

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет Інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ФОРМУВАННЯ РАДІОСИГНАЛІВ»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-20м
спеціальності 172 – Телекомунікації
та радіотехніка

шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Варцаба Є.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

Осадчук В.С.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2022 р.

Опонент: к.т.н., ст. викл. каф. ІКСТ

Макогон В. І.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2022 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2022 р.

Вінницький національний технічний університет

Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність – 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІРТС
Олександр ОСАДЧУК
_____ **202_ року**

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Варцабі Євгенію Олександровичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Методи та засоби формування радіосигналів»
керівник роботи Осадчук Володимир Степанович, д.т.н., проф., каф. ІРТС
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від “24”03 2022 року № 65
2. Строк подання студентом роботи _____ 202_ року
3. Вихідні дані до роботи: діапазон частот від 1ГГц до 60 ГГц; отримати стабільності частоти генераторів гармонічних коливань та її вплив на характеристики радіотехнічних систем різного призначення; розгляд цифрових синтезаторів частоти та методів їх побудови, а також основних функціональних вузлів синтезаторів частот; розглянути короткочасну та довготривалу нестабільність частоти автогенераторів, а також вплив нестабільності частоти на характеристики радіотехнічних пристроїв та систем.
4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз стабільності частоти автогенераторів гармонічних коливань. Синтезатори частоти. Функціональні вузли цифрових синтезаторів з ФАП. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Найпростіша схема цифрового синтезу (схема дворівневого синтезатора. Часові діаграми. Фазомодульований сигнал з постійною амплітудою та несучою частотою. Структурна схема. Спрощена структурна схема ССЧ. Структурна схема системи активного синтезу з ФАП. Функціональна схема синтезатора. Приклад реалізації ССЧ з декількома кільцями ФАП. Структурна схема ЦВС.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук В.С.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	професор кафедри БЖДПБ, доцент, д.п.н., Дембіцька С.В.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ к.е.н., Кавецький В.В.		

7. Дата видачі завдання _____ 202__ року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми МКР	31.01.2022-28.02.2022	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2022-23.03.2022	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на МКР.	24.03.2022-10.04.2022	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	11.04.2022-06.05.2022	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки . Експериментальне дослідження.	07.05.2022-11.05.2022	
6.	Розробка графічної частини МКР	12.05.2022-18.05.2022	
7.	Економічна частина	19.05.2022-22.05.2022	
8.	Охорона праці (ОП)	23.05.2022-26.05.2022	
9.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	27.05.2022-31.05.2022	
10.	Нормоконтроль	01.06.2022-03.06.2022	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	04.06.2022-08.06.2022	
12.	Захист МКР ЕК	09.06.2022-10.06.2022	

Студент _____
(підпис)

Варцаба Є. О. _____

Керівник роботи _____
(підпис)

Осадчук В. С. _____

АНОТАЦІЯ

УДК 621.397

Варцаба Є.О. Методи та засоби формування радіосигналів. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2022. – 128с. На українській мові. Бібліогр.: 33 назв; табл.: 18; рис.: 30.

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено аналіз публікацій, присвячених методам та засобам формування радіосигналів. Проведено аналіз стабільності частоти автогенераторів гармонічних коливань як основних засобів формування радіосигналів. Розглянуто математичні моделі опису миттєвої частоти та її статистичних характеристики автогенераторів. Розглянуто короткочасну та довготривалу нестабільність частоти автогенераторів, а також вплив нестабільності частоти на характеристики радіотехнічних пристроїв та систем.

Розглянуто основні характеристики синтезаторів частоти. Представлено основні структурні схеми пасивних цифрових синтезаторів частоти. Розглянуто та удосконалено структурні та функціональні схеми технічних рішень цифрових синтезаторів частоти з ФАП. Розглянуто опрацьовано методи формування модульованих сигналів у цифрових синтезаторах частоти для радіотехнічних систем формування радіосигналів.

Розглянуто основні функціональні вузли цифрових синтезаторів з ФАП, а також імпульсно-фазові детектори. Розглянуто один з основних елементів, що визначають динамічні властивості ССЧ з ФАП, це фільтр нижніх частот. Також розглянуті схемотехнічні рішення генераторів керованих напругою. Розглянуто ГУН із управлінням у вигляді зустрічно-включених варикапів, який виконаний за схемою «ємнісної триточки» із заземленим колектором, а також ГУН побудований на базі «ємнісної триточки» з КВР у контурі при включенні транзистора за схемою із загальним колектором та комбінованим зміщенням у ланцюзі бази.

У четвертому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

У п'ятому розділі описано рекомендації щодо охорони праці та безпеки при роботі з даним пристроєм.

Ключові слова: методи формування радіосигналів, генератор керований напругою, синтезатор частоти, ФАП, ССЧ.

ABSTRACT

Vartsaba Ye.O. Methods and means of generating radio signals. Master's qualification work. - Vinnytsia: VNTU, 2022. -128 p. In Ukrainian. Bibliogr .: 33 titles; table: 18; Figure.: 30.

In the master's qualification work the analysis of the publications devoted to methods and means of formation of radio signals is carried out. The analysis of frequency stability of autogenerators of harmonic oscillations as the basic means of formation of radio signals is carried out. Mathematical models for describing the instantaneous frequency and its statistical characteristics of autogenerators are considered. Short-term and long-term instability of frequency of autogenerators, and also influence of instability of frequency on characteristics of radio engineering devices and systems are considered.

The main characteristics of frequency synthesizers are considered. The basic structural schemes of passive digital frequency synthesizers are presented. The structural and functional schemes of technical solutions of digital frequency synthesizers with FAP are considered and improved. Methods of forming modulated signals in digital frequency synthesizers for radio engineering systems of radio signal generation are considered.

The main functional units of digital synthesizers with FAP, as well as pulse-phase detectors are considered. One of the main elements that determine the dynamic properties of the SSC with FAP is a low-pass filter. Circuit solutions of voltage-controlled generators are also considered. The VCO with control in the form of counter-included varicaps, which is made according to the scheme of "capacitive three-point" with a grounded collector, and VCO built on the basis of "capacitive three-point" with CWR in the circuit bases.

In the fourth section, the calculation of the cost of production of the device and the efficiency of the investment.

The fifth section describes safety and health guidelines for using this device.

Keywords: methods of radio signals generation, voltage controlled generator, frequency synthesizer, FAP, SSC.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
1 АНАЛІЗ СТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТОТИ АВТОГЕНЕРАТОРІВ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ	13
1.1 Миттєва частота та її статистичні характеристики	15
1.2 Середня частота та її статистичні характеристики	20
1.3 Короткочасна та довготривала нестабільність частоти АГ	24
1.4 Вплив нестабільності частоти на характеристики радіотехнічних пристроїв та систем.....	29
1.5 Висновки до розділу.....	38
2 СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТИ	39
2.1 Основні характеристики синтезаторів частоти	39
2.2 Пасивні цифрові синтезатори	41
2.3 Цифрові синтезатори з ФАП	53
2.4 Методи формування модульованих сигналів у цифрових синтезаторах.....	65
2.5 Висновки до розділу.....	71
3 ФУНКЦІОНАЛЬНІ ВУЗЛИ ЦИФРОВИХ СИНТЕЗАТОРІВ з ФАП	72
3.1 Імпульсно-фазові детектори.....	72
3.2 Фільтри нижніх частот	79
3.3 Генератори керовані напругою.....	83
3.4 Висновки до розділу.....	89
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	90
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	90
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	94
4.2.1 Витрати на оплату праці.....	94
4.2.2 Відрахування на соціальні заходи.....	97
4.2.3 Сировина та матеріали.....	97
4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі.....	99
4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт.....	99
4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт....	100
4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень.....	100
4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей.....	101
4.2.9 Службові відрядження.....	102
4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації.....	103

4.2.11	Інші витрати.....	103
4.2.12	Накладні (загальновиробничі) витрати.....	104
4.3	Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	105
4.4	Висновок до розділу.....	106
5	ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	107
5.1	Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	108
5.1.1	Обладнання приміщення та робочого місця	108
5.1.2	Електробезпека приміщення	110
5.2	Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	111
5.2.1	Мікроклімат	111
5.2.2	Склад повітря робочої зони	112
5.2.3	Виробниче освітлення	113
5.2.4	Виробничий шум.....	114
5.2.5	Виробничі випромінювання	115
5.2.6	Оцінка умов праці	115
5.3	Дія іонізуючих випромінювань на організм людини	116
	ВИСНОВКИ.....	119
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	120
	Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	123
	Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	129

ВСТУП

Сучасний рівень радіоелектронної техніки в значній мірі визначається розвитком технологій аналогової та цифрової схемотехніки. Зменшення розміру дискретних елементів радіоелектроніки та збільшення площі використання напівпровідникових пластин дають можливість забезпечувати сучасні технічні рішення сучасних задач електроніки та алгоритмів реалізації над високої інтегральної складності. Ці напрямки дали новий поштовх у розвитку телекомунікаційних та радіотехнічних систем, комп'ютерної техніки, мікропроцесорної техніки для керування та управління складними технологічними процесами, побутової радіоелектроніки, медичної техніки [1, 2]. Також з розвитком інфокомунікаційних технологій, інтенсивно вдосконалюються програмні засоби, які значно полегшують задачі проектування і моделювання надскладних радіоелектронних засобів та пристроїв на базі мікроконтролерів, одноплатних комп'ютерів, а також програмованих логічних інтегральних схем [1-7]. Оволодіння цими досягненнями можливе лише на основі знань методів та засобів формування та генерування радіотехнічних сигналів та алгоритмів аналогової і цифрової радіоелектроніки, базових алгоритмів функціонування аналогових та цифрових систем і умінь грамотно і коректно їх використовувати у взаємозв'язку [1-5, 8, 9, 10].

Потреба в системах з високою швидкістю передачі даних, щоб задовольнити попит на обмін великими даними, підштовхнула електронні системи до діапазонів частот міліметрових (мм-хвиль). Зв'язок із високою швидкістю передачі даних, радарів, охорони та медичного застосування стурбовані розвитком систем міліметрових хвиль.

У районі 60 ГГц діапазон 5 ГГц між 59 і 64 ГГц був визначений для неліцензованого використання в країнах, де споживчий електронний ринок був найбільш розвиненим. Для додатків з дуже високою швидкістю передачі даних, наприклад, бездротових локальних мереж (WLAN) або бездротових персональних мереж (WPAN), цей спектр є цікавим варіантом. Крім того, випромінювання міліметрових хвиль здатне проникати в одяг, частково відбиваючись від шкіри людини.

Пристрої зображення міліметрових хвиль вважаються кращою альтернативою в порівнянні з традиційними металошукачами, оскільки картини відображення металів, пластмас, кераміки та рідин можна швидко

виявити для випромінювання на цих частотах. Отже, домен безпеки є однією з основних областей для систем зображення міліметрових хвиль. Для цього краще підходять частоти 35, 94, 140 і 220 ГГц, які відповідають атмосферним вікнам поширення, напр. до мінімумів, що спостерігаються з точки зору ослаблення атмосфери. У минулому зазвичай використовувалися системи на частоті 94 ГГц, але вищі частоти, що призводять до ще кращої просторової роздільної здатності, вивчаються.

Серед діапазонів частот міліметрових хвиль у всьому світі дозволені діапазони 71-76 і 81-86 ГГц (широко відомі як "Е-діапазон") для зв'язку "точка-точка" надвисокої пропускнуої здатності. Доступний спектр 10 ГГц є найбільш поширеним у будь-який момент часу, що забезпечує гігабіт на секунду (Гбіт/с) і більші швидкості передачі даних, які неможливо досягти на нижчих діапазонах мікрохвильових частот з обмеженою пропускнуою здатністю. Крім того, характеристики поширення Eband можна порівняти з характеристиками широко використовуваних мікрохвильових діапазонів, а завдяки добре охарактеризованим погодним характеристикам, що дозволяють зрозуміти зникнення дощу, можна впевнено реалізувати відстань лінії в кілька миль. Для підвищення безпеки транспортних засобів також відбулися значні технологічні досягнення в автомобільній промисловості. Радарна система здатна виявляти та стежити за об'єктами, отже, попереджаючи водія про неминуче зіткнення. Для радарів далекого радіусу дії існує певний міжнародний консенсус щодо діапазону 76-77 ГГц, тоді як для короткого радіусу дії, наприклад, для запобігання зіткненням і ручних радарів для допомоги при парковці, визначення перед зіткненням, уникнення перешкод і виявлення сліпих зон, робоча частота була встановлена на рівні 79 ГГц. Тут знову ж таки потрібна висока просторова роздільна здатність і, очевидно, найменші антени.

Актуальність теми

Пристрої формування радіосигналів – це джерела радіочастотних коливань, які у різних телекомунікаційних і радіотехнічних системах. Їх призначення – сформувати радіосигнал з необхідними даної системи характеристиками і підвести його до антени чи лінії зв'язку.

Радіосигналом називається електромагнітне коливання, один або кілька параметрів якого змінюються відповідно до повідомлення, що передається (інформацією). При цьому під повідомленням розуміють сукупність відомостей, що підлягають передачі та перетворених на електричний сигнал $s(t)$, що є функцією часу t . До передачі є інформація, тобто відомості, які не

відомі одержувачу до прийому повідомлення. Якщо $s(t)$ є аналоговий сигнал, зміна параметрів радіосигналу здійснюється в процесі модуляції. При цьому залежно від того, який із параметрів змінюється пропорційно до модулюючого сигналу $s(t)$, розрізняють амплітудну, частотну, фазову або комбіновані види модуляції

Амплітудна модуляція застосовується у радіомовленні, зв'язку, телебаченні. Частотна – у високоякісному радіомовленні, телебаченні, у радіорелейних, тропосферних та космічних багатоканальних лініях, у радіолокаційних системах безперервного випромінювання. Фазова модуляція – у системах радіозв'язку. Прикладом комбінованої модуляції, що широко використовується у професійному радіозв'язку та телебаченні, служить формування радіосигналу на одній бічній смузі.

Основна вимога до радіосигналу, пов'язана з вибором способу модуляції, – отримання заданої точності відтворення сигналу, що модулює, на приймальній стороні каналу зв'язку. У пристрої формування радіосигналу точність відтворення визначається якістю модуляції, що характеризується допустимими спотвореннями: частотними, фазовими, нелінійними тощо.

Для передачі дискретних повідомлень у телекомунікаційних та радіотехнічних системах застосовуються сигнали з дискретними видами модуляції (маніпуляції).

При стрибкоподібній зміні амплітуди застосовується амплітудно-імпульсна модуляція (амплітудна маніпуляція АМ), яка використовується, наприклад, багатоканальних системах зв'язку з тимчасовим поділом каналів і в радіолокаційних системах.

У системах із цифровою передачею інформації можуть стрибкоподібно змінюватись і параметри кутової модуляції. При цьому розрізняють сигнали з дворівневою фазовою маніпуляцією ФМ-2, багаторівневою фазовою маніпуляцією ФМ-N ($N = 4, 8, 16 \dots$) та частотною маніпуляцією.

До комбінованих видів маніпуляції можна віднести імпульсну модуляцію амплітуди з внутрішньо-імпульсною модуляцією частоти за лінійним законом; одночасну кодову маніпуляцію амплітуди та фази (квадратурна амплітудна модуляція (КАМ)); маніпуляцію частоти при безперервній фазі (мінімальна частотна модуляція (МЧМ)) та ін.

Вибір виду маніпуляції визначається вимогами до якості радіотехнічної системи передачі інформації, електромагнітної сумісності з іншими радіоелектронними засобами, умовами формування, випромінювання, поширення, прийому та обробки сигналу.

Мета і задачі дослідження

Метою роботи є розгляд та аналіз методів та засобів формування радіосигналів.

Об'єктом дослідження є автогенератори та синтезатори частоти для формування радіосигналів.

Предметом дослідження є методи та засоби отримання стабільності частоти генераторів та синтезаторів частоти та її вплив на характеристики радіотехнічних систем різного призначення.

Для досягнення поставленої мети у магістерській кваліфікаційній роботі розв'язуються такі *задачі*:

- розгляд методів та засобів отримання стабільності частоти генераторів гармонічних коливань та її вплив на характеристики радіотехнічних систем різного призначення;
- розгляд цифрових синтезаторів частоти та методів їх побудови, а також основних функціональних вузлів синтезаторів частоти.
- провести аналіз стабільності частоти автогенераторів гармонічних коливань як основних засобів формування радіосигналів;
- розглянути математичні моделі опису миттєвої частоти та її статистичних характеристики автогенераторних пристроїв. Також розглянути математичний апарат опису середньої частоти та її статистичні характеристики автогенераторних пристроїв;
- розглянути короткочасну та довготривалу нестабільність частоти автогенераторів, а також вплив нестабільності частоти на характеристики радіотехнічних пристроїв та систем;
- розглянути основні характеристики синтезаторів частоти. Розглянути основні структурні схеми пасивних цифрових синтезаторів частоти. Розглянути та удосконалити структурні та функціональні схемотехнічні рішення цифрових синтезаторів частоти з ФАП. Розглянути та опрацювати методи формування модульованих сигналів у цифрових синтезаторах частоти для радіотехнічних систем формування радіосигналів.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні:

- Математичного опису стабільності частоти автогенераторів гармонічних коливань;
- Математичного опису миттєвої частоти та її статистичних характеристики автогенераторних пристроїв. Також математичний апарат

опису середньої частоти та її статистичні характеристики автогенераторних пристроїв;

- теорії розрахунку електричних кіл з використанням законів Ома для розрахунку номіналів елементів схеми;
- теорії ймовірності для оцінки похибок вимірювання.

Наукова новизна одержаних результатів

Наукова новизна роботи полягає в тому, що удосконалено структурні та принципові схеми автогенераторів та синтезаторів частоти для формування радіосигналів в телекомунікаційних та радіотехнічних системах.

Практичне значення одержаних результатів

Практична цінність роботи полягає в тому, що:

Розглянуто основні характеристики синтезаторів частоти. Представлено основні структурні схеми пасивних цифрових синтезаторів частоти. Розглянуто та удосконалено структурні та функціональні схемотехнічні рішення цифрових синтезаторів частоти з ФАП. Розглянуто та опрацьовано методи формування модульованих сигналів у цифрових синтезаторах частоти для радіотехнічних систем формування радіосигналів.

Результати роботи можуть використовуватись під час навчального процесу у дисциплінах: «Радіотехнічні коливальні кола», «Пристрої генерування та формування сигналів», «Основи телебачення, «Радіовимірювальні прилади», «Вимірювання в телекомунікаційних та радіотехнічних системах», «Цифрові пристрої та мікропроцесорні системи», «Цифрова обробка аудіо та відео інформації».

Особистий внесок здобувача

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором самостійно.

1 АНАЛІЗ СТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТОТИ АВТОГЕНЕРАТОРІВ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

Пристрої формування радіосигналів – це джерела радіочастотних коливань, які у різних телекомунікаційних і радіотехнічних системах. Їх призначення – сформувати радіосигнал з необхідними даної системи характеристиками і підвести його до антени чи лінії зв'язку.

Радіосигналом називається електромагнітне коливання, один або кілька параметрів якого змінюються відповідно до повідомлення, що передається (інформацією). При цьому під повідомленням розуміють сукупність відомостей, що підлягають передачі та перетворених на електричний сигнал $s(t)$, що є функцією часу t . До передачі є інформація, тобто відомості, які не відомі одержувачу до прийому повідомлення. Якщо $s(t)$ є аналоговий сигнал, зміна параметрів радіосигналу здійснюється в процесі модуляції. При цьому залежно від того, який із параметрів змінюється пропорційно до модулюючого сигналу $s(t)$, розрізняють амплітудну, частотну, фазову або комбіновані види модуляції

Амплітудна модуляція застосовується у радіомовленні, зв'язку, телебаченні. Частотна – у високоякісному радіомовленні, телебаченні, у радіорелейних, тропосферних та космічних багатоканальних лініях, у радіолокаційних системах безперервного випромінювання. Фазова модуляція – у системах радіозв'язку. Прикладом комбінованої модуляції, що широко використовується у професійному радіозв'язку та телебаченні, служить формування радіосигналу на одній бічній смузі.

Основна вимога до радіосигналу, пов'язана з вибором способу модуляції, – отримання заданої точності відтворення сигналу, що модулює, на приймальній стороні каналу зв'язку. У пристрої формування радіосигналу точність відтворення визначається якістю модуляції, що характеризується допустимими спотвореннями: частотними, фазовими, нелінійними тощо.

Для передачі дискретних повідомлень у телекомунікаційних та радіотехнічних системах застосовуються сигнали з дискретними видами модуляції (маніпуляції).

При стрибкоподібній зміні амплітуди застосовується амплітудноімпульсна модуляція (амплітудна маніпуляція АМ), яка використовується, наприклад, багатоканальних системах зв'язку з тимчасовим поділом каналів і в радіолокаційних системах.

У системах із цифровою передачею інформації можуть стрибкоподібно змінюватись і параметри кутової модуляції. При цьому розрізняють сигнали з дворівневою фазовою маніпуляцією ФМ-2, багаторівневою фазовою маніпуляцією ФМ-N ($N = 4, 8, 16 \dots$) та частотною маніпуляцією.

До комбінованих видів маніпуляції можна віднести імпульсну модуляцію амплітуди з внутрішньо-імпульсною модуляцією частоти за лінійним законом; одночасну кодову маніпуляцію амплітуди та фази (квадратурна амплітудна модуляція (КАМ)); маніпуляцію частоти при безперервній фазі (мінімальна частотна модуляція (МЧМ)) та ін.

Вибір виду маніпуляції визначається вимогами до якості радіотехнічної системи передачі інформації, електромагнітної сумісності з іншими радіоелектронними засобами, умовами формування, випромінювання, поширення, прийому та обробки сигналу.

Так, наприклад, при використанні радіопередаючих пристроїв, що працюють в режимі обмеження пікової потужності, застосовується фазова або частотна маніпуляція, що забезпечують значення пік-фактора коливань, що дорівнює 1. Необхідність побудови простих схем тактової і фазової синхронізації в радіоприймальних пристроях призводить до використання ампліт-фазової маніпуляції.

При амплітудній маніпуляції $\varphi(t) = 0$, а вид функції $U(t)$ визначається значення символів каналного алфавіту. Кутові види маніпуляції (частотна та фазова) припускають постійне значення $U(t) = U_0$, а символи каналного алфавіту визначають закон зміни миттєвої частоти $\Delta\omega(t)$ або фази $\varphi(t)$.

Необхідно відзначити, що незалежно від виду використовуваної модуляції (маніпуляції) радіосигнал є вузькосмуговим, тобто смуга частот $\Delta\omega_{\Pi} = 2\pi\Delta f_{\Pi}$, в якій зосереджена переважна частина потужності радіосигналу, істотно менше його несучої частоти.

У спектральній області радіосигнал характеризується несучою частотою та необхідною смугою частот, що забезпечує необхідну швидкість і якість інформації, що передається. З енергетичної точки зору при амплітудних видах модуляції задаються середня та пікова потужності сигналу, а при роботі в імпульсному режимі вказуються потужність в імпульсі та параметри послідовності, що модулює. У разі кутової модуляції (маніпуляції) визначається потужність сигналу, а в ряді випадків і точність її підтримки.

Вимоги до «ідеального» радіосигналу значною мірою визначають і вимоги до реального сигналу, сформованого в технічно реалізованому

пристрої, наприклад, у радіопередавачі. У цьому випадку в спектральній області крім f_0 слід задати допустиму похибку встановлення номінального значення несучої частоти Δf_0 і нестабільність несучої частоти Δf_H , що задаються в абсолютних чи відносних одиницях. Обмовляється і займана сформованим сигналом смуга частот, у якій зосереджено 99% потужності сигналу, яка перевищує необхідну смугу. Вимоги електромагнітної сумісності радіопередавача з іншими радіоелектронними пристроями обмежують допустимий рівень будь-яких побічних спектральних складових, що лежать поза робочою смугою частот, включаючи позасмугові випромінювання, випромінювання на гармоніках і субгармоніках і шумові випромінювання. Досить жорсткі вимоги пред'являються і до зазначених раніше спотворень, що виникають при здійсненні модуляції і призводять до спотворення спектра сформованого сигналу всередині смуги, що займається ним, і до зростання позасмугових випромінювань.

З енергетичної точки зору крім вимог забезпечення заданої потужності радіосигналу основною характеристикою є і коефіцієнт корисної дії (ККД) пристрою формування, що визначає його енергетичну ефективність. При необхідності роботи передавача в широкому діапазоні робочих частот важливою характеристикою є і допустима зміна потужності сигналу, що формується при зміні несучої частоти в межах необхідного діапазону.

Сформульовані вимоги до точностних, енергетичних та якісних характеристик пристроїв формування радіосигналів найчастіше виключають один одного. У першу чергу це стосується одночасного забезпечення високої стабільності несучої частоти, можливість роботи в широкому діапазоні частот, заданої якості модуляції (допустимого рівня спотворень), необхідної потужності сигналу, що формується, і високого ККД пристрою. Тому сучасні пристрої формування радіосигналів виконуються багатокаскадними, що дає змогу розподілити реалізацію зазначених вимог між окремими каскадами.

1.1 Миттєва частота та її статистичні характеристики

Як зазначалося, однією з найважливіших характеристик сформованого радіосигналу є стабільність його несучої частоти, вимоги до якої постійно підвищуються. Слід підкреслити, що саме стабільність частоти багато в чому визначає точностні характеристики, роздільну здатність та інші якісні показники радіотехнічних систем різного призначення, грає визначальну роль у вирішенні питань забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів. Типові обмеження на відносну нестабільність

частоти в сучасних радіопередавачах лежать у межах $10^{-5} \dots 10^{-7}$. У спеціальних випадках нестабільність має перевищувати $10^{-10} \dots 10^{-13}$.

Частота високочастотних електромагнітних коливань, що використовуються для формування радіосигналу, визначається генератором (збудником), що задає, а її нестабільність неможливо усунути в наступних каскадах пристрою. Тому жорсткі норми, що пред'являються стабільності частоти, повинні бути витримані саме в збуднику.

При розгляді генераторів немодульованих гармонійних коливань, які надалі називатимемо просто автогенераторами (АГ), зазвичай передбачається, що їх вихідна напруга має суто синусоїдальну форму. Спектр такого коливання $S(\omega)$, часто званого монохроматичним, являє собою одиночну спектральну лінію. Однак монохроматичне коливання є ідеалізованою моделлю реального вихідного сигналу, що дозволяє порівняно просто вирішити низку питань, пов'язаних здебільшого з енергетикою процесів в АГ.

Реальна напруга на виході АГ не є монохроматичною хоча б тому, що вона існує тільки на обмеженому інтервалі часу, а тому не може мати спектр у вигляді одиночної лінії. Однак головним чином це обумовлено тим, що параметри та режим роботи АГ залежать від великої кількості зовнішніх факторів, що змінюються у часі. Крім того, у реальних АГ завжди діють флуктуаційні обурення - природні супутники будь-якого фізичного процесу. Все це призводить до зміни параметрів коливань, що генеруються, в результаті чого вони стають випадковими функціями часу.

Тим не менш, сигнали на виході АГ є вузькосмуговими процесами, тобто їх енергія зосереджена у вузькій смузі частот, ширина якої значно менша за середню частоту коливань. Це дозволяє уявити їх у вигляді гармонічних коливань з амплітудою і початковою фазою, що повільно змінюються:

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (1.1)$$

де $U(t) = U_0 + \Delta U(t)$ – миттєва амплітуда коливання, що має середнє значення U_0 , не залежить від часу; $\Delta U(t) \ll U_0$ – Відхилення амплітуди від середнього значення.

Повна поточна фаза коливання (аргумент косинуса в (1.1))

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t). \quad (1.2)$$

Миттєва частота коливання визначається так:

$$\omega(t) = d\Phi(t)/dt = \omega_0 + \Delta\omega(t), \quad (1.3)$$

де $\Delta\omega(t) = d\varphi(t)/dt$ - Відхилення миттєвого значення частоти від її середнього значення ω_0 .

Згідно з формулами (1.2) та (1.3) середню частоту слід визначити як

$$\omega_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \omega(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} d\Phi(t), \quad (1.4)$$

де $T = t_2 - t_1$ - Інтервал спостереження (або існування) коливань.

Повільність змін $U(t)$ і $\omega(t)$ у виразі (1.1) розуміється в тому сенсі, що помітні зміни цих параметрів відбуваються за час, що істотно перевищує середній період коливань $T_0 = 2\pi/\omega_0$. Дійсно, якщо $T_0 d\varphi(t)/dt \ll 2\pi$, то $\Delta\omega = d\varphi(t)/dt \ll 2\pi/T_0 = \omega_0$.

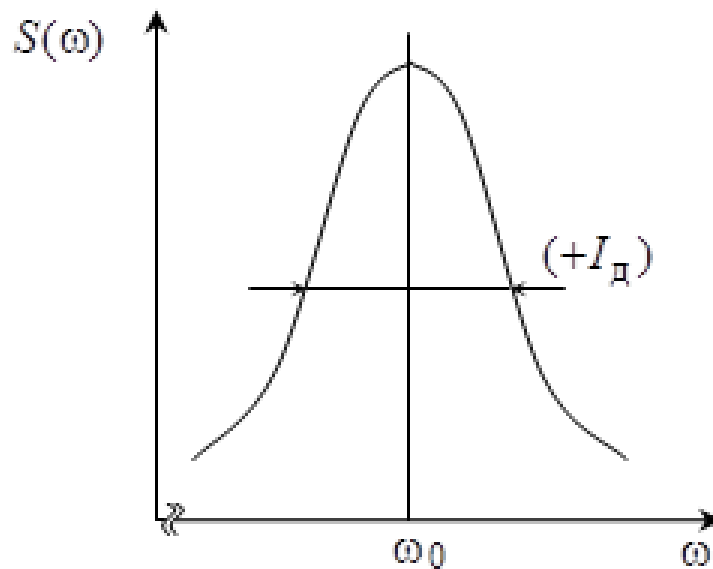


Рисунок 1.1 – Енергетичний спектр $S(\omega)$

Таким чином, вихідна напруга АГ є гармонічним коливанням, модульованим по амплітуді і фазі (отже, і по частоті), і має енергетичний спектр $S(\omega)$ у вигляді одиночної лінії, а вигляді «контуру» (рис. 1.1) із середньою шириною $\delta\omega$. Під $\delta\omega$ зазвичай розуміють ширину "контуру" на

рівні 0.5 від максимального значення $S(\omega)$. Тому часто говорять про «поширення» спектральної лінії, а саме коливання називають квазігармонічним.

Енергетичний спектр квазігармонічного коливання може бути мірою його нестабільності у сенсі, т. е. мірою його відмінності від ідеального гармонійного коливання. Розрізнити вплив амплітудних та фазових (частотних) флуктуацій на вигляд енергетичного спектру високочастотних коливань практично неможливо.

Оскільки випадковий характер процесів $\Delta U(t)$ і $\varphi(t)$ та їх вплив на роботу конкретної радіотехнічної системи можуть бути різними, коректніше розглянути статистичні та спектральні характеристики окремо амплітудних і, особливо, фазових флуктуацій поблизу несучої частоти. Більше того, у більшості випадків малі та повільні зміни амплітуди не надають помітного впливу на характеристики радіосистем. Так, при амплітудній модуляції (маніпуляції) корисний модулюючий сигнал викликає значно більші зміни амплітуди, тому впливом $\Delta U(t)$ можна знехтувати. При частотній або фазовій модуляції амплітуда коливань взагалі не несе інформації, а при прийомі таких сигналів вони зазнають глибокого амплітудного обмеження, тому в подальшому вплив $\Delta U(t)$ не розглядатиметься.

При незмінній амплітуді реального гармонійного коливання його нестабільність можна описати енергетичним спектром і розширенням спектральної лінії. Проте з практичної точки зору нестабільність коливання часто доцільно характеризувати нестабільністю його частоти та фази, оскільки останні простіше виміряти. Понад те, нестабільність цих параметрів у часто безпосередньо пов'язані з основними показниками конкретної радіосистеми. У зв'язку з цим спочатку розглянемо статистичні характеристики $\Delta\omega(t)$ і $\varphi(t)$.

Оскільки $\Delta\omega(t)$ і $\varphi(t)$ у випадку є випадковими функціями часу, можна говорити лише про ймовірність тієї чи іншої їх значення.

Відповідно до сказаного, $\Delta\omega(t)$ можна розглядати як випадковий процес, що в першому наближенні задовольняє умовам стаціонарності та ергодичності [1]. Для його опису зазвичай використовують такі статистичні характеристики, як автокореляційна функція

$$R_{\Delta \omega}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t'}^{t''} \Delta \omega(t) \Delta \omega(t - \tau) dt, \quad (1.5)$$

де $T = t'' - t'$ – час існування коливань, та спектральна щільність потужності миттєвого відхилення частоти

$$S_{\Delta \omega}(\Omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} R_{\Delta \omega}(\tau) \cos(\Omega \tau) d\tau,$$

пов'язані один з одним прямим та зворотним перетвореннями Фур'є [1],

$$R_{\Delta \omega}(\tau) = 2 \int_0^{\infty} S_{\Delta \omega}(\Omega) \cos(\Omega \tau) d\Omega. \quad (1.6)$$

Зазначимо, що відповідно до (1.3) та (1.4) середнє значення $\Delta \omega(t) = 0$.

Найважливішим фізичним властивістю автокореляційної функції та енергетичного спектра і те, що вони описують як «інтенсивність», і «швидкість» відхилення $\Delta \omega(t)$ щодо нульового рівня є у цьому сенсі універсальними характеристиками нестабільності частоти.

Дисперсія функції $\Delta \omega(t)$, Що характеризує «інтенсивність» відхилення частоти, пов'язана з автокореляційною функцією та енергетичним спектром співвідношеннями

$$\sigma_{\Delta \omega}^2 = R_{\Delta \omega}(0) = 2 \int_0^{\infty} S_{\Delta \omega}(\Omega) d\Omega. \quad (1.7)$$

Дисперсія миттєвого відхилення частоти $\sigma_{\Delta \omega}^2$ характеризує процес зміни частоти щодо середнього значення однобічно, не відображаючи того, як швидко відбуваються ці зміни, у той час, як у багатьох випадках це важливо. Тому повнішими характеристиками є $S_{\Delta \omega}(\Omega)$ і $R_{\Delta \omega}(\tau)$.

У деяких випадках зручніше користуватися функцією спектральної щільності потужності флуктуацій фази $S_{\varphi}(\Omega)$

$$S_{\Delta\omega}(\Omega) = \Omega^2 S_{\varphi}(\Omega). \quad (1.8)$$

Співвідношення (1.8) випливає з того, що $\Delta\omega(t) = d\varphi(t)/dt$, А диференціювання в «тимчасовій області» (якщо йдеться про енергетичні спектри) відповідає множенню на Ω^2 у «частотній області». Величина $S_{\varphi}(\Omega)$ вимірюється в децибелах середнього квадрата фазових відхилень від опорного колювання по відношенню до 1 рад^2 у смузі 1 Гц для кожного значення частоти відбудови (дБ/Гц).

1.2 Середня частота та її статистичні характеристики

Розглянуті раніше характеристики нестабільності частоти доцільно використовувати практично лише тому випадку, якщо можуть бути виміряні з допомогою деяких технічних засобів. При цьому важливу роль відіграють зручність вимірювань та простота вимірювальної апаратури.

Введені характеристики нестабільності миттєвої частоти не задовольняють зазначені вимоги з наступної причини. Насправді вимірювання частоти проводиться резонансним і гетеродинним методами чи методами дискретного рахунки. Останні використовуються найчастіше, дозволяючи забезпечити більш високу точність вимірів.

Електронно-лічильний частотомір, що працює за цим принципом, перетворює квазігармонічне колювання в послідовність коротких імпульсів, частота проходження яких дорівнює частоті колювання, що вимірюється. Зазвичай імпульси генеруються в ті моменти, коли $u(t) = 0$. До складу частотоміра входить лічильник імпульсів, який за допомогою спеціальної стробуючої схеми виробляє рахунок імпульсів за час $\tau = 10^k \text{ з}$ (k – ціле позитивне чи негативне число, включаючи 0). Якщо за час τ кількість зафіксованих лічильником імпульсів виявилось рівним N , то частота приймається рівною $\omega_{\text{ср}} = 2\pi N/\tau$. Вочевидь, що з дискретного характеру рахунки числа періодів можлива втрата одиниці у молодшому розряді, що й визначає похибка вимірів. Однак цю похибку можна зменшити в M разів, пропустивши колювання, що досліджується через помножувач частоти з кратністю множення M .

Якщо знехтувати цією похибкою, можна вважати, що електронно-лічильний частотомір вимірює набіг повної фази коливання $\Phi(t)$ за інтервал часу τ і ділить його на τ . Таким чином, частотомір реєструє

$$\omega_{\text{ср}}(t_1, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^{t_1 + \tau} \omega(t) dt = \frac{\Phi(t_1 + \tau) - \Phi(t_1)}{\tau}, \quad (1.9)$$

де t_1 – момент початку виміру, а τ – інтервал усереднення. Оскільки $\Phi(t)$ на відносно невеликих інтервалах спостереження – випадкова функція часу, $\omega_{\text{ср}}(t_1, \tau)$ також буде випадковою функцією та t_1 . З (1.2) та (1.9) неважко отримати

$$\omega_{\text{ср}}(t, \tau) = (\omega_0 t + \omega_0 \tau + \varphi(t + \tau) - \omega_0 t - \varphi(t)) / \tau = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ср}}(t, \tau), \quad (1.10)$$

де

$$\Delta\omega_{\text{ср}}(t, \tau) = [\varphi(t + \tau) - \varphi(t)] / \tau \quad (1.11)$$

- усереднене на інтервалі τ ухилення частоти.

Зі співвідношень (1.4), (1.9) і (1.10) випливає, що

$$\Delta\omega_{\text{ср}} = \omega_{\text{ср}}(t, \tau) - \omega_0 = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} \omega(t) dt - \frac{1}{T_{\text{н}}} \int_t^{t+T_{\text{н}}} \omega(t) dt,$$

де $T_{\text{н}}$ – інтервал спостереження (або існування) коливань.

Таким чином, $\Delta\omega_{\text{ср}}(t, \tau)$ являє собою різницю частот, усереднених на інтервалах усереднення τ та спостереження $T_{\text{н}}$.

На рис. 1.2 наведено приклад реалізації миттєвої частоти на інтервалі спостереження $T_{\text{н}}$ і показано значення усереднених частот $\omega_{\text{ср}}(t, \tau)$ та їх ухилень $\Delta\omega_{\text{ср}}(t, \tau)$ при різних τ та часу виміру. Очевидно, що і за зміни τ і при зрушенні моменту початку усереднення $\omega_{\text{ср}}(t, \tau)$ і $\Delta\omega_{\text{ср}}(t, \tau)$ змінюватимуться за випадковим законом. Визначимо дисперсію усередненого ухилення частоти. Враховуючи (1.11), неважко отримати

$$\sigma_{\Delta\omega_{\text{cp}}}^2(\tau) = \lim_{T_H} \frac{1}{T_H} \int_{t_1}^{t_2} \Delta\omega_{\text{cp}}^2(t, \tau) dt = \frac{1}{\tau^2} \lim_{T_H} \frac{1}{T_H} \int_{t_1}^{t_2} [\varphi(t + \tau) - \varphi(t)]^2 dt, \quad (1.12)$$

де $T_H = t_2 - t_1 \rightarrow \infty$; T_H - Час спостереження.

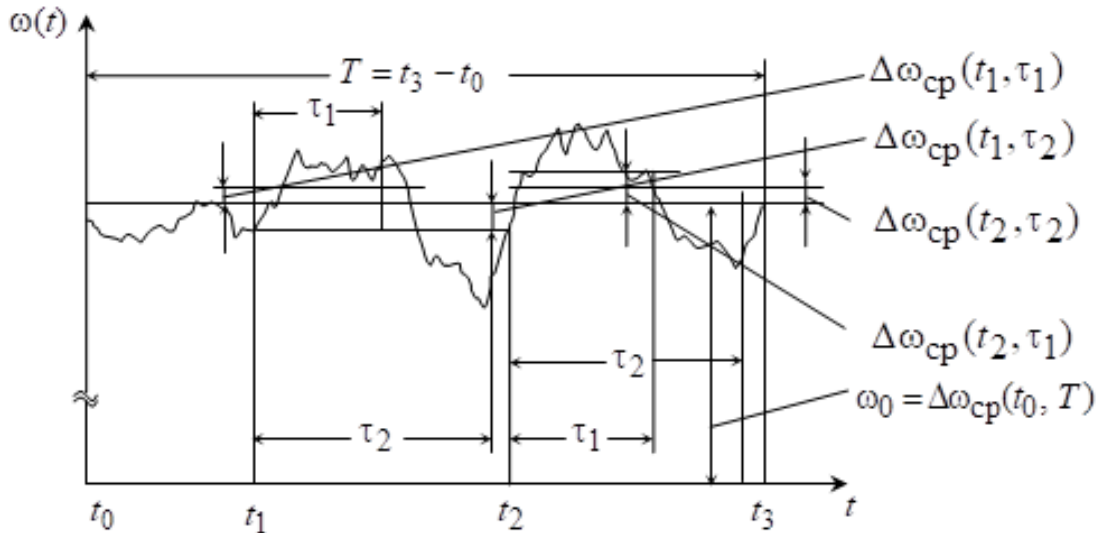


Рисунок 1.2 – Приклад реалізації миттєвої частоти на інтервалі спостереження T_H

Розкриваючи квадрат під знаком інтеграла та з огляду на співвідношення (1.5)–(1.7), записані для миттєвої фази, (1.8) та очевидна рівність $1 - \cos\Omega\tau = 2\sin^2(0.5\Omega\tau)$, визначимо

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\omega_{\text{cp}}}^2(\tau) &= \frac{2}{\tau^2} \left[\sigma_{\varphi}^2 - R_{\varphi}(\tau) \right] = \frac{2}{\tau^2} \left[R_{\varphi}(0) - R_{\varphi}(\tau) \right] = \\ &= 8 \int_0^{\infty} S_{\varphi}(\Omega) \frac{\sin^2(0.5\Omega\tau)}{\tau^2} d\Omega = 2 \int_0^{\infty} S_{\Delta\omega}(\Omega) \frac{\sin^2(0.5\Omega\tau)}{(0.5\Omega\tau)^2} d\Omega. \end{aligned} \quad (1.13)$$

Остання формула пов'язує дисперсію $\sigma_{\Delta\omega_{\text{cp}}}^2(\tau)$ усередненого ухилення частоти зі спектральною щільністю потужності флуктуацій миттєвої частоти. Необхідно відзначити, що отримане співвідношення для дисперсії справедливо лише за нескінченного часу спостереження (існування) коливачів T_H , Яке в реальних випадках завжди звичайно.

Тому на практиці використовується оцінка дисперсії, а кінцевий час спостереження враховується введенням у підінтегральний вираз формули (1.13) «множника, що фільтрує» [2]:

$$\sigma_{\Delta\omega_{\text{ср}}}^2(\tau, T_H) \approx 2 \int_0^{\infty} S_{\Delta\omega}(\Omega) \left(\frac{\sin(0.5\Omega\tau)}{0.5\Omega\tau} \right)^2 \left[1 - \left(\frac{\sin(0.5T_H\Omega)}{0.5T_H\Omega} \right)^2 \right] d\Omega, \quad (1.14)$$

виключає з дисперсії спектральні складові $S_{\Delta\omega}(\Omega)$, що лежать на частотах $\Omega < 2\pi/T_H$ і адекватно не відображені у спектрі за малих часів спостереження.

Аналіз отриманого виразу показує, що залежно від конкретних значень τ і T_H вклад різних складових енергетичного спектру $S_{\Delta\omega}(\Omega)$ у величину дисперсії виявляється різним. Так, за рахунок наявності «фільтруючого» множника $(\sin 0.5\Omega\tau / 0.5\Omega\tau)^2$ зі зростанням τ зменшується вплив на величину оцінки дисперсії високочастотних складових миттєвого ухилення частоти. Зменшення T_H Як вже зазначалося, призводить до того, що за рахунок множника у квадратних дужках (1.14) з розгляду виключаються низькочастотні складові $S_{\Delta\omega}(\Omega)$.

Неважко помітити, що за $\tau \rightarrow \infty$ $\sigma_{\Delta\omega_{\text{ср}}}^2 \rightarrow 0$, а при $\tau \rightarrow 0$ і $T_H \rightarrow \infty$ $\sigma_{\Delta\omega_{\text{ср}}}^2 \rightarrow \sigma_{\Delta\omega}^2$, тобто при збільшенні інтервалу усереднення дисперсія усередненого ухилення частоти зменшується, прагнучи нуля, а при зменшенні τ - Наближається до дисперсії миттєвого відхилення частоти.

Таким чином, як дуже універсальні характеристики нестабільності частоти можуть бути прийняті різні статистичні функції, що досить повно описують процес зміни частоти в частині як інтенсивності її ухилення від середнього значення, так і швидкості цих ухилень. Проте з погляду уніфікації та стандартизації термінології, вимірювальної апаратури та самих АГ доцільно вибрати цілком певні характеристики. У зв'язку з цим на міжнародному рівні було рекомендовано прийняти як основні характеристики функцію спектральної щільності потужності нестабільності миттєвої частоти $S_{\Delta\omega}(\Omega)$ та дисперсію усередненого ухилення частоти

$$\sigma_{\Delta\omega_{\text{ср}}}^2(\tau).$$

Це пояснюється, по-перше, тим, що, знаючи ці характеристики, досить просто проаналізувати вплив нестабільності на якісні показники радіотехнічних систем різного призначення (див. 1.4), і, по-друге, ці характеристики просто виміряти.

Вибір саме двох характеристик, а не однієї (хоча вони пов'язані один з одним співвідношенням (1.14)), обумовлений тим, що $\sigma_{\Delta\omega_{cp}}^2(\tau)$ характеризує процес зміни частоти у часовій області, а $S_{\Delta\omega}(\Omega)$ – у частотній (спектральній). Слід зазначити, що у ряді випадків як характеристику нестабільності доцільно використовувати високочастотний спектр самого квазігармонічного коливання. $S(\omega)$.

1.3 Короткочасна та довготривала нестабільність частоти АГ

Вплив зовнішніх факторів, що дестабілізують, і внутрішніх шумів, що супроводжують будь-який фізичний процес, призводить до того, що коливання на виході АГ не є монохроматичними і можуть бути представлені у вигляді вузькосмугового сигналу, амплітуда і фаза якого повільно змінюється в часі. Миттєва частота такого коливання, визначена як $\omega(t) = d\Phi(t)/dt = \omega_0 + \Delta\omega^*(t)$ (тут $\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$ – Повна поточна фаза коливань; ω_0 – Не змінюється складова частоти; $\Delta\omega^*(t) = d\varphi(t)/dt$ – змінна складова), містить у своєму складі швидкі та повільні компоненти [2]:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) + \varepsilon(t)\omega_0 t. \quad (1.15)$$

Компоненти, що описуються другим доданком в (1.15), зобов'язані своїм походженням шумів, вібраціям, пульсаціям напруги живлення та іншим швидко змінюваним впливам, що носять зазвичай випадковий характер. Третій доданок (1.15) враховує повільні зміни частоти, що мають в основному детермінований характер і зумовлені в першу чергу старінням деталей АГ, їх саморозігрівом та зміною кліматичних умов (температури навколишнього середовища, тиску, вологості тощо). Для високостабільних АГ $\varepsilon(t) = (10^{-9} \dots 10^{-11})$ Добу $^{-1}$ тому скільки-небудь помітні зміни частоти можуть проявлятися лише за значний час спостереження T_H . Необхідно відзначити, що до складу третього доданку входять і флуктуаційні складові, спричинені частотним шумом випадкових блукань та фліккерним шумом.

На рис. 1.3 представлені типові графіки зміни спектральної щільності потужності випадкових компонентів фазових нестабільностей $S_{\varphi}(\Omega)$ (суцільна лінія), запозичені з роботи [3], та нестабільності частоти $S_{\Delta\omega}(\Omega)$ поблизу несучої частоти. Нагадаємо, що $S_{\Delta\omega}(\Omega) = \Omega^2 S_{\varphi}(\Omega)$.

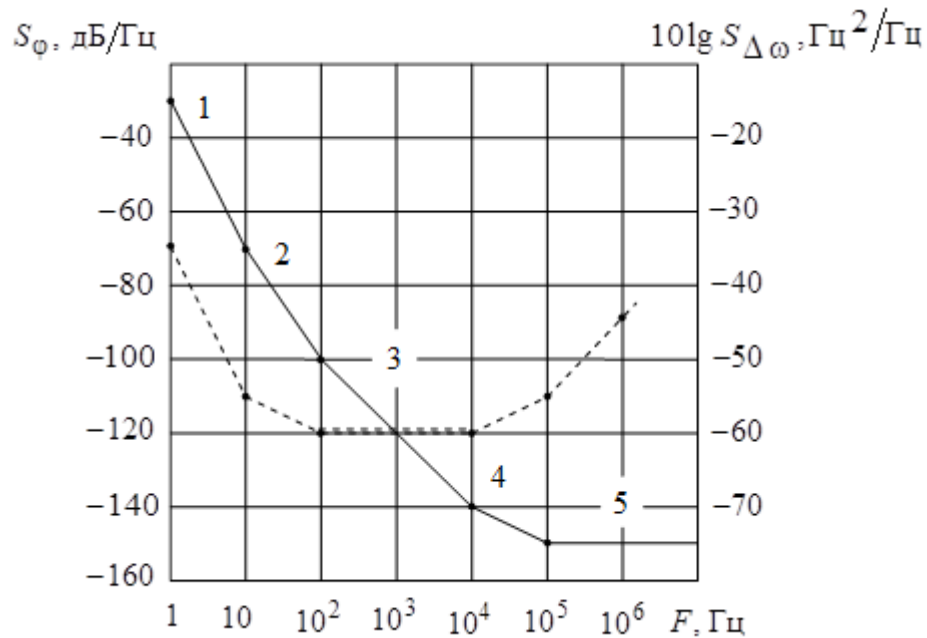


Рисунок 1.3 – Типові графіки зміни спектральної щільності потужності випадкових компонентів фазових нестабільностей

Мінімальний рівень білого фазового шуму для $S_{\varphi}(\Omega)$ (область 5) досягається при відбудові порядку смуги пропускання коливальної системи АГ. Рівень його ординати визначається тепловими та дробовими шумами у струмі генераторного приладу. У міру зменшення відбудови (область 3 білого частотного шуму) $S_{\varphi}(\Omega)$ зростає. При відбудові, що прагне нуля (область 1), межа $S_{\varphi}(\Omega)$ не виявлено [3], оскільки у цій галузі вирішального значення набувають детерміновані складові, зумовлені насамперед старінням деталей АГ, їх саморозігрівом та зміною кліматичних умов.

Таким чином, швидкі та повільні зміни частоти обумовлені різними дестабілізуючими факторами та мають у своїй основі різну фізичну природу. Крім того, різний вплив швидких і повільних змін частоти на роботу тих чи інших радіотехнічних систем.

Зазначені особливості, властиві швидким та повільним змінам частоти, роблять доцільним запровадження понять короткочасної та довготривалої нестабільностей.

Під короткочасною нестабільністю частоти розуміється нестабільність, обумовлена швидкими флуктуаціями частоти (викликаними шумами, пульсаціями джерел живлення, вібраціями та іншими швидко протікаючими процесами, що носять в основному випадковий характер), що реєструється за часів усереднення τ , що вимірюються частками секунди.

Під довготривалою нестабільністю частоти розуміється нестабільність, зумовлена повільними i , в основному, детермінованими змінами частоти (викликаними старінням елементів АГ, змінами характеристик навколишнього середовища, а також повільно протікають флуктуаційними процесами), яка реєструється за часів усереднення τ , що вимірюються годинами та добою.

Введені поняття короткочасної та довготривалої нестабільності носять якісний характер і не дозволяють запровадити кількісні характеристики. Щоб усунути цей недолік, встановлено стандартні інтервали τ і T_H . Для оцінки короткочасної нестабільності τ зазвичай вибирається рівним 0.001; 0.01; 0.1 с при $T_H = 100$ з, а для довготривалої нестабільності $\tau = 1$ на добу T_H , що дорівнює 1 міс., 6 міс., 1 г. Підкреслимо, що у першому випадку змінюється час усереднення, тоді як час спостереження залишається незмінним. У другий випадок залишається постійним час усереднення, а інтервал спостереження змінюється.

Неважко помітити, що короткочасна та довготривала нестабільність розділені деякими граничними інтервалами усереднення та спостереження: $\tau_{гр} = 1$ с ... 1 година, $T_{н.гр} = 100$ с ... 1 доба. Вибір саме такого порядку $\tau_{гр}$ і $T_{н.гр}$ не випадковий. Це зумовлено тим, що в радіосистемах час обробки сигналів, на основі яких приймається те чи інше рішення, зазвичай не перевищує одиниць або часток секунди. Так, наприклад, станції радіолокації безперервно працюють протягом багатьох годин. Однак спостереження за окремим об'єктом, на основі якого приймається рішення про дальність до нього та його швидкості, відбувається за одиниці або частки секунди.

Для більш повного опису нестабільності частоти вводять поняття середньочасної нестабільності, вимірювання якої проводять при проміжних значеннях τ і T_H .

Через випадковий характер зміни частоти для різних вибірок $\omega_{cp}(t, \tau)$ буде хаотично змінюватися, а для оцінки ухилення частоти знадобиться усереднення за великою кількістю вибірок тривалістю τ на інтервалі спостереження T_H . Тому необхідно виконати нерівність $\tau \ll T_H$, що й

відображено у наведених вище рекомендаціях щодо вибору цих величин для оцінки короткочасної нестабільності частоти.

Як кількісна характеристика абсолютної короткочасної нестабільності частоти можна прийняти величину

$$\Delta\omega_{\text{кр}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{H}}} \int_{t_1}^{t_2} \Delta\omega_{\text{ср}}^2 dt} \approx \sigma_{\Delta\omega_{\text{ср}}}(\tau),$$

де, як і раніше, $T_{\text{H}} = t_2 - t_1$.

При практичних вимірах абсолютне значення короткочасної нестабільності частоти $\Delta\omega_{\text{кр}}$ визначається за допомогою співвідношення

$$\Delta\omega_{\text{кр}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta\omega_{\text{ср}}^2(t_i, \tau)},$$

де $\Delta\omega_{\text{ср}}(t_i, \tau) = \omega_{\text{ср}}(t_i, \tau) - \omega_0$; $\omega_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \omega_{\text{ср}}(t_i, \tau)$; N - Число вимірювань

усередненої частоти; t_i - момент початку i -го виміру; $T_{\text{H}} = t_N - t_1$, тобто час спостереження дорівнює інтервалу часу між початком першого та останнього вимірів.

Найчастіше короткочасна нестабільність характеризується відносною величиною $\Delta\omega_{\text{кр}}/\omega_0$.

Розглянувши оцінку нестабільності частоти за відповідних τ і T_{H} можна використовувати як кількісну характеристику абсолютної довготривалої нестабільності. Проте найбільшу роль повільних змінах частоти зазвичай грає детермінована складова, обумовлена переліченими раніше чинниками. Тому для оцінки довготривалої нестабільності частоти на практиці зазвичай використовується наступна величина:

$$\Delta\omega_{\text{д}} = \omega_{\text{ср}}(t_1 + T_{\text{H}}, \tau) - \omega_{\text{ср}}(t_1, \tau),$$

де, як і раніше, t_1 - момент початку виміру. Якщо оцінка довготривалої нестабільності проводиться N раз для одних і тих же значень τ і $T_{\text{к}} = T_{\text{H}}/N$, то як міру нестабільності приймається величина

$$\Delta \omega_{\text{д}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [\omega_{\text{ср}}(t_i + T_{\text{н}}, \tau) - \omega_{\text{ср}}(t_i, \tau)].$$

У випадках, коли відома спектральна щільність потужності миттєвого відхилення частоти $S_{\Delta\omega}(\Omega)$ для оцінки відмінності сигналу на виході АГ від моногармоній вводять такі характеристики, як паразитне відхилення частоти (ПОЧ), паразитне відхилення фази (ПОФ) і паразитне відхилення амплітуди (ПОА) [4].

ПОЧ це середньоквадратичне значення суми спектральних складових відхилення частоти, що лежать у заданій смузі частот $F_{\text{н}} \dots F_{\text{в}} (\Omega_{\text{н}}, \dots, \Omega_{\text{в}})$,

$$\text{тобто. } \Delta \omega(\Omega_{\text{н}}, \Omega_{\text{в}}) = \sqrt{2 \int_{\Omega_{\text{н}}}^{\Omega_{\text{в}}} S_{\Delta\omega}(\Omega) d\Omega}.$$

Зазначимо, що чисельне значення ПЛ практично збігається з короткочасною нестабільністю частоти. Дійсно, якщо покласти на (1.14) $\tau = 1/F_{\text{в}}$, а $T_{\text{н}} = 1/F_{\text{вн}}$ та апроксимувати функцію $[\sin(x)/x]^2$ як

$$\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 = \begin{cases} 1, & x \leq \pi, \\ 0, & x > \pi, \end{cases}$$

неважко переконатися у справедливості наближеної рівності

$$\Delta \omega(\Omega_{\text{н}}, \Omega_{\text{в}}) \approx \Delta \omega_{\text{кр}}(\tau, T_{\text{н}}).$$

Значення паразитного відхилення фази можна визначити за допомогою співвідношення

$$\Delta \varphi(\Omega_{\text{н}}, \Omega_{\text{в}}) = \sqrt{2 \int_{\Omega_{\text{н}}}^{\Omega_{\text{в}}} S_{\varphi}(\Omega) d\Omega}, \quad S_{\varphi}(\Omega) = S_{\Delta\omega}(\Omega) / \Omega^2.$$

$$\text{Аналогічно можна запровадити і ПОА: } \Delta U(\Omega_{\text{н}}, \Omega_{\text{в}}) = \sqrt{2 \int_{\Omega_{\text{н}}}^{\Omega_{\text{в}}} S_U(\Omega) d\Omega}.$$

Якщо говорити про спектральні методи оцінки довготривалої нестабільності частоти, то час аналізу спектра має бути настільки значним

(добу, місяці), що створення необхідних спектроаналізаторів пов'язане з великими труднощами. Водночас, високочастотні складові $S_{\Delta\omega}(\Omega)$, Як це впливає з (1.14), практично не впливають на значення усередненої частоти. Тому оцінка довготривалої нестабільності проводиться у часовій галузі.

Таким чином, відмінність механізмів, що визначають короткочасну та довготривалу нестабільність частоти, породжує істотну відмінність у технічних засобах та методах їх вимірювання.

В якості іншої оцінки нестабільності частоти може бути використаний енергетичний спектр $S(\Omega)$, який безпосередньо спостерігається спектроаналізатором після частотного детектування сигналу з виходу АГ, або $S(\omega)$, спектр самого сигналу на виході АГ.

Розглянуті характеристики нестабільності частоти носять інтегральний характер, описуючи реакцію АГ на одночасну дію кількох факторів, що дестабілізують. У ряді випадків виникає необхідність знання нестабільності частоти, обумовленої якимось одним із сукупності зовнішніх впливів, найбільш інтенсивним у даних конкретних умовах експлуатації. Тому найчастіше в технічних характеристиках АГ крім вказівок значень короткочасної та довготривалої нестабільності частоти наводяться абсолютні або відносні величини зміни частоти від кожного з наступних впливів: лінійних (відцентрових) навантажень, зниженого або підвищеного тиску, циклічних змін температури, підвищеної вологості і т.п.

1.4 Вплив нестабільності частоти на характеристики радіотехнічних пристроїв та систем

Однією з причин, що виправдовують доцільність введення понять короткочасної та довготривалої нестабільності частоти, є їх різний вплив на роботу тієї чи іншої радіосистеми. Розглянемо це питання докладніше.

Насамперед звернемося до системи радіозв'язку, що використовує сигнали з амплітудною модуляцією. Як відомо, обробка амплітудно-модульованого (АМ) сигналу в найпростішому випадку зводиться до його фільтрації в трактах високої та проміжної частоти та наступного амплітудного детектування.

Введемо поняття результуючої амплітудно-частотної характеристики коефіцієнта передачі (посилення) $K(\Delta\omega_{\text{ПЧ}})$ каскадів приймача, які здійснюють фільтрацію. Під $\Delta\omega_{\text{ПЧ}}$ будемо розуміти розлад відносно середньої частоти смуги пропускання фільтрів підсилювача проміжної частоти (УПЧ), викликану нестабільностями частот збудника передавача і

гетеродина приймача. Природно, що за відсутності нестабільності $\Delta\omega_{\text{п.ч}} = 0$, а $K(\Delta\omega_{\text{п.ч}})$ приймає максимальне значення, що дорівнює $K(0)$.

Повільні зміни несучої частоти та частоти гетеродину (або однієї з них), зумовлені довготривалою нестабільністю, спричиняють відповідні зміни $\Delta\omega_{\text{п.ч}}$ і $K(\Delta\omega_{\text{п.ч}})$. Оскільки інерційними властивостями каскадів приймача, що фільтрують, в цьому випадку можна знехтувати, повільні зміни $\Delta\omega_{\text{п.ч}}$ будуть приводити до «повільної» паразитної амплітудної модуляції сигналу на вході детектора, що ілюструє рис. 1.4.

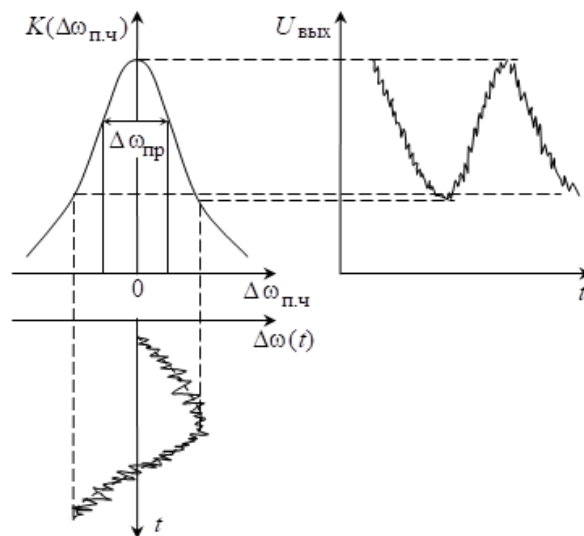


Рисунок 1.4 – Паразитна амплітудна модуляція сигналу на вході детектора

Для того щоб глибина цієї паразитної модуляції була істотно меншою за корисну, необхідно, щоб зміни частоти за рахунок нестабільності були значно меншими за смугу пропускання результуючої частотної характеристики приймача $-\Delta\omega_{\text{пр}}$ (Рис. 1.4). В свою чергу $\Delta\omega_{\text{пр}}$ вибирається близькою до ширини спектра АМ сигналу $-\Delta\Omega_{\text{АМ}}$. Таким чином, для систем зв'язку з амплітудною модуляцією абсолютна довготривала нестабільність повинна бути значно меншою за ширину спектра АМ сигналу

$$\Delta\omega_{\text{д}} \ll \Delta\Omega_{\text{АМ}}. \quad (1.16)$$

Для оцінки впливу швидких змін $\Delta\omega_{\text{п.ч}}$, викликаних короткочасною нестабільністю, доцільно скористатися уявленням аналізованих процесів у частотній області (рис. 1.5), де зображено амплітудно-частотну характеристику $K(\Delta\omega_{\text{п.ч}})$ та спектр сигналу на вході УПЧ. Швидкі зміни

$\Delta\omega_{\text{п.ч}}$ відповідають спектральні складові, що лежать за межами смуги пропускання селективних ланцюгів та ефективно пригнічені ними. У часовій області це означає, що інерційні властивості фільтрів приймача перешкоджають швидким змінам амплітуди сигналу, що проходить.

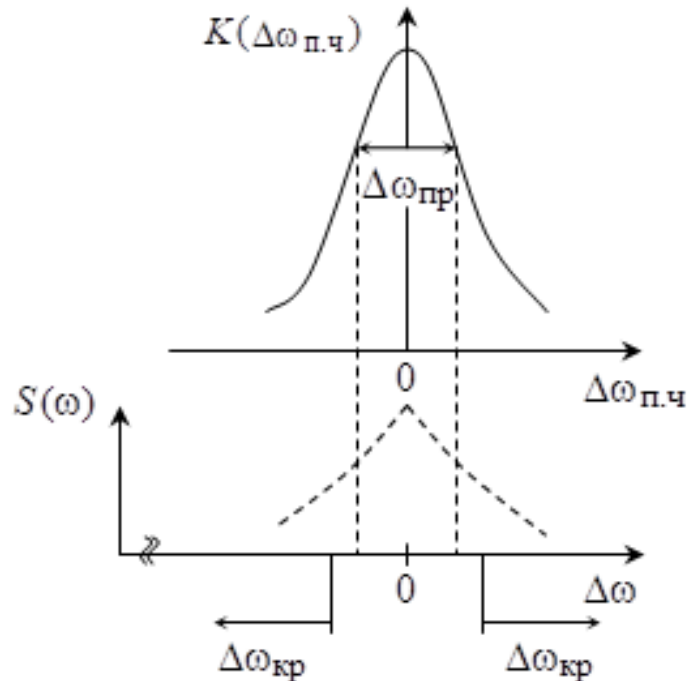


Рисунок 1.5 – Амплітудно-частотна характеристика $K(\Delta\omega_{\text{п.ч}})$ та спектр сигналу на вході УПЧ

Отже, в системах зв'язку з АМ-сигналами вимоги до короткочасної нестабільності частоти будуть менш жорсткими, ніж довготривалі.

Розглянемо тепер систему зв'язку із частотною модуляцією (ЧМ). Обробка сигналу в ЧС-приймачі зазвичай зводиться до фільтрації та частотного детектування. Вибірчі властивості, як і за АМ, призводять до появи паразитної амплітудної модуляції при повільних змінах $\Delta\omega_{\text{п.ч}}$. Тому для малої паразитної АМ необхідно виконати умову, аналогічну (1.16), тобто. $\Delta\omega_{\text{д}} \ll \Delta\Omega_{\text{чМ}}$. Однак ширина спектра ЧС-сигналу істотно більша за ширину спектра АМ-сигналу. Крім того, в ЧС-приймачах, як правило, використовується система автоматичного підстроювання частоти, що якраз і усуває повільні зміни $\Delta\omega_{\text{п.ч}}$. Крім цього сигнал проміжної частоти може бути підданий глибокого амплітудного обмеження. Все сказане говорить про те, що вимоги до абсолютної довготривалої нестабільності частоти при ЧС значно менш жорсткі, ніж при АМ.

Швидкі зміни частоти сприймаються як корисний сигнал і цим спотворюють останній, тому короткочасна нестабільність частоти при ЧС грає значної ролі. Для того, щоб нестабільність не призводила до небажаних спотворень, необхідно виконати умову

$$\Delta\omega_{кр} \ll \overline{\Delta\omega_{ЧМ}}, \quad (1.17)$$

де $\overline{\Delta\omega_{ЧМ}}$ - Середньоквадратичне значення корисної девіації частоти ЧС-сигналу.

У системах передачі на одній бічній смузі (ОБП) виявляються важливими як довготривала, і короткочасна нестабільності частоти. Обробка сигналу в системах з ОБП зводиться до фільтрації та подальшого перенесення спектра ОБП в область нульової частоти. Остання операція здійснюється у приймачі за допомогою перетворювача частоти та (у системах з пригніченою несучою) незалежного місцевого гетеродина.

Якщо за рахунок довготривалої нестабільності несучої частоти передавача та частоти гетеродина проміжна частота змінюється на $\Delta\omega_d$, то спектри переданого сигналу $S_{ОБП}$ та сигналу, відновленого у приймачі $S_{1ОБП}$, виявляються зрушеними один щодо одного за частотою на цю величину. При цьому переданий та прийнятий сигнали будуть різними й у часовій області. Експериментальні дослідження показують, що для збереження натуральності мови необхідно виконати умову [5]

$$\Delta\omega_d/2\pi \leq 50 \text{ Гц}, \quad (1.18)$$

а для забезпечення високохудожньої передачі мови чи музики $\Delta\omega_d/2\pi \leq 10$ Гц. При $\Delta\omega_d/2\pi \geq 300$ Гц пропадає розбірливість мови. З порівняння (1.18) з (1.16) випливає, що вимоги до довготривалої нестабільності частоти при ОБП значно вищі, ніж при АМ. Для зниження цих вимог у ряді випадків передають не тільки ОБП, а й пригнічений до певного рівня сигнал несучої частоти (пілот-сигнал), що використовується для автопідстроювання гетеродина приймача.

Для оцінки впливу швидких змін частоти на роботу систем з ОБП нагадаємо, що радіосигнал на ОБП є сигналом з комбінованою (амплітудною та частотною (фазовою)) модуляцією [5] і може бути представлений у вигляді

$u(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{\Omega}(t)]$, де $\varphi_{\Omega}(t)$ - Зміна миттєвої фази за рахунок модуляції.

При ідеальному прийомі на виході приймача буде відновлено переданий сигнал $s(t) = U(t) \cos[\varphi_{\Omega}(t)]$. Однак за рахунок нестабільності частот несучої та місцевого гетеродина при переносі в область нульової частоти сигнал спотворюється і набуває вигляду $s_1(t) = U(t) \cos[\varphi_{\Omega}(t) + \varphi(t)]$, де $\varphi(t)$ – складова миттєвої фази, що змінюється за рахунок нестабільності.

Останній вираз можна подати у вигляді

$$s_1(t) = U(t) \cos \left\{ \Omega_0 t + \int [\Delta\Omega(t) + \Delta\omega_{кр}(t)] dt \right\},$$

де Ω_0 - Середнє значення частоти переданого інформаційного сигналу $s(t)$; $\Delta\omega_{кр}(t)$ – ухилення миттєвого значення частот несучої та гетеродина; $\Delta\Omega(t)$ – функція, що швидко змінюється, містить частину інформації про переданий сигнал.

Для того, щоб швидкі зміни частоти, зумовлені короткочасною нестабільністю, не спотворювали сигнал, що передається, необхідно виконання умови $\Delta\omega_{кр} \ll \overline{\Delta\Omega(t)}$, де $\overline{\Delta\Omega(t)}$ - Середньоквадратичне значення функції $\Delta\Omega(t)$. Як правило, $\Delta\Omega(t)$ істотно менше, ніж за звичайної ЧС. Тому вимоги до короткочасної нестабільності систем передачі на ОБП жорсткіші, ніж при ЧС.

Ще жорсткіші вимоги до короткочасної і довготривалої нестабільностям пред'являються багатоканальним системам з ОБП.

Звернемося тепер до систем радіолокації (РЛС). Розглянемо вплив нестабільності частоти на точність виміру дальності радіолокатором, що працює на основі фазового методу [6]. Вважатимемо, що передавач РЛС випромінює безперервний квазігармонійний сигнал з постійною амплітудою $u(t) = U \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U \cos\Phi(t)$. Різниця повних фаз між відображеним від мети сигналом та опорним сигналом у пристрої порівняння РЛС складе

$$\Delta\Phi(t, \tau) = \Phi(t + \tau) - \Phi(t) = \omega_0 \tau - \Delta\varphi(t, \tau), \quad (1.19)$$

де τ – час проходження сигналу до мети і назад, еквівалентне у разі часу усереднення; $\Delta\varphi(t, \tau) = \varphi(t + \tau) - \varphi(t)$.

Використовуючи співвідношення (1.19), неважко визначити дальність до мети:

$$D = \frac{\Delta\Phi(t, \tau)c}{2\omega_0} = \frac{\tau}{2}c + \frac{\Delta\varphi(t, \tau)}{2\omega_0}c = D_{\text{ист}} + \Delta D, \quad (1.20)$$

де ω_0 – усереднена під час спостереження частота зондувального сигналу; c – швидкість світла; $D_{\text{ист}}$ – Справжня дальність до мети; ΔD – Помилка по дальності.

Як відомо з роботи [6], Найпростішим варіантам фазових РЛС властива неоднозначність визначення дальності за рахунок того, що вимірники реєструють зміну фаз в межах від 0 до 2π . У нашому випадку вважатимемо, що в РЛС передбачена можливість вимірювання грубої дальності, що усуває неоднозначність.

Неважко помітити, що флуктуація початкової фази $-\Delta\varphi(t)$ призводять до появи помилки щодо дальності. Для оцінки похибки доцільно запровадити відносну середньоквадратичну помилку $\Delta D/D$, що визначається наступним чином:

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \Delta\varphi^2(t, \tau) dt}}{(2\omega_0/c)(\tau c/2)} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \frac{1}{\tau^2} \int_{t_1}^{t_2} \Delta\varphi^2(t, \tau) dt}}{\omega_0}, \quad (1.21)$$

де $T = t_2 - t_1$; $D \cong D_{\text{ист}}$.

Порівнюючи (1.21) з (1.12) і з огляду на (1.13), неважко переконатися, що середньоквадратична помилка за дальністю може бути зведена до виду

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\sqrt{2 \int_0^{\infty} S_{\Delta\omega}(\Omega) \frac{\sin^2(0.5\Omega\tau)}{(0.5\Omega\tau)^2} d\Omega}}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega_{\text{кр}}}{\omega_0}.$$

Таким чином, згідно з (1.13) та (1.21) відносна середньоквадратична помилка визначення дальності дорівнює відносній короткочасній нестабільності частоти.

Для визначення швидкості руху мети в РЛС широко використовується ефект Доплера [6], Що полягає у зміні частоти сигналів, відображених від рухомих цілей. Різниця частот зондуючого та відбитого сигналів $\Omega_{\text{доп}}$, звана доплерівською частотою, визначається співвідношенням $\Omega_{\text{доп}} = \omega_0 v_p / c$, де ω_0 - Частота зондуючого сигналу; v_p - Радіальна складова швидкості руху мети по відношенню до РЛС.

Вважаючи, як і раніше, РЛС випромінює квазігармонійний сигнал з постійною амплітудою $u(t) = U \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U \cos\Phi(t)$ для різниці повних фаз між відбитим від мети сигналом і опорним сигналом у пристрої порівняння РЛС можна отримати наступне співвідношення

$$\Delta\Phi(t, \tau) = \Phi(t + \tau) - \Phi(t) = \omega_0 \tau + \Delta\varphi(t, \tau) - \Omega_{\text{доп}} t, \quad (1.22)$$

де $\Delta\varphi(t, \tau) = \varphi(t + \tau) - \varphi(t)$.

Продиференціювавши за часом (1.22), для відсутності нестабільності ($\Delta\varphi(t, \tau) = 0$) отримаємо $\Omega_{\text{доп.ист}} = d\Delta\Phi(t, \tau)/dt$. У реальній ситуації за рахунок нестабільності частоти $\Delta\varphi(t, \tau) \neq 0$, отже

$$\Omega_{\text{доп.изм}} = \Omega_{\text{доп.ист}} + \Delta\Omega_{\text{доп}}, \quad (1.23)$$

де $\Omega_{\text{доп.изм}}$ - Допплерівська частота, отримана в результаті вимірювання; $\Delta\Omega_{\text{доп}} = d\Delta\varphi(t, \tau)/dt$ - помилка виміру.

Відповідно до (1.23), абсолютна середньоквадратична помилка вимірювання частоти Доплера може бути знайдена наступним чином:

$$\overline{\Delta\Omega_{\text{доп}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \left\{ \frac{d[\Delta\varphi(t, \tau)]}{dt} \right\}^2 dt}, \quad (1.24)$$

де $T = t_2 - t_1$.

Остання формула може бути піддана перетворенням, аналогічним (1.12), (1.13). Якщо при цьому врахувати, що енергетичний спектр похідної від функції дорівнює енергетичному спектру функції, помноженому на квадрат частоти аналізу, то вираз (1.24) можна привести до вигляду

$$\overline{\Delta\Omega}_{\text{доп}} = 2 \sqrt{2 \int_0^{\infty} S_{\Delta\omega}(\Omega) \sin^2(0.5\Omega\tau) d\Omega}.$$

Таким чином, середньоквадратична помилка вимірювання швидкості Δv_p $= \overline{\Delta\Omega}_{\text{доп}} c/\omega_0$ визначається часом τ (тобто фактично дальністю до мети) та енергетичним спектром флуктуацій частоти $S_{\Delta\omega}(\Omega)$. Останній, як було показано раніше, є характеристикою короткочасної нестабільності.

Крім виміру швидкості мети доплерівське зміщення частоти широко використовується в супутникових радіонавігаційних системах (РНС) для визначення координат наземних об'єктів. [6]. Зупинимось докладніше на методі визначення координат, заснованому на інтегруванні доплерівської частоти.

Нехай у точці прийому обчислюється інтеграл

$$\int_{t_1}^{t_2} \Omega_{\text{доп}}(t) dt = \frac{\omega_0}{c} \int_{t_1}^{t_2} v_p(t) dt = \frac{\omega_0}{c} [D(t_2) - D(t_1)], \quad (1.25)$$

де $[t_1; t_2]$ - Фіксований інтервал часу; v_p - Радіальна швидкість штучного супутника Землі (ІСЗ) щодо споживача.

Як впливає з формули (1.25),

$$\Delta D_1 = D(t_2) - D(t_1) = \frac{c}{\omega_0} \int_{t_1}^{t_2} \Omega_{\text{доп}} dt. \quad (1.26)$$

Таким чином, інтеграл від доплерівської частоти в межах $[t_1; t_2]$ фіксує різницю дальності до ШСЗ у послідовні моменти часу t_1 і t_2 , Т. е. дає значення навігаційного параметра в різницево-дальномірній РНС з опорними станціями, координати яких визначаються положеннями ШСЗ в ці моменти часу.

Фіксоване значення ΔD_1 відповідає поверхні положення у вигляді гіперболоїда, яке перетин з поверхнею Землі дає лінію положення. Провівши інтегрування протягом інтервалу часу $[t_2; t_3]$, Знайдемо другу різницю відстаней і отримаємо другу лінію положення. Положення спостерігача характеризується точками перетину ліній положення, а неоднозначність, що

виходить, усувається за допомогою апріорних даних про координати споживача. Природно, що помилки у визначенні доплерівської частоти призводять до появи відповідної помилки у знайдених координатах споживача.

Описаний метод визначення координат, званий інтегральним доплерівським, використовується, наприклад, низькоорбітальної супутникової РНС «Транзит». У цій системі кожен ШСЗ знаходиться в зоні радіовидимості від 10 до 16 хв, а період передачі навігаційної інформації дорівнює 2 хв [6]. Отже, за один проліт ШСЗ можна отримати 5...8 ліній положення. Надмірна їх кількість використовується для статистичного згладжування оцінок координат, що отримуються. Підкреслимо, що у разі час усереднення становить 2 хв, т. е. йдеться про вплив середньочасової нестабільності частоти на похибку виміру.

Основні характеристики РЛС із селекцією рухомих цілей за швидкістю (СДЦ) (роздільна здатність за швидкістю та дальністю дії) залежать від розширення спектральної лінії самого зондуючого сигналу та інтенсивності його спектральних компонент на «крилах» спектру $S(\omega)$.

Приймальний пристрій РЛС з СДЦ містить сукупність налаштованих різних частоти вузькосмугових фільтрів, вихідні сигнали яких відповідають цілям, що рухаються з різними швидкостями. В ідеальному випадку роздільна здатність за швидкістю, тобто мінімальна різниця між частотами відбитих від цілей сигналів за рахунок доплерівського зсуву, визначається смугою пропускання та стабільністю характеристик фільтрів.

Реально за рахунок нестабільності зондуючого сигналу його спектр розширюється і «крила» спектра потужнішого відбитого сигналу можуть мати більшу інтенсивність, ніж спектральні компоненти сигналів, відображених від цілей, що рухаються з близькими швидкостями, але що знаходяться на більшій відстані або мають меншу ефективну площу розсіювання. На рис. 1.6, а і б представлені ідеальні (вертикальні лінії) та реальні спектри відповідно зондуючого та відбитих сигналів.

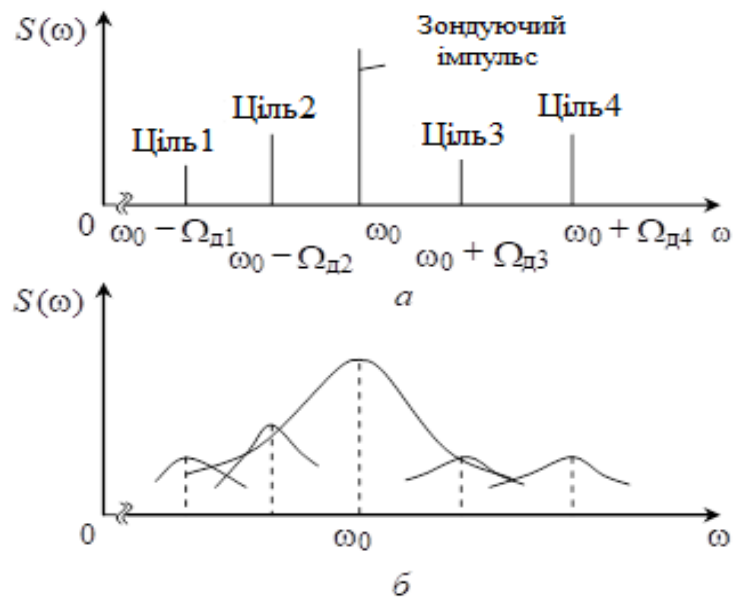


Рисунок 1.6 – Ідеальні (вертикальні лінії) та реальні спектри відповідно зонduючого та відбитих сигналів

Сказане призводить до часткового або повного перекриття спектрів. Незавжди помітити, що розширення спектральної лінії самого зонduючого сигналу та інтенсивність його спектральних компонент на «крилах» спектру призводить до часткового або повного перекриття спектрів та погіршення роздільної здатності за швидкістю та зменшення дальності дії РЛС з СДЦ.

1.5 Висновок до розділу

Проведено аналіз стабільності частоти автогенераторів гармонічних коливань як основних засобів формування радіосигналів. Розглянуто математичні моделі опису миттєвої частоти та її статистичних характеристики автогенераторних пристроїв. Також розглянуто математичний апарат опису середньої частоти та її статистичні характеристики автогенераторних пристроїв. Розглянуто короткочасну та довготривалу нестабільність частоти автогенераторів, а також вплив нестабільності частоти на характеристики радіотехнічних пристроїв та систем.

2 СИНТЕЗАТОРИ ЧАСТОТИ

2.1 Основні характеристики синтезаторів частоти

Синтез частот є процес отримання одного або декількох коливань із заданим набором номінальних значень їх частот з кінцевого числа вихідних коливань, зазвичай створюваних опорними кварцовими генераторами (ОКГ).

Комплекс пристроїв, який здійснює синтез частот, називають системою синтезу частот, а сукупність номінальних значень частот, які можуть бути отримані на його виході і йдуть один за одним через заданий інтервал, - сіткою частот. Якщо система синтезу виконана у вигляді конструктивно самостійного пристрою, її називають синтезатором частоти або синтезатором сітки частот (ССЧ). Залежно від необхідного для синтезу числа ОКГ розрізняють одноопорні та багатоопорні ССЧ.

Самі ОКГ зазвичай не включаються до складу ССЧ. Сучасні синтезатори, як правило, працюють від одного ОКГ, що дозволяє в процесі синтезу забезпечити когерентність вихідних коливань ССЧ вихідному коливанню ОКГ і, як наслідок, наблизити стабільність кожної з частот сітки, що формується, до стабільності частоти ОКГ.

Системи синтезу частот можуть бути виконані як на аналоговій елементній базі, так і із застосуванням цифрових пристроїв.

Механізм формування сітки дискретних частот у аналогових ССЧ реалізується за допомогою фільтрів та конкретного набору нелінійних елементів, що виконують операції множення, поділу та алгебраїчного підсумовування частот.

Аналогові системи синтезу частот, у яких селекцію синтезованих частот здійснюють пасивні фільтри, які містять автогенераторів, відносяться до класу систем пасивного синтезу частот. Часто такі синтезатори називають синтезаторами прямого синтезу. Системи синтезу частот, у яких фільтрацію реалізують активні фільтри як кілець частотної і фазової автопідстроювання (ФАП) частоти чи компенсаційних кілець, називають системами активного (непрямого чи непрямого) синтезу частот [2, 8].

Використання цифрової елементної бази, як й у разі аналогової, дозволяє реалізувати і прямі, і непрямі методи синтезу, а самі синтезатори називають цифровими [4].

Технічні характеристики різних видів ССЧ однотипні. Основними є такі:

- інтервал між найближчими сусідніми значеннями робочих частот (крок сітки частот) – $f_{\text{ш}}$. Крок сітки частот зазвичай задовольняє співвідношення $f_{\text{ш}} = 10^k$ Гц, де k - Ціле позитивне або негативне число, або нуль;
- мінімальна ($f_{\text{ВЫХ. min}}$) та максимальна ($f_{\text{ВЫХ. max}}$) частоти діапазону, ширина діапазону робочих частот ($\Delta f_{\text{д}} = f_{\text{ВЫХ. max}} - f_{\text{ВЫХ. min}}$), коефіцієнт перекриття діапазону $k_{\text{д}} = f_{\text{ВЫХ. max}} / f_{\text{ВЫХ. min}}$. Загальна кількість фіксованих частот у сітці N та крок сітки пов'язані співвідношенням $f_{\text{ш}} = (f_{\text{ВЫХ. max}} - f_{\text{ВЫХ. min}}) / (N - 1)$. Значення N коливається від 10 до $10^5 \dots 10^6$ і більше, а $f_{\text{ш}}$ - Від часток герца до десятків і сотень кілогерц;
- похибка установки середнього значення кожної із частот сітки $\Delta f_{\text{ВЫХ}}$, задана в абсолютних чи відносних одиницях. Залежно від призначення ССЧ зазвичай $10^{-8} < \Delta f_{\text{ВЫХ}} / f_{\text{ВЫХ}} < 10^{-4}$;
- нестабільність кожної частоти дискретної множини. Як правило, задають короткочасну та довготривалу нестабільність частоти, виражені або в абсолютних, або у відносних одиницях. Короткочасна нестабільність частоти визначається спектральною густиною потужності шумів $S_{\varphi}(F)$ (тут F - частота Фур'є аналізу) у вихідному сигналі ССЧ [2, 7]. Величина $S_{\varphi}(F)$ - Середній квадрат фазового шуму, виражений в радіанах, у смузі 1 Гц на околиці частоти аналізу F ;
- рівень побічних коливань $D = 10 \lg(P_{\text{поб}} / P_{\text{п}})$, Що характеризує виражене в децибелах відношення потужності побічного коливання $P_{\text{поб}}$ на виході ССЧ до пікової потужності $P_{\text{п}}$ на робочій частоті. Зазвичай рівень побічних складових не повинен перевищувати $-40 \dots -60$ дБ. В окремих випадках необхідний ще нижчий рівень, наприклад -100 або навіть -140 дБ;
- час перебудови $t_{\text{пер}}$ з однієї робочої частоти в іншу. Під $t_{\text{пер}}$ слід розуміти інтервал часу між моментом закінчення команди перебудови (при дистанційному управлінні) або ручної установки органів керування частотою в потрібне положення та моментом, після якого відхилення поточного значення робочої частоти від необхідного не перевищує допустимого значення.

Крім зазначених до основних характеристик синтезатора в залежності від його призначення можуть бути віднесені наступні параметри: можливість формування в тракті ССЧ сигналу з різними видами модуляції та маніпуляції,

потужність сигналу, що формується, масогабаритні характеристики, необхідні умови експлуатації, енергоспоживання, надійність і т.п.

ССЧ можуть мати двійкову, десяткову чи комбіновану структуру вибору потрібного значення вихідної частоти [7]. Зокрема, декадна побудова визначається десятковою системою обліку та реєстрації частот з допустимою похибкою, що становить частки та одиниці герц при смузі робочих частот до кількох десятків гігагерц. Двійкова структура легко поєднується із системами керування цифровими ССЧ. При цьому вибір значення вихідної частоти зводиться до введення двійкових кодів, що задають коефіцієнти пропорційності між вихідною та еталонною частотами.

В даний час найбільш широкое застосування знаходять цифрові ССЧ [2, 3, 7], що дозволяють повною мірою реалізувати переваги сучасної цифрової елементної бази щодо зменшення маси і габаритів пристроїв, підвищення їх надійності та технологічності.

2.2 Пасивні цифрові синтезатори

Одна із найпростіших схем цифрового синтезу (схема дворівневого синтезатора) представлена на рис. 2.1. Принцип її роботи ось у чому. У формувачі імпульсів ФІ з гармонійних коливань ОКГ формується періодична послідовність коротких імпульсів із частотою прямування $f_0 = 1/T_0$, що надходить потім на вхід дільника зі змінним коефіцієнтом розподілу (ДЗКД) Коефіцієнт поділу ДЗКД вибирається так, щоб частота проходження імпульсів на виході останнього була вдвічі вище за потрібну частоту сигналу на виході синтезатора. Цей потік імпульсів подається на вхід тригера Т, що створює послідовність прямокутних імпульсів зі шпаруватістю 2 і частотою слідування, що дорівнює заданій. У смуговому фільтрі СФ, що перебудовується, з цієї імпульсної послідовності виділяється синусоїдальний сигнал з частотою першої гармоніки. Змінюючи коефіцієнт розподілу ДЗКД та перебудовуючи СФ, можна змінювати частоту вихідних коливань.

Очевидно, що у випадку при деяких значеннях $f_{\text{ВЫХ}}$ Необхідний коефіцієнт поділу ДЗКД може бути нецілим числом. Лічильникові дільники, на основі яких створюється ДЗКД, не можуть поділити частоту на неціле число, тому в подібних випадках надходять у такий спосіб.

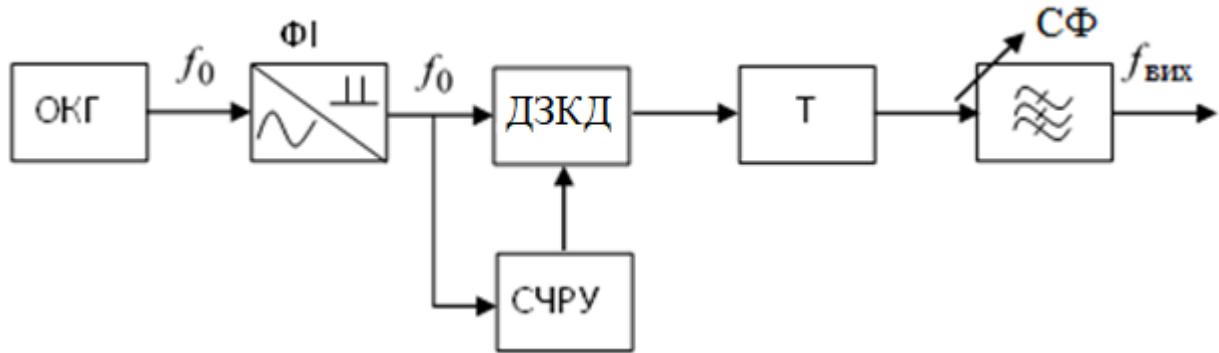


Рисунок 2.1 – Найпростіша схема цифрового синтезу (схема дворівневого синтезатора)

Припустимо, що коефіцієнт розподілу ДЗКД має бути встановленим рівним $(N_d + l/m)$, де N_d , l , m – цілі числа та $m > l$, тобто N_d – ціла частина коефіцієнта розподілу, l/m – його дробова частина (нескоротний дріб). Для цього, наприклад, протягом перших l циклів розподілу коефіцієнт розподілу ДЗКД встановлюється рівним $N_d + 1$, а наступних $(m - l)$ циклах – рівним N_d . Тоді середній за m циклів коефіцієнт розподілу

$$N_{d,ср} = \frac{(N_d + 1)l + N_d(m - l)}{m} = N_d + \frac{l}{m}.$$

При цьому сигнал на виході синтезатора матиме потрібну частоту, але з деяким коливанням фази, що змінюється за періодичним законом із періодом $T_\phi = m N_{d,ср} / f_0$. Таким чином, в даному випадку сигнал на виході Т-тригера являє собою послідовність імпульсів, періодично зміщуються щодо «гіпотетичних» імпульсів, мають постійну частоту прямування $f_{ср} = f_0 / (2N_{d,ср})$. Сказане пояснюється часовими діаграмами (рис. 2.2).

Отже, спектр вихідного сигналу міститиме побічні складові. Для визначення рівня максимальної з побічних складових, що виникають у вихідному сигналі ССЧ при нецілочисленому коефіцієнті поділу, скористаємося методом Я. Д. Ширмана [9]. Відповідно до цього методу, подібна послідовність може бути представлена у вигляді ряду Фур'є, кожна з спектральних складових якого періодично змінюється у часі.

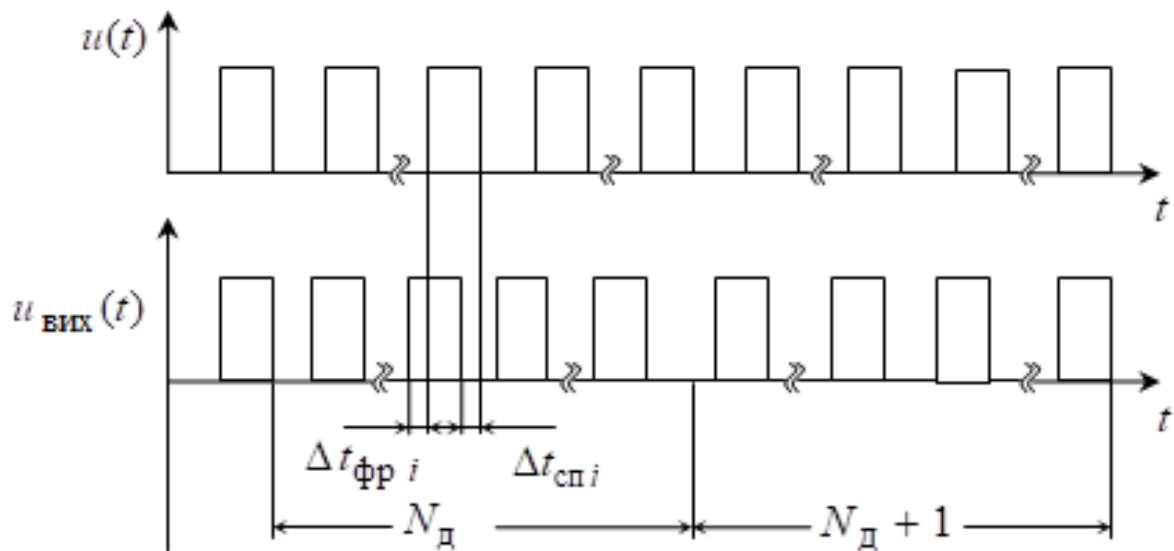


Рисунок 2.2 – Часові діаграми

Вважаючи для простоти, що йдеться про імпульси одиничної амплітуди, можна записати

$$u(t) = U_0(t) + \sum_{n=1}^{\infty} U_n(t) \cos [n\omega_{\text{ср}}t + \varphi_n(t)],$$

де $U_0(t) = (\tau_{\text{ср}} + \Delta t_{\text{фр}}(t) - \Delta t_{\text{сп}}(t)) / T_{\text{ср}}$ - Постійна складова;

$$U_n(t) = \frac{2}{\pi} \sin \left[n \frac{\omega_{\text{ср}}}{2} (\tau_{\text{ср}} + \Delta t_{\text{фр}}(t) - \Delta t_{\text{сп}}(t)) \right]$$

і $\varphi_n(t) = 0,5n\omega_{\text{ср}}(\Delta t_{\text{фр}}(t) + \Delta t_{\text{сп}}(t))$ – амплітуда та фаза n -ї гармоніки відповідно; $\omega_{\text{ср}} = \omega_0 / 2N_{\text{д.ср}}$ і $T_{\text{ср}} = 2\tau_{\text{ср}} = 2\pi / \omega_{\text{ср}}$ – середня частота та період повторення імпульсів на виході Т-тригера (частота та період проходження ідеальної «гіпотетичної» послідовності).

Смушний фільтр, що стоїть на виході ССЧ, виділить з імпульсної послідовності з його вході лише першу гармоніку, тобто

$$U_1(t) = \frac{2}{\pi} \sin [0,5\omega_{\text{ср}}(\tau_{\text{ср}} + \Delta t_{\text{фр}}(t) - \Delta t_{\text{сп}}(t))].$$

Оскільки для кожного з імпульсів послідовності, що розглядається, закон зміни $\Delta t_{\text{фр}}(t)$ і $\Delta t_{\text{сп}}(t)$ однаковий, а $\Delta t_{\text{фр}}(t_i)$ практично одно $\Delta t_{\text{сп}}(t_i)$, можна стверджувати, що $U_1 = 2/\pi$, $\varphi_1 = \omega_{\text{ср}} \Delta t(t_i)$, де $\Delta t_{\text{фр}}(t_i) = \Delta t_{\text{сп}}(t_i) = \Delta t(t_i)$.

Таким чином, на виході ССЧ буде присутній фазомодульований сигнал з постійною амплітудою та несучою частотою, що дорівнює $\omega_{\text{ср}}$.

Графіки зміни $\Delta t(t_n)$ для випадків $m = 11$ і $l = 1, 2, \dots, 9, 10$ (при цьому $N_{\text{д.ср}}$ буде приймати значення $N_{\text{д}} + 1/11, N_{\text{д}} + 2/11, \dots, N_{\text{д}} + 9/11, N_{\text{д}} + 10/11$) представлені на рис. 2.3 де n – номер циклу поділу. Підкреслимо, що при виконанні одного циклу поділу на $N_{\text{д}}$ що формується імпульс зсувається у бік випередження на величину $\Delta t = (N_{\text{д.ср}} - N_{\text{д}})/f_0 = l/(m f_0)$, а при розподілі на $(N_{\text{д}} + 1)$ – на $(m - l)/(m f_0)$ – у бік відставання. Неважко переконатися, що максимальне тимчасове зрушення між ідеальними та реальними імпульсами спостерігатиметься у тому випадку, коли $l = 0.5m \pm 0.5$, а закон зміни $\Delta t(t_n)$ буде близьким до трикутного. При цьому $\Delta t_{\text{max}} \cong m/(4f_0)$, а індекс фазової модуляції дорівнюватиме

$$\Delta \varphi_{\text{max}} = \omega_{\text{ср}} \Delta t_{\text{max}} = \pi m / (4N_{\text{д.ср}}). \quad (2.1)$$

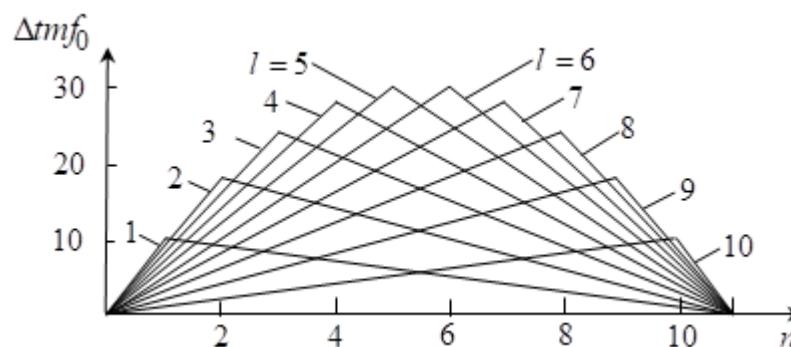


Рисунок 2.3 – Фазомодульований сигнал з постійною амплітудою та несучою частотою

Оскільки $\Delta \varphi(t)$ є періодичною функцією часу, максимальна побічна спектральна складова $U_{\text{п. max}}$ у спектрі вихідного сигналу ССЧ

визначатиметься амплітудою максимальної гармоніки (у разі першої) при розкладанні $\Delta \varphi(t)$ в ряд Фур'є і дорівнюватиме

$$U_{\text{п. max}} = U_1 J_1(\Phi_1),$$

де $J_1(\Phi_1)$ – функція Бесселя першого роду першого порядку;

$$\Phi_1 = \Delta \varphi_{\text{max}} 4/\pi^2 = \omega_{\text{ср}} \Delta t_{\text{max}} 4/\pi^2 = m/(\pi N_{\text{д.ср}}) \quad (2.2)$$

– амплітуда першої гармоніки при розкладанні $\Delta \varphi(t)$ до ряду Фур'є.

Вважаючи, що індекс одержуваної паразитної фазової модуляції менше одиниці, і враховуючи (2.2) справедливість наближеної рівності $J_1(x) \cong 0.5x$, остаточно отримаємо

$$U_{\text{п. max}} = U_1 m/(2\pi N_{\text{д.ср}}) = U_1 \omega_{\text{ср}} \Delta t_{\text{max}} 2/\pi^2 = 4U_1 \Delta t_{\text{max}} /(\pi T_{\text{ср}}). \quad (2.3)$$

Відносний рівень максимальної спектральної складової у вихідному сигналі синтезатора з урахуванням (2.3) дорівнюватиме

$$D_{\text{max}} = 20 \lg(m/(2\pi N_{\text{д.ср}})) = 20 \lg(4\Delta t_{\text{max}} /(\pi T_{\text{ср}})). \quad (2.4)$$

Аналіз співвідношень (2.2)–(2.4) показує, що зниження рівня побічних спектральних складових у вихідному сигналі найпростішого дворівневого ССЧ вимагає насамперед збільшення $N_{\text{д.ср}}$, Що при заданому діапазоні частот вихідного сигналу може бути досягнуто за рахунок відповідного підвищення тактової частоти f_0 .

Крім того, для зниження рівня побічних складових доцільно чергувати цикли поділу на $N_{\text{д}}$ і $(N_{\text{д}} + 1)$, що дозволить зменшити Δt_{max} . Якщо при цьому встановлений коефіцієнт поділу зберігати незмінним доти, доки $\Delta t(t)$ не наблизиться до $0.5 T_0$, а потім змінити на одиницю, то виконається нерівність $\Delta t_{\text{max}} \leq T_0$ (Рис. 2.4). Закон зміни $\Delta t(t)$ буде наближатися до пилкоподібного, а D_{max} зменшиться і стане рівним

$$20\lg(T_0/T_{cp}) = 20\lg(1/(2N_{д.ср})) \quad (2.5)$$

Висновки співвідношень (2.4) і (2.5) аналогічні з тією різницею, що в останньому випадку $\Delta t_{\max} = T_0$ амплітуда першої гармоніки періодичної послідовності пилкоподібних імпульсів одиничної амплітуди на відміну від трикутних дорівнює $1/\pi$, а не $4/\pi^2$.

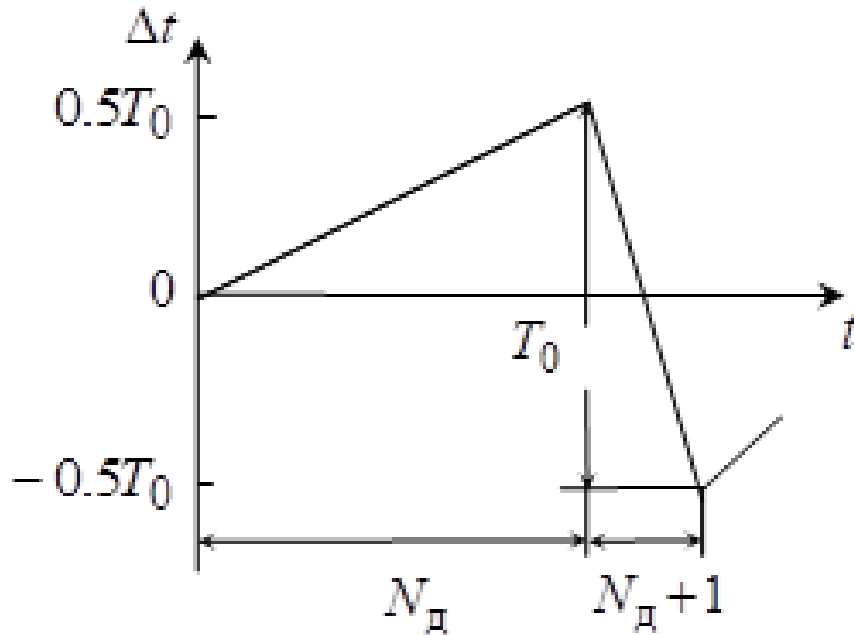


Рисунок 2.4 – Зниження рівня побічних складових за рахунок чергування циклів поділу

Керувати коефіцієнтом поділу ДЗКД можна за допомогою лічильно-вирішального пристрою СЧРУ, що обчислює отримуваний тимчасовий зсув між формованими та ідеальними імпульсами за відомою відмінністю поточного коефіцієнта поділу від середнього. Подібний дворівневий синтезатор часто називають оптимальним [4]. Сукупність ДЗКД та СЧРУ можна розглядати як дільник із дробово-змінним коефіцієнтом розподілу (ДДЗКД). Відповідно до співвідношення (2.5) необхідну чистоту спектра вихідних коливань синтезатора можна реалізувати лише при великих коефіцієнтах поділу. При цьому необхідно враховувати, що максимальне значення f_0 обмежена швидкістю існуючих ДЗКД.

При введенні в аналізований синтезатор пристрою корекції тимчасового положення імпульсів, що формуються ціною ускладнення СЧРУ можна або в

n раз збільшити $f_{\text{вих. max}}$, або на $20 \lg n$ зменшити D_{max} , де n показує, у скільки разів зменшився тимчасове зрушення між ідеальними і формуються імпульсами за рахунок введення коригуючого пристрою.

Отримати будь-яку середню частоту та реалізувати декадну установку частоти відповідно до співвідношення $f_{\text{вих. ср}} = f_{\text{ш}} \sum_{i=1}^N k_i \cdot 10^{N-i}$ (де $k_i = 0, 1, 2, \dots, 9; N$ - Мінімальний десятковий розряд у значенні частоти) можна додаванням декількох потоків імпульсів. Варіант структурної схеми відповідного пристрою зображено на рис. 2.5 [4].

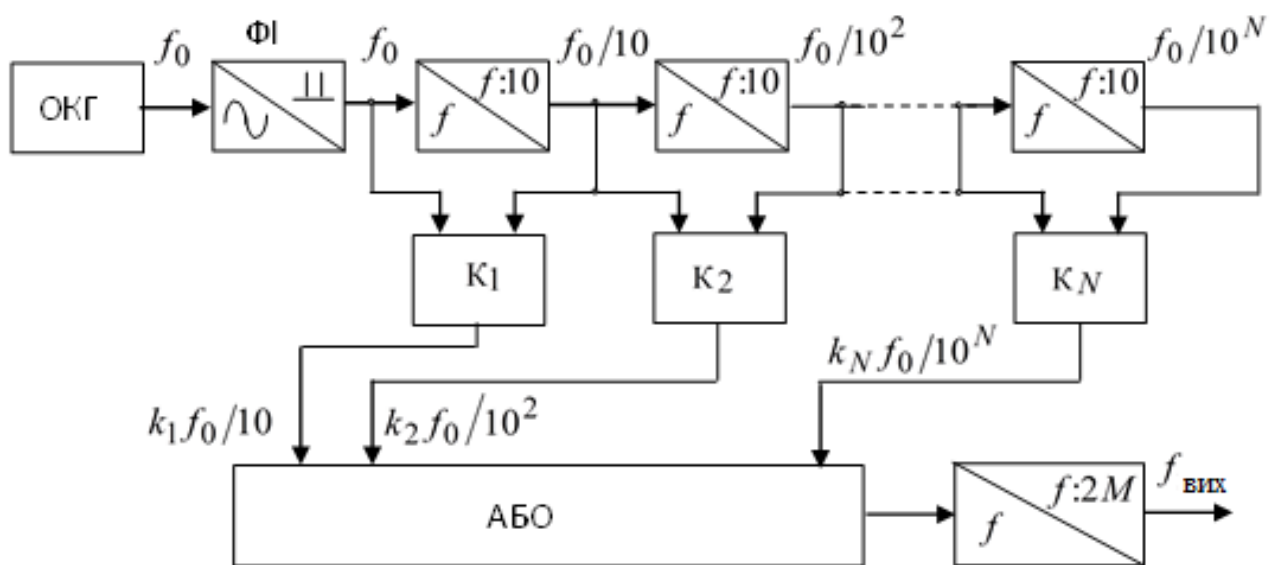


Рисунок 2.5 – Структурна схема

Вихідний потік імпульсів із частотою f_0 надходить послідовно на ряд дільників на 10. Керовані ключі K_1 - K_N мають по два входи та по одному виходу. На входи подаються потоки імпульсів з входу та виходу відповідного дільника. Вихідні імпульси кожного дільника є мітками часу, які ділять потік вхідних імпульсів на пачки по десять у кожній. Лічильники в ключах, орієнтуючись за цими мітками, ведуть рахунок імпульсів у кожній пачці і в залежності від потрібної частоти пропускають необхідну кількість імпульсів (від одного до дев'яти), вибираючи їх так, щоб інтервали між ними якнайменше відрізнялися один від одного. Усі потоки імпульсів складаються на виході схеми «АБО». Якщо кожен ключ виділяє із десятиімпульсної пачки k_i імпульсів ($1 \leq i \leq N$), то за час, що відповідає періоду коливаний на виході

останнього дільника та дорівнює $10^N/f_0$, на виході схеми «АБО» з'явиться $k_1 10^{N-1} + k_2 10^{N-2} + \dots + k_N$ імпульсів. Отже, середня частота сигналу на виході схеми «АБО» $f_{\text{ср}} = (k_1/10 + k_2/10^2 + \dots + k_N/10^N) f_0$. Увімкнення на виході ССЧ дільника на $2M$ дозволяє сформувати імпульси зі шпаруватістю, близькою до 2, та середньою частотою $f_{\text{ср. вих}} = f_{\text{ср}}/(2M)$. При цьому $f_{\text{ш}} = f_0/(2M 10^N)$. Якщо $f_0/(2M) = 10^n$ Гц, то $f_{\text{ш}} = 10^\alpha$ Гц, де $\alpha = n - N$ – будь-яке ціле позитивне чи негативне число, включаючи 0.

Вочевидь, що, як і попередньому ССЧ, вихідний сигнал є періодичний потік імпульсів з часоімпульсною модуляцією. Тому в спектрі вихідного сигналу будуть присутні побічні спектральні складові, що лежать на частоті $F = f_0/10^G$ та її гармоніках (тут G - Номер останнього по порядку ключа, на виході якого при даній $f_{\text{ср. вих}}$ є потік імпульсів).

Вибираючи в кожній декаді необхідну кількість імпульсів так, щоб інтервали між ними найменшим чином відрізнялися один від одного, для оцінки відносного рівня максимальної побічної складової можна отримати таке співвідношення [10]:

$$D_{\text{max}} = 20 \lg \left(\pi / \left(2M N_{\text{д.ср}} \sqrt{12} \right) \right). \quad (2.6)$$

Порівнюючи вирази (2.5) і (2.6), неважко помітити, що при оптимальній побудові і $M = 1$ обидва синтезатори мають практично однаковий рівень максимальної побічної складової.

Основним недоліком розглянутих дворівневих синтезаторів при малих $N_{\text{д.ср}}$ є велика короткочасна нестабільність частоти, викликана, у випадку, нерівномірністю частоти проходження вихідних імпульсів. Принагідно зазначимо, що Δt_{max} залежить від коефіцієнта розподілу дільника, включеного на виході ССЧ. Тому оцінка рівня максимальної побічної складової у вихідному сигналі ССЧ може бути виконана за допомогою осцилографа шляхом вимірювання відношення $\Delta t_{\text{max}}/T_{\text{вих.ср}}$ (Див. вираз (2.3)).

Ще один недолік пов'язаний з тим, що при коефіцієнті перекриття $k_{\text{д}} \gg 2$ та високі вимоги до фільтрації вищих гармонік у вихідному сигналі ССЧ істотно ускладнюється реалізація вихідного смугового фільтра.

Вільні від зазначених недоліків цифрові синтезатори прямого синтезу (DDS – direct digital synthesizer) із потоками багаторівневих імпульсів. Вони забезпечують широкі можливості формування сигналів різної форми з різними видами модуляції та маніпуляції, мають малий час перебудови з однієї частоти на іншу, а зменшення кроку сітки частот (отже, і мінімальної частоти робочого діапазону) досягається в них без особливих труднощів. Однак максимальні значення робочих частот обмежені швидкістю цифрових вузлів і зазвичай не перевищують 300...400 МГц.

Спрощена структурна схема ССЧ, що розглядається, у вітчизняній літературі зазвичай званого цифровим обчислювальним синтезатором (ЦВС) [3], представлена на рис. 2.6. До його складу входять частотний регістр ЧР та накопичувач коду фази НКФ, що складається з n -розрядний бінарний суматор і регістр даних, перетворювач кодів фази в коди амплітуди ПК, зазвичай виконується на основі блоку пам'яті кодів значень $\sin x$, та цифро-аналоговий перетворювач ЦАП.

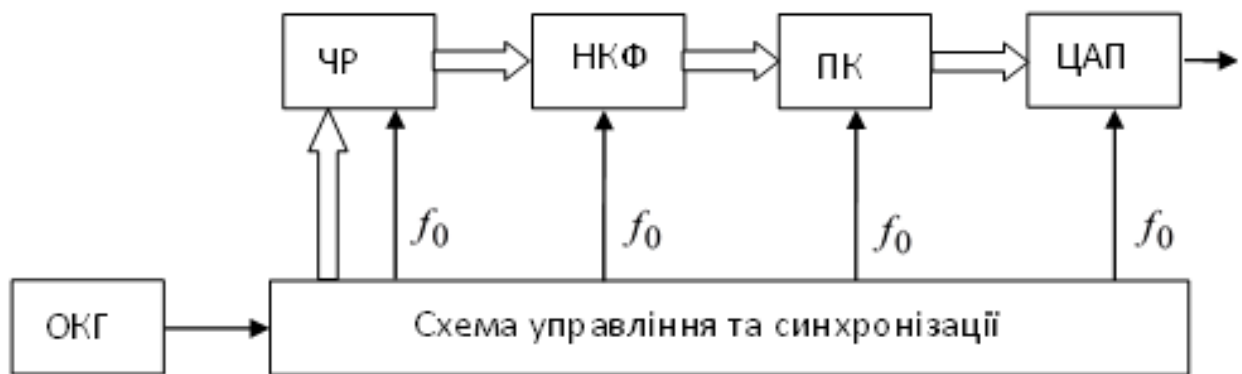


Рисунок 2.6 – Спрощена структурна схема ССЧ

Особливості роботи ЦВС розглянемо з прикладу синтезатора, призначеного на формування моногармонічного сигналу.

Нехай у ЧР записаний код k_φ дискрет фази $\Delta\varphi$ для поточного значення вихідної частоти $\Delta\varphi = 2\pi f_{\text{ВЫХ}} / (N_{\text{д.ф}} f_{\text{Ш}}) = 2\pi f_{\text{ВЫХ}} / f_0 = \pi k_\varphi / 2^{n-1}$, де $N_{\text{д.ф}} = 2^n$ - Число дискретів фази (обсяг НКФ), n - кількість розрядів коду; f_0 - тактова частота; $k_\varphi = f_{\text{ВЫХ}} / f_{\text{Ш}}$. При $k_\varphi = 1$

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ВЫХ. min}} = f_{\text{Ш}} = f_0 / 2^n.$$

З приходом кожного тактового імпульсу в суматорі підсумовуються значення чисел, записаних у регістрі даних та частотному регістрі, і сума переписується знову в регістр даних. Таким чином, накопичувачі формуються код поточної фази миттєвого значення вихідного коливання. Щойно значення поточної фази в накопичувачі перевищить $2\pi(\sum_i k_{\phi}$ перевищить 2^n , де $i \leq f_0/f_{\text{ВЫХ}}$ - номер приходить тактового імпульсу), відбудеться переповнення, в регістр даних запишеться різниця між останнім значенням поточної фази і 2π і процес накопичення фази повториться.

Відповідно до коду числа у накопичувачі перетворювач кодів виробляє код амплітуди вихідного сигналу ЦВС, пропорційної $\sin(2\pi i f_{\text{ВЫХ}}/f_0)$. При цьому на виході ЦАП утворюється імпульс постійної тривалості $1/f_0$, що має амплітуду $U_{\text{ЦАП}} \sin(2\pi i f_{\text{ВЫХ}}/f_0)$.

Безперервна послідовність вихідних імпульсів ЦАП є ступінчастою апроксимацією синусоїдальної напруги. Змінюючи дискрет фази, код якої записаний ЧР, можна змінювати частоту вихідного сигналу ЦВС.

Для скорочення необхідного об'єму блоку пам'яті в ПК зберігається інформація тільки для значень поточної фази в межах першого квадранта, вона використовується і для інших трьох квадрантів з відповідною корекцією фази. Понад те, у блоці пам'яті зазвичай відбувається квантування по фазі, т. е. у ньому записані коди значення синусоїди лише з низки дискретних значень фази межах кута $0 \dots \pi/2$. Якщо кількість таких значень $2^k + 1$, то крок квантування фази

$$q_{\phi} = \pi/2^{k+1} \quad (k < n). \quad (2.7)$$

Замість блоку пам'яті може використовуватися блок обчислень, в якому обчислюється за певною програмою код амплітуди, що відповідає поточному значенню коду фази.

Поточні значення амплітуди синусоїдального сигналу, що синтезується, також квантовані, а відносна величина кроку квантування дорівнює $1/(2^m - 1)$, де m - розрядність ЦАП.

Квантування фази в блоці пам'яті та миттєвих значень напруги на виході ЦАП призводить до відхилень синтезованого коливання від

моногармонічного, що характеризується рівнями фазового $D_{\text{ф.ш}}$ та амплітудного $D_{\text{а.ш}}$ шуму.

Для визначення рівня фазового шуму спочатку допустимо, що розрядність ЦАП настільки велика, що наявністю амплітудного шуму можна знехтувати. Далі врахуємо, що відхилення квантованих значень фази від дійсних випадкові і рівномірно розподілені в інтервалі між $-0.5q_{\text{ф}}$ і $+0.5q_{\text{ф}}$. Тоді густина ймовірності цих відхилень буде $w = 1/q_{\text{ф}}$, а їхня дисперсія –

$$\sigma_{\text{ф}}^2 = \int_{-0.5q_{\text{ф}}}^{0.5q_{\text{ф}}} wx^2 dx = \frac{q_{\text{ф}}^2}{12}. \quad (2.8)$$

Відповідно до (1.7)

$$\sigma_{\text{ф}}^2 = 2 \int_0^{\infty} S_{\text{ф}}(\Omega) d\Omega, \quad (2.9)$$

де $S_{\text{ф}}(\Omega)$ - Спектральна щільність потужності фазового шуму.

Спектральна щільність потужності самої напруги, викликаного шумом квантування фази, при відбудові $\pm \Omega$ від середньої частоти $\omega_{\text{ВЫХ}} = 2\pi f_{\text{ВЫХ}}$, з огляду на коментарі, зроблені при виведенні співвідношення (2.3), визначатиметься виразом $S_u(\omega_{\text{ВЫХ}} \pm \Omega) = 0.25U^2 S_{\text{ф}}(\Omega)$, де U - Амплітуда вихідної напруги. Вважаючи, що $S_{\text{ф}}(\Omega)$ досить швидко убуває зі зростанням Ω , визначимо середньоквадратичне значення суми всіх побічних спектральних складових:

$$U_{\text{ф.ш}}^2 = \sigma_u^2 = 4 \int_0^{\infty} S_u(\omega_{\text{ВЫХ}} + \Omega) d\Omega = U^2 \int_0^{\infty} S_{\text{ф}}(\omega) d\Omega. \quad (2.10)$$

Далі, підставивши (2.7)–(2.9) у (2.10), остаточно знайдемо

$$D_{\text{ф.ш}} = 10 \lg \left(U_{\text{ф.ш}}^2 / 0.5U^2 \right) = 10 \lg \sigma_{\text{ф}}^2 = 20 \lg \left(\pi / \left(2^{k+1} \sqrt{12} \right) \right).$$

Оцінюючи шуму квантування амплітуди припустимо, що фазовим шумом можна знехтувати, т. е. число рівнів квантування фази досить велике. Далі, як і

раніше, припустимо, що відхилення реального значення амплітуди від квантованого є випадковою величиною з рівномірним законом розподілу та лежить у межах від $-0.5U/(2^m - 1)$ до $+0.5U/(2^m - 1)$. Тоді щільність ймовірності відхилення амплітуди становитиме $(2^m - 1)/U$, А його дисперсія, тобто квадрат середньоквадратичного відхилення амплітуди, $U_{a.ш}^2 = \sigma_{a.ш}^2 = U^2 / (12(2^m - 1)^2)$. З урахуванням останньої рівності для оцінки відносного рівня шуму квантування амплітуди буде справедливим такий вираз:

$$D_{a.ш} = 10 \lg \left(U_{a.ш}^2 / 0.5U^2 \right) = 20 \lg \left(1 / (\sqrt{6}(2^m - 1)) \right).$$

Відповідно до теорії Котельникова [1] частота тактових імпульсів повинна бути принаймні вдвічі вище максимальної частоти коливань, що формуються. Для полегшення фільтрації гармонік тактової частоти f_0 зазвичай вибирають із умови $f_0 \geq 4f_{\text{в.х. max}}$.

Форма вихідного сигналу ЦВС близька до синусоїдальної, якщо $f_0 \gg f_{\text{в.х. max}}$ ($k_\phi \ll 2^n$), а k_ϕ у ціле число разів менше 2^n . В цьому випадку наприкінці кожного циклу накопичення фази немає залишку. Якщо k_ϕ за значенням порівняно з 2^n , Форма вихідного сигналу може істотно відрізнитися від необхідної гармонійної. Якщо ж $k_\phi \neq 2^p$ (p – ціле число, менше n), період сформованого коливання визначатиметься найбільшим спільним дільником 2^r чисел k_ϕ і 2^n і стане рівним $2^{n-r} T_0$. При цьому в спектрі вихідного сигналу ЦВС з'являться дискретні складові, що йдуть з інтервалом $2^r f_{\text{ш}}$. Для зниження рівня спектральних складових на частоті f_0 та її гармоніках на виході ЦВС включається фільтр нижніх частот з граничною частотою дещо вище $f_{\text{в.х. max}}$.

Розглянутий ЦВС з успіхом може бути використаний і в тих випадках, коли необхідно синтезувати сигнал, форма якого відрізняється від синусоїдальної, наприклад, періодичну послідовність прямокутних, трикутних, пилкоподібних і т. п. імпульсів. Для цього достатньо у схемі рис. 2.6 застосувати перетворювач кодів, у якому кожному поточному значенню коду фази відповідатиме код амплітуди сигналу необхідної форми.

Зазначимо, що інтегральні пасивні цифрові ССЧ, що серійно випускаються, мають тактову частоту 300...1000 МГц, розрядність НФ – від 32 до 48, розрядність ЦАП – 10...14, що забезпечує рівень вищих гармонік не більше –40 дБ [7]. До складу інтегральної мікросхеми можуть бути включені додаткові вузли, що забезпечують формування сигналів з різними видами модуляції та маніпуляції (див. 2.4). Крім того, інтегральні схеми ЦВС часто мають у своєму складі основні вузли помножувача частоти на основі ССЧ з ФАП. Це пов'язано з тим, що джерелом коливальних із тактовою частотою f_0 є опорний кварцовий генератор. Робоча частота високостабільних ОКГ $f_{\text{ОКГ}}$, зазвичай, вбирається у 10 МГц, що значно менше необхідних значень f_0 . Тому між ОКГ і схемою управління і синхронізації ЦВС включається помножувач частоти, зазвичай виконується на основі кільця ФАП, що розглядається далі, з дільником в ланцюзі зворотного зв'язку.

2.3 Цифрові синтезатори з ФАП

При побудові активних ССЧ широко застосовуються методи, засновані на застосуванні кільця ФАП. За допомогою пристроїв з ФАП можна здійснити сумування алгебри частот ряду коливальних, розподіл і множення частоти.

Цифрові синтезатори з ФАП (PLL – phase locked loop) можна використовувати у діапазоні частот до 10 ГГц, забезпечуючи низький рівень побічних спектральних складових. До їх недоліків відносяться складність налаштування, можливість генерації сигналів, частота яких відповідає встановленому значенню. Зменшення кроку сітки частот, як правило, потребує суттєвого ускладнення схеми, оскільки пов'язане зі збільшенням інерційності системи. Досить обмежені і можливості формування сигналів з різними видами модуляції в тракці синтезатора.

Структурна схема найпростішої системи активного синтезу з ФАП представлена на рис. 2.7. Джерелом вихідних коливальних у схемі є генератор G, що плавно перебудовується за допомогою реактивного елемента PE, включеного в його коливальну систему. Як PE зазвичай використовуються матриці із зустрічно-включених варикапів, ємність яких змінюється під дією керуючого напруги, що подається на нього з виходу імпульсно-фазового детектора ІФД через фільтр нижніх частот ФНЧ та підсилювач постійного струму УПТ. Сукупність генератора та PE утворює генератор, керований напругою ГУН. Методи та схеми побудови основних вузлів цифрових ССЧ з ФАП викладено у 3.

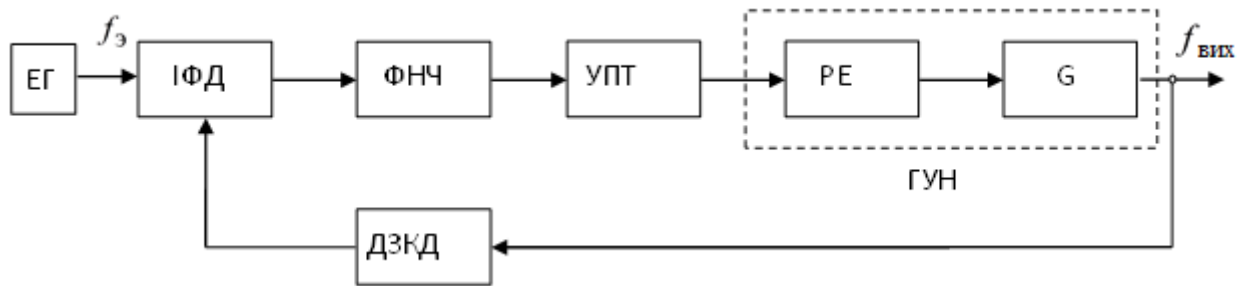


Рисунок 2.7 – Структурна схема системи активного синтезу з ФАП

В ІФД відбувається порівняння моментів приходу імпульсів, що надходять з виходу еталонного генератора ЕГ та мають частоту прямування $f_э$, і імпульсів, сформованих з вихідного сигналу ГУН і минулих через дільник частоти зі змінним коефіцієнтом розподілу ДЗКД, тобто. $t_э$ і $t_д$.

Еталонний генератор зазвичай виконується у вигляді каскадного з'єднання опорного кварцового генератора та дільника з фіксованим коефіцієнтом поділу. Оскільки вихідні сигнали ОКГ і ГУН близькі до моногармонічним, перед подачею на вхід відповідних дільників частоти повинні бути перетворені в послідовності коротких імпульсів. У зв'язку з тим, що формувачі імпульсів не змінюють алгоритм частотоутворення, в структурних схемах вони не позначені як самостійні вузли.

У аналізованому синтезаторі можливий стаціонарний синхронний режим, у якому між моментами приходу імпульсів на входи ІФД встановлюється постійне тимчасове зрушення, які частоти виявляються рівними, тобто.

$$f_{\text{ГУН}}/N_{\text{д}} = f_э, \quad (2.11)$$

де $f_{\text{ГУН}}$ - Частота сигналу на виході синтезатора; $N_{\text{д}}$ - поточне значення коефіцієнта розподілу ДЗКД.

Представивши співвідношення (2.11) як $f_{\text{ГУН}} = N_{\text{д}} f_э$, Неважно помітити, що подібний синтезатор є помножувачем частоти $f_э$, а змінюючи $N_{\text{д}}$, можна отримувати дискретні значення $f_{\text{ГУН}}$ з кроком $f_{\text{ш}} = f_э$.

У тому випадку, коли рівність (2.11) не виконана (режим биття), на виході ІФД виникає змінна напруга, так що змінює ємність варикапа, а отже, резонансну частоту коливальної системи ГУН і частоту його генерації, щоб змінна складова поточної різниці моментів приходу імпульсів $\Delta t(t)$

зменшувалася, прагнучи до нуля, а постійна складова прагнула величини, що відповідає стаціонарному режиму.

Для аналізу особливостей роботи ССЧ з ФАП і, насамперед, фільтруючих властивостей кільця ФАП зручно спочатку уявити ССЧ як систему зі зворотним зв'язком з безперервним регулюванням. У цьому може бути використана схема рис. 2.7 з тією різницею, що замість ІФД слід включити ФД, сигнал на виході якого буде пропорційний різниці фаз сигналів на його входах, та замінити цифровий ДЗКД на аналоговий.

З урахуванням сказаного коефіцієнт передачі між двома будь-якими точками схеми визначається співвідношенням: $\dot{K}_z = \dot{K}_p / (1 + \dot{K}_{p.п})$, де \dot{K}_z і \dot{K}_p - коефіцієнти передачі між точками схеми, що цікавлять, при замкнутій і розімкнутій петлі зворотного зв'язку відповідно; $\dot{K}_{p.п}$ - Повний коефіцієнт передачі по обходу розімкнутої петлі. Коефіцієнт передачі розімкнутого кільця ФАП, багато в чому визначальний властивості синтезатора, для схеми, що розглядається [2]

$$\dot{K}_{p.п} = S_{\text{ФД}}(\varphi) \frac{1}{N_d} \dot{K}_{y.ф}(j\Omega) S_{\text{ГУН}}(u_y) \frac{1}{j\Omega},$$

де $S_{\text{ФД}}(\varphi) = U_m dF[\varphi(t)]/d\varphi(t)$ - крутість характеристики ІФД, що описується функцією виду $u_{\text{ввих.ФД}}(t) = U_m F[\varphi(t)]$; $u_{\text{ввих.ФД}}$ - Напряга на виході ІФД, а U_m - Його максимальне значення; $|F[\varphi(t)]| \leq 1$; $\varphi = \Omega(t_{\text{э}} - t_{\text{д}})$ і Ω - фазовий кут між сигналами на входах ІФД та кругова частота його зміни відповідно; $\dot{K}_{y.ф}(j\Omega) = K_{y.ф}(0) \dot{K}'_{y.ф}(j\Omega)$ - Коефіцієнт передачі каскадно з'єднаних УПТ та ФНЧ; $K_{y.ф}(0)$ - значення $\dot{K}_{y.ф}(j\Omega)$ на постійному струмі; $\dot{K}'_{y.ф}(j\Omega) = \dot{K}_{y.ф}(j\Omega) / K_{y.ф}(0)$; $S_{\text{ГУН}}(u_y) = d\omega_{\text{ГУН}}/du_y$ - крутість регулювальної характеристики ГУН; u_y - керуюча напряга, що надходить із ФНЧ на вхід ГУН; $1/j\Omega$ - Коефіцієнт передачі автогенератора в ГУН.

Для цього випадку [2] були отримані наступні співвідношення для коефіцієнтів передачі фазових шумів ГУН - $\dot{K}_{\text{ГУН}}$ та еталонного генератора та дільника ДЗКД - $\dot{K}_{\text{ЕГ д}}$

$$\dot{K}_{\text{ГУН}}(j\Omega) = \frac{1}{1 + (1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)1/j\Omega}; \quad (2.12)$$

$$\dot{K}_{\text{ЕГ}_d}(j\Omega) = \frac{S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)1/j\Omega}{1 + (1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)1/j\Omega}. \quad (2.13)$$

Аналіз виразів (2.12) і (2.13) показує, що низькочастотні складові фазових шумів сигналу на виході ГУН пригнічуються кільцем ФАП, тим ефективніше, ніж нижче Ω (при $\Omega \rightarrow 0, K_{\text{ГУН}} \rightarrow 0$). З підвищенням частоти $K_{\text{ГУН}}$ зростає, прагнучи одиниці. Щодо $K_{\text{ЭГ}_d}$ то його зміни в діапазоні частот виявляються прямо протилежними. Максимальне значення $K_{\text{ЭГ}_d}$, рівне N_d , буде спостерігатися при $\Omega \rightarrow 0$, а зі зростанням частоти $K_{\text{ЭГ}_d}$ буде зменшуватися, тобто низькочастотні складові фазових шумів сигналів на входах ІФД посилюються кільцем ФАП N_d разів.

Таким чином, у вихідному сигналі синтезатора з кільцем ФАП в режимі синхронізації ефективно пригнічуються ті побічні складові, що виникають у ГУН, частоти яких близькі до необхідного значення частоти, що синтезується. $f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ГУН}}$ а віддалені від неї безперешкодно проходять на вихід. Зате зблизька $f_{\text{ВЫХ}}$ з'являються спектральні складові, зумовлені нестабільністю частоти сигналів, що надходять з еталонного генератора, та фазовим шумом ДЗКД, тоді як при великих відбудовах від $f_{\text{ВЫХ}}$ ці складові будуть пригнічені.

Корекція частотних характеристик кільця ФАП, що дозволяє отримати необхідне придушення фазових шумів ГУН, ЕГ та ДЗКД та побічних складових (у тому числі і обумовлених проходженням сигналу з виходу ОКГ на вхід ГУН) у всій області частот поблизу $f_{\text{ВЫХ}}$, здійснюється за допомогою вибору відповідної частотної характеристики $\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)$. Підкреслимо, що фазові шуми ГУН ефективно придушуються на околиці $f_{\text{ВЫХ}}$ лише у межах смуги пропускання ФНЧ.

Ширина смуги утримання (синхронізму) $\Pi_c = K_{\text{у.ф}}(0)S_{\text{ГУН}}U_m$, У межах якої автоматично зберігається умова синхронізму при квазістатичної

відбудови ГУН, визначається максимальною зміною частоти ГУН під впливом напруги, що управляє. Смуга захоплення не перевищує смугу утримання та значною мірою визначається характеристиками ФНЧ. Нагадаємо, що смугою захоплення називається значення початкової відбудови, коли виникає перехід від режиму биття до режиму синхронізації.

Крім придушення побічних складових ФНЧ та УПТ мають забезпечити стійкість ССЧ. Для цього необхідно, щоб модуль коефіцієнта передачі розімкнутого кільця ФАП був меншим за 1 в області частот Ω , де абсолютне значення його аргументу більше π .

Зазначені властивості ССЧ з ФАП притаманні і цифровим синтезаторам за умови, що тривалість перехідних процесів в останніх істотно більша за період слідування імпульсів, що надходять з виходу ЕГ на один із входів ІФД. Доведемо, що зазначена умова у переважній більшості випадків виконується.

При розгляді процесу переходу з однієї робочої частоти f_0 ССЧ на іншу f_1 з метою мінімізації тривалості перехідного процесу вважатимемо, що як ІФД використовується детектор типу «вибірка-запам'ятовування», що має лінійну прохідну характеристику та практично постійний рівень вихідного сигналу в проміжку між імпульсами, що надходять з виходу ДЗКД (див. 3). Це дозволяє виключити із схеми рис. 2.7 ФНЧ. Припустимо також, що УПТ відсутня, перебудова ГУН відбувається синхронно зі зміною керуючого напруги, а тривалості опорних імпульсів, що формуються ФІ, та імпульсів, що надходять з виходу ДЗКД, значно менше періоду еталонного колювання.

Припустимо, що поточний коефіцієнт поділу ДЗКД дорівнював $N_{д1}$, отже, кругова частота сигналу на виході ГУН дорівнювала $2\pi N_{д1} f_{ш} = 2\pi f_0 = S_{ГУН}(U_{ФД} + U_{п})$, де $U_{ФД}$ - Напруга на виході фазового детектора; $U_{п}$ - Напруга підставки, що визначає значення частоти сигналу на виході ГУН при $U_{ФД} = 0$. Нехай відразу після приходу чергового імпульсу з виходу ДЗКД коефіцієнт розподілу останнього буде змінено і стане рівним $N_{д2}$. При цьому частота сигналу на виході ГУН залишиться незмінною і рівною $N_{д1} f_{ш}$ до того часу, поки ІФД не надійде наступний імпульс з виходу ДЗКД. Після цього частота сигналу на виході ГУН зміниться і набуде значення:

$$f_1 = N_{д1}f_{ш} + \Delta f_1 = f_0 + S_{ГУН}S_{ФД}f_{ш}\left(\frac{N_{д2}}{f_0} - \frac{1}{f_{ш}}\right).$$

Наступний імпульс, що надійшов на вхід ФД з виходу ДЗКД, призведе до зміни частоти вихідного коливання ГУН:

$$f_2 = f_1 + S_{ГУН}S_{ФД}f_{ш}\left(\frac{N_{д2}}{f_1} - \frac{1}{f_{ш}}\right).$$

Повторюючи аналогічні міркування, неважко показати, що після приходу k -го імпульсу частота сигналу на виході ГУН досягне значення

$$f_k = f_{k-1} + S_{ГУН}S_{ФД}f_{ш}\left(\frac{N_{д2}}{f_{k-1}} - \frac{1}{f_{ш}}\right).$$

Помилка, що залишилася у значенні частоти вихідного сигналу $\Delta f_{ош k}$ після приходу k -го імпульсу з виходу ДЗКД дорівнюватиме

$$\Delta f_{ош k} = (N_{д2}f_{ш} - f_{k-1})q = \Delta f_{ош (k-1)}q, \quad (2.14)$$

де $q = 1 - S_{ГУН}S_{ФД}/f_{k-1}$.

Аналіз останнього співвідношення показує, що з приходом кожного k -го імпульсу величина помилки змінюється в q разів. При цьому, якщо $0 < q < 1$, процес встановлення частоти носить аперіодичний характер, а при $-1 < q < 0$ - коливальний. При $|q| \geq 1$ збіжність процесу встановлення частоти порушується, що говорить про порушення умови стійкості у петлі ФАП. Сказане ілюструється графіками (рис. 2.8), де зображено процес зміни частоти під час перемикання ДЗКД.

Включення ФНЧ на виході ІФД істотно впливає на форму напруги, що управляє, збільшує тривалість перехідного процесу може призвести до зміни характеру процесу встановлення частоти.

Практично вихідний сигнал будь-якого ІФД, у тому числі й типу «вибірка-запам'ятовування», містить значні спектральні складові із частотою порівняння f_{Σ} та її гармонік, що призводять до частотної модуляції напруги на виході ССЧ. Тому між ІФД і ГУН завжди включається ФНЧ, виконаний у

вигляді RC-ланцюга, пропорційно-інтегруючого або складнішого RLC-фільтра з граничною частотою, істотно меншою, ніж $f_{\Sigma} = f_{\text{Ш}}$.

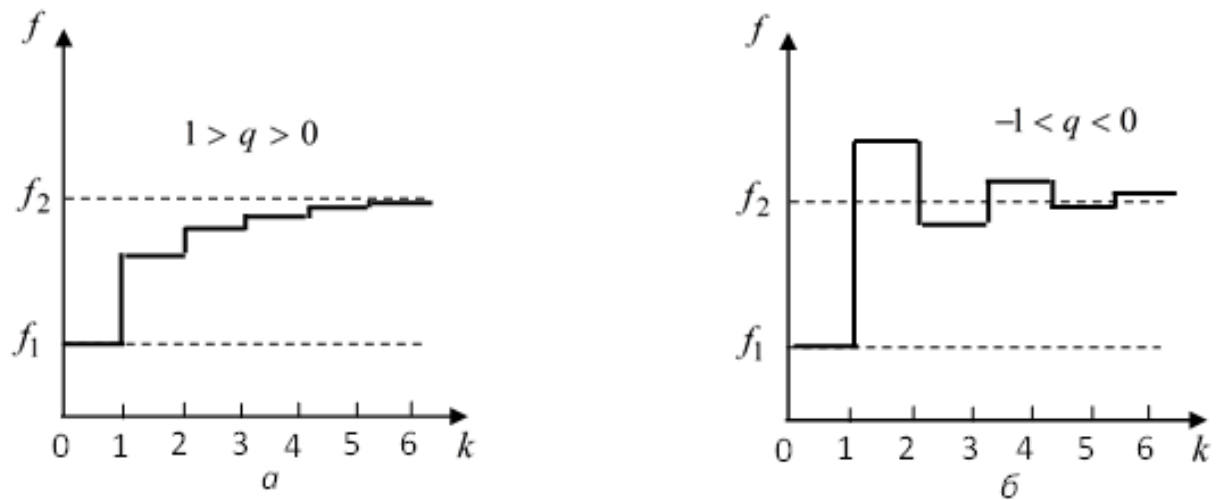


Рисунок 2.8 – Процес зміни частоти під час перемикання ДЗКД

Необхідно відзначити, що в цьому випадку суттєво ускладнюються питання, пов'язані зі стійкістю кільця ФАП, багато в чому обумовлені АЧХ та ФЧХ ФНЧ.

Зменшення $f_{\text{Ш}}$ і необхідне при цьому зниження граничної частоти ФНЧ супроводжуватиметься пропорційним зменшенням смуги захоплення та смуги частот, у якій ефективно пригнічуються шуми ГУН, та збільшенням інерційності синтезатора, що призводить до збільшення часу переходу з однієї робочої частоти на іншу.

Вирішення зазначеного протиріччя можливе при такому побудові синтезатора, яке допускає вибір еталонної частоти порівняння, значно більшої, ніж частота кроку сітки $f_{\text{Ш}}$. Останнє можна реалізувати такими способами:

- включенням на виході ССЧ дільника з фіксованим коефіцієнтом поділу $N_{\text{ДФКД}}$;
- включенням замість ДЗКД дільника з дробово-змінним коефіцієнтом поділу;
- включенням між ОКГ та ІФД дільника зі змінним коефіцієнтом поділу, залежним від значення частоти вихідного сигналу синтезатора;
- використанням в одному ССЧ декількох кілець ФАП з однаковими або різними частотами порівняння, але завжди більшими $f_{\text{Ш}}$.

Застосування першого способу дозволяє $N_{\text{ДФКД}}$ раз зменшити $f_{\text{ш}}$, але в стільки ж разів зменшується абсолютний діапазон частот, що перекриваються, і самі робочі частоти синтезатора, що різко обмежує можливості застосування даного методу.

Для пояснення можливості реалізації другого способу надійде наступним чином. Припустимо, що $f_3 \gg f_{\text{ш}}$ і для отримання необхідного значення частоти вихідного сигналу у відповідність до (2.11) знадобиться нецілочислений коефіцієнт поділу $N_{\text{д}} = N + l/m$, де N - ціла частина коефіцієнта розподілу, l/m - його дробова частина. При розгляді найпростіших схем дворівневих пасивних ССЧ було показано, що чергуючи коефіцієнти поділу $N_{\text{д}}$ і $(N_{\text{д}} + 1)$, можна отримати необхідний коефіцієнт розподілу лише усередненням за m циклів розподілу.

При цьому сигнал на виході синтезатора з таким дільником матиме потрібну частоту, але з деяким коливанням фази, що змінюється за періодичним законом із періодом m/f_3 . Отже, спектр його міститиме побічні складові. Крок сітки, що формується, зменшиться до f_3/m але короткочасна нестабільність частоти зросте. Ефект зміни коефіцієнта розподілу на одиницю можна отримати і при використанні поглиначів імпульсів, який виключає (поглинає) один із імпульсів на вході звичайного ДЗКД [4].

Як зазначалося, зменшення рівня дискретних спектральних складових із частотою, кратною f_3/m , доцільно максимально рівномірно чергувати коефіцієнти поділу $(N_{\text{д}} + 1)$ та $N_{\text{д}}$ на періоді f_3/m . Крім того, можуть бути використані різні варіанти корекції: псевдовипадкове порушення регулярності циклів перемикавання, застосування керованих ліній затримки, сигма-дельта-коректорів та ін. [3].

Використання мікропроцесорів у трактах управління ССЧ дозволяє реалізувати зазначений раніше метод підвищення частоти порівняння, заснований на включенні до ССЧ з ФАП двох дільників зі змінними коефіцієнтами поділу. Функціональна схема такого синтезатора наведена на рис. 2.9.

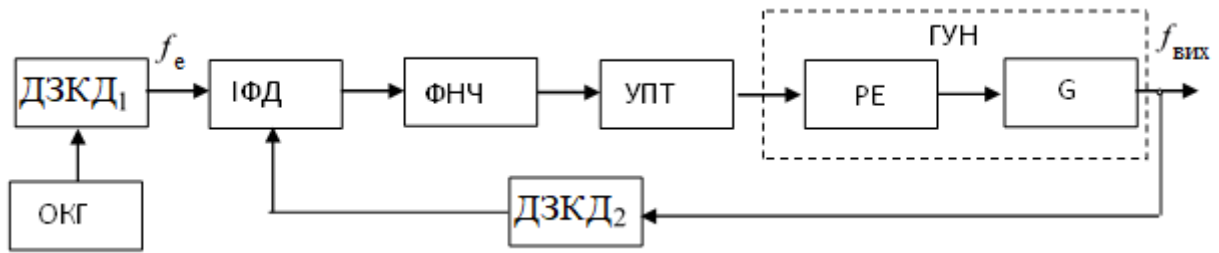


Рисунок 2.9 – Функціональна схема синтезатора

При встановленні необхідного значення частоти вихідного сигналу коефіцієнти розподілу кожного ДЗКД вибираються так, щоб $f_{\text{ВЫХ}}$ відрізнялася від заданого на малу величину $\Delta f_{\text{ВЫХ.ДОП}}$, суттєво меншу, ніж $\Delta f_{\text{ВЫХ}}$, а $f_{\text{э}}$ була значно більшою $f_{\text{Ш}}$. Процес вибору коефіцієнтів розподілу $N_{\text{д1}}$ і $N_{\text{д2}}$ полягає в наступному. Спочатку потрібне значення відношення коефіцієнтів $N_{\text{д2}}/N_{\text{д1}} = f_{\text{ВЫХ}}/f_{\text{ОКГ}}$ на основі алгоритму Евкліда представляється у вигляді кінцевого ланцюгового дроби:

$$\frac{N_{\text{д2}}}{N_{\text{д1}}} = b_0 + \frac{1}{b_1 + \frac{1}{b_2 + \frac{1}{b_3 + \dots}}}$$

Попутно в міру визначення b_i за допомогою рекурентних співвідношень

$$N_{\text{д1}0} = 1; N_{\text{д1}1} = b_1; N_{\text{д2}0} = b_0; N_{\text{д2}1} = b_0 b_1 + 1;$$

$$N_{\text{д1}i} = N_{\text{д1}(i-1)} b_i + N_{\text{д1}(i-2)}; N_{\text{д2}i} = N_{\text{д2}(i-1)} b_i + N_{\text{д2}(i-2)}$$

розраховуються наближені значення коефіцієнтів поділу $N_{\text{д1}i}$ і $N_{\text{д2}i}$ ($2 \leq i \leq k$) і знаходиться відхилення частоти вихідного сигналу ССЧ від номінального значення $\Delta f_{\text{ВЫХ.}i} = f_{\text{ОКГ}} (N_{\text{д2}i}/N_{\text{д1}i} - N_{\text{д2}}/N_{\text{д1}})$.

Розрахунки закінчуються під час виконання нерівності $\Delta f_{\text{ВЫХ.}i} \leq \Delta f_{\text{ВЫХ.ДОП}}$, де $\Delta f_{\text{ВЫХ.ДОП}}$ - Припустима похибка номінального

значення частоти вихідного сигналу. Після цього встановлюються розраховані коефіцієнти поділу дільників.

Описані обчислювальні процедури здійснюються лічильно-вирішальним пристроєм, виконаним на основі мікропроцесора і керуючим коефіцієнтами поділу ДЗКД₁ і ДЗКД₂.

Відносний діапазон робочих частот однокільцевих ССЧ з ФАП визначається смугою перебудови ГУН, що лежить у межах від кількох відсотків до октави. У той же час, у багатьох випадках коефіцієнт перекриття діапазону k_d синтезаторів КХ-УКХ-радіопередавачів може становити кілька декад. У подібній ситуації кращим може бути використання в одному ССЧ декількох кілець ФАП, що дозволить не тільки забезпечити виконання умови $f_3 \gg f_{ш}$, але і отримати результуючий $k_d \gg 1$ при коефіцієнтах перекриття діапазону кожного з кілець менш октави.

У таких ССЧ суттєве збільшення k_d досягається за рахунок використання в алгоритмі частотоутворення не тільки операцій розподілу та множення, але й складення алгебри частот. Для цього тракт ССЧ вводяться суматори частот (СЧ), що являють собою каскадне з'єднання змішувача СМ і не перебудовується ПФ (рис. 2.10, а). Якщо на входи 1 і 2 змішувача надходять квазігармонічні коливання із частотами f_1 і f_2 відповідно, сигнал на його виході в загальному випадку міститиме комбінаційні складові з частотами $|g f_1 \pm r f_2|$ де g і r – будь-які позитивні цілі числа, включаючи нуль. Принагідно зазначимо, що інтервал частоти між комбінаційними складовими дорівнює найбільшому загальному дільнику чисел, рівних f_1 і f_2 . Амплітуди комбінаційних складових швидко зменшуються зі збільшенням їх порядку $p = g + r$. ПФ, що підключається до виходу СМ, виділяє комбінаційну складову другого порядку з частотою $|f_1 - f_2|$ або $f_1 + f_2$.

Для спрощення накреслення структурних схем ССЧ надалі користуватимемося умовним позначенням суматора частот у вигляді, представленому на рис. 2.10 б, де знаком «+» або «-» будемо позначати, яка з комбінаційних складових виділяється ПФ.

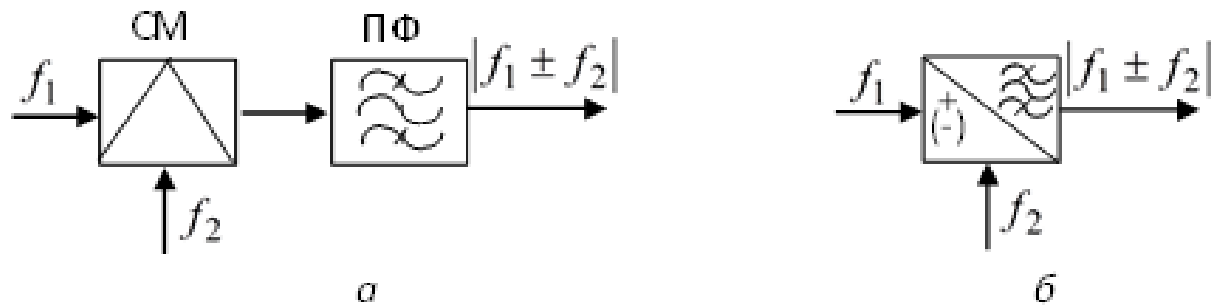


Рисунок 2.10 – Умовне позначення суматора частот

Усі комбінаційні складові, у яких $p \neq 2$, мають бути придушені ПФ. Однак якщо частоти f_1 і f_2 можуть змінюватись у певному діапазоні можливих значень, ряд комбінаційних складових, у яких $p \neq 2$ також може потрапити в смугу пропускання ПФ і не буде відфільтрований. Тим не менш, при певному виборі значень частот f_1 і f_2 можна домогтися того, щоб у смугу пропускання ПФ, крім корисної комбінаційної складової другого порядку, потрапляли лише комбінаційні складові порядку вище. p_{\min} , Амплітуди яких зневажливо малі [11]. Зазвичай достатньо, щоб $p_{\min} = 6$.

Так, якщо $f_1 < f_2$ і на виході СЧ має бути виділена сумарна частота, то необхідно виконати умову

$$\max(f_1/f_2) \leq 1/(p_{\min} + 1).$$

При виділенні різницевої частоти f_1 і f_2 повинні задовольняти нерівності

$$1 > \min(f_1/f_2) \geq (p_{\min} - 1)/(p_{\min} + 1).$$

Однак діапазон зміни різницевої частоти не повинен перевищувати октави. Інакше слід використовувати систему комутованих фільтрів.

Приклад реалізації ССЧ з декількома кільцями ФАП є структурна схема синтезатора, представлена на рис. 2.11. Оскільки ССЧ з кільцем ФАП є помножувачем частоти f_3 , На схемі рис. 2.11 кожне з кілець, виконане за схемою рис. 2.7 представлено у вигляді помножувача зі змінним коефіцієнтом множення. Крім того, до складу синтезатора включені дільники частоти на 10 та СЧ.

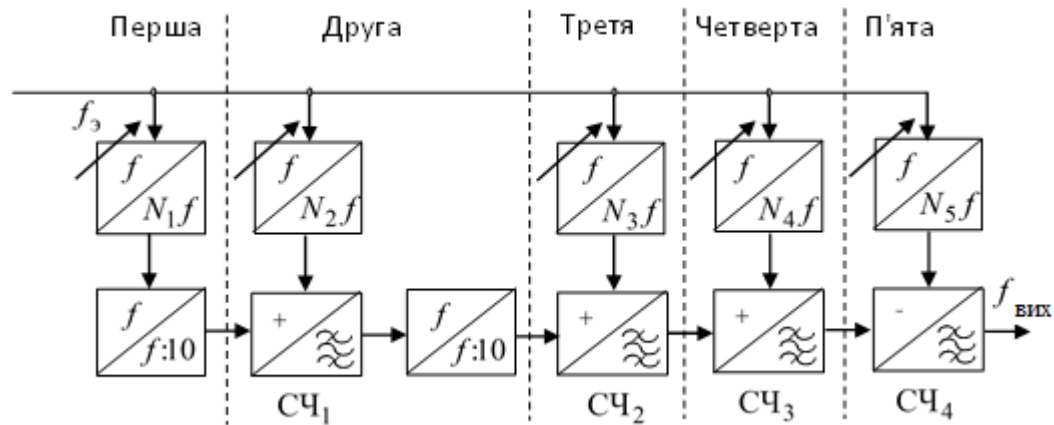


Рисунок 2.11 – Приклад реалізації ССЧ з декількома кільцями ФАП

Враховуючи операції над частотами, що здійснюються в кожному з блоків ССЧ, для частоти сигналу на виході синтезатора легко отримати

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_3(0.01N_1 + 0.1N_2 + N_3 + N_4 - N_5),$$

де N_i ($i = 1, 2, \dots, 5$) - Коефіцієнти розподілу дільників зі змінними коефіцієнтами розподілу в кожному з кілець ФАП. Якщо при цьому коефіцієнти N_i задовольняють співвідношенням: $N_5 = N_{5\text{max}} - 100 k_5$; $N_4 = N_{4\text{min}} + 10 k_4$; $N_3 = N_{3\text{min}} + k_3$; $N_2 = N_{2\text{min}} + k_2$; $N_1 = N_{1\text{min}} + k_1$

$$N_{5\text{max}} = \sum_{i=1}^3 N_{i\text{min}} 10^{i-3} + N_{4\text{min}},$$

де $k_i = 1, 2, \dots, 9$; $N_{i\text{max}}$ і $N_{i\text{min}}$ – максимальне та мінімальне значення коефіцієнта поділу в i -му кільці ФАП, то

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_3 \sum_{i=1}^5 10^{i-3} k_i = f_{\text{Ш}} \sum_{i=1}^5 10^{i-1} k_i. \quad (2.15)$$

Як це впливає з виразу (2.15), у аналізованому ССЧ при $f_3 = 10^\alpha$ Гц (α – ціле число) може бути реалізований декадний принцип синтезу та встановлення частоти, а крок сітки частот $f_{\text{Ш}} = 0.01 f_3$. Принагідно зазначимо, що подальше зменшення $f_{\text{Ш}}$ може бути отримано включенням

секції, аналогічної другої, між першою та другою (або між другою та третьою) секціями (декадами). Кожна з декад, що додатково включаються, буде зменшувати $f_{ш}$ у 10 разів та у 10 разів збільшувати число частот у сітці.

2.4 Методи формування модульованих сигналів у цифрових синтезаторах

При використанні ССЧ у складі збудника радіопередавача, генератора стандартних сигналів та багатьох пристроїв спеціального призначення на синтезатор покладається функція формування радіосигналу, тобто високочастотного електромагнітного коливання з тим чи іншим видом модуляції або маніпуляції.

Питання формування сигналів з безперервними і дискретними видами модуляції спочатку розглянемо стосовно цифровим синтезаторам прямого синтезу.

Найпростіший спосіб забезпечити частотне телеграфування у дворівневому синтезаторі полягає в тому, щоб шляхом зміни коефіцієнта розподілу ДЗКД по черзі формувати в ССЧ коливання з двома частотами, зміщеними на однакові інтервали щодо несучої частоти f_H . Аналогічно можна здійснити і частотну модуляцію, замінивши безперервну зміну частоти її ступінчастою апроксимацією. Мінімальний час переходу з однієї частоти на іншу в дворівневі ССЧ дозволяє вибрати необхідний крок сітки частот, що забезпечує допустимий рівень нелінійних спотворень. Однак при такому рішенні перехід з однієї частоти на іншу супроводжується розривом фази, що призводить до зростання позасмугових складових у спектрі вихідної напруги. Тому такі методи практично не застосовуються.

Незрівнянно кращими властивостями в цьому плані можуть мати цифрові обчислювальні синтезатори. Введення додаткових вузлів у тракт ЦВС дозволяє суттєво розширити його функціональні можливості у частині формування сигналів з різними видами модуляції та маніпуляції.

Так, включення до складу ЦВС двох ПК (синусного та косинусного) та двох ЦАП з інверсними виходами дозволяє на будь-якій із частот сітки створити чотири когерентні сигнали зі зсувом по фазі на 0, 90, 180 і 270°. Такі ансамблі використовуються для формування сигналів на одній бічній смузі, для здійснення фазової маніпуляції ФМ-4 і т. п.

Введення між НКФ і ПК модулятора коду фази (МКФ), в якому підсумовуються код з виходу НКФ і код, що модулює, дозволяє здійснити не

тільки вузькосмугову, але і широкосмугову фазову модуляцію. При здійсненні частотної модуляції за допомогою МКФ аналоговий модуль необхідно попередньо пропустити через інтегратор. Частотна модуляція може бути здійснена шляхом зміни коду дискрета фази k_φ відповідно до модулюючого сигналу.

Так, наприклад, для формування сигналу з лінійною частотною модуляцією ЧР слід замінити модулятор коду дискрета фази (МКДФ). До його складу необхідно включити накопичувач коду k_f , що задає швидкість зміни частоти, виконаний подібно до розглянутого раніше НКФ, і суматор, в якому підсумовується число, що надходить з накопичувача, з кодом дискрета фази k_φ . За такої заміни на виході ЦВС буде сформовано сигнал, частота якого змінюється у часі за лінійним законом.

Справді, після приходу тактових імпульсів із номерами $i, (i+1), i(i+2)$ код фази на виході НКФ матиме значення $\left[ik_\varphi + \sum_{n=1}^i nk_f \right]$;

$$\left[(i+1)k_\varphi + \sum_{n=1}^{i+1} nk_f \right] \text{ і } \left[(i+2)k_\varphi + \sum_{n=1}^{i+2} nk_f \right].$$

При цьому збільшення коду поточної фази Δk_φ становитиме, відповідно, $\Delta k_\varphi(i+1) = k_\varphi + (i+1)k_f$ і $\Delta k_\varphi(i+2) = k_\varphi + (i+2)k_f$, а збільшення коду частоти $-k_f$.

Для можливості формування сигналів з амплітудною модуляцією тракт ЦВС між ПК і ЦАП необхідно ввести модулятор коду амплітуди (МКА), що є апаратним перемножувачем коду ординати $\sin(2\pi i f_{\text{вх}} / f_0)$ на код амплітуди k_A вихідного сигналу ЦВС. Цей вузол може бути використаний для встановлення заданого рівня або стабілізації амплітуди вихідного сигналу всього пристрою в робочому діапазоні частот. При цьому передбачається, що ЦВС є збудником складнішого пристрою, наприклад широкодіапазонного радіопередавача, що містить систему автоматичного регулювання вихідної потужності.

Структурна схема ЦВС, що містить усі перелічені вузли, представлена на рис. 2.12. Її використання дозволяє також формувати сигнали, що маніпулюються по частоті з безперервною фазою, з амплітудно-фазовою маніпуляцією, здійснювати маніпуляцію мінімальним зсувом частоти. Тривалість переходу на нову частоту, фазу або амплітуду становить у подібних синтезаторах лише кілька тактових інтервалів.

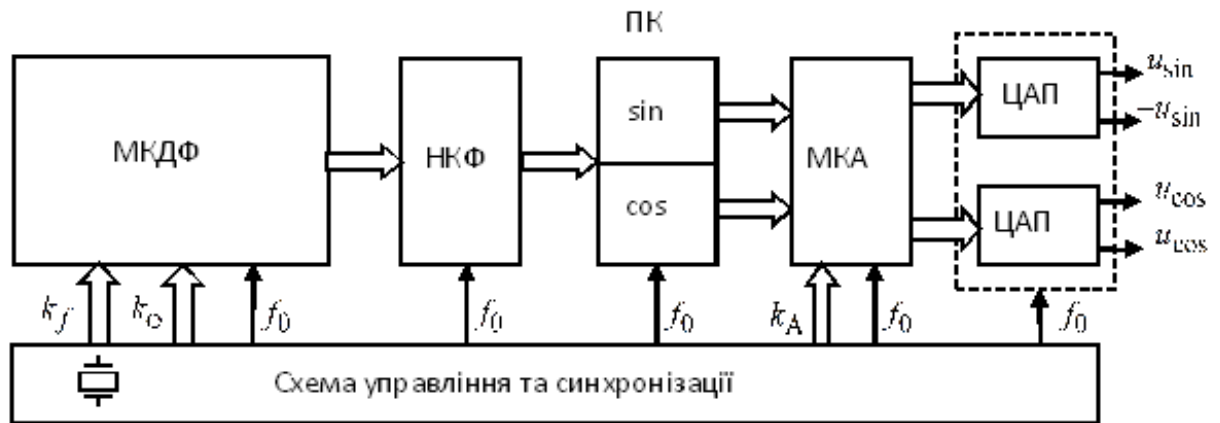


Рисунок 2.12 – Структурна схема ЦВС

Далі розглянемо можливості формування радіосигналів у синтезаторах із ФАП. Оскільки амплітудна модуляція і маніпуляція, а також різні види односмугової модуляції не можуть бути здійснені в подібних ССЧ, до складу збудника включається формувач інформаційного сигналу, кутова (фазова або частотна) модуляція або маніпуляція, як правило, здійснюється в тракці ССЧ.

Відомі пристрої для здійснення фазової та частотної модуляції зазвичай володіють високою лінійністю модуляційних характеристик лише при малих індексах модуляції та малої девіації частоти. Для отримання більших індексів модуляції та девіації частоти використовують наступне множення частоти. Здійснення кутової модуляції в тракці цифрового ССЧ з ФАП, що є помножувачем еталонної частоти f_e дозволяє безпосередньо отримати необхідну глибину модуляції. Кутова модуляція у разі не супроводжується зміною номінального значення несучої частоти.

Модуюча напруга $u_{\text{мод}}$ в кільці ФАП можна подавати на РЕ, на фазовий модулятор (ФМ), що включається перед ФД (або ІФД) в ланцюг подачі опорного коливання (в цьому випадку вдається реалізувати значення індексу модуляції, що істотно перевищують 1), або одночасно на РЕ і ФМ (рис. 2.13).

При подачі модулюючого сигналу на РЕ (рис. 2.13 а) співвідношення

$$\dot{\Psi}_{\text{вих}} = U_{\text{мод}} \frac{S_{\text{ГУН}}/j\Omega}{1 + (1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{y.\phi}(j\Omega)1/j\Omega} \quad (2.16)$$

визначає коефіцієнт перетворення амплітуди гармонійного напруження $U_{\text{мод}}$ на вході РЕ в амплітуду зміни фази (індекс модуляції) вихідного коливання –

$\Psi_{\text{ВЫХ}}$. При цьому амплітуда відхилення (девіація) частоти вихідного коливання становитиме

$$\Delta\omega_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{МОД}} \frac{S_{\text{ГУН}}}{1 + (1/N_{\text{д}})S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)(1/j\Omega)}. \quad (2.17)$$

З виразу (2.17) випливає, що за $(1/N_{\text{д}})S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}|K_{\text{у.ф}}(j\Omega_{\text{min}})| \ll \Omega_{\text{min}}$, де Ω_{min} - мінімальна частота модулюючого сигналу; можна вважати $\Delta\omega_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{МОД}}S_{\text{ГУН}}$, тобто реалізується практично неспотворена частотна модуляція. Якщо ж треба отримати неспотворену фазову модуляцію, то напругу, що модулює, слід подавати на РЕ через диференціатор (штрихова лінія на рис. 2.13, а). При цьому $\Psi_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{МОД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{д}}$, де $\dot{K}_{\text{д}} = j\Omega K_{\text{д}}$ - Коефіцієнт передачі диференціатора.

Скориставшись співвідношенням (2.13), неважко переконатися, що за

$$(1/N_{\text{д}})S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}|K_{\text{у.ф}}(j\omega_{\text{max}})| \gg \Omega_{\text{max}},$$

Де Ω_{max} - максимальна частота модулюючого сигналу, коефіцієнт передачі відхилень фази опорного коливання не залежить від Ω . Отже, для отримання практично неспотвореної фазової модуляції напругу, що модулює, треба подавати безпосередньо на ФМ. В цьому випадку $\Psi_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{МОД}}K_{\text{ФМ}}N_{\text{д}}$, де $K_{\text{ФМ}}$ - коефіцієнт передачі фазового модулятора.

Для отримання частотної модуляції модулюючий сигнал слід подавати на ФМ через інтегратор (рис. 2.13 б) з коефіцієнтом передачі $\dot{K}_{\text{и}} = K_{\text{и}}/j\Omega$. Тоді $\Delta\omega_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{МОД}}K_{\text{и}}K_{\text{ФМ}}N_{\text{д}}$. Неважко помітити, що здійсненні кутовий модуляції за схемою рис. 2.13 б вдається в $N_{\text{д}}$ раз підвищити значення $\Psi_{\text{ВЫХ}}$ і $\Delta\omega_{\text{ВЫХ}}$. Проте забезпечення сталості $\Psi_{\text{ВЫХ}}$ і $\Delta\omega_{\text{ВЫХ}}$ при зміні робочої частоти ССЧ вимагає і відповідної зміни $K_{\text{ФМ}}$.

Подаючи модулюючу напругу одночасно на РЕ і через інтегратор на ФМ (рис. 2.13, в), вдається отримати неспотворену частотну модуляцію, у всій

області між Ω_{\min} і Ω_{\max} . Справді, якщо коефіцієнти передачі ФМ, ФД та ГУН лінійні, справедливе співвідношення

$$\Delta \dot{\omega}_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{МОД}} \frac{((1/j\Omega) K_{\text{ФМ}} K_{\text{И}} S_{\text{ФД}} \dot{K}_{\text{У.Ф}}(j\Omega) + 1) S_{\text{ГУН}}}{1 + (1/N_{\text{Д}}) S_{\text{ФД}} S_{\text{ГУН}} \dot{K}_{\text{У.Ф}}(j\Omega) (1/j\Omega)}.$$

Вибравши $K_{\text{И}}$ і $K_{\text{ФМ}}$ так, щоб виконувалася умова

$$N_{\text{Д}} K_{\text{И}} K_{\text{ФМ}} = S_{\text{ГУН}}, \quad (2.18)$$

остаточно знайдемо $\Delta \omega_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{МОД}} S_{\text{ГУН}}$. Необхідно зазначити, що якщо $(N_{\text{Дmax}} - N_{\text{Дmin}})/N_{\text{Дmin}} \ll 1$, умова (2.18) виконується за будь-якого значення коефіцієнта поділу. Інакше необхідно забезпечити зміну $K_{\text{И}}$ або $K_{\text{ФМ}}$ синхронно із зміною робочої частоти.

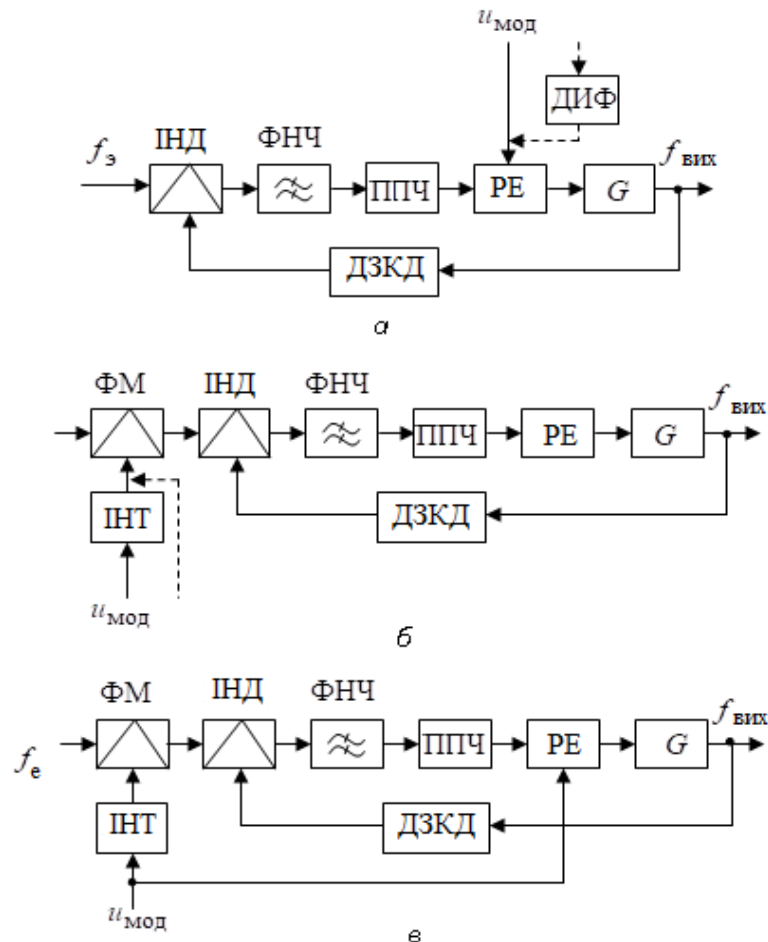


Рисунок 2.13 – Блок-схеми різновидів синтезаторів

Найпростіший спосіб забезпечити частотне телеграфування в цифровому синтезаторі полягає в тому, щоб по черзі формувати в ССЧ коливання з двома частотами, зміщеними на однакові інтервали щодо частоти, що несе. f_H . Однак при такому рішенні перехід з однієї частоти на іншу супроводжується розривом фази, що призводить до неприпустимо великого рівня позасмугових складових у спектрі вихідної напруги.

Найкращим рішенням є використання ССЧ з кільцем ФАП з ДЗКД, коефіцієнт розподілу якого змінюється в залежності від того, яка з двох частот має бути отримана. Інерційність ГУН забезпечує при цьому відсутність розриву фази, але через швидкий (майже стрибкоподібний) перехід з однієї частоти на іншу рівень позасмугових складових спектру, хоча і менший, залишається все ще неприпустимо великим.

Подальше зниження рівня позасмугових спектральних складових досягається ступінчастим переходом з однієї частоти в іншу. Восьми ступенів достатньо, щоб рівень позасмугових складових задовольняв міжнародні норми. Такий багатоступінчастий перехід можна досить просто здійснити за допомогою кільця ФАП з ДЗКД. Включення ФНЧ, що згладжує fronti напруги, що надходить з виходу ІФД, дозволяє знизити рівень імпульсних складових. Однак при цьому зазвичай збільшується час зміни робочих частот синтезатора.

При фазовому телеграфуванні частота коливань не змінюється, а відповідно до сигналу маніпуляції змінюється їхня фаза, як правило, на π .

Найпростіший спосіб забезпечити зміну фази вихідних коливань збудника напруги полягає в тому, щоб сформувати у формувачі інформаційного сигналу за допомогою фазоінвертора два коливання з частотою $f_{\text{ВЫХ}}$, зрушених по фазі один щодо одного на π , та за допомогою електронного ключа подавати на вихід потрібне з них. У цьому зміна фази відбувається стрибком, у результаті рівень позасмугових спектральних складових значно перевищує допустимий. Для його зниження необхідно змінювати фазу плавно.

Пристрій, що плавно змінює фазу вихідного коливання, може бути реалізовано на основі ГУН, охопленого кільцем ФАП з ДЗКД. Для отримання при маніпуляції лінійної зміни початкової фази під час фронту $\tau_{\text{фр}}$ та час спаду $\tau_{\text{сп}}$ модулюючих імпульсів треба так керувати коефіцієнтом розподілу ДЗКД,

щоб на інтервалах $\tau_{\text{фр}}$ і $\tau_{\text{сп}}$ частота ГУН дорівнювала, відповідно, $f_{\text{ВЫХ}} + \Delta f_1$ і $f_{\text{ВЫХ}} - \Delta f_2$, де $\Delta f_1 = 1/(2\tau_{\text{фр}})$ і $\Delta f_2 = 1/(2\tau_{\text{сп}})$, а в решту часу $-f_{\text{ВЫХ}}$. Однак оскільки синхронізація коливань ГУН з коливаннями опорного генератора здійснюється в кільці ФАП з точністю до малих відхилень фази, її зміна досягнута на інтервалах $\tau_{\text{фр}}$ і $\tau_{\text{сп}}$. Після короткого перехідного процесу буде усунено і початкова фаза знову встановиться такою ж, як і до початку формування фронту або спаду.

Подолати зазначену скруту можна, змінюючи фазу вихідного коливання ГУН на інтервалах $\tau_{\text{фр}}$ і $\tau_{\text{сп}}$ не на π , а на 2π наступним розподілом частоти сигналу на виході ССЧ на 2. В результаті буде сформовано коливання з частотою вдвічі нижче за частоту ГУН і зі зміною фази на інтервалах $\tau_{\text{фр}}$ і $\tau_{\text{сп}}$ на π . Фазу коливання під час фронту та спаду, як і раніше, можна змінювати відповідною установкою коефіцієнта розподілу ДЗКД на час $\tau_{\text{фр}}$ і $\tau_{\text{сп}}$.

2.5 Висновки до розділу

Розглянуто основні характеристики синтезаторів частоти. Представлено основні структурні схеми пасивних цифрових синтезаторів частоти. Розглянуто та удосконалено структурні та функціональні схеми технічні рішення цифрових синтезаторів частоти з ФАП. Розглянуто опрацьовано методи формування модульованих сигналів у цифрових синтезаторах частоти для радіотехнічних систем формування радіосигналів.

3 ФУНКЦІОНАЛЬНІ ВУЗЛИ ЦИФРОВИХ СИНТЕЗАТОРІВ з ФАП

3.1 Імпульсно-фазові детектори

Імпульсно-фазові детектори призначені для перетворення різниці часів τ (фаз $\Delta\varphi$) надходження імпульсів з його входи з виходів ДЗКД $u_{ДЗКД}$ та ЕГ $u_{Э} = u_0$ в керуючу напругу $u_{д} = u_{ВЫХ}$ ФД (або струм $i_{д}$). До основних характеристик ІФД відносяться:

- статична фазова характеристика, що описується функцією виду $u_{д0} = U_m F(\Delta\varphi)$ і представляюча залежність постійної складової вихідного сигналу ІФД від $\Delta\varphi$;
- статичний коефіцієнт передачі ІФД $S_{ФД}(\Delta\varphi) = U_m dF(\Delta\varphi)/d\Delta\varphi$;
- рівень амплітуд гармонік у напрузі на виході ІФД $U_{mk}(k\omega_0)$, де $\omega_0 = \omega_{Э}$ - Кругова частота змінної складової сигналу на виході ІФД в режимі синхронізму.

Розглянемо ІФД, що найчастіше застосовуються в синтезаторах.

Імпульсно-фазовий детектор на RS-тригері є найпростішим ІФД з пилкоподібною статичною характеристикою. Осцилограми напруги, що пояснюють роботу цього ІФД, представлені на рис. 3.1 а.

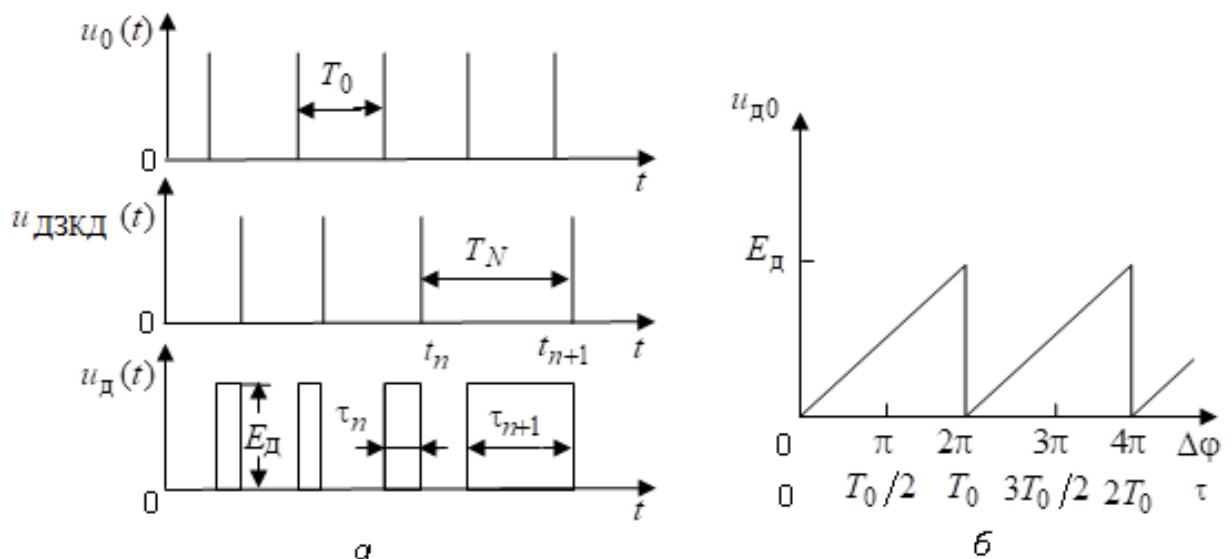


Рисунок 3.1 – Осцилограми напруги, що пояснюють роботу ІФД на RS-тригері

Імпульси $u_0(t)$, що надходять на вхід S тригера, переводять його вихід Q у стан «лог. 1», а сигнали з виходу ДЗКД, що надходять на вхід R , - у стан «лог.

0». Таким чином, на виході ІФД формується сигнал $u_{\text{д}}(t)$, тривалість якого τ пропорційна тимчасовому зрушенню між моментами надходження імпульсів $u_0(t)$ і $u_{\text{ДПКД}}(t)$. У режимі синхронізму, коли частоти сигналів на входах S і R збігаються і рівні $f_0 = 1/T_0$, зміна різниці часів приходу імпульсів від 0 до T_0 або різниці фаз від 0 до 2π призводить до зміни постійної складової вихідного сигналу ІФД від 0 до $E_{\text{д}}$ (Рис. 3.1, б).

У режимі синхронізму $u_{\text{д}}(t)$ є періодичною послідовністю імпульсів з періодом T_0 та тривалістю τ і може бути розкладено в ряд Фур'є. При цьому:

$$\text{а) } u_{\text{д}0} = E_{\text{д}} \tau / T_0 = E_{\text{д}} \Delta\varphi / (2\pi);$$

$$\text{б) } S_{\text{ФД}} = E_{\text{д}} / (2\pi);$$

в) $U_{mk} = (2E_{\text{д}} / (k\pi)) \sin(k\pi\tau / T_0)$. Найбільшу інтенсивність із змінних складових вихідного сигналу ІФД має перша гармоніка, а її амплітуда досягає максимуму рівного $2E_{\text{д}}/\pi$ при $\tau = T_0/2$, $\Delta\varphi = \pi$.

ІФД, виконаний за схемою «ВИКЛЮЧНЕ АБО», відрізняється від попереднього ІФД тим, що сигнали, що надходять на його входи, мають форму меандру. Вихідний сигнал розглянутого ІФД відмінний від нуля у проміжки часу, коли на його входах присутній тільки один із сигналів $u_0(t)$ або $u_{\text{ДПКД}}(t)$. Осцилограми, що пояснюють принцип його роботи, наведено на рис. 3.2 а.

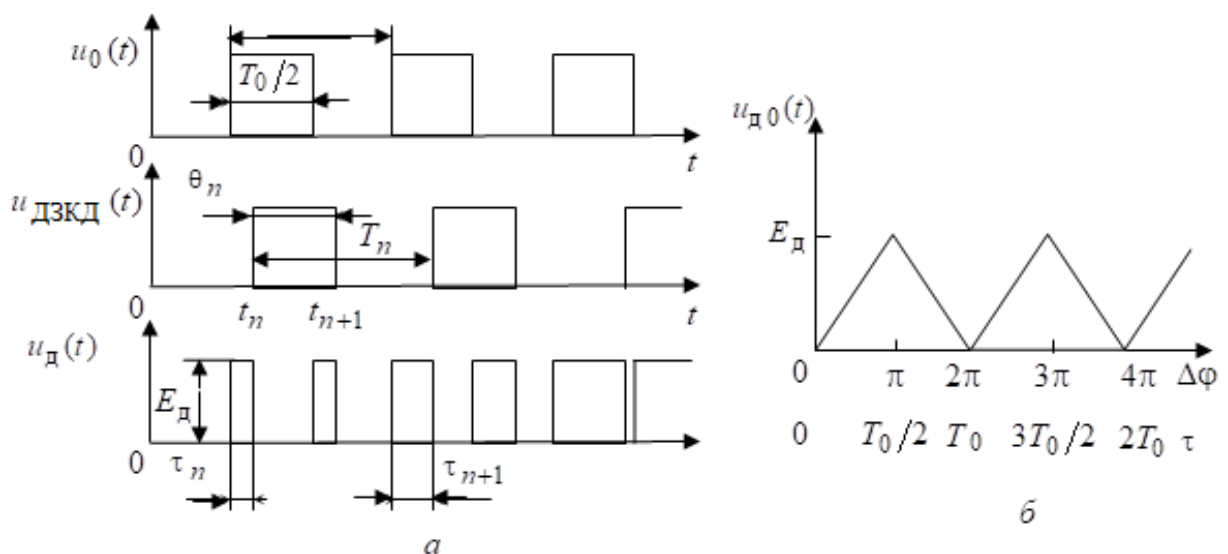


Рисунок 3.2 – Осцилограми напруги, що пояснюють роботу ІФД виконаний за схемою «ВИКЛЮЧНЕ АБО»

У режимі синхронізму статична фазова характеристика має трикутну форму (рис. 3.2 б), $T_0 = T_n$, $\theta_n = T_0/2$. Тривалість вихідних імпульсів τ_n не

залежить від n , а частота проходження вихідних імпульсів дорівнює $2\omega_3$.

При цьому:

$$а) u_{д0} = 2 E_d \tau / T_0 = E_d \Delta\varphi / \pi \text{ при } 0 < \Delta\varphi < \pi,$$

$$u_{д0} = 2 E_d (T_0 - \tau) / T_0 = E_d (2\pi - \Delta\varphi) / \pi \text{ при } \pi < \Delta\varphi < 2\pi;$$

$$б) S_{ФД} = E_d / \pi \text{ при } 0 < \Delta\varphi < \pi,$$

$$S_{ФД} = -E_d / \pi \text{ при } \pi < \Delta\varphi < 2\pi;$$

в) на виході ІФД присутні лише парні гармоніки частоти ω_3 . Найбільшою інтенсивністю зі змінних складових вихідного сигналу ІФД має друга гармоніка, а її амплітуда досягає максимуму рівного $2E_d/\pi$ при $\tau = T_0/4$ ($\Delta\varphi = \pi/2$) або $\tau = 3T_0/4$ ($\Delta\varphi = 3\pi/2$).

Якщо форма $u_0(t)$ і $u_{ДПКД}(t)$ відрізняється від меандру, статична фазова характеристика набуде вигляду трапеції.

Імпульсно-фазовий детектор типу «вибірка-запам'ятування» (ІФДВЗ). Спрощена еквівалентна схема розглянутого детектора представлена на рис. 3.3, а на рис. 3.4 наведено осцилограми напруг у характерних точках схеми, що пояснюють її роботу.

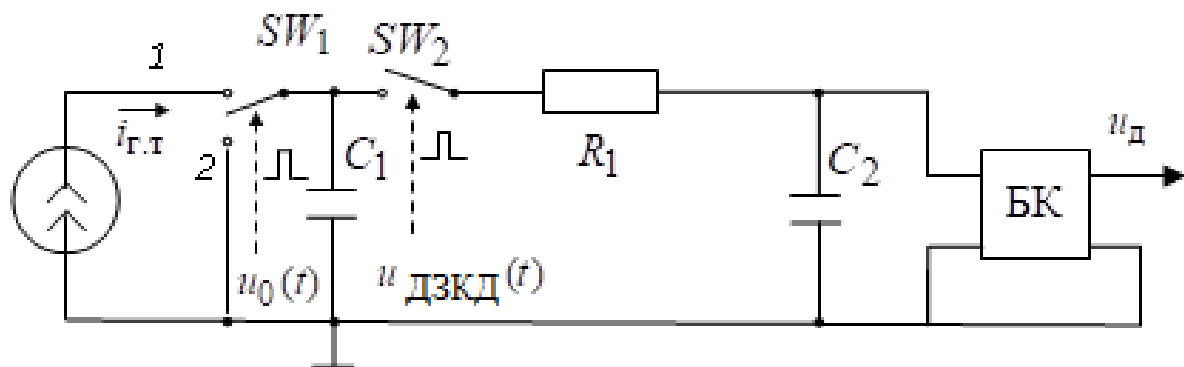


Рисунок 3.3 – Спрощена еквівалентна схема імпульсно-фазового детектора типу «вибірка-запам'ятування» (ІФДВЗ)

Основними елементами ІФДВЗ є накопичувальний конденсатор C_1 , запам'ятовуючий конденсатор C_2 , керовані ключі SW_1 і SW_2 та генератор струму. Короткі імпульси, що надходять з виходу ЕГ та керують ключем SW_1 , своїм переднім фронтом переводять цей ключ у положення 2 і обнуляють напругу на конденсаторі C_1 . Задній фронт цих імпульсів переключає ключ SW_1 в положення 1, включаючи конденсатор C_1 до генератора струму. Таким

чином, при $\tau \ll T_0$ напруга на накопичувальному конденсаторі u_{C_1} буде змінюватися за пилкоподібним законом із періодом, рівним T_0 .

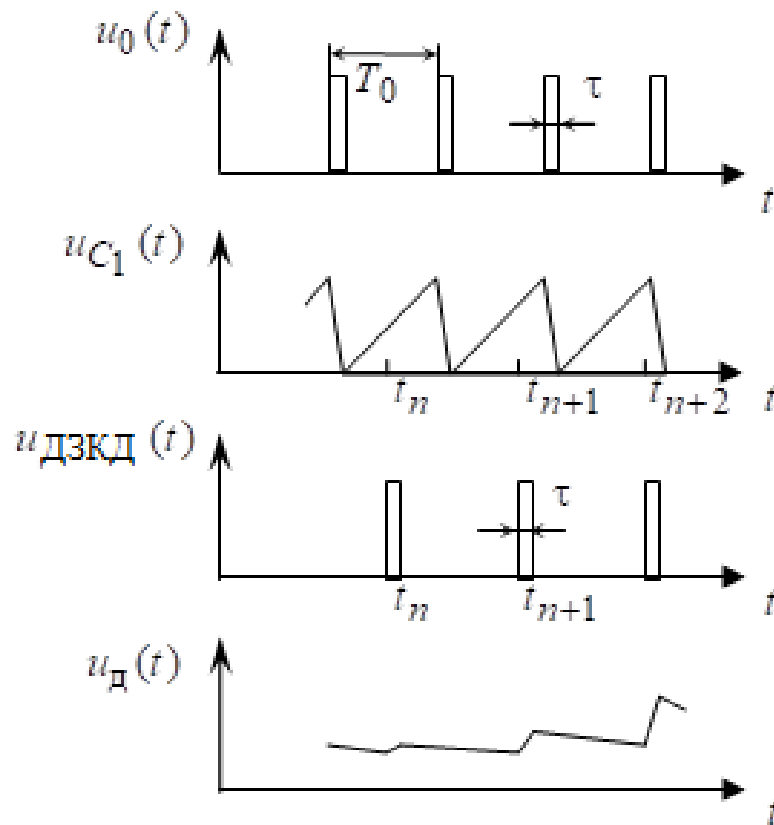


Рисунок 3.4 – Осцилограми напруг у характерних точках схеми

З приходом імпульсу з виходу ДЗКД ключ SW_2 замикається його переднім фронтом та розмикається заднім. При цьому напруга з конденсатора C_1 , що відповідає тимчасовому зрушенню Δt між моментами надходження імпульсів з виходів ЕГ і ДЗКД, подається на конденсатор, що запам'ятовує C_2 .

Для якісної роботи ІФДВЗ ємність накопичувального конденсатора повинна бути значно більшою за ємність запам'ятовуючого, опір ключа SW_2 у замкнутому стані (R_1) має бути досить низьким, а в розімкнутому - по можливості високим. У цьому випадку в режимі синхронізму напруга на конденсаторі буде практично постійним. З цією ж метою між запам'ятовуючим конденсатором та наступними елементами кільця ФАП включається буферний каскад, що має високий вхідний опір, що перешкоджає розряду конденсатора C_2 у проміжках між імпульсами вибірки. Зазвичай як БК використовується емітерний або історійний повторювач, що має коефіцієнт передачі близький до одиниці.

Враховуючи, що максимальна напруга на накопичувальному конденсаторі $u_{c1\max} = i_{г.г} T_0 / C_1 = E_d$ для розглянутого типу ІФД справедливі наступні співвідношення:

$$а) u_d = E_d \Delta t / T_0 = E_d \Delta \varphi / 2\pi;$$

$$б) S_{ФД} = E_d / 2\pi;$$

в) змінна складова вихідної напруги має період T_0 , найбільшу амплітуду має перша гармоніка, та її значення визначається неідеальністю елементів схеми.

Імпульсний частотно-фазовий детектор (ІЧФД) із трьома станами. Принцип роботи ІЧФД розглянемо з прикладу однієї з його варіантів, структурна схема якого представлено на рис. 3.5. До складу структурної схеми входять два D -тригера T_1 і T_2 , логічна схема «АБО-НЕ», два електронні ключі SW_1 і SW_2 і два генератори напруги $+E_d$ і $-E_d$ (або струму $+I_d$ і $-I_d$).

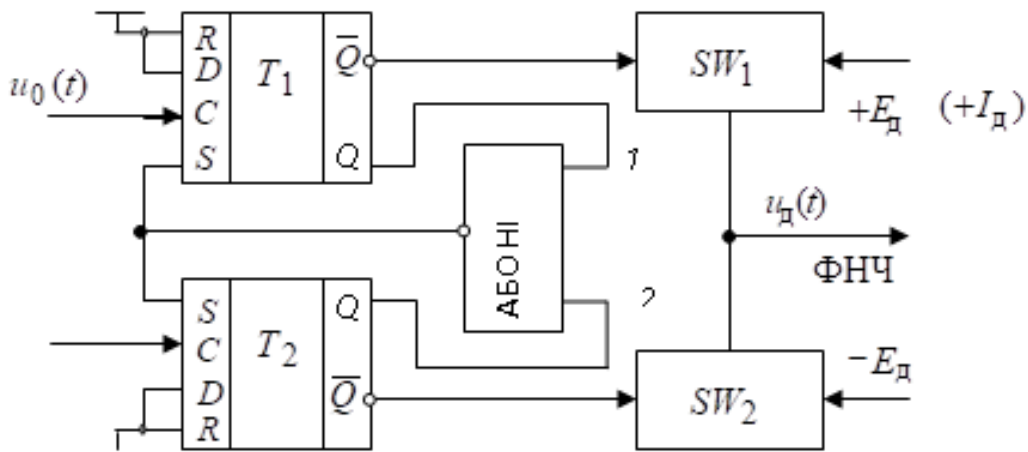


Рисунок 3.5 – структурна схема імпульсно частотно-фазового детектора (ІЧФД)

При розгляді принципу роботи представленої схеми насамперед врахуємо такі властивості елементів, що входять до її складу.

При подачі на вхід S D -Тригера імпульсу установки «лог. 1» його позитивним фронтом тригер перетворюється на стан «лог. 1». У цьому стані він буде перебувати доти, доки на його вхід C не надійде імпульс «лог. 1», що переводить тригер у той стан, в якому знаходиться його вхід D , Тобто стан «лог. 0». У цьому стані тригер перебуватиме доти, доки на його вхід S не надійде імпульс «лог. 1».

Схема «АБО-НЕ» формує на своєму виході імпульс «лог. 1» при вступі на обидва її входи імпульсів «лог. 0». Ключі SW_1 і SW_2 замикаються при впливі на їхній керуючий вхід сигналу «лог. 1» і розмикаються інакше.

Спочатку припустимо, що обидва тригери перебувають у стані «лог. 1», частоти проходження імпульсів, що надходять з виходів ЕГ та ДЗКД рівні (режим синхронізму), $u_0(t)$ випереджає $u_{\text{ДЗКД}}(t)$ що відповідає рис. 3.6, в, ключі SW_1 і SW_2 розімкнуті. Тоді на момент часу t_1 імпульс «лог. 1», вступник з виходу ЕГ на вхід С тригера T_1 , Переведе цей тригер у стан «лог. 0». На вході ключа SW_1 з'явиться імпульс «лог. 1», ключ замкнеться і генератор напруги $+E_d$ підключиться до входу ФНЧ. На вхід 1 схеми «АБО-НЕ» надійде сигнал «лог. 0», однак сигнал на її виході не зміниться, оскільки на вході 2 є напруга «лог. 1».

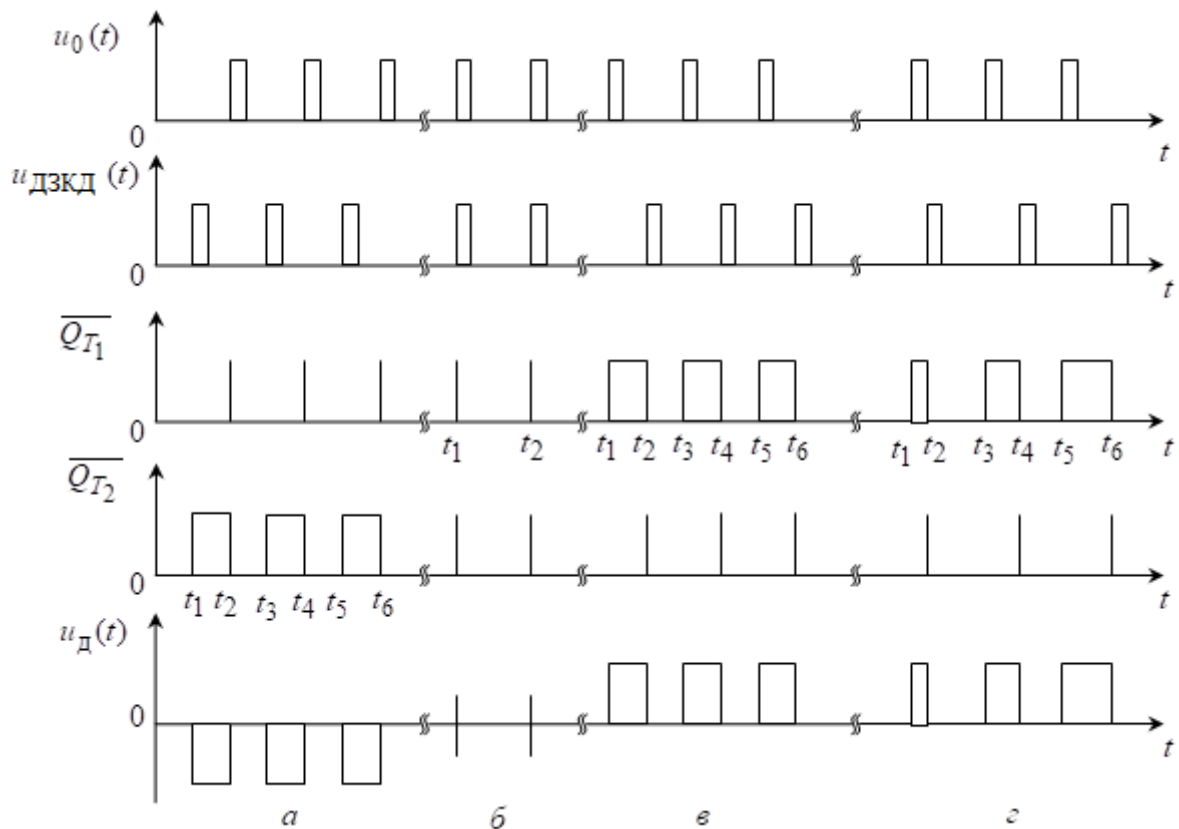


Рисунок 3.6 – Діаграми пояснення роботи імпульсно-частотно-фазового детектора

При надходженні в момент часу t_2 на вхід С тригера T_2 сигналу «лог. 1» з виходу ДЗКД, T_2 перейде у стан «лог. 0», на обох входах схеми «АБО-НЕ» з'явиться сигнал «лог. 0», але в її виході – «лог. 1». Цей сигнал надходить на входи С тригерів T_1 і T_2 , Переведе їх у стан «лог. 1», і обидва ключі SW_1 і SW_2 виявляться розімкненими. Цей стан залишиться незмінним на інтервалі

часу $t_2 \dots t_3$. Стан тригерів, схеми «АБО-НЕ» та ключів на ділянках $t_1 \dots t_2$, $t_3 \dots t_4$ і $t_5 \dots t_6$ однакові. Також однаковими будуть стани зазначених елементів на інтервалах $t_2 \dots t_3$ і $t_4 \dots t_5$. Таким чином, на виході ІЧФД існуватиме періодична послідовність позитивних імпульсів напруги, тривалість яких дорівнює часу відставання $u_{\text{ДПКД}}(t)$ від $u_0(t)$.

На рис. 3.6 а показаний випадок, коли в режимі синхронізму сигнал $u_{\text{ДПКД}}(t)$ випереджає $u_0(t)$. Процеси, що відбуваються в ІЧФД у цьому випадку, будуть аналогічні описаним раніше з тією різницею, що тепер періодично до виходу ІЛФД підключатиметься не генератор $+E_{\text{д}}$, а генератор напруги $-E_{\text{д}}$. При цьому на виході ІЛФД формуватимуться імпульси негативної полярності, тривалість яких дорівнюватиме часу відставання $u_0(t)$ від $u_{\text{ДПКД}}(t)$.

Рисунок 3.6 б відповідає випадку, коли в режимі синхронізму імпульси $u_0(t)$ і $u_{\text{ДПКД}}(t)$ у моменти часу t_1 і t_2 одночасно надходять на входи С тригерів T_1 і T_2 , Переводячи їх у стан «лог. 0», що призводить до одночасного замикання ключів SW_1 і SW_2 . Однак при цьому на обидва входи схеми «АБО-НЕ» надходять імпульси «лог. 0», її виході з'являється сигнал «лог. 1», тригери T_1 і T_2 переходять у стан «лог. 1», а ключі розмикаються. Таким чином, ключі SW_1 і SW_2 замикаються лише на дуже короткий час. Слід зазначити, що у реальних ССЧ з ФАП, які використовують ІЧФД, умова точної синфазності $u_0(t)$ і $u_{\text{ДПКД}}(t)$ ніколи не виконується.

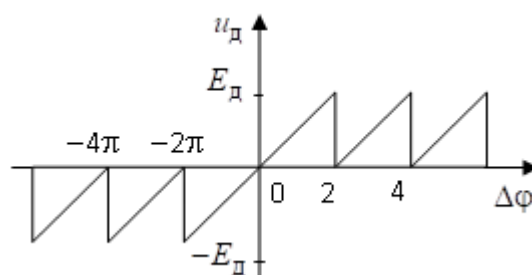


Рисунок 3.7 – Вигляд статичної фазової характеристики ІЧФД

Якщо частоти сигналів, що надходять на входи ІЧФД, не збігаються, наприклад частота приходу імпульсів з виходу ЕГ вище, ніж з виходу ДЗКД, то на виході ІЧФД формуються імпульси позитивної полярності зі зростаючою тривалістю. Сказане ілюструється осцилограмами рис. 3.6, г. Полярність формованих імпульсів зміниться на протилежну, якщо частота $u_0(t)$ нижче

частоти $u_{\text{ДПКД}}(t)$. Таким чином, імпульсні сигнали з виходів тригерів T_1 і T_2 підключають до виходу детектора той генератор, напруга якого може компенсувати розлад між частотами $u_0(t)$ і $u_{\text{ДПКД}}(t)$. Сказане означає, що в цьому випадку ІЛФД поводить себе як частотний детектор..

Розглянуті приклади пояснюють вигляд статичної фазової характеристики ІЧФД, представлені на рис. 3.7. У режимі синхронізму $-2\pi \leq \Delta\varphi \leq 2\pi$, або $-T_0 \leq \tau \leq T_0$:

$$\text{а) } u_{\text{д0}} = E_{\text{д}} \tau / T_0 = E_{\text{д}} \Delta\varphi / 2\pi ;$$

$$\text{б) } S_{\text{ФД}} = E_{\text{д}} / 2\pi ;$$

в) $U_{mk} = (2E_{\text{д}} / (k\pi)) \sin(k\pi\tau / T_0)$. Найбільшою інтенсивністю із змінних складових вихідного сигналу ІЧФД має першу гармоніку, а її амплітуда досягає максимуму рівного $2E_{\text{д}} / \pi$ при $\tau = \pm T_0 / 2$ ($\Delta\varphi = \pm \pi$).

Зазначимо, що аналогічно працюють і ІЧФД, у яких до виходу підключаються не генератори напруги, а генератори струму.

Порівняльний аналіз розглянутих типів імпульсно-фазових детекторів показує, що найкращими характеристиками з погляду рівня змінних складових на виході схеми має ІФД типу «вибірка-запам'ятовування». В інших ІФД цей показник однаковий. У ІФД, виконаного за схемою «ВИКЛЮЧНЕ АБО», у змінній складовій вихідного сигналу містяться лише парні гармоніки частоти порівняння, що дозволяє збільшити граничну частоту ФНЧ і покращити пов'язані з нею характеристики ССЧ. Використання ІЧФД дозволяє суттєво скоротити тривалість переходу від режиму биття до режиму синхронізму.

3.2 Фільтри нижніх частот

Одним з основних елементів, що визначають динамічні властивості ССЧ з ФАП, є фільтр нижніх частот, включений між ІФД і ГУН. Для конкретизації вимог, що висуваються до ФНЧ, вважатимемо, що частотна характеристика коефіцієнта передачі $\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega) = K_{\text{у.ф}}(0) \dot{K}'_{\text{у.ф}}(j\Omega)$ повністю визначається параметрами ФНЧ. Сказане означає, що $K_{\text{у.ф}}(0) = K_{\text{УПТ}}$ є частотно-незалежним коефіцієнтом передачі УПТ, а $\dot{K}'_{\text{у.ф}}(j\Omega) = \dot{K}'_{\text{ФНЧ}}(j\Omega)$ - Коефіцієнтом передачі ФНЧ, причому $\dot{K}'_{\text{ФНЧ}}(0) = 1$. Зазначимо, що зроблені припущення не обмежують спільності наступних матеріалів.

Вигляд частотної характеристики ФНЧ та параметри фільтра вибираються виходячи з міркувань:

- 1) придушення небажаних спектральних складових, що виникають у вихідному сигналі ІФД;
- 2) придушення фазових шумів ГУН, ЕГ та ДЗКД;
- 3) зменшення тривалості перехідного процесу за зміни робочих частот;
- 4) забезпечення стійкості процесу автопідстроювання частоти;
- 5) зменшення залишкової різниці фаз між сигналами ЕГ та ГУН у режимі синхронізму;
- 6) забезпечення необхідних якісних характеристик сигналу, що формується при здійсненні кутової модуляції або маніпуляції в ССЧ з ФАП.

Перелічені вимоги до ФНЧ як елемент корекції частотної характеристики кільця ФАП багато в чому є взаємно суперечливими. Раніше (див. підрозділи 2.2 та 2.3) вже відзначалися суперечності при одночасній реалізації вимог 1, 3, 6 та були розглянуті методи їх вирішення.

Далі зупинимося на вимозі 2. Зі співвідношення (2.12) випливає, що для ефективного придушення фазових шумів ГУН $K_{УПТ}$ та граничну частоту ФНЧ $\Omega_{Гр}$ слід збільшувати, що може увійти в суперечність із вимогою 1. Крім того, збільшення $K_{УПТ}$ і $\Omega_{Гр}$ призводить до зростання частки фазових шумів ЕГ та ДЗКД у вихідному сигналі ССЧ. З (2.13) випливає, що для зменшення коефіцієнта передачі шумів ЕГ та ДЗКД на вихід ССЧ $K_{УПТ}$ і $\Omega_{Гр}$ доцільно зменшувати.

Компромісне вирішення зазначеної суперечності полягає в тому, що вимоги до придушення шумів ГУН в області частот, де розміщується спектр інформації, що передається, тобто поблизу $f_{ВВХ}$, жорсткіші, ніж при великих відбудовах від неї. Крім того, зі збільшенням відбудови власні шуми ГУН зменшуються. Тому при малих відбудовах насамперед слід придушити шуми ГУН. А за великих – шуми, зумовлені ЕГ і ДЗКД.

Для порівняння ефективності використання в кільці ФАП фільтра того чи іншого виду скористаємося наведеним у 2.3 виразом для коефіцієнта передачі розімкнутого кільця ФАП, враховуючи, що не тільки ФНЧ, але й інші елементи кільця мають інерційність. У першому наближенні для її обліку достатньо наведене раніше співвідношення для $\dot{K}_{р.п}$ ввести множник $\exp(-j\Omega\tau_3)$, де τ_3 - Сумарна постійна часу елементів кільця. З урахуванням сказаного

$$\dot{K}_{р.п} = S_{ФД}(\varphi) \frac{1}{N_D} \dot{K}_{у.ф}(j\Omega) S_{р.э}(U_y) \frac{1}{j\Omega} e^{-j\Omega\tau_3}. \quad (3.1)$$

У більшості практичних випадків наявність експонентного множника слід враховувати тільки при розгляді стійкості процесу автопідстроювання.

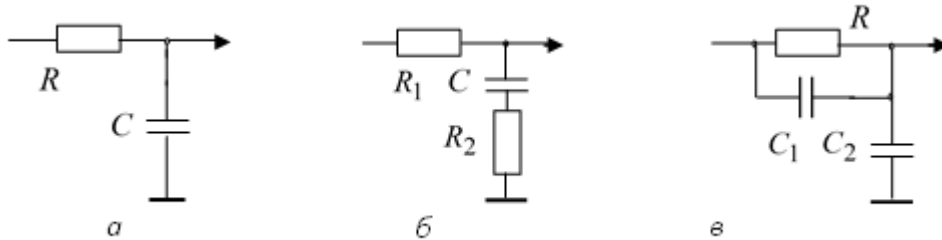


Рисунок 3.8 – Найпростіші RC-фільтри

Як ФНЧ можуть бути використані інерційна ланка (З) (найпростіший RC-фільтр) - рис. 3.8 а, пропорційно-інтегруючий фільтр (ПІФ) - рис. 3.8, б і в, ідеальний інтегратор з ПІФ та ін.

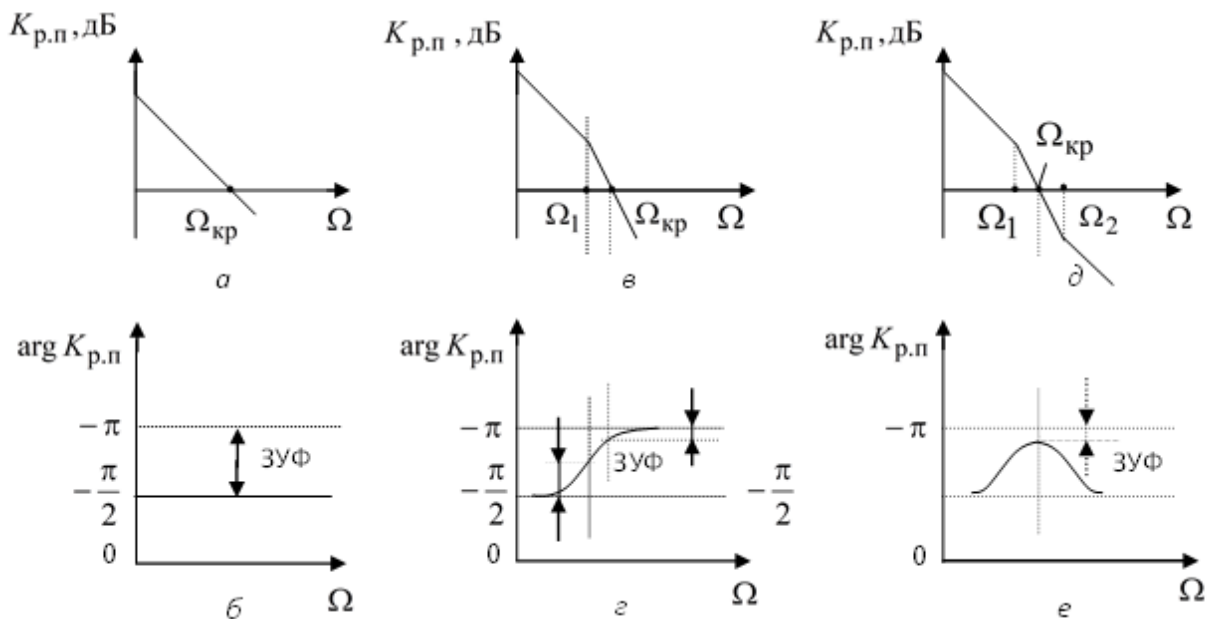


Рисунок 3.9 – ЛАХ та ФЧХ кільця ФАП за відсутності ФНЧ

Коефіцієнти передачі аналізованих фільтрів K_f можуть бути представлені в наступному вигляді:

- для найпростішого RC-фільтра $\dot{K}_{ФНЧ} = 1/(1 + j\Omega\tau)$, де $\tau = RC$.

• для ПФ $\dot{K}_{\text{ФНЧ}} = (1 + j\Omega\tau_2)/(1 + j\Omega\tau_1)$, де $\tau_1 = (R_1 + R_2)C$, $\tau_2 = R_2C$ для схеми на рис. 3.8, б і $\tau_1 = R(C_1 + C_2)$, $\tau_2 = RC_1$ для схеми на рис. 3.8, ст.

Для ілюстрації впливу ФНЧ на ефективність придушення шумів ГУН, ЕГ та ДЗКД розглянемо логарифмічні амплітудні характеристики (ЛАХ) та фазо-частотні характеристики (ФЧХ) коефіцієнта передачі розімкнутого кільця ФАП $\dot{K}_{\text{р.п}}$ для трьох випадків. У першому випадку кільце ФАП не містить ФНЧ, у другому – використаний RC-фільтр та у третьому – ПФ. При побудові ЛАХ та ФЧХ використано співвідношення (3.1) та відповідні характеристики коефіцієнтів передачі фільтрів. При цьому наявність експонентного множника не враховувалося.

На рис. 3.9, а і б представлені ЛАХ та ФЧХ кільця ФАП за відсутності ФНЧ. На рис. 3.9 під критичною частотою $\Omega_{\text{кр}}$ розуміється частота, за якої $\dot{K}_{\text{р.п}} = 1$, тобто частота, що розділяє області ефективного придушення шумів ГУН ($\Omega < \Omega_{\text{кр}}$) та шумів ЕГ та ДЗКД ($\Omega > \Omega_{\text{кр}}$). Неважко помітити, що навіть за відсутності ФНЧ кільце ФАП має зазначені раніше фільтруючі властивості по відношенню до шумів за рахунок наявності множника $1/j\Omega$. Однак у зв'язку з малим нахилом ЛАХ (6 дБ на октаву) у досить широкій області поблизу $\Omega_{\text{кр}}$ і те, й інше придушення виявляються незначними. Зміна $K_{\text{УПТ}}$ дозволяє зменшити або підвищити $\Omega_{\text{кр}}$, не змінюючи нахилу ЛАХ та ефективності придушення фазових шумів.

ФЧХ $\dot{K}_{\text{р.п}}$ являє собою горизонтальну пряму з ординатою $\varphi_{\text{р.п}} = -\pi/2$ що виключає можливість самозбудження кільця ФАП, оскільки зазвичай $\varphi_3 = \Omega\tau_3$, що входить у співвідношення (3.1), суттєво менше $\pi/2$.

ЛАХ та ФЧХ, представлені на рис. 3.9, і г, відповідають нагоди використання RC-фільтра. Тут, вибираючи відповідні значення $K_{\text{УПТ}}$ і τ , на околиці $\Omega_{\text{кр}}$ можна реалізувати нахил ЛАХ 12 дБ/окт. Таким чином, перехід з області ефективного придушення шумів ГУН в область, де пригнічуються шуми ЕГ та ДЗКД відбувається різкіше, а ширина області малоефективного придушення скорочується.

Вид ФЧХ у разі не виключає можливості самозбудження, враховуючи, що $\varphi_3 \neq 0$, що потребує забезпечення запасу стійкості по фазі (ЗУФ) $\varphi_{\text{ЗУФ}}$ та з амплітуди (ЗУА). Нагадаємо, що запасом стійкості по фазі називається різниця між 180° і $|\varphi_{\text{р.п}}|$ на тій частоті, на якій модуль $\dot{K}_{\text{р.п}}$,

спадаючи зі зростанням частоти, досягає одиниці (0 дБ за ЛАХ), тобто на частоті $\Omega_{кр}$. Запасом стійкості за амплітудою називається значення модуля $\dot{K}_{р.п}$ на тій частоті, на якій модуль $\varphi_{р.п}$ досягає 180° . При цьому модуль $\dot{K}_{р.п}$ має бути менше одиниці.

Зазначимо, що далі $\Omega_1 = 1/\tau$ відстоїть від $\Omega_{кр}$ (при цьому графіки ЛАХ та ФЧХ зміщуються вліво щодо $\Omega_{кр}$), тим меншим виявляється ЗУФ. Враховуючи наявність експоненційного множника у (3.1) ЗУФ не можна робити надто малим. Зазвичай він становить не менше 30° що вимагає виконання умови $\Omega_{кр} \leq 1.7\Omega_1$. Тому область ефективного придушення шумів ГУН, що лежить ліворуч $\Omega_{кр}$, виявляється досить вузькою.

Найкращими характеристиками має кільце ФАП з ПФ. Відповідні залежності ЛАХ та ФЧХ наведено на рис. 3.9, д і е. У даному випадку відрізок ЛАХ з нахилом 12 дБ/окт, що включає $\Omega_{кр}$, лежить в інтервалі від $\Omega_1 = 1/\tau_1$ до $\Omega_2 = 1/\tau_2$. Найбільш небезпечною з точки зору самозбудження є частота, $\Omega = 1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$ на якій відмінність модуля $\varphi_{р.п}$ від 180° стає мінімальним. Задаючись, як і раніше, ЗУФ в 30° , отримаємо $\Omega_2/\Omega_1 = 13.9$, тобто майже чотири октави. У цьому вдається реалізувати ефективне придушення як шумів ГУН, і ЭГ і ДЗКД.

ФНЧ у вигляді ідеального інтегратора та ПФ зазвичай використовується спільно з ІЧФД з генераторами струму. Така побудова кільця ФАП дозволяє в режимі синхронізму забезпечити практично нульове значення різниці фаз сигналів на входах ІЧФД за рахунок появи напруги, що компенсує, на виході інтегратора [3].

3.3 Генератори керовані напругою

Генератор, керований напругою, є автогенератор (АГ), частота вихідного сигналу якого $f_{в\text{ых}}$ може змінюватися під дією зовнішнього керуючого сигналу напруги E_y чи струму.

Специфічними вимогами до ГУН є:

- вид статичної модуляційної характеристики (СМХ), тобто залежність $f_{в\text{ых}}$ від E_y ;
- діапазон зміни частоти $k_d = f_{в\text{ых. max}} / f_{в\text{ых. min}}$;

- рівень фазових шумів поблизу $f_{\text{ВЫХ}}$ у вихідному сигналі ГУН;
- інерційність керування частотою;
- чутливість до зовнішніх факторів, що дестабілізують.

Насамперед зазначимо, що основними параметрами СМХ є її лінійність та крутість $S_{\text{ГУН}}$. Вимоги до лінійності СМХ з погляду перебудови частоти ССЧ нижче, ніж із формуванні сигналів з частотної модуляцією. Однак необхідно враховувати, що нелінійність СМХ призводить до зміни $S_{\text{ГУН}}$ в діапазоні робочих частот ССЧ і, отже, зміни розглянутих у 2.3 параметрів синтезатора. Лінійність СМХ падає зі зростанням діапазону перебудови k_d .

Шумові параметри ГУН зазвичай гірше, ніж у некерованих АГ, що пов'язано з наявністю власних шумів елементів ланцюгів управління частотою та впливом зовнішніх факторів дестабілізації через ці ланцюги на стабільність $f_{\text{ВЫХ}}$.

Основними елементами ГУН є генераторний прилад, коливальна система (КС) та управитель частотою, тобто реактивний нелінійний елемент, включений до складу КС. Під дією керуючого сигналу змінюється реактивний опір (провідність) управителя, резонансна частота КС і, як наслідок, частота коливань, що генеруються.

Призначення генераторного приладу – компенсувати втрати коливальної системи. Як генераторний прилад аж до сантиметрового діапазону хвиль використовуються біполярні та польові транзистори. У міліметровому діапазоні застосовуються двополюсні генераторні напівпровідникові прилади з негативним диференціальним опором: лавинно-прогонові діоди та діоди Ганна.

КС високочастотних ГУН виконується на зосереджених LC-елементах. До складу КС у ряді випадків може бути включений кварцовий резонатор. В діапазоні НВЧ залежно від конкретних значень частоти КС та блокувальні елементи можуть бути виконані як на базі елементів з зосередженими параметрами, так і на основі відповідних мікросмужкових ліній або інших пристроїв з розподіленими параметрами. До складу КС може бути введений коаксіальний керамічний резонатор.

Електронна перебудова резонансної частоти КС найчастіше здійснюється за допомогою варикапів. Варикап є напівпровідниковий діод, що працює в режимі закритого р-п-переходу. Залежність ємності варикапу C_v у цьому режимі функції від чинної на переході напруги $u_{\text{п}}$ описується співвідношенням

$$C_B = C_{B0} [(\varphi_K - E_0) / (\varphi_K - u_{II})]^\gamma,$$

де E_0 - Напруга на переході, при якому $C_B = C_{B0}$; φ_K - Контактна різниця потенціалів; $\gamma = 0.3 \dots 2$ – коефіцієнт «різкості» переходу; $u_{II} = E_Y + u_{BЧ}$; $u_{BЧ}$ - Миттєве значення високочастотної напруги на переході.

При $\gamma = 1/3$ мова йде про варикап з «плавним» переходом, при $\gamma = 0.5$ – з «різким» переходом, а за $1 \leq \gamma \leq 2$ – про «надрізку». Значення γ визначається законом зміни концентрації домішок у р-п-переході. Найбільше застосування в ГУН мають варикапи з $\gamma = 0.5$. При виборі варикапу з певним значенням γ слід враховувати визначальний вплив цього параметра на лінійність СМЗ.

Діапазон перебудови ГУН насамперед визначається межами зміни ємності варикапу. Максимально можлива величина ємності $C_{B \max}$ обмежується необхідністю роботи в режимі закритого р-п-переходу ($u_{II \max} < 0$), а мінімально можлива $C_{B \min}$ – зворотною пробивною напругою $U_{обр \max}$ ($|u_{II \min}| < U_{обр \max}$). Зі зростанням γ зростає і ставлення $C_{B \max} / C_{B \min}$ і у діодів зі «надрізким» переходом воно сягає 6...8 [3]. Зі збільшенням амплітуди високочастотної напруги на варикапі $U_{BЧ}$ це ставлення зменшується. Крім того, діапазон перебудови залежить від коефіцієнта включення варикапа в КС АГ і зменшується з його зменшенням. Проте зменшення коефіцієнта включення супроводжується зменшенням $U_{BЧ}$ що допускає можливість оптимізації ГУН шляхом вибору відповідних схемотехнічного рішення та режиму роботи транзистора.

Необхідно відзначити, що при зміні частоти, обумовленої зміною C_B , відбуваються і зміна хвильового опору КС та добротності варикапу $Q = 1/\omega C_B r$, де r - Опір матеріалу напівпровідника та висновків діода. При цьому змінюється еквівалентний опір КС, що викликає зміну амплітуди коливань, тобто паразитну амплітудну модуляцію (ПАМ). Зазначене явище може призвести до зменшення k_d за рахунок зриву генерації при недостатньому запасі самозбудження. ПАМ вихідного сигналу ГУН може бути усунена включенням з його виході обмежувача амплітуди.

Основними перевагами управителів частоти на варикапах є простота схемної реалізації, практично відсутність інерційності в управлінні частотою, нікчемна потужність, споживана від джерела напруги, що

управляє, і малі габарити. До недоліків таких управителів слід віднести значну нелінійність СМХ за великих k_d і зміна рівня вихідного сигналу, що виникає при цьому.

У сантиметровому діапазоні хвиль істотно більше перекриття за частотою і більш лінійну СМХ можна отримати, використовуючи як управитель сферичний резонатор із залізоітрієвого гранату (ЗІГ-резонатора). Власна резонансна частота ЖІГ-резонатора прямо пропорційна напруженості пронизує його керуючого магнітного поля. КС ГУН у цьому випадку є системою двох пов'язаних контурів, одним з яких є ЖІГ-резонатор. Сферичні ЗІГ-резонатори мають діаметр 5...20 мм, мають малі діелектричні втрати і еквівалентну добротність в межах 500...1000. До недоліків управителів на ЗІГ-резонаторах відносяться складність конструктивної реалізації та велика споживана потужність джерелом керуючого магнітного поля, гістерезисні явища при зміні напрямку зміни частоти та інерційність ланцюгів керування частотою [7].

ГУН із управителями на варикапах зазвичай виконуються на основі «треточкових» схем автогенераторів. Відразу зазначимо, що незалежно від конкретної схеми АГ збільшення k_d необхідно зменшувати амплітуду напруги високої частоти на варикапі $U_{ВЧ}$, що збільшує ставлення $C_{В\max} / C_{В\min}$.

Використання схеми «індуктивної треточки» дозволяє отримати максимальне значення k_d оскільки варикап може бути єдиним ємнісним елементом коливальної системи ГУН. Однак при цьому амплітуда $U_{ВЧ}$ буде дорівнювати $U_{ВЧ} = U_K(1 + K_{о.с})$, де U_K – амплітуда високочастотної напруги між колектором та емітером транзистора, а $K_{о.с}$ – Коефіцієнт зворотного зв'язку. Якщо використовується схема «ємнісної треточки», то $U_{ВЧ} = U_K$ при включенні варикапу між колектором та емітером та $U_{ВЧ} = U_K K_{о.с}$ – при включенні між базою та емітером. Присутність у КС цих схем, крім варикапу лінійних ємностей, призводить, з одного боку, до зменшення k_d , з другого – до зростання лінійності СМГ.

Наявність у КС ГУН нелінійної ємності варикапу збільшує рівень вищих гармонік частоти $f_{ВВХ}$. Для їх зменшення доцільно використовувати два варикапи, що зустрічно включені по відношенню до напруги високої частоти. У такому разі падіння цієї напруги на варикапах супроводжується протифазною зміною їх ємностей та практично постійною величиною

ємності їх послідовного з'єднання. Результуюча ємність управителя зменшується в 2 рази за збереження незмінним відношення $C_{в\max}/C_{в\min}$.

На рис. 3.10 представлений один із можливих варіантів ГУН із управлінням у вигляді зустрічно-включених варикапів, виконаний за схемою «ємнішої триточки» із заземленим колектором. До складу КС крім варикапів входять конденсатор C_1 та котушка індуктивності L_1 . У схемі використано комбіноване базове зміщення (автоматичне – за рахунок ланцюжка R_3C_3 та примусове – за допомогою діляника R_2R_5). Інші елементи схеми є блокувальними або розділовими.

У ряді областей застосування кварцових АГ виникає необхідність реалізації можливості їхньої електронної перебудови, тобто використання як ГУН. Так, у квантових стандартах частоти за допомогою систем фазового або частотного автопідстроювання здійснюється стабілізація частоти керованого кварцового АГ за частотою спектральної лінії квантового генератора або дискримінатора.

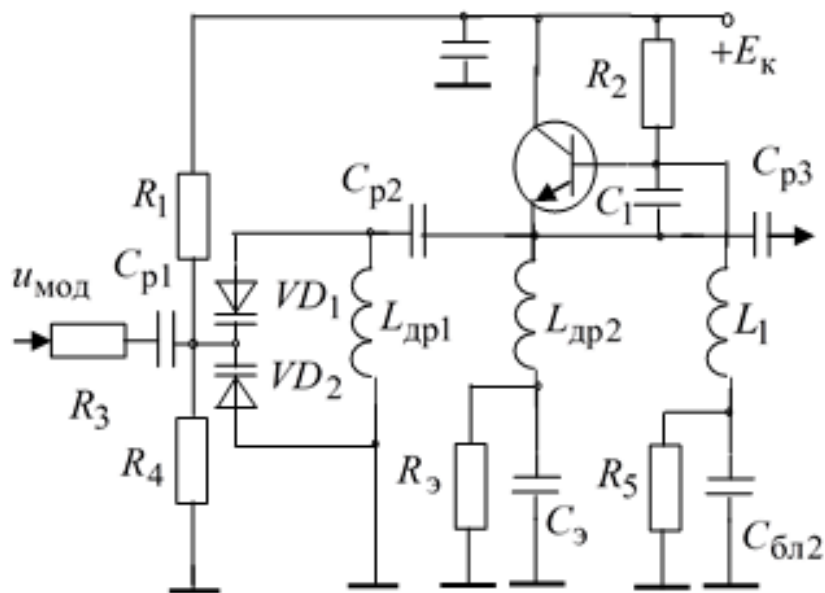


Рисунок 3.10 – ГУН із управлінням у вигляді зустрічно-включених варикапів, виконаний за схемою «ємнішої триточки» із заземленим колектором

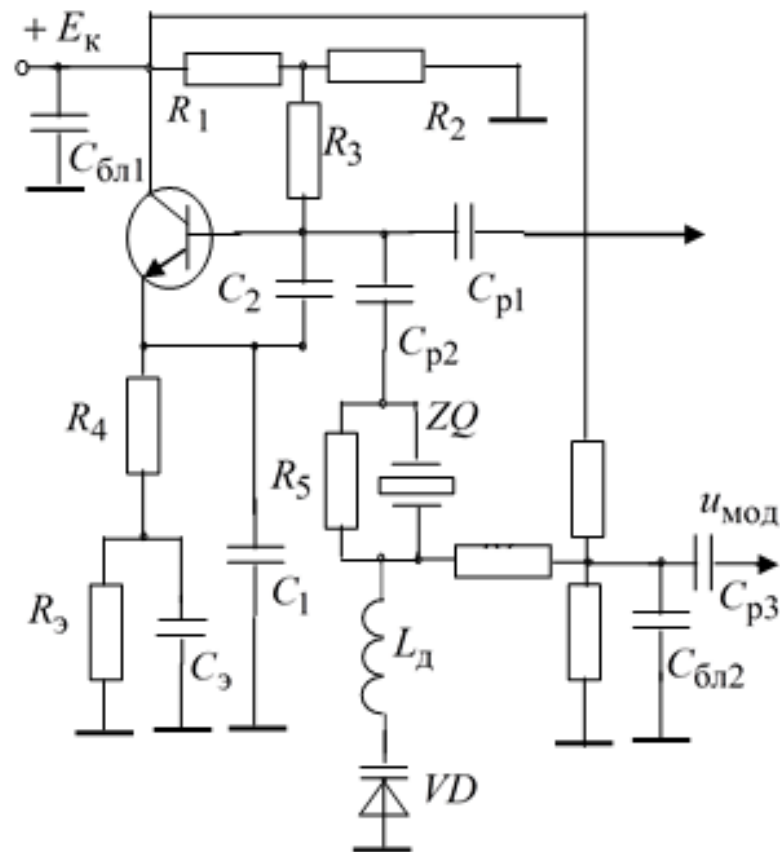


Рисунок 3.11 – ГУН побудований на базі «ємнісної триточки» з КВР у контурі при включенні транзистора за схемою із загальним колектором та комбінованим зміщенням у ланцюзі бази

При побудові такого ГУН з метою підвищення k_d за основу береться фільтрова схема, частота коливань у якій лежить на околиці частоти послідовного резонансу кварцового резонатора (КВР) [7]. Ефективне управління частотою генерації вимагає підключення управителя до елемента КС АГ, що визначає частоту генерації, тобто КВР. При цьому найбільше значення k_d може бути отримано, якщо послідовно з КВР включається керуюча індуктивність L_y , що знижує частоту послідовного резонансу КВР. Оскільки як управитель використовується варикап, для створення керуючої індуктивності необхідно послідовно з варикапом включити додаткову індуктивність L_d . Тоді $L_y = L_d - 1/\omega^2 C_v(E_y)$.

Сказане реалізовано у схемі, представленій на рис. 3.11. ГУН побудований на базі «ємнісної триточки» з КВР у контурі при включенні транзистора за схемою із загальним колектором та комбінованим зміщенням у ланцюзі бази. До складу коливальної системи входять конденсатори C_1 і C_2 , котушка індуктивності L_d , КВР та варикап. Замість дроселів використані

резистори R_3 і R_4 , що технологічніше і дозволяє виключити можливість появи паразитних резонансів. Резистор R_5 усуває шкідливий вплив ємності кварцетримача. Аналогічним чином може бути побудований ГУН на базі АГ з КВР в ланцюзі зворотного зв'язку. Відносна зміна частоти ГУН з КВР становить $(2...4) \cdot 10^{-4}$.

При здійсненні частотної модуляції ССЧ з ФАП модулюючий напруга $u_{\text{мод}}(t)$ може бути подано або на варикап разом з керуючим напругою E_y , або окремий варикап, введений в КС ГУН для здійснення модуляції. Вимоги до лінійності СМХ у цьому випадку повинні бути жорсткішими у зв'язку з необхідністю забезпечити сталість девіації частоти в діапазоні робочих частот синтезатора.

3.4 Висновки до розділу

Розглянуто основні функціональні вузли цифрових синтезаторів з ФАП, а також імпульсно-фазові детектори. В розділі розглянуто один з основних елементів, що визначають динамічні властивості ССЧ з ФАП, це фільтр нижніх частот, який включений між ІФД і ГУН. Також розглянуті схемотехнічні рішення генераторів керованих напругою. Генератор, керований напругою, є автогенератор, частота вихідного сигналу якого може змінюватися під дією зовнішнього керуючого сигналу напруги чи струму. Розглянуто ГУН із управлінням у вигляді зустрічно-включених варикапів, який виконаний за схемою «ємнісної триточки» із заземленим колектором, а також ГУН побудований на базі «ємнісної триточки» з КВР у контурі при включенні транзистора за схемою із загальним колектором та комбінованим зміщенням у ланцюзі бази.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 4.1 та 4.2.

Таблиця 4.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	-	-	-
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	50	55	60
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	-	-	-

Продовження таблиці 4.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	-	-	-
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	-	-	-
Середнє значення балів експертів		55,0		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 4.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	-	-	-
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	60	70	70
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	-	-	-

Продовження таблиці 4.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	-	-	-
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	-	-	-
Середнє значення балів експертів	66,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [25]

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 55,0, k_{\text{теор}} = 66,7$ балів;

$0,6$ та $0,4$ – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 55,0 + 0,4 \cdot 66,7 = 59,67 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби формування радіосигналів»,

даний рівень становить 59,67 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби формування радіосигналів», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [25]

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 12500,00 \cdot 22 / 22 = 12500,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник НДР	12500,00	568,18	22	12500,00
Інженер-конструктор радіоелектронних схем	11900,00	540,91	15	8113,64
Науковий співробітник	12000,00	545,45	15	8181,82
Технік 1-ї категорії	7200,00	327,27	10	3272,73
Всього				32068,18

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, прийmemo $M_M=2379,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [25];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 2379,00 \cdot 1,10 \cdot 1,65 / (22 \cdot 8) = 24,53 \text{ грн.}$$

$$Z_{pl} = 24,53 \cdot 7,80 = 191,36 \text{ грн.}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Установка електронно-обчислювального обладнання	7,80	2	1,10	24,53	191,36
Підготовка робочого місця розробника радіоелектронних схем	8,00	2	1,10	24,53	196,27
Інсталяція програмного забезпечення моделювання радіоелектронних схем	5,00	5	1,70	37,92	189,58
Формування схеми моделі №1	4,80	4	1,50	33,45	160,58
Формування схеми моделі №2	5,00	4	1,50	33,45	167,27
Формування схеми моделі №3	5,20	4	1,50	33,45	173,96
Монтаж джерела живлення	12,00	4	1,50	33,45	401,46
Монтаж експериментальних схем	12,00	5	1,70	37,92	454,98
Контроль експериментів	12,00	6	2,00	44,61	535,28
Всього					2470,74

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (4.5)$$

де $H_{\text{доп}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{доп}} = (32068,18 + 2470,74) \cdot 10 / 100\% = 3453,89 \text{ грн.}$$

4.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доп}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (4.6)$$

де $H_{\text{зн}}$ – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (32068,18 + 2470,74 + 3453,89) \cdot 22 / 100\% = 8358,42 \text{ грн.}$$

4.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Методи та засоби формування радіосигналів».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (4.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$M_1 = 2,00 \cdot 180,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 396,00$ грн.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Офісний папір 500-8 А4	180,00	2,00	0	0	396,00
Папір для записів А5 Віс	90,00	4,00	0	0	396,00
Органайзер офісний	220,00	3,00	0	0	726,00
Набір офісного працівника	205,00	3,00	0	0	676,50
Картридж для принтера	1050,00	2,00	0	0	2310,00
Диск оптичний	15,00	3,00	0	0	49,50
Flesh-пам'ять 32 GB	215,00	2,00	0	0	473,00
Тека для паперів А4	70,00	3,00	0	0	231,00
Інше	100,00	1,0	0	0	110,00
Всього					5368,00

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_6), які використовують при проведенні НДР на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» відсутні.

4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (4.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.}i}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 5400,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 5940,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці.

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Модель формування радіосигналу №1	1	5400,00	5940,00
Модель формування радіосигналу №2	1	5800,00	6380,00
Модель формування радіосигналу №3	1	6200,00	6820,00
Приймач радіосигналу	1	1250,00	1375,00
Всього			20515,00

4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{inpz} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

де C_{inpz} – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{npz.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1,10 \dots 1,12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 7000,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 7700,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows 10	1	7000,00	7700,00
Прикладний пакет Microsoft Office 2016	1	8700,00	9570,00
Прикладний пакет моделювання процесів MatLab	1	8800,00	9680,00
Всього			26950,00

4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_е} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_е$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (26200,00 \cdot 1) / (2 \cdot 12) = 1091,67 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер	26200,00	2	1	1091,67
Робоче місце розробника	8100,00	5	1	135,00
Пристрої виводу інформації	8500,00	4	1	177,08
Оргтехніка	7400,00	4	1	154,17
Приміщення лабораторії	220000,00	20	1	916,67
Всього				2474,58

4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot Ц_e \cdot K_{ени}}{\eta_i}, \quad (4.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 5,20$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,82 \cdot 160,0 \cdot 5,20 \cdot 0,95 / 0,97 = 682,24 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,82	160,0	682,24
Робоче місце розробника	0,32	160,0	266,24
Пристрої виводу інформації	0,02	25,0	2,60
Оргтехніка	0,80	10,0	41,60
Модель формування радіосигналу №1	0,05	15,0	3,90
Модель формування радіосигналу №2	0,05	15,0	3,90
Модель формування радіосигналу №3	0,05	15,0	3,90
Приймач радіосигналу	0,05	45,0	11,70
Всього			1016,08

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (4.13)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо $H_{cv} = 25\%$.

$$B_{cv} = (32068,18 + 2470,74) \cdot 25 / 100\% = 8634,73 \text{ грн.}$$

4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», приймемо $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (32068,18 + 2470,74) \cdot 30 / 100\% = 10361,68 \text{ грн.}$$

4.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$I_s = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{is}}{100\%}, \quad (4.15)$$

де H_{is} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», приймемо $H_{is} = 50\%$.

$$I_6 = (32068,18 + 2470,74) \cdot 50 / 100\% = 17269,46 \text{ грн.}$$

4.2.12 Накладні (загально виробничі) витрати

До статті «Накладні (загально виробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загально виробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загально виробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 110\%$.

$$B_{нзв} = (32068,18 + 2470,74) \cdot 110 / 100\% = 37992,81 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби формування радиосигналів» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{од} + Z_n + M + K_6 + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_6 + B_{нзв}. \quad (4.17)$$

$$B_{заг} = 32068,18 + 2470,74 + 3453,89 + 8358,419125 + 5368,00 + 20515,00 + 26950,00 + 2474,58 + 1016,08 + 8634,73 + 10361,68 + 17269,46 + 37992,81 = 176933,58 \text{ грн.}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (4.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,9$.

$$ZB = 176933,58 / 0,9 = 196592,87 \text{ грн.}$$

4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.19)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 4$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n = 2$;

T_c – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_c = 3$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, то $R = 1$. Прийmemo $R = 4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 196592,87$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,25$ років, (1 міс.).

Визначення показників I , n , T_c , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [25].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = \frac{4^2 \cdot 3 \cdot 4}{196,6 \cdot 0,25} = 3,91.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

4.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» складають 196592,87 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби формування радіосигналів» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Вивчення й вирішення проблем, пов'язаних із забезпеченням здорових і безпечних умов, у яких відбувається праця людини – одне з найбільш важливих завдань у розробці нових технологій і систем виробництва. Дослідження й виявлення можливих причин виробничих нещасних випадків, професійних захворювань, аварій, вибухів, пожеж, і розробка заходів і вимог, спрямованих на усунення цих причин дозволяють створити безпечні й сприятливі умови для праці людини. Комфортні й безпечні умови праці – один з основних факторів, який впливає на продуктивність і безпеку праці, здоров'я працівників.

Державне, регіональне і галузеве управління охороною праці, численні наглядові і контрольні інспекції не забезпечать безпечне ведення робіт, якщо це не стане головним повсякденним завданням і моральним обов'язком для усіх без винятку – роботодавців, керівників, інженерно-технічних працівників, кожного працюючого.

Дослідження методів та засобів формування радіосигналів відбувалася в приміщенні, яке обладнане робочими місцями з ПК. На розробника мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори (згідно ГОСТ 12.0.003-74 [27]):

1. Фізичні:

- підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони;
- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;
- підвищена чи понижена іонізація повітря;
- недостатня освітленість робочої зони;
- відсутність чи нестача природного освітлення.

2. Психофізіологічні: статичне перевантаження; розумове перевантаження; емоційні перевантаження.

Відповідно до визначених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

5.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Робота з ПК супроводжується підвищеним ступенем напруженості трудового процесу. При систематичному впливі виробничих факторів, які не відповідають нормативним показникам, зростає рівень професійно зумовленої захворюваності працюючих та можуть виникнути професійні захворювання органів зору, руху, нервової системи. Таким чином, виявлення та аналіз небезпечних та шкідливих факторів виробництва користувача ПК є необхідною умовою запобігання негативних наслідків впливу небезпечних та шкідливих факторів.

Правильна організація робочих місць запобігає передчасній втомлюваності розробника і сприяє збереженню здоров'я. Організація робочого місця передбачає:

- правильне розміщення робочого місця у виробничому приміщенні. Площа на одне робоче місце має становити не менше ніж $6,0 \text{ м}^2$, а об'єм – не менше ніж $20,0 \text{ м}^3$;
- вибір ергономічно обґрунтованого робочого положення, виробничих меблів з урахуванням характеристик людини;
- раціональне компонування обладнання на робочих місцях;
- урахування характеру й особливостей трудової діяльності.

Для аналізу умов праці під час дослідження здійснюємо опис приміщення, у якому відбувалася робота. Досліджуваним робочим приміщенням є кімната (рис.5.1.), що містить шість робочих місць користувачів ПК.

Робочі місця у приміщенні знаходяться на відстані 1 м одне від одного. Загальна площа приміщення складає $50,4 \text{ м}^2$, а об'єм – $161,3 \text{ м}^3$. Висота стелі – три метри. Площа на одне робоче місце становить $8,4 \text{ м}^2$, а об'єм – $26,9 \text{ м}^3$, що відповідає вимогам НПАОП 0.00-7.15-18 [30].

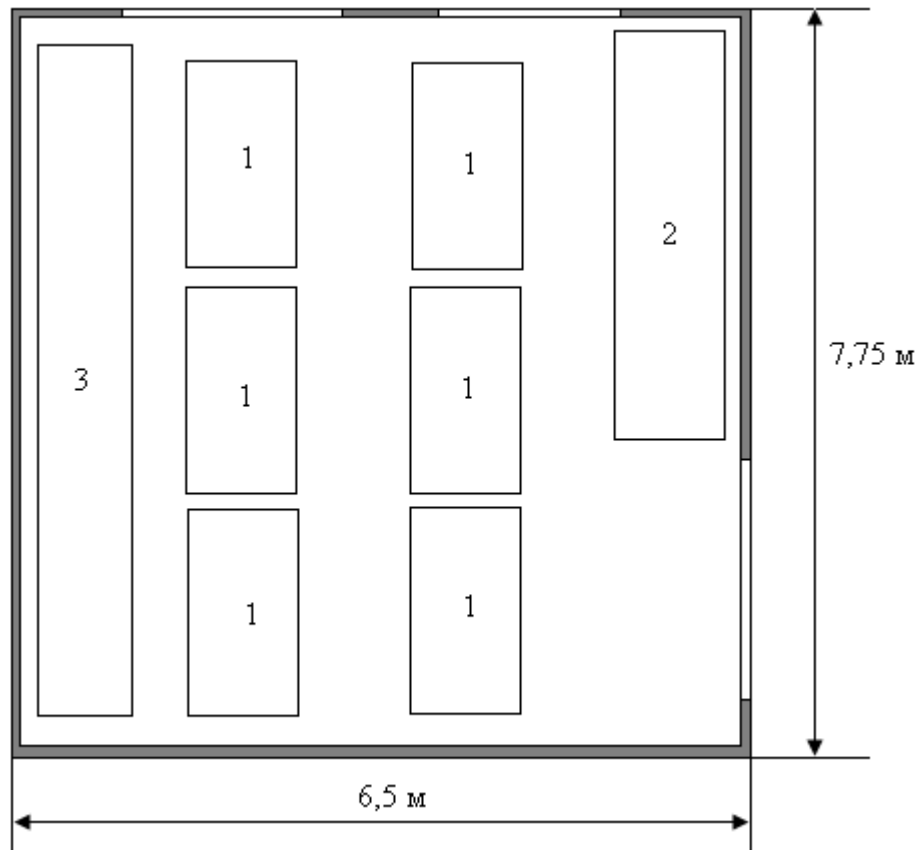


Рисунок 5.1 - Схема приміщення

Умовні позначення: 1 – робоче місце, обладнане ПК; 2 – копіювальна техніка; 3 – меблі для документації.

Робочі столи виготовлені з ДСП та мають два метри завдовжки та один метр завширшки. Сидіння робочих місць відповідають ергономічним вимогам для найбільш зручного положення тіла при роботі з ВДТ, згідно ГОСТ 12.2.049-80 [31]. Відстань між користувачем та ВДТ складає приблизно 700 мм. Висота робочої поверхні столу становить 750 мм.

Вимоги охорони праці перед початком роботи на комп'ютері:

- привести в порядок робоче місце;
- впевнитися, що на ньому відсутні сторонні предмети;
- переконатися, що всі пристрої і блоки ПК під'єднані до системного блоку.

Перевірити:

- наявність та надійність захисного заземлення устаткування;
- справність вимикачів та інших органів управління ПК;
- справність роз'ємів кабелів електроживлення;
- відсутність пошкоджень ізоляції проводів живлення;
- відсутність відкритих струмопровідних частин у пристроях ПК.

5.1.2 Електробезпека приміщення

Лінія електромережі для живлення персональних комп'ютерів, їх периферійних пристроїв (принтер, сканер тощо) виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення (занулення) електроприймачів. Використання нульового робочого провідника як нульового захисного провідника забороняється. Нульовий захисний провід прокладено від стійки групового розподільчого щита, розподільчого пункту до розеток живлення. Не допускається підключення на щиті до одного контактного затискача нульового робочого та нульового захисного провідників.

Площа перерізу нульового робочого та нульового захисного провідника в груповій трипровідній мережі не менше площі перерізу фазового провідника. Усі провідники повинні відповідати номінальним параметрам мережі та навантаження, умовам навколишнього середовища, умовам розподілу провідників, температурному режиму тощо. Оскільки у приміщенні одночасно експлуатується більше п'яти персональних комп'ютерів, на помітному та доступному місці встановлено аварійний резервний вимикач, який може повністю вимкнути електричне живлення приміщення, крім освітлення.

Персональний комп'ютери, периферійні пристрої підключені до електромережі тільки з допомогою справних штепсельних з'єднань і електророзеток заводського виготовлення.

Необхідно унеможливити з'єднання контактів фазових провідників з контактами нульового захисного провідника. Неприпустимим є підключення комп'ютерів, периферійних пристроїв до звичайної двопровідної електромережі, в тому числі – з використанням перехідних пристроїв.

Електромережі штепсельних з'єднань та електророзеток для живлення персональних комп'ютерів, периферійних пристроїв виконані за магістральною схемою, по 3 – 6 з'єднань або електророзеток в одному колі.

Індивідуальні та групові штепсельні з'єднання та електророзетки монтовані на негорючих пластинах. Електромережу штепсельних розеток для живлення персональних комп'ютерів, периферійних пристроїв при розташуванні їх уздовж стін приміщення прокладена по підлозі поряд зі стінами приміщення в металевих трубах і гнучких металевих рукавах з відводами відповідно до затвердженого плану розміщення обладнання та технічних характеристик обладнання. Відкрита прокладка кабелів під

підлогою забороняється. Металеві труби та гнучкі металеві рукави повинні бути заземлені.

Для підключення переносної електроапаратури застосовують гнучкі проводи в надійній ізоляції. Тимчасова електропроводка від переносних приладів до джерел живлення виконується найкоротшим шляхом без заплутування проводів у конструкціях машин, приладів та меблях.

Доточувати проводи можна тільки шляхом паяння з наступним старанним ізолюванням місць з'єднання.

Є неприпустимими:

- експлуатація кабелів та проводів з пошкодженою або такою, що втратила захисні властивості за час експлуатації, ізоляцією; залишення під напругою кабелів та проводів з неізолюваними провідниками;
- застосування саморобних подовжувачів, які не відповідають вимогам ПВЕ до переносних електропроводок;
- застосування для опалення приміщення нестандартного (саморобного) електронагрівального обладнання або ламп розжарювання;
- користування пошкодженими розетками, розгалужувальними та з'єднувальними коробками, вимикачами та іншими електровиробами, а також лампами, скло яких має сліди затемнення або випинання;
- підвішування світильників безпосередньо на струмопровідних проводах, обгортання електроламп і світильників папером, тканиною та іншими горючими матеріалами, експлуатація їх зі знятими ковпаками (розсіювачами);
- використання електроапаратури та приладів в умовах, що не відповідають вказівкам (рекомендаціям) підприємств-виготовлювачів.

5. 2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Мікроклімат виробничих приміщень – це клімат внутрішнього середовища цих приміщень, який визначається діючими організм людини поєднаннями температури, вологості і швидкості руху повітря, а також температури навколишніх поверхонь. Тривалий вплив на людину несприятливих метеорологічних умов різко погіршує його самопочуття, знижує продуктивність праці і призводить до захворювань.

Дослідження згідно за енерговитратами відноситься до категорії I б [26]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.5.1.

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	40-60	0,1-0,3
Холодний	20-24	75	0,2

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні передбачено централізована парова система опалення, система вентиляції приміщення, систематичне (рази за зміну) вологе прибирання.

5.2.2 Склад повітря робочої зони

Шкідливі речовини – речовини, які при контакті з організмом людини внаслідок порушення технологічного процесу викликають професійні захворювання, виробничі травми або відхилення стану здоров'я. Шкідливі речовини у повітря робочої зони поступають у вигляді пару, газів та пилу. Вплив на організм людини залежить від хімічного складу, розміру (дисперсності), форми часток та їх кількості у одиниці об'єму.

В приміщенні, де здійснюється дослідження можливими шкідливими речовинами у повітрі є вуглекислий газ, пил та озон. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 5.2 (відповідно до [33]).

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Оксид вуглецю	3	1	4
Озон	0,16	0,03	1
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4

В повітрі зовнішнього природного середовища, як і в повітряному середовищі приміщень завжди є наявною певна кількість заряджених частинок, що називаються іонами. Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.5.3).

Таблиця 5.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи вентиляції та вологого прибирання.

5.2.3 Виробниче освітлення

У приміщенні, де здійснювалось дослідження використовується штучне та природне освітлення. Освітленість робочих місць здійснюється природнім світлом – в світлі години доби і штучними в темні години.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та суміщеному освітленні зазначені у таблиці 5.4:

Таблиця 5.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, Лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Систематичне очищення скла від бруду – не рідше двох разів на рік.

2) Використання вертикальних жалюзів для регулювання світлового потоку.

5.2.4 Виробничий шум

Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку відображені в ДСН 3.3.6.037-99 [32]. Для досліджень допустимі рівні звукового тиску повинні наведені в таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Для забезпечення допустимих параметрів шуму доцільно використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановити пластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

5.2.5 Виробничі випромінювання

Під час проведення роботи із використанням ПК на розробника діє підвищений рівень електромагнітного поля.

Електромагнітні випромінювання радіочастотного діапазону, що генеруються ВДТ пов'язані перш за все з частотою формування елемента зображення, а також з інтенсивністю електронного променя, що зумовлює яскравість точок на екрані.

Допустимі рівні випромінювань моніторів ПК (за вимогами MPR II 1990:10 Шведського національного комітету з вимірювань та досліджень та нормами ТСО 9295) наведені в таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 - Допустимі рівні випромінювань моніторів ПК

Вид поля	ТСО	MPR II
Змінне електричне поле		
5 Гц – 2 кГц	10 В/м	2,5 В/м
2 кГц – 400 кГц	1 В/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	2,5 В/м на відстані 0,5 м навколо монітора
Змінне магнітне поле		
5 Гц – 2 кГц	250 нТл 200 мА/м	250 нТл 200 мА/м
2 кГц – 400 кГц	25 нТл 20 мА/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	25 нТл 20 мА/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора

Для зменшення впливу електромагнітного випромінювання на працівника слід дотримуватися раціонального режиму роботи та відпочинку.

5.2.6 Оцінка умов праці

Результати аналізу умов праці на робочому місці під час розробки мультимедійного екрану заносимо до карти умов праці (таблиця.5.7)

Таблиця 5.7 – Фрагмент карти умов праці на робочому місці

Чинники виробничого середовища і трудового процесу	Значення чинника (ГДК,		3 клас - небезпечні і шкідливі умови				Тривалість дії
	Норма	Факт	1 ст.	2 ст.	3 ст.	4	
Шкідливі хімічні речовини							
Пил нетоксичний	0,15	0,1					
Оксид вуглецю	1	0,8					
Озон	0,03	0,02					
Шум, Дб	50	65					
Мікроклімат:							
Температура повітря, °С	20...24°	19 °С	+				
Швидкість руху повітря, м/с	0,1 м/с	0,1 м/с					

Продовження таблиці 5.7 - Фрагмент карти умов праці на робочому місці

Відносна вологість, %	40...60%	55 %					
Рівень іонізації повітря в приміщенні							
n+	1500-3000	30000					
n-	3000-5000	35000					
Природне (КПО, %)	1,5	1,5					
Загальна кількість чинників			1				

Таким чином, умови праці дослідника відповідно до карти умов праці можна класифікувати як допустимі. На дослідника має вплив лише один шкідливий фактор I ступеня – понижена температура повітря. Даний недолік пов'язаний з тим, що приміщення має досить великий об'єм. Для нормалізації цього параметру слід використовувати потужнішу систему кондиціонування, яка дозволить нормалізувати температуру у приміщенні.

5.3 Дія іонізуючих випромінювань на організм людини

Іонізація та збудження атомів та молекул опроміненої речовини – найважливіші первинні фізичні процеси, що обумовлюють пусковий механізм біологічної дії випромінювань.

Передача енергії випромінювань атомам і молекулам біосубстрату – це тільки найперший, фізичний етап дії, яка відбувається в клітині, а згодом у тканинах і в усьому організмі. Наступний етап – хімічний, або радіаційно-хімічний етап променевого ураження клітини.

В основі первинних радіаційно-хімічних змін молекул лежать два механізми:

- пряма дія, коли молекула зазнає зміни безпосередньо при взаємодії з опроміненням;

- непряма дія – змінювана молекула безпосередньо не поглинає енергії випромінювання, а одержує її шляхом передачі від іншої молекули.

Первинні фізико-хімічні зміни, що відбуваються у перші частки секунди, призводять до утворення наступних ланок реакцій, що розвиваються вже після безпосереднього акту опромінення і спричиняють глибокі зміни в клітинах і тканинах через досить значні проміжки часу.

Іонізуюче випромінювання проникає в біологічний матеріал і взаємодіє з молекулами і атомами (фізична сфера). Внаслідок цього ефекту уражений орган може змінитися безпосередньо. Однак частіше утворюються проміжні продукти-переважно продукти дисоціації опроміненої води (хімічна сфера): радикали H^* і OH^* , що можуть змінити ферменти або уражений орган. Крім того, утворюються активні сполуки цих радикалів: H_2O_2 і O_2H й інші перекиси, які також можуть призвести до зміни ферментів і ураження опроміненого органа (біохімічна сфера). Зміни хромосом, прямі чи побічні, призводять до різних біологічних проявів (біологічна сфера).

Хімічна активність іонізуючого випромінювання дуже висока, а біологічна ще вища, тому смерть організму настає внаслідок дії дуже малих енергетичних доз випромінювання, при яких початкові фізико-хімічні зміни лежать за межами найбільш чутливих аналітичних методів.

При таких дозах енергії безпосередні прямі порушення в хімічних зв'язках біомолекул дуже невеликі і вирішальну роль в ураженні відіграють процеси, за яких відбувається посилення первинного ефекту, що розвиваються вже після впливу іонізуючої радіації.

Істотну роль у дії іонізуючих випромінювань відіграє водна фаза клітин і тканин організмів, за рахунок радикалів, що утворюються при радіолізі води у водних фазах колоїдів клітин і тканин. Значення подібної активації полягає в тому, що акт розкладання води на радикали потребує порівняно малої енергії, а утворені радикали мають дуже високу хімічну активність.

Водні фази безпосередньо межують з поверхнями біомолекул, які мають велику кількість активних реакційних груп. Водні містки, що розділюють ці молекули, не перевищують 3-4 молекулярні радіуси. За таких умов радикали, що утворилися, мають можливість безпосередньо реагувати з біомолекулами, а процеси рекомбінації мінімальні.

Радикали, що утворилися при радіолізі води окислюють і відновлюють різні органічні сполуки. В первинній стадії променевого ураження вирішальна роль належить реакціям окиснення, і біологічна дія пов'язується з радикалами, що окислюють – OH і OH_2 .

Дію радіації називають прямою, коли іонізуються молекули органічних компонентів клітини, і непрямою, коли випромінювання діє на біосубстрат внаслідок утворення високоактивних продуктів гідролізу води.

Встановлено, що далеко не вся поглинена тканинами енергія іонізуючих випромінювань спричиняє біологічний ефект. Імовірність взаємодії квантів енергії з біосубстратом, коли іонізаційний акт спричинить реакції в клітинах, дуже мала (0,01-0,0001), а кількість енергії, що спричиняє загибель клітин, незначна.

На сьогодні найбільш прогресивною гіпотезою є стохастична, яка враховує як фізіологічні, так і індуковані випромінюваннями процеси.

Стохастична гіпотеза розглядає будь-який біологічний об'єкт, клітину, як лабільну динамічну систему, що постійно знаходиться в процесі переходу з одного стану в інший. Внаслідок крайньої складності системи любий перехід супроводжується і пов'язаний з багатьма комплексними і елементарними реакціями окремих клітинних органел і макромолекул. Згідно зі стохастичною гіпотезою, під впливом опромінення підвищується імовірність спонтанних порушень гомеостазу клітини, який підтримується численними механізмами регуляції, а первинні радіаційні фізико-хімічні зміни є лише поштовхом для таких багатокomпонентних процесів, що призводять до виявленого ефекту.

Певну роль у механізмі опосередкованої дії опромінення відіграють радіотоксини. Радіотоксинами можуть бути аномальні метаболіти, а також речовини, які властиві нормальному стану, але утворюються в опроміненному організмі в надлишковій кількості (гормони, продукти обміну і розпаду тканин, медіатори).

ВИСНОВКИ

Проведено аналіз стабільності частоти автогенераторів гармонічних коливань як основних засобів формування радіосигналів. Розглянуто математичні моделі опису миттєвої частоти та її статистичних характеристики автогенераторних пристроїв. Також розглянуто математичний апарат опису середньої частоти та її статистичні характеристики автогенераторних пристроїв. Розглянуто короточасну та довготривалу нестабільність частоти автогенераторів, а також вплив нестабільності частоти на характеристики радіотехнічних пристроїв та систем.

Розглянуто основні характеристики синтезаторів частоти. Представлено основні структурні схеми пасивних цифрових синтезаторів частоти. Розглянуто та удосконалено структурні та функціональні схемо технічні рішення цифрових синтезаторів частоти з ФАП. Розглянуто опрацьовано методи формування модульованих сигналів у цифрових синтезаторах частоти для радіотехнічних систем формування радіосигналів.

Розглянуто основні функціональні вузли цифрових синтезаторів з ФАП, а також імпульсно-фазові детектори. В розділі розглянуто один з основних елементів, що визначають динамічні властивості ССЧ з ФАП, це фільтр нижніх частот, який включений між ІФД і ГУН. Також розглянуті схемотехнічні рішення генераторів керованих напругою. Генератор, керований напругою, є автогенератор, частота вихідного сигналу якого може змінюватися під дією зовнішнього керуючого сигналу напруги чи струму. Розглянуто ГУН із управлінням у вигляді зустрічно-включених варикапів, який виконаний за схемою «ємнісної триточки» із заземленим колектором, а також ГУН побудований на базі «ємнісної триточки» з КВР у контурі при включенні транзистора за схемою із загальним колектором та комбінованим зміщенням у ланцюзі бази.

У четвертому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

У п'ятому розділі описано рекомендації щодо охорони праці, а саме, були визначені технічні рішення щодо безпечної експлуатації об'єкта, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Рябенкий В.М. Жуйков В.Я. Ямненко Ю.С. Заграничний А.В. „Схемотехніка: Пристрої цифрової електроніки». Електронний підручник для вищих навчальних закладів. –Київ, 2016. –399 с.
2. Circuit design. Know It All (Newnes, 2008). 30 Corporate Drive, Suite 400, Burlington, MA 01803, USA Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, UK. Elsevier Inc. All rights reserved, 2008. –1249 p.
3. Соловьев А. А. Автогенераторы гармонических колебаний и синтезаторы частоты (основы теории и расчета): учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2000. – 321 с.
4. Белов Л. А. Формирование стабильных частот и сигналов: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. М.: Изд. центр «Академия», 2005. –243с.
5. Шапиро Д. Н., Паин А. А. Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981.
6. Цифровая схемотехника и архитектура комп'ютера/ Второе издание Дэвид М. Харрис и Сара Л. Харрис. Издательство Morgan Kaufman. English Edition 2013. –1662 с.
7. Радиотехнические системы: учеб. для студ. высш. учеб. заведений / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Изд. центр «Академия», 2008. –314 с.
8. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов: учеб. пособие / под ред. В. Н. Кулешова и Н. Н. Удалова. М.: Изд. дом МЭИ, 2008.
9. Генераторы высоких и сверхвысоких частот: учеб. пособие / О. В. Алексеев, А. А. Головков, А. В. Митрофанов и др. М.: Высш. шк., 2003.
- 10.Новиков Ю. В. Основы цифровой схемотехники. Базовые элементы и схемы. Методы проектирования. - М.: Мир, 2001. - 379 с.
- 11.Чижма С.Н. Основы схемотехніки. Учебное пособие для вузов. – О.: Апельсин, 2008. – 424 с.
- 12.Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. (The Art of Electronics). Монография. Издание 7-е. Москва: Издательство «Бином», 2015. –704 с.
- 13.Осадчий Е.Ф. Аналоговая и цифровая электроника: учебник для вузов / Ю.Ф. Осадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 768 с.
- 14.Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986.
- 15.Peter D. Hiscocks. Analog Circuit Design. Syscomp Electronic Design Limited. 2011. – 1194 p.

16. Соловьев А. А. Связь вперед в усилительных трактах со сложением мощностей // Изв. вузов России. Радиотехника. 2010. Вып. 4.
17. Устройства генерирования и формирования радиосигналов: учеб. пособие / под ред. А. А. Соловьева. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011.
18. Shimon P. Vingron. Logic Circuit Design. Springer Heidelberg Dordrecht London New York? 2012. –261 p.
19. K. Lal Kishore. Electronic Circuit Analysis. Second Edition. BS Publications, Giriraj Lane, Sultan Bazar, Hyderabad, 2008. –357 p.
20. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні сенсори на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ–Вінниця», 2000.–303с.
21. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
22. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275 с.
23. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: ВНТУ, 2011. – 336с.
24. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Монографія. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2009. – 182 с.
25. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
26. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>
27. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
28. НПАОП 0.00-7.11-12. Загальні вимоги стосовно забезпечення роботодавцями охорони праці працівників. URL: <http://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0226-12>.
29. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL:

http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.

30. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_praop_0_00-7_15-18_01_ua.php
31. Про мінімальні вимоги безпеки при роботі з дисплейним обладнанням: 90/270/ЕЭС. Брюссель : Рада Європейських співтовариств, 1990. URL: <http://docs.pravo.ru/document/view/32704903/>
32. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
33. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ФОРМУВАННЯ РАДІОСИГНАЛІВ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-20м
спеціальності 172 – Телекомунікації
та радіотехніка

шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Варцаба Є.О.

Керівник: д.т.н., професор каф. ІРТС

Осадчук В.С.

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2022 р.

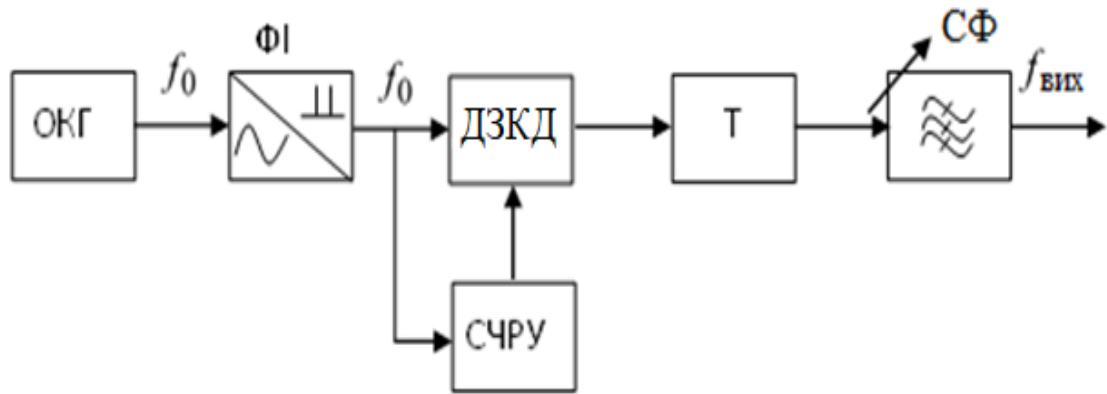


Рисунок 1 - Найпростіша схема цифрового синтезу (схема дворівневого синтезатора)

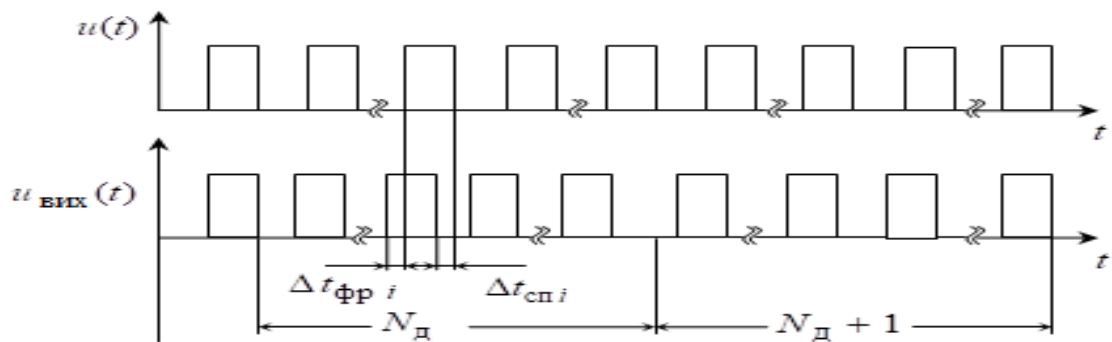


Рисунок 2 - Часові діаграми

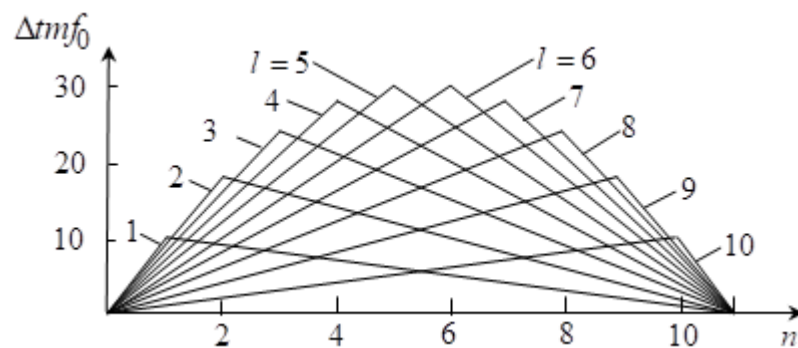


Рисунок 3 - Фазомодульований сигнал з постійною амплітудою та несучою частотою

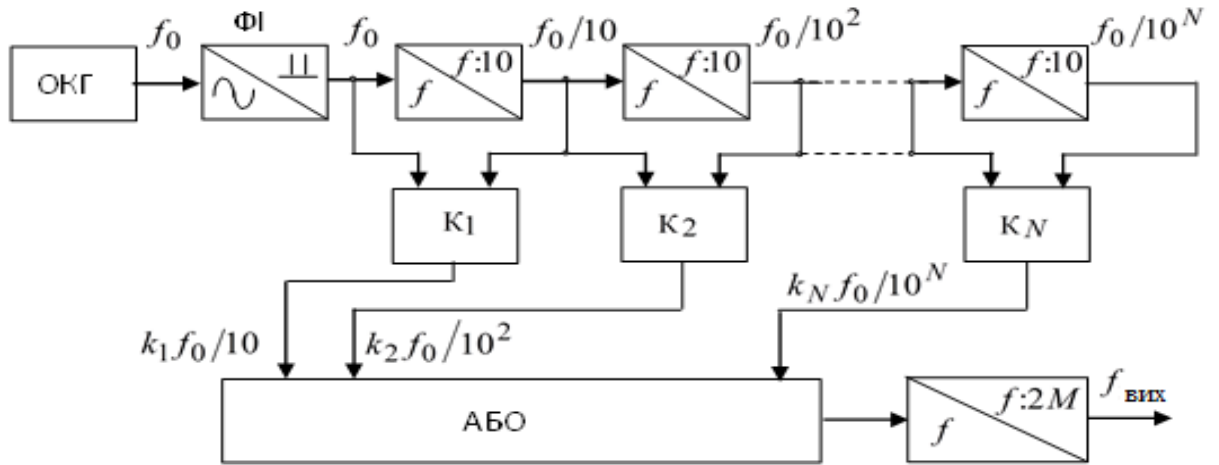


Рисунок 4 - Структурна схема

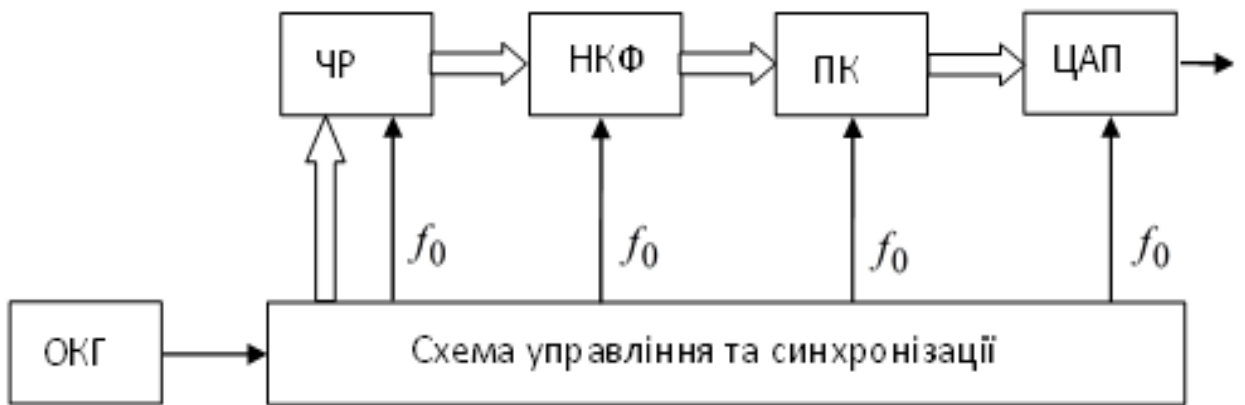


Рисунок 5 - Спрощена структурна схема ССЧ

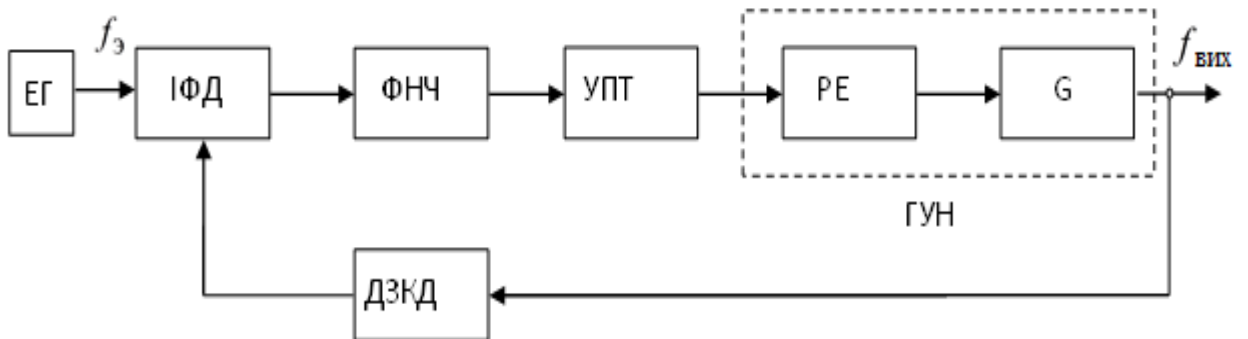


Рисунок 6 - Структурна схема системи активного синтезу з ФАП

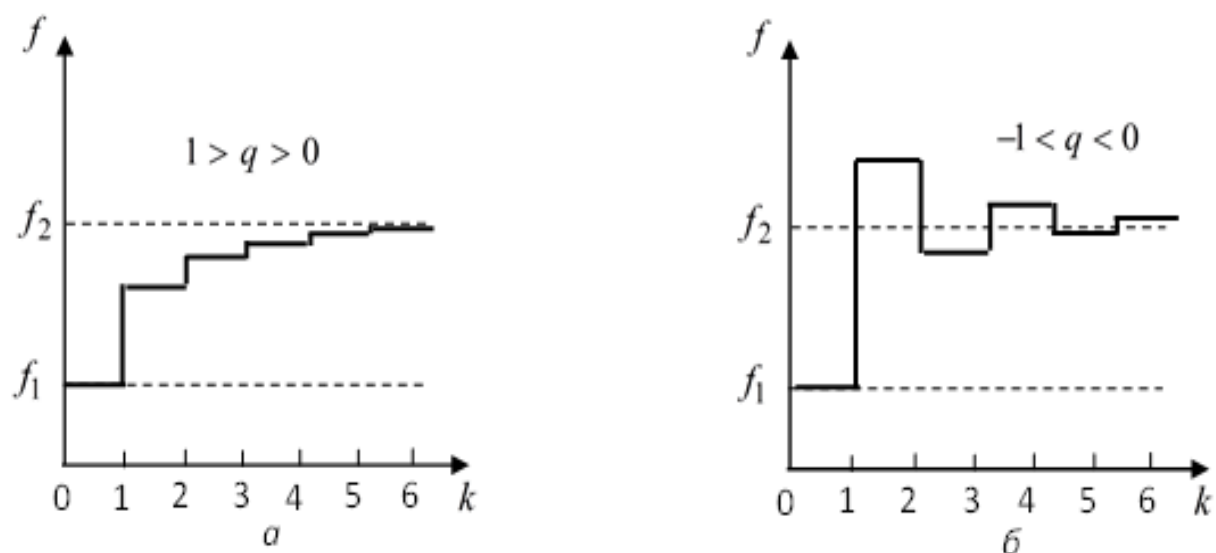


Рисунок 7 - Процес зміни частоти під час перемикання ДЗКД

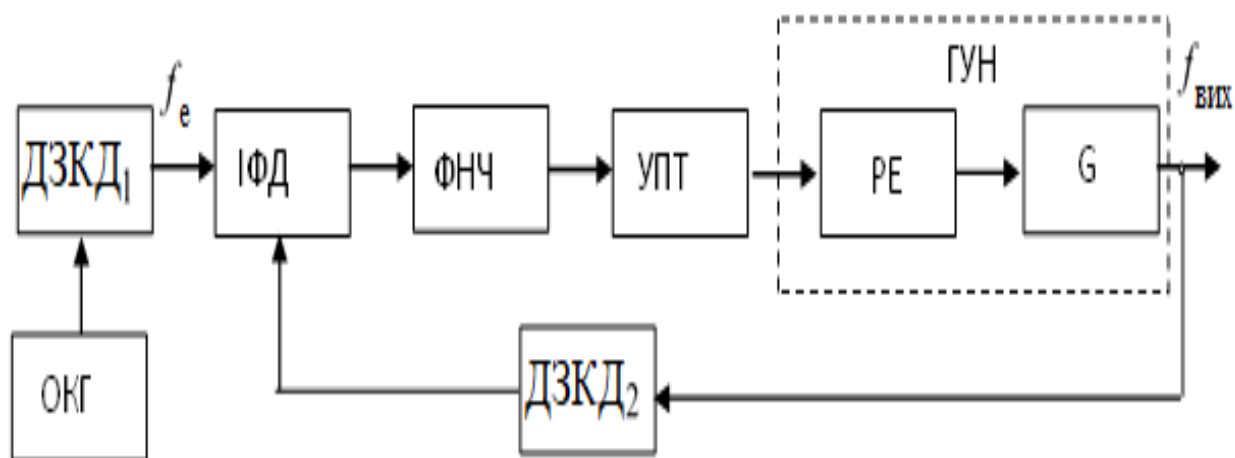


Рисунок 7 - Функціональна схема синтезатора

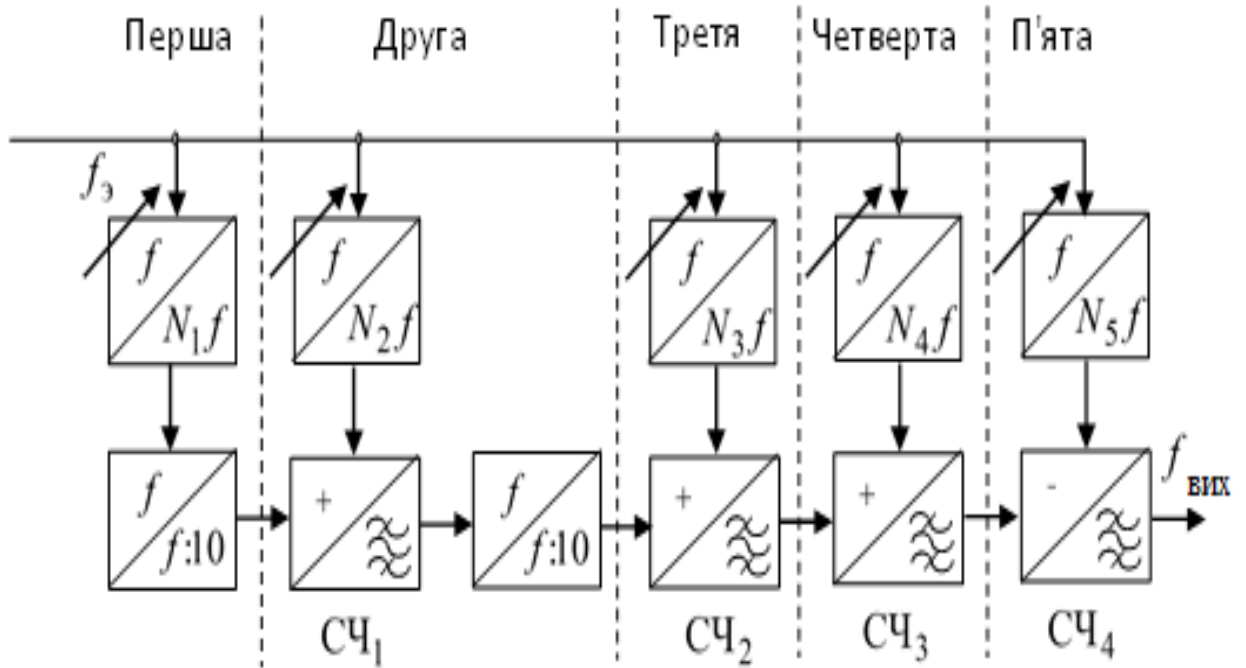


Рисунок 8 - Приклад реалізації ССЧ з декількома кільцями ФАП

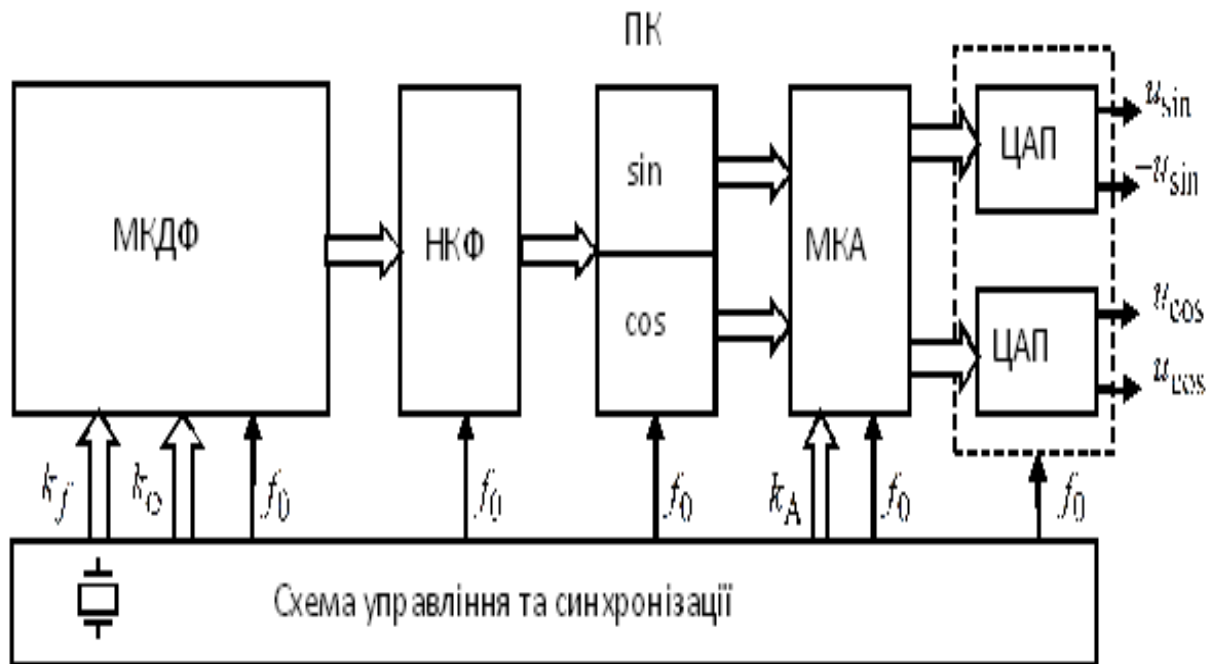


Рисунок 9 - Структурна схема ЦВС

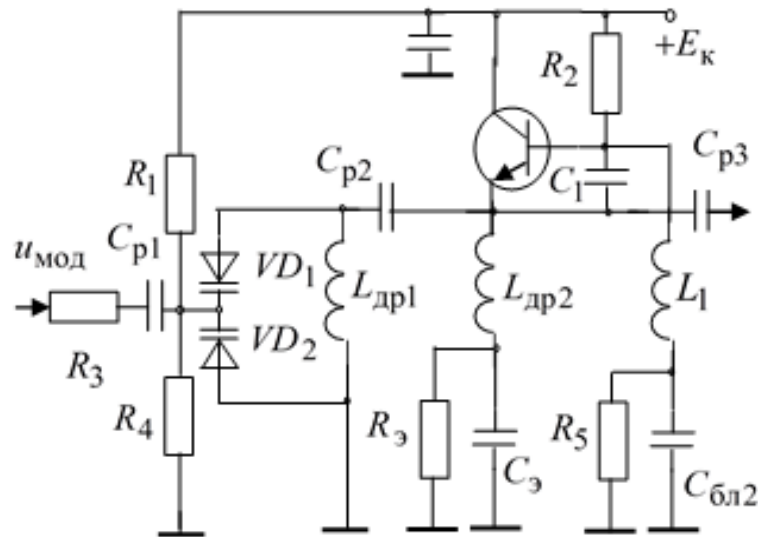


Рисунок 10 - ГУН із управлінням у вигляді зустрічно-включених варикапів, виконаний за схемою «ємнісної триточки» із заземленим колектором

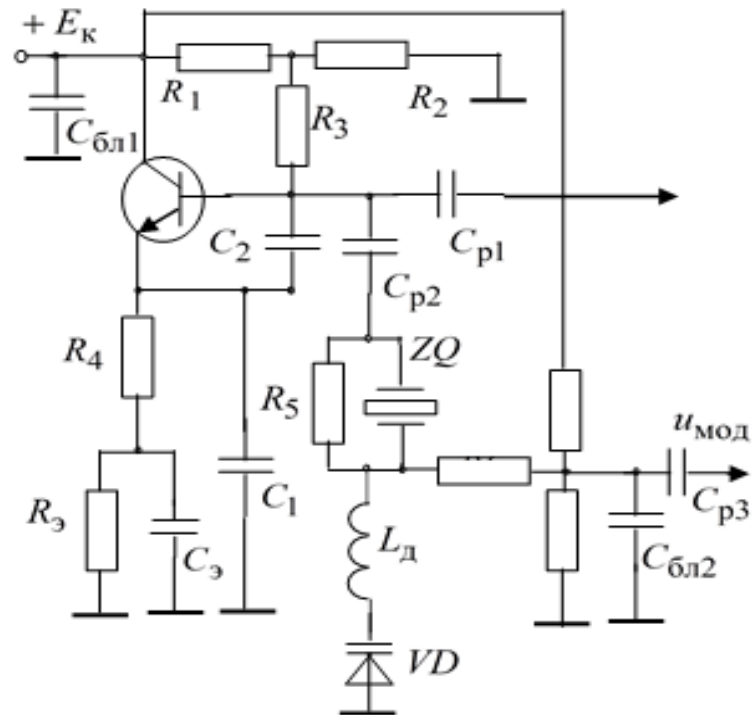


Рисунок 11 - ГУН побудований на базі «ємнісної триточки» з КВР у контурі при включенні транзистора за схемою із загальним колектором та комбінованим зміщенням у ланцюзі бази

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ФОРМУВАННЯ РАДІОСИГНАЛІВ

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ НАВЧАЛЬНОЇ (КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ) РОБОТИ

Назва роботи: «Методи та засоби формування радіосигналів»

Тип роботи: МКР
(кваліфікаційна робота, курсовий проект (робота), реферат, аналітичний огляд, інше (вказати))

Підрозділ кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(кафедра, факультет (інститут), навчальна група)

Науковий керівник Осадчук В.С., д.т.н., професор
(прізвище, ініціали, посада)

Показники звіту подібності

Plagiat.pl (StrikePlagiarism)		Unicheck	
КП1		Оригінальність	
КП2			
Тривога/Білі знаки		Схожість	3,81%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання.
- Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Заявляю, що ознайомлений (-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (додається)

Автор _____ Варцаба Є. О.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення:
направити роботу до захисту

Особа, відповідальна за перевірку _____ Звягін О. С.
(підпис) (прізвище, ініціали)