

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

На правах рукопису

Цвелих Іван Сергійович

УДК 621.373.5

**МЕТОДИ ПОБУДОВИ МАЛОШУМЛЯЧИХ ТРАНЗИСТОРНИХ  
ГЕНЕРАТОРІВ САНТИМЕТРОВОГО ТА МІЛІМЕТРОВОГО  
ДІАПАЗОНІВ ДОВЖИН ХВИЛЬ**

05.12.17 – Радіотехнічні та телевізійні системи

Дисертація на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Науковий керівник  
д.т.н., професор  
Коцержинський Б.О.

Київ – 2017

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....	4
1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ ГЕНЕРАТОРІВ У САНТИМЕТРОВОМУ ТА МІЛІМЕТРОВОМУ ДІАПАЗОНАХ З МАЛИМ РІВНЕМ ФАЗОВОГО ШУМУ .....	12
1.1 Аналіз впливу рівня фазового шуму генераторів перетворювачів частоти цифрових систем зв'язку на якість каналу, коефіцієнт бітових помилок.....	12
1.2 Аналіз методів теоретичного розрахунку спектральних характеристик генераторів .....	18
1.3 Аналіз методів побудови малошумлячих транзисторних генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів.....	27
1.4 Постановка задачі дослідження .....	41
Висновки по першому розділу: .....	41
2. РОЗРОБКА ВИСОКОДОБРОТНИХ РЕЗОНАНСНИХ СТРУКТУР ДЛЯ ПОБУДОВИ КВАЗІПЛАНАРНИХ ГЕНЕРАТОРІВ.....	44
2.1 Мікросмужковий кільцевий резонатор .....	46
2.2 Резонатор на основі зваженої мікросмужкової лінії передачі .....	49
2.3 Резонатор на основі інтегрованого в підкладинку хвилеводу .....	52
2.4 Об'ємний резонатор на основі прямокутного хвилеводу.....	56
Висновки по другому розділу: .....	59
3. РОЗРОБКА МЕТОДУ ПОБУДОВИ ДВОТАКТНИХ ГЕНЕРАТОРІВ З ВИХОДОМ НА ТРЕТІЙ ГАРМОНІЦІ САНТИМЕТРОВОГО ТА МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНІВ ДОВЖИН ХВИЛЬ .....	61
3.1 Генератор сантиметрового діапазону довжин хвиль на основі мікросмужкового кільцевого резонатора.....	64
3.2 Генератор сантиметрового діапазону довжин хвиль на основі резонатора на зваженій мікросмужковій лінії передачі .....	82
3.3 Генератор сантиметрового діапазону довжин хвиль на основі інтегрованого в підкладинку хвилеводного резонатора.....	87

3.4 Генератори сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль на основі об'ємного резонатора.....	91
Висновки по третьому розділу:.....	110
4. СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТИ САНТИМЕТРОВОГО ТА МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНІВ ДОВЖИН ХВИЛЬ.....	114
4.1 Метод стабілізації частоти НВЧ генератора з застосуванням петлі з ФАПЧ.....	115
4.1.1 Визначення спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу синтезатора частоти з ФАПЧ.....	117
4.2 Синтезатор частоти з ФАПЧ сантиметрового діапазону у складі блоку гетеродинів трансівера абонента системи зв'язку AIDAAS .....	125
4.3 Синтезатори частоти з ФАПЧ на основі двотактних генераторів керованих напругою сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль .....	132
Висновки по четвертому розділу:.....	137
ВИСНОВКИ.....	139
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	141
ДОДАТОК А .....	156
ДОДАТОК Б.....	162

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЕ — активний елемент;

ГБ — (метод) гармонічного балансу;

ГІС — гібридно-інтегральна схема;

ГКН — генератор, керований напругою;

ДГ — двотактний генератор;

ДР — діелектричний резонатор;

ПІХ — інтегрований в підкладинку хвилевід;

КМОН — комплементарна структура метал-оксид-напівпровідник;

НВЧ — надвисокі частоти;

ПД — передавач;

ПМ — приймач;

СКВ — середньоквадратичне відхилення;

СРЧО — (метод) скінченних різниць в часовій області;

СЩПФШ — спектральна щільність потужності фазового шуму;

ФАПЧ — фазове автопідстроювання частоти;

ФШ — фазовий шум;

AIDAAS — Advanced Information Delivery and Access Solutions;

CMOS — complementary metal-oxide-semiconductor;

HBT — heterojunction bipolar transistor;

HEMT — high electron mobility transistor;

HJFET — heterojunction gate field effect transistor;

JFET — junction gate field effect transistor;

MOSFET — metal-oxide-semiconductor field effect transistor;

PSK — phase shift keying;

QPSK — quadrature phase shift keying;

QAM — quadrature amplitude modulation;

RX — receiver;

TX — transmitter.

## ВСТУП

**Актуальність теми дисертації.** Найбільший прогрес в індустрії телекомунікацій в останні роки досягнуто в секторі безпроводових систем зв'язку, найпоширеніші з яких охоплюють діапазони частот від 1 до 86 ГГц та забезпечують передачу інформації на відстанях від сотень метрів до десятків кілометрів на швидкостях, що сягають декількох Гбіт/с.

Серед широкого спектру вимог до пристроїв та вузлів цифрових систем передачі інформації в першому ряду знаходяться здатність працювати зі складними методами квадратурної модуляції, збільшення щільності каналів, висока технологічність виробництва вузлів з метою забезпечення нижчої вартості послуги доступу. При побудові каналів передачі цифрових даних, які відповідають переліченим вимогам, фазовий шум гетеродинів перетворювачів частоти виступає обмежуючим чинником, що обумовлено підвищеною чутливістю методів квадратурної модуляції високих порядків до цього параметру. Окрім того, завдяки явищу взаємного змішування при перетворенні частоти у приймачах, фазовий шум гетеродина здатен погіршити чутливість прийому при наявності потужної завади в сусідньому каналі. Потреба збільшення швидкостей передачі інформації стимулює освоєння технікою зв'язку короткохвильової частини сантиметрового та міліметрового діапазонів, що дозволяє використовувати ширші смуги каналів, а також має переваги вищої захищеності інформації, ширших можливостей повторного використання частот та зниження вітрових навантажень, в порівнянні з більш заселеними низькочастотними діапазонами. Тому зменшення рівня шумів опорних генераторів у вказаних діапазонах має велике практичне значення.

Аналіз сучасного стану вирішення цієї задачі розкриває значну ефективність методу побудови НВЧ генераторів за двотактною схемою з виходом на другій гармоніці основного коливання. Для досягнення найкращих результатів необхідне застосування високодобротної резонансної системи. Однак широко відомим рішенням на основі інтегрованих електродинамічних

систем притаманні низькі значення добротностей, а застосування більш високодобротних (діелектричних, об'ємних, сапфірових, оптоелектронних) резонаторів призводить до зниження технологічності конструкції та/або підвищенню її вартості. На сьогоднішній день існує значна кількість публікацій, присвячених зниженню спектральної щільності потужності фазового шуму генераторів, але ця задача і досі залишається однією з найбільш складних при їх проектуванні і потребує створення нових методів її вирішення.

Таким чином, актуальною є науково-прикладна задача створення моделей, методів розрахунку та розроблення технологічних конструктивних рішень високоефективних багатотактних генераторів та високодобротних резонансних систем у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Роботу виконано згідно тематики наукових досліджень радіотехнічного факультету Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського” в рамках держбюджетних науково-дослідних робіт № 2038-п “Розробка принципів побудови та інженерної реалізації гібридно-інтегральних малощумлячих генераторів частоти міліметрового діапазону” (номер держреєстрації 0107U002492), № 2239-п “Розробка інтегральних прийомо-передавальних модулів міліметрового діапазону для систем ширококутового безпроводового доступу” (номер держреєстрації 0109U001791) та № 2423-п “Розробка багатоканальних передавачів короткохвильової частини сантиметрового діапазону для систем багатостанційного радіодоступу” (номер держреєстрації 0111U000705).

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційної роботи є зниження рівня фазового шуму опорних генераторів систем зв'язку у сантиметровому та міліметровому діапазонах частот шляхом розроблення методів побудови та нових конструкцій генераторів та їх резонансних структур.

Для досягнення цієї мети необхідне вирішення наступних задач:

1. Проведення порівняльного аналізу методів побудови генераторів з малим рівнем фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль.

2. Вдосконалення методу проектування двотактних генераторів зі зниженим рівнем фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах.

3. Створення нових резонансних структур зі збільшеним значенням добротності для створення планарних та квазіпланарних конструкцій малошумлячих генераторів у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль. Проведення аналізу їх моделей та експериментального дослідження конструкцій.

4. Розроблення методу об'єднання об'ємних металевих резонансних структур з планарними підкладками генераторів.

5. Розроблення нових високотехнологічних конструкцій генераторів зі зниженим рівнем фазового шуму на основі розроблених резонансних структур у сантиметровому та міліметровому діапазонах, їх теоретичний аналіз та експериментальне дослідження.

6. Розроблення технологічних вузлів синтезаторів частоти з малим рівнем фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль, їх аналіз та експериментальне дослідження.

**Об'єктом дослідження** є фазовий шум твердотільних генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль.

**Предметом дослідження** є принципи та методи побудови ГПС генераторів з малим рівнем фазового шуму.

**Методи дослідження.** Завдання дисертаційної роботи розв'язувались із застосуванням методів математичного апарату теорії ліній передачі, розв'язання задач оптимізації, математичного моделювання НВЧ тривимірних структур, методу скінченних різниць у часовій області (СРЧО), методу гармонічного балансу (ГБ).

### **Наукова новизна отриманих результатів.**

Встановлені у дисертації наукові положення є суттєвим доповненням знань, необхідних для вирішення задачі створення генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль зі зниженим рівнем фазового шуму. У ході виконання дисертаційної роботи здобуто нові результати:

1. Розроблено новий метод об'єднання об'ємних металевих резонансних структур з планарною підкладкою генератора, що дозволяє значно знизити рівень фазового шуму за рахунок застосування резонаторів зі збільшеним значенням добротності.

2. Вдосконалено метод проектування двотактних генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль шляхом використання в якості корисного вихідного сигналу третьої гармоніки основного коливання, що досягається зміною вихідного ланцюга генератора та дозволяє досягти зниження рівня фазового шуму у вищих діапазонах частот.

3. Розроблено моделі резонансних структур зі збільшеним значенням власної добротності, на основі яких побудовано нові високотехнологічні конструкції генераторів зі зниженим рівнем фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль.

### **Практична цінність отриманих результатів.**

1. Запропонований метод проектування двотактних генераторів дозволяє створювати їх зразки у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль, які за технологічністю конструкцій перевершують аналоги з подібними рівнями фазового шуму та працюють на упівтора рази вищих частотах. Базову конструкцію такого генератора захищено патентом України.

2. Запропонований метод об'єднання об'ємних металевих резонаторів з планарними підкладками генераторів та використанням виходу на третій гармоніці основного коливання дозволили досягти значень середньоквадратичного відхилення (СКВ) фази вихідного сигналу на рівні  $0,84^\circ$  в міліметровому діапазоні (фазовий шум  $-96,4$  дБн/Гц при відстроюванні  $10$  кГц від носійної частоти  $36$  ГГц).



3. Запропонована методика розрахунку рівня фазового шуму генераторів, що полягає в поєднанні методів скінченних різниць в часовій області (СРЧО) та методу гармонічного балансу (ГБ), характеризується високою точністю, що підтверджено розбіжностями з результатами експериментальних даних в межах  $\pm 5$  дБ.

4. Розроблені синтезатори частоти на основі двотактних генераторів керованих напругою (ГКН) з виходом на другій (24 ГГц) та третій (36 ГГц) гармоніках є температурно-стабілізованими завершеними серійно придатними виробами, характеризуються низькими рівнями СКВ фази ( $0,853^\circ$  та  $1,3^\circ$ , відповідно) та можуть бути використані в якості гетеродинів перетворювачів частоти в зовнішніх антенних блоках цифрових систем зв'язку в каналах з методами модуляції до 8-PSK та 32-QAM включно.

5. Розроблений модуль синтезаторів частоти на основі інтегральних мікросхем ГКН у сантиметровому діапазоні частот (9,9—11,28 ГГц) з малим рівнем фазового шуму (СКВ фази  $1,16^\circ$ ) впроваджено у діючій системі багатостанційного широкосмугового доступу AIDAAS (ТОВ “Лінкстар”). Застосування розробки дозволило реалізувати серійнопридатну конструкцію трансівера абонента зі зменшеними габаритними розмірами, яка позбавлена необхідності налаштування в процесі випуску.

Запропоновані в роботі оригінальні конструктивні рішення та проведені їх детальні теоретичні та експериментальні дослідження розширюють та доповнюють базу відомих елементів для створення технологічних конструкцій гібридних інтегральних схем генераторів.

**Особистий внесок здобувача.** Основні теоретичні положення, результати моделювання, експериментальні та прикладні результати отримані автором самостійно. У співавторстві з науковим керівником сформульовані мета і задачі досліджень. В роботах, опублікованих у співавторстві особисто автором: в [1] проведено моделювання умов самозбудження генератора; в [2], [3] виконано теоретичний аналіз ймовірності бітових помилок в каналі з PSK-модуляцією, в [3] проведено розробку модуля синтезаторів частоти; в [4], [5] виконано

розробку макетів двотактних генераторів, в [5] запропоновано та втілено методику розрахунку фазового шуму генератора; в [6] — [9] виконано моделювання та розробку плечей генератора, підготовку та оформлення патентної документації, в [9] запропоновано використання резонатора на основі ПХХ на основній гармоніці коливань для побудови двотактного генератора; в [10] виконано моделювання та розробку резонатора, теоретичний аналіз та експериментальне вимірювання добротності; в [11] проведено порівняльний аналіз підходів до побудови малозумлячих генераторів; в [12] проведено теоретичний аналіз та експериментальне дослідження з метою визначення умов оптимального перетину годографів вхідного імпедансу резонатора та лінії приладу активного елемента двотактного генератора для забезпечення мінімального рівня фазового шуму; в [13], [14] проведено розробку резонатора та плечей генератора, експериментальні дослідження характеристик резонатора та генератора; в [1] — [3], [5] виконано розробку та розрахунки петлі з ФАПЧ; в [1] — [5], [12] — [14] проведено експериментальні дослідження характеристик генераторів та синтезаторів частоти.

**Апробація.** Матеріали дисертації та основні положення дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на на 5-ти міжнародних науково-технічних конференціях: I та III міжнародних науково-технічних конференціях “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (Міжнародні конференції, м. Севастополь, 2005 р., 2007 р.); “VII International Conference on Antenna Theory and Techniques” (Міжнародна конференція, м. Львів, 2009 р.); XII, XIII International Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science” (Міжнародна конференція, м. Львів, 2012 р., 2014 р.).

**Публікації.** За матеріалами дисертації опубліковано 14 робіт, з них 5 – у наукових фахових виданнях України, з яких 2 статті – у науково-метричній базі SCOPUS та 3 – в інших міжнародних науково-метричних базах, а саме – Directory of open access journals (DOAJ), Google Scholar, Web of Science, Російський Індекс Наукового Цитування (РІНЦ), Index Copernicus

International (Польща), 4 патенти України на корисну модель, 5 публікацій тез доповідей на наукових конференціях.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаної літератури, двох додатків. Робота містить 163 сторінки, в тому числі 140 сторінок основного тексту, 95 рисунків, 6 таблиць. Перелік літератури містить 127 джерел. Додатки розміщені на 8 сторінках.

# **1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ ГЕНЕРАТОРІВ У САНТИМЕТРОВОМУ ТА МІЛІМЕТРОВОМУ ДІАПАЗОНАХ З МАЛИМ РІВНЕМ ФАЗОВОГО ШУМУ**

## **1.1 Аналіз впливу рівня фазового шуму генераторів перетворювачів частоти цифрових систем зв'язку на якість каналу, коефіцієнт бітових помилок**

Фазовий шум гетеродинів перетворювачів частоти представляє собою загальну проблему для побудови приймально-передавального обладнання сучасних систем зв'язку. Цей тип деградації параметрів джерела коливань має суттєвий негативний вплив на якість передачі даних в каналах з модуляцією високих порядків. Переважна більшість систем безпроводного фіксованого зв'язку використовує квадратурну амплітудну модуляцію (QAM) або квадратурну фазову маніпуляцію (QPSK) для передачі даних. Головна мета, що переслідується розробниками такого обладнання, полягає в підвищенні ефективності використання спектру (кількість переданих біт за секунду, що припадає на 1 Гц смуги сигналу). Використовувані методи модуляції дозволяють істотно підвищити цей показник при збільшенні порядку модуляції, однак такий підхід обмежується рівнем фазового шуму гетеродинів перетворювачів частоти в складі модемів системи.

Моделювання проходження сигналу скрізь канал передачі даних з фазовою маніпуляцією в умовах середовища із адитивним білим гаусівським шумом дозволяє оцінити вплив фазового шуму гетеродинів на якість каналу зв'язку та необхідні його рівні для різних порядків складності модуляції. Проведемо таку оцінку для головного критерію якості каналу цифрового зв'язку – коефіцієнта помилок, який визначається як вірогідність того, що прийнятий біт буде інтерпретовано невірно. Для цього проаналізуємо ступінь впливу середньоквадратичного значення фазової помилки вихідних сигналів гетеродинів, застосованих в складі перетворювачів частоти, на цей показник.

Для вимірювання коефіцієнта помилок необхідно пропустити через канал послідовність біт кінцевої довжини та визначити відношення кількості невірно інтерпретованих біт до їх загальної кількості. Зі збільшенням довжини послідовності збільшується точність вимірювань. А в граничному випадку, коли кількість переданих біт прямує до нескінченності, виміряне значення збігається з точним значенням ймовірності бітової помилки.

Розглянемо спрощену модель каналу цифрового зв'язку. На рис.1.1 зображені основні компоненти такої каналу. Наведено мінімально необхідну для вирішення поставленої задачі кількість вузлів.

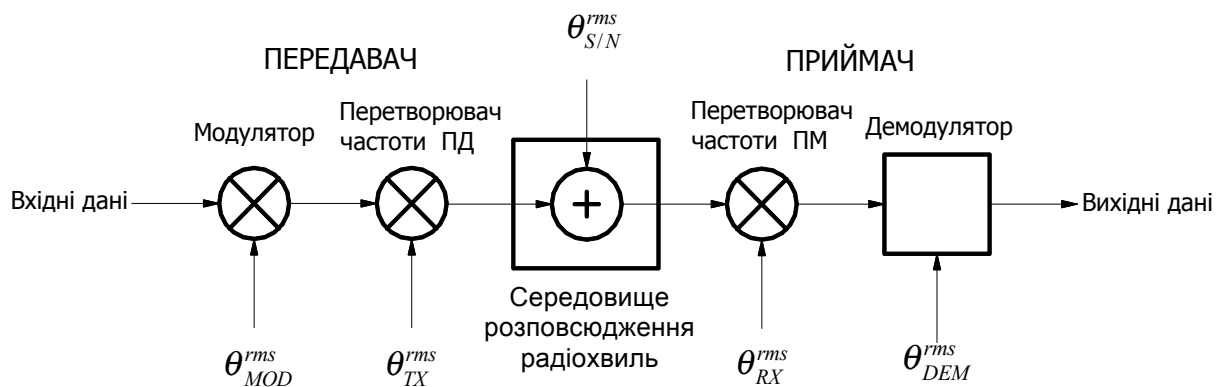


Рис. 1.1 — Спрощена модель цифрового каналу зв'язку.

Сигнал носійної проміжної частоти модулюється потоком вхідних даних (модулятор) і переноситься у діапазон частот вихідного сигналу передавача за допомогою перетворювача частоти ПД. Після проходження через середовище розповсюдження радіохвиль, сигнал підлягає впливу адитивного гаусівського білого шуму. Далі сигнал потрапляє на вхід приймача, де після зворотного перетворення частоти (перетворювач частоти ПМ) поступає на вхід демодулятора. В реальній системі зв'язку на кожному з перелічених етапів відбувається погіршення спектральних характеристик сигналу, зростає рівень його шумових компонент. Розглянемо положення векторів на I-Q діаграмі, що відповідають одному й тому ж символу на приймальному та передавальному кінцях каналу передачі фазоманіпульованих сигналів (рис. 1.2). Положення вектора  $T_x$  кодує деякий символ на передавальному кінці. За рахунок впливу шумів у каналі передачі даних положення вектора  $R_x$  на приймальному кінці

для того ж символу не буде збігатися з  $T_x$ . Вектор  $A$  відповідає амплітуді сумарної напруги шумів деякої частоти, доданих до сигналу при проходженні через канал зв'язку. Можемо виділити кут фазової помилки  $\theta_{err}$ , який відповідає сумарній фазовій помилці, що вноситься джерелами шуму, зображеними на схемі (рис. 1.1). Враховуючи адитивну природу шумів в каналі, можемо записати вираз для визначення середньоквадратичного значення сумарної фазової помилки  $\theta_{\Sigma}^{rms}$ :

$$\theta_{\Sigma}^{rms} = \sqrt{(\theta_{MOD}^{rms})^2 + (\theta_{TX}^{rms})^2 + (\theta_{S/N}^{rms})^2 + (\theta_{RX}^{rms})^2 + (\theta_{DEM}^{rms})^2}, \quad (1.1)$$

де  $\theta_{MOD}^{rms}$ ,  $\theta_{DEM}^{rms}$  — середньоквадратичні значення фазової помилки, яка вноситься задаючими генераторами у вузлах модулятора та демодулятора, відповідно;

$\theta_{TX}^{rms}$ ,  $\theta_{RX}^{rms}$  — середньоквадратичні значення фазової помилки, яка вноситься задаючими генераторами у вузлах перетворювачів частоти передавача та приймача, відповідно;

$\theta_{S/N}^{rms}$  — середньоквадратичне значення фазової помилки, що вноситься адитивним гаусівським білим шумом у каналі зв'язку і визначається за формулою [15]:

$$\theta_{err}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \arctan \left( \frac{\sin(\varphi)}{S/N + \cos(\varphi)} \right) \right)^2 d\varphi}. \quad (1.2)$$

Звернімо увагу на той факт, що ступінь впливу перерахованих чинників на сумарне значення фазової помилки  $\theta_{\Sigma}^{rms}$  виявляється приблизно однаковим. Це означає, що на НВЧ гетеродина перетворювачів частоти накладаються вимоги щодо чистоти спектру вихідного сигналу, які є сумірними з аналогічними вимогами для задаючих генераторів модулятора та демодулятора. Відношення номінальних значень частот згаданих генераторів у десятки разів суттєво ускладнює задачу розробки НВЧ гетеродина.

Визначивши середньоквадратичне значення сумарної фазової помилки, що створюється усіма елементами каналу на рис. 1.1 (1.1), можемо знайти вираз

для ймовірності бітової помилки. На I-Q діаграмі (рис. 1.2) побудуємо вектори сигналів на приймальному (Rx) та передавальному (Tx) кінцях каналу зв'язку. Положення кінця вектора на I-Q діаграмі відповідає окремому символу, що кодується певною послідовністю бітів. Для N-PSK модуляції матимемо  $\log_2 N$ , бітів, що кодують один символ. Штриховою лінією показано межу розділу областей, які відповідають різним символам. Очевидно, що при накопиченні такого значення кута фазової помилки  $\theta_\Sigma$ , що перевищить  $\theta_{MAX} = 360^\circ / 2N$ , символ буде невірно інтерпретовано на приймальному кінці, і виникне помилка.

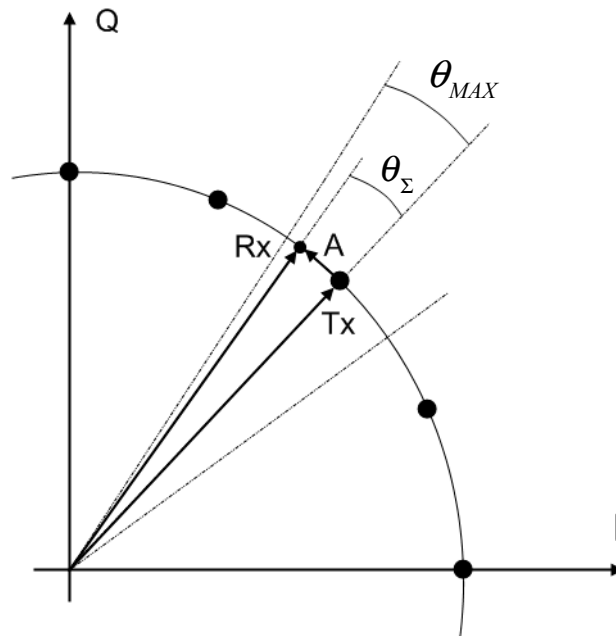


Рис. 1.2 — Візуалізація співвідношення між максимально допустимим значенням кута фазової помилки  $\theta_{MAX}$  та значенням сумарної фазової помилки  $\theta_\Sigma$ , якої набуває сигнал при проходженні через канал зв'язку.

Знаючи сумарну фазову помилку в каналі зв'язку, що визначається розглядуваними джерелами, а також максимально допустиму для заданого виду маніпуляції, можемо для нормального розподілення шуму визначити ймовірність бітової помилки  $P_b$  [16]:

$$P_b = \frac{1}{\log_2(N)} \cdot (1 - 2 \cdot \Phi(x)),$$

де  $N$  – кількість точок (символів) на I-Q діаграмі;

$$\Phi(x) - \text{значення нормованої функції Лапласа: } \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt; \quad x = \frac{\theta_{MAX}}{\theta_{\Sigma}^{rms}}$$

Таким чином,

$$P_b = \frac{1}{\log_2(N)} \left[ 1 - 2 \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_0^{\frac{\theta_{MAX}}{\theta_{\Sigma}^{rms}}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \right) \right]$$

Отримавши вираз для вірогідності бітової помилки, маємо змогу визначити вимоги до рівня фазового шуму гетеродинів розглядуваного каналу зв'язку. Розрахуємо залежності досяжних значень ймовірності бітової помилки від значення сигнал/шум при передачі сигналу в каналах з модуляціями QPSK, 8-PSK та 16-PSK. Для простоти аналізу будемо вважати, що передача відбувається без завадостійкого кодування, а фазові помилки  $\theta_{MOD}^{rms}$  і  $\theta_{DEM}^{rms}$  приймаємо рівними  $1.5^\circ$ , що є типовими значеннями для цих вузлів. На рис. 1.3 наведені розраховані характеристики для трьох значень  $\theta_{TX}^{rms} = \theta_{RX}^{rms}$ , що становлять  $0^\circ$ ,  $1.5^\circ$ , та  $4^\circ$  [2, 3]. З точки зору допустимого значення коефіцієнта бітових помилок в  $1 \cdot 10^{-4}$ , при якій роботу каналу можемо вважати прийнятною, видно, що для модуляції QPSK погіршення СКВ фази сигналів гетеродинів  $\theta_{TX}^{rms}$  та  $\theta_{RX}^{rms}$  до  $4^\circ$  призвело до незначного погіршення відношення сигнал/шум на 1,4 дБ, необхідного для збереження коефіцієнта бітових помилок на тому ж рівні. Для модуляції 8PSK погіршення СКВ фази сигналів гетеродинів на таку ж величину призводить до необхідності збільшення відношення сигнал/шум в каналі на 8,4 дБ. Це відповідає скороченню дистанції на декілька кілометрів у короткохвильовій частині сантиметрового та міліметровому діапазонах. Для модуляції 16PSK збільшення  $\theta_{TX}^{rms}$  та  $\theta_{RX}^{rms}$  до  $4^\circ$  руйнує роботу каналу.

Результати розрахунків каналу в середовищі MATLAB Simulink підтверджують домінуючий характер фазового шуму в точці В на рис.1.3 в порівнянні з точкою А, що добре видно на сигнальних сузір'ях на рис. 1.4, де також показані сузір'я для точок С та D.



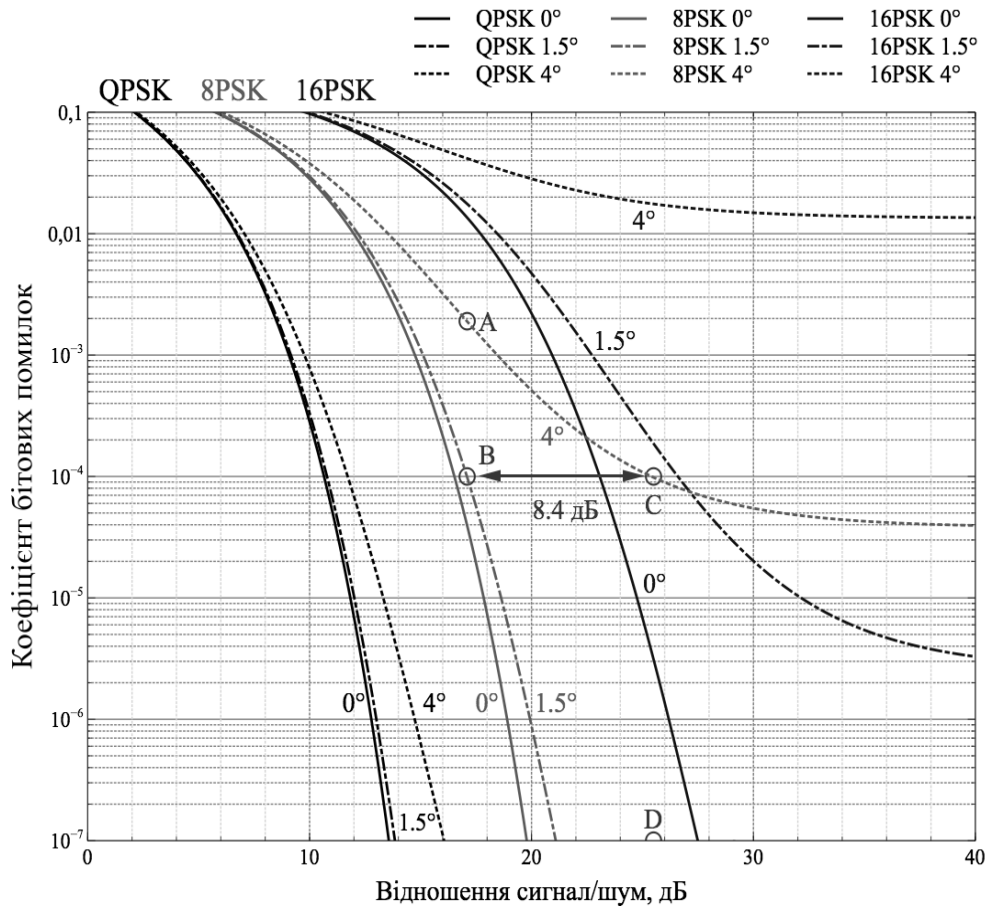


Рис. 1.3 — Залежність коефіцієнта бітових помилок від відношення сигнал/шум в каналах з QPSK, 8PSK та 16PSK модуляцією.

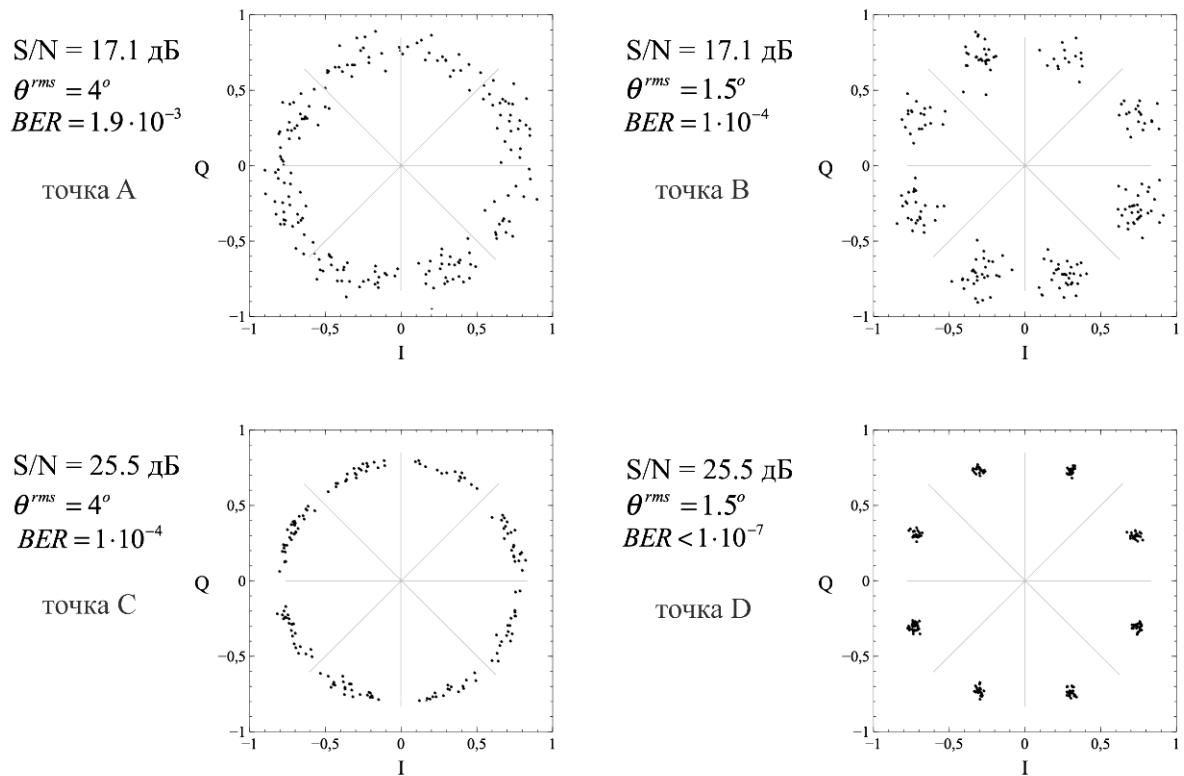


Рис. 1.4 — Спотворення сигнального сузір'я в каналі 8PSK для точок А — D на рис. 1.3.

З метою визначення та порівняння необхідних рівнів ФШ гетеродинів для систем зв'язку з модуляціями N-PSK та N-QAM в середовищі MATLAB Simulink було проведено розрахунки каналів за схемою на рис. 1.1, результати яких представлені в табл. 1. За максимально допустимий рівень ФШ гетеродинів перетворювачів частоти прийнято такий, при додаванні якого необхідно збільшити відношення сигнал/шум на 1дБ для збереження значення коефіцієнта бітових помилок на рівні  $10^{-4}$ . Фазовий шум задаючих генераторів модулятора та демодулятора при цьому вважається значно нижчим та в розрахунках не врахований.

Таблиця 1

Тип модуляції	$\theta_{TX}^{rms}, \theta_{RX}^{rms}$	ФШ (10кГц), дБн/Гц	Тип модуляції	$\theta_{TX}^{rms}, \theta_{RX}^{rms}$	ФШ (10кГц), дБн/Гц
QPSK	3°	-78,5	16QAM	1.3°	-85,9
8PSK	1.37°	-85,4	32QAM	0.91°	-89,0
16PSK	0.77°	-90,4	64QAM	0.61°	-92,4
32PSK	0.34°	-97,5	128QAM	0.43°	-95,4
64PSK	0.19°	-102,5	256QAM	0.34°	-97,5

Отримані дані дозволяють сформулювати вимоги до шумових характеристик гетеродинів в каналах з методами квадратурної фазової та амплітудної модуляції. Для високих порядків такі вимоги можуть представляти складну задачу навіть в діапазоні проміжних частот, а в сантиметровому та міліметровому діапазонах потребують застосування спеціальних методів побудови генераторів.

## 1.2 Аналіз методів теоретичного розрахунку спектральних характеристик генераторів

Методи зменшення фазового шуму транзисторних генераторів засновані на результатах теоретичного аналізу спектральних характеристик генераторів, а також на результатах дослідження джерел шумових впливів на генератори з боку їх компонентів: активних елементів та коливальних систем.

Методи теоретичного дослідження шумових характеристик генераторів можна умовно розділити на три групи. Через те, що на спектральні характеристики генераторів впливають багато факторів, роль яких зовсім нерівнозначна, кожний із вказаних методів, заснований на тій чи іншій моделі генератора, має свою область застосування, а отримані за їх допомогою результати стосуються або загальних принципів побудови мал шумлячих генераторів, або дозволяють покращити і без того добрі характеристики, переводячи генератор в розряд з більш високою категорією вимог. Виходячи з цього в даному розділі коротко характеризовані всі методи аналізу.

Перша група методів не враховує нелінійні властивості генератора, а фазове відхилення в рамках неї створюється штучно введеним в ланцюг генератора фазовим модулятором, що привносить фазовий зсув, утворений флуктуаціями різного характеру в активних та пасивних елементах генератора (рис. 1.5). Схема містить згаданий фазовий модулятор, ідеальний (нешумлячий) підсилювач  $Y$  та коливальну систему (високодобротний резонатор), ввімкнений в ланцюг зворотного зв'язку.

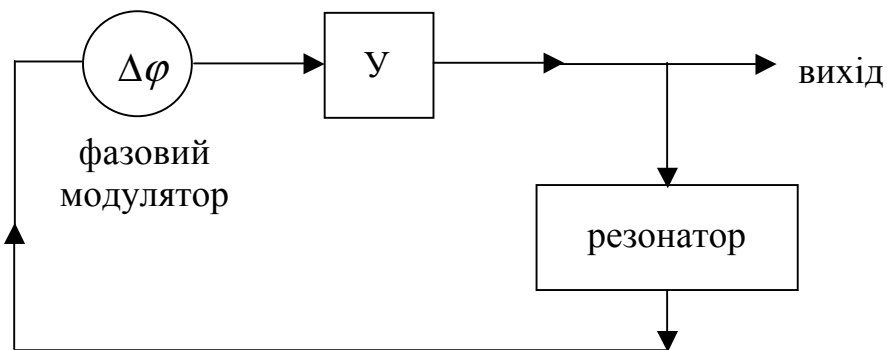


Рис. 1.5 — Схема генератора для квазілінійного підходу до аналізу рівня ФШ.

Спектральна характеристика шуму на виході такої схеми може бути визначена наступним рівнянням, що є модифікацією запропонованого Лізоном в роботі [17]:

$$L(f_m) = 10 \log \left[ \frac{FkT}{2P} \left( \left( \frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 \frac{f_c}{f_m^3} + \left( \frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 \frac{1}{f_m^2} + \frac{f_c}{f_m} + 1 \right) + \frac{2kTRK_0^2}{f_m^2} \right], \quad (1.3)$$

де:

$L(f_m)$  — рівень спектральної щільності потужності фазового шуму генератора при частоті відстроювання  $f_m$  від номінальної частоти генерації  $f_0$  у смузі 1 Гц, виражений в децибелах по відношенню до потужності коливання на частоті  $f_0$ ;

$f_c$  — частота кута характеристики флікер-шуму активного елемента;

$Q_L$  — навантажена добротність резонансної системи генератора;

$F$  — коефіцієнт шуму активного елемента;

$kT$  —  $4.1 \cdot 10^{-21}$  Дж при 300 К (кімнатна температура);

$P$  — середня потужність на виході генератора;

$R$  — еквівалентний шумовий опір діода, що перестроює;

$K_0$  — коефіцієнт перестроювання генератора.

Слід приймати до уваги наближеність рівняння (1.3), причинами якого являються не тільки вже зроблені при її виведенні наближення і припущення. Так, джерелом шуму до сих пір вважалось джерело білого шуму з еквівалентною шумовою температурою  $T_N = T_0 \cdot (F - 1)$ , де  $T_0 = 293$  К;  $F$  — еквівалентний коефіцієнт шуму. Ясно, що величина  $F$  неочевидним чином зв'язана з коефіцієнтом шуму застосованого активного елемента, принаймні, за декількома причинами. По-перше, коефіцієнт шуму активного елемента залежить від схеми його включення, що ніяким чином не враховується у отриманому рівнянні. По-друге, сам мінімальний коефіцієнт шуму активного елемента вимірюється в лінійному режимі при малому рівні сигналу. В генераторі ж він працює в режимі обмеження, в якому відбувається не тільки зміна режимів за постійним струмом (наприклад, шумова зміна кута відсікання транзистора), але й інтермодуляційне перетворення ширококутового білого шуму (наприклад, шумові компоненти на частотах другої та третьої гармонік перетворюються в шум на основній частоті генерації). Таким чином, скоріше можна говорити про ефективний коефіцієнт шуму, значення якого залежить від схеми генератора. В деяких роботах ([18] — [20]) описані ефекти було

враховано, що привело до поправок у вихідному варіанті формули (1.3). Повертаючись до джерел шумів генераторів, відмітимо, що ще однією важливою поправкою до рівняння Лізона було введення в якості джерела шуму флікер шуму, який являється превалюючим в області частот  $f_m$  до порядку 1000 кГц в польових та НЕМТ-транзисторах і до порядку 15-20 кГц у гетероструктурних біполярних транзисторах [21] — [24].

Не дивлячись на свою наближеність, рівняння (1.3) дозволяє виявити властивий більшості генераторів характер частотної залежності спектральної щільності потужності фазового шуму. А саме, для генераторів, що включають в себе коливальні системи з невеликою добротністю, є три області з характерним частотним спадом спектральної щільності потужності ФШ: з крутизною 30 дБ/декаду (при  $f_m < f_c$ ), крутизною 20 дБ/декаду (в діапазоні  $f_c < f_m < \frac{f_0}{2Q_L}$ ) та 0 дБ/декаду (при  $f_m > \frac{f_0}{2Q_L}$ ). Такі ж три області є і в протилежному випадку – великій навантаженій добротності, однак до частоти  $f_m = \frac{f_0}{2Q_L}$  крива встигає спуститись на значно більш глибокий рівень, ніж у випадку низькодобротної коливальної системи [25].

Другим важливим наслідком формули Лізона є те, що збільшення вихідної потужності генератора дозволяє зменшити фазовий шум, що відбувається через зменшення індексу фазової модуляції при збільшенні амплітуди генерованого коливання. На останок, важливим фактором зниження фазових шумів є збільшення навантаженої добротності коливальної системи, що, в більшості випадків практичної реалізації, знаходиться у протиріччі з вимогами збільшення потужності генерованого коливання, оскільки потужність може зменшуватися при зменшенні коефіцієнта зв'язку резонатора з системою.

Оцінимо, як значення навантаженої добротності резонансної системи генератора міліметрового діапазону довжин хвиль впливає на рівень фазового шуму для типового джерела коливань в міліметровому діапазоні довжин хвиль.

На рис. 1.6 зображені розраховані частотні залежності фазових шумів для генератора з частотою вихідного сигналу  $f_0 = 36$  ГГц для різних значень  $Q_L$ . Генератор містить транзистор з частотою кута характеристики флікер-шуму  $f_c = 5$  кГц, що є типовим значенням для біполярних транзисторів, та варактор з еквівалентним шумовим опором  $R = 200$  Ом. Коефіцієнт шуму транзистора становить  $F = 4$ , коефіцієнт перестроювання генератора обрано рівним  $K_0 = 50$  МГц/В.

Найпростіші зразки резонансних систем міліметрового діапазону мають значення навантаженої добротності, що не перевищує кілька десятків. Крива, що відповідає значенню  $Q_L = 20$ , показує досяжний рівень фазового шуму для генераторів з таким резонатором. Це рівні порядку  $-78$  дБн/Гц та  $-99$  дБн/Гц при відстроюваннях частоти від носійної на  $100$  кГц та  $1$  МГц відповідно. З наближенням  $Q_L$  до  $500$ , що властиве найкращим зразкам резонансних систем нижньої частини міліметрового діапазону, рівні фазового шуму генератора, керованого напругою, наближаються до відмітки  $-106$  дБн/Гц та  $-127$  дБн/Гц при відстроюваннях на  $100$  кГц та  $1$  МГц відповідно.

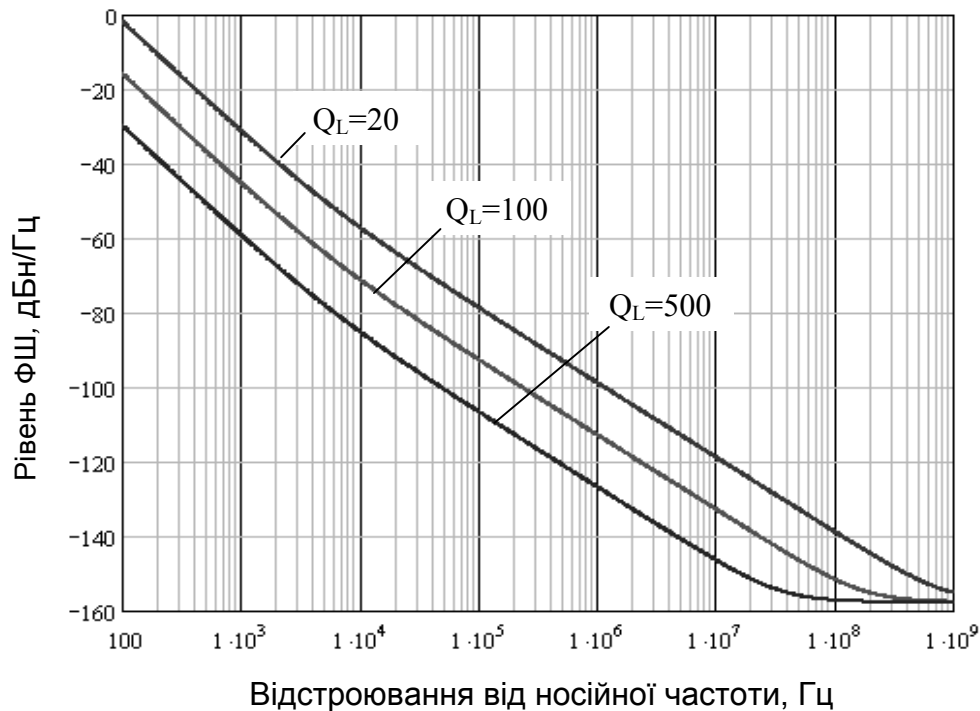


Рис. 1.6 – Розподілення ФШ для моделі типового генератора міліметрового діапазону довжин хвиль.

Відомі приклади реалізації неперестроюваних генераторів у гібридно-інтегральному виконанні з використанням високодобротних резонансних систем ([26]), здатні забезпечити вимоги щодо стабільності частоти і рівня шумів. Найкращі зразки досягають дуже низького рівня власного шуму: -140 дБн/Гц при відстроюванні від центральної частоти на 10 кГц у К, Ка діапазонах частот. Однак поряд з такими видатними результатами, цим зразкам притаманні недоліки: громіздкість конструкції, необхідність настроювання частоти, застосування унікальних дорогих матеріалів. Все це призводить до суттєвого зростання ціни таких зразків та збільшення терміну їх виробництва. До того ж перестроювання частоти таких генераторів можливо забезпечити у дуже вузькому діапазоні частот, що значно зменшує область їх застосування. Така ситуація є неприпустимою для сучасних систем зв'язку, що інтенсивно розвиваються та потребують стислих термінів розробки та виробництва вузлів, а також їх малої вартості для забезпечення конкурентної спроможності на сучасному ринку надання послуг у цій сфері. Тому рішення має полягати у виборі методу побудови генератора, що забезпечить виконання вимог щодо забезпечення малого рівня фазового шуму при збереженні малої собівартості пристрою.

На відміну від емпіричного квазілінійного підходу Лізона в роботах [27], [28] розвинено підхід до генератора, як до нелінійного пристрою в припущенні, однак, протікання ланцюгом генератора струму тільки основної гармоніки генерованого коливання. Вплив шумів на генератор розглядається в рамках стійкості його граничного циклу. Таким чином, із розгляду виключаються потребуючі Фур'є-розкладання конкретні механізми генерації фазового шуму, обумовлюючі змішування низькочастотного шуму та генерованого коливання (з його гармоніками). Генератор представляється у вигляді активного двополюсника з імпедансом, що залежить від амплітуди  $A$  генерованих коливань  $Z_d = R_d(A) + jX_d(A)$ , чотиріполюсника зв'язку, описуваного матрицею з залежними від частоти елементами  $Z_{ij}(\omega)$ , та опору навантаження

$R_L$  (рис. 1.7). Перетворена очевидним чином схема рис. 1.7(а) показана на рис. 1.7(б).

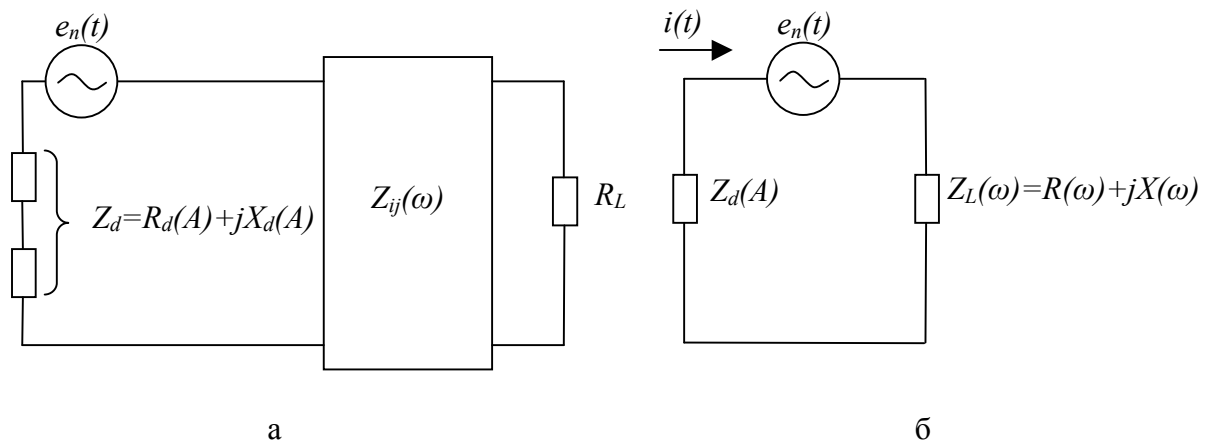


Рис. 1.7 — Схема представлення генератора у вигляді складових частин, залежних від частоти коливань та від їх амплітуди (а), та її спрощення (б).

У відповідності до сказаного, розв'язок задачі по схемі рис. 1.7(б) знаходиться у вигляді  $i(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$ , де  $A(t)$ ,  $\varphi(t)$  - повільно змінювані функції часу. У відповідності з методом повільно змінюваних амплітуд [29] можна отримати скорочені рівняння для функцій  $A(t)$ ,  $\varphi(t)$  та стаціонарні розв'язки для амплітуди і фази коливань. Інтегруючи ж скорочені рівняння, можна знайти відхилення  $\Delta A$  і  $\Delta \varphi$  від стаціонарних значень, викликані джерелом шуму:

$$|\Delta A|^2 = \frac{2 \cdot \left| \frac{\partial Z_L(\omega_0)}{\partial \omega} \right|^2 \cdot |e_n|^2}{\Delta^2}, \quad (1.4)$$

$$|\Delta \varphi|^2 = \frac{2 |e_n|^2}{\omega^2 A_0^2} \cdot \frac{\omega^2 \left| \frac{\partial Z_L(\omega_0)}{\partial \omega} \right|^2 + A_0^2 \cdot \left[ \frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \right]^2 + A_0^2 \cdot \left[ \frac{\partial X_d(A_0)}{\partial A} \right]^2}{\Delta^2}, \quad (1.5)$$



$$\text{де } \Delta^2 = \omega^2 \cdot \left| \frac{\partial Z_L(\omega_0)}{\partial \omega} \right|^4 + A_0^2 \cdot \left[ \frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega} - \frac{\partial X_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega} \right]^2.$$

Значення квадрату девіації фази, як видно з (1.5) сильно залежить від знаменника  $\Delta^2$  і, зокрема, від його другого доданку, який можна перетворити так:

$$\begin{aligned} M &= \frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega} - \frac{\partial X_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega} = \\ &= \frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega} \cdot (\tan(\Phi) - \tan(\Psi)) = \\ &= \frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega} \cdot \frac{\sin(\Phi - \Psi)}{\cos(\Phi) \cdot \cos(\Psi)}, \end{aligned} \quad (1.6)$$

де  $\tan(\Phi) = \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial R(\omega_0)}$ ;  $\tan(\Psi) = \frac{\partial X_d(A_0)}{\partial R_d(A_0)}$  - величини, рівні тангенсам кутів

нахилу ліній  $X = X(R)$  та  $X_d = X_d(R_d)$  на комплексній площині. Враховуючи, що

$$\frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{1}{\cos(\Psi)} = \sqrt{\left( \frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \right)^2 + \left( \frac{\partial X_d(A_0)}{\partial A} \right)^2}, \text{ та}$$

$$\frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega} \cdot \frac{1}{\cos(\Phi)} = \sqrt{\left( \frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega} \right)^2 + \left( \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega} \right)^2},$$

співвідношення (1.6) можна переписати у вигляді:

$$M = \sqrt{\left( \frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \right)^2 + \left( \frac{\partial X_d(A_0)}{\partial A} \right)^2} \cdot \sqrt{\left( \frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega} \right)^2 + \left( \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega} \right)^2} \cdot \sin(\Phi - \Psi). \quad (1.7)$$

Із (1.7) випливає, що значення шумової фазової модуляції генерованого коливання пропорційне синусу кута між лінією приладу  $Z_d(A)$  та лінією навантаження  $Z_L(\omega)$  на комплексній площині, та досягає мінімального значення коли ці криві перетинаються під прямим кутом (рис. 1.8).

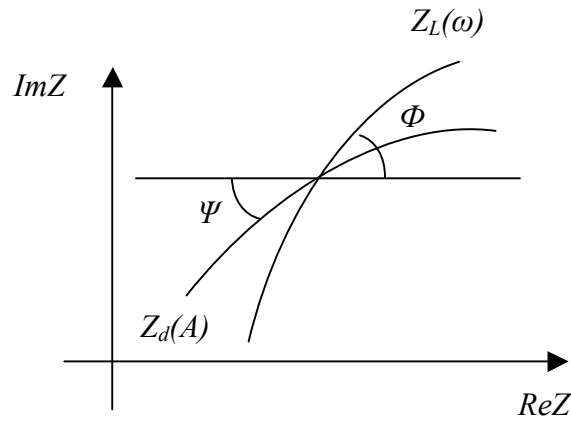


Рис. 1.8 — Годографи частотозалежної частини генератора  $Z_L(\omega)$  та лінії приладу  $Z_d(A)$ .

Це відповідає ситуації максимальної стабільності, коли нормований параметр динамічної стійкості  $S$  генератора [30]:

$$S = \sin(\Phi - \Psi) = \frac{\frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega} - \frac{\partial X_d(A_0)}{\partial A} \cdot \frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega}}{\sqrt{\left(\frac{\partial R_d(A_0)}{\partial A}\right)^2 + \left(\frac{\partial X_d(A_0)}{\partial A}\right)^2} \cdot \sqrt{\left(\frac{\partial R(\omega_0)}{\partial \omega}\right)^2 + \left(\frac{\partial X(\omega_0)}{\partial \omega}\right)^2}} \quad (1.8)$$

досягає максимуму ( $S=1$ ), що характеризує генератор як динамічно стабілізований оптимальним чином. Отже, введення в розгляд нелінійної поведінки генератора дозволяє сформулювати додаткові вимоги до структури генератора, які забезпечують зниження рівня фазових шумів, що підтверджується експериментально [31], [32], в тому числі і результатами цієї дисертаційної роботи.

Разом з тим, лінійна залежність амплітудних та фазових відхилень від величини  $|e_n|$  в рівняннях (1.4), (1.5), як вже вказувалося раніше, показує, що конкретні механізми трансляції шумів в спектр генератора в даному наближенні не розглядаються. Таким чином, використання отриманих співвідношень для розрахунку шумів генераторів, виконаних на реальному активному елементі, потребує перерахунку джерел шуму до його вихідних клем. Так, в роботі [33] проаналізована модель польового транзистора з двома

головними джерелами нелінійності: крутизною характеристики та провідністю стік-витік. Показано, що головним джерелом фазового шуму являється нелінійність, обумовлена крутизною характеристики та ємністю стік-затвор, в той час як перетворення шумів вгору, обумовлене нелінійністю провідності стік-витік, призводить до амплітудної складової шуму генератора [34]. Проведені дослідження призвели до покращення технології виготовлення транзисторів – зниженню величини  $\frac{\partial\omega_0}{\partial V_{d-s}}$ , що дозволило знизити рівень фазового шуму на приблизно 15 дБ [35].

Найбільш точний аналіз подібних реальних конструкцій сьогодні можливий з допомогою розширеного методу гармонічного балансу, який відноситься до третьої групи методів аналізу шумових характеристик транзисторних генераторів [36]. Так, у згаданій роботі проведено аналіз генератора, виконаного на транзисторі типу NEC 710 з добре відомою моделлю по схемі Колпітца. Отримано добрий збіг теоретичних та експериментально отриманих характеристик до частот  $f_m = 100$  кГц. За умови наявності точної та докладної нелінійної моделі активного елемента, метод гармонічного балансу дозволяє провести аналіз рівня фазового шуму вихідного сигналу генераторів з високою точністю [36] — [38].

### **1.3 Аналіз методів побудови мал шумлячих транзисторних генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів**

При проектуванні генераторів з малим рівнем фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах слід виходити з того, що створення високочастотних інтегральних коливальних систем генераторів в цих діапазонах частот вельми ускладнено через значні втрати в лініях передачі та зосереджених елементах, шумові характеристики та підсилювальні властивості транзисторів погіршуються, а також точність їх нелінійних моделей зазвичай невисока.

Разом з тим, наявна значна кількість робіт, в яких здійснено спроби створення малошумлячих транзисторних генераторів у гібридно-інтегральному виконанні. В деяких із них автори ідуть шляхом пошуку нових технічних рішень, які забезпечують зниження рівня фазових шумів генераторів за рахунок використання відомих, описаних вище, механізмів. До таких відносяться роботи по пошуку нових інтегральних резонансних систем, які забезпечували б великі, в порівнянні з відомими, значення власної добротності. Збільшення добротності досягається шляхом використання розподілених елементів; при цьому для розрахунку добротності використовується крутизна частотної характеристики реактивної провідності, яка, при відповідному проектуванні коливальної системи, може бути вельми значною [39] — [45]. Значна кількість робіт присвячена дослідженню джерел шумів транзисторів у міліметровому діапазоні довжин хвиль. Зокрема, встановлено, що для створення малошумлячих генераторів слід віддавати перевагу використанню гетероструктурних біполярних транзисторів (heterojunction bipolar transistor - HBT) [46] — [58] оскільки вони мають значно меншу, в порівнянні з польовими та НЕМТ-транзисторами, частоту відсікання флікер шуму, що відіграє головну роль в погіршенні спектральних характеристик генератора при малих відстроюваннях частоти від носійної [59]. Така відмінність характеристик HBT-транзисторів має місце завдяки вертикальному протіканню струму скрізь напівпровідникові шари структури транзистора, при якому вплив поверхневих станів на вихідний сигнал зменшується. Вельми перспективним шляхом створення малошумлячих транзисторних джерел в міліметровому діапазоні являється розробка багатотактних генераторів, для яких в літературі навіть з'явився новий термін „osciliers”, який підкреслює, що мова йде про генератор, що поєднує в собі, одночасно з генерацією основної частоти, помноження її в ціле число разів  $N$  [60]. Відмінністю від традиційних генераторів з помноженням частоти в  $N$  разів для формування спектрально чистих сигналів у високочастотних діапазонах [61], які характеризуються рівномірним збільшенням СЩПФШ основного колювання на  $20\lg(N)$ , є спосіб формування вихідного колювання в навантаженні. Оскільки окремі активні елементи

підтримують когерентні коливання, в той час як їх шуми в першому наближенні некорельовані, при складанні їх вихідних сигналів, загальний фазовий шум зв'язаних генераторів зменшується на величину  $10\lg(N)$  ( $N$  – число активних елементів) [62]. Вперше зменшення фазового шуму в подібних пристроях було досліджено в діодних суматорах потужності [63], а далі – використано в транзисторних антенних решітках [64]. В подальшому цей принцип був застосований в роботах ряду авторів. Найбільшого розповсюдження зазнали схеми двотактних (двофазних) генераторів на двох транзисторах, в яких в якості резонансних систем використано діелектричні резонатори [65] — [69], мікросмужкові резонатори [70], [71], щілинні [72], та інтегральні резонатори переважно у КМОН-виконанні [52], [73] — [78]. Схема двотактного генератора (рис. 1.9) забезпечує вивід енергії другої гармоніки основного коливання резонатора  $f_0$  за рахунок складання насичених гармоніками сигналів на вихідних електродах транзисторів (АЕ). Протифазна робота плечей забезпечує складання парних гармонік та придушення непарних гармонік, при цьому енергія коливань зосереджена головним чином на корисній другій гармоніці  $2f_0$ . Як зауважено вище, завдяки когерентності коливань в плечах генератора та некогерентності шумів транзисторів, при складанні рівень ФШ знижується на  $10\lg(2) = 3$  дБ, в порівнянні зі схемами на одному

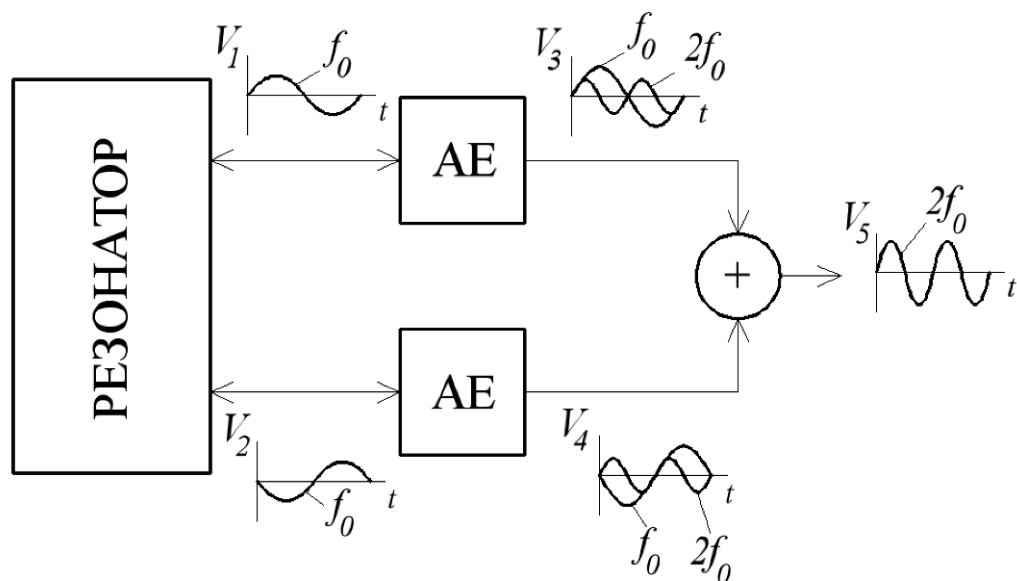


Рис. 1.9 — Функціональна схема генератора за двотактною схемою.

транзисторі, а використання другої гармоніки в якості вихідного сигналу дозволяє задіяти резонатор на нижчій частоті, де його добротність вища.

В роботі [79] проведено пряме порівняння двотактного генератора з виходом на другій гармоніці зі звичайним, виконаним на основі тієї ж низькодобротної коливальної системи з автономним транзисторним помножувачем частоти на виході. Отримано рівномірне покращення шуму генератора на 4 дБ (проти очікуваних по теорії 3 дБ), що підтверджує доцільність такого способу побудови малошумлячого джерела в розглядуваному міліметровому діапазоні частот [11].

Фактори, що впливають на перетворення флікер-шуму в спектр вихідного сигналу в подібних генераторах, розглянуті в [80]. Тут же запропоновано генератор-потроювач частоти, побудований по схемі багатотактного генератора. Генерація когерентних гармонік відкриває широкі можливості для подальшого зниження шуму завдяки використанню механізмів самосинхронізації [81], що являється своєрідним узагальненням застосовуваних раніше схем зниження шумів з використанням пасивних ланцюгів негативного зворотного зв'язку з фазовим дискримінатором [82].

Нижче розглянемо детально практично досяжні рівні фазового шуму для описаних вище методів побудови малошумлячих джерел коливань. В першу чергу проаналізуємо нескладні конструкції сучасних генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль, побудованих за класичними одотранзисторними схемами ([52] — [58], [83] — [87]). В роботі [86] автори представляють результати розробки генератора, керованого напругою, Ка-діапазону в інтегральному виконанні на підкладинці із нітриду галію. AlGaIn/GaN НЕМТ транзистор ввімкнений за схемою зі спільним затвором (рис. 1.10), всі лінії передачі, в тому числі і резонатора, копланарні.

Застосована технологія виробництва активного елемента забезпечує високий рівень потужності вихідного сигналу генератора завдяки високим значенням напруги пробою та допустимій щільності струму: для частоти 39 ГГц автори отримали потужність вихідного сигналу +25 дБм.

На рис. 1.11, 1.12 представлено фотографію підкладки генератора та результати вимірювань спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу. Перестроювання частоти вихідного сигналу генератора можливе в межах 1 ГГц в околі 39 ГГц. Отриманий рівень фазового шуму є одним з найменших серед відомих аналогів та складає -92 дБн/Гц та -120 дБн/Гц для відстроювань частоти 100кГц та 1 МГц відповідно.

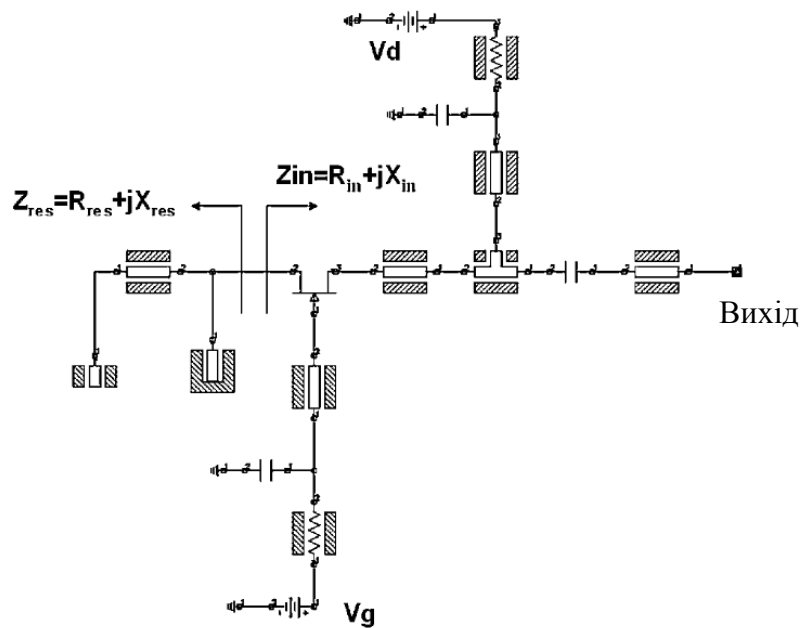


Рис. 1.10 – Схема генератора 39 ГГц.

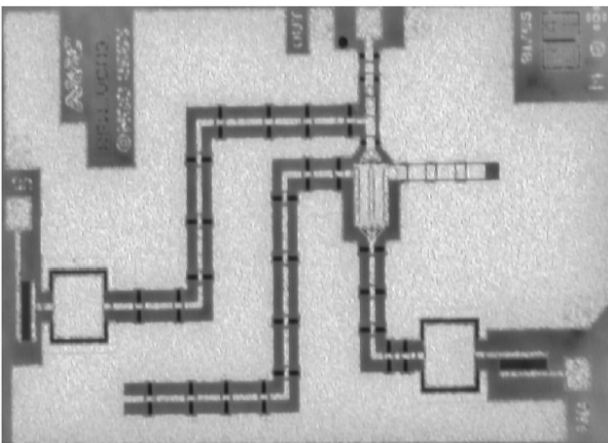


Рис. 1.11 – Фото генератора 39 ГГц.

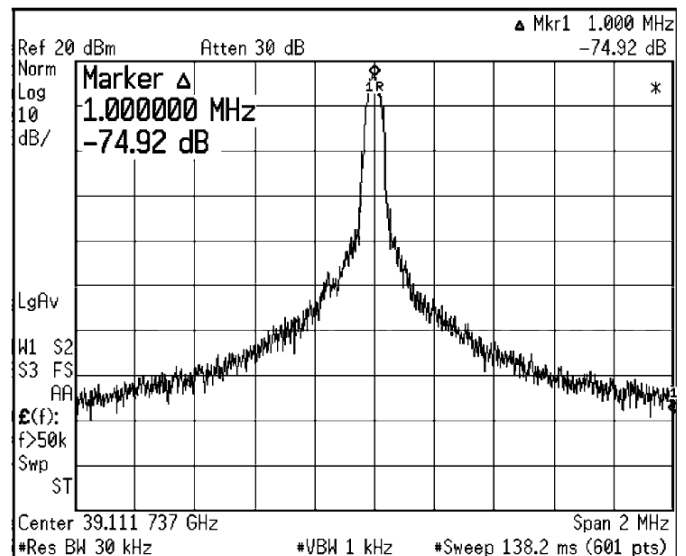


Рис. 1.12 – Частотний спектр генератора 39 ГГц.

В роботі [87] автори представили результати розробки гібридно-інтегрального генератора на основі інтегрованого в підкладинку хвилеводного резонатора. Запропонована конструкція резонатора зображена на рис. 1.13. Резонатор сформовано з металізованої з обох боків діелектричної підкладинки, по периметру якої сформовано ряд металізованих отворів, що відстоять один від одного на менше ніж половину довжини хвилі в підкладинці, що робить область, обмежену отворами, резонатором. Відносна діелектрична проникність

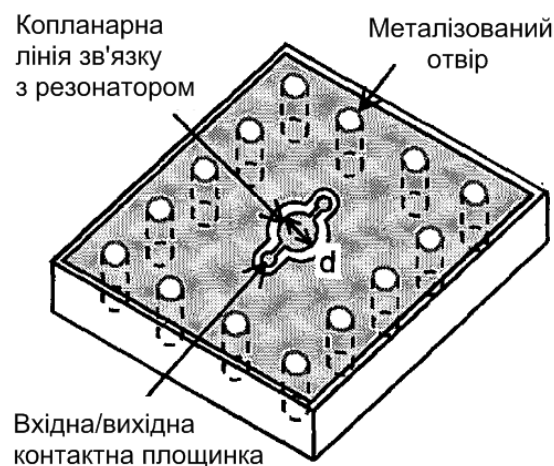


Рис. 1.13 — Конструкція генератора на інтегрованому в підкладинку хвилеводі 31.7 ГГц.

підкладинки становить 16. Зв'язок із зовнішньою лінією передачі реалізовано за допомогою відрізка копланарної лінії передачі, розміщеного на одному з боків резонатора. Кінці сформованого відрізка слугують входом та виходом сформованого прохідного резонатора. Коефіцієнт зв'язку з резонатором контролюється діаметром  $d$  розширеної центральної частини відрізка копланарної лінії. Таким чином, коефіцієнт зв'язку можна точно контролювати. Однак, добротність отриманої структури виявляється істотно меншою, ніж у відомих аналогів у класичному виконанні у вигляді шайби на підложці: власна добротність складає 305, навантажена лише 57.

Усі елементи генератора, окрім резонатора, розміщені на монолітній інтегральній схемі, всі лінії передачі якої є копланарними. Активний елемент



представляє собою AlGaAs/InGaAs HJFET із довжиною затвору 0.15мкм. З'єднання з резонатором реалізується способом монтажу, що називається методом перегорнутого чіпу. На рис. 1.14 показані схема принципова генератора (рис. 1.14(а)), топологія інтегральної схеми генератора з буферним підсилювачем, що має коефіцієнт підсилення 8 дБ (рис. 1.14(б)), поперечний переріз з'єднання резонатор-чіп (рис. 1.14(в)), та фото пристрою в цілому (рис.1.14(г)).

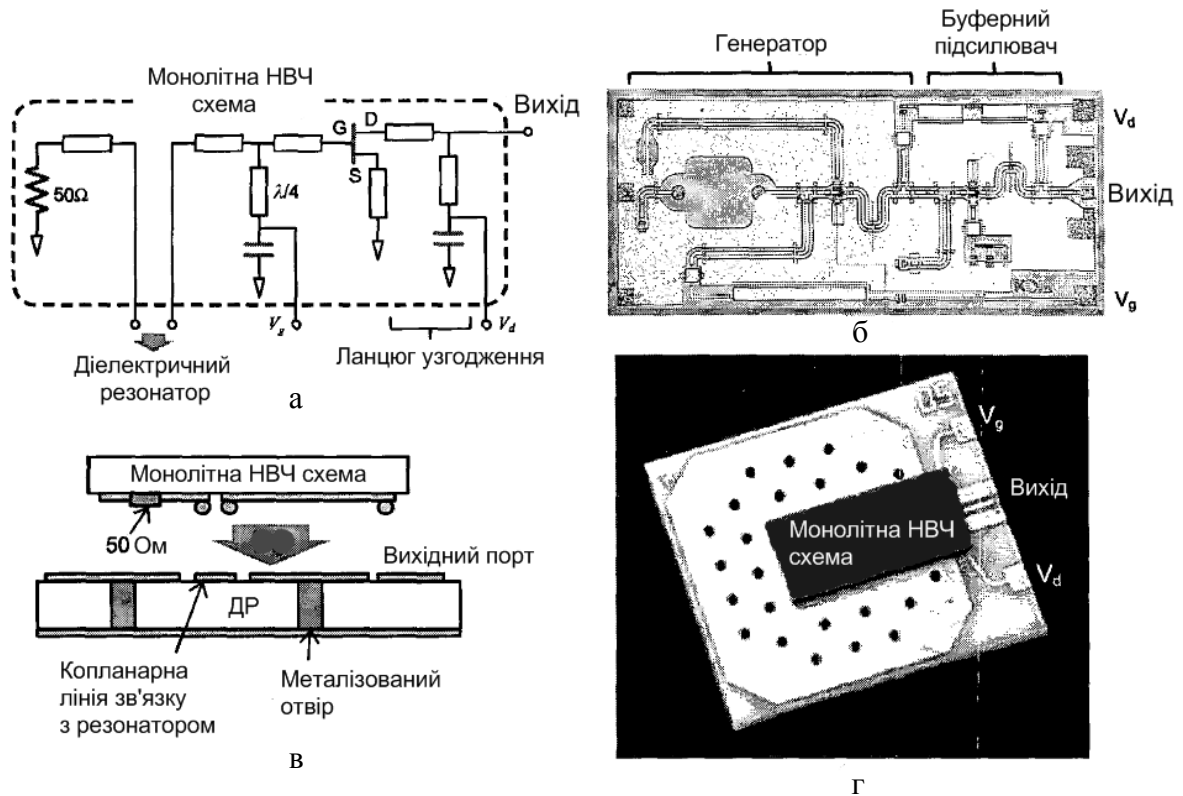


Рис. 1.14 – ДР-генератор 31.7 ГГц: схема принципова (а); топологія (б); поперечний переріз (в); фото (г).

Габаритні розміри розробленого генератора складають 4.3x3.8x0.4 мм<sup>3</sup>. Досягнуте значення фазового шуму генератора складає -95 дБн/Гц при відстроюванні частоти на 1 МГц від носійної.

Приклади реалізації генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів показують, що середні значення рівня фазового шуму практично досяжні для моделей з низькодобротними резонансними структурами знаходяться на рівнях порядку -85 дБн/Гц та -110 дБн/Гц для відстроювань частоти від носійної на 100кГц та 1 МГц відповідно. Такі рівні не завжди

будуть відповідати вимогам щодо чистоти спектру з боку систем зв'язку, які використовують методи модуляції високого порядку, однак таким генераторам притаманна мала собівартість. Слід відмітити, що переважна більшість повідомлень про створення подібних генераторів в сучасній літературі присвячена їх виконанню у вигляді монолітних інтегральних схем. Така ситуація пов'язана з істотною інтенсифікацією розвитку комунікаційних систем за останнє десятиліття. Варто зауважити, що такі вузли систем, як підсилювачі, почали перевтілення у монолітні інтегральні схеми ще на початку 1980-х років, однак НВЧ індустрії довелося ще довго проіснувати без надійних, комерційно доступних інтегральних НВЧ генераторів. Головна причина цього полягає в тому, що вузли у монолітному виконанні можуть з'явитися на ринку тільки в тому випадку, якщо затребувані об'єми попиту на мікросхему конкретної модифікації здатні виправдати затрати на її розробку та виробництво. У випадку з підсилювачами, ситуація спрощується тим, що один широкосмуговий підсилювач може бути застосований у багатьох трактах, до того ж підсилювачів в будь-якій системі набагато більше ніж генераторів. І на сьогоднішній день для систем з невеликою запланованою кількістю зразків приймально-передавального обладнання все ще залишається більш вигідним гібридно-інтегральне виконання вузлів гетеродинів. Вартість розробки одного НВЧ монолітного вузла може виявитись надзвичайно високою при невеликому запланованому об'ємі виробництва.

Наступним кроком розглянемо як впливає на показники фазового шуму застосування більш високочастотних резонансних систем для реальних конструкцій генераторів. Розповсюдженим способом підвищення навантаженої добротності резонансної системи генератора міліметрового діапазону довжин хвиль є застосування діелектричного резонатора (ДР). Завдяки великому значенню діелектричної проникності матеріалу ДР розміри резонатора в міліметровому та у короткохвильовій частині сантиметрового діапазону виявляються малими. У зв'язку з цим ДР застосовується для створення

гібридно-інтегральних і, навіть, монолітних генераторів міліметрового діапазону довжин хвиль. Застосування керамічних матеріалів у вигляді твердих розчинів компонентів з різними значеннями температури Кюрі дозволяє отримувати температурно-компенсовані значення відносної діелектричної проникності, що забезпечує температурну стабілізацію генератора на основі такого ДР [88]. Широкого розповсюдження діелектричні резонатори зазнали, в першу чергу, завдяки малим значенням тангенсу кута діелектричних втрат, що забезпечує високі значення власної добротності, які можуть складати кілька тисяч в міліметровому діапазоні довжин хвиль.

Однак, застосування ДР в складі резонансних систем ГКН пов'язано з рядом недоліків: втрачається планарність конструкції генератора, неможливе виключення етапу настроювання генератора, на якому підбирається зв'язок з лінією передачі та відбувається точне підстроювання резонансної частоти, конструкція має містити механічні елементи підстроювання резонансної частоти [89].

ДР може збуджуватись на різноманітних модах та частотах, в залежності від матеріалу, розмірів, форми резонатора та геометрії корпусу. Зазвичай резонатор має форму кругового циліндру, та застосовується на одній із найнижчих високодобротних мод  $H_{01\delta}$  з конфігурацією поля, що забезпечує простий та легко контрольований зв'язок з крайовими полями інтегральних ліній передачі. Приклади таких генераторів міліметрового діапазону довжин хвиль представлено в роботах [90] — [92].

Автори роботи [90] представили результати розробки гібридно-інтегрального генератора на ДР з фіксованою частотою вихідного сигналу 36.6 ГГц. Класична схема генератора відбивного типу проста та дозволяє отримати добру розв'язку навантаження та резонансної системи генератора при ввімкненні транзистора за схемою зі спільним витокom (рис. 1.15).

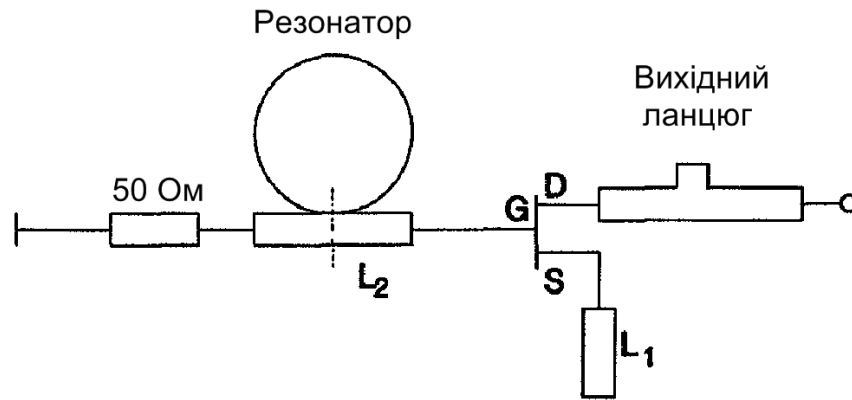


Рис. 1.15 – Еквівалентна схема ДР-генератора 36.6 ГГц.

Генератор виготовлено на підкладинці з оксиду алюмінію товщиною 152 мкм. Зв'язок з резонатором забезпечується мікросмужковою лінією передачі в ланцюзі затвору транзистора. Діелектричний резонатор виготовлено із кераміки  $\text{Ba}_2\text{Ti}_9\text{O}_{20}$ , розміри шайби складають 1.4 мм в діаметрі та 800 мкм товщиною. Чіп InGaAs/GaAs p-HFET транзистора монтовано в отвір в підкладинці, сформований ультразвуковим свердлінням (фото топології генератора на рис. 1.16).

Потужність вихідного сигналу ДР-генератора складає 10 мВт, спектральна щільність потужності фазового шуму при відстроюванні частоти від носійної на 100 кГц становить -97 дБн/Гц (рис. 1.17).

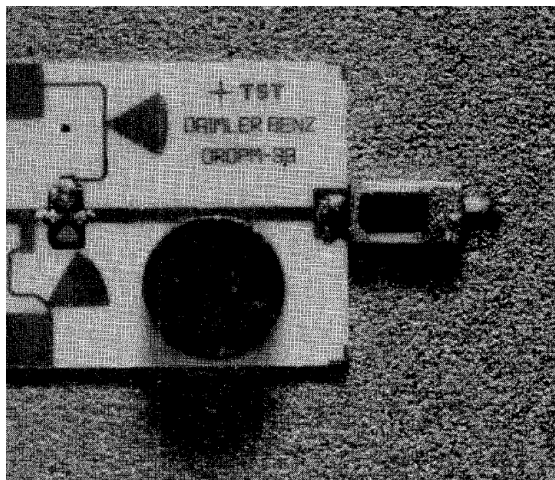


Рис. 1.16 – Топологія ДР-генератора 36.6 ГГц.

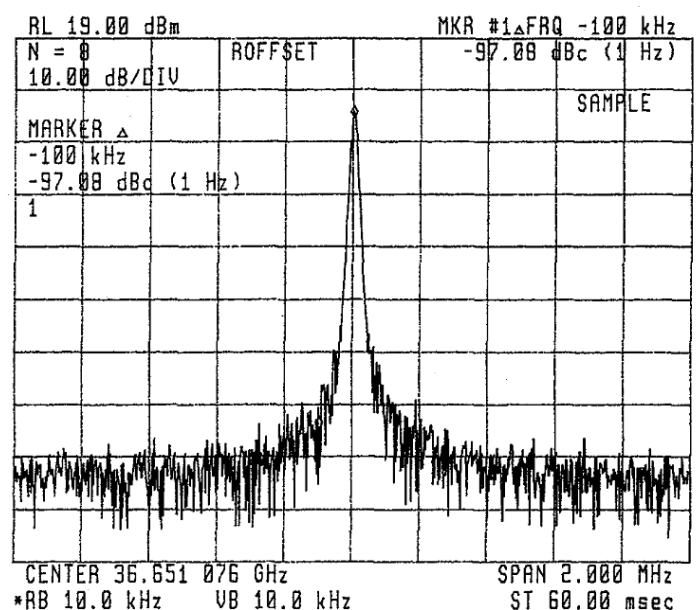


Рис. 1.17 – Частотний спектр ДР-генератора 36.6 ГГц

Узагальнюючи показники прикладів реалізації конструкцій генераторів на основі діелектричних резонаторів, відмітимо, що типові значення СЦПШ для них у розглядуваному діапазоні частот складають -95 дБн/Гц та -120 дБн/Гц, що представляє собою покращення результату для генераторів з низькодобротними резонансними системами на 10 дБ. Однак таке покращення обертається істотним зростанням ціни виробу, який потребує настроювання, до того ж, в міліметровому діапазоні ця задача ускладнюється вимогами високої точності механічних операцій. А відомі спроби виключити етап настроювання не дозволяють отримати притаманного ДР-генераторам рівня фазового шуму.

Розглянемо нижче приклад генератора, побудованого на основі двотактної схеми, що, як зазначалося вище, забезпечує покращення характеристик вихідного сигналу джерела коливань [66]. Автори представляють результати розробки гібридно-інтегрального push-push генератора на основі ДР К-діапазону. Використання моди  $H_{01\delta}$  діелектричного резонатора дозволяє збуджувати плечі генератора, що зв'язуються з ДР, через мікросмушкові лінії передачі в затворних ланцюгах точно у протифазі, чим досягається необхідне фазування гармонік сигналів на стоках транзисторів для складання потужності подвоєної частоти та ослаблення основної складової (рис. 1.18). Для підведення негативних опорів в плечі резонансної системи активні елементи  $2\mu\text{m GaAs}$  НВТ в складі монолітних інтегральних схем, що містять схеми зміщення та елементи зворотного зв'язку, монтовані на гібридну підкладинку. Складання колекторних струмів транзисторів здійснюється прямим з'єднанням, без використання додаткових елементів складання потужності. Інтегральні схеми розраховані та виготовлені для підведення негативного опору в області резонансної частоти діелектричного резонатора 11 ГГц. Завдяки високій повторюваності виготовлених за інтегральною технологією зразків плечі генератора виявляються практично ідентичними.

Підкладинка генератора виготовлена із матеріалу Duroid товщиною 200 мкм та окрім ДР та чіпів транзисторів містить мікросмушкові лінії передачі,

дискретні елементи ланцюгів живлення та узгоджувальні резистори ліній зв'язку з резонатором (рис. 1.19).

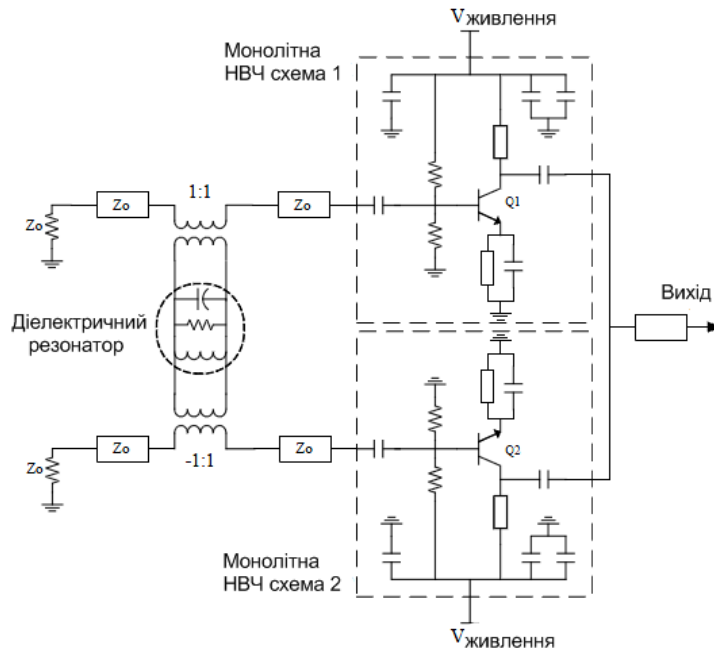


Рис. 1.18 – Схема електрична двотактного ДР-генератора 22 ГГц.

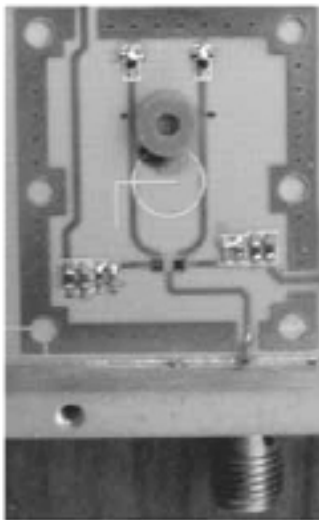


Рис. 1.19 – Конструкція двотактного ДР-генератора 22 ГГц.

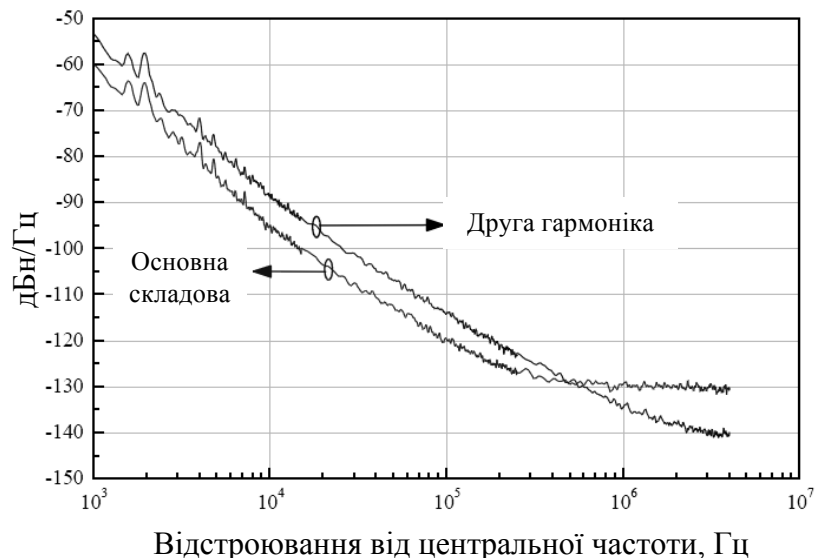


Рис. 1.20 – Рівень ФШ двотактного ДР-генератора 22 ГГц.

Потужність вихідного сигналу генератора на другій гармоніці складає 6 дБм, основна складова ослаблена краще ніж на 30 дБ. Досягнуті значення рівня фазового шуму вихідного сигналу є одними з найкращих для подібних генераторів міліметрового діапазону довжин хвиль, і на частоті 22 ГГц

складають -114 дБн/Гц та -134 дБн/Гц для відстроювань частоти від носійної на 100 кГц та 1 МГц (рис. 1.20).

З метою узагальнення та наочності порівняння результатів розробок генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів, побудованих за різними методами та на основі різних резонансних структур, формулювання висновків та окреслення принципів побудови генераторів з малим рівнем фазового шуму складено табл. 2. В таблиці представлені найкращі за рівнем фазового шуму з розглянутих вище зразків генераторів, які представляють усі окреслені вище підходи до їх побудови. В комірках останньої колонки таблиці приведено комплексний критерій оцінки генератора, що носить назву коефіцієнта якості (figure of merit – FOM, запропонований в [93]) та зазнав широкого розповсюдження при порівнянні шумових властивостей генераторів:

$$FOM = L(f_m) - 20 \log \left( \frac{f_0}{f_m} \right) + 10 \log(P_{DC}), \quad (1.9)$$

де  $L(f_m)$  – рівень фазового шуму при відстроюванні від носійної на  $f_m$ ;  $f_0$  – частота генерації (носійна);  $P_{DC}$  – потужність споживання в мВт.

Окремі приклади генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль підтверджують вірність викладених вище положень. Так, найкращі рівні фазового шуму притаманні зразкам, побудованим на основі біполярних транзисторів з гетероструктурними переходами (НВТ). В поєднанні з високою добротністю резонатора (ДР) та застосуванням методу побудови двотактного генератора з якомога меншим діапазоном перестроювання частоти (або з відсутністю перестроювання) отримані найкращі показники фазового шуму [66]. Також, табл. 2 підтверджує, що побудова генератора за двотактною схемою як із високодобротними ДР так і з низькодобротними резонаторами дозволяє отримати менші рівні фазового шуму в порівнянні з підходом до проектування генератора з виходом на основній частоті коливань резонатора. Це робить багатотактні генератори на основі низькодобротних резонансних систем ефективним підходом для побудови недорогого малощумлячого генератора міліметрового діапазону довжин хвиль.

Таблиця 2

	F, ГГц	Технологія	Основа резонатора	ГКН	Дво такт ний	P, дБм	ФШ 100кГц, дБн/Гц	ФШ 1МГц, дБн/Гц	FOM, дБн/Гц
[52]	25	InGaP/ GaAs HBT	зосереджені елементи	ні	ні	-1	-106	-130	-195
[53]	27	SiGe BiCMOS	зосереджені елементи	так	ні	3,7	—	-115	-187
[57]	36 — 47	SiGe BiCMOS	зосереджені елементи	так	ні	15,6	—	-107	—
[66]	22	GaAs HBT	ДР	ні	так	6	-114	-134	-196,6
[67]	12	MESFET	ДР	ні	так	10	-110	-125	—
[69]	58	Si/SiGe HBT	ДР	ні	так	-8	—	-105	—
[70]	18	SiGe HBT	мікросмужкова лінія	ні	так	-10	-108	-124	—
[72]	16	HEMT	щільова лінія	ні	так	10	-103,8	-121,3	—
[74]	16,3 — 19,3	CMOS	зосереджені елементи	так	так	10,3	-76	-105	-182
[77]	62	GaAs pHEMT	зосереджені елементи	так	так	—	—	-108,4	-190,5
[78]	20,8	CMOS	зосереджені елементи	так	так	—	—	-116,4	-198
[91]	26,2	GaAs MESFET	ДР	ні	ні	11	—	-118,7	—



## 1.4 Постановка задачі дослідження

**Метою дисертаційної роботи** є зниження рівня фазового шуму опорних генераторів систем зв'язку у сантиметровому та міліметровому діапазонах шляхом розроблення методів побудови та нових конструкцій генераторів та їх резонансних структур.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішення наступних задач:

1. Розроблення нових резонансних структур зі збільшеними значеннями добротності для створення планарних та квазіпланарних конструкцій малошумлячих генераторів у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль. Проведення аналізу їх моделей та експериментального дослідження конструкцій.

2. Розроблення методу об'єднання об'ємних металевих резонансних структур з планарними підкладками генераторів.

3. Вдосконалення методу побудови двотактних генераторів зі зниженими значеннями рівня фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах.

4. Розроблення нових високотехнологічних конструкцій генераторів зі зниженими рівнями фазового шуму на основі розроблених резонансних структур у сантиметровому та міліметровому діапазонах, їх теоретичний аналіз та експериментальне дослідження.

5. Розроблення технологічних вузлів синтезаторів частоти з малим рівнем фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль, їх аналіз та експериментальне дослідження.

Часткові наукові задачі 1 та 2 розв'язані в другому розділі дисертаційної роботи, задачі 3 та 4 – в третьому та задача 5 – в четвертому розділі.

### **Висновки по першому розділу:**

1. Сформульовано вимоги щодо значень середньоквадратичної фазової помилки генераторів перетворювачів частоти виходячи з їх впливу на

характеристики типового каналу передачі даних з цифровими методами модуляції QAM та PSK для відповідних порядків складності модуляції.

2. Проведений аналіз методів розрахунку рівня фазових шумів та методів побудови генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль дозволяє сформулювати ключові принципи побудови технологічних зразків таких вузлів з малим рівнем фазового шуму:

2.1. Необхідно застосовувати резонансні системи з максимально можливими значеннями власної добротності  $Q$  та уникати значних коефіцієнтів зв'язку резонатора зі схемою генератора. При цьому важливо забезпечити мінімально можливі втрати ланцюгів зв'язку з резонатором. Добротність є найбільш впливовим параметром в конструкції генератора, покращення значення якого в 10 разів забезпечує на 20 дБ менший рівень фазового шуму [17];

2.2. Слід обирати активний елемент з найменшим коефіцієнтом шуму  $F$  та частотою кута флікер шуму  $f_c$ . МОН-транзистори (MOSFET) відомі завдяки наявності домішок під заслоном, а утворені ними пастки призводять до погіршення шумових властивостей, що відображається на високих значеннях  $f_c$ : від сотень кілогерц до сотень мегагерц. Кремнієві біполярні транзистори та біполярні транзистори з гетероструктурними переходами (HBT) мають шумові характеристики, що значно перевершують аналогічні у польових транзисторів та можуть приймати значення в діапазоні декількох кілогерц [94];

2.3. Слід гарантувати оптимальний режим роботи активного елемента, при якому нелінійний характер перетворення низькочастотного шуму активного елемента у високочастотний фазовий буде мінімізовано. Для цього необхідно забезпечити перетин лінії приладу активного елемента та годографа частотної характеристики резонатора під кутом  $90^\circ$  [30];

2.4. Потужність генератора має бути максимально можливою, близькою до максимального значення доданої потужності (найбільшого ККД), що зазвичай знаходиться в околі точки 1дБ компресії [95];

2.5. У генераторах керованих напругою слід обирати варактори з мінімальним еквівалентним шумовим опором. Оскільки шум від варакторних діодів може виявитись превалюючим, важливо забезпечити максимально виправданий рівень напруги НВЧ коливання на еквівалентному шумовому опорі варакторів, для забезпечення максимального відношення сигнал/шум. При цьому слід унеможливити пряме зміщення варакторів за рахунок високих амплітуд НВЧ коливань, оскільки це матиме негативний вплив на добротність резонатора;

2.6. Слід підтримувати мінімально необхідне значення коефіцієнту перестроювання частоти генератора керованого напругою  $K_0$ .

3. За умови наявності детальної моделі активного елемента найбільш точні результати теоретичного розрахунку рівня фазового шуму НВЧ генераторів можуть бути отримані з застосуванням методу гармонічного балансу [36] — [38].

4. Метод побудови генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів за двотактною схемою [65] — [79] забезпечує знижений на 3дБ рівень фазового шуму [25], [79] в порівнянні з класичною однострижковою схемою, та розширює діапазон частот застосування активних елементів вище частоти  $f_{MAX}$ , на якій максимальний коефіцієнт підсилення потужності активного елемента падає до одиниці [96].

5. Проведений аналіз на основі відомих зразків генераторів розкриває можливість створення моделей зі співставним рівнем шуму на основі альтернативних діелектричному резонатора резонансних систем. За умови проектування генератора у близькій відповідності з викладеними принципами побудови, навіть зразки генераторів за класичною однострижковою схемою [52] здатні наблизитись за рівнем шуму до генераторів на основі ДР [66].

## **2. РОЗРОБКА ВИСОКОДОБРОТНИХ РЕЗОНАНСНИХ СТРУКТУР ДЛЯ ПОБУДОВИ КВАЗІПЛАНАРНИХ ГЕНЕРАТОРІВ.**

Як випливає з проведеного в першому розділі аналізу методів побудови малошумлячих генераторів, найбільш впливовим фактором на шумові властивості генератора є добротність застосованої резонансної системи. Таким чином успішність задачі створення малошумлячих зразків генераторів та синтезаторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль на пряму залежить від розв'язання задачі розробки високодобротних технологічних конструкцій планарних резонансних структур. Слід зауважити, що такі конструкції коливальних систем генераторів, окрім високого значення власної добротності мають відповідати ще ряду критеріїв, згрупованих в наступному переліку:

- високе значення власної та навантаженої добротності;
- наявність ділянок з протифазними сигналами корисної моди коливань для можливості побудови двотактного генератора;
- можливість електронного перестроювання частоти;
- можливість виключення позасмугової генерації;
- технологічна планарна або квазіпланарна конструкція.

Розгляд можливих резонансних структур, що придатні до застосування в розглянутих діапазонах частот, дозволяє виділити наступні групи резонансних систем:

- на зосереджених елементах;
- резонатори на розподілених елементах довгих ліній на основі полімерних підкладинок;
- об'ємні хвилеводні резонатори;
- керамічні резонатори;
- діелектричні резонатори;
- резонатори на основі залізо-іттрієвого гранату;
- резонатори на основі сапфіру.

З них тільки перші три групи (або їх комбінації) характеризуються невисокою собівартістю та відповідають сформульованим вище критеріям вибору резонансних систем для технологічних конструкцій генераторів.

Проведений в рамках науково-дослідної роботи [15] порівняльний аналіз резонансних структур на зосереджених елементах показав, що найбільш прийнятною схемою для стабілізації частоти генератора за допомогою контуру є схема частково включеного паралельного контуру. При цьому необхідне введення додаткових заходів по виключенню можливості позасмугової генерації. Однак, значення навантаженої добротності контуру, виконаного на зосереджених елементах, у сантиметровому діапазоні частот досягають лише 10 — 30. Як впливає з аналізу проведеного в розділі 1, серед числених повідомлень та статей присвячених розробці малошумлячих генераторів у сантиметровому та міліметровому діапазонах є чимало таких, які представляють генератори на основі резонаторів на зосереджених елементах ([52], [53], [57], [74], [77], [78]). Однак всі вони виконані у вигляді інтегральних схем, де технологія виробництва часто не залишає іншої альтернативи, а застосування таких резонаторів є однією з головних причин невисоких показників шумових характеристик таких зразків. Як було зауважено в першому розділі, застосування інтегральної технології виробництва генераторів виправдовується лише при великих об'ємах виробництва вузла через високу вартість проведення розробки. Слід також відмітити, що сучасний стан доступних автору технологій накладає додаткові обмеження та звужує можливості рамками гібридно-інтегральної технології на основі дискретних компонентів. Однак у створенні високодобротної резонансної системи вони виявляються набагато ширшими ніж можливості інтегральних технологій і дозволяють проводити розробки технологічних та ефективних зразків генераторів практично без обмежень у розмірі серії виробництва. В якості можливого підходу до побудови малошумлячого генератора резонатори на зосереджених елементах в дисертаційній роботі не розглядаються.

Проведений в рамках роботи пошук та аналіз можливих резонансних структур на основі розподілених електродинамічних систем та об'ємних резонаторів дозволив створити чотири структури високочастотних планарних та квазіпланарних резонаторів та способів зв'язку з ними на основі мікросмушкової лінії передачі, зваженої мікросмушкової лінії передачі, інтегрованого в підкладинку хвилеводу та об'ємного резонатора на основі відрізка прямокутного хвилеводу.

## 2.1 Мікросмушковий кільцевий резонатор

Топологія та конструкція запропонованого кільцевого резонатора на основі мікросмушкової лінії передачі (МСЛ) представлені на рис. 2.1 [10]. Резонатор сформований відрізком МСЛ довжиною  $3\lambda/2$ , згорнутим у кільце з конденсаторами  $C$  в якості елементів зв'язку. Довжина  $3\lambda/2$  обрана виходячи з міркувань можливостей геометричної реалізації резонатора в сантиметровому діапазоні довжин хвиль. Обране значення частоти резонансу в околі 4 ГГц призводить до неприйнятно малих розмірів резонатора у напівхвильовому виконанні навіть у реалізації на полімерних підкладках з малими значеннями  $\epsilon_r$ . Різниця фаз для корисної моди коливань в точках зв'язку складає  $180^\circ$ , що необхідно для роботи плечей двотактного генератора у протифазі. Результати моделювання розподілення електричного поля вздовж лінії резонатора,

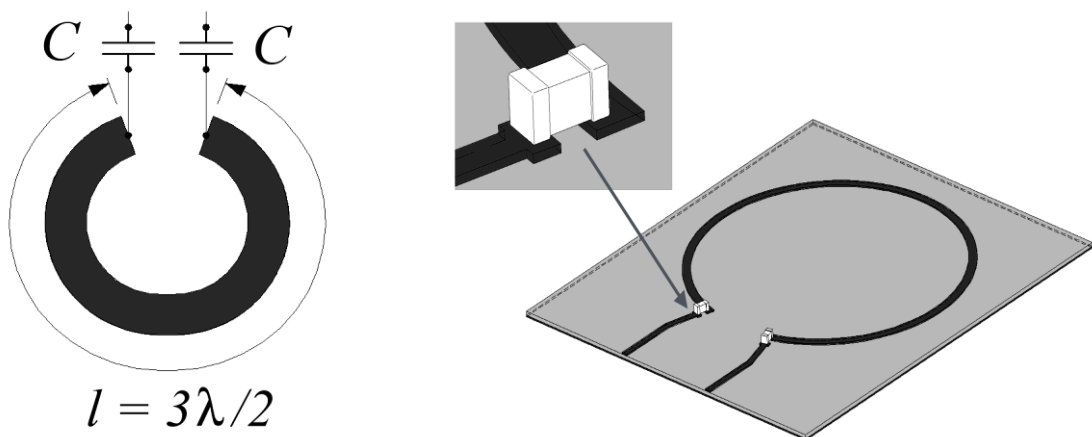


Рис. 2.1 — Мікросмушковий кільцевий резонатор

отримані в середовищі електродинамічного аналізу CST Microwave Studio, приведені на рис. 2.2. Аналіз можливих геометричних форм лінії резонатора, проведений з метою з'ясування можливостей скорочення площі, що займає резонатор, показав найкраще значення власної добротності для варіанту згортання в кільце. Це пояснюється меншими втратами на випромінювання, що створюються неоднорідностями перегибів МСЛ.

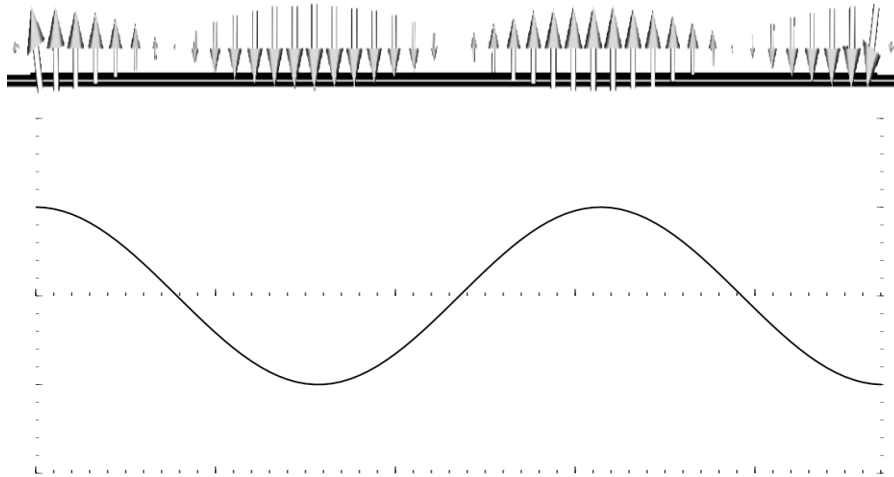


Рис. 2.2 — Розподілення електричного поля вздовж МСЛ резонатора.

Вибір матеріалу підкладки здійснено, виходячи з критеріїв технологічності (придатності до методів масового виробництва) та малих діелектричних втрат. Резонатор виготовлено на полімерній підкладці Rogers RO4003C: діелектрична проникність  $\epsilon_r = 3,38$ ; тангенс кута діелектричних втрат  $tg\delta = 0,0027$  на частоті 10 ГГц; товщина підкладки  $d = 0,203$  мм. Аналіз залежності добротності МСЛ резонаторів від значення хвильового опору лінії резонатора показує вищі значення добротності для менших значень опору [10], [15]. У відповідності з дослідженням, було обрано оптимальне значення хвильового опору  $Z_0 = 35$  Ом. Згідно з розрахунками геометричних розмірів за відомими виразами для МСЛ [97], ширина та довжина лінії резонатора становлять:  $w = 0.7$  мм та  $l = 66$  мм. Габаритні розміри складають  $25 \times 26 \times 5$  мм<sup>3</sup>.

На рис. 2.3 приведена залежність реактивної складової вхідного опору резонатора від частоти. Аналіз проведений для половини довжини резонатора з

коротким замиканням в центральній частині резонатора з метою розгляду умов самозбудження плечей генератора. До особливостей резонатора слід віднести близьке розташування пар частот  $\omega_s^{(n)}$ ,  $\omega_p^{(n)}$  паралельного та послідовного резонансів, що дозволяє підвищити навантажену добротність резонатора, пропорційну похідній  $\partial X_R(\omega)/\partial\omega$ .

На частоті резонансу  $f_0 = 3,74$  ГГц розрахунки в середовищі CST Microwave Studio показали значення власної добротності  $Q_{0T} = 162$ . Експериментально отримане значення власної добротності на вимірювачі комплексних коефіцієнтів передачі та відбиття P4-38 склало  $Q_0 = 68$ . Відмінність більш ніж в два рази між теоретичним та експериментально отриманим результатами пояснюється складністю врахування в розрахунках поверхневого опору внутрішньої поверхні металізації лінії МСЛ, яка має

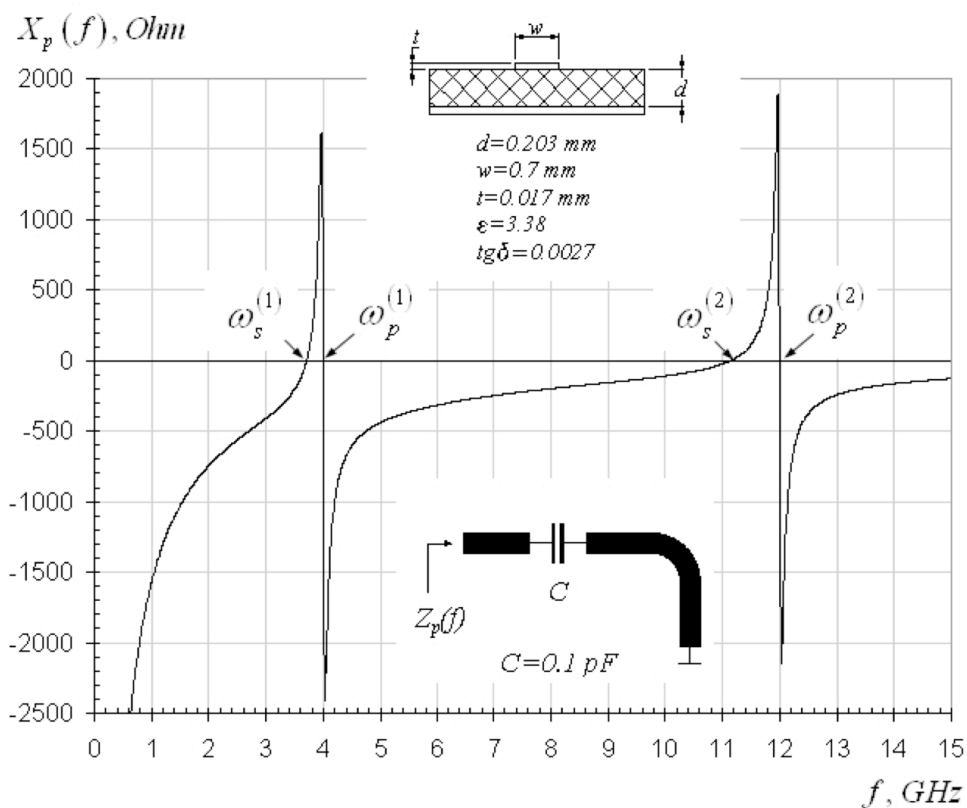


Рис. 2.3 — Частотна залежність реактивної складової вхідного опору МСЛ резонатора.



значну шорсткість з метою високої адгезії металу до підкладки, а також складністю врахування опору торців мікросмушкової лінії передачі, які внаслідок хімічного травлення мають криву форму і звужуються в місцях з найвищою щільністю НВЧ струму.

Запропонована модель резонатора характеризується:

- 1) найнижчою вартістю виробництва з представлених в роботі резонаторів;
- 2) збереженням повної планарності конструкції;
- 3) габаритними розмірами  $25 \times 26 \times 5$  мм<sup>3</sup>;
- 4) значенням власної добротності  $Q_0 = 68$  (3,74 ГГц).

## 2.2 Резонатор на основі зваженої мікросмушкової лінії передачі

З метою збільшення власної добротності резонатора, запропоновано застосування в якості лінії резонатора зваженої МСЛ (ЗМСЛ), яка характеризується значно меншими діелектричними втратами завдяки меншому впливу на витіснене поле з підкладки у повітря (рис. 2.4).

Резонатор представляє собою квазіпланарну структуру, об'ємні елементи конструкції якої можуть бути реалізовані без порушення планарності конструкції. Збільшений робочий об'єм поля корисної моди дозволяє

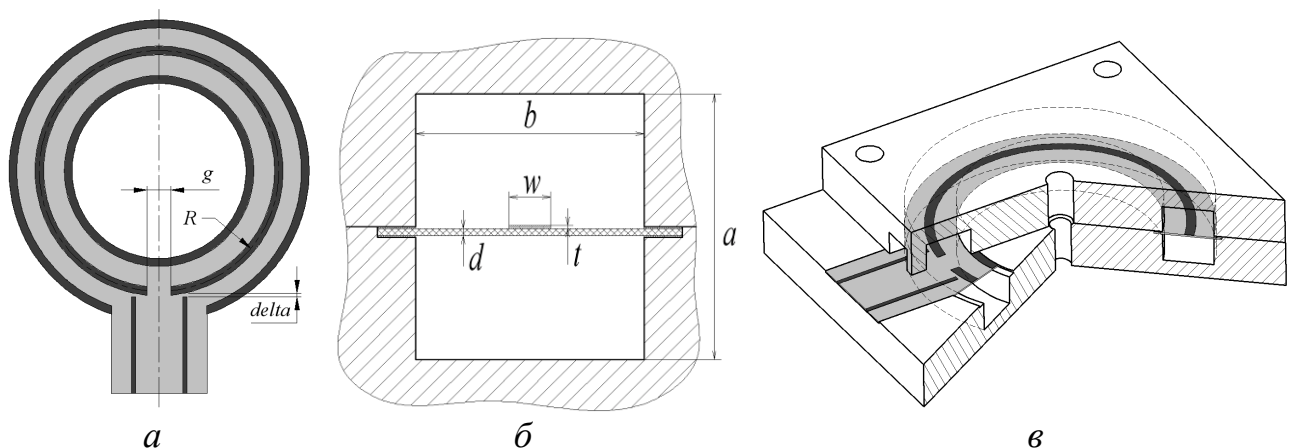


Рис. 2.4 — Резонатор на основі зваженої МСЛ: підкладка (а), поперечний переріз лінії резонатора (б) та конструкція (в)

виключити зосереджені елементи зв'язку, що призводить до додаткового зниження втрат. Зв'язок з резонатором регулюється зміною зазору  $\delta$ .

Запропонована модель резонатора дозволяє поєднати в одній конструкції об'ємний резонатор та планарну підкладку та використовує в якості об'ємних елементи конструкції, які необхідні для будь-якого планарного генератора: основу та екран. Цим досягається вигреш в значенні власної добротності без втрати технологічності конструкції.

В якості підкладки використано матеріал RO4003C для виготовлення резонатора з наступними розмірами:  $a = 7$  мм;  $b = 6$  мм;  $t = 17$  мкм;  $d = 0,203$  мм;  $R = 15,2$  мм;  $g = 3$  мм;  $\delta = 0,05$  мм. Габаритні розміри складають  $40 \times 40 \times 10$  мм<sup>3</sup>. На рис. 2.5 показано результати аналізу розподілення електричного поля на кінцях лінії резонатора. Як видно, на корисній моді коливаль зберігається необхідний зсув фаз в лініях зв'язку на  $180^\circ$ . На рис. 2.6 приведено результати розрахунку частотної характеристики  $S_{21}$ , на якій видно серію власних резонансних частот, які, як буде показано в третьому розділі, не становлять небезпеки для збудження генератора на будь-якій з них.

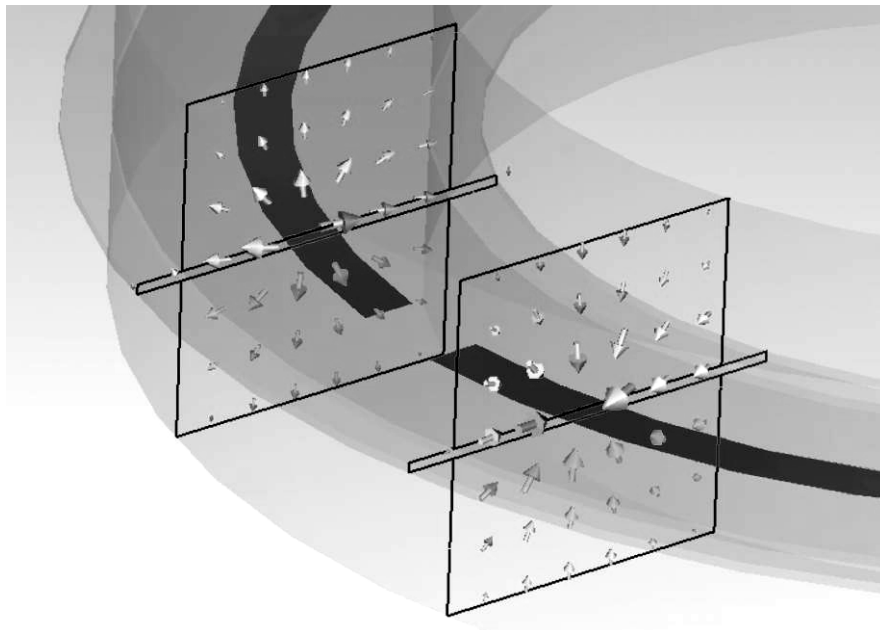


Рис. 2.5 — Електричне поле в областях зв'язку з резонатором на зваженій МСЛ.

На частоті резонансу  $f_0 = 3,72$  ГГц розрахунки в середовищі CST

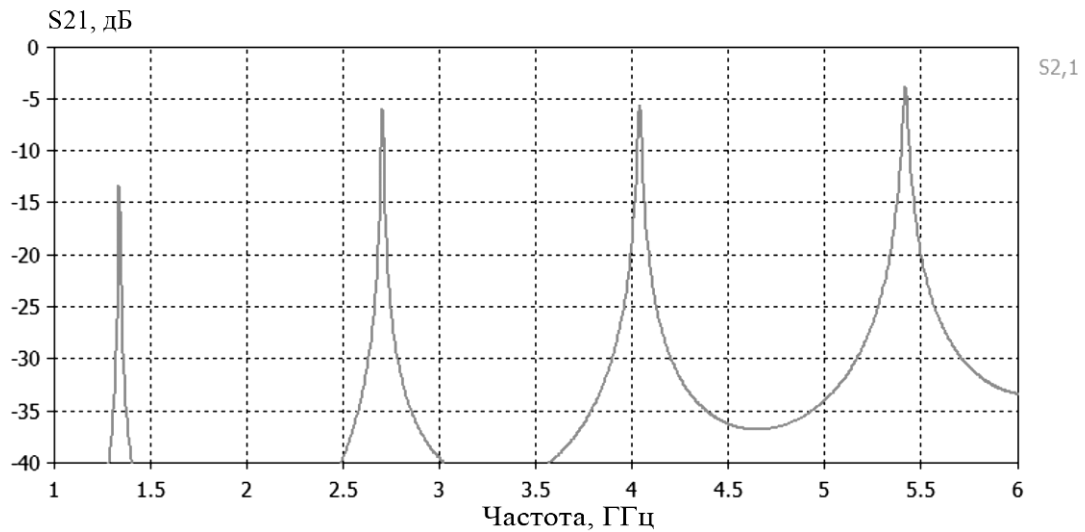


Рис. 2.6 — Частотна залежність коефіцієнта передачі  $S_{21}$  резонатора на зв'язаній МСЛ в широкому діапазоні частот.

Microwave Studio показали значення власної добротності  $Q_{0T} = 328$ . Отримане експериментально значення власної добротності на вимірювачі комплексних коефіцієнтів передачі та відбиття P4-38 склало  $Q_0 = 143$ .

Запропонований резонатор на ЗМСЛ характеризується:

- 1) відносно низькою вартістю виробництва;
- 2) квазіпланарністю конструкції;
- 3) габаритними розмірами  $40 \times 40 \times 10$  мм<sup>3</sup>;
- 4) значенням власної добротності  $Q_0 = 143$  (3,72 ГГц).

В запропонованій моделі резонатора на ЗМСЛ ціною незначно збільшеної вартості та габаритів порівняно з кільцевим мікросмужковим резонатором досягнуто вдвічі більшого значення добротності при збереженні технологічності конструкції.

### 2.3 Резонатор на основі інтегрованого в підкладинку хвилеводу

Інтегрований в підкладинку хвилевід (ПХ) є відносно новою електродинамічною системою, що набула широкого застосування в останнє десятиліття ([87], [98] — [102]), Лінія передачі на основі ПХ утворюється областю підкладинки, обмеженою по боках рядами металізованих отворів, а згори та знизу — шарами металізації (рис. 2.7). Сформована таким чином

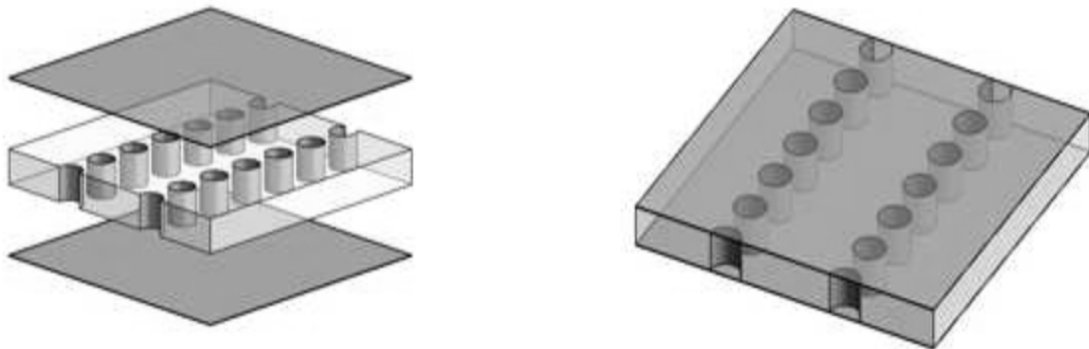


Рис. 2.7 — Структура інтегрованого в підкладинку хвилеводу.

область представляє собою заповнений діелектриком прямокутний хвилевід, оскільки відстані між отворами є позамежевими для робочої моди коливань. Очевидно, що в порівнянні з традиційними інтегральними лініями передачі (мікросмушковими, щілинними, копланарними), ПХ притаманна перевага екранованих та хвилеводних ліній, що полягає у знижених втратах на випромінювання. Однак за рівнями добротності ПХ значно уступають хвилеводним через неминучі діелектричні втрати та втрати у шарах металізації отворів та підкладинок.

На рис. 2.8 представлено запропонований в роботі резонатор на основі ПХ: верхній та нижній шари металізації в сукупності з металізованими отворами по периметру структури резонатора утворюють короткозамкнений відрізок прямокутного хвилеводу довжиною  $L$  та поперечним перерізом  $W \times d$  [8, 9, 13].

Оскільки умови розповсюдження мод типу  $H_{m0}$  у ІПХ дуже подібні до прямокутного хвилеводу, розміри резонатора можуть бути розраховані за наступними формулами [100]:

$$F_{Hm0q} = \frac{c_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(m/W_{eff}\right)^2 + \left(q/L_{eff}\right)^2};$$

$$W_{eff} = W - \frac{D^2}{0.95 \cdot b}; \quad L_{eff} = L - \frac{D^2}{0.95 \cdot b};$$

де  $F_{Hm0q}$  – значення резонансної частоти;  $L_{eff}$ ,  $W_{eff}$  – ефективна довжина та ширина резонатора;  $L$ ,  $W$ ,  $D$ ,  $b$ ,  $d$  – геометричні розміри резонатора, показані на рис. 2.8.

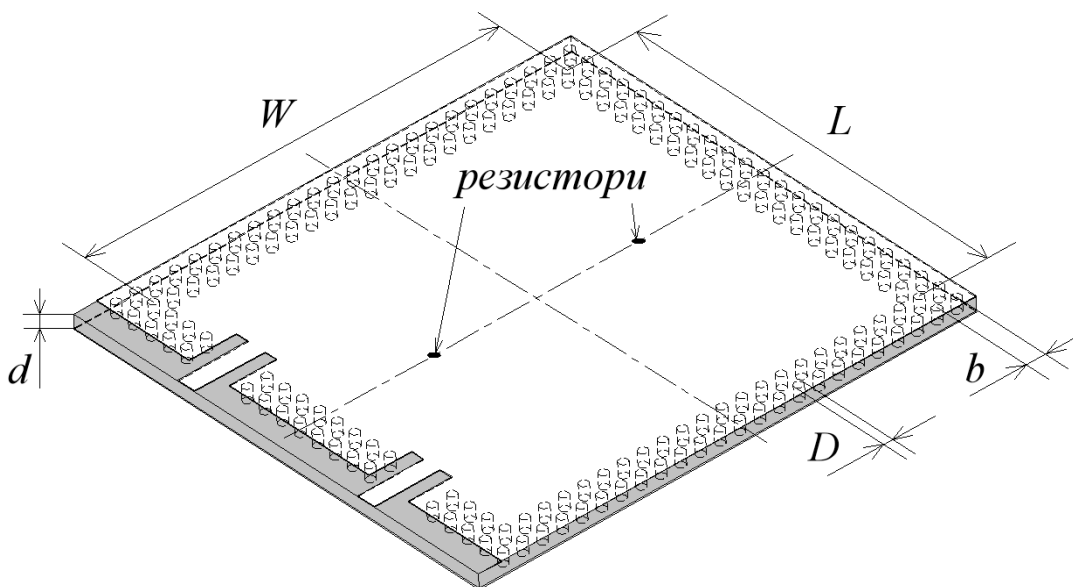


Рис. 2.8 — Резонатор на основі ІПХ

Зв'язок резонатора з зовнішніми мікросмужковими лініями регулюється геометрією верхнього шару металізації в області їх з'єднання. Різниця фаз в  $180^\circ$  в точках зв'язку з резонатором забезпечується конфігурацією корисної моди  $H_{102}$  (рис. 2.9). Завдяки квадратній формі резонатора, паразитна мода  $H_{201}$  (рис. 2.10) розташована на частотній вісі всього за декілька мегагерц від

корисної, та становить небезпеку, оскільки може спричинити запуск плечей генератора у синфазному режимі. З метою придушення коливань цієї моди, в об'єм резонатора введено резистори опором 15 Ом, що з'єднують верхній та нижній шари металізації в точках максимумів електричного поля моди  $H_{201}$  (рис. 2.8).

На рис. 2.11 приведені результати розрахунку залежності власної добротності для моди  $H_{102}$  запропонованого резонатора від товщини підкладки в середовищі CST Microwave Studio. Характер залежності з різким спадом добротностей для товщин підкладки менших 1мм пов'язаний зі зростанням частки втрат у верхньому на нижньому шарах металізації, внутрішні поверхні яких мають неконтрольовану шорсткість поверхні, що

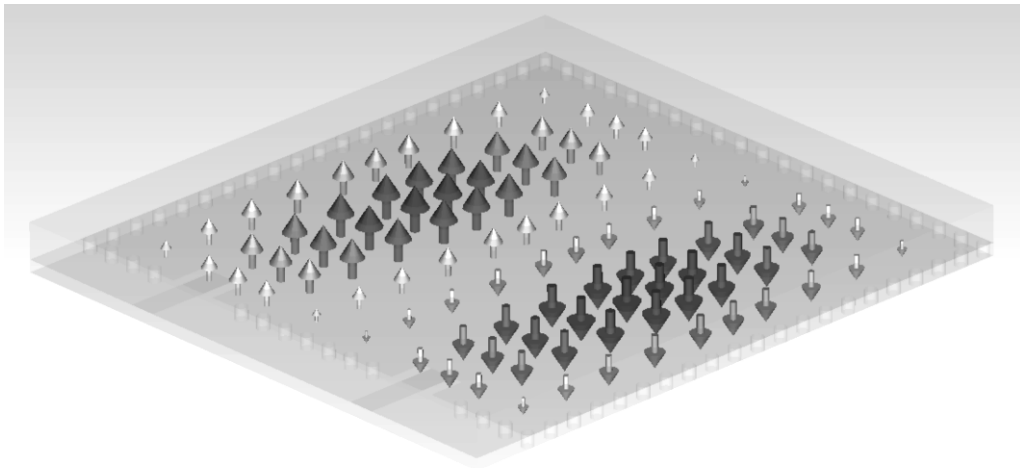


Рис. 2.9 — Електричне поле корисної моди  $H_{102}$  резонатора на основі ППХ.

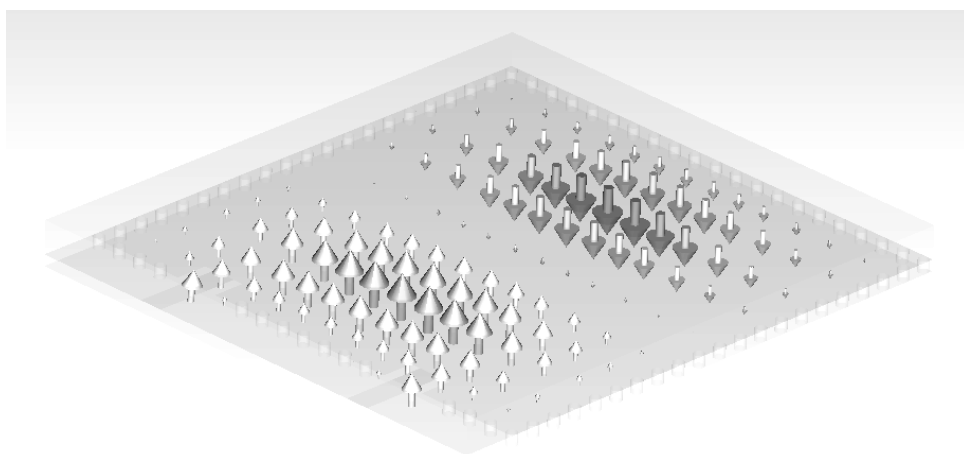


Рис. 2.10 — Електричне поле паразитної моди  $H_{201}$  резонатора на основі ППХ.

обумовлена технологією виробництва підкладки. Виходячи з цих результатів, була обрана товщина підкладки 1,016 мм, яка дозволить отримати велике значення власної добротності без значного збільшення розмірів топології генератора. Резонатор виготовлений на підкладці NH9338 з наступними характеристиками та розмірами:  $\epsilon = 3,38$ ;  $\text{tg}\delta = 0.0027$  на частоті

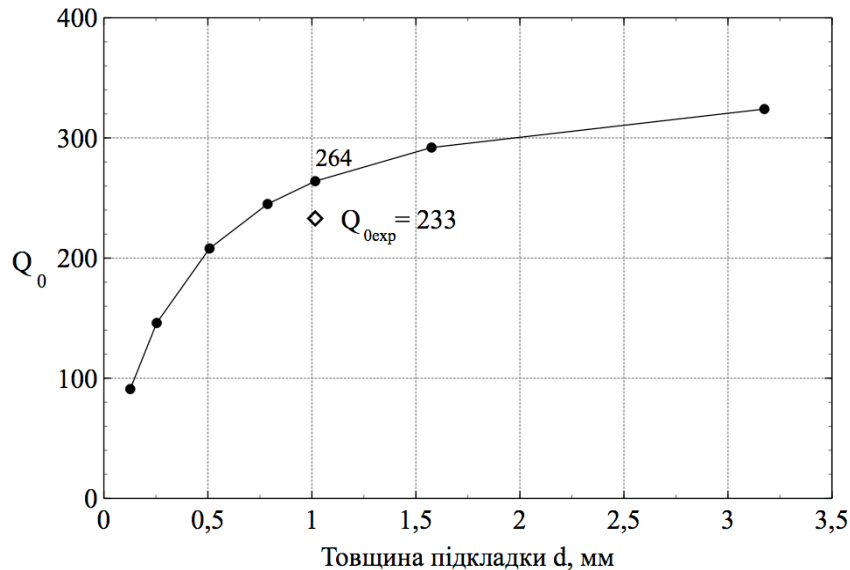


Рис. 2.11 — Залежність власної добротності від товщини підкладки резонатора на основі ПХ.

10 ГГц;  $d = 1,016$  мм;  $L = W = 47$  мм. Габаритні розміри складають  $50 \times 50 \times 1,1 \text{ мм}^3$ . На рис. 2.12 приведена частотна залежність коефіцієнта передачі  $S_{21}$ , де видно придушення введеними резисторами основної моди коливань резонатора  $H_{101}$  в околі частоти 2,5 ГГц. На частоті резонансу  $f_0 = 3,75$  ГГц вимірне значення власної добротності склало  $Q_0 = 233$ .

Запропонований резонатор на ПХ характеризується:

- 1) низькою вартістю виробництва;
- 2) повною планарністю конструкції;
- 3) габаритними розмірами  $50 \times 50 \times 1,1 \text{ мм}^3$ ;
- 4) значенням власної добротності  $Q_0 = 233$  (3,75 ГГц).

Запропонована модель резонатора на ПХ має найвище значення добротності серед представлених планарних та квазіпланарних резонаторів в

окололі 4 ГГц та характеризується дуже низькою вартістю, притаманною стандартним методам виготовлення друкованих плат.

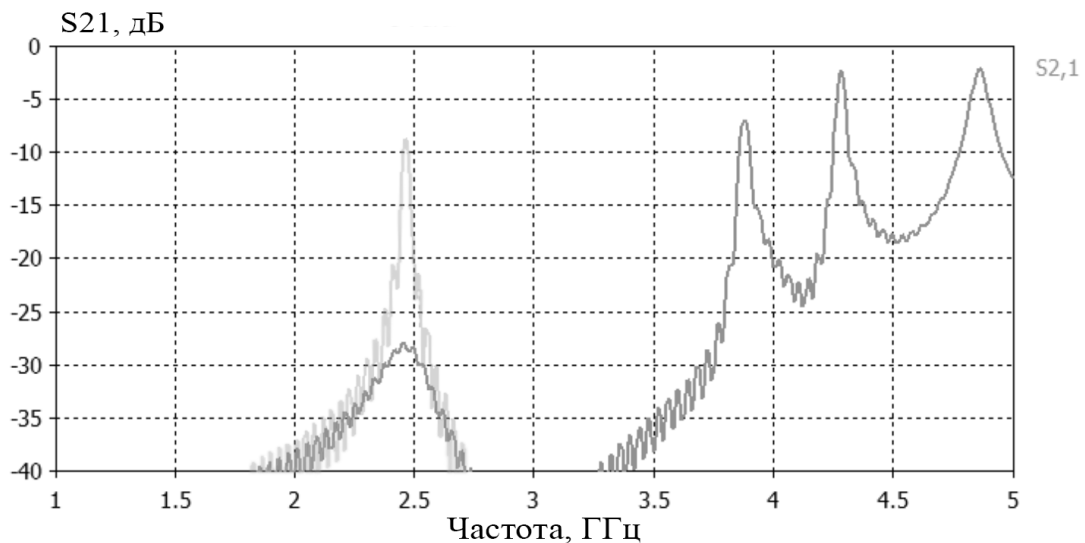


Рис. 2.12 — Частотна залежність коефіцієнта передачі  $S_{21}$  резонатора на основі ПХ в широкому діапазоні частот.

#### 2.4 Об'ємний резонатор на основі прямокутного хвилеводу

Можливості подальшого збільшення добротності резонансних систем на основі полімерних підкладок у сантиметровому та міліметровому діапазонах вичерпуються запропонованими вище моделями. Для побудови резонатора з добротністю в декілька тисяч, що співставно з добротністю діелектричного резонатора, необхідне застосування більш високдобротної електродинамічної системи. Для створення такої структури, в представленій роботі запропоновано поєднати об'ємний резонатор на основі прямокутного хвилеводу з планарною конструкцією генератора на полімерній підкладці, утворивши таким чином технологічну квазіпланарну конструкцію [4, 5, 14].

Резонатор сформований відрізком прямокутного хвилеводу з поперечним перерізом  $a \times b = 23 \times 10 \text{ мм}^2$  (рис. 2.13). Повздовжній розмір резонатора  $l = 14,8 \text{ мм}$ , розміщений вертикально та утворюється короткозамикаючими стінками. Резонансна частота для корисної моди коливань  $H_{101}$  складає 12 ГГц. Точно посередині довжини  $l$  резонатор розсічений на дві рівні частини та



утворюється двома порожнинами у основі 1 та кришці 2. Така конструкція дозволяє отримати максимальну добротність, оскільки поверхневі струми для моди  $H_{101}$  течуть паралельно площині перерізу. Власне значення добротності, обумовлене втратами у провідних стінках резонатора, можна оцінити за наступним виразом [103]:

$$Q_0 = \frac{(k \cdot a \cdot l)^3 \cdot b \cdot \eta}{2\pi^2 \cdot R_s} \cdot \frac{1}{(2a^3 \cdot b + 2b \cdot l^3 + a \cdot l^3)},$$

де  $k, \eta$  — постійна поширення та хвильовий опір для хвилі у вільному просторі;  $R_s$  — поверхневий опір провідних стінок;  $a, b, l$  — геометричні розміри резонатора. Для алюмінієвого сплаву Д16Т розраховане значення добротності склало  $Q_0 = 5844$ , що близько збігається зі значенням отриманим в пакеті електродинамічного аналізу CST Microwave Studio:  $Q_0 = 5895$ .

Зв'язок з резонатором здійснюється за допомогою зондів на підкладках 3 та 4, розміщених у протилежних широких стінках. Це забезпечує зсув фаз між коливаннями в них на  $180^\circ$  (рис. 2.14) та дозволяє поєднати планарну підкладку генератора з об'ємною конструкцією високдобротного

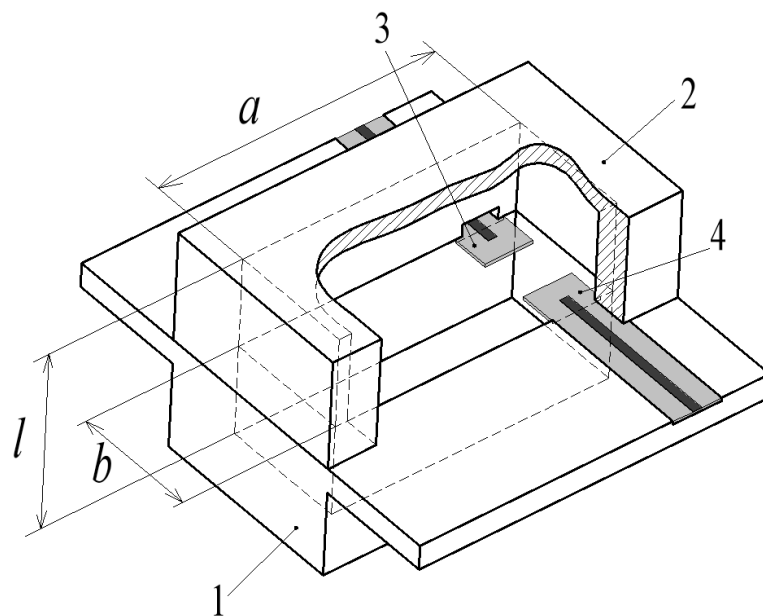


Рис. 2.13 — Резонатор на основі прямокутного хвилеводу

резонатора.

На рис. 2.15 представлені результати розрахунку коефіцієнта передачі резонатора з двома елементами зв'язку в широкому діапазоні частот. Матеріал підкладки розробленого макета резонатора Rogers Duroid:  $\epsilon = 3,38$ ;  $tg\delta = 0,0009$  на частоті 10 ГГц;  $d = 0,254$  мм. Габаритні розміри складають

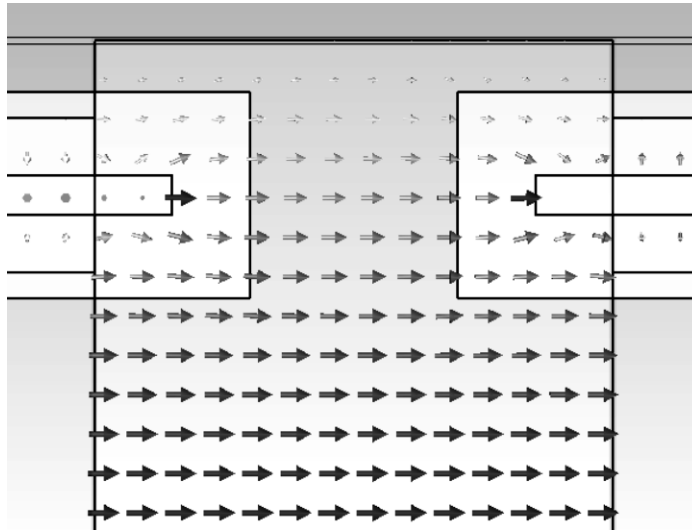


Рис. 2.14 — Електричне поле корисної моди  $H_{101}$  об'ємного резонатора.

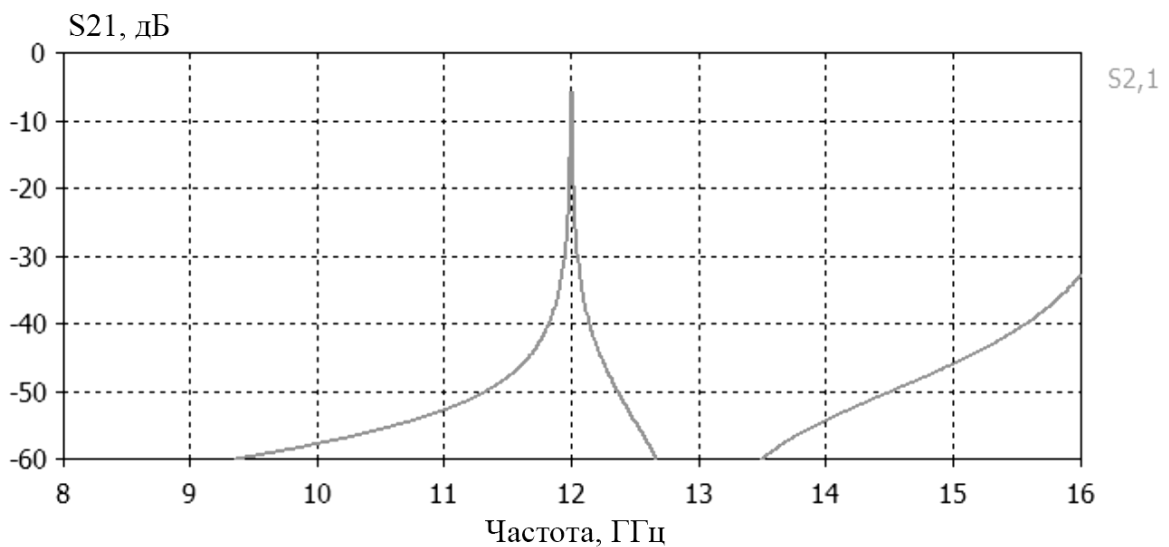


Рис. 2.15 — Частотна залежність коефіцієнта передачі  $S_{21}$  об'ємного резонатора в широкому діапазоні частот.

$20 \times 33 \times 20 \text{ мм}^3$ . На частоті резонансу  $f_0 = 11,929$  ГГц вимірне значення власної добротності склало  $Q_0 = 2978$ . Така істотна відмінність від теоретичних розрахунків може бути пояснена неврахованою в розрахунках шорсткістю внутрішньої поверхні резонатора, з якою навмисно не проводились додаткові шліфувальні роботи для демонстрації можливостей конструкції з низькою вартістю виробництва.

Запропоноване поєднання мікросмужкових зондів на полімерній підкладинці та об'ємного резонатора характеризується:

- 1) відносно низькою вартістю виробництва;
- 2) квазіпланарною конструкцією;
- 3) габаритними розмірами  $20 \times 33 \times 20 \text{ мм}^3$ ;
- 4) значенням власної добротності  $Q_0 = 2978$  (11,929 ГГц).

Порядок значення добротності запропонованого резонатора  $Q_0 \approx 3000$  досягає рівня, типового для діелектричних резонаторів виготовлених з розповсюджених видів кераміки матеріалів в X-діапазоні частот (8.5 – 12.4 ГГц) [104], [105]. Результат теоретичного розрахунку добротності показує, що це значення може бути збільшене за рахунок високої чистоти механічної обробки та гальванічним покриттям шаром срібла внутрішньої поверхні резонатора.

### **Висновки по другому розділу:**

1. Запропоновано нові резонансні планарні та квазіпланарні структури зі збільшеними значеннями власної добротності: до  $Q_0 \approx 250$  в околі 4 ГГц та  $Q_0 \approx 3000$  в околі 12 ГГц. Представлені моделі характеризуються низькою вартістю виробництва та можуть бути застосовані у серійному виробництві, мають області зв'язку з протифазним збудженням для побудови технологічних конструкцій двотактних генераторів зі зниженими рівнями фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль.

2. Запропонований планарний кільцевий мікросмужковий резонатор характеризується найменшою собівартістю з запропонованих, має власну

добротність  $Q_0 = 68$  на частоті 3,74 ГГц та порівняно невеликі габарити  $25 \times 26 \times 5 \text{ мм}^3 = 3,38 \text{ см}^3$ .

3. Квазіпланарний кільцевий резонатор на основі ЗМСЛ характеризується збільшеним в два рази значенням власної добротності  $Q_0 = 143$  (3,72 ГГц), що досягнуто без ускладнення конструкції, однак ціною збільшення габаритів до  $40 \times 40 \times 10 \text{ мм}^3 = 16 \text{ см}^3$ .

4. Резонатор на основі інтегрованого в підкладинку хвилеводу зберігає повну планарність конструкції та забезпечує при цьому збільшене значення власної добротності  $Q_0 = 233$  (3,75 ГГц). Резонатор має найбільші повздовжні розміри, однак займає найменший об'єм з розглянутих:  $50 \times 50 \times 1,1 \text{ мм} = 2,75 \text{ см}^3$ .

5. Розроблений метод об'єднання планарної підкладинки генератора з об'ємною металевією резонансною структурою [4, 5, 14] дозволяє створювати технологічні зразки квазіпланарних генераторів зі зниженими рівнями фазового шуму за рахунок високої добротності об'ємних резонаторів.

6. На частотах X-діапазону (8.5 – 12.4 ГГц) та вище застосування прямокутного хвилеводного резонатора виявляється доцільним з точки зору габаритних розмірів. Запропонована резонансна структура характеризується найвищим серед розглянутих значенням власної добротності  $Q_0 = 2978$  на частоті 11,929 ГГц та помірними габаритними розмірами  $20 \times 33 \times 20 \text{ мм}^3$ , або  $13,2 \text{ см}^3$ .

7. Досягнуте значення власної добротності об'ємного резонатора  $Q_0 = 2978$  на основі прямокутного хвилеводу співставне з типовим для діелектричних резонаторів в околі 12 ГГц, що складає  $Q_0 \approx 10000$  [104]. Більш технологічна конструкція запропонованого поєднання мікросмушкових зондів та об'ємного резонатора, а також значно менша вартість, робить його ефективною альтернативою діелектричному резонатору при побудові серійнопридатних малошумлячих генераторів в сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль.

### **3. РОЗРОБКА МЕТОДУ ПОБУДОВИ ДВОТАКТНИХ ГЕНЕРАТОРІВ З ВИХОДОМ НА ТРЕТІЙ ГАРМОНІЦІ САНТИМЕТРОВОГО ТА МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНІВ ДОВЖИН ХВИЛЬ**

В представленому розділі запропоновано вдосконалення методу побудови двотактних генераторів НВЧ з метою підвищення його ефективності у побудові малошумлячих джерел коливань. В роботі [59] було показано, що подальшого зменшення фазового шуму генератора в околі носійної частоти можна досягти, забезпечуючи симетричну форму його вихідної напруги, що має місце, зокрема, при пригніченні парних гармонік. Оскільки парні гармоніки є корисними в двотактних генераторах, в [59] був запропонований трьохтактний генератор з виходом на третій гармоніці генерованого коливання. Пригнічення основної та другої гармонік в цьому випадку забезпечено за рахунок 120-градусного фазового зсуву між струмами в його гілках. Дослідження цього генератора повністю підтвердили припущення про можливість зниження рівня модуляційного перенесення флікер-шуму транзистора в спектральну область генератора за рахунок пригнічення другої гармоніки генерованого коливання. Однак шумові характеристики генератора запропонованої конструкції задовільними вважати не можна. Значний рівень шуму в цьому випадку є прямим наслідком низької добротності його коливальної системи. Разом з тим ясно, що використовуючи в якості корисних коливання на непарних гармоніках, описаний механізм зниження фазового шуму можна реалізувати і в двохтактному генераторі. При цьому протифазна робота активних елементів досягається застосуванням широкого класу добротних резонаторів прийнятної структури, а вихід генератора, наприклад, на третій гармоніці, забезпечується заміною синфазного суматора/подільника потужності на балансний, або  $0-180^\circ$  суматор/подільник необхідної конструкції. Це забезпечить складання непарних та придушення парних гармонік основного коливання (рис. 3.1).

Коливання в генераторі виникають внаслідок випадкових флуктуацій шуму в активних елементах [106], до яких також відносяться дробовий та флікер шуми [107]. Зростання амплітуди флуктуацій за рахунок позитивного

зворотного зв'язку складових з частотами в околі основної моди резонатора призводить до досягнення рівня компресії активного елемента. На цьому зростання амплітуди зупиняється та встановлюється стаціонарний режим коливань. Спектр колекторних напруг активних елементів виявляється багатим на гармоніки завдяки нелінійній природі явища компресії. Припускаючи повну ідентичність обох плечей генератора, колекторні напруги активних елементів можуть бути представлені як:

$$s_{V_3}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot \sin(n\omega_0 t + \varphi_n),$$

$$s_{V_4}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot \sin(n\omega_0 t + \varphi_n + \Delta\varphi_n).$$

Завдяки протифазному режиму роботи плечей, різниці фаз гармонічних компонентів визначаються як:

$$\Delta\varphi_n = n\pi.$$

При додаванні колекторних напруг в балансному суматорі відбувається компенсація парних гармонічних складових та підсилення непарних:

$$s_{V_5}(t) = s_{V_3}(t) - s_{V_4}(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} 2 \cdot a_n \cdot \sin(n\omega_0 t + \varphi_n).$$

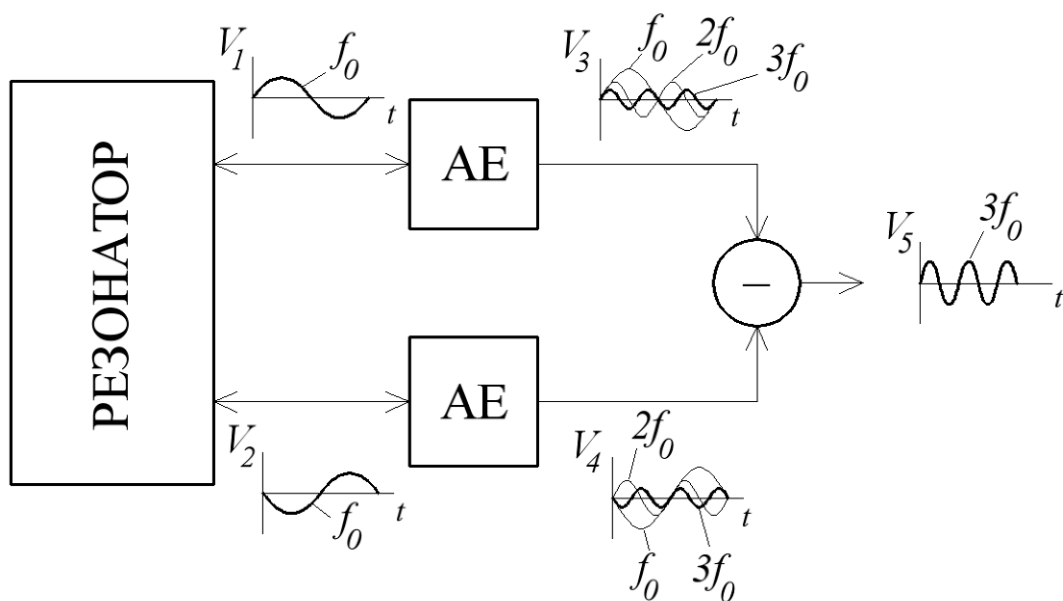


Рис. 3.1 — Функціональна схема двотактного генератора з виходом на третій гармоніці.

Таким чином, проектування ланцюга балансного суматора так, щоб він повертав енергію коливань на основній моді  $f_0$  назад до АЕ (де вона перетвориться в енергію корисної третьої гармоніки  $3f_0$ ) дозволить отримати вихідний сигнал не вдвічі, а втричі вище частоти резонатора, а також знизити ступінь перетворення низькочастотних  $1/f$ -шумів АЕ в фазовий шум генератора завдяки зміні характеру нелінійності АЕ.

З метою дослідження ефективності запропонованого методу побудови двотактних генераторів зі зміненим вихідним ланцюгом для використання третьої гармоніки основного коливання в якості корисного сигналу та сформульованих в першому розділі принципів побудови генераторів з малим рівнем фазового шуму було проведено розробку зразків джерел коливань у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль. При проектуванні представлених нижче генераторів враховано результати проведеного порівняльного аналізу підходів до побудови джерел коливань у вказаних діапазонах та поетапно розкрито імплементацію сформульованих принципів побудови малошумлячих джерел коливань. В основу моделей розроблених генераторів покладено представлені в другому розділі планарні та квазіпланарні резонатори а також способи їх об'єднання з підкладками генераторів. Підрозділи 3.1 – 3.3 представляють результати отримані в сантиметровому діапазоні на основі резонансних систем розглянутих в пунктах 2.1 – 2.3, генератори мають ідентичну активну частину схеми. Підрозділ 3.4 представляє результати отримані в сантиметровому та міліметровому діапазонах на основі об'ємного резонатора (пункт 2.4) та топології активної частини, що відрізняється від застосованої в підрозділах 3.1 – 3.3. В підрозділі 3.4 запропоновано метод розрахунку фазового шуму, що полягає в поєднанні методів скінченних різниць у часовій області та методу гармонічного балансу.

### 3.1 Генератор сантиметрового діапазону довжин хвиль на основі мікросмушкового кільцевого резонатора

На рис. 3.2 представлена структурна схема запропонованого джерела коливачь [6, 12]. Головний вузол генератора, його плече, представляє собою чотириполюсник на основі одного активного елемента (АЕ), що створює негативний активний опір на своєму вході. В представленому генераторі забезпечення відносно високого значення добротності резонансної системи (першого з перерахованих принципів) покладається на мікросмушковий кільцевий резонатор детально розглянутий в пункті 2.1 [10].

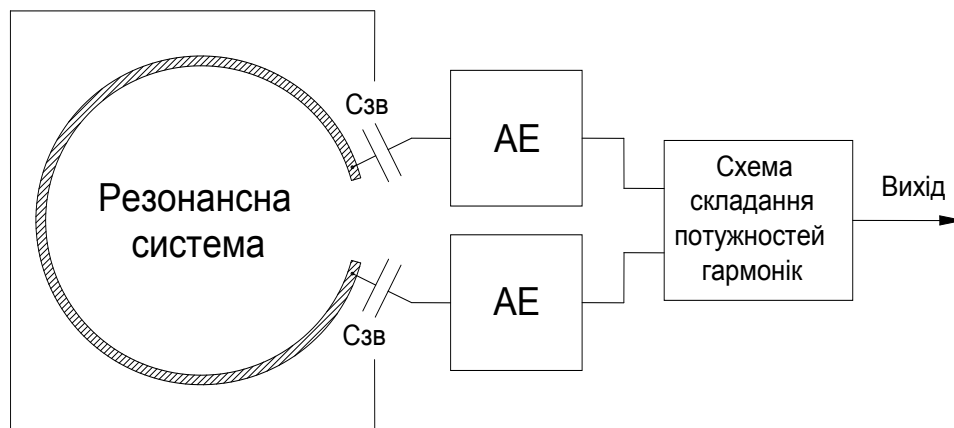


Рис. 3.2 – Структурна схема двотактного генератора з виходом на третій гармоніці.

Реалізація наступного принципу побудови малошумлячих джерел коливачь полягає в застосуванні кремнієвого малошумлячого біполярного транзистора АТ41511 [108], який характеризується такими параметрами: коефіцієнт шуму  $F=1,45$  на частоті 2,4 ГГц; коефіцієнт підсилення при оптимальному узгодженні  $G_a = 11$  дБ на частоті 2,4 ГГц; максимальний коефіцієнт підсилення  $G_{MSG} = 10$  дБ на частоті 4 ГГц при живленні 8 В / 10 мА; гранична частота  $f_T$ , на якій коефіцієнт підсилення за струмом  $h_{fe}$  знижується до одиниці, становить 10 ГГц.

Наступний принцип, що полягає у забезпеченні оптимального режиму роботи активного елемента при побудові вузла генератора вимагає значної



уваги розробника. Його впровадження потребує наявності адекватної моделі транзистора для проведення розрахунків. Виробник транзистора, компанія Avago, супроводжує свою продукцію таблицею S-параметрів, однак не наводить схему та конструкцію макета вимірювань. Проведені попередні розрахунки в середовищі пакету програм Keysight Advanced Design System (ADS) та експерименти з моделями розрахованих генераторів показують, що застосування моделі S-параметрів транзистора від виробника забезпечує отримання лише якісного наближення при розрахунках, та повної відповідності макета та моделі при виконанні умов самозбудження не відбувається. Модель транзистора представлена у вигляді елемента з трьома виводами, однак корпус транзистора містить чотири виводи: колектор, база та два емітерних виводи, з'єднаних накоротко конструкцією корпусу. Експеримент встановив відмінності у характеристиках генератора при під'єднанні одного і того ж елемента зворотного зв'язку до різних виводів емітера, що не дозволяє вважати їх рівноправними. Тому було проведене вимірювання S-параметрів транзистора, що приводить у відповідність застосовану топологію та модель генераторного вузла. Транзистор встановлювався на підкладинці з армованого полімеру Rogers RO4003C (див. 2.2.1), обраний за основу для представленого генератора. Вимірювання проведені з використанням Вимірювача комплексних коефіцієнтів передачі та відбиття P4-38.

Для побудови генератора за схемою на рис. 3.2 необхідне створення чотирьополісника, який має в достатньо широкому діапазоні частот (істотно більшому ніж смуга частот, що визначає навантажену добротність резонатора) вхідний опір з від'ємною активною складовою. Тоді частота генерації буде в максимальному ступені визначатися властивостями резонансної системи, а вплив активної частини схеми буде мінімізовано. Така поведінка забезпечена застосуванням схеми Колпітца (рис. 3.3): згідно розрахунків, в разі активного навантаження 50 Ом підведеного до колектору, отримано від'ємну активну складову вхідного опору в діапазоні частот 1,9 ГГц — 4,4 ГГц. На рис. 3.4

приведені результати розрахунку дійсної частини вхідного опору схеми в площині А-А  $\text{Re}(Z_d(f)_{A-A})$  в діапазоні частот до 5 ГГц.

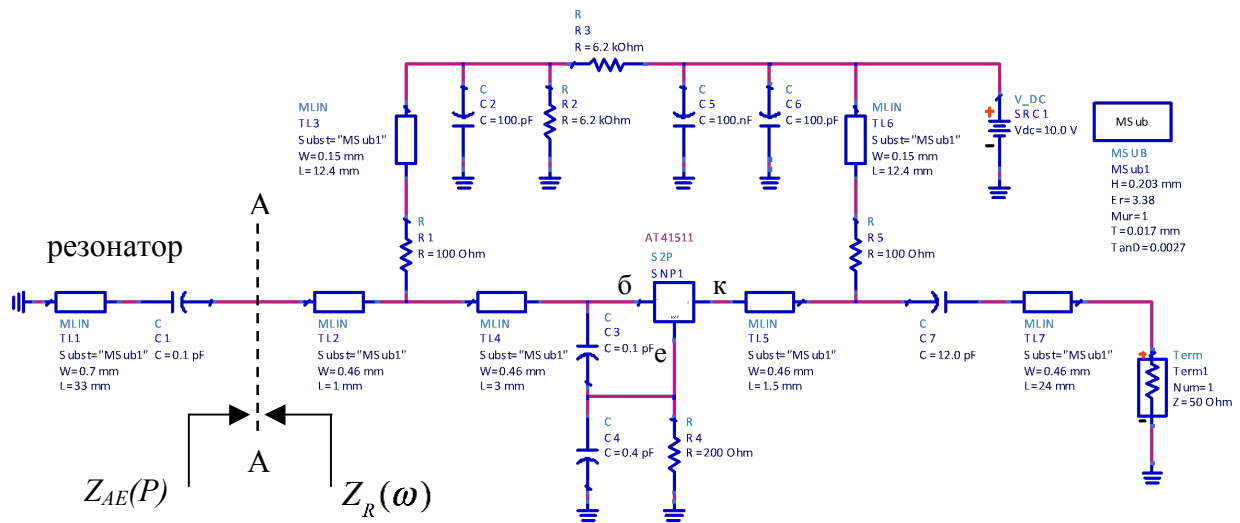


Рис. 3.3 – Схема плеча двотактного генератора, частота основної гармоніки 3,9 ГГц.

В якості резонатора в моделі застосовано відрізок мікросмужкової лінії передачі довжиною  $3\lambda/4$ , закорочений на кінці. Це відповідає половині довжини кільцевого мікросмужкового резонатора (рис.2.2).

На резонансній частоті в середній точці МСЛ резонатора встановлюється

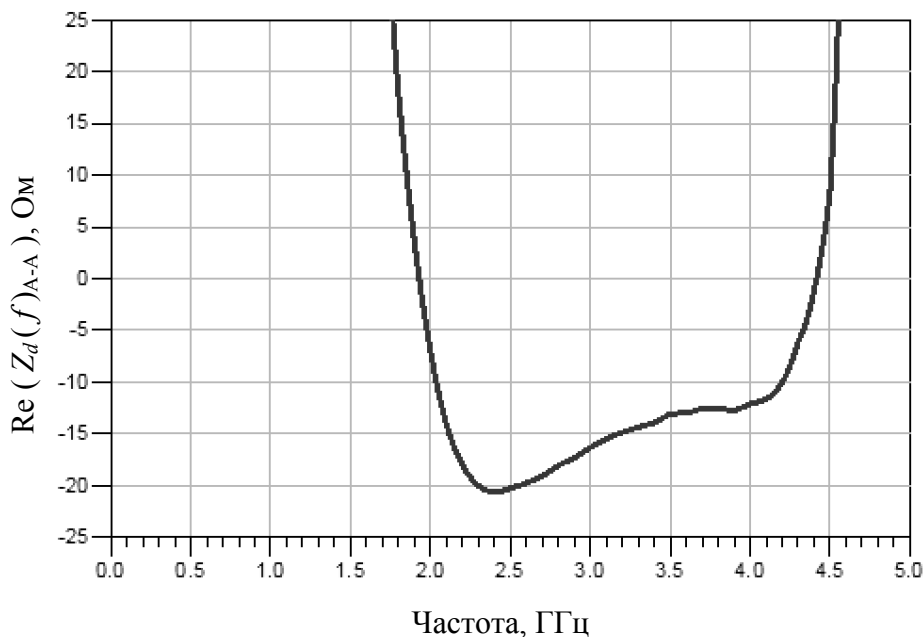


Рис. 3.4 – Активна складова вхідного опору плеча генератора в площині А-А.

режим віртуального КЗ, тому в межах незначних відхилень від цієї частоти може бути застосована запропонована еквівалентна схема резонатора. Частотна залежність її вхідного реактивного опору в широкому діапазоні частот представлена на рис. 2.3.

Аналіз умов самозбудження проведений методом пошуку імпедансів, які необхідно підвести в площині А-А до схеми транзистора, щоб модуль його вихідного коефіцієнта відбиття досяг одиничного значення. Знайдені таким чином точки на діаграмі повних опорів вказують які коефіцієнти відбиття на вхідних електродах схеми створять умови самозбудження на заданій частоті (фрагмент кола на рис. 3.5). Метод розрахунку носить назву Source Stability Circle (SSC) та реалізований в середовищі Keysight ADS. Зміною відстані до резонатора (між базою транзистора та площиною А-А) забезпечено перетин фрагменту кола SSC та характеристики резонатора  $\Gamma_R(f)$  (коло на рис. 3.5) в точці  $m1$ .

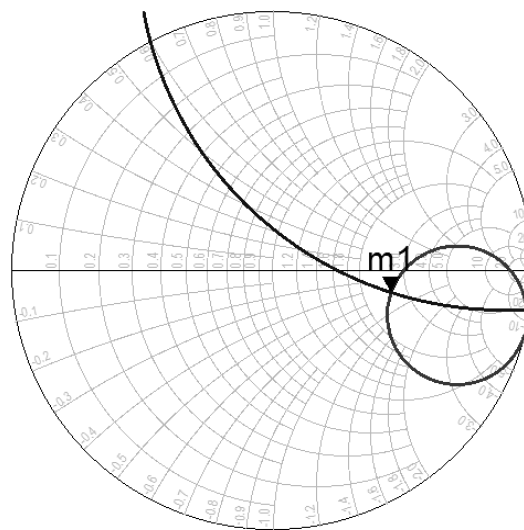


Рис. 3.5 – Годографи коефіцієнта відбиття резонатора (коло) та SSC (фрагмент кола) плеча генератора.

Для встановлення оптимальних умов стаціонарних коливань за розглянутим в першому розділі критерієм стійкості (запропонованим Курокавою в роботі [27]), необхідно визначити нелінійні характеристики транзистора AT41511. Оскільки такою моделлю транзистор не супроводжується, а її створення представляє собою окрему задачу, було

проведено вимірювання імпедансу транзистора в залежності від рівня сигналу на його вході (в площині А-А на схемі рис. 3.6). Точки входного імпедансу схеми АЕ з протилежним знаком –  $Z_{AE}(P)$  (лінія приладу) та годограф залежності входного опору резонатора від частоти  $Z_R(\omega) = X_R(\omega) + j \cdot R_R(\omega)$  нанесені на діаграмі повних опорів. Схема вимірної установки представлена на рис. 3.7.

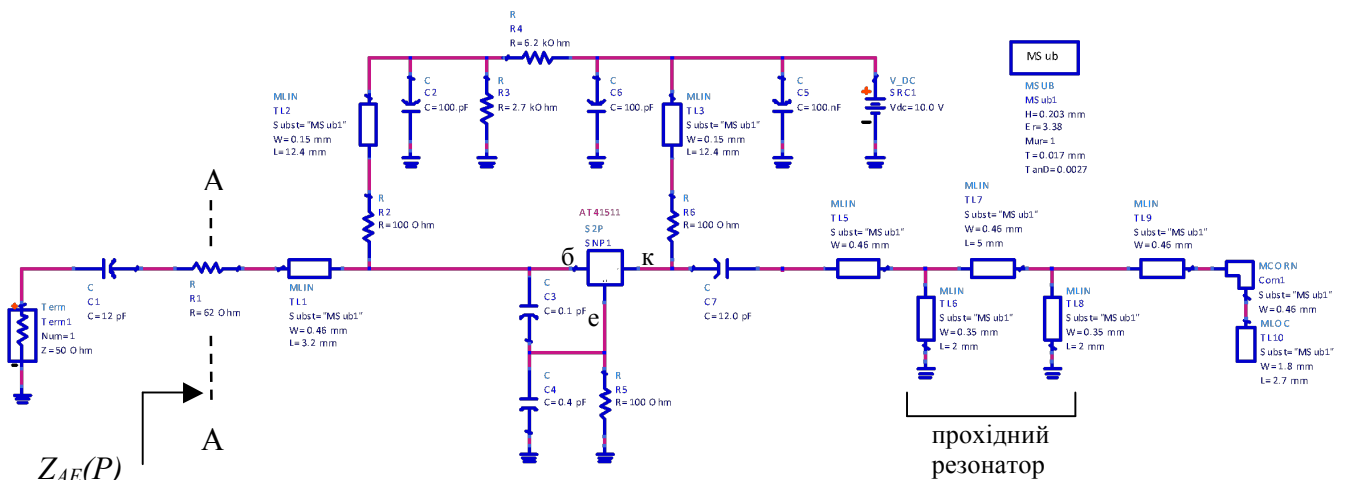


Рис. 3.6 – Схема плеча двотактного генератора, макет для вимірювань лінії приладу.

Характеристики отримані за стандартною методикою вимірювань повних входних опорів за допомогою вимірної лінії (ВЛ). Вимірювання коефіцієнта відбиття резонатора проведені при фіксованому рівні потужності сигналу генератора Г4-80 для різних частот в околі резонансу. Вимірювання коефіцієнта відбиття схеми транзистора виконані при фіксованій частоті сигналу генератора для декількох рівнів потужності. Аналізатор спектру, на вхід якого відгалужується частина потужності сигналу генератора Г4-80 за посередництвом відгалужувача СВ1, дає змогу контролювати потужність падаючого сигналу у референсній площині досліджуваного об'єкту (макету плеча генератора або резонатора). З метою забезпечення відсутності збудження схеми макета при проведенні вимірювань у референсній площині А-А (рис. 3.6)

введено послідовний резистор 62 Ом, значення якого враховано при обробці результатів вимірювань.

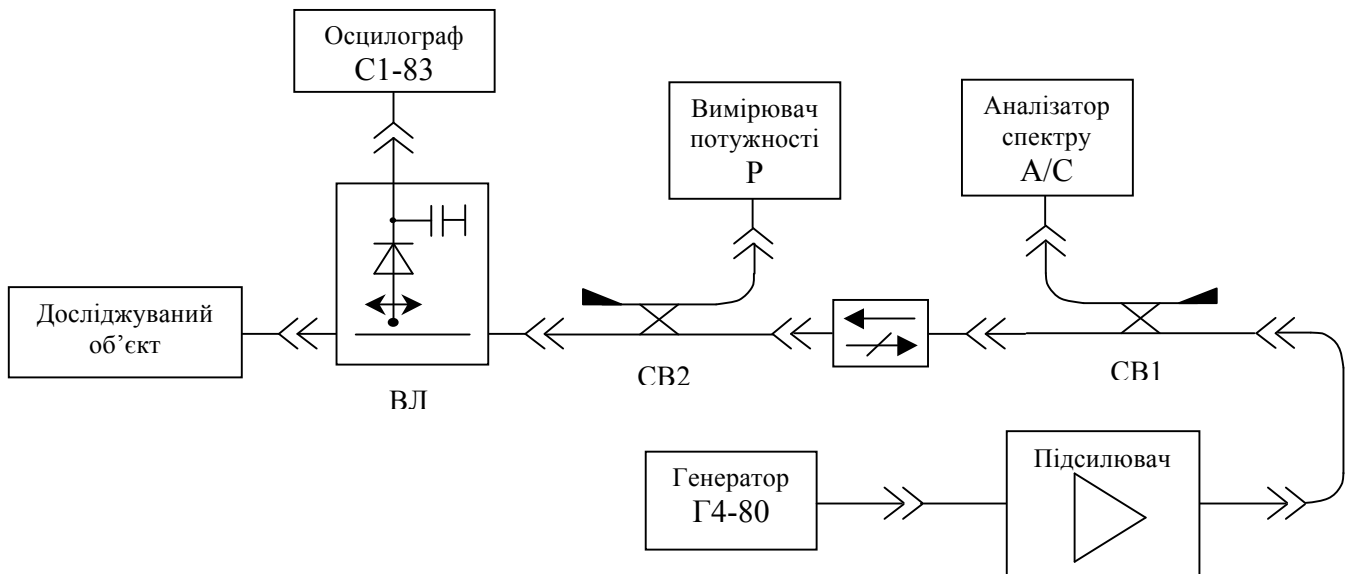


Рис. 3.7 – Схема установки для вимірювань годографів вхідного опору резонатора та імпедансу активного елемента (лінії приладу АЕ).

Для контролю за положенням лінії приладу на діаграмі повних опорів та корекції кута перетину годографів  $-Z_{AE}(P)$  та  $Z_R(\omega)$  запропоновано відбивати від навантаження першу гармоніку вихідного сигналу генератора з контрольованою фазою. Це можливо реалізувати шляхом застосування ланцюга, який безперешкодно пропускає третю гармоніку на вихід генератора та забезпечує відбиття основної моди коливань. При цьому зміною відстані до такого ланцюга контролюється фаза, з якою повертається основна гармоніка. Для розроблюваного двотактного генератора структура, що відповідає таким вимогам, зображена на рис. 3.8. Мікросмужкові лінії передачі 1 представляють собою вихідні лінії двох генераторних вузлів. Непарні гармоніки генерованої частоти збуджують вихідні мікросмужкові лінії 1 на непарній моді, а розміщені між ними перемички 2 ефективно відбивають хвилі саме цього типу, що забезпечує практично повне відбиття сигналу першої гармоніки, а розміри структури вибираються такими, щоб сформувати низькодобротний прохідний резонатор на третю гармоніку вихідного сигналу. На основній частоті коливань в перемичках 2 (рис. 3.8) встановлюється режим віртуального КЗ точно в

центрі, оскільки мікросмужкові лінії 1 виявляються збудженими на непарній моді. Тому для аналізу одного генераторного вузла прохідний резонатор на третю гармоніку представляє собою вдвічі коротші перемички 2, закорочені на кінцях (рис. 3.6, 3.8).

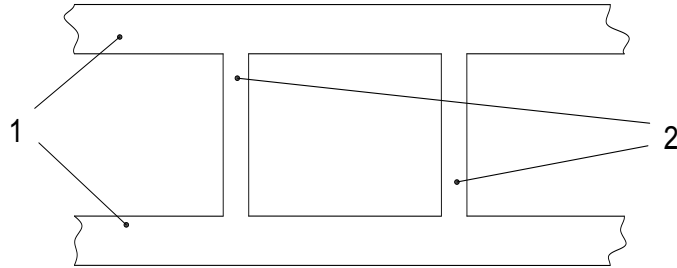


Рис. 3.8 – Фільтр третьої гармоніки вихідного сигналу генератора (прохідний резонатор).

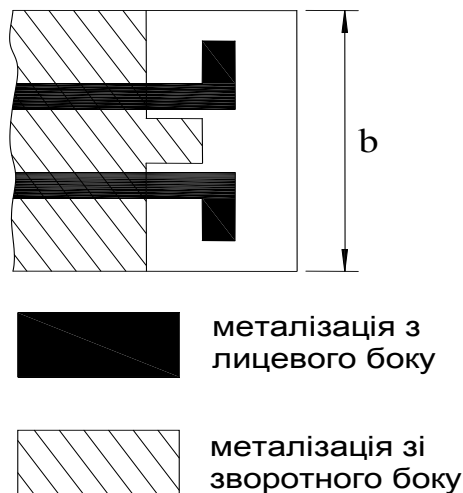


Рис. 3.9 – Перехід із двосмужкової лінії передачі на прямокутний хвилевід.

Вихід генератора на третій гармоніці основної частоти реалізовано на основі переходу із двосмужкової лінії на прямокутний хвилевід, що поєднує у собі функції протифазного суматора та збуджувача прямокутного хвилеводу (рис. 3.9).

Розмір широкої стінки вихідного хвилеводу забезпечує прозорість структури для сигналу третьої гармоніки та утворює позамежовий хвилевід для

сигналів першої та другої гармонік, чим досягається додаткова фільтрація та практична відсутність цих складових у спектрі вихідного коливання. Розмір хвилеводу складає  $16 \times 8 \text{ мм}^2$ .

Розрахунок характеристик та розмірів запропонованого переходу виконано в середовищі CST Microwave Studio за методом скінченних різниць в часовій області (СРЧО) з застосуванням інтерпольованого квазіньютонівського методу оптимізації геометричних розмірів. На рис. 3.10 показано модель переходу та моди коливань на її входах. На рис. 3.11 та 3.12 зображені результати розрахунку частотних характеристик коефіцієнта передачі  $S_{21}$  та КСХ запропонованого переходу. В області частот від 10,5 до 15 ГГц і вище розроблений перехід забезпечує втрати сигналу менші ніж 0,35 дБ та КСХ менше ніж 1,5. В області від 11 до 12 ГГц втрати не гірші 0,15 дБ та  $КСХ < 1,2$ .

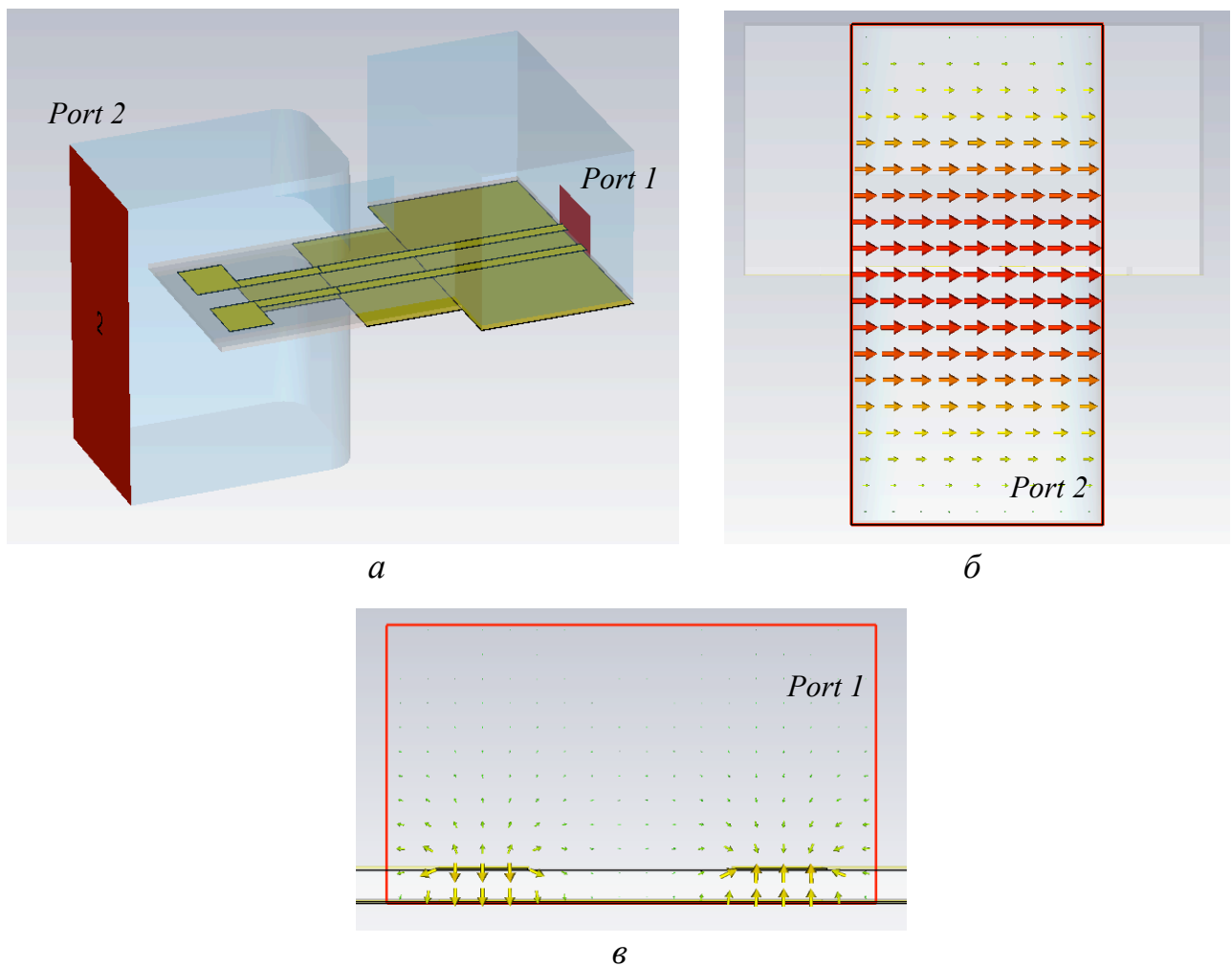


Рис. 3.10 – Перехід із двосмужкової лінії передачі на прямокутний хвилевід  $16 \times 8 \text{ мм}^2$ : модель (а), поле моди  $H_{10}$  вихідного хвилеводу (б), поле непарної моди коливань в тракті зв'язаної мікросмужкової лінії (в).

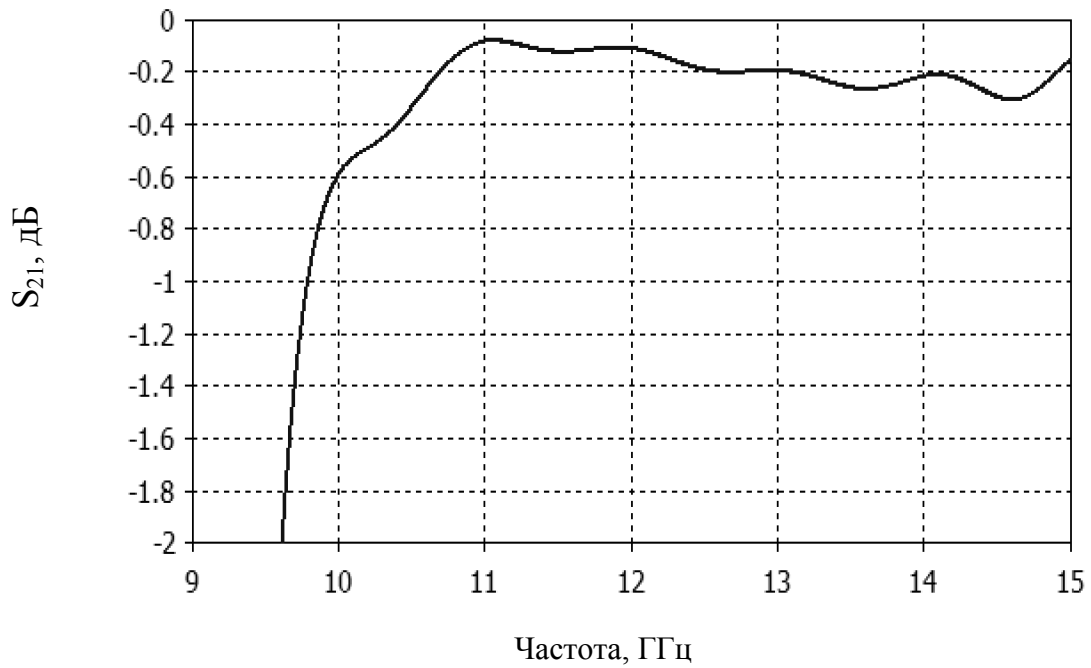


Рис. 3.11 – Частотна характеристика коефіцієнта передачі  $S_{21}$  переходу.

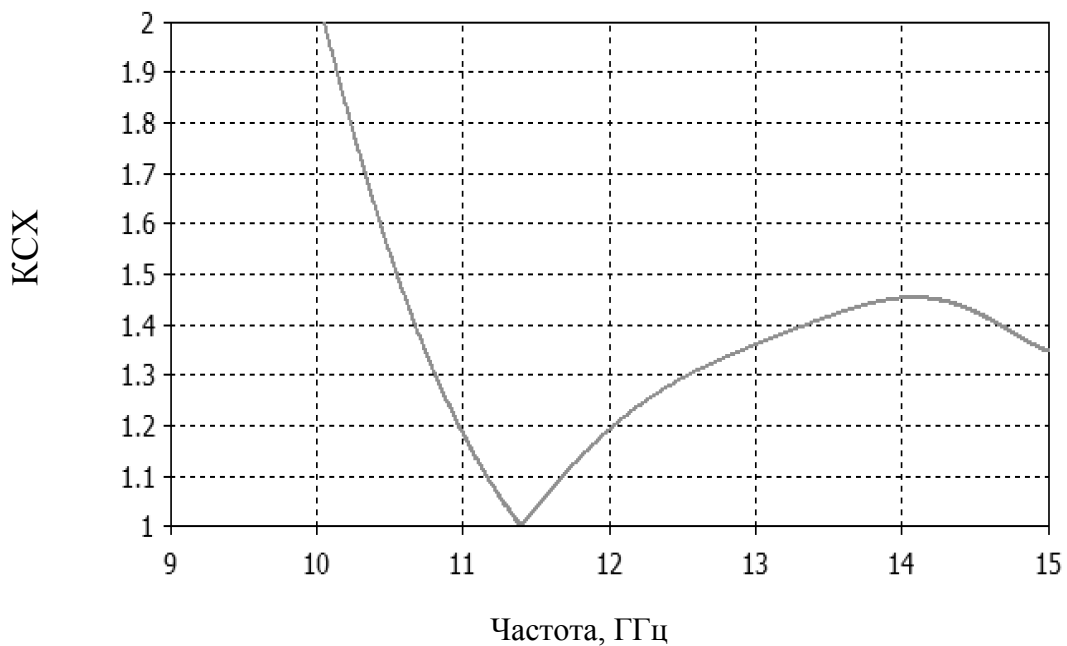


Рис. 3.12 – Частотна характеристика КСХ переходу.

Вимірювання вхідного імпедансу плеча генератора  $Z_{AE}(P)$ , навантаженого на запропоновані фільтр третьої гармоніки та перехід на прямокутний хвилевід, проведено на трьох частотах: 1.25 ГГц, 2.5 ГГц та 3.7 ГГц, які відповідають



власним частотам резонатора ( $\lambda/2$ ,  $\lambda$  та  $3\lambda/2$ ), для дев'яти положень прохідного резонатора I-IX. Вказані положення перекривають діапазон відстаней  $\frac{\lambda}{2}$  з кроком  $\frac{\lambda}{8}$ . Топологія макета показана на рис. 3.17. Матеріал підкладки Rogers RO4003C (див. 2.2.1).

На рис. 3.13 – 3.16 приведено результати вимірювань: на рис. 3.13 зображено годографи характеристик  $-Z_{AE}(P)$  для частоти 1,25 ГГц та нанесено годограф розрахованого вхідного опору резонатора в околі цієї частоти, на рис. 3.14 приведено аналогічні характеристики для частоти 2.5 ГГц. На рис. 3.15, 3.16 приведено годограф  $-Z_{AE}(P)$  для частоти 3.7 ГГц, що згідно попередніх вимірювань макета як генератора представляють найбільший інтерес, оскільки при таких положеннях вихідного фільтру (V, VI та VII) очікуються найнижчі рівні фазового шуму вихідного сигналу генератора. На цій же діаграмі представлено результати вимірювань резонансної характеристики  $Z_R(\omega)$ .

Точка перетину годографів характеристик  $Z_R(\omega)$  та  $-Z_{AE}(P)$  на діаграмі повних опорів (рис. 3.16) відповідає виконанню умов:

$$G_R(\omega) + G_{AE}(\omega, P) = 0; \quad (3.1)$$

$$B_R(\omega) + B_{AE}(\omega, P) = 0; \quad (3.2)$$

та може бути точкою виникнення стаціонарних коливань при одночасному виконанні умов [27]:

$$\frac{\partial(B_{AE} + B_R)}{\partial\omega} > 0; \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial(G_{AE})}{\partial P} > 0. \quad (3.4)$$

Довжина лінії до резонатора:

- |      |                   |
|------|-------------------|
| I    | $l=5\text{мм}$    |
| II   | $l=8.2\text{мм}$  |
| III  | $l=11.4\text{мм}$ |
| IV   | $l=14.7\text{мм}$ |
| V    | $l=17.9\text{мм}$ |
| VI   | $l=21.2\text{мм}$ |
| VII  | $l=24.4\text{мм}$ |
| VIII | $l=27.7\text{мм}$ |
| IX   | $l=30.9\text{мм}$ |

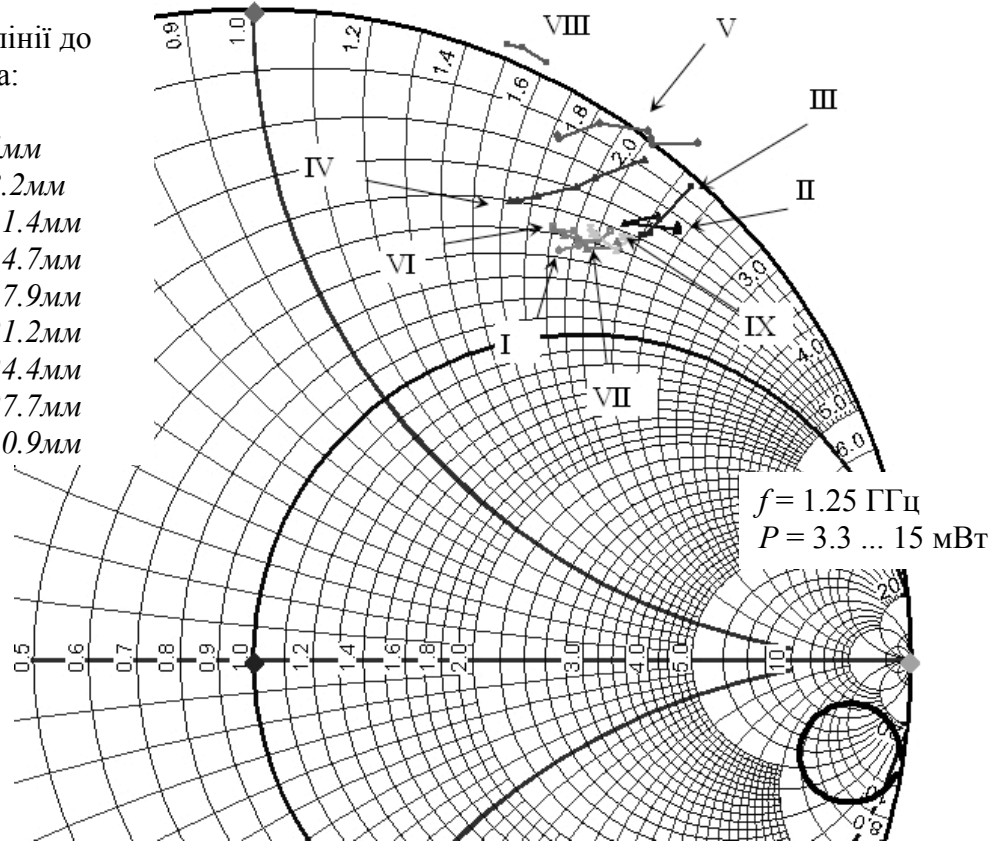


Рис. 3.13 – Годографи характеристик  $-Z_{AE}(P)$  на частоті 1.25 ГГц.

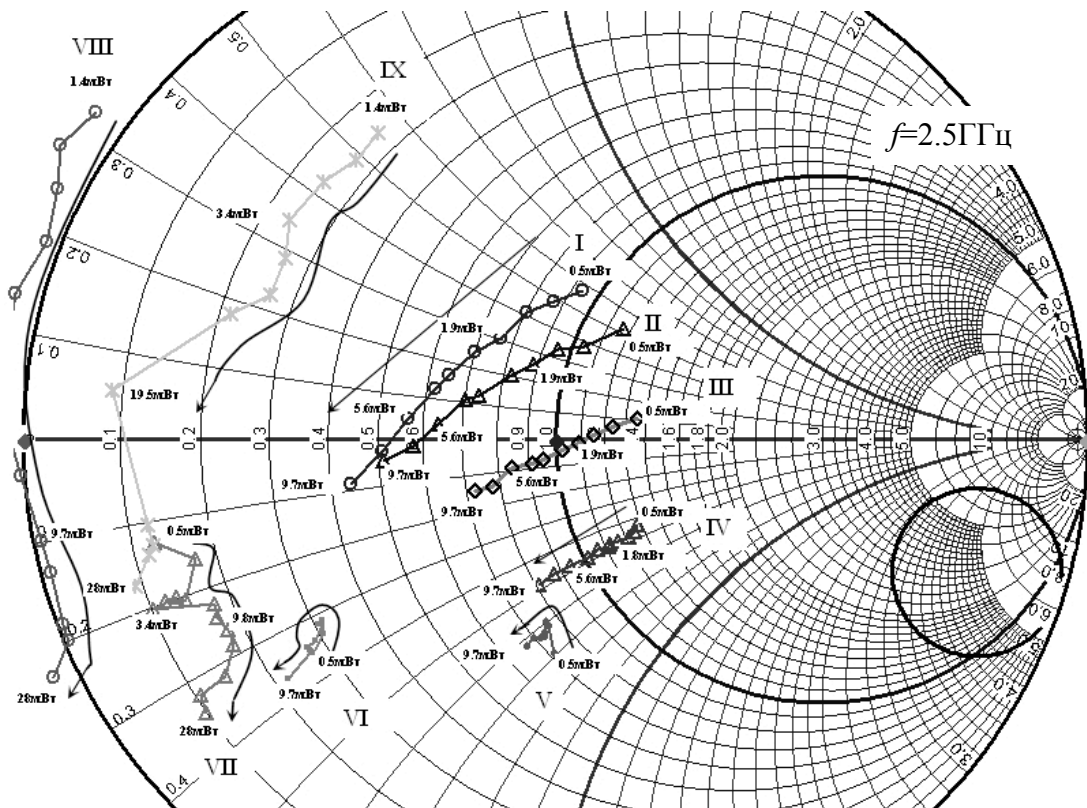


Рис. 3.14 – Годографи характеристик  $-Z_{AE}(P)$  на частоті 2.5 ГГц.

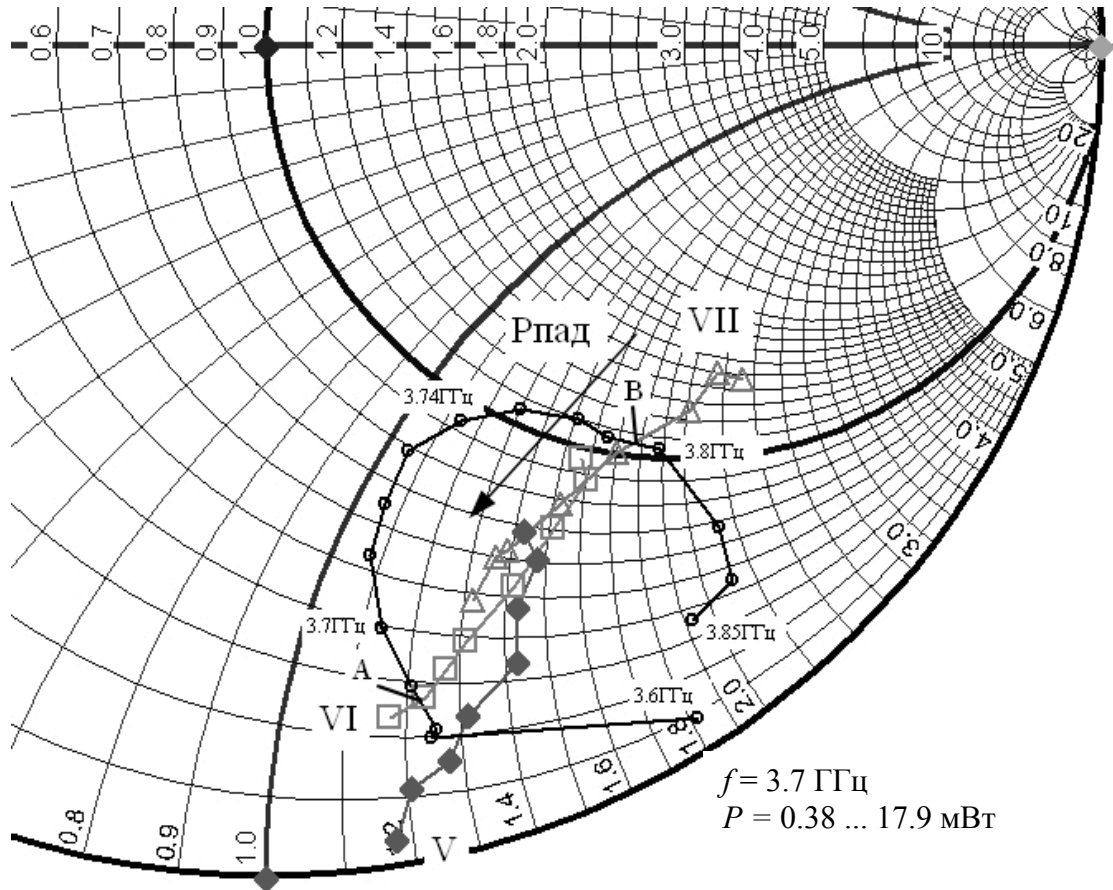


Рис. 3.15 – Годографи характеристик  $-Z_{AE}(P)$  на частоті 3.7 ГГц.

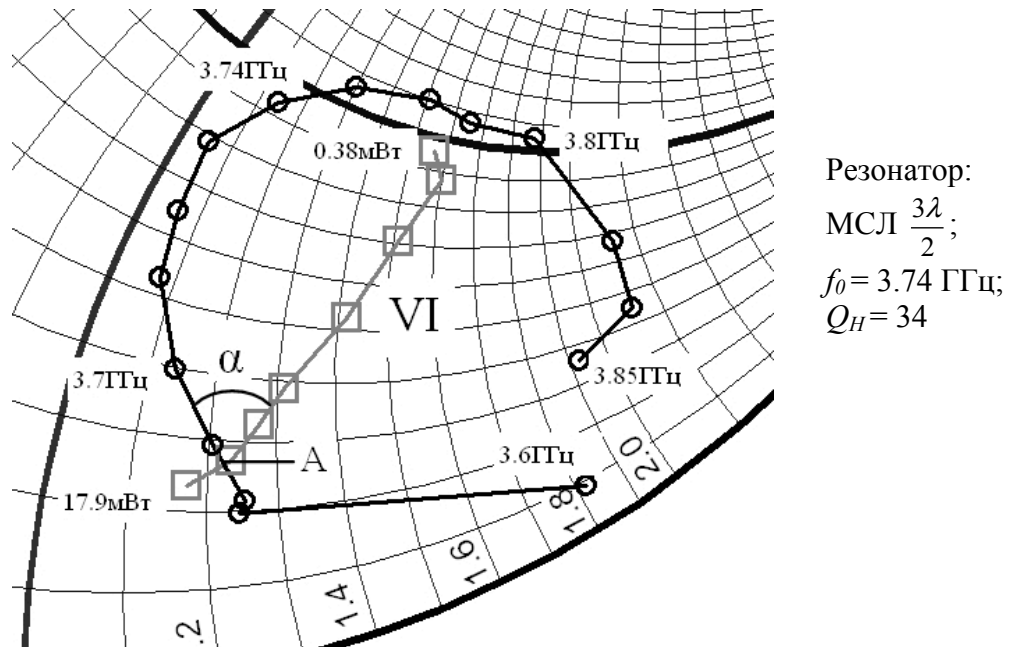


Рисунок 3.16 – Годограф характеристики  $-Z_{AE}(P)$  на частоті 3.7 ГГц для положення вихідного фільтру VI.

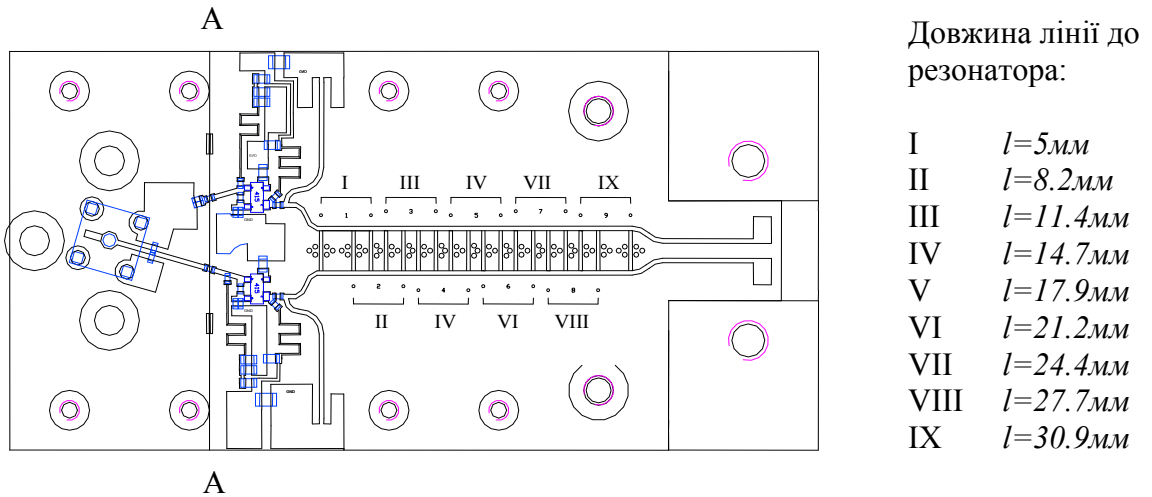


Рис. 3.17 – Топологія макета плечей двотактного генератора.

Як видно з наведених характеристик, для частоти  $f=3.74$  ГГц забезпечується виконання всіх наведених вище умов (3.1) – (3.4):  $\frac{\partial(B_R)}{\partial\omega}$  в цій точці має додатний знак, аналогічно і величина  $\frac{\partial(G_{AE})}{\partial P}$ . На рис. 3.18, 3.19 приведені характеристики  $B_R(f)$  та  $G_{AE}(P)$  для оцінки умов встановлення стаціонарних коливань (3.4), (3.5).

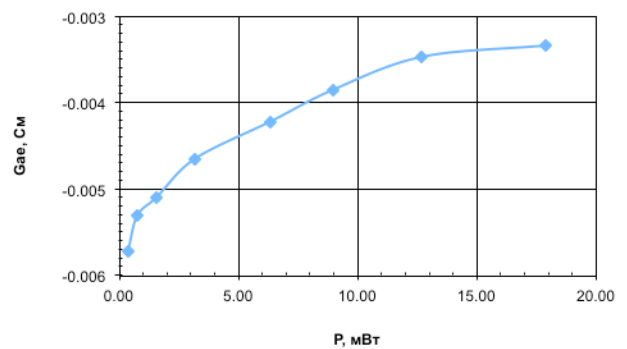
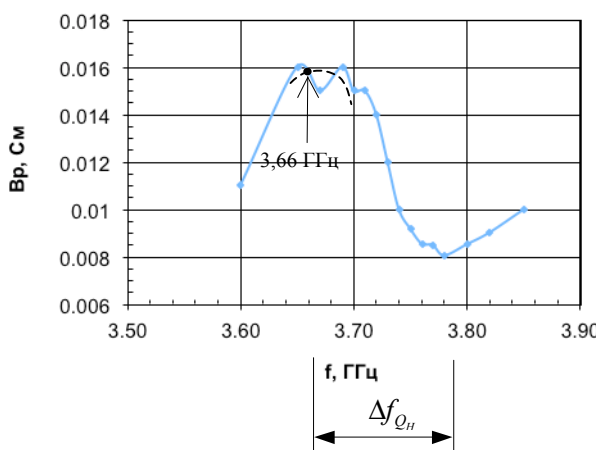


Рис. 3.18 – Залежність реактивної складової вхідної провідності резонатора від частоти  $B_R(f)$ .

Рис. 3.19 – Залежність активної складової провідності АЕ від потужності сигналу на його вході  $G_{AE}(P)$ .

З отриманих характеристик видно, що точка А (рис. 3.15, 3.16) перетину годографів  $-Z_{AE}(P)$  та  $Z_R(\omega)$  знаходиться на незначній відстані по частоті в 20 МГц від межі смуги визначення навантаженої добротності резонатора і віддалена від частоти послідовного резонансу лише на 70 МГц. Для точки В на діаграмі на рис. 3.15 (на відміну від точки А) не виконується умова (3.5) і тому коливання на цій частоті не виникають.

Розгляд годографів характеристик  $-Z_{AE}(P)$  для частоти сигналу 1.25 ГГц (рис. 3.13), що є частотою першого резонансу резонатора, де довжина резонатора виявляється рівною  $\lambda/2$ , показує неможливість встановлення стаціонарних коливань генератора, оскільки при жодному з положень вихідного фільтру від I до IX не виконуються умови (3.1) і (3.2) – точок перетину годографів не спостерігається. Аналогічна ситуація склалася для частоти 2.5 ГГц (рис. 3.14), що є другою модою резонатора, де його довжина складає  $\lambda$ . Однак, слід зауважити, що при положеннях вихідного фільтру між II та IV, активному елементу притаманне вкрай високе значення модуля коефіцієнта відбиття  $|\Gamma|$  (до 54 при положенні III), при якому достатньо незначного розузгодження навантаження для зміни цих умов і збудження генератора. Подібні паразитні збудження ефективно пригнічуються завдяки схемі зміщення транзистора, що привносить активну складову опору в основний тракт на відмінних від корисної частотах.

Результати, що представляють найбільший інтерес, приведені на рис. 3.15. Тут для прозорості діаграми показані годографи характеристик  $-Z_{AE}(P)$  для трьох положень вихідного фільтру, при яких можливі найкращі результати щодо рівня шумів вихідного коливання генератора: V, VI та VII. Очевидно, що найкращі характеристики шуму вихідного сигналу генератора мають бути забезпечені при положенні фільтру VI (рис. 3.16), оскільки перетин годографів  $-Z_{AE}(P)$  та  $Z_R(\omega)$  відбувається під кутом, близьким до  $90^\circ$  та точка перетину знаходиться близько до послідовного резонансу резонатора, де

спостерігається висока крутизна характеристики  $\frac{\partial(B_P)}{\partial\omega}$ , а значить і навантажена добротність резонатора буде більшою.

Виходячи з проведених розрахунків та досліджень на основі макета плечей генератора з вихідним фільтром (рис. 3.17) було побудовано двотактний генератор з виходом на третій гармоніці [6, 12]. Для цього в площині А-А до макета було під'єднано  $\frac{3\lambda}{2}$  мікросмужковий резонатор (рис.3.20), а вихідний фільтр генератора встановлено у положенні VI ( $l=21.2$  мм від колектора транзистора). Фото розробленого генератора показані на рис. 3.21.

Ємності зв'язку з резонатором складають  $C_{зв} = 0,2$  пФ, власна частота резонансу  $f_{рез} = 3,74$  ГГц та значення навантаженої добротності  $Q_H = 34$ . Частота вихідного колювання генератора на третій гармоніці  $f_{вих} = 11,012$  ГГц, потужність  $P_{вих} = -8,67$  дБм. На рис. 3.22 приведені результати вимірювання спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу генератора, отримані на аналізаторі спектру Agilent 8563E.

Можливості вказаного вимірювального приладу та характер нестабільності частоти досліджуваного сигналу дозволяють провести вимірювання спектральної щільності шуму при відстроюваннях від носійної не менше ніж на 10 кГц. Тому для оцінки впливу рівня фазового шуму розробленого генератора на характеристики каналів передачі даних, до розгляду включено також рівень ФШ при відстроюванні від носійної на 1 кГц, отриманий в припущенні найгіршого випадку, коли частота кута фліккер-шуму транзистора складає 10 кГц і на проміжку 1 – 10 кГц нахил характеристики складає 30 дБ на декаду. На рис. 3.22 також показано поріг чутливості вимірювальної установки. Видно, що рівень ФШ при відстроюванні на 1 МГц визначається цим порогом, а значить в дійсності приймає менші значення.

На рис. 3.23 приведено результати вимірювання спектру вихідного сигналу генератора до 26,5 ГГц. Пригнічення основної та другої гармонік складо величину більшу 65 дБ, вищі гармоніки з четвертої по шосту знаходяться на рівні не більше – 51 дБ по відношенню до корисної третьої. Таке значне

придушення нижчих гармонік, як зазначалося вище, забезпечується завдяки балансному переходу на позамежовий вихідний хвилевід.

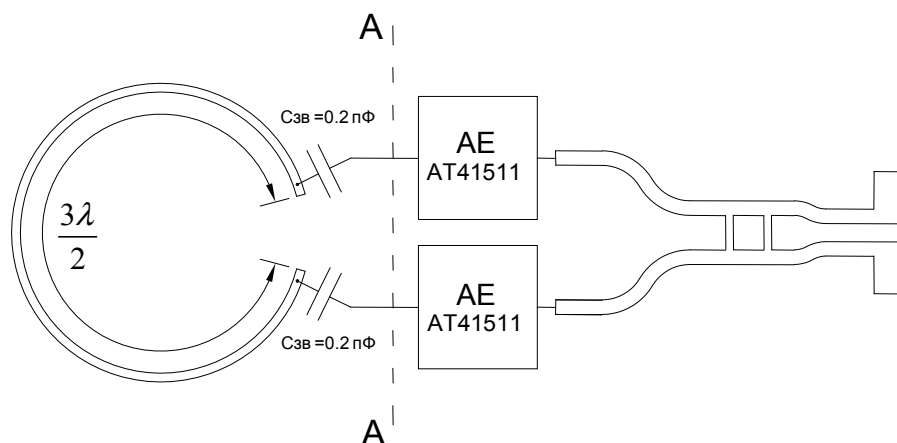


Рис. 3.20 – З'єднання макета двотактного генератора з резонатором.

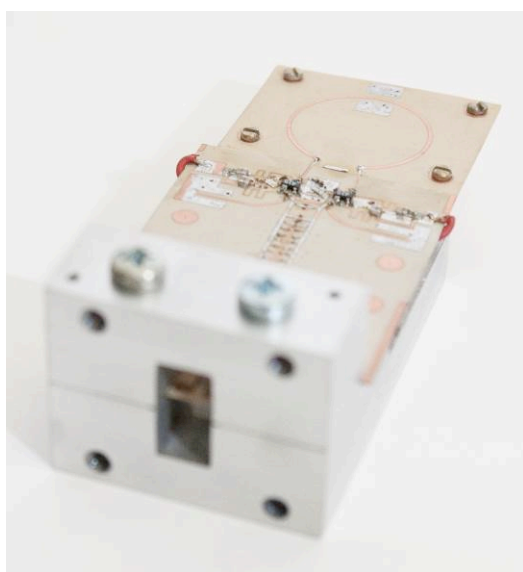
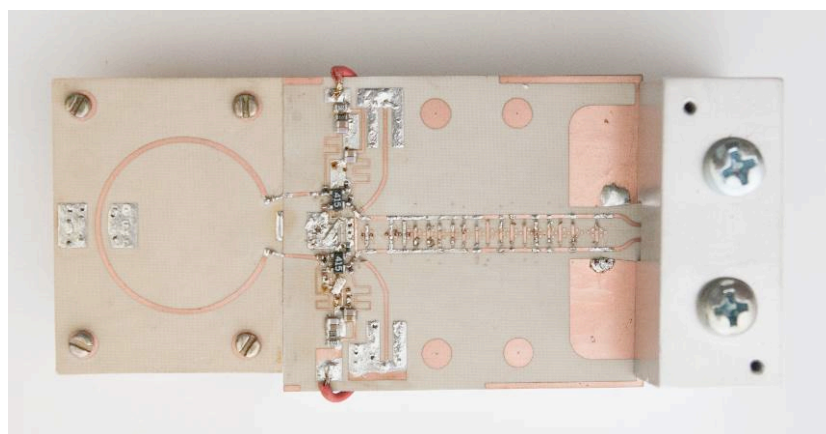


Рис. 3.21 – Фото двотактного генератора з виходом на третій гармоніці на основі МСЛ резонатора.

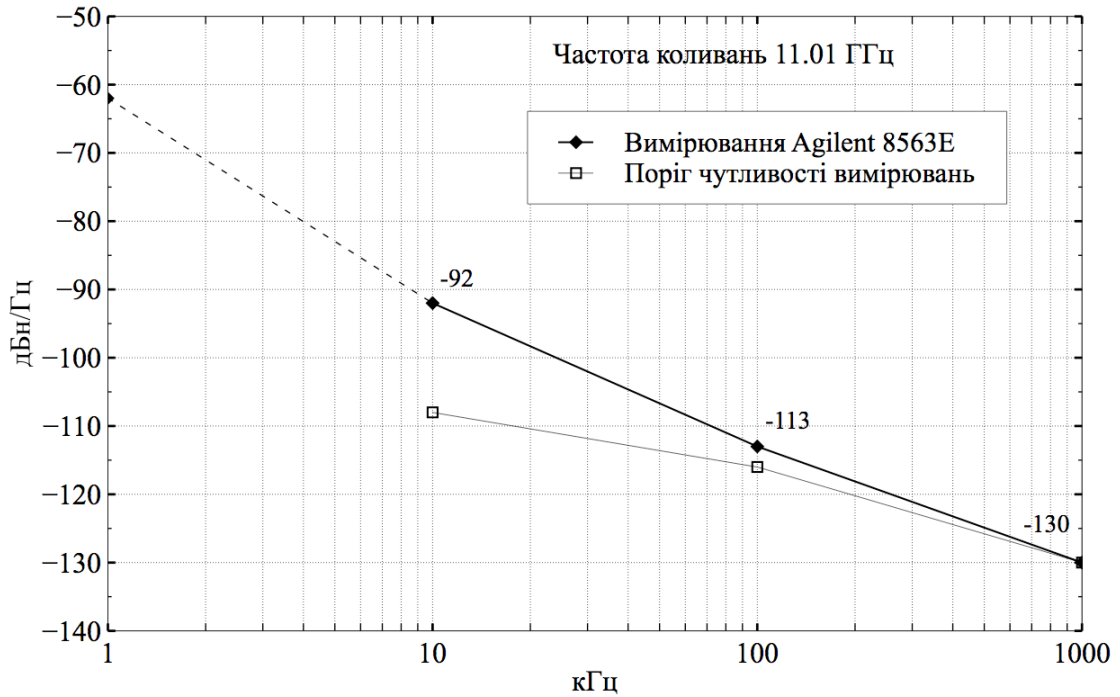


Рис. 3.22 – ФШ двотактного генератора з виходом на третій гармоніці на основі мікросмушкового кільцевого резонатора.

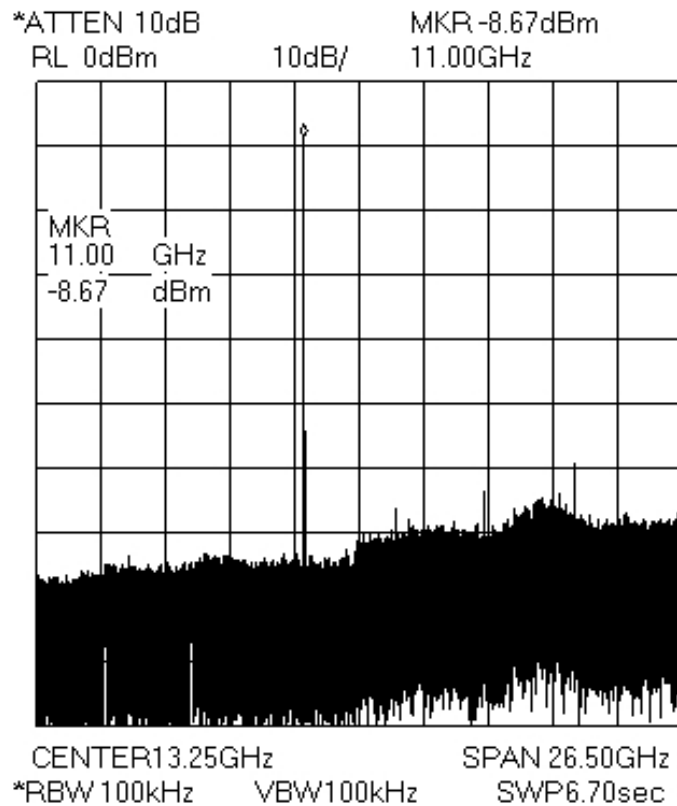


Рис. 3.23 – Спектр вихідного сигналу двотактного генератора з виходом на третій гармоніці на основі МСЛ резонатора.



Основні характеристики генератора представлені в таблиці 3.

Коефіцієнт якості генератора, визначений за виразом (1.9) для відстроювання від носійної на 10 кГц, складає:

$$FOM = -92 - 20 \log \left( \frac{11,012 \cdot 10^9}{10 \cdot 10^3} \right) + 10 \log(240) = -189 \text{ дБн/Гц.}$$

Середньоквадратичне відхилення фази в смузі частот відстроювання від носійної 1 кГц – 1 МГц складає:

$$\theta^{rms} = \frac{180}{\pi} \sqrt{2 \int_{f_1}^{f_2} L(f_m) df} = 1,45^\circ.$$

Затягування частоти зміною напруги живлення в діапазоні від 10 В до мінімальної напруги, при якій відбувається зрив коливаний: 1,7 МГц/В.

Затягування частоти зміною фази коефіцієнта відбиття від навантаження КСВ = 2 в межах від 0° до 360° склало  $\Delta f = 0,5 \text{ МГц}$  ( $\Delta f/f = 45,4 \cdot 10^{-6}$ ).

Температурний коефіцієнт перестроювання частоти:  $K_T = 0,357 \text{ МГц/}^\circ\text{C}$ .

Таблиця 3

f, ГГц	P, дБм	ФШ (10 кГц), дБн/Гц	ФШ (100 кГц), дБн/Гц	Рівень гармонік, дБн	$K_T$ , МГц/°C	$\theta^{rms}$	FOM, дБн/Гц
11,012	- 8,7	- 92	- 113	< - 51	0,357	1,45°	- 189

Незважаючи на простоту застосованої резонансної системи, рівень фазового шуму запропонованого двотактного генератора з виходом на третій гармоніці співставний з окремими зразками двотактих генераторів на основі діелектричного резонатора в сантиметровому діапазоні ([65], табл. 2).

Згідно з вимогами приведеними в таблиці 1, запропонований генератор може без перешкод застосовуватись в каналах передачі даних з модуляцією до 16QAM або 8PSK.

Чистота спектру та дуже низька чутливість до навантаження розкривають переваги запропонованого методу побудови двотактних генераторів над класичним підходом: резонансна система та навантаження надійно ізольовані на основній частоті коливань, а вихідний ланцюг з переходом на прямокутний хвилевід забезпечує додаткову фільтрацію гармонік.

### 3.2 Генератор сантиметрового діапазону довжин хвиль на основі резонатора на зваженій мікросмужковій лінії передачі

Подальшого зниження рівня фазового шуму джерела коливань, побудованого за запропонованим в роботі методом, можливо досягнути застосовуючи резонатор зі збільшеним значенням власної добротності. За методикою, викладеною в підрозділі 3.1 було розроблено генератор на основі резонатора на зваженій мікросмужковій лінії передачі (рис. 2.4). Топологія макета генератора зображена на рис. 3.24. Розгляд експериментально отриманої частотної залежності вхідного імпедансу резонатора та лінії приладу активних елементів для різних положень вихідного фільтру, виявив оптимальні умови перетину цих кривих для положення вихідного фільтру третьої гармоніки VI (рис. 3.25).

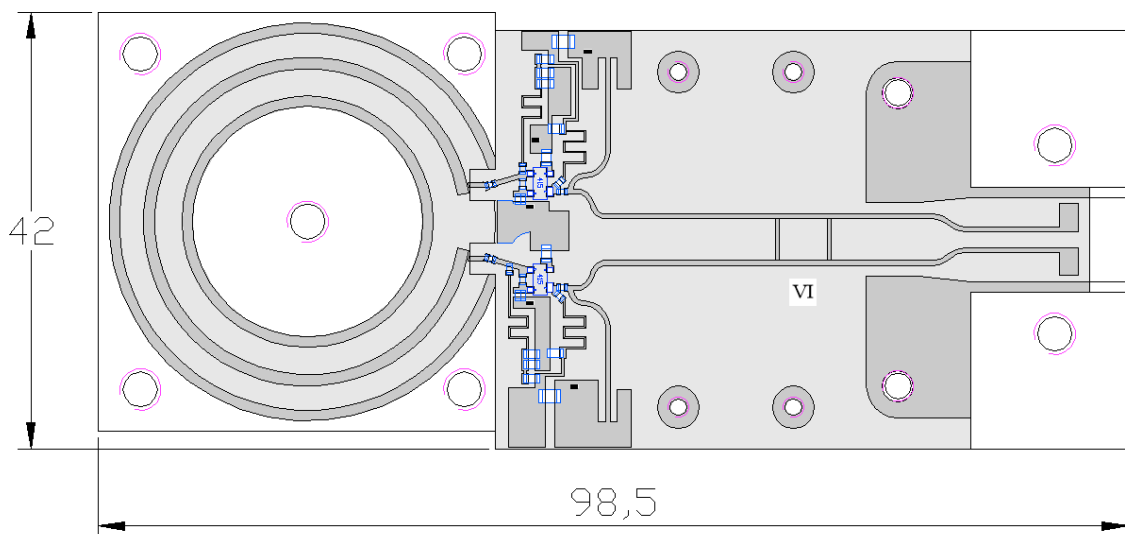


Рис. 3.24 – Топологія макета двотактного генератора з виходом на третій гармоніці з резонатором на основі ЗМСЛ.

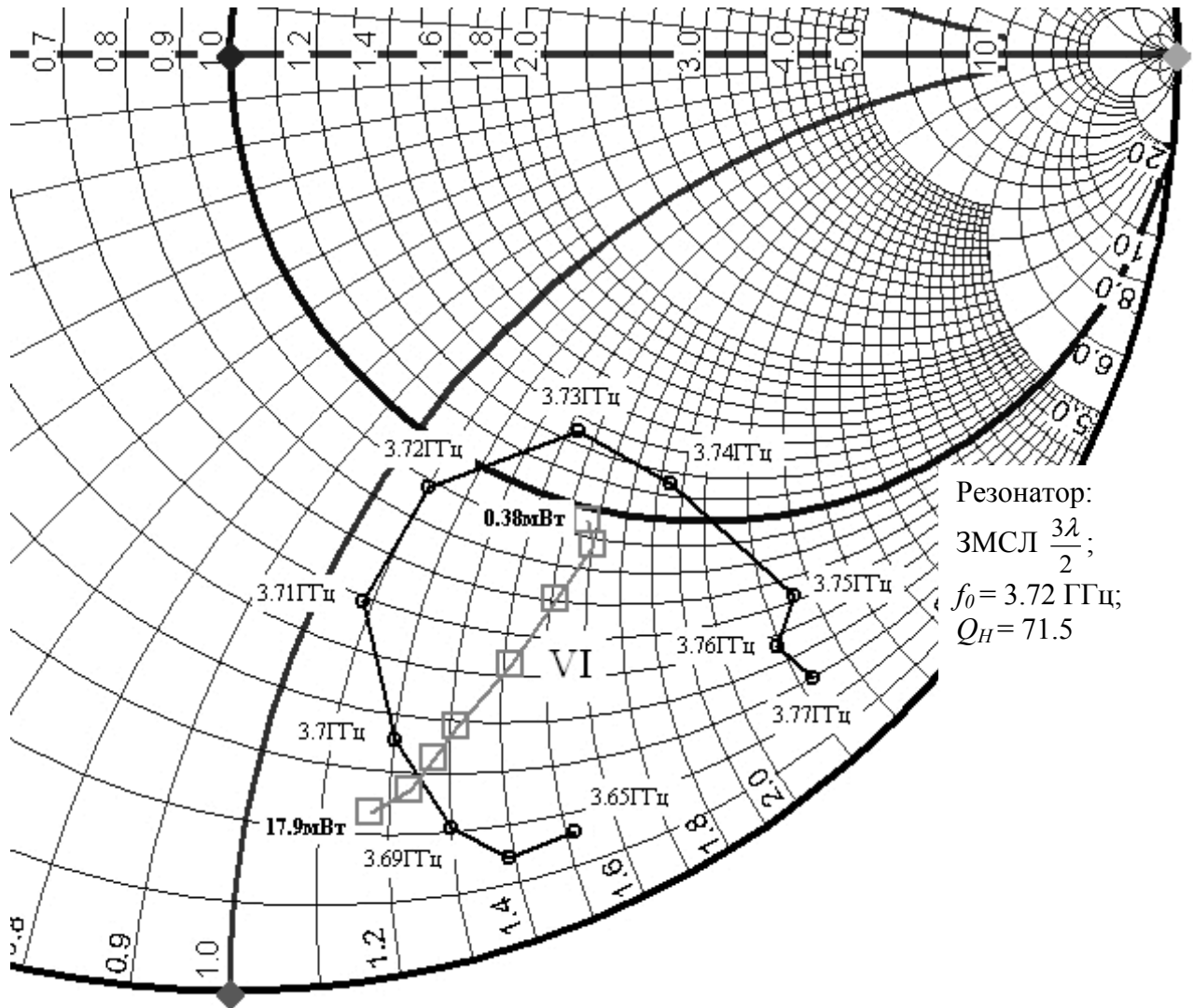


Рис. 3.25 – Годограф характеристики  $-\dot{Z}_{AE}(P)$  на частоті 3.7 ГГц для положення вихідного фільтру VI та годограф вхідного імпедансу резонатора на основі ЗМСЛ.

Значення навантаженої добротності розробленого резонатора на ЗМСЛ за результатами вимірювань склало  $Q_H = 71,5$ , що в два рази перевищує це ж значення для резонатора на основі МСЛ. Як видно з фото макета розробленого генератора (рис. 3.26), конструкція пристрою зберігає планарну структуру, всі елементи якої виконані на єдиній підкладинці.

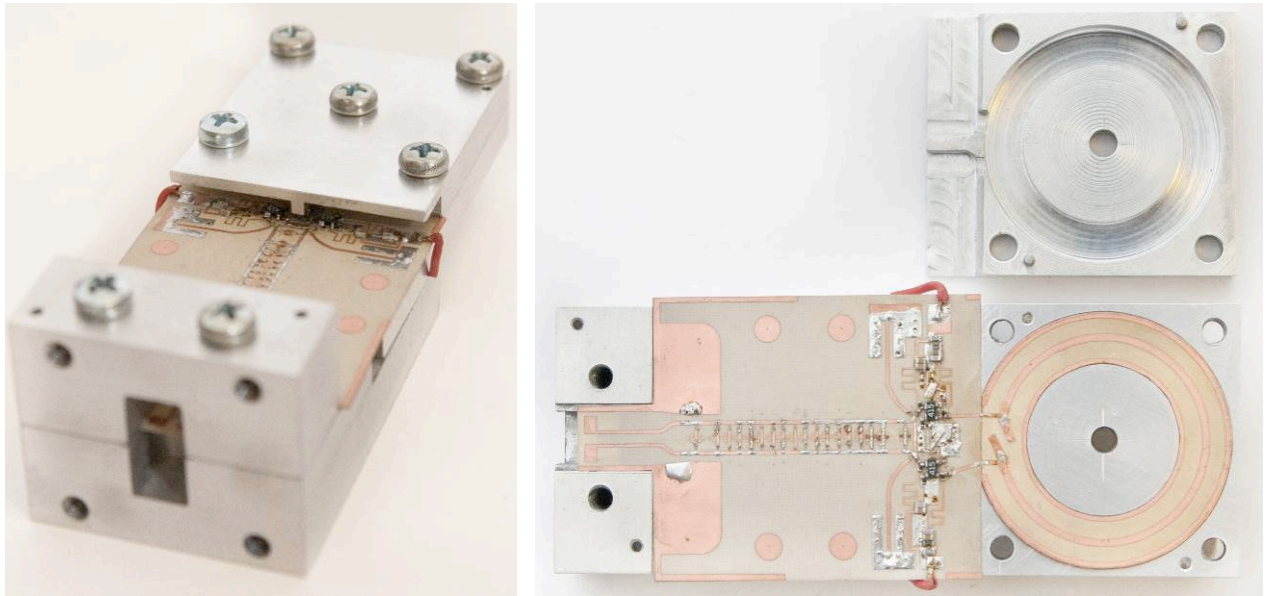


Рис. 3.26 – Макет двотактного генератора з виходом на третій гармоніці з резонатором на основі ЗМСЛ.

Нижче приведені характеристики генератора. Матеріал підкладки генератора Rogers RO4003C (див. 2.1). Ємності зв'язку з резонатором складають  $C_{зв} = 0.2$  пФ, частота власного резонансу резонатора на основі ЗМСЛ  $f_{рез} = 3,72$  ГГц, значення навантаженої добротності  $Q_H = 71,5$ . Частота вихідного коливання генератора на третій гармоніці  $f_{вих} = 11,129$  ГГц, потужність  $P_{вих} = -8,32$  дБм. На рис. 3.27 приведені результати вимірювання спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу генератора, отримані на аналізаторі спектру Agilent 8563E. Спостерігається значне зниження рівня шуму на 6дБ для відстроювання від носійної на 10 кГц в порівнянні з результатом для генератора на основі МСЛ резонатора. Для відстроювань від носійної на 100 кГц та 1 МГц відмінностей не відзначено, однак нетиповий нахил за характеристики на ділянці 10 кГц – 100 кГц в 15дБ на декаду та близькість порогу чутливості вимірювальної системи дозволяють висунути припущення про кращі показники і для цих відстроювань.

На рис. 3.28 приведено результати вимірювання спектру вихідного сигналу генератора до 26,5 ГГц. Пригнічення основної та другої гармонік склало величину більшу 65 дБ, вищі гармоніки з четвертої по шосту знаходяться на рівні не більше – 50 дБ по відношенню до корисної третьої.

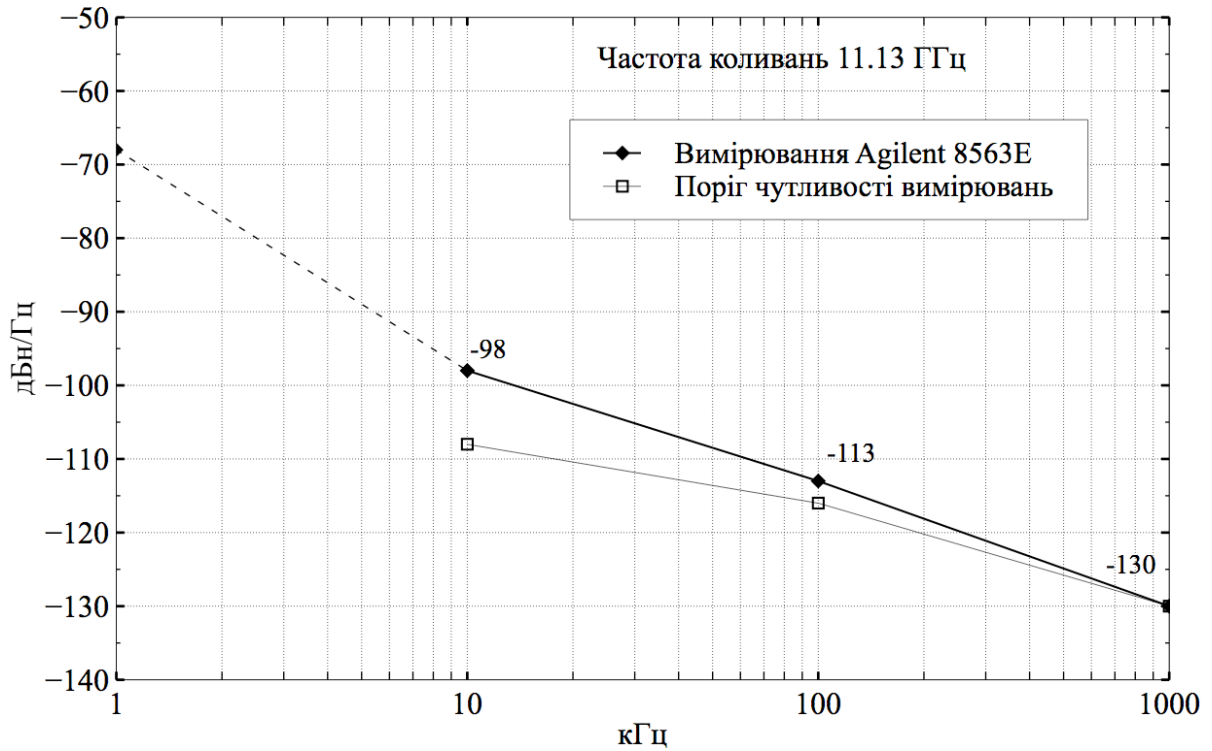


Рис. 3.27 – ФШ двотактного генератора з виходом на третій гармоніці на основі резонатора на зваженій МСЛ.

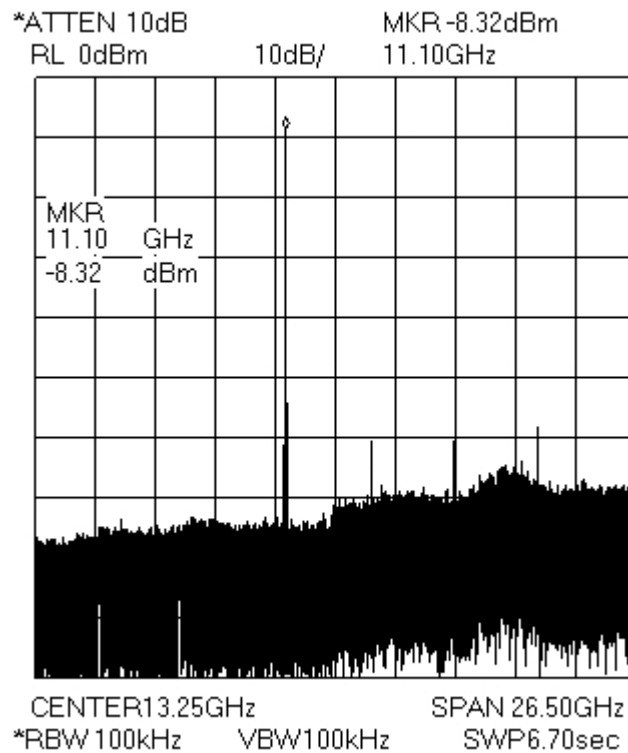


Рис. 3.28 – Спектр вихідного сигналу двотактного генератора з виходом на третій гармоніці на основі МСЛ резонатора.

Основні характеристики генератора представлені в таблиці 4.

Для експериментально отриманих значень фазового шуму та в припущенні нахилу характеристики на ділянці 1 кГц – 10 кГц (рис. 3.27) в 30 дБ на декаду отримаємо наступні значення комплексних характеристик генератора:

$$FOM = -98 - 20 \log \left( \frac{11,129 \cdot 10^9}{10 \cdot 10^3} \right) + 10 \log(240) = -195 \text{ дБн/Гц},$$

$$\theta^{rms} = \frac{180}{\pi} \sqrt{2 \int_{f_1}^{f_2} L(f_m) df} = 0,74^\circ.$$

Затягування частоти зміною напруги живлення в діапазоні від 10 В до мінімальної напруги, при якій відбувається зрив коливань: 2 МГц/В.

Затягування частоти зміною фази коефіцієнта відбиття від навантаження КСВ = 2 в межах від 0° до 360° склало  $\Delta f = 0,4$  МГц.

Температурний коефіцієнт перестроювання частоти:  $K_T = 0,206$  МГц/°С.

Таблиця 4

f, ГГц	P, дБм	ФШ (10 кГц), дБн/Гц	ФШ (100 кГц), дБн/Гц	Рівень гармонік, дБн	$K_T$ , МГц/°С	$\theta^{rms}$	FOM, дБн/Гц
11,129	-8,32	-98	-113	< -50	0,206	0,74°	-195

Застосування резонансної системи зі збільшеним значенням добротності дозволило значно покращити рівень фазового шуму запропонованого двотактного генератора з виходом на третій гармоніці (на 6дБ при відстроюванні на 10 кГц), а отриманий коефіцієнт якості -195 дБн/Гц виявився близьким до найкращих зразків відомих гібридно-інтегральних генераторів (табл. 2).

Згідно з вимогами приведеними в таблиці 1, запропонований генератор може без перешкод застосовуватись в каналах передачі даних з модуляцією до 32QAM або 16PSK.

### 3.3 Генератор сантиметрового діапазону довжин хвиль на основі інтегрованого в підкладинку хвилеводного резонатора

Застосування інтегрованого в підкладинку хвилеводного резонатора, розробленого в пункті 2.3 (рис. 2.8), призводить до незначного збільшення повздовжніх габаритних розмірів конструкції генератора (рис. 3.29), однак резонатор займає мінімальний об'єм з роглянутих та зберігає повністю планарну структуру усіх елементів генератора окрім хвилеводного виходу. Генератор розроблено за представленою в підрозділі 3.1 методикою [8, 9, 13]. Фото макета показані на рис. 3.30. Значення навантаженої добротності резонатора склало  $Q_H = 108$ , що перевищує результати для резонаторів МСЛ ( $Q_H = 34$ ) та ЗМСЛ ( $Q_H = 71,5$ ). Слід відзначити особливості конструкції, які ускладнюють регулювання відстані між активними елементами та резонатором в необхідному діапазоні: габарити ППХ резонатора не дозволяють скоротити цей відрізок до розміру, який забезпечить оптимальний перетин годографів імпедансу резонатора та лінії приладу активних елементів на діаграмі повних опорів. Це призводить до неповного використання переваг резонатора та, як наслідок, до незначного покращення фазового шуму.

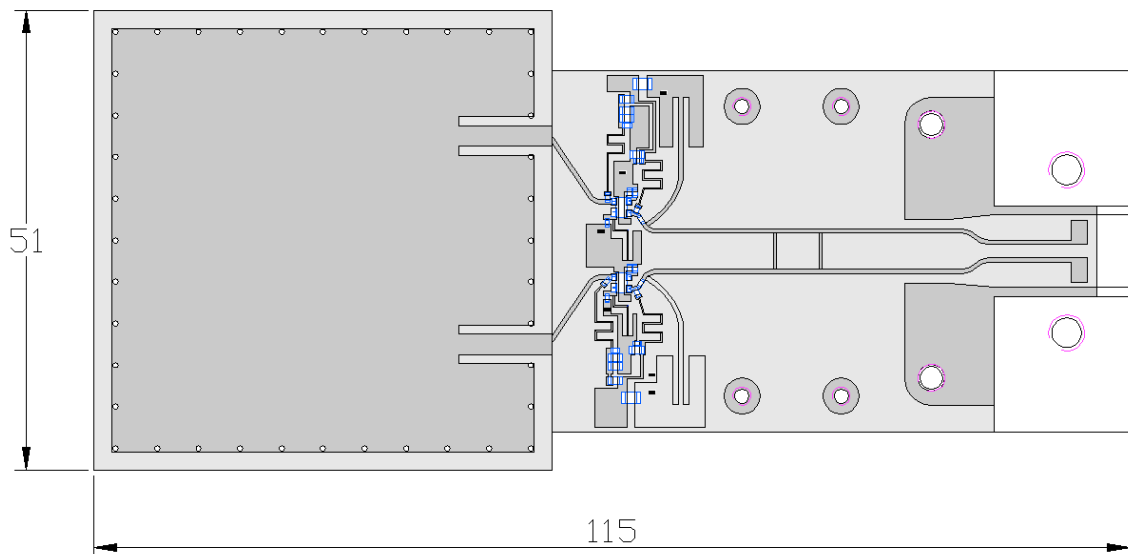


Рис. 3.29 – Топологія макета двотактного генератора з виходом на третій гармоніці з резонатором на основі ППХ .

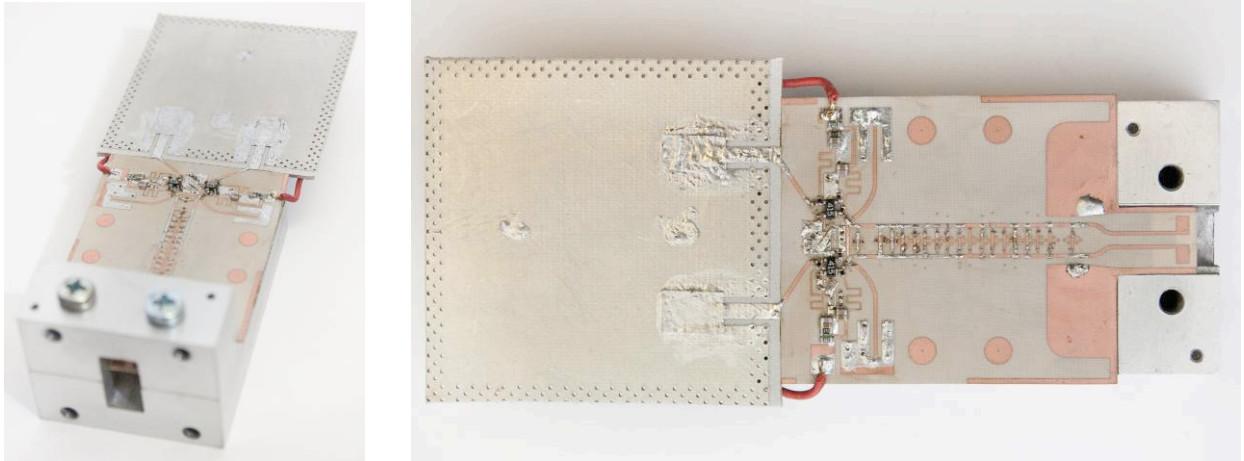


Рис. 3.30 – Макет двотактного генератора з виходом на третій гармоніці з резонатором на основі ППХ.

Частота власного резонансу резонатора на основі ППХ склала  $f_{рез} = 3,72$  ГГц, значення навантаженої добротності  $Q_H = 108$ . Частота вихідного коливання генератора на третій гармоніці  $f_{вих} = 11,250$  ГГц, потужність сигналу  $P_{вих} = -9,25$  дБм. На рис. 3.31 приведені результати вимірювання спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу генератора, отримані на аналізаторі спектру Agilent 8563E.

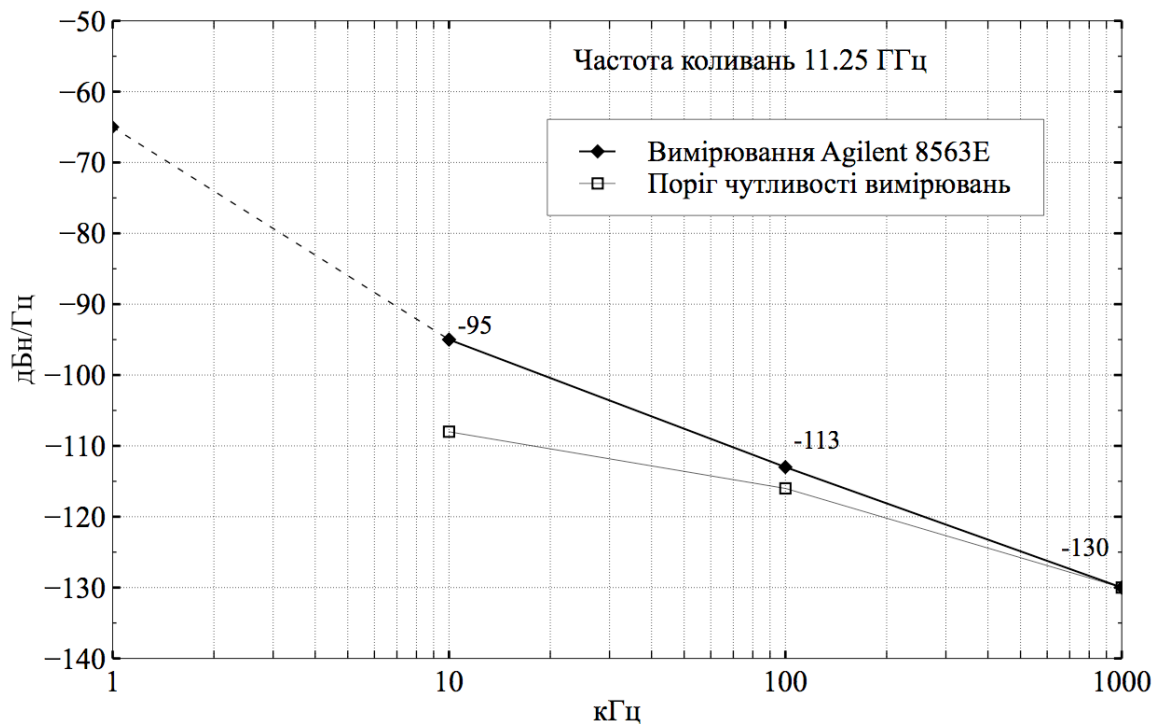


Рис. 3.31 – ФШ двотактного генератора з виходом на третій гармоніці на основі ППХ резонатора.



На рис. 3.32 – спектр вихідного сигналу генератора до 26,5 ГГц. Пригнічення основної та другої гармонік склало величину більшу 64 дБ, вищі гармоніки з четвертої по шосту знаходяться на рівні не більше – 49 дБ по відношенню до корисної третьої.

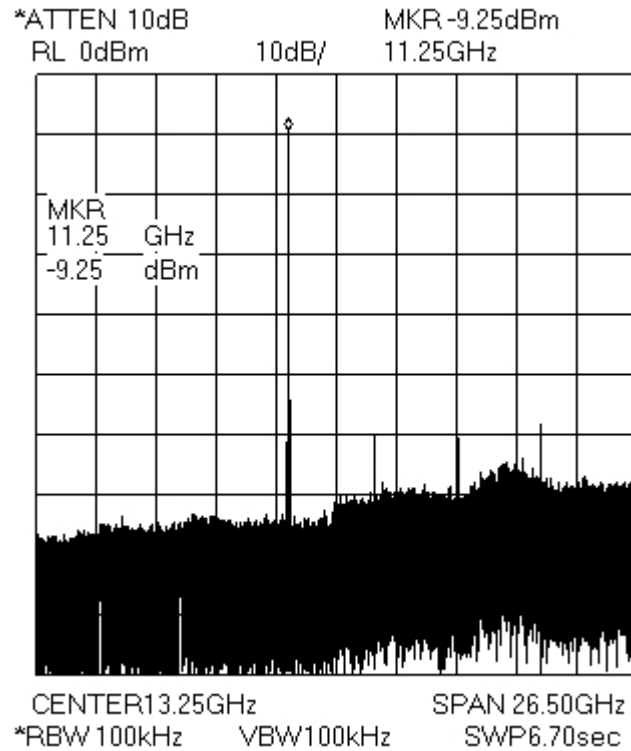


Рис. 3.32 – Спектр вихідного сигналу двотактного генератора з виходом на третій гармоніці на основі ППХ резонатора.

Основні характеристики генератора представлені в таблиці 5.

Для експериментально отриманих значень фазового шуму та в припущенні нахилу характеристики на ділянці 1 кГц – 10 кГц (рис. 3.27) в 30 дБ на декаду отримаємо наступні значення комплексних характеристик генератора:

$$FOM = -95 - 20 \log \left( \frac{11,250 \cdot 10^9}{10 \cdot 10^3} \right) + 10 \log(240) = -192 \text{ дБн/Гц.}$$

$$\theta^{rms} = \frac{180}{\pi} \sqrt{2 \int_{f_1}^{f_2} L(f_m) df} = 1,03^\circ.$$

Затягування частоти зміною напруги живлення в діапазоні від 10 В до мінімальної напруги, при якій відбувається зрив коливань: 1,9 МГц/В.

Затягування частоти зміною фази коефіцієнта відбиття від навантаження  $K_{CB} = 2$  в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$  склало  $\Delta f = 0,45$  МГц.

Температурний коефіцієнт перестроювання частоти:  $K_T = 0,22$  МГц/°С.

Таблиця 5

f, ГГц	P, дБм	ФШ (10 кГц), дБн/Гц	ФШ (100 кГц), дБн/Гц	Рівень гармонік, дБн	$K_T$ , МГц/°С	$\theta^{rms}$	FOM, дБн/Гц
11,250	- 9,25	- 95	- 113	< - 49	0,22	1,03°	- 192

Як видно з порівняння результатів для генераторів на основі резонатора ЗМСЛ та ППХ, застосування резонансної системи зі збільшеним значенням добротності (ППХ) не дозволило покращити рівень фазового шуму а призвело до його погіршення на 3дБ при відстроюванні на 10 кГц. Такий результат пов'язаний з неможливістю повного виконання розглянутих принципів побудови генератора та забезпечення оптимального режиму роботи активного елемента в запропонованій конструкції. Модифікація генератора, при якій активні елементи плечей генератора знаходяться в безпосередній близькості до точок зв'язку з резонатором, дозволить наблизити кут перетину годографів ліній приладу та резонатора до  $90^\circ$  та повністю використати високе значення добротності резонатора.

Тим не менше, отримані характеристики знаходяться на високому рівні, а повна планарність конструкції генератора та низька вартість виробництва (на тому ж рівні що й для мікросмужкового кільцевого резонатора) роблять його найбільш технологічним серед запропонованих в роботі моделей генераторів.

Згідно з вимогами приведеними в таблиці 1, запропонований генератор може без перешкод застосовуватись в каналах передачі даних з модуляцією до 32QAM або 8PSK.

### 3.4 Генератори сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль на основі об'ємного резонатора

Результати отримані на макетах двотактних генераторів з виходом на третій гармоніці у сантиметровому діапазоні підтверджують ефективність запропонованого методу побудови та доповнюються в цьому розділі результатами розробки генераторів у короткохвильовій частині сантиметрового та у міліметровому діапазонах довжин хвиль.

Основою генераторів є запропонований в другому розділі об'ємний хвилеводний резонатор (рис. 3.33) [4, 5, 14]. На відміну від представлених вище моделей генераторів, плечі яких побудовані як двополюсники з негативним вхідним опором, плечі генераторів на рис. 3.34 є підсилювачами, охопленими петлею зворотного зв'язку, в розриві якої розміщений спільний для них резонатор. Для такого ввімкнення потребується чотири зонди зв'язку з резонатором, розміщених на підкладках 3 та 4 між основою 1 та кришкою 2 (рис. 3.33). На рис. 3.34(а) показана топологія двотактного генератора на основі об'ємного резонатора з виходом на другій гармоніці, побудованого за класичною схемою. Мікросмужкові тракти позначено сірими смугами, ланцюги активного зміщення транзисторів  $VT1$  та  $VT2$  не показані з метою спрощення

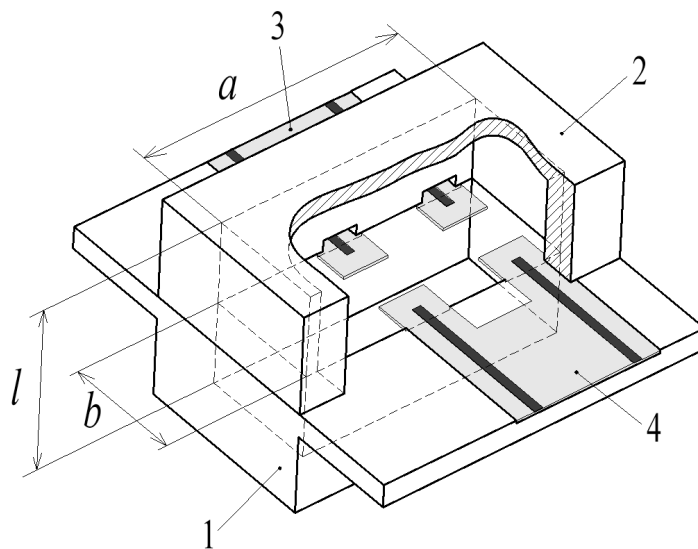


Рис. 3.33 Об'ємний резонатор на основі прямокутного хвилеводу з чотирма МСЛ зондами зв'язку.

рисунка. В якості активних елементів обрано кремній-германієві біполярні транзистори з гетероструктурними переходами BFU730F [109], які відносяться до останнього (сьомого) покоління високочастотних біполярних транзисторів виготовлених за технологією SiGe:C компанією NXP Semiconductors. Транзистори характеризуються високим значенням граничної частоти  $f_T = 55$  ГГц, одним з найнижчих значень серед аналогів коефіцієнта шуму  $F = 1,35$  на частоті 12 ГГц, та супроводжуються детальною нелінійною моделлю Mextram 504.7 [110] від виробника. Також транзистор є безумовно стійким в діапазоні частот від 0 до 20 ГГц ([111]), на відміну від його головного конкурента BFP740F від Infineon Technologies, який виявляється умовно стійким [112]. Остання властивість є дуже важливим для обраної топології, оскільки поза резонансною частотою транзистор знаходиться в умовах, коли до базового та колекторного електроду під'єднані розімкнені ХХ-шлейфи довжиною  $l_1$  та  $l_2$ .

З метою досягнення мінімального рівня ФШ в застосованій топології, конфігурація зондів зв'язку з резонатором забезпечує співвідношення власної

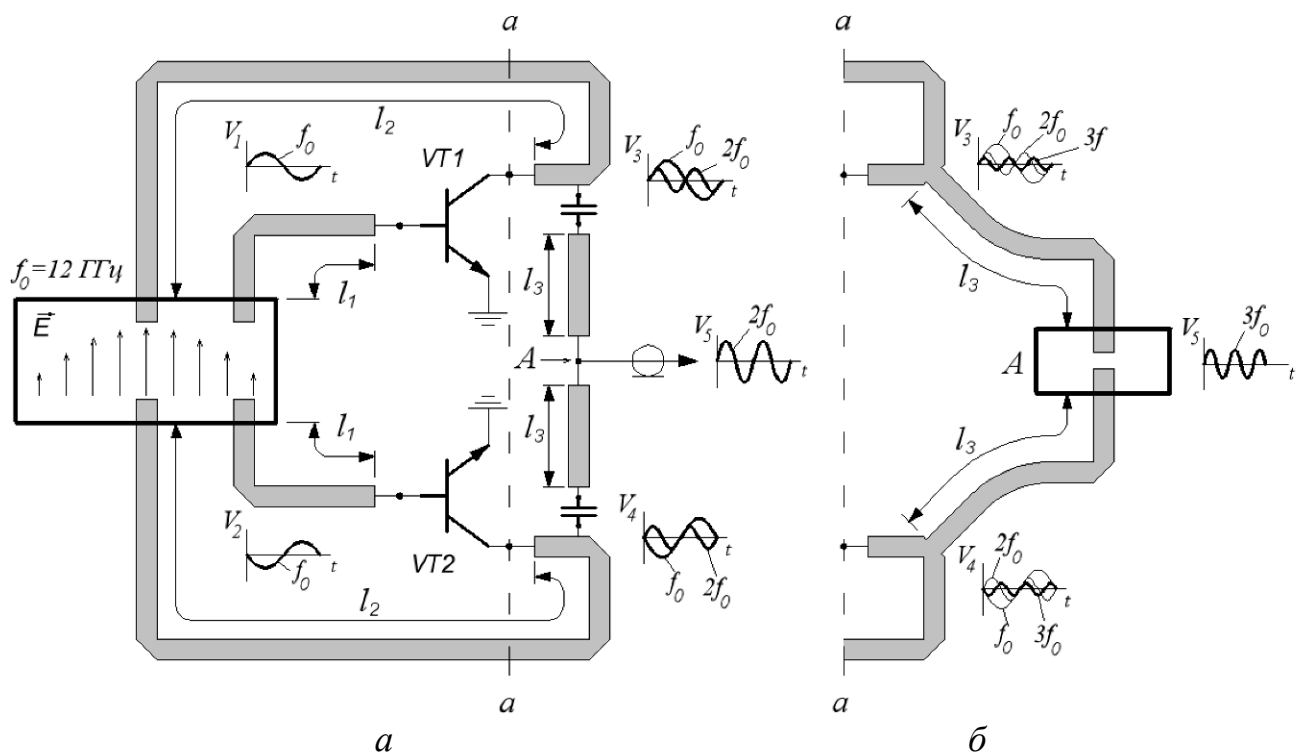


Рис. 3.34 Топології ДГ на основі об'ємного резонатора з виходом на другій (а) та третій (б) гармоніках.

та навантаженої добротностей  $Q_L/Q_0 = 1/2$  [19].

Довжина ліній плечей генератора  $l_1 + l_2$ , що задовольняє умови самозбудження, розрахована в середовищі Agilent ADS 2011 з використанням моделі резонатора, розрахованої в середовищі електродинамічного аналізу CST Microwave Studio 2011. Встановлені коливання в базових ланцюгах на основній частоті  $f_0 = 12$  ГГц ( $V_1$  та  $V_2$ ) підсилюються та збагачуються гармоніками ( $V_3$  та  $V_4$ ). Вихід генератора на другій гармоніці утворено за класичною схемою прямим з'єднанням колекторних напруг  $V_3$  та  $V_4$  в точці А, куди під'єднано коаксіальний вихід (рис. 3.34,а). В умовах балансу плечей генератора в точці А відбудеться повне придушення коливань на основній частоті  $f_0$  та подвоєння напруги другої гармоніки на частоті  $2f_0 = 24$  ГГц ( $V_5$ ). Для основної гармоніки коливань в точці А створюється віртуальне коротке замикання (КЗ). Утворені таким чином КЗ-шлейфи  $l_3$  близькі до  $\lambda_{f_0}/4$ , чим забезпечується виключення впливу виходу схеми на роботу плечей генератора, оскільки з їх боку вхідний опір шлейфів близький до холостого ходу на основній частоті коливань.

Для формування вихідного сигналу у міліметровому діапазоні на третій гармоніці основної частоти коливань, вихідний ланцюг генератора замінюється в площині *a-a* на показаний на рис. 3.34(б). В точці А розміщується мікросмужковий зондовий перехід на прямокутний хвилевід перерізом  $7.2 \times 3.4$  мм (аналог EIA — WR28) (рис. 3.35).

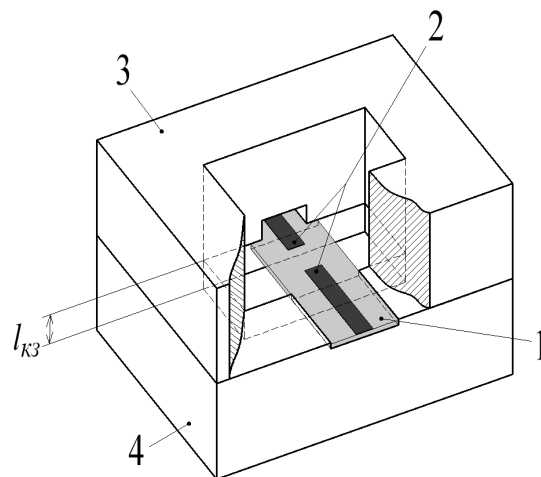


Рис. 3.35 Балансний перехід з МСЛ на хвилевід  $7.2 \times 3.4$  мм.

Перехід виконує функцію балансного складання напруг  $V_3$  та  $V_4$ , в результаті чого спектральні складові  $2f_0$  віднімаються, а протифазні коливання на третій гармоніці  $3f_0 = 36$  ГГц складаються та поступають у вихідний тракт. МСЛ зонди 2 на підкладинці 1 розміщені таким чином, що при різниці фаз в  $180^\circ$  між коливаннями в них, вони збуджують моду  $H_{10}$  у вихідному хвилеводі, розміщеному в кришці 3. Оптимізація довжини поршня  $l_{K3}$  в основі 4 та розмірів зондів в середовищі електродинамічного аналізу CST Microwave Studio 2011 дозволяють досягти рівня  $KCX < 1,2$  на частоті 36 ГГц у смузі 2 ГГц (рис.3.36(а)). На рис.3.36(б) показані результати розрахунку коефіцієнтів передачі з хвилеводного вихода до кожного з МСЛ плечей. Довжина шлейфів  $l_3$

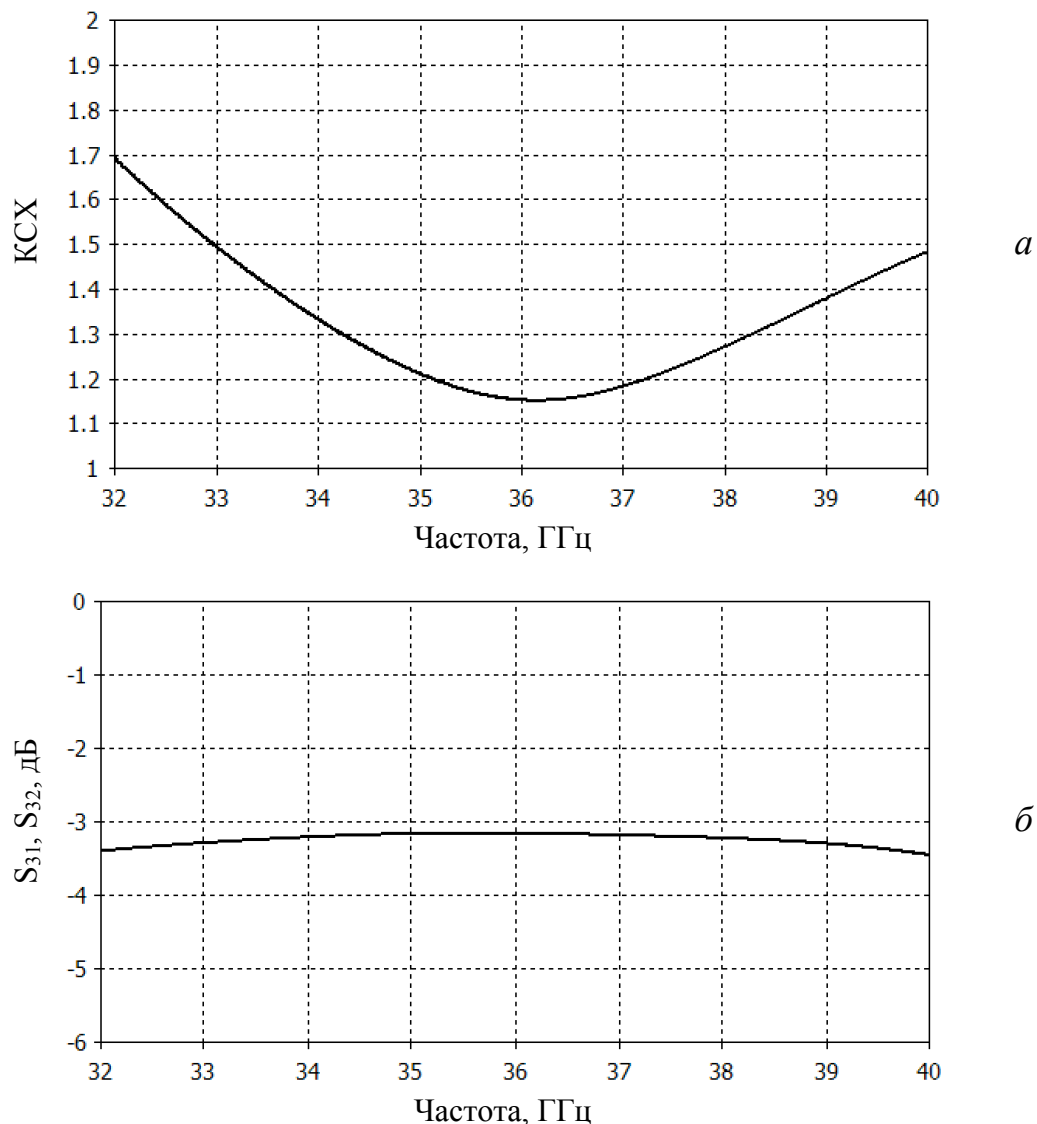


Рис. 3.36 Характеристики балансного переходу з МСЛ на хвилевід  $7.2 \times 3.4$  мм:  $KCX$  з боку хвилеводного виходу (а), коефіцієнт передачі з кожного з трактів МСЛ (порти №1,2) до хвилеводного виходу (порт №3).

на рис. 3.34(б) обрана близькою до  $\lambda_{f_0} / 2$ , що виключає витік енергії коливань на основній гармоніці у вихідний ланцюг, оскільки вхідний опір вихідного балансного переходу при такій конфігурації близький до холостого ходу. Додаткова ізоляція виходу на основній частоті забезпечується позамежевими розмірами вихідного хвилеводу.

Для розрахунку рівня фазового шуму сигналів запропонованих генераторів на основі об'ємного резонатора, в роботі запропоновано **метод, що полягає в поєднанні методів скінченних різниць у часовій області (СРЧО, або finite difference time domain (FDTD)) та методу гармонічного балансу (ГБ):**

- 1) на першому етапі необхідно провести розрахунок частотної залежності S-параметрів об'ємного резонатора в околі частоти резонансу з застосуванням методу СРЧО (FDTD);
- 2) далі модель резонатора з отриманими характеристиками поєднується з лінійною частиною схеми генератора (схеми зміщення та лінії передачі плечей генератора) таким чином, щоб відокремити нелінійну частину схеми, представлену еквівалентними моделями транзисторів (рис. 3.37), після чого виконується розрахунок схеми методом ГБ;
- 3) на останньому етапі розрахунку в еквівалентну схему транзистора вносяться відповідні джерела шуму та розраховується рівень їх перетворення у вихідний фазовий шум методом малосигнального змішування [113].

Етапи розрахунку фазового шуму в спектральній області схематично показані на рис. 3.38.

Як зазначалося вище, транзистори BFU730F супроводжуються детальною нелінійною моделлю Mextram 504.7 [110], еквівалентна схема якої зображена на рис. 3.39. На схемі також виділено окремі області фізичного зразка транзистора. Майже всі 79 параметрів моделі мають фізичний зміст. Модель характеризується значною точністю та великою кількістю врахованих ефектів, до яких входять самонагрівання та дані щодо джерел теплового, дробового та 1/f шумів активного елемента.

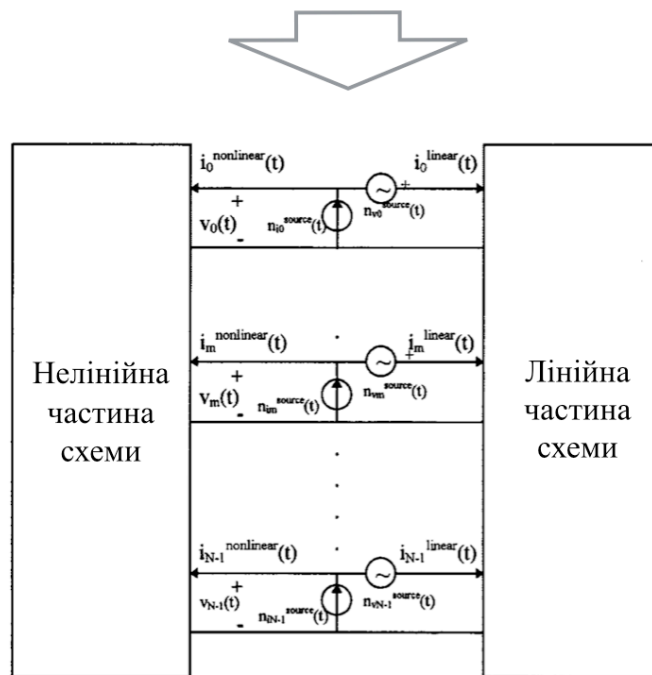
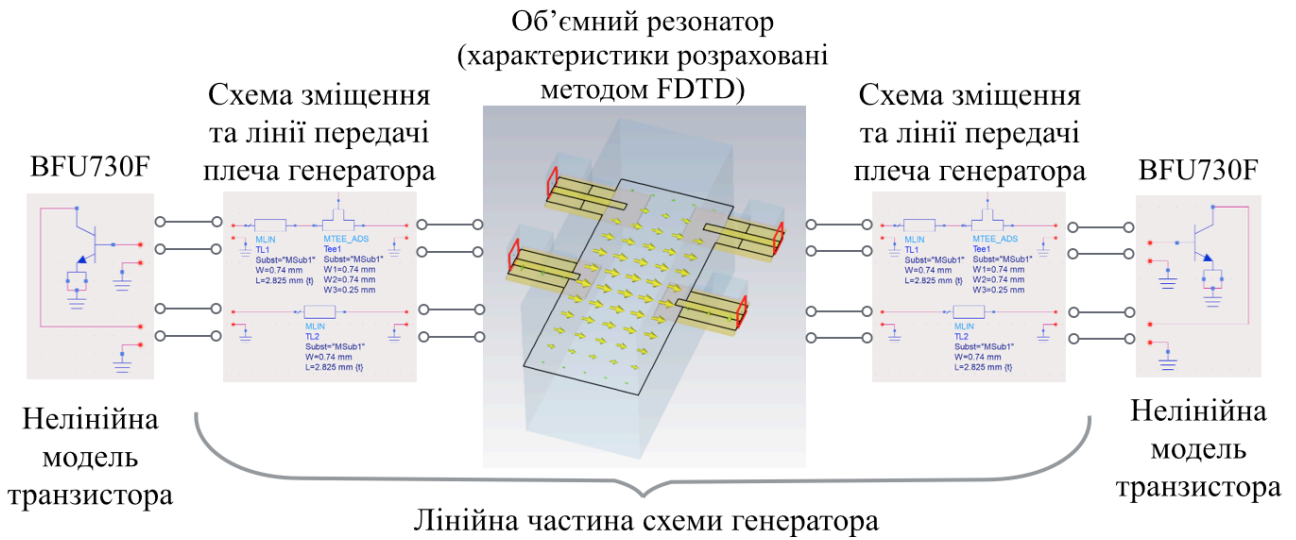


Рис. 3.37 Модель двотактного генератора з виділенням лінійної та нелінійної частин.

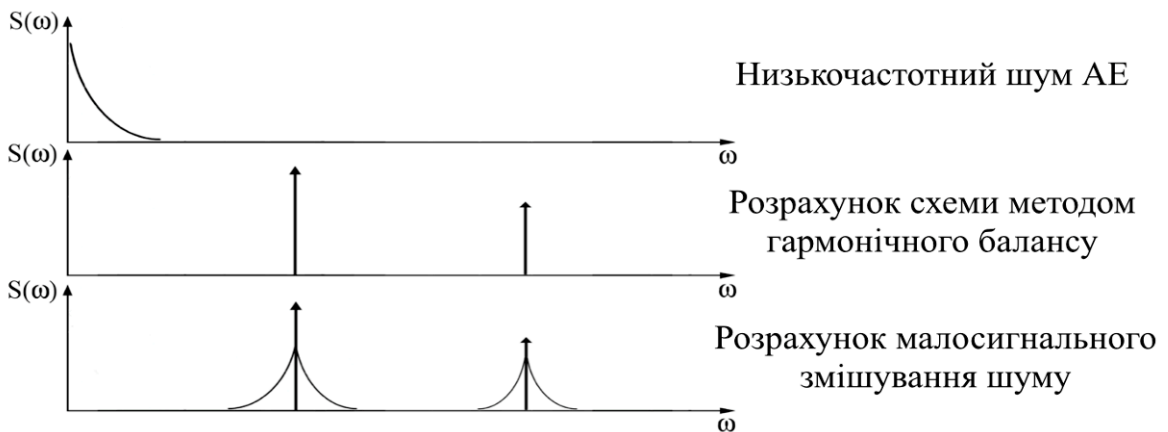


Рис. 3.38 Етапи розрахунку рівня ФШ.



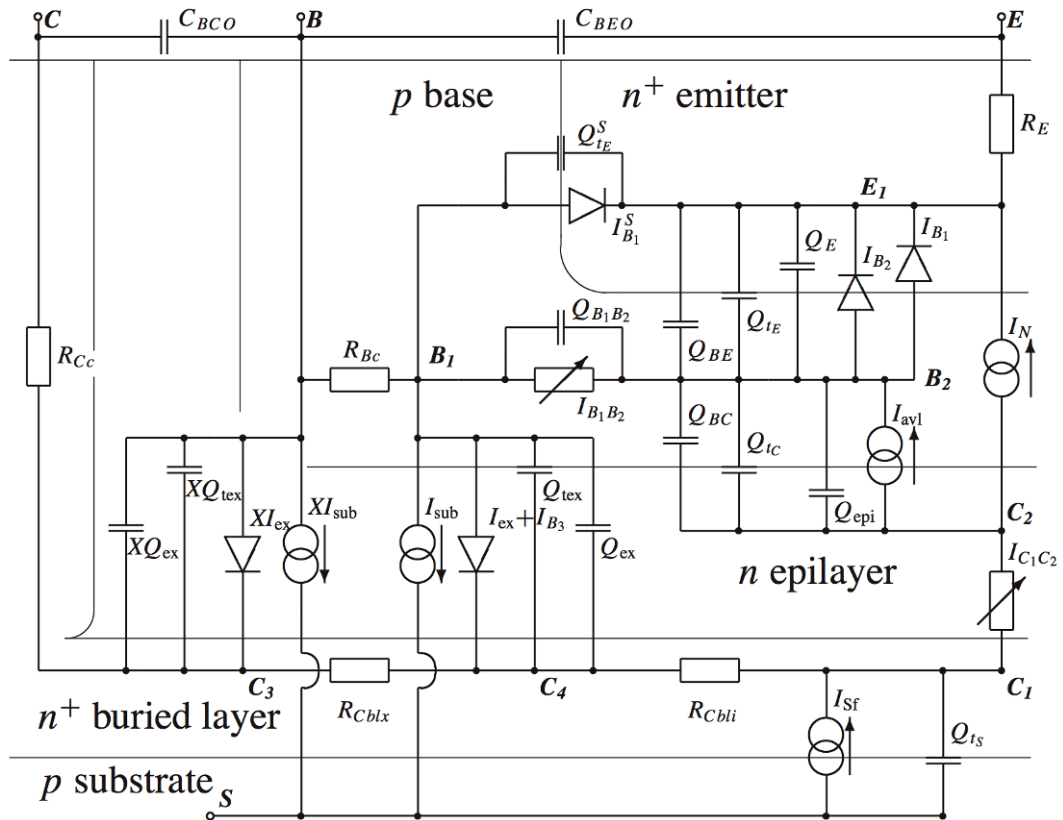


Рис. 3.39 Повна еквівалентна схема моделі Mextram 504.7 транзистора BFU730F.

Низькочастотні шуми транзистора представлено джерелами струму в наступних ланцюгах схеми [110]:

- 1) тепловий шум: резистори  $R_E$ ,  $R_{Bc}$ ,  $R_{Cc}$ ,  $R_{Cblx}$ ,  $R_{Cbli}$  та змінний резистор  $R_{Bv}$ ;
- 2) дробовий шум: струми  $I_N$ ,  $I_{B1}$ ,  $I_B^S$ ,  $I_{B2}$ ,  $I_{B3}$ ,  $I_{ex}$ ,  $XI_{ex}$ ,  $I_{sub}$  та  $XI_{sub}$ ;
- 3)  $1/f$ - шум: струми  $I_{B1}$ ,  $I_B^S$ ,  $I_{B2}$ ,  $I_{B3}$ ,  $I_{ex}$  та  $XI_{ex}$ .

Середні квадрати величин шумових струмів для відповідних джерел визначаються приведеними нижче виразами (3.6) — (3.15) [110].

Для теплового шуму резисторів  $R_E$ ,  $R_{Bc}$ ,  $R_{Cc}$ ,  $R_{Cblx}$ ,  $R_{Cbli}$  ( $R_X$ ):

$$\overline{i_{NR_X}^2} = \frac{4kT\Delta f}{R_X}. \quad (3.6)$$

Для теплового шуму змінного базового опору вираз відрізняється та враховує вплив зміни густини струму на характер шуму:

$$\overline{i_{NR_{Bv}}^2} = \frac{4kTq_B^Q}{3R_{BvT}} \cdot \frac{4e^{V_{B1B2}/V_T} + 5}{3} \Delta f. \quad (3.7)$$

Дробовий шум колекторного струму та вклад лавиноподібного струму:

$$\overline{i_{NC}^2} = 2q \frac{I_f + I_r}{q_B^I} \Delta f + K_{avl} \cdot 2q I_{avl} \cdot (3 + 2G_{EM}) \Delta f. \quad (3.8)$$

Дробовий шум,  $1/f$  шум та вклад лавиноподібного струму в струм бази:

$$\overline{i_{NB}^2} = \left\{ 2q (|I_{B1}| + |I_{B2}|) + \frac{K_f}{f} (1 - XI_{B1}) \left( \frac{|I_{B1}|}{1 - XI_{B1}} \right)^{A_f} + \frac{K_{fN}}{f} |I_{B2}|^{2(m_{Lf}-1) + A_f(2-m_{Lf})} \right\} \Delta f + \quad (3.9)$$

$$+ K_{avl} \cdot 2q \cdot I_{avl} \cdot (1 + 2G_{EM}) \cdot \Delta f.$$

Дробовий та  $1/f$  шум струму бокової стінки переходу база-емітер:

$$\overline{i_{NBS}^2} = \left\{ 2q |I_{B1}^S| + \frac{K_f}{f} XI_{B1} \left( \frac{|I_{B1}^S|}{XI_{B1}} \right)^{A_f} \right\} \Delta f. \quad (3.10)$$

Дробовий та  $1/f$  шум зворотнього струму бази:

$$\overline{i_{NB3}^2} = \left\{ 2q |I_{B3}| + \frac{K_f}{f} |I_{B3}|^{A_f} \right\} \Delta f. \quad (3.11)$$

Дробовий та  $1/f$  шум сторонніх струмів:

$$\overline{i_{Nlex}^2} = \left\{ 2q |I_{ex}| + \frac{K_f}{f} \cdot (1 - X_{ext}) \left( \frac{|I_{ex}|}{1 - X_{ext}} \right)^{A_f} \right\} \Delta f. \quad (3.12)$$

$$\overline{i_{NXIlex}^2} = \left\{ 2q |XI_{ex}| + \frac{K_f}{f} \cdot X_{ext} \left( \frac{|XI_{ex}|}{X_{ext}} \right)^{A_f} \right\} \Delta f. \quad (3.13)$$

Дробовий шум струмів підкладинки (між вузлами  $B_I$  та  $S$ , і  $B$  та  $S$ , відповідно):

$$\overline{i_{Nlsub}^2} = 2q |I_{sub}| \Delta f. \quad (3.14)$$

$$\overline{i_{NXIsub}^2} = 2q |XI_{sub}| \Delta f. \quad (3.15)$$

У виразах (3.6) — (3.15):

$R_{BvT}$  — залежна від температури частина змінного опору бази при нульовому зміщенні;

$q_B^Q$  — нормований заряд бази, що характеризує вплив неоднорідного розподілення густини базового струму на змінний опір бази;

$q_B^I$  — нормований заряд бази;

$V_{B1B2}$  — напруга між вузлами  $B_1$  та  $B_2$ ;

$V_T = \frac{kT}{q}$ ,  $q$  — одиничний заряд,  $k$  — стала Больцмана;

$I_{B1}^S$  — ідеальний струм бокової стінки переходу база-емітер;

$I_{B1}$  — ідеальний прямий струм бази;

$I_{B2}$  — неідеальний прямий струм бази;

$I_{B3}$  — неідеальний зворотній струм бази;

$m_{Lf}$  — критерій неідеальності для неідеального базового струму, що враховує поверхневі ефекти;

$K_f$  — коефіцієнт  $1/f$  шуму;

$K_{fN}$  — коефіцієнт  $1/f$  шуму для неідеального струму бази;

$K_{avl}$  — коефіцієнт для шуму, привнесеного лавиноподібним струмом;

$I_f$  — ідеальний прямий струм колектор-емітер;

$I_r$  — ідеальний зворотній струм колектор-емітер;

$I_{avl}$  — струм ударної іонізації (лавиноподібний струм);

$G_{EM}$  — коефіцієнт генерації лавиноподібного струму;

$A_f$  — показник степеня для рівнянь що визначають вклад фліккер шуму;

$XI_{B1}$  — складова ідеального струму бази, що належить до бокової стінки;

$I_{ex}$  — сторонній зворотній струм бази (визначається напругою між вузлами  $B_1$  та  $C_4$ );

$XI_{ex}$  — складова стороннього зворотного струму бази (визначається напругою між вузлами В та С<sub>3</sub>);

$X_{ext}$  — коефіцієнт, що визначає баланс між складовими  $I_{ex}$  та  $XI_{ex}$ ;

$I_{sub}$  — складова струму підкладинки (дірки інжектвані з бази в підкладинку або навпаки);

$XI_{sub}$  — складова струму підкладинки.

Значення перерахованих величин для транзистора BFU730F та вирази для їх визначення є частиною моделі Mextram 504.7, що доступна в бібліотеці компонентів від виробника NXP для пакету Keysight ADS [114].

Детальна нелінійна модель транзистора в поєднанні з методом ГБ дозволяють з високою точністю оцінити рівень перетворення низькочастотних шумів у фазовий шум вихідного сигналу генератора. Запропоновану методику розрахунку реалізовано з застосуванням пакетів програм CST Microwave Studio та Keysight ADS. Повна схема генераторів з виходами на другій (24 ГГц) та третій (36 ГГц) гармоніках показана на рис. 3.40. Лінія перерізу *a-a* відокремлює вихідний ланцюг, заміна якого перетворює генератор з класичного двотактного на двотактний з виходом на третій гармоніці. На р-п-р транзисторах BC857 (BJT1 та BJT3) побудовано джерела активного зміщення транзисторів BFU730F (X24 та X16), які дозволяють задавати та підтримувати на постійному рівні їх колекторний струм. Схеми зміщення містять антипаразитні елементи у вигляді чвертьхвильових шлейфів TL218, TL219, TL162, TL163, TL291, TL294, TL284, TL293, а також ланцюгів на зосереджених елементах C168/R137, C171/R139, C110/R89, C114/R95. Перелічені елементи в сукупності забезпечують безумовну стійкість роботи транзисторів в представленій схемі в усьому діапазоні частот їх роботи (коефіцієнт стійкості  $K$  більший одиниці, рис. 3.41):

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{21}S_{12}|} > 1.$$

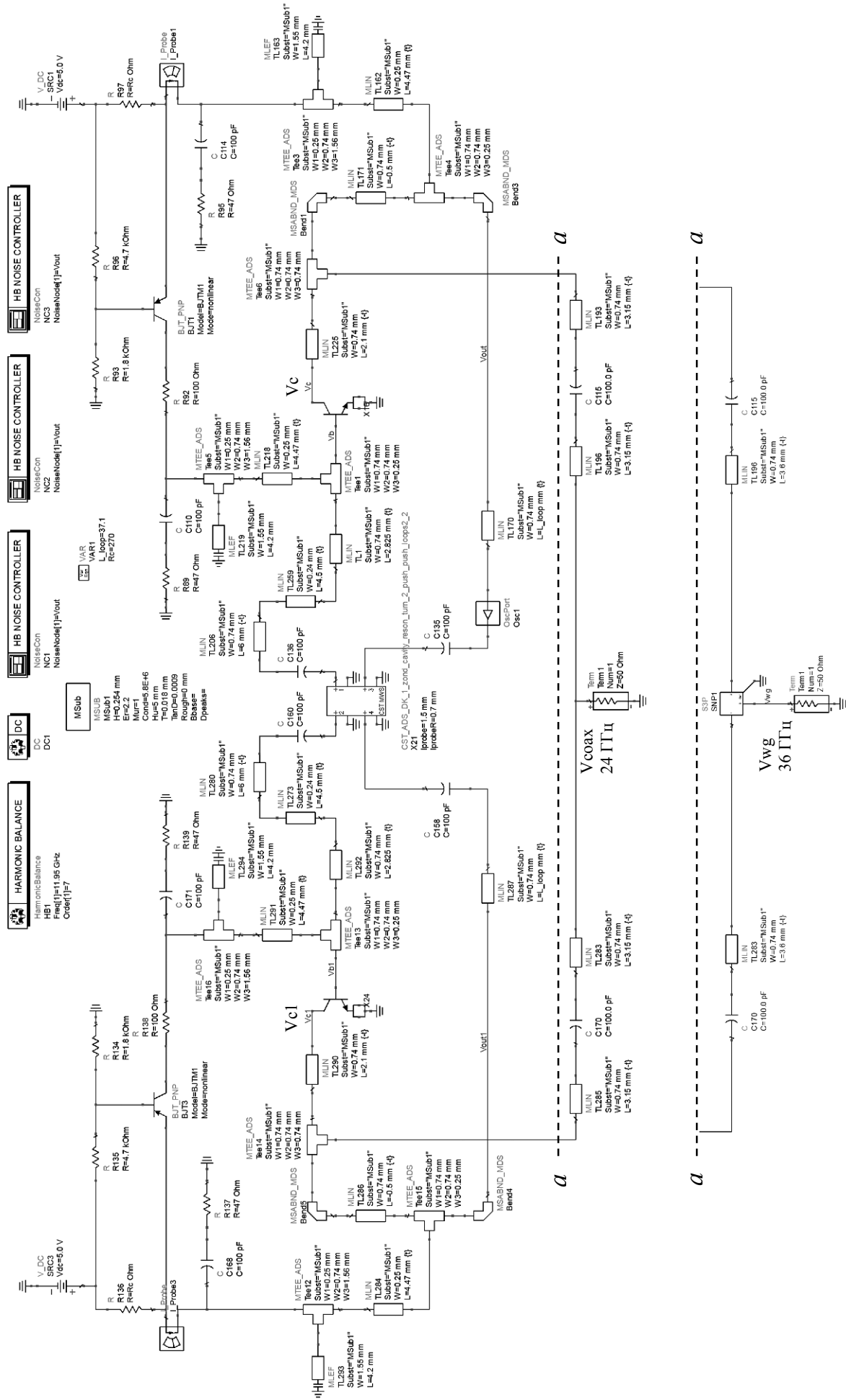


Рис. 3.40 Повна схема двохтактних генераторів 24 ГГц та 36 ГГц

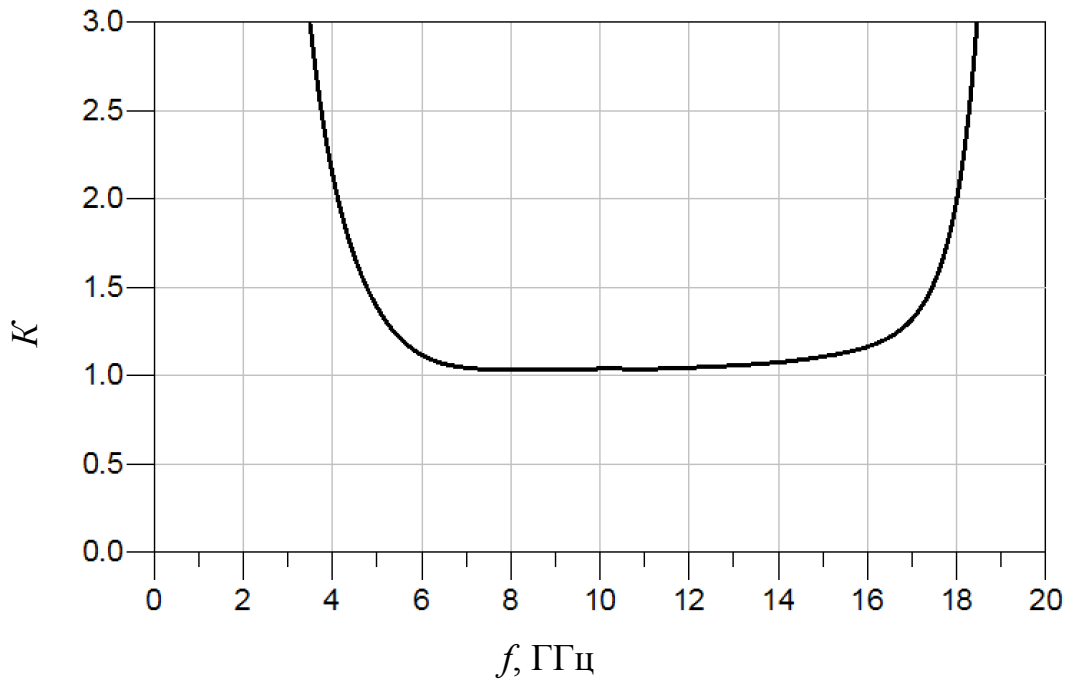


Рис. 3.41 Коефіцієнт стійкості транзистора BFU730F в тракті плечей двотактних генераторів на основі об'ємного резонатора.

Розрахунок та оптимізація моделі резонатора проведені в CST MWS, після чого модель експортована до ADS (елемент X21). Методом ГБ проведено розрахунок стаціонарного режиму коливаль, в результаті якого визначено спектральний склад напруг в схемі генератора до сьомої гармоніки включно. Результати розрахунків для вузлів  $V_c$  та  $V_{c1}$  (на колекторах транзисторів) для версії двотактного генератора 24 ГГц представлені на рис. 3.42. Осцилограми

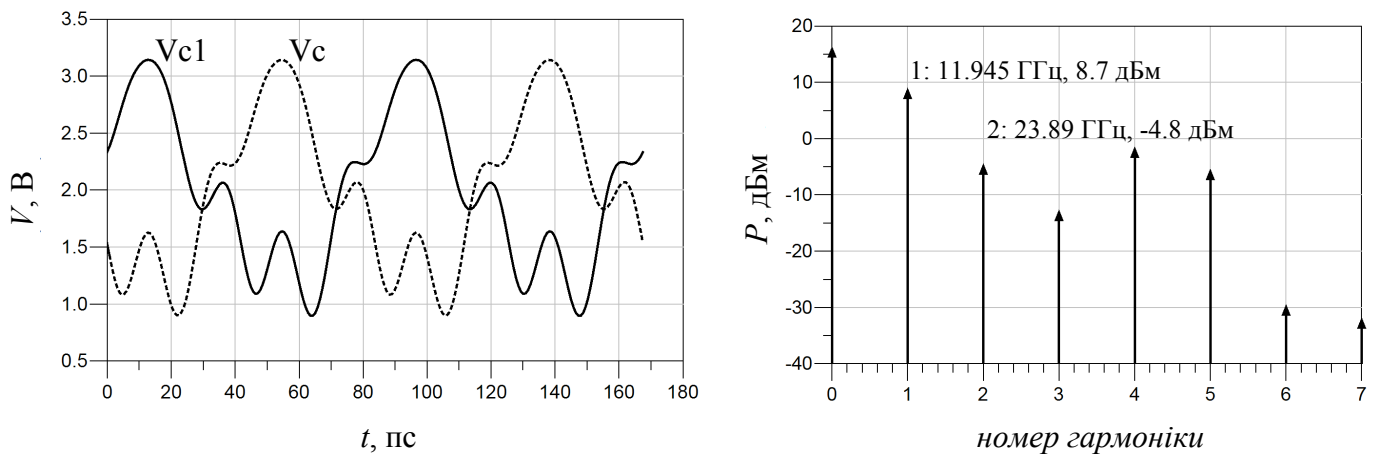


Рис. 3.42 Осцилограми та спектральний склад напруг  $V_c$  та  $V_{c1}$  двотактного генератора 24 ГГц

напруг підтверджують протифазну роботу плечей генератора, а рівень другої гармоніки в спектральному складі становить  $-4,8$  дБм, що на  $13,5$  дБм менше основної складової. Такий рівень другої гармоніки є максимальним для визначених в результаті оптимізації режиму роботи транзистора та довжини основного тракту плечей генераторів. Головним критерієм оптимізації був мінімально досяжний рівень фазового шуму вихідного сигналу. Робочий режим транзисторів по постійному струму при цьому характеризується струмами колекторів  $I_{probe1} = I_{probe3} = 10,8$  мА, напругами бази  $V_b = V_{b1} = 0,87$  В, та напругами колекторів  $V_c = V_{c1} = 2,07$  В (рис. 3.40). При такому режимі коефіцієнт підсилення на частоті основної моди коливань складає  $10,9$  дБ. На рис. 3.43 представлені результати розрахунку напруги вихідного сигналу генератора з виходом на другій гармоніці  $24$  ГГц: точка А на рис. 3.34 та вузол  $V_{soax}$  на рис. 3.40. На осцилограмі та в спектрі спостерігається виражена домінація парних гармонік. Основна гармоніка виявилась придушеною більше ніж на  $60$  дБ, тоді як друга, точне значення частоти якої склало  $23,89$  ГГц, має потужність  $-4,4$  дБм. Також слід відмітити високий рівень четвертої гармоніки, яка однак зазнає значних втрат у вихідній коаксіальній лінії при реалізації конструкції генератора. Результати розрахунку рівня ФШ за методом малосигнального змішування представлені нижче, в порівнянні з результатами вимірювань.

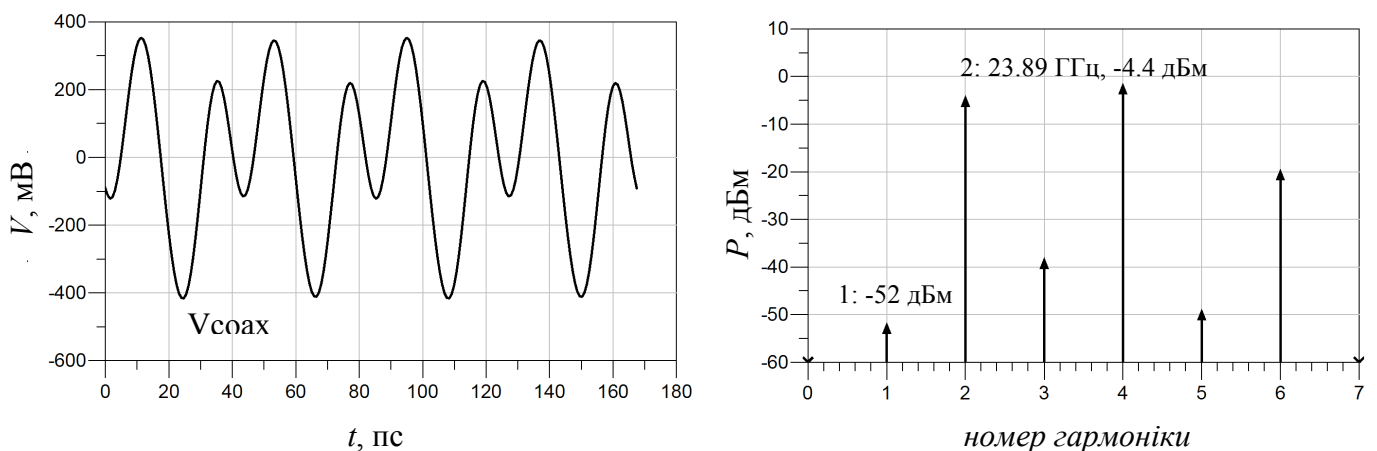


Рис. 3.43 Осцилограма та спектральний склад напруги вихідного сигналу  $V_{soax}$  двотактного генератора  $24$  ГГц.

У двотактному генераторі з виходом на третій гармоніці коаксіальний вихід та лінії виводу замінені по площині перерізу *a-a* на рис. 3.40 на балансний перехід з МСЛ на хвилевід (рис. 3.35), представлений шестиполіусником SNP1. Перехід був попередньо розрахований та оптимізований в CST MWS. Результати розрахунку стаціонарного режиму коливальних вузлових напруг  $V_c$  та  $V_{c1}$  для цієї модифікації генератора представлені на рис. 3.44. Для напруги на хвилеводному виході  $V_{wg}$  — на рис. 3.45. Вихідний сигнал генератора містить істотно пригнічені складові парних гармонік та підвищений до 1,2 дБм рівень непарної третьої гармоніки на частоті 35,845 ГГц, оскільки вихідний ланцюг був розрахований саме на цю складову. Пригнічення основної

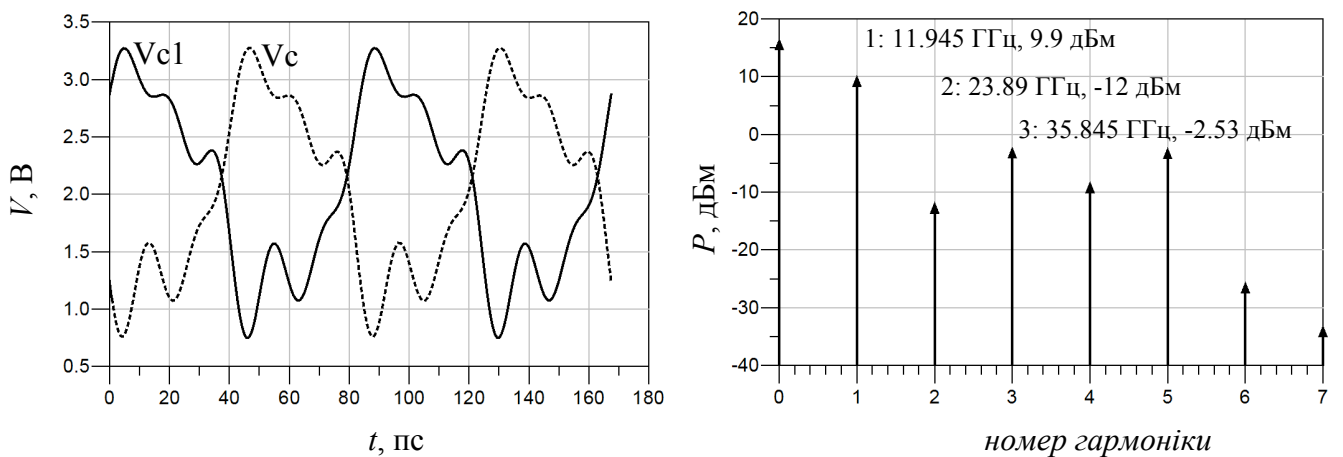


Рис. 3.44 Осцилограми та спектральний склад напруг  $V_c$  та  $V_{c1}$  двотактного генератора 36 ГГц

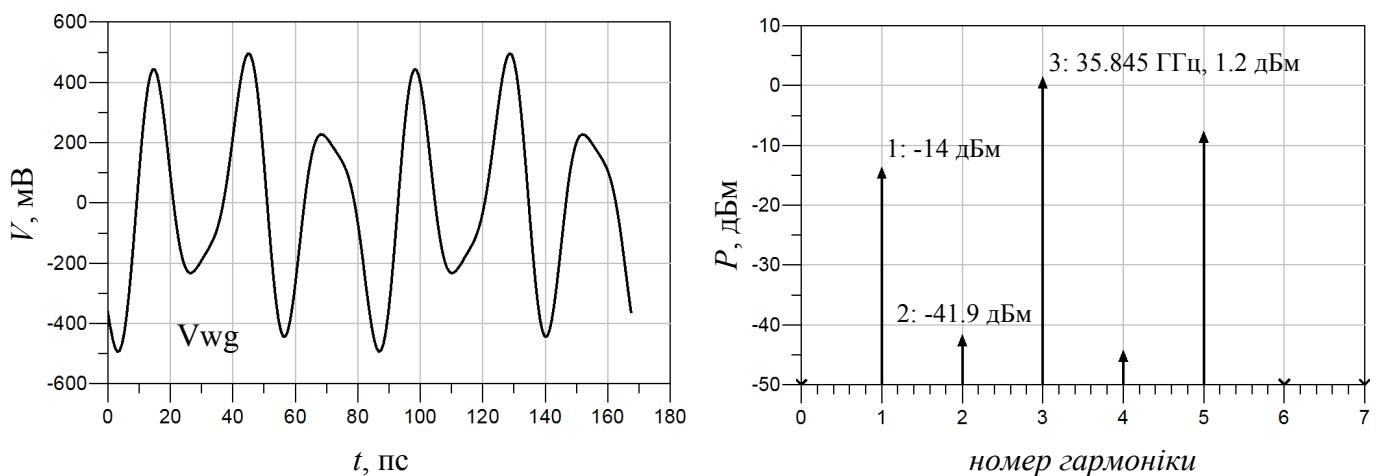


Рис. 3.45 Осцилограма та спектральний склад напруги вихідного сигналу  $V_{wg}$  двотактного генератора 36 ГГц.

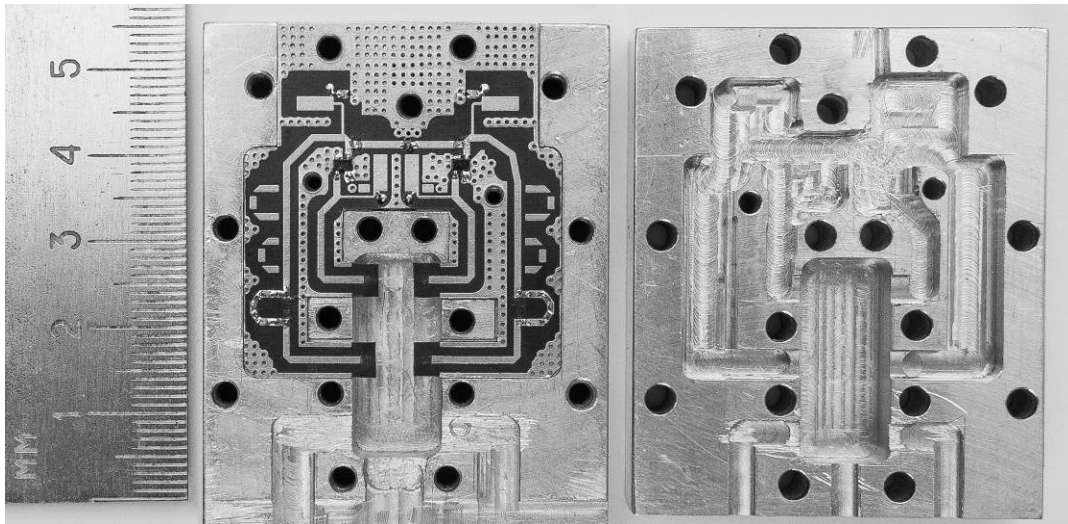


складової на частоті 11,945 ГГц на 25 дБ відбулося завдяки застосуванню хвилеводного виходу у конструкції вихідного ланцюга, який є позамежовим для цієї частоти. Більшого пригнічення можна досягнути зменшенням перерізу вихідного хвилеводу та збільшенням його довжини. В представленій моделі довжина вихідного хвилеводу (висота кришки) становить 6 мм.

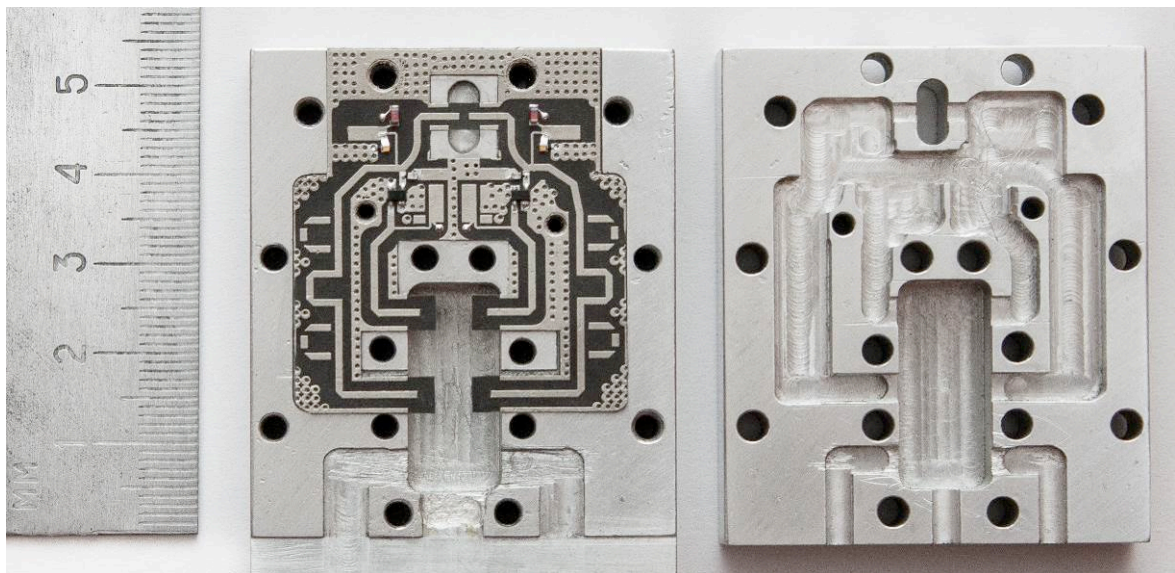
На наступному етапі розрахунку встановлено рівні фазового шуму навколо вже розрахованих гармонічних складових методом малосигнального змішування. Результати цих розрахунків представлено нижче разом з результатами вимірювань виготовлених зразків генераторів.

У відповідності до проведених розрахунків було виготовлено макети ДГ на основі об'ємного резонатора з виходами на другій та третій гармоніках (рис. 3.46) [4, 5]. Високочастотні тракти генераторів виконано на підкладках Rogers RT5880 Duroid товщиною 254 мкм ( $\epsilon = 3,38$ ;  $tg\delta = 0,0009$  на частоті 10 ГГц). Плата з елементами схеми активного зміщення розташована з протилежного боку основи та виготовлена з широко застосовуваного матеріалу FR4. Розроблена конструкція характеризується компактними габаритними розмірами  $55 \times 40 \times 24$  мм<sup>3</sup>; завдяки своїй простоті та застосуванню резонатора, що є частиною невід'ємних деталей конструкції (основи та кришки) характеризується малою вартістю та придатністю до серійного виробництва. При напрузі живлення 5 В струм споживання генератора складає 20 мА, потужність споживання становить 100 мВт.

На рис. 3.47(a) приведені результати розрахунків та вимірювань рівня ФШ розробленого двотактного генератора з виходом на другій гармоніці з частотою вихідного сигналу 23,858 ГГц. Потужність вихідного сигналу генератора склала -9,5 дБм. Вимірювання цієї характеристики проведені на спеціалізованому аналізаторі сигналів Agilent E5052B, можливості якого дозволяють провести точні дослідження ФШ сигналів у необхідному динамічному діапазоні. Слід відмітити низькі отримані значення шуму на рівні - 127.8 дБн/Гц при відстроюванні на 100 кГц від носійної, що перевершує навіть відомі зразки генераторів на ДР (табл. 2). Розбіжності в межах +/-5дБ з результатами



а



б

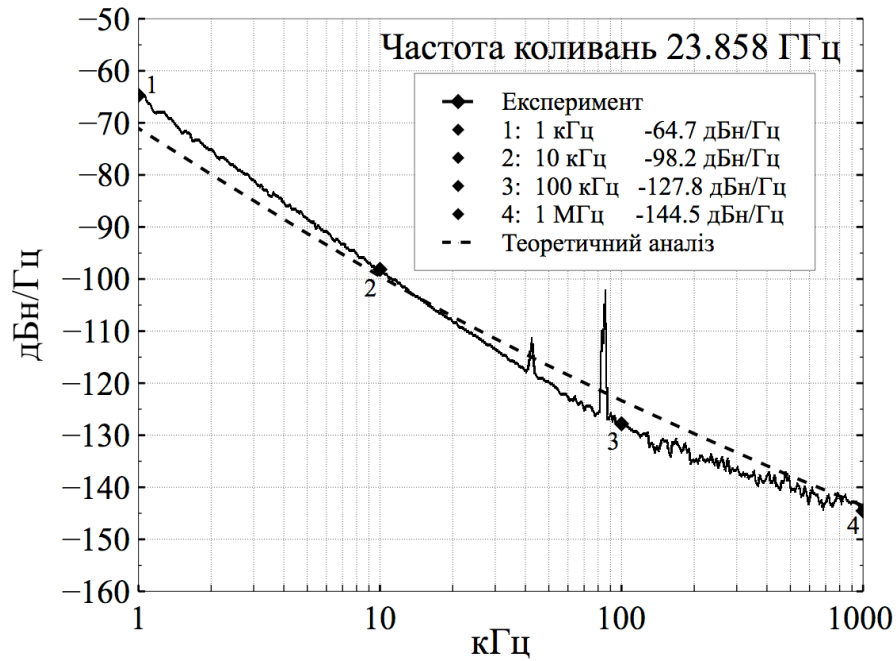
Рис. 3.46 Фото макетів двотактних генераторів на основі об'ємного резонатора з виходом на другій (а) та третій (б) гармоніках.

експериментальних даних підтверджують ефективність запропонованого методу розрухунку фазового шуму.

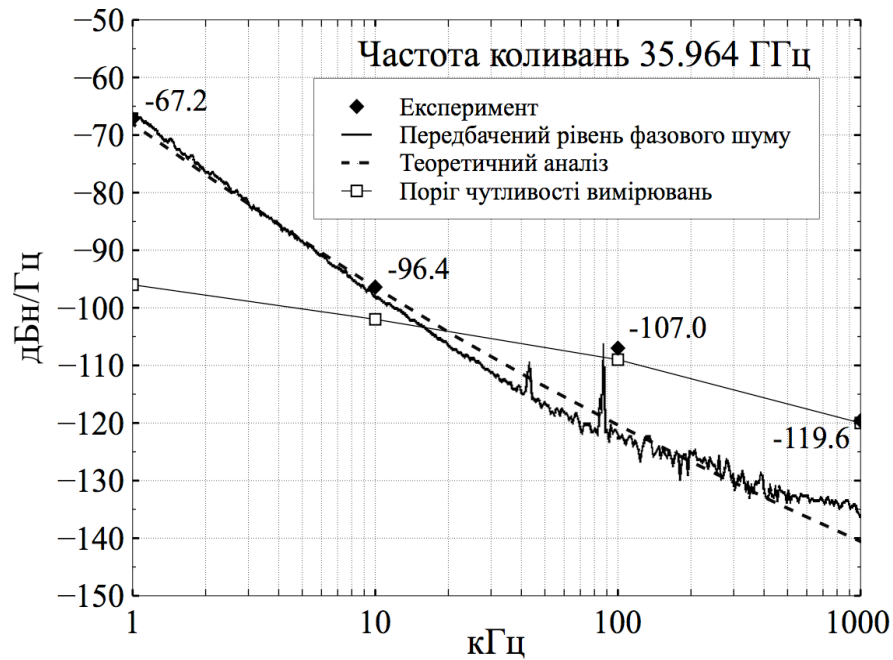
Коефіцієнт якості для генератора 24 ГГц складає (див. (1.9)):

$$FOM = -127,8 - 20 \log \left( \frac{23,858 \cdot 10^9}{10^5} \right) + 10 \log(100) = -215,35 \text{ дБн/Гц.}$$

Отримане значення значно перевищує наведені в табл. 2, а також усі з відомих автору для гібридно-інтегральних генераторів у сантиметровому діапазоні. СКВ фази в смузі від 1 кГц до 1 МГц складає  $\theta^{rms} = 0,97^\circ$ .



а



б

Рис. 3.47 ФШ двотактних генераторів на основі об'ємного резонатора з виходом на другій (а) та третій (б) гармоніках

На рис. 3.48 зображено результати вимірювання гармонічного складу вихідного сигналу генератора з виходом на другій гармоніці проведеного на аналізаторі спектру Agilent E4440A. Спостерігається пригнічення основної складової коливань більше ніж на 21 дБ по відношенню до корисної другої гармоніки, що, однак, значно відрізняється від розрахованих 47,6 дБ (рис. 3.43).

Така відмінність полягає у відсутності повної ідентичності плечей генератора у виготовленого зразка та транзисторів, пов'язаної з кінцевою точністю процесів їх виготовлення.

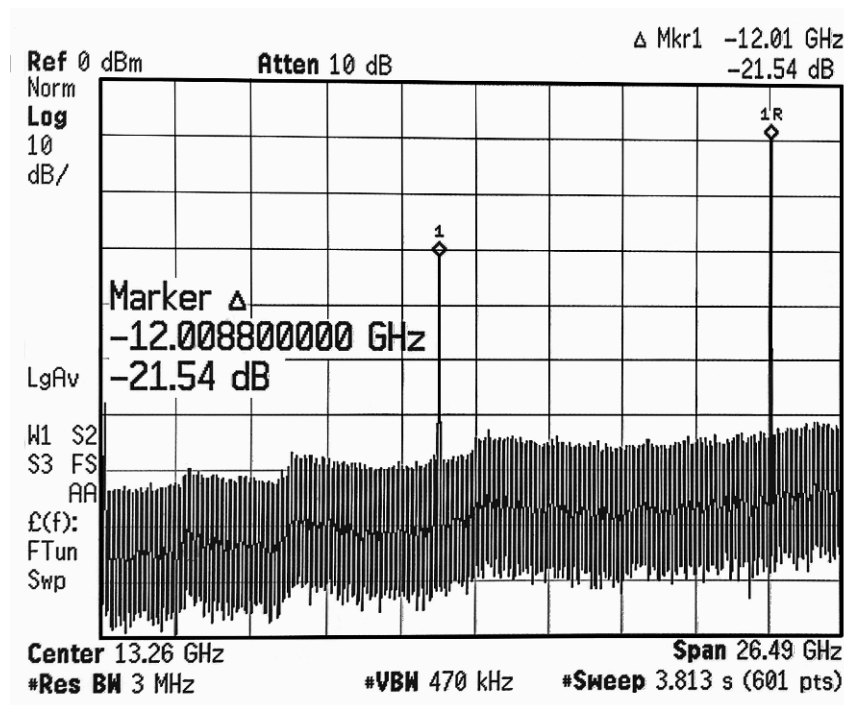


Рис. 3.48 Спектр ДГ з виходом на третій гармоніці на основі об'ємного резонатора

Характеристика для генератора з виходом на третій гармоніці на рис. 3.47(б) отримана на аналізаторі спектру Agilent E4448A. Для частот відстроювання від носійної на 100кГц та 1МГц виміряні значення шуму повторюють поріг чутливості вимірювань, тоді як результати теоретичного розрахунку співпадають з вимірюваннями на частотах 1кГц та 10кГц з незначним відхиленням в  $\pm 1$  дБ. Також встановлено малі розбіжності теоретичного розрахунку з передбаченим рівнем шуму вихідного сигналу на основі вимірювань ФШ основної гармоніки. Це дозволяє стверджувати про значно менші рівні шуму на частотах відстроювання вище 20 кГц, однак в розрахунку СКВ фази використано значення, отримані експериментально на частоті 35,964 ГГц:  $-107$ дБн/Гц для 100кГц та  $-119,6$ дБн/Гц для 1МГц відстроювання. Потужність вихідного сигналу склала  $-14$ дБм.

Коефіцієнт якості для генератора 36 ГГц (див. (1.9)):

$$FOM = -96,4 - 20 \log \left( \frac{35,964 \cdot 10^9}{10^4} \right) + 10 \log(100) = -207,5 \text{ дБн/Гц.}$$

СКВ фази в смузі від 1 кГц до 1 МГц становить  $\theta^{rms} = 0,84^\circ$ .

На рис. 3.49 представлено результати вимірювання гармонічного складу вихідного сигналу генератора з виходом на третій гармоніці проведеного на аналізаторі спектру Agilent E4448A. Слід відмітити значне пригнічення основної складової коливань більше ніж на 55 дБ по відношенню до корисної третьої гармоніки, що пов'язано зі збільшеною довжиною вихідного хвилеводного тракту генератора при вимірюваннях, який є поза межовим для основної частоти. Пригнічення другої та четвертої гармонік по відношенню до корисної третьої становить 20 дБ та 23 дБ, відповідно. Слід зауважити, що додаткового послаблення другої гармоніки можна досягнути зменшуючи поперечний переріз вихідного хвилеводу до, наприклад,  $5,2 \times 2,6$  мм (найближчий аналог EIA — WR22). Тоді друга гармоніка також потрапить у поза межову область частот.

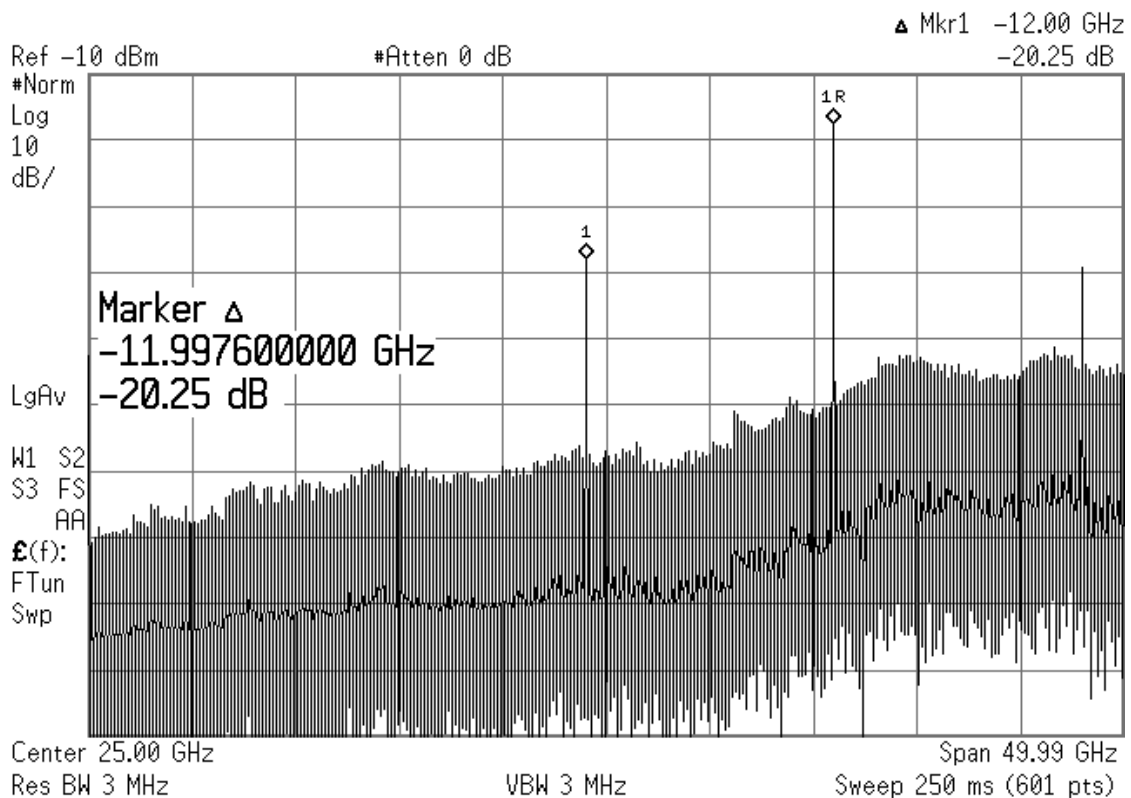


Рис. 3.49 Спектр ДГ з виходом на третій гармоніці на основі об'ємного резонатора

Отримані результати для двотактних генераторів з виходом на другій та третій гармоніках приведені в табл. 6.

Таблиця 6

Тип ДГ	ДГ 24 ГГц рис.3.46(а)	ДГ 36 ГГц рис.3.46(б)
Параметр		
$f$ , ГГц	23,858	35,964
$P$ , дБм	-9,5	-14
$\theta^{rms}$	0,97°	0,84°
FOM, дБн/Гц	-215,35	-207,5

Досягнуті значення фазового шуму запропонованих моделей двотактних генераторів за класичною схемою та з виходом на третій гармоніці перевершують середні значення для відомих аналогів на основі діелектричних резонаторів в сантиметровому та міліметровому діапазонах частот (табл. 2). При цьому габаритні розміри  $55 \times 40 \times 24$  мм<sup>3</sup> співставні з такими для зразків на основі ДР.

Значення коефіцієнтів якості запропонованих моделей генераторів перевершують найкращі результати з відомих, досягнутих для гібридно-інтегральних конструкцій генераторів.

Середньоквадратичні відхилення фази генераторів свідчать, що вони можуть застосовуватись у перетворювачах частоти систем зв'язку з методами модуляції до 8PSK, 32QAM.

### Висновки по третьому розділу:

1. Запропоновано новий метод проектування двотактних генераторів шляхом використання в якості корисного вихідного сигналу третьої гармоніки основного коливання, що дозволяє досягти знижених рівнів фазового шуму двотактних генераторів на в 1,5 рази збільшеній частоті в порівнянні з класичним методом побудови двотактних генераторів.

2. Двотактні генератори на основі кільцевого МСЛ-резонатора, кільцевого ЗМСЛ-резонатора та резонатора на основі ППХ, створені у відповідності з запропонованими в першому розділі принципами та запропонованим в третьому розділі методом побудови за двотактною схемою з виходом на третій гармоніці характеризується низькими рівнями фазового шуму – 92 дБн/Гц (МСЛ), – 98 дБн/Гц (ЗМСЛ) та – 95 дБн/Гц (ППХ) при відстроюванні на 10 кГц від носійної частоти в околі 11 ГГц (11,012 - 11,250 ГГц). Отримані рівні фазового шуму відповідають СКВ фази в  $1,45^\circ$ ,  $0,74^\circ$  та  $1,03^\circ$  та дозволяють застосовувати генератори в типовому цифровому каналі передачі даних (див. підрозділ 1.1) з рівнями модуляції до 32QAM або 8PSK.

3. Завдяки запропонованій конфігурації вихідного ланцюга генераторів з виходом на третій гармоніці досягнуто значної ізоляції резонансної системи та навантаження, а також високої чистого спектру вихідного сигналу. Значення коефіцієнта затягування частоти навантаженням приймають дуже низьких значень  $35,9 \cdot 10^{-6}$  -  $45,4 \cdot 10^{-6}$ , рівень усіх небажаних складових в спектрі не перевищує – 49 дБн.

4. Генератори створені за запропонованим методом та з виконанням викладених в першому розділі принципів побудови на основі МСЛ, ЗМСЛ та ППХ перевершують аналоги двотактних генераторів на основі резонаторів на розподілених та зосереджених елементах за рівнем фазового шуму при відстроюванні на 100 кГц та приведеного до вихідної частоти 11 ГГц на величини від 1 дБ (-111,5 дБн/Гц [55]) до 32,3 дБ (-80,2 дБн/Гц [59]), та навіть окремі зразки двотактних генераторів на основі ДР (-110 дБн/Гц [52]). Базову конструкцію запропонованих генераторів захищено патентами України на корисну модель [6, 8, 9].

5. Отримані коефіцієнти якості в межах –189 дБн/Гц - –195 дБн/Гц підтверджують високу ефективність роботи створених генераторів з виходом на третій гармоніці на основі кільцевого МСЛ-резонатора, кільцевого ЗМСЛ-резонатора та резонатора на основі ППХ, та знаходяться на рівні найкращих

зразків відомих генераторів, виконаних за гібридно-інтегральною технологією (табл. 2).

6. Генератор побудований за запропонованим методом об'єднання металевих прямокутного хвилеводного резонатора з планарною підкладкою на основі класичної двотактної схеми та з дотриманням викладених в першому розділі принципів побудови характеризується низьким рівнем фазового шуму в  $-98,2$  дБн/Гц,  $-127,8$  дБн/Гц при відстроюванні від носійної  $23,858$  ГГц на  $10$  та  $100$  кГц, відповідно.

7. Запропонований метод об'єднання об'ємних металевих резонаторів з планарними підкладками генераторів та метод побудови двотактного генератора з виходом на третій гармоніці основного коливання дозволили досягти значень середньоквадратичного відхилення (СКВ) фази вихідного сигналу на рівні  $0,84^\circ$  в міліметровому діапазоні (фазовий шум  $-96,4$  дБн/Гц при відстроюванні  $10$  кГц від носійної частоти  $36$  ГГц).

8. Запропоновані генератори на основі об'ємного хвилеводного резонатора за класичною двотактною схемою та з виходом на третій гармоніці значно перевищують усі відомі автору зразки генераторів побудованих на основі резонаторів на зосереджених та розподілених елементах, досягають та в окремих випадках ([65] — [67], [69]) перевищують рівні фазового шуму, притаманні зразкам генераторів на основі більш високочастотних генераторів на основі ДР. Цим підтверджується ефективність запропонованих методів побудови генераторів.

9. Запропонований метод розрахунку рівня фазового шуму генераторів, що полягає в поєднанні методів СРЧО та методу гармонічного балансу, характеризується високою точністю, що підтверджено розбіжностями з результатами експериментальних даних в межах  $\pm 5$  дБ.

10. Значення коефіцієнтів якості запропонованих моделей генераторів на основі об'ємного резонатора  $-207,5$  дБн/Гц та  $-215,35$  дБн/Гц перевершують найкращі результати з відомих, досягнутих для гібридно-інтегральних конструкцій генераторів. Середньоквадратичні відхилення фази генераторів



свідчать, що вони можуть застосовуватись у перетворювачах частоти систем зв'язку з методами модуляції до 8PSK, 32QAM.

11. До недоліків представлених генераторів слід віднести незначні рівні вихідного сигналу в межах від  $-14$  дБм (36 ГГц) до  $-8,32$  дБм (11,129 ГГц), яких не достатньо для живлення діодних змішувачів частоти, що потребують потужності сигналу гетеродина на рівні 7-13 дБм. Застосування підсилювача або активного змішувача в складі прийомо-передавача дозволить виправити вказаний недолік.

#### **4. СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТИ САНТИМЕТРОВОГО ТА МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНІВ ДОВЖИН ХВИЛЬ**

Застосування класичних підходів до забезпечення високої стабільності частоти та малого рівня власних шумів генераторів, особливо в міліметровому діапазоні довжин хвиль, виявляється недостатнім для задоволення вимог сучасних систем зв'язку. Втім, відомі приклади реалізації неперестроюваних генераторів у гібридно-інтегральному виконанні з використанням високодобротних резонансних систем ([115] — [119]), які здатні забезпечити вимоги щодо стабільності частоти і рівня шумів. Найкращі зразки таких джерел коливань досягають дуже низьких значень власного шуму на рівні  $-140 \dots -160$  дБн/Гц при відстроюванні від центральної частоти на 10 кГц в X-діапазоні, та  $-140$  дБн/Гц при тому ж відстроюванні у K, Ka діапазонах частот ([119]). Однак поряд з видатними результатами, цим зразкам притаманні такі недоліки як громіздкість конструкції, необхідність настроювання частоти, застосування унікальних дорогих матеріалів. Це призводить до суттєвого зростання ціни та збільшеного терміну виробництва таких зразків. Перелічені особливості несумісні з вимогами сучасних систем зв'язку, що інтенсивно розвиваються та потребують стислих термінів розробки та виробництва вузлів, а також їх малої вартості для забезпечення конкурентної спроможності на сучасному ринку надання послуг у сфері телекомунікацій.

В якості альтернативних підходів, що здатні розв'язати вищезгадані протиріччя у міліметровому діапазоні довжин хвиль слід розглядати методи стабілізації частоти з застосуванням фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ), зовнішньої синхронізації, або комбінації цих двох методів [120], [121]. Такі підходи дозволяють використовувати для побудови мал шумлячого високостабільного джерела коливань більш дешеві в порівнянні з наведеними вище зразки генераторів, керованих напругою, стабільність частоти та спектральні характеристики яких покращуються за рахунок низькочастотного високостабільного та мал шумлячого джерела коливань – як правило, генератора на кварцовому резонаторі. В рамках представленої роботи

розглянуто перший з вищенаведених методів стабілізації частоти та проведено розробку джерел коливань сантиметрового та міліметрового діапазонів, стабілізованих петлею з ФАПЧ.

#### **4.1 Метод стабілізації частоти НВЧ генератора з застосуванням петлі з ФАПЧ**

Розгляд відомих прикладів реалізації джерел коливань, побудованих із застосуванням петлі з ФАПЧ у короткохвильовій частині сантиметрового та міліметровому діапазонах довжин хвиль, дозволяє оцінити досяжні значення спектральної щільності потужності фазового шуму таких зразків: для відстроювання на 10 кГц від центральної частоти це значення складає  $-90 \dots -100$  дБн/Гц ([122], [123]). Такі значення, звичайно, виявляються меншими ніж для зразків [115] — [119], однак достатніми для роботи каналів зв'язку з високою ефективністю завдяки особливості розподілення спектральної щільності потужності фазового шуму. Як буде показано нижче, середньоквадратичне значення фазової помилки, яке привносить в канал зв'язку НВЧ гетеродин з ФАПЧ, виявляється значно меншим ніж у гетеродина, що побудований на аналогічному генераторі без ФАПЧ. Це відбувається завдяки зменшенню спектральної щільності потужності ФШ генератора, охопленого петлею з ФАПЧ, на відстроюваннях від центральної частоти менших 100 кГц ... 1 МГц. Наприклад, в роботі [124] для генератора з частотою вихідного сигналу 92,7 ГГц вдалося досягнути значення  $-75$  дБн/Гц при відстроюванні частоти 1 кГц.

Враховуючи викладене, в представленій роботі проведено аналіз, розроблено та виготовлено джерела коливань у сантиметровому та міліметровому діапазонах, стабілізованих петлею з ФАПЧ.

На рис. 4.1 наведено основні елементи синтезатора частоти з петлею ФАПЧ. Як видно із рисунка, найпростіший синтезатор частоти складається із генератора, керованого напругою (ГКН), опорного генератора, подільників

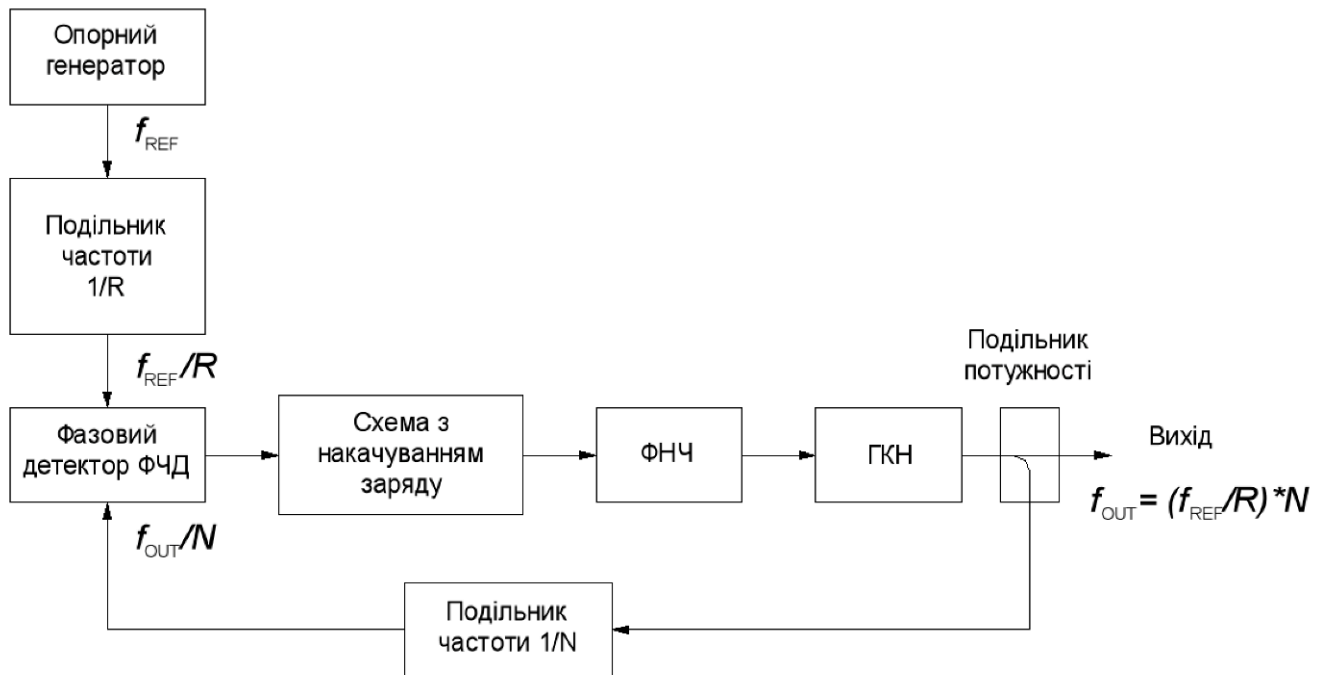


Рис. 4.1 – Основні елементи синтезатора частоти з петлею ФАПЧ.

частоти (опорного –  $1/R$ , а головного –  $1/N$ ), фазового детектора (ФЧД), схеми з накачуванням заряду, фільтра петлі ФАПЧ (ФНЧ) та подільника потужності. ГКН є джерелом НВЧ коливань, частота яких визначається напругою керування, що подається на частото-задаючий елемент (як правило, зворотно зміщений р-п перехід варикапа). Опорний генератор забезпечує на вході ФЧД високостабільний сигнал. Як правило, діапазон частот застосовуваних опорних генераторів знаходиться в межах від одиниць до кількох сотень МГц. Завдяки високому значенню добротності кварцових резонаторів, що досягає кількох сот тисяч у вищезгаданому діапазоні частот, найчастіше застосовуються опорні генератори на їх основі. Подільники частоти  $1/R$  та  $1/N$  представляють собою цифрові схеми з лічильниками, з виходів яких сигнали з частотами  $\frac{f_{REF}}{R} = \frac{f_{OUT}}{N}$  відповідно у формі прямокутних імпульсів потрапляють на входи ФЧД. За типом подільника частоти головного тракту  $N$  синтезатори з ФАПЧ поділяються на дві групи:

- а) ФАПЧ із цілочисловими коефіцієнтами ділення;
- б) ФАПЧ із дробовими коефіцієнтами ділення.

Синтезаторам другої групи притаманна можливість забезпечення високої роздільної здатності сітки вихідних частот та досягнення великої швидкості перестроювання частоти. Однак значні рівні паразитних складових у спектрі вихідного сигналу обмежують їх застосування для побудови НВЧ гетеродинів перетворювачів частоти телекомунікаційних систем. Тому в подальшому розгляді зосереджено увагу на першій групі: ФАПЧ із цілочисловими коефіцієнтами ділення.

Синтезатори частоти виготовляються у вигляді інтегральних мікросхем, часто з інтегрованим ГКН, що містять подільники частоти зі змінними цілочисловими або дробовими коефіцієнтами ділення в опорному та основному трактах, цифровий фазочастотний детектор, схему з накачуванням заряду, інтерфейс програмування синтезатору, схеми цифрової індикації замикання петлі та схеми мультиплексерів, що дають змогу комутувати сигнали в окремих точках трактів синтезатора назовні. Сучасні комерційні зразки таких синтезаторів можуть працювати зі вхідними сигналами на частотах до 20 ГГц.

#### **4.1.1 Визначення спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу синтезатора частоти з ФАПЧ**

З метою дослідження спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу ГКН, охопленого петлею з ФАПЧ, проаналізовано роботу петлі з точки зору саме цієї характеристики. На рис. 4.2 приведено модель петлі з ФАПЧ, що враховує вплив елементів петлі на фазовий шум вихідного сигналу синтезатора.  $\Delta\Theta_{ref}$  відповідає рівню фазового шуму опорного генератора,  $\Delta\Theta_{Rdiv}$  та  $\Delta\Theta_{Ndiv}$  – фазовий шум, що вноситься подільниками частоти в опорному та головному трактах петлі, відповідно. Через  $e_{ndet}$  та  $e_{nz}$  позначено діючі значення напруги шумів, створюваних фазовим детектором та активними елементами фільтра петлі, відповідно.  $e_{nosc}$  – значення шумової напруги генератора, керованого напругою, приведене до його входу.  $\Delta\Theta_{out}$  – фазовий

шум вихідного сигналу петлі з ФАПЧ. Слід зауважити, що всі перераховані величини представляють собою частотні розподілення, а саме залежності відповідної величини від частоти відстроювання від центральної частоти вихідного сигналу петлі.  $K_\phi$  – коефіцієнт передачі фазового детектора та  $K_{VCO}$  – коефіцієнт перестроювання генератора, керованого напругою.  $Z(s)$  – передаточна характеристика фільтру петлі, де  $s = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ .

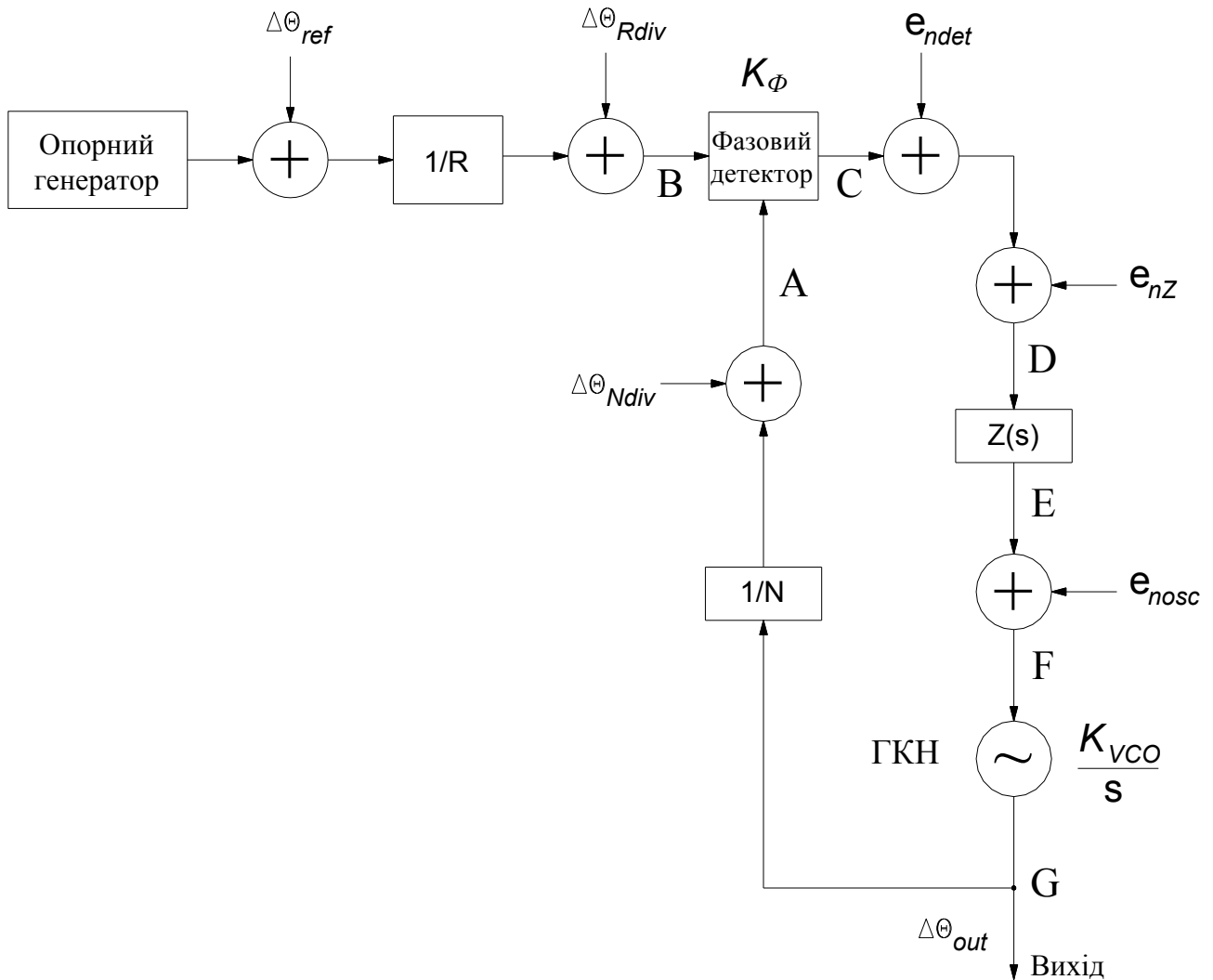


Рис. 4.2 – Модель фазового шуму вихідного сигналу синтезатора з ФАПЧ.

Поєднуючи підходи до аналізу фазового шуму, викладені в [125], [126], отримаємо вирази для розрахунку рівня спектральної щільності потужності ФШ вихідного сигналу синтезатора на рис. 4.2 (вирази (4.1) – (4.13)).

Нижче розглянуті складові шуму в усіх точках вздовж петлі.

У точці А маємо:

$$\frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv}.$$

Аналогічно для шуму опорного генератора, в точці В:

$$\frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv}.$$

На виході фазового детектора, в точці С:

$$\left[ \left( \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv} \right) - \left( \frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv} \right) \right] \cdot K_{\Phi}.$$

З врахуванням шуму детектора та активних елементів фільтра, в точці D:

$$\left[ \left( \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv} \right) - \left( \frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv} \right) \right] \cdot K_{\Phi} + e_{ndet} + e_{nz}.$$

Після проходження фільтра петлі, в точці E:

$$\left[ \left( \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv} \right) - \left( \frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv} \right) \right] \cdot K_{\Phi} \cdot Z(s) + e_{ndet} \cdot Z(s) + e_{nz} \cdot Z(s).$$

Вплив фазового шуму генератора, керованого напругою, в точці F:

$$\left[ \left( \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv} \right) - \left( \frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv} \right) \right] \cdot K_{\Phi} \cdot Z(s) + e_{ndet} \cdot Z(s) + e_{nz} \cdot Z(s) + e_{nosc}.$$

Для виходу генератора, в точці G:

$$\begin{aligned} \Delta\Theta_{out} = & \left[ \left( \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv} \right) - \left( \frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv} \right) \right] \cdot K_{\Phi} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_{VCO}}{s} + \\ & + e_{ndet} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_{VCO}}{s} + e_{nz} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_{VCO}}{s} + e_{nosc} \cdot \frac{K_{VCO}}{s}. \end{aligned}$$

Розв'язок відносно  $\Delta\Theta_{out}$ :

$$\Delta\Theta_{out} = \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} \cdot \frac{\frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{s}}{1 + \frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s}} + (\Delta\Theta_{Rdiv} - \Delta\Theta_{Ndiv}) \cdot \frac{\frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{s}}{1 + \frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s}} +$$

$$+ \frac{e_{ndet} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_{VCO}}{s}}{1 + \frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s}} + \frac{e_{nz} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_{VCO}}{s}}{1 + \frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s}} + \frac{e_{nosc} \cdot \frac{K_{VCO}}{s}}{1 + \frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s}}.$$

Коефіцієнт передачі розімкненої петлі:

$$G(s) = \frac{K_\Phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s}. \quad (4.1)$$

Фазовий шум генератора, керованого напругою:

$$\Delta\Theta_{VCO} = e_{nosc} \cdot \frac{K_{VCO}}{s}.$$

Далі:

$$\Delta\Theta_{out} = \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} \cdot \frac{G(s)}{1+G(s)} \cdot N + (\Delta\Theta_{Rdiv} - \Delta\Theta_{Ndiv}) \cdot \frac{G(s)}{1+G(s)} \cdot N +$$

$$+ e_{ndet} \cdot \frac{N}{K_\Phi} \cdot \frac{G(s)}{1+G(s)} + e_{nz} \cdot \frac{N}{K_\Phi} \cdot \frac{G(s)}{1+G(s)} + \Delta\Theta_{VCO} \cdot \frac{1}{1+G(s)}.$$

Враховуючи той факт, що усі наведені джерела шуму є некорельованими, сумарний вплив їх визначається наступним чином:

$$\Delta\Theta_{out}^2 = \frac{\Delta\Theta_{ref}^2 \cdot N^2}{R^2} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 + (\Delta\Theta_{Rdiv}^2 + \Delta\Theta_{Ndiv}^2) \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 \cdot N^2 +$$

$$+ e_{ndet}^2 \cdot \frac{N^2}{K_\Phi^2} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 + e_{nz}^2 \cdot \frac{N^2}{K_\Phi^2} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 + \Delta\Theta_{VCO}^2 \cdot \left| \frac{1}{1+G(s)} \right|^2. \quad (4.2)$$

Або:

$$\Delta\Theta_{out}^2 = \frac{\Delta\Theta_{ref}^2 \cdot N^2}{R^2} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 + \left( \Delta\Theta_{Rdiv}^2 + \Delta\Theta_{Ndiv}^2 + \frac{e_{ndet}^2}{K_\Phi^2} \right) \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 \cdot N^2 +$$

$$+ e_{nz}^2 \cdot \frac{N^2}{K_\Phi^2} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 + \Delta\Theta_{VCO}^2 \cdot \left| \frac{1}{1+G(s)} \right|^2. \quad (4.3)$$



Отже, основні складові спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу генератора, охопленого петлею з ФАПЧ:

$$\text{- шум опорного генератора: } \frac{\Delta\Theta_{ref}^2 \cdot N^2}{R^2} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2; \quad (4.4)$$

- шум фазового детектора та подільників частоти:

$$\left( \Delta\Theta_{Rdiv}^2 + \Delta\Theta_{Ndiv}^2 + \frac{e^2_{ndet}}{K^2_{\Phi}} \right) \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 \cdot N^2; \quad (4.5)$$

$$\text{- шум активних елементів фільтра: } e^2_{nz} \cdot \frac{N^2}{K^2_{\Phi}} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2; \quad (4.6)$$

$$\text{- шум генератора, керованого напругою: } \Delta\Theta_{VCO}^2 \cdot \left| \frac{1}{1+G(s)} \right|^2. \quad (4.7)$$

Прийнявши за одиницю потужність сигналу на центральній частоті та пронормувавши вирази (4.4)-(4.7), отримано слідуючі вирази.

Шум опорного генератора:

$$\begin{aligned} L_{PLLref} &= 20 \log \left( \frac{\Delta\Theta_{ref} \cdot N}{R} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right| \right) = 20 \log(\Delta\Theta_{ref}) + 20 \log \left( \frac{N}{R} \right) + \\ &+ 20 \log \left( \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right| \right), \\ L_{PLLref} &= L_{ref} + 20 \log \left( \frac{N}{R} \right) + 20 \log \left( \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right| \right), \end{aligned} \quad (4.8)$$

де  $L_{ref}$  - спектральна щільність потужності фазового шуму опорного генератора.

Шум фазового детектора та подільників частоти:

$$L_{PLLdet} = 10 \log \left( \left( \Delta\Theta_{Rdiv}^2 + \Delta\Theta_{Ndiv}^2 + \frac{e^2_{ndet}}{K^2_{\Phi}} \right) \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 \cdot N^2 \right) =$$

$$= 10 \log \left( \Delta \Theta^2_{Rdiv} + \Delta \Theta^2_{Ndiv} + \frac{e^2_{ndet}}{K^2_{\Phi}} \right) + 20 \log \left( \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right| \cdot N \right),$$

$$L_{PLLdet} = L_{det} + 20 \log \left( \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right| \cdot N \right),$$

де через  $L_{det} = 10 \log \left( \Delta \Theta^2_{Rdiv} + \Delta \Theta^2_{Ndiv} + \frac{e^2_{ndet}}{K^2_{\Phi}} \right)$  позначено комплексний

параметр, що визначає шумові властивості трактив подільників частоти та фазового детектору петлі. Фазовий шум детекторів комерційно доступних синтезаторів частоти характеризуються нормованим рівнем порогового значення фазового шуму –  $Pn_{1Hz}$ , що визначається наступним чином:

$$Pn_{1Hz} = L_{det} - 10 \log \left( \frac{f_{PD}}{1Hz} \right) - 20 \log N,$$

де  $L_{det}$  – вимірне значення рівня фазового шуму вихідного сигналу в межах полоси петлі з ФАПЧ;

$f_{PD}$  – значення частоти порівняння на входах фазового детектора. Звідки можемо виразити  $L_{det}$ :

$$L_{det} = Pn_{1Hz} + 10 \log \left( \frac{f_{PD}}{1Hz} \right) + 20 \log N,$$

або:

$$L_{det} = Pn_{1Hz} + 10 \log \left( \frac{f_{OUT}}{1Hz \cdot N} \right) + 20 \log N,$$

$$L_{det} = Pn_{1Hz} + 10 \log \left( \frac{f_{OUT}}{1Hz} \right) + 10 \log N,$$

де  $f_{OUT}$  – значення частоти вихідного сигналу петлі.

Отже, для шуму фазового детектора та подільників частоти:

$$L_{PLLdet} = Pn_{1Hz} + 10 \log \left( \frac{f_{OUT}}{1Hz} \right) + 10 \log N + 20 \log \left( \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right| \cdot N \right). \quad (4.9)$$

Шум пасивних елементів фільтра розглянемо на прикладі фільтра третього порядку (рис. 4.3). Така структура широко використовується та дозволяє забезпечити малий рівень паразитних складових гармонік частоти порівняння у спектрі вихідного сигналу. Очевидно, слід визначити вплив пасивних елементів  $R1$  та  $R2$  на рівень фазового шуму вихідного сигналу петлі з ФАПЧ.

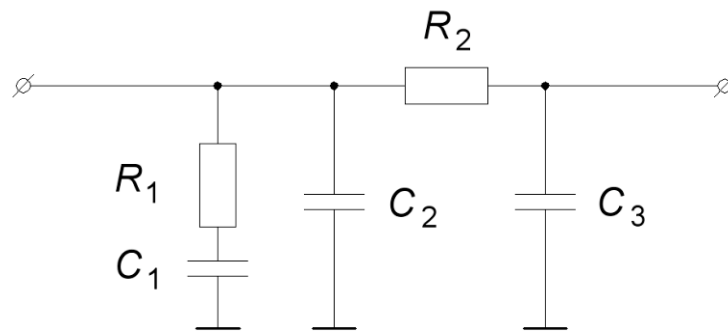


Рис. 4.3 – Фільтр петлі з ФАПЧ.

Згідно з запропонованим у [126] підходом до розрахунку такого впливу, шум пасивних елементів фільтра  $e^2_{nz} \cdot \frac{N^2}{K^2_{\Phi}} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2$  розбивається на дві складові, що відповідають резисторам  $R1$  та  $R2$  з врахуванням індивідуальних коефіцієнтів передачі відповідно до їх включення в петлю:

$$e^2_{nz} \cdot \frac{N^2}{K^2_{\Phi}} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 = L_{R1} + L_{R2}.$$

Для  $R1$ :

$$L_{R1} = 20 \log \left( \frac{\sqrt{2} \cdot e_{nR1} \cdot K_{VCO} \cdot |T_{R1}(s)|}{2 \cdot f} \right), \quad (4.10)$$

де  $e_{nR1}$  – напруга власного шуму резистора  $R1$ :

$$e_{nR1} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R1 \cdot \Delta f},$$

де  $\Delta f = 1 \text{Гц}$ ,  $T = 300 \text{К}$ ,  $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ ,  $R1$  – номінальне значення

резистора, Ом;

$T_{R1}(s)$  – коефіцієнт передачі для шумової напруги створеної резистором  $R1$ , який є складовою частиною фільтра замкненої петлі:

$$T_{R1}(s) = \frac{1}{1 + G(s)} \cdot \frac{Z_{R1}(s)}{Z1_{R1}(s) + Z_{R1}(s)} \cdot Z3_{R1}(s),$$

де  $Z1_{R1}(s) = \frac{1}{s \cdot C2} + R1,$

$$Z_{R1}(s) = \frac{Z2_{R1}(s)}{1 + s \cdot C1 \cdot Z2_{R1}(s)},$$

$$Z2_{R1}(s) = R2 + \frac{1}{s \cdot C3},$$

$$Z3_{R1}(s) = \frac{1}{1 + s \cdot C3 \cdot R2}.$$

Для резистора  $R2$ :

$$L_{R2} = 20 \log \left( \frac{\sqrt{2} \cdot e_{nR2} \cdot K_{VCO} \cdot |T_{R2}(s)|}{2 \cdot f} \right), \quad (4.11)$$

де  $e_{nR1}$  – напруга власного шуму резистора  $R2$ :

$$e_{nR1} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R1 \cdot \Delta f};$$

$T_{R2}(s)$  – коефіцієнт передачі для шумової напруги створеної резистором  $R2$ , який є складовою частиною фільтра замкненої петлі:

$$T_{R2}(s) = \frac{1}{1 + G(s)} \cdot \frac{Z2_{R2}(s)}{Z1_{R2}(s) + Z2_{R2}(s)},$$

де  $Z1_{R2}(s) = \frac{1 + s \cdot C2 \cdot R1}{s \cdot (C1 + C2) + s^2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot R1} + R2,$

$$Z_{R2}(s) = R2 + \frac{1}{s \cdot C3}.$$

Шум генератора, керованого напругою, характеризується спектральною щільністю потужності фазового шуму  $L_{VCO} = 10 \log(\Delta\Theta^2_{VCO})$ , тому, згідно з (4.7), розподілення шуму генератора в петлі з ФАПЧ визначається як:

$$L_{PLL_{VCO}} = L_{VCO} + 20 \log \left( \left| \frac{1}{1 + G(s)} \right| \right). \quad (4.12)$$

Таким чином, враховуючи (4.3), (4.8) – (4.12), вираз для визначення спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу петлі з ФАПЧ:

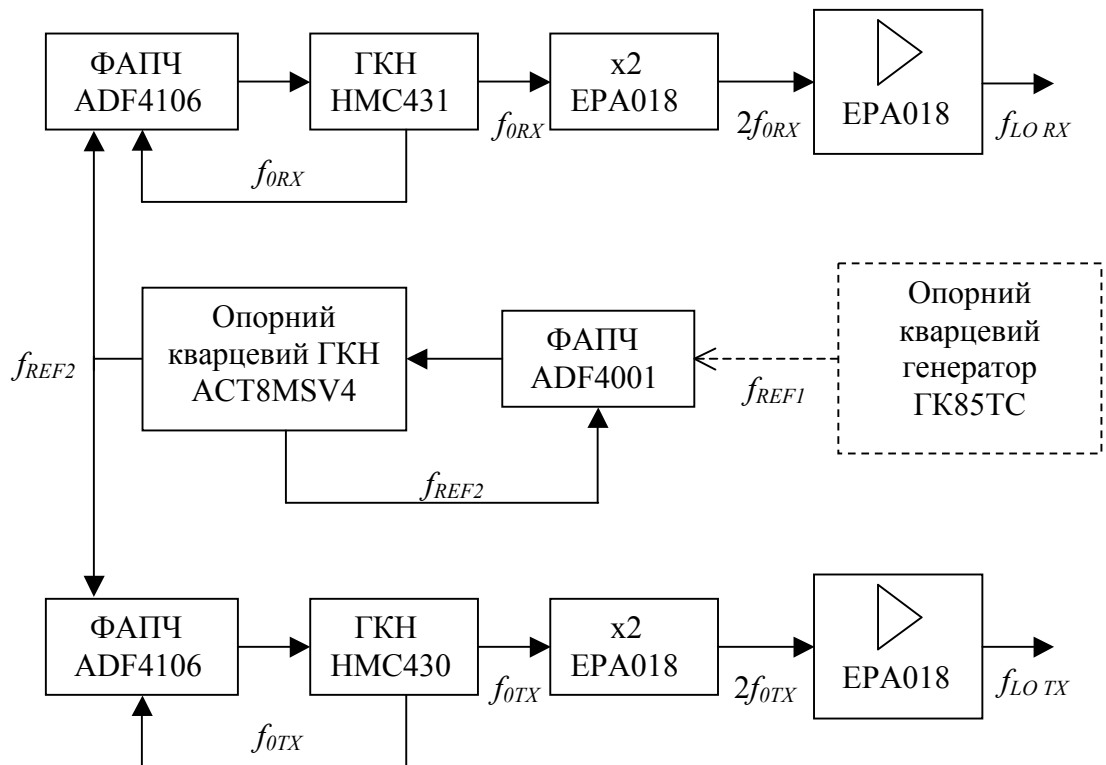
$$L_{PLL} = 10 \log \left( 10^{\frac{L_{PLLref}}{10}} + 10^{\frac{L_{PLLdet}}{10}} + 10^{\frac{L_{R1}}{10}} + 10^{\frac{L_{R2}}{10}} + 10^{\frac{L_{PLL_{VCO}}}{10}} \right). \quad (4.13)$$

Отриманий вираз (4.13) дозволяє зі значною точністю передбачити характеристику фазового шуму сигналу синтезатора, що підтверджується приведеними нижче результатами розробки таких вузлів.

## 4.2 Синтезатор частоти з ФАПЧ сантиметрового діапазону у складі блоку гетеродинів трансівера абонента системи зв'язку AIDAAS

Підхід до побудови малошумлячих джерел коливань з застосуванням комерційно доступних монолітних інтегральних схем, об'єднаних петлями з ФАПЧ, є найбільш розповсюдженим та здатен задовольнити вимоги сучасних систем зв'язку, а при застосуванні спеціальних прийомів здатен значно покращити характеристики та функціональні можливості таких вузлів [104]. З метою дослідження такого підходу в рамках дисертаційної роботи проведено розробку блоку гетеродинів трансівера абонента системи широкосмугового багатостанційного доступу сантиметрового діапазону довжин хвиль AIDAAS [2], [3], [127], що підтверджено актом впровадження. Блок складається з двох

ідентичних трактів гетеродинів передавача та приймача трансівера, побудованих за структурною схемою, зображеною на рис. 4.4.



Гетеродин приймача:  $f_{0RX} = 5,1255$  ГГц;  $f_{ВИХ} = f_{0RX} = 10,251$  ГГц.  
Гетеродин передавача:  $f_{0TX} = 4,9545$  ГГц;  $f_{ВИХ} = f_{0TX} = 9,909$  ГГц.

Рис. 4.4 – Структурна схема гетеродинного тракту НЧ версії трансівера абонента системи AIDAAS.

Джерелом опорного сигналу абонентського устаткування системи AIDAAS слугує прецизійний термостатований кварцовий генератор ГК-85ТС, що є частиною внутрішнього обладнання. Його вихідний сигнал синхронізації  $f_{REF1} = 10$  МГц поступає на зовнішній модуль трансівера абонента по кабелю зниження разом з живленням, сигналами керування та діагностики. Слід відзначити дуже низький рівень фазового шуму в  $-150$  дБн/Гц при відстроюванні на 1 кГц та дуже низьке значення відносної нестабільності частоти опорного генератора, що складає  $\pm 5 \cdot 10^{-9}$ . Для НВЧ сигналу замкненої петлі з ФАПЧ нестабільність частоти вихідного сигналу ГКН визначається вказаним значенням.

Тракти гетеродинів передавача  $f_{LO\ TX} = 9,909$  ГГц та приймача  $f_{LO\ RX} = 10,251$  ГГц побудовані за двопетлевою схемою з ФАПЧ. Вказані частоти використані в НЧ версії трансівера, ВЧ версія відрізняється вищими частотами прямого каналу:  $f_{LO\ RX} = 11,277$  ГГц. Основна петля синхронізована сигналом  $f_{REF1} = 10$  МГц, містить кварцовий ГКН АСТ8MSV4 та мікросхему синтезатора частоти ADF4001, забезпечує на своєму виході сигнал з частотою  $f_{REF2} = 162$  МГц. Така архітектура забезпечує автономну роботу трансівера при відсутності сигналу синхронізації  $f_{REF1} = 10$  МГц: основна ФАПЧ опорного кварцового ГКН АСТ8MSV4 розімкнена, а його частота контролюється малошумлячим джерелом напруги. Ще однією перевагою двопетлевої схеми є можливість застосування більш високого значення частоти порівняння вторинної петлі з ФАПЧ, а значить меншого значення коефіцієнта ділення  $N$ , що згідно з виразом (4.9) забезпечує нижчий рівень фазового шуму в межах смуги пропускання петлі з ФАПЧ.

Вторинна петля з ФАПЧ містить джерело НВЧ сигналу – мікросхему генератора, керованого напругою, НМС430 та мікросхему синтезатора частоти ADF4106. ГКН НМС430 забезпечує генерацію сигналу в діапазоні 4,9 ... 5,6 ГГц з малим рівнем фазового шуму, що складає  $-82$  дБн/Гц при відстроюванні від центральної частоти на 10 кГц. Генератор містить резонансну систему, перестроювальні варикапи, схему з негативним опором на основі біполярних транзисторів із гетеропереходами GaAs InGaP та буферний підсилювач. Синтезатори з цілочисельним коефіцієнтом ділення ADF4001 та ADF4106 відзначаються дуже низькими значеннями нормованого фазового шуму детектора ( $-214$ дБн/Гц та  $-223$ дБн/Гц, відповідно), низькою вартістю, малими потужністю споживання та габаритними розмірами.

Вихідні сигнали вторинних петель з ФАПЧ з частотами  $f_{ORX} = 5,1255$  ГГц та  $f_{OTX} = 4,9545$  ГГц поступають на подвоювачі частоти та підсилювачі на основі польових транзисторів ERA018A-70. Сформовані таким чином сигнали гетеродинів приймача  $f_{LO\ RX} = 10,251$  ГГц та передавача  $f_{LO\ TX} = 9,909$  ГГц потужністю 20 мВт поступають на вхід відповідних змішувачів трансівера.

На рис. 4.5 показано результат розрахунку фазового шуму двопетлевого синтезатора для тракту гетеродина передавача на частоті  $f_{0TX} = 4,9545$  ГГц. Показані всі складові фазового шуму вторинної петлі,  $L_{PLL}$  відповідає сумарному результату. Параметри основної та вторинної петель були оптимізовані для забезпечення мінімального рівня фазового шуму.

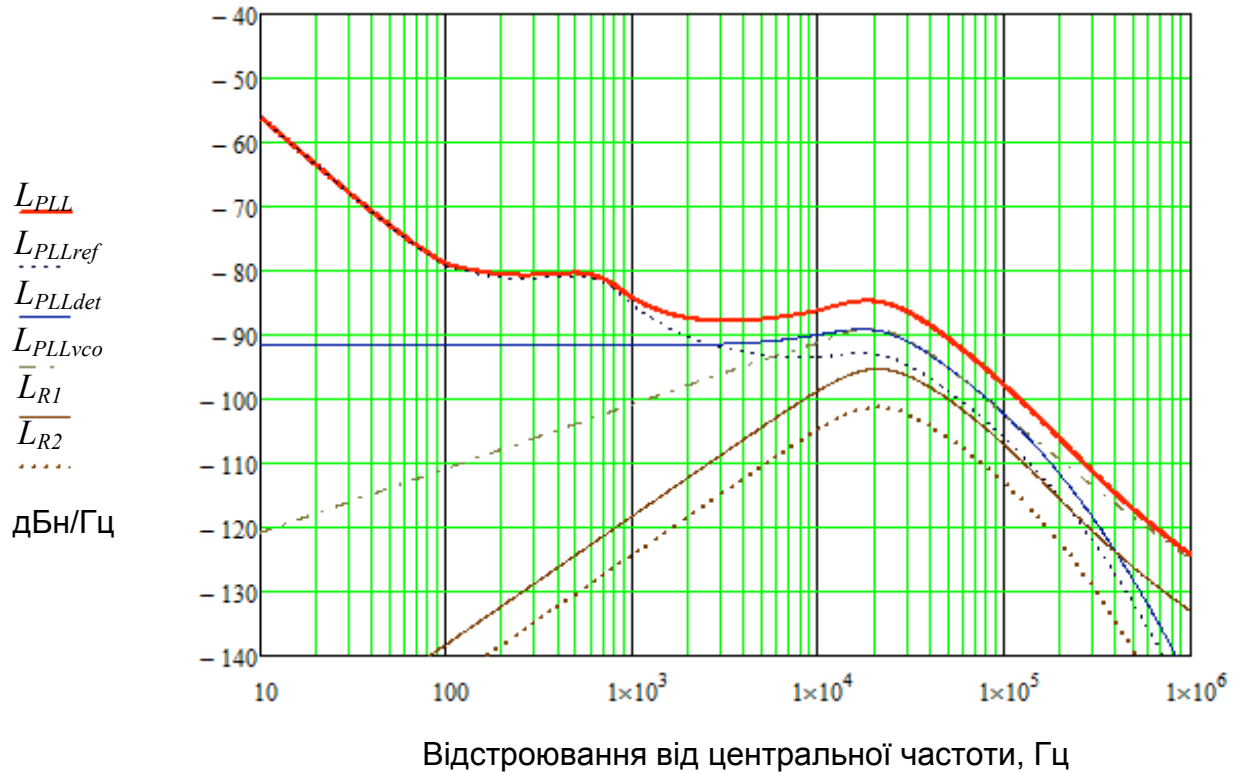


Рисунок 4.5 – СЦПФШ сигналу подвійної петлі з ФАПЧ на частоті 4954,5 МГц, як сума розглядуваних чинників.

Розрахунок проведено згідно з виразами (4.8) – (4.13), синтез фільтру петлі та розрахунки представлені в додатку А. Результати для подвоєної частоти  $f_{LO TX} = 9,909$  ГГц представлені нижче разом з результатами вимірювань (рис. 4.7). Особливістю отриманих результатів є наявність “сходінки” в діапазоні частот відстроювання 100 Гц ... 700 Гц, що відповідає шуму фазового детектора основної петлі. Такий результат не є бажаним, оскільки збільшує рівень фазового шуму в цій області частот, однак не впливає на СКВ фази сигналу: фазовий шум при відстроюваннях нижче 1кГц нівелюється схемою відновлення носійної в приймачі центральної станції системи AIDAAS.

На рис. 4.6 показано конструкцію гетеродинного тракту трансівера.



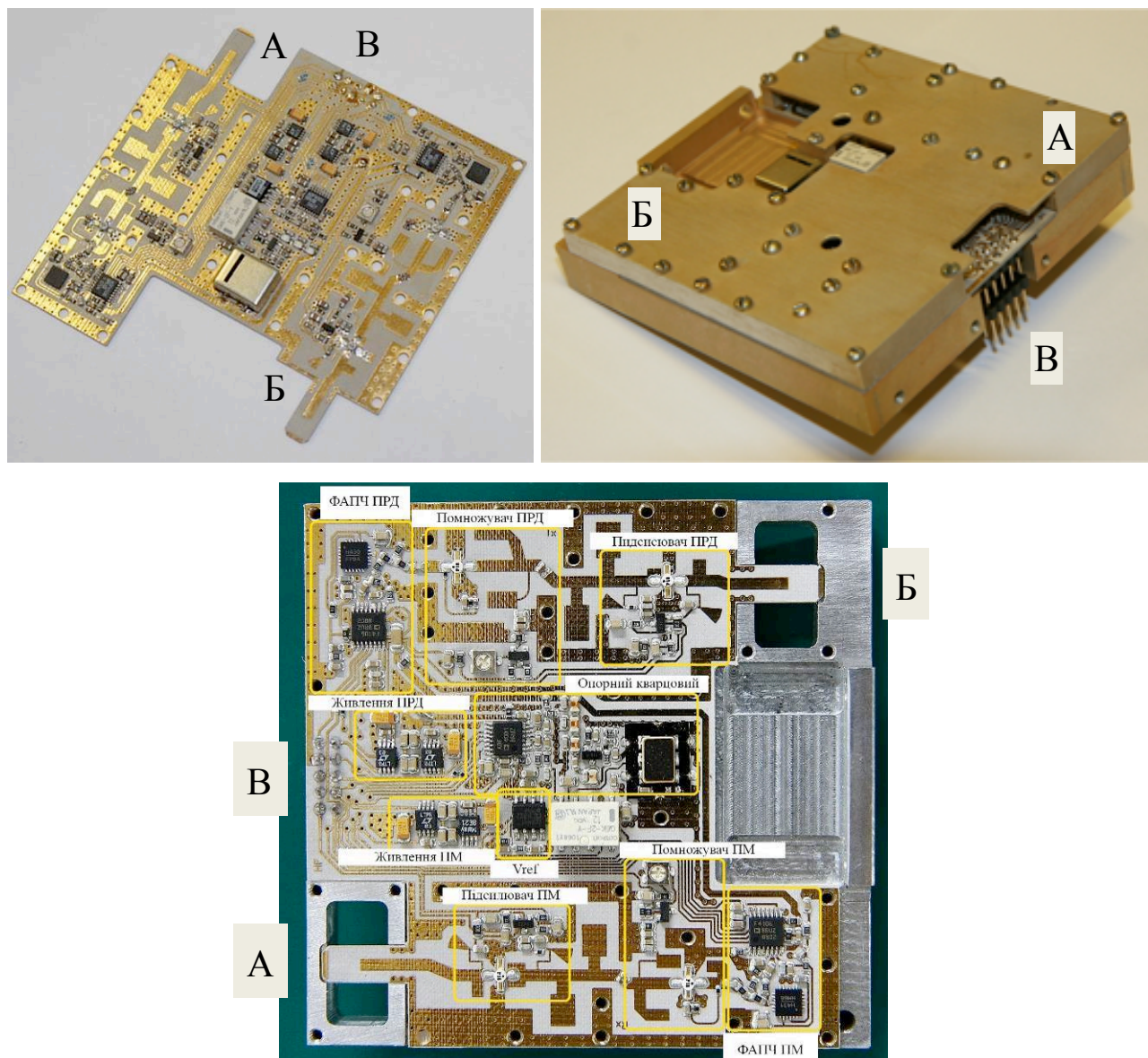


Рисунок 4.6 – Конструкція гетеродинного тракту трансівера абонента системи AIDAAS.

Вихідні сигнали блоку гетеродинів поступають на плату зі змішувачами та трактами приймача/передавача трансівера через поперечні мікросмужково-хвильоводні переходи А (вихід гетеродина приймача) та Б (вихід гетеродина передавача). Хвильовдне вікно  $19 \times 9,5 \text{ мм}^2$  забезпечує пригнічення основної частоти коливань ( $f_{ORX} = 5,1255 \text{ ГГц}$  та  $f_{OTX} = 4,9545 \text{ ГГц}$ ) в трактах більше ніж на 50дБ по відношенню до вдвічі вищої корисної частоти. В якості матеріалу підкладки використано NH9338 ( $\epsilon = 3,38$ ;  $tg\delta = 0.0027$  на частоті 10 ГГц;  $d=0,762 \text{ мм}$ ). Габаритні розміри модуля склали  $80 \times 80 \times 7 \text{ мм}^3$ . Живлення та сигнали керування поступають через десятиштирковий роз'єм В. Таким чином

забезпечено модульність конструкції трансівера, можливість автоматизованого тестування при виробництві, високу ремонтпридатність та швидкість збирання.

На рис. 4.7 показані результати теоретичного розрахунку та експериментальні дані СЦПФШ вихідного сигналу тракту гетеродину передавача на частоті  $f_{LO\ TX} = 9,909$  ГГц.

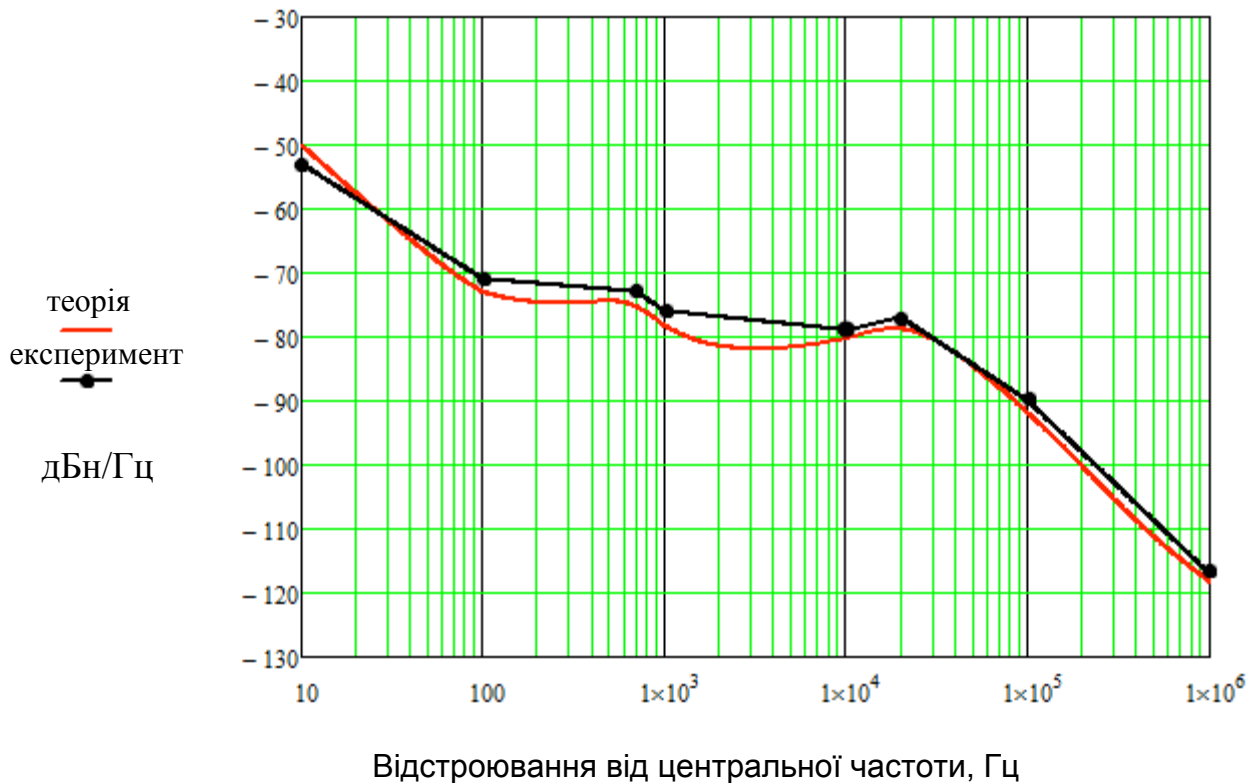


Рисунок 4.7 – СЦПФШ сигналу подвійної петлі з ФАПЧ на частоті  $f_{LO\ TX} = 9,909$  ГГц. Результати розрахунку та вимірювань.

Червона крива на рис. 4.7 отримана з розрахованої характеристики  $L_{PLL}$  на частоті 4954,5 МГц в припущенні, що транзисторний помножувач частоти привносить знехтувано малий рівень фазового шуму додатково до теоретичного зростання при подвоєнні частоти:  $L_{PLL\ 9,909} = L_{PLL\ 4,9545} + 20\log(2) = L_{PLL\ 4,9545} + 6$  дБ. Вірність припущення доведена експериментально, оскільки на ділянках характеристики де шум визначається виключно опорним генератором (10 Гц – 100 Гц) та власним шумом ГКН (20 кГц – 1 МГц), спостерігається співпадіння теоретичних та експериментальних даних. Співпадіння результатів з точністю не гірше +2 дБ справедливо також і для

області відстроювань 100 Гц – 20 кГц, де фазовий шум визначається більшою кількістю чинників основної та вторинної петель з ФАПЧ, розглянутих вище.

Розрахунок значення середньоквадратичної фазової помилки для експериментально отриманого сигналу становить:

$$\Theta_{rms} = \frac{180}{\pi} \cdot \sqrt{2 \cdot \int_{10^3}^{10^6} 10^{\frac{L_{PLL}+6}{10}} df} = 2,06^\circ.$$

Отриманий результат свідчить про можливість застосування сучасних комерційно доступних монолітних інтегральних схем генераторів, керованих напругою, таких як НМС430, для систем передачі даних із модуляцією QPSK (згідно з даними в табл. 1, підрозділ 1.1). Таким генераторам притаманне посереднє значення  $\Theta_{rms}$ , але застосування петлі з ФАПЧ дозволяє істотно його покращити.

Малощумлячі генератори перетворювачів частоти систем цифрового зв'язку можуть бути побудовані на основі сучасних транзисторів і резонаторів із відносно низьким рівнем добротності, що дозволить суттєво зменшити вартість таких джерел.

### 4.3 Синтезатори частоти з ФАПЧ на основі двотактних генераторів керованих напругою сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль

Результати досліджень двотактних генераторів, представлених в підрозділі 3.4, підтверджують високу ефективність рекомендованого в цій роботі методу побудови малoshумлячих джерел коливань, однак в такому вигляді не можуть бути застосовані в приймально-передавальному обладнанні через відносно високу температурну нестабільність частоти об'ємного резонатора. Для компенсації температурного дрейфу двотактних генераторів на основі об'ємного резонатора, були розроблені схеми варакторного перестроювання частоти резонатора та синтезатора частоти на основі петлі з ФАПЧ (рис. 4.8, 4.9) [5]. На рис. 4.8 зображено конструкцію об'ємного резонатора, який окрім підкладинок з зондами зв'язку для плечей двотактного генератора 1 та 2, містить підкладинку 3 з варакторами 4 (контрольованими напругою керування через контакт 5) та зондом зв'язку 6 з синтезатором частоти. В якості елементів керування частотою застосовані НВЧ варактори з надрізким переходом (hyperabrupt junction) та балочними виводами виробництва НДІ "Оріон" VD1 та VD2 (рис. 4.9). Діоди характеризуються високим значенням коефіцієнту перекриття ємності при зміні напруги

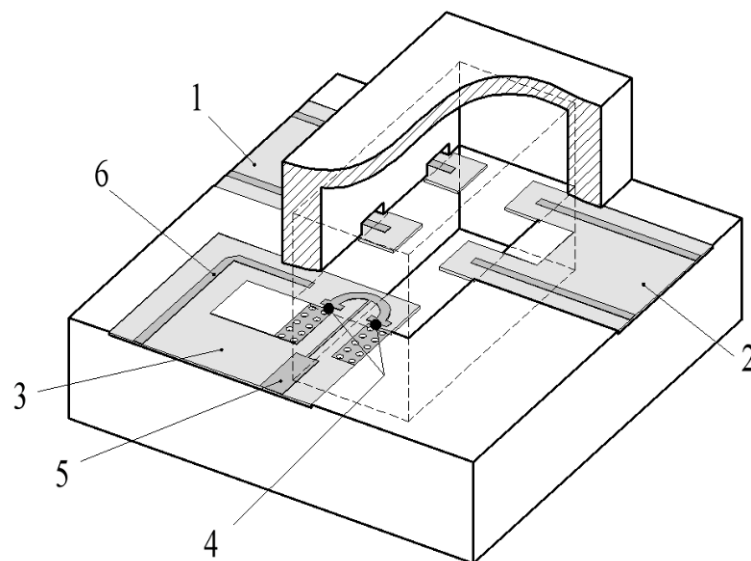


Рисунок 4.8 Об'ємний резонатор з варакторним перестроюванням частоти

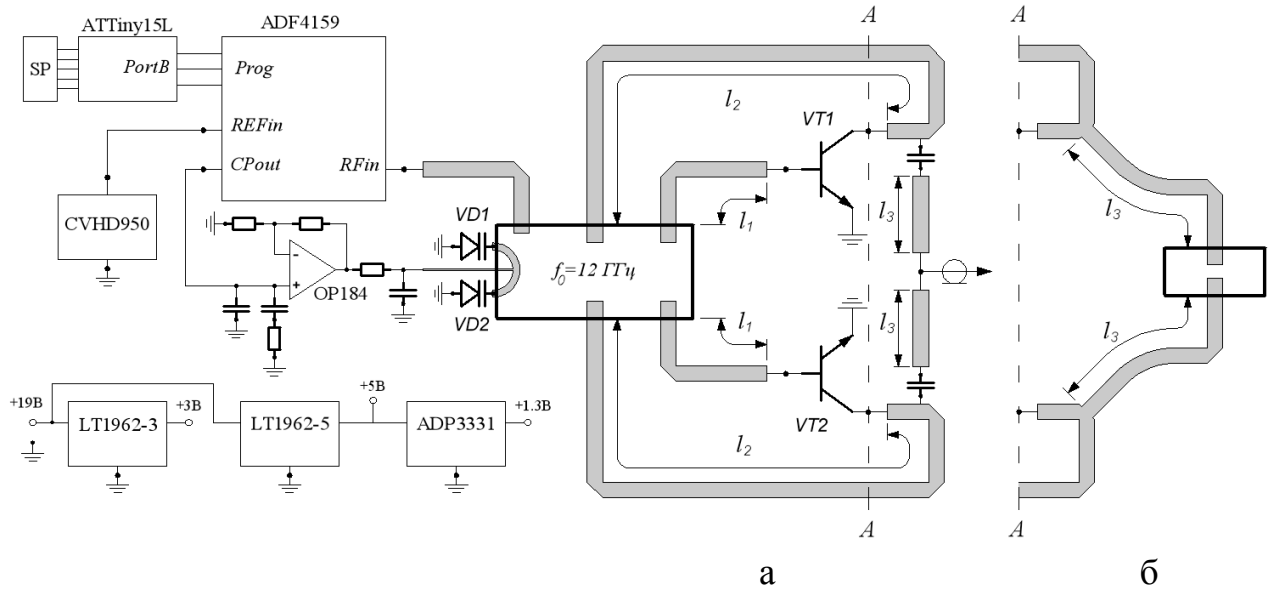
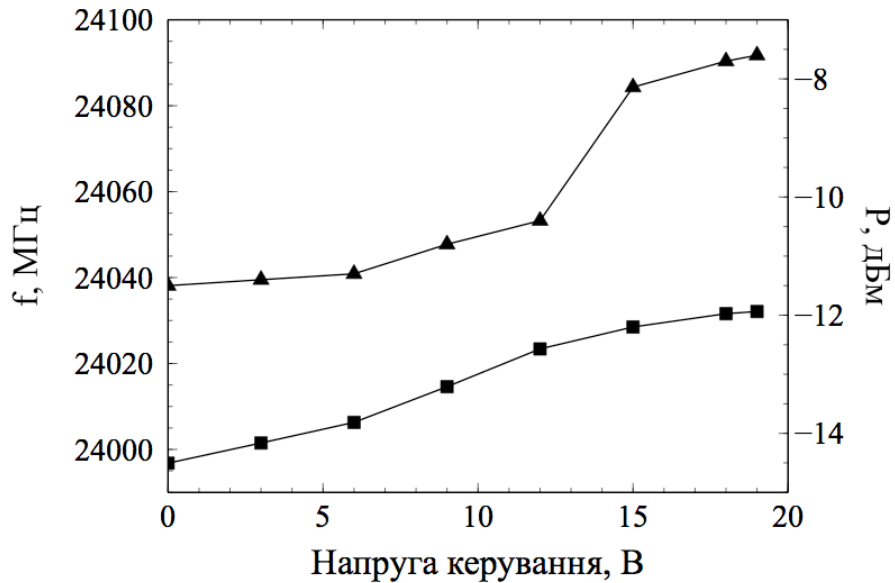


Рисунок 4.9 Топологія синтезаторів частоти на основі двотактного ГКН з виходом на другій гармоніці 24 ГГц (а) та двотактного ГКН з виходом на третій гармоніці 36 ГГц (б)

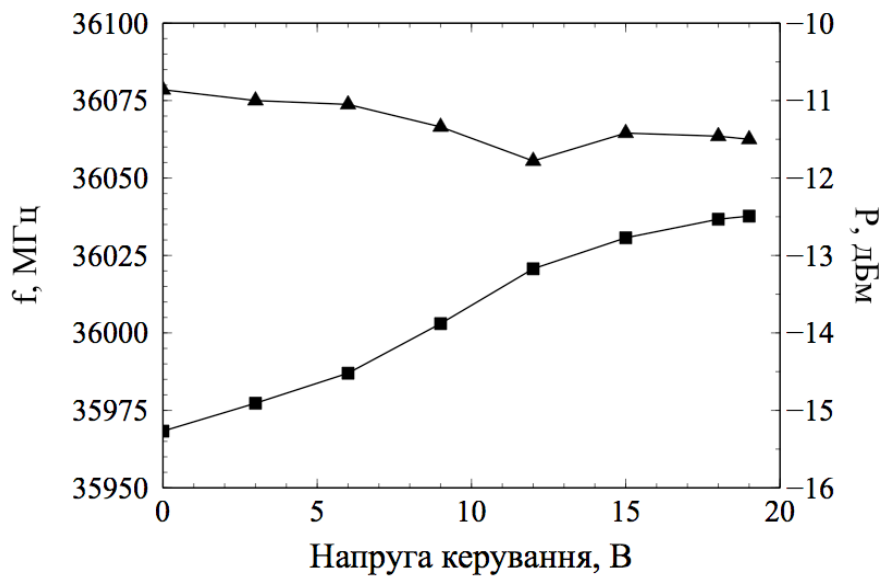
керування в межах 0...20 В: КП = 12,4. При зміщенні в 0 В бар'єрна ємність складає  $C(0V)=1,73$  пФ, при зміщенні в 20В –  $C(20V)=0,139$  пФ. Таке значення коефіцієнту перекриття дозволяє ефективно застосувати принципи побудови малoshумлячих джерел коливаний 2.5 та 2.6, викладені в підрозділі 1.4. Варактори зв'язуються з  $H_{101}$  модою коливаний в резонаторі за допомогою зонда підковоподібної форми. Таким чином реалізовано слабкий зв'язок з полем резонатора, що забезпечує вузьку смугу перестроювання частоти. Топологія та ключові елементи запропонованих синтезаторів частоти з ФАПЧ на основі двотактних генераторів показані на рис. 4.9. Сірі смуги відповідають мікросмушковим лініям на підкладках 1, 2 та 3 (рис. 4.8). Схеми живлення та активного зміщення транзисторів не показані з метою спрощення рисунка, топологія та схеми ГКН детально розглянуті в підрозділі 3.4.

На рис. 4.10 приведені результати вимірювань частоти та потужності вихідних сигналів двотактних генераторів, керованих напругою, з виходом на другій гармоніці (24 ГГц) та на третій гармоніці (36 ГГц). Відносна смуга перестроювання частоти для ГКН 24 ГГц складає 0,15%, для ГКН 36 ГГц – 0,19%. Такі значення дозволяють компенсувати дрейф частоти генераторів в інтервалі температур  $\Delta T = 80^\circ\text{C}$ .

Зміна потужності в межах  $-11,3 \dots -7,6$  дБм для ГКН 24 ГГц та в межах  $-10,7 \dots -11,8$  дБм для ГКН 36ГГц є прийнятною для застосування в якості гетеродина, однак абсолютне значення потужності на такому рівні є недостатнім для накачування діодів типового змішувача. Для цього додатково знадобиться підсилювач з коефіцієнтом підсилення 20 дБ, або активний змішувач з нижчими вимогами щодо вхідної потужності сигналу гетеродина.



*a*



*б*

Рисунок 4.10 Залежності частоти та потужності вихідного сигналу ГКН 24ГГц (а) та 36ГГц (б) від напруги керування

В якості синтезатора частоти застосовано мікросхему ADF4159 виробництва Analog Devices в режимі з цілочисельним коефіцієнтом ділення (рис. 4.9). За посередництвом мікросмушкового зонду зв'язку сигнал на основній частоті коливань резонатора  $f_0 = 12$  ГГц поступає на вхід синтезатора. Завдяки високій чутливості ADF4159, потужність вхідного сигналу  $f_0 = 12$  ГГц складає  $-13$  дБм, коефіцієнт зв'язку цього тракту з резонатором мінімізовано для запобігання значного впливу на добротність резонатора.

За допомогою мікроконтролера ATtiny15L реєстри синтезатора частоти ADF4159 програмуються для замикання петлі ФАПЧ з цілочисельним коефіцієнтом ділення  $N=240$  на основній частоті коливань генераторів  $f_0 = 12$  ГГц. З метою розширення діапазона керування варакторами до 19В застосовано активний фільтр петлі зі смугою, що складає 5 кГц. В якості опорного генератора застосовано малoshумлячий кварцовий генератор CVHD-950 на частоті 50 МГц. Фото виготовлених макетів синтезаторів приведені на рис. 4.11.

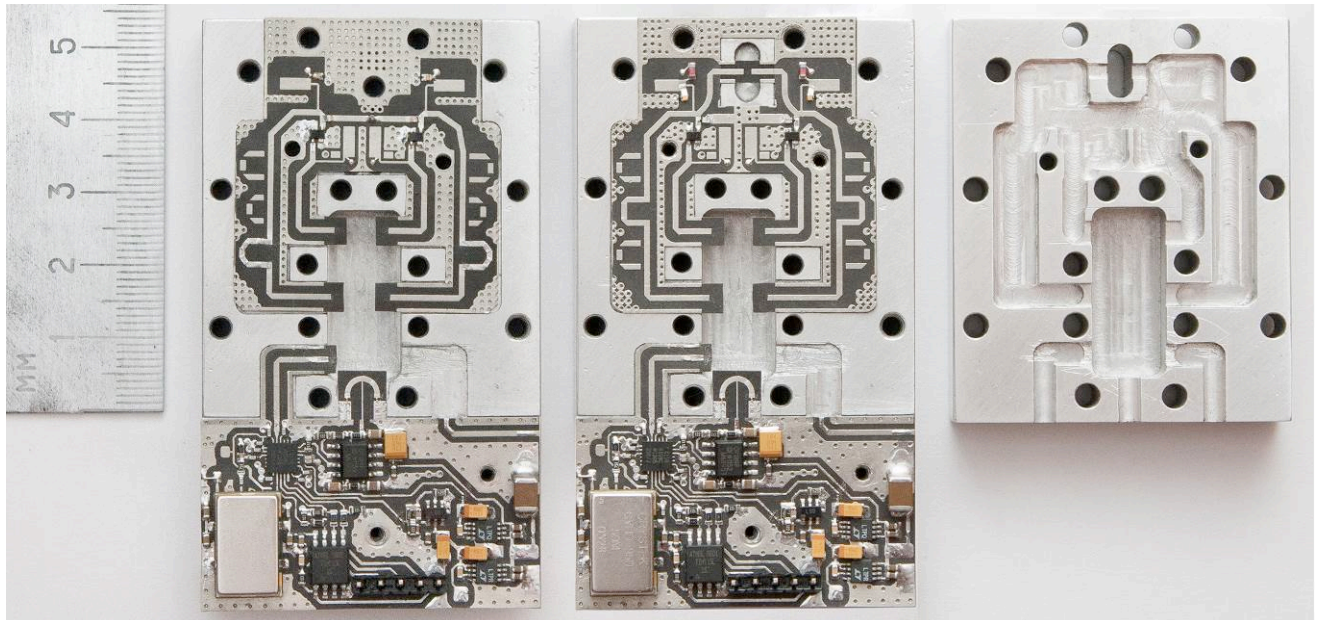


Рисунок 4.11 Макети синтезаторів частоти на основі двотактного та двотактного з виходом на третій гармоніці ГКН

На рис. 4.12 показані результати вимірювань розподілення фазового шуму розроблених синтезаторів частоти з частотою вихідного сигналу 24 ГГц та 36 ГГц. Також показана характеристика на частоті основної моди коливань 12 ГГц. Вимірювання сигналу на 36 ГГц були проведені на аналізаторі спектра Keysight E4448A, сигнал 24 ГГц був вимірюваний на аналізаторі джерел сигналів Keysight E5052B. Для двотактного генератора за класичною схемою з виходом на другій гармоніці 24 ГГц отримані наступні результати:  $-70,2$  дБн/Гц,  $-91$  дБн/Гц,  $-123,5$  дБн/Гц та  $-140,5$  дБн/Гц при відстроюваннях на 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц та 1 МГц відповідно. Для двотактного генератора з виходом на третій гармоніці 36 ГГц отримані наступні результати:  $-67$  дБн/Гц,  $-87,4$  дБн/Гц,  $-107$  дБн/Гц та  $-120$  дБн/Гц при відстроюваннях на 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц та 1 МГц відповідно. Слід відмітити сумісність результатів вимірювань фазового шуму для основної гармоніки 12 ГГц та вихідного сигналу на другій гармоніці 24 ГГц. Які відрізняються на теоретично отримане значення  $20 \cdot \log(24/12) = 6$  дБ. Аналогічна сумісність спостерігається і для шуму генератора з виходом на третій гармоніці 36 ГГц, однак для відстроювань

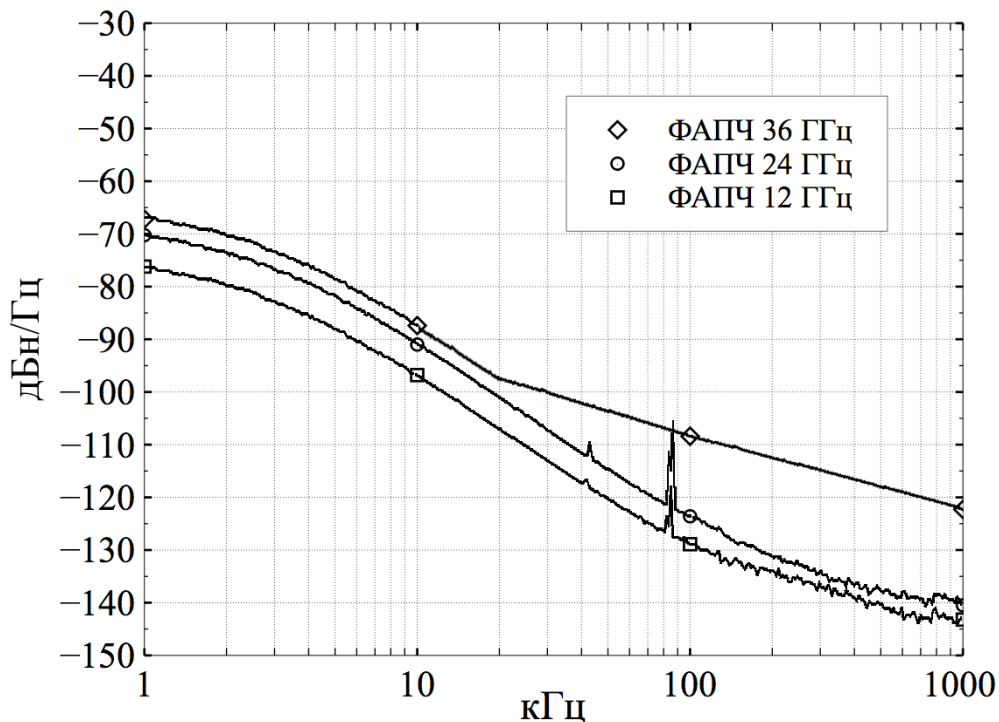


Рисунок 4.12 ФШ вихідних сигналів синтезаторів частоти 24 ГГц та 36 ГГц



від носійної нижче 20 кГц, що пояснюється гіршим порогом чутливості аналізатора спектра E4448A в порівнянні з аналізатором сигналів E5052B.

Отримані характеристики показують погіршення рівня фазового шуму генераторів до 10дБ за рахунок введення варакторного перестроювання частоти, однак покращення цих характеристик в межах смуги петлевого фільтру ФАПЧ в порівнянні з нестабілізованими генераторами дозволяє втримати СКВ фази вихідних коливань на низькому рівні:  $\Theta_{rms} = 0,85^\circ$  для 24 ГГц та  $\Theta_{rms} = 1,3^\circ$  для 36 ГГц. На основній гармоніці 12ГГц СКВ фази склало  $\Theta_{rms} = 0,44^\circ$ . СКВ фази в  $0,85^\circ$  та  $1,3^\circ$  дозволяють використовувати розроблені джерела коливань в складі приймально-передавального обладнання систем зв'язку з типовим каналом передачі цифрових даних (табл.1, підрозділ 1.1) з модуляцією до 8 PSK або 32 QAM.

### **Висновки по четвертому розділу:**

1. Розроблений модуль синтезаторів частоти у сантиметровому діапазоні частот на основі комерційно доступних монолітних інтегральних схем ГКН НМС430 свідчить про можливість застосування таких вузлів в складі сучасних цифрових систем зв'язку. Таким генераторам притаманне посереднє значення  $\Theta_{rms}$ , але застосування петлі з ФАПЧ дозволяє істотно його покращити: досягнутого значення в  $2,06^\circ$  достатньо для забезпечення надійної роботи типового цифрового каналу передачі даних (табл.1, підрозділ 1.1) з модуляцією QPSK.

2. Розроблений модуль синтезаторів частоти у сантиметровому діапазоні частот впроваджено у діючій системі багатостанційного широкосмугового доступу AIDAAS. Застосування розробки дозволило реалізувати серійнопридатну конструкцію трансівера абонента зі зменшеними габаритними розмірами, яка позбавлена необхідності налаштування в процесі випуску.

3. Застосування методу стабілізації частоти ГКН за допомогою петлі з ФАПЧ дозволяє окрім забезпечення високої стабільності частоти вихідного

сигналу зберегти інтегральний рівень фазового шуму без значного погіршення. Нестабілізований двотактний генератор з виходом на третій гармоніці 36 ГГц без варакторного перестроювання характеризується СКВ фази в  $0,84^\circ$ , додавання варакторного перестроювання погіршує СКВ фази до  $2,46^\circ$ , однак зниження рівня фазового шуму в межах смуги фільтра петлі з ФАПЧ покращує результат до  $1,3^\circ$ .

4. Розроблені синтезатори частоти на основі двотактних ГКН з виходом на другій (24 ГГц) та третій (36ГГц) гармоніках є температурно-стабілізованими завершеними серійнопридатними виробами, мають малі рівні інтегральної фазової помилки ( $0,853^\circ$  та  $1,3^\circ$ , відповідно) та можуть бути використані в якості гетеродинів перетворювачів частоти в зовнішніх антенних блоках цифрових систем зв'язку в каналах з методами модуляції до 8-PSK та 32-QAM включно.

## ВИСНОВКИ

1. Розроблений метод об'єднання об'ємних металевих резонансних структур з планарною підкладинкою генератора у двотактному виконанні дозволяє створювати вузли, що поєднують високодобротні резонатори та гібридно-інтегральні схеми у компактних конструкціях генераторів, придатних до випуску методами масового виробництва та досягати значного зниження рівня фазового шуму. Для генератора міліметрового діапазону досягнуто значення СКВ фази вихідного сигналу на рівні  $0,84^\circ$  (фазовий шум  $-96,4$  дБн/Гц при відстроюванні  $10$  кГц від носійної частоти  $36$  ГГц).

2. Запропоноване вдосконалення методу проектування двотактних генераторів шляхом використання в якості корисного вихідного сигналу третьої гармоніки основного коливання дозволяє досягти знижених рівнів фазового шуму двотактних генераторів на упівтора рази вищих частотах. Запропонований метод побудови дозволяє створювати зразки генераторів у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль, які за технологічністю конструкцій перевершують аналоги з подібними рівнями фазового шуму. Базову конструкцію такого генератора захищено патентом України.

3. Розроблено нові резонансні структури зі збільшеними значеннями власної добротності (до  $3000$ ) для побудови двотактних генераторів, на основі яких побудовано нові високотехнологічні конструкції генераторів зі зниженими рівнями фазового шуму у сантиметровому та міліметровому діапазонах довжин хвиль.

4. Запропонований метод розрахунку рівня фазового шуму генераторів, що полягає в поєднанні методів СРЧО та методу гармонічного балансу, характеризується високою точністю, що підтверджено розбіжностями не більше  $\pm 5$  дБ з результатами експериментальних даних.

5. Запропоновані оригінальні конструктивні рішення та проведені їх детальні теоретичні та експериментальні дослідження розширюють та

доповнюють базу відомих елементів для створення технологічних конструкцій генераторів.

6. Розроблені синтезатори частоти на основі двотактних ГКН з виходом на другій (24 ГГц) та третій (36ГГц) гармоніках є температурно-стабілізованими завершеними серійнопридатними виробами, мають малі рівні інтегральної фазової помилки ( $0,853^\circ$  та  $1,3^\circ$ , відповідно) та можуть бути використані в якості гетеродинів перетворювачів частоти в зовнішніх антенних блоках цифрових систем зв'язку в каналах з методами модуляції до 8-PSK та 32-QAM включно.

7. Розроблений модуль синтезаторів частоти у сантиметровому діапазоні частот впроваджено у діючій системі багатостанційного широкосмугового доступу AIDAAS. Застосування розробки дозволило реалізувати серійнопридатну конструкцію трансівера абонента зі зменшеними габаритними розмірами, яка позбавлена необхідності налаштування в процесі випуску.

**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Цвеліх І.С. Малошумлячий синтезатор частоти сантиметрового діапазону довжин хвиль / Цвеліх І.С., Омеляненко М.Ю., Турєєва О.В., Коцержинський Б.О. // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2007. — Вип. 34. — С. 81—85.
2. Цвеліх І.С. Малошумлячий синтезатор частоти діапазону 12 ГГц для приймач-передавача фазоманіпульованих сигналів. / Цвеліх І.С., Омеляненко М.Ю., Коцержинський Б.О. // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2008. — Вип. 36. — С. 80—86.
3. Омеляненко М.Ю. Планарные трансиверы абонентских станций систем широкополосного доступа в Ku- и K- диапазонах / Омеляненко М.Ю., Правда В.И., Туреева О.В., Цвелых И.С. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. — 2012. — Т. 55. — Вип. 2. — С. 3-23.
4. Цвелых И.С. Квазипланарный малошумящий двухтактный генератор K-диапазона с малым уровнем шума, стабилизированный полым резонатором. / И.С. Цвелых // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. — 2014. — Т. 57. — Вип. 9. — С. 55-60.
5. Tsvelykh, I. S. Low cost low phase noise PLL controlled push-push VCOs in K- and Ka- bands, stabilized by cavity resonator / Tsvelykh, I. S., Kotserzhynskiy, B. A. // Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparatobuduv. — 2016. — № 65. — с. 40-50.
6. Патент України на корисну модель UA 55064 U, МПК (2009) H01P 1/00 Малошумлячий транзисторний генератор з виходом на третій гармоніці / Цвеліх І.С.; Омеляненко М.Ю.; Коцержинський Б.О. — u201004092; заявл. 07.04.2010; опубл. 10.12.2010; Бюл. №23.
7. Патент України на корисну модель UA 48389 U, МПК (2009) H01P 1/00 Малошумний транзисторний генератор з виходом на третій гармоніці / Цвеліх І.С.; Омеляненко М.Ю.; Коцержинський Б.О. — u200911138; заявл. 02.11.2009; опубл. 10.03.2010; Бюл. №5.

8. Патент України на корисну модель UA 71356 U, МПК (2012.01) H01P 1/00 Малошумний транзисторний генератор із виходом на третій гармоніці / Цвєлих І.С.; Омеляненко М.Ю. — u201115680; заявл. 30.12.2011; опубл. 10.07.2012; Бюл. №13.
9. Патент України на корисну модель UA 73370 U, МПК (2012.01) H01P 1/00 Малошумний транзисторний генератор з виходом на третій гармоніці / Цвєлих І.С.; Омеляненко М.Ю. — u201201823; заявл. 17.02.2012; опубл. 25.09.2012; Бюл. №18.
10. Цвєлых І.С. Высокодобротные микрополосковые резонаторы для колебательных систем малошумящих транзисторных автогенераторов / Цвєлых І.С., Омеляненко М.Ю. // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2005»: Материалы 1-ой междунар. молодежной научн.-техн. конф. — Севастополь: Изд-во СевНТУ. — 2005. — С. 100.
11. Цвєлых І.С. Анализ схем построения малошумящих генераторов сантиметрового диапазона длин волн / Цвєлых І.С., Омеляненко М.Ю. // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2007»: Материалы 3-й междунар. молодежной научн.-техн. конф. — Севастополь: Изд-во СевНТУ. — 2007. — С. 98.
12. Kotzerzhynskyi B.O. A low phase noise microstrip push-push oscillator with third harmonic output. / Kotzerzhynskyi B.O., Omelianenko M.Y., Tsvelykh I.S. // VII International Conference on Antenna Theory and Techniques. — Lviv: LvivPNU. — 2009. — P. 337—339.
13. Omelianenko M.Y. Low phase noise push-push microstrip oscillator with third harmonic output on basis of SIW resonator / Omelianenko M.Y., Tsvelykh I.S. // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science, XI International Conference. — Lviv: LPNU. — 2012. — P. 487.
14. Tsvelykh I.S. Low Noise Low Cost X-band Cavity Stabilized Oscillator / I.S. Tsvelykh // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science, XII International Conference. — Lviv: LPNU. — 2014. — P. 167.

15. Правда В.І. Розробка принципів побудови та інженерної реалізації гіюриддно-інтегральних малощумлячих генераторів частоти міліметрового діапазону: звіт про науково-дослідну роботу № 2038-п / В.І. Правда, М.Ю. Омеляненко, О.В. Турєєва, О.В. Єжов, І.С. Цвелих; НТУУ “КПІ”.— Київ, 2008.— 196с.
16. Беллами Д.К. Цифровая телефония / Д.К. Беллами; пер. с англ.: Н. В. Бритун, М. В. Ушакова .— Москва: Эко-Трендз, 2004. — 640с.
17. Leeson D.B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum / D.B. Leeson // Proceedings of the IEEE. — 1966. — Vol. 54, Issue 2. — pp. 329-330.
18. Parker T.E. Characteristics and Sources of Phase Noise in Stable Oscillators / T.E. Parker // Proc. 41st Annual Frequency Control Symp. — 1987.— pp. 99-110.
19. Everard J.K.A. A Review of Low Noise Oscillator: Theory and Design / J.K.A. Everard // Proc. IEEE Int. Frequency Control Symp. — 1997. — pp. 909-918.
20. Jankovic M. Measuring Transistor Large-Signal Noise Figure for Low-Power and Low-Noise Oscillator Design / M. Jankovic, J. Breitbarth, A. Brannon, Z. Popovic // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — Vol.56. — No.7. — 2008. — pp.1511-1515.
21. Heymann P. Improved Noise Model for MESFETs and HEMTs in Lower Gigahertz Frequency Range / P. Heymann, H. Prinzler // Electronics Letters.— Vol.28.— 1992.— pp.611-612.
22. Escotte L. Noise Modeling of Microwave Heterojunction Bipolar Transistors / L. Escotte, J.-P. Ronx, R. Plana, J. Graffenil, A. Gruhle // IEEE Trans. Electron. Devices. — Vol. ED-42.— 1995.— pp.883-889.
23. Cressler J. D. SiGe HBT technology: A new contender for Si-based RF and microwave circuit applications / J. D. Cressler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 46.— 1998.— pp. 572-589.

24. Russer P. Si and SiGe millimeter-wave integrated circuits / P. Russer // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 46.— 1998.— pp. 590-603.
25. Chenakin A. Phase noise reduction in microwave oscillators / A. Chenakin // Microwave Journal.— No. 10— 2009.— pp. 124-140.
26. Vitusevich S.A. Design and characterization of an all-cryogenic low phase-noise sapphire K-band oscillator for satellite communication / S.A. Vitusevich, K. Schieber, I.S. Ghosh, N. Klein, M. Spinnler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 2003.— Vol. 51, Issue 1.— pp. 163-169.
27. Kurokawa K. Some Basic Characteristic of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits / K. Kurokawa // Bell Syst. Techn. Journal.— Vol.48.— 1969.— pp.1937-1955.
28. Kurokawa K. Noise in Synchronized Oscillators / K. Kurokawa // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol.16.— 1968.— pp.234-240.
29. Мигулин В.В. Основы теории колебаний / В.В. Мигулин, В.И. Медведев, Е.Р. Мустель, В.Н. Парыгин.— М.: Наука.— 1988.— 329 с.
30. Hausson G.H.B., Lundstrom K.I. Stability Criteria for Phase-Locked Oscillators / G.H.B. Hausson, K.I. Lundstrom // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 20.— 1972.— pp. 641-645.
31. Abe H. A Highly Stabilized Low Noise GaAs FET Integrated Oscillator with a Dielectric Resonator in the C-Band / H. Abe, Y. Takayama, A. Higashisaka, H. Takamizawa // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 26.— 1978.— pp. 156-162.
32. Abe H. A GaAs MESFET Oscillator Quasi-Linear Design Method / H. Abe // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 34.— 1986.— pp.19-25.
33. Debney B.T. A Theory of Noise in GaAs FET Microwave Oscillators and Its Experimental Verification / B.T. Debney, J.S. Joshi // IEEE Transactions on Electron Devices.— Vol. 30.— 1983.— pp.769-775.



34. Siweris H.J. Analysis of Noise Upconversion in Microwave FET Oscillators / H.J. Siweris, B. Shiek // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 33.— 1985.— pp.223-242.
35. Rohdin H. A Study of the Relation Between Device Low-Frequency Noise and Oscillator Phase Noise for GaAs MESFETs / H. Rohdin, C.-Y. Su, C. Stolte // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 1984.— pp. 267-271.
36. Mehrshahi E. An Analytical Approach in Calculation of Noise Spectrum in Microwave Oscillators Based on Harmonic Balance / E. Mehrshahi, F. Farzaneh // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 48.— 2000.— pp. 822-831.
37. Sancho S. Phase and Amplitude Noise Analysis in Microwave Oscillators Using Nodal Harmonic Balance / S. Sancho, A. Suarez, F. Ramírez // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 55, Issue 7.— 2007.— pp. 1568-1583.
38. Ver Hoeye S. Techniques for oscillator nonlinear optimization and phase-noise analysis using commercial harmonic-balance software / S. Ver Hoeye, A. Suarez, J. Portilla // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— Vol. 1.— 2000.— pp. 95-98.
39. Moon B.-T. Design of Low Phase-Noise Oscillator Based on a Hairpin-Shaped Resonator Using Composite Right/Left-Handed Transmission Line / B.-T. Moon, N.-H. Myung // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.— Vol. 24, Issue 1.— 2014.— pp. 44-46.
40. Chen Z. Design of High-Q Tunable SIW Resonator and Its Application to Low Phase Noise VCO / Z. Chen, W. Hong, J. Chen, J. Zhou // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.— Vol. 23, Issue 1.— 2013.— pp. 43-45.
41. Ang K.S. Transmission-line Stabilized Monolithic Oscillators / K.S. Ang, M.J. Underhill, I.D. Robertson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 49.— 2001.— pp.395-398.

42. Ang K.S Balanced Monolithic Oscillators at K- and Ka-Band / K.S. Ang, M.J. Underhill, I.D. Robertson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 48.— 2000.— pp.187-193.
43. Yabuki H. New Type of Push-Push Oscipliers for the Frequency Synthesizer / H. Yabuki, M. Sagawa, M. Makimoto // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 1992.— pp.1085-1087.
44. Lu Shih-Lin, Ferendeci A.M. Varactor Tuned Ring Resonator Microwave Oscillator / Shih-Lin Lu, A.M. Ferendeci // Electronics Letters.— Vol. 32.— pp.46-48.
45. Hosoya K. A Low Phase Noise 38 GHz HBT MMIC Oscillator Utilizing Novel Transmission Line Resonator / K. Hosoya, S. Tanaka, Y. Amamiya // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 2000.— pp. 47-50.
46. Huang G. A 94 GHz Wide Tuning Range SiGe Bipolar VCO Using a Self-Mixing Technique / G. Huang, V. Fusco // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.— Vol. 21, Issue 2.— 2011.— pp. 86 – 88.
47. Sinnesbichler F. X. Hybrid millimeter-wave push-push oscillators using silicon-germanium HBTs / F. X. Sinnesbichler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 51, Issue 2.— 2003.— pp. 422-430.
48. Wanner R. Monolithically Integrated SiGe Push-Push Oscillators in the Frequency Range 50-190 GHz / R. Wanner, R. Lachner, G.R. Olbrich // IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications.— 2006.— pp. 26-30.
49. Kuylenstierna D. Design of Low Phase-Noise Oscillators and Wideband VCOs in InGaP HBT Technology / D. Kuylenstierna, S. Lai, B. Mingquanao, H. Zirath // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 60, Issue 11.— 2012.— pp. 3420-3430.
50. Hosoya K. A Low-Noise 18-GHz HBT Oscillators Utilizing a  $(\lambda/4\pm\delta)$  Open Stub Resonator / K. Hosoya, S. Tanaka, Y. Amanmiya, T. Niva, H. Shimawaki // Proc. 1999 Asia-Pacific Microwave Conf.— 1999.— pp. 64-67.

51. Rudolph M. An HBT Noise Model Valid Up to Transit Frequency / M. Rudolph, R. Doerner, L. Klapproth, P. Hoyemann // IEE Electron Device Letters.— Vol. 20.— 1999.— pp.24-26.
52. Mingquan B. A 25-GHz Ultra-Low Phase Noise InGaP/GaAs HBT VCO/ B. Mingquan, L. Yinggang, H. Jacobsson // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.— Vol. 15, Issue 11.— 2005.— pp. 751-753.
53. Nakamura T. A Low-Phase-Noise Low-Power 27-GHz SiGe-VCO using Merged-Transformer Matching Circuit Technique / T. Nakamura, T. Masuda, K. Washio, H. Kondoh. // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 3-5 June 2007.— Honolulu, USA.— 2007.— pp. 413-416.
54. Chen Yi-Jan E. A Low Power Ka-Band SiGe HBT VCO Using Line Inductors / Emery Chen Yi-Jan, Lance Kuo Wei-Min, Lee Jongsoo et al. // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 6-8 June 2004.— Honolulu, USA.— 2004.— pp. 587-590.
55. Chi-Hsein L. A Q-band Low Phase Noise Voltage Controlled Oscillator Using Balanced  $\pi$ -Feedback in 2- $\mu$ m GaAs HBT Process / Lin Chi-Hsein, Liang Kung-Hao, Chang Hong-Yeh et al. // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 3-5 June 2007.— Honolulu, USA.— 2007.— pp. 119-122.
56. Lin J. Ka-band monolithic InGaAs/InP HBT VCO's in CPW structure / J. Lin, Y.K. Chen, D.A. Humphrey, R.A. Hamm et al. // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.— Vol. 5, Issue 11.— 2004.— pp. 379-381.
57. Li H. Millimeter-wave VCOs with wide tuning range and low phase noise, fully integrated in a SiGe bipolar production technology / H. Li, H.M. Rein // IEEE Journal of Solid-State Circuits.— Vol. 38, Issue 2.— 2003.—pp. 184-191.
58. Bao M. A 21.5/43-GHz dual-frequency balanced Colpitts VCO in SiGe technology / M. Bao, Y. Li, H. Jacobsson // IEEE Journal of Solid-State Circuits.— Vol. 39, Issue 8.— 2004.— pp. 1352-1355.
59. Coi J. Design of Push-Push and Triple-Push Oscillators for Reducing 1/f Noise Upconversion / Coi J., Mortazawi A. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 53, Issue 11.— 2005.— pp. 3407-3414.

60. Chu A.S. An Osciplier Up to K-Band Using Dual-Gate GaAs MESFET / A.S. Chu, P.T. Chen // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 1980.
61. Верещагин Е.М. Транзисторно-варакторные генераторы / Е.М. Верещагин, А.П. Волошин, Ю.Г. Никитенко; под ред. Ю.Г. Никитенко.— К.: Техника.— 1979.— 175 с.
62. Chang H.-C. Phase Noise in Coupled Oscillators / H.-Chia Chang, Cao Xudong, U.K. Mishra, R.A. York // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 45, Issue 5.— 1997.— pp. 604-615.
63. Schlosser W.O. Noise in Mutually Synchronized Oscillators / W.O. Schlosser // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 16.— 1968.— pp.732-737.
64. Chang H.-C. Phase Noise in Externally Injection-Locked Oscillator Arrays / Chang H.-Chia, Cao X., Vanghan V.M., Mishra U.K., York R.A // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 16.— 1968.— pp. 2035-2042.
65. Pavio A.M. A 20-40 GHz Push-Push Dielectric Resonator Oscillator / A.M. Pavio, M.A. Smith // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 33, Issue 12.— 1985.— pp. 1346-1349.
66. Chang H.-Y. A 22 GHz Ultra Low Phase Noise Push-Push Dielectric Resonator Oscillator Using MMICs / Chang Hong-Yeh, Wang Huei, Wang Yu-Chi et al. // 12th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium, 11-12 October 2004.— Amsterdam, The Netherlands, 2004.— pp. 33-36.
67. Gravel J.F. On the Conception and Analysis of a 12 GHz Push-Push Phase-Locked DRO / J.F. Gravel, J.S. Wight // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 54.— 2006.— pp.153-159.
68. Pavio A.M. A 20-40 GHz Push-Push Dielectric Resonator Oscillator / A.M. Pavio, M.A. Smith // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 33, Issue 12.— 1985.— pp. 1346-1349.

69. Sinnesbichler F.X. A Si/SiGe HBT Dielectric Resonator Push-Push Oscillator at 58 GHz / F.X. Sinnesbichler, B. Hautz, G.R. Olbrich // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.— Vol. 10.— 2000.— pp.145-147.
70. Dussopt L. A Low Phase Noise Silicon 9 GHz VCO and an 18 GHz Push-Push Oscillator / L. Dussopt, D. Guillois, G. Rebeiz // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 2002.— pp. 695-698.
71. Choi J. Low phase noise push-push VCO using microstrip square open loop multiple split ring resonator and rat race coupler / Jaewon Choi, Chulhun Seo // Asia Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC).— 2010.— pp. 394-397.
72. Xiao H. A Low Phase Noise Ku-Band Push-Push Oscillator Using Slot Ring Resonator / H. Xiao, T. Tanaka, M. Aikawa // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 2004.— pp. 1333-1336.
73. Wang T.-P. A 30-GHz Low-Phase-Noise 0.35 $\mu$ m CMOS Push-Push Oscillator Using Micromachined Inductors / Wang To-Po, Liu Ren-Chieh, Chang Hong-Yeh et al. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 11-16 June 2006.— San Francisco, USA.— 2006.— pp. 569-572.
74. Siriburanon T. A 20 GHz push-push voltage-controlled oscillator for a 60 GHz frequency synthesizer / T. Siriburanon, T. Sato, A. Musa, W. Deng, K. Okada, A. Matsuzawa // Asia Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC).— 2012.— pp. 205-207.
75. Wang T.-P. A low-power low-phase-noise wide-tuning-range 60-GHz voltage-controlled oscillator in 0.18- $\mu$ m CMOS / To-Po Wang // International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC).— 2011.— pp. 1-2.
76. Wang T.-P. A fully integrated W-band push-push CMOS VCO with low phase noise and wide tuning range / To-Po Wang // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control.— Vol. 58, Issue 7.— 2011.— pp. 1307-1319.

77. Kao H.-L. Low phase noise V-band push-push voltage controlled oscillator using 0.15  $\mu\text{m}$  GaAs pseudomorphic high electron-mobility transistor technology / H.-L. Kao, S.P. Shih, C.S. Yeh // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*.— Vol. 6, Issue 6.— 2012.— pp. 653-657.
78. Chang H.-Y. K-Band CMOS Differential and Quadrature Voltage-Controlled Oscillators for Low Phase-Noise and Low-Power Applications / Hong-Yeh Chang, Yuan-Ta Chiu // *IEEE Transactions on Volume Microwave Theory and Techniques*.— Vol. 60, Issue: 1.— 2012.— pp. 46-59.
79. Hyun A.-S. K-Band Hair-pin Resonator Oscillators / Hyun Au-Sun, Kim H.-S., Park J.-Y., Kim J.-H., et al. // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*.— 1999.— pp. 1-4.
80. Jonghoon C. Design of Push-Push and Triple-Push Oscillators for Reducing 1/f Noise Upconversion / C. Jonghoon, A. Mortazawi // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.— Vol. 53, Issue 11.— 2005.— pp. 3407-3414.
81. Wang T.P. Phase-Noise Reduction of X-Band Push-Push Oscillator with Second-Harmonic Self-Injection Techniques / T.P. Wang, Z.M. Tsai, K.J. Sun, H. Wang // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.— Vol. 55.— 2007.— pp. 66-77.
82. Bianchini M.J. A Single-Resonator GaAs FET Oscillator with Noise Degeneration / M.J. Bianchini, J.B. Cole, R. Dibiase, Z. Galant, R.W. Laton, R.C. Waterman // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*.— 1984.— pp.270-273.
83. Schallner M. Adjustment of a Temperature Compensated Ka-Band Ring Resonator VCO Using Fully Automated Laser-Trimming / M. Schallner, W. Konrath. // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*.— 2001.— pp. 2179-2182.
84. Piernas B. A compact and Low-Phase-Noise Ka-Band pHEMT-Based VCO / B. Piernas, K. Nishikawa, T. Nakagawa, K. Araki. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.— 2003.— Vol. 51, Issue 3.— pp. 778-783.

85. Ikematsu H. A 40 GHz-band Fully Monolithic VCO with a One-Wave Length Microstrip Resonator for Accurate Oscillation Frequency / H. Ikematsu, K. Kawakami, T. Katoh, K. Itoh // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2-7 June 2002.— Seattle, USA.— Vol. 2.— 2002.— pp. 843-846.
86. Lan X. A Q-Band Low Phase Noise Monolithic AlGaIn/GaN HEMT VCO / X. Lan, M. Wojtowicz, I. Smorchkova et al. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.— Vol. 16, Issue 7.— 2006.— pp. 425-427.
87. Ito M. A 30 GHz-band Oscillator Coupled with a Dielectric Resonator Using Flip-Chip Bonding Technique / M. Ito, K. Maruhashi, S. Kishimoto et al. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— Vol. 3.— 2004.— pp. 1995-1998.
88. Ильченко М.Е. Диэлектрические резонаторы / М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятыхшев.— М.: Радио и связь.— 1989.— 328 с.
89. Горевой А. Выбор генераторов для построения маломощных СВЧ-синтезаторов / А. Горевой // Компоненты и технологии.— №6.— 2012.— стр. 12-17.
90. Wenger J. Ka- and W-Band PM-HFET DRO's / J. Wenger, U. Guttich // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.— Vol. 3, Issue 6.— 1993.— pp. 191-193.
91. Keller M.G. A Single-Chip Coplanar 0.8- $\mu$ m GaAs MESFET K/Ka-Band DRO / M.G. Keller, A.P. Freundorfer, Y.M.M. Antar // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.— Vol. 9, Issue 12.— 1999.— pp. 526-528.
92. Hamed K.W. A 26 GHz Integrated Differential DRO Implemented Using SiGe-HBT Technology / K.W. Hamed, A.P. Freundorfer, Y.M.M. Antar // IEEE MTT-S International Microwave Symposium.— 2007.— pp. 657-660.
93. Wagemans A. A 3.5 mW 2.5 GHz diversity receiver and a 1.2 mW 3.6 GHz VCO in silicon-on-anything / A. Wagemans // IEEE Digest of Technical International Solid-State Circuits Conference.— 1998.— pp. 250-251.

94. Niu G. Noise in SiGe HBT RF Technology: Physics, Modeling, and Circuit Implications / G. Niu // Proceedings of the IEEE.— Vol. 93, Issue 9.— 2005.— pp. 1583-1597.
95. Gilmore R. Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems. Volume II. Active Circuits and Systems / R. Gilmore, L. Besser.— Boston: Artech House microwave library.— 2003.— 592p.
96. Sinnesbichler F.X. A 38-GHz push-push oscillator based on 25-GHz fT BJT's / F.X. Sinnesbichler, H. Geltinger, G.R. Olbrich // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.— Vol. 9, Issue 4.— 1999.— pp. 151-153.
97. Jimenez J.J. Experimental Q factors of three types of microstrip resonators / J.J. Jimenez, J.J. Guijarro // Revue de Physique Appliquee.— Vol. 8, Issue 3.— 1973.— pp. 279-282.
98. Hammerstad E. Accurate Models for Microstrip Computer-aided Design / E. Hammerstad, O. Jensen // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 1980.— pp. 407-409.
99. Wu K. The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics / K. Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi // 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service.— Vol. 1.— 2003.
100. Rayas-Sanchez J.E. A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions / J. E. Rayas-Sanchez, V. Gutierrez-Ayala // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 2008.— pp. 983-986.
101. Cassivi Y. Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity / Y. Cassivi, K. Wu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.— Vol. 13, Issue 2.— 2003.— pp. 48-50.
102. A Low Phase-Noise VCO Using an Electronically Tunable Substrate Integrated Waveguide Resonator / Fan Fan He, Ke Wu, Wei Hong, Liang Han et. al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 58, Issue 12.— 2010.— pp. 3452-3458.



103. Pozar D.M. Microwave Engineering, 4th Edition / D.M. Pozar.— John Wiley & Sons.— 2012.— 720 p.
104. Chenakin A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product / A. Chenakin.— Artech House Microwave Library.— 2011.— 214 p.
105. Khanna A.P.S. State of the Art in Microwave VCOs / A.P.S. Khanna // Microwave Journal.— 2015.— No.5.— pp. 22-44.
106. Dutta P. Low frequency fluctuations in solids: 1/f noise / P. Dutta, P. M. Horn // Reviews of Modern physics.— 1981.— Vol. 53, Issue 3.— pp. 497–516.
107. Розанов Ю.А. Стационарные случайные процессы / Ю.А. Розанов.— М.: Наука.— 1990.— 272 с.
108. AT41511: General Purpose, Low Noise NPN Silicon Bipolar Transistors [электронный ресурс] .— Режим доступа: <https://www.modelithics.com/models/Vendor/Avago/AT-41533.pdf>
109. BFU730F: NPN wideband silicon germanium RF transistor [электронный ресурс] .— Режим доступа: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BFU730F.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BFU730F.pdf)
110. Van der Toorn R. The Mextram Bipolar Transistor Model. Level 504.7 / R. Van der Toorn, J.C.J. Paasschens, W.J. Kloosterman // Delft University of Technology.— 2008.— [электронный ресурс].— Режим доступа: [http://www.nxp.com/wcm\\_documents/models/bipolar-models/mextram/mextramdefinition\\_504.7.pdf](http://www.nxp.com/wcm_documents/models/bipolar-models/mextram/mextramdefinition_504.7.pdf)
111. AN11006: Single stage 2.3\_2.7GHz LNA with BFU730F [электронный ресурс] .— Режим доступа: [http://www.nxp.com/documents/application\\_note/AN11006.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11006.pdf)
112. AN122: Infineon's BFP740F Ultra Low Noise RF Transistor in 2.33 GHz SDARS Low Noise Amplifier Application [электронный ресурс] .— Режим доступа: <http://www.infineon.com/dgdl/AN122.pdf?fileId=db3a304314dca3890114f3dd28db0681>
113. Maas S. Nonlinear Microwave and RF Circuits, 2nd edition / S. Maas.— Artech House Microwave Library.— 2003.— 582 p.

114. Mextram models [электронный ресурс] .— Режим доступа: <http://www.nxp.com/products/software-and-tools/models-and-test-data/compact-models-simkit/bipolar-models/mextram:MEXTRAM>
115. Nelson C.W. Ultra-low Noise Cavity-stabilized Microwave Reference Oscillator Using an Air-dielectric Resonator / C.W. Nelson, D.A. Howe and A. Gupta // Proceedings of the 36th Annual PTTI Meeting.— 2004.— pp. 173-178.
116. Tobar M. High Q Whispering Gallery Traveling Wave Resonators for Oscillator Frequency Stabilization / M. Tobar, E. Ivanove, P. Blondy, D. Cros, P.Guillon // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.— Vol. 47, Issue 2.— 2000.— pp. 421-426.
117. Montress G. Extremely Low Phase-noise SAW Resonators and Oscillators: Design and Performance / G. Montress, T. Parker, M. Loboda and M. Greer // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control.— Vol. 35, Issue 6.— 1988.— pp. 657-667.
118. Llopis O. Ultra low phase noise sapphire-SiGe HBT oscillator / O. Llopis, G. Cibiel, Y. Kersale, M. Regis, M. Chaubet, V. Giordano // IEEE Microwave and Wireless Components Letters.— Vol. 12, Issue 5.— 2002.— pp. 157-159.
119. Vitusevich S.A. Design and characterization of an all-cryogenic low phase-noise sapphire K-band oscillator for satellite communication / S.A. Vitusevich, K. Schieber, I.S. Ghosh, N. Klein, M. Spinnler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 51, Issue. 1.— 2003.— pp. 163-169.
120. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование / В. Манасевич.— М.: Связь.— 1979.— 384 с.
121. Шапиро Д.Н. Основы теории синтеза частот / Д.Н. Шапиро, А.А.. Паин.— М.: Радио и связь.— 1981.— 264 с.
122. Ohira T. MMIC 14-GHz VCO and Miller Frequency Divider for Low-Noise Local Oscillators / T. Ohira, T. Hiraoka, H. Kato // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— Vol. 35, Issue 7.— 1987.— pp. 657-662.
123. 18 to 23 GHz phase locked oscillators / Gamma Microwave Inc. // Microwave Journal.— Vol. 31, Issue 1.— 1988.— pp. 168-170.

124. Jingfu B. Low noise W-band phase locked loops / Bao Jingfu, Ho Songbai, Shi Yue, Wang Yu // Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings.— Vol. 1, Issue 2-5.— 1997.— pp. 321-324.
125. Bianchi G. Phase-Locked Loop Synthesizer Simulation / G. Bianchi.— McGraw Hill.— 2005.— 229p.
126. Banerjee D. PLL performance simulation and design, 5th Edition / D. Banerjee.— 2017.— 497 p. [электронный ресурс].— Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/ml/snaa106a/snaa106a.pdf>.
127. AIDAAS system [электронный ресурс].— Режим доступа: <http://linkstar.com.ua/ua/projects/aidaas>.

**ДОДАТОК А****РОЗРАХУНОК ФАЗОВОГО ШУМУ ДВОПЕТЛЕВОЇ СХЕМИ З ФАПЧ**

## А.1 Розрахунок основної петлі синхронізації з ФАПЧ трансівера абонента системи AIDAAS

Значення частот опорного кварцевого генератора ГК85ТС та опорного кварцевого ГКН АСТ8MSV4, становлять (рис. 4.4):  $f_{REF1} = 10$  МГц,  $f_{REF2} = 162$  МГц.

Виходячи з міркувань забезпечення мінімального рівня фазового шуму детектора в межах смуги пропускання петлі, частоту порівняння обрано такою, що забезпечить найменші можливі цілочисельні значення коефіцієнтів ділення подільників:

- частота порівняння  $f_{PD1} = 2$  МГц;
- коефіцієнт ділення подільника частоти опорного тракту  $R_1 = 5$ ;
- коефіцієнт ділення подільника частоти головного тракту

$$N_1 = \frac{f_{REF2}}{f_{PD1}} = \frac{162}{2} = 81.$$

В середовищі MathCAD проведено розрахунки номінальних значень компонентів фільтра (рис. 4.3) виходячи з наступних даних:

- співвідношення постійних часу петлевого фільтра  $T3$  до  $T1$  обрано  $T31=0.5$ ;
- коефіцієнт перестроювання ГКН  $K_{VCO1} = 4,8$  кГц/В;
- коефіцієнт передачі фазового детектора  $K_{\phi 1} = 5$  мА/рад;
- нормований рівень порогового значення фазового шуму детектора  $Pn_{1Hz} = -219$  дБн/Гц ;
- смуга пропускання фільтра  $f_c = 500$  Гц;
- для запобігання виникнення автоколивань в петлі ФАПЧ, фільтр проектується таким чином, щоб фаза коефіцієнта передачі петлі на частоті зрізу фільтра  $f_c$  відрізнялась від  $180^\circ$  на деяку величину, тому  $\varphi = 60 \frac{\pi}{180}$  рад;
- гама-параметр, що разом зі значеннями  $\varphi$  та  $f_c$  впливає на час перестроювання петлі  $\gamma = 0,7$ .

Звертаючись до методики розрахунку петлевого фільтра, викладеної в [120], по заданим полосі пропускання фільтра  $f_c = 15$  кГц та запасу по фазі  $\varphi = 60^\circ$  для фільтра третього порядку знайдено сталі часу  $T1, T2, T3$ :

$$\omega c = 2 \cdot \pi \cdot f_c,$$

$$T1 = \frac{\sec(\varphi) - \tan(\varphi)}{\omega c \cdot (1 + T31)}, \quad T1 = 5,686 \cdot 10^{-5} \text{ с},$$

$$T3 = T1 \cdot T31, \quad T3 = 2,843 \cdot 10^{-5} \text{ с},$$

$$T2 = \frac{\gamma}{\omega c^2 \cdot (T1 + T3)}, \quad T2 = 8,316 \cdot 10^{-4} \text{ с}.$$

Для переходу від сталих часу до номінальних значень компонентів фільтра, визначено коефіцієнти  $A0, A1, A2$ :

$$A0 = C1 + C2 + C3,$$

$$A1 = C1R1 \cdot (C2 + C3) + C3R2 \cdot (C1 + C2),$$

$$A2 = C1 \cdot C2 \cdot R1 \cdot C3 \cdot R2.$$

Для пасивного фільтра коефіцієнт  $A0$  дорівнює повній ємності фільтра та визначається за формулою:

$$A0 = \frac{K_{phi} \cdot K_{VCO}}{\omega c^2 \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega c^2 \cdot T2^2}{(1 + \omega c^2 \cdot T1^2) \cdot (1 + \omega c^2 \cdot T3^2)}}, \quad A0 = 8,234 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}.$$

$A1$  та  $A2$ :

$$A1 = A0 \cdot (T1 + T3); \quad A1 = 7,023 \cdot 10^{-12};$$

$$A2 = A0 \cdot T1 \cdot T3; \quad A2 = 1,331 \cdot 10^{-16}.$$

Номінальні значення компонентів фільтра:

$$C2 = \frac{A2}{T2^2} \cdot \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{T2}{A2} \cdot (T2 \cdot A0 - A1)} \right), \quad C2 = 3,969 \cdot 10^{-9} \text{ Ф},$$

$$C3 = \frac{-T2^2 \cdot C1^2 + T2 \cdot A1 \cdot C1 - A2 \cdot A0}{T2^2 \cdot C1 - A2}, \quad C3 = 5,076 \cdot 10^{-10} \text{ Ф},$$

$$C1 = A0 - C2 - C3, \quad C1 = 7,786 \cdot 10^{-8} \text{ Ф},$$

$$R1 = \frac{T2}{C2}, \quad R1 = 1,068 \cdot 10^4 \text{ Ом},$$

$$R2 = \frac{A2}{C2 \cdot C3 \cdot T2}, \quad R2 = 7,946 \cdot 10^4 \text{ Ом}.$$

Згідно ряду номінальних значень компонентів E24 обрано найближчі значення:  $C1=82$  нФ,  $C2=3,9$  нФ,  $C3=510$  пФ,  $R1=11$  кОм,  $R2=82$  кОм.

Коефіцієнт передачі фільтра петлі визначається виразом:

$$Z(s) = \frac{1 + s \cdot C1 \cdot R1}{s \cdot (A2 \cdot s^2 + A1 \cdot s + A0)}$$

Згідно з виразами (4.8) - (4.13) та розрахованими значеннями елементів фільтра петлі визначено рівень фазового шуму вихідного сигналу основної петлі синхронізації. На рис. А.1 побудовано характеристику  $L_{PLL}$  на фоні усіх її складових.

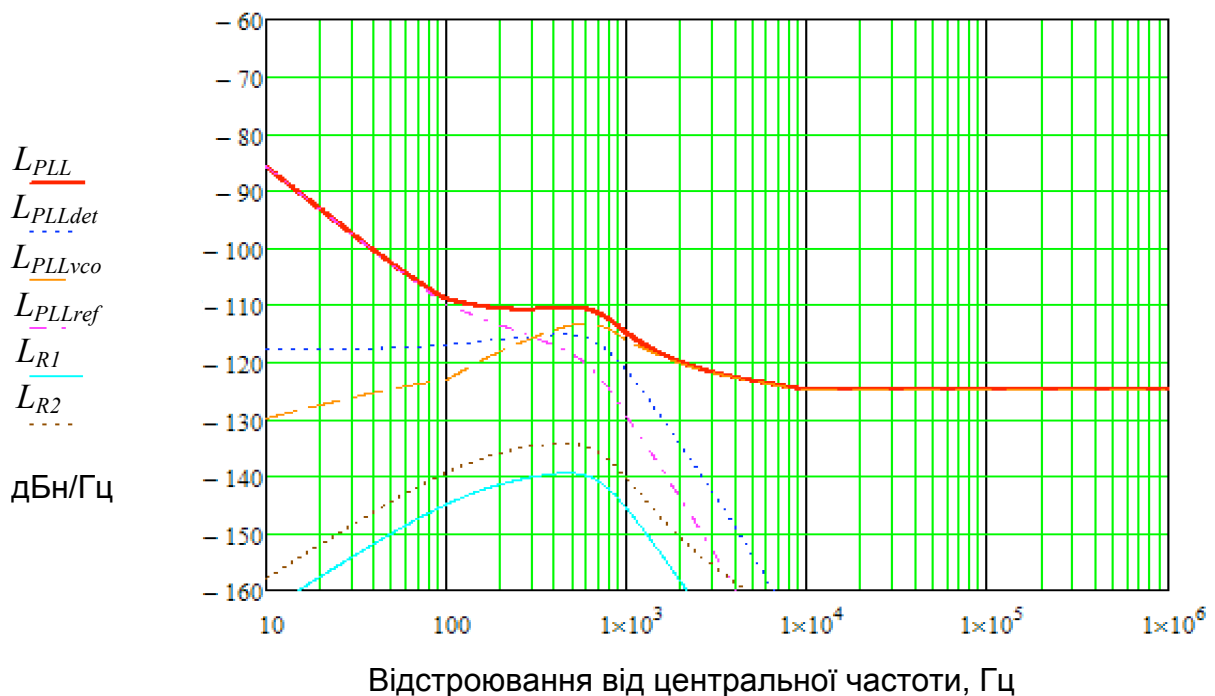


Рисунок А.1 – СЦПФШ вихідного сигналу основної петлі з ФАПЧ на частоті  $f_{REF2} = 162$  МГц, як сума складових.

## А.2 Розрахунок вторинної петлі синхронізації з ФАПЧ тракту приймача трансівера абонента системи AIDAAS

Значення частоти вихідного сигналу основної петлі з ФАПЧ, що слугує опорним сигналом синхронізації для вторинних петель з ФАПЧ трактів передавача та приймача трансівера абонента системи AIDAAS становить  $f_{REF2} = 162$  МГц (рис. 4.4). Частота вихідного сигналу вторинної петлі приймача становить  $f_{0RX} = 4954,5$  МГц, та після помножувача частоти на два приймає значення  $2f_{0RX} = 9909$  МГц. Нижче приведений розрахунок фазового шуму сигналів на частотах  $f_{0RX}$  та  $2f_{0RX}$ .

Частота порівняння, що забезпечить найменші можливі цілочисельні значення коефіцієнтів ділення подільників:

- частота порівняння  $f_{PD2} = 4,5$  МГц;
- коефіцієнт ділення подільника частоти опорного тракту  $R_2 = 36$ ;
- коефіцієнт ділення подільника частоти головного тракту

$$N_1 = \frac{f_{0RX}}{f_{PD2}} = \frac{4954,5}{4,5} = 1101.$$

В середовищі MathCAD проведено розрахунки номінальних значень компонентів фільтра (рис. 4.3) виходячи з наступних даних:

- $T_{31} = 0,5$ ;
- коефіцієнт перестроювання ГКН  $K_{VCO2} = 150$  МГц/В;
- коефіцієнт передачі фазового детектора  $K_{\phi 1} = 5$  мА/рад;
- нормований рівень порогового значення фазового шуму детектора

$$Pn_{1Hz} = -219 \text{ дБн/Гц};$$

- смуга пропускання фільтра  $f_c = 25$  кГц;

$$-\varphi = 60 \frac{\pi}{180} \text{ рад};$$

- $\gamma = 0,7$ .



Звертаючись до методики розрахунку петлевого фільтра, викладеної в [120], знайдемо сталі часу:  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ .

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c; \quad T_1 = 1,338 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \quad T_3 = 6,691 \cdot 10^{-7} \text{ с}; \quad T_2 = 1,413 \cdot 10^{-5} \text{ с}.$$

Коефіцієнти  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ :

$$A_0 = 8,234 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}; \quad A_1 = 7,023 \cdot 10^{-12}; \quad A_2 = 1,331 \cdot 10^{-16}.$$

Номинальні значення компонентів фільтра:

$$C_2 = 4,361 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}; \quad C_3 = 5,696 \cdot 10^{-10} \text{ Ф}; \quad C_1 = 6,049 \cdot 10^{-8} \text{ Ф};$$

$$R_1 = 233,634 \text{ Ом}; \quad R_2 = 1,668 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Згідно ряду номінальних значень компонентів E24, найближчі значення елементів фільтра:  $C_1=62 \text{ нФ}$ ;  $C_2=4,3 \text{ нФ}$ ;  $C_3=560 \text{ пФ}$ ;  $R_1=240 \text{ Ом}$ ;  $R_2=1,6 \text{ кОм}$ .

На рис. А.2 показані результати розрахунку за виразами (4.8) - (4.13) фазового шуму вихідного сигналу вторинної петлі з ФАПЧ тракту приймача трансівера абонента системи AIDAAS.

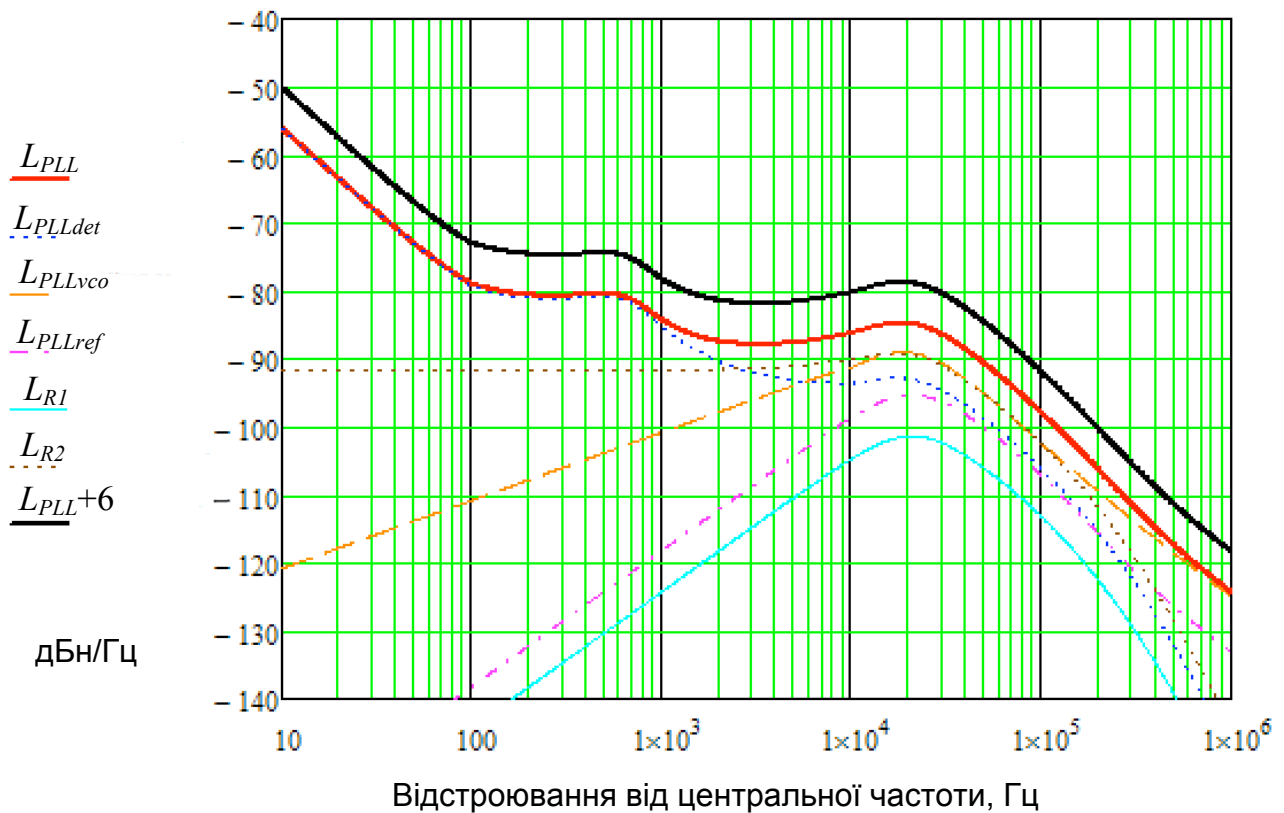


Рисунок А.2 – СЦПФШ вихідного сигналу вторинної петлі з ФАПЧ на частоті  $f_{ORX} = 4954,5 \text{ МГц}$  ( $L_{PLL}$  та її складові), та на подвоєній частоті  $2f_{ORX} = 9909 \text{ МГц}$  ( $L_{PLL}+6$ ).

**ДОДАТОК Б**  
**АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ**

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор ТОВ «Лінкстар»

Брагінець В.В.

2017 р.



АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи

Цвелиха Івана Сергійовича

«Методи побудови малошумлячих транзисторних генераторів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль»

Даним актом підтверджується, що результати дисертаційної роботи І.С. Цвелиха були застосовані в приймально-передавальних пристроях системи широкосмугового бездротового доступу "AIDAAS" в діапазоні частот 10,95 – 12,7 ГГц.

Запропонований в роботі модуль синтезаторів частоти примально-передавального обладнання абонента містить рішення, які з успіхом були використані у виробництві трансіверів абонента, а також приймач-передавачів центральної станції. Технологічність запропонованого підходу до побудови вузлів синтезаторів забезпечила зниження собівартості та габаритних розмірів вузлів, виключення процесу налаштування та повну автоматизацію процесу тестування вузлів.

Технічний директор

Бондар Д.В.