

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Інститут телекомунікаційних систем
(повна назва інституту/факультету)
Кафедра телекомунікацій
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено
В.о. завідувача кафедри

_____ Явіся В.С.
(підпис) (ініціали, прізвище)
“ ” _____ 2018_р.

Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка,
(код і назва)

спеціалізація Апаратно-програмні засоби електронних комунікацій

на тему: Проектування субгармонійного перетворювача частоти для приймально-передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку

Виконав: студент _2_ курсу, групи ТЗ-71мп
(шифр групи)

Бондарчук Сергій Олегович _____ (підпис)
(прізвище, ім'я, по батькові)

Науковий керівник професор, к.т.н., Наритник Т.М., _____ (підпис)
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

Консультант _____ старший викладач Авдєєнко Г.Л. _____ (підпис)
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

Рецензент _____ (підпис)
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____ (підпис)

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Інститут телекомунікаційних систем

(повна назва)

Кафедра телекомунікацій

(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і назва)

Спеціалізація Апаратно-програмні засоби електронних комунікацій

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри

Явіся В.С.

(підпис)

(ініціали, прізвище)

« ___ » _____ 2018 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Бондарчук Сергій Олегович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації: «Проектування субгармонійного перетворювача частоти для приймально-передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку»

науковий керівник дисертації

Наритник Теодор Миколайович, професор, к.т.н.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « ___ » « ___ » 2018р. № _____

2. Строк подання студентом дисертації _____

3. Об'єкт дослідження: субгармонічний змішувач частоти для приймально - передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку.

4. Предмет дослідження: принципи моделювання та побудови перетворювача частоти.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

- 1) Аналіз основних підходів до побудови змішувачів частоти;
- 2) Аналіз переваг та необхідності використання змішувачів частоти;
- 3) Розробка математичної моделі субгармонічного змішувача частоти;
- 4) Розробка імітаційної моделі субгармонічного змішувача частоти;
- 5) Порівняння отриманих результатів моделювання із реальними прототипами комерційного використання.

6. Орієнтовний перелік ілюстративного матеріалу _____

7. Орієнтовний перелік публікацій _____

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Розділ 1	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		
Розділ 2	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		
Розділ 3	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		
Розділ 4	Ст. викладач Авдеєнко Г.Л.		

9. Дата видачі завдання 11.09.2017р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1			
2			
3			

4			
5			
6			
7			

Студент

(підпис)

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Обсяг магістерської дисертації складає 70 сторінок, 53 рисунків, 2 таблиці, 16 джерел за списком використаної літератури.

Мета роботи: аналіз основних підходів до побудови змішувачів частоти, розробка математичної та імітаційної моделей субгармонічного змішувача, побудованого на основі діодів Шотткі.

Розглянуто основні принципи та підходи до побудови та проектування змішувачів частоти на основі різної елементної бази.

Розроблено математичну та імітаційну моделі субгармонічного змішувача частоти.

Проведено імітаційне моделювання схеми субгармонічного змішувача на основі зустрічно-паралельної діодної пари у двох модифікаціях: при переносі у діапазон 2 ГГц та 132 ГГц.

Здійснено порівняння отриманих результатів моделювання із реальними прототипами комерційного використання.

Ключові слова: перетворювач частоти, субгармонічний змішувач, смугопрпускний фільтр, імітаційна модель, міліметровий діапазон частот.

ABSTRACT

The work contains 70 pages, 53 figures, 2 tables and 16 sources have been used.

Objective: The analysis of the basic approaches to the construction of frequency mixers, the development of mathematical and simulation models of a subharmonic mixer based on Schottky diodes..

The main principles and approaches to designing frequency mixers based on various elemental bases are considered.

The mathematical and simulation models of the subharmonic mixer are developed.

The subharmonic mixer circuit based on the counter-parallel diode pair is simulated in two modifications: during the transfer in the range of 2 GHz and 132 GHz.

A comparison of the obtained modeling results with real prototypes is made.

Keywords: frequency converter, subharmonic mixer, bandpass filter, simulation model, millimeter frequency range.

**Пояснювальна записка
до магістерської дисертації**

на тему: _____

ЗМІСТ

ВСТУП.....	10
1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ЗМІШУВАЧІ ЧАСТОТИ ТА ВАРІАНТИ ЇХ ПОБУДОВИ.....	12
1.1 Основні теоретичні відомості про змішувачі частоти	12
1.2 Параметри змішувача частоти	14
1.3 Діодні змішувачі частоти	17
1.4 Субгармонічні змішувачі частоти	27
Висновки	32
2. ТРАНЗИСТОРНІ ЗМІШУВАЧІ ЧАСТОТ.....	33
2.1. Основні теоретичні відомості про транзисторні змішувачі частот	33
2.2. Аналіз основних підходів до побудови транзисторних змішувачів частоти	34
Висновки	46
3. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СУБГАРМОНІЧНОГО ЗМІШУВАЧА... 47	47
3.1. Модель субгармонічного змішувача з вихідним сигналом на частоті 2070 МГц.....	47
3.2. Модель субгармонічного змішувача з вихідним сигналом на частоті 132 ГГц.....	55
Висновки	62
4 ПОРІВНЯННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЗМОДЕЛЬОВАНИХ ТА РЕАЛЬНИХ СУБГАРМОНІЧНИХ ЗМІШУВАЧІВ.....	63
Висновки	67
ВИСНОВКИ.....	68
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	69

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

EDGE – Enhanced Data Rates for GSM Evolution

GaAs – Gallium arsenide

GSM – Global System for Mobile Communications

LTE – Long-Term Evolution

TD-SCDMA – Time Division Synchronous Code Division Multiple Access

WCDMA - Wideband Code Division Multiple Access

AM – Амплітудна модуляція

АЧХ – Амплітудно – частотна характеристика

ВАХ – Вольт – амперна характеристика

ІМС – Інтегральна мікросхема

НВЧ – Надвисокочастотне випромінювання

НЧ – Низька частота

ПВЧ – Підсилювач високої частоти

ПЧ – Проміжна частота

ВСТУП

Актуальність. Одним із найбільш пріоритетних напрямків розвитку телекомунікаційних систем є нарощування пропускної здатності. Дану проблему можна вирішувати кількома шляхами, проте для високошвидкісної передачі даних необхідна досить широка смуга пропускання каналу, що, у свою чергу, змушує використовувати більш високі діапазони частот. Перехід на високі діапазони частот, наприклад, мікрохвильовий або терагерцовий, можливий при безпосередній модуляції на заданій частоті або ж при проведенні модуляції на низькій частоті та перенесенні спектру отриманого сигналу у вищі діапазони, використовуючи перетворювач частот. Перший варіант є досить важким у реалізації, оскільки для його здійснення необхідний високостабільний опорний генератор, а дані пристрої для роботи у настільки високих діапазонах частот є досить рідкісними або ж занадто дорогими. Тому у даній роботі розглянемо принципи роботи, моделювання та проектування субгармонічного змішувача, що дозволяє ще більше знизити вимоги до генератора, оскільки буде використовувати, на відміну від звичайного змішувача, другу гармоніку сигналу опорного генератора.

Мета роботи - аналіз основних підходів до побудови змішувачів частоти, розробка математичної та імітаційної моделей субгармонічного змішувача, побудованого на основі діодів Шотткі.

Задачі, які були поставлені і вирішені для досягнення мети:

- 1) Аналіз основних підходів до побудови змішувачів частоти;
- 2) Аналіз переваг та необхідності використання змішувачів частоти;
- 3) Розробка математичної моделі субгармонічного змішувача частоти;
- 4) Розробка імітаційної моделі субгармонічного змішувача частоти;
- 5) Порівняння отриманих результатів моделювання із реальними прототипами комерційного використання.

Об'єкт дослідження: технології частотного змішування та принципи їх побудови.

Предмет дослідження: субгармонічний змішувач частоти для приймально - передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку.

Практичне значення отриманих результатів. Результати, отримані внаслідок виконання даної роботи можуть бути використані:

- 1) При розробці субгармонічного змішувача для приймально - передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку.
- 2) При проектуванні та розробці приймально - передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку сантиметрового та міліметрового діапазонів частот.
- 3) В курсі лабораторних та практичних занять з дисциплін «Передавальні та приймальні пристрої» та «Телекомунікаційні безпроводові системи».

1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ЗМІШУВАЧІ ЧАСТОТИ ТА ВАРІАНТИ ЇХ ПОБУДОВИ

1.1 Основні теоретичні відомості про змішувачі частоти

Змішувачем частоти є пристрій, що містить у своєму складі опорний генератор (гетеродин), перетворювач частоти та смугопропускний фільтр. Перетворювач частоти – пристрій, що забезпечує перенесення спектру радіосигналу із одного діапазону частот в інший із забезпеченням збереження виду та параметрів модуляції даного сигналу. Розглянемо місце перетворювача у структурній схемі передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку (рис. 1.1). На один із входів змішувача потрапляє уже промодульований сигнал, на інший – сигнал гетеродину. Після цього вихідний сигнал даного змішувача фільтрується, підсилюється і випромінюється в ефір.

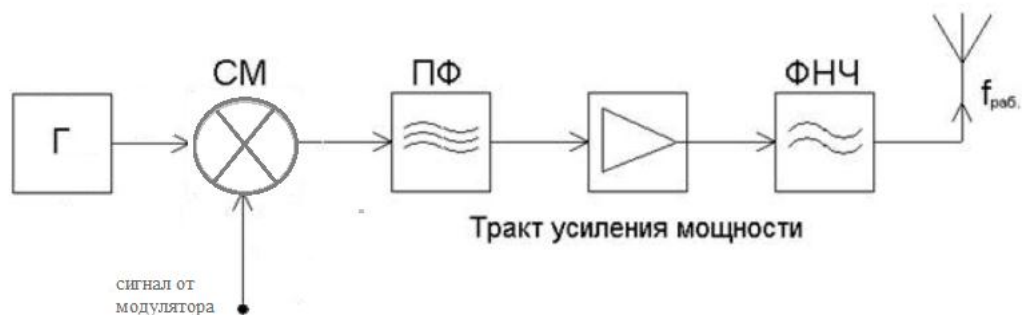


Рис. 1.1. Структурна схема передавального тракту телекомунікаційної системи радіозв'язку

Перетворювач являє собою нелінійний елемент, на виході якого отримують сигнал з частотою, що дорівнює сумі або різниці певних гармонік сигналів, поданих на вхід даного елемента. Оскільки після такого перетворення отримують досить велику кількість складових із різними частотами, то для подальшої обробки сигналу найчастіше потрібно виділити лише одну із цих складових. Для цього використовується смугопропускний фільтр, який налаштований на частоту сигналу, необхідного для виділення. Існує два

режими перетворення: «вгору» (частота вихідного сигналу рівна сумі гармонік гетеродину та інформаційного сигналу) та «вниз» (частота вихідного сигналу рівна різниці гармонік гетеродину та інформаційного сигналу).

На вхід перетворювача частот подають інформаційний сигнал та сигнал гетеродина, гармоніки яких змішуються за рахунок властивостей нелінійного елемента, що використовується при даному варіанті побудови.

Класифікувати змішувачі можна за такими ознаками:

1. За способом формування гетеродинної напруги:
 - Зі спільним гетеродином;
 - З окремим гетеродином.
2. За кількістю нелінійних елементів:
 - З одним нелінійним елементом (прості);
 - З двома і більше нелінійними елементами (складні).
3. За гармонікою гетеродину, що використовується у процесі перетворення:
 - Гармонічні;
 - Субгармонічні.
4. За типом використовуваного нелінійного елемента:
 - Діод у якості нелінійного елемента;
 - Транзистор у якості нелінійного елемента.

Також виділяють наступні типи змішувачів:

1) Небалансний – вихідний струм містить у собі всі комбінаційні частоти ($mf_{\text{гет}} \pm nf_c$, де $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$).

2) Балансний – вихідний струм містить у собі всі комбінаційні частоти, у яких присутні тільки непарні гармоніки сигналу та усі гармоніки гетеродину ($mf_{\text{гет}} \pm nf_c$, де $m = 0, 1, 2, 3, \dots, n = 1, 3, \dots$).

3) Подвійний балансний (кільцевий) – вихідний струм містить комбінаційні частоти, у яких присутні тільки непарні гармоніки сигналу та непарні гармоніки гетеродину ($mf_{\text{гет}} \pm nf_c$, де $m = 1, 3, \dots, n = 1, 3, \dots$).

Розглянемо основні параметри змішувача, якими визначаються основні експлуатаційні характеристики.

1.2 Параметри змішувача частоти

Експлуатаційні характеристики змішувачів визначаються такими параметрами [10].

1) Діапазон робочих частот

Діапазон, у якому може працювати змішувач.

2) Динамічний діапазон

Динамічний діапазон – одна із найбільш важливих технічних характеристик змішувачів. Нижня межа динамічного діапазону визначається його коефіцієнтом шуму, а верхня – рівнями компресії коефіцієнта передачі та інтермодуляційних складових. Для оцінки цих складових на виході змішувача використовується рівень сигналу гетеродину. Зазвичай використовується така класифікація, що наведена у таблиці 1.1.

Табл. 1.1. Класифікація рівня інтермодуляційних складових.

Рівні інтермодуляційних складових	Потужність сигналу гетеродину
Дуже низький	0дБм
Низький	+7дБм
Середній	+13дБм
Високий	+17дБм
Дуже високий	+20дБм

3) Коефіцієнт шуму

Більшість змішувачів мають коефіцієнт шуму в межах від 6 до 20 дБ. Коефіцієнт шуму пасивних змішувачів чисельно рівний втратам перетворення. Коефіцієнт шуму активних змішувачів залежить від конфігурації схеми та типів елементів, що застосовуються у ній.

Власні шуми змішувача, реалізованого на діодах Шотткі як правило не перевищують значення 0,5 дБ, тому найчастіше не враховуються. Основну

частину коефіцієнту шуму складають шуми гетеродина на приймальній стороні та шуми, які виникають при приглушенні дзеркального каналу (ЗДБ).

4) Коефіцієнт передачі

Доступність готових підсилювачів, які перекривають більшість смуг частотного діапазону, знімає вимоги наявності у змішувачів підсилення, проте втрати перетворення повинні бути мінімальними. Активні змішувачі зазвичай забезпечують коефіцієнт передачі в діапазоні від 1 до 17 дБ, в той час як пасивні мають типові значення втрат перетворення від 5,5 до 8,5 дБ.

5) Рівень сигналу гетеродину

Ідеальний змішувач не повинен бути чутливим до рівня гетеродину, в реальному змішувачі параметри гетеродину повинні відповідати його параметрам. Пасивні подвійні балансні діодні змішувачі потребують рівень гетеродину від +7 до +23 дБм. Активні змішувачі – від -20 до +30 дБм. Отже, проектування гетеродину на пряму пов'язане саме із вибором типу змішувача.

6) Розв'язка

Розв'язка являє собою параметр, що характеризує ступінь подавлення паразитного сигналу, що проходить від одного з входів до інших входів чи виходу змішувача. Єдиний сигнал, який повинен бути присутнім на виході змішувача – сигнал проміжної частоти. Значення цього параметру залежить від типу змішувача (балансний, подвійний балансний (кільцевий), небалансний). Небалансні змішувачі взагалі не мають розв'язки між входами і виходом. В цьому випадку потрібно застосовувати спеціальні буферні підсилювачі. Подвійні балансні (кільцеві) змішувачі забезпечують найкращу розв'язку між всіма трьома виводами. Тим не менш, часто доводиться застосовувати додаткові буферні підсилювачі для досягнення необхідних характеристик чи параметрів змішувача.

На даний час серед поширених типів змішувачів можна виділити два принципово різні варіанти побудови:

- на активних елементах (транзисторах), що дозволяють отримати посилення сигналу при перетворенні;

- на пасивних елементах (найчастіше напівпровідникових діодах), коефіцієнт передачі яких менше одиниці.

Широке застосування знаходять так звані балансові змішувачі, що представляють собою зазвичай симетричні мостові схеми, в яких можна здійснити придушення небажаних продуктів змішування двох сигналів.

У балансних змішувачах застосовують високочастотні діоди або потужні польові транзистори, що допускають великі рівні вхідних сигналів і коливань гетеродина.

Багато розробників схем радіоприймачів широко застосовують подвійні балансні змішувачі, тобто змішувачі, балансні не тільки по відношенню до коливань гетеродина, а й до вхідного сигналу. Іншими словами ці типи змішувачів дозволяють на виході мати ослаблені сигнали і гетеродина і вхідні сигнали. Тобто вони забезпечують на виході менший рівень побічних продуктів перетворення в порівнянні зі звичайними балансними змішувачами.

У подвійних балансних змішувачах бажано використовувати діоди Шотткі (наприклад, типу АД112А, КД514). Основна перевага діодів Шотткі перед діодами на р-п-переходах - це велике відношення зворотного опору до прямого і незначна ємність при нульовому зміщенні. Завдяки цьому діоди Шотткі мають дуже малий час перемикання і, отже, широкий частотний діапазон (до 300 ГГц). На частотах до 20 ... 30 МГц досить хорошими властивостями володіють і звичайні високочастотні кремнієві діоди, наприклад, типу КД503 і германієві типу ГД507 [2].

При конструюванні приймачів зі змішувачами на діодах слід брати до уваги, що сигнал ПЧ за рівнем нижчий, ніж вхідний сигнал на величину втрат у змішувачі (на 6...10 дБ).

Коефіцієнт перетворення змішувача будь-якої конструкції в значній мірі залежить від узгодження опорів його входів і особливо узгодження виходу від змішувача з опором підключених до цього виходу каскадів в широкій смузі частот. Неузгодженість призводить до зменшення коефіцієнта перетворення і

збільшення шумів змішувача. Крім того, знижується на 6 ... 10 дБ динамічний діапазон змішувача.

Узгодження опорів в широкій смузі частот є складним завданням, оскільки високоселективні фільтри, що включаються зазвичай після перетворювачів, володіють великою частотною нерівномірністю вхідного опору. Для поліпшення умов роботи діодного змішувача між ним і фільтром часто включають малошумний підсилювач на польовому транзисторі за схемою з загальним затвором і працює при струмі каналу, що забезпечує потрібний вхідний опір.

Розглянемо детальніше елементну базу змішувачів та варіанти їх побудови. Основні відмінності у елементній базі змішувачів полягають у типі нелінійних елементів та їх кількості. Для початку проаналізуємо змішувачі на напівпровідникових діодах.

1.3 Діодні змішувачі частоти

Змішувачі на напівпровідникових діодах характеризуються невисоким рівнем шумів, високою надійністю, невисоким вхідним опором для напруги гетеродина, низьким коефіцієнтом передачі напруги (0,3 ... 0,5) і потужності (0,1 ... 0,3), можуть працювати на більш високих частотах, ніж змішувачі на транзисторах. У діодних змішувачах бажано використовувати високочастотні кремнієві діоди, що володіють великим відношенням зворотного і прямого опорів і малої ємністю переходу (наприклад, КД503), а ще краще діоди з бар'єром Шоттки, які характеризуються малим рівнем шумів (наприклад, типу КД419), можуть також застосовуватися і зворотні діоди. Для використання в діапазоні НВЧ призначені спеціальні змішувальні діоди. Також є варіант із використанням тунельно-резонансних діодів, особливістю яких є можливість зміни крутизни ВАХ шляхом регулювання товщини бар'єру [3]. Для змішувачів, в яких повинні використовуватися кілька діодів з максимально близькими параметрами, випускаються певним чином підібрані пари і четвірки

діодів, а також діодні збірки. Найпростіша схема змішувача на одному діоді приведена на рис. 1.2.

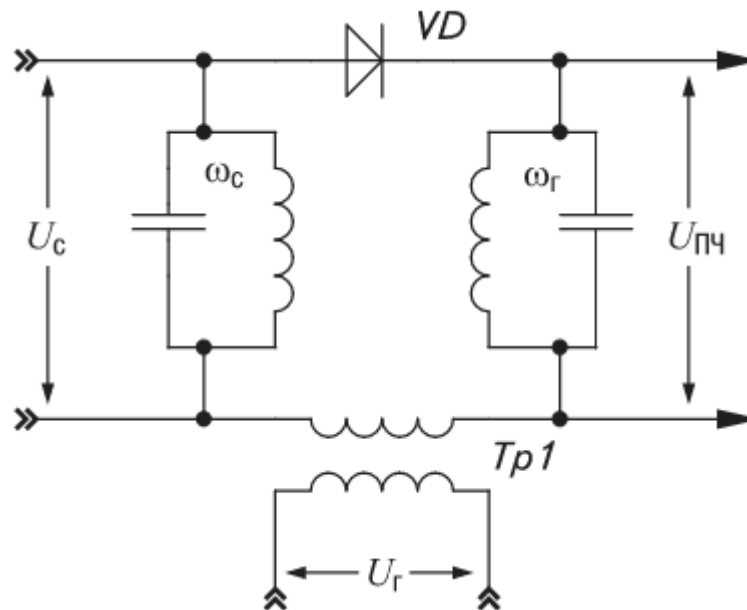


Рис. 1.2. Схема змішувача на одному діоді

Після виконання апроксимації ВАХ діода рядом Тейлора отримаємо усі можливі комбінації гармонік гетеродина та інформаційного сигналу, отже даний змішувач можна віднести до класу небалансних. Серед даних комбінацій найбільш шкідливими будуть складові, що містять у собі гармоніки інформаційного сигналу та сигналу гетеродина.

Отже, для уникнення цієї проблеми діодні змішувачі виконують зазвичай по балансній (рис. 1.3) або кільцевій балансній (подвійній балансній) схемах (рис. 1.4). Обидві вони дозволяють послабити вплив шумів гетеродина і придушити коливання гетеродина на виході (на 30 ... 40 дБ і більше). Ступінь придушення залежить від симетрії обмоток трансформаторів, рівності опорів плечей і паразитних ємностей по відношенню до точок симетрії і ідентичності діодів.

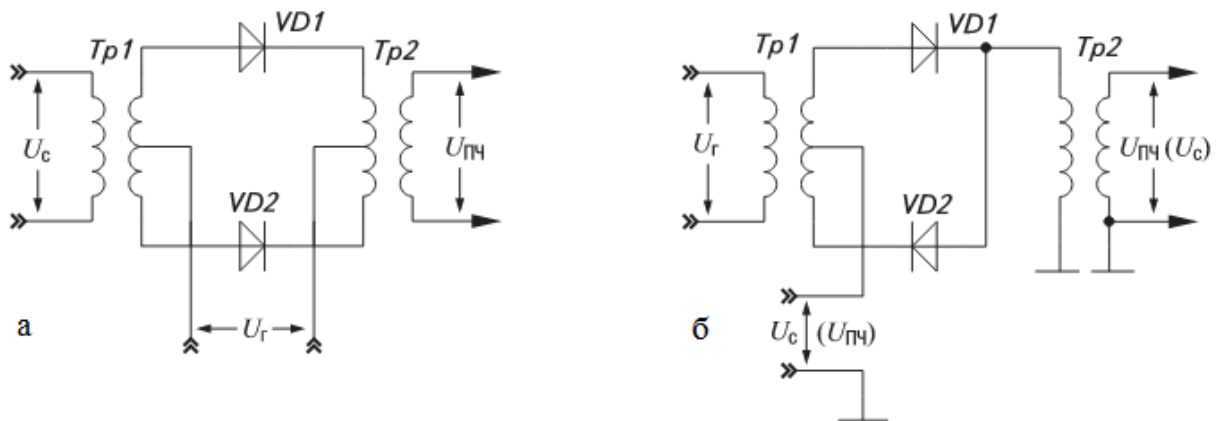


Рис. 1.3. Схема балансного змішувача з а - синфазною б – протифазною подачею напруги гетеродину

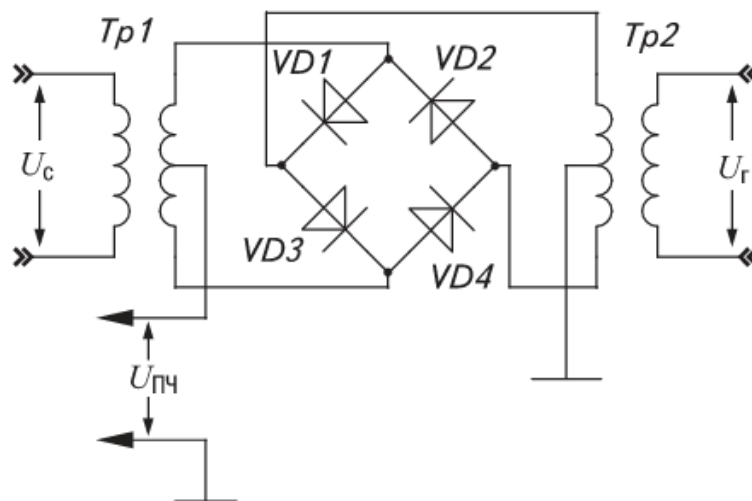


Рис. 1.4. Схема кільцевого балансного змішувача

Балансний змішувач (1.3 а) містить два діоди, які включені так, що їх струми протікають в первинній обмотці вихідного трансформатора у зустрічних напрямках. При цьому синфазні складові магнітного потоку взаємно компенсуються, а протифазні - додаються. Напруга гетеродина подається на діоди синфазно, а напруга сигналу - протифазно. Тобто, до першого змішувального діоду прикладається сума напруг сигналу і гетеродина $U_d(t) = U_r(t) + U_c(t)$, а до другого - їх різниця $U_d(t) (t) = U_r(t) - U_c(t)$ [10]. Результуючий струм в первинній обмотці вихідного трансформатора виведено в формулі 1.1:

$$I_{\Sigma} = I_{d1} - I_{d2} \approx 2aU_c \sin(\omega_c t) + 2bU_c U_r \cos((\omega_r - \omega_c)t) - 2bU_c U_r \cos((\omega_r + \omega_c)t) + \dots$$

(1.1)

З представленої формули видно, що складові струмів з частотою гетеродина взаємно компенсуються і шуми гетеродина не потрапляють на вихід змішувача. Провівши аналогічні обчислення для струмів у вхідному трансформаторі можна побачити, що балансний змішувач дозволяє значно знизити і потужність гетеродина, що просочується в попередній йому каскад (наприклад, в антену приймача) [4].

Схема змішувача на рис. 1.3(б) принципово не відрізняється від схеми на рис. 1.3(а). Різниця полягає лише в тому, що напруга гетеродина подається на діоди в протифазі, а напруга сигналу в фазі. Однак через зустрічне включення діодів в цій схемі зберігаються ті ж фазові співвідношення і ті ж властивості, що і в баланському змішувачі за схемою рис. 1.3(а). Вихідний узгоджувальний трансформатор $Tr2$ може бути замінений на звичайний ВЧ дросель (включається між виходом і землею) з реактивним опором на проміжній частоті, рівним необхідному вихідному опору змішувача, а в найпростіших низькоякісних схемах і на звичайний резистор. Додатковою особливістю даної схеми є рівнозначність (функціональна ідентичність) входу інформаційного сигналу U_c і виходу $U_{пч}$, які можуть вільно мінятися місцями, при цьому режим роботи змішувача залишається незмінним.

Подвійний (або кільцевий) балансний змішувач (рис. 1.4) володіє додатковою перевагою - високою вибірковістю по каналу прямого проходження. У цьому легко переконатися, знайшовши результуючий струм (формула 1.2) первинної обмотки вихідного трансформатора, аналогічно тому, як це робилося для звичайного балансного змішувача:

$$I_{\Sigma} = 4bU_c U_r \cos((\omega_r - \omega_c)t) + \dots$$

(1.2)

Тут, на відміну від балансного змішувача, відсутня складова з частотою сигналу. Таким чином, завдяки симетрії використовуваних в схемі трансформаторів і діодів забезпечується внутрішня взаємна розв'язка входів сигналу, гетеродина і виходу змішувача.

Крім схеми побудови, змішувачі прийнято класифікувати за рівнем потужності сигналу гетеродина, що підводиться до змішувача, вказаній в таблиці 1.2.

Табл. 1.2 Класифікація змішувачів

Якісний рівень змішувача	P_r
дуже низький	≤ 1 мВт
низький	5 мВт
середній	20 мВт
високий	50 мВт
дуже високий	≥ 100 мВт

Зі збільшенням потужності гетеродина дещо змінюється режим роботи діодів змішувача. Для змішувачів дуже низького і низького рівня (часто називаються "змішувачами стандартного рівня потужності") характерний так званий квадратичний режим, а для змішувачів середнього, високого і дуже високого рівня - комутаційний режим. Робота в квадратичному режимі характеризується меншим рівнем побічних продуктів перетворення на виході і порівняно малим коефіцієнтом передачі змішувача, робота в комутаційному режимі - більш низьким рівнем шумів і більш широким спектром побічних продуктів.

Квадратичний режим застосовується в змішувачах побутових радіоприймачів, найпростіших вимірювальних приладів і т.п. Оптимальна напруга гетеродина для роботи в квадратичному режимі дорівнює 0,1 ... 0,3 В (для кільцевого змішувача без вхідного трансформатора дещо більше). В цьому режимі лінійне перетворення зберігається до амплітуд сигналу, рівних 0,1

амплітуди напруги гетеродина. На рис. 1.5-1.7 представлено кілька схем простих діодних змішувачів для побутових радіоприймачів.

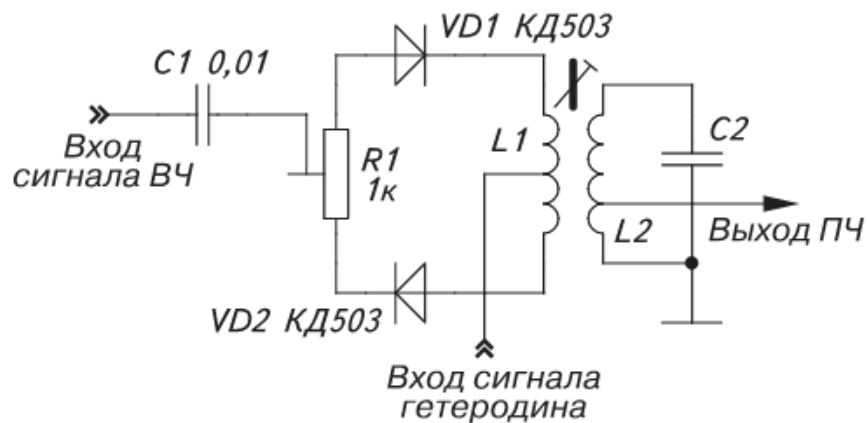


Рис. 1.5 Схема найпростішого змішувача для побутового приймача

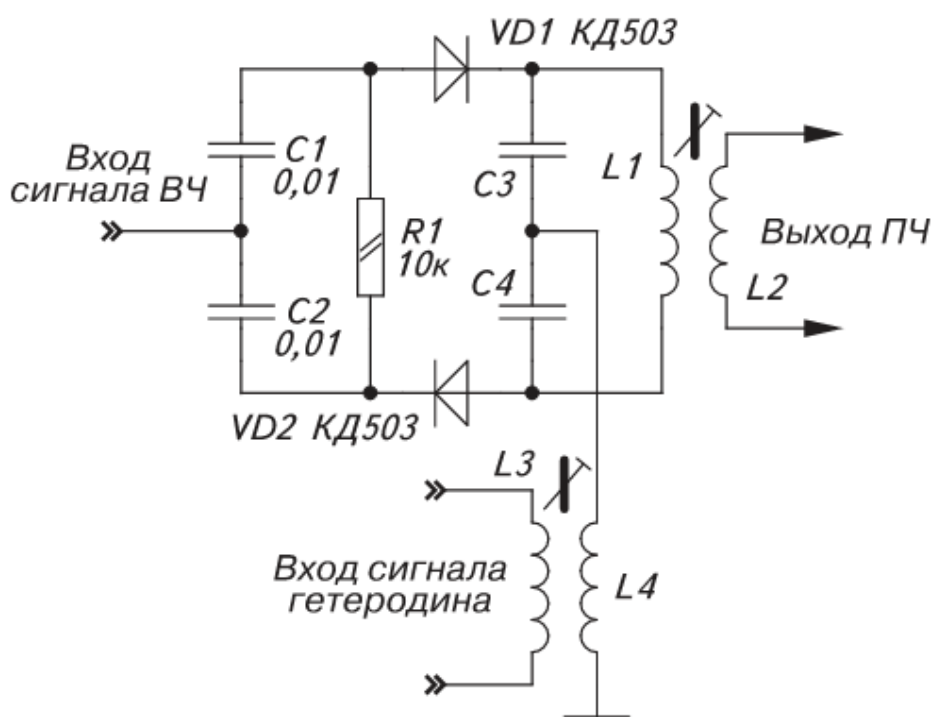
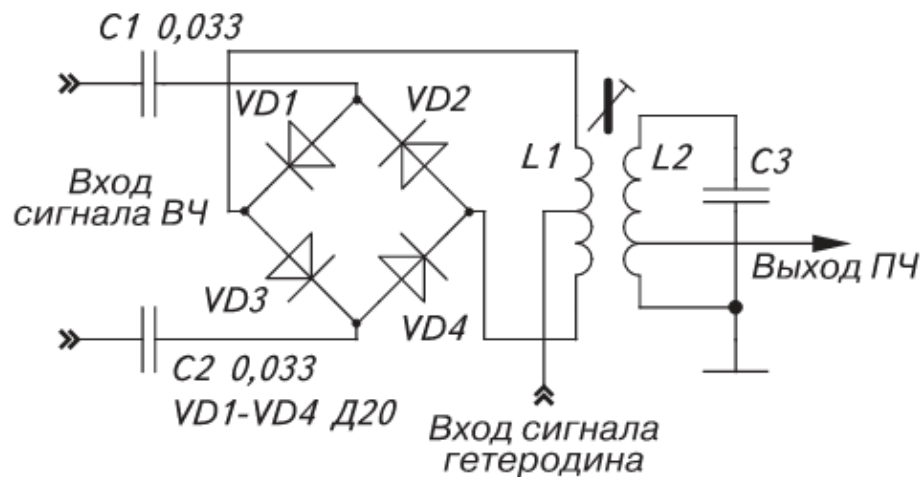


Рис. 1.6 Схема балансного змішувача для побутового змішувача



1.7 Схема кільцевого балансного змішувача для радіоприймача

У високоякісній апаратурі і широкосмугових трактах застосовуються тільки змішувачі середнього, високого і дуже високого рівнів. Ці змішувачі розробляються по схемах, аналогічних розглянутим вище. Замість резонансних контурів на входах і виходах в них зазвичай застосовуються широкосмугові трансформатори на феритових кільцях. Для оптимізації параметрів змішувача та отримання максимального коефіцієнта передачі робляться спеціальні заходи щодо узгодження входів змішувача з виходами каскаду попереднього посилення і гетеродина, а також на виході змішувача. Практично стандартним стало використання в таких змішувачах діодів з бар'єром Шотткі, які забезпечують збільшений динамічний діапазон змішувача і мають низький рівень власних шумів.

На рис. 1.8 наведені балансна і кільцева балансна схеми змішувачів для сигналів середнього рівня потужності і їх порівняльні характеристики. Представлені змішувачі працюють на частотах 30 ... 300 МГц, при застосуванні відповідних діодів і деяку зміну намотувальних даних трансформаторів вони можуть використовуватися і на інших частотах.

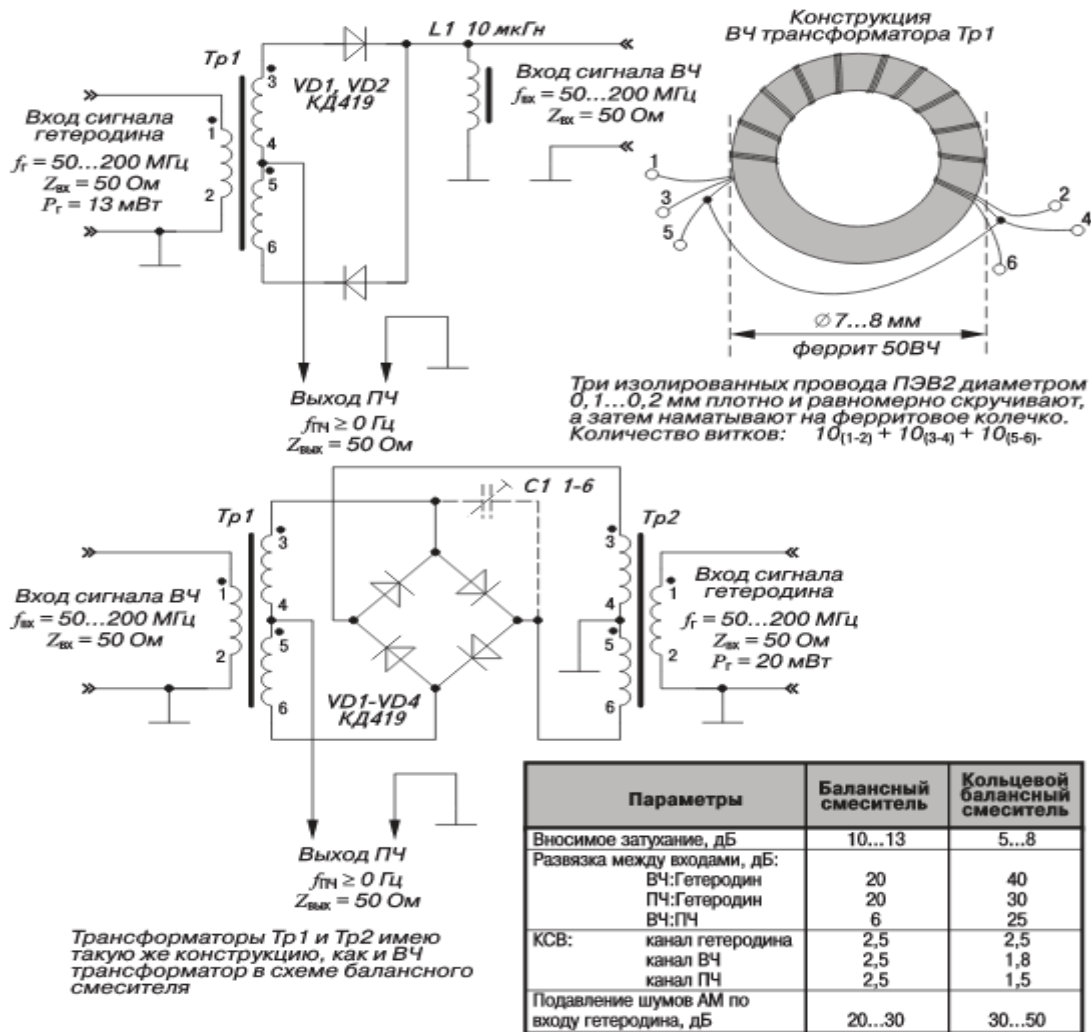


Рис. 1.8 Балансний та кільцевий балансний змішувачі середнього рівня потужності та їх параметри

Змішувачі високого рівня потужності відрізняються від описаного вище кільцевого балансного змішувача середнього рівня тільки тим, що кожне плече змішувального кільця утворено не одним, а двома послідовно включеними діодами Шотткі, що показано на рис. 1.9.

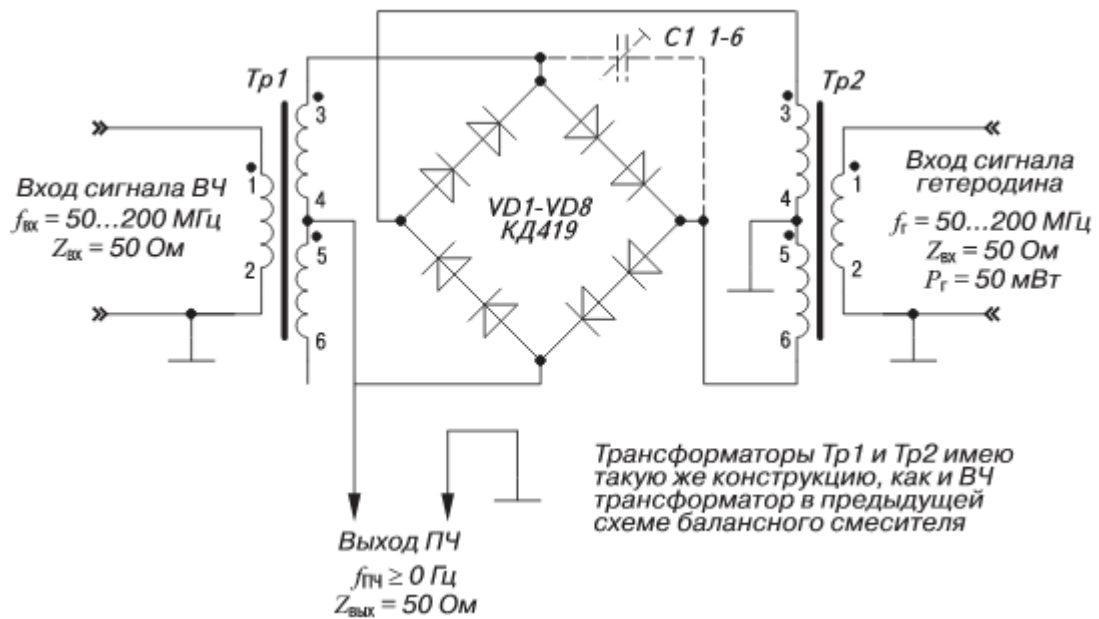


Рис. 1.9 Схема кільцевого балансного змішувача для сигналів високого рівня потужності

У змішувачах дуже високого рівня потужності кожен діод в кільці включається послідовно з ланцюгом з паралельно з'єднаних резистора і конденсатора (рис. 1.10). Ємність конденсатора вибирається з такого розрахунку, щоб його реактивний опір на найнижчій частоті робочого діапазону було $\leq 50 \text{ Ом}$. На рис. 1.11 зображена ще одна схема змішувача для сигналів надвисокого рівня потужності. Вона володіє розширеним динамічним діапазоном. Висока ефективність досягається за рахунок паралельного включення двох змішувальних кілець і використання модифікованого симетруючого трансформатора. Номінал конденсаторів в цій схемі вибирають таким чином, щоб їх реактивний опір на мінімальній робочій частоті дорівнювало 25 Ом .

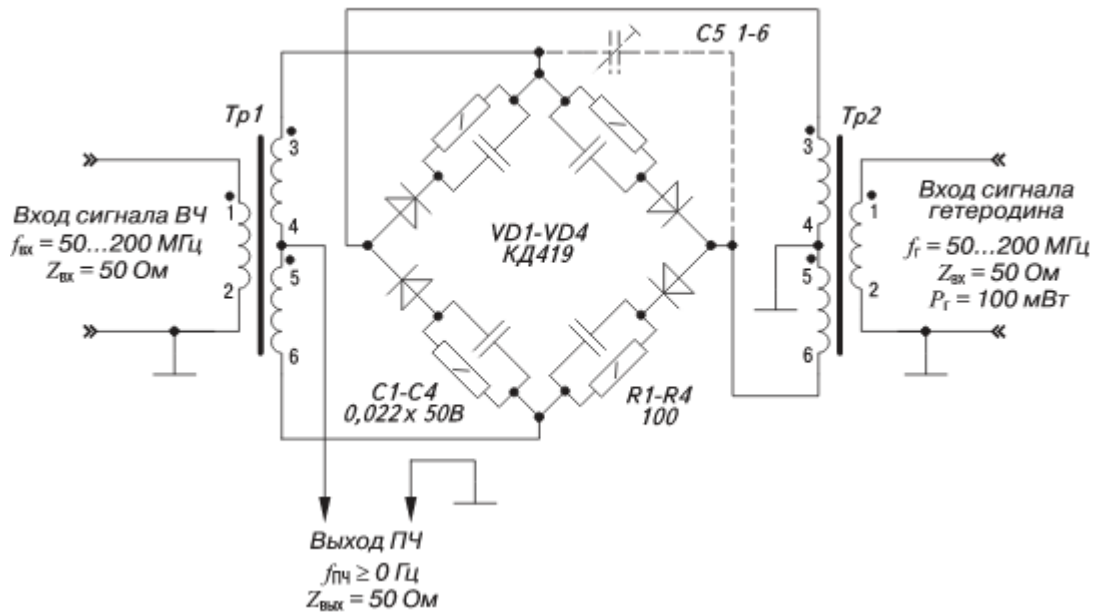


Рис. 1.10 Схема кільцевого балансного змішувача для сигналів надвисокого рівня потужності

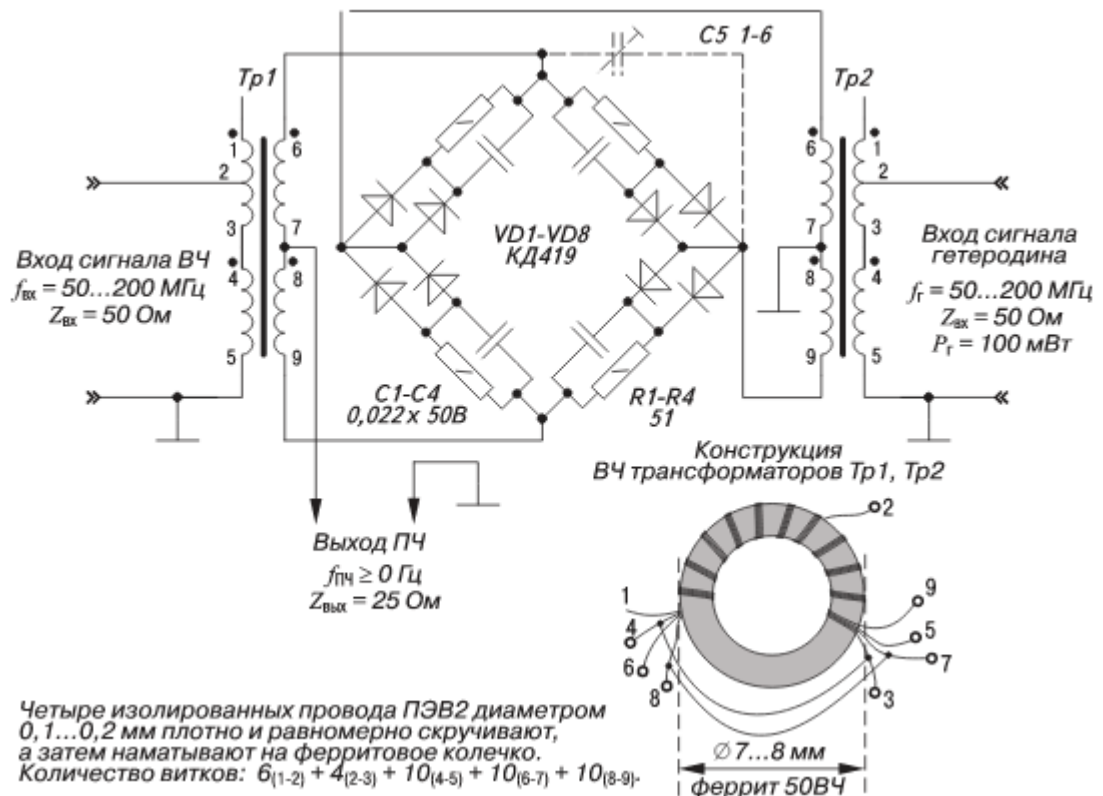


Рис. 1.11 Схема кільцевого балансного змішувача зі збільшеним динамічним діапазоном для сигналів надвисокого рівня потужності

Існують і ще більш складні схеми діодних змішувачів, розраховані на роботу з сигналами надвисокого рівня потужності. Прикладом може служити

так званий "Дуальний змішувач", який будується на базі двох гілок з кільцевих балансних змішувачів і ланцюгів фазового узгодження.

У загальному випадку, при конструюванні широкосмугових діодних змішувачів необхідно дотримуватися наступного ряду правил:

- сигнал ПЧ повинен зніматися з того ж трансформатора, на який подається сигнал, що приймається, сигнал гетеродина подається на інший трансформатор змішувача (це важливо для запобігання проникнення сигналу гетеродина в тракт ПЧ);
- слід забезпечити по можливості найбільш повне електричне узгодження (фазовий і амплітудний баланс) використовуваних діодів і трансформаторів, для цього необхідні: підбір примірників діодів з однаковими параметрами (існують спеціальні діоди підібрані в пари і четвірки в процесі виробництва), а також ідентичність конструктивного виконання обмоток трансформаторів ;
- особливу увагу слід приділити погодженням імпедансу на виході ПЧ, до якого підключається спеціальний фільтр-диплексер, який використовується в якості навантаження змішувача і забезпечує відфільтровування непотрібної дзеркальної компоненти;
- сигнал гетеродина повинен подаватися на змішувач після посилення в лінійному широкосмуговому підсилювачі потужності;
- при монтажі трансформатори і елементи квадрантів потрібно розташовувати строго симетрично і з'єднувати однаковими провідниками мінімальної довжини.

1.4 Субгармонічні змішувачі частоти

Повернемося до проблеми високостабільних генераторів. Для її вирішення цілком успішно можна використовувати субгармонічний змішувач, особливістю якого є те, що вихідний сигнал містить у собі складові, що являють собою суму (різницю) вищих гармонік гетеродина та інформаційного

сигналу. Узагальнити це можна у наступному вигляді: у субгармонічному змішувачі використовується n гармоніка сигналу гетеродину, яка змішується із інформаційний сигналом, тобто на виході отримується сигнал $f_p = f_c \pm n f_{\text{гет}}$ (рис. 1.12.),

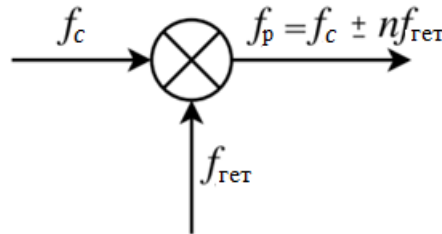


Рис 1.12. Схематична модель субгармонічного змішувача.

де n – це порядок субгармонічного змішувача. Використання субгармонічного змішувача з порядком $n = 2$, для прикладу, дозволяє використовувати гетеродин, частота сигналу якого вдвічі менша від необхідної для частотного перетворення.

Виходячи з вищесказаного, можна зробити висновок, що для реалізації субгармонічного змішувача може бути використаний навіть один діод. Проте, при збільшенні порядку субгармонічного змішувача, амплітуда вихідного сигналу буде швидко зменшуватись. Крім того, оскільки діод генерує багато гармонік на кратних частотах, на виході такого змішувача необхідно використовувати дуже високопродуктивний фільтр. Змішувачі частот для міліметрового діапазону зазвичай реалізуються на діодних схемах, оскільки може бути досить важко отримати стабільний опорний сигнал [8]. Найбільш поширеним типом діодних схем для субгармонічного змішувача базується на використанні зустрічно-паралельної діодної пари.

Концепція використання зустрічно-паралельної діодної пари для субгармонічного змішування була запропонована в 1975р з досягненням характеристик близьких до звичайних змішувачів. Оскільки діодна пара проводить струми в протилежних напрямках для позитивних та негативних

періодів синусоїдальної напруги гетеродина, то відношення ефективної диференційної провідності до напруги стає парною функцією (симетричною). Це призводить до появи хвильової провідності на половині періоду у часовій формі в порівнянні із застосовуваним сигналом гетеродина, що є основним принципом субгармонічної інтермодуляції [7]. Залежно від конструкції схеми, будь-яка парна гармоніка гетеродина може бути використана для перетворення «вниз», а для цього потрібні максимально точно узгоджені два діоди.

Рівень потужності гетеродина, що вимагається для ефективної накачки діодів змішувача, може бути зменшеним за рахунок правильного проектування схем, за допомогою подачі на діод невеликої напруги зміщення. Для приймачів на основі діодів Шоттки, субгармонічні змішувачі на GaAs діодах стали дуже широковикористовуваними оскільки вони зменшують необхідну частоту накачки гетеродина у два або й більше разів. Особливо враховуючи те, що більшість приймачів, побудованих на основі GaAs діодів Шоттки працюють у нижній межі субміліметрового діапазону, використання субгармонічного 2х змішувача є досить доцільним [9]. Порівняно із звичайними змішувачами, зростання рівнів шумів та втрат перетворення є незначним, на відміну від субгармонічних змішувачів вищих порядків. Загальна потужність, необхідна для генерації опорного сигналу на половинній радіочастоті може бути зменшена близько у 10 разів порівняно із приймачами на звичайних змішувачах. Це призводить до спрощення конструкції гетеродина, а це, у свою чергу, збільшує стабільність та надійність цілої системи. Щодо підсилювальної ланки ставляться наступні вимоги: широка робоча смуга частот, високий коефіцієнт підсилення, мінімальне значення нелінійних спотворень [5].

При використанні діодних схем для побудови субгармонічних підсилювачів зазвичай використовують різні модифікації однієї і тієї ж схеми, а саме схеми із використанням зустрічно-паралельної діодної пари, яка у загальному випадку виглядає наступним чином (рис. 1.13). Фільтри можуть бути реалізовані максимально різносторонньо: починаючи від зосереджених елементів і закінчуючи мікросмушковими лініями.

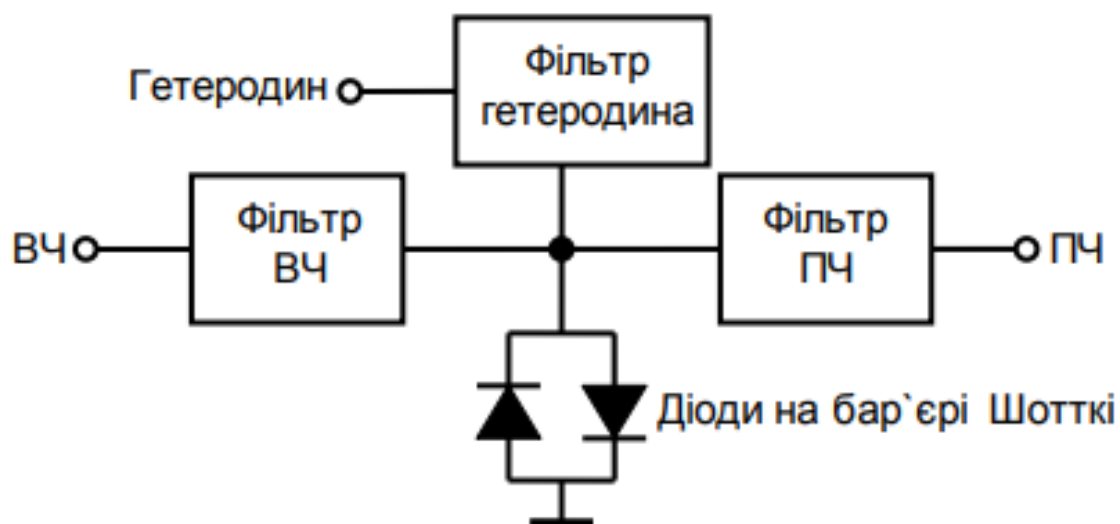


Рис. 1.13 Загальний вигляд схеми субгармонічного змішувача

Розглянемо детальніше вольт-амперну характеристику (рис 1.14) та принцип роботи зустрічно-паралельної діодної пари.

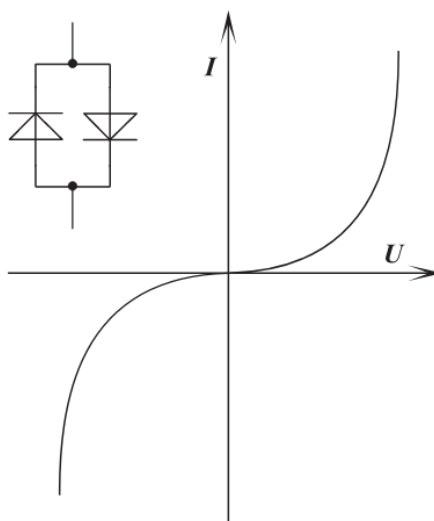


Рис. 1.14. Результуюча вольт-амперна характеристика двох зустрічно включених діодів

Розглянемо математичну модель такого змішувача при режимі перетворення «вгору» за умови, що результуючу ВАХ буде представлена у вигляді кубічної апроксимуючої функції.

Тоді $I_d = AU_d^3$, де I_d - результуючий струм на виході діодного каскаду;

U_d - результуюча напруга на виході діодного каскаду;

A - коефіцієнт пропорційності

Напруга U_d являє собою суму напруги сигналу гетеродина та напруги сигналу з входу ПЧ:

$$U_d = U_{\text{пч макс}} \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_{\text{пч}}) + U_{\text{гет макс}} \cos(\omega_{\text{гет}} t + \varphi_{\text{гет}}) \quad (1.3)$$

Після піднесення даної суми до кубу одна із складових буде мати вигляд:

$$3 (U_{\text{гет макс}} \cos(\omega_{\text{гет}} t + \varphi_{\text{гет}}))^2 \cdot U_{\text{пч макс}} \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_{\text{пч}}) \quad (1.4)$$

Використаємо формулу пониження степеня для $\cos^2(\omega_{\text{гет}} t + \varphi_{\text{гет}})$ та перегрупуємо даний вираз:

$$1,5 U_{\text{гет макс}}^2 \cdot U_{\text{пч макс}} (\cos(2\omega_{\text{гет}} t + 2\varphi_{\text{гет}}) \cdot \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_{\text{пч}}) + \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_{\text{пч}})) \quad (1.5)$$

Другий доданок у дужках нас не цікавить, оскільки дана складова буде знаходитись на частоті корисного сигналу. Після застосування тригонометричних перетворень (перетворення добутку косинусів) отримаємо дві складових:

$$0,75 U_{\text{гет макс}}^2 \cdot U_{\text{пч макс}} (\cos((2\omega_{\text{гет}} + \omega_{\text{пч}})t + 2\varphi_{\text{гет}} + \varphi_{\text{пч}}) - \cos((2\omega_{\text{гет}} - \omega_{\text{пч}})t + 2\varphi_{\text{гет}} - \varphi_{\text{пч}})) \quad (1.6)$$

Бачимо, що перша складова знаходиться на частоті, що є сумою 2 гармоніки гетеродина та першої гармоніки сигналу ПЧ:

$$0,75 AU_{\text{гет макс}}^2 U_{\text{пч макс}} \cos((2\omega_{\text{гет}} + \omega_{\text{пч}})t + 2\varphi_{\text{гет}} + \varphi_{\text{пч}}) \quad (1.7)$$

Спробуємо інший метод апроксимації – тангенсний. У такому випадку струм на діодному каскаді буде являти собою тангенс від суми напруг сигналу ПЧ та сигналу гетеродину:

$$I_d = A \cdot \operatorname{tg}(U_d) = A \cdot \operatorname{tg}(U_{\text{пч макс}} \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_{\text{пч}}) + U_{\text{гет макс}} \cos(\omega_{\text{гет}} t + \varphi_{\text{гет}})) \quad (1.8)$$

При розкладанні тангенса у ряд Тейлора отримаємо нескінченно велику кількість складових. Для початку розглянемо розклад у ряд Тейлора в узагальненому вигляді:

$$\operatorname{tg}(x) = x + \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} + \dots \quad (1.9)$$

Для даного випадку $x = U_{\text{пч макс}} \cos(\omega_{\text{пч}} t + \varphi_{\text{пч}}) + U_{\text{гет макс}} \cos(\omega_{\text{гет}} t + \varphi_{\text{гет}})$. Бачимо, що присутня складова x^3 , що являє собою куб суми напруг гетеродину та сигналу ПЧ. Отже задача приведена до попередньої і вихідний результат отримаємо такий самий.

З цього можна зробити висновок, що втрат при даному методі перетворення не уникнути, оскільки з математичної моделі випливає неминуче ослаблення отриманого сигналу у порівнянні із вхідним. Квадратування напруги завжди спричиняє втрати потужності, а також з'являється коефіцієнт з числовим значенням менше 1.

Висновки

У розділі було розглянуто основні теоретичні відомості про змішувачі частоти, їх класифікацію, принципові схеми різних типів змішувачів. Проведено аналіз особливостей принципових схем та варіантів побудови перетворювачів частоти. Також була розроблена математична модель субгармонічного діодного змішувача.

2. ТРАНЗИСТОРНІ ЗМІШУВАЧІ ЧАСТОТ

2.1. Основні теоретичні відомості про транзисторні змішувачі частот

Використання змішувачів частот на основі транзисторних схем дозволяє досягнути більшого коефіцієнту передачі, що, у свою чергу, позитивно впливає на чутливість приймача. Найбільше застосування при проектуванні таких змішувачів знайшли польові транзистори, оскільки біполярні доцільно використовувати до діапазону 4-6 ГГц. На вищих частотах польові транзистори мають значно кращі характеристики. Загалом же транзисторні змішувачі частот дозволяють значно розширити динамічний діапазон приймачів, особливо гетеродинних [11].

Транзисторні перетворювачі частоти застосовуються в основному в діапазоні помірно високих частот. Нелінійний елемент такого змішувача є невзаємним або володіє слабкою взаємністю, а реакція навантаження на джерело сигналу практично виключена. Діодні перетворювачі частоти застосовуються переважно в діапазоні НВЧ, що пояснюється малим рівнем власних шумів, малими внутрішніми паразитними реактивними, малогабаритністю і економічністю роботи. Ці рекомендації не носять абсолютного характеру, так як завдяки переваг діодних перетворювачів вони використовуються і при конструюванні приймачів помірно високих частот, а наявність малошумних транзисторів НВЧ дозволяє широко використовувати їх в діапазоні НВЧ.

В якості активних елементів в перетворювачах частоти можуть використовуватися інтегральні мікросхеми:

- напівпровідникові ІМС, всі елементи яких виконані на поверхні напівпровідника,

- гібридні ІМС, містять крім напівпровідних елементів реальні дискретні компоненти (конденсатори, резистори і т.д.).

Застосовуються як спеціалізовані, так і універсальні ІМС. Спеціалізовані ІМС дозволяють сконструювати як певну функціональну одиницю, так і кілька вузлів апаратури, включаючи перетворювач частоти. Універсальні ІМС для перетворювачів частоти орієнтовані тільки на множення двох коливань.

При виборі мікросхеми для перетворювача частоти необхідно враховувати, з одного боку, частотний і динамічний діапазони приймача і температурну нестабільність схеми, а з іншого - споживання струму від джерела живлення, число необхідних джерел живлення і допоміжних елементів, простоту сполучення виборчих елементів з мікросхемами. Ці вимоги часто мають протиріччя, тому при виборі мікросхеми необхідно проводити аналіз декількох варіантів схемних рішень.

При досить зашумленому ефірі на даний час важливий великий динамічний діапазон змішувача, що дозволяє значною мірою позбутися від перехресних, інтемодуляційних і тому подібних перешкод від потужних позасмугових сигналів, які практично не послаблюються каскадами, встановленими перед фільтром основної селекції [12].

2.2. Аналіз основних підходів до побудови транзисторних змішувачів частоти

Вже досить давно запропоновані і використовуються змішувачі на польових транзисторах в режимі керованого активного опору, переваги яких ще недостатньо оцінені. Схема найпростішого змішувача на одному польовому транзисторі показана на рис. 2.1.

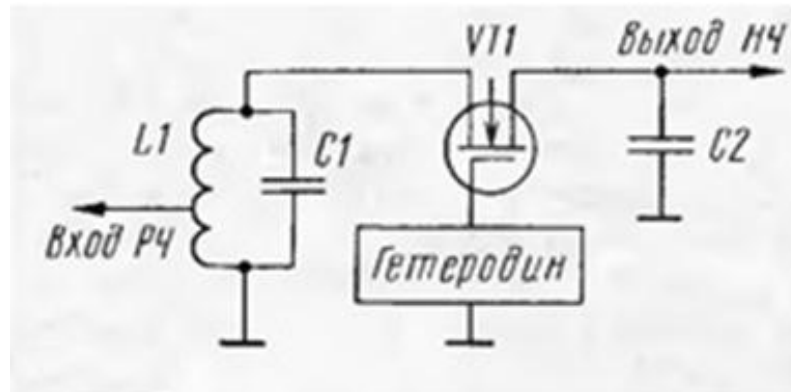


Рис 2.1. Схема найпростішого змішувача на польовому транзисторі

Сигнал з вхідного контуру подається на витік транзистора, а сигнал ПЧ або НЧ (в гетеродинному приймачі) знімається зі стоку. Джерела живлення не потрібно. Напруга гетеродина подається на затвор транзистора і управляє опором каналу.

Відомо, що при невеликих напругах проміжок витік-стік (канал) польового транзистора поводить себе як лінійний резистор, незалежно від полярності прикладеної напруги. У той же час опір каналу може змінюватися в залежності від напруги затвор-витік, від десятків ом до багатьох мегом. Це і дозволяє використовувати польовий транзистор в змішувачах як керований лінійний елемент.

До основних переваг змішувача відносяться висока чутливість, оскільки по каналу транзистора не проходить ні струм живлення, ні струм гетеродина, а тільки слабкий струм сигналу, при цьому транзистор має внутрішній шум не набагато вищий, ніж у звичайного резистора з тим же опором, та висока лінійність, оскільки при невеликій вхідній напрузі провідність каналу не залежить від неї.

Крім того, змішувач відрізняється малим впливом сигналу гетеродина на вхідну ділянку кола (тільки через невелику ємність між затвором і каналом транзистора) і виключно малою потужністю, що необхідна від гетеродина, оскільки вхідний опір на ділянці затвора великий.

Подібний найпростіший змішувач забезпечує чутливість близько 1 мкВ (без підсилювача радіочастоти) і динамічний діапазон близько 65 дБ. Підвищити динамічний діапазон можна наступними класичними способами: перейти до балансної схеми, забезпечити роботу змішувача в ключовому режимі і узгодити змішувач з навантаженням у широкій смузі частот. Балансні схеми змішувачів на польових транзисторах побудовані на основі аналогічних схем на діодах, причому канал транзистора підключається замість діода, а полярність останнього відповідає синфазному або протифазному підключенню затвору до гетеродину.

На рис. 2.2 показана схема балансного змішувача на двох польових транзисторах. Сигнал підводиться до витоків транзисторів синфазно, а гетеродинна напруга до затворів - протифазно, що забезпечує по чергове відкривання транзисторів позитивними півхвилями.

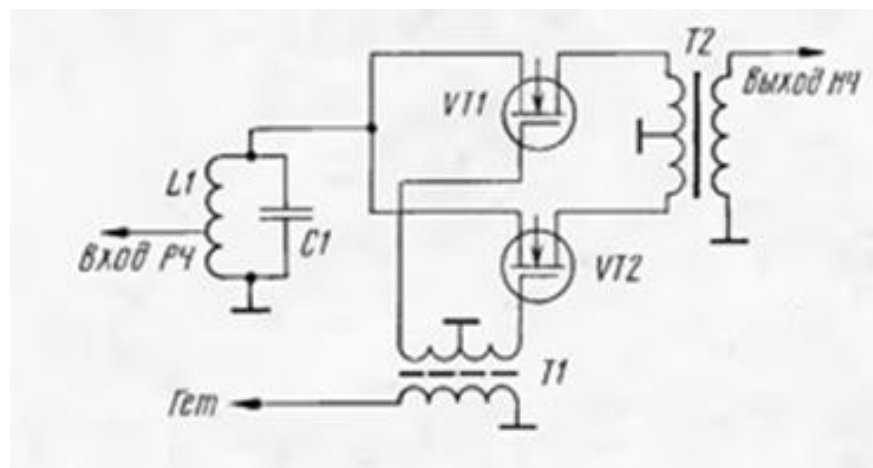


Рис. 2.2. Схема балансного транзисторного змішувача частот

На стоках транзисторів сигнали ПЧ (НЧ) протифазні, що вимагає застосування низькочастотного трансформатора T2. Змішувач збалансований як по гетеродинному, так і по сигнальному входах. Перше означає, що гетеродинна напруга не потрапляє на сигнальний вхід, оскільки дві паразитні ємності затвор-канал підключені до протифазних виходів вторинної обмотки трансформатора T1. Друге означає, що паразитні продукти перетворення, наприклад, низькочастотні струми, що виникли через пряме детектування

вхідних сигналів, прикладені до протифазних входів НЧ трансформатора і взаємно компенсуються.

Інший варіант схеми простого балансного змішувача представлений на рис. 2.3.

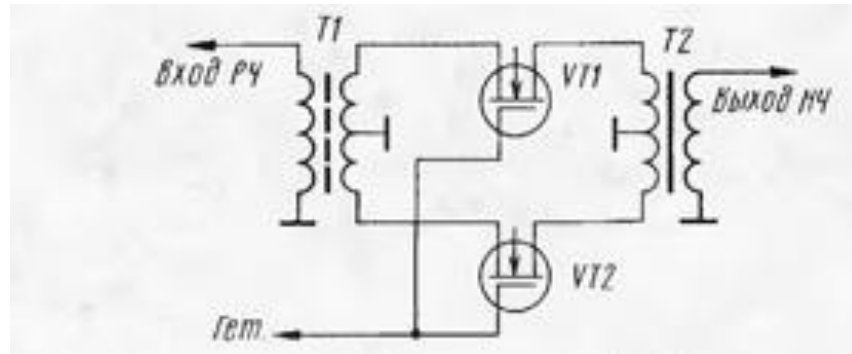


Рис. 2.3. Схема балансного транзисторного змішувача з протифазним підключенням

Тут сигнал подається на канали транзисторів протифазно, а напруга гетеродина на затвори - синфазно. Як і раніше, змішувач збалансований по гетеродинній напрузі. Менш очевидно, що змішувач збалансований і по прямому детектуванню вхідних сигналів. Справа в тому, що продукти прямого детектування виявляються синфазними на стоках транзисторів і компенсуються в НЧ трансформаторі Т2. До недоліків описаних простих балансних змішувачів відноситься неповне придушення побічних продуктів перетворення, зокрема, других гармонік вхідного і гетеродинного сигналів.

Найбільшу чистоту спектру забезпечують подвійні балансні змішувачі (аналогі кільцевих). Схема такого змішувача на чотирьох транзисторах подана на рис. 2.4.

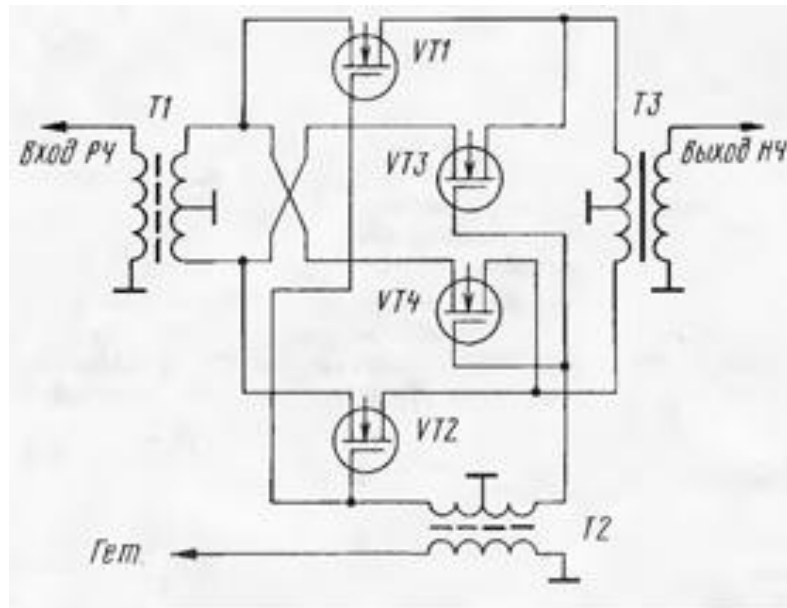


Рис. 2.4. Подвійний балансний транзисторний змішувач

Змішувач вимагає трьох трансформаторів, встановлених на всіх входах / виходах. Тут по черзі проходять канали транзисторів VT1, VT2 і VT3, VT4, поєднуючи виходи симетричних обмоток трансформаторів T1 і T3 безпосередньо (через VT1 і VT2) та схрещено (через VT3 і VT4). Цей змішувач дає прекрасні результати в супергетеродинних приймачах, забезпечуючи мало не максимально досяжний в даний час динамічний діапазон. Очевидно, що необхідно вживати всіх заходів щодо підвищення симетричності трансформаторів і підбору транзисторів з однаковими характеристиками.

При використанні в гетеродинних приймачах змішувачі за схемами рис. 2.2-2.4 мають великий недолік, пов'язаний з наявністю НЧ трансформатора, трудомісткого у виготовленні і вразливого до індукційних струмів, в тому числі і до мережових з частотою 50 Гц. Можливі також і спотворення, пов'язані з нелінійністю магнітних характеристик електромагнітних полів.

Розглянемо варіанти реалізації кільцевих транзисторних змішувачів без використання НЧ трансформатора (рис 2.5-2.6).

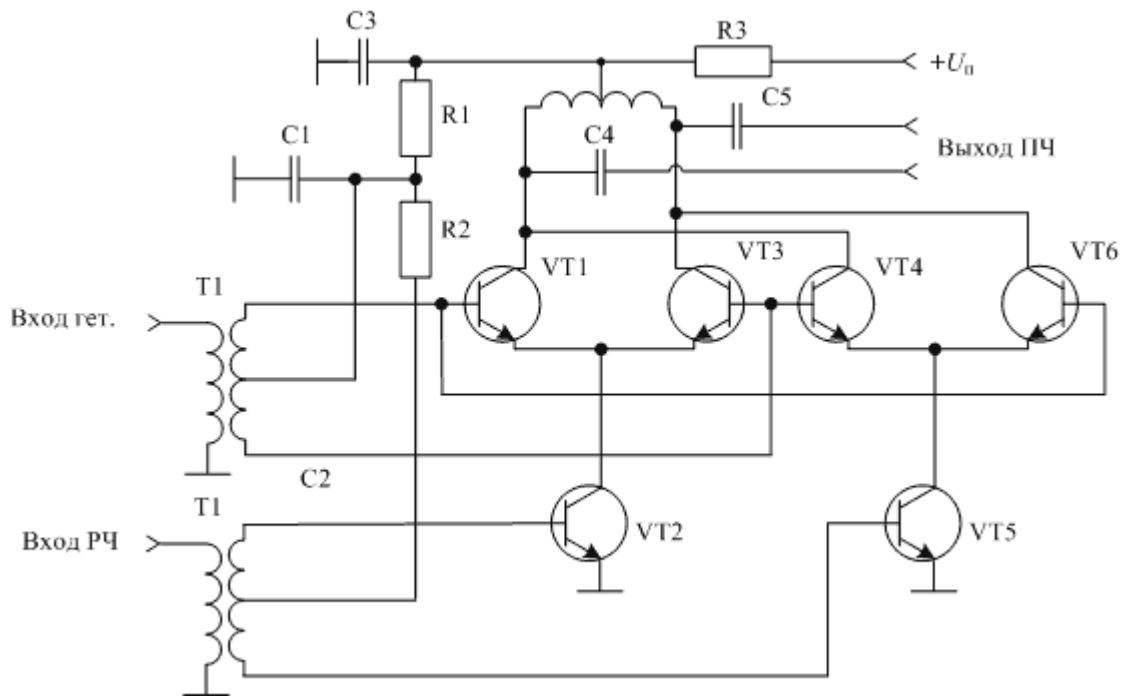


Рис. 2.5. Схема транзисторного кільцевого змішувача

В даній схемі перший балансний змішувач зібраний на транзисторах VT1 ... VT3, другий – на VT4 ... VT6. Для того, щоб струм проміжної частоти додавався на навантаженні, напруга на входи радіочастоти балансних змішувачів подається у протифазі.

Проте, відмінність вольтамперної характеристики транзисторів від квадратичного закону призводить до нелінійних спотворень сигналу, тому досить часто транзистори в кільцевому змішувачі застосовуються в ключовому режимі роботи. При такому режимі роботи транзистора він знаходиться або в закритому стані, або у відкритому.

Те, що в ключовому режимі роботи транзистора, форма сигналу гетеродина стає прямокутною, має бути враховано при виборі частот гетеродинів і смуги частот сигналу, що надходить на вхід подібного перетворювача частоти. Схема кільцевого транзисторного змішувача, що працює в ключовому режимі, наведена на рис. 2.6.

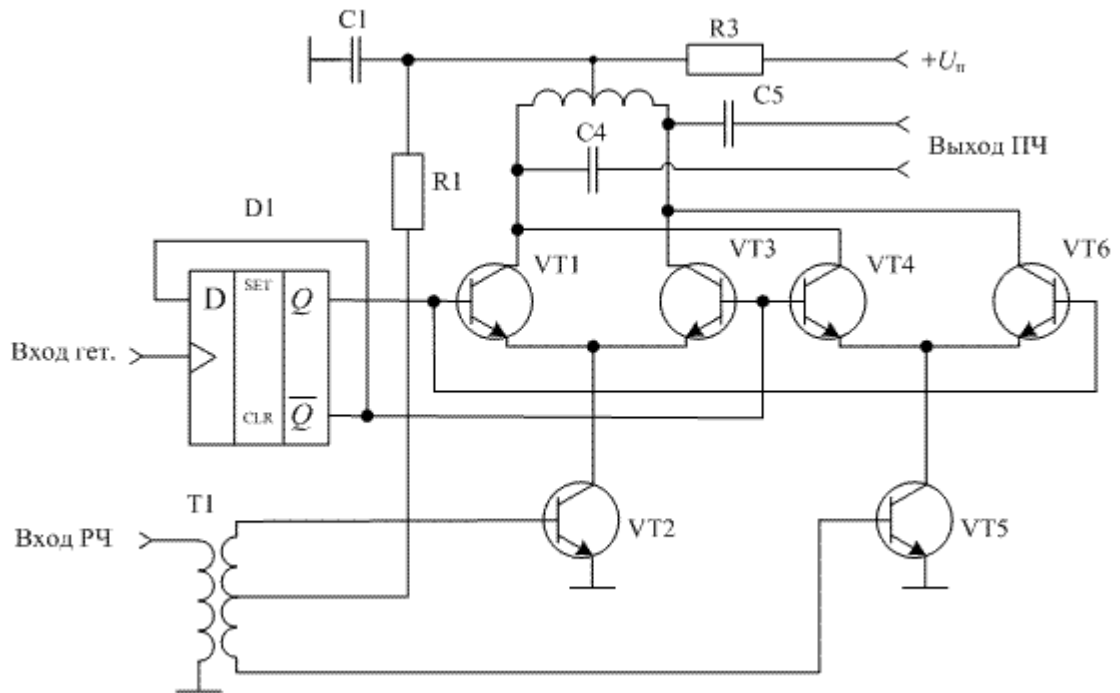


Рис 2.6. Схема кільцевого змішувача, що працює у ключовому режимі

Так як коливання гетеродина формується цифровою схемою, то можливо отримати напругу тільки з двома рівнями. Як це вже обговорювалося вище, така форма гетеродинного напруги дозволяє реалізувати високолінійні перетворювачі частоти.

У схемі кільцевого змішувача важливо, щоб шпаруватість сигналу гетеродина дорівнювала 2, тому в мікросхему включений тригер D1, що забезпечує на своєму виході меандр з дуже високою точністю. Одночасно цей тригер знижує частоту сигналу гетеродина в два рази. Дану обставину слід враховувати при проектуванні радіоприймального пристрою.

Так як дана схема є стандартною, то на даний час виготовляється досить великий асортимент інтегральних мікросхем змішувачів, які працюють за даним принципом. Застосування інтегральної технології дозволяє забезпечити ідентичність параметрів транзисторів кільцевого змішувача і тим самим придушення сигналів гетеродина і сигналу у вихідному колі. Завдання розробника радіоприймального пристрою в більшості випадків зводиться до вибору мікросхеми з заданими параметрами [6]. Як приклад подібного змішувача можна привести мікросхему MAX2042A (рис. 2.7).

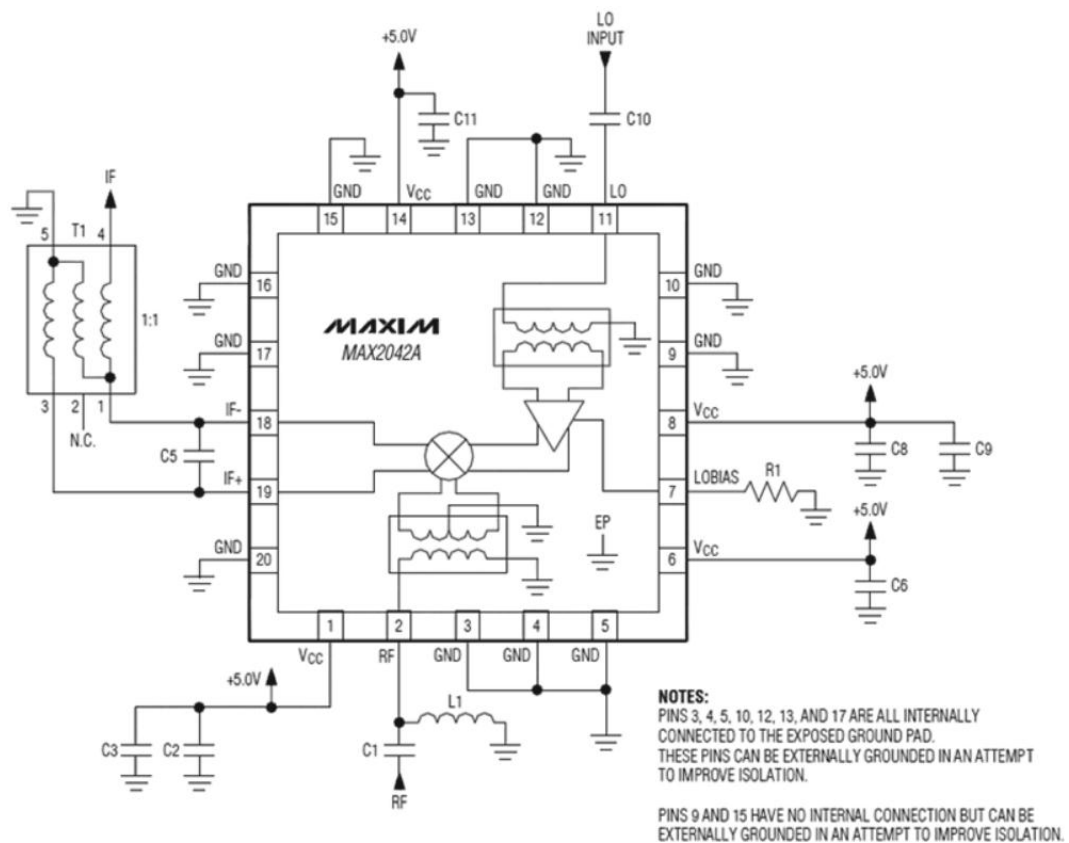


Рис. 2.7. Приклад інтегральної реалізації змішувача частот

MAX2042A – інтегральний змішувач, що призначений для безпроводних систем зв'язку стандартів GSM/EDGE, CDMA, TD-SCDMA, WCDMA, LTE, здатний працювати у діапазоні від 1600 МГц до 3900 МГц. Розглянемо його основні характеристики. Змішувач забезпечує рівень точки IP3 по входу +33 дБм, рівень власних шумів 7,25 дБ, коефіцієнт передачі -7,2 дБ. Для його роботи потрібен гетеродин із рівнем сигналу від -6 дБм до +3 дБм та однополярне джерело живлення +3,3 В або 5 В. Мікросхема дозволяє підключення струмообмежувального резистора, що забезпечує зменшення споживання енергії в робочому режимі при зниженні робочих характеристик. Сам корпус є досить компактним (5x5 мм), містить у собі 20 виводів та додаткових тепловідвід. Розробник зазначає, що заявлені характеристики підтримуються у діапазоні робочих температур від -40 °С до +85 °С.

НЧ трансформатор відсутній і у змішувачі за схемою рис. 2.8, де на два транзистора вхідний і гетеродинний сигнали подаються протифазно.

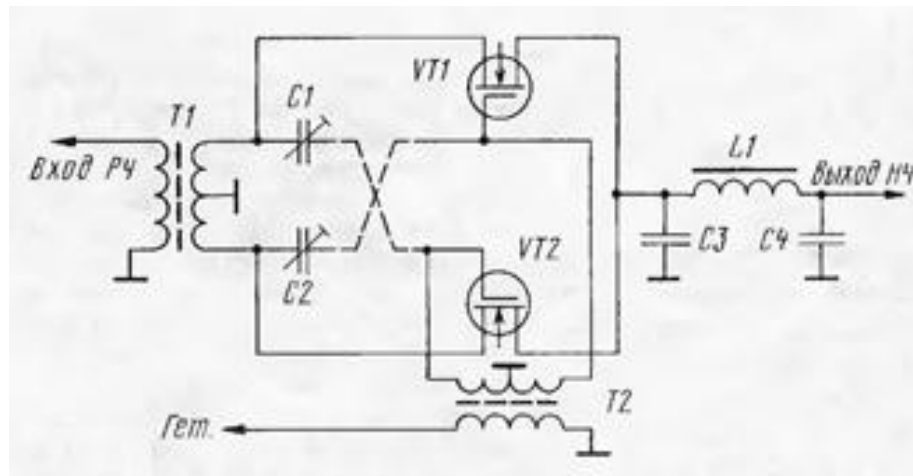


Рис. 2.8. Балансний транзисторний змішувач без НЧ трансформатора

По суті, це транзисторний аналог дводіодного балансного змішувача. Однак змішувач має недоліки, які не відразу видно. Він не збалансований по гетеродинному входу. Протифазний сигнал гетеродина на затворах транзисторів проходить через паразитні ємності на крайні виходи симетричної обмотки трансформатора T1 і не компенсується. Крім очевидного шкоди, викликаній випромінюванням сигналу гетеродина через антену, а саме створення перешкод іншим сусіднім приймачам, це загрожує прийомом власного сигналу, але вже промодульованого фоном змінного струму та іншими перешкодами.

Шляхів вирішення проблеми, як мінімум, два. Перший полягає у додаванні нейтралізуючих ємностей - конденсаторів C1 і C2, включених перехресно по відношенню до паразитних ємностей транзисторів VT1 і VT2. Підлаштовуючи їх ємність, можна домогтися значного придушення сигналу гетеродина на вході. Цей же підхід корисний і при використанні змішувача в передавальних трактах (адже всі описувані пасивні змішувачі повністю оборотні).

Інший шлях полягає у використанні транзисторного фазоінвертора, замість симетруючого трансформатора T1, як показано на рис. 2.9.

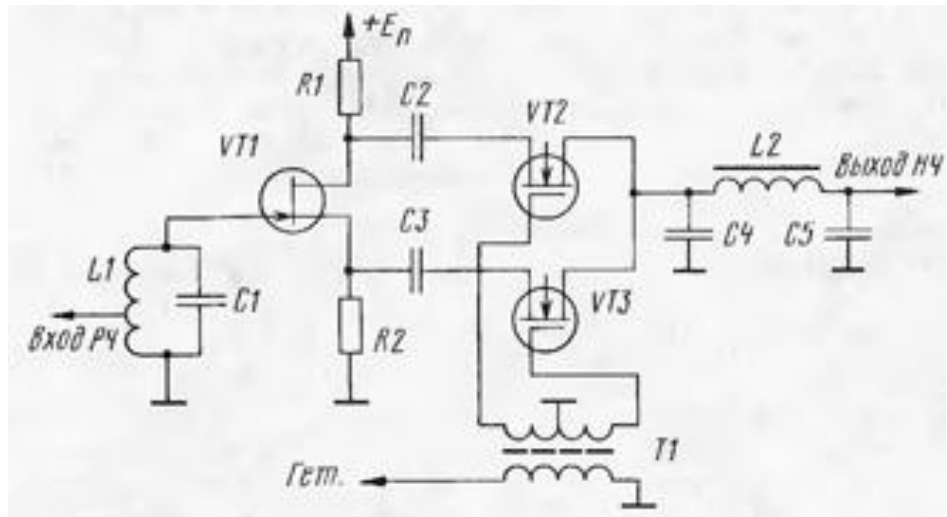


Рис. 2.9. Схема балансного транзисторного змішувача з використанням фазоінвертора

На витоку і стоці транзистора VT1 виділяються рівні і протифазні напруги сигналу, які і подаються через розділові конденсатори C2 і C3 на витоки транзисторів змішувача VT2 і VT3. На місці VT1 можна використовувати і біполярний транзистор, але у нього гірша лінійність і нижчий вхідний опір.

Змішувач відрізняється високим рівнем зниження сигналу гетеродина на вході, чому сприяє і протифазне підключення транзисторів змішувача до трансформатора T1, і фазоінверсного вхідного каскаду. Але і цей пристрій має недолік: вихідні опори по ділянках витоку і стоку каскаду на транзисторі VT1 різні.

У баланському змішувачі, показаному на рис. 2.10, проникнення сигналу гетеродина на вхід зменшується через те, що паралельно транзисторам VT1, VT3 з n-каналом підключені транзистори VT2, VT4 з p-каналом, а напруга гетеродина із симетричної обмотки трансформатора T2 подана на транзистори різнотипної провідності протифазно. При цьому на одній півхвилі гетеродинної напруги відкриваються транзистори VT1 і VT2, а на іншій - VT3 і VT4. Паралельне з'єднання каналів зменшує опір плечей змішувача у відкритому стані, крім того, покращує лінійність змішувача. Даний підхід також використовується в двонаправлених ключах КМОП логіки.

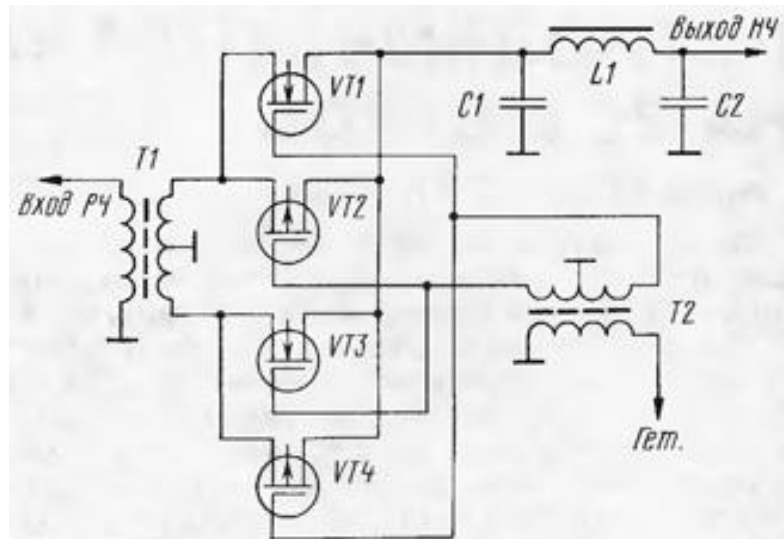


Рис. 2.10. Схема балансного транзисторного змішувача із покращеною лінійністю

Використовувати в змішувачах згадані ключі можна, але, на жаль, в елементах КМОП логіки протифазний сигнал управління (гетеродинний) для р-канального транзистора утворюється з сигналу, що приходить на затвор n-канального транзистора за допомогою інвертора. Останній має досить великий час затримки (близько 50 нс для МС серії К561), в результаті чого з'являється додатковий фазовий зсув, який передбачає погіршення стану роботи змішувача на високих частотах, зокрема, в повному обсязі усувається проходження гетеродинного сигналу на вхід змішувача.

Далі розглянемо роботу вельми цікавого і простого змішувача, розробленого спеціально для гетеродинних приймачів (рис. 2.11). Він виконаний на двох однакових польових транзисторах, канали яких з'єднані паралельно, а на затвори подано протифазні гетеродинні напруги від симетричної обмотки трансформатора Т1. Транзистори повинні бути закриті при нульовій напрузі на затворі і відкриватися тільки на піках гетеродинної напруги. В результаті змішувач відкривається двічі за період гетеродинної напруги, а частота гетеродину обирається вдвічі нижчою від частоти сигналу. Отже, даний змішувач по своїй суті є субгармонічним [12].

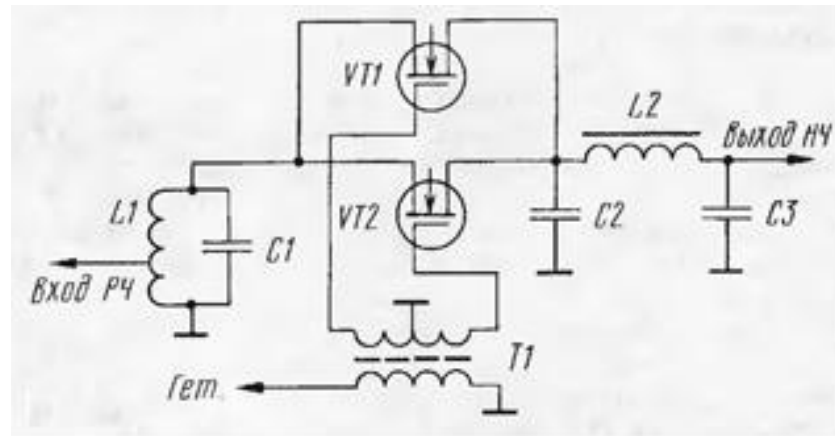


Рис. 2.11. Схема субгармонічного транзисторного змішувача

Це дуже вигідно, зокрема, для приймачів діапазону ультракоротких хвиль (потрібно менше каскадів помножувачів частоти) і взагалі для всіх гетеродинних приймачів, так як сигнал гетеродина, що потрапляє в антенну ділянку ефективно надавлюється вхідним фільтром. Перспективно застосування даного змішувача в синхронних гетеродинних приймачах діапазону ультракоротких хвиль, де вкрай важливо мале проникнення сигналу гетеродина на вхідні ділянки.

Однак цей змішувач збалансований тільки по гетеродинному входу, але не по сигнальному. Тому можливо паразитне пряме детектування потужних завадових сигналів.

Проаналізуємо дану схему детальніше. Цікаво те, що цей змішувач не вимагає ПЧ трансформатора для симетричності, а частота гетеродина повинна бути вдвічі нижчою за звичайну для цього діапазону. Розв'язка вхідних і гетеродинних відрізків дуже значна (більше 60 ... 70 дБ), по-перше, завдяки тому, що паразитні ємності затвор-стік транзисторів включені в діагоналі збалансованого моста, і, по-друге, за рахунок селективних властивостей вхідного контуру, налаштованого на частоту, вдвічі відрізняється від частоти гетеродина.

У змішувачі за даною схемою добре працюють транзистори КП301 або їм подібні. Канал цих транзисторів відкривається при напрузі на затворі близько 5 В. Тому амплітуда гетеродинної напруги на кожній з половин вторинної

обмотки трансформатора Т1 повинна досягати 6 ... 7 В. Змішувач можна зібрати і на польових транзисторах з р-n переходом, наприклад серії КП303 . На середній висновок обмотки трансформатора в цьому випадку слід подати напругу зміщення близько - 3 В, щоб при відсутності змінної напруги гетеродина канали транзисторів були замкнені. Оптимальне напруга гетеродина для транзисторів КП303 становить 1.5 ... 2 В. Практичні випробування цього змішувача в діапазоні 28 МГц в конструкції приймача прямого перетворення підтвердили його очікувані високі параметри. Чутливість приймача з цим змішувачем досягала 0,25 ... 0.3 мкВ навіть без ПВЧ. Придушення позадіапазонних АМ сигналів перевершувало 70 дБ. Такого ж порядку було і ослаблення гетеродинної напруги на вході приймача [11].

Висновки

У розділі було розглянуто основні теоретичні відомості транзисторних змішувачів частоти, наведено різні методи їх побудови та реалізації. Було проведено детальний аналіз та обґрунтування елементної бази, необхідної для побудови транзисторних змішувачів частоти.

3. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СУБГАРМОНІЧНОГО ЗМІШУВАЧА

3.1. Модель субгармонічного змішувача з вихідним сигналом на частоті 2070 МГц

Проведемо імітаційне моделювання моделі субгармонічного змішувача на основі зустрічно-паралельної діодної пари у AWR Design Environment. Для проведення моделювання вибрано два джерела напруги: гетеродин з потужністю 20 мВт і частотою 1 ГГц та «джерело інформації» з потужністю 5 мВт і частотою 70 МГц. Для запобігання протікання зворотнього струму на кожен із генераторів встановимо резистори номіналом 50 Ом. Отримана схема зображена на рис. 3.1.

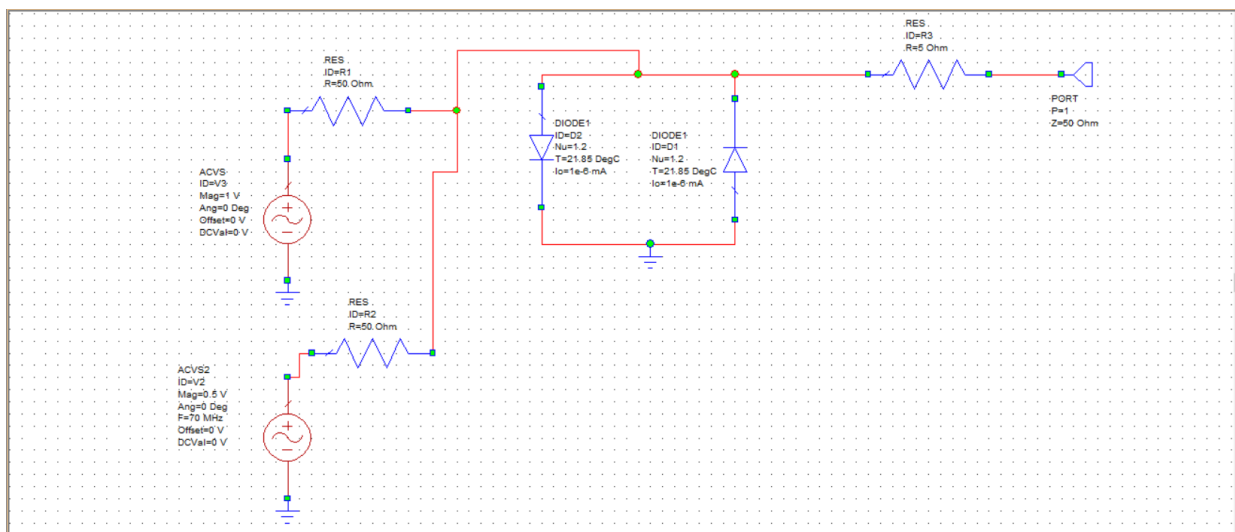


Рис. 3.1. Схема субгармонічного змішувача

У схемі використано гетеродин із параметрами, що показані на рис. 3.2. В якості вихідних даних розглянемо спектр вихідного сигналу та оцінимо втрати перетворення, які можна обрахувати як різницю рівнів інформаційного сигналу на частоті 70 МГц та на частоті 2070 МГц (рис. 3.3).

Свойства: Element Options: DIODE1 - Simple diode model

Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
ID	D2								Element ID
Nu	1.2		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>				Ideality factor
T	21.85	DegC	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>				Temperature
Io	1e-6	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>				Saturation current

Свойства: Element Options: DIODE1 - Simple diode model

Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Step	Description
ID	D1								Element ID
Nu	1.2		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>				Ideality factor
T	21.85	DegC	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>				Temperature
Io	1e-6	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>				Saturation current

Рис. 3.2. Параметри діодів, що використовуються у моделі

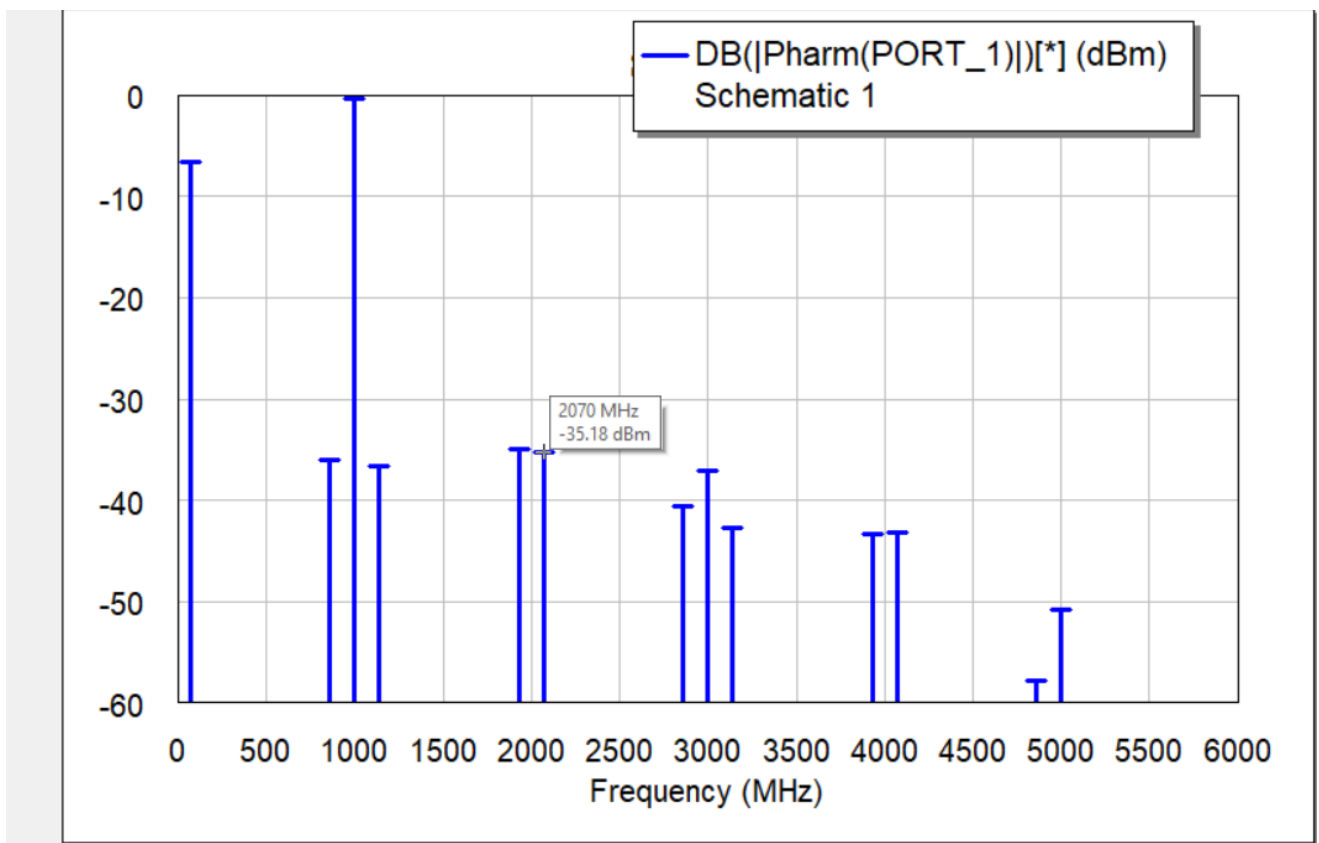


Рис 3.3. Частотний спектр вихідного сигналу

Бачимо, що втрати перетворення рівні близько 30 дБм. Для покращення даного результату можемо змодельовати смугопропускні фільтри для кожного з

генераторів (рис. 3.4). Фільтри будемо моделювати на основі зосереджених елементів, оскільки дані фільтри прості у реалізації та показують хороші характеристики у частотному діапазоні до 3 ГГц.

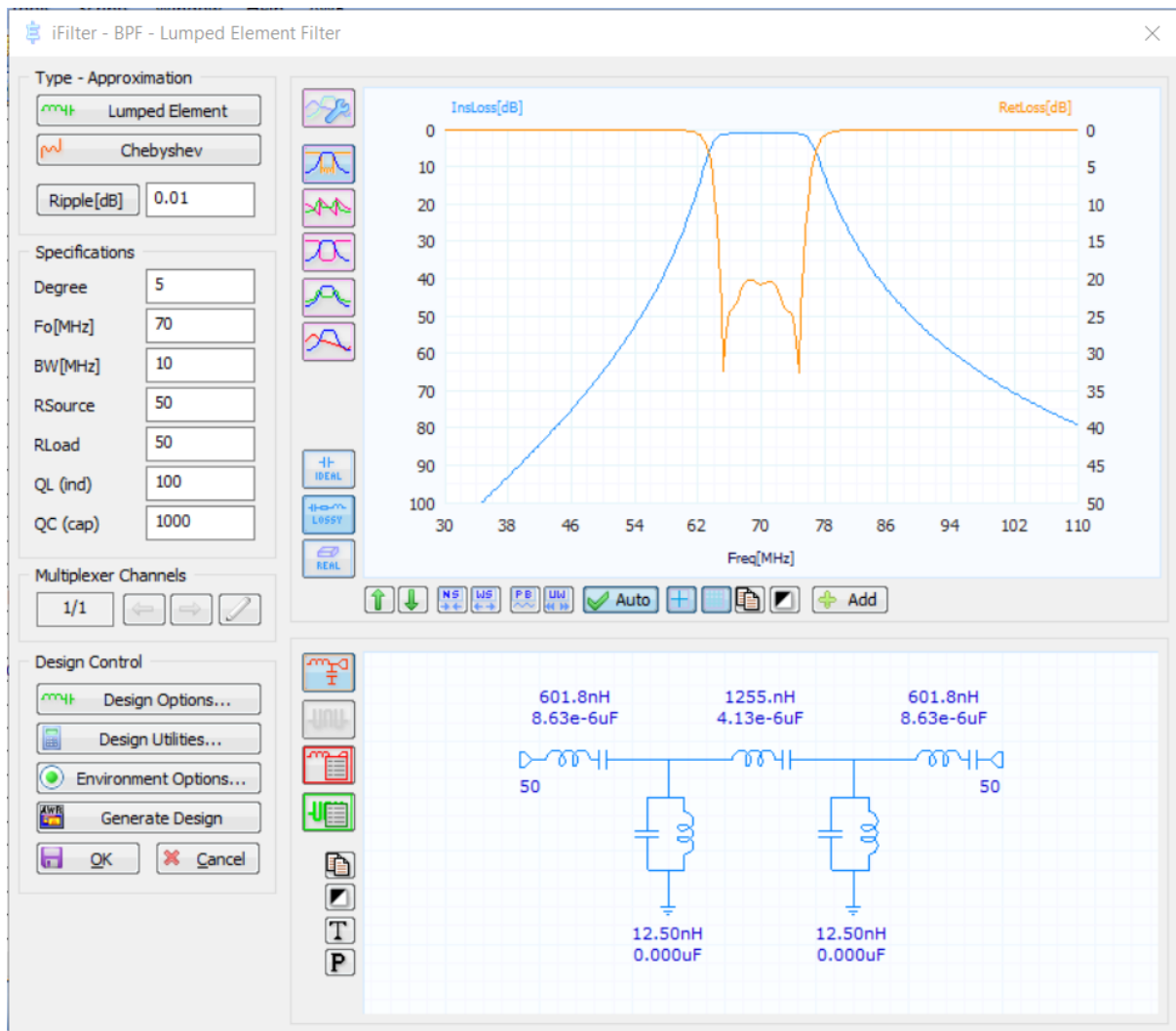


Рис. 3.4. Приклад моделі смугопропускного фільтра на частоті 70 МГц зі смугою пропускання 10 МГц.

Використання даних фільтрів дозволить ізолювати джерело інформації та гетеродин від впливу один на одного, оскільки кожен генератор має гармоніки на частотах, кратних заданій частоті, які придушуються за допомогою смугопропускних фільтрів. Розглянемо детальніше принципові схеми фільтрів та їх амплітудно-частотні характеристики (рис. 3.5-3.8).

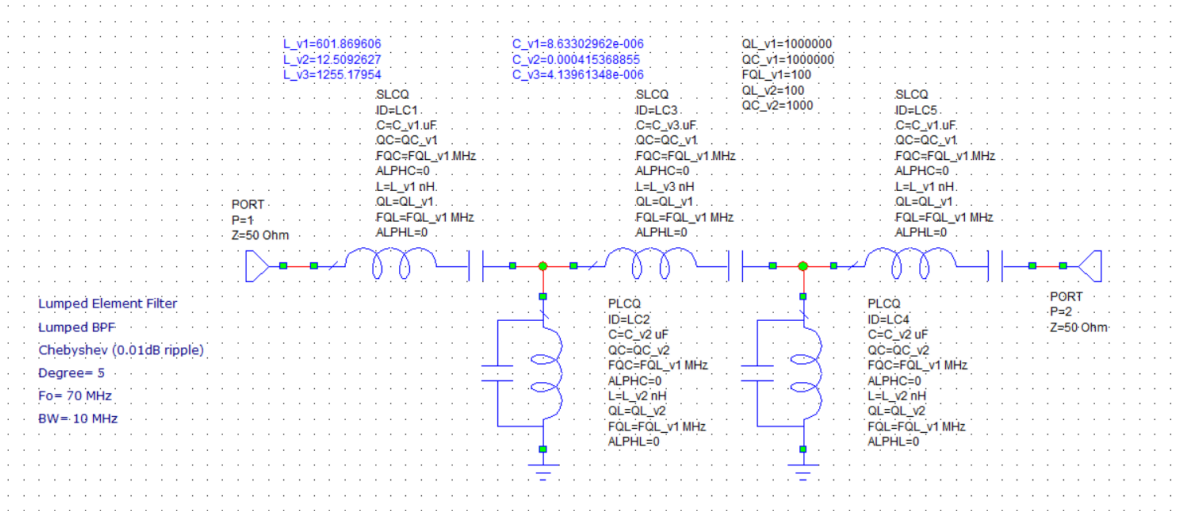


Рис. 3.5. Принципова схема смугопропускного фільтру з центральною частотою 70 МГц

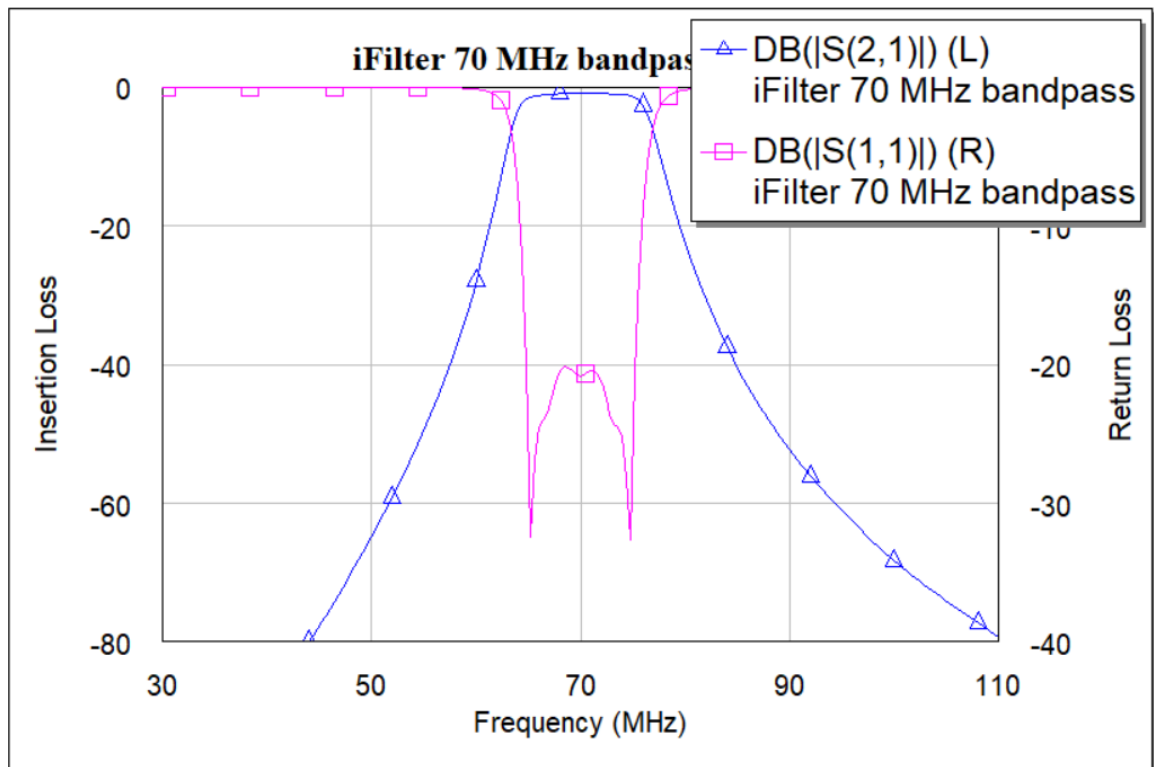


Рис. 3.6. АЧХ смугопропускного фільтру з центральною частотою 70 МГц

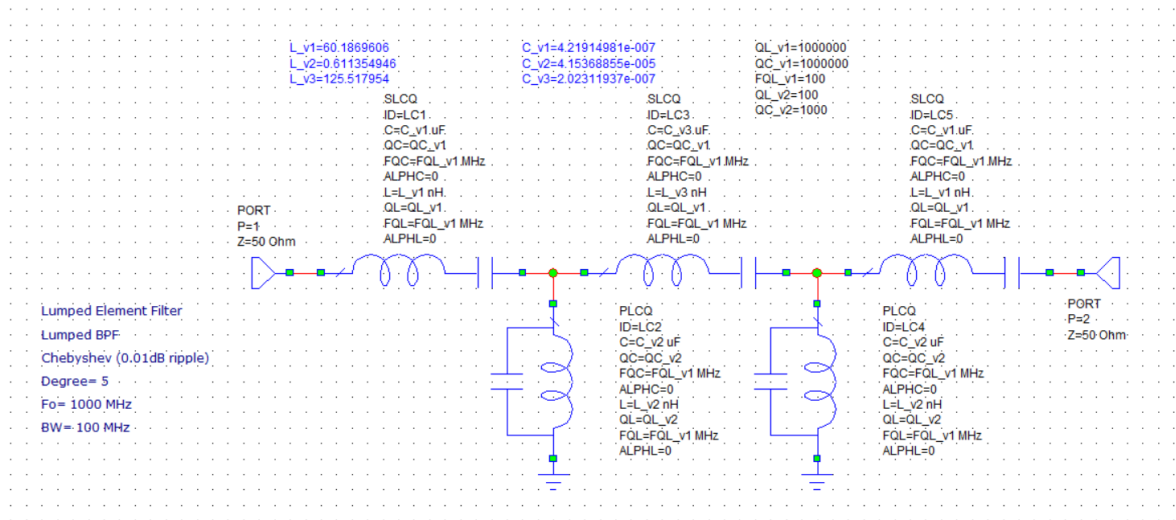


Рис. 3.7. Принципова схема смугопропускного фільтру з центральною частотою 1 ГГц

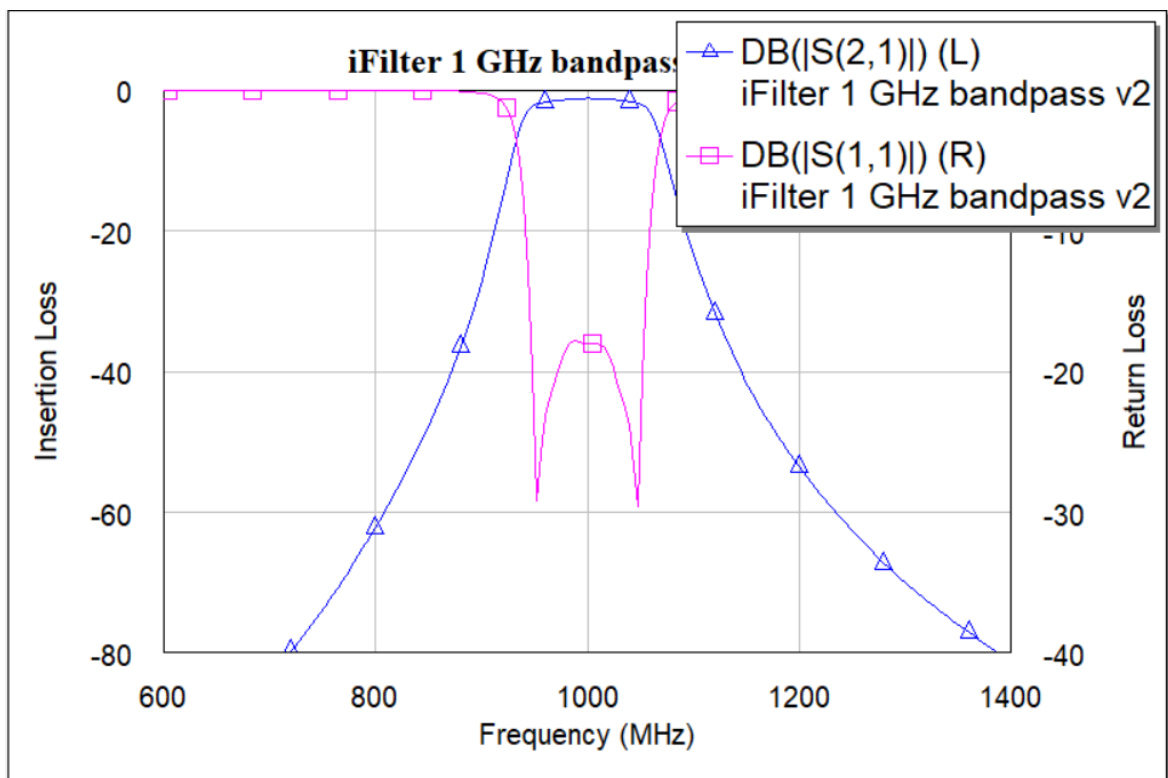


Рис. 3.8. АЧХ смугопропускного фільтру з центральною частотою 1 ГГц

Використаємо дані моделі фільтрів на зосереджених елементах на виходах генератора «інформаційного сигналу» та гетеродину (рис. 3.9).

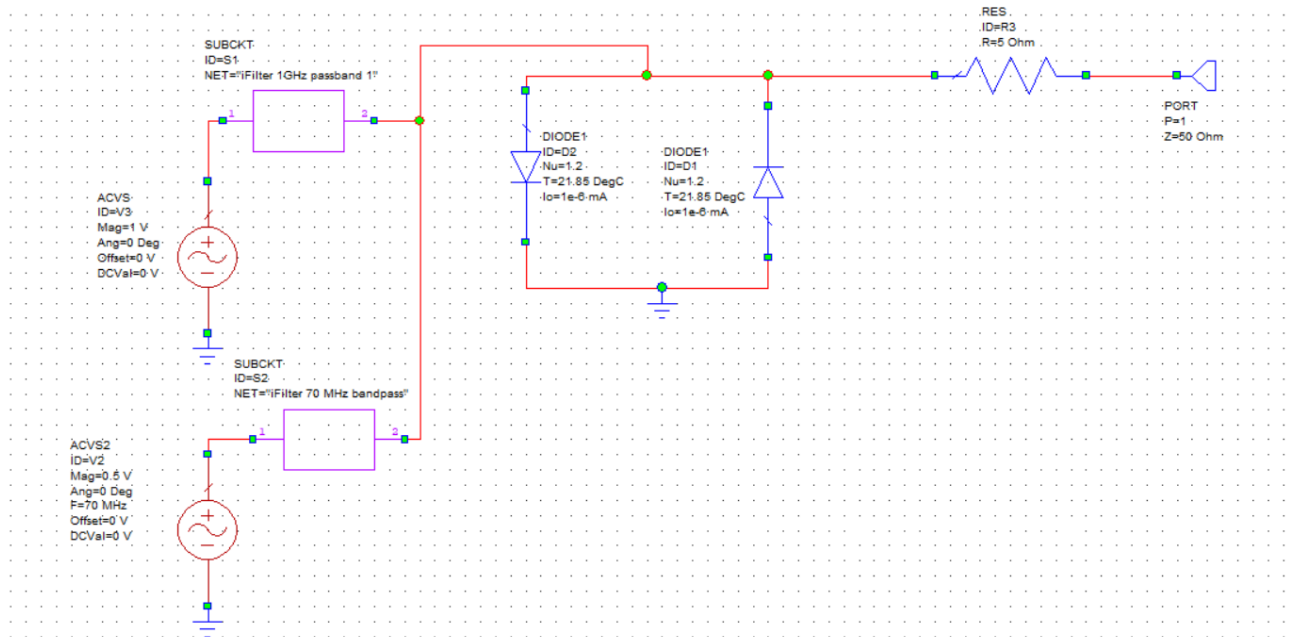


Рис. 3.9. Схема зі змодельованими фільтрами для кожного із генераторів

Оцінимо втрати перетворення після повної ізоляції кожного із джерел від впливу один на одного (рис 3.10)

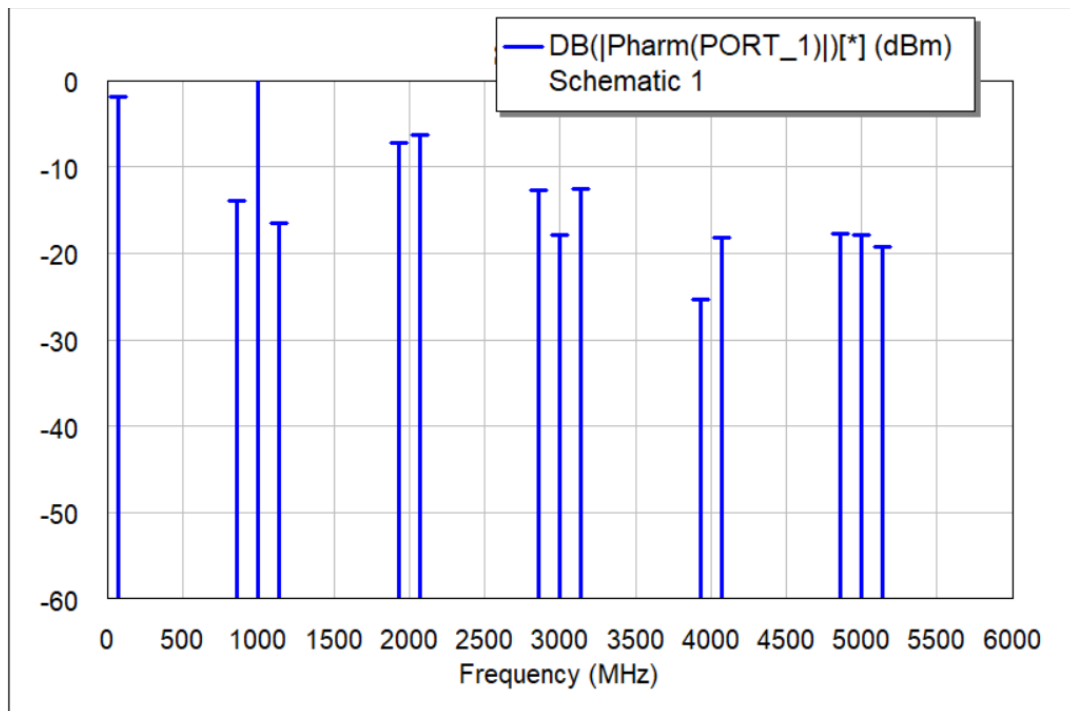


Рис 3.10. Спектр вихідного сигналу після застосування смугопропускних фільтрів для кожного із генераторів.

З даного спектру можна зробити висновок, що тепер втрати перетворення рівні близько 5 дБм, що суттєво покращило попередній результат. Для того, щоб дана модель повністю відтворювала роботу змішувача, змодельємо фільтр для вихідного сигналу, який буде виділяти гармоніку на частоті 2070 МГц, яка нас цікавить (рис. 3.11 - 3.12).

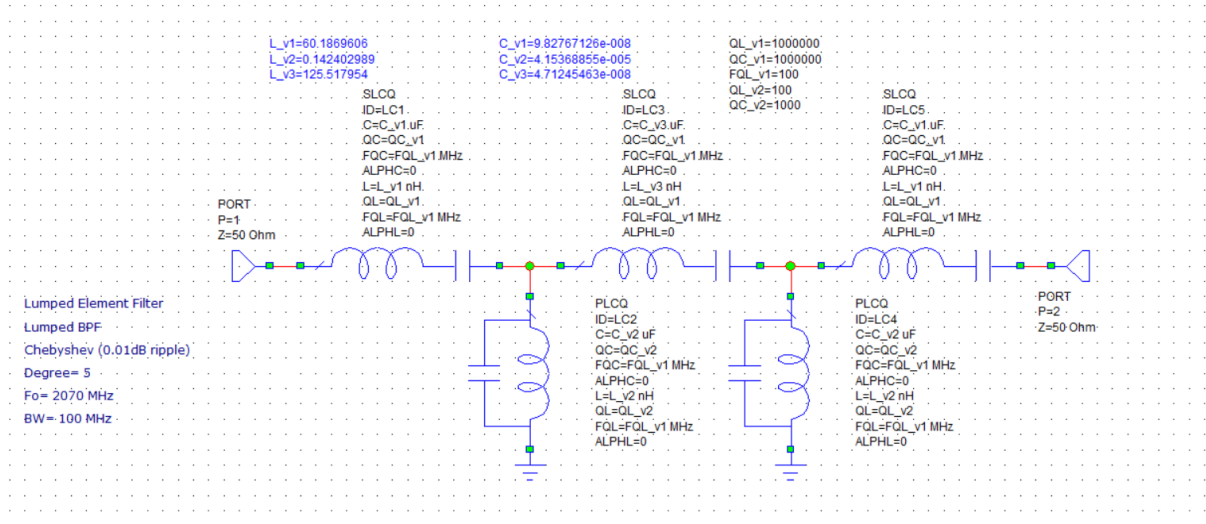


Рис. 3.11. Вигляд схеми змодельованого смугопропускного фільтру на частоті 2070 МГц.

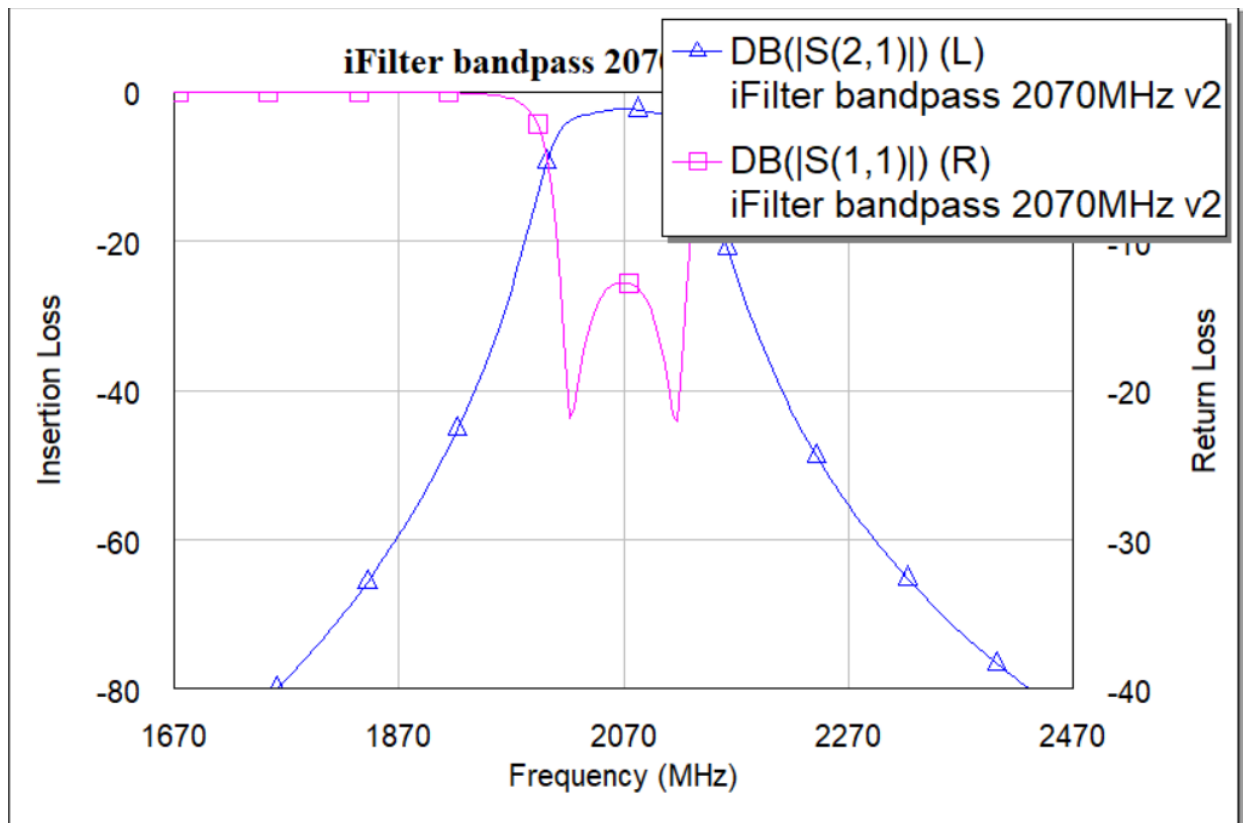


Рис. 3.12. АЧХ смугопропускного фільтру з центральною частотою 2070 МГц.

Після заміни всіх резисторів на смугопропускні фільтри отримаємо наступний вигляд схеми (рис. 3.13).

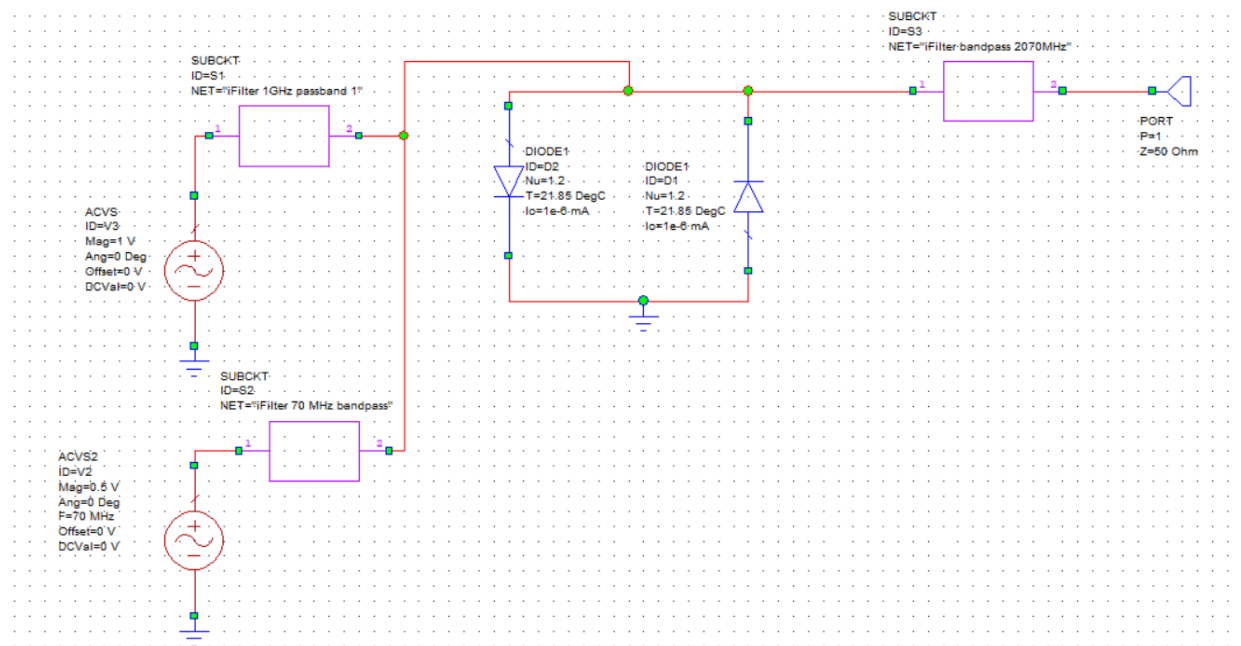


Рис 3.13. Кінцева схема субгармонічного змішувача

Оцінимо рівень вихідного сигналу та порівняємо його із іншими гармоніками, які можуть ускладнити прийом та обробку інформаційного сигналу (рис 3.14).

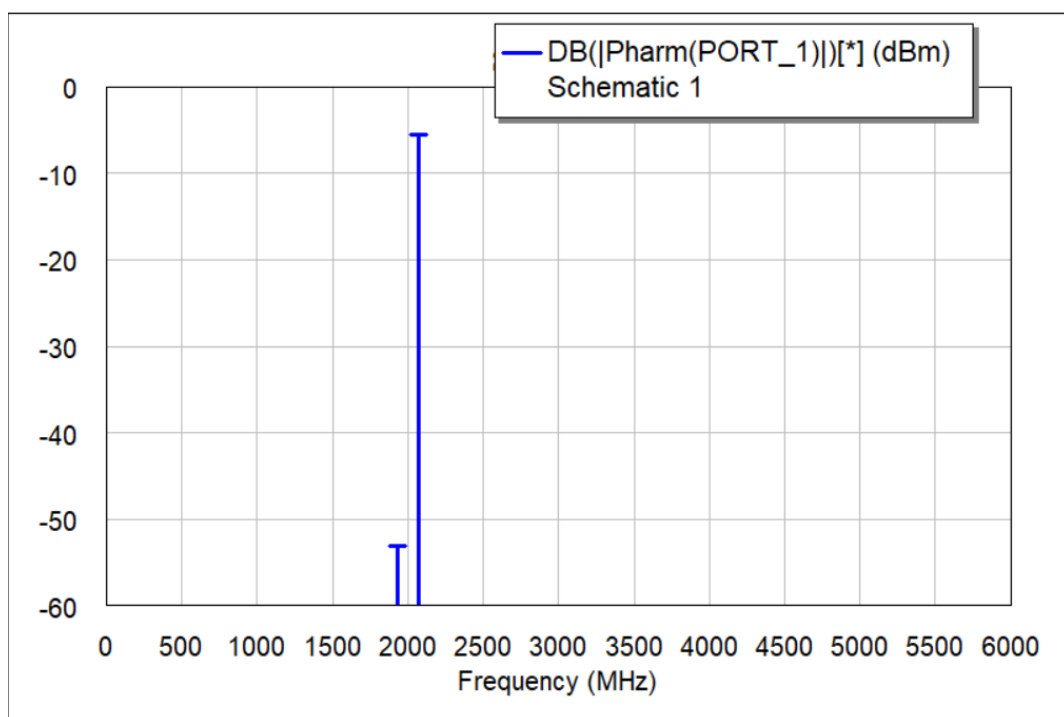


Рис. 3.14. Спектр вихідного сигналу після фільтрування.

Можемо зробити висновок, що отриманий вихідний сигнал є приблизно на 5 дБм слабшим за вхідний інформаційний сигнал, отже даний показник можна вважати цілком задовільним.

3.2. Модель субгармонічного змішувача з вихідним сигналом на частоті 132 ГГц

Тепер проведемо імітаційне моделювання такої ж схеми у вищому діапазоні частот із наступними параметрами: частота сигналу гетеродину – 65 ГГц, частота «інформаційного сигналу» - 2 ГГц. Потужність сигналу гетеродину 20 мВт, а «інформаційного сигналу» - 5 мВт. Для запобігання протіканню паразитних струмів використаємо резистори номіналом 50 Ом. Отримана схема зображена на рис. 3.15.

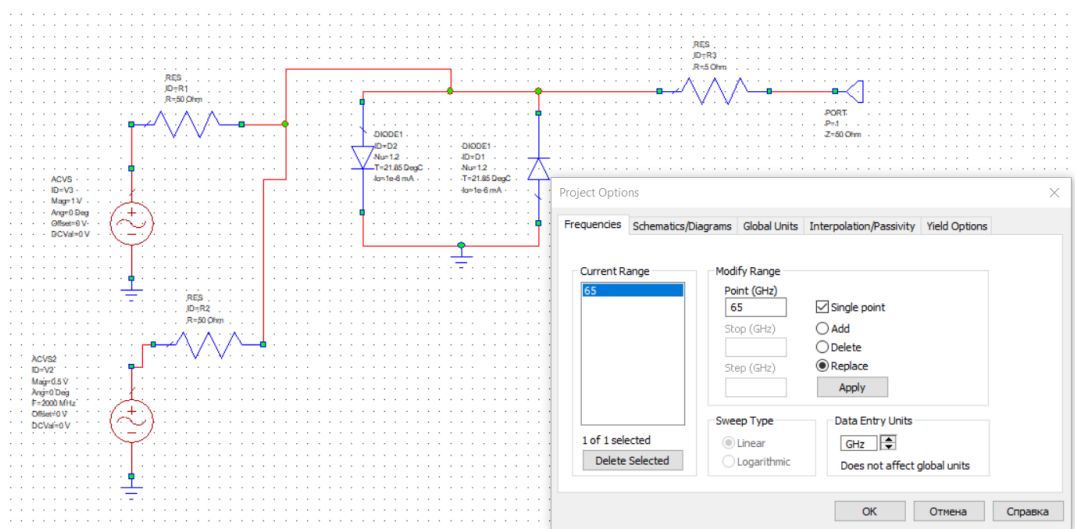


Рис. 3.15. Схема субгармонічного змішувача для перетворення на частоту 132 ГГц

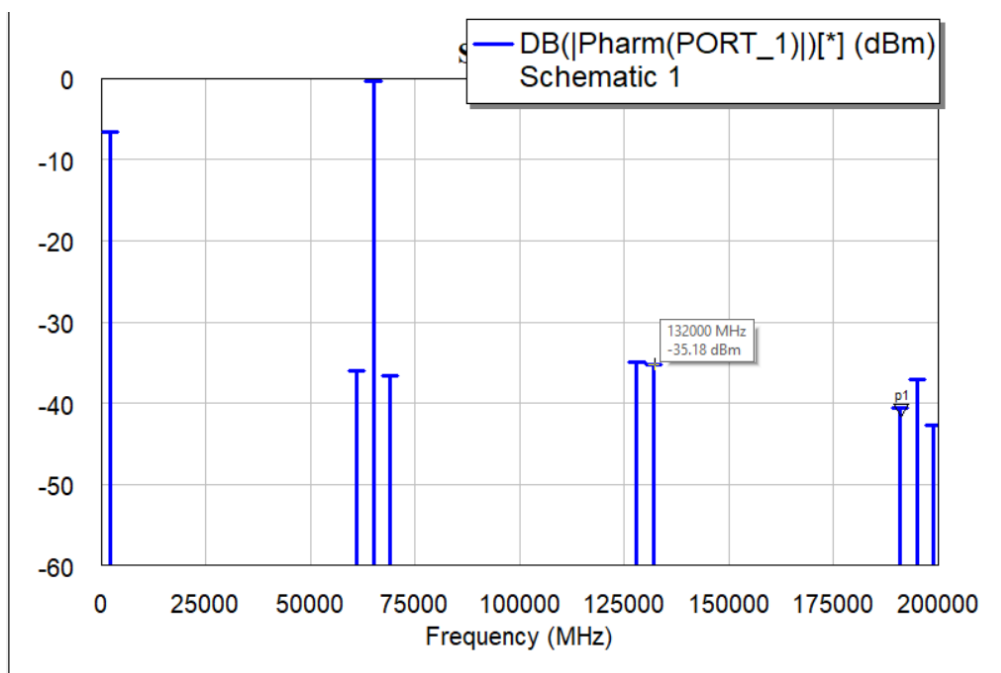


Рис. 3.16. Спектр вихідного сигналу

У даній схемі будемо моделювати шпилькові мікросмужкові фільтри, які є досить компактними і реалізуються шляхом складання паралельно-зв'язаних резонаторів. Топологія такого фільтру зображена на рис. 3.17. Дані фільтри мають хороші характеристики на частотах вище 3 ГГц. Схема фільтру на виході гетеродину та його АЧХ зображені на рис. 3.18 - 3.19.

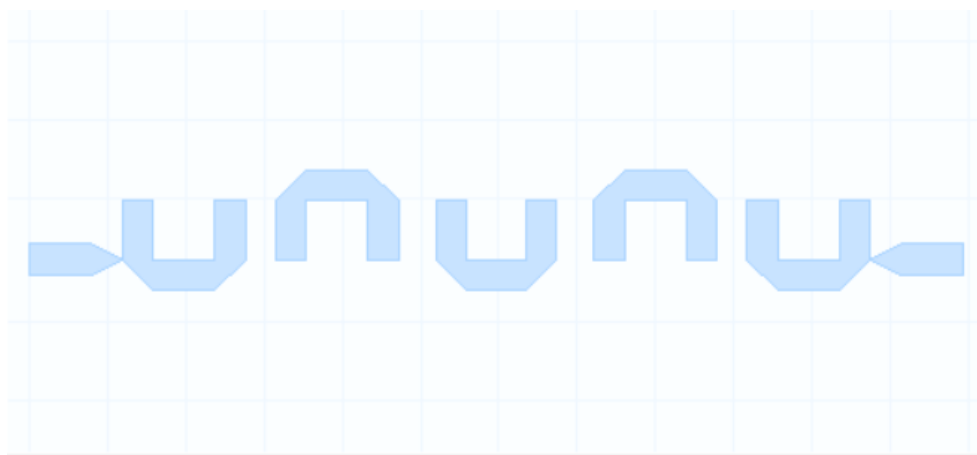


Рис. 3.17. Топологія шпилькового мікросмужкового смугопрпусного фільтру

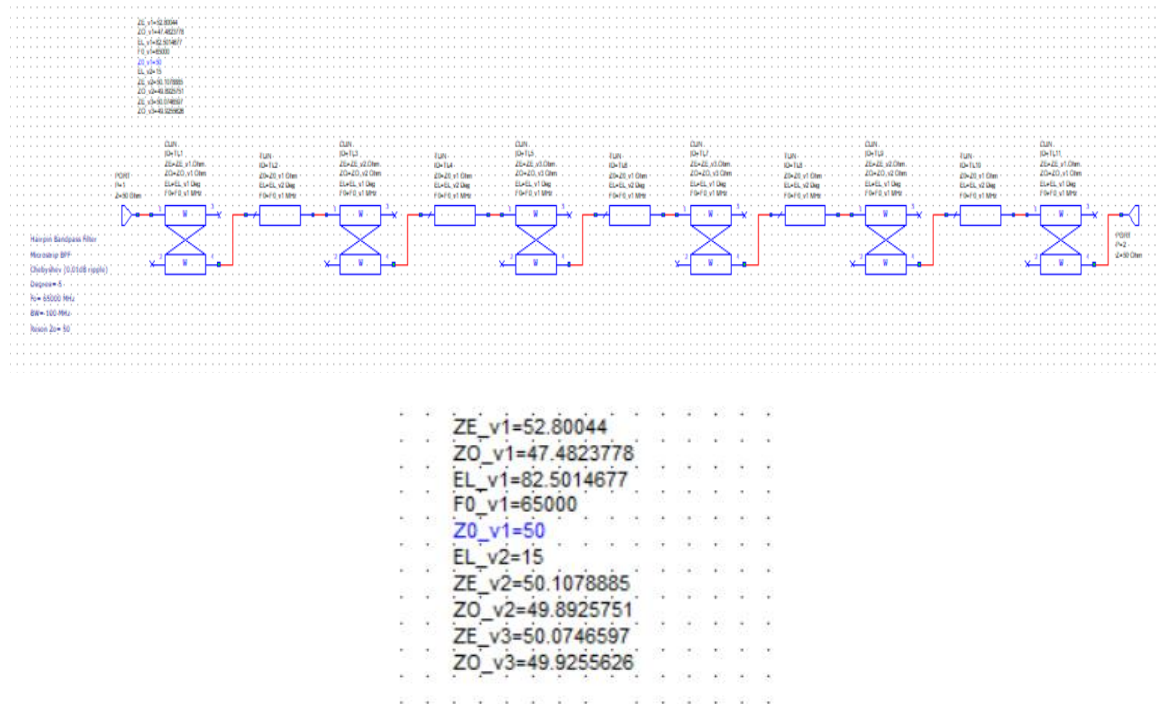


Рис. 3.18. Схема фільтру на виході гетеродину та його характеристики

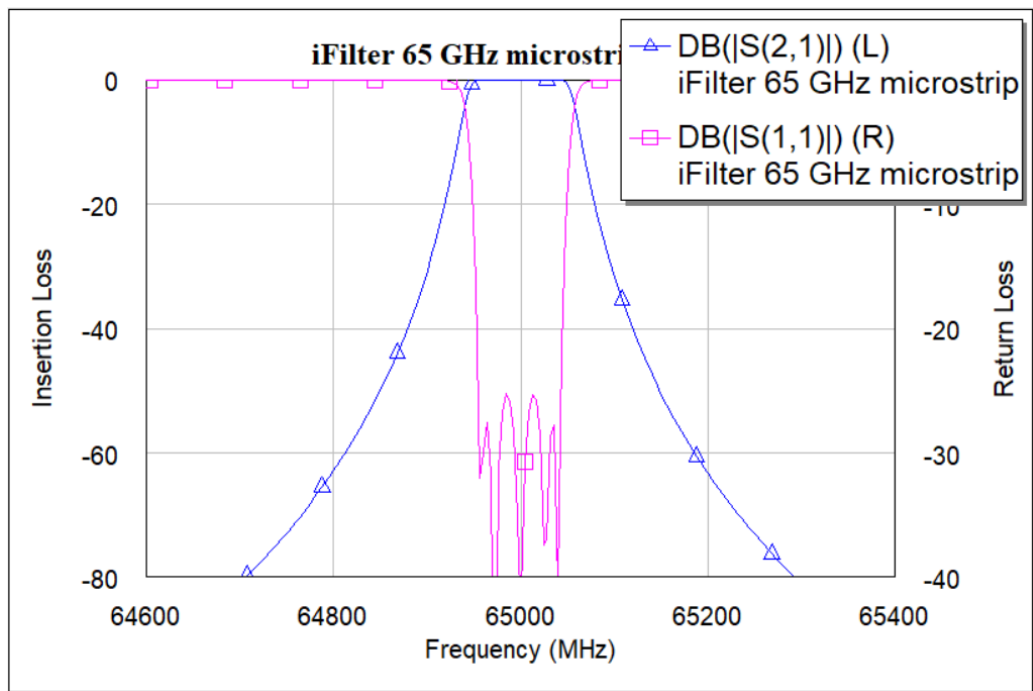


Рис. 3.19. АЧХ фільтру на виході гетеродину

Фільтр для генератора «інформаційного сигналу» будемо реалізовувати на зосереджених елементах, оскільки частота даного сигналу рівна 2 ГГц, а даний тип фільтрів здатний показувати хороші характеристики у цьому діапазоні (рис. 3.20 - 3.21). Мікросмужковий фільтр може бути неоправданий

для використання у даному випадку, оскільки процес його виготовлення набагато складніший, а його характеристики у частотному діапазоні до 3 ГГц є гіршими, ніж у фільтрів на зосереджених елементах.

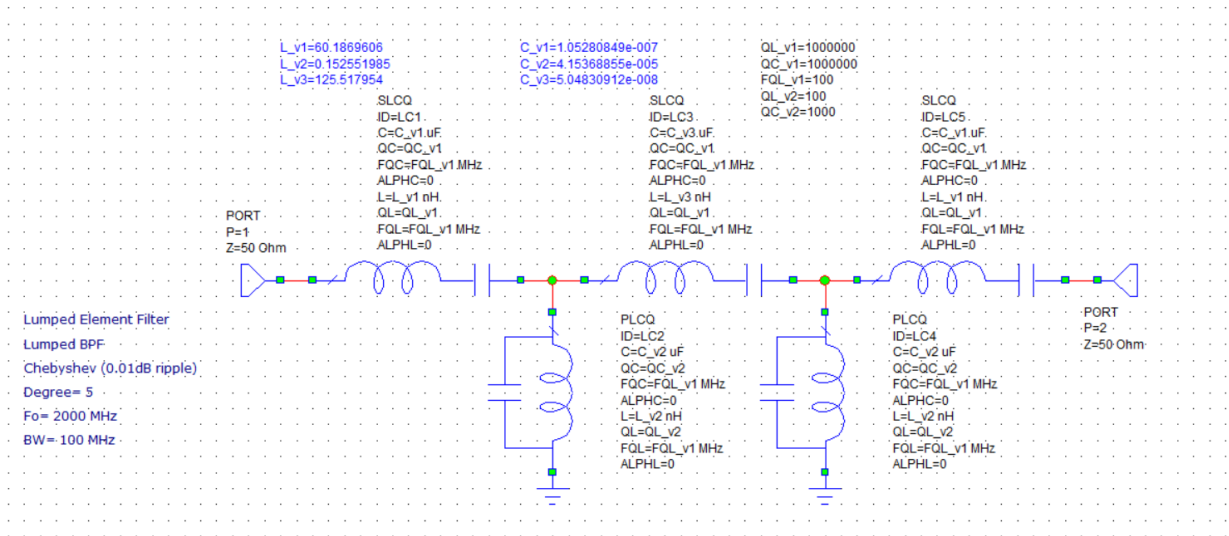


Рис. 3.20. Схема фільтру на виході генератора «інформаційного сигналу»

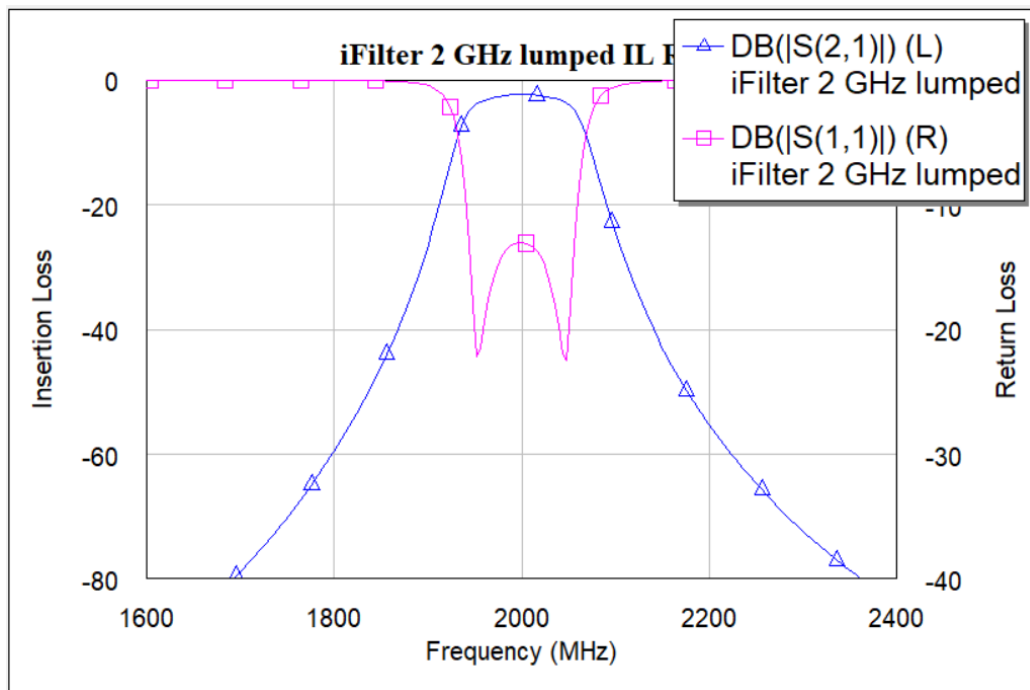


Рис. 3.21. АЧХ фільтру на виході генератора «інформаційного сигналу»

Змодельюємо смугопропускний фільтр з центральною частотою 132 ГГц на виході субгармонічного змішувача (рис. 3.22 – 3.23).

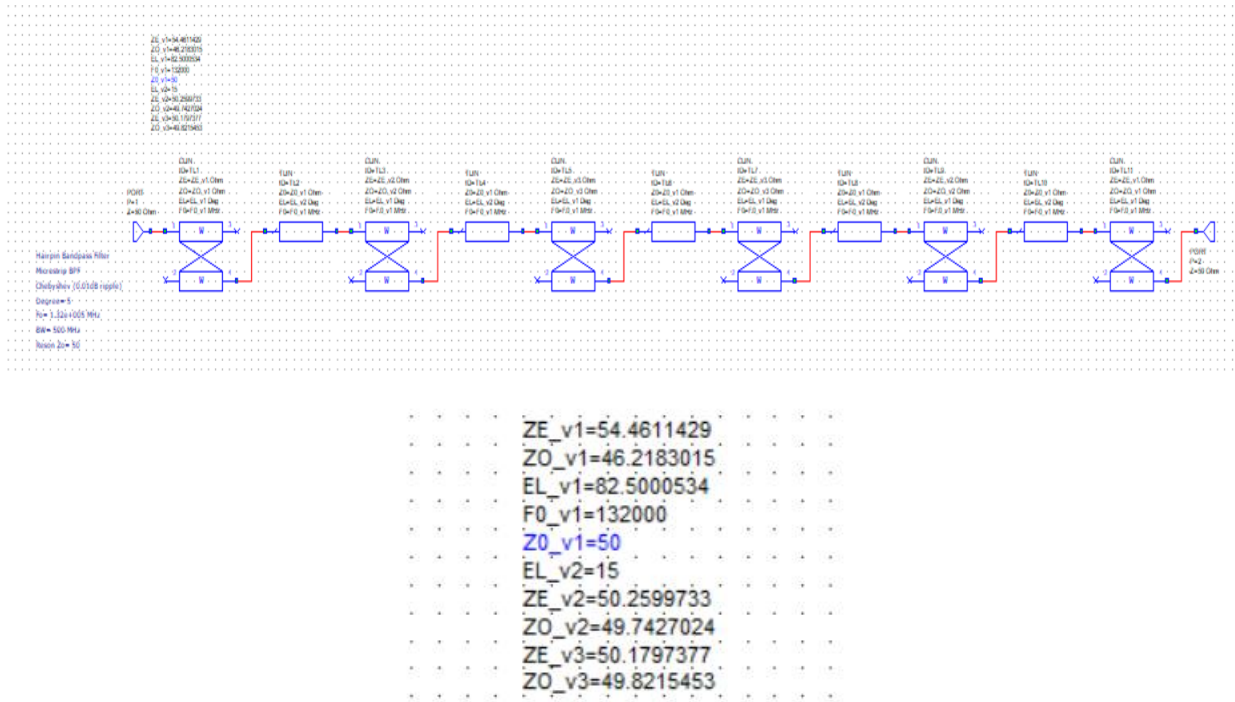


Рис. 3.22. Схема фільтру на виході змішувача та характеристики його елементів

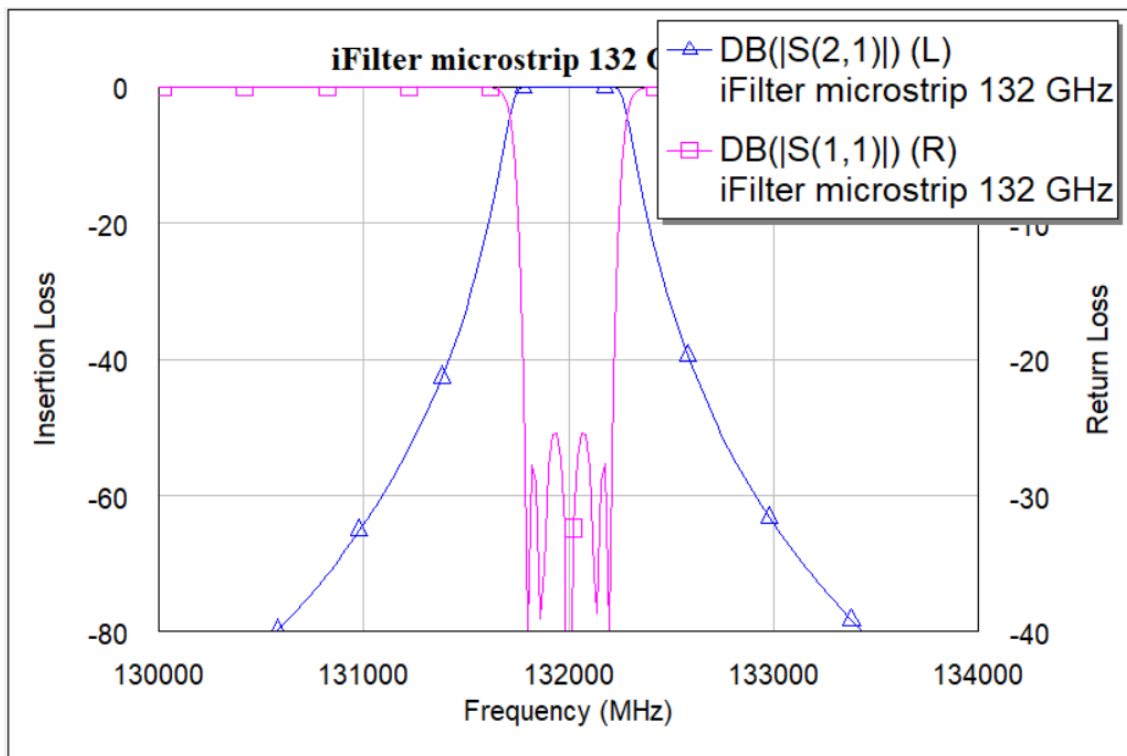


Рис. 3.23. АЧХ фільтру на виході змішувача

Кінцева схема для змішувача, що налаштований для перенесення вгору на частоту 132 ГГц зображена на рис. 3.24.

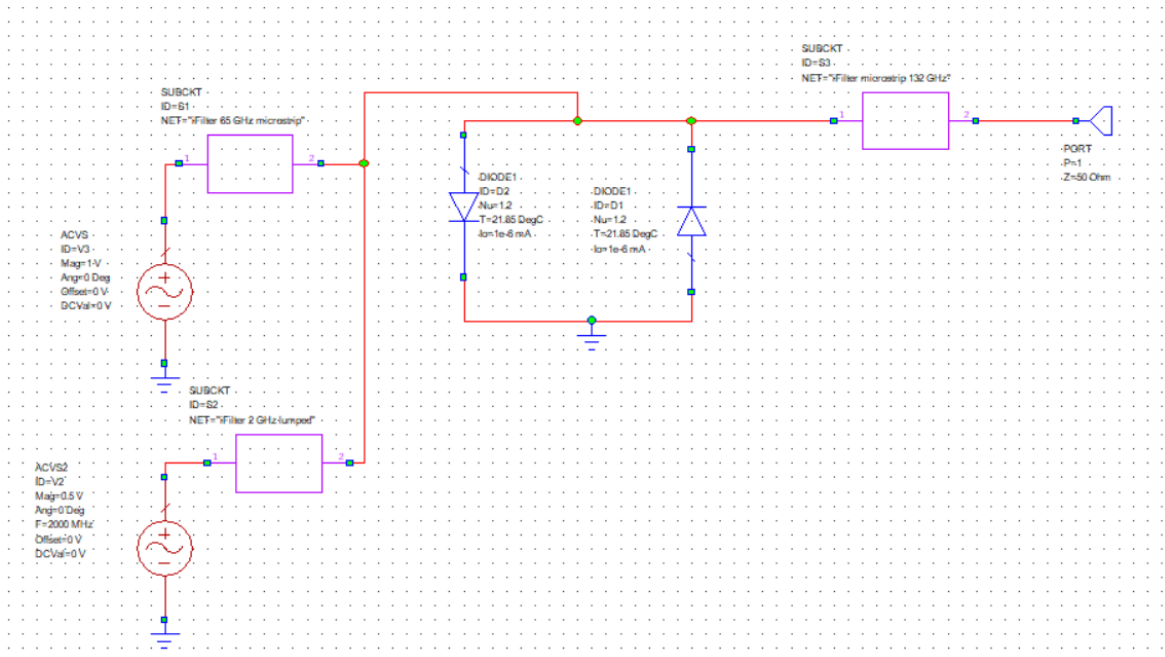


Рис. 3.24. Кінцева схема субгармонічного змішувача

Проаналізуємо спектр вихідного сигналу, який зображений на рис. 3.25.

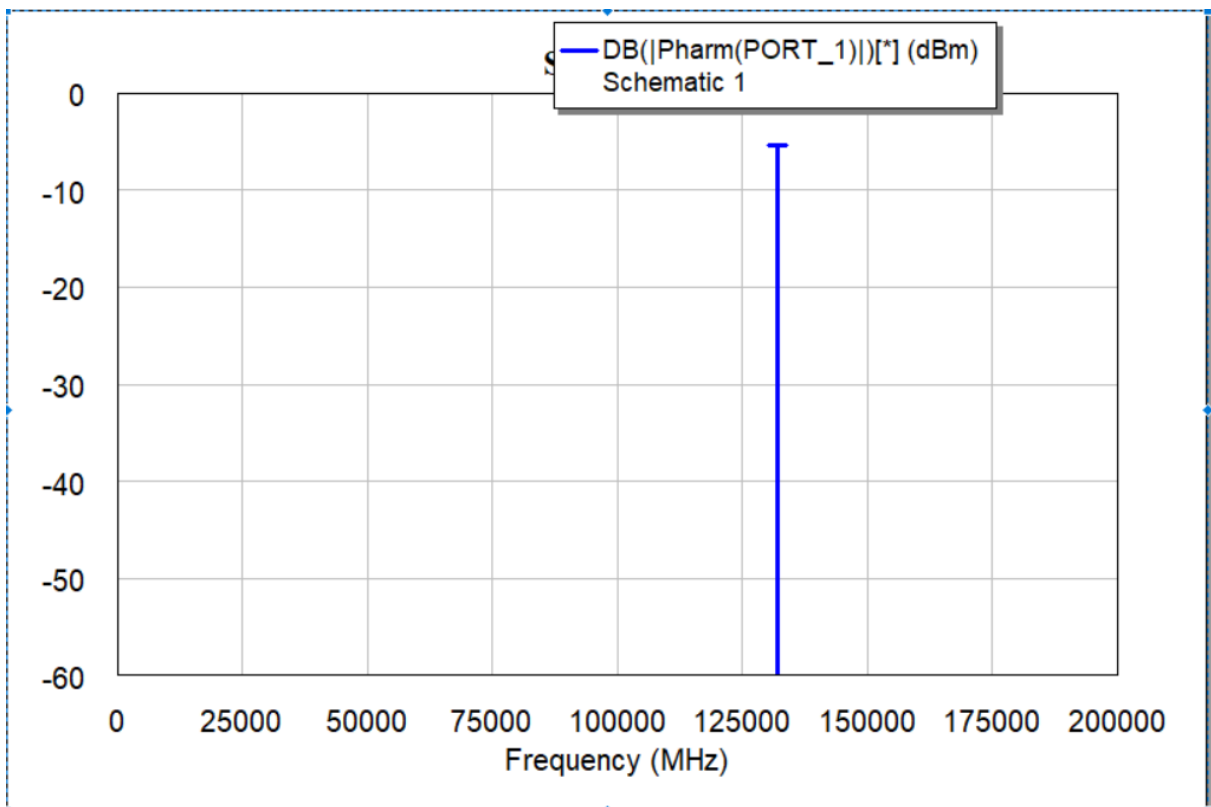


Рис. 3.25. Спектр вихідного сигналу змішувача

Можемо зробити висновок, що вихідний сигнал є слабшим за вхідний «інформаційний сигнал» на 6 дБм, що є дуже хорошим результатом. Проте потрібно робити поправку на те, що моделі фільтрів є ідеалізовані та в реальних системах втрати перетворення зростуть на декілька дБ. Дана модель субгармонічного змішувача повністю виправдовує своє використання, особливо враховуючи наявність підсилювачів потужності та малощумних підсилювачів для терагерцового діапазону. За умов відсутності високостабільного та високочастотного генератора дана модель є хорошим рішенням для переносу сигналу у сантиметровий та міліметровий діапазони, у перспективі також субміліметровий діапазони, оскільки на діодах Шотткі можлива реалізація змішувачів навіть на частотах вище 300 ГГц. Подальше використання технологій мультиплексування для кількох таких вихідних сигналів дозволить суттєво підвищити швидкість передачі системи радіозв'язку в цілому.

Висновки

У розділі було проведено імітаційне моделювання субгармонічного змішувача частоти на основі зустрічно-паралельної діодної пари. Отримані результати були проаналізовані та оцінені.

4 ПОРІВНЯННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЗМОДЕЛЬОВАНИХ ТА РЕАЛЬНИХ СУБГАРМОНІЧНИХ ЗМІШУВАЧІВ

Для початку розглянемо основних виробників субгармонічних змішувачів, що працюють у діапазонах, які нас цікавлять, а це сантиметровий та міліметровий. Серед передових виробників можна виділити Millitech, Quinstar, Virginia Diodes та Analog Devices. Робочий частотний діапазон змішувачів частот даних виробників починається від 17 ГГц і сягає 1400 ГГц. Вигляд субгармонічного змішувача у різних реалізаціях представлений на рис. 4.1.

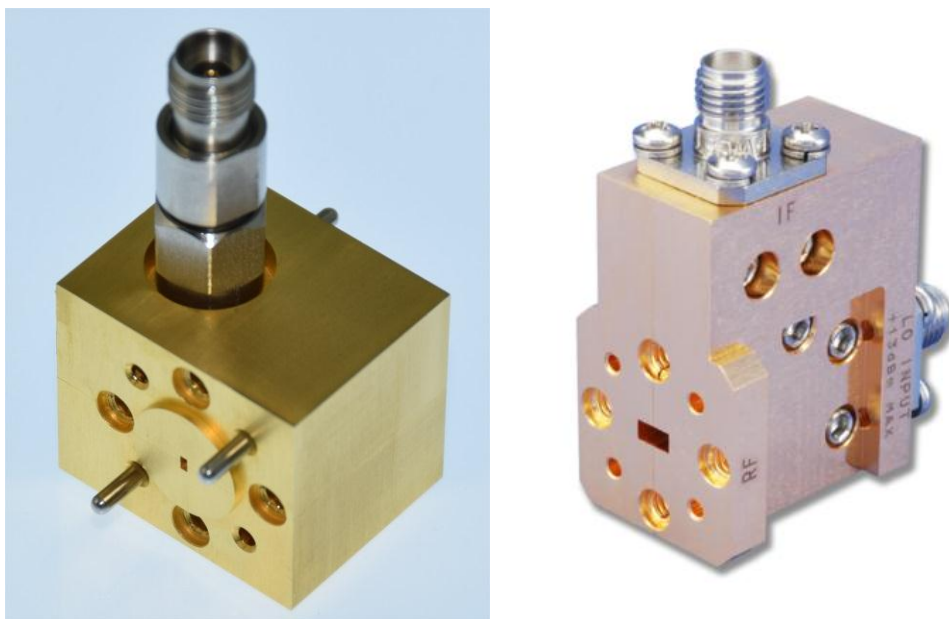


Рис. 4.1. Типовий вигляд субгармонічного змішувача частот

Millitech виготовляє субгармонічні змішувачі з вихідним сигналом у діапазонах від 75 ГГц до 310 ГГц [13]. Розглянемо детальніше субгармонічний змішувач діапазону 120-165 ГГц. Для його роботи необхідний гетеродин з робочою частотою у діапазоні від 60 до 82,5 ГГц та потужністю 8-10 дБм. Змішувач здатний працювати із сигналами ПЧ діапазонів 0,1 – 35 ГГц та забезпечує втрати перетворення на рівні 8 дБ. При роботі у більш високих частотних діапазонах ці втрати сягають 9 дБ.

Quinstar виготовляє змішувачі частот діапазонів від 50 до 110 ГГц [14]. Деякі моделі працюють не на другій гармоніці гетеродину, а на третій, що дозволяє ще більш знизити вимоги до гетеродину. Проте у такому випадку втрати перетворення збільшуються на 2-3 дБ. Детальніше розглянемо субгармонічний змішувач, що працює на другій гармоніці гетеродину у діапазоні 75 – 110 ГГц. Він потребує гетеродин з робочою частотою 37,5 – 55 ГГц, здатний працювати із сигналом ПЧ діапазону від 100 МГц до 4 ГГц та забезпечує втрати перетворення на рівні 9-16 дБ, що є прийнятним результатом, проте існують аналоги з набагато кращими характеристиками.

Наступним виробником, який ми розглянемо, є Virginia Diodes, який забезпечує найбільш широкий вибір змішувачів частоти. Дані змішувачі можуть працювати у діапазонах від 50 ГГц до 1400 ГГц, проте при частоті вище 300 ГГц втрати перетворення різко зростають і сягають 20 дБ, а також необхідні дуже високочастотні гетеродини із частотою вихідного опорного колювання до 700 ГГц (у випадку моделі змішувача діапазону 900 - 1400 ГГц) [15]. Детальніше розглянемо модель, що працює у діапазоні 110 – 170 ГГц. Цей перетворювач потребує гетеродин із вихідною частотою сигналу 55 - 85 ГГц та здатний працювати із сигналом ПЧ до 24 ГГц. Він забезпечує втрати перетворення на рівні 7 дБ, що є досить хорошим результатом.

І останнім виробником, який ми проаналізуємо є Analog devices. Їх змішувачі придатні для роботи у діапазонах від 17 до 86 ГГц [16]. Для прикладу розглянемо модель із мінімальною робочою частотою, щоб наблизитись до першої імітаційної моделі, розглянутої у попередньому розділі. Даний змішувач частоти працює у діапазоні 17 - 25 ГГц, потребує гетеродин з частотою вихідного сигналу 8,5 – 12 ГГц та здатний працювати із сигналом ПЧ з частотою до 3 ГГц. Втрати перетворення даного змішувача на рівні 9 дБ. Розв'язка між каналами ПЧ та гетеродину сягає 47 дБ, а між каналами гетеродину та радіочастоти – 27 дБ.

На рис. 4.2 зображено залежність втрат перетворення та теплових шумів від частоти для розглянутої моделі субгармонічних змішувачів частоти від Virginia Diodes [15].

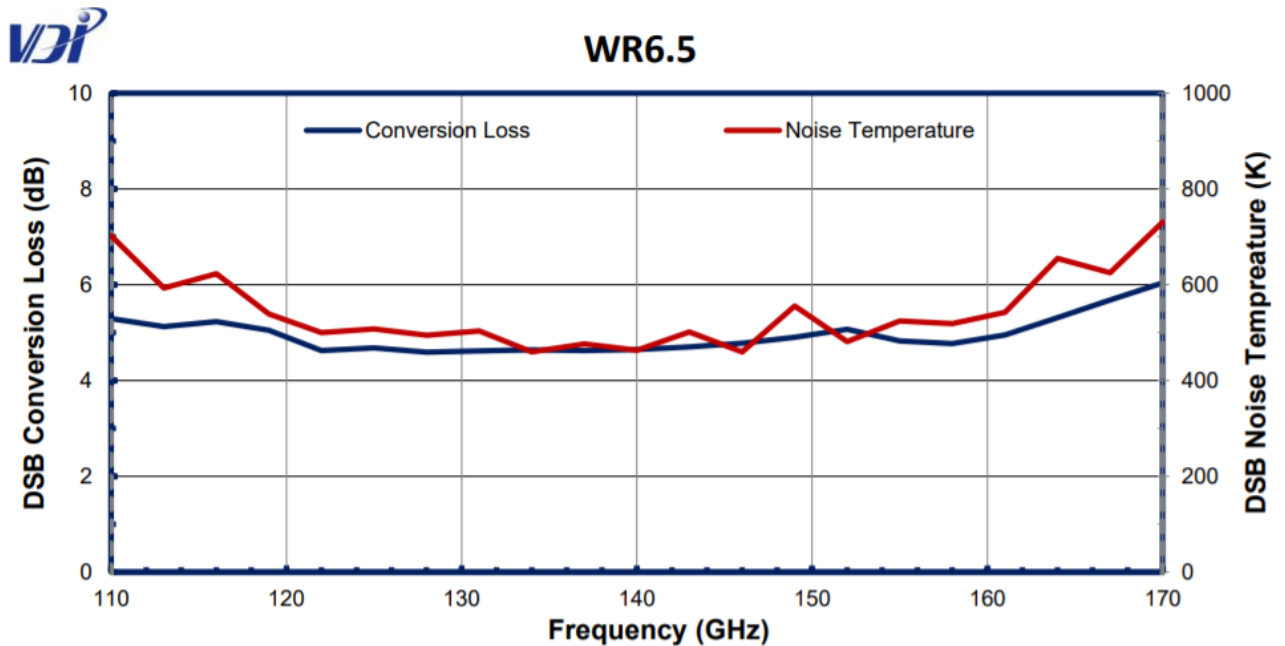


Рис. 4.2. Залежність втрат перетворення та теплових шумів від частоти змішувача частоти від Virginia Diodes

Розглянемо також залежність втрат перетворення від частоти для моделі субгармонічних змішувачів від Millitech при двох значення потужності гетеродину: 8 та 10 дБм (рис. 4.3) [13].

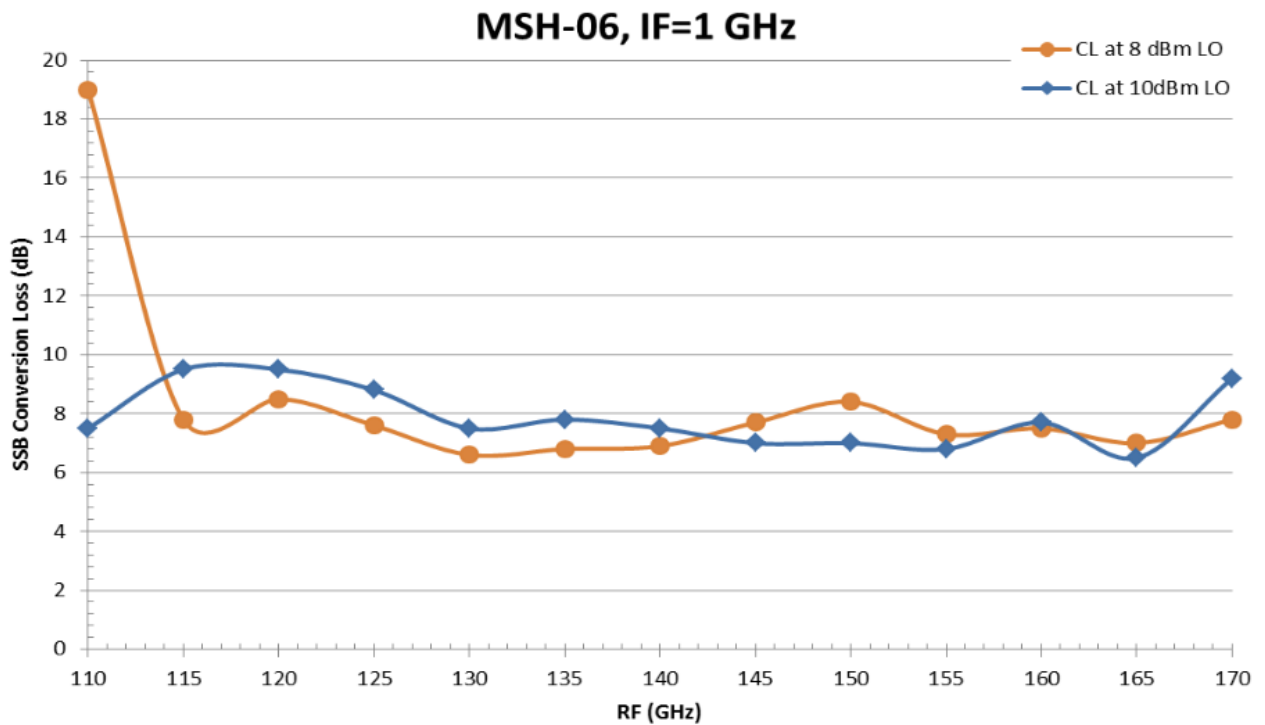


Рис. 4.3. Залежність втрат перетворення від частоти при різних значеннях потужності гетеродину змішувача частоти від Millitech

З цього можемо зробити висновок, що залежність втрат перетворення не є лінійною та залежить від багатьох факторів таких як потужність опорного сигналу гетеродину, тип діодів, що використані при проектуванні та метод реалізації смугопропускних фільтрів. Бачимо також, що отримані теоретичні результати внаслідок імітаційного моделювання приблизно рівні, а у деяких реалізаціях і перевершують характеристики реальних аналогів, що наявні у продажу. Вартість даних моделей теж не є досить високою, оскільки при такій реалізації діодних субгармонічних змішувачів частоти використання дороговартісних компонентів не є обов'язковим, а вихідний продукт є досить компактним і не потребує спеціальних транзисторних схем чи складних фільтрів, та складає близько 100\$.

Висновки

У розділі було проведено аналіз продукції найбільших виробників субгармонічних змішувачів та було здійснено порівняння отриманих результатів імітаційного моделювання із їх реальними прототипами.

ВИСНОВКИ

В дипломній роботі було розглянуто основні принципи та підходи до проектування, побудови та розрахунку змішувачів частоти на основі різної елементної бази.

На основі обраного типу змішувача частоти було розроблено його математичну та імітаційну моделі. В результаті проведення моделювання із використанням САПР AWR Microwave Office було встановлено, що типове значення втрат перетворення для субгармонічного змішувача сягає близько 5-6 дБм, що є цілком придатним для використання в реальних телекомунікаційних системах радіозв'язку.

Також було проведено аналітичний огляд основних виробників субгармонічних змішувачів частоти з метою порівняння отриманих результатів в процесі моделювання з реальними робочими прототипами. Даний огляд підтвердив, що отримані в результаті імітаційного моделювання значення дозволяють даній моделі конкурувати з іншими прототипами при побудові приймально – передавальних трактів телекомунікаційних систем радіозв'язку.

Результати даної роботи можуть бути використані при проектуванні телекомунікаційних систем радіозв'язку, що працюють у сантиметровому та міліметровому діапазонах та при розробці лабораторних та практичних занять з курсів «Передавальні та приймальні пристрої» та «Телекомунікаційні безпроводові системи».

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Наритник Т.М. , Єрмаков А.В., Бондарчук С.О., Вальчук Д.С. Аналіз терагерцових технологій та їх застосування для створення інноваційних розробок // Проблеми телекомунікацій. – 2017. – № 1 (20). – С. 50 - 56.
2. Вишнеvский В., Фролов С., Шахнович И. Радиорелейныелинии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. 2011. №1. С. 90–97.
3. Авдеєнко Г.Л., Бунін С.Г., Наритник Т.М., Єрмаков А.В. Обґрунтування частотних діапазонів для високошвидкісних безпроводових телекомунікаційних систем терагерцового діапазону // Проблеми телекомунікацій – 2017. – № 1 (20) – С. 28-37.
4. Авдеєнко Г.Л., Ільченко М.Ю., Наритник Т.М., Єрмаков А.В., Лутчак О.В. Перетворювач частоти для прийомопередавача безпроводової телекомунікаційної системи фіксованого зв'язку терагерцового діапазону // Проблеми телекомунікацій. – 2017. - № 1 (20). – С. 38 – 49.
5. Казіміренко В.Я. Проектування передавального і приймального радіотрактів радіорелейних систем терагерцового діапазону // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2015. – №4(38). – С. 100 – 108
6. Jackson B. Subharmonic mixers in CMOS Microwave Integrated Circuits. - Queen's University: Department of Electrical and Computer Engineering, 2009. – 200 p.
7. Madjar A., Musia M. Design and Performance of a x4 Millimeter Wave Subharmonic Mixer // IEEE European Microwave Conference, (Madrid, Spain), p. 246–247, October 1993.
8. Sobis P. Subharmonic sideband separating Shottky diode mixer for submillimetre wave applications. - Chalmers University of Technology: Department of Microtechnology and Nanoscience - MC2, 2010. – 79 p.

9. Shafique Q., Rana E. Designing of a low-cost high isolation subharmonic mixer in mm-waves using Shottky diodes // Journal of Space Technology. – 2015. - Volume V, No.1. - P. 123 – 133.

10. О смесителях. Теория смешения сигналов двух частот для получения продуктов объясняется с помощью анализатора спектра и тригонометрических тождеств [Электронный ресурс] // Режим доступа:

<http://news.cqham.ru/articles/detail.phtml?id=519>

11. Смесители – Схемотехника и конструирование схем [Электронный ресурс] // Режим доступа:

<http://www.club155.ru/mixer>

12. Устройства приема и обработки радиосигналов в системах подвижной радиосвязи [Электронный ресурс] // Режим доступа:

<http://digteh.ru/WLL/>

13. Subharmonic Mixers – Millitech, Inc. [Электронный ресурс] // Режим доступа:

<http://www.millitech.com/MMW-MixerDetector-MSH.htm>

14. Subharmonic Mixers – QHS [Электронный ресурс] // Режим доступа:

<https://quinstar.com/shop/receiver-products/subharmonic-mixers/subharmonic-mixers-qhs/>

15. Virginia Diodes, Inc. – Mixers [Электронный ресурс] // Режим доступа:

<https://www.vadiodes.com/en/products/mixers>

16. Subharmonic Mixers – Analog Devices [Электронный ресурс] // Режим доступа:

<https://www.analog.com/en/products/rf-microwave/mixers/sub-harmonic-mixers.html>