

Розрахунки виконувалися для великих значень  $x_e=x_o=1000$ .

Для схеми (схема 1 в табл. 3.1) з дискретним елементом і з'єднаними кінцями (без реактивностей  $X_k$ ) отримано ЕП:  $\theta_e=179,88^\circ$ ,  $l=29,15\text{ мм}$ ,  $l_1=5,25\text{ мм}$ ,  $X=-13,12\text{ Ом}$ ,  $C=6,1\text{ пФ}$ ).

Для схеми (рис. В.1.1,б) з навантаженим з'єднанням односторонніх кінців отримано параметри:  $\theta_e=197,72^\circ$ ,  $l=32,04\text{ мм}$ ,  $X=-16,45\text{ Ом}$ ,  $Z=70\text{ Ом}$ ,  $\theta=76,78^\circ$ ,  $l=12,81\text{ мм}$ .

Для схеми (схема 1 в табл. 3.2) з двостороннім навантаженням (закороченими кінцями) і дискретними елементами отримано параметри:  $\theta_e/2=77,5^\circ$ ,  $l=12,54\text{ мм}$ ,  $l_1=3,558\text{ мм}$ ,  $X=-57,05\text{ Ом}$ ,  $C=1,4\text{ пФ}$ .

Для схеми (схема 4 в табл. 3.2) з відрізком, який з'єднує пару двосторонніх кінців ЗСЛ отримано параметри:  $\theta_e=100^\circ$ ,  $l=16,2\text{ мм}$ ,  $X=\infty$ ,  $Z=76\text{ Ом}$ ,  $\theta=262,85^\circ$ ,  $l=44,32\text{ мм}$ .

Для схеми (схема 2 в табл. 3.2) з двосторонніми закороченими кінцями і боковими шлейфами отримано параметри:  $\theta_e/2=185,35^\circ$ ,  $l=30,04$  мм,  $X=-352,21$  Ом,  $Z=70$  Ом,  $\theta=12,18^\circ$ ,  $l=2,03$  мм.

Для схеми (схема 1 в табл. 3.3) з діагонально-симетричним навантаженням і дискретним елементом по середині отримано параметри:  $\theta_e/2=110^\circ$ ,  $l=17,83$  мм,  $l_1=0$ ,  $X=-79,62$  Ом,  $C=1$  пФ,  $X_k=116,46$  Ом,  $Z=70$  Ом,  $\theta=149^\circ$ .

Для схеми (схема 4 в табл. 3.3) зі з'єднаними діагонально-симетричним кінцями отримано параметри:  $\theta_e=40^\circ$ ,  $l=6,48$  мм,  $Z=70$  Ом,  $\theta=76,2^\circ$ ,  $l=12,72$  мм,  $X=15,7$  Ом,  $Z=70$  Ом,  $\theta=102,64^\circ$ ,  $l=17,22$  мм.

## 2. Пристрій режекції сигналу з можливістю перестроювання частоти режекції від 2,4 ГГц в сторону вищих частот.

Реалізація в мікросмужковому варіанті на підкладці з параметрами  $\varepsilon=2,65$ ,  $H=1,44$  мм,  $T=35$  мкм. Для пристрою вибрано схему з відрізком, який з'єднує пару двосторонніх кінців ЗСЛ, і з ЕКС, приєднаним паралельно до його середини.

В якості ЕКС вибрано варакторний діод типу КВ 148, у якого при нульовій зворотній  $U_{зв}$  напрузі ємність становить  $C=15$  пФ, при  $U_{зв}=1$  В  $C=8-9$  пФ і при  $U_{зв}=28$  В  $C=0,9-1,2$  пФ [395].

Для відрізка ЗСЛ вибрано параметри:  $W=2,6$  мм,  $S=0,6$  мм, що відповідає значенням  $Z_e=74,21$  Ом,  $Z_o=47,01$  Ом з  $\beta_e=0,07573$  рад/мм,  $\beta_o=0,06996$  рад/мм.

В процесі розрахунків для того, щоб отримати для першої частоти 2,4 ГГц значення реактивності  $X$ , яке б відповідало ємності варактора  $C=15$  пФ, прийшлося використати довгий відрізок ЗСЛ з  $\theta_e=265^\circ$  ( $l=61,07$  мм). Розрахунки при  $x_{ei}=x_{o}=-1,55$  для  $Z=80$  Ом дають значення  $\theta=156,4^\circ$  ( $l_e=37,4$  мм),  $X_1=-4,428$  Ом (15 пФ).

Для другої робочої частоти 2,5 ГГц, на якій параметри ЗСЛ приймають значення  $Z_e=74,22$  Ом,  $Z_o=47$  Ом з  $\beta_{e2}=0,0789$  рад/мм,  $\beta_{o2}=0,07288$  рад/мм,  $\theta_{e2}=276,1^\circ$ ,  $x_{e2}=-1,278$  Ом, а параметри відрізка становлять  $Z=80,04$  Ом,  $\beta_2=0,076$  рад/мм,  $\theta_2=162,9^\circ$ , розрахунки дають значення опору  $X_2=-12,578$  Ом (5,064 пФ).

### Методи розрахунку двоканальних режекторних схем

Співвідношення для розрахунку електричних параметрів елементів схем можна отримати з виразів для вхідних опорів  $X_e$  та  $X_o$  відповідних двополісників.

Для схеми з паралельним опором у другому каналі вирази для вхідних опорів, нормованих до хвильового опору  $Z_c$  підвідної лінії, записані, виходячи з рис. 3.11,б, мають вигляд:

$$x_e = \frac{z_1 z_2 (2x_2 + z_2 t_2)}{z_1 (z_2 - 2x_2 t_2) - z_2 t_1 (2x_2 + z_2 t_2)}, \quad x_o = \frac{z_1 z_2 a t_2}{z_1 a + z_2 b t_2}, \quad (\text{B.4.1})$$

де  $z_{1,2} = Z_{1,2}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення хвильових опорів відрізків;

$t_{1,2} = \text{tg} \theta_{1,2}$  – тангенси електричної довжини  $\theta_1$  і  $\theta_2$  відрізків;

$x_{1,2} = X_{1,2}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення реактивних опорів  $X_1$  і  $X_2$ ;

$$a = x_1 + 2z_1 t_1;$$

$$b = 2z_1 - x_1 t_1.$$

Оскільки для схеми маємо два рівняння, тому з шести параметрів  $Z_1, Z_2, \theta_1, \theta_2, X_1, X_2$  чотири повинні бути відомими. Доцільно з технічних міркувань задавати значення всіх хвильових опорів, а також параметри одного з каналів, тобто задати  $Z_1, Z_2, \theta_1, X_1$  і визначати  $\theta_2, X_2$ . Співвідношення, необхідні для розрахунку довжини  $\theta_2$ , отримуємо з виразу (B.4.1) для  $x_o$ , а для розрахунку  $X_2$  – з виразу для  $x_e$ :

$$t_2 = \frac{z_1 x_o a}{z_2 (z_1 a - x_o b)}, \quad x_2 = \frac{z_2}{2} \cdot \frac{x_e (z_1 - z_2 t_1 t_2) - z_1 z_2 t_2}{x_e (z_1 t_2 + z_2 t_1) + z_1 z_2}. \quad (\text{B.4.2})$$

Щоб схеми працювала в режимі режекції сигналу, необхідно задати однакові значення  $x_e$  та  $x_o$ . Значення  $\theta_1$  задається, а з (B.4.2) можна встановити, що при  $t_1 > 0$  довжина  $\theta_2$  не перевищуватиме  $\pi/2$ , тобто буде  $t_2 > 0$  за таких умов:

а) при виборі  $x_o > 0$  і  $X_1 > 0$  повинно забезпечуватися  $x_1 > 2z_1/t_1$ ;

б) при виборі  $x_o > 0$  і  $X_1 < 0$  повинно забезпечуватися  $|x_1| > 2z_1/t_1$ ;

- в) при виборі  $x_o > 0$  і  $X_1 = 0$  повинно забезпечуватися  $x_o < z_1 t_1$ ;  
 г) при виборі  $x_o < 0$  і  $X_1 > 0$  повинно забезпечуватися  $x_1 > 2z_1/t_1$ ,  $|x_o| > z_1 a/b$ ;  
 д) при виборі  $x_o < 0$  і  $X_1 < 0$  повинно забезпечуватися  $|x_1| > 2z_1 t_1$ ,  $|x_o| > z_2 |a/b|$ ;  
 е) при виборі  $x_o < 0$  і  $X_1 = 0$  неможливо отримати  $t_2 > 0$ .

При  $x_e = x_o = 0$  з (В.4.2) маємо, що  $\theta_2 = \pi$ ,  $X_2 = 0$ , тобто другий канал розпадається на два закорочені на кінці півхвильові шлейфи, які своїм нульовим вхідним опором шунтують схему на робочій частоті.

Для схеми з *последовним опором* у другому каналі виходячи з рис. 3.19,г для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів парціальних двополіусників запишемо:

$$x_e = -\frac{z_1 z_2}{z_1 t_2 + z_2 t_1}, \quad x_o = \frac{z_1 z_2 a(x_2 + 2z_2 t_2)}{z_1 a(2z_2 - x_2 t_2) + z_2 b(x_2 + 2z_2 t_2)}. \quad (\text{В.4.3})$$

Як і в попередньому випадку, за заданими  $x_e$ ,  $x_o$  та  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $\theta_1$ ,  $X_1$  визначаються  $\theta_2$ ,  $X_2$ .

Співвідношення для  $\theta_2$  отримуємо з виразу (В.4.3) для  $x_e$ , а для  $X_2$  – з виразу для  $x_o$ :

$$t_2 = -z_2 \frac{z_1 + x_e t_1}{z_1 x_e}, \quad x_2 = 2z_2 \frac{z_1 x_o a + z_2 t_2 (x_o b - z_1 a)}{z_1 a(z_2 + x_o t_2) - z_2 x_o b}. \quad (\text{В.4.4})$$

Довжина відрізка  $\theta_2$  при  $t_1 > 0$  не буде перевищувати  $\pi/2$  за таких умов:

- а) при виборі  $x_e > 0$  неможливо забезпечити  $t_2 < 0$ ;  
 б) при виборі  $x_e < 0$  повинно забезпечуватися  $z_1/t_1 > |x_e|$ .

При  $x_e = x_o = 0$  з (В.4.4) отримуємо  $\theta_2 = \pi/2$ ,  $X_2 = \infty$ , тобто другий канал розпадається на два розімкнені на кінці чвертьхвильові шлейфи, які нульовим вхідним опором шунтують схему на робочій частоті.

**Метод розрахунку двоканальних схем з перестроюванням:**

- 1) на першій, чи центральній частоті  $f_1$  для заданих значень  $x_e = x_o$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $\theta_1$  ( $l_1$ ),  $X_1$  (якщо використовується) розраховується  $\theta_2$  і визначається довжина  $l_2$  відрізка, а також розраховується опір  $X_2$ , за яким шукається значення ЕКС на  $f_1$ ;

2) для наступної частоти  $f_i$  при нових значеннях  $\beta_{1i}, \beta_{2i}$  розраховуються нові значення  $\theta_{1i}=\beta_{1i}l_1, \theta_{2i}=\beta_{2i}l_2$ , значення  $X_{1i}, a_i, b_i$ , а також нове значення  $x_{oi}$  за (В.4.2) для схеми з паралельним опором, чи  $x_{ei}$  за (В.4.4) для схеми з послідовним опором, і далі розраховується  $X_{2i}$  за (В.4.2) з підстановкою  $x_{oi}=x_{ei}$ , чи за (В.4.4) з підстановкою  $x_{ei}=x_{oi}$ .

### **Приклад розрахунку двоканальної режекторної схеми**

Розрахунок режекторного фільтра на частоту запирання 2,4 ГГц на базі двоканальної схеми з паралельною реактивністю.

Схема (рис. 3.11,а) реалізується у мікросмужковому виконанні на підкладці з параметрами  $\varepsilon=2,65, H=1,45$  мм,  $T=50$  мкм і з  $Z_c=50$  Ом.

Вибрано параметри елементів схеми:  $Z_1=90$  Ом,  $\theta_1=65^\circ$  ( $l_1=15,66$  мм),  $X_1=0$ ,  $Z_2=90$  Ом.

Розрахунки при  $\varphi_{11}=50^\circ$ , тобто при значенні  $x_e=x_o=2,145$ , необхідному для виконання вказаної вище умови  $x_o < z_1 t_1$ , дають:  $\theta_2=69,55^\circ$  ( $l_1=16,76$  мм),  $X_2=-55,62$  Ом (реалізується шлейфом з параметрами  $Z=90$  Ом,  $\theta_1=58,24^\circ$ ,  $l_1=14$ мм, розімкненим на кінці).

## **В.5. Схеми групової затримки високочастотного сигналу**

Для *секції С-типу*, яка реалізується за схемою відрізка ЗСЛ з одностороннім навантаженням і дискретним елементом (схема 1 з табл. 3.1), з виразів (В.1.1), записаних для нормованих вхідних опорів  $x_e$  та  $x_o$  парціальних двополюсників синфазно-протифазного збудження, використаних для випадку  $X=0, \theta_{o1}=0$ , що дає  $x_a=0, x_{ke}=x_k=2x_n$ , отримуємо вирази для  $x_e, x_o$  схеми (рис. В.1.1,б), а з них знаходимо співвідношення для їхніх похідних:

$$x_e = z_e (2x_n + z_e t_e) / (z_e - 2x_n t_e), \quad x_o = z_o t_o, \quad (\text{В.5.1})$$

$$x'_e = z_e \frac{2x'_n z_e + (z_e^2 + 4x_n^2)\theta_e / \omega}{(z_e - 2x_n t_e)^2 \cos^2 \theta_e}, \quad x'_o = z_o \frac{1}{\cos^2 \theta_o} \frac{\theta_o}{\omega}, \quad (\text{B.5.2})$$

де  $t_{e,o} = \text{tg} \theta_{e,o}$ ;

$x_n = X_n / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення реактивного опору  $X_n$ ;

$x'_n$  – перша похідна за частотою від нормованого реактивного опору  $x_n$ .

У (B.5.2) враховано, що при нехтуванні дисперсією в лінії можна записати:  $dt_{e,o} / d\omega = \theta_{e,o} / (\omega \cos^2 \theta_{e,o})$ . В результаті підстановки (B.5.1) і (B.5.2) у (3.2) отримуємо:

$$t_d = x'_n \frac{2z_e^2}{A} + z_e \frac{z_e^2 + 4x_n^2}{A} \cdot \frac{\theta_e}{\omega} + \frac{z_o}{z_o^2 \sin^2 \theta_o + \cos^2 \theta_o} \cdot \frac{\theta_o}{\omega}, \quad (\text{B.5.3})$$

де  $A = z_e^2 (z_e \sin \theta_e + 2x_n \cos \theta_e)^2 + (z_e \cos \theta_e - 2x_n \sin \theta_e)^2$ .

Узгодження схеми згідно (2.12) досягається за умови  $x_e = -1/x_o$ , підстановка в яку виразів (B.5.1) дає вираз для розрахунку опору  $X_n$ , що забезпечує її виконання:

$$x_n = -0,5 z_e (1 + z_e z_o t_e t_o) / (z_e z_o t_o - t_e). \quad (\text{B.5.4})$$

При використанні для реалізації опору  $X_n$  шлейфу на базі відрізка лінії з хвильовим опором  $Z_s$  і електричною довжиною  $\theta_s$  перша похідна від нормованого до  $Z_c$  вхідного опору  $x_n$  при закороченому (кз) чи розімкненому (хх) кінці становить:

$$x'_{нкз} = z_s \cdot \frac{1}{\cos^2 \theta_s} \cdot \frac{\theta_s}{\omega}, \quad x'_{нхх} = z_s \cdot \frac{1}{\sin^2 \theta_s} \cdot \frac{\theta_s}{\omega}, \quad (\text{B.5.5})$$

де  $z_s = Z_s / Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору шлейфа.

Якщо виразити опір  $z_s$  через вхідний опір  $x_n$  шлейфу, то вирази (B.5.5) переписуться:

$$x'_n = \pm \frac{2x_n}{\sin(2\theta_s)} \cdot \frac{\theta_s}{\omega}, \quad (\text{B.5.6})$$

де знак «+» відповідає закороченому, а знак «-» – розімкненому на кінці шлейфу.

Таким чином, для заданих значень  $Z_e, Z_o$  з  $\beta_e, \beta_o$  та  $\theta_e$  розраховуються: за (B.5.4) опір  $X_n$ , за (B.5.6) значення його похідної при використанні шлейфа, за (B.5.3) групова затримка  $t_d$ . Модуль і фазу коефіцієнта передачі схеми можна розрахувати за (2.4). Змінювати значення часу  $t_d$  С-секції, який залежить також і від значення робочої частоти, можна шляхом зміни заданих значень  $Z_e, Z_o, \theta_e$ .

Для *секції Р-типу* вирази для вхідних опорів парціальних двополюсників схеми можна отримати з (B.2.9). Взявши від них похідні за частотою отримуємо співвідношення для розрахунку за (3.2) групового часу затримки  $t_d$  [354]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{x'_e}{1+x_e^2} &= \frac{2x_{ke}^2 d_e + x'_{ke} c_e + 2z_e z_o (b_e - 2x_{ke} s)}{(a_e - 2x_{ke} t_e t_o)^2 + (x_{ke} a_e - 2z_e z_o)^2}, \\ \frac{x'_o}{1+x_o^2} &= \frac{2x_{ko} (x_{ko} b_o + 2z_e z_o s) + x'_{ko} c_o + 2z_e z_o d_o}{(a_o + 2x_{ko})^2 + (x_{ko} a_o + 2z_e z_o t_e t_o)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.5.7})$$

$$\text{де } a_{e,o} = z_e t_{o,e} + z_o t_{e,o};$$

$$b_{e,o} = z_e t'_{o,e} + z_o t'_{e,o};$$

$$c_{e,o} = a_{e,o}^2 - 4z_e z_o t_e t_o;$$

$$d_{e,o} = a_{e,o} s - b_{e,o} t_e t_o;$$

$$s = t'_e t_o - t_e t'_o;$$

$$t'_{e,o} = \theta_{e,o} / [2\omega \cos^2(\theta_{e,o} / 2)];$$

$$x_{ke} = -z/\text{tg}(\theta/2) \text{ при послідовному ввімкненні опору } X;$$

$$x_{ke} = z(2x + zt)/(z - 2xt) \text{ при паралельному ввімкненні опору } X;$$

$$x_{ko} = z(x + 2zt)/(2z - xt) \text{ при послідовному ввімкненні опору } X;$$

$x_{ko} = z \operatorname{tg}(\theta/2)$  при паралельному ввімкненні опору  $X$ ;

$x'_{ke} = z\theta/[2\omega \sin^2(\theta/2)]$  при послідовному ввімкненні опору  $X$ ;

$x'_{ke} = z[2zx'(1+t^2) + t'(z^2 + 4x^2)]/(z - 2xt)^2$  при паралельному ввімкненні опору  $X$ ;

$x'_{ko} = z[2zx'(1+t^2) + t'(x^2 + 4z^2)]/(2z - xt)^2$  при послідовному ввімкненні опору  $X$ ;

$x'_{ko} = z\theta/[2\omega \cos^2(\theta/2)]$  при паралельному ввімкненні опору  $X$ ;

$t = \operatorname{tg}(\theta/2)$ ;

$x'$  – перша похідна за частотою від нормованого реактивного опору  $x$ .

При використанні шлейфа на базі відрізка лінії з хвильовим опором  $Z_s$  і електричною довжиною  $\theta_s$  для реалізації паралельно ввімкненого опору  $X$  його перша похідна розраховується за виразом (В.5.6).

Розрахунок  $t_d$  здійснюється в такій послідовності: для заданих значень  $\theta_e$ ,  $Z_e$ ,  $Z_o$  з  $\beta_e$ ,  $\beta_o$  і при заданих значеннях  $x_e$  та  $x_o = -1/x_e$  за (В.2.9) розраховуються опори  $x_{ke}$ ,  $x_{ko}$ , за (В.2.10) розраховуються  $X$  і  $\theta$  при заданому значенні  $Z$ , шукаються значення похідної опору  $X$  (за (В.5.6) при використанні шлейфа), за (В.5.7) розраховуються складові групової затримки, а за (3.2) сам груповий час затримки  $t_d$ .

### ***Приклад розрахунку схеми групової затримки***

Розрахунок та моделювання схеми групової затримки на базі каскадного з'єднання мікросмужкових секцій фазової корекції.

У схемі мікросмужкового пристрою на підкладці з  $\varepsilon=6,15$ ,  $H=50$  мкм, з  $Z_c=50$  Ом використано три С-секції і одну Р-секцію.

При розрахунках довжина  $\theta_e$  (а значить  $x_e, x_o$ ) вибиралася так, щоб кожна секція давала у смузі лінійну  $t_d$  та узгодження без додаткового опору, тобто  $X_n = \infty$ , що досягнуто з параметрами: одна С-секція з  $Z_e=101,1$  Ом,  $Z_o=53,56$  Ом,  $\theta_e=83,54^\circ$  ( $x_e/x_o=-0,227/4,4$ ) на  $f=6$  ГГц ( $t_d=0,13$  нс); дві С-секція з  $Z_e=118,1$  Ом,  $Z_o=55,81$  Ом,  $\theta_e=85,68^\circ$  ( $x_e/x_o=-0,176/5,68$ ) на  $f=5$  ГГц ( $t_d=0,15$  нс); одна Р-секція з  $Z_e=82,18$  Ом,  $Z_o=44,05$  Ом,  $\theta_e=60^\circ$  ( $x_e/x_o=0/\infty$ ) на  $f=2$  ГГц ( $t_d=0,08$  нс).



## ДОДАТОК Г. ПОДІЛЬНИКИ ПОТУЖНОСТІ ТА СПРЯМОВАНІ ВІДГАЛУЖУВАЧІ

### Г.1. Рівноплечі ПП на відрізках одиночних ліній передачі

#### *Приклади розрахунку та моделювання подільників на одиночних лініях*

1. Співставлення результатів моделювання ПП на МСЛ з додатковими реактивностями з результатами роботи [123].

В [123] приведено результати розрахунку, моделювання та результати експериментальних досліджень ПП на робочу частоту 10 ГГц з хвильовими опорами на входах  $Z_c=50$  Ом, реалізованого на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=9.9$  товщиною  $H=0.5$  мм. Для зменшення довжини відрізків вибрано ємнісне навантаження з ємність на вході  $C_a=0.226$  пФ, ємностями на виходах  $C_b=0.113$  пФ. Ізолююча ланка утворена тільки активним опором – балансним резистором  $R_\sigma=100$  Ом, а відрізки ліній ПП мають параметри  $Z=81,7$  Ом,  $\theta=60^\circ$  (довжина 1,984 мм).

Розрахунок за методом, приведеним в п. 4.1.1, схеми рис. 4.1,а з реактивними навантаженнями  $X_a=-70,458$  Ом,  $X_b=-140,917$  Ом, що відповідають вказаним ємностям, та з ізолюючою ланкою без додаткових відрізків з чисто реактивним балансним опором дає наступні значення ЕП:  $Z=81,748$  Ом,  $\theta=59,881^\circ$  (довжина 2,02 мм, ширина смужки 0.109 мм),  $R_\sigma=100$  Ом. На рисунку показано результати моделювання за розрахованими ЕП частотних залежностей втрат на відбиття та

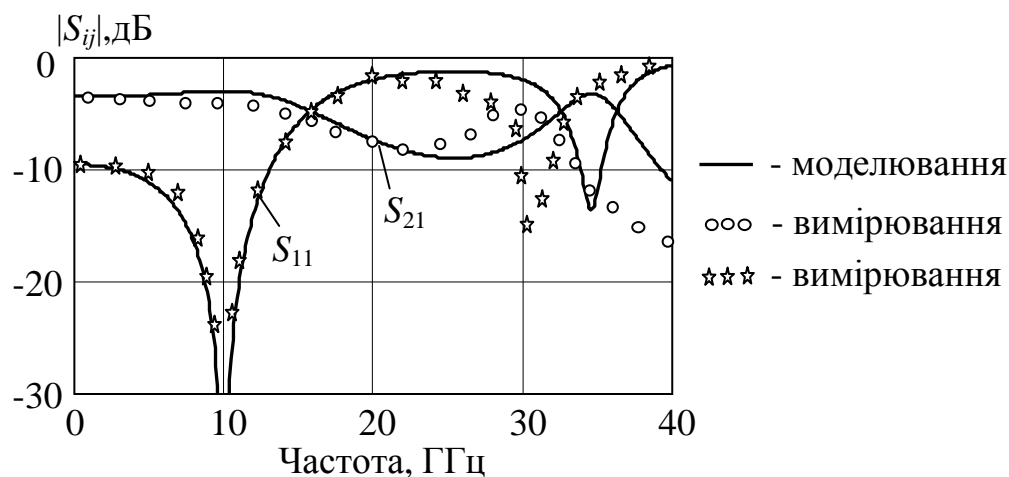


Рисунок Г.1.1 – Характеристики ПП з додатковими реактивностями

внесеного загасання на виходи ПП, які повністю співпадають з результатами моделювання, а також з результатами вимірювань, приведеними в [123].

## 2. Розрахунок рівноплечого ПП на одиночних лініях на частоту 2 ГГц з придушенням гармоніки на частоті 4 ГГц.

Вихідні дані: хвильові опори підвідних ліній на вході  $Z_{c1}=50$  Ом, на виходах  $Z_{c2}=75$  Ом, тип ліній – МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=2.1$  товщиною  $H=1,5$  мм, балансний резистор плівковий.

Для придушення небажаної гармоніки використано відрізок лінії передачі з електричною довжиною, рівною на частоті завади  $90^\circ$ , під'єднаний у вигляді розімкненого на кінці шлейфа паралельно до входу подільника. Функцію такого шлейфа виконує додаткова реактивність  $X_a$ , електрична довжина якої на робочій частоті повинна становити  $\theta_{in}=45^\circ$ . В цьому випадку, оскільки  $\operatorname{tg}\theta_{in}=1$ , значення вхідного опору шлейфа, тобто  $X_a$ , і його хвильовий опір  $Z_{in}$  знаходяться у співвідношенні  $Z_{in}=-X_a$ .

Попередній розрахунок ПП з рис. 4.1,а для двох значень  $X_a=\{-50; -90\}$  Ом (вибрано значення  $Z_{in}$ , які можна реалізувати) при умові  $X_b=0$  дав наступні значення балансного опору  $R_b=\{49,02; 35,54\}$  Ом. Для реалізації балансного опору вибрано резистивну плівку з поверхневим опором  $R_s=25$  Ом/□, шириною  $W=4$  мм, що дає її довжину  $l=\{7,84; 5,7\}$  мм. При такій ширині хвильовий опір еквівалентних відрізків моделі опору (рис. 4.1,б) становить  $Z_r=56$  Ом. Відомо [78, 112], що при нехтуванні впливом розподіленої індуктивності комплексний опір плівкового резистора може бути оцінений за виразом  $Z=R/(1+j\omega CR/3)$ , де  $\omega=2\pi f$  – колова частота;  $R$  – номінальне значення опору резистора;  $C$  – розподілена його ємність, яка приблизно визначається, як ємність плоского конденсатора [78]  $C=\varepsilon_0\varepsilon WI/H$  ( $W, l, H$  в м) і в нашому випадку становить  $C=\{0,388; 0,282\}$  пФ. Тоді з виразу для  $Z$  за отриманими значеннями  $C$  і  $R=R_b$  розраховується реактивна складова плівки, яка становить  $X_b=\{-3,876; -1,488\}$  Ом.

За заданими значеннями  $Z_{c1}$ ,  $Z_{c2}$ ,  $X_a$  (реактивність  $X_b$  відсутня) та  $Z_r$  за шукається значення  $\theta_r$ , при якому буде забезпечена компенсація  $X_b$ . Оскільки при

цьому дещо змінюється значення  $R_6$ , тому обчислення  $l$ ,  $C$ ,  $X_6$  і розрахунок  $\theta_r$ ,  $R_6$  було повторено до моменту несуттєвої зміни їх значень, які вже після третього циклу перерахунку становили: довжина резистора  $l=\{7,43; 5,57\}$  мм, ємність плівки  $C=\{0,368; 0,275\}$  пФ, реактивна складова плівки  $X_6=\{-3,306; -1,393\}$  Ом. В цьому випадку ПП має наступні значення електричних параметрів: 1)  $\theta_r=44,86^\circ$ ,  $Z=38,32$  Ом,  $\theta=117,04^\circ$ ,  $R_6=46,39$  Ом при  $X_a=-50$  Ом; 2)  $\theta_r=37,27^\circ$ ,  $Z=42,11$  Ом,  $\theta=127,99^\circ$ ,  $R_6=34,78$  Ом при  $X_a=-90$  Ом.

Отримана електрична довжина  $\theta_r$  відрізків моделі при  $Z_r=56$  Ом відповідає фізичній довжині, рівній  $l_r=\{13,88; 11,53\}$  мм. В результаті проведеного за описаною вище методикою комп'ютерного ЕМ та СМ встановлено значення коефіцієнтів корекції довжини, які для моделі плівкових резисторів з вказаними розмірами  $l$ ,  $W$  та поверхневим опором  $R_s$  дорівнюють  $k_r=\{0,755; 1,024\}$ . Знайдена за (4.1) довжина відрізків для під'єднання цього резистора становить  $l_d=\{8,96; 8,81\}$  мм.

***Співвідношення для розрахунку ПП на відрізках одиночних ліній з компенсацією впливу неоднорідностей.***

Схему подільника, доповнена чотириполіусниками, кожен з яких відноситься до окремого фрагменту у вигляді Т-ланки, утвореної реактивними елементами еквівалентної схеми неоднорідностей приведено на рис. 4.5,а. Індeksi цих реактивностей відповідають позначці « $m$ » чотириполіусника та їх номеру в Т-ланці (рис. 4.5,б). Реактивності  $X_{m3}$  чотириполіусників кожного розгалуження з'єднані між собою у спільних вузлах  $a$  чи  $d$ , до яких також під'єднані додаткові реактивності  $X_a$  чи  $X_b$ . При виводі розрахункових співвідношень всі опори подільника і еквівалентні реактивні опори неоднорідностей нормуються, як і в попередньому випадку, до  $Z_{c2}$ .

Використовуючи синфазне збудження ПП (рис. 4.5,а), отримуємо парціальну схему, трансформація опору навантаження якої через Т-ланки чотириполіусників « $o$ » та « $k$ » в січення  $b-b$  дає наступне значення нормованого до  $Z_{c2}$  вхідного опору в цьому січенні:

$$z_{bbe} = r_{bbe} + jx_{bbe} = \frac{a_k \left( \frac{a_o}{x_a} + a_{o12} \right) + 2a_o a_{k12} - j \left[ a_k \left( \frac{z_{c1}}{x_a} a_{o23} + b_o \right) + 2z_{c1} a_{o23} a_{k12} \right]}{-a_{o23} \left( \frac{z_{c1}}{x_a} a_{k23} + 2z_{c1} b_k \right) - a_{k23} b_o - j \left[ 2a_o b_k + a_{k23} \left( \frac{a_o}{x_a} + a_{o12} \right) \right]}, \quad (\Gamma.1.1)$$

де  $b_o = z_{c1} / x_{o2}$  в даному виразі і в наступних;

$$b_m = 1 / x_{m2} \text{ для } m := \{k, p, r, 2\};$$

далі для решти виразів  $m := \{o, k, p, r, 2\}$

$$a_{m12} = 1 + x_{m1} / x_{m2};$$

$$a_{m23} = 1 + x_{m3} / x_{m2};$$

$$a_m = x_{m1} + x_{m3} + x_{m1} x_{m3} / x_{m2}.$$

Трансформація вхідного опору  $z_{ie}=1$  в зворотному напрямку в січення  $c-c$  через Т-ланки чотиріполосників «2» та «р» з врахуванням параметрів чотиріполосника «r» ізольованої ланки та її частини  $\theta_r$  дає значення вхідного опору в цьому січенні:

$$z_{cce} = r_{cce} + jx_{cce} = \frac{a_{p12} x_{ddke} - a_p - ja_{p12} r_{ddke}}{b_p r_{ddke} + j(b_p x_{ddke} - a_{p23})}, \quad (\Gamma.1.2)$$

$$\text{де } z_{ddke} = r_{ddke} + jx_{ddke} = \frac{(a_r t_r - a_{r23} z_r)(a_2 + ja_{223})}{(a_r t_r - a_{r23} z_r)[(a_{223} - ja_2) / x_b - b_2 + ja_{212}]};$$

$$t_r = tg \theta_r.$$

Використовуючи співвідношення (2.83) трансформації комплексного опору відрізком лінії передачі, для параметрів відрізків ПП отримуємо:

$$z = \sqrt{\frac{|z_{bbe}|^2 r_{cce} - |z_{cce}|^2 r_{bbe}}{r_{bbe} - r_{cce}}}, \quad tg \theta = z(x_{cce} - x_{bbe}) / (z^2 - r_{bbe} r_{cce} + x_{bbe} x_{cce}). \quad (\Gamma.1.3)$$

Виходячи з парціальної схеми протифазного збудження запишемо вираз для нормованого до  $Z_{c2}$  значення вхідного опору в січенні  $d-d$ , як результат паралельного з'єднання двох опорів, отриманих шляхом трансформації опору навантаження через

Т-ланку чотириполюсника « $k$ », далі через відрізок  $\theta$  і через Т-ланку чотириполюсника « $p$ », а також шляхом трансформації вхідного опору  $z_{io}=1$  через Т-ланку чотириполюсника «2»:

$$z_{ddro} = \frac{P(B_i) + jP(A_i)}{\frac{1}{x_b} [P(A_i) - jP(B_i)] - P(D_i) - jP(C_i)}, \quad (\Gamma.1.4)$$

де  $P(M_i) = M_1 z^2 t + M_2 z + M_3 t$  при  $M_i = \{A_i, B_i, C_i, D_i\}$ ;

$$t = \operatorname{tg} \theta;$$

$$A_1 = a_{223} a_{p23} a_{k23};$$

$$A_2 = a_{223} (a_p a_{k23} + a_k a_{p23});$$

$$A_3 = -a_p a_k a_{223};$$

$$B_1 = a_2 a_{p23} a_{k23};$$

$$B_2 = a_2 (a_p a_{k23} + a_k a_{p23});$$

$$B_3 = -a_p a_k a_2;$$

$$C_1 = a_{212} a_{p23} a_{k23} + a_2 a_{k23} b_p;$$

$$C_2 = a_{212} (a_p a_{k23} - a_k a_{p23}) + a_2 (a_k b_p + a_{p12} a_{k23});$$

$$C_3 = -(a_p a_k a_{212} + a_2 a_k a_{p12});$$

$$D_1 = a_{p23} a_{k23} b_2 + a_{223} a_{k23} b_p;$$

$$D_2 = b_2 (a_p a_{k23} + a_k a_{p23}) + a_{223} (a_k b_p + a_{p12} a_{k23});$$

$$D_3 = -(a_p a_k b_2 + a_{223} a_k a_{p12}).$$

Прирівнюючи (Г.1.3) до вхідного опору частини ізолюючої ланки в січenni  $d-d$ , отриманого шляхом трансформації половини балансного опору  $Z_{\bar{6}}$  через відрізок  $\theta_r$  і Т-ланку чотириполюсника « $r$ », записуємо вираз для нормованого до  $Z_{c2}$  значення  $Z_{\bar{6}}$ :

$$z_{\bar{6}} = r_{\bar{6}} + jx_{\bar{6}} = 2z_r \frac{a_r + a_{r23} z_r t_r + jz_{ddro} (a_{r12} + b_r z_r t_r)}{z_{ddro} (a_{r12} t_r - b_r z_r) - j(a_r t_r - a_{r23} z_r)}. \quad (\Gamma.1.5)$$

Застосування приведених співвідношень з моделями неоднорідностей Y- та T-розгалужень і стрибка ширини МСЛ з [78, 373] дозволило компенсувати вплив неоднорідностей у складі ПП (див. приклад 2 Додатку Г.1) при зміні електричних параметрів його елементів до значень: 1)  $\theta_r=36,7^\circ$ ,  $Z=40,81$  Ом,  $\theta=111,18^\circ$ ,  $R_\delta=44,29$  Ом при  $X_a=-50$  Ом; 2)  $\theta_r=30,17^\circ$ ,  $Z=44,03$  Ом,  $\theta=123,54^\circ$ ,  $R_\delta=32,58$  Ом при  $X_a=-90$  Ом.

## Г.2. Рівноплечі подільники потужності на відрізках ЗСЛ

### *Приклади розрахунку та моделювання схем подільників на ЗСЛ*

1. Розрахунок рівноплечого ПП на відрізку ЗСЛ з робочою частотою 2 ГГц з придушенням гармоніки на частоті 4 ГГц.

Вихідні дані: хвильові опори підвідних ліній на вході і виходах  $Z_{c1}=Z_{c2}=50$  Ом, тип ліній – МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною  $H=1,5$  мм, балансний резистор плівковий.

Для придушення небажаної гармоніки використано шлейф з вхідним опором  $X_a=-90$  Ом, який реалізується відрізком з  $Z_{uu}=90$  Ом і  $\theta_{uu}=45^\circ$  на робочій частоті.

Для реалізації балансного опору використано резистивну плівку довжиною  $l=1$  мм і шириною  $W=2,66$  мм, що відповідає  $Z_r=70$  Ом. З рис. 4.2,б знаходимо, що при таких значеннях  $\varepsilon$ ,  $H$ ,  $W$  коефіцієнт корекції довжини  $k_r=1,45$ , якому відповідає  $l_r=0,345$  мм. При вибраному значенні  $Z_r$  електрична довжина моделі плівкового резистора становить  $\theta_r=1,15^\circ$ . Розрахунок ПП без  $X_\delta$  при заданому значенні  $X_a$  дає значення  $R_\delta=99,96$  Ом. Реактивна складова опору плівки, визначена за методом (див. Додаток Г.2), з такою активною складовою становить  $X_\delta=-1,426$  Ом. В результаті розрахунків при цьому значенні  $X_\delta$  отримуємо:  $Z_e=85,02$  Ом,  $\theta_e=47,38^\circ$  і практично те саме значення  $R_\delta=100,02$  Ом.

Задавши  $Z_o=58,76$  Ом для забезпечення проміжку (зазору) між лініями, рівного довжині плівки, тобто 1 мм, що дає на частоті 2 ГГц значення  $\beta_e=0,05676$  рад/мм,  $\beta_o=0,05357$  рад/мм, а також задавши  $l_1=8,89$  мм, отримуємо  $l=14,57$  мм,  $l_2=5,68$  мм і значення  $X_c=-44,08$  Ом, яке реалізується ємністю  $C=1,8$  пФ.

При виготовленні макету замість плівкового опору використано дискретний безкорпусний резистор номіналом 100 Ом з розмірами, як у плівки.

## 2. Розрахунок ЕП елементів схеми подільника на базі зв'язаних МСЛ з відрізком на вході на частоту 1 ГГц.

Вихідні дані: хвильові опори підвідних ліній на вході і виходах  $Z_{c1} = Z_{c2} = 50$  Ом, тип ліній – МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon = 2,1$  товщиною  $H = 1,5$  мм, балансний резистор плівковий.

Для балансного опору використано резистивну плівку шириною  $W = 2$  мм ( $Z_r = 83$  Ом) і довжиною  $l = 0,9$  мм. При таких значеннях  $\varepsilon$ ,  $H$ ,  $W$  знаходимо  $k_r = 1,4$ , якому відповідає  $l_r = 0,32$  мм ( $\theta_r = 0,52^\circ$ ), а реактивна складова опору плівки становить  $X_\sigma = -1,426$  Ом.

В результаті розрахунків для заданих значень  $Z_e = 71,4$  Ом,  $Z_o = 49,9$  Ом, що мають на частоті 2 ГГц при реалізації на підкладці з вказаними параметрами  $\beta_e = 0,02856$  рад/мм,  $\beta_o = 0,0269$  рад/мм, отримуємо:  $l = 58,58$  мм ( $\theta_o = 90,29^\circ$ ),  $R_\sigma = 99,997$  Ом, параметри компенсуючого відрізка  $Z_t = 60,78$  Ом,  $\theta_t = 10,21^\circ$ .

При виготовленні макету замість плівкового опору використано дискретний безкорпусний резистор номіналом 100 Ом з розмірами, близькими до розмірів плівки.

## 3. Розрахунок ПП з заміною відрізків одиночних ліній відрізками зв'язаних МСЛ.

1) Вихідні дані: робоча частота 2 ГГц; відрізки ЗСЛ зі з'єднаними кінцями; хвильові опори підвідних ліній на вході і виходах  $Z_{c1} = Z_{c2} = 50$  Ом; тип ліній – МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon = 2,1$  товщиною  $H = 1,5$  мм, балансний резистор дискретний.

Вибрано дискретний балансний резистор шириною 2,6 мм, довжиною 1,1 мм, що відповідає  $Z_r = 70,6$  Ом,  $\theta_r = 3,5^\circ$  і дає  $X_\sigma = 0$ .

Вибрано ЗСЛ з параметрами  $Z_e = 71,49$  Ом,  $Z_o = 53$  Ом,  $\beta_e = 0,057$  рад/мм,  $\beta_o = 0,0538$  рад/мм.

В результаті розрахунків схеми з реактивністю  $X_c$  отримано:  $Z=70,58$  Ом,  $\theta=93,5^\circ$ ,  $R_\sigma=99,63$  Ом,  $l=14,87$  мм,  $l_1=11,78$  мм,  $X_c=-36,18$  Ом, який реалізується ємністю  $C=2,2$  пФ.

2) Вихідні дані: робоча частота ПП 2 ГГц, поставлена вимога придушення першої гармоніки на частоті 4 ГГц; відрізки ЗСЛ з розімкненими діагонально протилежними кінцями; хвильові опори підвідних ліній на вході і виходах  $Z_{c1}=50$  Ом,  $Z_{c2}=75$  Ом; тип ліній – МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною  $H=1,5$  мм, балансний резистор плівковий (аналогічний до прикладу 2 Додатку Г.1).

Для придушення небажаної гармоніки використано відрізок лінії передачі (шлейф) з вхідним опором  $X_a=-50$  Ом, параметри ізолюючої ланки такі, як в прикладі 2 Додатку Г.1, ЗСЛ з параметрами попереднього прикладу 1.

В результаті розрахунків схеми з  $Z_r=56$  Ом,  $\theta_r=44,86^\circ$ ,  $X_\sigma=-3,306$  Ом отримано:  $Z=38,32$  Ом,  $\theta=117,04^\circ$ ,  $R_\sigma=46,39$  Ом,  $l=24,74$  мм, опір  $X_c=10,1$  Ом, який реалізується індуктивністю  $L=0,804$  нГн.

### Г.3. СВ на базі відрізків ЗСЛ з різними типами спрямованості

#### *Приклади розрахунку ПСВ*

##### 1. Розрахунок ПСВ на базі відрізка ЗСЛ з дискретними елементами.

1) ПСВ з перехідним загасанням  $S=7$  дБ на робочій частоті 35 ГГц. Реалізація мікросмужкова на підкладці з GaAs товщиною 100 мкм з  $\varepsilon=12,9$  при  $Z_c=50$  Ом. Такий ПСВ з ємністю в середині відрізка ЗСЛ, тобто з  $l_1=0$  і з параметрами  $Z_e=80,85$  Ом,  $Z_o=40,26$  Ом,  $2l=0,721$  мм,  $C=0,027$  пФ отримано в [211].

Розрахунок ПСВ без компенсуючих елементів, хвильові опори відрізка ЗСЛ якого задовольняють умові  $z_e z_o=1$ , дає  $Z_e=80,846$  Ом,  $Z_o=30,922$  Ом з усередненою довжиною відрізка, рівною  $2l=0,761$  мм при  $\theta=(\theta_e+\theta_o)/2=90^\circ$ .

Результати розрахунків за описаним методом ПСВ з  $\varphi_{31}=0$ , що закладено у методи розрахунку ПСВ без компенсуючих елементів і ПСВ з [211], становлять:



$Z_e=80,846$  Ом,  $Z_o=36,8$  Ом (за другим кроком ітерації),  $2l=0,716$  мм,  $C=0.022$  пФ ( $X=-210,21$  Ом), що практично співпало з результатами [211].

При використанні двох ємностей, розміщених на краях відрізка ( $l_1=l$ ), розрахунок дає:  $Z_e=80,846$  Ом,  $Z_o=31,37$  Ом,  $2l=0,702$  мм,  $C=0,013$  пФ ( $X=-362,96$  Ом).

2) ПСВ з перехідним загасанням  $C=15$  дБ на робочій частоті 2 ГГц. Реалізація мікросмужкова на підкладці товщиною 0,51 мм з  $\varepsilon=3,55$  при  $Z_c=50$  Ом.

ПСВ без компенсуючих елементів за умови  $z_e z_o=1$  має  $Z_e=59,845$  Ом,  $Z_o=41,774$  Ом та усереднену довжину  $2l=22,846$  мм.

Результати розрахунків за описаним вище методом при  $\varphi_{31}=0$  становлять:  $Z_e=59,845$  Ом,  $Z_o=43,77$  Ом (значення вибрано так, щоб отримати відстань від країв відрізка ЗСЛ до місця включення реактивності в районі 2 мм, як у [210]),  $l=10,931$  мм,  $l_1=8,649$  мм,  $C=0,119$  пФ ( $X=-667,51$  Ом).

Для одної ємності в центрі ( $l_1=0$ ) розрахунок дає:  $Z_e=50,845$  Ом,  $Z_o=47,026$  Ом,  $l=10,959$  мм,  $C=0,201$  пФ ( $X=-396,22$  Ом).

### ***Послідовність ітераційного процесу визначення ЕП елементів схеми ПСВ на відрізку ЗСЛ з боковими шлейфами.***

Записавши вирази для вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$ ,  $x_{oe}$ ,  $x_{oo}$  відповідних парціальних двополюсників схеми 2 з табл. 4.3, отримуємо систему з чотирьох трансцендентних, так як довжини відрізків ліній передачі входять до складу тригонометричних функцій з різними аргументами, рівнянь з невідомими параметрами  $Z_e$ ,  $Z_o$ ,  $X$ ,  $l$ ,  $l_1$ , де  $X$  – вхідний опір шлейфів. Задавши один з параметрів, система шляхом виключення приводиться до двох рівнянь відносно одного й того ж невідомого параметру, а пошук їх коренів, які забезпечують рівність значень цього параметру, здійснюється ітераційною зміною іншого параметру.

Для схеми зі шлейфами простий пошук коренів здійснюється, якщо задавати значення електричної довжини  $\theta_{e1}$  до місця підключення шлейфів і приймати

початкову умову  $\theta_{e1}=\theta_{o1}$ . З виразів для вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{oe}$  відповідних двополюсників запишемо по дві залежності відносно електричної довжини відрізка  $\theta_e$ , а з виразів для  $x_{eo}$ ,  $x_{oo}$  – по дві залежності відносно  $\theta_o$ . Так з виразів для  $x_{oe}$ ,  $x_{oo}$  будемо мати:

$$t_e = \frac{z_e t_{e1} (x_{oe} + z_e t_{e1}) + x x_{oe} (1 + t_{e1}^2)}{z_e t_{e1} (z_e - x_{oe} t_{e1}) + x z_e (1 + t_{e1}^2)}, \quad t_o = \frac{z_o t_{o1} (x_{oo} + z_o t_{o1}) + x x_{oo} (1 + t_{o1}^2)}{z_o t_{o1} (z_o - x_{oo} t_{o1}) + x z_o (1 + t_{o1}^2)}, \quad (\text{Г.3.1})$$

де  $t_{e,o} = \text{tg}(\beta_{e,o} l) = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ ;

$t_{e1} = \text{tg}(\beta_e l_1) = \text{tg} \theta_{e1}$ ;

$t_{o1} = \text{tg}(\beta_o l_1) = \text{tg} \theta_{o1}$ ;

$x = X/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення додаткового реактивного опору  $X$ .

В результаті прирівнювання пар виразів для  $t_e$  і пар виразів для  $t_o$  отримуємо кубічні рівняння відносно нормованих до  $Z_c$  значень хвильових опорів  $Z_e$  і  $Z_o$ :

$$\left. \begin{aligned} z_e^3 t_{e1} (x_{ee} - x_{oe}) + z_e^2 [x(x_{ee} - x_{oe})(1 - t_{e1}^2) - x^2(1 + t_{e1}^2)] - x^2 x_{ee} x_{oe} (1 + t_{e1}^2) &= 0, \\ z_o^3 t_{o1} (x_{eo} - x_{oo}) + z_o^2 [x(x_{eo} - x_{oo})(1 - t_{o1}^2) - x^2(1 + t_{o1}^2)] - x^2 x_{eo} x_{oo} (1 + t_{o1}^2) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{Г.3.2})$$

За розрахованими з (Г.3.2) при заданій довжині  $\theta_{e1}$  значеннями опорів вибираються фазові сталі  $\beta_e$  і  $\beta_o$ , розраховується фізична довжина відстані до шлейфів  $l_1 = \theta_{e1}/\beta_e$  і далі за виразами (Г.8.1) розраховуються електричні довжини  $\theta_e$  та  $\theta_o$  відрізка ЗСЛ.

Виходячи зі значень  $\theta_e$ ,  $\theta_o$  розраховується фізична довжина  $l$  для обох мод:

$$l_e = \text{arctg}(t_e) / \beta_e, \quad l_o = \text{arctg}(t_o) / \beta_o. \quad (\text{Г.3.3})$$

Ітераційною зміною значень реактивності  $X$ , яка для даної схеми ПСВ носить індуктивний характер, досягається рівність  $l_e = l_o$ , що і дає розв'язок системи рівнянь. За значенням реактивного опору  $X$  розраховуються параметри шлейфів.

На результати ітерацій можна впливати зміною заданого значення  $\theta_{e1}$ , а також вибором фази  $\varphi_{31}$ , від якої в першу чергу залежить довжина відрізка ЗСЛ.

## *Приклади розрахунку ПСВ з боковими шлейфами*

### Розрахунок ПСВ на відрізку ЗСЛ з парою бокових шлейфів.

1) Розрахунок ПСВ з перехідним загасанням  $S=20$  дБ на робочій частоті 2,4 ГГц на базі відрізка ЗСЛ з парою бокових шлейфів.

Реалізація мікросмужкова на підкладці товщиною 0,76 мм з  $\varepsilon=3,5$  при  $Z_c=50$  Ом. Результати експериментального дослідження макету такого ПСВ з розміщеними в центрі боковими шлейфами, якому відповідають параметри  $Z_e=34,27$  Ом,  $Z_o=29,19$  Ом,  $2l=18,31$  мм та закорочені на кінці шлейфи з хвильовим опором 75 Ом довжиною 5,52 мм ( $X=38,15$  Ом), приведено в [213]. При СМ відгалужувача з вказаними параметрами встановлено, що його фаза  $\varphi_{31}$  не нульова, а становить  $25,5^\circ$ .

Розрахунок ПСВ розробленим методом при  $\varphi_{31}=25,5^\circ$  з використанням вказаних у [213] ємностей неоднорідностей на краях відрізка  $C_{d1}=0,015$  пФ і ємності в центрі  $C_{d2}=0,04$  пФ дає значення електричних параметрів, близькі до наведених у статті:  $Z_e=33,794$  Ом,  $Z_o=29,067$  Ом,  $2l=18,23$  мм, закорочені шлейфи з хвильовим опором 75 Ом довжиною 5,47 мм ( $X=35,737$  Ом).

У випадку використання двох пар шлейфів ЕП елементів відгалужувача становлять:  $\varphi_{31}=20^\circ$ ,  $Z_e=32,47$  Ом,  $Z_o=28,46$  Ом,  $2l=22,2$  мм,  $l_1=5,84$  мм,  $X=48,4$  Ом).

2) Розрахунок ПСВ з перехідним загасанням  $S=15$  дБ на робочій частоті 1 ГГц на базі відрізка ЗСЛ з парою бокових шлейфів.

Реалізація мікросмужкова на підкладці товщиною 1,5 мм з  $\varepsilon=2$  при  $Z_c=50$  Ом. Розрахунок ПСВ при  $\varphi_{31}=24^\circ$  дає такі параметрами:  $Z_e=45,55$  Ом,  $Z_o=33,18$  Ом,  $2l=50,08$  мм ( $\theta_e=81,48^\circ$ ),  $X=84,93$  Ом (к.з. шлейф з  $Z_{in}=70$  Ом,  $\theta_{in}=50,5^\circ$ ,  $l=32,37$  мм).

### ***Послідовність визначення ЕП елементів схеми ПСВ на відрізку ЗСЛ з відрізками на входах та з боковими секціями***

1. Для ПСВ з відрізками ліній на входах, як і у випадку ПСВ з шлейфами, з виразів для вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{oe}$  відповідних двополюсників схеми 3 з табл. 4.3

запишемо пару залежностей відносно електричної довжини відрізка  $\theta_e$ , а з виразів для  $x_{eo}, x_{oo}$  – пару залежностей відносно  $\theta_o$ . Так з виразів для  $x_{ee}, x_{eo}$  будемо мати:

$$t_e = z_e(z + x_{ee}t)/[z(zt - x_{ee})], \quad t_o = z_o(z + x_{eo}t)/[z(zt - x_{eo})], \quad (\Gamma.3.4)$$

де  $t_{e,o} = \text{tg}(\beta_{e,o}l) = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ ;

$t = \text{tg}\theta$ ;

$z = Z/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору  $Z$ .

В результаті прирівнювання пар залежностей для  $t_e$  і пар залежностей для  $t_o$  отримуємо вирази для нормованих до  $Z_c$  значень хвильових опорів  $Z_e$  і  $Z_o$ :

$$z_e = z \sqrt{\frac{(zt - x_{ee})(x_{oe} - zt)}{(z + x_{ee}t)(z + x_{oe}t)}}, \quad z_o = z \sqrt{\frac{(zt - x_{eo})(x_{oo} - zt)}{(z + x_{eo}t)(z + x_{oo}t)}}. \quad (\Gamma.3.5)$$

Задавши початкове значення електричної довжини  $\theta$ , за (Г.3.5) розраховуються значення опорів і вибираються фазові сталі  $\beta_e$  і  $\beta_o$ . Далі за виразами (Г.3.4) розраховуються електричні довжини  $\theta_e$  та  $\theta_o$  відрізка ЗСЛ і виходячи з них за (Г.3.3) розраховується фізична довжина  $l$  для випадку обох мод. Ітераційною зміною значень  $\theta$  досягається рівність  $l_e = l_o$ , що і дає розв'язок системи рівнянь. На результати розрахунків можна впливати зміною заданих значень  $Z$  та вибором  $\varphi_{31}$ .

2. Для ПСВ з боковими секціями, як і у випадку ПСВ з відрізками на входах, з виразів для вхідних опорів відповідних двополюсників попарно записуються подібні до (Г.3.4) залежності відносно довжин  $\theta_e, \theta_o$  середнього відрізка ЗСЛ, які з виразів для  $x_{ee}, x_{eo}$  будуть мати вигляд:

$$t_e = z_e(z_{e1} + x_{ee}t_{e1})/[z_{e1}(z_{e1}t_{e1} - x_{ee})], \quad t_o = z_o(z_{o1} + x_{eo}t_{o1})/[z_{o1}(z_{o1}t_{o1} - x_{eo})], \quad (\Gamma.3.6)$$

де  $t_{e,o} = \text{tg}(\beta_{e,o}l) = \text{tg}(\theta_{e,o}/2)$ ;

$t_{e,o1} = \text{tg}(\beta_{e,o1}l_1) = \text{tg}(\theta_{e,o1})$ ;

$z_{e,o1}=Z_{e,o1}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення хвильових опорів  $Z_{e1}, Z_{o1}$ .

Прирівнювання пар залежностей для  $t_e$  і пар залежностей для  $t_o$  приводить до виразів для розрахунку нормованих до  $Z_c$  значень хвильових опорів  $Z_e$  і  $Z_o$ :

$$z_e = z_{e1} \sqrt{\frac{(z_{e1} t_{e1} - x_{ee})(x_{oe} - z_{e1} t_{e1})}{(z_{e1} + x_{ee} t_{e1})(z_{e1} + x_{oe} t_{e1})}}, \quad z_o = z_{o1} \sqrt{\frac{(z_{o1} t_{o1} - x_{eo})(x_{oo} - z_{o1} t_{o1})}{(z_{o1} + x_{eo} t_{o1})(z_{o1} + x_{oo} t_{o1})}}. \quad (\text{Г.3.7})$$

Як і раніше, задавши початкове значення електричної довжини  $\theta_{e1}$ , за (Г.3.7) розраховуються значення опорів і вибираються фазові сталі  $\beta_e$  і  $\beta_o$ . Далі за виразами (Г.3.4) розраховуються електричні довжини  $\theta_e$  та  $\theta_o$  середньої секції і виходячи з них за (Г.3.3) розраховується фізична довжина  $l$  для випадку обох мод. Рівність  $l_e=l_o$ , яка дає розв'язок системи рівнянь, досягається ітераційною зміною значень  $\theta_{e1}$ .

Вибір значень  $Z_{e1}, Z_{o1}, \varphi_{31}$  впливає на результати розрахунку та на довжину відрізків ЗСЛ.

### ***Приклади розрахунку ПСВ з відрізками на входах і з боковими секціями***

#### **1. Розрахунок ПСВ на базі відрізка ЗСЛ з відрізками одиночних ліній на входах.**

Розрахунок ПСВ з відрізками одиночних ліній на входах, який забезпечує перехідне загасання  $S=15$  дБ на робочій частоті 1 ГГц.

Реалізація мікросмужкова на підкладці з матеріалу ФАФ-4 товщиною 1,44 мм з  $\varepsilon=2,64$  при  $Z_c=50$  Ом.

В результаті розрахунків при  $\varphi_{31}=25^\circ$  і при хвильовому опорі відрізків  $Z=70$  Ом отримано електричні параметри:  $Z_e=61,366$  Ом,  $Z_o=41,144$  Ом,  $2l=39,09$  мм ( $\theta_e=70,87^\circ$ ),  $\theta=22,1^\circ$ .

#### **2. Розрахунок ПСВ на базі відрізка ЗСЛ з боковими секціями.**

Розрахунок трисекційного ПСВ з перехідним загасанням  $S=15$  дБ на робочій частоті 1 ГГц.

Реалізації мікросмужкова на підкладці з матеріалу ФФ-4 товщиною 1,5 мм з  $\varepsilon=2,06$  при  $Z_c=50$  Ом.

В результаті розрахунків при  $\varphi_{31}=-3^\circ$  і заданих значеннях хвильових опорів ЗСЛ бокових секцій  $Z_{e1}=65,8$  Ом,  $Z_{o1}=60,35$  Ом ( $W_1=3,2$  мм,  $S_1=4,1$  мм) отримано електричні параметри:  $Z_e=57,33$  Ом,  $Z_o=34,82$  Ом ( $W=4,8$  мм,  $S=0,26$  мм),  $\theta_e=43,164^\circ$ ,  $2l=26,72$  мм,  $\theta_{e1}=24,8^\circ$ ,  $l_1=15,626$  мм.

### ***Приклади розрахунку ССВ***

Розрахунок ССВ (моста) на базі відрізка ЗСЛ.

Вихідні дані: перехідне загасання  $C=3$  дБ на робочій частоті 1 ГГц.

Реалізація мікросмужкова на діелектричній підкладці товщиною 1,51 мм з  $\varepsilon=2,05$  при  $Z_c=50$  Ом.

В результаті розрахунків при значеннях хвильових опорів відрізка ЗСЛ  $Z_e=Z_c=50$  Ом,  $Z_o=44,5$  Ом ( $W=5$  мм,  $S=3$  мм) шляхом вибору значення фази  $\varphi_{41}=-4,2^\circ$  отримано  $l_1=15,278$  мм, що відповідає розміщенню ємностей  $C=3,49$  пФ ( $X=-45,556$  Ом) на краях відрізка ЗСЛ довжиною  $2l=30,62$  мм ( $\theta_e=49,2^\circ$ ).

При виготовленні макета використано конденсатори ємністю 3,3 пФ.

***Співвідношення для визначення місця включення додаткових реактивних опорів у схемі ТСВ на відрізку ЗСЛ***

Виходячи зі схеми парціального двополюсника (рис. 4.19,г) для його вхідного опору  $x_{eo}$  можна записати:

$$x_{eo} = z_o \frac{z_o x(t_1 + 3t_2) + x^2(1 - t_1 t_2) + 2z_o^2 t_1 t_2}{z_o x(3 - t_1 t_2) - x^2(t_1 + t_2) + 2z_o^2 t_1} \quad (\text{Г.3.8})$$

Підстановка в (Г.3.8) виразу (4.17) для  $X$ , який для ТСВ буде таким самим, як і для ПСВ, оскільки схеми парціальних двополюсників і вирази для їх вхідного опору  $x_{oo}$

співпадають, тобто виразу

$$x = 2z_o t_1 (z_o t_2 - x_{oo}) / [x_{oo} (1 - t_1 t_2) - z_o (t_1 + t_2)],$$

приводить до лінійного рівняння п'ятої степені відносно  $t_1$ , тобто відстані  $l_1$  :

$$at_1^5 + bt_1^4 + ct_1^3 + dt_1^2 + ft_1 + p = 0, \quad (\Gamma.3.9)$$

$$\text{де } a = 2a_1 - a_2 + a_3;$$

$$b = -6a_4;$$

$$c = 2(a_1 + a_2 + 2a_3);$$

$$d = -2(3a_4 + a_5);$$

$$f = 3(a_2 + a_3);$$

$$p = -2a_5;$$

$$a_1 = (z_o + x_{eo} t_o)(z_o + x_{oo} t_o)^2;$$

$$a_2 = (z_o + x_{eo} t_o)(z_o t_o - x_{oo})^2;$$

$$a_3 = (z_o t_o - x_{eo})(z_o t_o - x_{oo})(z_o + x_{oo} t_o);$$

$$a_4 = (z_o + x_{eo} t_o)(z_o t_o - x_{oo})(z_o + x_{oo} t_o);$$

$$a_5 = (z_o t_o - x_{eo})(z_o t_o - x_{oo})^2.$$

Оскільки всі коефіцієнти рівняння (Г.3.9) дійсні, то воно завжди має як мінімум один дійсний корінь. Знайти корені простіше всього ітераційним шляхом. Для пошуку відстані  $l_1$  необхідно задати значення хвильового опору  $Z_o$ , враховуючи розраховане за (4.17) значення опору  $Z_e$ , визначити фазові сталі  $\beta_e$ ,  $\beta_o$ , які їм відповідають, розрахувати за (4.17) значення  $\theta_e$  і за ним визначити  $\theta_o$ .

У випадку розміщення опорів  $jX$  на краях відрізка, тобто при  $l_1=l$  значення  $Z_o$  шукається ітераційним шляхом при першому наближенні  $\theta_o=\theta_e$  з рівняння:

$$z_o^2 (x_{eo} - x_{oo}) t_o^2 + z_o (x_{eo} - x_{oo}) x_{oo} t_o - 2x_{eo} x_{oo}^2 (1 + t_o^2) = 0. \quad (\Gamma.3.10)$$

### Приклади розрахунку ТСВ і кросовера

#### Розрахунок та дослідження варіантів ТСВ (моста) на відрізку ЗСЛ.

Вихідні дані: перехідним загасанням  $C=3$  дБ на робочій частоті 1 ГГц.

Реалізація мікросмужкова на діелектричній підкладці товщиною 1,5 мм з  $\varepsilon=2,04$  при  $Z_c=50$  Ом.

1) Розраховані при  $\varphi_{31}=0^\circ$  значення електричних параметрів становлять:  $Z_e=120,717$  Ом,  $Z_o=77,8$  Ом ( $W=1,37$  мм,  $S=1$  мм),  $\theta_e=90^\circ$  ( $l=28,467$  мм),  $\theta_{o1}=25,1^\circ$  ( $l_1=16,72$  мм),  $X=-42,03$  Ом ( $C=3,787$  пФ).

На рис. Г. 3.1 приведено фотографію макету, виготовленого за отриманими розмірами, та осцилограми експериментів з макетом ТСВ.

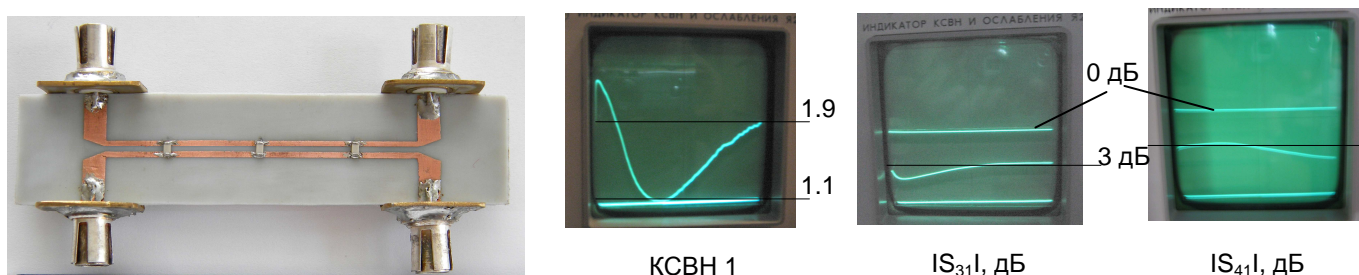


Рисунок Г.3.1 – Макет ТСВ та осцилограми його експериментальних досліджень

Для зменшення значення хвильового опору  $Z_e$  послідовно приєднано до плечей ТСВ конденсатори ємністю  $C_o=3,9$  пФ, що при  $\varphi_{31}=-4^\circ$  і перерахованих за (3.3) значеннях всіх вхідних опорів дало наступні параметри елементів схеми:  $Z_e=109,6$  Ом,  $Z_o=72,0$  Ом ( $W=1,63$  мм,  $S=1$  мм),  $\theta_e=115,716^\circ$  ( $l=36,455$  мм),  $\theta_{o1}=10,42^\circ$  ( $l_1=6,925$  мм),  $X=-19,537$  Ом ( $C=8,15$  пФ).

Результати СМ та дослідження макету приведено на рис. Г.3.2.



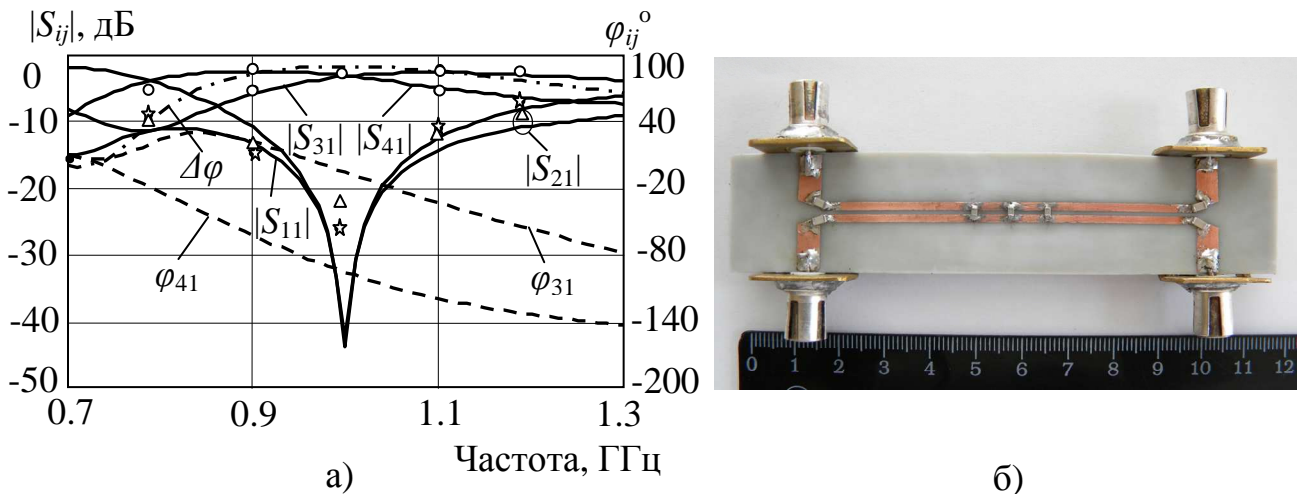


Рисунок Г.3.2 – Частотні характеристики (а) ТСВ з додатковими ємностями та фотографія (б) його макету

## 2. Співставлення з результатами, отриманими в [225].

Вихідні дані:  $f=3,6$  ГГц,  $C=3$  дБ,  $Z_c=50$  Ом,  $\varepsilon=2,33$ ,  $H=1,575$  мм,  $t=50$  мкм

Результати розрахунків за [225]:  $Z_e=156,7$  Ом,  $Z_o=100,3$  Ом,  $W=0,7$  мм,  $S=1,1$  мм,  $l=12^*$  мм,  $l_1=4^*$  мм,  $C_e=0,074$  пФ,  $C_s=0,98$  пФ (\* - скоректовані розміри).  
Результати СМ приведено на рис. Г.3.3 пунктирними лініями.

Результати розрахунків запропонованим методом:  $\varphi_{31}=0^\circ$ ,  $Z_e=120,7$  Ом,  $Z_o=77,3$  Ом,  $W=1,29$  мм,  $S=1,07$  мм,  $\theta_e=90^\circ$ ,  $l=14,96$  мм,  $l_1=5,6$  мм,  $C=1,06$  пФ.

Результати СМ приведено на рис. Г.3.3 суцільними лініями.

Топологію обох ТСВ показано на рис. Г.3.4.

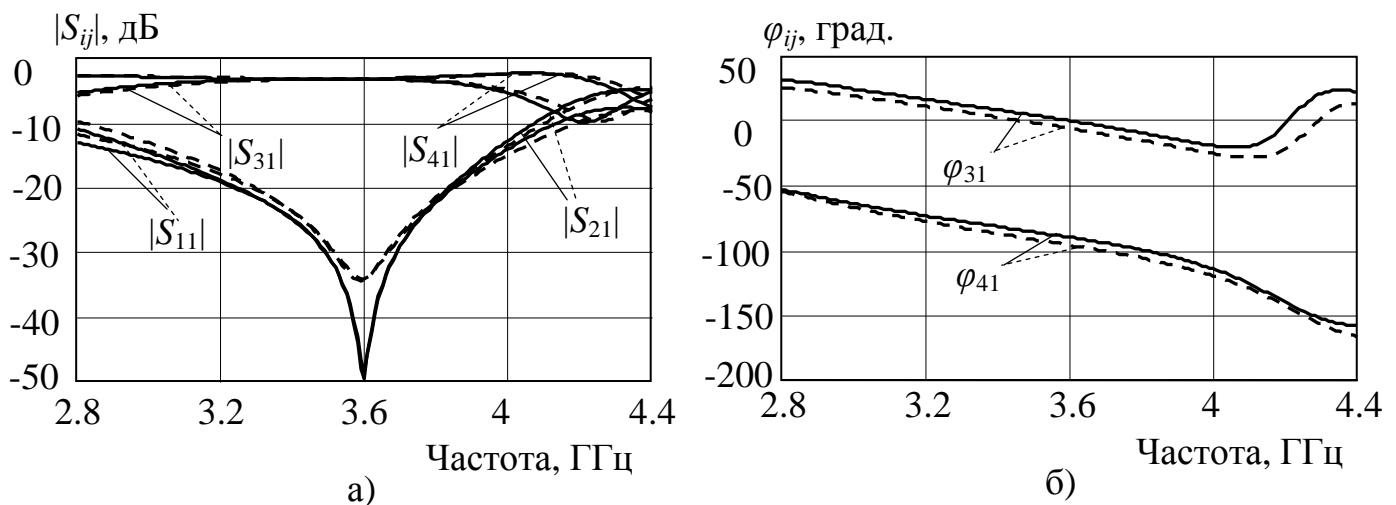


Рисунок Г.3.3. – Характеристики S-параметрів (а) і фазової затримки (б) ТСВ з [225] і розрахованого

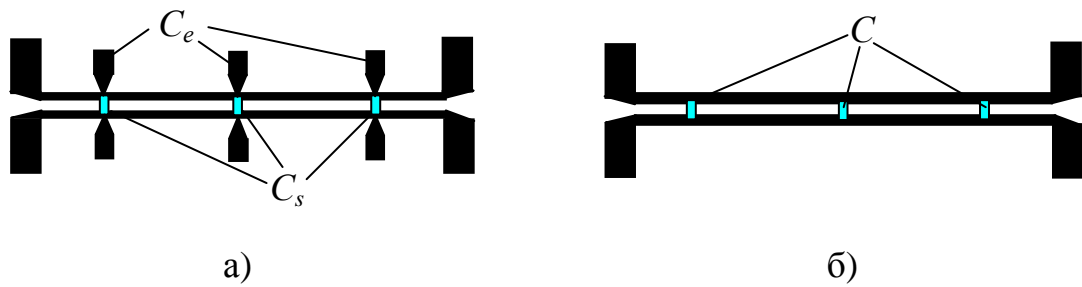


Рисунок Г.3.4 – Топологія ТСВ (а) приведенного у [225] і (б) розрахованого

### Розрахунок кросовера на базі ТСВ з відрізка ЗСЛ.

Вихідні дані: перехідне загасання  $C=0$  дБ на робочій частоті 1 ГГц.

Реалізація мікросмужкова на діелектричній підкладці товщиною 1,5 мм з  $\varepsilon=2,04$  при  $Z_c=50$  Ом.

В результаті розрахунків для відрізка ЗСЛ з  $Z_c=50$  Ом,  $Z_o=44,5$  Ом при виборі  $\theta_c=126,09^\circ$  ( $l=38,704$  мм) з розміщенням бокових реактивностей на краях відрізка, тобто при  $l_1=l$ , отримано значення  $X=-38,547$  Ом, що відповідає ємності  $C=4,13$  пФ.

## Г.4. Двошлейфні і тришлейфні СВ

*Співвідношення для розрахунку двошлейфного СВ, в тому числі з компенсацією неоднорідностей*

Схема двошлейфного ССВ з ЕП  $Z$ ,  $\theta$  відрізків основних ліній і ЕП  $Z_b$ ,  $\theta_b$  шлейфів (рис. 4.22,а) шляхом методу СПЗ розкладається двополосники синфазно-протифазного збудження (рис. 4.22,б) з нормованими до хвильового опору підвідних ліній  $Z_c$  вхідними опорами  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$ ,  $x_{oe}$ ,  $x_{oo}$ , вирази для яких мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} x_{ee} &= -zz_b / (zt_b + z_b t), & x_{eo} &= zz_b t_b / (z - z_b t t_b), \\ x_{oe} &= zz_b t / (z_b - z t t_b), & x_{oo} &= zz_b t t_b / (zt + z_b t_b), \end{aligned} \right\} \quad (\text{Г.4.1})$$

де  $z=Z/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору  $Z$ ;

$z_b=Z_b/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору  $Z_b$ ;

$$t = \operatorname{tg}(\theta/2);$$

$$t_b = \operatorname{tg}(\theta_b/2).$$

Записуючи з кожного рівняння (Г.4.1) вирази для  $t_b$  і попарно прирівнюючи їх з врахуванням того, що згідно з (2.47) для ССВ  $x_{oe} = -1/x_{ee}$  і  $x_{oo} = -1/x_{eo}$ , отримуємо два співвідношення для розрахунку нормованого опору  $z$ :

$$z = -x_{ee}(1+t^2)/[t(x_{ee}^2+1)], \quad z = -x_{eo}(1+t^2)/[t(x_{eo}^2+1)]. \quad (\text{Г.4.2})$$

З виразів (Г.14.2) видно, що їх рівність досягається при  $x_{ee} = x_{eo}$ , чи при  $x_{ee} = 1/x_{eo}$ . Зі співвідношень (2.47) для  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$  слідує, що у випадку ССВ можна забезпечити тільки рівність  $x_{ee}x_{eo} = 1$  при рівній  $\pm \pi$  чи 0 фазовій затримці  $\varphi_{41}$  сигналу на відгалуженому виході 4. При цьому, враховуючи квадратурність ССВ з повною симетрією, фазовий зсув  $\varphi_{21}$  у прямому виході 2 становитиме  $\pm \pi/2$ . В такому разі з (2.47) отримуємо:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } \varphi_{41} = \pm \pi \\ \text{при } \varphi_{41} = 0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} x_{ee} = \pm 1/a, \quad x_{eo} = \pm a, \quad x_{oe} = \mp a, \quad x_{oo} = \mp 1/a; \\ x_{ee} = \pm a, \quad x_{eo} = \pm 1/a, \quad x_{oe} = \mp 1/a, \quad x_{oo} = \mp a, \end{array} \quad (\text{Г.4.3})$$

$$\text{де } a = \sqrt{(1 + |S_{41}|)/(1 - |S_{41}|)};$$

верхні знаки приймаються при  $\varphi_{21} = +\pi/2$ , а нижні при  $\varphi_{21} = -\pi/2$ .

Модуль коефіцієнта передачі  $|S_{41}|$  у відгалужений вихід для заданого значення перехідного загасання (зв'язку)  $S$  розраховується за (2.52).

Прирівнюючи вирази для  $t_b$ , записані зі співвідношень (Г.4.1) для  $x_{ee}$  і  $x_{eo}$ , отримуємо вираз для розрахунку хвильового опору  $Z_b$  шлейфів. Враховуючи (Г.4.3), вирази для  $Z$ ,  $Z_b$  матимуть вигляд:

$$z = \mp a(1+t^2)/[t(1+a^2)], \quad z_b = a(1+t^2)/\sqrt{(a^2-t^2)(a^2t^2-1)}. \quad (\text{Г.4.4})$$

На відміну від (Г.4.4) вирази для  $t_b$  будуть різними для різних значень фази  $\varphi_{41}$ :

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } \varphi_{41}=\pm\pi \\ \text{при } \varphi_{41}=0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} t_b = \pm\sqrt{(a^2 - t^2)/(a^2 t^2 - 1)}; \\ t_b = \mp\sqrt{(a^2 t^2 - 1)/(a^2 - t^2)}. \end{array} \quad (\text{Г.4.5})$$

Знаки у виразах (Г.4.4, Г.4.5) приймаються так само, як і у виразах (Г.4.3).

Таким чином, для заданого значення довжини  $\theta$  основних відрізків за (Г.4.4) розраховуються опори  $Z$  і  $Z_b$ , а за (Г.4.5) при вибраному  $\varphi_{41}$  – довжина  $\theta_b$  шлейфів.

Для компенсації впливу неоднорідностей Т-трийників у склад парціальних двополюсників (рис. 4.22,б) вводиться еквівалентна схема неоднорідності, аналогічна зображеній на рис. 2.13,а. В результаті схема кожного двополюсника матиме вигляд, приведений на рис. Г.4.1, де реактивність  $jX_{co,s}$  є вхідним опором розімкненого (о) чи замкненого (s) на кінці відрізка лінії з параметрами  $Z$ ,  $\theta/2$ , а реактивність  $jX_{bo,s}$  є вхідним опором також розімкненого чи замкненого на кінці відрізка з параметрами  $Z_b$ ,  $\theta_b/2$ . Нормований до  $Z_c$  вхідний опір такої узагальненої схеми, утвореної з'єднанням трьох помічених буквами  $a$ ,  $b$ ,  $c$  Т-ланок, становить:

$$x_{in} = x_{03} + \frac{x_{01}x_{02}(P_{bo,s} + P_{co,s}) + x_{02}P_{bo,s}P_{co,s}}{(x_{01} + x_{02})(P_{bo,s} + P_{co,s}) + P_{bo,s}P_{co,s}}, \quad (\text{Г.4.6})$$

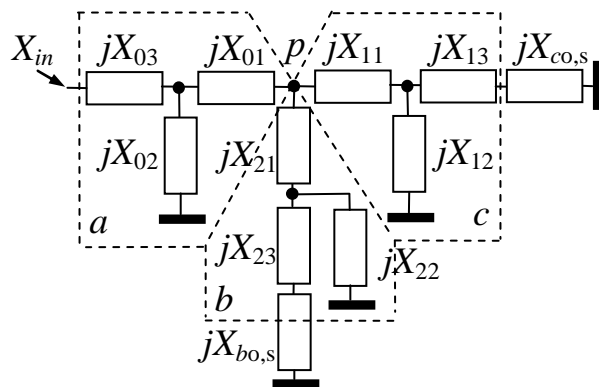


Рисунок Г.4.1. – Схема парціальних двополюсників двошлейфного СВ з еквівалентною схемою неоднорідності трийникового розгалуження

де  $x_{0i}=X_{0i}/Z_c$  ( $i=1,2,3$ ) – нормовані до  $Z_c$  еквівалентні опори  $X_{0i}$  неоднорідності;

$P_{bo,s}$  – нормований вхідний опір ланки  $b$  з розімкненим чи закороченим відрізком;

$P_{co,s}$  – нормований вхідний опір ланки  $c$  з розімкненим чи закороченим відрізком.

Підставивши у рівності  $x_{ee}x_{oe}=-1$  та  $x_{eo}x_{oo}=-1$ , які слідуєть з (2.47) для ССВ, вирази для вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{oe}$ ,  $x_{eo}$ ,  $x_{oo}$ , записані з (Г.4.6) з врахуванням стану нормованих до  $Z_c$  опорів  $x_{bo,s}$  та  $x_{co,s}$ , отримуємо два співвідношення для опору  $P_{co}$ :

$$P_{co} = -(P_{cs}p_o + k_o)/(p_o + P_{cs}g_o), \quad P_{co} = -(P_{cs}p_s + k_s)/(p_s + P_{cs}g_s), \quad (\text{Г.4.7})$$

$$\text{де } p_{o,s} = P_{bo,s} (ad_{o,s1} + a_{12}d_{o,s2});$$

$$k_{o,s} = P_{bo,s}^2 (a^2 + a_{12}^2);$$

$$g_{o,s} = d_{o,s1}^2 + d_{o,s2}^2;$$

$$d_{o,s1} = a + P_{bo,s} a_{23};$$

$$d_{o,s2} = a_{12} + P_{bo,s} / x_{02};$$

$$a = x_{01} + x_{03} + x_{01}x_{03} / x_{02};$$

$$a_{12} = 1 + x_{01} / x_{02};$$

$$a_{23} = 1 + x_{03} / x_{02}.$$

Прирівнюючи вирази (Г.4.7) отримуємо квадратне рівняння відносно опору  $P_{cs}$ :

$$P_{cs}^2 (p_o g_s - p_s g_o) + P_{cs} (k_o g_s - k_s g_o) + k_o p_s - k_s p_o = 0. \quad (\text{Г.4.8})$$

Для нормованого вхідного опору  $x_{bo,s}$  відрізка, який Т-ланка  $b$  трансформує у опір на її вході  $P_{bo,s}$ , виходячи зі схеми ланки можна записати:

$$x_{bo,s} = (P_{bo,s} b_{23} - b) / (b_{12} - P_{bo,s} / x_{22}), \quad (\text{Г.4.9})$$

$$\text{де } b = x_{21} + x_{23} + x_{21}x_{23} / x_{22};$$

$$b_{12} = 1 + x_{21} / x_{22};$$

$$b_{23} = 1 + x_{23} / x_{22};$$

$x_{2i}=X_{2i}/Z_c$  ( $i=1,2,3$ ) – нормовані до  $Z_c$  еквівалентні опори  $X_{2i}$  неоднорідності.

З виразів для вхідного опору  $x_{bo}=-z_b/\text{tg}(\theta_b/2)$  розімкненого та  $x_{bs}=z_b\text{tg}(\theta_b/2)$  закороченого відрізка отримуємо вирази для розрахунку його параметрів  $z_b$  і  $\theta_b$ :

$$z_b = \sqrt{-x_{bo}x_{bs}}, \quad \text{tg}(\theta_b/2) = -z_b/x_{bo}. \quad (\text{Г.4.10})$$

Так само отримуємо співвідношення для вхідного опору  $x_{co,s}$  відрізка, який Т-ланка  $c$  трансформує у опір на її вході  $P_{co,s}$ , а також вирази для розрахунку його параметрів  $z$  і  $\theta$ :

$$x_{co,s} = (P_{co,s}c_{23} - c)/(c_{12} - P_{co,s}/x_{12}), \quad z = \sqrt{-x_{co}x_{cs}}, \quad \text{tg}(\theta/2) = -z/x_{co}, \quad (\text{Г.4.11})$$

де  $c = x_{11} + x_{13} + x_{11}x_{13}/x_{12}$ ;

$$c_{12} = 1 + x_{11}/x_{12};$$

$$c_{23} = 1 + x_{13}/x_{12};$$

$x_{1i}=X_{1i}/Z_c$  ( $i=1,2,3$ ) – нормовані до  $Z_c$  еквівалентні опори  $X_{1i}$  неоднорідності.

Порядок розрахунку ЕП двошлейфного СВ з компенсацією впливу неоднорідностей Т-розгалужень за отриманими співвідношеннями наступний.

За (Г.4.4, Г.4.5), як перше наближення, при вибраних  $\theta$  і  $\varphi_{41}$  розраховуються параметри  $Z$ ,  $Z_b$ ,  $\theta_b$  відрізків без врахування неоднорідностей. Виходячи зі значень  $Z_c$ ,  $Z$ ,  $Z_b$  визначаються реактивні опори еквівалентної схеми Т-розгалуження. Приймаючи вхідний опір Т-ланки  $b$  рівним вхідному опору відрізка з  $Z_b$  і  $\theta_b$ , тобто розрахувавши  $P_{bo}=-z_b/\text{tg}(\theta_b/2)$  і  $P_{bs}=z_b\text{tg}(\theta_b/2)$ , далі з (Г.4.8) шукається значення вхідного опору  $P_{cs}$  Т-ланки  $c$ , а за одним з виразів (Г.4.7) – значення вхідного опору  $P_{co}$ . Розрахувавши за (Г.4.9, Г.4.11) значення вхідних опорів  $x_{bo,s}$  і  $x_{co,s}$  відрізків, далі за (Г.4.4, Г.4.5) розраховуються нові (уточнені) значення електричних параметрів  $Z$ ,  $Z_b$ ,  $\theta_b$ . При суттєвому відхиленні нових значень хвильових опорів  $Z$ ,  $Z_b$  від попередніх процес розрахунку повторюється, починаючи з визначення параметрів

еквівалентної схеми Т-розгалуження з новими хвильовими опорами.

### **Приклад розрахунку двошлейфного СВ**

Розрахунок квадратного моста (С=3дБ) на робочу частоту 3,45 ГГц.

Реалізації мікросмужкова на підкладці товщиною 0,508 мм з  $\varepsilon=2,33$  при  $Z_c=50$  Ом.

В результаті розрахунків з компенсацією впливу трійникових неоднорідностей вже на другому кроці ітерацій отримано такі електричні параметри відрізків ліній:  $Z=35,66$  Ом,  $\theta=84,45^\circ$  ( $W=2,42$  мм,  $l=14,26$  мм),  $Z_b=50,41$  Ом,  $\theta=72,46^\circ$  ( $W=1,46$  мм,  $l=12,45$  мм).

Значення опорів на попередньому кроці складали  $Z=35,67$  Ом,  $Z_b=50,43$  Ом.

### **Співвідношення для розрахунку тришлейфного СВ**

Схема тришлейфного ШСВ і схеми його реактивних двополюсників, отриманих при подвійному синфазно-протифазному збудженні, зображено на рис. 4.25. Для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів двополюсників можна записати:

$$\left. \begin{aligned} x_{ee} &= \frac{zz_b(2z_{b2} - ztt_b)}{zt_b(ztt_b - z_b) - 2z_{b2}(z_b t + zt_b)}, & x_{oe} &= \frac{zz_b t}{z_b - ztt_b}, \\ x_{eo} &= \frac{zz_b t_b(2z_{b2} t_b + zt)}{z(z_b t_b + zt) - 2z_{b2} t_b(z_b t t_b + z)}, & x_{oo} &= \frac{zz_b t t_b}{z_b t_b + zt} \end{aligned} \right\} \quad (\Gamma.4.12)$$

де  $z=Z/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору  $Z$ ;

$z_b=Z_b/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору  $Z_b$ ;

$z_{b2}=Z_{b2}/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення хвильового опору  $Z_{b2}$ ;

$t=\text{tg}\theta$ ;

$t_b=\text{tg}(\theta_b/2)$ .

З виразів (Г.4.12) для  $x_{oe}$ ,  $x_{oo}$  знаходимо співвідношення для хвильових опорів  $Z$  і  $Z_b$ , а з виразів для  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$  – два співвідношення для хвильового опору  $Z_{b2}$  [411]:

$$\left. \begin{aligned} z &= \frac{x_{oe}x_{oo}t_b(1+t_b^2)}{t(x_{oe}t_b^2+x_{oo})}, & z_b &= \frac{x_{oe}x_{oo}(1+t_b^2)}{t_b(x_{oe}-x_{oo})}. \\ z_{b2} &= \frac{zt_b}{2} \cdot \frac{zt(z_b+x_{ee}t_b)-z_bx_{ee}}{z(z_b+x_{ee}t_b)+z_bx_{ee}t}, & z_{b2} &= \frac{z}{2t_b} \cdot \frac{zt(z_bt_b-x_{eo})-z_bx_{eo}t_b}{zx_{eo}-z_bt_b(z+x_{eo}t)}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{Г.4.13})$$

Прирівнюючи обидва вирази для  $Z_{b2}$  з підстановкою виразів для  $Z$  і  $Z_b$ , отримуємо співвідношення для електричної довжини  $\theta$  в залежності від  $\theta_b$ :

$$t^2 = \frac{AD - BC}{(x_{oe}t_b^2 + x_{oo})(Ax_{eo} + Bx_{ee})}, \quad (\text{Г.4.14})$$

де  $A = x_{ee}x_{oe}(t_b^5 - t_b^4) + x_{oe}x_{oo}(t_b^5 + t_b^3) - x_{ee}x_{oo}(t_b^5 + t_b^2)$ ;

$B = x_{oe}x_{oo}(t_b^3 + t_b) - x_{oe}x_{eo}(t_b^2 + t_b) + x_{eo}x_{oo}(t - 1)$ ;

$C = t_b^3(x_{ee}x_{oe} + x_{oe}x_{oo} - x_{ee}x_{oo}) + t_bx_{oe}x_{oo}$ ;

$D = t_b(x_{eo}x_{oe} - x_{eo}x_{oo} - x_{oe}x_{oo}) - t_b^3x_{oe}x_{oo}$ .

Таким чином, за заданими значеннями перехідного загасання та фазового зсуву у відгалуженому виході  $\varphi_{41}$  розраховуються вхідні опори  $x_{ee}$ ,  $x_{eo}$ ,  $x_{oe}$ ,  $x_{oo}$  і далі, задавши бажане значення довжини шлейфів  $\theta_b$ , за (Г.4.14) визначається довжина  $\theta$  основних відрізків, а за (Г.4.13) – значення хвильових опорів  $Z$ ,  $Z_b$ ,  $Z_{b2}$ .

Забезпечити однакову довжину відрізків і шлейфів, тобто при заданому  $\theta_b$  забезпечити  $\theta = \theta_b$  можна шляхом зміни фазової затримки  $\varphi_{41}$ . Так значення  $\theta = \theta_b = \pi/2$ , тобто  $t = \infty$ ,  $t_b = 1$  досягається за умови  $x_{ee} = -x_{eo}$ , що для ССВ згідно з (2.47) буде при  $\varphi_{41} = \pm(2n+1)\pi/2$ . При цьому значення хвильового опору  $Z$  чвертьхвильових основних відрізків може вибиратися довільно, оскільки два вирази (Г.4.13) для  $Z_{b2}$ , які матимуть вигляд  $z_{b2} = z^2(z_b + x_{ee})/(2z_bx_{ee})$ , будуть тотожними незалежно від  $Z$ , а хвильовий опір  $Z_b$  розраховується за (Г.4.13).



## ДОДАТОК Д. ПРОМЕНЕВІ ПЕРЕМИКАЧІ

### Д.1. Розрахунок перемикачів з ТЧ після розгалуження

Розрахунок перемикача 1:4 з ТЧ після розгалуження на частоту 10 ГГц з послідовно ввімкненими МЕМС ключами.

Вихідні дані: ЕКС метал-контактного типу з параметрами [260]  $R_d=1$  Ом,  $C_u=2$  фФ (рис. 1.11,д); реалізація в мікросмужковому виконанні на GaAs підкладці з  $\varepsilon=12,9$  товщиною 200 мкм, товщиною металізації 10 мкм для хвильових опорів  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом.

Розрахунок параметру якості УКЕ, утвореного послідовно введеними ЕКС та  $Z_{c1}$ , дає  $K=2,484 \cdot 10^4$ . Граничні значення РП перемикача згідно з (2.63) при  $m=K$  становлять: внесені втрати  $L_6=0,086$  дБ, рівень розв'язки  $L_3=43,95$  дБ.

В результаті розрахунку перемикача зі ступінчастим ТЧ при вибраному значенні параметра  $m=2 \cdot 10^3$  та  $Z_2=75$  Ом отримано: параметри елементів  $Z_1=62,66$  Ом,  $\theta_1=141^\circ$ ,  $\theta_2=52,3^\circ$ ; робочі параметри  $L_6=0,086$  дБ,  $L_3=43$  дБ. Результати пошуку за (5.12)  $X_3=0$ , показують, що мають місце два резонанси закритих каналів з частотами 4,84 ГГц і 14,08 ГГц.

Розрахунки перемикача з варіантом ТЧ на базі відрізка з розімкненим шлейфом, приєднаним до розгалуження, при  $m=13000$  дають:  $Z_i=50$  Ом,  $\theta_i=135,4^\circ$ ,  $Z_s=75$  Ом,  $\theta_s=77,23^\circ$ ;  $L_6=0,085$  дБ,  $L_3=41,14$  дБ, резонанс закритих каналів має місце на частоті 6,63 ГГц, а для резонансу за рахунок шлейфа отримано частоту 11,65 ГГц.

Розрахунок перемикача з тим же варіантом ТЧ на базі відрізка, але з закороченим шлейфом при  $m=13000$  дає:  $Z_i=50$  Ом,  $\theta_i=43,88^\circ$ ,  $Z_s=75$  Ом,  $\theta_s=12,76^\circ$ ,  $L_3=41,14$  дБ.

Аналогічний *двоканальний* перемикач має ті самі ЕП, тільки довший шлейф  $\theta_s=33,81^\circ$ . Корекція впливу неоднорідності розгалуження у вигляді Т-трийника з моделлю неоднорідності [78] приводить до зміни значень параметрів:  $Z_i=43,33$  Ом,

$\theta_t=40,76^\circ$ ,  $Z_s=75$  Ом,  $\theta_s=43,21^\circ$  при тому самому  $m$  і  $L_3=41,14$  дБ (ітераційний процес зійшовся вже на четвертому кроці).

Розрахунок двоканального перемикача зі ступінчастим ТЧ при  $m=15000$  дає:  $Z_1=65$  Ом,  $\theta_1=141^\circ$ ,  $Z_2=75$  Ом,  $\theta_2=108,15^\circ$ ,  $L_6=0,085$  дБ,  $L_3=41,76$  дБ.

## Д.2. Розрахунок перемикачів з ТЧ перед розгалуженням

1. Розрахунок перемикача 1:4 з ТЧ перед розгалуженням на частоту 15 ГГц з послідовно ввімкненими МЕМС ключами.

Вихідні дані: ЕКС метал-контактного типу з параметрами [260]  $R_d=1$  Ом,  $C_u=2$  фФ (рис. 1.11,д); реалізація в мікросмужковому виконанні на GaAs підкладці з  $\varepsilon=12,9$  товщиною 200 мкм, товщиною металізації 10 мкм для хвильових опорів  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом.

Розрахунок параметру якості УКЕ, утвореного послідовно введеними ЕКС та  $Z_{c1}$ , дає  $K=1,104 \cdot 10^4$ .

Попередні розрахунки показують, що забезпечити перетворення в канонічний ключ, чи досягти  $m_{max}$  для даного варіанту УКЕ можна лише при значній довжині  $\theta_1$  відрізка. Щоб уникнути виникнення паразитних резонансів вирішено задати  $m < K=1,104 \cdot 10^4$ . В результаті вибрано значення  $m=1,09 \cdot 10^4$  і  $Z_1=75$  Ом, при яких ЕП елементів перемикача становлять:  $\theta_1=4,05^\circ$ ,  $Z_t=75,46$  Ом,  $\theta_t=8,14^\circ$ ,  $L_6=0,09$  дБ і  $L_3=40,37$  дБ.

Двоканальний перемикач 1:2 зі структурою і ЕКС, аналогічними чотиріканальному, тобто з тим самим параметром якості в ідеалізованому варіанті без впливу неоднорідності розгалуження з  $m=1,09 \cdot 10^4$  і  $Z_1=75$  Ом має параметри:  $\theta_1=4,06^\circ$ ,  $Z_t=50,65$  Ом,  $\theta_t=84,53^\circ$ . Корекція впливу неоднорідності розгалуження при тих самих  $Z_1=75$  Ом і  $\theta_1=4,06^\circ$  після п'ятого циклу ітерацій дає параметри:  $Z_t=53,49$  Ом,  $\theta_t=43,46^\circ$ ,  $L_3=40,43$  дБ.

## 2. Розрахунок макету двоканального перемикача в мікросмушковому виконанні на частоту 2,4 ГГц з ТЧ на вході.

Вихідні дані: *p-i-n*-діодні ЕКС на базі паралельно ввімкненого діоду 2A517A з параметрами [418]  $C_1=0,25$  пФ,  $r_+=2,4$  Ом,  $r_-=2,4$  Ом,  $L_g=0,05$  нГн.

Реалізація в мікросмушковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною  $H=1,45$  мм та товщиною металізації 50 мкм при  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом.

Параметр якості такого УКЕ становить  $K=21,8$ . При  $m=21,7$  та вибраному значенні  $Z_1=45$  Ом розрахунки без врахування впливу неоднорідності трійникового розгалуження дають  $\theta_1=76,34^\circ$ ,  $Z_r=36,84$  Ом,  $\theta_r=49,3^\circ$ , а з компенсацією цього впливу (сходимість досягається на шостому кроці ітерацій) електричні параметри відрізка на вході змінюються до значень  $Z_r=42,94$  Ом,  $\theta_r=64,0^\circ$ . При цьому робочі параметри перемикача становлять  $L_g=0,2$  дБ,  $L_s=26,57$  дБ.

### **Д.3. Розрахунок перемикачів з ТЧ на виходах каналів**

#### 1. Розрахунок перемикача 1:4 з ТЧ на виходах каналів на частоту 10 ГГц з послідовно ввімкненими МЕМС ключами.

Вихідні дані: ЕКС метал-контактного типу з параметрами [260]  $R_d=1$  Ом,  $C_u=2$  фФ (рис. 1.11,д); реалізація в мікросмушковому виконанні на GaAs підкладці з  $\varepsilon=12,9$  товщиною 200 мкм, товщиною металізації 10 мкм для хвильових опорів  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом.

Розрахунок для заданих  $Z_1=50$  Ом,  $\theta_1=20^\circ$  дав наступні параметри ТЧ у вигляді відрізка лінії:  $Z_r=27,24$  Ом,  $\theta_r=114,1^\circ$ .

Розрахунок параметру якості УКЕ, утвореного послідовно ввімкненими ЕКС, відрізком лінії та  $Z_{c1}$ , дає  $K=2,12 \cdot 10^5$ , і при  $m=6,61 \cdot 10^4$  буде  $L_s=48,2$  дБ.

Для аналогічного *двоканального* перемикача в ідеалізованому варіанті без впливу неоднорідності розгалуження при  $Z_1=50$  Ом,  $\theta_1=20^\circ$  параметри становлять:  $m=3,106 \cdot 10^4$ ,  $K=4,817 \cdot 10^4$ ,  $Z_r=38,92$  Ом,  $\theta_r=128,53^\circ$ ,  $L_s=44,92$  дБ. Перерахунок з

врахуванням цього впливу при  $Z_1=50$  Ом,  $\theta_1=20^\circ$  дає параметри:  $m=3,4 \cdot 10^4$ ,  $K=7,34 \cdot 10^4$ ,  $Z_t=36,77$  Ом,  $\theta_t=110,75^\circ$ ,  $L_3=45,32$  дБ.

## 2. Розрахунок макету мікросмужкового двоканального перемикача на частоту 2,4 ГГц з ТЧ на виході каналів.

Вихідні дані: *p-i-n*-діодні ЕКС на базі послідовно ввімкненого діоду 2A517A з параметрами [418]  $C_-=0,25$  пФ,  $r_+=2,4$  Ом,  $r_-=2,4$  Ом,  $L_e=0,05$  нГн.

Реалізація в мікросмужковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною  $H=1,45$  мм та товщиною металізації 50 мкм при  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом.

При  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом та заданих значеннях  $Z_1=60$  Ом,  $\theta_1=20^\circ$  розрахунки для ТЧ з відрізка лінії передачі і з компенсацією впливу неоднорідності трійникового розгалуження дають наступні значення параметрів:  $m=31,87$ ,  $K=138,98$ ,  $Z_t=31,12$  Ом,  $\theta_t=73,35^\circ$ ,  $L_e=0,34$  дБ,  $L_3=15,37$  дБ.

## ДОДАТОК Е. ДИСКРЕТНІ ФАЗООБЕРТАЧІ

## Е.1. Розрахунок та моделювання ОВФ

## 1. Результати моделювання ОВФ з ЕКС типу МЕМС [420].

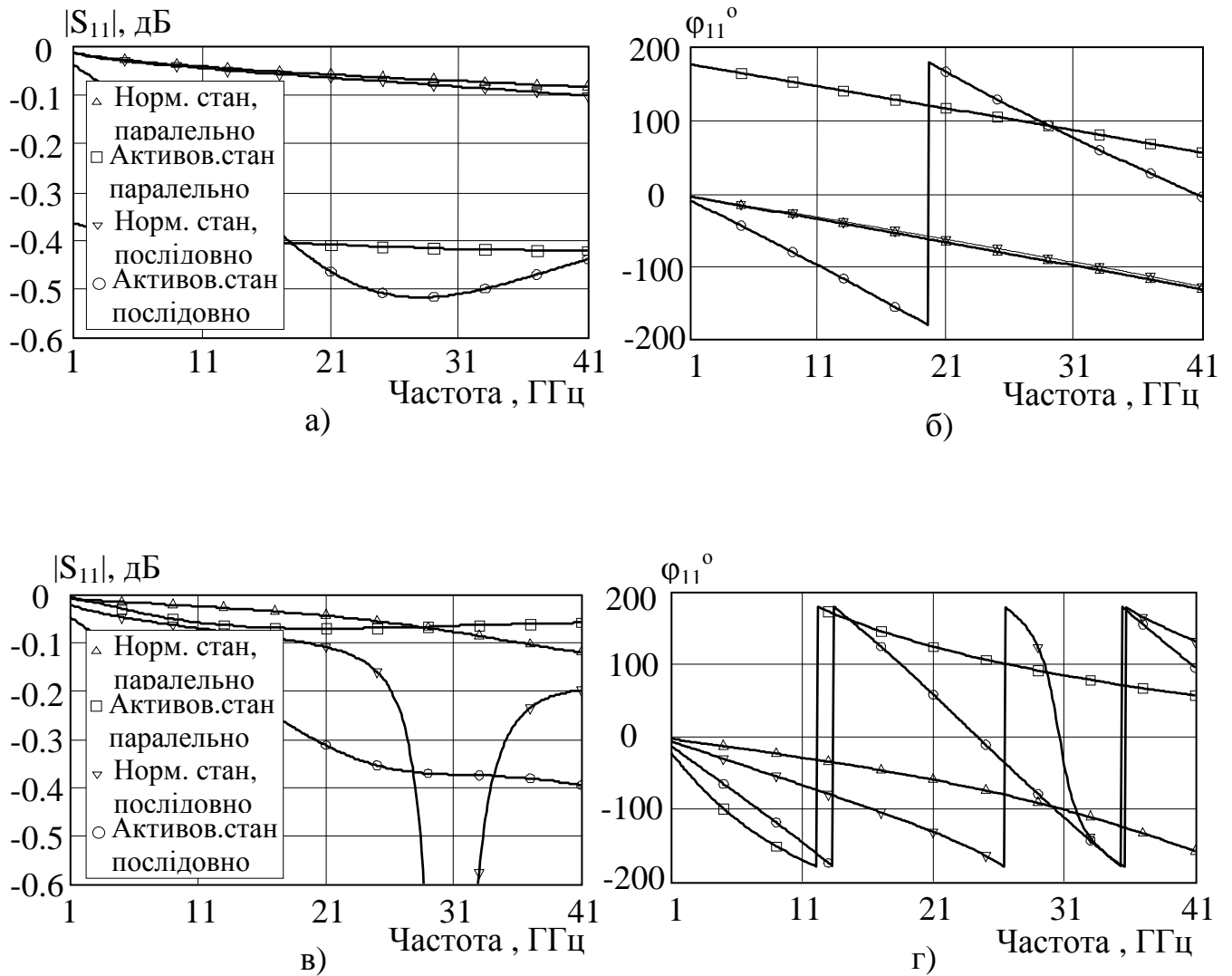


Рисунок Е.1.1 – Модуль і фаза вхідного коефіцієнта відбиття у двох станах ОВФ з (а, б) метал-контактним та (в, г) ємнісним МЕМС ключами для випадків послідовного і паралельного їх ввімкнення

## 2. Розрахунок та моделювання ОВФ з дискретом $\Delta\varphi=90^\circ$ на частоту 2,5 ГГц.

Вихідні дані: *p-i-n*-діодний ЕКС з типовими [22] еквівалентними параметрами (рис. 1.11,а)  $r_+=1$  Ом,  $r_-=1,5$  Ом,  $C_-=0,5$  пФ, безкорпусна конструкція з індуктивністю виводу  $L_6=0,4$  нГн.

Реалізація в мікросмушковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною  $H=1,5$  мм та товщиною металізації 50 мкм з хвильовим опором лінії на вході  $Z_c=50$  Ом.

Для замикання кола живлення діода за постійним струмом використано реактивність  $jX_2$ , реалізовану короткозамкненим шлейфом.

В результаті розрахунків при  $k=1$  отримано наступні параметри елементів:  $X_1=0$ ,  $X_2=79,1$  Ом,  $X_3=-197,2$  Ом,  $Z_1=96,28$  Ом,  $\theta=71,19^\circ$ . Реактивності реалізовано шлейфами:  $X_2 - Z=90$  Ом,  $\theta=24,5^\circ$ , закорочений,  $X_3 - Z=60$  Ом,  $\theta=37,2^\circ$ , розімкнений.

Для схеми ОВФ (рис. 1.12,в) без додаткових реактивностей не можна виконати оптимізацію за втратами при вибраних параметрах діода, коли  $r_+ < r_-$ , а задаючи  $Z_1=71$  Ом, при  $L_6=0$  отримуємо  $Z_c=50$  Ом,  $\theta=120,4^\circ$ .

## Е.2. Шлейфні ОПФ з неоднорідностями розгалужень

### *Система рівнянь для парціальних двополюсників СПЗ шлейфного ОПФ з неоднорідностями розгалужень*

Виходячи зі схем парціальних двополюсників шлейфного ОПФ, до складу яких входять Т-ланки з реактивними елементами, а також еквівалентний опір  $jX_i$  (див. рис. 6.3,а), та враховуючи зв'язок (6.11) записується [421] система рівнянь, аналогічна до системи (6.12) ідеалізованого варіанту ОПФ без неоднорідностей:

$$\left. \begin{aligned} x_1 z_1 (b_1 - x_{e1} b_2) - z_1 (x_{e1} b_3 - b_4) + x_1 t_1 (b_5 x_{e1} - b_6) + t_1 (x_{e1} b_7 - b_8) &= 0, \\ x_2 z_1 (b_1 - x_{e2} b_2) - z_1 (x_{e2} b_3 - b_4) + x_2 t_1 (b_5 x_{e2} - b_6) + t_1 (x_{e2} b_7 - b_8) &= 0, \\ x_1 z_1 t_1 (x_{e1} b_1 + b_2) + x_1 (b_5 + x_{e1} b_6) + z_1 t_1 (x_{e1} b_4 + b_3) + x_{e1} b_8 + b_7 &= 0, \\ x_2 z_1 t_1 (x_{e2} b_1 + b_2) + x_2 (b_5 + x_{e2} b_6) + z_1 t_1 (x_{e2} b_4 + b_3) + x_{e2} b_8 + b_7 &= 0, \end{aligned} \right\} \text{(E.2.1)}$$

$$\text{де } b_1 = a_{01} / x_{12} + a_{03} \cdot a_{12};$$

$$b_2 = a_{12} / x_{02} + a_{02} / x_{12};$$

$$b_3 = a_{02} a_{12};$$

$$b_4 = a_{01} a_{12};$$

$$b_5 = a_{02} a_{13} + a_{11} / x_{02};$$

$$b_6 = a_{01} a_{13} + a_{03} a_{11};$$

$$b_7 = a_{02} a_{11};$$

$$b_8 = a_{01} a_{11};$$

$$a_{m1} = x_{m1} + x_{m3} + x_{m1} x_{m3} / x_{m2};$$

$$a_{m2} = 1 + x_{m1} / x_{m2};$$

$$a_{m3} = 1 + x_{m3} / x_{m2}.$$

Тут і далі у формулах приводяться нормовані до  $Z_c$  значення  $x_{m1}$ ,  $x_{m2}$ ,  $x_{m3}$  опорів  $X_{m1}$ ,  $X_{m2}$ ,  $X_{m3}$  з еквівалентної схеми неоднорідності, де  $m=0,1,2$ .

### ***Приклад розрахунку шлейфного ОПФ***

Розрахунок та моделювання шлейфного ОПФ з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на частоту 10 ГГц.

Вихідні дані: МЕМС ключі ємнісного типу з ємністю активованого нижнього положення  $C_d=1$  пФ і ємністю розімкненого верхнього положення  $C_u=0,04$  пФ [422].

Реалізація на базі МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=9,8$  товщиною  $H=1$  мм, з товщиною металізації 35 мкм та з хвильовим опором на вході  $Z_c=50$  Ом.

В ідеалізованому варіанті (шлейф послідовно навантажено ЕКС, до якого приєднано послідовно додаткову реактивність  $X_r$ ) розраховані значення параметрів схеми при вибраній фазі  $\varphi_1=-45^\circ$  та  $Z_2=75$  Ом становлять:  $Z_1=36$  Ом,  $\theta_1=79,14^\circ$ ,  $\theta_2=51,46^\circ$ ,  $X_r=3,77$  Ом (закорочений на кінці відрізок з хвильовим опором  $Z_r=50$  Ом, електричною довжиною  $\theta_r=4,3^\circ$ ).

Один з результатів розрахунку схеми з врахуванням параметрів неоднорідностей розгалужень (модель Т-трийника з [78]) при тих, що й раніше,

значеннях хвильових опорів, дає:  $\varphi_1=-95,5^\circ$ ,  $\theta_1=56,1^\circ$ ,  $\theta_2=11,9^\circ$ ,  $X_r=7$  Ом (закорочений відрізок з  $Z_r=50$  Ом,  $\theta_r=8^\circ$ ).

### Е.3. ОПФ на комутованих каналах

#### *Приклади розрахунків ОПФ*

1. Розрахунок двох каналів фазової затримки сигналу на частоті 10 ГГц, один з затримкою  $\varphi_1=160^\circ$ , другий з  $\varphi_2=70^\circ$ .

Реалізація на базі МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=9,6$  товщиною  $H=0,5$  мм, з товщиною металізації 35 мкм.

Хвильовий опір відрізків ліній в каналах вибрано рівним  $Z=37$  Ом.

Для реалізації затримки  $\varphi_1$  вибрано варіант на базі відрізка ЗСЛ з паралельним реактивним навантаженням (рис. 6.5,д), а для реалізації затримки  $\varphi_2$  – структуру з навантаженим відрізком лінії (рис. 6.5,б).

Для першого каналу ( $\varphi_1=160^\circ$ ) ЕП відрізка ЗСЛ при заданому значенні  $Z$  та вибраному значенні  $\theta=5^\circ$  становлять:  $Z_e=38,5$  Ом,  $Z_o=29$  Ом,  $\theta_e=88,45^\circ$ . Параметри шлейфа, яким реалізовано додаткову реактивність, становлять:  $Z_s=70$  Ом,  $\theta_s=50,24^\circ$ . Для зміни нахилу ФЧХ параметри відрізка ЗСЛ змінювалися до значень:  $Z_e=55,6$  Ом,  $Z_o=37,1$  Ом,  $\theta_e=85,43^\circ$ .

В другому каналі для реалізації  $\varphi_2=70^\circ$  використано відрізок лінії з хвильовим опором  $Z=37$  Ом і електричною довжиною  $\theta=70^\circ$ . Для підвищення нахилу ФЧХ до рівня першого каналу відрізок навантажено по середині паралельним шлейфом з параметрами:  $Z_s=12$  Ом,  $\theta_s=90^\circ$ .

2. Розрахунок ОПФ на комутованих каналах з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на частоту 10 ГГц на базі ВТНП.

Реалізація на базі МСЛ на діелектричній підкладці з  $\varepsilon=9,8$  товщиною  $H=1$  мм, з товщиною металізації 35 мкм.



Для реалізації ЕКС вибрано плівку з високотемпературною надпровідністю типу YBCO [247] довжиною 0,5 мм, шириною 10 мкм, товщиною 0,2 мм, еквівалентні параметри якої становлять:  $R_S=0.068$  Ом,  $R_N=339.4$  Ом,  $L=0.57$  нГн.

Для перемикачів вибрано схему з трансформуючим чотириполосником у вигляді відрізка лінії, навантаженого на кінці паралельною реактивністю (рис. 5.1,а), яка реалізується розімкненим на кінці шлейфом. З метою забезпечення ширшої смуги частот і з врахуванням конструктивних особливостей даного виду ЕКС було вибрано варіант послідовного їх включення. В процесі розрахунку електричних параметрів перемикача за методом [366, 412] (див. п. 5.1) встановлено, що для отримання допустимих значень хвильового опору трансформуючого відрізка з збереженням мінімальних втрат і бажаного рівня розв'язки необхідно зменшувати опір навантаження ключів до значення 37 Ом при хвильовому опорі вхідних ліній 50 Ом. В цьому випадку параметр якості УКЕ становить  $K=10,15$ , а граничні значення робочих параметрів дорівнюють:  $L_o=0,42$  дБ,  $L_s=20,2$  дБ. В результаті розрахунків з компенсацією за [413] впливу неоднорідності розгалуження отримано для трансформуючого відрізка значення його хвильового опору  $Z_t=77,7$  Ом, електричної довжини  $\theta_t=139,4^\circ$  і значення провідності додаткової реактивності  $B=0,0076$  См.

Для реалізації каналів фазової затримки вибрано варіант з результатами розрахунків ЕП елементів схем каналів, аналогічних прикладу з Додатку Е.5. В каналі з відрізком ЗСЛ крім впливу схеми керування враховано також вплив перемички, яка з'єднує кінці ЗСЛ, що зменшило його довжину до значення  $\theta_e=52,3^\circ$ .

#### **Е.4. Схеми петльових фазообертачів**

##### ***Співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми петльового фазообертача на відрізках одиночних ліній***

Виходячи зі схем двополосників синфазного (рис. 6.9,б) і протифазного (рис. 6.9,в) збудження та нормованих до  $Z_c$  значень опорів  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $X$ ,  $X_{ki}$  і значень тангенсів електричних довжин  $t_1=\text{tg}\theta_1$ ,  $t_2=\text{tg}\theta_2$ , для реактансів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  можна записати:

$$x_{ei} = -\frac{z_1 z_2 [2(x_{ki} + x) + z_1 t_1]}{z_1 t_2 [2(x_{ki} + x) + z_1 t_1] + 2z_2 t_1 (x_{k1} + x) - z_1 z_2}, \quad (\text{E.4.1})$$

$$x_{oi} = -\frac{z_1 z_2 (x_{ki} + 2z_2 t_2) t_1}{2z_2 (z_1 t_1 + z_2 t_2) + x_{ki} (z_2 - z_1 t_1 t_2)}. \quad (\text{E.4.2})$$

До системи з чотирьох ( $i=1,2$ ) рівнянь (E.4.1-E.4.2) входить 5 незалежних змінних:  $Z_1$ ,  $\theta_1$ ,  $Z_2$ ,  $\theta_2$ ,  $X$ , тому одну з них потрібно задавати. З технологічних міркувань будемо задавати значення хвильового опору додаткових відрізків  $Z_2$ . Розв'язок системи (E.4.1-E.4.2) шукаємо наступним чином.

З виразу для  $x_{oi}$  отримуємо співвідношення для  $t_1$ :

$$t_1 = a_i / z_1, \quad (\text{E.4.3})$$

$$\text{де } a_i = \frac{z_2 x_{oi} (x_{ki} + 2z_2 t_2)}{z_2 (x_{ki} + 2z_2 t_2) - x_{oi} (2z_2 - x_{ki} t_2)}.$$

Прирівнюючи вирази (E.7.3), записані при  $a_1$  і  $a_2$ , отримуємо квадратне рівняння відносно невідомого параметру  $t_2$ :

$$at_2^2 + bt_2 + c = 0, \quad (\text{E.4.4})$$

$$\text{де } a = 2[x_{o1} x_{o2} (x_{k2} - x_{k1}) + 2z_2^2 (x_{o1} - x_{o2})];$$

$$b = 2z_2 (x_{k1} + x_{k2}) (x_{o1} - x_{o2});$$

$$c = 2x_{o1} x_{o2} (x_{k2} - x_{k1}) + x_{k1} x_{k2} (x_{o1} - x_{o2}).$$

З виразу (E.4.1) для  $x_{ei}$  отримуємо співвідношення для нормованої реактивності  $x$ :

$$x = \frac{z_1 z_2 (x_{ei} - 2x_{ki}) - 2x_{ei} x_{ki} (z_1 t_2 + z_2 t_1) - z_1^2 t_1 (x_{ei} t_2 + z_2)}{2[x_{ei} (z_1 t_2 + z_2 t_1) + z_1 z_2]}. \quad (\text{E.4.5})$$

Прирівнюючи вирази (E.4.5), записані з параметрами при  $i=1$  та при  $i=2$ , отримуємо квадратне рівняння відносно невідомого нормованого опору  $z_1$  в квадраті:

$$z_1^4(d_1b_2 - d_2b_1) + z_1^2(d_1c_2 - c_1d_2 - g_1b_2 + b_1g_2) + c_1g_2 - g_1c_2 = 0, \quad (\text{E.4.6})$$

$$\text{де } b_i = 2(x_{ei}t_2 + z_2);$$

$$c_i = 2a_iz_2x_{ei};$$

$$d_i = z_2(x_{ei} - 2x_{ki} - a_i) - x_{ei}t_2(2x_{ki} + a_i);$$

$$g_i = c_ix_{ki}.$$

Компенсація впливу неоднорідностей трійникових розгалужень здійснюється з використанням приведеної на рис. 6.9,г еквівалентної схеми Т-трійника, де вказано хвильові опори під'єднаних до нього відрізків ліній. В цьому випадку електрична довжина  $\theta_2$  визначається з рівняння (E.4.4), коефіцієнти якого становлять:

$$\left. \begin{aligned} a &= x_{k1}x_{k2}D_1 - 2z_2^2(x_{k1}D_2 + x_{k2}D_3) + 4z_2^4D_4, \\ b &= 2z_2(x_{k1} + x_{k2})(z_2^2D_4 - D_1) - z_2(x_{k1}x_{k2} - 4z_2^2)(D_2 + D_3), \\ c &= 2z_2^2(2D_1 + x_{k1}D_3 + x_{k2}D_2) + z_2^2x_{k1}x_{k2}D_4, \end{aligned} \right\} \quad (\text{E.4.7})$$

$$\text{де } D_1 = P_{11}P_{32} - P_{12}P_{31};$$

$$D_2 = P_{11} \cdot P_{42} - P_{22} \cdot P_{31};$$

$$D_3 = P_{21} \cdot P_{32} - P_{12} \cdot P_{41};$$

$$D_4 = P_{21} \cdot P_{42} - P_{22} \cdot P_{41};$$

$$P_{1i} = xx_1 \cdot xx_2 - x_{aoi} \cdot (xx_1 \cdot x_{b32} + xx_2 \cdot x_{c32});$$

$$P_{2i} = xx_1 \cdot x_{b12} - x_{aoi} \cdot (x_{b12} \cdot x_{c32} + xx_1/x_{22});$$

$$P_{3i} = x_{aoi} \cdot (x_{b32} \cdot x_{c12} + xx_2/x_{12}) - xx_2 \cdot x_{c12};$$

$$P_{4i} = x_{aoi} \cdot (x_{b12}/x_{12} + x_{c12}/x_{22}) - x_{b12} \cdot x_{c12};$$

$$xx_1 = x_{11} + x_{13} + x_{11} \cdot x_{13}/x_{12};$$

$$xx_2 = x_{21} + x_{23} + x_{21} \cdot x_{23}/x_{22};$$

$$x_{b12} = 1 + x_{21}/x_{22};$$

$$x_{b32} = 1 + x_{23}/x_{22};$$

$$x_{c12} = 1 + x_{11} / x_{12};$$

$$x_{c32} = 1 + x_{13} / x_{12};$$

де  $x_{aei}$ ,  $x_{aoi}$  – значення вхідних реактансів  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  (розрахованих за  $\varphi_1$  і  $\varphi_2$ ), які перераховуються в січення  $a$  (рис. 6.9,г) за співвідношенням:

$$x_{ae,oi} = \left[ \left( 1 + \frac{x_{01}}{x_{02}} \right) \cdot (x_{03} - x_{e,oi}) + x_{01} \right] / \left[ \frac{x_{e,oi}}{x_{02}} - \left( 1 + \frac{x_{03}}{x_{02}} \right) \right].$$

Значення хвильового опору  $Z_1$  шукається з рівняння (Е.4.6) з коефіцієнтами:

$$\left. \begin{aligned} b_i &= 2[x_{aei}(A_2x_{c12} + A_1/x_{12}) - A_1x_{c12}], \\ c_i &= 2a_i[A_1(xx_1 - x_{aei}x_{c32}) - A_2x_{aei}xx_1], \\ d_i &= q_i[xx_1 + x_{c12}(2x_{ki} + a_i)] - A_1x_{aei}[x_{c32} + (2x_{ki} + a_i)/x_{12}], \\ g_i &= 2a_ix_{ki}(2q_ixx_1 - A_1x_{aei}x_{c32}), \end{aligned} \right\} \quad (\text{Е.4.8})$$

де  $q_i = A_1 - A_2x_{aei}$ ;

$$A_1 = xx_2 \cdot t_2 - z_2 \cdot x_{b12};$$

$$A_2 = x_{b32} \cdot t_2 - z_2 / x_{22};$$

$$a_i = [P_{1i}(2z_2 - x_{ki}t_2) + P_{2i}z_2(x_{ki} + 2z_2t_2)] / [P_{3i}(2z_2 - x_{ki}t_2) + P_{4i}z_2(x_{ki} + 2z_2t_2)].$$

Електрична довжина  $\theta_1$  розраховується за (Е.4.3) з підстановкою отриманих значень  $z_1$  і  $a_i$  при  $i$  рівному 1 чи 2, а реактивність  $X$  – також при  $i$  рівному 1 чи 2 за виразом:

$$x = (z_1^2 d_i - g_i) / (z_1^2 b_i + c_i). \quad (\text{Е.4.9})$$

### ***Приклад розрахунку петльового ОПФ на відрізках одиночних ліній***

Розрахунок петльового фазообертача з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=90^\circ$  на частоту 2,4 ГГц.

Вихідні дані:  $p$ - $i$ - $n$ -діодний ЕКС з еквівалентними параметрами (рис. 1.11,а)

$C_-=0,15$  пФ,  $r_+=0,5$  Ом,  $r_-=0,5$  Ом, безкорпусна конструкція з індуктивністю виводу  $L_\theta=0,15$  нГн.

Реалізація в мікросмужковому виконанні на підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною  $H=1$ , 5 мм та товщиною металізації 50 мкм з хвильовим опором лінії на вході  $Z_c=50$  Ом.

Вибрано значення хвильових опорів  $Z_2=45$  Ом,  $Z_s=50$  Ом – хвильовий опір шлейфа, яким реалізується реактивність  $jX$ .

В результаті розрахунків без врахування неоднорідностей трійників при  $\varphi_1=-108^\circ$  отримано значення ЕП елементів схеми:  $\theta_2=10,78^\circ$ ,  $Z_1=44,93$  Ом,  $\theta_1=43,25^\circ$ ,  $X=19,44$  Ом (закорочений на кінці шлейф довжиною  $\theta_s=21,25^\circ$ ). Значення фази  $\varphi_1$  вибиралося так, щоб отримати  $Z_1=Z_2$ .

Базова схема, розрахована за відомою методикою [269], має параметри:  $Z_1=Z_c=50$  Ом,  $\theta_1=45^\circ$ ,  $Z_s=25$  Ом,  $\theta_s=45^\circ$ .

В результаті розрахунків фазообертача з врахуванням впливу трійникових неоднорідностей (модель Т-трійника з [78]) при  $Z_2=45$  Ом,  $Z_s=50$  Ом та  $\varphi_1=-131,8^\circ$  отримано параметри:  $\theta_2=2,46^\circ$ ,  $Z_1=43,99$  Ом,  $\theta_1=41,03^\circ$ ,  $X=18,3$  Ом (закорочений шлейф довжиною  $\theta_s=20,11^\circ$ ). Необхідність зміни  $\varphi_1$  викликана бажанням зменшити довжину  $\theta_2$ .

### ***Співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми петльового фазообертача на відрізьку ЗСЛ***

Для вхідних опорів парціальних схем СПЗ петльового фазообертача (рис. 6.11,в,г,д), нормованих до хвильового опору  $Z_c$  підвідних ліній, можна записати:

$$x_{ei} = 2z_e \frac{(x_{ki} + x) + z_e t_e}{z_e - 2t_e (x_{ki} + x)}, \quad (\text{E.4.10})$$

$$x_{oi} = z_o x_d \frac{x_{ki} (t_1 + t_2) + 2z_o t_1 t_2}{2z_o [x_{ki} (t_1 + t_2) + 2z_o t_1 t_2 + x_d t_1] + x_{ki} x_d (1 - t_1 t_2)}, \quad (\text{E.4.11})$$

$$x_{oi} = z_o x_{ki} \frac{x_d(t_1 + t_2) + 2z_o t_1 t_2}{2z_o [x_d(t_1 + t_2) + 2z_o t_1 t_2 + x_{ki} t_1] + x_{ki} x_d (1 - t_1 t_2)}, \quad (\text{E.4.12})$$

де  $z_{e,o} = Z_{e,o}/Z_c$  – нормовані до  $Z_c$  значення хвильових опорів  $Z_e, Z_o$  ЗСЛ;

$x = X/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення реактивності  $X$ ;

$x_d = X_d/Z_c$  – нормоване до  $Z_c$  значення додаткової реактивності  $X_d$ ;

$t_e = \text{tg}(\beta_e l)$ ;

$t_1 = \text{tg}(\beta_o l_1)$ ;

$t_2 = \text{tg}(\beta_o l_2)$ , де  $l_2 = l - l_1$ .

З першого виразу (E.4.10), записаного для двох станів фазообертача, отримуємо квадратне рівняння відносно параметра  $x$ , а також вираз для розрахунку  $t_e$ , тобто  $l$ :

$$ax^2 + bx + c = 0, \quad t_e = z_e [x_{ei} - 2(x_{ki} + x)] / [2z_e^2 + 2x_{ei}(x_{ki} + x)], \quad (\text{E.4.13})$$

де  $a = 2(x_{e2} - x_{e1})$ ;

$b = a(x_{k1} + x_{k2})$ ;

$c = a(z_e^2 + 2x_{k1}x_{k2})/2 + (x_{k1} - x_{k2})(2z_e^2 + x_{e1}x_{e2})$ ;

$t_e$  розраховується при  $i$ , рівному 1 чи 2.

З кожного виразу (E.4.11, E.4.12) для  $x_{oi}$ , враховуючи, що  $t_2 = (t_o - t_1)/(1 + t_o t_1)$ , де  $t_o = \text{tg}(\beta_o l)$ , записується пара рівнянь для двох станів фазообертача. З таких пар можна отримати співвідношення для розрахунку  $t_1$ , тобто  $l_1$ , і  $x_d$  кожного варіанту фазообертача.

Для першого випадку з опором  $jX_d$  на вході значення  $t_1$  шукаються, як корені рівняння четвертої степені, за якими далі при  $i=1$  чи  $i=2$  розраховується значення  $x_d$ :

$$at_1^4 + bt_1^3 + ct_1^2 + dt_1 + p = 0, \quad (\text{E.4.14})$$

$$x_d = 2z_o x_{oi} \frac{A_i t_1^2 + t_o (2z_o t_1 + x_{ki})}{B_i t_1^2 + C_i (2z_o t_1 + x_{ki})}, \quad (\text{E.4.15})$$

де  $a = x_{o1} A_1 B_2 - x_{o2} A_2 B_1$ ;

$$b = 2z_o[x_{o1}A_1C_2 - x_{o2}A_2C_1 + t_o(x_{o1}B_2 - x_{o2}B_1)];$$

$$c = x_{o1}x_{k2}A_1C_2 - x_{o2}x_{k1}A_2C_1 + 4z_o^3t_o^2(x_{o1} - x_{o2}) + t_o(x_{o1}x_{k1}B_2 - x_{o2}x_{k2}B_1);$$

$$d = 2z_o^2t_o^2(x_{o1} - x_{o2})(x_{k1} + x_{k2});$$

$$p = x_{k1}x_{k2}t_o(x_{o1} - x_{o2});$$

$$A_i = x_{ki}t_o - 2z_o;$$

$$B_i = x_{ki}(z_ot_o - x_{oi}) - 2z_o(z_o + x_{oi}t_o);$$

$$C_i = z_ot_o - x_{oi}.$$

У випадку, коли на вході розміщено ЕКС (рис. 6.11,б), пара рівнянь для вхідного опору  $x_{oi}$  схеми рис. 6.11,д матиме розв'язок при довільному значенні  $t_1$ , тобто довільно вибраній відстані  $l_1$  в межах довжини  $l$ , але лише у випадку, коли значення вхідних опорів парціальних схем задовольнятимуть співвідношення:

$$d_x = \frac{1}{x_{o2}} - \frac{1}{x_{o1}} = x_{e1} - x_{e2} = 2 \frac{x_{k1} - x_{k2}}{x_{k1}x_{k2}}. \quad (\text{E.4.16})$$

Підстановка в (E.4.16) виразу (6.11) для  $x_{ei}$  з врахуванням, що  $\varphi_2 = \varphi_1 \pm \Delta\varphi$ , приводить до квадратного рівняння, корені якого дають необхідні для виконання умови (E.4.16) значення фазової затримки  $\varphi_1$ :

$$\text{tg}^2 \frac{\varphi_1}{2} \cdot (d_x - \text{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}) + d_x \text{tg} \frac{\varphi_1}{2} \text{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} - \text{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} = 0, \quad (\text{E.4.17})$$

де коефіцієнт  $d_x$  розраховується через реактивності ключів  $x_{ki}$ .

Для додаткової реактивності  $x_d$  з виразу (E.4.12) для  $x_{oi}$  отримуємо наступне співвідношення, розрахунок за яким здійснюється при  $i=1$  чи  $i=2$ :

$$x_d = -2z_o(b_it_1^2 + a_it_1)/[a_i(1 + t_1^2)], \quad (\text{E.4.18})$$

$$\text{де } a_i = x_{oi}x_{ki} - z_ot_o(x_{ki} - 2x_{oi});$$

$$b_i = x_{oi}x_{ki}t_o + z_o(x_{ki} - 2x_{oi}).$$

## ***Приклади розрахунків і моделювання петльових ОПФ на відрізку ЗСЛ***

1. Розрахунок макету петльового ОПФ на ЗСЛ з реактивним опором на вході з фазовим дискретом  $\Delta\varphi=45^\circ$  на частоті 2,4 ГГц.

Вихідні дані: *p-i-n*-діодний ЕКС на базі *p-i-n*-діода 2A517A з еквівалентними параметрами (рис. 1.11,а) [418]  $C_-=0,23$  пФ,  $r_+=2,4$  Ом,  $r_-=2,4$  Ом,  $L_\epsilon=0,05$  нГн. Реалізація в мікросмушковому виконанні на підкладці з  $\epsilon=2,1$  товщиною  $H=1,45$  мм та товщиною металізації 50 мкм з хвильовим опором лінії на вході  $Z_c=50$  Ом.

Вибрано значення хвильових опорів ЗСЛ  $Z_e=75$  Ом,  $Z_o=55,26$  Ом, ( $\beta_e=0,0684$  рад/мм,  $\beta_o=0,06464$  рад/мм), і  $Z_s=80$  Ом – хвильовий опір шлейфа, яким реалізується реактивність  $jX$ .

В результаті розрахунків при  $\varphi_1=-3^\circ$  отримано значення електричних параметрів елементів схеми:  $\theta_e=170,47^\circ$  (довга  $l=43,49$  мм),  $\theta_1=95,42^\circ$  ( $l_1=25,76$  мм),  $X=108,96$  Ом (закорочений шлейф електричною довжиною  $\theta_s=53,71^\circ$ ),  $X_d=-33,28$  Ом (реалізовано ємністю  $C=2$  пФ).

Для того, щоб відсунути паразитний резонанс за межі робочої смуги частот, використано варіант фазообертача з ключем на вході. В результаті розрахунків такої схеми з попередніми вихідними даними і параметрами діодів отримано:  $\varphi_1=-45,85^\circ$ ,  $\theta_e=17,43^\circ$  (коротка  $l=4,45$  мм),  $\theta_1=11,11^\circ$  ( $l_1=3$  мм),  $X=123,95$  Ом (закорочений шлейф електричною довжиною  $\theta_s=57,16^\circ$ ),  $X_d=-139,5$  Ом (реалізовано ємністю  $C=0,47$  пФ).

2. Розрахунок та моделювання петльового ОПФ на відрізку ЗСЛ з МЕМС ключами ємнісного типу на GaAs підкладці.

Розглядаються два варіанти схем фазообертачів на відрізку ЗСЛ для малого дискрету фази  $\Delta\varphi=22,5^\circ$  на частоту 20 ГГц на базі МСЛ на напівпровідниковій GaAs діелектричній підкладці ( $\epsilon=12,9$ , товщина  $H=75$  мкм, товщина металізації 2 мкм) з використанням МЕМС ключів ємнісного типу (див. п.1.4) з  $C_d=1$  пФ,  $C_u=0,04$  пФ.

Задано значення хвильових опорів  $Z_e=75$  Ом,  $Z_o=35,5$  Ом, ( $\beta_e=0,0684$  рад/мм,  $\beta_o=0,06464$  рад/мм),  $Z_c=50$  Ом,  $Z_s=50$  Ом. В результаті розрахунків отримано:



а) для першого варіанту схеми (рис. 6.11,а)  $\theta_e=159,94^\circ$  (довга  $l=2,24$  мм),  $\theta_1=133,77^\circ$  ( $l_1=2,09$  мм),  $X=-68,61$  Ом ( $\theta_s=36,08^\circ$ , розімкнений на кінці шлейф),  $X_d=-21,45$  Ом ( $C=0,37$  пФ) при  $\varphi_1=-7^\circ$ ;

б) для другого варіанту схеми (рис. 6.11,б)  $\varphi_1=-7,23^\circ$ ,  $\theta_e=149,0^\circ$  (довга  $l=2,09$  мм),  $\theta_1=124,8^\circ$  ( $l_1=1,95$  мм),  $X=-74,58$  Ом ( $\theta_s=123,84^\circ$ , к.з. шлейф),  $X_d=-79,02$  Ом ( $C=0,1$  пФ).

Вид кінця шлейфу вибирався, виходячи з його впливу на паралельність ФЧХ у двох станах, оскільки при використанні ємнісних МЕМС ключів не вимагається з'єднання шлейфа з екраном.

Результати моделювання розрахованих схем приведено на рис. Е.4.1. Криві 1а і 1б відповідають двом станам першого варіанту схеми, а криві 2а і 2б – двом станам другого варіанту схеми.

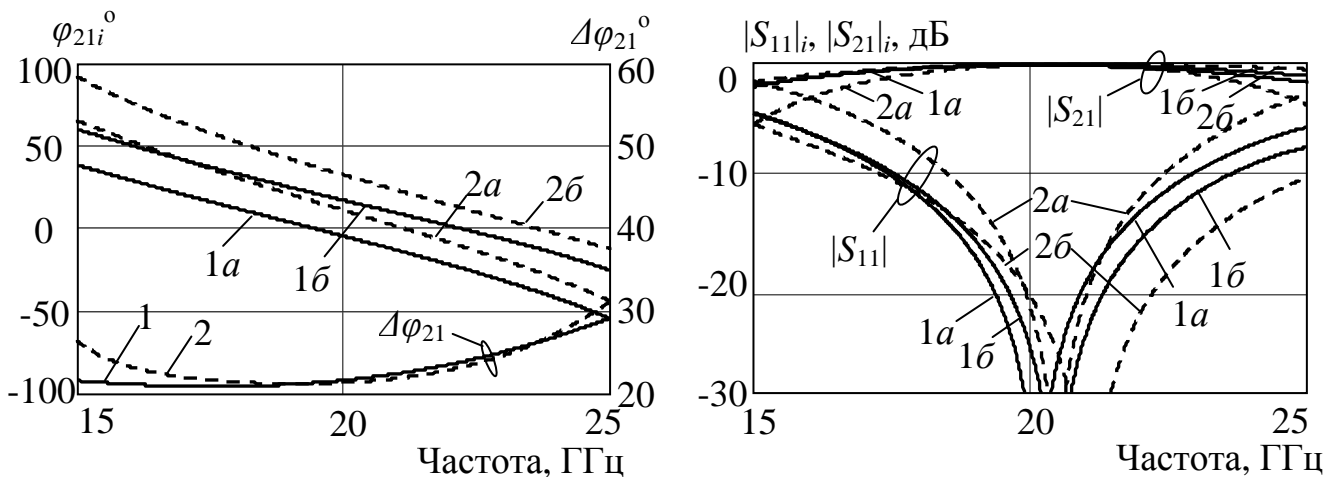


Рисунок Е.4.1 – Частотні характеристики параметрів розсіяння ОПФ петльового типу на відрізку ЗСЛ

## ДОДАТОК Ж. ДВОЧАСТОТНІ ПРИСТРОЇ

### Ж.1. Трансформатори імпедансу

#### *Приклади розрахунку та моделювання*

1. Розрахунок та моделювання [369] двочастотних трансформаторів на базі відрізка зв'язаних мікросмужкових ліній передачі з одностороннім навантаженням з'єднаних кінців та на відрізку ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням і відрізком, який з'єднує пару кінців ЗСЛ.

Трансформатори реалізуються на підкладці з  $\varepsilon=9,8$  товщиною 0,5 мм для роботи на частотах  $f_1/f_2=0,95/2,15$  ГГц в смугах Глобальної системи мобільного зв'язку та Універсальної мобільної телекомунікаційної системи в Європі.

Опір навантаження для обох частот прийнято рівним 100 Ом, що відповідає типовому значенню коефіцієнта трансформації за напругою 1:2 [93-94] при опорі на вході, рівному хвильовому  $Z_c=50$  Ом.

Результати комп'ютерного моделювання двох варіантів схем, виконаного за розрахованими електричними параметрами їх елементів, приведено на рис. Ж.1.1 у вигляді частотних характеристик коефіцієнтів відбиття та передачі.

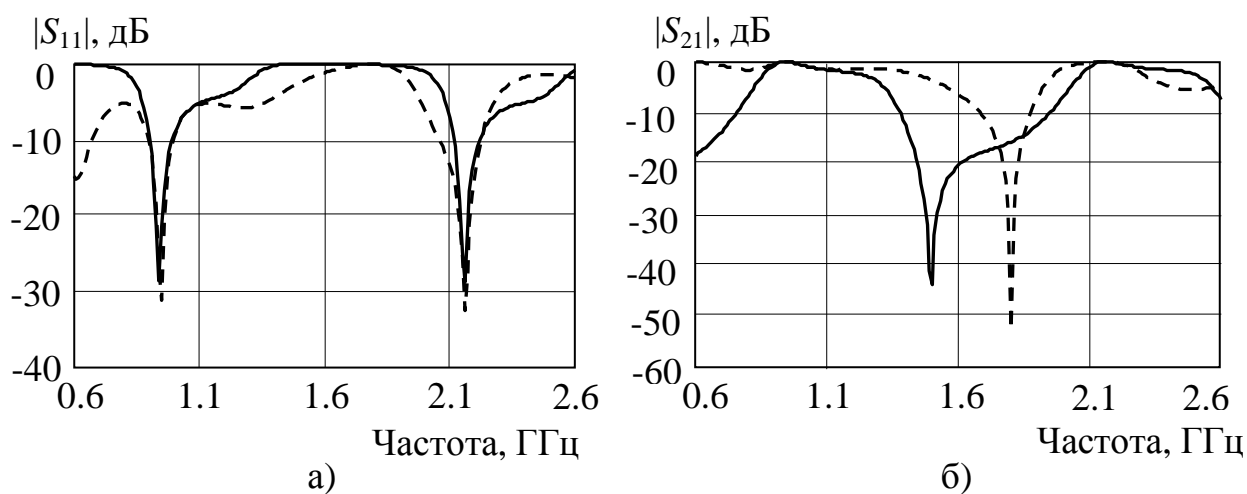


Рисунок Ж. 1.1 – Частотні характеристик коефіцієнтів відбиття (а) та передачі (б) двочастотних трансформаторів на відрізку ЗСЛ

Суцільні криві відносяться до схеми з одностороннім навантаженням з'єднаних кінців відрізка ЗСЛ. Розраховані значення електричних параметрів елементів схеми становлять:  $Z_e=121,7$  Ом,  $Z_o=92,1$  Ом,  $\theta_{e1}=142,5^\circ$ ,  $X_{ni}=91,48/55$  Ом (шлейф з параметрами  $Z_s=30,27$  Ом,  $\theta_{s1}=117,3^\circ$  і з ємністю  $C=5,42$  пФ на кінці).

Пунктирні криві відносяться до схеми з відрізком, який з'єднує пару діагонально-симетричних кінців ЗСЛ. В цьому випадку розраховані значення електричних параметрів елементів схеми становлять:  $Z_e=74,5$  Ом,  $Z_o=35$  Ом,  $\theta_{e1}=74,57^\circ$ ,  $Z=20,75$  Ом,  $\theta_1=229^\circ$ , реактивність  $X_i=-6,62/11,73$  Ом (розімкнений на кінці шлейф з параметрами  $Z_s=11,5$  Ом,  $\theta_{s1}=60^\circ$ ).

2. Розрахунок двочастотного трансформатора на відрізку ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням і боковими шлейфами для узгодження на частотах  $f_1/f_2=2,4/3,9$  ГГц з вхідним опором 50 Ом комплексного опору навантаження, утвореного відрізком 50-Омної МСЛ зі 100-Омним резистором на кінці і рівного на вказаних частотах  $28,7-j15,9/28,5+j11,4$  Ом.

Реалізація в мікросмушковому варіанті на підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною 1,5 мм.

У цьому випадку вказаним опорам навантаження і опору на вході відповідають значення вхідних реактансів  $x_{ei}=1,692/0,324$ ,  $x_{oi}=-0,199/-1,385$ , що в результаті розрахунків для відрізка ЗСЛ з  $Z_e=124$  Ом,  $Z_o=62,26$  Ом, яким відповідають фазові сталі  $\beta_{ei}=0,0671/0,1093$  рад/мм  $\beta_{oi}=0,0632/0,10276$  рад/мм, дає параметри елементів схеми:  $\theta_{e1}=176^\circ$  ( $l=45,76$  мм),  $X_i=-123,76/-48,26$  Ом (реалізується розімкненим на кінці відрізком з  $Z=103,8$  Ом,  $\theta_1=40^\circ$ ),  $X_{ki}=-25/118,85$  Ом (реалізується розімкненим на кінці відрізком з  $Z=141,7$  Ом,  $\theta_1=80^\circ$ ).

3. Розрахунок двочастотного трансформатора на відрізку ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням і боковими шлейфами для узгодження на частотах  $f_1/f_2=2,4/3,9$  ГГц опору навантаження 100 Ом з опором на вході 50 Ом.

Реалізація в мікросмушковому варіанті на підкладці з  $\varepsilon=2,1$  товщиною 1,5 мм.

У цьому випадку з активним вхідним опором і опором навантаження значення вхідних реактансів згідно з (2.25) становлять  $x_{ei}=-x_{oi}=1,414/-1,414$ . Для відрізка ЗСЛ з параметрами  $Z_e=123,3$  Ом,  $Z_o=61,8$  Ом,  $\theta_{e1}=137,14^\circ$  розраховані значення

електричних параметрів елементів схеми становлять:  $X_i = -51,8/51,8$  Ом (реалізується розімкненим на кінці відрізком з  $Z=132$  Ом,  $\theta_1=68,57^\circ$ ),  $X_{ki} = -63/63$  Ом (реалізується розімкненим на кінці відрізком з  $Z=160,57$  Ом,  $\theta_1=68,57^\circ$ ). Зміна знаку реактивних опорів при переході до другої частоти без зміни значення пояснюється тим, що в даному випадку вхідні опори  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  на другій частоті змінюють тільки свій знак, не змінюючи при цьому згідно з твердженням про перестроювання чотириполюсника (див. п. 2.1.3) модулів його хвильових параметрів. Як видно з (3.21), для виконання рівняння при зміні тільки знаку  $x_{ei}$ ,  $x_{oi}$  повинні змінити знаки  $X_i$ ,  $X_{ki}$ , а також  $t_{e,oi}$  що буде при довжині  $\theta_{e1}/2$ , яка відповідає розрахованому за (2.73) значенню.

## Ж.2. Променеві перемикачі

### *Приклади розрахунку та моделювання*

1. Розрахунок та моделювання двоканальних перемикачів (з узгодженням на вході і з узгодженням на виході) для роботи на двох частотах  $f_1=0,95$  ГГц та  $f_2=2,15$  ГГц у смугах телекомунікаційних систем GSM і UMTS.

Реалізація мікросмужкова на підкладці товщиною 0,5 мм з  $\varepsilon=9,8$  з ЕКС на  $p$ - $i$ - $n$ -діодах (параметри  $C_s=0,26$  пФ,  $r_+=2$  Ом), які з'єднані в КЧ за комбінованою схемою, та при хвильових опорах підвідних ліній  $Z_c = Z_{c1} = 50$  Ом.

Для розрахунків узгодженого на вході перемикача з несиметричною одношлейфною схемою ТЧ з шлейфом, розташованим з боку входу, вибиралися та в результаті розрахунків були отримані такі значення вхідних опорів та параметрів елементів схеми: відрізки розгалуження відсутні  $\theta_1=\theta_2=0$ ;  $Z_{ai}=1/Y_{ai}= 50,8-j7,87/46,2-j16,2$  Ом; відрізок лінії трансформатора з  $Z=72$  Ом і  $\theta_1=16,66^\circ$ , реактивний опір трансформатора  $X_i=-817,17/-157,8$  Ом реалізовано шлейфом з  $Z_s=66,1$  Ом,  $\theta_1=140^\circ$  і з ємністю  $C=2,5$  пФ на кінці. Малюнок топології такого перемикача приведено в на рис. Ж.2.2,а.

У випадку перемикача з узгодженням на виході за допомогою несиметричного одношлейфного ТЧ, у якого шлейф розміщено біля виходу, значення вхідних опорів

та параметрів елементів схеми становлять: відрізки розгалуження з  $Z=50$  Ом,  $\theta_1=21,45^\circ$ ,  $\theta_2=48,55^\circ$ ;  $Z_{di}=29,69+j10,25/12,9-j21,06$  Ом; відрізок лінії трансформатора з  $Z=40,56$  Ом і  $\theta_1=80,07^\circ$ , його реактивний опір  $X_i=-119,73/-29,907$  Ом реалізовано розімкненим на кінці шлейфом з  $Z_s=66,56$  Ом,  $\theta_{s1}=29,07^\circ$ . На рис. Ж.2.2,б приведено малюнок топології такого перемикача.

2. Розрахунок та моделювання двоканальних перемикачів для роботи на двох частотах  $f_1=0,95$  ГГц та  $f_2=2,15$  ГГц з узгодженням симетричним ТЧ.

Мікросмушкове виконання на підкладці  $H=0,5$  мм з  $\epsilon=9,8$  з ЕКС на  $p-i-n$ -діодах (параметри  $C_+=0,26$  пФ,  $r_+=2$  Ом), з'єднаних в КЧ за комбінованою схемою, при хвильових опорах підвідних ліній  $Z_c=Z_{c1}=50$  Ом.

Частотні характеристики, які зображено на рис. Ж.2.1,а, відносяться до перемикача з узгодженням на вході та з симетричною двошлейфною схемою ТЧ. Значення вхідних опорів та параметрів елементів схеми такі: відрізки розгалуження з  $Z=70$  Ом,  $\theta_1=40^\circ$ ,  $\theta_2=90,26^\circ$ ;  $Z_{ai}=1/Y_{ai}=44,4-j29,9/3,09+j16,8$  Ом; відрізок лінії трансформатора з  $Z=24,36$  Ом і  $\theta_1=67,575^\circ$ , його реактивні опори  $X_i=34,03/-23,8$  Ом реалізовано розімкненим на кінці шлейфом з  $Z_s=83,18$  Ом,  $\theta_{s1}=112,25^\circ$ . На рис. Ж.2.2,в зображено малюнок топології такого перемикача.

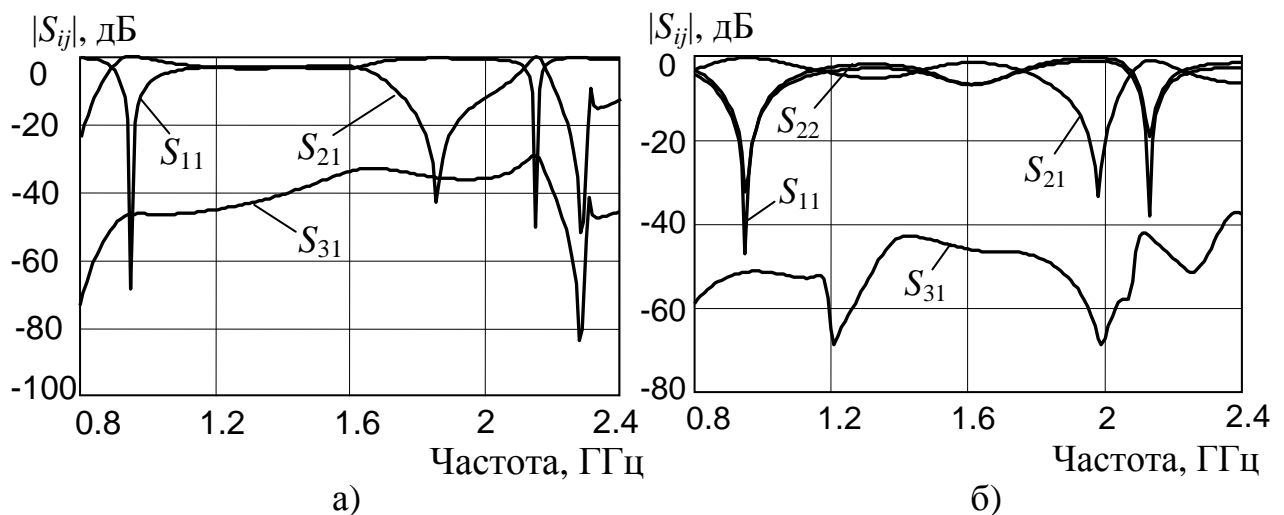


Рисунок Ж.2.1 – Характеристики двочастотних перемикачів з узгодженням на вході (а) та з узгодженням на виході (б)

Характеристики з рис. Ж.2.1,б відносяться до перемикача з узгодженням на виході за допомогою ТЧ на базі відрізка ЗСЛ з навантаженими з'єднаними кінцями. Параметри елементів такої схеми становлять: відрізки розгалуження відсутні  $\theta_1=\theta_2=0$ ;  $Z_{di}=47,74+j3,56/46,67+j7,87$  Ом; відрізок ЗСЛ трансформатора з  $Z_e=36$  Ом,  $Z_o=24,5$  Ом і  $\theta_{o1}=153,2^\circ$ , реактивне навантаження трансформатора  $X_i=192,44/20,84$  Ом реалізоване шлейфом з  $Z_s=107,1$  Ом,  $\theta_1=180,7^\circ$  і з ємністю  $C=1$  пФ на кінці. Малюнок топології такого перемикача приведено на рис. Ж.2.2,г.

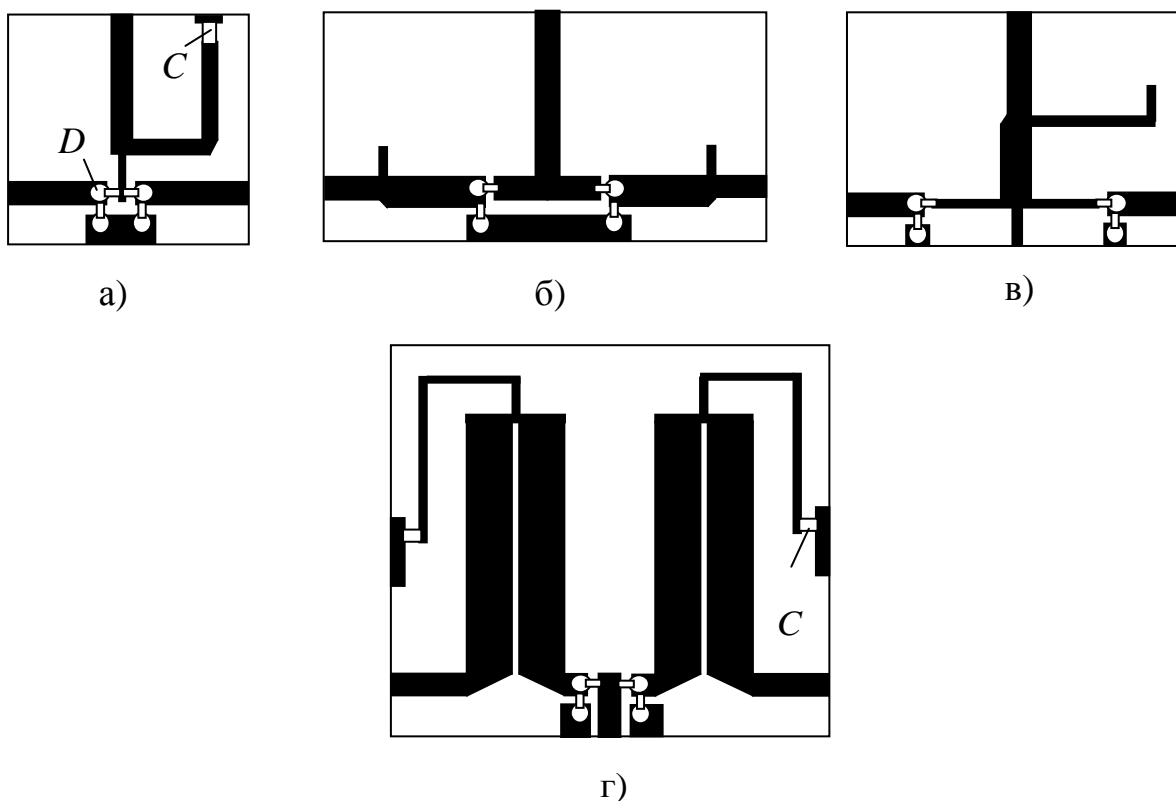


Рисунок Ж.2.2 – Топологія двочастотних перемикачів з узгодженням на вході (а, в) та з узгодженням на виході (б, г)

### Ж.3. Режекторні та смугові фільтри

#### *Приклади розрахунку режекторного фільтра*

Розробка режекторного двоканального фільтра з двома частотами режекції 2,4/3,9 ГГц.

Реалізація у мікросмушковому виконанні. на підкладці з  $\varepsilon=2,65$  товщиною

1,44 мм, товщина металізації 50 мкм.

Параметри елементів схеми, які вибрано для розрахунків за першим варіантом, аналогічні прикладу з Додатку В.4 і становлять:  $Z_1=90$  Ом,  $\theta_{11}=64,2^\circ$ , ( $l_1=15,5$  мм)  $Z_2=90$  Ом,  $\theta_{21}=70^\circ$  ( $l_1=16,9$  мм). Розраховані значення реактивного опору  $X_{21}=-55,7$  Ом,  $X_{22}=61,97$  Ом реалізуються за допомогою розімкненого на кінці шлейфа з параметрами  $Z_s=148,2$  Ом,  $\theta_{s1}=69,4^\circ$  ( $l_1=17,3$  мм).

***Вирази для розрахунку хвильового опору  $Z_o$  непарної моди неповної схеми відрізка ЗСЛ з діагонально-симетричним навантаженням і боковими шлейфами***

А) В результаті прирівнювання при  $jX_{ki}=\infty$  виразів типу (В.3.6) отримуємо рівняння відносно хвильового опору  $Z_o$  непарної моди відрізка ЗСЛ:

$$z_o^3 \cdot t_{ei} t_{oi}^2 - z_o^2 \cdot t_{ei} t_{oi} \cdot B_1 - z_o \cdot C_1 - D_1 = 0, \quad (\text{Ж.3.1})$$

де  $B_1 = 2(x_e + x_o) - z_e t_{ei}$ ;  $D_1 = z_e t_{oi} [z_e^2 t_{ei}^2 - 2z_e t_{ei} (x_e + x_o) + 4x_e x_o]$ ;

$C_1 = 2z_e (x_e t_{ei}^2 - x_o t_{oi}^2 + x_e - x_o) + t_{ei} (z_e^2 t_{oi}^2 - 4x_e x_o)$ .

Б) В результаті прирівнювання до нуля при  $jX_i=\infty$  знаменників виразів типу (В.3.6) отримуємо два співвідношення для нормованого опору навантаження  $jX_{ki}$ :

$$x_{ki} = \frac{z_o x_e t_{ei} t_{oi} - z_e x_e + 2z_e z_o t_{oi}}{z_o t_{ei} t_{oi} - z_e - 2x_e t_{ei}}, \quad x_{ki} = \frac{z_o x_o - 2z_e z_o t_{ei} - z_e x_o t_{ei} t_{oi}}{z_o - z_e t_{ei} t_{oi} + 2x_o t_{oi}}. \quad (\text{Ж.3.2})$$

Прирівнюючи вирази для  $x_{ki}$  отримуємо квадратне рівняння відносно хвильового опору  $Z_o$  непарної моди відрізка ЗСЛ:

$$z_o^2 \cdot t_{oi} \cdot (t_{ei} \cdot d_x + 2z_e \cdot d_e) + z_o \cdot B_2 + C_2 = 0, \quad (\text{Ж.3.3})$$

де  $d_x = x_e - x_o$ ;  $d_e = 1 + t_{ei}^2$ ;  $C_2 = z_e t_{oi} \cdot (z_e \cdot t_{ei} \cdot d_x - 2x_e x_o d_e)$ ;

$$B_2 = 2t_{ei}d_o x_e x_o - z_e d_x (1 + t_{ei}^2 t_{oi}^2) - 2z_e^2 t_{ei} d_o - 4z_e (x_e t_{ei}^2 - x_o t_{oi}^2).$$

### Приклади розрахунку СПФ

#### 1. Розробка [382] двосмугового мікросмужкового СПФ з робочими частотами 2,4 ГГц і 5,2 ГГц.

Для реалізації вибрано підкладку з  $\varepsilon=2,1$  товщиною 1,5 мм.

В якості базового при розрахунках використано односмуговий фільтр з чебишевською характеристикою, який забезпечує у смузі 3% з центральною частотою 2,4 ГГц пульсації загасання на рівні 0,1 дБ і загасання 20 дБ на частоті 2,3 ГГц. Такий фільтр, розрахований за методикою [9], має три півхвильових резонатори (чотири резонаторні ланки з чвертьхвильових розімкнених на кінцях відрізків ЗСЛ). Значення параметрів першої і четвертої ланки становлять  $Z'_e=60,47$  Ом,  $Z'_o=37,45$  Ом,  $\theta'_e=\theta'_o=\pi/2$ , що з (7.10) дає  $x_e=-0,23$ ,  $x_o=0,23$ , а другої і третьої –  $Z'_e=48,57$  Ом,  $Z'_o=43,03$  Ом,  $\theta'_e=\theta'_o=\pi/2$ , що дає  $x_e=-0,055$ ,  $x_o=0,055$ .

В результаті розрахунків нових резонаторних секцій, для яких вибрано схему без реактивних шлейфів ( $jX=\infty$ ) та з укороченою довжиною відрізків ЗСЛ ( $t_2=1/t_1$ ), отримано такі значення параметрів: перша і четверта ланки –  $Z_e=60,47$  Ом,  $Z_o=32,97$  Ом,  $X_{ki}=-71,57/71,57$  Ом (розімкнений на кінці шлейф з  $Z=109,46$  Ом); друга і третя ланки –  $Z_e=48,57$  Ом,  $Z_o=41,95$  Ом,  $X_{ki}=-69,28/69,28$  Ом (розімкнений на кінці шлейф з  $Z=106,04$  Ом). Електрична довжина всіх відрізків і шлейфів складає  $\theta_1=56,84^\circ$ .

#### 2. Розробка мікросмужкового СПФ з перестроюванням у межах діапазону частот від 2 ГГц до 2,8 ГГц.

Для реалізації вибрано підкладку з  $\varepsilon=2,67$  товщиною 1,45 мм.

Як базовий, при розрахунках використано односмуговий фільтр з чебишевською характеристикою, який на рівні загасання 3 дБ має смугу частот шириною 14% з центральною частотою 2,4 ГГц [17]. Фільтр утворюють два півхвильових резонатори (три резонаторні ланки з чвертьхвильових розімкнених на кінцях відрізків ЗСЛ). Параметри ланок становлять: першої і третьої –  $Z'_e=75,31$  Ом,



$Z'_o=38,405$  Ом,  $\theta'_e=92,73^\circ$ ,  $\theta'_o=85^\circ$ , що з (7.18) дає  $x_e=-0,366$ ,  $x_o=0,371$ , а другої –  $Z'_e=60,28$  Ом,  $Z'_o=45,03$  Ом,  $\theta'_e=93,5^\circ$ ,  $\theta'_o=86,94^\circ$ , що дає  $x_e=-0,14$ ,  $x_o=0,166$ .

В результаті розрахунків резонаторних секцій без шлейфів ( $jX=\infty$ ) при значеннях  $Z_e$ , як у базових, отримано: для першої і третьої ланок  $Z_o=35,185$  Ом, при вкороченій (порівняно з  $\pi/2$ ) довжині  $l=15,91$  мм ( $\theta_e=69,6^\circ$  на  $f_0$ ); для другої  $Z_o=43,63$  Ом при  $l=15,67$  мм ( $\theta_e=69,2^\circ$ ). В заданому діапазоні значення  $X_{ki}$  першої і третьої ланок лежать в межах  $\{-1,66\div-5,71\}$  Ом, а другої ланки – в межах  $\{-1,5\div-4,72\}$  Ом.

При вибраній довжині відрізків  $l_s=0$  значення ємності  $C_i$  (з врахуванням ємності 8,2 пФ включеного послідовно розділювального конденсатора) для першої і третьої ланок лежать в межах  $\{0,204\div1,08\}$  пФ, а для другої ланки – в межах  $\{0,248\div1,22\}$  пФ. Для реалізації цих ємностей використано, як ЕКС, настроювальний арсенідгалієвий діод з бар'єром Шотки типу АА 623 А-6, у якого при зміні прикладеної оберненої напруги в межах 2÷50 В загальна ємність змінюється від 0,5 пФ до 0,2 пФ [431].

Результати ЕМ та експериментального дослідження плати фільтра (без дискретних елементів) приведено на рис. Ж.3.1, а його топологію зображено на рис. Ж.3.2.

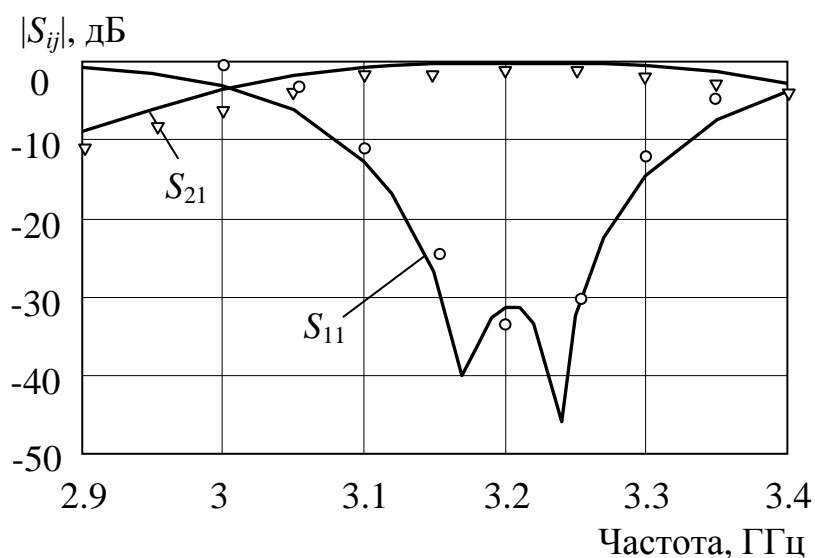


Рисунок Ж.3.1 – Частотні характеристики фільтра

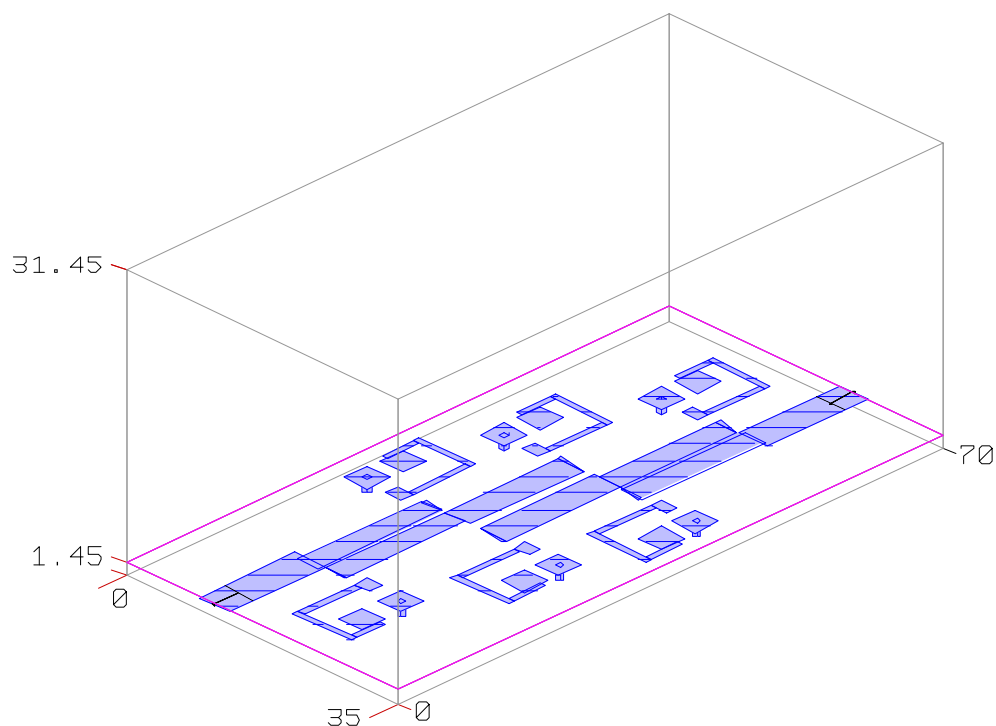


Рисунок Ж.3.2 – Об’ємне зображення плати фільтра з малюнком топології

#### Ж.4. Подільники потужності

##### *Приклад розрахунку ПП на відрізках одиночних ліній*

Розрахунок нерівноплечого ПП з поділом вхідної потужності сигналу між виходами 2 і 3 на  $f_1=2$  ГГц у відношенні  $P_2:P_3=2:1$ , а на  $f_2=3,6$  ГГц у відношенні  $P_2:P_3=1:1$ , при  $Z_{c1}=Z_{c2}=Z_{c3}=50$  Ом.

Для реалізації на базі МСЛ вибрано підкладку товщиною 1,5 мм з  $\varepsilon=2,7$ .

Електричні параметри базового (рис. 1.7,в) ПП, розраховані у [79] для такого ж розподілу сигналу, який задано для  $f_1$ , становлять:  $Z_{t1}=103$  Ом,  $Z_{t2}=51,5$  Ом,  $Z_{t3}=42,04$  Ом,  $Z_{t4}=59,46$  Ом,  $R_6=106,07$  Ом. Електричні параметри базового ПП при заданому для  $f_2$  рівному поділі потужності і заданих значеннях хвильових опорів підвідних ліній класично відомі [7, 12] і становлять:  $Z_{t1}=Z_{t2}=70,7$  Ом,  $Z_{t3}=Z_{t4}=50$  Ом,  $R_6=100$  Ом. В обох випадках електрична довжина всіх відрізків рівна  $\theta_{ti}=\pi/2$ .

Для еквівалентної заміни відрізків вибрано П-ланку. В результаті розрахунків

отримано такі параметри ланок (номер опору відповідає номеру ланки, а  $\theta_1$  – значенню електричної довжини на  $f_1$ ):  $Z_1=119,175$  Ом,  $\theta_1=120,2^\circ$  ( $W=0,65$  мм,  $l=35,17$ мм),  $X_1=204,763$  Ом,  $X_2=-87,664$  Ом;  $Z_2=176,375$  Ом,  $\theta_1=137,6^\circ$  ( $W=1,94$  мм,  $l=39,17$ мм),  $X_1=69,74$  Ом,  $X_2=-185,712$  Ом;  $Z_3=57,76$  Ом,  $\theta_1=133,3^\circ$  ( $W=3,21$  мм,  $l=37,28$ мм),  $X_1=61,3$  Ом,  $X_2=-99,79$  Ом;  $Z_4=72,06$  Ом,  $\theta_1=124,4^\circ$  ( $W=2,17$  мм,  $l=35,128$ мм),  $X_1=105,245$  Ом,  $X_2=-69,37$  Ом. Параметри розімкнених на кінці шлейфів для реалізації реактивності  $X_i$  з врахуванням того, що пари реактивних опорів першої і другої, першої і четвертої, другої і третьої ланок з'єднуються паралельно, становлять: з'єднання від ланок 1-2 –  $Z_{s12}=70,985$  Ом,  $\theta_1=127,78^\circ$  ( $W=2,62$  мм,  $l=36,26$ мм), з'єднання від ланок 2-3 –  $Z_{s23}=52,761$  Ом,  $\theta_1=121,73^\circ$  ( $W=3,72$  мм,  $l=33,86$ мм), з'єднання від ланок 1-4 –  $Z_{s14}=71,484$  Ом,  $\theta_1=134,2^\circ$  ( $W=2,2$  мм,  $l=38,04$ мм), від ланки 3 –  $Z_{s3}=91,914$  Ом,  $\theta_1=123,7^\circ$  ( $W=1,3$  мм,  $l=35,63$ мм), від ланки 4 –  $Z_{s4}=114,293$  Ом,  $\theta_1=132,64^\circ$  ( $W=0,74$  мм,  $l=38,71$ мм).

### ***Система рівнянь для узагальненої схеми ПП на відрізках ЗСЛ***

Використовуючи схеми парціальних двополюсників синфазного збудження (рис. 7.8,б), де  $Z_{ni}$  – подвійний (див. рис. 2.3,а) опір навантаження з боку ТЧ, який при відсутності ТЧ дорівнює  $2Z_{c0}$ , і протифазного збудження (рис. 7.8,в) та виходячи з умов (2.13) узгодження і розв'язки виходів симетричного шестиполіусника, для узагальненої схеми (рис. 7.8,а) записується [433] система з чотирьох рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_c Z_{do} r A_{o2i} + Z_{bo} A_{o1i} t_{di} (Z_{do}^2 - Z_c r) = 0 \\ Z_{bo} A_{o1i} (Z_c - r) - Z_{do} r A_{o2i} t_{di} = 0 \\ Z_c Z_{ni} (Z_{de} A_{e3i} - Z_{be} A_{e4i} t_{di}) + Z_{ae} Z_{de} (Z_{be} A_{e1i} + Z_{de} A_{e2i} t_{di}) = 0 \\ Z_c Z_{ae} (Z_{de} A_{e2i} - Z_{be} A_{e1i} t_{di}) - Z_{de} Z_{ni} (Z_{be} A_{e4i} + Z_{de} A_{e3i} t_{di}) = 0, \end{array} \right. \quad (\text{Ж.4.1})$$

де  $r = R_\sigma/2$ ;

$$A_{o,eli} = X_i (Z_{ao,e} t_{ai} + Z_{bo,e} t_{bi}) + Z_{ao,e} Z_{bo,e} t_{ai} t_{bi};$$

$$A_{o,e2i} = X_i (Z_{bo,e} - Z_{ao,e} t_{ai} t_{bi}) + Z_{ao,e} Z_{bo,e} t_{ai};$$

$$A_{e3i} = Z_{ae} Z_{be} - X_i (Z_{be} t_{ai} + Z_{ae} t_{bi});$$

$$A_{e4i} = X_i (Z_{ae} - Z_{be} t_{ai} t_{bi}) + Z_{ae} Z_{be} t_{bi};$$

$Z_{ae,o}, Z_{be,o}, Z_{de,o}$  – хвильові опори парної і непарної мод відрізків ЗСЛ;

$t_{ai,bi,di} = \operatorname{tg} \theta_{ai,bi,di}$  – тангенс електричної довжини  $\theta_{ai,bi,di}$  відрізків ЗСЛ.

Як і раніше, індекс  $i$  вказує на частотну залежність параметра.

Рівняння (Ж.4.1) записані з врахуванням припущень, що електричні довжини відрізків ЗСЛ для обох мод однакові, тобто  $\theta_{ei} = \theta_{oi} = \theta_i$ , а отже  $t_{ei} = t_{oi} = t_i$ , і що для різних частот вони пов'язані співвідношенням  $\theta_2 = k_f \theta_1$ . Похибка від припущення  $\theta_{aei,bei,dei} = \theta_{aoi,boi,doi} = \theta_{ai,bi,di}$  частково компенсується за рахунок вибору фізичної довжини відрізків ЗСЛ на основі середнього значення фазової сталої, тобто з умови, що  $\theta_1 = l_{a,b,d} (\beta_{ae1,be1,de1} + \beta_{ao1,bo1,d1})/2$ , де  $\beta_{ae,o1,be,o1,de,o1}$  – фазові сталі мод у відрізках ЗСЛ, а також за рахунок впливу існуючої нерівності  $\beta_{o2}/\beta_{o1} < k_f$ , що при розрахованій за  $\theta_1$  фізичній довжині відрізка приводить до меншого реального значення  $\theta_e$ .

З рівнянь (Ж.4.1) видно, що зміна знаків на протилежний у реактивного опору  $X_i$ , у тригонометричних функцій  $t_{ai,bi,di}$  і зміна значення опору  $Z_{ni}$  на комплексно спряжене при переході до другої частоти  $f_2$  не порушує виконання рівнянь. Тому електричну довжину відрізків ЗСЛ доцільно вибирати з умови  $t_{a2,b2,d2} = -t_{a1,b1,d1}$ , при якій згідно (2.73) на  $f_1$  для всіх відрізків вона становитиме  $\theta_1 = \pi/(k_f + 1)$ , а  $t_1 = \operatorname{tg} \theta_1$ . В цьому випадку розв'язок системи рівнянь (Ж.4.1) шукається тільки на одній з частот.

Велика кількість незалежних параметрів узагальненої схеми при чотирьох рівняннях, які її описують, дозволяє розробляти варіанти з певними властивостями:

1. *Безтрансформаторна схема з віддаленими виходами* має структуру, що відповідає умовам  $X_i = \infty$ ,  $\theta_b = 0$ . При цих умовах з перших двох рівнянь системи (7.24) отримуємо вирази для хвильових опорів  $Z_{ao}$  і  $Z_{do}$ , а з інших – систему двох рівнянь, в результаті пошуку коренів якої отримуємо вирази для опорів  $Z_{ae}$  і  $Z_{de}$ :

$$\left. \begin{aligned} Z_{ao} &= Z_c Z_{do} r / [t_1^2 (Z_c r - Z_{do}^2)], & Z_{do} &= \sqrt{Z_c (r + r t_1^2 - Z_c)} / t_1, \\ Z_{ae} &= Z_{de} A / (2 Z_c t_1^2), & Z_{de} &= 2 Z_c t_1 \sqrt{Z_{c0} / A}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{Ж.4.2})$$

де  $A = Z_c - 2Z_{c0} \pm \sqrt{(Z_c - 2Z_{c0})^2 + 8Z_c Z_{c0} t_1^4}$ .

Вихідними даними для розрахунків служать значення  $Z_{c0}$ ,  $Z_c$  і  $k_f$ , за яким визначаються  $\theta_1$  і  $t_1$ , та задане з технічних міркувань значення балансного опору  $R_\delta$ , за яким визначається параметр  $r$ . Вибором  $R_\delta$  можна добиватися, щоб значення хвильових опорів відрізків ЗСЛ допускали їх фізичну реалізацію. Такий подільник порівняно з відомими варіантами на двох відрізках ЗСЛ [306-307] може бути використаний при малих значеннях частотного коефіцієнта ( $k_f < 2$ ), не потребуючи ще одного балансного резистора і забезпечуючи при цьому широкі робочі смуги частот, що можна використати для розробки широкосмугових ПП з одною смугою.

2. *Безтрансформаторна схема на двох відрізках ЗСЛ зі шлейфами* має структуру, що відповідає умові  $\theta_d=0$ . В цьому випадку з першого і другого рівнянь системи (7.24) отримуємо вирази для хвильового опору  $Z_{bo}$  та параметра  $r$ , а з інших двох – систему двох рівнянь, пошук коренів якої дає значення опорів  $Z_{ae}$  і  $Z_{be}$ :

$$\left. \begin{aligned} Z_{bo} &= X_1 Z_{ao} t_1^2 / (Z_{ao} t_1 + X_1), \quad r = Z_c, \\ \left\{ \begin{aligned} Z_{ae}^2 Z_{be} t_1 (X_1 + Z_{be} t_1) + Z_{ae} (2Z_c Z_{c0} Z_{be} - 2Z_c Z_{c0} X_1 t_1 + Z_{be}^2 X_1 t_1) - 2Z_c Z_{c0} Z_{be} X_1 t_1 &= 0 \\ Z_{ae}^2 Z_c t_1 (Z_{be1} - X_1 t_1) + Z_{ae} (Z_c X_1 Z_{be} - 2Z_{be} Z_{c0} X_1 - 2Z_{be}^2 Z_{c0} t_1) + 2Z_{c0} Z_{be}^2 X_1 t_1^2 &= 0. \end{aligned} \right. \end{aligned} \right\} \text{(Ж.4.3)}$$

Вихідними даними для розрахунку служать, як і раніше, значення  $Z_{c0}$ ,  $Z_c$  і  $k_f$  та значення реактивного опору  $X_1$ , яке у більшості практичних випадків вибирається додатнім, щоб отримати додатні значення хвильових опорів. Для реалізації двочастотного опору  $X_i$  ( $X_2 = -X_1$ ) потрібно застосувати шлейфи (див. п. 2.4). Подільник може бути використаний при значеннях частотного коефіцієнта  $k_f > 2$ . Порівняно з відомим варіантом на двох відрізках ЗСЛ [306] в такій структурі завдяки шлейфам можна впливати на значення хвильових опорів цих відрізків.

Різновид такої схеми з однаковими значеннями електричних параметрів обох відрізків ЗСЛ потребує використання ТЧ на вході для узгодження  $Z_{c0}$  з  $Z_{ni}/2$ .

3. *Схема з трансформатором на двох однакових відрізках ЗСЛ і боковими шлейфами* має структуру, що відповідає умовам  $\theta_d=0$ ,  $Z_{ae,o} = Z_{be,o} = Z_{e,o}$ . При цих умовах

з першої пари рівнянь системи (7.24) отримуємо вирази для реактивного опору  $X_i$  та параметра  $r$ , а з інших двох – вирази для активної і реактивної складових опору  $Z_{ni}$ :

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= Z_o t_1 / (t_1^2 - 1), \quad r = Z_c, \\ X_{n1} &= Z_e \frac{Z_e^2 t_1 (2X_1 + Z_e t_1) (X_1 t_1^2 - X_1 - Z_e t_1) - Z_c^2 (Z_e - 2X_1 t_1) [X_1 (1 - t_1^2) + Z_e t_1]}{Z_e^2 (X_1 t_1^2 - X_1 - Z_e t_1)^2 + Z_c^2 (Z_e^2 - 2X_1 t_1)^2}, \\ R_{n1} &= Z_e [Z_e t_1 (2X_1 + Z_e t_1) - X_{n1} (X_1 t_1^2 - X_1 - Z_e t_1)] / [Z_c (2X_1 t_1 - Z_e)]. \end{aligned} \right\} \text{(Ж.4.4)}$$

З виразів (7.26) видно, що при переході до  $f_2$ , де  $t_2 = -t_1$ , опори  $X_i$  та  $X_{ni}$  змінюють тільки знак на протилежний, а опір  $R_{ni}$  не змінюється. В цьому випадку завданням ТЧ є трансформація опору  $Z_{c0}$  у значення опорів  $Z_{n1}/2 = (R_{n1} + jX_{n1})/2$  і  $Z_{n2}/2 = (R_{n1} - jX_{n1})/2$ . Вихідними даними для розрахунку подільника за (7.26) служать значення  $Z_{c0}$ ,  $Z_c$  і  $k_f$  та вибрані для відрізків ЗСЛ значення хвильових опорів  $Z_e$ ,  $Z_o$ . Трансформатор можна реалізувати за одним з наведених у п. 7.1 варіантів.

### ***Приклади розрахунку ПП на відрізках ЗСЛ***

1. Розробка рівноплечого безтрансформаторного ПП на базі двох відрізків ЗСЛ зі шлейфами для роботи на частотах 0,95/2,15 ГГц.

Реалізація у мікросмушковому виконанні на підкладці товщиною 1,45 мм з  $\varepsilon = 2,03$  з  $Z_{c0} = Z_c = 50$  Ом.

В результаті розрахунків для  $k_f = 2,263$  при вибраному значенні реактивного опору  $X_1 = 70$  Ом отримано такі електричні параметри елементів ПП:  $R_{\bar{b}} = 100$  Ом,  $\theta_1 = 55,16^\circ$ ,  $Z_{ae} = 50,09$  Ом,  $Z_{ao} = 35$  Ом ( $W = 5,6$  мм,  $S = 0,55$  мм,  $l = 36,9$  мм),  $Z_{be} = 49,66$  Ом,  $Z_{bo} = 42,04$  Ом ( $W = 5,2$  мм,  $S = 2,05$  мм,  $l = 35,9$  мм), шлейф на кінці закорочений, оскільки  $X_1 > 0$ , з параметрами  $Z_s = 48,72$  Ом  $\theta_{s1} = 55,16^\circ$  ( $W = 5,03$  мм,  $l = 36,6$  мм).

2. Розрахунок та моделювання двочастотного подільника на відрізках ЗСЛ з віддаленими виходами для роботи на частотах 0,95/1,5 ГГц.

Реалізація у мікросмушковому виконанні на підкладці товщиною 1,45 мм з

$\varepsilon=2$  при  $Z_{c0}=Z_c=50$  Ом.

В результаті розрахунків для  $k_f=1,579$  при вибраному значенні балансного опору  $R_\phi=60$  Ом отримано такі електричні параметри елементів ПП:  $\theta_1=69,8^\circ$ ,  $Z_{ae}=82,1$  Ом,  $Z_{ao}=55,4$  Ом ( $W=2,68$  мм,  $S=0,87$  мм,  $l=47,41$  мм),  $Z_{be}=60,9$  Ом,  $Z_{bo}=36,94$  Ом ( $W=4,43$  мм,  $S=0,305$  мм,  $l=47,6$  мм). На рис. Ж.4.1,а зображено частотні характеристики ПП, отримано в результаті СМ, а на рис. Ж.4.2,а – його топологію.

### 3. Розрахунок та моделювання двочастотного подільника на двох однакових відрізках ЗСЛ з трансформатором і боковими шлейфами для роботи на частотах 0,95/2,15 ГГц.

Мікросмужкова реалізація на підкладці з  $H=1,45$  мм з  $\varepsilon=2$  при  $Z_{c0}=Z_c=50$  Ом.

В результаті розрахунків для  $k_f=2,263$  при вибраних значеннях хвильових опорів відрізків ЗСЛ  $Z_e=60$  Ом,  $Z_o=53$  Ом ( $W=3,82$  мм,  $S=3,04$  мм) отримано такі електричні параметри елементів ПП:  $R_\phi=100$  Ом,  $\theta_1=55,16^\circ$  ( $l=36,94$  мм); реактивний опір шлейфів  $X_i=71,55/-71,55$  Ом, шлейфи на кінці закорочені, оскільки  $X_1>0$ , з параметрами  $Z=49,8$  Ом,  $\theta_1=55,16^\circ$  ( $W=4,89$  мм,  $l=36,58$  мм); параметри відрізка трансформатора  $Z=50$  Ом,  $\theta_1=55,16^\circ$  ( $W=4,8$  мм,  $l=36,67$  мм), опір його шлейфа  $X_{si}=101,29/-101,29$  Ом, шлейф на кінці закорочений з параметрами  $Z=70,5$  Ом,  $\theta_1=55,16^\circ$  ( $W=2,79$  мм,  $l=37,15$  мм). На рис. Ж.4.1,б зображено частотні характеристики ПП, отримано в результаті СМ, а на рис. Ж.4.2,б – його топологію.

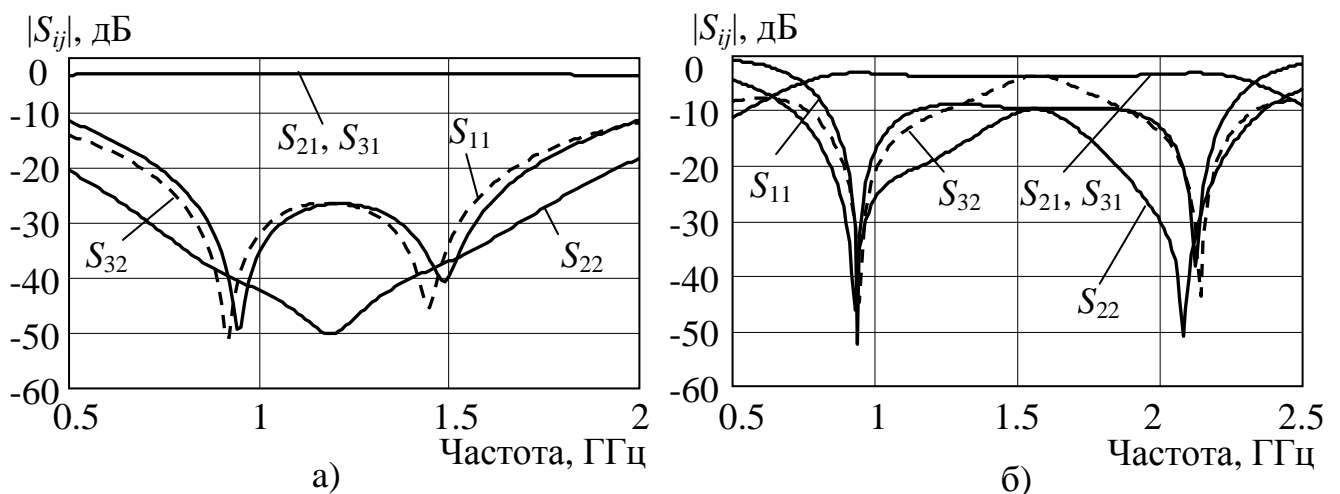
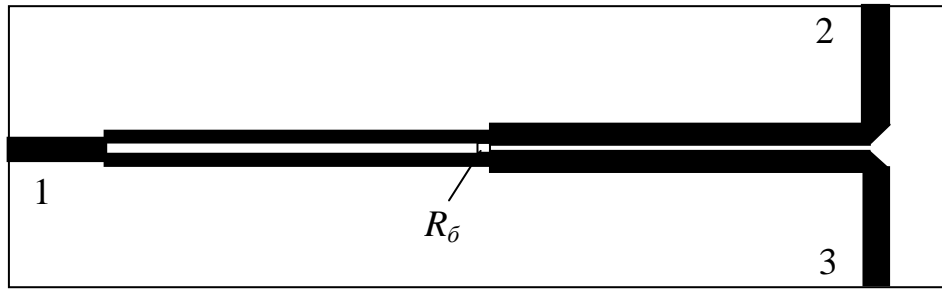
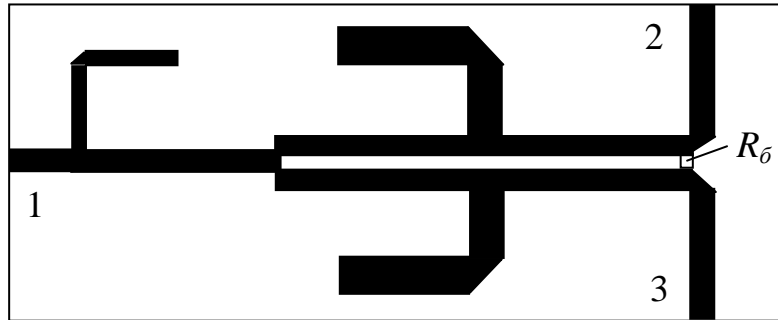


Рисунок Ж.4.1 – Частотні характеристики ПП на базі двох відрізків ЗСЛ з віддаленими виходами (а) та з боковими шлейфами (б)



а)



б)

Рисунок Ж.4.2 – Малюнки топології ПП на базі двох відрізків ЗСЛ

### Ж.5. Спрямовані відгалужувачі на відрізках ЗСЛ

#### *Співвідношення для розрахунків ЕП елементів СВ на відрізках ЗСЛ*

1. Для трисекційних ПСВ (рис. 7.10,в) з виразів для вхідних опорів  $x_{ee}$ ,  $x_{oe}$  записуємо [434] співвідношення для опору  $Z_{ae}$  та квадратне рівняння відносно опору  $Z_{be}$ , а з виразів для вхідних опорів  $x_{eo}$ ,  $x_{oo}$  записуємо співвідношення для опору  $Z_{ao}$  та квадратне рівняння відносно опору  $Z_{bo}$ :

$$\left. \begin{aligned} z_{ae} &= \frac{z_{be}(x_{oe} - z_{be}t_{b1})}{t_{a1}(z_{be} + x_{oe}t_{b1})}, & z_{ao} &= \frac{z_{bo}(x_{oo} - z_{bo}t_{b1})}{t_{a1}(z_{bo} + x_{oo}t_{b1})}, \\ z_{be}^2(t_{a1}^2 + 1)t_{b1} + z_{be}[x_{oe}(t_{a1}^2 t_{b1}^2 - 1) - x_{ee}(t_{a1}^2 - t_{b1}^2)] - x_{ee}x_{oe}(t_{a1}^2 + 1)t_{b1} &= 0, \\ z_{bo}^2(t_{a1}^2 + 1)t_{b1} + z_{bo}[x_{oo}(t_{a1}^2 t_{b1}^2 - 1) - x_{eo}(t_{a1}^2 - t_{b1}^2)] - x_{eo}x_{oo}(t_{a1}^2 + 1)t_{b1} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{Ж.5.1})$$



Розрахунок трисекційного ПСВ для двочастотного режиму починається з вибору варіанту частотного перестроювання і розрахунку при  $n=1$  значень  $\theta_{a1}/2$  і  $\theta_{b1}$ , та розрахунку за (2.50, 2.54) вхідних опорів  $x_{ee}, x_{eo}, x_{oo}, x_{oe}$  для заданого перехідного загасання  $C$ , яке СВ повинен забезпечити на частотах  $f_1$  і  $f_2$ , і заданої фазової затримки  $\varphi_{31}$  у відгалужене плече. Далі за (Ж.5.1) розраховуються хвильові опори відрізків, значення яких можна змінити шляхом перерахунку при іншій фазовій затримці  $\varphi_{31}$ .

2. Для СВ з закороченими боковими секціями (рис. 7.10,а) з виразів для вхідних опорів  $x_{ee}, x_{oe}$  записуємо [434] співвідношення для хвильових опорів  $Z_{ae}$  і  $Z_{be}$ , а з виразів для вхідних опорів  $x_{eo}, x_{oo}$  – співвідношення для опорів  $Z_{ao}$  і  $Z_{bo}$ :

$$\left. \begin{aligned} z_{ae} &= -z_{be} x_{ee} t_{a1} / (z_{be} + x_{ee} t_{b1}), & z_{ao} &= z_{bo} x_{eo} t_{a1} t_{b1} / (x_{eo} - z_{bo} t_{b1}), \\ z_{be} &= -t_{b1} x_{ee} x_{oe} (t_{a1}^2 + 1) / (x_{oe} + x_{ee} t_{a1}^2), & z_{bo} &= x_{eo} x_{oo} (t_{a1}^2 + 1) / [t_{b1} (x_{oo} + x_{eo} t_{a1}^2)]. \end{aligned} \right\} \text{(Ж.5.2)}$$

Розрахунок СВ з закороченими боковими секціями здійснюється для вибраного типу спрямованості у послідовності, що і в попередньому випадку.

3. Для СВ з розімкненими боковими секціями (рис. 7.10,б) співвідношення для хвильових опорів  $Z_{ae}$  і  $Z_{be}$ , записані з виразів для вхідних опорів  $x_{ee}, x_{oe}$ , співпадають з (Ж.5.2), оскільки схеми двополісників однакові, а співвідношення для опорів  $Z_{ao}$  і  $Z_{bo}$ , записані [434] з виразів для вхідних опорів  $x_{eo}, x_{oo}$ , матимуть вигляд:

$$z_{ao} = -z_{bo} x_{eo} t_{a1} / (z_{bo} + x_{eo} t_{b1}), \quad z_{bo} = -t_{b1} x_{eo} x_{oo} (t_{a1}^2 + 1) / (x_{oo} + x_{eo} t_{a1}^2). \quad \text{(Ж.5.3)}$$

Послідовність розрахунку такого ПСВ така сама, як і в попередніх випадках.

### ***Приклади розрахунків СВ на відрізках ЗСЛ***

1. Розрахунок трисекційного ПСВ з перехідним загасанням 15 дБ в розширеній робочій смузі частот від  $f_1=0,8$  ГГц до  $f_2=1,5$  ГГц.

Реалізація у мікросмушковому варіанті з  $Z_c=50$  Ом на базі діелектрика з  $\varepsilon=2$  товщиною 1,5 мм.

За результатами розрахунків двосмуговим методом на частоти  $f_1$  і  $f_2$  при вкороченій довжині ( $\theta_{a1}=\theta_{b1}$ ) електричні параметри відгалужувача для  $\varphi_{31}=-98^\circ$  становлять:  $Z_{ae}=63,48$  Ом,  $Z_{ao}=39,28$  Ом,  $Z_{be}=51,6$  Ом,  $Z_{bo}=48,45$  Ом,  $\theta_{a1}=\theta_{b1}=62,6^\circ$ .

Для трисекційного СВ на базі чвертьхвильових відрізків ССЛ на аналогічній підкладці при розрахунках односмуговим методом [149] на робочу частоту 1,15 ГГц електричні параметри становлять:  $\varphi_{31}=0^\circ$ ,  $Z_{ae}=101,4$  Ом,  $Z_{ao}=40,55$  Ом,  $Z_{be}=77,9$  Ом,  $Z_{bo}=41,16$  Ом,  $\theta_a=\theta_b=90^\circ$ .

2. Розрахунок СВ з закороченими боковими секціями, який забезпечує співспрямоване відгалуження з перехідним загасанням 5 дБ в робочих смугах з центральними частотами  $f_1=2,43$  ГГц і  $f_2=3,9$  ГГц.

Для реалізації вибрано діелектрик з  $\varepsilon=2$  товщиною 1,5 мм при  $Z_c=50$  Ом.

За результатами розрахунків двосмугового вкороченого варіанту ССВ електричні параметри при  $\varphi_{31}=-177,8^\circ$  становлять:  $Z_{ae}=45,38$  Ом,  $Z_{ao}=43,07$  Ом,  $Z_{be}=125,17$  Ом,  $Z_{bo}=64,85$  Ом,  $\theta_{a1}=\theta_{b1}=69,1^\circ$ .

3. Розрахунок та моделювання СВ розімкненими боковими секціями, який забезпечує протиспрямоване відгалуження з перехідним загасанням 15 дБ в робочих смугах з центральними частотами  $f_1=2,43$  ГГц і  $f_2=3,9$  ГГц.

Для реалізації вибрано діелектрик з  $\varepsilon=2$  товщиною 1,5 мм при  $Z_c=50$  Ом.

За результатами розрахунків двосмугового вкороченого варіанту ПСВ електричні параметри при  $\varphi_{31}=-42^\circ$  становили:  $Z_{ae}=50,09$  Ом,  $Z_{ao}=30,74$  Ом,  $Z_{be}=118,2$  Ом,  $Z_{bo}=72,55$  Ом,  $\theta_{a1}=\theta_{b1}=69,1^\circ$ . Результати ЕМ такого СВ на базі ССЛ з відстанню між екранами 3 мм приведено суцільними лініями на рис. Ж.5.1,а, а його топологія, яка використовувалася при ЕМ, зображена на рис. Ж.5.1,б. Пунктирні криві відносяться до результатів СМ СВ з розрахованими значеннями ЕП.

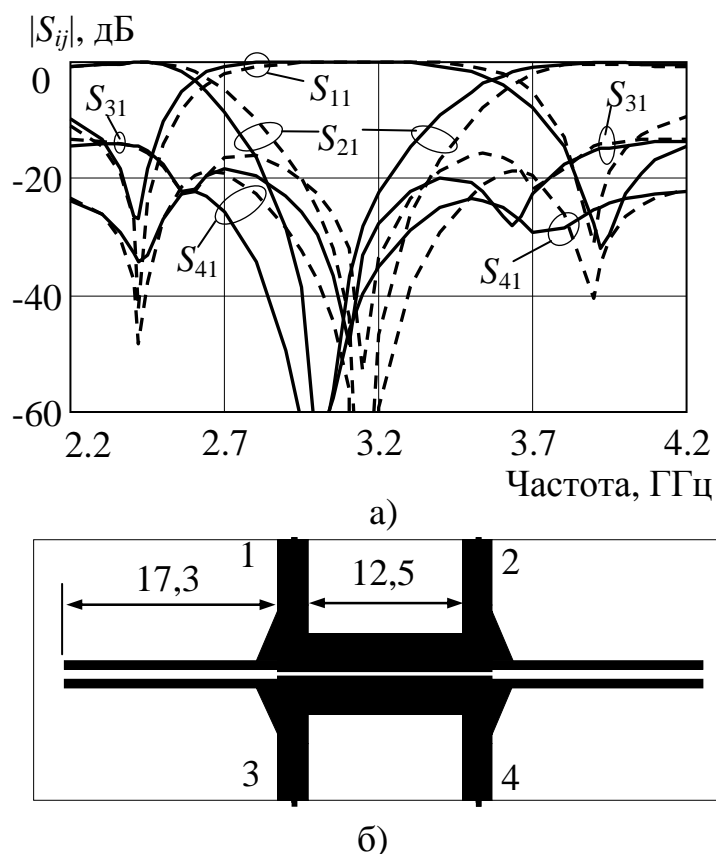


Рисунок Ж.5.1 – Частотні характеристики (а) та топологія (б) ПСВ на відрізках ЗСЛ з розімкненими боковими секціями

## Ж.6. Шлейфні спрямовані відгалужувачі

*Межі допустимих значень частотного коефіцієнту  $k_f$  і перехідного загасання для двошлейфного СВ*

Співвідношення, отримані з рівностей між  $t_{b1}$  і  $t_1$  кожного з можливих випадків частотного перестроювання з підстановкою у них виразу (4.62) для рівного  $\pm\pi$  чи 0 фазового зсуву  $\varphi_{41}$ , дозволяють встановити допустимі значення частотного коефіцієнту  $k_f$  і параметру  $a$ , при яких можна буде забезпечити двочастотний режим роботи двошлейфного СВ.

Для першого випадку перестроювання (при  $t_2=t_1$ ,  $t_{b2}=t_{b1}$ ) з прирівнювання  $t_{b1}=t_1$  слідує, що незалежно від  $\varphi_{41}$  частотний коефіцієнт може приймати тільки рівні  $k_f=(3+2m)/(2m-1)$  значення, де  $m=1,3,5,\dots$ , а у другому випадку (зі зміною знаків  $t_i$  і  $t_{bi}$ )

прирівнювання  $t_{b1}=t_1$  показує, що незалежно від  $\varphi_{41}$  коефіцієнт може становити тільки  $k_f=3$ . В обох випадках параметр  $a$  (відповідно і  $C$ ) може бути довільним.

Якщо ж у цих випадках подвоїти довжину шлейфів, тобто у виразах (2.72, 2.73) прийняти  $n=2$ , що дає  $\theta_{b1}=2\theta_1$ , тоді прирівнювання (4.20) до  $\text{tg}\theta_1=2t_1/(1-t_1^2)$  дає:

$$A = (-3t_1^2 - 2t_1^4 + t_1^6)/(1 - 2t_1^2 - 3t_1^4), \quad (\text{Ж.6.1})$$

де  $A=a^2$  при  $\varphi_{41}=\pm\pi$ ,  $A=1/a^2$  при  $\varphi_{41}=0$ .

Прирівнювання  $t_{b1}=\text{tg}\theta_1$  для третього випадку перестроювання теж приводить до (Ж.6.1), а у четвертому випадку підстановка  $t_1=2 t_{b1}/(1-t_{b1}^2)$  в (4.20) для  $t_b$  приводить до виразу (Ж.6.1), але з заміною  $t_i$  на  $t_{bi}$ , де  $A=-a^2$  для  $\varphi_{41}=\pm\pi$  і  $A=-1/a^2$  для  $\varphi_{41}=0$ .

В табл. Ж.6.1 вказано границі допустимих значень  $k_f$  і допустимих значень перехідного загасання для можливих випадків перестроювання. При цих значеннях хвильові опори  $Z$ ,  $Z_b$ , які розраховуються за (4.20), де параметр  $a$  для першого і другого випадків визначається заданим  $C$ , а при подвоєній довжині шлейфів та для третього і четвертого випадків розраховується за (Ж.6.1), можна технічно реалізувати.

Таблиця Ж.6.1 – Допустимі значення  $k_f$  і  $C$  для випадків перестроювання двошлейфного СВ без додаткових реактивностей

|                        |   |   |   |   |  |  |
|------------------------|---|---|---|---|--|--|
| Варіант вибору довжини | $n=1;$<br>$t_2=t_1,$<br>$t_{b2}=t_{b1}$ | $n=1;$<br>$t_2=-t_1,$<br>$t_{b2}=-t_{b1}$ | $n=2;$<br>$t_2=t_1,$<br>$t_{b2}=t_{b1}$ | $n=2;$<br>$t_2=-t_1,$<br>$t_{b2}=-t_{b1}$ | $n=1;$<br>$t_2=1/t_1,$<br>$t_{b2}=-t_{b1}$ | $n=1;$<br>$t_2=-t_1,$<br>$t_{b2}=1/t_{b1}$ |
| Допустиме $k_f$        | $(3+2m)/(2m-1), m=1,3,5..$              | 3   | $4\div 4,3;$<br>$6\div 7$               | $2\div 2,3;$<br>$4\div 5$                 | $1,5\div 2$                                | $2\div 2,6;$<br>$>4$                       |
| Допустиме $C$ , дБ     | задане                                  | задане                                    | $1,5\div 8;$<br>$1\div 8$               | $3\div 8;$<br>$1,5\div 8$                 | $1,5\div 8$                                | $1\div 10$                                 |

### Співвідношення для розрахунку ЕП елементів схеми двошлейфних СВ

1. ШСВ з навантаженими плечима (схема 1 з табл. 7.1) розкладається на парціальні двополюсники, приведені у табл. 7.1, вирази для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів яких матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} x_{eei} &= x_i z z_b / [z z_b - x_i (z t_{bi} + z_b t_i)], & x_{eoi} &= x_i z z_b t_{bi} / [z z_b t_{bi} - x_i (z_b t_i t_{bi} - z)], \\ x_{oei} &= x_i z z_b t_i / [z z_b t_i - x_i (z t_i t_{bi} - z_b)], & x_{ooi} &= x_i z z_b t_i t_{bi} / [z z_b t_i t_{bi} + x_i (z t_i + z_b t_{bi})], \end{aligned} \right\} \text{(Ж.6.2)}$$

де  $z=Z/Z_c$  – нормований до  $Z_c$  хвильовий опір відрізків основних ліній;

$z_b=Z_b/Z_c$  – нормований до  $Z_c$  хвильовий опір шлейфів;

$t_i=\text{tg}(\theta_i/2)$ ;

$t_{bi}=\text{tg}(\theta_{bi}/2)$ ;

$x_i=X_i/Z_c$  – нормований до  $Z_c$  реактивний опір  $X_i$ .

Якщо з кожного рівняння (Ж.6.2) виразити  $x_i$ , наприклад, як з рівняння для  $x_{eei}$ , то прирівнюючи по дві пари цих виразів отримуємо дві формули для опору  $z$ :

$$\left. \begin{aligned} x_i &= x_{eei} z z_b / [z z_b + x_{eei} (z t_{bi} + z_b t_i)], \\ z &= \frac{-x_{eei}}{x_{eei}^2 + 1} \cdot \frac{t_i^2 + 1}{t_i}, & z &= \frac{-x_{eoi}}{x_{eoi}^2 + 1} \cdot \frac{t_i^2 + 1}{t_i}. \end{aligned} \right\} \text{(Ж.6.3)}$$

В результаті прирівнювання виразів (Ж.6.3) для  $z$  з врахуванням взаємозв'язку між вхідними опорами парціальних двополюсників ССВ (2.47) отримуємо таку саму, як для одночастотного випадку, умову існування розв'язку системи рівнянь (Ж.6.2):

$$x_{eei} x_{eoi} = 1. \quad \text{(Ж.6.4)}$$

З (2.47) слідує, що умова (Ж.6.4) виконується лише, коли фаза  $\varphi_{41i}$  на відгалуженому виході дорівнюватиме 0 або  $\pm\pi$ , сигнали на виходах будуть в квадратурі, якщо

$\varphi_{21i} = \pm\pi/2$ . Тоді всі вхідні опори можна виразити через один з них, наприклад, через  $x_{eei}$ , для якого з (2.47) в залежності від комбінацій фаз  $\varphi_{41i}$  і  $\varphi_{21i}$  можна записати:

$$x_{eei} = \pm\sqrt{(1 + |S_{41i}|)/(1 - |S_{41i}|)}, \quad x_{eei} = \pm\sqrt{(1 - |S_{41i}|)/(1 + |S_{41i}|)}, \quad (\text{Ж.6.5})$$

де  $|S_{41i}|$  – модуль коефіцієнта передачі у відгалужене плече СВ на частотах  $f_1$  і  $f_2$ .

Перший вираз використовується при  $\varphi_{41i} = 0$ , другий – при  $\varphi_{41i} = \pm\pi$ , а знак перед коренями ідентичний знаку  $\varphi_{21i}$ .

Прирівнюючи два вирази для  $x_i$  з підстановкою в них виразів (Ж.6.3) для  $z$ , та приймаючи до уваги умову (Ж.6.4), отримуємо формулу для нормованого опору  $Z_b$ :

$$z_b = \frac{x_{eei}}{x_{eei}^2 - 1} \cdot \frac{t_{bi}^2 + 1}{t_{bi}}. \quad (\text{Ж.6.6})$$

Прирівнюючи два вирази, записані для різних  $i$  з першої формули (Ж.6.3) для  $z$ , а також прирівнюючи два вирази (Ж.6.6) для різних  $i$ , отримуємо пару аналогічних до (2.76) відношень, пов'язаних з довжинами відрізків:

$$\frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 + 1}{x_{ee1}^2 + 1} = \frac{\sin \theta_1}{\sin(k_f \theta_1)}, \quad \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 - 1}{x_{ee1}^2 - 1} = \frac{\sin \theta_{b1}}{\sin(k_f \theta_{b1})}. \quad (\text{Ж.6.7})$$

Таким чином, для того, щоб визначити електричні параметри елементів схеми СВ, необхідно задати значення  $C_i$  і вибрати комбінацію фаз  $\varphi_{41i}$ ,  $\varphi_{21i}$  з бажаними знаками їх різниці. Далі з відношень (Ж.6.7) при розрахованих за (Ж.6.5) значеннях  $x_{eei}$  шукається (див. п. 2.4) довжина  $\theta_1$  і  $\theta_{b1}$ , а значення  $X_i$ ,  $Z$ ,  $Z_b$  обчислюються за (Ж.6.3) і (Ж.6.6). Реактивність  $X_i$  реалізується одним з приведених у п. 2.4 варіантів двочастотних елементів. Слід відмітити, що значення опорів  $Z$ ,  $Z_b$  і  $X_i$  залежать від вибору значення  $\varphi_{41i}$  і знаку  $\varphi_{21i}$ , чим можна впливати на результати розрахунків.

2. ШСВ з навантаженими відрізками і шлейфами (схема 2 з табл. 7.1) розкладається на парціальні двополюсники, приведені у табл. 7.1, вирази для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів яких матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} x_{eei} &= \frac{z z_b p_i p_{bi}}{z p_i (z_b - 2x_{bi} t_i) + z_b p_{bi} (z - 2x_i t_i)}, & x_{eoi} &= \frac{z z_b p_i t_i}{z_b t_i (z - 2x_i t_i) + z p_i}, \\ x_{oei} &= \frac{z z_b p_{bi} t_i}{z t_i (z_b - 2x_{bi} t_i) + z_b p_{bi}}, & x_{ooi} &= z z_b t_i / (z + z_b), \end{aligned} \right\} \quad (\text{Ж.6.8})$$

де  $p_i = 2x_i + z t_i$ ;

$p_{bi} = 2x_{bi} + z_b t_i$ ;

$t_i = \tan(\theta_i/2)$ .

Якщо з виразів (Ж.6.8) для  $x_{eo}$ ,  $x_{oo}$ ,  $x_{oe}$  визначити  $x_i$ ,  $x_{bi}$ ,  $z_b$  і ці співвідношення підставити у вираз (Ж.6.8) для  $x_{ee}$ , то приходимо до такої ж умови (Ж.6.4) існування розв'язку системи рівнянь (Ж.6.8). Отже, і для цієї структури значення  $x_{eei}$  розраховується за (Ж.6.5). В результаті для  $x_i$ ,  $x_{bi}$ ,  $z_b$  в термінах  $x_{eei}$  записуємо [435]:

$$\left. \begin{aligned} x_i &= z t_i [z_b (1 - x_{eei} z t_i) + z] / [2 z_b t_i (t_i + x_{eei} z) - z], \\ x_{bi} &= z_b t_i [z_b (1 + x_{eei} z t_i) + z] / [2 z t_i (t_i - x_{eei} z_b) - z_b], \\ z_b &= -x_{eei} z / (x_{eei} + z t_i). \end{aligned} \right\} \quad (\text{Ж.6.9})$$

Прирівнювання при різних  $i$  виразу (Ж.6.8) для  $x_{ooi}$ , особливістю якого є те, що в нього не входять дві незалежні змінні  $x_i$ ,  $x_{bi}$ , з врахуванням зв'язку, що  $x_{ooi} = -1/x_{eoi} = -x_{eei}$ , дозволяє записати відношення для пошуку довжини відрізків:

$$x_{ee1} / x_{ee2} = \tan(\theta_1/2) / \tan(k_f \theta_1/2), \quad (\text{Ж.6.10})$$

а також дозволяє при розрахунках задавати значення одного з хвильових опорів.

Таким чином, для заданих значень  $k_f$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ , вибраної комбінації фаз  $\varphi_{41i}$  і  $\varphi_{21i}$  та вибраного з технічних міркувань значення  $Z$  необхідно з (Ж.6.10) за методом п.

2.4 знайти довжину  $\theta_1$ , і далі за (Ж.6.9) розрахувати значення  $z_b$ , а також для кожної частоти значення  $x_i, x_{ei}$ . Якщо прийняти, що  $Z_b=Z$ , то з (Ж.6.9) для обчислення опору  $Z$  запишемо  $z=-2x_{eei}/t_i$ . Як і для попередньої структури, вибираючи різні комбінації фаз, можна отримати різні параметри, а отже і різні властивості схеми.

3. ШСВ з частковим навантаженням і з приєднаними до середини кожного шлейфа довжиною  $\theta_{bi}$  додатковими реактивностями  $jX_i$  (схема 3 з табл. 7.1), які можна реалізувати закороченими відрізками ліній [436], розкладається на парціальні двополюсники, приведені у табл. 7.1, вирази для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів яких матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} x_{eei} &= \frac{zz_b(2x_i + z_b t_{bi})}{z(z_b - 2x_i t_{bi}) - z_b t_i(2x_i + z_b t_{bi})}, & x_{eoi} &= zz_b t_{bi} / (z - z_b t_i t_{bi}), \\ x_{oei} &= \frac{zz_b t_i(2x_i + z_b t_{bi})}{z_b(2x_i + z_b t_{bi}) + z t_i(z_b - 2x_i t_{bi})}, & x_{ooi} &= zz_b t_i t_{bi} / (z t_i + z_b t_{bi}). \end{aligned} \right\} \quad (\text{Ж.6.11})$$

Якщо зі співвідношень (Ж.6.11) для  $x_{eei}, x_{oei}$  виразити  $x_i$ , а зі співвідношень для  $x_{eoi}, x_{ooi}$  виразити  $z, z_b$  і прирівняти між собою вирази для  $x_i$ , підставивши в них вирази для  $z, z_b$ , то теж отримуємо умову (Ж.6.4) існування розв'язку системи рівнянь (Ж.6.11), з урахуванням якої записані через  $x_{eei}$  залежності для  $x_i, z$  і  $z_b$  матимуть вигляд [435]:

$$\left. \begin{aligned} x_i &= z_b [x_{eei} z - z_b t_{bi} (x_{eei} t_i + z)] / \{2[x_{eei} z t_{bi} + z_b (x_{eei} t_i + z)]\}, \\ z &= -\frac{x_{eei}}{x_{eei}^2 + 1} \cdot \frac{t_i^2 + 1}{t_i}, & z_b &= -\frac{x_{eei}}{t_i^2 - x_{eei}^2} \cdot \frac{t_i^2 + 1}{t_{bi}}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{Ж.6.12})$$

Прирівнювання двох виразів (Ж.6.12) для  $z$ , записаних для різних  $i$  (двох робочих частот), дає аналогічне (Ж.6.7) відношення для пошуку  $\theta_i$ , а таке саме прирівнювання двох виразів (Ж.6.12) для  $z_b$ , дає відношення для пошуку  $\theta_{bi}$ :



$$\frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 + 1}{x_{ee1}^2 + 1} = \frac{\sin \theta_1}{\sin(k_f \theta_1)}, \quad \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{t_2^2 - x_{ee2}^2}{t_1^2 - x_{ee1}^2} \cdot \frac{t_1^2 + 1}{t_2^2 + 1} = \frac{\tan(\theta_{b1}/2)}{\tan(k_f \theta_{b1}/2)}. \quad (\text{Ж.6.13})$$

Розрахунок схеми 3 здійснюється так само як раніше: для заданих значень  $k_f$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  і для вибраної комбінації фаз  $\varphi_{41i}$  і  $\varphi_{21i}$  з (Ж.6.13) визначаються  $\theta_i$ ,  $\theta_{bi}$  і далі за (Ж.6.12) розраховуються значення  $Z$ ,  $Z_b$  та значення  $X_i$  для двох частот.

Розрахунок такого СВ з однаковим значенням перехідного загасання на різних частотах можна проводити з використанням випадків перестроювання, пов'язаних зі збереженням значень вхідних опорів (при  $t_2=t_1$ ,  $t_{b2}=t_{b1}$ ), зі зміною їх знаків (при  $t_2=-t_1$ ,  $t_{b2}=-t_{b1}$ ), з взаємним обміном значень зі зміною знаків (при  $t_2=1/t_1$ ,  $t_{b2}=-t_{b1}$ ).

В табл. Ж.6.2 для трьох варіантів вибору довжин  $\theta_1$  і  $\theta_{b1}$  вказано границі можливих значень  $k_f$ , визначені при дослідженні [360, 437] такої схеми двочастотного СВ. У всіх випадках зі зростанням  $C$  верхня границя  $k_f$  при  $\varphi_{41}=\pm\pi$  падає, а при  $\varphi_{41}=0$  – зростає.

Таблиця Ж.6.2 – Граничні значення  $k_f$  для різних випадків перестроювання двошлейфного СВ з додатковими реактивностями

| Варіант довжини | $t_2=t_1$ ,<br>$t_{b2}=t_{b1}$ | $t_2=-t_1$ ,<br>$t_{b2}=-t_{b1}$ | $t_2=1/t_1$ ,<br>$t_{b2}=-t_{b1}$ |
|-----------------|--------------------------------|----------------------------------|-----------------------------------|
| $k_f$           | 3,5÷6,5                        | 1,1÷4,5                          | 1,4÷2,6                           |

4. ШСВ з частковим навантаженням і з приєднаними до середини кожного відрізка основних ліній довжиною  $\theta_i$  додатковими реактивностями  $jX_i$  (схема 4 з табл. 7.1) при довжині шлейфів  $\theta_{bi}$ , розкладається на парціальні двополюсники, приведені у табл. 7.1, вирази для нормованих до  $Z_c$  вхідних опорів яких матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} x_{eei} &= \frac{zz_b(2x_i + zt_i)}{z_b(z - 2x_it_i) - zt_{bi}(2x_i + zt_i)}, & x_{eoi} &= \frac{zz_bt_{bi}(2x_i + zt_i)}{z(2x_i + zt_i) + z_bt_{bi}(z - 2x_it_i)}, \\ x_{oei} &= zz_bt_i/(z_b - zt_it_{bi}), & x_{ooi} &= zz_bt_it_{bi}/(zt_i + z_bt_{bi}). \end{aligned} \right\} (\text{Ж.6.14})$$

Тим самим способом, що і в попередньому випадку, з цих рівнянь можна отримати:

$$\left. \begin{aligned} x_i &= z[x_{eei}z_b - zt_i(x_{eei}t_{bi} + z_b)] / \{2[x_{eei}zt_{bi} + z_b(x_{eei}t_i + z)]\}, \\ z &= -\frac{x_{eei}}{t_{bi}^2 + x_{eei}^2} \cdot \frac{t_{bi}^2 + 1}{t_i}, \quad z_b = \frac{x_{eei}}{x_{eei}^2 - 1} \cdot \frac{t_{bi}^2 + 1}{t_{bi}}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{Ж.6.15})$$

Якщо прирівняти по два (для різних частот) вирази для  $z$  і  $z_b$  з (Ж.6.15), то отримуємо два відношення, пов'язаних з довжинами відрізків  $\theta_i$  і  $\theta_{bi}$ :

$$\frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{x_{ee2}^2 + 1}{x_{ee1}^2 + 1} = \frac{\sin \theta_1}{\sin(k_f \theta_1)}, \quad \frac{x_{ee1}}{x_{ee2}} \cdot \frac{t_{b2}^2 + x_{ee2}^2}{t_{b1}^2 + x_{ee1}^2} \cdot \frac{t_{b1}^2 + 1}{t_{b2}^2 + 1} = \frac{\tan(\theta_1 / 2)}{\tan(k_f \theta_1 / 2)}. \quad (\text{Ж.6.16})$$

Послідовність розрахунків схеми 4 така сама, як і для попередньої схеми.

### ***Результати розрахунків і моделювання двошлейфних СВ***

#### **1. СВ з різними значеннями перехідного загасання в робочих смугах:**

А – з навантаженими плечима;

В – з навантаженими відрізками і шлейфами;

С – з навантаженими шлейфами.

В табл. Ж.6.3 приведено електричні параметри елементів цих **трьох типів СВ** і значення їх геометричних розмірів.

Таблиця Ж.6.3 – Електричні параметри і розміри трьох макетів СВ

| С | Z, Ом | W,  | $\theta_1^\circ$ | l,   | Z <sub>b</sub> , Ом | W,  | $\theta_{b1}^\circ$ | l,   | X <sub>i</sub> , Ом | X <sub>bi</sub> , Ом |
|---|-------|-----|------------------|------|---------------------|-----|---------------------|------|---------------------|----------------------|
| В |       | м м |                  | м м  |                     | м м |                     | м м  |                     |                      |
| А | 58,6  | 2,8 | 143              | 35,2 | 100,5               | 1,0 | 150,2               | 32,0 | 58,6/-46,5          | –                    |
| В | 54    | 3,4 | 129,4            | 30,4 | 83,3                | 1,8 | –                   | –    | 416,1/-338,2        | -26,5/-70,3          |
| С | 65,5  | 2,4 | 133,6            | 28,2 | 60,25               | 2,8 | 129,3               | 31,8 | -15,1/ 45,35        | –                    |

В табл. Ж.6.4 для СВ типу А приведено порівняння для різних відношень  $C_1$  і  $C_2$  допустимих значень  $k_f$  (коли можна реалізувати хвильові опори відрізків), отриманих методом [315] (при допустимій для нього комбінації фаз) і запропонованим методом при  $\varphi_{4i} = -\pi$ ,  $\varphi_{21} = -\pi/2$ ,  $\varphi_{22} = \pi/2$ .

Таблиця Ж.6.4 – Порівняння для відгалужувача типу А допустимих значень  $k_f$  за методом [315] і запропонованим

| $C_1$ , дБ | 1.5   |       | 3     |       | 6     |       | 10    |       |
|------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
|            | [315] | Проп. | [315] | Проп. | [315] | Проп. | [315] | Проп. |
| 0.3        | 2,1   | 1,2   | -     | 1,4   | -     | -     | -     | -     |
| 0.4        | 1,8   | 1,15  | 2,2   | 1,2   | -     | 1,7   | -     | -     |
| 0.6        | 1,3   | 1,1   | 1,5   | 1,1   | 1,9   | 1,35  | 2,3   | 2     |
| 0.8        | 1,1   | -     | 1,1   | -     | 1,3   | 1,3   | 1,4   | 1,6   |

Вплив для СВ типу А вибору різних комбінацій фаз на значення хвильових опорів з  $C_i = 3/6$  дБ на частотах 2,45/3,9 ГГц зі значенням  $k_f = 1,59$  видно з приведених в табл. Ж.6.5 результатів.

Таблиця Ж.6.5 – Залежність ЕП елементів СВ типу А від комбінацій фаз

| $\varphi_{411}$ | $\varphi_{412}$ | $\varphi_{211}$ | $\varphi_{212}$ | Z, Ом | $\theta_1^\circ$ | $Z_b$ , Ом | $\theta_{b1}^\circ$ |
|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------|------------------|------------|---------------------|
| 0               | 0               | $-\pi/2$        | $-\pi/2$        | 43,3  | 54,6             | 136,3      | 201,5               |
| 0               | $\pi$           | $\pi/2$         | $\pi/2$         | 81    | 205,9            | 100,5      | 150,2               |
| 0               | $\pi$           | $-\pi/2$        | $\pi/2$         | 58,6  | 143              | 136,1      | 201,5               |
| $-\pi$          | 0               | $-\pi/2$        | $-\pi/2$        | 43,3  | 56,4             | 100,5      | 150,2               |
| $-\pi$          | $-\pi$          | $\pi/2$         | $\pi/2$         | 81    | 205,9            | 136,3      | 201,5               |
| $-\pi$          | $-\pi$          | $-\pi/2$        | $\pi/2$         | 58,6  | 143              | 100,5      | 150,2               |

Значення ширини робочих частотних смуг трьох типів СВ приведено в табл. Ж.6.6.

Таблиця Ж.6.6 – Ширина смуг в % трьох типів розрахованих СВ і їх макетів

| СВ |        | $1/ S_{11} $<br>(>15 дБ) | $1/ S_{31} $<br>(>15 дБ) | $\varphi_{21} - \varphi_{41}$<br>( $\pm 90^\circ \pm 5^\circ$ ) |
|----|--------|--------------------------|--------------------------|---|
| А  | ЕМ     | 4,0/4,4                  | 4,0/3,6                  | 5,2/4,4   |
|    | Вимір. | 3,9/8,2                  | 3,9/5,6                  | 5,0/8,1   |
| В  | ЕМ     | -/3,6                    | -/3,6                    | 11,6/3,4  |
|    | Вимір. | 8,4/3,0                  | -/5,3                    | 10,0/3,7  |
| С  | ЕМ     | -/3,6                    | -/3,4                    | 11,1/3,4  |
|    | Вимір. | 11,8/3,0                 | -/3,9                    | 11,5/3,8  |

Для СВ типу **В** в табл. Ж.6.7 показано, як впливає вибір значення хвильового опору основних відрізків на значення хвильового опору шлейфів, при умові забезпечення однакових знаків різниці фаз сигналів на виходах СВ в обох смугах.

Таблиця Ж.6.7 – Параметри СВ типу В з однаковими знаками різниці фаз

| $\varphi_{411}/\varphi_{412}$<br>$\varphi_{211}/\varphi_{212}$ | $C_1/C_2$<br>дБ | $k_f$ | $\theta_1^\circ$ | Z, Ом | $Z_b$ , Ом |
|--|-----------------|-------|------------------|-------|------------|
| $-\pi/-\pi$  | 3/6             | 1,2   | 92,8             | 50    | 32,5       |
|  |                 |       |                  | 30    | 57,3       |
| $-\frac{\pi}{2}/-\frac{\pi}{2}$                                | 3/7,5           | 1,4   | 57,9             | 50    | 148        |
|  |                 |       |                  | 100   | 59,7       |
| 0/ $\pi$   | 3/1             | 1,8   | 162,9            | 30    | 46,1       |
|  |                 |       |                  | 50    | 28,6       |
| $-\frac{\pi}{2}/\frac{\pi}{2}$                                 | 6/3             | 2,4   | 128,2            | 50    | 267,2      |
|  |                 |       |                  | 100   | 72,8       |
| 0/0  | 6/3             | 2,4   | 245,7            | 100   | 127,3      |
|  |                 |       |                  | 150   | 89,4       |

Для СВ типу С в табл. Ж.6.8 показано, як залежать значення ЕП відрізків від С при однакових знаках різниці фаз сигналів на виходах СВ в обох смугах.

Таблиця Ж.6.8 – Параметри СВ типу С з однаковими знаками різниці фаз

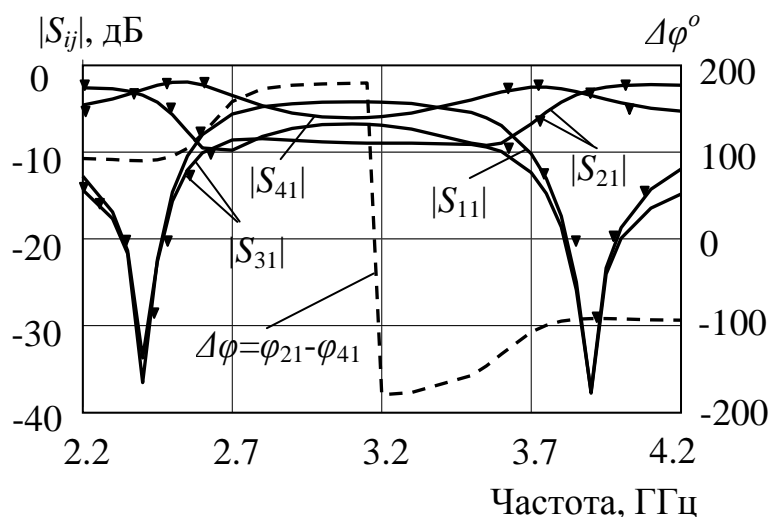
| $C_1/C_2$<br>дБ | $\varphi_{411}/\varphi_{412}$<br>$\varphi_{211}/\varphi_{212}$ | $k_f$ | $\theta_1^\circ$ | $Z$<br>Ом | $\theta_{b1}^\circ$ | $Z_b$<br>Ом |
|-----------------|--|-------|------------------|-----------|---------------------|-------------|
| 3/6             | $0/\pi,$   | 1,5   | 147,5            | 65,7      | 168,7               | 25,8        |
|                 | $-\frac{\pi}{2}/\frac{\pi}{2}$                                 | 1,7   | 138,2            | 52,9      | 172,7               | 66,3        |
|                 | $\pi/0,$   | 1,8   | 134,2            | 49,3      | 99,2                | 21,4        |
|                 | $-\frac{\pi}{2}/\frac{\pi}{2}$                                 | 2,2   | 126,0            | 43,7      | 35,4                | 85,4        |
| 6/3             | $0/\pi,$   | 1,6   | 134,6            | 60,8      | 168,0               | 22,6        |
|                 | $-\frac{\pi}{2}/\frac{\pi}{2}$                                 | 1,8   | 123,8            | 52,1      | 172,3               | 52,8        |
|                 | $0/0,$   | 1,9   | 68,7             | 46,4      | 291,4               | 73,4        |
|                 | $-\frac{\pi}{2}/-\frac{\pi}{2}$                                | 2,1   | 63,4             | 48,4      | 258,5               | 37,3        |
|                 | $\pi/\pi,$   | 2,2   | 61,0             | 49,5      | 175,2               | 111,9       |
|                 | $-\frac{\pi}{2}/-\frac{\pi}{2}$                                | 2,4   | 57,0             | 51,6      | 183,4               | 29,3        |

## 2. СВ з однаковим значенням перехідного загасання в робочих смугах.

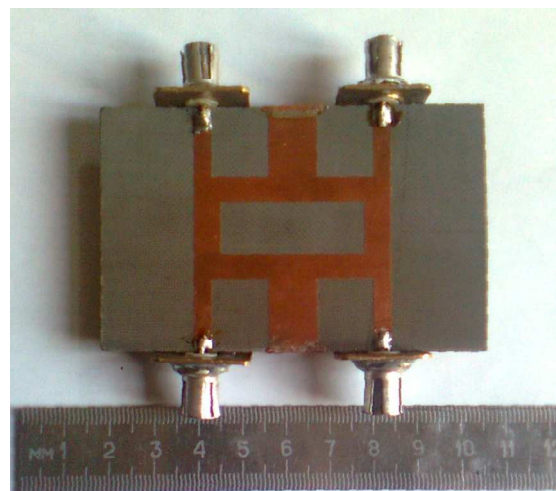
Розрахунок та експериментальне дослідження двочастотного двошлейфного СВ з навантаженими шлейфами у мікросмужковій реалізації на підкладці з  $\varepsilon=2,7$  товщиною 1,5 мм, який забезпечує перехідне загасання 3 дБ на двох робочих частотах 2,4 ГГц та 3,9 ГГц.

В результаті розрахунків варіанту з вкороченими основними відрізками ( $\theta_{b1}=2\theta_1$ ) при  $Z_c=50$  Ом,  $\varphi_{41}=180^\circ$  отримано такі значення електричних параметрів елементів схеми:  $Z=37,94$  Ом,  $Z_b=40,45$  Ом,  $\theta_1=68,57^\circ$ ,  $\theta_{b1}=137,14^\circ$ ,  $X_1/X_2=63,4/-63,4$  Ом. Додаткові реактивності  $X_i$  реалізовані закороченими на кінці відрізками з параметрами:  $Z=24,9$  Ом,  $\theta_1=68,57^\circ$ . На рис. Ж.6.1,а приведено частотні характеристики розрахованого СВ, які були отримані в результаті

електродинамічного моделювання. На рис. Ж.6.1,б зображено фотографію макета, виготовленого за розмірами, уточненими під час ЕМ, а результати його експериментальних досліджень нанесено на характеристики рис. Ж.6.1,а. Відгалужувач забезпечує на рівні розв'язки 15 дБ у першій смузі частот шириною 9,3 % відхилення від  $90^\circ$  різницевого фазового зсуву  $\Delta\varphi$  на його виходах у межах  $2,8^\circ$ , а у другій смузі частот шириною 7,6% – у межах  $4^\circ$ .



а)



б)

Рисунок Ж.6.1 – Частотні характеристики двошлейфного СВ (а) та фотографія його макету (б)

### ***Приклад розрахунку тришлейфного СВ***

Розрахунок та реалізація макету двочастотного тришлейфного СВ, який на частотах 0,95 ГГц і 2,15 ГГц забезпечує перехідне загасання 5 дБ.

Для реалізації у мікросмушковому виконанні вибрано підкладку з  $\varepsilon=2.65$ ,  $H=1,45$  мм.

За результатами розрахунків для випадку довгих шлейфів електричні параметри відгалужувача при  $\varphi_{31}=-209,9^\circ$  становлять:  $Z=43,4$  Ом ( $W=4,86$  мм),  $Z_1=125,6$  Ом ( $W=0,54$  мм),  $Z_2=96,6$  Ом ( $W=1,12$  мм),  $\theta_1=55,16^\circ$  ( $l=32,35$  мм),  $\theta_{b1}=110,32^\circ$  ( $l_b=68,9$  мм).



“ЗАТВЕРДЖУЮ”

Проректор

з науково-педагогічної роботи

Національного університету

“Львівська політехніка”

проф.

Д. В. Федасюк

2015 р.

АКТ

**про впровадження у навчальний процес  
Національного університету “Львівська політехніка”  
результатів докторської дисертаційної роботи  
Оборжицького Валерія Івановича  
“Розвиток теорії та аналітичних методів підвищення ефективності  
проекування лінійних пасивних пристроїв для інтегрованих схем  
надвисокочастотного діапазону”**

Даний акт складено про те, що у Національному університеті “Львівська політехніка” на кафедрі “Радіоелектронні пристрої та системи” в лекційних курсах, на практичних та лабораторних заняттях для студентів Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки знайшли застосування наступні результати дисертаційної роботи доцента кафедри радіоелектронних пристроїв та систем Оборжицького В. І.:

1) у дисципліні “Пристрої надвисоких частот й антени” (для базового напрямку 6.050901 “Радіотехніка”) впроваджено вивчення нових схемних рішень подільників потужності, спрямованих відгалужувачів, перемикачів, фазообертачів та освоєння при курсовому проектуванні методів їх розрахунку;

2) у дисципліні “Технічна електродинаміка” (для базового напрямку 6.050902 “Радіоелектронні апарати”) в розділі мікрохвильових пристроїв розглядаються варіанти їх двочастотної реалізації;

3) у курсі “Проекування антен та пристроїв мікрохвильової техніки” (для спеціальності 7.05090101 - “Радіотехніка”) впроваджено вивчення сучасної схемотехнічної бази для реалізації смужкових мікрохвильових пристроїв та методів їх проектування з застосуванням засобів комп’ютерного моделювання та експериментального дослідження.

Ефект від застосування вказаних результатів полягає в освоєнні майбутніми спеціалістами принципів побудови сучасних одно- і двочастотних пристроїв керування амплітудою і фазою НВЧ сигналу в радіотехнічних і телекомунікаційних системах та нових підходів до їх проектування.

Директор інституту телекомунікацій,  
радіоелектроніки та електронної техніки  
д.т.н., проф.  
Голова науково-методичної комісії ГТРЕ  
д.ф.-м.н., проф.  
Зав. каф. РЕПС  
д.т.н., доц.

І.П. Прудиус

С.Б. Убізький

В.І. Шклярський



“ЗАТВЕРДЖУЮ”



Директор з наукової роботи  
 Національного університету  
 „Львівська політехніка”

проф. Н.І. Чухрай  
 2015 р.

АКТ

**про впровадження результатів докторської дисертаційної роботи  
 Оборжицького Валерія Івановича  
 “ Розвиток теорії та аналітичних методів підвищення ефективності  
 проектування лінійних пасивних пристроїв для інтегрованих схем  
 надвисокочастотного діапазону ”**

Комісія у складі голови – начальника НДЧ Національного університету „Львівська політехніка” доц. Жук Л.В. та членів: зав. каф. РЕПС проф. Шклярського В.І., зав. відділу науково-організаційного супроводу та наукових досліджень Лазько Г.В., заст. зав. планово-фінансового відділу Чулой Т.М. склали цей акт про те, що результати докторської дисертації Оборжицького В.І. „Розвиток теорії та аналітичних методів підвищення ефективності проектування лінійних пасивних пристроїв для інтегрованих схем надвисокочастотного діапазону” використано при виконанні на кафедрі РЕПС з безпосередньою участю автора договору №0397 Проведення випробувань дослідного зразка РПА 1810. Виготовлення і поставка РПА 1810 (2 компл.) на КИС ДП «ВО «ПМЗ», пуско-налагодочні роботи, 2012-2014 рр., в частині науково-технічної розробки смужкового смуго-пропускного фільтра з електронним перестроюванням робочої смуги частот.

Голова комісії  
 Начальник НДЧ, доц.

Л.В. Жук

Члени комісії

Зав.каф РЕПС, проф.

В.І. Шклярський

Зав. відділу НОСНД

Г.В. Лазько

Заст. зав. ПФВ

Т.М. Чулой



“ЗАТВЕРДЖУЮ”

Директор

Науково-дослідного та проектно-конструкторського інституту електронної вимірювальної та обчислювальної техніки

В.Ф. Ткаченко

2015 р.



АКТ

**про впровадження  
результатів докторської дисертаційної роботи  
Оборжицького Валерія Івановича  
“ Розвиток теорії та аналітичних методів підвищення ефективності  
проекування лінійних пасивних пристроїв для інтегрованих схем  
надвисокочастотного діапазону ”**

Комісія у складі голови – головного інженера НДКІ ЕЛВІТ Крася Д.П., провідного наукового співробітника НДКІ ЕЛВІТ Козевича О.П., провідного наукового співробітника НДКІ ЕЛВІТ Кондратова П.О. склали цей акт про те, що результати докторської дисертації Оборжицького В.І. „Розвиток теорії та аналітичних методів підвищення ефективності проектування лінійних пасивних пристроїв для інтегрованих схем надвисокочастотного діапазону” використано в НДР ДБ-ДІАМОН “Вдосконалення та підвищення інформативності систем багатоспектрального моніторингу та діагностики складних об’єктів”, а саме:

- методи та програмне забезпечення для розробки смужкових подільників та спрямованих відгалужувачів на зв’язаних лініях передачі;
- принципи побудови фільтрів з двома заданими робочими смугами частот і з їх перестроюванням та методи їх розрахунку;
- розрахунок схем узгодження та трансформації опору навантаження.

головний інженер НДКІ ЕЛВІТ  
к.т.н., с.н.с.

Д.П. Крась

пров. наук. співр. НДКІ ЕЛВІТ  
к.т.н., с.н.с.

О.П. Козевич

пров. наук. співр. НДКІ ЕЛВІТ  
к.т.н., с.н.с.

П.О. Кондратов

|   |   |   |
|---|---|---|
| Наукове підприємство<br>Спеціальне конструкторське<br>бюро телевізійних систем<br><b>СКБ ТВС</b>                                    |  | Научное предприятие<br>Специальное конструкторское<br>бюро телевизионных систем<br><b>СКБ ТВС</b> |
| Україна, 79026, м. Львів-26, вул. Володимира Великого, 4, 212<br>Tel/Fax: 032-244-91-96, 244-91-79, Email: Yelmanov@lviv.farlep.net |   |   |

Вих. № 34-104/06-15 від 10.06. 2015р

**ЗАТВЕРДЖУЮ**  
 Директор СКБ ТВС  
 Єлманов С.О.  
 2015 р.



**АКТ**  
**про впровадження результатів дисертаційної роботи**  
**Оборжицького Валерія Івановича**  
**на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук на тему**  
**“ Розвиток теорії та аналітичних методів підвищення ефективності**  
**проектування лінійних пасивних пристроїв**  
**для інтегрованих схем надвисокочастотного діапазону ”**

Даний Акт складений у тому, що на НКП "Спеціальне конструкторське бюро телевізійних систем" при виконанні ДКР по темі " Розробка бортової системи телевізійних спостережень " (шифр роботи "СТСБ"), яка виконувалась в рамках Контракту № 96/2004 від 01.04.2004р між ДП "КБ "Південне" і НКП "СКБ ТВС", були використані результати дисертаційної роботи у вигляді програмного забезпечення в середовищі MathCad запропонованих в дисертації методів проектування застосовано для розрахунку надвисокочастотних пристроїв (перемикачів, подільників потужності, режекторних фільтрів, фазообертачів, спрямованих відгалужувачів, схем узгодження) в інтегрованому виконанні. На базі досягнутих в дисертаційній роботі результатів створена контрольно-перевірочна апаратура для автоматизованої перевірки стану бортової апаратури СТСБ в наземних умовах в процесі її виготовлення.

Застосування розроблених і удосконалених в дисертації методів дало можливість в три рази скоротити терміни розробки контрольно-перевірочної апаратури КПА СТНБ в частині модуля формування та модуля прийому і обробки сигналів блоку БОИ-Ц4 СТСБ.

Даний Акт не є підставою для фінансових розрахунків.

Головний інженер



Воронков С.О.

Старший науковий співробітник



Віваль І.П.