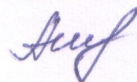


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра: Морського приладобудування

«Допущений до захисту»

В.о. завідувача кафедри



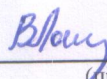
Гайдай Г.Ю.

«__» _____ 2025 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
на здобуття ступеня вищої освіти «магістр»

на тему: «Метрологічне супроводження технічного обслуговування та ремонту військової техніки»

Виконав: студент групи 6631м

 **Лоциц В.А.**
(підпис)

Керівник роботи:

В.о завідувача кафедри морського
приладобудування, к.т.н., доц.

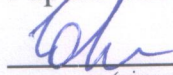
 **Гайдай Г.Ю.**
(підпис)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки
Кафедра морського приладобудування
Спеціальність 175 «Інформаційно-вимірювальні технології»
Освітня програма «Вимірювально-інформаційні системи»

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Гарант освітньої програми

 Гордєєв Б.М.
(підпис)

«__» _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ
на здобуття ступеня вищої освіти «магістр»

Студенту Лоцицу Владиславу Анатолійовичу
(Прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: «Метрологічне супроводження технічного обслуговування та ремонту військової техніки»

Керівник роботи Гайдай Ганна Юріївна, кандидат технічних наук, доцент

Затверджені наказом ректора № 121742 від «14» 10 2025 року

2. Термін подання роботи: 17.12.25

3. Вихідні дані по роботі: Похибка калібрування 0,002%

4. Перелік питань, що належать до розробки (найменування розділів): _____

1. Аналіз застосування та принципів дії прецизійних вимірюваних приладів, що є в складі виїздної ремонтно-відновлювальної метрологічної групи в умовах проведення операції об'єднаних сил; 2. Дослідження принципів прецизійних вимірюваних приладів, їх побудови та методики оцінювання похибок силами обслуги виїздної метрологічної групи в умовах проведення операції об'єднаних сил; 3. Проведення експериментального дослідження прецизійного вимірюваного приладу, що пропонується використовувати облогою виїздної метрологічної групи в умовах проведення операції об'єднаних сил; 4. Охорона праці.

5. Перелік презентаційних матеріалів: 1. Калібрутор 2ГМ сигналу; 2. Мікрокопюр РІС 16 F628A; 3. Послідовність кодів; 4. Гранична система гармонік; 5. Вплив завад; 6. Результат блокового моделювання; 7. Структурна схема.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
4 ОП	Тубальцев А.М.		

7. Дата видачі завдання « 3 » 09 2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1.	Аналіз застосування та принципів дії прецизійних вимірюваних приладів, що є в складі виїздної ремонтно-відновлювальної метрологічної групи в умовах проведення операції об'єднаних сил	3.09.25 - 29.09.25	век.
2.	Дослідження принципів прецизійних вимірюваних приладів, їх побудови та методики оцінювання похибок силами обслуги виїзної метрологічної групи в умовах проведення операції об'єднаних сил	29.09.25 - 13.10.25	век.
3.	Проведення експериментального дослідження прецизійного вимірюваного приладу, що пропонується використовувати обслугою виїзної метрологічної групи в умовах проведення операції об'єднаних сил	13.10.25 - 31.10.25	век.
4.	Охорона праці	31.10.25 - 17.12.25	век.

Студент

(підпис)

Лощиц В.А.

(ГПБ)

Керівник роботи

(підпис)

Гайдай Г.Ю.

(ГПБ)

АНОТАЦІЯ

Лошиц В.А. «Метрологічне супроводження технічного обслуговування та ремонту військової техніки». Кваліфікаційна робота зі спеціальності 175 «Інформаційно-вимірювальні технології», освітньої програми «Вимірювально-інформаційні системи». Миколаїв: НУК ім. адм. Макарова. 2025 рік. 104 сторінок.

Кваліфікаційна робота присвячена дослідженню застосування прецизійних вимірювальних приладів під час обслуговування озброєння та військової техніки виїзною метрологічною ремонтно-відновлювальною групою в умовах проведення операції Об'єднаних сил.

У першому розділі виконано аналіз призначення, принципів дії та сфер застосування прецизійних вимірювальних приладів, що використовуються у складі виїзних метрологічних груп.

У другому розділі розглянуто принципи побудови та роботи прецизійних вимірювальних приладів, а також методику оцінювання їхніх похибок силами обслуги виїзної метрологічної групи.

У третьому розділі наведено результати експериментального дослідження прецизійного вимірювального приладу, запропонованого для використання під час виконання завдань метрологічного забезпечення в польових умовах операції Об'єднаних сил.

Ключові слова: Прецизійні вимірювальні прилади; похибки відтворення нормованого спектра; частотно імпульсна модуляція.

ABSTRACT

Loshyts V.A. «Metrological support for maintenance and repair of military equipment». Qualification work in specialty 175 «Information and Measuring Technologies», educational program «Measuring and Information Systems». – Mykolaiv: Admiral Makarov National University of Shipbuilding, 2025, 104 pages.

The qualification work is devoted to the study of the application of precision measuring instruments during the maintenance of weapons and military equipment by a mobile metrological repair and recovery team under the conditions of the Joint Forces Operation.

The first chapter presents an analysis of the purpose, operating principles, and application areas of precision measuring instruments used as part of mobile metrological teams.

The second chapter examines the design principles and operation of precision measuring instruments, as well as the methodology for evaluating their measurement errors by the personnel of the mobile metrological group.

The third chapter provides the results of an experimental study of a precision measuring instrument proposed for use in performing metrological support tasks in field conditions during the Joint Forces Operation.

Keywords: precision measuring instruments; reproduction errors of the normalized spectrum; frequency-pulse modulation.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	9
ВСТУП	11
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЗАСТОСУВАННЯ ТА ПРИНЦИПІВ ДІЇ ПРЕЦИЗІЙНИХ ВИМІРЮВАНИХ ПРИЛАДІВ, ЩО Є В СКЛАДІ ВИЇЗДНОЇ РЕМОНТНО- ВІДНОВЛЮВАЛЬНОЇ МЕТРОЛОГІЧНОЇ ГРУПИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ОПЕРАЦІЇ ОБ'ЄДНАНИХ СИЛ	13
1.1 Аналіз класифікації прецизійних приладів багатозначних мір	13
1.2 Аналіз використання прецизійних вимірювальних приладів виїзних метрологічних груп в зоні проведення операції Об'єднаних сил	16
1.3 Аналіз визначення метрологічних характеристик прецизійних вимірювальних приладів	21
Висновки за розділом 1.....	26
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИНЦИПІВ ПРЕЦИЗІЙНИХ ВИМІРЮВАНИХ ПРИЛАДІВ, ЇХ ПОБУДОВИ ТА МЕТОДИКИ ОЦІНЮВАННЯ ПОХИБОК СИЛАМИ ОБСЛУГИ ВИЇЗНОЇ МЕТРОЛОГІЧНОЇ ГРУПИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ОПЕРАЦІЇ ОБ'ЄДНАНИХ СИЛ	28
2.1 Принципи схемотехнічної побудови калібраторів полігармонічних сигналів з нормованим спектром	28
2.1.1 Калібратори бінарних часоімпульсно-модульованих сигналів з нормованим спектром.....	29
2.1.2 Калібратори полігармонічних сигналів з нормованим спектром типу парний та непарний мультисинус	33
2.2 Методика оцінювання похибок калібатора бінарних сигналів з нормованим спектром обслугою виїзних метрологічних груп в умовах проведення операції Об'єднаних сил	37
2.3 Оцінка інструментальних та методичних складових похибки відтворення нормованого спектра калібратором ЧІМ сигналів	39
2.3.1 Оцінка похибки за допомогою кінцевих значень часу наростання та спаду імпульсів	40

2.3.2 Оцінка похибки через нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів мікроконтролера	44
2.3.3 Оцінка похибки, обумовленої нестабільністю джерела опорної напруги	49
2.3.4 Оцінка похибки, обумовленої дискретністю точок переключення імпульсів бінарного часоімпульсно-модульованого сигналу	51
Висновки за розділом 2.....	58
РОЗДІЛ 3. ПРОВЕДЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ ПРЕЦИЗІЙНОГО ВИМІРЮВАННОГО ПРИЛАДУ, ЩО ПРОПОНУЄТЬСЯ ВИКОРИСТОВУВАТИ ОБСЛУГОЮ ВИЇЗНОЇ МЕТРОЛОГІЧНОЇ ГРУПИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ОПЕРАЦІЇ ОБ'ЄДНАНИХ СИЛ	60
3.1 Експериментальні дослідження розробленого макета калібратора бінарних сигналів з нормованим спектром	60
3.2 Вимірювання амплітудно-частотної характеристики аналізатора спектра С4-77.....	64
3.3 Вимірювання частотної характеристики залишкового загасання каналів тональної частоти мереж проводового зв'язку	66
3.4 Маркетингове дослідження ринку та оцінка конкурентоспроможності прецизійного вимірюваного приладу	68
3.5 Розрахунок рівня конкурентоспроможності конструкції	69
Висновки за розділом 3.....	71
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ	73
4.1 Аналіз шкідливих та небезпечних факторів, які впливають на людину	73
4.2 Розрахунок освітлення в приміщенні лабораторії по випробуванням	79
4.3 Заходи щодо техніки безпеки при випробуваннях	81
Висновки за розділом 4.....	83
ВИСНОВКИ.....	84
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	86
ДОДАТОК А. Основні характеристики та особливості роботи мікроконтролера PIC16F628A-I/P в режимі відтворення часоімпульсно-модульованого сигналу	88

ДОДАТОК Б. Частоти, на яких визначається амплітудно-частотна характеристика аналізатора спектра С4-77	94
ДОДАТОК В. Результати оптимізації часоімпульсно-модульованих сигналів для визначення амплітудно-частотної характеристики аналізатора спектра С4-77	95
ДОДАТОК Г. Результати оптимізації часоімпульсно-модульованого сигналу для контролю частотної характеристики залишкового загасання каналів тональної частоти	103

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АМ – амплітудно-модульований;
АП – арифметичний пристрій;
Ат – атенюатор;
АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
БАД – блок амплітудних дискримінаторів;
БВІ – блок відображення інформації;
БВФ – блок вузькополосних фільтрів;
БІ – блок індикації;
БК – блок керування;
БП – блок переносу;
БР – блок реєстрації;
ВЗЗ – від’ємний зворотній зв’язок;
ВКС – вимірювач квадратурних складових;
ВМ – виявник максимумів;
ВхБ – вхідний блок;
ВЧ – висока частота;
ГПЧ – гетеродинний перетворювач частоти;
ДАМК – демодулятор амплітудно-модульованих коливань;
ЕК – електронний ключ;
ЕОМ – електронно-обчислювальна машина;
ЕПО – електронно-променевий осцилограф;
ІфБ – інтерфейсний блок;
КАМ – коефіцієнт амплітудної модуляції;
КЗК – канал загального користування;
Кл – клавіатура;
КН – калібратор напруги;
МК – мікроконтролер;

МТЗ – матеріально-технічне забезпечення;

Л – електронний лічильник;

ЛСр – лічильник середнього;

НВЧ – надвисока частота;

НЧ – низька частота;

Обм – обмежувач;

ОД – обчислювач дисперсії;

ПНЧ – перетворювач напруга – частота;

ПП – порівнюючий пристрій;

ППС – підсилювач постійного струму;

Пр – мікропроцесор;

ПЧ – проміжна частота;

Сер – обчислювач середнього;

СКВ – середньоквадратичне відхилення;

СКЗ – середньоквадратичне значення;

СНС – сигнал з нормованим спектром;

ФМ – фазомодульований;

ЦАП – цифроаналоговий перетворювач;

ЦК – цифровий компаратор;

ЧІМ – часовоімпульсно-модульований;

ЧМ – частотно-модульований;

ЧП – частотний помножувач;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

ВСТУП

Досвід проведення сучасних локальних операцій в світі, ведення бойових дій в Сирії, проведення операції Об'єднаних сил показує, що ефективно застосування частин та підрозділів радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України, при вирішенні завдань бойової підготовки й бойового застосування, неможливо без всебічного матеріально-технічного забезпечення (МТЗ). Одним із основних елементів підтримання необхідного рівня бойової готовності радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України є метрологічне забезпечення зразків озброєння та військової техніки радіотехнічних військ.

В умовах проведення операції Об'єднаних сил силами обслуги виїзних метрологічних груп здійснюється відновлення та калібрування прецизійних (високоточних) вимірювальних приладів обробки сигналів.

При обробці поступаючого з високою точністю заданого рівня сигналу в умовах зміни частоти, величини навантаження, а також протидій супротивника в підрозділах радіотехнічних військ, в якості прецизійних (високоточних) вимірювальних приладів обробки сигналів, використовуються калібратори полігармонічних сигналів з нормованим спектром, що є багатозначною мірою високостабільної змінної напруги, частота й рівень якого можуть змінюватися в широких межах.

Калібратори полігармонічних сигналів використовуються обслугою виїзних метрологічних груп в якості еталону для перевірки: вольтметрів, вимірювальних перетворювачів змінної напруги в постійну напругу, осцилографів, аналізаторів спектра, атенюаторів, вимірників послаблень й інших приладів. При цьому важливо визначити принципів побудови та методика оцінювання похибок калібраторів полігармонічних сигналів з нормованим спектром, що дозволяє отримати неушкоджений сигнал.

Тому метою кваліфікаційної роботи є дослідження застосування обслуговуючими метрологічними групами прецизійних вимірювальних

приладів, а саме калібраторів полігармонічних сигналів з нормованим спектром, при обслуговуванні зразків озброєння підрозділів радіотехнічних військ, що в умовах введення противником завад, дозволить сформувати неушкоджений сигнал.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЗАСТОСУВАННЯ ТА ПРИНЦИПІВ ДІЇ ПРЕЦИЗІЙНИХ ВИМІРЮВАНИХ ПРИЛАДІВ, ЩО Є В СКЛАДІ ВИЇЗДНОЇ РЕМОНТНО-ВІДНОВЛЮВАЛЬНОЇ МЕТРОЛОГІЧНОЇ ГРУПИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ОПЕРАЦІЇ ОБ'ЄДНАНИХ СИЛ

В умовах проведення операції Об'єднаних сил значну роль відіграє контроль параметрів зразків озброєння та воєнної техніки підрозділів радіотехнічних військ, що є основним завданням обслуги виїзних метрологічних груп. Виїзні метрологічні групи застосовують пересувні лабораторії вимірювальної техніки, що оснащені різноманітним переліком робочих еталонів (прецизійними приладами) та допоміжним обладнанням. В умовах проведення операції Об'єднаних сил вони здійснюють організацію і проведення калібрування, регулювання та відновлення засобів вимірювальної техніки, їх правильне утримання і застосування, постачання засобів вимірювальної техніки і створення необхідного обмінного фонду.

1.1 Аналіз класифікації прецизійних приладів багатозначних мір

Перш за все проаналізуємо класифікації прецизійних приладів багатозначних мір.

Міра – це засіб вимірювання, призначений для відтворення фізичної величини заданого розміру із заданою точністю.

Міра – це засіб вимірювання, на вхід якого надходить значення вимірюваної величини, тобто N_x , а на виході – відтворена із заданою точністю величина X_n .

Міри поділяються на еталони, зразкові та робочі.

Еталони займають головне місце серед мір, мають найвищу точність і призначені для відтворення та зберігання одиниць фізичних величин з метою передачі їх розмірів зразковим мірам.

Зразкові міри передають розмір фізичних величин робочим мірам, які призначені для визначення метрологічних характеристик засобів вимірювання

(використовуються для перевірки вимірювальних приладів і для вимірювань на промислових підприємствах і в наукових організаціях).

Крім того, міри поділяються на однозначні і багатозначні.

Якщо міра відтворює фізичну величину одного розміру, вона називається однозначною. Прикладом може бути конденсатор постійної ємності.

Якщо міра відтворює багато значень фізичної величини у деякому діапазоні, вона називається багатозначною (конденсатор змінної ємності).

За родом фізичної величини (Рис.1.1) найбільшого поширення в практиці вимірювання знайшли такі міри:

- міри електричного опору – вимірювальні котушки опору (однозначні) і магазини опорів (багатозначні);
- міри індуктивності та взаємної індуктивності, що називають вимірювальними котушками індуктивності та взаємної індуктивності, випускаються з класами точності від 0,5 до 0,05;
- вимірювальні конденсатори як однозначні міри ємності та магазини конденсаторів як багатозначні міри. Зокрема, вимірювальні конденсатори мають клас точності від 0,005 до 1;
- нормальні елементи, що служать однозначною мірою ЕРС і напруги. Класи точності нормальних елементів становлять від 0,0002 до 0,02;
- стабілізовані джерела живлення знайшли широке застосування останнім часом як міри ЕРС та напруги, клас точності яких може досягати значення 0,0001;
- вимірювальні генератори – це джерела змінного струму і напруги заданої форми. Частота і напруга вимірювальних генераторів регулюються в заданому діапазоні із заданою точністю. За формою сигналу вимірювальні генератори поділяються на генератори сигналів синусоїдних, імпульсних, шумових, сигналів спеціальної форми;
- калібратори напруги і струму – це стабілізовані джерела струму і напруги, на виході яких можна отримати низку каліброваних, тобто заздалегідь відомих значень сигналу із заданою точністю.

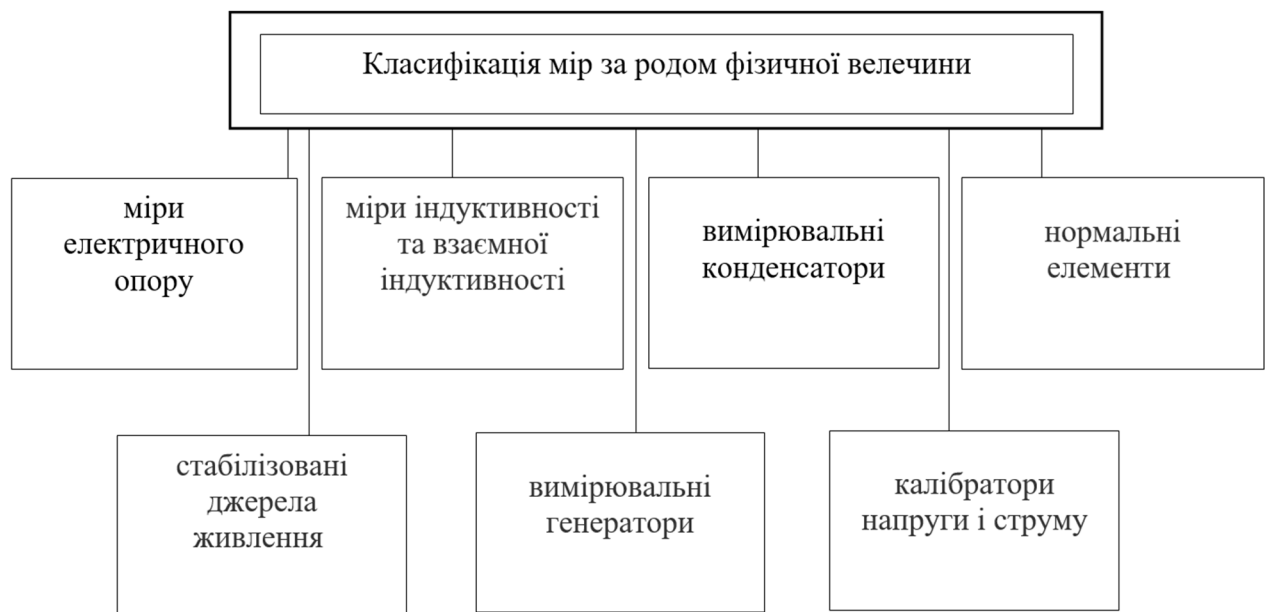


Рис. 1.1 – Класифікація мір за родом фізичної величини

Тривалий час метрологічне забезпечення засобів вимірювання постійного струму і напруги забезпечувалося диференціальними вольтметрами і потенціометрами з ручним врівноваженням. В даний час парк зразкових засобів вимірювання постійного струму і напруги заповнюється прецизійними цифровими мультиметрами і калібраторами з мікропроцесорним управлінням процесами вимірювання, автокалібрування, самодіагностики, що випускаються провідними вітчизняними та зарубіжними приладобудівними фірмами. Ряд мультиметрів забезпечують вимірювання постійних напруг в діапазоні до 1000 В з роздільною здатністю 5,5 – 8,5 десяткових розрядів і мають стандартні інтерфейси IEEE 488 і RS232, що дозволяє повністю автоматизувати процес повірки. При повірці засобів вимірювань постійних струмів і напруг перевіряють: основну похибку, варіацію, коефіцієнти придушення завад загального і нормального виду (для засобів вимірювання, що містять АЦП), динамічні властивості.

1.2 Аналіз використання прецизійних вимірювальних приладів виїзних метрологічних груп в зоні проведення операції Об'єднаних сил

Проаналізуємо прецизійні вимірювальні прилади, що існують в складі виїзних метрологічних груп в зоні проведення операції Об'єднаних сил.

Одними з розповсюджених робочих еталонів, призначених для перевірки приладів вимірювання постійної напруги є багатозначні міри постійного струму (калібратори), що використовуються в якості джерел еталонного сигналу. Одним із яких є установка для перевірки вольтметрів В1-28 (рис. 1.2).

Установка для перевірки вольтметрів В1-28 призначена для визначення похибки показань аналогових вольтметрів постійної та змінної напруги на піддіапазонах від 10 мкВ до 300 В у лабораторних умовах. Крім того, установка може бути застосована як джерело каліброваних напруг для градуювання різних приладів.



Рис. 1.2 – Загальний вигляд вольтметра В1-28

Нормальні умови експлуатації:

- температура навколишнього повітря 293 ± 5 °K (20 ± 5 °C);
- відносна вологість 65 ± 15 %;
- атмосферний тиск 100 ± 4 кПа (750 ± 30 мм рт. ст.);
- напруга мережі живлення $220 \pm 4,4$ В, частотою $50 \pm 0,5$ Гц.

Робочі умови експлуатації:

- □ температура навколишнього повітря від 283 °K (10°C) до 308°K (35°C);

- відносна вологість повітря до 90% при температурі 303°K (30°С);
- атмосферний тиск 100 ± 4 кПа (750 ± 30 мм рт. ст.);
- напруга мережі живлення 220 ± 22 В, частотою $50 \pm 0,5$ Гц та 220 ± 11 В, частотою 400 Гц.

Установка видає напруги від 10 мкВ до 300 В постійного та змінного струмів. При цьому установка видає середньоквадратичне, максимальне й середньовипрямлене значення напруги змінного струму й напруга постійного струму обох полярностей з номінальними значеннями, що відповідають ряду 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0, а також напруги, що відрізняються від номінальних значень у межах від -5% до +5%; від -10% до +10%.

Максимальний час установлення номінального значення напруги і сили постійного струму з похибкою 0,002 % від сталого значення не перевищує 3с.

Максимальний час установлення номінального значення напруги й сили змінного струму з похибкою 0,002 % від сталого значення не перевищує 5с.

Час виміру напруги й сили постійного струму не перевищує 3с, час виміру напруги й сили змінного струму 5с.

Параметри надійності калібратора В1-28:

- наробіток на відмову складає не менш 5000 год.;
- гамма-процентний ресурс складає не менш 1000 год.;
- гамма-процентний термін служби не менш 12 років при $\varphi=80\%$;
- гамма-процентний термін зберігання не менш 10 років в опалювальних сховищах і до 5 років у не опалювальних сховищах;
- середній час ремонту не більше 5 год.;
- імовірність відсутності схованих відмов не менш 0,98;
- міжповірочний інтервал 12 місяців при середньому коефіцієнті використання 0,66;
- габарити приладу $490 \times 215 \times 590$;
- укладального ящика приладу $555 \times 310 \times 675$.
- маса приладу – 31,5 кг.;

– маса укладального ящика із приладом – 50 кг.

Установка видає напругу змінного струму із частотою 45,4 Гц та 1000 Гц. Похибка фіксованих частот не перевищує $\pm 5\%$.

Установка забезпечує свої технічні характеристики після часу само прогріву 30 хвилин у нормальних умовах і 1 години в робочих умовах.

Установка зберігає свої технічні характеристики при живленні її від мережі змінного струму напругою 220 ± 22 В частотою $50 \pm 0,5$ Гц, змістом гармонік до 5 % і напругою 220 ± 11 В частотою 400 Гц і змістом гармонік до 5%.

Потужність, споживана установкою від мережі, при номінальній напрузі не перевищує 130 ВА.

Установка допускає безперервну роботу в робочих умовах протягом 8 годин при збереженні своїх технічних характеристик. Маса установки в транспортній тарі не більше 110 кг. Термін служби 10 років. Технічний ресурс 10 000 ч.

Стабілізація вихідної напруги установки здійснюється за схемою, наведеною на рис.1.3.

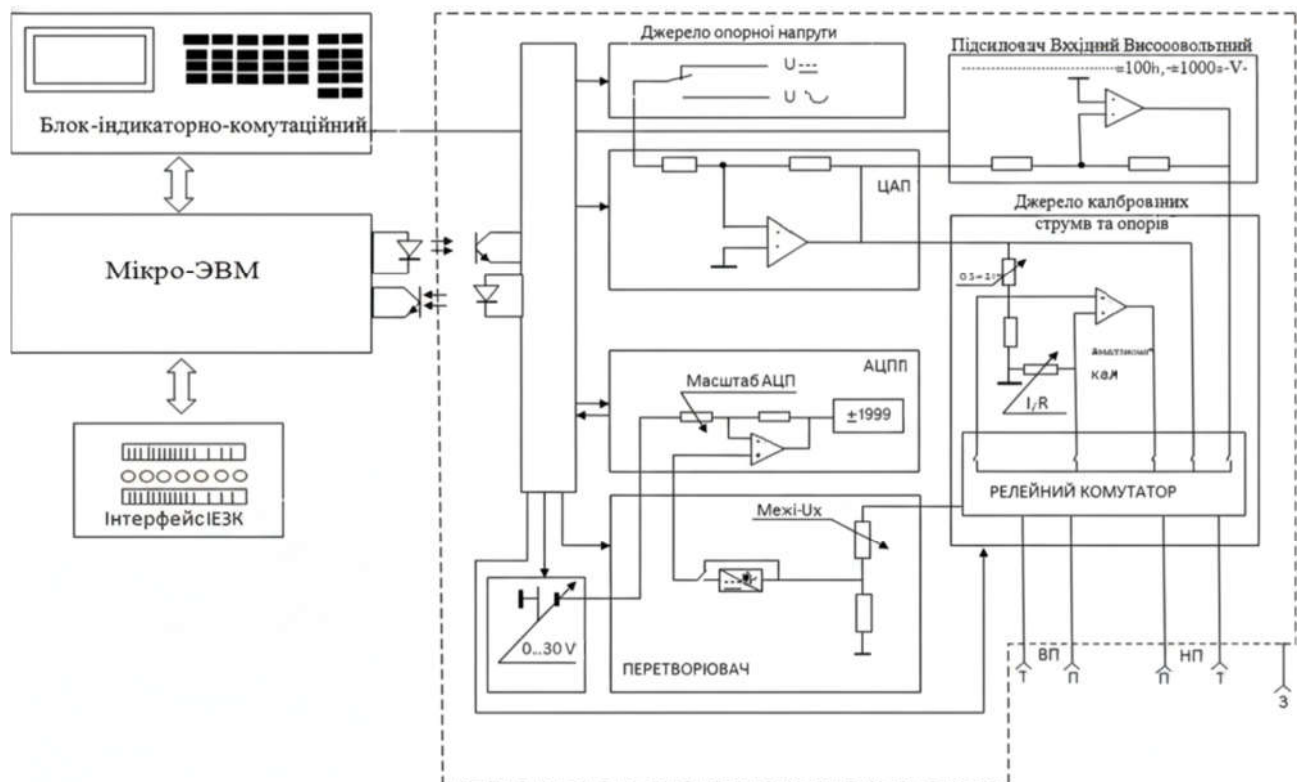


Рис. 1.3 – Структурна схема В1-28

Наступним зразком прецизійного вимірювального приладу є калібратор струму програмний ПЗ-21 (рис. 1.4), що уявляє собою прецизійне джерело каліброваних струмів та напруг з ручним та програмним управлінням і призначений для застосування у автоматизованих повірочних установках, а також у якості самостійного приладу для повірки аналогових цифрових приладів постійного струму. Можливість програмного управління дозволяє використовувати калібратор у автоматизованих вимірювальних системах та повірочних установках. Калібратор призначений для експлуатації при температурі 10-35 °С та відносній вологості повітря не більше 80 % при температурі 25 °С.



Рис. 1.4 – Калібратор струму програмний ПЗ-21

Живлення калібратора здійснюється від мережі змінного струму напругою 220 В частотою 50 Гц. Калібратори, що постачаються у райони з тропічним кліматом (умовне позначення – ПЗ-21 04.1 хх), призначені для роботи у приміщеннях з кондиціонованим повітрям при температурі 10-35 °С та відносною вологістю повітря не більше 80 % при температурі 25 °С.

Межа допустимого значення додаткової похибки калібратора, викликаної зміною температури зовнішнього повітря від температури, при якій виконана калібровка, до будь-якої температури у межах робочих температур на кожні 10°C, дорівнює межі допустимого значення основної похибки в усіх діапазонах, крім діапазонів з кінцевими значеннями 1 і 10 А, де вона повинна дорівнювати подвоєній межі допустимого значення основної похибки.

Межа допустимого значення додаткової похибки калібратора, викликаною зміною струму навантаження від 10 % до допустимого значення в режимі КН, дорівнює межі допустимого значення основної похибки. Живлення калібратора виконується від мережі змінного струму напругою (220 ± 22) В частотою (50 ± 1) Гц або $(60 \pm 1,2)$ Гц.

Потужність, що споживається калібратором від мережі, при номінальній напрузі в мережі не перевищує 350 В А. Калібратор теплостійкий при температурі + 60°C і холодостійкий при температурі – 50°C.

Калібратор вологостійкий при відносній вологості 95% при температурі 40 °C.

Калібратор представляє собою прецизійне джерело каліброваних струмів та напруг. Схема калібратора приведена на рисунку 1.5.

Джерело каліброваних струмів виконано за схемою компенсаційного стабілізатора з безперервним регулюванням.

Стабілізаційний струм I_k проходить через навантаження N та вимірювальний резистор $R_{ш}$. Посилювач ППС порівнює напругу на резисторі $R_{ш}$ та опорну напругу $U_{оп}$ і впливаючи на регулюючий транзистор VT1, забезпечує регулювання вихідного струму.

Без врахування похибки некомпенсації вихідний струм I_k становить:

$$I_k = \frac{U_{оп}}{R_{ш}}. \quad (1.1)$$

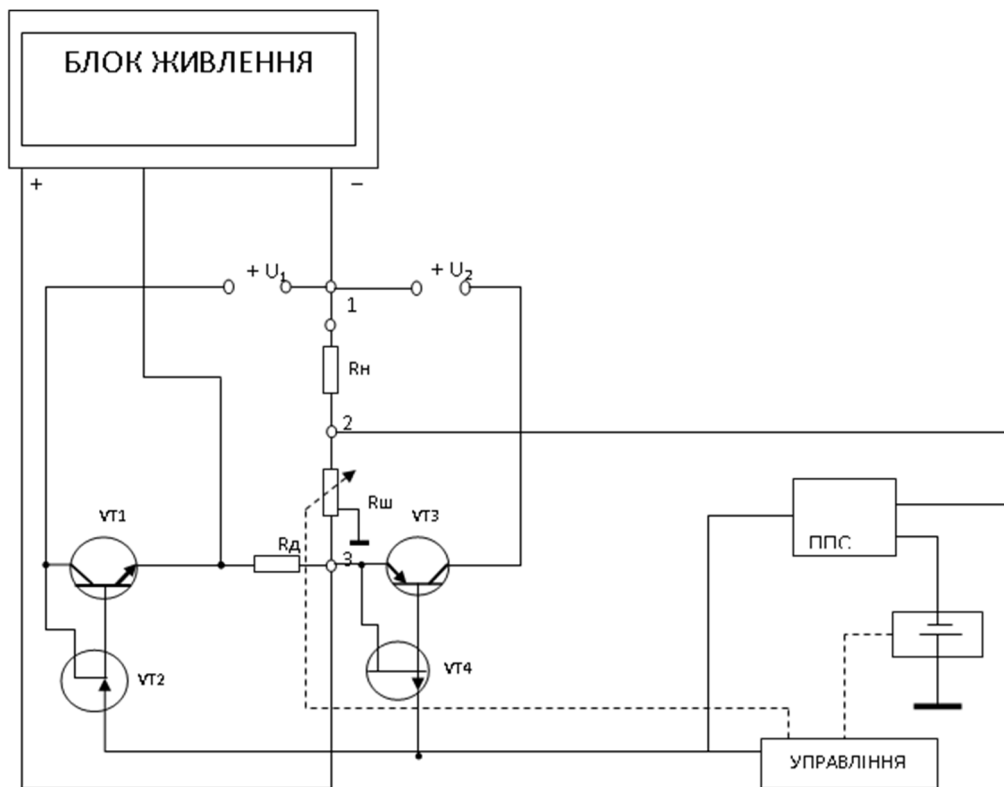


Рис. 1.5 – Схема калібратора ПЗ-21

1.3 Аналіз визначення метрологічних характеристик прецизійних вимірювальних приладів

Для визначення основної похибки засобів вимірювання постійного струму і напруги набули поширення в основному два способи: – звірення відліків повіряемого приладу з відліками зразкового приладу при підключенні на їх входи однакової напруги; порівняння відліків повіряемого приладу з відліками калібратора постійної напруги (струму), який формує вхідний сигнал для цього приладу. При повірці клас точності зразкового засобу вимірювання повинен бути як мінімум в п'ять разів вищий за клас точності повіряемого приладу, якщо у відліки зразкового приладу не вноситься поправка. Якщо у відліки зразкового приладу вноситься поправка, то дозволяється зменшення відношення між відповідними класами приладів до 2,5 разів. Роздільна здатність відліків зразкового засобу та випадкова складова його похибки не повинна перевищувати (в кожній точці, що повіряється) десяти відсотків від допустимої похибки повіряемого приладу. Діапазони вимірювання зразкових та повіряємих приладів

не повинні відрізнятись більш ніж на 25%. Можна використовувати прилади з більшою межею вимірювання, але вищого класу точності, який визначається за виразом:

$$k_{3P} \leq \left(k_n/5\right) \frac{a_n}{a_{3B}}, \quad (1.2)$$

де a_n , a_{3B} – межі вимірювання повіряемого приладу і зразкового; k_{3P} , k_n – відповідно класи їх точності.

Якщо при повірці використовується подільник напруги, то його вихідний опір повинен відповідати співвідношенню:

$$R_{вих} \leq R_{вх} \delta_{доп} / 1000, \quad (1.3)$$

де $R_{вих}$ – вихідний опір зразкового подільника напруги; $R_{вх}$ – вхідний опір повіряемого вольтметра; $\delta_{доп}$ – межа допустимої основної похибки повіряемого вольтметра(%).

У вольтметра з аналоговим відліком (електромеханічних або електронних) основна похибка визначається на оцифрованих позначках шкали основного діапазона вимірювання і визначається за формулою:

$$\Delta = U - U_{3P} \quad \text{або} \quad \Delta' = u - k_n U_{3P}, \quad (1.4)$$

де u – відлік повіряемого вольтметра, [В]; U_{3P} – відлік зразкового засобу вимірювання, [В]; k_n – коефіцієнт передачі подільника напруги.

На інших діапазонах вимірювань основну похибку визначають на кінцевих числових позначках шкал, а також на позначках, на яких раніше були виявлені найбільші похибки. При цьому встановлюються значення вимірюваної величини, відповідні до оцифрованих позначок шкали повіряемого приладу, а дійсне значення вимірюваної величини зчитується з шкали зразкового приладу. Така методика, проте, не може бути застосована при повірці цифрових приладів, у яких існує похибка квантування. Повірка цифрових вольтметрів, а також АЦП може бути здійснена одним з двох методів: за допомогою допустимого контролю та безпосереднім визначенням контрольованої метрологічної характеристики. При допустимому контролю метрологічна контрольована характеристика не

визначається, а встановлюється факт знаходження відліків повіряемого засобу вимірювання в допустимих межах відносно відліків зразкового засобу. При безпосередньому визначенні контрольованої метрологічної характеристики повіряемого засобу вимірювання (ЗВ), вона визначається за відліками зразкового ЗВ і порівнюється з допустимим значенням, що регламентується в технічній документації на ЗВ. Як правило, для визначення статичної похибки (основної) цифрових вольтметрів (ЦВ) і АЦП необхідне знання реальної функції перетворення. Для її визначення на вхід повіряемого ЦВ (АЦП) необхідно подати точно відому регульовану напругу і фіксувати відліки під час переходу вихідного коду від одного значення до іншого. При цьому необхідно враховувати, що зона переходу може мати систематичну і випадкову складову, тобто вона розмита. Таким чином, методика визначення похибки цифрових вольтметрів залежить від співвідношення систематичної і випадкової складових інструментальної похибки і похибки квантування (дискретності). Практично можливі такі варіанти:

1. Межа допустимої похибки істотно (більш, чим в чотири рази) перевищує похибку квантування, випадкова складова інструментальної похибки дуже мала.
2. Межа допустимої похибки істотно (більш, чим в чотири рази) перевищує похибку квантування, випадкова і систематична складові інструментальної похибки приблизно однакові.
3. Межа допустимої похибки приблизно однакова з похибкою квантування, випадкова складова інструментальної похибки є дуже малою.
4. Межа допустимої похибки приблизно однакова з похибкою квантування, випадкова складова інструментальної похибки та її систематична складова приблизно однакові.

У першому випадку повірка може бути здійснена шляхом вимірювання повіряємим приладом вихідної напруги калібратора, що створює необхідні для повірки напруги. У третьому випадку для вилучення похибки квантування для приладів, що мають нерівномірну функцію перетворення, тобто істотну диференціальну похибку нелінійності (наприклад, прилади з порозрядним

зрівноваженням), визначають навколо повіряємої точки X_0 два значення вхідної величини X_1 і X_2 , відповідно змінам показу приладу з X_0 на X_{0-q} (q - похибка квантування) і на X_{0+q} . При цьому похибка повіряемого приладу на контрольованій позначці визначається як максимальна з двох різниць $X_0 - X_1$ або $X_0 - X_2$. При повірці приладів, що мають рівномірну функцію перетворення (наприклад, АЦП з проміжним перетворенням вимірюваної напруги в частоту або в часовий інтервал) для вилучення похибки квантування (випадок 3) можна здійснювати повірку при одному значенні вимірюваної величини і відповідній зміні показу повіряемого приладу від X_0 до X_{0+q} . В цьому випадку похибка повіряемого приладу визначається як максимальна з двох різниць $X_0 - X_2$ або $X_{0+q} - X_2$. Коли випадкова складова інструментальної похибки має значний вплив (другий та четвертий випадки), спочатку визначають систематичну складову похибки. Для цього значення вхідної величини визначається таким, щоб вірогідність виникнення змін показів повіряемого приладу була однаковою. Для визначення середньоквадратичного відхилення δ випадкової похибки на повіряемий прилад подають напругу близько до номінальної і спостерігають n послідовних показів U_i . Оцінку середньоквадратичного відхилення розраховують за формулою:

$$\bar{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (U_i - \bar{U})^2}, \quad (1.5)$$

де $\bar{U} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i$ – середньоарифметичне значення результатів вимірювань.

В подальшому δ порівнюють з заданою нормою. Кількість спостережень n наводиться в методиці повірки. Кількість значень вхідної величини в повіряемому діапазоні повинно бути не менше п'яти. При повірці приладів, що мають рівномірну функцію перетворення, тобто малу диференційну нелінійність (наприклад, АЦП з проміжним перетворенням вимірюваної напруги в частоту або в часовий інтервал) означені точками рівномірно розміщують по діапазону. А в приладах з суттєво диференційною нелінійністю (прилади, що містять АЦП

Block diagram of a control system for a power plant. It shows a 'ДОН' (Don) block connected to a 'КДН' (KDN) block via a signal $U_{дон}$. The 'КДН' block also receives a signal $N_{вх}$ and has an output signal. This output signal is fed into a controller block (represented by a triangle). The controller block's output is connected to a feedback loop consisting of resistors $R1$ and $R2$, which is then fed back into the 'КДН' block. The controller block also outputs a signal $U_{вих}$.

25

Він складається: ДОН – джерело опорної напруги, КДН – керований дільник напруги, підсилювач з колом від’ємного зворотнього зв’язку R1, R2. В якості ДОН часто використовується термостабілізований стабілітрон. КДН – це високоточний цифро-аналоговий перетворювач. Підсилювач необхідний для створення високих рівнів напруг і струмів. Вихідний струм визначається за виразом:

$$I_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{дон}} \cdot K_{\text{КДН}}}{R2} \quad (1.6)$$

вихідна напруга:

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{КДН}} \cdot U_{\text{дон}} \cdot \frac{R1 + R2}{R2}. \quad (1.7)$$

Таким чином бачимо що похибка калібратора залежить від характеристик складових системи, а саме джерела опорної напруги та ЦАП.

Висновки за розділом 1

В розділі проаналізовано застосування та принципи дії прецизійних приладів, що є в складі виїздною ремонтно-відновлювальної метрологічної групи в умовах проведення операції Об’єднаних сил, а саме:

Аналіз класифікації прецизійних приладів багатозначних мір, при чому визначено, що принцип дії вітчизняних багатозначних мір достатньо простий і їх застосування зумовлено можливістю видавати високоточний сигнал та контролювати постійну напругу більшості зразків ЗВТ, якими укомплектовані зразки ОВТ;

Аналіз використання прецизійних вимірювальних приладів виїзних метрологічних груп в зоні проведення Операції Об’єднаних сил, а саме: установка для повірки вольтметрів В1-28, що призначена для визначення похибки показань аналогових вольтметрів постійної та змінної напруги на піддіапазонах від 10 мкВ до 300 В у лабораторних умовах, крім того, установка може бути застосована як джерело каліброваних напруг для градуювання різних приладів; калібратор струму програмний ПЗ-21, що уявляє собою прецизійне

джерело каліброваних струмів та напруг з ручним та програмним управлінням і призначений для застосування у автоматизованих повірочних установках, а також у якості самостійного приладу для повірки аналогових цифрових приладів постійного струму.

3) Джерелами похибок калібраторів в першу чергу є джерело опорної напруги та нестабільність перетворювача, загальна похибка калібраторів залежить від співвідношення систематичної та абсолютної похибки.

РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИНЦИПІВ ДІЇ ПРЕЦИЗІЙНИХ ВИМІРЮВАННИХ ПРИЛАДІВ, ЇХ ПОБУДОВИ ТА МЕТОДИКИ ОЦІНЮВАННЯ ПОХИБОК СИЛАМИ ОБСЛУГИ ВИЇЗНОЇ МЕТРОЛОГІЧНОЇ ГРУПИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ОПЕРАЦІЇ ОБ'ЄДНАНИХ СИЛ

При обслуговуванні прецизійних вимірюваних приладів, а саме калібраторів полігармонічних сигналів з нормованим спектром виникає питання оцінювання їх працездатності. При цьому необхідно знати як практично застосовувати існуючі методи синтезу полігармонічних вимірювальних сигналів з нормованим спектром типу парний та непарний мультисинус, а також бінарних часоімпульсних сигналів. Для цього в ньому передбачається:

- дослідити можливі принципи побудови калібраторів полігармонічних вимірювальних сигналів з нормованим спектром з урахуванням сучасної та перспективної елементної бази;
- створити макет калібратора бінарних часоімпульсно-модульованих вимірювальних сигналів;
- розробити методику оцінювання складових та отримати оцінку сумарної похибки запропонованого калібратора сигналів з нормованим спектром обслугою виїзних метрологічних груп в умовах Операції Об'єднаних сил.

2.1 Принципи схемотехнічної побудови калібраторів полігармонічних сигналів з нормованим спектром

Вибір вимірювального сигналів з нормованим спектром тієї чи іншої форми визначається переважно значеннями характеристик сигналу, які бажано отримати в результаті синтезу, зокрема, нерівномірності спектральних складових на частотах аналізу та коефіцієнта використання потужності сигналів з нормованим спектром. Цілком очевидно, що найкращі спектральні характеристики матиме сигнал типу мультисинус, проте апаратурна реалізація калібратора цього сигналу з нормованим спектром буде дещо складнішою за

апаратну реалізацію калібратора бінарного сигналу. Саме тому спочатку розглянемо більш детально принципи схемотехнічної побудови калібраторів бінарних часоімпульсних модуляційних вимірювальних сигналів, після чого зупинимося на деяких сучасних підходах до створення калібрувальної апаратури мультисинусоїдних впливів.

2.1.1 Калібратори бінарних часоімпульсно-модульованих сигналів з нормованим спектром

Запропонуємо один з найпростіших та перспективних варіантів побудови калібратора бінарних сигналів з нормованим спектром, який засновано на використанні сучасних мікропроцесорів та мікроконтролерів (МК) відомих світових виробників схемотехнічних пристроїв, таких, як Atmel, Motorola, Texas Instruments, Analog Devices, Microchip, NEC, Philips, Hitachi, Toshiba, Fujitsu тощо.

Варто зазначити, що серед великої чисельності типів МК значною популярністю користуються так звані PIC-контролери від компанії Microchip Technology Incorporated, до основних переваг яких відносять високу надійність, низькі ціну та енергоспоживання, а також велику номенклатуру, що дозволяє вибрати необхідний тип контролера з урахуванням розв'язуваних завдань. Характерною особливістю таких МК є розвинена периферія та RISC структура процесорного ядра. Абревіатура RISC (reduced instruction set computing) означає, що обчислення відбуваються за допомогою скороченого набору команд, а всі інструкції МК мають однакову довжину, що дозволяє не тільки оптимально використовувати ресурси пам'яті, але й значно підвищити швидкість виконання обчислювальних операцій.

Як приклад розглянемо застосування контролера PIC16F628A-I/P у складі калібратора бінарного ЧІМ сигналу. Даний МК є представником середнього F сімейства 8-розрядних контролерів, серед головних переваг яких виділяють:

- наявність Flash-пам'яті, що допускає електричне перепрограмування;
- широкий діапазон однополярних напруг живлення;

- низьке енергоспоживання (нановатна технологія);
- можливість вибору бажаного корпусу.

Інші властивості МК та значення його основних характеристик подано в додатку А Структурна схема запропонованого контролера в даному пункті не розглядається, оскільки її популярно та детально освітлено в деяких джерелах, зокрема у фірмовому керівництві на МК. Відзначимо тільки, що головними периферійними складовими контролера PIC16F628A-I/P, які приймають участь у формуванні бінарних сигналів, є 16 розрядний таймер TMR1, Flash-пам'ять програм, а також модуль CCP1

Один з найпростіших варіантів підключення обраного мікроконтролера як генератора ЧІМ сигналів наведено на рис. 2.1.

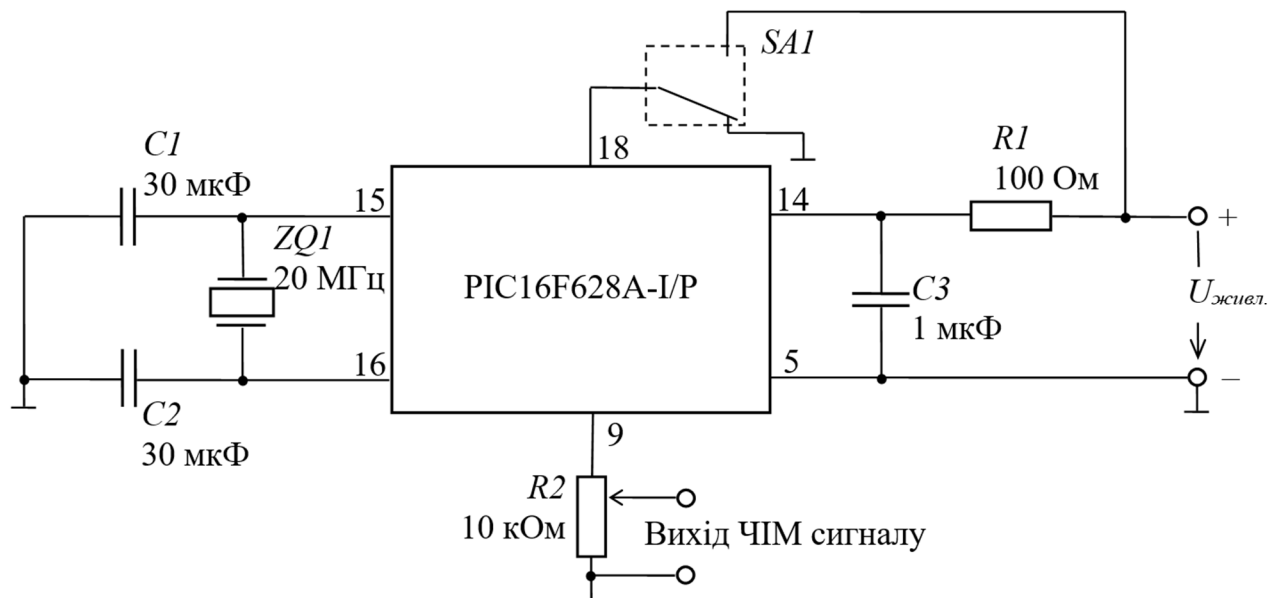


Рис. 2.1 – Калібратор ЧІМ сигналу на базі мікроконтролера PIC16F628A-I/P

Призначення виводів МК, задіяних у роботі калібратора, подано в табл. 2.1.

Зробимо деякі пояснення до рис. 2.1 та табл. 2.1. Виводи портів та біти регістрів контролера тут і надалі подаватимуться в кутових дужках після назви порту чи регістра, наприклад, третій вивід порту В слід записати наступним чином: або `PORTB<CCP1>`, або `PORTB<3>`. Варто також зазначити, що мінімальна кількість виводів МК, задіяних для синтезу бінарного СНС, може

складати не 6, як зображено у схемі, а лише 3. По-перше, оскільки МК має у своєму складі внутрішній тактовий генератор з частотою 4 МГц, зовнішнє тактування, зокрема з частотою 20 МГц від кварцового резонатора ZQ1, не є обов'язковим. Проте вибір зовнішнього тактового генератора обумовлений переважно меншою похибкою відтворення сигналу за рахунок дискретизації. Крім того, вхід 18 є також опційним, адже він призначений для генерації одного з двох сигналів, коди яких знаходяться в пам'яті калібратора. Наприклад, коли на вході PORTA<RA1> присутній постійний сигнал високого рівня, відтворюється СНС, а за умови присутності на вході PORTA<RA1> сигналу низького рівня, синтезу підлягає вимірювальний сигнал, Амплітуда бінарного СНС регулюється за допомогою потенціометра R2.

Таблиця 2.1

Виводи МК PIC16F628A-I/P генерації для бінарних сигналів

Номер виводу	Позначення/функція	Призначення
14	V _{DD}	Додатня напруга живлення
5	V _{SS}	Загальний вивід
16	PORTA<OSC1>	Вхід тактового генератора
15	PORTA<OSC2>	Вихід тактового генератора
9	PORTB<CCP1>	Модуль широтно-імпульсної модуляції
18	PORTA<RA1>	1-й біт двонаправленого порту А в режимі входу

Розглянемо методику синтезу бінарного ЧІМ сигналу за допомогою МК PIC16F628A-I/P. Її основна ідея полягає в ітераційному порівнянні 16-розрядного коду, пропорційного тривалості конкретного імпульсу, зі значенням вбудованого таймера TMR1 в режимі реального часу. В тому разі, коли відбувся збіг кодів, на виході PORTB<CCP1> контролера залежно від значень інших додаткових параметрів встановлюється або низький або високий рівень. Таким чином здійснюється перебірання усіх кодів, що відповідають тривалостям імпульсів на інтервалі одного періоду, по чергово змінюючи рівень на виході PORTB<CCP1>. Аналогічно відтворюється другий, третій та інші періоди бінарного ЧІМ сигналу.

Проаналізуємо процес роботи МК більш детально. На початковому етапі відбувається ініціалізація контролера, яка передбачає встановлення або скидання бітів конфігурації та завдання початкових значень його регістрів. Термін “встановлення біта” надалі передбачатиме присвоєння логічної одиниці, а термін “скидання біта” – присвоєння логічного нуля. Так, високошвидкісне тактування від зовнішнього кварцового резонатора ZQ1 з частотою 20 МГц (режим HS) задається бітами <0, 1, 4> слова конфігурації (<0, 1, 4>=“010”), а активація виводу PORTB<CCP1> як виходу синтезованого сигналу здійснюється скиданням 4-го біта регістра TRISB, тобто TRISB<4>=“0”.

Крім того, на початковому етапі треба скинути другий біт регістра ознак переривань PIR1: PIR1<CCP1IF>=“0”, адже логічна одиниця в даному біті є наслідком збігу значень таймера TMR1 та коду тривалості конкретного імпульсу.

Більш детально механізм відтворення ЧІМ сигналів, а також особливості застосування МК (його програмування, налагодження) освітлені в додатку Б.

Підводячи підсумок проведеним дослідженням, підкреслимо ряд важливих переваг запропонованого принципу побудови калібраторів бінарних СНС, заснованого на використанні сучасної мікропроцесорної техніки, у порівнянні з так званими класичними підходами, що застосовують певний набір дискретних елементів. Калібратор, побудований на МК, має значно поліпшені масогабаритні характеристики, оскільки в одному корпусі мікроконтролера знаходяться і лічильник, і компаратор, і запам’ятовуючий пристрій, і навіть власний кварцовий резонатор, причому функції деяких дискретних елементів можуть просто виконуватися програмно. Останнє сприяє підвищенню рівня універсалізації калібратора та значному скороченню часу на його розробку. До того ж збудований за нановатною технологією, обраний PIC контролер має дуже низьке енергоспоживання, що може дозволити йому працювати від однієї літєвої батареї приблизно 10 років. Функціональна гнучкість розробленого калібратора забезпечується наявністю серед периферії МК енергонезалежної Flash-пам’яті програм, яка допускає майже необмежену кількість циклів перепрограмування.

2.1.2 Калібратори полігармонічних сигналів з нормованим спектром типу парний та непарний мультисинус

На відміну від калібраторів ЧІМ сигналів, калібратори полігармонічних СНС довільної форми, зокрема типу парний та непарний мультисинус, повинні відтворювати дискретну множину амплітуд. Традиційний підхід до побудови таких калібраторів переважно ґрунтується на застосуванні цифроаналогового синтезу СНС, що передбачає наявність у складі калібратора мікросхем ЦАП, пам'яті, лічильників, регістрів та інших цифрових логічних пристроїв.

Типова структурна схема калібратора СНС довільної форми з використанням ЦАП наведена на рис. 2.2.

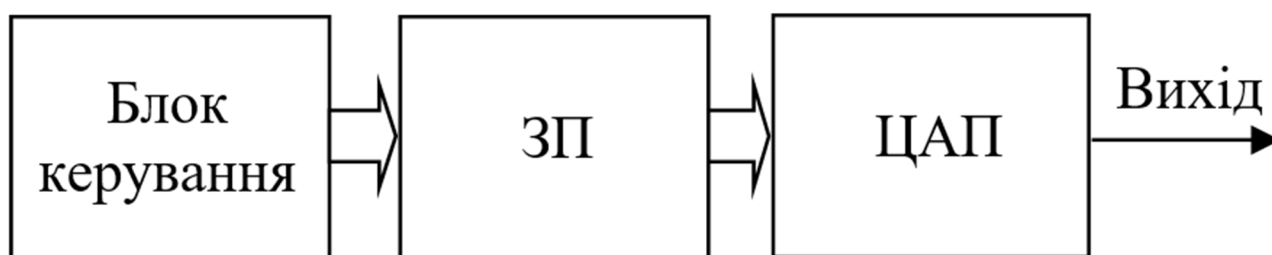


Рис. 2.2 – Структурна схема калібратора

Основними складовими даної схеми є запам'ятовуючий пристрій (ЗП), в якому зберігаються коди миттєвих значень амплітуд сигналу, та ЦАП, який перетворює дані коди в аналоговий кусково-східчастий сигнал. Блок керування виконує функції обміну інформацією між користувачем та калібратором, здійснює послідовний вибір кодів миттєвих значень СНС (формування потрібної адреси мікросхеми пам'яті), задає темп відновлення відповідно до основної частоти сигналу тощо.

Більш гнучкий та економічний, а отже, більш перспективний варіант побудови калібратора СНС довільної форми, де для генерації сигналів двотональної телефонії (DTMF) застосовують МК PIC16C54 або PIC16C620 разом з ланцюгом резисторів драбинного типу R-2R M10-8-R10K від компанії BI Technologies, що уявляє собою спрощений еквівалент ЦАП (рис. 2.3). До основних переваг використання розглянутої схеми резисторів відносять “низьке

випромінювання радіозавад та зменшений рівень гармонік високих частот, що виключає необхідність наявності в більшості практичних застосувань фільтра низьких частот”.

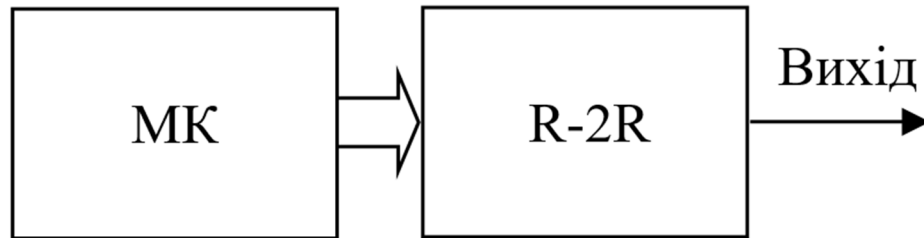


Рис. 2.3 – Структурна схема калібратора СНС довільної форми на основі МК та ланцюга резисторів R-2R

Як розвиток такого підходу до побудови калібраторів СНС довільної форми, в тому числі сигналів типу мультисинус, можна запропонувати використовувати в схемі на рис. 2.3 розглянутий вище МК PIC16F628A-I/P. У порівнянні з контролерами PIC16C54 та PIC16C620 він має енергонезалежну Flash-пам'ять, а отже, уникає недоліку, пов'язаного з можливістю тільки одноразового програмування.

Робота МК PIC16F628A-I/P у складі калібратора СНС типу парний та непарний мультисинус передбачає застосування одночасно всіх 8-ми виводів порту В (PORTB<0> – PORTB<7>), причому під час ініціалізації МК всі вони програмуються на виведення сигналу. Принцип дії калібратора, розробленого за такою схемою, полягає в наступному. На підготовчому етапі в результаті оптимізації парного чи непарного мультисинуса за коефіцієнтом амплітуди отримують 8-розрядні кодові еквіваленти квантованих миттєвих значень $\tilde{f}_i$ оптимального СНС та заносять їх до пам'яті МК. На етапі синтезу код першого миттєвого значення $\tilde{f}_1$ виставляється на виводах PORTB<0> – PORTB<7> контролера, в результаті чого сума напруг на кожному з виводів з урахуванням вагових коефіцієнтів буде складати вихідну напругу калібратора, пропорційну розрахованому миттєвому значенню сигналу. Такий рівень вихідної напруги зберігається на протязі часу відновлення ЦАП $T_{ЦАП}=T/L$, де L – кількість рівнів

кусово-східчастої апроксимації СНС на одному періоді T . За час $T_{ЦАП}$ програма знаходить код другого миттєвого значення $\tilde{f}_2$ та в момент початку нового інтервалу апроксимації виставляє його на виводах $PORTB<0> - PORTB<7>$ МК. Аналогічно відтворюються 2-й, 3-й та всі наступні рівні вихідного сигналу калібратора.

Практичне використання переваг парних та непарних СНС, що пов'язане з можливістю зберігати вдвічі менше кодів миттєвих значень, розглянемо на конкретному прикладі де умовно зображено процес синтезу оптимального за коефіцієнтом амплітуди кусково-східчастого сигналу типу парний мультисинус. У загальному випадку існує два варіанти реалізації: коли кількість рівнів L на інтервалі одного періоду є або непарне (рис. 2.4,а), або парне (рис. 2.4,б) число. На підставі результатів аналізу, проведеного в розділі 2, мінімально допустимими для даних варіантів будуть такі значення величини L : відповідно 41 та 42, причому, з метою спрощення, обидві реалізації сигналів подано без урахування попередньої частотної компенсації впливу ЦАП.

Частина СНС, коди миттєвих значень якої підлягають занесенню до пам'яті калібратора, виділена на обох графіках жирним та відокремлена від другої частини штрих-пунктирною лінією. Загальна кількість кодів, достатня для відтворення парного або непарного мультисинуса для першого варіанта складає $(L/2+1/2)$, а для другого – $(L/2+1)$.

З рис. 2.4 видно, що послідовність виведення кодів для обох наведених діаграм буде різною. Так, синтез мультисинуса за першою схемою відбувається наступним чином: відтворюється 1-й, 2-й, 3-й, ... , 20-й, 21-й, далі знову 21-й, потім 20-й, 19-й, ... , 3-й, 2-й. Відміною для другої схеми є те, що останній записаний код (22-й) буде відтворюватися не 2 рази поспіль, а лише один раз.

З урахуванням особливостей обраного МК перевагу слід віддати другому варіанту, тобто умові парної кількості рівнів апроксимації на інтервалі одного періоду, оскільки він буде більш простим при програмній реалізації.

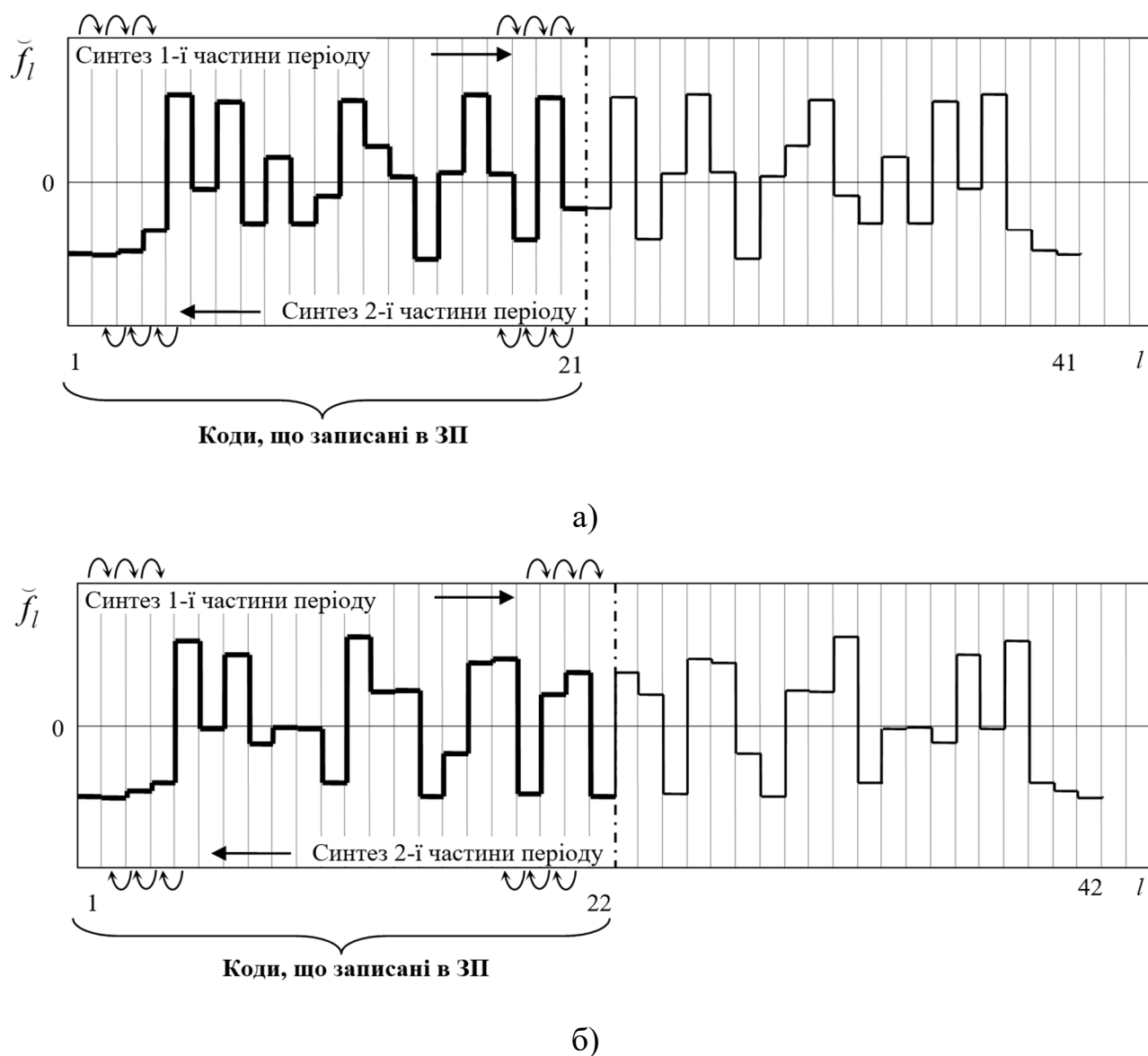


Рис. 2.4 – Послідовність виведення кодів миттєвих значень парного (непарного) мультисинуса при непарній (а) та парній (б) кількості рівнів кусково-східчастої апроксимації

Підводячи підсумок проведеним дослідженням щодо апаратурної реалізації калібратора СНС типу парний та непарний мультисинус, слід зазначити, що найкращим, як за простотою схемотехнічної побудови, економічністю, так і за функціональними можливостями, є калібратор на основі контролера PIC16F628A-I/P та ланцюга резисторів драбинного типу R-2R.

Більш того, така схема придатна для виготовлення універсального калібратора, здатного поряд з СНС довільної форми синтезувати також ЧІМ

сигнали із застосуванням модуля широтно-імпульсної модуляції ССР1. Причому в цьому разі для побудови не потрібно включати ще один контролер.

Необхідно лише змінити програмне забезпечення та у Flash-пам'ять програм МК занести дві таблиці, які містять відповідно коди миттєвих значень парного або непарного мультисинуса та коди точок переключення сигналу бінарної форми

2.2 Методика оцінювання похибок калібратора бінарних сигналів з нормованим спектром обслугою виїзних метрологічних груп в умовах проведення операції Об'єднаних сил

Реальний сигнал, оптимізований за одним із запропонованих методів синтезу та відтворений з використанням однієї з розглянутих схем (рис. 2.1 або рис. 2.3), матиме спектр амплітуд гармонік, який буде відрізнятися від спектра ідеального СНС, отриманого в результаті оптимізації. Іншими словами, спектр реального сигналу завжди відтворюватиметься з певною похибкою, яка в загальному випадку буде спричинена дією декількох джерел завад: або інструментального, або методичного характеру.

Варто зауважити, що для наведених у другому розділі методів синтезу найменш розвиненою є теорія похибок СНС бінарної форми, зокрема, тих, які на інтервалі одного періоду декілька разів змінюють свій рівень на протилежний. Враховуючи також факт, що за критеріями завадозахищеності та простоти формування найкращими є бінарні сигнали, в даному підрозділі розглянемо причини спотворень їх теоретичного спектра під час апаратурної реалізації запропонованих методів синтезу СНС за схемою на рис. 2.1, а також дамо оцінку складових сумарної похибки, з якою відтворюватимуться гармоніки бінарних ЧІМ вимірювальних сигналів.

Отже, до основних джерел інструментальних похибок синтезу бінарних СНС можна віднести:

- вплив кінцевого значення часу наростання та спаду імпульсів, що призводить до спотворення прямокутної форми сигналу;

- нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів мікроконтролера;
- нестабільність амплітуд імпульсів, обумовлену нестабільною роботою джерела опорної напруги.

Перша з наведених складових є систематичною, а дві останні мають випадковий характер.

Основним джерелом методичних похибок є цифровий спосіб формування бінарних сигналів. Результатом його практичної реалізації буде те, що множина можливих значень точок переключення ЧІМ сигналів стає дискретною (на відміну від отриманого на етапі оптимізації вектора ТП, елементами якого є будь-які числа з інтервалу $\overline{0, 2\pi}$). Дану складову назовемо похибкою через дискретність ТП.

Перш, ніж переходити до розгляду кожної складової похибки синтезу бінарних СНС, треба визначити, що будемо розуміти під терміном “похибка відтворення нормованого спектра”. Очевидно, в загальному випадку кожна n -а амплітуда ідеального сигналу $C_n^{id} = C_n$, при практичному синтезі буде відтворена з певною відносною похибкою:

$$\delta_n = \frac{C_n^p - C_n}{C_n} \cdot 100 \%, \quad (2.1)$$

де C_n^p – амплітуда n -ї гармоніки реального СНС.

Оскільки будь-який реальний сигнал $F_p(\alpha)$ можна уявити як суму сигналу ідеальної форми $F_{id}(\alpha)$ та адитивного сигналу завади (шуму) $F_w(\alpha)$: $F_p(\alpha) = F_{id}(\alpha) + F_w(\alpha)$, то амплітуду n -ї гармоніки реального СНС C_n^p запишемо наступним чином:

$$C_n^p = |\dot{C}_n + \dot{C}_n^w|, \quad (2.2)$$

де $\dot{C}_n$, $\dot{C}_n^w$ – відповідно комплексні амплітуди n -ї гармоніки сигналу ідеальної форми та шуму.

Використовуючи нерівність трикутника, праву частину формули (2.2) можна представити як $C_n^p \leq |\dot{C}_n| + |\dot{C}_n^u|$ або $C_n^p \leq C_n + C_n^u$. Отже, підставивши останню нерівність у вираз (2.1), отримуємо співвідношення для відносної похибки відтворення нормованого спектра:

$$\delta_n \leq \frac{C_n^u}{C_n} \cdot 100 \% . \quad (2.3)$$

В ряді практичних застосувань користуватися формулою (2.3) не зовсім зручно: наприклад, коли для декількох десятків корисних гармонік треба вказувати таку саму кількість величин δ_n . Альтернативним до останнього виразу в такому разі буде наступний запис:

$$\delta_{n \max} \leq \max \left\{ \frac{C_n^u}{C_n} \right\} \cdot 100 \% , \quad (2.4)$$

тобто за оцінку похибки відтворення нормованого спектра можна прийняти максимальне серед значень δ_n .

Проаналізувавши співвідношення (2.3) та (2.4), можна зробити такі важливі висновки: по-перше, похибка, з якою відтворюватимуться гармоніки СНС, залежить виключно від спектрів корисного та шумового сигналів; а по-друге, значення величин δ_n та $\delta_{n \max}$ будуть оцінками похибки “зверху”, навіть для тієї гармоніки, похибка відтворення якої є максимальною. Очевидно, для отримання уточнених оцінок похибок δ_n та $\delta_{n \max}$ слід використовувати під час розрахунків формули (2.1) та (2.2).

2.3 Оцінка інструментальних та методичних складових похибки відтворення нормованого спектра калібратором ЧІМ сигналів

Розглянемо кожну з наведених інструментальних та методичних складових похибки відтворення нормованого спектра калібратором ЧІМ сигналів.

2.3.1 Оцінка похибки за допомогою кінцевих значень часу наростання та спаду імпульсів

Дана складова сумарної похибки калібровача бінарних СНС обумовлена тим, що перехід імпульсу з низького у високий рівень і навпаки здійснюється не миттєво, а за певні інтервали часу: відповідно наростання та спаду імпульсу. Причому найбільше значення цієї похибки має місце в тому випадку, коли фронт та зріз імпульсів змінюються за лінійним законом. Графічне уявлення корисного (ідеального) сигналу прямокутної форми та реального СНС з лінійними фронтами (зрізами) імпульсів подано на рис. 2.5,а. Тут і надалі аналізу будемо піддавати ЧІМ сигнал з непарною кількістю точок переключення, що не є принциповим, до того ж, будемо вважати, що час наростання τ_n дорівнює часу спаду τ_c імпульсу, тобто $\tau_n = \tau_c$

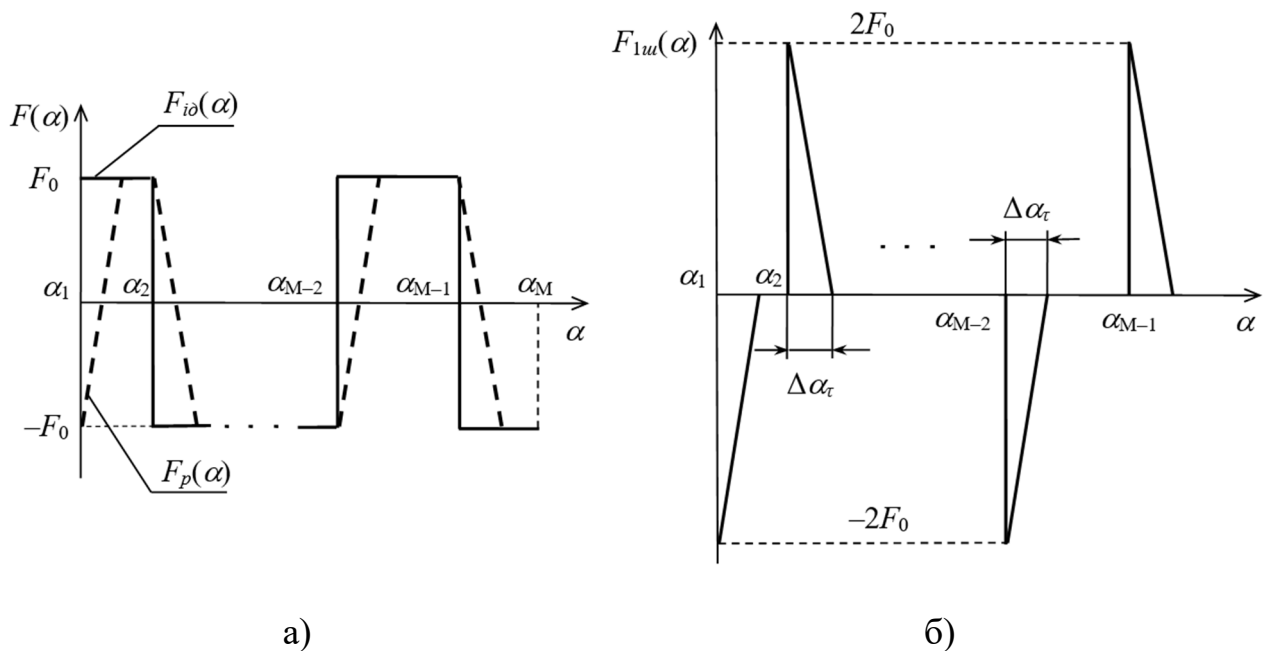


Рис. 2.4 – Реальний бінарний сигнал, що має кінцеве значення часу наростання та спаду (а), та сигнал завади, що спотворює фронт (зріз) корисного сигналу

З урахуванням виразу $F_{lu}(\alpha) = F_p(\alpha) - F_{id}(\alpha)$ та позначивши дану складову шуму як $F_{lu}(\alpha)$, запишемо аналітичне співвідношення для i -го імпульсу завади, обумовленої кінцевим часом наростання (спаду) імпульсів ЧІМ сигналу:

$$F_{1u,i}(\alpha) = \begin{cases} 2F_0(-1)^{i+1} \left[\frac{1}{\Delta\alpha_\tau} (\alpha - \alpha_i) - 1 \right], & \alpha_i \leq \alpha < \alpha_i + \Delta\alpha_\tau, \\ 0, & \alpha_i > \alpha \geq \alpha_i + \Delta\alpha_\tau, \end{cases} \quad (2.5)$$

де $i \in \overline{1, M-1}$, M – кількість ТП бінарного СНС на інтервалі одного періоду; $\Delta\alpha_\tau$ – змінна, яка залежить від значень часу наростання (спаду) імпульсів, а також від періоду T (основної частоти f_0) сигналу:

$$\Delta\alpha_\tau = 2\pi\tau/T = 2\pi f_0\tau, \quad (2.6)$$

де τ – інтервал часу, що відповідає фазовому інтервалу $\Delta\alpha_\tau$.

Отже, сигнал завади уявляє собою періодичну послідовність трикутних імпульсів з періодом, що дорівнює періоду корисного СНС (рис. 2.5,б). Тому похибка, обумовлена впливом завади $F_{1u}(\alpha)$, матиме виключно систематичний характер.

Провівши перетворення Фур'є сигналу (2.5) отримаємо його амплітудний спектр:

$$C_n^{1u} = \left| \frac{e^{-jn\Delta\alpha_\tau}}{n\Delta\alpha_\tau} - \frac{1}{n\Delta\alpha_\tau} + j \right| \cdot \left| \frac{2F_0}{\pi n} \sum_{i=1}^{M-1} (-1)^{i+1} e^{-jn\alpha_i} \right|, \text{ при } n \neq 0. \quad (2.7)$$

У даному виразі другий множник правої частини є амплітудним спектром ідеального ЧІМ сигналу. Тому після підстановки виразу (2.7) у формулу (2.4) для відносної складової похибки відтворення нормованого спектра, обумовленої кінцевим часом наростання та спаду імпульсів, отримаємо:

$$\delta_1 \leq \max \left\{ \left| \frac{e^{-jn\Delta\alpha_\tau}}{n\Delta\alpha_\tau} - \frac{1}{n\Delta\alpha_\tau} + j \right| \right\} \cdot 100 \%. \quad (2.8)$$

Зробивши відповідні перетворення, модуль комплексної величини даного співвідношення представимо як:

$$\left| \frac{e^{-jn\Delta\alpha_\tau}}{n\Delta\alpha_\tau} - \frac{1}{n\Delta\alpha_\tau} + j \right| = \sqrt{\frac{2}{(n\Delta\alpha_\tau)^2} [1 - \cos(n\Delta\alpha_\tau)] - 2 \frac{\sin(n\Delta\alpha_\tau)}{n\Delta\alpha_\tau} + 1}. \quad (2.9)$$

Тригонометричні функції, що входять до останнього виразу розкладемо в ряд Тейлора з точністю до двох членів: відповідно $\cos(n\Delta\alpha_\tau) = 1 - (n\Delta\alpha_\tau)^2/2$ та $\sin(n\Delta\alpha_\tau) = n\Delta\alpha_\tau - (n\Delta\alpha_\tau)^3/6$, в результаті чого формула (2.8) з урахуванням співвідношення (2.6) прийме вигляд:

$$\delta_1 \leq \frac{2\pi}{\sqrt{3}} f_0 N \tau \cdot 100 \%, \quad (2.10)$$

де N – номер найвищої гармоніки, що входить до корисного діапазону

Отже, значення складової похибки відтворення нормованого спектра, обумовленої кінцевим часом наростання та спаду імпульсів ЧІМ сигналу, не залежить від кількості та значень фазових координат ТП, а визначається виключно максимальною корисною частотою гармоніки $f_0 N$ та значенням часу наростання (спаду) імпульсів. Тобто за формулою (2.10) максимальну похибку відтворення буде мати та гармоніка, яка є найвищою в спектрі бінарного сигналу. Проведемо числове моделювання за формулою (2.10). З цією метою отримаємо значення величини τ з урахуванням особливостей схеми на рис. 2.1. Згідно даних фірмового керівництва на обраний МК PIC16F628A-I/P типовий час наростання та спаду дорівнює $\tau_n = \tau_c = 10$ нс за умови, що напруга живлення складає $V_{DD}=5$ В. Низький рівень відповідає напрузі 0,6 В, а високий рівень сигналу має значення $(V_{DD}-0,7)$ В. Так, для ЧІМ сигналу з розмахом 2 В отримуємо $\tau = [2 / (0,8 \cdot 3,7)] \tau_n = 6,8$ нс. Враховуючи дане співвідношення, формулу (2.10) запишемо в наступному вигляді:

$$\delta_1 \leq 2,45 f_0 N \tau_n \cdot 100 \%. \quad (2.11)$$

Отже, складова інструментальної похибки калібратора бінарного СНС, обумовленої кінцевим часом наростання (спаду) імпульсів, лінійно залежить від максимальної частоти $f_0 N$ корисної гармоніки в спектрі сигналу та від типового часу наростання (спаду) τ_n . Наочне підтвердження даного факту можна отримати, якщо значення похибки розрахувати за виразом (2.3) для ЧІМ сигналу, тобто коли всі корисні гармонічні складові мають однакові амплітуди (рис. 2.6).

Наприклад, для СНС з періодом 0,01 с, який синтезується з використанням МК PIC16F628A-I/P, відносна похибка відтворення 20-ї корисної гармонічної складової складатиме 0,005 %.

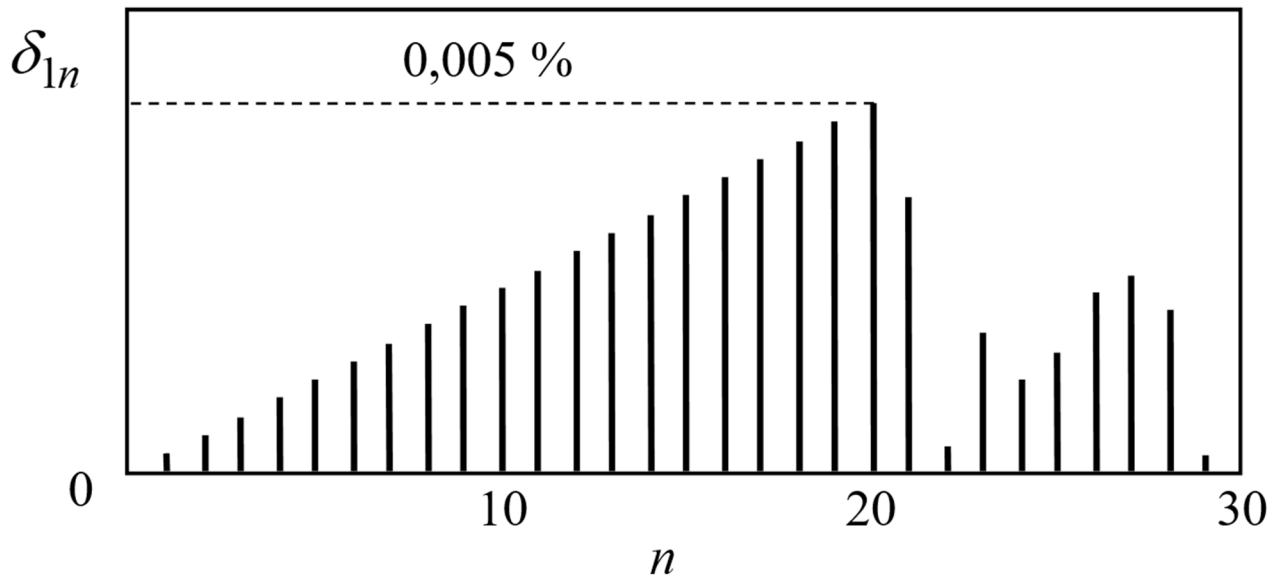


Рис. 2.6 – Відносна похибка відтворення нормованого рівномірного спектра ($f_0=100$ Гц)

Користуючись нерівністю (2.11), можна також отримати максимальну частоту гармоніки в спектрі бінарного сигналу, похибка відтворення якої не перевищить заданого значення для конкретної апаратурної реалізації калібратора (табл. 2.2)

З табл. 2.2 видно, що для запропонованої на рис. 2.1 схемної реалізації калібратора бінарних сигналів максимально допустима частота гармоніки СНС при значенні складової похибки її відтворення $\delta_1 \approx 1$ % складатиме приблизно 400 кГц. Для практичних застосувань, де потрібні більш високі частоти, необхідна інша апаратура, зокрема інший тип МК, величина τ_n якого задовольнятиме встановленим вимогам (2.11).

Гранична частота гармоніки ЧІМ сигналу в кГц

τ_n , нс	δ_1 , %						
	0,001	0,005	0,01	0,05	0,1	0,5	1
10	0,408	2,041	4,082	20,408	40,816	204,082	408,163
8	0,510	2,551	5,102	25,510	51,020	255,102	510,204
6	0,680	3,401	6,803	34,014	68,027	340,136	680,272
4	1,020	5,102	10,204	51,020	102,041	510,204	1020,408
2	2,041	10,204	20,408	102,041	204,082	1020,408	2040,816
1	4,082	20,408	40,816	204,082	408,163	2040,816	4081,633
0,5	8,163	40,816	81,633	408,163	816,327	4081,633	8163,265
0,1	40,816	204,082	408,163	2040,816	4081,633	20408,163	40816,327
0,05	81,633	408,163	816,327	4081,633	8163,265	40816,327	81632,653
0,01	408,163	2040,816	4081,633	20408,163	40816,327	204081,633	408163,265

2.3.2 Оцінка похибки через нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів мікроконтролера

Дана складова похибки обумовлена тим, що переключення рівнів бінарного ЧІМ сигналу відбувається не в чітко детерміновані моменти часу, а з випадковим випередженням або запізненням $\Delta\alpha_i = \alpha_i^p - \alpha_i^{id}$, де α_i^p , α_i^{id} – відповідно i -та точка переключення реального та ідеального СНС. Графічне уявлення цього процесу зображено на рис. 2.7,а. Розглянемо випадок, коли нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів мікроконтролера розподілена за рівномірним законом, тобто коли кожна фазова координата ТП може приймати з однаковою ймовірністю будь-яке значення з інтервалу $[\alpha_i - \Delta_\alpha; \alpha_i + \Delta_\alpha]$. В такому разі шумовий сигнал $F_{2u}(\alpha) = F_p(\alpha) - F_{id}(\alpha)$ уявляє собою випадковий процес у вигляді послідовності двополярних прямокутних імпульсів з амплітудами однакової ймовірності $\pm 2F_0$ та

тривалостями $\Delta\alpha_i$, розподіленими також за рівномірним законом у діапазоні $0 \leq \Delta\alpha_i \leq \Delta\alpha$ (рис. 2.7,б).

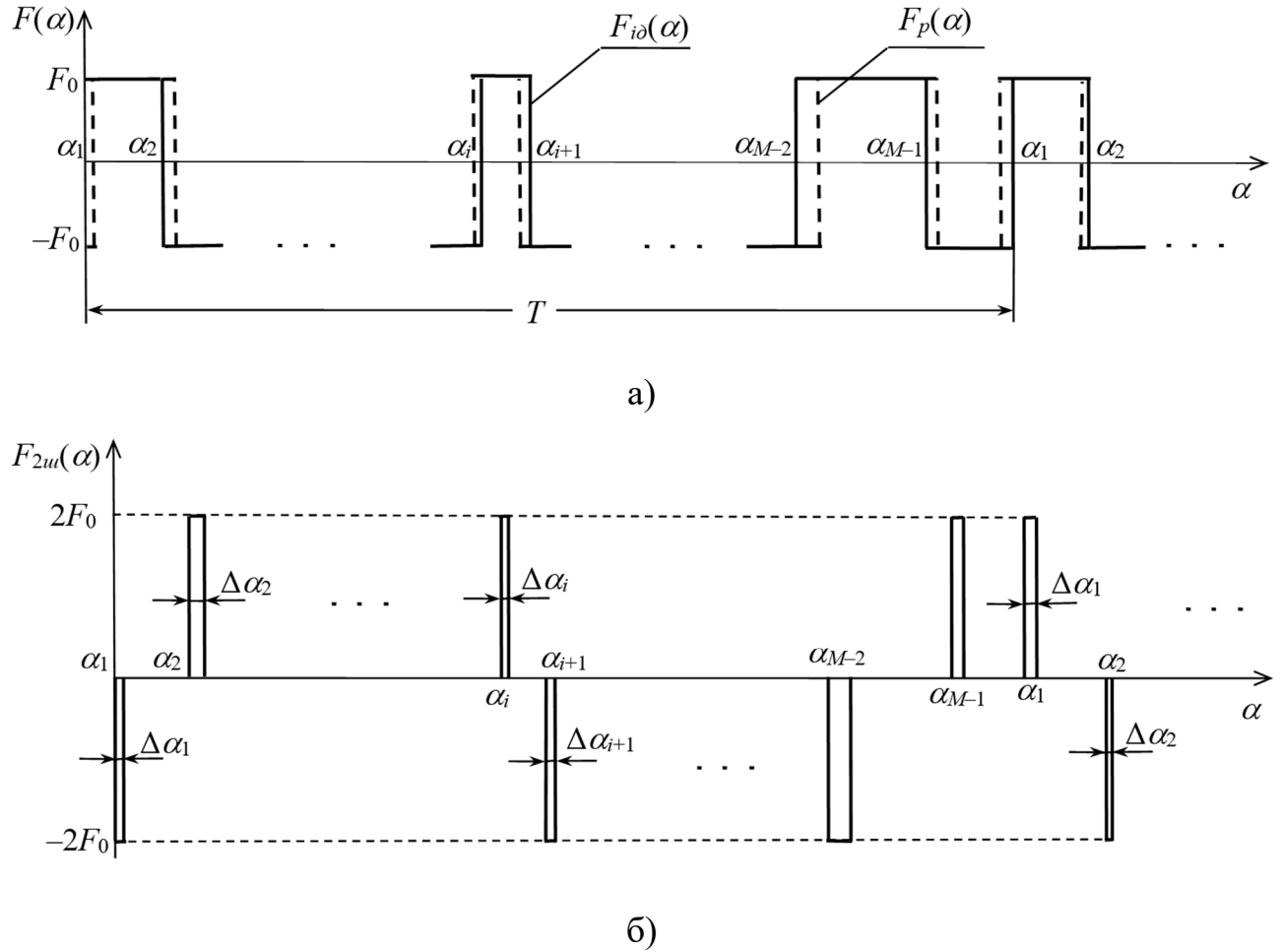


Рис. 2.7 – Вплив завади, обумовленої нестабільністю спрацьовування перерахункових і ключових елементів калібровача, на бінарний сигнал ідеальної форми

Відповідну відносну складову δ_2 інструментальної похибки визначимо через СКЗ завади:

$$\delta_2 = \sqrt{P_{ш}/P_{кор}}, \quad (2.12)$$

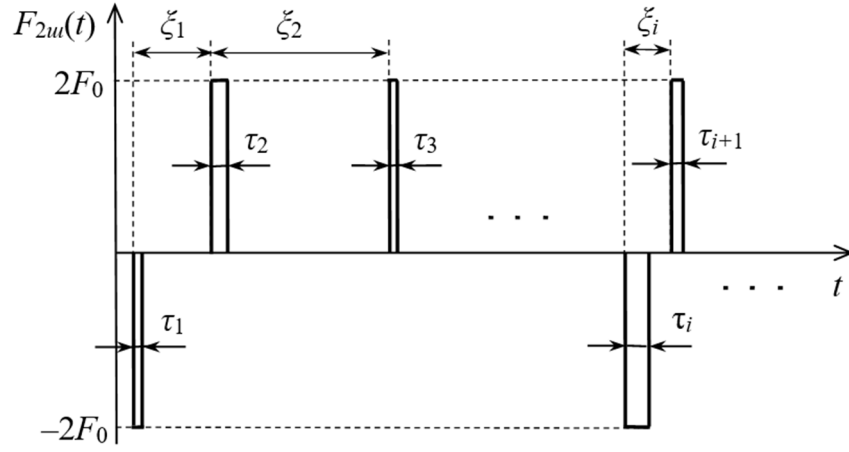
де $P_{кор}$ – корисна потужність ЧІМ сигналу, яка є сумою квадратів СКЗ корисних гармонік; $P_{ш}$ – потужність шуму в інтервалі частот аналізу від $\omega_1 = 2\pi f_1$ до $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi f_0 N$, що розраховується за формулою:

$$P_{uu} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} S(\omega) d\omega. \quad (2.13)$$

У даному співвідношенні величина $S(\omega)$ уявляє собою однобічну спектральну щільність потужності (СЩП) завади. Для її розрахунку проведемо наступні дії: по-перше, представимо сигнал завади як функцію часу $F_{2u}(t)$, в результаті чого фазові інтервали $\Delta\alpha_i$, які характеризують випадкові значення тривалостей імпульсів, будуть перетворені в часові інтервали τ_i . Останні, в свою чергу, також матимуть рівномірний розподіл в інтервалі значень $0 \leq \tau_i \leq \Delta_\tau$. По-друге, зробимо ряд припущень стосовно характеру поданого на рис. 2.7,б випадкового сигналу. Зокрема, введемо припущення про стаціонарність завади $F_{2u}(t)$, а також про незалежність усіх параметрів імпульсів: амплітуд F_i , тривалостей τ_i , а також інтервалів часу між їх появою ξ_i (рис. 2.8). Крім того, вважаємо, що виконується умова $\tau_i \leq \xi_i$, тобто імпульси не перекриваються.

Оскільки закони розподілу величин F_i та τ_i нам відомі, для повного завдання випадкового процесу на рис. 2.8 залишається визначити щільність ймовірності часу між двома сусідніми імпульсами ξ_i . З цією метою представимо моменти початку імпульсів як найпростіший пуассонівський потік з інтенсивністю $\nu = M/T$, де M – кількість точок переключення бінарного сигналу, які попали в інтервал одного періоду T . Корисною властивістю даного процесу є його ординарність, яка свідчить про практичну неможливість збігу двох або більшої кількості точок.

Для пуассонівського потоку інтервали часу між появою подій (виникненням імпульсів) ξ_i будуть розподілені з експоненціальною щільністю ймовірності $p(\xi) = \nu \cdot \exp(-\nu\xi)$.



а)

Рис. 2.8 – Випадкова послідовність прямокутних імпульсів після введення припущень

У такій постановці задачі отримуємо аперіодичну випадкову послідовність двополярних імпульсів $F_{2u}(t)$, для якої кінцевий вираз однобічної СЦП матиме наступний вигляд:

$$S(\omega) = \frac{2}{M\{\xi\}} \left[M\{F^2\} + 2M^2\{F\} \operatorname{Re} \frac{\Theta_\xi(\omega)}{1 - \Theta_\xi(\omega)} \right] M\left\{ |FT(\omega, \tau)|^2 \right\}, \quad (2.14)$$

де $M\{\dots\}$ означає математичне сподівання певної величини; $\Theta_\xi(\omega)$ – характеристична функція інтервалів часу між моментами виникнення імпульсів; $FT(\omega, \tau)$ – спектр типового імпульсу послідовності.

Слід зазначити, що в співвідношенні (2.14) не наведена дискретна частина СЦП, оскільки математичне сподівання процесу $F_{2u}(t)$ дорівнює нулю. Останній факт є наслідком нульового математичного сподівання амплітуд імпульсів $M\{F\} = 0$, адже змінна F_i є довільною дискретною величиною із законом розподілу $p(2F_0) = p(-2F_0) = 1/2$. Крім того, умова $M\{F\} = 0$ приводить до того, що другий доданок у квадратних дужках також приймає нульове значення.

Величини $M\{F^2\}$ і $M\{\xi\}$ дорівнюють відповідно $4F_0^2$ та T/M , а останній множник формули (2.14) подамо в наступному вигляді:

$$M \left\{ |FT(\omega, \tau)|^2 \right\} = \frac{1}{\Delta_\tau} \int_0^{\Delta_\tau} \left| \frac{1}{j\omega} (1 - e^{-j\omega\tau}) \right|^2 d\tau = \frac{2}{\omega^2} \left(1 - \frac{\sin \omega\Delta_\tau}{\omega\Delta_\tau} \right). \quad (2.15)$$

З урахуванням умови $\omega\Delta_\tau \ll 1$ розкладемо тригонометричну функцію даного співвідношення в ряд Тейлора: $\sin(\omega\Delta_\tau) = \omega\Delta_\tau - (\omega\Delta_\tau)^3/6$ та, враховуючи попередні результати, вираз для СЦП (2.13) приведемо до вигляду:

$$S(\omega) = \frac{8}{3} \frac{F_0^2 M \Delta_\tau^2}{T}. \quad (2.16)$$

Після підстановки даної формули в співвідношення (2.13) знайдемо потужність шуму в діапазоні частот аналізу:

$$P_{ш} = \frac{8}{3} \frac{F_0^2 M \Delta_\tau^2}{T} (f_2 - f_1). \quad (2.17)$$

У свою чергу, потужність корисного сигналу можна записати як $P_{кор} = \eta F_0^2$, де η – коефіцієнт використання потужності ЧІМ сигналу. Тоді з урахуванням рівнянь (2.11) та (2.14) отримаємо остаточний вираз для СКЗ складової відносної похибки, обумовленої нестабільністю спрацьовування перерахункових і ключових елементів МК:

$$\delta_2 = 1,63 \Delta_\tau \sqrt{\frac{M}{T\eta}} (f_2 - f_1). \quad (2.18)$$

Прийнявши $f_1 = 0$ Гц та враховуючи, що кількість ТП бінарного СНС на інтервалі одного періоду пов'язана з номером максимальної корисної гармонічної складової сигналу співвідношенням $M \approx (0,8 \div 1,7)N$, оцінимо відносну похибку δ_2 за максимумом

$$\delta_{2 \max} \leq \frac{2,1 \Delta_\tau f_0 N}{\sqrt{\eta}}. \quad (2.19)$$

Отже, із співвідношення (2.19) виходить: чим більша частота аналізу, тим більш жорсткі вимоги висуваються до нестабільності точок переключення ЧІМ сигналу. До того ж зменшити похибку $\delta_{2 \max}$ можна за рахунок підвищення

коефіцієнта використання потужності бінарного СНС. В якості прикладу розглянемо один з факторів, який призводить до нестабільності спрацьовування перерахункових і ключових елементів калібратора. Цей фактор назвемо власною нестабільністю зразкового кварцового генератора. Виразимо змінну Δ_τ через середню тривалість імпульсів бінарного СНС $M\{\xi\} = T/M$ та СКЗ відхилення частоти за час одного імпульсу σ_f наступним чином: $\Delta_\tau = \sigma_f T/M$. Підставивши останню рівність у формулу (2.19), приходимо до висновку, що $\delta_{2\max} \approx \sigma_f$ та за умови, наприклад $\sigma_f < 10^{-5}$, даною складовою інструментальної похибки калібратора можна знехтувати. Під час даних розрахунків, спираючись на отримані в розділі 3 результати моделювання запропонованих методів синтезу бінарних сигналів, було обрано умову $\eta > 0,7$.

2.3.3 Оцінка похибки, обумовленої нестабільністю джерела опорної напруги

Нестабільність джерела опорної напруги призводитиме до того, що амплітуди імпульсів реального ЧІМ сигналу будуть дещо відрізнятись від детермінованих значень $\pm F_0$. Для розрахунку відповідної похибки відтворення нормованого спектра через нестабільність опорної напруги введемо наступну умову: в момент часу, який відповідає точці переключення α_i , амплітуда імпульсу приймає значення $F_i = \pm F_0 + \Delta F_i$, де ΔF_i – випадкова змінна, розподілена, наприклад, за законом рівної імовірності з щільністю $p(\Delta F_i) = 1/(2\Delta_F)$ в діапазоні $-\Delta_F \leq \Delta F_i \leq \Delta_F$. Таку амплітуду бінарний сигнал зберігає на протязі інтервалу $[\alpha_i; \alpha_{i+1})$. Графічне уявлення цього процесу зображено на рис. 2.9. З рис. 2.9,б видно, що сигнал завади $F_{zu}(\alpha)$ є випадковим, причому для подальшої оцінки його спектральних властивостей приймемо допущення, аналогічні допущенням, зробленим для випадкового сигналу на рис. 2.8, зокрема: про стаціонарність процесу $F_{zu}(\alpha)$, а також про незалежність його параметрів (амплітуд ΔF_i та моментів зміни рівня α_i). Зробивши заміну

величин α_i на відповідні моменти часу t_i та представивши їх як появи подій найпростішого пуассонівського потоку з інтенсивністю $\nu = M / T$, приходимо до висновку, що з урахуванням уведених допущень сигнал завади $F_{zu}(t)$ можна уявити як “узагальнену випадкову телеграфну хвилю” з кореляційною функцією $k(\tau) = D_F \exp(-\nu|\tau|)$, де D_F – дисперсія амплітуд ΔF_i шумового сигналу. Однобічна СЦП, яка відповідає даній кореляційній функції, має вигляд:

$$S(\omega) = \frac{4\nu D_F}{\nu^2 + \omega^2}. \quad (2.20)$$

Підстановкою функції $S(\omega)$ у співвідношення (2.13) знайдемо потужність завади в діапазоні частот аналізу:

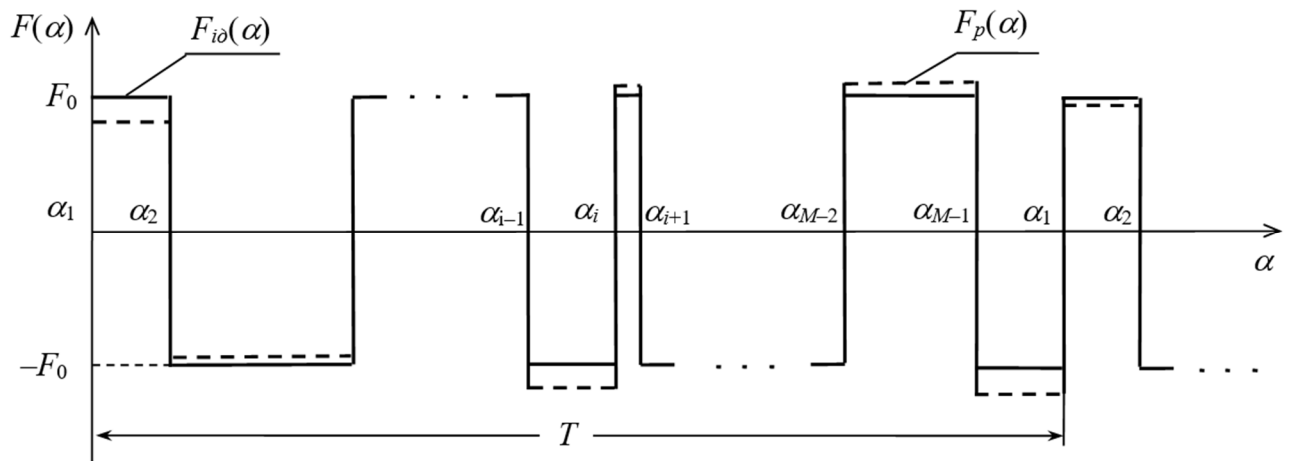
$$P_{uz} = \frac{2}{\pi} D_F \left(\arctg \frac{\omega_2}{\nu} - \arctg \frac{\omega_1}{\nu} \right). \quad (2.21)$$

Для обраного рівномірного закону розподілу величин ΔF_i їх дисперсія D_F має значення $D_F = \Delta_F^2 / 3$. Границю зміни амплітуд імпульсів завади Δ_F визначимо як $\Delta_F = 2F_0 \delta_{ДОН}$, де $\delta_{ДОН}$ – відносна нестабільність джерела опорної напруги. Варто також зазначити, що вираз у дужках формули (2.17) за будь-яких умов не перевищує $\pi/2$. З урахуванням цього потужність завади P_{uz} складатиме:

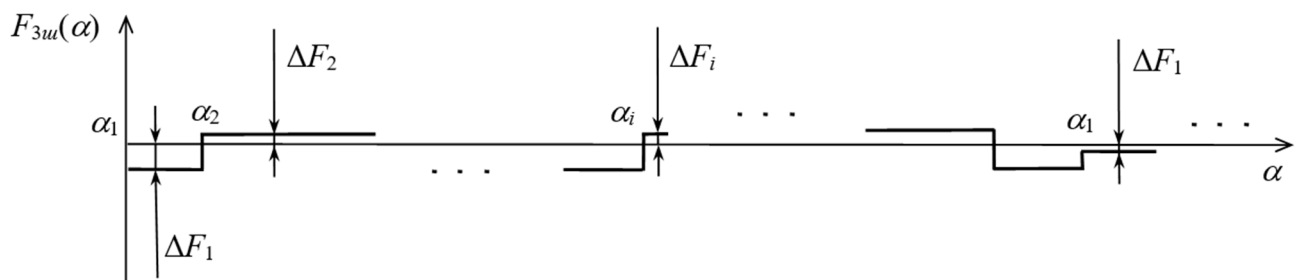
$$P_{uz} \leq \frac{4}{3} F_0^2 \delta_{ДОН}^2. \quad (2.22)$$

За результатом формула (2.12) для розрахунку СКЗ відносної похибки, обумовленої нестабільністю джерела опорної напруги, отримає вигляд:

$$\delta_3 \leq 1,2 \delta_{ДОН} / \sqrt{\eta}. \quad (2.23)$$



а)



б)

Рис. 2.9 – Реальний ЧІМ сигнал (а), амплітуди імпульсів якого спотворені завадою $F_{3u}(\alpha)$ (б)

Отже, дана випадкова складова сумарної похибки калібрувальника визначається виключно двома параметрами: нестабільністю джерела опорної напруги та коефіцієнтом використання потужності ЧІМ сигналу. Вираз (2.18) дозволяє правильно обрати джерело живлення для МК, виходячи із заданого значення допустимої відносної похибки δ_3 . Так, наприклад, за умов $\delta_3 \leq 0,05\%$ та $\eta = 0,7$ значення величини $\delta_{\text{ДОН}}$ не повинно перевищувати $0,035\%$, що відповідає характеристикам існуючих промислових зразків джерел опорної напруги.

2.3.4 Оцінка похибки, обумовленої дискретністю точок переключення імпульсів бінарного часоімпульсно-модульованого сигналу

Дана складова похибки є методичною, оскільки її джерелом є цифровий спосіб відтворення бінарного СНС, покладений в основу роботи модуля ШІМ

обраного МК. Як і в попередніх випадках, завада, що виникає в результаті практичної реалізації такого способу, буде спотворювати спектр ідеального ЧІМ вимірювального сигналу. Механізм формування цієї завади пояснимо на рис. 2.10.

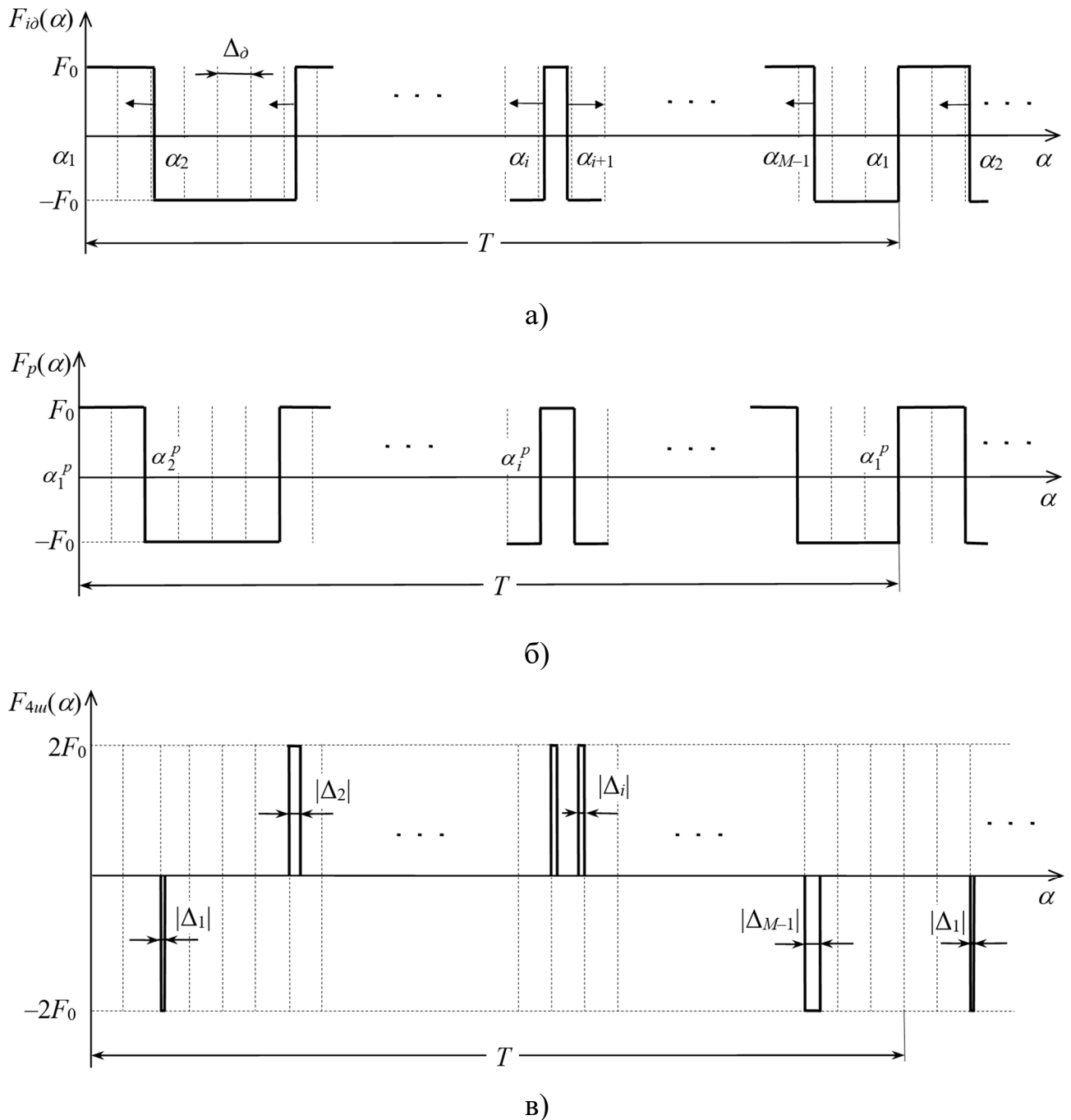


Рис. 2.10 – Механізм формування завади, обумовленої дискретністю точок переключення бінарного ЧІМ сигналу

Кожний імпульс бінарного СНС відтворюється лічильним способом, тобто підраховується кількість імпульсів зразкової частоти в інтервалі часу між

сусідніми ТП. Проходження імпульсів зразкової частоти подано на рис. 2.10 пунктирними лініями. Дискретність у радіанах Δ_∂ такого відліку залежить від періоду СНС T (основної частоти f_0) та тривалості машинного циклу τ_m : $\Delta_\partial = 2\pi\tau_m/T = 2\pi\tau_m f_0$. Оскільки в модулі ШІМ МК можна здійснювати операції тільки з цілим числом імпульсів зразкової частоти, кожна фазова координата ТП α_i ідеального сигналу (рис. 2.10,а) змушено округляється до найближчого допустимого числа, в результаті чого отримуємо вектор фазових координат ТП реального ЧІМ сигналу (рис. 2.10,б):

$$\alpha_i^p = \Delta_\partial \text{round}(\alpha_i / \Delta_\partial) = 2\pi\tau_m f_0 \text{round}[\alpha_i / (2\pi\tau_m f_0)], \quad (2.24)$$

де $\text{round}(\dots)$ – функція округлення до найближчого цілого числа.

Проводячи аналогію з цифровими вимірювальними приладами, можна зазначити, що складова похибки відтворення нормованого спектра амплітуд, яка обумовлена дискретністю ТП, є аналогом похибки квантування для методу послідовної лічби. Величина $\Delta_i = \alpha_i^p - \alpha_i$, як і похибка квантування, розподілена за рівномірним законом у діапазоні значень від $-\Delta_\partial/2$ до $\Delta_\partial/2$. Завада $F_{4u}(\alpha)$, яка є різницею між реальним та ідеальним СНС, уявляє собою послідовність двополярних прямокутних імпульсів (рис. 2.10,в) та визначається наступними аналітичними співвідношеннями:

– для парних номерів ТП ($i = 2, 4, \dots, M - 1$)

$$F_{4u}(\alpha) = \begin{cases} 2F_0, & \text{якщо } \alpha_i \leq \alpha \leq \alpha_i^p, \\ -2F_0, & \text{якщо } \alpha_i^p \leq \alpha \leq \alpha_i; \end{cases} \quad (2.25)$$

– для непарних номерів ТП ($i = 3, 5, \dots, M - 2$)

$$F_{4u}(\alpha) = \begin{cases} -2F_0, & \text{якщо } \alpha_i \leq \alpha \leq \alpha_i^p, \\ 2F_0, & \text{якщо } \alpha_i^p \leq \alpha \leq \alpha_i. \end{cases} \quad (2.26)$$

Формули (2.25) та (2.26) відповідають бінарному СНС, у якого перший імпульс має додатне значення. Проте даний факт не є принциповим, оскільки нас цікавить тільки амплітудний спектр завади.

У більшості практичних застосувань можна підібрати кварцовий резонатор так, щоб його номінальна частота була кратною до основної частоти сигналу. В такому разі період СНС містить ціле число машинних циклів τ_m , та фазова координата точки переключення α_1 не зазнає округлення.

Аналіз рис. 2.10,в показує, що завада $F_{4u}(\alpha)$ має період, який дорівнює періоду ідеального ЧІМ сигналу, тобто її амплітудний спектр є дискретним. На класі бінарних СНС та для численних варіантів апаратурної реалізації калібратора спектр завади буде випадковою величиною, оскільки довільними можна вважати такі параметри, як розподіл ТП в інтервалі $\overline{0, 2\pi}$, період сигналу та частота зразкового генератора. Однак для конкретного вектора ТП та певної схеми калібратора вплив завади на спектр ідеального СНС матиме виключно систематичний характер. Причому, характерною особливістю даної складової похибки є те, що її значення відомо апіорно, тобто в ряді практичних застосувань таку складову можна врахувати під час обчислень. Зокрема, це стосується тих випадків, коли вихідний сигнал досліджуваної системи аналізується цифровим вимірювачем.

Для цього достатньо знайти амплітудний спектр реального сигналу за опомогою виразу (2.21) подальші розрахунки проводити з амплітудами реального сигналу.

З метою аналізу залежності похибки дискретності ТП δ_4 від змінних $\{\alpha\}$, τ_m , основної частоти f_0 , а також від номера максимальної частоти N в спектрі бінарного сигналу проведемо числове моделювання на ПК. Для цього задамося значеннями вищенаведених змінних, для яких будемо розраховувати похибку δ_4 , зокрема: $N=5, 6, \dots, 50$; $\tau_m=8, 40, 100, 200$ нс; $f_0=1, 10, 100, 1000, 10000$ Гц. Методика такого моделювання полягає в наступному:

а) формуємо довільний СНС $f(\alpha)$, який має 5 гармонічних складових, причому їх амплітуди $C_n=1$ В, $\forall n \in \overline{1, 5}$, а фази ψ_n розподілені за довільним рівномірним законом у діапазоні значень від 0 до 2π . Знаходимо вектор ТП $\{\alpha\}$

ідеального ЧІМ сигналу $F(\alpha) = \text{sign}[f(\alpha)]$, що є бінарною апроксимацією СНС $f(\alpha)$. Підставивши перші елементи векторів τ_m та f_0 до співвідношення (2.19), отримуємо ТП реального СНС $\{\alpha^p\}$. Використовуючи вираз для амплітудного спектра бінарних СНС, розраховуємо амплітуди ідеального та реального сигналів: відповідно C_n та C_n^p . За формулою (2.1) обчислюємо відносну похибку формування кожної гармоніки δ_{4n} . Серед елементів вектора δ_{4n} обираємо максимальний за модулем та заносимо його до пам'яті ПК;

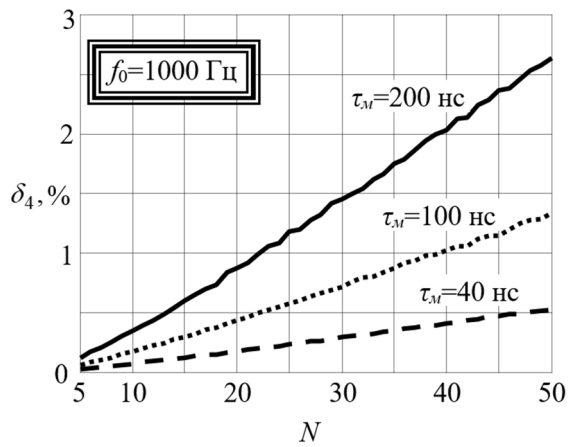
б) процедуру, наведену в пункті а), повторюємо 1000 разів та знаходимо середнє 1000 значень величин $\max\{\delta_{4n}\}$.

в) пункти а), б) виконуємо для всіх можливих комбінацій складових векторів N, τ_m, f_0 .

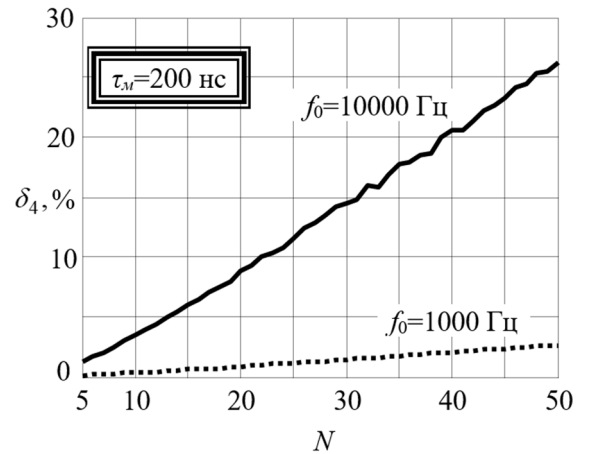
Результатом виконання даної методики є тримірний масив значень похибки дискретності ТП розміром $46 \times 4 \times 5$. Перша розмірність даного масиву (рядки) характеризує функцію залежності похибки δ_4 від номера максимальної корисної частоти в спектрі ЧІМ сигналу $\delta_4 = f(N)$ при певних значеннях змінних τ_m та f_0 (рис. 2.11,а,б). Друга розмірність (стовпці) відбиває залежність похибки дискретності від часу машинного циклу МК $\delta_4 = f(\tau_m)$ для конкретних значень величин f_0 й N (рис. 2.11,в,г). Нарешті, третя розмірність відповідає залежності $\delta_4 = f(f_0)$, коли постійними є час τ_m та номер N (рис. 2.11,д,ж).

Аналіз результатів розрахунків, а також графіків на рис. 2.11 показує, що похибка через дискретність ТП бінарного ЧІМ сигналу лінійно залежить від значень машинного циклу МК τ_m та основної частоти СНС f_0 . У той самий час, залежність $\delta_4 = f(N)$ є нелінійною, причому за одну з найкращих апроксимацій даної функції за методом найменших квадратів можна прийняти степеневий вираз $\delta_4 = aN^b$, де $a = 105$, $b = 1,25$. З урахуванням цього запишемо кінцеве співвідношення для розрахунку похибки дискретності ТП:

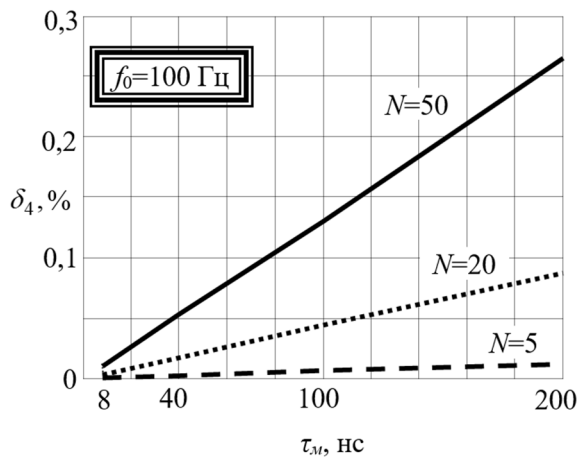
$$\delta_4 \leq 1,05 f_0 \tau_m N^{1,25} \cdot 100 \%. \quad (2.27)$$



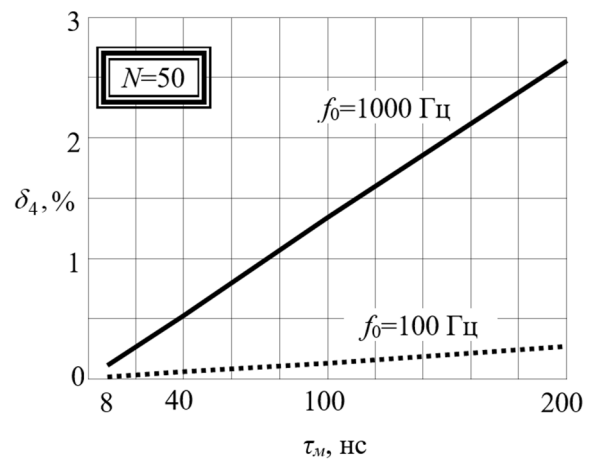
а)



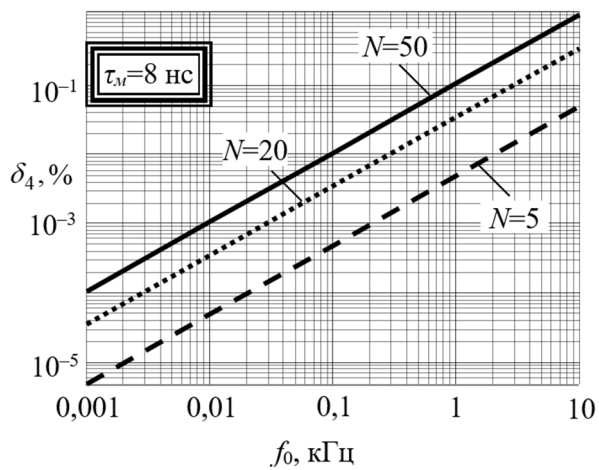
б)



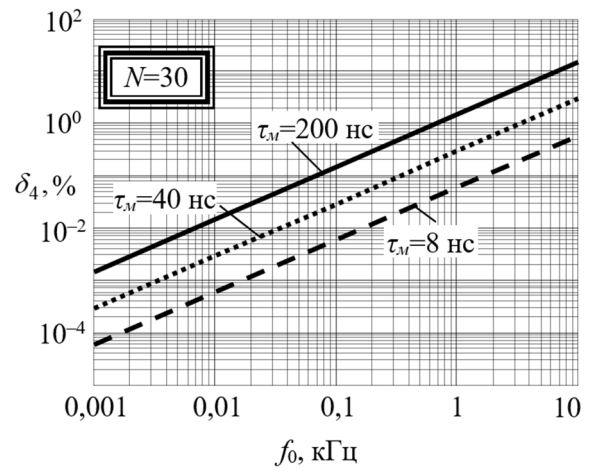
в)



г)



д)



ж)

Рис. 2.11 – Результати числового моделювання похибки через дискретність точок переключення бінарного ЧІМ сигналу

Остання формула дає усереднену оцінку похибки δ_4 за умови, що відомі інші складові, зокрема, основна частота (період) СНС, машинний цикл обраного МК та номер максимальної корисної гармоніки в спектрі сигналу. Отже, користуючись виразом (2.27), можна обрати необхідний тип елементної бази для калібратора з урахуванням частотного діапазону синтезованого бінарного СНС. Оберненою задачею є розрахунок верхньої частоти в спектрі сигналу, виходячи з допустимої похибки δ_4 та обраного типу МК. Так, для запропонованого калібратора (рис. 2.1) з використанням в його основі МК PIC16F628A-I/P відтворення нормованого спектра 20-ти корисних гармонік з похибкою $\delta_4 \leq 1\%$ може бути виконано для СНС з основною частотою 1 кГц, тобто максимальна частота в спектрі сигналу, для якої не порушується умова (2.27), складає 20 кГц. Розширення частотного діапазону, наприклад, до 40 кГц, потребує застосування більш швидкодіючого МК, зокрема PIC18F2455-I/P або його модифікацій 2550/4455/4550, який також має у своєму складі модуль ШІМ та працює на тактових частотах до 48 МГц.

Підводячи підсумки проведеного аналізу основних похибок калібратора бінарних СНС, слід зазначити, що домінуючою складовою сумарної похибки відтворення нормованого спектра є методична похибка δ_4 через дискретність точок переключення ЧІМ сигналів, яка для конкретного СНС та схеми калібратора має систематичний характер. Використовуючи формулу (2.27) та співвідношення (2.11) для розрахунку другої систематичної складової δ_1 , обумовленої кінцевим значенням часу наростання (спаду) імпульсів, запишемо остаточний вираз для сумарної систематичної відносної похибки $\delta_{\Sigma c}$ формування нормованого спектра:

$$\delta_{\Sigma c} \leq 1,05 f_0 N \left(2,34 \tau_n + \tau_m \sqrt[4]{N} \right) \cdot 100 \%. \quad (2.28)$$

Складові випадкової похибки, зокрема, через нестабільність спрацьовування перерахункових й ключових елементів схем МК та через нестабільність джерела опорної напруги, не є вагомими, проте вони залежать

також від коефіцієнта використання потужності η СНС. Отже, при низькому коефіцієнті η та за певних умов внесок від даних складових може стати значним. З урахуванням співвідношень (2.17) та (2.19) СКЗ сумарної випадкової відносної похибки відтворення нормованого спектра калібраторів ЧІМ сигналів визначимо за формулою:

$$\delta_{\Sigma\epsilon} \leq \frac{1,2}{\sqrt{\eta}} \sqrt{3,06 \Delta_{\tau}^2 f_0^2 N^2 + \delta_{ДОН}^2} \cdot 100 \%. \quad (2.29)$$

Інтервальне значення величини $\delta_{\Sigma\epsilon}$ отримаємо для довірчої імовірності 0,9. У такому разі квантильний множник дорівнює 1,6, а сумарна відносна похибка відтворення нормованого спектра з урахуванням виразів (2.28) та (2.29) визначається за формулою

$$\delta_{\Sigma} = \delta_{\Sigma\epsilon} + 1,6 \delta_{\Sigma\epsilon}. \quad (2.30)$$

Розрахунки за формулами (2.27) – (2.30) дозволяють стверджувати, що для існуючої на сьогодні елементної бази гранична частота гармоніки в спектрі бінарного сигналу, амплітуда якої відтворюється, наприклад, з похибкою 1 %, складає приблизно 500 кГц. Проте таке частотне обмеження не є принциповим, адже основною тенденцією розвитку мікросхемотехнічних пристроїв є постійне зростання їх тактових частот. Тому незабаром можна очікувати розширення частотного діапазону калібраторів ЧІМ сигналів до одиниць і навіть десятків МГц.

Висновки за розділом 2

1. З метою протидії шкідливому впливу супротивника в розділі запропоновано перспективні варіанти побудови калібраторів СНС, які базуються на використанні сучасних досягнень відомих світових виробників мікросхемотехнічних пристроїв, зокрема мікроконтролерів або мікропроцесорів, здатних відтворювати бінарні ЧІМ сигнали. Для формування парного (непарного) мультисинуса калібратор додатково має бути оснащений або ЦАП, або більш простим пристроєм, наприклад, ланцюгом прецизійних резисторів

типу R-2R. Високий рівень універсальності таких калібраторів досягається гнучкістю програмного забезпечення та наявністю енергонезалежної Flash-пам'яті, кількість циклів перепрограмування якої майже необмежена. Значне поліпшення масогабаритних характеристик калібратора обумовлюється тим, що в одному корпусі МК можна сформувати (апаратно або програмно) декілька окремих функціональних пристроїв.

2. Розглянуто особливості відтворення калібратором обох типів СНС, як парного та непарного мультисинуса, так і бінарних ЧІМ сигналів.

3. Розроблено методику оцінювання похибок відтворення нормованого спектра. Домінуючою складовою сумарної похибки калібратора бінарних СНС є методична похибка, обумовлена дискретністю точок переключення ЧІМ сигналу. Інші складові є інструментальними, зокрема похибки через кінцевий час наростання (спаду) імпульсів, через нестабільність спрацьовування перерахункових і ключових елементів МК та похибка, обумовлена нестабільністю джерела опорної напруги. Дві останні складові мають випадковий характер, причому їх значення обернено пропорційні до коефіцієнта використання потужності бінарного СНС. Для розглянутої схеми калібратора максимальна частота в спектрі сигналу, якій відповідає похибка відтворення 1 %, складає приблизно 20 кГц. Подальше розширення частотного діапазону потребує вибору більш швидкодіючого МК, причому з урахуванням існуючої елементної бази граничні частоти для калібратора бінарних ЧІМ сигналів складають на сьогоднішній день порядку 500 кГц.

РОЗДІЛ 3. ПРОВЕДЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ ПРЕЦИЗІЙНОГО ВИМІРЮВАННОГО ПРИЛАДУ, ЩО ПРОПОНУЄТЬСЯ ВИКОРИСТОВУВАТИ ОБСЛУГОЮ ВИЇЗНОЇ МЕТРОЛОГІЧНОЇ ГРУПИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ОПЕРАЦІЇ ОБ'ЄДНАНИХ СИЛ

З метою протидії шкідливому впливу супротивника в попередньому розділі було запропоновано перспективні варіанти побудови калібраторів СНС, які базуються на використанні сучасних досягнень відомих світових виробників мікросхемотехнічних пристроїв, зокрема мікроконтролерів або мікропроцесорів, здатних відтворювати бінарні ЧІМ сигнали. Доцільно провести експериментальне дослідження запропонованого прецизійного вимірюваного приладу з метою прийняття рішення про використання його в складі пересувної лабораторії виїзної метрологічної групи, що задіяна в Операції об'єднаних сил, а саме:

- провести експериментальні дослідження метрологічних характеристик макета калібратора;
- проаналізувати можливості застосування розробленого калібратора бінарних СНС у методиках вимірювання АЧХ аналізаторів спектра та частотної характеристики залишкового загасання каналів тональної частоти.

3.1 Експериментальні дослідження розробленого макета калібратора бінарних сигналів з нормованим спектром

За вищерозглянутим принципом побудови (рис. 2.1) було створено макет калібратора бінарного СНС, а також програматор для ПІС-контролера, які наведено в додатку В (рис. В.1).

Для перевірки правильності роботи макета було сформульовано наступну задачу: необхідно отримати рівномірний спектр амплітуд гармонік у діапазоні частот від 100 Гц до 2000 Гц з розділенням 100 Гц. Розмах бінарного сигналу задано 2 В. За результатом розв'язання поставленої задачі оптимізації отримано

фазові координати точок переключення СНС на інтервалі одного періоду. Кодові еквіваленти тривалостей імпульсів сигналу разом з програмою роботи контролера за допомогою програматора було внесено до пам'яті програм МК.

Для дослідження метрологічних характеристик калібратора СНС зібрано вимірювальну установку, загальний вигляд якої подано на рис. В.2 (додаток В). Структурна схема установки зображена на рис. 3.1.

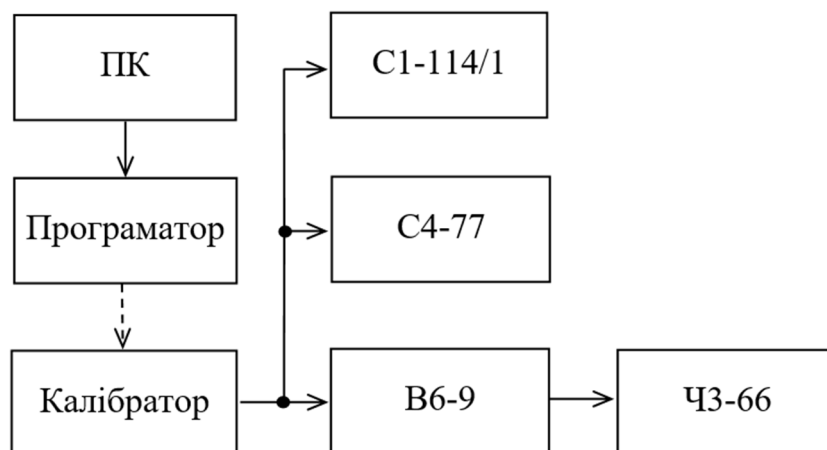


Рис. 3.1 – Структурна схема установки

Розглянемо призначення її складових елементів:

- ПК типу “notebook” фірми Samsung з потужною сучасною СКМ MATLAB для оптимізації бінарних СНС за точками переключення відповідно до обраної цільової функції, а також для програмування контролера через послідовний порт типу COM;
- осцилограф C1-114/1 № 0003591 для візуального спостереження форми сигналу та вимірювання часових характеристик СНС (тривалостей імпульсів);
- аналізатор спектра C4-77 № 8901127 для візуального спостереження спектра амплітуд СНС і для вимірювання СКЗ гармонік;
- селективний вольтметр В6-9 № 5656 та частотомір електронно-лічильний ЧЗ 66 № 9301054 для вимірювання частоти спектральних складових ЧІМ сигналу.

Вищенаведені ЗВТ своєчасно пройшли перевірку, та їх метрологічні характеристики відповідають встановленим нормам.

Осцилограма та спектрограма реального сигналу, отримані з використанням вимірювальної установки, наведені в додатку В (рис. В.3).

Під час проведення експерименту були виконані багаторазові (по 30 спостережень) прямі вимірювання амплітуди кожної корисної гармоніки. Обробка результатів спостережень проводилася згідно ГОСТ 8.207-76. Оцінки математичного сподівання амплітуд гармонік та СКВ результатів вимірювань подані в табл. 3.1. В результаті обробки даних отримано значення відносної нерівномірності амплітуд корисних гармонік $\delta_{ACH} \approx \pm 0,2 \%$.

Окрім дослідження амплітудного спектра сигналу, було проведено вимірювання часу наростання (спаду) імпульсів за допомогою стробоскопічного осцилографа С9-9 № 0000590 зі смугою пропускання до 18 ГГц. Власне вимірювальна установка та розгорнута осцилограма імпульсу бінарного СНС, що відтворюється калібратором, подані в додатку В відповідно на рис. В.4 та рис. В.5.

Оскільки вхідний опір приладу С9-9 дорівнює 50 Ом, а навантажувальна здатність виходу ССР1 контролера складає не менше 500 Ом, для узгодження відповідних опорів до схеми калібратора, що зображено на рис. 2.1, було введено мікросхему з підвищеною навантажувальною здатністю К555ЛА13.

Отримане значення часу наростання (спаду) імпульсів τ_n , яке дорівнює 2 нс за умови розмаху ЧІМ сигналу 456 мВ, відповідає даним, та у подальшому може бути придатним для розрахунку складової інструментальної похибки калібратора бінарних сигналів за співвідношенням (2.28).

Підводячи підсумки експериментальних досліджень, слід зазначити, що запропонований калібратор бінарних вимірювальних СНС у порівнянні з класичною апаратурною реалізацією має значно поліпшені масогабаритні характеристики. Так, розміри макета калібратора складають $95 \times 95 \times 39$ мм, програматора – $113 \times 65 \times 33$ мм. Їх маси дорівнюють відповідно 108 та 82 г.

Мікроконтролер оснащений сучасною пам'яттю типу Flash, яка підтримує значну кількість перепрограмувань. Крім того, в одному корпусі МК знаходяться багато периферійних модулів, що замінюють чимало дискретних елементів, причому деякі функції останніх можуть виконуватися програмно, що сприяє підвищенню рівня універсалізації калібратора та значному скороченню часу на

його розробку. Додаванням певної кількості зовнішніх елементів можна значно підвищити функціональні можливості калібратора, зокрема, його універсальність та автономність. Так, введення ланцюга прецизійних резисторів R-2R дозволить відтворювати СНС довільної форми, зокрема, типу парний та непарний мультисинус за розглянутим у другому розділі методом синтезу. А застосування спеціальних мікросхем або додаткових контролерів універсальних послідовних інтерфейсів, таких, як RS або USB, забезпечить повне управління роботою калібратора, в тому числі внутрішнє програмування МК, за допомогою ПК.

Таблиця 3.1

Результати обробки експериментальних даних

№ гармоніки	Розрахунок	Експеримент		№ гармоніки	Розрахунок	Експеримент	
	Амплітуда гармоніки, мВ	Оцінка математичного сподівання, мВ	Оцінка СКВ результату вимірювання, мВ		Амплітуда гармоніки, мВ	Оцінка математичного сподівання, мВ	Оцінка СКВ результату вимірювання, мВ
1	255,057	255,266	0,210	11	255,057	255,237	0,210
2	255,057	254,558	0,235	12	255,056	254,870	0,198
3	255,057	255,322	0,233	13	255,056	255,322	0,255
4	255,057	255,379	0,196	14	255,057	255,492	0,200
5	255,056	255,435	0,220	15	255,056	255,577	0,218
6	255,057	254,756	0,255	16	255,057	255,124	0,206
7	255,056	255,435	0,250	17	255,057	255,605	0,258
8	255,057	254,926	0,238	18	255,057	255,011	0,195
9	255,056	255,407	0,235	19	255,056	255,181	0,223
10	255,056	255,096	0,238	20	255,056	254,672	0,197

Результати експериментальних досліджень розробленого макета калібратора бінарних СНС підтверджують близькість теоретичних та практичних характеристик спектра. Похибки експерименту обумовлені переважно похибками ЗВТ (приблизно $\pm 10\%$), зокрема, аналізатора спектра С4-77, за допомогою якого проводилося вимірювання амплітуд корисних гармонічних складових. Далі розглядемо прикладні аспекти застосування калібратора полігармонічних бінарних сигналів з нормованим спектром.

3.2 Вимірювання амплітудно-частотної характеристики аналізатора спектра С4-77

Класичний підхід до вимірювання АЧХ АС послідовної дії заснований на застосуванні генераторів гармонічних сигналів. Так, наприклад, визначення нерівномірності АЧХ приладу С4-77 у діапазоні частот здійснюється за методом “постійного входу” з використанням генератора ГЗ-110 та вольтметра Ф5263 або Ф584 (рис. 3.2).

Від генератора ГЗ-110 на вхід АС подається сигнал певної частоти згідно таблиці, наведеної в додатку Г, та амплітудою порядку 30 мВ. Остання, в свою чергу, контролюється вольтметром, що має відносну похибку вимірювання $\delta_B = \pm 1\%$.

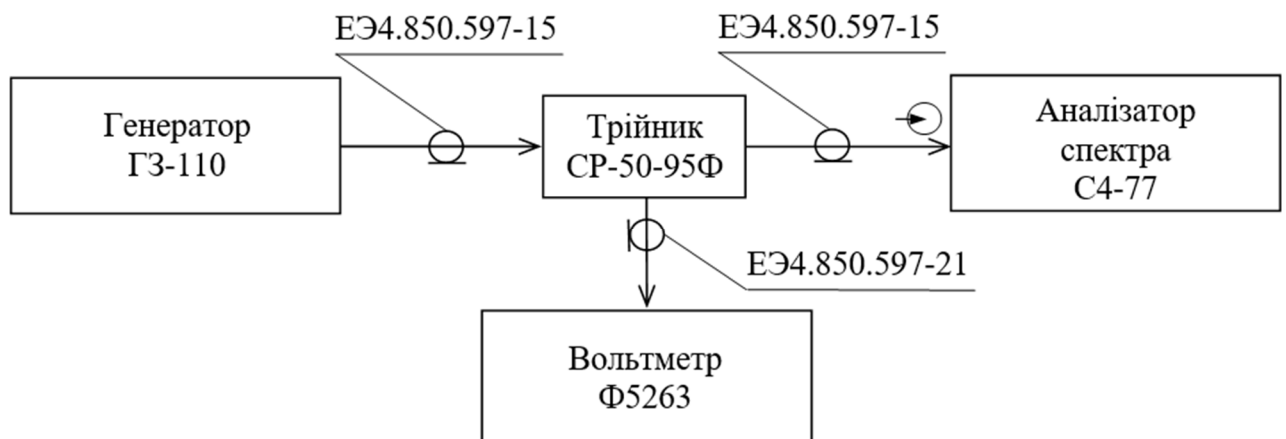


Рис. 3.2 – Структурна схема перевірки нерівномірності АЧХ АС С4-77

На кожній частоті відмічають показ АС у поділках масштабної сітки електронно-променевої трубки (ЕПТ). Оскільки загальна кількість частот контролю для даного АС складає 133, вимірювання АЧХ уявляє собою трудомісткий процес: спочатку треба встановити частоту генератора, проконтролювати рівень вихідного сигналу за допомогою вольтметра, в разі необхідності підстроїти рівень для отримання потрібного значення, а вже після цього провести відлік за шкалою АС. Потім перейти до нової частоти та виконати таку послідовність дій на всіх контрольних частотах. Після отримання

останнього результату вимірювань серед 133 значень обирається максимальний та мінімальний і розраховується нерівномірність АЧХ АС за формулою:

$$\delta_{AЧХ\ AC} = 20 \lg \frac{A_{\max}}{A_{\min}}, \quad (3.1)$$

де $A_{\max}$ та $A_{\min}$ – відповідно найбільший та найменший рівень відгуків гармонік контрольних частот на екрані ЕПТ.

Результати вимірювань вважаються задовільними, якщо значення нерівномірності АЧХ, обчислене за формулою (3.1), не перевищує 3 dB.

Аналогічно обираються максимальний та мінімальний відліки в діапазоні частот (0,4 – 600) кГц. Після підстановки останніх до співвідношення (3.1) значення величини $\delta_{AЧХ\ AC}$ не повинно перевищувати 2 dB.

Значно підвищити оперативність та зручність визначення АЧХ АС С4-77 можна за рахунок застосування калібратора полігармонічних сигналів, збудованого за одною з розглянутих схем та в основі якого лежить один із запропонованих методів синтезу. Для вирішення даної задачі найбільш зручним буде СНС з квазірівномірним спектром, наприклад, мультисинус або ЧІМ сигнал, оптимальний за критерієм мінімуму розкиду спектральних складових на частотах аналізу.

Згідно виразу (2.30) відносна нерівномірність спектра сигналу, що подається на вхід АС, з урахуванням величини δ_B не повинна перевищувати значення:

$$\delta_{AЧХ} \leq \pm \frac{1}{2} \left(\frac{30 + 0,3}{30 - 0,3} - 1 \right) 100 = 1,01 \%. \quad (3.2)$$

З іншого боку, відповідно до формули (2.1) треба забезпечити похибку відтворення нормованого спектра δ_n не більшу 1 %.

Оцінимо можливість застосування для розв’язання поставленої задачі бінарних СНС, як найбільш ефективних серед інших видів сигналів. На підставі даних додатку Г калібратор ЧІМ сигналу має відтворювати чотири види СНС, а саме: “Сигнал 1” з основною частотою $f_0=10$ Гц та номерами корисних гармонік

рівних амплітуд $n = \overline{2,40}$; “Сигнал 2” з основною частотою $f_0 = 100$ Гц та $n = \overline{4,10}$; “Сигнал 3” з характеристиками $f_0 = 1$ кГц, $n = \overline{1,30}$ та “Сигнал 4” з характеристиками $f_0 = 10$ кГц, $n = \overline{3,60}$.

З метою отримання таких сигналів було проведено оптимізацію бінарного СНС, результати якої подано в додатку Д. Аналіз цих результатів підтверджує можливість отримувати за допомогою запропонованого методу синтезу бінарні ЧІМ сигнали з потрібними характеристиками спектра. Найбільш вагомим можна вважати результат, що подано в табл. Д.4 та рис. Д.4: на класі бінарних сигналів отримано рівномірний спектр для 60-ти гармонік з відносною нерівномірністю $\pm 4,3 \cdot 10^{-4} \%$, причому коефіцієнт використання потужності такого сигналу складає понад 0,7.

Запропонована на рис. 2.1 схема калібратора забезпечить похибку відтворення нормованого спектра до 1 % для частот до 20 кГц. Досягнення аналогічної точності на більш високих частотах (до 600 кГц) потребує вибору іншої мікросхемотехнічної бази. Так, наприклад, для практичної генерації СНС типу “Сигнал 4” необхідно застосовувати МК з тактовим циклом приблизно 5 нс, що відповідає тактовим частотам порядку 800 МГц.

Як альтернативний варіант до методики визначення АЧХ за схемою на рис. 3.1 було розроблено проект складової нормативного документу, який регламентує порядок вимірювання АЧХ аналізатора спектра С4-77 за допомогою розробленого калібратора.

3.3 Вимірювання частотної характеристики залишкового загасання каналів тональної частоти мереж проводового зв'язку

Одним з організаційно-технічних заходів, що проводять під час експлуатації систем проводового зв'язку й передачі даних, є вимірювання електричних параметрів КТЧ, зокрема, частотної характеристики залишкового загасання КТЧ. Відповідно до норм вимірювальні операції щодо визначення даного параметра повинні проводитися на дев'яти контрольних частотах, а саме: 300,

400, 600, 800 (1000), 1600, 2000, 2400, 3000, 3400 Гц. Отримаємо бінарний сигнал, амплітуди гармонік якого мають однакові значення на вищенаведених частотах аналізу. При цьому варто зауважити, що застосування сигналу з рівномірним спектром сприяє скороченню часу обчислень, адже спектр сигналу на виході КТЧ в такому разі є пропорційним частотній характеристиці залишкового загасання.

Результати оптимізації бінарного ЧІМ сигналу для вимірювання даного параметра КТЧ наведені в додатку 3. Коефіцієнт використання потужності теоретичного СНС перевищує значення 0,7 при відносній нерівномірності амплітуд корисних гармонік $\pm 4,3 \cdot 10^{-5} \%$. Дані результати підтверджують гнучкість запропонованого методу оптимізації, оскільки рівномірних амплітуд корисних спектральних складових можна досягти не тільки для бінарних СНС з номерами контрольних частот $n \in \overline{1, N}$, але й для сигналів, заданий спектр яких містить нульові вагові коефіцієнти.

Розгляд даного питання завершимо аналізом похибок відтворення нормованого спектра. Так, згідно норм похибка рівня вимірювального сигналу, який подається на вхід КТЧ, не повинна перевищувати 0,1 дБ. Це означає, що гранична нерівномірність АЧХ полігармонічного СНС має задовольняти вимозі $\delta_{АЧХ} = \pm 1/2 |C_{\max}^{\partial} - C_{\min}^{\partial}| = \pm 0,1$ дБ, де $C_{\max}^{\partial}$, $C_{\min}^{\partial}$ – відповідно рівень максимальної та мінімальної гармоніки в децибелах.

З іншого боку, на підставі величина $\delta_{АЧХ}$ визначається як:

$$\delta_{АЧХ} = \pm \frac{1}{2} 20 \lg \frac{C_{\max}}{C_{\min}}, \text{ дБ} \quad (3.3)$$

причому $C_{\max}$, $C_{\min}$ – рівні максимальної та мінімальної гармоніки у вольтах.

Якщо уявити $C_{\max} = \bar{C} + \Delta_C$, $C_{\min} = \bar{C} - \Delta_C$, де Δ_C – абсолютна похибка рівня вимірювального сигналу, значення відносної похибки відтворення нормованого спектра має складати не більше ніж 1,15 %.

У той самий час, розрахунки, проведені за формулами (2.27) – (2.30), показують, що калібратор, збудований за схемою на рис. 2.1, буде відтворювати

ЧІМ сигнал з похибкою, яка не перевищує 0,2 %, що свідчить про більш, ніж п'ятикратний запас за точністю у порівнянні із встановленими нормами.

3.4 Маркетингове дослідження ринку та оцінка конкурентоспроможності прецизійного вимірюваного приладу

В Збройних Силах України на нових зразках озброєння військової техніки військового призначення дедалі частіше можна зустріти сучасні засоби вимірювальної техніки, які за тактико технічними характеристиками мають значні переваги над вітчизняними засобами вимірювальної техніки. Поява новітніх зразків можна пояснити тим, що за час експлуатації приладів відбувся розвиток науки і техніки і розміри, якість та ціна на структурні елементи суттєво змінилась. Крім того для полегшення праці було введено програмне забезпечення, яке в свою чергу впливає на точність вимірювання.

У поняття сучасного маркетингу вкладають всебічне дослідження ринку, направлене на з'ясування потреб і запитів складових його споживачів. Як основні напрямки дослідження ринку можна узяти наступні:

- 1) Вивчення товару, його ціни, точність показань;
- 2) Вивчення споживачів, їх потреб, потреб і запитів;
- 3) Вивчення ціни на ремонт.

У даній роботі розглядається як сучасні так і вітчизняні калібратори постійного струму.

Впродовж додаткової практики на посаді інженера метрологічної лабораторії на базі державного підприємства “Чугуєвський авіаційний ремонтний завод” було проведено аналіз стану питання за даними відомої літератури та досвідом заводу.

Складаємо підсумкову таблицю (табл. 3.2) техніко-економічних показників сучасного та вітчизняного калібраторів постійного струму.

Техніко-економічні показники

Основні технічні, експлуатаційні та економічні показники	Од. вим.	Найменування виробів, аналогічних проектуємому		Відносний одиничний показник
		B1-28	Fluke 9100	
Нормативні:				
Частота живлення	Гц	50	50	1
Технічні:				
Діапазони меж вимірювання	В	0,1-1000	0,1-1050	1,05
Допустима похибка при постійному струмі	В	±0,003	± 0,0004	7,5
Строк служби	рік.	12	15	1,25
Економічні:				
Ціна виробу	€	2000	24710	

На підставі порівняння вітчизняного калібратора B1-28 який часто застосовують виїзні метрологічні групи (ВМГ) та сучасного калібратора FLUKE 9100 маємо, що сучасний прилад перевищує своїми технічними характеристиками.

3.5 Розрахунок рівня конкурентоспроможності конструкції

Кількісну оцінку конкурентоспроможності визначимо за рівнем якості проектуємого виробу у порівнянні з показниками обраного аналога. В широкому розумінні поняття конкурентоспроможності включає в себе усю гамму цінових та нецінових методів конкуренції.

Для збільшених розрахунків в якості кількісної міри конкурентоспроможності приймаємо інтегральний показник конкурентоспроможності $Q_{\text{кон}}$, який визначається за формулою:

$$Q_{\text{кон}} = \frac{Q_{\text{нп}} Q_{\text{тр}}}{Q_{\text{е}}}, \quad (3.4)$$

де $Q_{\text{нп}}$ – груповий показник конкурентоспроможності за нормативним показником; $Q_{\text{тр}}$ – порівняльна конкурентоспроможність за технічним рівнем (груповий показник); $Q_{\text{е}}$ – груповий показник конкурентоспроможності за

економічними показниками. $Q_{\text{нп}} = 1$, так як виріб відповідає обов'язковим для ринку нормам та стандартам.

Серед технічних параметрів відокремлюють нормативні. Груповий показник за нормативним параметром приймається рівним одиниці, якщо виріб відповідає обов'язковим для даного ринку нормам; або нулю, якщо виріб їм не відповідає.

Проектована автоматизована система управління відповідає нормам та стандартам, слід, $Q_{\text{нп}} = 1$.

Порівняльну конкурентоспроможність системи регулювання за його технічним рівнем визначимо комплексним методом:

$$Q_{\text{т.у.}} = \sum_{i=1}^n m_i g_i, \quad (3.5)$$

де m_i – коефіцієнт вагомості i -го показника; g_i – відносний одиничний показник; n – кількість використаних показників.

Відносний одиничний показник визначається за формулами:

$$g_i = \frac{B_i}{B_{i\text{баз}}} \quad \text{або} \quad g_i = \frac{B_{i\text{баз}}}{B_i} \quad (3.6)$$

де B_i , $B_{i\text{баз}}$ – абсолютні значення параметрів, відповідно проекрованої та базової системи управління.

Під ціною споживання розуміють сукупні витрати споживання за термін служби порівнювальної техніки, капітальні вкладення споживача та витрати на експлуатацію за весь термін служби:

$$Ц_{\text{спож}} = K + V_{\text{експл}} T \quad (3.7)$$

де K – капітальні вкладення; $V_{\text{експл}}$ – річні експлуатаційні витрати; T – термін служби.

$$Ц_{\text{потр.ан}} = 80000 + 9144,5 \times 12 = 189734 \text{ грн} \quad (3.8)$$

$$Ц_{\text{потр.пр}} = 741300 + 5150,09 \times 15 = 818551,4 \text{ грн} \quad (3.9)$$

Груповий показник конкурентоспроможності за економічним показником Q_e визначається за ціною використання проекрованої системи та аналога:

$$Q_3 = \frac{C_{\text{пр}}}{C_{\text{ан}}} = \frac{818551,4}{189724} = 46 \quad (3.10)$$

Розрахунок показника конкурентоспроможності за технічним рівнем доцільно виконати в таблиці 3.3.

Таким чином,

$$Q_{\text{кін}} = \frac{1 \times 2,3}{0,46} = 5,4 \quad (3.11)$$

Таблиця 3.3

**Розрахунок групового показника конкурентоспроможності за
технічним рівнем**

Технічний параметр	Од. вим.	Абсолютне значення параметра		Відносний одиничний показник	Коефіцієнт вагомості	Віднос. один. показник з урахув. коеф. вагомості
		Базового виробу	Проектного виробу			
Діапазони меж вимірювання	В	0,1-1000	0,1-1050	1	0,4	0,4
Допустима похибка при постійному струмі	В	$\pm 0,003$	$\pm 0,0004$	1,05	0,4	0,4
Строк служби	рік.	12	15	7,5	0,2	1,5
Всього:					1	2,3

Розрахунок показника конкурентоспроможності показав, що сучасний пристрій є конкурентоспроможний в порівнянні з базовим.

Висновки за розділом 3

В розділі проведено експериментальне дослідження запропонованого прецизійного вимірюваного приладу з метою прийняття рішення про використання його в складі пересувної лабораторії виїзної метрологічної групи, що задіяна в операції Об'єднаних сил, а саме:

- провести експериментальні дослідження метрологічних характеристик макета калібратора;

- проаналізувати можливості застосування розробленого калібратора бінарних СНС у методиках вимірювання АЧХ аналізаторів спектра та частотної характеристики залишкового загасання каналів тональної частоти.

За результатами розділу виконане наступне:

1. Проведено експериментальне дослідження створеного макета калібратора ЧІМ сигналів та за аналізом отриманих даних підтверджено вірність теоретичних результатів та результатів імітаційного моделювання на ПК.

2. Досліджено можливості використання розроблених макета калібратора та методу синтезу бінарних СНС за критерієм мінімуму розкиду амплітуд гармонік у конкретних прикладних задачах, зокрема, для вимірювання АЧХ АС та частотної характеристики залишкового загасання КТЧ. На класі бінарних сигналів отримано спектр з 60-ти гармонік, відносна нерівномірність амплітуд яких складає $\delta_{АЧХ} = \pm 4,3 \cdot 10^{-4} \%$, а коефіцієнт використання потужності $\eta > 0,7$. Доведено, що метод синтезу є дієздатним не тільки в тих випадках, коли корисними є гармоніки з номерами $n \in \overline{1, N}$, але й у застосуваннях, де для формування сітки контрольних частот використовують нульові вагові коефіцієнти, наприклад вимірювання частотної характеристики залишкового загасання КТЧ, що проводять на частотах з номерами $n=3, 4, 6, 10, 16, 20, 24, 30, 34$ при основній частоті сигналу 100 Гц. Оптимальний бінарний ЧІМ сигнал для вимірювання даної характеристики КТЧ має такі характеристики: $\bar{C}=0,4$ В; $\eta > 0,7$; $\delta_{АЧХ} = \pm 4,3 \cdot 10^{-5} \%$.

3. Розрахунок показника конкурентоспроможності показав, що розроблений прецензійний вимірювальний прилад, що застосовується для перевірки, є конкурентоспроможним у порівнянні з базовим.

РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ

В ДСТУ 2293-93 „Охорона праці. Терміни та визначення” та інших стандартах даються визначення основних понять та термінів в галузі охорони праці.

Отже, охорона праці – це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних та лікувально-профілактичних заходів і засобів, спрямованих на збереження здоров'я та працездатності людини в процесі праці.

4.1 Аналіз шкідливих та небезпечних факторів, які впливають на людину

Шкідливий виробничий фактор – виробничий фактор, вплив якого може призвести до погіршення стану здоров'я, зниження працездатності працівника.

Небезпечний виробничий фактор – виробничий фактор, дія якого за певних умов може призвести до травм або іншого раптового погіршення здоров'я працівника.

Відповідно до ГОСТ 12 0.003-74 небезпечні та шкідливі фактори за природою дії поділяються на такі групи: фізичні, хімічні, біологічні та психофізіологічні.

До фізичних небезпечних та шкідливих виробничих факторів належать: рухомі машини та механізми; пересувні частини виробничого устаткування; підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищена чи понижена температура поверхонь устаткування, матеріалів чи повітря робочої зони; підвищений рівень шуму, вібрацій, інфразвукових коливань, ультразвуку, іонізуючих випромінювань, статичної електрики, електромагнітних випромінювань, ультрафіолетової чи інфрачервоної радіації; підвищені чи понижені барометричний тиск, вологість, іонізація та рухомість повітря; небезпечне значення напруги в електричному колі; підвищена напруженість електричного чи магнітного полів; відсутність чи нестача природного світла;

недостатня освітленість робочої зони; підвищена яскравість світла; пряме та відбите випромінювання, що створює засліплюючу дію.

До хімічних небезпечних та шкідливих виробничих факторів належать хімічні речовини, які за характером дії на організм людини поділяються на загальнотоксичні, подразнюючі, сенсibiliзуючі, канцерогенні, мутагенні, такі, що впливають на репродуктивну функцію.

До біологічних небезпечних та шкідливих виробничих факторів належать патогенні мікроорганізми (бактерії, віруси, мікроскопічні гриби та ін.) та продукти їх життєдіяльності, а також макроорганізми (рослини та тварини).

До психофізіологічних небезпечних та шкідливих виробничих факторів належать фізичні (статичні та динамічні) і нервово-психічні перевантаження (розумове перенапруження, перенапруження органів чуття, монотонність праці, емоційні перевантаження).

Один і той же небезпечний і шкідливий виробничий фактор за природою своєї дії може належати одночасно до різних груп.

Дія окремих несприятливих факторів виробничого середовища може призвести до виробничої травми – порушення анатомічної цілісності організму людини або його функцій внаслідок впливу виробничих факторів.

Виробничі травми класифікують:

- за видом травмуючого агента – механічні, термічні, хімічні, променеві, електричні, комбіновані та ін.;
- за виробничими матеріальними причинами (носіями) травми – рухомі частини обладнання, готова продукція, відходи виробництва;
- за локалізацією травм – травми очей, голови, рук, ніг, тулуба;
- за ступенем тяжкості пошкоджень – легкі, тяжкі, смертельні;
- за технологічними операціями – вантажно-розвантажувальні роботи, перевезення вантажів та ін.

Часто травма є наслідком нещасного випадку. Нещасний випадок на виробництві – раптовий вплив на працівника небезпечного виробничого фактора чи середовища, внаслідок яких заподіяна шкода здоров'ю або наступила смерть.

Наслідком дії несприятливих виробничих факторів може бути і професійне захворювання – патологічний стан людини, обумовлений роботою і пов'язаний з надмірним напруженням організму або несприятливою дією шкідливих виробничих факторів.

Діагноз професійного захворювання ставиться у кожному випадку з урахуванням характеристики умов праці, тривалості роботи працюючого за даною професією, професійного „маршруту” робітника, даних попередніх періодичних медичних оглядів, результатів клініко-лабораторних та діагностичних досліджень. Цей діагноз встановлюється лише тоді, коли саме умови праці зумовили розвиток даного захворювання, тобто є його безумовною причиною.

Окрім професійних, на виробництві зараз відокремлюють групу, так званих, виробнича зумовлених захворювань – захворювань, перебіг яких ускладнюється умовами праці, а частота їх перевищує частоту подібних у працівників, які не зазнають впливу певних професійних шкідливих факторів.

При експлуатації вібродіагностичної системи ГТД на роботу працівника будуть впливати наступні фактори: освітлення, мікроклімат, вібрація, шум.

Освітлення

Правильно спроектоване й виконане виробниче освітлення поліпшує умови зорової роботи, знижує стомлюваність, сприяє підвищенню продуктивності праці, добре впливає на виробниче середовище, створюючи позитивний психологічний вплив на працівника, підвищує безпеку праці й знижує травматизм.

Недостатність освітлення призводить до напруги зору, послаблює увагу, призводить до настання передчасної стомленості. Надмірно яскраве освітлення викликає осліплення, роздратування й різь в очах. Неправильний напрямок світла на робочому місці може створювати різкі тіні, відблиски, дезорієнтувати працівника. Всі ці причини можуть призвести до нещасного випадку або

профзахворювань, тому правильний розрахунок освітлення є настільки важливим.

Існує три види освітлення – природне, штучне й змішане (природне й штучне разом).

Природне освітлення - освітлення приміщень денним світлом, що проникає через світлові прорізи в зовнішніх загороджуючих приміщення конструкціях. Природне освітлення характеризується тим, що змінюється в широких межах залежно від часу дня, пори року, характеру області й ряду інших факторів.

Штучне освітлення застосовується при роботі в темний час доби та вдень, коли не вдається забезпечити нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (похмура погода, короткий світловий день).

Освітлення, при якому природне освітлення є недостатнім за нормами і доповнюється штучним, називається змішаним освітленням.

Штучне освітлення розділяється на робоче, аварійне, евакуаційне, охоронне. Робоче освітлення, у свою чергу, може бути загальним або комбінованим.

При виконанні робіт категорії високої зорової точності (найменший розмір об'єкта розпізнавання 0,3...0,5мм) величина коефіцієнта природного освітлення (КЕО) повинна бути не нижче 1,5%, а при зоровій роботі середньої точності (найменший розмір об'єкта розпізнавання 0,5... 1,0 мм) КЕО повинен бути не нижче 1,0%.

Параметри мікроклімату

Параметри мікроклімату можуть змінюватися в широких межах, у той час як необхідною умовою життєдіяльності людини є підтримка сталості температури тіла завдяки терморегуляції, тобто здатності організму регулювати віддачу тепла в навколишнє середовище. Принцип нормування мікроклімату - створення оптимальних умов для теплообміну тіла людини з навколишнім середовищем.

Обчислювальна техніка є джерелом значних теплових виділень, що може призвести до підвищення температури й зниження відносної вологості в приміщенні. У приміщеннях, де встановлені комп'ютери, повинні дотримуватися певні параметри мікроклімату. У санітарних нормах СН-245-71 встановлені величини параметрів мікроклімату, що створюють комфортні умови. Ці норми встановлюються залежно від пори року, характеру трудового процесу й характеру виробничого приміщення.

Вібрація

Вібрація серед всіх видів механічних впливів для технічних об'єктів найбільш небезпечна. Знакозмінні напруження, викликані вібрацією, сприяють накопиченню пошкоджень в матеріалах, появі тріщин та руйнуванню. Найчастіше і досить швидко руйнування об'єкта настає при вібраційних впливах за умов резонансу. Вібрації викликають також й відмови машин, приладів.

За способом передачі на тіло людини вібрацію поділяють на загальну, яка передається через опорні поверхні на тіло людини, та локальну, котра передається через руки людини. У виробничих умовах часто зустрічаються випадки комбінованого впливу вібрації – загально та локальної.

Вібрація викликає порушення фізіологічного та функціонального станів людини. Стійкі шкідливі фізіологічні зміни називають вібраційною хворобою. Симптоми вібраційної хвороби проявляються у вигляді головного болю, заніміння пальців рук, болю в кистях та передпліччі, виникають судоми, підвищується чутливість до охолодження, з'являється безсоння. При вібраційній хворобі виникають патологічні зміни спинного мозку, серцево-судинної системи, кісткових тканин та суглобів, змінюється капілярний кровообіг.

Функціональні зміни, пов'язані з дією вібрації на людину-оператора – погіршення зору, зміни реакції вестибулярного апарату, виникнення галюцинацій, швидка втомлюваність. Негативні відчуття від вібрації виникають при прискореннях, що складають 5% прискорення сили ваги, тобто

при $0,5 \text{ м/с}^2$. Особливо шкідливі вібрації з частотами, близькими до частот власних коливань тіла людини, більшість котрих знаходиться в межах 6...30 Гц.

Резонансні частоти окремих частин тіла наступні:

- очі – 22...27;
- горло – 6...12;
- грудна клітка – 2...12;
- ноги, руки – 2...8;
- голова – 8...27;
- обличчя та щелепи – 4...27;
- пояснична частина хребта – 4... 14;
- живіт – 4... 12.

Гігієнічне нормування вібрацій забезпечує віробезпеку умов праці. Дія вібрації на організм людини визначається наступними 5 характеристиками: інтенсивністю, спектральним складом, тривалістю впливу, напрямком дії.

Шум

Шум – будь-який небажаний звук, котрий заважає.

Виробничим шумом називається шум на робочих місцях, на ділянках або на територіях підприємств, котрий виникає під час виробничого процесу.

Наслідком шкідливої дії виробничого шуму можуть бути професійні захворювання, підвищення загальної захворюваності, зниження працездатності, підвищення ступеня ризику травм та нещасних випадків пов'язаних з порушенням сприйняття попереджувальних сигналів порушення слухового контролю функціонування технологічного обладнання, зниження продуктивності праці.

За характером порушення фізіологічних функцій шум поділяється на такий, що заважає (перешкоджає мовному зв'язку), подразнювальний (викликає нервові напруження і внаслідок цього — зниження працездатності, загальну перевтому), шкідливий (порушує фізіологічні функції на тривалий період і викликає розвиток хронічних захворювань, котрі безпосередньо або

опосередковано пов'язані зі слуховим сприйняттям, погіршення слуху, гіпертонію, туберкульоз, виразку шлунку), травмуючий (різко порушує фізіологічні функції організму людини).

Негативний вплив шуму на продуктивність праці та здоров'я людини загальновідомий. Під час роботи в шумних умовах продуктивність ручної праці може знизитись до 60%, а кількість помилок, що трапляються при розрахунках, зростає більше, ніж на 50%. При тривалій роботі в шумних умовах перш за все уражаються нервова та серцевосудинна системи та органи травлення. Зменшується виділення шлункового соку та його кислотність, що сприяє захворюванню гастритом. Необхідність кричати при спілкуванні у виробничих умовах негативно впливає на психіку людини.

Вплив шуму на організм людини індивідуальний. У деяких людей погіршення слуху настає через декілька місяців, а у інших воно не настає через декілька років роботи в шумі. Встановлено, що для 30% людей шум є причиною передчасного старіння.

4.2 Розрахунок освітлення в приміщенні лабораторії по випробуванням

Розрахунок освітлення робочого місця зводиться до вибору системи освітлення, визначенню необхідного числа світильників, їхнього типу, розміщення, а також загальної потужності освітлення. Виходячи із цього, розрахуємо параметри штучного освітлення для приміщення, де буде розташований оператор, що керуватиме системою.

Звичайно штучне освітлення створюється за допомогою електричних джерел світла двох видів: ламп накаливання й люмінесцентних ламп. Будемо використовувати лампами накаливання.

Приміщення має ширину 2,5 м, довжину 5 м, висоту 3 м. Висота робочого місця – 1 м. Напруга мережі 220 В. Схема приміщення представлена на рис. 4.1. Виберемо світильник типу УПМ15 для ламп накаливання.

Визначимо світловий потік ламп за формулою:

$$\Phi = \frac{E_{\min} \cdot S \cdot K_Z \cdot Z}{N \cdot \eta}, \quad (4.1)$$

де рівень мінімальної освітленості за нормою становить $E_{\min} = 100$ лк; площа приміщення $S = 12.5 \text{ м}^2$; коефіцієнт запасу, що враховує експлуатаційне зниження освітленості в порівнянні із запроєктованою, внаслідок забруднення ламп, перегородок, зниження світлового потоку в процесі їхньої експлуатації – $K_Z = 1.3$; коефіцієнт мінімального освітлення $Z = 1.15$.

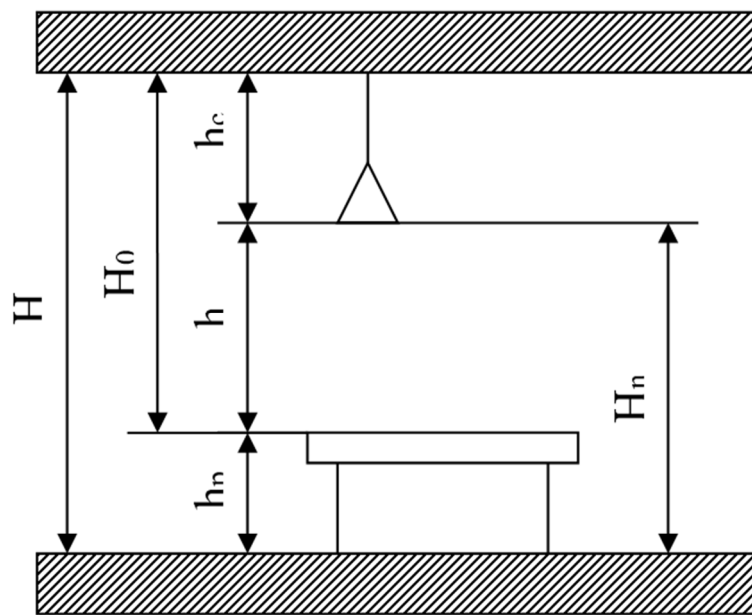


Рис. 4.1 – Схема розміщення світильника у приміщенні
де H – висота приміщення; h_p – висота робочого місця; h – висота від робочої поверхні до світильника; h_c – довжина підвісу світильника; H_0 – відстань від стелі до робочої поверхні; H_n – висота над підлогою світильника.

Визначимо H , h_p , h , h_c , H_0 , H_n :

$$H_0 = H - h_p = 3 - 1 = 2 \text{ м}, \quad (4.2)$$

$$h_c = 0.2 \cdot H_0 = 0.4 \text{ м}, \quad (4.3)$$

$$h = H_0 - h_c = 2 - 0.4 = 1.6 \text{ м}, \quad (4.4)$$

$$H_n = h + h_p = 1.6 + 1 = 2.6 \text{ м}. \quad (4.5)$$

Величина H_n перебуває в межах норми.

Для досягнення більшої рівномірності освітлення приймаємо $\frac{L}{h} = 1.5$,

де L - відстань між центрами світильників.

$$L = 1.5 \cdot h = 1.5 \cdot 1.6 = 2.4 \text{ м.} \quad (4.6)$$

Визначимо необхідну кількість світильників:

$$N = \frac{S}{L^2} = \frac{12.5}{2.4^2} = 2.1 \approx 2. \quad (4.7)$$

Індекс приміщення дорівнює:

$$i = \frac{A \cdot B}{h(A + B)} = \frac{12.5}{1.6 \cdot (5 + 2.5)} = 1.04. \quad (4.8)$$

Визначимо коефіцієнт використання світлового потоку лампи, установленної у світильник – $\eta = 0.49$.

Тепер за формулою (1) визначимо світловий потік:

$$\Phi = \frac{E_{\min} \cdot S \cdot K_Z \cdot Z}{N \cdot \eta} = \frac{100 \cdot 12.5 \cdot 1.3 \cdot 1.15}{2 \cdot 0.49} = 1907 \text{ лм.} \quad (4.9)$$

По знайденому світловому потоку вибираємо лампу Г216-225-150 потужністю 150 Вт, що має світловий потік 2090 лм.

Фактична освітленість визначимо за формулою:

$$E_{\phi} = E \cdot \frac{\Phi_{\text{л}}}{\Phi_{\text{р}}} = 100 \cdot \frac{1907}{2090} = 91,24 \text{ лк.} \quad (4.10)$$

Загальна потужність освітленої установки:

$$P = P_{\text{л}} \cdot N = 150 \cdot 2 = 300 \text{ Вт.} \quad (4.11)$$

4.3 Заходи щодо техніки безпеки при випробуваннях

Забезпечення необхідного мікроклімату

Для забезпечення комфортних умов використовуються як організаційні методи (раціональна організація проведення робіт залежно від пори року й доби,

чергування праці й відпочинку), так і технічні засоби (вентиляція, кондиціонування повітря, опалювальна система).

Норми подачі свіжого повітря в приміщення, де розташовані комп'ютери, наведені в табл. 4.2.

Таблиця 4.1

Параметри мікроклімату для приміщень, де встановлені комп'ютери

Період року	Параметр мікроклімату	Величина
Холодний	Температура повітря в приміщенні	22...24...24 С
	Відносна вологість	40...60%
	Швидкість руху повітря	до 0,1м/с
Теплий	Температура повітря в приміщенні	23...25...25С
	Відносна вологість	40.. .60%
	Швидкість руху повітря	0,1...0,2м/с

Таблиця 4.2

Норми подачі свіжого повітря в приміщення, де розташовані комп'ютери

Характеристика приміщення	Об'ємна витрата подаваного в приміщення свіжого повітря, м ³ /на одну людину
Обсяг до 20 м ³ на людину	Не менше 30
20... 40 м ³ на людину	Не менше 20
Більше 40 м ³ на людину	Природна вентиляція

Методи захисту від вібрації

Проводиться боротьба з вібрацією в джерелі її виникнення. Тобто, шляхом установки устаткування на спеціальні віброізолятори.

Методи захисту від шуму

Проводиться боротьба з шумом в джерелі його виникнення. Створюються малозумні механічні передачі, використовуються способи зниження шуму в підшипникових вузлах, вентиляторах.

Також звукоізоляція досягається шляхом розташування оператора в спеціальній кабіні, звідки він спостерігає та керує технологічним процесом.

Проводиться акустична обробка приміщення, яка передбачає вкривання стелі та верхньої частини стін звукопоглинальним матеріалом. Внаслідок цього знижується інтенсивність відбитих звукових хвиль. Додатково до стелі можуть підвішуватись штучні поглиначі.

Висновки за розділом 4

У даному розділі були викладені загальні відомості про шкідливі та небезпечні виробничі фактори. Проведено розрахунок штучного освітлення для виробничого приміщення (лабораторії), де буде проводитись замір контрольованих параметрів. Також приведено заходи що до техніки безпеки на робочих місцях.

ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі досліджено застосування прецизійних вимірювальних приладів при обслуговуванні ОВТ метрологічною ремонтно-відновлювальною групою озброєння операції Об'єднаних сил.

За результатами якого необхідно відмітити наступне:

1. Проаналізовано застосування та принципи дії прецизійних приладів, що є в складі виїздною ремонтно-відновлювальною метрологічною групою в умовах проведення операції Об'єднаних сил.

2. Запропоновано перспективні варіанти побудови калібраторів СНС, які базуються на використанні сучасних досягнень відомих світових виробників мікросхемотехнічних пристроїв, зокрема мікроконтролерів або мікропроцесорів, здатних відтворювати бінарні ЧІМ сигнали.

3. Розглянуто особливості відтворення калібратором обох типів СНС, як парного та непарного мультисинуса, так і бінарних ЧІМ сигналів.

4. Розроблено методику оцінювання похибок відтворення нормованого спектра. Домінуючою складовою сумарної похибки калібратора бінарних СНС є методична похибка, обумовлена дискретністю точок переключення ЧІМ сигналу.

3. Проаналізовані критерії оптимальності формування сигналів з нормованим спектром. Узагальнено основні вимоги до вимірювальних сигналів та до калібраторів (мір) СНС. Наведено відомості щодо найбільш розповсюджених видів СНС, а також подано їх класифікацію. За результатами проведеного аналізу існуючих методів та засобів синтезу вимірювальних сигналів, пропонується дослідити принципи побудови та методика оцінювання похибок калібраторів полігармонічних сигналів з нормованим спектром, які задовольняють певному набору вимог у часовій та частотній областях.

4. Запропоновано перспективні варіанти побудови калібраторів СНС, які базуються на використанні сучасних досягнень відомих світових виробників

мікросхемотехнічних пристроїв, зокрема мікроконтролерів або мікропроцесорів, здатних відтворювати бінарні ЧІМ сигнали.

5. Досліджено можливості використання розроблених макета калібратора та методу синтезу бінарних СНС за критерієм мінімуму розкиду амплітуд гармонік у конкретних прикладних задачах, зокрема, для вимірювання АЧХ АС та частотної характеристики залишкового загасання КТЧ. На класі бінарних сигналів отримано спектр з 60-ти гармонік, відносна нерівномірність амплітуд яких складає $\delta_{АЧХ} = \pm 4,3 \cdot 10^{-4} \%$, а коефіцієнт використання потужності $\eta > 0,7$.

6. Доведено, що метод синтезу є дієздатним не тільки в тих випадках, коли корисними є гармоніки з номерами $n \in \overline{1, N}$, але й у застосуваннях, де для формування сітки контрольних частот використовують нульові вагові коефіцієнти, наприклад вимірювання частотної характеристики залишкового загасання КТЧ, що проводять на частотах з номерами $n=3, 4, 6, 10, 16, 20, 24, 30, 34$ при основній частоті сигналу 100 Гц. Оптимальний бінарний ЧІМ сигнал для вимірювання даної характеристики КТЧ має такі характеристики: $\bar{C} = 0,4$ В; $\eta > 0,7$; $\delta_{АЧХ} = \pm 4,3 \cdot 10^{-5} \%$.

7. Таким чином, за результатами проведеного дослідження, обслузі виїзної метрологічної групи, під час проведення обслуговування зразків озброєння та воєнної техніки підрозділів радіотехнічних військ протиповітряної оборони в зоні проведення Операції Об'єднаних сил запропоновано прецизійний вимірюваний прилад у вигляді калібратора що працює за методом синтезу бінарних СНС за критерієм мінімуму розкиду амплітуд гармонік, якій гарантовано отимує полігармонічний сигнал з нормованим спектром, що здійснює підвищення якості обробки радіолокаційної інформації, в умовах протидії противникаї, яка поступає від зразків озброєння радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України, що знаходяться в зоні проведення Операції Об'єднаних сил.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Наказ Міністра оборони України від 18.01.2010 № 12 “Про затвердження Концепції розвитку системи метрологічного забезпечення у сфері оборони на період до 2015 року та на перспективу до 2025 року”.
2. Наказ заступника Міністра оборони з озброєння – начальника Озброєння Збройних Сил України від 01.06.2001р. №79 “Про затвердження Керівництва з організації та порядку експлуатації вимірювальної техніки у Збройних Силах України.”
3. Наказ Міністра оборони України від 15.12.2006 № 731 “Про затвердження нормативних документів з метрології та метрологічної діяльності.”
4. Наказ начальника Центрального управління метрології і стандартизації “Про затвердження Керівництва з організації виробничої діяльності військових метрологічних лабораторій в Міністерстві оборони України та Збройних Силах України” від 14.05.2007 № 2.
5. Кононов В.Б. Використання вимірювальних перетворювачів виїзними метрологічними групами в умовах проведення Операції Об’єднаних сил: підручник/ В.Б. Кононов, І.В. Толок, А.М. Науменко та ін.. – Х.:ХНУПС, 2019. – 428 с.
6. Кононов В.Б. Застосування електричних вимірювань засобами вимірювальної техніки в умовах проведення АТО: навч. посіб./ В.Б. Кононов, А.М. Науменко, О.В. Коваль та ін.. – Х.:ХНУПС, 2018. – 392 с.
7. Кононов В.Б. Основи експлуатації засобів вимірювальної техніки військового призначення в умовах проведення АТО: навч. посіб./ В.Б. Кононов, А.М. Науменко, О.В. Коваль та ін.. – Х.:ХНУПС, 2017. – 288 с.
8. Кузнецов І.Б., Ябловський П.М. Організація метрологічного забезпечення військ (сил) У 2-х частинах. Ч.1 / І.Б. Кузнецов, П.М. Ябловський: Навч. посібн.- К.:НУОУ, 2009.-356 с.

9. Кононов В.Б. Instrumentation and general principles of sensors. Part 1: навч. посіб./ В.Б. Кононов, А.М. Науменко, О.В. Коваль та ін.. – Х.:ХНУПС, 2018.-64 с.
10. ДСТУ 2682-94. Державна система забезпечення єдності вимірювань. Метрологічне забезпечення. Основні положення. – К.: Держстандарт України, 1994. – 16 с.
11. Моделювання та дослідження надійності та живучості систем літальних комплексів: Методичний посібник / А.П. Батуков, В.І. Грідін, В.В. Складар та інш. / Під ред. В.С. Харченко. – Харків: ХВУ, 2013. – 134 с.
12. Крещук В.В. Метрологическое обеспечение эксплуатации сложных изделий. – М.: Изд-во стандартов, 2009. – 200 с.
13. Інформаційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу до сайту: <http://elvisti.com/node/65651>;
14. Інформаційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу до сайту: <http://itua.info/news/analytics/8148.html>;
15. Інформаційний сайт [Електронний ресурс]. – Режим доступу до сайту: <http://www.fcenter.ru/online.shtml?softnews/> 2014/03/15.
16. David S. Fadok. John Boyd and John Warrden: Air power's quest for strategic paralysis. MAXWELL AIR FORCE BASE, ALABAMA, JUNE 2016.
17. Andersen T.H., Jensen K. Importance and representation of phase in the sinusoidal model // Journal Audio Engineering Society. – 2014. – Vol. 52, № 11. – P. 1157 – 1169.
18. Carlyon R.P., Datta A.J. Excitation produced by Schroeder-phase complexes: evidence for fast-acting compression in the auditory system // The Journal of the Acoustical Society of America. – 2014. – Vol. 101, № 6. – P. 3636 – 3647.

А.1 Основні характеристики та особливості роботи мікроконтролера PIC16F628A-I/P в режимі відтворення часоімпульсно-модульованого сигналу

Таблиця А.1

Основні характеристики контролера PIC16F628A-I/P

№ п/п	Назва характеристики, одиниця вимірювання	Значення характеристики
Загальні характеристики		
1	Промисловий діапазон робочих температур, °C	від -40 до +85
2	Кількість портів вводу-виводу	16
3	Об'єм FLASH-пам'яті програм, 14-розрядних слів	2048
4	Об'єм SRAM-пам'яті даних, байт	224
5	Об'єм EEPROM-пам'яті даних, байт	128
6	Кількість циклів перепрограмування флеш-пам'яті	100000
7	Кількість циклів перепрограмування EEPROM-пам'яті	1000000
8	Тривалість збереження записаних даних, років	100
9	Тип корпусу	18-pin DIP
Електричні характеристики		
1	Максимальна частота тактування, МГц	20
2	Частоти внутрішнього осцилятора, кГц	37 та 4000
3	Діапазон робочих напруг живлення, В	від 3,0 до 5,5
4	Струм зниженого енергоспоживання, нА	100
5	Загальна потужність, що споживається, мВт	800
6	Час встановлення високого/низького рівня на виході модуля ССР, нс	від 10 до 25
Периферія		
1	Аналогові компаратори, шт.	1
2	Таймери 8/16 біт, шт.	2/1
3	Модуль ССР (ШІМ), шт.	1
4	Послідовний інтерфейс, тип	USART
5	Внутрішнє джерело опорної напруги, шт.	1

А.2 Процес синтезу часоімпульсно-модульованого сигналу з нормованим спектром за допомогою модуля CCP1

Процес відтворення одного перепаду бінарного сигналу подано на (рис. А.1). Послідовність дій при цьому буде наступною:

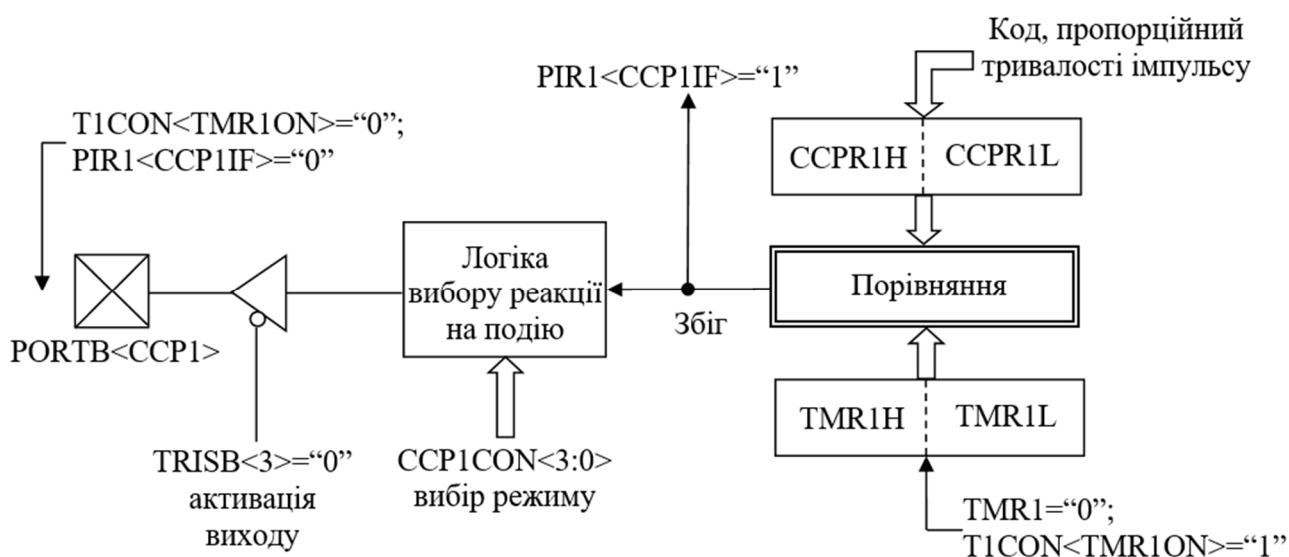


Рис. А.1 – Схема роботи модуля CCP1 в режимі порівняння

1. Двійковий код, що відповідає тривалості першого імпульсу, заноситься до старшого CCPR1H та молодшого CCPR1L байтів 16-розрядного регістра CCPR1.

2. Чотирма молодшими бітами <3:0> керуючого регістра CCP1CON задається вид реакції модуля CCP1 на умову збігу значень таймера TMR1 та регістра CCPR1, причому в режимі синтезу бінарного ЧНС застосовується лише одна з двох комбінацій чисел, а саме:

- або CCP1CON<3:0>=1000, за якої на виході PORTB<CCP1> встановлюється сигнал високого рівня PORTB<CCP1>="1";
- або CCP1CON<3:0>=1001, за якої PORTB<CCP1>="0", що означає встановлення на відповідному виході сигналу низького рівня.

Вибір конкретного варіанта залежить від поточного стану виводу PORTB<CCP1>. Наприклад, якщо PORTB<CCP1>="0", то для реалізації

переключення сигналу необхідно задати $CCP1CON<3:0>=1000$, і навпаки, за умови $PORTB<CCP1>="1"$ $CCP1CON<3:0>=1001$. У даному випадку задамося першою комбінацією, виходячи з того, що перший імпульс матиме рівень логічного нуля, та переключення буде здійснюватися в логічну одиницю.

3. Обнуляється таймер TMR1 та здійснюється його запуск шляхом встановлення нульового біта регістра T1CON: $T1CON<TMR1ON>="1"$. Після запуску таймер інкрементується, та відбувається постійний аналіз стану біта $PIR1<CCP1IF>$, який відповідає за переривання від модуля CCP1.

4. У разі збігу значень таймера TMR1 та регістра CCP1 виконуються наступні дії:

- встановлюється ознака $PIR1<CCP1IF>="1"$;
- на виході $PORTB<CCP1>$ відбувається переключення сигналу з рівня логічного нуля в рівень логічної одиниці, тобто $PORTB<CCP1>="1"$.

5. Робота щодо формування конкретної точки переключення закінчується зупинкою таймера TMR1: $T1CON<TMR1ON>="0"$ та скиданням ознаки $PIR1<CCP1IF>="0"$.

За такою ж схемою проводиться відтворення наступного, другого, імпульсу. При цьому слід враховувати деяку особливість: для забезпечення чергового переключення на виводі $PORTB<CCP1>$ в рівень логічного нуля треба змінити реакцію модуля CCP1 на умову збігу значень таймера TMR1 та регістра CCP1. З цією метою першим чотирьом молодшим бітам керуючого регістра CCP1CON надаємо значення $CCP1CON<3:0>=1001$. Отже, під час синтезу одного періоду ЧІМ сигналу будуть поперемінно змінюватися тільки біти $CCP1CON<3:0>$.

Після проходження всіх імпульсів першого періоду виконується повертання до коду тривалості першого імпульсу, і аналогічно синтезується другий, третій та всі наступні періоди бінарного СНС.

А.3 Практичне використання мікроконтролера PIC16F628A-I/P

Опис запропонованого принципу побудови калібратора бінарних сигналів для цільного сприйняття завершимо розглядом деяких особливостей практичного використання МК: по-перше, методики отримання кодів тривалостей імпульсів бінарного СНС на інтервалі одного періоду, а по друге, порядку створення та налагодження “програми-прошивки” для мікроконтролера в сукупності з програмуванням останнього, тобто занесенням машинного коду розробленої програми до Flash-пам’яті МК.

Отже, коди тривалостей імпульсів розраховуються наступним чином. Виходячи з основної частоти сигналу, значення отриманих точок переключення оптимального бінарного СНС перетворюються з формату в радіанах у секундний формат. Після цього підраховується кількість машинних циклів, які укладаються в кожний елементарний імпульс, та вводиться поправка на проходження проміжних рядків програми. Кожне з отриманих значень переводиться в 16-річний формат представлення даних та розбивається на два байти, які згодом заносяться відповідно до старшого CCPR1H та молодшого CCPR1L байтів 16-розрядного регістра CCPR1. Приклад таблиці отриманих кодів тривалостей імпульсів подано в останній частині “програми-прошивки” після мітки “data_tp” (див. додаток Б.4).

Під час виконання вищенаведених розрахунків слід звернути увагу на те, що для ЧІМ сигналу, який має парну кількість точок переключення, треба підсумувати значення тривалостей першого та останнього імпульсів, та першим синтезувати сумарний імпульс (рис. А.2).

Дана операція проводиться для того, щоб не ускладнювати програму та при переході від i -го до $(i+1)$ -го періоду сигналу не змінювати чергування значень керуючого регістра CCP1CON<3:0>.

Нарешті, подамо деякі особливості етапу розробки калібратора, на якому відбувається підготовка програми та власне програмування PIC-контролера (рис. А.3).

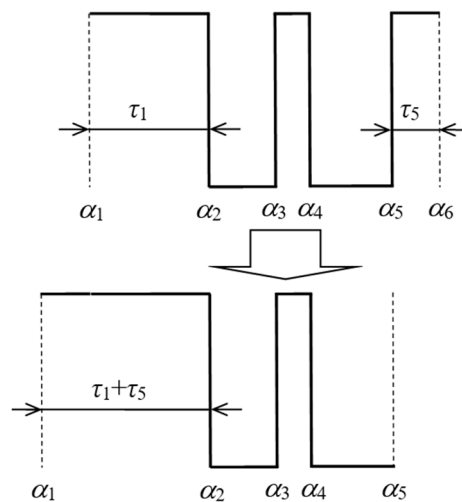


Рис. А.2 – Визначення тривалості першого імпульсу для ЧІМ сигналу, що має парну кількість ТП

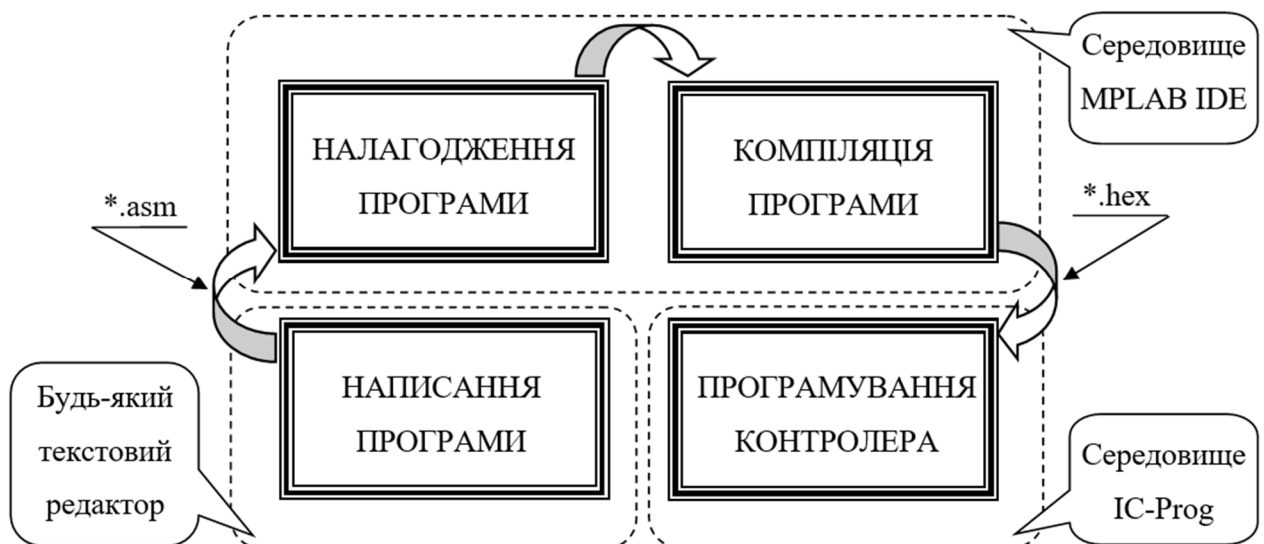


Рис. А.3 – Послідовність дій під час програмування контролера PIC16F628A-I/P

Як видно з рис. А.3, першою в наведеній послідовності дій є написання програми роботи МК. Дана операція виконується на мові асемблера MPASM з використанням набору інструкцій, які підтримує обраний контролер. Набір програми можна здійснити в будь-якому текстовому редакторі, а після цього надати вихідному файлу розширення “asm”.

У подальшому написана програма підлягає налагодженню та компіляції. Обидві останні Операції реалізуються у фірмовому інтегрованому середовищі

розробки для PIC контролерів MPLAB IDE. Вбудований в дане середовище засіб для налагодження (симулятор) MPLAB SIM дозволяє зручно провести покрокову або неперервну імітацію роботи МК за розробленою програмою з одночасним показом поточних значень регістрів, стану портів та інших периферійних пристроїв контролера. Результатом успішної компіляції програми є файл з розширенням “hex”, який містить 16-річний машинний код, придатний для подальшого його занесення до Flash-пам’яті програм МК.

З використанням середовища MPLAB IDE можна також здійснити і програмування контролера, що є останнім етапом у послідовності дій, зображеної на рис. А.3. Проте даний підхід передбачає наявність достатньо коштовного універсального фірмового програматора, наприклад, PICSTART Plus або PRO MATE II. Тому в даній роботі було обрано більш економічний варіант, що потребує лише найпростішого програматора з послідовним інтерфейсом RS-232, такого як JDM (μJDM) або іншого, та програмного середовища IC-Prog, що підтримує значну кількість різноманітних програматорів та мікроконтролерів.

Таблиця Б.1

**Частоти, на яких визначається амплітудно-частотна характеристика
аналізатора спектра С4-77Р**

№ п/п	Частота контролю, Гц	№ п/п	Частота контролю, Гц	№ п/п	Частота контролю, Гц	№ п/п	Частота контролю, Гц	№ п/п	Частота контролю, Гц
1	20	28	290	55	10000	82	90000	109	360000
2	30	29	300	56	11000	83	100000	110	370000
3	40	30	310	57	12000	84	110000	111	380000
4	50	31	320	58	13000	85	120000	112	390000
5	60	32	330	59	14000	86	130000	113	400000
6	70	33	340	60	15000	87	140000	114	410000
7	80	34	350	61	16000	88	150000	115	420000
8	90	35	360	62	17000	89	160000	116	430000
9	100	36	370	63	18000	90	170000	117	440000
10	110	37	380	64	19000	91	180000	118	450000
11	120	38	390	65	20000	92	190000	119	460000
12	130	39	400	66	21000	93	200000	120	470000
13	140	40	400	67	22000	94	210000	121	480000
14	150	41	500	68	23000	95	220000	122	490000
15	160	42	600	69	24000	96	230000	123	500000
16	170	43	700	70	25000	97	240000	124	510000
17	180	44	800	71	26000	98	250000	125	520000
18	190	45	900	72	27000	99	260000	126	530000
19	200	46	1000	73	28000	100	270000	127	540000
20	210	47	2000	74	29000	101	280000	128	550000
21	220	48	3000	75	30000	102	290000	129	560000
22	230	49	4000	76	30000	103	300000	130	570000
23	240	50	5000	77	40000	104	310000	131	580000
24	250	51	6000	78	50000	105	320000	132	590000
25	260	52	7000	79	60000	106	330000	133	600000
26	270	53	8000	80	70000	107	340000		
27	280	54	9000	81	80000	108	350000		

ДОДАТОК В

Результати оптимізації часоімпульсно-модульованих сигналів для визначення амплітудно-частотної характеристики аналізатора спектра С4-77

Таблиця В.1

Результати моделювання методу синтезу СНС типу “Сигнал 1”

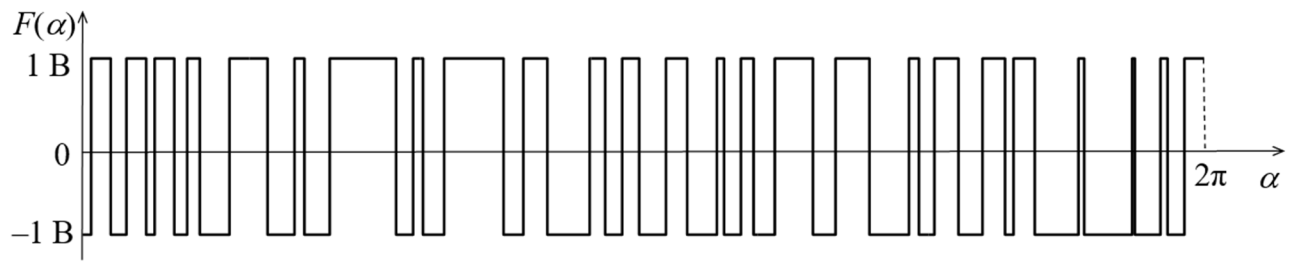
Номер гармоніки або точки переключення	Початкові умови для оптимізації			Результати оптимізації за умови $n \in \overline{2,40}$	
	ψ_n , рад	C_n , В	$\{\alpha_0\}$, рад	C_n , В	$\{\alpha\}$, рад
1	2	3	4	5	6
1	1,077398	0,277827	0,038071	0,195896	0,019206
2	0,820997	0,238462	0,131305	0,195896	0,133318
3	1,374642	0,111523	0,234798	0,195895	0,223697
4	0,662754	0,123504	0,330947	0,195897	0,332837
5	0,888605	0,140198	0,366611	0,195895	0,377318
6	2,871217	0,073393	0,504280	0,195894	0,487287
7	4,951986	0,267385	0,568272	0,195897	0,561204
8	1,765977	0,187821	0,634916	0,195895	0,633387
9	1,412377	0,276313	0,750904	0,195894	0,796285
10	5,710628	0,223004	1,034333	0,195897	1,011171
11	0,046048	0,104150	1,158321	0,195895	1,164504
12	3,699158	0,053172	1,217186	0,195895	1,216343
13	3,406227	0,141589	1,361120	0,195895	1,358327
14	4,106212	0,148869	1,790861	0,195896	1,729006
15	1,969370	0,234926	1,812996	0,195896	1,826797
16	1,452414	0,163157	1,912510	0,195894	1,886537
17	2,614206	0,211750	2,070229	0,195896	2,004042
18	1,877408	0,289274	2,383003	0,195895	2,335422
19	4,225042	0,205791	2,461511	0,195897	2,446564
20	5,895246	0,157884	2,626925	0,195897	2,582176
21	2,156061	0,149712	2,839586	0,195897	2,818971
22	3,537198	0,093807	2,922301	0,195897	2,901151
23	0,746999	0,231025	3,000247	0,195896	2,996624
24	1,061992	0,151906	3,119457	0,195895	3,096285
25	1,752352	0,281751	3,222525	0,195897	3,241760
26	3,498570	0,132366	3,379905	0,195897	3,365999
27	3,051047	0,282929	3,498571	0,195894	3,530627
28	5,982995	0,292533	3,564552	0,195896	3,566047

Продовження таблиці В.1

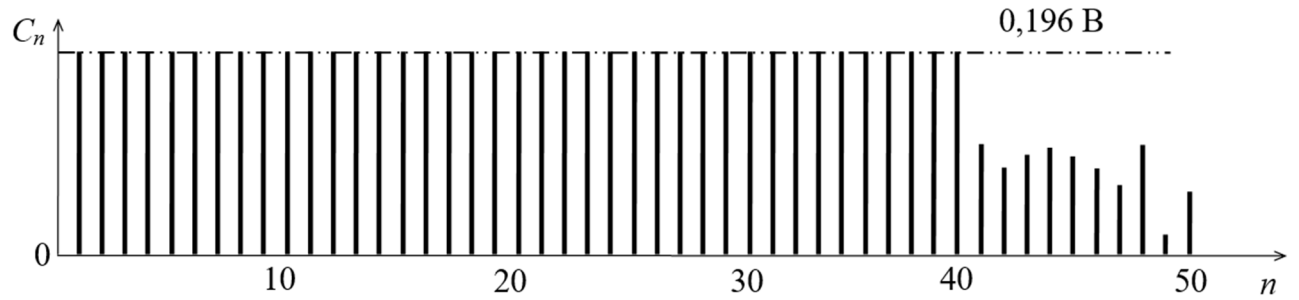
1	2	3	4	5	6
29	1,457202	0,186858	3,638760	0,195895	3,661944
30	3,007499	0,206481	3,717856	0,195894	3,735517
31	3,308238	0,111819	3,867763	0,195894	3,851623
32	4,980812	0,125930	4,060103	0,195894	4,070284
33	1,212703	0,211516	4,148874	0,195897	4,189507
34	5,715188	0,191303	4,424586	0,195894	4,384949
35	5,794331	0,215302	4,571965	0,195896	4,601023
36	0,083355	0,101949	4,630201	0,195895	4,656544
37	4,822657	0,215160	4,769518	0,195896	4,750212
38	5,952329	0,210870	4,903279	0,195897	4,882047
39	5,110149	0,193221	5,038471	0,195894	5,016987
40	5,804594	0,198144	5,126104	0,195894	5,140673
41			5,203943		5,187295
42			5,334124		5,309839
43			5,553793		5,556436
44			5,611012		5,588752
45			5,836454		5,858611
46			5,899604		5,869786
47			6,024217		6,011948
48			6,075267		6,054875
49			6,227353		6,151397
50			6,237568		6,254826
Характеристики сигналів					
$\overline{C}$, В	0,185			0,196	
D , В ²	4·10 ⁻³			10 ⁻¹²	
η	0,7			0,748	
Δ_{ACH} , В	0,24			2,9·10 ⁻⁶	
δ_{ACH} , %	±225			±7,5·10 ⁻⁴	

Результати моделювання методу синтезу СНС типу “Сигнал 2”

Номер гармоніки або точки переключення	Початкові умови для оптимізації			Результати оптимізації за умови $n \in \overline{4,10}$	
	ψ_n , рад	C_n , В	$\{\alpha_0\}$, рад	C_n , В	$\{\alpha\}$, рад
1	2	3	4	5	6
1		0,009133	0,224456	0,035573	0,179390
2		0,145012	0,589409	0,161611	0,567252
3		0,030879	1,057642	0,125674	1,085066
4	4,005975	0,478789	1,833988	0,469216	1,888613
5	1,578784	0,396843	2,440212	0,469216	2,443182
6	0,906792	0,497338	2,947390	0,469216	2,933839
7	4,093817	0,501864	3,296507	0,469216	3,316638
8	5,944440	0,516136	3,614559	0,469216	3,596271
9	5,126368	0,452572	4,055085	0,469216	4,022897
10	5,844915	0,489130	4,734908	0,469216	4,726937
11			5,170025		5,194810
12			5,519290		5,521139
13			5,856647		5,869905
14			6,198890		6,198923
Характеристики сигналів					
$\bar{C}$, В	0,476			0,469	
D , В ²	$1,4 \cdot 10^{-3}$			$8 \cdot 10^{-15}$	
η	0,798			0,771	
Δ_{ACH} , В	0,12			$2,2 \cdot 10^{-7}$	
δ_{ACH} , %	± 15			$\pm 2,3 \cdot 10^{-5}$	

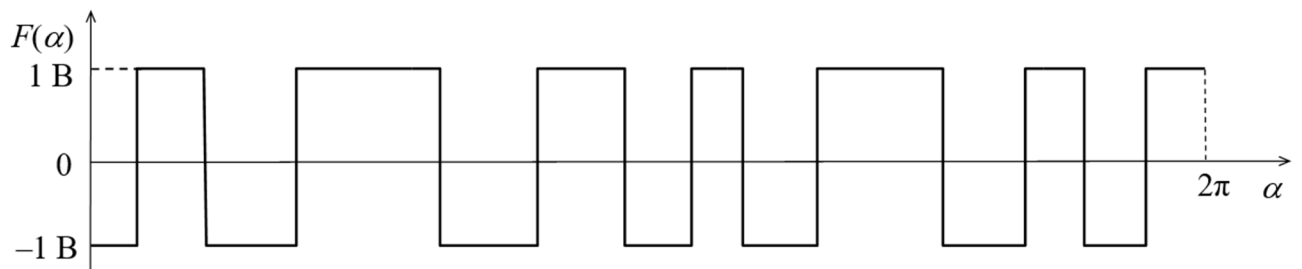


а)

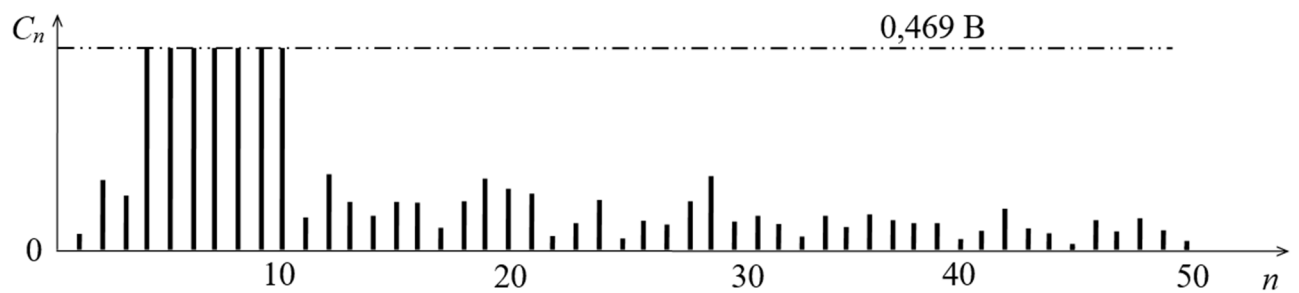


б)

Рис. В.1 – Вимірювальний ЧІМ сигнал типу “Сигнал 1” (а), оптимальний за критерієм нерівномірності спектра, та його амплітудний спектр (б)



а)



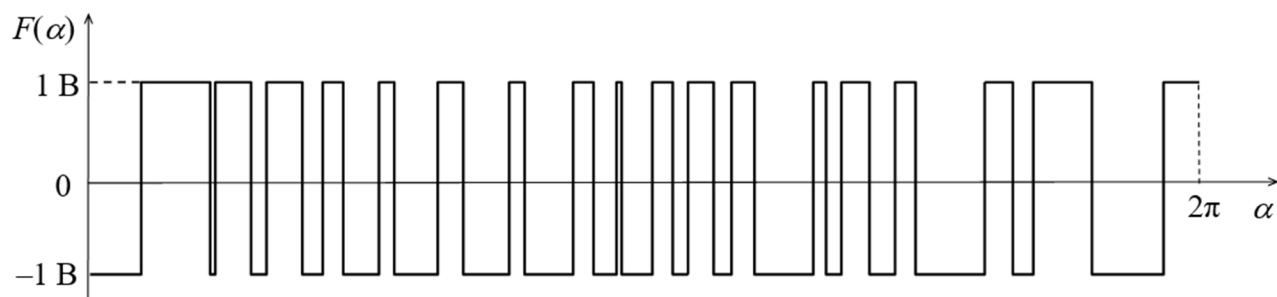
б)

Рис. В.2 – Вимірювальний ЧІМ сигнал типу “Сигнал 2” (а), оптимальний за критерієм нерівномірності спектра, та його амплітудний спектр (б)

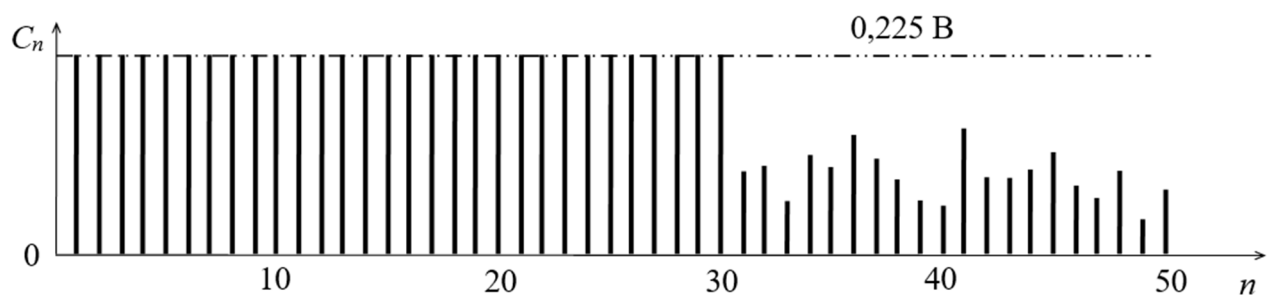
Результати моделювання методу синтезу СНС типу “Сигнал 3”

Номер гармоніки або точки переключення	Початкові умови для оптимізації			Результати оптимізації за умови $n \in \overline{1,30}$	
	ψ_n , рад	C_n , В	$\{\alpha_0\}$, рад	C_n , В	$\{\alpha\}$, рад
1	2	3	4	5	6
1	1,545412	0,062920	0,243309	0,225417	0,209748
2	3,690481	0,203231	0,587466	0,225418	0,602111
3	3,179628	0,181864	0,631627	0,225417	0,638778
4	2,920292	0,135885	0,801362	0,225418	0,840219
5	3,401835	0,283668	0,940909	0,225417	0,918202
6	5,920812	0,256236	1,135886	0,225417	1,130549
7	2,147336	0,197606	1,232897	0,225417	1,247473
8	2,524611	0,199875	1,373676	0,225418	1,356048
9	1,933260	0,277947	1,535781	0,225418	1,565949
10	2,585958	0,231070	1,663877	0,225417	1,648593
11	1,796609	0,198966	1,866706	0,225417	1,887534
12	2,476377	0,223441	2,018142	0,225417	2,042252
13	3,160533	0,262852	2,231826	0,225417	2,292091
14	4,536333	0,279247	2,372770	0,225418	2,378760
15	1,923965	0,229116	2,657313	0,225417	2,663682
16	0,704745	0,234525	2,771652	0,225418	2,778346
17	2,785273	0,106755	2,898287	0,225418	2,901005
18	2,932756	0,243903	2,979290	0,225417	2,942182
19	0,092167	0,362405	3,109373	0,225417	3,110616
20	4,172361	0,313375	3,250201	0,225417	3,218307
21	4,549414	0,286279	3,289380	0,225418	3,315078
22	1,769556	0,154195	3,425952	0,225418	3,456046
23	1,645055	0,199127	3,545714	0,225417	3,559058
24	4,451457	0,204648	3,661459	0,225418	3,681752
25	4,925131	0,257126	3,949171	0,225418	4,014696
26	6,196212	0,194366	4,120009	0,225417	4,089775
27	2,974100	0,178600	4,179177	0,225418	4,175530
28	5,672578	0,241865	4,359159	0,225417	4,337775
29	2,834086	0,256250	4,464013	0,225418	4,481377
30	5,054928	0,204048	4,647911	0,225418	4,605639
31			4,984357		4,995209
32			5,160186		5,148144
33			5,268604		5,270070
34			5,594683		5,598915
35			5,996104		6,007737
36			6,170668		6,199687

Характеристики сигналів		
$\bar{C}$, В	0,222	0,225
D , В ²	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-14}$
η	0,793	0,762
$\Delta_{АЧХ}$, В	0,3	$6,3 \cdot 10^{-7}$
$\delta_{АЧХ}$, %	± 238	$\pm 1,4 \cdot 10^{-4}$



а)



б)

Рис. В.3 – Вимірювальний ЧІМ сигнал типу “Сигнал 3” (а), оптимальний за критерієм нерівномірності спектра, та його амплітудний спектр (б)

Результати моделювання методу синтезу СНС типу “Сигнал 4”

Номер гармоніки або точки переключення	Початкові умови для оптимізації			Результати оптимізації за умови $n \in \overline{3,60}$	
	Ψ_n , рад	C_n , В	$\{\alpha_0\}$, рад	C_n , В	$\{\alpha\}$, рад
1	2	3	4	5	6
1	4,944392	0,065273	0,060368	0,156751	0,054701
2	4,121657	0,087739	0,109712	0,156751	0,087253
3	0,000251	0,223286	0,184378	0,156752	0,201418
4	0,824587	0,131406	0,240048	0,156751	0,230258
5	3,109390	0,136768	0,309637	0,156752	0,344215
6	0,240854	0,122869	0,388732	0,156752	0,371946
7	1,429021	0,095301	0,509918	0,156751	0,513281
8	2,060149	0,153590	0,580924	0,156751	0,579797
9	5,651529	0,182432	0,625569	0,156751	0,617912
10	1,971227	0,165291	0,712003	0,156752	0,687692
11	1,581327	0,135682	0,847392	0,156752	0,821907
12	2,720551	0,131515	0,904521	0,156751	0,875990
13	5,292844	0,153471	0,950524	0,156752	0,941983
14	1,159179	0,141802	1,061914	0,156752	1,044386
15	3,192984	0,159517	1,257142	0,156751	1,222531
16	2,841506	0,191426	1,337169	0,156752	1,335190
17	2,045707	0,137705	1,371949	0,156751	1,373023
18	2,388090	0,148616	1,439061	0,156751	1,423861
19	5,569918	0,108224	1,478712	0,156751	1,480354
20	4,783142	0,118319	1,545920	0,156751	1,544302
21	5,552868	0,195640	1,585788	0,156751	1,578424
22	2,873968	0,140804	1,657048	0,156751	1,658975
23	5,021536	0,127961	1,707210	0,156751	1,685176
24	0,842431	0,059851	1,772738	0,156751	1,756986
25	0,410378	0,149462	1,821013	0,156752	1,814578
26	2,357103	0,159879	1,882606	0,156751	1,871074
27	2,346914	0,178740	1,951262	0,156751	1,954397
28	3,041202	0,157279	2,058380	0,156751	2,066634
29	6,091292	0,176392	2,114543	0,156751	2,114948
30	2,149233	0,154430	2,282767	0,156752	2,292142
31	1,587693	0,093309	2,352484	0,156751	2,334890
32	3,674953	0,071620	2,414937	0,156751	2,422061
33	3,290527	0,226751	2,596685	0,156752	2,603640
34	1,026792	0,172612	2,628630	0,156752	2,628861
35	3,056130	0,069345	2,733907	0,156752	2,733375
36	3,116842	0,100465	2,805525	0,156752	2,790110
37	5,297945	0,198813	2,874514	0,156752	2,843203
38	5,065493	0,181373	2,933391	0,156752	2,930097
39	5,389626	0,161621	2,977471	0,156752	3,000249

1	2	3	4	5	6
40	3,831198	0,165291	3,082100	0,156752	3,098887
41	3,554589	0,158483	3,262849	0,156752	3,224035
42	3,844672	0,121128	3,340229	0,156751	3,333548
43	0,647021	0,172077	3,415439	0,156751	3,410591
44	0,994728	0,103749	3,460510	0,156752	3,465960
45	2,599039	0,203786	3,513655	0,156752	3,510677
46	3,521163	0,115863	3,585885	0,156751	3,591247
47	1,688149	0,232195	3,646605	0,156752	3,657526
48	4,927614	0,130958	3,689800	0,156751	3,687504
49	2,437064	0,214877	3,865340	0,156752	3,813267
50	0,194676	0,204058	3,938347	0,156752	3,938741
51	3,678816	0,162364	3,984581	0,156752	3,980190
52	3,509527	0,174659	4,029019	0,156752	4,029195
53	1,261007	0,208393	4,086210	0,156752	4,108452
54	0,549288	0,027767	4,155490	0,156752	4,156814
55	5,863656	0,248977	4,204550	0,156751	4,192099
56	1,629732	0,259920	4,289813	0,156752	4,285792
57	1,282847	0,128623	4,314982	0,156751	4,340891
58	0,309186	0,253763	4,553134	0,156751	4,536704
59	3,808622	0,179649	4,754604	0,156752	4,716100
60	3,432810	0,194385	4,843093	0,156752	4,874922
61			4,938323		4,912588
62			5,027926		5,023619
63			5,238697		5,204626
64			5,288054		5,270540
65			5,368869		5,387762
66			5,406663		5,398328
67			5,448376		5,455067
68			5,509122		5,490875
69			5,669915		5,669046
70			5,728916		5,706480
71			5,784553		5,782793
72			5,840494		5,833294
73			5,951739		5,959956
74			6,077856		6,088463
75			6,109008		6,120025
76			6,257488		6,250941
Характеристики сигналів					
$\overline{C}$, В	0,154			0,157	
D , В ²	2,4·10 ⁻³			2·10 ⁻¹³	
η	0,776			0,713	
$\Delta_{АЧХ}$, В	0,23			1,3·10 ⁻⁶	
$\delta_{АЧХ}$, %	±418			±4,3·10 ⁻⁴	

ДОДАТОК Г

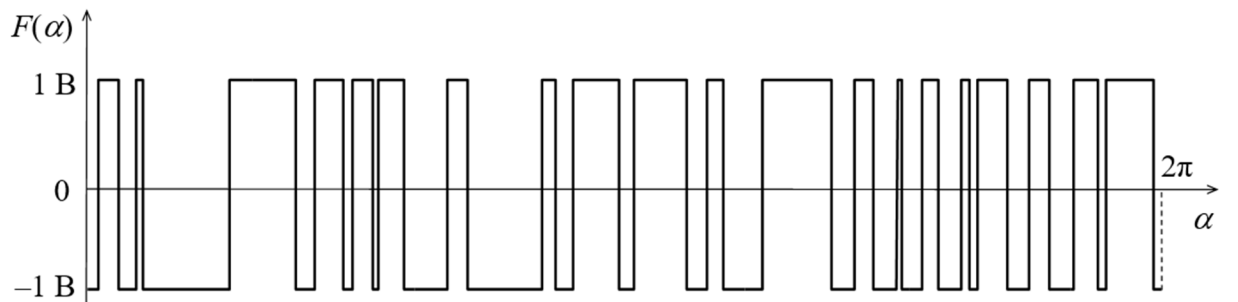
Результати оптимізації часоімпульсно-модульованого сигналу для контролю частотної характеристики залишкового загасання каналів тональної частоти

Таблиця Г.1

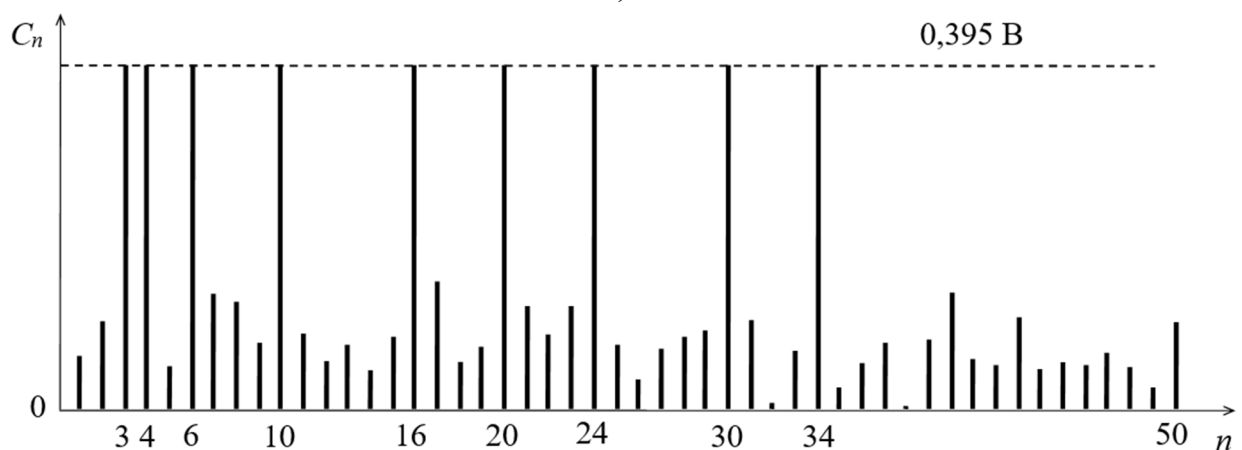
Результати моделювання методу синтезу ЧІМ сигналу

Номер гармоніки або точки переключення	Початкові умови для оптимізації			Результати оптимізації за умови $n \in 3,4,6,10,16,20,24,30,34$	
	ψ_n , рад	C_n , В	$\{\alpha_0\}$, рад	C_n , В	$\{\alpha\}$, рад
1	2	3	4	5	6
1		0,038062	0,077061	0,059681	0,066274
2		0,105807	0,193628	0,099727	0,186338
3		0,361193	0,279614	0,395240	0,286928
4	5,120423	0,430055	0,336056	0,395240	0,328518
5	3,859850	0,045581	0,822993	0,048866	0,832454
6	3,230764	0,397658	1,243025	0,395240	1,224974
7		0,086916	1,332253	0,131396	1,331290
8		0,126688	1,488022	0,121724	1,501972
9		0,045025	1,554496	0,075462	1,551622
10	0,040642	0,462022	1,676805	0,395240	1,675343
11		0,053109	1,710211	0,086460	1,706611
12		0,043587	1,836807	0,054178	1,851849
13		0,087624	2,097200	0,073318	2,105608
14		0,012390	2,228898	0,044044	2,227883
15		0,102351	2,669560	0,082346	2,661901
16	0,158811	0,381308	2,745112	0,395240	2,741542
17		0,131725	2,836439	0,145358	2,847954
18		0,062458	3,109402	0,053562	3,111221
19		0,095525	3,206601	0,071333	3,199835
20	5,243261	0,387430	3,506281	0,395240	3,508278
21		0,075701	3,637509	0,117444	3,627601
22		0,064384	3,712510	0,085309	3,723997
23		0,113121	3,956171	0,117699	3,949607
24		0,376125	4,354370	0,395240	4,357170
25	0,954147	0,080531	4,495486	0,073107	4,489804
26		0,032063	4,604728	0,033050	4,605125
27		0,040741	4,736714	0,068906	4,739983
28		0,052744	4,770779	0,082537	4,765788
29		0,094294	4,882314	0,089329	4,889914

1	2	3	4	5	6
30	5,647813	0,378624	4,968190	0,395240	4,977663
31		0,074158	5,127177	0,101656	5,114498
32		0,009997	5,162776	0,006666	5,166521
33		0,087603	5,220202	0,066630	5,214708
34	5,155549	0,417536	5,388940	0,395240	5,387413
35			5,518378		5,513971
36			5,634850		5,630548
37			5,781661		5,771034
38			5,931422		5,916885
39			5,944222		5,959410
40			6,243794		6,242971
Характеристики сигналів					
$\overline{C}$, В	0,399			0,395	
D , В ²	9·10 ⁻⁴			2·10 ⁻¹⁴	
η	0,721			0,703	
Δ_{ACH} , В	0,1			3,4·10 ⁻⁷	
δ_{ACH} , %	±14			±4,3·10 ⁻⁵	



а)



б)

Рис. Г.1 – Оптимальний за критерієм нерівномірності спектра бінарний ЧІМ сигнал (а) та його амплітудний спектр (б) для контролю каналів тональної частоти