

## АНОТАЦІЯ

Кваліфікаційна робота складається з графічної частини і пояснювальної записки.

Об'єм графічної (ілюстративної) частини кваліфікаційної роботи становить 20 слайдів.

Об'єм пояснювальної записки складає 79 друкованих сторінок формату А4 (210×297).

В кваліфікаційній роботі нараховується 20 рисунків та 7 таблиць з даними. Використано 17 літературних джерела.

Завданням на кваліфікаційну роботу була розробка формувача фазоманіпульованих сигналів для заводо захищеної передачі даних по комутованих лініях зв'язку. Проведено аналіз відомих технічних рішень, що пов'язані з автоматизацією завдання на проектування. Розроблений пристрій простий в реалізації, функціональний, легко модифікується. На основі розробленого формувача фазоманіпульованих сигналів можна проводити дослідження по методах заводо захищеної передачі даних в комутованих телефонних лініях зв'язку. Розраховані показники інтенсивності відмов пристрою і середнього часу напрацювання на відмову пристрою. Розроблено заходи із забезпечення охорони праці та безпеки життєдіяльності.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА .....	9
1.1.Мережі з фазовою і амплітудно-фазовою модуляцією.....	9
1.2.Системи з треліс-модуляцією .....	16
2. ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА .....	20
2.1.Огляд факторів впливу на продуктивність роботи аналогових мереж передачі даних.....	20
2.2.Методика визначення навантаження на АТС .....	26
3. КОНСТРУКТОРСЬКА ЧАСТИНА.....	32
3.1.Розробка структурної схеми. Функціональне призначення елементів схеми .....	32
3.2.Розрахунок параметрів пристрою .....	34
3.3.Розробка принципової схеми пристрою .....	37
3.4.Розрахунок параметрів живлення пристрою .....	42
3.5.Розробка друкованої і монтажної плати.....	43
3.6.Надійність та технічна діагностика.....	44
4. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА .....	52
4.1.Методика дослідження завадостійкого приймання фазоманіпульованих сигналів.....	52
5. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	62
5.1.Опис алгоритму керуючої програми.....	62
6. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .....	68
6.1.Аналіз небезпеки і вразливостей при розробці проектованої системи ..	68

6.2.Електромагнітний імпульс ядерного вибуху і захист від нього радіоелектронних засобів.....	72
6.3.Шляхи вирішення задачі захисту від ЕМІ.....	74
ВИСНОВКИ.....	77
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	78
ДОДАТОК А. Текст керуючої програми.....	80

## ВСТУП

В даний час найпоширенішими мережами передачі даних є цифрові, однак аналогові канали передачі даних все ще використовуються. Для цього є кілька вагомих причин.

У системах промислової автоматики існує значна кількість спроектованих та виготовлених багато років тому пристроїв, які застосовують аналогові канали передачі даних. Такими пристроями є давачі, виконавчі механізми та пристрої реєстрації. Модернізація цього обладнання потребує великих капіталовкладень. Зрозуміло, що переведення підприємства на повністю цифрові мережі передбачає різку заміну практично всього обладнання та інформаційних кабельних мереж. Така масштабна реконструкція зупинки виробничого процесу, що інколи буває просто неприпустимо. Таким чином, при розробці або модернізації автоматизованих систем управління інколи є потреба використовувати аналогові канали передачі даних для отримання інформації від давачів і передачі керування на виконавчі механізми.

Основною перевагою аналогового інтерфейсу передачі даних над цифровим є те, що для з'єднання давачів з системою збору даних використовується лише два дроти. Для цього можуть застосовуватись аналогові телефонні канали зв'язку. Також в аналогових системах передачі даних немає необхідності у використанні додаткових апаратних та програмних засобів для впровадження стандартного протоколу обміну даними.

Передача даних по телефонних каналах зв'язку ґрунтується на застосуванні амплітудної, частотної чи фазової модуляції або їх комбінації. В основному, використовується амплітудно-фазова модуляція, при якій дані передаються шляхом зміни як амплітуди сигналу, так і його фази.

В даній кваліфікаційній роботі магістра проведено аналіз сучасного стану систем передавання інформації по аналогових телефонних лініях зв'язку,

розглянуто існуючі обмеження максимальної швидкості обміну та можливі шляхи їх подолання.

Здійснено обґрунтування вибору методу модуляції сигналу на основі порівняльного аналізу кореляційних моделей фазоманіпульованих сигналів.

Розроблено принципову схему пристрою на основі мікроконтролера для генерування сигналів.

# 1 АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

## 1.1 Мережі з фазовою та амплітудно-фазовою модуляцією

Аналогові канали зв'язку володіють обмеженою смугою частот. Для телефонних ліній ширина діапазону частот знаходиться в межах 300-3300 Гц. Передача цифрових даних по аналогових лініях зв'язку з обмеженою смугою частот призводить до їх спотворення. Приймач, до якого надходять ці спотворені сигнали, не може їх коректно прийняти і обробити. Для правильної передачі цифрових даних по аналогових каналах зв'язку використовують модуляцію конвертованого аналогового сигналу.

Аналоговий сигнал  $S(t)$  являє собою синусоїдальну хвилю, що характеризується такою форм

$$S(t) = A \sin(2\pi ft + \varphi)$$

де  $A$  – амплітуда хвилі;

$f$  – частота хвилі;

$\varphi$  - фаза сигналу.

Так як модулювати хвилю можна за допомогою будь-якого з цих параметрів, то виділяють три основних типи модуляцій – амплітудна, частотна, фазова. З метою забезпечення доброї завадостійкості сигналу застосовують поєднання двох або трьох типів модуляції.

Мережі з фазовою модуляцією найчастіше використовувались для передачі даних по аналогових лініях зв'язку. Більшість з них застосовують різні модифікації фазової модуляції, але в основному це поєднання амплітудної та фазової модуляції.

Розглянемо основні типи фазової модуляції.

**Класична фазова модуляція** (Phase Modulation, PM) – фаза синусоїдної хвилі змінюється в залежності від даних, що передаються. Для передачі логічної одиниці фаза синусоїдної хвилі складає  $180^\circ$  ( $\varphi = 180^\circ$ ), а для логічного нуля –  $\varphi = 0^\circ$ . При використанні даного методу модуляції важко забезпечити фазову синхронізацію приймача і передавача сигналу, що призводить до складної конструкції приймача.

**Безупинна фазова модуляція** (Continuous Phase Modulation, CPM) – при переході між бітами фаза сигналу змінюється безперервно, а не кроками. Метод безупинної зміни фази вказує на те, що ширина діапазону частот переданого сигналу обмежена і найбільша швидкість передачі даних може бути рівною ширині смуги частот.

**Диференційна фазова модуляція** (Differential Phase Shift Keying, DPSK) – вид класичної модуляції при якому цифрові дані кодуються не абсолютним значенням, а зміною фази для кожної зміни сигналу. Даний метод простіший в реалізації, оскільки приймачу простіше визначити зміну фази, а не абсолютне значення. Можлива різна кількість значень зміни фази. Тому розрізняють наступні види: BPSK – два значення фази, QPSK – чотири значення і 8PSK – вісім значень фази відповідно.

Найбільшого поширення набула чотирьохфазна диференційна модуляція, яка ґрунтується на передачі чотирьох сигналів, кожний з яких містить інформацію про два біти вихідної цифрової послідовності. В основному застосовується два набори фаз: 00, 01 або 10, 11, при цьому фаза сигналу може змінитися на  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$  або ж на  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $315^\circ$  відповідно. Для високошвидкісної передачі даних диференційна модуляція не застосовується, оскільки при кодуванні більше 3 біт значно зменшується завадозахищеність сигналу.

**Квадратурна амплітудна модуляція** (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) – поєднання фазової та амплітудної модуляції. При цій модуляції відбувається одночасне передавання двох сигналів несучої однієї частоти із зміною фази  $\varphi = 90^\circ$ .

Математичний вираз переданого сигналу наступний:

$$S(t) = A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t)$$

де  $A$  і  $B$  - амплітуди двох сигналів несучої.

Кожна з цих амплітуд може мати одне з допустимих значень. Даний метод модуляції широко застосовується у всіх основних стандартах, прийнятих Міжнародним союзом електрозв'язку. Проте застосування лише методу квадратурної амплітудної модуляції є досить ускладненим через низьку завадозахищеність при підвищенні швидкості. Таким чином у всіх високошвидкісних протоколах метод модуляції QAM використовується лише в поєднанні з іншими методами кодування, що дає змогу покращити показники співвідношення сигнал/шум в каналі.

Для зручності опису сигналів застосовується універсальний засіб – квадратурне представлення. Квадратурне представлення сигналів відображає коливання поєднанням двох ортогональних складових — синусоїдальної і косинусоїдальної:

$$S(t) = x(t) \sin(\omega t + \varphi) + y(t) \cos(\omega t + \varphi)$$

де  $x(t)$  і  $y(t)$  — біполярні дискретні величини.

Дана дискретна модуляція виконується по двох каналах на несучих, що зміщені одна відносно одної на  $90^\circ$ .

На рисунку 1.1 показано механізм формування сигналів за допомогою методу квадратурної модуляції.

Вихідна послідовність цифрових символів використовуючи регістр зсуву розділяється на непарні імпульси  $y$ , які надходять в квадратурний канал  $\cos(\omega t)$ , і парні —  $x$ , що подаються у канал  $\sin(\omega t)$ . Дані послідовності імпульсів подаються на входи формувачів маніпулюючих імпульсів, на виходах яких формуються послідовності біполярних імпульсів  $x(t)$  і  $y(t)$ .



Імпульси  $x(t)$  і  $y(t)$  подаються на входи каналних перемножувачів, на виходах яких генеруються двофазні фазово-модульовані коливання. Після підсумовування вони генерують сигнал чотирьохфазної модуляції (ФМ-4).

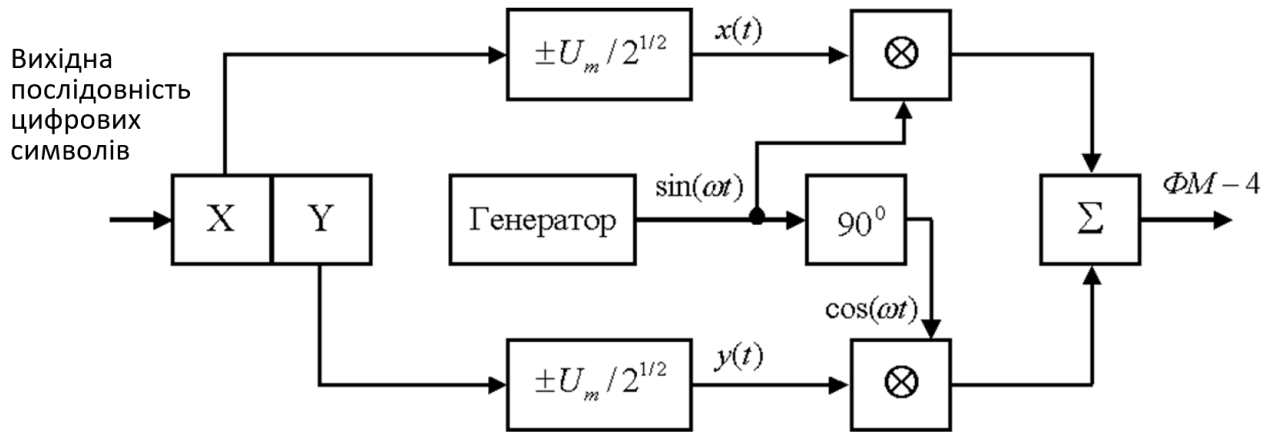


Рисунок 1.1 – Схема квадратурного модулятора

При синхронній зміні символів в обидвох каналах модулятора (з 10 на 01, чи з 00 на 11) в результуючому сигналі здійснюється зміна фази на  $180^\circ$ .

Такі зміни фази формують спотворюючу амплітудну модуляцію огибаючої сигналу. В наслідок даного явища при переміщенні сигналу через вузькополосний фільтр відбуваються провали огибаючої до нуля. Такі зміни сигналу є небажаними, оскільки впливають на підвищення енергії бічних смуг і завад у каналі передачі даних.

**Чотирьохфазова фазова модуляція із зміщенням** (Offset QPSK, OQPSK) – застосовується для уникнення змін фази на  $180^\circ$  і, таким чином, обмеження модуляції огибаючої (рисунок 1.2).

Генерування сигналу в даній схемі відбувається аналогічно, як і в модуляторі ФМ-4, відрізняючись лише тим, що маніпуляційні елементи цифрової послідовності  $x(t)$  і  $y(t)$  зсунуті в часі на час одного елемента  $T$ , як приведено на рисунку 1.2. Зсув фази при такому зсуві модульованих потоків визначається лише одним значенням послідовності, а не двома, як при ФМ-4.

Внаслідок цього не відбувається зміни фази на  $180^\circ$ , оскільки що кожне значення послідовності, що посиляється на вхід модулятора синфазного чи квадратурного каналу, може формувати зміни фази на  $0^\circ$ ,  $+90^\circ$  чи  $-90^\circ$ .

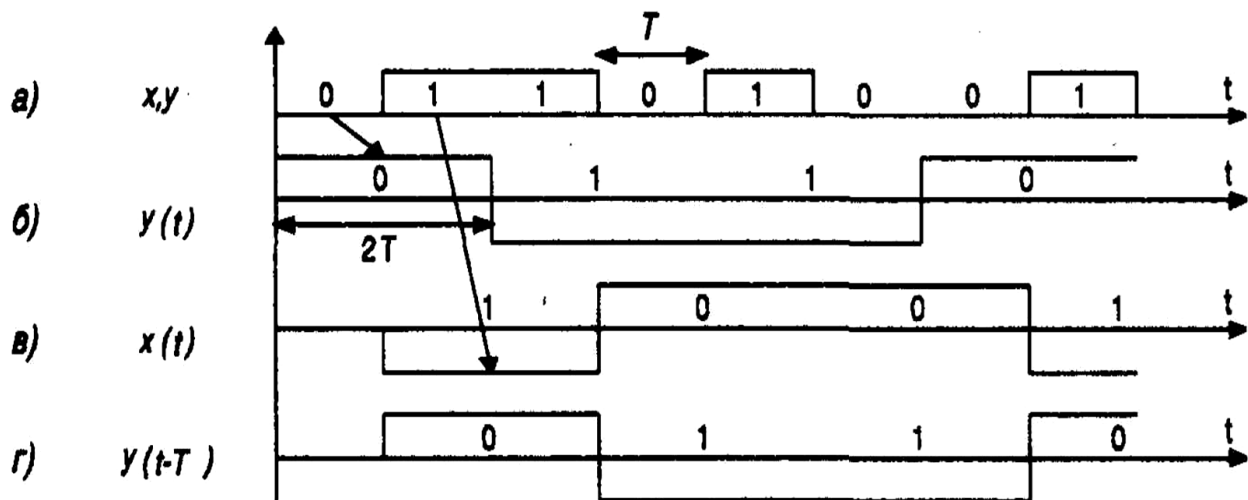


Рисунок 1.2 – Формування сигналів OQPSK

**Амплітудно-фазова модуляція з декількома несучими** - базується на одночасній передачі декількох несучих. Наприклад, застосовують 48 несучих, розділених смугою 45 Гц внаслідок поєднання фазової і амплітудної модуляції, кожна несуча володітиме до 32 дискретних станів на кожний бод, дозволяючи передавати 5 біт на бод.

Для опису сигналу використовується взаємозалежність багаторівневих маніпульованих імпульсів  $x(t)$  і  $y(t)$  у каналах, тобто рівню логічної одиниці в одному каналі відповідатиме рівень логічного нуля або одиниці в іншому каналі. Внаслідок чого вихідний сигнал квадратурної схеми змінюється не лише по амплітуді, але і по фазі. Так як в кожному каналі відбувається амплітудна модуляція, цей тип модуляції називають *квадратурною модуляцією зі зміною амплітуди* (Quadrature Amplitude Shift Keying, QASK) або *квадратурною амплітудною модуляцією* (КАМ).

Кожен сигнал квадратурної амплітудної модуляції можна відобразити вектором. Відзначаючи лише кінці векторів, для сигналів КАМ отримаємо

зображення у виді сигнальної крапки, координати якої описуються значеннями  $x(t)$  і  $y(t)$ . Множина сигнальних крапок формує сигнальне сузір'я.

На рисунку 1.3 приведена структурна схема модулятора і сигнальне сузір'я чотирьохрівневої квадратурної амплітудної модуляції (випадок, при якому  $x(t)$  і  $y(t)$  набувають значення  $\pm 1, \pm 3$ ).

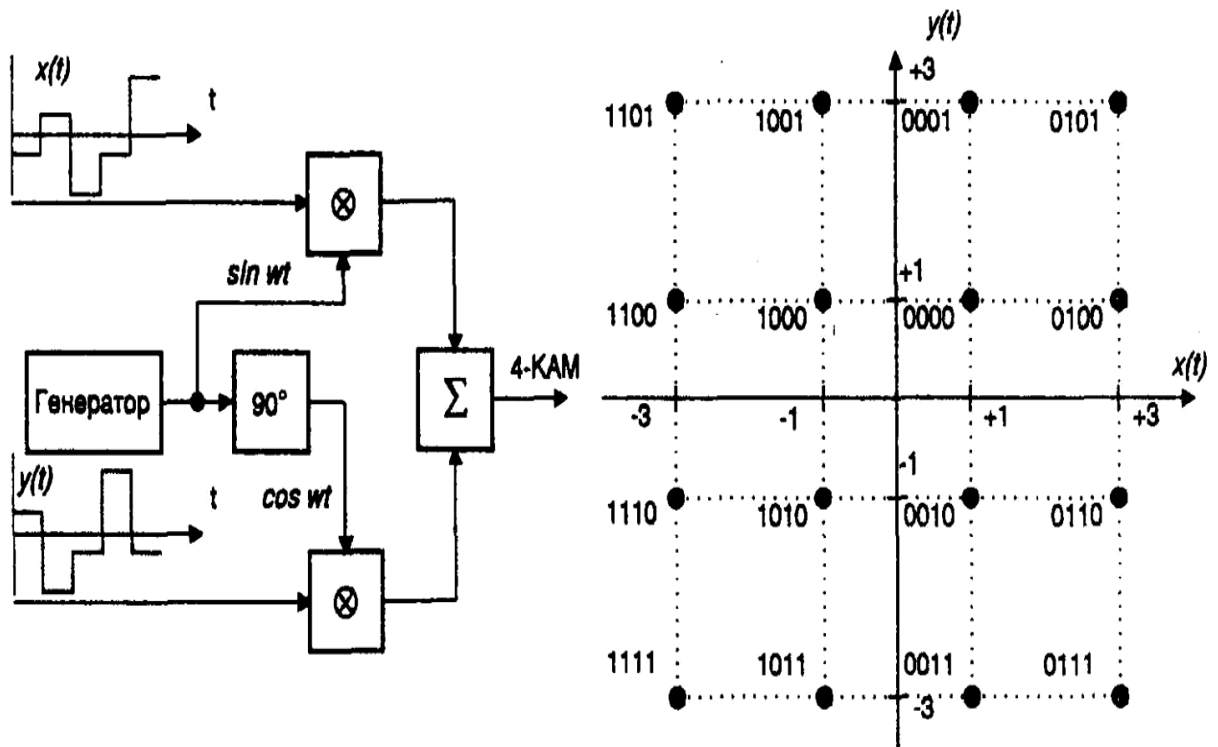


Рисунок 1.3 – Схема модулятора і сигнальна діаграма КАМ-4

Значення  $\pm 1, \pm 3$  визначають рівні модуляції і володіють відносним значенням. Сузір'я має 16 сигнальних крапок, кожна з яких описує чотири передані цифрові біти.

Поєднання рівнів  $\pm 1, \pm 3, \pm 5$  може утворити сузір'я з 36 сигнальних крапок. Проте з них практично застосовується лише 16 рівномірно розташованих у сигнальному просторі крапок.

Існує декілька методів практичного впровадження чотирьохрівневої квадратурної амплітудної модуляції. Найбільшого поширення набув метод *модуляції накладанням* (Supersposed Modulation, SPM). Даний метод передбачає

застосування двох однакових чотирьохфазних модуляторів. На рисунку 1.4 приведена структурна схема модулятора КАМ-16.

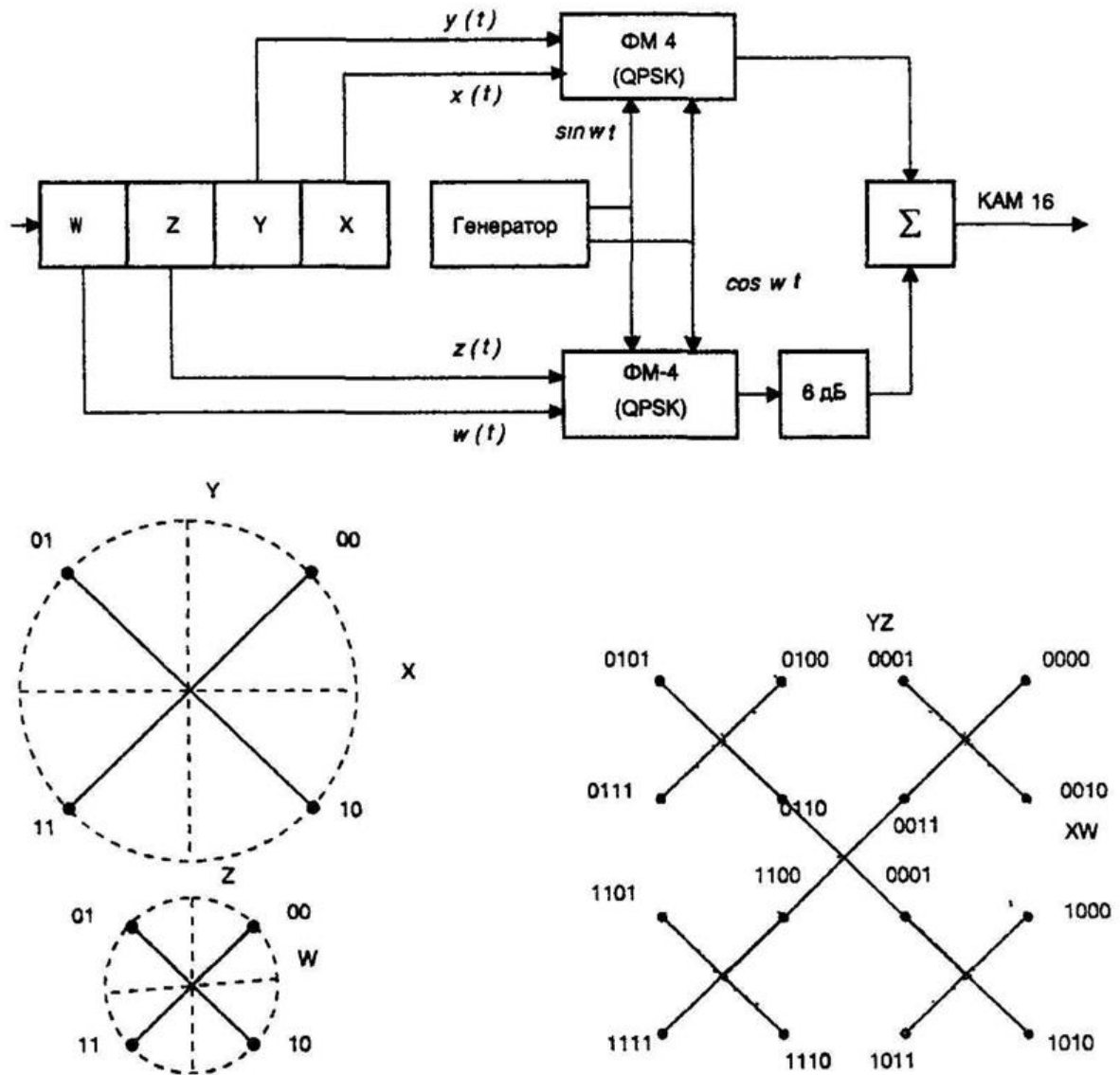


Рисунок 1.4 – Схема модулятора КАМ-16

Відомо, що при однаковому числі точок у сигнальному сузір'ї спектр сигналів квадратурної амплітудної модуляції відповідає спектру сигналів фазової модуляції. Проте стійкість до завад даних систем різна. При великій кількості крапок сигнали системи квадратурної амплітудної модуляції володіють кращими характеристиками, в порівнянні з системами фазової модуляції. Це пов'язано з тим, що відстані між сигнальними точками в системі фазової

модуляції менші, ніж відстані між сигнальними точками в системі квадратурної амплітудної модуляції.

На рисунку 1.5 показані сигнальні сузір'я систем КАМ-16 і ФМ-16 при однаковій потужності сигналу.

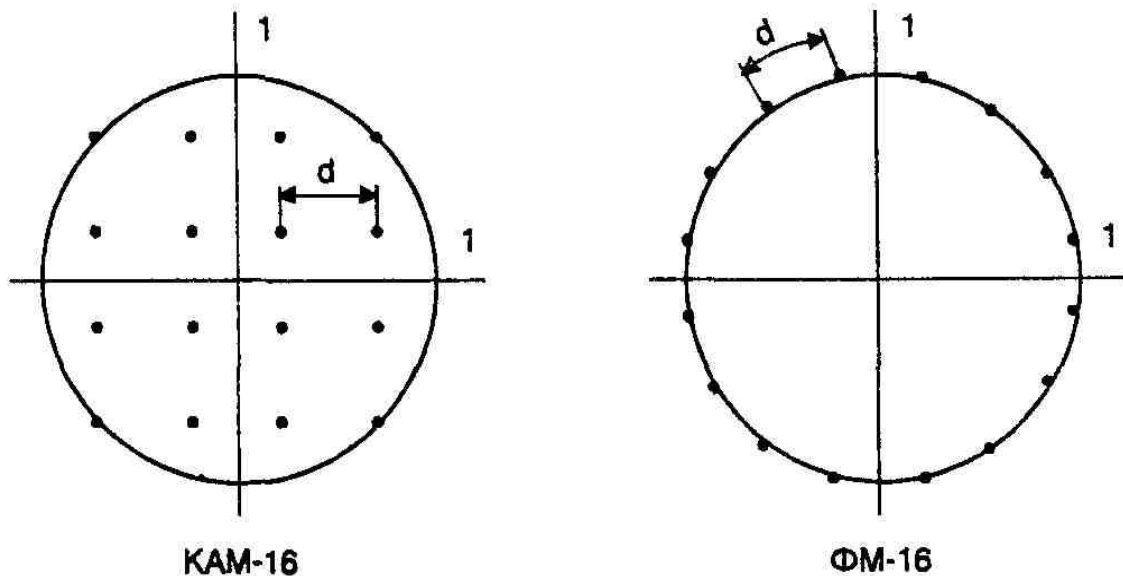


Рисунок 1.5 – Сигнальні сузір'я КАМ 16 і ФМ-16

## 1.2 Системи з треліс-модуляцією

Використання багатопозиційної квадратурної амплітудної модуляції пов'язано з проблемою недостатньої захищеності від завад. Як правило, в усіх високошвидкісних протоколах квадратурно-амплітудна модуляція застосовується в поєднанні із ґратчастим кодуванням. Внаслідок цього з'явився новий метод модуляції – **треліс-модуляція** (Trellis Coded Modulation, TCM). Підібране відповідно до певних вимог поєднання конкретної квадратурно-амплітудної модуляції із завадозахищеним кодом називається сигнально-кодовою конструкцією (СКК). СКК дають змогу збільшити захист від завад при передачі інформації одночасно зі зниженням вимог до співвідношення сигнал/шум у каналі. При цьому величина сигнальних точок збільшується вдвічі

через додавання одного надлишкового біту до інформаційних біт. Збільшений таким чином блок бітів модулюється за допомогою тієї ж квадратурно-амплітудної модуляції. Під час демодуляції здійснюється декодування отриманого сигналу за алгоритмом Вітербі. Даний алгоритм через застосування надлишковості і наявності апріорної інформації про сигнал дає можливість за критерієм найбільшої правдоподібності виділити із сигнального простору надійшовішу еталонну точку.

Підбір методів модуляції і кодування полягає у пошуку такого заповнення сигнального простору, при якому відбувається максимальна швидкість і найкраща захищеність від завад. Поєднання багатопозиційних сигналів і завадозахищених кодів формує множину варіантів сигнально-кодових конструкцій. Пошук оптимальної сигнально-кової конструкції є важливою задачею теорії зв'язку.

На рисунку 1.6 показано схему кодера, який застосовується поряд з модулятором ФМ-8. Даний кодер володіє відносною швидкістю коду рівною  $2/3$ . З кожних двох вхідних інформаційних бітів на вході кодер формує трьохсимвольні двійкові блоки на виході, що поступають на модулятор ФМ-8.

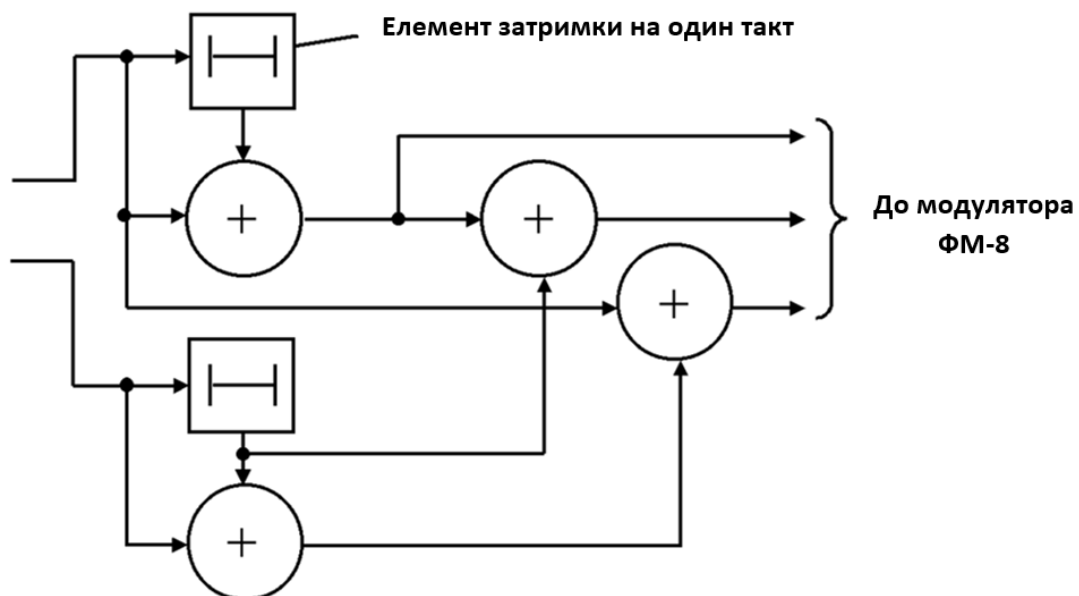


Рисунок 1.6 – Схема згорткового  $2/3$  кодера

Використання сигналів фазової модуляції викликане проблемою неоднозначності фази відтвореної на прийомі несучої. Ця проблема усувається за допомогою відносного кодування, яке в системах без завадозахищеного кодування призводить до формування нових помилок. В системах, що використовують завадозахищене кодуванням відносно кодування також використовується. В даному випадку важливий вплив має послідовність вмикання відносного і завадозахищеного кодера.

Використовується зовнішнє і внутрішнє відносно кодування. При внутрішньому кодуванні відносний кодер розміщений на виході завадозахищеного кодера, а на приймаючій стороні відносний декодер під'єднаний до входу завадозахищеного декодера (рисунок 1.7, а). При зовнішньому кодуванні відносний декодер під'єднаний до виходу завадозахищеного декодера (рисунок 1.7, б).

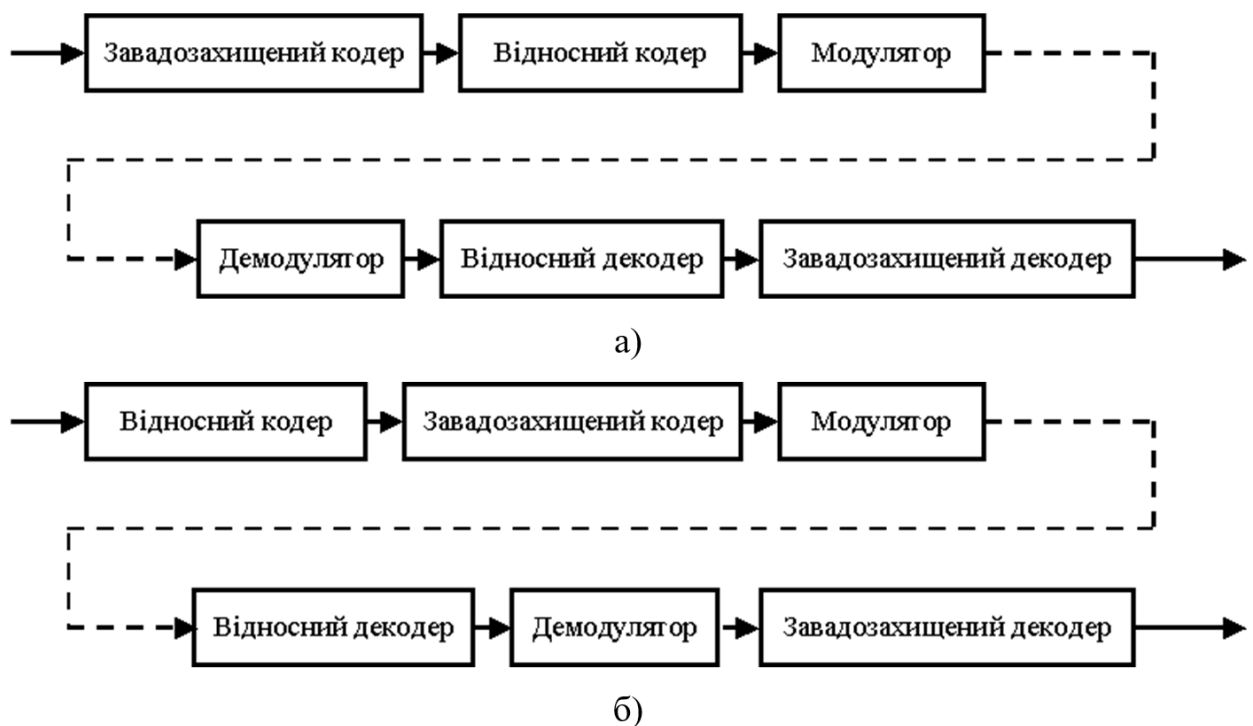


Рисунок 1.7 – Схема внутрішнього (а) і зовнішнього (б) ввімкнення відносного кодера

При використанні схеми ФМ-2 неоднозначність фази опорного коливання (0 чи 1) призводить до появи явища «зворотної роботи», при якому передані одиничні біти ідентифікуються нульовими, а нульові – одиничними. При більшій кількості значень фази можлива не лише інверсія, але й зміна двійкових символів. Для усунення цієї проблеми застосовують завадозахищені коди.

Розглянуті методи модуляції сигналів є базовими і найбільш поширеними в системах модемного зв'язку.

На основі наведених інформації визначаємо параметри, яким повинна задовільняти проектована система, щоб забезпечити якісне передавання даних по комутуваних аналогових каналах зв'язку.

Розглянуті вище системи модуляції дають можливість обмінюватись даними в лініях із співвідношенням сигнал/шум 2:1. В даній кваліфікаційній роботі розробляється та досліджується система, яка зможе передавати дані при співвідношенні сигнал/шум 1:1.



## 2 ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА

### 2.1 Огляд факторів впливу на продуктивність роботи аналогових мереж передачі даних

Важливим фактором, що знижує надійність і продуктивність мережевого обладнання є недопустима зміна вихідної напруги джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ). Недопустимі зміни вихідної напруги ДВЕЖ можуть бути спричинені зовнішніми і внутрішніми чинниками. До зовнішніх чинників слід віднести недопустимі зміни струму навантаження і напруги первинної електромережі, кліматичними і механічними умовами використання, а також спеціальними впливами.

До внутрішніх чинників відносять вибір неоптимальних схемотехнічних і конструктивно-технологічних завдань, недотримання теплових і електричних умов певних елементів і функціональних вузлів ДВЕЖ, взаємний вплив електромагнітних завад, які сформовані елементами і вузлами ДВЕЖ. Невідповідність вихідної напруги в більшості випадків усувають за допомогою унеможливлення впливу зміни напруги первинної електромережі.

Завади первинної електромережі, як правило, розділяють на два типи: низькочастотні збудження або тривалі провали і викиди напруги; високочастотні збудження або імпульсні завади. Під низькочастотними збудженнями розуміють провали і скачки напруги, величина яких рівна або більша величини періоду напруги промислової частоти.

Під високочастотними збудженнями розуміють короткотривалі імпульсні завади, які спотворюють форму синусоїдальної напруги первинної мережі. Як правило, на практиці зустрічаються різні комбінації вказаних збуджень.

Зміна величини напруги первинної мережі вище допустимих значень може вплинути на відмову або вихід з ладу джерел вторинного електроживлення, що, в свою чергу, може призвести до недопустимого значення величини вихідної

напруги джерела вторинного електроживлення, і як внаслідок, може відбутись вихід із ладу вузлів мережевого обладнання.

Захищеність мережевого обладнання при низькочастотних збудженнях здійснюється використанням гальванічної розв'язки між первинною електромережею і вхідною напругою мережевого обладнання. В більшості випадків при перевищенні напруги первинної мережі до недопустимого значення пристрої захисту відмикають електроживлення.

В аналоговим мережах існують імпульсні завади різноманітних форм і параметрів, які мають різний вплив на вихідну напругу джерел вторинного електроживлення в залежності від параметрів імпульсних завад і параметрів джерел вторинного електроживлення.

Визначення параметру задостійкості мережевих вузлів і пристроїв здійснюють наступним чином. Спектр завад в вихідній напрузі визначають:

$$U_{вих\ i}(s) = K_i(s) U_{вих\ i}(s)$$

де  $K_i(s)$  – передаточна функція джерела вторинного електроживлення;

$U_{вих\ i}(s)$  – функція завад мережі.

Даний вираз описує випадок, коли до моменту наступного впливу  $U_{вих\ i}(s)$  перехідні процеси в джерелс вторинного електроживлення повністю завершені.

У випадку, коли перехідні процеси не завершені, то спектр завад визначається:

$$U_{вих\ i}(s) = \sum_{i=1}^n U_{вих\ i}(s) \exp -t_i(s)$$

де  $t$  - затримка впливу  $U_{вих\ i}(s)$  відносно початку підрахунку.

Спектральна характеристика вихідної напруги при впливі мережевих завад обчислюється із виразу:

$$20 \lg | U_{вих\ i}(j\omega) | = 20 \lg | K_i(j\omega) | + 20 \lg | U_{вих\ i}(j\omega) |$$

де  $K_i(j\omega)$  – передаточна функція джерела вторинного електроживлення;

$U_{вих i}(j\omega)$  – функція завад в мережі

$$20 \lg | U_{вих i}(j\omega) | = 20 \lg | \sum_{i=1}^n U_{вих i}(j\omega) \exp(-t_i j\omega) |$$

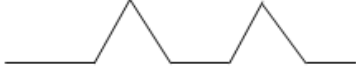

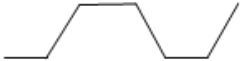
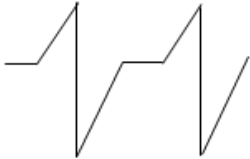
Далі будується спектральна характеристика впливу завад електромереж на вихідну напругу джерела вторинного електроживлення, що дозволяє провести оцінку завадостійкості мережевих вузлів і пристроїв.

Ефективність використання електростатичних екранів значним чином залежить від їх монтажу з елементами і вузлами джерела вторинного електроживлення. З'єднання електростатичних екранів потрібно здійснювати з враховуючи розміщення джерел електромагнітних завад шляхом зменшення опору контурів, через які відбувається замикання високочастотних струмів. З'єднання екранів потрібно здійснювати таким чином, щоб виключити перебіг високочастотних струмів між вторинними і первинними колами джерела вторинного електроживлення через заземлення.

Завадостійкість вузлів мережевих пристроїв досягається якщо амплітуда завад на виході джерела вторинного електроживлення не перевищує допустимі значення. В таблиці 2.1 наведені аналітичні вирази частотної характеристики для деяких форм імпульсних завад для областей низьких частот ( $U_{н.ч.}$ ), середніх частот ( $U_{с.ч.}$ ) і високих частот ( $U_{в.ч.}$ ).

На рисунку 2.1 приведена структурна схема тиристорного перетворювача типу TSE-50-60/220-50. Постійна напруга, яка сформована батареєю конденсаторів або від випрямлячем, через вхідний фільтр Ф1 надходить на інвертори І1, І2, які конвертують постійну напругу в змінну. Вихідна напруга інвертора І2 зсувається по фазі відносно напруги інвертора І1 на кут від 0 до 170 градусів за допомогою фазозмінювача (ФЗ).

Таблиця 2.1 Аналітичні вирази частотних характеристик

Форма імпульсної завади	Аналітичне вираження частотної характеристики
	$  U(j\omega)   = \left  \frac{4A}{t\omega^2} \sin \frac{\omega t}{2} \right ;$ $U_{н.ч.} = 120 + 20 \lg At;$ $U_{е.ч.} = 100 + 20 \lg \frac{A}{t} - 40 \lg f$
	$  U(j\omega)   = \frac{A}{\omega} \left  \sqrt{(\omega ft - \frac{\sin \pi ft}{\pi ft})^2 + \sin^2 ft \pi} \right ;$ $U_{н.ч.} = 120 + 20 \lg At;$ $U_{е.ч.} = 110 + 20 \lg A - 20 \lg f.$
	$  U(j\omega)   = \left  2A(t+t_1) \frac{\sin \pi f t_1 \sin \pi f(t+t_1)}{\pi f t_1 \pi f(t+t_1)} \right ;$ $U_{н.ч.} = 126 + 20 \lg A(t+t_1);$ $U_{с.ч.} = 116 + 20 \lg A - 20 \lg f;$ $U_{е.ч.} = 106 + 20 \lg \frac{A}{t} - 40 \lg f.$
	$  U(j\omega)   = \left  \frac{2A}{\omega} \left( 1 - \frac{\sin \omega t}{\omega t} \right) \right ;$ $U_{н.ч.} = 132 + 20 \lg At^2 + 20 \lg f;$ $U_{е.ч.} = 100 + 20 \lg f.$

Вихідні напруги I1 і I2 сумуються і отримана змінна напруга надходить на вихідний фільтр Ф2. На виході Ф2 формується змінна синусоїдальна напруга, яка через автоматичний перемикач АП живить навантаження при втраті змінної вхідної напруги.

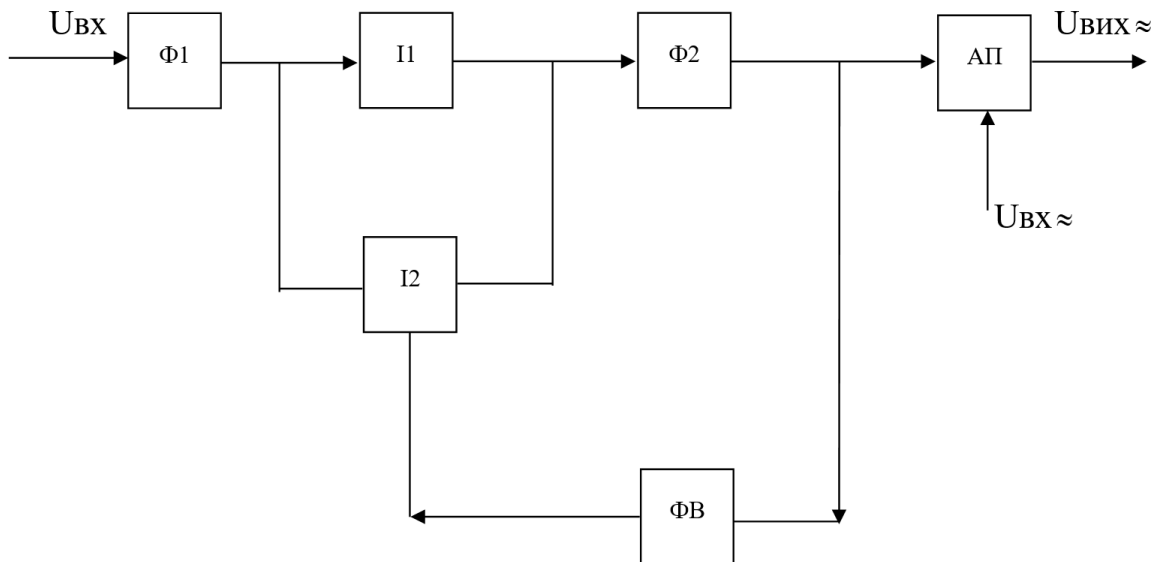


Рисунок 2.6 - Структурна схема тиристорного перетворювача типу

TSE-50-60 / 220-50

При перемиканні АП з основної мережі до резервної відбувається перехідний процес вхідної напруги мережевого обладнання. Формування первинної напруги мережевого обладнання від декількох фідерів, як правило, розв'язує проблему забезпечення безперебійного енергоживлення.

Основними причинами появи електромагнітних завад в пристроях є перехідні процеси, які формуються завдяки стаціонарним і нестаціонарним режимам роботи мережевого обладнання.

В стаціонарних режимах роботи мережевого обладнання виникнення електромагнітних завад обумовлено імпульсним режимом роботи вузлів і елементів мережевого обладнання, які мають первинні і вторинні кола з імпульсним характером навантаження.

В нестаціонарних режимах роботи електромагнітні завади виникають в комутаційних режимах мережевого обладнання. Електромагнітні завади розповсюджуються в первинні і вторинні кола систем електроживлення. Хоча первинні і вторинні кола мережевого обладнання гальванічно розв'язані, через

заземлюючий контур циркулюють струми, які формують паразитні завади в вузлах і елементах мережевого обладнання, а також в обладнанні інших користувачів, які об'єднанні в загальну мережу. Імпульсні завади на виході джерела вторинного електроживлення зменшуються в залежності від використаної елементної бази мережевого обладнання.

Перехідний процес струму через діоди високочастотного випрямляча в момент комутації здійснюється у вигляді ударного збудження:

$$i = \sqrt{\left[ (E - \alpha i_0 L_s)^2 + (i_0 \omega_0 L_s)^2 \right] / \omega L_s} \left[ \exp(-\alpha t) \right] \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

де  $E$  – амплітуда напруги на вході випрямлювача;

$L$  – індуктивність розсіву трансформатора.

Дієвим методом встановлення аперіодичного характеру перехідного процесу є підключення RC-кола до обмоток трансформатора, діодів або на виході випрямляча. Таким чином рівняння струму має вигляд :

$$i = i_0 \frac{s_1 \exp s_1 t - s_2 \exp(s_2 t)}{2 \omega_1} + \frac{E}{L_s} \frac{\exp s_1 t - \exp s_2 t}{2 \omega_1} ,$$

$$\text{де } s_1 = -\alpha_1 + \omega_1; \quad s_2 = -\alpha_1 - \omega_1; \quad \sqrt{\omega_1^2 = \alpha_1^2 - (1/L_s C_{VD})}$$

$$\alpha_1 = (r_T + r_{VD} + R_1) / 2L_s .$$

Різні варіанти під'єднання RC-контурів залежать від типу згладжуючого фільтра і його будови.

## 2.2 Методика визначення навантаження на АТС

Для визначення кількості проектного обладнання, потрібно розрахувати навантаження на дану автоматичну телефонну станцію (АТС). Нехай, на АТС ємністю  $N=100$  номерів використовується пучок із 9 шнурових комплектів ( $V$ ), кожний з яких із однаковою ймовірністю використовується для обслуговування викликів. Процес зайнятості різних шнурових комплектів будемо розраховувати на протязі певного інтервалу часу (в даному випадку – на протязі 1 години). Шнурові комплекти використовуються у випадковому порядку і на різний термін (в даному випадку у діапазоні від 1 до 11 хвилин). Значна кількість коротких використань пояснюється тим, що близько 50% викликів не завершуються розмовою через зайнятого абонента або через не наявність останнього. Середній час використання різного обладнання розмовного тракту АТС може знаходитись в діапазоні 40 .. 300 с.

$Y_{\text{мит}}$  - число миттєвих значень навантаження. Існують два однохвилинних інтервали, коли не зайняте жодне обладнання ( $Y_{\text{мит}}=0$ ), і один інтервал, коли зайняті всі 9 шнурових комплектів. Таким чином, нові виклики в цьому проміжку (між восьмою і дев'ятою хвилинами), не будуть обслужені, тобто в даному інтервалі відбудуться втрати викликів. Коливання  $Y_{\text{мит}}$  здійснюються навколо деякого середнього значення  $Y$ , яке називають інтенсивністю навантаження.

Отже, інтенсивність навантаження визначається як середнє значення числа одночасної зайнятості обладнання:

$$Y = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_{\text{MIT}}$$

де  $Y_{\text{мит}}$  - миттєве значення навантаження в  $i$ -інтервалі, а  $n$  – число інтервалів. В даному випадку, додавши значення  $Y$  для всіх 60 однохвилинних інтервалів, получимо = 225. Поділивши значення на  $n=60$ , визначаємо, що  $Y= 3,75$  – це і є середнє число обладнання, яке одночасно використовується протягом певного часу.

Інтенсивність навантаження можна розрахувати також за допомогою вираховання сумарної довжини використання всього обладнання протягом заданого проміжку часу  $T$ :

$$Y = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^{C_{OBS}} t_j$$

де  $t$  - тривалість  $j$ -го використання,

$C_{OBS}$  - число викликів, які були обслужені, тобто загальне число використання всього обладнання за час  $T$ . В прикладі,  $T = 1$  год, а  $C_{OBS} = 150$ .

Сума значень для всіх шнурових комплектів становить 225 хвилин або 3,75 години. Отже,  $Y = 225/60 = 3.75/1 = 3.75$ , що відповідає отриманому вище значенню інтенсивності навантаження.

Для вимірювання інтенсивності навантаження використовується одиниця Ерланг (Ерл). Один Ерл – це інтенсивність навантаження одного обладнання, яке безперервно використовується протягом всього проміжку часу.

Інтенсивність використання пучків приборів АТС неоднакова протягом всієї доби. Як правило, її розраховують лише для часу найбільшого навантаження (ЧНН).

Для обчислення інтенсивності навантаження на АТС необхідно здійснювати вимірювання довжини і числа зайнятих пристроїв. При відсутності таких вимірювань на практиці для обчислення навантаження застосовують два параметри:

$c$  – середнє число використання обладнання на протязі ЧНН одним джерелом навантаження;

$t$  – середнє значення тривалості використання обладнання (в годинах).

Виходячи з цих параметрів розраховують інтенсивність навантаження  $Y$ , яке створюється однією абонентською лінією:

$$Y = c \times t$$



Далі розраховують величину інтенсивності навантаження:

$$Y = N \times y = N \times c \times t$$

де  $N$  – кількість джерел навантаження, які обслуговується даним пучком;

Оскільки  $c = 1,5$ ,  $t = 90$   $c = 0,025$  год ;

Отримуємо  $Y = 1,5 \times 0,025 = 0,0375$  Ерл,  $Y = 100 \times 0,0375 = 3,75$  Ерл.

Через брак вільного обладнання виникають втрати викликів. Величина втрат розраховується відношенням:

$$P_{\text{ЕКС}} = C_{\text{ВТР}} / C_{\text{ПОСТ}} = C_{\text{ВТР}} / (C_{\text{ОБС}} + C_{\text{ВТР}})$$

$P_{\text{ЕКС}}$  – експериментальні втрати;

$C_{\text{ОБС}}, C_{\text{ВТР}}$  - відповідно втрачені і обслужені виклики із загального числа викликів, що надійшли. При проектуванні для кожної ступені пошуку і мережі в загальному задається норма втрат  $p$ , тобто середньостатистичне значення допустимих втрат при числі викликів, які тривають вічно.

Величини  $p$  і  $p_{\text{ЕКС}}$  визначаються в долях одиниць, відсотках або промілях (тисячних долях числа). Нормами встановлено, що при з'єднанні між абонентами МТС  $p = 0,03 = 3\% = 30\text{‰}$ . Таким чином, із кожної тисячі викликів в середньому 30 викликів можуть бути втрачені через відсутність вільного обладнання АТС. Для деякого обладнання міських АТС значення  $p$  нормуються в межах 0,001 ..0,01 ( 1 .. 10%<sub>o</sub>).

Коефіцієнт непроходжень  $K_H$  розраховується як відношення числа з'єднань, які не відбулися через відсутність з'єднувальних ліній або через несправність обладнання АТС, до загальної кількості контрольних викликів, які направлені до автовідповідача.

Базові послуги телефонної мережі надаються користувачу використовуючи комутації між інтерфейсами користувач-мережа. Користувач може отримати

відмову при встановленні або при розриві з'єднання, а також зазнати невдачі при отриманні неякісного з'єднання. Для забезпечення якості наданих послуг, організації повинні дотримуватись міжнародних норм на характеристики якості з'єднання в усіх його фазах.

До базових характеристик якості обслуговування відносять наступні:

- коефіцієнт вдалих спроб встановлення з'єднань (Рекомендація E.426 ITU-T);
- імовірність не встановлення з'єднань (Рекомендації E.520 ITU-T, E.845 ITU-T);
- час очікування до встановлення вхідного з'єднання (Рекомендація E.427 ITU-T);

Коефіцієнт вдалих спроб встановлення з'єднання ( $K_{усп.з}$ ) дає змогу оцінити якість встановлення:

$$K_{усп.з} = \frac{N_B}{N} * 100\%$$

де  $N_B$  - число спроб встановлення з'єднань з сигналами про стан абонента ;

$N$  - загальна число спроб встановлення з'єднань.

Імовірність не встановлення з'єднань ( $P_{B3}$ ) обчислюється:

$$P_{B3} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N_{B3}}{N},$$

При обмеженій кількості спроб встановлення з'єднань, коефіцієнт втрат спроб встановлення з'єднань ( $K_{B3}$ ) обчислюється за формулою:

$$K_{B3} = \frac{N_{B3}}{N} * 100\%$$

де  $N_{B3}$  - число втрат спроб встановлення з'єднань;

$N$  - загальна число спроб встановлення з'єднань.

Час очікування надання вихідного з'єднання ( $T_{очк}$ ) обчислюється:

$$T_{очк} = T_{кпв} - T_{зн}$$

де  $T_{зн}$  - тривалість завершення набору номера абонентом;

$T_{кпв}$  - тривалість початку отримання сигналу "Контроль посылки виклику".

Стан якості мережі визначається коефіцієнтом вдалих спроб встановлення з'єднань, який не залежить від присутності абонента чи якості абонентського обладнання.

Оскільки коефіцієнт вдалих спроб встановлення з'єднань є верхньою межею коефіцієнта ефективності з'єднань при умові, що абонент присутній та абонентське обладнання ввімкнено, то є зміст встановити ті ж норми на коефіцієнт вдалих спроб встановлення з'єднань, а саме:

- $K < 30\%$  - низька кількість вдалих спроб встановлення з'єднань;
- $K = 30\% - 60\%$  - середня кількість вдалих спроб встановлення з'єднань;
- $K > 60\%$  - висока кількість вдалих спроб встановлення з'єднань.

Імовірність не встановлення з'єднань ( $P_{B3}$ ) при міжміському зв'язку формується з двох компонентів:

$$P_{B3} = K * P_{B3K} + (K+1) * P_{B3C}$$

де  $P_{B3K}$  - імовірність не встановлення з'єднань через обмежену кількості міжміських каналів в обраному напрямку трафіку між двома комутаційними станціями;

$K$  – число ділянок міжміського з'єднання;

$P_{взс}$  - імовірність не встановлення з'єднань у кінцевій або транзитній комутаційній станції.

Допустиме значення  $P_{взс}$  при навантаженні на один канал 0,8 Ерл становить 0,01 (Рекомендація Q.543 ІТУ-Т).

## 3 КОНСТРУКТОРСЬКА ЧАСТИНА

### 3.1 Розробка структурної схеми. Функціональне призначення елементів схеми

Генератор фазоманіпульованих сигналів повинен мати наступні структурні елементи:

- обчислювальний пристрій, який повинен забезпечувати функції контролю за передачею даних, генерування керуючих сигналів, опрацюванням вхідних і вихідних даних;
- запам'ятовуючий пристрій, який повинен забезпечувати зберігання інформації про аналоговий сигнал;
- цифро-аналоговий перетворювач, який повинен формувати з цифрового коду аналоговий сигнал;
- інтерфейс зв'язку з комп'ютером, який використовуватиметься для налаштування пристрою.

Структурна схема формувача фазоманіпульованих сигналів приведена на рисунку 3.1. До її складу входять такі елементи:

- генератор;
- контролер;
- лічильник;
- запам'ятовуючий пристрій;
- цифро-аналоговий перетворювач;
- схема зв'язку з персональним комп'ютером;
- персональний комп'ютер.

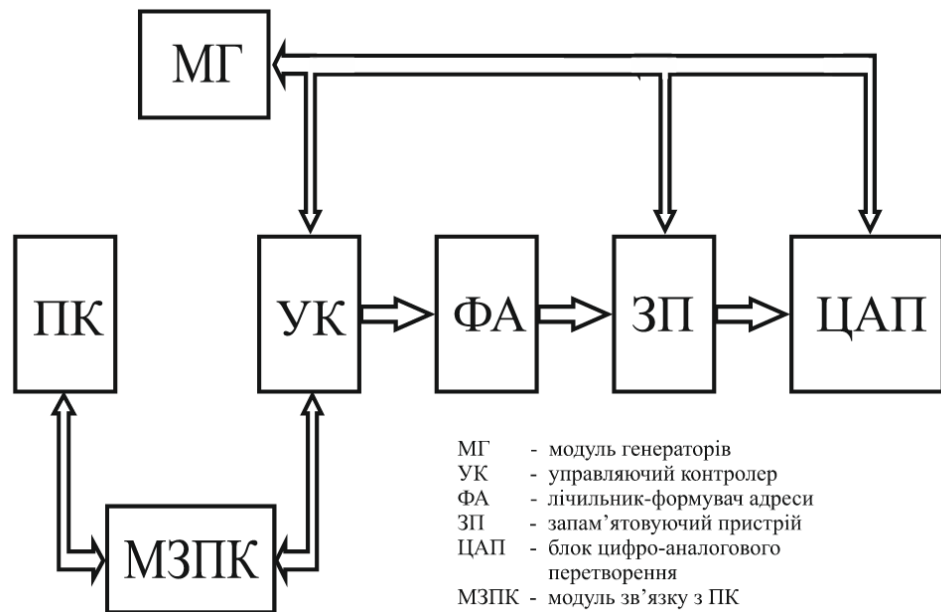


Рисунок 3.1 – Структурна схема формувача фазоманіпульованих сигналів

Генератор. Це блок генераторів, які виконують функції задання тактової частоти для елементів схеми.

Контролер. Це основний обчислювальний елемент пристрою, який здійснює наступні функції:

- обробка керуючих команд, які направляє комп'ютер;
- конвертація даних, що поступають для передачі в сигнали для аналого-цифрового блоку;
- генерування зсуву фази для вихідного синусоїдального сигналу;
- керування роботою інших структурних елементів пристрою.

Лічильник. Генерує адреси комірок пам'яті в запам'ятовуючому пристрої. Лічильник керується контролером і, як правило, не може генерувати команди керування для інших блоків.

Запам'ятовуючий пристрій. Зберігає цифрові значення одного періоду аналогового сигналу, який використовується як вихідний сигнал формувача сигналів.

Цифро-аналоговий перетворювач. Призначений для конвертування цифрових значень, які містяться в запам'ятовуючому пристрої у аналоговий сигнал формувача.

Схема зв'язку з персональним комп'ютером. Інтерфейс для узгодження електричних параметрів сигналів, через які здійснюється зв'язок між контролером та персональним комп'ютером.

Персональний комп'ютер. Комп'ютер зберігає дані для передачі, прийому, виконує їх обробку і керує роботою контролера.

### 3.2 Розрахунок параметрів пристрою

Згідно завдання формувач повинен відповідати таким параметрам:

- число рівнів квантування – 1024;
- число рівнів дискретизації – 256;
- число значень фази сигналу – 32.

В телефонних аналогових лініях застосовуються сигнали з частотного діапазону від 300 до 3100 Гц. Таким чином найбільша частота вихідного сигналу пристрою має становити бути 3100 Гц. З цією метою в схемі в якості цифро-аналогового перетворювача запропоновано використовувати ЦАП компанії Analog Devices AD9760. Це десяти-розрядний цифро-аналоговий перетворювач, який працює на тактовій частоті 800 кГц. Цієї частоти достатньо, щоб сформувати необхідну частоту вихідного сигналу.

Вихідний сигнал з цифро-аналогового перетворювача перед надходженням в мережу направляється на блок гальванічної розв'язки. З цією метою в схемі використано трансформатор ТМ5-22.

Квантовані відліки синусоїдального вихідного сигналу зберігаються у у flash-пам'яті. Мінімально необхідний об'єм пам'яті складає 10 кБ. З цією метою було обрано мікросхему AT27C256 компанії Atmel. Об'єм пам'яті даної

мікросхеми складає 256 кБ (32к 8-бітових слів). Так як для генерування вихідного сигналу необхідно використовувати 10-бітовий вхідний код цифро-аналогового перетворювача, то використано дві мікросхеми пам'яті, які під'єднані паралельно.

Для утворення адресів пам'яті застосовано лічильник SN74LS193N. Це 4-розрядний лічильник з попереднім завантаженням. В пристрої використано дві мікросхеми, які формують 8-розрядну адресу пам'яті.

Керування пристроєм здійснюється за допомогою мікроконтролера PIC16F874 компанії Microchip. Основні характеристики вказаного мікроконтролера наведені в таблиці 3.1

Таблиця 3.1. Характеристика мікроконтролера PIC16F874

Параметр	Значення
Тип архітектури	високошвидкісна RISC-архітектура
Кількість команд-інструкцій	35 команд; всі команди виконуються за один цикл, крім команд переходів, які виконуються за два цикли
Тактова частота	20 МГц
Об'єм FLASH пам'яті програм	до 8К×14 слів
Об'єм оперативної пам'яті	до 368×8 слів
Об'єм пам'яті даних	до 256×8 байт
Система переривань	до 14 джерел
Тип апаратного стеку	8-рівневий апаратний стек
Режими адресації	прямий, непрямої і відносний режими адресації
Режим енергозбереження	SLEEP
Режим програмування	низьковольтний
Діапазон напруги	від 2.0 В до 5.5 В
Режим програмування	використовується 2 виводи мікроконтролера
Режим налагодження	використовується 2 виводи мікроконтролера
Навантажувальна здатність портів	до 25 мА



Також мікроконтролер PIC16F874 володіє такими параметрами як:

- скидання при ввімкненні живлення;
- охоронний таймер WDT з власним RC-генератором;
- програмований захист пам'яті програм;
- вибір параметрів тактового генератора;
- високошвидкісна, енергозберігаюча CMOS FLASH/EEPROM технологія;
- повністю статична архітектура;
- мале енергоспоживання.

Окрім перерахованих параметрів мікроконтролер PIC16F874 містить значний набір периферійних модулів, за допомогою яких можна виконувати додаткові функції:

- таймер 0: 8-розрядний таймер/лічильник з 8-розрядним програмованим подільовачем частоти;
- таймер 1: 16-розрядний таймер/лічильник з можливістю під'єднання зовнішнього резонатора;
- таймер 2: 8-розрядний таймер/лічильник з 8-розрядними програмованими вхідним і вихідним подільовачами частоти;
- два модулі порівняння/захоплення/ШІМ (CCP): 16-розрядний захоплення (максимальна роздільна здатність 12,5 нс), 16-розрядне порівняння (максимальна роздільна здатність 200 нс), 10-розрядний модуль широтно-імпульсного модулятора;
- багатоканальний 10-розрядний аналогово-цифровий перетворювач;
- послідовний синхронний порт MSSP – ведучий/ведений SPI і I2C режими;

- послідовний асинхронно-синхронний прийомопередавач USART з підтримкою визначення адреси;
- детектор пониженої напруги для скидання при зниженні напруги живлення;
- чотири порти вводу/виводу.

Вищенаведені характеристики мікроконтролера PIC16F874 повністю задовольняють вимогам, які ставляться до проєктованого формувача фазоманіпульованих сигналів.

При проєктуванні пристрою передбачено можливість його з'єднання з персональним комп'ютером. З цією метою в будову пристрою введено схему проміжного перетворювача для забезпечення зв'язку по асинхронному інтерфейсу RS-232C. Це мікросхема MAX232 фірми MAXIM, що являє собою багатоканальний приймач/передавач даних по інтерфейсу RS-232.

Тактова частота для усіх елементів схеми формується за допомогою двох генераторів, що зібрані на основі логічних інверторів – мікросхеми SN74LS04N. Один генератор з вихідною частотою 20 МГц застосовується для задання тактової частоти мікроконтролера, інший – для задання тактової частоти схем лічильників і вихідного ЦАП.

### **3.3 Розробка принципової електричної схеми пристрою**

Принципова електрична схема пристрою наведена на рисунку 3.2.

На принциповій схемі показано два генератори, що виконані на основі інверторів – застосована мікросхема SN74LS04N. Перший генератор виконаний на основі перших трьох інверторів цієї мікросхеми – DD1.1-1.3. Також застосовуються резистори R1, R2 і кварцевий резонатор Z1 частотою 20 МГц.

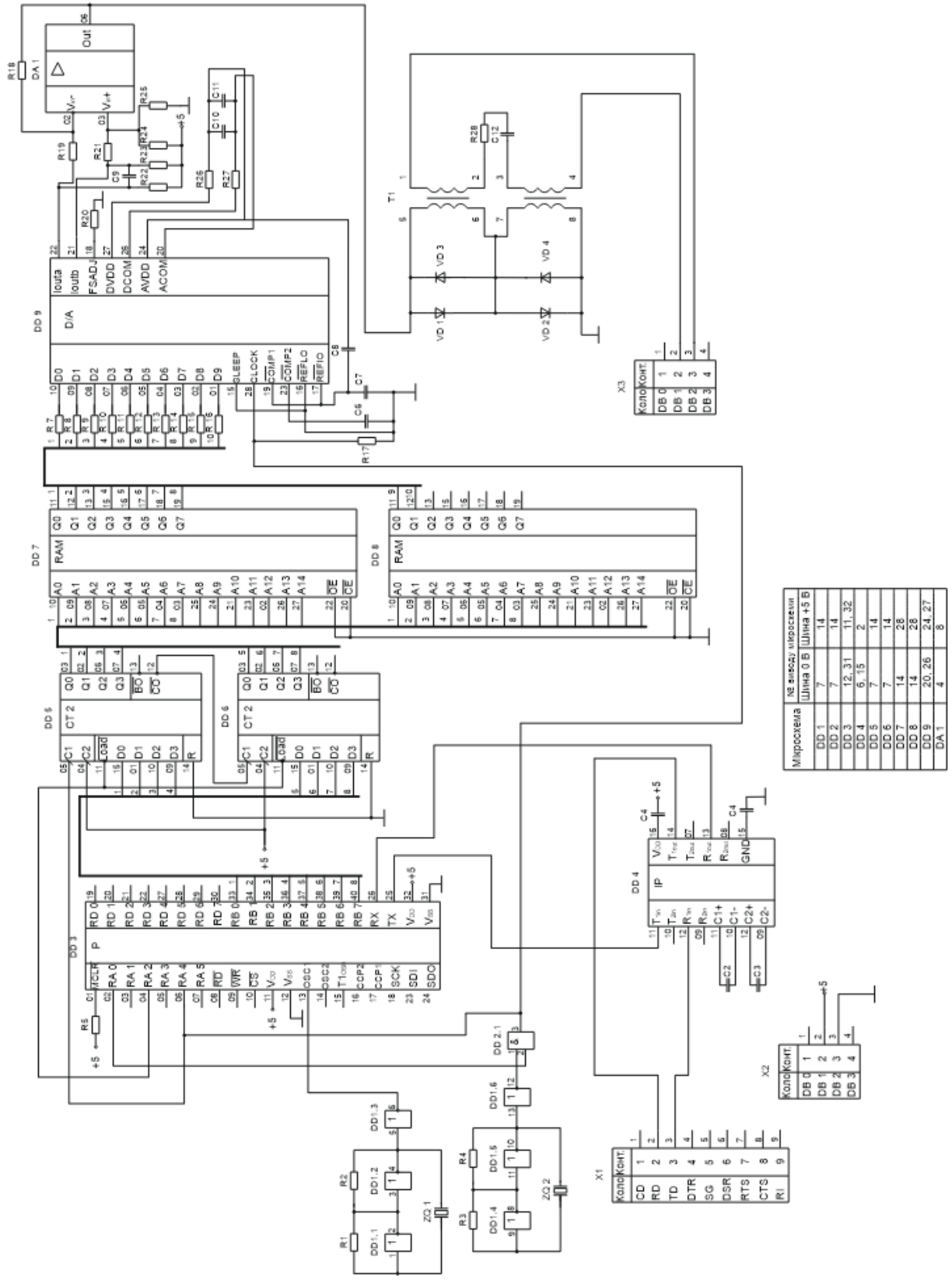


Рисунок 3.2 Принципова електрична схема пристрою

Цей генератор використовується для задання тактової частоти мікроконтролера DD3. Тактові імпульси надходять з виходу 6 мікросхеми DD1.3 на вхід 13 мікросхеми DD3.

Другий генератор виконаний на елементах DD1.4-1.6 мікросхеми SN74LS04N. Він побудований по аналогічній схемі, де також використовується два резистори R3, R4 і кварцевий резонатор Z2 з тактовою частотою 800 кГц. Генератор використовується для задання тактової частоти елементів DD5, DD6 і DD9.

Тактові імпульси з виходу 12 елемента DD6 надходять на вхід 1 логічного ключа DD2 – мікросхема SN74LS08N. На вхід 2 цього ключа надходять управляючі імпульси з виходу 2 (нульовий біт порта A) мікроконтролера. Вихід 3 DD2 підключений до входів 5 мікросхеми DD5 (вхід підрахунку лічильника), до входу 28 мікросхеми DD9 – тактовий вхід цифро-аналогового перетворювача і до входу 6 мікроконтролера (тактовий вхід таймера 0). При надходженні логічної одиниці на вхід 2 логічного ключа він дозволяє проходженню імпульсів на входи лічильника і цифро-аналогового перетворювача. Також, мікроконтролер відмічає 256 імпульсів, і потім надсилає на ключ логічний нуль, після чого ключ закривається. Таким чином на виході проектованого пристрою генерується один період синусоїди.

Під'єднання мікроконтролера відбувається наступним чином. Вивід 1 мікроконтролера DD3 – це вхід скидання мікроконтролера або вхід подачі напруги при програмуванні. Скидання здійснюється при надходженні на цей вхід логічного нуля, тому для здійснення роботи мікросхеми потрібно під'єднати її через резистор R5 до лінії +5В, таким чином забезпечити подачу логічної одиниці.

Входи 11 і 32 застосовуються для під'єднання живлення мікроконтролера, а 12 і 31 – загальні входи.

Управляючі адресні сигнали для лічильників DD5 і DD6 генеруються на виходах 33-40 мікроконтролера. Це входи 0-9 порту В. Чотири молодших біти 0-3 (виходи 33-36) з'єднані з входами А-D (входи 15, 1, 10, 9) лічильника DD5.

Старші біти 4-7 (виходи 37-40 мікроконтролера) з'єднані з входами A-D (входи 15, 1, 10, 9) лічильника DD6. Дані виходи застосовуються для створення початкової адреси пам'яті мікросхем DD7, DD8.

Мікроконтролер також має можливість забезпечити комунікацію пристрою з персональним комп'ютером. Для цього застосовуються виходи RX (вивід 26) і TX (вивід 25). Ці виходи відносяться до послідовного асинхронно-синхронного приймача/передавача USART. USART працює на базі протоколу RS-232C, проте вихідний сигнал володіє TTL рівнями, тобто логічний нуль – 0 В, логічна одиниця – 5 В. Персональний комп'ютер використовує сигнали з рівнями –12 В для логічного нуля і +12 В для логічної одиниці. Таким чином вихідні і вхідні сигнали USART потребують конвертування.

З цією метою застосовується мікросхема DD4 – MAX232. Вона призначена для узгодження електричних параметрів сигналів між персональним комп'ютером і мікроконтролером. Вихід TX мікроконтролера надходить на вхід T1in мікросхеми DD4 (вивід 11), а вхід RX – на вихід R1out (вивід 12) відповідно. Канали T1out і R1in під'єднані до контактів 2, 3 роз'єму X1. Згідно вимог вмикання мікросхеми MAX232 до входів C1+ (вивід 1) і C1- (вивід 3) під'єднаний конденсатор C2, на входи C2+ (вивід 4) і C2- (вивід 5) під'єднаний конденсатор C3. Вхід V+ мікросхеми DD4 через конденсатор C5 під'єднаний до лінії +5 В, вхід V- через конденсатор C4 з'єднаний з лінією GND.

DD5 і DD6 – мікросхеми SN74LS193N являють собою 4-розрядні лічильники з попереднім завантаженням. Крім вищеписаних входів в даних лічильниках використовуються також входи CLR, LOAD, DOWN. Входи CLR (вивід 14) мікросхем DD5 і DD6 з'єднані з лінією GND, таким чином на них поданий логічний нуль. Отже дані мікросхеми ніколи не обнуляються.

На входи DOWN (вивід 4) лічильників надходить сигнал "логічна одиниця" – підрахунок здійснюється лише по зростанню. Входи LOAD з'єднані з виходом RA2 (вивід 4) мікроконтролера. Використовуючи сигнал низького рівня здійснюється запис коду з адресних входів в лічильник. Даною операцією управляє мікроконтролер.

На відміну від лічильника DD5, який задає тактову частоту від генератора, лічильник DD6 отримує тактову частоту з інверсного виходу CO лічильника DD5. При переповненні лічильника DD5 на виході CO генерується короткий від'ємний імпульс, який надходить на вхід UP (вивід 5) лічильника DD6.

Виходи лічильників з'єднані з адресними входами мікросхем DD7, DD8, в яких зберігаються значення відліків одного періоду синусоїди. Оскільки в проєктованому приладі використовуються з 8-розрядна адресна шина, то застосовуються лише 8 з 15 адресних входів – A0 – A7.

Кожна мікросхема отримує однакову 8-розрядну адресу. Для забезпечення роботи мікросхем пам'яті застосовуються керуючі інверсні входи OE – вхід дозволу на читання даних і CE – вхід вибору мікросхеми. Згідно з таблицею істинності для забезпечення дозволу роботи мікросхем на них надіслано сигнал низького рівня.

На вхід ЦАП повинен надходити 10-розрядний код, тому з мікросхем пам'яті вихідні дані отримують з виходів Q0-Q7 мікросхеми DD7 і Q0-Q1 мікросхеми DD8. В мікросхемі DD8 застосовуються тільки 2 молодших біти вихідного коду.

Мікросхема DD9 являє собою цифро-аналоговий перетворювач AD9760. Вхідний код надходить на входи даних D0-D9 (виводи 10-1). Крім того, мікросхема має кілька керуючих входів, які під'єднані так:

- на вхід керування режимом енергозберігання SLEEP (вивід 15) надходить логічний нуль для забезпечення роботи мікросхеми;
- вхід задання тактової частоти CLOCK (вивід 28) з'єднаний з виходом 3 ключа DD2, роботу якого описано вище;
- вхід для забезпечення компенсації шумів COMP1 через конденсатор C8 з'єднаний з виходом AVDD;
- вихід керування діапазоном вихідної напруги FS ADJ з'єднаний через резистор R21 з лінією живлення. Змінюючи величину опору даного резистора можна налаштовувати максимальне значення напруги

вихідного сигналу. Для отримання напруги +5 В застосовується резистор 2 кОм.

Інші виходи цифро-аналогового перетворювача під'єднані згідно рекомендацій, що описані в документації виробника.

Вихідний аналоговий сигнал з виходів Iouta , Ioutb надходить на вхід операційного підсилювача OP926 (мікросхема DA1). Вихід Iouta (вивід 22) з'єднаний з входом мікросхеми DA1, а вихід Ioutb під'єднаний до входу + цієї ж мікросхеми.

Для під'єднання пристрою до телефонної лінії застосовується схема гальванічної розв'язки на основі трансформатора Т1 (трансформатор ТМ5-22). Вхідний сигнал від операційного підсилювача надходить на вхід 8, а виходи 1 і 4 під'єднанні до телефонної лінії.

Телефонна лінія зв'язку під'єднується до роз'єму Х2, лінії живлення пристрою – до роз'єму Х3.

### **3.4 Вибір блоку живлення пристрою**

Пристрій містить мікросхеми, які живляться від джерела живлення напругою +5 В і вихідним струмом до 1 А. Для проектованого пристрою вибрано блок живлення ВІП – 009. Його переваги наступні:

- захист від перенавантажень;
- стабільність параметрів вихідної напруги;
- зручність в роботі.

### 3.5 Розробка друкованої і монтажної плати

Друкована і монтажна плати розроблені з використанням програмного забезпечення САПР P-CAD, а саме модуля PCB. При розробці друкованої плати були висунуті наступні вимоги:

- невеликий розмір плати;
- розміщення провідників з обох сторін плати;
- одностороннє розміщення електронних компонентів.

При трасуванні провідників застосовані наступні правила:

- ширина провідників – 0.254 мм;
- крок сітки трасування – 0.254 мм.

На рисунку 3.2 приведено креслення монтажної плати. Всі виконані в DIP корпусах і розміщені з одного боку плати.

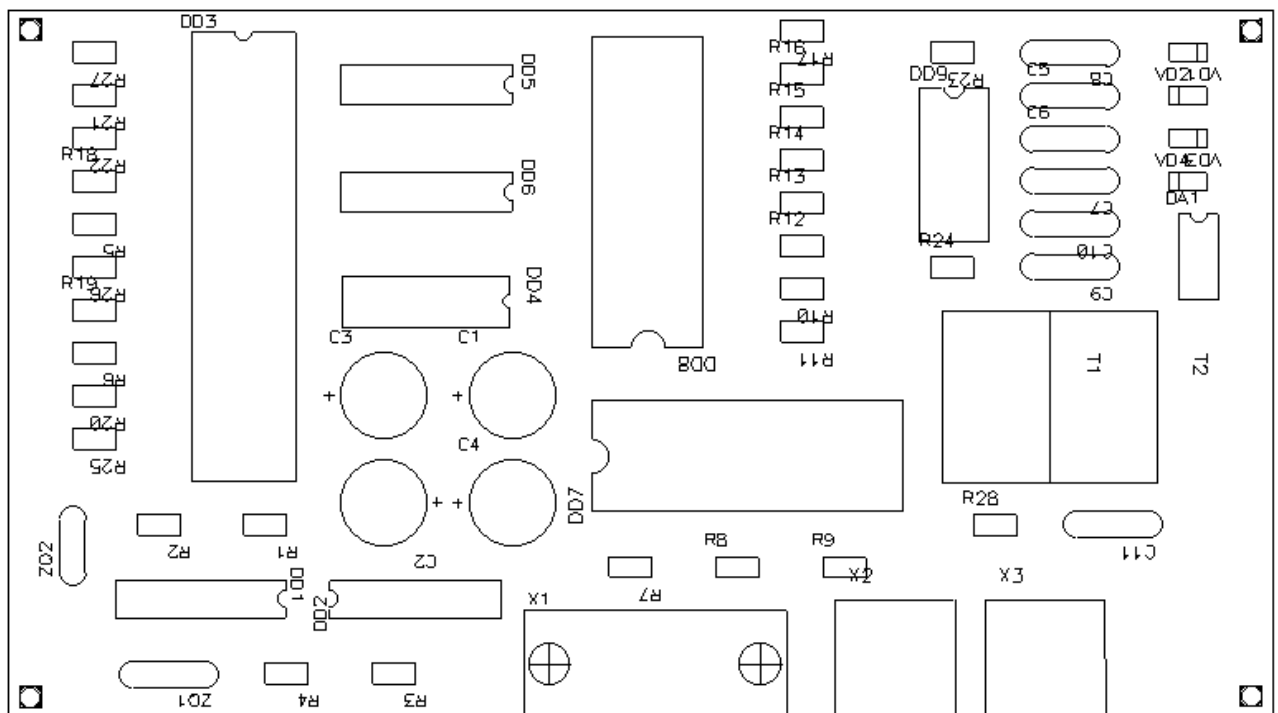


Рисунок 3.3 – Загальний вигляд монтажної плати



Всі правила задаються в файлі конфігурації – DO-файлі. Отримана плата має такі параметри:

- ширина сигнальних провідників – 0,254 мм;
- ширина провідників ліній живлення – 0,354 мм;
- два сигнальних шари;
- кількість перехідних отворів – 17;
- ширина плати – 84,638 мм;
- довжина плати – 150,114 мм.

### 3.6. Надійність та технічна діагностика

Питання забезпечення надійності є вкрай важливим та охоплює всі стадії проектування та конструювання електронних приладів, оскільки вибір структури схем і механізмів підвищення їх надійності по суті є єдиним процесом.

В основному, відмови електронної апаратури носять випадковий характер і зумовлені різними причинами: температура та вологість навколишнього середовища, радіоактивне випромінювання, вади технологічних процесів, недосконалість матеріалів, тощо. Так як можливо прогнозувати появу і ступінь впливу вказаних критеріїв на процес нормального функціонування лише з певною вірогідністю, то в теорії надійності застосовують математичний апарат теорії ймовірностей.

Даний математичний підхід дозволяє обчислювати кількісні характеристики випадкових подій. Кількісною характеристикою випадковості події являється її ймовірність. Відносно надійності пристроїв розраховують її основний кількісний критерій - ймовірність безвідмовної роботи  $P(t)$  протягом заданого інтервалу часу  $t$ .

Надійність є складним показником, який поєднує безвідмовність, довговічність та ремонтпридатність. Основними причинами низької надійності систем є недоліки схемних рішень та неправильний підбір елементів. Ці причини формуються ще на стадії проектування, тому правильним є розраховувати оцінку надійності систем на стадії їх проектування, оскільки лише зробивши дану оцінку на цій стадії, можна визначити таке проектне рішення, яке буде мати найкращу надійність функціонування системи.

Питанням визначення надійності обладнання є розрахунок показників, які характеризують їх безвідмовність та ремонтпридатність, так як показники ремонтпридатності вказують на можливість відновлення і час, за який можливе повне відновлення об'єкту. Розрахунок показників надійності, як правило, містить наступні етапи:

- розрахунок критеріїв і видів відмов обладнання та складу показників надійності, що обчислюються;
- побудова структурної схеми, яка ґрунтується на аналізі функціонування системи, врахуванні відновлення, резервування, контролю працездатності елементів;
- обґрунтування вибору методу обчислення надійності з врахуванням опису механізмів функціонування та відновлення;
- побудова математичної моделі, яка об'єднує показники надійності системи з характеристиками надійності елементів;
- підбір параметрів системи за розрахованими показниками надійності;
- проведення обчислень і аналіз отриманих результатів.

Наявність перелічених етапів в певній мірі залежить від вибраних параметрів та видів показників надійності.

Наприклад, при проектуванні технічних засобів мають бути визначені такі показники надійності як середнє напрацювання на відказ та ймовірність безвідмовної роботи протягом визначеного часу. При проектуванні системи

керування в цілому, необхідно обчислити коефіцієнт готовності чи простою системи.

Для багатофункціональних систем достатньо розрахувати надійність основних елементів. Потрібні дані для розрахунку показників надійності елементів слід вибирати за паспортними даними або з довідників .

Розрахунок надійності проводитимемо для базових електричних вузлів проєктованого пристрою.

Ймовірність безвідмовної роботи системи є функцією часу  $t$ , і в загальному випадку її розрахунок для деякого часового діапазону створює вагомі труднощі. Проте для складної апаратури, яка містить значну кількість різних елементів, часто буває достатнім визначити величину середнього напрацювання на відмову  $T_0$ , яка обчислюється як середнє значення випадкових величин інтервалів часу  $\tau$ , між сусідніми відмовами, год :

$$T_0 = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_n}{n}$$

Також часто використовують зворотну величину:

$$\lambda = \frac{1}{T_0}$$

де  $\lambda$  - інтенсивністю відмови, вказує середню кількість відмов за одиницю часу.

Для проєктованого пристрою основними видами відмов є ті, які найбільш часто зустрічаються для цифрових схем, а саме:

- відмови типу «неспрацювання» при поступленні одного з управляючих сигналів;
- відмови типу «хибне спрацювання» при відсутності активних рівнів керуючих сигналів.

Інтенсивності відмов елементів в нормальних умовах їх функціонування визначаються за спеціальними таблицями характеристик (див. табл. 3.2).

Таблиця 3.2 – Значення інтенсивності відмов елементів і пристрою.

Найменування і тип елементу	К-ть елем., шт	Номін.інтенс. відмови, $\lambda \times 10^{-6}$ 1/год	Поправочні коефіцієнти							Інтенсивність відмови групи елементів, $\lambda \times 10^{-6}$ , 1/год
			$k_T$	$k_D$	$k_{вол}$	$k_H$	$k_{рез}$	$k_{я}$	$k_o$	
Аналогова МС	1	0,008	1,5	1	1,5	1	1	2	1	0,036
Цифрова МС	9	0,07	1,5	1	1,5	1	1	2	1	2,835
Резистор постійний	28	0,05	1,5	1	1,5	1	1	2	1	6,3
Конденсатор постійний	11	0,005	1,5	1	1,5	1	1	2	1	0,2475
Плата (гетинакс)	2	0,01	1,5	1	1,5	1	1	2	1	0,09
Пайка	345	0,01	1,5	1	1,5	1	1	2	1	15,525
Загальна інтенсивність відмови пристрою $\lambda \times 10^{-6}$ , 1/год										25,0335

При розрахунку надійності системи в цілому, в основному, розглядають випадок, коли окремі елементи, блоки і каскади структурної схеми для виконання своїх функцій з'єднуються послідовно з визначенням маршрутів передачі сигналів. В проектованій системі структурна схема, яка ґрунтується на аналізі функціонування пристрою, не має резервних елементів, оскільки це б значно ускладнило пристрій.

Таким чином загальна ймовірність безвідмовної роботи проектованої системи визначається за формулою:

$$P_{заг}(t) = \prod_{i=1}^n P_i(t)$$

Тоді,

$$\lambda_{заг} = \sum_{i=1}^n \lambda_i$$

де  $P_i$  - ймовірність безвідмовної роботи окремих елементів, модулів, каскадів;

$\lambda$  - інтенсивність їх відмови.

Визначити вплив різних факторів на надійність проектованої системи, таких як електричний режим, навколишні кліматичні умови, механічні навантаження, тощо, можна з певною ступенем точності. Наближений, але найбільш практичний метод полягає у використанні поправочних коефіцієнтів:

$$\lambda_i = \lambda_{ном} \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot \dots \cdot k_m$$

де  $\lambda_{ном}$  - документоване значення інтенсивності відмов для номінальних умов роботи;

$k_i$ - поправочні коефіцієнти на  $i$ -тий дестабілізуючий фактор (див. таблицю 3.2).

В таблиці 3.2 використано наступні коефіцієнти:

$k_T$  - температурний поправочний коефіцієнт (Т - від +20 до +70 °С);

$k_d$  і  $k_{вол}$  – поправочні коефіцієнти для приміщення з нормальними умовами експлуатації, на вібрацію і вологість відповідно;

$k_H$  – поправочний коефіцієнт номінального навантаження;

$k_{рез}$ - поправочний коефіцієнт інтенсивності відмови резервних елементів;

$k_я$ ,  $k_о$  – поправочний коефіцієнт (середнє значення) на якість виготовлення і кваліфікацію обслуговування відповідно.

Для здійснення обчислень інтенсивності відмови системи, потрібно визначити загальну кількість елементів кожного типу.

Розрахунок очікуваної надійності апаратури ведеться за наступною методикою:

- складається структурна схема системи і визначаються блоки, відмова яких може призвести до відмови усього пристрою;
- складається таблиця умов і режимів роботи елементів і обчислюється їх загальна інтенсивність відмови;

- за даними таблиці 3.2 обчислюється загальна інтенсивність відмови пристрою.

За отриманим з таблиці 3.2 значенням  $\lambda$  сумарної інтенсивності відмови системи, розраховуємо середнє напрацювання на відказ  $T_0$ , використовуючи формулу:

$$T_0 = (\lambda_{\Sigma})^{-1} = \frac{1}{25,0335} \cdot 10^6 = 39946,47 \text{ год}$$

Потім розраховуємо час безвідмовної роботи при вказаній ймовірності безвідмовності (зазвичай 0,95), год:

$$t_{\text{без}} = \frac{0,034}{\lambda}$$

Таким чином,

$$t_{\text{без}} = \frac{0,034}{23,0335 \cdot 10^{-6}} = 1476,11 \text{ год}$$

На показник якості апаратури впливає характеристики можливості і швидкості її ремонту. Для проектованої системи ймовірність безвідмовної роботи в заданому часовому діапазоні обчислюється за формулою:

$$P(t) = \frac{\frac{1}{\lambda_{\Sigma}}}{T_p + \frac{1}{\lambda_{\Sigma}}} \cdot e^{-t \cdot \lambda_{\Sigma}}$$

де  $T_p$  - середній час ремонту обладнання.

Приймаючи  $T_p=5$ год отримаємо залежність ймовірності безвідмовної роботи пристрою в часі.

Розрахунок ймовірності виникнення відмов здійснюється по формулі:

$$Q(t) = 1 - P(t)$$

На рисунку 3.4 показано графік ймовірності безвідмовної роботи пристрою, а на рисунку 3.5 графік ймовірності відмови пристрою, які отримані за допомогою вище приведених розрахунків.

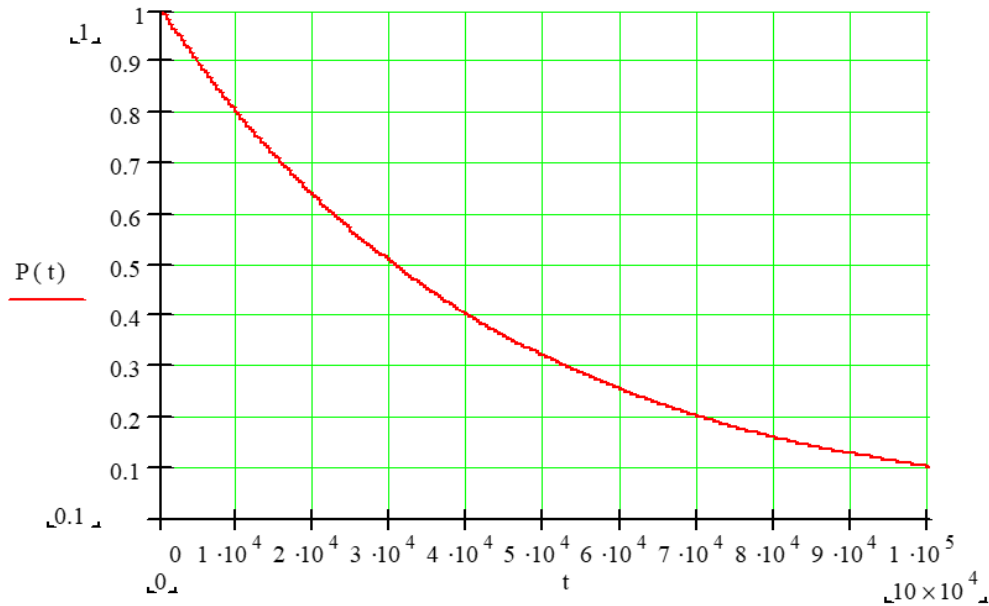


Рисунок 3.4 - Ймовірність безвідмовної роботи пристрою

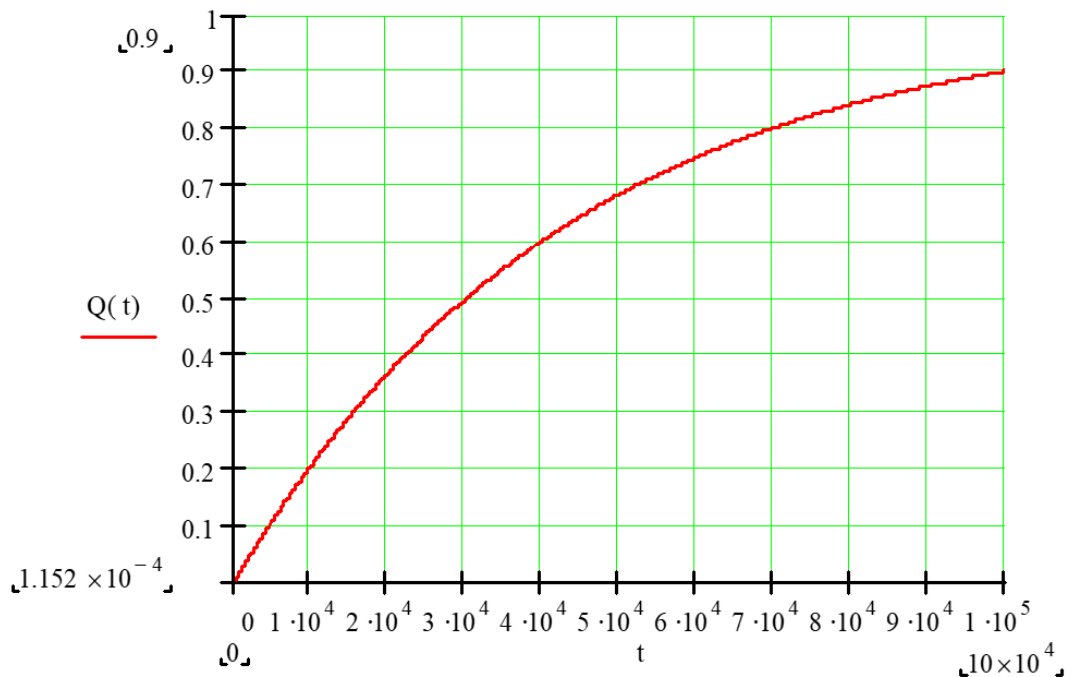


Рисунок 3.5 - Ймовірність відмови пристрою

Розраховані для вузлів пристрою показники надійності задовольняють вимогам що висуваються до відповідних показників усієї проектованої системи. Таким чином, можна стверджувати, що, з огляну теорії надійності і діагностування, дані вузли відповідають своєму функціональному призначенню.



## 4. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

### 4.1 Методика дослідження завадостійкого приймання фазоманіпульованих сигналів

При передаванні аналогових синусоїдальних даних фазова модуляція є найбільш інформативною і захищеною від завад. Сучасні протоколи передавання даних по аналогових ліній зв'язку забезпечують швидкість до 4 біт/період при застосуванні фазової модуляції. Наступне збільшення кількості позицій повороту фази ускладнюється різким зниженням захищеності від завад. В даному розділі розглянуті питання підвищення швидкості передавання даних по аналогових мережах на основі застосування завадостійких методів передавання/приймання сигналів.

Критерій Котельникова для оптимального приймання сигналів з однаковою енергією наступний:

$$\int_0^T X(t) \cdot Y_i(t) dt > \int_0^T X(t) \cdot Y_j(t) dt, \forall i, j \in \overline{1, N}, i \neq j$$

де  $X(t)$  – прийнятий сигнал;

$Y_i(t)$  – множина базових сигналів.

Таким чином, приймач відтворює повідомлення, що відповідає такому переданому сигналу, який максимально відповідає по формі і енергії з прийнятим сигналом.

Для генерування множини сигналів  $Y_i(t)$   $i \in \overline{1, N}$  з різною фазою, як правило застосовують часову затримку. В даному випадку сигнал  $Y_i(t)$  можна показати у вигляді:

$$Y_i(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_i) = A \cdot \sin(\omega \cdot (t + \varphi_i / \omega)) = A \cdot \sin(\omega \cdot (t + \tau_i)) = Y_0(t + \tau_i)$$

При використанні фазоманіпульованого сигналу  $Y_i(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_i)$  кореляційна функція матиме вигляд:

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \cdot A \cdot \sin(\omega \cdot (t + \tau)) dt$$

Функція кореляційного приймача полягає у обчисленні положення максимуму кореляційної функції. Після певних тригонометричних перетворень матимемо:

$$R(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos(\varphi - \omega \cdot \tau)$$

Максимум кореляційної функції в точці  $\tau_0$  відповідає найменшій різниці фаз між сигналами  $X(t)$  та  $Y(t)$  (рисунок 4.1) двох гармонійних сигналів з різницею фаз  $\varphi = \omega \cdot \tau_0$  і обчислюється за формулою:

$$\cos(\omega \cdot \tau_0 - \varphi) = 1$$

Обчислюючи даний вираз відносно  $\tau_0$ , отримаємо:

$$\tau_0 = \frac{\varphi}{\omega}$$

Отже, обчисливши момент часу  $\tau_0$ , при якому функція  $R(\tau)$  отримує найбільше значення, можемо визначити фазовий зсув  $\varphi$ .

Практичне використання кореляційної функції для приймання фазоманіпульованих сигналів в аналогових каналах зв'язку обмежується найменшим значенням різниці між двома сусідніми показниками функції  $R(\tau)$  в околі точки  $\tau_0$ .

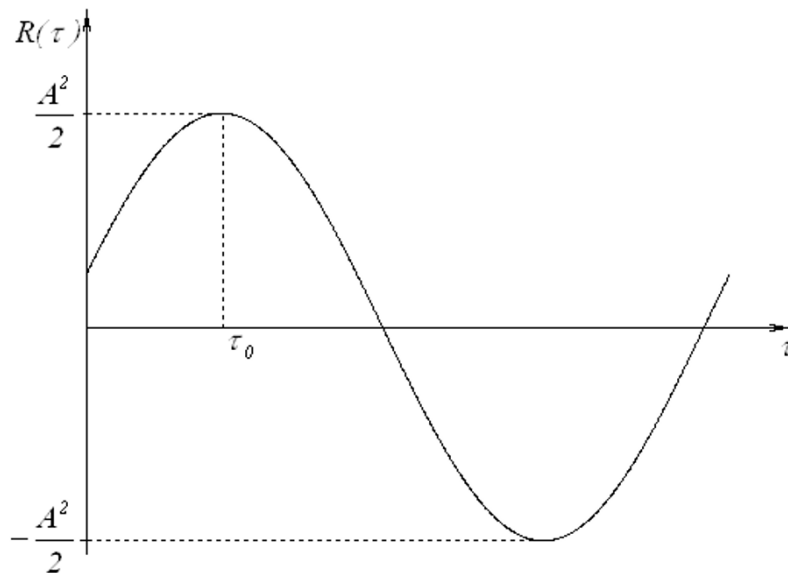


Рисунок 4.1 – Графік кореляційної функції

Для підтвердження останнього твердження потрібно визначити похідну кореляційної функції:

$$\frac{dR(\tau)}{d\tau} = \frac{d}{d\tau} \left( \frac{A^2}{2} \cos(\varphi - \omega\tau) \right) = \frac{A^2 \omega}{2} \sin(\varphi - \omega\tau)$$

В околі точки  $\tau_0$ :

$$\lim_{\tau \rightarrow \tau_0} \frac{dR(\tau)}{d\tau} = \lim_{\tau \rightarrow \tau_0} \frac{A^2 \omega}{2} \sin(\varphi - \omega \cdot \tau) = 0$$

Даний вираз дозволяє зробити висновок про високу ймовірність помилкового обчислення фазового зсуву  $\varphi$  при умові наявності завад в аналоговому каналі зв'язку.

Описане вище обмеження, а також ряд недоліків, що гуртуються на складності алгоритму розрахунку кореляційної функції, спонукали до пошуку та дослідження кореляційних методів приймання сигналів на базі інших критеріїв.

Альтернативою застосування кореляційної функції є модульна функція  $G(\tau)$ , яка обчислюється так:

$$G(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T |X(t) - Y(t + \tau)| dt, \quad 0 \leq \tau \leq T$$

На рисунку 4.2 показана геометрична інтерпретація модульної функції в точці  $\tau$ , яка рівна площі, обмеженій двома фазоманіпульованими сигналами.

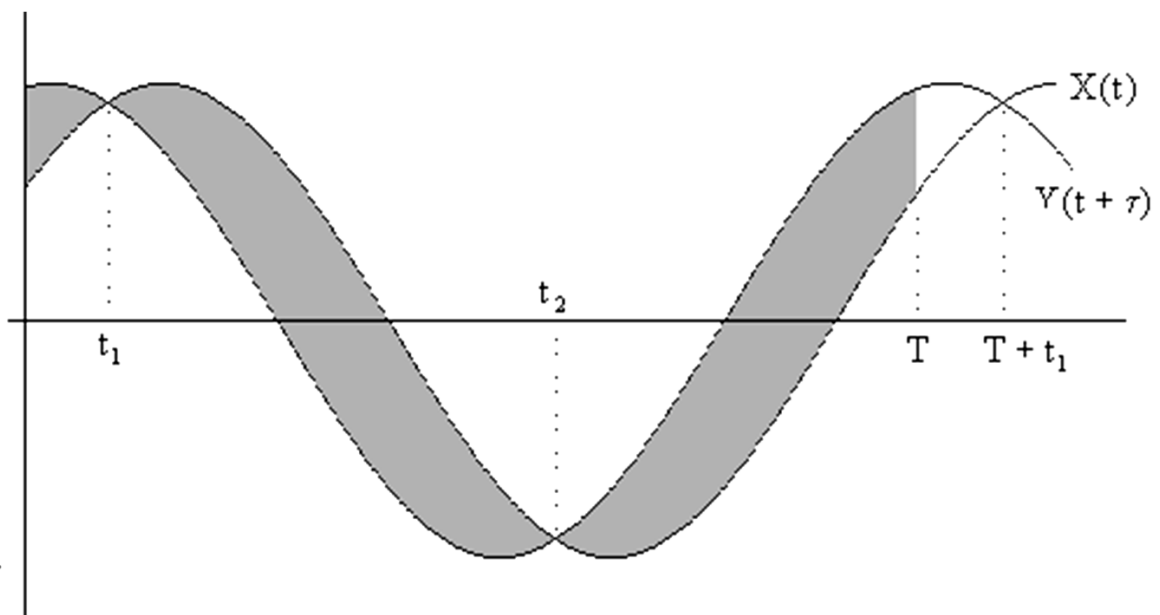


Рисунок 4.2 – Геометрична інтерпретація модульної функції

З метою підтвердження того, що місце знаходження екстремуму модульної функції визначає фазовий зсув прийнятого сигналу визначимо  $G(\tau)$  для фазоманіпульованих сигналів:

$$G(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T |A \sin(\omega t + \varphi) - A \sin(\omega(t + \tau))| dt$$

Враховуючи постійність процесу:

$$\begin{aligned}
G(\tau) &= \frac{I}{T} \int_0^T |A \sin(\omega t + \varphi) - A \sin(\omega(t + \tau))| dt = \\
&= \frac{I}{T} \int_{t_1}^{T+t_1} |A \sin(\omega t + \varphi) - A \sin(\omega(t + \tau))| dt = \frac{A}{T} \int_{t_1}^{t_2} \sin(\omega \tau + \varphi) - \sin(\omega(t + \tau)) dt - \\
&- \frac{A}{T} \int_{t_2}^{T+t_1} \sin(\omega \tau + \varphi) - \sin(\omega(t + \tau)) dt = \frac{2A}{T} \int_{t_1}^{t_2} \sin(\omega \tau + \varphi) - \sin(\omega(t + \tau)) dt = \\
&= \frac{2A}{\omega T} \left[ \cos(\omega \tau + \varphi) - \cos(\omega(t + \tau)) \right]_{t_1}^{t_2} = \frac{4A}{\omega T} \sin\left(\frac{\omega \tau - \varphi}{2}\right) \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\omega \tau + \varphi}{2}\right) \Big|_{t_1}^{t_2}.
\end{aligned}$$

Для обчислення моментів часу  $t_1$  і  $t_2$  обчислимо наступні вирази:

$$\sin(\omega t_{1,2} + \varphi) = \sin(\omega(t_{1,2} + \tau));$$

$$\omega t_{1,2} + \varphi = (2k + 1)\pi - \omega(t_{1,2} + \tau), \quad k=0,1;$$

$$t_{1,2} = \frac{(2k+1)\pi}{2\omega} - \frac{\tau}{2} - \frac{\varphi}{2\omega};$$

$$t_1 = \frac{\pi}{2\omega} - \frac{\tau}{2} - \frac{\varphi}{2\omega},$$

$$t_2 = \frac{3\pi}{2\omega} - \frac{\tau}{2} - \frac{\varphi}{2\omega}.$$

Підставивши обчислені значення часу отримаємо:

$$\begin{aligned}
G(\tau) &= \frac{4A}{\omega T} \left[ \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega \tau}{2} - \frac{\varphi}{2} + \frac{\varphi + \omega \tau}{2}\right) - \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \frac{\omega \tau}{2} - \frac{\varphi}{2} + \frac{\varphi + \omega \tau}{2}\right) \right] * \\
&* \left| \sin\left(\frac{\omega \tau - \varphi}{2}\right) \right| = \frac{8A}{\omega T} \left| \sin\left(\frac{\omega \tau - \varphi}{2}\right) \right| = \frac{4A}{\pi} \left| \sin\left(\frac{\omega \tau - \varphi}{2}\right) \right|.
\end{aligned}$$

Даний вираз описує вигляд модульної функції при прийманні фазоманіпульованих сигналів, яка представлена на рисунку 4.3. Як видно з графіку, в точці  $\tau_0 = \frac{\varphi}{\omega}$  функція має мінімальне значення.

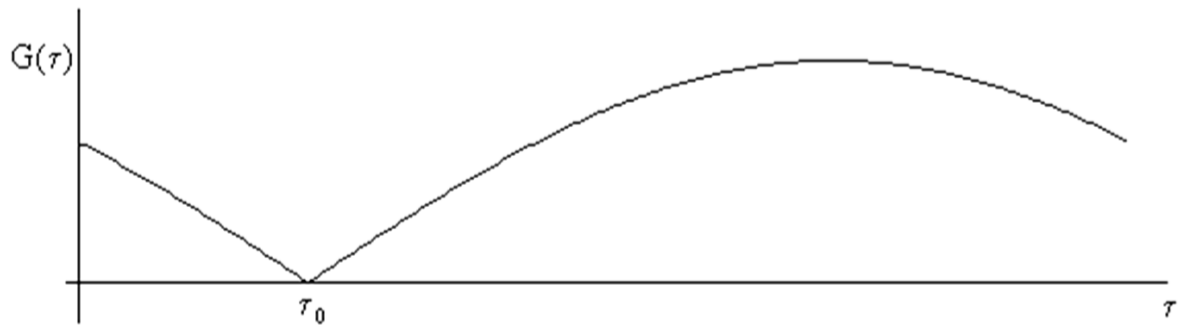


Рисунок 4.3 Модульна функція гармонійних фазоманіпульованих сигналів.

Похідна модульної функції набуває максимального значення в околі точки  $\tau_0$ :

$$\frac{dG(\tau)}{d\tau} = \begin{cases} -\frac{8A}{T} \cos\left(\frac{\omega\tau - \varphi}{2}\right), \tau < \tau_0 \\ \frac{8A}{T} \cos\left(\frac{\omega\tau - \varphi}{2}\right), \tau > \tau_0 \end{cases} = \frac{8A}{T} \cos\left(\frac{\omega\tau - \varphi}{2}\right) \cdot \text{sign}(\tau - \tau_0)$$

$$\lim_{\tau \rightarrow \tau_0} \frac{dG(\tau)}{d\tau} = \lim_{\tau \rightarrow \tau_0} \frac{8A}{T} \cos\left(\frac{\omega\tau - \varphi}{2}\right) \cdot \text{sign}(\tau - \tau_0) = \frac{8A}{T} \text{sign}(\tau - \tau_0)$$

Отже, обчисливши потрібні значення  $A$  і  $\omega$ , можна налагодити роботу приймача фазоманіпульованих сигналів із невеликим зсувом фаз при значних завадах в каналі зв'язку.

Обчислимо взаємозв'язок між модульною та кореляційною функціями фазоманіпульованих сигналів:

$$R(\tau) = 1 - G^2(\tau) / (2\mu^2 \sigma^2)$$

де,  $\mu$  - коефіцієнт, що залежить від характеристики розподілу вхідного сигналу;

$\sigma$  - середньоквадратичне відхилення вхідного сигналу.

Використовуючи формулу:

$$\left| \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right| = \sqrt{\frac{1 - \cos(\alpha)}{2}}$$

можемо вивести взаємозв'язок між кореляційною та модульною функціями для випадку приймання фазоманіпульованих сигналів:

$$G(\tau) = \frac{4A}{\pi} \sqrt{\frac{1 - R(\tau)}{2 - A^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{A^2 - 2 * R(\tau)},$$

$$R(\tau) = 0.5A^2 - \frac{\pi^2}{16} G^2(\tau).$$

На рисунках 4.4 та 4.5 показані рафіки кореляційних моделей побудовані для таких початкових умов:

- кількість позицій фази - 32;
- кількість рівнів квантування вхідного сигналу -256;
- співвідношення частота дискретизації/ частота несучого коливання - 256;
- передана комбінація - 00101.

Для даних умов на одну фазову поділку припадає  $\frac{256}{32} = 8$  значень кореляційної моделі. Передана комбінація 00101<sub>2</sub> відповідає значенню 5.

Порівняльні характеристики кореляційних функцій приведені в таблиці 4.1. Згідно результатів даної таблиці видно, що максимальна різниця між сусідніми

показниками в околі точки екстремуму помітна при застосуванні модульної функції для приймання фазоманіпульованих сигналів.

Таблиця 4.1 – Порівняльні характеристики кореляційних функцій

Параметр	Кореляційна функція:				
	R(j)	C(j)	K(j)	G(j)	Z(j)
Діапазон значень	16866100	33732500	83869	83871	42150
Приріст в околі точки екстремуму:					
– абсолютний	1699	5110	22	1026	511
– відносний	0.00010073	0.00015149	0.00026231	0.01223307	0.01212337

При роботі реальних систем передавання даних використовуються різноманітні завади. На рисунку 4.4 показано залежність ймовірності похибки від співвідношення сигнал/шум при отриманні фазоманіпульованого сигналу (три біти/період) кореляційним приймачем. Частота дискретизації в 64 рази перевищує частоту несучого сигналу.

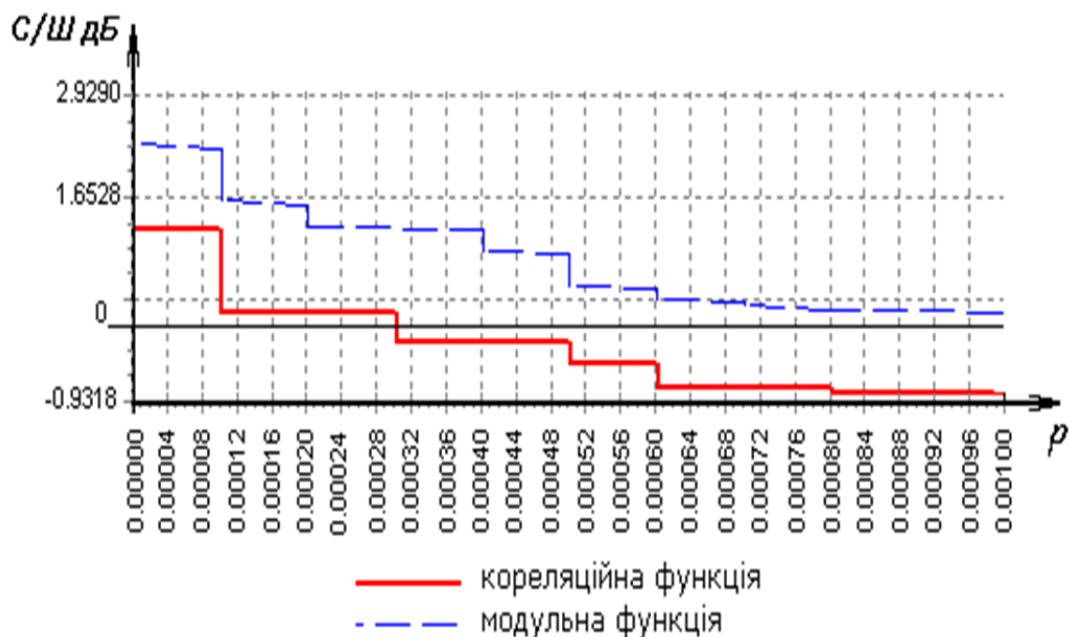


Рисунок 4.4 – Залежність ймовірності похибки від співвідношення сигнал/шум при прийманні кореляційними приймачами.



Аналіз даного графіку показує можливість здійснення надійної передачі даних (ймовірність похибки менше  $10^{-4}$ ) при співвідношенні сигнал/шум не менше 1,5дБ. Обладнання, яке застосовується для передавання даних по комутованих аналогових телефонних лініях зв'язку, для приймання та передавання фазоманіпульованого сигналу ФМ-3 характеризується співвідношенням сигнал/шум в межах 3-6 дБ.

На ймовірність похибки при прийманні сигналу за допомогою кореляційного приймача впливає не лише співвідношення сигнал/шум, але й частота дискретизації вхідного сигналу. Це визначається тим, що чим більше значення співвідношення частота дискретизації/частота несучого коливання, тим більше інформації отримується про переданий сигнал і робота кореляційного приймача стає надійнішою. На рисунку 4.5 показано графік ймовірності появи похибки в залежності від співвідношення частота дискретизації/частота несучого коливання. Співвідношення сигнал/шум становить 0дБ.

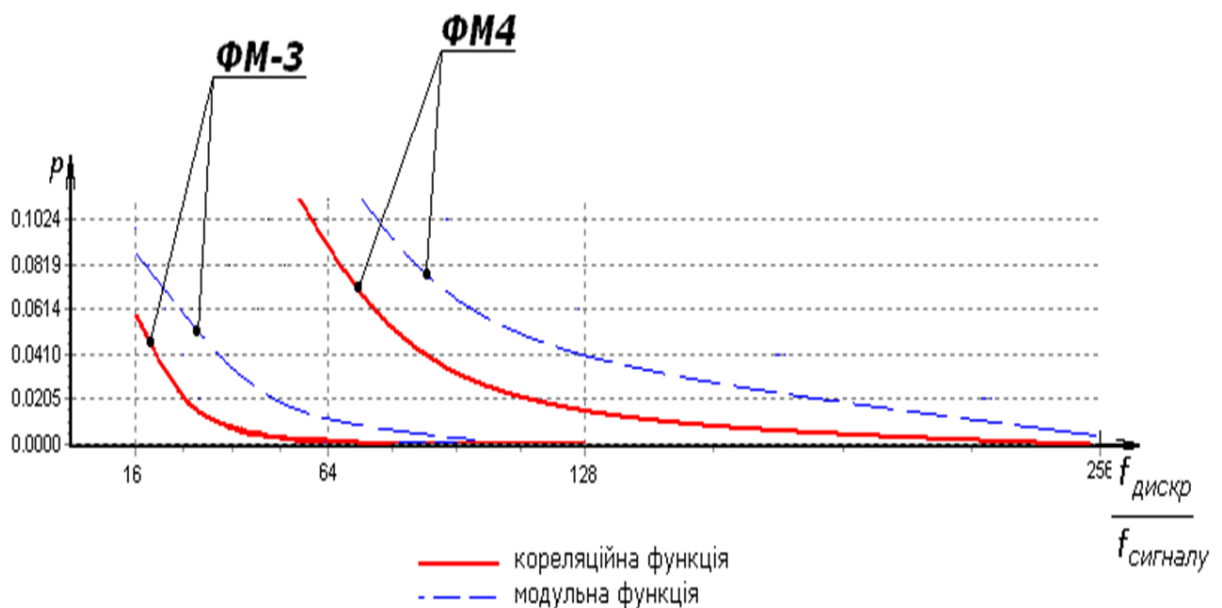


Рисунок 4.5 – Залежність ймовірності похибки від співвідношення частота дискретизації/частота несучого коливання та кількості позицій повороту фази при співвідношенні сигнал/шум 0 дБ.

З графіку для ФМ-3 видно, що наступне підвищення частоти дискретизації призводить до зменшення ймовірності виникнення похибки при сталому співвідношенні сигнал/шум та можливості забезпечити надійний зв'язок (ймовірність похибки  $10^{-4}$ ) при зниженні співвідношення сигнал/шум.

Результати роботи кореляційних приймачів при різній частоті дискретизації вхідного сигналу (рисунок 4.5) вказують на те, що таж сама ймовірність похибки потребує для приймача на основі модульної функції в 1,3–1,6 раз вищої частоти дискретизації, ніж для подібного приймача на основі кореляційної функції.

Підвищення частоти дискретизації призведе до зростання апаратних затрат на побудову кореляційного приймача. З іншого боку, використання спрощеного алгоритму кореляційного прийому призведе до зменшення апаратних затрат.

Отже, важливим є можливість підвищення частоти дискретизації для спрощених алгоритмів і, відповідно, зниження ймовірності появи похибки при постійних апаратних затратах та співвідношенні сигнал/шум.

## 5. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 5.1 Опис алгоритму керуючої програми

На рисунку 5.1 показано алгоритм роботи керуючого мікроконтролера, який реалізований у вигляді мікросхеми PIC16F874.

На початковому етапі роботи пристрою здійснюється ряд процедур ініціалізації мікроконтролера. Дані процедури використовуються для коректної роботи пристрою і для ініціалізації початкових параметрів роботи. Розглянемо кожну з них.

*Процедура ініціалізації контролера.* Це підпрограма, яка здійснює наступні дії:

- вибір комірок пам'яті;
- конфігурування периферійних модулів;
- дозвіл і конфігурування переривань;
- відключення аналогових модулів.

Дана процедура здійснює встановлення загальних параметрів роботи мікроконтролера таким чином, щоб при подальшому налаштуванні окремих модулів, а також в процесі роботи були виключені конфлікти.

*Процедура ініціалізації портів A і B.* В даній підпрограмі встановлюються основні параметри роботи портів вводу/виводу.

PORTA являється 6-розрядною коміркою. RA4/ТОСКІ є входом із вхідним тригером Шмідта та виходом із відкритим колектором. Усім виводам відповідають біти даних (регістр TRISA), які можуть налаштовувати виводи порту як входи або виходи.

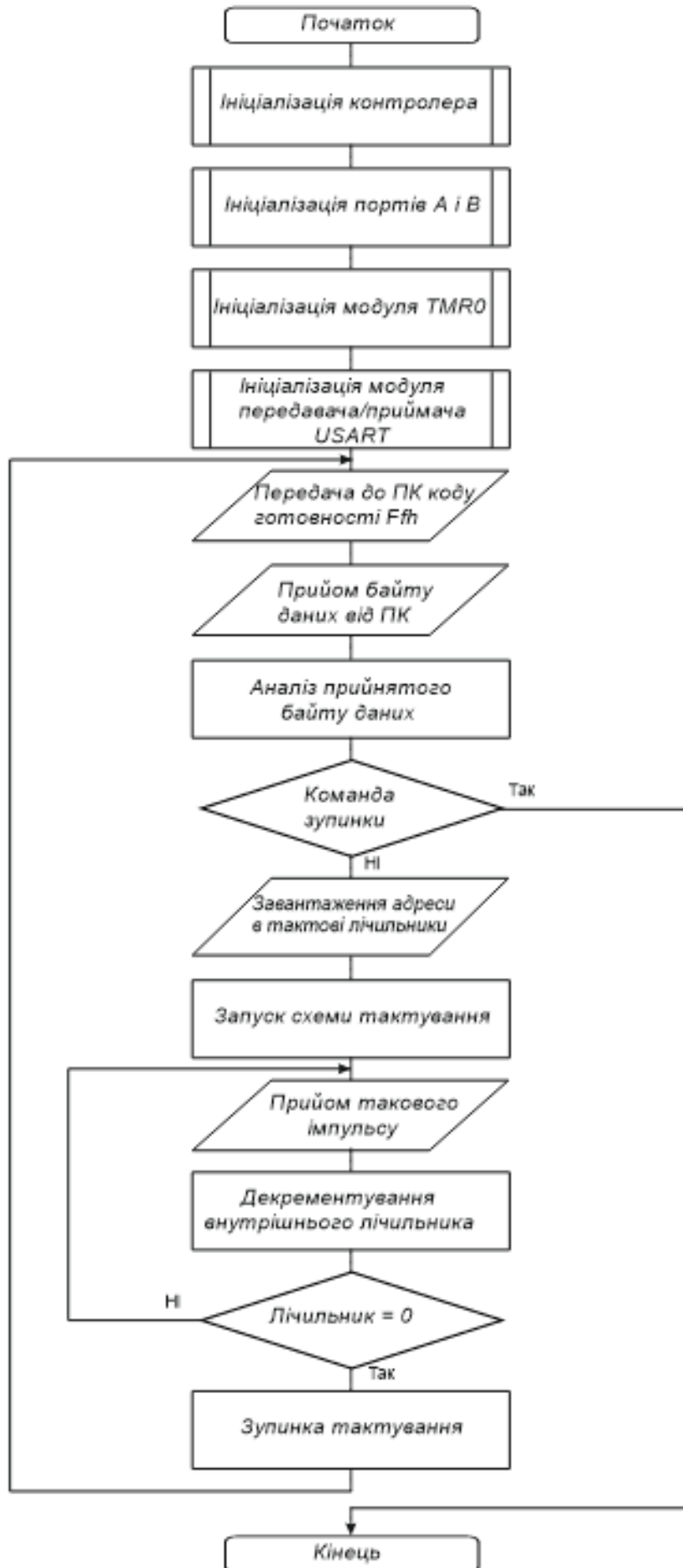


Рисунок 5.1 – Алгоритм роботи пристрою

Логічна одиниця в регістрі TRISA приводить певний вихідний драйвер до Z-стану. Стан 0 в регістрі TRISA переводить вміст вихідної комірки на вказаний вивід.

Читання регістру PORTA проводить читання стану виводів, тоді як запис в нього фіксує дані в регістрі порту. Всі операції запису являються операціями типу "читання-модифікація-запис". Наприклад, запис до порту передбачає, що інформація порту спочатку є прочитаною, далі вона модифікується та записується до регістру порту.

Вивід RA4 мультиплексований із входом тактової частоти модуля TMR0.

Інші виводи порту A мультиплексовані з аналоговими входами і входом аналогової опорної напруги Uref. Встановлення цих виводів визначається бітами керування в регістрі ADCON1 (регістр керування АЦП). В даному випадку в регістр ADCON1 записується 06h – виводи налаштовані як цифрові.

Регістр TRISA управляє напрямком переміщення на виводах RA, навіть коли вони застосовуються як аналогові входи.

Порт B налаштовується аналогічно як і порт A. Проте в даному випадку застосовується регістр ADCON1, так як виводи порта B не є мультиплексованими з виводами інших периферійних модулів. В даному випадку застосовуються виводи RA0 (управління ключем генератора), RA2 (управління запуском мікросхем лічильників), RA4 (вхід модуля таймера 0). Всі виводи налаштовані в якості входів.

Порт B є 8-розрядним двонаправленим портом. Регістром встановлення напрямку даних є регістр TRISB. Одиниця в регістрі TRISB встановлює відповідний вихідний драйвер в Z-стан. Стан 0 в регістрі TRISB надсилає вміст вихідної комірки на певний вивід.

Чотири виводи порту B (RB <7:4>) можуть здійснювати формування переривань при зміні даних. Лише виводи, налаштовані в якості входів, можуть формувати це переривання (тобто будь-який з виводів RB4 - RB7, налаштований як вихід, виходить з процедури порівняння даних для генерування переривання).

Вхідні виводи RB4-RB7 порівнюються із попереднім значенням, зафіксованим під час останнього читання із порту В. Виводи RB4 - RB7, що не відповідають попереднім значенням, перевіряються через логічну функцію АБО для формування переривання, із прапором RBIF (INTCON <0>), яке може вивести систему із стану SLEEP.

Користувач в підпрограмі обслуговування переривання має можливість скинути переривання наступним способом:

- будь-яке читання або запис порту В, що завершує стан неспівпадання;
- скидання прапора RBIF.

Стан неспівпадання буде тривати до встановлення біту RBIF в 1. Читання порту В завершить стан неспівпадання і дозволить обнулити біт RBIF. Переривання по зміні даних рекомендоване для виводу схеми з режиму SLEEP натиском відповідної клавіші.

Виходи порта В застосовуються для надходження початкової адреси на входи лічильників – формувачів адреси.

*Процедура ініціалізації модуля TMR0.* Модуль TMR0 є 8-розрядним лічильником переповнень. Джерелом формування тактових імпульсів можуть бути як внутрішній системний генератор Fhosc так і зовнішній генератор. У випадку зовнішнього генератора модуль TMR0 може інкрементуватись по фронтах зростання або спадання.

Модуль TMR0 володіє також опцією попереднього масштабування. Поділювач може включатись перед модулем TMR0, або таймером Watchdog. Біт PSA (OPTION <3>) встановлює поділювач, а біти PS2-PS0 (OPTION <2:0>) встановлюють значення поділювача. Модуль TMR0 може збільшувати значення із наступними коефіцієнтами - 1:1 (у випадку коли поділювач встановлений таймером Watchdog), 1:2, 1:4, 1:8, 1:16, 1:32, 1:64, 1:128, 1:256 (лише для таймеру 0).

В проектованій системі для задання тактової частоти модуля TMR0 використовуються зовнішні джерела.

*Процедура ініціалізації модуля передавача/приймача USART.* Модуль USART являється одним з двох модулів послідовного вводу/виводу. USART може бути налаштований як повнодуплексна асинхронна система, що здатна комутуватись з периферійними пристроями такими, як термінали CRT або персональні комп'ютери, або як напівдуплексна синхронна система, що здатна комутуватись із такими периферійними пристроями, як аналогово-цифрові перетворювачі, цифро-аналогові перетворювачі, послідовні EEPROM, і т. д.

Отже, USART може бути налаштований в наступних режимах:

- асинхронний повнодуплексний;
- синхронний управляючий напівдуплексний;
- синхронний керований напівдуплексний.

Біт SPEN (RCSTA<7>) та біт TRISC <7:6>, які встановлені в логічну одиницю дозволяють налаштувати виводи RC6/TX/CK та RC7/RX/DT для роботи з модулем USART. В асинхронному режимі швидкість передачі даних управляється бітом BRGH (TXSTA <2>). При встановленні цього біту в одиницю налаштовується високошвидкісний режим роботи модуля.

Швидкість налаштовується внесенням відповідного коду в регістр SPBRG. В нашому випадку обрана швидкість 9600 бод, оскільки вона є промисловим стандартом для систем обміну інформацією. Згідно табличних даних, наведених в інструкції по програмуванню контролера, код заданої швидкості є 81h. В даному випадку реальною буде швидкість 9,615 бод, а похибка становитиме 0,16%.

Передача даних, що здійснюється в асинхронному режимі роботи (біт SYNC (TXSTA<4>) дорівнює 0), 8-бітна передача даних – біт TX9 (TXSTA <6>) встановлений в 0.

Після завершення ініціалізації контролера на вхід комп'ютера надходить слово готовності – код FFh. Після цього проєктований пристрій може приймати байт даних.

Коли від комп'ютера отримується байт даних, мікроконтролер аналізує його. Для цього він співставляється з маскою 11100000. Якщо результатом буде нуль, це вказує на те, що прийнятий байт є байтом даних. При ненульовому результаті контролер розпізнає прийнятий байт як команду завершення роботи.

При надходженні на вхід байту даних виконуються наступні дії:

- отриманий байт надсилається на вихід порта В;
- на вихід RA0 подається логічна одиниця для відкривання ключа;
- модуль TMR0 рахує вхідні тактові імпульси;
- при появі прапора переповнення TOIF закривається ключ;
- перехід на початок підпрограми прийому даних.

Якщо прийнятий байт є командою завершення роботи, то до комп'ютера надходить код 00h, що вказує про завершення роботи пристрою.

Отже, в даному алгоритмі реалізований простий і зручний протокол обміну даними між персональним комп'ютером і формувачем фазоманіпульованих сигналів. Персональний комп'ютер отримує від пристрою лише два різних коди – готовність роботи і підтвердження завершення роботи. Таким чином можна слідкувати за перебоями в роботі формувача. Також комп'ютер може управляти роботою контролера, не перевантажуючи його додатковими функціями перевірки команд керування.

Описаний алгоритм достатній для роботи з пристроєм для проведення необхідних досліджень.



## **6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ**

### **6.1. Аналіз небезпеки і вразливостей при розробці проекрованої системи**

При проектуванні пристрою більшу частину часу інженер-проектувальник проводить за столом і правильна організація робочого місця впливає на його працездатність.

У своїй діяльності інженер користується послугами ЕОМ, пристроїв збереження інформації, отже, необхідно забезпечити зручний доступ до всіх технічних засобів. Тому в даному розділі докладніше розглянемо відомості про систему ергономічних норм і принципів організації робочого місця інженера.

Під робочим місцем розуміється зона, оснащена необхідними технічними засобами, у якій відбувається трудова діяльність виконавця або групи виконавців, які спільно виконують одну роботу або операцію.

Організація робочого місця полягає у виконанні заходів, які забезпечують безпечний і раціональний трудовий процес і ефективне використання знарядь та предметів праці, що підвищує продуктивність праці і знижує стомлюваність працівника.

Організація робочого місця залежить від характеру розв'язуваних задач і особливостей предметно-просторового оточення, що визначають робоче положення тіла інженера і можливість пауз для відпочинку, типи і способи засобів відображення і керування, необхідність у засобах захисту, спецодягу, простору для налагодження і ремонту устаткування.

Вибір робочого положення оператора зв'язаний з величиною і характером робочого навантаження, обсягом і темпом робочих рухів, необхідною ступенем

точності виконання операцій, особливостями предметно-просторового оточення.

При оцінці ергономічності положення можна скористатися критеріями, узагальненими в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1. Критерії вибору робочих положень

Робоче положення	Величина зусиль, Н	Інтенсивність переміщення працюючого	Напрямок руху рук	Величина робочої зони, мм	База відліку зон досяжності
Сидячи	До 30	Мала	Назад  В сторони	Не більш 600  Не більш 500	Фронтальна площина, паралельна задньому краю сидіння. Площина симетрії сидіння
Перемінне	30 -100	Середня звичайна	Назад  В сторони	Не більш 600  Не більш 750	Фронтальна площина, паралельна задньому краю сидіння. Площина симетрії сидіння
Стоячи	100-150	Підвищена	Назад  В сторони	Не більш 300  1000	Фронтальна площина, паралельна передньому краю сидіння. Сагітальна площина тіла

Вибираємо робочу позу в положенні сидячи. Така поза рекомендується при невеликих зусиллях, невисокому темпі, високій точності роботи двома руками при роботах у межах зон досяжності.

Одним з компонентів діяльності на робочому місці є робочі рухи. Їхня раціональна організація створює умови для зниження стомлення, резерви для підвищеної працездатності. Просторові характеристики руху оператора визначаються траєкторіями руху і розмірами моторного поля (зони досяжності). Розташування цих зон показано на рис. 6.1.

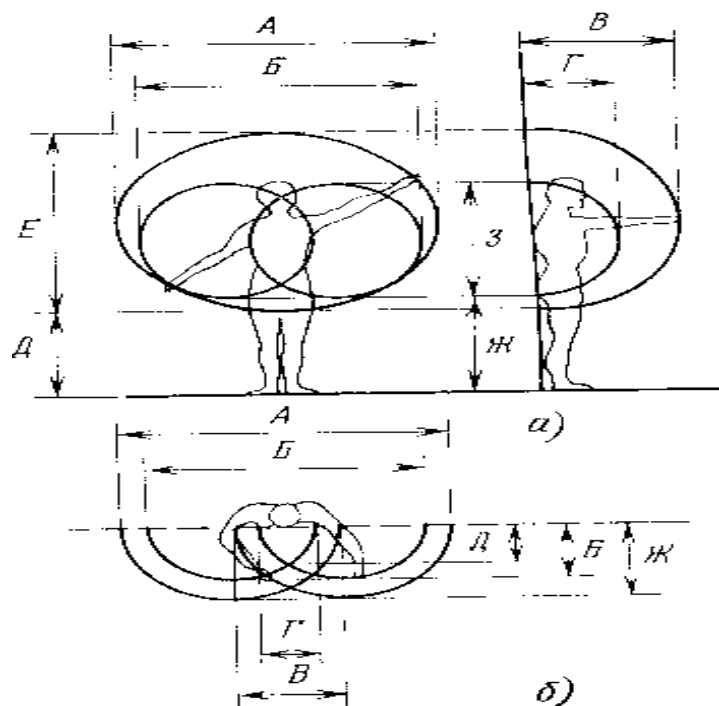


Рис. 6.1. Зони досяжності рук людини:

а) в вертикальній площині (А, В, Е – максимальні; Б, Г, Д, Ж, З – допустимі); б) в горизонтальній площині (А, М – максимальні; Б, Е – допустимі; В, Д – оптимальні)

При організації робочого місця необхідно забезпечити нормальні умови огляду. Зону огляду описує кут, вершина якого знаходиться в центрі ока, а сторони складають границі, в яких людина при фіксованому положенні голови й ока добре розрізняє їхнє місцезнаходження.

У горизонтальній площині цей кут складає 300-400. При організації робочого місця кут огляду можна взяти 500-600, включаючи зону менш ясного огляду. Допустимий кут огляду по горизонталі 900.

У вертикальній площині оптимальний кут огляду 100 вверху і 300 вниз від лінії погляду, а допустимий 300 вгору і 400 вниз від лінії погляду. Щоб зберегти нормальну гостроту зору, робочу поверхню розташовують від очей на відстані від 0.3 м до 0.75 м.

Робочі меблі повинні бути зручними для виконання робочих операцій. В даному випадку робочий стіл є основним устаткуванням. Особливо важливе значення має висота столу, його конструкція, яка повинна передбачати шухляди для розміщення інструментів, документації.

Важливе значення має конструкція робочих крісел. Погано підібрані крісла можуть бути причиною надмірної стомлюваності.

Нахил і висота крісла повинні регулюватися відповідно до висоти робочої поверхні і росту працюючого. Рекомендована ширина крісла 370-400 мм, глибина 370-420 мм, висота спинки 370-1000 мм від рівня крісла. Для розміщення ніг необхідно передбачити вільний простір під робочою площиною.

Перераховані вище параметри конструкції робочих меблів можна вибрати з врахуванням антропологічних даних людини за допомогою Таблиці 6.2.

Робота інженера проектувальника припускає використання ЕОМ, тому приведемо деякі дані її розташування. Дисплей повинний розміщатися так, щоб відстань ( $L_1$ ) спостереження інформації на екрані, не перевищувала 700 мм. Екран дисплея по висоті повинен бути розташований так, щоб кут  $\beta_1$  між нормаллю до центра екрана і горизонтальною лінією погляду складав 200.

В горизонтальній площині кут спостереження екрана не повинен перевищувати 600. Документ для введення оператором даних рекомендується розташувати ліворуч на відстані  $L_2=450-500$  мм від очей, при цьому кут  $\beta_2$  повинний складати 300-450.

Зобразимо на рис. 6.2 схему розміщення дисплея.

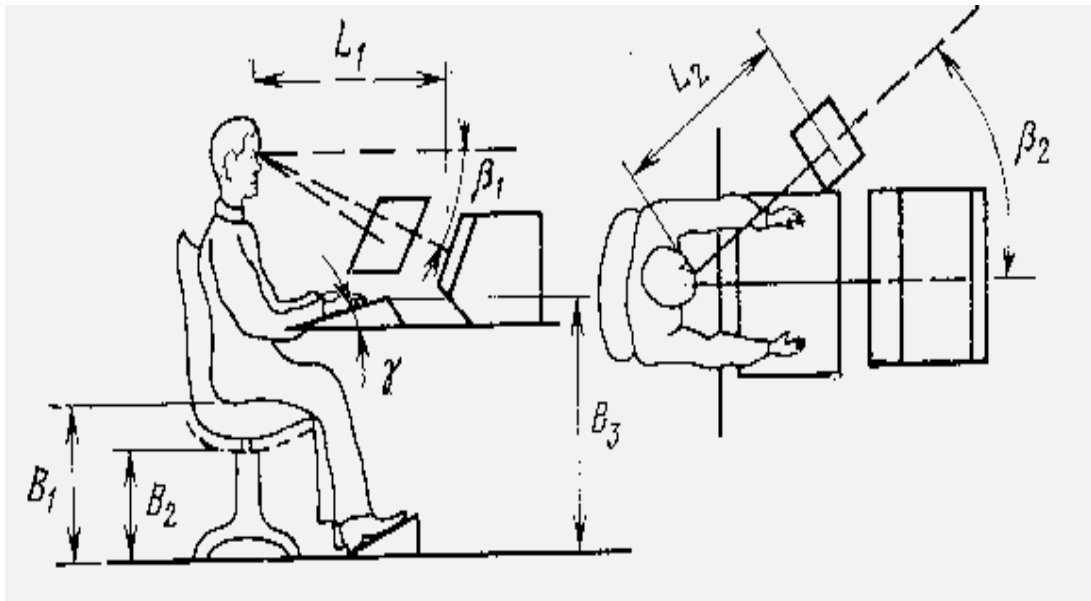


Рис. 6.2. Розміщення дисплея в робочій зоні

## 6.2. Електромагнітний імпульс ядерного вибуху і захист від нього радіоелектронних засобів

На початку 90-х років у США стала зароджуватися концепція, відповідно до якої збройні сили країни повинні мати не тільки ядерні і звичайні озброєння, але і спеціальні засоби, що забезпечують ефективну участь у локальних конфліктах без нанесення супротивнику зайвих втрат у живій силі і матеріальних цінностях.

До цієї спеціальної зброї американські військові фахівці в першу чергу відносять:

- засоби створення електромагнітного імпульсу (ЕМІ);
- генератори інфразвуку;
- хімічні склади і біологічні рецептури, здатні змінювати структуру базових матеріалів основних елементів бойової техніки;
- речовини, що виводять з ладу змащення і гумові вироби;

- лазери.

Найбільш близькі до прийняття на озброєння різні типи лазерів для осліплення особового складу, хімічні засоби для його знерухомилення, генератори ЕМІ, що негативно впливають на роботу електронної техніки.

Генератори ЕМІ (супер ЕМІ), як показують теоретичні роботи і проведені за кордоном експерименти, можна ефективно використовувати для виводу з ладу електронної й електротехнічної апаратури, для стирання інформації в банках даних і псування ЕОМ.

За допомогою ЗНСД на основі генераторів ЕМІ можливий вивід з ладу ЕОМ, ключових радіо й електротехнічних засобів, систем електронного запалювання й інших автомобільних агрегатів, чи підірвавши інактивація мінних полів. Вплив цієї зброї досить вибірково і політично цілком прийнятний, однак потрібна точна доставка його в райони поразки.

Незважаючи на визнання військово-політичним керівництвом США і НАТО неможливості перемоги в ядерній війні, різні аспекти вражаючої дії ядерної зброї продовжують широко обговорюватися. Так, в одному з розглянутих іноземними фахівцями сценаріїв початкового періоду ядерної війни особливе місце приділяється потенційній можливості висновку з ладу радіоелектронної техніки в результаті впливу на неї ЕМІ.

Вважається, що підірвавши на висоті близько 400 км тільки одних боєприпасів потужністю більш 10 Мт приведе до такого порушення функціонування радіоелектронних засобів у великому районі, при якому час їхнього відновлення перевищить припустимі терміни для вживання відповідних заходів.

По розрахунках американських експертів, оптимальною точкою підризу ядерних боєприпасів для поразки ЕМІ радіоелектронних засобів майже на всій території США була би точка в космосі з епіцентром у районі географічного центра країни, що знаходиться в штаті Небраска.

Теоретичні дослідження і результати фізичних експериментів показують, що ЕМІ ядерного вибуху може привести не тільки до виходу з ладу напівпровідникових електронних пристроїв, але і до руйнування металевих провідників кабелів наземних споруд. Крім того, можлива поразка апаратури, що знаходяться на низьких орбітах.

Для генерації ЕМІ ядерні боєприпаси можуть підірватися в космічному просторі, що не приводить до виникнення ударної хвилі і випаданню радіоактивних опадів. Тому в закордонній пресі виголошуються наступні думки про "неядерний характер" такого бойового застосування ядерної зброї і про те, що удар з використанням ЕМІ не обов'язково приведе до загальної ядерної війни.

Небезпека цих заяв очевидна, тому що одночасно деякі закордонні фахівці не виключають можливість масової поразки за допомогою ЕМІ і живої сили. У всякому разі цілком очевидно, що наводимі під впливом ЕМІ в металевих елементах техніки струми і напруги будуть смертельно небезпечні для особового складу.

### **6.3. Шляхи вирішення задачі захисту від ЕМІ**

Ідеальним захистом від ЕМІ було б повне закрите приміщення металевим екраном, в якому розміщена радіоелектронна апаратура. Разом з тим ясно, що практично забезпечити такий захист в ряді випадків неможливо, тому що для роботи апаратури часто потрібно забезпечити її електричний зв'язок із зовнішніми пристроями.

Тому, використовуються менш надійні засоби захисту, такі як струмопровідні сітки чи плівкові покриття для вікон, стільникові металеві конструкції для воздухозабірників і вентиляційних отворів та контактні пружинні прокладки, розташовувані по периметру дверей і люків.

Більш складною технічною проблемою вважається захист від проникнення ЕМІ в апаратуру через різні кабельні вводи. Радикальним вирішенням даної проблеми міг би стати перехід від електричних мереж зв'язку до практично не підданих впливу ЕМІ волоконно-оптичних.

Однак заміна напівпровідникових приладів у всьому спектрі виконуваних ними функцій електронно-оптичними пристроями можливо тільки у віддаленому майбутньому. Тому в даний час як засоби захисту кабельних вводів найбільше широко використовуються фільтри, в тому числі волоконні, а також іскрові розрядники, металоокисні варистори і високошвидкісні зенеровські діоди.

Усі ці засоби мають як переваги, так і недоліки. Так, ємнісно-індуктивні фільтри досить ефективні для захисту від ЕМІ малої інтенсивності, а волоконні фільтри захищають у відносно вузькому діапазоні надвисоких частот. Іскрові розрядники володіють значною інерційністю й, в основному, придатні для захисту від перевантажень, що виникають під впливом напруг і струмів, що наводяться в обшиваці літака, кожусі апаратури й екрануванні кабеля.

Металоокисні варистори являють собою напівпровідникові прилади, що різко підвищують свою провідність при високій напрузі. Однак, при застосуванні цих приладів, як засобу захисту від ЕМІ, варто враховувати їхню недостатньо високу швидкодію і погіршення характеристик при кількарізовому впливі навантажень.

Ці недоліки відсутні у високошвидкісних зенеровських діодах, дія яких базується на різкій лавиноподібній зміні опору від відносно високого значення практично до нуля при перевищенні прикладеної до них напруги визначеної граничної величини. Крім того, на відміну від варисторів, характеристики зенеровських діодів після багаторазових впливів високих напруг і переключень режимів не погіршуються.

Найбільш раціональним підходом до проектування засобів захисту від ЕМІ кабельних вводів є створення таких роз'ємів, в конструкції яких передбачені спеціальні міри, що забезпечують формування елементів фільтрів і установку



вмонтованих зенеровських діодів. Подібне вирішення сприяє одержанню дуже малих значень ємності й індуктивності, що необхідно для забезпечення захисту від імпульсів, що мають незначну тривалість і, отже, потужну високочастотну складову. Використання роз'ємів подібної конструкції дозволить вирішити проблему обмеження масо-габаритних характеристик пристрою захисту.

Складність вирішення задачі захисту від ЕМІ і висока вартість розроблених для цих цілей засобів і методів змушують піти на перших порах по шляху їхнього вибіркового застосування в особливо важливих системах зброї і військової техніки. Першими цілеспрямованими роботами в даному напрямку були програми захисту від ЕМІ стратегічної зброї.

Такий же шлях обраний і для захисту систем, що мають велику довжину керування і зв'язку. Однак, основним методом вирішення даної даної проблеми закордонні фахівці вважають створення так званих розподілених мереж зв'язку (типу "Гвен"), перші елементи яких уже розгорнуті на континентальній частині США.

Сучасний стан проблеми ЕМІ можна оцінити в такий спосіб. Досить добре досліджені теоретично і підтверджені експериментально механізми генерації ЕМІ і параметри його вражаючої дії.

Розроблено стандарти захищеності апаратури і відомі ефективні засоби захисту. Однак, для досягнення достатньої впевненості в надійності захисту систем і засобів від ЕМІ необхідно провести випробовування за допомогою імітатора. Що стосується повномасштабних випробовувань систем зв'язку і керування, то ця задача навряд чи буде вирішена в доступному для огляду майбутньому.

В даний час у деяких західних країнах ведуться роботи з генерації імпульсів електромагнітного випромінювання магнітодинамічними пристроями, а також високовольтними розрядами. Тому питання захищеності від впливу ЕМІ будуть залишатися в центрі уваги фахівців при будь-якому результаті переговорів про ядерне роззброювання.

## ВИСНОВКИ

В даній кваліфікаційній роботі була розроблена автоматизована система передачі даних на базі формувача фазоманіпульованих сигналів. В роботі досліджено методи заводо захищеної передачі даних по комутованих лініях зв'язку. Були проведені наступні види робіт:

- проведено аналіз аналогічних систем і проаналізована актуальність поставленої задачі;
- розроблено принципову схему і друковану плату пристрою;
- проведено аналіз надійності пристрою;
- розроблено алгоритм і програму роботи пристрою.

Проведений аналіз показав актуальність даної розробки. Розроблений пристрій простий в реалізації, функціональний та легко модифікується. Проектований формувач фазоманіпульованих сигналів дозволяє проводити дослідження по методах заводо захищеної передачі даних в комутованих телефонних лініях зв'язку. Розраховані показники інтенсивності відмов пристрою і середнього часу напрацювання на відмову вказують на надійність спроектованого пристрою.

Використання даного пристрою дасть змогу досліджувати методи передавання даних по комутованих лініях зв'язку і при цьому значно зменшити апаратні затрати на постановку експериментів.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Методичні рекомендації з виконання, оформлення та захисту кваліфікаційних робіт магістрів спеціальності 151 – «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» / ТНТУ ім. І. Пулюя; уклад. А.Г. Микитишин, М.М. Митник. – Тернопіль: ТНТУ, 2020. – 80 с.
2. А.Г. Микитишин, М.М. Митник, П.Д. Стухляк, В.В. Пасічник Комп'ютерні мережі. Книга 1. [навчальний посібник] (Лист МОНУ №1/11-8052 від 28.05.12р.) - Львів, "Магнолія 2006", 2013. – 256 с.
3. А.Г. Микитишин, М.М. Митник, П.Д. Стухляк, В.В. Пасічник Комп'ютерні мережі. Книга 2. [навчальний посібник] (Лист МОНУ №1/11-11650 від 16.07.12р.) - Львів, "Магнолія 2006", 2014. – 312 с.
4. Микитишин А.Г., Митник, П.Д. Стухляк. Комплексна безпека інформаційних мережевих систем: навчальний посібник – Тернопіль: Вид-во ТНТУ імені Івана Пулюя, 2016. – 256 с.
5. Телекомунікаційні системи та мережі : навчальний посібник для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» / Укладачі : Микитишин А.Г., Митник М.М., Стухляк П.Д. – Тернопіль : Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017 – 384 с.
6. І.Т. Стрепко, О.В. Тимченко, Б.В. Дурняк. Проектування систем керування на однокристальних мікро-ЕОМ. – К.: Фенікс, 1998.
7. Рубан В.Я., Кирилук Н.И., Дедиков Э.А. Системное проектирование АСУ. - К.: Техника, 1983. – 136 с.
8. Пономарева К.В., Кузьмин Л.Г., Морев В.Н. Информационное обеспечение АСУ. - М.: Высшая школа, 1981. – 248 с.
9. Техничко-експлуатаційна документація / розраб. К.Грубяк, С.Беляшка.- Свидницький завод промислового обладнання, 1978.- 124 с.
10. Автоматизированная система управления предприятием. /Под ред. Власова Б.В. - М.: Высшая школа, 1977. – 224 с.

11. Автоматизированные системы управления предприятиями. /Под ред. Четверикова В.Н. - М.: Высшая школа, 1979. – 303 с.
12. Житецький В.Ц. Основи охорони праці.- Львів: Афіша, 2000.- 350 с.
13. Губський А. І., Цивільна оборона.- К.: Міністерство освіти, 1995. - 216 с.
14. Пістун І.П., “Безпека життєдіяльності” – Суми: Університетська книга, 2000, - 302с.
15. Каммерер Ю.Ю., Харкевич А.Е. Неотложные аварийные работы на коммунальных сетях в очаге ядерного поражения. – М. : Стройиздат, 1972.
16. Цивилев М.П. и др. Инженерно-спасательные и неотложные аварийно-восстановительные работы в очаге ядерного поражения. – М. : Воениздат, 1975. – 224с.
17. Депутат О.П., Коваленко І.В., Мужик І.С. Цивільна оборона. Навчальний посібник / За ред. Полковника В.С.Франчука. – Львів : Афіша, 2000. – 336с.

## ДОДАТОК А

## Текст керуючої програми

```
list p=16f874
```

```
include <p16f874.inc>
```

```
cblock 0x70
```

```
    DATA
```

```
endc
```

```
start
```

```
; init PIC – процедура початкової ініціалізації контролера
```

```
bcf    STATUS, RP0    ;
    bcf    STATUS, PR1    ; вибір банку 0
    bsf    INTCON, GIE    ; дозвіл всіх переривань
    bsf    INTCON, PEIE    ; дозвіл переривань від периферійних
модулів
    bcf    INTCON, INTE    ; заборона зовнішнього переривання
    bcf    INTCON, RBIE    ; заборона переривання порта В
    bsf    STATUS, RP0    ; вибір банку 1
    bcf    OPTION_REG, -RBPU    ;
    bcf    PIE1, PSPIE    ; заборона переривання паралельного порта
    bcf    PIE1, ADIE    ; заборона переривання АЦП
    bcf    PIE1, SSPIE    ; заборона переривання синхронного модуля
    bcf    PIE1, CCP1IE    ; заборона переривання модуля CCP1
    bcf    PIE1, TMR2IE    ; заборона переривання таймера 2
    bcf    PIE1, TMR1IE    ; заборона переривання таймера 1
    bcf    PIE2, EEIE    ; заборона переривання запису в EEPROM
    bcf    PIE2, BCLIE    ; заборона переривання колізій на шині
    bcf    PIE2, CCP2IE    ; заборона переривання модуля CCP2
```

```
; init PORTA – процедура ініціалізації порта А
```

```
bcf    STATUS, RP0    ;
clrf   PORTA    ; обнулення регістра PORTA
bsf    STATUS, RP0    ;
movlw  0x06h    ; задання конфігурації виводів порта А
movwf  ADCON1    ; як цифрових входів/виходів
movlw  0xFAh    ; конфігурування виводів 0, 2 порта А
movwf  TRISA    ; як виходів, 4 – як входу
```

```
; init PORTB – процедура ініціалізації порта В
```

```
bcf    STATUS, RP0    ;
```

```
clrf      PORTB      ; обнулення регістру PORTB
```

```
bsf      STATUS, RP1 ;
movlw    0x00h      ; конфігурування всіх виводів порта B
movwf    TRISB     ; як виходів
```

; init TMR0 – процедура ініціалізації модуля таймера 0

```
bsf      STATUS, RP0 ;
bsf      OPTION_REG, PSA ; включення подільовача до WDT
bsf      OPTION_REG, T0CS ; зовнішній тактовий сигнал
bcf      OPTION_REG, T0SE ; нарощування по передньому фронту
bcf      STATUS, RP0 ;
bsf      INTCON, T0IE ; дозвіл переривання переповнення
TMR0
bcf      INTCON, T0IF ; обнулення прапорця переповнення
```

; init USART – процедура ініціалізації модуля USART

```
bsf      STATUS, RP0 ;
bcf      TXSTA, TX9 ; 8-розрядна передача даних
bsf      TXSTA, TXEN ; дозвіл передачі
bcf      TXSTA, SYNC ; асинхронний режим передачі даних
bsf      TXSTA, BRGH ; високошвидкісний режим
bcf      STATUS, RP0 ;
bsf      RCSTA, SPEN ; включення модуля USART
bcf      RCSTA, RX9 ; 8-розрядний прийом даних
bsf      RCSTA, CREN ; дозвіл прийому
bsf      STATUS, RP0 ;
movlw    0x81h      ; задання швидкості обміну 9600 бод
movwf    SPBRG     ;
```

pstart:

```
bcf      STATUS, RP0 ;
movlw    0xFF      ; передача коду готовності до ПК
movwf    TXREG     ;
```

pin:

```
btfs    PIR1, RCIF ; очікування вхідних
goto    pin        ; даних від ПК
movwf    RCREG     ;
```

```

movwf    DATA                ; копіювання прийнятого байту
andlw    0xE0h                ; порівняння даних з маскою

btfss    STATUS, Z            ;
goto     pend                  ;
movlw    0x04h                ;
movwf    PORTA                ;
movf     DATA                ;
movwf    PORTB                ;
movlw    0x00h                ;
movwf    PORTA                ; завантаження адреси в лічильники і
movlw    0x04h                ; відкриття ключа генератора
movf     PORTA                ;
movlw    0x01h                ;
movf     PORTA                ;
movlw    0x00h                ;

pcount:

btfss    INTCON, T0IF         ; підрахунок тактових
goto     pcount               ; імпульсів
movf     PORTA                ; закриття ключа

pend:

movlw    0x00h                ; передача коду закінчення
movf     TXREG                ; роботи до ПК

end

```