

Міністерство освіти і науки України
ОДЕСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ ЗВ'ЯЗКУ ім. О.С. ПОПОВА

Кафедра теорії електричного зв'язку ім. А.Г. Зюко

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до виконання лабораторних робіт з дисциплін
«Теорія зв'язку» і
«Теорія інформації».
Частина 2

Одеса 2013

УДК 621.391
ББК 32.88

План НМВ 2013 р.

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з дисциплін «Теорія зв'язку» і «Теорія інформації». Частина 2 / Укл. П.В. Іващенко, І.С. Перекрестов, Д.М. Розенвассер. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 78 с.

Навчальний посібник містить методичні вказівки до лабораторних робіт з дисциплін: «Теорія зв'язку» – підготовка бакалаврів за напрямом «Телекомунікації» та «Теорія інформації» – підготовка бакалаврів за напрямом «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології». В основу нумерації лабораторних робіт покладено розбиття навчальної програми дисципліни «Теорія зв'язку» на залікові модулі: наприклад, ЛР 3.2 – друга робота третього модуля.

Схвалено

на засіданні кафедри теорії
електричного зв'язку ім. А.Г. Зюко
і ***рекомендовано до друку.***
Протокол № 10 від 15.01. 2013 р.

Затверджено

методичною радою
академії зв'язку.
Протокол № 3/14
від 09.04.2013 р.

ЗМІСТ

Лабораторна робота 3.1 Дослідження узгоджених фільтрів	4
Лабораторна робота 3.2 Дослідження схем оптимальних демодуляторів сигналів двійкових видів модуляції	11
Лабораторна робота 3.3 Вивчення різницевого кодування й декодування	18
Лабораторна робота 3.4 Дослідження завадостійкості оптимальних демодуляторів сигналів цифрових видів модуляції	26
Лабораторна робота 3.5 Дослідження проходження сигналів і шумів через синхронний і частотний детектори	34
Лабораторна робота 4.1 Вивчення кодування і декодування коректувальних блокових кодів	40
Лабораторна робота 4.2 Дослідження завадостійкості коректувальних блокових кодів	51
Лабораторна робота 4.3 Вивчення кодування і декодування коректувальних згорткових кодів	62
Лабораторна робота 4.4 Дослідження завадостійкості коректувальних згорткових кодів	70
Література	76

Лабораторна робота 3.1 ДОСЛІДЖЕННЯ УЗГОДЖЕНИХ ФІЛЬТРІВ

1 Мета роботи

Вивчення й експериментальна перевірка властивостей узгоджених фільтрів.

2 Ключові положення

2.1 Узгоджений фільтр (УФ) знаходить широке застосування в техніці зв'язку завдяки наступній властивості. При подачі на вхід фільтра, узгодженого з детермінованим сигналом $s(t)$, суми сигналу $s(t)$ і шуму $n(t)$ на виході фільтра в певний момент часу (що позначається t_0) має місце максимальне відношення миттєвої потужності сигналу $y_s^2(t_0)$ до середньої потужності шуму $P_{\text{ш вих}}$: $\rho_{\text{пик}} = y_s^2(t_0)/P_{\text{ш вих}}$. Це відношення залежить від енергії сигналу E_s і спектральної густини потужності шуму N_0 й визначається

$$\rho_{\text{пик}} = 2E_s/N_0. \quad (1)$$

2.2 Узгоджений фільтр можна задати в часовій області імпульсною реакцією $g(t)$ або в частотній області передатною функцією

$$H(j\omega) = H(\omega) \exp(j\varphi(\omega)), \quad (2)$$

де $H(\omega)$ – АЧХ УФ; $\varphi(\omega)$ – ФЧХ УФ.

Можна показати, що імпульсна реакція УФ є дзеркальним відображенням сигналу, з яким фільтр узгоджений:

$$g(t) = as(t_0 - t), \quad (3)$$

де a , t_0 – довільні постійні.

Умова фізичної реалізації УФ виконується при $t_0 \geq T_s$, де T_s – тривалість сигналу $s(t)$. УФ з імпульсною реакцією, що описується співвідношенням (3), має наступну передатну функцію

$$H(j\omega) = aS^*(j\omega) \exp(-j\omega t_0), \quad (4)$$

де $S^*(j\omega)$ – функція, комплексно спряжена зі спектральною густиною сигналу $s(t)$

$$S(j\omega) = S(\omega) \exp(j\psi(\omega)), \quad (5)$$

де $S(\omega)$ – амплітудний спектр сигналу; $\psi(\omega)$ – фазовий спектр сигналу.

Співвідношення (4) можна переписати у вигляді двох рівностей:

для АЧХ УФ

$$H(\omega) = aS(\omega); \quad (6)$$

для ФЧХ УФ

$$\varphi(\omega) = -\psi(\omega) - \omega t_0. \quad (7)$$

2.3 Проілюструємо сказане вище на прикладі фільтра, узгодженого з прямокутним імпульсом амплітуди A і тривалості T_s . Нехай $a = 1/A$ і $t_0 = T_s$. Відпо-

відно до формули (3) імпульсна реакція фільтра, узгодженого з П-імпульсом, має П-подібну форму, амплітуду 1 і тривалість T_s .

Спектральна густина П-імпульсу визначається за допомогою перетворення Фур'є

$$S_{\Pi}(j\omega) = \int_0^{T_s} A e^{-j\omega t} dt = \frac{A}{-j\omega} [e^{-j\omega T_s} - 1] = \frac{2A}{\omega} \sin \frac{\omega T_s}{2} \cdot e^{-j\omega T_s/2}. \quad (8)$$

На основі співвідношення (4) дістанемо вираз для передатної функції фільтра, узгодженого з П-імпульсом, коли $a = 1/A$ і $t_0 = T_s$

$$H_{\Pi}(j\omega) = \frac{1}{j\omega} [1 - e^{-j\omega T_s}]. \quad (9)$$

Зі співвідношення (9) випливає, що схема фільтра, узгодженого з П-імпульсом, складається з інтегратора (з передатною функцією $1/j\omega$), пристрою затримки на час T_s (з передатною функцією $\exp(-j\omega T_s)$) та віднімача.

Зі співвідношення (9) отримаємо вираз для АЧХ фільтра, узгодженого з П-імпульсом. Остаточний вираз для АЧХ після переходу до змінної f має вигляд функції $\sin(x)/x$

$$H_{\Pi}(f) = T_s \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s}. \quad (10)$$

2.4 Для довільного сигналу $s(t)$ функції $g(t)$ і $H(j\omega)$, знайдені за допомогою співвідношень (3) і (4), є вихідними для синтезу фільтра методами теорії лінійних електричних кіл.

2.5 У загальному випадку форма сигналу на виході УФ визначається взаємною кореляційною функцією вхідного сигналу і сигналу, з яким фільтр узгоджений. Якщо ж на вхід УФ подано сигнал, з яким фільтр узгоджений, то форма сигналу на виході визначається кореляційною функцією вхідного сигналу.

2.6 Узгоджені фільтри застосовуються, здебільшого, для побудови демодуляторів сигналів цифрових видів модуляції.

2.7 У деяких складних сигналів, в яких добуток ширини спектра на їх тривалість $FT_s \gg 1$, кореляційна функція $K_s(\tau)$ має лише “вузький” викид в області біля $\tau = 0$ тривалістю $2\tau_k \approx 1/F$ (τ_k – інтервал кореляції сигналу). При фільтрації таких сигналів узгодженими фільтрами відбувається стиснення сигналів за часом ($2\tau_k \ll T_s$). Прикладом таких складних сигналів є дворівневі сигнали, побудовані на основі послідовностей (кодів) Баркера. Якщо такий сигнал у сумі із завадою пропустити через УФ, то буде не тільки максимізація відношення сигнал/шум, але і стиснення сигналу за часом.

3 Ключові питання

3.1 Який фільтр називається узгодженим?

3.2 Які параметри сигналу повинні бути відомі для синтезу УФ?

3.3 Записати вирази для амплітудно-частотної і фазочастотної характеристик УФ. Дати їм фізичне тлумачення.

3.4 Як визначається імпульсна реакція УФ?

3.5 Що є умовою фізичної реалізації УФ?

3.6 Яку форму має відгук УФ при подачі на його вхід сигналу, з яким він узгоджений?

3.7 Як визначається відношення сигнал/шум на виході УФ?

3.8 Зобразити схему фільтра, узгодженого з прямокутним імпульсом.

3.9 Пояснити призначення послідовностей (кодів) Баркера та їх властивості.

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити основні положення розділу “Узгоджений фільтр” за конспектом лекцій і літературою [2, с. 13...24] й опис лабораторного макета в розд. 6.

4.2 Розрахувати й побудувати графік нормованої кореляційної функції заданого сигналу (табл. 1).

Таблиця 1 – Вихідні дані до домашнього завдання

Номер бригади	Сигнал
1, 7	П-імпульс, $T_s = 2$ мс
2, 8	Радіоімпульс з П-подібною обвідною, $T_s = 2$ мс, $f_0 = 1000$ Гц
3, 9	Код Баркера $\{a_i\} = +1, +1, +1, -1, -1, +1, -1$, $T_s = 2$ мс
4, 10	П-імпульс, $T_s = 4$ мс
5, 11	Радіоімпульс з П-подібною обвідною, $T_s = 4$ мс, $f_0 = 1000$ Гц
6, 12	Код Баркера $\{a_i\} = +1, +1, +1, -1, -1, +1, -1$, $T_s = 4$ мс
<i>Вказівки:</i> 1. Відомості про кореляційні функції П-імпульсу і радіоімпульсу можна знайти в [1, с. 15...18]. 2. Приклад розрахунку кореляційної функції складного сигналу наведено в додатку А до цієї ЛР.	

4.3 Зобразити схеми для:

а) дослідження часових і спектральних характеристик використовуваних сигналів;

б) дослідження імпульсних реакцій та амплітудно-частотних характеристик фільтрів;

в) дослідження відгуків фільтрів на довільні сигнали;

г) дослідження виграшу у відношенні сигнал/шум, що забезпечується фільтром.

4.4 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **3.1 Дослідження узгоджених фільтрів**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 3**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Дослідження часових і спектральних характеристик використовуваних у роботі сигналів. Занести до звіту часові діаграми $s(t)$ й амплітудні

спектри $S(f)$ сигналів: П-імпульсу, радіоімпульсу і складного сигналу за тривалості 4 мс чи 2 мс, а радіоімпульсу за частот 1000 Гц чи 1500 Гц. Записати значення середніх потужностей сигналів на вході УФ $P_{\text{с вх}}$.

5.3 Дослідження імпульсних реакцій та амплітудно-частотних характеристик фільтрів. Подати на вхід досліджуваного фільтра δ -функцію. Занести до звіту імпульсні реакції $g(t)$ й амплітудно-частотні характеристики $H(f)$ УФ (до речі, амплітудний спектр на виході фільтра повторює його АЧХ). Завдання виконати для двох сигналів: із домашнього завдання та заданого викладачем. У висновках порівняти часові і спектральні діаграми, отримані при виконанні цього завдання і завдання 5.2, та встановити зв'язок між часовими і спектральними характеристиками сигналів і фільтрів, узгоджених з сигналами.

5.4 Дослідження відгуків фільтрів на сигнали, з якими вони узгоджені. Завдання виконати для сигналів: із домашнього завдання та заданих викладачем. Занести до звіту відгуки фільтрів на сигнали, з якими вони узгоджені. Записати відлікові значення сигналів на виході УФ $y_s(t_0)$. Для цього за чергою установлювати задані сигнали й узгоджені з ними фільтри. У висновках порівняти результати виконання цього й домашнього завдань та проаналізувати виконання властивостей УФ.

5.5 Визначити виграш у відношенні сигнал/шум, що забезпечується УФ. Для цього:

- подати на вхід фільтра суму сигналу $s(t)$ (наприклад, П-імпульс) і шуму $n(t)$ з потужністю $0,1 \text{ В}^2$ чи $1,0 \text{ В}^2$; установити фільтр, узгоджений з вхідним сигналом із домашнього завдання; після виконання програми порівняти часові діаграми на вході і виході УФ, щоб переконатись у значному ослабленні шуму фільтром;

- запустити програму на виконання при вимкненому сигналі; записати значення середніх потужностей шуму на вході УФ $P_{\text{ш вх}}$ і на виході УФ $P_{\text{ш вих}}$; потужність вихідного сигналу у відліковий момент $P_{\text{с вих}}$ визначається як квадрат відліку максимального значення вихідного сигналу (завдання 5.4) $P_{\text{с вих}} = y_s^2(t_0)$; значення $P_{\text{с вх}}$ визначено під час виконання завдання 5.2: для П-імпульсу і складного сигналу $P_{\text{с вх}}$ дорівнює квадрату амплітуди, а для радіоімпульсу $P_{\text{с вх}}$ вдвічі менше квадрата амплітуди;

- розрахувати виграш у відношенні сигнал/шум, забезпечуваний УФ,

$$g_{\text{УФ}} = \frac{P_{\text{с вих}}/P_{\text{ш вих}}}{P_{\text{с вх}}/P_{\text{ш вх}}};$$

У висновках порівняти отримані значення з очікуваним значенням виграшу $2F_{\text{ш}}T_s$ ($F_{\text{ш}}$ – смуга шуму від генератора).

Розбіжність очікуваного й експериментально знайденого значень виграшу може складати десятки відсотків – це пояснюється тим, що реалізації шуму при комп'ютерному моделюванні відносно короткі, і середня потужність шуму істотно змінюється від реалізації до реалізації (у цьому можна переконатися, запускаючи повторно програму і реєструючи значення $P_{\text{ш вх}}$ і $P_{\text{ш вих}}$).

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері з використанням віртуального макета, структурна схема якого наведена на рис. 1.

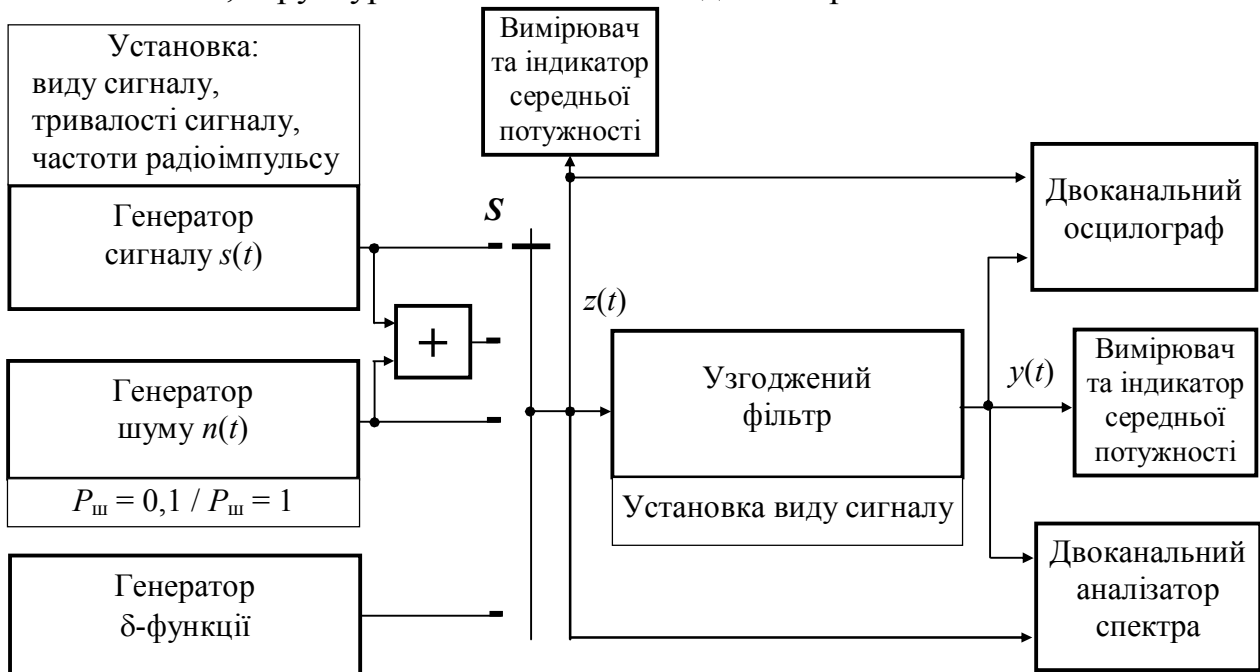


Рисунок 1 – Структурна схема макета

Генератор сигналу призначений для формування сигналів $s(t)$, наведених на рис. 2:

- а) одиночного П-імпульсу;
- б) радіоімпульсу з П-подібною обвідною;
- в) складного сигналу на основі 7-елементного коду Баркера.

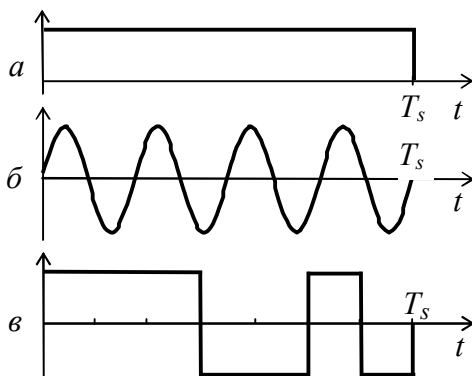


Рисунок 2 – Досліджувані сигнали

$f_{\text{ш}} = 35 \text{ кГц}$.

Макет містить також генератор δ -функції.

Суматор забезпечує одержання суми сигналу і шуму.

Перемикач S дозволяє подати на вхід узгодженого фільтра: $s(t)$, $n(t)$, $s(t) + n(t)$ або $\delta(t)$.

Спадаюче меню для керування узгодженим фільтром дозволяє установити УФ для сигналів: П-імпульсу, радіоімпульсу і складного сигналу. Якщо в ге-

За допомогою спадаючих меню відбувається керування генератором сигналу:

- установка будь-якого з перелічених вище сигналів;
- установка тривалості сигналу T_s 4 мс або 2 мс;
- установка частоти радіоімпульсу f_0 1000 Гц або 1500 Гц.

Генератор шуму виробляє реалізацію шуму $n(t)$ з середньою потужністю $P_{\text{ш вх}} 0,1 \text{ В}^2$ або 1 В^2 , шум квазібілий у смузі частот

нераторі сигналу змінити тривалість сигналу 2 мс чи 4 мс або частоту радіоімпульсу 1000 Гц чи 1500 Гц, то відповідним чином змінюються і характеристики УФ.

Оскільки характеристики УФ визначаються з точністю до довільного коефіцієнта a , то в макеті коефіцієнт a вибирався так, щоб було зручно спостерігати часові та частотні характеристики.

Макет містить вимірювачі та індикатори середніх потужностей процесів $z(t)$ (на вході УФ) і $y(t)$ (на виході УФ), осцилографи й аналізатори спектра.

7 Вимоги до звіту

7.1 Назва лабораторної роботи.

7.2 Мета лабораторної роботи.

7.3 Результати виконання домашнього завдання.

7.4 Структурні схеми досліджень і результати виконання п. 5.2...5.5 лабораторного завдання (осцилограми, спектрограми, числові значення).

7.5 Висновки за кожним пунктом завдання, в яких дати аналіз отриманих результатів (збіг експериментальних і теоретичних даних).

7.6 Дата, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною системою оцінювання.

ДОДАТОК А

Розрахунок кореляційної функції складного сигналу

Кореляційна функція неперіодичного сигналу тривалістю T_s визначається (для $0 \leq \tau \leq T_s$)

$$K_s(\tau) = \int_0^{T_s - \tau} s(t) s(t + \tau) dt. \quad (\text{A.1})$$

Розглянемо складний сигнал, що представляє собою послідовність П-імпульсів

$$s(t) = \sum_{i=1}^n a_i 1(t - (i-1)\tau_0), \quad (\text{A.2})$$

де $1(t)$ – прямокутний імпульс амплітуди, що дорівнює 1, і тривалістю τ_0 ;

a_i – коефіцієнти, що набувають значення +1 або -1;

n – число імпульсів у послідовності.

У сигналів, що складаються з П-імпульсів, кореляційна функція являє собою ламану лінію і для побудови її графіка достатньо розрахувати значення функції для τ , що кратні τ_0 . Після підстановки виразу (A.2) в (A.1) отримаємо співвідношення, що визначає значення кореляційної функції сигналу (A.2) для значень τ , що кратні τ_0

$$K_s(k\tau_0) = \sum_{i=1}^n a_i a_{i+k}. \quad (\text{A.3})$$

Тривалість сигналу $T_s = n\tau_0$, тому необхідно розрахувати значення $K_s(k\tau_0)$ для $k = 0, 1, 2, \dots, n-1$, а $K_s(n\tau_0) = 0$.

Для прикладу проведемо розрахунок кореляційної функції складного сигналу, побудованого на основі 7-елементної послідовності ($n = 7$): $\{a_i\} = +1, +1, +1, -1, +1, +1, -1$. Обчислення за формулою (A.3) зводяться до наступного:

$$k = 0, \quad K_s(0) = 7;$$

$$k = 1, \quad K_s(\tau_0) = 1 \cdot 1 + 1 \cdot 1 + 1 \cdot (-1) + (-1) \cdot (-1) + (-1) \cdot 1 + 1 \cdot (-1) = 0.$$

Аналогічно провадяться обчислення для $k = 2, 3, 4, 5, 6$. Результати розрахунку зведені в табл. A.1.

Таблиця A.1 – Результати розрахунку кореляційної функції

k	0	1	2	3	4	5	6	7
$K_s(k\tau_0)$	7	0	-1	+2	+1	0	-1	0

Графік нормованої кореляційної функції розглянутого сигналу наведено на рис. A.1.

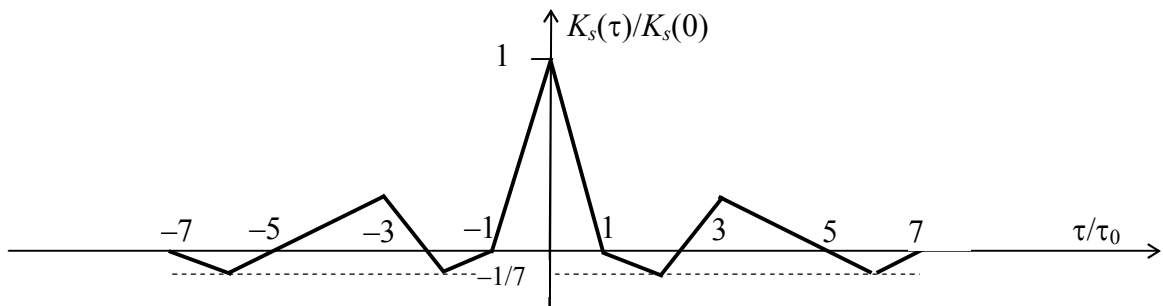


Рисунок A.1 – Розрахована нормована кореляційна функція складного сигналу

Лабораторна робота 3.2

ДОСЛІДЖЕННЯ СХЕМ ОПТИМАЛЬНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ ДВІЙКОВИХ ВИДІВ МОДУЛЯЦІЇ

1 Мета роботи

1.1 Вивчення функціональних схем оптимальних когерентних демодуляторів сигналів АМ-2, ЧМ-2 і ФМ-2.

1.2 Дослідження перетворень сигналів в окремих блоках демодуляторів.

2 Ключові положення

2.1 На вхід демодулятора надходить сума переданого модульованого сигналу $s(t)$ і завади $n(t)$: $z(t) = s(t) + n(t)$. За сигналом $z(t)$ демодулятор повинен відновити цифровий сигнал. Критерієм оптимальності є мінімум ймовірності помилки двійкового символу (біта) цифрового сигналу.

2.2 Сигнал цифрової модуляції $s(t)$ – це послідовність каналних символів, що відображують цифровий сигнал і проходять через тактовий інтервал T :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_i^{(k)}(t - kT), \quad (1)$$

де $s_i(t)$, $i = 0, \dots, M-1$ – каналні символи (радіоімпульси);

M – число каналних символів;

$s_i^{(k)}(t - kT)$ – i -й каналний символ, що передається на k -му тактовому інтервалі.

Радіоімпульси можуть відрізнятись амплітудами, фазами або частотами. Існують різні види цифрової модуляції: АМ- M , ФМ- M , АФМ- M , КАМ- M , ЧМ- M . Якщо $M = 2$, то має місце двійковий сигнал $s(t)$, при цьому каналний символ $s_0(t)$ використовується для передавання 0, а каналний символ $s_1(t)$ – для передавання 1.

2.3 Опис каналних символів АМ-2, ЧМ-2 і ФМ-2 надано в табл. 1.

Таблиця 1 – Опис каналних символів $s_i(t)$

i	М е т о д м о д у л я ц і ї		
	АМ-2	ЧМ-2	ФМ-2
1	$a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin 2\pi f_0 t$	$a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin(2\pi(f_0 + \Delta f/2)t)$	$a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin 2\pi f_0 t$
0	0	$a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin(2\pi(f_0 - \Delta f/2)t)$	$a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin(2\pi f_0 t + \pi) = -a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin 2\pi f_0 t$

У цій таблиці:

a – коефіцієнт, що визначає енергію i -го каналного символу;

$A(t)$ – функція, що описує форму каналних символів;

f_0 – частота несійного коливання;

Δf – рознесення частот при ЧМ-2.

З табл. 1 випливає, що при АМ-2 інформація закладена в амплітуді радіоімпульсу $s_i(t)$, при ФМ-2 – у полярності радіоімпульсу $s_i(t)$, при ЧМ-2 – у частоті радіоімпульсу $s_i(t)$.

2.4 Вважають, що завада $n(t)$ – гауссів квазібілий шум. Його спектр рівномірний і зосереджений у смузі пропускання каналу зв'язку F_k .

2.5 Демодулятор виконує незалежну демодуляцію кожного з каналних символів, що послідовно передаються. Демодуляція зводиться до визначення номера i переданого символу на кожному тактовому інтервалі. Нижче будемо вважати, що обговорюється робота демодулятора на тактовому інтервалі $k = 0$, тобто

$$z(t) = s_i(t) + n(t). \quad (2)$$

2.6 При АМ-2 і ФМ-2

$$s_i(t) = a_i \sqrt{2} A(t) \sin 2\pi f_0 t, \quad (3)$$

і коефіцієнти a_i відображують біти, що передаються. Алгоритм роботи оптимальних демодуляторів цих сигналів наступний.

1) Виконується когерентне детектування сигналу $z(t)$. Схема відновлення несійної (ВН) створює коливання $\sqrt{2} \sin 2\pi f_0 t$, яке необхідне для роботи детектора. Якщо врахувати, що смуговий шум представляється квадратурними складовими

$$n(t) = N_c(t) \sqrt{2} \cos 2\pi f_0 t + N_s(t) \sqrt{2} \sin 2\pi f_0 t, \quad (4)$$

то на виході детектора отримаємо

$$u_{\text{дет}}(t) = \underbrace{[a_i A(t) + N_s(t)]}_{\text{НЧ складові}} + \underbrace{[a_i A(t) + N_s(t)] \sin 2\pi f_0 t}_{\text{Сигнал БМ на несійній } 2f_0}. \quad (5)$$

Оскільки шум квазібілий у смузі частот каналу зв'язку F_k із середньою частотою f_0 , то шум $N_s(t)$ – квазібілий в інтервалі частот $(0, F_k/2)$.

2) Виконується фільтрація НЧ складових фільтром, узгодженим з сигналом $A(t)$. На виході УФ отримуємо

$$u_{\text{УФ}}(t) = a_i P(t) + N_s^\Phi(t), \quad (6)$$

де $P(t)$ – відгук УФ на імпульс $A(t)$;

$N_s^\Phi(t)$ – результат фільтрації завади $N_s(t)$.

З теорії узгоджених фільтрів відомо, що

$$P(t) = c K_A(t - t_0), \quad (7)$$

де $K_A(\tau)$ – функція кореляції сигналу $A(t)$;

t_0 – момент відліку, коли миттєве значення імпульсу $P(t)$ максимальне (під час синтезу УФ враховують, що $t_0 \geq T_A$, T_A – тривалість сигналу $A(t)$);

c – довільний додатний коефіцієнт (під час синтезу УФ вибирається таким, щоб $P(t_0) = 1$).

3) Береться відлік сигналу з виходу УФ в момент часу t_0 . Відлікове значення дає оцінку коефіцієнта a_i , який відображує біт, що передається

$$\hat{a} = a_i P(t_0) + N_s^\Phi(t_0) = a_i + N_s^\Phi(t_0), \quad (8)$$

де $N_s^\Phi(t_0)$ – випадкова величина, що має гауссів розподіл імовірностей із нульовим середнім.

Під час демодуляції послідовності каналних символів необхідно виконати дискретизацію з інтервалом T в моменти часу $t_0 + kT$, $k = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$. Правильний вибір цих моментів забезпечує система тактової синхронізації (ТС).

4) На основі оцінки $\hat{a}$ схемою рішень виносяться рішення про переданий символ. Правило винесення рішення формулюється на основі сигнального сузір'я сигналів АМ-2 і ФМ-2. Там же показані умовні густини ймовірності оцінки коефіцієнта,

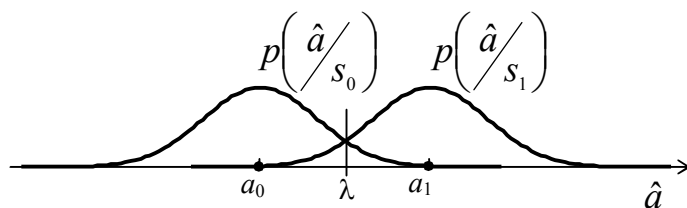


Рисунок 1 – Сигнальне сузір'я сигналів АМ-2 і ФМ-2 й умовні густини ймовірностей оцінки $\hat{a}$

що описує переданий символ, $p(\hat{a}/s_1)$ і $p(\hat{a}/s_0)$. Вважаючи, що символи $s_1(t)$ і $s_0(t)$ рівноймовірні, рішення слід виносити за максимумом умовної густини ймовірності, а саме, область значень $\hat{a}$, де

$p(\hat{a}/s_1) > p(\hat{a}/s_0)$ є областю символу $s_1(t)$, а область значень $\hat{a}$, де $p(\hat{a}/s_1) < p(\hat{a}/s_0)$ є областю символу $s_0(t)$. Рішення виносяться шляхом порів-

няння оцінки $\hat{a}$ з пороговим значенням $\lambda = \frac{a_1 + a_0}{2}$ за правилом: якщо $\hat{a} > \lambda$, то

передавався символ $s_1(t)$, а якщо $\hat{a} < \lambda$, то передавався символ $s_0(t)$. При АМ-2 $a_1 = a$, $a_0 = 0$, $\lambda = 0,5a$, тобто порогове значення дорівнює половині відлікового значення з виходу УФ при надходженні на вхід демодулятора символу $s_1(t)$ без завади. При ФМ-2 $a_1 = a$, $a_0 = -a$, $\lambda = 0$, тобто рішення виносяться за знаком відліку. Після винесення рішення схема рішень видає відповідний біт цифрового сигналу.

На рис. 2 наведена схема демодулятора сигналів АМ-2 і ФМ-2. У схемі виконуються перетворення, що перераховані вище.

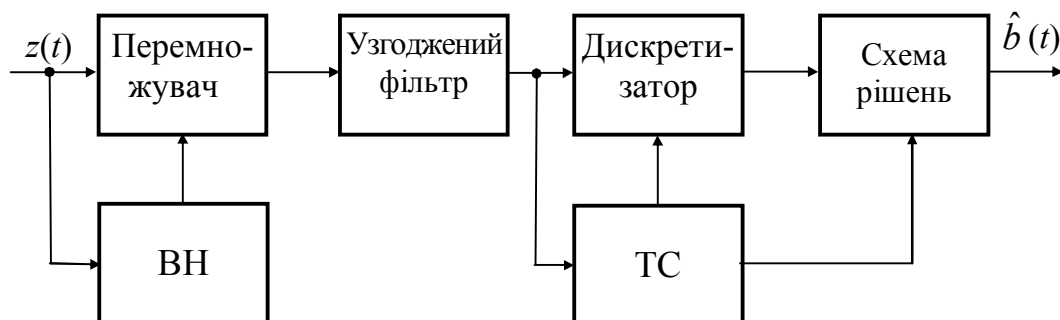


Рисунок 2 – Схема оптимального демодулятора сигналів АМ-2 і ФМ-2

2.6 При ЧМ-2 каналні символи відрізняються частотами радіоімпульсів. У демодуляторі необхідно створити два підканали для роздільного оброблення радіоімпульсів. У кожному з підканалів необхідно виконати перераховані в п. 2.5 перетворення: когерентне детектування, фільтрацію узгодженими фільтрами і дискретизацію. Схема ВН повинна створювати два коливання: для верхнього підканалу $\sqrt{2} \sin(2\pi(f_0+\Delta f/2)t)$ і для нижнього підканалу $\sqrt{2} \sin(2\pi(f_0-\Delta f/2)t)$. З виходів дискретизаторів беруться оцінки амплітуд імпульсів $\hat{a}_1$ і $\hat{a}_0$. Рішення виносяться шляхом порівняння цих оцінок за правилом: якщо $\hat{a}_1 > \hat{a}_0$, то передався символ $s_1(t)$, а якщо $\hat{a}_1 < \hat{a}_0$, то передався символ $s_0(t)$. Схема оптимального демодулятора сигналу ЧМ-2 наведена на рис. 3.

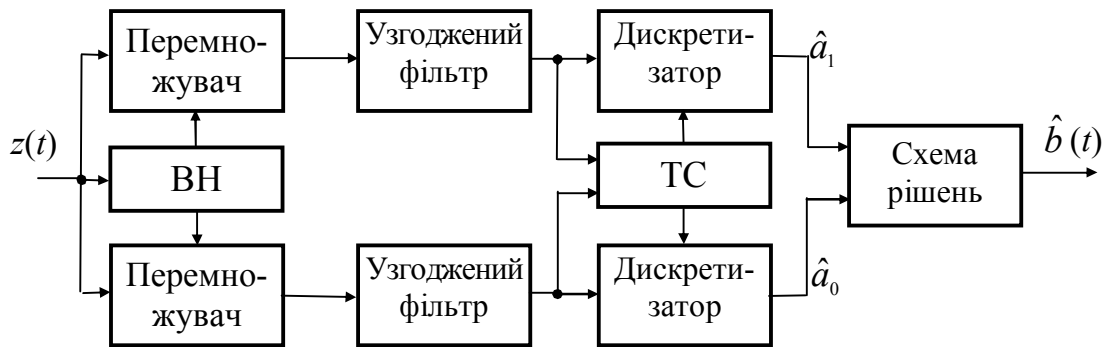


Рисунок 3 – Схема оптимального демодулятора сигналу ЧМ-2

2.7 У цій лабораторній роботі каналні символи, що передаються, мають П-подібну обвідну:

$$A(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T, \\ 0, & t < 0, t > T. \end{cases} \quad (9)$$

Нагадаємо, що функція кореляції П-імпульсу за формою є рівнобедреним трикутником, основа якого дорівнює $2T$. Саме такий за формою сигнал повинен спостерігатись на виході фільтра, узгодженого з П-імпульсом, якщо на його вході діє П-імпульс.

2.8 Оскільки символи $s_1(t)$ і $s_0(t)$ рівноймовірні, то схема відновлення неспійної демодулятора сигналу ФМ-2, побудована на основі ФАПЧ, може увійти в синхронізм з символом $s_1(t)$ або $s_0(t)$. Алгоритм демодуляції сигналу ФМ-2 потребує, щоб схема ВН виробляла коливання $\sqrt{2} \sin 2\pi f_0 t$, що збігається за фазою з символом $s_1(t)$. Якщо ж ВН виробляє коливання, що збігається за фазою з символом $s_0(t)$, то це призводить до інверсії всіх напруг на виходах перемножувача, узгодженого фільтра і дискретизатора і, як наслідок, до інверсного цифрового сигналу на виході демодулятора. Таке явище називається інверсною роботою демодулятора. Позбавитись від інверсної роботи дає перехід до різницевого (відносного) методу передавання, коли біти, що передаються, відображаються не в початкові фази радіоімпульсів (ФМ-2), а в різницю фаз сусідніх за часом радіоімпульсів (фазорізницева модуляція – ФРМ-2).

3 Ключові питання

3.1 Пояснити призначення модулятора і демодулятора під час передавання цифрових сигналів.

3.2 Зобразити часові діаграми сигналів АМ-2, ФМ-2 і ЧМ-2 для цифрового сигналу 101100.

3.3 Сформулювати критерій оптимальності демодуляторів цифрової модуляції.

3.4 Зобразити функціональні схеми демодуляторів сигналів АМ-2, ФМ-2 і ЧМ-2 і пояснити, які перетворення виконує кожний блок.

3.5 Що таке когерентний детектор, і яке призначення схеми відновлення несійної?

3.6 Яку роль відіграють узгоджені фільтри у схемах демодуляторів?

3.7 Яке призначення схеми тактової синхронізації?

3.8 Сформулювати правила винесення рішень схемами рішень демодуляторів сигналів АМ-2, ФМ-2 і ЧМ-2.

4. Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ “Оптимальні демодулятори сигналів цифрових видів модуляції” за конспектом лекцій і літературою [2, с. 2...28] й опис лабораторного макета в розд. 6.

4.2 Зобразити функціональні схеми демодуляторів сигналів АМ-2, ФМ-2 і ЧМ-2.

4.3 Записати число $48 + N$ у двійковій системі числення (N – номер Вашої бригади). Зобразити отриманий цифровий сигнал, вважаючи, що швидкість $R = 1000$ біт/с. Зобразити часові діаграми сигналів АМ-2, ФМ-2 і ЧМ-2 для цього цифрового сигналу, якщо $A(t)$ – П-імпульс, $f_0 = 4$ кГц, $\Delta f = 1$ кГц.

4.4 На вхід демодулятора сигналу АМ-2 подається сигнал АМ-2, отриманий в п. 4.3. Зобразити часові діаграми сигналів в усіх точках схеми демодулятора: на кожному із входів і виході перемножувача, на виході узгодженого фільтра, на виході дискретизатора, на виході схеми рішень.

4.5 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **3.2a Дослідження схем оптимальних демодуляторів сигналів двійкових видів модуляції**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 3**. Вивчити схему макета на дисплеї комп’ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Дослідження перетворень сигналів у демодуляторі сигналу АМ-2. Для цього необхідно установити цифровий сигнал, використаний при виконанні домашнього завдання, шум вимкнути. Запустити програму на виконання. Зарисувати часові діаграми з осцилографів на панелі макета. Порівняти з результатами виконання домашнього завдання.

5.3 Дослідження перетворень сигналів у демодуляторі сигналу ФМ-2. Умови виконання завдання ті ж самі, що і в п. 5.2. Фаза відновленої несійної

дорівнює 0 та 180° . Зарисувати часові діаграми з осцилографів на панелі макета. Описати відмінності осцилограм за різних фаз відновленої несійної.

5.4 Дослідження перетворень сигналів у демодуляторі сигналу АМ-2 при демодуляції сигналу з шумом. Умови виконання завдання ті ж самі, що і в п.5.2, але генератор шуму увімкнено і рівень шуму – дві умовні одиниці. Запустити програму на виконання й перевірити, чи виникла помилка в прийнятому цифровому сигналі. Якщо не виникла, то повторно запустити програму до появи хоча б однієї помилки. Перенести в протокол часові діаграми з осцилографів на панелі макета. Пояснити причину виникнення помилок.

5.5 Дослідження перетворень сигналів у демодуляторі сигналу ФМ-2 при демодуляції сигналу з шумом. Умови виконання завдання ті ж самі, що і в п. 5.4. Фаза відновленої несійної дорівнює 0. Перенести в протокол часові діаграми з осцилографів на панелі макета. Пояснити причину виникнення помилок.

5.6 Дослідження перетворень сигналів у демодуляторі сигналу ЧМ-2. Для цього запустити програму **3.26 Дослідження схем оптимальних демодуляторів сигналів двійкових видів модуляції**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 3**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання. Установити цифровий сигнал, використаний при виконанні домашнього завдання. Перенести в протокол часові діаграми з осцилографів на панелі макета спочатку у верхньому підканалі, а потім у нижньому. Пояснити їх характер.

6 Опис лабораторних макетів

Лабораторна робота виконується на комп'ютері з використанням двох віртуальних макетів.

Макет **3.2a** (рис. 4) призначено для дослідження демодуляторів сигналів АМ-2 і ФМ-2. Він містить:

- генератор цифрового сигналу зі швидкістю 1000 біт/с, сигнал складається з 6 двійкових символів (біт), символи установлюються на панелі макета;
- модулятор сигналів – установлюється АМ-2 або ФМ-2, обвідна радіоімпульсів – П-імпульс, частота несійної 4 кГц;
- модель каналу зв'язку – суматор сигналу і шуму;
- генератор шуму, що надає можливість вмикати та вимикати його, а також установлювати рівень шуму;
- демодулятор сигналів АМ-2 і ФМ-2 за схемою, наведеною на рис. 2; при зміні в макеті виду модуляції відбувається відповідна зміна правила рішення у схемі рішень; схеми відновлення несійної й тактової синхронізації створюють “ідеальні” колювання; при ФМ-2 можна змінювати фазу відновленої несійної на 180° для імітації інверсної роботи;
- п'ять осцилографів для спостереження часових діаграм в усіх точках функціональної схеми демодулятора.

Макет **3.2б** (рис. 5) призначено для дослідження демодулятора сигналу ЧМ-2. Він містить:

- генератор цифрового сигналу зі швидкістю 1000 біт/с, сигнал складається з 6 двійкових символів (біт), символи встановлюються на панелі макета;
- модулятор сигналу ЧМ-2, обвідна радіоімпульсів – П-імпульс, частоти радіоімпульсів $f_0 - \Delta f/2 = 4$ кГц і $f_0 + \Delta f/2 = 5$ кГц;
- модель каналу зв'язку – неспотворюючий чотириполіусник;
- демодулятор сигналу ЧМ-2 за схемою, наведеною на рис. 3.3;
- п'ять осцилографів для спостереження часових діаграм в усіх точках функціональної схеми демодулятора; осцилографи перемикаються для спостереження часових діаграм у верхньому або нижньому підканалі.

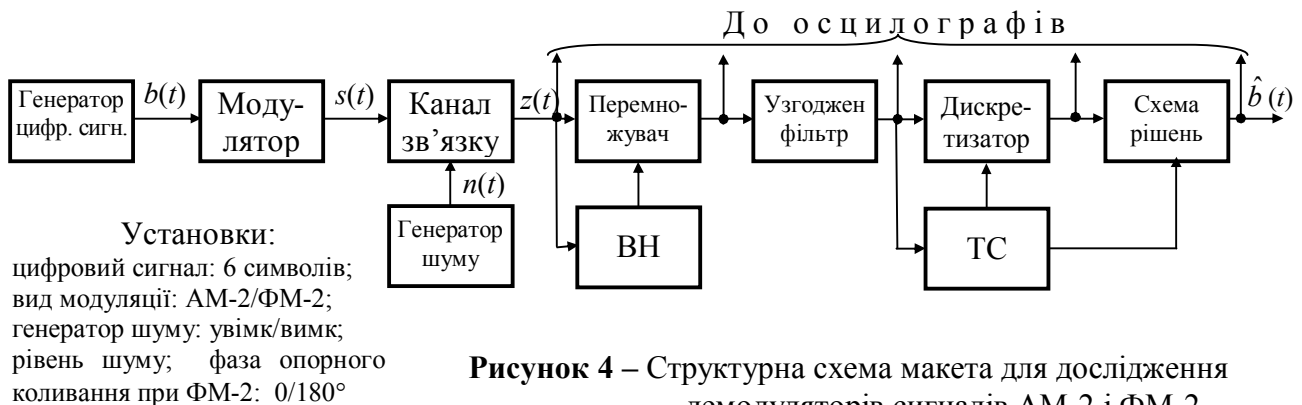


Рисунок 4 – Структурна схема макета для дослідження демодуляторів сигналів АМ-2 і ФМ-2

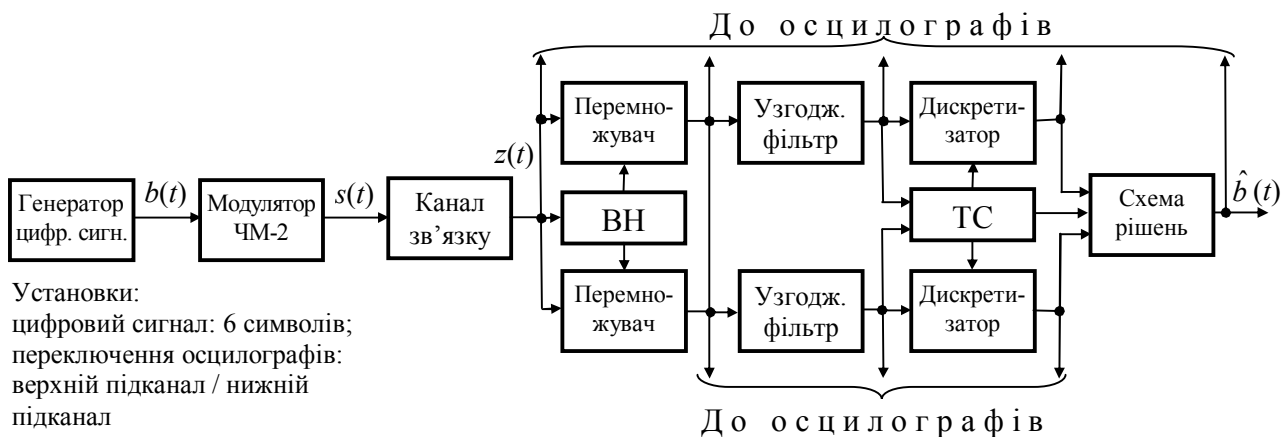


Рисунок 5 – Структурна схема макета для дослідження демодулятора сигналу ЧМ-2

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** лабораторної роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** досліджень та результати виконання п. 5.2...5.6 лабораторного завдання (графіки і пояснення до них).

7.5 **Висновки** за кожним пунктом завдання, в яких надати аналіз отриманих результатів (збіг експериментальних і теоретичних даних).

7.6 **Дата**, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною шкалою.

Лабораторна робота 3.3

ВИВЧЕННЯ РІЗНИЦЕВОГО КОДУВАННЯ Й ДЕКОДУВАННЯ

1 Мета роботи

1.1 Вивчення принципів різницевого (відносного) кодування і декодування.

1.2 Дослідження впливу помилок у каналі зв'язку на результати різницевого декодування.

2 Ключові положення

2.1 Сигнал цифрової модуляції $s(t)$ – це послідовність каналних символів, що відображують цифровий сигнал і йдуть через тактовий інтервал T :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_i^{(k)}(t - kT), \quad (1)$$

де $s_i(t)$, $i = 0, \dots, M - 1$ – каналні символи (радіоімпульси);

M – число каналних символів;

$s_i^{(k)}(t - kT)$ – i -й каналний символ, що передається на k -му тактовому інтервалі.

2.2 При ФМ-2 каналні символи записуються

$$\left. \begin{aligned} s_1(t) &= a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin 2\pi f_0 t; \\ s_0(t) &= a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin (2\pi f_0 t + \pi) = -a \cdot \sqrt{2} A(t) \sin 2\pi f_0 t, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

де a – коефіцієнт, що визначає енергію каналного символу;

$A(t)$ – функція, що описує форму каналних символів;

f_0 – частота несійного коливання.

Із формули (2) випливає, що при ФМ-2 інформація закладена в полярності радіоімпульсу $s_i(t)$ або в його початковій фазі.

2.3 Оскільки символи $s_1(t)$ і $s_0(t)$ рівноймовірні, то схема відновлення несійної демодулятора сигналу ФМ-2, яка побудована на основі ФАПЧ, може увійти в синхронізм з символом $s_1(t)$ або $s_0(t)$ – має місце невизначеність фази другого порядку. Алгоритм демодуляції сигналу ФМ-2 вимагає, щоб схема ВН виробляла коливання $\sqrt{2} \sin 2\pi f_0 t$, що збігається за фазою з символом $s_1(t)$. Якщо ж ВН виробляє коливання, що збігається за фазою з символом $s_0(t)$, то це приводить до інверсного цифрового сигналу на виході демодулятора. Таке явище називається інверсною роботою демодулятора. Позбавитись від інверсної роботи дозволяє перехід до різницевого методу передавання, коли двійкові символи (біти), що передаються, відбиваються не в початкові фази радіоімпульсів (як при ФМ-2), а в різницю фаз сусідніх за часом радіоімпульсів. Сформований таким чином модульований сигнал називається фазорізницевою (диференціальною) модуляцією – ФРМ-2.

2.4 Принцип формування і демодуляції сигналу ФРМ-2 відображено на рис. 1. Модулятор сигналу ФРМ-2 складається із різницевого кодера (РК) і модулятора сигналу ФМ-2, а демодулятор сигналу ФРМ-2 – із демодулятора сигналу ФМ-2 і різницевого декодера (РД).

Різницевий кодер ФРМ-2 працює за правилом

$$b_k^p = b_k \oplus b_{k-1}^p, \quad (3)$$

де b_k – біт 1 або 0 на вході кодера на k -му тактовому інтервалі;

b_k^p – символ 1 або 0 на виході кодера на k -му тактовому інтервалі;

$\oplus$ – знак додавання за модулем 2.

Різницевий декодер модема ФРМ-2 працює за правилом

$$\hat{b}_k = \hat{b}_k^p \oplus \hat{b}_{k-1}^p, \quad (4)$$

де $\hat{b}_k^p$ – символ 1 або 0 на вході різницевого декодера на k -му тактовому інтервалі;

$\hat{b}_k$ – біт 1 або 0 на виході різницевого декодера на k -му тактовому інтервалі.

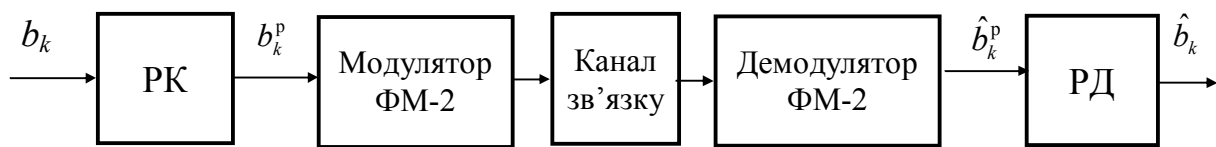


Рисунок 1 – Принцип формування і демодуляції сигналу ФРМ-2

Початкова фаза відновленої несійної в демодуляторі може збігатись з початковою фазою сигналу ФМ-2, що демодулюється, або відрізнитись від неї на кут π . У загальному виді можна записати, що фаза опорного коливання набуває значення $p \cdot \pi$ ($p = 0$ або 1 – значення, що описує зсув фази). Вважаючи, що завжди в каналі зв'язку немає, символи на виході демодулятора ФМ-2 будуть визначатись співвідношенням

$$\hat{b}_k^p = b_k^p \oplus p \quad (5)$$

для всіх k . Підставивши вираз (5) у формулу (4), легко упевнитись, що біт $\hat{b}_k$ не залежить від p .

Приклад кодування і декодування довільної послідовності біт наведено в табл. 1. Таблиця ілюструє кодування, починаючи з $k = 1$. Оскільки при кодуванні на k -му тактовому інтервалі бере участь попередній кодований символ, то

Таблиця 1 – Приклад різницевого кодування і декодування

№ рядка		k						
		0	1	2	3	4	5	6
1	b_k		1	1	0	0	1	0
2	b_k^p	0	1	0	0	0	1	1
3	$\hat{b}_k^p$	0	1	0	0	0	1	1
4	$\hat{b}_k$		1	1	0	0	1	0
5	$\hat{b}_k^p$	1	0	1	1	1	0	0
6	$\hat{b}_k$		1	1	0	0	1	0

у другому рядку довільно прийнято $b_0^p = 0$ (читачу пропонується розрахувати таблицю для $b_0^p = 1$). Рядок 3 повторює рядок 2 – демодуляція без інверсної роботи. Результат декодування дано в рядку 4. Рядок 5 містить інверсію рядка 2 – демодуляція з інверсною роботою. Після декодування відновлений сигнал (рядок 6) збігається з початковим сигналом (рядок 1).

Таким чином, різницеве кодування усуває інверсну роботу демодулятора ФМ-2.

2.5 У разі M -рівневої фазової модуляції з тієї ж причини, що й у разі ФМ-2, має місце невизначеність фази M -го порядку. Аналогічно ФРМ-2 інформація закладається в різницю фаз сусідніх символів і має місце ФРМ- M . При $M > 2$ різницеві кодер і декодер працюють з M -рівневими символами. Перехід від біт цифрового сигналу, що передається, до M -рівневих каналних символів відбувається в кодері модуляційного коду.

2.6 При передаванні цифрових сигналів сигналами ФМ-4 використовуються чотири каналні символи

$$s_i(t) = aA(t)\sqrt{2} \sin\left(2\pi f_0 t + q_i \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right), i = 0, 1, 2, 3, \quad (6)$$

де q_i – четвіркові символи, що набувають значення 0, 1, 2, 3;

$q_i \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}$ – початкові фази каналних символів, що приймають значення $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$.

Початкова фаза відновленої в демодуляторі несійної однозначно визначеною бути не може – вона визначається з точністю до $\pi/2$. Це обумовлено симетрією сигнального сузір'я ФМ-4: при демодуляції невідомо, який з чотирьох символів вважати “нульовим”.

Щоб усунути вплив неоднозначності фази опорного коливання під час демодуляції сигналу ФМ-4, переходять до модуляції ФРМ-4. Принцип формування і демодуляції сигналів ФРМ-4 показаний на рис. 2. Модулятор сигналу ФРМ-4 складається з кодера модуляційного коду, різницевого кодера і модулятора сигналу ФМ-4, а демодулятор сигналу ФРМ-4 – з демодулятора сигналу ФМ-4, різницевого декодера і декодера модуляційного коду. На цьому рисунку й нижче за текстом нижній індекс k визначає номер тактового інтервалу, а зсув q може набувати значення 0, 1, 2 і 3.

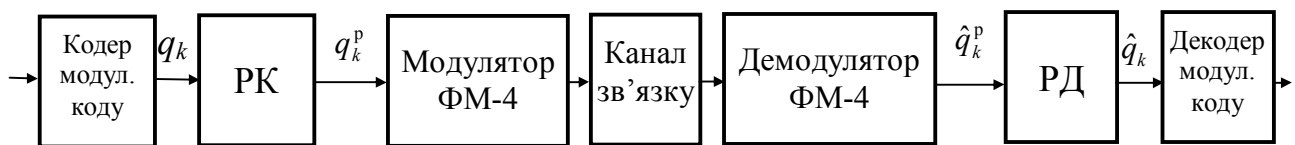


Рисунок 2 – Принцип формування і демодуляції сигналу ФРМ-4

Різницевий кодер при ФРМ-4 реалізує правило кодування четвіркових символів:

$$q_k^p = q_k \oplus q_{k-1}^p, \quad (7)$$

де $\oplus$ – додавання за модулем 4 (залишок від ділення на 4 арифметичної суми доданків).

Різницевий декодер реалізує правило декодування четвіркових символів:

$$\hat{q}_k = \hat{q}_k^p \ominus \hat{q}_{k-1}^p, \quad (8)$$

де $\ominus$ – віднімання за модулем 4 (залишок від ділення різниці на 4).

Початкова фаза відновленої несійної в демодуляторі може збігатись з початковою фазою сигналу ФМ-4, що демодулюється, або відрізнитись від неї на кут $p \cdot \pi/2$ ($p = 0, 1, 2$ або 3 – значення, що описує зсув фази). Вважаючи, що завади в каналі зв'язку немає, символи на виході демодулятора ФМ-4 будуть визначатись співвідношенням

$$\hat{q}_k^p = q_k^p \oplus p \quad (9)$$

для усіх k . Таким чином, через неоднозначність фази когерентної несійної в демодуляторі сигналу ФМ-4 усі символи $\hat{q}_k^p$ отримують приріст p . Якщо підставити вираз (9) у формулу (8), то легко переконатись, що символ $\hat{b}_k$ не залежить від p .

При ФРМ-4 завдяки відніманню в декодері значення p , тобто неоднозначність фази, виключається. Оскільки для виключення неоднозначності фази значення $\hat{q}_k$ визначається як різниця двох сусідніх символів, то при кодуванні значення q_k^p формується як сума попереднього значення q_{k-1}^p і символу q_k , що передається.

Правила додавання за модулем 4 наведені в табл. 2, а правила віднімання за модулем 4 – в табл. 3.

Таблиця 2 – Додавання за $\bmod 4$ ($a \oplus b$)

a	b			
	0	1	2	3
0	0	1	2	3
1	1	2	3	0
2	2	3	0	1
3	3	0	1	2

Таблиця 3 – Віднімання за $\bmod 4$ ($a \ominus b$)

a	b			
	0	1	2	3
0	0	3	2	1
1	1	0	3	2
2	2	1	0	3
3	3	2	1	0

При передаванні цифрового сигналу сигналом ФМ-4 перехід від пар біт b_1b_2 до четвіркових символів q на кожному тактовому інтервалі здійснюється у відповідності до модуляційного коду Грея, представленого в табл. 4.

Таблиця 4 – Модуляційний код Грея

Пара біт b_1b_2	Четвірковий символ q	Початкова фаза сигналу
00	0	45°
10	1	135°
11	2	225°
01	3	315°

Оскільки при демодуляції сигналу ФМ-4 найбільш імовірні помилки зводяться до переходів у найближчі символи, то при використанні коду Грея такі переходи призводять до помилки лише в одному біті, що мінімізує ймовірність помилки біта.

У табл. 5 наведено приклад кодування і декодування при передаванні цифрового сигналу методом ФРМ-4. Перехід від пар біт до четвіркових символів здійснюється відповідно до табл. 4. Прийнято, що значення $p = 3$, а $q_0^p = 1$. Із даних табл. 5 випливає, що прийняті біти збігаються з переданими.

Таблиця 5 – Приклад різницевого кодування і декодування четвіркових символів

Номер тактового інтервалу k	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Послідовність біт, що передаються		01	00	11	01	10	11	10	00
Послідовність символів q_k		3	0	2	3	1	2	1	0
Послідовність символів q_k^p	1	0	0	2	1	2	0	1	1
Послідовність символів $\hat{q}_k^p$	0	3	3	1	0	1	3	0	0
Послідовність символів $\hat{q}_k$		3	0	2	3	1	2	1	0
Послідовність прийнятих біт		01	00	11	01	10	11	10	00

2.7 Припустимо, що через дію завад демодулятор ФМ-М виносить помилкове рішення на k -му тактовому інтервалі. Кожний символ, що надходить на вхід різницевого декодера, при декодуванні використовується двічі – на k -му і на $(k + 1)$ -му тактових інтервалах. Тому, якщо рішення демодулятора на $(k - 1)$ -му і на $(k + 1)$ -му тактових інтервалах вірні, то на виході різницевого декодера з’явиться два помилкових біти. Отже, різницевий декодер розмножує помилки.

3 Ключові питання

3.1 З якою метою використовуються різницеві методи передавання?

3.2 Пояснити правила різницевого кодування і декодування двійкових та четвіркових символів.

3.3 Пояснити принцип побудови модулятора і демодулятора ФРМ-2.

3.4 Пояснити принцип побудови модулятора і демодулятора ФРМ- M ($M > 2$).

3.5 Як перетворюються помилкові символи під час різницевого декодування?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ “Різницеве кодування і декодування” за конспектом лекцій і літературою [2, с. 41...45] й опис лабораторних макетів в розд. 6.

4.2 Зобразити схеми різницевих кодерів і декодерів двійкових і четвіркових символів.

4.3 Записати число $896 + N$ у двійковій системі числення (N – номер Вашої бригади).

4.4 Виконати кодування і декодування отриманого в 4.3 цифрового сигналу різницеvim двійковим кодом, поклавши $b_0^p = 0$ і $p = 0$. Результати оформити у вигляді таблиці, взявши за взірець табл. 1.

4.4 Виконати кодування і декодування отриманого в п. 4.3 цифрового сигналу четвірковим модуляційним кодом Грея, а потім – різницеvim четвіркових кодом, поклавши $q_0^p = 0$. Виконати різницеве декодування при $p = 0$ і модуляційне декодування. Результати оформити у вигляді таблиці, взявши за взірець табл. 5.

4.5 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **3.3а Вивчення різницевого кодування й декодування**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 3**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Дослідити двійкове різницеве кодування і декодування. Установити:

- цифровий сигнал, що використаний під час виконання домашнього завдання;
- початковий стан різницевого кодера $b_0^p = 0$;
- режим передавання каналом зв'язку “Без помилок”.

Якщо зсув у каналі зв'язку $p = 1$, то повторно запустити програму на виконання ще раз чи більше, доки не буде отримано $p = 0$. Записати послідовності цифрових сигналів, заповнюючи таблицю виду табл. 1. Порівняти з результатами домашнього завдання.

5.3 Дослідити двійкове різницеве кодування і декодування при початковому стані різницевого кодера $b_0^p = 1$. Інші умови виконання завдання ті ж самі, що і в п. 5.2. Після виконання програми з $p = 0$ записати послідовності цифрових сигналів, заповнюючи таблицю виду табл. 1. Порівняти з результатами виконання п. 5.2 і зробити висновки.

5.4 Дослідити двійкове різницеве декодування при зсуві в каналі $p = 1$. Стан b_0^p будь-який, режим передавання каналом зв'язку “Без помилок”. Програму запускати на виконання до тих пір, доки не буде отримано $p = 1$. Записати послідовності цифрових сигналів, заповнюючи таблицю виду табл. 1. Порівняти з результатами виконання п. 5.2 та п.5.3 і зробити висновки.

5.5 Дослідити двійкове різницеве декодування в режимі передавання каналом зв'язку “З помилкою”. Зсув в каналі p і стан b_0^p довільні. Після виконання програми записати послідовності цифрових сигналів, заповнюючи таблицю виду табл. 1. Проаналізувати результати, звертаючи увагу на розмноження помилок під час декодування.

5.6 Запустити програму 3.3б Вивчення різницевого кодування й декодування, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 3**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.7 Дослідити четвіркове різницеве кодування і декодування. Проводиться при запусканні програми у двох режимах: $q_0^p = 0$ та $q_0^p \neq 0$. Установити:

- цифровий сигнал, що використаний під час виконання домашнього завдання;
- початковий стан різницевого кодера $q_0^p = 0$ чи $q_0^p \neq 0$;
- режим передавання каналом зв'язку “Без помилок”.

Запустити програму на виконання. Якщо зсув у каналі зв'язку $p \neq 0$, то повторно запустити програму на виконання ще раз чи більше, доки не буде отримано $p = 0$. Записати послідовності цифрових сигналів, заповнюючи таблицю виду табл. 5. Порівняти з результатами домашнього завдання.

5.8 Дослідити четвіркове різницеве декодування при зсуві в каналі $p \neq 0$. Стан q_0^p довільний, режим передавання каналом зв'язку “Без помилок”. Програму запускати на виконання до тих пір, доки не буде отримано $p \neq 0$. Записати послідовності цифрових сигналів, заповнюючи таблицю виду табл. 5. Порівняти з результатами виконання п. 5.7 і зробити висновки.

5.9 Дослідити четвіркове різницеве декодування в режимі передавання каналом зв'язку “З помилкою”. Зсув в каналі p і стан q_0^p довільні. Після виконання програми записати послідовності цифрових сигналів, заповнюючи таблицю виду табл. 5. Проаналізувати результати, звертаючи увагу на розмноження помилок під час декодування.

6 Опис лабораторних макетів

Лабораторна робота виконується на комп'ютері з використанням двох віртуальних макетів.

Макет **3.3а** (рис. 3) призначено для вивчення двійкового різницевого кодування й декодування і містить:

- генератор цифрового сигналу, що складається з 10 біт, біти встановлюються на панелі макета;
- різницевий кодер, що працює за правилом (3), на панелі макета встановлюється b_0^p ;
- двійковий канал з невизначеністю другого порядку (тобто модель каналу зв'язку з ФМ-2); зсув p набуває значення 0 і 1 випадково; можна установити передавання каналом без помилок або з помилкою; якщо установити режим передавання з помилкою, то помилка виникає випадково в одному з символів, при цьому індикатор вказує номер помилкового символу;
- різницевий декодер, що працює за правилом (4).

Макет **3.3б** (рис. 4) призначено для вивчення четвіркового різницевого кодування та декодування й містить:

- генератор цифрового сигналу, що складається з 10 біт, біти встановлюються на панелі макета;
- кодер модуляційного коду, що працює відповідно до табл. 4;
- різницевий кодер, що працює за правилом (7), на панелі макета встановлюється q_0^p ;
- четвірковий канал з невизначеністю четвертого порядку (тобто модель каналу зв'язку з ФМ-4); зсув p набуває значення 0, 1, 2 і 3 випадково; можна установити передавання каналом без помилок чи з помилкою; якщо установити режим передавання з помилкою, то помилка виникає випадково в одному з символів, при цьому індикатор вказує номер помилкового символу;
- різницевий декодер, що працює за правилом (8);
- декодер модуляційного коду, що працює відповідно до табл. 4.

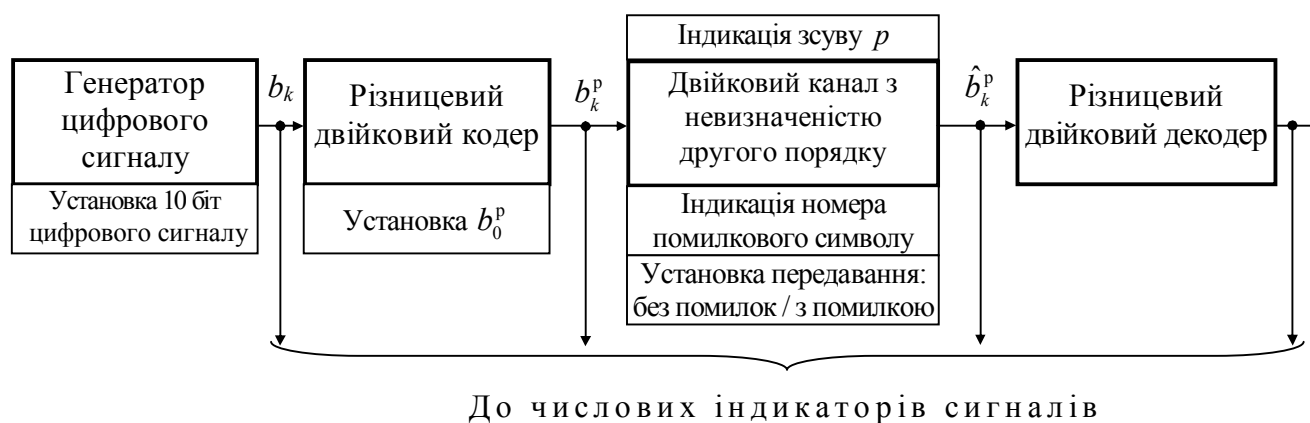


Рисунок 3 – Схема макета для вивчення двійкового різницевого кодування

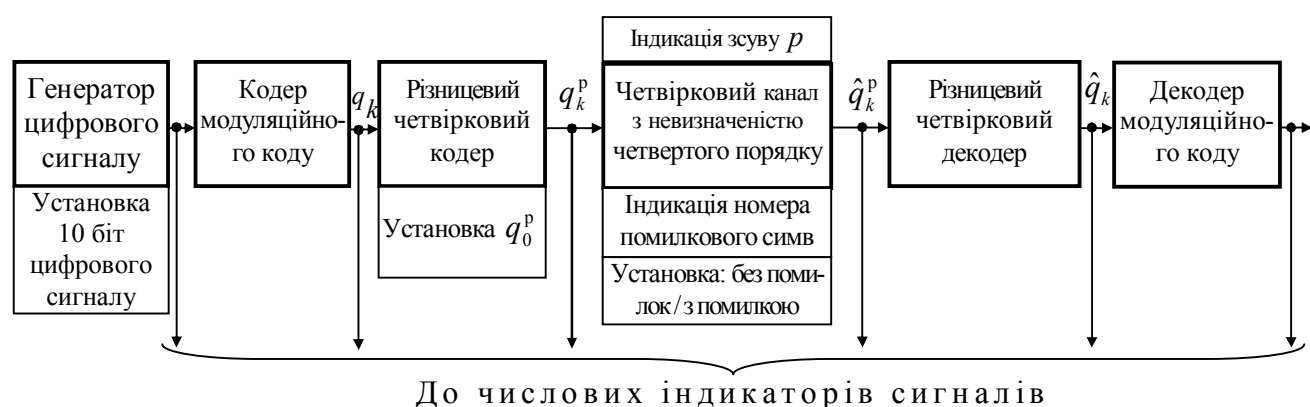


Рисунок 4 – Схема макета для вивчення четвіркового різницевого кодування

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** лабораторної роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** досліджень та результати виконання п. 5.2...5.9 лабораторного завдання (таблиці і пояснення до них).

7.5 **Висновки** за кожним пунктом завдання, в яких надати аналіз отриманих результатів (збіг експериментальних та теоретичних даних).

7.6 **Дата**, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною шкалою.

Лабораторна робота 3.4

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИМАЛЬНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ СИГНАЛІВ ЦИФРОВИХ ВИДІВ МОДУЛЯЦІЇ

1 Мета роботи

1.1 Вивчення методики експериментального дослідження завадостійкості приймання сигналів цифрової модуляції.

1.2 Експериментальне дослідження завадостійкості приймання сигналів АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4.

2 Ключові положення

2.1 На вхід демодулятора надходить сума переданого модульованого сигналу $s(t)$ і завади $n(t)$: $z(t) = s(t) + n(t)$. За сигналом $z(t)$ демодулятор повинен відновити цифровий сигнал. Сигнал цифрової модуляції $s(t)$ – це послідовність імпульсних сигналів (канальних символів), що відображують цифровий сигнал і йдуть через тактовий інтервал T :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_i^{(k)}(t - kT), \quad (1)$$

де $s_i(t)$, $i = 0, \dots, M-1$ – канальні символи (імпульси);

M – число канальних символів, у двійкових видах модуляції $M = 2$;

$s_i^{(k)}(t - kT)$ – i -й канальний символ, що передається на k -му тактовому інтервалі.

Демодулятор на кожному тактовому інтервалі виносить рішення про номер переданого канального символу і видає набір із $n = \log_2 M$ біт, що відповідають символу з цим номером. Критерієм оптимальності демодулятора є мінімум імовірності помилки біта (двійкового символу) цифрового сигналу.

2.2 Оптимальний демодулятор реалізує потенційну завадостійкість модульованого сигналу, що використовуються. Потенційна завадостійкість довільних двійкових сигналів за умови, що канальні символи рівномірні, а завада $n(t)$ – білий гауссів шум, виражається формулою для ймовірності помилки канального символу

$$P_{\text{пом}}(2) = Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right), \quad (2)$$

де d – відстань між канальними символами;

N_0 – питома потужність шуму;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (3)$$

гауссова Q -функція (одна з форм запису інтеграла ймовірності).

У двійкових системах передавання ймовірність помилки біта $p = P_{\text{пом}}(2)$.

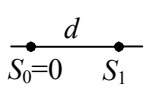
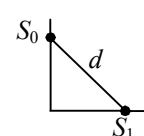
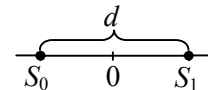
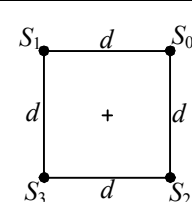
Функція $Q(x)$ монотонно спадаюча. Тому, чим більший аргумент функції, тим менша ймовірність помилки. Цілком очевидно, що, чим менша питома по-

тужність шуму N_0 , тим менша ймовірність помилки. Зростання відстані між символами d призводить до зменшення ймовірності помилки. Значення d визначається із сигнального сузір'я модульованого сигналу і виражається через енергію сигналу, що витрачається на передавання одного біта E_6 . Енергію на біт можна виразити через середню потужність сигналу P_s і тривалість біта T_6 або швидкість цифрового сигналу R , що передається:

$$E_6 = P_s \cdot T_6 = P_s / R. \quad (4)$$

2.3 У разі багатопозиційних сигналів ($M > 2$) ймовірність помилки канального символу виражають сумою ймовірностей помилки в двійкових системах, утворених канальним символом, що розглядається, і символами, переходи в які найбільш ймовірні. Отже, і у разі багатопозиційних сигналів ймовірність помилки сигналу залежить від N_0 і d . Перерахунок ймовірності помилки канального символу в ймовірність помилки біта проводиться з урахуванням модуляційного коду. У табл. 1 для методів модуляції, що розглядаються в лабораторній роботі, наведені: сигнальні сузір'я, відстані між символами і вирази для ймовірності помилки біта. Для компактного запису формул ймовірності помилки біта введено позначення $h_6^2 = E_6 / N_0$ – відношення енергії, що витрачається на передавання одного біта, до питомої потужності шуму (коротко – відношення сигнал/шум). Формула ймовірності помилки біта при ФРМ-2 записана з урахуванням того, що за різницевого декодування кількість помилок подвоюється: $p_{\text{ФРМ-2}} = 2p_{\text{ФМ-2}}$, що вірно, коли $p_{\text{ФМ-2}} \ll 1$.

Таблиця 1 – Характеристики сигналів, що визначають їх завадостійкість

Метод модуляції	АМ-2	ЧМ-2	ФМ-2	ФРМ-2	ФМ-4
Сигнальне сузір'я					
Відстань між символами d	$\sqrt{2E_6}$	$\sqrt{2E_6}$	$2\sqrt{E_6}$		$2\sqrt{E_6}$
Ймовірність помилки біта p	$Q(h_6)$	$Q(h_6)$	$Q(\sqrt{2}h_6)$	$2Q(\sqrt{2}h_6)$	$Q(\sqrt{2}h_6)$

2.4 Для зручності визначення ймовірності помилки біта p при заданому відношенні сигнал/шум h_6^2 або необхідного відношення сигнал/шум при заданій ймовірності помилки біта будують залежність $p = f(h_6^2)$, зразок якої наведено на рис. 1. Під час побудови графіка значення відношення сигнал/шум прийнято виражати в децибелах і використовувати для них лінійний масштаб. Слід пам'ятати, що у формулах для ймовірності помилки величина h_6 надана у разях. Переходи виконують за формулами

$$\left. \begin{aligned} h_0^2 [\text{дБ}] &= 10 \lg h_0^2 [\text{раз}], \\ h_0^2 [\text{раз}] &= 10^{0,1 h_0^2 [\text{дБ}]} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Графіки залежності ймовірності помилки біта від відношення сигнал/шум $p = f(h_0^2)$ будують з використанням логарифмічного масштабу для ймовірності помилки p , як показано на рис. 1.

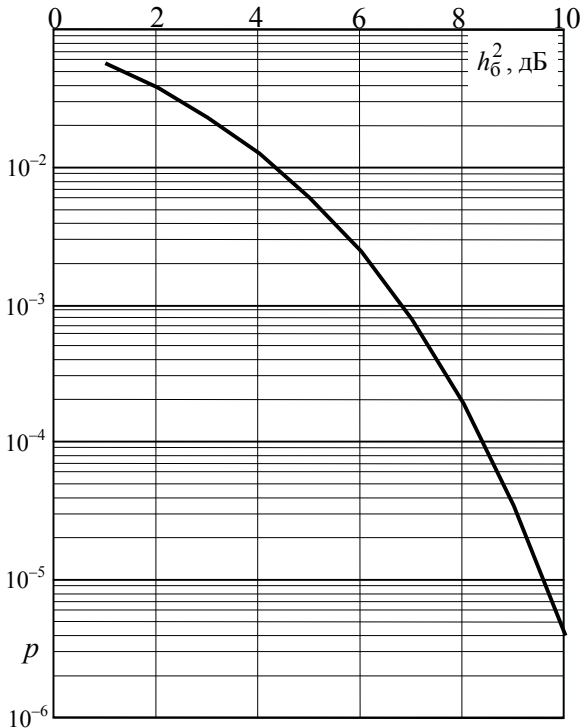


Рисунок 1 – Зразок побудови графіка залежності $p = f(h_0^2)$

2.5 Експериментально визначається відносна частота помилки біт, яку коротко називають частотою помилки або коефіцієнтом помилок

$$K_{\text{пом}} = N_{\text{пом}} / N_{\text{заг}}, \quad (6)$$

де $N_{\text{заг}}$ – число біт, переданих за час спостереження $T_{\text{сп}}$;

$N_{\text{пом}}$ – число помилково прийнятих біт за час $T_{\text{сп}}$.

Ймовірність помилки і коефіцієнт помилок збігаються за нескінченно великого числа випробувань (тобто кількість переданих біт $N_{\text{заг}} \rightarrow \infty$)

$$p = \lim_{N_{\text{заг}} \rightarrow \infty} K_{\text{пом}}. \quad (7)$$

Час спостереження (чи $N_{\text{заг}}$) вибирається досить великим, щоб коефіцієнт помилок практично давав значення ймовірності помилки. Вважають, що таке наближення має місце при $N_{\text{пом}} \geq 20$.

2.6 Відношення сигнал/шум з урахуванням співвідношення (4) можна подати як

$$h_0^2 = \frac{E_0}{N_0} = \frac{P_s T_0}{P_n / F_k} = \frac{P_s}{P_n} \cdot \frac{F_k}{R}, \quad (8)$$

де P_s і P_n – середні потужності сигналу і шуму на вході демодулятора;

F_k – ширина спектра шуму, яка дорівнює смузі пропускання каналу зв'язку.

Отже, для вимірювання відношення сигнал/шум необхідно виміряти потужність сигналу і шуму квадратичним вольтметром і виконати обчислення за формулою (8) при відомих величинах F_k (Гц) і R (біт/с).

2.7 Смуга пропускання каналу зв'язку F_k повинна бути узгоджена з шириною спектра сигналу ΔF_s : $F_k \geq \Delta F_s$. Ширина спектра (Гц) сигналів цифрових видів модуляції визначається у разі ФМ-М, ФРМ-М і АМ-М

$$\Delta F_s = \frac{R \cdot (1 + \alpha)}{\log_2 M}, \quad (9)$$

а у разі ЧМ-2

$$\Delta F_s = 2R \cdot (1 + \alpha), \quad (10)$$

де α – коефіцієнт скату спектра, $0 \leq \alpha \leq 1$, типові значення $\alpha = 0,15 \dots 0,35$.

3 Ключові питання

3.1 Що таке частота помилки, коефіцієнт помилок, імовірність помилки?

3.2 Що таке потенційна завадостійкість сигналу?

3.3 Записати і пояснити вирази для обчислення ймовірності помилки при оптимальному прийманні сигналів АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4.

3.4 Пояснити, як залежить ймовірність помилки від швидкості цифрового сигналу за фіксованих значень P_s і N_0 .

3.5 Порівняти завадостійкість оптимального приймання сигналів АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4 при фіксованому значенні h_0^2 .

3.6 Що є кількісною мірою розрізнення сигналів? Порівняти розрізнення сигналів АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4.

3.7 Як розрахувати необхідну смугу пропускання каналу зв'язку для сигналів АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4?

3.8 Як експериментально виміряти відношення сигнал/шум h_0^2 ?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ “Потенційна завадостійкість сигналів цифрових видів модуляції” за конспектом лекцій і літературою [2, с. 31...37] й опис лабораторного макета в розд. 6.

4.2 Розрахувати таблицю значень імовірності помилки біта для сигналів АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4, збільшуючи значення h_0^2 від 2 до 10 дБ з кроком 1 дБ.

Розрахунки ймовірності помилки за формулами, наведеними в табл. 1, можна виконати в математичних пакетах MathCAD та MatLab, використовуючи внутрішню функцію помилок erf :

$$Q(x) = 0,5 \left[1 + \text{erf}\left(x/\sqrt{2}\right) \right]. \quad (11)$$

Досить високу точність розрахунків для значень $x \geq 0$ і $Q(x) > 10^{-10}$ забезпечує наближена формула

$$Q(x) = 0,65 \exp(-0,44(x + 0,75)^2). \quad (12)$$

За результатами розрахунків побудувати в робочому зошиті графіки залежності p від відношення сигнал/шум h_0^2 . Графіки оформити на зразок рис. 1. Для такого рисунку відвести одну сторінку в зошиті.

4.3 Зобразити схему для дослідження завадостійкості демодуляторів сигналів цифрових видів модуляції.

4.4 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **3.4 Дослідження завадостійкості оптимальних демодуляторів сигналів цифрових видів модуляції**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 3**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Виконати калібрування відношення сигнал/шум. Виконується в такій послідовності.

1) Виміряти середню потужність сигналу. Для цього необхідно встановити:

– швидкість цифрового сигналу R в межах 1000–10000 біт/с;

– метод модуляції довільний;

– сигнал “Увімкнено”, шум “Вимкнено”;

– смугу пропускання каналу зв'язку, яка повинна задовольняти умові $F_k \geq F_s$, – ширина спектра сигналу F_s визначається за співвідношеннями (9) і (10);

– вимірювання “Середньої потужності”.

Запустити програму на виконання й записати вимірне значення середньої потужності сигналу P_s .

2) Розрахувати й установити значення питомої потужності шуму N_0 , за якого відношення сигнал/шум $h_0^2 = 1$, тобто 0 дБ. Для цього, виходячи з визначення $h_0^2 = \frac{E_0}{N_0} = \frac{P_s T_0}{N_0} = \frac{P_s}{N_0 \cdot R} = 1$, розрахувати $N_0 = P_s/R$. При установці значення N_0 використовувати символ m для 10^{-3} і μ для 10^{-6} .

Наприклад, установлено ФМ-2, $R = 10$ кбіт/с, $F_k = 12$ кГц; вимірне значення $P_s = 1$ В²; розраховано $N_0 = 10^{-4}$ В²/Гц. Слід установити $N_0 = 0.1m$.

Вимкнути сигнал, установити ослаблення атенюатора шуму 0 дБ, запустити на виконання програму і записати вимірне значення середньої потужності шуму P_n . Упевнитись, що $P_n = F_k \cdot N_0$. У подальших вимірюваннях імовірності помилки установки R і N_0 не змінювати, а відношення сигнал/шум h_0^2 змінювати шляхом установки відповідного послаблення атенюатора шуму: послаблення шуму, подане в децибелах, задає точно таке значення відношення сигнал/шум h_0^2 в децибелах.

5.3 Виміряти значення ймовірності (коефіцієнта) помилки. Для цього установити:

– вимірювання “Коефіцієнта помилок”;

– сигнал “Увімкнено”;

– метод модуляції – за завданням викладача (АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4);

– смугу пропускання каналу зв'язку F_k за умови $F_k \geq F_s$, а ширина спектра сигналу F_s визначається співвідношенням (10).

Скласти таблицю на зразок табл. 2. Установлюючи послаблення атенюатора шуму від 3 до 9 дБ (для АМ-2 чи ЧМ-2) та від 2 до 6 дБ (для ФМ-2,

ФРМ-2 і ФМ-4) з кроком 1 дБ і, запускаючи програму на виконання, заповнити колонки таблиці: метод модуляції, відношення сигнал/шум h_0^2 , число помилкових біт $N_{\text{пом}}$, число переданих біт $N_{\text{заг}}$. Повне виконання програми забезпечує $N_{\text{заг}} = 10000$. Виконання програми можна припинити вручну, якщо число помилкових біт досягло кількох десятків.

Таблиця 2 – Результати вимірювань імовірності помилки

Метод модуляції	Смуга пропускання каналу зв'язку F_k , Гц	Відношення сигнал / шум h_0^2 , дБ	Число помилкових біт $N_{\text{пом}}$	Число переданих біт $N_{\text{заг}}$	Імовірність (коефіцієнт) помилки p
АМ-2		3			
		4			
		⋮			
ЧМ-2		3			
		⋮			

За результатами вимірювань розрахувати значення коефіцієнта помилок – співвідношення (7); вважаючи, що кількість переданих біт $N_{\text{заг}}$ достатньо велика, розраховане значення коефіцієнта помилок прийняти як імовірність помилки p . Побудувати графіки залежностей $p = f(h_0^2)$ за результатами вимірювань і обчислень для всіх методів модуляції. Графіки побудувати на тому самому рисунку, де наведені графіки, розраховані в домашньому завданні.

5.4 Виміряти ймовірності помилки при змінній смузі пропускання каналу зв'язку. Установити смугу пропускання каналу зв'язку, збільшивши її в 1,5...2 рази, і повторити вимірювання ймовірності помилки для одного із видів модуляції. Впевнитись, що ймовірність помилки не залежить від смуги пропускання каналу зв'язку й не залежить безпосередньо від значення середньої потужності шуму на вході демодулятора – вона залежить від питомої потужності шуму N_0 .

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері з використанням віртуального макета, структурну схему якого наведено на рис. 2. Він містить:

- джерело цифрового сигналу, що виробляє рівноймовірні символи 1 і 0, швидкість цифрового сигналу, біт/с, установлюється на панелі макета;
- модулятор, що дозволяє формувати сигнали АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4, середня потужність сигналу для всіх методів модуляції $P_s = 1 \text{ В}^2$, метод модуляції установлюється на панелі макета;
- тумблер в колі модульованого сигналу дозволяє відмикати чи підмикати вихід модулятора до входу каналу зв'язку;
- генератор шуму, що виробляє реалізації білого шуму з гауссовим розподілом імовірностей, значення питомої потужності N_0 установлюється на панелі макета;
- атенюатор для послаблення шуму, що надходить від генератора шуму; на панелі макета можна установити послаблення від 0 до 10 дБ з кроком 1 дБ або вимкнути шум;

- канал зв'язку, що формує суму сигналу і шуму, на панелі макета установлюється смуга пропускання каналу зв'язку F_k , Гц;
- вимірювач середньої потужності, підімкнений до виходу каналу зв'язку;
- демодулятор, який призначений для демодуляції сигналів АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2, ФРМ-2 і ФМ-4, виконує оптимальну демодуляцію сигналу, що надходить з каналу зв'язку, при зміні установки методу модуляції в модуляторі відповідним чином змінюється алгоритм демодуляції;
- схему порівняння біт, що надходять на вхід модулятора і з виходу демодулятора, у разі їх розбіжності формується сигнал про виникнення помилки під час демодуляції;
- лічильник числа помилкових біт $N_{\text{пом}}$ підраховує кількість помилок, що виникли;
- лічильник числа переданих біт $N_{\text{заг}}$;
- числові індикатори виміряної середньої потужності на виході каналу зв'язку, число помилкових біт $N_{\text{пом}}$ і число переданих біт $N_{\text{заг}}$.

У програму закладено, що її виконання закінчується після досягнення числа переданих біт $N_{\text{заг}} = 10000$. Якщо число помилкових біт недостатнє для розрахунку ймовірності помилки, то виконують повторний запуск програми (ще раз чи більше), а для розрахунку ймовірності помилок підсумовують відповідні числа $N_{\text{заг}}$ і $N_{\text{пом}}$.

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** лабораторної роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурна схема** досліджень та результати виконання п. 5.2...5.4 лабораторного завдання (таблиці і графіки).

7.5 **Висновки** за п. 5.3 і 5.4 завдання, в яких надати аналіз отриманих результатів (збіг експериментальних та теоретичних даних).

7.6 **Дата**, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною шкалою.

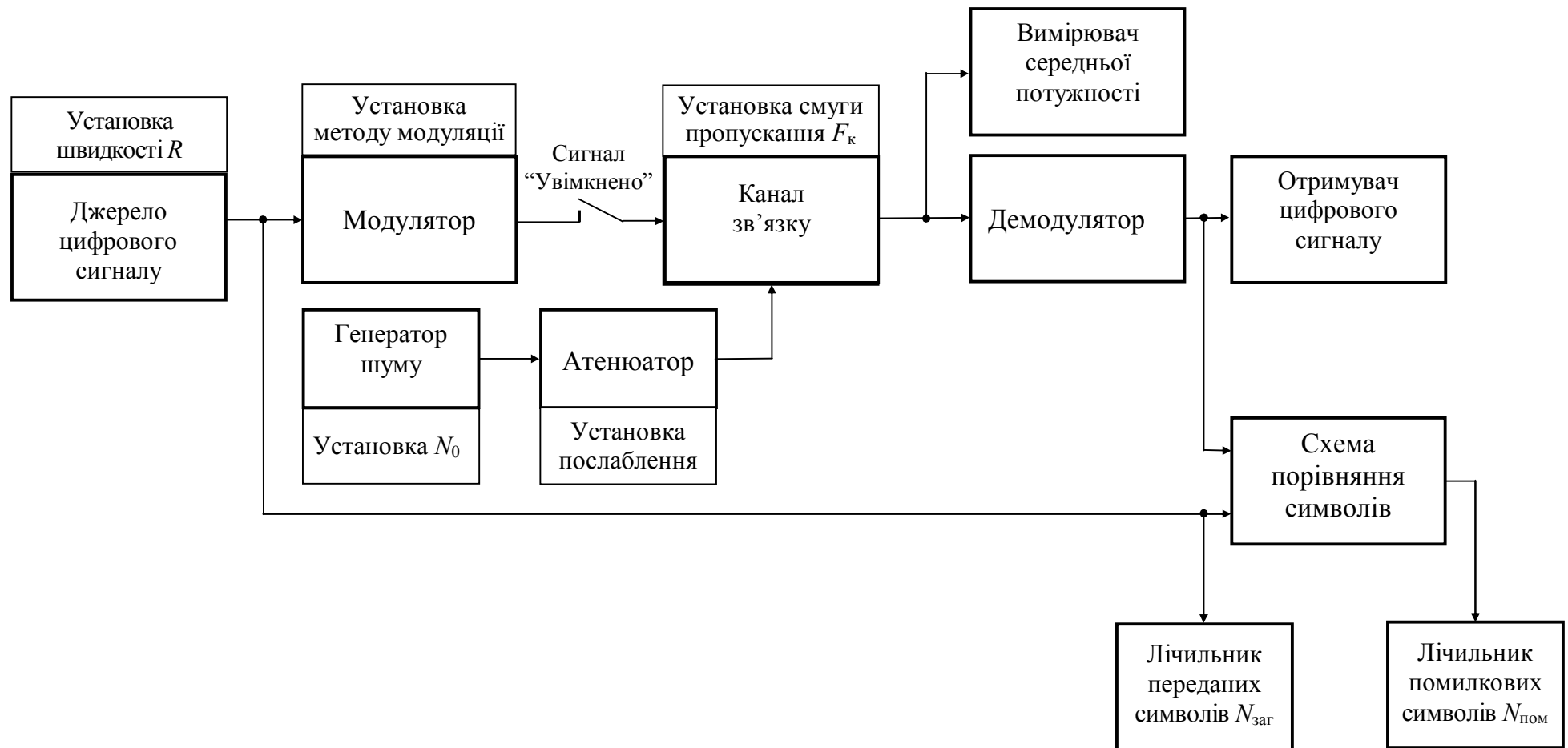


Рисунок 2 – Структурна схема макета лабораторної роботи

Лабораторна робота 3.5

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОХОДЖЕННЯ СИГНАЛІВ І ШУМІВ ЧЕРЕЗ СИНХРОННИЙ І ЧАСТОТНИЙ ДЕТЕКТОРИ

1 Мета роботи

Дослідження характеристик шуму на виході синхронного і частотного детекторів, визначення вирашу у відношенні сигнал/шум при детектуванні сигналів АМ, БМ, ОМ і ЧМ.

2 Ключові положення

2.1 Синхронний детектор (СД) являє собою послідовне з'єднання перемножувача і ФНЧ (рис. 1). На один вхід перемножувача подається модульований сигнал, що детектується, а на другий – опорне коливання $u_{оп}(t) = 2\cos 2\pi f_0 t$.

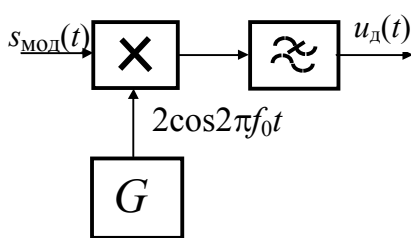


Рисунок 1 – Схема синхронного детектора

При їхньому перемноженні виникають низькочастотні складові у смузі до частоти $F_{\max}$ і складові у смузі від $2f_0 - F_{\max}$ до $2f_0 + F_{\max}$ ($F_{\max}$ – максимальна частота у спектрі модулюючого сигналу $b(t)$). ФНЧ повинен мати частоту зрізу, що дорівнює $F_{\max}$, і пропускати тільки низькочастотні складові – це можливо виконати, коли $f_0 > F_{\max}$.

2.2 СД використовується для детектування сигналів АМ, БМ і ОМ

$$s_{AM}(t) = A_0(1 + m_{AM}b(t)) \cos 2\pi f_0 t; \quad (1)$$

$$s_{BM}(t) = A_0 b(t) \cos 2\pi f_0 t; \quad (2)$$

$$s_{OM}(t) = A_0 b(t) \cos 2\pi f_0 t \pm A_0 \tilde{b}(t) \sin 2\pi f_0 t, \quad (3)$$

де $\tilde{b}(t)$ – перетворення Гільберта від $b(t)$.

На виході СД отримаємо:

$$- \text{у випадку сигналу АМ} \quad u_d(t) = A_0(1 + m_{AM}b(t)); \quad (4)$$

$$- \text{у випадку сигналів БМ і ОМ} \quad u_d(t) = A_0 b(t). \quad (5)$$

2.3 Середні потужності P_s модульованих сигналів, які описані співвідношеннями (1), (2) і (3):

$$P_{sAM} = 0,5 A_0^2 (1 + m_{AM}^2 P_b); \quad P_{sBM} = 0,5 A_0^2 P_b; \quad P_{sOM} = A_0^2 P_b, \quad (6)$$

де P_b – середня потужність сигналу $b(t)$.

Середні потужності P_c сигналів на виході синхронного детектора, які описані співвідношеннями (4) і (5), (при АМ вилучена постійна складова):

$$P_{cAM} = A_0^2 m_{AM}^2 P_b; \quad P_{cBM} = P_{cOM} = A_0^2 P_b. \quad (7)$$

2.4 При подачі на вхід СД квазібілого шуму у смузі частот модульованого сигналу його спектр детектором переноситься в область частот біля нуля та в область біля частоти $2f_0$. ФНЧ виділяє складові шуму біля нульової частоти.

Оскільки має місце лише перенесення спектра шуму, то вихідний шум є квазі-білим у смузі пропускання ФНЧ.

Смуговий шум можна розглядати таким, що складається з двох квадратурних складових

$$n(t) = N_C(t)\cos(2\pi f_0 t) + N_S(t)\sin(2\pi f_0 t), \quad (8)$$

де $N_C(t)$ – амплітуда синфазної (по відношенню до опорного коливання), косинусної складової;

$N_S(t)$ – амплітуда квадратурної (по відношенню до опорного коливання), синусної складової.

Синхронний детектор реагує тільки на синфазну складову, і на його виході має місце низькочастотний шум

$$\text{НЧ}\{n(t)2\cos(2\pi f_0 t)\} = N_C(t).$$

При поданні смугового шуму $n(t)$ співвідношенням (8) його потужність P_n розподіляється порівну між квадратурними складовими, потужність кожного з процесів $N_C(t)$ і $N_S(t)$ теж дорівнює P_n . Отже, потужність шуму на виході СД

$$P_{\text{ш}} = P_n. \quad (9)$$

2.5 Число, що показує у скільки разів збільшується відношення сигнал/шум під час детектування, називається виграшем детектора у відношенні сигнал/шум

$$g = \frac{P_c/P_{\text{ш}}}{P_s/P_n}. \quad (10)$$

Співвідношення (6), (7) і (9) дають можливість отримати вирази, що визначають виграші при синхронному детектуванні сигналів АМ, БМ і ОМ:

$$g_{\text{АМ}} = \frac{2m_{\text{АМ}}^2}{K_A^2 + m_{\text{АМ}}^2}; \quad g_{\text{БМ}} = 2; \quad g_{\text{ОМ}} = 1, \quad (11)$$

де $K_A^2 = 1/P_b$ – коефіцієнт амплітуди модулюючого сигналу.

2.6 Сигнал ЧМ записується

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f_{\text{д}} \int_{-\infty}^t b(t) dt + \varphi_0), \quad (12)$$

де $\Delta f_{\text{д}}$ – девіація частоти.

Середня потужність сигналу (12) визначається

$$P_{s\text{ЧМ}} = 0,5 A_0^2. \quad (13)$$

При процесорній реалізації частотний детектор (ЧД) будується за схемою, що наведена на рис. 2. Фільтри ФНЧ1 і ФНЧ2, що входять до складу квадратурного розщеплювача, мають частоту зрізу $F_{\text{max}}(m_{\text{ЧМ}} + 1)$, де $m_{\text{ЧМ}} = \Delta f_{\text{д}}/F_{\text{max}}$. Фільтр ФНЧ3 має частоту зрізу F_{max} .

Аналіз показує, що $u_{\text{д}}(t) = b(t)$. Тобто

$$P_{\text{счМ}} = P_{\text{б}}. \quad (14)$$

Можна показати, що при подачі на вхід ЧД суми несійного колювання і квазібілого шуму у смузі сигналу ЧМ з потужністю P_n при відношенні сигнал/шум значно більшим одиниці, спектральна густина потужності шуму на виході ЧД описується квадратичною залежністю

$$G_N(f) = \frac{2P_n(2\pi f)^2}{A_0^2(2\pi\Delta f_d)^2(m_{\text{чМ}} + 1)F_{\text{max}}}, \quad 0 \leq f \leq F_{\text{max}}. \quad (15)$$

Потужність шуму на виході детектора визначається

$$P_{\text{ш}} = \int_0^{F_{\text{max}}} G_N(f) df = \frac{2P_n}{3A_0^2 m_{\text{чМ}}^2 (m_{\text{чМ}} + 1)}. \quad (16)$$

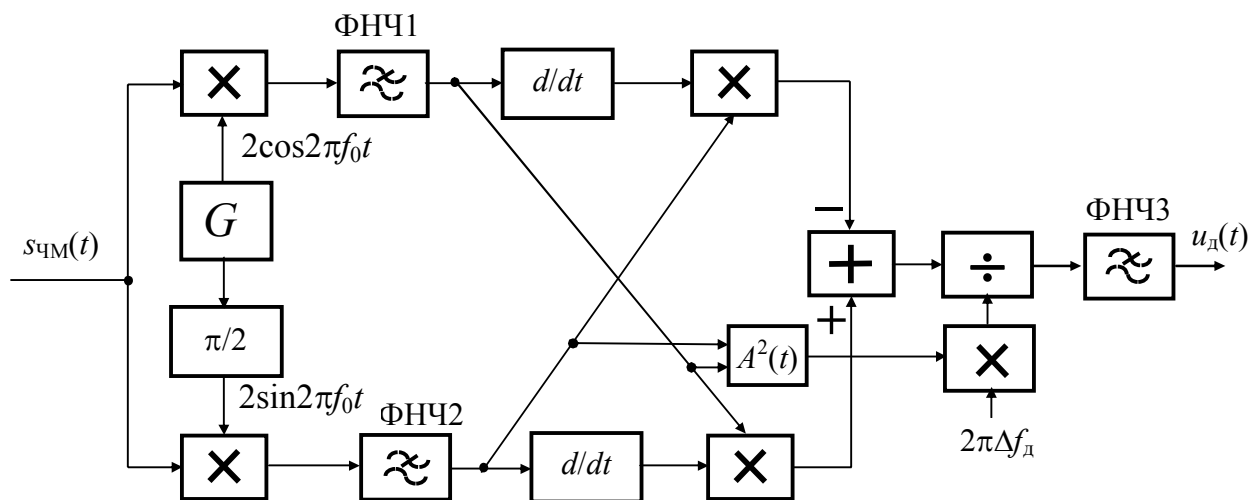


Рисунок 2 – Схема частотного детектора

2.5 Співвідношення (13), (14) і (16) дають можливість отримати вираз для виграшу у відношенні сигнал/шум, що забезпечує ЧД

$$g_{\text{чМ}} = \frac{3m_{\text{чМ}}^2}{K_A^2} 2(m_{\text{чМ}} + 1). \quad (17)$$

Звичайно, індекс сигналів ЧМ дорівнює декільком одиницям аж до 10. Тому, як впливає з формули, виграш може досягати значень $g_{\text{чМ}} \gg 1$. Це вірно при відношеннях сигнал/шум на вході ЧД значно більших одиниці.

3 Ключові питання

3.1 Дати визначення амплітудної (АМ), балансної (БМ) й односмугової (ОМ) модуляцій.

3.2 Який вигляд мають спектри сигналів АМ, БМ і ОМ при заданому спектрі модулюючого сигналу? Як розрахувати ширину спектра сигналів АМ, БМ і ОМ?

3.3 Що таке синхронний детектор (СД)? Зобразити його схему.

3.4 Який вигляд має спектр шуму на виході СД?

3.5 Який виграш у відношенні сигнал/шум забезпечує СД?

3.6 Дати визначення частотної модуляції (ЧМ).

3.7 Що таке девіація частоти сигналу ЧМ?

3.8 Як розрахувати і побудувати спектр сигналу ЧМ при модуляції гармонічним коливанням?

3.9 Який вигляд має спектр шуму на виході ЧД при подачі на його вхід гармонічного коливання і слабкої завади?

3.10 Який виграш у відношенні сигнал/шум забезпечує ЧД при слабкій заваді на його вході?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ “Проходження випадкових процесів через синхронний і частотний детектори” за конспектом лекцій і літературою [2, с. 73...80].

4.2 Побудувати графіки спектрів модульованих сигналів, визначити ширину спектрів, якщо несійне коливання $u_{\text{нес}}(t) = \sin(2\pi 10000t)$, а модулюючий сигнал $b(t) = 0,3\sin(2\pi 120t) + 0,3\sin(2\pi 260t) + 0,4\sin(2\pi 460t)$:

– бригада № 1, 5 і 9 – АМ;

– бригада № 2, 6 і 10 – БМ;

– бригада № 3, 7 і 11 – ОМ (нижня бокова смуга);

– бригади № 4, 8 і 12 – ОМ (верхня бокова смуга).

Розрахувати виграші у відношенні сигнал/шум, що забезпечуються синхронним детектором при детектуванні цих сигналів (врахувати, що $K_A^2 = 1/P_b$).

4.3 Побудувати графік спектра сигналу ЧМ (для всіх бригад) і визначити ширину спектра, якщо несійне коливання $u_{\text{нес}}(t) = \sin(2\pi 10000t)$, модулюючий сигнал $b(t) = \sin(2\pi 220t)$, девіація частоти 800 Гц. Розрахувати виграш у відношенні сигнал/шум, що забезпечується частотним детектором при детектуванні сигналу з $K_A^2 = 5,9$, $\Delta f_d = 800$ Гц, $F_{\text{max}} = 200$ Гц.

4.4 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **3.5 Дослідження проходження сигналів і шумів через синхронний і частотний детектори**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 3**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Дослідити детектування модульованих сигналів. Досліджуються сигнали з АМ, БМ, ОМ та ЧМ (за завданням викладача). Для цього установити в макеті необхідний вид модуляції. Запустити програму на виконання при вимкненому шумі (коефіцієнт підсилення $K = 0$) та ввімкнених модулюючому і модульованому сигналах. Порівняти часові діаграми сигналів на вході модулятора і на виході детектора і впевнитись, що вони повністю збігаються. Занести до звіту спектри модульованого сигналу і сигналу на виході детектора. Порівняти спектри з результатами виконання домашнього завдання. Записати потужності сигналів на вході та на виході детектора.

5.3 Дослідити проходження шуму через синхронний детектор при детектуванні. Досліджується детектування сигналів АМ, БМ та ОМ (за завданням викладача). Для цього установити в макеті необхідний вид модуляції, установити коефіцієнт підсилення в колі шуму $K = 3$, вимкнути модульований сигнал і запустити програму на виконання. Впевнитись, що спектри реалізацій шуму на вході й виході детектора можна вважати рівномірними відповідно у смугах модульованого і первинного сигналів. Записати значення граничних частот спектрів реалізацій шуму на вході й виході детектора і порівняти їх з граничними частотами спектрів модульованого і модулюючого сигналів відповідно. Записати потужності шуму на вході та виході детектора. Розрахувати виграш детектора у відношенні сигнал/шум і порівняти отримане значення з розрахованим у домашньому завданні.

5.4 Дослідити проходження шуму через частотний детектор при детектуванні сигналу ЧМ. Для цього установити в макеті вид модуляції “частотна”, установити коефіцієнт підсилення у колі шуму $K = 1 \dots 2$, вимкнути модулюючий сигнал (**несійна увімкнена**) і запустити програму на виконання. Записати потужності шуму на вході та виході детектора. Впевнитись, що відношення сигнал/шум на вході детектора значно більше одиниці (якщо це не виконується, то слід зменшити K). Записати значення граничних частот спектрів реалізацій шуму на вході й виході детектора і порівняти їх з граничними частотами спектрів модульованого і модулюючого сигналів відповідно. Впевнитись, що амплітудний спектр реалізації шуму на виході детектора можна вважати лінійно наростаючим у смузі первинного сигналу. Розрахувати виграш детектора у відношенні сигнал/шум і порівняти отримане значення з розрахованим у домашньому завданні.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері. Структурну схему макета для дослідження проходження сигналу і шуму через синхронний і частотний детектори наведено на рис. 3.

Макет містить модулятори сигналів АМ, БМ і ОМ з модулюючим сигналом $b(t) = 0,3\sin(2\pi 120t) + 0,3\sin(2\pi 260t) + 0,4\sin(2\pi 460t)$, а також модулятор сигналу ЧМ з модулюючим сигналом $b(t) = 0,3\sin(2\pi 100t) + 0,3\sin(2\pi 160t) + 0,4\sin(2\pi 220t)$. Частота несійного коливання 10 кГц. Коефіцієнт $m_{\text{АМ}} = 1$. Модулятор сигналу ОМ формує верхню бокову смугу частот. Девіація частоти сигналу ЧМ $\Delta f_d = 800$ Гц.

Після вибору виду модуляції за допомогою спадаючого меню підмикається синхронний детектор для дослідження детектування сигналів АМ, БМ і ОМ та частотний детектор для дослідження детектування сигналу ЧМ. ЧД виконаний за схемою, наведеною на рис. 2.

Генератор смугового шуму виробляє реалізації квазібілого шуму, спектр яких зосереджений у смузі частот модульованих сигналів, а саме:

- у смузі 9500...10500 Гц при дослідженні детектування сигналів АМ і БМ;
- у смузі 10000...10500 Гц при дослідженні детектування сигналу ОМ;
- у смузі 9000...11000 Гц при дослідженні детектування сигналу ЧМ.

Підсилювач у колі шуму регульований – можна змінювати коефіцієнт підсилення.

Сума сигналу і шуму подається на вхід синхронного чи частотного детекторів. Для дослідження роздільного проходження сигналу і шуму використовуються: вимикач модульованого сигналу й установка коефіцієнта підсилення в колі шуму, що дорівнює нулю. Дослідження проходження шуму через ЧД виконується при немодульованій несійній. Для цього модуляцію (Вмик. модуляції) вимикають, а вихід модулятора залишають ввімкненим (Вмик. сигналу).

Є три вимірювачі потужності: смугового шуму, модульованого сигналу і процесу на виході детектора. Використовуються два аналізатори **амплітудних** спектрів – на вході і виході детекторів. Використовуються два осцилографи: один для спостереження процесу на вході детектора, другий для спостереження процесів на вході модулятора і виході детектора по черзі чи одночасно.

У програмі під час генерування реалізацій сигналів і шумів використано число відліків 4000 при тривалості реалізацій 0,05 с, тобто частота дискретизації дорівнює 80 кГц.

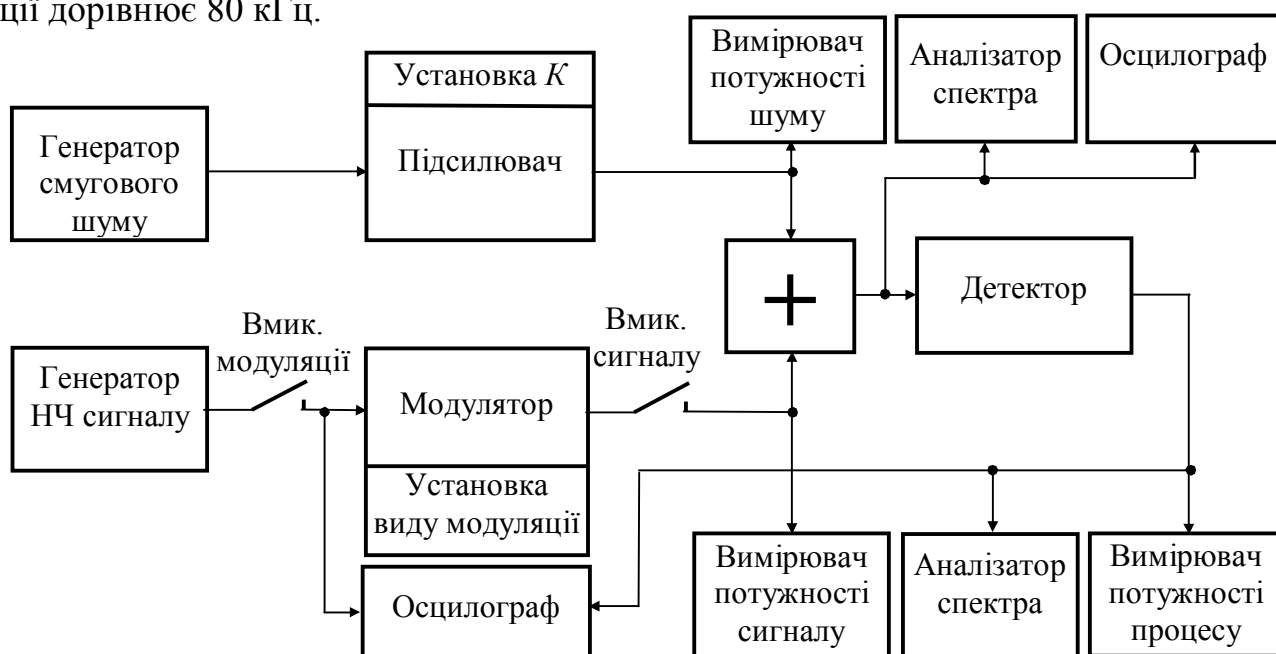


Рисунок 3 – Структурна схема макета для дослідження проходження сигналу і шуму через детектори

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** лабораторної роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Результати** виконання лабораторного завдання (графіки і числові значення).

7.5 **Висновки** за кожним пунктом завдання, в яких надати аналіз отриманих результатів (збіг експериментальних та теоретичних даних).

7.6 **Дата**, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною шкалою.

Лабораторна робота 4.1

ВИВЧЕННЯ КОДУВАННЯ І ДЕКОДУВАННЯ КОРЕКТУВАЛЬНИХ БЛОКОВИХ КОДІВ

1 Мета роботи

1.1 Вивчення принципів кодування коректувальним кодом (принципів завадостійкого кодування).

1.2 Експериментальне дослідження роботи кодерів і декодерів коду Хеммінга і циклічних кодів.

2 Ключові положення

2.1 Одним зі способів підвищення якості передавання цифрових сигналів каналами зв'язку з помилками є застосування коректувальних кодів, що дозволяють виявляти чи виправляти помилки, які виникають у каналах зв'язку. В даній роботі розглядаються двійкові блокові коректувальні коди.

2.2 Загальний принцип побудови коректувальних кодів досить простий. Із загального числа $M = 2^n$ можливих кодових комбінацій довжини n використовуються для передавання не всі, а тільки $M_0 = 2^k$ ($M_0 < M$). Використовувані кодові комбінації називаються *дозволеними*. Інші $M - M_0$ комбінацій вважаються *забороненими*, тобто вони не можуть подаватися в канал зв'язку, їхня поява на виході каналу свідчить про наявність помилок. Таким чином, завдяки наявності заборонених кодових комбінацій виникає можливість виявлення помилок, що виникають під час передавання. Отже, будь-який коректувальний код є кодом з надмірністю (каналом зв'язку передається $r = n - k$ надлишкових символів у кожній кодовій комбінації).

2.3 Для опису коректувальних кодів вводяться наступні параметри.

Відстань Хеммінга d_{ij} показує степінь відмінності i -ї й j -ї кодових комбінацій. Для будь-яких двох двійкових кодових комбінацій відстань дорівнює числу незбіжних у них символів.

Кодова відстань $d_{\min}$ – це мінімальна відстань Хеммінга для заданого коду. Перебравши всі можливі пари дозволених кодових комбінацій і обчисливши для них відстані d_{ij} , необхідно знайти серед них мінімальну, тобто $d_{\min} = \min d_{ij}$.

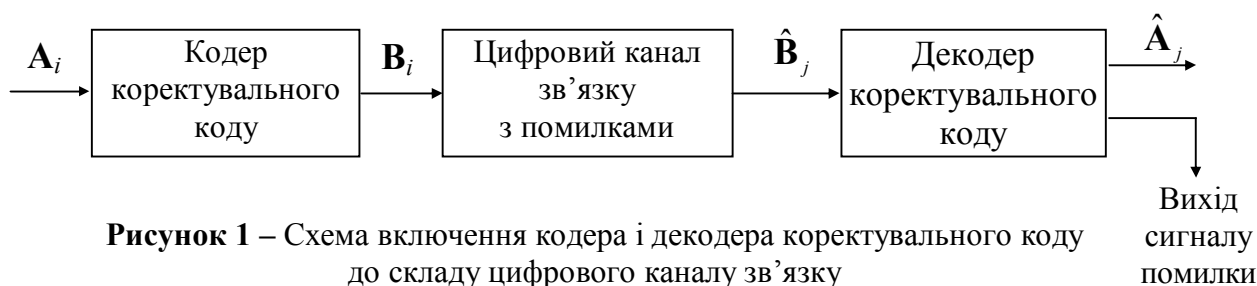
Швидкість коду $R_{\text{код}}$ показує відносне число інформаційних символів k у кодових комбінаціях довжини n і обчислюється $R_{\text{код}} = k/n$.

Здатність коду коректувати визначається кратністю помилок, що виявляються $q_{\text{вияв}}$, і кратністю помилок, що виправляються $q_{\text{випр}}$.

Кратність помилок, що гарантовано виявляються, $q_{\text{вияв}}$ – число помилок у кодовій комбінації, що гарантовано виявляються під час декодування, визначається: $q_{\text{вияв}} < d_{\min}$.

Кратність помилок, що виправляються, $q_{\text{випр}}$ – число помилок у кодовій комбінації, що виправляються під час декодування, визначається: $q_{\text{випр}} < d_{\min} / 2$.

2.4 При використанні завадостійкого кодування до складу каналу зв'язку включаються кодер і декодер коректувального коду за схемою, наведеною на рис. 1.



Призначення кодера і декодера полягає в наступному. На вхід кодера надходить комбінація простого коду A_i довжини k , кодер перетворює її в комбінацію коректувального коду B_i довжини n відповідно до правил кодування, причому, $n > k$. На вхід декодера надходить комбінація довжини n з каналу зв'язку:

$$\hat{B}_j = B_i \oplus E, \quad (1)$$

де E – комбінація помилок. Наприклад, $B_i = 101000$; нехай помилка відбулася в другому і третьому символах, тоді $E = 011000$, а $\hat{B}_j = 110000$.

Залежно від здатності коду коректувати і мети його застосування декодер коректувального коду може працювати в режимі виявлення або в режимі виправлення помилок. У *режимі виявлення помилок* декодер аналізує: комбінація $\hat{B}_j$ дозволена чи заборонена? Якщо комбінація $\hat{B}_j$ дозволена, то декодер відповідно до правила декодування формує на своєму виході комбінацію A_j довжини k . Якщо комбінація $\hat{B}_j$ заборонена, то вона бракується декодером, на виході декодера комбінація відсутня, а на виході сигналу помилки (рис. 1) з'являється певний сигнал (наприклад, "1"). У *режимі виправлення помилок* декодер замість забороненої комбінації $\hat{B}_j$ декодує найближчу до неї дозволена кодову комбінацію відповідно до правила декодування і видає комбінацію довжини k .

2.5 Найбільшого розповсюдження в системах передавання отримали систематичні коректувальні коди, кодові комбінації яких містять k інформаційних символів (символи комбінації простого коду, що надійшла на вхід кодера) і $r = n - k$ додаткових символів, сформованих кодером з інформаційних символів. У випадку лінійних кодів додаткові символи є лінійною комбінацією інформаційних символів.

2.6 Коректувальні коди з кодовою відстанню $d_{\min} = 3$, що дозволяють під час декодування виправляти однократні помилки, називають кодами Хеммінга. Найбільш зручним для опису процесів кодування й декодування лінійних блокових кодів є матричний спосіб. Так, кодування систематичним кодом (n, k) , що полягає в уведенні в кодові комбінації додаткових символів, описуються матричним співвідношенням

$$A \cdot G = B, \quad (2)$$

де $\mathbf{A} = (a_1 \ a_2 \ \dots \ a_k)$ – матриця-рядок розміром k , що відповідає комбінації простого коду на вході кодера;

$\mathbf{B} = (b_1 \ b_2 \ \dots \ b_k \ b_{k+1} \ \dots \ b_n)$ – матриця-рядок розміром n , що відповідає комбінації коректувального коду на виході кодера;

$$\mathbf{G} = \begin{matrix} \begin{matrix} \text{Інформ.} & \text{Матриця-} \\ \text{матриця} & \text{доповнення} \end{matrix} \\ \left(\begin{array}{cccc} 1 & 0 & \dots & 0 & g_{1,k+1} & \dots & g_{1,n} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & g_{2,k+1} & \dots & g_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & g_{k,k+1} & \dots & g_{k,n} \end{array} \right) \end{matrix} \quad (3)$$

породжувальна матриця розміром $k \times n$, елементи якої g_{ij} набувають значення 1 або 0. Породжувальну матрицю можна розглядати як об'єднання одиничної матриці порядку k (інформаційної матриці) і матриці-доповнення розміром $k \times r$.

З рівняння (2) випливає, що додаткові символи пов'язані з інформаційними символами співвідношенням

$$b_i = a_i, \ i = 1, \dots, k; \quad b_i = \sum_{j=1}^k a_j g_{ji}, \ i = k+1, k+2, \dots, n. \quad (4)$$

Тут додавання виконується за модулем 2. Таким чином, елементи i -го стовпця породжувальної матриці визначають i -й додатковий символ.

Рядки матриці $\mathbf{G}$ повинні задовольняти наступним умовам:

1. Відстань між будь-якими двома рядками не повинна бути меншою $d_{\min}$.
2. Кожний рядок повинен містити не менш $d_{\min}$ одиниць.
3. Усі рядки повинні бути лінійно незалежні, тобто жоден з рядків не можна отримати шляхом підсумовування (за модулем 2) будь-яких інших.

Остання умова для матриці (3) виконується завдяки тому, що перші k стовпців утворюють одиничну матрицю. Отже, при побудові матриці-доповнення необхідно задовольнити умовам 1 і 2.

Якщо кодова відстань $d_{\min} = 3$, то умови 1 і 2 для рядків матриці-доповнення можна сформулювати так.

1. Відстань між будь-якою парою рядків повинна бути не меншою 1 (тобто досить, щоб рядки були незбіжними).
2. Кожний рядок повинен містити не менше двох одиниць.

Оскільки ці умови легко здійсненні, то й породжувальна матриця може бути легко побудована. Наприклад, для коду (7, 4) породжувальна матриця має вигляд

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Процес декодування полягає в обчисленні синдрому і в матричній формі записується так:

$$\mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{B}} = \mathbf{S}, \quad (6)$$

де $\mathbf{H}$ – перевірна матриця розміром $r \times n$;

$\hat{\mathbf{B}}$ – матриця-стовпець розміру n , що відповідає кодовій комбінації на вході декодера;

$\mathbf{S}$ – матриця-стовпець розміру r .

Із співвідношення (6) випливає, що обчислення синдрому зводиться до r перевірок

$$s_i = \sum_{j=1}^n h_{ij} \cdot \hat{b}_j, \quad i = 1, 2, \dots, r, \quad (7)$$

тобто, i -та перевірка визначається елементами i -го рядка перевірної матриці.

Перевірна матриця будується в такий спосіб. Спочатку будується матриця – транспонована матриця-доповнення, а потім до неї праворуч приписується одинична матриця:

$$\mathbf{H} = (h_{ij}) = \begin{pmatrix} g_{1,k+1} & g_{2,k+1} & 1 & 0 \dots 0 \\ g_{1,k+2} & g_{2,k+2} & 0 & 1 \dots 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{1,n} & g_{2,n} & 0 & 0 \dots 1 \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Наприклад, для коду (7,4) з породжувальною матрицею (5) перевірна матриця має вигляд:

$$\mathbf{H} = \left(\begin{array}{cccc|cccc} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right), \quad (9)$$

і перевірки декодера зводяться до наступних виразів:

$$\begin{aligned} s_1 &= \hat{b}_2 \oplus \hat{b}_3 \oplus \hat{b}_4 \oplus \hat{b}_5; \\ s_2 &= \hat{b}_1 \oplus \hat{b}_3 \oplus \hat{b}_4 \oplus \hat{b}_6; \\ s_3 &= \hat{b}_1 \oplus \hat{b}_2 \oplus \hat{b}_4 \oplus \hat{b}_7. \end{aligned} \quad (10)$$

На основі (10) легко скласти таблицю ненульових синдромів (табл. 1).

Таблиця 1 – Таблиця синдромів коду (7, 4)

Синдром $s_1 s_2 s_3$	100	010	001	011	111	101	110
Помилковий символ	$\hat{b}_5$	$\hat{b}_6$	$\hat{b}_7$	$\hat{b}_1$	$\hat{b}_4$	$\hat{b}_2$	$\hat{b}_3$

Останні чотири колонки табл. 1 показують, як за видом синдрому визначається номер помилкового символу (додаткові символи не підлягають виправленню, тому що після виконання перевірок (10) вони не використовуються).

Правило формування додаткових символів (4) є основою алгоритму роботи кодера:

1. На вхід кодера надходять k інформаційних символів у паралельному коді або в послідовному коді (в останньому випадку потрібний регістр зсуву довжиною k).

2. Обчислюються $r = n - k$ додаткових символів за допомогою суматорів за модулем 2.

3. k інформаційних і r додаткових символів надходять на вихід кодера в паралельному або послідовному коді (в останньому випадку потрібний перетворювач паралельного коду в послідовний).

Алгоритм роботи декодера наступний:

1. На вхід декодера надходять n символів з каналу зв'язку.

2. На основі співвідношення (10) обчислюється синдром.

3. Аналізатор синдрому, побудований на основі таблиці синдромів, формує сигнали для виправлення помилок інформаційних символів.

4. Виконується виправлення помилкових символів, що полягає в їхній інверсії й виконується шляхом додавання за модулем 2 до символів, що виправляються, одиниць (нехай $\hat{b}_i$ – деякий символ, тоді $\hat{b}_i \oplus 1 = \bar{\hat{b}}_i$).

5. На вихід декодера після виправлення помилки надходить комбінація простого коду з k символів.

2.6 Серед систематичних блокових кодів найбільш значного розповсюдження отримали циклічні коди, завдяки простоті побудови кодера і декодера. Для опису циклічних кодів виявилось зручним представляти кодові комбінації поліномами – наприклад, комбінації $A_i = 10111$ відповідає поліном $a_i(x) = x^4 + x^2 + x + 1$ (символи кодової комбінації є коефіцієнтами при відповідних степенях фіктивної змінної x , причому символу, що записується першим, відповідає найбільш висока степінь x).

Будь-який циклічний код задається не тільки числами n і k , але і *породжувальним поліномом* $g(x)$ степеня r . Циклічним (n, k) кодом називається код, усі комбінації якого представляються поліномами степеня $n - 1$ і менше, що діляться без залишку на породжувальний поліном. У табл. 2 наведені породжувальні поліноми для $r = 3, 4$ і 5 .

Робота кодера циклічного коду (n, k) зводиться до наступного. Нехай $a(x)$

Таблиця 2 – Породжувальний поліном

r	$g(x)$
3	$x^3 + x^2 + 1$ $x^3 + x + 1$
4	$x^4 + x^3 + 1$ $x^4 + x + 1$
5	$x^5 + x^4 + x^2 + 1$

– поліном, що відповідає комбінації простого коду, яка надійшла на вхід кодера. Поліном $a(x) \cdot x^r$ відповідає додаванню до вхідної комбінації r нулів праворуч. Виконується ділення полінома $a(x) \cdot x^r$ на породжувальний поліном $g(x)$ з метою визначення залишку від ділення $r(x)$. Залишок від ділення $r(x)$ і є додатковими символами. Поліном, що відповідає вихідній комбінації кодера, визначається як:

$$b(x) = a(x) \cdot x^r + r(x), \quad (11)$$

тобто r нулів, введених у комбінацію, заміщаються комбінацією, що відповідає залишку від ділення.

Легко показати, що поліном $b(x)$ ділиться без залишку на поліном $g(x)$:

$$\frac{b(x)}{g(x)} = \frac{a(x)x^r}{g(x)} + \frac{r(x)}{g(x)} = p(x) + \frac{r(x) \oplus r(x)}{g(x)} = p(x),$$

де $p(x)$ – ціла частина від ділення $a(x) \cdot x^r / g(x)$.

Слід пам'ятати, що додавання поліномів виконується за правилом додавання за модулем два (mod 2) коефіцієнтів при однакових степенях x .

Розглянемо приклад формування кодової комбінації коду (10, 5) з породжувальним поліномом $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + 1$. Нехай $A_i = 10110$, тоді $a_i(x) = x^4 + x^2 + x$, і $a_i(x) \cdot x^5 = x^9 + x^7 + x^6$. Виконаємо ділення з метою визначення залишку.

$$\begin{array}{r} x^9 + x^7 + x^6 \\ \oplus x^9 + x^8 + x^6 + x^4 \\ \hline x^8 + x^7 + x^4 \\ \oplus x^8 + x^7 + x^5 + x^3 \\ \hline x^5 + x^4 + x^3 \\ \oplus x^5 + x^4 + x^2 + 1 \\ \hline x^3 + x^2 + 1 = r(x) \end{array}$$

Згідно з (11)
 $b_i(x) = x^9 + x^7 + x^6 + x^3 + x^2 + 1$
 або $B_i = 1011001101$.

У декодері циклічного коду виконується ділення отриманої комбінації $\hat{b}(x)$ на породжувальний поліном. Поліноми переданої комбінації $b(x)$, комбінації на вході де-

кодера $\hat{b}(x)$ і помилки $e(x)$ зв'язані співвідношенням, аналогічним (1): $\hat{b}(x) = b(x) \oplus e(x)$. Результат ділення $\hat{b}(x)$ на породжувальний поліном можна показати

$$\frac{\hat{b}(x)}{g(x)} = \frac{b(x)}{g(x)} \oplus \frac{e(x)}{g(x)} = p(x) \oplus \frac{e(x)}{g(x)} = p(x) \oplus v(x) \oplus \frac{s(x)}{g(x)},$$

звідки випливає, що залишок від ділення $s(x)$ залежить тільки від полінома помилки і не залежить від переданої комбінації ($v(x)$ – ціла частина від ділення $e(x)$ на $g(x)$). Залишок від ділення $s(x)$ є синдромом. Ненульовий залишок свідчить про те, що комбінація на вході декодера є забороненою (помилковою). Якщо декодер працює в режимі виправлення помилок, то номер помилкового символу (чи номери помилкових символів) визначається на основі аналізу синдрому.

Таблиця 3 – Синдроми однократних помилок

Поліном помилки $e(x)$	Синдром $s(x)$
x^9	$x^4 + x^3 + 1$
x^8	$x^4 + x^2 + x$
x^7	$x^3 + x + 1$
x^6	$x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$
x^5	$x^4 + x^2 + 1$
x^4	x^4
x^3	x^3
x^2	x^2
x	x
1	1

Для коду (10, 5) з твірним поліномом $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + 1$ складемо таблицю синдромів для всіх однократних помилок, виконуючи ділення $e(x)$ на $g(x)$ і фіксуючи в табл. 3 тільки залишки від ділення.

З табл. 3 випливає, що у випадку однократних помилок усі синдроми різні, тому кожен синдром однозначно вказує номер помилкового символу. Виправлення помилки декодером здійснюється за допомогою

дешифратора, побудованого згідно табл. 3, й інвертора, що виконує інверсію помилкового символу.

Розглянутий код (10, 5) має кодову відстань $d_{\min} = 4$ і дозволяє виправляти тільки однократні помилки.

3. Ключові питання

- 3.1 Які коди називаються коректувальними?
- 3.2 Пояснити призначення кодера і декодера коректувального коду.
- 3.3 Що називається надмірністю і швидкістю коду?
- 3.4 Що таке відстань Хеммінга між комбінаціями, кодова відстань, кратність помилки?
- 3.5 Як розрахувати здатність коду виявляти і виправляти помилки?
- 3.6 Пояснити загальний принцип виявлення і виправлення помилок.
- 3.7 Дайте визначення систематичних коректувальних кодів.
- 3.8 Що таке породжувальна матриця?
- 3.9 Як побудувати породжувальну матрицю для систематичного коду?
- 3.10 Що таке перевірна матриця?
- 3.11 Що таке синдром?
- 3.12 Поясніть принцип побудови кодера і декодера коду Хеммінга.
- 3.13 Які коди називаються циклічними?
- 3.14 Як виконується запис кодових комбінацій у виді поліномів?
- 3.15 Пояснити принцип кодування і декодування циклічними кодами.

4. Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ “Коректувальні коди” за конспектом лекцій і літературою [3, с. 5...39]. Навести схему включення кодера і декодера коректувального коду до складу цифрового каналу зв’язку.

4.2 Записати число $(N + 8)$ у двійковій системі числення, де N – номер Вашої бригади. Вважаючи, що це число – комбінація простого коду довжини $k = 4$, сформувані з неї комбінацію коду Хеммінга (7, 4), заданого породжувальною матрицею (5). Складіть перевірну матрицю і таблицю синдромів заданого коду. Введіть однократну помилку у символ b_N сформованої комбінації, розрахуйте синдром для отриманої комбінації. Переконайтесь, що синдром відповідає помилковому символу $\hat{b}_N$.

4.3 Вважаючи, що отримане в п. 3 число – комбінація простого коду довжини $k = 5$, сформувані з неї комбінацію циклічного коду (10, 5), використовуючи породжувальний поліном $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + 1$. Для трьох комбінацій помилок $e_1(x)$, $e_2(x)$ і $e_3(x)$, заданих у табл. 4, обчислити синдроми, а потім, використовуючи табл. 3, визначити результати роботи декодера. Якщо обчислений синдром є в табл. 3, то декодер інвертує символ комбінації, що вважається помилковим. Якщо ж у табл. 3 відсутній обчислений синдром, то декодер не змінює символи комбінації, що декодується. Комбінація на виході декодера – це перші k символів комбінації, що надійшла на вхід декодера.

4.4 Підготуйтеся до обговорення за ключовими питаннями розд. 3 посібника.

Таблиця 4 – Поліноми помилок для домашнього завдання

Номер бригади N	$e_1(x)$ – однократна помилка	$e_2(x)$ – двократна помилка	$e_3(x)$ – трикратна помилка
1, 11	x^9	$x^9 + 1$	$x^7 + x^6 + 1$
2, 12	x^8	$x^6 + x^8$	$x^9 + x^8 + x^4$
3	x^7	$x^6 + x$	$x^9 + x^8 + x^2$
4	x^6	$x^9 + x$	$x^7 + x^6 + x$
5	x^5	$x^7 + x^6$	$x^8 + x^7 + x^2$
6	x^4	$x^7 + x^4$	$x^8 + x^7 + x^3$
7	x^3	$x^9 + x^2$	$x^8 + x^7 + x$
8	x^2	$x^6 + x^3$	$x^8 + x^6 + x$
9	x^1	$x^7 + x^2$	$x^9 + x^6 + x^4$
10	1	$x^8 + x$	$x^8 + x^6 + x^4$

5. Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **4.1a Вивчення кодування і декодування коректувальними блоковими кодами**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 4**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Ввести інформаційні символи, отримані в домашньому завданні, після виконання програмою кодування переконайтесь в правильності виконання домашнього завдання.

5.3 Ввести однократну помилку по черзі в символи $b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7$, після виконання програми переконайтесь у правильності декодування й правильності складання таблиці синдромів у домашньому завданні.

5.4 Ввести двократну помилку в довільні два символи, після виконання програми переконайтесь, що декодер намагається виправити помилку відповідно до синдрому й уводить третю помилку. Повторити експеримент для двох інших двократних помилок.

5.5 Ввести трикратну помилку в символи b_1, b_2, b_3 , після виконання програми переконайтесь, що синдром дорівнює нулю (дозволена комбінація) – це свідчить про те, що у коду $d_{\min} = 3$. Повторити експеримент, уводячи трикратну помилку у символи b_1, b_4, b_5 . На основі перевірної матриці визначте, які ще трикратні помилки приводять до дозволених комбінацій.

5.6 Запустити програму 4.1b Вивчення кодування і декодування коректувальними блоковими кодами, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 4**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.7 Дослідити процес кодування циклічним кодом (10, 5). Для цього:

- вибрати в меню “Що досліджуємо?” пункт “Кодування”;
- вибрати код (10, 5) і ввести відповідний йому породжувальний поліном;

ном;

- ввести визначені в домашньому завданні інформаційні символи.

Після виконання програми порівняйте отриману на виході кодера комбінацію з результатом розрахунку в домашньому завданні.

5.8 Дослідити процес передавання каналом зв'язку. Для цього:

- вибрати в меню “Що досліджуємо?” пункт “Передавання каналом”;
- ввести комбінацію помилок довжиною n , що складається з нулів.

Запустити програму на виконання при збережених установках п. 5.7. Переконатись, що у випадку нульової комбінації помилок комбінація на виході “Каналу зв'язку” збігається з вхідною комбінацією.

Ввести комбінацію помилок, що відповідає однократній помилці $e_1(x)$ у табл. 4 для Вашого N . Після запуску програми порівняти комбінації на вході і виході каналу зв'язку і впевнитись у коректному моделюванні каналу зв'язку з помилками.

5.9 Дослідити процес декодування. Для цього:

- вибрати в меню “Що досліджуємо?” пункт “Декодування”;
- ввести комбінацію помилок з нулів.

Запустити програму на виконання при збережених інших установках. Переконатись, що синдром нульовий, а комбінація на виході декодера збігається з комбінацією на вході кодера.

Ввести комбінацію помилок з однократною помилкою $e_1(x)$ із домашнього завдання. Запустити програму на виконання при збережених попередніх установках у кодері. Скласти таблицю на зразок табл. 5, куди занести результати декодування.

Таблиця 5 – Результати досліджень циклічного коду (10, 5)

Комбінація помилок $e(x)$	Вхід декодера $\hat{b}(x)$	Вихід декодера $\hat{a}(x)$	Синдром $s(x)$	Номер помилкового символу, визначеного декодером
x^9	0011001101	10110	$x^4 + x^3 + 1$	x^9
...	...	...	...	...

Повторити дослідження декодування при двократній $e_2(x)$ і трикратній $e_3(x)$ помилках із домашнього завдання. Порівняти отримані результати з результатами розрахунків у домашньому завданні.

Повторити дослідження декодування довільної чотирикратної помилки $e_4(x)$. Для певних комбінацій помилок, наприклад, $e_4(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x$ синдром нульовий, який підтверджує, що код (10, 5) має кодову відстань $d_{\min} = 4$.

6. Опис лабораторних макетів

Лабораторний макет кодера і декодера коду Хеммінга (7, 4) (програма 4.1a) виконано програмно на персональному комп'ютері. Код описується породжувальною матрицею (5).

Керування роботою макета виконується шляхом переміщення курсора й дією лівою кнопкою миші на курсор. Введення помилок виконується шляхом установки в «1» розряду (розрядів) комбінації помилок $e_1 e_2 e_3 e_4 e_5 e_6 e_7$, в яких

повинна виникнути помилка. Макет виконує перетворення переданої комбінації в прийняту за правилом $\hat{b}_i = b_i \oplus e_i$, для $i = 1, 2, \dots, 7$.

Лабораторний макет для дослідження кодерів і декодерів циклічних кодів (програма 4.16) виконано на комп'ютері, структурну схему макета наведено на рис. 2. Макет призначений для дослідження процесів кодування і декодування циклічних кодів: (7, 4), (10, 5), (10, 6), (11, 7), (12, 8), (13, 9), (14, 10), (15, 11).

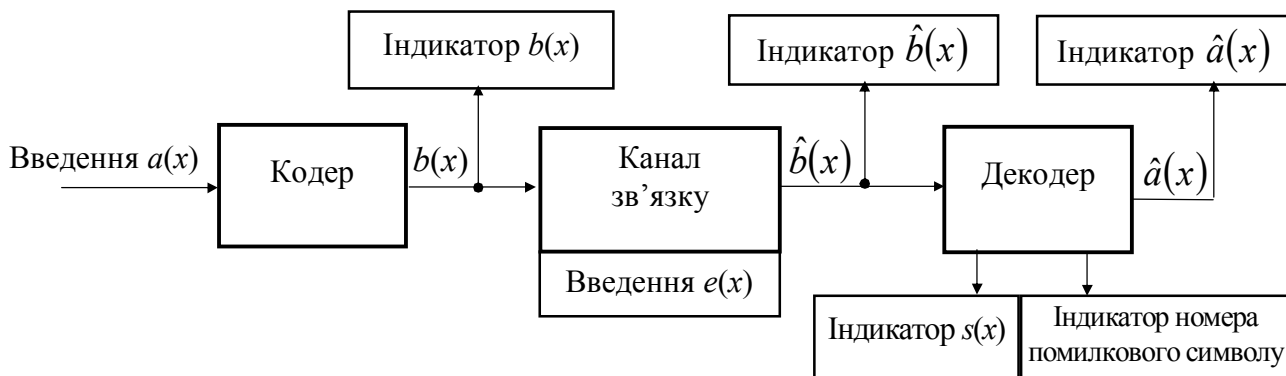


Рисунок 2 – Схема макета лабораторної роботи

Макет дозволяє послідовно досліджувати кодування, передавання каналом зв'язку і декодування. Він містить об'єкти, позначені червоним кольором, установки яких студент повинен виконати. Вікна блакитного кольору використовуються для висвітлення результатів роботи макета.

Кодер формує дозволена кодову комбінацію шляхом розрахунку $r = n - k$ додаткових символів і доповнення ними інформаційних символів. Отримана комбінація відображається на виході кодера.

Для моделювання передавання каналом зв'язку необхідно ввести комбінацію помилок довжиною n , що складається з 1 і 0. Символ 1 вводиться в тих позиціях, в яких повинна виникнути помилка під час передавання комбінації каналом зв'язку. У каналі зв'язку комбінація від кодера складається за модулем два (mod 2) з комбінацією помилок. Отримана комбінація відображається на виході каналу зв'язку.

Декодер ділить кодову комбінацію, що надійшла на його вхід, на породжувальний поліном. Вікно під декодером відображає синдром (у двійковому представленні) кодової комбінації, яка надійшла з каналу зв'язку; вікно лівіше відображає рішення декодера про номер помилкового символу (всі досліджувані в макеті коди дозволяють виправляти однократні помилки).

Якщо синдром нульовий, то декодер виводить повідомлення "Помилки немає". Якщо синдром ненульовий, то за таблицею синдромів декодер визначає номер помилкового символу і виводить повідомлення "Помилка в x^p ", де p – номер помилкового символу.

Таблиця синдромів містить тільки n синдромів, що відповідають n символам кодової комбінації, що декодується. Число можливих синдромів дорівнює 2^{n-k} . Якщо $n < 2^{n-k} - 1$, то в декодері може з'явитися синдром, якого немає в

таблиці синдромів. У цьому випадку декодер видає повідомлення “Невідома помилка”.

Якщо декодер визначив номер помилкового символу – повідомлення “Помилка в x^p ”, то він інвертує цей символ і видаляє $n - k$ останніх символів. Якщо ж синдром нульовий або його немає в таблиці синдромів, то декодер лише видаляє $n - k$ останніх символів. На виході декодера з’являються прийняті інформаційні символи.

7 Вимоги до звіту

7.1 Назва лабораторної роботи.

7.2 Мета лабораторної роботи.

7.3 Результати виконання домашнього завдання.

7.4 Результати виконання п. 5.2...5.9 лабораторного завдання.

7.5 Висновки за кожним пунктом лабораторного завдання, в яких дати аналіз отриманих результатів – збіг даних лабораторного завдання і даних домашнього завдання.

7.6 Дата, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною шкалою.

Лабораторна робота 4.2

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КОРЕКТУВАЛЬНИХ БЛОКОВИХ КОДІВ

1 Мета роботи

1.1 Вивчення алгоритмів декодування блокових коректувальних кодів (n, k) з виправленням помилок.

1.2 Експериментальне дослідження завадостійкості блокових коректувальних кодів.

2 Ключові положення

2.1 Блокові коди. Найбільш поширеними серед блокових кодів є коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ) – клас блокових лінійних систематичних циклічних кодів, що виправляють кратні помилки, тобто дві і більше ($d_{\min} \geq 5$). Теоретично коди БЧХ можуть виправляти довільну кількість помилок, але при цьому суттєво збільшується довжина кодових комбінацій, що призводить до збільшення затримки передавання даних і ускладнення алгоритму декодування.

Якщо коректувальний код повинен забезпечувати виправлення помилок кратності $q_{\text{випр}}$, то необхідна кодова відстань $d_{\min}$ блокового коду (n, k) визначається за формулою

$$d_{\min} = 2q_{\text{випр}} + 1. \quad (1)$$

Основні параметри коду (n, k) зв'язані співвідношенням

$$k = n - m q_{\text{випр}}, \quad (2)$$

де m – найменше ціле, що задовольняє умові $2^m \geq n$.

2.2 Синдромне декодування. Сьогодні для блокових коректувальних кодів (n, k) синдромне декодування є основним для виявлення та виправлення помилок. Синдромний метод виправлення помилок базується на простому правилі: за синдромом кодової комбінації визначається місцезнаходження помилкових символів. Тому під синдромом кодової комбінації розуміють результат обчислення декодером за певними правилами числа $s(s_1, s_2, \dots, s_r)$, $r = n - k$, яке свідчить про наявність помилкових символів і визначає їх розміщення (конфігурацію) у кодовій комбінації. У разі двійкових кодів синдром записується у двійковій системі числення, тобто його розряди $s_1, s_2, \dots, s_r$ набувають значення 0 і 1.

Нульовий синдром вказує на те, що кодова комбінація на вході декодера є дозволеною – помилок немає або вони не виявлені. Ненульовий синдром свідчить про наявність помилок – так використовується синдром при декодуванні з виявленням помилок. При декодуванні з виправленням помилок у декодері за синдромом декодованої кодової комбінації визначаються місця розташування помилок.

Якщо кратність помилок q у кодовій комбінації, що декодується, не перевищує кратність помилок, що виправляються $q_{\text{випр}}$, $q \leq q_{\text{випр}}$, то синдром однозначно визначає місце розташування помилкових символів у кодовій комбінації, і помилки виправляються декодером шляхом інверсії помилкових символів.

Якщо $q > q_{\text{випр}}$, то можливі дві ситуації:

- отриманий обчисленням синдром відповідає певній конфігурації помилок, яка зустрічається при $q \leq q_{\text{випр}}$, в цій ситуації декодер “виправляє” помилки, але виправлення не вірне, і, швидше за все, кількість помилкових символів у кодовій комбінації зростає;

- отриманий обчисленням синдром не відповідає жодній з конфігурацій помилок, які можуть бути при $q \leq q_{\text{випр}}$, в цій ситуації декодер “відмовляється” від декодування і пропускає таку кодову комбінацію на вихід з помилками.

Таким чином, синдромне декодування двійкових кодів зводиться до обчислення синдрому та пошуку тим чи іншим способом конфігурації помилок, за якою і виправляються помилки. Виправлення помилки в деякому двійковому символі зводиться до його інверсії та виконується шляхом додавання до помилкового символу 1 за модулем 2. Структурна схема синдрому декодера наведена на рис. 1.

У схемі рис. 1 “Аналізатор синдрому” є найбільш складним пристроєм. У ньому за обчисленням синдромом встановлюється конфігурація помилок, що надалі виправляється коректором помилок. Суматор за mod 2 ($\oplus$) – пристрій виправлення помилок для двійкового коду. Оскільки синдром може бути обчислений тільки на основі всього кодового слова (комбінації), то для виправлення помилок кодове слово необхідно затримати на n символів – це здійснюється n -розрядним регістром зсуву. Після встановлення аналізатором конфігурації помилок символи кодової комбінації, що декодується, послідовно “виштовхуються” з регістра зсуву, а з аналізатора надходять символи “1” в ті моменти часу, коли необхідно інвертувати помилкові символи.

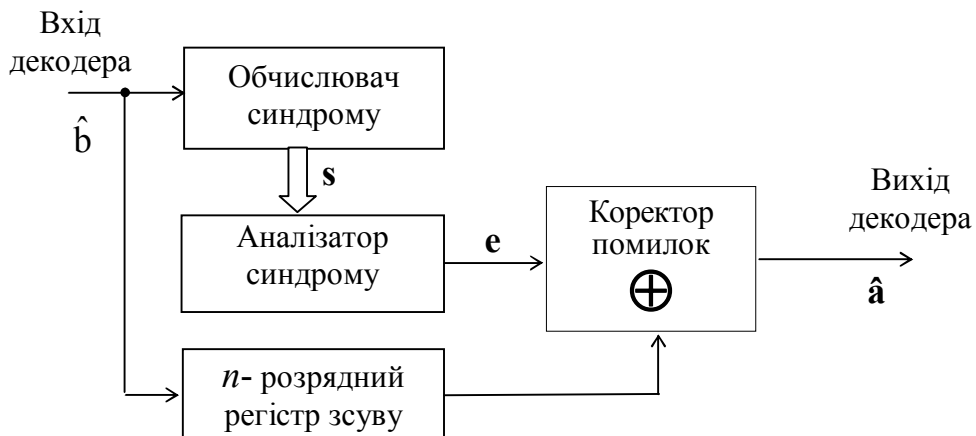


Рисунок 1 – Структурна схема синдрому декодера блокового коду

2.3. Коректувальна здатність завадостійких кодів. Коректувальна здатність коду характеризується величиною кратності помилок, що виправляються

$$q_{\text{випр}} \leq (d_{\min} - 1)/2 \quad (3)$$

та величиною кратності помилок, що гарантовано виявляються

$$q_{\text{вияв}} \leq d_{\min} - 1, \quad (4)$$

де $d_{\min}$ – кодова відстань коду.

Завадостійкість системи передавання з коректувальним кодом (так само, як і системи передавання без коректувального коду) описується залежністю ймовірності помилки біта від відношення сигнал/шум на вході демодулятора. Під відношенням сигнал/шум розуміють $h_6^2 = E_6/N_0$ – відношення енергії сигналу, що витрачається на передавання одного біта, до питомої потужності шуму. Використаємо позначення: p – ймовірність помилки біта на виході демодулятора; p_d – ймовірність помилки біта на виході декодера.

Приклад залежностей для системи передавання без завадостійкого кодування $p = f(h_6^2)$ та для системи передавання з кодом БЧХ (1023, 733) $p_d = f(h_6^2)$ наведено на рис. 2.

Завадостійкість системи передавання без коректувального коду детально обговорювалась в лабораторній роботі 3.4. У системі передавання з коректувальним кодом ймовірність помилки біта p на виході демодулятора для модуляції ФМ-2 визначається

$$p = Q(\sqrt{2R_{\text{код}}} h_6), \quad (3)$$

де

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty \exp(-\frac{t^2}{2}) dt - \quad (4)$$

гауссова Q -функція;

$R_{\text{код}} = k/n$ – швидкість коду.

При використанні коректувального коду залежність ймовірності помилки символів на виході декодера від ймовірності помилки на його вході наступна:

$$p_d = \frac{d_{\min}}{n} \sum_{q=q_{\text{вип}}+1}^n C_n^q p^q (1-p)^{n-q}. \quad (5)$$

У сумі (5) для розрахунків при $p \ll 1$ достатньо використати тільки перший доданок та виключити множник $(1-p)^{n-q}$, який близький до одиниці:

$$p_d = \frac{d_{\min}}{n} C_n^{q_{\text{вип}}+1} p^{q_{\text{вип}}+1}. \quad (6)$$

2.4 Енергетичний виграш кодування. Узагальненою характеристикою завадостійкості коректувальних кодів у конкретній системі передавання є енергетичний виграш кодування (ЕВК), що показує різницю відношень сигнал/шум (дБ) на вході демодулятора без коректувального коду h_{61}^2 і з коректувальним кодом h_{62}^2 за однакової ймовірності помилки символів (рис. 2).

$$\text{ЕВК} = h_{61}^2 - h_{62}^2. \quad (7)$$

Нагадуємо, що відношення h_6^2 визначається як

$$h_6^2 = \frac{E_6}{N_0} = \frac{P_s T_6}{N_0} = \frac{P_s}{N_0 R}, \quad (9)$$

де P_s/N_0 – відношення середньої потужності сигналу до питомої потужності шуму на вході демодулятора;

R – швидкість цифрового сигналу на вході системи передавання.

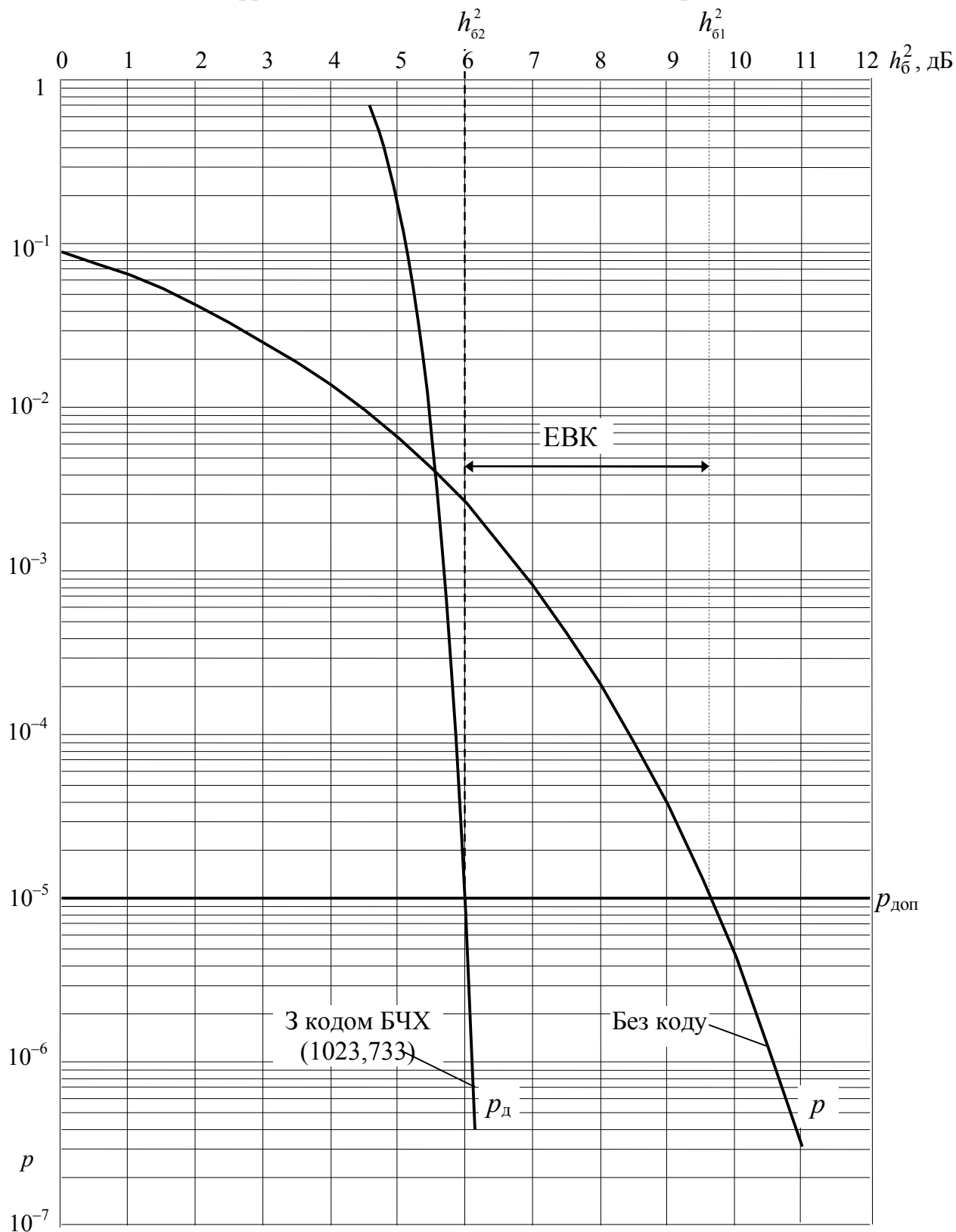


Рисунок 2 – Графіки завадостійкості системи передавання без коректувального коду та з коректувальним кодом

ЕВК можна розрахувати теоретично чи виміряти експериментально. Наприклад, у системі передавання потрібно забезпечити ймовірність помилки символу $p_{\text{доп}} = 10^{-5}$. За відсутності завадостійкого кодування згідно з рис. 2 задана ймовірність помилки буде забезпечуватись при відношенні сигнал/шум $h_{01}^2 = 9,6$ дБ, у той час як використання коду БЧХ (1023, 733) дозволяє знизити необхідне відношення сигнал/шум до $h_{02}^2 = 6$ дБ, то відповідно, $\text{ЕВК} = 9,6 - 6 = 3,6$ дБ.

Якщо код забезпечує $\text{ЕВК} > 0$ (на рис. 2 при $p_{\text{доп}} < 4 \cdot 10^{-3}$), то такий коректувальний код дозволяє зменшити необхідне відношення сигнал/шум на вході демодулятора. Якщо ж $\text{ЕВК} \leq 0$, то такий коректувальний код не дозволяє зменшити необхідне відношення сигнал/шум на вході демодулятора, його використання тільки погіршує завадостійкість системи передавання.

Залежності $p = f(h_0^2)$ та $p_d = f(h_0^2)$ можуть бути отримані експериментально за методикою, що була описана в лабораторній роботі 3.4.

2.5 Методи боротьби з пакетами помилок. Необхідно зауважити, що коди БЧХ здатні ефективно боротися зі статистично незалежними помилками, тобто такими, які взаємно не залежні і, в кінцевому рахунку, загальне число помилкових символів виявляється рівномірно розподіленим по всій послідовності переданих даних (рис. 3, а).

Якщо помилки пакетуються (рис. 3, б), тобто спостерігається поява відразу декількох помилок поспіль, для ефективної боротьби з ними можуть застосовуватися коди БЧХ з перемеженням або блокові коди Ріда-Соломона.

Перемеження являє собою розкид біт у послідовності за певним законом. Найбільш простим методом перемеження є матричне перемеження (рис. 4), за якого після кодера в буфер (матрицю розміром $(X \times Y)$) ведеться запис символів по рядках і зчитування по стовпцях. У декодері навпаки: запис по стовпцях, зчитування по рядках (деперемеження). У результаті перемеження і деперемеження дві помилки, що стоять поруч у послідовності на виході демодулятора виявляються рознесеними на величину розміру буфера X , тобто помилки не створюють пакет. На рис. 3, в показано приклад деперемеження послідовності, заданої на рис. 4, б, деперемешувачем, зображеним на рис. 4.

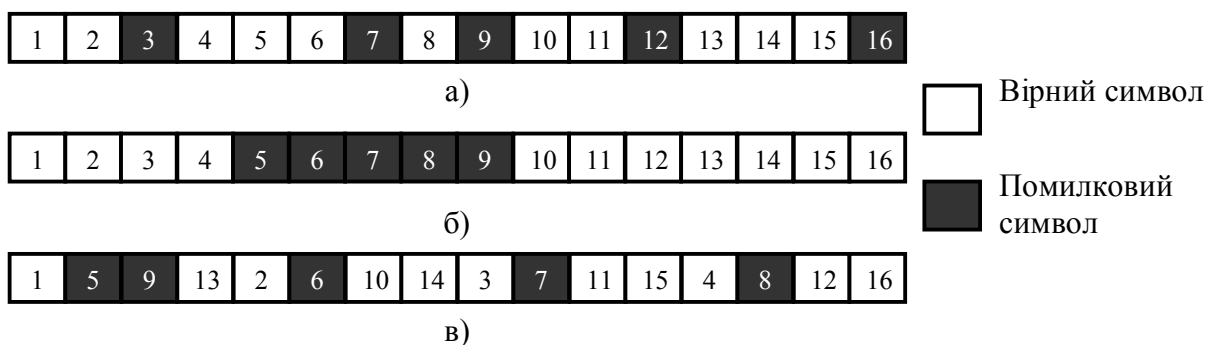


Рисунок 3 – Помилки: а) рівномірно розподілені, б) пакетовані, в) після перемеження послідовності б)

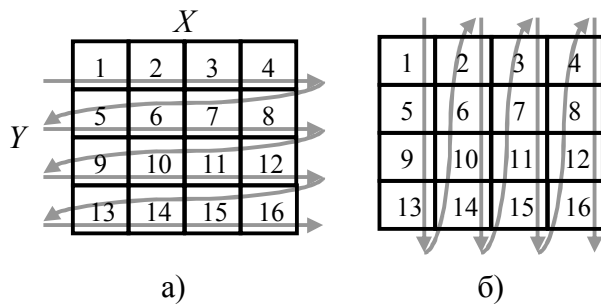


Рисунок 4 – Матричне перемешення

Робота з буфером при перемешенні:

а) порядок запису в буфер;

б) порядок зчитування з буфера.

Робота з буфером при деперемешенні:

б) порядок запису в буфер;

а) порядок зчитування з буфера

Коди Ріда-Соломона – недвійкові циклічні коди, що дозволяють виправляти помилки в блоках даних. Елементами кодових комбінацій є не біти, а групи біт (блоки). Дуже поширені коди Ріда-Соломона, що працюють з байтами. Код Ріда-Соломона є окремим випадком коду БЧХ.

В даний час коди Ріда-Соломона широко використовуються в системах передавання з завадостійким кодуванням, в системах відновлення даних з компакт-дисків, при створенні архівів з інформацією для відновлення у випадку ушкоджень.

2.6 Довідкові дані. У табл. 1 наведено параметри коректувальних кодів: n – довжина кодового слова, k – кількість інформаційних біт, $q_{\text{випр}}$ – кількість помилок, що виправляються, C_n^q – число сполучень з n по q , $R_{\text{код}}$ – швидкість коду.

На рис. 6 наведено залежності енергетичного виграшу при використанні циклічних кодів в каналах з ФМ-2 в залежності від довжини блоку n і швидкості коду $R_{\text{код}}$.

Таблиця 1 – Характеристики циклічних кодів

n	k	$q_{\text{випр}}$	$C_n^{q_{\text{випр}}+1}$	$R_{\text{код}}$	n	k	$q_{\text{випр}}$	$C_n^{q_{\text{випр}}+1}$	$R_{\text{код}}$
7	4	1	21	0,57	127	120	1	8001	0,95
15	11	1	105	0,73		113	2	333375	0,89
	7	2	455	0,47		106	3	10334625	0,84
31	26	1	465	0,84		99	4	$2,54 \cdot 10^8$	0,78
	21	2	4495	0,68		92	5	$5,17 \cdot 10^9$	0,72
	16	3	31465	0,52	255	239	2	2731135	0,94
	11	4	169911	0,35		231	3	$1,72 \cdot 10^8$	0,91
63	57	1	1953	0,90		223	4	$8,64 \cdot 10^9$	0,87
	51	2	39711	0,81		215	5	$3,6 \cdot 10^{11}$	0,84
	45	3	595665	0,71		207	6	$1,28 \cdot 10^{13}$	0,81
	39	4	7028847	0,62	511	493	2	$2,21 \cdot 10^7$	0,96
	33	5	67945521	0,57		484	3	$2,81 \cdot 10^9$	0,95

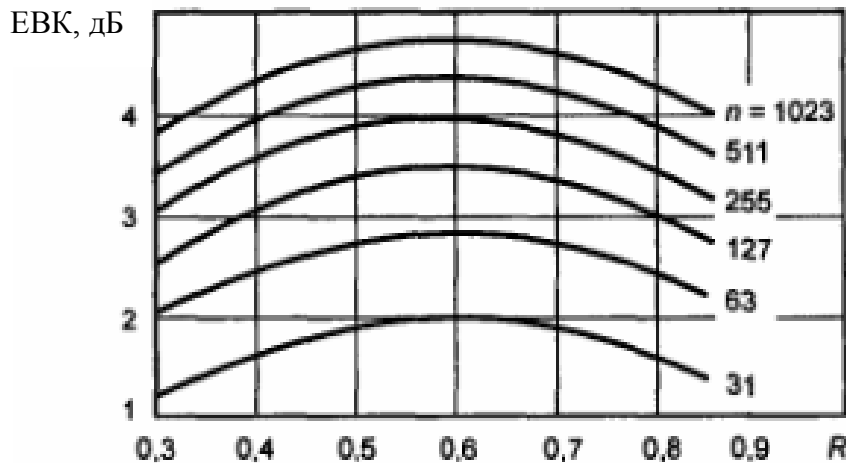


Рисунок 5 – Залежність ЕВК від швидкості коду $R_{\text{код}}$ для різних n

3 Ключові питання

3.1 Що таке синдром кодової комбінації і з якою метою він використовується?

3.2 Назвіть переваги коректувального коду Ріда-Соломона порівняно з іншими кодами.

3.3 Якими параметрами коректувального коду визначається залежність ймовірності помилки символів на виході декодера від імовірності помилки на його вході?

3.4 Яким чином виправляються помилки в кодових комбінаціях коректувального коду?

3.5 Що визначає ЕВК коректувального коду?

3.6 Від яких параметрів коректувального коду залежить ЕВК?

3.7 Що таке пакети помилок?

3.8 З якою метою у системах передавання може використовуватись перемикач?

3.9 Назвіть відомі Вам методи боротьби з пакетами помилок.

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ «Завадостійкість блокових коректувальних кодів» за конспектом лекцій і літературою [3, с. 40...45].

4.2 Роздрукувати або перекреслити в робочий зошит рис. 2.

4.3 Розрахувати залежність ймовірності помилки символів на виході декодера p_d від відношення сигнал/шум на вході демодулятора h_0^2 , змінюючи його від 6 дБ до 8 дБ з кроком 0,5 дБ. Код задано в табл. 2.

Для розрахунків взяти значення $q_{\text{випр}}$, $C_n^{q_{\text{випр}}+1}$ і $R_{\text{код}}$ з табл. 1; розрахунки провести за формулами (1), (3) і (6), скористатись апроксимацією Q -функції:

$$Q(z) = 0,65 \exp(-0,44(z+0,75)^2).$$

Результати розрахунків оформити таблицею та побудувати залежність $p_d = f(h_0^2)$ на рис. 2.

4.4 Розрахувати ЕВК при допустимій ймовірності помилки на виході декодера $p_{\text{доп}}$, яка задана у табл. 2.

Таблиця 2 – До домашнього завдання

Номер Вашої бригади	Код (n, k)	Допустима ймовірність помилки на виході декодера $p_{\text{доп}}$
1 та 7	(255, 239)	10^{-5}
2 та 8	(127, 106)	10^{-5}
3 та 9	(63, 51)	10^{-6}
4 та 10	(511, 484)	10^{-4}
5 та 11	(255, 231)	10^{-5}
6 та 12	(127, 113)	10^{-5}

4.5 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **4.2 Дослідження завадостійкості коректувальних блокових кодів**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 4**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

Запустити програму, записати `block_encoding` у командному рядку та натиснути клавішу Enter. Освоїти методику проведення дослідження коректувальної здатності блокового коду (n, k), тобто введенням вхідних даних, запуском програми, зчитуванням результатів. Макет лабораторної роботи зображено на рис. 6 та 7.

5.2 Побудувати графік залежності $p = f(E_s/N_0)$ без коректувального коду. Для цього встановити режим роботи системи передавання «без коду». Інші установки мають бути такими: «Без перемежування», модуляція «ФМ-2», канал «з АБГШ». Змінювати відношення сигнал/шум від 2 до 9 дБ з кроком 1 дБ, кожен раз натискати «Передати» та при цьому результати кожного вимірювання додавати до «Архіву вимірювань». Залежність $p = f(E_s/N_0)$ буде автоматично відображатись на графіку. Довжину повідомлення L треба встановлювати в межах $10^5 \dots 10^7$.

5.3 Дослідити експериментально коректувальну здатність коду Хеммінга. Вибрати тип коду «Хеммінга». Довжину кодового слова взяти з домашнього завдання. Змінити параметр «Серія вимірювань» у полях «Результати вимірювань» та «Архів вимірювань». Після цього повторити вимірювання п. 5.2. Встановити $p_{\text{доп}}$ відповідно до домашнього завдання. За допомогою маркерів виміряти відношення сигнал/шум у системі передавання «Без коду» та з кодом «Хеммінга». Виписати значення ЕВК.

5.4 Дослідити експериментально коректувальну здатність коду БЧХ. Вибрати тип коду «БЧХ» та відповідно до домашнього завдання встановити параметри коду (n, k). Змінити параметр «Серія вимірювань» у полях «Результати вимірювань» та «Архів вимірювань». Після цього повторити вимірювання п. 5.2.

Встановити $p_{\text{доп}}$ відповідно до домашнього завдання. За допомогою маркерів виміряти відношення сигнал/шум у системі передавання «Без коду» та з кодом «БЧХ». Виписати значення ЕВК. Порівняти отримані залежності з розрахованими у домашньому завданні та зробити висновок щодо правильності розрахунків. Зобразити отриману залежність ймовірності помилки символу на виході декодера від відношення сигнал/шум $p_d = f(E_s/N_0)$. Рисунок повинен займати не менш ніж одну сторінку у зошиті.

5.5 Дослідити властивості коректувальних кодів. Порівняти отримані значення ЕВК з п. 5.3 та 5.4, зробити відповідні висновки. Змінити параметр $p_{\text{доп}}$ та зробити висновок щодо зміни значення виграшу кодування. Змінити параметри коду, не змінюючи швидкість коду. Зробити відповідні висновки. Змінити швидкість коду шляхом зміни одного з параметрів коду. Зробити вимірювання ЕВК для чотирьох швидкостей коду. За результатами вимірювань побудувати залежність ЕВК від швидкості коду для коректувального коду БЧХ.

5.6 Дослідити завадостійкість блокових кодів у каналі з замираннями. Для цього потрібно змінити тип каналу на «Канал з АБГШ з замираннями». Змінити вид модуляції на «ОФМ-2». Повторити дослідження п. 5.3...5.5. Доповнити схему перемешувачем та деперемешувачем. Зробити висновок щодо ефективності використання перемешування.

5.7 Експериментально дослідити коректувальну здатність декодера Ріда-Соломона. Вибрати тип коду «Ріда-Соломона» та встановити ті ж параметри, що були встановлені для дослідження коду БЧХ. Повторити вимірювання п. 5.3. Зафіксувати значення ЕВК. Зробити висновок щодо ефективності використання коду Ріда-Соломона у каналі з замираннями.

6 Опис комп'ютерної програми для дослідження завадостійкості

Макет виконаний у середовищі MatLab. Макет дозволяє змінювати параметри усіх блоків системи передавання. Довжина повідомлення L є практично необмеженою. Кодек можна не використовувати або обирати з трьох варіантів: код Хеммінга, код БЧХ або код Ріда-Соломона. Перемешувач також можна не використовувати або обрати матричний блоковий перемешувач (X, Y). Можна змінювати метод модуляції та число рівнів модульованого сигналу. Канал зв'язку з адитивним білим гауссовим шумом (АБГШ) з постійними параметрами або з замиранням. Відношення сигнал/шум можна змінювати від 2 до 9 дБ.

Макет дозволяє побудувати графік залежності ймовірності помилки символів на виході декодера від відношення сигнал/шум $p = f(E_s/N_0)$. За допомогою маркерів можна розрахувати енергетичний виграш кодування при допустимій ймовірності помилки на виході декодера $p_{\text{доп}}$.

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** лабораторної роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурна схема** досліджень, список приладів (індикаторів), що використовуються в ЛР.

7.5 Результати виконання п. 5.2...5.7 лабораторного завдання (виміряні та розрахункові числові значення тощо).

7.6 Висновки за кожним пунктом лабораторного завдання, в яких дати аналіз отриманих результатів – збіг теоретичних і експериментальних даних тощо.

7.6 Дата, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною системою оцінювання.

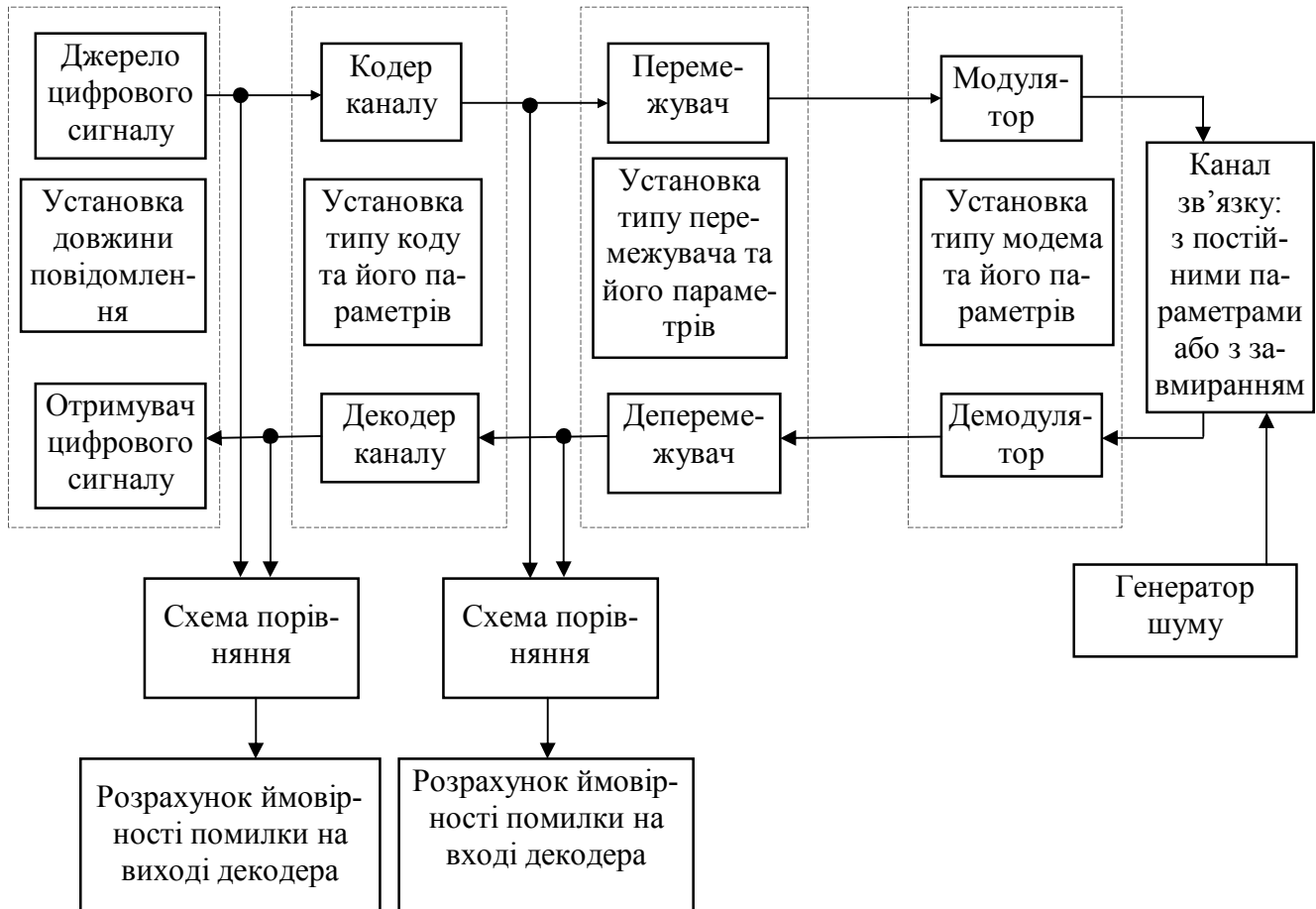


Рисунок 6 – Структурна схема дослідження завадостійкості

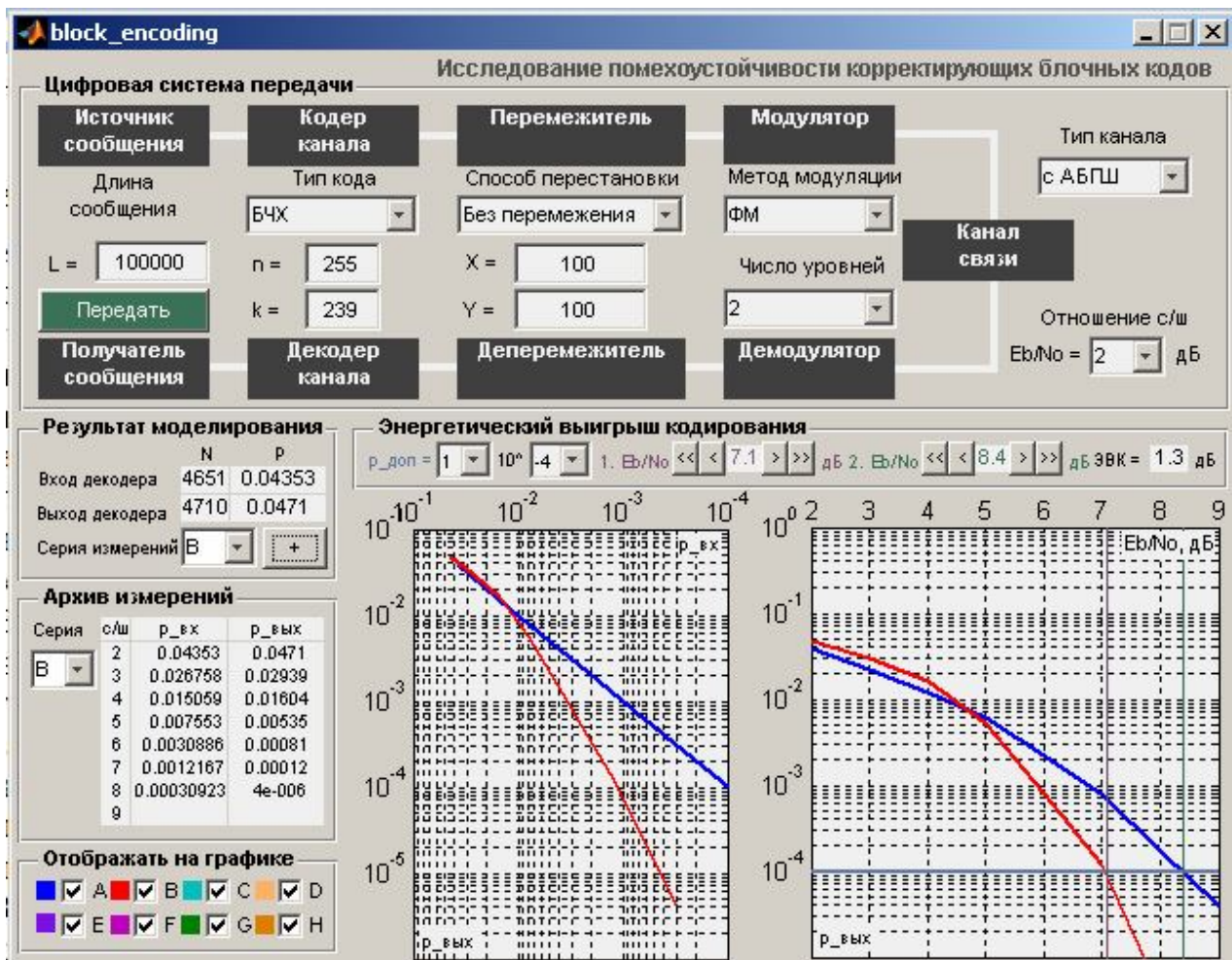


Рисунок 7 – Зовнішній вигляд макета лабораторної роботи

Лабораторна робота 4.3

ВИВЧЕННЯ КОДУВАННЯ І ДЕКОДУВАННЯ КОРЕКТУВАЛЬНИХ ЗГОРТКОВИХ КОДІВ

1 Мета роботи

- 1.1 Вивчення структури кодека згорткового коду (7, 5).
- 1.2 Вивчення алгоритму декодування згорткових кодів Вітербі.

2 Ключові положення

2.1 Визначення та опис згорткових кодів. Як відомо, у разі блокових коректувальних кодів вхідна послідовність інформаційних символів (надалі бітів) розбивається на окремі блоки, що надалі кодуються незалежно один від одного. Таким чином, закодована послідовність є послідовністю незалежних кодових слів (комбінацій) однакової довжини.

Для неперервних кодів ситуація інша. Процес кодування провадиться неперервно і символи на виході кодера (так звані кодові символи) створюють одне напівнескінченне кодове слово (кодову комбінацію).

Згорткові коди є окремим випадком неперервних кодів. Назву вони отримали через таку властивість – послідовність кодових символів на виході кодера обчислюється як математична операція цифрової згортки вхідних інформаційних бітів з імпульсною характеристикою кодера.

Структура кодера згорткового коду (ЗК) і процес кодування (декодування) задаються породжувальними поліномами $g^{(i)}$, де $i = 1, 2, \dots, n$. Як правило, поліноми записуються скорочено, позначаючи три двійкових коефіцієнти поліному як одну вісімкову цифру. Наприклад:

$$g^{(1)} = 7 \text{ означає } g^{(1)} = 111, \text{ тобто } g^{(1)} = D^2 + D + 1 \text{ чи } 1 + D + D^2;$$

$$g^{(2)} = 21 \text{ означає } g^{(2)} = 010101, \text{ тобто } g^{(2)} = D^4 + D^2 + 1 \text{ чи } 1 + D^2 + D^4,$$

де D – затримка на один такт.

2.2 Основні параметри згорткових кодів

Швидкість коду визначається як $R_{\text{код}} = k/n$, де k – кількість входів кодера, n – кількість виходів кодера. Швидкість коду показує, що на k вхідних інформаційних біт кодер видає n кодових символів.

Довжина кодового обмеження (ДКО) ν характеризує пам'ять кодера і дорівнює сумарній кількості комірок пам'яті, що містить кодер.

Імпульсна характеристика кодера – відгук кодера ЗК на інформаційну послідовність "1000000000000000...".

Вільна відстань коду d_f – мінімальна відстань Хеммінга між послідовністю нульових кодових символів й усіма іншими послідовностями кодових символів. Вільна відстань d_f характеризує здатність ЗК виправляти помилки, а саме, кількість помилок $q_{\text{випр}}$, що виправляються декодером на довжині $N = (5 \dots 6)\nu$ послідовності кодових символів, що декодується. Співвідношення між d_f і $q_{\text{випр}}$ таке саме, як і для кодової відстані блокового коректувального коду:

$$d_f \geq 2 q_{\text{випр}} + 1. \quad (1)$$

2.3 Кодер згорткового коду. Кодер згорткового коду містить тактований регістр пам'яті для збереження інформаційних символів, число яких дорівнює степені поліному, і перетворювач вхідної інформаційної послідовності у вихідну кодову послідовність (суматори). Структурна схема кодера ЗК (7, 5) показана на рис. 1. Швидкість цього коду $R_k = 1/2$. Кодер містить регістр зсуву з трьома комірками пам'яті D та два суматори за модулем два $\oplus$. Входи суматорів за модулем два з'єднані з тими розрядами регістру, в яких коефіцієнти породжувальних поліномів дорівнюють одиниці.

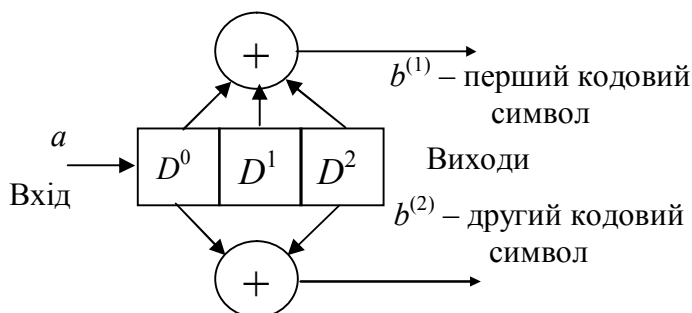


Рисунок 1 – Структурна схема кодера згорткового коду (7,5)

Інформаційні біти a надходять до входу регістру. На кожний такт на виходах суматорів за модулем два утворюються кодіві символи $b^{(1)}$ і $b^{(2)}$, тобто на один інформаційний біт на виході буде два кодіві символи.

Для математичного опису згорткового кодування, тобто обчислення цифрової згортки, використовується декілька методів: графічний зв'язок, векторне подання, поліноми зв'язку, діаграма станів, деревовидна та решітчаста діаграми. Найбільш наочною є решітчаста діаграма, яка розглядається нижче.

Для математичного опису згорткового кодування, тобто обчислення цифрової згортки, використовується декілька методів: графічний зв'язок, векторне подання, поліноми зв'язку, діаграма станів, деревовидна та решітчаста діаграми. Найбільш наочною є решітчаста діаграма, яка розглядається нижче.

2.4 Решітчаста діаграма ЗК

Решітчастою діаграмою ЗК (коротко – решіткою) називається орієнтований граф зі структурою "комірок", що періодично повторюються. Кожна комірка складається з колонок з однакового числа **вузлів** (вершин), з'єднаних **вітками** (ребрами) (рис. 2, а). Між процедурою кодування ЗК і решіткою є однозначна відповідність, яка задається такими правилами:

- кожний вузол відповідає внутрішньому стану кодера, як правило, це вміст v останніх комірок пам'яті в регістрі зсуву;
- кожна вітка відображає перехід кодера з одного стану в інший після надходження в кодер нового інформаційного символу: верхня вітка відповідає 0, а нижня – 1;
- над кожною віткою позначаються вихідні кодіві символи, що з'являються на виході кодера, коли він переходить з одного стану в інший, які зв'язує дана вітка;
- послідовність віток називається **шляхом** на решітці, який визначається послідовністю інформаційних бітів і однозначно надає відповідну їй послідовність кодівих символів.

Так, для кодера ЗК (7, 5), зображеного на рис. 1, решітка буде мати чотири стани (00, 10, 01 та 11) і її вид показано на рис. 2. Наочне правило обчислення вихідних кодівих символів віток ілюструє рис. 3 для початкового стану кодера 00 і надходження до входу інформаційних біт 0 та 1. Обчислення вихідних кодівих символів інших віток провадиться аналогічно для інших станів кодера.

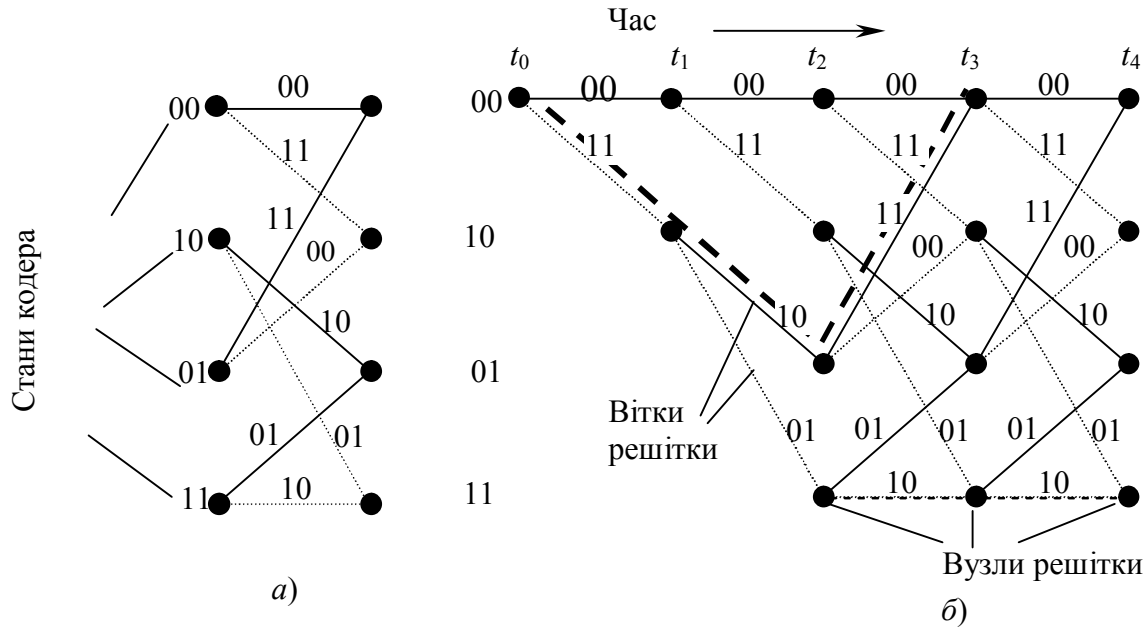


Рисунок 2 – Решітчаста діаграма кодера згорткового коду (7,5):
а) – комірка решітки; б) – розгортка решітки за часом

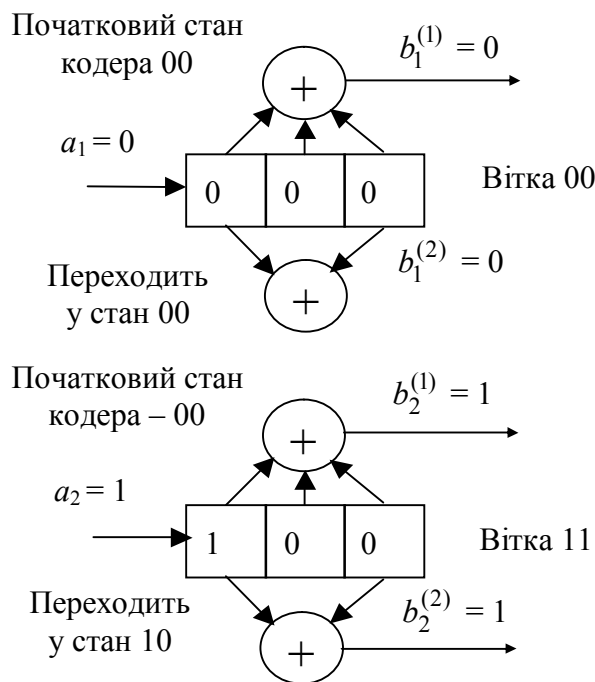


Рисунок 3 – Згорткове кодування для коду (7,5)

За решітчастою діаграмою *вільна відстань* коду d_f обчислюється як вага (кількість одиниць) найкоротшого ненульового шляху, що починається і закінчується в нульовому стані (на рис. 2 для ЗК (7, 5) – це напівжирний пунктирний шлях).

Приклад 1. Для кодера ЗК (7, 5), зображеного на рис. 1, знайти послідовність кодових символів, якщо послідовність інформаційних біт $\mathbf{a} = 01101000$. Прийняти, що в початковому стані регістр містить нулі.

Рішення. Послідовність кодування детально описана в табл. 1, за якою на рис. 4 зображена решітчаста діаграма зі шляхом кодування, під яким розуміють послідовність проходження віток під час кодування.

Таблиця 1 – Процес кодування послідовності інформаційних бітів 01101000 ЗК (7, 5)

t_k	Інформаційні біти	Вміст регістру кодера	Стан кодера в момент t_k	Стан кодера в момент t_{k+1}	Вихідні кодові символи в момент t_k	
					$b^{(1)}$	$b^{(2)}$
0	0	000	00	00	0	0
1	1	100	00	10	1	1
2	1	110	10	11	0	1
3	0	011	11	01	0	1
4	1	101	01	10	0	0
5	0	010	10	01	1	0
6	0	001	01	00	1	1
7	0	000	00	00	0	0

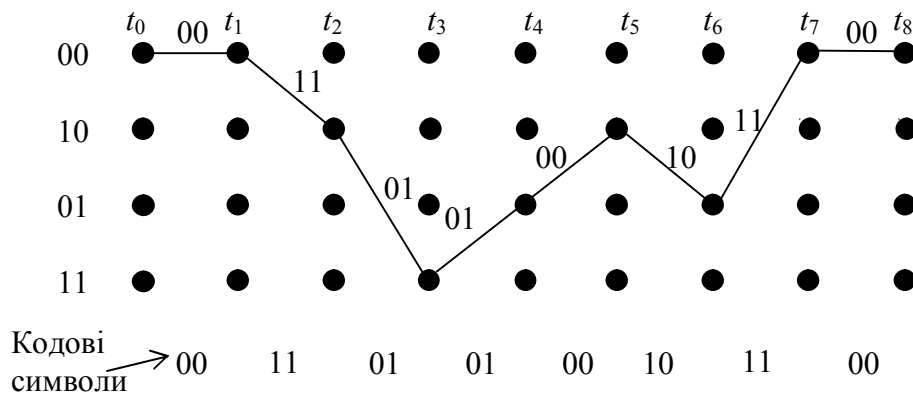


Рисунок 4 – Решітчаста діаграма кодера ЗК (7, 5) та шлях кодування на ній

2.5 Декодування згорткових кодів за алгоритмом Вітербі.

Цей алгоритм є найбільш поширеним. Алгоритм Вітербі [3, 6] передбачає на кожному k -му тактовому інтервалі перелічені нижче етапи декодування.

1. **Обчислення** відстані між послідовністю символів на вході декодера і можливими послідовностями символами, що відповідають усім віткам решітки, які входять у кожний стан у момент t_k . Ця відстань називається **метрикою вітки**.

2. **Побудову** решітчастої діаграми декодера, що аналогічна решітчастій діаграмі кодера, на якій зображують усі можливі вітки з їх метриками. Число віток і відповідних шляхів на решітці зростає при збільшенні кількості комірок решітки, що розглядаються (так звана **глибина простежування**, яка залежить від об'єму пам'яті декодера і має значення до 10 ДКО).

3. **Проріджування** решітки на кожному кроці її побудови. Проріджування решітки – це процедура видалення одного із двох шляхів, що входять у кожний стан декодера, за правилом: видалюється шлях з більшою метрикою, залишається – з меншою метрикою (якщо метрики однакові, то видалюється будь-який). Під **метрикою шляху** (чи **метрикою стану** решітки M_{ij} , де ij – номер стану де-

кодера) розуміють сумарну метрику віток, якими проходить конкретний шлях на момент t_k до конкретного стану. Проріджування необхідне для зменшення числа шляхів декодера і відповідно об'єму пам'яті.

4. **Знаходження оптимального** шляху по решітці після закінчення простежування і прийняття рішення про передані інформаційні біти, тобто виконання декодування. Оптимальним є шлях з найменшою метрикою і його називають **вижившим шляхом**. Декодування проводиться за вижившим шляхом: якщо він проходить по верхній вітці решітки, то інформаційний біт – "0", нижній – "1".

Процедуру декодування за алгоритмом Вітербі розглянемо на конкретному прикладі для двійкового симетричного каналу, тобто демодулятор видає "жорсткі" рішення у вигляді послідовності кодових символів $\hat{b}$ (можливо з помилками).

Приклад 2. Провести декодування за алгоритмом Вітербі послідовності кодових символів $\hat{b} = 00\ 11\ 00\ 01\ 00\ 10$. Згортковий код (7, 5). Прийняти, що на початку декодування регістр декодера знаходиться в нульовому стані.

Примітка. Послідовність на вході декодера $\hat{b}$ – це фрагмент послідовності кодових символів кодера, розглянутого у прикладі 1.

Рішення. Перші два етапи декодування за алгоритмом Вітербі об'єднані під час побудови решітчастої діаграми декодера, наведеної на рис. 5 для моментів часу $t_0 - t_4$. Метрика віток на кожному k -му тактовому інтервалі обчислюється як відстань Хеммінга між парою кодових символів на вході декодера $\hat{b}^{(1)}\hat{b}^{(2)}$ і кодовими символами віток решітки. Обчислена відстань (0, 1 чи 2) показана біля кожної вітки на рис. 5. Із рис. 5 випливає, що з моменту t_2 число віток дорівнює восьми в кожній комірці решітки, а число можливих шляхів зростає експоненційно зі збільшенням глибини простежування. Процедура 3) проріджування решітки наведена на рис. 6 для моментів часу t_3 та t_4 .

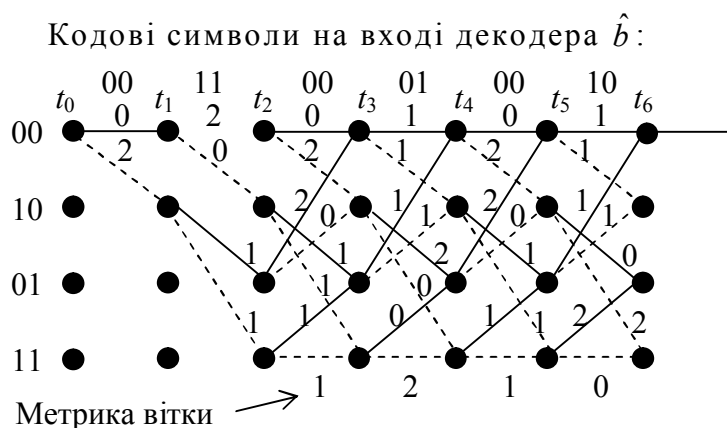


Рисунок 5 – Фрагмент решітчастої діаграми декодера ЗК (7, 5)

Примітки: 1. Для моментів t_1 та t_2 ніякого проріджування не потрібно, оскільки в кожний із вузлів, що розглядаються, входить тільки одна вітка.

2. Цілком очевидно, що за відсутності помилок метрика одного із шляхів буде нульовою, оскільки цей шлях повторює шлях кодування.

На рис. 6, а для моментів t_2 і t_3 показані всі вітки та шляхи, а на рис. 6, б – тільки з меншою метрикою. Оскільки жодна з метрик шляхів (станів) не дорівнює нулю – це означає, що у послідовності кодових символів на вході декодера є помилки. Прийняти рішення про виживший шлях неможливо, оскільки два шляхи (стани) мають однакову метрику.

Процес заглиблення в решітку необхідно продовжити. Для моментів t_3 та t_4 проріджування показано на рис. 6, в. Знову у вузлах на момент t_4 вибрані тільки шляхи з меншою метрикою. Для вузла 11 є два шляхи з метрикою $M_{11} = 3$, вибрано довільний із них.

Якщо простежування решітки на цьому завершити, оптимальним є шлях з метрикою $M_{01} = 1$, показаний на рис. 6, в напівжирним пунктиром, і декодована послідовність буде $\hat{a}: 011010$, яка збігається з послідовністю інформаційних біт прикладу 1. Отже, помилка виправлена.

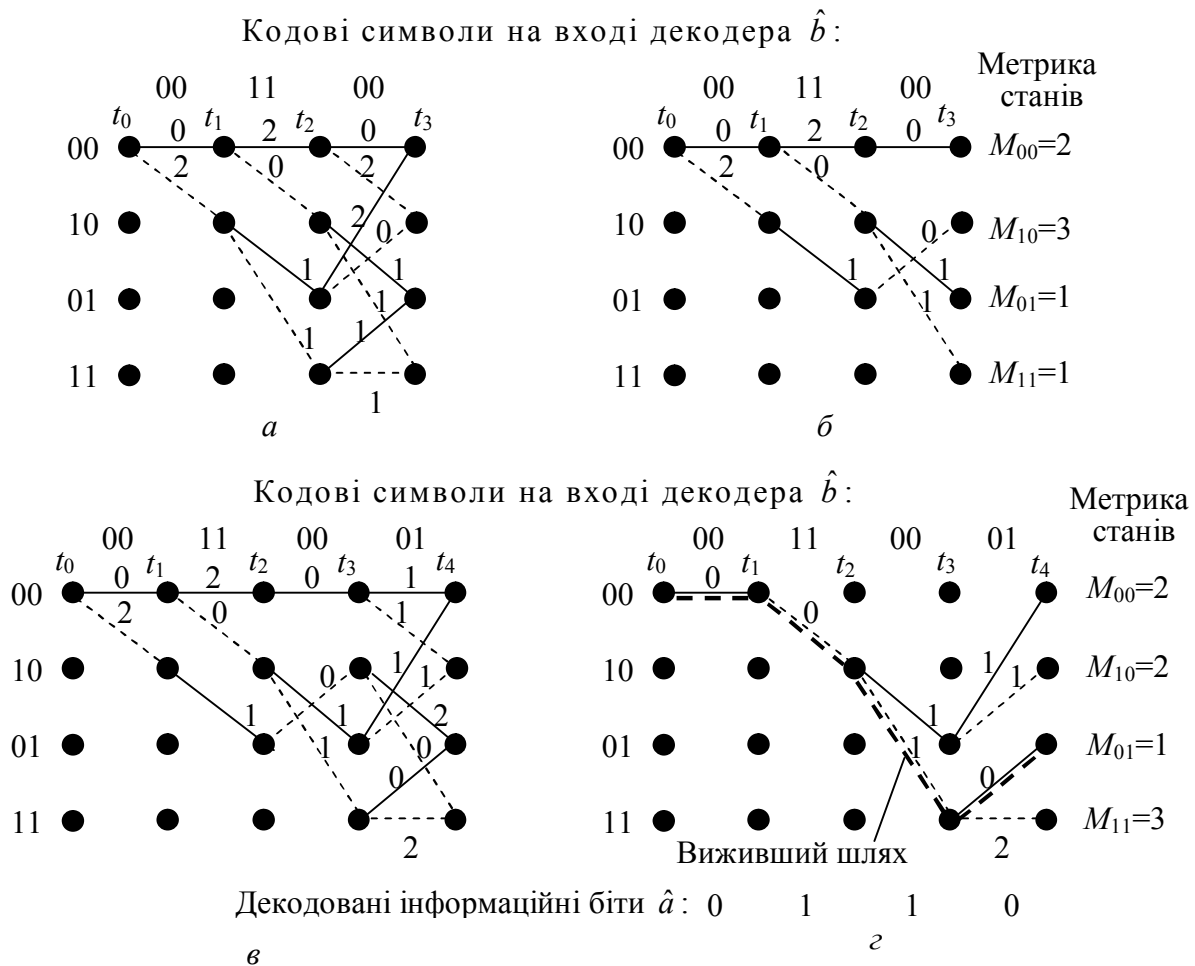


Рисунок 6 – Вибір виживших шляхів: а – порівняння метрик у момент t_3 ; б – виживші шляхи на момент t_3 ; в – порівняння метрик у момент t_4 ; г – виживші шляхи на момент t_4

3 Ключові питання

- 3.1 Дати визначення згортковим кодам.
- 3.2 Що таке вільна відстань згорткового коду і що вона характеризує?
- 3.3 Що таке довжина кодового обмеження ЗК?
- 3.4 Дати визначення поняттям метрик: вітки, шляху та стану.

- 3.5 Яким чином можна описати роботу кодера згорткового коду?
- 3.6 Як побудувати решітчасту діаграму кодера ЗК?
- 3.7 Перерахувати алгоритми декодування згорткових кодів.
- 3.8 Пояснити принцип роботи декодера Вітербі для декодування ЗК.
- 3.9 Назвати переваги та недоліки алгоритму Вітербі.
- 3.10 Що таке м'яке декодування?
- 3.11 Що визначає виживший шлях по решітці і як його знайти?
- 3.12 Яким чином у декодері згорткового коду виправляються помилки?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ «Згорткові коректувальні коди: параметри, математичний опис» за конспектом лекцій і літературою [3, с. 46...60].

4.2 Задано ЗК з породжувальними поліномами $g^{(i)} = (7, 5)$. Записати число $(12N + 900)$ у двійковій системі числення, де N – номер Вашої бригади на виконання лабораторних робіт. Закодувати отриману двійкову послідовність ЗК $(7, 5)$, побудувати решітчасту діаграму кодера цього ЗК і відмітити на ній шлях кодування. За решітчастою діаграмою (рис. 2, б) визначити *вільну відстань* коду $(7, 5)$ та кратність помилок, що виправляються цим кодом.

4.3 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **4.3 Вивчення кодування і декодування коректувальними згортковими кодами**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 4**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Дослідити процес кодування. Необхідно ввести інформаційні біти **а**, отримані в домашньому завданні, на панелі **Кодер СК**. Після чого натисканням кнопки **Step by Step (крок за кроком)** здійснити процес кодування (*поки кнопка перестане бути активною*). У протоколі відзначити послідовність інформаційних бітів, вміст регістру кодера і вихідну послідовність кодових символів на кожному кроці. Переконавшись в правильності виконання домашнього завдання.

5.3 Дослідити процес декодування за відсутності помилок. Це перевірка працездатності декодера при подачі на вхід декодера послідовності кодових символів, що отримані під час кодування (п. 5.2). Для цього необхідно на панелі **Декодер СК** натискати кнопку **Step by Step (крок за кроком)** доти поки вона не перестане бути активною. Після чого натиснути кнопку **Decision (рішення)**, що приведе до появи вижившого шляху. Порівняти його зі шляхом кодування і зробити висновок щодо працездатності декодера.

5.4 Дослідити процес декодування за наявності помилки. Для початку необхідно очистити регістр пам'яті кнопкою **Clear (очистити)** на панелі **Декодер СК**. Потім ввести однократну помилку в один з перших шести кодових символів на вході декодера шляхом натискання лівої кнопки мишки на кодовому символі, в який Ви хочете ввести помилку. Повторити процедуру, описану в

п. 5.3. Занести до звіту фрагмент отриманої решітчастої діаграми для перших чотирьох кроків декодування ($t_0 - t_4$). Нанести на ній всі можливі проріджені шляхи з їх метриками, виживший шлях та відновлену послідовність інформаційних бітів. Зробити висновки щодо виправлення помилки.

5.5 Дослідити коректувальну здатність декодера. Для цього спочатку ввести дві помилки підряд та врозкид у будь-які кодові символи на вході декодера і повторити п. 5.4, тобто провести декодування. Далі ввести три помилки підряд та врозкид і провести декодування. Зробити висновки, помилки якої кратності декодер виправляє чи не виправляє.

Результати дослідження можна зафіксувати так, як показано нижче. Помилкові кодові символи та вихідні інформаційні біти підкреслені.

Кодові символи на вході декодера	11	01	<u>00</u>	01	01	<u>00</u>	<u>10</u>	00	10	11	00	11	00
Декодовані інформаційні біти	1	0	1	0	0	<u>1</u>	<u>1</u>	1	0	0	1	1	0

6 Опис лабораторного макета

Лабораторний макет виконаний програмно на персональному комп'ютері. Згортковий код заданий породжувальними поліномами $g^{(i)} = (7, 5)$.

Керування роботою макета провадиться переміщення курсора і впливом лівої кнопки миші на курсор. Введення помилок провадиться інверсією символів об'єкта "Прийнята". Для повторення процесу кодування рекомендується зробити очищення пам'яті кодера шляхом натискання кнопки **Clear (очистити)** на панелі **Кодер СК**. Аналогічно для декодера натиснути кнопку **Clear (очистити)** на панелі **Декодер СК**. Існує також глобальне очищення, що рекомендується провести перед новим дослідженням. Для цього необхідно натиснути кнопку **Clear All (очистити все)** на панелі **Параметри Коду**.

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** лабораторної роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурна схема** кодера, що використовується в ЛР.

7.5 **Результати** виконання п. 5.2...5.5 лабораторного завдання (решітчасті діаграми, числові значення кодових послідовностей тощо).

7.6 **Висновки** за кожним пунктом лабораторного завдання, в яких дати аналіз отриманих результатів – збіг теоретичних і експериментальних даних, коректувальна здатність ЗК (7, 5) тощо.

7.7 **Підпис** студента про виконання ЛР, віза викладача про захист ЛР з оцінкою за 100-бальною системою, дата.

Лабораторна робота 4.4

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КОРЕКТУВАЛЬНИХ ЗГОРТКОВИХ КОДІВ

1 Мета роботи

- 1.1 Експериментальне дослідження завадостійкості згорткових коректувальних кодів (ЗК).
- 1.2 Визначення енергетичного виграшу кодування.
- 1.3 Оцінка складності декодування.

2 Ключові положення

2.1 Вибір алгоритму декодування. З поміж усіх алгоритмів декодування ЗК найчастіше у сучасних кодах використовується алгоритм Вітербі. Визначимо завадостійкість, енергетичний виграш та складність декодування згорткових кодів.

2.2 Завадостійкість згорткових кодів. Обчислення ймовірності помилки проводиться в припущенні, що помилкові події відбуваються рідко – це дозволяє скористатися верхньою межею. Верхня межа ймовірності помилки біта на виході декодера визначається виразом:

$$p \leq \sum_{k=df}^{\infty} C_k P_k, \quad (1)$$

де P_k – ймовірності помилкового вибору шляху, що має вагу k ;

C_k – спектр ваг згорткового коду, що показує кількість шляхів з вагою k (табл. 1).

Таким чином, розрахунок ймовірності помилкового відтворення двійкового символу на виході декодера зводиться до визначення спектра ваг і розрахунку ймовірностей помилкового вибору шляху.

Якщо двійкові кодові послідовності відрізняються в k символах, а в каналі зв'язку використовується ФМ-2, то відстань між шляхами у метриці Евкліда між цими послідовностями $d_k = 2k\sqrt{E_s}$. Враховуючи, що енергія кожного кодового символу $E_s = E_b R_{\text{код}}$, відстань можна визначити як $d_k = 2k\sqrt{E_b R_{\text{код}}}$.

Тоді ймовірності помилкового вибору шляху можна розрахувати за допомогою наступного виразу:

$$P_k = Q\left(\sqrt{2kR_{\text{код}} E_b / N_0}\right), \quad (2)$$

де $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – гауссова Q -функція;

$R_{\text{код}}$ – швидкість коду;

E_b – енергія, що витрачається на передавання одного інформаційного символу;

N_0 – спектральна густина потужності АБГШ.

Така методика дає достатньо точні результати при $p < 10^{-2}$. Для розрахунків можна скористатися апроксимацією Q -функції.

Таблиця 1 – Параметри оптимальних згорткових кодів зі швидкістю 1/2

№ коду	v	Породжувальні поліноми	d_f	Спектр ваг				
				C_d	C_{d+1}	C_{d+2}	C_{d+3}	C_{d+4}
1	2	5, 7	5	1	4	12	32	80
2	3	13, 7 (7, 13)	6	1	4	14	38	102
3	3	15, 17 (17, 15)	6	2	7	18	49	130
4	3	13, 15 (15, 13)	6	4	0	38	0	277
5	3	17, 13 (13, 17)	6	2	8	16	42	180
6	4	23, 35	8	4	12	20	72	225
7	4	31, 33	8	4	12	26	74	205
8	4	25, 37	8	2	0	18	0	148
9	5	53, 75	8	2	36	32	62	332
10	5	61, 73	8	6	0	60	0	469
11	5	43, 75	8	6	0	93	0	534
12	5	45, 73	8	5	0	98	0	446
13	5	71, 73	8	10	23	30	117	356
14	6	133, 171	10	36	0	211	0	1404
15	6	135, 163	10	46	0	332	0	1911
16	7	247, 371	11	2	20	60	148	340

2.3 Енергетичний виграш від застосування кодування. Використання завадостійкого кодування у системах передавання дозволяє знизити вимоги до відношення сигнал/шум E_b/N_0 у каналі, тим самим отримати енергетичний виграш від застосування кодування (ЕВК). Зменшення необхідного відношення сигнал/шум обчислюють відносно залежності для некодованої ФМ-2. Відношення сигнал/шум, що необхідне для забезпечення заданого значення ймовірності помилки після декодування, зменшується на величину ЕВК, який у залежності від швидкості згорткового коду складає 4...6 дБ для каналу з АБГШ.

Використовуючи значення вільної відстані згорткового коду можна визначити асимптотичний енергетичний виграш від застосування кодування (АЕВК) при ймовірності помилки на виході декодера p прямує до 0, що є верхньою межею реального ЕВК при $p \neq 0$ та розраховується за формулою:

$$AEVK = 10 \lg(R_{\text{код}} \cdot d_f), \quad (3)$$

де d_f – вільна відстань у метриці Хеммінга.

Згорткові коди при використанні алгоритму декодування Вітербі забезпечують значно більший енергетичний виграш порівняно з блоковими кодами. Це пояснює широке використання згорткових кодів у телекомунікаційних системах для підвищення завадостійкості. Типовим тут є застосування коду (133, 171), що забезпечує АЕВК = 6,99 дБ при швидкості $R_{\text{код}} = 1/2$, тобто при дво-

кратному розширенні смуги частот кодованого сигналу. Для кодеків такого коду розроблені і серійно випускаються декодери Вітербі у вигляді великих інтегральних схем. АЕВК найбільш розповсюджених ЗК наведені в табл. 2.

Таблиця 2 – Характеристики згорткових кодів

Швидкість $R_{\text{код}}$	Довжина кодового обмеження $v = 4$		Довжина кодового обмеження $v = 6$	
	Код	АЕВК, дБ	Код	АЕВК, дБ
1/3	25, 33, 37	6,02	133, 145, 175	6,99
1/2	31, 33	5,44	133, 171	6,99
2/3	31, 33, 31	5,23	133, 171, 133	6,02
3/4	25, 37, 37, 37	4,78	135, 163, 163, 163	6,73

З табл. 2 видно, що АЕВК збільшується зі зменшенням швидкості коду та зі збільшенням довжини кодового обмеження. Тобто, для збільшення АЕВК, а отже і ЕВК, необхідно використовувати більш складні кодеки. На рис. 2 наведені залежності ймовірності помилки на виході декодера від відношення сигнал/шум для систем передавання з ФМ-2 без ЗК, із згортковими кодами (5, 7) та (133, 171), а також виграш від використання коду (133, 171). При ймовірності помилки 10^{-6} ЕВК складає 6,5 дБ.

2.4 Складність декодування. Оцінка складності декодування згорткових кодів необхідна для порівняння кодів з наступним відбором з метою їх реалізації. Складність декодування за алгоритмом Вітербі, як правило, оцінюють кількістю віток кодових решіток W , оброблювальних декодером перед прийняттям рішення. Величина W залежить від кількості розгалужених на кожному кроці віток декодування W_0 і від глибини перегляду шляхів L . Для швидкості коду $R_{\text{код}} = 1/2$ глибина декодування визначається як

$$L = (6 - 7)v, \quad (4)$$

де v – довжина кодового обмеження.

Кількість віток, оброблюваних на одному кроці декодування, оцінюється як $W_0 = S \cdot n$, де S – число станів кодової решітки ($S = m^v$, де m – основа коду), а n – число віток, що виходить з одного стану. Ґрунтуючись на викладеному вище, складність декодування визначимо як:

$$W = L \cdot W_0. \quad (5)$$

3 Ключові питання

3.1 Як розрахувати ймовірність помилки на виході декодера?

3.2 Якими параметрами коректувального коду визначається залежність ймовірності помилки символів на виході декодера від відношення сигнал/шум на вході демодулятора?

3.3 Що визначає АЕВК коректувального коду?

3.4 Чи відрізняються значення ЕВК та АЕВК згорткового коду?

3.5 Який виграш забезпечує м'яке декодування порівняно з жорстким декодуванням?

3.6 Що таке складність декодування? Як її визначити?

3.7 Що таке спектр ваг згорткового коду?

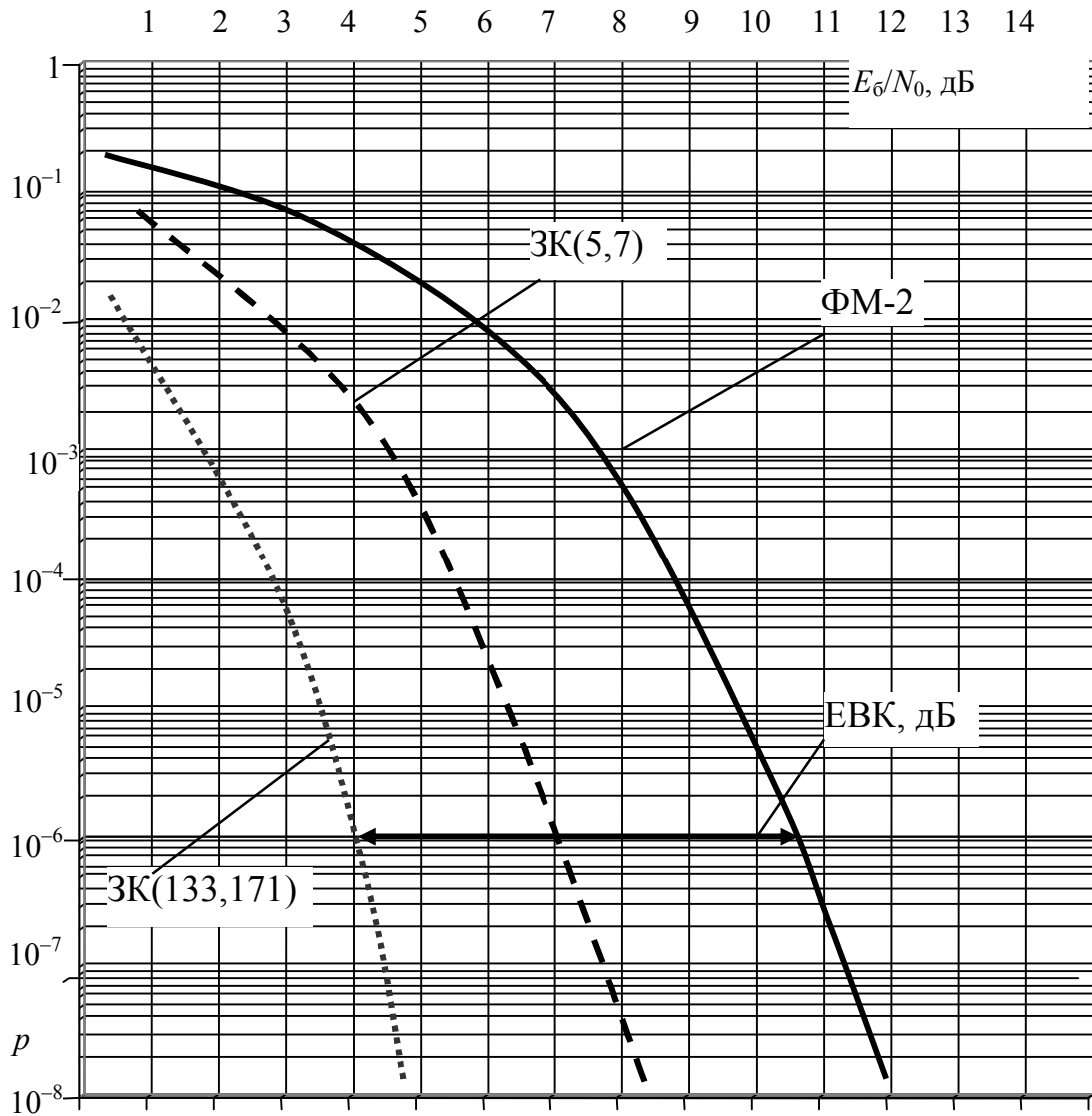


Рисунок 2 – Завадостійкість декодування ЗК

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ «Завадостійкість згорткових коректувальних кодів» за конспектом лекцій і літературою [3, с. 60...64].

4.2 Розрахувати залежність ймовірності помилки символів на виході декодера від відношення сигнал/шум на вході демодулятора (код задано в табл. 3).

Таблиця 3 – До домашнього завдання

Номер бригади	1 та 7	2 та 8	3 та 9	4 та 10	5 та 11	6 та 12
Код	(15, 17)	(13, 15)	(13, 7)	(17, 13)	(15, 13)	(7, 13)

Для розрахунків можна використати формули (1), (2) та табл. 1.

Зобразити отриману залежність на графіку виду рис. 2.

4.3 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму 4.4 Дослідження завадостійкості коректувальних згорткових кодів, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папки **ТЕЗ** та **Модуль 4**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Побудувати графік функції $p = f(E_b/N_0)$. Для цього встановити режим роботи «Дослідження кодів». Вибрати опції «Будувати графік завадостійкості» та «Відношення сигнал/шум, що опрацьовується». Ввести значення 7 дБ. Запустити програму на виконання натиском кнопки «Generation». Залежність $p = f(E_b/N_0)$ буде автоматично відображатись на відповідному графіку. Отриманий графік перенести у зошит. Порівняти результати моделювання з результатами виконання домашнього завдання. Зробити відповідні висновки.

5.3 Розрахувати ЕВК для кожного коду. Порівняти їх між собою та з відповідними значеннями АЕВК. Зробити висновки щодо впливу допустимої ймовірності помилки біта на виході декодера на значення ЕВК.

6 Опис комп'ютерної програми

Макет виконаний на мові програмування C++. Макет дозволяє змінювати відношення сигнал/шум в каналі зв'язку, довжину повідомлення та параметри згорткового коректувального коду. Довжина повідомлення є практично необмеженою. Параметри коду можна обирати з чотирьох варіантів: (17, 15), (15, 13), (17, 13), (13, 7). У моделі використовується канал зв'язку з постійними параметрами з адитивним білим гауссовим шумом (АБГШ). Відношення сигнал/шум можна змінювати від 2 до 7 дБ.

Макет дозволяє побудувати графіки залежності ймовірності помилки символів на виході декодера від відношення сигнал/шум $p = f(E_b/N_0)$.



Рисунок 3 – Структурна схема макета для дослідження завадостійкості

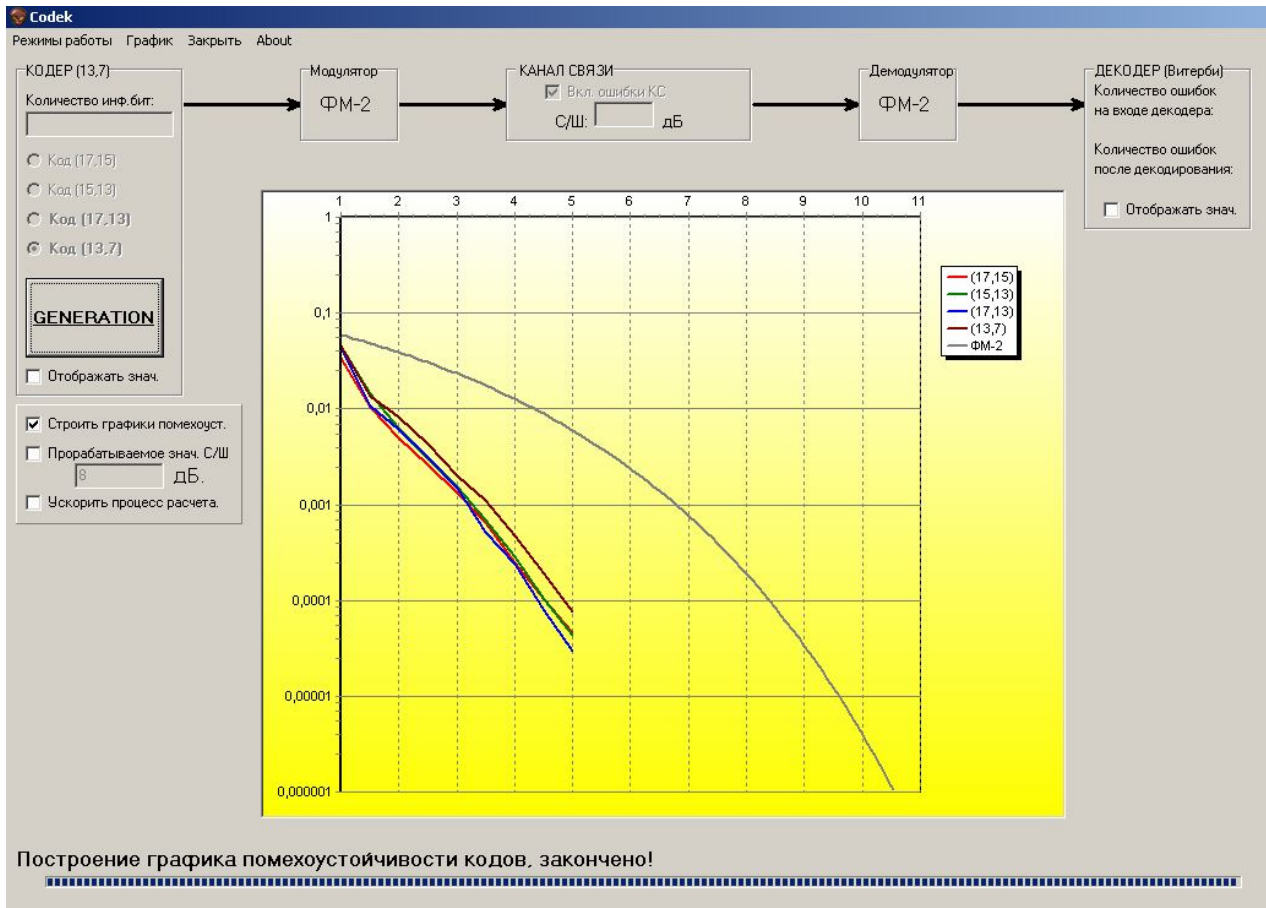


Рисунок 4 – Зовнішній вигляд макета лабораторної роботи

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** лабораторної роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурна схема** досліджень, список приладів (індикаторів), що використовуються в ЛР.

7.5 **Результати** виконання п. 5.2 і 5.3 лабораторного завдання (виміряні та розрахункові числові значення).

7.6 **Висновки** за кожним пунктом лабораторного завдання, в яких дати аналіз отриманих результатів – збіг теоретичних і експериментальних даних.

7.6 **Дата**, підпис студента, віза викладача з оцінкою за 100-бальною системою оцінювання.

ЛІТЕРАТУРА

1. **Іващенко П.В.** Сигнали електрозв'язку: навч. посіб. з вивчення модуля 1 дисципліни «Теорія зв'язку» / П. В. Іващенко, І. С. Перекрестов. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2013. – 143 с.
2. **Іващенко П.В.** Теорія завадостійкості приймання сигналів електрозв'язку: навч. посіб. з вивчення модуля 3 дисципліни «Теорія зв'язку» / П.В. Іващенко. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2012. – 84 с.
3. **Банкет В. Л.** Завадостійке кодування в телекомунікаційних системах: навч. посіб. з вивчення модуля 4 дисципліни «Теорія зв'язку» / В.Л. Банкет, П.В. Іващенко, М.О. Іщенко. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2011. – 100 с.
4. **Стеклов В.К.** Теорія електричного зв'язку: підручник [для ВНЗ] за ред. В.К. Стеклова / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман – К.: Техніка, 2006. – 552 с.
5. **Теория** электрической связи: учебник [для вузов] / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров; под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.
6. **Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – [2-е изд., испр.]; пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Изд. дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.

Редактор Л.А. Кодрул
Комп. верстання