

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Сумський державний університет

Факультет електроніки та інформаційних технологій

Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри ЕКТ

_____ Анатолій ОПАНАСЮК
(підпис) (Ім'я та ПРИЗВИЩЕ)

_____ 2024 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня «магістр»

зі спеціальності 171 «Електроніка»

освітньо-професійної програми «Електронні системи»

на тему:

**АДАПТИВНА ЕЛЕКТРОННА СИСТЕМА ЛІНІЙНОЇ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ
ДАНИХ**

Здобувача групи ЕС.м-31 _____ Абрамяна Антона Олександровича

Кваліфікаційна робота містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

_____ (підпис)

Антон АБРАМЯНА
(Ім'я та ПРИЗВИЩЕ)

Керівник, доцент, к.т.н., доцент Ігор КУЛИК

_____ (підпис)

Консультант з техніко-економічної частини,
доцент, к.е.н., доцент Олександр МАЦЕНКО

_____ (підпис)

Суми – 2024

РЕФЕРАТ

Записка: 106 сторінок, 74 рисунків, 9 таблиць, 20 джерел.

Тема роботи: «Адаптивна електронна система лінійної модуляції сигналів даних».

Об'єктом розробки є адаптивна система лінійної модуляції на основі коду Манчестер-II.

Мета роботи – розробка адаптивної електронної системи модуляції сигналів даних.

Пояснювальна записка складається з шести розділів, вступу, висновків та додатків.

У першому розділі наданий огляд видів модуляції типів даних, короткий опис лінійних кодів, визначення задачі проектування.

У другому розділі проводиться аналіз властивостей методів лінійного кодування їх особливості та їх спектри сигналів.

У третьому розділі наводиться алгоритм роботи адаптивної системи модуляції сигналів даних, наведені принципи адаптивності даної системи та її структурна схема.

У четвертому розділі проводиться розробка функціональної схеми адаптивної електронної системи і проведена характеристика всіх її блоків.

У п'ятому розділі провадиться розробка принципової схеми проектованої електронної системи. Розглянуто можливість виготовлення із застосуванням імпоротної елементної бази.

У шостому розділі представлено схему розрахунку собівартості проектованої електронної системи та її ціноутворення при оптовому та роздрібному збуті.

У висновках наводяться результати розробки адаптивної електронної системи модуляції сигналів даних.

Ключові слова: модуляція, сигнал, лінійні коди, манчестер-II, адаптивність, канал зв'язку.

ЗМІСТ

Вступ.....	5
1. Огляд літератури та постановка задачі проектування	6
1.1. Принципи модуляції сигналів	6
1.2. Види модуляції сигналів	11
1.3. Методи лінійного кодування	23
1.4. Принципи адаптивності у системі лінійної модуляції.....	26
1.5. Постановка задачі проектування	28
2. Науково-дослідницька робота.....	29
2.1. Аналіз кодів лінійної модуляції.....	29
2.2. Висновки	48
3. Розробка алгоритму функціонування та структурної схеми адаптивної системи лінійної модуляції	51
3.1. Розробка алгоритму роботи	51
3.2. Принцип роботи адаптивної системи лінійної модуляції.....	54
4. Розробка функціональної схеми проектованої адаптивної системи лінійної модуляції	56
4.1. Блок завадостійкого кодування	56
4.2. Блок керування.....	60
4.3. Блок буферного регістру	62
4.4. Блок паралельно послідовного перетворювача	63
4.5. Блок лінійної модуляції.....	66
5. Розробка принципової електричної схеми адаптивної системи лінійної модуляції	70
6. Техніко-економічна частина	90
Загальні висновки.....	100
Список літератури	101
Додаток А.....	103
Додаток Б.....	104

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05. 352 ПЗ</i>			
Зм..	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	<i>Адаптивна електронна система лінійної модуляції сигналів даних Пояснювальна записка</i>	Лист.	Лист	Листів
Розроб.	Абрамян А.О.						3	106
Перев.	Кулик І.А.							
Реценз.								
Н. Контр.	Кулик І.А.							
Затверд.	Опанасюк А.С.					<i>СумДУ, ЕС.м-31</i>		

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

КЗ – канал зв'язку;
SNR – співвідношення сигнал/шум;
АМК – адаптивна модуляція і кодування;
ІКМ – імпульсно-кодова модуляція;
ДІКМ – Диференційна імпульсно-кодова модуляція;
PSK – цифрова фазова модуляція;
ASK – цифрова амплітудна модуляція;
FSK – цифрова частотна модуляція;
CPFSK – безперервна фазова модуляція;
MSK – цифрова модуляція з мінімальною частотною маніпуляцією;
АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;
ФМ – фазова модуляція;
АМ – амплітудна модуляція;
ЧМ – частотна модуляція;
ІМ – імпульсна модуляція;
АІМ – амплітудно-імпульсна модуляція;
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;
ФІМ – фазово-імпульсна модуляція;
ЧІМ – частотно-імпульсна модуляція;
СМК – схема модуляції та кодування;
КУД – кінцеве устаткування даних;
АКД – апаратура каналу даних;
СПД – система передачі даних;
БФІЗ – блок формування імпульсів зсуву;
БЛМ – блок лінійної модуляції;
М-П – манчестер-П;
ТТЛ – транзисторно-транзисторна логіка;

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		4

ВСТУП

На сьогоднішній день телекомунікації зайняли значну частину нашого повсякденного і професійного життя. Телефони, радіозв'язок, телебачення та комп'ютери з доступом до інтернету – усе це для нас є повсякденністю. Переважна більшість сфер діяльності передбачає наявність стабільного зв'язку з мережею та іншими людьми, адже інформованість - це, насамперед, запорука безпеки та продуктивності.

Існує безліч пристроїв, які нам дають змогу користуватися зв'язком: телефони, персональні комп'ютери, системи навігації, радіо, телевізори тощо. Вони можуть структурно відрізнятися один від одного, та мати різний діапазон можливостей але для передавання та обміну інформацією, вони будуть застосовувати однакові принципи. У найбільш загальному випадку, передача інформації включає в себе передачу закодованого повідомлення із однієї точки до іншої точки. Існують як аналогові так і цифрові види комунікації, але зазвичай вдала комунікація, незалежно від її виду, характеризується наступними етапами:

1. Генерація інформаційного сигналу: голос, музика, зображення або комп'ютерні дані.
2. Опис цього сигналу з певною мірою точності за допомогою набору символів: електричних, звукових або візуальних.
3. Кодування цих символів у формі, придатній для передачі через фізичне середовище, що представляє інтерес.
4. Передача закодованого повідомлення до потрібного адресата.
5. Розшифровка та відтворення вхідного повідомлення.
6. Відтворення вихідного сигналу повідомлення.

У цій послідовності ключовим етапом можна назвати саме кодування інформаційного повідомлення.

Якщо відправити інформаційний сигнал без попередньої його обробки, то по мірі його проходження через канал зв'язку він буде викривлятися та підпадати під вплив шумів та завад, адже канал зв'язку не є ідеальним, чистим від шумів, середовищем. У результаті такої передачі ми отримаємо викривлену інформацію, яку неможливо буде зчитати.

У цій роботі буде розглянутий такий вид кодування повідомлення, як лінійна модуляція і спроектована відповідна система адаптивної лінійної модуляції сигналів.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
						5
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ПРОЕКТУВАННЯ

1.1 Принципи модуляції сигналів

Канали зв'язку, чи то телефонна лінія, наземна лінія зв'язку або радіо, не зможуть напряму передати цифрову інформацію без викривлення сигналу. Це обумовлено обмеженням ширини полоси пропускання, яка присутня у кожного з методів підключення. Тож для перетворення цифрових сигналів, які генеруються комп'ютером в аналоговий вигляд або навпаки, необхідний прилад, який називається модулятор [5].

Даний прилад виконує процес обробки сигналу, який називається модуляція.

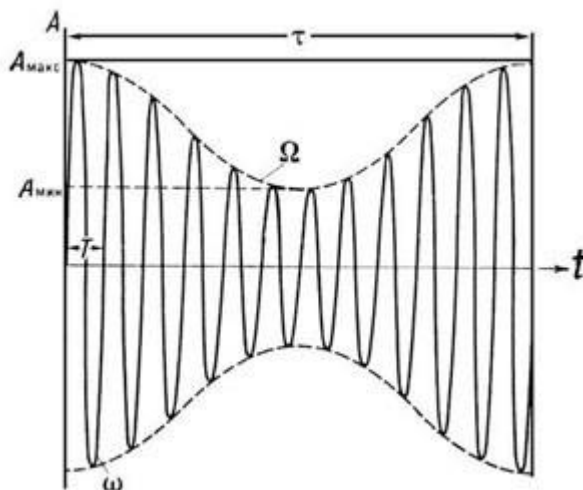


Рисунок 1.1 – Приклад модуляції сигналу

Модуляція – це процес зміни одного або декількох параметрів високочастотного несучого коливання по закону низькочастотного інформаційного сигналу.

Інформація, яка передається – це низькочастотний сигнал, який буде називатися керуючим сигналом. Цей керуючий сигнал об'єднується з високочастотним сигналом або несучим сигналом. На виході модулятора отримують високочастотний сигнал який повторює амплітуду низькочастотного керуючого сигналу і далі передається по каналу зв'язку [2].

Так як процес модуляції виконується по відношенню до сигналів, необхідно також розглянути поняття сигналу та його види.

Сигнал – це фізичний процес, що відображає інформацію. Він може бути представлений у вигляді напруги, струму або напруженості електромагнітного

					ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ	Лист
						6
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

поля. Ці параметри в електричних сигналах несуть інформацію, подібну до інформаційних характеристик повідомлень. Інформаційними параметрами вважають ті характеристики, зміни яких містять відповідні повідомлення [7]. Сигнал може бути аналоговим або цифровим (рис. 2).

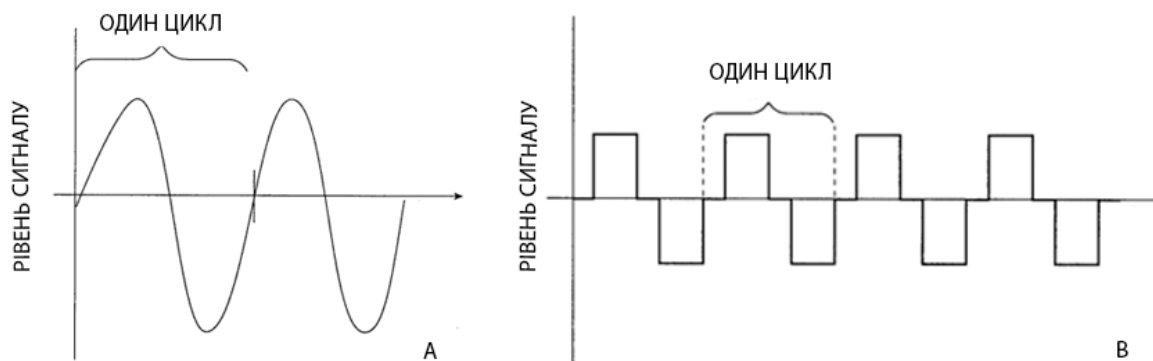


Рисунок 1.2 – Види сигналів. а) аналоговий; б) цифровий

Аналоговий або неперервний сигнал – це сигнал який характеризується тим, що кожна його точка в системі координат впливає на стан інформаційного повідомлення. Такі сигнали на графіках зображаються у вигляді синусоїди або виражаються у загальному випадку за допомогою розкладання у ряд Фур'є. У межах одного циклу додатна амплітуда відповідає від'ємній амплітуді, поки сигнал не почне слабшати через затухання. Циклами називають відрізок між двома точками сусідніх хвиль, які мають один вектор руху. Один цикл складається з позитивного коливання та негативного коливання амплітуди [3].

Аналогові сигнали застосовуються переважно у аудіо- та відео зв'язку, бездротовій мережі.

За допомогою аналогового сигналу може передаватися будь-яка інформація, тому що такий сигнал є вимірною реакцією на зміну навколишнього середовища таких як рух, температура, вологість, світло, звук, тиск [2].

Дискретним або цифровим сигналом називають сигнал, який складається з окремих імпульсів і переключається між двома рівнями напруги 0 та 1 які відображають закодовану інформацію в цифровій електронній системі. Також дискретний сигнал може бути утворений шляхом складання аналогового сигналу $x(t)$ з функцією дискретизації $y(t)$, яка представляється у вигляді послідовності коротких імпульсів, що слідує за кроком дискретизації. У цифровому сигналі

має значення тільки наявність або відсутність імпульсу і також форма переднього та заднього фронту імпульсу [1].

Окрім звичайного подання сигналів, також може використовуватись математичний опис сигналів в залежності їх значень від певних складових, а саме: часу, лінійної просторової координати тощо. Такий опис може бути визначений тим, що сигнал будь-якої форми та складності, який не має нескінчених значень можна представити як суму найпростіших гармонічних коливань, що виконується за допомогою перетворення Фур'є.

Нехай $x(t)$ – аналоговий сигнал, який задовольняє умову $\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt \ll \infty$. Тоді цей сигнал можна представити у вигляді інтегралу Фур'є:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df. \quad (1.1)$$

Де $X(\omega)$ – комплексна функція, яка визначає фазову затримку та амплітуду комплексної синусоїди $e^{i\omega t} = \cos(\omega t) + i \sin(\omega t)$.

Спектром Фур'є для дискретних сигналів називають комплексну функцію:

$$X(e^{i\omega t}) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega t}. \quad (1.2)$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.3)$$

Даний вираз (1.3) демонструє, що вихідна послідовність може бути складена з дискретних комплексних синусоїд які мають різну частоту. Властивості спектра Фур'є для аналогових сигналів подібні до властивостей спектра Фур'є для цифрових сигналів, за винятком однієї принципової відмінності. На відміну від аналогового сигналу, у дискретного сигналу спектр $X(e^{i\omega t})$ є періодичним по частоті з періодом 2π тому його значення розглядаються на одному періоді: або $[-\pi, \pi]$, або $[0, 2\pi]$ [1].

У сучасних системах передачі та прийому інформації використовують широкий спектр методів модуляції цифрових сигналів. Для демодуляції таких сигналів виникає потреба у оцінюванні коефіцієнта бітових помилок BER (bit error rate). Причина помилок у каналах зв'язку може бути різною. Іноді помилки можуть виникати в приймальних пристроях, які використовуються для формування сигналу синхронізації під час сильного впливу завад. Також можуть мати місце випадання символів в потоці даних. Прослизання, також є бітовою помилкою. Прослизанням називають повторення або виключення групи символів

в синхронній послідовності в результаті різних швидкостей зчитування та запису у пам'ять [6].

Для повідомлень, які складаються з N сигналів, більше всього підходить характеристика автокореляційної функції, яка описується наступним виразом.

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u_{si}(t) \cdot u_{ij}(t - \tau) dt. \quad (1.4)$$

Де $i = \overline{1, N}$ і $j = \overline{1, N}$ – номер сигналу; T – тривалість сигналу; $u_{si}(t)$ і $u_{ij}(t - \tau)$ – спектральна густина сигналу; R_{ij} – автокореляційна функція; $R_{ij}(i \neq j)$ – взаємкореляційна функція.

Спектральна густина потужності визначається як пряме перетворення Фур'є від автокореляційної функції:

$$u_s(f) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{+\infty} R_{ij}(\tau) e^{-j2\pi f t} dt. \quad (1.5)$$

Енергетична відстань між сигналами:

$$D_{ij} = \int_0^T (u_{si}(t) - u_{sj}(t)) \cdot (u_{si}(t) - u_{sj}(t))^* dt. \quad (1.6)$$

Так як відстань між сигналами пов'язана з імовірністю бітової помилки $P_{\text{пом}}$, то для прикладу ми визначимо вірогідність помилки для двійкової модуляції гаусівського каналу:

$$P_{\text{пом}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{D_{1,2}}{2 \cdot k \cdot T_{\text{ш}} \cdot \Delta F}} \right) \right]. \quad (1.7)$$

Де ΔF – смуга приймального; $\Phi(x)$ – функція Лапласа; $D_{1,2}$ – відстань між 1 і 2 складовими сигналу; k – коефіцієнт Больцмана; $T_{\text{ш}}$ – температура шуму.

Відстань між першою та другою складовими у випадку двійкової фазової маніпуляції (ФМн) знаходиться за формулою:

$$D_{1,2} = 2 \cdot \sqrt{E} \quad (1.8).$$

Для вірогідності бітової помилки для двійкової ФМн (PSK) визначають згідно формули:

$$P_{PSK\text{пом}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{2 \cdot E}{N_0}} \right) \right]. \quad (1.9)$$

Де E – енергія ФМн сигналу; N_0 – спектральна густина білого шуму.

Відстань між складовими сигналу при використанні в системах передачі які складаються з багатопозиційних сигналів ФМн, визначаються за виразом:

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
						9
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

$$D_{i,i+1} = \sqrt{E \left(2 - 2 \cos \frac{2 \cdot \pi}{M} \right)} = 2\sqrt{E} \sin \frac{\pi}{M}. \quad (1.10)$$

Де M – кількість альтернативних символів бітової послідовності.

Зі збільшенням кількості символів бітової послідовності, відстань між складовими буде зменшуватися, тобто, якщо при $M=4$ - $D_{1,2} = 2 \cdot \sqrt{E}$ то при $M=8$ - $D_{1,2} = 2 \cdot \sqrt{0,6E}$. Через це, багатопозиційна ФМн використовується тільки у випадках $M \leq 8$.

Для гаусівського каналу багатопозиційної ФМн вирогідність помилки визначається згідно наступної формули:

$$P_{MPSK_{\text{пом}}} = 2 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_0 \log_2 M}{N_0} \sin \frac{\pi}{M}} \right) \right]. \quad (1.11)$$

Де $E_0 \log_2 M$ – енергія одного символу.

Беручи до уваги попередні вирази, можна сказати, що для оцінювання бітових помилок у сигналі, важливим аспектом є збільшення відстані між складовими сигналу, оскільки через це, ймовірність виникнення помилок значно зменшується.

Для частотної маніпуляції (ЧМн або FSK), відстань між сигналами обирають $\Delta f = 1/2T$. Завадостійкість цих сигналів залежить від типу когерентності приймача. Значення імовірності бітової помилки для цього методу визначають наступним виразом:

$$P_{FSK_{\text{пом}}} = 2 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right]. \quad (1.12)$$

Де E_b/N_0 – відношення енергії сигналів, що витрачається на передачу одного символу, до питомої потужності шуму.

Оцінка бітових помилок для модульованих сигналів залежить від відстані між сигналами, яка обирається від типу двійкової інформації. Також оцінка залежить і від типу приймача. Через це, ефективність модуляції характеризують виразом (1.12). Отримані співвідношення також справедливі і для інших видів модуляції дискретних сигналів [6].

1.2 Види модуляції сигналів

Існує три основних види модуляції сигналів, а саме: аналогова, дискретна(цифрова) та імпульсна.

Модуляція аналогових сигналів, загалом, може здійснюватися за фазою (ФМ), амплітудою(АМ) та частотою(ЧМ).

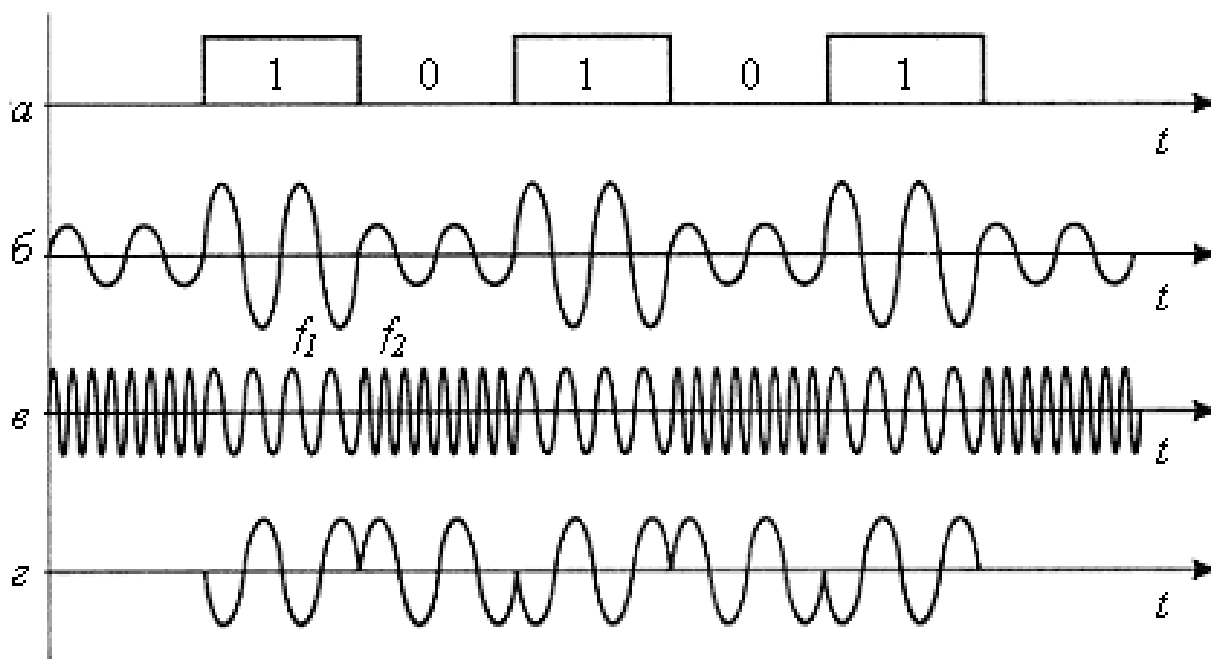


Рисунок 1.3 – Види аналогової модуляції сигналів

Модуляція таких сигналів здійснюється за допомогою амплітуди, фази або частоти синусоїдальних сигналів несучої. На діаграмі (рис. 1.3, а) показана кодова послідовність вхідного інформаційного сигналу: для одиниці використовується потенціал високого рівня, а для логічного нуля – потенціал низького рівня.

Якщо поглянути на амплітудну модуляцію (рис.1.3, б), то для логічної одиниці присвоюється високий рівень амплітуди несучого сигналу, а для логічного нуля – низький. Однак, варто зауважити, що цей спосіб досить рідко використовується в його чистому вигляді, адже має погану завадостійкість, але може застосовуватись разом з фазовою модуляцією.

Якщо поглянути на частотну модуляцію (рис. 1.3, в), то тут можна побачити, що для значень логічного нуля та логічної одиниці беруться синусоїди із різною частотою – f_1 і f_2 . Цей спосіб досить легко реалізувати технічно у пристроях модуляції. Тому він застосовується у низькошвидкісному обладнанні, що працює на швидкостях 300 чи 1200 біт/с [5].

Якщо поглянути на фазову модуляцію (рис. 1.3, г), то тут можна побачити, що для значень логічного нуля та логічної одиниці беруться сигнали з однаковою частотою, але з різною фазою, наприклад 0° і 180° . Як вже було зазначено раніше, цей метод часто застосовується у поєднанні із амплітудною модуляцією і може застосовуватись у більш швидкісному обладнанні [1].

Якщо розглядати методи цифрової модуляції, то їх принцип заснований на тимчасовій дискретизації, квантуванні і кодуванні сигналу, що передається.

Цифрова модуляція сигналів, або маніпуляція, спостерігається, коли високочастотний несучий сигнал стрибкоподібно змінює свої параметри під впливом дискретного інформаційного повідомлення. Параметри, які можуть модулюватися інформаційним повідомленням, такі ж самі — амплітуда, частота і фаза. Таким чином, можна побудувати різні види цифрової модуляції [8].

Цифрова амплітудна модуляція (ASK, amplitude shift keying). Найпростіший випадок «вмикання-вимикання» (OOK, on-off keying), якщо ми використовуємо цифровий сигнал як низькочастотний модулюючий сигнал, то перемноження модулюючого сигналу і несучого сигналу призводить до модульованого сигналу, який йде з нормальною амплітудою при високому логічному рівні і «вимкнений» за низькому логічному рівні. Амплітуда логічної одиниці відповідає індексу модуляції.

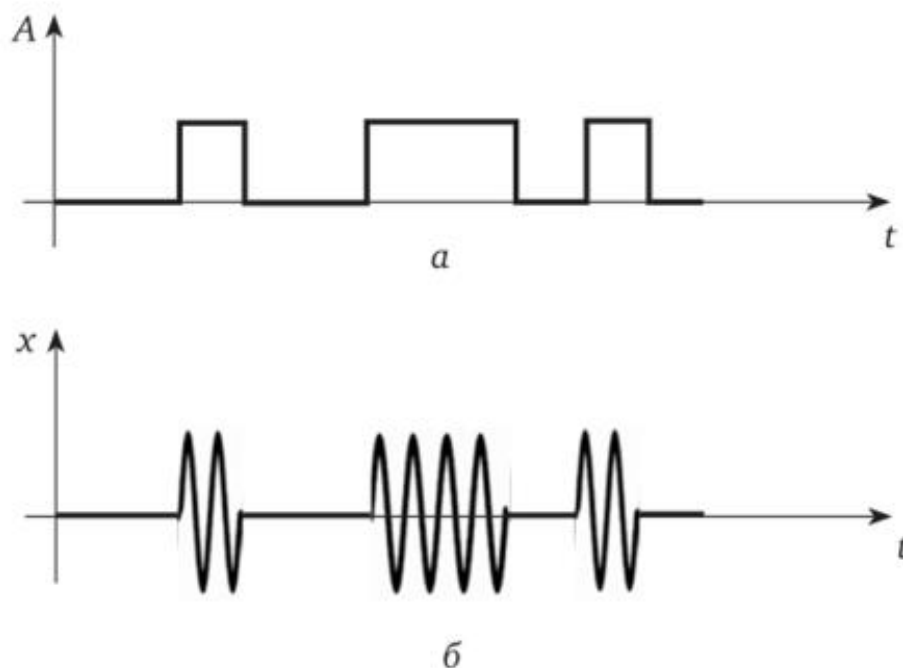


Рисунок 1.4 – Приклад цифрової амплітудної модуляції.

Цифрова частотна модуляція (FSK, frequency shift keying). Частотна маніпуляція (рис. 1.5) передбачає, що змінюється частота несучого сигналу при незмінній амплітуді. При отриманні двійкового інформаційного повідомлення модулятор генерує результуючий сигнал, що характеризується двома різними значеннями частоти. Висока частота, наприклад, відповідає одиничному символу повідомлення, а низька частота – нульовому символу [2].

Одним із способів генерації готового передачі FSK сигналу є спочатку створення аналогового низькочастотного сигналу, який перемикається між f_1 і f_2 відповідно до цифрових даних. Потім низькочастотний сигнал зсувається (використовуючи змішувач) до несучої частоти і передається. Цей підхід особливо зручний в програмних радіосистемах: аналоговий модульний сигнал є низькочастотним, і тому він може бути згенерований математично, а потім введений в аналогову область за допомогою ЦАП. Використання ЦАП для високочастотного сигналу, що передається, було б набагато складніше [10].

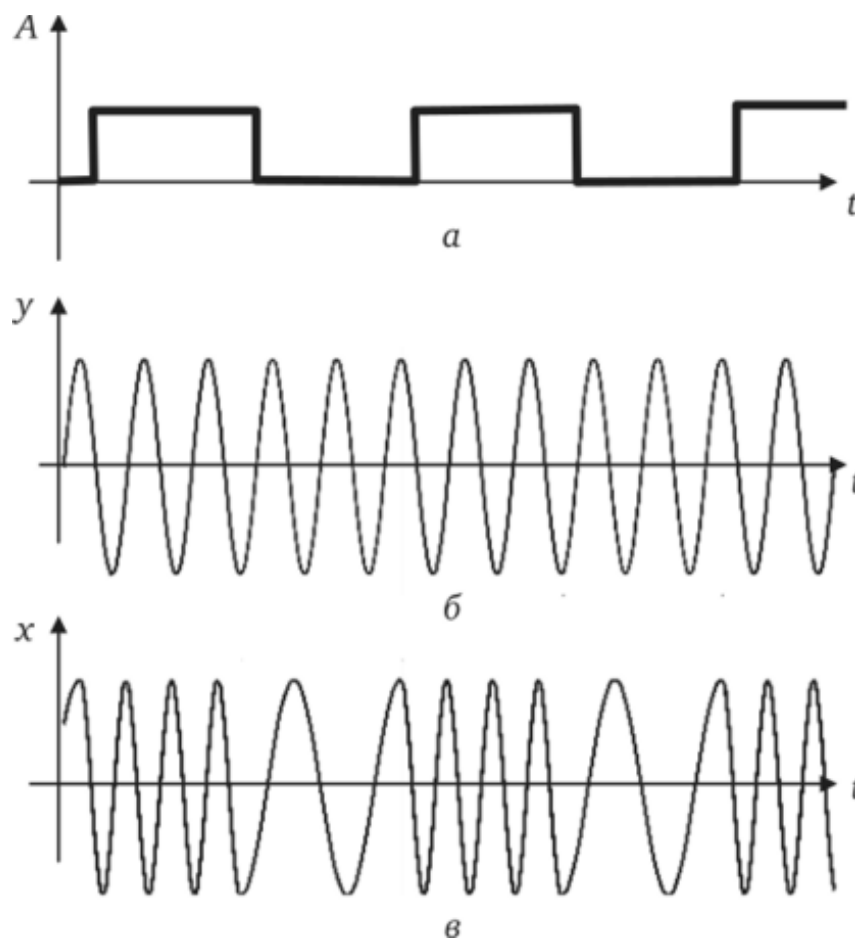


Рисунок 1.5 – Приклад цифрової частотної модуляції

Простіший спосіб реалізації FSK полягає в тому, щоб просто мати два сигнали, несучої частоти з різними частотами (f_1 і f_2); той чи інший сигнал подається на вихід залежно від логічного рівня двійкових даних. Це призводить до кінцевого сигналу, що передається між двома частотами, так само, як низькочастотний FSK сигнал, за винятком того, що різниця між двома частотами тут набагато менше в порівнянні з середньою частотою [9].

Частотна модуляція має високу завадостійкість, так як шуми спотворюють, як правило, амплітуду, а не частоту сигналу.

Однією із модифікацій даного методу є CPFSK або FSK з неперервною фазою. Одним із недоліків стандартної модуляції FSK є те, що в точці переходу між частотами фаза може бути нестійкою. Ці розриви у фазі можуть стати причиною небажаних похибок та ефектів для деяких схем. Тому існує метод CPFSK, який усуває даний недолік [10].

Цифрова модуляція з мінімальною частотною маніпуляцією (minimum shift key MSK).

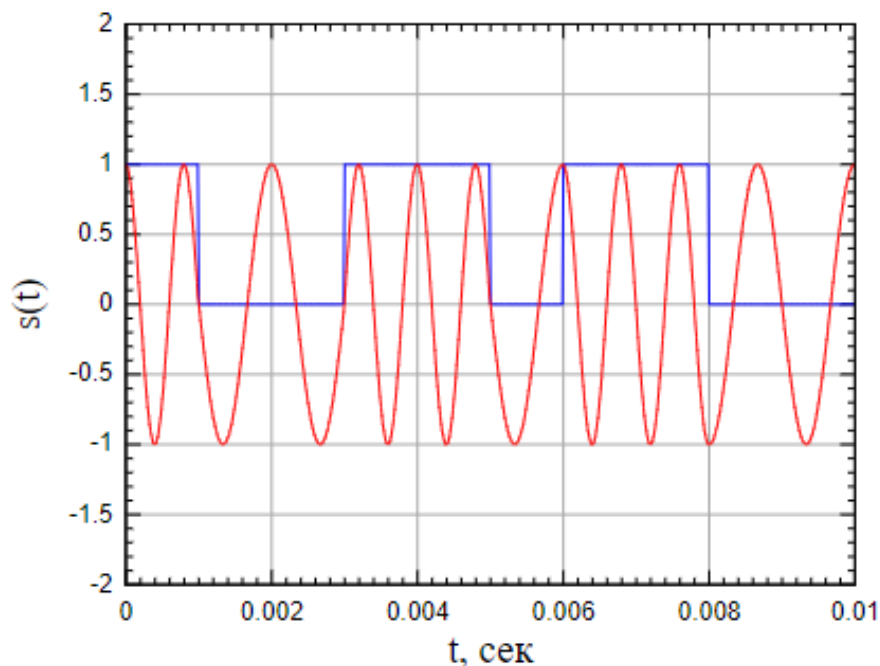


Рисунок 1.6 – приклад MSK модуляції

Модуляція MSK - це окремий випадок модуляції CPFSK, при мінімально можливому індексі модуляції, що забезпечує ортогональність сигналів передачі логічного нуля і логічної одиниці цифрової інформації. Іншими словами, сигнал

MSK — сигнал з мінімальним розносом частот нуля та одиниці, тобто з мінімальною девіацією, при якому ці частоти можна відрізнити на інтервалі часу.

Цифрова фазова модуляція (PSK). Ми маємо два сигнали: несучий сигнал та двійковий сигнал, які ми хочемо надіслати. Несуча хвиля - це синусоїдний сигнал, який переносить модульовані дані по КЗ. Його частота зазвичай значно вища за бітрейт або швидкість передачі символів. У модуляції PSK ми в основному змінюємо фазу сигналу. Оскільки це двійковий зсув фази, ми в основному лише інвертуємо фазу сигналу, і це інвертує локальну полярність хвилі. Ми можемо бачити на малюнку нижче, що коли ми змінюємо полярність, ми генеруємо «виїмки» на несучій хвилі. Це наші біти, які модулюються в несучу хвилю за допомогою двійкового зсуву фази. Перевага зміни фази полягає в тому, що нам потрібна лише постійна фаза, а не обов'язково дуже велика амплітуда сигналу [10].

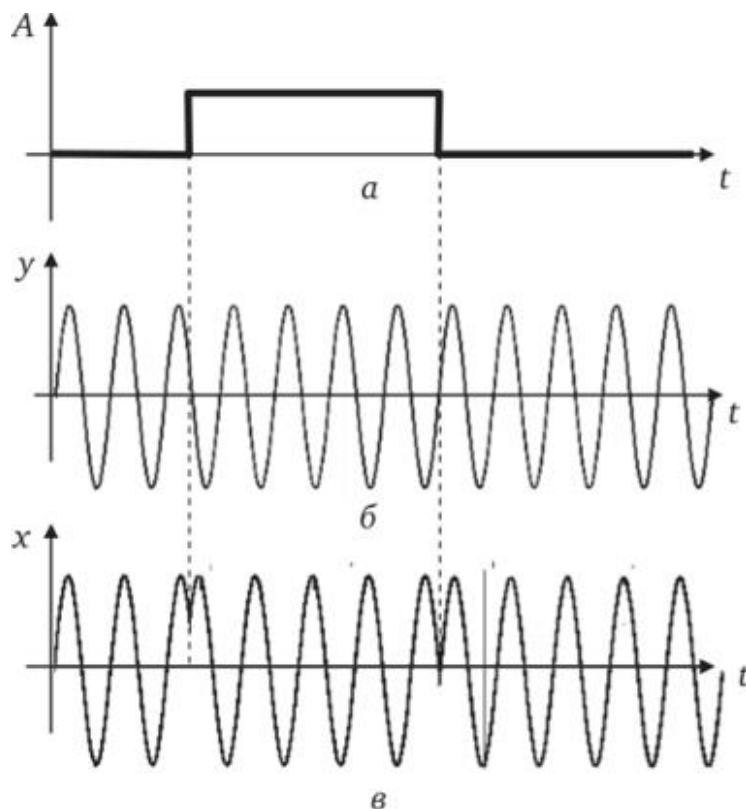


Рисунок 1.7 – Приклад цифрової фазової модуляції

В цілому ми маємо:

- Коли наш біт дорівнює 1, зсув фази несучої хвилі становить 0 градусів.
- Коли наш біт дорівнює 0, зсув фази несучої хвилі становить 180 градусів (інвертований)

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

Щоб розглянути принцип цифрової модуляції, також як приклад можна взяти метод імпульсно-кової модуляції ІКМ (Pulse Amplitude Modulation, PAM), яка дуже часто застосовується у цифровій телефонії.

Амплітуда аналогового сигналу вимірюється періодично – за рахунок цього відбувається дискретизація цього сигналу за часом. Ці вимірювання подаються як двійкові числа певної розрядності. Після цього сигнали передаються по КЗ у вигляді двійкової послідовності чисел. Для таких повідомлень можуть застосовуватися методи лінійного кодування [1].

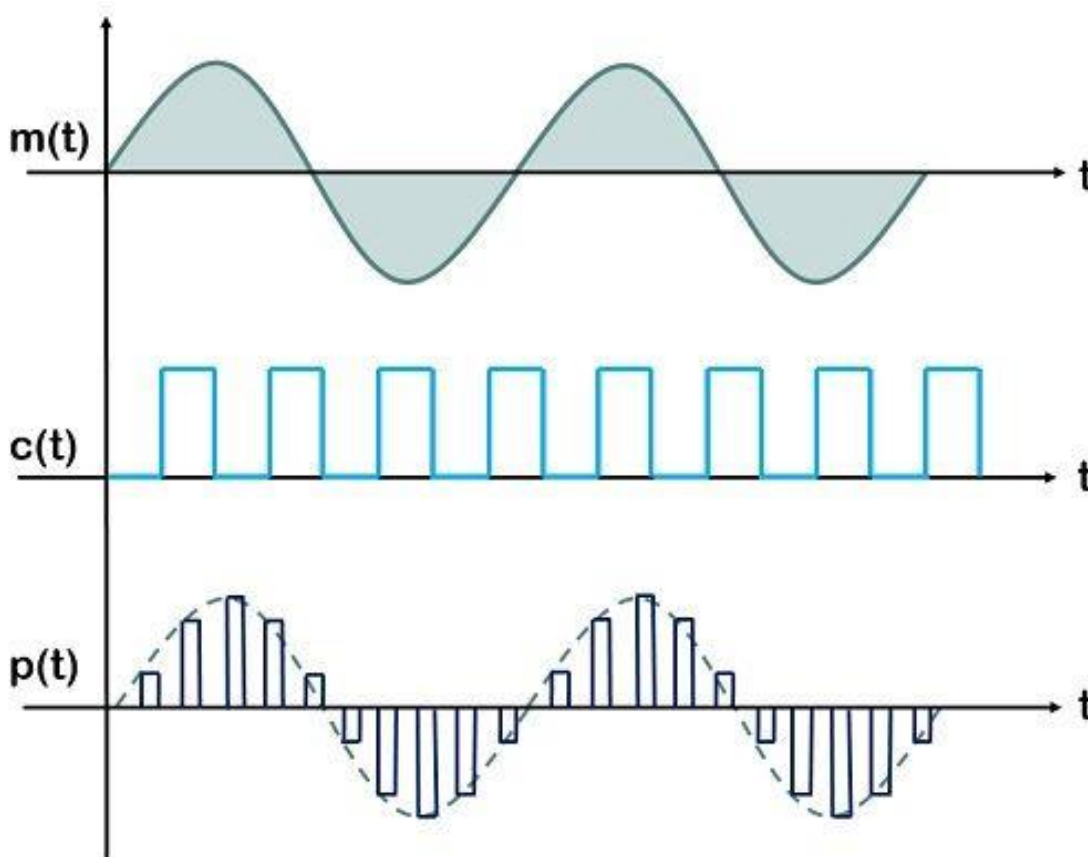


Рисунок 1.8 – Дискретизація за часом

Цей вид модуляції не має багато відмінностей у порівнянні з модуляцією безперервної хвилі. Єдина відмінність полягає в тому, що несуча хвиля імпульсної модуляції не є безперервною за своєю природою, а є прямокутною серією імпульсів. Амплітудна модуляція імпульсного сигналу здійснюється шляхом дискретизації аналогового модулюючого сигналу. Дискретизація сигналу в основному виконується або методом природної дискретизації, або дискретизацією з плоскою вибіркою [8].

Дискретизація з плоскою вибіркою – це метод вибірки аналогового сигналу, при якому амплітуда кожного відібраного зразка залишається постійною протягом всього періоду вибірки. Це створює так «плоский верх» для кожного імпульсу на осцилограмі. Дискретизація з плоскою вибіркою робить передачу сигналу більш стійкою та зручною для цифрової обробки, при цьому варто зауважити, що сигнал втрачає деяку точність відображення у порівнянні з оригінальним аналоговим сигналом.

Слід зазначити, що у випадку ІКМ вибірка з плоскою вершиною широко використовується та є більш популярною, ніж природна вибірка. Це обумовлено тим, що було зазначено вище: під час передачі сигналу, шум каналу вносить певну форму спотворення в нього, яке можна легко усунути у випадку плоских вершин. Якщо брати випадок, коли природна вибірка виконується до сигналів ІКМ - верхня частина імпульсів змінюється відповідно до модулюючого сигналу. У цьому випадку виявлення та усунення шумової складової із дискретизованого сигналу стає складнішим [4].

Ще один важливий аспект, який слід враховувати під час генерації та передачі ІКМ сигналу - це використання його смуги пропускання.

Під час ІКМ, як правило, τ є тривалістю імпульсу і вважається дуже малим у порівнянні з часовим періодом між двома вибірками T_s :

$$\tau \ll T_s. \quad (1.13)$$

Нехай максимальна частота модулюючого сигналу $m(t) = f_m$, таким чином, відповідно до теореми вибірки:

$$f_s \geq 2f_m. \quad (1.14)$$

Де f_s – частота дискретизації.

$$f_s = \frac{1}{T_s}; \frac{1}{T_s} \geq 2f_m. \quad (1.15)$$

Маючи це на увазі, можемо записати вираз альтернативно:

$$T_s \leq \frac{1}{2f_m}. \quad (1.16)$$

Так, як ми вже знаємо про вираз, то можемо зробити висновок, що:

$$\tau \ll T_s \leq \frac{1}{2f_m}. \quad (1.17)$$

Максимальна частота (f_{max}) модульованого сигналу досягається, коли час увімкнення та вимкнення модульованого імпульсу однаковий:

$$f_{max} = \frac{1}{\tau + \tau} = \frac{1}{2\tau}. \quad (1.18)$$

Таким чином, смуга пропускання (BW) у випадку сигналу ІКМ більше або дорівнює максимальній частотній складовій.

Тоді ми можемо записати:

$$BW \geq \frac{1}{2\tau}; \tau \ll \frac{1}{2f_m}. \quad (1.19)$$

Тоді:

$$BW \geq \frac{1}{2\tau} \gg f_m. \quad (1.20)$$

Або:

$$BW \gg f_m. \quad (1.21)$$

Таким чином, смуга пропускання для передачі сигналу ІКМ більше, ніж максимальна частотна складова сигналу [4].

Отже, до переваг даного методу можна віднести простоту реалізації та поширеність у використанні. До недоліків можна віднести необхідність широкої смуги пропускання та вразливість до шумів завдяки великій варіації амплітуд.

Дискретна модуляція заснована на теорії відображення Найквіста – Котельникова. Ця теорія каже: аналогова неперервна функція, яка передається у вигляді дискретних за часом значень, може бути точно відновлена, якщо частота дискретизації була в два чи більше разів вища ніж частота найвищої гармоніки спектра вихідної функції [5].

Також, існують такі методи цифрової модуляції, які називають диференціальними.

Принциповою відмінністю диференціальних методів цифрової модуляції від ІКМ є обмеження гранично допустимої швидкості зміни сигналу, що передається, а не його амплітуди, як при ІКМ.

Дійсно, якщо величина збільшення сигналу, що передається, істотно перевищує амплітудний діапазон диференціального АЦП, то передача такого збільшення не може бути здійснена за допомогою одного або двох кроків квантування. При цьому сигнал, що формується в ланцюзі зворотного зв'язку АЦП, не встигає змінитися відповідно до змін вхідного сигналу, що призводить до спотворень відліків сигналу, що передається — спотворень «перевантаження по крутості». Збільшуючи величину кроку квантування, можна знизити спотворення перевантаження, при цьому, однак, зростають спотворення квантування [3].

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Листм
						18
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

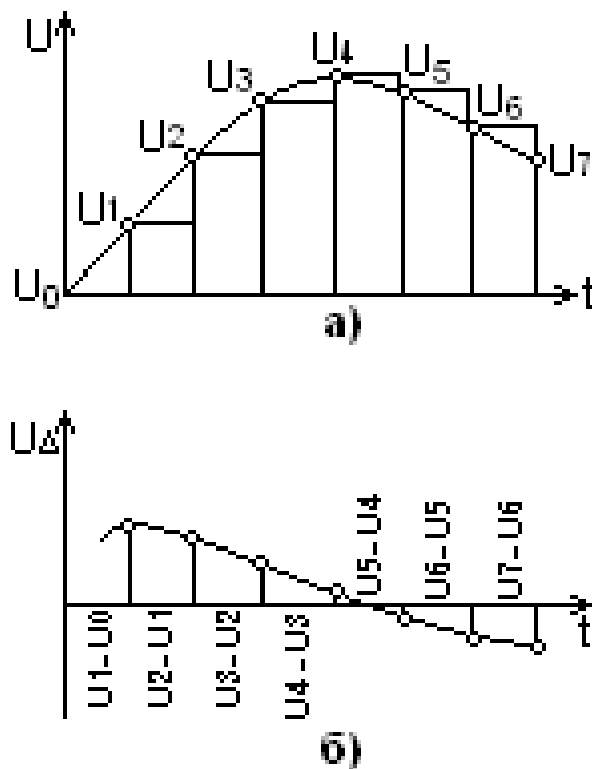


Рисунок 1.9 – Принцип диференціальної ІКМ(ДІКМ)

Диференційну ІКМ доцільно застосовувати при передачі таких сигналів, у яких можливі різкі (тривалістю $1/f_{\max}$) стрибки миттєвих значень. У цих умовах підвищення частоти дискретизації не гарантує зниження різниці сусідніх відліків до величини кроку квантування. При ДІКМ частота дискретизації зазвичай вибирається такою самою, як і при ІКМ.

Також одним із диференційних цифрових методів модуляції є дельта модуляція

У кожен момент відліку сигнал порівнюється з пилоподібною (еталонною) напругою на кожному кроці дискретизації Δ . Якщо відлік сигналу перевищує по амплітуді пилоподібну напругу, то остання наростає до наступної точки дискретизації, інакше, напруга починає спадати. У найпростішій системі нахил пилоподібною напруги зберігається незмінним протягом усього процесу. Отриманий двійковий сигнал можна розглядати як похідну від пилоподібною напруги. Вибираючи досить малим значення кроку можна отримати будь-яку задану точність подання сигналу [10].

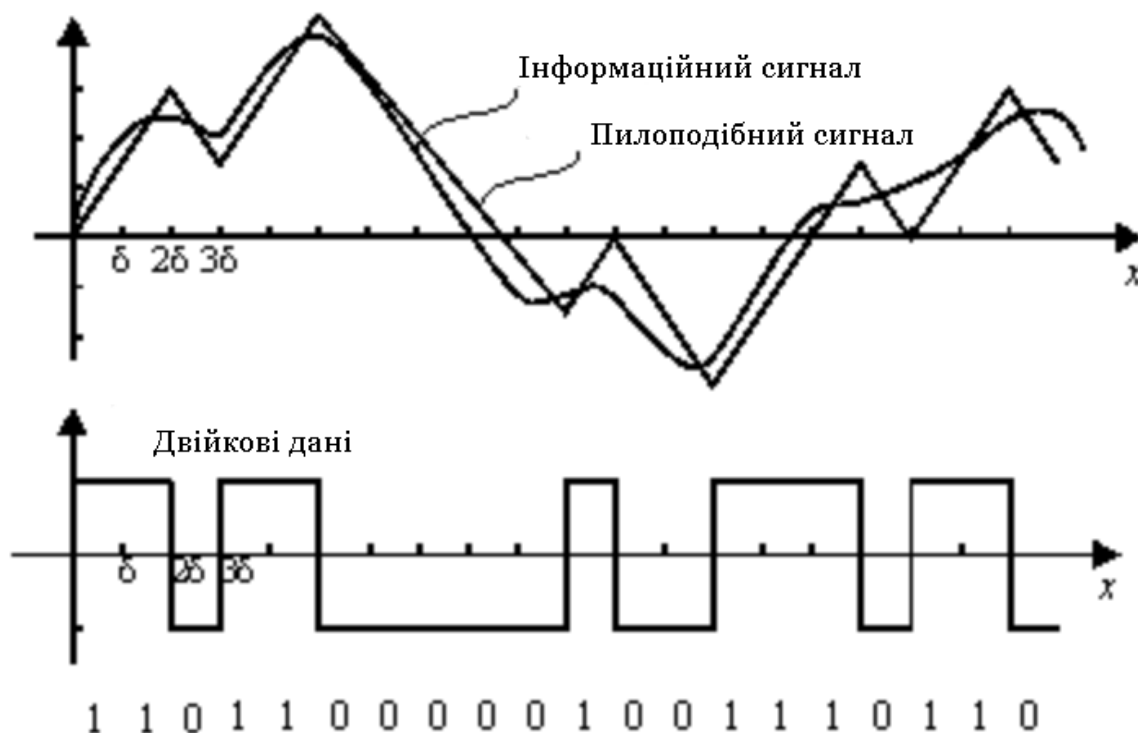


Рисунок 1.10 – Принцип дельта модуляції

Як правило, метод дельта-модуляції використовується там, де якість сигналу має невелике значення, оскільки це найпростіший метод диференційної цифрової модуляції, і він не має великої точності, особливо коли зміни сигналу занадто високі або близькі до нуля.

Таким чином, цей метод може бути використаний в пристроях радіозв'язку і цифрової передачі голосу. Зберігання голосу є ще одним застосуванням дельта-модуляції. Його також можна використовувати в телевізійних системах. Управління інверторами також можливе за допомогою техніки дельта-модуляції, оскільки їм потрібна простота реалізації та модифікації параметрів керування. Ця методика може бути застосована для всіх послідовно з'єднаних інверторів з різними рівнями.

Як згадувалося, дельта-модуляцію можна використовувати для передачі та зберігання даних, що корисно для аналізу електроенцефалограми (ЕЕГ) для великого обсягу цифрових даних і складних завдань обробки [4].

Представлена методика має два недоліки, включаючи перевантаження за нахилом та «пилкоподібний» шум. Ці два важливі недоліки є результатом фіксованого розміру кроку в методі дельта-модуляції.

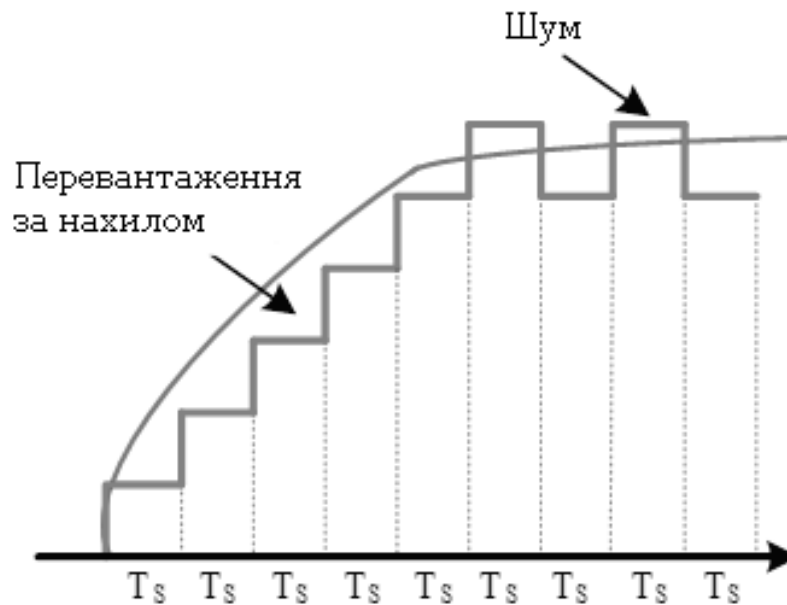


Рисунок 1.11 – Недоліки дельта-модуляції

Перевантаження за нахилом відбувається, коли сигнал швидко змінюється, а спад високий. У цьому випадку метод дельта-модуляції додає або віднімає фіксоване значення розміру кроку і не може бути близьким до фактичного сигналу, що створює значні помилки під час передачі [4].

Коли аналоговий сигнал змінюється дуже повільно або майже не змінюється (має низький нахил), дельта-модулятор починає працювати некоректно. У таких випадках амплітуда сигналу змінюється недостатньо, щоб постійний крок коректно її відслідковував. Внаслідок цього дельта-модулятор чергує додавання і віднімання кроку, намагаючись наздогнати значення сигналу, хоча зміни в реальному сигналі дуже малі або їх взагалі немає. Це призводить до генерації "пилкоподібного" шуму в вихідному сигналі.

Імпульсна модуляція використовує послідовності прямокутних імпульсів як носій модульованих сигналів. Такі види модуляції застосовуються при передачі дискретизованих даних.

Існують чотири основні методи ІМ:

1. Амплітудо-імпульсна модуляція, залежить від A ;
2. Широтно-імпульсна модуляція, залежить від τ_2 ;
3. Фазово-імпульсна модуляція, залежить від положення імпульсу на інтервалі T ;
4. Частотно-імпульсна модуляція, залежить від частоти ($f=1/T$).

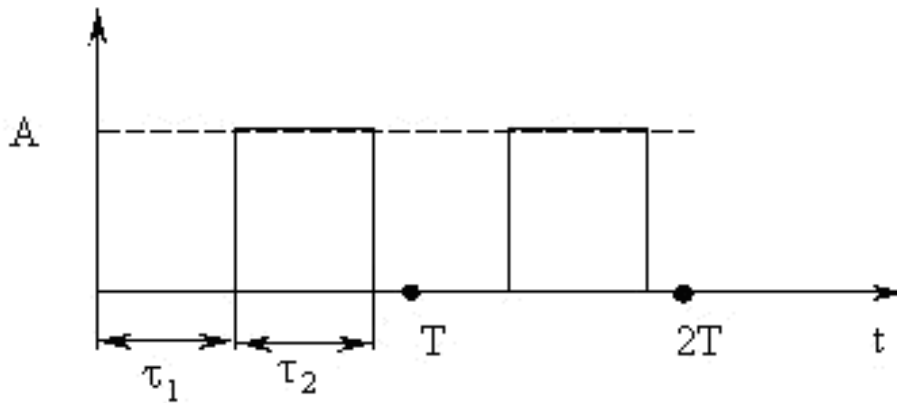


Рисунок 1.12 – Основні методи імпульсної модуляції

АІМ полягає в зміні амплітуди імпульсу. ШІМ полягає в управлінні тривалістю імпульсів, тривалість імпульсів встановлюється пропорційно значенню відліків, при цьому вона не повинна перевищувати інтервал дискретизації даних. ЧІМ змінює частоту імпульсів по часовій осі за певним законом сигналу. ФІМ по закону сигналу змінює тільки часове положення імпульсів, а їх амплітуда і тривалість залишаються незмінними [3].

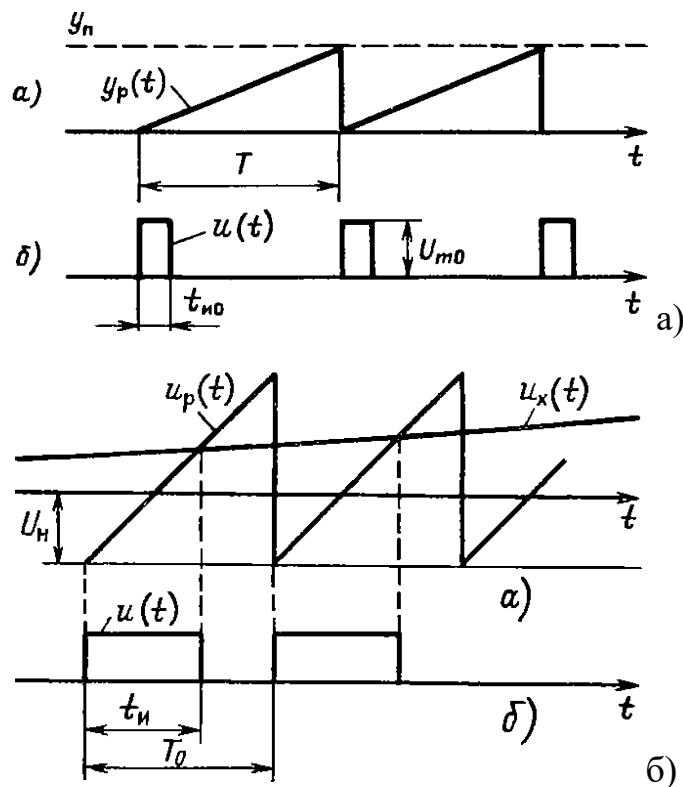


Рисунок 1.13 – а) ЧІМ – модуляція, ШІМ – модуляція.

1.3. Методи лінійного кодування

Передача інформації між двома досить віддаленими пристроями вимагає подання її у вигляді послідовного потоку біт, характеристики якого залежать від особливостей конкретної системи. Фізичною основою такої системи є лінія зв'язку, яка зазвичай виконується у вигляді крученої пари проводів, коаксіального кабелю або оптичного світловода. Залежно від відстані дані, що передаються по лінії, можуть одноразово або багаторазово піддаватися ретрансляції з метою відновлення амплітуди та тимчасових характеристик .

Алгоритми роботи передавача, ретранслятора та приймача визначаються вибраним кодом, призначеним для передачі по лінії, або лінійним кодом.

Кодуванням сигналу називається зміна параметрів сигналу відповідно до характеристик електронної системи та каналу зв'язку з метою зменшення імовірності спотворення сигналу та його спрощення розпізнавання для приймача. Декодування сигналу на приймальній стороні здійснюється з метою його оновлення [3].

Існують способи кодування аналогових сигналів та способи кодування цифрових сигналів. Можна сказати, що ефективним методом кодування неперервних сигналів є їхня аналогова модуляція. Але у багатьох випадках, більш дієвим методом кодування аналогового сигналу є його дискретна модуляція та переведення в двійкову форму .

Найпростішим лінійним кодом є уніполярний код NRZ (Not Return To Zero). У цьому коді нулі представляють відсутність імпульсу, а одиниці – наявність імпульсу. Загалом цей метод кодування має певні недоліки а саме:

- Наявність постійної складової та низькочастотних компонентів в сигналі.
Постійна складова сигналу є усередненим значенням сигналу змінного струму.

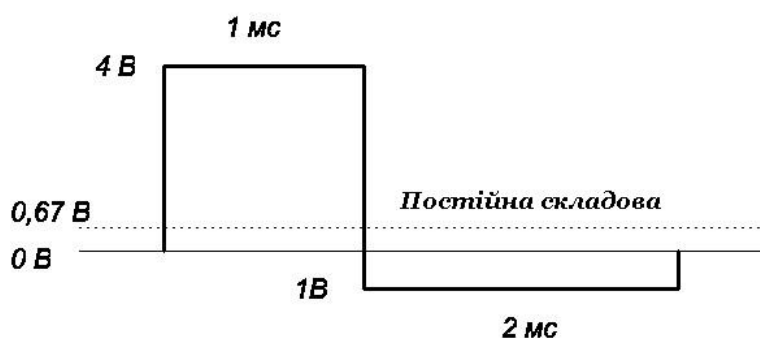


Рисунок 1.14 – Постійна складова уніполярного NRZ

					ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		23

Уніполярний код NRZ кодує одиницю певною напругою, як наявність імпульсу. Це призводить до того, що при великій кількості закодованих одиниць з'являється не нульова середня напруга, яка і є постійною складовою. Це може призводити до проблем при передаванні через конденсатори та трансформаторні мережі. Для уникнення цього недоліку застосовують біполярний код NRZ який має додатній та від'ємний рівні напруги та уникає цієї проблеми [11].

- Складність синхронізації. Без частих переходів між нулем та одиницею на декодеру складно зрозуміти, коли починається новий біт інформації.

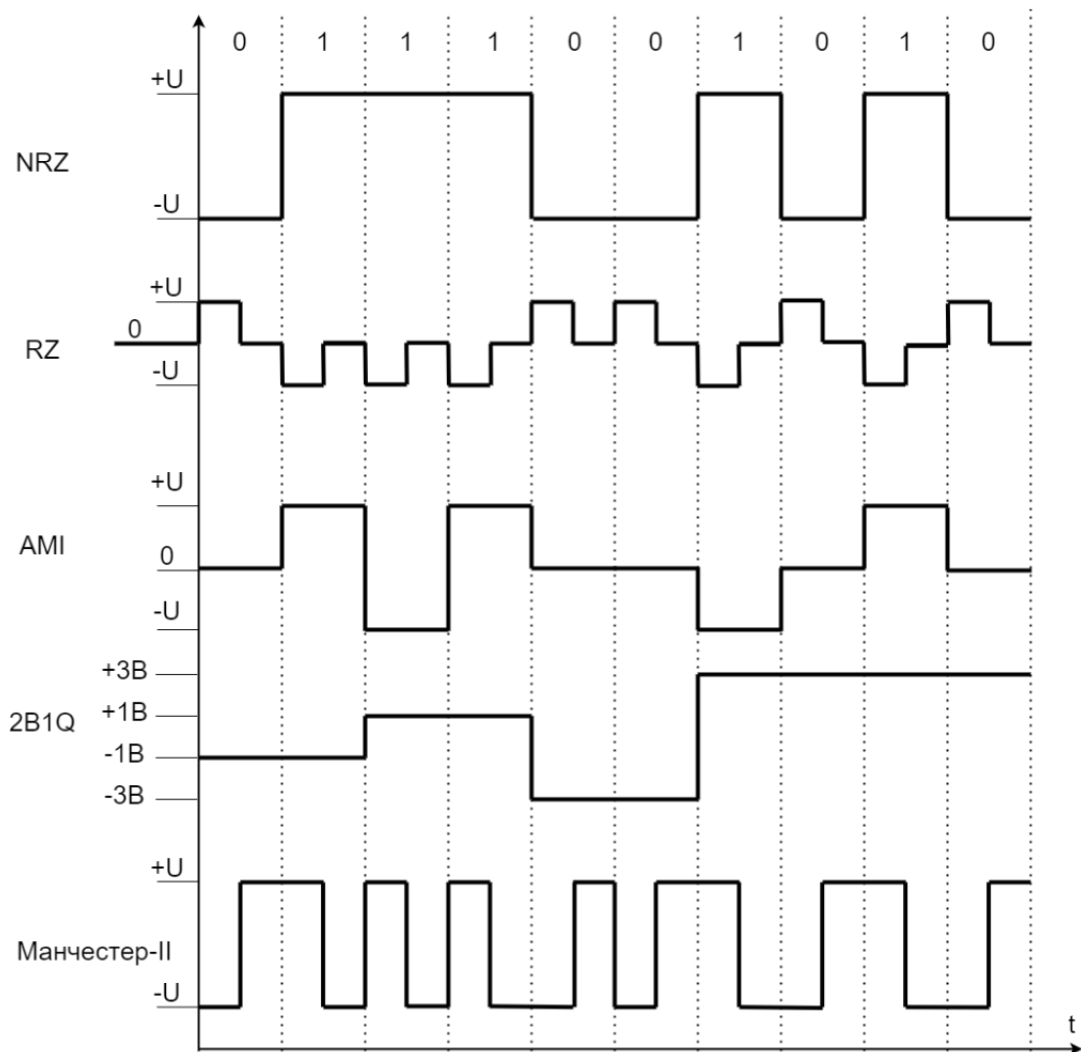


Рисунок 1.15 – Часові діаграми лінійних кодів.

Код RZ (Return to Zero) може бути як полярним, так і біполярним. Біполярний RZ код є трирівневим і отримав таку назву через те, що після певного рівня сигналу в першій половині бітового інтервалу йому слід повернутись до нульового рівня, такий перехід відбувається в середині кожного бітового інтервалу.

Так як у центрі кожного інтервалу завжди є перехід сигналу до нульового рівня, декодеру легше визначити синхросигнал і втрата синхронізації не виникне навіть при довгій послідовності нулів або одиниць. Але наявність трьох рівнів ускладнює технічну реалізацію апаратури кодера та декодера.

Модифікованим кодом NRZ можна назвати метод біполярного кодування з інверсією сигналу (AMI). У даному коді використовуються наступні позначення для бітів: нуль представляється нульовою напругою; одиниця представляється зміною полярності напруги. Цей код стійкий до появи послідовностей одиниць, але має все ще має проблеми з послідовністю нулів, так як при довгій послідовності нулів синхронізація втрачається.

Метод лінійного кодування 2B1Q унікальний тим, що передає за один такт не один біт «1» або «0» а пару бітів «10» одночасно. Для кожної пари бітів існує свій стан напруги, з цього випливає, що у методі 2B1Q існує чотири рівні сигналу. Таким чином, за допомогою цього методу можна передавати по одній і тій самій лінії зв'язку дані у два рази швидше ніж за допомогою вищерозглянутих методів лінійного кодування. Але потужність передавача при цьому також має бути вищою, а технічна реалізація кодера/декодера - складна, адже має розрізняти аж чотири рівні напруги сигналу.

Код «Манчестер-II» або манчестерський код, є одним з найпоширеніший в локальних мережах. Він, подібно до коду RZ має перехід в середині кожного бітовоо інтервалу. Логічний нуль відповідає переходу на верхній рівень в середині інтервалу, а логічній одиниці – перепад на нижній рівень.

Найкраще, принцип роботи даного методу кодування спостерігається при передаванні спочатку однакової послідовності нулів або одиниць, а потім чергування бітів. При передаванні однакової послідовності частота сигналу буде у два рази більшою, ніж при чергуванні бітів.

За допомогою коду «Манчестер-II» вирішується багато недоліків, які були зазначені раніше. У сигналі манчестерського коду немає постійної складової. Підлаштування приймача під вхідний сигнал виконується дуже легко адже у кожному біті присутній перепад рівня напруги. Також наявність лише двох рівнів напруги спрощує технічну реалізацію кодера/декодера на відміну від багаторівневих методів лінійного кодування.

1.4 Принципи адаптивності у системі лінійної модуляції

Основна ідея адаптивної модуляції і кодування (АМК) полягає в динамічній зміні схеми модуляції та кодування (СМК) для відправки наступних кодових послідовностей з метою адаптації загальної спектральної ефективності сигналу до умов каналу зв'язку. Рішення про вибір відповідного СМК приймається на стороні приймача відповідно до умов каналу, що спостерігаються та з інформацією, що подається на передавач у кожному кадрі повідомлення. Система лінійної модуляції вимірює показник відношення сигнал-шум (SNR) залежно від якого, змінює параметри передачі сигналу по КЗ [8].

При великому відношенні SNR, система буде використовувати більшу швидкість для передачі даних по КЗ, а при низькому SNR система навпаки переходить на більш низькі швидкості модуляції, які є більш стійкими до шуму у каналі та до помилок, які можуть виникнути під час передачі повідомлення.

Загальний принцип адаптивної лінійної модуляції продемонстрований на рис. 1.16

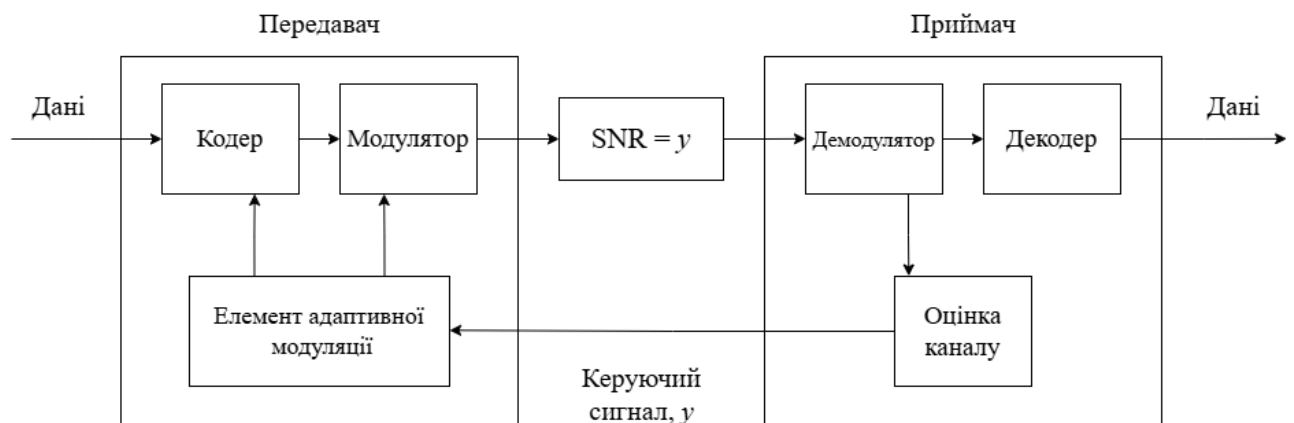


Рисунок 1.16 – Принцип адаптивної модуляції

Ключовою проблемою в АМК є ефективно керування двома величинами одночасно: швидкістю передачі і швидкістю кодування. Це відповідає розробці відповідного алгоритму для елемента адаптивної модуляції. Передавач повинен знати SNR каналу зв'язку - γ , який визначається як прийнятий SINR γ_r , поділений на потужність передачі P_t , яка сама зазвичай є функцією γ . Таким чином отриманий SINR дорівнює $\gamma_r = P_t \gamma$ [9].

На сьогоднішній день адаптивна модуляція використовується майже в усіх сучасних бездротових системах комунікації таких як: WiFi, сотові мережі, супутниковий зв'язок. У системах та стандартах цифрового телебачення використовується адаптивна модуляція, що дає змогу системі оптимізувати випромінювання цифрового телевізійного сигналу відповідно до змін умов прийому, які впливають на якість відео. У бездротових сенсорних мережах адаптивна модуляція мінімізує енергію, одночасно максимізуючи пропускну здатність даних та надійність мережі протягом усього терміну служби. Також, у військових системах зв'язку присутні методи адаптивної модуляції, які забезпечують постійну зміну швидкості передачі даних, що дозволяє надійно та без помилок оптимізувати канали зв'язку.

До переваг АМК можна віднести:

- Гарна спектральна ефективність покращує можливості передачі великих об'ємів інформації через задану смугу пропускання, що особливо корисно у мережах з великим навантаженням. Також це дозволяє більш ефективно використовувати доступні системні ресурси, підвищуючи пропускну здатність і ефективність СПД.

- Шляхом динамічної зміни налаштування схеми кодування та модуляції для підтримки сталої якості сигналу в різних умовах, АМК значно підвищує надійність зв'язку. Адаптивність забезпечує більш стабільне та надійне з'єднання навіть у мінливих умовах КЗ.

- Порівняно із системами, що використовують фіксовані схеми кодування і модуляції, АМК можуть бути більш швидшими при однакових умовах КЗ. Також при різкому погіршенні умов КЗ схема може зменшити швидкість передачі та підтримувати якість зв'язку.

До недоліків АМК можна віднести:

- Складність реалізації через потребу в складніших алгоритмах роботи і підвищеній потужності обробки.

- Безперервний моніторинг і налаштування різних схем кодування і модуляції збільшують споживання енергії. Це може призвести до більших витрат на обслуговування.

- Проблеми сумісності із застарілими системами. Деякі схеми АМК можуть бути несумісні зі старими системами зв'язку, що може призвести до обмеження можливостей інтеграції нових технологій у старі системи комунікацій.

									Лист
									27
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ				

1.5 Постановка задачі проектування

Метою магістерської дипломної роботи є закріплення та застосування навичок інженерного розрахунку та синтезу основних функціональних та принципових блоків проектованого приладу.

На основі проведеного огляду літератури, технічної документації, яка пов'язана зі застосуванням лінійних ходів у процесі модуляції сигналу та стандартів зв'язку, буде розроблена та спроектована адаптивна електронна система лінійної модуляції сигналів даних.

Дана система буде використовуватись у складі каналотворюючої апаратури в системах передачі даних та інших автоматизованих системах. Для розробки системи модуляції необхідно забезпечити виконання наступних технічних вимог:

- Для формування сигналу буде застосований код «Манчестер-II»;
- Забезпечення адаптивності до умов каналу зв'язку;
- Довжина кодової комбінації до 15 розрядів;
- Довжина інформаційної частини до 7 розрядів;
- Кількість виправлених помилок до 2;
- Частота роботи пристрою від 12 МГц;
- Вихідна напруга високого рівня від 4,5 В;
- Вихідна напруга низького рівня до 0,4 В.

2 НАУКОВО ДОСЛІДНИЦЬКА РОБОТА

2.1 Аналіз кодів лінійної модуляції

Лінійний код NRZ (Non return to zero) є фундаментальним і широко використовуваним методом лінійного кодування даних у цифрових системах зв'язку. У кодуванні NRZ кожен біт представлений постійним рівнем напруги протягом усього бітового періоду. Як правило, високий рівень напруги відповідає одному бітовому значенню, наприклад, логічній одиниці, тоді як низький рівень напруги представляє інше бітове значення – логічний нуль.

Існує як уніполярна версія NRZ кодування, так і біполярна. Уніполярна версія використовує логічний нуль, як позначення відсутності напруги в цілому, а біполярна версія, використовує той самий нуль, як позначення інвертованого значення напруги.

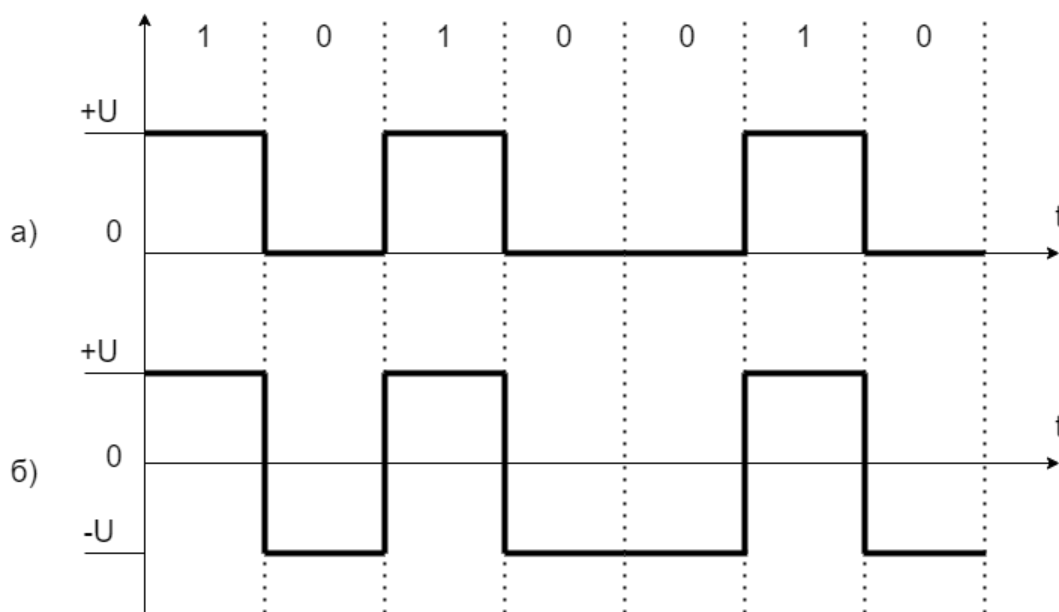


Рисунок 2.1 – а) NRZ уніполярний; б) NRZ біполярний

Після того, як цей сигнал буде надісланий до модулятора, він буде відправлений по КЗ у вигляді послідовності нулів та одиниць, які представлені певними рівнями напруги. На приймальній стороні демодулятор буде розшифровувати його сигнал та відправляти інформацію далі на пристрій.

Цей метод лінійного кодування є гарним зразком для дослідження лінійної модуляції та порівняння інших методів лінійного кодування між собою, але на практиці він застосовується у своєму «чистому» вигляді дуже рідко, він має багато недоліків, які будуть розглянуті далі [11].

До основних недоліків NRZ кодування можна віднести:

Відсутність самосинхронізації. Одним із головних недоліків можна відзначити саме відсутність самосинхронізації у даному методі лінійного кодування. Самосинхронізація відбувається коли тактовий сигнал передавача і приймача розбігаються між собою. Коли це відбувається, приймач не може чітко визначити кордони бітових інтервалів.

Якщо ми маємо повідомлення, яке виглядає як: «010101010», то ми бачимо, що разом із чередуванням нулів та одиниць, відбувається чередування полярності сигналів. Якщо ж повідомлення буде виглядати як: «000100001111101111», ми можемо зрозуміти, що одиниця та нуль, які розташовані у довгих послідовностях протилежних по полярності сигналів, можуть не зчитуватися, або зчитуватися із помилками. Як вже було зазначено, саме це дуже часто відбувається з кодом NRZ при передаванні довгих послідовностей нулів або одиниць по КЗ.

Погана помилкозахисність. Одною із основних проблем NRZ кодування є те, що цей метод не забезпечує механізмів для виявлення помилок. У ньому не використовуються коригуючі алгоритми або маркери, які б сигналізували про наявність спотворень у повідомленні. Якщо у кодовому повідомленні, при прийомі, буде навіть одна помилка – це може спричинити порушення цілісності повідомлення.

Енергетичні характеристики сигналу. Та ж сама проблема, яка призводить до відсутності самосинхронізації, також може призвести до проблеми з наявністю постійної складової у сигналі. Якщо період, на якому буде триматись однаковий рівень напруги буде досить тривалим, то це може призвести до мерехтіння базової лінії сигналу, та потенційно ускладнити точне декодування сигналу на приймальній стороні; це явище також називають постійною складовою у сигналі.

Наявність постійної складової у сигналі також комбінується із наявністю у тому ж самому сигналі низькочастотних компонентів у його спектрі, що дуже сильно перешкоджає при передаванні сигналу на довгі відстані та використання при передачі за допомогою трансформаторів та конденсаторів.

Також при уніполярному кодуванні, потужність, яка виділяється на резисторі навантаження R , є рівною $A^2/2R$, де A – амплітуда імпульсу. Ця величина у два рази перевищує потужність ніж при біполярному кодуванні [13].

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
						30
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

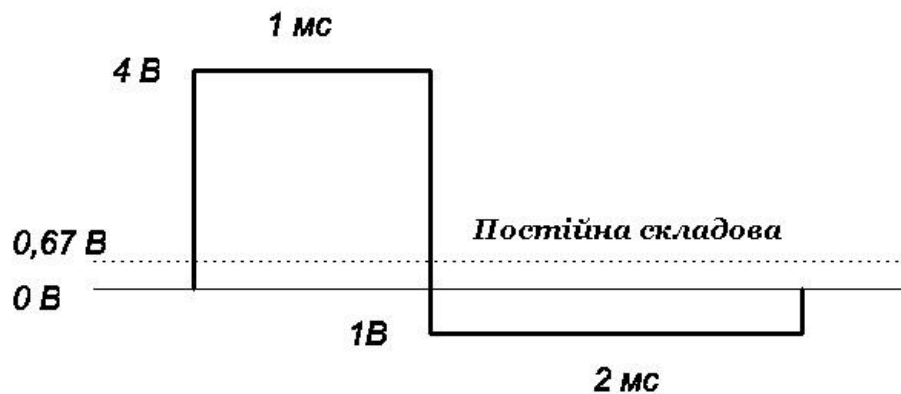


Рисунок 2.2 – Постійна складова.

Слід зазначити що при біполярному NRZ (рис 2.1, б) параметри сигналу мають кращі енергетичні характеристики ніж при уніполярному NRZ (рис 2.1, а). Середня потужність біполярного NRZ зменшує своє значення на половину у порівнянні з уніполярним кодом та становить $A^2/4R$. Це частково вирішує одну із проблем, наведених вище [12].

Для того, щоб провести повний аналіз будь-якого методу лінійного кодування, необхідно також брати до уваги спектральні характеристики щільності самого сигналу. Спектральна щільність, або просто спектр сигналу: характеризує розподіл енергії та/або потужності сигналу по діапазону частот. Даний параметр використовується для оцінки сигналу і шуму на виході фільтру [9].

Спектр послідовності імпульсів з періодом $T=\alpha\tau_0$ і амплітудою U_0 (рис. 2.2а), представляється у вигляді розкладання в ряд Фур'є:

$$S(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin(k\Omega_1 t + \varphi_k). \quad (2.1)$$

Де Ω_1 - кругова частота повторення або перша гармоніка (спектральна складова) сигналу $s(t)$, $\Omega_1=2\pi/T$. Коефіцієнт a_k визначає спектр амплітуд, а φ_k – спектр фаз. При цьому:

$$a_k = \frac{2U_0}{\alpha} \frac{\sin(k\Omega_1 t/2\alpha)}{k\Omega_1 t/2\alpha}. \quad (2.2)$$

Де $\alpha = T/\tau_0$ – свердловість імпульсної послідовності.

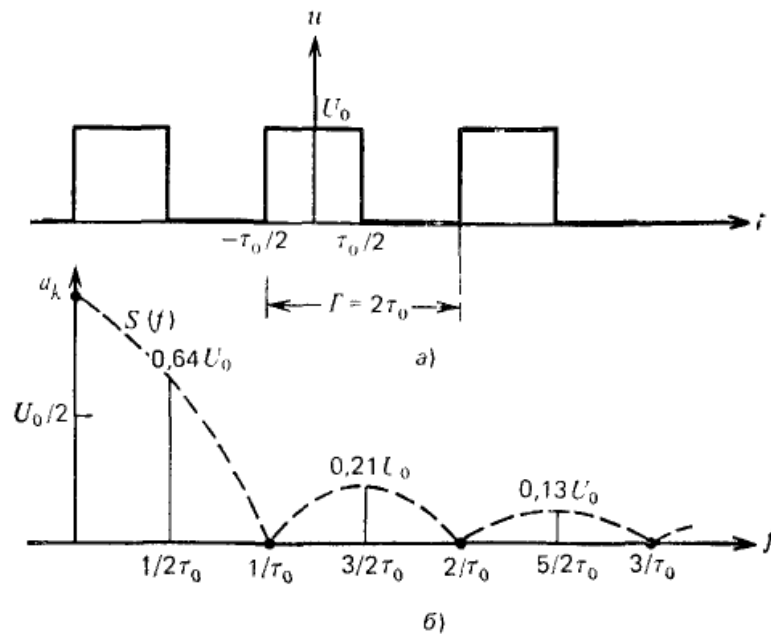


Рисунок 2.3 – а) Послідовність імпульсів; б) спектр послідовності імпульсів.

На практиці під шириною спектру сигналу розуміють ту область частот, у якій зосереджена основна енергія сигналу. При цьому, також існує ефективна ширина спектру сигналу. На рис. 2.3, б – це діапазон частот від 0 до $1/\tau_0$, ця ділянка утримує майже 90% енергії сигналу. З цього можна зробити висновок: чим більша довжина імпульсу тим вузьчий буде спектр сигналу. Нескінченно короткий імпульс буде мати нескінченно широкий спектр з рівномірною густиною. Можна зробити висновок, що для передачі на високій швидкості з високою частотою, необхідно забезпечити канали з більш широкою смугою пропускання [11].

Смугою пропускання називають діапазон частот, у межах якого АЧХ достатньо рівномірною для того, щоб забезпечити передачу сигналу. Ширина смуги частот для сигналу вважається достатньою, якщо у її межах нерівномірність частотної характеристики не перевищує заданої. Нерівномірність АЧХ може бути викликана відхиленням від прямої, паралельної осі частот [14].

Поглянемо безпосередньо на спектр сигналу NRZ, який визначається співвідношенням:

$$G(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \frac{2\pi f T}{2}}{\frac{2\pi f T}{2}} \right)^2. \quad (2.3)$$

Де A – амплітуда імпульсу

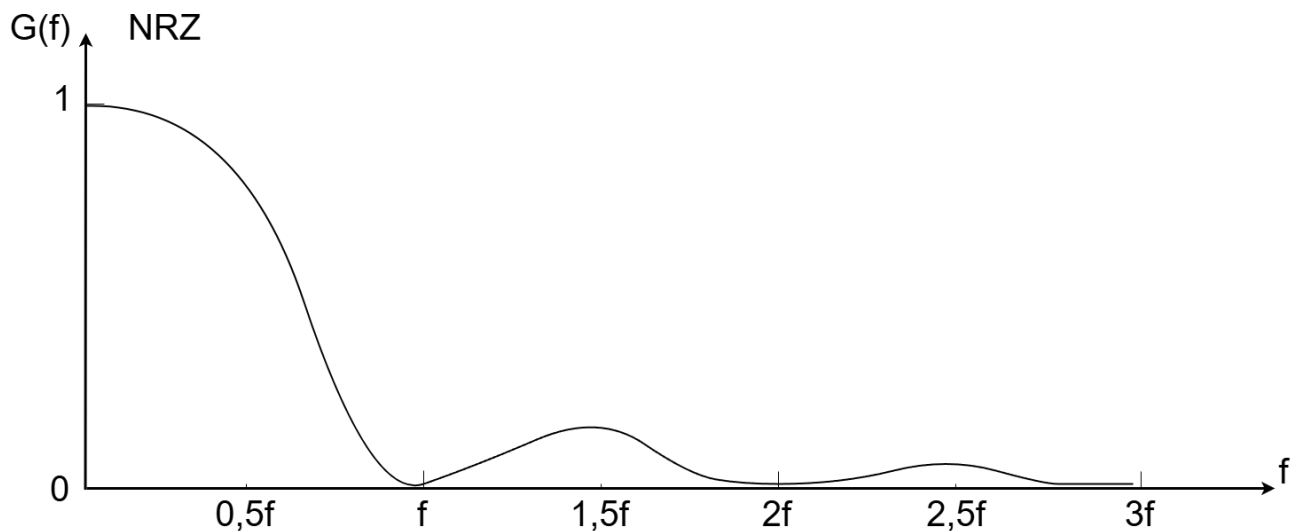


Рисунок 2.4 – Спектр сигналу NRZ

Теоретично спектр NRZ-сигналу нескінченний. Обмеження смуги пропускання при передаванні по реальним КЗ призводить до взаємонакладанню сигналів різноманітних символів, яке називається міжсимвольною інтерференцією [10].

Ширина спектру сигналу зазвичай оцінюється по ширині головної пелюстки, у випадку для NRZ-сигналу ширина основної пелюстки спектру становить:

$$B = 1/f. \quad (2.4)$$

Також важливою особливістю даного спектру сигналу є кінцеве значення спектральної густини на нульовій частоті. Це вказує на наявність постійної складової у сигналі NRZ.

Метод лінійного кодування RZ (Retur to zero) або код з поверненням до нуля. Даний метод представлений сигналом, який використовує три рівні напруги. Відповідно до своєї назви, сигнал повертається до нульового рівня у кожному бітовому інтервалі, створюючи чіткі межі між бітами, протягом усього часу передачі повідомлення. Зазвичай, логічна одиниця представлена додатнім рівнем напруги, а логічний нуль від'ємним рівнем напруги, але з умовою що напруга повертається до нульового значення у кожному з цих випадків.

Також варто зазначити, що існує уніполярна версія RZ коду, яка налічує лише два рівні напруги, але перехід до нуля застосовується лише у випадку для логічної одиниці так як для нуля напруга буде завжди знаходитись на нульовому

рівні. На практиці вона майже не використовується тому аналіз був проведений лише для біполярної версії RZ кодування.

У порівнянні з NRZ-кодуванням, RZ має перевагу у вигляді переходів у кожному бітовому інтервалі. Ці переходи створюють чіткі межі між бітами, що дозволяє приймачу з легкістю визначити де знаходиться початок та кінець кожного біта повідомлення. З цього виходить, що RZ кодування, завдяки чітким межах між бітами може забезпечити гарну синхронізацію сигналу та надійну передачу даних [13].

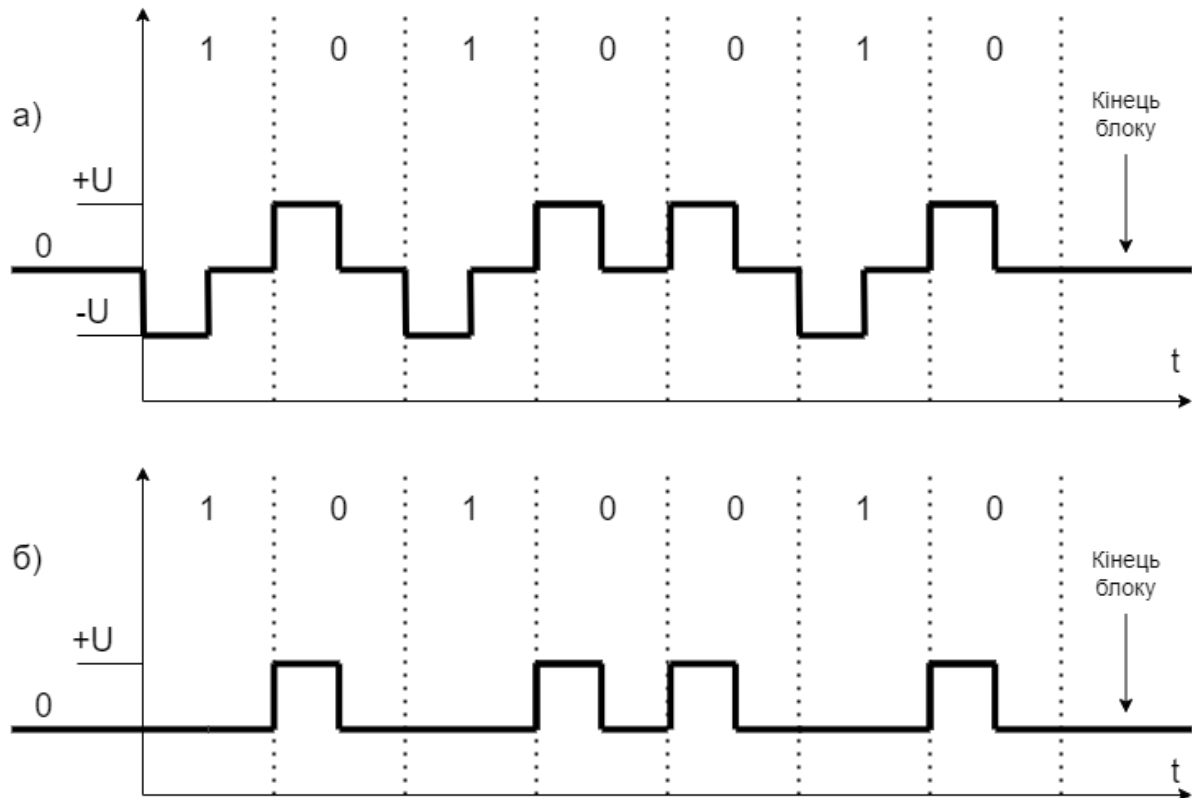


Рисунок 2.5 – а) біполярний RZ код; б) уніполярний RZ код

При використуванні RZ-кодування є можливість виявлення поодиноких помилок при передаванні даних. Так як у сигналі, завдяки поверненню до нуля у кожному біті, присутній певний ритм, то визначити помилку при передачі буде досить легко: коли виникає помилка, наприклад зміна значення біта або його тривалість, це порушує стандартне повернення до нуля. Таке порушення одразу помітне на фоні нормального сигналу і приймач зможе ідентифікувати це як помилку [11].

Завдяки відсутності постійної складової та низькочастотних компонентів є можливість передачі по лініям де застосовуються трансформатори і конденсатори.

Розглянемо спектр сигналу для даного методу кодування. Для того, щоб зробити це, можемо порівняти смуги пропускання для коду RZ з кодом NRZ.

Нехай мережевий сигнал, який буде відправлений по КЗ, буде мати форму прямокутної хвилі. У такому вигляді тривалість імпульсу буде такою ж самою, як і у тривалості одного біта. Якщо взяти R як швидкість передачі даних і T як тривалість імпульсу, можна визначити наступне співвідношення:

$$T = \frac{1}{R} \quad (2.5)$$

Якщо ми візьмемо імпульс сигналу, тривалість якого буде дорівнювати 1 мкс, то зможемо визначити швидкість передачі даних для NRZ сигналу:

$$1 \cdot 10^{-6} = 1/R$$

$$R = 1000000 \text{ біт/с або } 1 \text{ Мбіт/с.}$$

Теоретично, часові характеристики СПД повинні бути швидшими у порівнянні з часовою характеристикою сигналу, для того, щоб сам сигнал вдало пройшов через систему. Будь яку ЛЗ можна можна уявити, як ФНЧ, частота зрізу якого повинна бути вищою, ніж найбільш високочастотний компонент сигналу, який хоче пройти крізь нього [11].

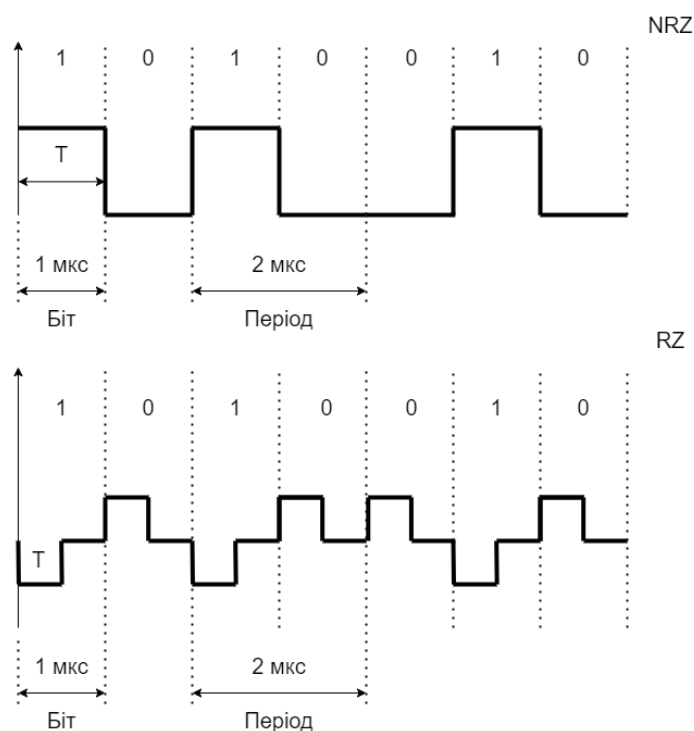


Рисунок 2.6 – Імпульси RZ і NRZ

Щоб визначити час наростання системи ми можемо застосувати емпіричне правило згідно якому береться найбільш повільний час відклику системи. Вихідний імпульс буде наростати до значення 90% від амплітуди вхідного імпульсу за 70% від його часу. Тобто зростання системи зв'язку буде тривати не більше 70% тривалості вхідного імпульсу [14].

$$T_r = 0,7 * T \quad (2.6)$$

Де T_r – час зростання системи.

Тепер, для нашого виразу ми можемо визначити максимальна часову характеристику СЗ:

$$0,7 * 1\text{мкс} = 0,7 \text{ мкс.}$$

Отже, ми визначили мінімально необхідну швидкість для передачі сигналу по СЗ яка має швидкість 1Мбіт/с. Тепер, визначимо пропускну здатність для одного періоду NRZ сигналу:

$$1/(2*0,7\text{мкс}) = 714 \text{ КГц.}$$

Такий самий метод можна використати для RZ коду. Але для цього нам потрібно зауважити, що тривалість імпульсу RZ коду складає лише половину порівняно з тривалістю імпульсу NRZ коду, тому нам потрібно внести зміни у рівняння (2.4) і зробити наступний запис [14]:

$$T_r = \frac{(0,7*T)}{2} = 0,35T \quad (2.7)$$

З цього випливає:

$$0,35*1\text{мкс} = 3,5 * 10^{-7} \text{ с.}$$

$$1/(3,5 * 10^{-7})*2 = 1,43 * 10^6 \text{ Гц або } 1,43 \text{ МГц.}$$

З виразу видно, що сигнал методу лінійного кодування RZ вимагає вдвічі більшої смуги пропускання ніж сигнал NRZ.

Після дослідження ширини смуги пропускання NRZ та RZ кодів, розглянемо їх графіки спектральної щільності:

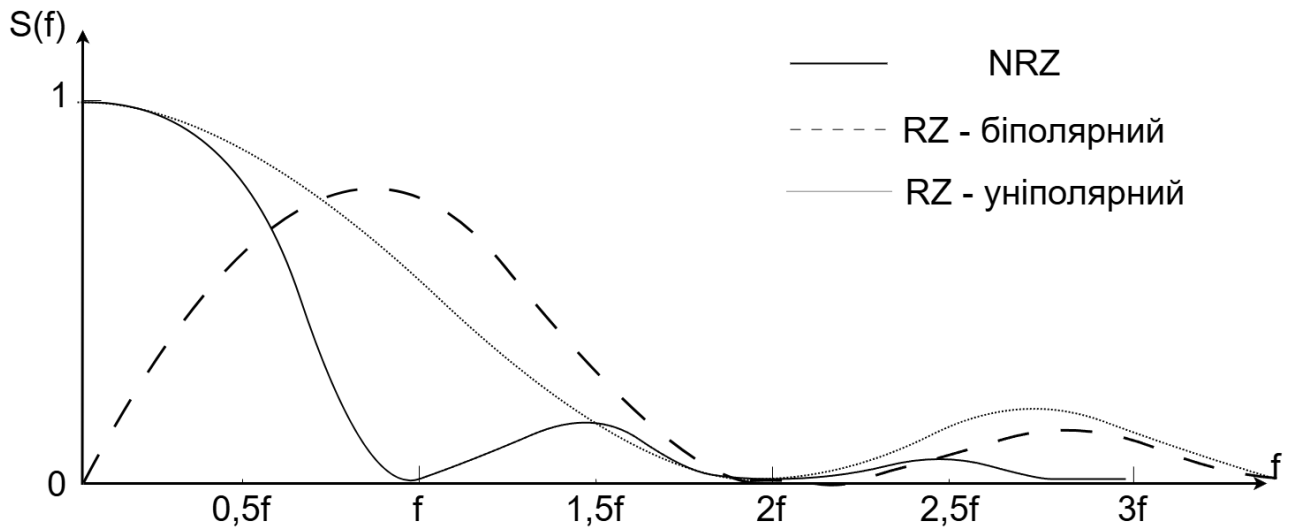


Рисунок 2.7 – Графіки спектральної щільності лінійних кодів

Виходячи з наведених графіків можна зробити висновок, що тривалість імпульсів або частота імпульсів дуже суттєво впливає на спектр сигналу. У наведених RZ сигналів спектр вдвічі ширший ніж у NRZ сигналу при однаковій швидкості передачі, за рахунок саме тривалості імпульсу. Також це можна побачити у розрахунках ширини смуги пропускання.

Це є основним недоліком RZ кодування. Тому що, при збільшенні спектру сигналу підвищується імовірність виникнення невідповідності смуги пропускання лінії передачі і спектру самого сигналу. Ця невідповідність може призвести до похибок при прийомі сигналу та до викривлення самого сигналу, також швидкість передачі може бути меншою ніж була розрахована.

Лінійний код AMI (Alternating Mark Inversion). У цьому методі кодування одиниця передається імпульсами зі змінною полярністю. Тобто, кожний наступний біт логічної одиниці передається з полярністю, протилежною від попередньої логічної одиниці. У результаті цього, енергія, яка накопилася від додатнього імпульсу, компенсується енергією від'ємного імпульсу. Логічному нулю відповідає відсутність імпульсу. Завдяки чергуванню полярностей сигналу, при передаванні довгих послідовностей одиниць, синхронізація між передавачем та приймачем втрачатися не буде [7].

На часовій діаграмі рис. 2.8 можна побачити що, насправді, у сигналі присутня зміна полярностей при передаванні групи із логічних одиниць. Чергування полярностей дозволяє здійснювати контроль правильності передачі даних, тому що, при будь-якій помилці або зникненні довільної одиниці – чергування полярностей буде порушене. На рис. 2.9 показано схематичне зображення АМІ-кодеру.

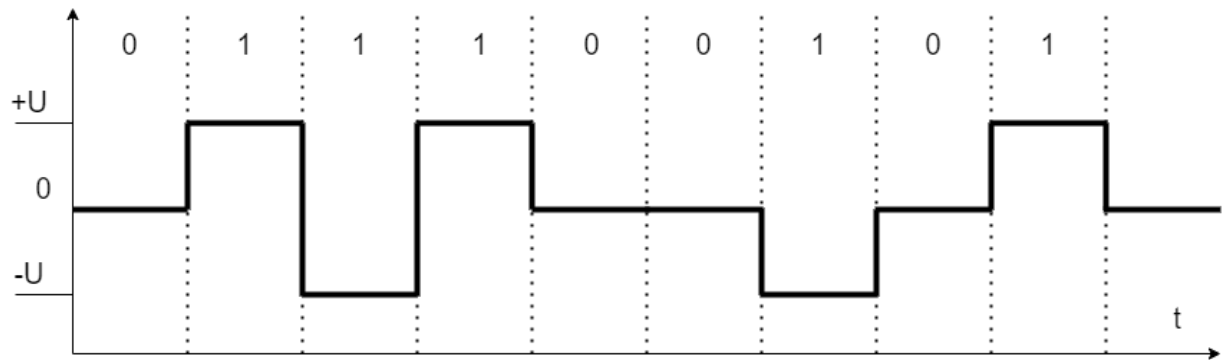


Рисунок 2.8 – Часова діаграма АМІ-коду

Одразу можна виділити недолік цього методу кодування, а саме - у випадку передавання довгої послідовності нулів. Через те, що логічний нуль представлений у сигналі АМІ як відсутність імпульсу, при передаванні довгої послідовності нулів синхронізація між передавальною та приймальною стороною може бути порушена, адже перепади, за якими можна було б визначити кордони кожного біта – відсутні [12].

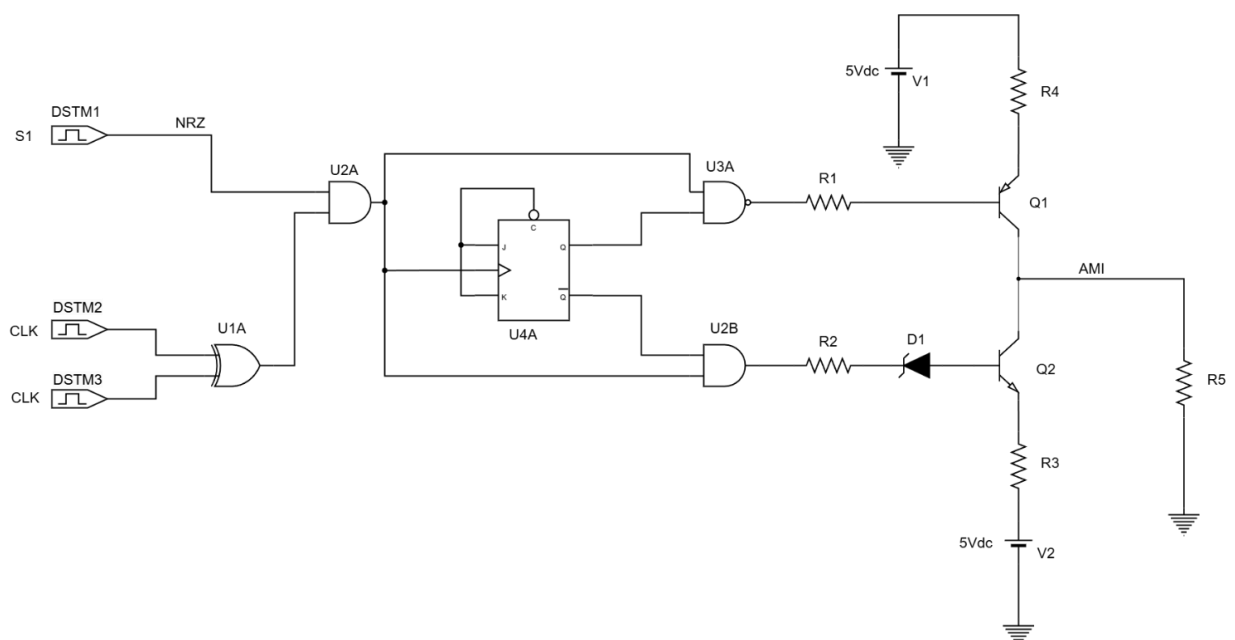


Рисунок 2.9 – Схематична реалізація АМІ-кодеру

Для того, щоб синхронізувати обладнання, яке знаходиться на різних кінцях КЗ, необхідно при прийомі, із вхідного сигналу, виділяти передні фронти вхідних імпульсів і порівнювати їх з аналогічними фронтами місцевого обладнання. У вихідному АМІ сигналі допускається не більше 14 нулів, саме задля того, щоб синхронізація не була втрачена.

Тому, при передаванні АМІ сигналу, до нього застосовуються спеціальний алгоритм, який дозволяє збільшити щільність одиниць. Він діє наступним чином: при передаванні певного числа нулів підряд у повідомленні виділяється додаткова одиниця. Для того, щоб ця вставка не вважалася помилкою при передаванні сигналу, на приймальну сторону заздалегідь поступає сигнал про порушення полярності і дозволяє потім виключити вставлену одиницю.

Таблиця 2.1 – Умови порушення полярності

Полярність попереднього сигналу	Вид комбінації для числа імпульсів	
	Парний	Непарний
-	00-	+0+
+	00+	-0-

Умови порушення полярності вимагають, щоб при заміні послідовності з нулів на комбінацію, що порушується, число переданих одиниць з правильним чергуванням було непарним. Якщо воно парне, то в комбінацію, що підставляється, одна одиниця без порушення полярності і далі 0, а потім відбувається порушення полярності. Це відображається у табл. 2.1 для коду, у якому замінюється послідовність із трьох одиниць ($N=3$).

Існує декілька методів, які модифікують сигнал АМІ-коду та роблять його синхронізацію більш стабільною.

Метод який отримав назву HDBN (High Density Bipolar of Order N), який замінює довільні послідовності з N нулів. Частіше всього використовується заміна послідовностей з трьох нулів, відповідно цей метод буде мати назву HDB3.

Даний метод працює за наступними правилами:

Якщо число одиниць, що передаються до контрольованої послідовності, парне (див. табл. 2.1), його додають до непарного, дотримуючись закону чергування, а потім передають ще один нуль. Далі слідує порушення закону передача одиниці, за полярністю збігається з останньою переданою. Таким чином, дотримуються умови:

- Замість нулів вставляються одиниці;
- Порушується закон чергування полярностей у тому, щоб у приймальному кінці могли розрізнити вставлену одиницю;
- Між правильно переданою послідовністю та порушенням завжди знаходиться непарна кількість імпульсів (одиниць), переданих відповідно до правила кодування;
- На приймальному кінці після виявлення зазначених вище умов відновлюється послідовність із трьох нулів на місці приходу порушеної комбінації; додатково передані одиниці використовуються для виділення передніх фронтів та синхронізації генераторів.

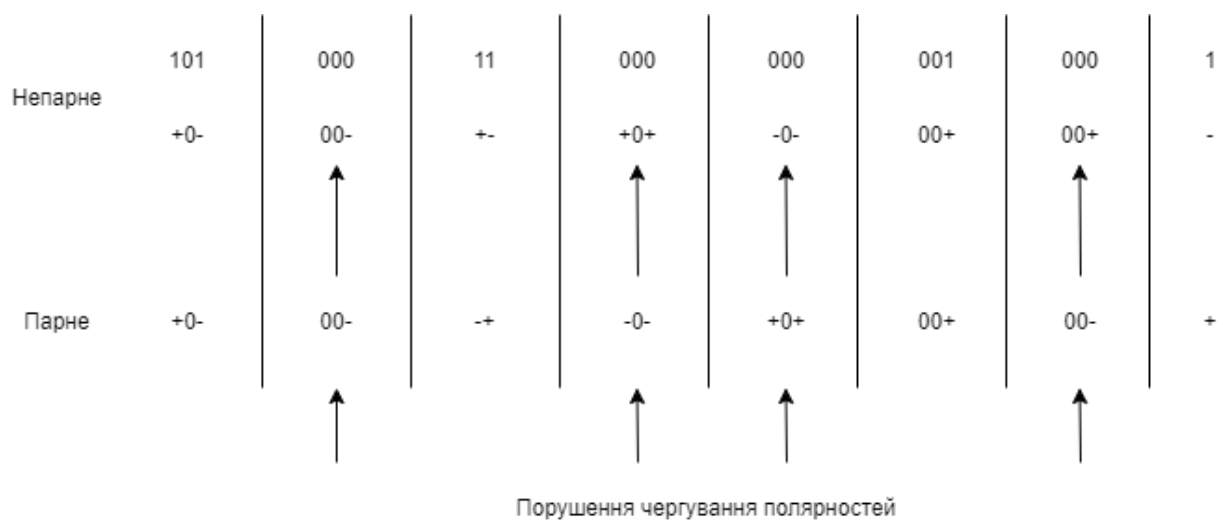


Рисунок 2.10 – Принцип роботи HDB3

Наявність даного алгоритму робить послідовність із чотирьох нульових бітів «0000» модифікованою і вона набуває вигляду «000M», де M- це полярність модифікованого біта яка дорівнює полярності попереднього одиничного імпульсу [14].

Ще один метод, який є модифікацією АМІ-коду, під назвою В8ZS (Bipolar with 8-zeros Substitution). З назви можна зрозуміти що алгоритм цього коду виділяє вже послідовності з восьми нульових бітів, а не з трьох, як це було в HDB3 (рис 2.11).

Код В8ZS виправляє лише послідовності, що складаються з 8 нулів. Даний алгоритм у послідовність з восьми нульових бітів, замість п'яти останніх нульових бітів «00000000» вставляє п'ять модифікованих бітів: «000M1*0M1*» M тут позначає сигнал одиниці, забороненої для даного такту полярності, тобто

сигнал, який змінює полярність попередньої одиниці, 1* - сигнал одиниці коректної полярності, а знак зірочки зазначає те що, що у вихідному коді у тому такті була одиниця, а нуль [14].

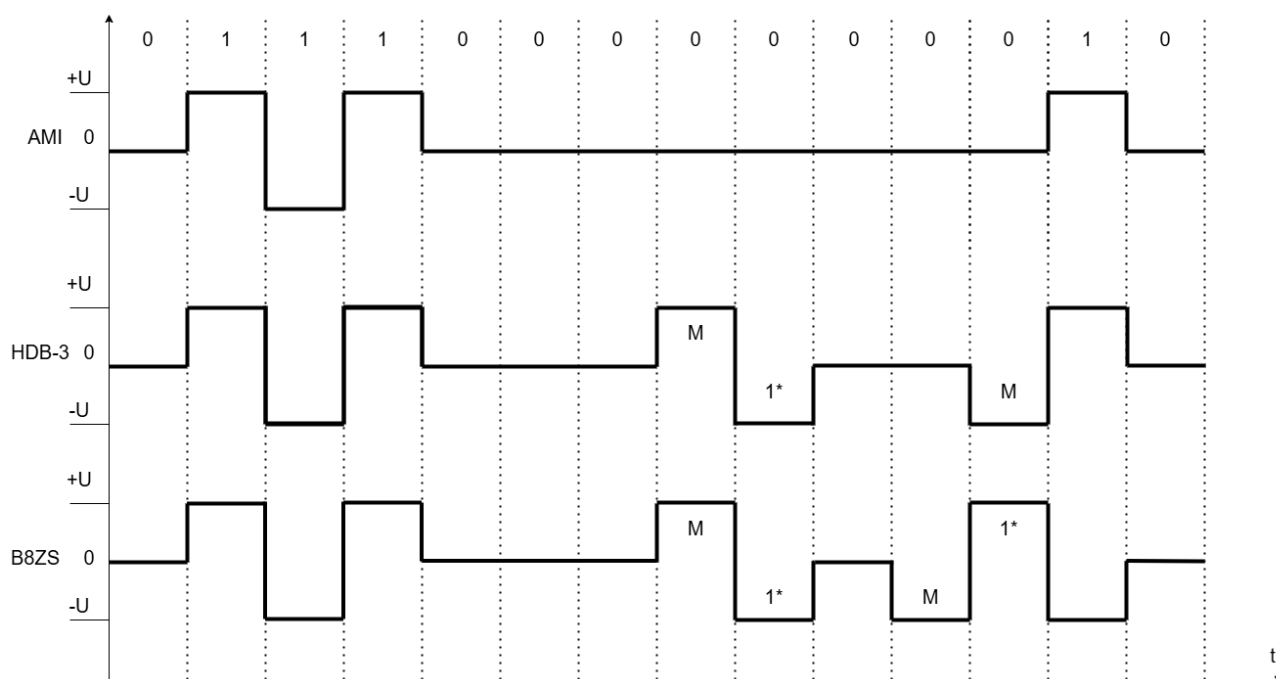


Рисунок 2.11 – Часові діаграми кодів AMI, HDB3, B8ZS

В результаті на 8 тактах приймач спостерігає 2 спотворення - дуже мало ймовірно, що це сталося через шум на лінії або інші збої передачі. Тому приймач вважає такі порушення кодуванням 8 послідовних нулів та після прийому замінює їх на вихідні 8 нулів. Код B8ZS побудований так, що його постійна складова дорівнює нулю за будь-яких послідовностей двійкових цифр.

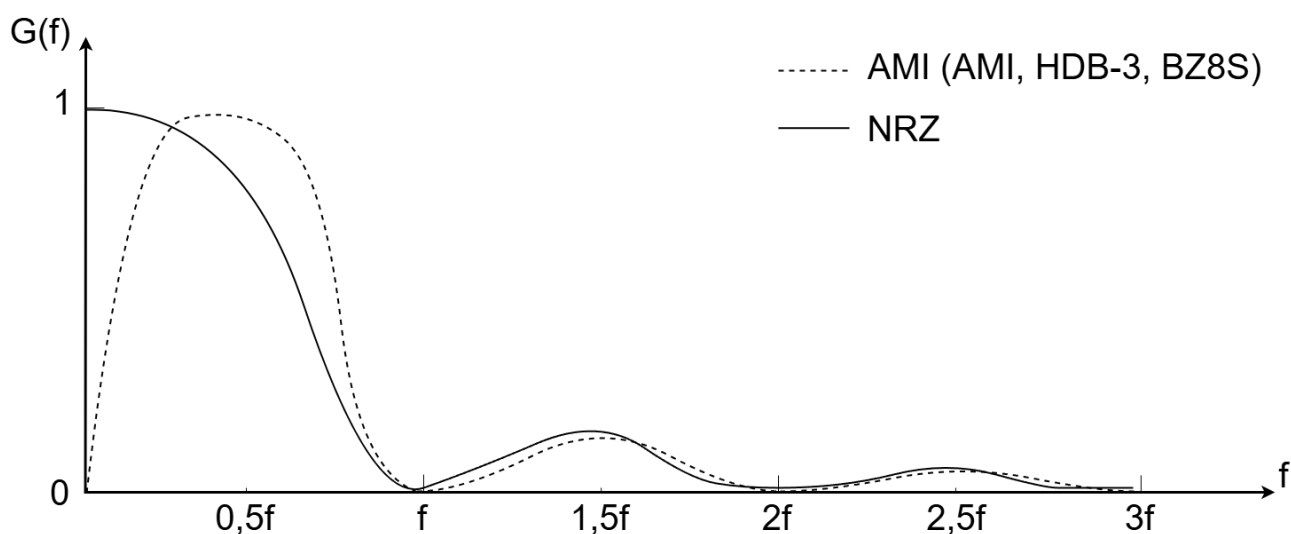


Рисунок 2.12 – Спектр сигналу AMI-кодів

При обчисленні енергетичного спектру АМІ коду використовують апарат теорії марківських ланцюгів. Для прямокутного імпульсу $g(t)$ з амплітудою A маємо:

$$G(f) = A^2 T \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi fT}{2}\right)}{\frac{2\pi fT}{2}} \right)^2 2p(1-p) \frac{1 - \cos(2\pi fT)}{1 + (1-2p)^2 - 2(1-2p)\cos(2\pi fT)}. \quad (2.8)$$

Не дивлячись на різність алгоритмів для обробки сигналу, спектральна щільність сигналів для цих кодів не має принципових відмінностей, адже тривалість імпульсу у них однакова.

Як можна побачити з рис. 2.12, ширина спектру для сигналів АМІ-коду та NRZ-коду буде однаковою, це відбувається за рахунок того, що наведені сигнали мають однакову тривалість імпульсу.

Існують методи лінійного кодування у яких більше ніж три рівні сигналу. До таких методів можна віднести потенційний код 2В1Q – кожні два біта (2 Binary) передаються за один такт сигналом, який має чотири стани (1 Quandary). Так як біти складаються з логічних нулів та одиниць, усього варіантів їх комбінування по дві пари може бути чотири. Відповідно до кожної пари буде призначений свій рівень напруги [15].

Таким чином, закодований у відповідності до правил 2В1Q сигнал являє собою послідовність стрибкоподібних змін напруг з 4 можливими рівнями:

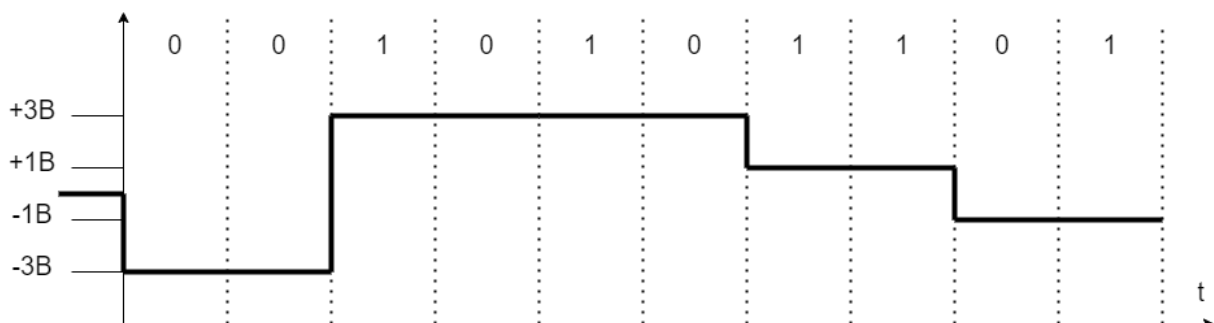


Рисунок 2.13 – Часова діаграма 2В1Q коду

Оскільки в даному випадку двом бітам сигналу ставиться у відповідність один кодовий символ, інформаційна швидкість вдвічі перевищує символівну - це

означає, що модуляційна схема 2B1Q забезпечує постійну величину спектральної ефективності модульованого сигналу, яка становить 2біта/Гц.

Початкова ціль даного методу кодування була у використанні його у мережах ISDN для передавання зі швидкістю 144 кбіт/с, а потім була модернізована для передачі для більш високошвидкісних потоків даних .

Спектр лінійного сигналу, що передається кодом 2B1Q, має високочастотні складові. У ньому присутні також низькочастотні та постійна складові. Розглянемо, як впливають на передачу сигналу коді 2B1Q різні чинники.

На мережах зв'язку залізниць створюється велика кількість низькочастотних перешкод, наприклад, при пуску потужних електричних двигунів електровозів, через вплив ліній електропередачі та ін. Крім того, кабелі зв'язку наводять велику кількість імпульсних перешкод внаслідок набору номера, передачі сигналів сигналізації тощо. Це призведе до появи низькочастотних перешкод у трактах апаратури HDSL, яка використовує кодування 2B1Q [15].

Комплекти великих інтегральних схем БІС, що реалізують технологію 2B1Q, забезпечують цілком задовільну корекцію спотворень низькочастотної області спектра. Однак присутність у сигналі постійної складової все-таки призводитиме до значних спотворень.

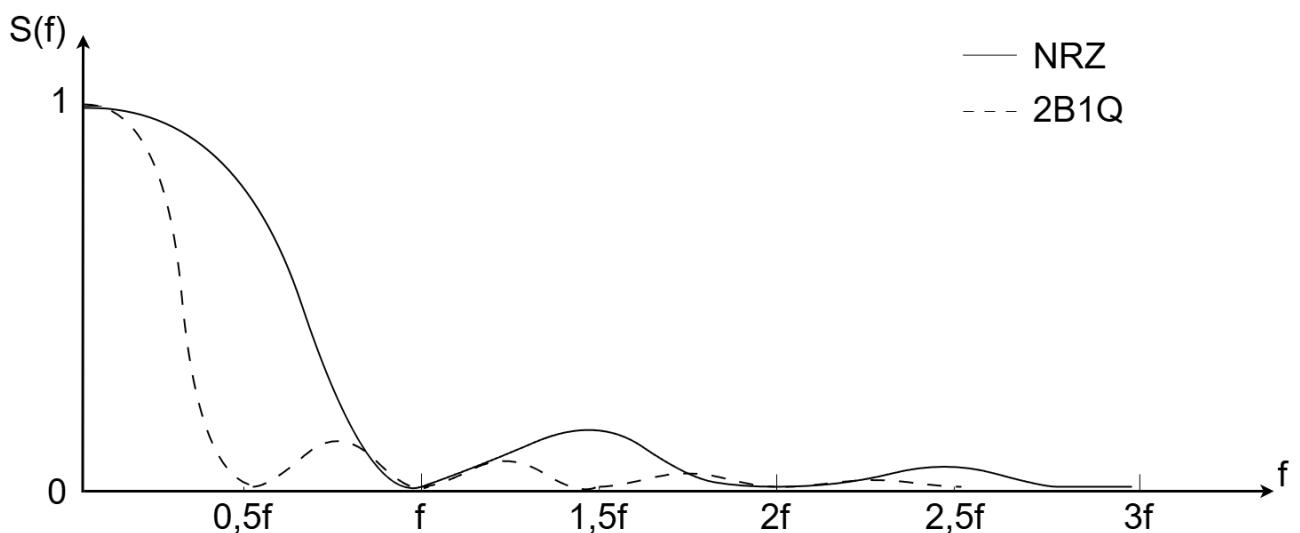


Рисунок 2.14 – Спектр сигналу 2B1Q

Огинаюча спектру сигналу 2B1Q визначається наступною функцією:

$$s = A^2 * \frac{\sin(f / f_{sym})^2}{(f / f_{sym})} \quad (2.9)$$

Де f_{sym} – відповідає конкретному значенню символної швидкості. На графіку зображена швидкість передачі даних яка становить 1168 кбіт/с. Спектр цього сигналу не є обмеженим, що характерно для спектрів імпульсно-модульованих сигналів.

Можна зазначити що серед усіх розглянутих методів лінійного кодування спектр 2B1Q-сигналу є найвужчим, але наявність великого розкиду частот у спектрі викликає необхідність корекції спотворень, пов'язаних із груповим часом проходження. Це досягається шляхом мікропроцесорної обробки сигналів, але алгоритм обробки суттєво ускладнюється.

Максимум енергії передається у першій пелюстці спектру, величина його пропорційна швидкості передачі. Згасання в кабелі зростає із збільшенням частоти високочастотних складових.

Метод лінійного кодування Манчестер-II або манчестерський код, є біполярним, двохрівневим кодом. Логічному нулю відповідає перехід на верхній рівень у центрі тактового інтервалу з поверненням на нижній до кінця тактового інтервалу, якщо наступний біт також нульовий. Відповідно, логічній одиниці – перехід на нижній рівень із поверненням на верхній до кінця інтервалу, якщо наступний біт також одиниця. Біт позначений переходом у центрі тактового інтервалу, яким і виділяється синхросигнал [11].

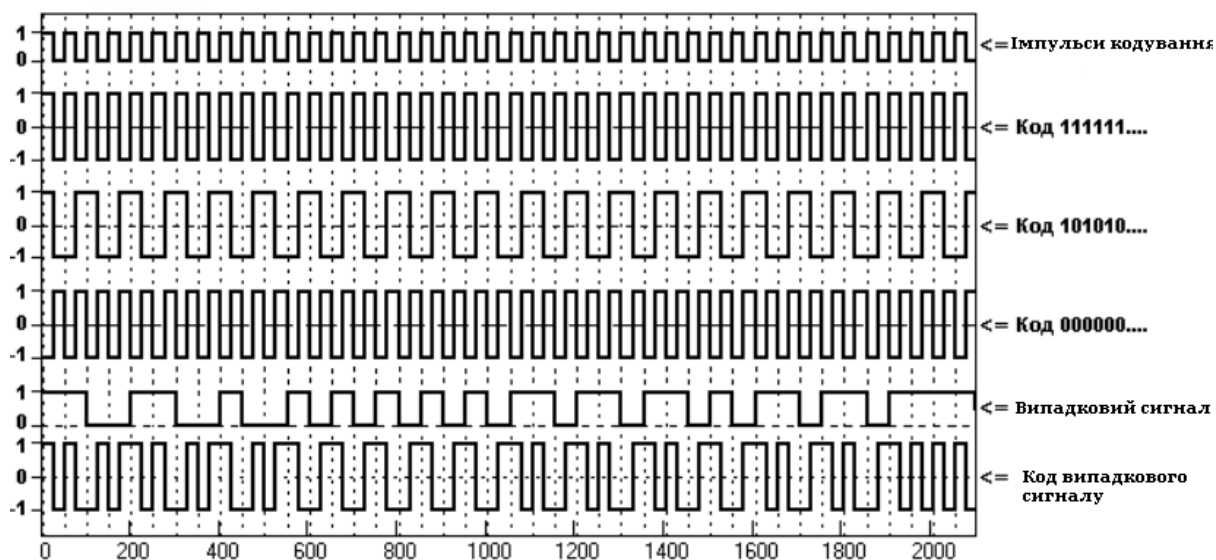


Рисунок 2.15 – часова діаграма Манчестер II

На рис. 2.15 приведений приклад кодування чотирьох варіантів бітових послідовностей: одиниць, чергування нулів та одиниць, нулів та випадковий сигнал.

Манчестерський код вирішує багато проблем попередніх лінійних кодів. Наявність двох рівнів сигналу полегшує розпізнавання та конструкцію приймача та передавача. Оскільки число позитивних і негативних імпульсів на будь-якому досить великому відрізку часу дорівнює (відрізняється не більше ніж на один імпульс, що не має значення), постійна складова дорівнює нулю. Підлаштування годинника приймача або ретранслятора проводиться при передачі кожного біта, тобто знімається проблема втрати синхронізації при передачі довгих ланцюжків нулів або одиниць [5].

Критерієм помилки може бути «заморожування» сигналу на одному з рівнів на час, що перевищує час передачі одного інформаційного біта, оскільки незалежно від коду, що передається, сигнал завжди коливається і ніколи не завмирає. Негативною стороною цих коливань є необхідність подвоєння пропускної спроможності зв'язкової апаратури. Тому код «Манчестер-II» широко використовується там, де частотні обмеження не є визначальними, зокрема в багатьох локальних мережах мікроЕОМ.

Як приклад використання, також можна розглянути військовий стандарт міністерства оборони Сполучених Штатів Америки MIL-STD-1553. У цьому стандарті для передачі кодових повідомлень використовується манчестерський код. Шини цього стандарту складаються з екранованої витой пари з опором приблизно 80 Ом і частотою 1 МГц. Також як альтернатива витій парі, може використовуватись коаксіальний кабель, з центральним контактом, який передає закодований сигнал [16].

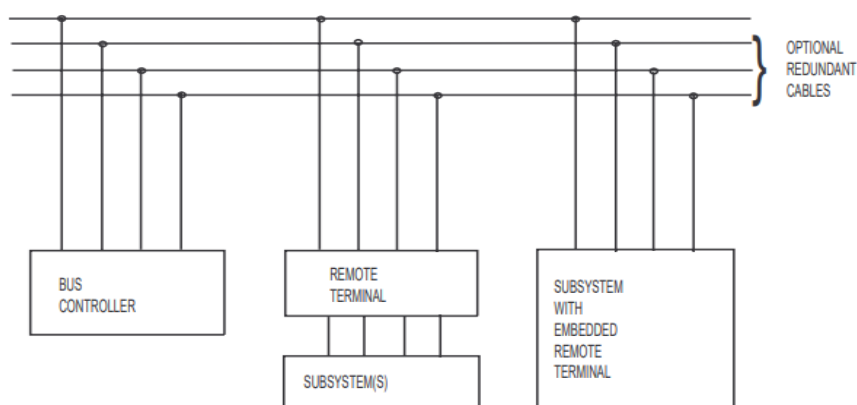


Рисунок 2.16 – Архітектура шини даних

Швидкість передачі даних на шині має становити 1,0 мегабіт на секунду із сумарною точністю та довгостроковою стабільністю $\pm 0,1$ відсотка (тобто ± 1000 Гц). Короткострокова стабільність (тобто стабільність понад 1,0 секундний

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		45

інтервал) має бути на щонайменше 0,01 відсотка (тобто ± 100 Гц). Довго- та короткострокова стабільність окремих внутрішніх годинників, які використовуються для передачі закодованих даних, була послаблена в 1553В. Зменшення на порядок величини стабільності бітової швидкості передачі дозволяє вибрати тактові частоти інтерфейсу мультиплексної шини, які можуть відповідати вимогам тривалого терміну зберігання деякої зброї.

Стандарт MIL-STD-1553В використовує наступні типи кодових слів: стан справ, команда, дані.

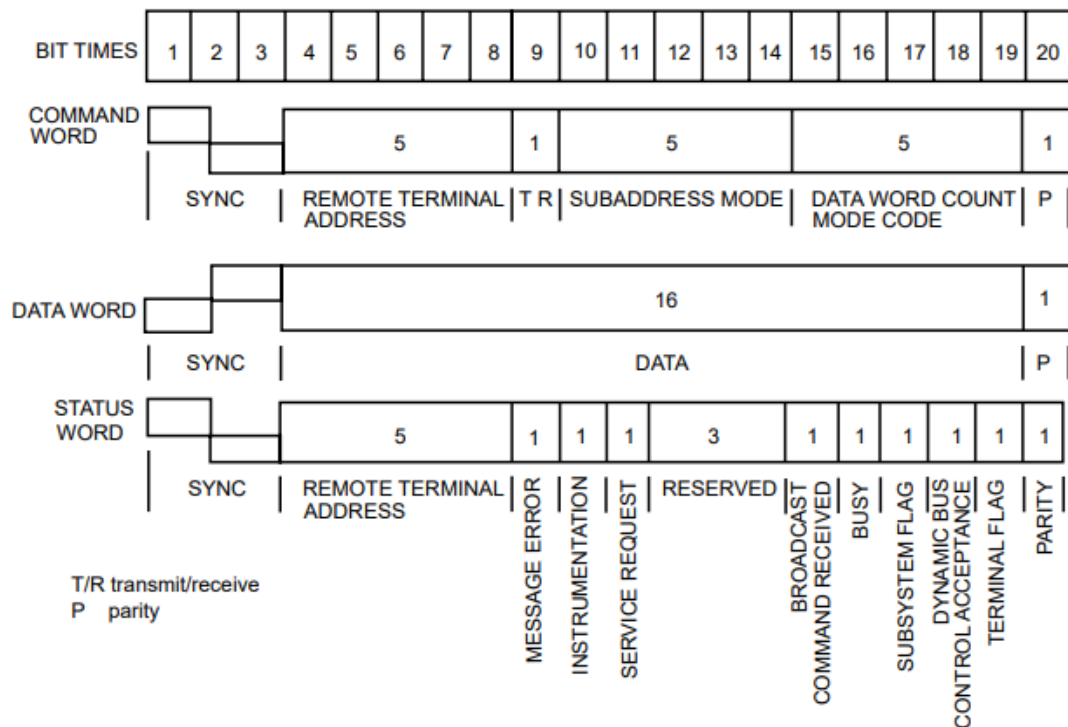


Рисунок 2.17 – Типи слів у стандарті 1553В

Форма сигналу синхронізації команди має бути недейсною формою сигналу манчестерського кодування, як показано на рис. 2.18. У даному випадку «недійсність» означає те, що синхросигнал спеціально порушує алгоритм манчестерського кодування, для того, щоб приймач мав змогу розпізнати його як унікальний синхросигнал [16].

Часовий інтервал виділений для сигналу синхронізації становить три біта, причому сигнал синхронізації буде позитивним протягом перших півтора бітів, а потім негативним для наступних півтора бітів. Якщо наступний біт за формою сигналу синхронізації, є логічним нулем, то останній напівперіод буде продовжений на два періоди, виходячи із правил манчестерського кодування.

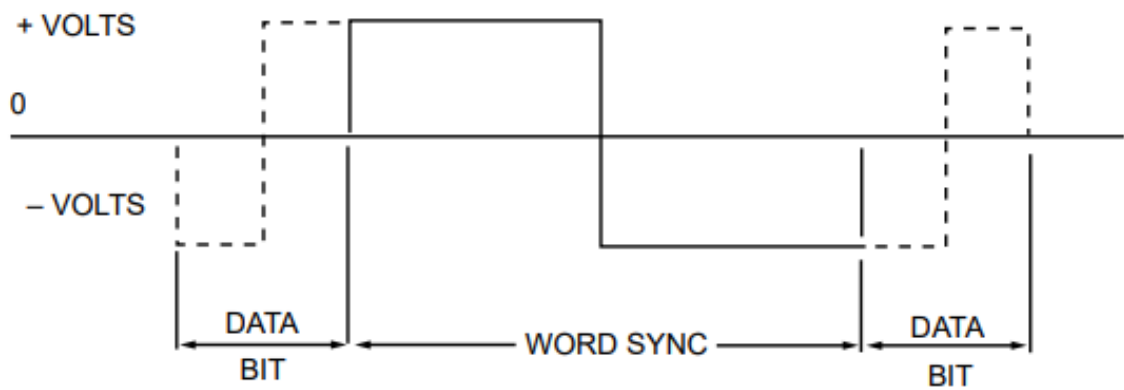


Рисунок 2.18 – Форма синхросигналу для стандарту 1553

Розглянемо спектр сигналу манчестерського коду.

Ширина спектру є головним недоліком коду Манчестер-II, який обмежує його застосування системами, у яких проблема ширини смуги пропускання несуттєва. Але ситуація змінюється, якщо при передаванні даних, нульові та одиничні біти чергуються між собою. У цьому випадку ширина спектру манчестерського коду буде рівною по ширині зі спектрами NRZ та AMI кодів [14].

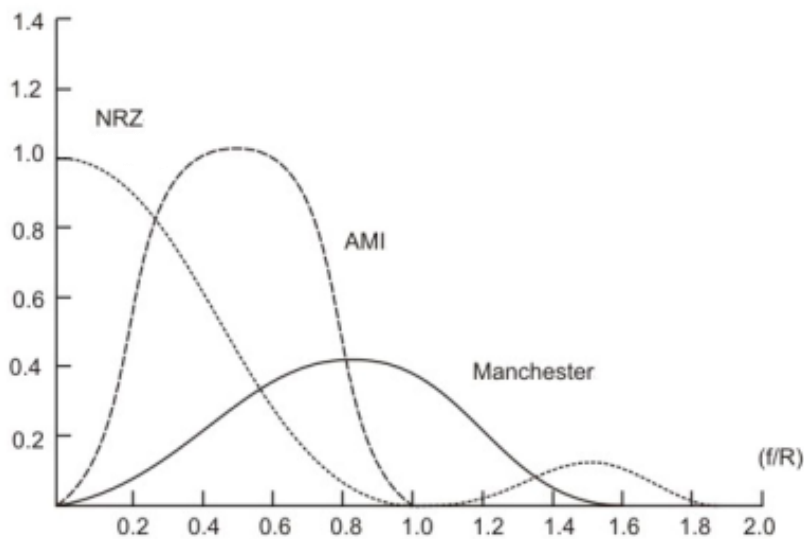


Рисунок 2.19 – Спектр сигналу Манчестер-II

Основні несучі частоти сигналу добре виражені лише для впорядкованих послідовностей. Основна енергія випадкових імпульсних послідовностей розподіляється практично по всій ширині ефективного частотного діапазону кабелю.

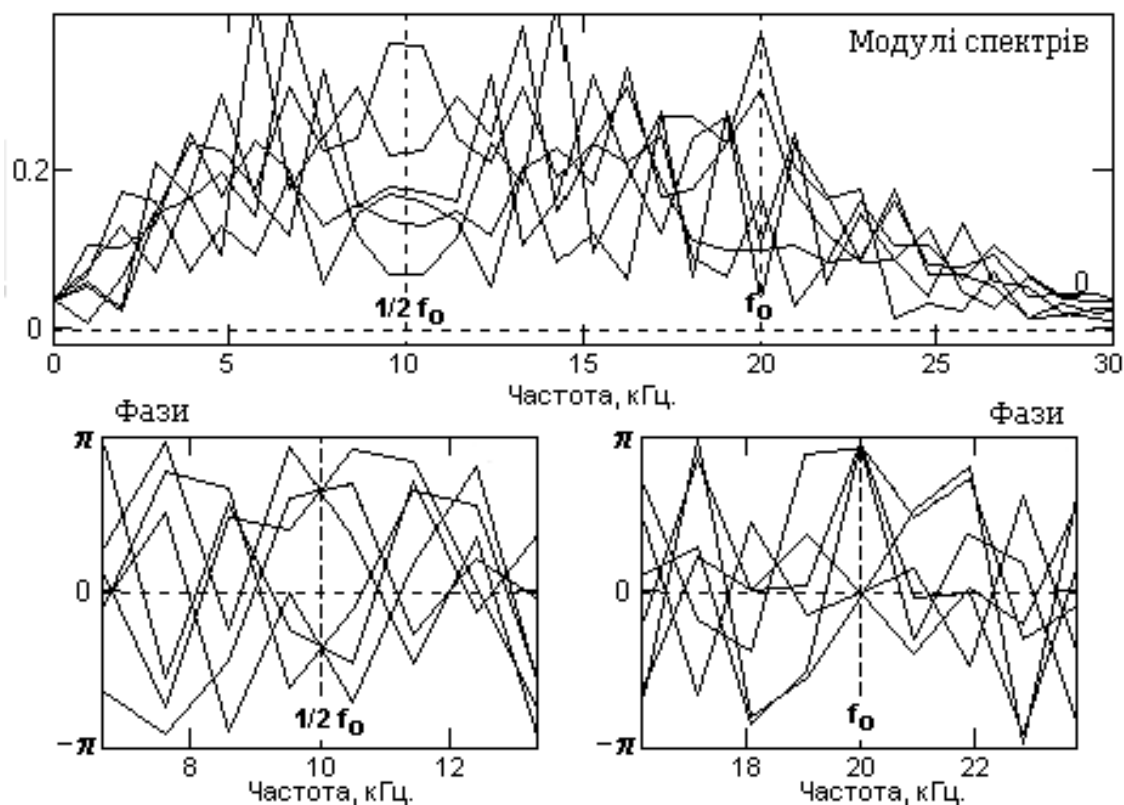


Рисунок 2.20 – Модулі спектрів для випадкових послідовностей

Спектри випадкових кодових послідовностей показують, що основні несучі частоти випадкових кодів суттєво варіюють по амплітуді та не мають взаємної кореляції. Фази гармонік на кожній з основних несучих частот мають два постійних значення, що відрізняються на 180 градусів, що визначається протифазністю формування кодів 0 і 1, і кодових послідовностей 01 і 10, але будь-якої кореляції між цими чотирма значеннями фаз для випадкових послідовностей також немає. Це означає, що стійку і досить надійну автосинхронізацію як однієї з основних частот, і їх комбінації, виконати важко. Але ця проблема вирішується застосуванням фазових методів синхронізації безпосередньо формою сигналів на виході кабелю (наприклад, по перетинам нульової лінії) з урахуванням логіки формування кодових сигналів [14].

2.2 Висновки

Після проведених досліджень методів лінійної модуляції, можна підбити короткі підсумки по розглянутому матеріалу. На рис.2.21 зображені часові діаграми усіх лінійних кодів.

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

Також на рис. 2.22 зображені енергетичні спектри щільності потужності сигналів у розглянутих методах лінійного кодування.

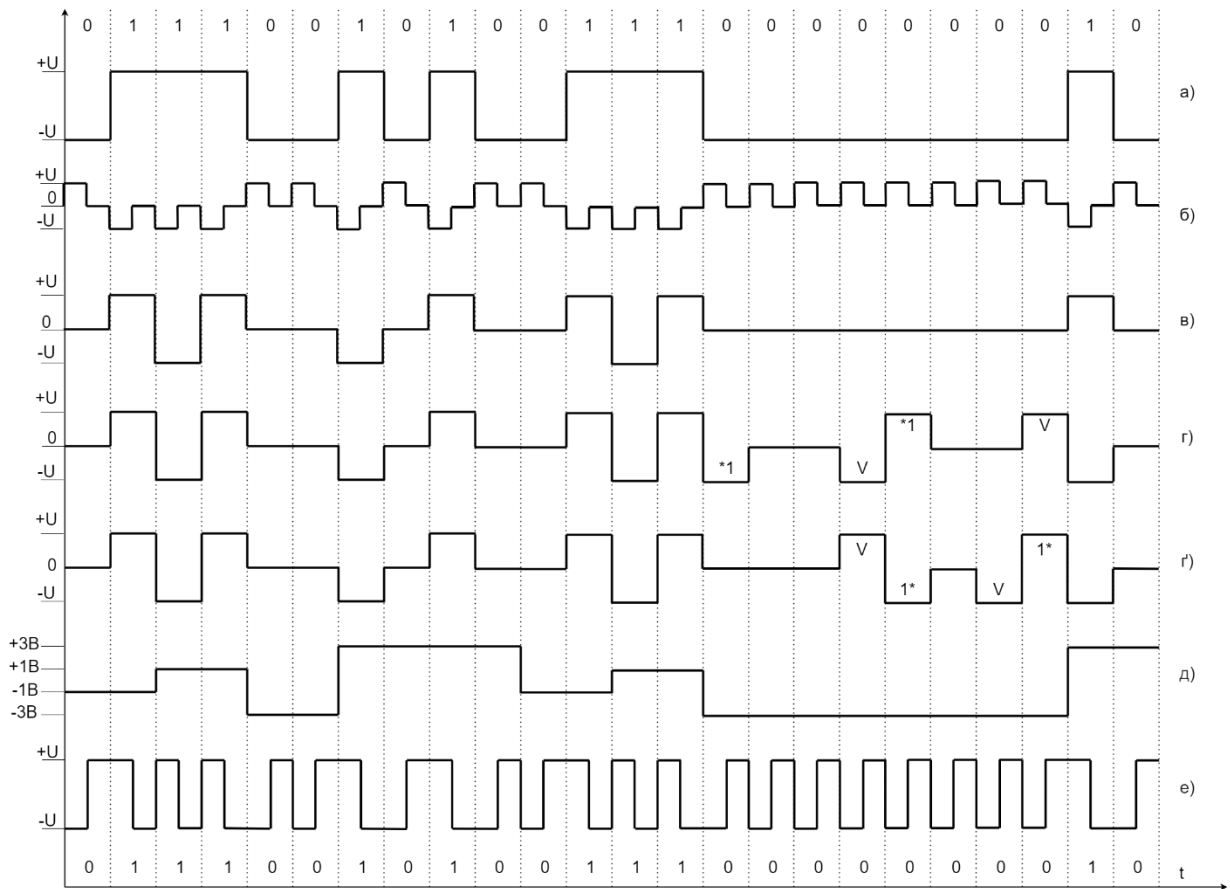


Рисунок 2.21 – а) NRZ; б) RZ; в) AMI; г) HDB3; г) B8ZS; д) 2B1Q; е) M-II

Для дискретних сигналів при передаванні інформації по КЗ потрібно задовільняти одразу декілька параметрів:

- **Ширина спектру сигналу.** У практичному застосуванні, для каналу зв'язку, смуга пропускання повинна співпадати зі шириною спектра сигналу. Чим вужчий буде енергетичний спектр у сигналу, тим зручніше буде підбирати під нього смугу пропускання і тим більшої швидкості передачі даних можна буде досягти. Якщо ж спектр не буде співпадати із шириною смуги пропускання, у вхідних повідомлення будуть траплятися помилки і робота КЗ буде нестабільною. У свою чергу, ширина спектру залежить від частоти сигналу: чим більша частота, тим ширший спектр або ще можна сказати: чим менша тривалість імпульсу, тим ширший спектр сигналу.

- **Самосинхронізація.** СПД дуже важливо забезпечити синхронізацію між передавачем та приймачем. Тому у СПД часто застосовуються коди, що самосинхронізуються. Самосинхронізація спрощує задачу для приймача у

знаходженні границь у бітів та їх коректного розпізнавання. Тому чим більше сигнал має перепадів, тим легше для обладнання коректно прочитати вхідне повідомлення.

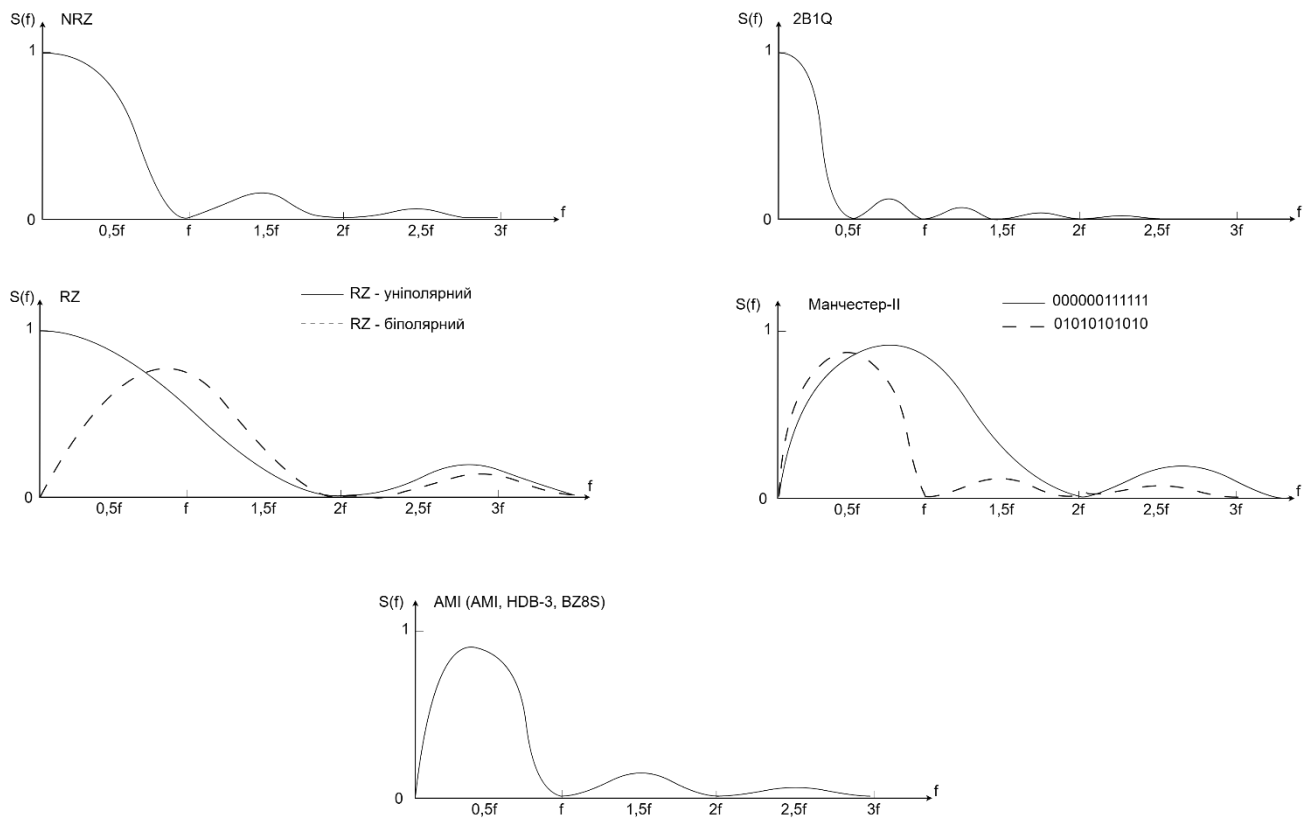


Рисунок 2.22 – Спектри сигналів лінійних кодів

Також варто зауважити, що лінійні коди не повинні, самі по собі вносити похибки в інформаційний сигнал. Також небажана наявність постійної складової у спектрі, адже це призводить до появи значної кількості низькочастотних складових, що у свою чергу призводить до міжсимвольних перешкод у регенераторі та робить дуже проблемним процес передачі по трансформаторним лініям зв'язку.

3 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ФУНКЦІОНУВАННЯ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ЛІНІЙНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

3.1 Розробка алгоритму роботи

Основною метою проектування алгоритму роботи, було забезпечити його гнучкість, логічну послідовність виконання операцій та наочність роботи системи лінійної модуляції.

На рис. 3.1 зображена блок-схема алгоритму функціонування адаптивної системи лінійної модуляції на основі коду Манчестер-II.

Алгоритм роботи був розроблений опираючись на структурну схему (рис. 3.2) та передбачає введення наступних блоків:

- Тактовий генератор;
- Буферні регістри;
- Паралельно-послідовний перетворювач;
- Завадостійке кодування;
- Дозвіл передачі інформаційних розрядів;
- Дозвіл передачі перевірочних розрядів;
- Розрив зворотного зв'язку;
- Лінійне кодування;
- Пристрій керування;
- Формувач імпульсів зсуву.
- Формувач сигналів обміну.

Однією з основних задач структурної схеми було визначити цілі та масштаб системи. Необхідно визначити, для чого вона потрібна і які аспекти системи мають бути відображені. Деталізація була зведена до мінімуму адже для розробки алгоритму роботи необхідно бачити лише ключові блоки та елементи структури. Кожен елемент системи має чітку назву та відповідає своєму призначенню. Елементи організовані в послідовності яка відповідає потоку даних під час процесу роботи системи.

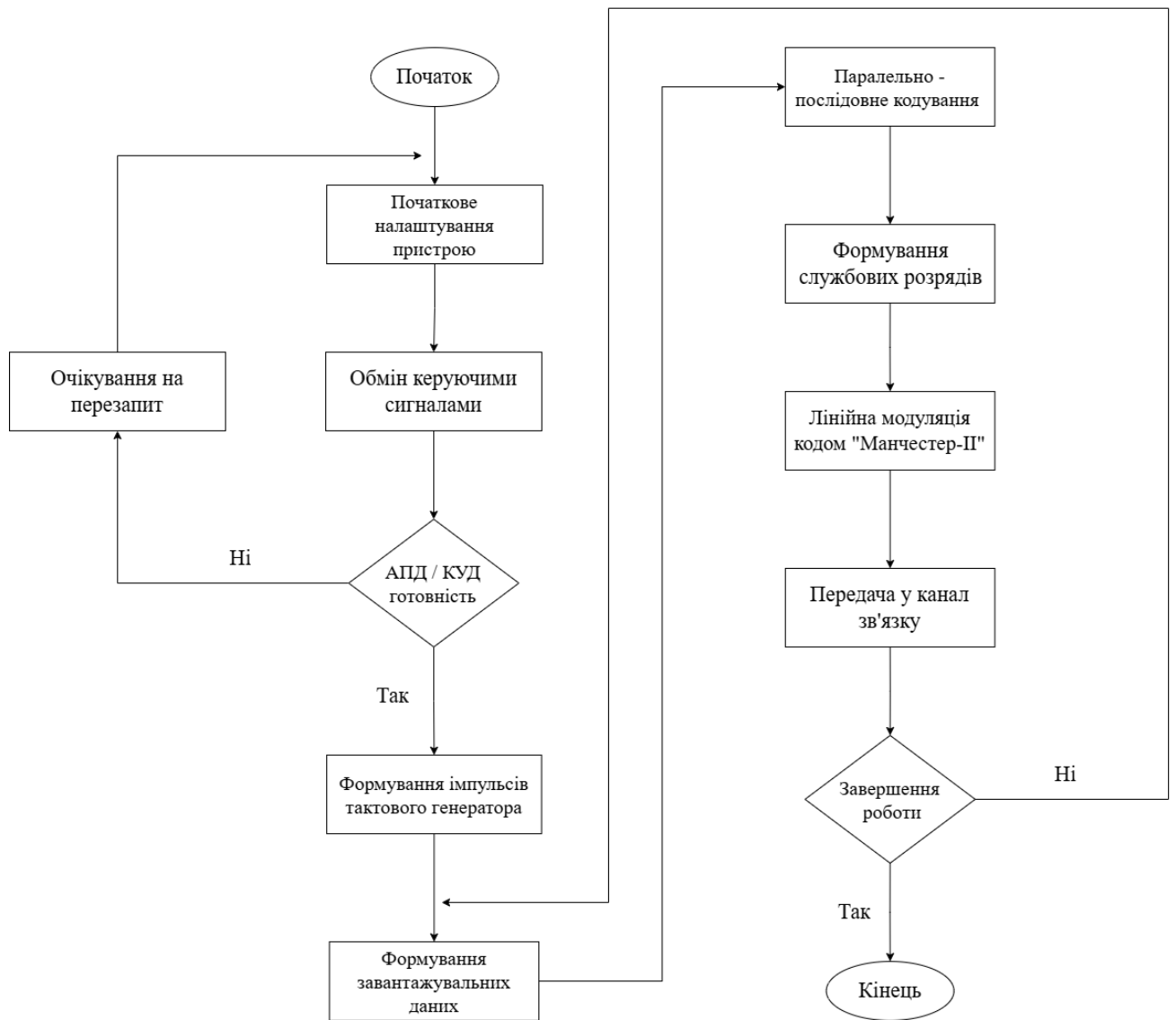


Рисунок 3.1 – Алгоритм роботи адаптивної системи лінійної модуляції

Для реалізації механізму адаптивності у системі лінійної модуляції даних, необхідно забезпечити наявність зворотного зв'язку, адже саме завдяки ньому АПД та КУД будуть вести обмін керуючими сигналами та визначати стан КЗ. Якщо показник SINR буде занадто високий, система модуляції буде формувати повідомлення без використання завадостійкого кодування, що пришвидшить процес модуляції та відправки даних, але збільшує ризик помилок у повідомленні.

Якщо показник SINR буде низький то система буде використовувати завадостійке кодування при формуванні кодового повідомлення, що збільшить завадостійкість та зменшить ризик помилок при відправці даних. Алгоритм вирішення цієї задачі буде покладений блок формування сигналів обміну, завдяки такому підходу система може забезпечити як швидкість, так і надійність передачі.

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

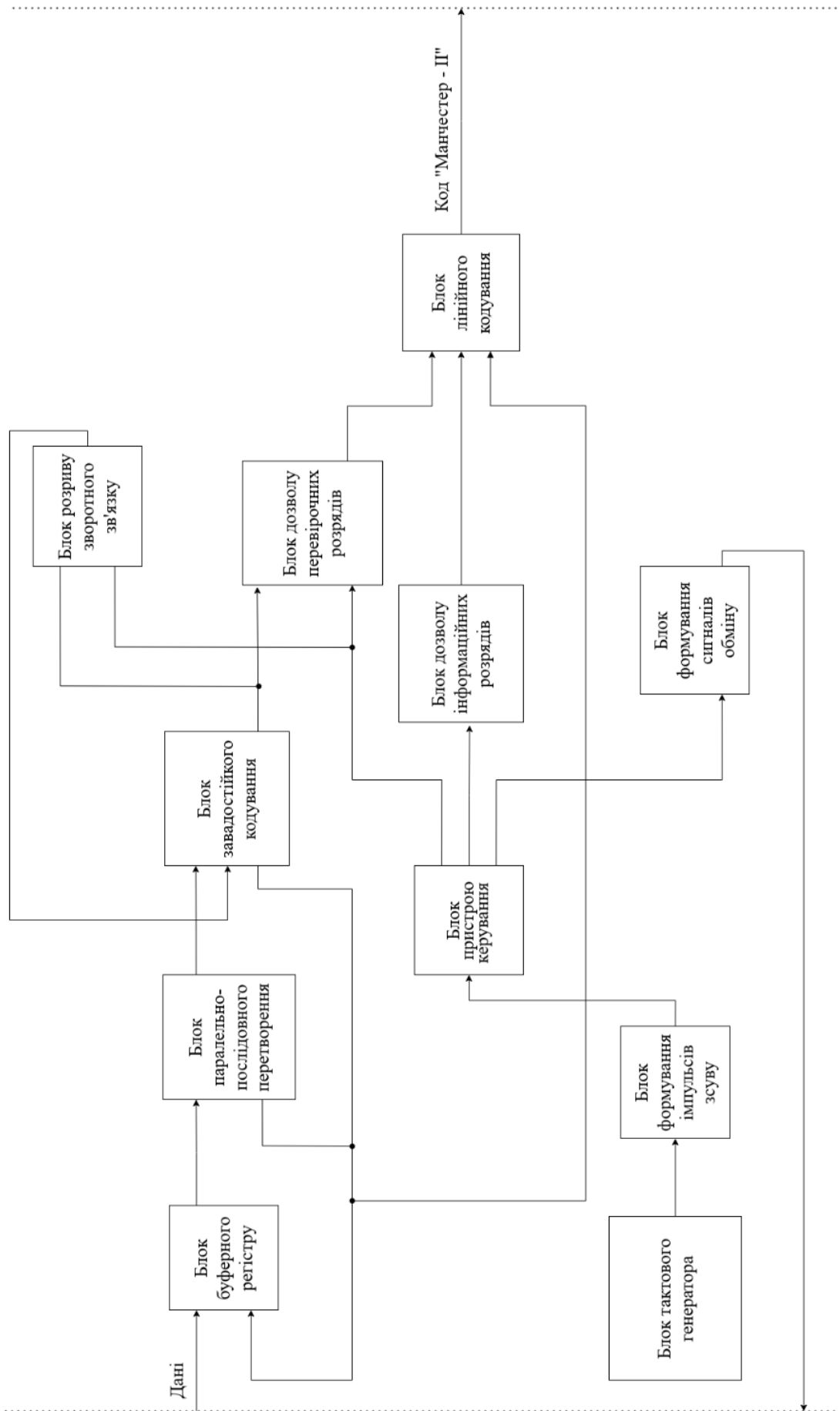


Рисунок 3.2 – Структурна схема адаптивної системи лінійної модуляції

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

3.2 Принцип роботи адаптивної системи лінійної модуляції

На початку роботи система перебуває у фазі налаштування усіх ключових блоків. Після того, як було проведене налаштування, починається обмін керуючими сигналами з апаратурою каналу даних та кінцевим устаткуванням даних, а також із іншими компонентами системи.

Як можна побачити, на блок-схемі алгоритму роботи (рис. 3.1) зображений логічний оператор, який перевіряє готовність АПД/КУД. У випадку, якщо АПД/КУД не є готовим до роботи з системою модуляції - відбувається відкат налаштувань та очікування перезапиту до роботи з системою. Якщо ж апаратура каналу зв'язку працює нормально та готова до передачі - починає свою роботу блок тактового генератора та блок формування імпульсів зсуву. Імпульси, які вони генерують, впливають на блок пристрою керування, який у свою чергу керує роботою усієї системи.

Генератор забезпечує синхронізацію та стабільність роботи усіх ключових блоків системи. Після ввімкнення генератора починається основний цикл роботи пристрою. До буферного накопичувача, який знаходиться на вході системи починають надходити дані з умовного зовнішнього пристрою. Далі ці дані йдуть до блоку паралельно-послідовного перетворення, дані рухаються згідно імпульсів зсуву, які генерує блок тактового генератора.

Після цього відбувається завадостійке кодування даних, формування службових розрядів та передача вже готового повідомлення до блоку лінійної модуляції. В даному блоці усі дані кодуються за допомогою манчестерського кодування та відправляються до каналу зв'язку.

Якщо система не завершує свою роботу після останньої операції, то вона переходить у режим очікування перезапиту та відновлює свій цикл роботи, але вже без початкового налаштування блоків системи. Дане рішення забезпечує циклічність роботи та змогу швидше оброблювати дані які надходять до системи лінійної модуляції.

Виконання проектного приладу буде проводитись на основі функціонально та конструктивно закінчених блоків, які у поєднанні з іншими блоками здатні вирішувати поставлені завдання. Елементи, що входять до системи передачі даних повинні бути достатньо підлаштованими та спеціалізованими під конкретні задачі. Кожен блок має свою задачу та конструктивно пов'язаний із роботою всієї системи.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		54

Блок лінійної модуляції потрібен для перетворення отриманого двійкового повідомлення, на основі звичайного двійкового коду, у лінійний код «Манчестер-ІІ» і відправці цього повідомлення по КЗ.

Блок дозволу передачі потрібен для керування черговістю передавання інформаційних та перевірочних даних.

У блоці паралельно-послідовного перетворення відбувається перетворення паралельного коду в послідовний.

Блоком буферних регістрів виконується задача, яка полягає у зберіганні отриманої інформації та відправці її до наступних блоків за допомогою імпульсів зсуву.

Для забезпечення роботи системи лінійної модуляції необхідно мати блок тактового генератору. Цей блок разом із БФІЗ буде формувати імпульси заданої частоти, які необхідні для стабільної та синхронізованої роботи усіх блоків системи і також для стабільної передачі даних.

Завадостійке кодування буде виконуватись відповідним блоком. До початкового повідомлення будуть додані перевірочні біти, які будуть підвищувати завадостійкість інформаційного сигналу та будуть перевірятися на приймальній стороні СПД.

Окрім основних блоків, які були зазначені раніше, у приладі можуть використовуватись допоміжні елементи та інтерфейси, які можуть доповнювати функціонал системи лінійної модуляції або бути альтернативою до вже існуючих системних блоків.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		55

4. РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПРОЕКТОВАНОЇ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ЛІНІЙНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

4.1 Блок завадостійкого кодування

Одним із ключових елементів для формування двійкового повідомлення є блок завадостійкого кодування. БЗК буде відповідати за додавання додаткових перевірюваних розрядів до послідовного двійкового коду, який буде надходити до цього блоку. БЗК буде працювати по принципу завадостійкого кодування, який полягає у виправленні помилок за допомогою додавання надмірності до повідомлення.

Під помилкою розуміють ситуацію, коли у результаті впливу перешкод і викривлень у каналі передачі даних, приймач приймає неправильне рішення, ототожнюючи прийнятий сигнал не з фактично переданим символом, а з будь-яким іншим.

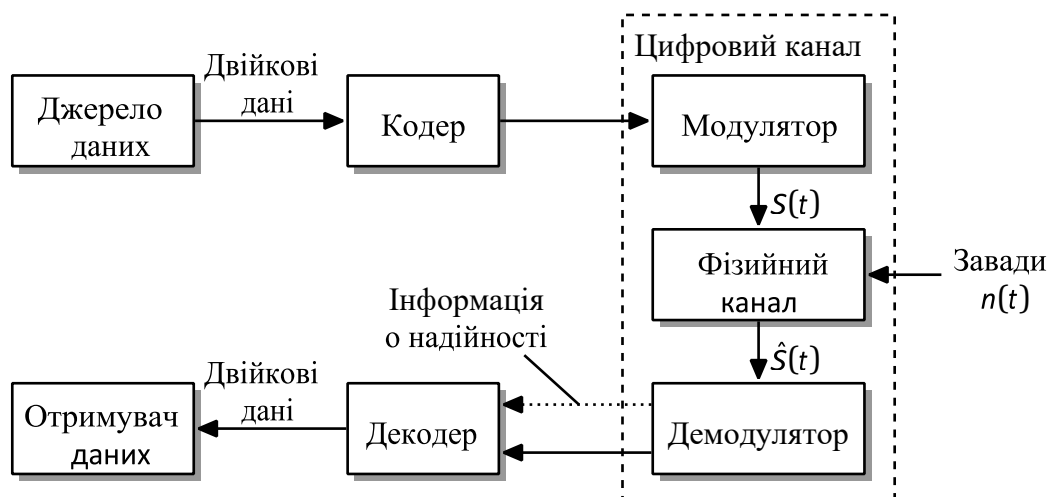


Рисунок 4.1 – Ієрархія завадостійкого кодування у СПД

У цілому, здатність завадостійких кодів визначати та виправляти помилки залежить від правил їхньої побудови і параметрів самого коду, а також від використовуваних алгоритмів кодування.

У БЗК буде застосований код БЧХ або код Боуза-Чоудхори-Хоквінгема. Даний код є одним з найбільш ефективних класів циклічних кодів, які застосовуються для захисту інформації від помилок. Даний вид завадостійкого кодування знайшов широке поширення через свою здатність знаходити і виправляти задану кількість незалежних помилок.

Двійковий БЧХ код має наступні параметри:

Довжина кодової комбінації:

$$n = 2m - 1. \quad (4.1)$$

Кількість перевірочних бітів та бітів парності:

$$n - k \leq mt. \quad (4.2)$$

Мінімальна дистанція:

$$d_{\min} \geq 2t + 1. \quad (4.3)$$

Цей код здатний виправляти будь-яку комбінацію з t або менше помилок у блоці з n бітів. Тут k представляє кількість бітів даних, а m є додатним цілим числом ($m \geq 3$). Подвійне виправлення помилок досягається за допомогою коду, у якого $(n, k) = (15, 7)$. Таким чином, для цього коду: $m = 4$ і $t = 2$. Отже, цей метод здатний виправити максимум 2 помилки в коді довжиною 15 біт і має мінімальну відстань яка становить $d_{\min} = 5$ [17].

Кодування передбачає множення полінома даних:

$$d(x) = d_0 + d_{1x} + d_{2x^2} + \dots + d_{6x^6}. \quad (4.4)$$

з утворюючим поліномом:

$$g(x) = g_0 + g_{1x} + g_{2x^2} + \dots + g_{8x^8}. \quad (4.5)$$

для того, щоб отримати кодовий поліном:

$$c(x) = c_0 + c_{1x} + c_{2x^2} + \dots + c_{14x^{14}}. \quad (4.6)$$

Кодування та декодування завадостійкого методу БЧХ базується на двійковому полі Галуа, представленому як $G_F(2^m)$. Генеруючий поліном для БЧХ коду $(15, 7)$ задається через його корені з поля Галуа $G_F(2^4)$. Якщо α є примітивним елементом у $G_F(2^4)$, то $g(x)$ є поліномом найнижчого ступеня над бінарним полем

Галуа $G_F(2)$, яке має $\alpha, \alpha^2, \alpha^3, \dots, \alpha^{2^t}$ як його корені. Для $t = 2$ коренями є $\alpha, \alpha^2, \alpha^3$ і α^4 . Однак, оскільки α^2 і α^4 є спряженими α , вони є коренями того самого мінімального многочлена, заданого рівнянням:

$$\Phi_1(x) = \Phi_2(x) = \Phi_4(x) = X^4 + X + 1. \quad (4.7)$$

Мінімальний поліном $\Phi_3(x)$ від α^3 задається рівнянням:

$$\Phi_3(x) = X^4 + X^3 + X^2 + X + 1. \quad (4.8)$$

Отже:

$$g(x) = \Phi_1(x) \Phi_3(x) = X^8 + X^7 + X^6 + X^4 + 1. \quad (4.9)$$

Виходячи з цього, завадостійке кодування двійкових даних для твірного поліному $g(x) = \Phi_1(x) \Phi_3(x) = X^8 + X^7 + X^6 + X^4 + 1$, було реалізовано за допомогою зображеної на рис. 4.3 схеми регістра зсуву з додаванням суматорів за М2.

Схема БЧХ-кодера буде поєднана з іншими елементами у блоці завадостійкого кодування.

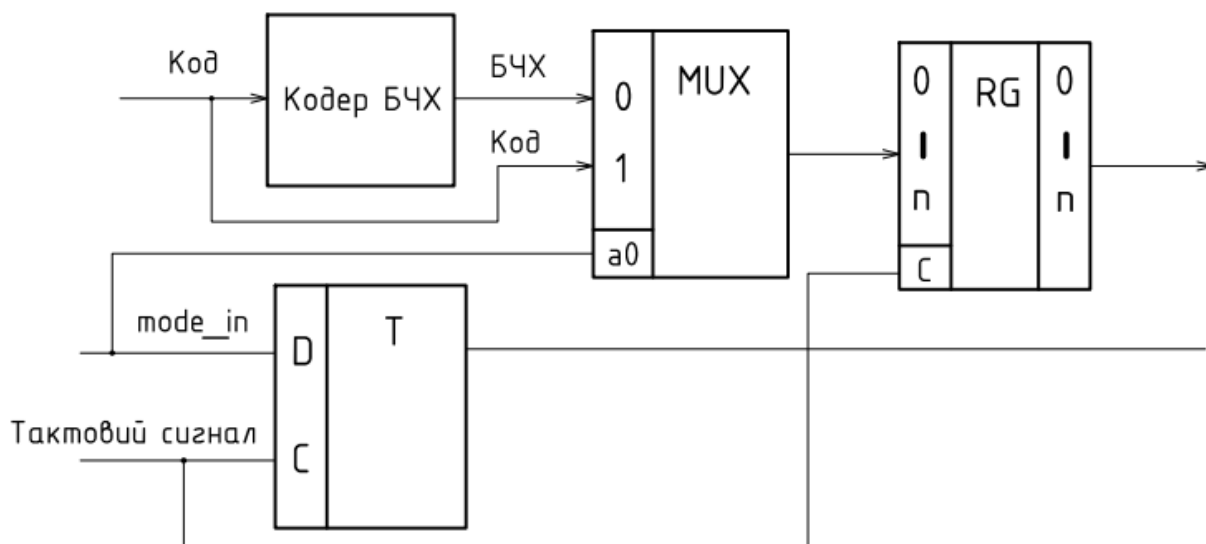


Рисунок 4.2 – Функціональна схема блоку завадостійкого кодування

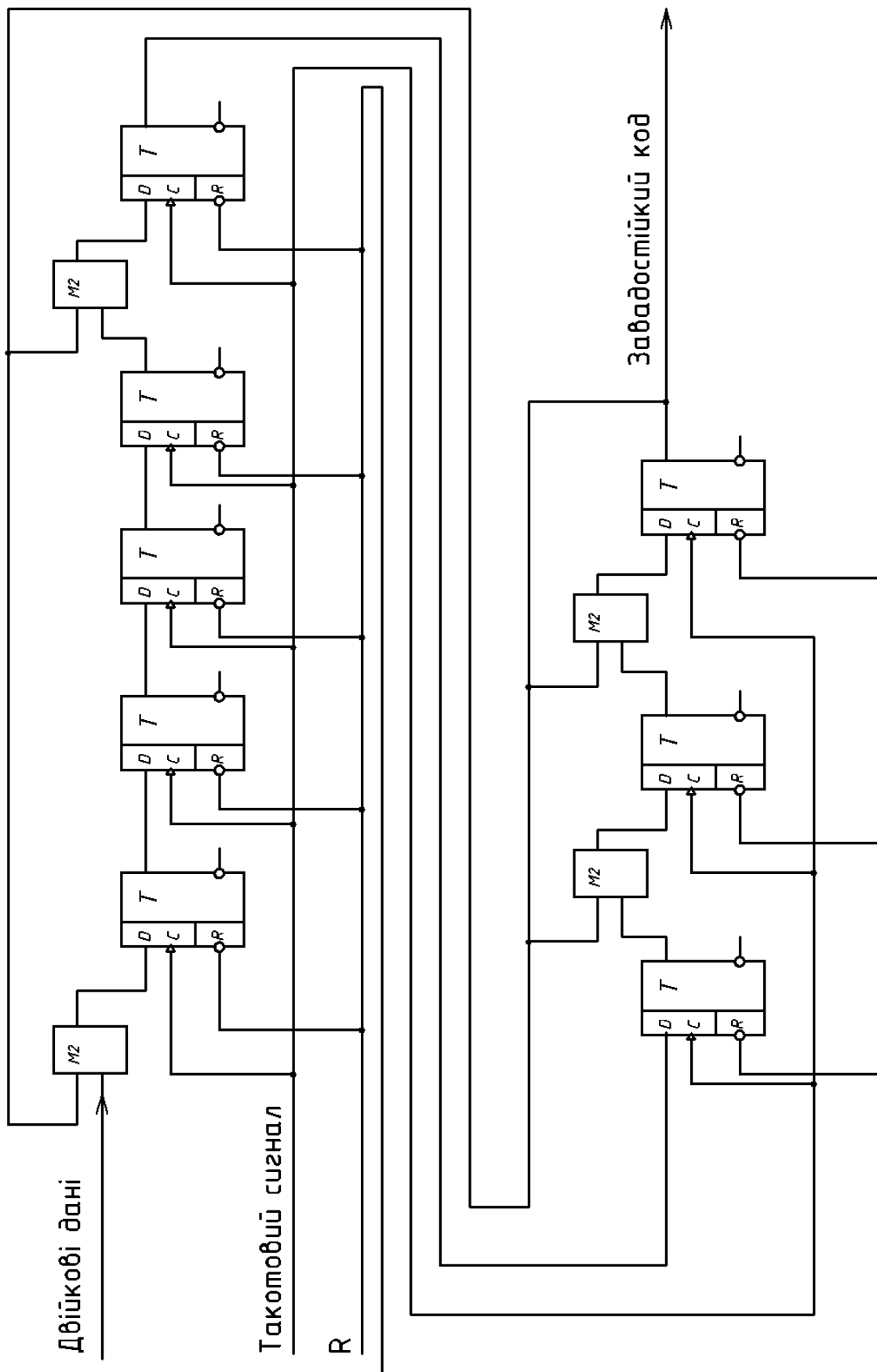


Рисунок 4.3 – Функціональна схема кодера БЧХ у БЗК

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

Вхідний буфер БЗК приймає на вхід кодову послідовність, за допомогою мультиплексора вибирається закодоване слово БЧХ або вхідне слово, залежно від сигналу `mode_in`. Вибране слово надходить у регістр, де по фронту тактового сигналу (`CLK`) подається для модуляції. Також на вихід подається сигнал `mode` для блоку дозволу передачі перевірочних розрядів.

4.2 Блок керування

Блок пристрою керування у системі лінійної модуляції даних буде виконувати задачу установки всіх ключових блоків в початковий стан та почергове їх спрацьовування. Для цього БК буде працювати у парі з блоком генерації імпульсів зсуву.

Найпростішим варіантом для реалізації БК буде використання кільцевого лічильника. У початковий момент часу кільцевий лічильник буде записувати логічну одиницю на один із його розрядів, за допомогою імпульсу негативної полярності, який переводить найперший елемент схеми в стан готовності. Разом із цим, через інвертор буде подаватись імпульс такої ж тривалості, але інвертований, на вхід `RESET` тригера, а також на всі інші входи `SET` усіх інших тригерів.

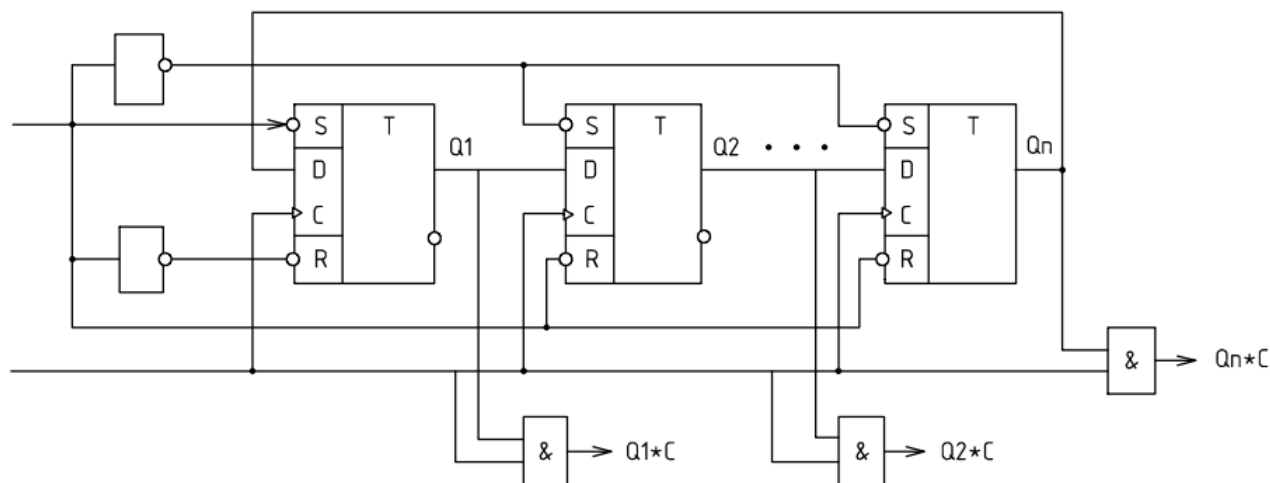


Рисунок 4.4 – Структурна схема лічильника пристрою керування

Так як на тригерах будуть виникати сигнали, тривалість яких, буде дорівнювати тривалості вхідних сигналів, нам потрібно забезпечити співрозмірність їх з імпульсами тактового генератора. Для цього на виходах

будуть розташовані логічні вентиля «І». Вони будуть забезпечувати кон'юнкцію сигналу генератора та сигналу лічильника, як це зображено на часовій діаграмі рис. 4.5.

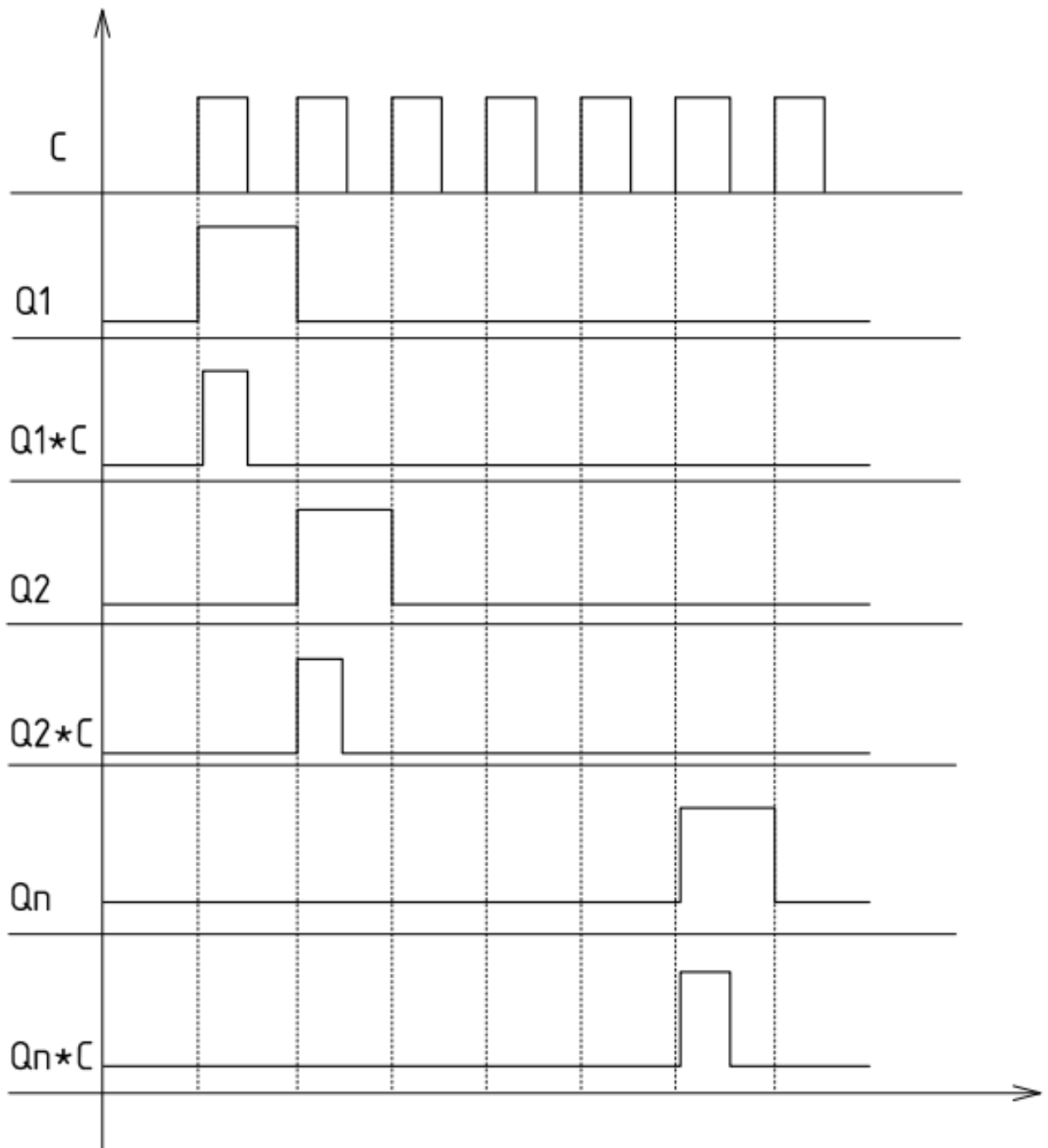


Рисунок 4.5 – Часова діаграма для лічильника керувального пристрою

Для проектування БФІЗ буде використовуватись два таких лічильника, які будуть з'єднані послідовно, так як необхідно забезпечити кількість тактів до 20. Кожний із лічильників має коефіцієнт перерахунку 10, що забезпечується схемою

скиду. Послідовне з'єднання лічильників забезпечує послідовний перерахунок спочатку одиниць, а потім десятків.

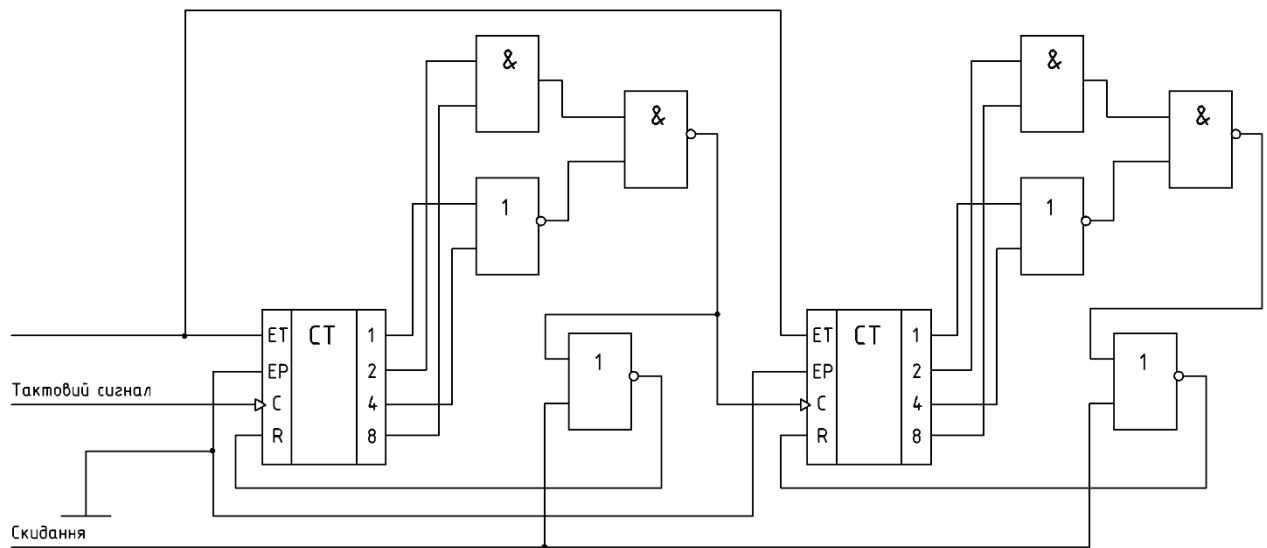


Рисунок 4.6 – Функціональна схема БК і БФІЗ

Варто зазначити, що блоки дозволу передачі у системі лінійної модуляції будуть залежати від роботи блоку пристрою керування. Окремо розглядати побудову БДП не має сенсу, адже вони складаються із звичайних логічних вентилів «АБО» та «І» та будуть подавати сигнал дозволу на передачу лінійного кодового повідомлення до блоку лінійної модуляції.

4.3 Блок буферного регістру

При розробці системи лінійної модуляції є необхідність у забезпеченні прийому, зберігання та видачі вхідної двійкової інформації. На входи регістра надходить сигнал завантаження і дані з зовнішнього пристрою завантажуються у блок буферного регістру.

Буферний блок буде реалізований за допомогою паралельного восьмирозрядного регістра. Паралельні регістри слугують для запам'ятовування двійкових паралельних даних та видачі їх із надходженням відповідного дозволяючого сигналу.

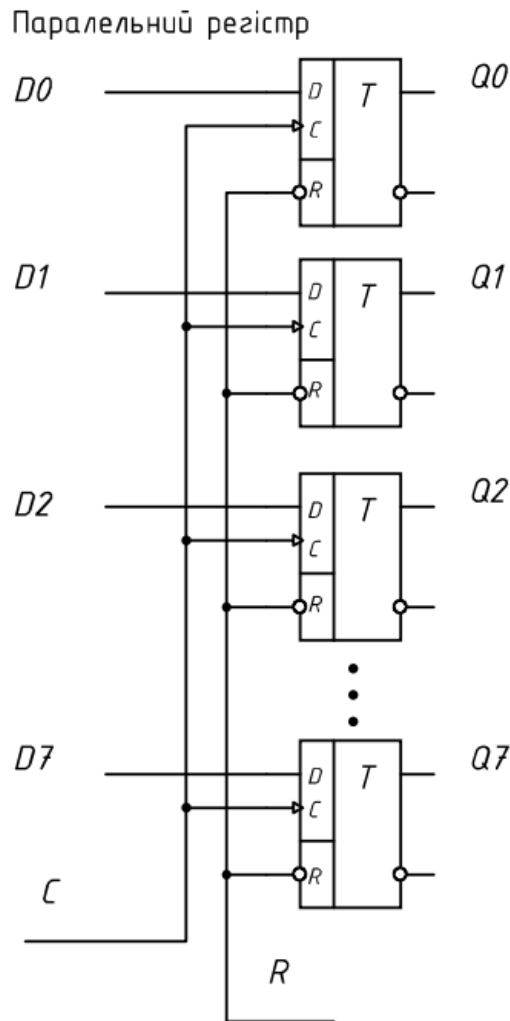


Рисунок 4.6 – Структура паралельного восьмирозрядного регістру

На рис. 4.7 зображений паралельний регістр, який реалізований на D-тригерах. На входи D0-D7 надходить паралельний двійковий код. Після того, як на вхід C буде надісланий сигнал від тактового генератора, стан тригерів буде одночасно переданий на виходи Q0-Q7 і далі інформація потрапить до блоку паралельно-послідовного перетворення.

4.4 Блок паралельно-послідовного перетворювача

Блок паралельно-послідовного перетворення виконує операцію перетворення вхідного паралельного коду у послідовний код. Найбільш практичним варіантом реалізації БППП буде виконання його на основі складного восьмирозрядного зсувного регістру до якого буде надходити інформація. Тобто у цього регістра входи будуть паралельними а вихід буде послідовним, що дозволить видавати інформацію почергово до блоку завадостійкого кодування.

						Листм
					ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ	63
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

Функціональну схему блоку паралельно-послідовного кодування зображено на рис.4.6.

Як ми бачимо, до регістра інформація потрапляє на входи D0 – D7. На вхід регістра подається сигнал дозволу паралельно-послідовного перетворення інформації. Після цього, до регістру інформація вводиться паралельним кодом за один такт через вхідні вентиля на основі елементів «АБО», «І», «НЕ». Паралельна інформація буде подана до БППП із буферного регістру, де вона початково зберігалася. Далі інформація буде порозрядно зсуватися у сторону послідовного виходу Q, зсув даних буде забезпечувати блок генератора та імпульсів зсуву керувального пристрою. Після завершення передачі блок паралельно-послідовного керування повинен повернутися до режиму очікування наступного коду. Формування керуючих сигналів, що надходять на БППП буде здійснюватися схемою пристрою керування.

Можна сказати що цей паралельно-послідовний регістр буде працювати як мультиплексор.

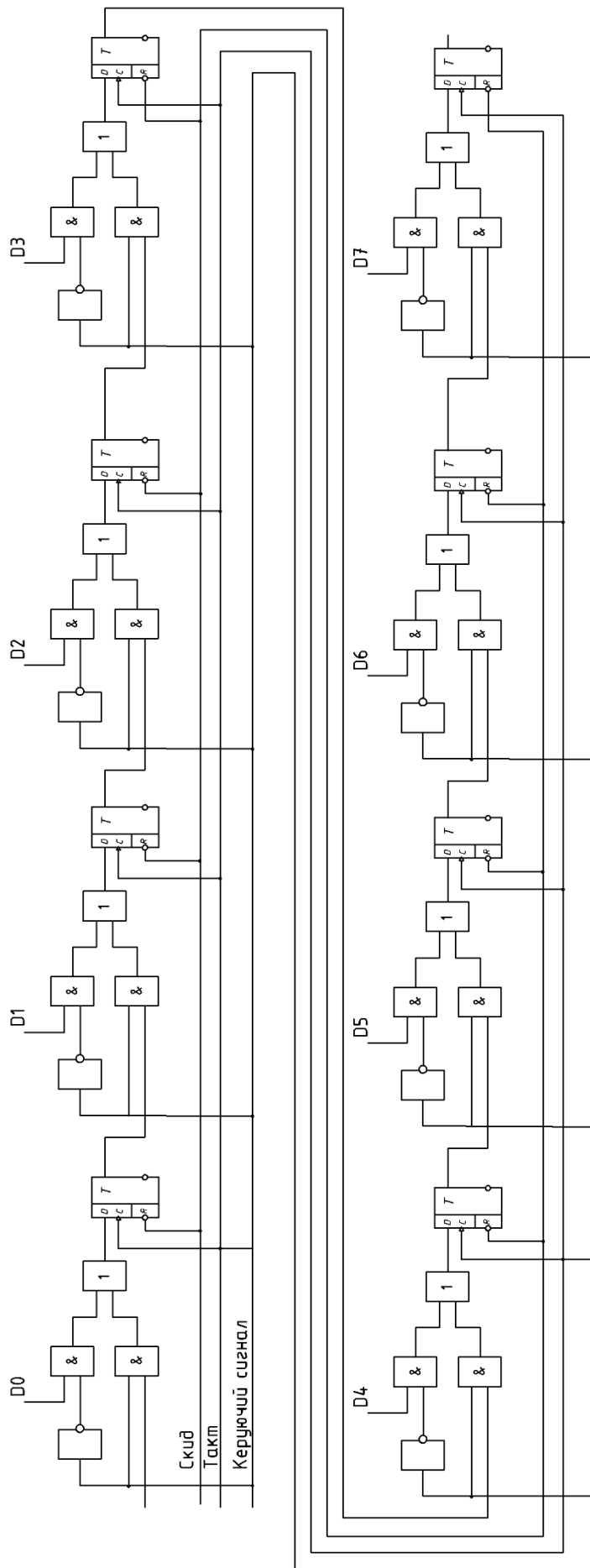


Рисунок 4.7 – Функціональна схема паралельно-послідовного регістра

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ

Лист

65

4.5 Блок лінійної модуляції

Блоком лінійної модуляції буде виконуватися задача кодування двійкового повідомлення за допомогою манчестерського кодування. Теоретично, манчестерське кодування досить легко реалізувати. Для цього можна використати логічний вентиль XOR, який виконує операцію додавання за модулем 2 бінарного сигналу (у виді NRZ) і тактового високочастотного сигналу генератора. Схема блоку лінійної модуляції зображена на рис.4.8. та часова діаграма на рис.4.11.

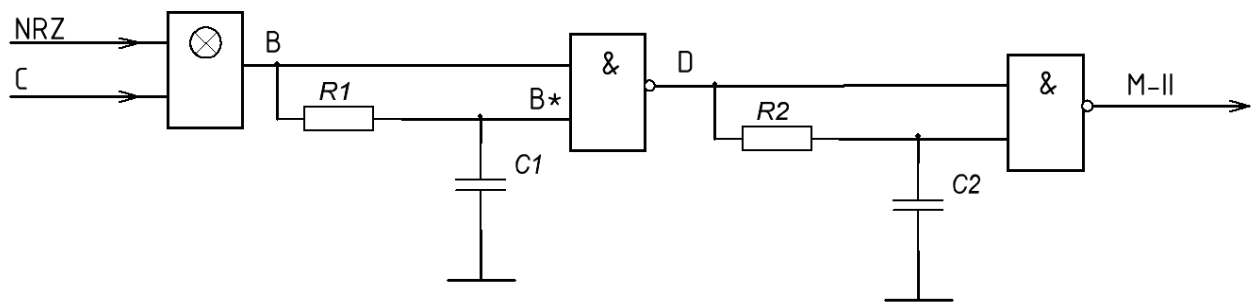


Рисунок 4.8 – Функціональна схема кодера Манчестер-II

Але у реальних сценаріях завжди існує певний зсув інформаційного сигналу який можна побачити на рис.4.11. Інформаційний сигнал A у реальних випадках може мати зсув, який показаний як сигнал A_r . І A_r , накладаючись на сигнал C , який відображає тактовий сигнал генератора, утворює спотворений сигнал манчестерського коду M_r . Для наглядності, також був приведений теоретичний сигнал манчестерського коду M_t . Отже, як ми можемо побачити, у такому випадку, коли у інформаційному сигналі буде присутній певний зсув, результуючий сигнал кодера не зможе коректно передавати інформаційні повідомлення по КЗ.

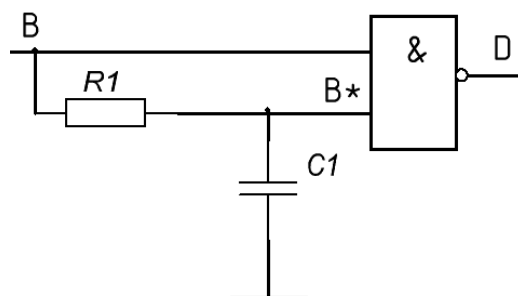


Рисунок 4.9 – Схема гасіння імпульсних перешкод

Для усунення спотворень сигналу у схемі із елементом XOR, до її виходу підключається схема гасіння імпульсних перешкод рис.4.9. Отже, розглянемо як вона працює, часова діаграма схеми гасіння перешкод показана на рис. 4.10.

Дана схема досить проста і складається із резистора R1, послідовно підключеного до нього конденсатора C1 і двохвходового логічного вентиля «І-НЕ». Такий спосіб підключення дозволяє «плавно» подавати одиницю на вхід B*, адже конденсатор заряджається і розряджається поступово.

Отже, на початку на всіх входах схеми ми маємо початковий стан. Входи B та B* мають нульове значення напруги, а вхід D у результаті видає одиницю. Коли на вхід B подається одиниця – це викликає поступове заряджання конденсатора до відповідного значення напруги. Але у проміжку, по передньому фронту, є ділянка T, яка буде визначатися як 0 через низький заряд конденсатора. Можна сказати що ширина імпульсу залежить від параметра T і дорівнює $T=RC$. Аналогічна ситуація відбувається при розрядженні конденсатора, коли на вхід B надходить нуль.

При надходженні коротких позитивних імпульсів схема B* не встигає зарядитися, так як імпульс дуже короткий, тому на виході D ми все ще маємо одиницю. З цього можна зробити висновок, що схема пригнічує короткі позитивні імпульси тривалість яких менша за T, але пропускає негативні короткі перешкоди так як фронт спрацьовує миттєво через те, що заряд накопичений.

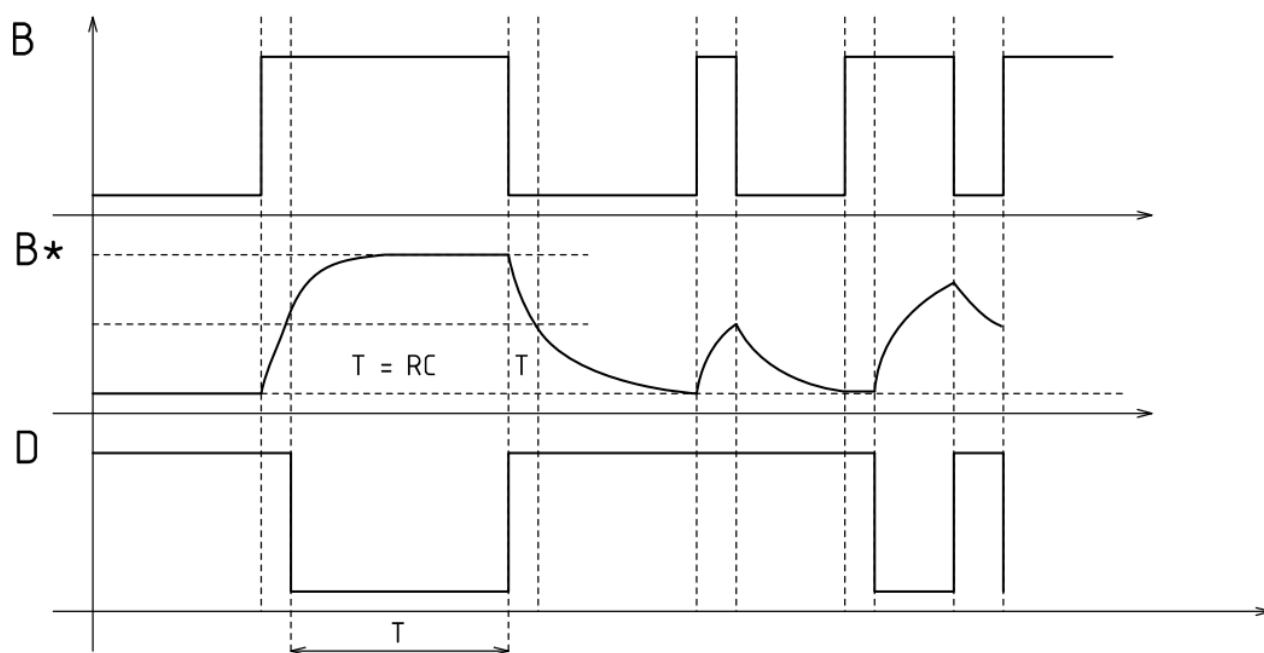


Рисунок 4.10 – Часова діаграма роботи фільтру пригнічення завад

Для того, щоб схема фільтрувала і позитивні і негативні перешкоди, нам необхідно включити ще один каскад до виходу попередньої схеми, так, як це зображено на рис. 4.8. Перша схема відфільтрує позитивні перешкоди, а друга – перевернуті негативні перешкоди.

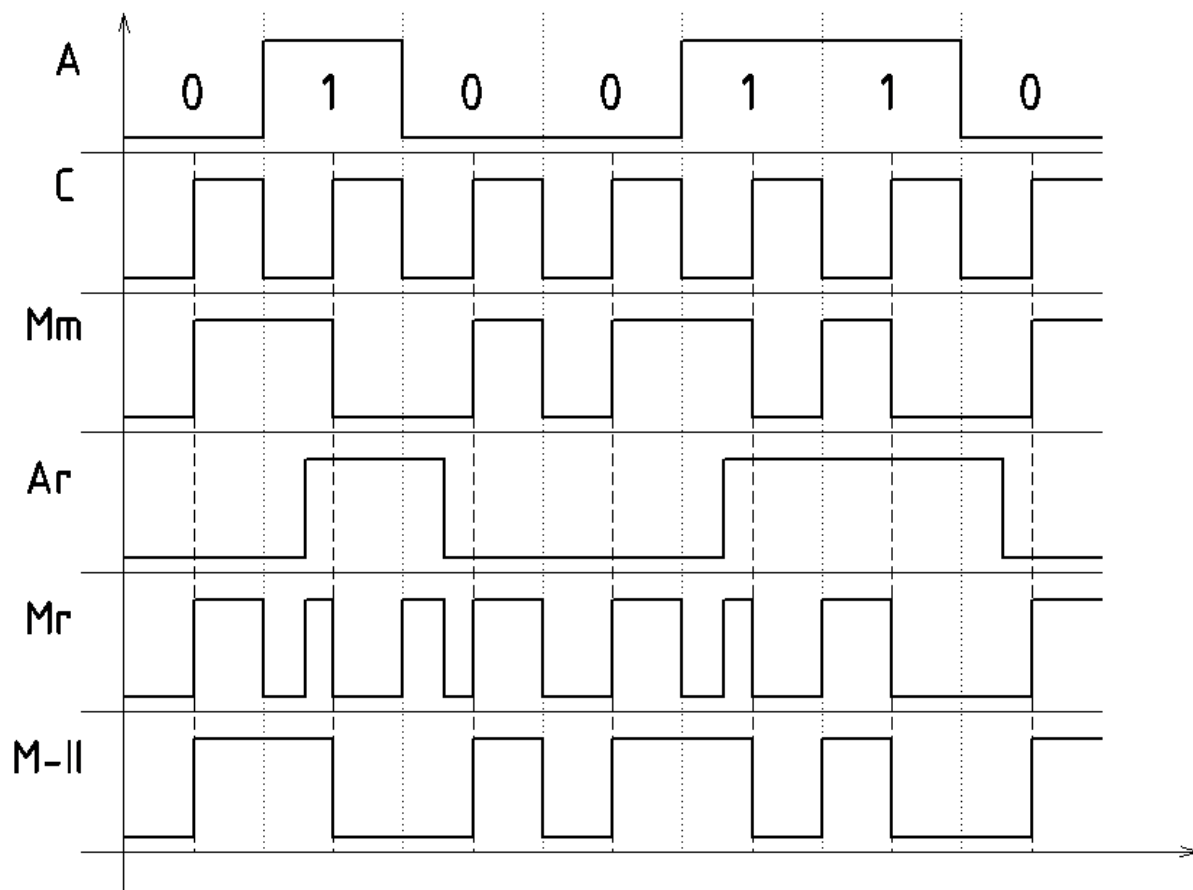


Рисунок 4.11 – Часова діаграма роботи функціональної схеми кодера Манчестер-ІІ

Тепер ми бачимо, що при вузьких перешкодах у нашому елементі можна використати каскадну схему гасіння перешкод. І тоді будемо мати вихідний сигнал *М-II*, який зображений на рис. 4.11. Як ми бачимо, манчестерський сигнал *М-II* тепер відповідає розрахованому теоретично, манчестерському сигналу *Mm*.

Окрім забезпечення лінійної модуляції манчестерським кодом, БЛМ повинен забезпечувати і інші важливі функції такі як виділення початку та закінчення повідомлення, формування синхроімпульсів, перерахунок переданих бітів у повідомленні тощо. Повна функціональна схема блоку лінійної модуляції зображена на рис. 4.12.

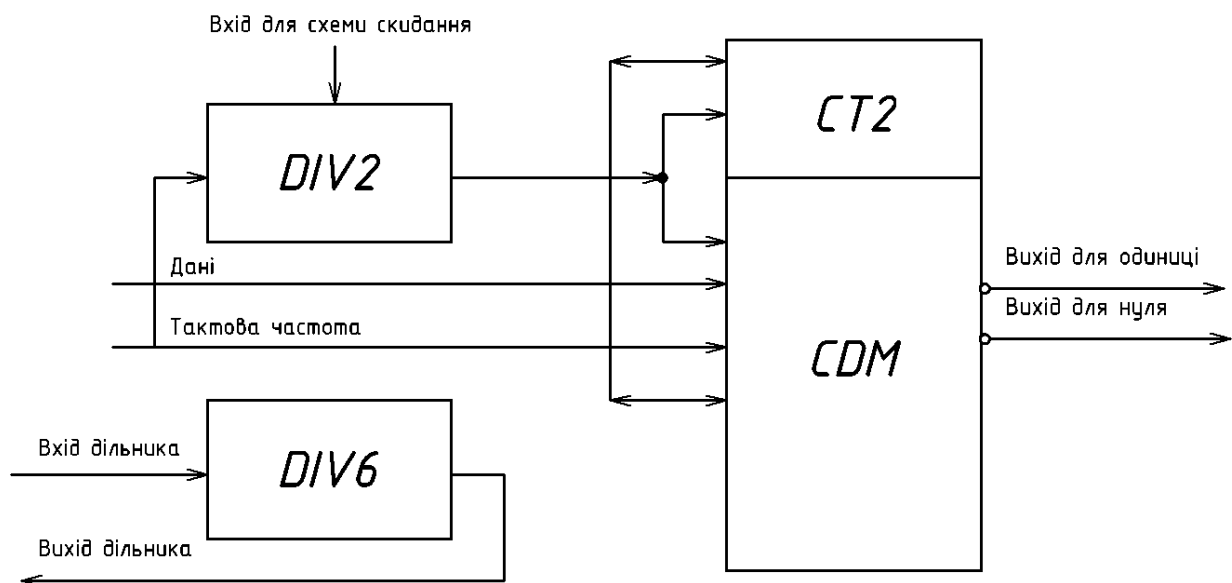


Рисунок 4.12 – Функціональна схема блоку лінійної модуляції

До складу блоку лінійної модуляції входять наступні елементи:

CDM – кодер манчестерського кодування;

CT2 – лічильник кількості бітів в повідомленнях що передаються;

Дільники частоти DIV6 та DIV2 використовуються наступним чином. Якщо частота занадто висока для використання її у манчестерському кодуванні, вона спочатку подається на вхід дільника частоти DIV6, там вона перетворюється з $12f$ на $2f$ і стає робочою тактовою частотою для блоку лінійної модуляції. Далі частота $2f$ розподіляється та надходить на вхід кодера, та на вхід дільника DIV2, який ділить частоту $2f$, отримуючи частоту f . Частота f необхідна для синхронізації вхідних даних для роботи з кодером, забезпечуючи правильне зчитування кожного вхідного біта даних.

5 РОЗРОБКА ПРИНЦИПОВОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМИ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ЛІНІЙНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

5.1 Вибір елементної бази

Проектування принципової схеми адаптивної системи лінійної модуляції повинне передбачати оптимальний підбір реальних мікросхем і аналогових елементів. Для принципової схеми важливе врахування її швидкодії, енергоспоживання і мінімальної вартості компонентів. У ситуаціях із необхідністю вибору між певними параметрами, необхідно приймати рішення враховуючі ключові критерії для функціонування системи.

При розробці системи лінійної модуляції, більшість елементів були використані із серії SN74ALS що є західним аналогом до серії КР1533. Особливістю серії SN74ALS є те, що вони мають дуже високу швидкість роботи та низьке енергоспоживання.

Таблиця 5.1 – Основні параметри мікросхем SN74ALS

Параметр	SN74ALS
$I_{вх}^0$, мА, \leq	-0,2
$I_{вх}^1$, мА, \leq	0,02
$I_{вих\max}^0$, мА	4
$I_{вих\max}^1$, мА	-0,4
$U_{вих}^0$, В, \leq	0,4
$U_{вих}^1$, В, \geq	2,5
$K_{раз}$	20
$t_{зад}^{0/1}$, нс, \leq	4
$t_{зад}^{1/0}$, нс, \leq	4
$P_{пот}$, мВт, \leq	1
$U_{пом}$, В, \leq	0,8
f_{max} , МГц, \leq	100

Де $I_{вх}^0$ – вхідний струм логічного нуля;

$I_{вх}^1$ – вхідний струм логічної одиниці;

$I_{вих\max}^0$ – максимальний вихідний струм логічного нуля;

$I_{вих\max}^1$ – максимальний вихідний струм логічної одиниці;

$U_{вих}^0$ – максимальне значення вихідної напруги, відповідне до рівня

					ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		70

логічного нуля;

$U_{\text{вих}}^1$ – Мінімальне значення вихідної напруги, відповідне до рівня логічної одиниці;

$K_{\text{раз}}$ – коефіцієнт розгалуження по виходу;

$t_{\text{зад}}^{0/1}$ – час затримки переходу ІМС із стану логічного нуля в стан логічної одиниці;

$t_{\text{зад}}^{1/0}$ – час затримки переходу ІМС із стану логічної одиниці в стан логічного нуля;

$P_{\text{пот}}$ – потужність, яка споживається базовим логічним елементом від джерела напруги;

$U_{\text{пом}}$ – максимально допустиме значення статичної похибки;

f_{max} – максимальна частота перемикання.

Мікросхеми мають стандартні ТТЛ вхідні/вихідні рівні сигналів.

Напрацювання мікросхеми ~50000 годин.

Висока швидкодія та низьке енергоспоживання мікросхем серії SN74ALS, дозволяють створювати обчислювальні пристрої цифрової автоматики з якісно новими характеристиками та високими техно-економічними показниками. Істотною особливістю серії є наявність інтерфейсних і буферних мікросхем, що мають підвищену здатність навантаження по виходу в стані високого і низького рівня і меншою, в порівнянні з іншими серіями, потужністю споживання при практично рівній швидкодії. У порівнянні з відомими серіями ТТЛ-мікросхем, вона має мінімальне значення швидкодії на розсіювану потужність [18].

Також варто зауважити, що мікросхеми серії SN74ALS мають сумісність з іншими ТТЛ-серіями.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		71

5.2 Елементна база логічних вентилів для принципової схеми

Для використання логічних вентилів у принциповій схемі були обрані наступні елементи 2AND, 2NAND, 3AND, 4AND, 2OR, 2NOR, 3NOR, 4NOR, XOR.

Для елемента 2AND була використана мікросхема SN74ALS08. Ця схема містить чотири незалежні 2-вхідні вентиля AND. Вони виконують булеві функції $Y = A \cdot B$ або $Y = A + B$ в позитивній логіці. SN74ALS08 характеризується для роботи від 0°C до 70°C.

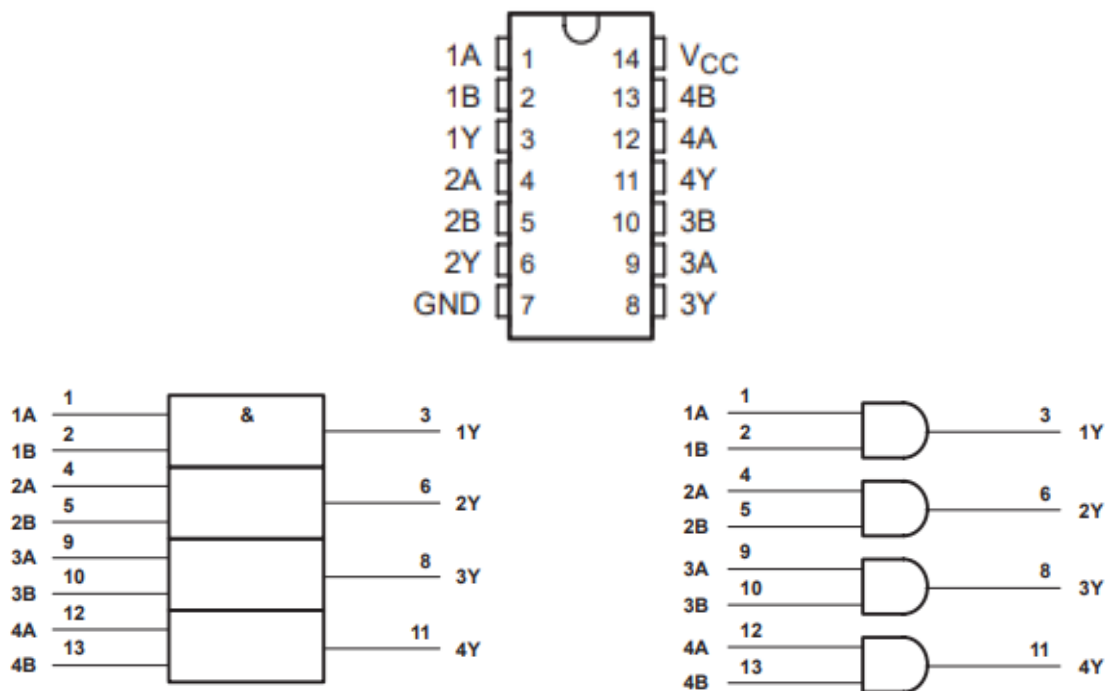


Рисунок 5.1 – Логічне зображення SN74ALS08

Таблиця 5.2 - Рекомендовані умови експлуатації

Опис	SN74ALS08			Величина
	Мін	Ном	Макс	
V _{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	V
V _{IH} High-level input voltage	2			V
V _{IL} Low-level input voltage	0.8			V
I _{OH} High-level output current	-0.4			mA
I _{OL} Low-level output current	8			mA
T _A Operating free-air temperature	0	70		°C

Для елемента 2NAND була використана мікросхема SN74ALS00. Ця схема містить чотири незалежні 2-вхідні вентиля NAND. Вони виконують булеві функції $Y = \overline{A \cdot B}$ або $Y = \overline{A + B}$ в негативній логіці. SN74ALS00 характеризується для роботи від 0°C до 70°C.

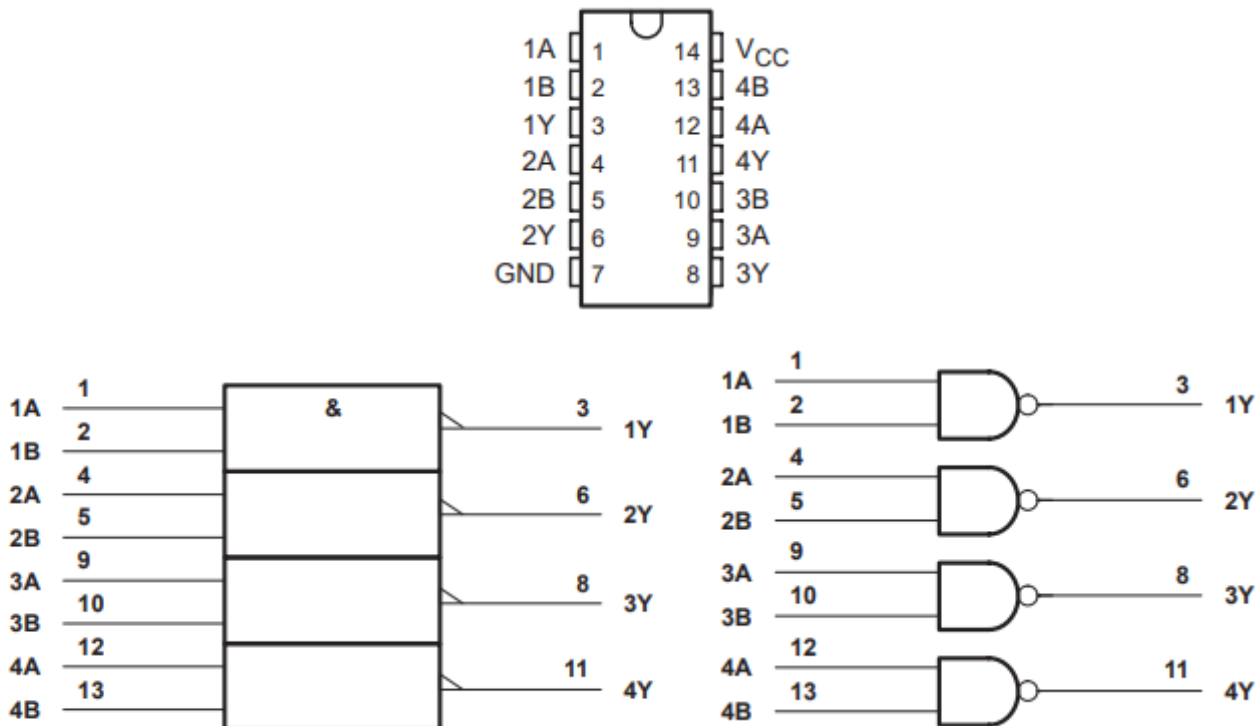


Рисунок 5.2 - Логічне зображення SN74ALS00

Рекомендовані умови експлуатації зазначені в табл. 5.2.

Для елемента 3AND була використана мікросхема SN74ALS11A. Ця схема містить містять три незалежні 3-вхідні вентиля позитивного AND. Вони виконують булеві функції $Y = A \cdot B \cdot C$ або $\overline{Y} = \overline{A \cdot B \cdot C}$ в позитивній логіці.

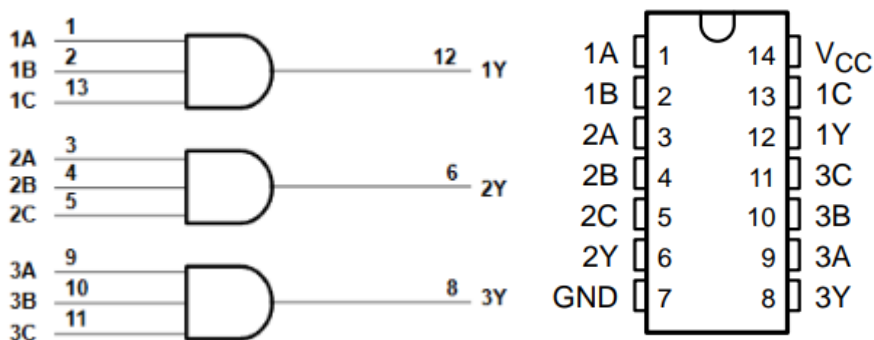


Рисунок 5.3 – Логічне зображення SN74ALS11A

Рекомендовані умови експлуатації зазначені в табл. 5.2

Для елемента 2NOR була використана мікросхема SN74ALS02A. Ця схема містить чотири незалежні 2-вхідні вентиля NOR. Вони виконують булеві функції $Y = \overline{A + B}$ або $Y = \overline{A} \cdot \overline{B}$ в позитивній логіці.

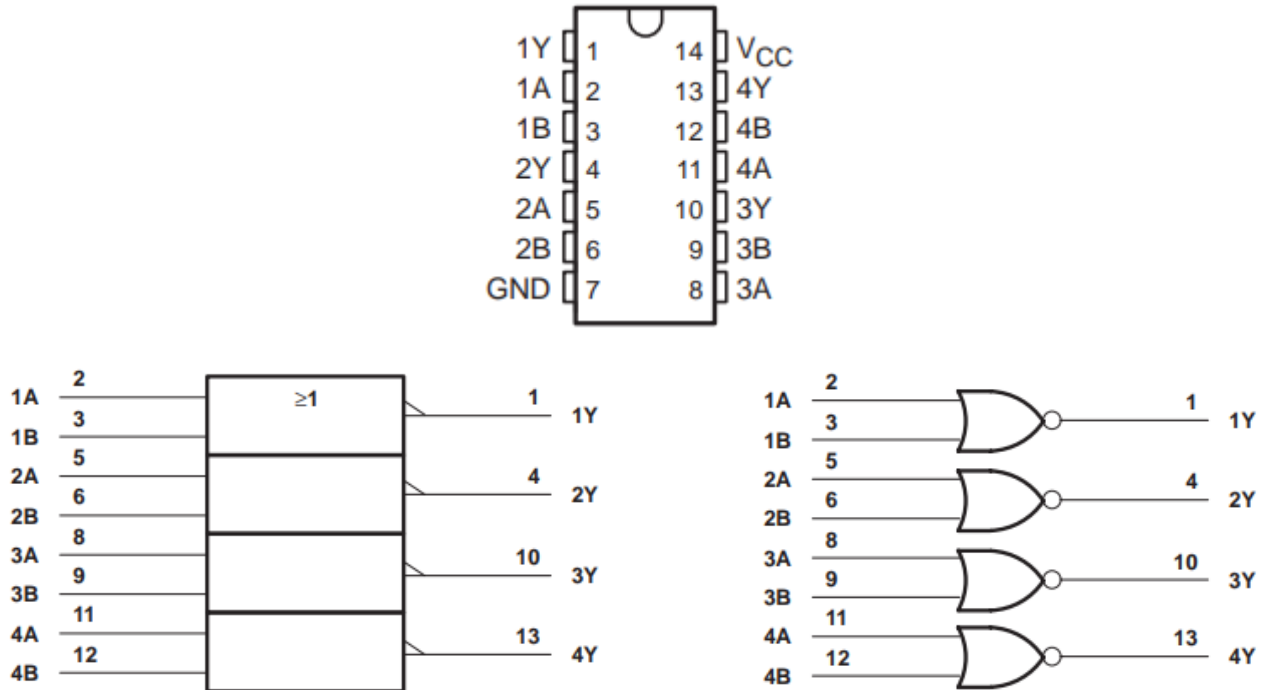


Рисунок 5.6 - Логічне зображення SN74ALS02A

Рекомендовані умови експлуатації зазначені в табл. 5.2

Для елемента 3NOR була використана мікросхема SN74ALS27. Ця схема містить три незалежні 3-вхідні вентиля NOR. Вони виконують булеві функції $Y = \overline{A + B + C}$ або $Y = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$ в позитивній логіці.

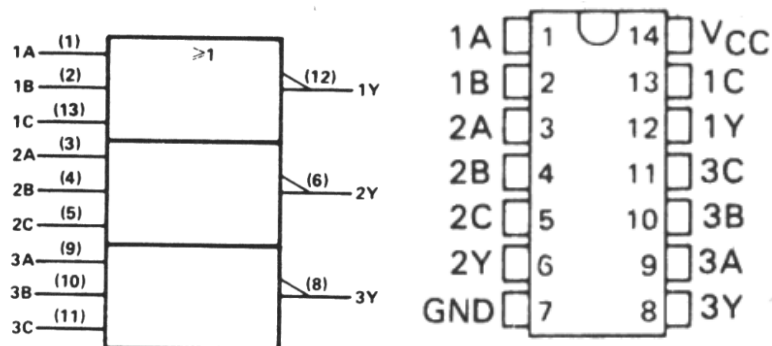


Рисунок 5.7 - Логічне зображення SN74ALS27

Рекомендовані умови експлуатації зазначені в табл. 5.2

Для елемента 4NOR була використана мікросхема 74НС4002D. Ця схема містить два незалежні 4-вхідні вентиля NOR. Вони виконують булеві функції в позитивній логіці.

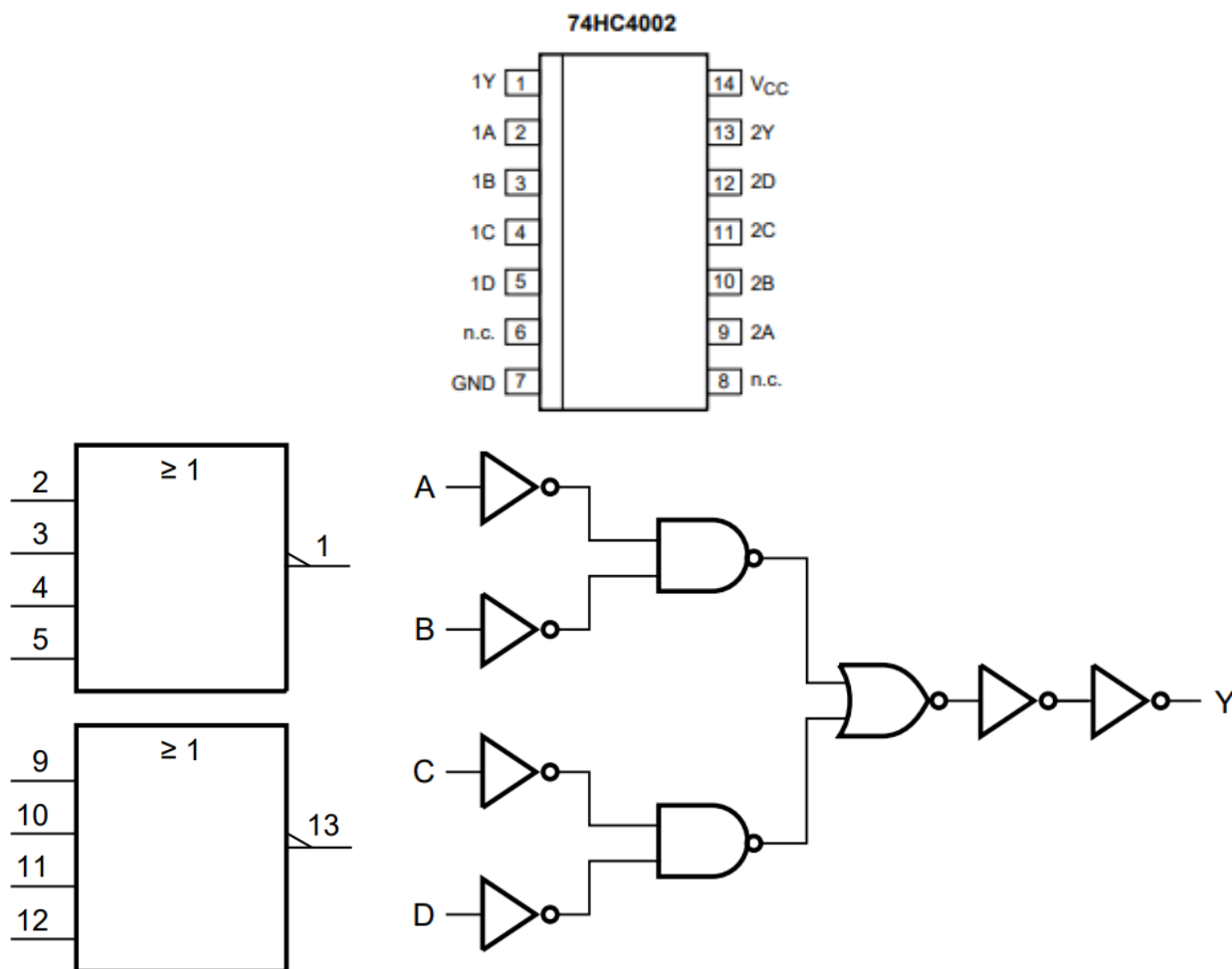


Рисунок 5.8 - Логічне зображення 74НС4002D.

Таблиця 5.3 - Рекомендовані умови експлуатації

	Опис		Мін	Ном	Макс	
V _{CC}	supply voltage		2.0	5.0	6.0	V
V _I	input voltage		0	-	V _{CC}	V
V _O	output voltage		0	-	V _{CC}	V
T _{amb}	ambient temperature		-40	+25	+125	°C
Δt/ΔV	input transition rise and fall rate	V _{CC} = 2.0 V	-	-	625	ns/V
		V _{CC} = 4.5 V	-	1.67	139	ns/V
		V _{CC} = 6.0 V	-	-	83	ns/V

Для елемента XOR була використана мікросхема SN74LS86AD. Ця схема містить чотири незалежні 2-вхідні вентиля Exclusive-OR. Вони виконують булеві функції $Y = A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$ у позитивній логіці.

Загальне застосування - як істинний/доповнювальний елемент. Якщо один із входів низький, інший вхід буде відтворено в істинній формі на виході. Якщо один із входів має високий рівень, сигнал на іншому вході буде відтворюватися інвертованим на виході.

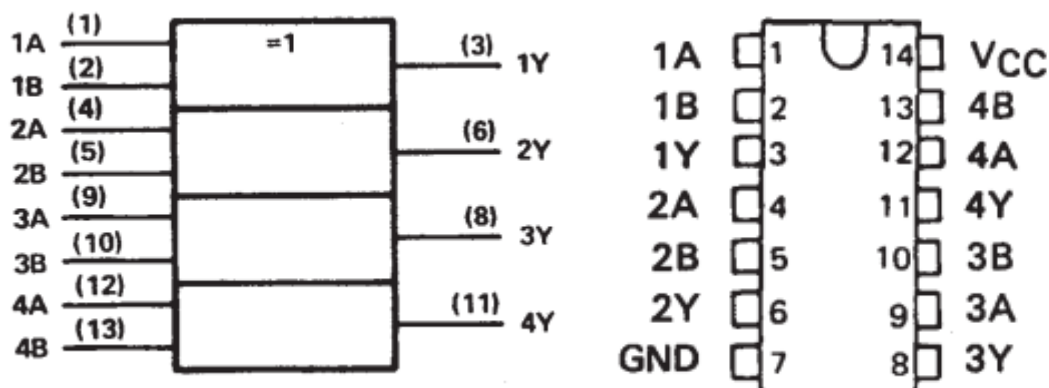


Рисунок 5.9 - Логічне зображення SN74LS86AD.

Таблиця 5.4 - Рекомендовані умови експлуатації

Опис		SN74LS86AD			Величина
		Мін	Ном	Макс	
V _{CC}	Supply voltage	4.75	5	5.25	V
I _{OH}	High-level output current			-0.8	mA
I _{OL}	Low-level output current			16	mA
T _A	Operating free-air temperature	0		70	°C

5.3 Елементна база інших логічних елементів для принципової схеми

Для D-тригеру у принциповій логічній схемі буде використовуватися схема SN74ALS74A. Ця схема містить два незалежних тригери D-типу з позитивним фронтом. Низький рівень на попередньо встановлених (PRE) або очищених (CLR) входах встановлює або скидає вихідні дані незалежно від рівнів інших входів. Коли PRE та CLR неактивні (високі), дані на вході даних (D), що відповідають вимогам часу налаштування, передаються на виходи по позитивному фронту тактового імпульсу (CLK). Запуск годинника відбувається на рівні напруги і не

пов'язаний безпосередньо з часом наростання CLK. Після інтервалу часу утримання дані на вході D можна змінювати без впливу на рівні на виходах.

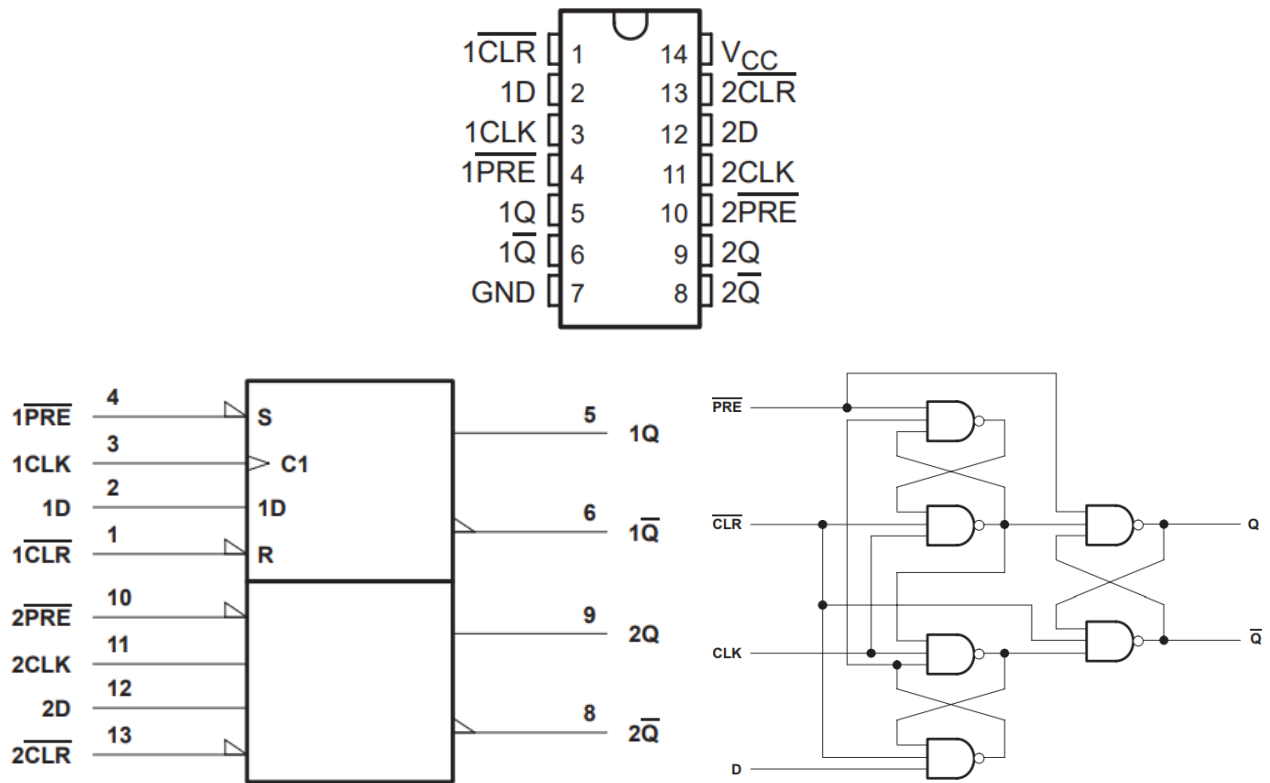


Рисунок 5.10 - Логічне зображення SN74ALS74A

Таблиця 5.5 - Рекомендовані умови експлуатації

Опис		SN74ALS74A			Величина
		Мін	Ном	Макс	
VCC	Supply voltage	4.5	5	5.5	V
V _{IH}	High-level input voltage	2			V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
I _{OH}	High-level output current			-0.4	mA
I _{OL}	Low-level output current			8	mA
f _{clock}	Clock frequency	0		34	MHz
t _w	Pulse duration	PRE or CLR low	15		ns
		CLK high	14.5		
		CLK low	14.5		

Опис		Мін	Ном	Макс	Величина
tsu	Setup time before CLK↑	Data	15		ns
		PRE or CLR inactive	10		
th	Hold time after CLK↑	Data	0		ns
TA	Operating free-air temperature		0	70	°C

Для RS-тригера буде використовуватися схема SN74LS279A. Дана схема має чотири RS-тригери, які представлені в одному 300 мм корпусі. У звичайному режимі роботи входи S-R зазвичай утримуються на високому рівні. Коли на вході S імпульсний низький рівень, на виході Q буде встановлено високий рівень. Коли R імпульсно низький, вихід Q буде скинутий на низький рівень. У звичайних випадках входи S-R не повинні бути низькими одночасно.

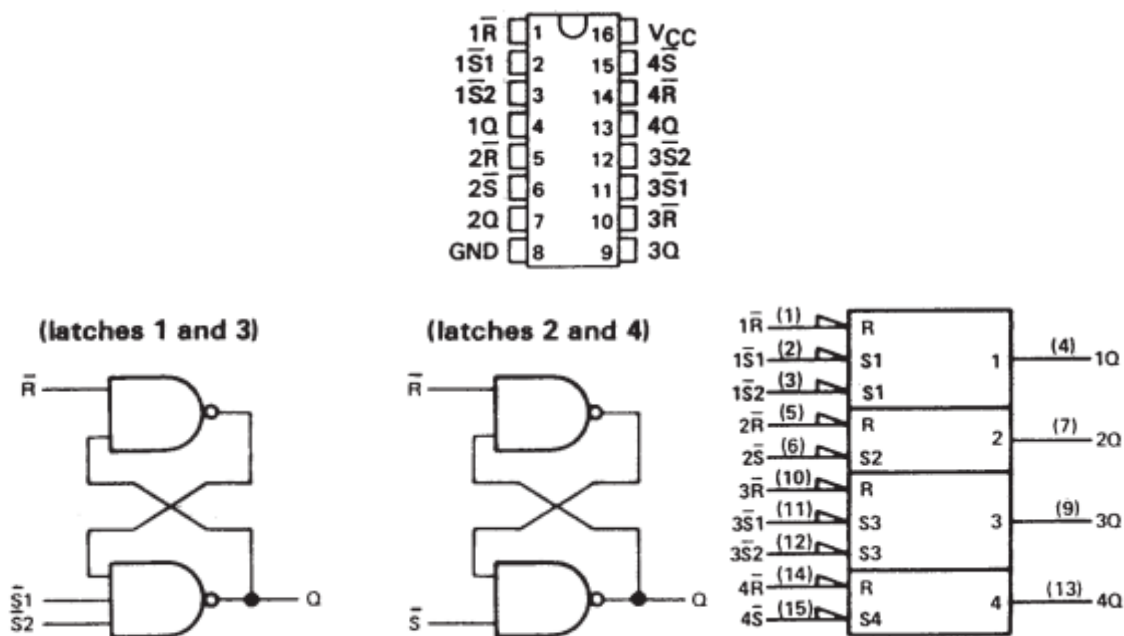


Рисунок 5.11 - Логічне зображення SN74LS279A

Рекомендовані умови експлуатації зазначені у табл. 5.4

Для лічильника буде використовуватися схема SN74ALS162B. Ці синхронні лічильники з можливістю попереднього налаштування мають внутрішнє передавання для використання у високошвидкісних системах підрахунку. Синхронна робота забезпечується тим, що всі тригери синхронізуються одночасно, щоб вихідні сигнали збігалися один з одним, коли це вказується

входами дозволу підрахунку та внутрішнім стробуванням. Цей режим роботи усуває різкі стрибки під час підрахунку вихідного сигналу, які зазвичай наявні у асинхронних (пульсаційних) лічильників.

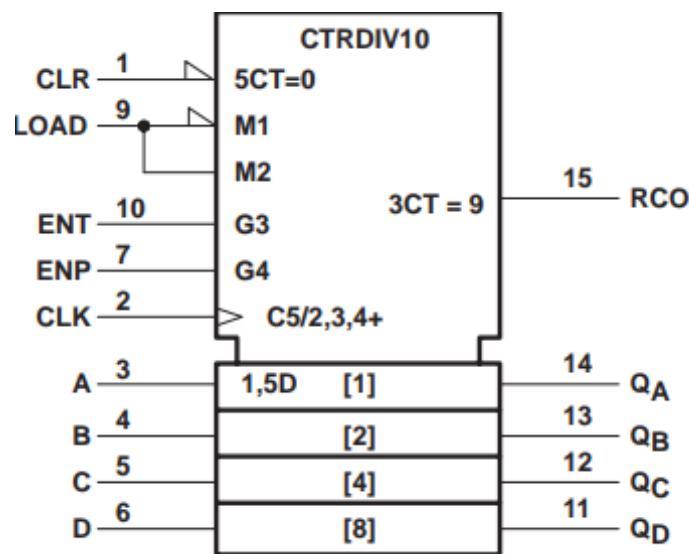


Рисунок 5.12 - Логічне зображення SN74ALS162B

Буферизований вхід тактового сигналу запускає чотири тригери по наростаючому (позитивному) фронту вхідного сигналу тактової частоти. Ці лічильники повністю програмуються; тобто вони можуть бути попередньо встановлені на будь-яке число від 0 до 9. Оскільки попереднє налаштування є синхронним, встановлення низького рівня на вході навантаження вимикає лічильник і призводить до узгодження виходу з даними налаштування після наступного тактового імпульсу незалежно від рівнів входів дозволу.

Ці лічильники мають повністю незалежну схему синхронізації. Зміни на керуючих входах (ENP, ENT або LOAD), які змінюють режим роботи, не впливають на вміст лічильника, доки не відбудеться синхронізація. Функцію лічильника (увімкнено, вимкнено, завантаження чи підрахунок) буде продиктовано винятково умовами, що відповідають стабільному налаштуванню та часу утримання

На рис. 5.13 показана часова діаграма роботи даної схеми за наступними параметрами:

- 1) Скидання всіх входів до нуля;
- 2) Встановлення лічильника у стан 7;
- 3) Рахунок від 7 до 0, і від 0 до 3;
- 4) Призупинення роботи лічильника.

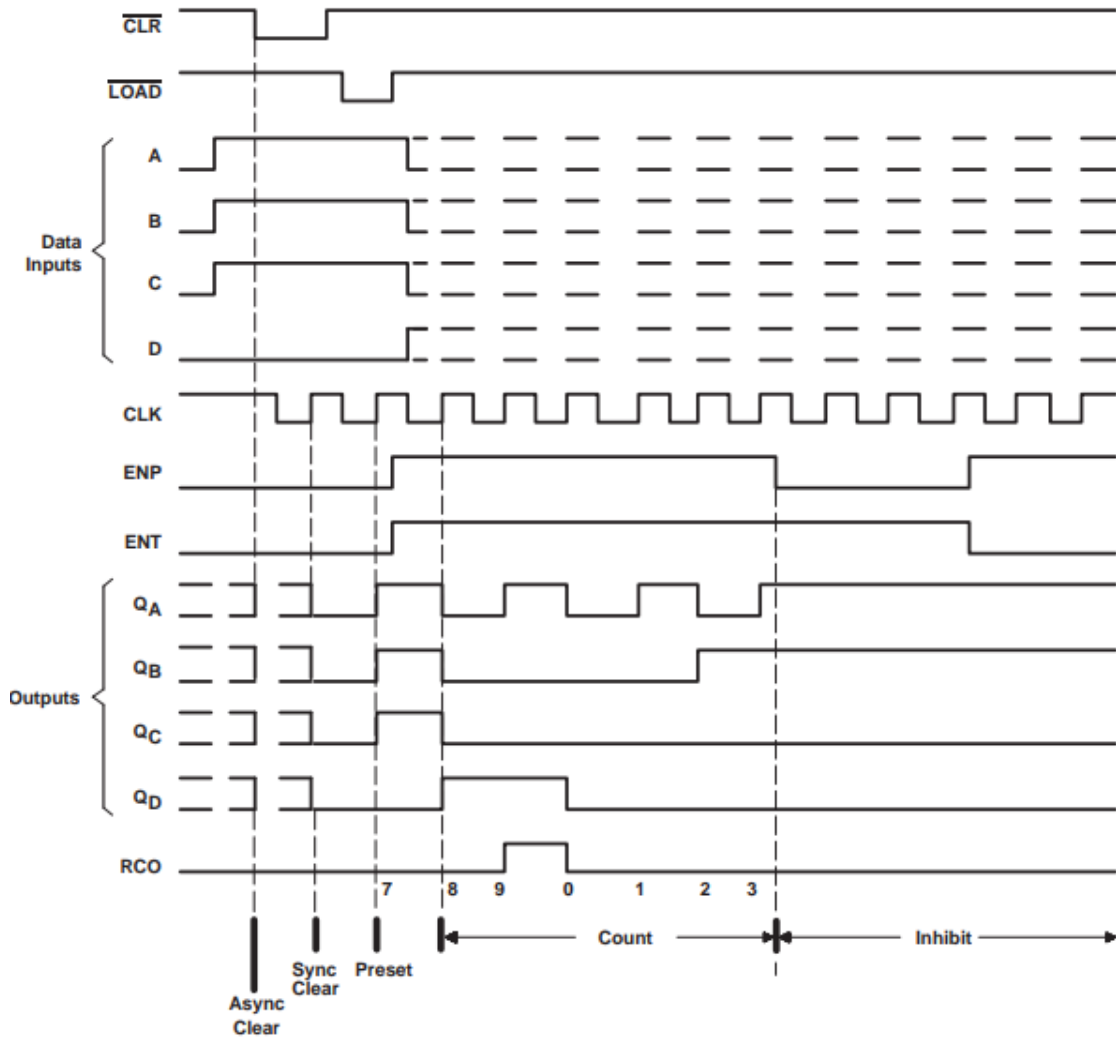


Рисунок 5.13 – Часова діаграма роботи SN74ALS162B

Таблиця 5.5 - Рекомендовані умови експлуатації

Опис		SN74ALS162B			Величина	
		Мін	Ном	Макс		
VCC	Supply voltage	4.5	5	5.5	V	
VIH	High-level input voltage	2			V	
VIL	Low-level input voltage			0.8	V	
IOH	High-level output current			-0.4	mA	
IOL	Low-level output current			8	mA	
fclock	Clock frequency	0		40	MHz	
tw	Pulse duration	CLR high or low		12.5	ns	
		'ALS160B, 'ALS161B CLR low		15		
tsu	Setup time before CLK↑	A, B, C, D		15	ns	
		LOAD		15		
		ENP, ENT		'ALS160B, 'ALS161B		15
				'ALS162B, 'ALS163B		15

	Опис		Мін	Ном	Макс	Величина
	'ALS160B, 'ALS161B	CLR inactive	10			
'ALS162B, 'ALS163B	CLR low	15				
	CLR high (inactive)	10				
th	Hold time, all synchronous inputs after CLK↑		0			ns
TA	Operating free-air temperature		0		70	°C

Для мультиплексора була використана мікросхема 74НС157. Дана схема являє собою чотирьоканальний мультиплексор з двома входами і входом управління S. Вибирає один з двох входів (А або В) на кожному з чотирьох каналів і передає його на відповідний вихід Y, в залежності від стану сигналу вибору S.

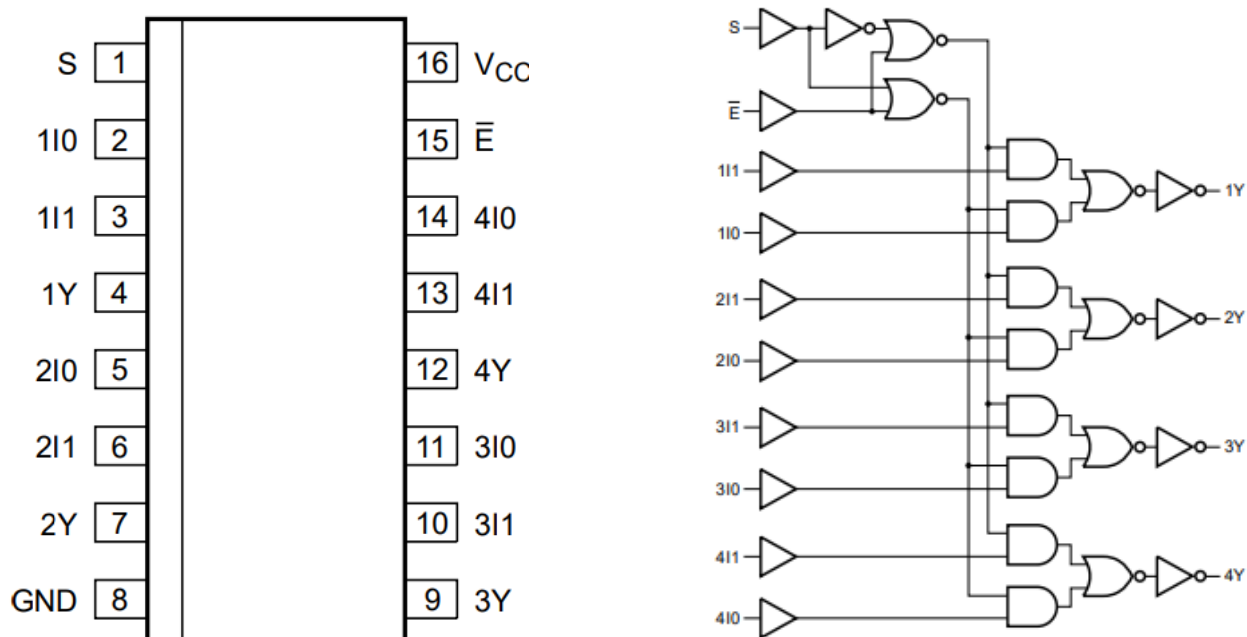


Рисунок 5.14 – Логічна схема 74НС157

$S = 0$ - передача даних із входів 1I0-4I0 на вихід nY;

$S = 1$ - передача даних з входів 1I1-4I1 на вихід nY.

Дана особливість мультиплексора 74НС157 дає можливість обрати між декількома джерелами даних та виконувати багатоканальну передачу.

Рекомендовані умови експлуатації зазначені в табл. 5.3.

Для кодера манчестер-II було обрано схему HI-15530. Він має послідовний інтерфейс із головним процесором, формуванням пакетів, виявленням помилок, вбудованим кодером/декодером манчестер-II та генератором/детектором синхронізації. Він приймає однорядкові послідовні дані ТТЛ від головного процесора як вхідні дані на каналі передачі та перетворює їх у диференціальний

манчестерський код, який подається до каналу зв'язку. Під час операції прийому він приймає диференціальні дані від лінійного приймача та перетворює їх назад у однорядкові послідовні ТТЛ-дані на каналі прийому, які подаються на головний процесор.

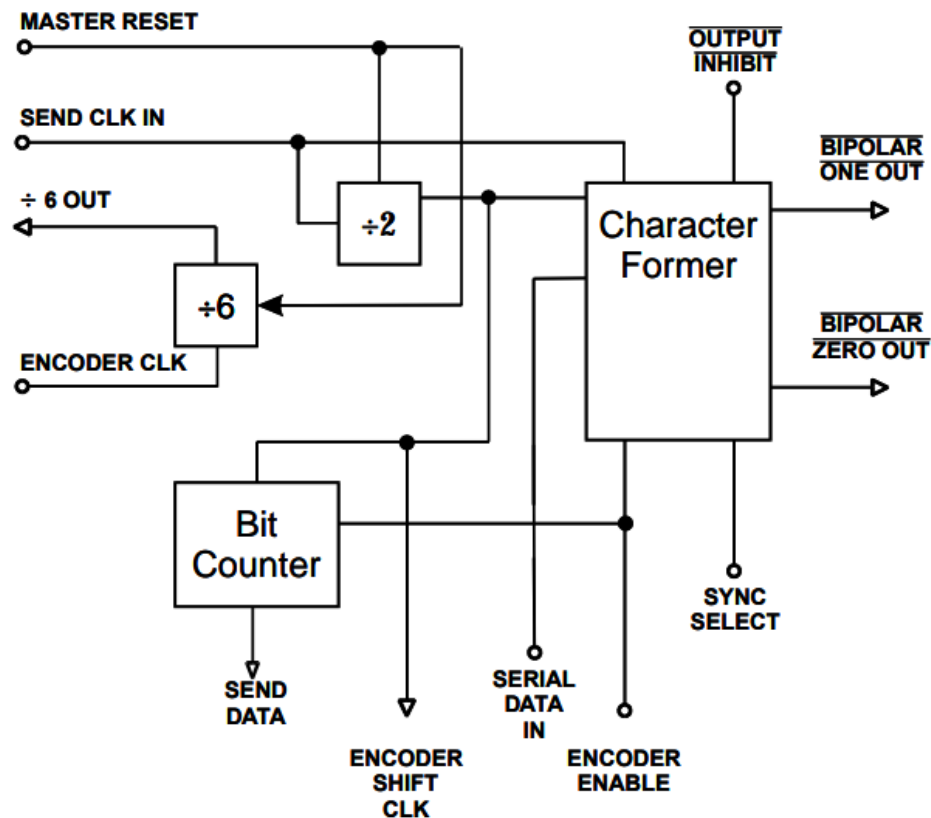
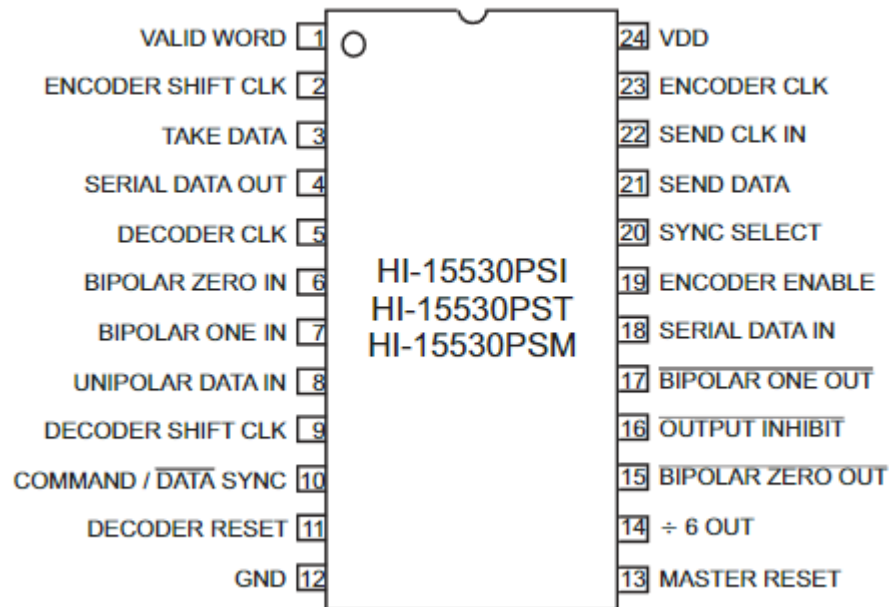


Рисунок 5.15 – Логічна схема HI-15530

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

На рис. 5.16 зображена часова діаграма роботи кодера HI-15530. Цикл роботи кодувального пристрою починається коли сигнал ENCODER ENABLE має одиничне значення. Цей цикл триває протягом одного кодового слова або двадцяти періодів сигналу ENCODER SHIFT CLOCK. При наступному переході від нульового до одиничного сигналу ENCODER SHIFT CLOCK, одиничний сигнал на вході SYNC SELECT активує командну синхронізацію. Коли кодер готовий прийняти дані, вихід SEND DATA набуде одиничного значення і залишиться в цьому значенні протягом шістнадцяти періодів сигналу ENCODER SHIFT.

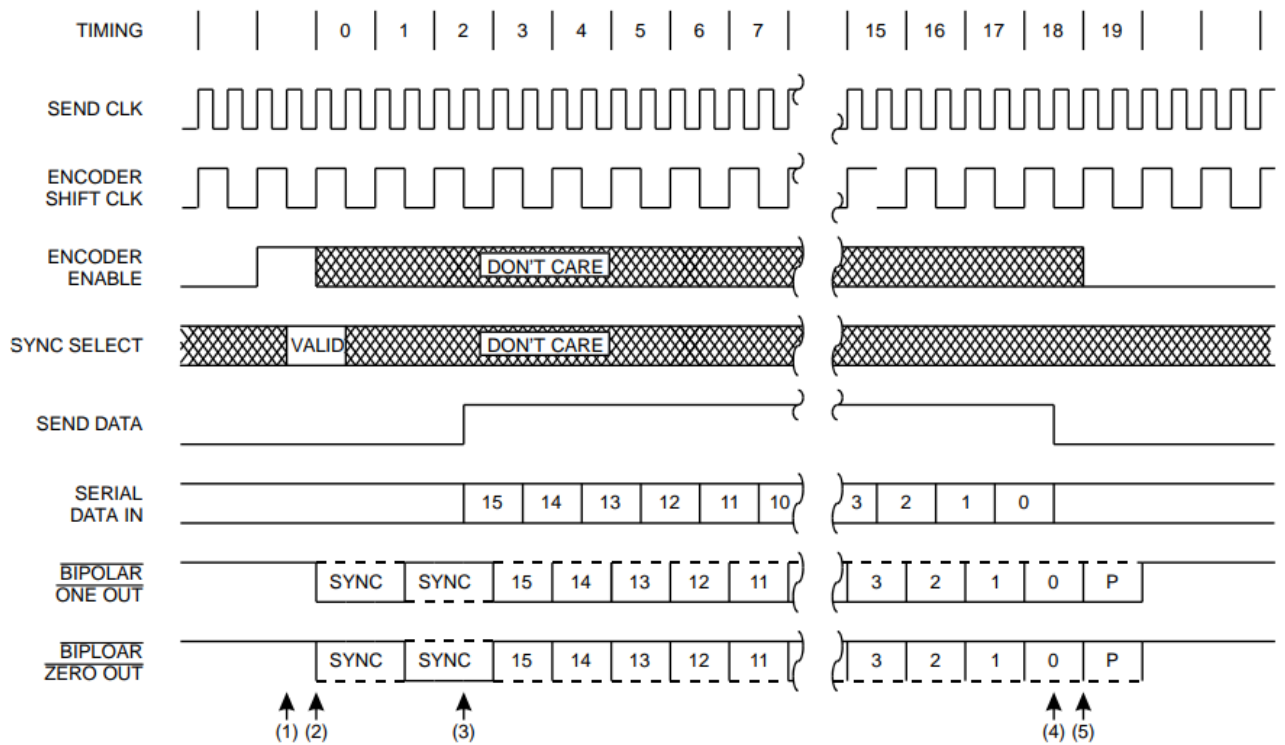


Рисунок 5.16 – Часова діаграма роботи кодувальної частини HI-15530

Протягом цих шістнадцяти періодів дані повинні бути синхронізовані на вході SERIAL DATA з кожним переходом від низького до високого ENCODER SHIFT CLOCK. Після того, як синхросигнал та кодовані дані Manchester II передалися через виходи BIPOLAR ONE та BIPOLAR ZERO, кодер додає додатковий біт, який є бітом парності або непарності для цього слова.

Таблиця 5.6 – Електричні характеристики

Параметр	Стан	Ліміт					
		Мін	Ном	Макс			
InputVoltage	InputVoltageHI InputVoltageLO	V _{IH} V _{IL}	70%V _{DD}		30%V _{DD}	V V	
ClockInputVoltage	InputVoltageHI InputVoltageLO	V _{IHC} V _{ILC}	V _{DD} -0.5		0.5V	V V	
InputLeakageCurrent	InputSink InputSource	I _{IH} I _{IL}	-1.0		1.0	μA μA	
OutputVoltage	Logic“1”OutputVoltage Logic“0”OutputVoltage	V _{OH} V _{OL}	I _{OH} =-3mA I _{OL} =1.8mA	2.4		0.4	V V
StandbySupplyCurrent		I _{DDSB}	V _{IN} =V _{DD} ,OutputsOpen			2.0	mA
OperatingSupplyCurrent		I _{DD}	f=1MHz,OutputsOpen			10.0	mA
InputCapacitance		C _{IN}				7.0	pF
OutputCapacitance		C _{OUT}				10.0	pF

5.4 Розробка принципової схеми ключових блоків системи лінійної модуляції

При побудові каналоутворюючої апаратури, дуже важливе місце посідає стабільність частоти тактового генератора. Стабільність частоти повинна зберігатися при різних умовах навколишнього середовища, каналу зв'язку та середовища системи модуляції. У звичайних генераторах стабільність може бути досить низькою, тому для її підвищення, у побудові тактового генератора можуть використовуватися кварцеві резонатори.

На рис. 5.1 зображена схема побудови кварцевого тактового генератора із кварцевим резонатором ZQ1-30, який використовує послідовний резонанс.

Кварцеві резонатори використовуються у генераторах як альтернатива до LC-кіл. Однією із головних причин до заміни сполучення конденсатора та індуктивності у побудові генератора є наявність таких параметрів як, ТКЄ – температурний коефіцієнт ємності, та ТКІ – температурний коефіцієнт індуктивності. По цим назвам можна зрозуміти, що конденсатори і котушки індуктивності мають мінливі характеристики, які залежать від температури. Ця мінливість не дає нам змоги застосувати LC-сполучення, як основу для побудови коливального контуру, адже у системі лінійної модуляції необхідно забезпечити стабільність тактової частоти.

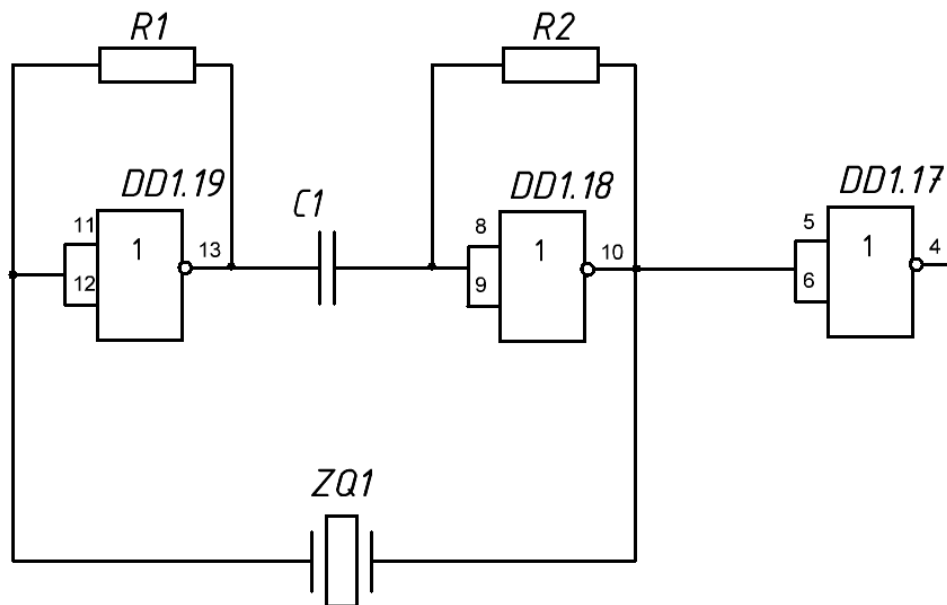


Рисунок 5.17 – Тактовий кварцевий генератор

В основі кварцевого резонатора лежить п'єзоелектричний ефект, що виникає на кварцевій пластині ZQ1. Логічні елементи DD1.19 та DD1.18 паралельно підключені до резисторів $R_1 = R_2 = 220 \text{ Ом}$. Конденсатор $C_1 = 200 \text{ пФ}$ є фазозсувним елементом. Частота генерації тактових імпульсів задається кварцевим резонатором ZQ1. Елемент DD1.17 застосовується як буферний, задля зменшення впливу навантаження на частоту тактового генератора.

Побудова принципової схеми блоку керування системою лінійної модуляції показана на рис. 5.18.

Головною задачею даного блоку буде виконання установки всіх ключових елементів у початковий стан та почергове їх спрацьовування. Для цього, до блоку керування буде підключений блок генерації імпульсів зсуву, який зображений на рис. 5.19.

Реалізація блоку керування виконана на двох лічильниках DD9.1 та DD9.2, елементи DD1.16 та DD1.15 виконують функцію скидання попереднього стану, для того щоб забезпечити циклічність роботи лічильника. Виходи лічильника підключені до шини даних, яка у свою чергу під'єднується до входів БФІЗ.

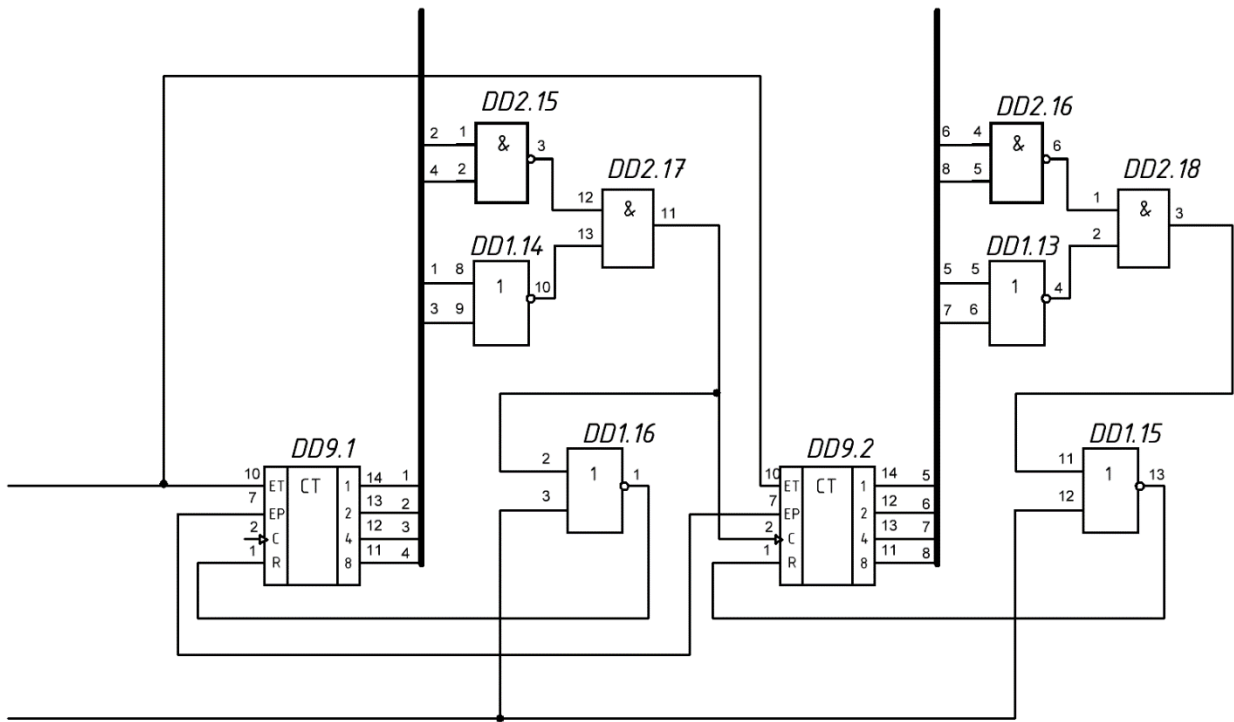


Рисунок 5.18 – Принципова схема блоку керування

Блок керування на основі двох з'єднаних послідовно лічильників буде виконувати перерахунок до 20, перший лічильник рахує одиниці, другий – десятки.

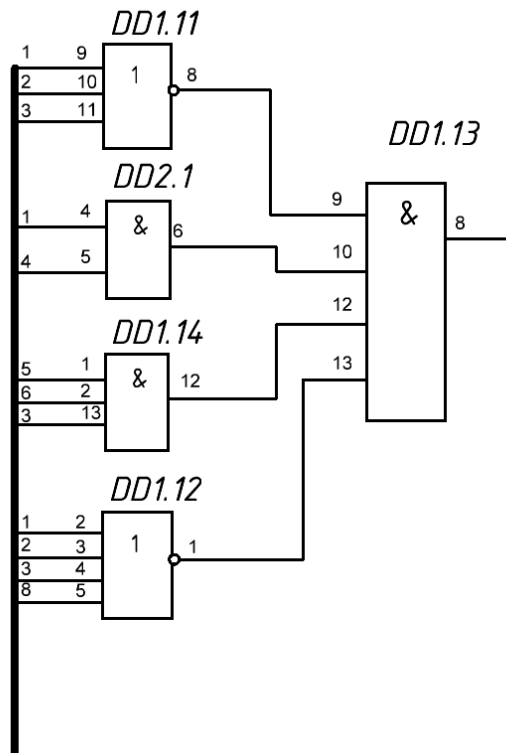


Рисунок 5.19 – Принципова схема блоку формування імпульсів зсуву

										Лист
										87
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ					

Блок формування імпульсів зсуву реалізований на логічних вентилях, які з'єднані з виходами лічильників блоку керування, за допомогою шини даних. Елементи DD1.11, DD2.1, DD1.14 та DD1.12 зчитують стани з виходів лічильника блоку керування, набір елементів у цьому блоці налаштований на зчитування конкретного стану лічильника. Тобто, коли БК дорахує до 15, 8, 7 та 0 логічні елементи зчитують цей стан і подадуть його на входи логічного вентиля DD1.13, який у свою чергу сформує відповідний керуючий імпульс та відправить його в систему. Відповідно до необхідних станів, у системі буде чотири таких блоки.

Принципова схема блоку завадостійкого кодування зображена на рис. 5.20. Блок завадостійкого кодування є одним із ключових елементів адаптивної системи лінійної модуляції сигналів. Даний блок буде відповідати за додавання додаткових перевірочних розрядів до послідовного коду.

У даному блоці завадостійкого кодування буде застосований метод БЧХ або код Боуза-Чоудхори-Хоквінгема. Даний код є одним із найбільш ефективних класів циклічних кодів через свою здатність виправляти довільне число помилок.

Принципова схема блоку завадостійкого кодування побудована на основі твірного поліному $g(x) = \Phi_1(x) \Phi_3(x) = X^8 + X^7 + X^6 + X^4 + 1$, та була реалізована за допомогою регістра зсуву на D-тригерах із додаванням суматорів на логічних вентилях XOR.

Передача послідовного коду починається на вході блоку завадостійкого кодування яким є елемент DD4.1. Повідомлення подається послідовно, починаючи зі старшого розряду. D-тригери зберігають стани, яких вони набули, передаючи біти повідомлення і якщо у тригері було збережене одиничне значення, то наступний біт на вході буде підсумовуватися за модулем 2 та просуватися далі по регістру, саме так формується залишок який і стає надмірною частиною повідомлення.

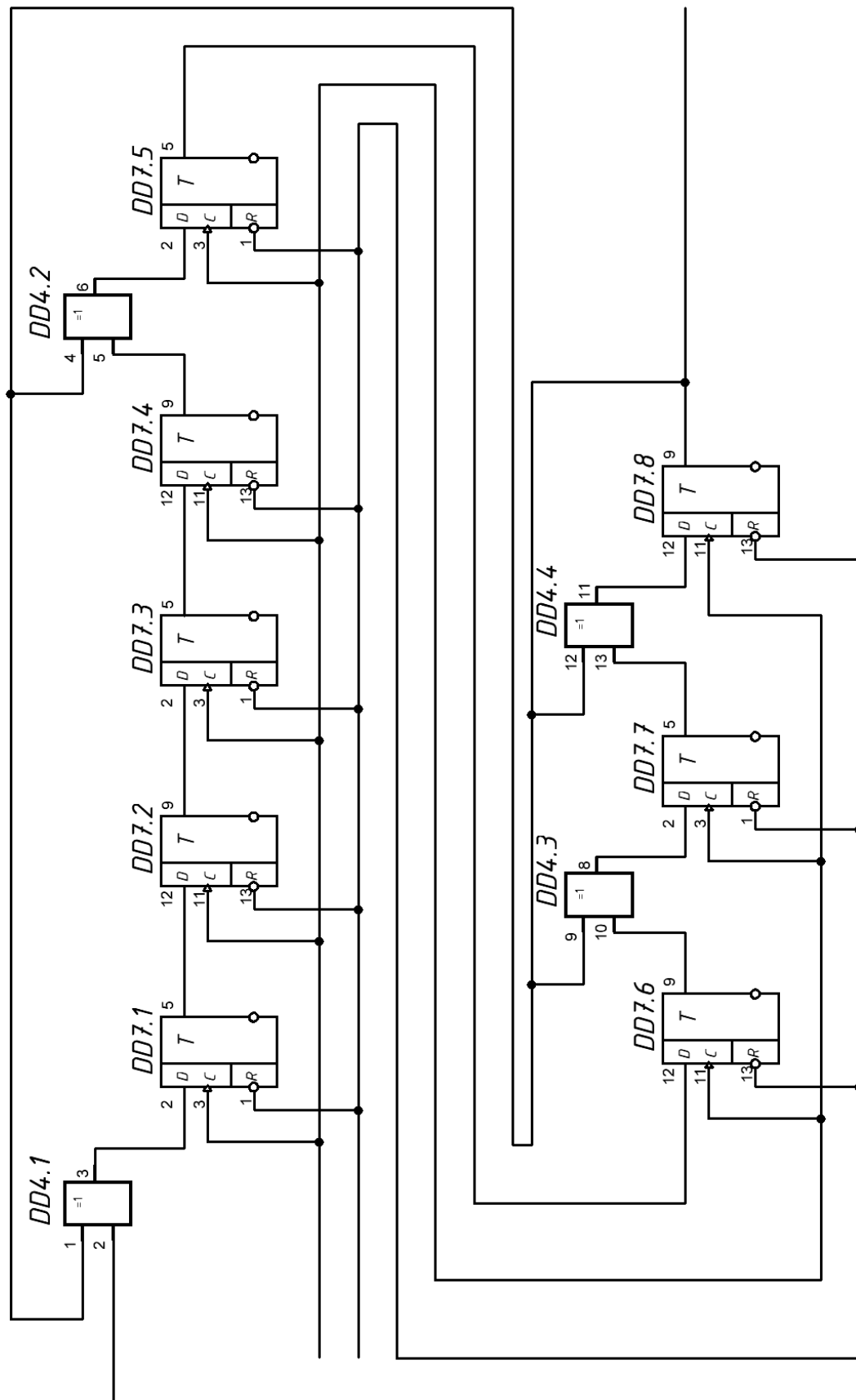


Рисунок 5.20 – Принципова схема блоку завадостійкого кодування

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

6 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

6.1 Економічна ефективність на підприємстві

Одним із основних понять для вдалого функціонування підприємства є економічна ефективність. Одне із загальних визначень даного терміну вказує на те, що економічна ефективність це – безвідходна діяльність, спрямована на досягнення найкращого результату в межах наявних ресурсів і технологій. Загалом це визначається як здатність використовувати наявні ресурси із максимальною ефективністю і найменшими витратами. Дослідники економісти визначають економічну ефективність як найбільш ефективне використання наявних ресурсів суспільства в процесі задоволення потреб [19].

Найчастіше даний термін застосовується по відношенню до господарських заходів на підприємстві. Господарськими заходами на підприємстві можуть вважатися:

- Впровадження нових приладів та техніки;
- Реалізація господарських рішень;
- Інвестиції;
- Укладення комерційних угод;
- Соціальні заходи.

Усі господарські заходи мають між собою декілька схожих моментів. Першим із них є те, що вони спрямовані на досягнення певного результату, який вигідно позначиться на роботі підприємства. Також, усі господарські заходи потребують певних грошових та/або ресурсних витрат [20].

Загалом, існує два підходи до економічної ефективності: вони виділяються по різному на різних часових проміжках. Йдеться про динамічну ефективність, пов'язану зі здатністю рости та розвиватися в довгостроковій перспективі, та статичну ефективність, яка, у свою чергу, спрямована на уникнення неправильного використання ресурсів (постійних у певний період) та їх оптимальний розподіл.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
						90
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

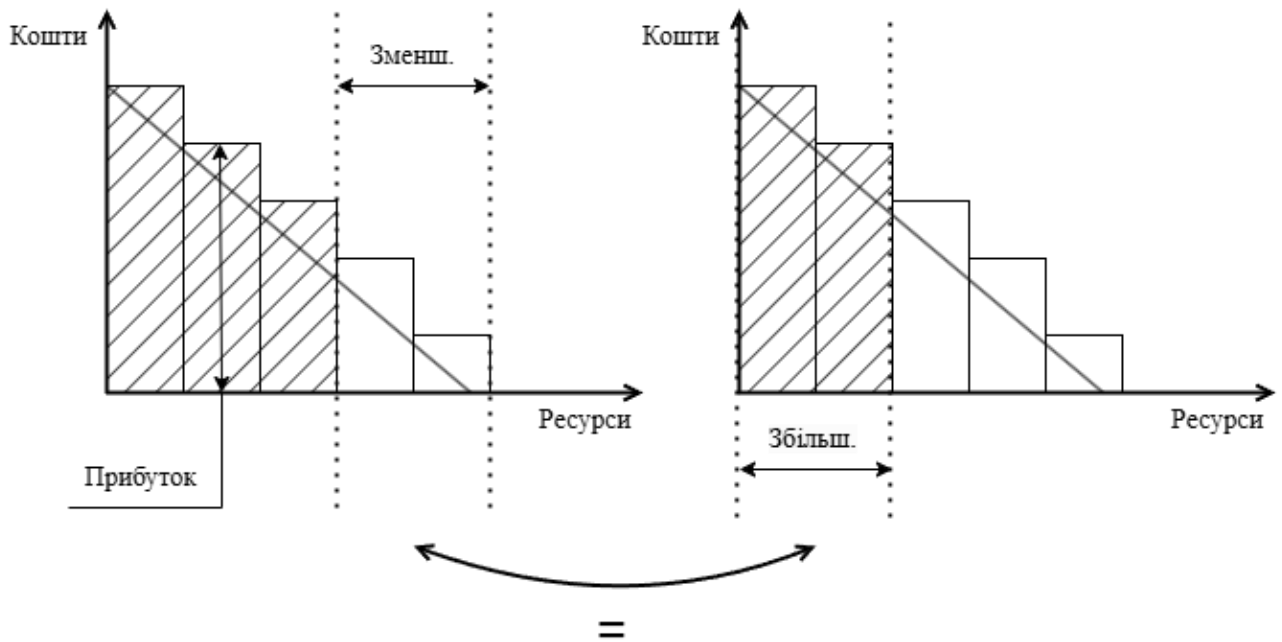


Рисунок 6.1 – Принцип статичної економічної ефективності

Можна сказати, що статична ефективність означає оптимальне виробництво та розподіл обмежених ресурсів, і її мета полягає в тому, щоб привести систему (або інший вид споживача) до досягнення максимуму виробничих можливостей.

Також важливим аспектом економічної ефективності є технічна ефективність. Під технічною ефективністю розуміється перетворення ресурсів у певний кінцевий продукт. Він заснований на технологічних можливостях виробництва, тобто передбачає використання ресурсів найбільш технологічно ефективним способом, але не пов'язаний з рівнем цін і витрат. Технічна ефективність є необхідною умовою досягнення економічної ефективності, але це не означає, що всі технічно ефективні рішення також є економічно ефективними.

Термін технічна ефективність має на увазі, що збільшення кількості виготовленої продукції без збільшення кількості виробничих потужностей – неможливе, тому вона є одним із проявів системи управління та оцінки результатів. Чим більший виробничий ефект досягається при даному рівні витрат і факторів виробництва, що використовуються, тим більшою є технічна ефективність. Загалом, дане притання можна розділити на п'ять складових [19]:

- 1) Ефективність виробництва;
- 2) Витратно-прибуткова ефективність, яка визначається за критерієм прибутку;
- 3) Ефективність роботи підприємства;
- 4) Ефективність масштабування виробництва;

5) Економічна ефективність по відношенню до розподілу ресурсів і функціонування суб'єктів господарювання.

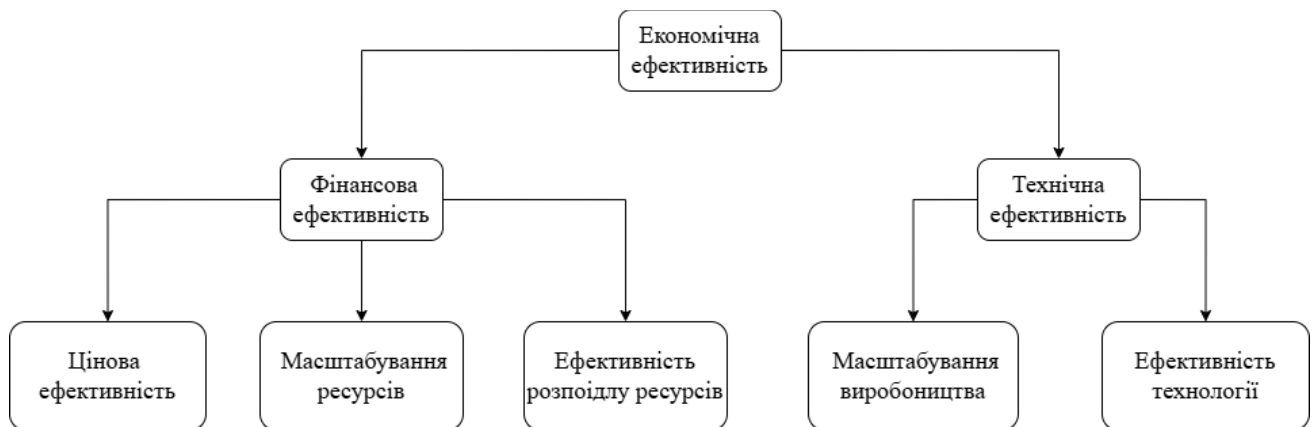


Рисунок 6.2 – Ієрархія економічної ефективності

Економічна ефективність підприємства зазвичай досягається за кількох умов. Однією з яких є достатність фінансових ресурсів для поточної діяльності та розвитку.

Таблиця 6.1 – Матриця ризиків для економічної ефективності підприємства

Частота виникнення конфліктних ситуацій	Ступінь впливу на економічну ефективність		
	Низький	Середній	Високий
Низька	Втрата прибутку призводить до втрати репутації	Зниження обсягів продажу призводить до порушення умов договору	Втрата кваліфікованих кадрів та скорочення виробництва, що призводить до високої конкуренції
Середня	Зниження прибутків призводить до інфляції	Виникнення додаткових витрат призводить до зміни умов, конкуренції та інфляції	Зниження купівельної спроможності юридичних і фізичних осіб, зниження попиту на продукцію
Висока	Збитки призводять до нових, форс-мажорних обставин	Скорочення виробництва та використання застарілого обладнання	Зміна цінової політики, збільшення заборгованості, втрата ліквідності

Для забезпечення гідного рівня фінансової стабільності управлінському персоналу підприємства необхідно прагнути до стабільного збільшення доходів над витратами при збереженні здорового мікроклімату в колективі шляхом попередження та запобігання виникненню конфліктних ситуацій. Для розробки напрямів стратегічного управління конфліктами необхідно скласти матрицю ризиків (табл. 6.1), що впливають на економічну ефективність підприємства, де досить значну роль відіграє виникнення конфліктних ситуацій [20].

Тому, задля запобігання конфліктним ситуаціям, потрібно вводити наступні моделі поведінки в робочій колектив, такі як: адаптація, кооперація, компроміс, суспільне вирішення проблеми, ухилення від конфліктних ситуацій тощо.

Економічна ефективність нової техніки – це співвідношення витрат суспільної праці на виробництво та впровадження нової техніки та отриманих від її застосування економічних результатів. Поняття нової техніки може охоплювати нові конструкції механізмів та приладів, споруд, матеріалів та нові технологічні процеси. Новітня техніка вимагає менших капіталовкладень на впровадження та удосконалення та дає обмежений за масштабами але швидкий у реалізації позитивний ефект на виробництво. Економічна ефективність техніки визначається шляхом зіставлення витрат на розробку та з ефектом, що отримується від її застосування.

Ефективність визначається стосовно максимально можливих масштабів впровадження при оптимальних умовах і фактично можливих обсягах протягом років. При цьому розраховується зниження витрат під час виробництва нової техніки, приріст випуску продукції внаслідок застосування цієї техніки; приріст прибутку у виробника та споживача за рахунок збільшення обсягу продукції, зниження собівартості та способи ціноутворення.

Перехід на виготовлення нової продукції спочатку може призвести до скорочення прибутку, через додаткові витрати на освоєння. Також, додаткові витрати на освоєння та споживання можуть виникати у споживачів. Планова економічна ефективність нової продукції визначається за плановими даними про обсяг, собівартість та окупність капітальних вкладень.

Під час проектування адаптивної електронної системи лінійної модуляції сигналів даних було розроблено її принципову схему та перелік елементів до неї. У випадку впровадження даного приладу на певному підприємстві, потрібно забезпечити розрахунки собівартості даного продукту та обґрунтувати його економічну ефективність.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
						93
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

6.2 Розрахунок економічних характеристик проектованої системи

Для початку, ми проведемо розрахунок собівартості адаптивної системи лінійної модуляції сигналів (далі, продукт).

Собівартість продукції – це виражені у грошовій формі, поточні витрати на продукцію та її сбут. Витрати на виробництво утворюють виробничу собівартість, а витрати на виробництво та сбут – повну собівартість. Розрахунок собівартості продукції за статтями витрат називається калькуляцією. Калькулювання собівартості продукту здійснюється відповідно до «Національного положення(стандарту) бухгалтерського обліку» відповідно до наказу Міністерстві фінансів України від 31 грудня 1999 року №318, остання редакція від 29 вересня 2020 року №588.

Таблиця 6.2 – Витрати на комплектуючі частини

Назва	Вартість, грн	Кількість, шт.	Сума на виріб, грн
Мікросхеми			
SN74ALS08	16	10	160
SN74ALS00	16	2	32
SN74ALS11A	12	2	24
SN74ALS21A	12,50	4	50
SN74ALS32	10	1	10
SN74ALS02A	9	8	72
SN74ALS27	16	6	96
74HC4002D	7	4	28
SN74LS86AD	6	4	24
SN74ALS74A	11	8	88
SN74LS279A	16	3	48
SN74ALS162B	19	2	38
74HC157	8,50	1	8,50
HI-15530	1416	1	1416
SN74ALS166	95	1	95

Назва	Вартість, грн	Кількість, шт.	Сума на виріб, грн
SN74ALS373A	20	1	20
Резистори			
C2-29B-0,125	0,50	2	1
Конденсатори			
MCC X7R-50B	0,80	1	0,80
Текстоліт	180	1	180
Припій			1,50
ВСЬОГО			2393

Витрати пов'язані із виробництвом і сбутом, продукту «Адаптивна електронна система лінійної модуляції сигналів даних», пов'язані із наступними величинами:

- Адміністративні витрати;
- Виробничі витрати;
- Обслуговування обладнання;
- Заробітна плата;
- Додаткова заробітна плата;
- Матеріали та компоненти;
- Комерційні витрати.

Витрати на заробітну плату вираховуються за наступною формулою:

$$Z_0 = T \times Ч \times K \times A, \quad (6.1)$$

Де T- сумарний час розробки.

Ч – середня ставка робітника, грн/ч.

K – коефіцієнт розрядності.

A – кількість робітників.

$$Z_0 = 20 * 10 * 4 * 1 = 800 \text{ грн.}$$

Додаткова заробітня плата вираховується за наступною формулою

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		95

$$З_д = З_о \cdot \frac{К_д \%}{100}, \quad (6.2)$$

Де $К_д\%$ – в діапазоні між 10 - 30 %.

$$З_д = 800 * \frac{10\%}{100} = 80 \text{ грн.}$$

Витрати на утримування та експлуатацію обладнання вираховується за наступною формулою:

$$P_{CEO} = З_о \cdot \frac{P_{CEO}\%}{100}. \quad (6.3)$$

Де $P_{CEO}\%$ – в діапазоні між 120 – 150 %.

$$P_{CEO} = 800 * \frac{150\%}{100} = 1200 \text{ грн.}$$

Виробничі витрати вираховуються за формулою:

$$P_{\pi} = З_о \cdot \frac{P_{\pi}\%}{100}. \quad (6.4)$$

Де $P_{\pi}\%$ – в діапазоні 130 – 250%.

$$P_{\pi} = 800 * \frac{130\%}{100} = 1040 \text{ грн.}$$

Тепер ми можемо порахувати виробничу собівартість:

$$C_{\pi} = 2393 + 800 + 80 + 1200 + 1040 = 5513 \text{ грн.}$$

Адміністративні витрати вираховуються за наступною формулою:

$$P_a = З_о \cdot \frac{P_a\%}{100}. \quad (6.5)$$

Де $P_a\%$ – в діапазоні 140-200%.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Листм
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		96

$$P_{\Pi} = 800 * \frac{140\%}{100} = 1120 \text{ грн.}$$

Комерційні витрати вираховуються за наступною формулою:

$$P_{В} = C_{\Pi} * \frac{P_{В} \%}{100}. \quad (6.6)$$

Де $P_{В} \%$ - в діапазоні 5-10%.

$$P_{В} = 4473 * \frac{5\%}{100} = 223 \text{ грн.}$$

Тепер можемо порахувати повну собівартість продукту:

$$C = 5513 + 1120 + 223 = 6856 \text{ грн.}$$

Таблиця 6.3 – Зведені розрахунки повної собівартості продукту

Назва	Сума, грн
Адміністративні витрати	1120
Виробничі витрати	1040
Обслуговування обладнання	1200
Заробітна плата	800
Додаткова заробітна плата;	80
Матеріали та компоненти	2393
Комерційні витрати	223
Всього	6856

Після розрахунку повної собівартості продукту, нам необхідно визначити ціноутворення для нього. Проведемо розрахунок оптової ціни продукту за наступною формулою:

$$C_{\text{опт}} = C + П, \quad (6.7)$$

Де C – це повна собівартість продукту;

$П$ – прибуток.

Величина Π вираховується за допомогою показника рентабельності R , який встановлюється підприємством:

$$R = \frac{\Pi}{C} \cdot 100\%, \quad (6.8)$$

Величина R зазвичай складає до 35%.

Перетворюємо формулу (6.7) у наступний вираз:

$$C_{\text{опт}} = C + \frac{R \cdot C}{100}, \quad (6.9)$$

Підставляємо значення:

$$C_{\text{опт}} = 6856 + \frac{6856 \cdot 35\%}{100} = 6880 \text{ грн.}$$

Також, знаходимо ціну для роздрібною торгівлі за наступним співвідношенням:

$$C_{\text{розд}} = 1,2 \times C_{\text{опт}}. \quad (6.10)$$

Підставляємо значення:

$$C_{\text{розд}} = 1,2 \cdot 6880 = 8256 \text{ грн.}$$

Таким чином було проведено попереднє орієнтовне оцінювання собівартості та ціноутворення розробленої системи модуляції сигналів. Дані розрахунки, проведені на ранньому етапі, лише приблизно можуть давати розуміння економічної ефективності даного продукту. Позитивними сторонами проведеної методики оцінювання є швидке розуміння собівартості продукції без фактичної її розробки. Негативним фактором може бути те, що дана методика розрахунку не враховує загальні ринкові фактори ціноутворення та товарообігу. Тому даний метод розрахунку може бути доопрацьований та використаний за основу у подальших розрахунках у разі введення даного продукту у масове виробництво [19].

Цільовий діапазон застосування проекрованої системи модуляції сигналів лежить у складі каналоутворюючої апаратури в системах передачі даних, автоматизованих систем керування, системах зв'язку тощо.

Дана система розроблена на основі оптимально підібраних аналогових елементів і реальних мікросхем на основі серії західного виробництва SN74ALS. Дані елементи мають гарні електричні параметри та швидкодію, яка підходить для виконання поставлених до системи завдань. Але варто зауважити що використання мікросхем та елементів західного виробництва майже вдвічі збільшує собівартість продукції.

Також варто зауважити що дана система розроблена на основі вже існуючих аналогів. Під час розробки даного продукту, в його основу були введені принципи роботи зі зворотнім каналом зв'язку. Цей принцип дає можливість системі адаптуватися під різні умови каналу зв'язку та вирішувати з якою швидкістю та буде виконуватися обмін інформацією. Дані методи підвищення ефективності також впливають на ціноутворення продукту та роблять його в 1,5 – 2 рази дорожчим за його аналоги.

Тому враховуючи вищеописані нюанси, ціноутворення для адаптивної електронної системи лінійної модуляції сигналів даних є оптимальним та допустимим.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		99

ВИСНОВКИ

Під час виконання кваліфікаційної роботи магістра, було спроектовано адаптивну електронну систему лінійної модуляції сигналів даних на основі коду Манчестер - II.

На початку, було проведено огляд та науковий аналіз літератури на тематику модуляції сигналів та кодування сигналів за допомогою лінійних кодів. Також розглянута тема адаптивності в системах передачі даних та каналах зв'язку. Як результат, було вирішено реалізувати механізм адаптивності за допомогою введення зворотного каналу зв'язку, а блок лінійної модуляції розробити на основі коду Манчестер - II.

Під час дипломного проектування була розроблена структурна схема та алгоритм роботи адаптивної системи модуляції.

Було вирішено, що залежно від співвідношення сигнал/шум каналу зв'язку, система буде обирати - використовувати завадостійкий код під час формування повідомлення, або ні. Таким чином, система буде адаптувати швидкість формування та передачі повідомлення під наявні умови середовища.

У результаті виконання дипломного проекту, були розроблені функціональні та електричні принципові схеми усіх ключових блоків адаптивної системи модуляції сигналів. Для проектування електричної принципової схеми було використано елементи із серії SN74ALS що є західним аналогом серії КР1533.

У економічному розділі було розглянуто визначення економічної ефективності та розраховано цінові характеристики спроектованої системи. Система може бути в 1,5 – 2 рази дорожчою від її аналогів, але враховуючи використання імпорتنих компонентів та введення адаптивності ціноутворення для даного продукту є оптимальним.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		100

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Електронні системи [Електронний ресурс] – Режим доступу: https://web.posibnyky.vntu.edu.ua/firen/6bilynskyj_elektronni_systemy/32.htm (дата оновлення 05.10.2024).
2. Основні поняття теорії сигналів [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://org2.knuba.edu.ua/mod/book/view.php?id=23040> (дата оновлення 05.10.2024).
3. Кодування сигналів в електронних системах. Частина 3. Способи кодування сигналів [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/e2a4d30f-1cee-4a1a-абab-a5da80599b16/content> (дата оновлення 06.10.2024).
4. Understanding Delta Modulation [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://hardwarebee.com/delta-modulation/> (дата оновлення 06.10.2024).
5. Телекомунікаційні системи передавання інформації : навч. посіб. / М. М. Климаш, Р. С. Колодій. – Львів : Львівська політехніка, 2018. – 632 с.
6. Транспортні телекомунікаційні технології : навчальний посібник / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак– Вінниця : ВНТУ, 2017. – 162 с.
7. Bhagyaveni M.A. Introduction to Analog and Digital Communication / M.A. Bhagyaveni, R. Kalidoss, K.S. Vishvaksenan. – River Publishers, 2016. – 268 p.
8. Головін, Ю. О. Основи теорії радіозв'язку: теоретичні основи та практичні аспекти [Електронний ресурс] : навчальний посібник / Ю. О. Головін, Д. І. Могилевич - Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. - 248 с. - Назва з екрана.
9. Телекомунікаційні системи та мережі : навчальний посібник / А.Г. Микитишин, М.М. Митник, П.Д. Стухляк – Тернопіль : Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017 – 384 с.
10. Lathi B.P. Modern Digital And Analog Communication Systems: Adapted Version/ B.P. Lathi, Zhi Ding. – Oxford University Press, 2017. – 982 p.
11. Dordal Peter L. An Introduction to Computer Networks. Release 2.0.4 / Peter L. Dordal. – Loyola University Chicago, 2021. – 936 p.

					ЕЛІТ 8.171.00.05.352 ПЗ	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		101

12. Телекомунікаційні системи передачі: підручник / Кичак В.М., Шинкарук О.М., Бортник Г.Г., Чесановський І.І.: Хмельницький: Видавництво НАДПСУ, 2017. 424 с.
- 13.Лінійні коди [Електронний ресурс] – Режим доступу:https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/digital_communication_line_codes.htm (дата оновлення 15.10.2024).
- 14.Довідник по комп'ютерним соціальним мережам [Електронний ресурс] – режим доступу: <http://math.gsu.by/wp-content/uploads/courses/networks/r2.2.html> (дата оновлення 15.10.2024).
- 15.Wireless World [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.rfwireless-world.com/Tutorials/ISDN-2B1Q-signal-format.html> (дата оновлення 18.10.2024).
- 16.REVIEW AND RATIONALE OF MIL-STD-1553A AND MIL-STD-1553B. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.milstd1553.com/wp-content/uploads/2012/12/MIL-STD-1553B.pdf>. (дата оновлення 19.10.2024).
- 17.Pipeline architecture for fast decoding of BCH codes for nor flash memory [Електронний ресурс] – Режим доступу: [\(PDF\) Pipeline architecture for fast decoding of BCH codes for nor flash memory](#) (Дата оновлення 30.10.2024).
- 18.Документація sn74als [Електронний ресурс] – Режим доступу <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheetpdf/view/539584/TI/SN74ALS.html> (дата оновлення 21.10.2024).
- 19.Економіка підприємства : підручник / за заг. ред. д.е.н., проф. Л. Г. Мельника. – Суми : Університетська книга, 2019. – 864 с.
- 20.Economic Efficiency as a Factor of Enterprise Development [Електронний ресурс] – Режим доступу [\(PDF\) Economic Efficiency as a Factor of Enterprise Development](#) (дата оновлення 10.11.2024).

Systems of code-forming constraints for uniform binary binomial numbers

Shevchenko Maryna, *PhD student*; Abramyan Anton, *TK-91, Student*;
Kulyk Igor, *Associate Professor*
Sumy State University, Sumy, Ukraine

Using binomial numerical systems is a perspective science-technical way to solving information tasks on data encryption and compression, generation of different combinatory objects, realization of high reliable controlling and hardware diagnostics. But binomial numerical systems generate non-uniform binomial numbers and this fact complicates their application in digital devices and systems. For example, summation of binomial numbers requires operations to make on uniform code combinations, and when building digital nodes processing binary binomial codes of equal length is called for.

Non-uniform binary (n, k) -binomial numbers $X_j = x_1x_2\dots x_{r-1}x_r$ with $r \leq n-1$ are to satisfy the following systems of constraints:

$$\begin{cases} l = n - k \\ x_r = 0 \end{cases} \quad \text{and} \quad \begin{cases} q = k \\ x_r = 1 \end{cases}$$

Transition from the non-uniform binomial numbers X_j to the uniform X'_j is carried out enough easily by attaching series 00...0 of $n-r-1$ zeros from the lower digits of X_j until the general number of digits is equal to $n-1$. It's also high expediently to obtain systems of constraints for uniform binary binomial numbers X'_j for their formation and control. Comprehensive analysis of code representations of uniform X_j allows us to determine constraints that look like this:

$$\begin{cases} l = n - k \\ 0 \leq q \leq k \\ x_{n-1} = 0 \end{cases} \quad \text{and} \quad \begin{cases} q = k \\ l = n - k - 1 \\ x_{n-1} = 1 \end{cases}$$

The obtained systems of code-forming constraints for uniform binary binomial numbers give us convenient and enough simple technique for their generation and recognition in various coding applications at different binomial devices and systems functioning.

ДОДАТОК Б

ФЕЕ :: 2021

СЕКЦІЯ 5: Електронні системи, прилади
і засоби кодування інформації

Оптимальна фільтрація сигналів

Абрамян А.О., студент; Кобяков О.М., доцент
Сумський державний університет, м. Суми, Україна

Задача оцінки параметру в системах передачі сигналів ілюструється на рисунку 1.

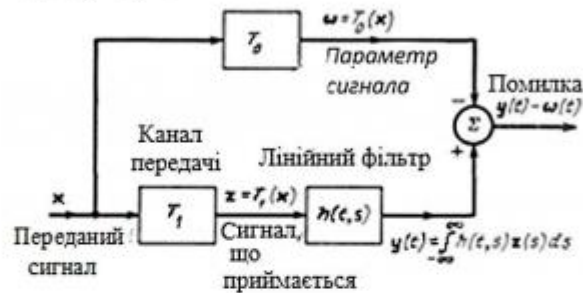


Рисунок 1 – Система передачі сигналів

Імпульсна характеристика фільтра повинна бути вибрана так, щоб на виході отримати мінімальну середньоквадратичну похибку оцінки параметра $\omega(t)$ який є у сигналі $x(t)$. Припускаючи, що сигнал є речовим, запишемо функціонал середньоквадратичної похибки для моменту t у вигляді

$$I = E[|y(t) - \omega(t)|^2] = E[|y(t)|^2] - 2E[y(t)\omega(t)] + E[|\omega(t)|^2] \quad (1.1)$$

Використовуючи зв'язок входу та виходу фільтра, одержуємо

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, s)z(s) ds \quad (1.2)$$

Стационарні точки функціоналу I визначаються при варіюванні $h(t, s)$ розв'язками рівняння

$$\int_{-\infty}^{\infty} k_{zz}(s, \sigma)h(t, \sigma)d\sigma = k_{z\omega}(s, t) \quad (1.3)$$

яке дійсне, якщо градієнт функціоналу I прирівняти до нуля.

Якщо розглядати функціонал помилки у просторі випадкових величин, то рівняння (1.3) можна переписати в еквівалентній формі:

$$E\{L_0 z(t) - \omega(t)\}z(s) = 0$$

де L_0 – лінійний оператор фільтра, що задовольняє умову (1.3).

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

Це означає, що L_0 потрібно вибирати так, щоб випадкова помилка $y(t) - \omega(t)$ була ортогональна до усіх випадкових величин із процесу z , який відповідає прийнятому сигналу.

У класичній задачі фільтрації потрібно відновлювати сигнал з високою точністю. Часто потрібно встановлювати зміщений у часі сигнал який передається. Враховуючи це, ми припускаємо T_0 : $\omega(t) = x(t - T)$.

Умова (1.3) для стаціонарних процесів приймає форму

$$\int_{-\infty}^{\infty} k_{zz}(s - \sigma)h(t - \sigma)d\sigma = k_{z\omega}(s - t). \quad (1.4)$$

Замінюючи змінні $\tau = t - s$, $\eta = \sigma - s$, знаходимо

$$\int_{-\infty}^{\infty} k_{zz}(\eta) \cdot h(\tau - \eta) = k_{\omega z}(\tau) \quad (1.5)$$

Функція передачі оптимального фільтра одержується шляхом перетворення Фур'є від (1.5):

$$H(f) = K_{\omega z}(f)/K_{zz}(f) \quad (1.6)$$

Відтак, у багатьох роботах з фільтрації розглядається канал з постійними параметрами та дисперсійною характеристикою $G(f)$, а також враховується вплив адитивного стаціонарного у широкому сенсі шуму з нульовим середнім, для чого часто вводять еквівалентний генератор шуму на вході приймача (Рис. 2).



Рисунок 2- Канал з постійними параметрами та дисперсійною характеристикою

Якщо проаналізувати роботу розглянутого фільтра то ми доходимо висновку, що цей фільтр насправді є фільтром Вінера.

1. Л. Френкс, *Теорія сигналів. Нью-Джерси*, 1969 г. (Пер. с англ., под ред. Д. Е. Вакмана) (М.: «Сов. радио»: 1974).