

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

Е л е к т р о н і к и

(повна назва інституту/факультету)

Електронні прилади та пристрої

(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»

УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри,

проф., д.т.н.

_____ Л.Д. Писаренко
(підпис) (ініціали, прізвище)

“___” грудня 2018 р.

Магістерська дисертація

зі спеціальності (спеціалізації) 171 Електроніка (Електронні прилади та пристрої)
(код і назва спеціальності)

на тему: Вимірювач мікрохвильових перешкод синтезатора _____

Виконав (-ла): студент (-ка) 6 курсу, групи ДЕ-71мп
(шифр групи)

Горлачов Олександр Дмитрович
(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Науковий керівник: к.т.н., доцент, Кобак Микола Миколайович
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Консультант _____

(назва розділу)

_____ (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

_____ (підпис)

Рецензент _____

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

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

Студент _____

(підпис)

Київ – 20__ року

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

Інститут/факультет _____ Е л е к т р о н і к и
(повна назва)

Кафедра _____ Електронні прилади та пристрої
(повна назва)

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

Спеціальність (спеціалізація) 171 Електроніка (Електронні прилади та пристрої)
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

(підпис) (ініціали, прізвище)

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту

Горлачову Олександр Дмитровичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Вимірювач мікрохвильових перешкод синтезатора _____

науковий керівник дисертації к.т.н., доцент, Кобак Микола Миколайович,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____

2. Строк подання студентом дисертації _____

3. Предмет дослідження (Вихідні дані – для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) Розробити пристрій для вимірювання мікрохвильових перешкод синтезатора з діапазоном робочих частот 10-4000 МГц; ширина смуги пропускання 3МГц (рівень 3 дБ); діапазон вимірювання коефіцієнту шуму 0-35дБ; максимальна допустима потужність 20дБм.

4. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу плакати; додатки.

5. Орієнтовний перелік публікацій «Міжнародний науковий журнал Інтернаука»: НВЧ-синтезатор частоти з використанням опорного генератора довільної форми сигналу _____

6. Консультанти розділів дисертації*

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

7. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Огляд науково-технічної літератури по синтезаторам частот (характеристики, принципи побудови, різновиди)	25.11.2018	
2	Теоретична частина (структурна схема реалізації синтезатора частот)	01.12.2018	
3	Конструкторсько-технологічна частина, стартап: -розробка конструкції -розробка стартапу	05.12.2018	
4	Оформлення пояснювальної записки, плакатів, підготовка доповіді	15.12.2018	

Студент

_____ (підпис)

_____ (ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

_____ (підпис)

_____ (ініціали, прізвище)

* Консультантом не може бути зазначено наукового керівника

РЕФЕРАТ

Робота складається з 80 сторінок, 4 розділів та містить 38 ілюстрацій, 50 таблиць та 18 джерел в переліку посилань.

Актуальність теми. На ринку існує постійний попит на синтезатори частот, вони широко використовуються у багатьох сферах сучасної електроніки. Отже, проблема вимірювання їх перешкод у мікрохвильовому діапазоні є завжди актуальною та потребує постійного вдосконалення існуючих та розробки нових пристроїв для її вирішення.

Метою роботи є розгляд сучасних рішень по синтезаторах частоти, методи виявлення та вимірювання мікрохвильових перешкод, механізми їх обчислення, фільтрації та обробки. Крім того, висвітлено питання зменшення шумів в синтезаторах частот.

Розроблено прототип пристрою для вимірювання коефіцієнту шуму з заданими технічними характеристиками. Наведено результати роботи (графіки, схеми, обчислення). Виконана робота є актуальною і може бути використана для вимірювання коефіцієнту шуму в сучасних синтезаторах.

Ключові слова: частота, синтезатор частот, фільтр, смуга пропускання, коефіцієнт шуму

ABSTRACT

The work consists of 80 pages, 4 chapters and contains 38 illustrations, 50 tables and 18 sources in the list of references.

Actuality of theme. On the market there is a constant demand for frequency synthesizers, they are widely used in many areas of modern electronics. Consequently, the problem of measuring their interference in the microwave range is always relevant and requires continuous improvement of the existing and development of new devices for its solution.

The purpose of the work is to consider modern solutions for frequency synthesizers, methods for detecting and measuring microwave interference, their calculation, filtering and processing mechanisms. In addition, the issue of noise reduction in frequency synthesizers is highlighted.

The prototype of the device for measuring the noise factor with the given technical characteristics has been developed. The results of work (graphs, schemes, calculations) are presented. The performed work is relevant and can be used to measure the noise factor in modern synthesizers.

Keywords: frequency, frequency synthesizer, filter, bandwidth, noise factor

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ І СКОРОЧЕНЬ	6
ВСТУП	7
РОЗДІЛ I. ОГЛЯД НАУКОВО – ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	
ПО СИНТЕЗАТОРАМ ЧАСТОТ	9
1.1. Характеристики синтезаторів частот	9
1.2. Загальні принципи побудови синтезаторів частот	14
1.3. Синтезатори, виконані за методом прямого синтезу	15
1.4. Синтезатори частот, побудовані за методом непрямого синтезу	28
1.4.1 Синтезатори з автоматичним налаштуванням частоти	22
1.4.2 Синтезатори з фазовим автопідстроюванням частоти (ФАП)	24
1.5. Цифрові синтезатори частот	26
1.6. Цифрові імпульсно-фазові детектори	29
1.7. Актуальні вимоги до високоякісних СЧ	30
1.8. Висновки	31
РОЗДІЛ II. ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА	32
2.1. Нестабільність і шум	33
2.2. Методи вимірювання шуму	34
2.2.1. Метод прямого вимірювання спектра	34
2.2.2 Метод фазового детектора	35
2.2.3 Метод двоканальної взаємної кореляції	35
2.3 Поняття коефіцієнту шуму	37
2.4 Аналіз сучасних вимірювачів коефіцієнта шуму ВКШ	40
2.5 Висновки	42
РОЗДІЛ III. КОНСТРУКТОРСЬКО – ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА	43
3.2 Структурна схема, опис роботи схеми ВКШ	43
3.2 Вибір елементної бази блока РПТ-04, синтезатора частот і гетеродинів	47
3.3 Детектування сигналу в ВКШ	53
3.4. Реалізація блока цифрової обробки сигналу	53
3.4.1 Структурна схема з вибором елементної бази	53
3.4.2 Вибір АЦП і ЦАП	56
3.4.3 Шуми в реальних АЦП	57

3.4.4 Технічні особливості АЦП	57
3.4.5 Ефективна розрядність (ENOB	58
3.5 Вибір ПЛІС	61
3.6 Розрахунок ліній передачі вхід АЦП, вихід ЦАП	62
3.7 Висновки	63
РОЗДІЛ IV. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ	64
4.1 Опис ідеї проекту	65
4.2 Технологічний аудит ідеї проекту	66
4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту	68
4.4. Розроблення ринкової стратегії проекту	71
4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту	73
4.6 Висновки	77
ВИСНОВКИ	78
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	79

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ І СКОРОЧЕНЬ

ГШ - генератор шуму;
КР – кварцевий резонатор;
СФ – смуговий фільтр;
АПЧ – автоматичне підстроювання частоти;
ДЗКД – дільник зі змінним коефіцієнтом ділення;
ФД – фазовий детектор;
ФАПЧ – фазова автопідстройка частоти;
ЧАП – частотна автопідстройка;
ВКШ - вимірювач коефіцієнту шуму;
ІС - інтегральна схема;
КП - коефіцієнт передачі;
КСХ - коефіцієнт стоячої хвилі;
КШ - коефіцієнт шуму;
ПЛІС - програмована логічна інтегральна схема;
ПСДУ - плата збору даних і управління;
РПТ - (блок) радіоприймального тракту;
ЦОС ПЧ - (блок) цифрової обробки сигналу ПЧ;
SINAD - показник сигнал/шум/спотворення;
SNR - відношення сигнал/шум.

ВСТУП

На сьогоднішній день перетворювач частоти являється важливим елементом приймально-передавальної апаратури, бо гетеродинний принцип прийому є основним. Для передачі інформації зараз широко використовується мікрохвильовий зв'язок, що зумовлено великою пропускнуою здатністю, гнучкістю та мобільністю. Передача даних в мікрохвильовому діапазоні використовує високі частоти та використовується як на коротких відстанях, так і в глобальних комунікаціях. Їх головне обмеження полягає в тому, що передавач та приймач повинні бути в зоні прямої видимості. Але з цього витікає й одна з найголовніших проблем — велика завантаженість мікрохвильового діапазону, як наслідок, виникнення значних взаємних завад, характер яких важко відстежувати. Для вирішення даної проблеми можливо використовувати швидке перемикання та «чисті» канали, що, в свою чергу, потребує створення гнучкої сітки частот із необхідним кроком.

Проблема виявлення паразитних випромінювань, що викликають додаткові завади і призводять до загального завантаження частотного діапазону мають суттєве значення для різноманітних систем. Щоб вирішити дану проблему необхідно мати уявлення про спектр випромінювань у широкому діапазоні частот [1].

Синтезатори частоти, як правило, не являються функціонально самостійними пристроями. Вони входять в склад приймаючої, передаючої, вимірювальної та іншої апаратури та використовуються в якості гетеродинів в телевізійних і радіоприймачах, джерел опорних коливань в генераторах сигналів різної форми, як джерело еталонних частот, спектральних аналізаторах, вимірювальних приладах, а також в інших системах супутникового, радіорелейного або дротового зв'язку, що вимагають швидкого та точного перестроювання в широкому діапазоні частот.

Таким чином, дана дипломна робота присвячена підвищенню ефективності вимірювання перешкод синтезаторів частот мікрохвильового діапазону довжини хвиль, а також проведено моделювання певних вузлів схеми.

Найважливішими вимогами, які пред'являються до сучасних синтезаторів частоти є: максимальна стабільність НВЧ параметрів вихідного сигналу, висока стабільність НВЧ параметрів до зовнішнього впливу при його експлуатації. Однією із особливостей побудови синтезаторів частоти являється їх швидке удосконалення, яке обумовлене безперервним розвитком елементної бази, теорії і практики їх реалізації.

Сучасні синтезатори мають забезпечувати широкий діапазон генеруючих частот з малим кроком, побічними спектральними складовими, низькими фазовими шумами. Тенденцією

розвитку частотних синтезаторів на сьогоднішній день є збільшення швидкості перестройки. Критичним параметром являється час, необхідний для перестройки з однієї частоти на іншу [2].

Задачі, що необхідно вирішити для досягнення цієї мети, наступні:

- дослідити існуючу область розробки синтезаторів частоти та проаналізувати їх на предмет можливості вдосконалення як систем в цілому, так і їх окремих частин;
- обґрунтувати та вдосконалити структуру синтезатора частот;
- розробити пристрій для вимірювання коефіцієнту шуму та розрахувати його.

Предметом дослідження є методи вимірювання мікрохвильових перешкод синтезатора хвиль за критерієм мінімуму власних шумів і побудови їх на новій елементній базі.

РОЗДІЛ I. ОГЛЯД НАУКОВО – ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

ПО СИНТЕЗАТОРАМ ЧАСТОТ

1.1. Характеристики синтезаторів частот

Синтезатори частоти – виключно важливі функціональні вузли багатьох систем, від комерційних мереж зв'язку до випробувально-вимірювальних стендів. Необхідність подальшого підвищення ефективності сучасних електронних систем у значній мірі зв'язується з вдосконаленням апаратури частотоформування для всіх діапазонів частот [3]. Створення НВЧ сигналів із певним набором технічних вимог є однією з найкритичніших функцій радіоелектронної апаратури і має безпосередній вплив на граничні значення характеристик систем у багатьох застосуваннях.

Найважливіші вимоги:

- високостабільність частоти сформованого сигналу;
- низькі фазові й амплітудні шуми;
- висока чистота спектрів;
- швидка зміна сформованих частот;
- когерентність усіх сформованих сигналів.

Реалізація перерахованих характеристик здійснюється за допомогою синтезаторів частот різного призначення.

Синтезом частот є процес, в результаті дії якого одна або безліч частот формуються з однієї або декількох опорних частот за допомогою комбінацій елементів, що входять в схему синтезатора частот (СЧ). Найбільш поширеними з них є змішувачі, помножувачі і дільники частоти, генератори, фільтри, комутатори, частотні і фазові детектори, підсилювачі.

Так як будь-який СЧ можна представити еквівалентним генератором, то і параметри, які підрозділяються на електричні й експлуатаційні, можна застосувати для характеристики СЧ.

До основних електричних характеристик СЧ відносять:

- діапазон робочих вихідних частот;
- крок сітки робочих частот;
- стабільність частоти вихідного сигналу;
- час перемикання частот;
- рівень амплітудних і фазових шумів.

До основних експлуатаційних характеристик СЧ відносять:

- габаритно-масові показники;
- споживання енергії джерел живлення;
- час готовності після ввімкнення.

Діапазон робочих вихідних частот характеризує ту область частот, в якій знаходиться середня частота коливань, що синтезуються. Згідно міжнародної класифікації, радіочастотний спектр умовно розбитий на різні діапазони, представлені в табл.1.1 [4].

Таблиця 1.1. Радіочастотний діапазон

HF	VHF	UHF	L	C	X	Ku	K	Ka	V	W	Mm
3 – 30 МГц	30 – 300 МГц	300 – 1000 МГц	1 – 2 ГГц	2 – 8 ГГц	8 – 12 ГГц	12 – 18 ГГц	18 – 27 ГГц	27 – 40 ГГц	40 – 75 ГГц	75 – 110 ГГц	110 – 300 ГГц

Приналежність СЧ до того або іншого діапазону частот у значній мірі визначає конструктивні і технологічні проблеми його створення, пов'язані у першу чергу з можливостями сучасної компонентної бази. Ширина смуги робочих вихідних частот обчислюється за формулою (1.1):

$$\Delta f = f_{\text{Pmax}} - f_{\text{Pmin}} \quad (1.1)$$

характеризує діапазонні властивості СЧ. Коефіцієнт перекриття по частоті,

що визначається формулою (1.2):

$$k_f = \frac{f_{\text{Pmax}}}{f_{\text{Pmin}}} \quad (1.2)$$

є умовною мірою цих властивостей, де f_{Pmax} і f_{Pmin} - максимальна і мінімальна синтезовані частоти відповідно. В залежності від коефіцієнта перекриття розрізняють широкосмугові СЧ, у яких $k_f > 1,2$ та звичайні СЧ з $k_f < 1,2$.

Крок сітки робочих частот f_c - інтервал між сусідніми робочими частотами; такі інтервали між дискретними частотами в загальному випадку можуть бути різними, але на практиці вони вибираються рівними. Стабільність частоти вихідного сигналу характеризує похибку відтворення заданого значення частоти в умовах експлуатації.

Величиною, що характеризує стабільність частоти, називається відносна похибка частоти δf_0 (1.3), обчислюється як відношення абсолютної похибки частоти Δf до її номінального значення f_0 :

$$\delta f_0 = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (1.3)$$

Абсолютна похибка частоти Δf показує наскільки синтезована частота відрізняється від заданого номінального значення. Вона є сумою неточності установки частоти опорного генератора та нестабільності, пов'язаних із впливом дестабілізуючих чинників, а також випадкових флуктуацій як частоти опорного генератора, так і фазових флуктуацій елементів схеми СЧ.

Частина похибки, яка обумовлена нестабільністю опорного генератора під впливом дестабілізуючих чинників, що діють протягом тривалого часу називають довготривалою нестабільністю частоти. Частина похибки, обумовлена випадковими флуктуаціями частоти опорного генератора і фазовими флуктуаціями елементів схеми СЧ, називають короткочасною нестабільністю частоти.

Час перемикання робочих частот τ характеризує відрізок часу, протягом якого частота або фаза синтезованого коливання, після проходження команди на перемикання, встановиться із заданою точністю (τ_f і τ_ϕ відповідно). Для частотного критерію, що використовується частіше в простих синтезаторах, за τ_f приймають або час встановлення частоти f_0 з абсолютною погрешністю Δf , що не перевищує кроку перебудови $\Delta f < f_c$, або час досягнення заданого рівня зміни $f_0(t)$.

Надзвичайно важливими характеристиками СЧ, що в значній мірі визначають їх якість, є рівні амплітудних і фазових шумів. У загальному випадку сигнал на виході СЧ може бути представлений у вигляді (1.4):

$$u(t) = A(t)(1 + m(t)) \cos(\omega t + \phi(t)), \quad (1.4)$$

де $A(t)$ - амплітуда сигналу; $m(t)$ - флуктуації амплітуди сигналу; ω - кругова частота; $\phi(t)$ - флуктуації фази сигналу.

Спектр сигналу, що визначається параметрами $A(t)$, $m(t)$, $\phi(t)$, може мати складну структуру. Для СЧ амплітуда вихідного сигналу постійна, тобто $A(t)=A$ і його спектр визначається амплітудними і фазовими флуктуаціями. Для їх опису вводиться поняття спектральної щільності шуму $S_{\text{ш}}(F)$ (1.5), що характеризує відношення потужності шумів $S_{\text{ш}}$ в одній боковій смузі частот шириною $\Delta F = 1$ Гц при відстройці від несучої частоти $f = \frac{\omega}{2\pi}$ на величину F , до потужності сигналу P_c (Рис.1.1).

$$S_{\text{ш}}(F) = \frac{P_{\text{ш}}}{P_c} \quad (1.5)$$

Як випливає з Рис.1.1 спектральну щільність шуму можна оцінити ідеальним аналізатором спектру із смугою пропускання 1 Гц. Спектральну щільність амплітудних шумів можна визначити, детектуючи сигнал ідеальним амплітудним детектором і вимірюючи спектр на його виході.

В більшості практичних випадків інтерес представляють спектральна щільність фазових шумів (бо амплітудні шуми значно менше фазових) під якою зазвичай розуміють відношення

потужності шуму, викликаного фазовою модуляцією паразитними складовими на частоті F в смузі 1 Гц, до потужності сигналу. Рівень дискретних побічних складових спектру вихідного сигналу визначає його якість.

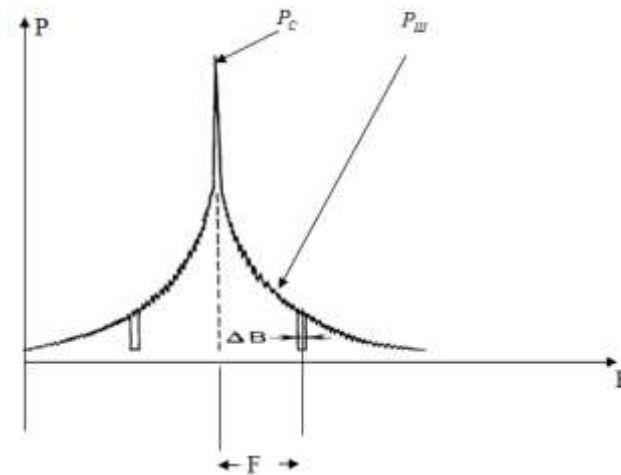


Рисунок 1.1 - Спектр безперервного сигналу (амплітудні, фазові флуктуації)

Під фазовою когерентністю (ФК) розуміють те, що фаза сигналу має постійне значення в часі, коли джерело сигналу перемикається на іншу частоту [5].

Спектральна щільність фазових флуктуацій $S_\phi(F)$, що характеризується як середній квадрат відхилення фази сигналу від її номінального значення під дією шумів на частоті F в смузі 1 Гц (1.6). Оскільки $S_\phi(F)$ викликається дією шумів обох бокових шумових смуг:

$$S_\phi(F) = 2S_\psi(F) \quad (1.6)$$

Спектральна щільність частотних флуктуацій $S_\nu(F)$, що характеризується як середній квадрат відхилення частоти сигналу від її номінального значення під дією шумів на частоті F в смузі 1 Гц.

Спектральна щільність відносного відхилення частоти $S_y(F)$ - показник стабільності частоти в частотній області перетворень Фур'є (1.7). Він дозволяє наочно порівнювати синтезатори з різними номінальними частотами, при побудові на одному графіку залежностей $S_y(F)$:

$$S_\nu(F) = \left(\frac{F}{f_0}\right)^2 \cdot S_\phi(F) \quad (1.7)$$

1.2. Загальні принципи побудови синтезаторів частот

Практичні схеми синтезаторів частот дуже різноманітні, можна відзначити загальні принципи, що лежать в основі побудови сучасних синтезаторів :

- Всі СЧ засновані на використанні одного високостабільного опорного коливання, джерелом якого зазвичай є опорний КР;
- синтез частот здійснюється широким використанням дільників та перетворювачів частоти, що забезпечують використання опорного коливання для формування частот;
- забезпечення СЧ декадного встановлення частоти збудника.

За методом формування вихідних коливань синтезатори підрозділяються на дві групи: за методом прямого (пасивного) синтезу, за методом непрямого (активного) синтезу. В останніх в довільній комбінації використовуються два або три попередніх методи. Крім того, прямі і непрямі синтезатори частот можуть бути реалізовані на аналоговій, цифровій елементній базі або їх синтезі. У свою чергу, в цифрових синтезаторах частот можуть бути реалізовані ті ж алгоритми, що і в аналогових, але реалізація базується на цифрових мікросхемах. При цифровому методі синтезу частот застосовують специфічні методи, реалізація яких на елементах аналогової техніки або неможлива, або призводить до неприйняттого ускладнення синтезатора (наприклад, багаторівневі методи синтезу).

1.3. Синтезатори, виконані за методом прямого синтезу

У прямих методах синтезу частота вихідного сигналу формується з частоти опорного генератора (або декількох опорних генераторів) шляхом її перетворення (множення, ділення, алгебраїчного додавання). Потрібну складову перетвореного колювання відокремлюють від решти вузькосмуговим перебудовуючим фільтром в селекторі гармонік.

Методи прямого синтезу частот кращі в тих випадках, коли на виході синтезатора частот потрібно одночасно кілька когерентних сигналів з різними частотами. При використанні методу прямого синтезу частот можна забезпечити дуже малий крок частоти вихідного сигналу (до тисячних Герц) при використанні методів ідентичних декад, дуади або тетрад.

Структурні схеми прямих синтезаторів, навіть якщо і включають велику кількість вузлів, функціонально прості. Час перемикання вихідної частоти в прямих синтезаторів частот може досягати одиниць наносекунд. Найпростіший такий синтезатор будується з використанням генератора гармонік (Рис.1.2). З колювань опорного (еталонного) генератора за допомогою генератора гармонік формуються короткі імпульси. За допомогою вузькосмугового СФ виділяється сигнал необхідної робочої частоти. Ступінь подавлення небажаних компонентів на виході синтезатора визначається СФ.



Рисунок 1.2 – Синтезатор частот з використанням генератора гармонік

При великій кількості робочих частот вказаний СФ необхідно перебудовувати в широких межах, що на практиці досить складно. Для спрощення використовується спеціальна схема з подвійним перетворенням або схема «з вирахуванням помилки» (Рис.1.3).



Рисунок 1.3 – Синтезатор частот з генератора «з вирахуванням помилки»

У перетворювачі (ПЕР.1) частота всіх гармонік, що надходять з генератора гармонік, знижується на частоту допоміжного генератора. Вузькосмуговий фільтр має центральну частоту,

яка збігається з частотою однієї з гармонійних складових вхідного сигналу. Всі інші складові подавляються цим фільтром.

Нестабільність частоти допоміжного генератора визначає смугу пропускання фільтра та не впливає на вихідний сигнал перетворювача ПЕР.2. Для зміни вихідної частоти в схемі з «відніманням помилки» достатньо міняти частоту генератора.

В складних синтезаторах, побудованих за методом прямого синтезу, використовується принцип «ідентичних декад» (Рис.1.4). З сигналу частоти f_0 кварцевого генератора в формувачі допоміжних частот формуються десять опорних частот $f_{01} \dots f_{010}$ і сигнал частоти $f_0' = f_{01}/9$.

Опорні частоти $f_{01} \dots f_{010}$ пов'язані співвідношенням $f_{0n} = f_{01} + (n - 1)\Delta f$, де $n=1..10$; Δf - крок сітки допоміжних частот. За допомогою декадних перемикачів $\Pi_1 \dots \Pi_k$ сигнал однієї з частот $f_{01} \dots f_{010}$ можна подати на вхід будь-якого перетворювача ПЕР. СФ виділяють сигнали сумарної частоти. Частота виділеного сигналу ділиться в 10 разів в дільнику. Вихідна частота синтезатора визначається співвідношенням (1.8):

$$f_{\text{вих}} = 10f_0' + \Delta f \left(n_k + \frac{n_{k-1}}{10} + \dots + \frac{n_1}{10^{k-1}} \right) \quad (1.8)$$

де n_k - остання декада без дільника; k - число декад; n_k - номер положення перемикача Π_k ($n_k = 0,9 \dots 9$). Якщо число декад $k=1$, то $f_{\text{вих}} = 10f_0' + \Delta f_{n_1}$; якщо $k=2$, то $f_{\text{вих}} = 10f_0' + \Delta f(n_2 + \frac{n_1}{10})$ і т.д.

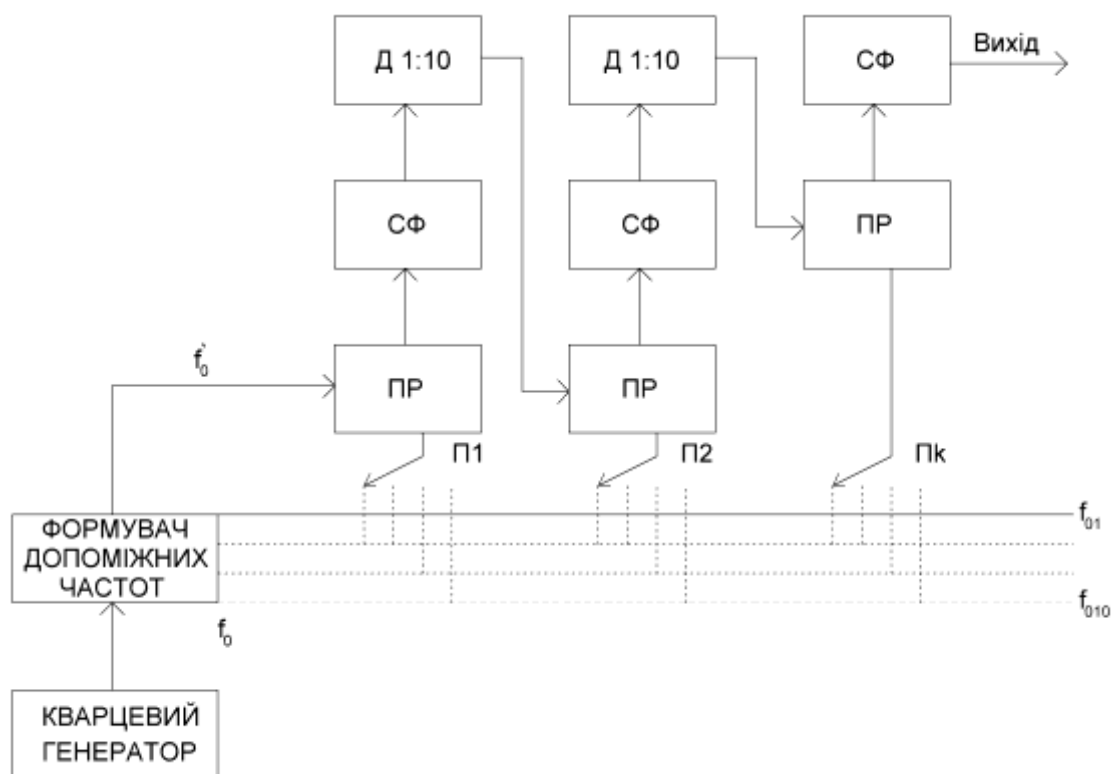


Рисунок 1.4 – Схема синтезатора частот з ідентичними декадами

Крок отриманої сітки частот у $10^{(k-1)}$ раз дрібніше інтервалу між сусідніми опорними частотами діапазону. Збільшуючи число декад, можна зменшити крок сітки вихідних частот, при цьому не потрібно перебудовувати СФ. Недоліком таких СЧ є необхідність зміни значного числа перетворювачів і фільтрів, що ускладнює отримання подавлення рівня побічних частот на виході синтезатора більш ніж на 60 - 80 дБ [6].

Таким чином, в синтезаторах прямого типу важко отримати вихідний сигнал з високою чистотою спектра: при транспонуванні, множенні і діленні частоти виникають побічні складові та шумові компоненти. Для підвищення чистоти спектру необхідно збільшувати кількість фільтрів. В результаті збільшуються габаритні розміри, маса синтезатора.

1.4. Синтезатори частот, побудовані за методом непрямого синтезу

При непрямих методах синтезу частот вихідний сигнал отримують незалежно від налаштованого по частоті генератора (НГ) без будь-яких нелінійних перетворень. Для забезпечення необхідної стабільності частоти НГ використовують систему автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) за сигналом опорного еталонного генератора. Структурна схема такого синтезатора зображена на Рис.1.5.

Сигнал з виходу дільника зі змінним коефіцієнтом ділення (ДЗКД) надходить на фазовий детектор (ФД), на який одночасно надходить сигнал від кварцового генератора КГ з частотою f_0 . Вихідна напруга ФД, як у звичайній системі АПЧ, через фільтр нижніх частот (ФНЧ) впливає на керуючий елемент (КЕ) (наприклад, варікап), який змінює частоту НГ. У синхронному стані частоти сигналів, порівнюваних ФД, виявляються рівними ($f_0 = f_{\text{пг}}/N$, де N - коефіцієнт ділення ДЗКД), і, отже, довгострокова нестабільність вихідної частоти Г та ж, що і КГ. Змінюючи коефіцієнт ділення N , по команді зовнішнього пристрою, що задає код необхідної вихідної частоти, можна змінювати частоту коливань на виході синтезатора ($f_{\text{ог}} = Nf_0$). При цьому крок частот синтезатора дорівнює частоті f_0 .

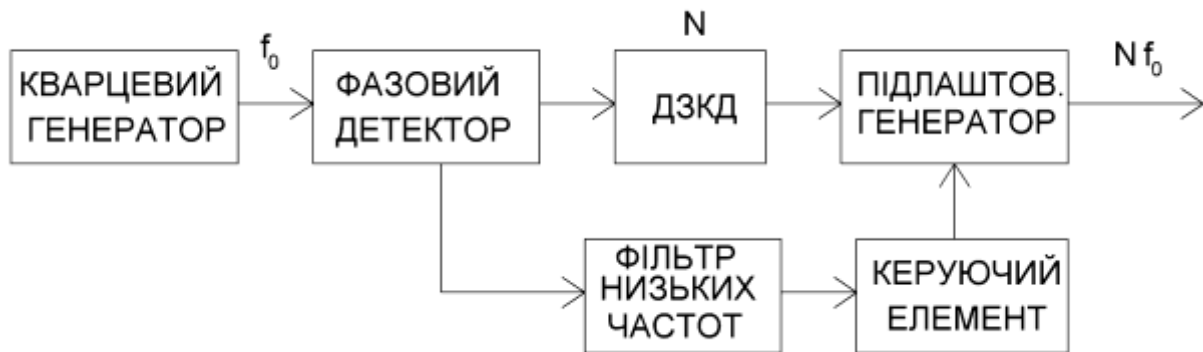
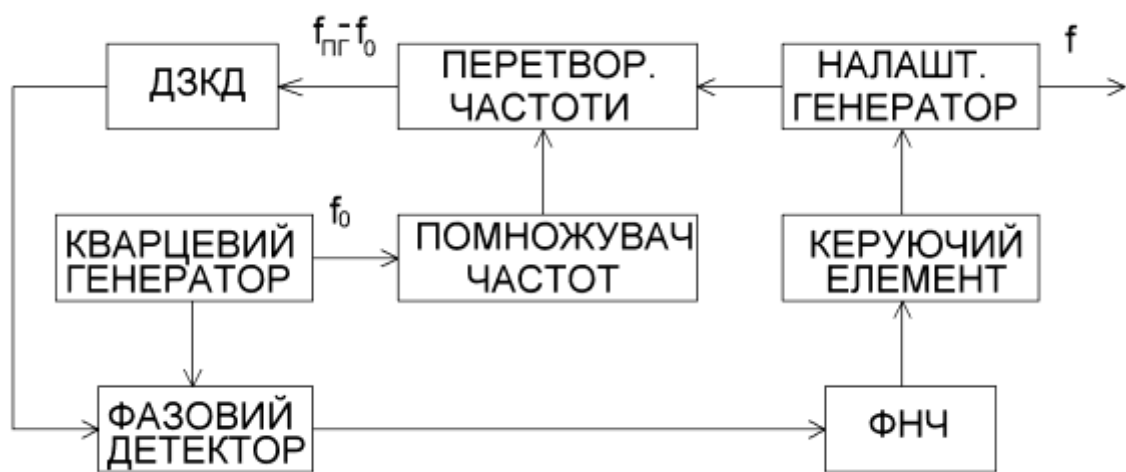


Рисунок 1.5 - Схема синтезатора, що працює за методом непрямого синтезу

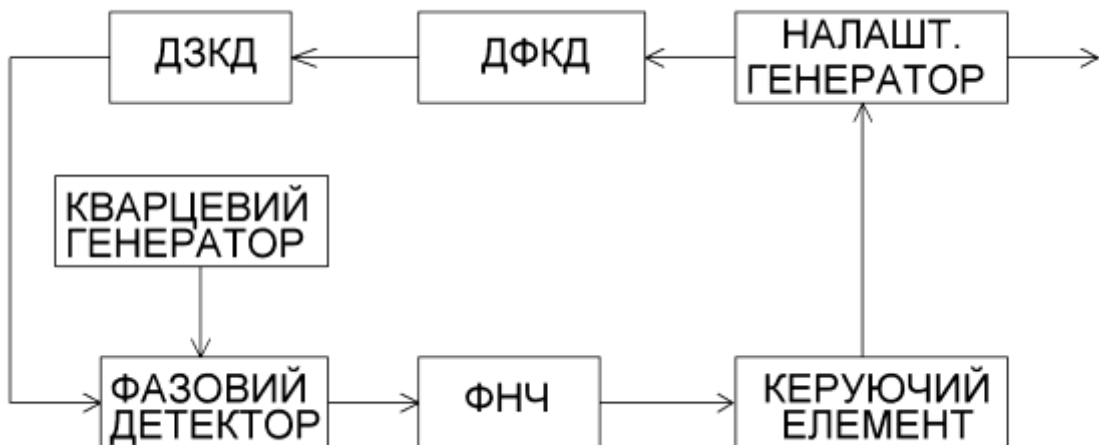
Система АПЧ в непрямих синтезаторах, зазвичай, є фазовою (ФАПЧ) з огляду на точність її роботи в порівнянні з частотною АПЧ. При цьому параметри кілець ФАПЧ необхідно вибирати, враховуючи ширину спектра формованого сигналу. Наприклад, постійна часу кільця ФАПЧ обмежує максимальну швидкість кутової модуляції, а зменшення інерційності кільця ФАПЧ погіршує фільтруючі властивості кільця по відношенню до побічних складових і високочастотних флуктуацій частоти опорного генератора. При необхідності формування в синтезаторі розглянутого типу певного виду робіт (будь-якого типу модуляції), це можна здійснити, вводячи

інформаційний сигнал безпосередньо на вхід керуючого елемента. Що стосується налаштовуючого генератора, то в якості нього використовується транзисторний автогенератор, виконаний за схемою ємнісної трьохточки, і керуючий елемент з варикапом, включеним в коливальний контур.

В якості ДЗПД часто використовуються лічильники імпульсів, виконані на цифрових інтегральних схемах середнього та великого ступеня інтеграції. Цифрові ДЗКД працюють стабільно на частотах вхідного сигналу до 2 ГГц. Якщо $f_{\text{ПГ}} > 2 \text{ ГГц}$, то для зниження частоти вхідного сигналу ДЗКД використовують зниження частоти або віднімання (за допомогою перетворювача частот Пр (Рис.1.6) або діленням (Рис.1.7)).



а)



б)

Рисунок 1.6 – Синтезатор частот: а) ДЗКД з пониженням частоти; б) ДЗКД та діленням

При зниженні частоти коливань на виході ДЗКД частота НГ обчислюється: $f_{\text{НГ}} = (N - K)f_{\text{ПГ}}$ (K - коефіцієнт множення множника частоти); крок сітки частот синтезатора рівний Δf . При зниженні частоти коливань на вході ДЗКД за допомогою дільника з фіксованим коефіцієнтом ділення (ДФКД) m крок частот синтезатора дорівнює mf_0 .

Варто відзначити, що схема з додатковим діленням (Рис.1.6(б)) має певні переваги в порівнянні зі схемою, в якій використовується зниження частоти відніманням (Рис.1.6(а)), оскільки не потрібно застосування помножувач і змішувач. Ці елементи призводять до підвищення рівня побічних складових в спектрі вихідного сигналу синтезатора.

У системах ДЗКД при малому частотному кроці потрібно низька частота КГ. В цьому випадку для подавлення небажаних побічних частот в спектрі вихідного сигналу синтезатора, обумовлених перешкодою з частотою, що діє безпосередньо на виході ФД (зовнішня перешкода), необхідно збільшувати інерційність системи. Однак при цьому погано фільтруються внутрішні перешкоди, викликані власними шумами НГ.

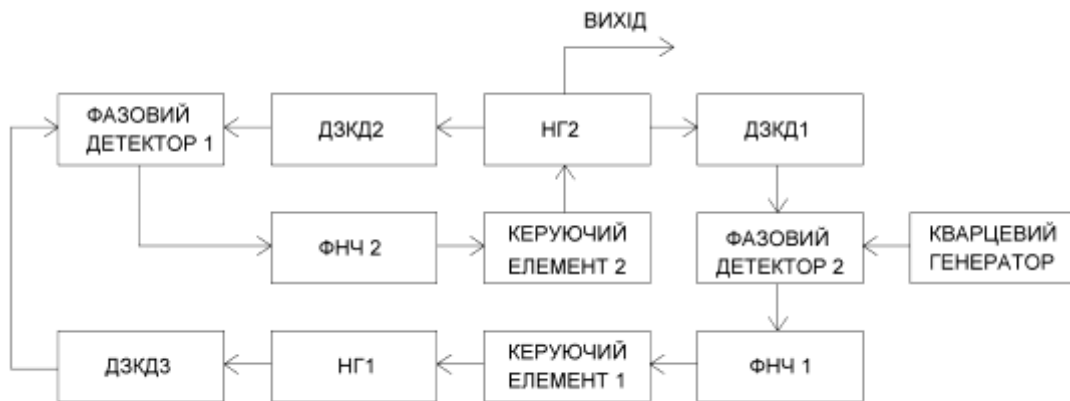


Рисунок 1.7 – Двухкільцева система синтезатора

Для усунення неузгодженості між фільтрацією зовнішніх і внутрішніх перешкод в синтезаторах використовують двухкільцеві системи ФАПЧ (Рис.1.7). Одне з кілець вибирається досить інерційним, що забезпечує високу фільтрацію зовнішніх перешкод з частотою. Друге кільце вибирається малоінерційним, що дозволяє досягти найкращого подавлення власних шумів вихідного генератора НГ. Відповідним вибором коефіцієнтів ділення ДПКД1, ДПКД2, ДПКД3 можна забезпечити малу перебудову ПГ1, що дозволяє використовувати КГ як ПГ1.

Отже, основна перевага активних синтезаторів частот - низький рівень дискретних побічних спектральних складових, що досягає - 115дБ. Крім того, в активних синтезаторах частот основні вузли легше реалізувати на цифрових мікросхемах, ніж в пасивних синтезаторах. Необхідно набагато менше фільтрів, змішувачів частот, що сприяє мікромініатюризації активних синтезаторів.

Недоліки систем активного синтезу в порівнянні з пасивними - довший час перебудови частот, труднощі зменшення кроку сітки частот і можливість генерації вихідного сигналу, частота якого не відповідає встановленим значенням органів управління (при виході з ладу кільця ФАПЧ, при помилкових захопленнях по частоті системою ФАПЧ). Однак зазначені недоліки не є принциповими, хоча для їх подолання потрібно значне ускладнення функціональної схеми [7].

1.4.1. Синтезатори з автоматичним налаштуванням частоти

Пристрої автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) служать для стабілізації та управління частотою автогенератора по еталонному сигналу. Дані пристрої використовують в:

- в синтезаторах частоти, за допомогою яких створюється дискретна множина частот при одному еталонному сигналі;
- для стабілізації частоти потужних автогенераторів при слабкому сигналі еталонного автогенератора, що скорочує число ВЧ або НВЧ каскадів;
- для автоматичного підстроювання частоти гетеродина радіоприймача по частоті сигналу.

Узагальнена структурна схема пристрою АПЧ приведена на Рис. 1.8. У пристрої порівнюються сигнали еталонного і стабілізуючого автогенераторів, в результаті чого генерується сигнал помилки. Після фільтрації цей сигнал керує стабілізуючим автогенератором, частота якого за встановленим алгоритмом стежить за частотою еталонного автогенератора. У пристрій АПЧ входять також перетворювачі частоти формованого сигналу і пристрій пошуку(вводить пристрій в режим авторегулювання).



Рисунок 1.8. - Структурная схема пристрою ЧАП неперервного типа

Розглянемо основні ланки, що входять до пристрою АПЧ. В якості еталонного генератора в ній зазвичай використовується високостабільний кварцовий автогенератор, а в якості стабілізуючого генератора - автогенератор з параметричною стабілізацією частоти. В якості ланки фільтрації застосовується фільтр нижніх частот.

Ланкою порівняння в ЧАП є частотний дискримінатор, напруга на виході якого U_d залежить від різниці частот вхідних сигналів - стабілізуючого ($f_{ст}$) та еталонного ($f_{ет}$): $U_d = \psi(f_{ст} - f_{ет})$.

Ланкою порівняння в ФАП є фазовий дискримінатор, напруга на виході якого $U_{ср}$ залежить від різниці фаз сигналів еталонного і стабілізуючого автогенераторів: $U_{ср} = \psi(\varphi_{ст} - \varphi_{ет})$. Ланкою керування зазвичай є керуючий елемент з варикапом або феритом. Призначення даного елемента полягає в управлінні частотою стабілізуючого автогенератора в залежності від величини напруги на його вході. Системи АПЧ є нелінійними пристроями, оскільки в їх складі присутні нелінійні ланки.

Параметри, які називаються показниками якості процесу регулювання, характеризують роботу пристроїв АПЧ, серед них:

- точність - визначається відхиленням частоти стабілізуючого автогенератора від номінального значення в сталому режимі;
- коефіцієнт авторегулювання - відношення первісної помилки по частоті автогенератора в момент його включення до помилки в сталому режимі роботи;
- смуга захоплення - максимально допустима величина первісної помилки по частоті автогенератора, при якій пристрій нормально функціонує після його включення;
- смуга утримання - максимально допустима величина власної помилки по частоті автогенератора в сталому режимі роботи;
- час встановлення частоти стабілізуючого автогенератора - час перехідного процесу, за який частота входить в певну зону.

1.4.2 Синтезатори з фазовим автопідстроюванням частоти (ФАПЧ)

Структурна схема пристрою фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) неперервного типу відповідає узагальненій схемі АПЧ. У ній ланкою порівняння служить фазовий дискримінатор, напруга на виході якого залежить від миттєвої різниці фаз вхідних сигналів. Таким чином, єдина відмінність ФАПЧ від ЧАП полягає в заміні порівнюючого елемента - частотного дискримінатора на фазовий, що, однак, призводить до істотних змін в роботі пристрою. Одна з схем фазового дискримінатора кільцевого типу зображена на Рис. 1.9. Всі інші ланки схеми ФАПЧ ідентичні розглянутим вище ланкам ЧАП.

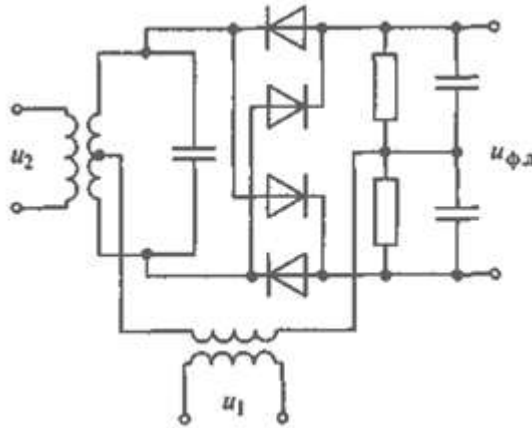


Рисунок 1.9 - Схема фазового дискримінатора кільцевого типу

Фазовий дискримінатор, що виробляє напругу, залежно від різниці миттєвих фаз вхідних коливань, можна розглядати як перемножувач цих коливань (1.9).

$$U_{\text{вих}} = k u_1 u_2 \cos \omega_1 t \cdot U_2 \cos \omega_2 t = 0,5 k U_1 U_2 (\cos(\omega_1 - \omega_2) t + \cos(\omega_1 + \omega_2) t) \quad (1.9)$$

Після фільтрації коливання з сумарною частотою отримаємо вихідний сигнал, що залежить від різниці фаз вхідних сигналів (1.10):

$$U_{\text{вих}} = 0,5 k U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t = U_m \cos \varphi(t) \quad (1.10)$$

В сталому режимі роботи ФАПЧ напруга на виході фільтра нижніх частот дорівнює вхідному напрузі ($u_{\text{ф.д}} = u_y$, де $u_{\text{ф.д}}$ - напруга на виході фазового дискримінатора, u_y - напруга на вході керуючого елемента).

При роботі ФАПЧ повинна встановлюватися постійна різниця фаз сигналів стабілізуючого та еталонного АГ: $\varphi_{\text{ст}}(t) - \varphi_{\text{эт}}(t) = \varphi_p = \text{const}$, що означає рівність частот цих коливань.

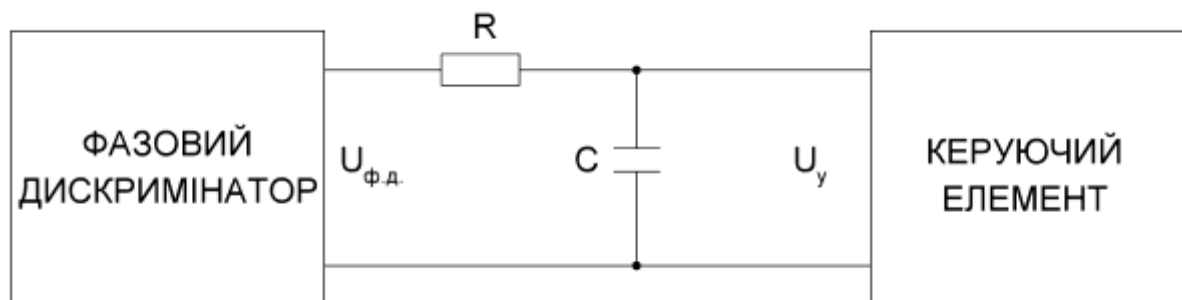


Рисунок 1.10. – Усталений режим роботи ФАП

Перевагами ФАПЧ перед ПАП полягають в її більш високій точності: в ФАПЧ частоти стабілізуючого та еталонного автогенераторів рівні, в ЧАП вони відрізняються на величину

залишкової расстройки. Для забезпечення великої смуги захоплення і високої точності застосовують комбіновані схеми ЧАП - ФАПЧ.

1.5. Цифрові синтезатори частот

Розвиток мікроелектроніки, використання логічних елементів в СЧ зумовили появу цифрових синтезаторів. На відміну від аналогових вони простіші, надійніші в експлуатації, мають менші масо-габаритні розміри.

Застосування логічних інтегральних схем в ЦСЧ дозволило майже повністю виключити перетворення частоти КГ, замінивши перетворювачі дільником частоти із змінним коефіцієнтом ділення ДЗКД.

У структурній схемі ЦСЧ (Рис. 1.11) джерелом вихідних коливань є автогенератор гармонійних коливань КГ, автоматично підлаштовуваний системою ІФАП.

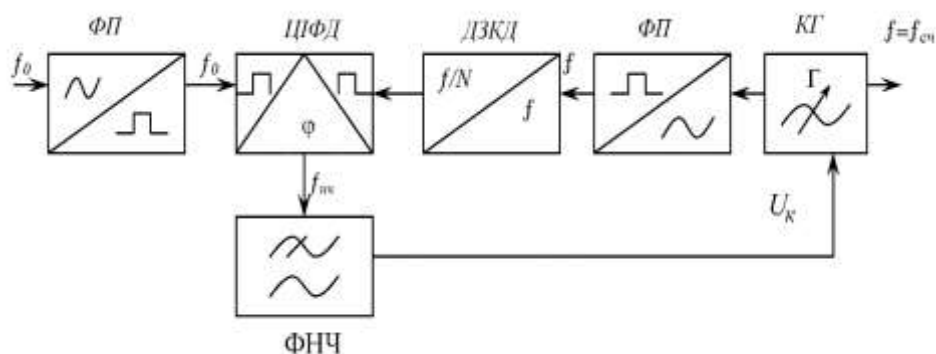


Рисунок 1.11 - Структурна схема цифрового синтезатора частот

Формуючі пристрої перетворюють гармонійні коливання в послідовності коротких імпульсів з тієї ж частоти. Послідовність з частотою f подається на ДЗКД (N) (змінюється в межах від $N_{\min}$ до $N_{\max}$) зовнішніми органами управління ДЗКД. На виході ДЗКД формується послідовність імпульсів (1.11), частота дотримання яких $f_{пч}$ в N разів менше частоти імпульсів на вході:

$$f_{пч} = \frac{f}{N} \quad (1.11)$$

Імпульсна послідовність з частотою $f_{пч}$ подається на ІФД, де порівнюється з імпульсною послідовністю, сформованою з гармонійних коливань еталонної частоти f_0 (1.12) У сталому режимі порівнювані частоти рівні:

$$f_{пч} = \frac{f}{N} = f_0 \quad (1.12)$$

Таким чином, частота коливань на виході синтезатора $f_{сч} = f = Nf_0$ повністю визначається частотою f_0 і встановленим значенням коефіцієнта ділення N . Щоб перебудувати синтезатор на сусідню частоту, необхідно змінити на одиницю коефіцієнт ділення, встановивши його, наприклад, в положення $N+1$, тоді частота на виході синтезатора (1.13):

$$f_{\text{сч}} = f = (N + 1) f_0 = Nf_0 + f_0. \quad (1.13)$$

Отже, інтервал між сусідніми частотами дорівнює частоті порівняння f_0 . Для зменшення цього інтервалу необхідно знижувати частоту еталонних коливань f_0 , що призводить до збільшення часу нестационарних процесів. Це є недоліком цифрових синтезаторів з ДЗКД. В той же час наявність ДЗКД різко збільшує смугу захоплення цифрової системи ІФАП.

Сучасні ДЗКД забезпечують стійку роботу на частотах 20 – 30 МГц. При необхідності формування сітки частот в більше високочастотній ділянці діапазону необхідно знижувати частоту дотримання імпульсів, що поступають на вхід ДЗКД, що реалізується за допомогою включення додаткового дільника з фіксованим коефіцієнтом ділення "n" (Рис. 1.12) або попереднім перетворенням частоти КГ у бік пониження (Рис. 1.13).

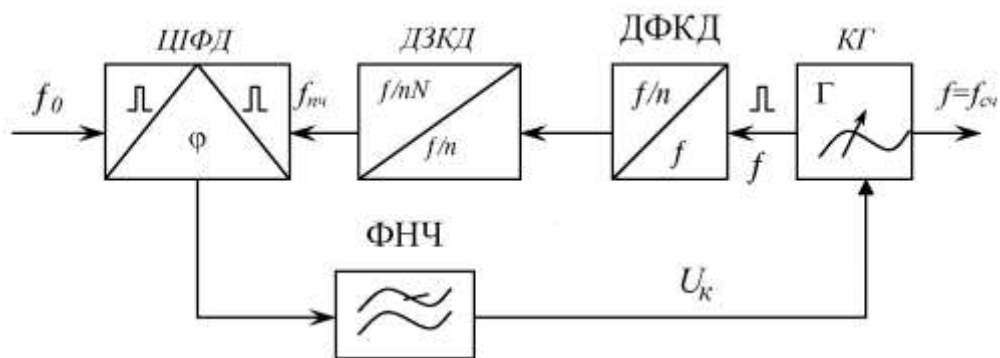


Рисунок 1.12 - Структурна схема ДЗКД з додатковим дільником з фіксованим коефіцієнтом ділення "n"

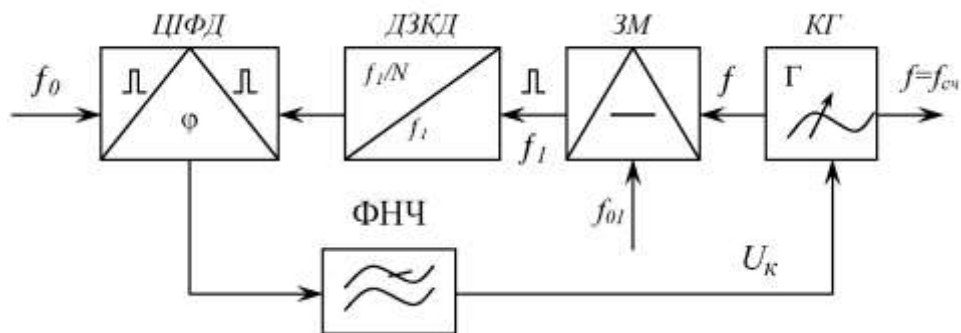


Рисунок 1.13 - Структурна схема ДЗКД з попереднім перетворенням частоти КГ у бік пониження

Перший спосіб має істотний недолік, що полягає в тому, що інтервал між сусідніми частотами на виході синтезатора збільшується в "n" разів. Тому цей метод збільшення верхньої межі діапазону формованих частот допустимий при порівняно великих, вимірюваних десятками кілогерц інтервалах між частотами на виході синтезатора.

При використанні другого способу необхідно мати на виході змішувача фільтр, що забезпечує подавлення побічних коливань; а також необхідність додаткового джерела

високостабільних коливань з частотою f_{01} . В якості такого джерела використовують датчик опорних частот, побудований по методу прямого синтезу. В усіх розглянутих вище цифрових синтезаторах інтервал між частотами на виході синтезатора визначається частотою f_0 . Для його зменшення необхідно знижувати частоту порівняння f_0 , а це неминуcho пов'язано із збільшенням часу встановлення коливань в КГ, що в більшості випадків є неприпустимим [8].

Схеми цифрових синтезаторів з ДДЗКД в принципі не відрізняються від аналогічних схем з ДЗКД, але забезпечують формування частот з меншим інтервалом. Інтервал між формованими в синтезаторі частотами буде не f_0 , а $0,1 f_0$, $0,01 f_0$ і т. д. Основними елементами схем розглянутих цифрових синтезаторів є дільники із змінним коефіцієнтом ділення ДЗКД і ДДЗКД і цифрові ІФД.

1.6. Цифрові імпульсно-фазові детектори

У цифрових ІФД порівнюються дві імпульсні послідовності, частоти яких в сталому режимі рівні і відрізняються лише різницею фаз (1.14):

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi \frac{\Delta t}{T} \quad (1.14)$$

де Δt – час випередження або запізнювання, $T=1/f_i$ – період дотримання імпульсів.

Розглянемо одну з простих схем цифрового ІФД, побудованого на RS – тригері з ФНЧ (Рис. 1.14). Принцип роботи ІФД пояснюється часовими діаграмами (Рис. 1.15).

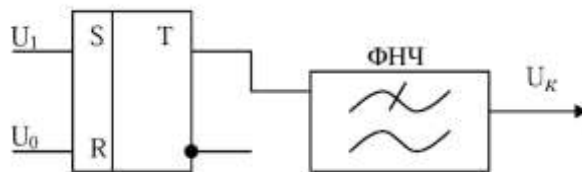


Рисунок 1.14 - Схема цифрового ІФД побудованого на RS -тригері

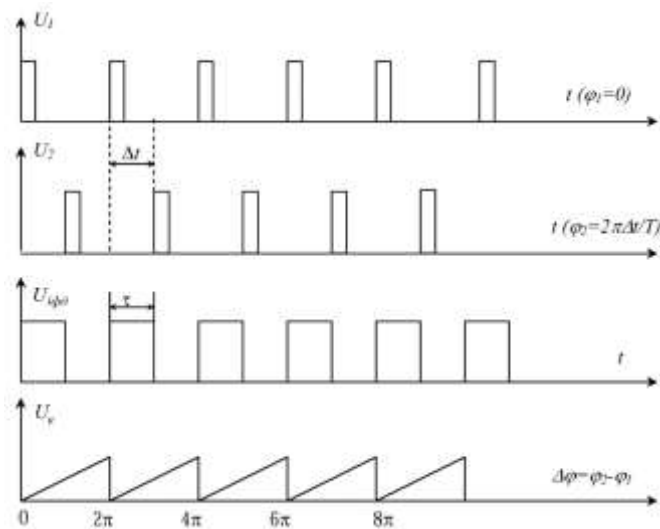


Рисунок 1.15 - Часові діаграми роботи ІФД

На прямому виході тригера при дії імпульсів на вхід S встановлюється напруга $U_{i\varphi d}=1$, а при дії імпульсу на вхід R - напругу $U_{i\varphi d}=0$. Тривалість вихідних імпульсів τ визначається часом запізнювання U_2 від U_1 . На виході ФНЧ виділяється постійна напруга пропорційна τ , тому різниці фаз U_2 і U_1 .

1.7 Актуальні вимоги до високоякісних СЧ

Для отримання високоякісних, високоточних СЧ накладаються обмеження для відбору архітектур, що забезпечують найкращі властивості:

- малий крок перебудови (одиниці Гц);
- широкий (октавний) діапазон вихідних частот;
- низький рівень фазового шуму;
- швидкий час перебудови частоти в широкому частотному діапазоні.

Основним коказником, що відокремлює СЧ вищого класу в діапазоні до 10 ГГц, є рівень фазового шуму (ФШ) вихідного сигналу -125...-135 дБн/Гц на несучій частоті 1 ГГц при відбудові 10 кГц. ФШ широкосмугового СЧ на довільних частотах має дорівнювати перерахунку через ідеальний помножувач або дільник. Для наближеної оцінки ФШ в смузі ФАПЧ на довільній частоті використовується наступна формула (1.15):

$$L_{PN}(f) = L_{PN,1G} + 20 \log \left(\frac{f(\text{МГц})}{1000} \right) \quad (1.15)$$

де f - частота, на яку перераховується шум, $L_{PN,1G}$ - ФШ на несучій частоті 1 ГГц. Похибка формули визначається шумовими параметрами елементів СЧ.

Очевидно, що для створення таких СЧ потрібна потужна елементна база, однак низькі рівні ФШ в діапазоні до 10-20 ГГц, властиві пристроям вищої класу, можна отримати без лейкосапфірових і інших малопоширених генераторів, що зменшують експлуатаційні загальнотехнічні параметри пристрою. Ключем до таких рішень є створення продуманих архітектур СЧ на гунах, з об'єднанням частотних можливостей дрібних дільників частоти і високого якості по ФШ. Така реалізація дозволяє досягти високих технічних характеристик без використання специфічної елементної бази.

1.8 Висновки

В даному розділі відмічено характеристики та параметри синтезаторів частоти. Аналізуючи методи формування дискретної сітки частот, прийнято рішення про доцільне використання непрямого когерентного синтезу для високої чистоти спектру вихідного сигналу та низького рівня шумів, прямий когерентний синтез використовувати для швидкого перемикання вихідних частот.

РОЗДІЛ II. ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА

2.1 Нестабільність і шум

Більшості інженерів, що працюють в області НВЧ-техніки, доводиться стикатися з таким непростим завданням, як виділення сигналів з шумів. Розробникам сучасних систем зв'язку часто доводиться обробляти великі масиви даних, щоб витягти максимум інформації з слабких або перекручених сигналів. В результаті досить часто фазовий шум обмежує робочі характеристики системи прийому. Наприклад, фазовий шум знижує можливість обробки доплерівської інформації в імпульсних РЛС і погіршує характеристики по модулю вектора помилки в системах зв'язку з цифровою модуляцією. Навіть при використанні сучасних апаратних засобів і вдосконалених технічних прийомів процес проведення вимірювань може як і раніше містити в собі неточність.

Нестабільність характеризує зміни частоти, які з коротким циклом мають набагато більший вплив на системи, в завдання яких входить обробка великого масиву даних для вилучення максимуму інформації з сигналу. Короткочасну нестабільність можна описати різними способами, але найбільш поширеним є односмуговий фазовий шум. Односмуговий фазовий шум - відношення спектральної щільності потужності, виміряний при певній частотній відбудові від несучої, до повної потужності сигналу несучої. Однополосний фазовий шум найбільш часто вимірюється в смузі 1 Гц при частотній відбудові "f". Одиницями вимірювання є дБн / Гц. Рівень фазового шуму детерміновано співвідноситься з несучою частотою, збільшуючись на 6 дБ при подвоєнні частоти. При визначенні характеристик компонентів систем зв'язку, вимірювання фазового шуму для несучої частоти 1 ГГц можна поширити від -40 дБн/Гц при малих частотних відбудовах "поблизу несучої" до -150 дБн/Гц при великих (10 МГц і більше). Результати цих вимірювань будуть приблизно на 18 дБ вище при несучій частоті 8 ГГц [9].

Мінімальний вимірюваний рівень шуму знаходиться під впливом двох ефектів: теплового шуму пасивних пристроїв, який є широкосмуговим і рівномірним (білий шум), і флікер-шуму активних пристроїв, має вигляд $1/f$ (рожевий шум), який виникає з теплового шуму на малих відбудовах. Ще одним джерелом шуму є підсилювач будь-якого типу в тракті сигналу. Хоча основне призначення підсилювача - це збільшення рівня потужності слабого сигналу несучої, він додає свій власний шум і також посилює будь-який шум на вході. В результаті шуми змішуються, а графік залежності фазового шуму має вигляд (Рис.2.1).



Рисунок 2.1 -Три основні складові утворюють теоретичний нижню межу вимірювання рівня фазового шуму

2.2. Методи вимірювання шуму

2.2.1. Метод прямого вимірювання спектра

Метод прямого вимірювання спектра - найстаріший і, можливо, найпростий метод вимірювання фазового шуму. Випробуваний сигнал (ВС) або випробувані пристрій (ВП) просто підключається до входу аналізатора сигналів, наприклад, аналізатора сигналів серії PXA компанії Agilent, і аналізатор потім налаштовується на несучу частоту. Потім проводяться два виміри: вимірюється потужність несучої і спектральна щільність потужності шуму генератора при заданій частоті відбудови, віднесена до потужності несучої [10].

Як це часто буває при використанні простих методів, для забезпечення точності результату вимірювання потрібно застосувати різні корекції. Наприклад, може знадобитися корекція, що стосується шумової смуги фільтрів, що визначають смуги пропускання аналізатора. Крім того, може також виникнути корекція характеристик пікового детектора аналізатора, який може занижувати фактичний рівень потужності шуму. Колись такі корекції необхідно було виконувати вручну. Детальну інформації можна знайти в брошурі Agilent Application Note 150, Spectrum Analyzer Basics. В даний час ці додаткові кроки вже не обов'язкові, якщо використовується аналізатор сигналів, забезпечений або функцією маркера щільності потужності в смузі / інтервалі (Band / Interval Density) (для вимірювання спектральної щільності потужності), або вбудованими можливостями, такими як прикладна програма вимірювання фазового шуму N9068A компанії Agilent для аналізаторів сигналів PXA, MXA і EXA.

Час і досвід виявили потенційні обмеження методу прямого вимірювання спектра. Більшість з них пов'язані з недоліками якості або робочих характеристик деяких аналізаторів спектра. Залишкова ЧС гетеродина аналізатора, бічні смуги шуму або фазовий шум гетеродина аналізатора і рівень власних шумів аналізатора спектра можуть в сукупності вплинути на результати виміру. Крім того, більшість аналізаторів спектра вимірюють тільки скалярну величину бічних смуг шуму випробуваного сигналу (ВС). В результаті аналізатор не в змозі розрізняти амплітудний і фазовий шуми. нарешті, процес ускладнюється необхідністю проводити вимірювання шуму на кожній цікавій частоті відбудови, а ця задача може мати значні тимчасові витрати при ручному виконанні.

2.2.2 Метод фазового детектора

Фазовий детектор може бути використаний для відділення фазового шуму від амплітудного. Фазовий детектор перетворює різницю фаз двох вхідних сигналів в напругу на його виході. Коли різниця фаз стає рівною 90° , вихідна напруга буде дорівнювати 0 В. Будь-які відхилення фази від квадратури викличуть відповідні відхилення напруги на виході детектора. Цей принцип лежить в основі кількох методів вимірювання фазового шуму. Особливий інтерес представляють три з них: метод опорного джерела / ФАПЧ (фазового автопідстроювання частоти), метод частотного дискримінатора і метод гетеродинного цифрового дискримінатора [11].

2.2.3 Метод двоканальної взаємної кореляції

У вимірювальному приладі, такому як аналізатор джерел сигналів E5052B компанії Agilent, даний метод використовує комбінацію двох однакових одноканальних систем на основі опорного джерела/ФАПЧ і виконує операції взаємної кореляції між вихідними сигналами кожного каналу, як показано на Рис.2.2.

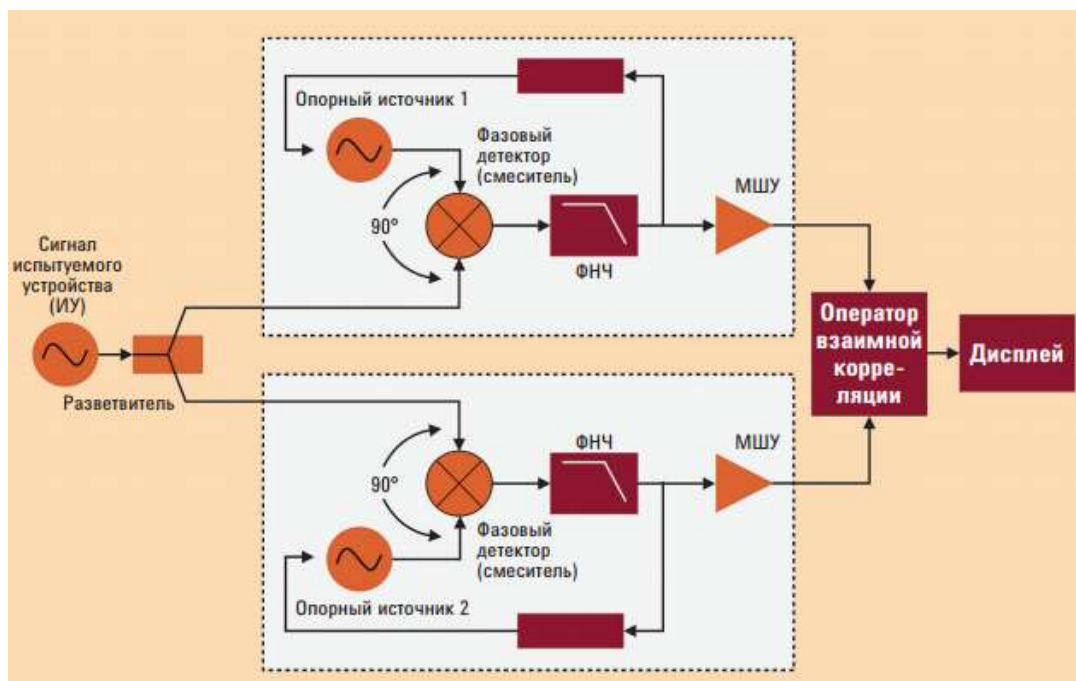


Рисунок 2.2 – Метод двухканальної взаємної кореляції

Оскільки будь-які шуми ІС, присутні в обох каналах, когерентні, операція взаємної кореляції не впливає на їх вклад в результат вимірювання. На противагу цьому, власні шуми кожного каналу не когерентні, і тому операція взаємної кореляції зменшує їх сумарний внесок в результат вимірювання пропорційно кореню квадратному з числа циклів кореляцій. Число операцій кореляції - ключовий фактор, від якого залежить загальний час вимірювання. В аналізаторі джерел сигналів Е5052В число операцій кореляції вибирається користувачем. При збільшенні числа кореляцій зменшується внесок шумів обох каналів в результат вимірювання (Табл 2.1), але збільшується час, необхідний для завершення вимірювання.

Таблица 2.1 – Зменшення числа операцій взаємної кореляції

Число кореляцій	10	100	1000	10000
Зменшення рівня шуму	-5 дБ	-10 дБ	-15 дБ	-20 дБ

Оскільки метод двоканальної взаємної кореляції зменшує рівень шуму вимірювання, він забезпечує чудову чутливість вимірювань. Але в зв'язку з тим, що цей метод заснований на цифровій обробці сигналів, він підвищує чутливість, не вимагаючи виключно високих характеристик апаратних компонентів. Цей метод також забезпечує більший динамічний діапазон, ніж метод гетеродинного цифрового дискримінатора, описаний вище. З урахуванням цих переваг метод двуканальної взаємної кореляції добре підходить для вимірювання сигналів

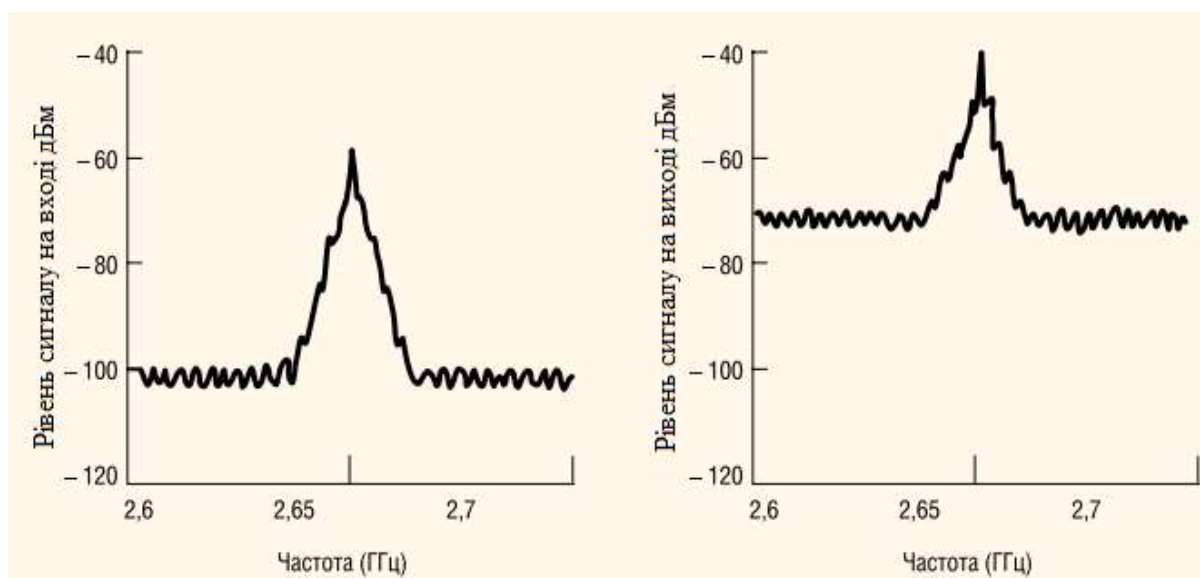
автогенераторів. Як засіб дослідження загального призначення цей метод забезпечує чудові характеристики вимірювання фазового шуму багатьох типів джерел сигналів і генераторів

2.3 Поняття коефіцієнта шуму

Коефіцієнт шуму ланцюга (F) - відношення показника сигнал/шум на вході до показника сигнал/шум на виході (2.1) [12].

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.1)$$

Таким чином, коефіцієнт шуму ланцюга відображає ступінь погіршення відношення сигнал/шум при проходженні сигналу через ланцюг. Ідеальний підсилювач посилював би шум на вході разом з сигналом, підтримуючи рівні значення показників сигнал/шум на вході і на виході (джерелом шуму на вході часто є тепловий шум, обумовлений температурою земної поверхні або втратами в системі). Однак реальний підсилювач вносить певний додатковий шум від власних компонентів і погіршує відношення сигнал/шум. Ланцюг з низьким коефіцієнтом шуму себе виправдовує. Поняття коефіцієнта шуму можна застосовувати тільки до ланцюгів, де відбувається обробка сигналу. Коефіцієнт шуму не залежить від коефіцієнта передачі. На Рис. 2.3 показаний приклад сигналів на вході і на виході підсилювача. Вхідний сигнал (Рис. 2.3а) на 40 дБ перевищує шумовий поріг. Коефіцієнт передачі підсилювача підвищив рівень сигналу на 20 дБ (Рис. 2.3б).



а)

б)

Рисунок 2.3 - Типові рівні сигнала та шуму в залежності від частоти на вході підсилювача (а) і на виході (б).

Рівень вхідного шуму також збільшився на 20 дБ, але при цьому додався власний шум підсилювача. Вихідний сигнал став тільки на 30 дБ вище шумового порога. Погіршення відношення сигнал/шум на 10 дБ означає, що підсилювач має коефіцієнт шуму 10 дБ [13].

Погіршення відношення сигнал/шум в ланцюзі залежить від температури джерела, що збуджує ланцюг. Це можна довести шляхом обчислення якоефіцієнта шуму F , де S_i і N_i – рівні сигналу і шуму на вході тестованого пристрою; S_o і N_o – рівні сигналу і шуму на виході; N_a – додатковий шум від пристрою; G – коефіцієнт передачі (2.2):

$$F = \frac{N_a + GN_i}{GN_i} = \frac{N_a + kT_0BG}{kT_0BG} \quad (2.2)$$

У загальному випадку коефіцієнт шуму є функцією частоти, але зазвичай не залежить від ширини смуги (поки смуга вимірювання досить вузька, щоб вловити варіації, що відбуваються при зміні частоти). Потужності шуму N_a і N_i пропорційні ширині смуги. Але ширина смуги в чисельнику дорівнює знаменнику. Таким чином, коефіцієнт шуму не залежить від ширини смуги.

В даний час термін «коефіцієнт шуму» зазвичай використовується для величини NF , вимірюваної в децибелах, де (2.3):

$$NF = 10\log F \quad (2.3)$$

2.4 Аналіз сучасних вимірювачів коефіцієнта шуму ВКШ

Вибір прототипу здійснювався за наступними критеріями: ВКШ має відповідати сучасним вимогам та висвітлювати головні принципи побудови сучасних приладів; ВКШ повинен мати перспективну конструкцію.

За цими критеріями були відібрані вимірювачі коефіцієнта шуму фірми Agilent Technologies N8973A-75A. Прилади цієї серії призначені для вимірювання коефіцієнта і температури шуму радіоприймальних пристроїв, коефіцієнта шуму і передачі НВЧ підсилювачів, інтегральних мікросхем. Вимірювання та індикація результатів можуть здійснюватися як в діапазоні частот, так і на фіксованих частотах. Структурна схема вимірювача коефіцієнту шуму N8973A представлена на Рис.3.1. В табл. 3.1 приведені основні технічні характеристики цих вимірювачів [14].

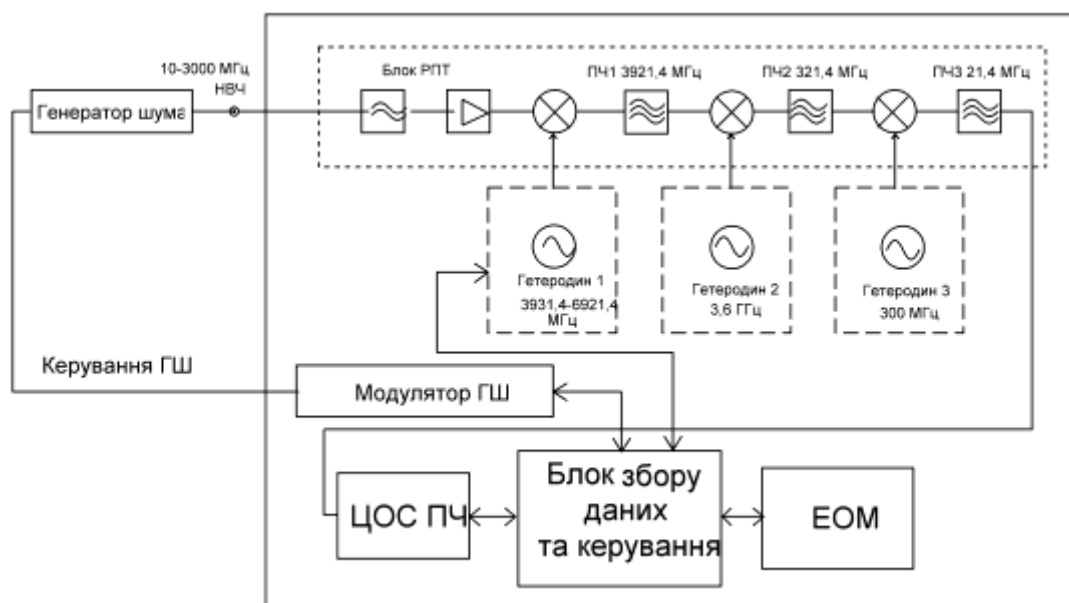


Рисунок 2.4 - Структурна схема ВКШ N8973A

Таблиця 3.1 - Основні технічні характеристики ВКШ серії NFA

Тип	Діапазон вхідних частот, ГГц	Смуги вимірювання, МГц
N8973A	0,01 – 3	0,1; 0,2; 0,4; 1; 2; 4
N8974A	0,01 – 6.7	0,1; 0,2; 0,4; 1; 2; 4
N8975A	0,01 – 26.5	0,1; 0,2; 0,4; 1; 2; 4

Таблиця 2.2 - Технічні особливості ВКШ серії NFA

N8973A, N8974A, N8975A,		ІОШТ (ENR)		
		від 4 до 7 дБ	від 12 до 17 дБ	від 20 до 22 дБ
Коефіцієнт шуму	Діапазон вимірювань	0-20 дБ	0-30 дБ	0-35 дБ
	Границя похибки приладів			
	N8973A/74A/75A (10МГц-3ГГц)	±<0,05 дБ	±<0,05 дБ	±<0,1 дБ
	N8973A/74A/75A(>3ГГц)	±<0,15 дБ	±<0,15 дБ	±<0,2 дБ
Коефіцієнт підсилення	Діапазон вимірювань	від -20дБ до +40 дБ		
	Границя похибки	±<0,17дБ		

У перетворювачі частот спектр вхідного сигналу спочатку переноситься вгору на першу проміжну частоту (ПЧ) 3921,4 МГц, а потім, вниз на другу ПЧ 321,4 МГц. Після фільтрації паразитних каналів перетворений сигнал потрапляє на змішувач, де його спектр переноситься на третю ПЧ - 21,4 МГц. Вибір вхідної частоти здійснюється перебудовою синтезованого ЗІГ-

генератора, що виконує роль першого гетеродина. Після цього сигнал посилюється, фільтрується і потрапляє в блок цифрової обробки сигналу ПЧ, де оцифровується, фільтрується і детектується. Оцифрований сигнал проходить через цифровий СПФ з шириною смуги пропускання 4 МГц. Потім надходить на процесор цифрової обробки сигналів. Блок збору даних і управління призначений для управління роботою блоку ЦГЗ ПЧ, перебудовуючого гетеродина, модулятора ГШ і обміну даних з ЕОМ.

2.5 Висновки

Коефіцієнт шуму є спрощеною моделлю реального шуму в системі. На результат вимірювання коефіцієнта шуму впливають узгодження джерела шуму і вимірювального приладу з тестованим пристроєм: джерело шуму створює імпеданс на вході пристрою, а пристрій - на вході вимірювального приладу. Фактичне значення коефіцієнта шуму залежить від узгодженості з іншими компонентами системи. Розробка малошумливих підсилювачів вимагає компромісу між посиленням каскаду і його коефіцієнтом шуму. Тобто, необхідно знати, як коефіцієнт передачі активного пристрою і його коефіцієнт шуму змінюються в залежності від імпедансу джерела або його провідності.

Незважаючи на те, що ширина смуги частот є важливим параметром багатьох систем і використовується в обчисленнях фактичного відношення сигнал/шум для демодульованих сигналів, коефіцієнт шуму не залежить від ширини смуги пристрою. При вимірюванні шумів пристрою приймається допущення про рівномірності його амплітудно-частотної характеристики в межах смуги вимірювання. Аналізатор спектра серії PSA зі спеціалізованою програмою вимірювання коефіцієнта шуму має смугу пропускання, яка може бути уменше на до 1 Гц.

РОЗДІЛ III. КОНСТРУКТОРСЬКО – ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА.

3.1 Структурна схема, опис роботи схеми ВКШ

Структурна схема ВКШ (Рис.3.1) складається з таких блоків: перетворювач частоти, блок синтезаторів частот, ЦОС ПЧ (блок цифрової обробки сигналу ПЧ), блок керування, модулятор ГШ, блок живлення.

Перетворювач частот здійснює перенесення спектра шумового сигналу з вхідного діапазона 0,01...4 ГГц на проміжну частоту, в блоці виробляється необхідне підсилення та фільтрація сигналу. В якості сигналів гетеродинів використовуються сигнали із блока синтезаторів частот [14].

У блоці цифрової обробки (ЦГЗ ПЧ) сигнал оцифровується, фільтрується і детектується. Блок керування призначений для управління роботою блоків ЦГЗ ПЧ, синтезаторів частот, модулятора ГШ і обміну даних з ЕОМ. Модулятор ГШ використовується для управління напівпровідниковим генератором шуму, а також для забезпечення живлення ГШ стабілізованою напругою.

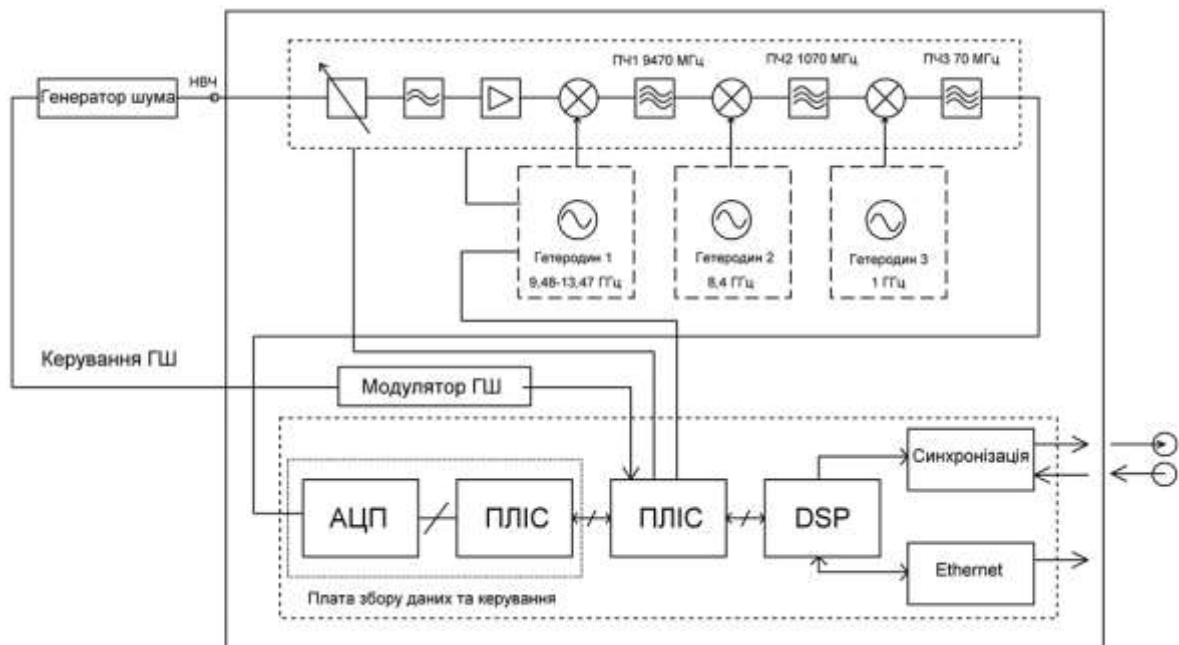


Рисунок 3.1 - Структурна схема ВКШ

В першому перетворенні частоти використовується частота ($F_{пч1} = 9470$ МГц), щоб усунути частоти дзеркального каналу ($F_{зерк} = 18,95$ ГГц - $26,94$ ГГц) ФНЧ з фіксованим налаштуванням, без впливу на аналізований вхідний сигнал (Рис. 3.2).

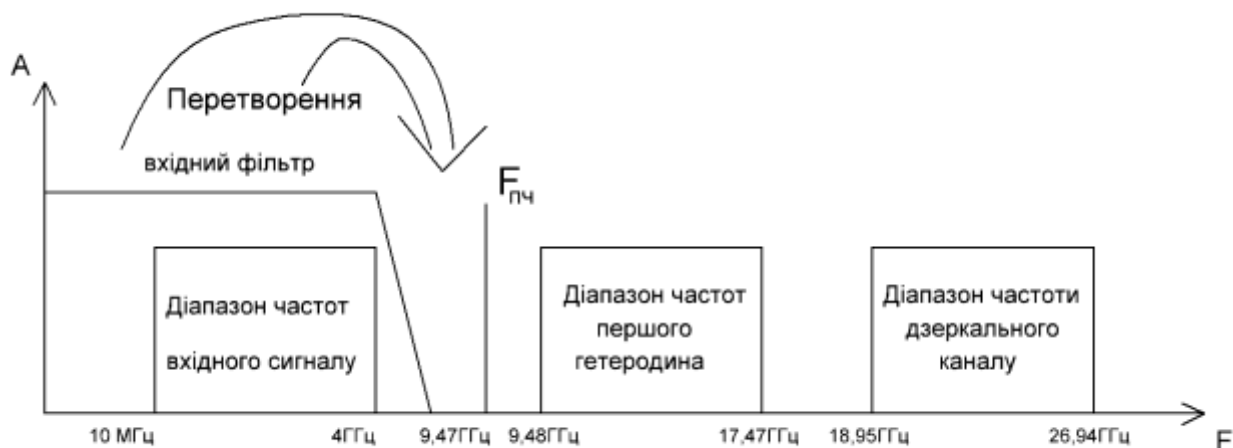


Рисунок 3.2 - Перше перетворення частоти блока РПТ

При другому перетворенні частоти, сигнал переноситься на нижчу проміжну частоту ($F_{пч2} = 1070$ МГц). Частота дзеркального каналу ($F_{зерк2} = 7,33$ ГГц) подавляється смуговим фільтром першої проміжної частоти (Рис. 3.3)

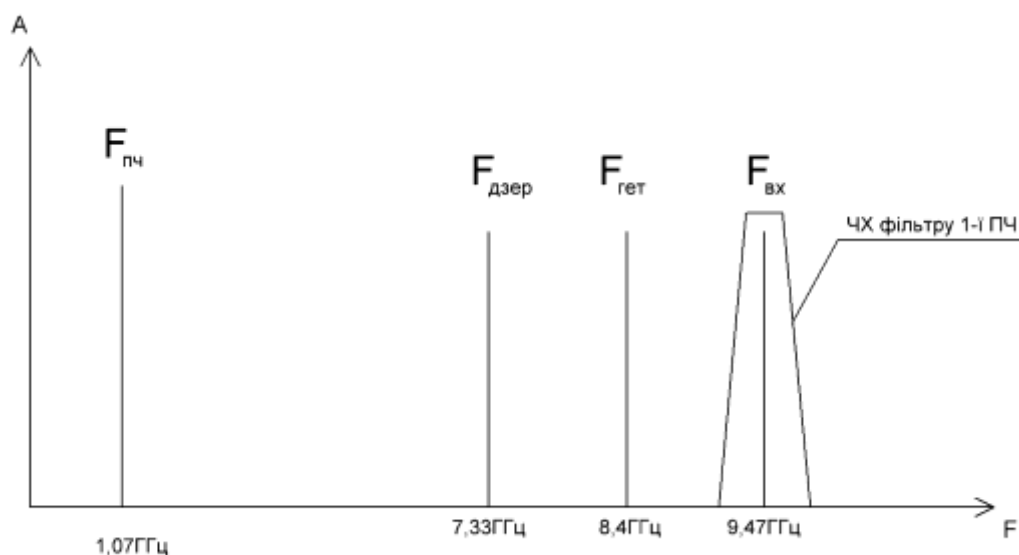


Рисунок 3.3 - Друге перетворення частоти блока РПТ

В третьому перетворенні частоти, сигнал переноситься на третю проміжну частоту ($F_{пч3}=70$ МГц). Частота зеркального каналу ($F_{дзер3}= 930$ МГц) подавляється смуговим фільтром другої проміжної частоти (Рис. 3.4).

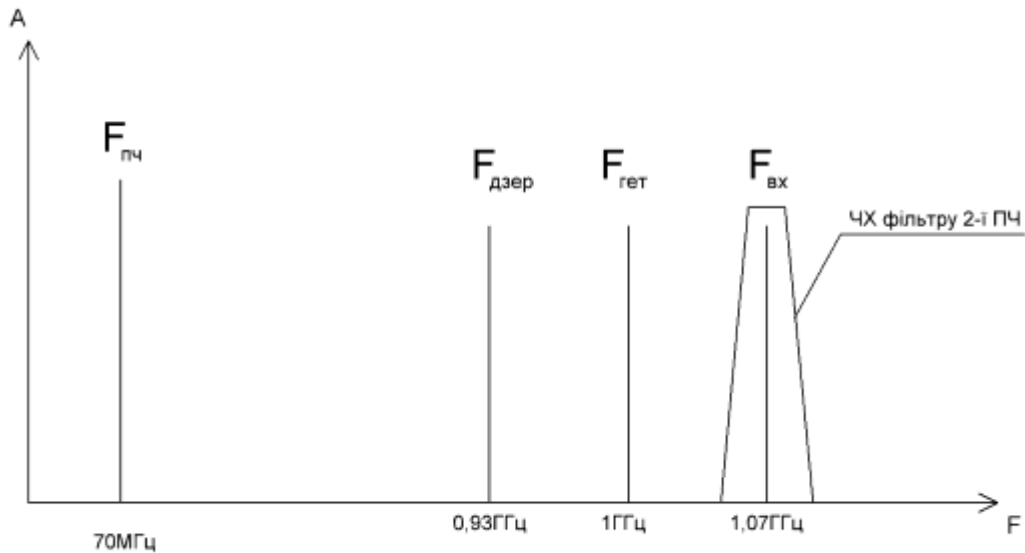


Рисунок 3.4 - Третє перетворення частоти блока РПТ

Функціональна схема перетворювача частоти представлена на Рис. 3.5.

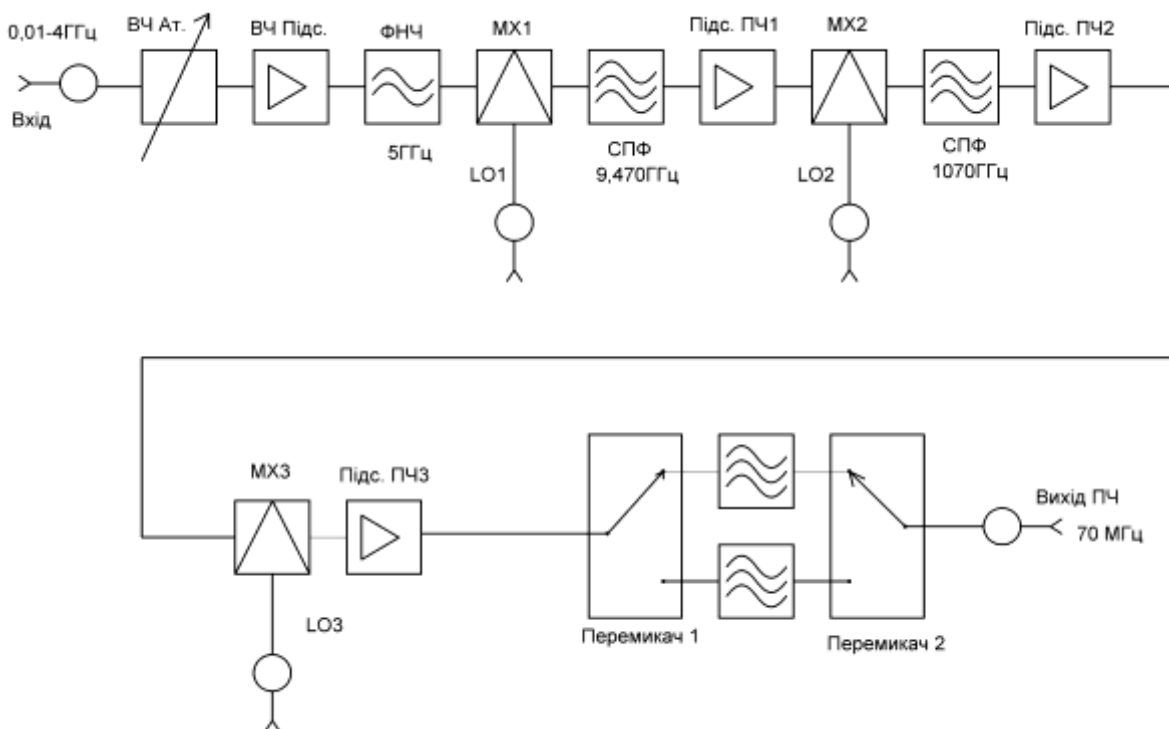


Рисунок 3.5 - Функціональна схема перетворювача частоти

Шумовий сигнал з діапазону вхідних частот 10-4000 МГц надходить на вхідний керований атенюатор. Вхідний атенюатор призначений для регулювання рівня потужності вхідного сигналу [15]. Ослаблення атенюатора регулюється в діапазоні 0 дБ - 60 дБ з кроком 20 дБ. Посилений малощумливим підсилювачем сигнал переноситься вгору на частоту $f_{ПЧ1}=9470$ МГц. За допомогою вхідного ФНЧ здійснюється подавлення частот вище 5 ГГц, що переводять підсилювачі перетворювача в насичення. На частоті $f_{ПЧ1}$ сигнал посилюється і його спектр переноситься вниз на частоту $f_{ПЧ2}=1070$ МГц. Смуговий фільтр, розташований перед другим змішувачем, подавляє паразитні канали другого перетворення. Третій змішувач здійснює частотне перетворення на третю проміжну частоту $f_{ПЧ3}=70$ МГц. На частоті $f_{ПЧ3}$ сигнал посилюється, проходить через набір перемикаючих смугових фільтрів, що визначають смугу вимірювання, і надходить в блок цифрової обробки, де оцифровується, фільтрується і детектується. На виході АЦП маємо двійкове представлення аналогового сигналу, що потім обробляється арифметично цифровим сигнальним процесором (DSP).

3.2 Вибір елементної бази блока РПТ-04, синтезатора частот і гетеродинів

За технічним завданням потрібно забезпечити власний коефіцієнт шуму вимірювача - не більше 8 дБ. Вибір елементної бази блоку РПТ-04 почнемо з активних елементів. До технічних характеристик першого змішувача пред'являються особливо жорсткі вимоги [16]:

- необхідно підібрати змішувач з мінімально можливими втратами та мінімально можливим значенням коефіцієнта шуму;
- необхідно вибрати змішувач з необхідним подавленням комбінаційних складових.

При виборі другого та третього змішувачів необхідно врахувати вносимі втрати, а також звернути увагу на ціну та доступність. До технічних характеристик підсилювачів пред'являються наступні вимоги:

- можливість роботи в даному діапазоні частот;
- малий коефіцієнт шуму;
- достатній коефіцієнт підсилення;
- доступність та низька ціна.

Технічні параметри вибраних змішувачів та підсилювачів подані в табл. 3.3. До технічних характеристик пасивних елементів схеми відносяться вносимі затухання, чим вони менші, тим менше значення коефіцієнта шуму всього тракту. Технічні параметри вибраних пасивних елементів представлені в табл. 3.4.

Таблиця 3.3 - Технічні параметри активних елементів блока РПТ-04

№ п/п	Вузол, модуль, блок	Основні технічні параметри
1	Вимірювач коефіцієнту шуму	
2	Плата перетворювача частот (блок РПТ-04) в складі:	
3	Змішувач 1 M1R-920SES	коефіцієнт передачі -6 дБ; коефіцієнт шуму 8 дБ; КСВН вх/вих <1.5.
4	Змішувач 2 HMC410M	коефіцієнт передачі -8 дБ; коефіцієнт шуму 8 дБ; КСВН вх/вих <1.5.
5	Змішувач 3 HMC377QS	коефіцієнт передачі +14 дБ; коефіцієнт шуму 11 дБ; КСВН вх/вих <1.5.
6	Підсилювач ВЧ SBW-5089	коефіцієнт підсилення 15 дБ; коефіцієнт шуму 4.5 дБ.
7	Підсилювач ПЧ2 ПЧ1 HMC-441L	коефіцієнт підсилення 17 дБ; коефіцієнт шуму 5 дБ.
8	Підсилювач ПЧ2 SBF-4089	коефіцієнт підсилення 20 дБ; коефіцієнт шуму 2.5 дБ.
9	Підсилювач ПЧ2 ПЧ3 LT5514f	коефіцієнт підсилення 22.3 дБ; коефіцієнт шуму 7.7 дБ.

Таблиця 3.4 - Технічні параметри пасивних елементів блока РПТ-04

Найменування	Назва	Основні технічні параметри
Вхідний атенюатор	Agilent	від 0 дБ до 60 з кроком 20 дБ; вносиме затування 1 дБ.
Кер. атенюатор	HMC288M	від 0 дБ до 14 дБ з кроком 2 дБ; вносиме затування 1 дБ.
Перем. 1.1,1.2	SW-485	вносиме затування 0.3 дБ
СПФ 9470 МГц	ППФ КР	центральна частота 9470 МГц; смуга пропускання по рівню -3 дБ – 70 МГц; вносиме затування в смузі пропускання не більше 5 дБ; коефіцієнт прямокутності АЧХ по рівню -3/-50дБ не більше 4.
СПФ 1070 МГц	ППФ КР	центральна частота 1070 МГц; смуга пропускання по рівню -3 дБ – 40 МГц; вносиме затування в смузі пропускання не більше 4 дБ; коефіцієнт прямокутності АЧХ по рівню -3/-50дБ не більше 4.
СПФ 70 МГц ПП = 0.3 МГц	SAWTEK 854678	вносиме затування 20 дБ
СПФ 70 МГц ПП = 3 МГц	SAWTEK 855741	вносиме затування 20 дБ
ФНЧ 5 ГГц	LFCN-5000	частота зрізу $F_v = 5000$ МГц; нерівномірність АЧХ в смузі пропускання 0.5 дБ; затування на частотах вище 7 ГГц ≥ 50 дБ;
ФНЧ 100 МГц	LC	вносиме затування 1 дБ
ФВЧ 50 МГц	LC	вносиме затування 1 дБ

В якості ФНЧ 5 ГГц використовується фільтр, фірми «Микран», де використовуються керамічні фільтри, налаштовані відповідно на частоти 9470 МГц і 1070 МГц. ФВЧ 50 МГц і ФНЧ 100 МГц являють собою LC-фільтри. Схеми ФВЧ і ФНЧ представлені на Рис. 3.7, 3.7.

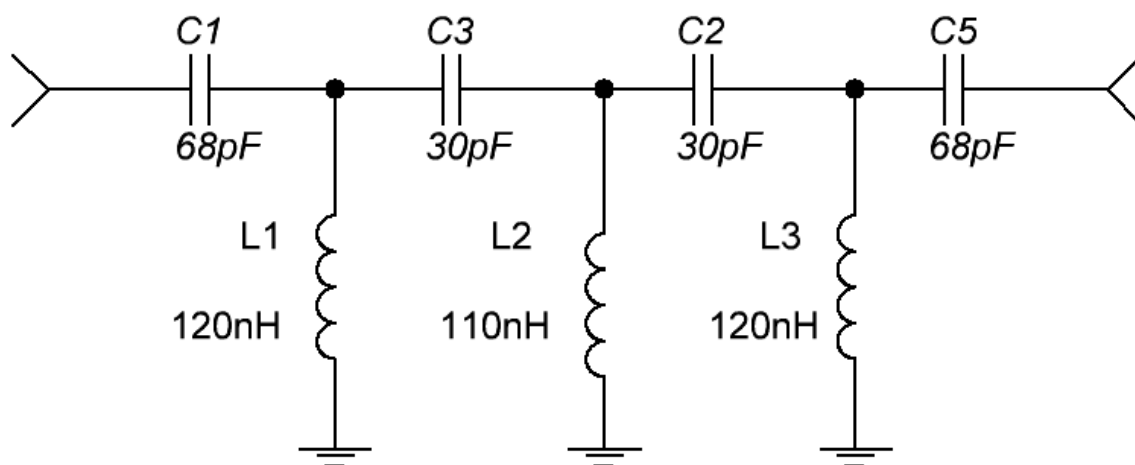


Рисунок 3.6 - Схема ФВЧ

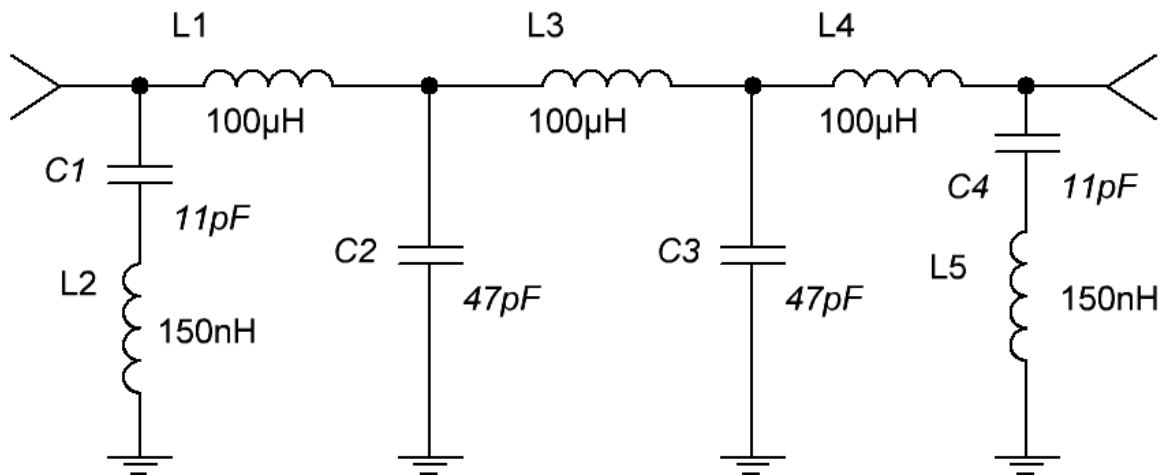


Рисунок 3.7 - Схема ФНЧ

АЧХ та залежність коефіцієнта стоячої хвилі (КСХ) від частоти для ФВЧ і ФНЧ представлені на Рис. 3.8. Розрахунок фільтрів проводився в програмі НВЧ - моделювання Microwave Office 2004.

За технічним завданням потрібно забезпечити наступні значення смуги пропускання фільтрів ПЧ за рівнем -3 дБ: 3 МГц ($0,3$ МГц додатково). Для забезпечення двох смуг вимірювання потрібні два СПФ налаштованих на одну частоту. В якості таких фільтрів були обрані СПФ на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) фірми SAWTEK [17].

Для забезпечення технічних вимог, при вибраній елементній базі, укрупнена функціональна схема блока РПТ-04 має вигляд (Рис.3.9).

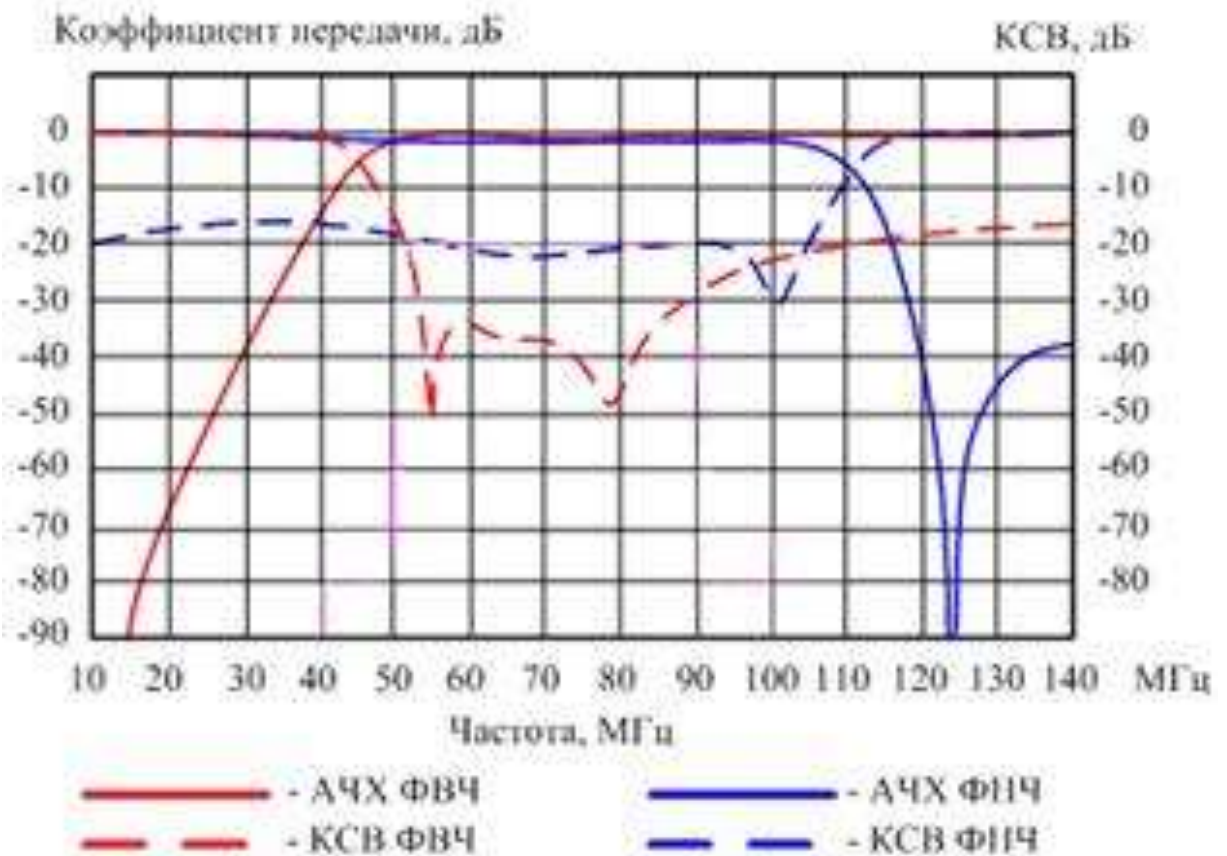


Рис. 3.8 - АЧХ та залежність КСХ від частоти для ФВЧ та ФНЧ

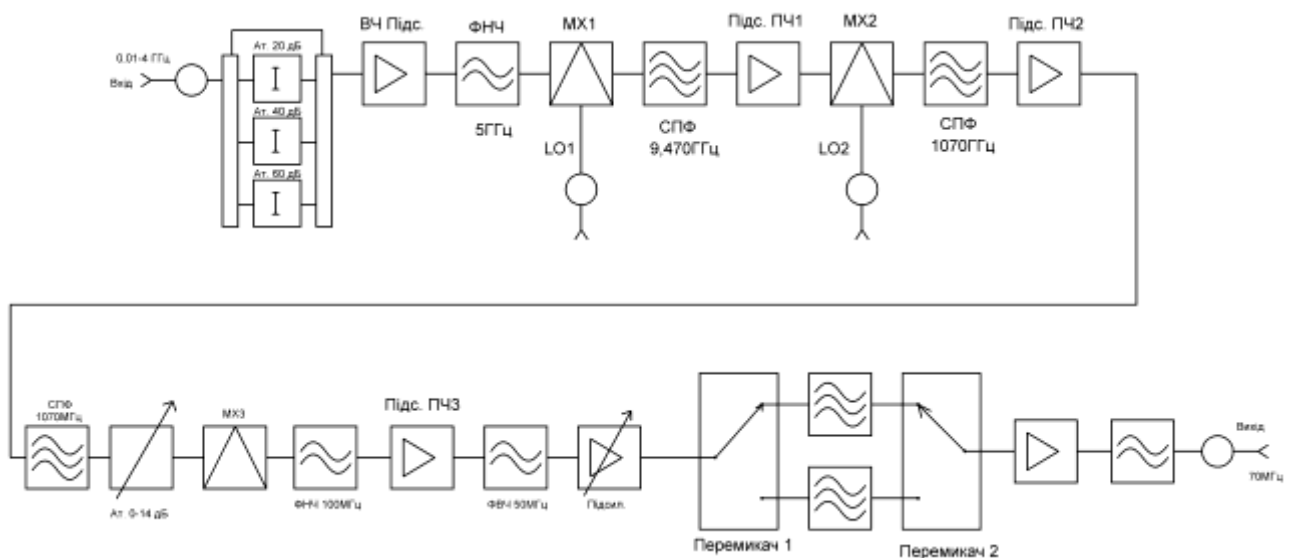


Рис. 3.9 - Укрупнена функціональна схема блока РПТ-04

Керований атенюатор (від 1 до 14 дБ з кроком 2 дБ) з регульованим коефіцієнтом посилення (від 0,5 до 22,5 дБ з кроком 2 дБ) дозволяють регулювати коефіцієнт посилення тракту з більш дрібним кроком. Так як СПФ на 70 МГц вносить чималі втрати (20 дБ), слід включити на його виході ще один підсилювач. Результати розрахунків власного коефіцієнта шуму і коефіцієнта

підсилення всього радіоприйомного тракту в програмі НВЧ-моделювання Microwave Office 2004 представлені на Рис. 3.10.

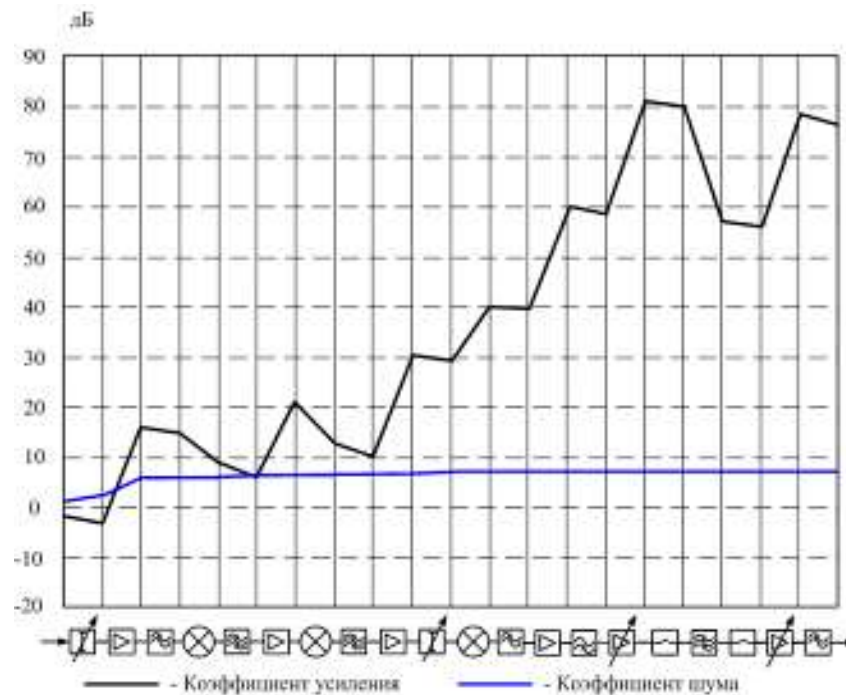


Рисунок 3.10 – Розраховані амплітудні характеристики блока РПТ-04

На графіку видно, що коефіцієнт шуму дорівнює 8 дБ. Обчислимо аналітично коефіцієнт шуму (3.1):

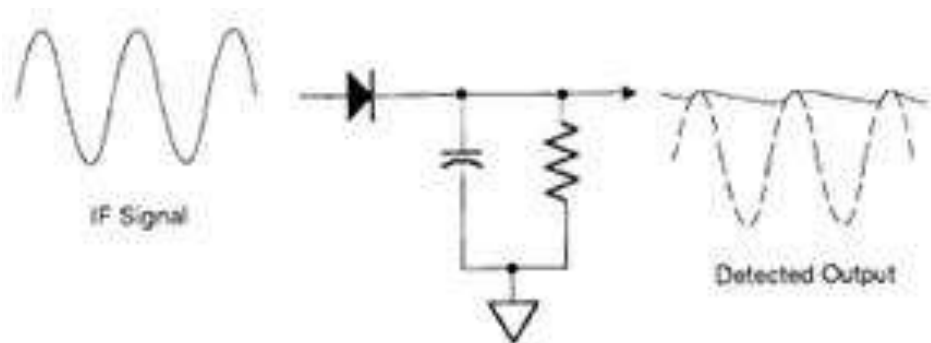
$$NF = P_{OUT \text{ дБм}} - \left(-174 + 10 \lg \left(\frac{B}{1 \text{ Гц}} \right) + G \right)_{\text{дБм}} = 7,98 \text{ дБ} \quad (3.1)$$

де $P_{OUT \text{ дБм}}$ - загальна потужність на виході тестуючого пристроїв дБ відносно 1мВт; $B/1 \text{ Гц}$ - відношення смуги вимірювання до смуги 1Гц; $G_{\text{дБ}}$ - коефіцієнт підсилення тестуючого пристрою в дБ.

3.3 Детектування сигналу в ВКШ

У ВКШ сигнал ПЧ зазвичай конвертується в відеосигнал за допомогою детектора огибаючої. Найпростіший детектор огибаючої - діод з RC - ланцюгом (Рис. 3.11). Вихідний сигнал ланцюга ПЧ (синусоїда) подається на детектор. Постійна часу детектора така, що напруга на ємності дорівнює огибаючій сигналу ПЧ, тобто детектор встигає слідувати за найшвидшими змінами обвідної сигналу ПЧ [18].

Рисунок 3.11 - Детектор огибаючої сигналу ПЧ



Далі йде відеофільтр, який визначає смугу відеосигналу. Відеофільтр являється фільтром низької частоти першого порядку та використовується для очистки відеосигналу від шумів. Функціональна схема, що пояснює процес діодного детектування подана на Рис. 3.13.

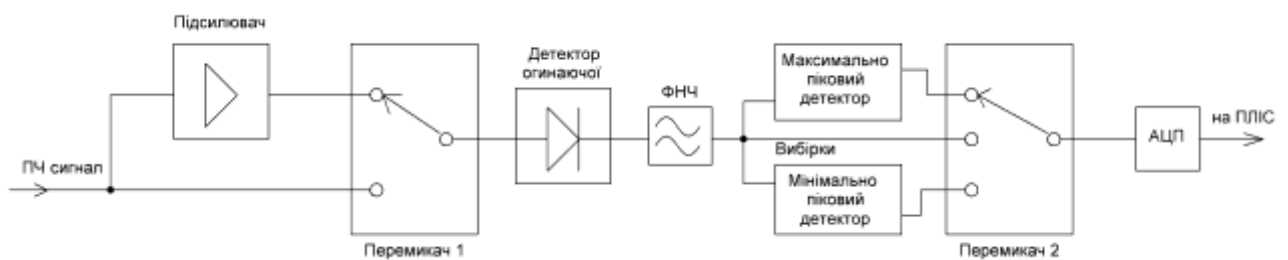


Рис. 3.12 - Діодне детектування сигналу ПЧ

Багато з ВКШ мають мінімально піковий, максимально піковий, автоматичний піковий детектори і детектор вибірку. При цифровому детектуванні сигнал проміжної частоти, пройшовши через ланцюг нормалізації, відразу піддається аналого-цифровому перетворенню. Перевагою цифрового детектування є висока лінійність у великому динамічному діапазоні. Функціональна схема, яка пояснює процес цифрового детектування, представлена на Рис. 3.13 [19].

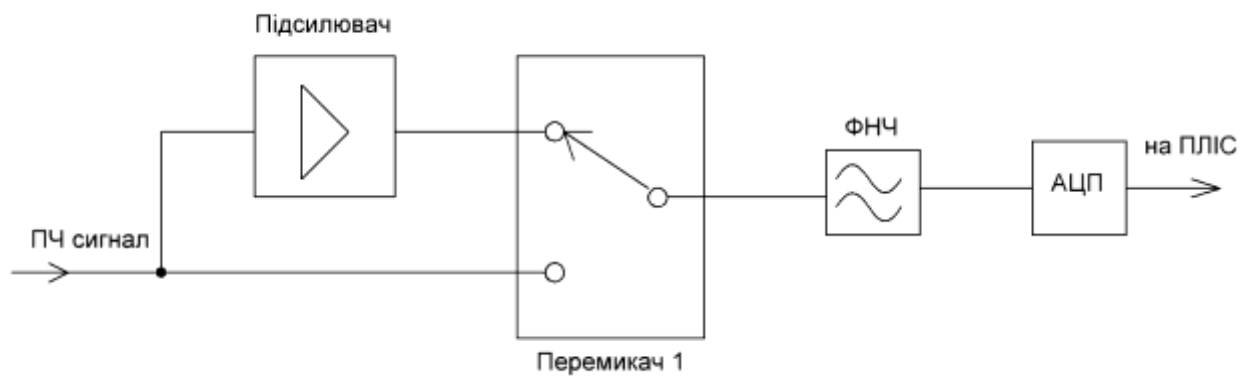


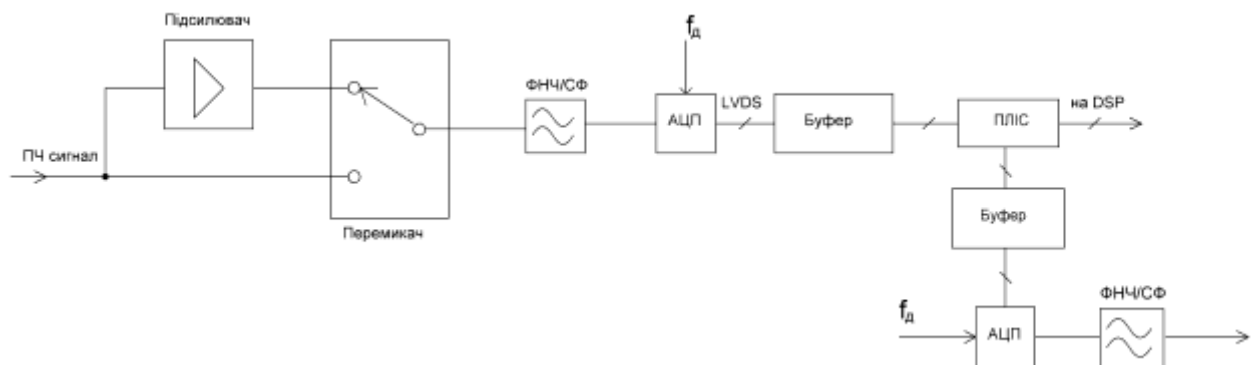
Рис. 3.13 - Цифрове детектування сигналу ПЧ

3.4. Реалізація блока цифрової обробки сигналу

3.4.1 Структурна схема з вибором елементної бази

Структурна схема типової системи ЦОС представлена на Рис. 3.14. Перед аналого-цифровим перетворенням, аналоговий сигнал проходить через ланцюги нормалізації, які підсилюють (послаблюють) та фільтрують. Для подавлення шумових сигналів поза смугою пропускання та запобіганню накладення спектрів необхідний ФНЧ або СФ.

Рисунок 3.14 - Структурная схема блока ЦОС ПЧ

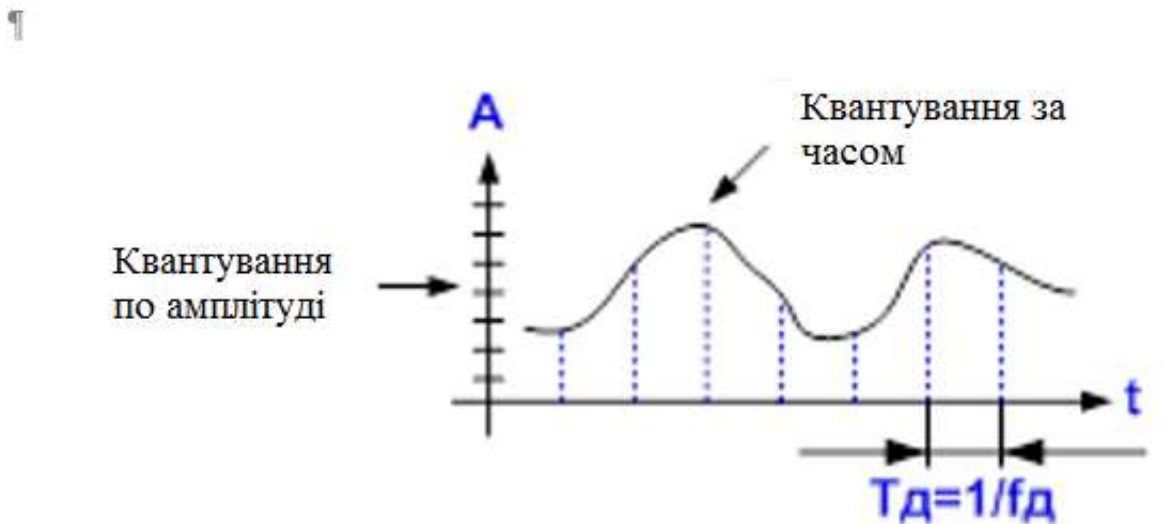


Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) - пристрій, що перетворює аналоговий сигнал в цифровий. При перетворенні (дискретизації) відбувається вимірювання амплитуди сигналу, ця величина записується в числовій двійковій формі. Точність визначається числом разрядів АЦП. АЦП проводить вибірку з частотою дискретизації, яка задається опорним генератором [20].

3.4.2 Вибір АЦП і ЦАП

У реальних процесах аналого-цифрового перетворення два ключових етапи: дискретизація за часом і квантування по амплітуді, що визначають роздільну здатність операцій (Рис.3.15).

Рисунок 3.15 - Дискретизації за часом та квантування по рівню аналогового сигналу



Вибірка безперервних аналогових даних здійснюється через інтервал дискретизації $T_d = \frac{1}{f_d}$. Чим більш високі частоти дискретизації, тим точнішим буде подання сигналу в цифровому вигляді, тоді як у разі низьких частот дискретизації може бути досягнуто критичне значення частоти дискретизації, при якому втрачається інформація про сигнал. Це впливає з відомого критерію Найквіста, який вимагає, щоб частота дискретизації була, принаймні, удвічі більше смуги сигналу. Якщо частота дискретизації менше подвоєної смуги аналогового сигналу, виникає ефект, відомий як накладення спектрів. Частотна зона Найквіста визначається як смуга спектра від 0 до $\frac{f_d}{2}$. Частотний спектр розділений на нескінченне число зон Найквіста, кожна по $0,5 \cdot f_d$ [21].

3.4.3 Шуми в реальних АЦП

Дискретизація сигналу в АЦП (з інтегрованим пристроєм вибірки-зберігання (ПВЗ)), незалежно від архітектури, проходить при наявності шумів і спотворень сигналу. Широкосмуговому аналоговому входному буферу притаманні широкосмуговий шум, нелінійність, кінцева ширина смуги. ПВЗ вносить подальшу нелінійність, обмеження смуги і тремтіння

апертури. Квант частина АЦП вносить шум квантування, інтегральну та диференціальну нелінійності.

Одним з найважливіших для розуміння положень при визначенні нелінійності АЦП і ЦАП є те, що передавальна функція перетворювача даних має особливості, які відсутні в звичайних лінійних пристроях типу операційних підсилювачів (ОП). Повна інтегральна нелінійність АЦП обумовлена інтегральною нелінійністю вхідного буфера, ПВЗ і повної інтегральною нелінійністю передавальної функції АЦП.

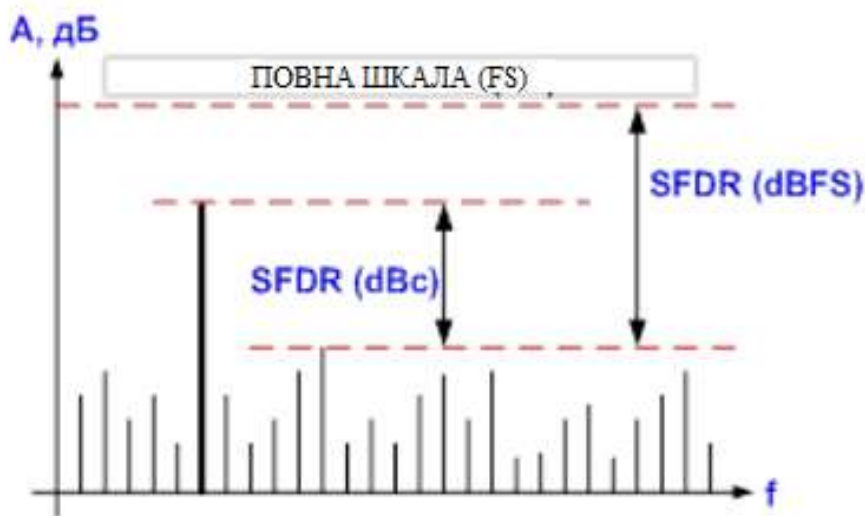
3.4.4 Технічні особливості АЦП

Відношення сигнал/шум - відношення середньоквадратичного значення амплітуди сигналу до середнього значення кореня з суми квадратів всіх інших спектральних компонент, виключаючи перші п'ять гармонік і постійну складову.

Показник сигнал/шум/спотворення (SINAD або $S / N + D$) - відношення середньоквадратичного значення амплітуди сигналу до середнього значення кореня з суми квадратів всіх інших спектральних компонентів, включаючи гармоніки, але виключаючи постійну складову [22].

Динамічний діапазон без гармонік (SFDR) – відношення середньоквадратичного значення амплітуди сигналу до середньоквадратичного значення пікового побічного спектрального складу.

Перетворювачі з високим SFDR можуть обробляти слабкий сигнал, що знаходиться в робочому діапазоні, в присутності сильних сигналів в сусідніх каналах. На графіку SFDR будується, як функція амплітуди сигналу і може бути виражена щодо амплітуди сигналу (ДБС) або повної шкали АЦП (Рис.3.16).



3.4.5 Ефективна розрядність (ENOB)

На практиці розрядність АЦП обмежена відношенням сигнал/шум вхідного сигналу. При великій інтенсивності шумів на вході АЦП розрізнення сусідніх рівнів вхідного сигналу стає неможливим, тобто погіршується роздільна здатність. При цьому реальна роздільна здатність АЦП визначається наступним чином (3.2):

$$\text{ENOB}[\text{дБ}] = \frac{\text{SINAD} - 1,76}{6,02} \quad (3.2)$$

Деякі характеристики АЦП (SINAD, SNR, SFDR) можна поліпшити шляхом використання підмішування шумового сигналу (Dither). Метод полягає в додаванні до вхідного аналогового сигналу випадкового шуму невеликої амплітуди. Амплітуда шуму вибирається на рівні половини LSB (МЗР - молодший значущий розряд). Ефект полягає в тому, що стан МЗР випадковим чином переходить між станами 0 і 1 при дуже малому вхідному сигналі. Для сигналу з підмішаним шумом замість простого округлення сигналу до найближчого розряду відбувається випадкове округлення вгору або вниз, причому середній час залежить від того, наскільки сигнал близький до цього рівня. Таким чином, оцифрований сигнал містить інформацію про амплітуду сигналу з роздільною здатністю краще, ніж МЗР, тобто відбувається збільшення ефективної розрядності АЦП (effective number of bits), яка менше, ніж реальна розрядність АЦП.

Негативною стороною методики є збільшення шуму у вихідному сигналі. Такий підхід є більш бажаним, ніж просте округлення до найближчого дискретного рівня. В результаті використання методики підмішування псевдовипадкового сигналу ми маємо більш точне відтворення сигналу в часі. Малі зміни сигналу можуть бути відновлені з псевдовипадкових стрибків МЗР шляхом фільтрації. Крім того, якщо шум детермінований (амплітуда додається шуму точно відома в будь-який момент часу), то його можна відняти з оцифрованого сигналу, попередньо збільшивши його розрядність, тим самим майже повністю позбутися від доданого шуму.

AD9461 та LTC2208 - перші ІС нового сімейства Analog Devices та Linear Technology швидкодіючих 16-бітних АЦП, що забезпечують максимальну частоту дискретизації 130 МГц, зручні у використанні, мають високі динамічні характеристики. Технічні параметри вибраних 16-бітних АЦП наведено в Табл.3.5. З Найкращими характеристиками володіє аналого-цифровий перетворювач LTC 2208 фірми Linear Technology.

У сигналі, перетвореному з цифрової форми в аналогову, також присутній шум. Спотворення можуть бути визначені в термінах нелінійних спотворень, динамічний діапазон, вільний від

перешкод (SFDR), інтермодуляційних спотворень (IMD). Двотональні інтермодуляційні спотворення вимірюють, подаючи два спектрально чистих синусоїдальних сигналу з частотами f_1 і f_2 , близькими за значенням. Амплітуда кожної компоненти встановлюється на 6 дБ нижче повної шкали для того, щоб АЦП не входив в обмеження при збігу сигналів по фазі.

Таблиця 3.5 - Основні технічні параметри вибраних АЦП

	f=70 МГц	f=10 МГц
Основні технічні особливості	LTC 2208	AD 9461
Відношення сигнал/шум, sBFS	77,5	78,7
Динамічний діапазон, вільний від гармонік (FSDF), bBc	90	90
Сигнал/шум/спотворення (S/N+D),dBFS	77,4	77,7
Аналогова смуга пропускання, МГц	700	615
Інтегральна нелінійність (INL)	±1,5	±5
Диференціальна нелінійність (DNL)	±0,3	±0,6
Розсіююча потужність, W	1,25	2,4
Напруга живлення, V	+3,3	+3,3..+5

Значення інтермодуляційних спотворень виражається в ДБС. Під нелінійними спотвореннями розуміється відношення вищих гармонік до гармоніки основної частоти, на якій відновлений чистий синусоїдальний сигнал. Таким чином, при виборі ЦАП важливо врахувати такі характеристики як: SFDR, IMD (інтермодуляційні спотворення), NPSD (спектральна щільність потужності шуму), розсіююча потужність, напруга живлення. Технічні параметри вибраних 16-бітних ЦАП наведено в Табл.3.6. Найкращими характеристиками володіє цифро-аналоговий перетворювач AD 9726 фірми Analog Devices [23].

Таблиця 3.6 – Технічні параметри вибраних ЦАП

Основні технічні особливості	AD 9786	AD 9726
Динамічний діапазон, вільний від гармонік (SFDF), bBc	70	78,7
Двухканальні інтермодуляційні спотворення (IMD), bBc	75	90
Спектральна щільність потужності шуму (NPSD), dBm/Hz	-159	77,7
Розсіююча потужність, W	1,25	615
Інтегральна нелінійність (INL)	±0,6	±1
Диференціальна нелінійність (DNL)	±0,3	±0,5
Напруга живлення, V	+2,5,+3,3	+2,5..+3,3

3.5 Вибір ПЛІС

Програмована логічна інтегральна схема (ПЛІС) - електронний компонент, який використовується для створення цифрових інтегральних схем. На відміну від звичайних цифрових мікросхем, логіка роботи ПЛІС не визначається при виготовленні, а задається за допомогою програмування.

ПЛІС являє собою матрицю маловходових логічних елементів, тригерів, відрізків ліній зв'язку, що з'єднуються перемичками з польових транзисторів. ПЛІС програмується зміною рівня електричного поля в затворах транзисторів. Затвори всіх цих польових транзисторів підключені до виходів тригерів одного довгого зсувного регістру, який заповнюється при програмуванні ПЛІС. Деякі з ділянок цього регістра можуть також виконувати роль осередків ПЗУ. Прошивка зазвичай зберігається в ПЗУ, що стоїть поруч з ПЛІС і після включення живлення або за сигналом скидання вона автоматично переписується в програмує зсувний регістр ПЛІС.

Як правило, ПЛІС мають на два - три порядки більшу ємність в числі еквівалентних логічних вентилів, ніж CPLD і також як статичне ОЗУ, майже не споживають енергії при відсутності перемикачів. Крім того, у ПЛІС на порядок вище надійність (нижче інтенсивність відмов), ніж у CPLD.

При виборі ПЛІС важливо врахувати такі характеристики як: пам'ять випадкового доступу (RAM), максимальна кількість вхідних/вихідних контактів. В Табл. 3.7 представлено опис основних технічних особливостей ПЛІС серії EP2. Для реалізації блока ЦОС ПЧ пнайкраще підходить EP2C8.

Таблица 3.7 - Основні технічні параметри ПЛІС фірми Altera

	EP2C5	EP2C8	EP2C20	EP2C35	EP2C50
Logic elements (LEs)	4,608	8,526	18,752	33,216	50,528
RAM, bits	119,808	165,888	239,616	483,840	594,432
Maximum user I/O pins	142	182	315	450	550

3.6 Розрахунок ліній передачі вхід АЦП, вихід ЦАП

Розрахунок ліній передачі проводився в програмі НВЧ-моделювання Microwave Office 2004. Схема досліджуваної ланцюга АЦП представлена на Рис.3.17.

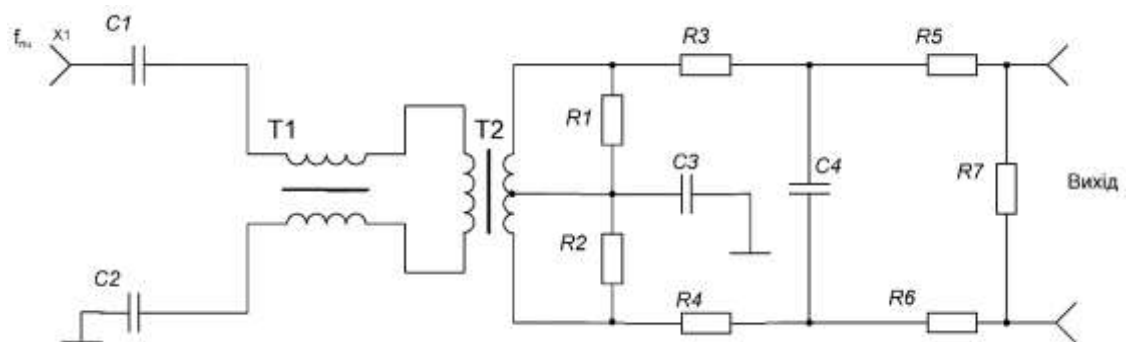


Рисунок 3.17- Схема входної лінії передачі АЦП

В якості вихідного фільтруючого ланцюга ЦАП використовується ФНЧ 100 МГц. АЧХ входного фільтруючого ланцюга АЦП наведена на Рис.3.19.

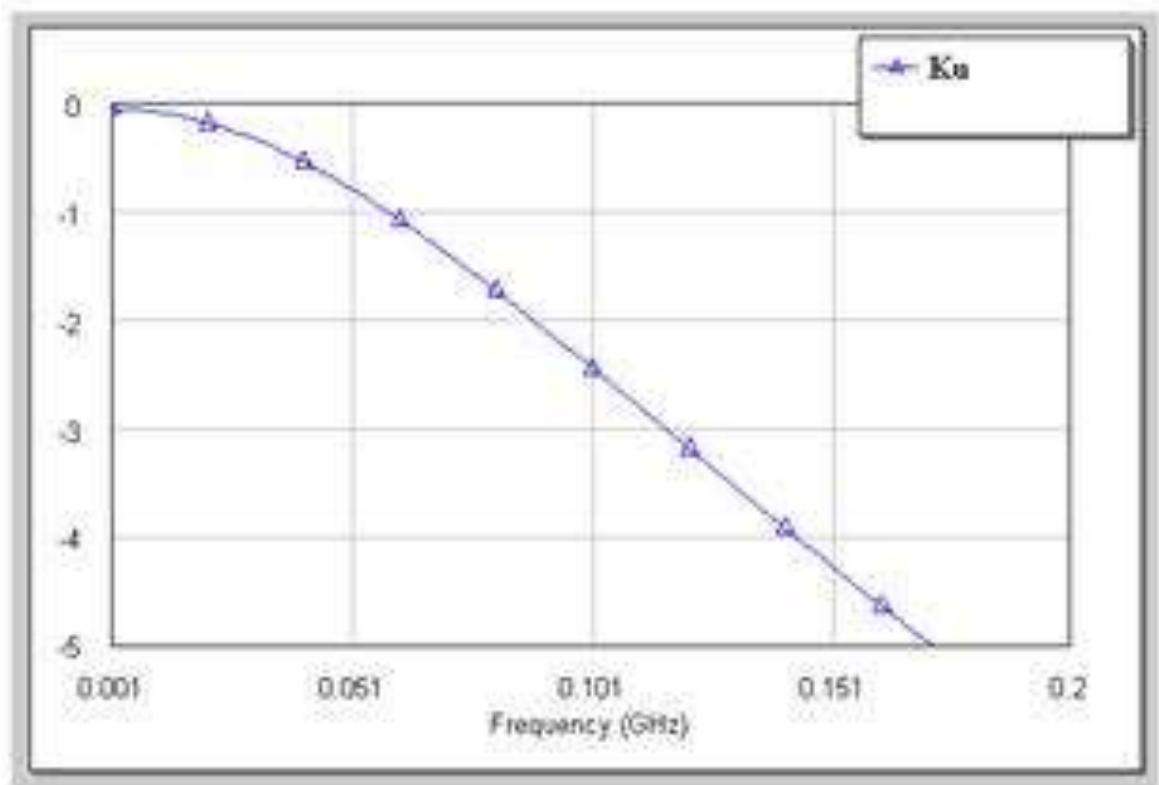


Рисунок 3.19 - АЧХ входного фільтруючого ланцюга АЦП

3.7 Висновки

У цьому розділі представлені результати розробки вимірювача коефіцієнта шуму мікрохвильового діапазону довжин хвиль з високою фазовою стабільністю, призначеного для вимірювань в новому поколінні синтезаторів. Використання мікрохвильового діапазону довжин хвиль є принциповим для досягнення високої точності. Кінцевою метою є створення реального пристрою ВКШ, що складається з наступних компонентів:

- перетворювач частоти;
- блок синтезаторів частот;
- ЦОС ПЧ;
- блок керування;
- модулятор ГШ;
- блок живлення.

Власний коефіцієнт шуму розраховано за допомогою програми Microwave Office 2004 та дорівнює 8дБ.

РОЗДІЛ IV. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ.

В наш час є стабільна потреба у вимірюванні мікрохвильових перешкод синтезатора, особливо ця проблема цікавить великі промислові корпорації. На разі існує велика кількість різних вимірювачів для задоволення цих потреб, проте вони мають певні недоліки у площинах надійності та вартості. Метою даної роботи є дослідження можливості створення більш досконалого вимірювача перешкод синтезатора в мікрохвильовому діапазоні.

Сфери застосування: в лабораторіях, на виробництві, в науково-дослідних центрах та інші. Популярність на подібні вимірювачі є стабільною, тому нові, більш досконалі рішення матимуть неабиякий попит на ринку. Постійно є необхідність контролю кожної складової на складному, багатостадійному виробництві.

4.1 Опис ідеї проекту

Таблиця 4.1. - Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Вимірювач мікрохвильових перешкод синтезатора	1. Лабораторні дослідження	Подальше вдосконалення пристрою
	2. Контроль на виробництві	Вимірювання перешкод синтезатора
	3. Готові пристрої	Вимірювання перешкод синтезатора

4.2 Технологічний аудит ідеї проекту

Таблиця 4.2. - Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1.	Надійність/відтворюваність	За допомогою добре відпрацьованої технології	В наявності	Доступні

2.	Створення вимірювачів мікрохвильових перешкод синтезатора	За допомогою визначеного процесу компонування приладу	В наявності	Доступні
----	---	---	-------------	----------

Можливість технологічної реалізації проекту завдяки наявності достатньої компонентної бази та потужностей виробництва.

4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Таблиця 4.3. - Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	3
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	1000 000
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Стабільний
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Реєстрація фірми
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Немає
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	150%

Ринок привабливий для входження

Таблиця 4.4. - Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цілові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
-------	--------------------------	---	---	-----------------------------

1	Вимірювання мікрохвильових перешкод синтезатора	Дослідницькі лабораторії, інженерні установи, промисловість	Гарантія	Швидкість та надійність, безпечність та зручність
---	---	---	----------	---

Таблиця 4.5. - Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1.	Конкуренція	Компанії, що давно на ринку встигли себе зарекомендувати	Особлива бізнес модель та стратегія впровадження товару, додаткові можливості приладу
2.	Технології	Для реалізації якісних вимірювачів потрібне технологічне обладнання	Використання оренди, замовлення потрібних складових
3.	Персонал	Для максимального прибутку потрібний освічений персонал робітників	Відбір, стажування, курси

Таблиця 4.6. - Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1.	Попит	Шляхом покращення якості приладу утримувати ринок	Поширення інформації про продукт: реклама, презентації

3	Конкуренція	Зниження ціни товару завдяки покращенню конструкторського процесу	Вдосконалення структури приладу
---	-------------	---	------------------------------------

Таблиця 4.7. - Ступеневий аналіз конкуренції ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1.Тип конкуренції: олігополія	На ринку присутня певна кількість фірм, але є лідери	Створити унікальні властивості пристрою
2.Рівень конкурентної боротьби: національний	Різні країни зацікавлені в цій сфері	Виходити на світовий ринок, налагодження торгових шляхів
3.Галузева ознака: міжгалузева	Використання в різних галузях, потрібна зміна пристрою для кожної	Вдосконалення продукту, спостереження за конкурентами
4.Конкуренція за видами товарів: товарно-родова	Конкуренція між товарами які виконують подібні функції	Покращення універсальності пристрою
5.За характером конкурентних переваг: цінова	Продаж товару за цінами нижчими ніж у конкурентів	Зменшення вартості заміни та ремонту.
6.Інтенсивність: марочна	Важливо якій фірмі належить товар	Реклама

Необхідним є залучення кваліфікованих кадрів для вдосконалення і оптимізації структури приладу та налагодження програмного забезпечення.

Таблиця 4.8. - Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1.	Якість та надійність	Стабільна робота попри вплив зовнішніх чинників
2.	Зручність і простота	Створення простої та в той же час ефективної конструкції
3.	Економічність	Максимально знизити ціну для покращення попиту
4	Наукові ресурси	Кваліфіковані спеціалісти для вдосконалення розробок

Таблиця 4.9. - Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг конкурентів у порівнянні						
			-3	-2	-1	0	1	2	3
1.	Задоволення потреб користувачів	20			+				
2.	Економічний	18				+			
3.	Наукові ресурси	16				+			
4.	Показники надійності	14						+	

Таблиця 4.10. - SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: нижча ціна ніж у конкурентів	Слабкі сторони: запуск серійного виробництва
Можливості: оптимізувати виробництво, якість	Загрози: необхідність обладнання, нестача кваліфікованих кадрів

Таблиця 4.11. - Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1.	Пошук інвесторів проекту, пошук наукових ресурсів, розробка та вдосконалення конструкції	70%	2 роки
2.	Вивчення поведінки потенційних споживачів, аналіз ситуації на ринку, створення бізнес моделі, пошук інвесторів проекту, наукових ресурсів	80%	1 рік

Оптимальною є альтернатива №2.

4.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Таблиця 4.12. - Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1.	Державні установи	Не готові	Середній	Низька	Середня
2.	Приватні компанії	Готові	Середній	Висока	Середня
Які цільові групи обрано № 2					

Таблиця 4.13. - Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку
1.	1	Можливість надання товару, з покращеними властивостями, товар стає відмінним від інших товарів конкурентів.	Формування попиту на продукт, адаптація до умов ринку	Стратегія диференціації.

Таблиця 4.14. - Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопро-ходцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
-------	---	--	---	----------------------------------

1.	Ні	Забирати існуючих у конкурентів	Надійність, точність	Наслідування лідера
----	----	---------------------------------	----------------------	---------------------

Таблиця 4.15 - Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1.	Вимірювач мікрохвильових перешкод синтезатора	Стратегія лідерства на витратах	Більша надійність, якість, низька ціна	Висока надійність, оптимальне співвідношення ціна/якість, простота

4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Таблиця 4.16. - Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар\технологія	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1.	Проста конструкція	Швидкодія, точність	Якість та простота
2	Висока надійність	Використання доступних компонентів	Висока надійність

Таблиця 4.17. - Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові		
I. Товар за задумом	Вимірювач мікрохвильових перешкод синтезатора		
II. Товар у	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тл/Е/Ор

реальному виконанні	1. Низька ціна 2. Висока надійність. 3. Зручний в використанні.	Нм М Нм	Вр Тх Е
	Якість: відповідає стандартам аналогів		
	Пакування: -		
	Марка: -		
ІІІ. Товар із підкріпленням	До продажу: інструктаж		
	Після продажу: тех. підтримка		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: реєстрація патенту			

Таблиця 4.18. - Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
	Немає	300-500 у.о.	10 000 у.о. і вище	200-1500 у.о. в місяць

Таблиця 4.19. - Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Замовлення на сайті/через посередників	Встановлення контакту, інформування, зберігання	Канал першого рівня.	Збут товару від виробника.

Таблиця 4.20. - Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонуванн я	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
	Використання товару для визначення концентрації речовини	Прямі, онлайн	Низька ціна, якість,	Демонстрація основних переваг, надійності, гарантія	ґрунтується на перевагах продукту над конкурентами

Висновки до розділу

Завдяки значному попиту на системи для вимірювання перешкод синтезаторів, існує можливість для конструювання власної моделі вимірювача мікрохвильових перешкод синтезатора.

Ринок пропозиції має своїх ключових гравців, крім цього існує достатня кількість малих та середніх фірм, що здатні конкурувати завдяки висококваліфікованим науковим кадрам, які забезпечують високі характеристики створених продуктів.

Реалізація стартап-проекту можлива завдяки новій технологічній можливості вдосконалення конструктивних та споживчих якостей вимірювача перешкод.

В якості стратегії розвитку обрана стратегія диференціації, завдяки тому, що даний продукт має важливі з точки зору споживача відмітні властивості, які і роблять сенсор відмінним від товарів конкурентів.

Стратегія конкурентної поведінки – наслідування лідера, переймання всіх позитивних його сторін та розвиток нових можливостей для встановлення на світовому ринку.

З огляду на потенційні групи клієнтів, стан конкуренції та конкурентоспроможність проекту, є всі перспективи для його впровадження.

ВИСНОВКИ

Дослідивши наявні на сьогоднішній день переліки та принципи побудови синтезаторів частоти мікрохвильового діапазону хвиль, а також методів вимірювання шумів (перешкод), зокрема коефіцієнту шуму ми реалізували вимірювач коефіцієнту шуму з діапазоном робочих частот 10-4000 МГц, з шириною смуги пропускання (на рівні 3 дБ) 3 МГц з власним коефіцієнтом шуму вимірювача 8 дБ. Особливу увагу при розробці приділено підвищенню ефективності такого класу синтезаторів. У даній роботі вона досягнута за рахунок застосування високочастотного опорного генератора.

Для перетворювача частоти обрана супергетеродинна схема з потрібним перетворенням частоти. Перше перетворення виконується при коливанні частоти першого гетеродина і фіксованої проміжної частоти, в другому і третьому перетворенні - частоти гетеродинів і проміжні частоти фіксовані.

Таким чином, виконання поставлених раніше задач дозволяє стверджувати можливість створення на основі широкодоступних інтегральних мікросхем високоточного та високопродуктивного вимірювача коефіцієнта шуму синтезатора за умови реалізації вдосконаленої структури та точного розрахунку та настроювання його параметрів. Можливі напрямки подальших досліджень можуть включати експериментальні випробування вже спроектованого макету.

Наукова новизна роботи полягає в наступному:

- обґрунтована можливість створення високоточного вимірювача коефіцієнту шуму синтезатора частоти мікрохвильового діапазону хвиль;
- вдосконалення структури вимірювача коефіцієнту шуму синтезатора частоти мікрохвильового діапазону хвиль.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Шахтарин Б. И., Синтезаторі частот, 2007 г.
2. Семенов Э. А., Мичурин Э. В., Посадский В. Н.. Основные принципы модульного построения и результаты разработок СВЧ – синтезаторов для РЛС// Радиотехника.-2002.- №2.-С. 75-76;
3. Brown J. Speedy synthesizers cut spurious levels and signal delays// Ibid. – 1995. – N6. – P. 140-142;
4. Альтман Дж. Устройства сверхвысоких частот.- М.: Мир,1968
5. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д.. Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ структур с помощью HFSS // М.: Солон-Пресс. 2005.
6. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2004 - М.: 2008
7. Матеріали XI-ї науково-практичної конференції «Перспективні напрямки сучасної електроніки», КПП ім. Ігоря Сікорського, ФЕЛ с.254-258.
8. УКВ синтезатор частот. "Радио",2003 год №4, с.62-64. А. Темерев, UR5VUL г. Светловодск, 2006 г.
9. Васильев Я.О., Манченко Л. В., Пчелкин В.А., Трегубов В.Б. Усилители мощности для АФАР X-диапазона в ГИС исполнении. В кн.: 17-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции [Севастополь, 10-14 сент. 2007 г.]. Севастополь: Вебер, 2007, с. 52,53
10. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. – М.: Высшая школа, 1975, 280 с.
11. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Высшая школа. 1997
12. Громаков Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи, 2001
13. Friis H. T. Noise Figures of Radio Receirves. Proc. Of the IRE, July,1994
14. Curtin M., O'Brien P. Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters - Part 2 Analog Dialogue 33 - 5 (1999).
15. Данилович О.С., Немировский А.С. Радиорелейные и спутниковые системы передач.-М.: радио и связь, 1986
16. Ефимов В.В. Проектирование радиоприемных устройств. Учебное пособие. М : Высшая школа.1982
17. Зайцев А.Н., Иваненко П.А., Мыльников А.В. Измерения на сверхвысоких частотах и их метрологическое обеспечение. М.: Изд-во Стандарт, 1989. 128 с.

18. Карушкин Н. Ф., Касаткин Л. В., Костенко А.А. и др. Влияние когерентных свойств излучения твердотельных генераторов СВЧ на характеристики технологических доплеровских РЛС. –Х: ИРЕ АН УССР 1989
19. Генератор сигналов SG8-HP01M, SG8-HPSS01M. Технические характеристики. [Электронный ресурс] — http://advantex-rf.com/Downloads/SG8_Manual_en.pdf
20. Изюмова Т.И., Свиридов В.Т. Волноводы, коаксиальные и полосковые линии. – Москва: Энергия, 1975.
21. Карушкин Н. Ф., Касаткин Л. В., Хитровский В. А. Импульсные когерентные полупроводниковые передающие устройства Ка-диапазона // Материалы 11-й Международной конф. КрыМиКо'2001 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 10-14 сентября 2001 г., Севастополь, Крым, Украина.- Севастополь: Вебер, 2001.- С 26-28
22. Кобак Н.Н., Слесаренко С.С.. Микроволновые компоненты многофункциональных информационных систем // Электроника и связь. Киев, 2008, № 1, С. 261-263
23. Ченакин А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. — 2008. — № 1. — С. 92–97.