

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: «Аналіз та оцінка характеристик радіоелектронного озброєння»

Виконав: студент групи 6631м

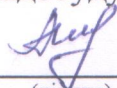


(підпис)

Осадчук О.А.

Керівник роботи:

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



(підпис)

Гайдай Г.Ю.

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра морського приладобудування

Спеціальність 175 «Інформаційно-вимірювальні технології»

Освітня програма «Вимірювально-інформаційні системи»

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Гарант освітньої програми

Гордєєв

(підпис)

Гордєєв Б.М.

«__» _____ 2025 р.

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

Студенту Осадчуку Олегу Андрійовичу
(Прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: «Аналіз та оцінка характеристик радіоелектронного озброєння»

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: Відносна похибка 0,04 - 0,08 %

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

1. Аналіз формування сигналу з заданим коефіцієнтом гармонік, що використовується при дослідженні частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки військових частин та підрозділів радіотехнічних військ ПС ЗС України в умовах проведення ООС; 2. Дослідження методу цифроаналогового синтезу прецизійних вимірювальних сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік при дослідженні частотних характеристик; 3. Розробка пристрою протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС; 4. Охорона праці.

5. Перелік презентаційних матеріалів: 1. Мета роботи; 2. Структурна схема калібратора; 3. Узгоджені структурні схеми; 4. Визначені калібрати; 5. Функціональна схема; 6. Схеми діючих засобів; 7. Викликані діючі.

6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання « 3 » 09 2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1.	Аналіз формування сигналу з заданим коефіцієнтом гармонік, що використовується при дослідженні частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки військових частин та підрозділів радіотехнічних військ ПС ЗС України в умовах проведення ООС	3.09 – 29.09	век.
2.	Дослідження методу цифроаналогового синтезу прецизійних вимірювальних сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік при дослідженні частотних характеристик	29.09 – 20.10	век.
3.	Розробка пристрою протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС	20.10 – 10.11	век.
4.	Охорона праці	10.11 – 17.12	век.

Студент

О.А.
(підпис)

Осадчук О.А.
(ПІБ)

Керівник роботи

А.М.
(підпис)

Гайдай Г.Ю.
(ПІБ)

АНОТАЦІЯ

Осадчук О.А. «Аналіз та оцінка характеристик радіоелектронного озброєння». Кваліфікаційна робота зі спеціальності 175 «Інформаційно-вимірювальні технології», освітньої програми «Вимірювально-інформаційні системи». Миколаїв: НУК ім. адм. Макарова. 2025 рік. 81 сторінок.

Кваліфікаційна робота присвячена дослідженню частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки підрозділів радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України в умовах проведення операції Об'єднаних сил (ООС).

Мета роботи: проаналізувати відомі методи формування сигналу з заданим коефіцієнтом гармонік та обґрунтувати принцип побудови калібратора для дослідження частотних характеристик зазначених зразків в умовах ООС.

У першому розділі виконано аналіз методів формування сигналів із заданим коефіцієнтом гармонік, які застосовуються при дослідженні частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки підрозділів радіотехнічних військ ПС ЗСУ в умовах ООС.

У другому розділі досліджено методи цифро-аналогового синтезу прецизійних вимірювальних сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік та оцінено їх придатність для випробувань у польових умовах.

У третьому розділі розроблено пристрій протидії шкідливому впливу супротивника на оброблюваний сигнал і наведено результати його перевірки в умовах, наближених до зони проведення ООС.

Ключові слова: Озброєння та військова техніка; метрологічне забезпечення; фаза; зсув фаз; калібратор фазових зсувів; цифроаналоговий синтез сигналів.

ABSTRACT

Osadchuk O.A. «Analysis and evaluation of the characteristics of electronic weapons». Qualification work in specialty 175 «Information and Measuring Technologies», educational program «Measuring and Information Systems». – Mykolaiv: Admiral Makarov National University of Shipbuilding, 2025, 81 pages.

The qualification work is devoted to the study of the frequency characteristics of weapon systems and military equipment samples of the Radio-Technical Troops units of the Air Force of the Armed Forces of Ukraine under conditions of the Joint Forces Operation (JFO).

Objective: to analyze known methods for generating signals with a specified harmonic coefficient and to substantiate the design principle of a calibrator for investigating the frequency characteristics of the above samples in JFO conditions.

The first chapter presents an analysis of signal-generation methods with a specified harmonic coefficient used in studies of the frequency characteristics of weapon systems and military equipment samples of Radio-Technical Troops units of the Air Force of the Armed Forces of Ukraine in JFO conditions.

The second chapter examines methods of digital-to-analog synthesis of precision test signals with a normalized harmonic coefficient and evaluates their suitability for field testing.

The third chapter describes the development of a device to counteract hostile interference with the processed signal and provides the results of its verification under conditions approximating the JFO operational environment.

Keywords: weapons and military equipment; metrological support; phase; phase shift; phase-shift calibrator; digital-to-analog signal synthesis.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	8
ВСТУП	9
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛУ З ЗАДАНИМ КОЕФІЦІЄНТОМ ГАРМОНІК, ЩО ВИКОРИСТОВУЄТЬСЯ ПРИ ДОСЛІДЖЕННІ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗРАЗКІВ ОЗБРОЄННЯ ТА ВІЙСЬКОВОЇ ТЕХНІКИ ВІЙСЬКОВИХ ЧАСТИН ТА ПІДРОЗДІЛІВ РАДІОТЕХНІЧНИХ ВІЙСЬК ПС ЗС УКРАЇНИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ООС.....	10
1.1 Метод виділення сигналу вищих гармонік із періодичного сигналу довільної форми	10
1.2 Метод підсумовування гармонічних сигналів з необхідним співвідношенням частот	11
1.3 Метод збагачення спектру синусоїдального сигналу	12
1.4 Аналіз похибок розглянутих методів	14
1.4.1 Аналіз похибки методу калібрування амплітудних склад	14
1.4.2 Аналіз похибок “рахункового методу”	17
1.4.3 Аналіз похибок методу формування сигналу із відношенням амплітуд двох спектральних складових, що калібрується	17
Висновки за розділом 1.....	18
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО СИНТЕЗУ ПРЕЦИЗІЙНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ІЗ НОРМОВАНИМ КОЕФІЦІЄНТОМ ГАРМОНІК ПРИ ДОСЛІДЖЕННІ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК	20
2.1 Метод цифроаналогового синтезу вимірювального сигналу із нормованим коефіцієнтом	20
2.2 Методика синтезу параметрів сигналу з нормованим коефіцієнтом	26
2.3 Розробка узагальненої структурної схеми цифроаналогового калібратора сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік	29
2.4 Узагальнена структурна схема прецизійного каліббратора	30

Висновки за розділом 2.....	37
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ПРОТИДІЇ ШКІДЛИВОМУ ВПЛИВУ СУПРОТИВНИКА НА СИГНАЛ, ЩО ОБРОБЛЯЄТЬСЯ В ЗОНІ ПРОВЕДЕННЯ ООС	39
3.1 Функціональна схема пристрою протидії шкідливому впливу	39
3.2 Розробка функціональної схеми дільника частоти	41
3.2.1 Генератор тактових імпульсів K1810ГФ84	45
3.2.2 Оперативний запам'ятовуючий пристрій	48
3.2.3 Цифроаналоговий перетворювач	49
3.2.4 Пристрій введення даних	52
3.2.5 Вихідний пристрій	53
3.3 Методика оцінки інструментальної похибки частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки військових частин та підрозділів радіотехнічних військ в умовах протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС	53
3.4 Маркетингове дослідження ринку та оцінка конкурентоспроможності робочого еталону	60
3.5 Розрахунок рівня конкурентоспроможності робочого еталону	61
Висновки за розділом 3.....	63
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ	65
4.1 Аналіз шкідливих та небезпечних факторів, які впливають на людину	65
4.2 Розрахунок освітлення в приміщенні лабораторії по випробуванням	74
4.3 Заходи щодо техніки безпеки при випробуваннях	76
Висновки за розділом 4.....	78
ВИСНОВКИ.....	79
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	80

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

МТЗ – матеріально-технічне забезпечення;

МлЗ – метрологічне забезпечення;

СС – генератор синусоїдних сигналів;

ДПЗФЗ – дискретний пристрій для задання фазових зсувів;

ЕЗ – елемент затримки;

ЕПТ – електронно променева трубка;

ЗВТ – засіб вимірювальної техніки;

ЗВТВП – засоби вимірювальної техніки військового призначення;

НЧ – низька частота;

ООС – операція Об'єднаних сил;

ОВТ – озброєння та військова техніка;

Осц. – осцилограф;

ПЧ – подільник частоти;

РЛ – реверсивний лічильник;

Тр – тригер;

ФА – формувач адресів;

ФО – фазообертач;

ФНЧ – фільтр нижніх частот;

ФП – формуючий пристрій;

ВСТУП

Досвід проведення сучасних локальних операції в світі, ведення бойових дій в Сирії, проведення операції Об'єднаних сил показує, що ефективне 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). Відповідно до “Тимчасової настанови з матеріально-технічного забезпечення Збройних Сил України” МТЗ одним з основних видів є метрологічне забезпечення (МлЗ).

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.

При веденні бойових дій в сучасних локальних операціях в світі, веденні бойових дій в Сирії, проведенні операції Об'єднаних сил із поступаючої цифрової інформації зі зразків озброєння та військової техніки радіотехнічних військ формуються сигнали із заданим коефіцієнтом гармонік. При чому здійснюється формування кута фазового зсуву між двома гармонічними сигналами, що використовуються при дослідженні частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки радіотехнічних військ.

У зв'язку з викладеним актуальною науково-технічною задачею є дослідження частотних характеристик при побудові калібраторів фазових зсувів між двома синусоїдними напругами, на аналоговій та цифровій елементній базі, визначення їх переваг та недоліків в умовах протидії супротивника.

Метою роботи є аналіз відомих методів формування сигналу з заданим коефіцієнтом гармонік, визначення принципу побудови калібратора для дослідження частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки підрозділів радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України в умовах проведення операції Об'єднаних сил.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛУ З ЗАДАНИМ КОЕФІЦІЄНТОМ ГАРМОНІК, ЩО ВИКОРИСТОВУЄТЬСЯ ПРИ ДОСЛІДЖЕННІ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗРАЗКІВ ОЗБРОЄННЯ ТА ВІЙСЬКОВОЇ ТЕХНІКИ ВІЙСЬКОВИХ ЧАСТИН ТА ПІДРОЗДІЛІВ РАДІОТЕХНІЧНИХ ВІЙСЬК ПС ЗС УКРАЇНИ В УМОВАХ ПРОВЕДЕННЯ ООС

При формуванні сигналів із заданим коефіцієнтом гармонік, в умовах протидії противником при проведенні ООС, використовується три методи: виділення сигналу вищих гармонік із періодичного сигналу довільної форми, підсумовування декількох гармонічних сигналів із необхідним співвідношенням частот і збагачення спектру синусоїдального сигналу. Розглянемо ці методи.

1.1 Метод виділення сигналу вищих гармонік із періодичного сигналу довільної форми

Цей метод називають також методом формування сигналу із каліброваною напругою амплітуд спектральних складових. У якості такого сигналу найприйнятнішим являється прямокутний імпульс. Цей імпульс зручний тим, що у нього порівняно просто можна атестувати часові характеристики, а по них розрахувати амплітуду гармонічних складових. Спосіб визначення амплітуди імпульсів полягає у вимірюванні постійної складової імпульсів з подальшим перерахунком. Імпульси пропускають через фільтр нижніх частот, що має частоту зрізу нижче за частоту імпульсів. На виході фільтру утворюється тільки нульова складова спектру імпульсів, значення якої вимірюють. Амплітуда імпульсів розраховується за формулою, що містить постійну складову імпульсів:

$$U_m = \frac{U_0 T}{\tau}, \quad (1.1)$$

Де U_0 – постійна складова; T, τ – період і тривалість імпульсів сигналу.

Калібрування з необхідною точністю амплітуд спектральних складових таким чином можна здійснити на частотах до 3 МГц. Постійну складову

імпульсів вдається виміряти точніше при порівняно великих її значеннях – порядку десятків мілівольт. Достатньо визначити одне значення амплітуди складової, а нижчі рівні можна одержати, використовуючи спосіб зменшення амплітуд складових, що калібруються.

1.2 Метод підсумовування гармонічних сигналів з необхідним співвідношенням частот

Даний метод називають ще лічильним методом. Суть цього методу полягає в наступному. Розглянемо послідовність імпульсів, період якої перевищує тривалість імпульсів. Вважатимемо, що часові характеристики імпульсів залишаються постійними. Тепер додамо по імпульсу в інтервалах між початковими імпульсами. При цьому додаткові імпульси повинні бути затримані від початкових на якийсь час, що дорівнює $K \frac{T}{m}$, де K і m – будь-які цілі позитивні числа, причому $K < m$, T – період сигналу. Спектр $S_2(\omega)$ послідовності затриманих імпульсів визначається через спектр $S_1(\omega)$ початкової послідовності, згідно властивості перетворення Фур'є, таким чином:

$$S_2(\omega) = S_1(\omega) e^{-j\omega K \frac{T}{m}} = S_1(\omega) \left(\cos 2\pi f K \frac{T}{m} - j \sin 2\pi f K \frac{T}{m} \right), \quad (1.2)$$

де f – частота сигналу.

Для частот кратних m/T , вираз в круглих дужках дорівнює одиниці. Отже, спектральні складові на частотах, кратних $f_m = m/T$, тобто на частотах $f_m = n(m/T)$ початкової і додаткової послідовностей, співпадають на фазі. Враховуючи сказане, можна записати $S_2(2\pi n f_m) = S_1(2\pi n f_m)$. Визначимо амплітуди складових на частотах $n f_m$ для сумарного сигналу. Як відомо, спектр суми сигналів рівний сумі спектрів. Оскільки амплітуди складових на частотах $n f_m$ рівні та співпадають по фазі для обох послідовностей, то сумарна амплітуда буде в два рази більше. Якщо на інтервалі T знаходиться P імпульсів, що відстають один від одного на інтервал $K(T/m)$, то амплітуди складових на

частотах nf_m будуть в P рази більше, ніж амплітуди складових початкової послідовності на тих самих частотах. Максимальне число імпульсів, затриманих один щодо одного на якийсь час T/m , яке може пройти за період T , дорівнює m . Спектр такої послідовності має складові тільки на частотах, кратних f_m . U_x причому їх амплітуди в m рази більше, ніж амплітуди послідовності, в якій з'являється тільки один імпульс T . На практиці одержати зміну амплітуд, що калібруються, простіше, якщо як початкову використовувати послідовність імпульсів з частотою f_m . Якщо з кожних m імпульсів цієї послідовності прибрати $q = m - p$ імпульсів, то амплітуди складових U_{mp} на частотах, кратних F , зменшуються в P/m раз. Для даного методу не має значення, яким чином видаляються імпульси: підряд, через один, через два або у випадковому поєднанні. Важливо тільки, щоб цей порядок зберігався в кожній серії з m імпульсів. Описану властивість імпульсів можна сформулювати таким чином: якщо частота імпульсів в пачці кратна частоті проходження пачок, то при зміні коефіцієнта кратності m або числа імпульсів в пачці P , амплітуда спектральних складових на частотах, кратних частоті імпульсів в пачці, змінюватиметься в те ж число раз, що і відношення P/m . Описаний метод дозволяє одержати максимальну зміну амплітуд в m раз. Діапазон зміни амплітуд можна розширити, якщо використовувати складові на частотах менших $f_m = m/T$.

Спектр пачок імпульсів визначається через спектр початкової послідовності. Передбачається, що в пачці P імпульсів, і вони слідує безперервно через інтервали часу T/m . Амплітуди складових рівні модулю спектру пачок імпульсів. При такому методі формування максимальні амплітуди складових на частотах $(2n+1)f_m/m$, де $n=0,1,2,\dots$, виходять при $P=m/2$; мінімальне – при $P=1$. Розширення діапазону виходить за рахунок того, що в даному випадку ми можемо зробити частоту f_m достатньо високою, оскільки зміни, що калібруються, одержуємо на частотах, нижчих, ніж f_m , а у попередньому випадку на частотах, кратних f_m . Підрахувати кількість імпульсів P, q і m зручно за допомогою електронних лічильників. Іншими словами в даному

методі зміна рівня амплітуд визначається за допомогою рахунку числа імпульсів. Звідси і слідує назва методу. Метод дозволяє одержати ряд дискретних значень зміни амплітуд складових, що калібруються. Максимально можливе число значень, що калібруються, при заданому m рівно m^2 . Чим більше m , тим частіше розташовані точки, що калібруються. Діапазон зміни амплітуд на практиці обмежується роздільною здатністю приладу.

1.3 Метод збагачення спектру синусоїдального сигналу

Цей метод іноді називають методом формування сигналу з відношенням амплітуд двох спектральних складових, що калібруються. Похибка вимірювання відношення амплітуд складових є його основною характеристикою. Найбільш доцільно перевіряти цю характеристику за допомогою сигналу, у якого відношення між амплітудами складових калібрується. Похибки визначення відношень тут більше і тим більше, чим більше відрізняються амплітуди складових. Принцип формування сигналу, запропонований в розглянутому раніше “рахунковому методі”, дозволяє одержати складові з відношенням амплітуд, що калібруються, в достатньо широкому діапазоні. При цьому, похибка визначення відношень амплітуд складових мало залежить від похибки визначення тимчасових характеристик імпульсів. Послідовність прямокутних імпульсів з частотою походження f_m має свій спектр. Якщо з кожних m імпульсів цієї послідовності залишити деяке число P імпульсів, а інші прибрати, то в спектрі цього сигналу з'являться складові на частотах, кратних f_m / m . Визначимо відношення між амплітудою складової з номером m і амплітудами інших складових в загальному вигляді для серії імпульсів. Для прямокутних імпульсів при $\tau_n / T = 1 / 2m$ амплітуда m -ої складової:

$$|S(\omega_m)| = \frac{2A_n}{m\pi}. \quad (1.3)$$

З урахуванням того, що $f_m = m / T$; $\tau / T = 1 / m$; $f_m \tau = 1$, одержимо вираз для амплітуди m -ої складовій:

$$U_m = \frac{2A_n}{\pi} \frac{P}{m}. \quad (1.4)$$

Визначимо амплітуди складових з номером $m+a$, де $a=\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, і одержуємо:

$$U_m = \frac{2A_n}{(m+a)\pi} \cos \frac{a}{m} \frac{\pi}{2}. \quad (1.5)$$

Провівши перетворення, одержуємо відношення амплітуд складових з номером m і $m+a$. Найцікавіший випадок, якщо $a=1$, тобто використовуються складові, які стоять поряд. З такими складовими зручніше працювати на практиці. Крім того, похибка визначення відношення амплітуд обумовлена відмінністю форми імпульсу від ідеальної, в цьому випадку мінімальна. Чим ближче розташовані складові, тим менше вплив форми та похибка. В межі, коли $a=0$, похибка рівна нулю, навіть для імпульсів невідомої форми (випадок аналогічний розглянутому в “рахунковому методі”). Метод збагачення спектру дозволяє одержати велике число точок, що калібруються. Чим більше m , тим більше число точок виходить, тим густіше вони розташовані і тим більше значення відношення можна набути. Для цього методу, так само як і для “Рахункового методу” й методу формування сигналу з рівнем амплітуд складових, що калібруються, доцільно використовувати прямокутні імпульси. Таким чином, метод формування сигналу, заснований на збагаченні спектру, дозволяє набути значення амплітуд складових в широкому діапазоні напруг і відношення, що калібрується, між амплітудними складовими.

1.4 Аналіз похибок розглянутих методів

1.4.1 Аналіз похибки методу калібрування амплітудних складових

Для формування рівнів амплітуд спектральних складових, що калібруються, застосовуються прямокутні імпульси. Основні джерела похибки калібрування рівнів наступні: відмінність форми імпульсу від ідеальної, зокрема сюди входять похибки, обумовлені фронтом кінцевої тривалості і викидами на вершинах;

неточність установки шпаруватості імпульсів; похибка виміру напруги постійної складової імпульсів. Похибка, що викликана фронтами кінцевої тривалості, залежить від закону наростання і спаду напруги. Доцільно проводити розрахунок для фронту і зрізу, котрі змінюються по лінійному закону. В цьому випадку виходить найбільша похибка. Будь-який реальний сигнал можна представити як суму сигналу ідеальної форми і сигналу його спотворюючого. Провівши математичне обчислення, можна довести, що фронт і зріз однаково впливають на похибку. Відносна похибка відношення амплітуд n -ої складової зменшується із зменшенням тривалості фронтів. За умови рівності тривалості фронту τ_ϕ і зрізу τ_c , тобто, маємо:

$$\delta S_{n\phi} = \frac{\sin \pi f_n \tau_\phi}{\pi f_n \tau_\phi} - 1, \quad (1.6)$$

де f_n – частота n -ої гармоніки.

Похибка, розрахована по формулі (1.6), вийде явно більше дійсної, якщо в неї буде підставлено більше значення тривалості фронту або зрізу. Користуючись рівнянням (1.6) можна обчислити максимальну частоту гармонік, при якій похибка амплітуди не буде перевищувати задану. Похибка визначення амплітуд складових, що викликана наявністю викидів на вершинах, також залежить від закону їх спаду. В цьому випадку похибка виходить максимальною для викидів трикутної форми. При $\tau_+ = \tau_- = \tau_\epsilon$ похибка амплітуд дорівнює:

$$\delta S_{n\epsilon} = \frac{\Delta A}{A_n} \left(1 - \frac{\sin 2\pi f_n \tau_\epsilon}{2\pi f_n \tau_\epsilon} \right). \quad (1.7)$$

Формула (1.7) є достатньо точною для оцінки похибки амплітуд гармонік всіх номерів. Похибка, що обумовлена викидами, не залежить від тривалості та скважності імпульсів, прямо пропорційна амплітуді викидів і збільшується із зростанням тривалості викидів і номера гармонік. Похибка складових, обумовлена неточністю установки скважності, визначається через похибку установки тривалості імпульсу $\Delta \tau_n$. Скважність з великою точністю встановлюють по зникненню одного з відгуків в спектрограмі. Похибки

визначення напруги постійної складової імпульсів обумовлені: похибкою виміру постійної напруги; нестабільністю напруги живлення; пульсаціями напруги живлення; нестабільністю напруги на колекторі відкритого транзистора; напругою на опорі навантаження. Відносна похибка виміру постійної напруги δV визначається засобами виміру і може бути рівна 0,08-0,04 %. Для розрахунків приймемо рівною 0,08 %. Похибку вважаємо розподіленою за законом рівної ймовірності. Нестабільність напруги живлення δU досягає 0,03 %. Похибка приблизно розподілена, за законом рівної ймовірності. Пульсації напруги для ряду серійних блоків живлення рівні 1 мВ, це складає приблизно 0,003 %, і ця величина настільки мала, що нею можна знехтувати. Напруга відкритого транзистора рівна приблизно 0,2 В. Якщо припустити, що його нестабільність виміру рівна 5 %, то це приведе до відносної похибки визначення амплітуд імпульсів, що буде рівною приблизно 0,03 %. Похибка розподілена по трикутному закону. Падіння напруги від струму закритого транзистора на навантаженні рівне добутку $I_{кз} R_n$. У кремнієвих транзисторів $I_{кз}$ не перевищує 5-40 мкА. При $R_n = 120$ Ом добуток менше 5 мВ, що складе відносну похибку не більше 0,02 %. При апаратурній реалізації методу виникають додаткові можливості виникнення похибки. Результуючу похибку калібрування напруги амплітуди спектральної складової оцінимо для частоти 1 МГц. Відносна похибка, що викликана неточністю установки скважності $\delta \Theta$, рівна $\pm 0,05$ %. Похибки, обумовлені викидами на вершині, фронтами кінцевої тривалості і струмом закритого транзистора є систематичними. При тривалості фронтів 15 нс похибка δS_{nf} рівна 0,05 %. Викиди тривалістю 20 нс і амплітудою $0,1 A_n$ вносять відносну похибку $\delta S_{ng} = 0,02$ %. Похибка через викиди зменшує результуючу похибку, оскільки є негативною. Результуюча відносна не виключена систематична похибка $\Theta = -0,07$ %. Вважаємо, що результуюча випадкова похибка розподілена по нормальному закону і рівна $P=0,99$; інтервал сумарної відносної похибки δ від -0,23 до +0,09 %.

1.4.2 Аналіз похибок “рахункового методу”

Основною причиною зміни тривалості імпульсів при зміні їх числа є зміна часу розсмоктування другорядних носіїв в транзисторах. Сильніше змінюється тривалість імпульсів, котрі стоять на початку пачки. Зміна тим сильніше, чим більше число імпульсів пропущено. Максимальна похибка виходить у тому випадку, коли в серії залишиться лише один імпульс. Приведемо оцінку цієї похибки для прямокутних імпульсів. Найбільш суттєва зміна амплітуди імпульсів може відбутися через нестабільність напруги живлення і буде рівна $\pm 0,05\%$ при зміні числа імпульсів в серії. Ця похибка розподілена за законом рівної ймовірності. Похибки визначення абсолютних рівнів амплітуд через наявність фронтів і викидів складають $0,1\%$ і $0,3\%$. При зміні цих параметрів навіть на 10% похибка визначення амплітуд а, отже, і їх змін, дуже мала. Відносна результуюча випадкова похибка калібрування амплітуд на різних рівнях рівна $\pm 0,2\%$. Відносна систематична похибка рівна $\Theta = -0,07\%$. Інтервал відносної сумарної похибки калібрування амплітуд при $P=0,99$ рівний від $-0,27\%$ до $+0,13\%$.

1.4.3 Аналіз похибок методу формування сигналу із відношенням амплітуд двох спектральних складових, що калібрується

Похибка цього методу обумовлена відмінністю форми імпульсів від теоретичної і нестабільністю амплітуди імпульсів виміру. Якщо форма реального імпульсу дещо відрізняється від теоретичної, то і огинаюча його спектру буде декілька відмінна від теоретичної. Через це відношення між амплітудами двох складових можна розрахувати із деякою похибкою. Всі перераховані похибки для даного випадку є систематичними. Оскільки джерел похибки декілька, то результуюча похибка відношення буде рівна сумі алгебри приватних похибок.

Відносна похибка визначення амплітуди складової, обумовлена фронтами кінцевої тривалості після підрахунків буде рівна $\delta_{\phi} = 0,05\%$. Відносна похибка визначення амплітуд складових, що обумовлена наявністю викидів рівна

$\delta_g = 0,05\%$. Відносна похибка, що обумовлена неточністю установки скважності, складає $\delta\Theta = \pm 0,01\%$. Приватні складові, як і слід було чекати, вийшли значно менше, ніж відповідні приватні похибки, які виникають при визначенні абсолютних рівнів складових. Оцінимо похибку, викликану нестабільністю амплітуди імпульсів. Якщо перебудови із однією складовою на іншу амплітуду імпульсів зміняться, то це приведе до уявної зміни співвідношення амплітуд. Нестабільність амплітуди імпульсів формувачів, що працюють у ключовому режимі, обумовлена нестабільністю елементів схеми і нестабільністю напруги джерела живлення. Нестабільність напруги живлення, як наголошувалося раніше, $\delta_u = \pm 0,05\%$. Відносна результуюча похибка калібрування відношення амплітуд рівна $\delta = \pm 0,07\%$. Інтервал відносної сумарної похибки δ рівний від $-0,07\%$ до $0,07\%$.

Підводячи підсумок проведеному аналізу похибок відомих методів, наголосимо на наступних недоліках цих методів: складність апаратурної реалізації; складність перебудови коефіцієнта гармонік в широкому діапазоні його значень і частотному діапазоні; недостатня точність задавання коефіцієнта гармонік; труднощі експлуатації калібраторів, заснованих на відомих методах, і автоматизації перебудови параметрів сигналів; складність, а іноді і неможливість управління гармонійним складом формованого сигналу.

Висновки за розділом 1

1. При формуванні сигналів із заданим коефіцієнтом гармонік в умовах протидії противником при проведенні ООС використовується три методи: виділення сигналу вищих гармонік із періодичного сигналу довільної форми, підсумовування декількох гармонічних сигналів із необхідним співвідношенням частот і збагачення спектру синусоїдального сигналу.

2. Використовуючи метод виділення сигналу вищих гармонік із періодичного сигналу довільної форми достатньо визначити одне значення амплітуди складової, а нижчі рівні можна одержати, використовуючи спосіб зменшення амплітуд складових, що калібруються.

3. Використовуючи метод підсумовування гармонічних сигналів з необхідним співвідношенням частот одержується ряд дискретних значень зміни амплітуд складових, що калібруються. Максимально можливе число значень, що калібруються, при заданому m рівно m^2 . Чим більше m , тим частіше розташовані точки, що калібруються. Діапазон зміни амплітуд на практиці обмежується роздільною здатністю приладу.

4. Використовуючи метод збагачення спектру синусоїдального сигналу, що заснований на збагаченні спектру, доцільно використовувати прямокутні імпульси, за допомогою яких доцільно набути значення амплітуд складових напруг в широкому діапазоні й відношення, що калібрується, між амплітудними складовими.

5. За результатом аналізу похибок розглянутих методів визначемо їх недоліки, а саме: складність апаратної реалізації; складність перебудови коефіцієнта гармонік в широкому діапазоні його значень і частотному діапазоні; недостатня точність задавання коефіцієнта гармонік; труднощі експлуатації калібраторів, заснованих на відомих методах, і автоматизації перебудови параметрів сигналів; складність, а іноді і неможливість управління гармонійним складом формованого сигналу.

6. Підвищення ефективності використання цих методів досягається, як правило, помітним ускладненням процесу виміру і апаратної реалізації, експлуатації і метрологічного обслуговування основних або відповідних засобів вимірювань, так що вказані методи значною мірою вичерпали свої можливості. Тому потрібно розробити альтернативний метод формування сигналів, нормованих по коефіцієнту гармонік.

РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО СИНТЕЗУ ПРЕЦИЗІЙНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ІЗ НОРМОВАНИМ КОЕФІЦІЄНТОМ ГАРМОНІК ПРИ ДОСЛІДЖЕННІ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

При формуванні сигналів із заданим коефіцієнтом гармонік в умовах протидії противником при проведенні ООС доцільно використовувати широке впровадження функціональних генераторів і калібраторів сигналів, заснованих на цифроаналоговому синтезі цих сигналів.

2.1 Метод цифроаналогового синтезу вимірювального сигналу із нормованим коефіцієнтом

Позначимо через f_i рівень формованого шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$ у фазовому інтервалі $\overline{\alpha_i, \alpha_{i+1}}$, (рис. 2.1) або $\Delta\alpha = \alpha_{i+1} - \alpha_i$, де $\alpha_i = \omega t_i$ – фазові координати точок перемикання сигналу $f(\alpha)$; ω – кругова частота основної гармоніки сигналу; t_i – часові координати точок перемикання сигналу, тобто:

$$f(\alpha) = f_i \text{ при } \alpha_i < \alpha < \alpha_{i+1}. \quad (2.1)$$

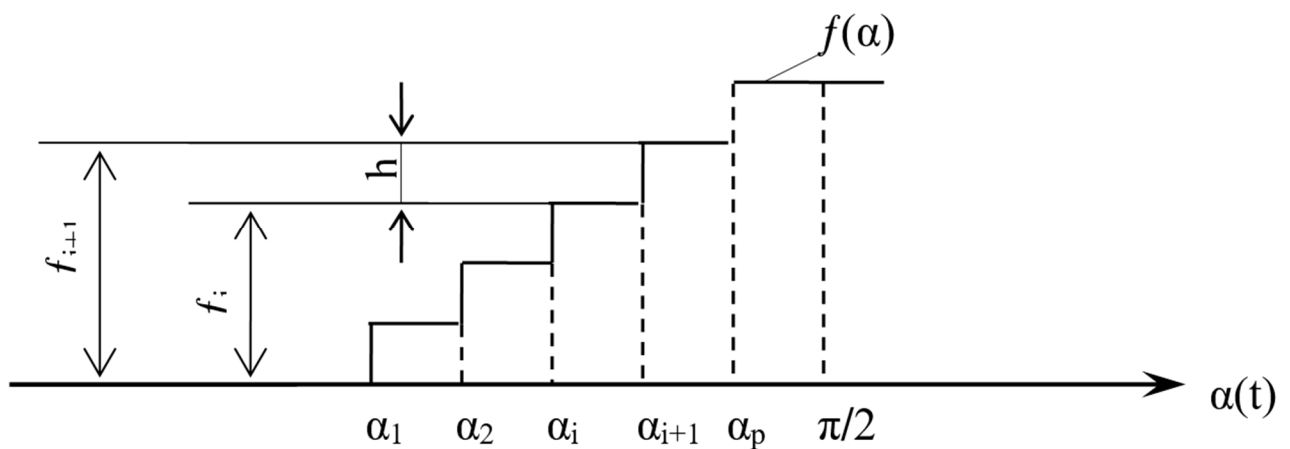


Рис. 2.1 – Шматково-східчастий сигнал $f(\alpha)$ у фазовому інтервалі $\overline{\alpha_i, \alpha_{i+1}}$.

Запишемо вираз для квадрата коефіцієнта гармонік цього сигналу у вигляді:

$$k_G^2 = \frac{1}{\pi A_1^2} \int_0^{2\pi} [f(\alpha) - A_{1x} \sin \alpha - A_{1y} \cos \alpha]^2 d\alpha, \quad (2.2)$$

де A_1 – амплітуда першої гармоніки сигналу $f(\alpha)$; A_{1x}, A_{1y} – її фазна і квадратурна складові, що визначаються виразами:

$$A_{1x} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \sin \alpha d\alpha; \quad A_{1y} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \cos \alpha d\alpha, \quad (2.3)$$

$$\text{Причому } A_1 = \sqrt{A_{1x}^2 + A_{1y}^2}.$$

Вважаючи, що сигнал $f(\alpha)$ із періодом 2π являється непарним, тобто $f(2\pi - \alpha) = -f(\alpha)$. Тоді вираз (2.2) можна розглянути на чверті періоду $T/4$, або на фазовому інтервалі $\alpha = 0, \pi/2$:

$$k_G^2 = \frac{4}{\pi A_1^2} \int_0^{\pi/2} [f(\alpha) - A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha, \quad (2.4)$$

де

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(\alpha) \sin \alpha d\alpha; \quad (2.5)$$

З урахуванням (2.1) співвідношення (2.4), (2.5) приймає такий вигляд:

$$k_G^2 = \frac{4}{\pi} \sum_{i=0}^p (f_i / A_1)^2 \Delta \alpha_i - 1; \quad (2.6)$$

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{i=0}^p f_i (\cos \alpha_i - \cos \alpha_{i+1}), \quad (2.7)$$

де p – число точок перемикання α_i (або t_i) на чверті періоду сигналу $f(\alpha)$; воно рівне числу рівнів або сходинок f_i сигналу $f(\alpha)$ без урахування нульового рівня ($f_0 = 0$).

Граничними умовами для сигналу (рис 1) є $\alpha_0 = 0$ і $\alpha_{p+1} = \pi / 2$. Решта точок перемикання сигналу $f(\alpha)$ назовні інтервалу $\overline{0, \pi / 2}$ розташовується симетрично щодо координат $\pi / 2, 3\pi / 2$ і т.д.

Розглянемо дві технічно самостійні задачі. Перша задача пов'язана з синтезом квазісинусоїдального шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$ із мінімальним значенням коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$ при заданому числі p точок перемикання. Ця задача вирішується при побудові цифрових генераторів синусоїдальних сигналів, наприклад типів ГЗ-153, ГЗ-154 і ін., котрі знаходять все більш широке використання.

Вважаючи рівні f_i сигналу $f(\alpha)$ заданими (фіксованими), визначимо фазові координати α_i точок перемикання із умови $\min_{\{\alpha_i\}} K_{\Gamma}^2$. Позначимо в (2.6)

$$\Gamma = \sum_{i=0}^p f_i^2 \Delta \alpha_i = \sum_{i=0}^p f_i^2 (\alpha_{i+1} - \alpha_i), \quad (2.8)$$

в цьому випадку

$$K_{\Gamma}^2 = 4\Gamma / (\pi A_1^2)^{-1}. \quad (2.9)$$

Із рівності $\partial(K_{\Gamma}^2) / \partial \alpha_i = 0$ із урахуванням граничних умов одержуємо вираз для визначення точок перемикання:

$$\sin \alpha_i = \frac{\pi A_1}{8\Gamma} (f_{i+1} + f_i). \quad (2.10)$$

Вибір фазових координат α_i по формулі (2.10) забезпечує мінімальне значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$ сигналу $f(\alpha)$ при різних способах його формування. Нехай, наприклад, рівні f_i сигналу слідуєть рівномірно, тобто, $f_i = ih$ де h – інтервал або приріст рівнів f_i сигналу $f(\alpha)$. Тоді на інтервалі $\alpha = \overline{0, \pi / 2}$ справедлива рівність $f_i = ih$ при $\alpha_i < \alpha < \alpha_{i+1}$ і для (2.10) маємо

$$\sin \alpha_i = \frac{\pi A_1 h}{8\Gamma} (2i - 1), i = \overline{1, p}.$$

Позначивши в цьому виразі

$$\mu = \frac{\pi A_1 h}{8\Gamma}, \quad (2.11)$$

маємо

$$\sin \alpha_i = (2i - 1)\mu. \quad (2.12)$$

Для величини $\mu = \mu_0$, що забезпечує мінімальне значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$, після перетворень отримаємо

$$\mu_0 = \frac{\sum_{i=1}^p \cos \alpha_i}{\pi p^2 - 2 \sum_{i=1}^p (2i - 1)\alpha_i}. \quad (2.13)$$

Формула (2.13) спільно із (2.12) є трансцендентним рівнянням для визначення параметра μ_0 , що забезпечує мінімальне значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$ при заданому числі p точок перемикання (або ненульових рівнів) на чверті періоду шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$, що синтезується.

Значення μ_0 одержують із рівнянь (2.12), (2.11) методом ітерацій. Після цього із (2.12) знаходять значення фазових координат α_i точок перемикання сигналу, а із (2.9) – мінімальне значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$ при даному числі p точок перемикання на чверті періоду сигналу $f(\alpha)$.

Як приклад, в табл. 2.1 приведені результати розрахунків фазових координат α_i точок перемикання сигналу $f(\alpha)$, параметра μ_0 і мінімального значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$.

Таблиця 2.1

Результати розрахунків фазових координат α_i точок перемикання сигналу $f(\alpha)$, параметра μ_0 і мінімального значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$.

Розрахункові величини P	α_i				μ_0	$K_{\Gamma \min}$
	α_1	α_2	α_3	α_4		
$P=1$	23°12'	—	—	—	0,39	29
$P=2$	12°50'	41°50'	—	—	0,223	16,4
$P=3$	8°50'	27°40'	50°30'	—	0,154	11,5
$P=4$	6°47'	20°46'	36°14'	55°50'	0,118	8,9

Залежність мінімального значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$ від числа p точок перемикання на інтервалі $\overline{0, \pi/2}$ сигналу $f(\alpha)$, що синтезується, ілюструється результатами розрахунків, зведених у табл.2 для $p = \overline{1, 10}$.

Із табл. 2.2 і розрахунків при $p > 10$ витікає, що із збільшенням числа рівнів (сходинок) f_i сигнал $f(\alpha)$ наближається до синусоїдального і при $p \gg 1$ мінімальне значення коефіцієнта гармонік асимптотично рівне $K_{\Gamma \min} \approx (p\sqrt{6})^{-1}$. Із цієї формули і табл. 2.2 видно, що порівняно простий в реалізації шматково-східчастий сигнал із фіксованими (заданими) рівнями дозволяє забезпечити достатньо малі значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \min}$. Наприклад, для задавання $K_{\Gamma \min}$ близько 1% необхідно $p \approx 40$, а для забезпечення $K_{\Gamma \min}$ близько 0,1% слід вибрати $p \approx 400$. Такий сигнал може бути сформований із високою інструментальною точністю, що визначається малими значеннями погрішностей задавання тимчасових координат t_i і фіксованих рівнів f_i .

Залежність мінімального значення коефіцієнта гармонік $K_{Г\min}$ від числа p точок перемикавання на інтервалі $\overline{0, \pi/2}$ сигналу $f(\alpha)$, що синтезується

p	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$K_{Г\min}, \%$	29	16,4	11,5	8,9	7,6	6,2	5,3	4,8	4,2

Маємо два можливі методи цифроаналогового синтезу шматково-східчастого сигналу із заданим коефіцієнтом гармонік $K_{Г}$. При першому методі синтезу фіксується моменти дискретизації (фазові координати α_i) сигналу, наприклад використовується рівномірна дискретизація за часом, а рівні f_i сигналу $f(\alpha)$ визначаються із умови отримання необхідного значення коефіцієнта гармонік $K_{Г}$. При другому методі синтезу шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$ фіксуються його рівні f_i (зокрема, вони можуть слідувати рівномірно), а фазові координати точок перемикавання рівнів знаходять із необхідності забезпечення заданого коефіцієнта гармонік.

У наш час інструментальна погрішність і дискретність задавання тимчасових параметрів (точок перемикавання t_i) шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$ при його апаратурному синтезі можуть бути досягнуті значно меншими, ніж при задаванні амплітудних параметрів (рівнів f_i сигналі). Тому другий метод цифроаналогового синтезу шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$ із нормованим коефіцієнтом гармонік є більш переважним. Його переваги стають ще більшими при необхідності плавної перебудови коефіцієнта гармонік в широкому діапазоні. Виходячи з цього, надалі досліджується другий метод цифроаналогового синтезу сигналу $f(\alpha)$, причому головна перебудова коефіцієнта гармонік досягається зміною параметра μ . При формуванні сигналів $f(\alpha)$ із різними значеннями коефіцієнта гармонік рівні f_i залишаються незмінними ($f_i = ih$), а положення точок перемикавання (фазові координати α_i) змінюються і визначаються із (2.12).

2.2 Методика синтезу параметрів сигналу з нормованим коефіцієнтом

Запропонуємо методику розрахунку фазових координат α_i у функції значень коефіцієнта гармонік K_Γ шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$. Залежність коефіцієнта гармонік K_Γ від параметра μ визначає формула (2.9), тобто, описує закон перебудови коефіцієнта гармонік сигналу $f(\alpha)$. Вона може бути перетворена:

$$K_\Gamma = \sqrt{\frac{\pi \left[\pi p^2 - 2 \sum_{i=1}^p (2i-1) \arcsin(2i-1)\mu \right]}{8 \left[\sum_{i=1}^p \cos \arcsin(2i-1)\mu \right]^2}} - 1, \quad (2.14)$$

де $p=1,2,3\dots$

На графіку (рис. 2.2) показано родина кривих $K_\Gamma(\mu / \mu_{\max})$ при різних значеннях $p=1,2,3,\dots$. По осі абсцис відкладено значення $\mu / \mu_{\max}$, де $\mu_{\max} = (2p-1)^{-1}$ – максимально можливе значення μ при даному числі рівнів сигналу $f(\alpha)$. Аналіз кривих K_Γ показує наступне. При зміні параметра μ у інтервалі $0 \leq \mu \leq \mu_0$ коефіцієнт гармонік сигналу $f(\alpha)$ убуває від значення $K_\Gamma = 0,483$ до мінімального значення $K_{\Gamma \min}$ (при даному числі рівнів сигналу). При зміні параметра μ межах $\mu_0 \leq \mu \leq 1$ значення коефіцієнта гармонік зростає. При $\mu = \mu_{\max}$ виконується умова $\alpha_p = \pi / 2$, а це означає, що останній фазовий інтервал $(\alpha_p, \pi / 2)$ обертається в нуль і число p рівнів сигналу зменшується на одиницю. На графіку даній умові відповідає перехід до кривої $K_\Gamma(\mu / \mu_{\max})$ з числом $(p-1)$ рівнів сигналу. На рис. 2.2 показана крива $K_\Gamma(\mu / \mu_{\max})$, що відповідає великому числу рівнів f_i сигналу $f(\alpha)$ ($p \rightarrow \infty$). Ця крива монотонно убуває від максимального значення коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma \max} = 0,48$ при $\mu / \mu_{\max} = 0$ до його мінімального значення $K_{\Gamma \min} = 0$ при $\mu / \mu_{\max} = 1$, коли

шматково-східчастий сигнал $f(\alpha)$ асимптотично наближається до синусоїдальної форми.

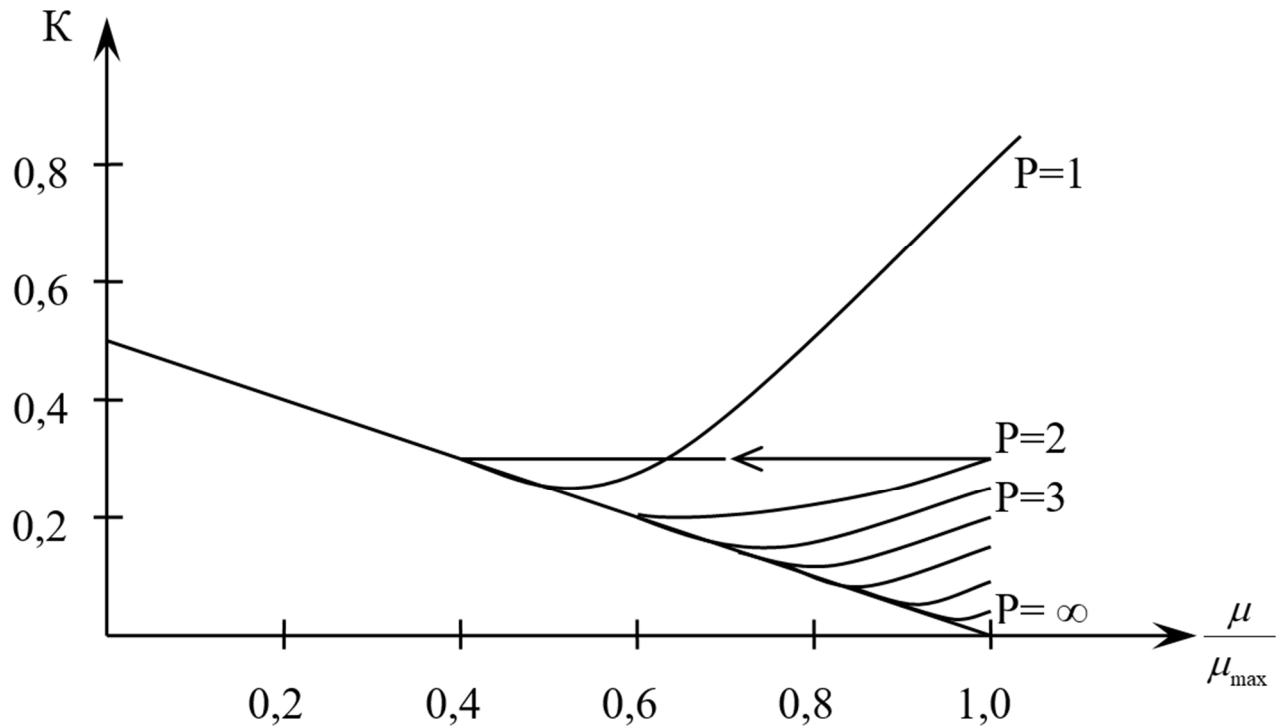


Рис. 2.2 – Родина кривих $K_G(\mu / \mu_{\max})$ при різних значеннях $p=1,2,3,\dots$

Використовуючи криві (рис. 2.2) і табл. 1, 2 можна визначити найменше число рівнів $p_{\min}$ сигналу $f(\alpha)$, необхідне для здобуття заданого значення коефіцієнта гармонік K_G , а потім і фазові координати α_i точок перемикання рівнів f_i сигналу. Функціональна залежність $p_{\min}(K_G)$ представлена графіком на рис. 2.3

Аналітично ця залежність описується виразом

$$p_{\min} = \text{ent} \left[\sqrt{6} K_{G \min} \right]^{-1}; K_{G \min}(p) \leq K_G \leq K_{G \min}(p-1),, \quad (2.15)$$

де $\text{ent} \left[\sqrt{6} K_{G \min} \right]^{-1}$ означає цілу частину числа в прямих дужках, а значення $K_{G \min}(p)$ приведені в табл. 2.2.

Формула (2.15) справедлива при всіх значеннях коефіцієнта гармонік K_G , тоді як асимптотична формула $p \approx (K_G \sqrt{6})^{-1}$ вірна лише при $K_G \langle \langle 1, p \rangle \rangle 1$.

Розглянемо різні способи реалізації методу цифроаналогового синтезу шматково-східчастих сигналів із коефіцієнтом гармонік, перебудовуваним за рахунок зміни фазових координат α_i точок перемикання рівнів f_i сигналу $f(\alpha)$.

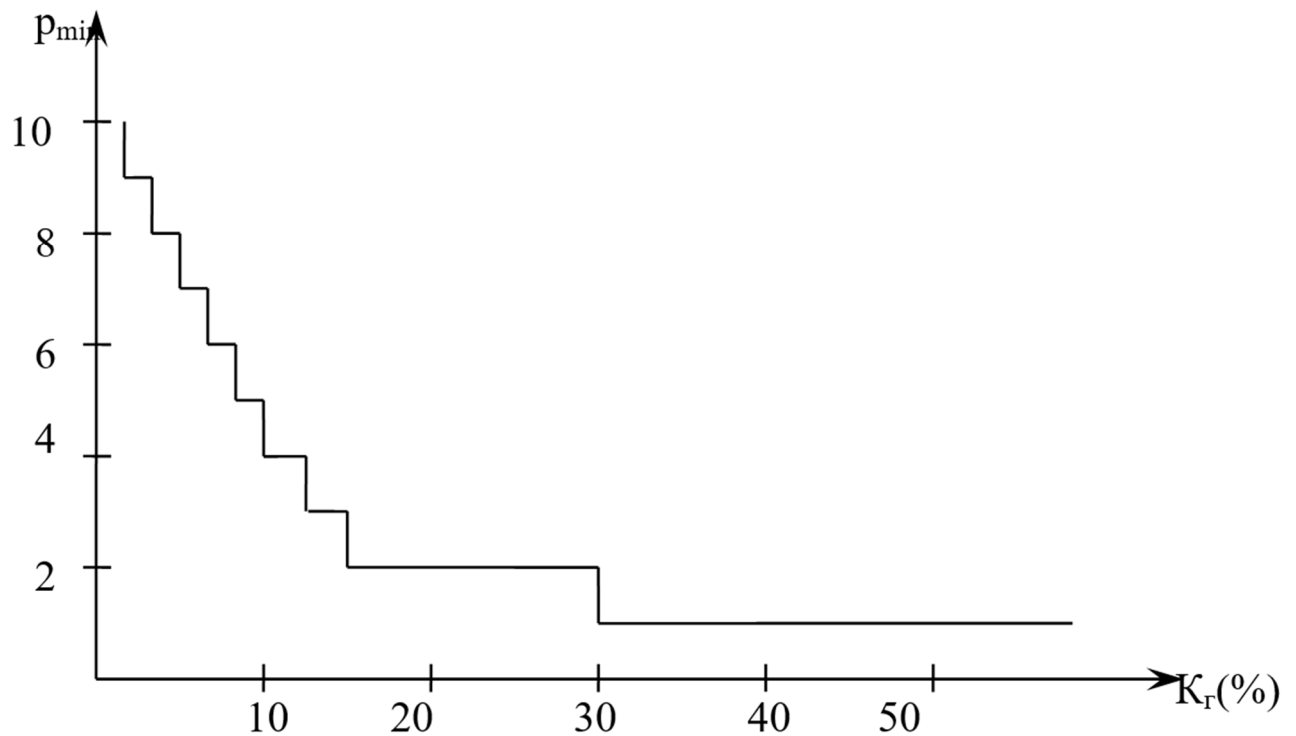


Рис. 2.3 – Функціональна залежність $p_{\min}(K_G)$

Якщо в процесі формуванні сигналу здійснювати перемикання у всіх $p_{\max}$ координатах α_i через дві, чотири і т.д. відносно початкових розрахункових точок (при $p_{\max}$), то отримаємо l значень коефіцієнта гармонік. Перевага даного способу полягає в тому, що не потрібно кожного разу визначати заново положення точок перемикання сигналу $f(\alpha)$.

2.3 Розробка узагальненої структурної схеми цифроаналогового калібратора сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік

Всі розглянуті різновиди цифроаналогового методу формування сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік, можуть бути реалізовані в калібраторах сигналів, описуваних однією узагальненою структурною схемою. Структурна схема такого калібратора сигналів має такий вид (рис. 2.4). Пояснимо принцип дії даної структурної схеми. I етап. Вихідними даними, котрі вводяться до МП, являються частота, коефіцієнта гармонік сигналу, число рівнів. На цьому етапі по заданому значенню коефіцієнта гармонік мікропроцесор обчислює моменти дискретизації і рівні сходинок сигналу $f_s(\alpha)$. Всі ці значення записуються в ОЗУ.

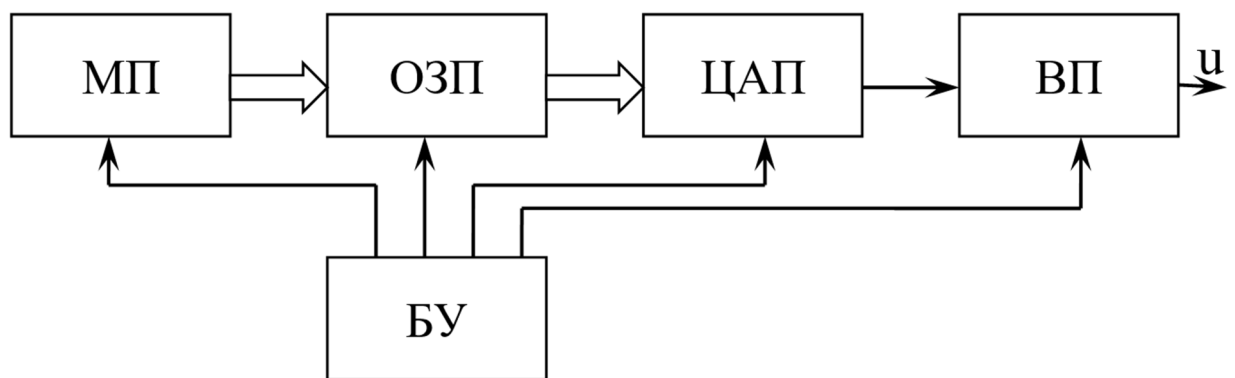


Рис. 2.4 – Структурна схема калібратора сигналів

II етап. По управляючому сигналу дані із оперативного запам'ятовуючого пристрою, передаються на цифроаналоговий перетворювач, на виході якого формується східчастий сигнал. Вихідний пристрій служить для посилення вихідного сигналу по напрузі.

2.4 Розробка узагальненої структурної схеми цифроаналогового калібратора сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік

Всі цифрові калібратори формованих сигналів, що засновані на шматково-східчастій апроксимації незалежно від способу її здійснення, можна представити узагальненою схемою, приведеною на рис. 2.5.

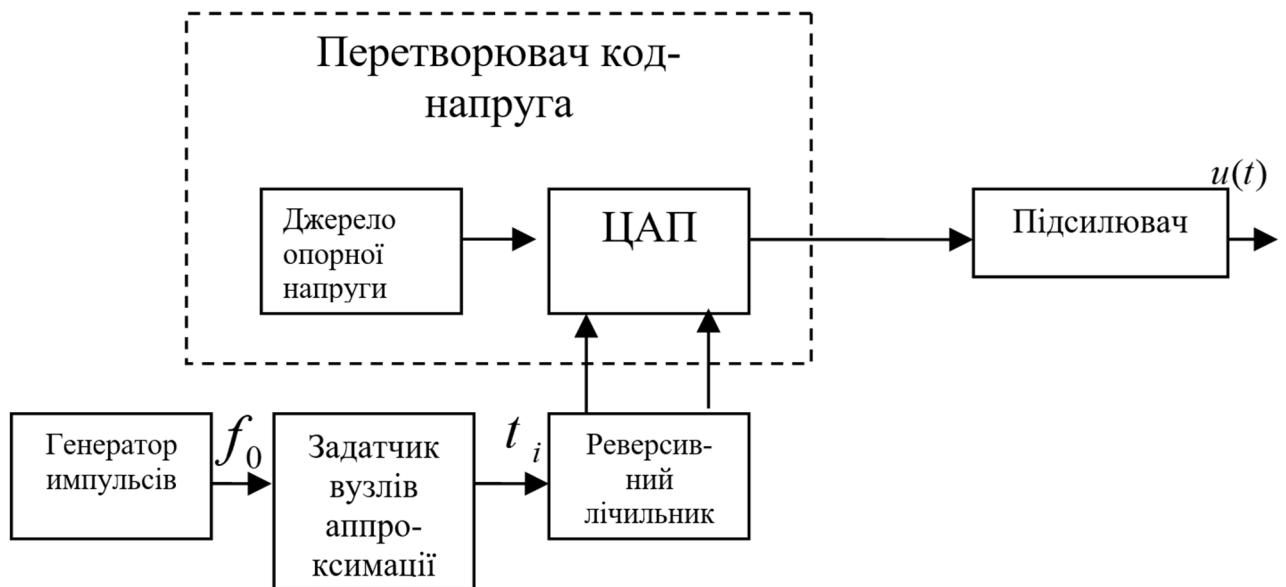


Рис. 2.5 – Узагальнена структурна схема цифрового калібратора шматково-східчастих сигналів

Калібратор імпульсів являється мірою одиничних тимчасових інтервалів T_0 , накопиченням котрих формуються вузли апроксимації або моменти дискретизації t_i шматково-східчастого сигналу (рис 2.6).

Де $U_{\max}$, T , $\omega = 2\pi / T$ – відповідно амплітуда, період і кругова частота сигналу. Початкова фаза прийнята рівною нулю.

Цю функцію виконує задатчик вузлів апроксимації, який залежно від способу апроксимації формує рівномірну або нерівномірну послідовність імпульсів із інтервалом їх слідування Δt_i . Він може бути виконаний на основі дільника числа імпульсів із постійним (при $\Delta t_i = \text{const}$) або автоматично перебудовуючим (при $\Delta t_i = \text{var}$) коефіцієнтом ділення так, що імпульси на його

виході утворюються в моменти часу t_i , що відлічуються від початку сигналу, за якій приймається момент її переходу із негативної області в позитивну.

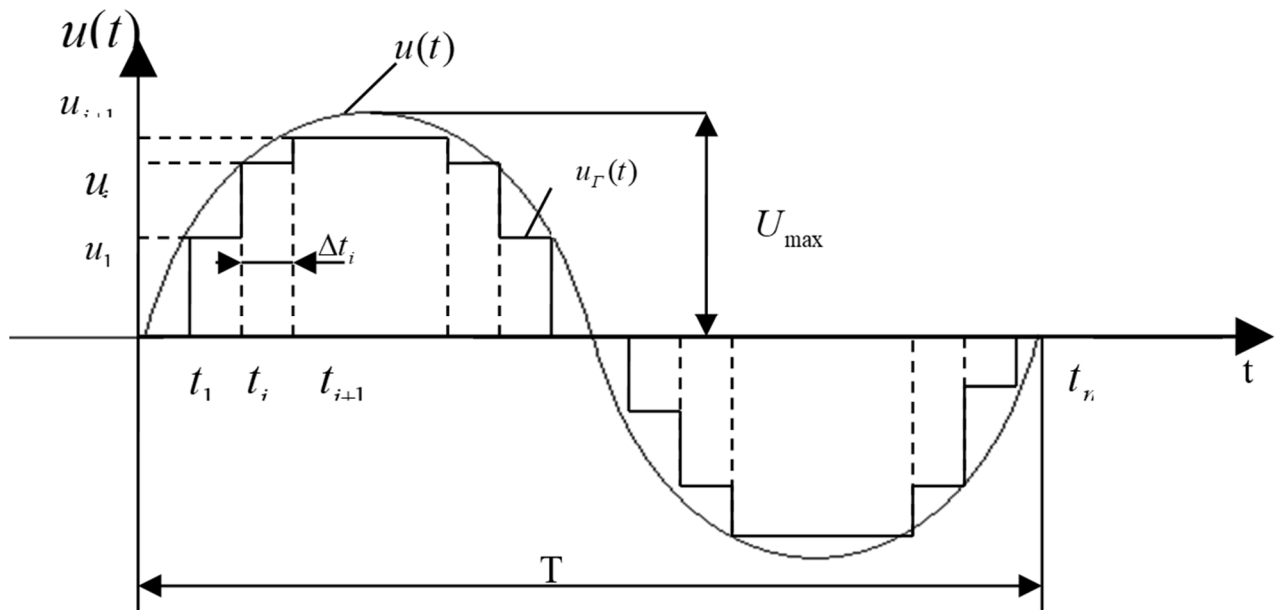


Рис. 2.6 – Шматково-східчастий сигнал, що апроксимує необхідний вимірюваний сигнал

Ці імпульси поступають на вхід реверсивного лічильника, заздалегідь встановленого в нульовий стан, та із приходом кожного з них показники лічильника збільшуються на одиницю. Код поточного числа імпульсів, записаного в реверсивному лічильнику, подається на перетворювач код-напруга, що складається з ЦАП і джерела опорної напруги. На виході ЦАП формується шматково-східчаста напруга, рівні (сходинок) якої перемикаються в певній послідовності, що задається вихідним кодом реверсивного лічильника, що подається на кодові входи ЦАП. Значення рівнів u_i формованої напруги визначаються законом зміни матриці опорів в ЦАП. Режим роботи реверсивного лічильника автоматично змінюється на протилежний після підрахунку певного числа тактових імпульсів, яке обумовлене способом формування сигналу.

Залежно від способу апроксимації ЦАП виконується або функціональним, або лінійним. Функціональний ЦАП при рівномірній апроксимації за часом і при

оптимальній апроксимації, матриця опорів моделює в ньому вимірювану функцію: номінальні значення опорів підібрані по синусоїді, а, отже, і рівні напруги на виході ЦАП в точках дискретизації t_i підкоряються закону вимірюваного сигналу. Лінійний ЦАП застосовується при рівномірній апроксимації сигналу по рівню. Його матриця опорів моделює лінійний(рівномірний) закон зміни, а тому і рівні напруги на виході ЦАП в точках дискретизації змінюються рівномірно.

Враховуючи, що значення формованого сигналу по модулю повторюються через кожен чверть періоду, можливі два способи формування шматково-східчастої напруги. Один з них полягає у формуванні сигналу із постійною складовою $u(t) = U_0 + u_s(t)$, причому $U_0 > U_{s\max}$, де $U_{s\max}$ – максимальне значення шматково-східчастого сигналу. Це дозволяє використовувати однополярний ЦАП, що містить $n/2$ “вагових” опорів, котрі відповідають $n/2$ значенням шматково-східчастого сигналу (тобто $R_i \approx \sin(T/n)i$, $i = \overline{1, n/2}$) і формують одну половину періоду сигналу: від $\omega t = -\pi/2$ до $\omega t = \pi/2$. За цього півперіоду сигналу $u_s(t)$ змінюється східчасто в межах від $U_{\min} = u(-\pi/2) = U_0 - U_{s\max}$ до $U_{\max} = u(\pi/2) = U_0 + U_{s\max}$.

При формуванні цього напівперіоду сигналу $u(t)$ реверсивний лічильник в течію $n/2$ вхідних імпульсів працює на підсумовування, після чого він автоматично переключається в режим віднімання й із надходженням чергових $n/2$ вхідних імпульсів його показники послідовно зменшуються, комутуючи опори ЦАП в зворотному порядку: від $R_{n/2}$ до R_1 . Тим самим формується друга половина періоду сигналу $u_s(t)$: від $\omega t = \pi/2$ до $\omega t = -\pi/2$. Після цього реверсивний лічильник обнуляється і автоматично переводиться в режим підсумовування. Надалі процес формування періодично повторюється і на виході ЦАП утворюється сигнал $u(t)$ із постійною складовою U_0 , яка потім усувається у вихідному підсилювачі генератора.

Інший спосіб формування шматково-східчастого сигналу із рівномірною апроксимацією за часом заснований на використуванні двохполярного ЦАП

із $n/4$ “ваговими” опорами замість $n/2$, як у попередньому випадку. Процес формування одного періоду квазісинусоїдального сигналу враховує властивість симетрії вимірюваної функції через чверть періоду і описується слідуючим алгоритмом: протягом $n/4$ тактових імпульсів реверсивний лічильник працює в режимі підсумовування, а протягом чергових $n/4$ тактових імпульсів – на віднімання і т.д.; полярність ЦАП синхронно змінюється через кожні $n/2$ тактів роботи реверсивного лічильника, тим самим через кожні $n/2$ тактових імпульсів, тобто через кожного півперіоду змінюється полярність формованої напівхвилі напруги та в результаті утворюється шматково-східчастий сигнал без постійної складової. Однак із технічних рішень формування шматково-східчастих сигналів з рівномірної апроксимації за часом, що використовується в сучасних калібраторах сигналів, пояснюється структурною схемою на рис. 2.7.

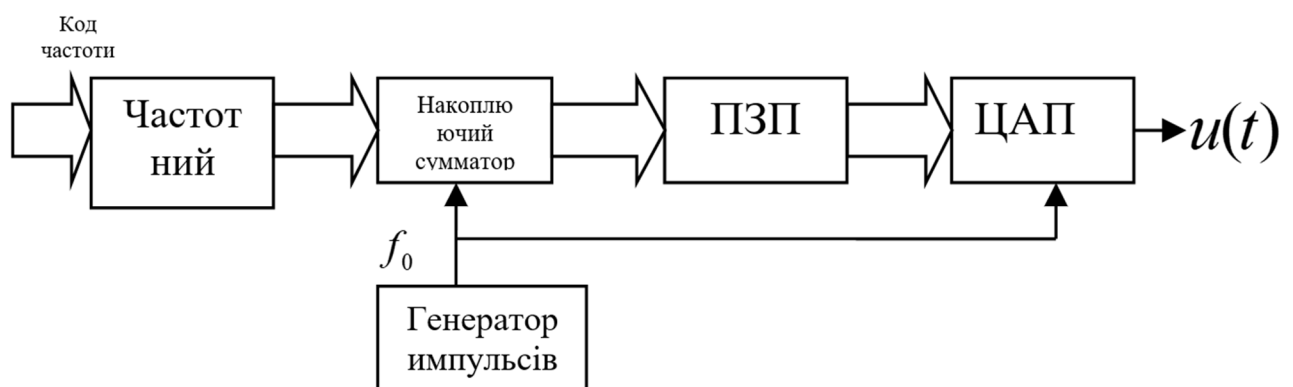


Рис. 2.7 – Цифровий калібратор синусоїдальних сигналів із шматково-східчастою апроксимацією

У цій схемі код необхідного значення частоти f_x вихідного сигналу $u(t)$ калібратора задається частотним коефіцієнтом m . Він визначає дискретність зміни частоти і вибирається із умови $m = T_x / T_0 = T_x / \Delta T_x$, де $\Delta T_x = T_0$ – дискретність зміни періоду.

Оскільки $\Delta T_x / T_x = \Delta f_x / f_x$, то $m = f_x / \Delta f_x$, де f_x – встановлене значення частоти вихідного сигналу генератора; Δf_x – мінімальна дискретність установки частоти.

Число m записується в частотний регістр, і в процесі формування сигналу воно імпульсами тактової частоти f_0 з генератора імпульсів, що поступають на управляючий вхід(вхід запису) накопичуючого суматора, вводиться в цей суматор, що має ємність N . Суматор виробляє двоїчний код числа, відповідного поточній фазі вихідного сигналу $\alpha_q = \omega t_q = \omega q T_0$, $q = \overline{1, n}$. Значення коду суматора наростає по лінійному по мірі надходження на управляючий вхід суматора тактових імпульсів частоти f_0 . ПЗП виконаний у вигляді таблиці кодів миттєвих значень формованої функції і за адресними кодами, що поступають на нього з суматора, видає в певній послідовності записані в ньому коди функції в ЦАП, формуючий шматково-східчастий квазісинусоїдальний сигнал $u(t)$. При підвищеному числі ділянок апроксимації найраціональнішим може виявитися спосіб шматково-східчастої апроксимації, при якому рівні апроксимації утворюються шляхом підсумовування великих і малих сходинок (рис 2.8). Період формованого сигналу розбивають на n однакових великих сходинок, тривалість яких задають, як і при рівномірній апроксимації за часом, із умови $\Delta T_\delta = T / n$, але число великих сходинок n порівняно не велике. Рівні цих сходинок u_i у вузлах апроксимації t_i описуються формованою функцією. Кожний з великих інтервалів дискретизації ΔT_δ , в свою чергу, розбивається на m малих по тривалості й рівню ділянок апроксимації, тобто $\Delta T_M = T_\delta / m$, причому рівні малих ділянок апроксимації для спрощення їх формування змінюються по лінійному закону:

$$\Delta u_i(j \Delta T_M) = \Delta u_{ij} = k_i j \Delta T_M, \quad (2.16)$$

де Δu_{ij} – рівні j -ой малої сходинки щодо рівня u_i , тобто i -ой великої сходинки; j – номери малих сходинок, відлічуються в межах кожної великої сходинки,

$j = \overline{1, m}$; k_i – крутизна прямої, що апроксимує сигнал на i -ой великій сходинці.

Визначається вона виразом:

$$k_i = \frac{\Delta U_i}{\Delta T_\delta} = \frac{\Delta U_i}{m \Delta T_M}, \quad (2.17)$$

де $\Delta U_i = U_{i+1} - U_i$ – приріст рівнів великих сходінок.

Підставляючи (2.16) в (2.17), маємо:

$$\Delta u_{ij} = \frac{\Delta U_i}{m} j, \quad j = \overline{1, m}. \quad (2.18)$$

Рівні великих і малих сходінок можна формувати за допомогою різних ЦАП і підсумовувати їх вихідні напруги. Тоді рівень результуючої сходинки формованої напруги[^]

$$u_{ij} = u_i + \Delta u_{ij} = U_{\max} \sin \frac{2\pi}{n} i + \frac{\Delta U_i}{m} j \quad (2.19)$$

Зміна рівнів u_{ij} може здійснюватися зміною напруги живлення ЦАП великих і малих сходінок. Загальне число сходінок при такому способі шматково-східчастої апроксимації рівне m на n , але виходить воно із комбінації тільки $(n+m)$ різних по рівню сходінок. Одним з недоліків цифрових калібраторів являється обмеження їх верхньої межі по частоті, що викликається числом ділянок апроксимації і швидкодією елементів. В сучасних цифрових калібраторах для розширення частотного діапазону метод формування сигналу на основі шматково-східчастого апроксимації використовується в сукупності із двома іншими методами. Поясню їх по спрощеній структурній схемі, яка зображена на рис. 2.9. В цій схемі кожному з трьох методів формування вимірюваного сигналу відповідає свій частотний канал. У першому частотному каналі напруга знімається безпосередньо з калібратора сигналів, керованого напругою, частота якої перебудовується в певному високочастотному діапазоні, наприклад (1,0...11) МГц. Цей калібратор виконується по класичній схемі автоколивального RC або LC-калібратора.

В другому частотному каналі, що перекриває нижчий діапазон частот, наприклад, (0,1...1,0) МГц напругу одержують шляхом виділення основної гармоніки послідовності прямокутних імпульсів типу “меандр”, формованих дільником частоти 1с коефіцієнтом ділення $k_{ДН1}=10$, за допомогою ФНЧ. Блок ФНЧ 1 містить шість окремих фільтрів із різною смугою пропускання, кожний з яких в своїй смузі пропускання забезпечує виділення основної гармоніки і придушення решти гармонійних складових прямокутного сигналу, що поступає з виходу дільника частоти 1. Їх підключення визначається необхідним частотним діапазоном вихідної напруги калібратора. Цифровий метод формування шматково-східчастої вимірюваної напруги реалізований в третьому частотному каналі із діапазоном частот 10 Гц...100кГц. Діапазони частот в цьому каналі задаються декадною зміною коефіцієнтом ділення дільника частоти 2, одночасно з яким підключається певний ФНЧ 2 із відповідною смугою пропускання.

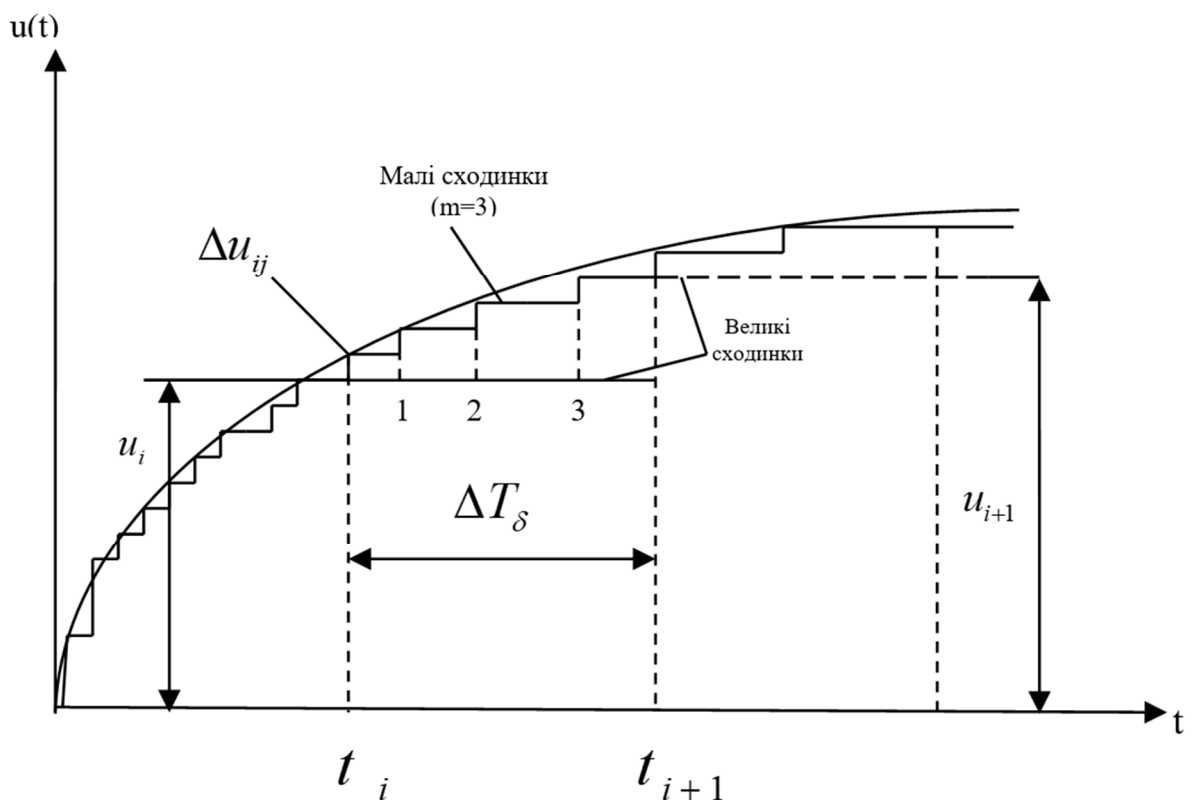


Рис. 2.8 – Вимірювальний сигнал, формований з використанням лінійної і шматково-східчастої апроксимацій

Частотні канали через керований аналоговий комутатор підключені до вихідного пристрою калібратора, в якому здійснюється регулювання амплітуди вихідної напруги. Перебудова частоти і амплітуди вихідної напруги калібратора може здійснюватися або з передньої панелі, або дистанційно, що наприкінці надає змогу протидіяти шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС.

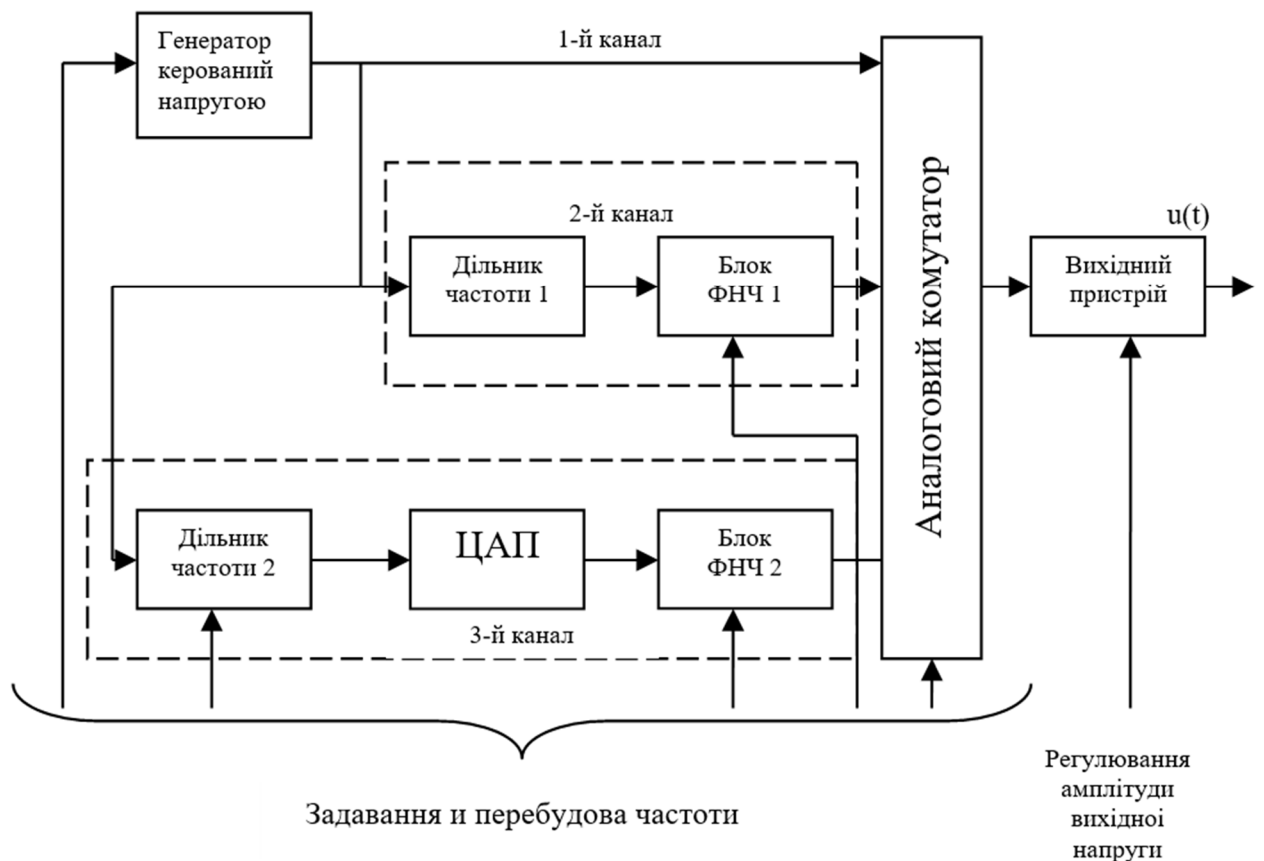


Рис. 2.9 – Цифровий калібратор із комбінованим формуванням вимірюваних сигналів

Висновки за розділом 2

1. При формуванні сигналів із заданим коефіцієнтом гармонік в умовах протидії противником при проведення ООС доцільно використовувати широке впровадження функціональних генераторів і калібраторів сигналів, заснованих на цифроаналоговому синтезі цих сигналів.

2. Запропоновано метод й методика цифроаналогового синтезу вимірювального сигналу із нормованим коефіцієнтом, на підставі яких розроблена узагальнена структурна схема цифроаналогового калібратора сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік та узагальнена структурна схема прецизійного калібратора, використання якого надає змогу протидіяти шкідливому впливу супротивника на сигнал..

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ПРОТИДІЇ ШКІДЛИВОМУ ВПЛИВУ СУПРОТИВНИКА НА СИГНАЛ, ЩО ОБРОБЛЯЄТЬСЯ В ЗОНІ ПРОВЕДЕННЯ ООС

Розділ присвячено розробці пристрою, який дозволить протидіяти шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС. Запропонуємо функціональну схему пристрою, методику оцінки інструментальної похибки частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки підрозділів радіотехнічних військ в умовах протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС.

3.1 Функціональна схема пристрою протидії шкідливому впливу

Функціональна схема пристрою сигналів має наступний вид (рис. 3.1)

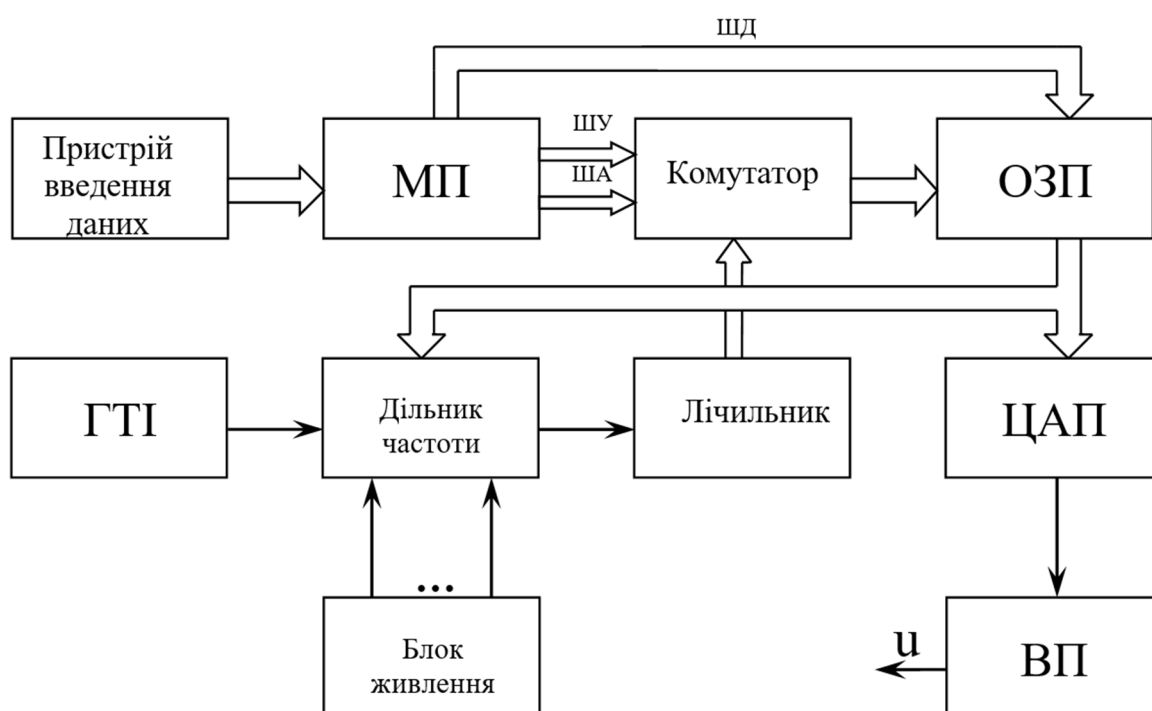


Рис. 3.1 – Функціональна схема пристрою протидії шкідливому впливу

Пояснимо принцип дії даної функціональної схеми. Тут необхідні значення періоду, амплітуди, числа рівнів і коефіцієнта гармонік формованого сигналу

$f_s(\alpha)$ вводяться в мікропроцесор за допомогою пристрою введення, виконаного, наприклад, у вигляді клавішного пристрою або накопичувача інформації на магнітних носіях. Мікропроцесор, до складу якого входить арифметико-логічний пристрій, за вихідними даними визначає значення μ_0 – оптимальне, а потім обчислює моменти дискретизації α_i і рівні сходинок f_i сигналу $f_s(\alpha)$. По значеннях α_i і періоду сигналу проводиться обчислення коефіцієнта ділення дільника частоти для всіх сходинок сигналу $f_s(\alpha)$. Кожна пара значень рівнів сходинок і коефіцієнта ділень дільника частоти послідовно, по шині даних (ШД), записується в ОЗП, при цьому адреси чарунок ОЗП формуються в мікропроцесорі і по шині адреси (ША) передаються через комутатор, керований мікропроцесором по шині управління (ШУ), на адресний вхід ОЗП. Після завершення обчислень рівнів сходинок і коефіцієнта дільника частоти і їх запису в ОЗП на виході мікропроцесора формується ознака кінця обчислень, яким комутатор переводиться в другий стан, підключаючи до адресних входів ОЗП виходи лічильника адрес. На цей лічильник поступають тактові імпульси через дільника частоти, коефіцієнт ділення якого задається через ОЗП відповідно до номера формованої сходинок сигналу $f_s(\alpha)$. При цьому на вхід ЦАП поступає код рівня сходинок із тим же номером, значення якого залишається незмінним до наступного перемикавання лічильника, здійснюваного імпульсом з дільника частоти. Подальші ділянки сигналу $f_s(\alpha)$ формуються аналогічно попередньому. Вихідний пристрій є підсилювачем по напрузі вихідного сигналу із ЦАП.

Запропонована функціональна схема пристрою протидії шкідливому впливу може бути практично застосована у підрозділах РТВ ПС ЗС України. Використання запропонованого пристрою у системі захисту від пасивних завад дозволить підвищити стабільність параметрів зондуючих сигналів у радіолокаційних станціях. Це надасть змогу покращити якість придушення пасивних завад в радіолокаційних станціях РТВ підрозділів, які ведуть радіолокаційну розвідку в зоні ООС, зокрема радіолокаційна станція П-18 «Малахит» та її існуючі модернізації П-18 «Малахит МА та МУ», П-19 МА (наприклад, м. Краматорськ, м. Маріуполь).

3.2 Розробка функціональної схеми дільника частоти

Дільник частоти призначений для ділення частоти f_0 генератора тактових імпульсів, верхня межа якої в свою чергу визначається максимальною швидкодією елементів, що знаходяться на виході даного вузла. Якщо припустити, що дільник частоти розроблятиметься на базі лічильників серії ТТЛ або КМОП (найпоширеніші серії), що серійно випускаються вітчизняною промисловістю, то частота f_0 не повинна перевищувати 10 МГц.

Задавання вихідної частоти дільника частоти в широкому діапазоні часто являється значно складнішою технічною задачею. Як відомо, частота вихідного сигналу генератора визначатиметься співвідношенням:

$$f_{\text{вих}} = f_x \cdot n, \quad (3.1)$$

де f_x – вихідна частота дільника частоти; n – число моментів дискретизації на один період сигналу. В свою чергу вихідна частота дільника частоти буде дорівнюватися:

$$f_x = f_0 / q, \quad (3.2)$$

де q – коефіцієнт ділення частоти ДЧ.

На підставі приведеної формули можна зробити висновок, що частоту f_x можна перебудовувати двома способами: змінюючи частоту f_0 генератора імпульсів, плавно або дискретно з певним кроком; задаючи коефіцієнт ділення q .

Перший спосіб для нас малоприйнятний, оскільки в ньому здійснюється аналоговий принцип перебудови частоти а, отже, зберігаються всі недоліки, що сліднують із цього принципу: низька точність задання і низька стабільність частоти.

Другий спосіб представляється значно ефективнішим. В цьому злучає нестабільність частоти f_x визначається малою нестабільністю частоти кварцового генератора, а погрішність установки конкретного значення частоти може бути обчислена із будь-якою заданою точністю. Однак таке виконання частотного каналу містить в собі два недоліки, що значно ускладнюють його експлуатацію. По-перше, нелінійна залежність між частотою f_x і перемінним

параметром q . По-друге, вихідна частота може встановлюватися із певною дискретністю, яка, до того ж, змінюється у всьому діапазоні частот.

$$df = f_x(q) - f_x(q+1) = \frac{f_0}{q} - \frac{f_0}{q \pm 1} = \pm \frac{f_0}{q(q+1)}, \quad (3.3)$$

де df – дискретність установки частоти.

Ці два недоліки створюють величезні труднощі при задаванні частот. Тому в сучасних генераторах перейшли до вживання дільників частоти із дробовим коефіцієнтом ділення. Такі дільники можна побудувати на 2-х схемах. Розглянемо першу із них (рис. 3.2). Блок задавання коефіцієнта ділення q виконаний так, що при введенні значення q , наприклад за допомогою декадних перемикачів, в ньому встановлюється код числа $N_f = f_q$. В регістр в початковому стані записуються число $N_0 = f_0$, а в суматор число $2^l - N_0$, де l – розрядність суматора. Тактові імпульси частоти f_0 поступають на блок переносу 1 і кожним з них в суматор вводиться на підсумовування.

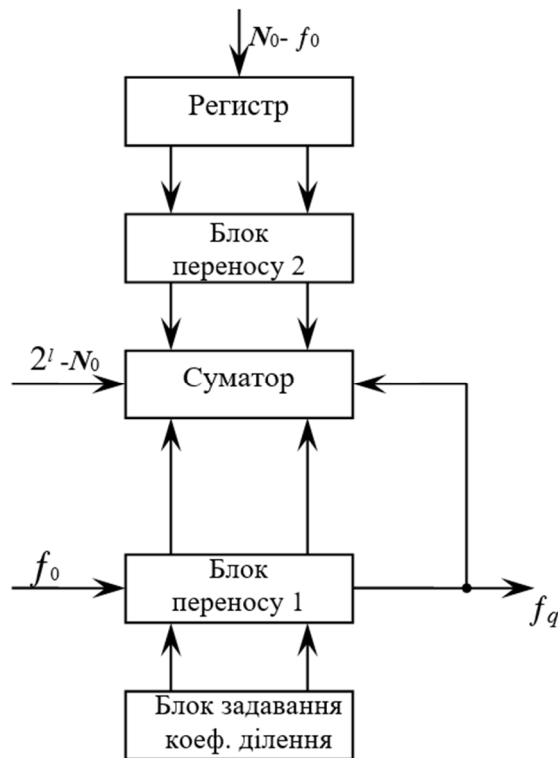


Рис. 3.2 – Схема дільника частоти із дробовим коефіцієнтом ділення

Число N_f з блоку задавання коефіцієнта ділення, в результаті суматор послідовно приймає стан $N_f - N_0$, $2N_f - N_0$, $3N_f - N_0$ і т.д. Так триває до виконання умови $q_1 N_f \geq N_0$, де q_1 – кількість введень числа N_f в суматор імпульсами частоти f_0 .

При цій умові на виході суматора формується сигнал переповнення, а в ньому залишається число:

$$N_1 = q_1 N_f - N_0 < N_f, \quad (3.4)$$

Сигнал переповнення суматора в проміжку між імпульсами частоти f_0 вводить із регістра в суматор через блок переносу 2 число N_0 на віднімання. Суматор приймає стан $N_1 - N_0$. Черговий сигнал переповнювання з'явиться на виході суматора після того, як буде здійснено q_2 перенесень числа N_f , що задовольняє умові:

$$\begin{aligned} N_1 + q_2 N_f &\geq N_0 \\ q_2 N_f &\geq N_0 - N_1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Надалі робота схеми повторюється. Кількість перенесень $q_1 \dots q_i$ можуть відрізнятися один від одного не більше ніж на 1 і являються коефіцієнтами ділення q вхідної частоти f_0 . При такому розподілі, в залежності від залишку, записаного в суматор після появи імпульсу переповнення, коефіцієнт ділення автоматично виходить рівним або q , або $q+1$. Якщо режим роботи дільника частоти вибрати таким, щоб кожним імпульсом вхідної частоти f_0 в суматор через блок переносу 1 вводилося число a , а кожним вихідним імпульсом – число $(2^l - bN_0)$, де a і b – цілі позитивні числа, то вихідна частота дільника визначається виразом:

$$f_x = f_0 \frac{a}{b \cdot N_0}, \quad (3.6)$$

тобто, дільник забезпечує дробовий коефіцієнт ділення частот f_0 .

Другий варіант дільника частоти із дробовим коефіцієнтом ділення може бути побудований на основі алгоритму Евкліда, котрий записується системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{N}{y_0} &= A_0 + \frac{y_1}{y_0}; \\ \frac{y_0}{y_1} &= A_1 + \frac{y_2}{y_1}; \\ &\text{-----} \\ \frac{y_{s-1}}{y_s} &= A_s - \frac{y_{s+1}}{y_s}; \\ \frac{y_{n-1}}{y_n} &A_n \end{aligned} \right\}, \quad (3.7)$$

де N – вихідна послідовність імпульсів дільника $S = \overline{0, n}$; $y_0 = \text{ent}(N / q)$; $y_{n-1} < y_n$; $y_{n-1} \equiv N$; $y_{n+1} \equiv 0$. $A_0, A_1 \dots A_s \dots A_n$ – коефіцієнти розкладання q в ланцюговий дріб:

$$q = A_0 + \frac{1}{A_1 + \frac{1}{A_2 + \frac{1}{A_3 + \frac{1}{A_4 + \frac{1}{A_s + \dots + \frac{1}{A_n}}}}}}, \quad (3.8)$$

причому, $A_0 = \text{ent } q$.

Запишемо систему рівнянь (3.8) у вигляді:

$$y_{s-1} - y_{s+1} = A_s y_s, \text{ звідки } y_s = \frac{y_{s-1} - y_{s+1}}{A_s}. \quad (3.9)$$

Один із алгоритмів апаратного рішення системи рівнянь зводиться до того, щоб кожним імпульсом послідовності y_{s-1} і одержану різницю $(y_{s-1} - y_{s+1})$ розділити на коефіцієнт A_s .

До складу такого дільника входять схеми блокування імпульсів і декадні перелічені схеми. Перелічена схема A_0 являється основною, інші – додатковими, що виходять в ланцюг негативного зворотного зв'язку.

Абсолютні значення методичної погрішності задавання частоти розглянутими схемами дільників не перевищує

$$\Delta f_x = f_x / q \quad (3.10)$$

Відносні значення

$$\delta_{fx} = \frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{1}{q} = \frac{f_x}{f_0}. \quad (3.11)$$

Із двох розглянутих схем найдоцільнішим представляється використовувати другу. В порівнянні з першою вона має ряд переваг: вихідна частота дільника по схемі обмежена лише швидкодією елементів переліченої схеми, тоді як вихідна частота дільника по схемі (рис. 3.2) обмежена часом перехідних процесів суматора; відсутність паразитної частотної модуляції, обумовлена непостійністю затримки вихідних імпульсів. В схемі дільника (рис. 3.2) час затримки змінено в процесі роботи і визначається кількістю послідовного спрацьовування чарунок дільника. Перевагою дільника по схемі (рис. 3.2) є безпосереднє задавання коефіцієнта ділення, тоді як дільник частоти, зібраний по другому варіанту вимагає розкладання коефіцієнта ділення в цілий дріб. Однак за наявності мікропроцесора ця задача легко вирішувана.

3.2.1 Генератор тактових імпульсів K1810ГФ84

Генератор тактових імпульсів (ГТІ) K1810ГФ84 призначений для управління центральним процесором (ЦП) KP1810BM86 і периферійними пристроями, а також для синхронізації сигналів READY із тактовими сигналами ЦП і сигналів інтерфейсної шини Multibus. Генератор тактових імпульсів (рис. 3.3, рис. 3.4) включає схеми формування тактових імпульсів (OSC, CLK, PCLK), сигналів скиду (RESET) і сигналу готовності (READY). Схема формування тактових імпульсів виробляє сигнали: CLK – тактової частоти для управління периферійними БІС, OSL – тактової частоти задаючого генератора, що необхідні для управління пристроями, що входять в систему, і для синхронізації. Сигнали синхронні, їх частоти зв'язані співвідношенням: $F_{OSC} = 3F_{CLK} = 6F_{PCLK}$ в режимі внутрішнього генератора і $F_{EFI} = 3F_{CLK} = 6F_{PCLK}$ в режимі зовнішнього генератора. На рис. 3.3 представлена структурна схема

ГТІ. Сигнали можуть формуватися із коливань основної частоти кварцового резонатора, що підключається до входів X_1 і X_2 , або третьої гармоніки кварцового резонатора, що виділяється LC -фільтром або від зовнішнього генератора, що підключається до входу EFI . Вибір режиму функціонування визначається потенціометром на вході $\overline{RES}$. Якщо цей вхід підключений до “землі”, то ГТІ працює в режимі формування сигналів від внутрішнього генератора (SGN), якщо на $\overline{RES}$ подається високий потенціал – то в режимі формування сигналів від зовнішнього генератора. Схема формування сигналу скиду RESET має на вході тригер Шмітта, а на виході – тригер формуючий фронт сигналу RESET по зрізу CLK. Звичайно по входу $\overline{RES}$ підключається КС-ланцюг.

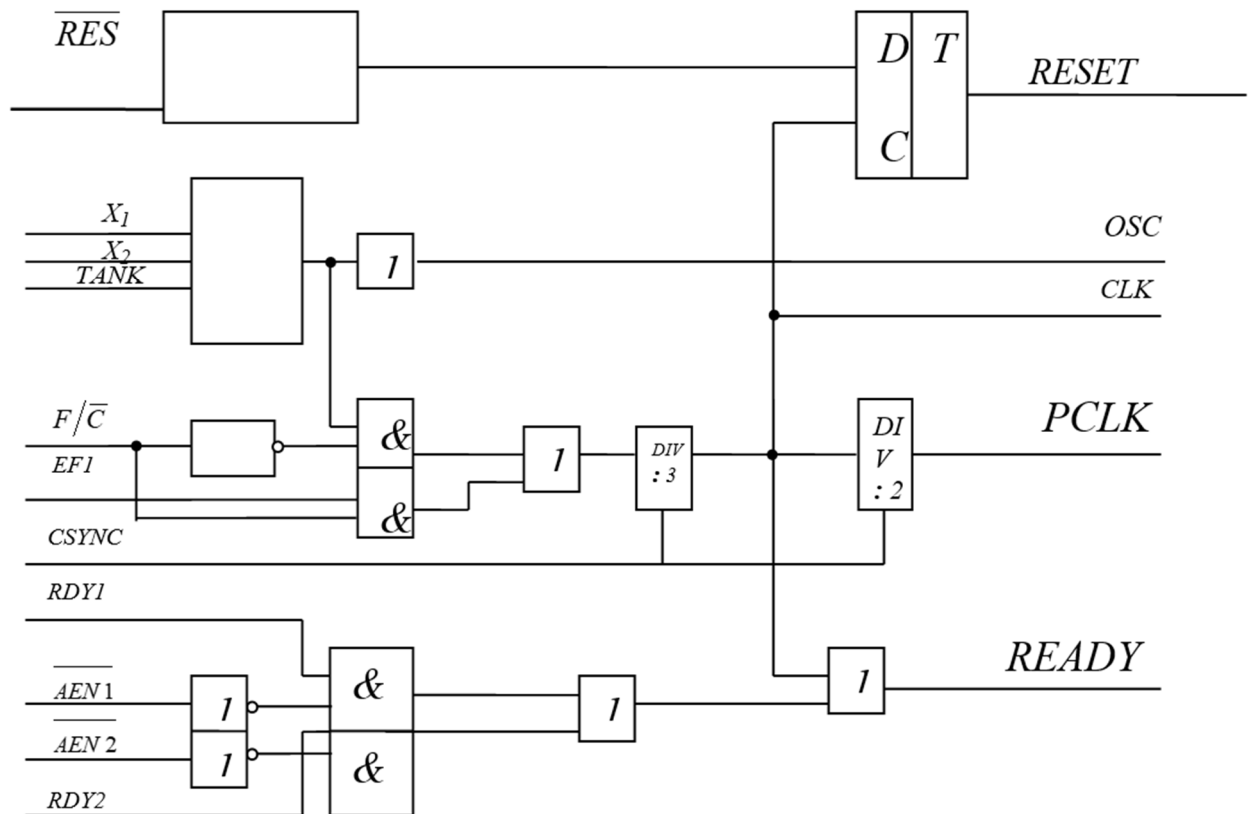


Рис. 3.3 – Структурна схема ГТІ, що забезпечує автоматичне формування сигналу при включенні джерела

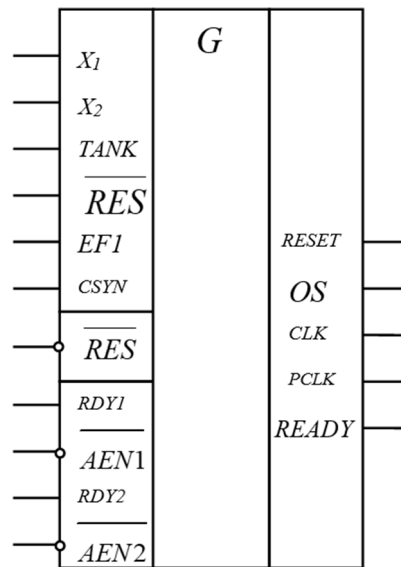


Рис. 3.4 – Умовна графічна схема ГТІ живлення

Схема формування тактових імпульсів має спеціальний вхід синхронізації (CSYNC), за допомогою якого можливо синхронізувати роботу декількох ГТІ, що входять в систему.

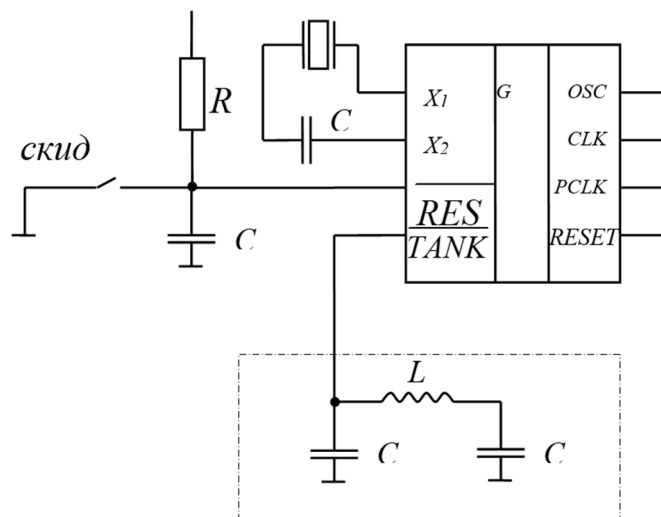


Рис. 3.5 – RC-ланцюг, що забезпечує автоматичне формування сигналу при включенні джерела живлення

Така синхронізація здійснюється за допомогою двох D-тригерів по входах CSYNC і EFI (рис. 3.6). Слід зазначити, що, якщо ГТІ працює в режимі зовнішнього генератора, то внутрішній генератор може працювати незалежно (вхід OSC незалежний від CLK і DCLK і синхронний їм).

підсилювача-регенератора. Останній, по суті, являється статичним елементом тригера, який залежно від попередньої його підготовки або приймає (прочитує) інформацію з ємкісної запам'ятовуючої чарунки, встановлюючись при цьому в стан “0” або “1”, або навпаки, в режимі запису відповідним чином заряджає чарунку, будучи заздалегідь встановленим в “0” або “1”.

3.2.3 Цифроаналоговий перетворювач

При виборі ЦАП керуються наступними параметрами: число розрядів; час встановлення вихідної величини; максимальна вихідна напруга; максимальна частота перетворення. Мікросхема К1108ПА1 задовольняє висунутим вимогам. Вона перетворить дванадцятирозрядний цифровий код в аналоговий сигнал, при умові, що частота цих кодів не перевищує 2 МГц. Роздільна здатність мікросхеми К1108ПА1 складає: $10,24 / (2^N - 1) = 1 / (2^{12} - 1) \approx 10,05$ мВ, тобто похибка квантування складатиме 0,025%. При використуванні лише 8 розрядів, дозволяюча здатність складає: $10,24 / (2^N - 1) = 1 / (2^8 - 1) \approx 3,91$ мВ.

Мікросхема 12-розрядного ЦАП типу К1108ПА1 призначена для перетворення 12-розрядного паралельного коду у вихідний уніполярний і біполярний струм і допускає узгодження із ТТЛ ЦІС. Перетворювачі К1108ПА1 виготовляються за біполярною технологією із діелектричною ізоляцією. Елементи прецизійної РМ (матриця резистора типу R-2R) нанесені на поверхню кристала за тонкоплівковою технологією. До складу ІС входять 12 ідентичних струмових ключів, схема стабілізації струму ключів, РМ комбінованого (зваженого і R-2R) типу. Перетворення здійснюється за принципом підсумовування двоїчно-взважених струмів. Рівність струмів в струмових ключах досягнута за рахунок високої ідентичності елементів ІС, а їх стабілізація проводиться від зовнішнього джерела за допомогою спеціальної схеми на основі вбудованого ОП.

Вихідна напруга пов'язана з вихідним кодом виразом:

$$U_{ORM} = KNR_{o.c.} U_{REF} / 2^6 R_{REF}, \quad (3.12)$$

де K – коефіцієнт, що враховує здібності конструкції; N – число, що представляється вхідним 8-розрядним двоїчним кодом; $R_{o.c.}=4$ кОм; $R_{REF}=8$ кОм.

Номинальне значення вихідного струму, що відповідає кінцевій точці шкали, рівне – 5мА або $\pm 2,5$ мА для біполярного струму.

Нумерація і призначення виходів мікросхеми.

1 – напруга джерела живлення U_{OC1} ; 2 – напруга джерела живлення U_{OC2} ; 3 – вивід ОП компенсації; 4 – опорна напруга U_{REF} ; 5 – вивід резистора; 6 – загальний вивід матриці R-2R; 7 – вивід резистора; 8 – аналоговий вивід; 9 – вивід резистора зворотного зв'язку R_{OC1} ; 10 – вивід резистора зворотного зв'язку R_{OC2} ; 11 – вхід ОП компенсації; 12–загальний; 13 – цифровий вхід 1(CP); 14-23 – цифрові входи 2-11; 24 – цифровий вхід 12 (MP).

Типове значення вхідних струмів при сигналах високого і низького рівня і температурі $T=25\pm 10^{\circ}\text{C}$ складає 10 мкА. Час встановлення перетворювача приводиться для випадку зміни вхідного коду від 100...00 до 011...11. Основні технічні параметри при температурі навколишнього середовища $25\pm 10^{\circ}\text{C}$ визначені в таблиці 3.1.

Мікросхема ЦАП K1108ПА1 працює від двох джерел живлячих напруг $u_{cc1}=5\text{ВВ}\pm 5\%$, $u_{cc2}=15\text{ВВ}\pm 5\%$ і від ІОН із $U_{REF}=10,244\pm 1\%$.

Гранично допустимі значення електричних режимів експлуатації визначені в таблиці 3.2. Розглянемо стабілізатор напруги, зібраний на ІС K142ЕН1Б. Він є регульованим компенсаційним стабілізатором напруги із захистом від короткого замикання в навантаженні і перевантаження по струму. Корпус ІС K142ЕН1Б-402.16-7.

Таблиця 3.1

**Основні технічні параметри при температурі навколишнього
середовища 25 ± 10 °C .**

Найменування	Не менше	Не більше
Число розрядів	12	-
Вхідний струм високого рівня I_{IH} , мкА	-	100
Диференціальна нелінійність $\delta_{CO} \cdot 10^{-1}$, %	0,024	0,024
Абсолютна погрішність перетворення в кінцевій точці шкали δ_{FS} , МР	-30	30
Час установки вихідного струму $t_{s.i.}$, мс	-	400
Струм споживання I_{cc1} , мА	15	15
Струм споживання I_{cc2} , мА	46	46
Максимальна вихідна напруга U_{ORH} , В	-1,0	1,0

Таблиця 3.2

Гранично допустимі значення електричних режимів експлуатації

Найменування	Не менше	Не більше
Вхідна напруга низького рівня U_{lc} , В	0	0,8
Вхідна напруга високого рівня U_{IH} , В	2	-
Опірна напруга U_{REF} , В	2,2	10,5

У даному стабілізаторі напруги нестабільність напруги і струму $U_{вых} = U_{var} + U_{обр}$, де $U_{обр}$ – напруга внутрішнього зразкового джерела. Коефіцієнт нестабільності (K_{HU}) стабілізатора рівний 0,01%/В, K_{HI} – 0,03% (стабілізатор із покращеними параметрами).

3.2.4 Пристрій введення даних

Пристрій введення даних є набором ключів (кнопок), що організовані у вигляді матриці. Кожний ряд кнопок опитується окремо. Прочитані дані перетворюються в код, відповідний кожній кнопці. За один цикл прочитуються дані з одного ряду кнопок. Читання ряду ключів є операцією, що виконується в два кроки: запис даних в скануючий порт для вибору кнопок; читання байта даних читаючим портом. Щоб вибрати певний ряд кнопок, відповідний біт скануючого порту встановлюється в логічну 1, інші біти залишаються рівними логічним 0. Потім проводиться читання вхідним портом для збору інформації про стан кнопок. При натискуванні певної кнопки відповідний біт читаючого порту встановлюватиметься в «0».

Одним з факторів, який повинен бути розглянутий при читанні з пристрою введення даних (в нашому випадку цим пристроєм введення являється клавіатура), являється виключення «дзвону». Як відомо, кнопки при натисненні не видають «чистий» імпульс – вони «дзвенять», як показано на рис. 3.8. Коли металеві контакти торкаються один одного, виникає дзвін. Тривалість дзвону – 1-50 мс залежно від конструкції кнопки. Дзвін контактів потрібно враховувати, оскільки він може привести до того, що замість одного натиснення буде зафіксовано багато натискань кнопки.

Дзвін можна виключити шляхом введення схеми виключення дзвону в читаючий порт або за допомогою спеціальної підпрограми. Покажемо один із способів виключення дзвону за допомогою процедури (рис. 3.7).

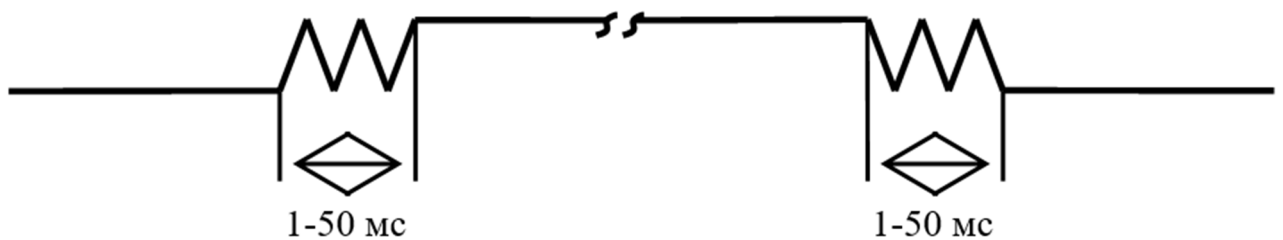


Рис. 3.7 – Схема виключення «дзвону»

Клавіатура сканується, використовуючи програму монітора; якщо немає натиснутих кнопок, процес повторюється. Коли ж визначено натиснення кнопки, клавіатура відключається на 50 мс, щоб не читати під час дзвону. Потім клавіатура сканується до моменту, поки ключ не відпущений. Знову вводиться 50мс затримок, щоб виключити дзвін при відпуску кнопки.

3.2.5 Вихідний пристрій

Вихідний пристрій цифроаналогового калібратора сигналів із нормованим коефіцієнтом гармонік є підсилювачем по напрузі вихідного сигналу з цифроаналогового перетворювача. Він складається з двох підсилювачів: підсилювач, який використовується при генерації сигналу до 10 В, і підсилювач, який використовується спільно із першим, при посиленні сигналу до 100В. Перший підсилювач є операційним підсилювачем і зібраний на мікросхемі К574УД1Б. Другий підсилювач є схемою, зібраною на транзисторах, яка підвищує рівень вихідного сигналу першого підсилювача до 100В.

3.3 Методика оцінки інструментальної похибки частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки військових частин та підрозділів радіотехнічних військ в умовах протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС

Оцінимо інструментальну похибку частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки радіотехнічних військ, в умовах протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС, використовуючи при цьому коефіцієнт гармонік, яка обумовлена похибкою формування шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$. Ця похибка має дві складові, що викликаються неточністю (похибками) рівнів f_i сигналу $f(\alpha)$ та фазових координат α_i точок перемикання цих рівнів. В результаті реальний сигнал відрізняється від ідеального деякою аддитивною перешкодою $\xi(\alpha)$:

$$\tilde{f}(\alpha) = f(\alpha) + \xi(\alpha), \quad (3.13)$$

де перешкода $\xi(\alpha)$ враховує обидві складові похибки, що конкретизуються нижче. Визначимо методику оцінювання інструментальної похибки, для чого підрахуємо похибку визначення коефіцієнта гармонік сигналу $\tilde{f}(\alpha)$, використовуючи вираз (3.13).



Рис. 3.8 – Процедура виключення дзвону за допомогою процедури

$$B = \pi / 4 \int_0^{\pi/2} [f(\alpha) - A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha. \quad (3.14)$$

Отже

$$K_F^2 = B / A_1^2. \quad (3.15)$$

Ця формула відповідає відсутності похибок при визначенні величин B і A_1 . Для абсолютного значення похибки коефіцієнта гармонік, званої інструментальними похибками визначення величин B і A_1 , із (3.15) одержимо:

$$\Delta K_{\Gamma} = \frac{1}{2K_{\Gamma}} \cdot \frac{A_1^2 \Delta B - B \Delta(A_1^2)}{A_1^4}. \quad (3.16)$$

Замінюючи, згідно (3.3), $B = K_{\Gamma}^2 A_1^2$ маємо:

$$\Delta K_{\Gamma} = \frac{1}{2K_{\Gamma}} \cdot \frac{\Delta B - K_{\Gamma}^2 \Delta(A_1^2)}{A_1^2}. \quad (3.17)$$

Обчислимо величини ΔB і $\Delta(A_1^2)$.

Величину ΔB знаходимо із (3.16) із урахуванням (3.15):

$$\begin{aligned} \Delta B = & \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} [f(\alpha) + \xi(\alpha) - (A_1 + \Delta A_1) \sin \alpha]^2 d\alpha - \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} [f(\alpha) - A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha = \\ & \frac{4}{\pi} \left\{ 2 \int_0^{\pi/2} [f(\alpha) - A_1 \sin \alpha][\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha] d\alpha - \int_0^{\pi/2} [\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha \right\}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

де $\Delta A_1 \sin \alpha$ – перша гармоніка перешкоди (похибки) $\xi(\alpha)$;

$[\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha]$ – складова перешкоди, обумовлена вищими гармоніками перешкоди $\xi(\alpha)$.

Для оцінки першого інтеграла в (3.6) скористаємося нерівністю Коші-Буняковського:

$$\begin{aligned} & \left| \int_0^{\pi/2} [f(\alpha) - A_1 \sin \alpha][\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha] d\alpha \right| \leq \\ & \leq \left\{ \int_0^{\pi/2} [f(\alpha) - A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha \int_0^{\pi/2} [\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Маємо:

$$\int_0^{\pi/2} [f(\alpha) - A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha = \frac{\pi}{4} B = \frac{\pi}{4} K_{\Gamma}^2 A_1^2. \quad (3.20)$$

Після підстановки (3.19) із урахуванням (3.20) в (3.18) отримаємо:

$$\Delta B \leq \frac{4}{\pi} \left\{ \sqrt{\pi} K_{\Gamma} A_1 \left[\int_0^{\pi/2} (\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha)^2 d\alpha \right]^{1/2} + \int_0^{\pi/2} (\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha)^2 d\alpha \right\} \quad (3.21)$$

Величину ΔA_1 знаходимо із урахуванням (3.13)

$$\Delta A_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \xi(\alpha) \sin \alpha d\alpha. \quad (3.22)$$

Вона представляє собою амплітуду основної гармоніки перешкоди (похибки) $\xi(\alpha)$ у формуванні сигналу $f(\alpha)$.

Позначивши $\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha = \xi_B(\alpha)$, маємо

$$\int_0^{\pi/2} [\xi(\alpha) - \Delta A_1 \sin \alpha]^2 d\alpha = \int_0^{\pi/2} \xi_B(\alpha)^2 d\alpha \leq \int_0^{\pi/2} \xi^2(\alpha) d\alpha = \frac{\pi}{2} \bar{\xi}^2, \quad (3.23)$$

де $\bar{\xi}^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \xi^2(\alpha) d\alpha$; $\bar{\xi}^2$ - середнє квадратичне значення перешкоди $\xi(\alpha)$ або

похибки формування сигналу $f(\alpha)$.

Підставляючи (3.22) і (3.21) остаточно одержимо:

$$\Delta B \leq 2\sqrt{2} K_{\Gamma} A_1 \sqrt{\bar{\xi}^2} + 2\bar{\xi}^2. \quad (3.24)$$

Визначимо величину $\Delta(A_1^2)$, яку представимо початковою рівністю

$$\Delta(A_1^2) = (A_1 + \Delta A_1)^2 - A_1^2 = 2A_1 \cdot \Delta A_1 + (\Delta A_1)^2. \quad (3.25)$$

Для оцінки величини ΔA_1 знов скористаємося нерівністю Коші–Буняковського:

$$|\Delta A_1| = \frac{4}{\pi} \left| \int_0^{\pi/2} \xi(\alpha) \sin \alpha d\alpha \right| \leq \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\pi/2} \xi^2(\alpha) d\alpha \cdot \int_0^{\pi/2} \sin^2 \alpha d\alpha \right]^{1/2}. \quad (3.26)$$

Використовуючи (3.23), маємо $\Delta A_1 \leq \sqrt{2\bar{\xi}^2}$.

Із урахуванням цієї нерівності вираз (3.26) приймає вид:

$$\Delta(A_1^2) \leq 2\sqrt{2}A_1\sqrt{\bar{\xi}^2} + 2\bar{\xi}^2. \quad (3.27)$$

Після підстановки (3.26) і (3.27) в (3.17) одержимо:

$$\Delta(A_1^2) \leq 2\sqrt{2}A_1\sqrt{\bar{\xi}^2} + 2\bar{\xi}^2. \quad (3.27)$$

де $\delta\xi = \frac{\sqrt{\bar{\xi}^2}}{A_1}$; $\delta\xi$ - відносне середнє квадратичне значення похибки формування шматково-східчастого сигналу $f(\alpha)$.

В співвідношенні (3.27) розглядається окремий випадок рівномірної дискретизації і не враховується складова похибки, обумовлена похибкою задавання фазових координат α_i точок перемикання сигналу $f(\alpha)$. Відносна похибка $\delta\xi$ являється величиною малою. Тому при чималих значеннях коефіцієнта гармонік K_Γ другим додачком в (3.27), квадратичним по похибці $\delta\xi$, можна нехтувати, так що:

$$|\Delta K_\Gamma| \leq \sqrt{2}(1 + K_\Gamma)\delta\xi. \quad (3.28)$$

При малих значеннях коефіцієнта гармонік K_Γ необхідно провести порівняння лінійного і квадратичного по похибці членів в (3.27). Якщо $K_\Gamma \ll 1$, то, нехтуючи в (3.27) величинами K_Γ і K_Γ^2 у порівнянні з одиницею, маємо:

$$|\Delta K_\Gamma| \leq \sqrt{2}\delta\xi + \frac{1}{K_\Gamma}(\delta\xi)^2. \quad (3.29)$$

У цьому виразі другим членом можна нехтувати при умові $\delta\xi \ll K_\Gamma$.

$$\Delta K_\Gamma \leq \sqrt{2}\delta\xi \quad (3.30)$$

Якщо $\delta\xi \geq K_\Gamma$, то $\Delta K_\Gamma \approx K_\Gamma$ й абсолютна похибка ΔK_Γ задавання коефіцієнта гармонік також буде малою, а відносна похибка δK_Γ може бути великою. При цьому в (3.20) при оцінці похибки необхідно враховувати обох

членів. Виразимо сумарну похибку $\sqrt{\bar{\xi}^2}$ через вказані вище дві її складові. Для цього запишемо величину $\bar{\xi}^2$ у вигляді суми складових по окремих фазових інтервалах $\Delta\alpha_i = \alpha_{i+1} - \alpha_i$ сигналу $f(\alpha)$:

$$\bar{\xi}^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \xi^2(\alpha) d\alpha = \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^p \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \xi_i^2(\alpha) d\alpha. \quad (3.31)$$

Позначимо через Δh_i похибку формування рівня f_i сигналу $f(\alpha)$, а через β_i – похибку задавання фазової координати α_i точки перемикання цього рівня. Прийmemo природне допущення про малість обох похибок, що означає $\Delta h_i \ll h$, $\beta_i \ll \Delta\alpha_i = \alpha_{i+1} - \alpha_i$. Розглянемо найсприятливіший випадок, коли всі похибки β_i мають один знак, наприклад вони позитивні. Тоді на фазовому інтервалі $\overline{\alpha_i, \alpha_i + \beta_i}$ похибка $\xi_i = -h$, а на фазовому інтервалі $\overline{\alpha_i + \beta_i, \alpha_{i+1}}$ похибка $\xi_i = \Delta h$. Тому:

$$\int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \xi_i^2(\alpha) d\alpha = \int_{\alpha_i}^{\alpha_i + \beta_i} \xi_i^2(\alpha) d\alpha + \int_{\alpha_i + \beta_i}^{\alpha_{i+1}} \xi_i^2(\alpha) d\alpha = h^2 \beta_i + (\Delta h_i)^2 \Delta\alpha_i. \quad (3.32)$$

Із урахуванням даної рівності формула (3.22) приймає вид:

$$\bar{\xi}^2 = \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^p \left[h^2 (\beta_i) + (\Delta h_i)^2 \Delta\alpha_i \right]. \quad (3.33)$$

Проведемо оцінку цієї похибки по максимуму, вважаючи похибки Δh_i і β_i максимальними, тобто $\Delta h_m = \max \Delta h_i$; $\beta_m = \max \beta_i$. Далі, враховуючи рівності

$$\sum_{i=0}^p \Delta\alpha_i = \frac{\pi}{2} \text{ і } \beta_0 = 0, \text{ із (4.33) одержимо } \bar{\xi}^2 = \frac{2p}{\pi} h^2 \beta_m + (\Delta h_m)^2.$$

Запишемо вираз для відносної середньої квадратичної похибки формування сигналу $f(\alpha)$. Вважаючи, що амплітуда першої гармоніки сигналу $A_1 \geq ph$, маємо:

$$\delta\xi = \frac{\sqrt{\xi^2}}{A_1} \leq \left[\frac{2\beta_m}{\pi p} + \left(\frac{\Delta h_m}{ph} \right)^2 \right]^{1/2}. \quad (3.34)$$

У цій формулі перший доданок в прямих дужках представляє собою складову похибки, що викликається зміщенням β_i фазових координат α_i точок перемикавання сигналу $f(\alpha)$ щодо розрахункових значень, а другий доданок – складову похибки за рахунок неточності формування рівнів f_i сигналу $f(\alpha)$, обумовлену інструментальною погрішністю ЦАП. Вирази (3.22) або (3.23), або (3.24) або (3.25) сумісно із (3.29), дозволяють провести оцінку похибки коефіцієнта гармонік, що задається шматково-східчастим сигналом $f(\alpha)$.

Підводячи підсумок проведеним дослідженням, уточнимо, що в результаті їх вирішена задача цифроаналогового синтезу сигналу із перебудовуванням коефіцієнтом гармонік за умови мінімального числа рівнів шматково-східчастого сигналу, необхідного для отримання заданого значення коефіцієнта гармонії. Гармонійний склад сигналу при цьому не задавався. Для збагачення сигналу парними гармоніками слід відмовитися від використання умов симетрії. Це потребує збільшення числа формованих (різних) рівнів сигналу (при тому ж їх загальному числі h), оскільки вони повинні відрізнятися через півперіоду сигналу не лише знаком, але і по значенню.

Розрахунки показали, що відносна середня квадратична похибка формування сигналу за допомогою запропонованого пристрою складає не більше 1.5%. Сучасні формувачі сигналів забезпечують відносну похибку на рівні 2.0%. Отже, запропонований пристрій дозволяє зменшити відносну середню квадратичну похибку формування сигналу на 0.5%.

Таким чином, пропонуються методи цифроаналогового синтезу шматково-східчастих сигналів із перебудовуванням коефіцієнтом гармонік. Вони включають методику розрахунку параметрів сигналу, що синтезується, способи його формування і оцінку погрішностей задавання коефіцієнта гармонік. Це надає обслузі підрозділів радіотехнічних військ протиповітряної оборони

необхідний методичний апарат для використання прецизійних калібраторів (або зразкових заходів) коефіцієнта гармонік, які протидіють шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС.

3.4 Маркетингове дослідження ринку та оцінка конкурентоспроможності робочого еталону

В сучасних умовах кожне підприємство знаходиться в залежності від ринку з діючими на ньому законами попиту та пропозиції. Важливу роль в регулюванні взаємовідносин на ринку має маркетинг. Маркетинг (от англ. «market» – ринок) – це соціальний та економічний процес, за допомогою якого окремі особи або групи облич задовольняють свої потреби за допомогою створення товарів та користуючих цінностей та взаємообміну між ними. В якості основних напрямків дослідження ринку можна взяти наступне: вивчення товару, його компонентів та субінститутів, та конкурентоспроможності товару на даному ринку; вивчення споживачів, їх потреб та попиту; вивчення товарів та дій найближчих конкурентів та реакції на ці дії. В даній роботі розглядаються розробка пристрою протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал. 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, а також відомих методів перевірки та застосування тактовних генераторів та калібраторів.

Складаємо підсумкову таблицю (табл. 3.3) техніко-економічних показників при застосуванні пристрою що розробляється та пропонується для використання у підрозділах РТВ ПС ЗС України.

Таблиця 3.3

Техніко-економічні показники

Основні технічні, експлуатаційні та економічні показники	Од.вим.	Найменування виробів, аналогічних приладу, що застосовується		Відносний одиничний показник
		Аналог	Заст	
Нормативні:				
Частота живлення	Гц	50,0	50,0	1
Технічні:				
Відносна похибка вимірювання	%	1,5	2,0	0,3
Частота синхронізації	Гц	300,0	250,0	0,2
Дискретність вимірювання	мс	0,9	1,5	0,4
ККД	%	98,5	95,5	0,03
Строк служби	рік.	10	10	1
Економічні:				
Ціна виробу, грн	грн	8799	10620	

На підставі рівня аналогів в якості базового пристрою був обраний пристрій, який за своїми економічними та експлуатаційними характеристиками перевищує аналогічні прилади на ринку та є найбільш прогресивним.

3.5 Розрахунок рівня конкурентоспроможності пропонується для використання

В широкому розумінні поняття конкурентоспроможність включає в себе всю гамму цінових та нецінових методів робочого еталону.

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

$$Q_{\text{кон}} = \frac{Q_{\text{гп}} \cdot Q_{\text{тр}}}{Q_{\text{е}}}, \quad (3.35)$$

де $Q_{\text{гп}}$ – 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; $Q_{\text{гп}} = 1$, 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 прилад їм не відповідає. Прилад, що застосовується, відповідає нормам та стандартам, $Q_{\text{нп}} = 1$. Порівняльну конкурентоспроможність робочого еталону за його технічним рівнем визначимо комплексним методом:

$$Q_{m.y} = \sum_{i=1}^n m_i g_i, \quad (3.36)$$

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

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

$$C_{\text{спож}} = K + I_{\text{експл}} T, \quad (3.37)$$

де K – капітальні вкладення; $I_{\text{експл}}$ – річні експлуатаційні витрати; T – термін служби. $C_{\text{потр.пр}} = 21876,69 + 6956,09 \cdot 10 = 91437,59$ грн.

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

$$Q_E = \frac{C_{\text{пр}}}{C_{\text{ан}}} = \frac{91437,59}{116661,5} = 0,80, \quad (3.38)$$

Розрахунок показника конкурентоспроможності за технічним рівнем доцільно виконати в таблиці 3.4.

Таким чином,

$$Q_{\text{кон}} = \frac{1 \cdot 1,37}{0,8} = 1,71, \quad (3.39)$$

Таблиця 3.4

Техніко-економічні показники

Технічний параметр	Од. вим.	Абсолютне значення параметра		Коефіцієнт вагомості	Віднос. один. показник з урахув коеф. вагомості
		Базового виробу	Приладу, що застосовується		
Відносна похибка вимірювань	%	1,5	2,0	0,3	0,45
Частота синхронізації	МГц	250,0	300,0	0,2	0,24
Дискретність виміру	мс	0,9	1,5	0,4	0,12
ККД	%	95,5	98,5	0,03	0,46
Термін служби	роки	10	10	1	0,1
Всього:				1	1,37

Висновки за розділом 3

1. Розроблено пристрій протидії шкідливому впливу противника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС, а саме: його функціональна схема, розроблена функціональна схема ділянки частоти, генератор тактових імпульсів К1810ГФ84, оперативний запам'ятовуючий пристрій, цифроаналоговий перетворювач.

2. В процесі розробки пристрою протидії шкідливому впливу противника на сигнал запропоновані методи цифроаналогового синтезу шматково-східчастих сигналів із перебудовуванням коефіцієнтом гармонік, а саме: метод, що полягає в зміні фазових координат α_i точок перемикання сигналу $f(\alpha)$ при постійному числі p і рівномірному проходженні рівнів f_i ; метод, що полягає в тому, що число p рівнів f_i на чверті періоду сигналу $f(\alpha)$ слід узяти із умови $p_{\max} = 2^l$; метод, що полягає в тому, що при формуванні сигналу $f(\alpha)$ перебудову його коефіцієнта гармонік здійснюють збільшенням рівнів f_i удвічі в кожній з фазових координат α_i .

3. Запропонована методика оцінки інструментальної похибки частотних характеристик сигналів зразків озброєння та військової техніки військових частин та підрозділів радіотехнічних військ в умовах протидії шкідливому впливу супротивника на сигнал, що обробляється в зоні проведення ООС

4. Розроблений пристрій протидії шкідливому впливу противника на сигнал, запропоновані методи цифроаналогового синтезу шматково-східчастих сигналів із перебудовуванням коефіцієнтом гармонік й методика оцінки інструментальної похибки частотних характеристик сигналів зразків озброєння та військової техніки радіотехнічних військ пропонується використовувати для покращення якості придушення пасивних завад в радіолокаційних станціях, які ведуть радіолокаційну розвідку в зоні проведення ООС. Розрахунок показника конкурентоспроможності показав, що реалізація запропонованого пристрою є економічно доцільною.

РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ

У державному стандарті України ДСТУ 2293-93 «Охорона праці. Терміни та визначення», а також у низці інших нормативних документів наведено тлумачення основних понять і термінів, що використовуються у сфері охорони праці.

Відповідно до цих стандартів, охорона праці розглядається як комплексна система заходів і засобів, що охоплює правові, соціально-економічні, організаційно-технічні, санітарно-гігієнічні, лікувально-профілактичні та інші аспекти діяльності, спрямовані на створення безпечних і здорових умов праці. Головною метою цієї системи є збереження життя, здоров'я та працездатності працівників у процесі виконання ними трудових обов'язків.

Іншими словами, охорона праці – це не лише сукупність вимог і правил безпеки, а цілісна державна політика, що спрямована на запобігання виробничому травматизму, професійним захворюванням, покращення умов праці та підвищення рівня соціального захисту працівників.

4.1 Аналіз шкідливих та небезпечних факторів, які впливають на людину

Згідно з нормативно-технічною документацією та вимогами охорони праці, на працівників під час трудової діяльності можуть діяти різноманітні шкідливі та небезпечні виробничі фактори, які становлять потенційну загрозу для їхнього здоров'я, працездатності та життя.

Шкідливий виробничий фактор – це будь-який елемент виробничого середовища або процесу, вплив якого може спричинити погіршення стану здоров'я працівника, розвиток професійного захворювання чи зниження загальної працездатності.

Небезпечний виробничий фактор – це фактор, дія якого за певних умов (наприклад, при порушенні технологічного режиму чи правил безпеки) може призвести до травми, гострого отруєння або навіть смерті працівника.

Відповідно до вимог ГОСТ 12.0.003-74, усі небезпечні та шкідливі фактори класифікуються за природою їхньої дії на такі основні групи:

- Фізичні;
- Хімічні;
- Біологічні;
- Психофізіологічні.

До фізичних небезпечних і шкідливих факторів належать: рухомі машини, механізми та їхні частини; підвищена запиленість і загазованість повітря робочої зони; екстремальні температурні умови (високі або низькі температури повітря, поверхонь і матеріалів); підвищені рівні шуму, вібрації, інфразвуку, ультразвуку, іонізуючих випромінювань, статичної електрики, електромагнітних і радіаційних полів (ультрафіолетове, інфрачервоне випромінювання). Сюди ж відносяться фактори, пов'язані зі зміною барометричного тиску, вологості, швидкості руху повітря, напруженості електричних чи магнітних полів, а також недостатньою або надмірною освітленістю робочих місць.

До хімічних факторів належать різні сполуки, речовини й елементи, які здатні чинити шкідливу дію на організм людини. Вони поділяються за характером впливу на:

- загальнотоксичні (впливають на весь організм),
- подразнюючі,
- сенсibilізуючі (викликають алергічні реакції),
- канцерогенні,
- мутагенні (викликають зміни в генетичному апараті),
- такі, що впливають на репродуктивну функцію людини.

Біологічні фактори охоплюють дію живих організмів – патогенних бактерій, вірусів, грибків, паразитів, а також макроорганізмів (рослин і тварин), які можуть бути переносниками інфекцій або викликати алергічні та токсичні реакції.

Психофізіологічні фактори пов'язані з фізичними й нервово-психічними навантаженнями під час роботи. До них належать надмірна фізична напруга, монотонність трудового процесу, висока концентрація уваги, розумове

перенапруження, емоційний стрес, перенавантаження органів чуття, нестача відпочинку та сну.

Один і той самий виробничий фактор може одночасно належати до кількох груп, оскільки його вплив може бути комплексним.

Тривалий або інтенсивний вплив шкідливих факторів може спричинити виробничу травму – порушення анатомічної цілісності організму або функцій окремих органів під впливом зовнішніх виробничих чинників.

Виробничі травми класифікують:

- за видом травмуючого агента – механічні, термічні, хімічні, електричні, променеві, комбіновані тощо;
- за матеріальними носіями травми – частини обладнання, інструменти, готова продукція, відходи виробництва;
- за локалізацією ушкоджень – травми голови, очей, рук, ніг, тулуба тощо;
- за ступенем тяжкості – легкі, тяжкі або смертельні;
- за технологічними операціями – під час транспортування, монтажу, вантажно-розвантажувальних робіт тощо.

Найчастіше травми є наслідком нещасних випадків на виробництві, під якими розуміють раптовий вплив на працівника небезпечного виробничого фактора або середовища, що призводить до шкоди здоров'ю або загибелі.

Крім того, вплив несприятливих умов праці може викликати професійні захворювання – патологічні стани, безпосередньо пов'язані з роботою, зумовлені тривалим впливом шкідливих факторів або надмірним напруженням організму. Діагноз професійного захворювання встановлюється на основі комплексної оцінки умов праці, стажу роботи, медичних оглядів та результатів клініко-лабораторних досліджень.

Окрім професійних, виділяють також виробничо зумовлені захворювання, перебіг яких посилюється через несприятливі умови праці, хоча вони не є прямим наслідком впливу професійних шкідливих факторів.

Під час експлуатації вібродіагностичної системи ГТД на працівників можуть впливати такі основні фактори виробничого середовища, як освітлення,

мікроклімат, вібрація та шум. Вони визначають рівень комфорту, безпеки та ефективності праці, а тому потребують постійного контролю та дотримання встановлених санітарних норм.

Освітлення

Раціонально спроектована та якісно виконана система виробничого освітлення є одним із найважливіших елементів створення безпечних і комфортних умов праці. Вона забезпечує оптимальні умови для зорової роботи, сприяє зменшенню втоми, підвищує концентрацію уваги, покращує самопочуття працівників і позитивно впливає на їхній психологічний стан. Правильне освітлення не лише підвищує продуктивність праці, а й зменшує ризик виробничого травматизму, оскільки забезпечує чітку видимість робочої зони, інструментів і рухомих частин обладнання.

Недостатній рівень освітленості викликає напруження зору, спричинює швидке стомлення, знижує уважність, а також може стати причиною помилкових дій оператора або робітника. Надмірна яскравість світла, навпаки, призводить до осліплення, подразнення очей і головного болю, що також негативно позначається на ефективності роботи. Невдале розташування джерел світла або неправильний напрямок світлових потоків можуть створювати різкі тіні, відблиски, сліпучі зони, дезорієнтуючи працівника під час виконання точних операцій. Такі оптичні перешкоди збільшують ризик нещасних випадків і виникнення професійних захворювань органів зору.

Отже, грамотний розрахунок і вибір типу освітлення має вирішальне значення для забезпечення безпеки, комфорту та ефективності трудового процесу.

Залежно від джерела світла розрізняють три основні види освітлення:

- природне;
- штучне;
- змішане (поєднання природного і штучного).

Природне освітлення – це освітлення робочих приміщень денним світлом, яке надходить через світлові прорізи (вікна, ліхтарі, світлові шахти) у зовнішніх огорожувальних конструкціях. Його рівень залежить від часу доби, пори року, географічного розташування об'єкта, орієнтації будівлі за сторонами горизонту, стану атмосфери та інших факторів. Перевагою природного освітлення є сприятливий вплив на психоемоційний стан людини, зниження зорової втоми та покращення кольоросприйняття.

Штучне освітлення використовується у темний час доби або у випадках, коли рівень природного освітлення є недостатнім для нормальної роботи (похмура погода, короткий світловий день, глибоке розташування приміщення). Воно забезпечується за допомогою електричних джерел світла – ламп розжарювання, люмінесцентних, світлодіодних чи інших сучасних світильників.

Якщо природне світло не забезпечує необхідного рівня освітленості, його доповнюють штучним, створюючи так зване змішане освітлення. Такий варіант є найбільш оптимальним у виробничих умовах, оскільки дозволяє підтримувати постійну освітленість незалежно від зовнішніх чинників.

Залежно від призначення, штучне освітлення поділяють на такі види:

- робоче – забезпечує необхідний рівень освітленості для виконання основних виробничих процесів;
- аварійне – використовується у разі відключення робочого освітлення для запобігання аваріям та забезпечення безпечної зупинки обладнання;
- евакуаційне – призначене для безпечного виходу працівників із приміщення у разі небезпеки;
- охоронне – застосовується для освітлення території, що охороняється.

Робоче освітлення може бути загальним (освітлює весь простір приміщення) або комбінованим, коли до загального додають місцеве освітлення робочих зон, що потребують підвищеної точності.

Вимоги до рівня освітленості регламентуються чинними нормами. Наприклад, під час виконання робіт високої зорової точності, коли мінімальний розмір об'єкта розпізнавання становить 0,3–0,5 мм, коефіцієнт природного

освітлення (КЕО) повинен бути не менше 1,5%. Для робіт середньої точності (з розміром об'єкта 0,5–1,0 мм) значення КЕО має бути не нижчим за 1,0%.

Таким чином, правильно організоване освітлення – це не лише питання комфорту, а й ключовий чинник безпеки праці, що безпосередньо впливає на продуктивність, якість виконання завдань і збереження здоров'я працівників.

Параметри мікроклімату

Мікроклімат виробничих та службових приміщень є одним із найважливіших факторів, що визначають комфорт, самопочуття та працездатність людини. Параметри мікроклімату можуть змінюватися в досить широких межах, проте організм людини потребує підтримання стабільної температури тіла, що забезпечується за рахунок процесу терморегуляції – природної здатності організму регулювати баланс між тепловіддачею та теплопоглинанням.

Основною метою нормування мікроклімату є створення таких умов у робочій зоні, за яких теплообмін між тілом людини та навколишнім середовищем залишається збалансованим. Це дозволяє уникнути як перегрівання, так і переохолодження організму, підтримуючи оптимальний стан здоров'я, високу працездатність і мінімальний ризик розвитку професійних захворювань.

До основних параметрів мікроклімату належать:

- температура повітря;
- відносна вологість;
- швидкість руху повітря;
- температура поверхонь навколишніх предметів;
- барометричний тиск.

Виробничі процеси, що супроводжуються тепловиділенням, а також використання обчислювальної техніки (комп'ютерів, серверів, вимірювального обладнання) суттєво впливають на параметри мікроклімату. Такі пристрої виділяють значну кількість тепла, внаслідок чого підвищується температура повітря та знижується його відносна вологість, що може призвести до

дискомфарту працівників, втоми, подразнення слизових оболонок і зниження концентрації уваги.

Щоб уникнути таких негативних наслідків, у приміщеннях з комп'ютерною технікою необхідно забезпечити відповідність параметрів мікроклімату встановленим санітарним нормам. Відповідно до вимог санітарних норм СН 245-71, визначено оптимальні значення мікрокліматичних показників, які гарантують комфортні умови праці. Ці норми враховують пору року, категорію важкості трудового процесу, особливості виробничого приміщення та інтенсивність тепловиділень.

Так, у холодний період року в приміщеннях з електронно-обчислювальною технікою рекомендована температура повітря становить від 20 до 23 °С, відносна вологість – 40–60%, а швидкість руху повітря не повинна перевищувати 0,1–0,2 м/с. У теплий період року температура має бути в межах 22–25 °С при відносній вологості 40–60%.

Дотримання зазначених параметрів дозволяє не лише створити комфортне середовище для роботи персоналу, а й забезпечити стабільну роботу електронного обладнання, запобігаючи його перегріванню та передчасному виходу з ладу.

Отже, раціональна організація мікроклімату в робочих приміщеннях є важливим складником системи охорони праці. Вона сприяє підтриманню високого рівня працездатності, зниженню стомлюваності, зменшенню ризику нещасних випадків і підвищенню загальної ефективності виробничої діяльності.

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 – загальної 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

Шумом називають будь-який небажаний або неприємний звук, який створює перешкоди для нормальної діяльності людини, викликає роздратування чи знижує концентрацію уваги. У виробничих умовах під шумом розуміють сукупність звуків, що виникають під час роботи машин, механізмів, агрегатів або внаслідок інших технологічних процесів на робочих місцях, виробничих дільницях чи території підприємства.

Тривалий вплив виробничого шуму може мати серйозні негативні наслідки. Він здатен спричиняти професійні захворювання, погіршення загального стану здоров'я працівників, зниження працездатності, підвищення ризику виробничого травматизму. Часто причиною нещасних випадків є утруднене сприйняття попереджувальних сигналів або втрата слухового контролю за роботою обладнання. Усе це неминуче призводить до зниження продуктивності праці та якості виконуваних робіт.

Залежно від характеру впливу на організм людини шум поділяють на кілька типів:

- такий, що заважає, – перешкоджає спілкуванню, ускладнює мовний контакт між працівниками;
- подразнювальний, – викликає нервові напруження, втому, головний біль, знижує працездатність;
- шкідливий, – тривалий вплив якого призводить до порушення фізіологічних функцій організму, розвитку хронічних захворювань (гіпертонії, виразкової хвороби, туберкульозу), а також погіршення слуху;
- травмуючий, – характеризується різким, потужним звуковим впливом, який може спричинити миттєве ураження слуху або інші серйозні порушення функцій організму.

Негативний вплив шуму на людину давно підтверджений численними дослідженнями. Зокрема, встановлено, що при роботі в умовах підвищеного шуму продуктивність ручної праці може знизитися до 60%, а кількість помилок у розрахунках і логічних операціях збільшується більш ніж на 50%. Тривале

перебування в шумному середовищі викликає виснаження нервової системи, негативно впливає на серцево-судинну систему, органи травлення та психоемоційний стан людини.

Порушення нормального режиму спілкування через необхідність постійно підвищувати голос призводить до психічного напруження, роздратування та підвищеної втомлюваності. Крім того, спостерігається зниження секреції шлункового соку і його кислотності, що сприяє розвитку гастритів і виразкових захворювань.

Вплив шуму має індивідуальний характер. У деяких людей погіршення слуху може настати вже через кілька місяців роботи в несприятливих умовах, тоді як інші зберігають нормальний слух протягом багатьох років. За даними медичних досліджень, приблизно 30% працівників, які постійно перебувають у шумному середовищі, схильні до передчасного старіння.

Таким чином, проблема шуму на виробництві є не лише питанням комфорту, а й серйозним фактором, що впливає на безпеку праці, здоров'я працівників і ефективність виробничих процесів.

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 $Z = 1.15$.

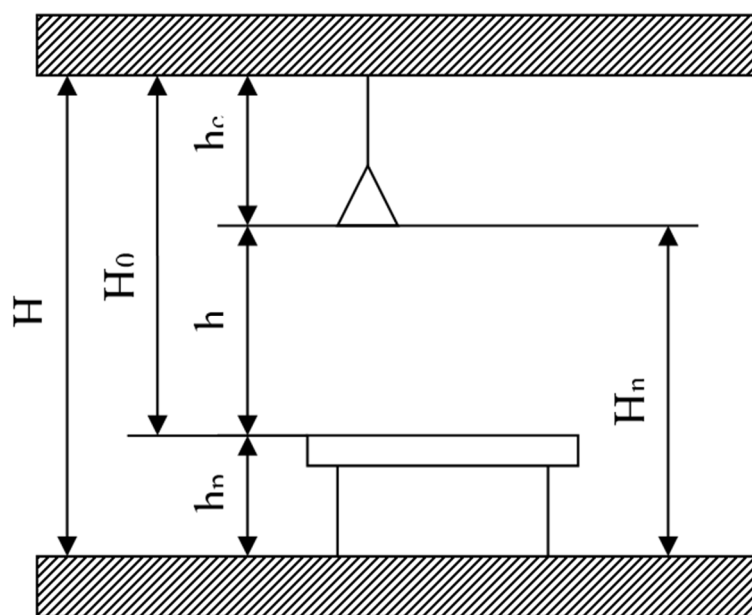


Рис. 4.1 – Схема розміщення світильника у приміщенні де H – висота приміщення; h_p – висота робочого місця; h – висота від робочої поверхні до світильника; h_c – довжина підвісу світильника; H_0 – відстань від стелі до робочої поверхні; H_n – висота над підлогою світильника.

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

1. В кваліфікаційній роботі при дослідженні частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки підрозділів радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України визначено, що при формуванні сигналів з заданим коефіцієнтом гармонік використовуються три методи: виділення сигналу вищих гармонік із періодичного сигналу довільної форми, підсумовування декількох гармонічних сигналів із необхідним співвідношенням частот і збагачення спектру синусоїдального сигналу.

2. В умовах проведення ООС дослідження частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки військових підрозділів радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України, синтез прецизійних шматково-східчастих сигналів, що калібруються по коефіцієнту гармонік, та сигналів компенсації впливу супротивника на обробляємий сигнал, доцільно здійснювати з впровадженням цифроаналогових генераторів і калібраторів сигналів.

3. Визначена функціональна схема пристрою протидії шкідливому впливу та його окремих вузлів, наведена методика оцінки інструментальної похибки частотних характеристик зразків озброєння та військової техніки військових частин та підрозділів радіотехнічних військ.

4. Результат, отриманий в кваліфікаційній роботі, може бути використаний в системах захисту від пасивних завад озброєння радіотехнічних військ Повітряних Сил Збройних Сил України. Це дозволить підвищити стабільність параметрів зондуючих сигналів у радіолокаційних станціях та покращити якість придушення пасивних завад під час радіолокаційної розвідки в зоні проведення ООС.

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.