

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню магістра

студента Марков Олексій Дмитрович

академічної групи 172м – 17 - 1

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

спеціалізації¹ _____

за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка

на тему «Розробка і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції»

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю			
розділів:				
спеціальний	к.т.н., доцент Герасіна О.В.			
економічний	к.е.н., доцент Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормо контроль	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю			

Дніпро
2018

ЗАТВЕРДЖЕНО:
завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікації
_____ д.т.н., проф.. Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 2018 року

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу ступеня магістра

студенту Марков О.Д. академічної групи 172м - 17- 1

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

спеціалізації¹ _____

за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка

на тему « Розробка і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції»

1 ПІДСТАВИ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РОБОТИ

Наказ ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від 29.11.18 № 2025 - л

2 МЕТА ТА ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РОБІТ

Об'єкт досліджень вузькосмугові радіосигнали

Предмет досліджень пристрої формування вузько смугових радіосигналів з використанням алгоритму оптимального інтерполяції

Мета розробка і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному модуляторі, з використанням генератора, виконаного на основі алгоритму оптимальної інтерполяції

Вихідні дані для проведення роботи результати виробничої та переддипломної практики

3 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ

Наукова новизна полягає в запропонуванні оригінальної структурної схеми системи підвищення частоти дискретизації з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції, можливістю вибору раціонального множника підвищення частоти дискретизації та

високим рівнем придушення зайвих копій сигналу.

Практична цінність полягає у тому, що запропонований підхід до підвищення частоти дискретизації може бути використаний при розробці передавальних пристроїв, базових станцій і програмно-визначених радіосистем для формування сигналів із заданою частотою дискретизації або пристроїв з динамічною зміною швидкості передачі даних.

4 ВИМОГИ ДО РЕЗУЛЬТАТІВ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Результати повинні відповідати вимогам Закону України «Про телекомунікації», Закону України «Про інформацію», Закону України «Про внесення змін до Закону України «Про телекомунікації» щодо ринку телекомунікаційних послуг пропуску трафіка»

5 ЕТАПИ ВИКОНАННЯ РОБІТ

Найменування етапів робіт	Строки виконання робіт (початок-кінець)
Огляд джерел за темою та напрямом досліджень	03.09.18 - 06.10.18
Методи досліджень	07.10.18 – 31.10.18
Результати досліджень	01.11.18 – 24.11.18
Висновки економічного розділу	25.11.18 – 04.12.18
Оформлення пояснювальної записки	05.12.18 – 10.12.18

6 РЕАЛІЗАЦІЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ТА ЕФЕКТИВНІСТЬ

Економічний ефект новий метод виміру величини роз узгодження амплітуди і фази в квадратурному модуляторі, що дозволяє поліпшити характеристики облаштування формування радіосигналів

Соціальний ефект отримані результати розширюють межі застосовності теорії формування сигналів, що полягають в описі нових способів формування сигналів і з заданою частотою дискретизації на основі алгоритму оптимальної інтерполяції

7 ДОДАТКОВІ ВИМОГИ

Відповідність оформлення ДСТУ 3008-95. Документація. Звіти у сфері науки і техніки

Завдання видано _____ к.т.н., доцент Герасіна О.В.

Дата видачі 03.09.18 р

Дата подання до екзаменаційної комісії 18.12.18 р

Прийнято до виконання _____ Марков О.Д

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 104 с., 55 рис., 9 табл., 4 додатків, 12 джерел

Об'єкт досліджень : вузькосмугові радіосигнали.

Предмет досліджень: пристрої формування вузькосмугових радіосигналів з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції

Мета дипломної роботи: розробка і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному модуляторі, з використанням генератора, виконаного на основі алгоритму оптимальної інтерполяції.

В першому розділі проаналізовано способи формування вузькосмугових сигналів, наведено методи корекції спотворень в квадратурному модуляторі, з генератор послідовності моментів часу.

В спеціальній частині проведено аналіз проблем розробки і створення вузькосмугових радіосигналів, застосування оптимальної інтерполяції полиномом п'ятого порядку для реалізації системи підвищення частоти дискретизації.

В економічній частині проведений розрахунок капітальних витрат при дослідженні в розробці пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному модуляторі, з використанням генератора модулюючих сигналів, транспортні витрати і розрахунок заробітної плати фахівця.

Наукова новизна полягає в запропонованні оригінальної структурної схеми системи підвищення частоти дискретизації з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції, можливістю вибору раціонального множника підвищення частоти дискретизації та високим рівнем придушення зайвих копій сигналу.

РАДІОСИГНАЛ, МОДУЛЯЦІЯ, КВАДРАТУРНО ФАЗОВА МОДУЛЯЦІЯ, КВАДРАТУРНО АМПЛІТУДНА МОДУЛЯЦІЯ, ІНТЕРПОЛЯЦІЯ, ДИСКРЕТИЗАЦІЯ, ГЕНЕРАТОР СИГНАЛІВ.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 104с., 55черт., 9 табл. 4дополнений, 12 источников

Объект исследований : узкополосные радиосигналы

Предмет исследований : устройства формирования узкополосных радиосигналов с использованием алгоритма оптимального интерполяции

Цель дипломной работы : разработка и исследование устройства формирования узкополосных радиосигналов с низким уровнем искажений в квадратурном модуляторе, с использованием генератора, выполненного на основе алгоритма оптимальной интерполяции.

В первом разделе проанализированы способы формирования узкополосных сигналов, приведены методы коррекции искажений в квадратурном модуляторе, из генератор последовательности моментов времени.

В специальной части проведен анализ проблем разработки и создания узкополосных радиосигналов, применения оптимальной интерполяции полиномом пятого порядка для реализации системы повышения частоты дискретизации.

В экономической части проведен разрахунок капитальных расходов при исследовании в разработке устройства формирования узкополосных радиосигналов с низким уровнем искажений в квадратурном модуляторе, с использованием генератора модулирующих сигналов, транспортные расходы и расчет заработной платы специалиста.

Научная новизна : заключается в оригинальной структуре схемы системы повышения частоты дискретизации, разработан новый метод измерения и коррекции рассогласования амплитуды и фазы в квадратурном модуляторе, отличается высокой точностью и скоростью проведения измерений.

РАДИОСИГНАЛ, МОДУЛЯЦИЯ, КВАДРАТУРНО ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ, КВАДРАТУРНО АМПЛИТУДНАЯ, МОДУЛЯЦИЯ ИНТЕРПОЛЯЦИЯ, ДИСКРИТИЗАЦИЯ, ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ.

ABSTRACT

Explanatory Note: 104 pp. 55 Fig., 9 Table. 4 applications, 12 sources.

An object of researches : is narrow-band radio signals

Article of researches : of device of forming of narrow-band radio signals with the use of algorithm optimal to interpolation

Aim of diploma work : development and research of device of forming of narrow-band radio signals with the low level of distortions in a quadrature keyer, with the use of the generator executed on the basis of algorithm of optimal interpolation.

The methods of forming of narrow-band signals are analysed in the first division, methods over of correction of distortions are brought in a quadrature keyer, from sequencer of moments of time.

The analysis of problems of development and creation of narrow-band radio signals is conducted in the special part, application of optimal interpolation the polynomial of fifth order for realization of the system of increase of frequency of discretisation.

In economic part *разрахунок* of capital charges is conducted at research in development of device of forming of narrow-band radio signals with the low level of distortions in a quadrature keyer, with the use of generator of modulating signals, transport charges and calculation of salary of specialist.

A scientific novelty : consists in the original structure of chart of the system of increase of frequency of discretisation, the new method of measuring and correction of *расогласования* of amplitude and phase is worked out in a quadrature keyer, differs in high exactness and speed of realization of measuring.

RADIO SIGNAL, MODULATION, SQUARE-PHASE MODULATION, SQUARE - AMPLITUDE MODULATION, INTERPOLATION, DISCRIMINATION, GENERATOR OF SIGNALS.

Список скорочень і умовних позначень

- АЦП - аналого-цифровий перетворювач
АЧХ - амплітудно-частотна характеристика
БА - блок аналізу сигналу
ВС - блок відновлення сигналу з під послідовностей
ПФ - поновлюючий фільтр
ГМ - генератор послідовності моментів часу
ГД - генератор частоти дискретизації
ГЧЗ - груповий час запізнювання
Д – дільник
ДЧ - дільник частоти
ДО - досліджуване облаштування
ІФ - інтерполяційний фільтр
ІХ - імпульсний характеристика
К - ключ
КІХ - короткий імпульсний характеристика
КМ - квадратурний модулятор
КП - коефіцієнт передача
КФ - коригує фільтр
ЛЧМ - лінійно частотна модуляція
НБС - небажана бічна смуга
ОБС - один бічний смуга
ОП - операційний підсилювач
ПЛІС - програмована логічна інтегральна схема
ПР - поліфазне розкладання послідовності
ПФ - поліфазна реалізація фільтру
ПФС - пам'ять форм сигналів
ПХ - перехідна характеристика
ПЧ - проміжна частота

ОВЗ - облаштування вибірки зберігання

ФНЧ - фільтр нижніх частот

ФС - формувач сигналу

ФЧХ – фазо - частотна характеристика

ЦАП - цифро-аналоговий перетворювач

ЦОС - цифрова обробка сигналу

ЦСП - цифровий сигнальний процесор

ЧХ - частотний характеристика

q - величина розузгодження амплітуди в тракті модулюючих сигналів

g - величина розузгодження амплітуди в квадратурному модуляторі

ψ - величина розузгодження фази в тракті модулюючих сигналів

ϕ - величина розузгодження фази в квадратурному модуляторі

O_I - величина постійного зміщення в I каналі

O_Q - величина постійного зміщення в Q каналі

k - величина, рівна твору q і g

θ , - величина, рівний різниця ψ і ϕ

ЗМІСТ

С

ВСТУП	11
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	13
1.1 Аналіз способів формування вузькосмугових сигналів.....	13
1.1.1 Структурна схема генератора модулюючих сигналів.....	17
1.1.2 Аналіз методів підвищення частоти дискретизації.....	20
1.1.3 Оцінка погрішності інтерполяції.....	24
1.2 Аналіз проблеми спотворень в пристроях формування радіосигналів.....	26
1.2.1 Математична модель квадратурного модулятора.....	27
1.2.2 Методи корекції спотворень в квадратурному модуляторі.....	29
1.3 Аналіз системи підвищення частоти дискретизації.....	33
1.3.1 Розрахунок фільтру, що коригує.....	35
1.3.2 Генератор послідовності моментів часу.....	37
1.3.3 Імітаційна модель системи підвищення частоти дискретизації.....	38
1.4 Генератор частоти дискретизації.....	43
1.4.1 Реалізація генератора послідовності моментів часу.....	45
1.4.2 Реалізація системи підвищення частоти дискретизації.....	46
1.5 Постановка задачі.....	50
1.6 Висновки.....	50
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА	52
2.1 Проектування універсального генератора модулюючих сигналів.....	52
2.1.1 Розрахунок поновлюючого фільтру.....	54
2.1.2 Формування сигналів стандартних видів модуляцій в масштабі реального часу.....	56
2.2 Полифазное розкладання системи підвищення частоти дискретизації....	60
2.2.1 Застосування полифазного розкладання до інтерполяційного фільтру..	61
2.2.2 Застосування полифазного розкладання до інтерполяційного фільтру..	62
2.2.3 Імітаційна модель системи підвищення частоти дискретизації.....	65

2.3 Аналіз схеми облаштування формування вузькосмугових сигналів.....	67
2.4 Корекція рівня пригнічення небажаною бічною складовою і просочування несучого сигналу.....	69
2.4.1 Алгоритм корекції рівня пригнічення небажаною бічною складовою і просочування сигналу, що несе.....	70
2.4.2 Похибка виміру величини розузгодження амплітуди.....	71
2.4.3 Похибка виміру величини розузгодження фази.....	74
2.5 Оцінка ефективності запропонованого алгоритму.....	76
2.5.1 Корекція амплітудно-частотної характеристики.....	83
2.6 Висновки.....	87
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	89
3.1 Загальні положення.....	89
3.2 Розрахунок капітальних витрати на створення універсального генератора модулюючих сигналів на основі системи зміни частоти дискретизації.....	90
3.3 Висновки.....	93
ВИСНОВКИ.....	94
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	96
ДОДАТОК А. Перелік документів на оптичному носії.....	98
ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу.....	99
ДОДАТОК В. Відгук керівника дипломної роботи.....	100
ДОДАТОК Д. Тези.....	101

ВСТУП

Нині йде активне впровадження мереж 4-го покоління мобільного зв'язку (технологія LTE) і систем цифрового телебачення (технологія DVB - T2), широко використовуються мобільні мережі 2-го і 3-го покоління (технології GSM і 3g), системи безпроводної передачі інформації в локальних мережах.

Приєомо - передавальні облаштування кожної системи проходять цикли розробки, виробництва і експлуатації, і на кожному етапі необхідно контролювати безліч параметрів. Для цього створюються спеціалізовані вимірювальні пристрої. До подібних пристроїв відноситься генератор векторних сигналів універсальний прилад, призначений для формування точних і спотворених вузькосмугових радіосигналів. Вітчизня аналог такого пристрою відсутні або не мають необхідних функціональних можливостей, що підтверджує актуальність розробки импортозамещающей продукції.

З аналізу літературних джерел виходить, що найкращою з точки зору вартості і реалізації є система формування вузькосмугових радіосигналів на високих частотах з використанням квадратурних схем перетворення частоти. Одна з проблем, що вирішуються при розробці такої системи, полягає у формуванні модулюючих сигналів із заданою частотою дискретизації.

При формуванні вузькосмугових радіосигналів наявність амплітудного і фазового розузгодження в квадратурному модуляторі призводить до спотворення сигналу. Для корекції спотворень використовуються алгоритми цифрової обробки сигналів в передавальному пристрої і спеціальні методи виміру величин розузгодження амплітуди і фази.

Об'єкт досліджень вузькосмугові радіосигнали.

Предмет дослідження облаштування формування вузькосмугових радіосигналів з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції .

Мета дипломної роботи: розробка і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному

модуляторі, з використанням генератора, виконаного на основі алгоритму оптимальної інтерполяції.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Аналіз способів формування вузькосмугових сигналів

Існує безліч способів формування вузькосмугових сигналів на високих і надвисоких частотах. У більшості з них лежить принцип, що дозволяє представити вузькосмуговий сигнал як лінійну комбінацію двох складових:

$$S(t) = I(t)\cos(\omega_0 t) + Q(t)\sin(\omega_0 t), \quad (1.1)$$

де $I(t)$ і $Q(t)$ - синфазна і квадратурна складові вузькосмугового сигналу; $\cos(\omega_0 t)$ і $\sin(\omega_0 t)$ - сигнатура і квадратура сигналу, що несе.

Часто $I(t)$ і $Q(t)$ називають квадратурним сигналом або квадрату складовими сигналу, а самі вони визначаються формулами:

$$I(t) = A(t)\cos\varphi(t), \quad (1.2)$$

$$Q(t) = A(t)\sin\varphi(t), \quad (1.3)$$

де $A(t)$ - амплітуда модулюючого сигналу; $\varphi(t)$ - фаза модулюючого сигналу.

Формула (1.1) описує вузькосмуговий сигнал незалежно від виду модуляції і реалізується в передавальних пристроях з використанням квадратурних схем перетворення частоти (квадратурних модуляторів, КМ). На рисунку 1.1 позначено: I і Q - низькочастотні входи синфазної і квадратурної складових сигналу; Π - перемножувач; $\Phi В$ - фазоврацатель; Σ - суматор; Γ - високочастотний вхід модульованого сигналу гетеродина. Відмітимо, що за рахунок балансної конструкції КМ не вимагає фільтрації дзеркальної складової сигналу.

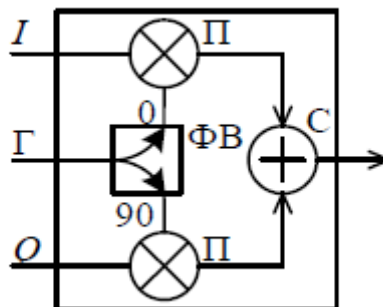


Рисунок 1.1 - Структурна схема квадратурного модулятора

Більшість передавальних пристроїв виконуються на основі схеми супергетеродина. У передавальному облаштуванні супергетеродина (рисунок 1.2): ФС - формувач цифрових сигналів; ЦАП - цифро-аналоговий перетворювач; Ф1 і Ф2 - поновлюючі фільтри; Ф3 - фільтр проміжної частоти (ПЧ); Ф4 - фільтр високочастотного сигналу; МШУ – мало шумливий підсилювач ; СМ - змішувач; Г1 і Г2 - перший і другий синтезатори частоти. Синфазна і квадратурна складові сигналу формуються в цифровій формі з подальшим перетворення в аналогові з використання ЦАП. Квадратурний модулятор переносить сигнал на постійну ПЧ, складові подвоєної і потрійної частоти ПЧ віддаляються фільтром Ф3. Потрібна частота досягається за рахунок перетворення, що виконується на змішувачі СМ, з подальшим пригніченням ПЧ у фільтрі Ф4.

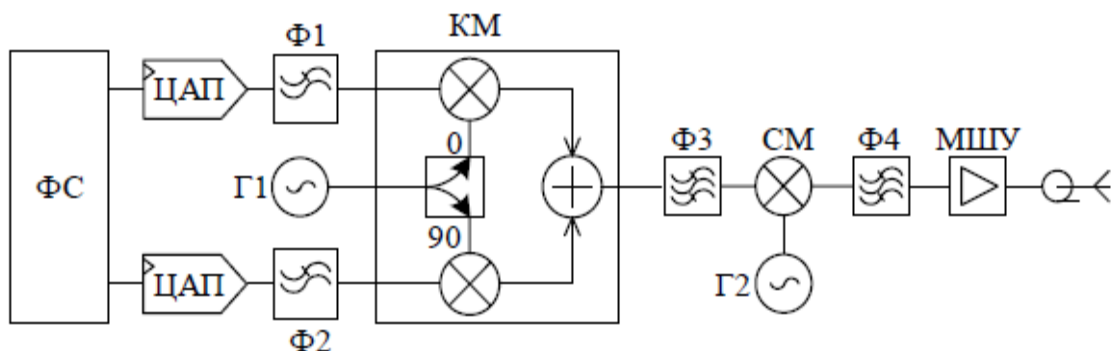


Рисунок 1.2 - Структурна схема передавального пристрою супергетеродина

Особливістю реалізації є висока ПЧ: частота гетеродина (Г1) істотно перевищує максимальну частоту вихідного сигналу. За рахунок цього спрощуються вимоги до вихідного фільтру Ф4. Він може бути реалізований як ФНЧ з частотою зрізу, рівній максимальній робочій частоті приладу. З іншого боку, високі робочі частоти синтезаторів Г1 і Г2 істотно здорожують конструкцію.

Подібного недоліку позбавлені схеми з низькою ПЧ. Найбільш поширені системи з низькою ПЧ будуються з використанням модуляції цифрових

сигналів на необхідну цифрову ПЧ з подальшим перетворенням в аналоговий сигнал по засобу ЦАП (рисунок 1.3). Як правило, в таких системах ПЧ не перевищує декількох сотень мегагерц, а смуга сигналу - декількох десятків мегагерц. Системи з більш високою ПЧ і ширшою смугою не вигідно робити із-за зростаючої вартості і складності.

У системах з низькою ПЧ актуальним є питання фільтрації дзеркальних складових сигналу після перетворення вгору. Якщо при фіксованій частоті вихідного сигналу питання вирішується розрахунком або вибором єдиного необхідного фільтру $\Phi 2$, то в широкосмуговій системі фільтр $\Phi 2$ представляє з себе сукупність фільтрів, або перебудований фільтр. У сучасних генераторах для цих цілей часто використовуються ЖИГ - фільтри. На жаль, ЖИГ- фільтри мають високу нерівномірність і непостійність коефіцієнта передачі (КП), які досить важко врахувати і компенсувати. Проте, система з низькою ПЧ показує високу якість формованого сигналу без необхідності застосування складних схем корекції і калібрування.

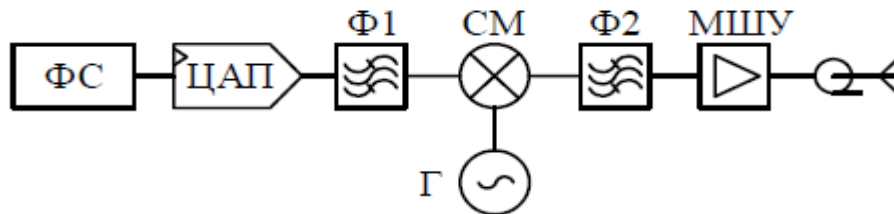


Рисунок 1.3 - Структурна схема передавального пристрою супергетеродина з низькою ПЧ

З розвитком елементної бази стали широко використовуватися широкосмугові КМ, що дозволяють спростити схему супергетеродина до одного перетворення на КМ (рисунок 1.4).

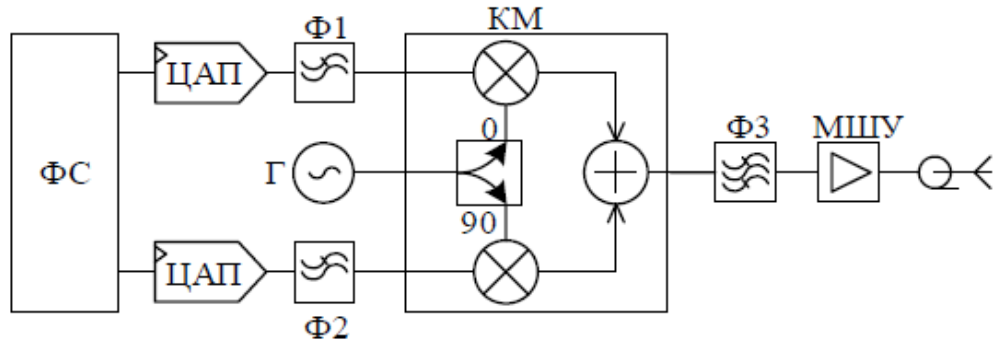


Рисунок 1.4 - Структурна схема передавального пристрою з безпосередньою модуляцією на високих частотах

Діапазон робочих частот деяких КМ із залишає від 50МГц або 100 МГц до 6 ГГц, перекриваючи приведені вище вимоги по частотному діапазону генератора векторних сигналів.

Використання тільки одного перетворення на основі КМ і одного перебудованого синтезатора частот Γ дозволяє істотно спростити систему і зменшити її вартість. Передавачі на основі безпосередньої модуляції на високих частотах з використанням комплексних сигналів отримали широке поширення в передавальних пристроях і програмноопределяемых радіосистемах. Єдиний недолік - спотворення сигналу в КМ в силу його не ідеальності. Недолік стає проблемою при роботі в широкому діапазоні частот. Рішенням може бути застосування спеціальних методів корекції і калібрування.

Останнім часом затребувані пристрої, ґрунтовані на прямому цифровому синтезі з частотами дискретизації сигналів до декількох десятків гігагерца (рисунок 1.5). В основному, вони орієнтовані на військове застосування і мають досить високу вартість, але при цьому формують достовірно точні широкосмугові сигнали з мінімальними спотвореннями смугою в декілька гігагерців.

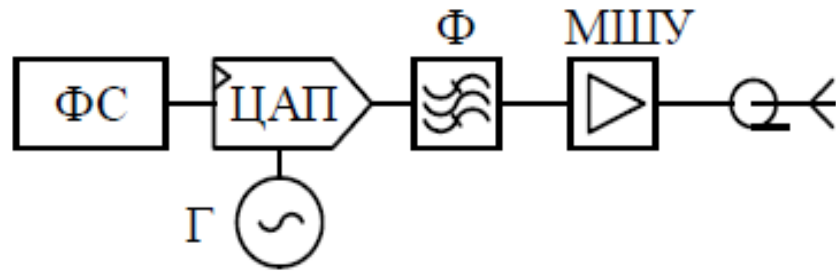


Рисунок 1.5 - Структурна схема генератора довільних форм

У всьому різноманіття структурних схем сучасних передавальних пристроїв можна виділити передавальні пристрої з використанням безпосередньої модуляції на високих частотах (рисунок 1.4).

Проведений аналіз показав, що це найбільш оптимальна схема з точки зору використовуваних ресурсів, але що вимагає використання спеціальних схем корекції і калібрування.

1.1.1 Структурна схема генератора модулюючих сигналів

Універсальний генератор модулюючих сигналів (рисунок 1.6) виконується на основі технології прямого цифрового синтезу і складається з формувача цифрових сигналів (ФС), одного або більше ЦАП, поновлюючого фільтру (ПФ) і генератор високостабільної частоти (Г). В деяких випадках може включати підсилювачі, аттенюатори і схеми комутації сигналів.

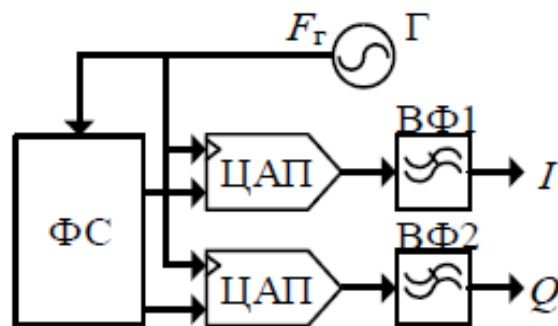


Рисунок 1.6 - Загальна структурна схема генератора модулюючих сигналів

Форма сигналу задається блоком формування сигналів з урахуванням наявних фізичних обмежень: розрядність і частота дискретизації ЦАП, продуктивність засобів цифрової обробки сигналів (ЦОС), точність установки частоти дискретизації в генераторі. Більшість універсальних генераторів модулюючих сигналів, що серійно випускаються, для генератора векторних сигналів дозволяють формувати заздалегідь розраховані сигнали з пам'яті, білий шум, сигнали стандартної і спеціальної форм, сигнали цифрових видів модуляцій із заданою смугою і типом фільтру. При цьому такі характеристики, як смуга формованого сигналу, швидкість дотримання символів, смуга зрізу цифрового фільтру безпосередньо визначаються заданою частотою дискретизації.

Принципи роботи універсального генератора модулюючих сигналів з різними частотами дискретизації.

Найбільш простим і логічним способом зміни частоти дискретизації є зміна тактової частоти ЦАП. Основна ідея методу полягає в перебудовуваному синтезаторі частот генератора, який задає необхідну частоту дискретизації. Для реалізації подібної схеми необхідно щоб таку зміну допускав використовуваний ЦАП. Для кожної частоти дискретизації визначається своя частота зрізу поновлюючого фільтру, що накладає вимогу на використання перебудовуваного поновлюючого фільтру або сукупності фільтрів.

Характеристики цифрового тракту безпосередньо залежать від частоти дискретизації, тому при використанні фільтрів, що коригують частотну характеристику, їх параметри доведеться кожного разу розраховувати наново. Реалізація перебудовуваних генератора і поновлюючого фільтру призводить до істотного ускладнення і дорожчання універсального генератора модулюючих сигналів. Застосування інтерполяційних ЦАП дещо знижує вимоги до поновлюючого фільтру за рахунок надмірності частоти дискретизації в два, чотири або більше разів, але не вирішує задачу в цілому.

У пошуках вирішення проблеми зменшення вартості і складності універсального генератора модулюючих сигналів прийшли до схем з цифровим управлінням, ґрунтованим на прямому цифровому синтезі. На рисунку 1.7 число N задає крок приросту в накопичувачі з переповнюванням, що складається з суматора і регістра. Якщо накопичувач полягає, приміром, з десяти біт, то в пам'ять записуються усі 1024 значення початкового сигналу з частотою дискретизації F_{Γ} . Задаючи число N рівним десяти, з пам'яті прочитуватиметься тільки кожне десяте значення з пропуском усіх проміжних. Схема широко застосовується в генераторах прямого цифрового синтезу. Не дивлячись на це, пропуск значень початкового сигналу не дозволяє застосовувати приведену схему в універсальному генераторі модулюючих сигналів.

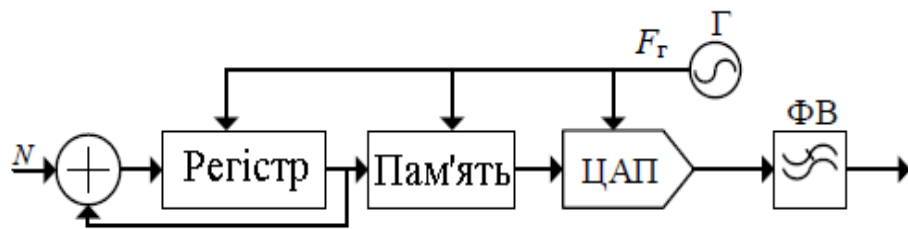


Рисунок 1.7 - Система прямого цифрового синтезу

Іншим рішенням може стати застосування спеціальних алгоритмів ЦОС для підвищення частоти дискретизації (інтерполяції) сигналу. Основна ідея полягає у використанні фіксованої частоти генератора, фіксованих параметрів поновлюючого фільтру, а для формування необхідної частоти дискретизації використовуються тільки методи ЦОС. На рисунку 1.8 приведена одна з можливих реалізацій, де D - дільник частоти; $I\Phi$ - інтерполяційний фільтр в N разів.

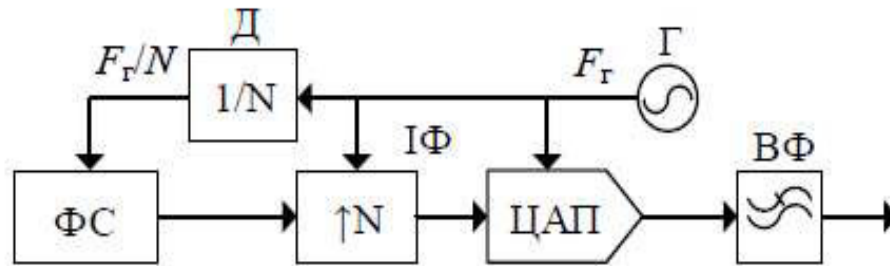


Рисунок 1.8 - Структурна схема ГМС

Основна проблема робить висновок у використовуваному інтерполюючому фільтрі, який повинен забезпечувати можливість підвищення частоти дискретизації в раціональне число разів з високим рівнем пригнічення сигналу в смузі замикання.

У приведеній реалізації сигнал відтворюється послідовно без пропуску точок. Характеристики системи визначаються використовуваним способом реалізації фільтру.

Таким чином, формування точних сигналів із заданою частотою дискретизації можливо шляхом застосування спеціальних алгоритмів інтерполяції сигналу і фіксованого високоякісного опорного генератора спільно з єдиним поновлюючим фільтром.

1.1.2 Аналіз методів підвищення частоти дискретизації

Один з найпоширеніших методів інтерполяції сигналів полягає у використанні зв'язки розширювача частоти дискретизації (екстрактора) з подальшою фільтрацією. На рисунку 1.9 представлена система інтерполяції.

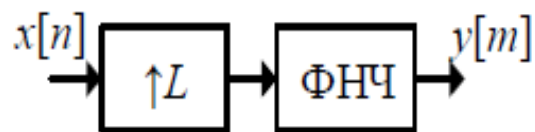


Рисунок 1.9 - Система зміни частоти дискретизації в ціле число разів

С початку екстрактор розширює частоту дискретизації в L разів відповідно до формули:

$$x_y[n] = \begin{cases} x[n/L], & n = 0, \pm 2L, \dots, \\ 0 & \end{cases} \quad (1.4)$$

Потім фільтр нижніх частот (ФНЧ) видаляє зайві копії сигналу. Смуга зрізу ФНЧ складає π/L , а коефіцієнт передачі рівний L . Приведена система використовується для інтерполяції в ціле число разів і може бути легко реалізована на базі цифрових сигнальних процесорів (ЦСП) або програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС). Комбінація інтерполяції в ціле число разів з подальшим пониженням частоти дискретизації (децимацією) в ціле число разів дозволяє виконати інтерполяцію з раціональним множником. На першому етапі виконується інтерполяція в L разів (рисунок 1.10), потім сигнал проріджується з кроком M .

В ході виконання послідовності дій коефіцієнт зміни частоти дискретизації складе L/M раз. Смуга зрізу ФНЧ для операції інтерполяції рівна π/L і, очевидно, буде різною для різних множників інтерполяції.

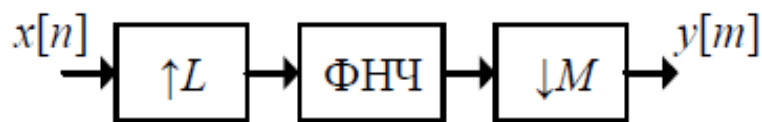


Рисунок 1.10 - Система зміни частоти дискретизації з раціональним множником

На етапі фільтрації частота дискретизації може істотно перевищувати можливості ЦСП або ПЛІС, тому в таких схемах часто використовуються методи багатошвидкісної обробки, а саме полифазное розкладання. Застосування полифазного розкладання призводить до збільшення використовуваних ресурсів. Усе це робить неможливим використання комбінації інтерполяції з подальшим проріджування для систем з динамічною зміною частоти дискретизації.

Існують і інші підходи, ґрунтовані на представленні сигналу у вигляді полінома з подальшим знаходження рішення в потрібні моменти часу.

Такий підхід називається поліноміальною або кусочно-поліноміальною інтерполяцією. По наявній вхідній послідовності знаходиться кусочно-поліноміальна функція, що описує сигнал на вибраному інтервалі часу $[b, c]$ у вигляді полінома міри N відповідно до формули :

$$y(x) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n x^n, \quad (1.5)$$

де N - порядок полінома; a_n - коефіцієнти полінома; x - момент часу, в який знаходиться рішення.

У формулі (1.5) коефіцієнти полінома розраховуються на основі початкового сигналу, метод розрахунку залежить від використовуваного алгоритму. Залежно від порядку полінома виділяють: інтерполяцію нульового порядку, інтерполяцію першого порядку (лінійну), інтерполяцію вищих порядків (з мірою полінома 2 і більше) на основі інтерполяційних формул Лагранжа, Ерміта.

Імпульсна характеристика (ІХ) кусочно-поліноміальної інтерполяції визначається системою математичних рівнянь (локальний базис). Число функцій дорівнює числу використовуваних тимчасових відліків вхідної послідовності сигналу, а самі функції описуються у вигляді полінома меншої або рівнішої міри N . Приміром, ІХ для фільтру з поліномом 4-го порядку по 4 точкам визначатиметься системою

$$f(x) = \begin{cases} a_4^0 x^4 + a_3^0 x^3 + a_2^0 x^2 + a_1^0 x + a_0^0, & 0 \leq x < 1 \\ a_4^1 x^4 + a_3^1 x^3 + a_2^1 x^2 + a_1^1 x + a_0^1, & 1 \leq x < 2, \\ 0, & 2 \leq x \\ f(-x), & \end{cases} \quad (1.6)$$

де x - величина, що характеризує момент часу знаходження рішення;

a_n^m - постійні коефіцієнти, які визначаються використовуваним алгоритмом інтерполяції.

Форма ІХ для різних алгоритмів поліноміальної інтерполяції можуть сильно відрізнятися і робити безпосередній вплив на погрішність інтерполяції, яка визначається залишковим рівнем небажаних копій сигналу, а також нерівномірністю КП в смузі пропускання.

Незалежно від вибраної ІХ, низьку погрішність інтерполяції сигналу неможливо отримати з малим порядком полінома і малим числом точок із-за вузької перехідної зони фільтру. Порядок полінома, число тимчасових відліків вхідної послідовності визначають складність системи і кількість використовуваних ресурсів. Тому часто інтерполяції піддають сигнали з надмірною дискретизацією, що істотно знижує вимоги до використовуваних ресурсів, порядку полінома і числа точок.

Для формування сигналу з надмірною дискретизацією використовується класичне рішення підвищення частоти дискретизації в ціле число разів (рисунок 1.9). Як правило, досить надмірності в два рази. На рисунку 1.11 наведений приклад використання надмірної дискретизації сигналу для зменшення вимог до поліноміального інтерполюючого фільтру.

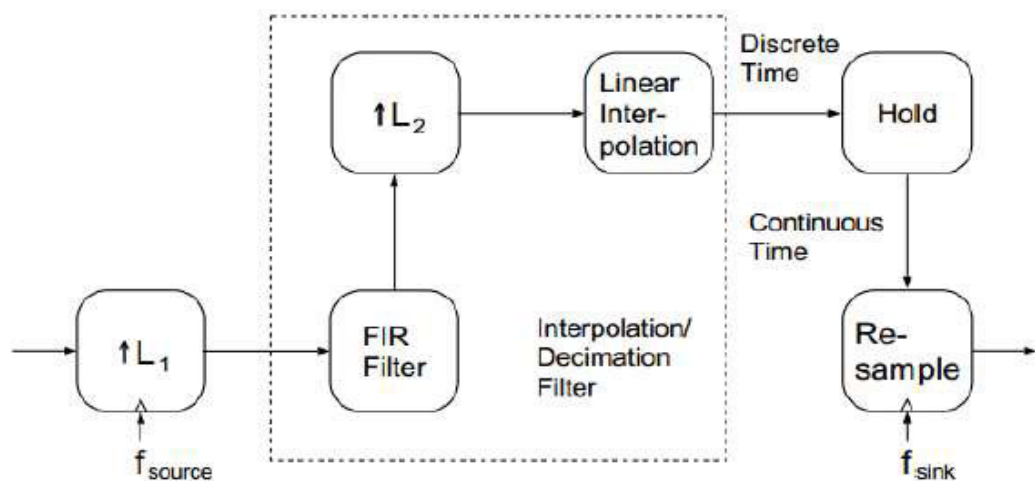


Рисунок 1.11 - Система інтерполяції сигналу з використання поліноміального інтерполятора і надмірності сигналу

На першому етапі частота дискретизації розширюється в L_1 разів з подальшим пригніченням зайвих копій сигналу в цифровому фільтрі нижніх частот з короткою імпульсною характеристикою (КІХ). На другому етапі частота дискретизації розширюється в L_2 разів, а ФНЧ виконується з використанням полінома першого порядку. Застосування поліноміальної інтерполяції дозволяє отримати високу гнучкість вибору порядку інтерполяції, а надмірність сигналу - мінімальну погрішність, яка буде тим менше, чим вище індекс L_1 .

Виконання кусочно-поліноміального фільтру можна розглядати з двох сторін. По-перше, як опис сигналу у вигляді полінома зі знаходженням рішення в задані моменти часу. Коефіцієнти полінома визначаються на основі початкової послідовності. По-друге, визначення ІХ фільтру як рішення системи рівнянь (1.6) в задані моменти часу і використання знайденої ІХ для фільтрації початкового сигналу. У другому випадку ІХ можна заздалегідь розрахувати і зберігати в пам'яті, зменшуючи вимоги до використовуваних ресурсів. Хоча рішення з пам'яттю не завжди реалізовується в силу обмеженості її розміру в ПЛІС або ЦСП.

Одним із завдань при використанні поліноміальної інтерполяції є знаходження моментів часу, в які розраховується рішення полінома. В основному, рішення полягають у вираженні моментів дискретизації вихідного сигналу у відліках періоду вхідної частоти дискретизації або миттєвої різниці фаз між частотами дискретизації з використанням частотно-фазового детектора. От же, вибір того або іншого алгоритму залежить від реалізації усієї системи.

1.1.3 Оцінка похибки інтерполяції

Погрішність інтерполяції оцінюють за двома критеріями: нерівномірність амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) в смузі пропускання (ΔH_S) і

пригнічення сигналу в смузі загородження (H_Z). Відповідно до цих критеріїв АЧХ оптимального інтерполюючого фільтру описується системою рівнянь

$$S(\omega) = \begin{cases} L, & \omega \in [0, \omega_{max}] \\ 0, & \omega \in [r/L - \omega_{max}, r/L + \omega_{max}] \end{cases} \quad (1.7)$$

де ω_{max} - нормована смуга пропускання; L - індекс інтерполяції;
 $r = 1, 2, \dots, [L/2]$ - індекс повторення спектру.

Основними чинниками, що впливають на погрішність поліноміальної інтерполяції, є: вибір базису (кількість точок, міра полінома, форма ІХ), коефіцієнт надмірної дискретизації вхідного сигналу, розрядність коефіцієнтів ІХ за умови реалізації на ПЛІС або ЦСП. Знайшовши рішення локального базису відносно постійного індексу інтерполяції L можна порівняти різні інтерполяційні алгоритми по їх ефективності. Розглядаючи різні інтерполяційні формули з різним числом точок n і мірою полінома m , приведемо новий алгоритм з локальним базисом "optimal", отриманий методом диференціальної еволюції. Надалі, цей алгоритм називатимемо оптимальною інтерполяцією. В якості критерію оптимальності розглядався рівень пригнічення в смузі загородження H_Z за умови двох і більше кратній надмірній дискретизації вхідного сигналу (таблиця 1.1)

Таблиця 1.1. Порівняння інтерполяційних алгоритмів за умови двократної надмірної дискретизації

Алгоритм	Кількість точок	Порядок полінома	H_Z , дБ
Linear	2	1	19,1
Parabolic	4	2	28,6
Hermite	6	5	31,0
Lagrange	6	5	35,2
B-spline	6	5	57,3
Optimal	4	4	69,8
Optimal	6	5	111,4

Аналіз результатів таблиці 1.1 показує ефективність алгоритму "оптимальної" інтерполяції при двократній надмірній дискретизації в порівнянні з іншими відомими алгоритмами поліноміальної інтерполяції. Останні роботи в області поліноміальної інтерполяції (MOMS, OMOMS, OIB архітектури) з використанням надмірної дискретизації в три рази демонструють схожі результати (більше 100 дБ). Особливості реалізації MOMS, O - MOMS, OIB не доступні, що робить скрутним використання цих результатів для подальших досліджень і розробці інтерполуючого фільтру.

1.2 Аналіз проблеми спотворень в пристроях формування радіосигналів

У роботах, присвячених формуванню односмугових сигналів за допомогою квадратурних схем перетворення частоти, ставиться проблема спотворень сигналу : "Повна компенсація однієї з бічних смуг у фазовому формувачі ОБП сигналу можлива лише за умови, що амплітуди сигналів на виходах двох змішувачів (модуляторів) рівні, а фазові зрушення вхідних сигналів складають точно 90° ". Тоді як в схемі супергетеродина КМ працює на фіксованій частоті і є можливість його тонкого налаштування для отримання мінімальної бічної смуги. При безпосередній модуляції на високих частотах мається на увазі робота КМ в широкому діапазоні частот і, отже, коригування його параметрів на кожній частоті, що є складним науковим і технічним завданням. До того ж, з розвитком систем зв'язку і застосуванням видів модуляції з великим динамічним діапазоном (на прикладі QAM 1024) зростають і вимоги до мінімізації спотворень, що вносяться. Таким чином, в теорії формування сигналів з мінімальним спотворенням формалізується ряд завдань :

- опис і аналіз чинників, що впливають на спотворення сигналів, складання моделі аналогового тракту;

- розробка методів оцінки величини спотворення сигналу і визначення коефіцієнтів моделі аналогового тракту;
- розробка і реалізація методів компенсації спотворень аналогового тракту шляхом внесення попередніх спотворень в сигнал.

1.2.1 Математична модель квадратурного модулятора

Основним джерелом спотворень є КМ в силу особливості архітектури і жорстких вимог до його внутрішнього устрою, а також до тракту поширення модулюючих сигналів до КМ. Для оцінки величини відмінності реальних і ідеальних характеристик КМ використовується математична модель (рисунок 1.12).

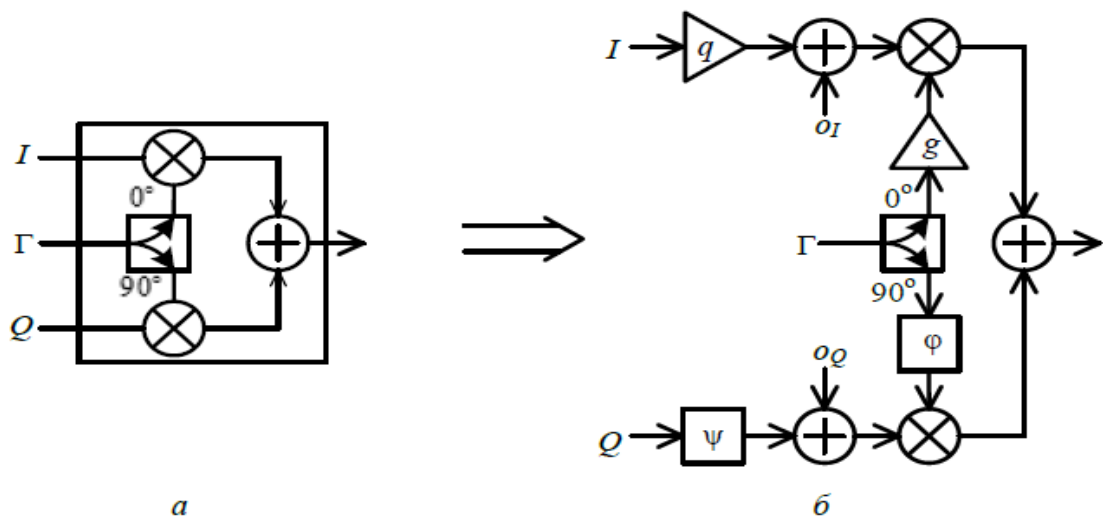


Рисунок 1.12 - Функціональна схема квадратурного модулятора (а) і його математична модель з урахуванням лінійних спотворень (б)

Модель включає характеристики не лише квадратурного модулятора, але і аналогового тракту поширення модулюючих сигналів. Розузгодження амплітуди відбиває твір коефіцієнтів g і q : коефіцієнт q є функцією частоти модулюючого сигналу і визначається відношенням АЧХ трактів поширення синфазної і квадратурної складових вузькосмугового сигналу; коефіцієнт g -

функція частоти сигналу гетеродина (Γ), що несе. Розузгодження фази дорівнює сумі коефіцієнтів ψ і φ : коефіцієнт ψ є функцією частоти модулюючого сигналу і визначається різницею ФЧХ трактів поширення компонент вузькосмугового сигналу; фаза φ - функція частоти сигналу, що несе, і визначається характеристиками квадратурного дільника в КМ. Постійне зміщення визначається окремо для синфазної (O_I) і квадратурної (O_Q) складових вузькосмугового сигналу і впливає на залишковий рівень тієї, що несе.

Наявність розузгодження амплітуди, розузгодження фази, що модулює і несе сигналів, постійне зміщення в системах цифрового зв'язку призводить до збільшення модуля вектору помилки і зменшення вірогідності коректного прийому інформації. Наявність розузгодження візуально можна оцінити по спотворенню діаграми сузір'я або по рівню пригнічення небажаною бічною складовою (НБП) і залишковому рівню що несе при використанні сигналів з однією бічною складовою. Оцінка спотворень по діаграмі сузір'я є вторинною, оскільки в цифрових системах зв'язку спотворення виникають із-за наявності залишкового рівня бічної складової, що несе і небажаної, згортається в смугу сигналу. Олли Миллари у своїй роботі привів якнайповнішу формулу, що описує залежність рівня пригнічення НБП (IR) від рівня спотворення сигналу для певної частоти сигналу, що несе :

$$IR(f) = 10 \lg(|G_1(f)|^2 / |G_2(f)|^2), \quad (1.8)$$

$$G_1(f) = (1 + g e^{j\varphi} H(f)) / 2, \quad (1.9)$$

$$G_2 = (1 - g e^{j\varphi} H(f)) / 2, \quad (1.10)$$

$$H(f) = H_Q(f) / H_I(f), \quad (1.11)$$

де f - частота модулюючого сигналу; $H_I(f)$ і $H_Q(f)$ - ЧХ трактів поширення синфазною і квадратурною складових сигналу. За умови фіксованої частоти модулюючого сигналу формула (1.8) спрощується:

$$\text{IR}10 \lg \left(\frac{1+2k \cos(\varphi+\Psi)+k^2}{1-2k \cos(\varphi-\Psi)+k^2} \right), \quad (1.12)$$

де k - величина розузгодження амплітуди сигналу, що несе і модулюючого, рівна твору q і g .

Провівши аналіз залежності рівня пригнічення НБП від величини розузгодження амплітуди і фази, на основі якого можна зробити висновок про вимоги до допустимих величин розузгоджень фази і амплітуди. Щоб гарантувати рівень пригнічення НБП більше 50дБ при величині розузгодження фази менше 0,1 градуса допустима величина розузгодження амплітуди має бути менше 0,05 дБ. Очевидно, що аналогові схеми корекції не зможуть забезпечити необхідну точність і необхідно використати методи ЦОС для корекції спотворень. Одночасно з корекцією розузгодження амплітуди і фази генератори векторних сигналів дозволяють проводити їх тонке підстроювання для тестування приймальних трактів і високочастотних компонентів.

1.2.2 Методи корекції спотворень в квадратурному модуляторі

Вплив розузгодження амплітуди і фази, постійного зміщення на квадратурні сигнали можна записати у виді:

$$\begin{bmatrix} I_m(t) \\ Q_m(t) \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} I(t) \\ Q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} O_I \\ O_Q \end{bmatrix}, \quad (1.13)$$

де M - матриця спотворень, дорівнює:

$$M = \begin{bmatrix} a \cos \varphi/2 & b \sin \varphi/2 \\ a \sin \varphi/2 & b \cos \varphi/2 \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

де a і b - коефіцієнти посилення в синфазному і квадратурному каналі, а їх відношення рівне k .

На основі описаної матриці спотворень вирішується завдання корекції сигналу за допомогою знаходження зворотної матриці. Таке перетворення використовуються в ЦАП більшості відомих виробників, що дозволяє провести часткову корекцію спотворень. Зворотня матриця має вигляд:

$$M^{-1} = \frac{1}{\cos(\varphi/2)} \begin{bmatrix} 1 & -\tan(\varphi/2) \\ -\tan(\varphi/2) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/a \\ 1/b \end{bmatrix}. \quad (1.15)$$

Коефіцієнти матриці, що коригує, зазвичай знаходяться за допомогою ітераційних алгоритмів з використанням тестового сигналу спеціальної форми або сигналу, з яким безпосередньо працює система. Виділяють декілька методів пошуку коефіцієнтів, що коригують:

1. Визначення величини розузгодження амплітуди, фази і постійного зміщення на основі математичного аналізу потужності сигналу при різному рівні модулюючого сигналу по постійному струму. Процес калібрування складається з трьох етапів. На першому етапі проводиться оцінка постійного зміщення при нульовому вхідному сигналі. Величина постійного зміщення підлаштовується до досягнення мінімуму залишкового сигналу частоти, що несе. Для цього часто використовуються ітераційні алгоритми. На другому і третьому етапі визначаються розузгодження амплітуди і фази. Оскільки частота модулюючого сигналу дорівнює нулю, то на точність визначення величини розузгодження амплітуди і фази великий вплив робить точність визначення і корекції постійного зміщення. Один з основних недоліків методу - неможливість провести виміри залежності розузгодження амплітуди і фази від частоти модулюючого сигналу.

2. Метод ґрунтований на аналізі сигналу з однією бічною складовою з використанням аналізатора спектру. При формуванні сигналу з однією бічною складовою на рівень пригнічення дзеркального каналу роблять безпосередній вплив розузгодження амплітуди і фази. Використовуючи ітераційні алгоритми підстроювання величини розузгодження амплітуди і фази можна добитися повного пригнічення небажаною бічною складовою,

що відповідатиме шуканій величині розузгодження амплітуди і фази. Величина постійного зміщення знаходиться так само як і в першому методі. Для зменшення часу ітераційного процесу можуть застосовуватися математичні алгоритми, такі як модифікований бінарний пошук або метод золотого перерізу.

3. Метод, ґрунтований на використанні ланцюга зворотного зв'язку з демодуляцією сигналу. Дозволяє мінімізувати величину спотворень сигналу в реальному часі за допомогою знаходження оцінки відмінності оцифрованого сформованого сигналу на виході пристрою і початкового ідеального цифрового сигналу. Для цього використовуються відгалужувач, квадратурний демодулятор і високошвидкісні аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), тому метод має високу технічну складність, вартістю реалізації і на практиці майже не використовується.

Метод, ґрунтований на тимчасовому або частотному аналізі сигналу на виході передавального пристрою при використанні тестової дії спеціальної форми. У теорії, можливо, задати сигнал спеціальної форми, що несе в собі достатню інформацію для проведення математичного аналізу і оцінки величини розузгодження без застосування ітераційних схем.

Відомо також, що величина лінійних спотворень залежить від таких чинників, як частота сигналу, що несе, і температура. Таким чином, для пристроїв, працюючих в широкому діапазоні частот, визначення коефіцієнтів матриці корекції повинне проводитися в широкому частотному і температурному діапазоні, що виявляє дві проблеми:

1. Час визначення коефіцієнтів матриці корекції. Збільшення кількості вимірів, поза сумнівом, призводить до збільшення тривалості вимірів. Якщо час виміру на одній частотній або температурній точці за допомогою ітераційного алгоритму можна вважати прийнятним, то вимір 2000 точок може зайняти досить тривалий час.

2. Крок виміру по частоті і температурі. Зменшення кроку по частоті і температурі призводить до збільшення кількості вимірів, а значить до збільшення часу вимірів і кількості даних, що зберігаються. Завжди є мінімальне значення кроку, при якому вимірювані параметри знаходяться в заданому інтервалі. Завдання зводиться до знаходження мінімального необхідного кроку, при якому значення між сусідніми виміряними значеннями можна однозначно відновити за допомогою апроксимації. У більшості випадків корекція нелінійних спотворень має на увазі наявність зворотного зв'язку.

На практиці застосовуються наступні схеми корекції:

1. Негативний зворотний зв'язок. Повністю аналогова схема корекції, в якій заздалегідь ослаблений сигнал з виходу підсилювача додається з негативним знаком до вхідного сигналу.

2. Коригований зворотний зв'язок. Визначається різниця між сигналами на вході і виході підсилювача, яка використовується для корекції нелінійних спотворень. Ця схема дозволяє зменшити рівень інтермодуляційних спотворень до 10дБ.

3. Декартовий зворотний зв'язок. Має на увазі використання квадратурного демодулятора і АЦП для аналізу і корекції спотворень у блоці цифрової обробки сигналів. Найбільша частина робіт присвячена саме цьому напрямку, оскільки декартовий зворотний зв'язок із застосуванням ефективних методів аналізу і корекції дає зменшення рівня інтермодуляційних спотворень до 30дБ.

4. Прямий зворотний зв'язок. Повністю аналогова схема корекції, що використовує два підсилювачі, з яких один посилює сигнал, а другою посилює різницю між вхідним і вихідним сигналами підсилювача, формуючи результат нелінійних спотворень із зворотним знаком. Підсумовування результату на виході кожного підсилювача мінімізує нелінійні спотворення. Метод дозволяє зменшити рівень інтермодуляційних спотворень до 15дБ.

5 Система попереднього спотворення. Має на увазі використання зворотної перехідної характеристики (ПХ) нелінійного пристрою. Ця система може і не містити зворотного зв'язку, що робить її найбільш перспективною.

1.3 Аналіз системи підвищення частоти дискретизації

Найбільше пригнічення сигналу в смузі замикання дає алгоритм оптимальній інтерполяції поліномом 5-го порядку по 6 точкам. Імпульсна характеристика такого інтерполяційного фільтру визначається системою рівнянь:

$$f(x) = \begin{cases} a_5^0 x^5 + a_4^0 x^4 + a_3^0 x^3 + a_2^0 x^2 + a_1^0 x + a_0^0, & 0 \leq x < 1 \\ a_5^1 x^5 + a_4^1 x^4 + a_3^1 x^3 + a_2^1 x^2 + a_1^1 x + a_0^1, & 1 \leq x < 2 \\ a_5^2 x^5 + a_4^2 x^4 + a_3^2 x^3 + a_2^2 x^2 + a_1^2 x + a_0^2, & 2 \leq x < 3, \\ 0, & 3 \leq x \\ f(-x) & \text{інакше} \end{cases} \quad (1.16)$$

де x - величина, що характеризує момент часу знаходження рішення;
 a_n^m – постійні коефіцієнти, приведені в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 Коефіцієнти імпульсної характеристики алгоритму оптимальної інтерполяції за умови двократної надмірної дискретизації

Коефіцієнт	Значення	Коефіцієнт	Значення
a_5^0	-0,04317950185225609	a_2^1	-1,2247723647278992
a_4^0	0,1464067419265217	a_1^1	0,53534756396439365
a_3^0	-0,020148465731685776	a_0^1	0,35095903476754237
a_2^0	-0,32675071713952775	a_5^2	-0,00152170021558204
a_1^0	-0,00127577239632662	a_4^2	0,0376887619939862
a_0^0	0,48217702203158502	a_3^2	0,3157740709140355
a_5^1	0,01802814255926417	a_2^2	1,2222027872001069
a_4^1	-0,19234043023690772	a_1^2	-2,2616836051091784
a_3^1	0,74995484587342742	a_0^2	1,6281457881349504

Підставляючи коефіцієнти з таблиці, знайдемо рішення системи рівнянь (1.16) для фіксованого множника інтерполяції, рівного 4 (рисунок 1.13).

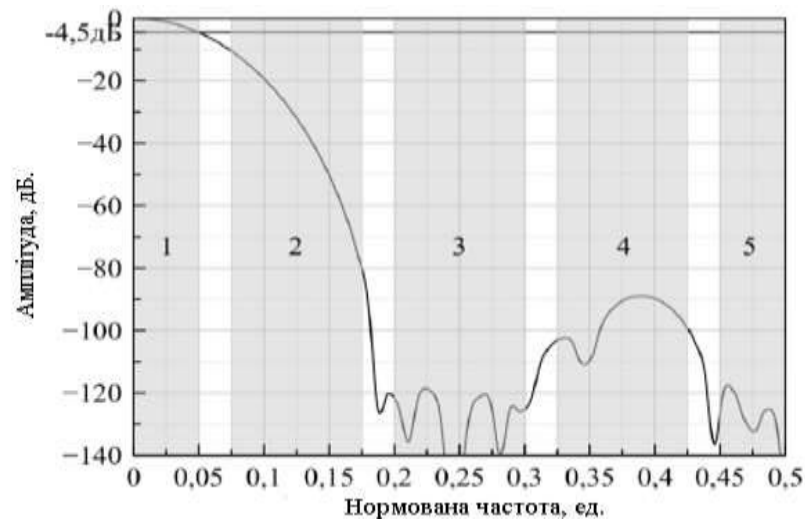


Рисунок 1.13 - Амплітудно-частотна характеристика інтерполяційного фільтру

Для зручності аналізу АЧХ інтерполяційного фільтру розділена на смуги. Алгоритм "оптимальної" інтерполяції припускає використання сигналів з надмірною дискретизацією в 2 рази. Тоді загальний множник підвищення частоти дискретизації складе 8 разів, а сигнал в смузі 2 і 4 буде додатково пригнічений ФНЧ (рисунонок 1.9). Рівень пригнічення сигналу в смузі 3 і 5 визначається алгоритмом "оптимальної" інтерполяції і складає більше 110дБ, що перевищує стосунки рівня сигналу до рівня шуму при 16-ти бітовому квантуванні:

$$SNR_{дБ} = 6p + 4,77 = 100,77дБ. \quad (1.17)$$

Очевидно, що пригнічення сигналу в смузі замикання завжди буде менше 100,77дБ, проте вибір алгоритму з більш високим рівнем пригнічення гарантує низьку погрішність при подальшій реалізації на ПЛІС. Нерівномірність КП в смузі пропускання 1 складає 4,5дБ, тоді як для більшості систем прийнятним можна рахувати рівень нерівномірності КП не

більше $\pm 0,1$ дБ. Тому алгоритм "оптимальної" інтерполяції вимагає використання додаткового фільтру, що коригує. Оскільки передбачається одночасне використання фільтру, що коригує, і ФНЧ, то можна розглянути ідею об'єднання двох фільтрів в один. З урахуванням вище сказаного для підвищення частоти дискретизації пропонується використати схему, представлену на рисунку 1.14.

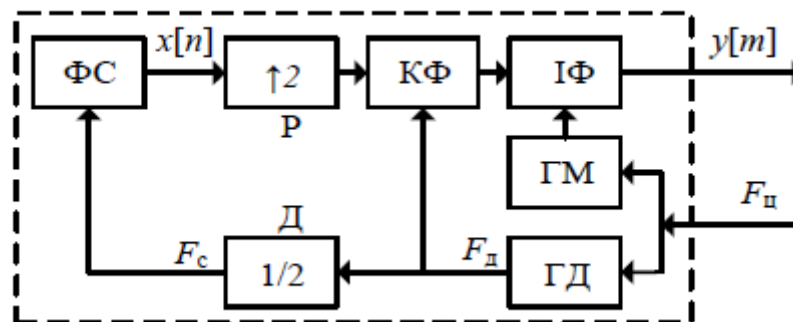


Рисунок 1.14 - Структурна схема системи підвищення частоти дискретизації

Блок формування цифрових сигналів (ФС) використовується для позначення умовного генератора послідовності сигналів $x[n]$ з частотою дискретизації F_c , яка виходить діленням частоти $F_{\text{ц}}$, в генераторі частоти дискретизації (ГД) і дільнику (Д) на 2. Для оптимальної роботи інтерполяційного фільтру (ІФ) необхідно забезпечити надмірність дискретизації початкового сигналу в два рази, за це відповідає розширювач частоти дискретизації (Р) і фільтр (КФ), що коригує, об'єднаний з ФНЧ. Генератор послідовності моментів часу (ГМ) формує послідовність моментів часу x у формулі (1.16), в ці моменти часу визначатиметься рішення полінома.

1.3.1 Розрахунок фільтру, що коригує

Для лінійних стаціонарних систем, сполучений каскадний вірне твердження:

$$H[n] = h_{\text{КФ}}[n] \times h_{\text{ИФ}}[n], \quad (1.18)$$

де $h_{\text{КФ}}[n]$ і $h_{\text{ИФ}}[n]$ - що ІХ, що коригує і інтерполяційного фільтрів, відповідально.

Припустимо, що бажана сумарна ІХ фільтрів повинна задовольняти критеріям ідеального ФНЧ, а ІХ інтерполяційного фільтру ми можемо розрахувати. Тоді ІХ фільтру, що коригує, може бути знайдена як зворотна свертка з формули (1.18). Процес знаходження зворотної свертки можна спростити, скориставшись однією з властивостей перетворення Фур'є: операція зворотної свертки двох сигналів в тимчасовій області відповідає операції ділення в частотній області. З урахуванням вищесказаного ІХ фільтру, що коригує, визначається як:

$$h_{\text{КФ}}[n] = F^{-1}(F(H[n])/F(h_{\text{ИФ}}[n])), \quad (1.19)$$

де $F(\cdot)$ - операція дискретного перетворення Фур'є; $F^{-1}(\cdot)$ - операція зворотного дискретного перетворення Фур'є.

Імпульсна характеристика $H[n]$ розраховується як базис Котельникова. З метою зменшення ефекту Гіббса при розрахунку $H[n]$ використовувалася віконна функція Блэкмана, що дозволило отримати високу рівномірність КП у смузі пропускання і високе пригнічення сигналу в смузі загородження. На основі формули (1.19) були розраховані ІХ і АЧХ (рисунок 1.15) фільтру 64-го порядку, що коригує.

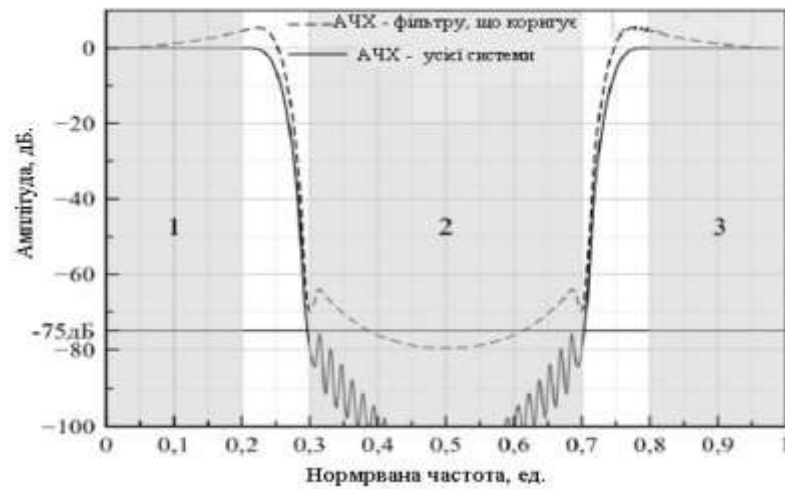


Рисунок 1.15 - Амплітудно-частотна характеристика інтерполяційного фільтру

Застосування фільтру, що коригує, дозволило скоротити нерівномірність КП в смузі пропускання (смуга 1) до $\pm 5 \times 10^{-3}$ дБ. Пригнічення сигналу в смузі загородження (смуга 2) після проходження сигналу через того, що коригує і інтерполяційний фільтри складає більше 75дБ в гіршій точці. Відмітимо, що зменшення смуги сигналу приводить до збільшення рівня пригнічення сигналу в смузі замикання.

1.3.2 Генератор послідовності моментів часу

У основі генератора лежить ідея контролю миттєвої різниці фаз між частотою дискретизації сигналу F_d і частотою дискретизації роботи усієї системи F_{Π} (рисунок 1.16). Нормовані значення різниці фаз використовуються в алгоритмі інтерполяції для позначення моментів часу знаходження рішення кусочно-поліноміальної функції.

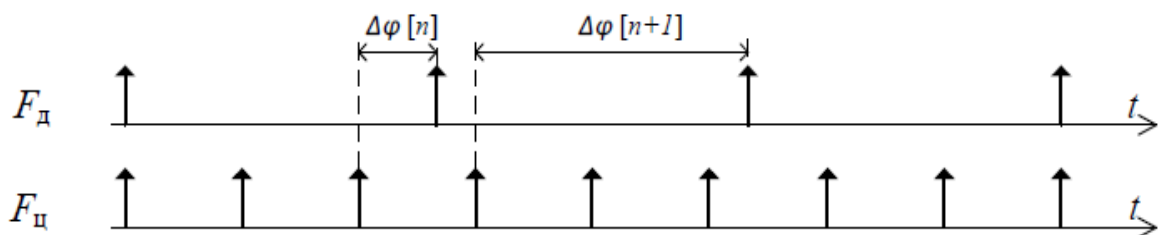


Рисунок 1.16 - Співвідношення різниці фаз між частотами

У будь-який момент часу різниця фаз між двома частотами дискретизації складає $\Delta\varphi [n]$ і може бути знайдена по формулі

$$\Delta\varphi [n] = 360^\circ - n\Delta\psi = 360^\circ(1 - nF_d/F_{ц}), \quad (1.20)$$

де $\Delta\psi$ - крок зміни фази; n - порядковий номер в послідовності.

На основі аналізу співвідношень, приведених на малюнку 1.16, і формули (1.20) можна припустити, що послідовність $\Delta\varphi [n]$ - це вектор з періодом повторення рівним $1/\text{НОД}(F_d, F_{ц})$, де $\text{НОД}(\cdot)$ - оператор знаходження найменшого загального дільника. Наприклад, на рисунку 1.16 співвідношення частот дискретизації дорівнює $8/3$, на кожні вісім відліків з частотою дискретизації $F_{ц}$ доводиться три звіти сигналу з частотою дискретизації F_d .

Скориставшись формулою (1.20) можна сформулювати вектор різниці фаз. Для рисунка 2.16, вектор різниці фаз буде наступним: $[360^\circ, 225^\circ, 90^\circ, 315^\circ, 180^\circ, 45^\circ, 270^\circ, 135^\circ]$. Для алгоритму оптимальної інтерполяції послідовність різниці фаз має бути нормована, тоді вона обчислюватиметься за формулою:

$$\Delta\varphi[n] = 0,5 - nF_d / F_{ц}. \quad (1.21)$$

1.3.3 Імітаційна модель системи підвищення частоти дискретизації

Опис IX у вигляді системи рівнянь (1.16) дозволяє отримати передатну функцію інтерполяційного фільтру по формулі

$$g(x) = \sum_{m=-2}^3 y[n+m]f_m(x), \quad (1.22)$$

де $f_m(x) = f(x - m)$ - окремий випадок рішення системи рівнянь (1.16); $y[n]$ - початкова послідовність сигналу.

Прийнявши індекс n рівним нулю, можна представити передатну функцію у вигляді перемножування матриць:

$$g(x) = ABC = [1 \ x \ x^2 \ x^3 \ x^4 \ x^5] B \begin{bmatrix} y[-2] \\ y[-1] \\ y[0] \\ y[1] \\ y[2] \\ y[3] \end{bmatrix}, \quad (1.23)$$

де B - матриця коефіцієнтів розмірністю шість на шість.

Щоб розрахувати передатну функцію необхідно визначити значення моменту часу x . Залежно від того, який вектор (A або C) перемножуватиме з матрицею B в першу чергу, можливі два варіанти:

1. Перемноження вектору A на матрицю B дозволяє отримати миттєву ІХ, яка використовується в цифровому фільтрі з короткою імпульсною характеристикою (КІХ) шостого порядку (перемноження результату на вектор C - це свертка). Рішення зручно наявністю єдиного фільтру, коефіцієнти якого можуть бути розраховані заздалегідь. Така структура допускає збільшення порядку фільтру, а так само застосування полифазного розкладання як до звичайного КІХ-фільтру. Відмітимо, що ІХ мінятиметься в часі, тому або повинен використовуватися спеціальний алгоритм розрахунку ІХ, або ІХ розраховується заздалегідь і зберігається в пам'яті.

2. Перемноження матриці B на вектор C . Припустимо, що кожен рядок матриці B ІХ. Отже, реалізація перемноження матриці на вектор - це шість незалежних КІХ-фільтрів. Результатом фільтрації є коефіцієнти, що описують форму сигналу відповідно до формули (1.5). Множення результату на вектор A визначає послідовність з новою частотою дискретизації в моменти часу x . Практична реалізація цього рішення приведена на рисунку 1.17.

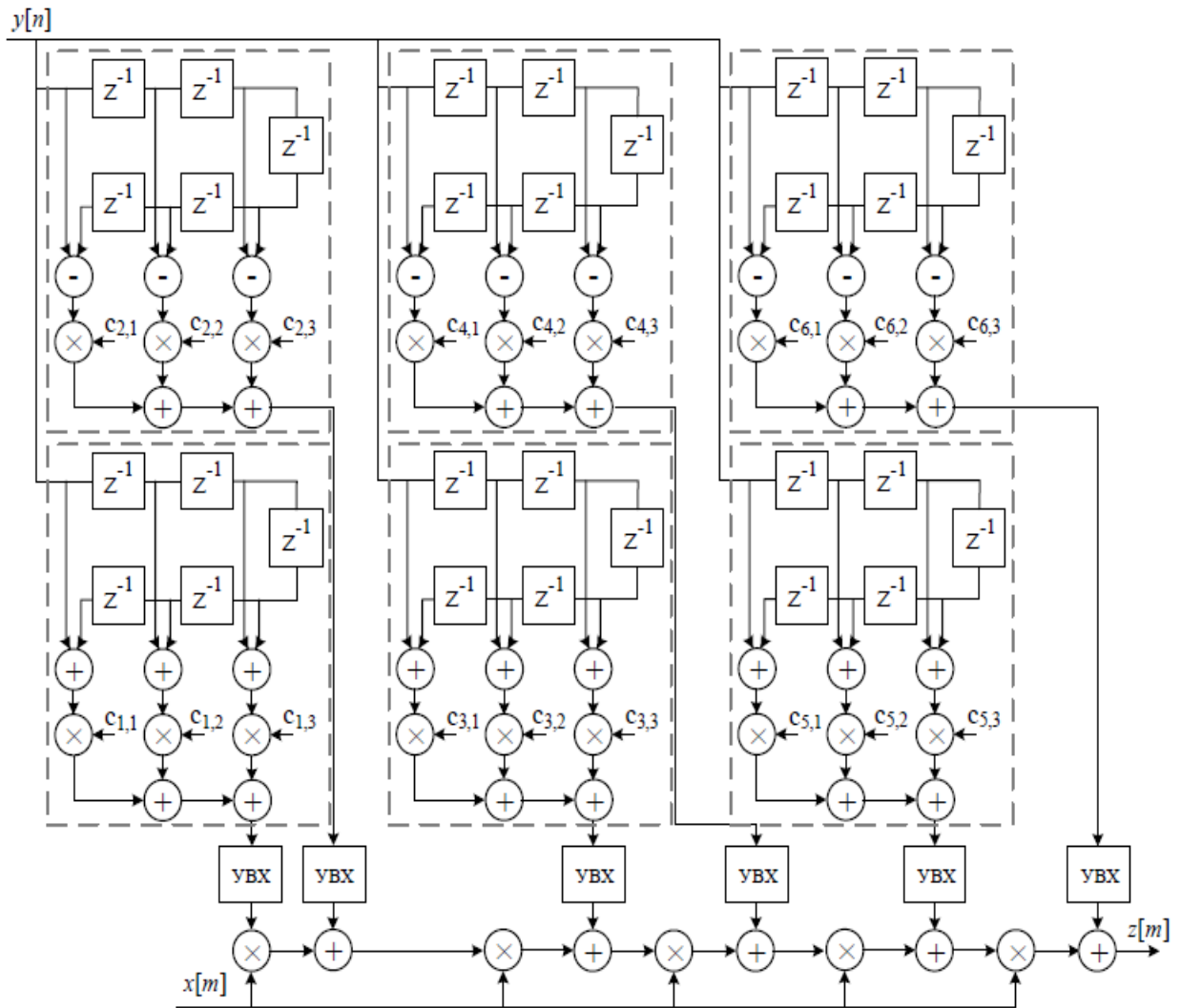


Рисунок 1.17 - Структурна схема інтерполяційного фільтру

Початковий сигнал $x[n]$ пропускається через КІХ-фільтри (виділені пунктиром), працюючі на частоті дискретизації F_d . Коефіцієнти, отримані в результаті фільтрації, перетворюються до частоти дискретизації F_c з використанням облаштування вибірки зберігання (УВХ). Коефіцієнти $c_{1,1}$ - $c_{6,3}$ - коефіцієнти матриці B у формулі (1.8) і для алгоритму "оптимальної" інтерполяції. У задані моменти часу, визначувані послідовністю $x[m]$, знаходиться рішення нової послідовності $z[m]$, частотою F_c , що дискретизує.

На основі структурної схеми інтерполяційного фільтру була розроблена модель в середовищі Simulink (рисунок 1.18).

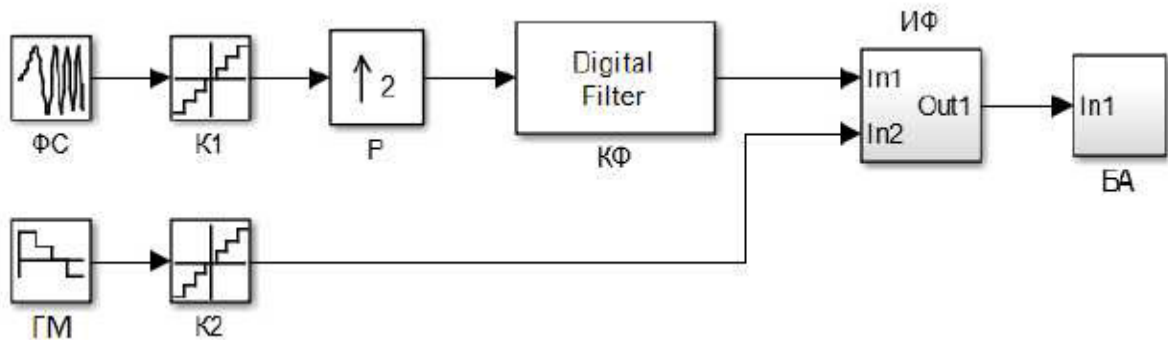


Рисунок 2.18 - Імітаційна модель системи підвищення частоти дискретизації

На рисунку 1.18 позначено: БА - блок аналізу; К1 і К2 - блоки квантування по рівню. Оскільки частоти дискретизації початкового сигналу і послідовності моментів часу відрізняються, то стандартні методи аналізу ЧХ лінійних стаціонарних систем в Simulink не придатні. Тому в процесі моделювання застосовувався аналіз з використанням ЛЧМ сигналу. У блоці аналізу береться швидке перетворення Фур'є по 1024 точкам, а результат запам'ятовується. Період ЛЧМ сигналу узятий у багато разів більше кроку дискретизації, тому за час знаходження швидкого перетворення Фур'є можна вважати частоту початкового сигналу постійною. Результат багатократного знаходження перетворення Фур'є відображається на одному малюнку методом накладення. Таким чином, отримуємо АЧХ усієї системи, але з можливою високою нерівномірністю КП в смузі пропускання. Для моделювання роботи системи використовувалися сигнали з 16-ти бітовим квантування, яке задається в К1 і К2. Обмеження 16-ти бітами продиктовано розрядністю доступних ЦАП і бажаною розрядністю початкового сигналу.

В процесі моделювання роботи системи проводилася оцінка впливу шуму квантування коефіцієнтів $c_{1,1}$ - $c_{6,3}$ (таблиця 1.3).

Таблиця 1.3 Залежність рівня пригнічення сигналу в смузі замикання від розрядності квантування коефіцієнтів.

Розрядність, біт	14	15	16	17	18	19	20
H_z , дБ	-80,14	-92,8	-94,4	-104	-102,4	-102	-103

Було виявлено, що оптимальним є 17-ти бітове квантування коефіцієнтів. Зменшення розрядності на один біт знижує рівень пригнічення сигналу в смузі замикання на 10дБ, а збільшення на один біт не дає додаткового виграшу. Квантування коефіцієнтів робить вплив тільки в певних частотних смугах (смуга 3 і 5 на рисунку 1.19). Раніше відзначалося високе пригнічення сигналу в смузі 3 і 5 за рахунок роботи алгоритму "оптимальної" інтерполяції, але застосування квантування по рівню коефіцієнтів зменшило величину пригнічення сигналу.

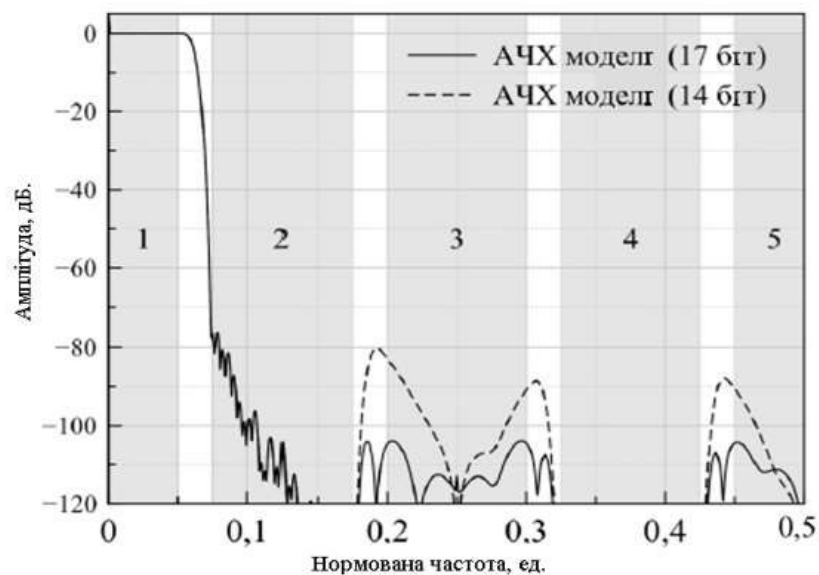


Рисунок 1.19 - АЧХ моделі при множенні інтерполяції, рівному восьми

Результати моделювання є показовими для оцінки ролі фільтру, що коригує, у формуванні загальної АЧХ. Так в смузі 1 нерівномірність КП зменшилася до $\pm 0,005$ дБ. У смузі 2 форма АЧХ є результатом роботи фільтру, що коригує, і не залежить від квантування коефіцієнтів. У смузі 4 ми

маємо сумарну АЧХ що коригує і інтерполяційного фільтрів, тому квантування коефіцієнтів робить вплив, але рівень пригнічення сигналу в смузі 4 (рисунок 1.19) завжди залишається більше 120дБ.

1.4 Генератор частоти дискретизації

У розглянутій математичній моделі, реалізованій в середовищі Simulink (рисунок 1.18), не використовувався генератор частоти дискретизації. Він не був потрібний, оскільки в Simulink є можливість зручного завдання частоти дискретизації, а самі сигнали жорстко синхронізовані між собою. При реалізації в ПЛІС генератор частоти дискретизації є дільником частоти з раціональним коефіцієнтом ділення і створює віртуальну тимчасову область, в якій працює формувач сигналів, фільтр, що коригує, і частина інтерполяційного фільтру.

Під віртуальною тимчасовою областю розуміється простір, в якому створюються і обробляються сигнали з частотою дискретизації F_d , при цьому сама система працює на частоті F_c (рисунок 1.14). Це можливо, якщо усі операції виконуються по сигналу (enable, рисунок 1.20), що управляє, відповідає моментам відліку сигналу з частотою F_d . На рисунку 1.20 відбиваються моменти часу, в які проводиться дискретизація сигналу. Сигнал, що управляє, виникає з непостійним періодом, але він є еквівалентом частоти дискретизації F_d , приведеної до частоти F_c . Наприклад, на рисунку 1.8 сигнал, що управляє, є послідовністю виду, що повторюється, "10010010".

Широко використовується спосіб ділення частоти в раціональне число разів на основі цифрового обчислювального синтезатора. У його основі лежить фазовий накопичувач кінцевої розрядності, який підсумовується з деяким заданим кроком. Величина кроку визначає частоту переповнювання накопичувача. Якщо узяти подію переповнювання фазового накопичувача, що сталася, за "1", а його відсутність за "0", тоді результатом буде шукана

послідовність. Недолік цифрових обчислювальних синтезаторів - кінцева точність, пов'язана з кінцевою розрядністю накопичувача.

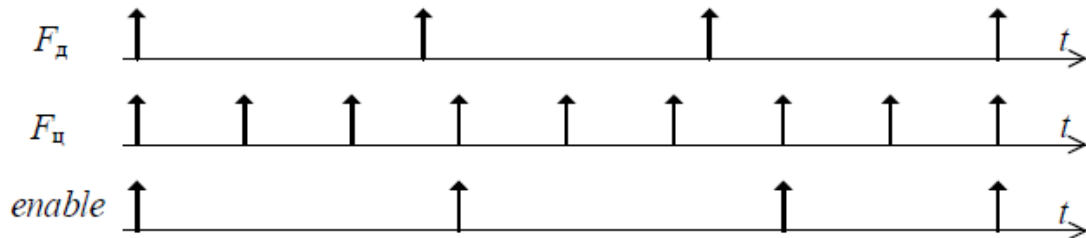


Рисунок 1.20 - Схема формування сигналу, що управляє

Кількість нулів і кількість одиниць в послідовності, що управляє, як і період повторення, можна розрахувати. Період повторення дорівнює $1/\text{НОД}(F_d, F_ц)$, загальна кількість відліків рівна $F_ц / \text{НОД}(F_d, F_ц)$, кількість одиниць в послідовності рівна $F_d / \text{НОД}(F_d, F_ц)$, тоді кількість нулів дорівнює $(F_ц - F_d) / \text{НОД}(F_d, F_ц)$. На основі приведені даних можливо представити алгоритм формування тимчасових відліків як систему рівнянь

$$y[i] = \begin{cases} 1, & x[i-1] \geq 0 \\ 0, & x[i-1] < 0, \end{cases} \quad (1.24)$$

$$x[i] = \begin{cases} x[i-1] - b, & x[i-1] \geq 0 \\ x[i-1] + a, & x[i-1] < 0, \end{cases} \quad (1.25)$$

де $y[i]$ - послідовність, що управляє; $x[i]$ - послідовність проміжних результатів; a і b - кількість одиниць і нулів в послідовності, що управляє.

Наприклад, для $F_ц = 8$ МГц і $F_d = 3$ МГц кількість нулів і одиниць рівна п'яти і трьом, відповідно. У такому разі послідовність $x[i]$ рівна $[0, -5, -2, +1, -4, -1, +2, -3, 0, \dots]$, а послідовність $y[i]$ рівна "100100101", що відповідає послідовності на рисунку 1.20.

Перевага перед існуючими алгоритмами: простота реалізації, низькі вимоги до ресурсів і абсолютна точність (помилка ділення частоти дорівнює

нулю). Розрядність накопичувача послідовності $x[i]$ залежить тільки від частоти дискретизації і необхідного кроку установки частоти. Для частоти дискретизації 100 МГц і кроку установки частоти 0,1 Гц розрядність накопичувача має бути 30 біт з урахуванням знаку, тоді як для систем на основі цифрового обчислювального синтезатора часто використовується розрядність в 48 біт.

Формула (1.24) є універсальною і може бути використана для ділення частоти не лише з метою формування віртуальної тимчасової області, але і в системах фазового автопідстроювання частоти, а так само реалізації накопичувачів з абсолютною точністю в системах прямого цифрового синтезу.

1.4.1 Реалізація генератора послідовності моментів часу

Генератор послідовності моментів часу - накопичувач, що реалізовується відповідно до формули (1.21). Як і будь-який накопичувач обмеженої розрядності, він має кінцеву точність, що призводить до появи погрішності інтерполяції. Розглянемо рішення з використанням формул (1.24) і (1.25) для реалізації накопичувача з нульовою помилкою. Формула (2.21) для операцій з числами фіксованої розрядності зміниться до формули:

$$\Delta\varphi[n]2^{m-1} - \text{ceil}(2^m F_d / F_{\text{ц}})n, \quad (1.26)$$

де m - кількість біт квантування.

У такій реалізації помилки розрахунку послідовності $\Delta\varphi[n]$ не буде тільки за умови, що відношення $F_{\text{ц}} / F_d$ буде кратне мірі двійки. У інших випадках помилка залежить від вибраного коефіцієнта m ; чим більше m , тим менше помилки. Для усунення помилки скористаємося раніше отриманими результатами. Неважко показати, що:

$$2^m F_d / F_c = [\text{ceil}(2^m F_d / F_c) b + \text{ceil}(2^m F_d / F_c + 1) a] / c, \quad (1.27)$$

де a і b - постійні коефіцієнти; c - сума коефіцієнтів a і b .

Аналіз формули (1.27) показав, що коефіцієнти a і b розраховуються так само як і кількість нулів і одиниць при діленні частоти, т.е.

$$a = F_d / \text{НОД}(F_d, F_c), a b = (F_d, F_c) / \text{НОД}(F_d, F_c).$$

З урахуванням формули (2.25) отримуємо:

$$\Delta\varphi[n] = \begin{cases} \Delta\varphi[n-1] - \text{ceil}(2^m F_d / F_c + 1), & x[n-1] \geq 0 \\ \Delta\varphi[n-1] - \text{ceil}(2^m F_d / F_c), & x[n-1] < 0 \end{cases}, \quad (1.28)$$

де $x[n]$ - послідовність, визначується формулою (1.25).

Використовуючи формулу (1.28) можливо реалізувати систему, в якій помилка розрахунку послідовності моментів часу для будь-якого індексу інтерполяції дорівнює нулю.

1.4.2 Реалізація системи підвищення частоти дискретизації

Одн з етапів розробки цифрової системи - це моделювання роботи алгоритмів на основі поведінкового опису його роботи з використанням спеціалізованої мови програмування. Оскільки цифровий тракт повністю реалізується на ПЛІС з використання мови програмування Verilog, те функціональне моделювання його роботи проведемо в ModelSim. Основними завданнями моделювання є: перевірка правильності функціонування алгоритмів і оцінка характеристик системи. На рисунку 1.21 проілюстрована робота алгоритму для завдання інтерполяції в 2,5 разу.

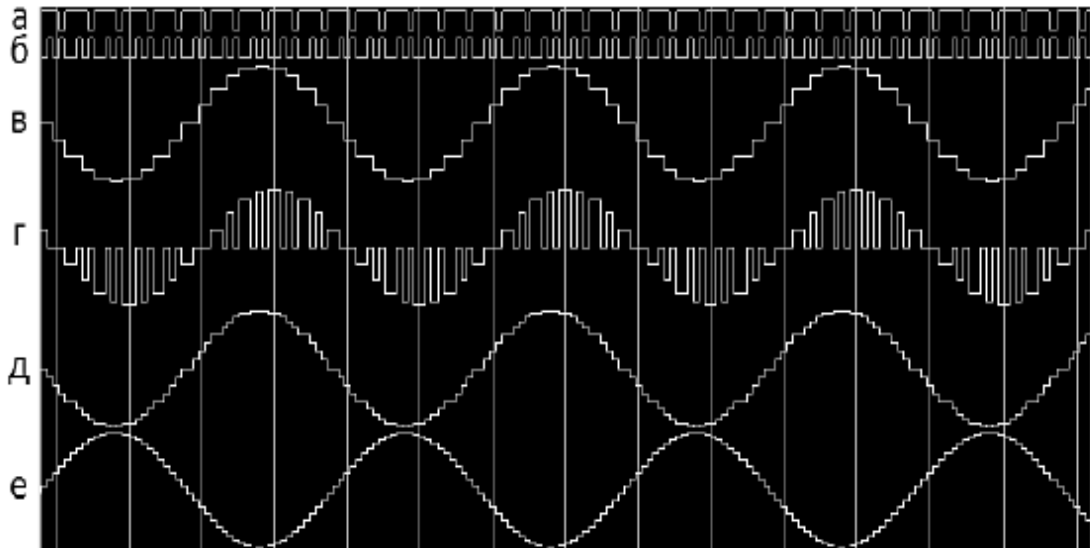


Рисунок 2.21 - Тимчасові діаграми роботи системи підвищення частоти дискретизації

Дискретний сигнал (б) - послідовність частоти дискретизації (F_c) початкового сигналу (в), що управляє. Після розширювача частоти дискретизації в послідовності (г) кожен другий відлік дорівнює нулю, при цьому частота дотримання відліків збільшилася в два рази до частоти F_d з новим керівником сигналом (а). Сигнал після фільтру (д), що коригує, подається на інтерполяційний фільтр з множителем 1,25. Після нього сигнал (е) має правильну синусоїдальну форму, а частота дискретизації стала в 2,5 рази більше, ніж частота дискретизація початкового сигналу.

Використовуючи дельта-імпульс в якості тестового сигналу, можливо проаналізувати АЧХ системи. Для цього в процесі моделювання в ModelSim сигнал записувався в файл. В результаті моделювання виявили, що нерівномірність КП в смузі пропускання для будь-якого множника інтерполяції складає менше $\pm 0,01$ дБ (рисунок 1.22 (а)). Рівень придушення сигналу в смузі замикання в ModelSim дещо менше в порівнянні з Simulink приблизно на 18 дБ (рисунок 1.22 (б)) і становить понад 75 дБ для будь-якого множника інтерполяції, в тому числі і для раціонального множника (рисунок 1.23).

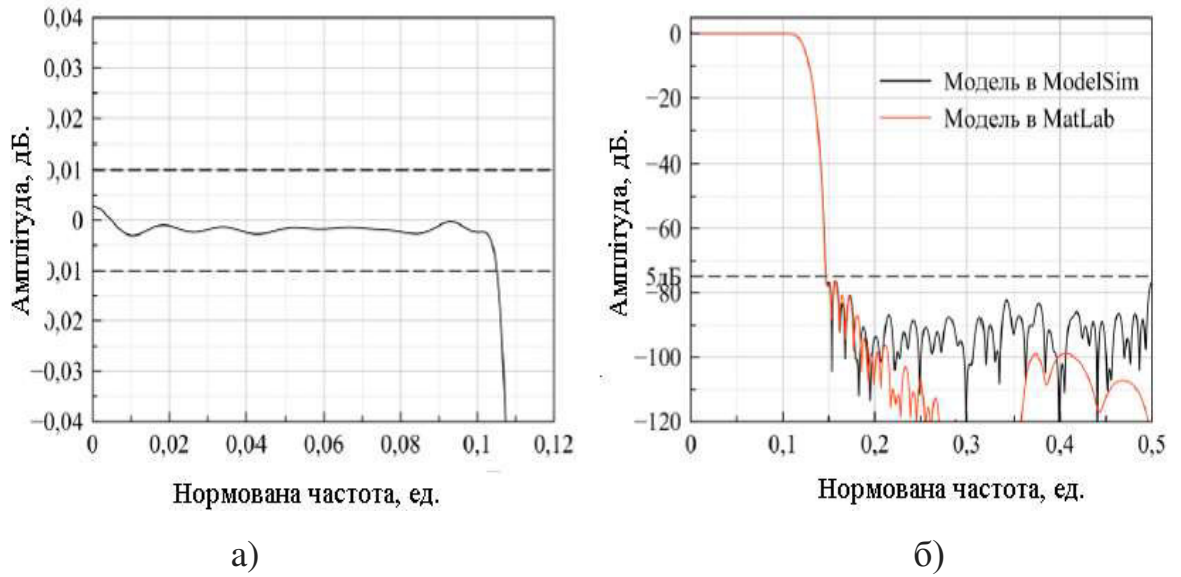


Рисунок 1.22 - Рівномірність коефіцієнта передачі в смузі пропускання (а) і амплітудно-частотна характеристика цифрового тракту (б) при множині інтерполяції, що дорівнює чотирьом

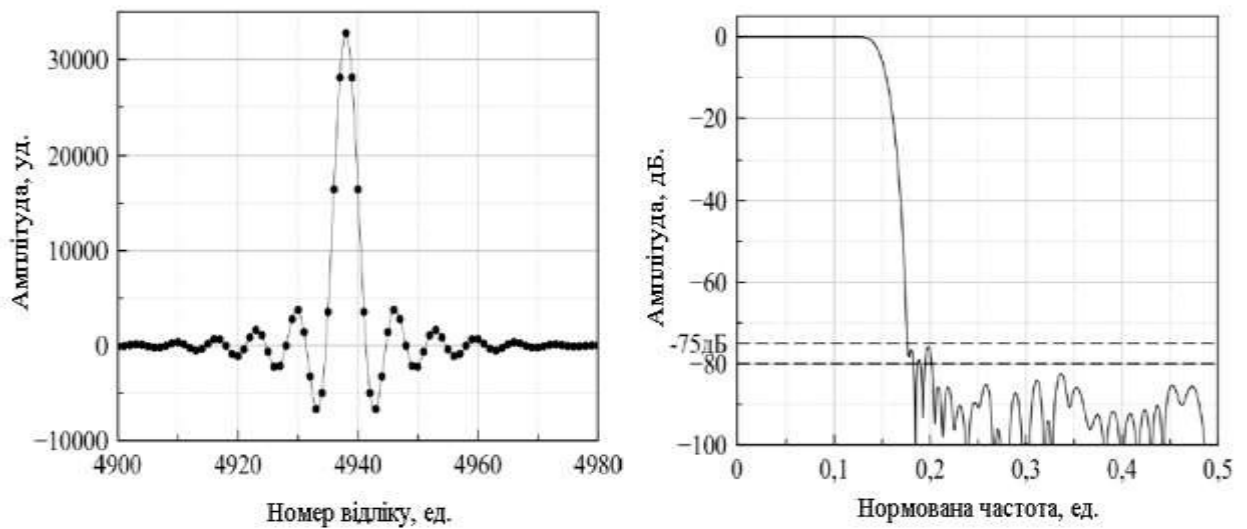


Рисунок 1.23 - Імпульсна характеристика (а) і амплітудно-частотна характеристика (б) сигналу при множині інтерполяції, рівному 10/3

Обмеження в 75дБ визначається АЧХ фільтру, що коригує. Збільшення множини інтерполяції призводить до збільшення рівня пригнічення копій сигналу в смузі замикання на далеких настроях (рисунок 1.24).

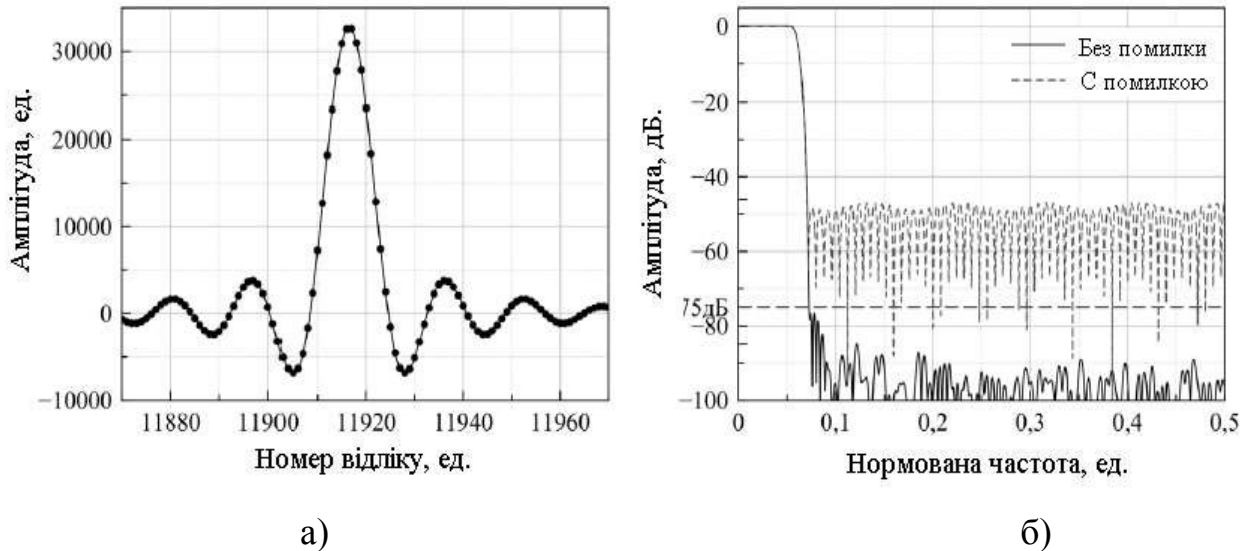


Рисунок 1.24 - Імпульсна характеристика (а) і амплітудно-частотна характеристика (б) сигналу при множнику інтерполяції, рівному 250/31

Під далекими настроєннями розуміється смуга вище подвоєної верхньої частоти початкового сигналу, де вплив на рівень пригнічення сигналу в смузі замикання робить тільки алгоритм оптимальній інтерполяції. Так для множника інтерполяції, рівного 10/3, на далеких настроєннях рівень пригнічення сигналу в смузі замикання складає більше 80дБ, а для множника 250/31 порядку 85дБ.

На рівень пригнічення сигналу в смузі замикання істотний вплив робить помилка розрахунку послідовності моментів часу. Наприклад, на рисунку 1.24 послідовностей моментів часу визначалися по формулі (1.28) "без помилки" і по формулі (1.26) "з помилкою". У обох випадках розмірність накопичувача складала 32 біта. Застосування формули (1.26) погіршує рівень пригнічення до - 46дБ (рисунок 1.24). Чим більше періоду повторення послідовності моментів часу, тим менший вплив робить помилка розрахунку окремо взятого коефіцієнта в послідовності.

1.5 Постановка задачі

1. Аналіз принципів роботи і методів функціонування облаштувань формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному модуляторі.

2. Створення і дослідження системи зміни частоти дискретизації з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції.

3. Розробка і створення універсального генератора модулюючих сигналів на основі системи зміни частоти дискретизації.

4. Розробка пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному модуляторі.

1.6 Висновки

Для інтерполяції сигналів з цілим множником широко використовується метод, що полягає в розширенні частоти дискретизації з подальшою фільтрацією. Порівняємо кількість обчислювальних ресурсів, необхідних для реалізації системи інтерполяції з використанням приведеного вище методу і запропонованої системи підвищення частоти дискретизації, за умов нерівномірності коефіцієнта передачі в смузі пропускання менше $\pm 0,01$ дБ і пригніченні в смузі загородження більше 75 дБ (таблиця 1.4).

Таблиця 1.4 Порівняння необхідної кількості операцій множення

Множник інтерполяції	2	4	10	100	500
Запропоноване рішення	54	54	54	54	54
Класичне рішення з фільтром Чебишева	36	74	185	1847	9232
Виграш в порівнянні з класичним рішенням	0,7	1,4	3,4	34,2	171

Для кожного з множників інтерполяції був розрахований КІХ-фільтр Чебишева, що забезпечує задані вимоги. Широко використовувані фільтри з ІХ, розрахованими по формулі $\sin(x)/x$ або отриманими з опису АЧХ з

використанням зворотного перетворення Фур'є, використовують свідомо більше число обчислювальних ресурсів. Вважалося, що кількість операцій множення, необхідних для реалізації КІХ-фільтрів, дорівнює порядку фільтру.

Таким чином, використання КІХ-фільтрів для пригнічення дзеркальних копій сигналу при виконанні операції інтерполяції в чотири і більше раз менш ефективно з точки зору використовуваних обчислювальних ресурсів, чим запропонована система підвищення частоти дискретизації. Основні переваги запропонованої системи інтерполяції полягають в можливостях використання раціонального множника, його змінах в масштабі реального часу, а також в меншій кількості використовуваних обчислювальних ресурсів, що знайшло відображення в першому положенні.

Підвищення частоти дискретизації з раціональним множником часто виконується у вигляді комбінації інтерполятора і прореживателя з цілочисельними коефіцієнтами. Для інтерполяції завжди використовується більший множник, ніж при виконанні проріджування, і цей множник визначає частоту зрізу КІХ-фільтру. Тому результати, приведені в таблиці 1.4, вірні і для інтерполяції з раціональним множником.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Проектування універсального генератора модулюючих сигналів

На основі системи підвищення частоти дискретизації розроблений універсальний генератор модулюючих сигналів відповідно до структурної схеми, приведеної на рисунку 2.1.

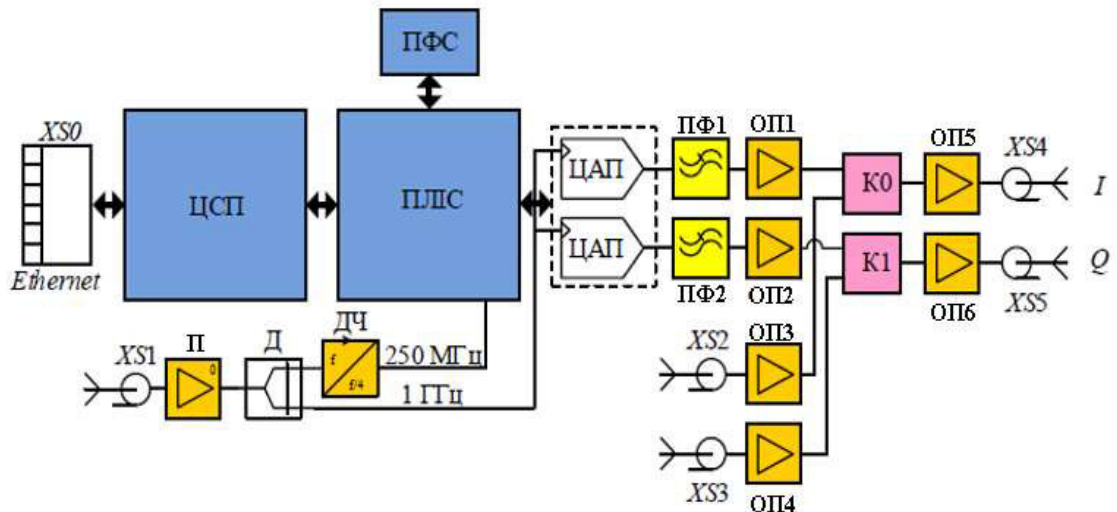


Рисунок 2.1 - Структурна схема універсального генератора модулюючих сигналів

На рисунку 2.1 позначено: ЦСП - цифровий сигнальний процесор; ПЛІС - програмована логічна інтегральна схема; ПФС - пам'ять форм сигналів; ПФ1, ПФ2 - поновлюючі фільтри; ОП1-ОП6 - операційні підсилювачі; К0, К1 - ключі; П - підсилювач; Д - дільник сигналу на два; ДЧ - дільник частоти.

Схема розрахована на використання зовнішнього стабільного генератора частоти 1 ГГц для того, що тактує ЦАП і ПЛІС після ділення частоти на чотири. Для підключення зовнішнього генератора передбачений роз'єм XS1, двоканальний ЦАП AD9122 використовується для формування синфазною і квадратурною складових вузькосмугового сигналу. Його характеристики: розрядність даних 16 біт, частота дискретизації до 1230 мільйонів вибірок/з, динамічний діапазон, вільний від гармонік, більше 80дБ, низький рівень

фазових шумів (біля - 162 дБн/Гц), вбудована можливість інтерполяції в два, чотири або вісім разів.

Схема підвищення частоти дискретизації в цифровому тракті ПЛІС виконана відповідно до рисунка 2.2.

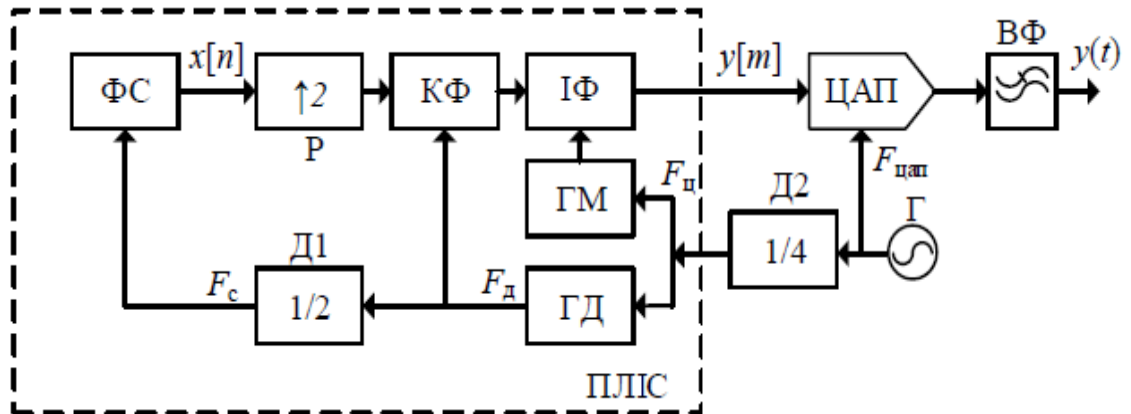


Рисунок 2.2 - Структурна схема апаратної реалізації алгоритму підвищення частоти дискретизація

Для кожного з каналів ЦАП коригує і інтерполіює фільтри свої, усі інші блоки загальні. У приведеній структурній схемі в ЦАП використовується інтерполяція сигналу в чотири рази.

На виході ЦАП використовується поновлюючий фільтр для пригнічення дзеркального сигналу в другій і третій зонах Найквіста і операційний підсилювач ОУ1, що перетворює симетричний сигнал ЦАП в несиметричний. У аналоговому тракті використовується ключ К0, який дозволяє перемикає джерело сигналу: використати сигнал ЦАП або зовнішній сигнал з входу XS2, посилений на ОУ3. Така схема розроблена спеціально для універсального генератора модулюючих сигналів у складі генератора векторних сигналів. Зовнішній вхід використовується для джерела більше широкосмугових сигналів, що дозволяє сформувати реалізований пристрій. Операційний підсилювач ОУ5 повністю диференціальний і перетворить несиметричний сигнал в симетричний, який

використовується в КМ. Додатково в ОУ5 реалізується зміщення сигналу по постійному струму з використанням допоміжного ЦАП, що дає можливість підлаштувати напругу зміщення до різних КМ. Аналоговий тракт другого каналу повністю повторює тракт першого.

Основне призначення універсального генератора модулюючих сигналів - відтворення сигналів із заданою частотою дискретизації з пам'яті. Для цього використовується пам'ять, що зберігає сегменти форми сигналу. У ПЛІС реалізована система, що управляє, дозволяє записувати і вибирати потрібні сегменти форми сигналу в потрібні моменти часу. Розділення на сегменти дозволяє збільшити час відтворення оригінального сигналу і зменшити час запису форми сигналу з персонального комп'ютера в пристрій. Для роботи з пам'яттю використовується додаткова асинхронна пам'ять в ПЛІС, що дозволяє передавати дані між окремими блоками, працюючими з різною частотою дискретизації. Наприклад, блок обробки пам'яті працює на частоті 200 МГц, а частота дискретизації іншої системи дорівнює 250 МГц.

Універсальним генератором модулюючих сигналів управляє цифровий сигнальний процесор, який, у свою чергу, приймає команди з персонального комп'ютера. Взаємодія з персональним комп'ютером здійснюється посредством SCPI команд і протоколу Ethernet. Завершальна частина універсального генератора модулюючих команд - програмне забезпечення верхнього рівня.

2.1.1 Розрахунок поновлюючого фільтру

Поновлюючий фільтр призначений для пригнічення сигналу в другій і більш високих зонах Найквіста. Частота дискретизації ЦАП дорівнює 1 ГГц, а смуга сигналу дорівнює 100 МГц. Тоді нижня частота загородження фільтру дорівнює 900 МГц. Важливо відмітити, що поновлюючий фільтр повинен гарантувати мінімальну нерівномірність КП і постійний груповий час запізнювання (ГВЗ) в смузі пропускання.

Вирішуючи поставлену задачу, був розрахований з використанням САПР Advanced Design System несиметричний фільтр, який потім був перетворений в симетричний (рисунок 2.3).

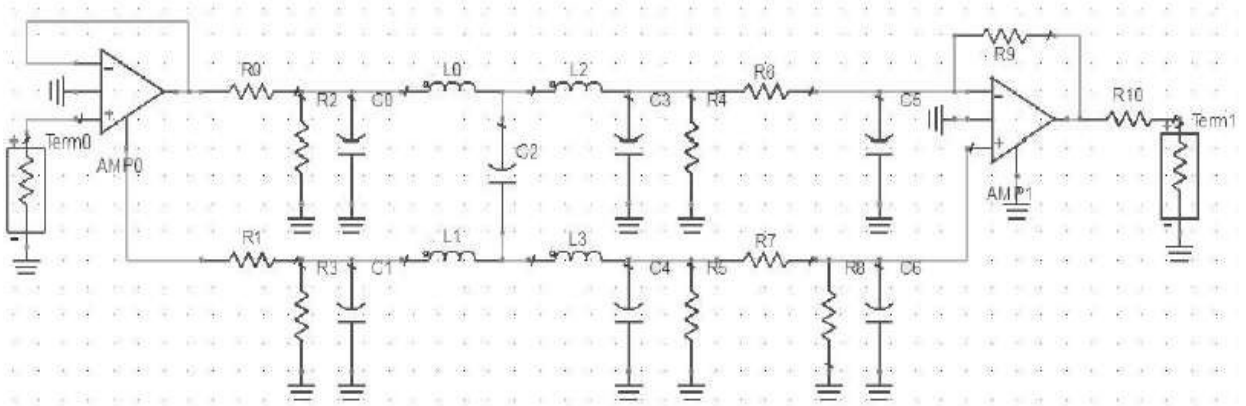


Рисунок 2.3 - Модель поновлюючого фільтру

Котушки індуктивності і конденсатори використовувалися з бібліотеки компонент Murata Manufacturing Co., їх номінали приведені в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5 Номінали елементів, використуваних в моделі

Позначення	Номінал	Позначення	Номінал
R0, R1, R2, R3	50 Ом	R4, R5	56 Ом
C0, C1, C2, C3	10 пФ	R6, R7, R8, R9	430 Ом
L0, L1, L2, L3	39 нГн	C5, C6	3,6 пФ

У моделі на рисунку 2.3 операційний підсилювач (AMP0) емулює вихід ЦАП, а операційний підсилювач (AMP1) перетворить симетричний сигнал в несиметричний. Він є присутнім в розробленому пристрої. Резистори R4 і R5 забезпечують узгодження фільтру з навантаженням. Резистори R0 і R1 використовуються тільки для моделі. Конденсатори C5 і C6 визначають вхідну місткість реального операційного підсилювача.

Характеристики розрахованого фільтру приведені на рисунку 2.4. Рівень пригнічення сигналу в діапазоні частот 900 - 1100 Мгц складає більше 55 дБ.

нерівномірність КП в смузі пропускання (від 0 до 100 МГц) менше 0,2 дБ. Таким чином, нерівномірність КП в смузі пропускання поновлюючого фільтру більша, ніж нерівномірність КП цифрового тракту системи підвищення частоти дискретизації.

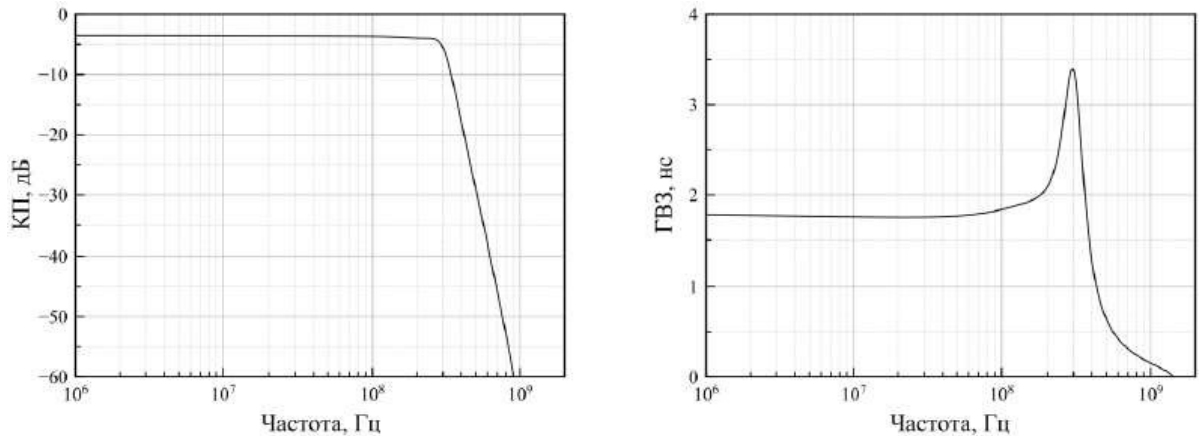


Рисунок 2.4 - Амплітудно-частотна характеристика (а) і груповий час запізнювання (б) поновлюючого фільтру

2.1.2 Формування сигналів стандартних видів модуляцій в масштабі реального часу

Однією з особливостей універсального генератора модулюючих сигналів, що розробляється, є можливість формування сигналів стандартних видів модуляції в масштабі реального часу. Для цього використовується структурна схема, приведена на рисунку 2.5. Генератор даних має можливість вибору джерела потоку даних : псевдовипадкова, збережена в пам'яті або послідовність, що повторюється. Генератор символів перетворить потік біт в потік символів (до десяти біт на символ). Потік символів перетвориться кодером в синфазну і квадратурну складові сигналу відповідно до карти сузір'я. У кодері також реалізуються диференціальні види модуляцій. Синфазна і квадратурна складові подаються на формувальні фільтри, що є симетричним КІХ-фільтром 64-го порядку. Генератор

стандартних видів модуляцій розрахований на формування сигналів з надмірною дискретизацією в два, чотири, вісім або шістнадцять разів.

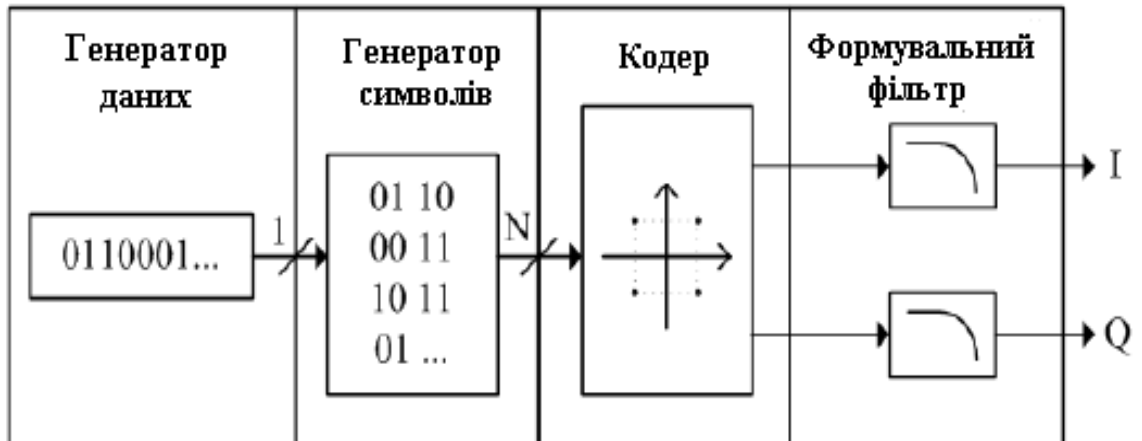
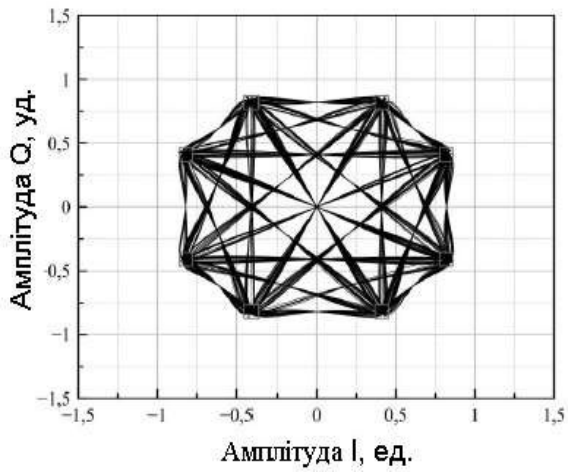
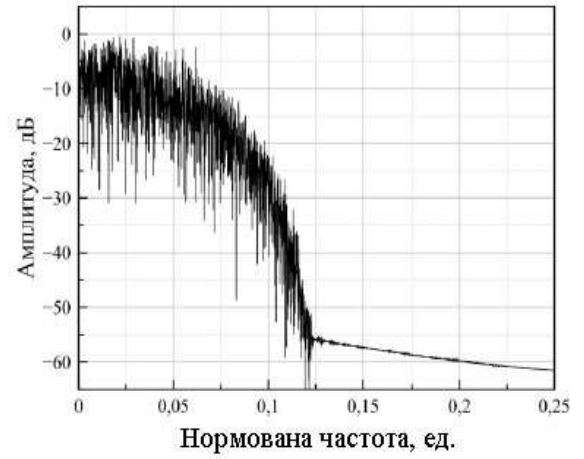


Рисунок 2.5 - Схема генератора сигналів стандартних видів цифрової модуляції

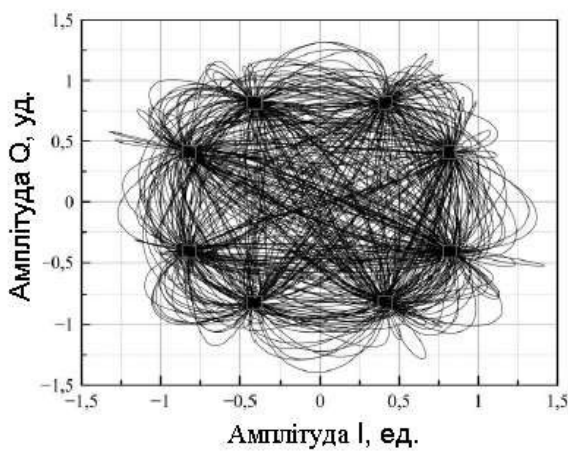
Результати дослідження генератора стандартних цифрових видів модуляцій приведені на рисунку 2.6. Під час тестування використовувалася довільно задана діаграма сузір'я з восьми точок. На рисунку 2.6 (а) приведена векторна діаграма сигналу за умов чотирикратної надмірної дискретизації в генераторі стандартних видів модуляцій, використання фільтра Найквіста з $\beta = 1$ і множнику інтерполяції, рівного двійці. Спектр такого сигналу приведений на рисунку 2.6 (б). На рисунку 2.6 (в) приведена векторна діаграма сигналу за умови використання фільтра Найквіста з $\beta = 0,33$, за інших рівних умов. Як видно з рисунка 2.6 (г), на спектрі сигналу з'явилися плоска вершина і крутіший спад в порівнянні із спектром, приведеному на рисунку 2.6 (б). На векторній діаграмі спостерігаються викиди. При підвищенні множника інтерполяції до $250/61$ зміни у векторній діаграмі не спостерігається (рисунок 2.6 (д)). Вони помітні тільки в спектрі сигналу, приведеному на рисунку 2.6 (е), на на якому спостерігається скорочення смуги приблизно в 2,05 рази.



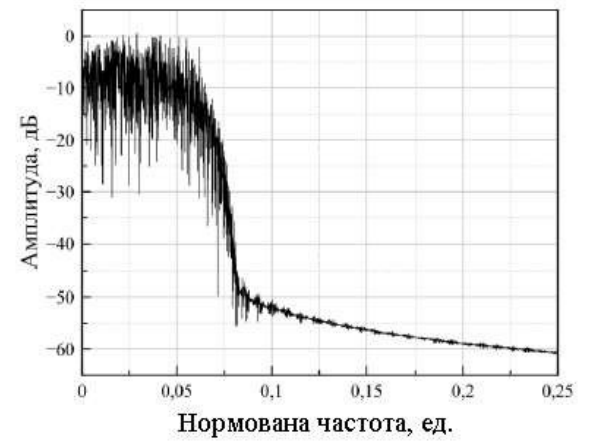
а)



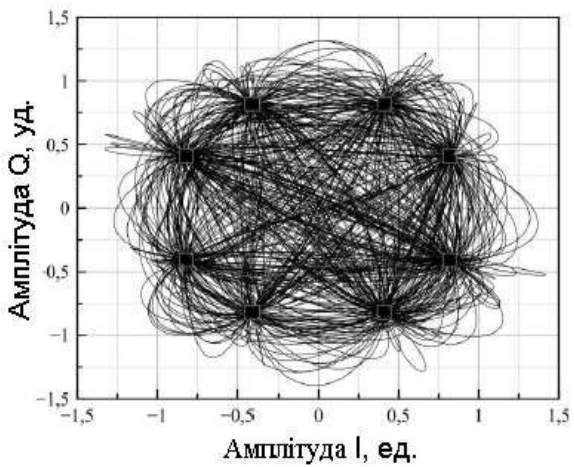
б)



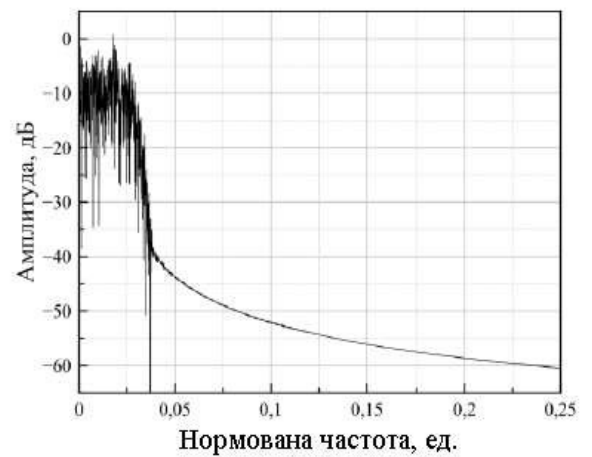
в)



г)



д)



е)

Рисунок 2.6 - Векторні діаграми сигналів (а, в, д) і їх спектрів (б, г, е)

Для аналізу застосовності алгоритму оптимальної інтерполяції до систем цифрового зв'язку розглянемо сигнал з амплітудно-імпульсною модуляцією при цілому і раціональному множниках інтерполяції (рисунок 2.7).

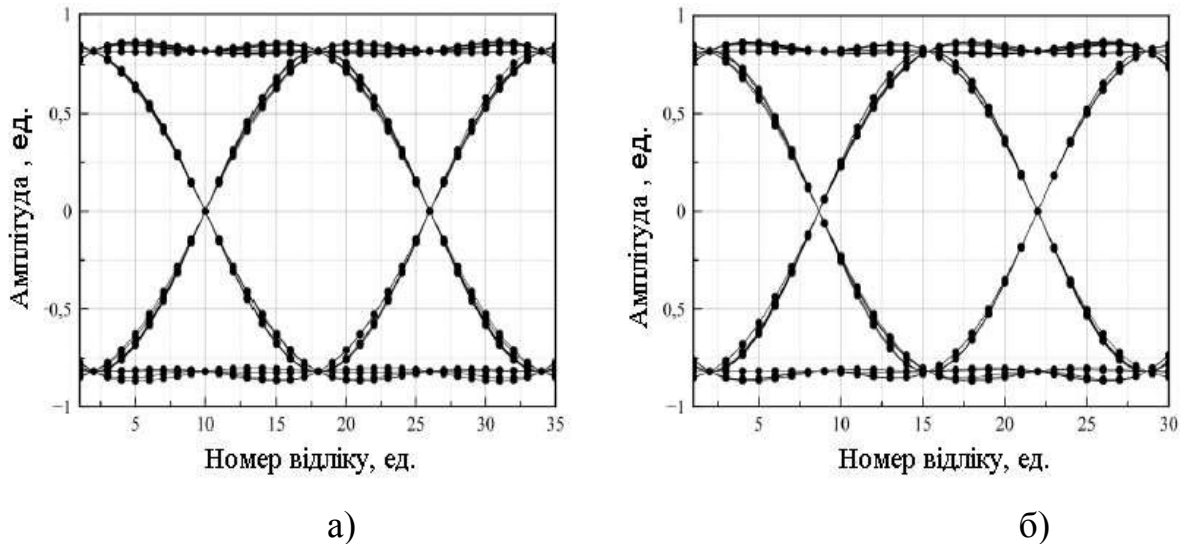


Рисунок 2.7 - Глазковая діаграма сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією при множнику інтерполяції, рівному 4 (а) і 10/3 (б)

Між відліками сигналів використовувалася інтерполяція сплайнами. На рисунку 2.7 (а) загальний множник інтерполяції складає 16 з урахуванням надмірної дискретизації на чотири в генераторі сигналів стандартних видів модуляцій. Тому кожен шістнадцятий відлік сигналу, починаючи з першого, відповідає точно одному з логічних рівнів (рисунок 2.8 (а)).

При інтерполяції з раціональним множником (рисунок 2.7 (б)) ситуація інша. Загальний множник інтерполяції дорівнює $40/3$, що ускладнює аналіз. Для відображення даних бралася вибірка з періодом, рівним твору множника (40) і дільника індексу інтерполяції (3). Візуально приведені глазковые діаграми не відрізняються, але при інтерполяції з раціональним множником відліки не потрапляють в логічні рівні (рисунок 2.8 (б)). Проте, при раціональному множнику інтерполяції положення рівнів після відновлення аналогового сигналу строго позначене.

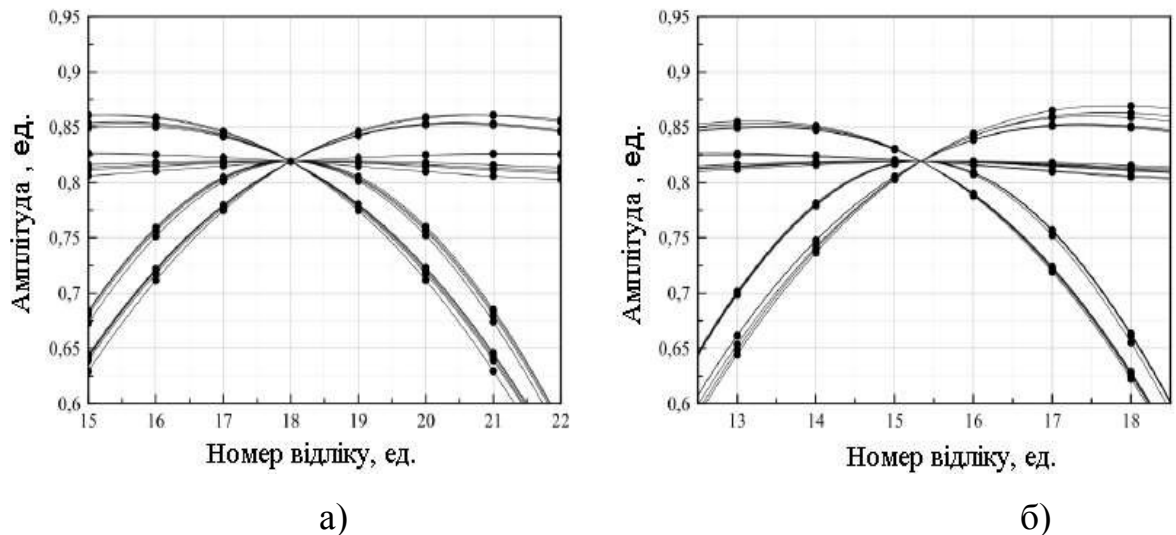


Рисунок 2.8 - Збільшена площа глазкової діаграми сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією при множнику інтерполяції, рівному 4 (а) і $10/3$ (б)

На основі проведеного дослідження можливо зробити висновок, що розроблений алгоритм підвищення частоти дискретизації не вносить помилок в сигнали цифрової модуляції не залежно від вибраної частоти дискретизації.

2.2 Полифазное розкладання системи підвищення частоти дискретизації

Смуги формованого сигналу (50 МГц відповідно до критерію Найквіста і частоти дискретизації, рівної 125 МГц) недостатньо для формування сигналів відповідно до деяких широко використовуваних стандартів цифрового зв'язку. Наприклад, для технології WLAN (стандарт IEEE 802.11ac) потрібно смугу в 80 МГц.

Розглянемо можливість застосування полифазного розкладання до системи підвищення частоти дискретизації з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції. Це дозволить збільшити частоту дискретизації формованого сигналу без збільшення вимог до швидкості виконання кожної операції окремо (підсумовування, множення і т. д.). Застосування полифазного розкладання на два дозволить виключити дільника частоти

дискретизації на рисунку 2.2 і підняти частоту дискретизації формувача сигналів до 250 МГц.

Суть полифазного розкладання полягає в уявленні послідовності як суперпозиції M підпослідовностей, кожна з яких складається з усіх M -х значень відповідним чином зрушеної версії самої послідовності. Кожна підпослідовність описується формулою:

$$x_k[n] = x[Mn - k], \quad (2.29)$$

де M - порядок полифазного розкладання; k - номер підпослідовності.

2.2.1 Застосування полифазного розкладання до інтерполяційного фільтру

Фільтр, що коригує, виконує дві функції: ФНЧ для підвищення частоти дискретизації сигналу в два рази і корекцію АЧХ інтерполяційного фільтру. Тоді відповідно до першої функції можливе застосування тотожності дискретизації, що підвищує, до полифазному розкладання, що приведе до перетворення, показаного на рисунку 2.9.

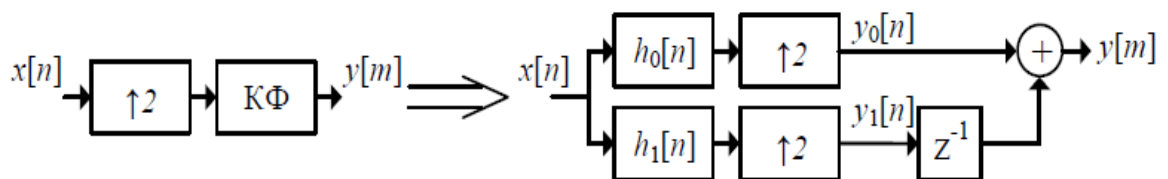


Рисунок 2.9 - Реалізація фільтру, що коригує, після застосування тотожності дискретизації, що підвищує, до полифазному розкладання

Імпульсні характеристики $h_0[n]$ і $h_1[n]$ розраховуються відповідно до формул:

$$h_0[n] = h[2n], \quad (2.30)$$

$$h_1[n] = h[2n+1], \quad (2.31)$$

де $h[n]$ - ІХ оригінального фільтру. Оригінальна ІХ симетрична і містить непарну кількість коефіцієнтів, тому розраховані ІХ також симетричні (рисунок 2.38).

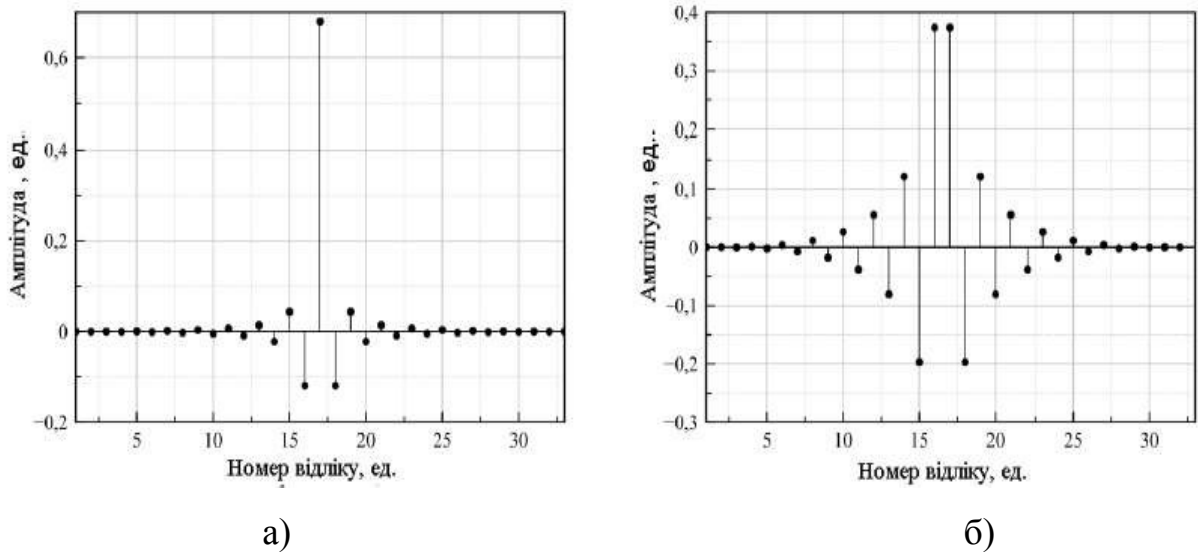


Рисунок 2.10 - Імпульсні характеристики $h_0[n]$ (а) і $h_1[n]$ (б)

Для інтерполяційного фільтру використовуватимемо не відновлену послідовність $y[m]$, а її підпослідовності $h_0[n]$ і $h_1[n]$. Вони дискретизують з тією ж частотою, що і послідовність $x[n]$ і визначаються формулами:

$$y_0[n] = y[2n], \quad (2.32)$$

$$y_1[n] = y[2n+1], \quad (2.33)$$

2.2.2 Застосування полифазного розкладання до інтерполяційного фільтру

Раніше було показано, що інтерполяційний фільтр включає шість незалежних КІХ-фільтрів, шість облаштувань вибірки зберігання і ланцюжок обчислення значення полінома в задані моменти часу (формула (2.5)). До кожного КІХ-фільтру застосуємо полифазное розкладання з урахуванням того, що на вхід інтерполяційного фільтру подаються підпослідовності $y_0[n]$ і $y_1[n]$. Тоді полифазная реалізація фільтру міститиме чотири КІХ-фільтри

(рисунок 2.11), імпульсні характеристики яких розраховуються відповідно до формул (2.30) і (2.31).

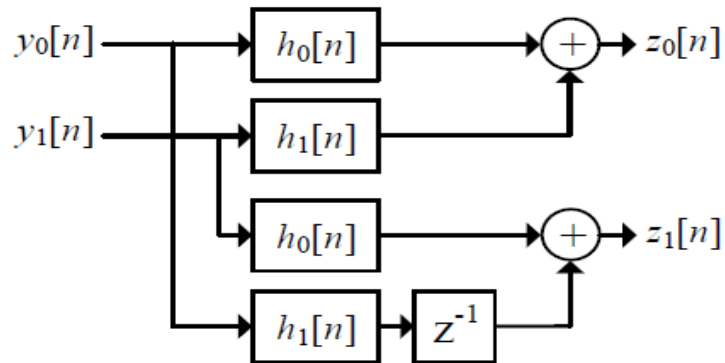


Рисунок 2.11 - Реалізація КІХ-фільтру з використанням полифазного розкладання

Правильність реалізації полифазного розкладання можна перевірити шляхом знаходження рішень $z_0[n]$ і $z_1[n]$

$$\begin{aligned}
 z_0[n] &= y_0[n] \times h_0[n] + y_1[n] \times h_1[n] \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} h[2k] \times y[2n - 2k] + \sum_{k=0}^{N-1} h[2k + 1] \times y[2n - 2k - 1] \\
 &= \sum_{l=0}^{2N-1} h[l] \times y[2n - l],
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

$$\begin{aligned}
 z_1[n] &= y_0[n] \times h_1[n] + y_1[n] \times h_0[n] \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} h[2k + 1] \times y[2n - 2k - 2] + \sum_{k=0}^{N-1} h[2k] \times y[2n - 2k - 1] \\
 &= \sum_{l=0}^{2N-1} h[l] \times y[2n - l - 1],
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

де $2N$ - число коефіцієнтів ІХ оригінального фільтру, що коригує. Після відновлення початкової послідовності $z[n]$ з підпослідовностей $z_0[n]$ і $z_1[n]$ отримаємо:

$$z[n] = \sum_{l=0}^{2N-1} h[l] \times y[n - 1] = h[n] \times y[n], \tag{2.36}$$

Застосування полифазного розкладання до облаштування вибірки зберігання варто розглядати в контексті вирішуваної задачі. У математичній моделі краще використати пряму зміну частоти дискретизації з попереднім відновлення початкової послідовності $z[n]$ і подальшим розкладанням з новою частотою дискретизації (рисунок 2.12). У апаратній реалізації, приміром, на програмованій логіці, досить легко реалізувати облаштування вибірки зберігання без відновлення сигналу шляхом прямої зміни частоти дискретизації.

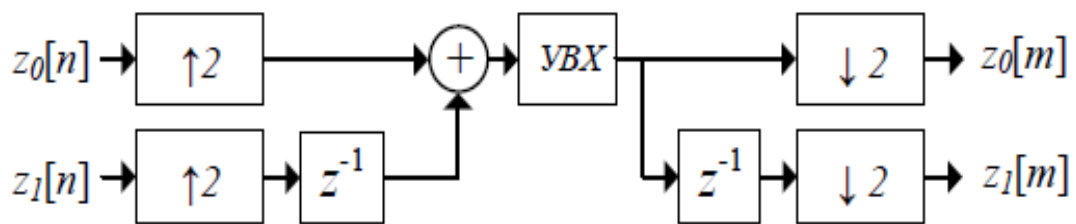


Рисунок 2.12 - Реалізація облаштування вибірки зберігання при застосуванні полифазного розкладання до вхідної і вихідної послідовностям

Полифазная реалізація ланцюжка обчислення значення полінома (формула (2.5)) в задані моменти часу записується як

$$v_0[m] = \sum_{k=0}^{N-1} z_{0,k}[m] \times t_0^k[m], \quad (2.37)$$

$$v_1[m] = \sum_{k=0}^{N-1} z_{1,k}[m] \times t_1^k[m], \quad (2.38)$$

де $t_0[m]$ і $t_1[m]$ - підпоследовності моментів часу, формовані генератором последовності моментів часу; $z_{0,k}[m]$ і $z_{1,k}[m]$ - підпоследовності сигналу на виході k -го фільтру (рисунок 2.10).

2.2.3 Імітаційна модель системи підвищення частоти дискретизації

На основі полифазного розкладання окремих блоків виконаємо полифазное розкладання усієї системи підвищення частоти дискретизації. На рисунку 2.13 позначено: ФС - формувач сигналу; ПФ1 і ПФ2 - полифазная реалізація фільтру, що коригує; ПЦФ1-ПЦФ6 полифазная реалізація КІХ-фільтрів у складі інтерполяційного фільтру відповідно до рисунка 2.10; ПР - блок полифазного розкладання последовності моментів часу відповідно до формули (2.29); ВС - блок відновлення последовності сигналу; БА - блок аналізу сигналу. Для аналізу АЧХ системи використовується такий же метод, як і раніше: блок формування сигналів створює ЛЧМ сигнал, а у блоці аналізу знаходиться швидке перетворення Фур'є.

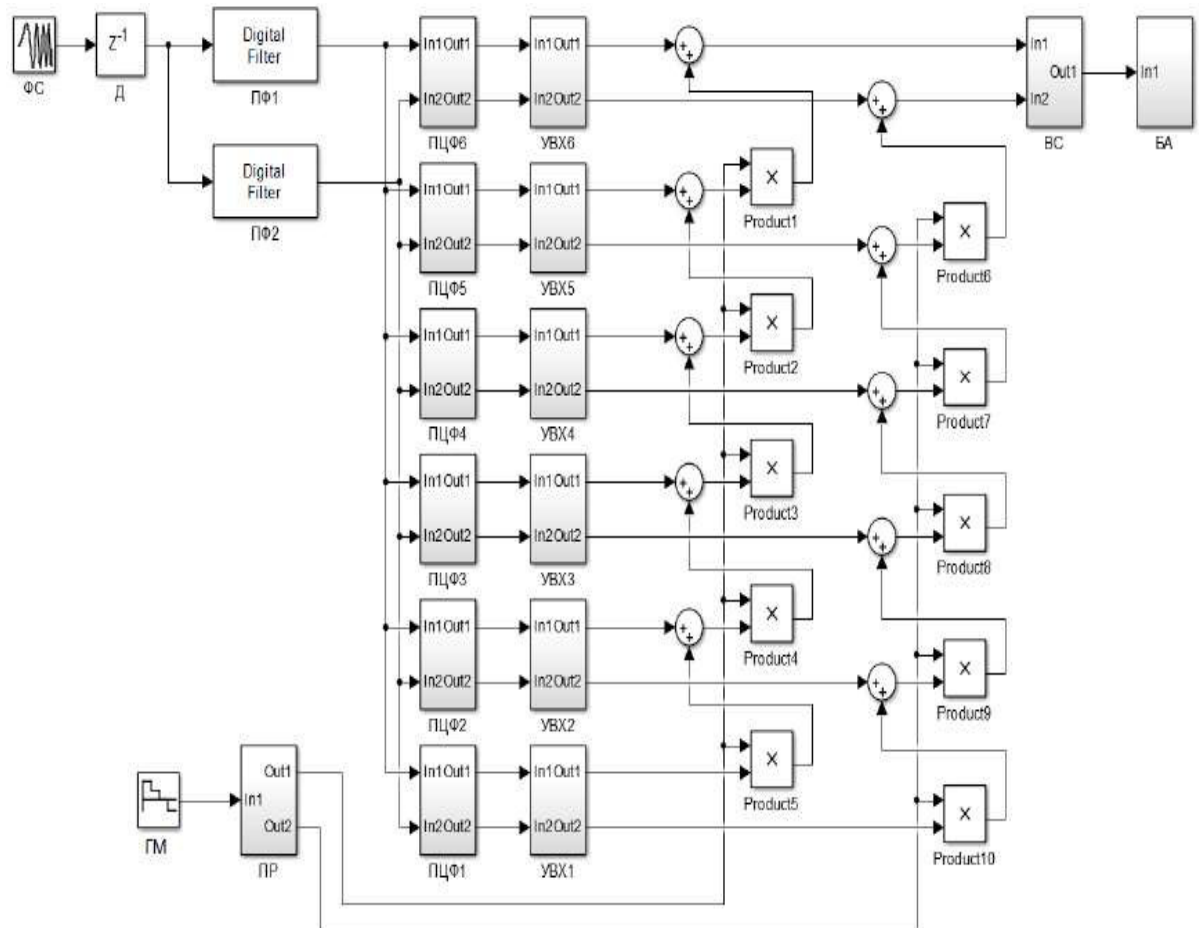


Рисунок 2.13 - Імітаційна модель системи підвищення частоти дискретизація з використанням поліфазного розкладання

Порівняння АЧХ системи підвищення частоти дискретизації до і після (застосування поліфазного розкладання (рисунок 2.13) показало, що математична модель системи працює коректно, а саме поліфазное розкладання проведене правильно. Рівень пригнічення сигналу в смузі загородження більше 100 дБ, нерівномірність КП в смузі пропускання менше $\pm 0,003$ дБ.

Частота дискретизації після блоку відновлення сигналу (BC) на рисунку 2.12 перевищить допустиму частоту дискретизації 250 Мгц в два рази за умови, що частота дискретизації початкового сигналу дорівнює 250 Мгц. Враховуючи надмірність частоти дискретизації початкового сигналу після фільтру, що коригує, можна його продецемировать (зменшити частоту дискретизації сигналу) в 2 рази, виключивши одну з підпоследовательностей

(формула (2.37) і (2.38)) в полифазной реалізації ланцюжка обчислення значення полінома по формулі (2.5). Тому, блоки відновлення послідовності і полифазного розкладання послідовності моментів часу на рисунку 2.13 не потрібні, що спрощується структурну схему системи.

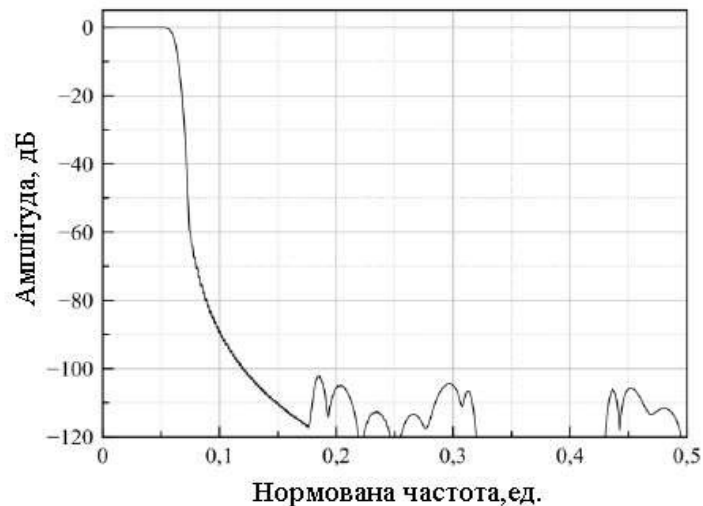


Рисунок 2.14 - Амплітудно-частотна характеристика реалізації системи підвищення частоти дискретизації із застосуванням полифазного розкладання і множителем інтерполяції, рівним восьми

У полифазной реалізації системи підвищення частоти дискретизації в порівнянні із звичайною реалізацією сталося збільшення обчислювальних витрат для КІХ-фільтрів у складі інтерполяційного фільтру (рисунок 2.17) в два рази. Для інших блоків кількість використовуваних ресурсів не змінилася.

2.3 Аналіз схеми облаштування формування вузькосмугових сигналів

Облаштування формування вузькосмугових сигналів включається універсальний генератор модулюючих сигналів (УГМС) (рисунок 2.15), генератор частоти (ГЧ), КМ, набір фільтрів (НФ), ланцюжки автоматичного регулювання потужності (АРМ) і посилення сигналу у вихідному тракті (ВТ).

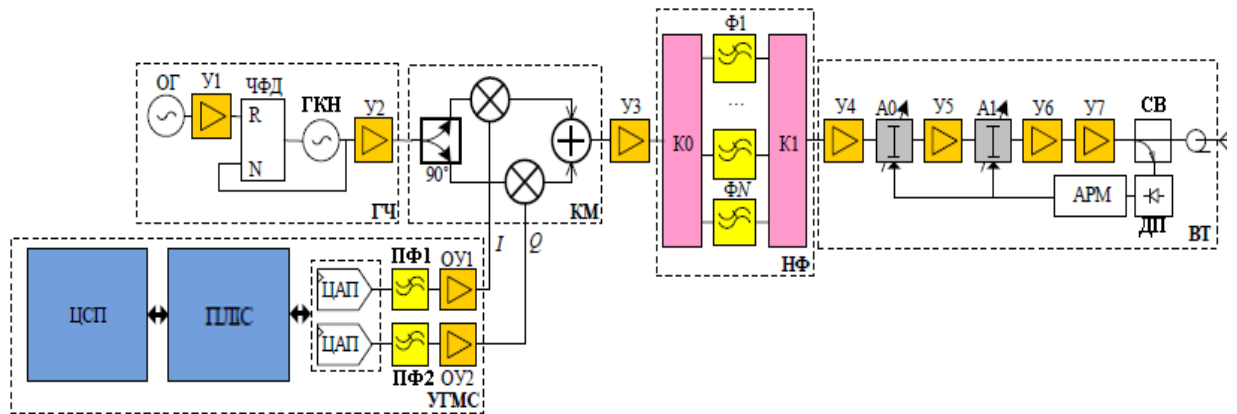


Рисунок 2.15 - Схема облаштування формування радіосигналів

На рисунку 2.15 позначено: ОГ - генератор опорної частоти; ЧФД - частотнофазовий детектор; ГКН - генератор, керований напругою; K0, K1 - многоканальні перемикачі; У1.У7 - усилителсигнала; А0, А1 - керовані аттенюатори; СВ - спрямований відгалужувач або дільник; ДП - детектор потужності; ПФ1, ПФ2 - поновлюючі фільтри; ОП1, ОП2 - операційні підсилювачі.

Генератор частоти формує сигнал, що несе, для КМ, на який також подається синфазна і квадратурна складові вузькосмугового сигналу. На виході КМ використовується набір фільтрів для пригнічення сигналу другої гармоніки частоти, що несе. Вибір набору фільтрів - це компроміс між кількістю фільтрів, рівнем пригнічення другої гармоніки і нерівномірності КП в смузі пропускання. У вихідному тракті сигнал посилюється до необхідного рівня, що утримується системою автоматичного регулювання потужності. Особливістю вихідного тракту для облаштування формування сигналів, що розробляється, є його широкосмугова. Аналіз доступної елементної бази показав, що підсилювачі, працюючі в діапазоні частот від 50 МГц до 6 ГГц, мають сильний завал АЧХ на високих частотах і низьку точку перетину з гармонікою третього порядку. Таким чином, в пристрої, що розробляється, виділяються наступні види спотворень : недостатній рівень

пригнічення просочування сигналу, що несе, і рівня НБП в КМ, нерівномірність АЧХ і нелінійні спотворення.

2.4 Корекція рівня пригнічення небажаною бічною складовою і просочування несучого сигналу

У пристрої, що розробляється, використовується КМ TRF370417. Маючи широкий робочий діапазон частот, він показує невисокий рівень пригнічення НБП і просочування сигналу (таблиця 2.6), що несе, при потужності сигналу, що несе, на вході КМ, рівною 8дБм. Як було показано раніше, головні причини наявності НБП в спектрі вихідного сигналу : розузгодження амплітуди і фази як в самому КМ, так і в низькочастотному тракті модулюючих сигналів. Якщо величину розузгодження амплітуди і фази в низькочастотному тракті можна мінімізувати, то аналіз технічних характеристик КМ показує, що рівень НБП складає менш мінус 27 дБн на низьких частотах і зменшується на високих КМ показує, що рівень НБП складає менш мінус 27 дБн на низьких частотах і зменшується на високих.

Таблиця 2.6 Технічні характеристики КМ TRF370417

Частота, Мгц	70	1800	2500	4000	5800
Рівень НБП, дБн	-27,5	-50	-47	-36	-36
Рівень просочування несучого сигналу, дБм	-46	-40	-37	-36	-31

Для облаштування формування вузькосмугових радіосигналів вимірювального класу прийнятним можна рахувати рівень пригнічення НБП більше 60 дБ, для цього величина розузгодження амплітуди має бути менше 0,012 дБ при величині розузгодження фази менше 0,08 град.

2.4.1 Алгоритм корекції рівня пригнічення небажаною бічною складовою і просочування сигналу, що несе

У методах визначення величини розузгодження амплітуди і фази в КМ використовуються сигнали з однією бічною складовою, оскільки вони дозволяють оцінити рівень просочування сигналу, що несе, і рівень НБП з використанням скалярного аналізатора спектру. Для аналізу рівня НБП використовуються квадратурні сигнали виду :

$$I(t)=A \cos(\omega_0 t), \quad (2.39)$$

$$Q(t)=A \sin(\omega_0 t), \quad (2.40)$$

де A - амплітуда сигналу; ω_0 - частота модулюючого сигналу.

Відповідно до раніше приведеної математичної моделі КМ (рисунок 1.12), рівень просочування сигналу, що несе, рівний:

$$P_{\text{ПН}} = 10 \log(c[g^2 O_I^2 + 2O_I O_Q g \sin(\varphi) + O_Q^2]), \quad (2.41)$$

де c - невідома константа.

Рівень НБП рівний:

$$\begin{aligned} P_{\text{НБП}} &= 10 \log(c[1 - 2qg \sin(\varphi - \Psi) + q^2 g^2]) \\ &= 10 \log(c[1 - 2k \sin(\theta) + k^2]). \end{aligned} \quad (2.42)$$

У більшості методах корекції розузгодження амплітуди і фази, вимірюється рівень пригнічення небажаною бічною складовою. Проте, з формули (2.42) видно, що досить вимірювати тільки рівень НБП. За наявності на виході КМ ланцюжка автоматичного регулювання потужності можливе утримання рівня бажаною бічною складовою постійним, що виключає необхідність його виміру.

Аналіз формули (2.42) показує, що рівень НБП залежно від розузгодження фази або амплітуди може бути достовірно апроксимований параболою:

$$f = ax^2 + ab + d, \quad (2.43)$$

де x - величина розузгодження фази або амплітуди; a , b і d - постійні параболу, що визначають форму.

Відповідно до формули знаходження мінімуму функції, що описує параболу, можна визначити величину x , при якій спостерігатиметься мінімальний рівень НБП. Для цього необхідно провести три виміри, тоді мінімальний рівень НБП спостерігається, при

$$x = x_2 - \frac{(x_2 - x_1)^2(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)^2(f_2 - f_1)}{2(x_2 - x_1)(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)(f_2 - f_1)}, \quad (2.44)$$

де x_2, x_1 і x_3 - встановлювана величина розузгодження фази або амплітуди для кожного виміру; f_1, f_2 і f_3 - рівень НБП в разях. Формула (2.44) вірна для знаходження величини розузгоджень фази і амплітуди, а також постійного зміщення. Відмітимо, що знайдене значення - це деяка величина, яка дозволяє компенсувати ефект, викликаний розузгодженням. Найчастіше саме таке завдання стоїть перед розробниками. У системі, в якій проводиться вимір рівня НБП, установки величини розузгодження відбуваються з нульовою погрішністю. Тому досить трьох вимірів для визначення величини розузгодження фази, і ще трьох для виміру розузгодження амплітуди. У реальних системах необхідно враховувати погрішність виміру НБП.

2.4.2 Похибка виміру величини розузгодження амплітуди

Припустимо, що рівень НБП може бути виміряний з абсолютною погрішністю Δf . Вона визначається в дБ і складає близько $\pm 0,1 \dots \pm 0,3$ дБ залежно від точності вимірювальної техніки і умов довкілля. Тоді абсолютна похибка виміру величини розузгодження знаходиться по формулі:

$$\Delta x = \sqrt{\frac{dx^2}{df_1} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_2} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_3} \Delta f^2}, \quad (2.45)$$

$$\frac{dx}{df_1} = \frac{\ln(10)}{10} f_1 \left[\frac{2(x_2 - x_3)A}{B^2} - \frac{(x_2 - x_3)^2}{B} \right], \quad (2.46)$$

$$\frac{dx}{df_2} = \frac{\ln(10)}{10} f_2 \left[\frac{2(x_3 - x_1)A}{B^2} + \frac{(x_2 - x_3)^2 - (x_1 - x_2)^2}{B} \right], \quad (2.47)$$

$$\frac{dx}{df_3} = \frac{\ln(10)}{10} f_3 \left[\frac{2(x_1 - x_2)A}{B^2} + \frac{(x_1 - x_2)^2}{B} \right], \quad (2.48)$$

$$A = (x_1 - x_2)^2 (f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)^2 (f_2 - f_1), \quad (2.49)$$

$$B = 2[(x_2 - x_1)(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)(f_2 - f_1)]. \quad (2.50)$$

У формулах (2.46) - (2.48) множник $\ln(10)/10$ з'являється з урахуванням того, що $f_i = 10^{P_i/10}$; де P_i - вимірне значення потужності в дБм.

Окрім абсолютної похибки виміру потужності НБП на точність визначення величини розузгодження амплітуди робитиме вплив вибір значень x_1 , x_2 і x_3 , початкова величина розузгодження амплітуди і величина розузгодження фази.

Припустимо, що $x_2 = 0$, а $x_1 = -x_3 = \Delta k$, і проаналізуємо вплив вибору Δk на точність виміру при абсолютній похибки $\Delta f = 0,2$ дБ і нульовій величині розузгодження фази (рисунок 2.16 (а)). Вибір малої величини Δk , наприклад 0,25 дБ, забезпечує низьку похибку виміру (менше 0,05 дБ) за умови величини розузгодження амплітуди менше $\pm 0,2$ дБ.

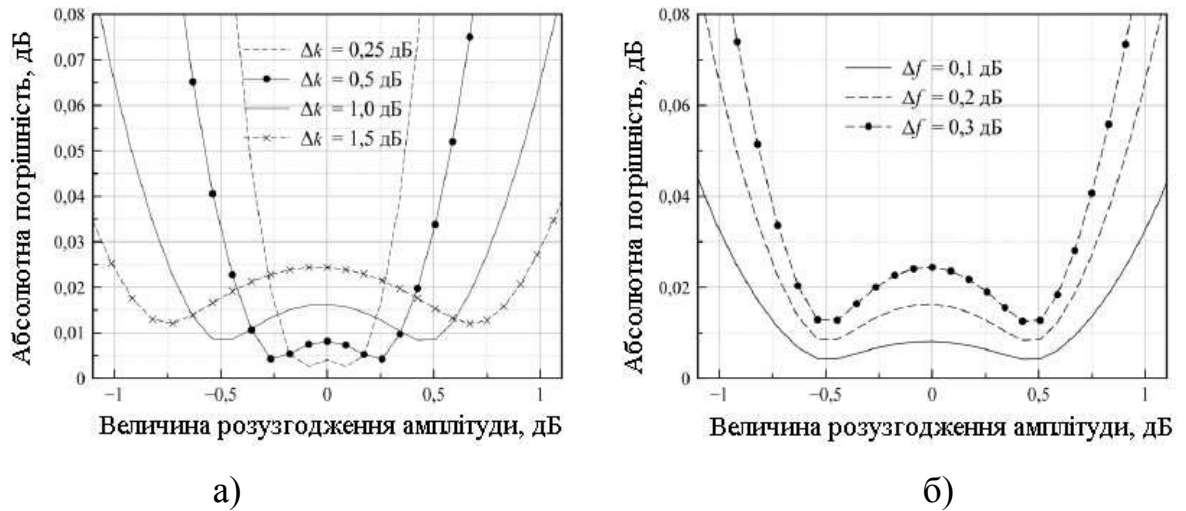


Рисунок 2.16 - Залежнiсть абсолютної похибки вимiру вiд величини розузгодження амплiтуди k i вибору Δk (а), абсолютної погрiшнiсть Δf (б) при $\Delta k = 1$ дБ

Для величини розузгодження амплiтуди бiльше $\pm 0,2$ дБ точнiсть рiзко зменшується i вже при величинi розузгодження близько 0,3 дБ стає неприйнятно великою ($\pm 0,03$ дБ). При величинi Δk , рiвною 1,0 дБ, i величинi розузгодження амплiтуди менше $\pm 0,7$ дБ, абсолютна погрiшнiсть вимiру складає приблизно 0,07 дБ. Тому значення Δk необхідно вибрати залежно вiд передбачуваної величини розузгодження амплiтуди i бажаної точнiсть вимiру.

При збiльшеннi похибки вимiру рiвня НБП аналізатором спектру зменшується точнiсть розрахунку величини розузгодження амплiтуди (рисунок 2.16 (б)). Аналіз показав, що при збiльшеннi похибки огрiшнiсть вимiру потужностi в 2 рази, погрiшнiсть вимiру величини розузгодження амплiтуди також зростає в 2 рази. При похибцi $\Delta f = 0,3$ дБ, величинi $\Delta k = 1,0$ дБ i величинi розузгодження амплiтуди менше $\pm 0,7$ дБ, погрiшнiсть вимiру складе вже 0,03 дБ.

Величина розузгодження фази робить сильно вплив при малiй величинi Δk (рисунок 2.17). Так при виборi $\Delta k = 0,25$ дБ, абсолютна погрiшнiсть вимiру розузгодження амплiтуди збiльшується бiльш нiж в 2 рази, тодi як при виборi $\Delta k = 1,0$ дБ абсолютна похибка практично не мiняється. При величинi

розузгодження фази в 2 град. неможливо забезпечити похибку виміру величини розузгодження амплітуди менше 0,01 дБ.

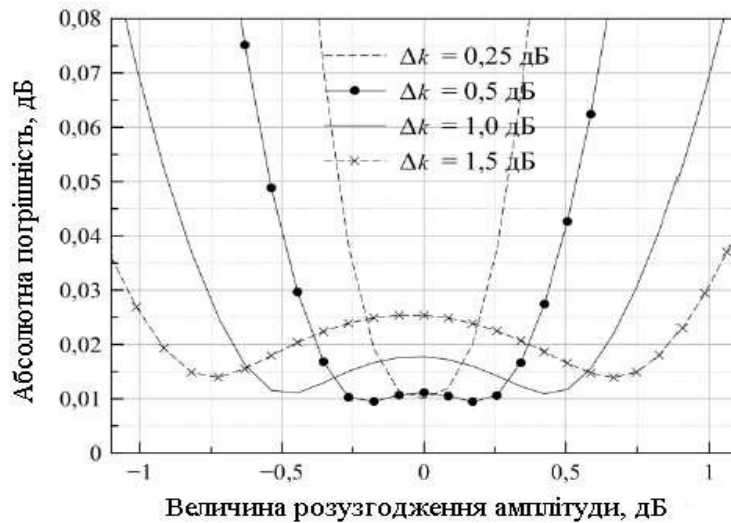


Рисунок 2.17 - Залежність абсолютної похибки виміру від величини розузгодження амплітуди при величині розузгодження фази, рівної 2 град.

2.4.3 Похибка виміру величини розузгодження фази

Для визначення похибки розузгодження фази скористаємося раніше приведеною формулою (2.45). Припустимо, що $x_2 = 0$, а $x_1 = -x_3 = \Delta\theta$.

Абсолютна похибка виміру величини розузгодження фази носить такий же характер, як і абсолютна похибка величини розузгодження амплітуди (рисунок 2.18 (а)). Усі виведення, зроблені раніше, вірні і для виміру величини розузгодження фази. Так при зменшенні величині $\Delta\theta$ абсолютна похибка зменшується для малої величини розузгодження фази і збільшується для великої. При збільшенні абсолютної похибки виміру рівня НБП в 2 рази абсолютна похибка огрешність виміру величини розузгодження збільшується в 2 рази (рисунок 2.18 (б)).

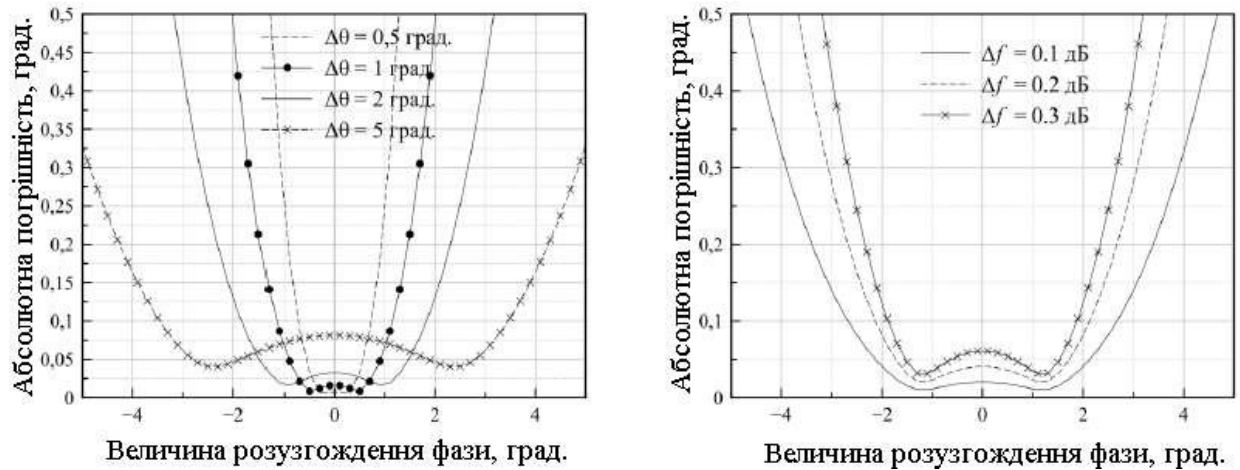


Рисунок 2.18 - Залежність абсолютної похибки виміру від величини розузгодження фази θ і вибору $\Delta\theta$ (а) або абсолютної погрішності Δf (б) при $\Delta\theta = 2$ град

Розузгодження амплітуди збільшує абсолютну похибку виміру величини розузгодження фази при малій величині $\Delta\theta$ і не робить істотний вплив при хворій величині $\Delta\theta$ (рисунок 2.19).

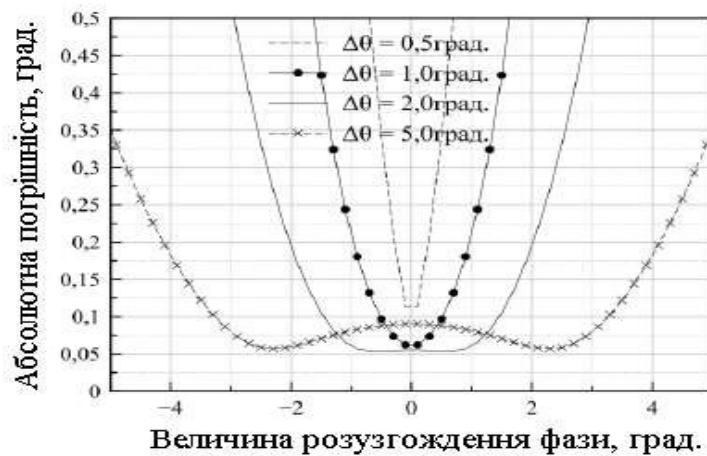


Рисунок 2.19 - Залежність абсолютної похибки виміру від величини розузгодження фази при величині розузгодження амплітуди, рівної 0,25 дБ

2.5 Оцінка ефективності запропонованого алгоритму

Не дивлячись на те, що використовуваний ЦАП дозволяє коригувати розузгодження амплітуди і фази, була розроблена додаткова схема корекції відповідно до формули (2.15). За рахунок використання додаткової схеми корекції діапазон регулювання фази між синфазною і квадратурною складовими сигналу збільшився до ± 10 град. при помилці установки в 0,002 град., а діапазон регулювання амплітуди до ± 6 дБ з помилкою установки менше 0,001 дБ.

У експериментальній установці (рисунок 2.20) використовувалися розроблений універсальний генератор модулюючих сигналів (УГМС), високочастотна плата з КМ, скалярний аналізатор ланцюгів P2M-18 і аналізатор спектру PSA фірми Agilent Technologies Inc.

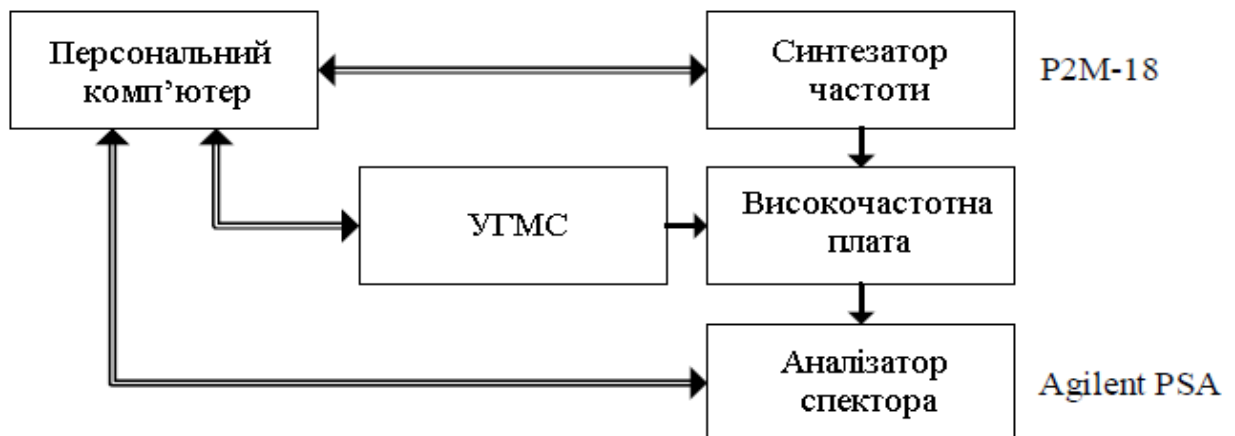


Рисунок 2.20 - Структурна схема вимірювальної установки

Для управління усіма пристроями була написана програма автоматизації на мові програмування Lua, яка в покроковому режимі проводила необхідні виміри. Скалярний аналізатор ланцюгів використовувався для формування частоти сигналу, що ніс, із заданим рівнем (замість ГЧ на рисунку 2.14), а аналізатор спектру - для виміру рівня НБП. Для проведення точних вимірів частота аналізатора спектру, генератора сигналів і універсальний генератор

модулюючих сигналів були синхронізовані від одного опорного генератора. Високочастотний тракт на виході КМ виконаний відповідно до рисунка 2.14.

Раніше було показано, що для вибору стратегії калібрування, необхідно враховувати погрішність виміру рівня НБП. Для використовуваного аналізатора спектру вона складає $\pm 0,11$ дБ за умови постійної температури і фіксованої частоти під час вимірів. З урахуванням цього був вироблений наступний алгоритм калібрування, що складається з чотирьох етапів :

1. Визначення величини розузгодження амплітуди з $\Delta k = 1$ дБ.
2. Визначення величини розузгодження фази з $\Delta\theta = 5$ град.
3. Визначення величини розузгодження амплітуди з $\Delta k = 0,1$ дБ.
4. Визначення величини розузгодження фази з $\Delta\theta = 0,3$ град.

На перших двох етапах визначається грубе значення величини розузгодження амплітуди і фази, а на тих, що залишилися - точне значення. Таким чином, загальна кількість вимірів рівна дванадцяти. Ще дванадцять вимірів потрібно для виміру величини корекції постійного зміщення.

Результати застосування алгоритму для частот сигналу, що несе, рівних 1900 МГц і 5800 МГц, приведені на рисунку 2.21. Частота модулюючого сигналу складала 1 МГц.

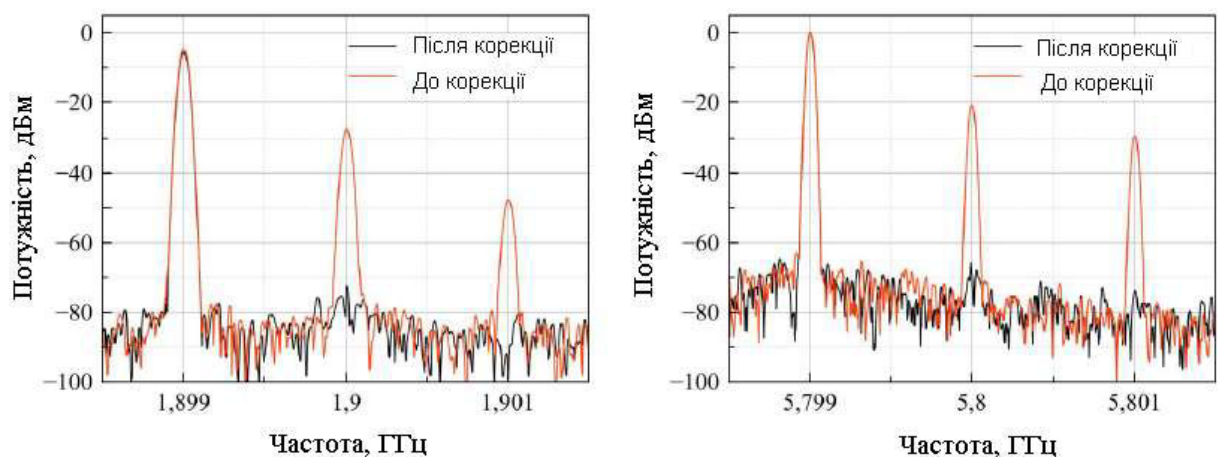


Рисунок 2.21 - Спектр сигналу з однією бічною складовою при частотах сигналу, що несе, 1900 МГц (а) і 5800 МГц (б)

До проведення корекції рівень НБП складав мінус 43 дБн (рівень сигналу на частоті 1901 МГц) для частоти сигналу, що ніс, 1900 МГц, і мінуса 30 дБн для частоти сигналу, що ніс, 5800 МГц. Після проведення корекції рівень НБП виявився пригнічений більше, ніж на 70 дБн. Схожі результати були отримані і для рівня просочування сигналу, що ніс, пригніченого після корекції більше, ніж на 65 дБн.

Як показали виміри, в діапазоні частот від 250 МГц до 4 ГГц після корекції рівень просочування тієї, що несе виявився пригнічений більше, ніж на 60 дБн, а рівень пригнічення НБП склав більше 65 дБн (рисунок 2.22).

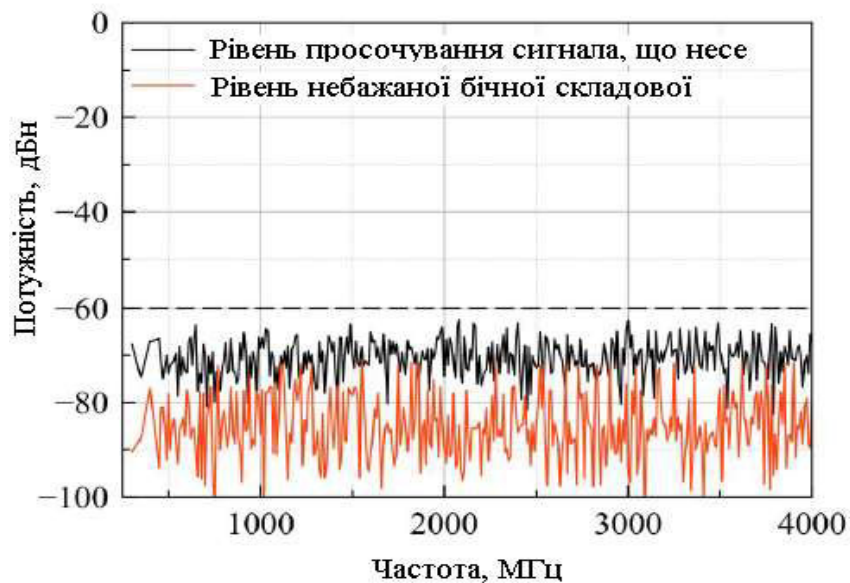


Рисунок 2.22 - Рівень просочування сигналу, що несе, і небажаної бічної складової

Величина розузгодження амплітуди змінюється монотонно до частоти 3,2 ГГц (рисунок 2.23 (а)), вище її спостерігаються різкі скачки. Розрахункове значення абсолютної погрішності виміру величини розузгодження амплітуди склала менше 0,0081 дБ в усьому діапазоні частот, що відповідає рівню НБП менш мінус 65 дБн за відсутності розузгодження фази при вичисленні за формулою (2.12). Якщо порівнювати ці результати з результатами,

приведеними на рисунку 2.22, то можна сказати, що реальна погрішність виміру виявилася менше за розрахункову.

Величина розузгодження фази змінюється в широкому діапазоні від - 0,6 до 3,5 град. (рисунок 2.23 (б)) максимум доводиться на нижній діапазон робочих частот. Приведені результати дозволяють в певному діапазоні частот адаптувати алгоритм калібрування, що дає можливість зменшити абсолютну погрішність вимірів.

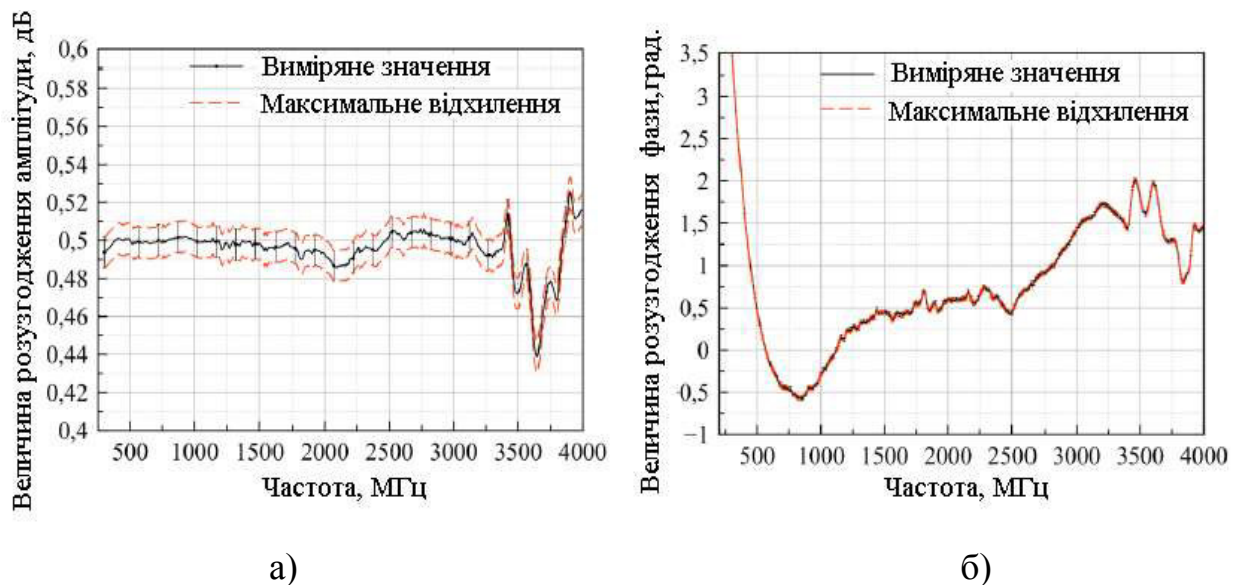


Рисунок 2.23 - Величина розузгодження амплітуди (а) і фази (б)

Проте, навіть для поточного алгоритму розрахована абсолютна погрішність виміру величини розузгодження фази складає менше 0,024 град. у усьому діапазоні частот, що забезпечує пригнічення НБП більше 65дБ що відносно несе при вичисленні за формулою (2.12).

Рівня пригнічення просочування сигналу, що несе, більше 60 дБн (рисунок 2.21) вдалося добитися шляхом точної установки величин постійного зміщення зі значеннями, приведеними на рисунку 2.24.

Застосування розробленого алгоритму до різних частот модулюючого сигналу дозволяють оцінити різницю АЧХ і ФЧХ трактів поширення синфазною і квадратурною складових (рисунок 2.25). Величина

розузгодження амплітуди має завал на високих частотах, який може бути скоректований цифровим фільтром. З величиною розузгодження фази ситуація інша. Спостерігається лінійний характер залежності, що говорить об наявності тимчасової затримки між синфазною і квадратурною складовими вузькосмугового сигналу.

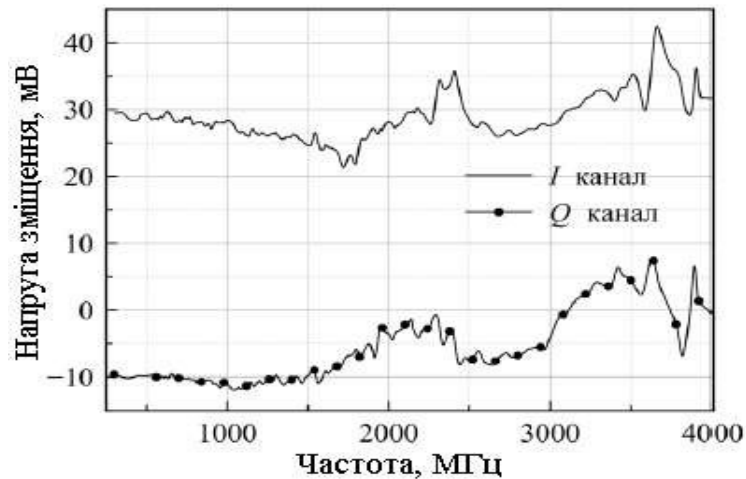


Рисунок 2.24 - Величини постійного зміщення в синфазному і квадратурному каналах

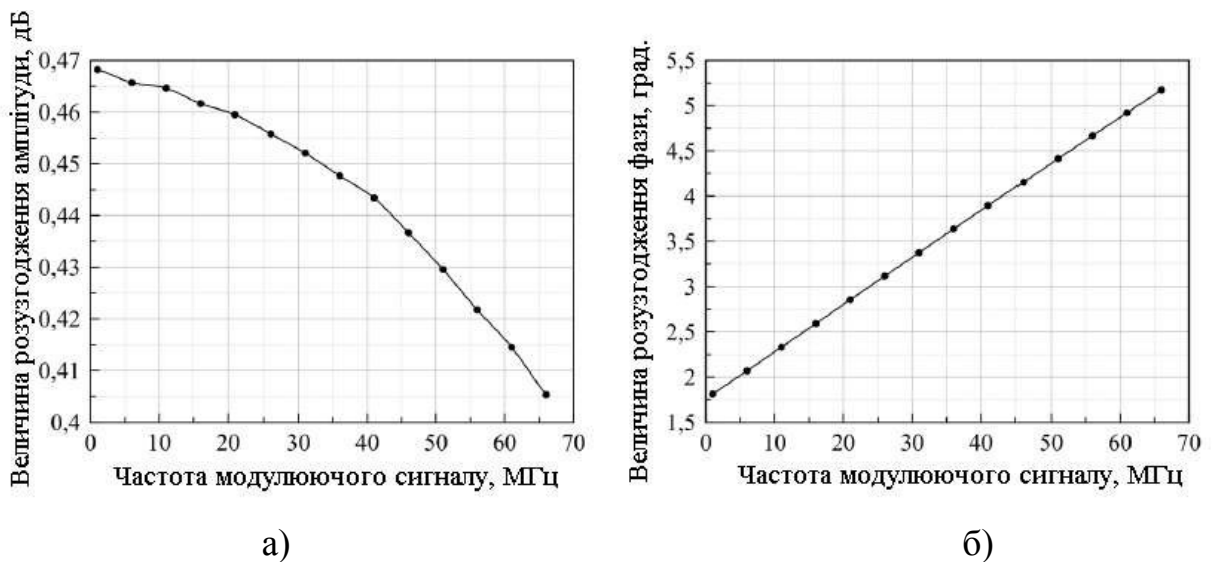


Рисунок 2.25 - Залежність величин розузгодження амплітуди (а) і фази (б) від частоти модулюючого сигналу при частоті сигналу, що несе, рівній 3500 МГц

Затримку між I і Q каналами можна знайти по двох вимірах по формулі:

$$\Delta t = (\theta_2 - \theta_1) / [360 (f_2 - f_1)], \quad (2.45)$$

де θ_1 і θ_2 - величини розузгодження фази в першому і другому вимірах в градусах; f_1 і f_2 - частоти модулюючого сигналу в першому і другому вимірах.

Враховуючи розраховану затримку між каналами, яка складає 144 пс, визначимо, що величина розузгодження фази змінюється в межах $\pm 0,01$ град (рисунок 2.26) від середнього значення. Оскільки нерівномірність величини розузгодження фази невисока, то немає необхідності в додаткових схемах корекції ФЧХ. Проте, необхідно забезпечити корекцію часу затримки між I і Q каналами з дозволом за часом менш пікосекунди. Для цього скористаємося фільтром Фарроу на основі інтерполяційних формул Лагранжа третього порядку. Структура фільтру Фарроу є оптимальною для реалізації на програмованій логіці.

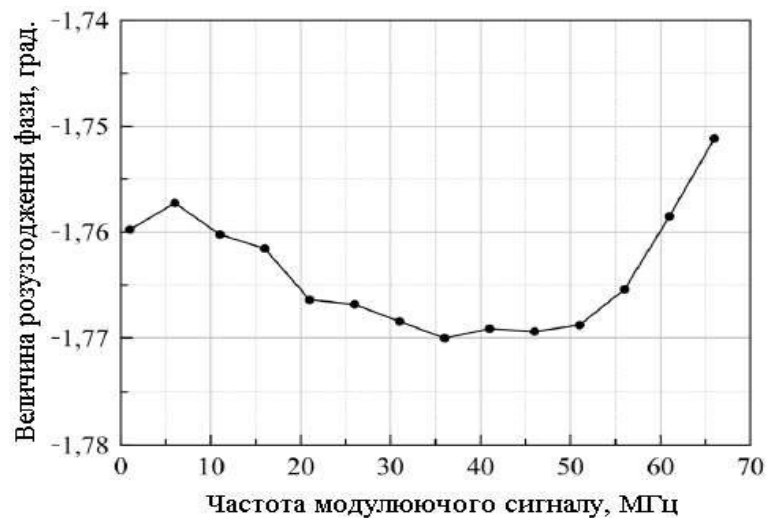


Рисунок 2.26 - Величина розузгодження фази від частоти модулюючого сигналу при частоті сигналу, що несе, рівній 3500 МГц

Аналіз і тестування реалізованого фільтру Фарроу показали, що він не спотворює параметрів сигналу, і дозволяє реалізувати затримку з кроком

менше 0,06 нс при частоті дискретизації сигналу в 250 МГц (рисунок 2.27). Між складовими вузькосмугового сигналу різниця в затримці складає 0,6 відліку, що при частоті дискретизації, рівної 250 МГц, відповідає 2,4 нс. Система розроблена так, що обидва сигнали піддаються затримці, цим досягається регулювання в діапазоні ± 2 нс... При цьому для управління фільтром Фарроу досить задати тільки один коефіцієнт, що відповідає величині затримки. Відмітимо, що затримка між каналами визначається тільки низькочастотним трактом, тому не залежить від вибраної частоти сигналу, що несе.

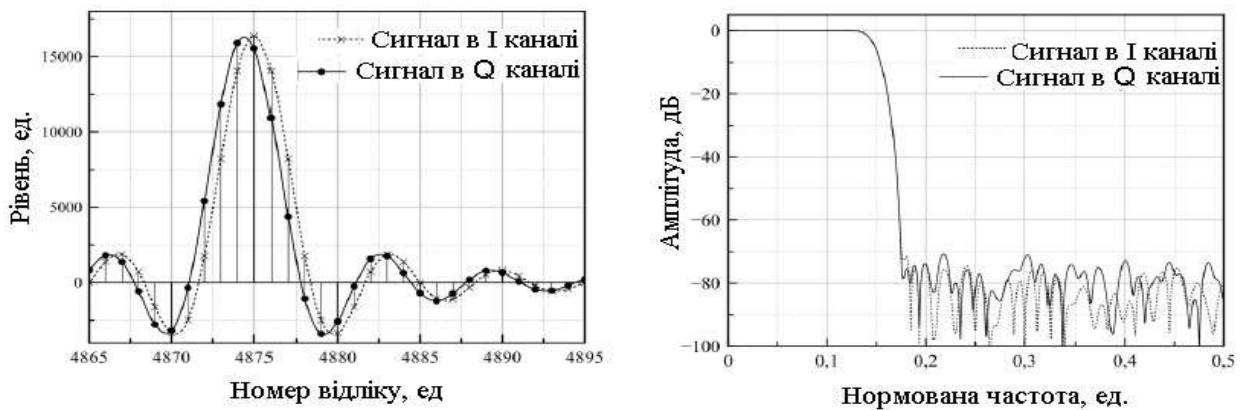


Рисунок 2.27 - Імпульсні характеристики синфазної і квадратурної складових сигналу (а) і їх спектри (б) після фільтру Фарроу

Порівняємо швидкість роботи методу з класичним рішенням, ґрунтованим на послідовному наближенні. У роботі описаний наступний алгоритм:

- послідовне підстроювання величини розузгодження амплітуди на максимум пригнічення НБП;
- послідовне підстроювання величини розузгодження фази;
- повторення попередніх етапів.

Припустимо, що корекція розузгодження амплітуди проводиться в діапазоні ± 1 дБ з точністю 0,01 дБ, а фази в ± 5 град. з точністю 0,05 град. Для оптимізації швидкості виміру використовується алгоритм золотого перерізу

із швидкістю збіжності 0,618. Тоді на першому і другому кроці нам знадобиться 495 вимірів відповідно до формули:

$$N = 2[0,618(x_{max} - x_{min})/\Delta x], \quad (2.46)$$

де x_{max} і x_{min} - максимальне і мінімальне значення діапазону зміни величини; Δx - необхідна точність виміру.

У формулі (2.46) множник двійка вказує на те, що необхідно виміряти рівні корисної бічної складової і НБП. На двох кроках, що залишилися, можливо обійтися п'ятдесяти вимірами. Запропонований метод вимагає дванадцяти вимірів, що показує ефективність більш ніж в сорок п'ять разів в порівнянні з класичним рішенням, при цьому він має більш високу точність. Усе це знайшло відображення в третьому положенні.

2.5.1 Корекція амплітудно-частотної характеристики

Для корекції АЧХ використовуваний комплексний КІХ-фільтр. Його оптимальна структура описана (рисунок 2.28). Відповідно до приведеного малюнка комплексний КІХ-фільтр складається з трьох окремих цифрових фільтрів. Неважко показати, що:

$$i'[n] = i[n] \times h_I[n] - q[n] \times h_Q[n], \quad (2.47)$$

$$q'[n] = i[n] \times h_Q[n] + q[n] \times h_I[n], \quad (2.48)$$

де $h_I[n]$ і $h_Q[n]$ - реальна і уявна частина дискретною комплексною ІХ.

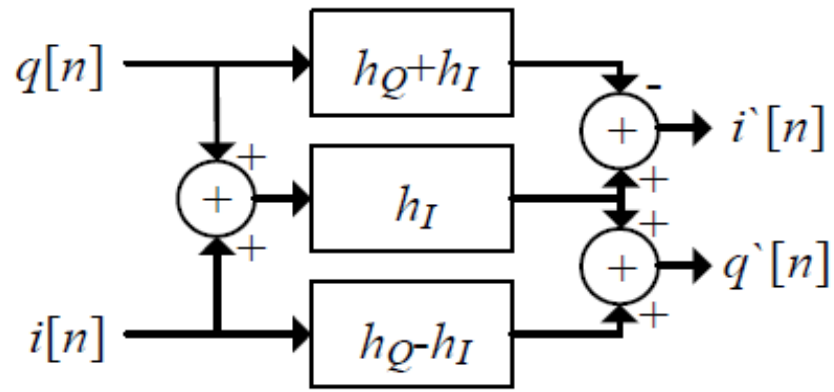


Рисунок 2.28 - Реалізація комплексного КІХ-фільтру

Сама дискретна ІХ знаходиться як зворотне перетворення Фур'є від вимірної АЧХ. У свою чергу АЧХ складається з АЧХ низькочастотного модулюючого тракту і АЧХ високочастотного тракту. Очевидно, АЧХ низькочастотного модулюючого тракту не залежить від частоти сигналу, що несе, і вимірюється один раз. Необхідність враховувати АЧХ низькочастотного тракту обумовлена як мінімум наявністю поновлюючого фільтру. Раніше було показано, що він володіє нерівномірність КП в смузі до 100 МГц близько 0,2 дБ. У апаратній реалізація нерівномірність КП може збільшуватися відповідно до існуючого допуску на компоненти. АЧХ високочастотного тракту залежить від безлічі параметрів : вибраного фільтру на виході КМ, потужності вихідного сигналу, температури і т.д... Припускаючи, що АЧХ в смузі 120 МГц слабо залежить від потужності вихідного сигналу, досить виміряти АЧХ на середній потужності для кожного фільтру окремо (рисунок 2.29).

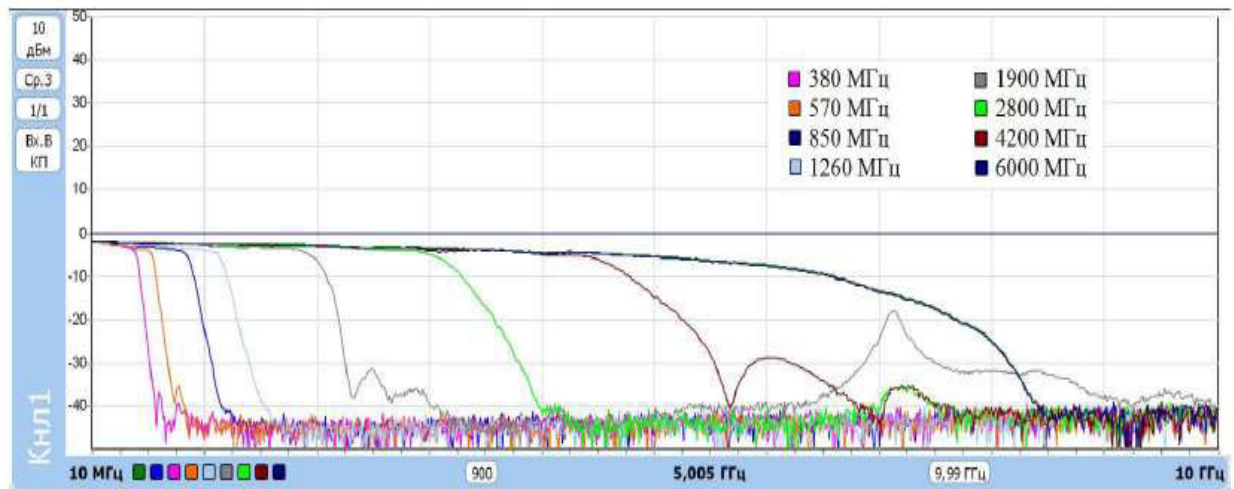


Рисунок 2.29 - АЧХ набору фільтрів

У використовуваному наборі фільтрів перемикання між фільтрами відбувається на наступних частотах: 380 МГц, 570 МГц, 850 МГц, 1260 МГц, 1900 МГц, 2800 МГц, 4200 МГц і 6 ГГц. Тому найбільша нерівномірність КП спостерігається саме на цих частотах.

Використовуючи вимірне значення АЧХ високочастотного тракту можна розрахувати ІХ фільтру, що коригує, для окремо взятого діапазону. У реалізації використовується КІХ-фільтр дев'ятнадцятого порядку, тобто число коефіцієнтів рівне двадцяти, для цього АЧХ тракту має бути виміряна з кроком 12,5 МГц. Експериментальні дослідження показують, що найбільша нерівномірність АЧХ проявляється на високих частотах (рисунок 2.30).

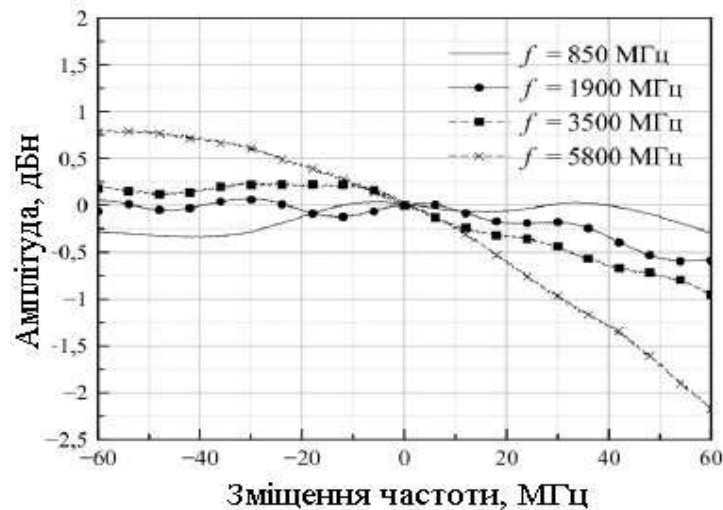


Рисунок 2.30 Амплітудно-частотна характеристика сформованого сигналу при різних частотах сигналу, що несе

Нерівномірність АЧХ системи без корекції знаходиться в діапазоні $\pm 0,75$ дБ для частоти сигналу, що несе, нижче 3500 МГц і збільшується на високих частотах. Позначається завал АЧХ фільтру, підсилювачів і втрати в діелектричній підкладці. Приведена на рисунку 2.31 (а) ІХ фільтру, що коригує, володіє АЧХ (рисунок 2.31 (б)), що дозволяє понизити рівень нерівномірності АЧХ до $\pm 0,1$ дБ на частоті 5800 МГц.

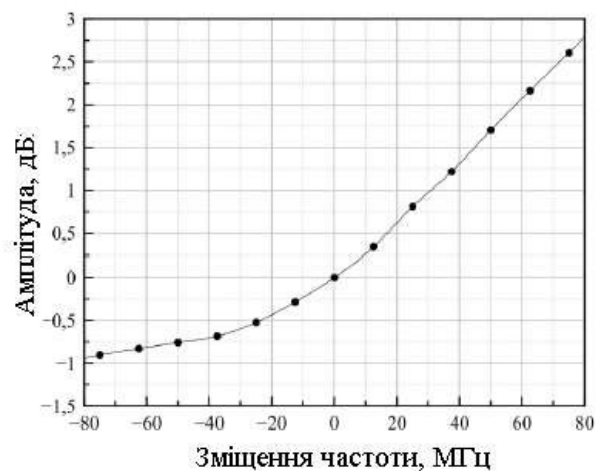
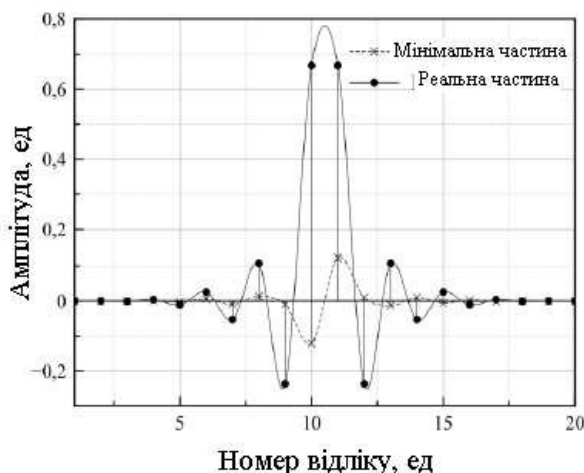


Рисунок 2.31 Імпульсна (а) і амплітудно-частотна (б) характеристики фільтру, що коригує, для частоти сигналу, що несе, рівної 5800 МГц

2.6 Висновки

Встановлено, що при використанні алгоритмів поліноміальної інтерполяції, що вимагають надмірної дискретизації початкового сигналу і мають високу нерівномірність КП в смузі пропускання можна застосувати фільтр, що коригує, до виконання поліноміальної інтерполяції. Алгоритм оптимальної інтерполяції може бути застосований для реалізації системи зі змінюваною частотою дискретизації в реальному масштабі часу на ПЛІС. Збільшення множника інтерполяції призводить до збільшення рівня пригнічення сигналу в смузі замикання на далеких настроєннях. Розроблена система підвищення частоти дискретизації використовує менше число обчислювальних ресурсів в порівнянні з класичними рішеннями виконання інтерполяції при тій же величині пригнічення в смузі.

Використанні алгоритмів поліноміальної інтерполяції, що вимагають надмірної дискретизації початкового сигналу і мають високу нерівномірність КП в смузі пропускання можна застосувати фільтр, що коригує, до виконання поліноміальної інтерполяції. Алгоритм оптимальної інтерполяції може бути застосований для реалізації системи зі змінюваною частотою дискретизації в реальному масштабі часу на ПЛІС. Збільшення множника інтерполяції призводить до збільшення рівня пригнічення сигналу в смузі замикання на далеких настроєннях. Розроблена система підвищення частоти дискретизації використовує менше число обчислювальних ресурсів в порівнянні з класичними рішеннями виконання інтерполяції при тій же величині пригнічення в смузі.

Не залежно від множника інтерполяції система підвищення частоти дискретизації не вносить спотворень в модулюючі сигнали цифрових видів модуляції. На основі запропонованої системи підвищення частоти

дискретизації був розроблений універсальний генератор модулюючих сигналів для генератора векторних сигналів. Розроблений генератор забезпечує можливість формування сигналів з частотою дискретизації від 1 кГц до 125 МГц з кроком її установки 0,1 Гц, недосяжним при використанні класичних методів інтерполяції сигналів при тій же кількості використовуваних ресурсів.

Реалізована система підвищення частоти дискретизації допускає застосування до неї полифазного розкладання, що дозволяє збільшити частоту дискретизації формованого сигналу. Дано опис нового алгоритму корекції рівня небажаною бічною складовою і просочування сигналу, що несе, побудованого на основі компенсації розузгодження амплітуди, фази і постійного зміщення в квадратурному модуляторі.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

3.1 Загальні положення

На всіх стадіях проведення розробки нового виробу повинен здійснюватися техніко-економічний аналіз. Це обумовлюється тим, що на кожній подальшій стадії проектування уточнюються і розширюються уявлення про створюваний виріб, його пристрій, параметри, елементи, з яких він складається, і його роботу. У міру уточнення на подальших стадіях проектування чисельних значень окремих параметрів вносяться відповідні виправлення і, в раніше зроблені економічні розрахунки, оскільки результат розрахунку собівартості, ціни виробу визначається, передусім, саме чисельними значеннями його технічних параметрів.

Крім того, у міру розширення на подальших стадіях проектування самого круга питань, що розробляються, з'являється необхідність економічних обґрунтувань більше приватних технічних рішень (наприклад, економічне обґрунтування вибору роду матеріалів для виготовлення окремих деталей, конструктивного оформлення окремих елементів, можливість придбання окремих комплектуючих виробів, їх заміна і так далі, що приймаються.

На початкових етапах розробки робиться наближений розрахунок економічних показників, ґрунтований на попередній інформації.

У цьому дипломному проекті дана економічна оцінка розробки і облаштування формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному модуляторі, з використанням генератора модулюючих сигналів заданої частоти дискретизації, виконаного на основі алгоритму оптимальної інтерполяції.

3.2 Розрахунок капітальних витрати на створення універсального генератора модулюючих сигналів на основі системи зміни частоти дискретизації.

Для підрахунку кошторисної вартості проекту потрібно знати наступні складові:

- витрати на матеріали генератора ;
- розрахунок вартості покупних напівфабрикатів і комплектуючих виробів генератора;
- витрати на основну заробітну плату і транспортні витрати.

Отримані результати заносяться в таблиці. 3.2.1, 3.2.2.

Таблиця 3.2.1 - Витрати на матеріали генератора

Найменування товару	Одиниця виміру	Кількість	Ціна за одиницю, грн	Сума, грн
Припій	кг	0.02	10	0.2
Каніфоль	кг	0.01	4	0.04
Разом				0.24

Виробництво генератора здійснюється за допомогою робітників. Таким чином, для виробництва потрібн 1 чоловік. Для виробництва однієї частини генератора одному робітникові потрібно 60 хвилин.

Таблиця 3.2.2 - Розрахунок вартості покупних напівфабрикатів і комплектуючих виробів генератора.

Найменування товару	Одиниця виміру	Кількість	Ціна за одиницю, грн	Сума,грн, C_k
ПЛІС Xilinx Kintex XC7K70T	шт	1	3733,69	3836,32
Роз'єм KF 2510	шт	1	6,69	6,69
Текстолитовая плата KF 2000	шт	1	83,68	83,68
Роз'єм KF 251	шт	3	55,79	167,37
Конденсатор К50-29 1000 мкФ	шт	4	474,20	1896,80
Антенний роз'єм	шт	1	557,89	557,89
Коаксіальний роз'єм	шт	2	557,89	1115,78
Роз'єм USB	шт	1	27,89	27,89
Набір того, що фототруїть	шт	1	139,47	139,47
Лазерний папір	шт	1	278,94	278,94
Разом				8110,83

Таблиця 3.2.3 - Витрати на основну заробітну плату і транспортні витрати

Найменування	Оклад,грн	Кількість робітників	Разом
Заробітна плата	4400,00	2	8800,00

Транспортні витрати розрахуємо по формулі:

$$З_{\text{тран}} = C_{\text{к}} \times 1\% \quad (3.1)$$

де $C_{\text{к}}$ – сума вартості покупних комплектуючих виробів генератора

$$З_{\text{тран}} = 8110,83 \times 1\% = 81,11 \text{ грн}$$

Розрахунок вартості однієї робочої години за формулою:

$$T_{\text{год}} = \frac{ЗП}{\Sigma T} \quad (3.2)$$

де ЗП – оклад, ΣT – сума годин в місяць

Сума робочих годин 2 працівників в місяць при 22 робочих днях при восьмигодинному робочому дні складає :

$$\Sigma T = 22 \times 8 = 176 \text{ годин}$$

$$T_{\text{год}} = \frac{8800}{176} = 50 \text{ грн/год}$$

Монтаж генератора 2 робітників займе 35 робочих днів тобто:

$$\Sigma T = 35 \times 8 = 280 \text{ годин}$$

$$З_{\text{монтаж}} = \Sigma T \times T_{\text{год}} \quad (3.3)$$

$$З_{\text{монтаж}} = 280 \times 50 = 14000 \text{ грн/час}$$

У результаті отримаємо, що загальні витрати на конструкторські розробки складуть наступну суму:

$$\text{Общая} = C_{\text{к}} + З_{\text{тран}} + З_{\text{монтаж}} \quad (3.4)$$

$$\text{Общая} = 8110,83 + 81,11 + 14000 = 22191,94 \text{ грн}$$

3.3 Висновки

Згідно із завданням дипломного проекту був зроблений розрахунок собівартості «розробки і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів », повна собівартість якого склала 8110,83 грн , а проектна ціна 22191,94 грн.

Таким чином, розробка і виробництво цього пристрою доцільна і перспективна.

ВИСНОВКИ

Встановлено, що при використанні алгоритму оптимальної інтерполяції, що вимагає надмірності дискретизації вихідного сигналу і володіє високою нерівномірністю коефіцієнта передачі в смузі пропускання, можна застосувати коригувальний фільтр до виконання самої інтерполяції. Показано, що імпульсна характеристика коригуючого фільтра не залежить від множника інтерполяції, що допускає об'єднання коригуючого фільтра і фільтра нижніх частот в складі системи попередньої інтерполяції сигналу в ціле число раз.

Запропоновано реалізацію системи підвищення частоти дискретизації з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції. При цьому рівень придушення сигналу в смузі загородження, що забезпечується алгоритмом оптимальної інтерполяції для будь-якого множника при реалізації на програмованій логічній інтегральній схемі, становить понад 75дБ. Показано, що збільшення множника інтерполяції призводить до збільшення рівня придушення сигналу в смузі загородження на великих відбудови. Продемонстровано, що розроблена система підвищення частоти дискретизації використовує менше число обчислювальних ресурсів у порівнянні з класичними рішеннями виконання інтерполяції при тій же величині вимкнення в смузі загородження і нерівномірності коефіцієнта передачі в смузі пропускання.

Описано застосування систем зміни частоти дискретизації для розробки універсального генератора модулюють сигналів, що дозволяє формувати сигнали, в тому числі цифрових систем зв'язку, з частотою дискретизації від 1 кГц до 125 МГц з кроком 0,1 Гц, який недосяжний при використанні класичних методів інтерполяції. Встановлено, що система зміни частоти дискретизації не вносить спотворень в модулюючі сигнали цифрових видів модуляції незалежно від множника інтерполяції. Розроблений

генератор модулюють сигналів послужив основою вимірювального комплексу для аналізу спотворень, що виникають при проходженні смугових сигналів через нелінійні пристрої.

Показано, що реалізована система зміни частоти дискретизації допускає застосування до неї поліфазного розкладання, що дозволяє збільшити частоту дискретизації формованого сигналу в два рази. При цьому погіршення параметрів сигналу не спостерігається.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Баскаків С.И. Радіотехнічні ланцюги і сигнали : Підручник для внз / 2-е видавництво, перераб. і доп. - М.: Вища школа, 1988. - 448с.
- 2 Белов Л. Модулятори сигналів надвисоких частот : основні класи / Л. Белов, А. Голубков, А. Кондратов, А. Карутин // Електроніка: Наука, Технологія, Бізнес. - 2008. - №3. - С. 76-83.
- 3 Голуб В. Квадратурні модулятори і демодулятори в системах радіозв'язку // Електроніка : наука, технологія, бізнес. - 2003. - №3. - С. 28-32.
- 4 Kenington P.V. RF and baseband technique for software defined radio / Artech house, inc., 2005. – 336 p.
- 5 Гольцова М. Швидкодіючі широкосмугові ЦАП. Боротьба на ринку комунікаційних систем посилюється // Електроніка: наука, техніка, бізнес. - 2001. - №2, С. 24-28.
- 6 Проектування систем цифрової і змішаної обробки сигналів / Під ред. Уолта Кестера. - М.: Техносфера, 2010. - 328 с.
- 7 Patent 6185594 US; 06.02.2001. Versatile signal generator / Howard E. Hilton, John H. Guilford, assignee Agilent Technologies Inc.
- 8 Шелевицкий И.В. Інтерполяційні сплайни в завданнях цифрової обробки сигналів // EXPonenta Pro. Математика в додатках. - 2003. - №4.- С. 42-53.
- 9 Абраменко А.Ю. Структура універсального генератора сигналів / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доповіді ТУСУР. - 2013. - № 3 (29). - С. 5-9.
- 10 Л.М. та ін. Цифрова обробка сигналів: Учеб. Посібник для вузів / Голденберг Л.М., Матюшкін Б.Д., Поляк М.Н. - 2-е изд., Перераб. і доп. - М.: Радио и связь, 1990. - 256 с.
- 11 Баскаков С.И. Радіотехнічні ланцюги і сигнали: Підручник для вузів / 2-е вид., Перераб. і доп. - М.: Вища школа, 1988. - 448с.
- 12 Абраменко А.Ю. Дослідження алгоритму оптимальної інтерполяції і його апаратно-програмна реалізація на ПЛІС // Електронні засоби та системи

управління: матеріали доповідей міжнародної науково-технічної конференції.
- 2012. - Ч. 1. - С. 9-1

ДОДАТОК А. Перелік документів на оптичному носії

01. Титульна сторінка.doc
 02. Завдання.doc
 03. Реферат.doc
 04. Список умовних скорочень.doc
 05. Зміст.doc
 06. Вступ.doc
 07. Стан питання. Постановка задачі.doc
 08. Спеціальна частина.doc
 09. Економічний розділ.doc
 10. Висновки.doc
 11. Перелік посилань.doc
 12. Додаток А.doc
 13. Додаток Б.doc
 14. Додаток В.doc
 15. Додаток Г.doc
- Презентація.ppt

ДОДАТОК В. Відгук керівника дипломної роботи**В І Д Г У К****на дипломну роботу студента групи 172-17-1М Маркова О.Д.****на тему: «Розробка і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції»**

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 104 сторінках.

Мета дипломної роботи є актуальною, оскільки вона направлена на розробку і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з низьким рівнем спотворень в квадратурному модуляторі, з використанням генератора, виконаного на основі алгоритму оптимальної інтерполяції.

При виконанні дипломної роботи автор продемонстрував добрий рівень теоретичних знань і практичних навичок. На основі аналізу проблем спотворень в пристроях формування радіосигналів, а також систем підвищення частоти дискретизації в ній сформульовані задачі, вирішенню яких присвячено другий розділ. У другому розділі спроектовано пристрій формування вузькосмугових радіосигналів з використанням генератора, виконаного на основі алгоритму оптимальної інтерполяції та оцінено його ефективність.

До недоліків роботи слід віднести недостатню проробку окремих питань.

В цілому дипломна робота задовольняє усім вимогам, а її автор Марков О.Д. на оцінку «_____» та присвоєння кваліфікації «інженер в галузі електроніки та телекомунікацій» за спеціальністю 172 – телекомунікації та радіотехніка.

**Керівник роботи,
к.т.н., доцент**

О.В. Герасіна

ДОДАТОК Д. Тези

УДК 004.7

Олексій Марков, студент 172м-17-1

Герасіна О.В., науковий керівник

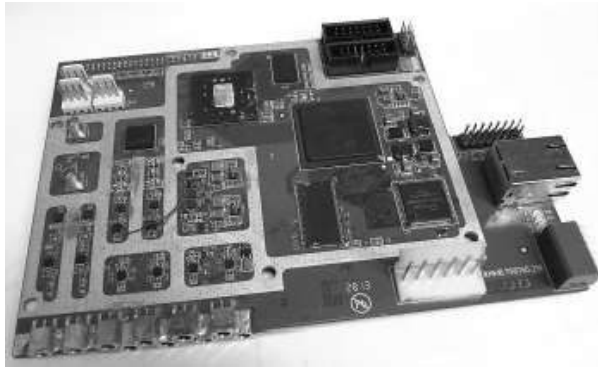
(Національний ТУ "Дніпровська політехніка", м. Дніпро, Україна)

ПРИСТРІЙ ФОРМУВАННЯ ВУЗЬКОСМУГОВИХ РАДІОСИГНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ АЛГОРИТМУ ОПТИМАЛЬНОЇ ІНТЕПРОЛЯЦІЇ

Нині йде активне впровадження мереж 4-го покоління мобільного зв'язку (технологія LTE) і систем цифрового телебачення (технологія DVB - T2), розвиток систем глобального позиціонування, широко використовуються мобільні мережі 2-го і 3-го покоління (технології GSM і 3g), системи безпроводної передачі інформації в локальних мережах (технологія WLAN) і інші.

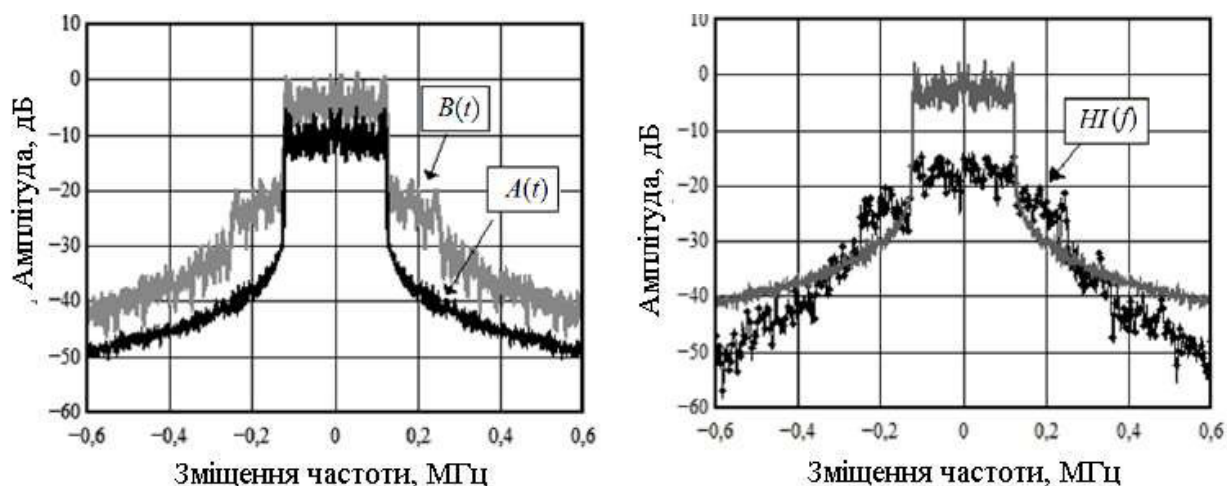
Приймально-передавальні пристрої кожної системи проходять цикли розробки, виробництва і експлуатації, і на кожному етапі необхідно контролювати безліч параметрів. Для цього створюються спеціалізовані вимірювальні пристрої. До подібних пристроїв відноситься генератор векторних сигналів універсальний прилад, призначений для формування точних і спотворених вузькосмугових радіосигналів. Вітчизняні аналоги такого пристрою відсутні або не мають необхідних функціональних можливостей, що підтверджує актуальність розробки власної продукції. Аналіз показує, що більшість радіосистем передачі інформації працюють в діапазоні частот від 54 МГц (технологія WLAN, стандарт IEEE 802.11af) до 5875 МГц (технологія WHDI) із смугою сигналу від 10 кГц (технологія Tetrapol) до 160 МГц (технологія WLAN, стандарт IEEE 802.11ac). Тому генератор векторних сигналів має бути широкосмуговим пристроєм, здатним формувати достовірно точні вузькосмугові сигнали.

Для тестування вимірювального комплексу використовувався вузькосмуговий радіосигнал з модуляцією QAM16, що займає смугу в 250 кГц на частоті сигналу, що несе, рівній 3 ГГц. Досліджуваним пристроєм виступав підсилювач. Сигнал до і після ($V(t)$) досліджуваного пристрою оцифровується за допомогою векторного аналізатора ланцюгів.

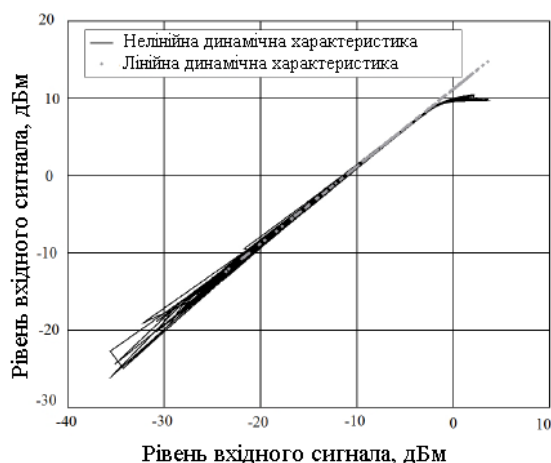


Дослідний зразок плати універсального генератора модулюючих сигналів

У розробленому пристрої використовується ПЛІС фірми Xilinx Inc. серії Kintex XC7K70t. Вона містить 10250 логічних секцій, кожна з яких складається з чотирьох шестивходових таблиць перетворення і восьми тригерів, а також двісті сорок секцій ЦОС. Кількість ресурсів достатня для реалізації системи підвищення частоти дискретизації (таблиця 3.2), а також систем формування і корекції сигналів. Приведені в таблиці дані отримані в програмному забезпеченні Vivado Design Suite після розміщення системи підвищення частоти дискретизації на кристалі. При розрахунку загальної кількості ресурсів враховувалося, що система використовуватиметься для формування синфазної і квадратурної складових сигналу. Для кожного з каналів використовуються свої що коригує і інтерполяційний фільтри, а усі інші блоки загальні.



Амплітудно-частотні характеристики виміряних (а) і розрахованих (б) сигналів



Динамічні характеристики досліджуваного пристрою

Перелік посилань

- Абраменко А.Ю. Структура універсального генератора сигналів / А.Ю.
 Абраменко, Г.Г. Гошин // Доповіді ТУСУР. - 2013. - № 3 (29). - С. 5-9.
 Голденберг Л.М. та ін. Цифрова обробка сигналів: Учеб. Посібник для вузів /
 Голденберг Л.М., Матюшкін Б.Д., Поляк М.Н. - 2-е изд., Перераб. і доп. - М.:
 Радио и связь, 1990. - 256 с.

Баскаков С.І. Радіотехнічні ланцюги і сигнали: Підручник для вузів / 2-е вид.,
Перераб. і доп. - М .: Вища школа, 1988. - 448с.

РЕЦЕНЗІЯ

**на дипломну роботу студента групи 172м-17-1 Марков О.Д.
на тему: «Розробка і дослідження пристрою формування
вузькосмугових радіосигналів з використанням алгоритму
оптимальної інтерполяції» по спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка**

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 104 сторінках, та містить 55 рисунків, 9 таблиць і 12 джерел.

Актуальність розробки і дослідження пристрою формування вузькосмугових радіосигналів з використанням алгоритму є науковими і технічними завданнями.

В роботі, на основі аналізу проблем розробки і створення вузькосмугових радіосигналів, застосування оптимальної інтерполяції полиномом п'ятого порядку для реалізації системи підвищення частоти дискретизації, поставлено задачі, вирішенню яких присвячений розділ 2.

Запропоновано реалізацію системи підвищення частоти дискретизації з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції.

Наукова новизна полягає в запропонованні оригінальної структурної схеми системи підвищення частоти дискретизації з використанням алгоритму оптимальної інтерполяції, можливістю вибору раціонального множника підвищення частоти дискретизації та високим рівнем придушення зайвих копій сигналу.

Практична цінність полягає у тому, що запропонований підхід до підвищення частоти дискретизації може бути використаний при розробці передавальних пристроїв, базових станцій і програмно-визначених радіосистем для формування сигналів із заданою частотою дискретизації або пристроїв з динамічною зміною швидкості передачі даних.

В цілому дипломна робота задовольняє усім вимогам, а її автор Марков Олексій Дмитрович заслуговує на оцінку « » та присвоєння кваліфікації «інженер в галузі електроніки та телекомунікацій» за спеціальністю 172 – телекомунікації та радіотехніка.

Рецензент