

УДК 621.391

Б 21

Рецензенти:

М.В.Захарченко, доктор технічних наук, професор

І.В.Кузьмін, доктор технічних наук, професор

О.В.Осадчук, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Бортник Г.Г., Семенюк О.А., Стальченко О.В.

Б 21 Теорія електрозв'язку. Лабораторний практикум. - Вінниця: ВНТУ, 2004. - 136 с.

В практикумі розглянуті фундаментальні основи теорії інформації, теорії кодування та теорії багатоканального зв'язку. Лабораторний практикум розроблено у відповідності з планом кафедри та навчальними програмами дисциплін “Теорія електрозв'язку”, “Основи теорії передачі інформації”.

УДК 621.391

ЗМІСТ

Вступ	4
Основні вимоги до виконання лабораторних робіт	8
Лабораторна робота № 1 “Дослідження неперервних каналів передачі інформації”	8
Лабораторна робота № 2 “Дослідження дискретних каналів передачі повідомлень”	16
Лабораторна робота № 3 “Дослідження коду Хеммінга в системі MATLAB”	23
Лабораторна робота № 4 “Дослідження детермінованих та випадкових сигналів”	35
Лабораторна робота № 5 “Дослідження амплітудної та частотної модуляції.”	44
Лабораторна робота № 6 “Дослідження автоматизованого цифрового аналізатора сигналів”	53
Лабораторна робота № 7 “Дослідження методів перетворення неперервних сигналів у дискретні”	65
Лабораторна робота № 8 “Дослідження широтної імпульсної та фазо-імпульсної модуляції”	75
Лабораторна робота № 9 “Дослідження диференціальної імпульсно-кової модуляції”	81
Лабораторна робота № 10 “Дослідження сигналів з дельта-модуляцією”	90
Лабораторна робота № 11 “Дослідження системи зв’язку з частотним розділенням каналів”	95
Лабораторна робота № 12 “Дослідження системи зв’язку з часовим розділенням каналів ”	104
Лабораторна робота № 13 “Дослідження системи зв’язку з кодовим розділенням каналів”	119
Лабораторна робота № 14 “Системи передачі інформації на базі волоконно-оптичних ліній зв’язку”	127
Література	135

Передмова

Дисципліна „Теорія електрозв’язку” відноситься до циклу нормативних загальнопрофесійних дисциплін для підготовки студентів напряму підготовки 0924 „Телекомунікації” за спеціальністю 7.092401 „Телекомунікаційні системи та мережі”. Вона вивчається в четвертому та п’ятому семестрах, тобто, після викладання природничо-наукових (фундаментальних) дисциплін і перед тим, як студенти розпочнуть освоєння дисциплін спеціальної підготовки.

Метою дисципліни є формування знань і вивчення основних положень теорії передачі інформації та завадостійкого кодування, аналізу та синтезу сигналів і систем електрозв’язку.

Основними задачами дисципліни є формування теоретичної бази та практичних навиків:

- для моделювання, аналізу та синтезу сигналів електрозв’язку;
- для аналізу та синтезу неперервних і дискретних каналів зв’язку;
- для синтезу ефективних і завадостійких кодів;
- для побудови мереж і багатоканальних систем електрозв’язку;
- для оцінювання ефективності, якості та граничних можливостей засобів електрозв’язку.

В результаті вивчення дисципліни студенти повинні уміти:

- оцінювати основні параметри каналів електрозв’язку;
- виконувати синтез та аналіз ефективних і завадостійких кодів;
- визначати основні показники багатоканальних систем зв’язку;
- визначати електричні характеристики засобів електрозв’язку;
- проводити моделювання типових каналів і систем електрозв’язку.

Вивчення даної дисципліни базується на матеріалі попередніх дисциплін „Вища математика”, „Фізика”, „Інформатика”, „Теорія електричних кіл”.

Дисципліна є теоретичною основою для вивчення практично всіх дисциплін телекомунікаційного напрямку: „Системи документального електрозв’язку”, „Системи передавання в електрозв’язку”, „Системи комутації в електрозв’язку”, „Системи рухомого зв’язку”, „Мережі зв’язку”.

Лабораторний практикум охоплює такі розділи дисципліни.

ВСТУП

Основні означення теорії електрозв’язку: інформація, повідомлення, сигнал. Інформаційні системи. Системи та мережі електрозв’язку. Рівні проблем передачі інформації.

1 КІЛЬКІСНА ХАРАКТЕРИСТИКА ІНФОРМАЦІЇ

Кількісна міра інформації. Ентропія як міра невизначеності. Властивості ентропії дискретних повідомлень. Ентропія неперервних повідомлень. Умовна ентропія. Ентропія складних повідомлень.

2 ІНФОРМАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЖЕРЕЛ ПОВІДОМЛЕНЬ І КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

Інформаційні характеристики джерел дискретних і неперервних повідомлень. Продуктивність джерела повідомлень. Швидкість передачі інформації. Моделі дискретних каналів. Пропускна спроможність дискретного каналу з завадами. Залежність пропускну здатності двійкового каналу від імовірності помилки.

Моделі неперервних каналів. Формула Шеннона для неперервного каналу та її аналіз. Узгодження фізичних характеристик сигналу та каналу. Ємність каналу, об'єм сигналу. Необхідна та достатня умови узгодження сигналу та каналу. Процеси перетворення параметрів сигналу без зміни об'єму.

Основні характеристики та параметри первинних сигналів електрозв'язку згідно з рекомендаціями МСЕ: телефонного (мовного), звукомовлення, факсимільного, телеграфного, передачі даних, телевізійного.

3 ОСНОВИ ТЕОРІЇ КОДУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Класифікація кодів та їх характеристики. Основні теореми кодування. Кодування повідомлень. Первинні коди. Код Морзе. Кодування як засіб криптографічного захисту інформації.

Оптимальне (ефективне) кодування. Код Шеннона-Фано. Код Хафмена.

Коди, що виявляють помилки. Код з перевіркою на парність. Код із повторенням. Інверсний код. Штрихові коди. Коди, що виправляють помилки. Коди Хеммінга. Код Бауза-Чоудхурі-Хоквінгема. Код Файра. Рекурентні коди. Коди Ріда-Соломона.

Ефективність кодування. Стиснення інформації.

4 ОСНОВИ ТЕОРІЇ ДЕТЕРМІНОВАНИХ СИГНАЛІВ

Сигнал як сума елементарних коливань. Гармонічний аналіз. Перетворення Фур'є. Спектри деяких періодичних сигналів. Властивості перетворення Фур'є. Спектри періодичних сигналів. Кореляційний аналіз детермінованих сигналів. Співвідношення між кореляційною функцією та спектральною характеристикою сигналу.

5 МОДУЛЬОВАНІ СИГНАЛИ

Загальні визначення. Радіосигнали з амплітудною модуляцією (АМ). Спектр АМ-сигналів. Кутова модуляція. Спектри сигналів з кутовою модуляцією. Вузькосмугові сигнали. Аналітичні сигнали. Перетворення Гільберта.

6 ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИПАДКОВИХ СИГНАЛІВ

Загальні визначення. Види випадкових сигналів. Спектральна густина потужності випадкового сигналу. Теорема Вінера-Хінчіна. Простір випадкових сигналів.

7 ПЕРЕТВОРЕННЯ НЕПЕРЕРВНИХ СИГНАЛІВ У ДИСКРЕТНІ

Чотири форми сигналів. Переваги цифрової форми представлення сигналів. Загальна постановка задачі дискретизації. Способи відновлення неперервного сигналу. Рівномірна дискретизація. Теорема Котельнікова. Теоретичні та практичні аспекти використання теореми Котельнікова.

Типи імпульсних видів модуляції: амплітудноімпульсна (АІМ), широтноімпульсна (ШІМ), фазоімпульсна (ФІМ). Частотні спектри АІМ, ШІМ і ФІМ. Структури систем зв'язку на базі ШІМ та ФІМ. Вибір частоти дискретизації.

Імпульсно-кодова модуляція (ІКМ). Рівномірне квантування. Відношення сигнал/шум для рівномірного квантування різних типів первинних сигналів зв'язку. Нерівномірне квантування. Компандери. Оптимальні характеристики компресії. Диференціальна ІКМ. Дельта-модуляція (ДМ).

8 ОСНОВИ ТЕОРІЇ ПЕРЕДАЧІ НЕПЕРЕРВНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ

Приймання сигналів як статистична задача, потенційна завадостійкість. Критерії якості оптимального приймання повідомлень. Оптимальні алгоритми приймання. Кореляційний приймач. Узгоджена фільтрація. Некогерентне приймання сигналів.

Завадостійкість різних видів модуляції. Завадостійкість систем з підносійними. Нелінійна фільтрація.

9 ОСНОВИ ТЕОРІЇ ПЕРЕДАЧІ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛІВ

Сигнали в системах передачі дискретної інформації (ПДІ). Форма та спектри сигналів при ПДІ. Способи формування сигналів ПДІ. Завади в каналах ПДІ.

Методи приймання сигналів в системах ПДІ. Принципи побудови дискретних каналів. Канали з АМ, ЧМ, ОФМ, багатократною модуляцією, ІКМ, ДМ.

Методи підвищення ефективності ПДІ. Системи зі зворотним зв'язком. Алгоритми та характеристики систем ПДІ зі зворотним зв'язком.

10 ОСНОВИ ТЕОРІЇ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

Основи розділення сигналів. Принципи побудови багатоканальних систем зв'язку (БСЗ). Класифікація БСЗ. Якість БСЗ. Пропускна спроможність БСЗ. Індивідуальний та груповий принципи побудови БСЗ.

Системи передачі з частотним розділенням каналів (ЧРК). Вибір виду модуляції та методи їх реалізації. Критерії оцінювання видів модуляції. Фільтровий, фазофільтровий та фазорізницевий методи односмугової модуляції. Демодуляція односмугових сигналів. Груповий сигнал в БСЗ з ЧРК. Спотворення в групових трактах БСЗ з ЧРК. Апаратура ЧРК для формування каналів первинної, вторинної, третинної та четвертинної груп.

Принцип часового розділення каналів (ЧвРК). Загальні принципи побудови БСЗ з ЧвРК. Система ЧвРК-ІКМ. Ієрархія БСЗ з ІКМ. Структури, особливості та основні параметри систем ІКМ-30. Системи зв'язку з кодовим розділенням каналів (КРК). Особливості та основні параметри систем з КРК.

11 ЗАСОБИ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

Проводові системи зв'язку. Системи передачі по металевих проводах. Зв'язок по коаксіальних та симетричних кабелях.

Системи передачі на базі волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ). Типи ВОЛЗ та їх характеристики. Оптиелектронні та електронно-оптичні перетворювачі. Регенерація оптичного лінійного сигналу. Апаратура ЦСП з ВОЛЗ. Використання ВОЛЗ в Україні. Перспективи розвитку ВОЛЗ.

Радіорелейні системи передачі (РРСП). Принципи побудови РРСП. Перспективи розвитку РРСП в Україні.

Супутникові системи передачі (ССП). Принципи побудови СПП. Орбіти супутників зв'язку.

12 ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ СИСТЕМ І МЕРЕЖ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

Нові вимоги, технічні засоби та теоретичні методи. Показники ефективності систем і мереж електрозв'язку. Основні напрямки удосконалення систем і мереж електрозв'язку.

ОСНОВНІ ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ ЛАБОРАТОРНИХ РОБІТ

Перед виконанням лабораторних робіт потрібно ознайомитись з матеріалом, викладеним в даному лабораторному практикумі та в рекомендованій до відповідної роботи літературі. До виконання лабораторних робіт допускаються студенти, які виявили необхідну ступінь теоретичної підготовки. Захист проводиться на основі звітів до лабораторних робіт в обсязі, зазначеному в лабораторному практикумі та оформлених у відповідності з вимогами ДСТУ. Звіт з лабораторної роботи готується один на бригаду.

Цикл лабораторних робіт вибирається викладачем з урахуванням виділеного часу студентам на виконання лабораторного практикуму.

Лабораторна робота № 1

Дослідження неперервних каналів передачі інформації

Мета роботи – виконати дослідження основних характеристик і параметрів каналів телефонного та радіотелефонного зв'язку.

- Обладнання:
1. Телефонні апарати.
 2. Макет міні - АТС.
 3. Макети радіотелефонів.
 4. Вольтметр ВЗ-38А.
 5. Осцилограф С1-76.
 6. Генератор ГЗ-118.

Теоретичні відомості

Канали, які використовуються для передачі неперервних сигналів, прийнято називати неперервними. Такі канали знаходять широке застосування, наприклад, у техніці телефонного зв'язку, радіомовленні. Реальні неперервні канали є складними інерційними нелінійними об'єктами, характеристики яких випадковим чином змінюються в часі.

Для аналізу таких каналів розроблено математичні моделі різних рівнів складності та ступеня адекватності реальним каналам. Моделі, що одержали найбільш широке поширення, - це різновиди гаусового каналу.

Під гаусовим каналом розуміють математичну модель реального каналу, побудовану з такими допущеннями:

- основні фізичні параметри каналу є відомими детермінованими величинами;
- смуга пропускання каналу обмежена частотою F , Герц;
- у каналі діє адитивний гаусовий білий шум – адитивна флуктуаційна завада обмеженої потужності з рівномірним частотним спектром і нормальним розподілом амплітуд.

Передбачається також, що по каналам передаються сигнали з постійною середньою потужністю, статистичні зв'язки між сигналами і шумом відсутні, ширина спектра сигналу та завади обмежена смугою пропускання каналу.

При розгляді інформаційних характеристик каналу (швидкості передачі, пропускної здатності, коефіцієнта використання) головна увага буде приділена гаусовому каналу.

Швидкість передачі інформації неперервним каналом – це відношення кількості інформації, що передається в середньому прийнятими неперервними сигналами $v(t)$, до переданих $u(t)$ за одиницю часу.

Максимально можливу швидкість C_k передачі інформації по неперервному каналу з відомими технічними характеристиками називають пропускною здатністю неперервного каналу.

Вираз для пропускної здатності гаусового каналу можна записати у вигляді:

$$C_n = F_k \left[\log 2\pi e (P_u + P_\xi) - \log 2\pi e P_\xi \right] = F_k \log \left(1 + \frac{P_u}{P_\xi} \right). \quad (1.1)$$

З'ясуємо, як залежить пропускна здатність гаусового каналу від ширини смуги пропускання F_k . З виразу (1.1) випливає, що ця залежність нелінійна, оскільки F_k також впливає на потужність завад. З огляду на рівномірність енергетичного спектра білого шуму, представимо його через потужність P_0 на одиницю частоти. Вираз (1.1) набуде вигляду

$$C_n = F_k \log_2 [1 + P_u / (P_0 F_k)] \quad (1.2)$$

Зростання пропускної здатності каналу при необмеженому розширенні його смуги пропускання обмежено величиною C_m

$$C_m = \lim_{F_k \rightarrow \infty} C_n = \lim_{F_k \rightarrow \infty} \frac{\log_2 [1 + P_u / (P_0 F_k)]}{1/F_k} \quad (1.3)$$

Позначивши $\gamma = 1/F_k$, за правилом Лопіталя можна визначити межу C_m , при $\gamma \rightarrow 0$:

$$C_m = 1,443 P_u / P_0 \quad (1.4)$$

Залежність $C_n = f(F_k)$ зображено на рисунку 1.1.

Конкретний канал передачі характеризується фізичними параметрами, від яких залежить можливість передачі по ньому тих чи інших сигналів. Незалежно від призначення неперервного каналу його можна характеризувати трьома основними параметрами: часом, протягом якого відбувається передача сигналу T_k , шириною смуги пропускання сигналу F_k та допустимим перевищенням сигналу над завадами в каналі H_k . Перевищення H_k визначається як різниця між максимально допустимим сигналом в каналі $P_{u_{max}}$ і рівнем завад P_ε (у логарифмічному масштабі). Для проводових каналів перевищення в основному характеризується пробивною напругою і рівнем перехресних завад, а для радіоканалів - можливостями виявлення сигналу на відповідних відстанях. Добуток основних параметрів каналу зв'язку прийнято називати об'ємом (ємністю) каналу і позначають V_k :

$$V_k = T_k F_k H_k. \quad (1.5)$$

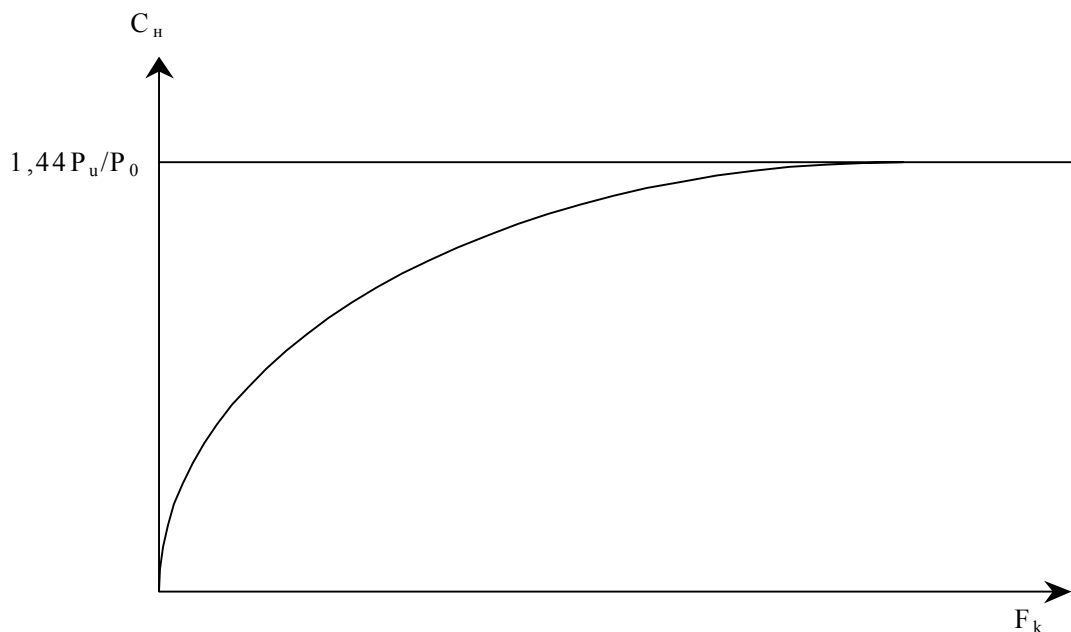


Рисунок 1.1 – Залежність пропускної здатності неперервного каналу від смуги пропускання

При оцінюванні можливостей передачі сигналу по каналу з заданими фізичними характеристиками також обмежуються розглядом трьох головних параметрів сигналу: його тривалості T_c , ширини спектра F_c та перевищення над завадами H_c , причому

$$H_c = \log(P_u / P_\varepsilon), \quad (1.6)$$

де P_u - середня потужність переданого сигналу; P_ε - середня потужність завад в каналі.

Перевищення H_c пов'язане з можливостями передавача і дальністю передачі. Чим більше H_c , тим менша можливість помилкового прийому. Аналогічно об'єму каналу вводиться поняття об'єму (ємності) V_c переданого сигналу:

$$V_c = T_c F_c H_c. \quad (1.7)$$

Як об'єм сигналу, так і об'єм каналу можуть бути представлені в тривимірному просторі з відповідними координатами T - тривалість, F - ширина спектра, H - динамічний діапазон (рисунок 1.2).

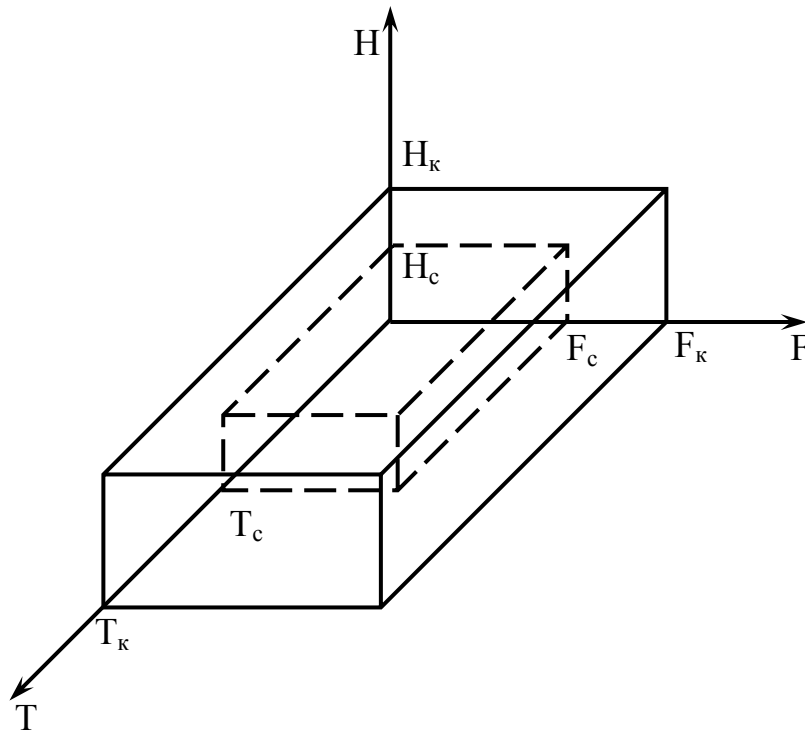


Рисунок 1.2 – Узгодження параметрів каналу зв'язку з інформаційним сигналом

Необхідною умовою принципової можливості неспотвореної передачі сигналу по даному каналу є виконання співвідношення

$$V_c \leq V_k. \quad (1.8)$$

При цьому можливе виконання перетворень окремих параметрів каналу зв'язку та сигналу, але потрібно забезпечувати достатні умови передачі:

$$T_c \leq T_k; \quad F_c \leq F_k; \quad H_c \leq H_k. \quad (1.9)$$

Якщо канал має меншу смугу пропускання, ніж ширина спектра сигналу, то останню можна зменшити за рахунок збільшення тривалості сигналу. Об'єм сигналу при цьому зберігається незмінними. Практично таке перетворення можна здійснити, наприклад, за допомогою запису сигналу на магнітну стрічку з високою швидкістю і наступним відтворенням із швидкістю, при якій ширина його спектра дорівнює смузі пропускання каналу.

Якщо, навпаки, широкосмуговий канал надається на час менший тривалості сигналу, то узгодження здійснюється за рахунок розширення спектра сигналу. Для практичної реалізації у цьому випадку може використовуватись накопичувач на магнітній стрічці, проте швидкість відтворення повинна бути вищою швидкості запису.

При низькому допустимому рівні перевищення сигналу в каналі, перетворення полягає в зменшенні рівня перевищення переданого сигналу з одночасним збільшенням його тривалості за допомогою багатократного повторення. Можливі й інші види перетворення.

Між об'ємом каналу та кількістю інформації, яку можна передати по цьому каналу існує зв'язок. Відповідно до виразу (1.1) гранична кількість інформації, що може бути передана по каналу зв'язку за час, T_k

$$I_{max}(V, U) = T_k F_k \log(1 + P_u / P_{\varepsilon}). \quad (1.10)$$

Якщо $P_u / P_{\varepsilon} \gg 1$, то за умови забезпечення повного використання фізичних можливостей каналу, максимальна кількість інформації наближена до ємності каналу:

$$I_{max}(V, U) = V_k = T_k F_k \log(P_{u \max} / P_{\varepsilon}). \quad (1.11)$$

Домашнє завдання

1. Визначити пропускну здатність телефонного каналу та його ємність, якщо тривалість його використання 1 хвилина, спектральна густина потужності завади у вигляді білого шуму $N_0 = 2 \cdot 10^{-6}$ Вт/с, а потужність корисного сигналу $P_C = 6$ Вт/с.

2. Пропускна здатність неперервного каналу 10^5 біт/с, значення відношення сигнал-шум дорівнює 12. На скільки зміниться пропускна здатність каналу при зменшенні цього відношення до 2?

3. Пропускна здатність неперервного каналу складає 9800 біт/с. Чи можливо по даному каналу передати сигнал з параметрами: смуга частот сигналу 6 кГц, значення відношення сигнал-шум 15?

Опис лабораторного обладнання

До складу лабораторного устаткування входять міні-АТС на п'ять абонентів, телефонні апарати, під'єднані через відповідні вузли, еквіваленти неперервних каналів зв'язку, а також комплект вимірювальних приладів.

Для проведення досліджень неперервного проводового каналу необхідно ввімкнути живлення міні-АТС та вимірювальних приладів. Вибрати за допомогою двох перемикачів на передній панелі макета номери ліній і за допомогою номеронабирача виконати комутацію двох абонентів. Випробувальний сигнал у лінію подається з генератора ГЗ-118. Значення амплітуди та форми вихідного сигналу лінії контролюються за допомогою осцилографа С1-76 та вольтметра В7-16А.

Структурна схема лабораторного устаткування для дослідження неперервних каналів телефонного проводового та радіотелефонного зв'язку наведена на рисунках 1.3 і 1.4.

Для дослідження параметрів каналу радіотелефонного зв'язку використовується міні-АТС, телефонний апарат, макети радіотелефону та безпроводної телефонної трубки, а також комплект вимірювальних приладів.

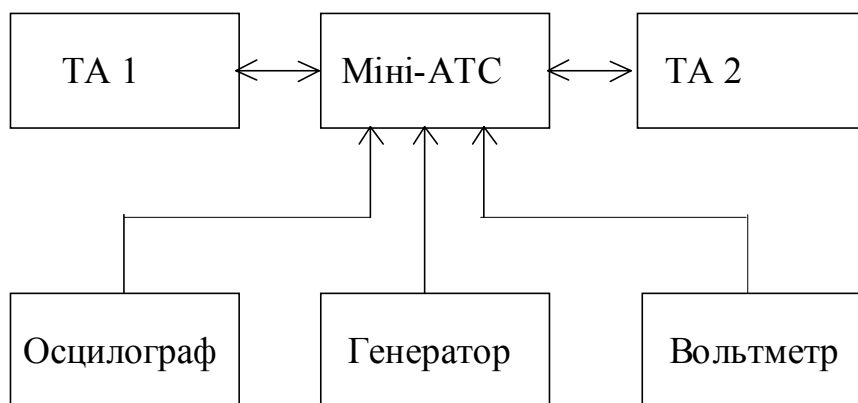


Рисунок 1.3 - Структурна схема лабораторного устаткування для дослідження неперервного проводового каналу

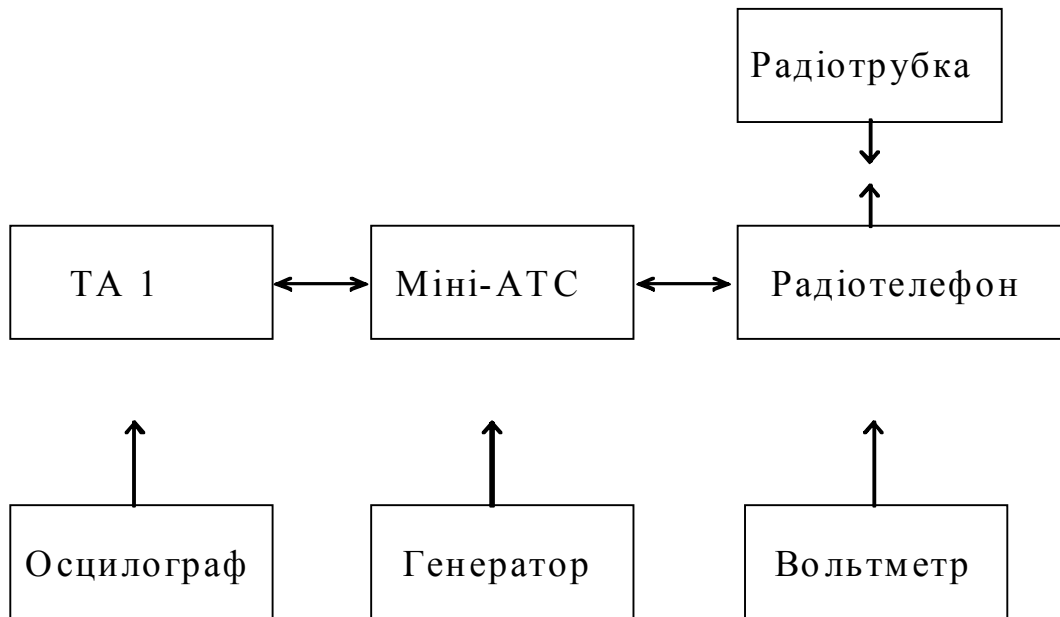


Рисунок 1.4 - Структурна схема лабораторного устаткування для дослідження каналів радіотелефонного зв'язку

Порядок виконання роботи

1. Зібрати схему досліджень згідно з рисунком 1.3.
2. Подати на вхід лінії синусоїдальний сигнал амплітудою 5В та змінюючи його частоту в смузі 0,01 ... 10кГц, визначити амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) каналу зв'язку.
3. Змінити номер лінії зв'язку і визначити для неї АЧХ згідно з п.1.
4. Побудувати АЧХ двох каналів і визначити їх смугу пропускання за рівнем - 6дБ.
5. Дослідити амплітудні характеристики обох каналів на частоті вхідного сигналу 1 кГц та обчислити відношення сигнал/шум для них.
6. На основі отриманих характеристик обчислити пропускну здатність каналів з коефіцієнтами активності $\eta = 0,25$; $\eta = 1$.
7. Зібрати схему досліджень згідно з рисунком 1.4.
8. Подати на вхід радіотрубки синусоїдальний сигнал амплітудою 1В та змінюючи його частоту в смузі 0,01 ... 10кГц, зняти АЧХ каналу зв'язку радіотрубка - радіотелефон.
9. Виконати комутацію провідного каналу зв'язку і визначити згідно з п.1 АЧХ наскрізного тракту телефон - радіотрубка.

10. За допомогою осцилографа та вольтметра дослідити амплітудні характеристики обох каналів та знайти відношення сигнал/шум радіотелефону для частот 1 та 3 кГц. Дані вимірювань занести в таблицю.

11. Побудувати АЧХ двох каналів і визначити їх смугу пропускання за рівнем - 6дБ.

12. Обчислити пропускну здатність каналів з коефіцієнтами активності $\eta=0,25$; $\eta=0,5$.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурні схеми лабораторного устаткування;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті виконання лабораторної роботи;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик неперервного каналу передачі, висновки по виконаній роботі.

Контрольні запитання

1. В чому полягає відмінність у трактуванні поняття інформації різними вченими?

2. Що таке інформація, повідомлення, сигнал?

3. Пояснити суть поняття ентропія.

4. В яких одиницях вимірюється ентропія?

5. Сформулювати основні властивості ентропії складних повідомлень.

6. Навести основний недолік міри невизначеності, яку запропонував Хартлі.

7. Яка особливість визначення ентропії неперервного джерела інформації?

8. Чим викликана необхідність узгодження сигналу з каналом передачі інформації?

9. Якими чинниками визначаються швидкість передачі інформації та пропускну здатність каналу?

10. Яким чином визначається швидкість передачі інформації по неперервному каналу з завадами?

11. Як визначити пропускну здатність неперервного каналу з завадами при передачі сигналів обмеженої потужності?

12. Пояснити характер залежності пропускну здатності неперервного каналу з завадами від смуги пропускання.

13. В чому полягає різниця між технічною та інформаційною швидкостями передачі?

14. Які початкові дані потрібно мати для створення інформаційної моделі каналу з завадами?
15. Вказати переваги та недоліки способів оцінювання інформації, запропонованих Хартлі та Шенноном.
16. Що розуміють під поняттям потенційної завадостійкості?
17. Сформулювати теорему Шеннона для неперервного каналу.
18. Пояснити принципи уніфікації каналів передачі.
19. Які переваги аналогових методів передачі сигналів над цифровими?
20. Пояснити принцип роботи телефону.
21. Порівняти основні характеристики радіо- та провідних каналів зв'язку [1 - 5].

Лабораторна робота № 2

Дослідження дискретних каналів передачі повідомлень

Мета роботи – виконати дослідження характеристик і параметрів дискретних каналів передачі інформації.

Обладнання: 1. Макет системи передачі дискретних даних.
2. Генератор Г5-67.
3. Частотомір ЧЗ-34А.
4. Осцилограф С1-92.
5. Блок живлення.

Теоретичні відомості

Дискретний канал – це канал, який використовується для передачі дискретних повідомлень. В процесі передавання неперервних повідомлень модулятор у відповідності до послідовності символів, що надходять, змінює інформативний параметр неперервного (найчастіше високочастотного) сигналу, який генерується передавачем у лінію зв'язку. Тому частина дискретного каналу від виходу модулятора до входу демодулятора (рисунок 2.1) є неперервним каналом зв'язку. Під'єднавши до складу цього каналу на передавальній стороні модулятор, а на приймальній демодулятор, отримаємо дискретний канал, який характеризується на вході множиною символів U , а на виході – множиною символів V .

Для досягнення певних цілей в зазначений дискретний канал можуть бути введені кодувальні та декодувальні пристрої. При цьому отримаємо

дискретний канал зв'язку, на вхід якого надходять повідомлення Z , а виходом є повідомлення Ω , які надсилаються адресату. Відмітимо, що непервні повідомлення $Z(t)$ шляхом дискретизації і квантування завжди можна перетворити в дискретні і, таким чином, перейти від неперервного каналу до дискретного.

Якщо небажаною дією завад в каналі можна знехтувати, то для аналізу використовується модель у вигляді ідеалізованого каналу, який називають каналом без завад. В ідеальному каналі кожному повідомленню на вході відповідає певне повідомлення на виході та навпаки.

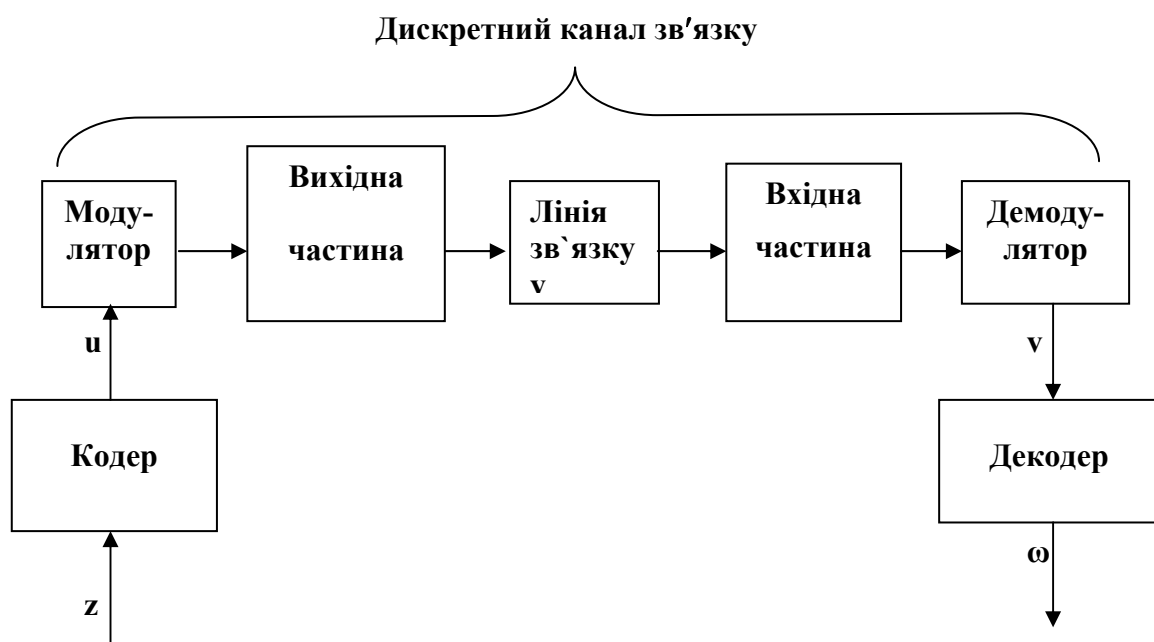


Рисунок 2.1- Узагальнена структура системи передачі з дискретним каналом зв'язку

Коли вимоги до вірогідності великі і знехтування неоднозначністю зв'язку між повідомленнями Z та Ω неприпустиме, використовується більш складна модель – канал з завадами.

Інформаційна модель каналу зв'язку із завадами задається множиною символів на його вході та виході й описом імовірних властивостей передачі окремих символів. У загальному випадку канал може мати багато станів і переходити із одного стану в інший як протягом часу, так і в залежності від послідовності символів, що передаються.

В кожному із станів канал характеризується матрицею умовних ймовірностей $p(v_j/u_i)$ того, що переданий символ u_i буде сприйнятий на

виході як символ v_j . Значення ймовірностей в реальних каналах залежать від багатьох факторів: властивостей сигналів, що є фізичними носіями символів (енергія, вид модуляції і т.і.), характеру та інтенсивності дії на канал завад, способу визначення сигналу на приймальній стороні. Слід розрізняти моделі дискретного та двійкового (рисунок 4.2) каналів.

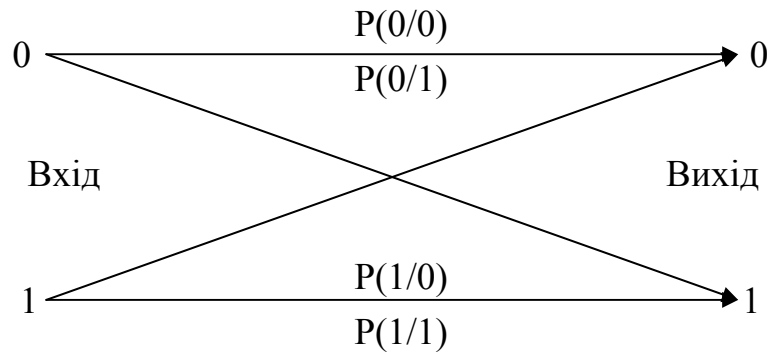


Рисунок 2.2 – Модель двійкового каналу

При наявності залежності перехідних ймовірностей каналу від часу, що притаманно майже всім реальним каналам, він називається нестационарним каналом зв'язку. Якщо ця залежність несуттєва, використовується модель у вигляді стаціонарного каналу, перехідні ймовірності якого не залежать від часу. Нестационарний канал може бути представлений рядом стаціонарних каналів, що відповідають різним інтервалам часу.

Канал з “пам'яттю” (з післядією) називається в тому випадку, коли перехідні ймовірності в даному стані каналу залежать від його попередніх станів. Якщо перехідні ймовірності постійні, тобто канал має тільки один стан, він називається стаціонарним каналом без пам'яті. Під k -м каналом розуміють канал зв'язку, у якого кількість різних символів на вході і на виході однакова і дорівнює k .

Стаціонарний дискретний двійковий канал без пам'яті визначається чотирма умовними ймовірностями: $p(0/0)$, $p(1/0)$, $p(0/1)$, $p(1/1)$. Таку модель каналу прийнято зображати у вигляді графу, що наведений на рисунку 4.2, де $p(0/0)$ та $p(1/1)$ – ймовірності неспотвореної передачі символів, а $p(0/1)$ та $p(1/0)$ – ймовірності спотворення (трансформації) символів 0 і 1 відповідно.

Якщо ймовірності спотворення символів можна вважати однаковими, тобто $p(0/1) \approx p(1/0) = q$, то такий канал називають двійковим симетричним

каналом. При $p(0/1) \neq p(1/0)$ канал називається несиметричним. Символи на його виході правильно приймають з ймовірністю p і неправильно приймають з ймовірністю $1-p=q$. При цьому його математична модель спрощується.

Саме цей канал досліджується найбільш інтенсивно не стільки через свою практичну значимість (багато реальних каналів описуються ним дуже приблизно), скільки через нескладний математичний опис.

Найважливіші результати, отримані для двійкового симетричного каналу, поширені на більш широкі класи каналів.

Для дискретних каналів без завад Шенноном була доведена така теорема: якщо продуктивність джерела $R_u \leq C - \varepsilon$, де ε – як завгодно мала величина, то завжди існує спосіб кодування, що дозволяє передавати по каналу всі повідомлення джерела. Передавання всіх повідомлень при $R_u > C - \varepsilon$ здійснити неможливо.

Зміст теореми зводиться до того, що яка б не була надлишковість джерела всі його повідомлення можуть бути передані по каналу, якщо $R_u \leq C - \varepsilon$. Обернене твердження теореми легко доводиться від супротивного. Припустимо, що $R_u > C$, та для передачі всіх повідомлень від джерела по каналу необхідно, щоб швидкість передачі інформації R була не менше R_u . Тоді маємо $R \geq R_u > C$, що неможливо, тому що з означення пропускна здатність $C = R_{max}$.

Для раціонального використання пропускної здатності каналу необхідно використати відповідні способи кодування повідомлень. Статистичним або оптимальним називається кодування, при якому найкращим чином використовується пропускна здатність каналу без завад. При оптимальному кодуванні фактична швидкість передавання інформації по каналу R наближається до пропускної здатності C . Це досягається шляхом узгодження джерела з каналом. Повідомлення джерела кодуються таким чином, щоб вони якомога більше відповідали обмеженням, які накладаються на сигнали, що передаються каналом зв'язку. Тому структура оптимального коду залежить як від статистичних характеристик джерела, так і від особливостей каналу.

Для дискретних каналів із завадами Шеннон довів теорему, що має фундаментальне значення в теорії передачі інформації. Ця теорема може бути сформульована таким чином.

Якщо продуктивність джерела $R_u \leq C - \varepsilon$, де ε – як завгодно мала величина, то існує спосіб кодування, що дозволяє передавати всі повідомлення з як завгодно малою ймовірністю похибки. При $R_u > C$ така передача неможлива.

Зміст теореми зводиться до того, що якою б великою не була надлишковість джерела, усі його повідомлення можуть бути передані по каналу, якщо $R_u \leq C - \varepsilon$. Обернене твердження теореми легко доводиться аналогічно, як і в теоремі Шеннона для дискретних каналів без завад.

Для раціонального використання пропускної здатності дискретного каналу з завадами необхідно використовувати відповідні засоби кодування повідомлень.

Вираз для пропускної здатності двійкового симетричного каналу має вигляд:

$$c = \frac{1}{\tau} \left[1 - P_0 \log \frac{1}{P_0} - (1 - P_0) \log \frac{1}{1 - P_0} \right]. \quad (2.1)$$

Для багатопозиційного симетричного каналу при $m_u = m_v = m > 2$ можна записати

$$c = \frac{1}{\tau} \left[\log m - P_0 \log \frac{m-1}{P_0} - (1 - P_0) \log \frac{1}{1 - P_0} \right]. \quad (2.2)$$

Домашнє завдання

1. Визначити ентропію джерела, повідомлення якого з'являються з ймовірностями $p_1 = 0,25$; $p_2 = 0,15$; $p_3 = 0,3$; $p_4 = 0,2$ та є статистично незалежними.
2. Якою буде швидкість передачі дискретним каналом без завад повідомлень з ймовірностями $p_1 = 0,05$; $p_2 = 0,15$; $p_3 = 0,4$; $p_4 = 0,1$; $p_5 = 0,3$ та з однаковою тривалістю 0,5 мс?
3. З якою швидкістю має передаватись інформація, що складається із 64 незалежних та рівноймовірних повідомлень, тривалість кожного з яких складає 2 мс?
4. Визначити пропускну здатність двійкового симетричного каналу з завадами, якщо ймовірність появи помилок 0,2; а тривалість елементарного повідомлення 1,5 мс.

Опис лабораторного обладнання

До складу лабораторного устаткування входить макет системи передачі двійкових повідомлень, генератор прямокутних імпульсів і комплект вимірювальних приладів. Для проведення досліджень необхідно ввімкнути живлення макета та вимірювальних приладів.

Вибрати за допомогою двох перемикачів на передній панелі макета режим роботи. Вхідний сигнал на макет подається з генератора Г5-57. Визначення амплітуди та форми вихідного та вхідного сигналів системи

контролюється за допомогою осцилографа С1-92 та частотоміра ЧЗ-35А. Структурна схема лабораторного устаткування наведена на рисунку 2.3.

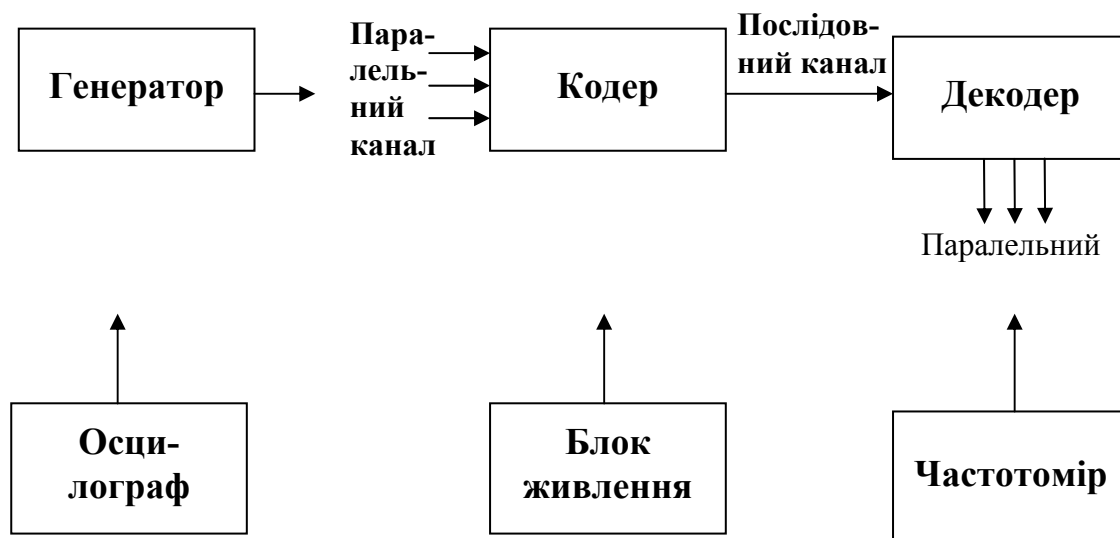


Рисунок 2.3 – Структурна схема макета системи передачі інформації з двійковим каналом

Порядок виконання роботи

1. Подати на 1-ий вхід макета прямокутний сигнал, узгоджений з рівнями ТТЛ, частотою 90 кГц та виміряти частоту сигналу на 1-му виході макета.
2. Виконати вимірювання згідно з п.1 для частот 100; 110 кГц та підтримуючи значення шпаруватості $Q=2$.
3. Виконати вимірювання частоти згідно з п.1 та п. 2 для семи положень перемикача вхідних ліній.
4. За допомогою осцилографа проконтролювати та зарисувати осцилограми сигналів дискретного каналу передачі для семи положень перемикача вхідних ліній при фіксованій частоті вхідного сигналу 100 кГц.
5. Обчислити ймовірність помилок передачі для всіх значень частот вхідних сигналів згідно з виразом

$$P = \frac{|F_{\text{вх}} - F_{\text{вих}}|}{F_{\text{вх}}},$$

де $F_{\text{вх}}$ та $F_{\text{вих}}$ - відповідні значення частоти вхідного та вихідного сигналів системи передачі.

6. Розрахувати максимальну пропускну здатність двійкового каналу передачі даних на основі отриманих даних.

7. Побудувати залежності ймовірностей помилок передачі даних від частоти вхідних сигналів.

8. Побудувати залежність пропускну здатності двійкового каналу від ймовірності помилки.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурну схему системи передачі дискретних повідомлень;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті обробки експериментальних даних;
- часові діаграми сигналів у двійковому каналі передачі лабораторного макета;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик і параметрів дискретних каналів передачі, висновки по виконаній роботі.

Контрольні запитання

1. Сформулювати основну теорему Шеннона про кодування для дискретного каналу із завадами.
2. Структура системи передачі дискретних повідомлень.
3. Які переваги цифрових методів передачі даних над аналоговими ?
4. Пояснити особливості завадостійких кодів.
5. Навести приклади кодів з виявленням та виправленням помилок.
6. Пояснити поняття дискретного та непервного каналу.
7. В чому полягає суть теореми Шеннона для дискретного каналу без завад?
8. Яким чином визначається пропускну здатність дискретного каналу з завадами та без завад?
9. Які існують шляхи підвищення продуктивності джерела дискретних повідомлень?
10. Що таке надлишковість джерела дискретних повідомлень?
11. Що таке помилка при передачі дискретних повідомлень?
12. Як визначити швидкість передачі інформації та пропускну здатність ідеального дискретного каналу ?

13. Як визначити кількість інформації у прийнятому сигналі відносно переданого через реальний канал ?

14. Пояснити характер залежності пропускної здатності двійкового каналу від ймовірності помилки.

15. Чим визначається мінімальна середня довжина кодових комбінацій при ефективному кодуванні ?

16. Порівняти інформаційні характеристики рівномірного та нерівномірного кодів [3 - 5].

Лабораторна робота № 3

Дослідження коду Хеммінга в системі MATLAB

Мета роботи – ознайомитись з основами роботи в системі MATLAB та на її основі виконати дослідження коду Хеммінга.

Обладнання: 1. Комп'ютер.

2. Пакет прикладних програм MATLAB.

Теоретичні відомості

Серед багатьох сучасних спеціалізованих систем комп'ютерної математики особливо виділяється система MATLAB. Математичні розрахунки в даній системі побудовані на використанні матричних операцій, звідки і назва MATrix LABoratory – матрична лабораторія. Система використовує мову програмування високого рівня для технічних розрахунків та велику кількість прикладних програм – розширень.

Головним розширенням по праву вважається потужна система математичного моделювання SIMULINK. Пакет SIMULINK є ядром інтерактивного програмного комплексу, призначеного для математичного моделювання лінійних і нелінійних динамічних систем і пристроїв, які представлені своєю функціональною блок-схемою – моделлю. Можливі варіанти моделювання як у часовій, так і в частотній областях.

Після запуску MATLAB на екрані з'являється командне вікно системи рис. 3.1.

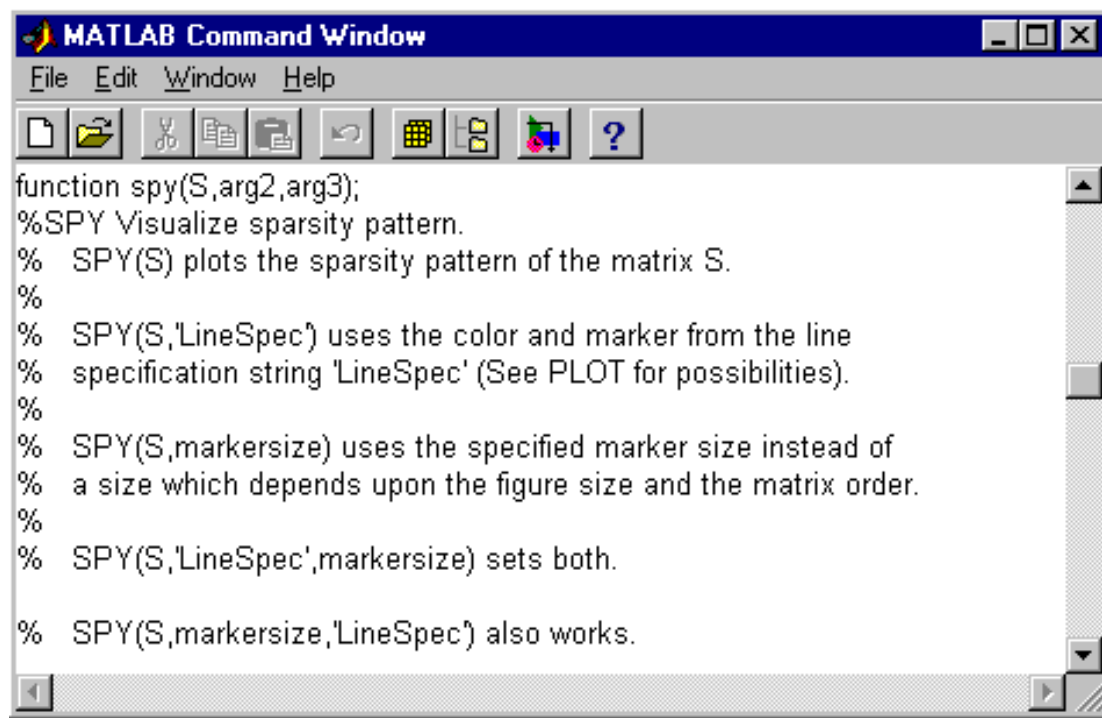


Рисунок 3.1 – Командне вікно системи MATLAB

Пояснення піктограм командного вікна.

-  Відкрити новий файл в редакторі m-файлів – виводить пусте вікно редактора m-файлів;
-  Відкрити існуючий файл в редакторі m-файлів – відкриває вікно для завантаження m-файла;
-  Вирізати – вирізає виділений фрагмент і поміщає його в буфер;
-  Копіювати – копіює виділений фрагмент в буфер;
-  Вставити – переносить фрагмент з буфера в поточний рядок введення;
-  Відмінити – відмінює введену операцію;
-  Каталог робочих областей – виводить каталог робочих областей;
-  Каталог маршрутів – виводить каталог маршрутів знаходження MATLAB та його додатків;
-  Нова SIMULINK модель – відкриває вікно бібліотек SIMULINK і область для створення нової моделі SIMULINK;
-  Допомога – відкриває вікно довідки

MATLAB готовий до роботи в діалоговому режимі.

Натиснута кнопка SIMULINK (знаходиться на панелі інструментів перед значком “?”) або команда “*SIMULINK*” набрана у рядку введення запускає програму моделювання систем, побудованих із типових блоків. Тобто на екран виводиться вікно робочої області, в якому будують відповідну модель, та вікно бібліотеки типів блоків Library SIMULINK рис.3.2.

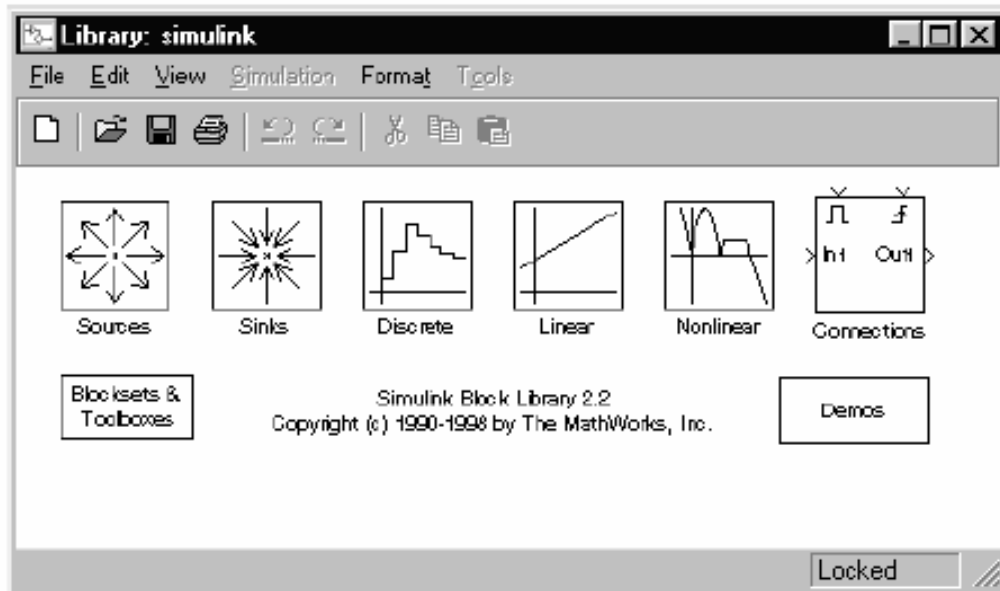


Рисунок 3.2 – Вікно бібліотеки SIMULINK

Бібліотека SIMULINK містить такі бібліотеки блоків:

- Sources – джерела сигналів і дій;
- Sinks – реєстраційні пристрої;
- Discrete – дискретні компоненти;
- Linear – лінійні компоненти;
- Nonlinear – нелінійні компоненти;
- Connections – з’єднувальні компоненти;
- Blocksets & Toolboxes – інші бібліотеки та інструменти;
- Demos – демонстраційні приклади пакету SIMULINK.

MATLAB – містить пакети програм, що використовуються в різних галузях науки і техніки.

Для побудови і моделювання різних телекомунікаційних пристроїв застосовується пакет Communications Blockset. Основну його бібліотеку рис. 3.3, побудовану у вигляді структури системи зв’язку можна вивести набравши в рядку вікна MATLAB команду **commlib**.

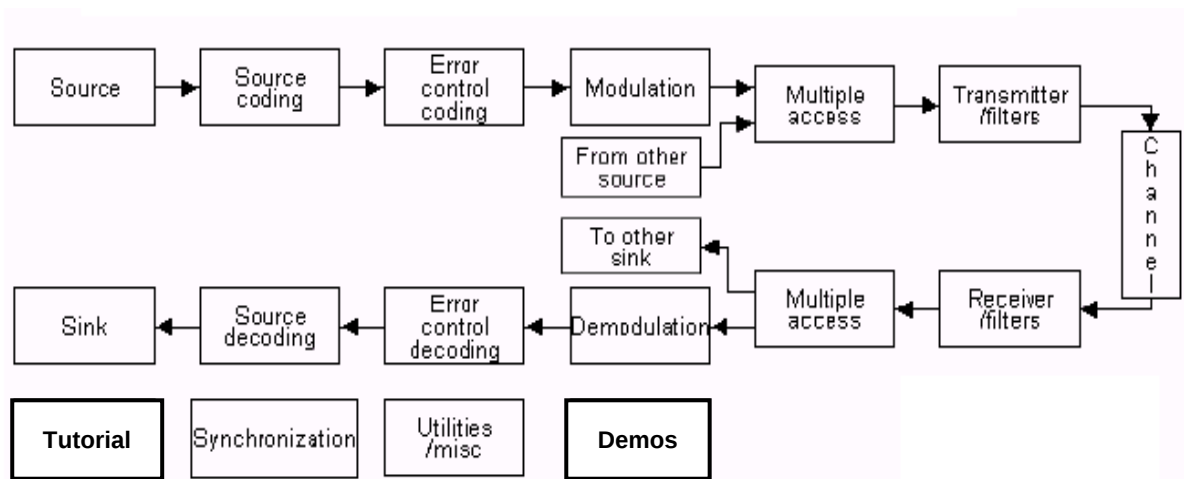


Рисунок 3.3 – Вигляд основної бібліотеки пакету Communications Blockset

У ній містяться такі бібліотеки:

- Sources and Sinks of Communication Systems – джерела сигналів і реєструвальні пристрої систем зв’язку;
- Source Coding in Transmitting and Receiving – пристрої кодування та декодування джерел при передаванні та прийманні;
- Error-Control Encoding and Decoding – кодування і декодування з використанням кодів, що виправляють помилки;
- Signal Modulation and Demodulation – модуляція та демодуляція сигналів;
- Multiple Access in Transmitting and Receiving – груповий доступ при передаванні та прийманні;
- Transmitting and Receiving Filters – фільтри, що застосовуються при передаванні та прийманні;
- Channel – модель каналу;
- Synchronization – блоки синхронізації;
- Utilities – додаткові блоки і функції.

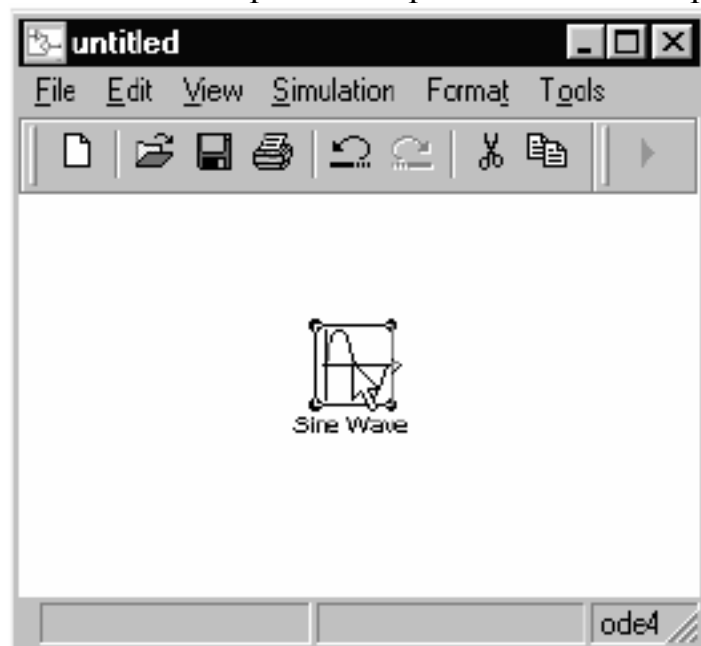
Для того щоб створити модель пристрою або системи необхідно:

1. Відкрити робочу область SIMULINK натиснувши лівою кнопкою мишки на відповідну піктограму.
2. Обрати відповідну бібліотеку, відкрити її подвійним натисканням лівої кнопки миші. В бібліотеці необхідний блок виділити лівою кнопкою миші й утримуючи її, перенести блок у робочу область Simulink рис. 3.4,а – це один шлях. Інший шлях – це розповсюджене копіювати – вставити (Copy - Paste) з використанням буфера обміну.
3. Після того як необхідні блоки будуть знаходитись в робочій області Simulink рис. 3.4,б, їх можна з’єднувати між собою. Для цього необхідно вказати курсором на початок з’єднання (вихід блоку) рис. 3.4,в і потім при натиснутій лівій кнопці миші протягнути з’єднання

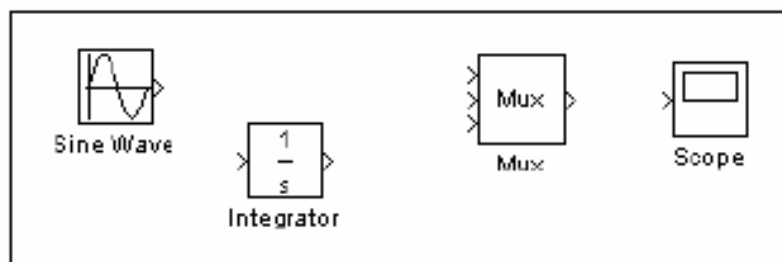
до іншого блоку рис. 3.4г. Потім відпустити кнопку миші, після чого з'явиться неперервна лінія зі стрілкою на кінці рис. 3.4д.

З'єднавши всі необхідні блоки отримаємо модель готову для досліджень рис. 3.4,ж.

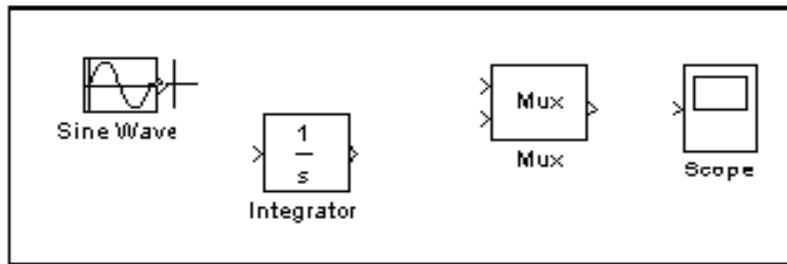
Після створення моделі потрібно задати параметри блоків. Для цього потрібно відкрити вікно параметрів блока, натиснувши двічі лівою кнопкою миші на відповідний блок. Задавши параметри можна приступати до дослідження моделі. Для цього в меню Simulation необхідно вибрати команду Start в меню Simulation або просто натиснути лівою кнопкою миші на чорний трикутник на панелі інструментів. Результат досліджень відображається відповідними реєструючими пристроями. Дослідження припиняються автоматично або при натисканні на чорний квадрат на панелі інструментів.



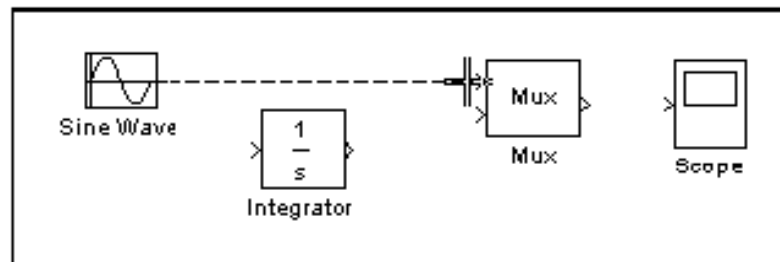
а)



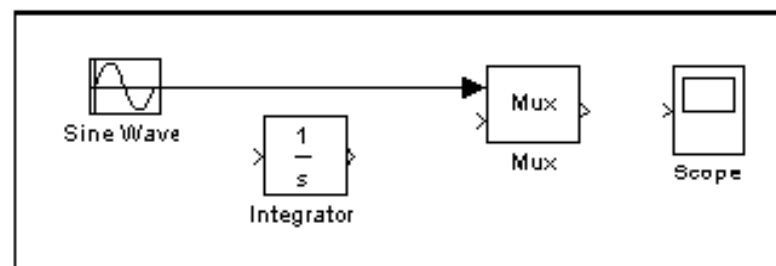
б)



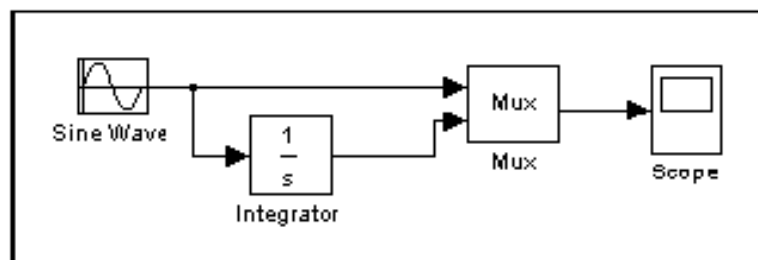
В)



Г)



Д)



Ж)

Рисунок 3.4 – Побудова моделі в робочій області SIMULINK

Для передачі повідомлення та підвищення завадостійкості застосовується кодування. Кодування – процес перетворення повідомлення на впорядкований набір символів, елементів, знаків. При кодуванні кожному повідомленню ставиться у відповідність зумовлена кодова комбінація – набір символів (елементів, знаків).

Код Хеммінга відноситься до кодів, що виявляють і виправляють помилки, які виникають під дією завад. За допомогою коду Хеммінга можна виявляти двократні та виправляти однократні помилки. Для цього

код Хеммінга повинен мати мінімальну кодову відстань $d_{\min} = 3$. А довжина коду n знаходиться із співвідношення:

$$2^k \leq \frac{2^n}{1+n}. \quad (3.1)$$

Коди Хеммінга будуються так, щоб в результаті $r = n - k$ перевірок отримати r -розрядне двійкове число, яке вказує номер спотвореної позиції кодової комбінації. Для цього перевірни символи знаходяться в номерах позицій, які виражаються степенем двійки: $2^0, 2^1, 2^2, \dots, 2^{r-1}$. тобто зліва направо, контрольні символи знаходяться на I, II, IV, і т.д. позиціях. Кожен з перевірних символів входить тільки в одне перевірне рівняння.

Метою перевірки є визначення синдрому помилок.

Перша перевірка дає молодший розряд синдрому в двійковій формі. Якщо результат "1", то один з символів перевірної групи спотворено. Першою перевіркою охоплюються символи з номерами, що містять у двійковому записі одиниці в першому ряду: 1, 3, 5, 7, 9...

Друга перевірка дає другу цифру синдрому. Другою перевіркою охоплюються символи з номерами, що містять одиниці в другому ряду: 2, 3, 6, 7, ...

Для третьої перевірки – в третьому розряді одиниці: 4, 5, 6, 7, 12, ...

Таким чином структура синдрому (число та розташування одиниць) показує, в яких розрядах виникла помилка, що дозволяє виправити її.

Перевірні групи мають вигляд:

$$S_1 = b_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 \oplus a_9 \oplus \dots$$

$$S_2 = b_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{10} \oplus \dots$$

$$S_3 = b_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{12} \oplus \dots$$

де a_i – інформаційні символи;

b_i – перевірни символи.

Якщо всі $S_i = 0$, то помилок немає.

Перевірна матриця має n стовпців і r рядків.

Виправлення помилок зводиться до інвертування символу на позиції, яку вказує код синдрому.

Домашнє завдання

1. Прийняти кодову комбінацію 0110110. Визначити неспотворену кодову комбінацію, якщо вектор помилки дорівнює 0110011.

2. Побудувати код Хеммінга, що призначений для передавання 32 команд і забезпечує виправлення однократних помилок.

3. Синтезувати код Хеммінга для інформаційної комбінації 11001. Визначити надмірність коду.

Опис лабораторного обладнання

Лабораторне обладнання складається з комп'ютера та встановленої програми MATLAB, SIMULINK та пакету розширення Communications Blockset. Після запуску програми потрібно відкрити вікно для створення нової моделі та побудувати схему з блоків показану на рис. 3.5. Блок-схема складається з генератора імпульсної послідовності, кодера Хеммінга, блока-моделі двійкового каналу, декодера Хеммінга, блока, що оцінює кількість помилок при декодуванні, віртуального осцилографа, суматора, джерела постійної напруги, об'єднувача входів.

Генератор є джерелом сигналу, параметри якого задаються при подвійному натисканні лівої клавіші миші на зображення генератора. Також задається максимальна довжина коду та мінімальна кількість розрядів однаково як для кодера, так і для декодера сигналів. Блок-модель двійкового каналу задає вказану ймовірність помилки. Схема, що складається з суматора, джерела постійної напруги і об'єднувача входів використовується для одночасного перегляду двох сигналів у часовій області за допомогою віртуального осцилографа. Причому значення постійної напруги обирається таким, щоб амплітуди сигналів не зливались на екрані віртуального осцилографа. Віртуальний осцилограф відображає сигнал у часовій області. Отримане зображення сигналу при необхідності можна збільшити (зменшити) або по осі "Y", або по осі "X", або в цілому. За допомогою віртуального осцилографа визначається час затримки вихідного сигналу декодера порівняно з сигналом з генератора. Час затримки вказується у пристрої реєстрації помилок, що забезпечує коректність його роботи.

Для коректної роботи блок-схеми всі її складові мають працювати в одному часовому проміжку. Це досягається встановленням значення еталонного часу (Simple time) однакового для всіх блоків. Після виставлення всіх потрібних параметрів можна приступати до моделювання.

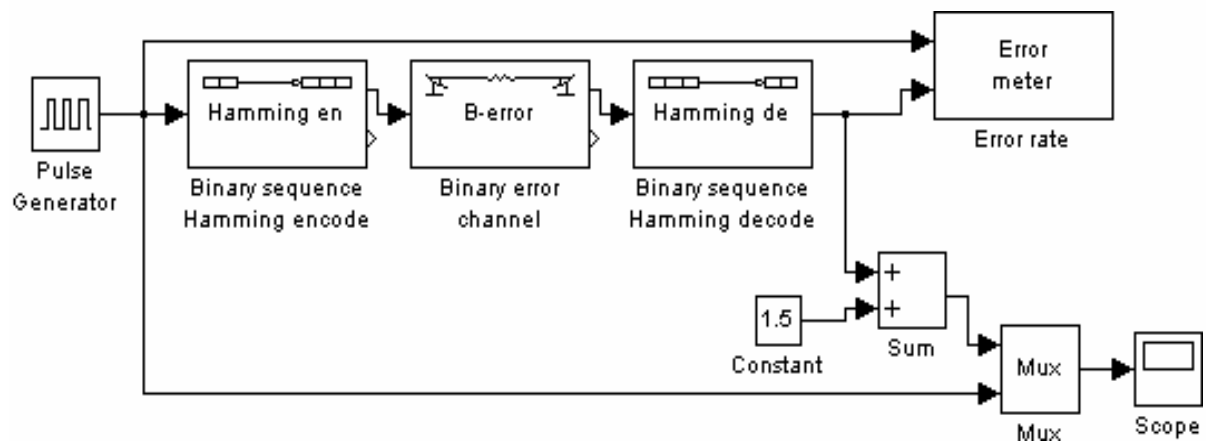


Рисунок 3.5 – Блок-схема для дослідження коду Хеммінга

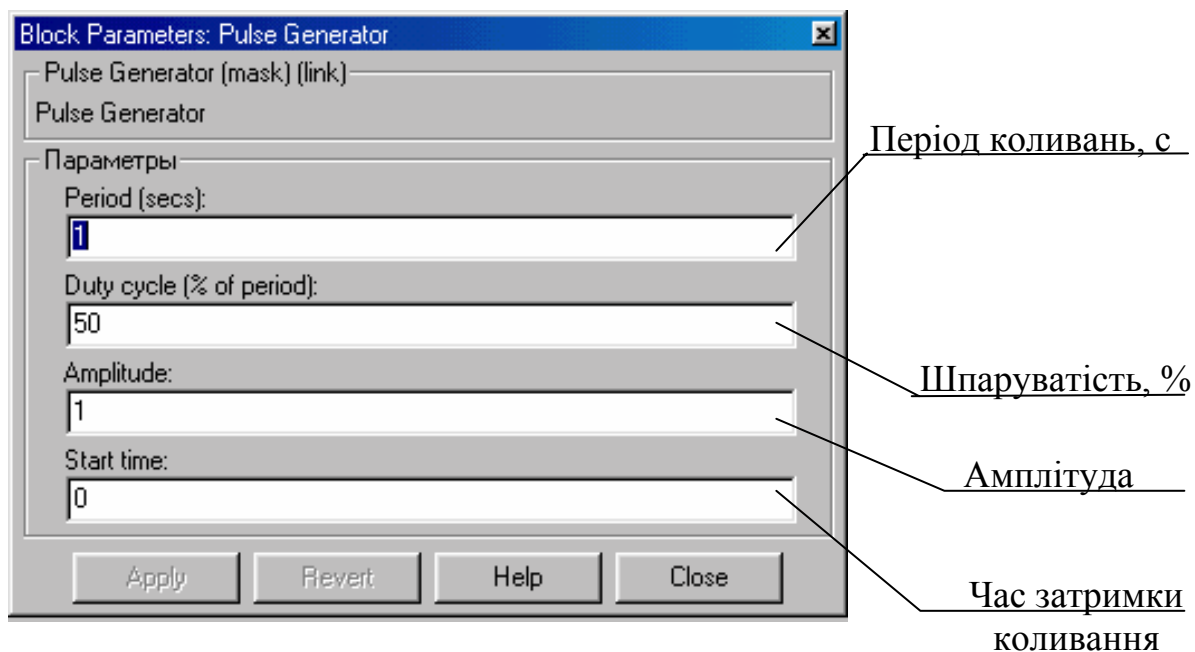


Рисунок 3.5 – Вікно параметрів генератора імпульсів

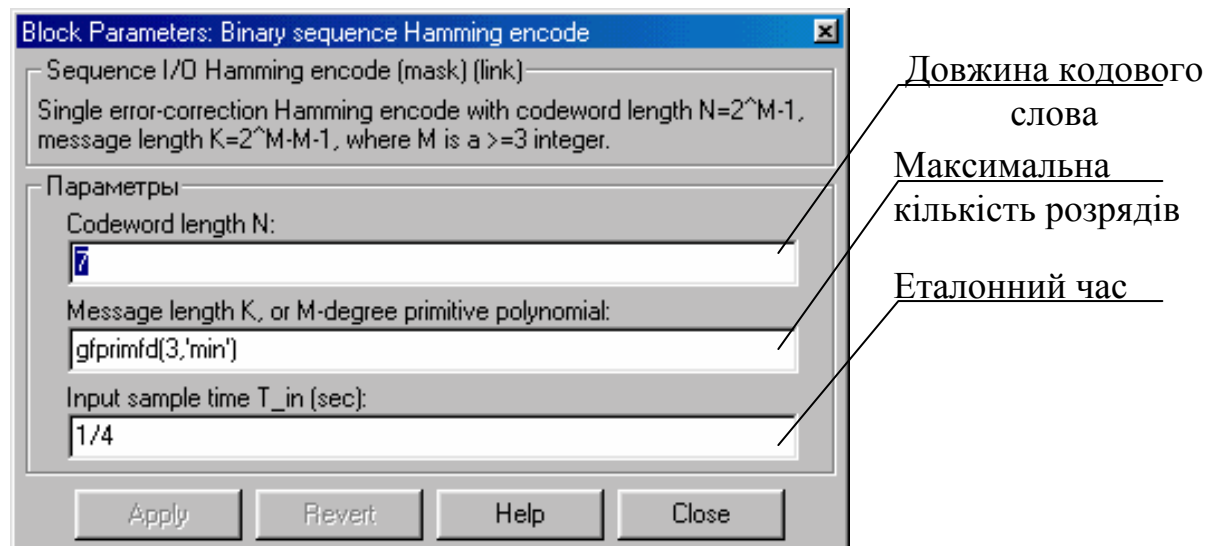


Рисунок 3.6 – Вікно параметрів кодера (декодера) Хеммінга

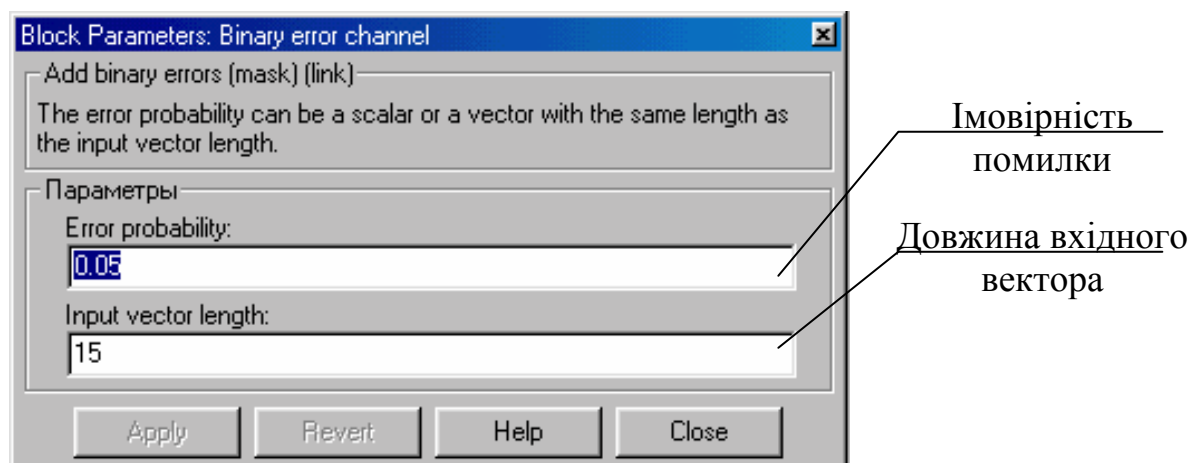


Рисунок 3.7 – Вікно параметрів моделі двійкового каналу

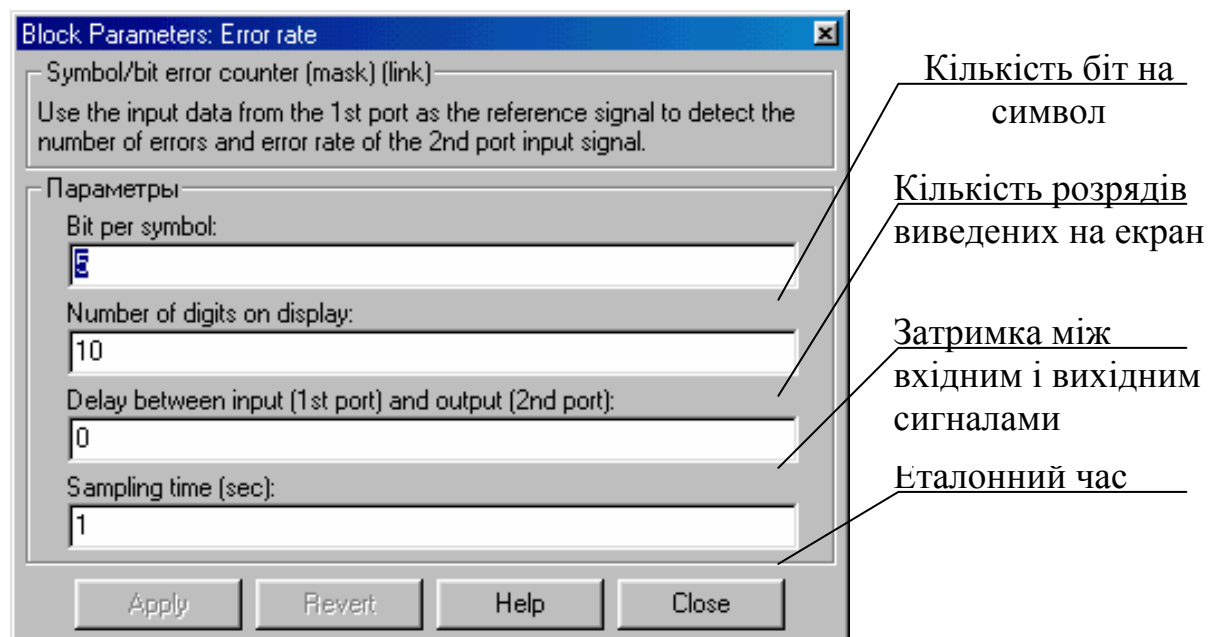


Рисунок 3.8 – Вікно параметрів пристрою реєстрації помилок

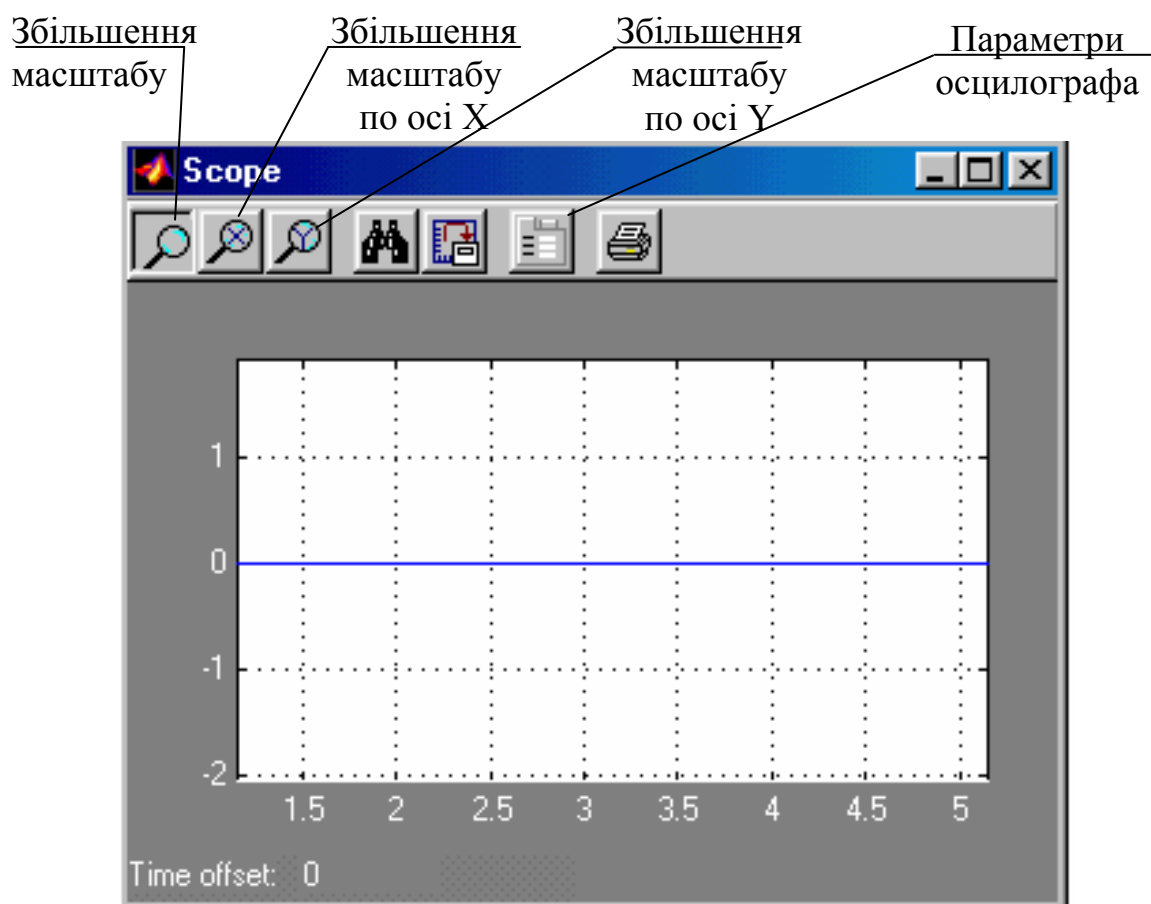


Рисунок 3.9 – Вікно віртуального осцилографа

Порядок виконання роботи

1. Побудувати блок-схему показану на рис. 3.5.
2. Встановити такі параметри генератора імпульсів: період – 0,01с, шпаруватість 50%, амплітуда – 1. Визначити час затримки проходження сигналу від генератора до пристрою реєстрації помилок за допомогою осцилографа. Вказати отриманий час затримки у меню параметрів пристрою реєстрації помилок.
3. Встановити нульове значення ймовірності помилки у блоці каналу та запустити модель. Дослідити осцилограми напруги після кожного елемента за допомогою осцилографа, порівнюючи їх з вхідним сигналом.
4. Встановити значення довжини кодового слова 3 і відповідно кількість розрядів 2.
5. Змінюючи значення ймовірності помилок у блоці Знайти критичне значення ймовірності помилок, при якому код Хеммінга ще в змозі виправити помилки.
6. Порівняти осцилограми шумового сигналу, що можна спостерігати з другого виходу каналу при різних імовірностях появи помилок.
7. Змінюючи величину кодового слова від 7 до 63, розрядність від 3 до 6 у блоці кодування та декодування Хеммінга та не змінюючи частоту вхідного сигналу, виконати дослідження згідно з п. 4-5.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурну схему дослідження коду Хеммінга;
- таблиці, отримані при виконанні лабораторних завдань;
- часові діаграми вхідного сигналу, сигналу з кодом Хеммінга, сигналу двійкового шуму, вихідного сигналу декодера Хеммінга;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик кодування та виправлення помилок у коді Хеммінга.

Контрольні запитання

1. Поясніть, як створюються моделі в робочій області SIMULINK пакету MATLAB.
2. В якій бібліотеці знаходиться кодер та декодер Хеммінга?
3. В якій бібліотеці знаходиться реєстратор помилок?
4. Що таке кодування?

5. Яка відмінність між паралельним і послідовним двійковим кодом?
6. Обґрунтувати теоретичну базу завадостійкого кодування.
7. Що таке надмірні та безнадмірні коди?
8. Що розуміють під вагою кодової комбінації?
9. Перелічіть розповсюджені коди, що виявляють та виправляють помилки?
10. До яких типів кодів відноситься код Хеммінга?
11. Пояснити принцип побудови коду Хеммінга на прикладі?
12. Від чого залежить здатність до виправлення помилок?
13. Де розміщуються перевірні елементи в двійковому коді Хеммінга?
14. Як визначається склад перевірних елементів у двійковому коді Хеммінга?
15. Порівняльний аналіз особливостей коду Хеммінга та коду Шеннона-Фано [1, 4, 6 – 10].

Лабораторна робота № 4

Дослідження детермінованих та випадкових сигналів

Мета роботи – виконати дослідження основних характеристик і параметрів детермінованих та випадкових сигналів.

- Обладнання:
1. Комп'ютер.
 2. Пакет прикладних програм MATLAB.

Теоретичні відомості

Сигнали, що використовуються в системах зв'язку можна розділити на дві основні групи: детерміновані та випадкові. Детермінованим сигналом є у будь-який момент часу відомим. Сигнал, значення якого у будь-які моменти часу є величинами випадковими називається випадковим. Цей поділ є умовним, тому що в природі не існує детермінованих сигналів, оскільки параметри джерел сигналів залежать від багатьох часто випадкових факторів, таких як взаємодія з іншими фізичними об'єктами та наявність хаотичних флуктуацій. Тому реальні сигнали є випадковими.

Але не дивлячись на це дослідження детермінованих сигналів є важливим в теорії зв'язку. Математична модель детермінованих сигналів значно простіша від математичної моделі випадкових сигналів. Крім того, висновки отримані при дослідженні детермінованих сигналів часто можуть бути використані для аналізу випадкових сигналів.

Випадковий характер мають шуми та завади, що протидіють вірному трактуванню інформації у прийнятому повідомленні. Підвищення завадостійкості є одною із центральних проблем зв'язку.

Для аналізу і синтезу інформаційних систем необхідно знати не лише характеристики цих систем, але й математичні моделі сигналів. При аналізі проходження сигналів через системи доцільно використовувати елементарні детерміновані сигнали. Дослідивши реакцію системи на елементарний сигнал, можна користуючись методом суперпозиції визначити реакцію системи на сигнал довільної форми.

До елементарних сигналів відносяться: ідеальний одиничний імпульс, одинична функція і синусоїдальна функція.

Одиничний імпульс або дельта-функція описується такими співвідношеннями:

$$\delta(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq \tau; \\ \infty & \text{при } t = \tau; \end{cases}$$

$$\int_0^e \delta(t - \tau) dt = 1(t - \tau), \quad 0 < \tau < t, \quad (4.1)$$

де $\delta(t - \tau)$ – дельта-функція; t – час; τ – тривалість імпульсу; $1(t - \tau)$ – одинична функція.

Тобто, дельта-функція – це ідеальний сигнал з нескінченно малою тривалістю, нескінченно великим рівнем і площею рівною одиниці.

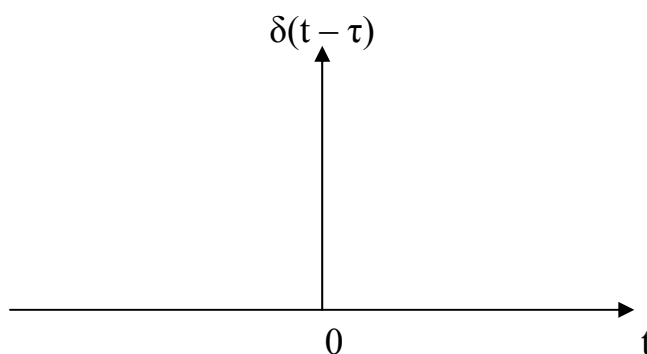


Рисунок 4.1 – Символічне зображення дельта-функції

Одинична функція (функція Хевісайда) визначається таким співвідношенням:

$$1(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < \tau; \\ 1 & \text{при } t \geq \tau. \end{cases} \quad (4.2)$$

Тобто, одинична функція – часова функція, яка при будь-якому $t > \tau$ дорівнює нулю, а при $t \geq \tau$ – одиниці. Вона виражає стрибкоподібну зміну в момент часу $t = \tau$ величини від значення 0 до значення 1.

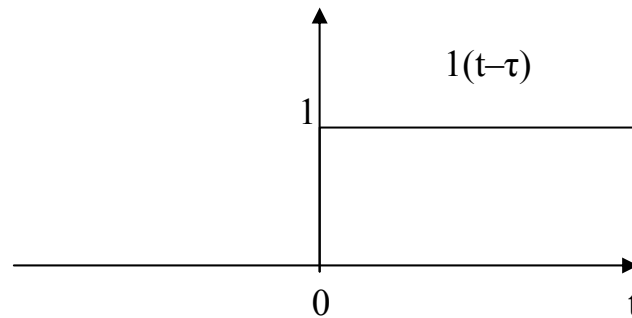


Рисунок 4.2 – Графічне зображення одиничної функції

Елементарний синусоїдальний сигнал використовується для дослідження пропускну здатності інформаційних систем. Крім того модель складних сигналів можна представити у вигляді сукупності елементарних синусоїдальних сигналів.

Елементарний сигнал визначається такою функцією:

$$A = \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (4.3)$$

де: A – миттєва амплітуда сигналу, ω – циклічна частота, φ_0 – початкова фаза.

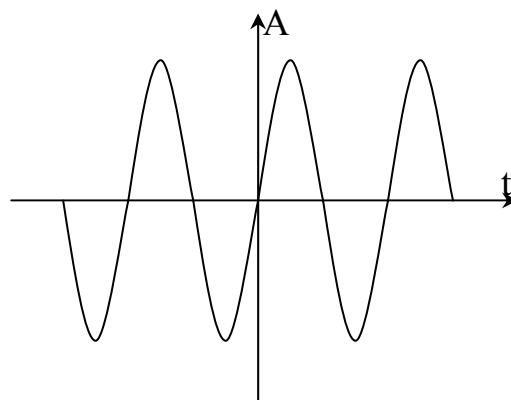


Рисунок 4.3 – Елементарний синусоїдальний сигнал

Для дослідження проходження сигналів через інформаційні системи необхідно використовувати статистичні методи та теорію ймовірності. Для побудови і опису математичних моделей випадкових сигналів використовується функція розподілу. Функція $F(x)$ аргументу x , яка рівна ймовірності того, що випадкове число з X прийме значення, рівне або менше конкретного значення x називається функцією розподілу, тобто.

$$F(x) = P(X \leq x). \quad (4.4)$$

Похідна від функції розподілу є густина розподілу ймовірності (густина ймовірності) даної випадкової величини:

$$\omega(x) = dF/dx. \quad (4.5)$$

Густина ймовірності повинна задовольнятися завжди додатною величиною і відповідати умові нормування:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x) dx = 1. \quad (4.6)$$

Числовими характеристиками випадкової величини є математичне очікування, дисперсія. Математичне очікування визначається за виразом:

$$m_x = \bar{x} = \int_{-\infty}^{\infty} x \omega(x) dx. \quad (4.7)$$

Фізично математичне очікування виражає середнє значення сукупності вибірок випадкового процесу в визначений момент часу t_1 .

Дисперсія – це математичне очікування квадрату відхилення величини $x(t)$ від математичного очікування в визначений момент часу t , визначається з виразу:

$$D_x = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m(x))^2 \omega(x) dx. \quad (4.8)$$

Дисперсія виражає міру розкиду значень випадкової величини навколо математичного очікування.

Найбільш часто в теорії зв'язку використовуються такі закони розподілу: рівномірний, Гауса (нормальний), Пуассона.

Рівномірний розподіл. Випадкова величина X може приймати значення лише в області $x_1 \leq x \leq x_2$, причому ймовірності попадання в будь-які внутрішні підінтервали однакової ширини Δx рівні.

Густина ймовірності:

$$\omega(p) = \begin{cases} 0, & x < x_1, \\ 1/(x_2 - x_1), & x_1 \leq x \leq x_2, \\ 0, & x > x_2. \end{cases} \quad (4.9)$$

Функція розподілу:

$$F(x) = \begin{cases} 0, & x < x_1, \\ \frac{x - x_1}{x_2 - x_1}, & x_1 \leq x \leq x_2, \\ 0, & x > x_2. \end{cases} \quad (4.10)$$

Математичне очікування і дисперсія:

$$\begin{aligned} m_x &= \frac{x_2 - x_1}{2}; \\ D_x &= \frac{(x_2 - x_1)^2}{12}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Гаусів розподіл.

Густина ймовірності:

$$\omega(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \exp\left[-\frac{(x - m)^2}{2D}\right]. \quad (4.12)$$

Функція розподілу:

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{x-m}{\sqrt{D}}} e^{-t^2/2} dt. \quad (4.13)$$

Математичне очікування і дисперсія:

$$m_x = m; \quad D_x = D. \quad (4.14)$$

Розподіл Пуассона.

Функція розподілу:

$$F(x) = \frac{\lambda^x}{x!} e^{-\lambda}, \text{ при } x = 1, 2, 3, \dots \quad (4.15)$$

де: $\lambda = const$ – математичне очікування числа появи подій.

Математичне очікування і дисперсія:

$$m_x = \lambda = D_x. \quad (4.16)$$

В теорії зв'язку дані закони розподілу використовуються для створення математичних моделей шумів, завад і шумоподібних складних сигналів. А також для дослідження впливів завад на корисний сигнал.

В пакеті прикладних програм MATLAB представлені такі математичні моделі шуму у вигляді генераторів шуму: генератор шуму з розподілом Гауса, з розподілом Пуассона, з розподілом Бернуллі, з рівномірним розподілом, з розподілом Релея, з розподілом Райса.

Домашнє завдання

1. Визначте спектр з 10 складових для періодичної послідовності імпульсів з періодом 5 мс та тривалістю імпульсу 2 мс.

2. По каналу передаються чотири незалежних повідомлення з ймовірностями правильного прийняття $p_1 = 0,2$; $p_2 = 0,7$; $p_3 = 0,4$; $p_4 = 0,6$. Знайти математичне очікування загальної кількості правильно прийнятих повідомлень.

3. Випадкова величина задана наступним законом розподілу:

X	1	3	5	8	9
P	0,1	0,3	0,25	0,15	0,2

Опис лабораторного обладнання

Лабораторне обладнання складається з комп'ютера та встановленої програми MATLAB, SIMULINK та пакету розширення Communications Blockset. Після запуску програми потрібно відкрити вікно для створення нової моделі та побудувати схему з блоків показану на рис. 4.4. Блок-схема складається з генератора сигналів, віртуального осцилографа та віртуального аналізатора спектра.

Генератор є джерелом сигналу, параметри якого задаються при подвійному натисканні лівої клавіші миші на зображення генератора. Він може видавати один з чотирьох типів сигналів: синусоїдальний, пилкоподібний, послідовність прямокутних імпульсів та випадкового сигналу. Для отримання відповідного колювання потрібно лише вибрати його у відповідному меню генератора сигналів та вказати частоту і амплітуду. За допомогою віртуального осцилографа можна спостерігати сигнал у часовій області і при необхідності роздрукувати чи записати у файл графічний вигляд сигналу.

Віртуальний аналізатор спектра призначений для відображення сигналу у часовій та частотній областях. Спектр розраховується на основі швидкого перетворення Фур'є. Точність відображення спектра залежить

від значення розміру буфера пам'яті, початкове значення якого 128. Підвищення точності можливе при збільшенні значення розміру буфера відповідно до двійкової системи числення тобто 128, 256, 512, 1024 і т.д. Однак при збільшенні значення буфера зростає також час, за який відбуваються обчислення на базі швидкого перетворення Фур'є і залежить від швидкодії комп'ютера.

Для переходу до наступної моделі необхідно лише видалити генератор сигналів і вставити та під'єднати відповідний блок модулювання шумових сигналів. Блоки-джерела шумових сигналів знаходяться в бібліотеці Sources пакету Communications Blockset. Параметри джерел шумів задаються відповідно до закону розподілу ймовірності.

При дослідженні дії адитивної завади на детермінований сигнал крім блоків описаних вище застосовується суматор, що є математичним блоком з єдиним параметром, що вказує дію (додавання чи віднімання) над сигналами та відображається на відповідному вході.

Для коректної роботи блок-схеми всі її складові мають працювати в одному часовому проміжку. Це досягається встановленням значення еталонного часу (Simple time) однакового для всіх блоків. Після виставлення всіх потрібних параметрів можна приступати до моделювання.

Порядок виконання роботи

1. Скласти модель для дослідження детермінованих сигналів показану на рис. 4.4.
2. Увійти в меню параметрів генератора сигналів та виставити параметри запропоновані викладачем.
3. Відповідно до параметрів генератора виставити параметри осцилографа та аналізатора спектра.

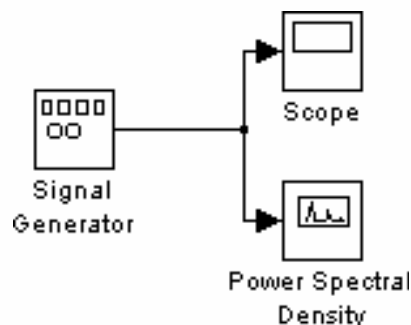


Рисунок 4.4 – Блок-схема дослідження детермінованих сигналів

4. Дослідити осцилограми та спектр для сигналів: а) синусоїдальної форми; б) послідовності прямокутних імпульсів (меандр); в) пилкоподібної форми.

5. Скласти модель для дослідження випадкових сигналів показано на рис. 4.5.

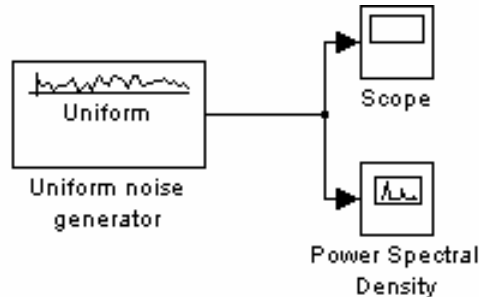


Рисунок 4.5 – Блок-схема для дослідження шумів з різними розподілами ймовірностей

6. Налаштувати модель та дослідити осцилограми та спектр генератора шуму: а) з рівномірним розподілом; б) з розподілом Гауса; с) з розподілом Пуассона.

7. Скласти модель для дослідження впливу адитивної завади на сигнал згідно з рис. 6.

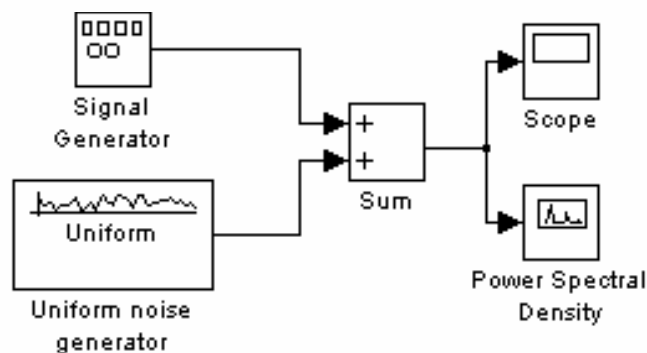


Рисунок 4.6 – Блок-схема дослідження впливу адитивної завади на сигнал

8. Для заданих викладачем типів сигналів та завад, дослідити часові представлення та частотні спектри і визначити на основі отриманих характеристик відношення сигнал/шум.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- блок-схеми дослідження детермінованих та випадкових сигналів, а також блок схем дослідження впливу адитивної завади на корисний сигнал;

- часові діаграми та частотні спектри сигналів, отриманих під час роботи;
- розрахунки, отримані в результаті обробки експериментальних даних;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик детермінованих і випадкових сигналів
- аналіз впливу завад на корисний сигнал.
- розрахунок математичного очікування та дисперсії випадкової величини x .

Контрольні запитання

1. Дайте означення поняття „детерміновані сигнали”.
2. Що таке математична модель сигналу?
3. Перерахуйте елементарні детерміновані сигнали.
4. Якими властивостями характеризується дельта-функція?
5. Чи застосовуються математичні моделі детермінованих сигналів в теорії зв'язку?
6. Що таке випадковий сигнал?
7. Який фізичний зміст має математичне очікування та дисперсія?
8. Що таке „білий шум”?
9. Наведіть приклади застосування випадкових математичних моделей для опису фізичних процесів.
10. Графічне зображення нормального закону розподілу ймовірностей.
11. Навести класифікацію типів завад за способом їх утворення?
12. Як можна підвищити завадостійкість сигналу?
13. Що таке адитивні та мультиплікативні завади?
14. До якого типу завад відноситься „білий шум”?
15. Навести основні характеристики та параметри випадкового процесу.
16. Які причини утворення внутрішніх шумів апаратури та приладів?
17. Які існують методи боротьби з завадами?
18. Чи можна створити детермінований сигнал?
19. Пояснити принцип суперпозиції з точки зору теорії передачі сигналів.
20. Навести формули Віннера-Хінчіна та пояснити їх фізичний зміст й особливості використання [3, 7-14].

Лабораторна робота №5

Дослідження амплітудної та частотної модуляції

Мета роботи – виконати дослідження основних характеристик та особливостей амплітудної та частотної модуляції.

Обладнання: 1. Комп'ютер;
2. Пакет прикладних програм MATLAB.

Теоретичні відомості

Для переносу інформації на відстань в радіозв'язку застосовують сигнали, які можна ефективно випромінювати за допомогою антенних пристроїв. Ці високочастотні коливання називаються носійними коливаннями. А інформація, що передається (низькочастотний сигнал) накладається на носійне коливання (гармонічне, імпульсне).

Радіосигнал, що несе в собі інформацію в загальному випадку можна записати

$$a(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \Theta(t)] = A(t) \cos \varphi(t). \quad (5.1)$$

В цьому або амплітуда A , або фаза Θ , або то і інше одночасно змінюються за законом повідомлення, що передається. Якщо за законом повідомлення змінюється амплітуда носійного коливання, то коливання називається амплітудно-модульованим, а фаза і частота при цьому залишаються постійними.

Приріст амплітуди пропорційний повідомленню $S(t)$.
Тоді аналітичний вираз коливання з амплітудною модуляцією буде:

$$a(t) = [A_0 + kS(t)] \cos(\omega_0 t + \Theta_0), \quad (5.2)$$

де: A_0 – початкове (середнє) значення амплітуди носійного коливання;

k – коефіцієнт пропорційності.

Якщо модуляція виконується гармонічним сигналом (одним тоном Ω), тобто

$$S(t) = S_0 \cos(\Omega t + \varphi_0), \quad (5.3)$$

то аналітичний вираз коливання з однотоною амплітудною модуляцією (АМ) записується:

$$a(t) = [A_0 + kS_0 \cos(\Omega t + \varphi_0)] \cos(\omega_0 t + \Theta_0), \quad (5.4)$$

де: φ_0 , Θ_0 – початкові фази носійного та модульованого коливань відповідно.

Часова діаграма при модуляції гармонічним сигналом зображена на рисунку 5.1.

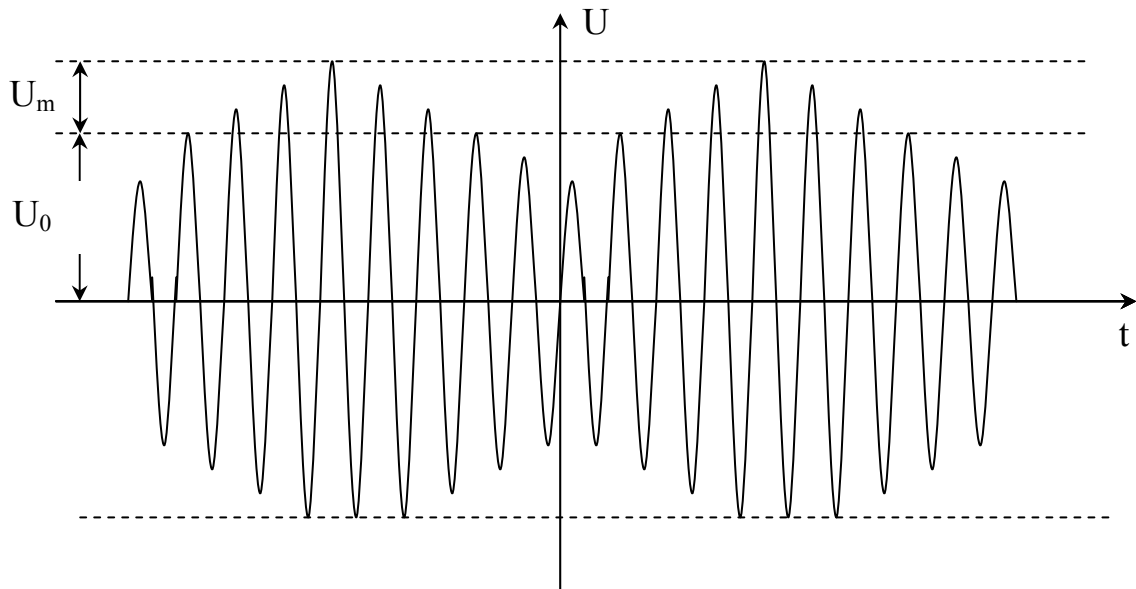


Рисунок 5.1 – Часова діаграма АМ-коливання

Аналітичний вираз даного АМ-коливання можна також представити у вигляді:

$$A(t) = A_0[1 + M \cos(\Omega t + \varphi_0)] \cos(\omega_0 t + \Theta), \quad (5.5)$$

де: $M = kS_0/A_0 = \Delta A_m / A_0$ - коефіцієнт (глибина) модуляції;

ΔA_m - максимальний приріст амплітуди.

Для збереження форми обвідної АМ глибина модуляції не повинна перевищувати 100% ($M < 1$).

Для визначення спектра АМ в її аналітичному виразі потрібно розкрити квадратну дужку і виконати геометричне перетворення.

Якщо прийняти $\varphi_0 = 0$, $\Theta = 0$, то отримаємо:

$$A(t) = A_0 \cos \omega_0 t + (A_0 M / 2) \cos(\omega_0 + \Omega) t + (A_0 M / 2) \cos(\omega_0 - \Omega) t]. \quad (5.6)$$

Відповідно спектр АМ має три складові: 1) з частотою носійного коливання ω_0 і амплітудою A_0 ; 2) з частотою $\omega_0 + \Omega$ і амплітудою $A_0 M / 2$; 3) з частотою $\omega_0 - \Omega$ і амплітудою $A_0 M / 2$.

Спектральна діаграма АМ представлена на рис.5.2. Спектр АМ за характером дискретний, ширина спектра (відстань за частотою між крайніми частотами ΔF) дорівнює подвійній частоті модулюючого сигналу в даному випадку 2Ω . На рис.5.2. Зображений також спектр модулюючого сигналу, він у даному випадку складається з однієї спектральної лінії.

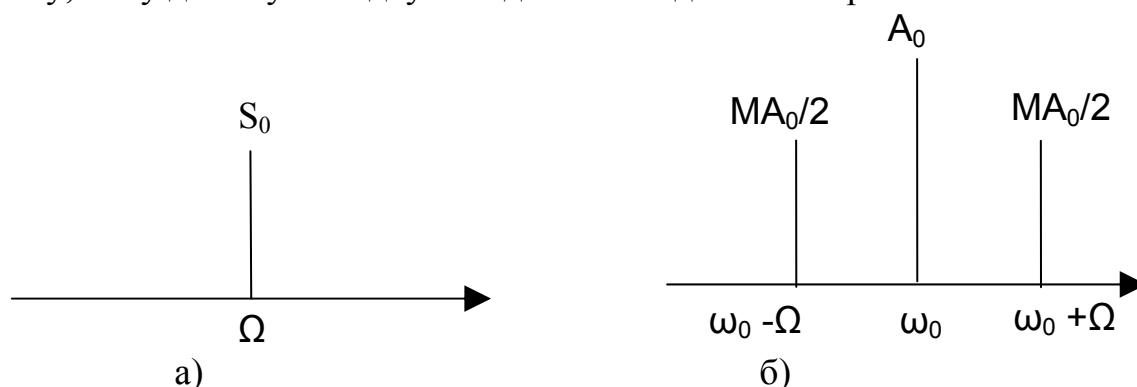


Рисунок 5.2 – Спектри модулюючого колювання а) та АМ колювання б)

Із порівняння спектрів модулюючого (керуючого) і модульованого колювань можна зробити висновок про зв'язок спектрів цих сигналів – одній спектральній лінії спектра керуючого сигналу, розміщеній поблизу нуля, відповідає дві спектральні лінії, розміщені симетрично відносно складової з носійною частотою ω_0 . Відповідно, весь спектр зсунутий в сторону високих частот на величину частоти носійного колювання. Якщо модулюючим сигналом буде складний сигнал, наприклад послідовність прямокутних імпульсів, то закономірність побудови спектра радіосигналу за спектром відеосигналу буде така ж.

Нехай складний керуючий сигнал представлений у вигляді суми гармонік:

$$S(t) = \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cos(n\Omega_1 t + \varphi_n), \quad (5.7)$$

де: S_n - амплітуди гармонік; φ_n - початкові фази; Ω_1 - частота першої гармоніки; n - порядковий номер гармонік.

Тоді модульоване колювання буде містити:

$$a(t) = A_0 \cos \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} A_0 \frac{M_0}{2} \cos(\omega_0 t \pm n\Omega_1), \quad (5.8)$$

тобто, в спектрі радіосигналу міститься носійне колювання з частотою ω_0 і дві симетричні смуги, що містять частоти $(\omega_0 t \pm n\Omega_1)$. Обвідні спектра модулюючого сигналу і спектра радіосигналу збігаються за формою.

Частоти спектра модулюючого сигналу зсуваються в область високих частот на частоту носійного коливання.

Аналітичний зв'язок спектрів модулюючого та радіосигналу можна отримати також обчисливши спектральну густину неперіодичного радіосигналу через інтеграл Фур'є. Нехай радіосигнал з АМ запишеться в загальному вигляді:

$$a(t) = A(t)\cos\omega_0 t \quad (5.9)$$

$$S_a(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A(t)\cos\omega_0 t e^{-j\omega t} dt. \quad (5.10)$$

Перетворимо $\cos\omega_0 t$ за формулою Ейлера:

$$\cos\omega_0 t = \frac{e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}}{2}. \quad (5.11)$$

Тоді інтеграл розіб'ється на два і запишеться:

$$S_a(j\omega) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A(t)e^{j(\omega-\omega_0)t} dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A(t)e^{j(\omega+\omega_0)t} dt. \quad (5.12)$$

Кожний з інтегралів представляє собою спектральну густину обвідної $A(t)$ для частот $\omega - \omega_0$ (область додатних частот) і $\omega + \omega_0$ (область від'ємних частот). Відповідно:

$$S_a(j\omega) = \frac{1}{2} S_a(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} S_a(\omega + \omega_0). \quad (5.13)$$

Радіосигнали – вузькосмугові сигнали, спектр групується поблизу частоти носійного сигналу ω_0 , а різниця $\omega - \omega_0 = \Omega$. Таким чином, для отримання спектра радіосигналу потрібно в виразі для спектра керуючого сигналу замінити частоту Ω на $\omega - \omega_0$ і вдвічі зменшити величину спектральної густини.

Якщо за законом модулюючої напруги змінюється частота носійного коливання

$\omega(t) = \omega_0 + kS(t)$, то таке коливання буде частотно-модульованим.

ω_0 - середнє значення частоти носійного коливання.

Аналітичний вираз ЧМК можна записати, використовуючи зв'язок між фазою та частотою:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}; \quad \varphi(t) = \int \omega(t)dt; \quad a(t) = A_0 \cos \int \omega(t)dt. \quad (5.14)$$

При модуляції високочастотного коливання за гармонічним законом сигналу $S(t)=S_0\cos\omega t$ аналітичний вираз ЧМК запишеться у вигляді:

$$a(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + \Theta_0 + k \int_0^t S_0 \cos \Omega t dt \right] = A_0 \cos [\omega_0 t + \Theta_0 + m \sin \Omega t], \quad (5.15)$$

де $m = \frac{kS_0}{\Omega}$ називається індексом частотної модуляції.

Величина $kS_0 = \omega q$ є амплітудою відхилення частоти від середнього значення і називається девіацією частоти. Тоді

$$m = \frac{\omega q}{\Omega}. \quad (5.16)$$

Індекс модуляції на відміну від коефіцієнта модуляції при АМ може бути значно більшим одиниці. Для визначення спектральної складової ЧМК при гармонічній модуляції перетворимо її до вигляду:

$$a(t) = A_0 \cos(m \sin \omega t) \cos \omega_0 t - A_0 \sin \left(\frac{m \sin \Omega t}{\sin \omega_0 t} \right). \quad (5.17)$$

Функції $\cos(m \sin \omega t)$, $\sin(m \sin \omega t)$ розкладаються в ряди за Беселевими функціями:

$$\begin{aligned} \sin(m \sin \omega t) &= 2j_1(m) \sin \omega t + 2j_3(m) \sin 3\omega t + K \\ \cos(m \sin \omega t) &= j_0(m) + 2j_2(m) \cos 2\omega t + 2j_4(m) \cos 4\omega t + K \end{aligned}$$

Тут $j_n(m)$ – Беселева функція n -го порядку від аргументу m . Тоді відповідно, спектр ЧМК складається з носійного коливання з амплітудою $j(m)A_0$ частотою ω_0 і нескінченно великого числа бокових коливань з амплітудами $j_n(m)A_0$ і частотами відмінними від носійної на $n\omega$ (n - номер бокової).

Із викладеного видно, що величина амплітуд бокових визначається величиною m .

При малих m ($m \ll 1$) можна вважати, що

$$\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t, \quad \cos(m \sin \Omega t) \approx 1.$$

Тоді спектр ЧМК запишеться:

$$a(t) \cong A_0 (\cos \omega_0 t - m \sin \Omega t \sin \omega_0 t) = A_0 \left[\cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \right]. \quad (5.18)$$

Відповідно, в цьому випадку спектр ЧМК як і при АМК має три складові, а ширина спектра так як і при АМК дорівнює 2ω . При великих m ($m \gg 1$) питання зводиться до вияснення залежності Беселевої функції $j_n(m)$ від порядкового номера $m_{\text{макс}}$.

Виявляється, що найвищий номер $m_{\text{макс}}$ бокової частоти, з амплітудою якої необхідно рахуватись, приблизно дорівнює індексу модуляції.

Відповідно, ширина спектра ЧМК в цьому випадку дорівнює:

$$\Delta F = 2n_{\text{макс}}\omega \approx 2m\omega = 2\omega q. \quad (5.19)$$

Домашнє завдання

1. Зобразіть сигнал в часовій та частотній області заданий у вигляді: $u(t) = 10(1 + 0,5 \cos(100t + \pi/2)) \cdot \cos(20 \cdot 10^4 t + \pi/2)$.

2. Яку смугу частот буде займати АМ сигнал, якщо частота модулюючого коливання лежить в межах від 300 Гц до 10000 Гц?

3. Частотно-модульований сигнал заданий у вигляді: $u(t) = 5 \cos(15 \cdot 10^4 t + m \sin 10^3 t)$. Знайти індекс ЧМ, якщо максимальне значення частоти 163 кГц.

4. Зобразіть спектральну діаграму ЧМ-сигналу, який задано таким чином: $u(t) = 4 \cos(50 \cdot 10^6 + 10 \sin 20 \cdot 10^3 t)$.

Опис лабораторного обладнання

Лабораторне обладнання складається з комп'ютера та встановленої програми MATLAB, SIMULINK та пакету розширення Communications Blockset. Після запуску програми потрібно відкрити вікно для створення нової моделі та побудувати схему із блоків показану на рис. 5.3. Блок-схема складається з генератора сигналів, модулятора, віртуального осцилографа та віртуального аналізатора спектра.

Генератор є джерелом сигналу, параметри якого задаються при подвійному натисканні лівої клавіші миші на зображення генератора. Він

може видавати один з чотирьох типів сигналів: синусоїдальний, пилкоподібний, послідовність прямокутних імпульсів та випадкового сигналу. Для отримання відповідного колювання потрібно лише вибрати його у відповідному меню генератора сигналів та вказати частоту і амплітуду. Модулятор сигналів та його параметри вибираються відповідно до закону модуляції. Блоки модуляторів знаходяться у бібліотеці Modulation пакету Communications Blockset.

За допомогою віртуального осцилографа можна спостерігати сигнал у часовій області і при необхідності роздрукувати чи записати у файл графічний вигляд сигналу. Віртуальний аналізатор спектра призначений для відображення сигналу у часовій та частотній областях. Спектр вираховується на основі швидкого перетворення Фур'є. Точність відображення спектра залежить від значення розміру буфера пам'яті, початкове значення якого 128. Підвищення точності можливе при збільшенні значення розміру буфера відповідно до двійкової системи числення тобто 128, 256, 512, 1024 і т.д. Однак при збільшенні значення буфера зростає також час, за який відбуваються обчислення на базі швидкого перетворення Фур'є і залежить від швидкодії комп'ютера.

Для переходу до наступної моделі необхідно лише видалити модулятор АМ-сигналів і вставити та під'єднати модулятор ЧМ-сигналів. Для коректної роботи блок-схеми всі її складові мають працювати в одному часовому проміжку. Це досягається встановленням значення еталонного часу (Simple time) однакового для всіх блоків. Після виставлення всіх потрібних параметрів можна приступати до моделювання.

Порядок виконання роботи

1. Побудувати модель згідно з рисунком:

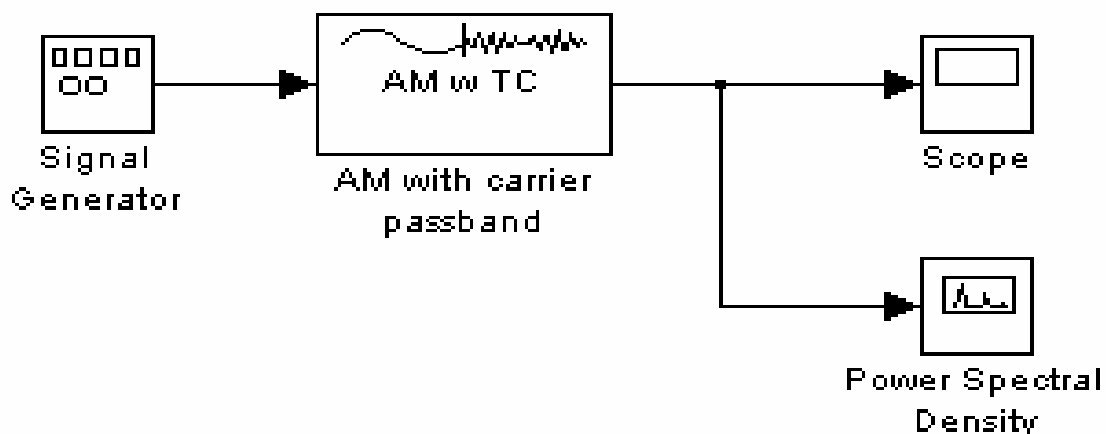


Рисунок 5.3 – Блок схема дослідження амплітудної модуляції

2. Дослідити осцилограму та спектр АМ. Отримати АМ коливання з частотою носійної 100 кГц та модулюючою частотою 5 кГц для синусоїдального вхідного коливання. Глибину модуляції встановити 50%.

2.1. Спостерігати і зарисувати сигнал АМ у часовій області. Визначити за формулою глибину модуляції

$$M = \frac{A - B}{A + B} \cdot 100\%.$$

Порівняти отримане значення з встановленою глибиною.

2.2. Спостерігати та зарисувати сигнал АМ у частотній області. Визначити відстань бокових смуг від носійної сигналу, визначити ширину спектра.

1.3. Визначити амплітуду несучої та бокових коливань.

1.4. Проробити п. 2.1-2.3 для частот модулюючого коливання 1 кГц та 10 кГц.

1.5. Дослідити АМ-сигнал у випадку, коли вхідним сигналом є пілкоподібний сигнал, сигнал типу „меандр” та шумоподібний сигнал з частотами вказаними у п.2 і порівняти отримані результати.

3. Зібрати схему згідно з рис.5.4.

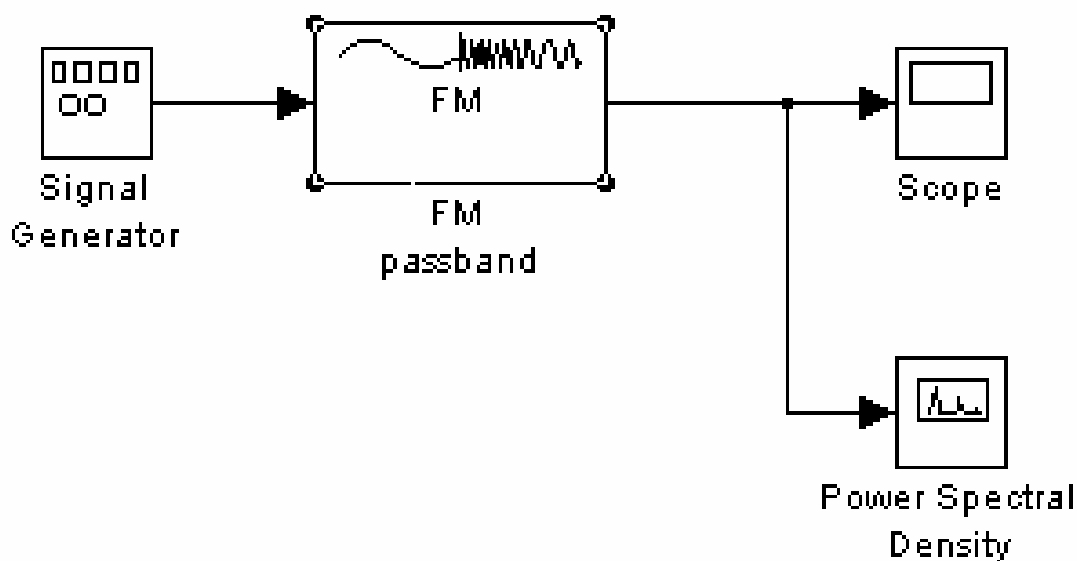


Рисунок 5.4 – Блок-схема дослідження частотної модуляції

4. Дослідити спектр та осцилограму ЧМ коливання. Отримати ЧМ коливання з носійною частотою 10 кГц і модулюючою частотою 5 Гц.

4.1. Спостерігати та зарисувати спектрограму.

4.2. Змінюючи частоту від 1 до 10 МГц, спостерігати та пояснити значення залежності ширини спектра від частоти модулюючого сигналу.

4.3. Зарисувати спектрограму при значеннях модулюючої частоти 1МГц і 10 МГц.

4.4. Визначити індекс частотної модуляції.

4.5. Дослідити ЧМ-сигнал у випадку коли вхідним сигналом є пилкоподібний сигнал, сигнал типу “меандр” та шумоподібний сигнал з частотами вказаними у п.2 і порівняти отримані результати.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурні схеми дослідження типів модуляції;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті виконання лабораторної роботи;
- порівняльний аналіз теоретичних характеристик та характеристик отриманих в результаті досліджень.

Контрольні запитання

1. Що таке глибина амплітудної модуляції?
2. Що відбувається при перемодуляції сигналу?
3. В якому співвідношенні знаходяться між собою частоти несучого і модулюючого коливання?
4. Які переваги та недоліки амплітудної модуляції в порівнянні з іншими видами аналогової модуляції?
5. В яких складових спектра сигналу з амплітудною модуляцією зосереджена більша частина енергії?
6. Яким чином можна покращити енергетичні характеристики амплітудної модуляції?
7. Поясніть принцип дії модулятора АМ.
8. Поясніть зміст індексу частотної модуляції.
9. Що таке девіація частоти?
10. Як пов'язані між собою частота модуляції, індекс модуляції та девіація частоти?
11. У якому випадку спектри АМ та ЧМ мають однаковий вигляд?
12. Від чого залежить величина амплітуди складових спектра ЧМ?
13. Яким на практиці обирають значення індексу частотної модуляції?
14. У якому діапазоні частот доцільно застосовувати частотну модуляцію?
15. Які переваги та недоліки ЧМ в порівнянні з іншими видами модуляції?
16. Який вид аналогової модуляції має кращу завадостійкість?
17. Наведіть переваги аналогових видів модуляції порівняно з цифровими [7-10, 12, 15, 16].

Лабораторна робота № 6

Дослідження автоматизованого цифрового аналізатора сигналів

Мета роботи – виконати дослідження принципів побудови, характеристик й особливостей функціонування автоматизованого цифрового аналізатора сигналів (АЦАС).

Обладнання:

1. Комп'ютер.
2. Макет апаратної частини АЦАС.
3. Генератор ГЗ-112.
4. Вольтметр В7-15А.
5. Частотомір ЧЗ-34А.
6. Осцилограф С1-71.

Теоретичні відомості

АЦАС в останні роки інтенсивно розвиваються та утворили самостійний клас вимірювальних систем. Це зумовлено їх високою ефективністю для досліджень в техніці зв'язку. Сучасні АЦАС є вимірювально–обчислювальними комплексами, які використовують принципи цифрової обробки сигналів. Сучасний парк АЦАС нараховує більше 50 моделей, розробкою та випуском яких зайнято більше 20 фірм: “Hewlett Packard”, США; “Bruel and Kjaer”, Данія; “Intertechnique”, Франція; “Ono Sokki”, Японія.

В таблиці 6.1 приведені основні характеристики останніх моделей АЦАС. Типи, що випускаються, відрізняються призначенням, метрологічними характеристиками та ціною. Сучасні системи мають такі функціональні можливості: вимірювання часових параметрів сигналів, визначення амплітудно-частотного та фазочастотного спектрів, побудова гістограм та функцій розподілення, знаходження імпульсної та передаточної характеристик. Найбільш досконалі моделі АСЗОШС забезпечують також вимірювання кепстра потужності, операції згортки, спектральний аналіз з рівномірною та логарифмічною віссю частот, перетворення Гільберта та режим модального аналізу.

Максимальна смуга частот вхідних сигналів АЦАС лежить в межах 10...20 МГц. Об'єм оперативної пам'яті в сучасних системах забезпечує розрізнявальну здатність в часовій та частотній області, а також дозволяє досліджувати однократні сигнали та сигнали, що рідко повторюються.

Аналіз підходів, технічних характеристик та архітектурних рішень побудови аналізаторів сигналів провідних фірм в даній області техніки дозволяє виділити такі тенденції їх розвитку:

- підвищення точності вимірювання (частотного розрізнення та динамічного діапазону) забезпечується використанням ефективних алгоритмів цифрової обробки сигналів, а також використанням елементної бази підвищеної швидкодії;

- підвищення інформативності, продуктивності та розширення функціональних можливостей АЦАС досягається використанням у складі системи потужного персонального комп'ютера;

- полегшення доступу користувача до пристрою, підвищення гнучкості системи забезпечується використанням комп'ютера з монітором, який працює в поліекранному режимі.

Переваги цифрових методів обробки сигналів для дослідження процесів в часовій області незаперечні. Основна проблема полягає в їх ефективному використанні для технічної реалізації конкретного пристрою з малими похибками та в широкому діапазоні частот.

Реалізація системи з використанням цифрової обробки сигналів можлива на основі двох принципово різних підходів. Один з них передбачає виконання цифрової обробки за допомогою комп'ютера. Впровадження такого підходу зводиться до розробки ефективних алгоритмів.

Таблиця 6.1 - Основні характеристики сучасних АЦАС

Тип ЦАС, фірма, країна	Функція	Діапазон частот, МГц	Число каналів	Розрядність АЦП, біт	Об'єм буферної пам'яті, кБайт
SC-04, Greatec Signal Computer, США	ЦС	0...5	2	8	256
54503A, Hewlett-Packard, США	ЦО	0...10	2	8	512
336A, Tektronix, США	ЦО	0...10	2	8	1000
DL1100 Yokoga-ma Cor, Японія	ЦО	0...10	2	8	256
CF-360, Ono Skki, Японія	ЦС	0...1	2	16	4000
IN-1210, Intertechnique, Франція	ЦС	0...2	8	12	512
94000A, LeCroy, США	ЦС	0...20	1	8	128
DATA-6000, Analogic, США	ЦС	0...5	1	10	256
4851, Nicolet, США	ЦС	0...1	1	15	1000
SAS8130, Iwatsu, Японія	ЦС	0...1	1	10	1000

Для такого способу з однієї сторони, характерна велика гнучкість функціонування, тобто можливість використання комп'ютера для розв'язання багатьох прикладних задач, а з іншої сторони, обмежена швидкодія при роботі в реальному масштабі часу. Використовуючи достатньо потужні комп'ютери фірми IBM та швидкі алгоритми, можна виконувати в реальному масштабі часу аналіз сигналів при частотах дискретизації - 100...500 кГц. В той же час в техніці зв'язку необхідно виконувати подібну цифрову обробку при частотах перетворення, що досягають 100 МГц.

Другий метод, що є у певній мірі альтернативою першому, пов'язаний з переходом до спеціалізованих обчислювальних засобів, які призначені для виконання алгоритмів на основі, як правило, апаратних методів реалізації та використання пристроїв з жорсткою логікою. Для цього способу характерне суттєве підвищення продуктивності роботи в реальному масштабі часу (до 100 кГц...10 МГц), а в ряді випадків і зменшення апаратних витрат у порівнянні з варіантом, який використовує комп'ютер. Таким чином, суттєва різниця між універсальним та спеціалізованим вимірювачем полягає в тому, що для будь-якого алгоритму можна розробити апаратну реалізацію, за допомогою якої цей алгоритм буде виконуватись скоріше.

Спеціалізована система має такі переваги в порівнянні з вимірювачем на основі персонального комп'ютера: можливість використання архітектур, що найбільше підходять для реалізації заданого класу алгоритмів та паралельної обробки при організації вимірювального процесу; можливість використання поряд з мікросхемами широкого використання спеціалізованих ВІС. Розробка таких систем дозволяє в багатьох областях успішно втілювати цифрові методи обробки сигналів замість аналогових та отримувати апаратні засоби, що характеризуються високими техніко-економічними показниками. В той же час необхідно відмітити, що тривіальна заміна аналогових пристроїв обробки цифровими універсальними пристроями та спеціалізованими, приводить до необхідності розробляти більшу кількість самостійних процесорів для виконання різних алгоритмів. Це потребує значних матеріальних, часових затрат і сильно знижує економічні показники таких комплексів. Крім того, навіть самі досконалі цифрові спеціалізовані системи не дозволяють обробляти в реальному масштабі часу сигнали в діапазоні 1...20 МГц.

Гармонічний аналіз сигналів отримав найбільше поширення серед сучасних методів аналізу сигналів. Це пояснюється рядом причин. По-перше, гармонічне коливання - єдина функція часу, яка зберігає свою форму при проходженні коливання через лінійне коло (з постійними параметрами). Змінюється лише амплітуда та фаза коливання. По-друге, розкладання сигналу за синусними та косинусними функціями дозволяє використовувати добре розроблені методи аналізу коливань.

Реалізація гармонічного аналізу можлива як для неперервних сигналів, так і для імпульсних. Розвиток цифрової техніки та широке застосування комп'ютерів дозволяє проводити ефективний спектральний аналіз дискретизованого сигналу. Цей аналіз виконується на основі дискретного перетворення Фур'є (ДПФ). ДПФ визначає лінійчатий спектр дискретизованої періодичної функції часу, але періодичність функції не має суттєвого значення. Зворотне дискретне перетворення Фур'є (ЗДПФ) дозволяє відновити часовий сигнал за його спектральною характеристикою. Для дискретизованого сигналу $X(k)$ частота відліків знаходиться у відповідності з теоремою Котельнікова. Неодхідна кількість відліків знаходиться із співвідношення

$$N \geq \frac{2f_m}{f_d} . \quad (6.1)$$

Зрозуміло, що число N повинно бути цілим. Час аналізу визначається із співвідношення (6.1) як

$$T_A \leq \frac{N}{2f_m} . \quad (6.2)$$

З урахуванням цих співвідношень ДПФ визначається за формулою

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) W^{-nk} , \quad (6.3)$$

де $k=0, 1, 2, \dots, N-1$; $n=0, 1, 2, \dots, N-1$;
 $W = \exp(j2\pi/N)$.

ЗДПФ визначається співвідношенням

$$X(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W^{nk} . \quad (6.4)$$

Слід зауважити, що спектр $X(k)$ - періодична функція, тобто:

$$X(k) = X(k+mN), \quad (6.5)$$

де m - ціле число.

Той факт, що спектр є періодичним, пояснюється періодичністю спектра будь-якого дискретизованого сигналу, а те що спектр дійсної функції симетричний відносно точки $k=0$ підводить до висновку, що він симетричний і відносно точки $n=N$. Звідси впливає важливий практичний

висновок, що для отримання повного уявлення про спектр сигналу, який аналізується, достатньо обрахувати тільки половину з складових спектра, тобто від $X(0)$ до $X(N/2 - 1)$.

Обчислення ДПФ та ЗДПФ за формулами (6.3), (6.4) можна спростити, використовуючи властивості повертаючого множника W . Відомі алгоритми, що дозволяють досягнути цього скорочення, під загальною назвою швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Слід відмітити, що це не нове перетворення, а тільки засіб виконання ДПФ. Обчислення ДПФ безпосередньо за формулою (6.3) потребує великої кількості операцій: приблизно N^2 операцій множення та N^2 операцій підсумовування комплексних чисел. ШПФ - це набір алгоритмів, що дозволяють зменшити кількість операцій, необхідних для виконання ДПФ.

Алгоритми з основою 2 використовуються при $N = 2^m$. Основна ідея, що лежить в їх основі полягає у обчисленні кількох N_i - точкових ДПФ, причому $N_i < N$. Алгоритми, при реалізації яких необхідна перестановка відліків вхідної послідовності називаються алгоритмами з проріджуванням за часом. Алгоритми, при реалізації яких проводиться перестановка вихідної послідовності, називаються алгоритмами з проріджуванням за частотою. За ефективністю ці два різновиди алгоритмів еквівалентні та дозволяють зменшити кількість необхідних арифметичних операцій приблизно в N/m разів у порівнянні з прямим обчисленням ДПФ.

Реєстрація та безпосередня обробка після аналого-цифрового перетворення сигналу, який аналізується, є процес, який має кінцеву тривалість. Крім того, особливістю алгоритму ШПФ є необхідність мати об'єм вибірки, який характеризується степенем 2. В результаті цього, якщо кількість дискретних значень з виходу аналого-цифрового перетворювача не відповідає цілому числу періодів вхідного сигналу, після виконання ШПФ спостерігається ефект накладання спектрів. Цей ефект проявляється у виникненні високочастотних гармонік, які при накладанні на основні складові спотворюють результуючий спектр і збільшують похибки вимірювання.

Для зменшення впливу паразитних бокових складових спектра використовується ціле число періодів сигналу, що досліджується в інтервалі дискретизації. При цьому, на кінцевих відрізках часової послідовності досліджуваного сигналу відсутні розриви. Режим когерентної дискретизації забезпечується таким співвідношенням між частотою вхідного сигналу та частотою дискретизації:

$$\frac{f_1}{f_D} = \frac{K}{N}, \quad (6.6)$$

де K - число періодів вхідного сигналу в інтервалі обробки.

Для цілого числа періодів сигналу число K - просте та непарне. Спосіб когерентної дискретизації характеризується високою ефективністю подавлення паразитних бокових гармонік, але він важко реалізується для частот перетворення вище 1 МГц, через появу похибок “тремтіння” інтервалів синхронізації сигналів.

В техніці цифрової обробки сигналів ефект зрізання даних послаблюється використанням часових віконних функцій. Перед безпосереднім виконанням алгоритму ШПФ вхідна вибірка сигналу підлягає зважуванню за допомогою спеціальних віконних функцій, які зменшують рівні бокових гармонік частотних складових спектра. Тобто, вхідні дискретні вибірки сигналу перемножуються на відповідні значення функції зважування. Однак, це досягається за рахунок розширення головної пелюстки спектра вікна, що призводить до погіршення розрізнення. Отже, повинен бути компроміс між шириною головної пелюстки та рівнем подавлення бокових складових.

Функція вікна характеризується шириною смуги частот головної пелюстки, що дозволяє судити про частотну роздільну здатність. Для оцінювання характеристик бокових складових використовують показники: максимальний рівень бокових пелюсток, який дозволяє судити, наскільки добре вікно подавляє просочування; швидкість спадання рівня бокових пелюсток, який характеризує швидкість, з якою знижується рівень бокових складових, найближчих до головної пелюстки. В таблиці 6.2 наведені характеристики основних віконних функцій, які використовуються в АЦОС.

З метою зменшення дисперсії оцінки спектральної щільності потужності, обробка сигналів виконується з використанням методу періодограм. Суть методу полягає в обчисленні ШПФ відносно коротких масивів вхідних даних з наступним їх усередненням. Для цього вхідна послідовність $X(n)$ довжиною L ділиться на сегменти довжиною N так, щоб початкові значення двох сусідніх вибірок забезпечували перекриття. При цьому величина N повинна бути такою, щоб вона була цілим степенем числа 2, а блоки перекривалися. Іншими словами, всі блоки є толерантними, а самі блоки є класами толерантності.

Кращі результати отримуються при великих значеннях L . Перший етап роботи включає такі кроки. Задається значення частоти дискретизації АЦП та об'єм вибірки L . Після первинної обробки, аналого-цифрового перетворення та накопичення в запам'ятовуючому пристрої цифрових еквівалентів вхідного аналогового сигналу, комп'ютер переходить до другого етапу роботи.

Таблиця 6.2 - Віконні функції та їх основні характеристики

Тип функції	Ширина головної пелюстки за рівнем 3 дБ, бін	Еквівалентна шумова смуга, бін	Максимальний рівень бокових пелюсток, дБ	Асимптотична швидкість спаду бокових пелюсток, бін/октаву
Прямокутна	0,89	1,0	-13,3	-6
Трикутна	1,28	1,33	-26,5	-12
Ханна	1,44	1,5	-31,5	-18
Хеммінга	1,3	1,36	-43,0	-6
Кайзера-Бесселя	1,83	1,93	-82,0	-6
Гаусса	1,33	1,39	-42,0	-6
Натолла	1,7	1,8	-98,0	-6

Вибирається віконна функція p_n (відповідно до таблиці 6.2) та виконується ШПФ за основою 2 з проріджуванням у часі послідовності $X_r(nT)$ на r -му інтервалі спостереження:

$$X_r(k) = \sum_{n=0}^{N-1} X_r(nT) p_n e^{-i \frac{2\pi kn}{N}}. \quad (6.7)$$

Далі проводиться розрахунок величини $I_r(k)$, яка називається періодограмою:

$$I_r(k) = \frac{|X_r(k)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} p_n}. \quad (6.8)$$

Третій етап роботи включає вибір коефіцієнта h перекриття сусідніх інтервалів спостереження. Найбільш оптимальною величиною коефіцієнта перекриття є $h = 0,5$. Такий підхід реалізований у модифікованому методі Уелча. Наступний етап роботи передбачає розрахунок кількості інтервалів спостереження згідно з виразом

$$Y = \frac{I - hN}{N - hN}. \quad (6.9)$$

Далі відповідно до розглянутого методу необхідно провести розрахунок усередненої оцінки спектра, який є кінцевим результатом спектрального аналізу:

$$S_x(k) = \frac{1}{Y} \sum_{r=1}^Y I_r(k). \quad (6.10)$$

В залежності від виду вагової функції дисперсія за рахунок застосування періодограмної обробки зменшується в межах 3,3...4 рази.

Підвищення техніко-економічної ефективності АЦОС пов'язане з переходом до методу, який ґрунтується на синтезі переваг програмного та апаратного підходів. Така система є програмно-апаратним комплексом, який працює в умовно-реальному масштабі часу. При цьому програмний метод закладається в алгоритмах обробки, які реалізуються за допомогою потужного комп'ютера та апаратний, який передбачає побудову вхідної частини АЦОС, а також блоків накопичення та попередньої обробки даних.

Структура схеми АСЗОШС приведена на рисунку 6.1. Вхідний сигнал, що аналізується, надходить до входу буферного підсилювача БП, який здійснює узгодження виходу джерела сигналу з низькоімпедансним входом АЦП. Крім того, в БП виконується масштабування за амплітудою аналогових сигналів. Швидкодіючий АЦП призначений для перетворення аналогового сигналу в його цифровий еквівалент. Джерело опорної напруги ДОН формує зразкові рівні, необхідні для нормальної роботи багатопорогових компараторів. Шестирозрядний цифровий код з виходу АЦП передається на вхід буферного регістра БР, який синхронізується з блоком АЦП за допомогою пристрою затримки ПЗ.

В наступних блоках системи використовуються мікросхеми ТТЛ, в той час як виходи АЦП мають рівні ЕЗЛ. Для узгодження мікросхем ТТЛ та ЕЗЛ використовуються вузли перетворювачів рівнів МПР та ПР. Імпульси тактування АЦП та БР піддаються часовій селекції у формувачі імпульсів ФТ. Для накопичення масивів цифрових даних, що надходять з частотою до 10 МГц з виходу АЦП та подальшою передачею їх в комп'ютер з частотою, яка визначається швидкістю передачі даних інтерфейсом Centronics (20...30кГц), служить буферний оперативний запам'ятовуючий пристрій БОЗП. Слід відмітити, що швидкодія, ємність та розрядність мікросхем БОЗП в значній мірі впливає на техніко-економічні показники всієї АЦОС. Дані з виходу БОЗП надходять через адаптер зв'язку АЗ до комп'ютера типу IBM.

АЗ виконує узгодження протоколу обміну між інтерфейсом Centronics та блоком БОЗП. Для формування кодів адрес, сигналів запис-читання БОЗП, а також установлення та стробування всіх вузлів системи використовується блок керування БЛК.

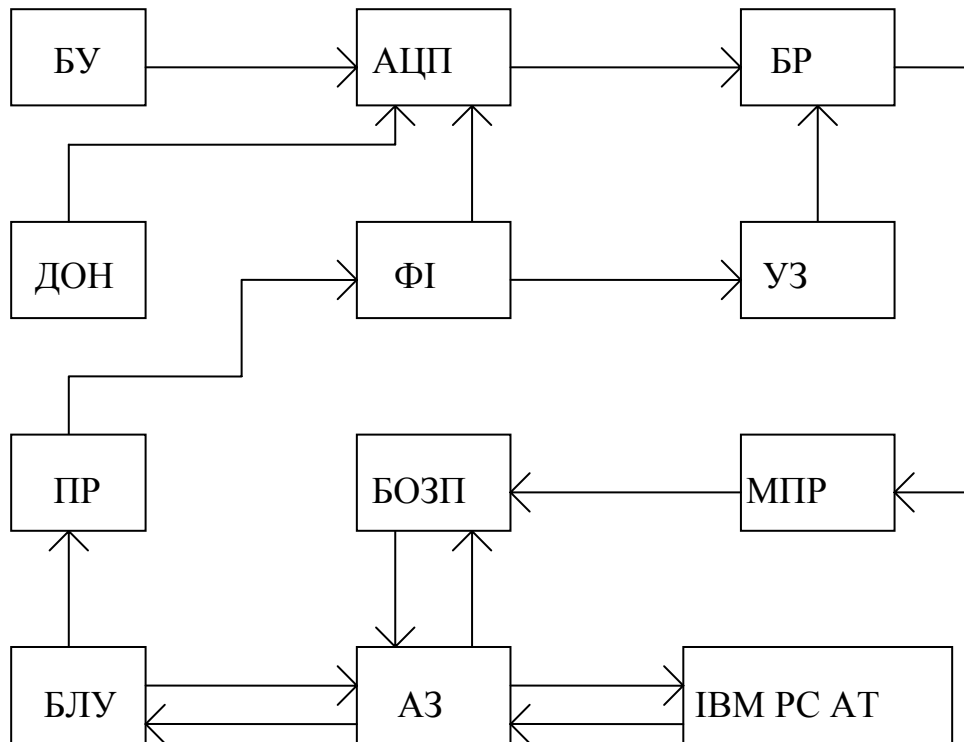


Рисунок 6.1 – Структурна схема АЦОС

Опис лабораторного обладнання

До складу АЦОС входить комп'ютер, макет апаратної частини системи, підключений через порт принтера, а також комплект вимірювальних приладів. Для запуску АЦОС необхідно ввімкнути живлення комп'ютера та макета. Подати сигнал на вхід макета "ВХІД" з виходу генератора ГЗ-112. Значення амплітуди та частоти вихідного сигналу генератора контролюється за допомогою частотоміра ЧЗ-34А та вольтметра В7-16.

Функціонування АЦОС розпочинається із запуском програми SA6.exe з параметром у командному рядку (1, 2, 4), який задає об'єм вхідної вибірки. Наприклад, SA6.exe 4 - свідчить про запуск системи з об'ємом вхідної вибірки 4 Кбайта.

Для ознайомлення з особливостями роботи в графічному середовищі АЦОС необхідно за допомогою клавіші F1 викликати файл "Help".

Після закінчення роботи необхідно відключити вхідний сигнал, вимкнути живлення макета та комп'ютера.

Порядок виконання роботи

1. Подати на вхід макета синусоїдальний сигнал амплітудою 1В та частотою 10 кГц. Запустити програму функціонування системи з об'ємом вхідної вибірки 1 Кбайт. Визначити амплітуду та період досліджуваного сигналу для різних частот дискретизації (78, 125 кГц - 10 МГц). Знайти абсолютну похибку вимірювання амплітуди та періоду сигналу для всіх частот дискретизації. Дані вимірювань та обчислень занести в таблицю.

Значення частот дискретизації, МГц				
Період сигналу, мкс				
Абсолютна похибка визначення періоду, мкс				
Амплітуда сигналу, В				
Абсолютна похибка визначення амплітуди, В				

2. Виконати аналогічні вимірювання для вхідних сигналів типу “меандр”.

3. Установити частоту вхідного синусоїдального сигналу 100 кГц й амплітуду 1 В і виконати всі вимірювання для частот дискретизації 312 кГц...10 МГц.

4. Повторити всі вимірювальні процедури для вхідного сигналу типу “меандр”.

5. Запустити програму функціонування системи з об'ємом вхідної вибірки 4 Кбайти та повторити всі процедури, зазначені в п. 1 - 4.

6. Побудувати графіки залежностей похибок вимірювання амплітуди та періоду від значень частот дискретизації для різних об'ємів вибірки. Пояснити дані графіки.

7. Подати на вхід макету синусоїдальний сигнал амплітудою 1В та частотою 10 кГц. Запустити функціонування системи з об'ємом вхідної вибірки 1 Кбайт. Перевести АЦОС в режим аналізу сигналів у частотній області. Визначити амплітуду та частоту максимальної частотної складової

сигналу, що досліджується для різних частот дискретизації (78, 125 кГц - 10 МГц). Знайти абсолютну похибку вимірювання частоти сигналу та розрізнявальну здатність визначення амплітуди сигналу для всіх частот дискретизації. Дані вимірювань та обчислень занести в таблицю.

Значення частот дискретизації, МГц				
Значення частоти максимальної складової, МГц				
Абсолютна похибка визначення частоти, МГц				
Амплітуда максимальної частотної складової, дБ				
Розрізнявальна здатність визначення амплітуди, дБ				

8. Виконати аналогічні вимірювальні процедури для вхідного сигналу типу “меандр”.

9. Установити частоту вхідного синусоїдального сигналу 100 кГц й амплітуду 1В і виконати всі вимірювання частот дискретизації (312 кГц... 10 МГц).

10. Повторити всі вимірювання для сигналу типу “меандр”.

11. Запустити програму функціонування системи з об’ємом вхідної вибірки 4 Кбайта й повторити всі процедури, зазначені в п. 7- 10.

12. Побудувати графіки залежностей похибок вимірювання частоти від значень частот дискретизації для різних об’ємів вибірки. Пояснити дані графіки.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурну схему АЦОС;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті обробки експериментальних даних;

- графічне зображення характерних частотних спектрів для синусоїдального та прямокутного сигналів;
- аналіз похибок вимірювання, висновки по кожному з пунктів лабораторної роботи.

Контрольні запитання

1. Пояснити похибки синтезу реальних сигналів за дискретними відліками.
2. Які переваги цифрових методів обробки сигналів над аналоговими методами ?
3. Основні методи структурної реалізації автоматизованих цифрових аналізаторів сигналів.
4. Перерахувати основні складові елементи сучасних АЦОС.
6. Від чого залежать основні технічні характеристики АЦОС ?
7. Навести особливості ДПФ.
8. Які особливості алгоритму ШПФ ?
9. В чому полягає режим когерентної дискретизації сигналів ?
10. Пояснити необхідність застосування віконних функцій зважування сигналів.
11. Основні етапи виконання спектрального оцінювання методом періодограми Уелча.
12. Чим визначаються основні характеристики цифрового спектрального аналізу ?
13. Порівняти структури систем обробки сигналів на основі використання алгоритмів ДПФ і ШПФ.
14. Навести класифікаційну схему методів та систем цифрової обробки сигналів [2, 11-13].

Лабораторна робота № 7

Дослідження методів перетворення неперервних сигналів у дискретні

Мета роботи - виконати дослідження принципів і характеристик дискретного та цифрового представлення неперервних сигналів.

- Обладнання:
1. Макет пристрою аналого-цифрового перетворення .
 2. Генератор ГЗ-102.
 3. Осцилограф С1-75.
 4. Аналізатор спектра СК4-56.

Теоретичні відомості

Для передачі повідомлень від джерела до отримувача використовують фізичні процеси, наприклад звукові і електромагнітні хвилі, струм. Фізичний процес, що відображає повідомлення, називається сигналом. За своєю природою сигнали можуть бути електричними, світловими, звуковими і т. п.

Будь-який сигнал є функцією часу $x(t)$. В залежності від області визначення і області можливих значень цієї функції розрізняють такі види сигналів:

- неперервні за рівнем і в часі (рис. 7.1, а);
- неперервні за рівнем і дискретні у часі (рис. 7.1, б);
- дискретні (квантовані) за рівнем і неперервні у часі (рис. 7.1, в);
- дискретні за рівнем і у часі (рис. 7.1, г).

Сигнали першого виду, що називаються неперервними, задаються на обмеженому або необмеженому інтервалі часу і можуть приймати будь-які значення в деякому діапазоні. Прикладом таких сигналів є сигнали на виходах мікрофонів, давачів температури, тиску, положення і т. п. Такі сигнали є електричними моделями фізичних величин і їх часто називають аналоговими.

Сигнали другого виду задаються у визначені дискретні моменти часу і можуть приймати будь-які значення в деякому діапазоні. Їх можна отримати з неперервних сигналів шляхом зняття відліків у відповідні моменти часу. Таке перетворення називається дискретизацією у часі. Крок дискретизації T_0 (проміжок часу між двома сусідніми відліками) може бути як постійним, так і змінним. Звичайно його значення вибирають, виходячи з допустимої похибки при відтворенні неперервного сигналу з його дискретних відліків.

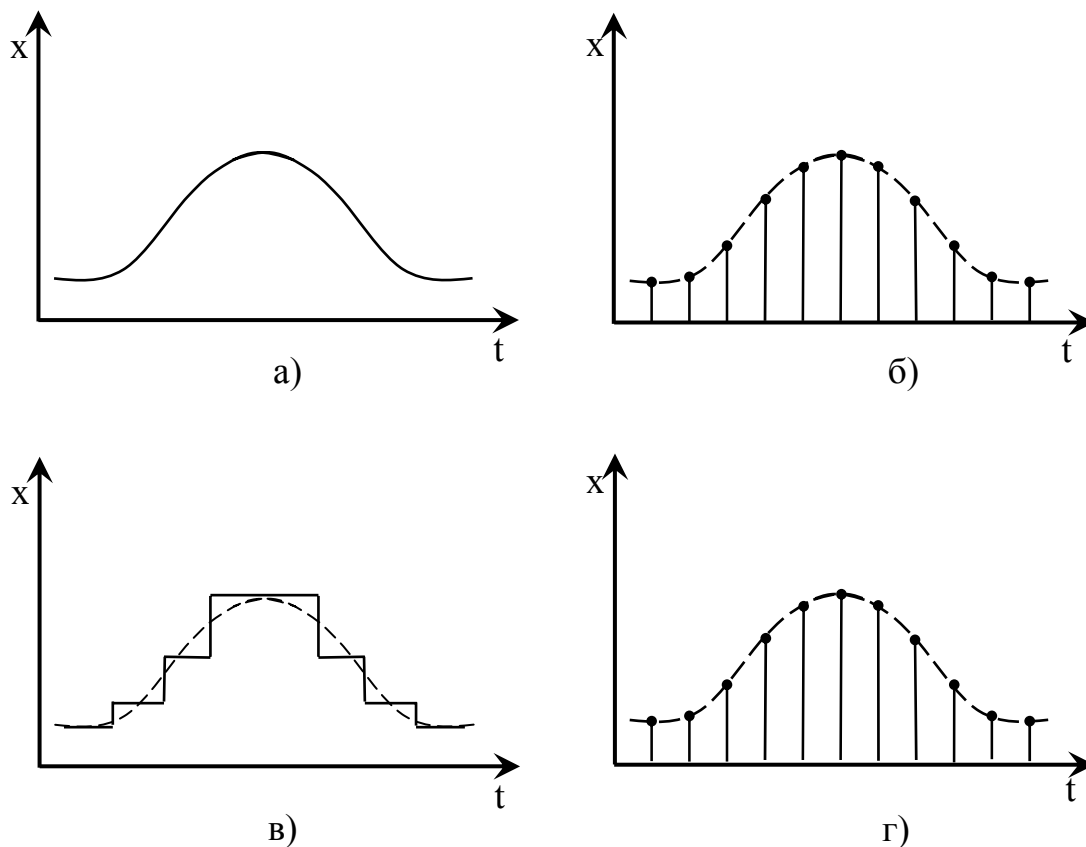


Рисунок 7.1 – Чотири форми сигналів

Сигнали третього виду, що називаються квантованими за рівнем, задаються на деякому часовому інтервалі та характеризуються тим, що приймають тільки цілком визначені дискретні значення. Їх можна отримати з неперервних сигналів, застосовуючи до них операцію квантування за рівнем. В результаті цієї операції неперервний сигнал замінюється ступінчастою функцією. Крок квантування Δx (відстань між двома дозволеними рівнями) може бути як постійним, так і змінним. Його звичайно вибирають з умови забезпечення необхідної точності відтворення неперервного сигналу з квантованого.

Сигнали четвертого виду задаються у визначені дискретні моменти і приймають визначені дискретні значення. Їх можна отримати, наприклад, з неперервних сигналів, здійснюючи операції дискретизації у часі та квантування за рівнем. Такі сигнали легко представити у *цифровій* формі, тобто у вигляді чисел з кінцевим числом розрядів шляхом виконання процедури кодування.

Дискретизація – це процес представлення неперервного повідомлення $x(t)$, заданого на інтервалі $(0, T_d)$, сукупністю координат $c_1, c_2, \dots, c_N$.

При представленні повідомлень відліками необхідно виконати вибір частоти дискретизації $F_d = 1/T_d$ і базисних функцій $\varphi_1(t)$. Особливо важливим є знаходження мінімальної частоти F_d , при якій ще існує

принципова можливість відтворення неперервного повідомлення із заданою похибкою. При розв'язанні цієї задачі слід приймати до уваги властивості вихідних повідомлень, способи відтворення і необхідну точність відтворення.

Для сигналів з обмеженим спектром, розв'язання вказаних задач виконується на основі теореми Котельникова, згідно з якою будь-яку неперервну функцію із спектром, обмеженим смугою частот від 0 до F_{max} можна однозначно визначити послідовністю її миттєвих значень, взятих через інтервали часу $T_\delta = 1/2F_{max}$.

Відтворення неперервної функції відбувається у відповідності з виразом

$$\tilde{x}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(iT_\delta) \frac{\sin 2\pi F_{max}(t - iT_\delta)}{2\pi F_{max}(t - iT_\delta)}, \quad (7.1)$$

який називається рядом Котельникова. Базисними функціями в даному випадку служать функції відліків:

$$\varphi_i(t) = \frac{\sin 2\pi F_{max}(t - iT_\delta)}{2\pi F_{max}(t - iT_\delta)}. \quad (7.2)$$

Вони утворюють ортогональну на нескінченному інтервалі: $-\infty \leq t \leq \infty$ систему функцій. Будь-яку функцію $\varphi_i(t)$ можна отримати на виході ідеального фільтра нижніх частот, подавши на його вхід сигнал $\delta(t - iT_\delta)$.

У відповідності з (7.1) неперервне повідомлення відтворюється, якщо на вхід ідеального фільтра нижніх частот із смугою пропускання $0 \dots F_{max}$ подати послідовність δ -функцій $\delta(t - iT_\delta)$, $i = \dots, -1, 0, 1, \dots$, помножених на коефіцієнти $x(iT_\delta)$. Однак сигнал у вигляді δ -функції та ідеальний фільтр нижніх частот фізично реалізувати неможливо. Тому на практиці замість δ -функції використовують короткі імпульси, а замість ідеального фільтра нижніх частот – реальний фільтр нижніх частот, що, звичайно, призводить до похибки відтворення.

Теорему Котельникова можна поширити і на випадкові сигнали. Тоді вона формулюється таким чином: для випадкового процесу з односторонньою спектральною щільністю потужності, що задовільняє умову $G_x(f) = 0$ при $f > F_{max}$, ряд $\sum_{i=-\infty}^{\infty} x(iT_\delta) \frac{\sin 2\pi F_{max}(t - iT_\delta)}{2\pi F_{max}(t - iT_\delta)}$,

де $X(iT_\delta)$ - відліки випадкового процесу, взяті через інтервали часу $T_\delta = 1/2F_{max}$, сходиться до процесу $X(t)$.

Теорема Котельникова дає граничні співвідношення для ідеалізованих умов, серед яких слід відмітити обмеженість спектра за частотою і нескінченний час спостереження. Всі реальні сигнали обмежені у часі і мають необмежений за частотою спектр. Використання моделі з обмеженим спектром та обмежений час спостереження приводять до похибок при відтворенні неперервних сигналів.

Незважаючи на це, теорема Котельникова має велике практичне значення. Справа полягає в тому, що спектр сигналу так або інакше обмежується (наприклад, при передачі неперервного повідомлення спектр $G(f)$ доцільно обмежити частотою F_{max}). В цих випадках теорема Котельникова дозволяє оцінити значення частоти дискретизації. Її можна визначити за наближеною формулою

$$F_0 \approx 2\lambda F_{max}, \quad (7.3)$$

де λ - коефіцієнт, який знаходиться в межах 1,25...2,5.

Перетворення форм представлення сигналу наведені на рисунку 7.2, на якому показані амплітуди відліків сигналу $U_{AIM}(t)$ (рисунок 7.2, а), їх квантовані значення $U_{kv}(t)$ (рисунок 7.2, а), похибки квантування $\xi(t)$ (рисунок 7.2, б), число рівнів квантування N та перетворення десяткових значень номерів квантування в двійкове число (рисунок 7.2, в).

Першим кроком у перетворенні аналогового сигналу в цифровий є отримання імпульсної послідовності в результаті процесу дискретизації. Таке перетворення називається амплітудноімпульсною модуляцією (АІМ). При АІМ за законом модулюючого сигналу змінюється амплітуда імпульсів, а тривалість і частота залишаються постійними. Розрізняють амплітудноімпульсну модуляцію першого (АІМ-1) та другого (АІМ-2) роду. При АІМ-1 амплітуди імпульсів пропорціональні модулюючій напрузі, а при АІМ-2 – амплітуді модулюючої напруги у фіксовані моменти часу. Таким чином, при АІМ-1 вершина імпульсу змінюється у відповідності з модулюючим сигналом, а при АІМ-2 вершина імпульсу плоска.

Для синусоїдального модулюючого коливання виду $U_c(t) = U_m \sin(\omega t)$ АІМ-сигнал визначається згідно з виразом

$$U_{AIM}(t) = U_c(t)[1 + m_a \sin(\omega t)], \quad (7.4)$$

де $m_a = \frac{U_m}{A_i}$ - коефіцієнт, який характеризує глибину модуляції.

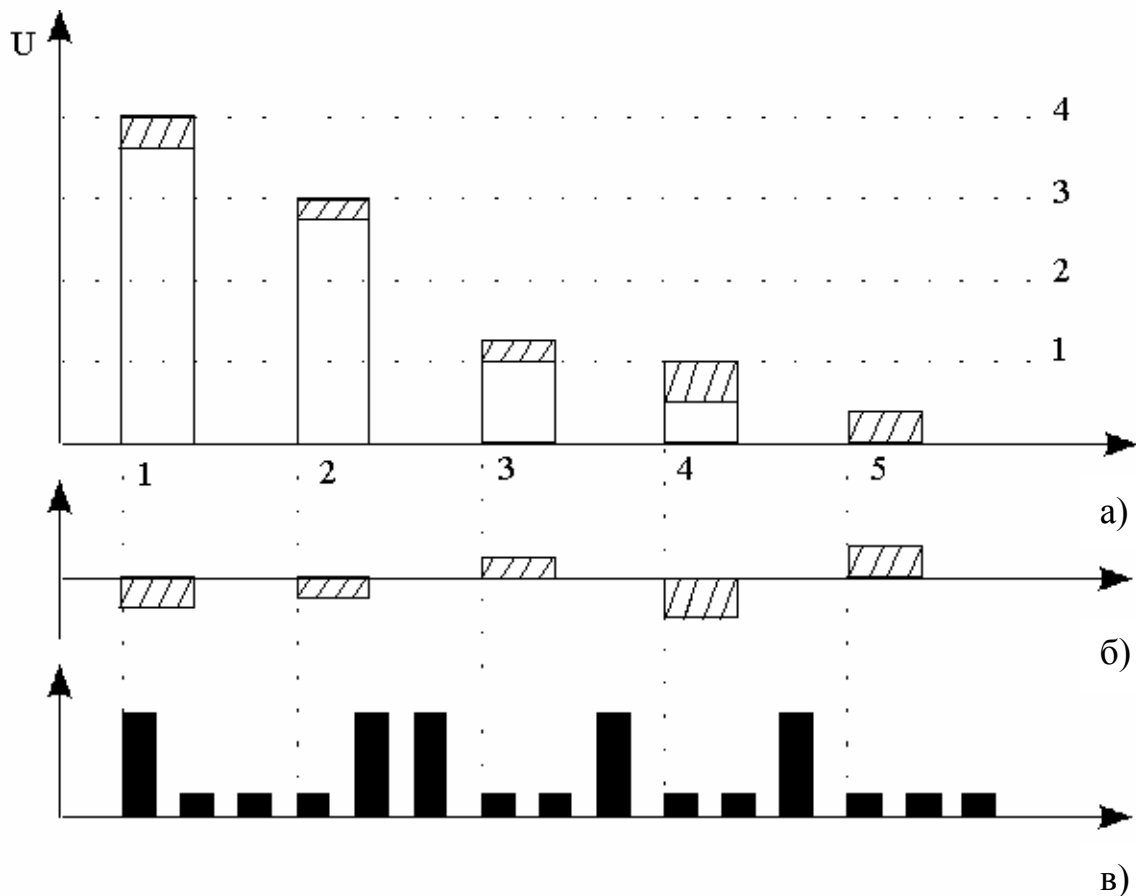


Рисунок 7.2 – Принцип перетворення форм представлення сигналу

Після нескладних перетворень вираз (7.4) можна записати в такому вигляді

$$U_{AIM}(t) = \frac{A_i}{q} + \frac{m_a A_i}{q} \sin(\omega t) + \frac{2A_i}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/q)}{k} \cos(k\omega_d t) + \frac{m_a A_i}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/q)}{\pi} \sin[(k\omega_d \pm \omega)t], \quad (7.5)$$

де ω_d - частота дискретизації;

q – шпаруватість імпульсів;

A_i – амплітуда імпульсів.

З виразу (7.5) видно, що частотний спектр АІМ-сигналу містить: постійну складову, складову з частотою модулюючого коливання ω , складові з частотами ω_d та $k\omega_d$ та частотні складові комбінаційного типу з частотами $k\omega_d \pm \omega$.

Для відновлення вхідного неперервного сигналу, як видно з виразу (7.5) необхідно використовувати фільтр нижніх частот (ФНЧ) з частотою

зрізу $\omega_{\max}$. Квантований сигнал з АІМ можна передавати по каналах зв'язку, але внаслідок великої ймовірності помилки при регенерації багаторівневого сигналу в умовах великих завад така передача неефективна.

Підвищення ефективності передачі дискретних сигналів досягається застосуванням імпульсно-кодової модуляції (ІКМ), при якій багаторівневий АІМ сигнал перетворюється в двійковий. Кодування при ІКМ полягає в заміні кожного із квантованих імпульсів групою двійкових символів. Якщо кодова група має n символів (0 та 1), то за допомогою такого n -розрядного коду можна закодувати таке число рівнів квантування

$$N = 2^n. \quad (7.6)$$

І навпаки, для заданого числа N -рівнів квантування мінімально необхідне число двійкових розрядів коду знаходиться як

$$n = \text{ent}[\log_2 N] + 1. \quad (7.7)$$

Тактова частота символів коду в n разів перевищує частоту дискретизації та дорівнює

$$f_T = f_d \cdot n. \quad (7.8)$$

Для систем передачі з ІКМ згідно з рекомендаціями МСЕ використовуються 8-розрядні АЦП, тому тактова частота в таких мережах для одного каналу буде дорівнювати 64 кГц.

Для кодування сигналів використовується натуральний двійковий код, будь-яке число для якого визначається згідно з виразом

$$N = \alpha_0 2^0 + \alpha_1 2^1 + \dots + \alpha_{n-1} 2^{n-1} = \sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k 2^k, \quad (7.9)$$

де α_k - розрядний коефіцієнт, який може приймати значення 0 чи 1. В результаті аналого-цифрового перетворення неперервного сигналу виникають шуми квантування, які впливають на відношення сигнал/шум. Якщо АЦП має постійний крок квантування d , то відношення сигнал/шум (в децибелах) для синусоїдального вхідного сигналу визначається згідно з виразом

$$\frac{S}{N} = 20 \lg \left[\frac{U_m}{d} \right] + 7,78 . \quad (7.10)$$

Для покращення характеристик ІКМ-сигналу інколи використовують нерівномірне квантування сигналів, при якому вдається суттєво зменшити число рівнів квантування, хоча при цьому ускладнюється перетворювальна апаратура.

Домашнє завдання

1. Дана послідовність прямокутних імпульсів з періодом 1 мкс , тривалістю 1 нс , амплітудою 10 В . Знайти частоту повторення, ширину частотного спектра, значення постійної складової та дискретні складові частотного спектра.

2. Навести спектр АІМ-коливання з такими параметрами: амплітуда модульованого сигналу $U_0 = 5 \text{ В}$, коефіцієнт глибини модуляції $m = 0,4$, шпаруватість $Q = 2$, частота модульованого коливання $F = 4 \text{ кГц}$.

3. Сигнал, дискретизований у відповідності з теоремою Котельникова, має два ненульових відліки: в точці $t_1 = 0$, $U = 100 \text{ мВ}$, а в точці $t_2 = 1 \text{ мс}$, $U = 10 \text{ мВ}$. Обчислити значення вхідного аналогового сигналу в точці $t = 500 \text{ мкс}$.

Опис лабораторного обладнання

Лабораторне устаткування складається з макета аналого-цифрового тракту передачі сигналів, який може функціонувати в режимах “АІМ-1”, “АІМ-2” та “ІКМ” і комплекта вимірювальних приладів.

В режимі “ІКМ” в макеті використовується швидкодіючий АЦП, який виконує перетворення електричних неперервних сигналів в цифровий код, цифроаналоговий перетворювач (ЦАП), який виконує зворотне перетворення цифрових сигналів в їх аналоговий еквівалент, ФНЧ і генератор тактових імпульсів (ГТІ). Комутацію вихідних розрядів АЦП виконує буферний регістр (БР). Структурна схема лабораторного устаткування для дослідження ІКМ наведена на рисунку 7.3.

Для проведення досліджень необхідно ввімкнути живлення макета та вимірювальних приладів. Синусоїдальні сигнали $U_{\text{вх}}$ подаються з генератора сигналів ГЗ-102 на вхід АЦП, а на вхід стробування АЦП підводяться імпульси дискретизації $U_{\text{д}}$ з вихода ГТІ. Форма, частота й амплітуда вхідних і вихідних сигналів АЦП та ФНЧ контролюються за допомогою осцилографа і аналізатора спектра.

Дослідження АІМ-сигналів виконується згідно з структурною схемою, зображеною на рис.7.4 та рис.7.5. В режимі “АІМ-1” у макеті

використовуються аналоговий ключ, ГТІ та ФНЧ. Генератор імпульсів призначений для цифрової комутації аналогового ключа з частотою, яка задається з умов забезпечення оптимальної дискретизації вхідного неперервного сигналу. На приймальній частині системи зв'язку знаходиться ФНЧ, який відновлює переданий сигнал. В режимі “АІМ-2” в якості модулятора використовується пристрій вибірки та зберігання, всі інші блоки такі ж, як і в режимі “АІМ-1”.

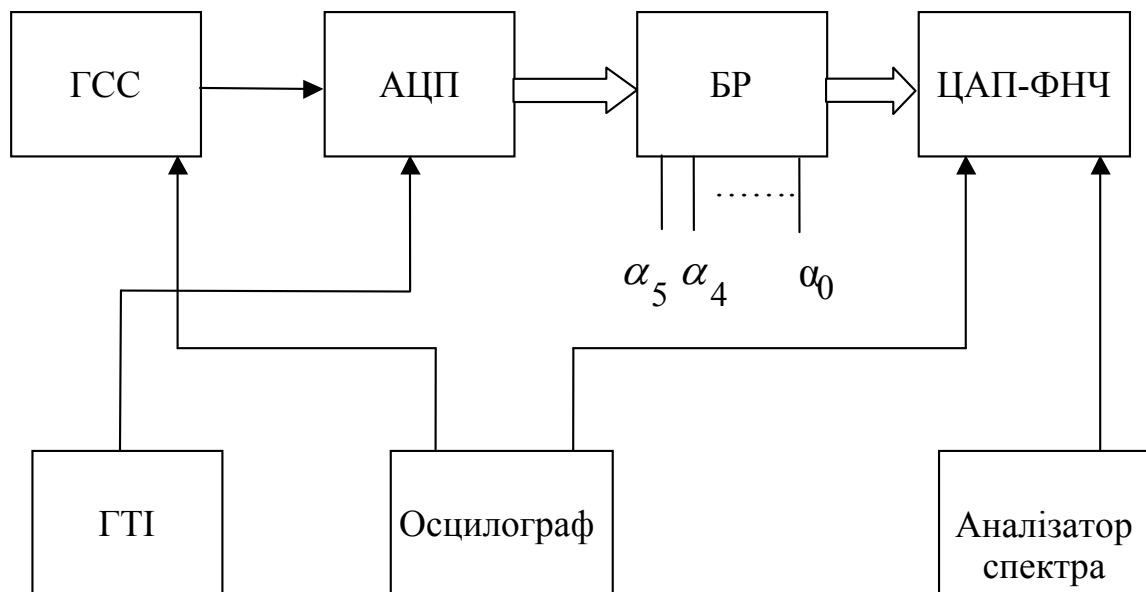


Рисунок 7.3 – Структурна схема макета для дослідження характеристик ІКМ сигналів

Порядок виконання роботи

1. Увімкнути прилади згідно з рис. 7.3. За допомогою спектроаналізатора дослідити частотні спектри в лінії зв'язку та на виході ФНЧ для $U_{\text{вх}} = 2 \text{ В}$; $F_{\text{вх}} = 3,4 \text{ кГц}$ і $F_{\text{д}} = 8 \text{ кГц}$.
2. Повторити дослідження п.1 для $F_{\text{вх}} = 6 \text{ кГц}$.
3. Увімкнути прилади згідно з рис. 7.4. Виконати дослідження згідно з п.1 для сигналу АІМ-1. За допомогою осцилографа дослідити сигнали в лінії зв'язку та на виході ФНЧ.

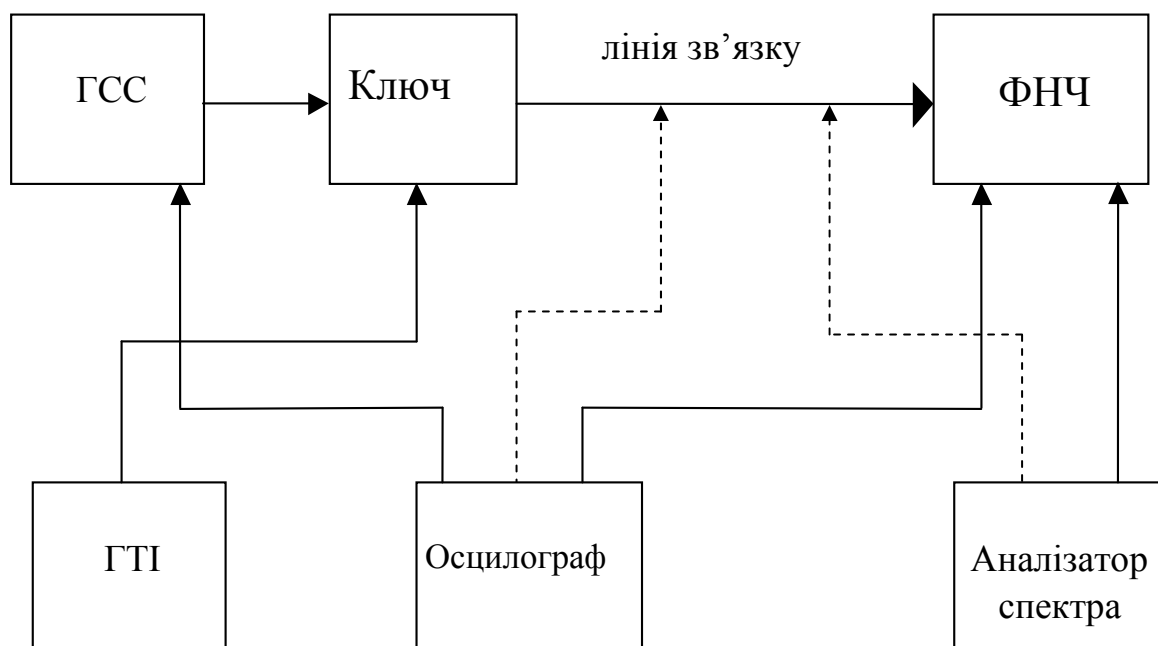


Рисунок 7.4 – Структурна схема макета для дослідження характеристик сигналів з АІМ-1

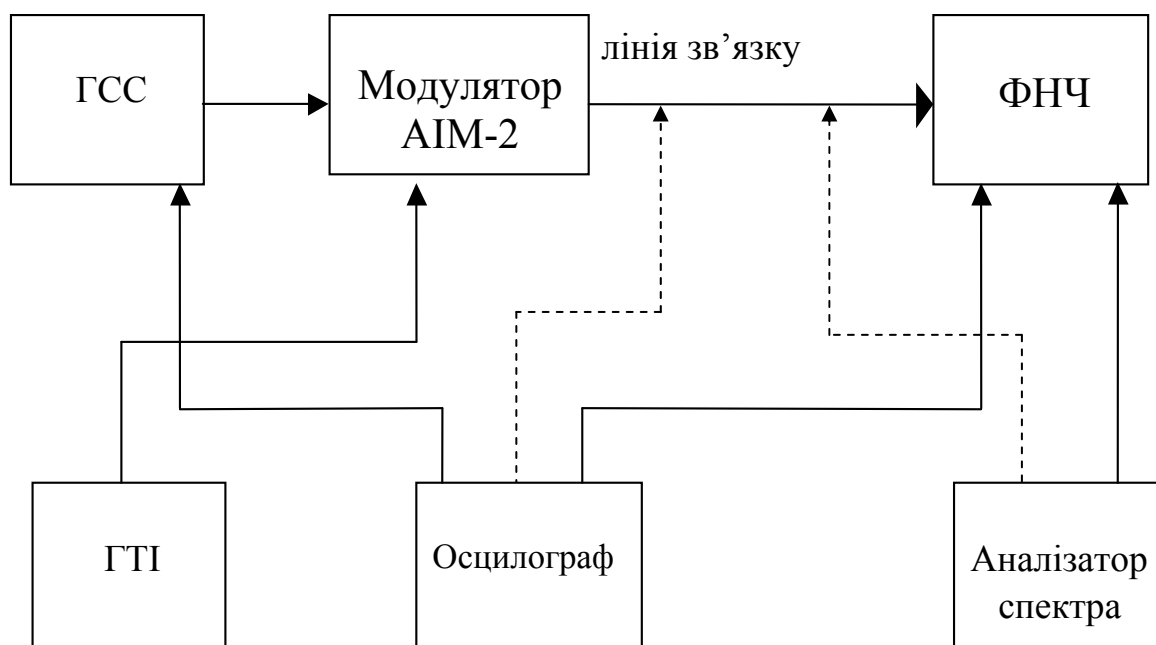


Рисунок 7.5 – Структурна схема макета для дослідження характеристик АІМ-2 сигналів

4. Повторити дослідження п.3 для $F_d = 5$ кГц.
5. Увімкнути прилади згідно з рис. 7.5. Виконати дослідження згідно з п. 3, 4 для сигналу АІМ-2. Порівняти осцилограми та спектрограми сигналів АІМ-1 та АІМ-2.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурні схеми систем зв'язку на базі АІМ-1, АІМ-2 та ІКМ ;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті виконання лабораторної роботи;
- часові діаграми та частотні спектри АІМ-сигналів та ІКМ-сигналів для випадку синусоїдального модулюючого коливання;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик чотирьох форм представлення сигналів, висновки по виконаній роботі.

Контрольні запитання

1. Що таке дискретизація у часі та квантування за рівнем?
2. Сформулювати теорему Котельникова для сигналів з обмеженим спектром.
3. Особливості формування АІМ-сигналів.
4. Які переваги цифрових методів передачі сигналів над аналоговими?
5. Особливості формування ІКМ-сигналів.
6. Пояснити принцип роботи системи зв'язку на основі АІМ.
7. Пояснити принцип роботи системи зв'язку на основі ІКМ.
8. Які недоліки та переваги ІКМ ?
9. Фізичні обмеження теореми Котельникова.
10. Практичні аспекти застосування теореми Котельникова в системах зв'язку.
11. Як отримати цифровий сигнал при ІКМ?
12. Навіщо використовується квантування сигналу за рівнем?
13. Навести частотні спектри АІМ-сигналів для трьох характерних випадків співвідношення між частотою дискретизації та максимальною частотною складовою спектра неперервного сигналу.
14. Порівняльний аналіз АІМ-1 та АІМ-2 [1,2, 15-17].

Лабораторна робота №8

Дослідження широтноімпульсної та фазоімпульсної модуляції

Мета роботи – виконати дослідження особливостей та характеристик сигналів з широтноімпульсною та фазоімпульсною модуляцією

Обладнання: 1. Макет.
2. Генератор ГЗ-112.
3. Осцилограф С1-72.
4. Аналізатор спектра СК4-56.
5. Генератор імпульсів каліброваної амплітуди Г5-53.

Теоретичні відомості

В системах передачі з часовим розділенням каналів сигнали в кожному каналі представляються послідовністю імпульсів, промодульованих вхідними сигналами. В залежності від того, який з параметрів імпульсної послідовності модулюється, розрізняють амплітудноімпульсну (АІМ), широтноімпульсну (ШІМ), фазоімпульсну (ФІМ) та частотно-імпульсну (ЧІМ) модуляції.

При ШІМ тривалість імпульсів змінюється пропорційно величині модулюючого сигналу, а їх амплітуда та положення відносно тактових точок залишається постійним. Розрізняють ШІМ-I та ШІМ-II. При ШІМ-I тривалість імпульсів визначається значенням модулюючого сигналу в моменти виникнення фронту та зрізу імпульсу, а при ШІМ-II – в тактових точках. Крім того, існує одно- та двостороння ШІМ. При односторонній ШІМ змінюється часове положення фронту чи зрізу імпульсу, а при двосторонній – зсувається фронт і зріз імпульсу. На практиці частіше використовується одностороння ШІМ-I, для якої тривалість імпульсу при модуляції сигналом $U(t) = U_m \sin(\omega_c t)$ буде мати вигляд:

$$\tau_m = \tau_0 + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t), \quad (8.1)$$

де τ_0 – середнє значення тривалості імпульсу;

$\Delta\tau_m$ – максимальне відхилення фронту імпульсу.

Вираз для ШІМ-сигналу на основі функцій Бесселя можна представити в такому вигляді

$$U_{ШІМ}(t) = \frac{A_1}{q_0} + \frac{A_1 \Delta\tau_m}{T_D} + \frac{2A_1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sum_{k=1}^{\infty} I_n(\beta_k) \sin(k\pi / q_0 + n\omega_c t) \cos(k\omega_D t), \quad (8.2)$$

де A_I , q_0 – амплітуда та шпаруватість імпульсів.

Як видно з (8.2) спектр ШІМ-сигналу має складнішу структуру, ніж АІМ-сигналу. Він містить постійну складову, складову модулюючого коливання, гармоніки імпульсної послідовності $k\omega_d$, кожна з яких у свою чергу, оточена боковими складовими $k\omega_d \pm n\omega_c$. Наявність в спектрі ШІМ сигналу вхідного модулюючого коливання означає, що процес демодуляції можна виконувати за допомогою фільтра нижніх частот (ФНЧ). В порівнянні з АІМ ШІМ характеризується кращою завадостійкістю, тому що при ШІМ для усунення впливу завад можна використовувати двостороннє обмеження амплітуд імпульсів.

ФІМ характеризується кращою завадостійкістю. Цей вид модуляції, як і ЧІМ, є різновидом часової імпульсної модуляції, при якій імпульси періодичної послідовності, зберігаючи свою форму і величину, зміщуються у часі. Якщо величина зсуву імпульсів відносно тактових точок визначається лише амплітудою модулюючого коливання і не залежить від частоти модуляції, то має місце ФІМ. При ЧІМ змінюється частота проходження імпульсів в залежності від амплітуди модулюючого коливання.

Для модулюючого коливання $U_m \sin(\omega_c t)$ величину фазового зсуву можна визначити згідно з виразом

$$\Theta(t) = \omega_d t + \Delta\tau\omega_d \sin(\omega_c t) = \omega_d t + \Delta\varphi \sin(\omega_c t), \quad (8.3)$$

де $\Delta\tau_m = m_{\text{фім}} U_m$ – максимальний часовий зсув;

$m_{\text{фім}}$ – коефіцієнт ФІМ;

$\Delta\varphi_m = \tau_m \omega_d$ – індекс модуляції.

Вираз для ФІМ з використанням функцій Бесселя має вигляд

$$U_{\text{ФІМ}}(t) = \frac{A_I}{q} + \frac{A_I \Delta\varphi_m \omega_c \tau_I}{q} \cos(\omega_c t) + \frac{2A_I}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} I_0(k\Delta\varphi_m) \sin \frac{n\omega_d \tau_I}{2} \cos(k\omega_d t) + \\ + \frac{2A_I}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sum_{n=1}^{\infty} I_0(k\Delta\varphi_m) \sin \frac{\tau_I (k\omega_d \pm n\omega_c)}{2} \cos(k\omega_d \pm n\omega_c)t. \quad (8.4)$$

З виразу (8.4) видно, що в спектрі ФІМ сигналу містяться: постійна складова, складова з частотою модулюючого сигналу та гармонічні складові $k\omega_d$, кожна з яких оточена складовими виду $k\omega_d \pm n\omega_c$. Слід відмітити, що амплітуда складової модулюючого коливання, пропорційна частоті ω_c , тому при демодуляції за допомогою ФНЧ його частотна характеристика повинна визначатись цією залежністю. Крім того при малих k амплітуди комбінаційних складових високі, що може викликати спотворення в результаті демодуляції ФНЧ. З цієї причини демодуляція

ФІМ-сигналу за допомогою ФНЧ практично не використовується, а застосовуються комбіновані методи, пов'язані з попереднім перетворенням ФІМ в інший вид імпульсної модуляції з подальшою демодуляцією ФНЧ. Спектр ЧІМ за своєю структурою не відрізняється від спектра ФІМ, але завадостійкість ФІМ вища. Тому ЧІМ не використовується в системах зв'язку.

При ФІМ тривалість імпульсів постійна і за відсутності модуляції менша, ніж при ШІМ. Тому середня потужність сигналу при ФІМ менша, ніж при ШІМ. Таким чином потужність передавачів ФІМ-сигналів нижча. Крім того, при однаковій потужності сигналів ФІМ дозволяє збільшити амплітуду імпульсів і тим самим підвищити на вході приймальної частини значення відношення сигнал/шум. Враховуючи те, що при ШІМ можуть передаватись більш короткі імпульси, смуга пропускання мереж зв'язку з ШІМ повинна бути ширшою. Тривалість імпульсів при ФІМ задається з урахуванням забезпечення оптимальної смуги пропускання та високої завадостійкості системи передачі інформації.

Домашнє завдання

1. Побудувати математичну модель сигналу ШІМ-АМ та знайти його ширину частотної смуги та коефіцієнт частотної надмірності.
2. Побудувати математичну модель сигналу ФІМ-ЧІМ та знайти його ширину частотної смуги та коефіцієнт частотної надмірності.
3. Розрахувати частотний спектр ШІМ-коливання з такими параметрами: період імпульсної послідовності 0,6 мс, амплітуда 2 В, максимальне відхилення фронту імпульсу 0,1 мс, шпаруватість 2, частота модулюючого коливання 500 Гц.
4. Розрахувати частотний спектр ФІМ-сигналу з початковими даними з попередньої задачі, якщо зміщення імпульсу в часі 0,15 мс.

Опис лабораторного обладнання

Лабораторне устаткування складається з макета системи зв'язку на основі використання ШІМ і ФІМ та комплексу вимірювальних приладів. Структурна схема макета системи зв'язку з ШІМ наведена на рис. 8.1

До складу макету входить генератор тактових імпульсів (ГТІ), який запускає генератор пилоподібної напруги (ГПН) та одночасно перемикає тригер (Тг) з одного стійкого стану в інший. В момент часу, коли на відповідних входах компаратора (К) значення вхідного та пилоподібного сигналу стануть рівними, на виході К формується імпульс, який повертає тригер у початковий стан. В результаті напруга на виході Тг є послідовністю імпульсів з односторонньою ШІМ. Частота імпульсів ГТІ задається, виходячи з умов неспотвореного перетворення вхідного неперервного сигналу.

Для відновлення переданого сигналу на приймальній частині системи зв'язку використовуються послідовно ввімкнені підсилювач низької частоти (П) та ФНЧ.

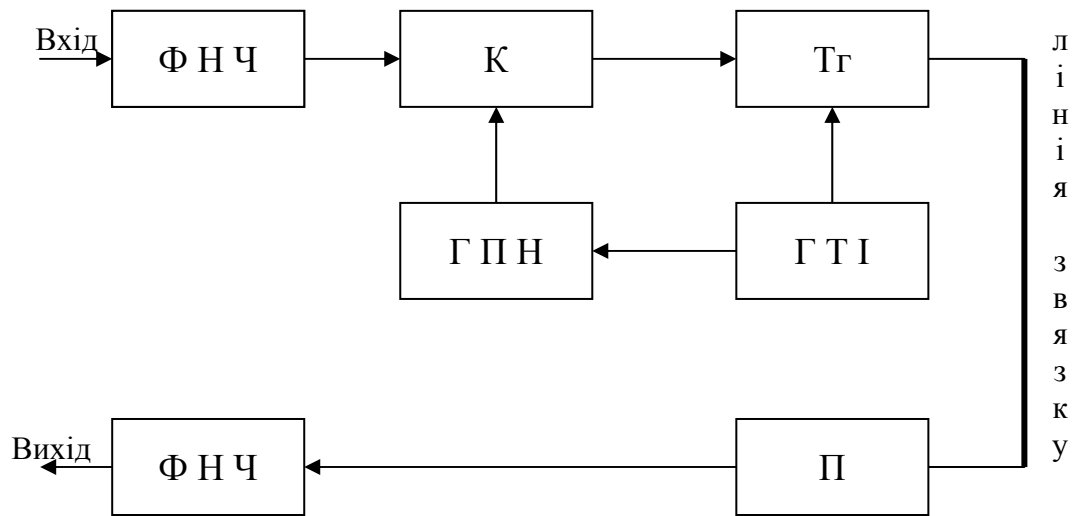


Рисунок 8.1 – Структурна схема системи зв'язку з ШІМ

Структурна схема макета системи зв'язку на основі ФІМ наведена на рис.8.2.

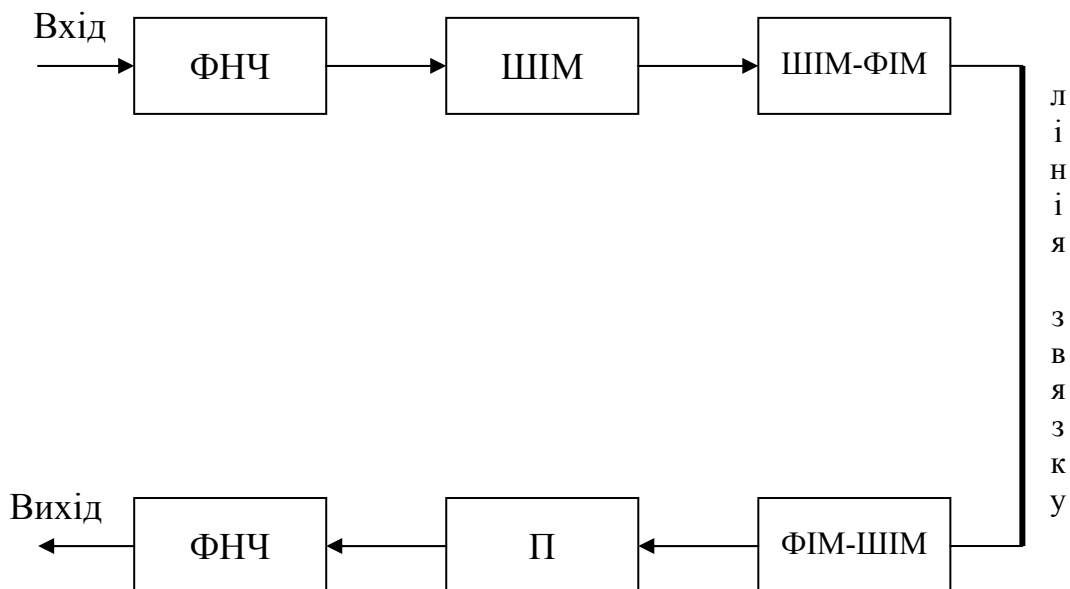


Рисунок 8.2 – Структурна схема системи зв'язку з ФІМ

У вхідному сигналі за допомогою ФНЧ подавляються високочастотні складові. Для отримання ФІМ коливання застосовується метод проміжного перетворення в ШІМ сигнал за допомогою модулятора ШІМ. В

перетворювачі ШІМ-ФІМ імпульси диференціюються та за допомогою обмежувального пристрою з них виділяються позитивні складові, які в блоці формування перетворюються в прямокутні імпульси постійної тривалості. В якості формувача імпульсів використовується одновібратор, який працює в режимі очікування. На приймальній частині системи виконується зворотне перетворення ФІМ-ШІМ-вихідний сигнал.

Для проведення досліджень необхідно ввімкнути живлення макета та вимірювальних приладів. Синусоїдальні сигнали $U_{\text{вх}}$ подаються з генератора сигналів ГЗ-102 на вхід системи зв'язку. Форма, частота й амплітуда вихідних сигналів системи зв'язку контролюються за допомогою осцилографа та аналізатора спектра.

Порядок виконання роботи

1. Подати на вхід системи зв'язку з ШІМ сигнал каліброваної амплітуди з виходу генератора Г5-53. Змінюючи амплітуду вхідних сигналів в діапазоні 0,1...1,5 В, за допомогою осцилографа визначити відповідні значення тривалості вихідних імпульсів в лінії зв'язку. Дані вимірювань занести у таблицю та побудувати залежність $\tau_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$.

2. Подати на ШІМ-канал синусоїдальний сигнал амплітудою 1В і частотою 1 кГц. За допомогою аналізатора спектра дослідити частотний склад сигналу в лінії зв'язку та зарисувати його.

3. Подати на вхід системи зв'язку з ШІМ синусоїдальний сигнал амплітудою 2 В і змінюючи частоту вхідного сигналу в смузі 0,1...3 кГц побудувати амплітудно-частотну характеристику наскрізного тракту системи з ШІМ (вхід - передавальна частина - лінія зв'язку - приймальна частина - вихід).

Дані вимірювань занести в таблицю. Обчислити відношення сигнал/шум вихідного сигналу системи для частот 0,1; 0,5; 2 кГц.

4. Подати на ФІМ-канал синусоїдальний сигнал амплітудою 1В і частотою 1 кГц. За допомогою аналізатора спектра дослідити частотний склад сигналу в лінії зв'язку та зарисувати його. Порівняти спектри ШІМ і ФІМ-сигналів.

5. Подати на вхід системи зв'язку з ФІМ синусоїдальний сигнал амплітудою 1 В і змінюючи частоту вхідного сигналу в смузі 0,1...3 кГц побудувати амплітудно-частотну характеристику наскрізного тракту системи з ФІМ (вхід - передавальна частина - лінія зв'язку - приймальна частина - вихід).

Дані вимірювань занести в таблицю. Обчислити відношення сигнал/шум вихідного сигналу системи для частот 0,1; 0,5; 2 кГц. Порівняти відношення сигнал/шум для ШІМ і ФІМ сигналів.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурні схеми лабораторного устаткування;
- таблиці і графіки, отримані в результаті виконання лабораторної роботи;
- розрахунки отримані в результаті виконання лабораторного завдання;
- порівняльний аналіз як експериментальних характеристик досліджених видів модуляції, так і їх теоретичних параметрів, висновки з виконаної роботи.

Контрольні запитання

1. Які недоліки та переваги ФІМ в порівнянні з ЧІМ і ШІМ?
2. Яка структура частотного спектра ШІМ- і ФІМ-сигналів?
3. Чому в системах зв'язку використовується ФІМ в поєднанні з АІМ чи ШІМ?
4. Які особливості демодуляції ШІМ- і ФІМ-коливань?
5. Чому в системах передачі з часовим розділенням каналів ШІМ використовується тільки в попередньому ступені перетворення?
6. Навести функціональну схему модулятора ФІМ-сигналів.
7. Який функціональний блок може бути демодулятором ШІМ-сигналів?
8. Навести часову діаграму утворення ФІМ сигналу для випадку пилкоподібного модулювального сигналу [14-18].

Лабораторна робота №9

Дослідження диференціальної імпульсно-кової модуляції

Мета роботи – виконати дослідження особливостей та основних характеристик сигналів на базі диференціальної імпульсно-кової модуляції (ДІКМ).

- Обладнання.
1. Макет системи з ДІКМ.
 2. Осцилограф С1-92.
 3. Генератор ГЗ-102.
 4. Аналізатор спектра СК4-56.
 5. Частотомір ЧЗ-34.

Теоретичні відомості

В цифрових системах передачі з ІКМ квантуванню та кодуванню підлягають дискретні у часі відліки неперервного сигналу, взяті з урахуванням умови теореми Котельникова. Однак існують інші методи передачі квантованих вибірок сигналу в закодованому вигляді.

Як відомо, для мовного сигналу більш імовірні низькочастотні складові спектра. Це означає, що миттєві значення дискретних відліків у сусідніх точках дискретизації мало відрізняються одне від одного. Тому можна замість кодування з подальшою передачею відліків передавати по тракту зв'язку кодовані значення різниці сусідніх відліків, за якими на приймальній стороні відновлюється вхідний сигнал. Такий метод перетворення називається диференціальною імпульсно-ковою модуляцією (ДІКМ).

На рис.9.1,а показані дискретні відліки неперервного сигналу, при квантуванні і кодуванні яких отримують цифровий ІКМ сигнал, а на рис.9.1,б—амплітудні значення різниць двох сусідніх відліків. Здійснюючи квантування і кодування різниць сусідніх відліків, отримують цифровий ДІКМ сигнал.

Як видно із рисунків, амплітуди різниць відліків менші амплітуд самих відліків, тому при однаковому кроці квантування кількість розрядів кодової групи при ДІКМ менша, ніж при ІКМ. Зменшення кількості розрядів у кодовій групі при ДІКМ знижує швидкість передачі цифрового потоку і, виходячи з цього, зменшує необхідну смугу частот лінії передачі. Якщо ж смуга частот лінії передачі і швидкість цифрового потоку визначаються параметрами ІКМ, то застосування ДІКМ дозволяє зменшити помилку квантування в порівнянні з ІКМ за рахунок зменшення кроку квантування.

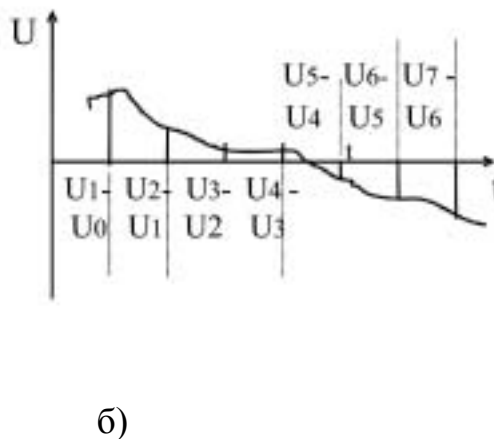
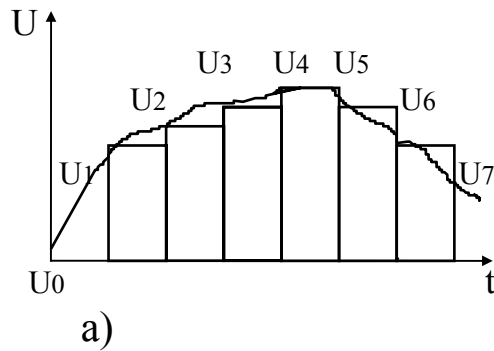


Рисунок 9.1 - Принцип утворення ДІКМ

В наш час відомо багато варіантів технічної реалізації ДІКМ. Найбільш широке розповсюдження отримала схема кодера ДІКМ зі зворотним зв'язком, яка представлена на рис.9.2.

В цій схемі оцінюється не різниця між двома сусідніми відліками сигналу, що передається, а різниця між значенням даного відліку і квантованим значенням попереднього відліку, що дозволяє зменшити помилку квантування. Часові діаграми, які пояснюють принцип функціонування такого кодера, показані на рис.9.3.

Кодер ДІКМ складається з таких блоків: фільтра нижніх частот (ФНЧ), який обмежує спектр частот вхідного сигналу частотою F_v ; диференціального (різницевого) підсилювача (ДП), який підсилює різницю двох сигналів, що поступають на його входи; дискретизатора (ДС), який здійснює дискретизацію різницевого сигналу; кодера ІКМ, який здійснює квантування і кодування різницевого сигналу; декодера ІКМ, в якому кодові групи перетворюються у дискретні відліки різницевого сигналу; інтегратора (Інт), який перетворює амплітудні відліки сигналу, які поступають на його вхід у ступінчасту функцію.

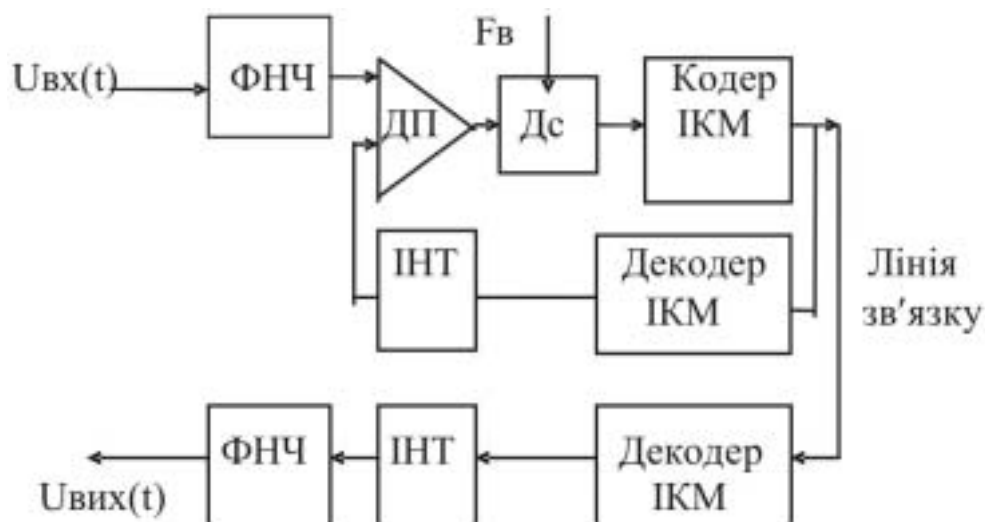


Рисунок 9.2 - Структурна схема кодека ДІКМ

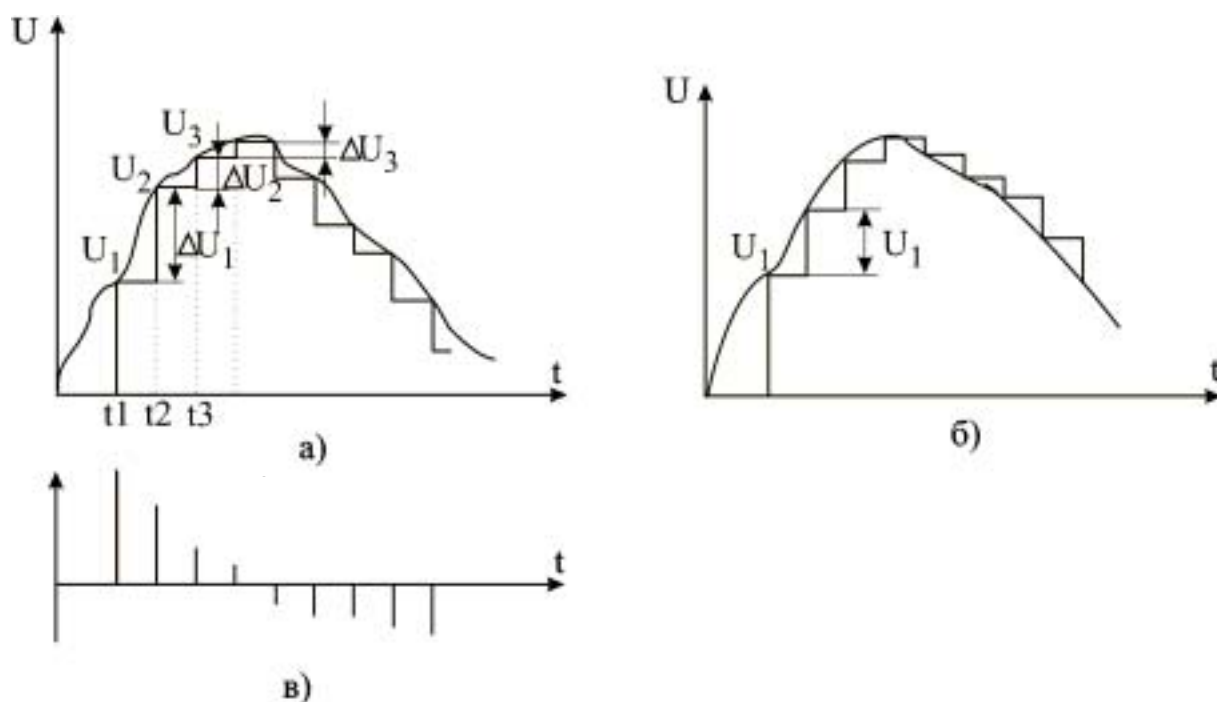


Рисунок 9.3 – Часові діаграми формування ДІКМ сигналу

Розглянемо принцип роботи кодера. В початковий момент часу t_1 напруга на виході інтегратора відсутня і на виході підсилювача напруга відповідає неперервному сигналу. Дискретний відлік з амплітудою U_1 квантується і кодується в кодері ІКМ і потім через декодер поступає на інтегратор ІНТ, який запам'ятовує його амплітуду до моменту часу t_2 . В цей момент часу напруга на неінвертуючому вході ДП (1) дорівнює

напрузі аналогового сигналу U_2 , а на інвертуючому вході (2)—напрузі на виході інтегратора U_1 . На виході різницевого підсилювача отримуємо різницю напруг $\Delta U_1 = U_2 - U_1$.

Після квантування та кодування цієї різниці в лінію надходить кодова група, яка відповідає різниці двох сусідніх відліків. По колу зворотного зв'язку через декодер амплітуда відліку U_2 поступає на інтегратор і запам'ятовується в ньому до моменту часу t_3 . В цей момент часу знову відбувається визначення різниці ΔU_2 , її квантування та кодування. Коли напруга на виході інтегратора (в момент t_4) більша напруги аналогового сигналу, різниця на виході ДП буде від'ємною. Після квантування, кодування і декодування на виході інтегратора спостерігається негативний стрибок напруги ΔU_3 на величину цієї різниці.

Структурна схема декодера ДІКМ (див. Рис. 9.2) складається із декодера ІКМ, інтегратора і ФНЧ. На виході декодера ІКМ отримують сигнал, який відповідає різниці сусідніх відліків. Ці відліки інтегратор перетворює в ступінчасту напругу (див. Рис. 9.3), а ФНЧ згладжує її, внаслідок чого знову отримують неперервний сигнал.

Отже, при ДІКМ кодується не значення відліків сигналу, а різниця сусідніх відліків. Квантування і кодування різниці дозволяє зменшити кількість рівнів квантування різниць відліків у порівнянні з необхідною кількістю рівнів при квантуванні самих відліків. Таким чином, зменшується розрядність коду і, виходячи з цього, кількість інформаційних символів, що передаються по каналу передачі за одиницю часу.

В ДІКМ системах, звичайно, використовується лінійне передбачення, коли значення сигналу формується як виважена сума попередніх відліків сигналу

$$u^*(t) = \sum_{i=1}^k c_i u_{ex}(t-iT), \quad (9.1)$$

де $u^*(t)$ — передбачене значення сигналу в момент часу t ;

$u_{ex}(t-iT)$ — відлік сигналу в момент $t-iT$, попередній до моменту t на i тактових інтервалів;

c_i — коефіцієнти передбачення, які показують, з якою вагою раховуються відліки сигналу.

У випадку передбачення сигналу за одним відліком

$$u^*(t) = c u_{ex}(t-T). \quad (9.2)$$

Різницевий сигнал

$$u_p(t) = u_{ex}(t) - u^*(t) = u_{ex}(t) - c u(t-T). \quad (9.3)$$

Дисперсія різницевого сигналу

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 + c^2 \sigma_c^2 - 2R(T) \sigma_c^2 c_i, \quad (9.4)$$

де $R(T)$ —значення нормованої функції кореляції сигналу, яке характеризує статистичний зв'язок між його значеннями, зсуненим на інтервал дискретизації T ;

σ_n^2 —дисперсія сигналу.

Як вже зазначалося, система передачі виявляється тим ефективнішою, чим менше значення різницевого сигналу. Тому знайдемо те значення коефіцієнта передбачення c , при якому σ_δ^2 мінімальне. Взявши похідну $d\sigma_p^2/dc$ і прирівнявши її нулю, визначаємо, що $c_{opt}=R(T)$. В цьому випадку

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 [1-R(T)]. \quad (9.5)$$

Дисперсія $\sigma_p^2 < \sigma_c^2$ при будь-якому ненульовому значенні $R(T)$.

Різновидом різницевих методів передачі є ДІКМ, при якій коефіцієнт передбачення $c=1$. Фізично це означає, що в якості передбаченого значення сигналу в i -й тактовий момент приймається відлік сигналу в попередній $(i-1)$ -й момент. В цьому випадку дисперсія різницевого сигналу

$$\sigma_{p \text{ дікм}}^2 = 2 \sigma_c^2 [1-R(T)]. \quad (9.6)$$

Дисперсія $\sigma_{p \text{ дікм}}^2 < \sigma_c^2$ при $R(T) > 0.5$.

Оцінімо відношення сигнал/шум в різницевих системах, вважаючи, що основним джерелом похибок є шум квантування. Це справедливо в тих випадках, коли відсутні перевантаження за крутістю, тобто коли найбільша крутість сигналу s менше граничної крутості копії S_n . Крутість

$$S_n = /u_p /_{max} / T = \delta N / T = \delta N F \partial, \quad (9.7)$$

де $/u_p /_{max}$ —максимальне значення різницевого сигналу, пов'язане з σ_p співвідношенням:

$$/u_p /_{max} = k_p \sigma_p,$$

де k_p —пик-фактор різницевого сигналу.

Якщо при різницевих методах шкала квантування містить не менше чотирьох рівнів, то значення шуму квантування в тактові моменти виявляються некорельованими (навіть при корельованих відліках сигналів) і для оцінювання відношення сигнал/шум можна використовувати вирази, отримані для ІКМ, замінивши у них дисперсію сигналу на дисперсію різниці. Отримуємо в разі оптимального передбачення

$$(P_c/P_{\kappa\epsilon})_{opt} = \frac{3N^2}{k_p^2} \frac{1}{1-R^2(T)} \quad (9.8)$$

і для ДІКМ

$$(P_c/P_{\kappa\epsilon})_{ДІКМ} = \frac{3N^2}{k_p^2} \frac{1}{2[1-R(T)]} \quad (9.9)$$

Якщо додатково врахувати зміну відношення сигнал/шум внаслідок фільтрації частини шуму при $F\epsilon < F\delta/2$, то отримуємо

$$(P_c/P_{\kappa\epsilon})_{opt} = \frac{3N^2}{2k_p^2} \frac{1}{1-R^2(T)} \frac{F_\delta}{F_\epsilon} \quad ; \quad (9.10)$$

$$(P_c/P_{\kappa\epsilon})_{ДІКМ} = \frac{3N^2}{4k_p^2} \frac{1}{1-R(T)} \frac{F_\delta}{F_\epsilon} \quad (9.11)$$

Відношення сигнал/шум тим більше, чим більша кореляція між відліками сигналу. При відсутності кореляції між відліками сигналів система з оптимальним передбаченням не має переваг перед ІКМ, а ДІКМ забезпечує відношення $P_c/P_{\kappa\epsilon}$ у два рази гірше, ніж ІКМ. При $R(T)=0.5$ відношення $P_c/P_{\kappa\epsilon}$ при ДІКМ і ІКМ рівні. При $R(T)>0.5$ ДІКМ має перевагу перед ІКМ. Отже, різницева система з оптимальним передбаченням виявляється більш ефективною, ніж проста ДІКМ. Проте для реалізації оптимального передбачення необхідно знати кореляційну функцію сигналу. Крім того, передбачувач, побудований в розрахунку на передачу сигналу одного виду, виявиться неефективним при передачі інших сигналів. При ДІКМ не використовуються апіорні відомості про сигнал і перебудова передбачувача при передачі різних сигналів не потребується.

При передачі деяких сигналів різницеві системи мають перевагу над ІКМ і при переході від ІКМ до різницевих методів можна отримати значний виграш. Знайдемо кореляційні функції перетворюваних сигналів. Припустимо, що сигнал має рівномірний спектр у межах від 0 до $\omega\epsilon$. Такому спектру відповідає нормована кореляційна функція

$$R(\tau) = [\sin(\omega\epsilon\tau)] / (\omega\epsilon\tau). \quad (9.12)$$

При $\omega d = 2\omega b$ $R(\tau) = (\sin \pi)/\pi = 0$ і використання різницевих методів для кодування таких сигналів неефективне. Величина $R(T) > 0$ у сигналів, енергетичний спектр яких має підйом в області низьких частот. Для мовного сигналу $R(\tau)$ описується виразом

$$R(\tau) = e^{-1140|\tau|} \cos 2980\tau. \quad (9.13)$$

Для телефонного сигналу при частоті дискретизації $Fd = 8\text{кГц}$ із виразу (4.52) отримуємо $R(T) = 0.8$. Підставивши це значення у (9.11), бачимо, що виграш у відношенні сигнал/шум у порівнянні з ІКМ при використанні оптимального передбачення становить близько трьох разів (менше 5 дБ) і при ДІКМ 2,5 рази (близько 4 дБ). Цей виграш вимагає ускладнення апаратури передачі телефонних сигналів.

При передачі сигналів звукового мовлення, які мають таку ж кореляційну функцію $Fd = 32\text{кГц}$. Аналогічні розрахунки показують, що у цьому випадку виграш від застосування різницевих методів складає більше 15 дБ. Це дозволяє зменшити кількість розрядів у кодовій групі на два-три.

Ще більшим виявляється виграш при передачі відеосигналів, основна енергія яких зосереджена в області низьких частот. Вважають, що використання ДІКМ при передачі телевізійних сигналів дозволяє з урахуванням особливостей сприйняття відеосигналів зменшити кількість розрядів у кодовій групі з семи-дев'яти до чотирьох-п'яти.

Найбільшим спотворенням квантування при ДІКМ підлягають різницеві сигнали малої величини. Для зменшення цих спотворень можна застосувати нерівномірне квантування, при якому крок квантування зростає зі збільшенням значення різницевого сигналу. Такий метод різницевого кодування називається адаптивною диференціальною ІКМ (АДІКМ), тому що при цьому відбувається адаптація величини кроку квантування до параметрів кодованого сигналу.

Домашнє завдання

1. Розрахувати частоту дискретизації та розрядність ДІКМ-сигналу для випадку, коли модулювальний сигнал – первинний сигнал звукомовлення.

2. Знайти відношення сигнал/шум для ДІКМ-сигналу, якщо його розрядність – 6 біт, частота дискретизації 13 МГц, а модулювальний сигнал – первинний телевізійний сигнал.

Опис лабораторного обладнання

Структурна схема макета системи зв'язку на основі ДІКМ подібна структурі поданій на рис. 9.2.

На передній панелі макета виведені роз'єми:

- „Вхід”, до якого надходить вхідний сигнал;
- „ $U_{\text{дискр}}$ ”, до якого надходять імпульси дискретизації від внутрішнього генератора тактових імпульсів;
- „ЛЗ”, з якого можна проконтролювати ДІКМ-сигнал в лінії зв'язку;
- „Вихід”, з якого знімається вихідний сигнал макета системи зв'язку. Крім того, на передній панелі макета знаходиться регулятор частоти дискретизації.

Макет живиться від мережі змінного струму 220 В, 50 Гц.

Порядок виконання роботи

1. Увімкнути блок живлення макета. Під'єднати до входу макета генератор синусоїдальних сигналів, до роз'єму „ $U_{\text{дискр}}$ ” – частотомір, а на виході системи підключити осцилограф та спектроаналізатор. Виставити максимальне значення частоти дискретизації і при частоті вхідного сигналу 1 кГц дослідити амплітудну характеристику системи з ДІКМ, змінюючи амплітуду вхідного сигналу в діапазоні 10 мВ... 1 В.

2. На основі побудованої амплітудної характеристики знайти динамічний діапазон системи.

3. Дослідити частотні спектри вихідного сигналу при амплітуді вхідної напруги 1В та для частот вхідного сигналу 1 кГц, 5 кГц, 10 кГц і для максимальної частоти дискретизації.

4. Для кожного з трьох спектрів визначити відношення сигнал/шум як різницю між амплітудою частотної складової основного тону (виміряною у дБ) та середньою амплітудою шумових складових (в дБ).

5. Дослідити АЧХ системи при амплітуді вхідного сигналу 1В у смузі частот 0,2...15 кГц. На основі побудованої характеристики визначити смугу пропускання системи на рівні – 3 дБ.

6. Дослідити частотні спектри вихідного сигналу при амплітуді вхідного сигналу 1В та частоті 10кГц для п'яти значень частот дискретизації: 20 кГц, 40 кГц, 60 кГц, 80 кГц, 100 кГц.

7. Визначити для кожного значення частоти дискретизації коефіцієнт нелінійних спотворень. Знайти частоту дискретизації, при якій для даної амплітуди і частоти вхідного сигналу спостерігається перевантаження системи з ДІКМ за крутизною.

8. Під'єднати осцилограф та спектроаналізатор до лінії зв'язку та для параметрів вхідних сигналів зазначених в п.6 зарисувати частотні спектри сигналів з ДІКМ. Для максимальної частоти дискретизації

зарисувати характерні осцилограми вихідних сигналів з ДІКМ, змінюючи амплітуду вхідного сигналу в робочому діапазоні.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурні схеми лабораторного устаткування;
- розрахунки, таблиці і графіки, отримані в результаті виконання роботи;
- порівняльний аналіз як експериментальних характеристик сигналів з ДІКМ, так і їх теоретичних параметрів.

Контрольні запитання

1. Як вибирається частота дискретизації в системах з ДІКМ?
2. Пояснити, на яких положеннях базується використання ДІКМ.
3. Порівняльний аналіз ДІКМ та ІКМ.
4. Які вузли виконують функції передбачення в системах з ДІКМ?
5. Які функції виконує кодер ІКМ в системах з ДІКМ?
6. При яких умовах вдається зменшити похибки квантування в системах передачі з ДІКМ?
7. За рахунок чого зменшується смуга частот лінії передачі для систем з ДІКМ?
8. Для яких первинних сигналів зв'язку найбільш оптимальним є використання ДІКМ?
9. Особливості визначення відношення сигнал/шум для ДІКМ.
10. Як реалізувати схему оптимального передбачення для ДІКМ?
11. Навести вираз для знаходження відношення сигнал/шум ДІКМ-сигналів [16-18].

Лабораторна робота №10

Дослідження сигналів з дельта-модуляцією

Мета роботи – виконати дослідження особливостей побудови та основних характеристик системи зв'язку на базі дельта-модуляції (ДМ).

Обладнання: 1. Макет системи з ДМ.
2. Осцилограф С1-92.
3. Генератор ГЗ-102.
4. Аналізатор спектра СК4-56.
5. Частотомір ЧЗ-34.

Теоретичні відомості

При розгляді ІКМ і ДІКМ передбачалося, що період дискретизації обрано відповідно з теоремою Котельникова (теорема відліків) і є сталим. З другого боку було з'ясовано, що деякі переваги, які дає використання ДІКМ ґрунтуються на тому, що сусідні відліки дискретизованого сигналу з більшою імовірністю мало відрізняються один від одного. Останнє дає можливість зменшити розрядність коду, відображуючого різниці відліків, що передаються.

При достатньо малому періоді дискретизації сигналу різниця між сусідніми відліками може бути такою, що за кожний цикл в тракт зв'язку можна передавати символ 0, якщо $\Delta^{(l)}u < \varepsilon$ або символ 1, якщо $\Delta^{(l)}u \geq \varepsilon$. Таку модуляцію, яка представляє сигнал у вигляді однорозрядного коду називають класичною дельта-модуляцією (ДМ). Практично ДМ може бути реалізована в системі, структурна схема якої зображена на рисунку 10.1. Сигнал класичної ДМ є послідовністю символів 1 і 0, які відображають знак приросту вхідного аналогового сигналу в даній точці дискретизації відносно значення апроксимованої напруги, відтвореної з вихідного імпульсного сигналу.

Вхідний аналоговий сигнал $u(t)$, обмежений за спектром частот та за рівнем, в моменти часу, визначені генератором тактової частоти (ГТЧ), подається на один з входів схеми віднімання (СР), на другий вхід якої надходить апроксимована напруга $u^*(t)$, яка функціонально пов'язана з вихідною дельта-модульованою послідовністю імпульсів.

Сигнал різниці $u(t)-u^*(t)$ подається на компаратор (Кмпр), на виході формується послідовність імпульсів прямокутної форми. При цьому імпульсам відповідають інтервали часу, на протязі яких вхідний сигнал

перевищує апроксимовану напругу, а паузам – інтервали часу, на протязі яких вхідний сигнал менший за апроксимовану напругу (рис. 10.2).

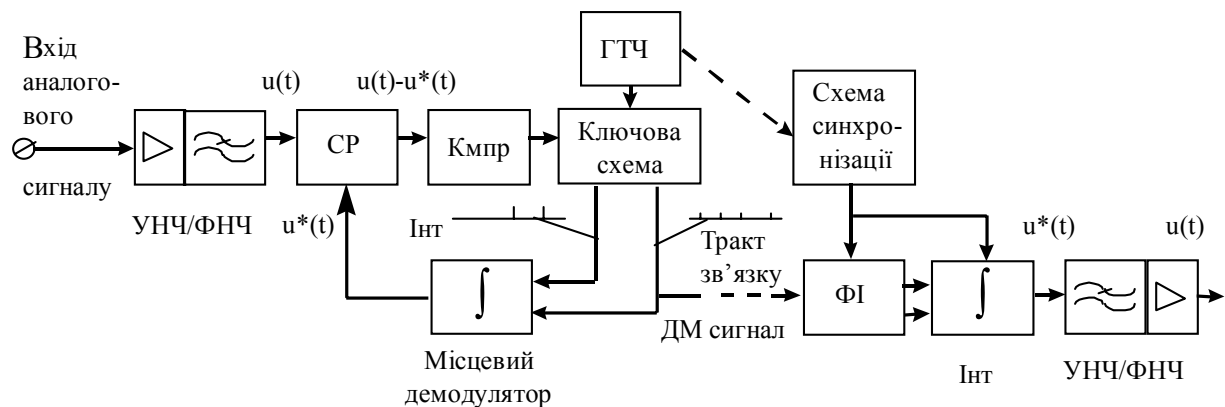


Рисунок 10.1 – Структурна схема системи передачі на основі ДМ

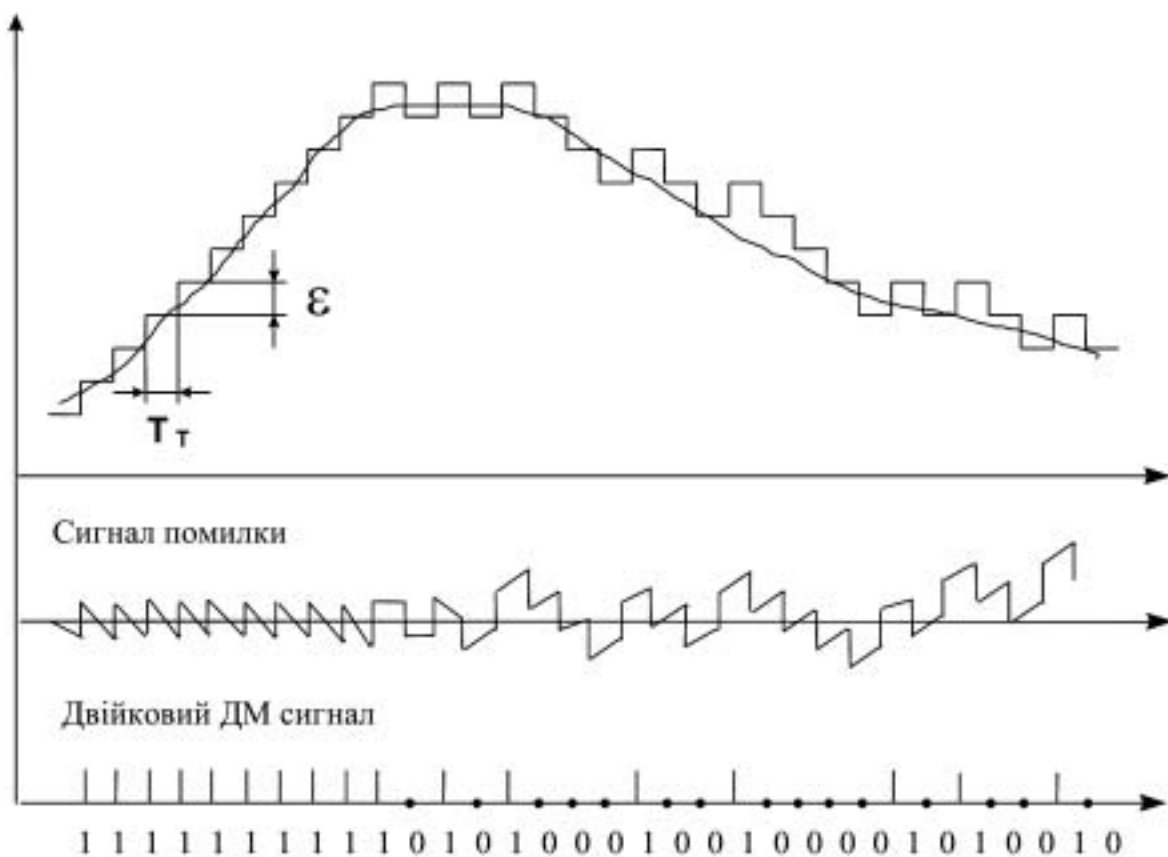


Рисунок 10.2 – Часові діаграми ДМ

Сигнал з виходу компаратора керує ключовою схемою, на вхід якої підімкнено генератор імпульсів. Ключова схема має два протифазних

входи. В залежності від сигналу керування імпульси задавального (тактового) генератора потрапляють на той чи інший вихід ключової схеми. Отже, імпульсні послідовності на цих виходах інвертовані одна відносно одної за символами (символу 1(0) в одній з них відповідає символ 0(1) в іншій). Одна з цих послідовностей подається на місцевий демодулятор і в тракт зв'язку, а інша – тільки на місцевий демодулятор. В схемі дельта-модулятора передбачено, що сигналу різниці позитивної полярності відповідають, наприклад, символи 1 в інформаційній послідовності на виході модулятора та підвищення апроксимованої напруги на виході місцевого демодулятора; а негативної полярності – символи 0 та зменшення апроксимованої напруги. При цьому кожний символ 1 підвищує, а кожний символ 0, навпаки, зменшує апроксимовану напругу на один крок квантування. Тому характерною особливістю апроксимованої напруги при класичній ДМ, наприклад, на відміну від ДКМ є обов'язкова зміна рівня на один крок в кожній точці дискретизації.

Оскільки формування ДМ сигналу здійснюється в результаті порівняння вхідного аналогового сигналу та апроксимованої напруги в точках дискретизації, то форма останньої між цими точками для роботи модулятора несуттєва. Основною характеристикою апроксимованої напруги в даному випадку є величина кроку квантування, тобто величина приросту цієї напруги.

Інша справа на приймальному боці, де з послідовності ДМ-імпульсів, в загальному випадку спотвореній, необхідно відтворити аналоговий сигнал, який після додаткового фільтрування та підсилювання потрапляє до абонента. Тут форма апроксимованої напруги дуже суттєва. Вона визначається схемою інтегратора демодулятора та тривалістю керуючих імпульсів, синтезованих з прийнятого ДМ-сигналу за допомогою опорної напруги тактової частоти, формування якої здійснюється системою синхронізації приймальної частини апаратури.

Розбіжності у формі сигналу, що передається та апроксимованої напруги, яка формується на приймальній частині, визначають сигнал помилки. Компоненти сигналу помилки, що потрапляють в смугу частот сигналу, також як і при ІКМ, приводять до появи шуму квантування.

Як видно з структурної схеми (рис. 10.1), дельта-модулятор містить замкнуте коло зворотного зв'язку. При деяких умовах може виникнути нестійкий режим роботи – самозбудження дельта-модулятора. Тому важливою характеристикою модулятора, що залежить від особливостей апаратної реалізації його складових елементів, є стійкість дельта-модулятора до самозбудження в заданих умовах роботи апаратури.

Основною перевагою ДМ в порівнянні з ІКМ є її вища завадостійкість, пов'язана з тим, що вона менш чутлива до помилок в цифровому сигналі, ніж ІКМ. Величина помилки при ІКМ залежить від розрядності неправильно прийнятого символу кодової групи. При 7-роз-

рядній групі помилка в старшому розряді приведе до помилкового відтворення амплітуди відліку, величина якої $U_{\text{пом}} = 2^6 = 64$ (половина максимального відліку сигналу). При ДМ помилковий прийом символів цифрового потоку завжди призводить до помилки в один крок квантування.

В ЦСП неправильне приймання символів кодової групи оцінюють імовірністю помилкового приймання

$$p_{\text{пом}} = (p_{\text{пер}} - p_{\text{пр}}) / p_{\text{пер}}, \quad (10.1)$$

де $p_{\text{пер}}$ - число переданих імпульсів на заданому проміжку часу;

$p_{\text{пр}}$ – число прийнятих імпульсів за такий самий проміжок часу.

При передаванні телефонних повідомлень за допомогою ДМ якість передачі буде досить задовільною, якщо $p_{\text{пом ДМ}} = 10^{-3}$, в той час при ІКМ імовірність помилкового прийому повинна бути $p_{\text{пом ІКМ}} = 10^{-5}$.

В наш час відомо декілька видів дельта-модуляції. Найбільш перспективними областями її використання вважаються: абонентські телефонні мережі в поєднанні з електронними системами комутації; радіорелейні, тропосферні і кабельні лінії зв'язку; супутникові системи зв'язку; системи комутації, телекерування і промислового телебачення.

Домашнє завдання

1. Розрахувати частоту дискретизації та розрядність ДМ-сигналу для випадку, коли модульовальний сигнал – первинний телефонний.
2. Знайти відношення сигнал/шум для ДМ-сигналу, якщо його частота дискретизації 1 МГц, а модульовальний сигнал – первинний сигнал звукомовлення.

Опис лабораторного обладнання

Структурна схема макета системи зв'язку на основі ДМ подібна структурі зображених на рис. 10.1.

На передній панелі макета виведені роз'єми:

- „Вхід”, до якого надходить вхідний сигнал;
- „ $U_{\text{дискр}}$ ”, до якого надходять імпульси дискретизації від внутрішнього генератора тактових імпульсів;
- „ЛЗ”, з якого можна проконтролювати ДМ-сигнал в лінії зв'язку;
- „Вихід”, з якого знімається вихідний сигнал макета системи зв'язку. Крім того, на передній панелі макета знаходиться регулятор частоти дискретизації.

Макет живиться від мережі змінного струму 220 В, 50 Гц.

Порядок виконання роботи

1. Увімкнути блок живлення макета. Під'єднати до входу макета генератор синусоїдальних сигналів, до роз'єму „ $U_{\text{дискр}}$ ” – частотомір, а на виході системи підключити осцилограф та спектроаналізатор. Виставити максимальне значення частоти дискретизації і при частоті вхідного сигналу 1кГц дослідити амплітудну характеристику системи з ДМ, змінюючи амплітуду вхідного сигналу в діапазоні 10 мВ... 5 В. На основі побудованої амплітудної характеристики знайти динамічний діапазон системи.

2. Дослідити частотні спектри вихідного сигналу при амплітуді вхідної напруги 5 В та для частот вхідного сигналу 1 кГц, 2 кГц, 3 кГц і для максимальної частоти дискретизації. Для кожного з трьох спектрів визначити відношення сигнал/шум як різницю між амплітудою частотної складової основного тону (виміряною у дБ) та середньою амплітудою шумових складових (в дБ).

3. Дослідити АЧХ системи при амплітуді вхідного сигналу 1 В у смузі частот 0,2...5 кГц. На основі побудованої характеристики визначити смугу пропускання системи на рівні – 3 дБ.

4. Дослідити частотні спектри вихідного сигналу при амплітуді вхідного сигналу 5В та частоті 1кГц для п'яти значень частот дискретизації: 30 кГц, 40 кГц, 50 кГц, 60 кГц, 70 кГц. Визначити для кожного значення частоти дискретизації коефіцієнт нелінійних спотворень. Знайти частоту дискретизації, при якій для даної амплітуди і частоти вхідного сигналу спостерігається перевантаження системи з ДМ за крутизною.

5. Під'єднати осцилограф та спектроаналізатор до лінії зв'язку та для параметрів вхідних сигналів зазначених в п.4 зарисувати частотні спектри сигналів з ДМ. Для максимальної частоти дискретизації зарисувати характерні осцилограми вихідних сигналів з ДМ, змінюючи амплітуду вхідного сигналу в робочому діапазоні.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурні схеми лабораторного устаткування;
- таблиці і графіки, отримані в результаті виконання лабораторної роботи;
- розрахунки отримані в результаті виконання лабораторного завдання;
- порівняльний аналіз як експериментальних характеристик досліджених видів сигналів з ДМ, так і їх теоретичних параметрів.

Контрольні запитання

1. В чому полягає різниця між ІКМ та ДМ?
2. Пояснити спосіб формування цифрового сигналу з ДМ.
3. Внаслідок чого виникає перевантаження за крутістю в системах з ДМ?
4. Пояснити принцип функціонування кодера ДМ.
5. Порівняльний аналіз ДІКМ та ДМ.
6. Яким чином вибирають частоту дискретизації в системах зв'язку з ДМ?
7. Навести структурну схему дельта-кодека з компандуванням.
8. Для якого класу первинних сигналів найбільш доцільно застосовувати ДМ?
9. Пояснити, чим визначається форма частотного спектра сигналу з дельта-кодом.
10. В чому полягає висока завадостійкість систем передачі з ДМ?
11. Пояснити, чому принципи ДМ рідко використовуються в системах зв'язку з часовим розділенням каналів [1, 17, 18].

Лабораторна робота № 11

Дослідження системи зв'язку з частотним розділенням каналів

Мета роботи - виконати дослідження особливостей побудови та характеристик систем зв'язку з частотним розділенням каналів (ЧРК).

- Обладнання:
1. Макет системи передачі з ЧРК.
 2. Генератор ГЗ-102.
 3. Генератор ГЗ-33А.
 4. Осцилограф С1-85.
 5. Аналізатор спектра СК4-56.

Теоретичні відомості

В системах передачі з ЧРК за кожним каналом закріплюється цілком визначений спектр частот, тобто каналні сигнали таких систем відрізняються за частотою. Чим вужчу смугу частот будуть займати каналні сигнали, тим більше число каналів можна організувати в лінії зв'язку. Ця особливість покладена в основу вибору методу формування

каналних сигналів. Крім того, вибраний метод повинен забезпечувати необхідну завадозахищеність.

Формування каналних сигналів в системах передачі з ЧРК можна здійснювати методами амплітудної (АМ), частотної (ЧМ) або фазової (ФМ) модуляцій. Для синусоїдального модулюючого коливання $U_{\Omega} \cos \Omega t$ вираз для АМ буде мати вигляд

$$U_{\text{АМ}}(t) = U_{\omega}[1 + m \cos(\Omega t)] \cos(\omega t), \quad (11.1)$$

де $m = \Delta U / U_{\omega}$ - коефіцієнт глибини модуляції ;

U_{ω} - амплітуда несучого коливання.

Вираз для ЧМ сигналу має такий вигляд

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\omega} \cos[\omega t + m_f \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2)], \quad (11.2)$$

де $m_f = \omega_d / \Omega$ - індекс частотної модуляції.

ФМ коливання описується виразом

$$U_{\text{ФМ}}(t) = U_{\omega} \cos[\omega t + \varphi_0 + m_{\varphi} \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega})], \quad (11.3)$$

де m_{φ} - індекс фазової модуляції.

Вирази (11.1) - (11.3) можна записати у вигляді суми гармонічних складових:

$$U_{\omega} \cos(\omega t) + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos[(\omega - \Omega)t] + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos[(\omega + \Omega)t] \quad (11.4)$$

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_f) \cos(\omega t + \varphi) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_f) \cos[\omega t + k(\Omega t + \varphi_{\Omega})] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_f) \cos[\omega t - k(\Omega t + \varphi_{\Omega})] \right\} \quad (11.5)$$

$$U_{\text{ФМ}}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_{\varphi}) \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_{\varphi}) \cos[\omega t + k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2) + \varphi_{\omega}] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_{\varphi}) \cos[\omega t - k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2) + \varphi_{\omega}] \right\} \quad (11.6)$$

де $I_k(m_f), I_k(m_{\varphi})$ - функції Бесселя k -го порядку першого роду.

Як видно з (11.4) АМ-коливання має дискретний спектр, який складається з коливання несучої частоти ω та двох бокових частот ($\omega \pm \Omega$). Модульовані коливання при ЧМ і ФМ згідно з (11.5) та (11.6) відрізняються тільки початковими фазами та індексами модуляції. На відміну від АМ сигналів коливання з ЧМ і ФМ мають нескінченний ряд бокових складових спектра. Тому, незважаючи на низьку завадозахищеність, з метою отримання мінімальної смуги частот каналного сигналу, в провідних системах передачі з частотним розділенням каналів використовується АМ. Використання АМ дозволяє виконати передачу однієї бокової смуги (ОБС). АМ з ОБС характеризується більшою завадостійкістю, ніж ЧМ або ФМ з малими індексами модуляції, і дозволяє формувати каналні сигнали мінімальної ширини.

В радіорелейних і супутникових системах зв'язку, які характеризуються підвищеним рівнем завад, використовуються ЧМ або ФМ з індексами модуляції більшими одиниці. В таких системах ЧМ використовується для модуляції групового сигналу, формування якого виконується за допомогою АМ з ОБС.

З виразу (11.4) видно, що вхідний сигнал системи передачі міститься тільки в бокових смугах частот, тому для його відновлення не обов'язково передавати по каналу весь спектр АМ-коливань. Враховуючи це, формування АМ сигналів можна здійснювати шляхом передачі :

- двох бокових смуг частот і носійної ;
- однієї бокової смуги частот і носійної ;
- однієї бокової смуги частот без носійної.

Передача однієї бокової смуги частот забезпечує найменшу ширину спектра каналного сигналу, яка дорівнює ширині спектра модулюючого сигналу. Ця обставина дозволяє найбільш економно використовувати лінійний спектр частот системи зв'язку, тобто створює умови для організації більшого числа каналів у порівнянні з іншими методами передачі АМ. Для цього методу передачі в результаті модуляції виконується переміщення сигналу по шкалі частот. Подавлення носійної дає можливість при заданій потужності підсилювачів збільшити потужність корисної бокової смуги частот і тим самим підвищити завадозахищеність системи передачі. Недоліком методу передачі з ОБС є ускладнення кінцевого обладнання багатоканальної системи передачі з ЧРК.

На рисунку 11.1 зображена структурна схема N-канальної системи та плани частот (спектральні діаграми) в її характерних точках. В якості носіїв в СП з ЧРК використовуються гармонічні (синусоїдальні) коливання з різними частотами $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ (коливання носійних частот); каналні сигнали формуються в результаті модуляції одного з параметрів носіїв

первинними сигналами $\alpha_n(t)$. В даному випадку можлива, частотна або фазова модуляція. Частоти $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ вибирають так, щоб спектри каналних сигналів $\nu_1(t), \nu_2(t), \dots, \nu_N(t)$ не перекривались. Груповий сигнал $u(t)$, який надходить у лінійний тракт системи, є сума каналних сигналів: $u(t) = \nu_1(t) + \nu_2(t) + \dots + \nu_N(t)$.

Під час передачі по лінійному тракту сигнал $u(t)$ набуває лінійних та нелінійних спотворень і на нього накладається завада $n(t)$. В результаті в приймальну частину системи потрапляє спотворений сигнал $\tilde{u}(t)$, який відрізняється від сигналу $u(t)$, сформованого в передавальній частині системи.

Розділення каналних сигналів, тобто виділення з групового сигналу каналних сигналів, виконується смуговими розділовими фільтрами $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$. Первинні сигнали відновлюються демодуляторами $D_1, D_2, \dots, D_N$. Фільтри нижніх частот, які встановлені на виходах демодуляторів, подавляють високочастотні продукти демодуляції.

Розділення сигналів, які передаються по різних каналах, на приймальній частині системи зв'язку здійснюється за допомогою смугових фільтрів. Внаслідок неідеальності характеристик згасання останніх, частину смуги частот необхідно відводити на розфільтрування між каналами, щоб запобігти взаємному впливу спектрів частот сусідніх каналів. Тоді, з урахуванням втрат на розфільтрування, загальна кількість каналів зв'язку для ЧРК визначається згідно з виразом

$$n = \frac{\Delta F}{\Delta f_k + \Delta f_p}, \quad (11.7)$$

де ΔF - заданий діапазон частот ;

Δf_k - смуга частот, яку займає один канал ;

Δf_p - смуга частот, яка необхідна на розфільтрування.

При побудові апаратури багатоканальної системи передачі з ЧРК використовується багаторазове перетворення частоти. Воно полягає в тому, що входні сигнали декілька разів переміщуються по шкалі частот, перш ніж передаються в лінію зв'язку. На приймальній частині виконується зворотне перетворення по осі частот.

Сукупність пристроїв, які забезпечують утворення груп каналів називається каналоформуючим обладнанням. Багаторазове перетворення частоти та групотворення дозволяють стандартизувати каналоформуюче обладнання для різних систем передачі незалежно від числа каналів тональної частоти (ТЧ). В таблиці 11.1 наведені деякі характеристики сучасного каналоформуючого обладнання.

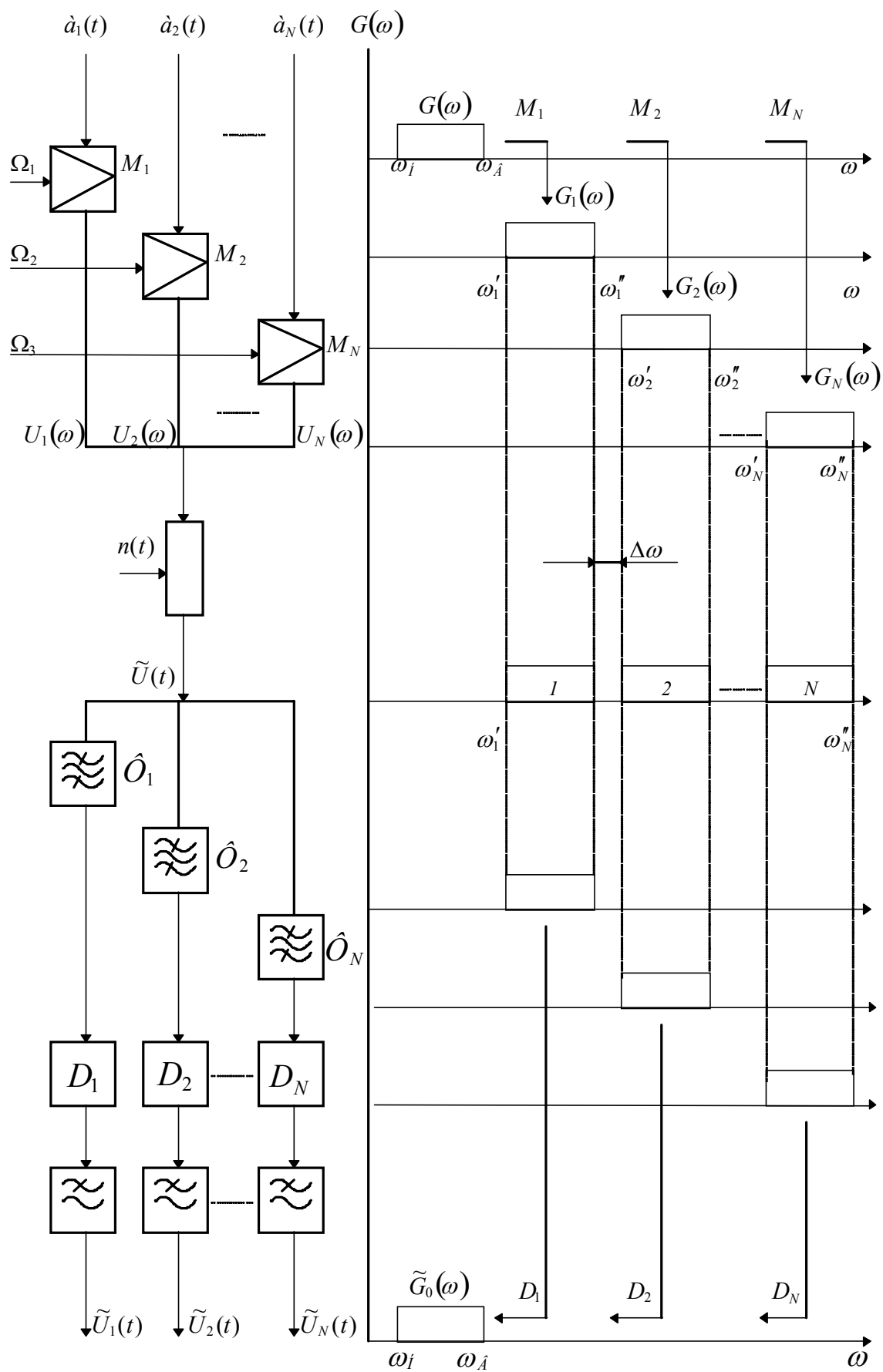


Рисунок 11.1 - Структурна схема системи передачі з ЧРК

Таблиця 11.1- Характеристики систем передачі з ЧРК

Найменування групи каналів	Діапазон частот, кГц	Число каналів	Число груп
Попередня група (ПрГ)	12 - 24	3	-----
Первинна група (ПГ)	60 - 108	12	4ПрГ
Вторинна група (ВГ)	312 - 552	60	5Пг
Третинна група (ТГ)	812 - 2044	300	5Вг
Четвертинна група (ЧГ)	8516 - 12388	900	3Тг

Основними характеристиками та параметрами систем передачі з ЧРК є смуга пропускання каналу ТЧ, коефіцієнт згасання перехідних завад, амплітудна характеристика, залишкове згасання.

Домашнє завдання

1. Розрахувати значення носійних частот та зарисувати план частот для формування 12 каналів первинної групи апаратури з частотним розділенням каналів, якщо верхня частота дорівнює 108 кГц.

2. Написати вираз для АМ-ФМ та визначити коефіцієнт частотної надмірності, виграш та узагальнений виграш системи на базі АМ-ФМ.

3. Розрахувати значення носійних частот та зарисувати план частот для формування четвертинної групи, до складу якої входить дві групи каналів третинної групи апаратури з частотним розділенням каналів, якщо нижня частота дорівнює 13200 кГц.

Опис лабораторного обладнання

Лабораторне устаткування складається з макета системи передачі на основі використання ЧРК і комплекта вимірювальних приладів. Структурна схема двоканальної системи передачі з ЧРК наведена на рисунку 11.2.

Кожний канал має окремі тракти передачі та приймання. До складу кожного з каналів входять фільтри нижніх частот (ФНЧ), модулятор (М), смугові фільтри (СМ) та демодулятор (ДМ). Для перетворення вхідного сигналу ТЧ на модулятори та демодулятори кожного із каналів з генераторів підводяться коливання несучих частот (відповідно 64 та 108 кГц). Дані частоти відповідають I та XII каналам первинної групи багатоканальної системи передачі з ЧРК. Значення несучої частоти для будь-якого з каналів ПрГ можна обчислити за формулою

$$f_H = 108 - 4(n - 1), \quad \text{кГц}, \quad (11.8)$$

де n - номер каналу.

На виході передавальних трактів двох каналів формується груповий сигнал, який займає смугу частот 60...64 - 104...108 кГц. Смугові фільтри пропускають відповідні сигнали нижніх бокових складових для кожного з каналів.

Спектр частот 60...108 кГц, який називають первинною групою, рекомендовано Міжнародним консультативним комітетом з телеграфії та телефонії (МККТТ). Така смуга частот вибрана у зв'язку з тим, що кварцові фільтри для СФ мають найпростішу конструкцію для такої смуги. Крім того, бокові складові спектра, які виникають внаслідок взаємодії групового сигналу з нелінійними пристроями, розміщуються поза робочою смугою частот і не спотворюють груповий сигнал. ФНЧ подавляють високочастотні складові спектра сигналу ТЧ.

Для проведення досліджень необхідно ввімкнути живлення макета та вимірювальних приладів. Синусоїдальні сигнали $U_{вх}$ подаються з генераторів сигналів ГЗ-102 та ГЗ-33А на входи відповідних каналів. Форма, частота й амплітуда вихідних сигналів у часовій і частотній області відповідних каналів та груповий сигнал макета багатоканальної системи передачі з ЧРК контролюються за допомогою осцилографа та аналізатора спектра.

Порядок виконання роботи

1. Змінюючи частоту вхідних сигналів ТЧ в смузі 0,1...5 кГц при $U_{вх} = 2$ В та контролюючи $U_{вих}$ знайти частотну характеристику кожного з каналів. Дані вимірювань занести в таблицю.

2. На основі експериментальних даних, отриманих в п.1 побудувати графік та визначити смугу пропускання кожного з каналів.

3. Змінюючи амплітуду вхідного сигналу в діапазоні 0,01 ... 5 В знайти амплітудну характеристику кожного з каналів для частоти сигналу 2 кГц. Дані вимірювань занести у таблицю.

4. На основі отриманих в п.3 експериментальних даних побудувати графік і обчислити коефіцієнт згасання кожного з каналів для $U_{вх} = 1$ В згідно з виразом $\alpha = P_{вх} - P_{вих}$, вважаючи, що входи та виходи системи замкнено на активні опори навантаженням 50 Ом.

5. Подати на І канал синусоїдальний сигнал амплітудою 5 В і частотою 500 Гц, а на ІІ канал синусоїдальний сигнал амплітудою 5 В і частотою 3,1 кГц. За допомогою аналізатора спектра дослідити частотний склад вихідних сигналів кожного з каналів.

6. Обчислити для даних п.5 коефіцієнти згасання перехідних завад згідно з виразом $A_i = 10 \lg (P_i / P_{ik})$, де P_i, P_{ik} - потужності на вході каналу, що впливає та виході каналу, який зазнає впливу.

7. Дослідити частотний спектр групового сигналу макета системи передачі з ЧРК для вхідних сигналів, установлених згідно з п.5 та пояснити його особливості.

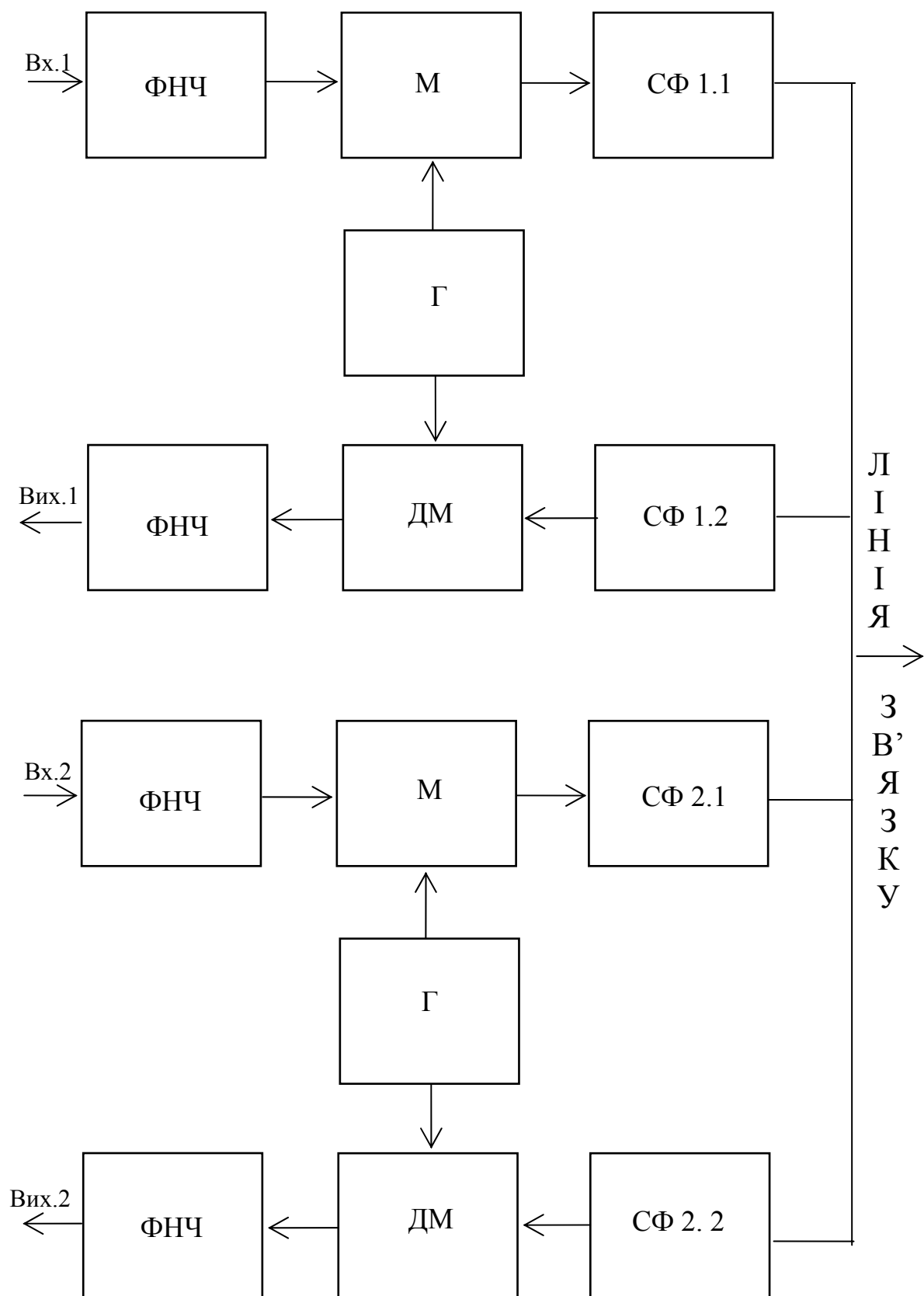


Рисунок 11.2 - Структурна схема макета для дослідження характеристик системи передачі з ЧРК

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурну схему системи передачі з ЧРК;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті обробки експериментальних даних;
- частотні спектри групового сигналу та індивідуальних сигналів на виході макета;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик і параметрів системи передачі з ЧРК, висновки по кожному з пунктів лабораторної роботи.

Контрольні запитання

1. Яку операцію називають модуляцією коливань?
2. Які існують різновиди амплітудної модуляції?
3. Які недоліки та переваги АМ у порівнянні з ЧМ і ФМ?
4. Навести можливі методи формування канальних АМ сигналів, їх переваги та недоліки.
5. Вказати основні особливості ФМ та ЧМ сигналів. В чому подібність та відмінність між цими сигналами?
6. Чому при передачі неперервних повідомлень перевага надається ЧМ, а не ФМ-сигналам?
7. Як визначити ефективну ширину спектра для АМ, ЧМ та ФМ сигналів?
8. Пояснити принципи побудови багатоканальних систем зв'язку з ЧРК.
9. В чому полягає індивідуальний і груповий спосіб побудови багатоканальних систем зв'язку?
10. Виділити в узагальненій структурі БСП з ЧРК індивідуальне та групове обладнання.
11. Чому в провідних системах зв'язку при формуванні канальних сигналів використовується АМ, а в радіорелейних - ЧМ?
12. Що станеться, якщо згасання у смузі затримання канального смугового фільтра буде недостатнім?
13. Як формуються спектри вторинної, третинної та четвертинної групи системи зв'язку з ЧРК?
14. Навести переваги та недоліки багатоканальних систем передачі з ЧРК [1, 2, 12].

Лабораторна робота № 12

Дослідження системи зв'язку з часовим розділенням каналів

Мета роботи - виконати дослідження особливостей побудови та основних характеристик багатоканальної системи передачі повідомлень з часовим розділенням каналів (ЧВРК).

Обладнання: 1. Макет системи передачі з ЧВРК.
2. Аналізатор спектра СК4-56.
3. Генератор ГЗ-118.
4. Осцилограф С1-92.
5. Джерело постійного струму Б5-47.
6. Вольтметр В2-34.

Теоретичні відомості

В системах передачі з ЧВРК лінія зв'язку на короткі проміжки часу періодично під'єднується до джерела та приймача сигналів кожного з каналів. Таким чином, відрізки сигналу, які належать відповідному каналу, передаються в ті проміжки часу, коли лінія зв'язку буде вільною від передавання сигналів інших каналів.

В системах передачі на основі ЧВРК використовуються імпульсні види модуляції. Часові діаграми утворення групового багатоканального АІМ-сигналу показані на рис. 12.1. Неперервний сигнал кожного з каналів піддається дискретизації з періодом $T_d \leq 1/2F_v$, де F_v – верхня частота спектра сигналу. Дискретні відліки сигналів в кожному з каналів зсунуті відносно один одного на час Δt . Якщо число об'єднаних каналів N , а період дискретизації T_d , то тривалість імпульсу послідовності, що здійснює дискретизацію, повинна бути меншою T_d/N і $\tau_u \leq 0,5T_d/N$, тобто чим більше число ущільнених каналів, тим коротша тривалість імпульсів дискретизації і тим ширша смуга пропускання чи швидкодія, яка вимагається від пристроїв, що забезпечують дискретизацію.

Дискретні відліки кожного з каналів об'єднуються в груповий АІМ сигнал. Для того щоб розподілити на приймальній частині відліки індивідуальних сигналів по своїх каналах, необхідно на початку кожної групи каналних імпульсів (КІ) ввести додатковий імпульс чи групу імпульсів, що відрізняються за деякою ознакою від імпульсів каналних сигналів, наприклад, за тривалістю. Цей сигнал визначає початок циклу передачі та називається сигналом циклової синхронізації. Як видно, тривалість циклу передачі рівна періоду дискретизації $T_u = T_d$.

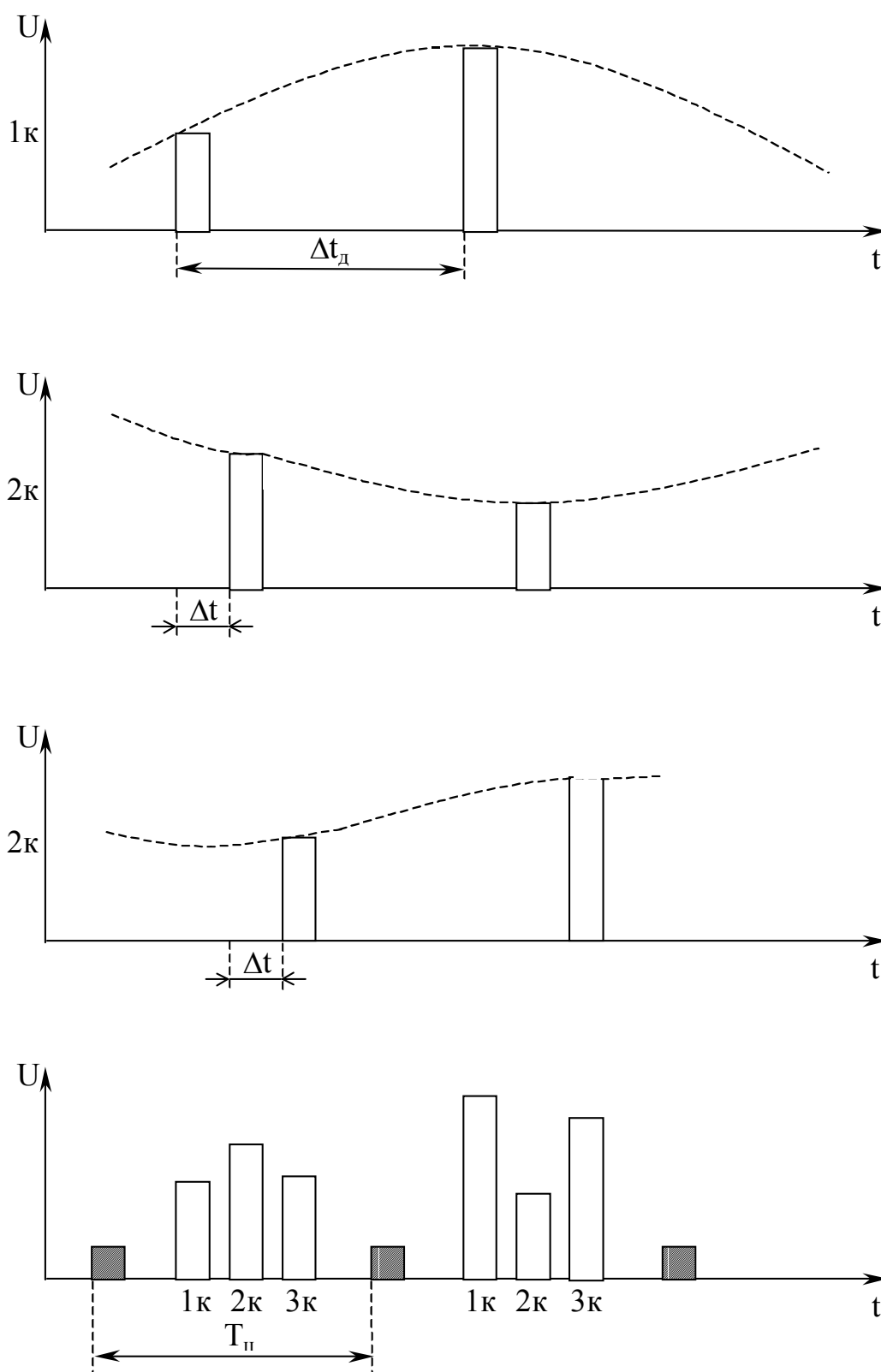


Рисунок 12.1 – Часові діаграми формування групового сигналу в системах з ЧВРК

Структурна схема триканальної системи з ЧВРК наведена на рис.12.2. В передавальній частині системи індивідуальні неперервні сигнали через ФНЧ, що обмежують їх спектр частотою F_v потрапляють на електронні ключі, які здійснюють дискретизацію неперервних сигналів. Електронні ключі періодично з частотою дискретизації F_v підключають вхідні напруги до навантаження на час тривалості імпульса $\tau_{и}$.

Роботою ключів керують послідовності прямокутних імпульсів, які подаються від розподільвача каналних імпульсів РКІ, зсунуті відносно один одного на час Δt . Основна послідовність імпульсів з частотою дискретизації F_d створюється в генераторі тактових імпульсів (ГТІ). В суматорі проходить об'єднання дискретних відліків сигналів та імпульсів циклової синхронізації, що виробляються в формувачі імпульсів циклової синхронізації (ФЦС).

В приймальній частині апаратури приймач циклової синхронізації (ПЦС) виділяє імпульси циклової синхронізації, які керують роботою РКІ (рис. 12.3).

Імпульси послідовності з РКІ потрапляють на ключі своїх каналів та здійснюють часову селекцію КІ з групового АІМ-сигналу, наприклад, відліку сигналу першого каналу. Фільтри нижніх частот в приймальній апаратурі відтворюють неперервні сигнали з їх дискретних відліків. Через шуми в лінії та помилки формування виділений неперервний сигнал $C^*(t)$ відрізняється від вхідного сигналу $C(t)$.

В промислових зразках систем передачі з ЧВРК використовується імпульсно-кодова модуляція (ІКМ). В системах з ІКМ для кодування використовують двійковий код (рис. 12.4). При цьому всі кодові групи складаються з рівної кількості двійкових символів, кожний з яких може приймати значення "0" чи "1". Вид кодової групи відповідає номеру рівня квантування, записаному в двійковій системі числення і визначається виразом

$$\sum_{i=1}^n a_i 2^{n-i} = N, \quad (12.1)$$

де N - номер рівня квантування;

n - кількість розрядів кодової групи;

i - кодовий символ i -ого розряду ($i = 0$ або 1).

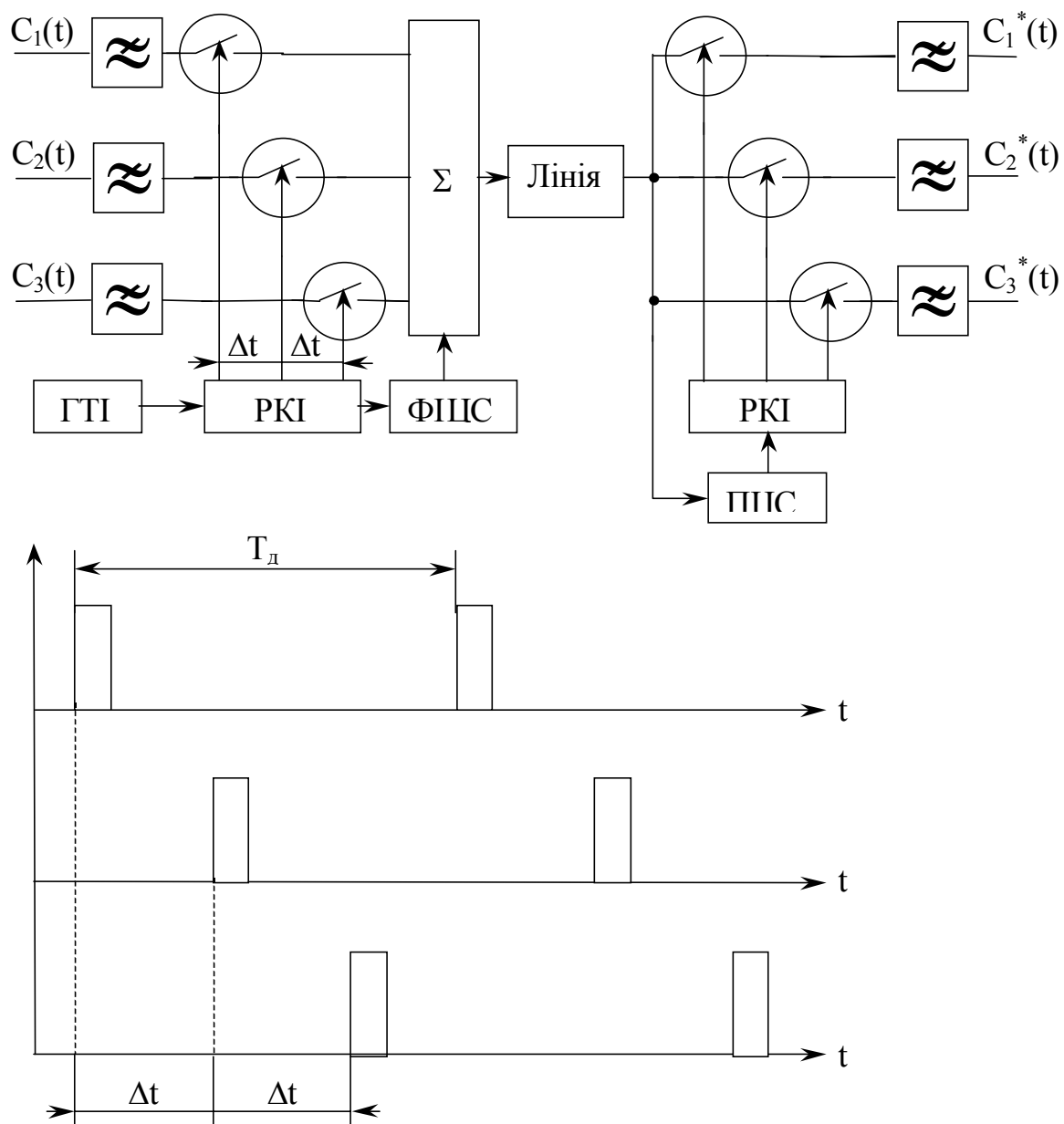


Рисунок 12.2 – Структурна схема системи передачі з ЧВРК

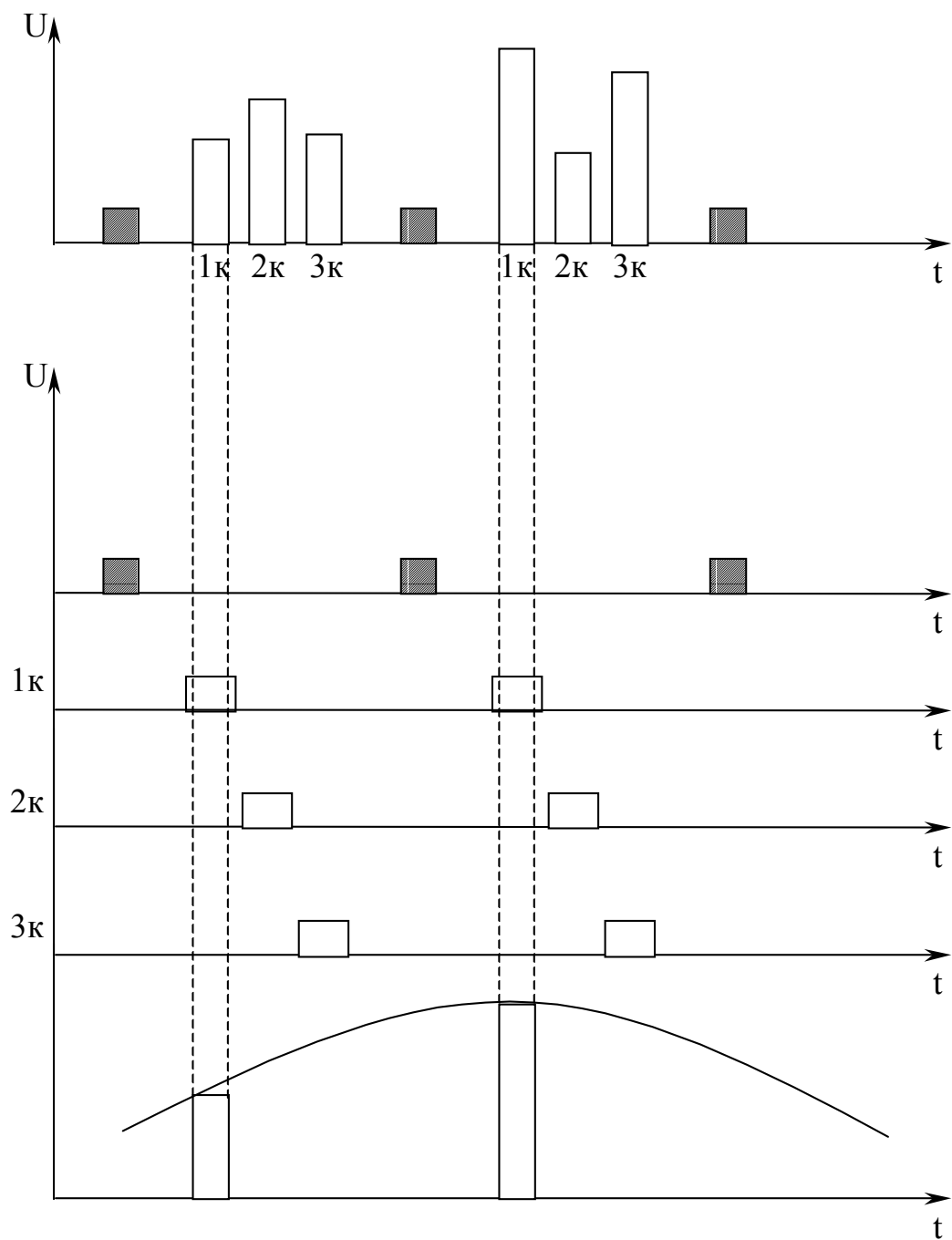


Рисунок 12.3 – Часові діаграми розділення каналних сигналів в системах передачі з ЧВРК

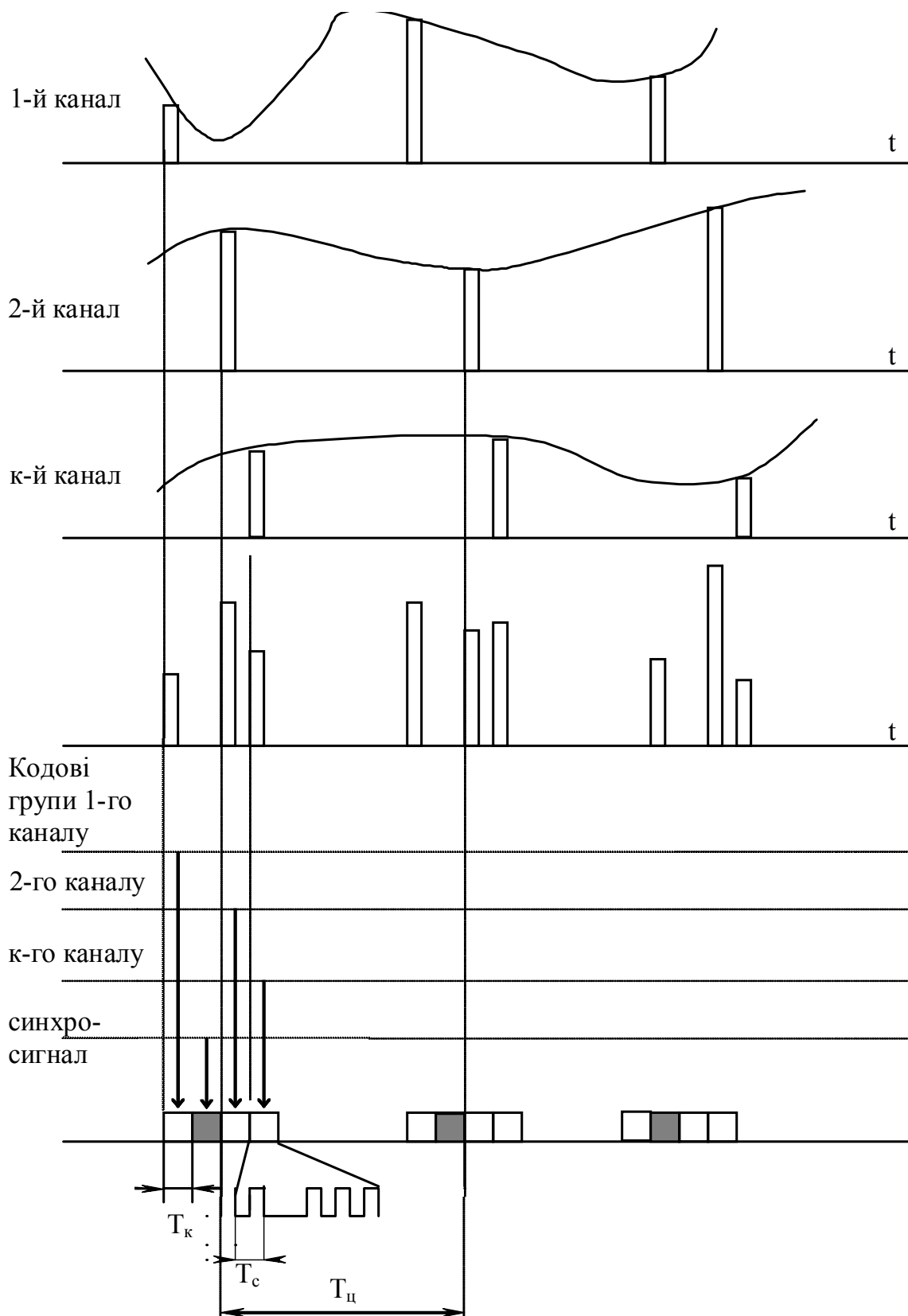


Рисунок 12.4 – Часове групотворення в системі ЧВРК-ІКМ

Часовий інтервал, який розділяє сусідні кодові групи одного каналу, називається циклом передачі. Із визначення виходить, що цикл передачі дорівнює періоду дискретизації ($T_{\text{ц}}=T_{\text{д}}$). Тоді часовий інтервал між двома сусідніми кодовими групами (канальний інтервал)

$$T_{\text{к}} = T_{\text{ц}} / k, \quad (12.2)$$

де k - кількість канальних інтервалів.

Часовий інтервал між кодовими символами

$$T_{\text{с}} = T_{\text{к}} / n = T_{\text{ц}} / kn. \quad (12.3)$$

Таким чином, чим більша кількість організованих каналів, тим вища тактова частота сигналу, який передається через лінійний тракт.

Для вірного декодування і поканального розділення групового сигналу необхідно визначити початок циклу передачі. З цією метою один канальний інтервал (або його частина) відводиться для передачі спеціальної кодової групи - синхросигналу, який відрізняється від інших кодових груп постійністю своєї структури (поєднання імпульсів і пропусків). В той же час структура інших кодових груп змінюється в залежності від зміни амплітуд вхідних сигналів. Тому число канальних інтервалів в циклі передачі перевищує кількість організованих каналів.

До складу апаратури ІКМ-30 входить аналого-цифрове обладнання (АЦО), кінцеве обладнання лінійного тракту (КОЛТ), необслуговувані та обслуговувані регенераційні пункти (НРП) та (ОРП) і комплект контрольно-експлуатаційних пристроїв. Схема організації зв'язку за допомогою апаратури ІКМ-30 показана на рисунку 12.5.

Аналого-цифрове обладнання призначене для аналого-цифрового та цифроаналогового перетворення 30 телефонних сигналів, формування і розподілення групового цифрового потоку зі швидкістю 2048 кбіт/с, введення та виведення дискретної інформації та з'єднання за допомогою узгоджувальних пристроїв апаратури ІКМ-30 з АТС. АЦО складається з індивідуального та групового обладнання. Індивідуальне обладнання містить пристрої, кожен з яких обробляє сигнали, які відповідають тільки одному каналу ТЧ, а пристрої групового обладнання обробляють сигнали всіх 30 каналів.

В індивідуальному обладнанні здійснюється узгодження входу та виходу кожного каналу апаратури ІКМ-30 з апаратурою АТС, дискретизація аналогових сигналів в передавальній частині обладнання АЦО та відновлення вихідного сигналу із послідовності відліків у приймальній частині обладнання АЦО.

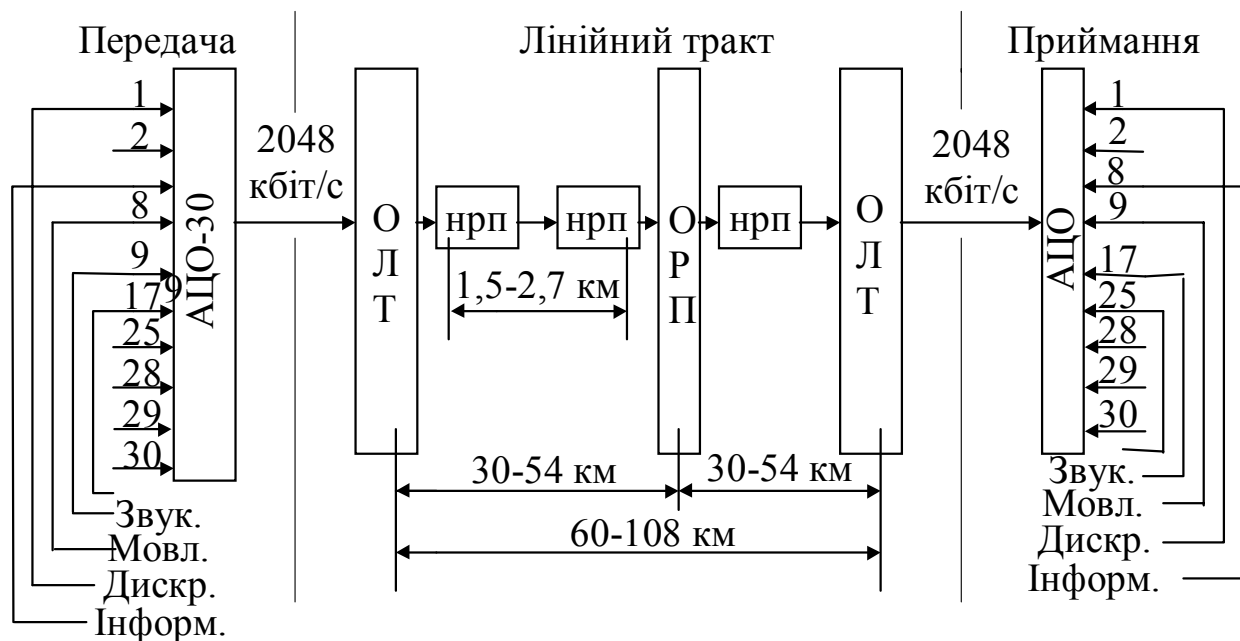


Рисунок 12.5. – Схема організації передавання сигналів з використанням системи ІКМ-30

В груповому обладнанні здійснюється аналого-цифрове та цифроаналогове перетворення сигналів ТЧ (відповідно в передавальній та приймальній частинах обладнання АЦО). В ІКМ-30 використовується кодер, який перетворює груповий АІМ-сигнал у відповідності до закону компандування $A=87.6/13$ в цифровий сигнал та кодує у 8-розрядний симетричний двійковий код.

В приймальній частині обладнання АЦО здійснюються зворотні перетворення - груповий сигнал перетворюється в однополярний двійковий сигнал, який потім декодується декодером. В пристрої розділення груповий сигнал поділяється між відповідними приймачами, в яких відновлюється вихідна форма переданих сигналів.

Цикл передачі відповідає Рекомендаціям МККТТ G.73 і складається з 32 канальних інтервалів (КІ0—КІ31, рисунок 6.6). 30 канальних інтервалів призначено для передачі інформації (30 сигналів ТЧ), один - для передачі сигналу циклової синхронізації, один – для передачі сигналів керування і взаємодії (СКВ) приладів АТС та надциклового синхросигналу. Кожний канальний інтервал складається з восьми розрядів: Р1—Р8. Частота циклів передачі дорівнює частоті дискретизації: $F_u = F_d = 8\text{кГц}$ ($T_u = 125\text{мкс}$); частота канальних інтервалів у відповідності до виразу (6.2) дорівнює: $F_k = F_{uk} = 256\text{кГц}$ ($T_k = 4\text{мкс}$); а частота надходження символів у циклі передачі (тактова частота лінійного сигналу) у відповідності до виразу (12.3) дорівнює: $F_c = F_m = F_{ukn} = 2048\text{кГц}$ ($T_c = 0.5\text{мкс}$).

Цифровий синхросигнал передається в КІ0 в парних циклах на позиціях Р2—Р8 і має вигляд 0011011, а в непарних циклах на позиції Р2 передається 1. Позиція Р1 в КІ0 призначена для передачі дискретної інформації. При цьому КІ8 може відводитись для передачі дискретної інформації. В каналному інтервалі КІ16 на позиціях Р1, Р2 і Р5, Р6 передаються по два СКВ для кожного сигналу ТЧ. В 16-му циклі на позиціях Р1 - Р4 передається надцикловий синхросигнал, який визначає часове положення СКВ. Частота слідування надциклів $F_{\text{нц}} = F_{\text{ц}}/16 = 500$ Гц.

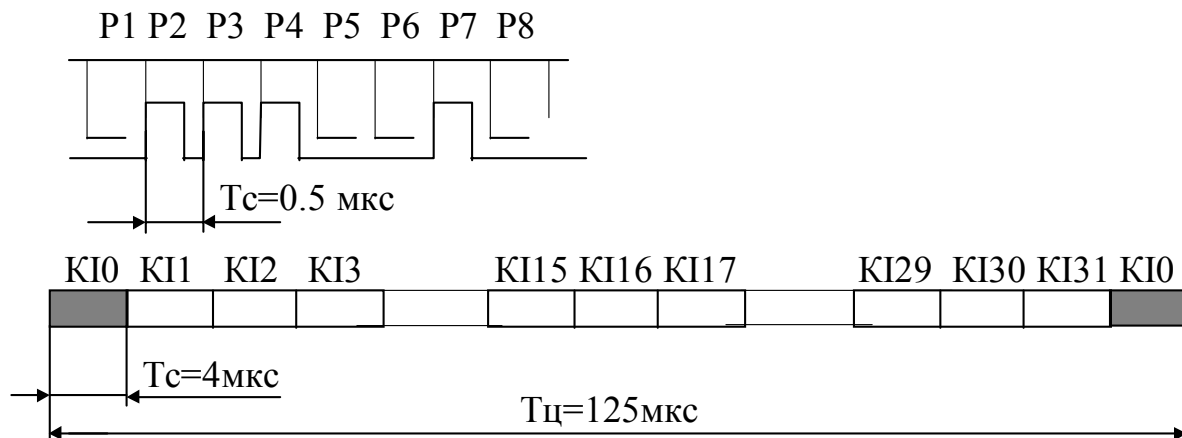


Рисунок 12.6 – Структура циклу передачі в системі ІКМ-30

Домашнє завдання

1. Визначити значення тактової частоти в системі передачі з часовим розділенням каналів на основі імпульсно-кодової модуляції, якщо використовується 14-розрядний аналого-цифровий перетворювач та необхідно мати 12 каналних інтервалів при передачі в кожному каналі сигналу з максимальною частотною складовою спектра 20 кГц,

2. Визначити відношення сигнал-шум для 10-розрядного ІКМ-сигналу, якщо первинний сигнал телефонний, а частота дискретизації – 7кГц.

Опис лабораторного обладнання

Структурна схема макета АЦО ІКМ-30 (рисунки 12.7 і 12.8) складається відповідно з передавальної та приймальної частини. До складу макета входять такі блоки.

ФНЧ1 ТК, ФНЧ2 ТК - фільтри нижньої частоти каналу тональної частоти, $F_{\text{зр}} = 3400$ Гц.

ФНЧ1 КМ, ФНЧ2 КМ - фільтри нижньої частоти каналу звукового мовлення, $F_{зр}=10$ кГц.

ЗГ - задаючий генератор, $F = 2048$ Гц.

ФЧВ - формувач часових воріт.

АЦП - аналого-цифровий перетворювач.

ПК_{пер} - перетворювач коду передавача (перетворює паралельний код в послідовний).

ПК_{прийм} - перетворювач коду приймача (перетворює послідовний код в паралельний).

ФТІ АІМ 2 - формувач тривалості імпульсів АІМ 2 $T=5$ мкс.

ЦАП1 - цифроаналоговий перетворювач каналу тональної частоти або звукового мовлення.

ЦАП2 - цифроаналоговий перетворювач каналу компресованого сигналу.

ФНЧ3 - фільтри нижньої частоти каналу компресованого сигналу, $F_{зр}=3400$ Гц.

БП1, БП2 - буферні підсилювачі, $K_u=1$.

СВЗ - схема вибірки та зберігання.

На передню панель макета виведено такі елементи: вхідний роз'єм – І; вхідний роз'єм для осцилографа – ІІ; вихідний роз'єм компресора; вихідний роз'єм для вольтметра; перемикач ТК; перемикач КМ; перемикач вибору ТН; перемикач $U_{пос}$; ручка установлення $U_{const.}$; індикатори номера каналу та стану вихідних розрядів компресора.

Вхідний сигнал з амплітудою не більшою 1 В подається на вхід підсилювача, який підсилює його до необхідного рівня. З виходу підсилювача в залежності від положення перемикача S1.1, сигнал проходить на ФНЧ1 ТК або ФНЧ2 КМ, де відбувається обмеження спектра вхідного сигналу. З виходу ФНЧ сигнал надходить до схеми вибірки та зберігання СВЗ, де фіксується амплітуда вхідного сигналу на час, необхідний для перетворення в АЦП. Далі в АЦП відбувається перетворення аналогового сигналу в цифрову форму, після чого 10-розрядний сигнал піддається компресії за законом A-10.8 в компресорі, на виході якого утворюється симетричний 8-розрядний двійковий код. Цей код перетворюється в ПК_{пер} з паралельного в послідовний і надходить на вихід передавача.

Для синхронної роботи схеми та реалізації часового розподілу каналів використовується ЗГ з тактовою частотою $F_T = 2048$ кГц та формувач сигналу часових воріт. В залежності від вибраного каналу ТЧ або каналу мовлення ФВЧ формує імпульси з тривалістю $T = 8tm = 4$ мкс, які відповідають необхідному каналному інтервалу. Сигнал часових воріт STROBE запускає АЦП та дозволяє роботу перетворювача коду передавача та приймача.

З виходу передавача груповий сигнал надходить до перетворювача коду приймача $ПК_{\text{прийм}}$, де під керуванням F_T та STROBE з нього виділяється необхідний сигнал тональної частоти або каналу мовлення і перетворюється з послідовного в паралельний двійковий код. З виходу $ПК_{\text{прийм}}$ сигнал надходить до декомпресора, в якому 8-розрядний код перетворюється в 10-розрядний за законом $A=10,8$. Далі відбувається перетворення цього коду в аналоговий сигнал за допомогою ЦАП1. На виході ЦАП утворюються імпульси АІМ-2, амплітуда яких відповідає вхідному коду, а тривалість визначає ФТІ АІМ-2, $T = 5 \text{ мкс}$. Формувач тактових імпульсів АІМ-2 запускається за спадом сигналу STROBE.

ФНЧ тонального каналу або каналу мовлення відтворює з імпульсів АІМ-2 вхідний сигнал, що через буферний підсилювач надходить на вихід. Для дослідження закону компресії призначені ЦАП2, ФНЧ3 та БП2, які функціонують аналогічно відповідним блокам основного каналу з тією лише різницею, що на вхід ЦАП надходить компресований сигнал.

Порядок виконання роботи

1. Під'єднати до входу макета джерело постійного струму Б5-47. Змінюючи напругу на вході макета в діапазоні $-1 \dots 1 \text{ В}$, зафіксувати за допомогою індикаторної панелі виходу декомпресора рівні квантування кожного з восьми двійкових розрядів. Результати дослідження звести в таблицю.

2. Під'єднати до аналогового виходу компресора вольтметр та змінюючи напругу на вході макета згідно з п.1, визначити амплітудну характеристику передавальної частини АЦО. На основі побудованої характеристики знайти закон компресування, який використовується в макеті АЦО.

3. Під'єднати вольтметр до виходу макета та змінюючи напругу згідно з п.1, знайти амплітудну характеристику АЦО.

4. На основі експериментальних даних, отриманих згідно з п.1 - п.3, визначити значення рівнів квантування (різниця амплітуд сигналів для двох сусідніх кодових комбінацій) для кожного з восьми розрядів.

5. Під'єднати осцилограф до виходу передавальної частини АЦО та зарисувати форму групового сигналу для таких амплітуд вхідного сигналу -1 В ; $-0,5 \text{ В}$; 0 В ; $0,5 \text{ В}$; 1 В .

6. Під'єднати до входу макета генератор синусоїдальних коливань, а до виходу осцилограф. Змінюючи частоту вхідного сигналу у смузі $100 \dots 4000 \text{ Гц}$ та підтримуючи амплітуду вхідного сигналу на рівні 1 В знайти амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) одного з каналів тональної частоти. На основі побудованої АЧХ визначити смугу пропускання каналу.

7. Повторити дослідження згідно з п.4 для каналу звукомовлення у смузі частот 50...15000 Гц.

8. Під'єднати до виходу макета аналізатор спектра та визначити коефіцієнт нелінійних спотворень тонального каналу на частотах 1000 та 4000 Гц при амплітуді вхідного сигналу 1 В.

9. Повторити дослідження згідно з п.6 для каналу звукомовлення на частотах 1000 та 10000 Гц.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- структурну схему передавальної та приймальної частини системи передачі з ЧВРК;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті обробки експериментальних даних;
- часові діаграми формування групового та індивідуальних сигналів в системі передачі з ІКМ-30;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик і параметрів системи передачі ІКМ-30, висновки по кожному з пунктів лабораторної роботи.

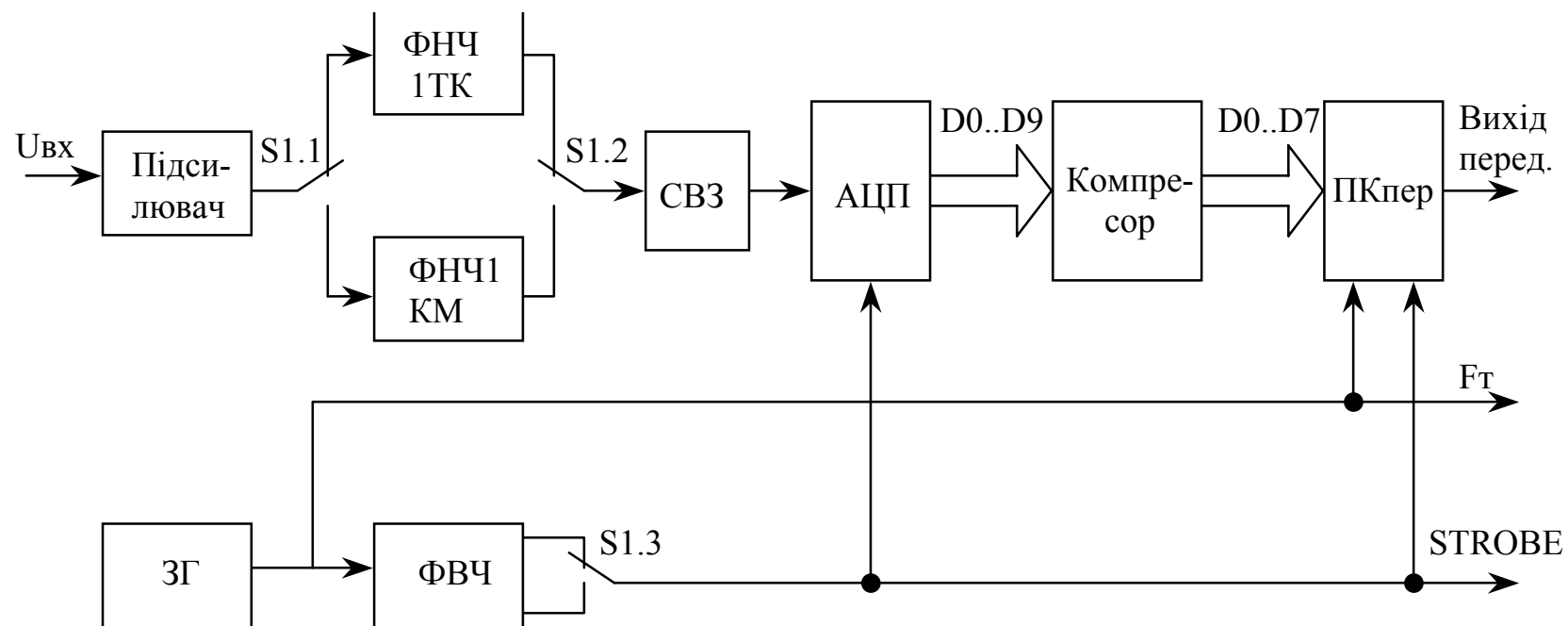


Рисунок 12.7 - Структурна схема макета передавача АЦО ІКМ-30

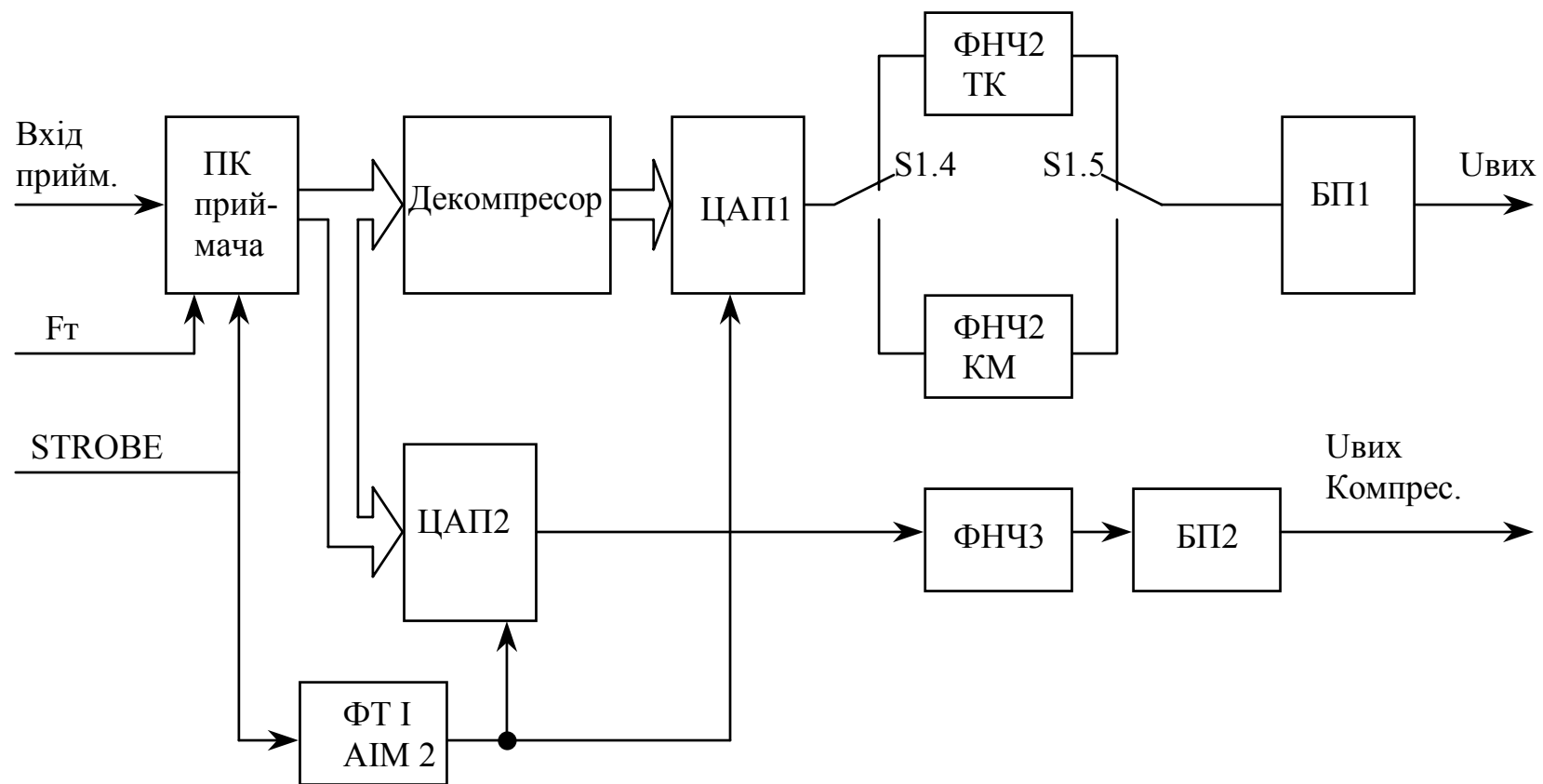


Рисунок 12.8 - Структурна схема макета приймача АЦО ІКМ -30

Контрольні запитання

1. Як отримати цифровий сигнал при ІКМ?
2. Навіщо потрібне квантування сигналів?
3. Сформулювати теорему Котельникова та пояснити її зміст.
4. З яких міркувань вибирається частота дискретизації?
5. Пояснити, як залежить ширина спектра імпульсної послідовності від тривалості імпульсів.
6. Чим відрізняється АІМ-1 від АІМ-2?
7. Пояснити принцип групотворення в системах з ЧВРК?
8. Нарисувати узагальнену структуру системи з ЧВРК та пояснити призначення її основних блоків.
9. Які причини виникнення перехідних завад між каналами в системах з ЧВРК?
10. До чого приводять нелінійні спотворення групового сигналу в системах з ЧВРК?
11. Які недоліки рівномірного квантування?
- 12.3 якою метою використовують компандерні пристрої в системах з ІКМ?
13. Від чого залежить значення тактової частоти в системах з ІКМ?
14. Пояснити принцип побудови сегментної характеристики компандування типу А-87,6/13.
15. Як будуються нелінійні кодери та декодери?
16. Для чого необхідна тактова синхронізація передавальної та приймальної частини ІКМ?
17. В чому полягає циклова синхронізація передавальної та приймальної станцій?
18. Пояснити ієрархію цифрових систем передачі?
19. Пояснити принцип побудови циклу синхронізації системи передачі ІКМ-30.
20. Яке призначення необслуговуваних та обслуговуваних регенераційних пунктів?
21. Які особливості побудови лінійного тракту ІКМ-30?
22. Навести порівняльний аналіз системи ІКМ-30 з системою ЧРК типу К-12.
23. Навести основні переваги цифрових систем зв'язку [12, 17, 18].

Лабораторна робота № 13

Дослідження системи зв'язку з кодовим розділенням каналів

Мета роботи - виконати дослідження особливостей побудови та основних характеристик системи передачі з кодовим розділенням каналів (КРК).

Обладнання: 1. Макет системи передачі сигналів.
2. Генератор ГЗ-118.
3. Аналізатор спектра СК4-56.
4. Осцилограф С1-75.

Теоретичні відомості

В системах передачі з частотним та часовим розділенням каналів (ЧРК та ЧвРК), канали закріплюються за парами абонентів на весь час встановлення зв'язку. Сигнали, що використовуються в таких системах передачі, є ортогональними, завдяки чому енергія кожного з сигналів, що передаються, відділені від енергії інших сигналів та принципово можлива відсутність взаємних завад між каналами на приймальній частині. Оскільки зміщення сигналів у часі за межі тактових інтервалів у системах з ЧвРК або зміщення сигналів за спектром за межі відведеного їм діапазону у системах з ЧРК приводить до порушення ортогональності, тому системи з ЧвРК та ЧРК вимагають для роботи застосування синхронізації. При ЧвРК це тактова та циклова синхронізації, при ЧРК - забезпечення збігу спектра каналного сигналу зі смугою пропускання відповідного каналного фільтра приймальної станції.

Проте, у ряді випадків здійснення синхронізації виявляється складним. Це зокрема, відноситься до систем низового радіозв'язку з рухомими об'єктами, систем супутникового зв'язку, систем зв'язку з територіально рознесеними абонентами та ін. В цих випадках знаходять застосування системи передачі з КРК. На відміну від систем передачі з ЧРК та ЧвРК у цих системах сигнали всіх абонентів передаються у спільній смузі частот та не синхронізовані у часі. Вказані системи називаються асинхронними, тому що кожен з абонентів може вступати у зв'язок з іншим абонентом, ввімкнутим в систему, в довільний час та сигнали абонентів не синхронізовані. Системи називаються адресними, оскільки ознакою, що дозволяє виділити сигнали одного з абонентів та виконати розділення каналів, є відповідна кодова комбінація символів, що присвоюється цьому абоненту і яка називається його адресою. Приймальний пристрій абонентів КРК побудовано таким чином, що він реагує тільки на сигнали, що містять адресу потрібного абонента.

Принцип дії системи передачі з КРК пояснюється наведеною на рисунку 13.1 її функціональною схемою. Вхідні сигнали, зокрема мовні,

подаються на входи імпульсних модуляторів, де перетворюються в один з видів імпульсно-модульованих коливань. Зокрема, це може бути будь-який аналоговий вид імпульсної модуляції чи дельта-модуляція. Для фазо-імпульсної модуляції (ФІМ) інформація про вхідний сигнал міститься в інтервалах між тактовими моментами та моментами появи ФІМ-імпульсів. Тактові моменти дискретизації всіх абонентів автономні та не синхронізовані.

Модульовані за часовим положенням імпульси надходять до пристрою адресації, де кожен з них наділяється адресою. Це може бути, наприклад, кодова група символів. У цьому випадку пристроєм адресації є лінія затримки (ЛЗ) з відводами. Кожному імпульсу на вході ЛЗ відповідає група імпульсів на її виході. Число імпульсів у групі залежить від числа відводів, що використовуються в лінії. На рисунку 13.1 задіяно чотири відводи.

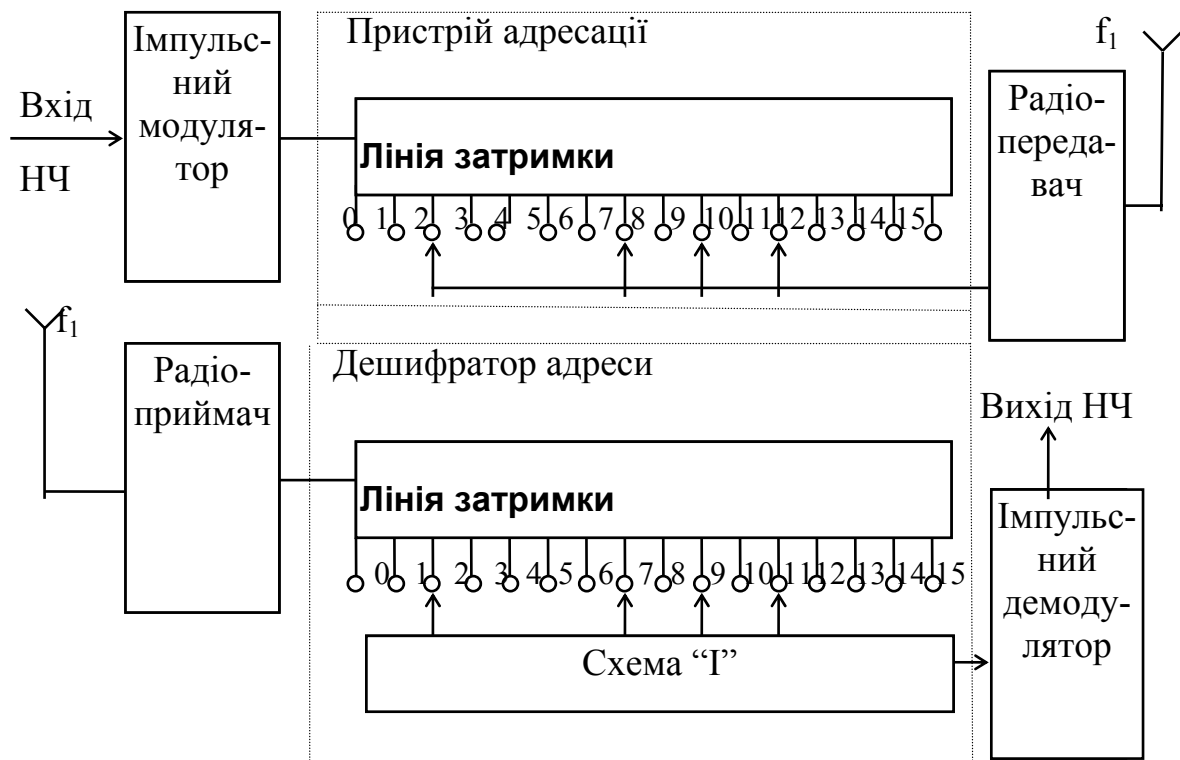


Рисунок 13.1 – Функціональна схема системи зв'язку з КРК

Взаємне розташування імпульсів, що характеризує адресу абонента, визначається тим, з яких відводів ЛЗ береться вихідний сигнал. Інші канали мають інші адреси і тому у них застосовано інше під'єднання відводів ЛЗ. Таким чином, сигнали різних абонентів на виході пристроїв адресації є асинхронні послідовності імпульсів, що несуть інформацію як про адресу абонента, так і про сигнал, що передається, оскільки кодові групи модульовані за часовим положенням первинним сигналом.

Сигнали з виходів пристроїв адресації подаються на радіопередавальні пристрої та випромінюються у відкритий простір. Носійні частоти у всіх радіопередавачів однакові, отже спектри вихідних сигналів всіх абонентських станцій збігаються. Єдиною ознакою, яка дозволяє розділити сигнали різних станцій, є форма адресної групи, тому в системах передачі з КРК відбувається розділення сигналів за формою.

На приймальній стороні, після підсилення та перетворення в радіоприймальному пристрої, сигнали надходять у пристрій дешифрації адреси. Дешифрація адреси полягає у визначенні взаємного положення імпульсів, що здійснюється за допомогою ЛЗ з відводами. При цьому відводи зроблені таким чином, щоб для дешифрації даної адреси сумарний час затримки кожного з імпульсів у лінії та його запізнення відносно початку адресної групи було постійним. Іншими словами, якщо, наприклад, загальне число позицій, на яких можуть розташовуватись імпульси у адресній групі дорівнює 15, а символи даної адреси знаходяться на позиціях 2, 7, 9 та 11, то у ЛЗ дешифратора мають бути задіяні відводи від $15 - 2 = 13$, 8, 6 та 4 позицій. Відводи ЛЗ під'єднані до логічної схеми "Г". Якщо положення імпульсів на вході ЛЗ відповідає адресі станції, то на виходах ЛЗ дешифратора імпульси з'являться одночасно та, відповідно, з'явиться імпульс на виході схеми "Г". Оскільки положення адресних груп модульовано за фазою, сигнал на виході "Г" буде ФІМ-коливанням. В результаті його демодуляції виділяється вихідний первинний сигнал. Дешифратор реагує тільки на адресу свого абонента, тому що при дешифрації іншої адреси імпульси на виходи відводів ЛЗ надійдуть не одночасно або у якому-небудь з каналів імпульс буде відсутнім. Сигнал на виході схеми "Г" у даному випадку також не з'явиться.

Таким чином, окремі абоненти системи передачі з КРК можуть встановлювати з'єднання подібно абонентам телефонної мережі. Для цього потрібно тільки набрати код абонента, що викликається та немає необхідності у перебудові НВЧ тракту. Простота встановлення з'єднання визначається ще й відсутністю центральної станції комутації. Такі системи, які використовують загальний тракт передачі для багатьох незалежних абонентів, одержали назву систем з вільним доступом. Доступ є вільним, тому що абонент може використовувати загальний тракт передачі негайно при появі необхідності здійснення передачі. При цьому не вимагається пошук вільної хвилі та комутації на центральній станції, що займає певний час.

Неповна ортогональність сигналів, що застосовуються в системах передачі з КРК, приводить до появи специфічних для цих систем зв'язку шумів неортогональності. Ці шуми виникають, коли випадкове взаємне положення імпульсів від різних абонентів створює комбінацію символів, що відповідають адресі даного абонента. Приймальний пристрій, реагуючи на хибну групу адреси, формує сигнал, який буде завадою. Сукупність таких завад створює шум неортогональності. Шуми неортогональності

тим вищі, чим більше число одночасно працюючих активних абонентів N . Тому допустимий рівень шумів неортогональності визначає граничне число активних абонентів. При збільшенні N шуми неортогональності зростають та якість зв'язку погіршується. Цю властивість називають еластичністю. Вона виявляється надзвичайно корисною, оскільки при великому рівні шумів неортогональності частина абонентів відмовляється від ведення нетермінових переговорів і при цьому якість зв'язку для активних абонентів підвищується.

Загальне число абонентів N_0 , включених в систему передачі з КРК, може значно перевищувати число станцій N , що одночасно працюють. Пов'язано це з тим, що абоненти використовують загальний тракт не постійно, а тільки по мірі потреби. Для встановлення зв'язку між N та N_0 використовують поняття коефіцієнтів зайнятості та активності. Відношення часу зайняття тракту однією парою абонентів (t_3) протягом досить великого проміжку часу до всього проміжку (t_c) називають коефіцієнтом зайняття:

$$k_3 = t_3/t_c. \quad (13.1)$$

В системах низового радіозв'язку $k_3 \approx 0.1$.

В процесі телефонного зв'язку також існують інтервали часу, коли тракт не зайнятий: по-перше, при розмові абонент приблизно половину часу слухає та половину часу розмовляє, а по-друге, в мові існують паузи між фразами, словами та складами. Відношення часу безпосередньої передачі сигналів розмовляючої пари абонентів (t_n) до часу зайняття загального тракту цієї парою (t_3) називається коефіцієнтом активності:

$$\eta = t_n/t_3. \quad (13.2)$$

Для телефонного зв'язку $\eta > 0,25$.

Коефіцієнти активності та зайняття дозволяють визначити допустиме число абонентів для системи передачі з КРК. Якщо, виходячи з норм на величину шумів неортогональності, встановлено, що число активних абонентів в даний момент не має бути більше N , то загальне число абонентів виявляється рівним

$$N_0 = N/(\eta k_3). \quad (13.3)$$

Якщо в системах передачі на основі КРК передбачається передача даних, то $\eta=1$, тому що при цьому відсутні інтервали між повідомленнями. Допустиме число абонентів мережі у даному випадку також відповідно знижується.

Асинхронно-адресні системи зв'язку мають дуже важливу властивість - високу живучість. Це визначається тим, що ці системи не

мають центральної станції, вихід якої з ладу означає припинення зв'язку для всіх абонентів. Такі властивості, як гнучкість та оперативність встановлення з'єднання, можливість обслуговування великого числа абонентів, еластичність, живучість і в той же час знижена якість зв'язку, зумовлена наявністю шумів неортогональності, визначили застосування методу кодового розділення каналів в системах низового радіозв'язку, в системах зв'язку з рухомими об'єктами та ін. Проте якість зв'язку в системах з КРК може бути підвищеною при використанні в них цифрових методів перетворення первинних сигналів. У цьому випадку кодове розділення каналів знаходить застосування, наприклад, у супутникових системах зв'язку.

Домашнє завдання

1. Вивчити принципи формування частотночасової матриці для систем зв'язку з КРК.
2. Синтезувати складний сигнал для системи зв'язку телефонних абонентів з КРК, який має базу сигналу більшу ста, а смугу частот 5МГц.

Опис лабораторного обладнання

Макет системи передачі з КРК складається з передавальної та приймальної частини. До складу передавальної частини системи, структурна схема якої зображена на рисунку 13.2, входять такі блоки.

1. ФНЧ - фільтр нижніх частот;
2. ФІМ - фазоімпульсний модулятор;
3. ФЧІ - формувач часового інтервалу, який керує роботою генератора та видає сигнал скидання на лічильник;
4. КГ - кварцовий генератор;
5. Л – лічильник, який видає кодову послідовність і керує роботою мультиплексора;
6. СП - схема порівняння, яка при кодовій послідовності $1001_2 = 9_{10}$ видає сигнал на ФЧІ;
7. БФА - блок формування адреси, що видає адресний двійковий код, який відповідає номеру абонента;
8. МП – мультиплексор, який перетворює паралельний адресний код у послідовний з частотою перетворення, що задається КГ;
9. БЕ - буферний елемент, який здійснює синхронізацію передачі кодової послідовності адреси;
10. КТ - контрольні точки, в яких проводяться такі виміри: в КТ1 знімається осцилограма сигналу з ШІМ, в КТ2 знімається осцилограма сигналу з ФІМ, в КТ3 знімається осцилограма пачки з 9 імпульсів, в КТ4 знімається осцилограма імпульсів адреси.

Приймальна частина системи, структурна схема якої зображена на рисунку 13.3, складається з таких блоків.

1. КГ - кварцовий генератор;
2. ЗР - зсувний регістр, який перетворює адресну послідовність у паралельний код адреси;
3. БФА - блок формування адреси, який видає адресний двійковий код, що відповідає номеру абонента;
4. БПП - блок побітового порівняння, який порівнює код з БФА та код, що надходить з передавача;
5. БФІ - блок формування імпульсу, який формує при рівності кодових послідовностей імпульс заданої тривалості (ФІМ);
6. ФІД - фазоімпульсний демодулятор, який перетворює сигнал з ФІМ в сигнал з ШІМ;
7. ФНЧ - фільтр нижніх частот;
8. КТ - контрольні точки, в яких проводяться вимірювання: в КТ5 знімається осцилограма імпульсів адреси, що надходять на приймач, в КТ6 знімається осцилограма сигналу з ФІМ, в КТ7 знімається осцилограма сигналу з ШІМ.

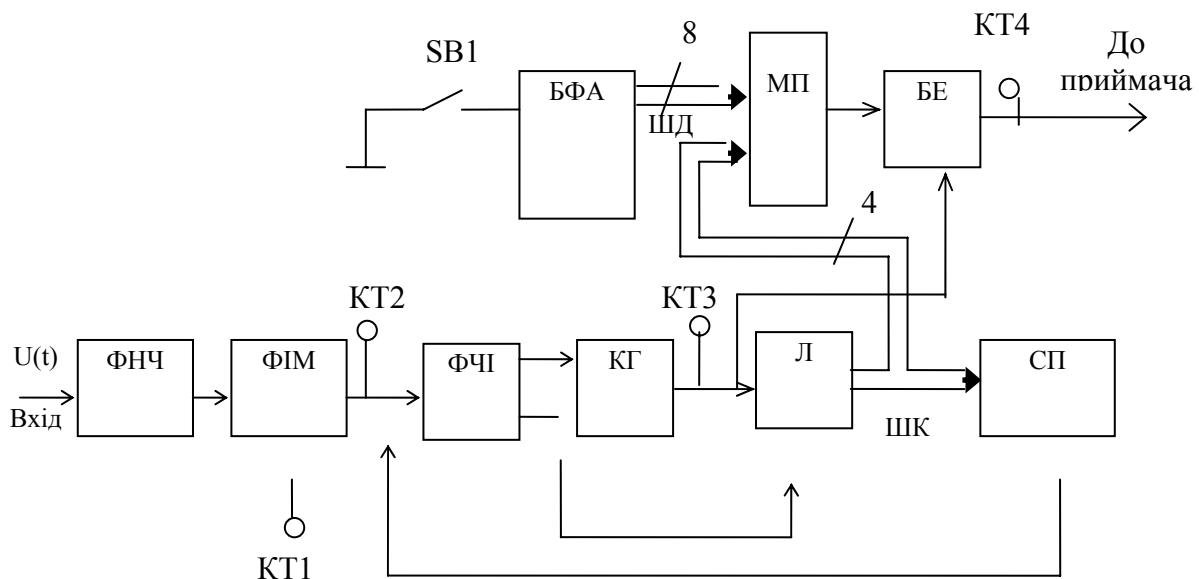


Рисунок 13.2 – Структурна схема макета передавальної частини системи з КРК

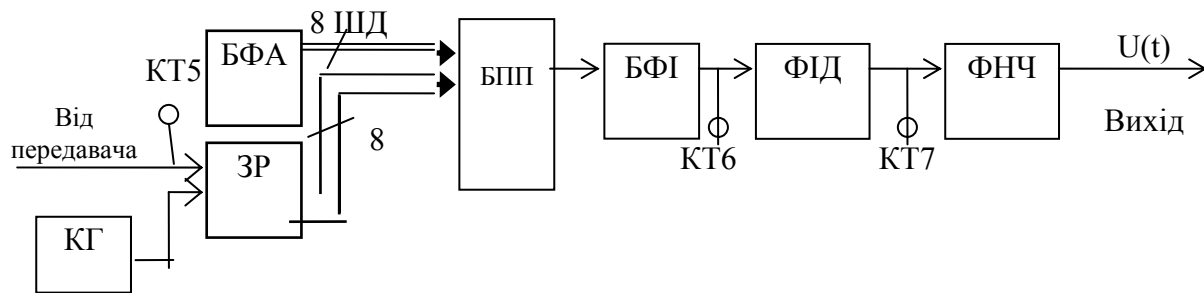


Рисунок 13.3 – Структурна схема макета приймальної частини системи з КРК

Порядок виконання роботи

1. Увімкнути блок живлення макета. Виставити на передавальній та приймальній частині макета ААСЗ однаковий код. Під'єднати до входу макета генератор синусоїдальних сигналів, а на виході системи підключити осцилограф та спектроаналізатор. При частоті вхідного сигналу 1 кГц дослідити амплітудну характеристику системи, змінюючи амплітуду вхідного сигналу в діапазоні 10 мВ...0,5 В.

2. На основі побудованої амплітудної характеристики знайти динамічний діапазон системи.

3. Дослідити частотні спектри вихідного сигналу при амплітуді вхідної напруги 0,4 В та для частот вхідного сигналу 0,5 кГц, 1 кГц, 5 кГц. Для кожного з трьох спектрів визначити відношення сигнал/шум як різницю між амплітудою частотної складової основного тону (виміряною в дБ) та середньою амплітудою шумових складових (в дБ).

4. Дослідити АЧХ системи при амплітуді вхідного сигналу 0,4 В у смузі частот 0,1...10 кГц.

5. На основі побудованої характеристики визначити смугу пропускання системи на рівні – 3 дБ. Обчислити пропускну здатність системи.

6. Під'єднати спектроаналізатор до лінії зв'язку та для параметрів вхідних сигналів зазначених в п.3 зарисувати частотні спектри сигналів.

7. Під'єднати осцилограф до лінії зв'язку та для параметрів вхідних сигналів зазначених в п.3 зарисувати осцилограми сигналів для п'яти різних кодів передавальної частини.

8. Змінюючи кодові комбінації в приймальній частині, впевнитись у тому, що дана система є багатоканальною системою передачі з кодовим розділенням каналів.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- функціональну схему приймальної та передавальної частини системи з КРК;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті обробки експериментальних даних;
- графічне зображення частотних спектрів вихідних сигналів передавальної частини;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик системи передачі з КРК, висновки по кожному з пунктів лабораторної роботи.

Контрольні запитання

1. Принцип дії системи передачі з КРК.
2. Чому систему передачі з КРК називають асинхронною?
3. Порівняльний аналіз систем зв'язку з ЧРК та з КРК.
4. Чому система передачі з КРК відноситься до адресних систем передачі?
5. Які функції виконує лінія затримки в макеті системи?
6. Пояснити природу виникнення шумів неортогональності в багатоканальних системах з КРК.
7. При яких умовах вдається зменшити вплив шумів неортогональності в системах з КРК?
8. Від чого залежить число абонентів, що одночасно працюють в системах передачі з КРК?
9. Які види модуляції використовуються в системах передачі з КРК?
10. Особливості алгоритму встановлення зв'язку між абонентами системи з КРК.
11. Які сфери використання систем передачі з КРК?
12. Виконати обґрунтування гнучкості та еластичності групових сигналів в системах зв'язку з КРК [1, 12].

Лабораторна робота № 14

Система передачі інформації на базі волоконно-оптичних ліній зв'язку

Мета роботи – виконати дослідження принципів і характеристик системи передачі сигналів з використанням волоконно-оптичних ліній зв'язку.

Обладнання: 1. Волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ).
2. Макет генератора тестових сигналів.
3. Макет приймача оптичних повідомлень.
4. Вольтметр В7-16А.
5. Осцилограф С1-76.
6. Частотомір ЧЗ-34А.

Теоретичні відомості

Винахід в 1959...1961р.р. когерентних лазерних джерел світла поклав початок розробкам оптичних ліній зв'язку, в яких носієм повідомлень є світлові хвилі (некогерентні джерела світла були непридатні для використання в засобах зв'язку зважаючи на їхню широкосмуговість, через це виникли нездоланні технічні труднощі направленої передачі променя та його модуляції первинним сигналом). Характеристики атмосфери, яка спочатку використовувалась в якості середовища розповсюдження, виявились непридатними для високонадійних систем зв'язку через велике послаблення в дощ, туман, снігопад і т. і. Для світлових хвиль з частотами $10^{14} \dots 10^{15}$ Гц (діапазон довжин хвиль 0,5...10,6 мкм) було запропоновано спеціальні направлені системи – світловоди. Найбільш перспективними з них виявились діелектричні хвилеводи, або волокна, як їх називають через малий поперечний переріз.

Найпростіший світловод це волокно циліндричної форми, яке складається з осердя з показником заломлення $n_1 = \sqrt{\epsilon_1}$, оболонки з показником заломлення $n_2 = \sqrt{\epsilon_2}$ і зовнішнього покриття. ϵ_1, ϵ_2 - відносні діелектричні проникності матеріалів осердя та оболонки. По осердю передається електромагнітна енергія у вигляді світлової хвилі, тому його виготовляють з матеріалу з найменшими оптичними втратами (кварц, багатокомпонентне скло). Оболонка призначена для створення кращих умов відбиття на межі осердя - оболонка та зменшення випромінювання енергії в навколишнє середовище. В оболонці можна допустити великі втрати, тому її виготовляють із скла або з пластику. Для захисту від зовнішніх впливів (світлових, механічних) на оболонку світловода наноситься полімерне покриття. Поперечний переріз волокна та розподіл показника заломлення n показані на рис. 14.1.

В залежності від характеру зміни n розрізняють два типи світловодів: ступінчасті та градієнтні. Ступінчасті світловоди (рис. 14.1, а) мають постійне за радіусом значення показника заломлення, сходинка зміни спостерігається на межі осердя – оболонка. В градієнтному світловоді (рис. 14.1, б) показник заломлення плавно змінюється від центра до краю осердя. Поширення променів в цих двох типах світловодів різне.

Оскільки світловоди є лінійною системою по відношенню до інтенсивності вхідних та вихідних сигналів, то їх, як і двопровідну лінію, можна представити у вигляді еквівалентного чотириполосника і описувати властивості комплексною передатною функцією та імпульсною характеристикою. В більшості випадків, для оцінювання проходження сигналу по світловоду, як чотириполоснику, достатньо лише знати його смугу пропускання Π , яка визначається на рівні половини від максимального значення, та середньоквадратичну тривалість імпульсної характеристики σ .

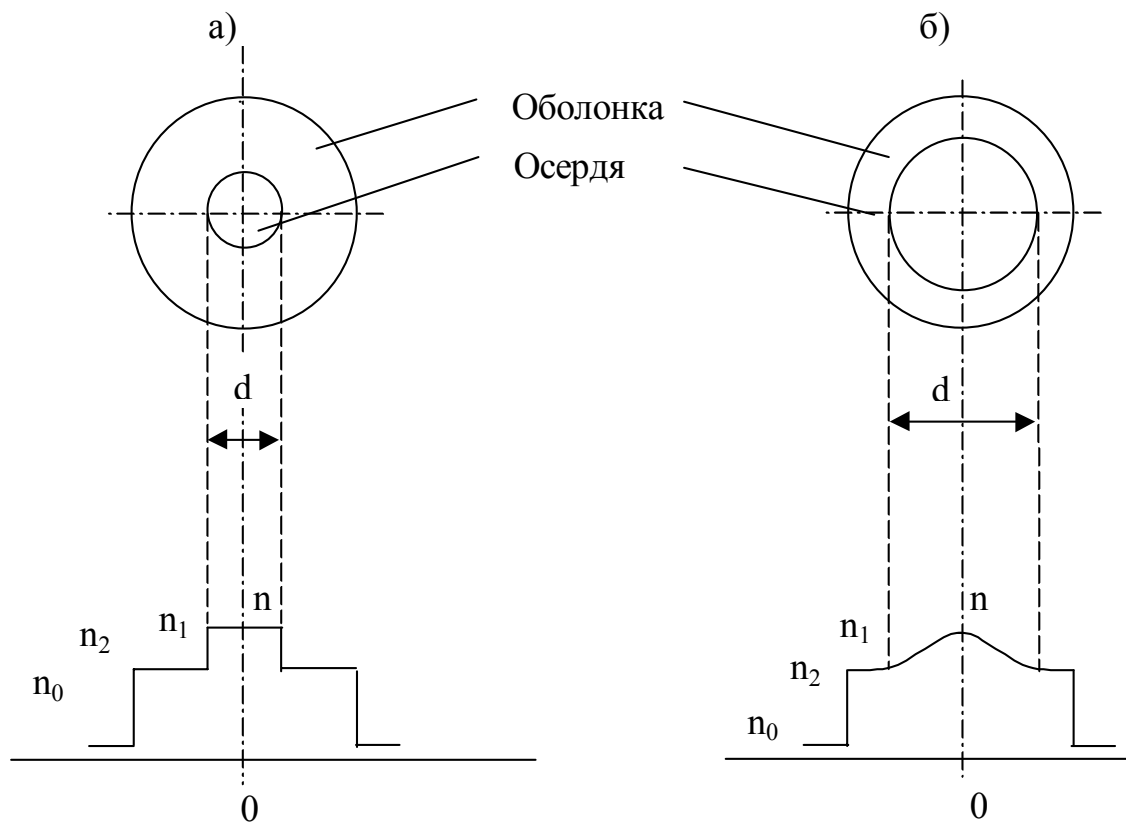


Рисунок 14.1 – Поперечний переріз ВОЛЗ

Первинними параметрами ВОЛЗ є геометричні розміри осердя та оболонки, показники заломлення, відносна різниця показників заломлення та тип хвилі. Електричними параметрами світловодів, що характеризують передачу сигналів по них є критичні частота f_k та довжина хвилі λ_k ; коефіцієнт ослаблення α та дисперсія сигналу. З урахуванням первинних

параметрів ВОЛЗ критичні частота та довжина хвилі обчислюються за формулами:

$$\lambda_K = \frac{d[n_1^2 - n_2^2]^{1/2}}{n_1}, \quad (14.1)$$

$$f_K = \frac{C}{d[n_1^2 - n_2^2]^{1/2}}, \quad (14.2)$$

де C – швидкість світла.

Послаблення хвилі, яка поширюється у світловоді, залежить від втрати електромагнітної енергії і визначається згідно з формулою:

$$\alpha = \alpha_B + \alpha_D + \alpha_P + \alpha_K, \text{ [дБ/км]}, \quad (14.3)$$

де α_B - послаблення за рахунок власного поглинання в осерді;

α_D - послаблення за рахунок сторонніх домішок;

α_P - рилеєвське послаблення;

α_K - кабельні втрати.

В світловодах, на відміну від двопровідних ліній, спостерігається важлива особливість: їх характеристики та параметри, залежать не тільки від параметрів світловода, але і від його довжини, причому з ростом довжини зменшується смуга пропускання та збільшується середньоквадратична тривалість імпульсної характеристики. А це призводить до зростання лінійних спотворень сигналів, що передаються. Так при передачі імпульсних сигналів, як показано на рис. 14.2, збільшується тривалість імпульсів, що приймаються. При деякій довжині світловода два окремо переданих імпульси можуть прийматися як один. Таке явище розширення імпульсів називають *дисперсією* сигналу у світловоді. Саме дисперсія обмежує смугу частот, що можуть передаватися по світловоду і відповідно, мінімальну тривалість імпульсних сигналів.

Чисельно значення дисперсії сигналу дорівнює середньоквадратичній тривалості імпульсної характеристики σ . Це ж значення можна визначити як

$$\sigma = \sqrt{t_2^2 - t_1^2}, \quad (14.4)$$

де t_1, t_2 - відповідно тривалості переданого та прийнятого імпульсів.

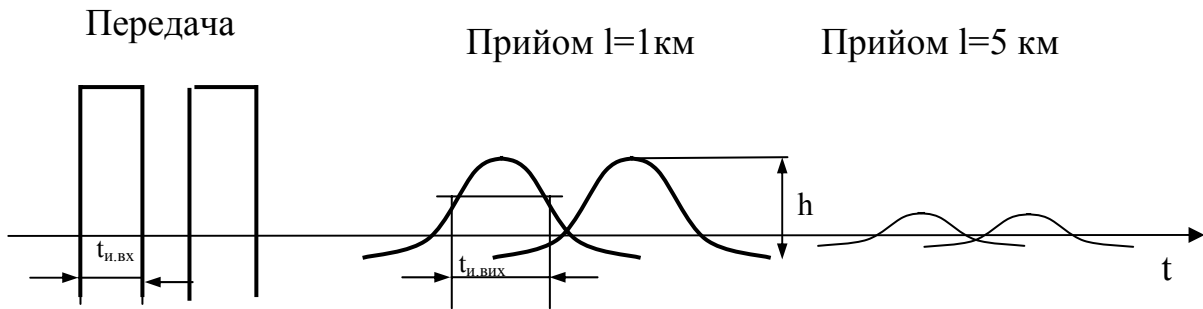


Рисунок 14.2 – Механізм виникнення явища дисперсії у ВОЛЗ

Причому значення тривалостей імпульсів беруться на рівні половини їх амплітуди.

В світловоді існують три види дисперсії сигналу: хвильоводна (модова), матеріальна і міжмодова. Вони проявляються по-різному в різних типах волоконних світловодів.

В одномодових світловодах відсутня міжмодова дисперсія і можлива взаємна компенсація хвильоводної та матеріальної дисперсій, тому що фазові спотворення, що приводять до цих дисперсій, приблизно рівні за величиною, але протилежні за знаком.

В багатомодових світловодах із ступінчатим профілем домінує міжмодова дисперсія, яка більш ніж на порядок перевищує інші види дисперсій і досягає значень (20...50) нс/км.

В градієнтних світловодах відбувається вирівнювання часу розповсюдження різних мод і основною є матеріальна дисперсія.

Сумарна дисперсія сигналу у світловоді

$$\sigma = \sqrt{\sigma_{\text{між}}^2 + (\sigma_{\text{мод}} + \sigma_{\text{мат}})^2}. \quad (14.5)$$

Для розрахунку дисперсії сигналу σ_1 в світловоді будь-якої довжини l слід використовувати співвідношення

$$\sigma_1 = \sigma_0 \left(\frac{l}{l_0} \right)^\gamma, \quad (14.6)$$

де σ_0 - дисперсія сигналу в світловоді довжиною l_0 ;

γ - показник залежності дисперсії від довжини.

Теоретичне значення $\gamma=0,5$, а на практиці $0,5 \leq \gamma \leq 1$. При розрахунках для багатомодового світловода рекомендується брати $\gamma=0,5$ для градієнтного та одномодового $\gamma=0,5...1$.

Смуга пропускання світловода пов'язана з дисперсією тим же виразом, що й тривалість імпульсу та ширина його спектра: на радіо- (світловій) частоті

$$\Pi_p \approx 2/\sigma. \quad (14.7)$$

На відеочастоті (для первинних модулюючих сигналів) смуга пропускання знаходиться згідно з виразом

$$\Pi_p \approx 1/\sigma. \quad (14.8)$$

Смуга пропускання існуючих конструкцій волоконних світловодів, як і дисперсія, змінюється в широких межах, приблизно від 20 МГц·км до 1..2 ГГц·км, і визначається як типом світловода, так і джерелом світлового випромінювання.

Таким чином, дальність передачі по світловодах обмежується не тільки послабленням, але й дисперсією сигналу. Як правило, в багатомодових світловодах обмежуючим фактором виступає дисперсія сигналу, в градієнтних і одномодових – послаблення.

Під волоконно-оптичним каналом передачі розуміють сукупність оптичних елементів, що забезпечують передачу інформації по волоконним світловодам. По ВОЛЗ звичайно передаються широкосмугові сигнали багатоканального зв'язку. В структуру ВОЛЗ (рисунок 3.3) крім оптичного кабелю входять джерело світла, оптичний модулятор і детектор, приймач світлового випромінювання.

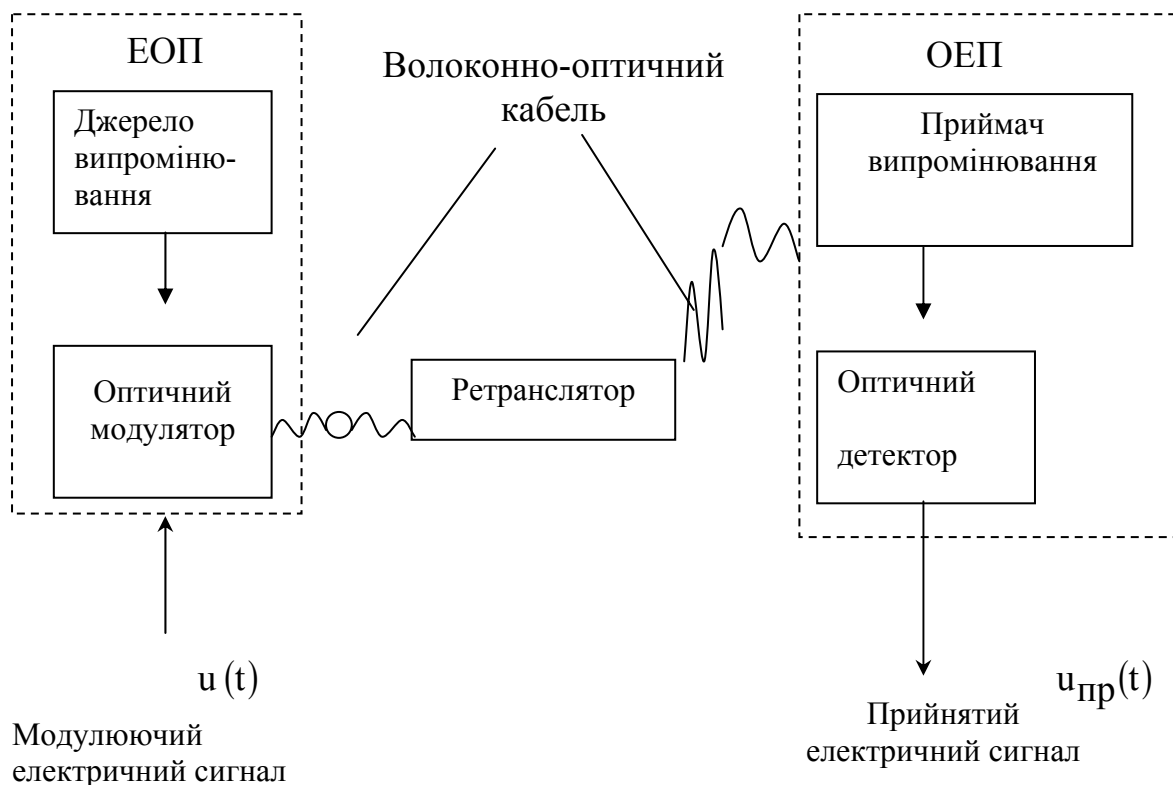


Рисунок 14.3 – Структурна схема волоконно-оптичного каналу зв'язку

Домашнє завдання

1. Розрахувати критичні частоту та довжину хвилі оптичного кабелю із скловолокна з параметрами: коефіцієнт заломлення оболонки 1,3; відносна різниця показників заломлення 0,005; діаметр осердя 40 мкм.

2. Навести функціональні схеми ввімкнення електронно-оптичного та оптоелектронного перетворювачів в системах зв'язку на базі ВОЛЗ.

Опис лабораторного обладнання

До складу лабораторного устаткування входить макет генератора прямокутних імпульсів зі змінною частотою та вмонтованим передавачем оптичних повідомлень, ВОЛЗ, приймач оптичних повідомлень, а також комплект вимірювальних приладів.

Передавач оптичних повідомлень виконує формування та перетворення електричних сигналів в оптичні сигнали. Приймач оптичних повідомлень виконує зворотне перетворення оптичних сигналів і підсилення та формування електричних сигналів.

Для проведення досліджень необхідно ввімкнути живлення макетів та вимірювальних приладів. Випробувальні сигнали в лінію подаються з генератора тестових сигналів, на передній панелі якого знаходиться кнопковий перемикач і змінний резистор, за допомогою яких можна регулювати частоту прямокутних імпульсів.

Значення амплітуди, частоти та форми вхідного сигналу приймача контролюються за допомогою осцилографа, частотоміра та вольтметра.

Структурна схема лабораторного макета системи передачі з ВОЛЗ наведена на рисунку 14.4.

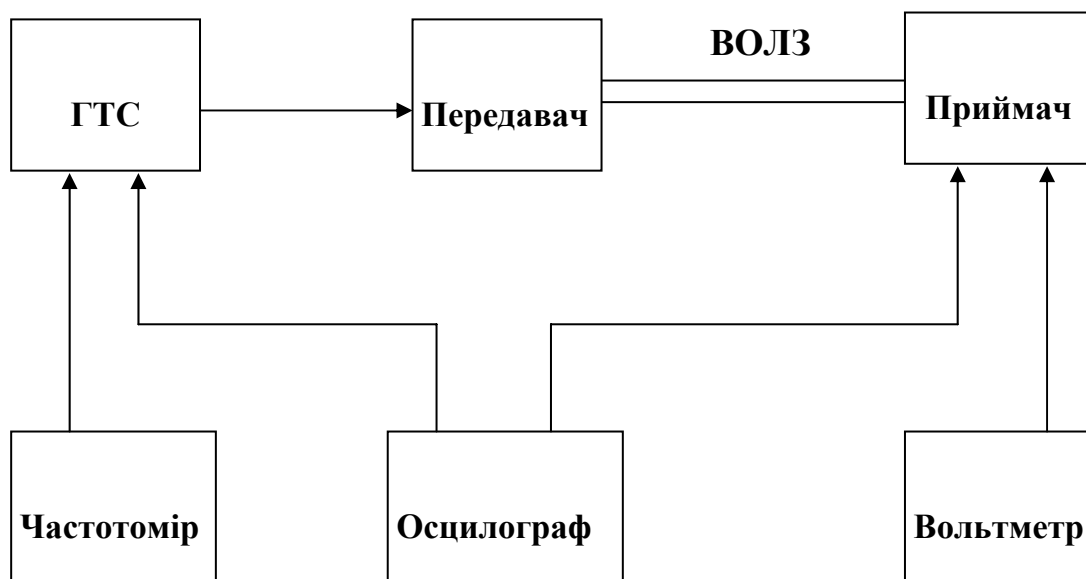


Рисунок 14.4 – Структурна схема лабораторного макета системи передачі сигналів на базі ВОЛЗ

Порядок виконання роботи

1. Під'єднати до роз'ємів системи передачі ВОЛЗ довжиною 10м. Змінюючи частоту імпульсів у смузі 0,025...10 МГц, знайти залежність амплітуди вихідних імпульсів від частоти. Дані вимірювань занести в таблицю.

2. Побудувати графік залежності згідно з даними п.1 та визначити ефективну смугу частот за рівнем – 6 дБ.

3. За допомогою осцилографа визначити час затримки поширення сигналу тракту передавач-ВОЛЗ-приймач для 8 значень частот сигналу. Дані вимірювань занести в таблицю.

4. Обчислити пропускну здатність каналу для відношення сигнал/шум 100.

5. Обчислити коефіцієнт затухання каналу для частот: 50; 500; 2000; 5000 кГц.

6. Під'єднати ВОЛЗ довжиною 50 м та виконати дослідження системи передачі згідно з п.п. 1-5.

7. Знайти дисперсію у ВОЛЗ довжиною 10 та 50 м для 8 значень частот вхідного сигналу та побудувати залежність значення дисперсії сигналів від частоти надходження імпульсів та довжини оптичного кабелю зв'язку.

Вказівки до звіту

Звіт з лабораторної роботи повинен містити:

- повну структурну схему системи передачі повідомлень на базі ВОЛЗ ;
- таблиці та графіки, отримані при виконанні лабораторного завдання;
- розрахунки, отримані в результаті обробки експериментальних даних;
- часові діаграми, які демонструють механізм виникнення дисперсії сигналів у ВОЛЗ;
- порівняльний аналіз теоретичних та експериментальних характеристик і параметрів систем передачі на базі ВОЛЗ, висновки по виконаній роботі.

Контрольні запитання

1. Первинні параметри ВОЛЗ.
2. Структура системи передачі на базі ВОЛЗ.

3. Порівняти основні характеристики радіоканалу та каналу на базі ВОЛЗ.
4. Короткі історичні відомості про розвиток ВОЛЗ.
5. Конструкція ВОЛЗ.
6. Електричні параметри ВОЛЗ.
7. Типи світловодів в залежності від характеру коефіцієнта заломлення та кількості хвиль, які поширюються.
8. Як залежить дисперсія й ефективна смуга робочих частот ВОЛЗ від її довжини ?
9. Переваги та недоліки систем передачі інформації на основі ВОЛЗ.
10. Типи джерел світлового випромінювання та приймачів світлового випромінювання, що використовуються у системах з ВОЛЗ.
11. Чому в системах з ВОЛЗ використовуються цифрові методи формування та передачі сигналів?
12. Скільки потрібно світловодів для організації дуплексного режиму передачі інформації?
13. Навести особливості та принципову електричну схему ввімкнення електронно-оптичного перетворювача.
14. Чим обмежується пропускна здатність сучасних систем передачі інформації на базі ВОЛЗ?
15. Обґрунтувати необхідність використання лінійних кодів для побудови локальних мереж на основі ВОЛЗ.
16. Які особливості коду Манчестер-2?
17. Чим відрізняється одномодовий від багатомодового режиму в світловоді?
18. Виконати порівняльний аналіз систем передачі інформації з ВОЛЗ та з відкритим оптичним каналом.
19. Обґрунтувати види первинних модуляцій, що застосовуються в системах передачі на базі ВОЛЗ.
20. Навести конкретні приклади впровадження систем передачі інформації на базі ВОЛЗ в Україні.
21. Які основні проблеми потрібно вирішити для покращення техніко-економічних характеристик і параметрів систем передачі на основі ВОЛЗ ?
22. Які перспективи розвитку систем передачі інформації з використанням ВОЛЗ ?
23. Особливості оптичних регенераторів сигналів [1, 2, 16] .

ЛІТЕРАТУРА

1. Бортник Г.Г., Кичак В.М. Основы теории передачи информации: Навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, -2002.
2. Бортник Г.Г. Основы теории передачи информации. Лабораторный практикум: Навчальний посібник.-Вінниця: ВДТУ, -1999.
3. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. Основы теории информации и кодирования: Учебник для вузов.-К.: Вища школа, 1986.
4. Жураковский Ю.П., Полтораки В.П. Теория информации та кодування: Підручник для вузів.-К.: Вища школа, 2001.
5. Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов: Учебник для вузов.-М.: Радио и связь, 1991.
6. Дмитриев В.И. Прикладная теория информации: Учебник для вузов.-М.:Высш.шк.,1989.
7. Дьяконов В.П., Абраменкова И.В., Круглов В.В. MATLAB 5 с пакетами расширений. М.: Нолидж, 2001.
8. Дьяконов В.П. Simulink 4. Специальный справочник.-СПб.: ПИТЕР, 2002.
9. Дьяконов В.П., Абраменкова И.В., MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник.-СПб.: ПИТЕР, 2002.
- 10.Потемкин В.Г. Инструментальные средства MATLAB 5.X. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000.
- 11.Зюко К.Г. Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов.-М.:Связь, 1980.
- 12.Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи: Учебное пособие для вузов. -М.: Радио и связь, 1985.
- 13.Калмыков В.В. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов.-М.: Радио и связь, 1990.
- 14.Пенин П.И., Филиппов Л.И. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов.-М.: Радио и связь, 1984.
15. Жураковский Ю.П., Назаров В.Д. Каналы связи: Учебник для вузов. – К.: Вища школа, 1985.
16. Панфилов И.П., Дырда В.Е. Теория электрической связи. – М.: Радио и связь, 1991.
- 17.Стеклов В.К. Цифровая связь. – К.: Техника, 1992.
- 18.Левин Л.С., Плоткин Л.А. Цифровые системы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1982.

Навчальне видання

Геннадій Григорович Бортник

Олександр Анатолійович Семенюк

Олександр Володимирович Стальченко

Теорія електрозв'язку

Лабораторний практикум

Оригінал-макет підготовлено авторами

Редактор О.Д.Скалоцька

Навчально-методичний відділ ВНТУ
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ

Підписано до друку
Формат 29.7x42¹/₄

Гарнітура Times New Roman
Папір офсетний

Друк різнографічний
Тираж прим.
Зам №

Ум.друк.арк.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ