

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіотехнічних пристроїв та систем

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено:

Зав. кафедрою

_____ Сергій ЖУК

«__» _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-науковою програмою «Радіотехнічні інформаційні технології»

**за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» на тему:
«Гетеродин трансівера 8-мм діапазону довжин хвиль з низьким рівнем фазового шуму»**

Виконав

студент 2 курсу, групи РТ-91мн

Бендак Володимир Романович _____

Керівник:

Ст.викладач

Омелянєнко Михайло Юрійович _____

Рецензент:

професор, доктор технічних наук

Дубровка Федір Федорович _____

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

Студент (-ка) _____

Київ – 2021 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет
Кафедра радіотехнічних пристроїв та систем

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-наукова програма «Радіотехнічні інформаційні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою

_____ Сергій ЖУК

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студента
Бендака Володимира Романовича

1. Тема дисертації «Гетеродин трансівера 8-мм діапазону довжин хвиль з низьким рівнем фазового шуму», науковий керівник дисертації Омеляненко Михайло Юрійович, ст. викладач, затверджені наказом по університету від «12» березня 2021 р. №806-с
2. Термін подання студентом дисертації 17 травня 2021 року
3. Об'єкт дослідження: Технологія розробки гетеродину міліметрового діапазону довжин хвиль.
4. Предмет дослідження: Щільність потужності фазового шуму на різних відстроюваннях від носійної.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити:
 1. П
роаналізувати фактори які впливають на стабільність роботи цифрових систем зв'язку та аналіз існуючих рішень генераторів міліметрового діапазону довжин хвиль.
 2. Р
розробка структурної схеми НВЧ частини.
 3. Р
розробка принципової схеми гетеродину.

4. озробка вузлів генератора (петля ФАПЧ, джерела живлення, програма на мікроконтролер, генератор опорної частоти та інші). Р
5. експериментальні дослідження гетеродину Е

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:

7. Орієнтовний перелік публікацій: підготувати тези до конференції радіоелектроніка в ХХІ столітті.

8. Консультанти розділів дисертації*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 15 жовтня 2020 року

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналіз завдання МД	15.10.2020 по 1.11.2020	
2	Огляд літератури	2.10.2020 по 1.01.2021	
3	Розробка функціональної схеми	2.01.2021 по 1.02.2021	
4	Розробка принципової схеми	2.02.2021 по 20.03.2020	
5	Експериментальні дослідження макету	21.04.2021 по 14.05.2021	
6	Подання МД на рецензію	14.05.2021	
7	Подання МД секретарю комісії з захисту робіт	17.05.2021	

Студент

Володимир БЕНДАК

Науковий керівник

Михайло ОМЕЛЯНЕНКО

РЕФЕРАТ

Обсяг пояснювальної записки магістерської дисертації становить 115 сторінок, які включають в себе 6 розділів, 70 ілюстрації, 3 таблиці, 29 бібліографічних найменувань за переліком джерел посилань.

Ключові слова: генератор, гетеродин, НВЧ, фазовий шум, ФАПЧ, міліметровий діапазон.

Актуальність теми дослідження. Розробка інтегральних схем генераторів короткохвильової частини сантиметрового і міліметрового діапазонів довжин хвиль є актуальною задачею, від вирішення якої залежить успіх просування сучасних засобів зв'язку у нові, відносно вільні ділянки радіоспектру. Даний пристрій можна використовувати як для передачі інформації так і для радіолокації або навіть для створення лабораторного обладнання. Використання більш високих частот для передачі інформації дозволяє використовувати повторно ту ж саму частоту на відносно невеликих відстанях, в силу великого затухання в просторі та спрямованих антен з вузькою діаграмою спрямованості. Отже, отримання спектрально чистих коливань генераторів в нових діапазонах частот з одночасними вимогами щодо їх серійноспроможності і низької вартості є задачею, яка активно вирішується сьогодні в світі.

Мета і задачі дослідження. Отримати результати дослідження, на основі яких можна буде створювати генератори міліметрового діапазону довжин хвиль із розрахованими характеристиками, які мають високу кореляцію із практичними результатами. Завдання:

1. П
роаналізувати фактори, які впливають на стабільність роботи цифрових систем зв'язку та аналіз існуючих рішень генераторів міліметрового діапазону довжин хвиль.
2. Р
розробка структурної схеми НВЧ частини гетеродина.
3. Р
розробка принципової схеми гетеродина.

4. Р
озробка вузлів генератора (петля ФАПЧ, джерела живлення,
програма мікроконтролера, генератор опорної частоти та інші).
5. Е
експериментальні дослідження гетеродину.

Об'єкт дослідження. Технологія розробки гетеродину міліметрового діапазону довжин хвиль.

Предмет дослідження. Щільність потужності фазового шуму гетеродину на різних відстроюваннях від носійної частоти.

Методи дослідження. Аналіз факторів, які впливають на стабільність роботи цифрових систем зв'язку. Отримання математичної моделі для розрахунку фазового шуму. Електродинамічне моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів. Генератор міліметрового діапазону на основі інтегральних мікросхем, дане рішення має перевагу над аналогами : швидка перестройка частоти, дешевизна, низьке значення середньоквадратичного фазового шуму на рівні 3.77° .

Практичне значення одержаних результатів. Отримані результати можна використовувати для проектування систем зв'язку, радіолокаторів, лабораторних генераторів, та інших систем.

ABSTRACT

The volume of the master's dissertation is 115 pages and includes 6 sections, 70 illustrations, 3 tables, 29 bibliographic references.

Key words: generator, local oscillator, microwave, phase noise, PLL, millimeter-wave range.

Relevance of the research topic: The development of integrated circuits for generators of the short-wavelength part of the centimeter and millimeter wavelength ranges is an urgent task, the solution of which determines the success of the promotion of modern means of communication in new, relatively free parts of the radio spectrum. This device can be used for both information transmission and radar or even for the development of laboratory equipment. The use of higher frequencies for information transmission allows the reuse of the same frequency over relatively short distances, due to the large attenuation in space and directional antennas with a narrow radiation pattern. Therefore, obtaining spectrally pure oscillations of generators in new frequency ranges with simultaneous requirements for their serial capacity and low cost is a task that is being actively addressed in the world today.

The purpose and objectives of the study: Obtain the results of the study, on the basis of which it will be possible to develop generators of the millimeter wavelength range with calculated characteristics that have a high correlation with practical results. Tasks:

1. To analyze the factors that affect the stability of the digital communication systems and the analysis of existing solutions of generators of the millimeter wavelength range.
2. Development of the structural scheme of the microwave part.
3. Development of a schematic diagram of a local oscillator.
4. Development of generator units (PLL loop, power supplies, microcontroller program, reference oscillator, etc.).
5. Experimental studies of local oscillators.

Object of study: Technology for the development of a millimeter-wavelength local oscillator.

Subject of study. The power density of the phase noise of the local oscillator at different detuning from the carrier frequency.

Research methods. Analysis of factors that affect the stability of digital communication systems. Obtaining a mathematical model for calculating phase noise. Electromagnetic modeling.

Scientific novelty of the obtained results. Millimeter-range generator based on integrated circuits, this solution has an advantage over analogues: fast frequency tuning, low cost, low value of RMS phase noise at 3.77 °.

The practical significance of the obtained results. The results can be used to design communication systems, radars, laboratory generators, and other systems.

ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	10
Вступ.....	11
1 Огляд літератури	13
1.1 Роль шумових властивостей генераторів перетворювачів частоти трансіверів у формуванні характеристик каналів цифрового зв'язку	13
1.2 Малошумлячі планарні транзисторні генератори міліметрового діапазону довжин хвиль	18
2 Розробка функціональної схеми генератора	49
3 Принципова схема розроблюваного гетеродину	51
4 Розробка вузлів гетеродина.....	53
4.1 Синтезатор частоти з вбудованим генератором, керованим напругою	53
4.1.1 Вихідні дані для розрахунку синтезатора	53
4.1.2 Розрахунок компонентів фільтра петлі ФАПЧ	55
4.1.3 Розрахунок фазового шуму вихідного сигналу замкненої петлі ФАПЧ.	59
4.2 Вузли перестроювання і індикації частоти	66
4.2.1 Розробка джерел живлення вузлів гетеродину	66
4.2.2 Розробка схеми індикації вихідної потужності гетеродину	70
4.2.3 Розробка генератора опорної частоти.....	71
4.2.4 Розробка плати керування.....	71
4.2.5 Розробка програми керування гетеродину	72
4.3 Розробка широкопasmового подільника потужності.....	75
5 Експериментальне дослідження розробленого гетеродину	88

6 Розробка стартап проекту.....	91
6.1 Опис ідеї проекту	91
6.2 Технічний аудит ідеї проекту	94
6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	96
6.4 Розробка ринкової стратегії проекту	98
6.5 Розробка маркетингової програми стартап-проекту	101

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ГІС – гібридна інтегральна схема

МІС – монолітна інтегральна схема

VCO, ГКН – генератор, керований напругою

ПД – передавач

ПМ – приймач

НВЧ – надвисокі частоти

N-PSK – N-позиційна фазова маніпуляція

QPSK – квадратурна фазова маніпуляція

СПМШ – спектральна щільність потужності шуму

ДР – діелектричний резонатор

ФАПЧ – фазова автопідстройка частоти

ХЩЛ – хвилеводно-щілинна лінія

ХКЛ – хвилеводно-копланарна лінія

МСЛ – мікросмужкова лінія

ВСТУП

Розробка інтегральних схем генераторів короткохвильової частини сантиметрового і міліметрового діапазонів довжин хвиль є актуальною задачею, від вирішення якої залежить успіх просування сучасних засобів зв'язку у нові, відносно вільні ділянки радіоспектру. Перш за все цей виклик постає перед розробниками широкосмугових безпроводних систем доступу, для яких вже затверджено використання смуг частот в діапазонах частот до 275 ГГц. Ці системи використовують спектрально ефективні формати модуляції, надзвичайно чутливі до фазових спотворень, основним джерелом яких і є генератори перетворювачів частоти. Отже, отримання спектрально чистих коливань генераторів в нових діапазонах частот з одночасними вимогами щодо їх серійноспроможності і низької вартості є задачею, яка активно вирішується сьогодні в світі.

В даній роботі розглянуто один із напрямків реалізації таких генераторів. В роботі проведено порівняльний аналіз різних шляхів реалізації цих пристроїв, обґрунтовано запропонований підхід до вирішення проблеми і виконано всебічну розробку гетеродину трансівера в діапазоні частот 36 ГГц. Згідно із проведеними розрахунками було виготовлено і експериментально досліджено макет гетеродину. Виміряні параметри добре узгоджуються із результатами розрахунків, а самі характеристики підтверджують можливість використання розробленого гетеродину у складі трансівера системи широкосмугового бездротового доступу.

Робота складається із шести частин

- В першій частині проведено огляд літературних джерел із теми дисертації
- В другій частині на основі висновків із огляду літератури розроблено функціональну схему гетеродину
- В третій частині наведено і обґрунтовано принципову схему гетеродину

- В четвертій частині проведено детальну розробку вузлів гетеродину
- П'ята частина присвячена викладенню результатів експериментального дослідження розробленого зразка
- Шоста частина містить результати розробки стартап-проекту.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

1.1 Роль шумових властивостей генераторів перетворювачів частоти трансіверів у формуванні характеристик каналів цифрового зв'язку

Фазовий шум гетеродинів перетворювачів частоти представляє собою загальну проблему для побудови приймально-передавального обладнання сучасних систем зв'язку [1]. Цей тип деградації параметрів джерела коливань має суттєвий негативний вплив на якість передачі даних в каналах з модуляцією високих порядків. Переважна більшість систем бездротового фіксованого зв'язку використовують 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 покаже вплив фазового шуму гетеродинів на якість каналу зв'язку. 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 співпадає з точним значенням ймовірності бітової помилки.

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

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 канал зв'язку, що фактично являється середовищем розповсюдження радіохвиль, сигнал підлягає впливу адитивного гаусівського білого шуму. Далі сигнал потрапляє на вхід приймача, де після зворотного перетворення

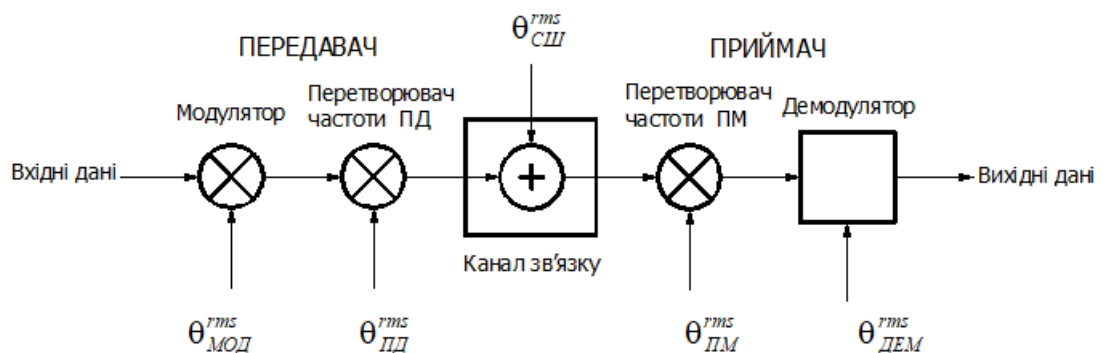


Рисунок 1.1 — Спрощена модель цифрового каналу зв'язку для передачі фазоманіпульованих сигналів

частоти (перетворювач частоти ПМ) поступає на вхід демодулятора. В реальній системі зв'язку на кожному з перерахованих 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 дані 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 θ_{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 $\theta_{\Sigma\Pi}^{rms}$:

$$\theta_{\Sigma\Pi}^{rms} = \sqrt{\left(\theta_{МОД}^{rms}\right)^2 + \left(\theta_{ПД}^{rms}\right)^2 + \left(\theta_{СШ}^{rms}\right)^2 + \left(\theta_{ПМ}^{rms}\right)^2 + \left(\theta_{ДЕМ}^{rms}\right)^2}, \quad (1.1)$$

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

$\theta_{ПД}^{rms}$, $\theta_{ПМ}^{rms}$ – середньоквадратичні значення фазової помилки, що вноситься задаючими генераторами у вузлах перетворювачів частоти передавача та приймача, відповідно;

$\theta_{СШ}^{rms}$ – середньоквадратичне значення фазової помилки, що вноситься адитивним гаусівським білим шумом у каналі зв'язку і визначається за формулою [1]:

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

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

Визначивши середньоквадратичне значення сумарної фазової помилки, що створюється усіма елементами каналу на рис. 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 біт. Для N-PSK модуляції матимемо $\log_2 N$, біт що кодують один символ. Штриховою лінією показано межу розділу областей, які відповідають різним символам. Очевидно, що при накопиченні такого значення кута фазової помилки $\theta_{\Sigma I}$, що перевищить θ_{MAX} , символ буде невірно інтерпретовано на приймальному кінці, і виникне помилка.

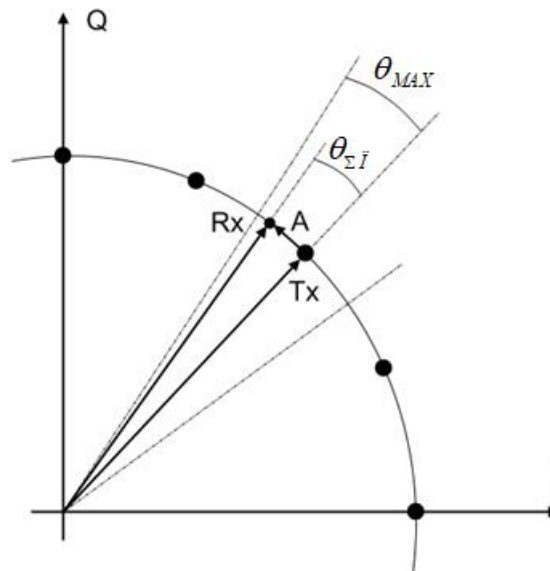


Рисунок 1.2 — Співвідношення між максимально допустимим значенням кута фазової помилки та значенням сумарної фазової помилки, якої набуває сигнал при проходженні через канал зв'язку

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 [2]:

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

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

$\Phi(x)$ — значення нормованої функції Лапласа яке визначається за формулою:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

де $x = \frac{\theta_{MAX}}{\theta_{\Sigma\Pi}^{rms}}$.

Таким чином,

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

Отримавши вираз для вірогідності бітової помилки, маємо змогу визначити вимоги до рівню 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 $\theta_{МОД}^{rms}$ і $\theta_{ДЕМ}^{rms}$ приймаємо рівними 1.5° , що є типовими значеннями для цих вузлів. На рис. 1.3 наведені розраховані характеристики для трьох значень $\theta_{ПД}^{rms} = \theta_{ПМ}^{rms}$, що становлять 0° , 1.6° , та 4° . З точки зору допустимого значення бітової помилки в $1 \cdot 10^{-4}$, при якій роботу каналу можемо вважати прийнятною, видно, що для QPSK-модуляції навіть значення середньоквадратичної фазової помилки гетеродинів приймача та передавача $\theta_{ПД}^{rms} = \theta_{ПМ}^{rms} = 4^\circ$ потребує збільшення відношення сигнал/шум в каналі в порівнянні з ідеальним каналом лише на 1.5дБ і становить 12дБ.

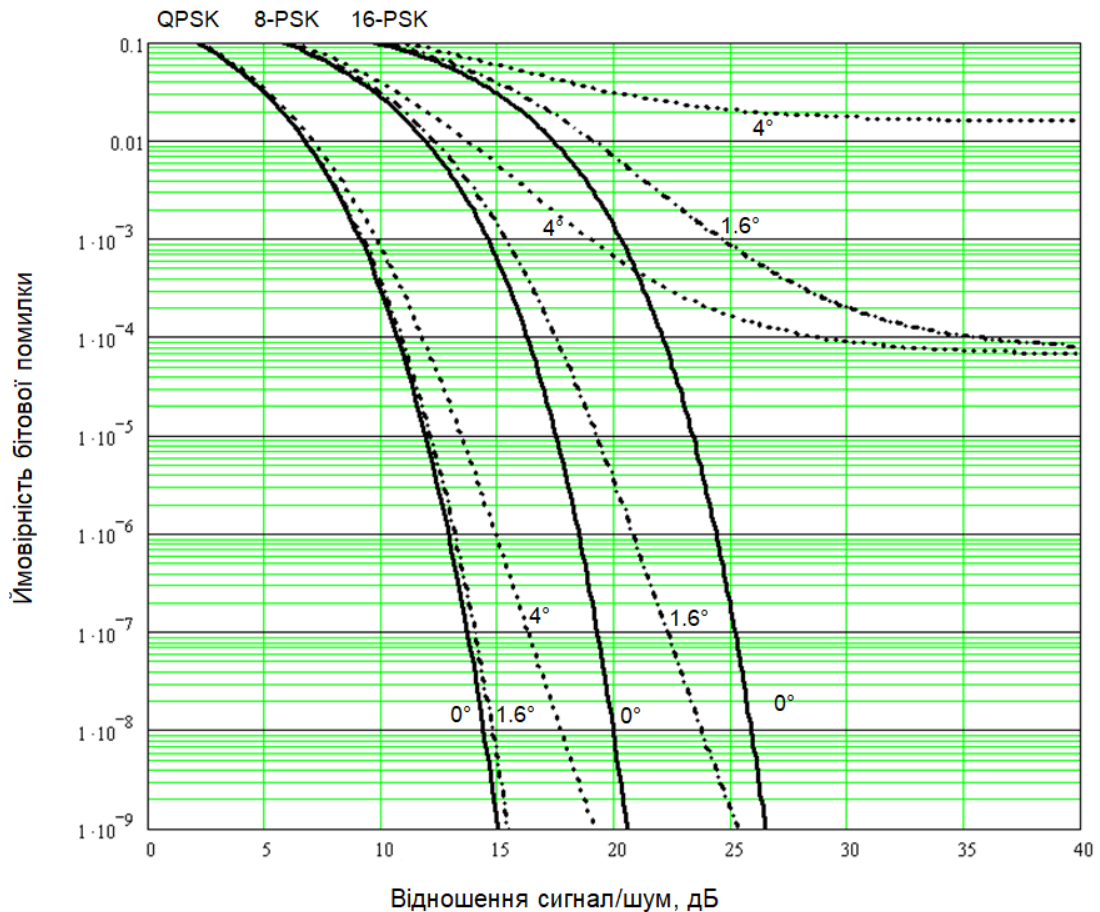


Рисунок 1.3 — Залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум в каналі передачі даних з QPSK, 8-PSK та 16-PSK модуляціями. Наведено криві для трьох значень $\theta_{\text{ПД}}^{\text{rms}} = \theta_{\text{ПМ}}^{\text{rms}}$, що становлять 0° , 1.6° , та 4°

Для модуляції 8-PSK такий рівень шуму гетеродинів руйнує роботу каналу і вимагає вже 23 дБ покращення сигнал/шум в порівнянні з ідеальним каналом. Тому прийнятним значенням для такого порядку модуляції є $\theta_{\text{ПД}}^{\text{rms}} = \theta_{\text{ПМ}}^{\text{rms}} = 1.6^\circ$, при якому можливо забезпечити роботу каналу з відношенням сигнал/шум 17.5 дБ. Для каналу з модуляцією 16-PSK значень середньоквадратичної фазової помилки гетеродинів $\theta_{\text{ПД}}^{\text{rms}} = \theta_{\text{ПМ}}^{\text{rms}} = 1.6^\circ$ недостатньо, оскільки аналогічно випадку з 4° для 8-PSK руйнує енергетику каналу.

1.2 Малошумлячі планарні транзисторні генератори міліметрового діапазону довжин хвиль

З метою визначення оптимальної схеми побудови недорогого малошумлячого транзисторного генератора міліметрового діапазону довжин

хвиль проведемо порівняльний аналіз відомих підходів до забезпечення високої стабільності частоти та малого рівня власних шумів генераторів. Квазілінійний підхід, запропонований у роботі [3] для аналізу фазового шуму транзисторного генератора, дозволяє оцінити ступінь впливу складових генератора, керованого напругою, на спектральну характеристику вихідного сигналу:

$$L(f_n) = 10 \lg \left\{ \left[1 + \frac{f_0^2}{(2f_n Q_L)^2} \right] \left(1 + \frac{f_c}{f_n} \right) \frac{FkT}{2P_{SAV}} + \frac{2kTRK_0^2}{f_n^2} \right\}, \quad (1.2)$$

де $L(f_n)$ — рівень спектральної щільності потужності фазового шуму генератора при частоті відстроювання f_n від номінальної частоти генерації f_0 у полосі 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_{SAV} — середня потужність на виході генератора;

R — еквівалентний шумовий опір діода, що перестроює;

K_0 — коефіцієнт перестроювання генератора.

Співвідношення (1.2) показує, що навантажена добротність резонансної системи здійснює найбільш істотний вплив на шумові властивості генератора. Звідки очевидно, що для досягнення малого рівня фазового шуму, необхідно підвищувати добротність резонансної системи в складі генератора.

Оцінімо, як значення навантаженої добротності резонансної системи генератору міліметрового діапазону довжин хвиль впливає на рівень фазового шуму для типового джерела коливань в міліметровому діапазоні довжин хвиль. На рис. 1.4 зображені розраховані частотні залежності фазових шумів для генератору з частотою вихідного сигналу $f_0 = 36$ ГГц для

різних значень Q_L . Генератор містить транзистор з частотою кути характеристики флікер-шуму $F_C = 5$ кГц, що є типовим значенням для біполярних транзисторів, та варактор з еквівалентним шумовим опором $R_n = 200$ Ом. Коефіцієнт шуму транзистору становить $F = 4$, коефіцієнт перестроювання генератору 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 по 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 генератору, керованого напругою, наближаються до відмітки -106 дБн/Гц та -127 дБн/Гц при відстроюваннях на 100 кГц та 1 МГц, відповідно.

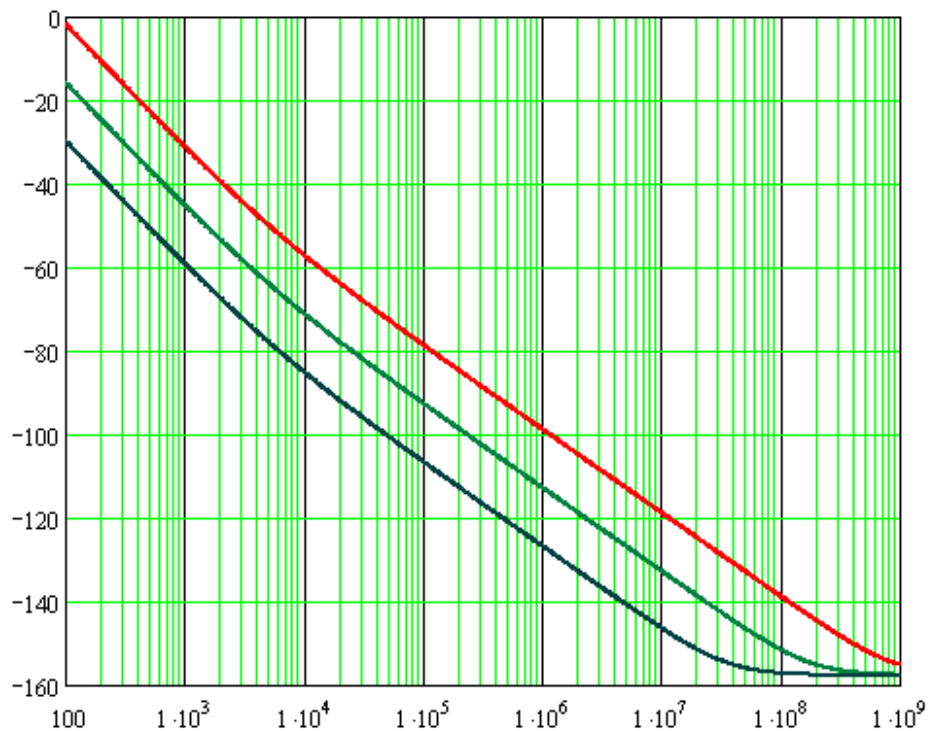


Рисунок 1.4 — Розподілення СЦПШ для моделі типового генератора мм діапазону довжин хвиль

Відомі приклади реалізації неперестроюваних генераторів у гібридно-інтегральному виконанні з використанням високодобротних резонансних систем [4], 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 підходу, що забезпечить виконання вимог щодо забезпечення малого рівня фазового шуму при збереженні малої собівартості генератору.

Розглянемо, які рівні фазового шуму є практично досяжними для нескладних конструкцій сучасних генераторів міліметрового діапазону довжин хвиль. В сучасній літературі з'являється багато повідомлень про створення таких джерел коливань [5] — [15]. В роботі [5] автори представляють результати розробки гібридно-інтегрального генератору, керованого напругою, К-діапазону. Генератор складається з двох окремих підкладинок: монолітної інтегральної НВЧ схеми, виготовленою за технологією $0.25\mu\text{m GaAs pHEMT}$, яка виступає в якості двополюсника з негативним опором, та підкладинки з резонансною системою у вигляді кільцевого резонатору (рис. 1.5).

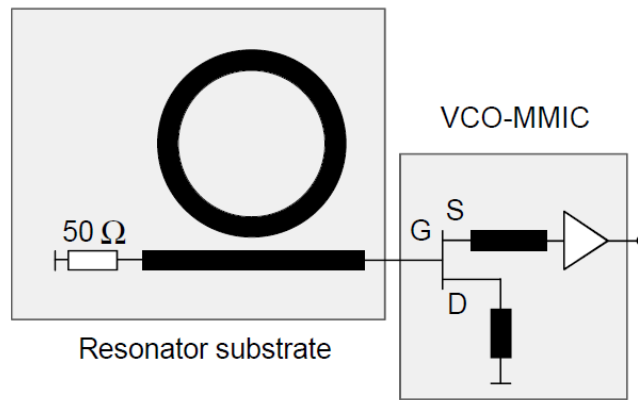


Рисунок 1.5 — Структура генератору 26 ГГц на основі кільцевого мікросмужкового резонатору

З метою підвищення добротності, лінія передачі мікросмужкового кільцевого резонатору має малий хвильовий опір та довжину чотирьох довжин хвиль на частоті коливань в околі 26 ГГц. Резонатор виконано на температурно-стабільній керамічній підкладинці фотолітографічним методом. Відносна діелектрична проникність підкладинки складає $\epsilon_r \approx 21$, що зменшує втрати на випромінювання. Автори доповідають про отримане значення власної добротності резонатору 350, однак не вказують при цьому значення навантаженої добротності. Зв'язок з резонатором забезпечується узгодженою на кінці мікросмужковою лінією передачі (рис. 1.6). Аналогічним чином, введенням додаткової лінії, що зв'язана з резонатором, забезпечується перестроювання частоти резонатору за рахунок зміни ємності варактора, ввімкненого у цю лінію передачі.

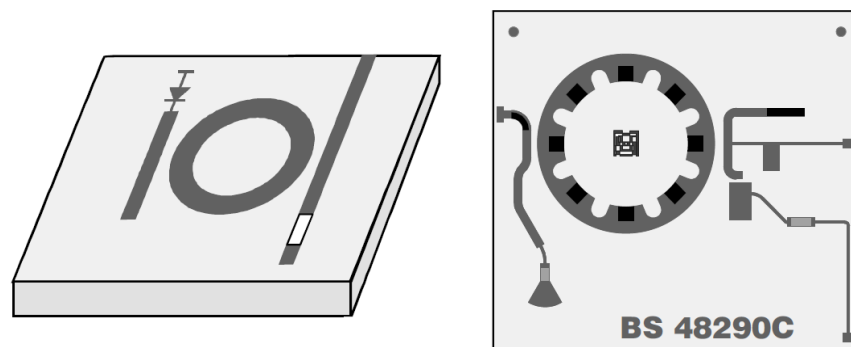


Рисунок 1.6 — Конструкція резонансної системи генератору 24.7 ГГц

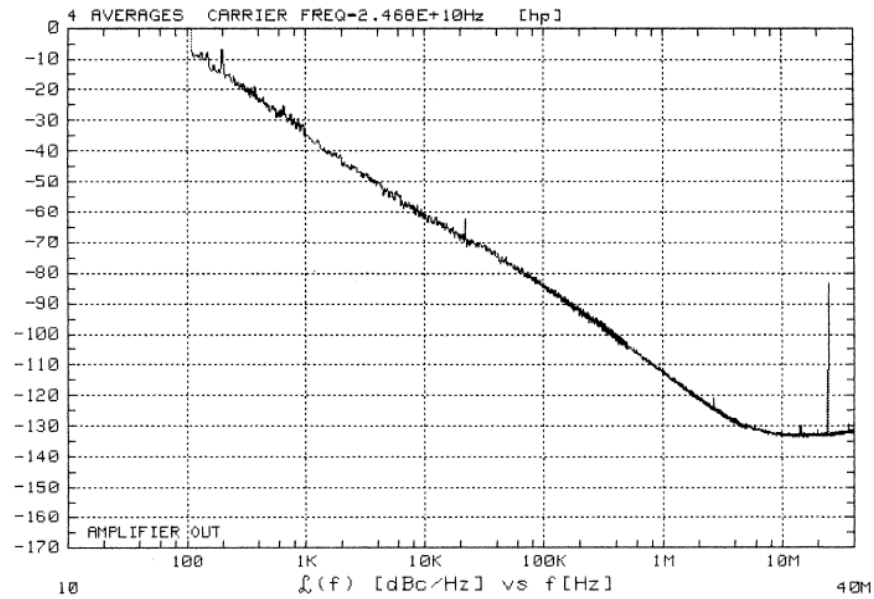


Рисунок 1.7 — СЦПШ генератору 24.7 ГГц

Частота вихідного сигналу генератору складає 27.324 ГГц та може бути зменшена лазерним видаленням металізації лінії передачі резонатору (на рис. 1.6 області видалення показані чорним кольором) на 2.7 ГГц. Результати вимірювань спектральної щільності потужності фазового шуму (СЦПШ) розробленого генератору для частоти вихідного сигналу 24.68 ГГц складають -84 дБн/Гц та -113 дБн/Гц для частот відстроювання 100кГц та 1 МГц відповідно (рис. 1.7). При цьому генератор має невеликий діапазон перестроювання частоти 64 МГц.

За аналогічною топологією побудовано генератор, представлений в роботі [6]. Генератор представляє собою багатошарову монолітну НВЧ схему, всі елементи якої розташовані на компактному кристалі площиною 0.5 мм². Технологія виготовлення кристалу аналогічна попередній, однак більш досконала: $0.15\mu\text{m}$ GaAs рНЕМТ.

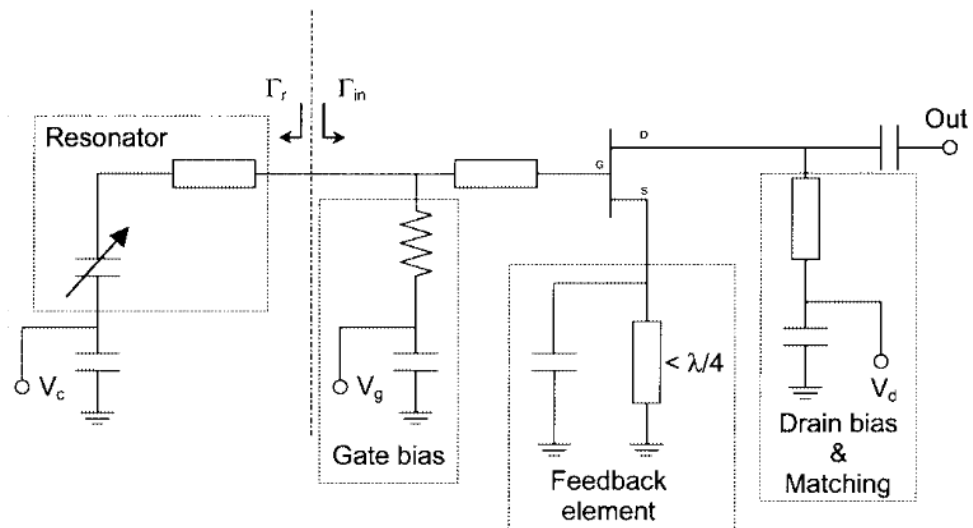


Рисунок 1.8 — Схема генератора 28.3 ГГц

Як і в попередньому прикладі, схема активного елементу виступає двополусником з негативним опором в точці з'єднання з резонатором (рис. 1.8). Лінії передачі реалізовані у мікросмужковому виконанні. Резонансна система представляє собою відрізок лінії передач, ввімкнений послідовно з варактором перестроювання частоти. Топологію генератора показано на фото (рис. 1.9).

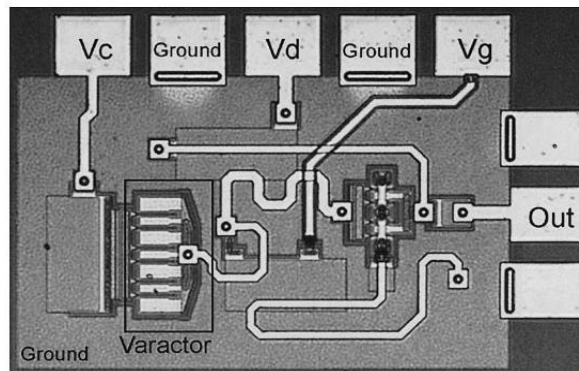


Рисунок 1.9 — Топологія інтегрального генератора 28.3 ГГц

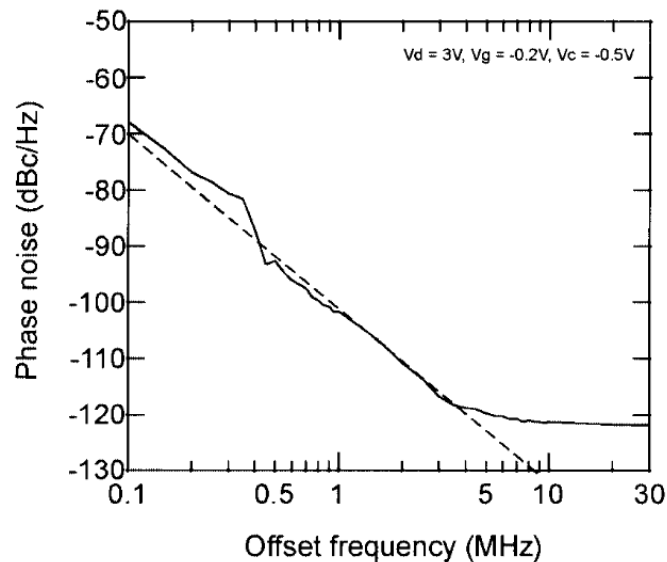


Рисунок 1.10 — СЦПШ інтегрального генератору 28.3 ГГц

При потужності вихідного сигналу 10 дБм та центральній частоті вихідного сигналу 28.3 ГГц, отримані наступні значення фазового шуму: -68 дБн/Гц та -102 дБн/Гц для відстроювань від центральної частоти на 100 кГц та 1 МГц відповідно (рис. 1.10). Генератор забезпечує широкий діапазон перестроювання частоти, що становить 700 МГц.

Відомий приклад реалізації подібного генератору у діапазоні 40 ГГц [7]. Для виготовлення мікросхеми автори застосували технологію AlGaAs/InGaAs р-HEMT. Схему та фотографію топології мікросхеми наведено на рис. 1.11.

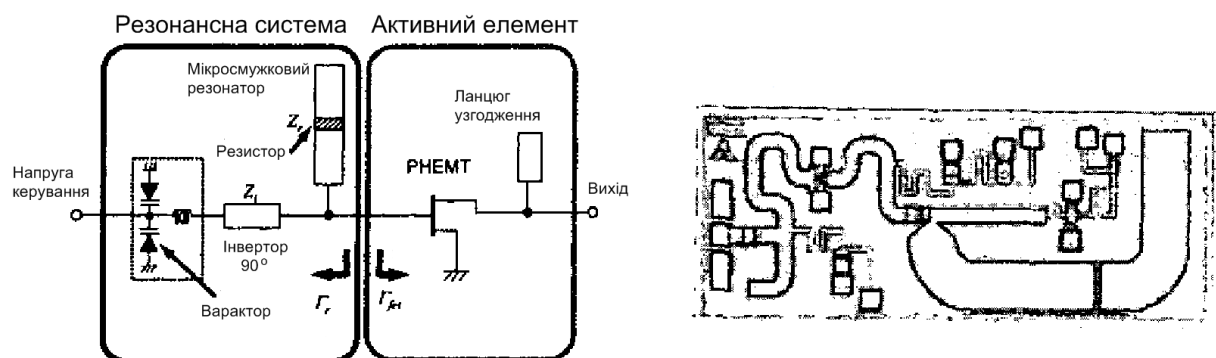


Рисунок 1.11 Схема та фотографія генератору 41.8 ГГц

В якості резонансної системи використовується відрізок мікросмушкової лінії передач з хвильовим опором 25 Ом, розімкнений на

кінці. Точно посередині резонатору розміщено резистор 16 Ом, що не дає змогу встановитись в резонаторі коливанням з частотами $f_{вих}/2$ та $3f_{вих}/2$. Перестроювання частоти забезпечує контур з двох варакторів та індуктивності, що вмикаються в резонатор через відрізок лінії з електричною довжиною 90° : інвертор послідовного резонансу варакторного контуру в паралельний в точці підключення до мікросмушкового резонатору. Розміри чіпу складають $1.5 \times 2.9 \text{ мм}^2$.

Перестроювання частоти генератору забезпечується в діапазоні 41.56—42.05 ГГц. Потужність вихідного сигналу складає -7.6 дБм . Отриманий рівень фазового шуму при відстроюванні частоти від носійної на 1 МГц склав -84 дБн/Гц .

Реалізація генератору, керованого напругою за схожою топологією, однак виготовленого на підкладинці із нітриду галію представлена в роботі [8]. AlGaIn/GaN HEMT транзистор, ввімкнений за схемою зі спільним затвором (рис. 1.12), всі лінії передачі, в тому числі і резонатору, копланарні.

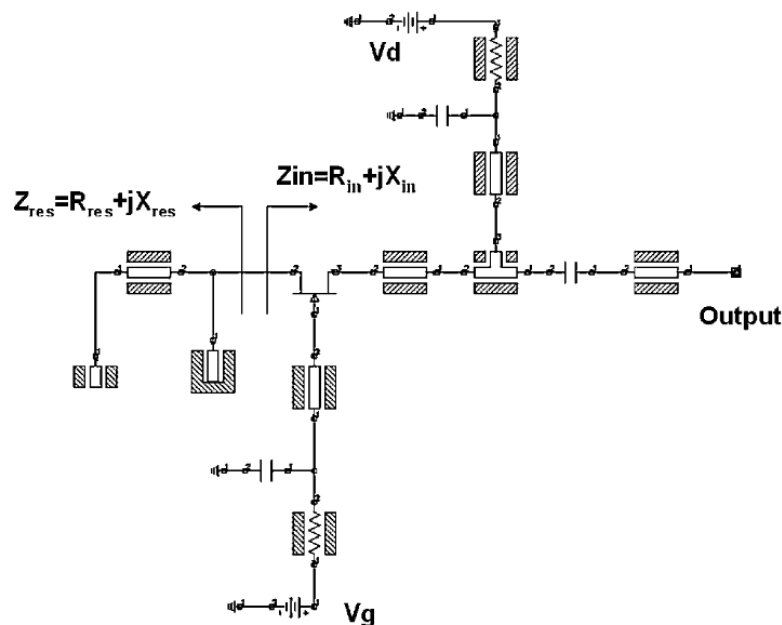


Рисунок 1.12 — Схема генератору 39 ГГц

Застосована технологія виробництва активного елемента забезпечує високий рівень потужності вихідного сигналу генератору завдяки високим

значенням напруги пробою та допустимої щільності струму: для частоти 39 ГГц автори отримали потужність вихідного сигналу +25 дБм.

На рис. 1.13 — 1.14 представлено фотографію підкладки генератору та результати вимірювань спектральної щільності потужності фазового шуму вихідного сигналу. Перестроювання частоти вихідного сигналу генератору 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.

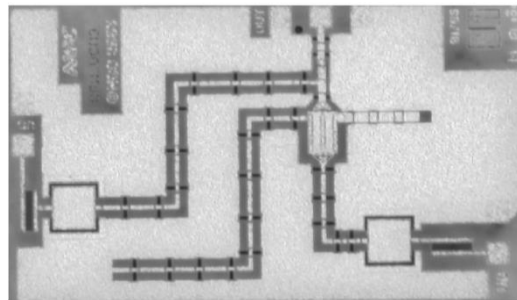


Рисунок 1.12 — Фотографія генератору 39 ГГц

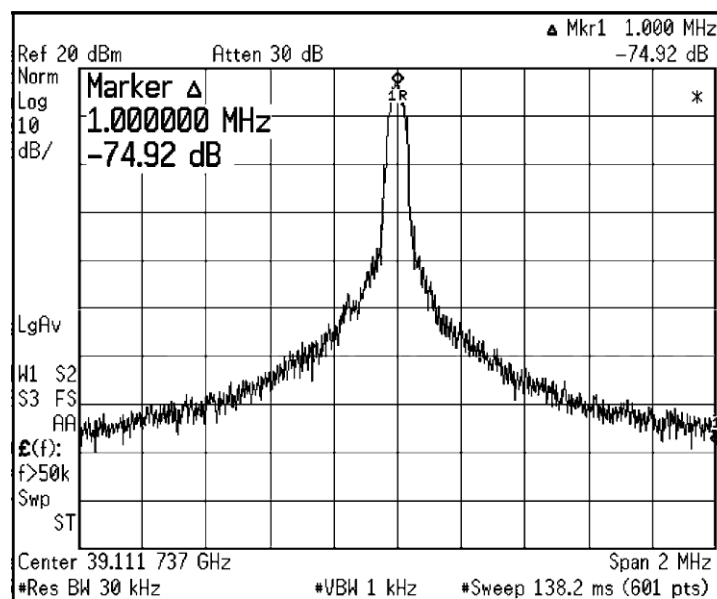


Рисунок 1.14 — СЦПШ генератору 39 ГГц (фото екрану аналізатора спектру)

Багато сучасних робіт представляють результати розробки генераторів, керованих напругою в міліметровому діапазоні довжин хвиль на основі біполярних транзисторів з гетероструктурним переходом (НВТ) [9] — [15]. Таким активним елементам притаманний менший рівень власних

низькочастотних шумів ніж у польових транзисторів, що відбувається завдяки вертикальному протіканню струму скрізь напівпровідникові шари структури транзистору, при якому вплив поверхневих станів на вихідний сигнал зменшується. НВТ транзистори мають дуже малі рівні $1/f$ шумів, однак, мають обмеження високочастотних властивостей при збільшенні площі емітера, яке в свою чергу необхідне для зменшення щільності струму, що призводить до зменшення $1/f$ шумів.

Найменший рівень фазового шуму вихідного сигналу серед розглядуваних генераторів простої структури має генератор, керований напругою, представлений в роботі [9]. Схема та топологія виготовленого чіпу розмірами $0.67 \times 0.99 \text{ мм}^2$ приведені на рис. 1.15.

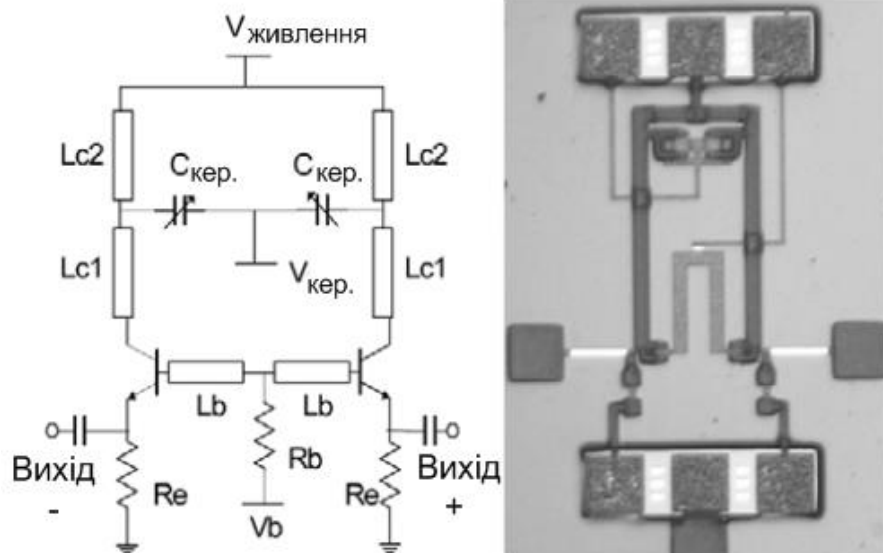


Рисунок 1.15 — Схема та фотографія топології мікросхеми генератору 25 ГГц InGaP/GaAs НВТ

Генератор побудовано по балансній схемі, що дозволяє використовувати його виходи в диференційній формі. Також, відомо що в таких генераторах завдяки взаємній синхронізації активних елементів покращується фазовий шум на основній частоті коливань [16]. Вимірювання спектральних характеристик вихідного сигналу проведені авторами підключенням зонду до одного з балансних виходів генератору, при навантаженні на 50 Ом іншого виходу. Результати вимірювань представлені на рис. 1.16. Вихідна частота

генератору перестроюється в межах від 25.33 до 25.75 ГГц. При цьому досягнуто дуже малого рівня фазового шуму: -106 дБн/Гц та -130 дБн/Гц при відстроюваннях частоти від носійної на 100 кГц та 1 МГц відповідно.

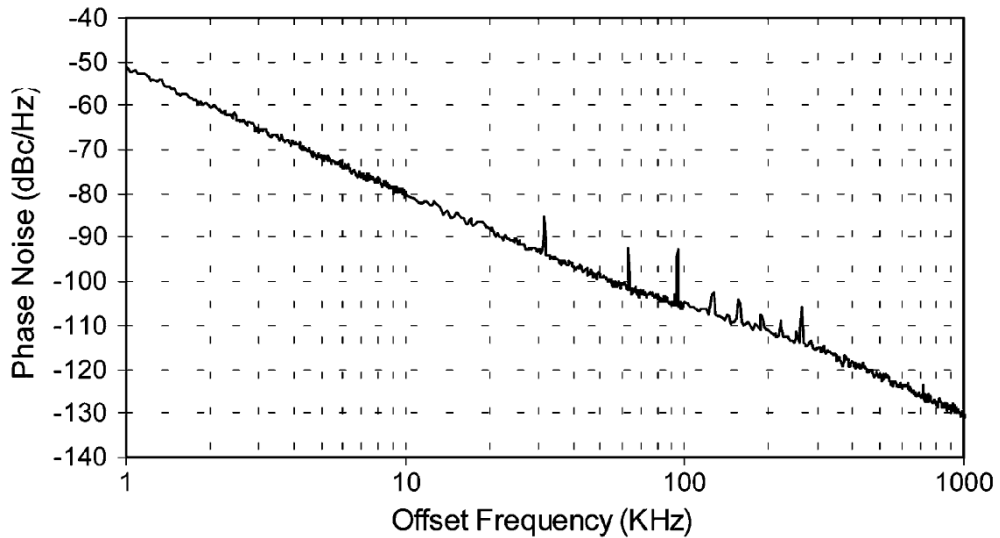


Рисунок 1.16 — Спектральна щільність потужності фазового шуму вихідного сигналу генератору 25 ГГц InGaP/GaAs НВТ

Розглянуті приклади реалізації генераторів міліметрового діапазону 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. Відмітимо також, 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 ширококутовий 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, проаналізуємо, як вплине на показники фазового шуму застосування більш високочастотних резонансних систем для реальних конструкцій генераторів. Розповсюдженим способом підвищення навантаженої добротності резонансної системи генератору міліметрового діапазону довжин хвиль є застосування діелектричного резонатору (ДР). Завдяки великому значенню діелектричної проникності матеріалу ДР розміри резонатору в міліметровому діапазоні виявляються малими. У зв'язку з цим ДР застосовується для створення гібридно-інтегральних і, навіть, монолітних генераторів мм 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 генератору на основі такого ДР. 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 суттєвих недоліків: втрачається планарність конструкції генератору, неможливе виключення етапу настроювання генератору, на якому

підбирається зв'язок з лінією передачі та відбувається точне підстроювання резонансної частоти, конструкція має містити механічні елементи підстроювання резонансної частоти.

ДР може збуджуватись на різноманітних модах та частотах, в залежності від матеріалу, розмірів, форми резонатору 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 [17] – [20].

Автори роботи [17] представили результати розробки гібридно-інтегрального генератору на ДР з фіксованою частотою вихідного сигналу 36.6 ГГц. Класична схема генератору відбивного типу проста та дозволяє отримати добру розв'язку навантаження та резонансної системи генератору при ввімкненні транзистору за схемою зі спільним витокком (рис. 1.17).

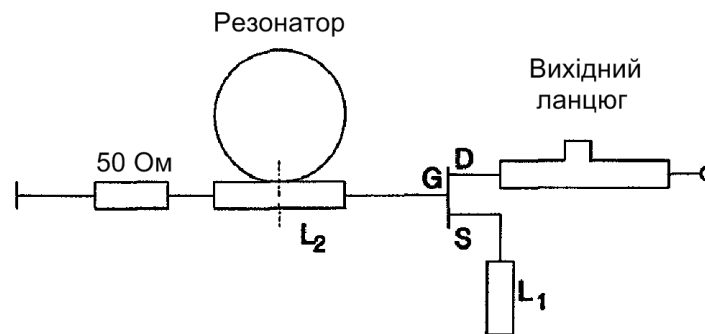


Рисунок 1.17 — Еквівалентна схема ДР-генератору 36.6 ГГц

Генератор виготовлено на підкладинці з оксиду алюмінію товщиною 152 мкм. Зв'язок з резонатором забезпечується мікросмушковою лінією передачі в ланцюзі затвору транзистору. Діелектричний резонатор виготовлено із кераміки $Ba_2Ti_9O_{20}$, розміри шайби складають 1.4мм в діаметрі та 800мкм товщиною. Чіп InGaAs/GaAs p-HFET транзистору монтовано в отвір в підкладинці, сформований ультразвуковим свердлінням (фото топології генератору на рис. 1.18).

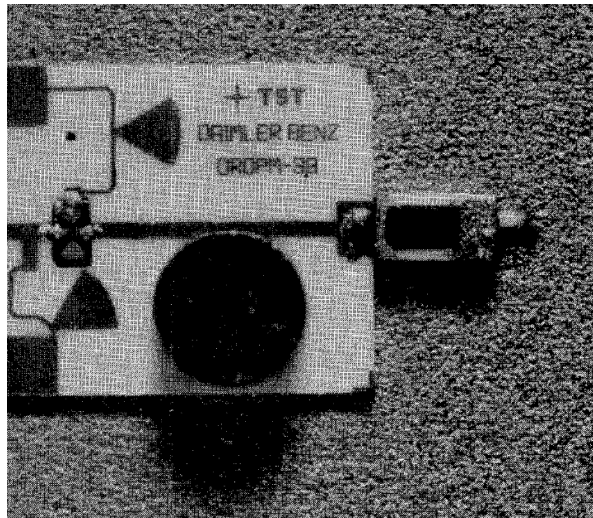


Рисунок 1.18 — Топологія ДР-генератору 36.6 ГГц

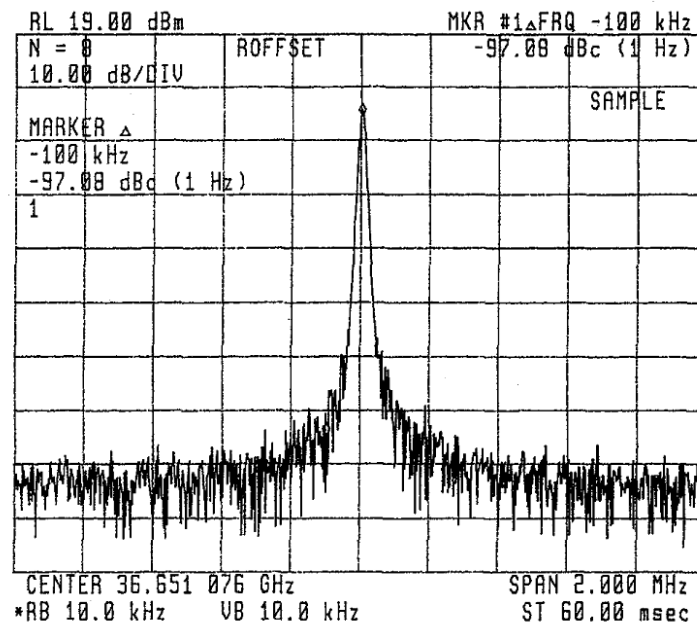


Рисунок 1.19 — СЦПШ ДР-генератору 36.6 ГГц (фото екрану аналізатора спектру)

Потужність вихідного сигналу ДР-генератору складає 10 мВт, спектральна щільність потужності фазового шуму при відстроюванні частоти від носійної на 100 кГц становить -97 дБн/Гц (рис. 1.19).

За подібною топологією було розроблено генератор на основі ДР з фіксованою частотою вихідного сигналу 26.17 ГГц (рис. 1.20) [18]. Авторами було обрано схему ввімкнення активного елементу зі спільним затвором як таку, що забезпечує кращі високочастотні властивості (максимальна частота

генерації $f_{\text{MAX}} = 60$ ГГц проти $f_{\text{MAX}} = 35$ ГГц для схеми зі спільним витком). Для забезпечення умов генерації, введено ємність C_{FB} .

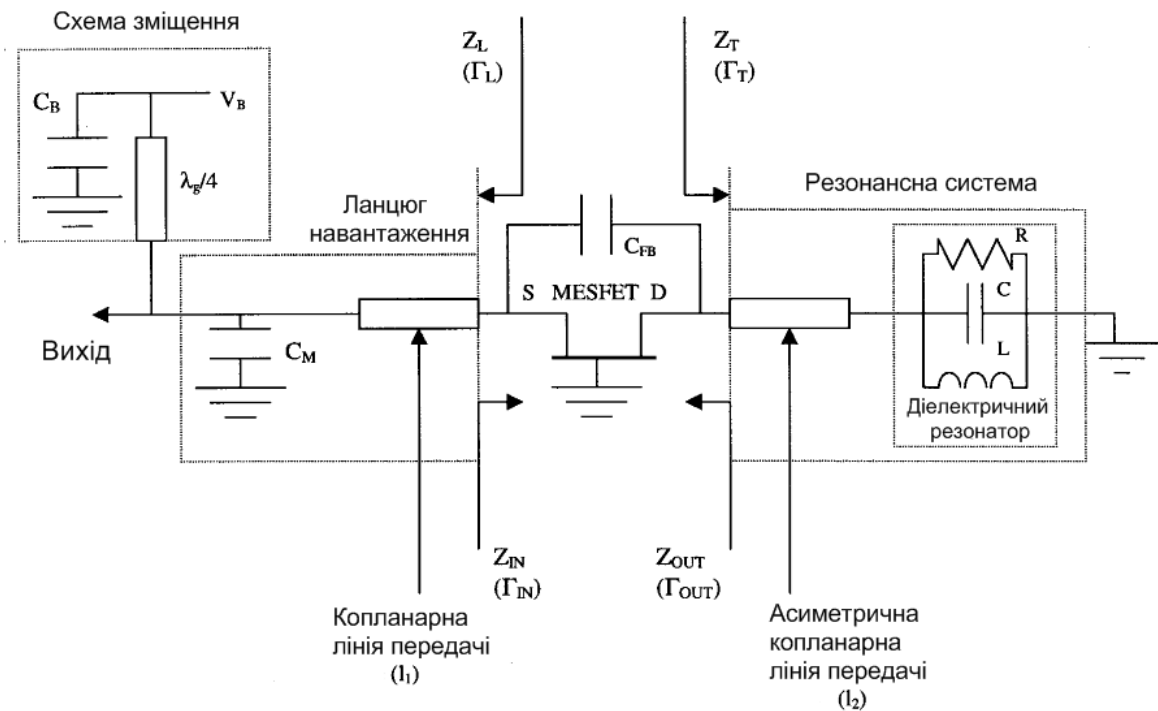


Рисунок 1.20 — Схема ДР-генератора 26.2 ГГц

Генератор представляє собою монолітну схему, виготовлену за технологією $0.8 \mu\text{m}$ GaAs MESFET. Для побудови генератору обрано копланарну лінію передачі, яка в порівнянні з мікросмужковою має такі переваги як відсутність необхідності виготовлення перехідних отворів для забезпечення з'єднання з земляним провідником, дві степені свободи у виборі розмірів лінії передачі для досягнення заданого хвильового опору та менші діелектричні втрати. ДР встановлено на поверхню пасивуючого шару чіпу в необхідній точці, та на підібраній висоті над асиметричною копланарною лінією передачі для забезпечення бажаного коефіцієнту зв'язку на резонансній частоті (рис. 1.21). Асиметричну копланарну лінію передачі застосовано для забезпечення достатнього зв'язку ДР з полем лінії, оскільки крайові поля щілин симетричної лінії виявились недостатніми для зв'язку з ДР, що лежить на земляному провіднику.

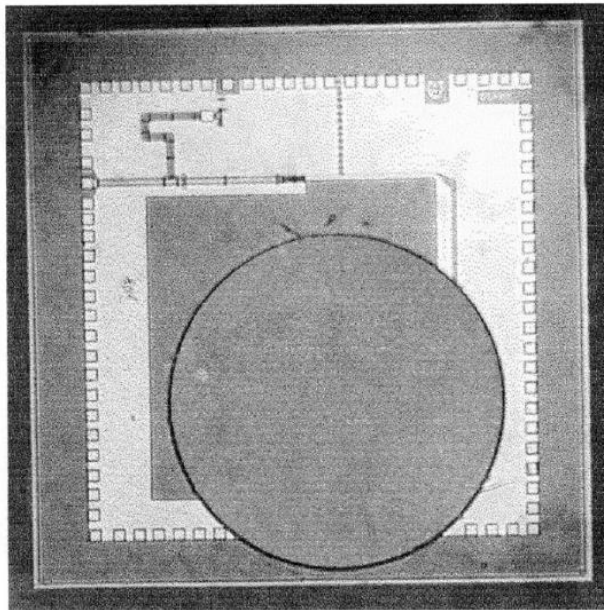


Рисунок 1.21 — Топологія ДР-генератору 26.2 ГГц

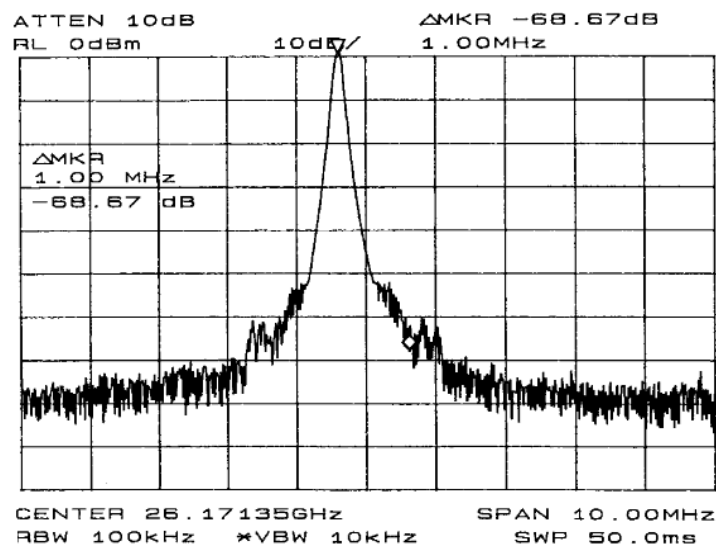


Рисунок 1.22 — СЦПШ ДР-генератору 26.2 ГГц (фото екрану аналізатора спектру)

Результати вимірювань СЦПШ представлено на рис. 1.22. Потужність вихідного сигналу генератору складає 11 дБм на частоті 26.17 ГГц. Рівень фазового шуму при відстроюванні на 1 МГц від носійної складає -118.7 дБн/Гц.

В роботі [19] автори представили результати розробки генератору на основі діелектричного резонатора, що покликана нівелювати недоліки,

притаманні ДР та описані вище. Запропонована конструкція ДР зображена на рис. 1.23.

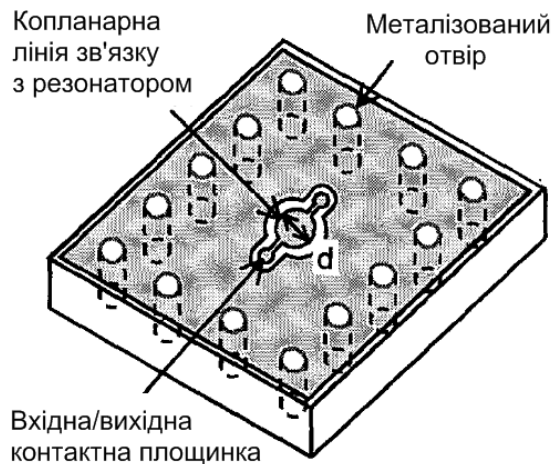


Рисунок 1.23 — Конструкція ДР 31.7 ГГц

Резонатор сформовано з металізованої з обох боків діелектричної підкладинки, по периметру якої сформовано ряд металізованих отворів, що відстань один від одного на менше ніж половину довжини хвилі в підкладинці, що робить область, обмежену отворами, резонатором. Відносна діелектрична проникність підкладинки становить 16. Підкладинка має високу температурну стабільність (10^{-6} $1/^\circ\text{C}$). 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 підкладинці: 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. 1.24 показані схема принципова генератору (рис. 1.24а), топологія інтегральної схеми генератору з буферним підсилювачем, що має коефіцієнт підсилення 8 дБ (рис. 1.24б), поперечний переріз з'єднання резонатор-чіп (рис. 1.24в), та фото пристрою в цілому (рис. 1.24г).

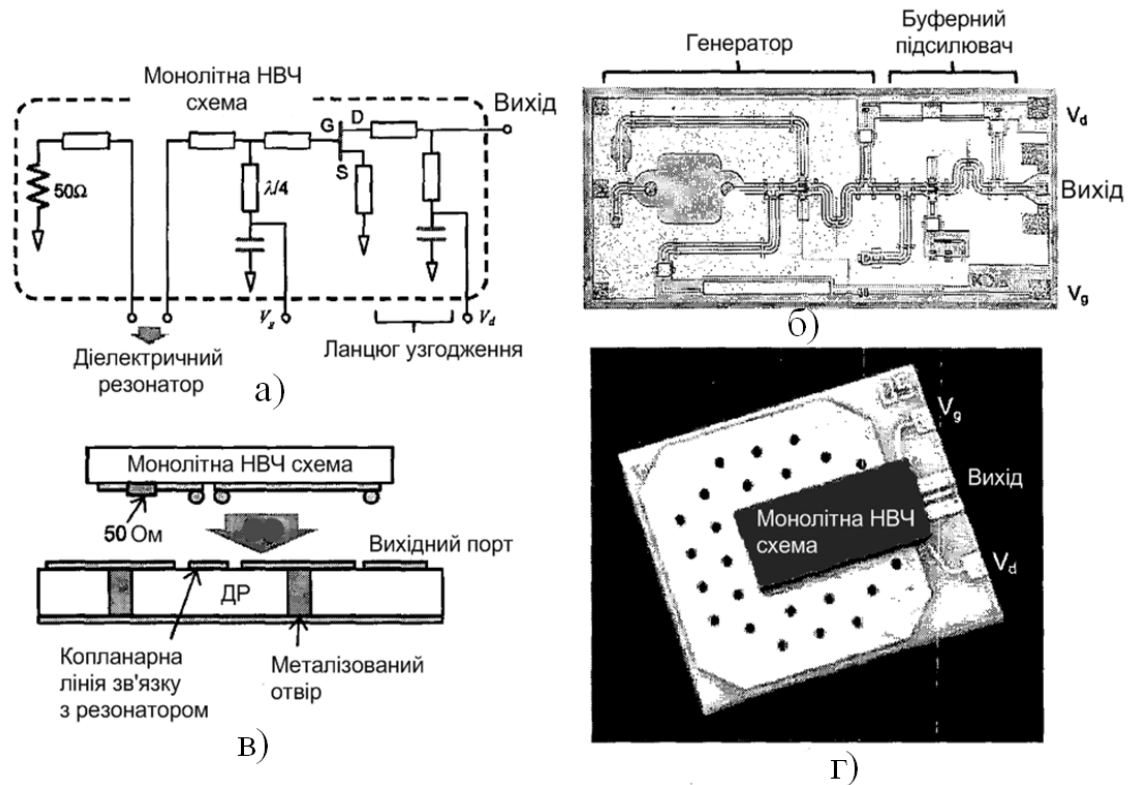


Рисунок 1.24 — Генератор діапазону 31.7 ГГц

Габаритні розміри розробленого генератору складають 4.3мм x 2.8мм x 0.4мм. Однак, досягнуте значення фазового шуму генератору, що складає -95 дБн/Гц при відстроюванні частоти на 1 МГц від носійної, складає величину, що на 20 дБ гірша в порівнянні з аналогами на ДР у вигляді циліндричної шайби, що відмічають і самі автори.

Узагальнюючи показники реальних 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.

Розглянуті вище генератори використовують в якості вихідного сигналу основну гармоніку коливань, що встановлюються в генераторі. Однак, можна використати і вищі гармоніки з цією метою. Якщо в генераторі, представленому в роботі [9], скласти протифазні сигнали на його виходах, в результаті отримаємо віднімання всіх непарних та складання парних гармонік цього сигналу. Таким чином, можемо використати підсилений сигнал другої гармоніки генератору. Такий метод може бути застосований для підсилення третьої, четвертої або N -ї гармоніки сигналу генератору при одночасному придушенні нижчих гармонічних складових. Для цього необхідно N -генераторів, синхронізованих між собою, що сформулюють ідентичні сигнали зі зсувом фази $360^\circ/N$, та схему складання потужностей цих сигналів [21]. Такий підхід дозволяє покращити фазовий шум вихідного сигналу генератору міліметрового діапазону довжин хвиль за рахунок того, що генератор працює на меншій в $1/N$ разів частоті, де можливо отримати більші значення добротностей недорогих резонансних систем. До того ж, навантажена добротність резонансної системи може бути збільшена завдяки більшому коефіцієнту підсилення транзистору, а значить, меншому необхідному коефіцієнту зв'язку з резонатором. А частота вихідного сигналу такого генератору може навіть перевищувати максимальну частоту генерації f_{\max} активного елементу [22], що робить можливим використання транзисторів більших розмірів, яким притаманні менші значення $1/f$ шумів завдяки зменшеній густині струму [23]. В літературі генератори, побудовані за описаним підходом, отримали назву N -push генераторів, або *oscipliers*. В роботі [16] показано, що для групи із N взаємно синхронізованих генераторів рівень фазового шуму вихідних сигналів кожного з них зменшується пропорційно $1/N$. Таким чином,

описаний підхід має перевагу над методом побудови джерела коливань за схемою генератор-помножувач частоти в $1/N$ разів. До того ж, N -push генератор позбавлений таких функціональних вузлів як помножувач частоти та фільтр.

Розглянемо приклади побудови N -push генераторів міліметрового діапазону довжин хвиль. Двотактний генератор міліметрового діапазону на основі низькодобротної резонансної системи представлено в роботі [24]. Пристрій представляє собою монолітну інтегральну схему виготовлену за технологією $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS. Проста схема генератору з перехресними зв'язками розмістилась на чіпі розмірами $0.39 \times 0.46\ \text{мм}$ (рис. 1.25).

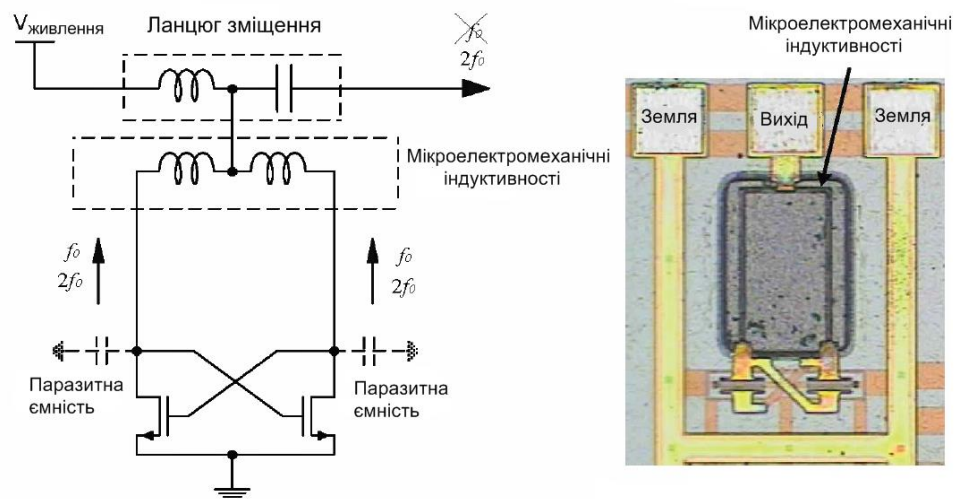


Рисунок 1.25 — Двотактний генератор 30.9 ГГц

Резонансний контур генератору складається з паразитних ємностей перехресних зв'язків генератору та стокових індуктивностей, які з метою підвищення їх добротності виготовлені за мікроелектромеханічною технологією, що дозволяє виготовляти на кремнієвих кристалах об'ємні провідникові мікроструктури. Індуктивність, виготовлена за такою технологією, виявляється підвішеною в повітрі над витравленою в процесі її виготовлення підкладкою, завдяки чому її добротність в порівнянні з такою ж, виготовленою за стандартним CMOS процесом, збільшується на величину порядку 30–40% на основній частоті коливань генератору 15 ГГц і становить 18. Незважаючи на мале значення добротності, авторами отримано

на подвоєній частоті коливань 30.9 ГГц рівень фазового шуму, що становить -102.4 дБн/Гц при відстроюванні частоти від носійної на 1 МГц (рис.2.26). Потужність вихідного сигналу складає -4 дБм, при цьому основна гармонічна складова ослаблена на 30 дБ.

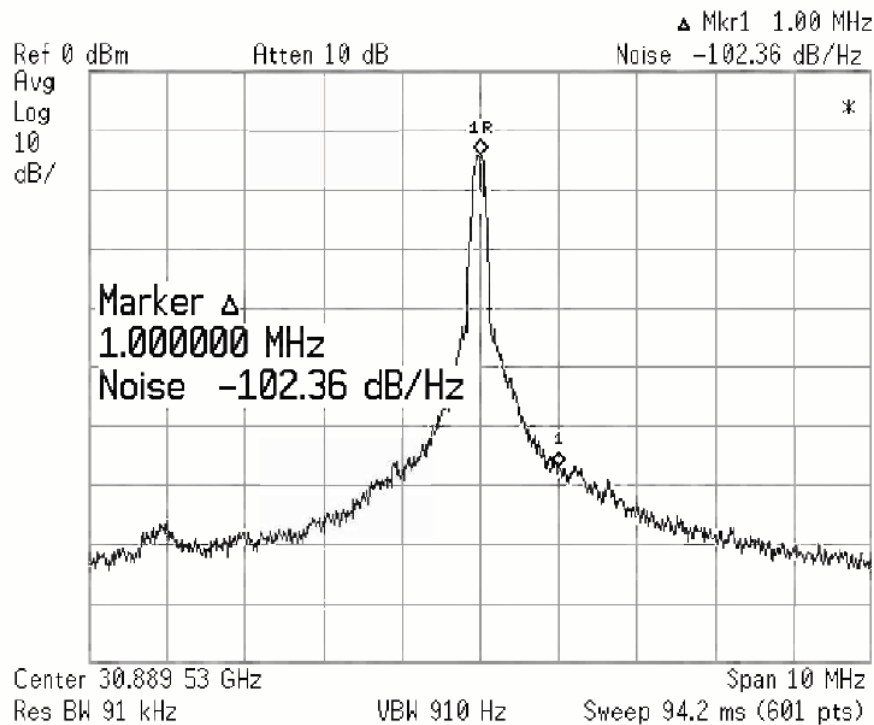


Рисунок 1.26 — СЦПШ двотактного генератору 30.9 ГГц (фото екрану аналізатора спектру)

Відомі приклади створення двотактних генераторів, для яких в якості резонансної системи застосовано діелектричний резонатор. В роботі [25] автори представляють результати розробки гібридно-інтегрального push-push генератору на основі ДР Ка діапазону. Використання моди H_{018} діелектричного резонатору дозволяє збуджувати плечі генератору, що зв'язуються з ДР, через мікросмужкові 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. 1.27). Авторами детально розраховані режими роботи окремих плечей генератору для коректного запуску генератору на основній частоті коливань 17 ГГц. Застосовано нелінійний аналіз роботи АЕ та отримано форми напруг на стоках транзисторів.

Розраховане значення потужності корисного сигналу подвоєної частоти 34 ГГц менше ніж на 1 дБ відрізняється від отриманого експериментально (+3дБм).

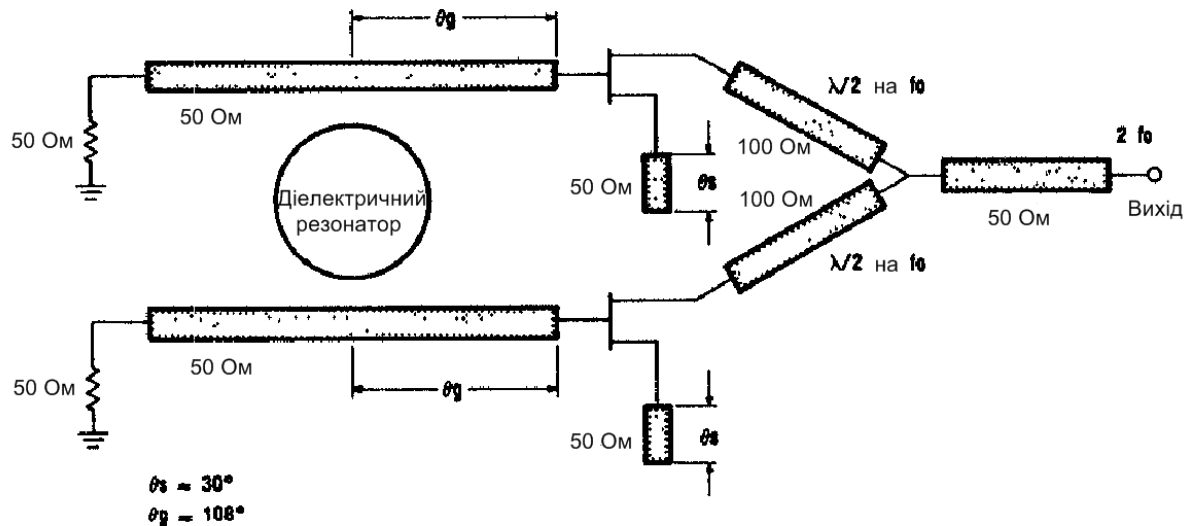


Рисунок 1.27 — Спрощена модель двотактного ДР генератору 34 ГГц

Складання потужності другої гармоніки стокових сигналів транзисторів здійснено прямим з'єднанням стоків за допомогою двох напівхвильових на основній частоті коливань відрізків мікросмушкової лінії передачі. На рис. 1.28 показано знімок виготовленого макету двотактного генератору на основі діелектричного резонатору.

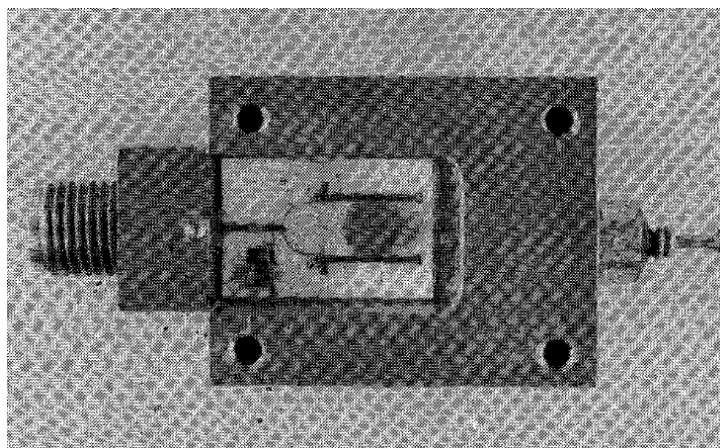


Рисунок 1.28 — Фотографія макету двотактного ДР-генератору 34 ГГц

Авторами отримане низьке значення рівня фазового шуму розробленого зразка, що становить -99.8 дБн/Гц при відстроюванні частоти на 100 кГц від

носійної (рис. 1.29). З приведених результатів видно, що вже при відстроюванні частоти на 250 кГц рівень шуму складає -108 дБн/Гц.

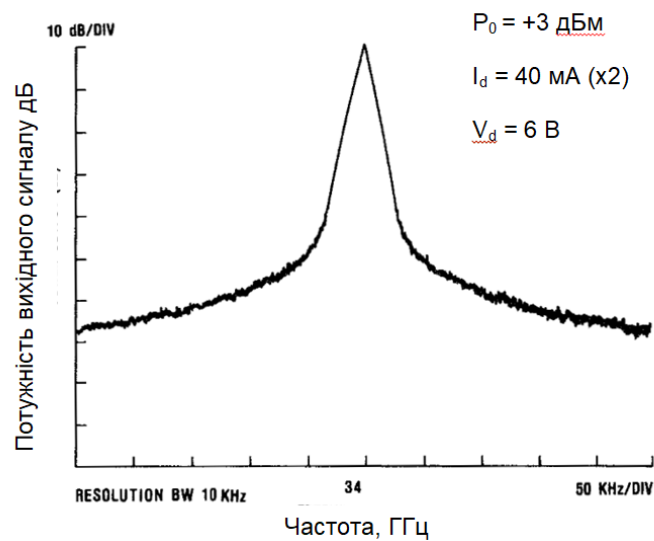


Рисунок 1.29 — СЦПШ двотактного ДР-генератору 34 ГГц (фото екрану аналізатора спектру)

Ще один приклад подібного генератору представлено в роботі [26]. Для підведення негативних опорів в плечі резонансної системи активні елементи $2\mu\text{m}$ GaAs HBT в складі монолітних інтегральних схем, що містять схеми зміщення та елементи зворотного зв'язку, монтовані на гібридну підкладинку. Зв'язок з резонатором забезпечується таким же способом, як і в попередньо розглянутій роботі (рис. 1.30). Складання колекторних струмів транзисторів також здійснюється прямим з'єднанням, без використання додаткових елементів складання потужності. Інтегральні схеми розраховані та виготовлені для підведення негативного опору в околі резонансної частоти діелектричного резонатору 11 ГГц. Завдяки високій повторюваності виготовлених за інтегральною технологією зразків плечі генератору виявляються практично ідентичними. На рис. 1.31 представлені результати вимірювань коефіцієнту відбиття з боку базового ланцюгу мікросхеми для десяти зразків. Результати цих вимірювань, а також решти S-параметрів, підтверджують високу ідентичність плечей, яка може бути додатково підвищена виготовленням обох плечей в складі однієї інтегральної схеми.

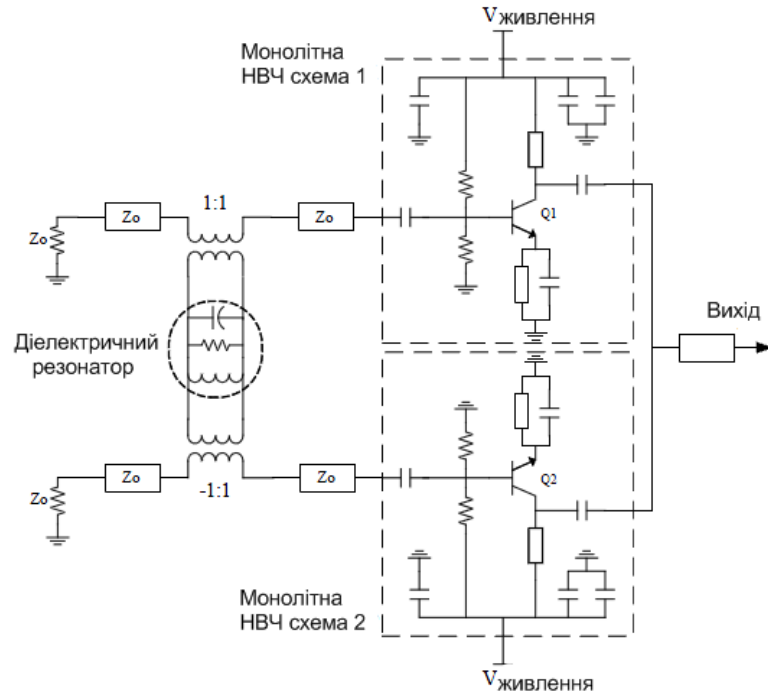


Рисунок 1.30 — Схема електрична двотактного ДР-генератору 22 ГГц

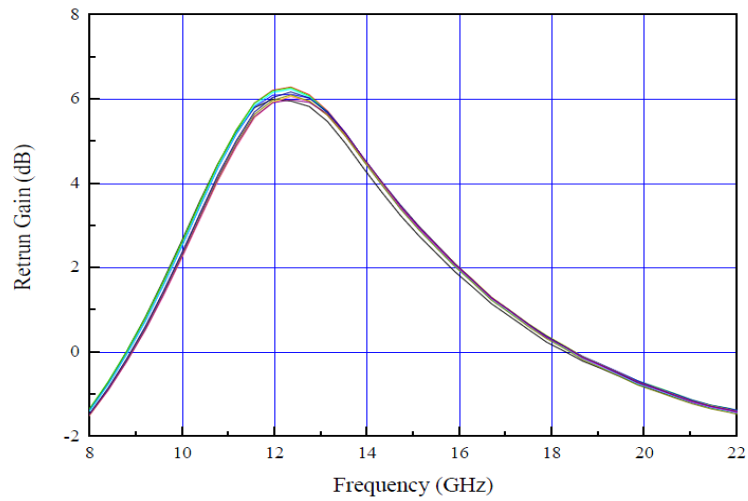


Рисунок 1.31 — Коефіцієнт відбиття для базового ланцюгу інтегральної схеми

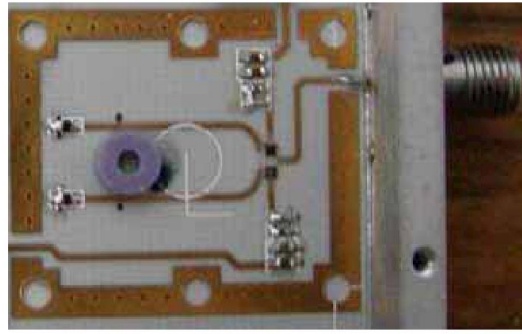


Рисунок 1.32 — Конструкція двотактного ДР-генератору 22 ГГц

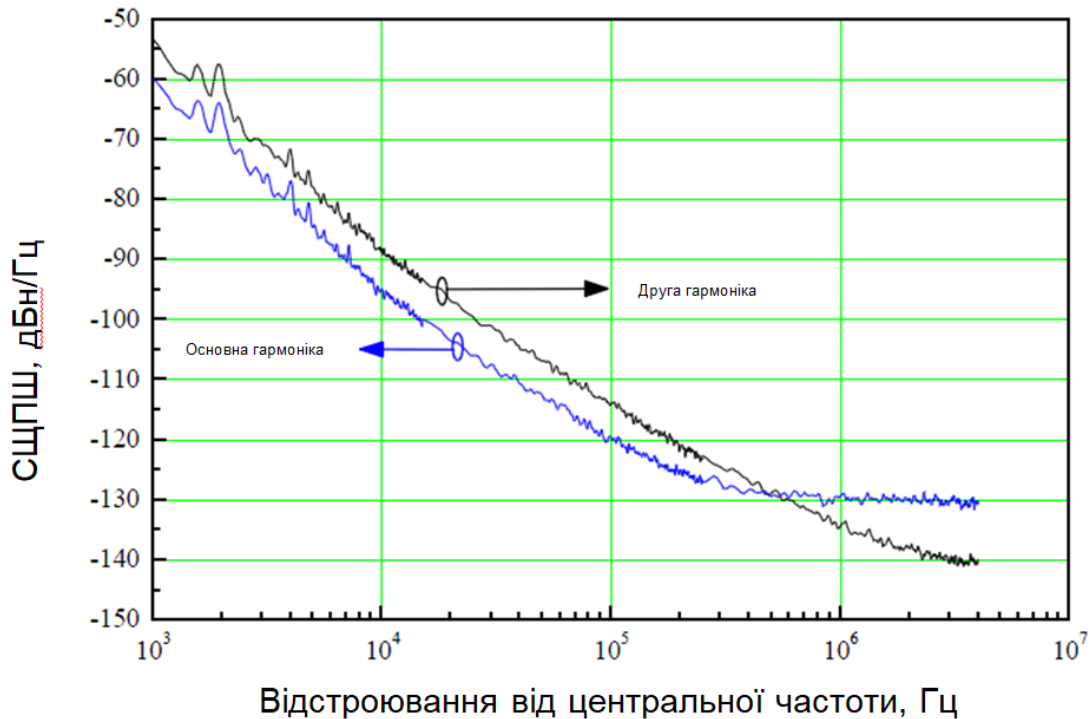


Рисунок 1.33 — СЩПШ двотактного ДР-генератору 22 ГГц

Підкладинка генератору виготовлена із матеріалу Duroid товщиною 200 мкм та окрім ДР та чіпів транзисторів містить мікросмужкові лінії передачі, дискретні елементи ланцюгів живлення та узгоджувальні резистори ліній зв'язку з резонатором (рис. 1.32).

Потужність вихідного сигналу генератору 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. 1.33).

Використовуючи недорогу резонансну систему — кільцевий мікросмушковий резонатор, автори роботи [27] побудували чотиритактний (quadruple-push) гібридно-інтегральний генератор Ka-діапазону. Генератор складається з чотирьох ідентичних модулів на основі дискретних активних елементів НЕМТ FHX35LG, що підводять негативний опір до чотирьох рівновіддалених точок мікросмушкового кільцевого резонатору довжиною λ_g на основній частоті коливань (рис. 1.34). Спільний для всіх транзисторів резонатор використано в якості вихідного ланцюга складання потужностей, для чого ті ж рівновіддалені точки резонатору з'єднуються в центрі структури відрізками мікросмушкових ліній передачі, де встановлюється вихідний коаксіальний роз'єм. Застосований резонатор дозволяє використати такий простий підхід до складання потужностей сигналів на четвертій гармоніці з одночасним придушенням всіх нижчих гармонік.

При встановленні коливань в резонаторі, що збуджується в точці Port1, картина резонансних напруг основної частоти коливань та її гармонік матиме вигляд, приведений на рис. 1.35. Із картини напруг видно, що лише напруги четвертої гармоніки в точках Порт 2, 3 та 4 виявляються в фазі з точкою збудження Port 1. Всі інші гармонічні складові мають такі співвідношення фаз у вказаних точках, що забезпечують їх взаємне віднімання. Чотири активних елементи, ввімкнені в точки Порт 1-4, використовують кільцевий мікросмушковий резонатор як спільну резонансну систему і підтримують коливання на одній і тій самій частоті f_0 , тобто виявляються взаємно синхронізованими.

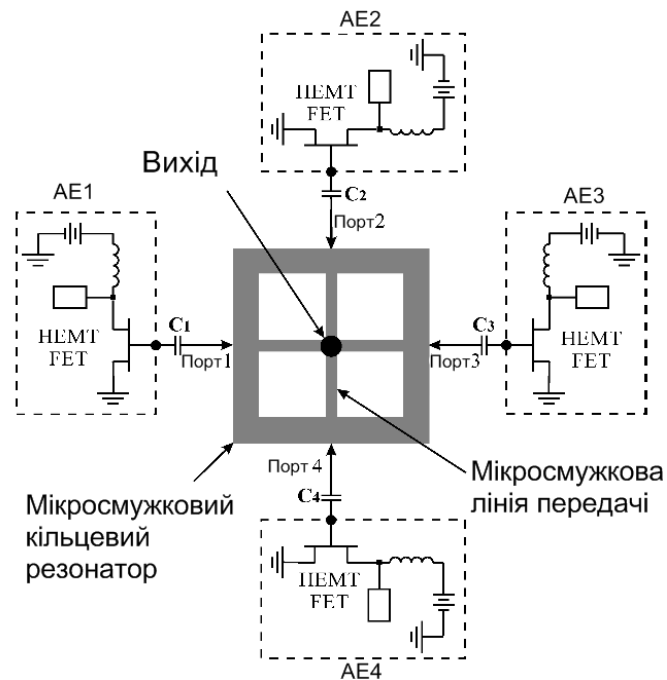


Рисунок 1.34 — Структура генератору quadruple-push 35.8 ГГц

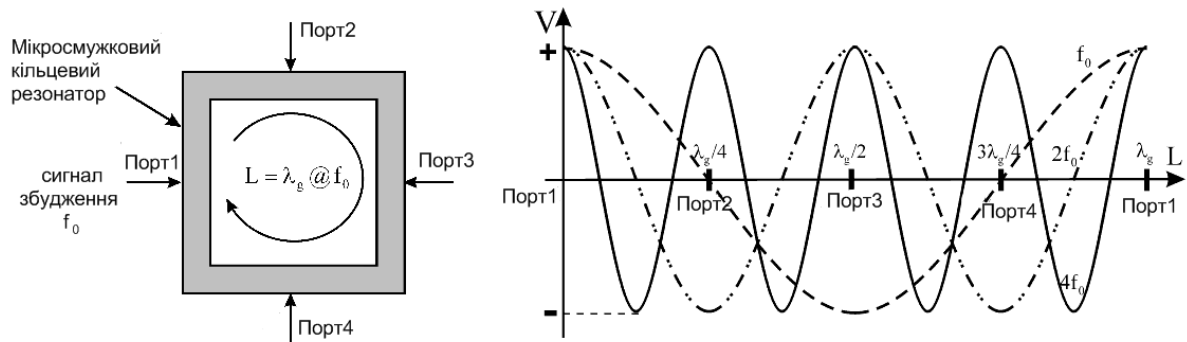


Рисунок 1.35 — Картина резонансних напруг в резонаторі генератору quadruple-push 35.8 ГГц

Частота, на якій в резонаторі вкладається одна довжина хвилі, складає 9 ГГц, розраховане значення власної добротності резонатору становить 46. Ланцюги активних елементів розроблені такими, що підводять негативний опір в околі 9 ГГц. Генератор виготовлено на підкладинці з тефлону, армованого скловолокном, товщиною 0.8мм, $\epsilon_r = 2.15$ (рис. 1.36).

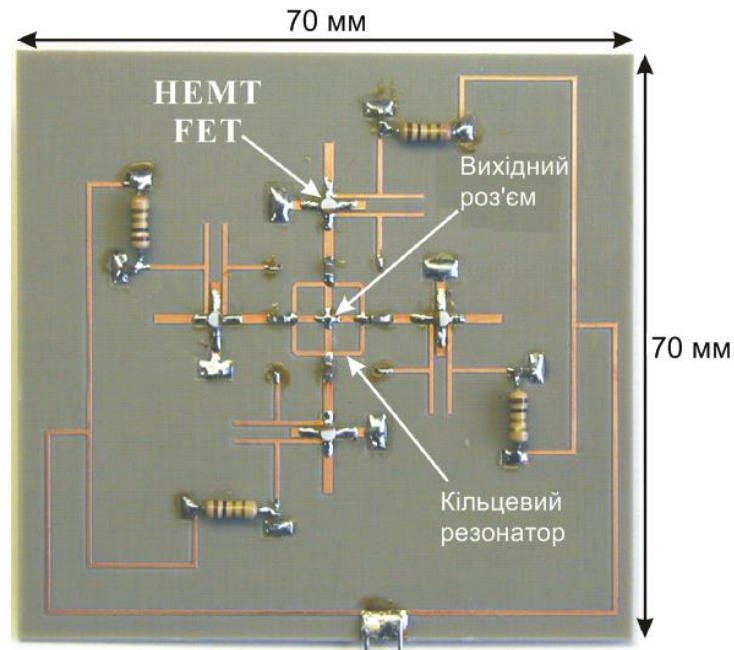


Рисунок 1.36 — Фотографія плати quadruple-push генератору 35.8 ГГц

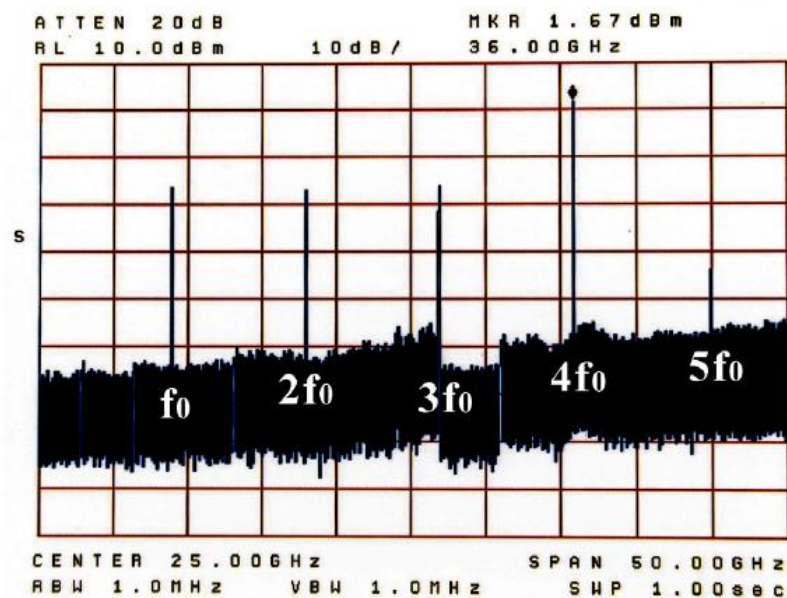


Рисунок 1.37 — Спектральний склад вихідного сигналу quadruple-push генератору 35.8ГГц (фото екрану аналізатора спектру)

На рис. 1.37 представлені результати вимірювань спектру вихідного сигналу чотиритактного генератору. Рівні пригнічення гармонік сигналу на частотах f_0 , $2f_0$, $3f_0$ та $5f_0$ становлять -18 дБ, -17.9 дБ, -17.8 дБ та -35 дБ, відповідно, по відношенню до рівня корисного сигналу на частоті $4f_0$. Потужність сигналу четвертої гармоніки складає 1.7дБм, фазовий шум при відстроюванні частоти від носійної на 1 МГц становить -104 дБн/Гц.

Отриманий результат можна вважати високим, особливо зважаючи на добротність резонансної системи, яка за розрахунками авторів складає 46 при відсутності зв'язку з резонатором, а запропонована схема виводу потужності корисної четвертої гармоніки, при якій навантаження вмикається прямо в резонатор, істотно зменшує значення навантаженої добротності.

Розглянуті окремі приклади N-push генераторів міліметрового діапазону як із високодобротними ДР так і з низькодобротними резонаторами показують, що при застосуванні такого підходу вдається отримати менші рівні фазового шуму в порівнянні з підходом до проектування генератору з виходом на основній частоті коливань резонатору. Це робить N-push генератори на основі низькодобротних резонансних систем ефективним підходом для побудови недорогого малошумлячого генератору міліметрового діапазону довжин хвиль.

Розглянуті підходи до створення малошумлячих генераторів короткохвильової частини сантиметрового і міліметрового діапазонів довжин хвиль базуються на використанні дискретних транзисторів (одного або декількох), що є доцільним з точки зору зменшення вартості генераторів. Водночас низький рівень шумів тут досягається, як правило, за рахунок використання добротних генераторів, що зумовлює неможливість перестроювання частоти у широкому діапазоні. Іншим шляхом досягнення низького рівня фазового шуму є використання генераторів із широкою смугою перестроювання частоти і відносно значним рівнем шуму, включених до складу синтезаторів, за рахунок чого і досягається низький рівень шуму приладу в цілому. При цьому у якості генератора з електронним перестроюванням частоти або, як прийнято казати, генератора, керованого напругою, ГКН (або VCO) доцільно використовувати монолітні інтегральні схеми, широко представлені на сучасному ринку. Треба, однак, відмітити, що це стосується VCO з діапазоном робочих частот, обмеженому частотами порядку 10 - 12 ГГц, а отже для побудови генераторів для трансіверів міліметрового діапазону довжин хвиль необхідно використовувати

помножувачі частоти. Стосовно останніх, монолітні і інтегральні схеми їх сьогодні представлені декількома моделями, які не підлягають суворому експортному контролю з боку країн-виробників. Додамо також, що зазначені помножувачі частоти мають нормований рівень власних фазових шумів і виконані за активною схемою, тобто коефіцієнт перетворення вхідного сигналу до вихідного більший одиниці і може складати до 10 - 20 дБ. Враховуючи сказане, побудову сучасного трансівера міліметрового діапазону довжин хвиль доцільно виконати на базі монолітних інтегральних схем керованого напругою генератора і помножувачів частоти. При цьому доцільним є використання монолітної інтегральної схеми, на кристалі якої об'єднані VCO і основні вузли синтезатора частоти.

З виконаного огляду літератури можна зробити наступні висновки:

1. Реалізацію малошумлячих генераторів, призначених для роботи у якості генераторів з фіксованою частотою у складі трансіверів короткохвильової частини сантиметрового і міліметрового діапазонів довжин хвиль, доцільно виконувати на базі дискретних біполярних транзисторів і високодобротних резонаторів. При цьому генератори доцільно будувати на декількох активних елементах за схемою з помноженням частоти, які дозволяють використовувати властивості низькочастотних резонаторів для отримання спектрально чистих коливань на зазначених високих частотах.
2. Для побудови генераторів, які потребують значного перестроювання частоти, доцільно використовувати монолітні інтегральні схеми низькочастотних VCO (краще VCO з вбудованим синтезатором), а необхідне значення вихідних частот отримувати шляхом використання монолітних інтегральних схем помножувачів частоти.

2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ГЕНЕРАТОРА

Згідно із висновками, зробленими у розділі 1 роботи, була розроблена функціональна схема гетеродину трансівера. Схема показана на рис. 2.1. Основою схеми є монолітна інтегральна схема VCO з вбудованим синтезатором частоти, яка працює до максимальної частоти вихідного сигналу 13.6 ГГц. Зазначена схема містить VCO, подільник потужності, який забезпечує живлення вбудованого лічильника із змінним коефіцієнтом ділення радіосигналу, такий самий подільник частоти вхідного опорного сигналу і фазовий детектор, вихідний сигнал з якого через зовнішній фільтр низької частоти кільця ФАПЧ подається на варактори схеми VCO, що керують його частотою. Зовнішній опорний кварцовий генератор формує високостабільне спектрально чисте коливання, яке через формуючий швидкісний компаратор подається на вхід опорного сигналу мікросхеми VCO/синтезатора частоти. Основний вихід VCO забезпечує живлення двох каскадно з'єднаних помножувачів частоти (в два рази кожний). З метою покращення узгодження між помножувачами включена мікросхема фіксованого атенюатора. Вихідний сигнал другого помножувача частоти подається на подільник потужності з високою розв'язкою вихідних портів, яка забезпечує незалежність рівного поділення потужності в портах від їх навантаження. Навантаженнями портів слугують змішувачі перетворювачів частоти вгору і вниз трактів передавача і приймача трансівера, відповідно. Крім того, схема містить джерело вторинного живлення, яке формує робочі напруги мікросхем помножувачів частоти (V_{ss1} , V_{dd1} , V_{ss2} , V_{dd2}), мікросхеми VCO/синтезатора, опорного генератора і компаратора. Крім того, схема містить мікроконтролер МС, який забезпечує завантаження регістрів мікросхеми VCO/синтезатора і панель індикації-керування (ПІК), через яку виконується встановлення частоти генерації і її індикація.

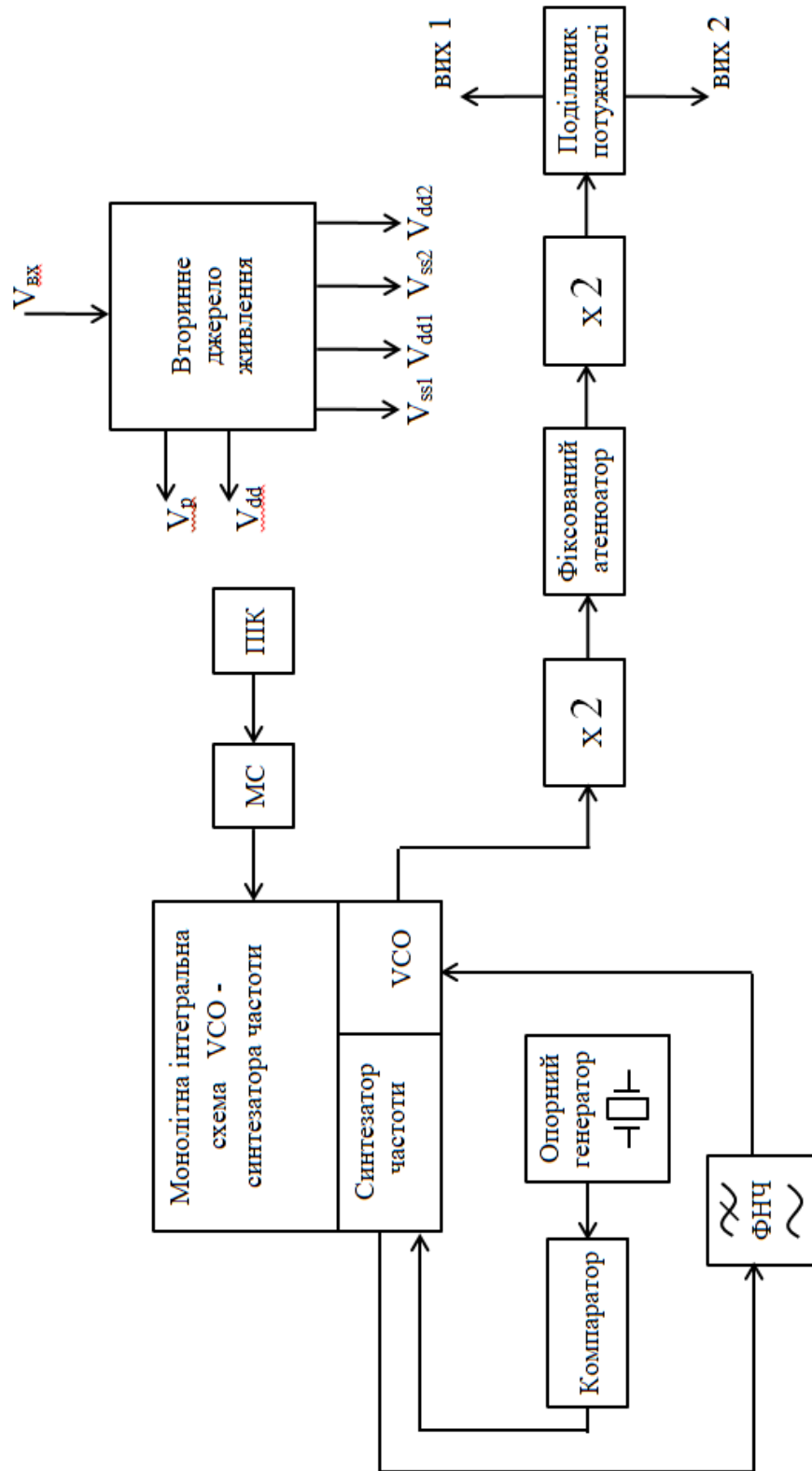


Рисунок 2.1 Функціональна схема гетеродину трасівера

3 ПРИНЦИПОВА СХЕМА РОЗРОБЛЮВАНОВОГО ГЕТЕРОДИНУ

Принципова схема надвисокочастотної частини розроблюваного гетеродину зображена на рис. 3.1. Як уже відмічалось раніше, у якості джерела надвисокочастотних коливань використано сучасну монолітну інтегральну схему типу ADF 5355 (Analog Devices), яка містить всі необхідні елементи кільця ФАПЧ і вбудований генератор, керований напругою. Ряд вбудованих коливальних систем разом і помножувачів частот, опційно підключаються у тракт, забезпечують можливість формування вихідних коливань генератора в широкому діапазоні частот (від 54 до 13600 МГц). Для формування коливань в восьмиміліметровому діапазоні довжин хвиль використані дві монолітні інтегральні схеми помножувачів частоти на два, включені каскадно. Перший помножувач (MAFC 004403, MACOM) формує вихідний сигнал в діапазоні частот 18 - 19 ГГц, а другий (XX 1000, UMS) - у діапазоні 36 - 38 ГГц. Стійка робота активних помножувачів забезпечується використанням фіксованого монолітного атенюатора типу HMC 653 (Hittite). Порівняно низька частота опорного коливання (10МГц) зумовила необхідність спеціального формування опорного сигналу на вході синтезатора ADF 5355. З цією метою використано швидкісний компаратор ARCMP 600 (Analog Devices) з низьким рівнем джитеру. Детальний розрахунок петлі ФАПЧ, включно із ретельним обчисленням спектральної щільності потужності шуму, подано в розділі 5.

Робота зображеної на рис.3.1 схеми забезпечується цілим рядом ретельно розроблених низькочастотних вузлів, до яких входять джерела напруги живлення із наднизьким рівнем шуму, вузли програмування вузлів синтезатора, перестроювання його частоти і її індикації. Принципова схема цієї частини розроблюваного гетеродину подана в Додатку А, а детальна розробка окремих її вузлів проведена в розділі 4.

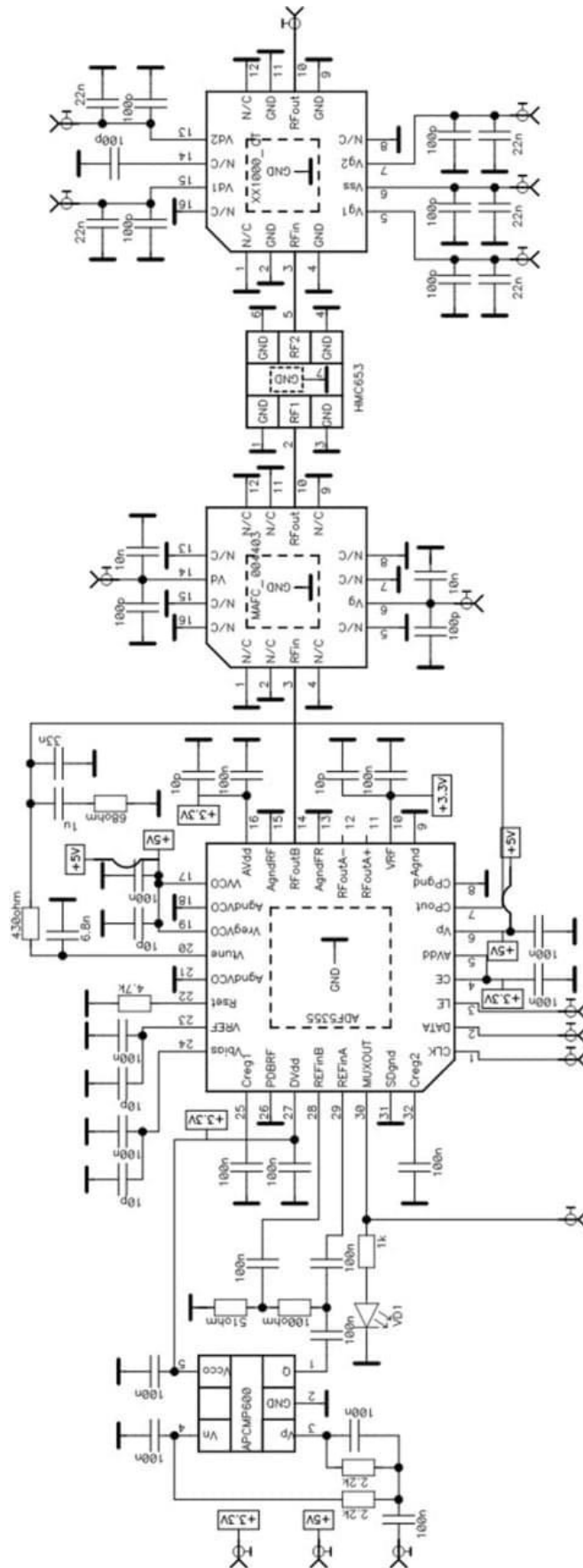


Рисунок 3.1 — Принципова схема надвисокочастотної частини розроблюваного гетеродину

4 РОЗРОБКА ВУЗЛІВ ГЕТЕРОДИНА

4.1 Синтезатор частоти з вбудованим генератором, керуванням напругою

4.1.1 Вихідні дані для розрахунку синтезатора

Як відмічалось раніше, у якості синтезатора з вбудованим генератором в роботі використана сучасна монолітна інтегральна схема VCO/синтезатора типу ADF5355. Вихідними даними для розрахунку генератора на основі цієї мікросхеми (в подальшому синтезатора частоти) є наступні:

- а. Центральна частота 9.120 ГГц
- б. Діапазон перестроювання частоти 0.25 ГГц
- в. Крок перестроювання частоти 10 МГц
- г. Частота опорного генератора 10 МГц
- д. Вихідна потужність не менше 1 мВт
- є. Частотна залежність рівня спектральної щільності потужності шуму опорного генератора..... згідно табл.1.
- ж. Частотна залежність рівня спектральної щільності потужності ГКН при розімкненій петлі ФАПЧ..... згідно табл.2
- з. Рівень придушення частоти порівняння у спектрі вихідного сигналу не менше 50 дБм
- і. Рівень шуму фазового детектора..... -221 дБн/Гц

Проектування синтезатора включає встановлення необхідних коефіцієнтів ділення прескалера і подільників частоти в трактах вхідного сигналу від вбудованого VCO і сигналу від опорного генератора, встановлення режиму роботи фазового детектора, режиму роботи тракту вихідного сигналу синтезатора, а також мультиплекера в системі індикації. Фазові шуми на різних частотах відстроювання від несучих для опорного генератора та ГКН зображені у таблицях 4.1 – 4.2.

Таблиця 4.1 — Параметри опорного генератору

Відстроювання від центральної частоти , Гц	Рівень фазового шуму опорного генератора відносно частоти несучої, дБн
10^1	-117
10^2	-137
10^3	-157
10^4	-167
10^5	-177
10^6	-180

Таблиця 4.2 — Параметри ГКН без ФАПЧ

Відстроювання від центральної частоти , Гц	Рівень фазового шуму ГКН відносно частоти несучої, дБн
10^1	-10
10^2	-30
10^3	-50
10^4	-80
10^5	-108
10^6	-130

Програмування реєстрів здійснюється допоміжним контролером через протокол SPI. Особливості програмування, пов'язані з необхідністю перестроювання частоти, а також з індикацією встановленої частоти, викладені далі у тексті. В цьому розділі розрахований фільтр петлі ФАПЧ, а також наведена методика і результати розрахунків очікуваної частотної залежності спектральної щільності потужності шуму вихідного сигналу синтезатора.

4.1.2 Розрахунок компонентів фільтра петлі ФАПЧ

Для синтезу петлі ФАПЧ необхідно визначити коефіцієнти ділення подільників частоти основного та опорного трактів, та параметри компонентів фільтра петлі.

Зі структурної схеми синтезатора видно, що функціонування петлі можливе при будь-якій комбінації цілочислових коефіцієнтів N і R , при якій $f_{ref} / R = f_{out} / N$. (Тут N, R – коефіцієнти ділення подільників в тракці сигналу і опорного коливання, f_{ref} – частота опорного коливання, f_{out} – частота вихідного сигналу). Розглянемо, який з можливих наборів коефіцієнтів ділення N і R є оптимальним для роботи петлі з точки зору збереження низького рівня фазового шуму вихідного сигналу синтезатора. При відстроюваннях від центральної частоти вихідного сигналу, що знаходяться в межах смузи фільтра петлі, фазовий шум, що вноситься фазовим детектором, однаковий у всій смузі і становить [28]:

$$P_{шд} = P_{н1Гц} + 10 \log \left(\frac{f_{pd}}{1Гц} \right) + 20 \ln(N). \quad (4.1)$$

де $P_{шд}$ — рівень шуму фазового детектора у смузі частот фільтра низької частоти петлі ФАПЧ;

$P_{н1Гц}$ — нормований рівень шуму фазового детектора в смузі частот 1 Гц;

N — коефіцієнт ділення подільника частоти сигналу, $N = f_{out} / f_{pd}$;

f_{pd} — частота порівняння на входах фазового детектора.

Враховуючи це, вираз (4.1) може бути переписаний у вигляді:

$$P_{шд} = P_{П1Гц} + 10 \log \left(\frac{f_{pd}}{1Гц} \right) + 20 \ln(N) = P_{П1Гц} + 10 \log \left(\frac{f_{pd}}{1Гц} \right) + 10 \log(N). \quad (4.2)$$

З співвідношення (4.2) ми бачимо, що вихідний шум фазового детектора зростає зі збільшенням коефіцієнта N , а отже величина f_{pd} має бути якомога більшою. Тому приймаємо $f_{ref} = f_{pd}$. Звідси випливає, що $R=1$.
 Переходячи до розрахунку петлі ФАПЧ, перш за все відмітимо, що серед спектральних складових вихідного сигналу найбільш небезпечною є частота порівняння f_{pd} , оскільки саме ця частота є робочою у колі петлі. З метою її надійного придушення будемо використовувувати фільтр третього порядку, зображений на рисунку 4.1. Згідно з методикою, викладеною в [28], вимогами до синтезатора і параметрами мікросхеми ADF5355, сформулюємо основні вихідні дані для розрахунку ФНЧ петлі ФАПЧ.

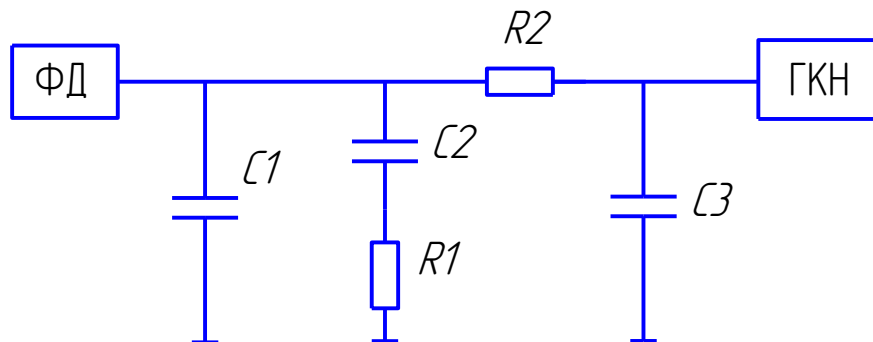


Рисунок 4.1 — Схема фільтру третього порядку

- Частота опорного генератора $f_{ref} = 10$ МГц;
- Частота порівняння $f_{pd} = 10$ МГц;
- Частота вихідного сигналу $f_{out} = 9120$ МГц;
- Відношення постійних часу $T3$ до $T1$, що впливає на характеристику фільтра, вибираємо оптимальним $T31 = 0.5$;
- Коефіцієнт перестроювання ГКН $K_0 = 15$ МГц/В;
- Коефіцієнт передачі фазового детектора $K_{phd} = 5$ мА;
- Задаємось приблизною смугою пропускання фільтра $f_c = 12$ кГц;

- 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° на 60° , тому $\phi = 60 \frac{\pi}{180}$ рад;
- Гама параметр, що разом зі значенням ϕ впливає на час перестроювання петлі, приймаємо рівним $\gamma = 0.7$;
- Коефіцієнт ділення основного подільника частоти $N = 912$;
- Коефіцієнт ділення опорного подільника частоти $R = 1$.

Розрахунки проведемо згідно методики, що наведена у [28].

Для синтезу фільтра по заданій смузі пропускання фільтра $f_c = 12$ кГц та запасу по фазі $\phi = 60^\circ$ для фільтра третього порядку знайдемо три сталих часу: T_1 , T_2 , T_3 .

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

$$T_1 = \frac{\sec(\phi) - \tan(\phi)}{\omega_c \cdot (1 + T_{31})}; \quad T_1 = 2.369 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$T_3 = T_1 \cdot T_{31}; \quad T_3 = 1.185 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$T_2 = \frac{\gamma}{\omega_c^2 \cdot (T_1 + T_3)}; \quad T_2 = 3.465 \cdot 10^{-5} \text{ с}.$$

Для переходу від сталих часу до номінальних значень компонентів фільтра введемо коефіцієнти A_0 , A_1 , A_2 :

$$A_0 = C_1 + C_2 + C_3$$

$$A_1 = C_2 \cdot C_3 \cdot R_1 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 + C_1 \cdot C_3 \cdot R_2 + C_2 \cdot C_3 \cdot R_2;$$

$$A_2 = C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot C_3 \cdot R_2.$$

Для пасивного фільтру коефіцієнт A_0 дорівнює повній ємності фільтру та визначається за формулою:

$$A_0 = \frac{K_{phd} \cdot K_0}{\omega c^2 \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega c^2 \cdot T_2^2}{(1 + \omega c^2 \cdot T_1^2) \cdot (1 + \omega c^2 \cdot T_3^2)}}; \quad A_0 = 3.968 \cdot 10^{-8} \Phi;$$

Знайдемо A_1 та A_2 :

$$A_1 = A_0 \cdot (T_1 + T_3); \quad A_1 = 1.41 \cdot 10^{-13};$$

$$A_2 = A_0 \cdot T_1 \cdot T_3; \quad A_2 = 1.114 \cdot 10^{-19}.$$

Тепер розрахуємо номінальні значення компонентів фільтру:

$$C_1 = \frac{A_2}{T_2^2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{T_2}{A_2} \cdot (T_2 \cdot A_0 - A_1)} \right); \quad C_1 = 1.913 \cdot 10^{-9} \Phi;$$

$$C_3 = \frac{-T_2^2 \cdot C_1^2 + T_2 \cdot A_1 \cdot C_1 - A_2 \cdot A_0}{T_2^2 \cdot C_1 - A_2}; \quad C_3 = 2.443 \cdot 10^{-10} \Phi;$$

$$C_2 = A_0 - C_1 - C_3; \quad C_2 = 3.752 \cdot 10^{-8} \Phi;$$

$$R_1 = \frac{T_2}{C_2}; \quad R_1 = 9.235 \cdot 10^2 \text{ Ом};$$

$$R_2 = \frac{A_2}{C_1 \cdot C_3 \cdot T_2}; \quad R_2 = 6.879 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Відповідно до стандартних значень номіналів елементів знаходимо:

$$C_1 = 2 \text{ нФ};$$

$$C_2 = 36 \text{ нФ};$$

$$C_3 = 240 \text{ пФ};$$

$$R_1 = 910 \text{ Ом};$$

$$R_2 = 6.8 \text{ кОм}.$$

4.1.3 Розрахунок фазового шуму вихідного сигналу замкненої петлі ФАПЧ.

Модель петлі ФАПЧ, яка містить вплив всіх основних її елементів на рівень фазового шуму синтезатора, показана на рис. 4.2.

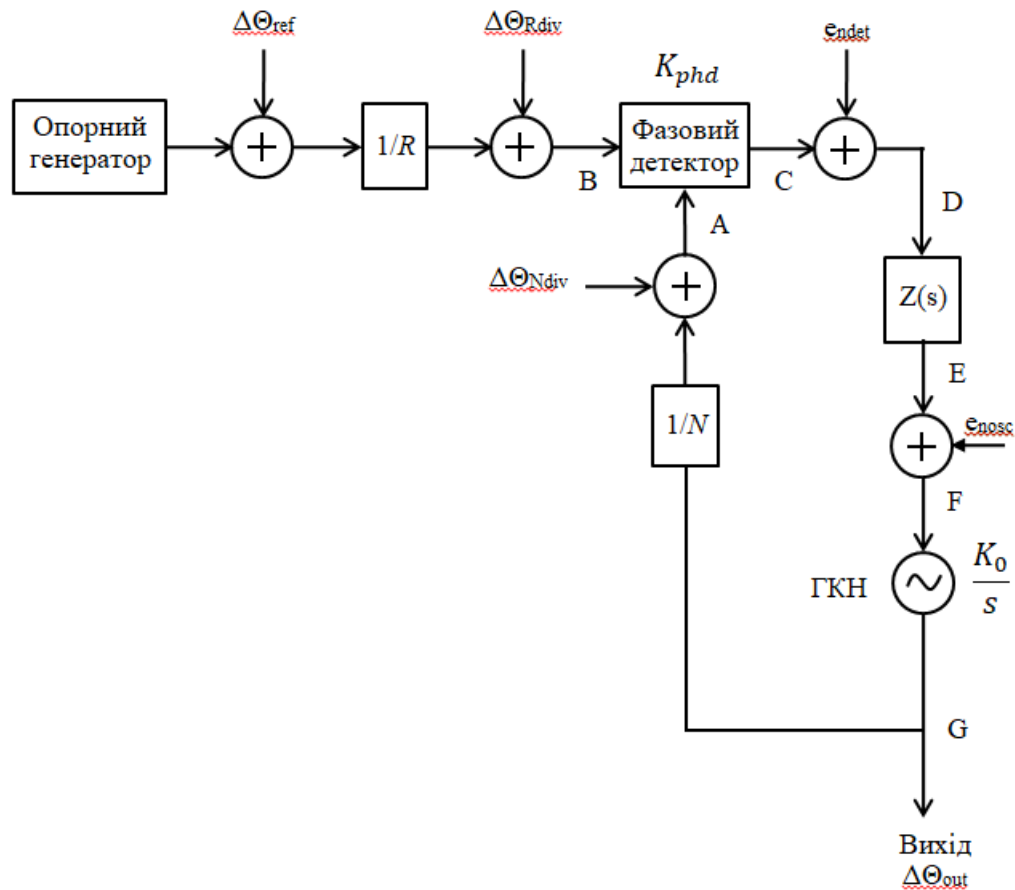


Рисунок 4.2 — Модель петлі ФАПЧ

На цьому рисунку величина $\Delta\Theta_{ref}$ відповідає рівню фазового шуму опорного генератора; $\Delta\Theta_{Rdiv}$ і $\Delta\Theta_{Ndiv}$ — рівню шуму подільників частоти опорного каналу і сигналу; ϵ_{ndet} - діюче значення шумів, створених фазовим детектором; ϵ_{nosc} - значення шумової напруги ГКН, приведене до його входу, а $\Delta\Theta_{out}$ - рівень фазового шуму синтезатора. Відповідно до рис. 4.2, в різних точках (A – G) структурної схеми маємо такий рівень фазового шуму:

– у точці A:

$$P_A = \frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv};$$

– у точці В:

$$P_B = \frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv};$$

– у точці С:

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

– у точці D:

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

– у точці E:

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

– у точці F:

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

– у точці виходу генератора (точці G):

$$\left[\left(\frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} + \Delta\Theta_{Rdiv} \right) - \left(\frac{\Delta\Theta_{out}}{N} + \Delta\Theta_{Ndiv} \right) \right] \cdot K_{phd} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_0}{s} +$$

$$+ e_{ndet} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_0}{s} + e_{nosc} \cdot \frac{K_0}{s} = \Delta\Theta_{out}. \quad (4.3)$$

Розв'язуючи рівняння (4.3) відносно $\Delta\Theta_{out}$, отримуємо

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

$$\left. + e_{ndet} \cdot \frac{N}{K_{phd}} \cdot G(s) + e_{nosc} \cdot \frac{K_0}{s} \right], \quad (4.4)$$

де $G(s) = \frac{K_{phd} \cdot Z(s) \cdot K_0}{N \cdot s}$ — коефіцієнт передачі розімкненої петлі.

Останній доданок у (4.3) може бути перетворений, виходячи з наступних міркувань. Під дією напруги e_{nosc} ГКН перестроюється по частоті на $\Delta f = e_{nosc} \cdot K_0$ Гц. Це відповідає зміні фази на $\Delta\Theta_{VCO} = e_{nosc} \cdot \frac{K_0}{s}$, рад.

Звідси $e_{nosc} = \Delta\Theta_{VCO} \cdot \frac{s}{K_0}$, а отже (4.4) приймає вигляд

$$\Delta\Theta_{out} = \frac{1}{1+G(s)} \cdot \left[\frac{\Delta\Theta_{ref}}{R} \cdot N \cdot G(s) + (\Delta\Theta_{Rdiv} - \Delta\Theta_{Ndiv}) \cdot N \cdot G(s) + e_{ndet} \cdot \frac{N}{K_{phd}} \cdot G(s) - \Delta\Theta_{VCO} \right] \quad (4.5)$$

Враховуючи некорельованість всіх доданків у (4.5), останнє співвідношення може бути записане у такому вигляді:

$$\overline{\Delta\Theta_{out}^2} = \frac{\overline{\Delta\Theta_{ref}^2} \cdot N^2}{R^2} \cdot \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 + \left(\overline{\Delta\Theta_{Rdiv}^2} + \overline{\Delta\Theta_{Ndiv}^2} + \frac{\overline{e_{ndet}^2}}{K_{phd}^2} \right) \cdot N^2 \left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2 + \overline{\Delta\Theta_{VCO}^2} \cdot \frac{1}{|1+G(s)|^2} \quad (4.6)$$

Розглянемо окремі доданки (4.6).

а. Внесок в загальний шум від опорного генератора. Враховуючи, що середньоквадратичне відхилення фази коливань, пов'язане з потужністю коливання P_{ref} при цьому відхиленні, дорівнює $\overline{\Delta\Theta_{ref}^2} = 2P_{ref}$, для внеску фазового шуму опорного генератора у охопленій петлею ФАПЧ генератор отримуємо

$$L_{PLLref}^{(\partial\Theta)} = 20\lg P_{ref} + 3 + 20\lg\left(\frac{N}{R}\right) + 20\lg\left(\left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right| \right), \quad (4.7)$$

де P_{ref} — спектральна щільність потужності шуму опорного генератора на відповідній частоті відстроювання. Ці величини у «дБ» подані в табл. 4.1. Розраховані згідно (4.7) значення величини L_{PLLref} показані на рис. 4.3.

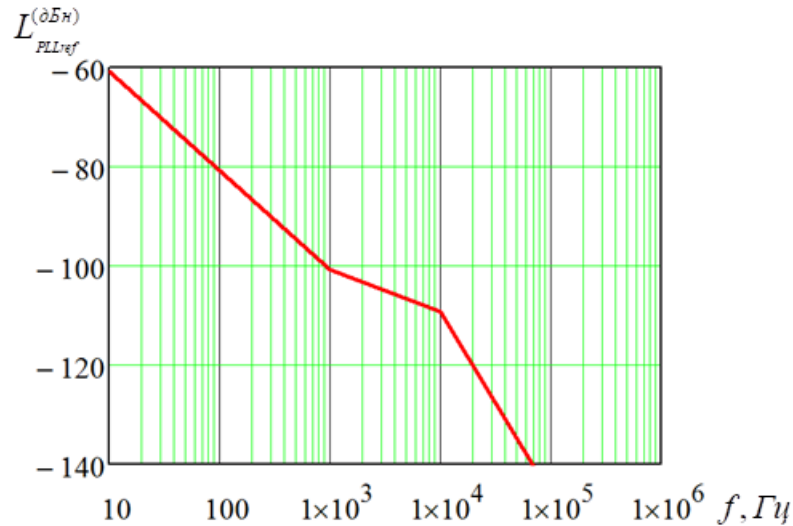


Рисунок 4.3 — Залежність вихідного шуму синтезатора з ФАПЧ, обумовлена опорним генератором

б. Внесок у загальний шум фазового детектора і подільників частоти.

На жаль, у технічних документах на мікросхему ADF5355 шумові характеристики подільників окремо не виділені. Однак, з документів на автономні подільники частоти тієї ж фірми можна зробити висновок про дуже малу їх величину порівняно з шумом фазового детектора. У технічних документах на мікросхему величина еквівалентного джерела шуму e_{ndet} не надається. Натомість надається величина нормованого рівня порогового шуму $P_{П1Гц}$ - величина потужності фазового шуму фазового детектора в смузі частот 1 Гц. Скориставшись співвідношенням (4.2), а також тим, що

множник $\left| \frac{G(s)}{1+G(s)} \right|^2$ є коефіцієнтом передачі замкненої петлі, остаточно для

величини внеску фазового детектора у загальний шум синтезатора маємо

$$L_{PLL_{phd}}^{(\partial Бн)} = P_{П_1 Гц} + 20 \lg N + 10 \lg \left(\frac{f_{pd}}{1 Гц} \right) + 20 \lg \left(\left| \frac{G(s)}{1 + G(s)} \right| \right). \quad (4.8)$$

Розраховані згідно (4.8) значення величини $L_{PLL_{phd}}^{(\partial Бн)}$ показані на рис. 4.4.

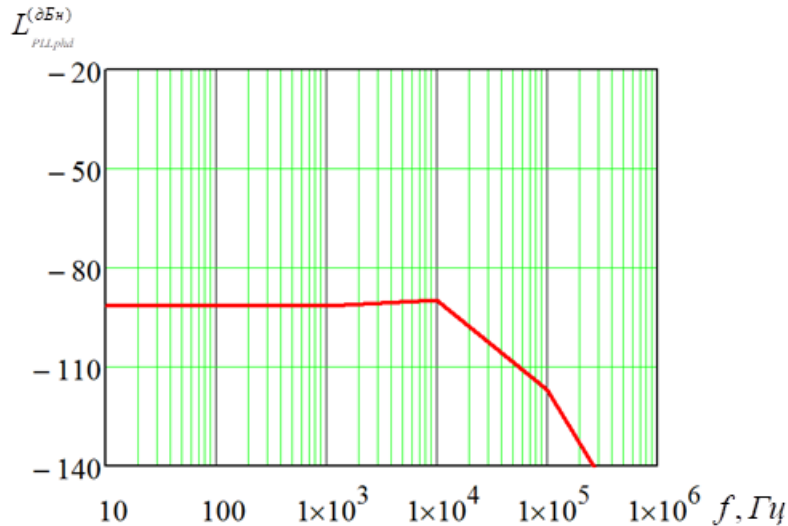


Рисунок 4.4 — Залежність вихідного шуму синтезатора з ФАПЧ, обумовлена фазовим детектором

в. Внесок ГКН розраховується аналогічно із впливом опорного генератора, тобто виходячи із співвідношення

$$\overline{\Delta\Theta_{VCO}^2} = 2P_{VCO},$$

де P_{VCO} - спектральна щільність потужності шуму ГКН у одиницях потужності.

Таким чином

$$L_{PLL_{VCO}}^{(\partial Бн)} = 20 \lg P_{VCO} + 3 + 20 \lg \left(\left| \frac{1}{1 + G(s)} \right| \right),$$

або

$$L_{PLL_{VCO}}^{(\partial Бн)} = L_{VCO} + 3 + 20 \lg \left(\left| \frac{1}{1 + G(s)} \right| \right), \quad (4.9)$$

де L_{VCO} — спектральна щільність потужності шуму ГКН, не охопленого кільцем ФАПЧ, в «дБ». Як відзначалося раніше, значення цих величин подані в таблиці 4.2. Розрахована згідно (4.9) залежність показана на рис. 4.5.

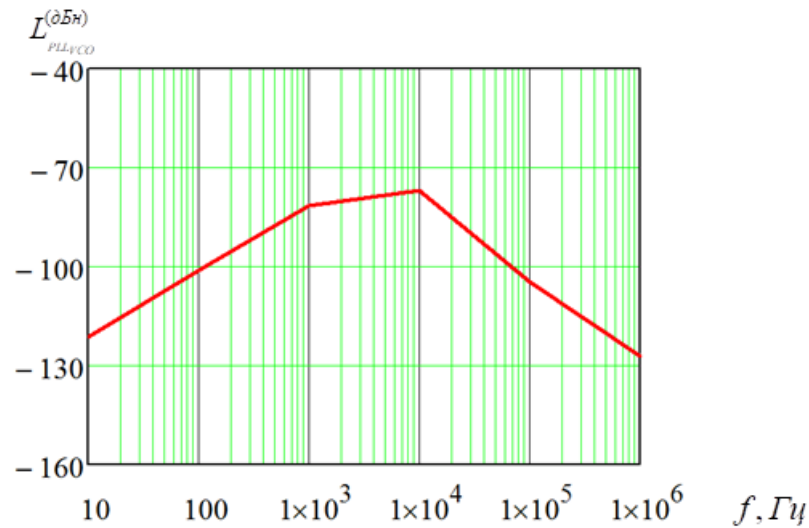


Рисунок 4.5 — Залежність вихідного шуму синтезатора з ФАПЧ, обумовлена ГКН

Сумарний рівень шуму згідно з (4.6), (4.7), (4.8), (4.9) тепер може бути обчислений за формулою

$$L_{out}^{(дБн)} = 10 \lg \left(10^{0.1 L_{PLLref}} + 10^{0.1 L_{PLLphd}} + 10^{0.1 L_{PLLvco}} \right). \quad (4.10)$$

Графік, побудований відповідно (4.10), показаний на рис. 4.6.

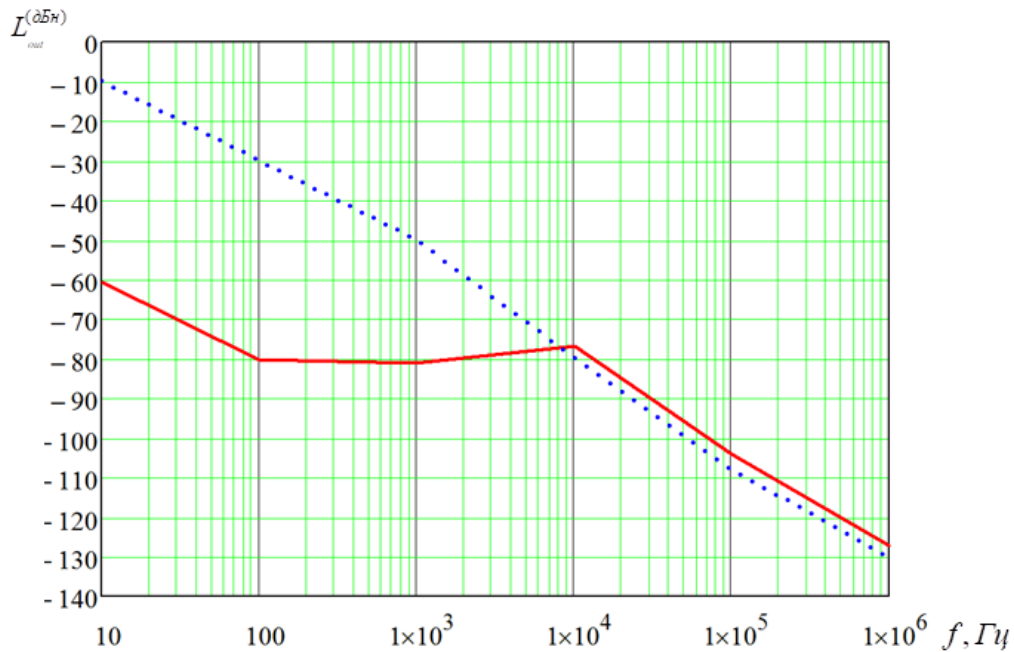


Рисунок 4.6 — Залежність очікуваного рівня фазового шуму синтезатора з петлею ФАПЧ

На цьому графіку для порівняння зображено вихідну характеристику шуму ГКН. Видно, по-перше, значне покращення рівня фазового шуму генератора, охопленого петлею ФАПЧ, а, по-друге, правильність вибору частоти зрізу ФНЧ ($f_c = 12$ кГц): вище зазначеної частоти графіки вільного і охопленого петлею ФАПЧ ГКН практично співпадають.

Розрахована залежність дозволяє розрахувати середньоквадратичне відхилення фази вихідного сигналу синтезатора

$$\sqrt{\Delta\Theta_{out}^2} = \Theta_{III}(\text{град}) = \frac{180}{\pi} \sqrt{2 \int_{10^1}^{10^6} 10^{0.1L_{out}} df} \approx 1.46^\circ. \quad (4.11)$$

Згідно із функціональною схемою гетеродину, отримання коливань в діапазоні 36 ГГц досягається завдяки використанню помножувачів частоти. Помноження частоти в 4 рази спричинює рівномірне підвищення рівня фазового шуму на 12 дБ, якщо знехтувати шумами, що вносяться власне схемами помножувачів. На рис. 4.7 зображена розрахована залежність спектральної щільності потужності шуму всього гетеродину.

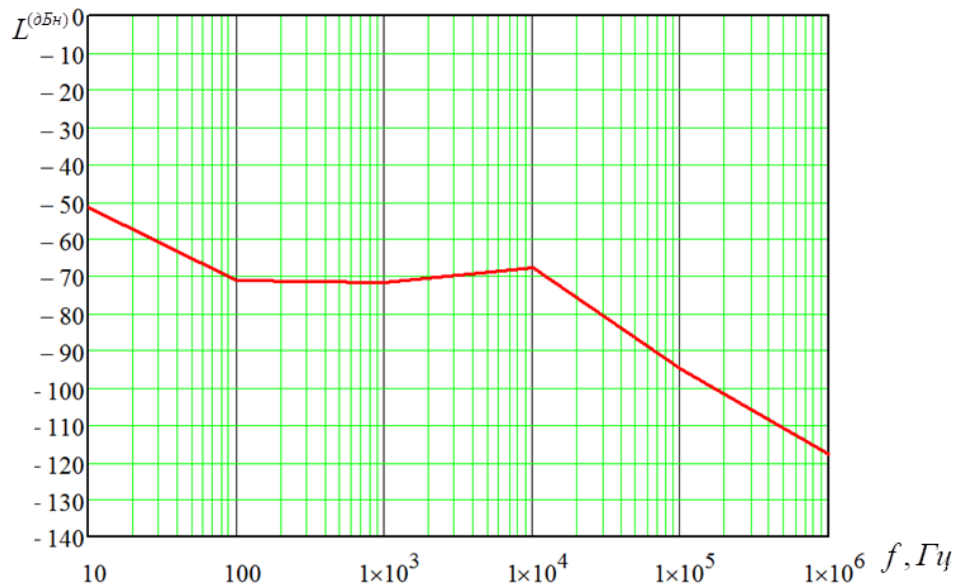


Рисунок 4.7 — Залежність очікуваного рівня фазового шуму гетеродину з петлею ФАПЧ

Розрахунок середньоквадратичного відхилення фази вихідного сигналу гетеродину, виконаний аналогічно (4.11), дає значення

$$\Theta_{\text{ФГ}}(\text{град}) \approx 3.77^\circ.$$

4.2 Вузли перестроювання і індикації частоти

З метою розширення функціональних можливостей розроблюваного генератора в рамках виконаної роботи була розроблена автономна система, призначена для оперативного перестроювання і індикації його частоти. Зокрема, це дозволяє використати генератор з низьким рівнем фазового шуму у якості вузла вимірювального лабораторного генератора восьми-міліметрового діапазону довжин хвиль. Зважаючи на високі вимоги до шумових характеристик гетеродину особливу увагу приділено розробці джерел живлення всіх його елементів.

4.2.1 Розробка джерел живлення вузлів гетеродину

Розробку принципової схеми почнемо з вибору лінійного стабілізатора, оскільки від якості напруги живлення залежить якість вихідного коливання гетеродину, адже шуми, які присутні в напрузі живлення, будуть переноситись на частоту гетеродину, тим самим погіршуючи його

спектральні характеристики. Вибір лінійних стабілізаторів зумовлений двома важливими параметрами, від яких залежить якість вихідної напруги.

Перший — це PSRR (Power supply rejection ratio), параметр який показує, на скільки буде придушена спектральна складова вихідної напруги відносно вхідної. На рис. 4.8 зображено зазначені характеристики для деяких стабілізаторів.

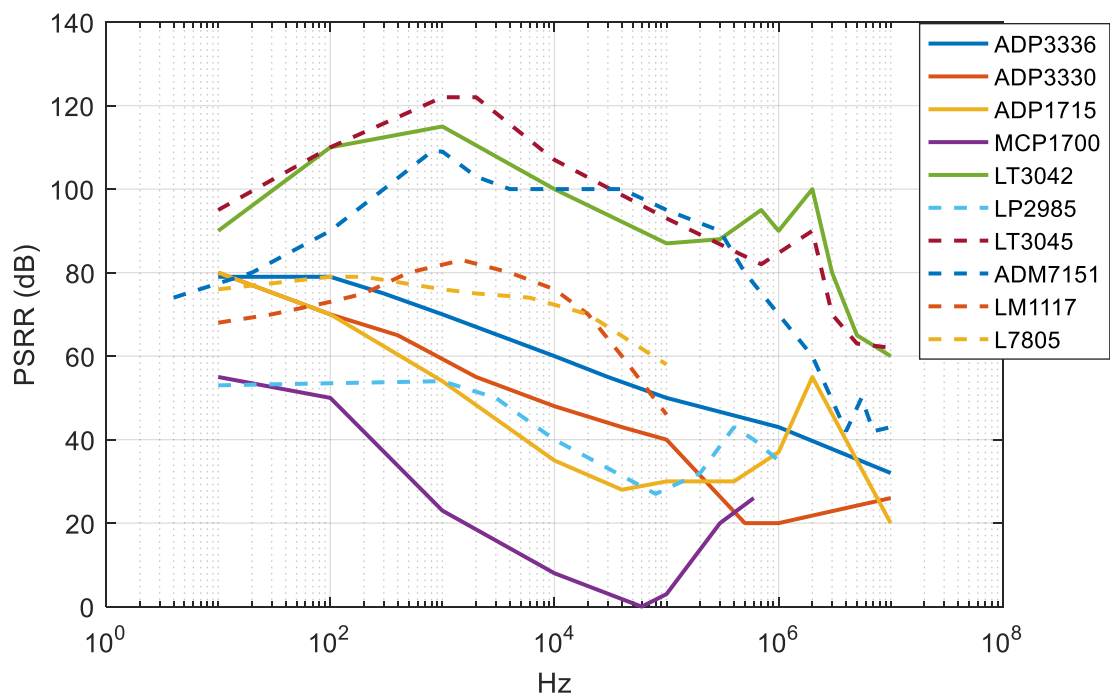


Рисунок 4.8 — Графік залежності PSRR від частоти

Бачимо, що присутній значний розкид даних характеристик. Для прикладу для мікросхем MCP1700 L7805, на деяких частотах різниця значень PSRR складає більше 60 дБ.

Другим важливим параметром є NSD (noise spectral density) – спектральна щільність потужності шуму стабілізатора напруги. Це власні шуми лінійного стабілізатора. Цей параметр в технічні документації зустрічається рідше, аніж PSRR, але у випадках, коли виробник позиціонує стабілізатор як малOSHумлячий, то цей параметр присутній. На рис. 4.9 приведені характеристики спектральної щільності потужності шуму для деяких стабілізаторів.

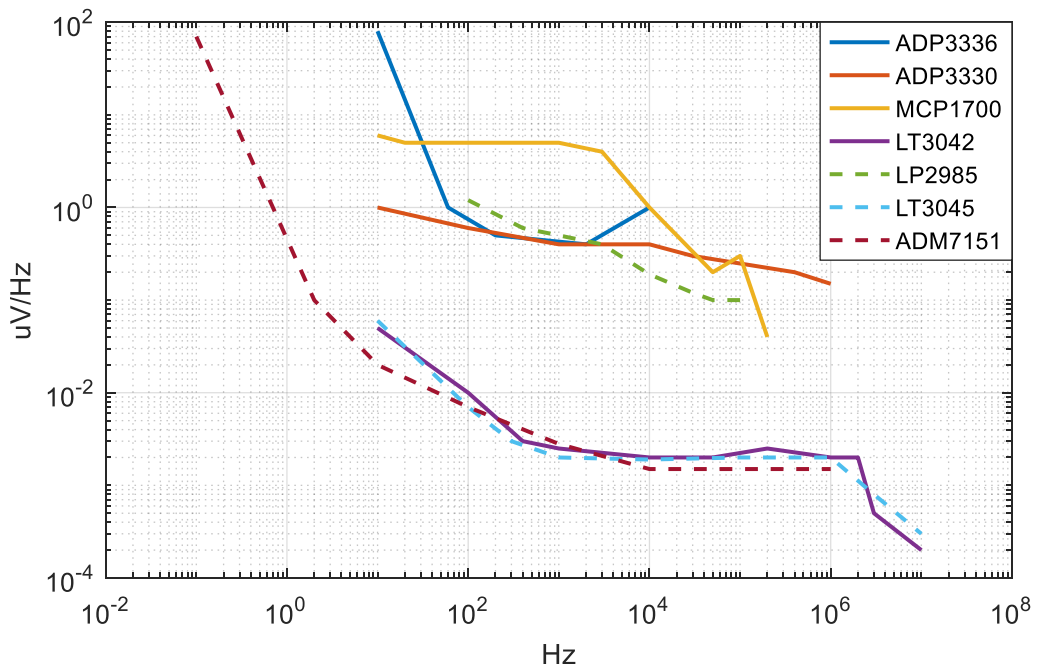


Рисунок 4.9 — Спектральна щільність потужності шуму лінійних стабілізаторів

Із графіків бачимо, що по шуму стабілізатори поділилися на дві групи, різниця між якими складає два порядки. Дана різниця може бути пов'язана з різною внутрішньою структурою, або технологіями, які використовують виробники.

На основі проведеного аналізу було прийняте рішення використати мікросхеми ADM7151. Для більш ефективної роботи слід розташовувати їх як можна ближче до мікросхем НВЧ тракту. Це зменшить довжину провідників, а значить мінімізує завади, які можуть наводитись на них.

Конструктивні особливості гетеродину такі, що на підкладинці, яка затиснута між двома половинами камери, встановлені лише мікросхеми НВЧ тракту. На камері гетеродину є невелике місце для плати, на якій будуть встановлені найбільш критичні компоненти та роз'єм для з'єднання з платою керування. Дві мікросхеми ADM7151 будуть встановлені на камері гетеродину, для забезпечення живлення синтезатору частоти. Всі інші стабілізатори встановлені на платі керування.

Для встановлення робочих режимів мікросхем помножувачів частоти передбачено змінні резистори; за їх допомогою встановлюється необхідне значення від'ємної напруги на заслонах польових транзисторів. Фрагмент цієї схеми зображено на рис. 4.10.

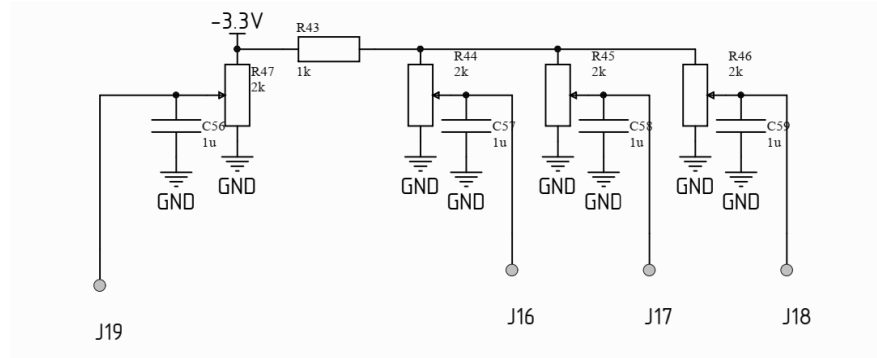


Рисунок 4.10 — Фрагмент схеми зі змінними резисторами

Повна схема плати на камері гетеродину наведена в додатку А.

Джерелом від'ємної напруги є DC-DC інвертор на мікросхемі типу MAX1673. Для зменшення пульсацій використовується LC фільтр та лінійний стабілізатор для від'ємної напруги типу MIC5270. Фрагмент цієї схеми зображено на рис. 4.11.

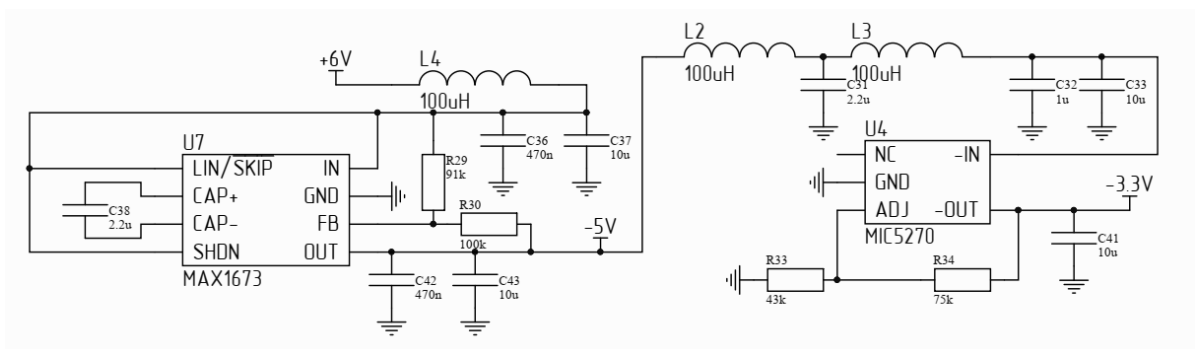


Рисунок 4.11 — Фрагмент схеми з джерелом від'ємної напруги

Дуже важливо, щоб від'ємна напруга подавалась першою а потім вже позитивна. Зазначену функцію забезпечує схема, яка зображена на рис. 4.12.

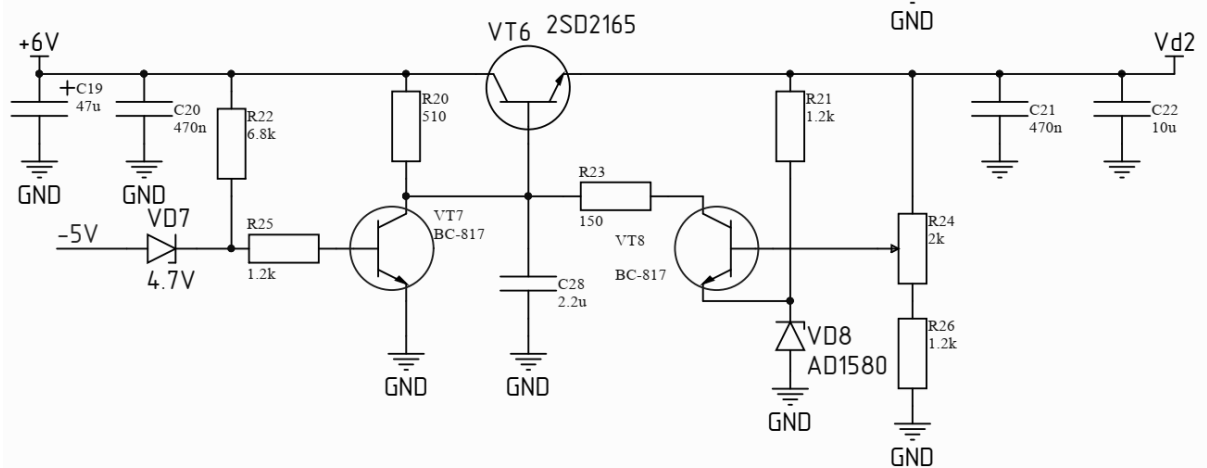


Рисунок 4.12 — Схема стабілізатора позитивної напруги

Схема працює наступним чином. Коли на стабілітрон VD7 не від’ємна напруга, на катоді стабілітрона напруга дорівнює 4.7 В, а значить транзистор VT7 відкритий і на базі транзистора VT6 потенціал близький до нуля, і напруга на виході відсутня. Коли ж з’являється від’ємна напруга, транзистор VT7 закривається, оскільки на катоді стабілітрона напруга стає від’ємною, а значить транзистор VT6 відкривається. Приведена схема також дозволяє регулювати значення вихідної напруги за допомогою резистору R24.

4.2.2 Розробка схеми індикації вихідної потужності гетеродину

Для перевірки наявності вихідної потужності розроблений детектор, фрагмент схеми якого зображено на рис. 4.13. Детектор виконаний на двох діодах Шотткі, сигнали з яких подаються спочатку на диференційний підсилювач, а далі на інвертор. Один з діодів встановлений у плечі відгалужувача, а інший – компенсаційний, призначений для компенсації температурного дрейфу. На виході отримуємо підсилену різницю напруг з цих діодів.

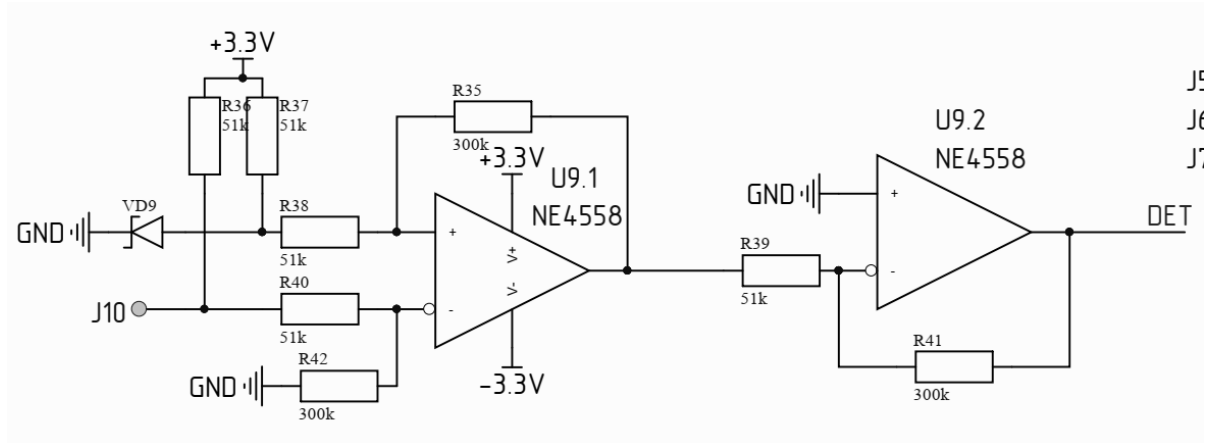


Рисунок 4.13 — Фрагмент схеми з детектором

4.2.3 Розробка генератора опорної частоти

Для роботи петлі ФАПЧ потрібна опорна частота. Схема розробленого генератора зображена на рис. 4.14. В схемі передбачено два джерела опорної частоти. Одне з них — транзисторна трьохточка з кварцовою стабілізацією та вихідним підсилювачем потужності. Інше джерело підключається через зовнішній роз'єм. Є можливість вибору джерела опорної частоти.

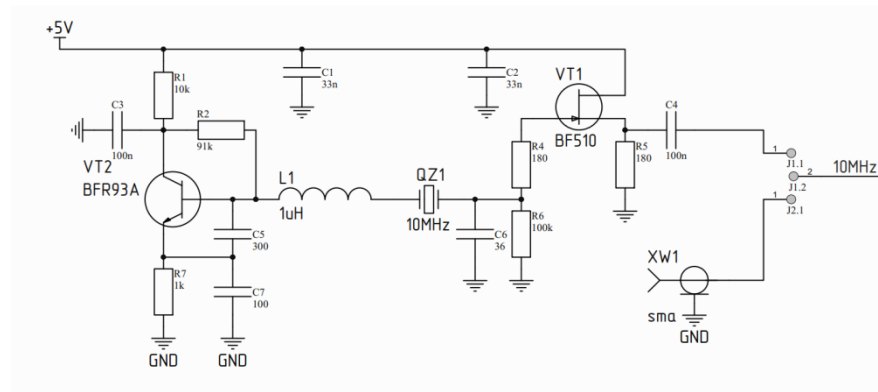


Рисунок 4.14 — Схема опорного генератора

4.2.4 Розробка плати керування

В платі керування було передбачено можливість зміни частоти синтезатора. Інтерфейс користувача складається з дисплею та 4-кнопок. На дисплеї відображається поточне значення встановленої частоти, крок зміни частоти, та значення частоти яке встановлено. За допомогою кнопок можна змінювати частоту в обох напрямках (“F+”, “F-”), крок зміни частоти (“STEP”) та кнопка встановлення частоти (“SET”). Можливо 4 варіанти кроку

частоти (1000 МГц, 100 МГц, 10МГц, 1 МГц). Детектування натискання кнопок відбувається за допомогою переривання, яке апаратно вбудоване в контролер. Оскільки апаратне переривання доступне лише для двох контактів контролера, в схему підключення кнопок було добавлено чотири діоди, рис. 4.15.

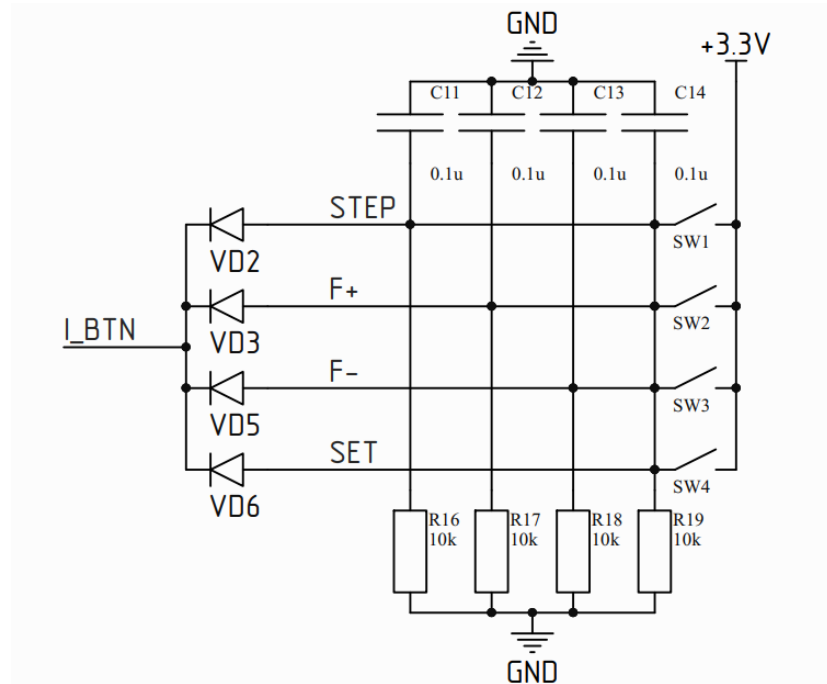


Рисунок 4.15 — Схема підключення кнопок

Коли жодна з кнопок не натиснута, на анодах діодів напруга дорівнює нулю. Коли ж відбувається натискання будь-якої кнопки, на один з діодів подається позитивна напруга, сигнал I_BTN в цей момент змінюється з 0В до 2.6 В, мікроконтролер генерує переривання та зчитує сигнали з кнопок. Повна схема плати керування знаходиться в додатку А.

4.2.5 Розробка програми керування гетеродину

Програма для мікроконтролера написана на мові програмування С. Після включення контролер виконує ініціалізацію периферії, з якою він працює та встановлюються біти у відповідних регістрах, які дозволяють глобальне переривання, та викликається функція LCD_title(), яка виводить попередню інформацію на екран. Для роботи з дисплеєм згідно технічної

документації виробника дисплеїв було написано функції, які полегшують роботу. Перелік їх поданий в табл. 3

Таблиця 4.3 — Перелік функцій для роботи з дисплеєм

Назва функції	Призначення
sendByte()	Відправлення одного байту інформації на дисплей
sendHalfByte()	Відправлення половини байту інформації на дисплей
LCD_init()	Ініціалізація дисплею
LcdWrite()	Передача на дисплей текстової строки
lcd_setCursor()	Встановлення курсора на дисплеї
LcdClear()	Повністю очищає дисплей

Після натискання кнопки SET відбувається виклик функції setRegisters() в якій розраховуються значення змінних, ці значення записуються у відповідні комірки масиву data[]. Алгоритм розрахунку взятий із технічної документації синтезатора. Для запису розрахованих регістрів у синтезатор використовується інтерфейс SPI. Оскільки на мікроконтролері, що використовується не було вільного апаратного інтерфейсу, було написано програмний. Даний інтерфейс використовує другий таймер, а програма написана у векторах переривання. У векторі, який спрацьовує по співпадінню, сигнал CLK встановлюється в логічну одиницю, а у векторі, який спрацьовує по переповненню, сигнал CLK встановлюється в логічний нуль, та змінюється сигнал на лінії MOSI у відповідності до даних. Після передачі одного регістра (32 біта) сигнал LE на один такт встановлюється в логічну одиницю і в цей момент не відбувається передача даних. Після передачі масиву data[] таймер вимикається. За один такт CLK передається

один біт інформації. Для того щоб почати процедуру запису даних у синтезатор викликається функція `write()`, в якій вмикається таймер.

На рис. 4.16 зображено блок схему головної функції. Вона є спрощеною — без детального опису роботи операцій які виконуються (якщо описувати всі деталі роботи програми то блок схема була б дуже громіздкою).

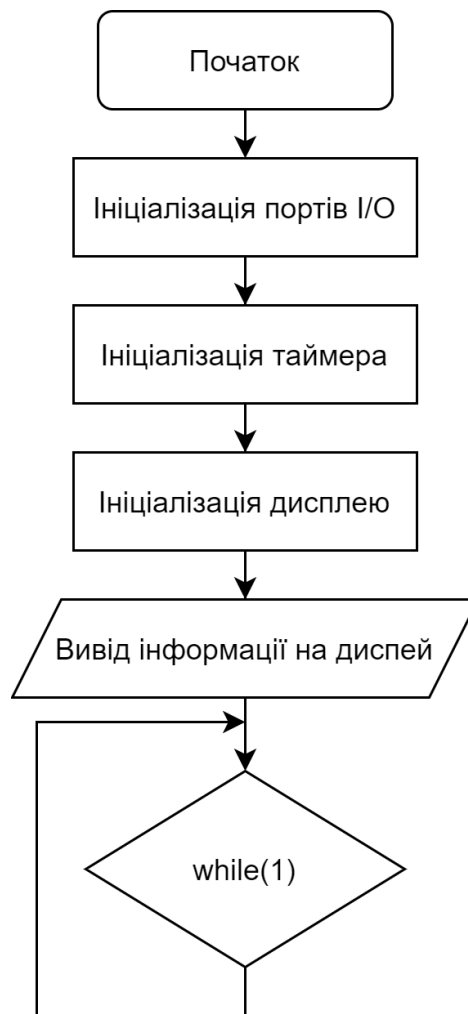


Рисунок 4.16 — Блок схема головної функції

У “вічному” циклі немає жодних дій, оскільки вся логіка програми була написана у векторах переривання. На рис. 4.17 зображено блок схему вектору переривання, який спрацьовує по натисканню кнопок. В даному векторі написана практично вся програма контролера.

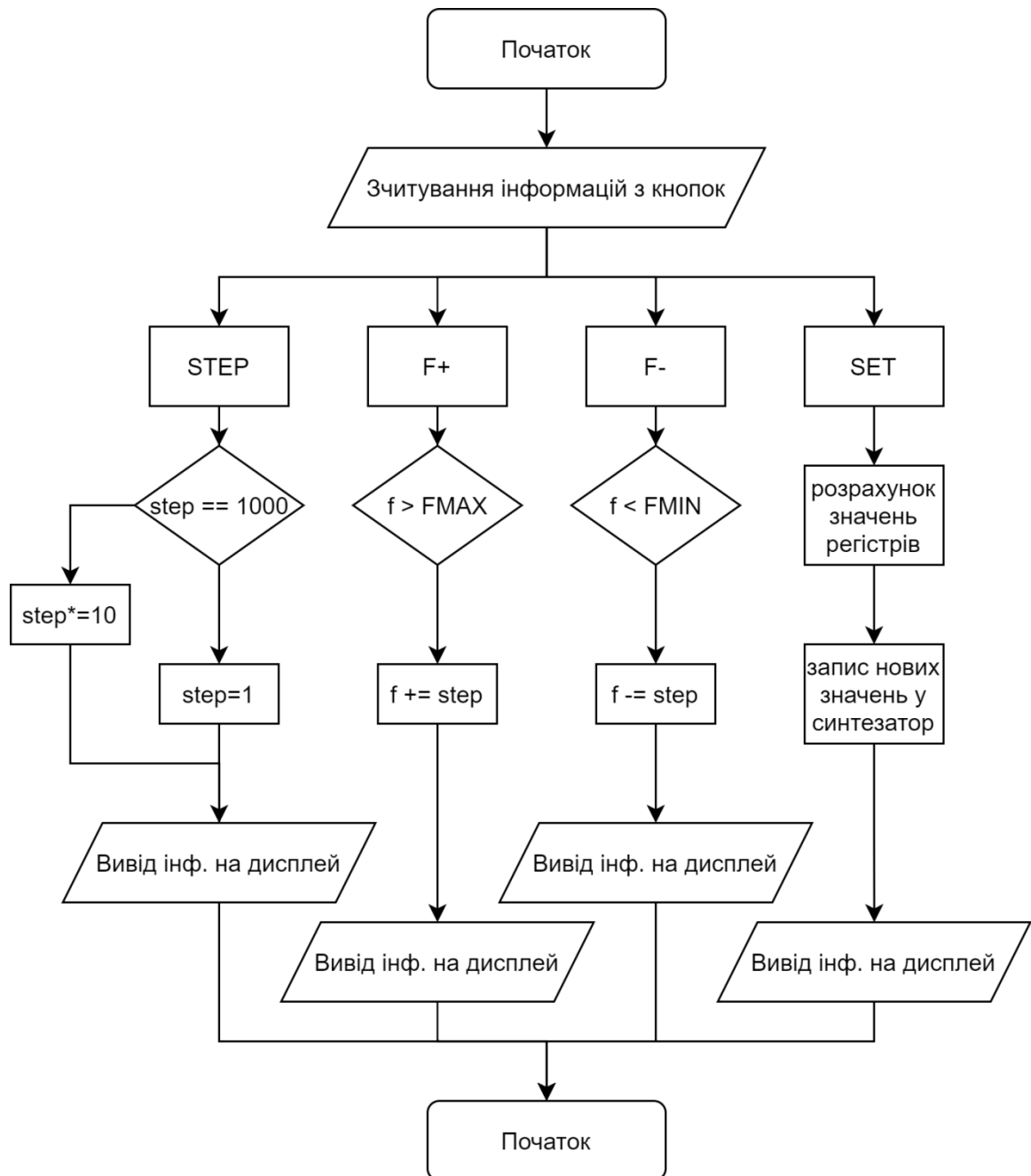


Рисунок 4.17 — Блок схема вектору переривання

Повний код програми знаходиться у додатку Б.

4.3 Розробка широкосмугового подільника потужності

Як зазначено в розділі 2, вихідним пристроєм гетеродину є широкосмуговий подільник потужності, який забезпечує спрямування потужності гетеродину у передавальне і приймальне плечі трансівера. Основними вимогами до цього подільника є малий рівень втрат, широка смуга частот, низький рівень КСХ зі сторони всіх трьох його входів і високий рівень розв'язки між вихідними портами. Виходячи з цих вимог, у якості

електродинамічної основи розроблюваного подільника було взято хвилеводно-щілинну лінію (ХЩЛ) і хвилеводно-копланарну лінію (ХКЛ). Топологія подільника показана на рис. 4.18. Подільник містить вхідне плече [1], вихідні плечі [2], [3] і допоміжне плече [4], навантажене на поглинач. Вхідне плече містить плавний перехід 1 на ХЩЛ, коротку секцію регулярної ХЩЛ 2, вузол збуджувача 3 непарної моди у ХКЛ і секцію 4 регулярної ХКЛ.

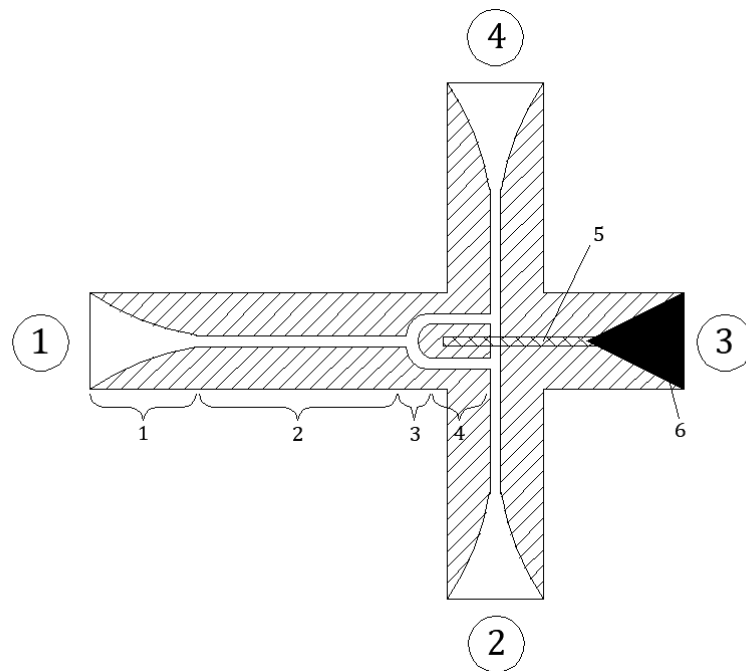


Рисунок 4.18 — Топологія подільника потужності

До кінця ХКЛ симетрично під'єднані вихідні ХЩЛ, якими збуджуються вихідні плечі подільника. Мікросмужкова лінія 5, яка перетинає поперечну щілину в кінці ХКЛ, при узгоджених вихідних плечах подільника вхідною потужністю внаслідок симетрії схеми не збуджується. А отже за цих умов при відповідному виборі розмірів топології схема забезпечує рівне ділення потужності зі входу між вихідними плечима. До того ж подільник може забезпечити розв'язку між вихідними портами, що впливає з аналізу його еквівалентної схеми, зображеної на рис. 4.19. З цієї схеми видно, що при довжині секції ХКЛ, рівній чверті довжини хвилі λ_{g0e} в ній вся схема буде узгодженою зі сторони вхідної ХЩЛ за умови:

$$Z_{0e} = \sqrt{Z_{of} \frac{Z_{of}}{2}} = \frac{Z_{of}}{\sqrt{2}}; l_{cop} = \frac{\lambda_{g0e}}{4},$$

де Z_{0e} — хвильовий опір однієї щілини ХКЛ;

Z_{of} — хвильовий опір ХЩЛ (лінії на вході і виході подільника вважаються однаковими).

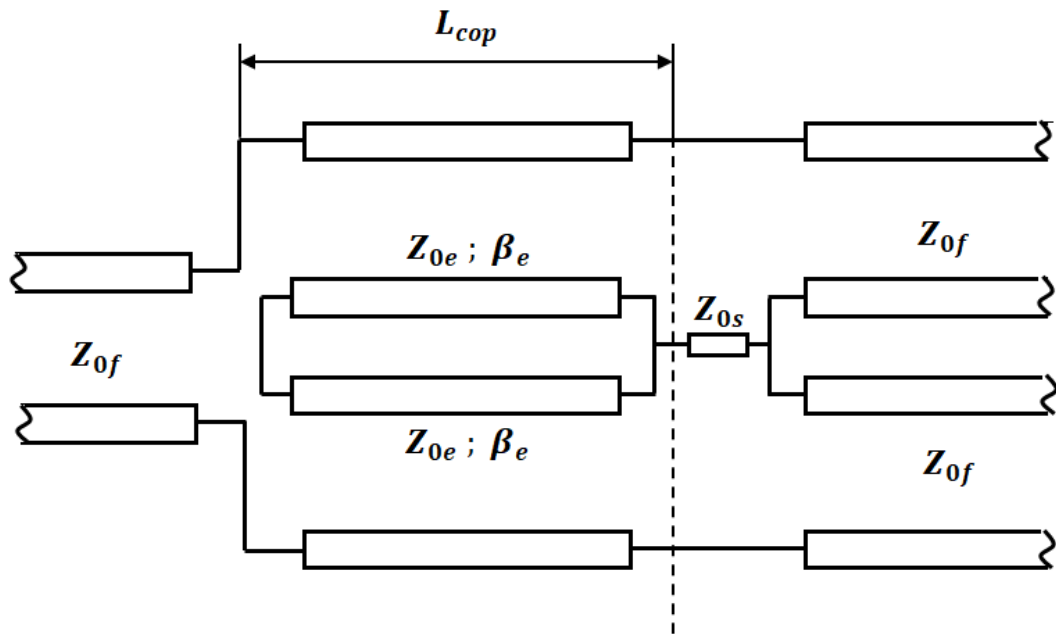


Рисунок 4.19 — Еквівалентна схема подільника на два канали з поперечною щілиною та вхідним опором мікросмугової лінії

Для оцінки можливості забезпечити розв'язку вихідних портів подільника припустимо, що подано потужність тільки на його верхній вихід і з'ясуємо, при якій умові можлива ситуація, коли на нижньому виході вона буде відсутня. Таким чином, вважаємо, що поле у верхній вихідній ХЩЛ дорівнює умовній одиниці ($1=1/2+1/2$, рис. 4.20), а у нижній дорівнює нулю ($0=1/2-1/2$).

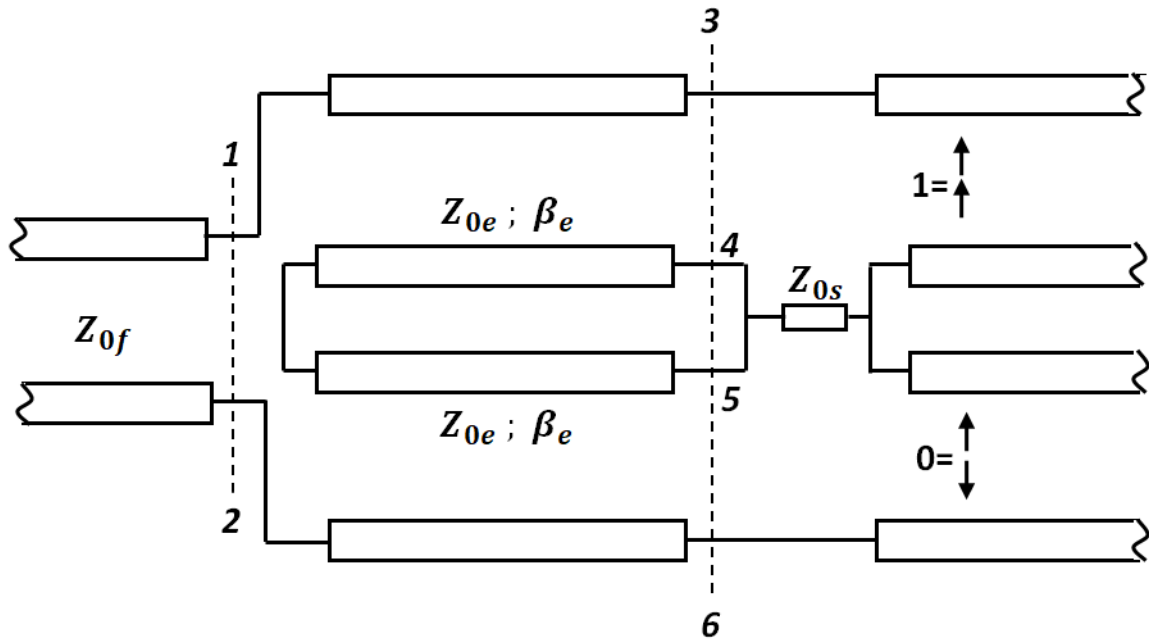


Рисунок 4.20 — Парний і непарний аналізи еквівалентної схеми подільника на два канали

Оскільки система лінійна розглянемо результат дії цих полів на систему, попарно розглядаючи ефекти, що виникають при збудженні портів хвилями із однаковою і протилежною поляризацією. При збудженні полями з однаковою поляризацією в точках підключення мікросмужкової лінії поле відсутнє, а у точках підключення вхідної ХЩЛ поля складаються. При збудженні полями протилежної поляризації поле в точці підключення вхідної ХЩЛ дорівнює нулю, опір між точками 1 і 2 відсутній, відрізок ХКЛ виявляється розімкненим на кінці, а оскільки його довжина дорівнює $\frac{\lambda_{g0e}}{4}$, то опір між точками 3,4 та 5,6 виявляється нульовим. Відбиття збуджуючих хвиль буде відсутнім при умові, що кожна з них буде навантажена на опір Z_{of} , отже $Z_{0s} = \frac{Z_{of}}{2}$.

Таким чином, якщо остання умова виконана, розглядувана ситуація, коли у верхній ХЩЛ потужність є, а у нижній відсутня, можлива; іншими словами наявна повна розв'язка вихідних портів подільника.

Практична реалізація розглядуваного подільника потребує розрахунку параметрів ХЩЛ і ХКЛ, причому в останньому випадку – для хвиль парного і непарного типів. Справа у тому, що у розглянутому випадку збудження

портів хвилями з протилежною поляризацією у ХКЛ лінії розповсюджується непарна хвиля, параметри якої відмінні від таких характеристик хвилі парного типу. З метою спрощення розрахунків доцільно підібрати розміри ХКЛ такими, щоб параметри парної і непарної хвиль були майже однаковими, що можливе завдяки вибору ширини центрального провідника, при якій щілини взаємодіють слабо. Для розрахунку параметрів ХЩЛ і ХКЛ використовуються результати, отримані в лабораторії кафедри РТПС.

Сповільнення $p = \frac{c}{v_\phi}$ розраховується, виходячи із наступних

дисперсійних рівнянь:

для ХЩЛ:

$$\begin{aligned} & \frac{\sqrt{\varepsilon - P^2}}{2P} \cdot \frac{\lambda_0}{2b} \operatorname{tg} \left(2\pi \frac{a_2}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon - P^2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{P^2 - 1}}{\sqrt{\varepsilon - P^2}} \operatorname{cth} \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} a_4 \sqrt{P^2 - 1} \right) \right) \right) - \\ & - \frac{1}{2P} \cdot \frac{\lambda_0}{2b} \sqrt{1 - P^2} \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} a_1 \sqrt{1 - P^2} \right) + \\ & + \frac{1}{2P} \sum_{n>0}^{\infty} \left\{ \frac{\varepsilon \cdot \operatorname{th} r_n - P^2 F_{1n}^2 \cdot \operatorname{cth} q_n}{\left(1 + \left(\frac{bP}{\lambda_0 n} \right)^2 \right) \cdot F_{1n}} + \frac{(1 - P^2)}{F_{0n}} \operatorname{cth} \left(2\pi n \cdot \frac{a_1}{b} F_{0n} \right) \cdot \frac{1}{n} \cdot \left(\frac{\sin n\pi\delta}{n\pi\delta} \right)^2 \right\} = 0, \end{aligned}$$

де параметри F_{0n} , r_n , q_n , P знаходяться за наступними формулами:

$$\begin{aligned} F_{0n} &= \sqrt{1 + \left(\frac{b}{\lambda_0 n} \right)^2 (P^2 - 1)}, \\ r_n &= 2\pi n \frac{a_2}{b} F_{1n} + \operatorname{arcth} \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{F_{1n}}{F_{0n}} \operatorname{cth} \left(2\pi n \frac{a_4}{b} F_{0n} \right) \right) \\ q_n &= 2\pi n \frac{a_2}{b} F_{1n} + \operatorname{arccth} \left(\frac{F_{0n}}{F_{1n}} \operatorname{cth} \left(2\pi n \frac{a_4}{b} F_{0n} \right) \right) \end{aligned}$$

$$P = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} = \frac{\lambda_0}{2a},$$

де λ_0 – довжина хвилі у вільному просторі.

Для ХКЛ (хвиля парного типу):

$$\begin{aligned} & i \frac{\lambda_0}{2b} \frac{1}{2P} \sqrt{\varepsilon - P^2} \operatorname{tg} \left(2\pi \frac{a_2}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon - P^2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{P^2 - 1}}{\sqrt{\varepsilon - P^2}} \operatorname{cth} \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} a_4 \sqrt{P^2 - 1} \right) \right) \right) - \\ & - i \frac{\lambda_0}{2b} \frac{1}{2P} \sqrt{P^2 - 1} \cdot \operatorname{cth} \left(2\pi \cdot \frac{a_1}{\lambda_0} \sqrt{P^2 - 1} \right) + \frac{i}{P} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\varepsilon \cdot \operatorname{th} r_n - F_{1n}^2 P^2 \cdot \operatorname{cth} q_n}{\left(1 + \left(\frac{2bP}{\lambda_0 \cdot n} \right)^2 \right) \cdot F_{1n}} - \right. \\ & \left. - (\varepsilon - P^2) - (P^2 - 1) \frac{1}{F_{0n}} \cdot \operatorname{cth} \left(\frac{\pi n}{b} F_{0n} \cdot a_1 \right) + \right. \\ & \left. + (P^2 - 1) \right\} \cdot \frac{1}{n} \cdot \left(\frac{\sin \frac{n\pi\delta}{2}}{\frac{n\pi\delta}{2}} \right)^2 \cos^2 \frac{2n\pi\bar{\delta}}{2} \left. \right\} + \frac{i}{P} (\varepsilon + 1 - 2P^2) \cdot I_1 = 0, \end{aligned}$$

де: $P = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right);$

$$F_{1n} = \sqrt{1 - \left(\frac{2b}{\lambda_0 \cdot n} \right)^2 (\varepsilon - P^2)};$$

$$F_{0n} = \sqrt{1 + \left(\frac{2b}{\lambda_0 \cdot n} \right)^2 (P^2 - 1)};$$

$$r_n = \frac{n\pi}{b} F_{1n} a_2 + \operatorname{arcth} \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{F_{1n}}{F_{0n}} \operatorname{cth} \left(\frac{n\pi \cdot a_4}{b} F_{0n} \right) \right);$$

$$q_n = \frac{n\pi}{b} F_{1n} a_2 + \operatorname{arcth} \left(\frac{F_{0n}}{F_{1n}} \operatorname{cth} \left(\frac{n\pi \cdot a_4}{b} F_{0n} \right) \right);$$

$$I_1 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{\sin \frac{n\pi\delta}{2}}{\frac{n\pi\delta}{2}} \right)^2 \cos \frac{n\pi\bar{\delta}}{2}.$$

Для ХКЛ (хвиля непарного типу):

$$\frac{i}{P} (\varepsilon + 1 - 2P^2) \cdot I_2 + \sum_{n=0,1,\dots}^{\infty} \left\{ \frac{\varepsilon \cdot thr_m - P^2 F_{1m}^2 \cdot cth q_m - (\varepsilon - P^2) +}{\left(1 + \left(\frac{b}{a \cdot m} \right)^2 \right) \cdot F_{1m}} + \right. \\ \left. + (P^2 - 1) \cdot \left(1 - \frac{1}{F_{0m}} cth \left(\frac{m\pi}{b} F_{0m} a_1 \right) \right) \right\} \frac{1}{m} \left(\frac{\sin \frac{m\pi\delta}{2}}{\frac{m\pi\delta}{2}} \right)^2 \sin^2 \frac{2m\pi\bar{\delta}}{2} = 0,$$

де: $a = \frac{\lambda_g}{2};$

$$P = \frac{\lambda_0}{\lambda_g}; \quad F_{0m} = \sqrt{1 + \left(\frac{2b}{\lambda_0 \cdot m} \right)^2 (P^2 - 1)};$$

$$F_{1m} = \sqrt{1 + \left(\frac{2b}{\lambda_0 \cdot m} \right)^2 (P^2 - \varepsilon)};$$

$$\delta = \frac{w}{b};$$

$$\bar{\delta} = \frac{d + w}{b};$$

$$r_m = \frac{m\pi}{b} F_{1m} a_2 + \operatorname{arcth} \left(\frac{1}{\varepsilon} \frac{F_{1m}}{F_{0m}} cth \left(\frac{m\pi}{b} F_{0m} \cdot a_4 \right) \right);$$

$$q_m = \frac{m\pi}{b} F_{1m} a_2 + \operatorname{arcth} \left(\frac{F_{0m}}{F_{1m}} cth \left(\frac{m\pi}{b} F_{0m} \cdot a_4 \right) \right);$$

$$I_2 = \sum_{n=0,1,\dots}^{\infty} \frac{1}{m} \left(\frac{\sin \frac{m\pi\delta}{2}}{\frac{m\pi\delta}{2}} \right)^2 \sin^2 \frac{m\pi\bar{\delta}}{2}.$$

Наведені співвідношення дають змогу знайти хвильовий опір для кожної з зазначених ліній передачі:

$$Z_{0P,U} = -\frac{\pi}{P} \frac{V}{V_g} \left(\frac{\Delta P}{\Delta B} \right)_{B=0},$$

де ΔB — зміна провідності розраховується з виразу для провідності B шляхом варіації параметра P відносно резонансного значення, знайденого з рішення наведених дисперсійних рівнянь при постійному a . Величина B обчислюється за наведеними формулами безпосередньо, оскільки вони фактично є виразами типу $B = 0$, де B є сумарною провідністю резонаторів довжиною $\lambda_g / 2$, обчисленою, дивлячись із центру щілини ХЩЛ, або центру однієї із щілин ХКЛ.

На рис.4.21 – 4.24 наведені залежності хвильового опору (Z_0) і сповільнення (p) від розмірів і частоти для ХКЛ. Обчислення виконані для розмірів хвилеводної камери $a \times b = 7.2 \times 3.4$ мм, підкладинки товщиною $d = 127$ мкм, і діелектричною сталою $\epsilon = 2.2$. Підкладинка розташована у центрі хвилеводу. Розрахунки для рисунків 4.21 та 4.22 виконані для частоти 36 ГГц і ширини щілини $w = 140$ мкм. Частотні залежності для рисунків 4.23 та 4.24 розраховані для ширини щілини $w = 140$ мкм і відстані між щілинами $dpr = 0.5$ мм.

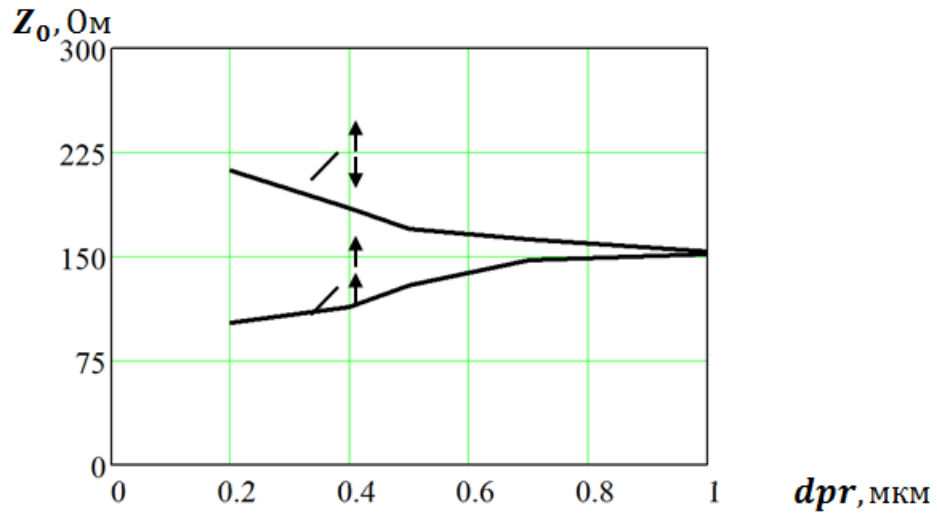


Рисунок 4.21 — Залежність хвильового опору ХКЛ від відстані між щілинами для парного і непарного типів хвиль

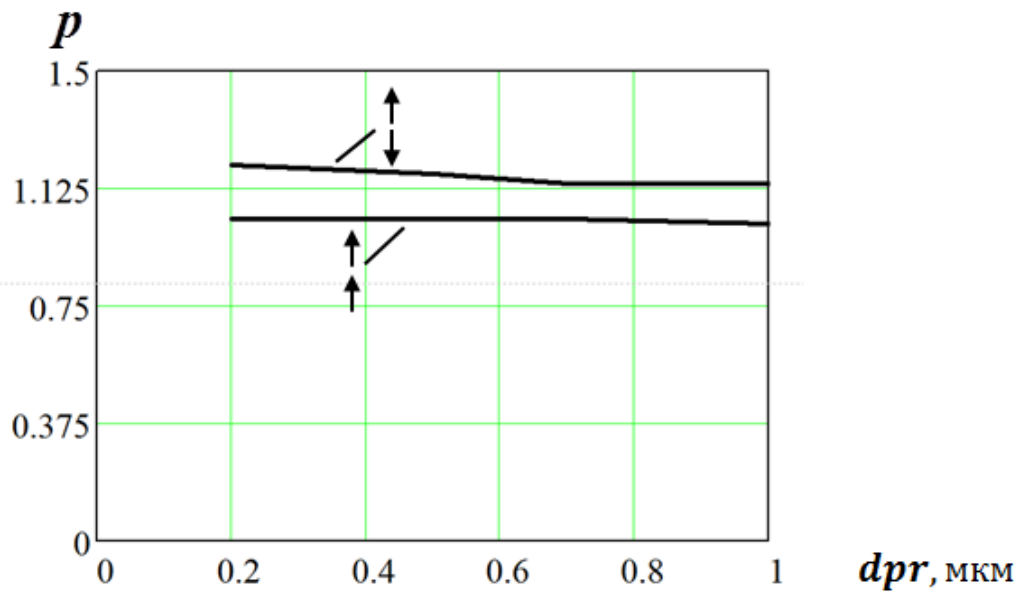


Рисунок 4.22 — Залежність сповільнення ХКЛ від відстані між щілинами для парного і непарного типів хвиль

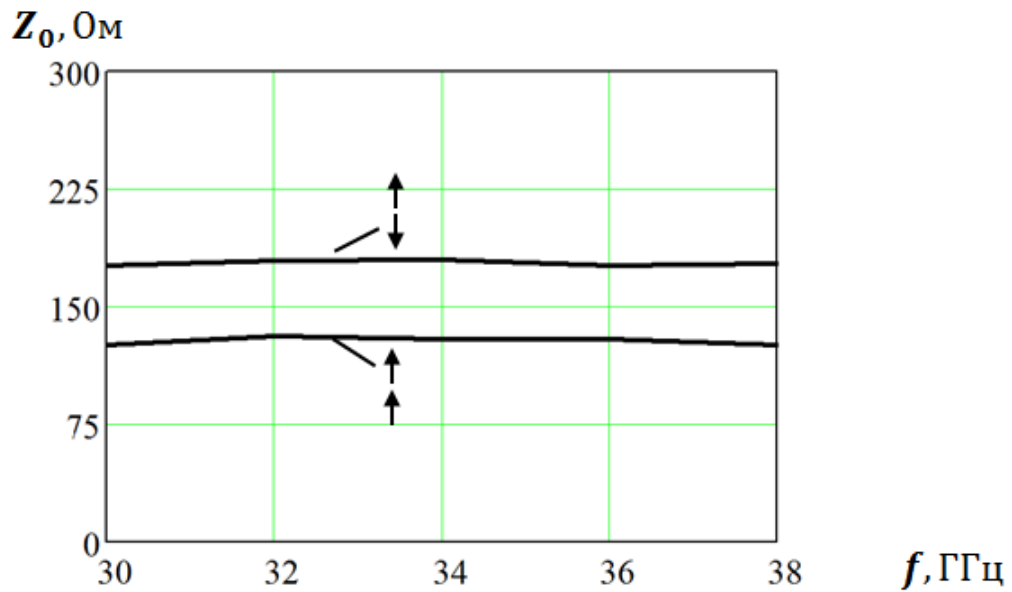


Рисунок 4.23 — Залежність хвильового опору ХКЛ від частоти для парного і непарного типів хвиль

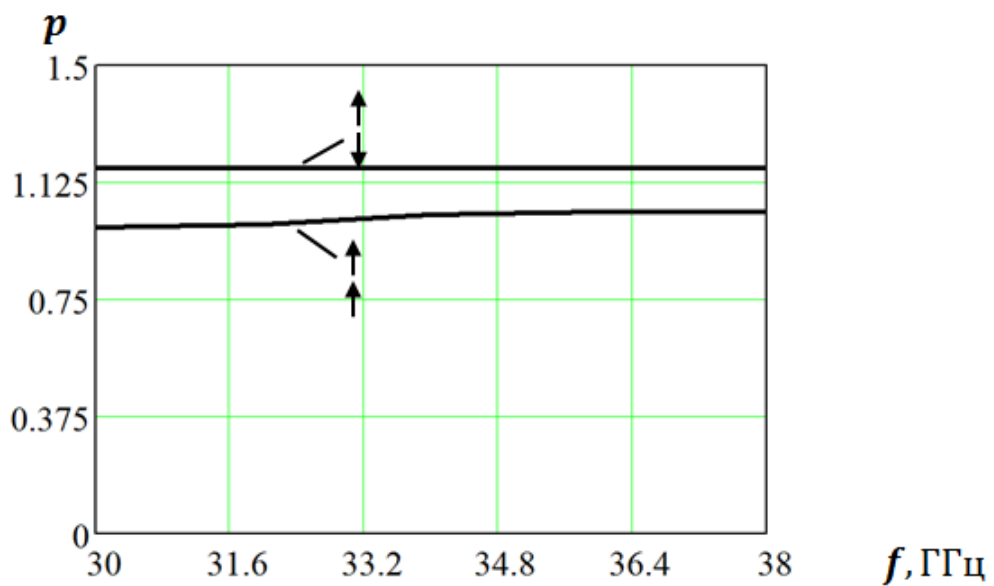


Рисунок 4.24 — Залежність сповільнення ХКЛ від частоти для парного і непарного типів хвиль

З наведених даних видно (рис. 4.21 – 4.22), що з метою зменшити різницю параметрів ХКЛ для хвиль парного і непарного типів доцільно обирати відстань між щілинами ХКЛ більшою за 0.4 мм. Одночасно зауважимо, що для зменшення впливу дифракції бажано вибрати ширину щілин ХКЛ і ХЩЛ не більшою за 300 мкм. Крім того, згадуємо, що довжину

поперечної щілини ХКЛ треба обрати мінімальною, щоб уникнути додаткової реактивності, яка включається послідовно із вихідними лініями подільника. Враховуючи все сказане, вибираємо ширину щілини ХКЛ рівною 140 мкм, а відстань між щілинами рівною 0.5 мм. При цьому сповільнення для хвиль обох типів приблизно дорівнює одиниці, а хвильовий опір для хвилі парного типу $Z_{0e} = 129 \text{ Ом}$, причому обидва параметри слабо залежать від частоти. Згідно з наведеними вище формулами отримуємо необхідний хвильовий опір ХЦЛ $Z_{0f} = 129\sqrt{2} = 182 \text{ Ом}$. З рисунка 4.25 знаходимо необхідну ширину щілини вхідної та вихідних ХЦЛ: $w_f = 200 \text{ мкм}$. Відзначимо тут, що зазначені розміри добре узгоджуються один з одним конструктивно.

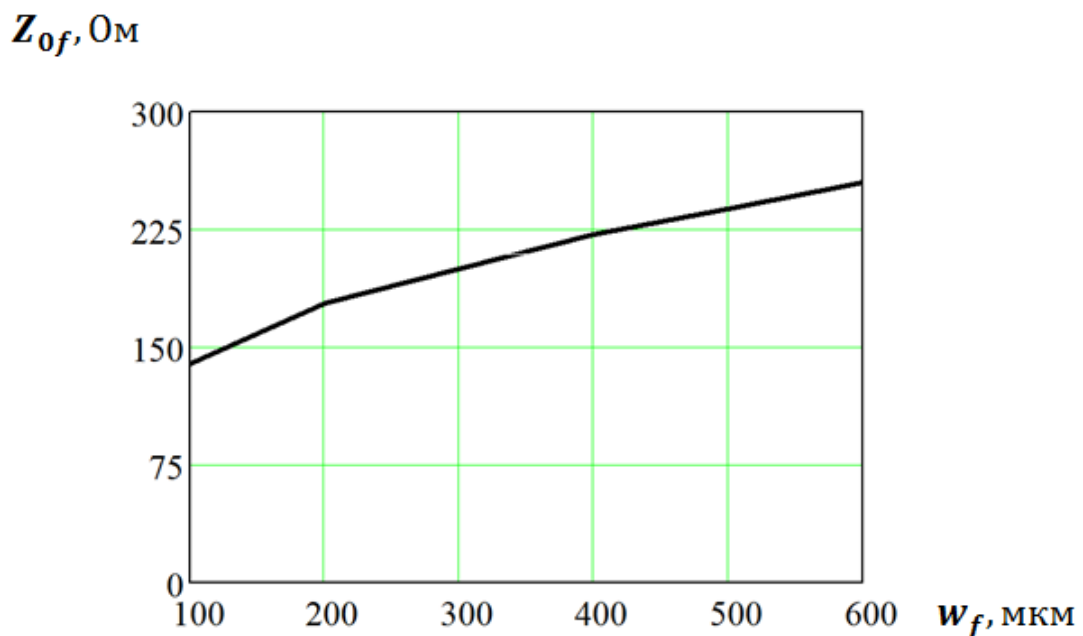


Рисунок 4.25 — Залежність хвильового опору ХЦЛ від ширини щілини
Тепер можемо розрахувати довжину центрального провідника ХКЛ:

$$L_{cop} = \frac{\lambda_0}{4p} = 2.02 \text{ мм.}$$

Також розрахуємо ширину w_s сигнального провідника мікросмушкової лінії. Для знайденого значення хвильового опору

$$Z_{0s} = \frac{Z_{0f}}{2} = 91.0 \text{ Ом}$$

отримуємо згідно відомого співвідношення

$$w_s \cong d \left(\frac{300}{\sqrt{\varepsilon} \cdot Z_{0s}} - 1 \right) = 310 \text{ мкм.}$$

Широкосмугове з'єднання мікросмушкової лінії з ХКЛ досягається завдяки металізованому отвору між кінцями зазначених ліній.

Отримані вище результати були використані як початкові дані для оптимізації розмірів у середовищі електродинамічного аналізу “CST Microwave Studio”. Розглядувана модель зображена на рис. 4.26

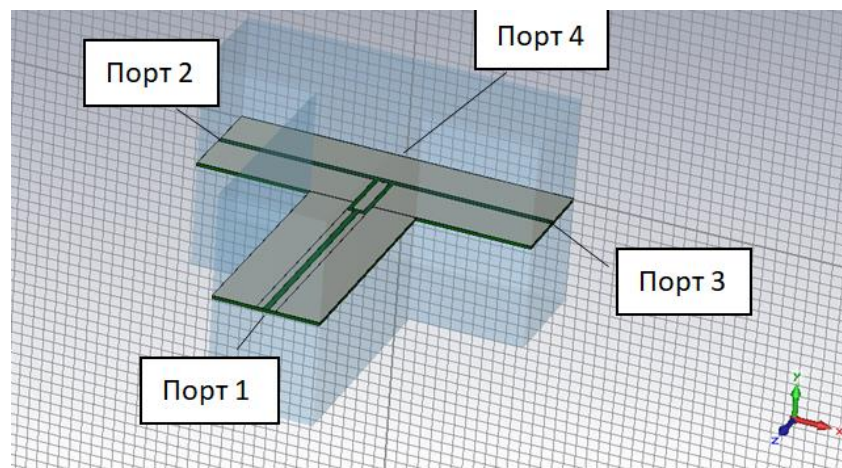


Рисунок 4.26 — Топологія подільника потужності на два канали

Розмірами, що оптимізувались, були довжина центрального провідника ХКЛ L_{cop} і ширина щілин копланарної лінії w_2 . Метою оптимізації було знаходження таких розмірів схеми, при яких величина розв'язки між вихідними каналами подільника була б максимальною. Відповідні графіки зображені на рис. 4.27.

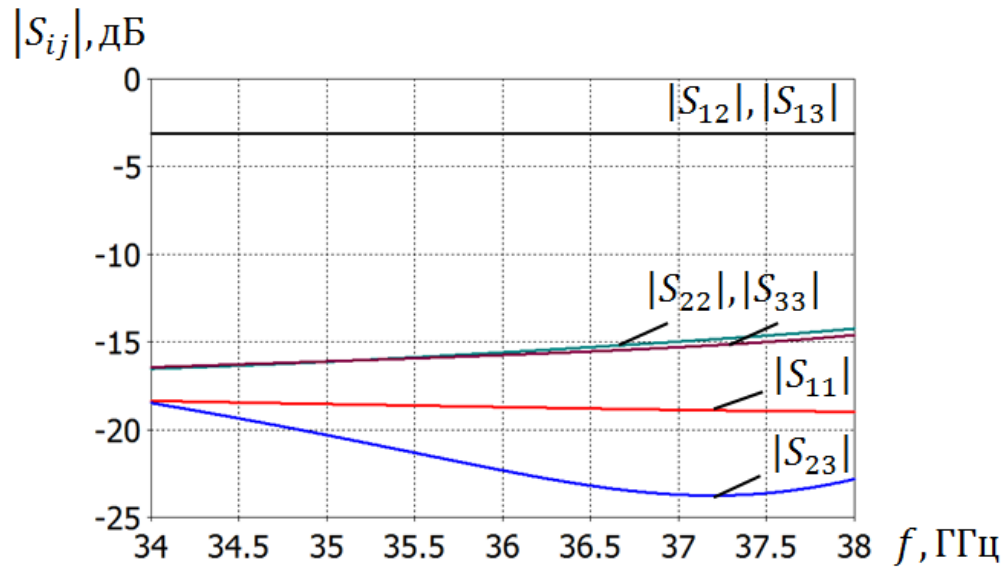


Рисунок 4.27 — Залежність параметрів оптимізованого подільника потужності від частоти.

Видно, що розв'язка між вихідними портами в смузі частот 35 - 38 ГГц перевищує 20 дБ. Таким чином, розроблений подільник потужності повністю відповідає вимогам малих втрат, низького рівня відбиття від портів і значної розв'язки вихідних плечей подільника.

5 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗРОБЛЕНОГО ГЕТЕРОДИНУ

Викладені у попередніх розділах результати розрахунків вузлів гетеродину були використані для розробки і виготовлення його зразка. На рис. 5.1 зображено зовнішній вигляд НВЧ частини гетеродину, яка містить синтезатор частоти, помножувачі частоти, подільник потужності і два плавних переходи на прямокутний хвилевід. На рис. 5.2 зображено фото зібраного гетеродину разом із блоком живлення, перестроювання частоти і її індикації.

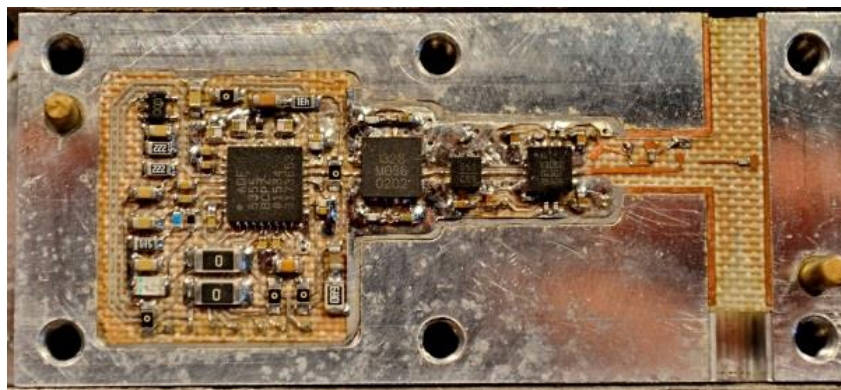


Рисунок 5.1 — Фото ГІС гетеродину

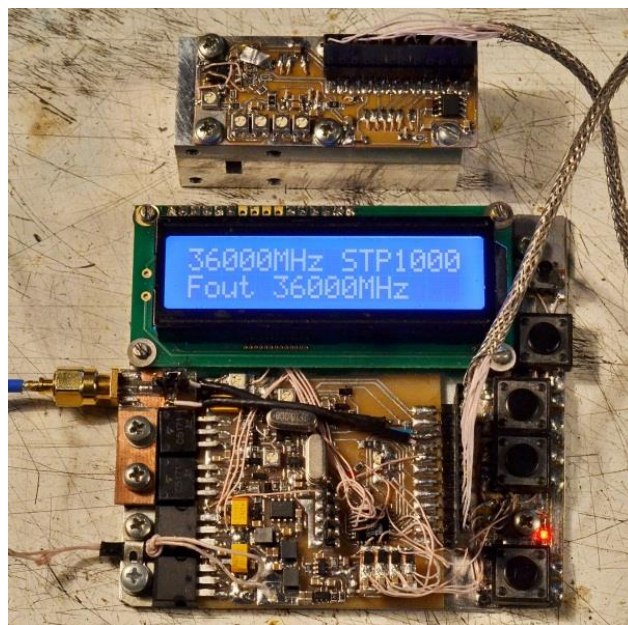


Рисунок 5.2 — Фото гетеродину з блоком перестроювання частоти і індикації

Експериментально було досліджено частотну залежність спектральної щільності потужності шуму гетеродину, середнє по діапазону перестроювання частоти значення потужності якого на кожному з виходів становило близько +11 дБм. Схема вимірювань показана на рис. 5.3.



Рисунок 5.3 — Блок-схема вимірювальної установки

Тут 1 - досліджуваний гетеродин; 2 - спеціально розроблений для вимірювань переносник частоти; 3 - спектраналізатор типу Agilent 8563E. Переносник частоти необхідний для розширення частотного діапазону вимірювань спектраналізатора до частот 26-39 ГГц. Рівень шуму, що вноситься переносником частоти, значно менший за рівень шуму досліджуваного гетеродину і не впливав на результати вимірювань. На рис. 5.4 результати вимірювань подані точками. Тут же наведена розрахована залежність (суцільна крива).

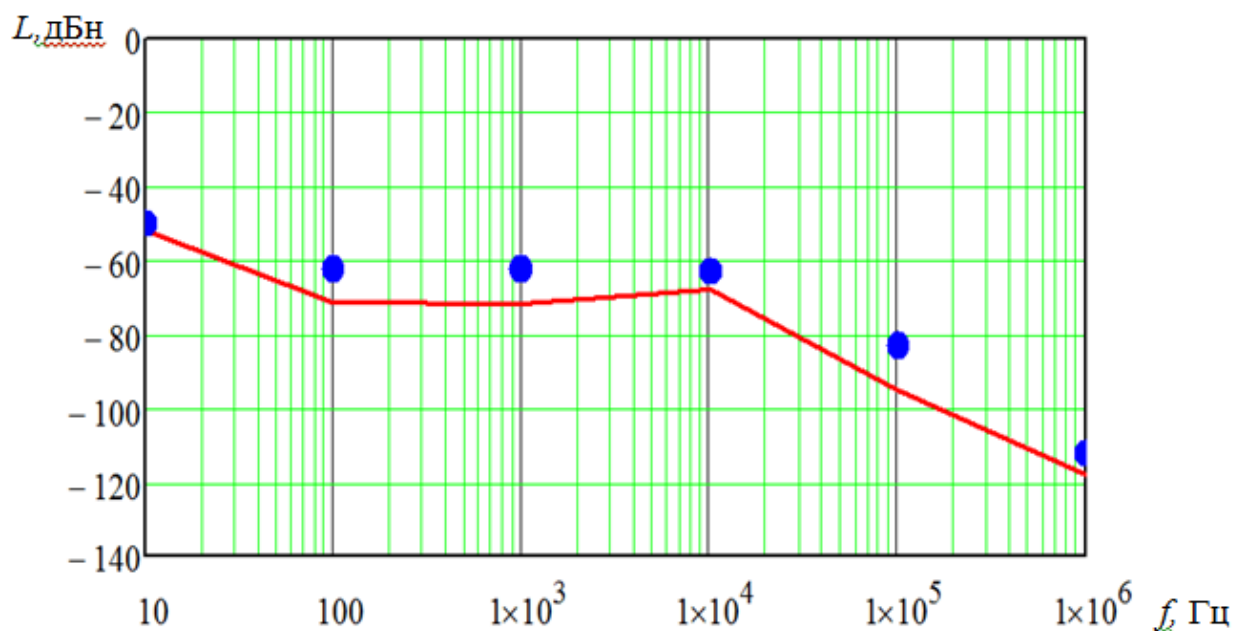


Рисунок 5.4 — Спектральні характеристики гетеродину

Видно, що результати співпадають з достатньою для практики точністю. Незначна відмінність може бути пояснена неврахуванням при розрахунках шуму, що вноситься активними елементами ФНЧ петлі ФАПЧ. Треба додати, що отримані експериментальні результати виявилися нечутливими до заміни розроблених джерел живлення на акумулятори, які забезпечують ідеальні, в сенсі вносимих шумів, умови для роботи синтезатора. В цілому ж висока ступінь відповідності експериментальних і теоретичних результатів свідчить про правильний підхід до розробки гетеродину і про адекватність застосованих методів його розрахунку.

6 РОЗРОБКА СТАРТАП ПРОЕКТУ

У даному розділі буде розглянуто питання реалізації «Гетеродину трансивера 8мм діапазону довжин хвиль з низьким рівнем фазового шуму» у якості стартап-проекту. Процес поділяється на наступні етапи [29]:

1. Маркетинговий аналіз стартап-проекту, що включає опис самої ідеї, визначаються напрями використання, аналізуються ринкові можливості, та розробляється стратегія ринкового впровадження.

2. Організація стартап-проекту, в межах якого складається календарний план-графік, розраховуються потреби проекту, обраховується плановий обсяг та розраховуються потреба в матеріальних та людських ресурсів, та розраховуються початкові витрати.

3. Фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проекту, що передбачає визначення інвестиційних витрат, обрахування фінансово-економічних показників (обсяг, собівартість, ціна реалізації, чистий прибуток, тощо), визначається рівень ризику проекту, шляхи їх запобігання та заходи комерціалізації проекту.

В межах даного розділу розглядається лише перший етап розроблення стартап-проекту [29], а саме розгляд маркетингових сторін впровадження стартапу, опису його ідеї, концепції майбутнього продукту, визначення переваг та майбутні перспектив.

6.1 Опис ідеї проекту

1. Назва проекту	Гетеродин трансивера 8мм діапазону довжин хвиль з низьким рівнем фазового шуму
2. Автори проекту	Бендак В.Р.

3. Коротка анотація	<p>Під час роботи над магістерською роботою було розроблено Гетеродин трансивера 8мм діапазону довжин хвиль з низьким рівнем фазового шуму. Для цього було окремо виконано розробку кожного вузла гетеродину (джерел живлення, блок керування частоти, подільник потужності і т. д.), було побудовано структурну та принципову схему пристрою, а також код програми для мікроконтролера, який керує пристроєм.</p> <p>Даний стартап проекту впроваджує продаж та вивід на світовий ринок пристрій, оскільки результати тестування показали та підтвердили його працездатність.</p>
----------------------------	--

4. Термін реалізації проекту	3 місяці
-------------------------------------	----------

5. Необхідні ресурси	<p>Інтелектуальні: робота інженера – конструктора (15000-20000грн.), робота RF-інженера (20000-25000грн.), робота менеджера (10000 грн.),</p> <p>Матеріальні: ПК (30000 грн), паяльна станція (10000 грн), інструменти (10000 грн), комплектуючі (10000 грн на один виріб)</p> <p>Фінансові: ~ 200000 грн (10 шт. виробів)</p>
-----------------------------	---

6. Опис проблеми, яку вирішує проект	<p>З розвитком та більшою популяризацією бездротових радіо інтерфейсів у сучасному світі виникає проблема обмеженого частотного ресурсу, доступний на даний час радіочастотний спектр перенасичений. Тому виникає потреба освоєння більш високих частот, та їх використання для передачі інформації. Для цього в даній роботі було розроблено гетеродин для передавачів в 8мм діапазоні довжин хвиль.</p> <p>Головним продуктом є готовий блок гетеродину з усіма необхідними частинами для його функціонування.</p>
---	--

7. Головні цілі та завдання проекту	<p>Цілями та завданнями є: створення якісно гетеродину з низькими фазовими шумами, який працює на більш високих частотах, для його використання у різного роду передавачах.</p>
--	---

<p>8. Очікувані результати</p> <p><i>(Описати позитивні зміни, які відбудуться в результаті реалізації проекту після його завершення та в довгостроковій перспективі)</i></p> <p>Даний проект може застосовуватися у точній радіолокації, для побудови високошвидкісних каналів передачі даних</p>

Таблиця 6.1 — Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
------------	-----------------------	------------------------

Гетеродин трансивера	1. У військових радіопередавальних системах	ціна, висока надійність, висока якість, низький рівень фазових шумів, більш висока робоча частота.
	2. У цивільних радіопередавальних пристроях	

Пристрій та його програмне забезпечення розробляється на основі досліджень даної магістерської роботи.

6.2 Технічний аудит ідеї проекту

Для подальшого реалізування стартап-проекту, необхідно провести технічний аудит технології, що складається із визначення переваг даного проекту.

Таблиця 6.2 — Переваги для реалізації стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Показники стану ринку(найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
1	Ціна готового продукту	30 тис. грн. на противагу ціні аналогу, яка складає ~ 50 тис. грн.
2	Динаміка ринку	Зростає
3	Рівень фазових шумів	Система здатна досягати рівня -60 дБн/Гц на частоті відстройки 1 кГц

4	Вихідна потужність	10 мВт на канал
5	Висока робоча частота	36 ГГц
6	Економічність	Собівартість готового виробу дешевша від аналогів

Технологічна реалізація проекту можлива наступним шляхом:

- проектування;
- моделювання;
- збірка та тестування окремих блоків;
- збірка готового пристрою.

Перелік факторів конкурентоспроможності.

Таблиця 6.3 — Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)</i>
1	Актуальна задача	Освоєння нових, більш високих та більш інформаційно ємних, діапазонів частот є нагальною задачею.
2	Новизна	Якість виконання, стабільність роботи, можливість роботи на більш високих частотах та в той же час відносна

		дешевизна виробу.
3	Гнучкість	Можливість використання в різноманітних передавальних системах.

Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку) порівнюється із банківським відсотком на вкладення.

6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть перешкодити реалізації проекту, дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням станку ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Таблиця 6.4 — Фактори можливості

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1	Вихід на міжнародний ринок	Запропонувати пристрій світовим компаніям, які виготовляють радіопередавальні системи та планують перейти на більш високі діапазони частот	Успішне виготовлення компаніями різного роду радіопередавальних пристроїв та систем, які будуть мати попит на ринку.

За результатами аналізу таблиці 8.3. можна сформувати висновок, що стартап-проект є конкурентоспроможним та вартий вкладу у його реалізацію не тільки на ринку України, а і для іноземних компаній.

Аналіз пропозиції:

Таблиця 6.5 — Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
1. Вказати тип конкуренції - монополія	Пропонуються інші гетеродини, але з іншими характеристиками.	Збільшувати якість виробу.
2. За рівнем конкурентної боротьби - глобальний	Конкуренція зі світовими фірмами	Зменшувати ціну продукту.
3. За галузевою ознакою - внутрішньо галузева	Вузькоспеціалізований	Розширити область застосування виробу
4. За характером конкурентних переваг - цінова / нецінова	Цінова	Зменшити ціну
5. За інтенсивністю - марочна		Зробити власний бренд

6.4 Розробка ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкових стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 6.6 — вибір цільових груп потенційних споживачів

<i>№ п/п</i>	<i>Опис профілю цільової групи потенційних споживачів</i>	<i>Готовність споживачів сприйняти продукт</i>	<i>Орієнтований попит в межах цільової групи</i>	<i>Інтенсивність конкуренції в сегменті</i>	<i>Простота входу у сегмент</i>
1	Цивільні компанії – виробники радіо апаратури для різного роду застосувань	Даний гетеродин можна використовувати для передавання інформації в різних сферах	50%	Доволі невисока конкуренція, так як аналогів з такими характеристиками досить мало.	Просто, оскільки замовлення звичайних користувачів зазвичай відбувається у більш простих умовах з не такою динамічною ситуацією.

2	Державні підприємства, установи та військові і правоохоронні структури	Нові технологічні та більш якісні продукти в сфері радіопередавання завжди високо ціняться в державних структурах будь-якої країни, так як забезпечують перевагу в критичних ситуаціях.	50%	Низька конкуренція	Складно, але потрібно акцентувати увагу державних установ на перевагах даного продукту над аналогами
Які цільові групи обрано: Цивільні підприємства та державні структури.					

Використовується стратегія диференційного маркетингу. Для роботи в обраних сегментах ринку необхідно сформувати базову стратегію розвитку.

Таблиця 6.8 — Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>/n</i>	<i>Обрана альтернатива розвитку проекту</i>	<i>Стратегія охоплення ринку</i>	<i>Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>
	Вихід на	Наочна	Ефективність	Стратег

.	внутрішній та зовнішній ринок шляхом реклами на тематичних	демонстрація переваг запропонованого продукту, реклама з вуст клієнтів та потенційних партнерів	роботи гетеродину, його гнучкість та можливість застосування в різних сферах	ія спеціалізації
---	--	---	--	------------------

Наступним кроком є вибір стратегії конкурентної поведінки .

Таблиця 6.9 — Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ n/n	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих конкурентів	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і як?	Стратегія конкурентної поведінки
1	так	Шукати як нових споживачів так і забирати існуючих	Ні, не буде, оскільки пристрій є унікальними	Стратегія наслідування лідеру

Розробляється стратегія позиціонування, що полягає у формуванні ринкової позиції, за яким споживачі мають ідентифікувати торгівельну марку/проект.

Таблиця 6.10 — Визначення стратегії позиціонування

<i>№ п/п</i>	<i>Вимоги до товару цільової аудиторії</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>	<i>Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап проекту</i>	<i>Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)</i>
1	Висока якість виконання та стабільність і надійність в роботі	Стратегія спеціалізації	Ефективність роботи пристрою, його гнучкість	1. унікальність гетеродину 2. потрібність у будь-якій сфері (актуальність) 3. новизна (робота в більш високих діапазонах частот)

6.5 Розробка маркетингової програми стартап-проекту

Розробляється тривимірна маркетингова модель товару: уточняється ідея продукту, його фізичні складові, особливості процесу його надання.

Таблиця 6.11 — Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові		
I Товар за задумом	Гетеродин трансмітера 8мм діапазону довжин хвиль з низьким рівнем фазових шумів		
II Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор

	1. Гнучкість у застосуванні 2. Низький рівень вищих гармонік. 3. Стабільність роботи	Нм М М	Вр, Тх, Тл Тх, Тд Тх, Тл
	Якість: висока якість виконання пристрою (монтажу радіо-електронних компонентів)		
	Пакування: готовий до використання гетеродинний блок		
III Товар із підкріпленням	Передплата		
	Гарантія		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: Принципова, структурна схема та інші дані про розроблений пристрій будуть недоступні, в загальному доступі будуть лише характеристики. Детальна інформація буде надаватись партнерам при укладенні договору. ПО керування гетеродином буде заблоковане від читання з МК.			

Таблиця 6.11 — Визначення цінових меж

<i>№ п/п</i>	<i>Рівень цін на товари-замінники</i>	<i>Рівень цін на товари-аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачі</i>	<i>Верхня та нижня межа встановлення ціни на товар/послугу</i>
1	відсутні	50-60 тис. грн	Комерційна таємниця компаній-клієнтів	40 тис. грн

Таблиця 6.11 — Визначення оптимальної системи збуту

<i>№ п/п</i>	<i>Специфіка закупівельної</i>	<i>Функції збуту, які має</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система</i>

	<i>поведінки цільових клієнтів</i>	<i>виконувати постачальник товару</i>		<i>збуту</i>
1	Закупка великих партій товару	Постачати готовий, протестований пристрій	Оптова та в деяких випадках роздрібна торгівля	Прямий продаж клієнтам

Таблиця 6.11 — Концепції маркетингових комунікацій, що спирається на попередньо обрану основу для позиціонування.

<i>№ п/п</i>	<i>Специфіка поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Канали комунікації, якими користую ться цільові клієнти</i>	<i>Ключові позиції, обрані для позиціонува ння</i>	<i>Завдання рекламного повідомлення</i>	<i>Концепція рекламного звернення</i>
	Деатальний аналіз параметрів та характеристик пристрою	Інтернет, пряма комунікація шляхом презентації товару, відгуки клієнтів	Тематичні виставки, семінари, конференції	Продемонструвати переваги пристрою	Демонстрація досягнених результатів тестування

ВИСНОВКИ

З виконаної роботи можемо зробити наступні висновки:

1. На сьогодні гетеродина міліметрового діапазону довжин хвиль із низьким рівнем фазового шуму для трансівера системи широкосмугового доцільно будувати на базі низькочастотного синтезатора частоти і монолітних схем помножувачів частоти.
2. Запропонований метод розрахунку гетеродину дозволяє із достатньою для практики точністю передбачити характеристики гетеродину.
3. Це підтверджено експериментальними дослідженнями параметрів розробленого і виготовленого зразка гетеродину.
4. Отримані характеристики дозволяють стверджувати, що розроблений гетеродин може бути включений до складу трансівера восьмиміліметрового діапазону довжин хвиль, призначеного для роботи у складі системи безпроводного широкосмугового доступу.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ

1. Звіт про науково-дослідну роботу „РОЗРОБКА ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ТА ІНЖЕНЕРНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ГІБРИДНО-ІНТЕГРАЛЬНИХ МАЛОШУМЛЯЧИХ ГЕНЕРАТОРІВ ЧАСТОТИ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ” (№ 2038-п, заключний). 2008 р.
2. Беллами Д.К. Цифровая телефония / Д.К. Беллами. – Москва: Эко-Трендз, 2004. – 640с.
3. Leeson D.B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum / D.B. Leeson // Proceedings of the IEEE. – 1966. – Vol. 54, Issue 2. – P. 329-330.
4. 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. – P. 163-169.
5. 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, 20-25 May 2001. – Phoenix, USA, 2001. – Vol. 3. – P. 2179-2182
6. 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. – P. 778-783.
7. 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, 2002. – Vol. 2. – P. 843-846.

8. 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. – 2006. – Vol. 16, Issue 7. – P. 425-427.
9. 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. – 2005. – Vol. 15, Issue 11. – P. 751-753.
10. 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. – P. 413-416.
11. Yi-Jan Emery Chen. 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. – P. 587-590.
12. Chi-Hsein Lin. A Q-band Low Phase Noise Voltage Controlled Oscillator Using Balanced π -Feedback in 2- μ 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. – P. 119-122.
13. J. Lin, Y.K. Chen, D.A. Humphrey, R.A. Hamm et al. Ka-band monolithic InGaAs/InP HBT VCO's in CPW structure // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 2004. – Vol. 5, Issue 11. – P. 379-381.
14. H. Li, H.M. Rein. Millimeter-wave VCOs with wide tuning range and low phase noise, fully integrated in a SiGe bipolar production technology // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2003. – Vol. 38, Issue 2. – P. 184-191.
15. M. Bao, Y. Li, H. Jacobsson. A 21.5/43-GHz dual-frequency balanced Colpitts VCO in SiGe technology // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2004. – Vol. 39, Issue 8. – P. 1352-1355.

16. Chang H.-Chia. Phase Noise in Coupled Oscillators / H.-Chia Chang, Cao Xudong, U.K. Mishra, R.A. York // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1997. – Vol. 45, Issue 5. – P. 604-615.
17. Wenger J. Ka- and W-Band PM-HFET DRO's / J. Wenger, U. Guttich // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1993. – Vol. 3, Issue 6. – P. 191-193.
18. Keller M.G. Freundorfer, A.P. Antar, Y.M.M. A Single-Chip Coplanar 0.8- μm GaAs MESFET K/Ka-Band DRO / M.G. Keller, A.P. Freundorfer, Y.M.M. Antar // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1999. – Vol. 9, Issue 12. – P. 526-528.
19. 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, 6-11 June 2004. – Vol. 3. – P. 1995-1998.
20. Hamed K.W. A 26 GHz Integrated Differential DRO Implemented Using SiGe-HBT Technology / Hamed, K.W. Freundorfer, A.P. Antar, Y.M.M. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 3-8 June 2007. – Honolulu, USA, 2007. – P. 657-660.
21. Shih-Chieh Y. An Nth-harmonic Oscillator Using An N-push Coupled Oscillator Array with Voltage-clamping Circuits / Y. Shih-Chieh, C. Tah-Hsiung // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 8-13 June 2003. – Vol. 3. – P. 2169 - 2172.
22. Sinnesbichler F.X. A 38-GHz push-push oscillator based on 25-GHz f_t BJT's / F.X. Sinnesbichler, H. Geltinger, G.R. Olbrich // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1999. – Vol. 9, Issue 4. – P. 151-153.
23. Heymann P. Modeling of low-frequency noise in GaInP/GaAs hetero-bipolar transistors / P. Heymann, M. Rudolph, R. Doerner, F. Lenk // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 20-25 May 2001. – Phoenix, USA, 2001. – Vol. 3. – P. 1967-1970.

24. To-Po Wang. A 30-GHz Low-Phase-Noise 0.35 μ 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. – P. 569-572.
25. 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. – 1985. – Vol. 33, Issue 12. – P. 1346-1349.
26. Hong-Yeh Chang. 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. – P. 33-36.
27. Xiao H. A Ka-Band Quadruple-Push Oscillator / H. Xiao, T. Tanaka, M. Aikawa // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 8-13 June 2003. – Vol. 2. – P. 889-892.
28. Banerjee D. PLL Performance, Simulation, and Design 5th Edition/D. Banerjee. – 2017. – 497p.
29. Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей “Розроблення стартап проекту”. Київ НТУУ “КПІ ім. Ігоря Сікорського” – 2016. – 27ст.

ДОДАТОК А

Опис роботи схеми

Схема блоку перестроювання частоти та індикації складається з двох частин через конструктивні особливості які були описані у розділі 5 даної роботи. Подача живлення відбувається через роз'єм X3 який знаходиться на схемі рис.А.1, вхідна напруга поступає на два лінійних стабілізатора U2 та U3, з яких на виході отримуємо 5В та 6В. Напруги VD1 та VD2 можна змінювати за допомогою змінних резисторів R13 та R24 відповідно, дані напруги з'являться тоді, коли з'явиться напруга -5V. Живлення для опорного генератора 5V_LDO забезпечується мікросхемою U5. За допомогою перемикача SW6 можна змінювати джерело опорного сигналу з внутрішнього на зовнішнє, яке подається на роз'єм XW1. Напругою +3.3 V живиться мікроконтролер та операційний підсилювач. Напруга -3.3V необхідна для операційного підсилювача та змінних резисторів, з яких напруга далі подається на заслони польових транзисторів мікросхем помножувачів частоти. Програмування контролера відбувається за допомогою роз'єму X2. Друга частина плати з'єднується через роз'єм X1 з роз'ємом X5. На іншій частині схеми присутні два лінійних стабілізатори, напруга з яких живить мікросхему AD5355. До контактів X4,6,18,19,21 під'єднується мікросхема XX1000-QT. Мікросхема MAFC-004403 під'єднується до контактів X7,20. Синтезатор частоти підключається до контактів X9,10,12,13,14,16,17. За допомогою підстроювальних резисторів R44,45,47 встановлюються напруги для XX1000-QT, резистором R46 - для MAFC-004403.

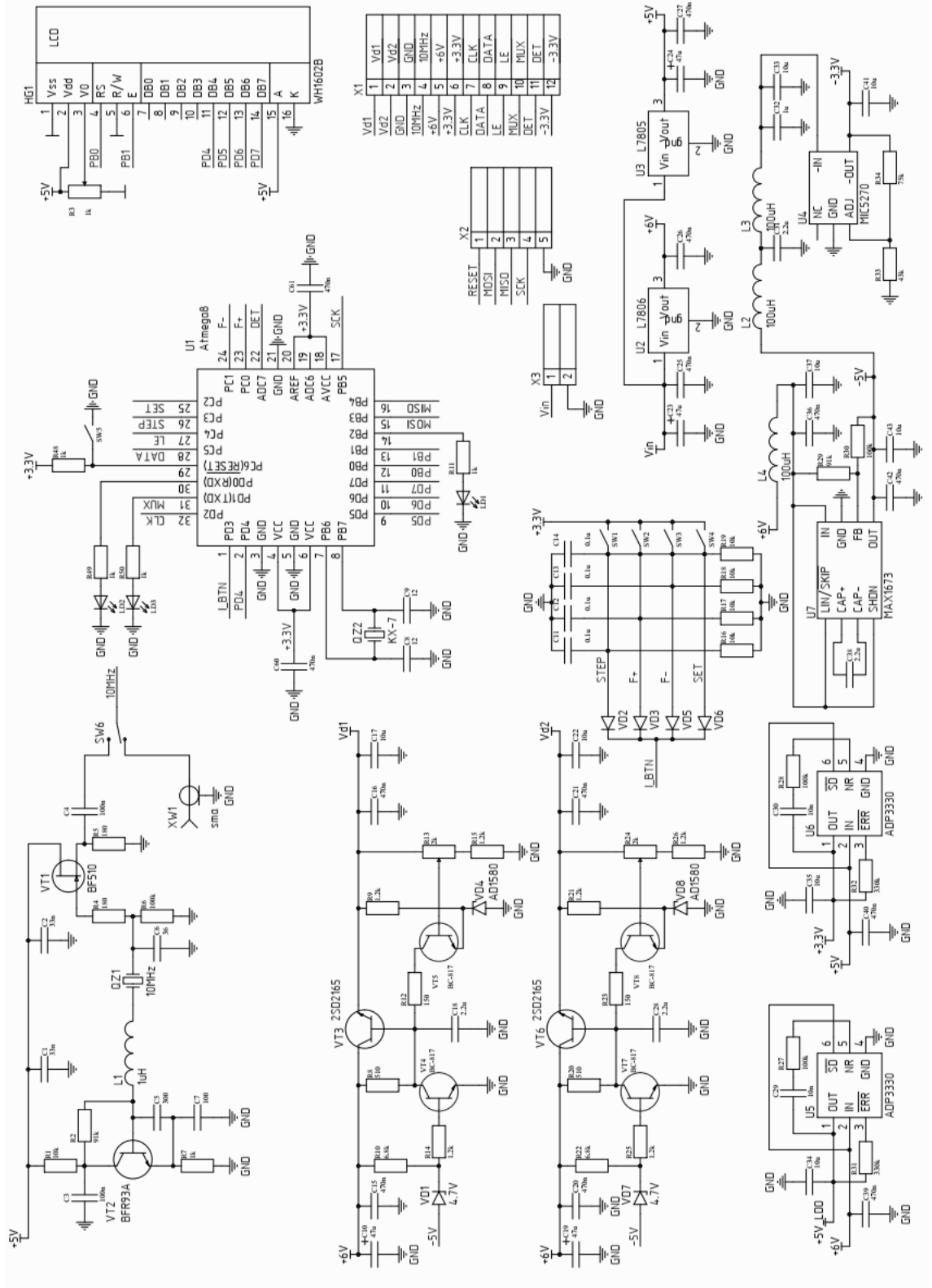


Рисунок А.1 – Схема електрична принципова блоку керування ч.1

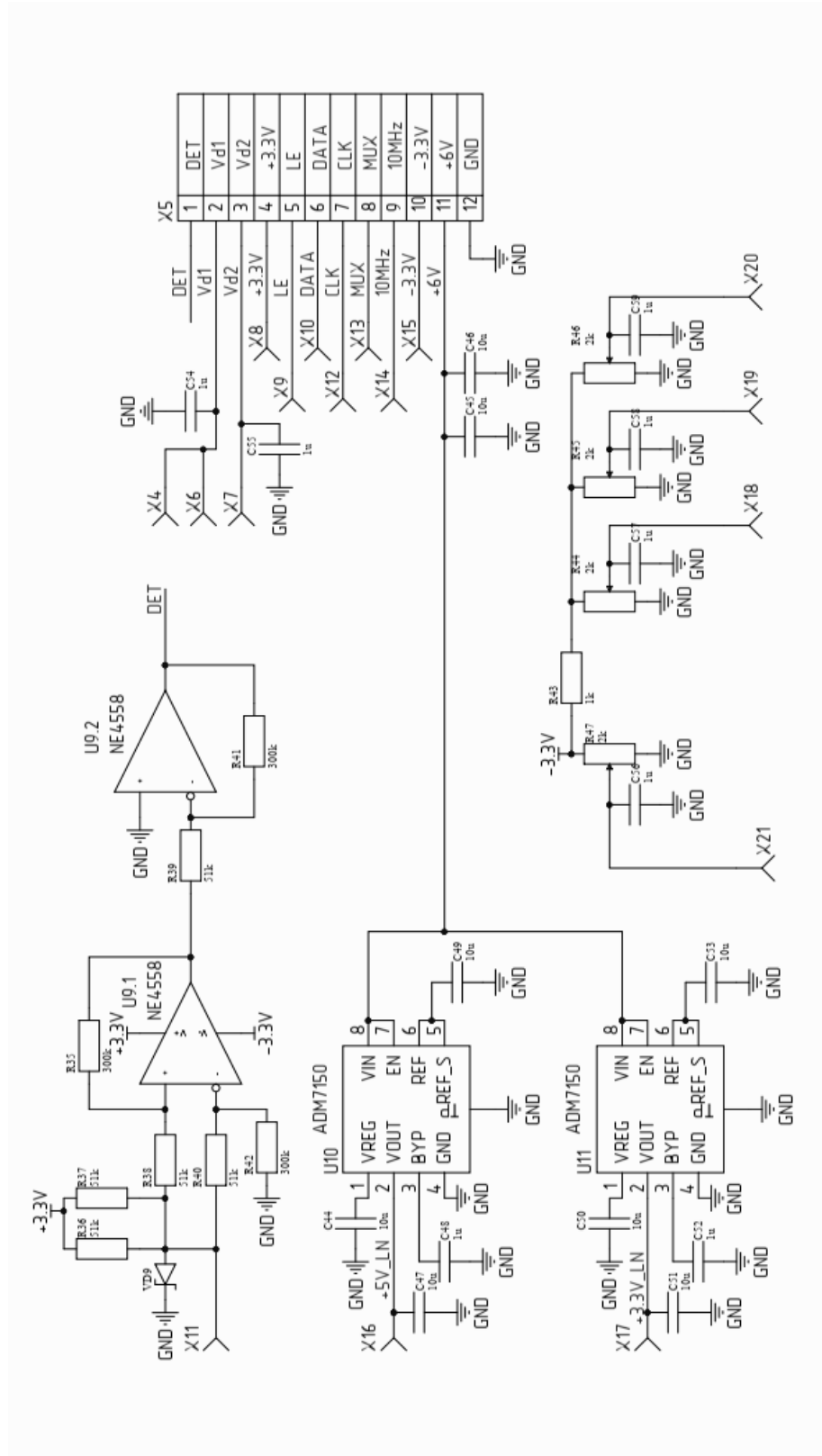


Рисунок А.2 – Схема електрична принципова блоку керування ч.2

ДОДАТОК Б

```

#define F_CPU 3686400UL

#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <util/delay.h>

#define clk_port      PORTD
#define clk_pin       2
#define data_port     PORTC
#define data_pin      5
#define le_port       PORTC
#define le_pin        4

#define clk_1()       clk_port   |=   (1<<clk_pin)           // adf_clk 0-
>1
#define clk_0()       clk_port   &=   ~(1<<clk_pin)           // adf_clk 1-
>0
#define data_1()      data_port   |=   (1<<data_pin)           // adf_data set to 1
#define data_0()      data_port   &=   ~(1<<data_pin)           // adf_data
set to 0
#define le_1()        le_port     |=   (1<<le_pin)             //
adf_le set to 1
#define le_0()        le_port     &=   ~(1<<le_pin)           // adf_le set
to 0
//-----LCD-----
-----//
#define e1    PORTB|=0b00000010 // установка линии E в 1
#define e0    PORTB&=0b11111101 // установка линии E в 0
#define rs1   PORTB|=0b00000001 // установка линии RS в 1 (данные)
#define rs0   PORTB&=0b11111110 // установка линии RS в 0 (команда)
//-----
-----//

#define FMAX      54400
#define FMIN      27200
#define F_DEFAULT 36000

#define INT_shift  4
#define FRAC1_shift 4
#define FRAC2_shift 18
#define MOD2_shift  4
#define n_roz      3

void initTimer(void);
void setRegisters(void);
void GPIOinit(void);
void overwrite(void);
void write(void);
void sendByte(uint8_t comand, uint8_t mode);
void sendHalfByte(uint8_t comand);
void LCD_init(void);
void LcdWrite(char *text);
void lcd_setCursor(uint8_t line, uint8_t column);
void LcdClear();
void int2str(uint32_t value, char *str);
void LCD_title(void);
float floor_my(float a);

const uint32_t INT_mask = 0b0000000000000000000000001111111111111111;

```



```

const uint32_t FRAC1_mask      = 0b00000000111111111111111111111111;
const uint32_t FRAC2_mask      = 0b00000000000000000011111111111111;
const uint32_t MOD2_mask       = 0b00000000000000000011111111111111;

//-----
uint32_t f_temp = F_DEFAULT; //default value in MHz
uint32_t step = 1000;
float f, FRAC, MOD1 = 16777216;
float f_ref = 10; //Fref 10 MHz
uint32_t INT, FRAC1, MOD2 = 80, FRAC2;
//-----
uint8_t length = 32;
uint8_t element = 0;
int8_t i = -1;
uint8_t select_seq = 0;
uint8_t *ptr_arr_seq[2];
uint8_t seq_overwrite[] = {1,0}; // для перезапису підвійно буферезованих регістрів
//-----
uint8_t seq_write[] = {12,11,10,9,8,7,6,5,4,3,2,1,0};
const uint8_t n_reg[] = {13, 2};
const uint32_t mask = 0x80000000;

uint32_t data[] = {
10GHz //0b00000000001100000001111101000000 // Register 0
0b00000000001100000001110000100000, // Register 0 9GHz
0b00000000000000000000000000000001, // Register 1
0b000000000000000000000000000000110010, // Register 2
0b0010000000000000000000000000000011, // Register 3
Power-down //0b00110000000000001011110111000100, // Register 4
0b0011000000000000101111011000100, // Register 4
0b000000001000000000000000100101, // Register 5
0b0111010100000001110000000000110, // Register 6
0b0001001000000000000000000010111, // Register 7
0b0001000000101101000010000101000, // Register 8
0b00000101000001000111110011001001, // Register 9
0b000000011000000000011001111010, // Register 10
0b000000001100001001100000001011, // Register 11
0b0000000000000010000010000011100, // Register 12
};

//-----
ISR(TIMER2_COMP_vect)
{
    clk_1(); // clk 0->1
}

ISR(TIMER2_OVF_vect)
{
    clk_0(); // clk 1->0
    if(i != -1)
    {
        le_0();
        if(data[*ptr_arr_seq[select_seq] + element] & (mask>>i))
            data_1();
        else
            data_0();
        i++;
        if(i == length)
        {

```

```

        i = -1;
        element++;
    }
}
else
{
    le_1();
    if(element == n_reg[select_seq])
    {
        TCCR2 = 0x00; // timer off
    }
    i = 0;
}
}

ISR(INT1_vect)
{
    uint8_t button;
    char str_temp[6] = {0};
    button = PINC & 0x0f;
    switch(button)
    {
        case 0x01://f+
            f_temp += step;
            if(f_temp > FMAX)
                f_temp -= step;
            int2str(f_temp, str_temp);
            lcd_setCursor(0,0);
            LcdWrite(str_temp);
            break;
        case 0x02://f-
            f_temp -= step;
            if(f_temp < FMIN)
                f_temp += step;
            int2str(f_temp, str_temp);
            lcd_setCursor(0,0);
            LcdWrite(str_temp);
            break;
        case 0x04://set
            setRegisters();
            write();
            lcd_setCursor(1,5);
            int2str(f_temp, str_temp);
            LcdWrite(str_temp);
            break;
        case 0x08://step
            if(step == 1000)
            {
                step = 1;
                int2str(step, str_temp);
                lcd_setCursor(0,12);
                LcdWrite(" "); //4-space clear region
                lcd_setCursor(0,12);
                LcdWrite(str_temp);
            }
            else
            {
                step *=10;
                int2str(step, str_temp);
                lcd_setCursor(0,12);
                LcdWrite(" "); //4-space clear region
                lcd_setCursor(0,12);
                LcdWrite(str_temp);
            }
    }
}

```

```

        break;
    }
}

int main(void)
{
    _delay_ms(100);
    asm("sei");
    GPIOinit();
    initTimer();
    LCD_init();
    LCD_title();
    //write();
    //setRegisters();
    MCUCR = 0x0c; //rising edge of INT0
    GICR = 0x80; //interrupt enable for INT0
    while(1)
    {
        //TODO:: Please write your application code
    }
}

void initTimer(void)
{
    TCNT2 = 0x00; // counter = 0
    OCR2 = 0x80; // 128
    TIMSK |= (1<<OCIE2)|(1<<TOIE2); // interrupt compare & overflow
    TCNT2 |= (0<<WGM21)|(0<<WGM20); // normal mode set
}

void GPIOinit(void)
{
    ptr_arr_seq[0] = &seq_write[0];
    ptr_arr_seq[1] = &seq_overwrite[0];

    DDRB = 0x03;
    DDRC = 0x30;
    DDRD = 0xf4;
    rs0;
}

void write(void)
{
    select_seq = 0;
    element = 0;
    i = -1;
    TCCR2 |= (0<<CS22)|(1<<CS21)|(1<<CS20); // div f/32 (timer on)
}

void overwrite(void)
{
    select_seq = 1;
    element = 0;
    i = -1;
    TCCR2 |= (0<<CS22)|(1<<CS21)|(1<<CS20); // div f/32 (timer on)
}

void LCD_init(void)
{
    _delay_ms(20);
    sendHalfByte(0x03);
    _delay_ms(20);
    sendHalfByte(0x03);
    _delay_ms(20);
    sendHalfByte(0x03);
}

```

```

    _delay_ms(2);
    sendHalfByte(0x02);
    _delay_ms(20);

    sendByte(0b00101000,0); //4-bit mode 2-line
    _delay_ms(10);
    sendByte(0b00001000,0);
    _delay_ms(10);
    sendByte(0b00000001,0);
    _delay_ms(10);
    sendByte(0b00000110, 0);
    _delay_ms(10);
    sendByte(0b00001100, 0);
    _delay_ms(10);
}

void sendHalfByte(uint8_t comand)
{
    e1;
    PORTD = (PORTD & 0x0f) | (comand<<4);
    _delay_us(50);
    e0;
    _delay_us(50);
}

void LcdWrite(char *text)
{
    while(*text)
    {
        sendByte(*text++, 1);
    }
}

void LcdClear(void)
{
    sendByte(0x01, 0);
    _delay_ms(10);
}

void LCD_title(void)
{
    char str_temp[6] = {0};
    LcdClear();
    lcd_setCursor(0,5);
    LcdWrite("MHz");
    lcd_setCursor(0,0);
    int2str(f_temp, str_temp);
    LcdWrite(str_temp);
    lcd_setCursor(0,9);
    LcdWrite("STP");
    int2str(step, str_temp);
    LcdWrite(str_temp);
    lcd_setCursor(1,0);
    LcdWrite("Fout ");
    //    //write();
    //    //while();
    int2str(f_temp, str_temp);
    LcdWrite(str_temp);
    LcdWrite("MHz");
}

void lcd_setCursor(uint8_t line, uint8_t column)
{
    uint8_t addr;
    addr = (0x40*line + column)|0x80;
}

```

```

        sendByte(addr, 0);
    }
void int2str(uint32_t value, char* str)
{
    uint32_t i = value;
    while(i)
    {
        i /= 10;
        str++;
    }
    *str = '\0';
    do{
        str--;
        *str = (char)(48 + value % 10);
        value /= 10;
    }while(value);
}

void sendByte(uint8_t comand, uint8_t mode)
{
    if(mode == 0)
        rs0; //comand
    else
        rs1; // data
    e1;
    PORTD = (PORTD & 0x0f) | (comand & 0xf0);
    _delay_us(50);
    e0;
    _delay_us(50);
    e1;
    PORTD = (PORTD & 0x0f) | (comand<<4);
    _delay_us(50);
    e0;
    _delay_us(50);
}

void setRegisters(void)
{
    f = ((float)f_temp/8.0);
    INT = (int) f/f_ref;
    FRAC = (float)(f_temp - INT*80) /80.0;
    FRAC1 = (uint32_t)(MOD1 * FRAC);
    FRAC2 = (int)((((float)MOD1 * FRAC) - (float)FRAC1) * (float)MOD2);

    data[0] &= ~(INT_mask << INT_shift);
    data[1] &= ~(FRAC1_mask << FRAC1_shift);
    data[2] &= ~(FRAC2_mask << FRAC2_shift);
    data[2] &= ~(MOD2_mask << MOD2_shift);

    data[0] |= (INT << INT_shift);
    data[1] |= (FRAC1 << FRAC1_shift);
    data[2] |= (FRAC2 << FRAC2_shift);
    data[2] |= (MOD2 << MOD2_shift);
}

```