

Міністерство транспорту та зв'язку України
Міністерство освіти та науки України

Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

до самостійної роботи при виконанні

КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ

з дисципліни “Системи документального електрозв'язку”(частина 1)

ДЛЯ СТУДЕНТІВ ДЕННОГО НАВЧАННЯ

СПЕЦІАЛЬНОСТЕЙ 2305, 2306
НАПРЯМУ 0924 “ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ”

УДК 621.396

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК
до самостійної роботи при виконанні
КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ
з дисципліни “Системи документального електрозв’язку” (частина 1)

ДЛЯ СТУДЕНТІВ ДЕННОГО НАВЧАННЯ СПЕЦІАЛЬНОСТЕЙ 2305, 2306
НАПРЯМУ 0924 “ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ”

Хорунжий Олександр Іванович

Навчальний посібник

Наводиться комплексне завдання для студентів денного відділення спеціальностей 2305, 2306 за напрямком “Телекомунікації” з дисципліни “Системи документального електрозв’язку”(частина 1).

Комплексне завдання має за мету закріпити та поглибити у студентів знання теоретичних положень попередніх дисциплін, воно охоплює всі основні розділи даної дисципліни.

Побудова комплексного завдання дозволяє проводити постійний контроль поточної самостійної роботи студентів і забезпечує проведення модульного контролю вивчення даної дисципліни.

Основний зміст робіт полягає в ознайомленні з методами побудови окремих пристроїв та розрахунку основних параметрів систем документального електрозв’язку.

Приведені методичні вказівки для виконання роботи, перелік основної літератури і додатки, які полегшують виконання необхідних розрахунків.

Розглянуто та затверджено на засіданні кафедри Інформаційних технологій

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1. КОМПЛЕКСНЕ ЗАВДАННЯ.....	5
2. МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ.....	6
2.1. Задача 1.....	6
2.2. Задача 2.....	8
2.3 Задача 3.....	10
2.4 Задача 4.....	12
3. ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ.....	14
Д О Д А Т К И.....	15
ДОДАТОК 1 Розподіл частот (імовірностей) появи літер алфавіту в літератур- ному тексті.....	15
ДОДАТОК 2. Код Шеннона-Фано.....	15
ДОДАТОК 3. Код МТК-2.....	16
ДОДАТОК 4. Код МА-5 (КОИ-7Н1).....	16
ДОДАТОК 5. Таблиця функції Крампа.....	17

ВСТУП

Системи документального електров'язку, вивченню яких присвячено дану учбову дисципліну, мають велике значення в сучасних телекомунікаціях і бурхливо розвиваються. Це легко пояснити на прикладі тільки одного важливого виду мереж документального електров'язку – комп'ютерних мереж, і в тому числі мережі Інтернет.

Комплексне завдання має на меті закріпити та поглибити знання студентів теоретичних положень попередніх дисциплін, перш за все - учбової дисципліни “Теорія електров'язку”. Для цього складені задачі, в яких на практичних прикладах показано методику застосування теорії до розробки пристроїв типових систем документального електров'язку, а також до розрахунків їх основних параметрів.

У відповідності до робочої навчальної програми дисципліни “Системи документального електров'язку”(частина 1) складено чотири задачі, кожна з яких включає по три пункти. Це дозволяє охопити всі основні розділи дисципліни і проводити постійний контроль поточної самостійної роботи студентів. Побудова комплексного завдання забезпечує також проведення модульного контролю вивчення студентами даної дисципліни, при цьому кожна задача припадає на один модуль.

Числові варіанти задач максимально індивідуалізовані. Для полегшення виконання завдання в додатках приведені деякі таблиці даних, взятих з не дуже доступної для студентів літератури.

В посібнику приведені : комплексне завдання з першої частини дисципліни, методичні вказівки до самостійної роботи, перелік основної літератури і додатки, які забезпечують виконання необхідних розрахунків.

1. КОМПЛЕКСНЕ ЗАВДАННЯ

ЗАДАЧА 1.

1. Визначити кількість інформації, яка міститься в текстовому повідомленні - Вашому прізвищі, враховуючи розподіл імовірностей літер алфавіту. Оцінити надмірність повідомлення, порівняти з надмірністю літературного тексту, пояснити різницю.
2. Побудувати часову функцію сигналу і визначити тривалість передачі повідомлення (п.1) телеграфним апаратом, що працює зі стандартними швидкостями модуляції. Визначити швидкість передачі інформації по каналу без завад, порівняти зі швидкістю модуляції, пояснити різницю. Як підвищити швидкість передачі?
3. Побудувати часову функцію синхронного сигналу, відповідного повідомленню (п.1), представленому в коді МА-5 з перевіркою на парність. Для стандартних швидкостей модуляції визначити швидкість передачі інформації і порівняти її зі швидкістю модуляції, пояснити різницю.

ЗАДАЧА 2.

1. Зобразити часову функцію АМ, ЧМ, ФМ, ВФМ сигналів, відповідних першій літері Вашого прізвища в коді МА-5, швидкість $B=K00$ Бод.
Побудувати амплітудно-частотні спектри не модульованих і АМ сигналів: одиночного і періодичного, типу $1:K1$.
2. Побудувати амплітудно-частотні і перехідні характеристики неперервних каналів зв'язку, що забезпечують передачу сигналів п.1.
Вибрати неперервний канал зв'язку для передачі сигналів пп.2,3 задачі 1, зобразити його частотну і перехідну характеристики, визначити коефіцієнт використання каналу.
3. Для відношення потужності сигналу до потужності завади $P_c/P_z=1+K/2$ визначити імовірність p помилки оптимального приймача сигналів АМ, ЧМ, ФМ, ВФМ. Оцінити пропускну спроможність дискретного двійкового каналу зі вказаними сигналами і неперервного каналу, порівняти їх.

4. ЗАДАЧА 3.

1. Порівняти синхронний і стартстопний методи передачі дискретних повідомлень за всіма параметрами.
2. Приймач двійкових сигналів використовує метод реєстрації стробуванням і систему тактової синхронізації (СТС) з дискретним управлінням. Дільник частоти СТС складається з $K1$ бінарних елементів. Середньоквадратичне відхилення випадкових крайових спотворень в каналі постійного струму дорівнює $K\%$, середнє значення - $K1\%$. Визначити імовірність p помилки прийому одиничних елементів, прийнявши похибку СТС рівною величині кроку корекції фази.

3. Для дискретного каналу з незалежними помилками по елементах, імовірність яких дорівнює p (п. 3 задачі 2, п. 2 задачі 3), визначити імовірність помилкового прийому $P_{ном}$ кодової комбінації (п.3 задачі 1) та імовірність невиявленої перевіркою на парність помилки $P_{нп}$.

ЗАДАЧА 4.

1. Комбінацію коду МТК-2 двох перших букв Вашого прізвища закодувати циклічним кодом, що виправляє однократну помилку.
2. Побудувати функціональну схему кодуючого пристрою (для коду п.1) і декодуючого пристрою, що виправляє однократну помилку.
3. Визначити доцільність застосування циклічного коду, порівнявши його за ефективністю з простим кодом. Для цього визначити $P_{нп}$ в комбінації циклічного коду і порівняти її з імовірністю $P_{ном}$ простого коду при однаковій швидкості передачі інформації.

ПРИМІТКА : K - число літер в Вашому прізвищі, KI - число літер в Вашому імені.

2. МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ КОМПЛЕКСНОГО ЗАВДАННЯ.

2.1 . ЗАДАЧА 1.

1. *Визначити кількість інформації, яка міститься в текстовому повідомленні - Вашому прізвищі, враховуючи розподіл імовірностей літер алфавіту. Оцінити надмірність повідомлення, порівняти з надмірністю літературного тексту, пояснити різницю.*

По підручниках [1,2,7] і конспектах лекцій з учбових дисциплін “Теорія електровз’язку” та “Системи документального електровз’язку” повторити питання:

- джерела дискретних повідомлень та їх інформаційні характеристики (звернути особливу увагу на формулу Шеннона для обчислення кількості інформації та ентропії)
- надмірність джерела, її оцінка, причини та методи боротьби з нею, звернувши увагу на умови максимізації ентропії
- первинні коди, зокрема код МТК-2 та МА-5 [3, 6, 9].

Надмірність джерела, що розглядалася в учбовій дисципліні “Теорія електровз’язку”, оцінюється відомою формулою

$$\kappa = 1 - H(A) / H_{\max}, \quad (1)$$

де $H(A)$ - ентропія джерела, яка визначається формулою Шеннона і залежить від розподілу імовірностей повідомлень ансамблю A

H_{\max} - максимальне значення ентропії джерела, що досягається при рівномірному розподілі імовірностей повідомлень ансамблю A .

Якщо розрахувати за цією формулою надмірність односимвольного повідомлення, використовуючи розподіл імовірностей символів - літер алфавіту російської мови, одержимо $\kappa = 0,116 = 11,6\%$. Відомий метод боротьби з надмірністю – застосування ефективного кодування : коди Шеннона-Фано, Хаффмана. Але відомо, що надмірність літературного тексту для більшості євро-

пейських мов приблизно дорівнює 50-80%, і основна причина такої надмірності – міжлітерні зв'язки.

Стосовно даної задачі формула набуває вигляду

$$\kappa = 1 - I(A) / I_{\max} \quad (2)$$

де $I(A)$ - кількість інформації у повідомленні – фрагменті літературного тексту, вона залежить від розподілу імовірностей символів - літер алфавіту даної мови;

I_{\max} - максимальне значення кількості інформації у повідомленні, що досягається при рівноімовірному розподілі літер алфавіту.

Очевидно, що ця формула враховує тільки таку причину надмірності, як різні імовірності літер алфавіту даної мови.

2. Побудувати часову функцію сигналу і визначити тривалість передачі повідомлення (п.1) телеграфним апаратом, що працює зі стандартними швидкостями модуляції. Визначити швидкість передачі інформації каналом без завад, порівняти зі швидкістю модуляції, пояснити різницю. Як підвищити швидкість передачі?

Для побудови сигналу телеграфного апарату згадайте, що для телеграфного зв'язку застосовується 5-елементний код МТК-2 та стандартні швидкості телеграфії 50 та 100 Бод. Вивчіть структуру стартстопної кодової комбінації [2, 3, 4, 6, 9], зверніть увагу на полярність і тривалість службових елементів синхронізації “старт” (τ_0) і “стоп” ($1,5\tau_0$). У Додатку 3 цього посібника наведено код МТК-2.

По підручниках [2, 3, 4, 6] і конспектах лекцій з учбових дисциплін “Теорія електрозв’язку” і “Системи документального електрозв’язку” (розділ “Основні характеристики систем передачі дискретних повідомлень”) повторіть визначення та одиниці виміру швидкості модуляції (телеграфії) В і швидкості передачі інформації С. Зверніть увагу на різницю у змісті визначень та одиниць виміру цих двох швидкостей. Щоб підвищити швидкість передачі, не змінюючи швидкості модуляції, продумайте різницю у їх визначенні та згадайте, на що впливає основа коду.

3. Побудувати часову функцію синхронного сигналу, відповідного повідомленню (п.1), представленому в коді МА-5 з перевіркою на парність. Для стандартних швидкостей модуляції визначити швидкість передачі інформації і порівняти її зі швидкістю модуляції, пояснити різницю.

Синхронний сигнал має двійкові елементи однакової тривалості (τ_0), що передаються неперервно один за одним. По підручнику [9] розберіть побудову коду МА-5 (КОІ – 7), код наведено у Додатку 4 цього посібника

Згадайте з дисципліни “Теорія електрозв’язку” побудову коду з перевіркою на парність. Інші завдання виконуються аналогічно п.2.

2.2. ЗАДАЧА 2.

1. Зобразити часову функцію АМ, ЧМ, ФМ, ВФМ сигналів, відповідних першій літері Вашого прізвища в коді МА-5, швидкість $V=K00$ Бод.

Побудувати амплітудно-частотні спектри не модульованих і АМ сигналів: одиночного і періодичного, типу $1:K1$.

Для семиелементної комбінації двійкового коду МА-5 будуються модульовані (маніпульовані) сигнали з амплітудною, частотною, фазовою модуляцією. Зверніть увагу на різницю правил модуляції абсолютної ФМ і відносної ВФМ. Згадайте, для чого застосовують ВФМ.

Повторіть вивчені в попередніх дисциплінах визначення, фізичний зміст і використання частотного спектру сигналу. Спектральне представлення сигналів є необхідним для вирішення основної задачі електрозв'язку – взаємної відповідності характеристик сигналу і каналу зв'язку. Зверніть увагу на фізичний зміст поняття “частотний спектр сигналу” як застосування перетворень Фур'є для частотного представлення сигналів систем електрозв'язку у вигляді суми елементарних (гармонічних) сигналів. Згадайте спектри прямокутних імпульсних сигналів і різницю в структурі спектру одиночного та періодичного сигналів, а також те, як змінюється спектр сигналу при його модуляції. Побудувати задані спектри потрібно для вказаних умов: визначені тривалість імпульсу τ_0 , період повторення $T = (K1 + 1) \cdot \tau_0$, а також несуча частота, яка визначена Вашим рисунком модульованого імпульсу.

2. Побудувати амплітудно-частотні і перехідні характеристики неперервних каналів зв'язку, що забезпечують передачу сигналів п.1.
Вибрати неперервний канал зв'язку для передачі сигналів п.2,3 задачі 1, зобразити його частотну і перехідну характеристики, визначити коефіцієнт використання каналу.

Згадайте з курсів “Теорія електричних кіл” та ТЕЗ визначення характеристик каналу (фільтру, чотирьохполюсника):

- частотної характеристики (АЧХ, ФЧХ),
- перехідної (ПХ) та імпульсної перехідної (ПІХ) характеристик.

Вибір частотної характеристики каналу для передачі даного сигналу є однією з найважливіших практичних задач, що доводиться вирішувати інженеру електрозв'язку. Для цього звичайно використовується критерій Найквіста [2, 3, 4], що пов'язує смугу пропускання каналу зі швидкістю передачі дискретного сигналу B . Розгляньте, як виводиться формула Найквіста в часовій області. Головна увага зверніть на зв'язок ЧХ і ПХ та їх параметрів: тривалістю фронту перехідної характеристики $t_{фр}$ та смуги частот пропускання каналу ΔF або $f_{гр}$ АЧХ.

Коефіцієнт використання каналу можна визначити як співвідношення реальної швидкості передачі інформації і максимально можливої швидкості $K_B = C / C_{макс}$.

В каналі без завад з формули для пропускнуої спроможності дискретного двійкового каналу видно, що $C_{макс} = B$.

Частотні характеристики каналів зв'язку, що потрібні для Ваших сигналів, можна зобразити як АЧХ ідеальних чотириполюсників: фільтру нижніх частот і полосового. Потрібно лише вибрати їх смугу пропускання ΔF (або $f_{гр}$).

Для цього можна скористатися **критерієм Найквіста**:

$\Delta F = f_{гр} = B/2$ - для сигналу постійного струму (немодульованого)

$\Delta F = B$ - для модульованого сигналу

Можна обрати і більш широку смугу пропускання, скажімо для пропускання 90% (чи більше) енергії сигналу. Важливо тільки й надалі використовувати обрану Вами ΔF .

Розглядаючи побудовані АЧХ каналів, можна зрозуміти, коли і для чого застосовується модуляція дискретних сигналів.

Перехідна характеристика каналу для немодульованого сигналу (типу ідеального фільтра нижніх частот) має відомий вигляд, що пояснюється перехідними процесами в реактивних елементах при подачі на вхід одиничної функції – $1(t)$. Важливо лише витримати співвідношення між граничною частотою АЧХ $f_{гр}$ і тривалістю наростання t_n - фронту перехідної характеристики $t_{фр}$

$$t_{фр} = t_n = 1/2f_{гр}$$

Перехідна характеристика каналу для модульованого сигналу, як і для полосового фільтра, має вигляд модульованого сигналу, огинаюча якого співпадає з перехідною характеристикою каналу

для немодульованого сигналу, а частота заповнюючої синусоїди дорівнює середній частоті смуги пропускання $f_{\text{сер}}$. Можна розглядати перехідну характеристику такого каналу (фільтру) як реакцію на одиничну функцію з несучою частотою $f_{\text{сер}}$.

4. Для відношення потужності сигналу до потужності завади $P_c/P_z=1+K/2$ визначити імовірність p помилки оптимального приймача сигналів АМ, ЧМ, ФМ, ВФМ. Оцінити пропускну спроможність дискретного двійкового каналу зі вказаними сигналами і неперервного каналу, порівняти їх.

Як відомо з літератури [1,2, 6,7], імовірність p помилки оптимального приймача сигналів АМ, ЧМ, ФМ визначається формулою

$$p = 0,5 [1 - \Phi(\gamma * h)],$$

де γ - коефіцієнт, що залежить від виду модуляції;

$$h = \sqrt{E_c/N_0}$$

E_c – енергія сигналу

N_0 - спектральна щільність потужності білого шуму(флуктуаційної завади)

Енергію сигналу E_c можна вирахувати як енергію шматка синусоїди, задаючись відомою потужністю P_c . Спектральна щільність потужності білого шуму N_0 визначається через потужність шуму $P_{\text{ш}}$ і смугу частот каналу ΔF , що була обрана в п.2 цієї задачі.

Відомо, що імовірність p помилки оптимального приймача сигналу ВФМ визначається приблизною формулою

$$P_{\text{ВФМ}} \cong 2 p_{\text{ФМ}}$$

Формули для пропускну спроможності дискретного двійкового каналу (ДК) і неперервного каналу (НК) :

$$C_{\text{макс}} = B [1 + p \log p + (1 - p) \log (1 - p)]$$

$$C_{\text{макс}} = \Delta F \log (1 + P_c/P_{\text{ш}})$$

Для порівняння цих пропускну спроможностей треба згадати структурну схему СДЕЗ (ПДП) і структуру каналів – НК входить в ДК, а отже його пропускну спроможність обмежує пропускну спроможність ДК, тобто остання не може перевищувати першу. Крім того слід врахувати, що обмежувати пропускну спроможність ДК може перетворення сигналів, що відбувається в пристрої перетворення сигналів ППС.

2.3. ЗАДАЧА 3.

1. Порівняти синхронний і стартстопний методи передачі дискретних повідомлень за всіма параметрами.

Треба дати визначення синхронному і стартстопному методам передачі дискретних повідомлень, а також ознайомитися з їх застосуванням, перевагами і недоліками (див. літературу [2, 3, 6]).

Щодо параметрів, слід звернути увагу на ефективність і завадостійкість методів. Зокрема, досить очевидним є те, що на ефективність при стартстопному методі негативно впливає надмірність, яка використовується для циклової і тактової синхронізації. Складніше зрозуміти, як порівняти методи за їх завадостійкістю. Тут слід нагадати про значення для завадостійкості прийому дискретних сигналів точності синхронізації, як тактової, так і циклової.

Відомо, що при стартстопному методі система циклової синхронізації (СЦС) будується методом примусової синхронізації за допомогою сигналів “старт” і “стоп”. Сигналом до початку роботи розподільника приймача є так званий “стартстопний перехід”. Тому при стоповому стані приймача

небезпечним є дроблення, яке викликає “зрив зі ступу” і фактично може призвести до зриву всього сеансу зв’язку.

Щодо системи тактової синхронізації (СТС), то вона побудована методом автономного еталонного генератора, який запускається “стартстопним переходом”, видає п’ять строб-імпульсів (в телеграфному апараті) для схеми реєстрації і зупиняється. Очевидно, що на точність тактової синхронізації сильно впливають крайові спотворення “стартстопного переходу”, а це в свою чергу суттєво погіршує завадостійкість прийому. При синхронному методі ПДП звичайно використовуються досконалі схеми СТС (див. п.2 цієї задачі), і похибка тактової синхронізації не перевищує 2-3%.

2. *Приймач двійкових сигналів використовує метод реєстрації стробуванням і систему тактової синхронізації (СТС) з дискретним управлінням. Дільник частоти СТС складається з **К1** бінарних елементів. Середньоквадратичне відхилення випадкових крайових спотворень в каналі постійного струму дорівнює **К%**, середнє значення - **К1%**. Визначити імовірність **p** помилки прийому одиничних елементів, прийнявши похибку СТС рівною величині кроку корекції фази.*

Запропонований в задачі приймач двійкових сигналів використовує метод реєстрації стробуванням, який досить часто вживається в СДЕЗ. Це пояснюється розповсюдженістю побудови приймачів двійкових сигналів інженерними методами, одним з яких і є метод реєстрації двійково-квантованого за рівнем сигналу з виходу напівнеперервного каналу. Його використання зумовлено характером спотворень в такому каналі, коли неперервний канал є провідним, оскільки при цьому переважають крайові спотворення. Відомо, що саме метод реєстрації стробуванням є найбільш доцільним в такому випадку: його теоретична виправляюча спроможність щодо таких спотворень μ_T є найбільшою і досягає 50%. Вона забезпечується малою тривалістю стробуючого імпульсу (порівняно з тривалістю робочого одиничного елемента сигналу τ_0) і точним попаданням його в середину тактового інтервалу τ_0 . За таке точне попадання відповідає, як відомо, система тактової синхронізації (СТС), вихідні сигнали якої можуть являти собою стробуючі імпульси. Похибка цих сигналів відображується у відхиленні Δt строб-імпульсу від середини тактового інтервалу τ_0 . Щодо визначення помилки тактової синхронізації – то згідно умови задачі помилку системи тактової синхронізації СТС вважаємо рівною кроку підстроювання фази.

Таким чином потрібно розглянути роботу *СТС з дискретним управлінням*. Вона описана в численній літературі [5, 6, 7, 9, 13], тому нагадаємо лише принцип підстроювання фази. Для підстроювання фази використовується схема додавання та віднімання імпульсу. Його легко зрозуміти з нижченаведеного рисунка.

Місцевий задаючий генератор (ЗГ) виробляє імпульси з частотою повторення $f_{зг} = m f_T$, яка в m разів більше тактової f_T (рис.2.1.1).

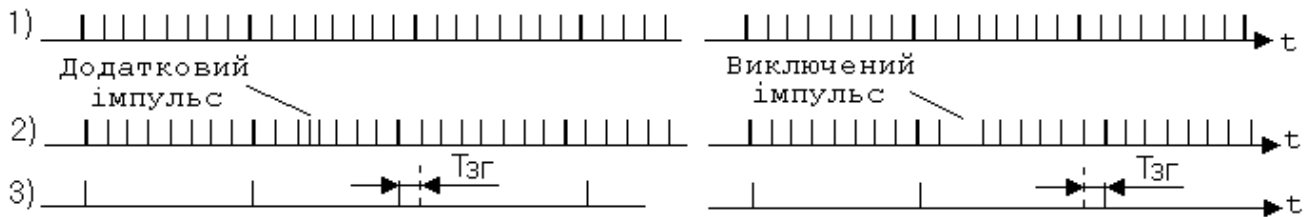


Рис.2.1- Алгоритм додавання та віднімання імпульсів

Згодом дільник частоти (ДЧ) з коефіцієнтом ділення $K_d = m$ (у прикладі на рисунку $m=8$) формує з цих імпульсів послідовність тактових імпульсів з частотою f_T (рис.2.1.3). Для зсуву фази

тактових імпульсів у високочастотну послідовність може бути доданий (чи виключений з неї) імпульс (рис.2.1.2). Відповідно тактовий імпульс на виході дільника буде зміщуватися вліво чи вправо на величину періоду високочастотних імпульсів $T_{зг} = 1/f_{зг}$, що і є кроком корекції фази Δt .

Відносна похибка СТС $\varepsilon = (\Delta t / \tau_0) * 100\%$. Очевидно, що на цю величину зменшується реальна виправляюча спроможність щодо крайових спотворень $\mu = \mu_T - \varepsilon$. Відповідно зростатиме імовірність помилки реєстрації p . Розрахунок цієї імовірності виконаємо, враховуючи, що причиною помилки є крайові спотворення. При цьому зрозуміло, що помилка відбувається за умови, що випадкова величина крайових спотворень перевищить реальну виправляючу спроможність μ . Відомо, що розподіл імовірностей випадкових крайових спотворень описується нормальним (гаусовим) законом :

$$W(\delta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(\delta-a)^2/2\sigma^2}$$

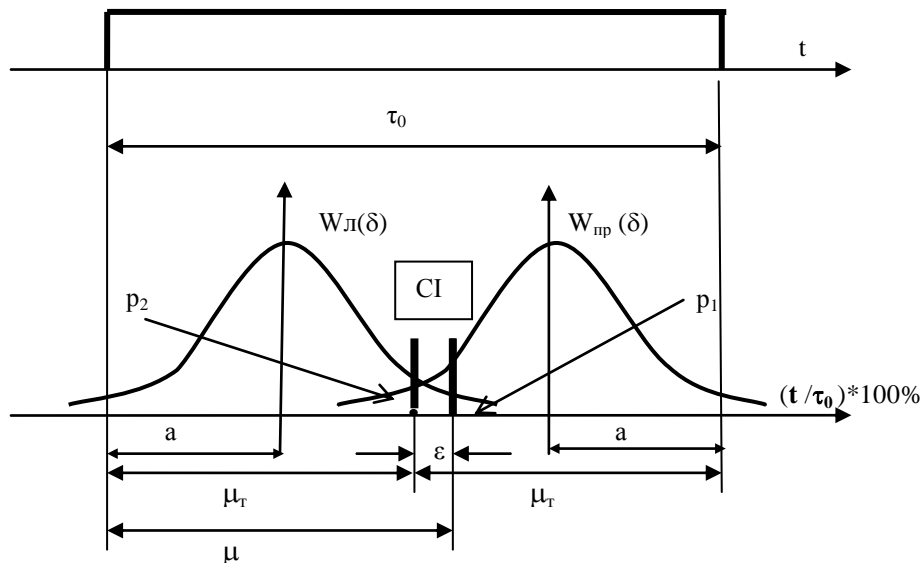


Рис. 2.2

На рисунку показано :

- неспотворений прямокутний імпульс одиничного елемента сигналу тривалості τ_0 і стробуючий імпульс для двох випадків - значень похибки синхронізації $\varepsilon = 0$ (похибка відсутня, строб - імпульс CI в середині тактового інтервалу) і ε ;
- розподіли імовірностей випадкових крайових спотворень δ лівої $W_{л}(\delta)$ і правої $W_{пр}(\delta)$ границь цього імпульсу. На рисунку позначені: середнє значення нормального закону a , теоретична і реальна виправляючі спроможності приймача μ_T і μ .

По осі абсцис на рисунку відкладається відносне значення часу у відсотках : $(t/\tau_0)*100\%$.

Подія “помилкова реєстрація” розпадається на дві незалежні події.

Перша –ліва границя зміститься вправо настільки, що нульове значення сигналу буде під час дії строб - імпульсу, тобто “ліве” крайове спотворення δ перевищить величину виправляючої спроможності $\mu = \mu_1$.

Друга – аналогічна: права границя зміститься вліво настільки, що “праве” крайове спотворення за абсолютною величиною перевищить $\mu = \mu_2$.

Відомо з математики, що імовірності цих подій визначаються за формулами відповідно

$$p_1 = P(\delta \geq \mu) = \int_{\mu}^{\infty} W_{л}(\delta) d\delta, \quad \text{де } \mu = \mu_1 = \mu_T + \varepsilon.$$

$$p_2 = P(|\delta| \geq \mu) = \int_{-\infty}^{-\mu} W_{пр}(\delta) d\delta, \quad \text{де } \mu = \mu_2 = \mu_T - \varepsilon.$$

Оскільки щільності імовірностей описуються нормальним законом з параметрами: середнім значенням $a = K1\%$ і середньоквадратичним відхиленням $\sigma = K\%$, то імовірності p_1 і p_2 можна виразити через функцію Крампа $\Phi(z)$, яку слід визначити по таблицях (додаток 5).

$$p_1 = 0,5 [1 - \Phi(z_1)], \quad \text{де } z_1 = (\mu_T + \varepsilon - a) / \sigma$$

$$p_2 = 0,5 [1 - \Phi(z_2)], \quad \text{де } z_2 = (\mu_T - \varepsilon - a) / \sigma$$

$$\Phi(z) = \sqrt{2/\pi} \int_0^z \exp(-x^2/2) dx$$

Тепер можна розрахувати імовірність помилки реєстрації

$$p = p_1 + p_2 - p_1 p_2$$

Роблячи висновки з результатів розрахунків, обов'язково зверніть увагу, як впливає похибка СТС на завадостійкість приймача. Із загальних міркувань очевидно, що похибка погіршує завадостійкість. Розглядаючи рис. 2.2, можна зрозуміти більш конкретно зв'язок між цими величинами. Для цього достатньо оцінити площі, що відповідають імовірностям p_1 , p_2 і сумарній p . Легко побачити, що коли строб-імпульс потрапляє точно в середину тактового інтервалу, сумарна площа (p) є мінімальною, при цьому $p_1 = p_2$ і $p = 2 p_1$. А при зміщенні строб-імпульса на ε сумарна площа збільшується на величину площі трикутника, обмеженого кривими $W_{л}(\delta)$ і $W_{пр}(\delta)$, а також стробом.

3. Для дискретного каналу з незалежними помилками по елементах, імовірність яких дорівнює p (п.3 задачі 2 та п.2 задачі 3), визначити імовірність помилкового прийому $P_{ном}$ кодової комбінації (п.3 задачі 1) та імовірність невиявленої перевіркою на парність помилки $P_{нп}$.

Розрахунки, що треба виконати в даному пункті, мають на меті продемонструвати ефективність обраного методу захисту від помилок – виявлення на прийомі помилок в кодових комбінаціях застосуванням коду з парним числом одиниць (коду з одною перевіркою на парність).

Для оцінки ефективності методу захисту від помилок необхідно визначити імовірність помилкового прийому $P_{ном}$ кодової комбінації (п.3 задачі 1) та імовірність невиявленої перевіркою на парність помилки $P_{нп}$.

Очевидно, що $P_{ном} = P(\geq 1, n)$ - імовірність помилки будь-якої кратності t ($t = 1$ і більше) в блоці - комбінації довжини n , а $P_{нп}$ - ймовірність помилок такої кратності в комбінації, що не

виявляються даним кодом. *Кратність* визначає число помилок t , що доводяться на задане число одиничних елементів (кодову комбінацію): помилки можуть бути однократними, двократними і т.д.

Для цього потрібно вміти розраховувати $P(t, n)$ - імовірність наявності рівно t помилок в блоці (кодовій комбінації) довжини n , а для цього треба знати, як помилки розподілені за часом.

Різноманітність і складний характер завад в неперервному каналі **приводить** до складних імовірносних закономірностей при описі послідовності помилок в дискретному каналі \vec{E}_i . Такий опис називають *моделлю дискретного каналу*.

Найбільш широко відома *пуассонова* модель, або *модель незалежних помилок*, яка вважає, що помилки в сусідніх елементах кодових комбінацій виникають незалежно і не впливають одна на одну. Дискретні канали з такими помилками називаються *каналами без пам'яті*. Ця модель є найбільш привабливою, оскільки вказані вище імовірності описуються простими формулами (Бернуллі), відповідними **біноміальному** розподілу імовірностей:

$$P(t, n) = C_n^t p^t (1-p)^{n-t}$$

де $C_n^t = n! / (n-t)! t!$

$$P(\geq t, n) = \sum_{i=t}^n C_n^i \cdot p^i (1-p)^{n-i},$$

Тепер можна обчислити

- імовірність помилкового прийому $P_{ном}$ кодової комбінації

$$P_{ном} = P(t \geq 1, n) = \sum_{t=1}^n C_n^t p^t (1-p)^{n-t} = 1 - (1-p)^n \approx np$$

(наближення вірне, якщо $np \ll 1$).

та імовірність невиявленої помилки $P_{ни}$ як імовірність помилок в комбінації такої кратності $t_{ни}$, що не виявляються кодом з перевіркою на парність.

$$P_{ни} = P(t = t_{ни}, n) = \sum_{t=t_{ни}}^n C_n^t p^t (1-p)^{n-t}$$

Перевагою цієї моделі є її відносна простота: для прив'язки цих формул моделі до реального каналу зв'язку потрібно лише визначити коефіцієнт помилок каналу h і **привіряти** його p – імовірності помилки в елементі.

2.4. ЗАДАЧА 4.

1. Комбінацію коду МТК-2 двох перших букв Вашого прізвища закодувати циклічним кодом, що виправляє однократну помилку.

Для побудови циклічного коду необхідно **пригадати** алгоритм кодування і декодування. При кодуванні будь-яким систематичним лінійним кодом до заданих k інформаційних розрядів необхідно додати r перевірочних. У разі циклічного коду утворена таким чином n розрядна комбінація може бути **представлена** у вигляді полінома $F(x)$ **степеня $n-1$** , який повинен без залишку ділитися на утворюючий поліном $g(x)$ **степеня r** .

Щоб виконати цю вимогу, **початкові k** інформаційних розрядів також **представляють** у вигляді полінома $K(x)$ **степеня $k-1$** і **множать** його на x^r . Тепер ділене $K(x) \cdot x^r$ ділять на утворюючий поліном $g(x)$ і **отриманий залишок $R(x)$** складають по модулю 2 з ділимим $K(x) \cdot x^r$

У результаті формується шукана комбінація циклічного коду

$$F(x) = K(x) \cdot x^r + R(x)$$

Декодування з виявленням помилок полягає в простому діленні прийнятої з каналу комбінації $F''(x)$ на утворюючий поліном $g(x)$ і визначенні залишку - синдрому помилки $S(x)$. Якщо $S(x) = 0$, помилок немає, якщо $S(x) \neq 0$, тобто залишок ненульовий - прийнята комбінація з помилками.

Тепер лишилося тільки обрати необхідний утворюючий поліном $g(x)$. Відомо, що для циклічних кодів, що виправляють однократну помилку, тобто з мінімальною кодовою відстанню $d_0 = 3$, справедливе співвідношення (межа Гільберта):

$$r \geq \log_2(n+1) \quad (3.5)$$

З точки зору внесення мінімальної надмірності вигідно вибрати довгі кодові комбінації, оскільки із збільшенням n число перевірочних розрядів r збільшується повільно. У результаті відносна пропускна спроможність R збільшується, прагнучи до 1.

2. Побудувати функціональну схему кодувального пристрою (для коду $n=1$) і декодувального пристрою, що виправляє однократну помилку.

З короткого опису алгоритму кодування і декодування видно, що основною операцією, яку треба виконати як при кодуванні, так і при декодуванні, є ділення полінома на поліном. Реалізувати цю операцію можна за допомогою схеми логічного регістра або зсуваючого регістра з логічним зв'язком, званого також багатотактним лінійним фільтром. Його структура задається видом дільника - утворюючого полінома $g(x)$ степеня r : регістр складається з r елементів пам'яті, суматорів по модулю 2 і зв'язків, відповідних ненульовим членам $g(x)$. Кількість суматорів на одиницю менше числа ненульових членів $g(x)$. Ділене - кодова комбінація - вводиться в регістр послідовно, починаючи зі старших розрядів, і коли введення закінчиться - в регістрі буде записаний залишок від ділення.

Розглянемо детальніше побудову і роботу такого регістра на прикладі. Нехай заданий циклічний код (7,4) з утворюючим поліномом степеня $r = 3$: $g(x) = x^3 + x^2 + 1$. Схема регістра ділення приведена на рис. 4.1. Вона складається з трьох елементів пам'яті і двох суматорів по модулю 2. Суматори встановлюються перед елементами пам'яті, відповідними ненульовим членам $g(x)$: перед коміркою 1 (для $x^0 = 1$) і перед коміркою 3 (для x^2).

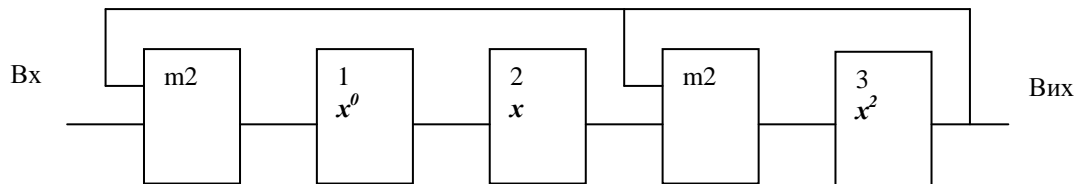


Рис. 4.1

Закодуємо комбінацію з чотирьох інформаційних розрядів, наприклад, 1011. Їй відповідає поліном $K(x) = x^3 + x + 1$. У відповідності з вищевказаним алгоритмом помножимо $K(x) * x^3 = x^6 + x^4 + x^3$ і будемо ділити "в стовпчик" на утворюючий поліном $g(x) = x^3 + x^2 + 1$. Таке ділення не відрізняється від звичайного, арифметичного, за винятком того, що віднімання на кожному кроці ділення замінюється порозрядним (без перенесення) складанням по модулю 2.

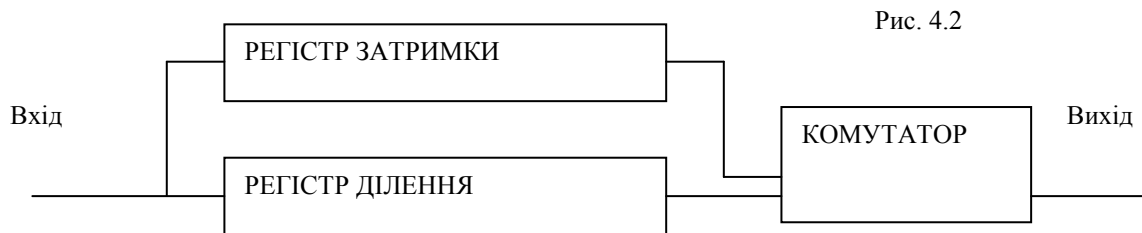
Ці операції можна виконати в звичайному вигляді: початкова комбінація - 1011, після множення - 1011000, утворюючий поліном в звичайному вигляді 1101. Ділимо 1011000 : 1101 «в стовпчик» за вищезгаданими правилами.

Роботу схеми ділення (рис. 4.1) легко зрозуміти, зіставляючи кожний крок (такт) її роботи з кроками ділення «в стовпчик». У початковому положенні всі елементи пам'яті регістра знаходяться в стані «0». Тому на верхні (на малюнку) входи суматорів поступає «0» і вони просто пропускають сигнали з нижніх входів. Схема працює при цьому як звичайний зсувний (последовний) регістр, керований не показаними на рисунку тактовими імпульсами. На її вхід поступає комбінація діленого 1011000, починаючи зі старших розрядів. Через 3 такти в регістрі будуть записані три старших розряди діленого, причому «1» старшого розряду виявиться в третій комірці. На наступному такті на вхід подається четвертий розряд діленого, а «1» старшого розряду «виштовхується» на вихід. При цьому вона поступає на верхні входи суматорів, а на нижні входи поступають одиниця і нуль, відмічена курсивом в комбінації діленого. Результат складання записується в комірці з номерами відповідно 3 і 1. Ці дії еквівалентні першому кроку ділення «в стовпчик», коли до чотирьох старших розрядів діленого додають по модулю 2 утворюючий поліном, і утвориться перший «залишок». Тепер стає зрозуміло, чому суматори встановлюються перед елементами пам'яті, відповідними ненульовим членам утворюючого полінома: це забезпечує складання по модулю 2 старших розрядів діленого з утворюючим поліномом)*.

)* Може викликати питання, чому в схемі відсутній третій суматор і четвертий елемент пам'яті, відповідні старшій одиниці утворюючого полінома. Це усуває «надмірність» в схемі, оскільки при діленні «в стовпчик» на кожному кроці в старшому розряді завжди складаються дві одиниці, так що не потрібен суматор, а їх сума всякий раз дає нуль, який не треба запам'ятовувати.

Введення в регістр подальших розрядів еквівалентне «зносу» цифр ділимого при діленні «в стовпчик». У результаті на $n = 7$ - му такті в регістрі буде записаний останній, тобто шуканий, залишок.

Тепер легко побудувати структурну схему кодера (рис. 4.2)



На вхід кодера поступає k розрядна інформаційна кодова комбінація, що супроводиться r нулями. У регістрі ділення протягом n тактів формується залишок - r перевірочних розрядів. Одночасно через регістр затримки і комутатор k інформаційних розрядів поступають на вихід, а услід за ними через комутатор на вихід поступають перевірочні розряди. Якби k - розрядна інформаційна кодова комбінація поступала прямо на вихід, то перевірочні розряди - лише через r тактів після неї, оскільки вони формуються протягом $n = k + r$ тактів. Затримка на r тактів, здійснювана в регістрі затримки, необхідна, щоб усунути розрив в r тактів.

Схема декодера залежить від призначення циклічного коду: якщо код призначений лише для виявлення помилок, то декодер складається з регістра ділення і детектора помилки, який при ненульовому залишку - синдромі $S(x)$ видає сигнал про наявність помилки в комбінації.

Якщо ж код, як в нашому випадку, здатний виправляти помилки, то декодер складається з регістра ділення, дешифратора помилок, буферного регістра і пристрою виправлення. Дешифратор помилок фіксує вид залишку - синдрому помилки $S(x)$, в буферному регістрі зберігається прийнята комбінація, а пристрій виправлення провадить в ній корекцію помилок за видом синдрому $S(x)$.

3. Визначити доцільність застосування циклічного коду, порівнявши його за ефективністю з простим кодом. Для цього визначити $R_{цикл}$ в комбінації циклічного коду і порівняти її з імовірністю $R_{прост}$ простого коду при однаковій швидкості передачі інформації.

3. ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ

Основна

1. Теория электросвязи. Учебник для вузов. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В.- М.: Радио и связь, 1998
1. Передача дискретных сообщений. Учебник для вузов / В.П.Шувалов, Н.В.Захарченко и др., Под редакцией В.П.Шувалова. - М.: Радио и связь, 1990г.
2. Передача дискретной информации: Учебник для вузов / Емельянов Г.А., Шварцман В.О.-М.: Радио и связь, 1982
3. Д.А.Абдуллаев, М.Н.Арипов. Передача дискретных сообщений в задачах и упражнениях .-М.: Радио и связь, 1985

Додаткова

4. Шварцман В.О., Емельянов Г.А. Теория передачи дискретной информации: Учебник для вузов связи. - М.:Связь, 1979г.
5. В.С.Гуров, Г.А. Емельянов и др. Передача дискретной информации и телеграфия. Учебник для институтов связи. Изд. 2-е, доп., переработанное. - М.: «Связь»; 1974г.
6. Теория передачи сигналов : Учебник для вузов / А.Г. Зюко и др. – М.: Радио и связь, 1986
7. И.Н.Бронштейн, К.А.Семендяев .Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. - М.: ГИТТЛ, 1981г.
8. В.К. Стеклов. Телеграфия и системы передачи данных: Учебник для техникумов.- М.: Радио и связь,1988
9. А.И. Хорунжий . Методичне керівництво для виконання лаб. роботи з дисципліни “СДЕЗ”: Вивчення і дослідження системи тактової синхронізації з дискретним управлінням.-К.: ДУІКТ, 2002
10. А.И. Хорунжий . Методичне керівництво для виконання лаб. роботи з дисципліни “СДЕЗ”: Вивчення і дослідження схем реєстрації двійкових сигналів. -К.: ДУІКТ, 2002
11. О. І. Хорунжий. Методичне керівництво для виконання лаб. роб. з дисципліни “СДЕЗ”: “Вивчення схеми і роботи дуплексної абонентської телеграфної апаратури ДАТА-ЗПО”.-К.: КФ ОЭИС, 1982

Д О Д А Т К И

ДОДАТОК 1 Розподіл частот (імовірностей) появи літер алфавіту в літературному тексті.

Буква	Частота	Буква	Частота	Буква	Частота	Буква	Частота
« - »	0,145	р	0,041	я	0,019	х	0,009
о	0,095	в	0,039	ы	0,016	ж	0,008
е	0,074	л	0,036	з	0,015	ю	0,007
а	0,064	к	0,029	ь, ъ	0,015	ш	0,006
и	0,064	м	0,026	б	0,015	ц	0,004
т	0,056	д	0,026	г	0,014	щ	0,003
н	0,056	п	0,024	ч	0,013	э	0,003
с	0,047	у	0,021	й	0,010	ф	0,002

ДОДАТОК 2 . Код Шеннона-Фано

Буква	Двоичное число	Буква	Двоичное число	Буква	Двоичное число
« - »	000	к	10111	ч	111100
о	001	м	11000	й	1111010
е	0100	д	110010	х	1111011
а	0101	п	110011	ж	1111100
и	0110	у	110100	ю	1111101
т	0111	я	110110	ш	11111100
н	1000	ы	110111	ц	11111101
с	1001	з	111000	щ	11111110
р	10100	Ь, Ь	111001	э	111111110
в	10101	б	111010	ф	111111111
л	10110	г	111011		

ДОДАТОК 3 Код МТК-2

№ п.н.	Лат.	Рус.	Циф.	Комбинация	№ п.н.	Лат.	Рус.	Циф.	Комбинация
1	A	А	-	11000	17	Q	Я	1	11101
2	B	Б	?	10011	18	R	Р	4	01010
3	C	Ц	:	01110	19	S	С	,	10100
4	D	Д	Кто там?	10010	20	T	Т	5	00001
5	E	Е	3	10000	21	U	У	7	11100
6	F	Ф	Э	10110	22	V	Ж	=	11001
7	G	Г	Ш	01011	23	W	В	2	10101
8	H	Х	Щ	00101	24	X	Ь	/	10001
9	I	И	8	01100	25	Y	Ы	6	10101
10	J	Й	Ю(зв)	11010	26	Z	3	+	10001
11	K	К	(11110	27	Возврат каретки			00010
12	L	Л)	01001	28	Перевод строки			01000
13	M	М	.(тчк)	00111	29	Буквы латинские			11111
14	N	Н	,(зпт)	00110	30	Цифры			11011
15	O	О	9	00011	31	Пробел			00100
16	P	П	0	01101	32	Буквы русские			00000

ДОДАТОК 4 Код МА-5 (КОИ-7Н1)

							67	0	0	0	0	1	1	1	1
							66	0	0	1	1	0	0	1	1
							65	0	1	0	1	0	1	0	1
67	66	65	64	63	62	61									
			0	0	0	0									
№	0	1	2	3	4	5	6	7							
0	ПУ	АР1	Про-бел	о	ю	п	Ю	П							

0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

	С								
1	НЗ	СУ1	1	1	а	я	А	Я	
2	НТ	СУ2	>>	2	б	р	Б	Р	
3	КТ	СУ3	#	3	ц	с	Ц	С	
4	КП	СТП	+	4	д	т	Д	Т	
5	КТМ	Нем	%	5	е	у	Е	У	
6	ДА	СИН	&	6	ф	ж	Ф	Ж	
7	ЗВ	Кб	,	7	з	в	Г	В	
8	ВШ	АН	(8	х	ь	Х	Ь	
9	ГТ	КН)	9	и	ы	И	Ы	
10	ПС	ЗМ	*	:	й	з	Й	З	
11	ВТ	АР2	+	;	к	ш	К	Ш	
12	ПФ	РФ	,		л	э	Л	Э	
13	ВК	РГ	-	=	м	щ	М	Щ	
14	Вых	РЗ	.	>	н	ч	Н	Ч	
15	Вх	РЭ	/	?	о	ъ	О	Ъ	36

ДОДАТОК 5. Таблица функции Крампа

Х	Ф(Х)	Х	Ф(Х)	Х	Ф(Х)	Х	Ф(Х)
0,00	0,000	0,60	0,451	1,20	0,769	1,80	0,928
0,01	0,008	0,61	0,458	1,21	0,773	1,81	0,929
0,02	0,016	0,62	0,464	1,22	0,777	1,82	0,931
0,03	0,023	0,63	0,471	1,23	0,781	1,83	0,932
0,04	0,031	0,64	0,477	1,24	0,785	1,84	0,934
0,05	0,039	0,65	0,484	1,25	0,788	1,85	0,935
0,06	0,047	0,66	0,490	1,26	0,792	1,86	0,937
0,07	0,055	0,67	0,497	1,27	0,795	1,87	0,938
0,08	0,063	0,68	0,503	1,28	0,799	1,88	0,939
0,09	0,071	0,69	0,509	1,29	0,202	1,89	0,941
0,10	0,079	0,70	0,516	1,30	0,806	1,90	0,942
0,11	0,087	0,71	0,522	1,31	0,809	1,91	0,943
0,12	0,095	0,72	0,528	1,32	0,813	1,92	0,945
0,13	0,103	0,73	0,536	1,33	0,816	1,93	0,946
0,14	0,111	0,74	0,540	1,34	0,819	1,94	0,947
0,15	0,119	0,75	0,546	1,35	0,823	1,95	0,948
0,16	0,127	0,76	0,552	1,36	0,826	1,96	0,95
0,17	0,135	0,77	0,558	1,37	0,829	1,97	0,951

0,18	0,142	0,78	0,564	1,38	0,832	1,98	0,952
0,19	0,150	0,79	0,570	1,39	0,835	1,99	0,953
0,20	0,158	0,80	0,576	1,40	0,838	2,00	0,954
0,21	0,166	0,81	0,572	1,41	0,841	2,05	0,959
0,22	0,174	0,82	0,587	1,42	0,844	2,10	0,964
0,23	0,181	0,83	0,593	1,43	0,847	2,15	0,968
0,24	0,189	0,84	0,598	1,44	0,850	2,20	0,972
0,25	0,197	0,85	0,604	1,45	0,852	2,25	0,975
0,26	0,205	0,86	0,610	1,46	0,855	2,30	0,978
0,27	0,212	0,87	0,615	1,47	0,858	2,35	0,9812
0,28	0,220	0,88	0,621	1,48	0,861	2,40	0,9836
0,29	0,228	0,89	0,626	1,49	0,863	2,45	0,9857
X	$\Phi(X)$	X	$\Phi(X)$	X	$\Phi(X)$	X	$\Phi(X)$
0,30	0,235	0,90	0,631	1,50	0,866	2,50	0,9876
0,31	0,243	0,91	0,637	1,51	0,869	2,55	0,9892
0,32	0,251	0,92	0,642	1,52	0,871	2,60	0,9907
0,33	0,258	0,93	0,647	1,53	0,874	2,65	0,9920
0,34	0,266	0,94	0,652	1,54	0,876	2,70	0,9931
0,35	0,278	0,95	0,657	1,55	0,878	2,75	0,9940
0,36	0,281	0,96	0,663	1,56	0,881	2,80	0,9949
0,37	0,288	0,97	0,668	1,57	0,883	2,85	0,9956
0,38	0,296	0,98	0,673	1,58	0,885	2,90	0,9963
0,39	0,303	0,99	0,677	1,59	0,888	2,95	0,9963
0,40	0,310	1,00	0,682	1,60	0,890	3,00	0,9973
0,41	0,318	1,01	0,687	1,61	0,892	3,10	0,9980
0,42	0,325	1,02	0,632	1,62	0,894	3,20	0,9986
0,43	0,332	1,03	0,697	1,63	0,896	3,30	0,999
0,44	0,340	1,04	0,701	1,64	0,899	3,40	0,9993
0,45	0,347	1,05	0,706	1,65	0,901	3,50	0,9995
0,46	0,354	1,06	0,710	1,66	0,903	3,60	0,9996
0,47	0,316	1,07	0,715	1,67	0,905	3,70	0,9997
0,48	0,368	1,08	0,719	1,68	0,907	3,80	0,9998
0,49	0,375	1,09	0,724	1,69	0,909	3,90	0,9999

0,50	0,382	1,10	0,728	1,70	0,910	4,00	0,99994
0,51	0,389	1,11	0,733	1,71	0,912	4,10	0,99995
0,52	0,396	1,12	0,737	1,72	0,914	4,20	0,99997
0,53	0,403	1,13	0,741	1,73	0,916	4,30	0,99998
0,54	0,410	1,14	0,745	1,74	0,918	4,40	0,999989
0,55	0,417	1,15	0,749	1,75	0,919	4,50	0,999993
0,56	0,424	1,16	0,754	1,76	0,921	4,60	0,999996
0,57	0,431	1,17	0,758	1,77	0,923	4,70	0,999997
0,58	0,438	1,18	0,762	1,78	0,924	4,80	0,999998
0,59	0,444	1,19	0,766	1,79	0,926	4,892	$1 - 10^{-6}$
						5,327	$1 - 10^{-7}$

ЗАДАЧА 5.

4. Розрахувати граничну чіткість факсимільної передачі по каналу зв'язку (п.1 задачі 2) факсимільним апаратом, який передає аркуш формату А4 за 9 хвилин. Обчислити надмірність при такій передачі Вашого прізвища, представленого друкованим текстом, в порівнянні з кодовою передачею по вказаному каналу. Приблизно оцінити час факсимільної передачі цього повідомлення при використанні модифікованого коду Хаффмана і планарного коду.
5. Побудуйте структурну схему каналоутворюючої апаратури з ЧасРК, опишіть призначення вузлів і роботу схеми. Зобразіть часові діаграми сигналів при використанні для сполучення кінцевих пристроїв з синхронним дискретним каналом методів накладення (МН) і ковзаючого індексу з підтвердженням (КП).
6. Визначте частоту дискретизації (імпульсну несучу лінійного сигналу) для двох методів і порівняйте її значення. Задані: число N дискретних каналів, швидкість модуляції B і допустимі крайові спотворення одиничних елементів δ_d в дискретному каналі.
7. Визначте, яка кількість дискретних каналів із вказаними вище параметрами може бути організована в смузі каналу ТЧ методами МН і КП, якщо застосована передача з ЧМ і двома бічними смугами.

ЗАДАЧА 5.

Розрахувати граничну чіткість факсимільної передачі по каналу зв'язку (п.1 задачі 2) факсимільним апаратом, який передає аркуш формату А4 за 9 хвилин. Обчислити надмірність при такій передачі Вашого прізвища, представленого друкованим текстом, в порівнянні з кодовою передачею по вказаному каналу. Приблизно оцінити час факсимільної передачі цього повідомлення при використанні модифікованого коду Хаффмана і планарного коду.

Вивчіть по літературі [2, 3, 6] особливості і основні параметри факсимільної передачі, звернувши особливу увагу на головні – надмірність, чіткість (розрізняючу спроможність) і швидкість передачі.

Чіткості R : горизонтальна (вздовж рядка) і вертикальна (по кадру) звичайно однакові

$$R = \frac{1}{\delta_p},$$

де δ_p - розмір растрового елемента (діаметр, якщо цей елемент має форму кола).

Можна досить просто отримати формулу для зв'язку чіткості, швидкості сканування і граничної частоти спектра f_{gp} електричного сигналу який утворюється при скануванні зображення:

$$f_{gp} = \frac{IN}{120\delta_p} = \frac{INR}{120},$$

де l - довжина рядка, мм

N – кількість рядків, що передаються (скануються) за хвилину,

T – час передачі аркуша зображення

$$T = \frac{L}{N\delta_p},$$

L – довжина зображення по вертикалі - кадру.

Ця залежність між шириною спектра і чіткістю зображення відома: очевидно, що чим ширша смуга частот, тим чіткіше зображення – менші елементи можна розрізнити на прийомі.

Розраховуючи максимально допустиму частоту сигналу f_{gp} , слід пам'ятати, що в п.1 задачі 2 була визначена смуга каналу для модульованого сигналу: ширина смуги пропускання ΔF , яка при двосмуговій модуляції вдвічі більша f_{gp} .

Надмірність факсимільної передачі є майже єдиним її недоліком. Існує кілька способів розрахунку цього важливого параметру. Одним з можливих визначень надмірності може бути відношення числа одиничних елементів сигналу при факсимільній передачі якогось повідомлення і їх числа при кодовій передачі цього ж повідомлення. Для визначення першого потрібно представити Ваше повідомлення - прізвище у вигляді зображення тексту, а другого – у вигляді коду МТК-2.

Щоб оцінити час факсимільної передачі цього ж повідомлення при використанні модифікованого коду Хаффмана і планарного коду, треба розрахувати час передачі звичайним методом і врахувати коефіцієнти стискання вказаних кодів [2].

Побудуйте структурну схему каналотворюючої апаратури з ЧасРК, опишіть призначення вузлів і роботу схеми. Зобразіть часові діаграми сигналів при використанні для сполучення кінцевих пристроїв з синхронним дискретним каналом методів накладення (МН) і ковзаючого індексу з підтвердженням (КП).

Для виконання пп.2, 3 задачі треба вивчити розділ 6.9 літератури [2], розглядаючи способи розділу каналів, зверніть увагу на переваги часового розділу каналів ЧасРК. Узагальнену структурну схему каналотворюючої апаратури з ЧасРК (рис. 6.79 [2]) деталізуйте, використавши методичні вказівки до лабораторної роботи, де описана апаратура ДАТА-3 [14]. Для опису роботи схеми зручно застосувати часові діаграми рис.6.80 [2].

Питання сполучення кінцевих пристроїв з синхронним дискретним каналом викладено в розділі 5.5 [2], часові діаграми двох основних методів сполучення: накладення (МН) і ковзаючого індексу з підтвердженням (КП), наведені відповідно на рис. 5.5, 5.6. Зверніть увагу, за рахунок чого досягається більша ефективність другого метода.

Визначте частоту дискретизації (імпульсну несучу лінійного сигналу) для двох методів і порівняйте її значення. Задані: число N дискретних каналів, швидкість модуляції B і допустимі крайові спотворення одиничних елементів δ_0 в дискретному каналі.

Розглядаючи часові діаграми метода накладення (МН), наведені на рис. 5.5, бачимо крайові спотворення, що виникають при сполученні кінцевих пристроїв з синхронним дискретним каналом шляхом амплітудної модуляції імпульсної несучої (АІМ) лінійного сигналу. Згадавши, що крайові спотворення вимірюються у відсотках відносно тривалості тактового інтервалу τ_0 (одичного елементу сигналу), можна записати формулу для максимального значення цих крайових спотворень

$$\delta_{\text{макс}} = (\Delta t / \tau_0) * 100\% = \Delta t B * 100\%,$$

де Δt - період імпульсної несучої,

B - швидкість модуляції.

Частоту дискретизації (імпульсну несучу лінійного сигналу) легко визначити, знаючи її період з наведеної формули. Легко зрозуміти, що максимальні крайові спотворення $\delta_{\text{макс}}$ не повинні перевищувати допустимі крайові спотворення одиничних елементів δ_d (можна їх прирівняти). Формула записана для одного каналу, а лінійний груповий сигнал в апаратурі з ЧасРК для N дискретних каналів має частоту в N разів більшу.

Для методу ковзаючого індексу з підтвердженням (КІП) можна записати аналогічну формулу, що буде відрізнятися від попередньої меншим значенням максимальних крайових спотворень

$$\delta_{\text{макс}} = (\Delta t / l \tau_0) * 100\% = (\Delta t B / l) * 100\%,$$

де l - кількість зон, на які розбивається тактовий інтервал τ_0 . Для зручності подальшого кодування номеру зони при методу КІП беруть $l = 2^k$. Всі інші розрахунки будуть аналогічними методу накладення.

З наведених формул і розрахунків стає очевидним вигравш методу КІП у порівнянні з МН.

Визначте, яка кількість дискретних каналів із вказаними вище параметрами може бути організована в смузі каналу ТЧ методами МН і КІП, якщо застосована передача з ЧМ і двома бічними смугами.

Задачу можна вирішити двома способами:

- знайти максимальну частоту дискретизації для каналу ТЧ і порівняти її з частотою дискретизації для одного дискретного каналу;
- знайти ширину спектра лінійного сигналу для одного дискретного каналу після модуляції і порівняти її зі смугою пропускання каналу ТЧ.

Розглянемо другий спосіб. Ширину спектра лінійного сигналу $f_{\text{гр сп}}$ для одного дискретного каналу можна прийняти рівній частоті першого нуля функції $\text{Sin } x / x$, що описує спектр прямокутного імпульсу тривалістю Δt . Відомо, що при передачі з ЧМ і двома бічними смугами можна вважати смугу спектра модульованого сигналу $\Delta F_{\text{чм}}$ приблизно вдвічі більшою, ніж смуга модулюючого сигналу. Порівнявши $\Delta F_{\text{чм}}$ з шириною смуги каналу ТЧ, можна отримати кількість дискретних каналів із вказаними вище параметрами, що можуть бути організовані в каналі ТЧ.