

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем
Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий (Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Метод спектральної передачі інформації

ДРТР. 2016028.02.14.ПЗ

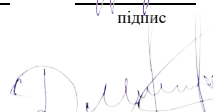
Виконав: студент 2 курсу, група ТР_М-19-2



підпис

А.М. Палевський

Керівник: канд. техн. наук, доц.




підпис

Д.А. Макаришкін

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.



підпис

Ю.М. Бойко

«05» 2020 р.

Хмельницький, 2020

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет програмування та комп'ютерних і телекомунікаційних систем

Кафедра телекомунікацій та радіотехніки

Освітній рівень другий (магістерський)

Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою _____ ТР

Бойко Ю.М.

«07» _____ вересня _____ 2020 р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Палевського Андрія Миколайовича

1 Тема роботи: «Метод спектральної передачі інформації»

керівник роботи Макаришкін Денис Анатолійович, к.т.н, доцент

Затверджено наказом по університету від «1» вересня 2020 р. № 118

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 02.12.2020 р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: розробка спектрального методу модуляції сигналів із покращеними характеристиками

Об'єктом дослідження є процес перетворення аналогового сигналу в частотний діапазон.

Предметом дослідження є метод спектральної модуляції аналогових сигналів.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

- *Аналіз методів аналогової та дискретної модуляції;*
- *Аналіз методів спектрального аналізу;*
- *Розробка спектрального методу модуляції аналогового сигналу;*
- *Дослідження похибок трансформації спектру;*
- *Розробка структурних схем реалізації сектрального методу модуляції.*

Завдання отримав _____

Науковий керівник _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів (розділів) дипломної роботи	Строк виконання етапів дипломної роботи	Примітка
1	Огляд проблеми радіолокаційного дослідження	18.09.2020	<i>виконано</i>
2	Формулювання задач досліджень	20.09.2020	<i>виконано</i>
3	Розробка спектральної моделі модуляції сигналів	07.10.2020	<i>виконано</i>
4	Математична модель спектральної модуляції аналогового сигналу	14.10.2020	<i>виконано</i>
5	Дослідження математичної моделі спектральної модуляції аналогового сигналу	25.10.2020	<i>виконано</i>
6	Розробка структур реалізації спектрального методу модуляції сигналів	31.10.2020	<i>виконано</i>
7	Створення розрахунково-експериментальних методик оцінювання розроблених методів	5.11.2020	<i>виконано</i>
8	Формулювання висновків до роботи	15.11.2020	<i>виконано</i>
9	Підготовка матеріалів для апробації	25.11.2020	<i>виконано</i>
10	Оформлення пояснювальної записки до ДР	25.11.2020	<i>виконано</i>
11	Оформлення презентаційних матеріалів	30.11.2020	<i>виконано</i>

Студент

Підпис

А.М Палевський

Ініціали, прізвище

Керівник роботи

Підпис

Д.А. Макаришкін

Ініціали, прізвище

ЗМІСТ

Вступ.....	5
Розділ 1 Дослідження методів модуляції аналогових сигналів.....	7
Стан питання та постановка задачі.....	7
1.1 Дослідження характеристик сигналів.....	8
1.2 Дослідження методів модуляції.....	14
1.2.1 Амплітудна модуляція.....	15
1.2.2 Кутова модуляція.....	17
1.3 Дослідження спектрального аналізу.....	21
Висновки по розділу 1.....	26
Розділ 2 Розробка спектральної моделі модуляції сигналів.....	28
2.1 Математична модель спектральної модуляції аналогового сигналу.....	28
2.2 Дослідження математичної моделі спектральної модуляції аналогового сигналу.....	32
Висновки до розділу 2.....	34
Розділ 3 Розробка структур реалізації спектрального методу модуляції сигналів.....	35
3.1 Розробка структури системи передачі інформації із застосуванням спектрального методу.....	35
3.2 Висновки до розділу 3.....	44
Розділ 4 Дослідження методів зменшення crest-фактору сигналу.....	45
4.1 Математичне модулювання методу спектральної модуляції.....	45
4.2 Дослідження методів зниження пік-фактору сигналу.....	50
Висновки по розділу 4.....	59
ВИСНОВКИ.....	60
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	61
ДОДАТКИ.....	Ошибка! Закладка не определена.
Додаток А Підпрограма реалізації алгоритму Швидкого перетворення Фурє.....	Ошибка! Закладка не определена.
Додаток Б.1.....	Ошибка! Закладка не определена.

Додаток Б.2 **Ошибка! Закладка не определена.**

ВСТУП

Актуальність теми. Передача інформації за допомогою електричних сигналів і радіосигналів займає вагомe місце у сучасному повсякденні. З часів винайдення радіо і до тепер, розроблено багато різних методів передачі даних. Але основним підходом є модуляція низькочастотного сигналу за допомогою високочастотного сигналу, з метою трансформації спектру сигналу в область високих частот для отримання переваг притаманних високочастотним сигналам. Так для передачі високочастотних сигналів необхідне використання малогабаритних передавальних пристроїв, необхідно використовувати меншу потужність і т.д.

З іншого боку важливим є закриття від несанкціонованого доступу інформації що передається по каналам зв'язку. Для цього застосовують різні методи шифрування, кодування, скремблювання. Але відомі на даний час методи дозволяють «зламувати» шифри і коди та отримувати доступ до інформації, що передається.

Вагомий внесок у розвиток систем передавання інформації внесли такі вчені як: Гоноровський І.С., Баскаков С.І., Котельникова В.А., Хармут Хенінг та інші.

Для передачі інформації застосовують один із трьох основних видів модуляції: амплітудну, частотну та фазову. Амплітудна модуляція передбачає зміну амплітуди носійного коливання відповідно до модулюючого коливання. У частотній модуляції змінюється частота носійного коливання відповідно до модулюючого коливання. Фазова модуляція відноситься до кутових видів модуляції при якій змінюється фаза коливання. Різниця між частотною і фазовою модуляціями полягає у величині зміни кута фази коливань. При фазовій модуляції кут фази змінюється у межах 2π . При частотній модуляції кут більше 2π .

Відомо також декілька видів дискретних модуляції. До них відносяться АІМ (амплітудно-імпульсна модуляція), ЧІМ (часо-імпульсна модуляція) та ШІМ (широотно-імпульсна модуляція). При АІМ змінюється амплітуда

імпульсів відповідно до модулюючого коливання. При ЧІМ змінюється частота послідовності імпульсів відповідно до модулюючого коливання. При ШІМ змінюється тривалість імпульсів у послідовності відповідно до модулюючого коливання.

Отже, при модуляції змінюється один із параметрів сигналів: амплітуда, частота, фаза або час. За рахунок цього змінюється спектр коливання. Отже пошук нового методу модуляції, який дозволив би покращити якість передачі інформації та забезпечити закриття інформації є задачею актуальною.

Метою роботи є розробка спектрального методу модуляції сигналів із покращеними характеристиками.

Завданнями роботи є:

- Аналіз методів аналогової та дискретної модуляції;
- Аналіз методів спектрального аналізу;
- Розробка спектрального методу модуляції аналогового сигналу;
- Дослідження похибок трансформації спектру;
- Розробка структурних схем реалізації сектрального методу модуляції.

Об'єктом дослідження є процес перетворення аналогового сигналу в частотний діапазон.

Предметом дослідження є метод спектральної модуляції аналогових сигналів.

Наукова новизна одержаних результатів. В роботі є наступні наукові результати:

1. Розроблено спектрального методу модуляції аналогового сигналу, який полягають у задаванні амплітуд суми гармонічних сигналів рівними значенням дискрет аналогового сигналу та зворотній демодуляції шляхом знаходження швидкого претворення Фурє та відновлення аналогового сигналу за цими значеннями

Практичне значення одержаних результатів.

1. Розроблена структури модулятора та демодулятора спектрального методу модуляції аналогового сигналу, що дозволяють перетворювати сигнали в частотний діапазон і назад.

2. Проведено математичне моделювання роботи спектрального методу модуляції аналогового сигналу. Показана працездатність методу.

РОЗДІЛ 1

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ МОДУЛЯЦІЇ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

Стан питання та постановка задачі

Розробка методу спектральної модуляції потребує ґрунтовного аналізу методів модуляції, які на даний час існують і застосовуються у практиці передачі інформації.

Модуляція сигналу - процес зміни одного сигналу відповідно до форми іншого сигналу. В аналізі сигналів розглядають три основних види модуляції:

Амплітудна модуляція - АМ (Amplitude Modulation - AM);

Частотна модуляція - ЧМ (Frequency Modulation - FM);

Фазова модуляція - ФМ (Phase Modulation - PM).

Дискретна модуляція (модуляція дискретними сигналами) має свою специфіку і багато в чому відрізняється від модуляції безперервними сигналами. При імпульсній (дискретній) модуляції, як правило, прямокутний імпульсний шлейф використовується як несуча модульованого сигналу. У системі радіопередачі даних ці послідовності сповнені високочастотних коливань, що призводить до подвійної модуляції. Як правило, ці типи модуляції використовуються при передачі вибіркового даних.

У залежності від вигляду модульованого параметра розрізняють такі види модуляції.

1. Амплітудно-імпульсна модуляція (АІМ), $A - \text{var}$.
2. Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), $\tau_2 - \text{var}$.
3. Фазово-імпульсна модуляція (ФІМ), $\tau_1 - \text{var}$, тобто змінюється положення імпульсу на інтервалі T .
4. Частотно-імпульсна модуляція (ЧІМ), $f = 1/T - \text{var}$.

До модуляції висувають низку вимог, до яких відносять:

- високу спектральну ефективність,

- низький рівень перешкод по суміжним частотним каналам
- економічність (ефективність використання енергії джерела живлення, що особливо актуально для мобільної станції)
- простоту реалізації.

Кожен із цих методів має свої переваги і недоліки. Щоб запропонувати новий метод проведемо ґрунтовний аналіз аналогових і дискретних методів модуляції.

1.1 Дослідження характеристик сигналів

З точки зору інформації, сигнали можна розділити на детерміновані сигнали та випадкові сигнали.

Детермінований це будь-який сигнал в якого його миттєве значення можна передбачити в будь-який час з імовірністю 1. Прикладами детермінованих сигналів є імпульси або пачки імпульси, форма, амплітуда та положення у часі яких відома, і безперервний сигнал із заданою амплітудою та фазовим співвідношенням у межах свого спектра.

Миттєве значення випадкового сигналу заздалегідь не відоме, і його можна передбачити лише з певною ймовірністю менше 1. Таким сигналом є, наприклад, напруга, що відповідає послідовності символів мови, музики, коду телеграми при надсиланні унікального тексту. Коли амплітуда імпульсу і фаза його високочастотного заповнення коливаються внаслідок зміни умов поширення, положення цілі та деяких інших причин, випадковий сигнал також включає ряд радіоімпульсів на вході радіолокаційного приймача. Є багато інших прикладів випадкових сигналів. По суті, будь-який сигнал, що несе інформацію, слід вважати випадковим.

Сигнал від джерела повідомлення та поза детектором (рис. 1.1) може бути безперервним або дискретним (цифровим). У зв'язку з цим сигнали, що

використовуються в сучасному радіоелектронному обладнанні, можна розділити на такі категорії:

- довільні за величиною і безперервні за часом (рис. 1.1, а);
- довільні за величиною і дискретні за часом (рис. 1.1, б);
- квантовані за величиною і безперервні за часом (рис. 1.1, в);
- квантовані за величиною і дискретні за часом (рис. 1.1, г).

Перший тип сигналів (а на рис 1.1) іноді називають аналоговими, оскільки їх можна інтерпретувати як фізичні величини або безперервні електричні моделі, оскільки вони встановлюють незліченну кількість точок на осі часу. Такий збір називається безперервним. У цьому випадку вздовж осі ординат сигнал може приймати будь-яке значення протягом певного інтервалу. Оскільки ці сигнали можуть мати прогалини, як показано на рисунку, щоб уникнути неправильного опису, будь ласка, зверніться до рис 1.1,а. Для представлення цього сигналу найкраще використовувати термін безперервний.

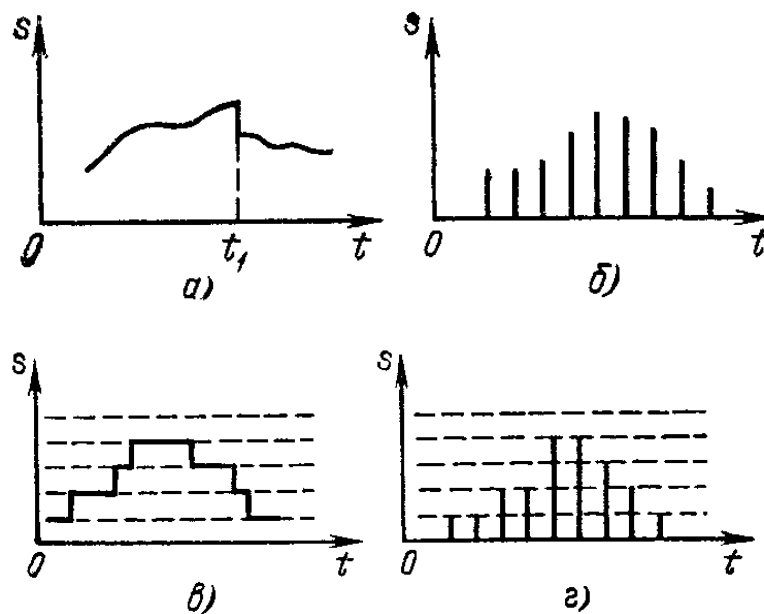


Рис. 1.1. Сигнали довільні за величиною і за часом (а), довільні за величиною і дискретні за часом (б), квантовані за величиною і безперервні за часом (в), квантовані за величиною і дискретні за часом (г)

Електричне коливання, що описується гармонійними (косинусоїдальної і синусоїдальної) функціями часу, називається гармонійним. Таке коливання (рис. 1.2 а) можна записати, використовуючи, наприклад, функцію косинуса:

$$s(t) = A_m \cos(\omega t - \psi) \quad (1.1)$$

Тут A_m - амплітуда; $\omega t - \psi = \theta(t)$ - фаза, яку в момент часу ($t = 0$) називають початковою: $\theta(t = 0) = -\psi$.

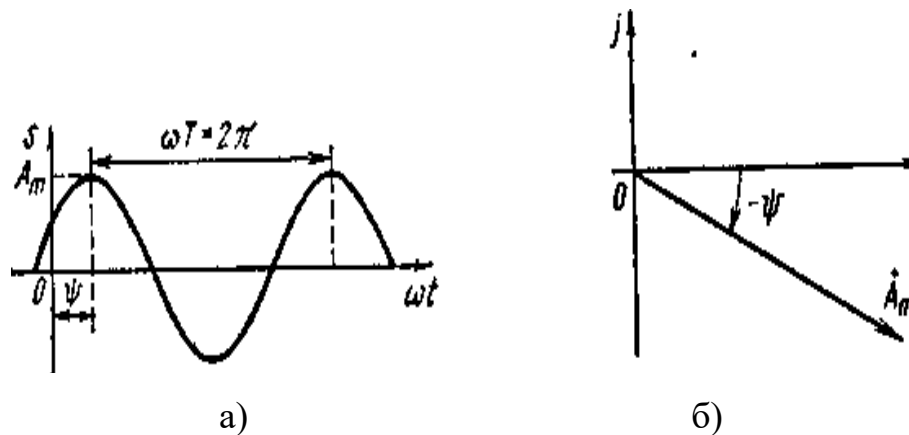


Рис.1.2

Тривалість періоду коливання T виражають у секундах. Число періодів за секунду називають частотою коливання $f = 1/T$ і виражають у герцах. Величину $\omega = 2\pi f$ називають кутовою частотою і виражають у радіанах у секунду.

Гармонійні коливання в радіоелектроніці займають виняткове місце завдяки:

- простоті технічної реалізації генераторів;
- мінімальній смузі частот, займаної гармонійним коливанням (коли частота f строго постійна, смуга частот нескінченно мала);
- незмінності форми гармонійних коливань при проходженні через лінійне коло з постійними параметрами (змінюються тільки амплітуда і початкова фаза).

З виразу (1.1) видно, що гармонійне коливання повністю характеризується двома величинами: амплітудою A_m і фазою θ . Як відомо, аналогічними величинами визначається положення вектора на площині. Використовуючи цю аналогію, гармонійне коливання можна умовно зображувати вектором на площині. Тому що фаза θ протягом часу змінюється, то вектор, що зображує коливання, обертається з постійною кутовою швидкістю ω . При аналізі електричного кола, що знаходиться під впливом джерел гармонійних ЕРС із однаковими частотами, струми і напруги в колі, зручніше зображувати нерухомими векторами. При цьому довжина вектора приймається рівній амплітуді коливання, а кут повороту - початковій фазі (рис. 1.2, б).

Разом із векторним представленням гармонійні коливання можна представити комплексними числами. Як відомо, комплексне число:

$$a + jb = A_m e^{j\alpha} = A_m \cos \alpha + jA_m \sin \alpha \quad (1.2)$$

повністю характеризується модулем A_m і аргументом α , аналогічними амплітуді і фазі гармонійного коливання. Комплексне число $\dot{A}_m = A_m e^{-j\psi}$ називають *комплексною амплітудою* гармонійного коливання (1.1).

Розрахунок електричних кіл при впливі гармонійного коливання стає більше зручним, якщо вплив задається комплексною амплітудою. Результати розрахунку виходять також у вигляді комплексних амплітуд. По комплексних амплітудах легко визначають амплітуди і початкові фази і записують відповідні гармонійні функції. Метод розрахунку кіл, що базується на понятті комплексної амплітуди, називають *методом комплексних амплітуд*.

Перехід від часової функції до комплексної амплітуди оборотний:

$$s(t) = A_m \cos(\omega t - \psi) \Leftrightarrow \dot{A}_m \quad (1.3)$$

Аналогічно сума гармонійних функцій рівних частот замінюється сумою комплексних амплітуд:

$$\sum_{k=1}^n A_{mk} \cos(\omega t - \psi_k) \Leftrightarrow \sum_{k=1}^n \dot{A}_{mk}$$

Знайдемо комплексні амплітуди похідної і інтеграла гармонійного коливання. Продиференціювавши рівність (1.1):

$$\frac{ds}{dt} = -\omega A_m \sin(\omega t - \psi) = \omega A_m \cos\left(\omega t - \psi + \frac{\pi}{2}\right)$$

відповідно до (2.3) отримаємо

$$\frac{ds}{dt} \Leftrightarrow \omega A_m e^{-j\psi} e^{j\pi/2}$$

Тому що $e^{j\pi/2} = j$, то

$$\frac{ds}{dt} \Leftrightarrow j\omega \dot{A}_m. \quad (1.4)$$

Отже, диференціювання гармонійної функції відповідає множенню комплексної амплітуди на величину $j\omega$. На векторній діаграмі вектор, що відповідає похідній, повернуто на кут $\pi/2$ проти відповідної стрілки, а його модуль помножений на ω .

Аналогічно доводиться, що:

$$\frac{d^n s(t)}{dt^n} \Leftrightarrow (j\omega)^n \dot{A}_m. \quad (1.5)$$

Інтегрування гармонійної функції:

$$\int s(t) dt = \frac{A_m}{\omega} \sin(\omega t - \psi) = \frac{A_m}{\omega} \cos\left(\omega t - \psi + \frac{\pi}{2}\right)$$

еквівалентно діленню часової функції на ω і повороту фази на $-\pi/2$:

$$\int s(t)dt \Leftrightarrow \frac{A_m}{\omega} e^{-j\psi} e^{-j\pi/2} = \frac{\dot{A}_m}{\omega} e^{-j\pi/2}$$

Тому що $e^{-j\pi/2} = 1/j$, те:

$$\int s(t)dt \Leftrightarrow \frac{\dot{A}_m}{j\omega}$$

Таким чином, інтегрування гармонійної функції відповідає діленню комплексної амплітуди на величину $j\omega$. На векторній діаграмі вектор, що відповідає інтегралу, повернутий на кут $\pi/2$ по годинниковій стрілці і його модуль поділений на ω .

У теорії і техніці сигналів широко використовується теорема Котельникова (теорема відліків): якщо найвища частота в спектрі функції $s(t)$ менше, ніж f_m , то функція $s(t)$ повністю визначається послідовністю своїх значень в моменти, віддалені один від одного не більше ніж на $1/2 f_m$ секунд.

Відповідно до цієї теореми сигнал $s(t)$, обмежений по спектру найвищою частотою $\omega_m = 2\pi f_m$ можна представити рядом:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{2f_m}\right) \frac{\sin \omega_m (t - n/2f_m)}{\omega_m (t - n/2f_m)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta t) \varphi_n(t) \quad (1.6)$$

У цьому виразі $1/2 f_m = \Delta t$ позначає інтервал між двома відліковими точками на осі часу, а $s(n/2f_m) = s(n\Delta t)$ - вибірки функції $s(t)$ в моменти часу $1/2 f_m = \Delta t$.

1.2 Дослідження методів модуляції

Для передачі інформації на відстані використовуються сигнали, які ефективно передаються антенними пристроями і мають здатність поширюватися у вигляді вільних радіохвиль у середовищі, що розділяє відправника та приймача інформації. Такі сигнали є високочастотними коливаннями. Передана інформація повинна бути вбудована у високочастотні коливання, які так чи інакше називаються несучою хвилею. Частота ω_0 цього коливання вибирається відповідно до відстані, на яку повинна передаватися інформація, умов поширення радіохвиль та багатьох інших технічних та економічних факторів. У будь-якому випадку частота ω_0 повинна бути вищою за найвищу частоту Ω_m переданого спектру.

Це можна пояснити тим, що для передачі повідомлень без спотворень через радіосхеми та усунення спотворень, що виникають під час поширення радіохвиль, ширина Ω_m спектра повідомлень повинна бути меншою, ніж ω_0 ; чим менший коефіцієнт $\frac{\Omega_m}{\omega_0}$, тим нижчі характеристики системи. Чим менше дефектів. Отже, чим вища необхідна швидкість передачі даних і, отже, чим ширший спектр повідомлення, тим вище повинна бути несуча частота радіосигналу повинні задовольняти правило, нерівність $\Omega_m \omega_0 \ll 1$.

У найбільш загальному випадку радіосигнал, що несе інформацію, може бути виражений як:

$$a(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] = A(t) \cos \Psi(t) \quad (1.7)$$

Амплітуда A або фаза θ змінюється відповідно до закону повідомлення.

Якщо A і θ - константи, то вираз (1.7) описує просте гармонічне коливання, яке не містить жодної інформації. Якщо A і θ (і, отже, $\Psi(t)$)

змушені бути зміненими для надсилання повідомлення, коливання будуть модульовані.

Залежно від того, який із двох параметрів змінюється - амплітуда A або фаза θ - існують два основних типи модуляції: амплітудна та кутова. Кутова поділяється на два типи: частотна (ЧМ) і фазова (ФМ). Ці два типи модуляції тісно пов'язані, і різниця між ними проявляється лише в характері кута $\Psi(t)$, що змінюється з часом за однієї і тієї ж функції модуляції.

Модульоване коливання має частотний спектр, і структура частотного спектру залежить від частотного спектру та типу модуляції переданого повідомлення. Порівняно з частотою ω_0 , ширина спектра модульованого повідомлення менша, що змушує розглядати функції повільного часу $A(t)$ та $\theta(t)$. Це означає, що відносна зміна $A(t)$ або $\theta(t)$ в одному циклі коливань несучої менше одиниці.

1.2.1 Амплітудна модуляція

Амплітудна модуляція (АМ) - найпростіший і найпоширеніший метод вкладання інформації у високочастотні коливання в радіотехніці. Коли АМ огинає амплітуду коливань несучої змінюється відповідно до закону, що узгоджується із законом зміни відправленого повідомлення, а частота і початкова фаза коливань залишаються постійними. Отже, для радіосигналів АМ для заміни загальної формули (1.7) можна використовувати такий вираз:

$$a(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (1.8)$$

Основним параметром амплітудно-модульованого коливання є індекс модуляції. Розглядаючи амплітудну модуляцію тональним сигналом (рис.1.3) видно що індекс АМ модуляції дорівнює:

$$M = \frac{\Delta A_m}{A_0} \quad (1.9)$$

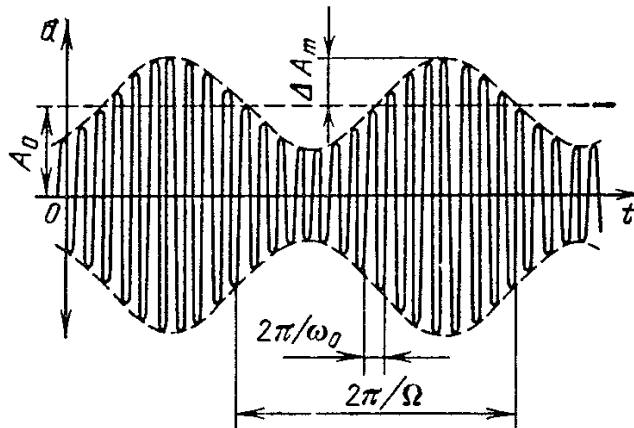


Рис. 1.3 Ампліудно-модульований сигнал при тональній модуляції

Тоді, миттєве значення ампліудно-модульованого коливання буде мати значення:

$$a(t) = A_0 [1 + M \cos(\Omega t + \gamma)] \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (1.10)$$

де

Ω - кутова частота модулюючого коливання;

γ - початкова фаза модулюючого коливання.

У випадку одно тонального коливання, спектр АМ коливання представляє собою гармоніку носійного коливання ω_0 і дві бічні частоти $\omega_0 + \Omega$ та $\omega_0 - \Omega$ (рис. 1.4).

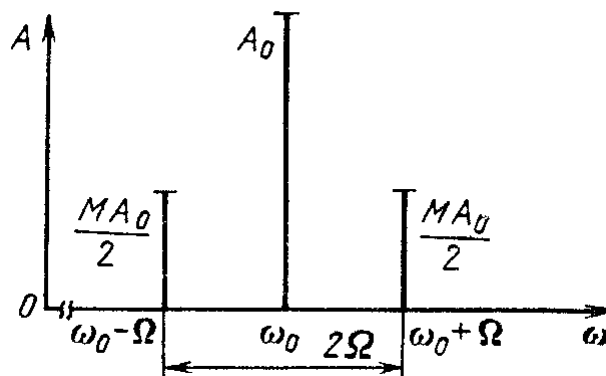


Рис. 1.4 Спектр однотонового АМ коливання

У випадку складного сигналу спектр АМ коливання буди представляти складний лінійчатий спектр (рис. 1.5).

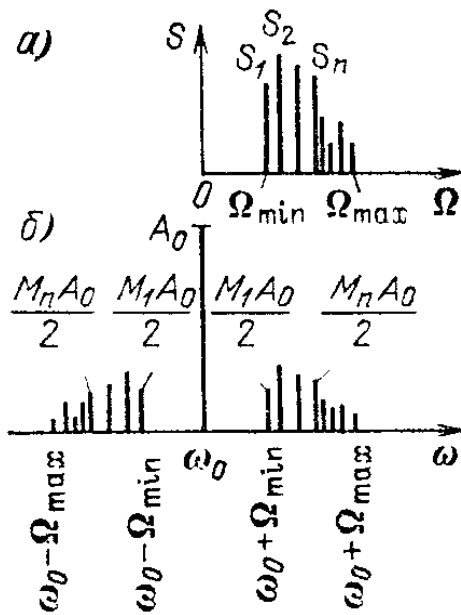


Рис. 1.4 Спектр складного модулюючого сигналу (а) та його АМ спектр (б)

Як видно з рис. 1.4 спектр АМ коливання складної форми представляє собою дві бічні смуги. Ширина спектру такого коливання дорівнює подвоєній ширині спектра низькочастотного складного коливання.

1.2.2 Кутова модуляція

Для простого гармонійного коливання

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \theta_0] = A_0 \cos \Psi(t) \quad (1.11)$$

набіг фази за будь-який кінцевий проміжок часу від $t = t_1$ до $t = t_2$ рівний:

$$\Psi(t_2) - \Psi(t_1) = (\omega_0 t_2 + \theta_0) - (\omega_0 t_1 + \theta_0) = \omega_0 (t_2 - t_1). \quad (1.12)$$

Звідси видно, що при постійній кутовий частоті набіг фази за який-небудь проміжок часу пропорційний тривалості цього проміжку. З іншого боку, якщо

відомо, що набіг фази за час $(t_2 - t_1)$ рівний $\Psi(t_2) - \Psi(t_1)$, то кутову частоту можна визначити як відношення:

$$\omega_0 = [\Psi(t_2) - \Psi(t_1)] / (t_2 - t_1) \quad (1.13)$$

якщо, звичайно, є впевненість, що протягом аналізованого проміжку часу частота зберігала постійне значення.

З (1.13) видно, що кутова частота є не що інше, як швидкість зміни фази коливання.

Переходячи до складного коливання, частота якого може змінюватися в часі, рівність (1.12) необхідно замінити інтегральним і диференціальним співвідношеннями:

$$\Psi(t_2) - \Psi(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} \omega(t) dt, \quad (1.14)$$

$$\omega(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt}. \quad (1.15)$$

У цих виразах $\omega(t) = 2\pi f(t)$ — миттєва кутова частота коливання; $f(t)$ — миттєва частота.

Згідно виразами (3.14), (3.15) повну фазу високочастотного коливання в момент t можна визначити як

$$\Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta_0 \quad (1.16)$$

де перший доданок в правій частині визначає набіг фази за час від початку відліку до розглянутого моменту t ; θ_0 — початкова фаза коливання (в момент $t = 0$). При такому підході фазу $\Psi(t) = \omega_0 t + \theta(t)$, фігуруючу в вираженні (3.1), слід замінити на:

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \theta(t) + \theta_0 \quad (1.17)$$

Отже, загальний вираз для високочастотного коливання, амплітуда якого постійна, тобто $A(t) = A_0$, а аргумент $\Psi(t)$ модульований, можна представити у формі

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \theta_0] \quad (1.18)$$

Співвідношення (1.16), (1.17), що встановлюють зв'язок між змінами частоти і фази, вказують на спільність двох різновидів кутовий модуляції - частотної та фазової.

Пояснимо співвідношення (1.16) - (1.18) на прикладі простої гармонійний-ської ЧМ, коли миттєва частота коливання визначається виразом:

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_\delta \cos \Omega t, \quad (1.19)$$

Де $\omega_\delta = 2\pi f_\delta$ являє собою амплітуду частотного відхилення. Для стислості ω_δ в подальшому будемо називати девіацією частоти або просто девіацій. Через ω_0 і Ω , як і при АМ, позначені несуча і модулююча частоти.

Додамо вираз для миттєвого значення коливання (струму або напруги), частота якого змінюється за законом (1.19), а амплітуда постійна. Підставляючи у (1.19) $\omega(t)$ з рівняння (1.18), отримуємо:

$$\Psi(t) = \int_0^t (\omega_0 + \omega_\delta \cos \Omega t) dt + \theta_0 \quad (1.20)$$

Виконавши інтегрування. Знайдемо:

$$\Psi(t) = \omega_0 t + (\omega_\delta / \Omega) \sin \Omega t + \theta_0 \quad (1.21)$$

Таким чином:

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + (\omega_\delta / \Omega) \sin \Omega t + \theta_0]. \quad (1.22)$$

Фаза коливання $a(t)$ поряд з лінійно-зростаючою складовою $\omega_0(t)$ містить ще періодичне доданок $(\omega_0/\Omega)\sin\Omega t$. Це дозволяє розглядати $a(t)$ як коливання, модульоване по фазі. Закон цієї модуляції є інтегральним по відношенню до закону зміни частоти. Саме модуляція частоти за законом $\omega_0 \cos\Omega$ призводить до модуляції фази по закону $(\omega_0/\Omega)\sin\Omega t$. Амплітуду зміни фази:

$$\theta_{\max} = \omega_0/\Omega \approx m \quad (1.23)$$

часто називають індексом кутовий модуляції.

Зауважимо, що індекс модуляції абсолютно не залежить від середньої (немодулированої) частоти ω_0 , а визначається виключно девіацій ω_0 і модулюючої частотою Ω .

При великих індексах модуляції ширина спектру модульованого коливання близька до подвоєної девіації частоти $2|n_{\max}|\Omega \approx 2\omega_0$.

Ця смуга частот позначена в нижній частині рис. 1.5.

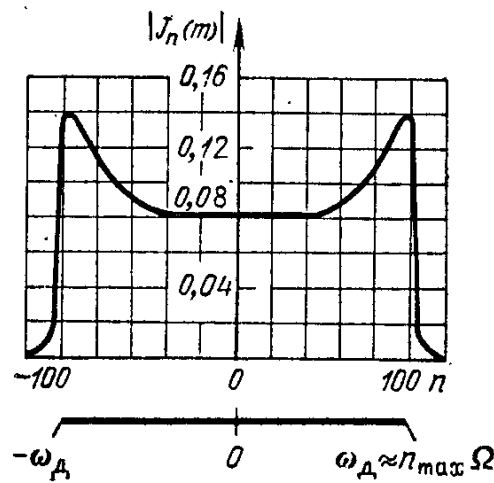


Рисунок 1.5. Ширина спектра ЧМ коливання при великих значеннях індексу модуляції

Зауважимо, що відповідно до визначення m вираз «модуляція з малим індексом» еквівалентно висловом «швидка модуляція», а вираз «модуляція з великим індексом» еквівалентно висловом «повільна модуляція». Тому можна

сформулювати таке положення: при швидкій кутовій модуляції (коли $\omega_0 \ll \Omega$) ширина спектра модульованого коливання близька до значенням 2Ω ; при повільній кутовій модуляції (коли $\omega_0 \gg \Omega$) ширина спектра близька до значенням $2\omega_0$.

1.3 Дослідження спектрального аналізу

З курсу математики відомо, що будь-яке періодичне коливання, що задовольняє умовам Дирихле, можна представити рядом Фур'є

$$s_T(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t) \quad (1.24)$$

де $\Omega = 2\pi/T$ - кутова частота періодичного коливання;

$$a_n = \frac{2}{T} \int_T s_T(t) \cos n\Omega t dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_T s_T(t) \sin n\Omega t dt. \quad (1.25)$$

Вираз (1.25) інтегрують у довільно розташованому інтервалі часу, рівному періоду T . Звичайне інтегрування роблять від 0 до T або від $-T/2$ до $T/2$.

Ряд Фур'є (1.24) показує, що періодичне коливання можна розкласти на постійну складову $a_0/2$ і сукупність гармонійних коливань із кратними частотами:

$$\lambda_n(t) = a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t = A_{mn} \cos(n\Omega t - \psi_n) \quad (1.26)$$

Де:

$$A_{mn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \text{tg} \psi_n = b_n / a_n \quad (1.27)$$

Зворотнє представлення (1.27):

$$a_n = A_{mn} \cos \psi_n, \quad b_n = A_{mn} \sin \psi_n \quad (1.28)$$

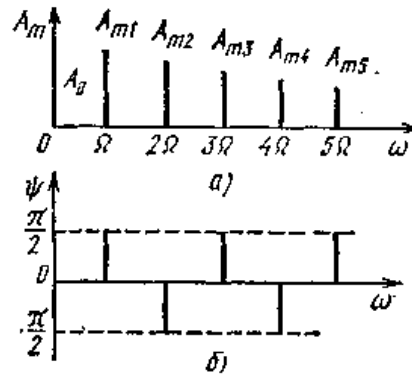


Рис. 1.6 Спектр коливань

Гармонійні коливання (1.24) називають *гармоніками*, величину A_{mn} - амплітудою, ψ_n - початковою фазою n -ї гармоніки.

Розкладання періодичного коливання на гармоніки дозволяє ввести дуже важливе для радіотехніки поняття спектра коливання.

Амплітудним спектром періодичного коливання називають функцію, що відображає залежність амплітуд гармонік від частоти. При графічному зображенні амплітудного спектра по осі абсцис відкладають частоту, а по осі ординат - амплітуду гармонік (рис. 1.6, а).

Фазовим спектром називають функцію, що відображає залежність фаз гармонік від частоти (рис. 1.6, б).

Ширину спектра ΔF визначають як різницю найбільшої і найменшої частот смуги, у межах якої амплітуди гармонік перевищують деяким чином визначену мінімальну амплітуду:

$$\Delta F = f_2 - f_1 \quad (1.29)$$

Найбільшу ширину спектра мають послідовності прямокутних і пилкоподібних імпульсів. Ширина спектра коливань зменшується в міру

зменшення максимальної швидкості зміни часової функції коливання. Варто звернути увагу на те, що спектр гармонійного коливання - одна лінія.

У задачах аналізу кіл при впливі періодичних коливань зручно користуватися комплексним рядом Фур'є. Такий ряд утворюється, якщо часову функцію n -ї гармоніки записати, використовуючи формулу Ейлера, у вигляді суми показникових функцій:

$$\lambda_n(t) = \frac{1}{2} A_{mn} e^{j(n\Omega t - \psi_n)} + \frac{1}{2} A_{mn} e^{-j(n\Omega t - \psi_n)} \quad (1.30)$$

Ввівши комплексні амплітуди:

$$\dot{A}_{mn} = A_{mn} e^{-j\psi_n}, \quad \dot{A}_{m,-n} = A_{mn} e^{j\psi_n}, \quad \dot{A}_0 = a_0$$

і підставивши (1.30) в (1.24), отримаємо:

$$s_T(t) = \frac{\dot{A}_0}{2} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} e^{jn\Omega t} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{m,-n} e^{-jn\Omega t} = \frac{1}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} \dot{A}_{mn} e^{jn\Omega t} \quad (1.32)$$

Цей ряд називають *комплексним рядом Фур'є*. Тому що комплексна амплітуда:

$$\dot{A}_{mn} = A_{mn} e^{-j\psi_n} = A_{mn} \cos \psi_n - j A_{mn} \sin \psi_n = a_n - j b_n,$$

та використовуючи (1.25), отримаємо формулу для розрахунку коефіцієнтів комплексного ряду Фур'є:

$$\dot{A}_{mn} = \frac{2}{T} \int_T s_T(t) e^{-jn\Omega t} dt. \quad (1.33)$$

Множина коефіцієнтів комплексного ряду Фур'є, розглянута як функція частоти, називають *комплексним спектром періодичного коливання*.

Дослідження спектрів коливань значно спрощується, якщо скористатися деякими властивостями інтегральних перетворень Фур'є і Лапласа. Іноді ці властивості називають теоремами про спектри.

1. Зв'язок між спектрами одиночного імпульсу і періодичної послідовності імпульсів. Розглядається одиночний імпульс $s(t)$ тривалістю τ_u . Такий імпульс $s(t) \neq 0$ знаходиться тільки в інтервалі від 0 до τ_u , тому спектральну щільність можна визначити, але інтегруючи не в нескінченних межах, а від 0 до деякого значення $T \geq \tau_u$:

$$S(j\omega) = \int_0^T s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (2.34)$$

Імпульс $s(t)$ можна змістити в часі на $\pm nT$ ($n=1,2,\dots$) і всі імпульси скласти, тоді отримаємо періодичне коливання:

$$s_T(t) = \dots + s(t+2T) + s(t+T) + s(t) + s(t-T) + s(t-2T) + \dots$$

Коефіцієнти ряду Фур'є даного періодичного коливання визначаються формулою (2.32):

$$\dot{A}_{mn} = \frac{\Omega}{\pi} \int_T s_T(t) e^{-jn\Omega t} dt. \quad (2.35)$$

де $\Omega = 2\pi/T$.

Порівнюючи (2.33 і (2.34) і з огляду на те, що в розглянутому інтервалі від 0 до T функції $s(t)$ і $s_T(t)$ рівні, знаходимо $\dot{A}_{mn} = \frac{\Omega}{\pi} S(jn\Omega)$, звідси слідує, що коефіцієнти ряду Фур'є пропорційні функції спектральної щільності $S(j\omega)$ в точках $\omega = n\Omega$.

На рис. 1.7 зображені сигнали і відповідні їм спектри: одиночний прямокутний імпульс, періодична послідовність прямокутних імпульсів з періодом T_1 , а також послідовність із періодом $T_2 > T_1$. З рисунку видно, що форма періодичної послідовності, що огинає складові спектра, визначається формою імпульсу, а частота - періодом імпульсів.

В подальшому не будемо розділяти поняття спектра періодичного коливання і функції спектральної щільності неперіодичного коливання і назвемо їх однаково - спектром.

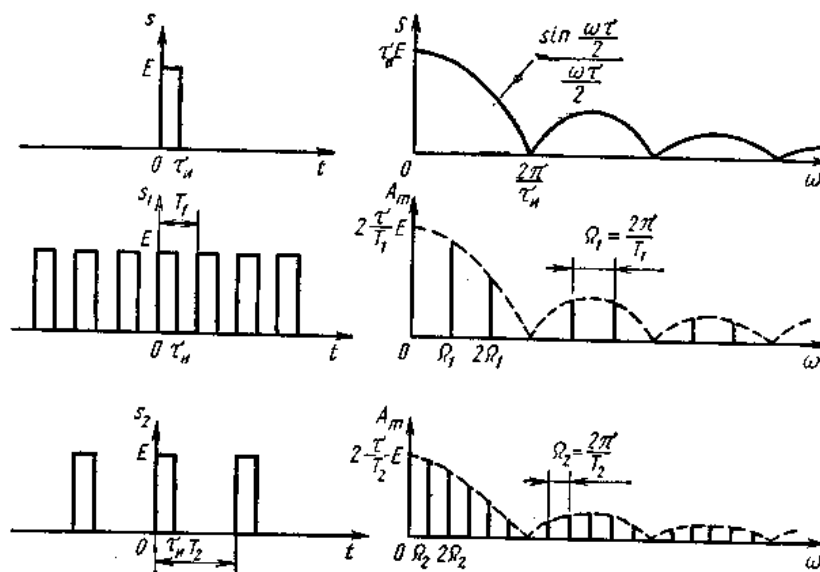


Рисунок 1.7 Спектр одиночного імпульсу і пачки імпульсів

Наступні властивості наводяться без доказів. При цьому використовується позначення $F[s(t)] = S(j\omega)$.

2. Перетворення Фур'є є лінійним, тобто спектр суми коливань дорівнює сумі спектрів цих коливань:

$$F\left[\sum_{i=1}^n s_i(t)\right] = \sum_{i=1}^n S_i(j\omega) \quad (1.36)$$

3. Збільшення амплітуди коливання $s(t)$ в a разів приводить до збільшення в a разів амплітуд складових спектра:

$$F[as(t)] = aS(j\omega) \quad (1.37)$$

4. Збільшення масштабу часу коливання в a разів приводить до зменшення в a разів амплітуд складових спектра і ширини частотної смуги спектра:

$$F[s(at)] = \frac{1}{a} S\left(j\frac{\omega}{a}\right) \quad (1.38)$$

Це дуже важлива властивість для передачі сигналів по каналах зв'язку, тому що показує, що, наприклад, широкосмугові сигнали можна передавати по вузькосмуговим каналах, розтягнувши сигнали в часі (шляхом запису, приміром, на магнітну стрічку і відтворення зі зниженою швидкістю руху стрічки).

5. Затримка коливання на τ еквівалентна множенню його спектра на множник $e^{-j\omega\tau}$

$$F[s(t - \tau)] = S(j\omega)e^{-j\omega\tau} \quad (1.39)$$

6. Диференціювання коливання еквівалентно множенню його спектра на $j\omega$:

$$F\left[\frac{ds(t)}{dt}\right] = j\omega S(j\omega) \quad (1.40)$$

7. Інтегрування коливання еквівалентно діленню його спектра на $j\omega$:

$$F\left[\int_{-\infty}^t s(t)dt\right] = \frac{S(j\omega)}{j\omega} \quad (1.41)$$

Висновки по розділу 1

З інформаційної точки зору сигнали можна розділити на детерміновані і випадкові.

Детермінованим називають будь-який сигнал, миттєве значення якого в будь-який момент часу можна передбачити з вірогідністю одиниця. Прикладами детермінованих сигналів можуть служити імпульси або пачки імпульсів, форма, амплітуда і положення в часі яких відомі, а також

безперервний сигнал із заданими амплітудними і фазовими співвідношеннями всередині його спектра.

До випадкових відносять сигнали, миттєві значення яких заздалегідь невідомі і можуть бути передбачені лише з певною ймовірністю, меншою одиниці. Такими сигналами є, наприклад, електрична напруга, відповідне мови, музики, послідовності знаків телеграфного коду при передачі неповторюваного тексту. До випадкових сигналів відноситься також послідовність радіоімпульсів на вході радіолокаційного приймача, коли амплітуди імпульсів і фази їх високочастотного заповнення флюктуують через зміну умов поширення, положення цілі і деяких інших причин. Можна навести велику кількість інших прикладів випадкових сигналів. По суті, будь-який сигнал, що несе в собі інформацію, повинен розглядатися як випадковий.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА СПЕКТРАЛЬНОЇ МОДЕЛІ МЕОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ

Інформація представляється як аналоговий сигнал або як цифровий потік даних. При цьому не важливо в якій формі вона представлено її необхідно передавати на значні відстані по каналах зв'язку. Як було визначено у попередньому розділі, для передачі низькочастотних сигналів, як аналогових так і цифрових, застосовують різні види модуляції: амплітудна, частотна, фазова. Також застосовують і інші види дискретної модуляції: амплітудно-імпульсна (АІМ), частотно-імпульсна (ЧІМ), фазо-імпульсна (ФІМ), широтно-імпульсна (ШІМ). Усі види модуляції мають свої переваги і недоліки, досліджені у попередньому розділі. Для використання переваг і подолання недоліків необхідно розробити метод модуляції, який би дозволяв передавати як аналогову так і цифрову інформацію.

2.1 Математична модель спектральної модуляції аналогового сигналу

Для передачі аналогової інформації пропонується передавати її у дискретній формі в частотному діапазоні. Суть даного підходу полягає у дискретизації аналогового сигналу та задаванні амплітуди гармонік у рівних дискетах аналогового сигналу. Якщо аналоговий сигнал описується як $s(t)$, то тоді амплітуди спектральних складових будемо задавати значеннями дискретних низькочастотного сигналу. Згідно теореми Котельникова (1.6), частота дискретизації повинна бути в два рази більше за верхню частоту діапазону частот сигналу. В такому разі, вихідний модульований сигнал буде представляти собою суму гармонійних складових, амплітуди яких дорівнюють значенням дискретних аналогового сигналу:

$$s_M(t) = \sum_{n=1}^{\infty} s(t - n\tau) \cdot \cos(n\omega t). \quad (2.1)$$

Якщо розглянути вираз (2.1) то з нього видно, що для реалізації такого сигналу необхідно використати увесь частотний діапазон. А це технічно неможливо (рис. 2.1).

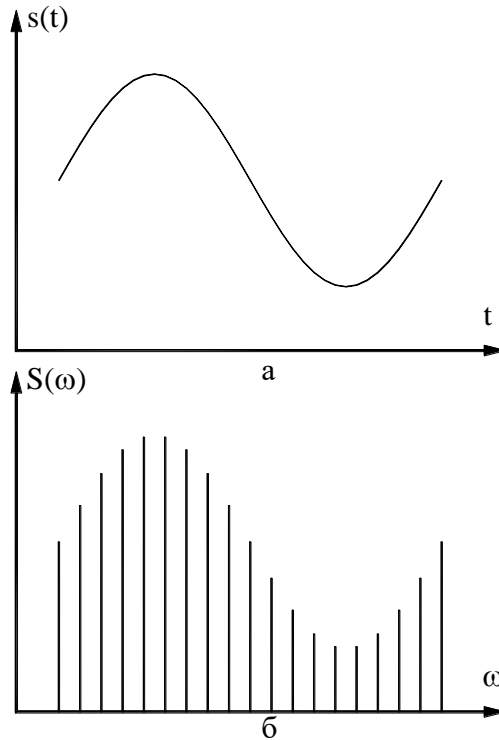


Рисунок 2.1 – Модуючий сигнал (а) та спектральна діаграма модульованого сигналу (б)

Виправданим є застосування обмеженого частотного діапазону від 0 до Ω . В такому разі, вираз (2.1) необхідно записати наступним чином:

$$s_M(t) = \sum_{n=1}^{\Omega/\Delta\omega} s(t - n\tau) \cdot \cos(n\omega t), \quad (2.2)$$

де $\Delta\omega$ - крок приросту частоти.

Але у такому випадку у спектрі будуть передаватись $\Omega/\Delta\omega$ значень дискрет аналогового сигналу. Отже, виникає протиріччя між тривалістю

сигналу та кількістю спектральних складових за допомогою яких можна передавати інформацію про значення амплітуд дискрет. Для подолання даного протеріччя пропонується передавати значення групи дискрет за деякий часовий проміжок (кадр). Тоді, алгоритм за яким буде формуватись вихідний модульований сигнал буде полягати у наступному.

1. Проводиться дискретизація вхідного сигналу.
2. Проводиться аналого-цифрове перетворення дискретизованого вхідного сигналу.
3. Цифрові значення дискрет заносяться у комірки пам'яті.
4. Після досягнення N значень дискрет, вони передаються у блок обчислення вихідного модульованого сигналу, а комірки пам'яті обнулюються.
5. Повторення алгоритму з кроку 1.

В такому разі вираз (2.2) необхідно удосконалити таким чином, щоб врахувати періодичне перетворення вхідного сигналу та формування спектру частот модульованого сигналу. По перше, згідно алгоритм необхідно вирізати частину часового проміжку Δt від t_1 до t_2 . Для цього скористаємось одиничною функцією $E(t)$, яка представляє собою одиничний перехід в момент часу $t=0$. Для формування часового вікна Δt в межах від t_1 до t_2 , необхідно знайти різницю одиничних функцій із різними затримками по часу:

$$E(t - N \cdot \Delta t) - E(t - (N + 1) \cdot \Delta t). \quad (2.3)$$

Перемноживши вираз (2.3) на функцію сигналу $s(t)$, отримаємо частину сигналу яку необхідно дискретизувати і перенести значення дискрет у частотну область:

$$s(t - n\tau) \cdot [E(t - N \cdot \Delta t) - E(t - (N + 1) \cdot \Delta t)]. \quad (2.4)$$

Таким чином, результуючий сигнал буде мати вигляд:

$$s_M(t) = \sum_{N=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\Omega/\Delta\omega} s(t-n\tau) \cdot [E(t-N \cdot \Delta t) - E(t-(N+1) \cdot \Delta t)] \cdot \cos(n\omega t). \quad (2.5)$$

На рис. 2.3 представлений процес формування спектру вихідного модульованого сигналу.

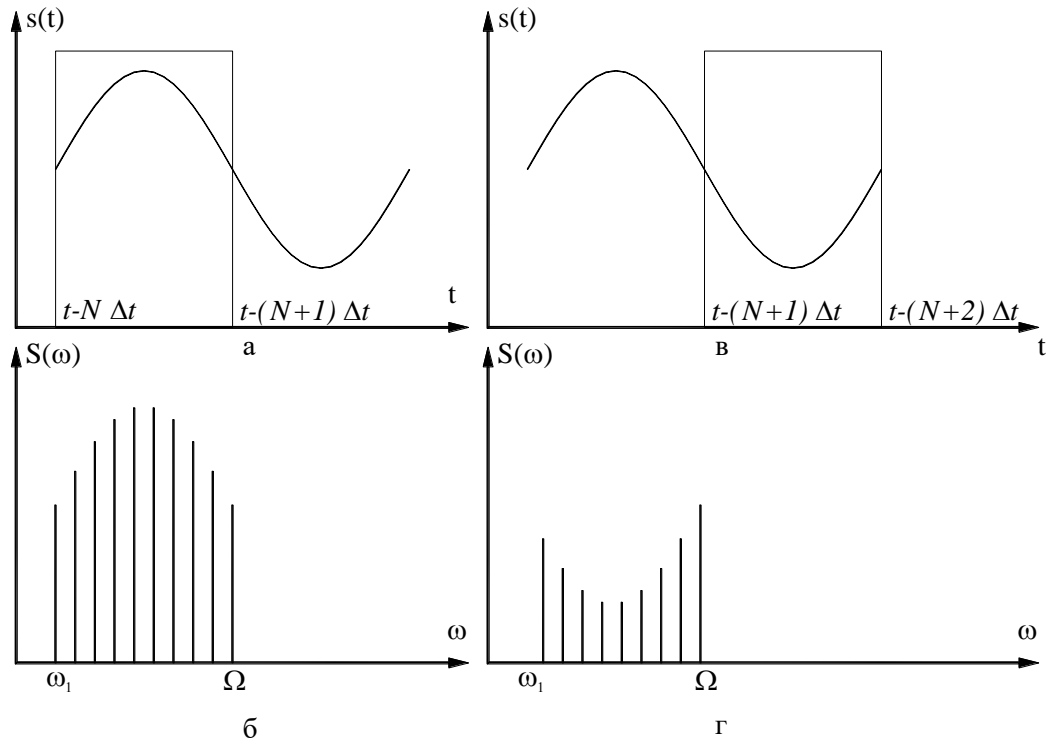


Рисунок 2.3 – Спектр вихідного модульованого сигналу

а – сигнал із часовим вікном від $(t - N \cdot \Delta t)$ до $(t - (N + 1) \cdot \Delta t)$, б - спектр модульованого сигналу відповідно до (а).

в – сигнал із часовим вікном від $(t - (N + 1) \cdot \Delta t)$ до $(t - (N + 2) \cdot \Delta t)$, г - спектр модульованого сигналу відповідно до (в).

Для завершення математичної моделі методу спектральної модуляції аналогового сигналу необхідно розглянути процес демодуляції модульованого сигналу. Суть методу демодуляції полягає у проведенні спектрального аналізу за час існування спектру частини сигналу, послідовному цифро-аналоговому перетворенні значень амплітуд спектральних складових, що представляють значення дискрет аналогового сигналу. Для проведення спектрального аналізу

доцільно використовувати методи Швидкого перетворення Фур'є. Вони дозволяють значно скоротити час перетворення. Для його реалізації необхідно щоб кількість дискрет дорівнювала 2^N .

2.2 Дослідження математичної моделі спектральної модуляції аналогового сигналу

Проведемо дослідження швидкодії розробленого методу для того щоб можна було обирати необхідні параметри системи, що реалізувала би даний метод. Для цього проведемо аналіз алгоритму формування вихідного сигналу модулятора та аналіз процесу демодуляції.

Як було вказано вище, модуляція проводиться у заданих часових проміжках – кадрах. Тривалість кадру взначається частотою дискретизації f_0 та кількістю дискрет у кадрі N . Таким чином, протягом тривалості часового вікна $N \cdot \Delta t = N \cdot \frac{1}{f_0}$ необхідно сформувати вихідний сигнал модулятора відповідно до виразу (2.2). Для формування вихідного сигналу, перш за все необхідно отримати цифрові значення дискрет вхідного сигналу модулятора. Це необхідно виконати до початку кадру формування вихідного сигналу модулятора. Отже процес формування вихідного модульованого сигналу займає час рівний двом кадрам. Під час формування вихідного сигналу можлива одночасна передача модульованого сигналу до абоненту, його прийом абонентом і аналого-цифрове перетворення. Після прийому і перетворення, можливе зворотнє перетворення Фур'є. Отримання усіх значень коефіцієнтів ряду Фур'є, кількість яких задана і рівна N , дає змогу сформувати вихідний де модульований сигнал. Графічно процес модуляції і демодуляції можна представити як на рис. 2.3.

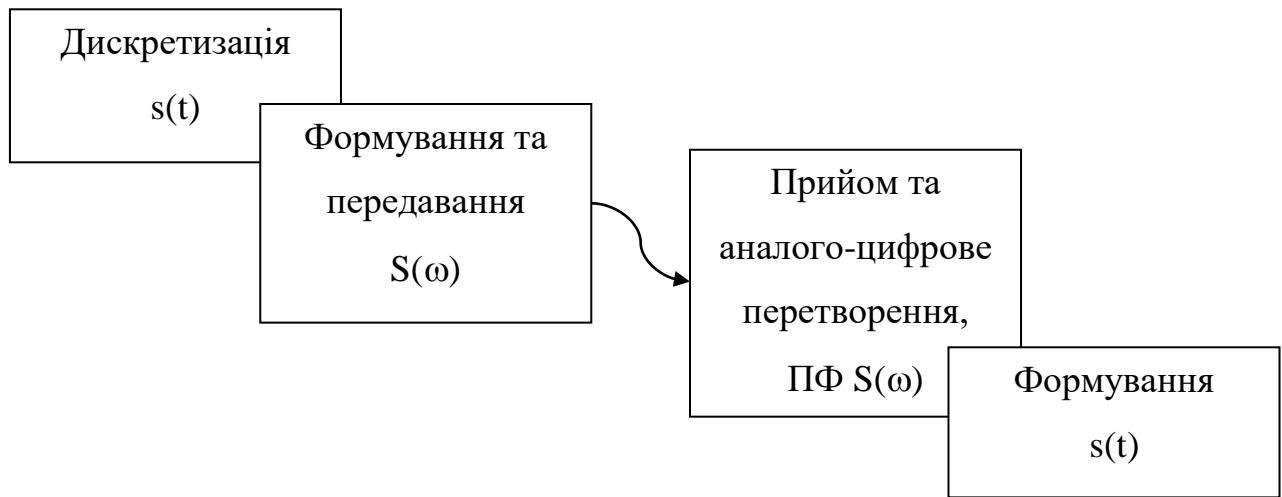


Рисунок 2.3 – Процес спектральної модуляції і демодуляції

Таким чином, увесь процес модуляції та демодуляції складається з наступних часових проміжків: Дискретизації вхідного сигналу, формування і передавання сигналу, прийому та аналого-цифрового перетворення і перетворення Фурє, формування вихідного сигналу.

При передачі звукових сигналів є декілька стандартних частотних діапазонів, обраних виходячі із умов якісного передавання і прийому сигналів. Так найвужчим частотним діапазоном є телефонний канал зв'язку. Його ширина від 300 Гц до 3,4 кГц. Найширшим є діапазон чутливості вуха – від 20 Гц до 22 кГц. Зрозуміло що для різних діапазонів частот буде різний час обробки сигналів. Розрахунки тривалості обробки зведемо у таблицю 2.1.

Таблиця 2.1

Розрахунок тривалості обробки модуляції та демодуляції сигналів

Діапазон частот, Гц	300 - 3400	100 - 10000	20 - 22000
Кількість дискрет	16	16	16
Частота дискретизації, Гц	6800	20000	44000
Тривалість часового вікна, мс	2,35	0,8	0,36

Як видно з таблиці 2.1 чим ширший діапазон частот, тим менша тривалість часового вікна. Це призводить до того що для обробки сигналів

необхідно застосовувати швидкодіючі методи обробки сигналів. Серед усіх етапів обробки, найбільш тривалим є перетворення Фурє. Серед усіх методів перетворення Фурє, найшвидшим є методи швидкого перетворення Фурє, яке в тисячі разів швидше за дискретне перетворення Фурє. Дослідженню методів швидкого перетворення Фурє буде присвячено пункт у наступному розділі.

Висновки до розділу 2

В розділі проведено розробку математичних моделей модуляції та демодуляції сигналів за спектральним методом. Запропоновано дискретизувати сигнали та перетворювати у значення амплітуд спектральних складових суми гармонійних сигналів.

Проведено дослідження швидкодії методу спектральної модуляції. Показано, що кількість дискрет i , відповідно, кількість гармонік модульованого сигналу на пряму впливають на швидкодію методу.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА СТРУКТУР РЕАЛІЗАЦІЇ СПЕКТРАЛЬНОГО МЕТОДУ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ

У даному розділі необхідно розробити структури системи передачі інформації із застосуванням спектрального методу модуляції. Окремо необхідно розробити структуру модулятора і окремо розробити структуру демодулятора. Розробку цих структур необхідно робити із використанням математичних моделей і алгоритмів виконання спектральної модуляції і демодуляції.

3.1 Розробка структури системи передачі інформації із застосуванням спектрального методу

Для розробки структурної схеми системи передачі інформації із застосуванням спектрального методу модуляції необхідно розглянути алгоритм проведення перетворення. Алгоритм за яким буде формуватись вихідний модульований сигнал буде полягати у наступному.

1. Проводиться дискретизація вхідного сигналу.
2. Проводиться аналого-цифрове перетворення дискретизованого вхідного сигналу.
3. Цифрові значення дискрет заносяться у комірки пам'яті.
4. Після досягнення N значень дискрет, вони передаються у блок обчислення вихідного модульованого сигналу, а комірки пам'яті обнулюються.
5. Повторення алгоритму з кроку 1.

Демодуляція полягає у проведенні спектрального аналіз за час існування спектру частини сигналу, послідовному цифро-аналоговому перетворенні

значень амплітуд спектральних складових, що представляють значення дискрет аналогового сигналу.

Таким чином, структурна схема системи передавання буде виглядати так як представлено на рис. 3.1.

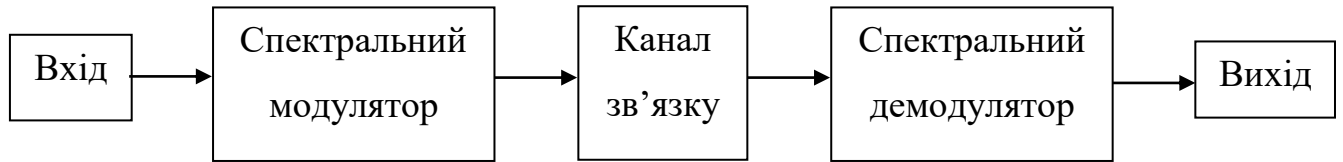


Рисунок 3.1 – Узагальнена структурна схема системи передавання інформації із застосуванням спектрального методу модуляції

Як видно із наведеної узагальненої структурної схеми, запропонована система передачі інформації незначним чином відрізняється за структурою від існуючих. Відмінними є лише способи модуляції і демодуляції. У даній структурній схемі (рис. 3.1) необхідно деталізувати два структурних елемента: спектральний модулятор та спектральний демодулятор.

Розглянемо побудову спектрального модулятора. Структурна схема яка реалізує метод спектральної модуляції сигналів представлена на рис. 3.2.

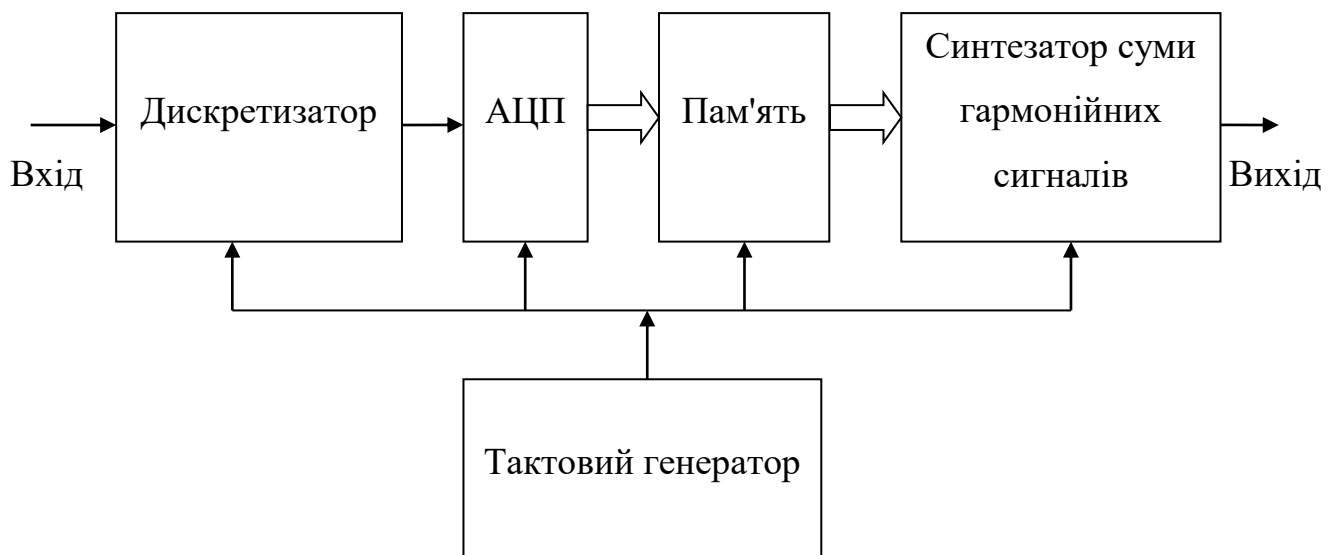


Рисунок 3.2 – Структурна схема спектрального модулятора

Дана структурна схема реалізує метод спектральної модуляції сигналів, який перетворює вхідний аналоговий сигнал у спектр частот, амплітуди яких дорівнюють значенням дискрет аналогового сигналу. Причому, спектр частот постійно змінюються у відповідності до змін аналогового сигналу. Процес модуляції у повній мірі відповідає математичній моделі і алгоритму функціонування розробленого у розділі 2 методу спектральної модуляції.

Наступним, розглянемо побудову спектрального демодулятора. Його структура повинна виконувати алгоритм демодуляції, з метою зворотнього претворення, закладеної у спектрі частот інформації про значення дискрет аналогового сигналу, у аналоговий сигнал. Для цього пропонується структурна схема наведена на рис. 3.3.

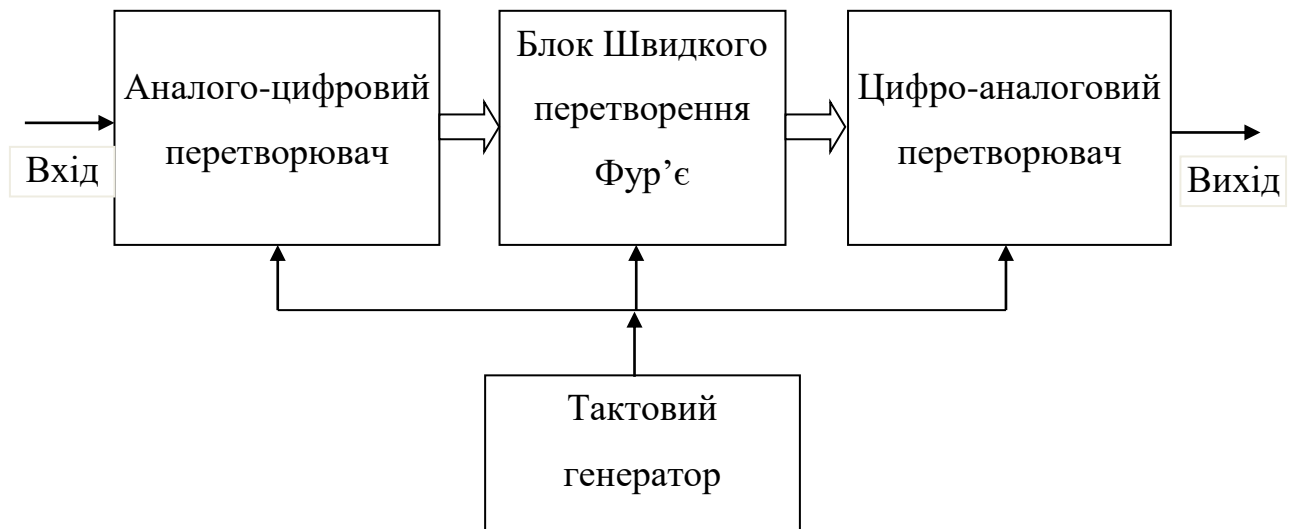


Рисунок 3.3 – Структурна схема спектрального демодулятора

У даній структурній схемі найважливішим елементом є блок швидкого перетворення Фурє. Саме він повинен забезпечити швидкодію методу. Як було показано у таблиці 2.1 попереднього розділу, чим ширший діапазон частот, тим швидкодійоючим мають бути перетворення. Аналого-цифрове і цифро-аналогове перетворення на даний час реалізовано у відповідних пристроях, які дозволяють із значною швидкістю обробляти аналогові сигнали у звуковому діапазоні. Тоді як перетворення Фурє використовує значну кількість математичних операцій. Звичайне дискретне перетворення Фурє реалізується за

декілька мільйонів операцій, що значно обмежує можливості застосування методу спектральної модуляції. Тому найбільш доцільним є застосування швидкого перетворення Фурє. Для визначення можливостей методу швидкого перетворення Фурє проведемо дослідження переваг і обмежень методу.

3.2 Дослідження методів швидкого перетворення Фурє

Відомо, що кількість операцій множення в дискретному перетворенні Фурє визначається як $n_{оп} = N^2$, то якщо ми зможемо отримати перетворення Фурє з двох перетворень Фурє меншого обсягу, то в результаті можна отримати вигоду по швидкодії. Вперше це вдалося американському вченому С. М. Rader. Розб'єм вихідний сигнал $x(n)$ на кілька послідовностей меншої довжини. У найпростішому випадку це буде дві послідовності: парні відліки сигналу і непарні відліки вхідного сигналу. Такий алгоритм обчислення спектра отримав назву швидке перетворення Фурє з проріджуванням по часу на 2.

Нехай кількість відліків цифрового сигналу $x(n)$ дорівнюватиме N . Тоді дискретне перетворення Фурє часової послідовності $x(n)$ буде записуватися наступним чином:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}}$$

Для скорочення запису при перетворенні формул зробимо заміну змінної. Комплексну частоту $e^{-j\omega}$ замінимо змінною W :

$$W_N^{nk} = e^{-j \frac{2\pi nk}{N}}$$

Тепер формула дискретного перетворення Фур'є буде виглядати наступним чином:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk}$$

Запишемо послідовність парних відліків сигналу $x(n)$ в наступному вигляді:

$$x_1(n) = x(2n), \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$$

Точно таким же чином запишемо непарні відліки вхідного сигналу:

$$x_2(n) = x(2n + 1), \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$$

Тепер представимо дискретне перетворення Фур'є через дискретні перетворення Фур'є парних і непарних послідовностей вхідних відліків сигналу:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n)W_N^{2nk} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n + 1)W_N^{(2n+1)k}$$

Розкриємо дужки в ступеня коефіцієнта W :

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n)W_N^{2nk} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n + 1)W_N^{2nk} W_N^k$$

В результаті математичних перетворень ми з'ясували, що два ДПФ парних і непарних тимчасових відліків вхідного сигналу можна об'єднати в дискретне перетворення Фур'є повної довжини, якщо підсумувати частотні відліки парної послідовності з твором частотних відліків непарної послідовності вхідних сигналів на комплексну експоненту WN . Кількість операцій множення при цьому значно зменшується в порівнянні з прямим обчисленням дискретного перетворення Фур'є. Тепер звернемо увагу, що відліки комплексної експоненти WN симетричні щодо $N / 2$. Графік комплексної експоненти WN наведено на рис. 3.4.

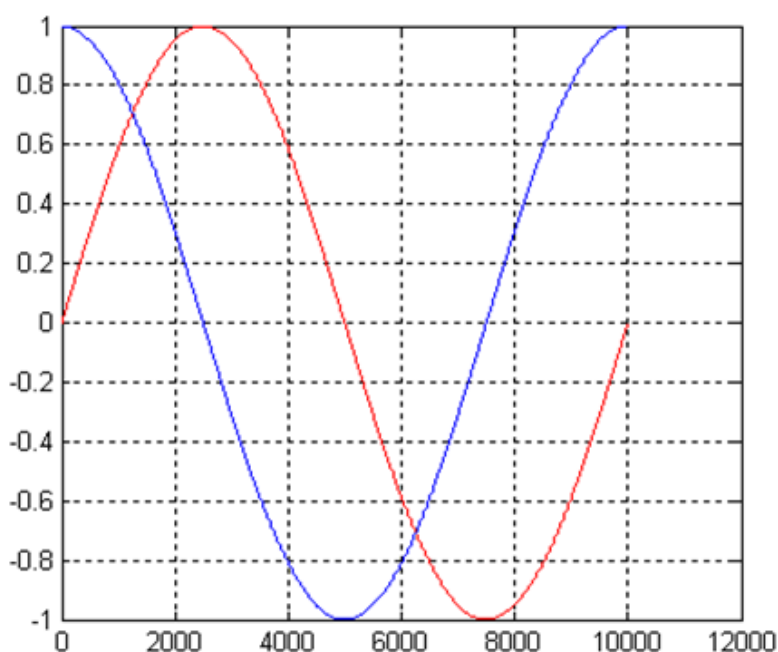


Рисунок 3.4 - Графіки реальної та уявної складових комплексної експоненти WN

За формулою Ейлера реальна складова комплексної експоненти є $\cos(x)$, а уявна складова - $\sin(x)$. На графіку $\sin(x)$ показаний червоним кольором, а $\cos(x)$ - синім, кількість точок одно 10000. З графіка чітко видно, що $\sin(n + N / 2) = -\sin(n)$ і $\cos(n + N / 2) = -\cos(n)$. В результаті цієї властивості комплексної експоненти все частотні відліки від 0 до $N / 2 - 1$ можна обчислити, підсумувавши частотні відліки парного і непарного ДПФ, а частотні відліки від

$N / 2$ до $N-1$ - обчисливши різницю. Граф обчислення швидкого перетворення Фур'є з проріджуванням по часу на 2 наведено на рис. 3.5.

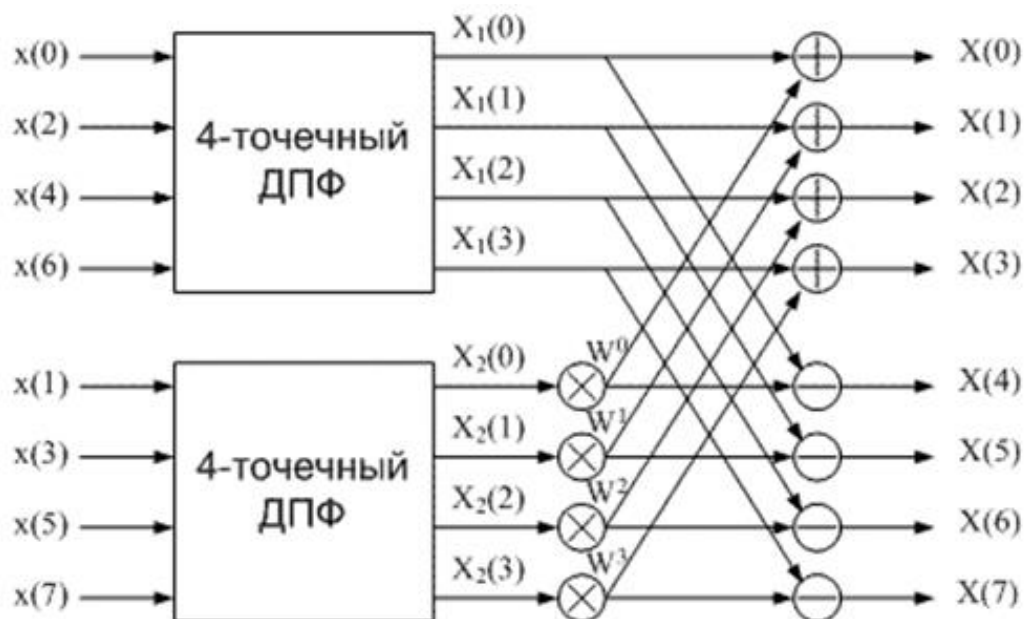


Рисунок 3.5 - Граф обчислення швидкого перетворення Фур'є

Якщо кількість відліків (точок) у вихідних ДПФ буде знову парним числом, то їх, в свою чергу, можна буде розбити на парні і непарні послідовності часових відліків. Це знову дозволить скоротити кількість операцій комплексного множення. Граф швидкого перетворення Фур'є при цьому прийме вид, зображений на рис. 3.6.

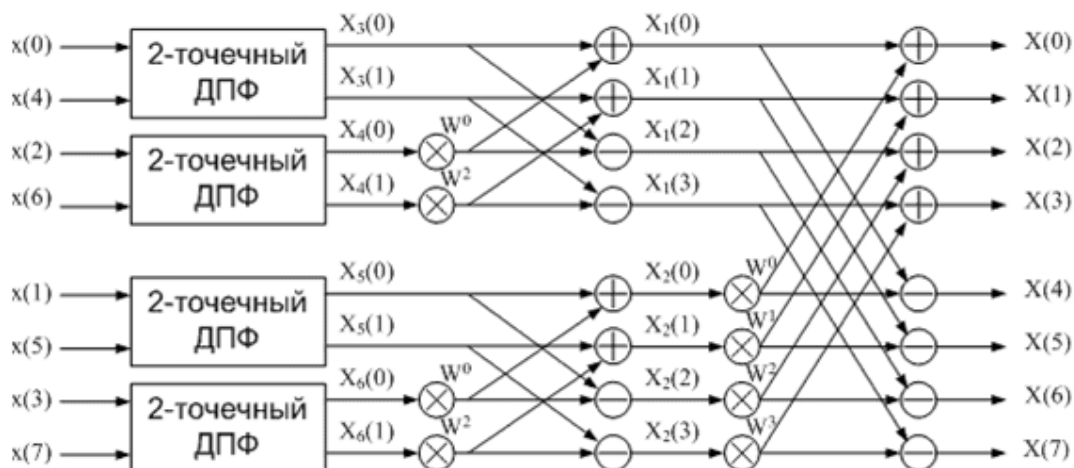


Рисунок 3.6 - Покращений граф обчислення швидкого перетворення Фур'є

Для остаточного алгоритму 8-ми точкового швидкого перетворення Фур'є з проріджуванням по часу граф буде виглядати, як це показано на рис. 3.7.

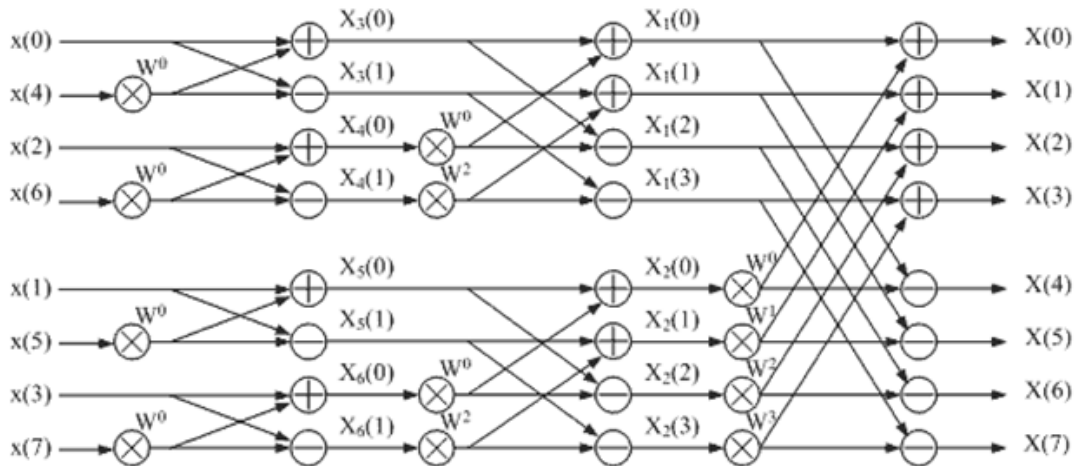


Рисунок 3.7 - Остаточний граф обчислення швидкого перетворення Фур'є

Тепер оцінимо вигоду отриманого алгоритму швидкого перетворення Фур'є з проріджуванням по часу. Найбільший вигоду виходить для довжини часової послідовності $N = 2^K$, так як в цьому випадку процес розбиття на дві послідовності вдається довести до 2-х точкового перетворення Фур'є. При цьому на кожному етапі об'єднання двох БПФ меншого порядку необхідно $N / 2$ операцій множення. Загальна кількість операцій комплексного множення для обчислення ШПФ необхідно:

$$N_{оп} = N/2 \times \log_2 N$$

Як приклад розглянемо швидке перетворення Фур'є (ШПФ) послідовності з 1024 відліків. Для прямого обчислення ДПФ нам би треба було N^2 операцій множення. Це приблизно 1 млн. операцій. При швидкому перетворенні Фур'є нам буде необхідно $512 \times 10 = 5120$ операцій комплексного множення. Вигода становить приблизно 200 раз. При оцінці кількості операцій слід враховувати,

що операція комплексного множення приблизно відповідає чотирьом звичайним множенням. Це може привести до того, що операція прямого перетворення Фур'є може дати виграш в два рази менший в порівнянні з очікуваним, тому що при прямому дискретно перетворенні Фур'є здійснюється множення реального числа на комплексне, а це дві операції звичайного множення.

Тепер звернемо увагу, що послідовність відліків сигналу на вході алгоритму швидкого перетворення Фур'є не відповідає природному перебігу часу. Її слід змінити таким чином. Для того, щоб визначити як слід переставити відліки скористаємося двійковим поданням номера вхідного відліку. При перестановці молодші і старші біти номера відліку міняються місцями. Як приклад розглянемо перестановку вхідних відліків 8-ми точкового ШПФ. Відповідність вхідних номерів відліків сигналу і номерів на вході алгоритму ШПФ приведено в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1.

Номер	Двійкове представлення	Двійково-інверсійна перестановка	Десіткове представлення
0	000	000	0
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	001	1
5	101	101	5
6	110	011	3
7	111	111	7

3.2 Висновки до розділу 3

У даному розділі проведено розробка структурних схем які реалізують метод спектральної модуляції аналогового сигналу. Узагальнена структурна схема, запропонована система передачі інформації незначним чином відрізняється за структурою від існуючих. Відмінними є лише способи модуляції і демодуляції. Найбільш вагомими є: спектральний модулятор та спектральний демодулятор.

Розроблена структурна схема що реалізує метод спектральної модуляції сигналів, який перетворює вхідний аналоговий сигнал у спектр частот, амплітуди яких дорівнюють значенням дискрет аналогового сигналу. Причому, спектр частот постійно змінюються у відповідності до змін аналогового сигналу.

Розроблена структура спектрального демодулятора. Його структура виконує алгоритм демодуляції, з метою зворотнього претворення, закладеної у спектрі частот інформації про значення дискрет аналогового сигналу, у аналоговий сигнал.

Проведно дослідження методів швидкого перетворення Фур'є. Показано що при швидкому перетворенні Фур'є нам буде необхідно $512 \times 10 = 5120$ операцій комплексного множення. Виграш становить приблизно 200 раз.

РОЗДІЛ 4

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ЗМЕНШЕННЯ CREST-ФАКТОРУ СИГНАЛУ

4.1 Математичне модулювання методу спектральної модуляції

Розглядаючи метод спектральної модуляції полягає у сумуванні гармонійних складових амплітуди яких пропорційні значенням дискрет аналогового сигналу. Модуляція проводиться у відповідності до виразу (2.3) і цей процес є циклічним.

Для дослідження працездатності методу модуляції проведемо математичне модулювання. Для цього у програмному комплексі математичного модулювання MatLab 18 написано програму (додаток Б.1), що реалізує алгоритм модуляції сигналу:

$$s(t) = a_0 \sin(\omega t). \quad (4.1)$$

Результат моделювання наведено на рис. 4.1 та на рис. 4.2. Як видно з рисунку, модульований сигнал суттєво за формою відрізняється від модулюючого сигналу. Спектр модульованого сигналу за об'ємом повторює модулюючий сигнал. Задамо сигнал що представляє собою складний сигнал. Нехай він складається з двох гармонійних складових:

$$s(t) = a_0 \sin(\omega t) + a_0 \sin(2\omega t). \quad (4.2)$$

Форма такого сигналу буде складною. Програма що реалізує моделювання його наведена у додатку Б.2.

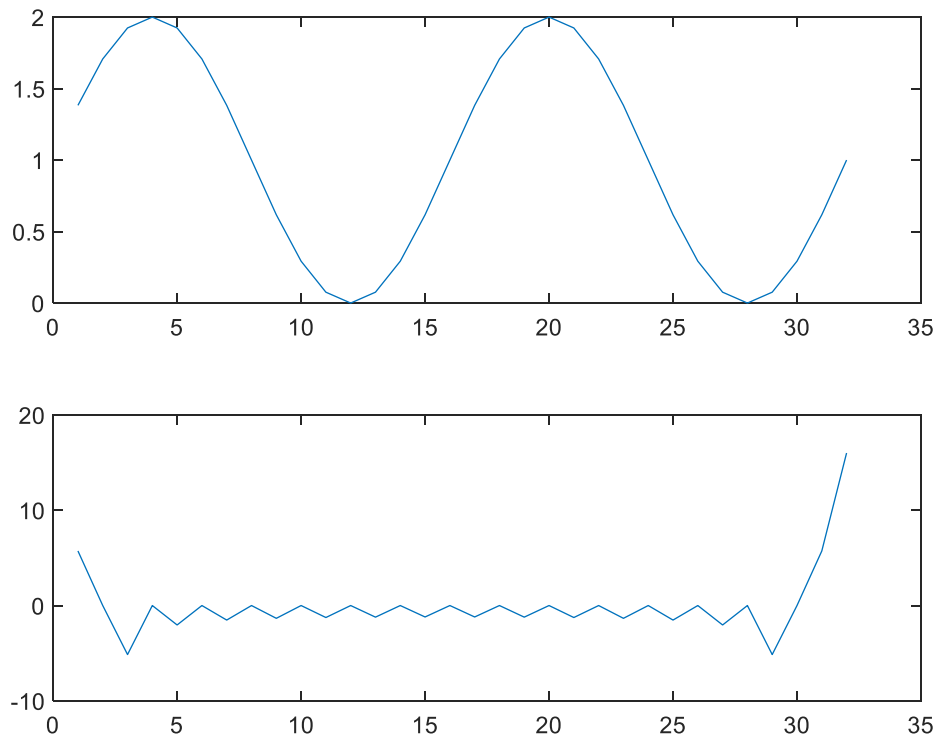


Рисунок 4.1 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції гармонійного сигналу (а – модулюючий сигнал, б – модульований сигнал)

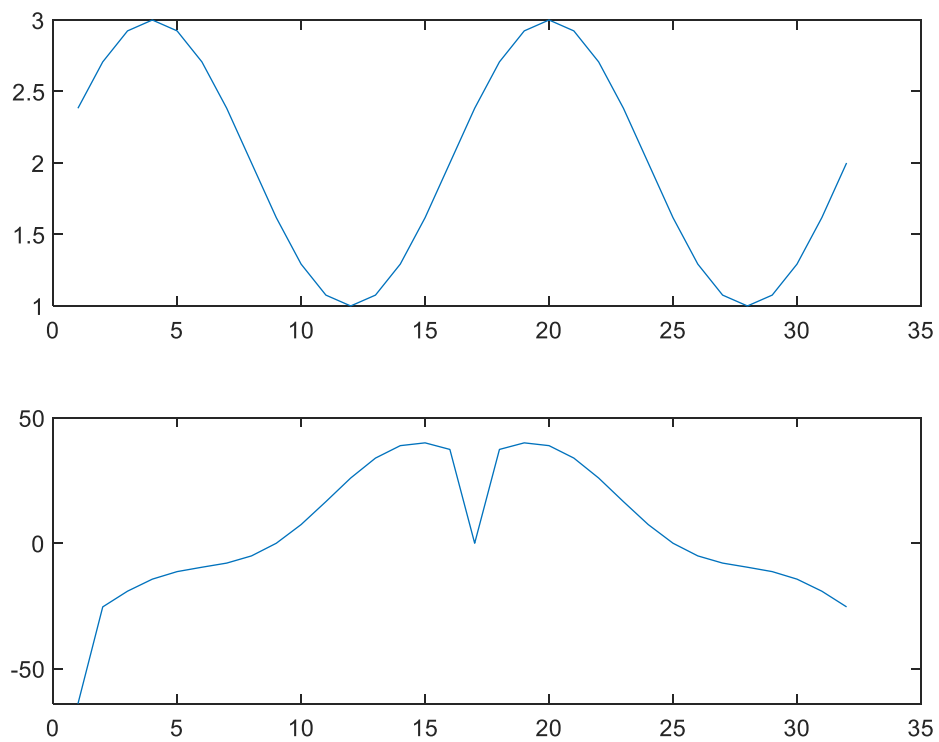


Рисунок 4.2 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції гармонійного сигналу (а – модулюючий сигнал, б – спектр сигналу)

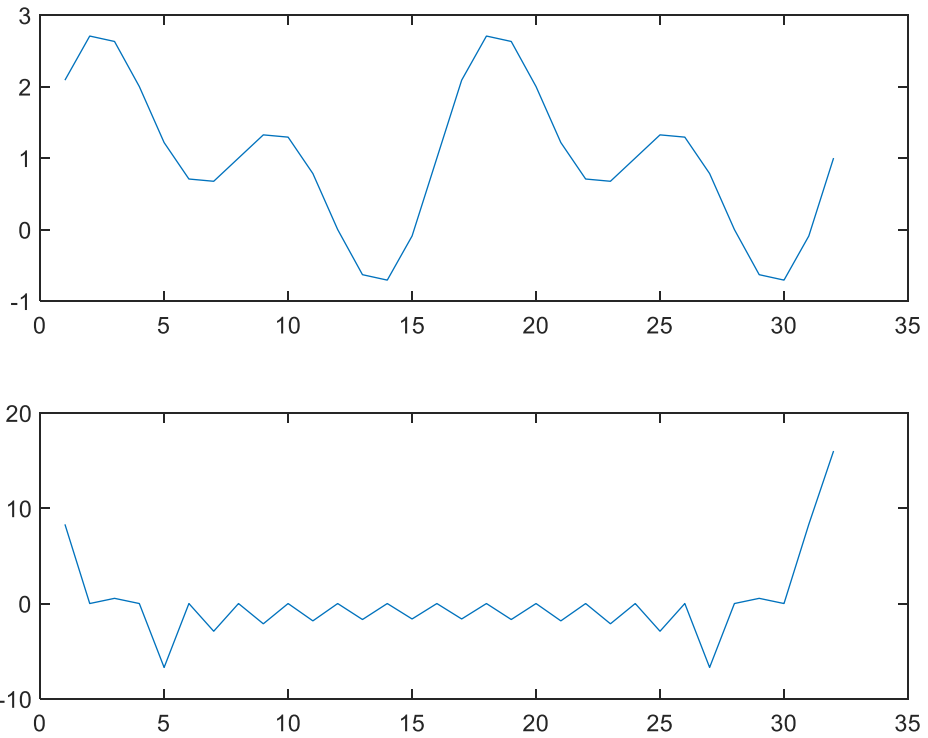


Рисунок 4.3 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції суми гармонічних сигналів (а – модулюючий сигнал, б – модульований сигнал)

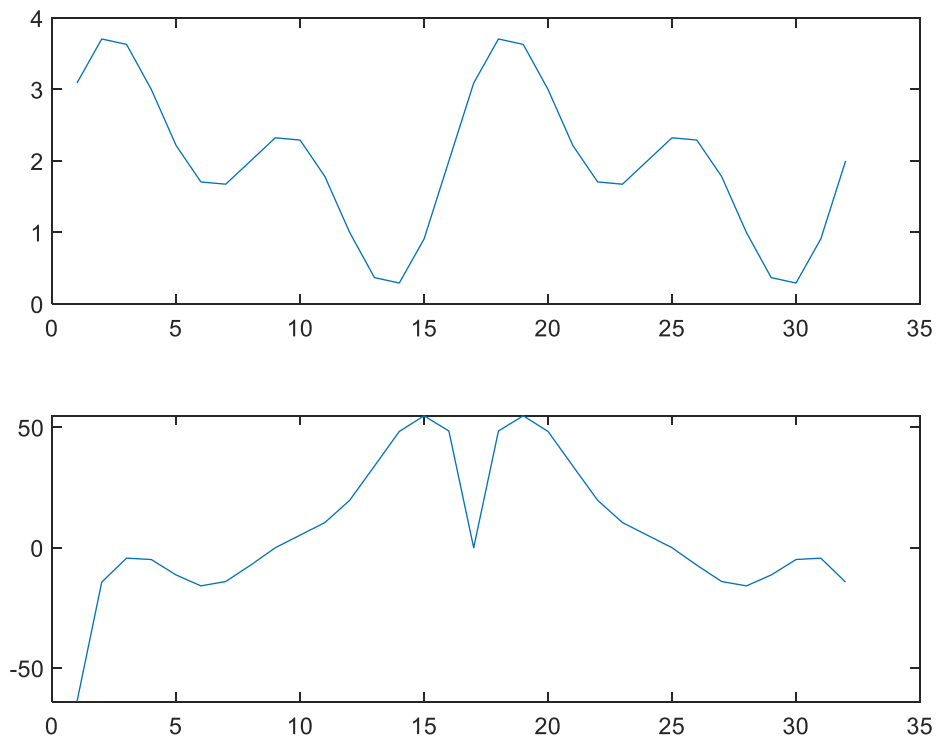


Рисунок 4.4 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції суми гармонічних сигналів (а – модулюючий сигнал, б – спектр сигналу)

У випадку реалізації косинусного сигналу:

$$s(t) = a_0 \cos(\omega t). \quad (4.3)$$

Результат моделювання наведено на рис. 4.5 та на рис. 4.6. Як видно з рисунку, модульований сигнал суттєво за формою відрізняється від модулюючого сигналу. Спектр модульованого сигналу за обвідною повторює модулюючий сигнал. Задамо сигнал що представляє собою складний сигнал. Нехай він складається з двої косинусних складових:

$$s(t) = a_0 \cos(\omega t) + a_0 \cos(2\omega t). \quad (4.4)$$

Форма такого сигналу буде складною.

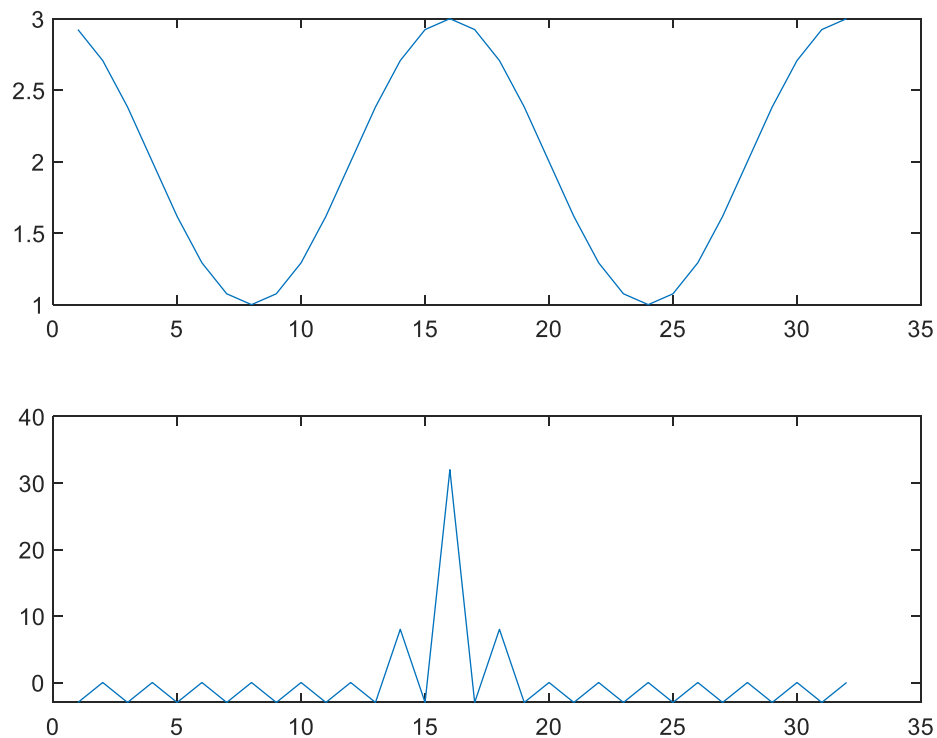


Рисунок 4.5 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції гармонійного сигналу (а – модулюючий сигнал, б – модульований сигнал)

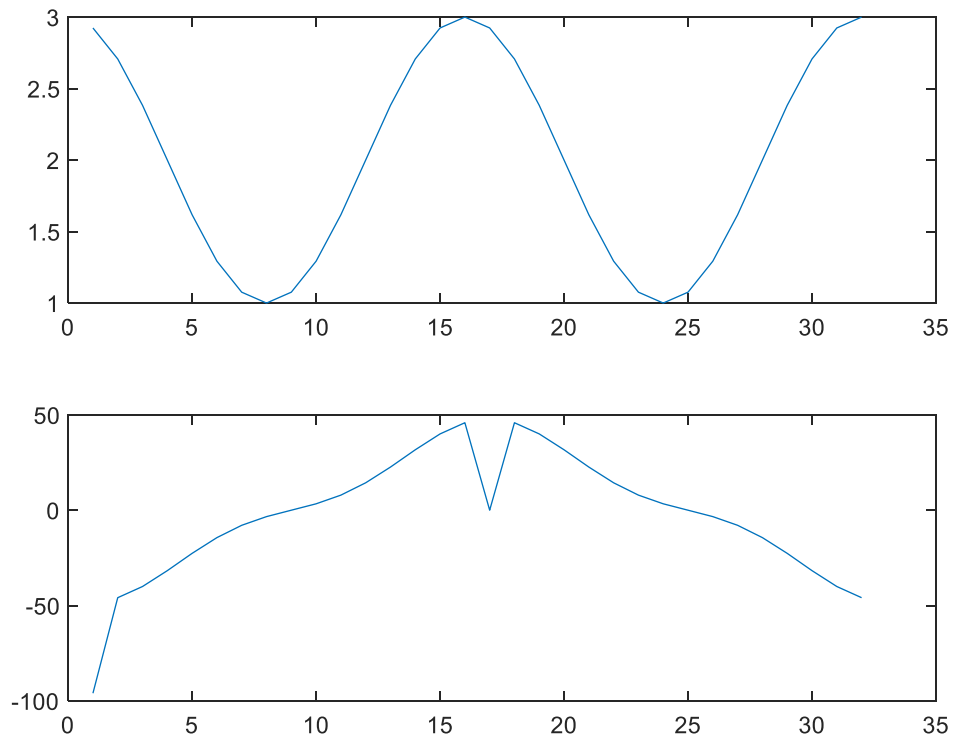


Рисунок 4.6 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції гармонійного сигналу (а – модулюючий сигнал, б – спектр сигналу)

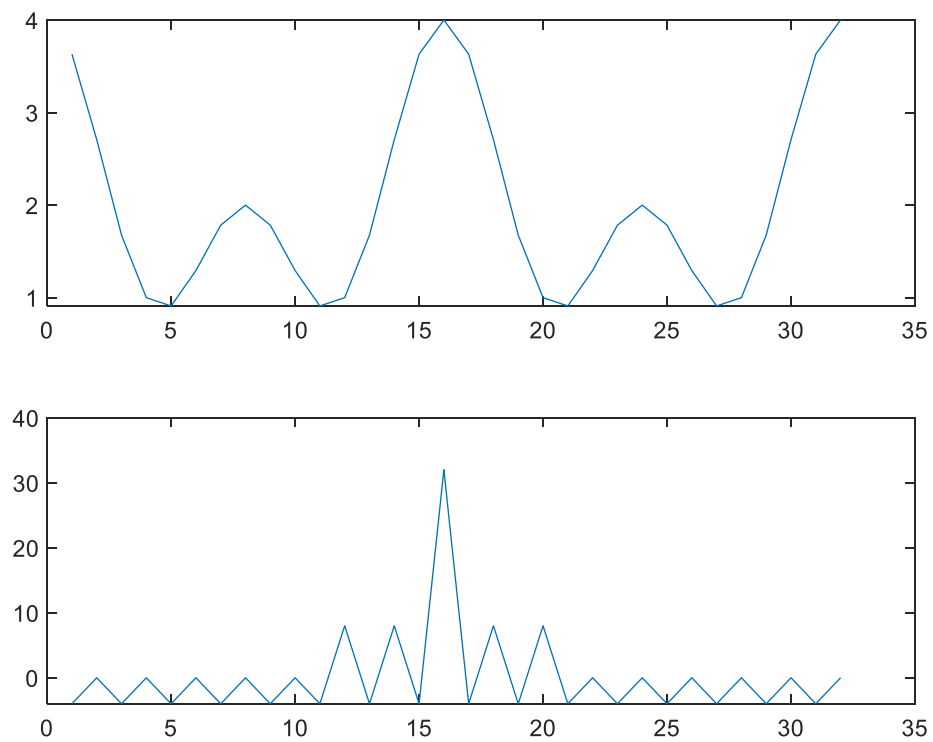


Рисунок 4.7 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції суми гармонічних сигналів (а – модулюючий сигнал, б – модульований сигнал)

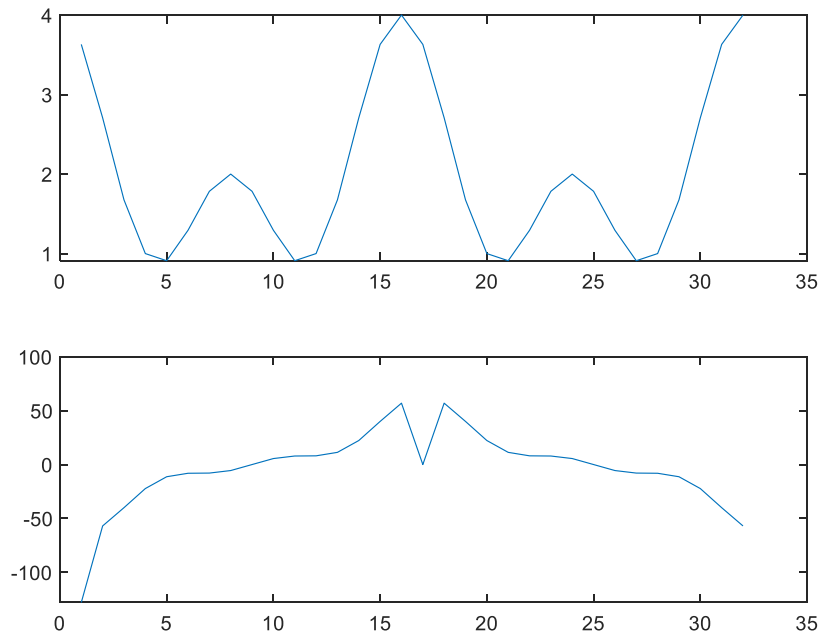


Рисунок 4.8 Математичне моделювання процесу спектральної модуляції суми гармонічних сигналів (а – модулюючий сигнал, б – спектр сигналу)

4.2 Дослідження методів зниження пік-фактору сигналу

Наведені результати моделювання показують, що такі сигнали мають значний crest-фактор. Загалом такий сигнал можна записати наступними формулами:

$$s(t) = \sin(\omega t) + \sin(2\omega t + \phi_{i1}) + \sin(3\omega t + \phi_{i2}) + \dots \sin(n\omega t + \phi_{in}), \quad (4.5)$$

$$s(t) = \cos(\omega t) + \cos(2\omega t + \phi_{i1}) + \cos(3\omega t + \phi_{i2}) + \dots \cos(n\omega t + \phi_{in}), \quad (4.6)$$

де ω – частота, $\phi_{i1}, \phi_{i2}, \phi_{in}$ – початкові фази другої, третьої та n -ї спектральних складових сигналу $s(t)$.

Сигнал є сумою спектральних складових, які мають свої частоти і початкові зсуви фаз. Проводячи покрокове проходження вздовж значень початкових фаз $\phi_{i1}, \phi_{i2}, \phi_{in}$ спектральних складових сигналу $s(t)$ з частотами

$2\omega \dots n\omega$ по усіх значеннях із зміщенням $\Delta\varphi$, отримуємо з набору сигналів, тільки ті сигнали що мають прямокутний спектр щонайменше мінімальне значення пік – фактору. Із усієї сукупності значень crest-факторів обираємо найменше.

Розглянемо сигнал $s(t)$, який складається з 5-и гармонік. Він має вигляд:

$$s(t) = \sin(\omega t) + \sin(2\omega t + \phi_{i1}) + \sin(3\omega t + \phi_{i2}) + \sin(4\omega t + \phi_{i3}) + \sin(5\omega t + \phi_{i4}) \quad (4.7)$$

При зміні початкових фаз змінюється форма сигналу. На зміну crest-фактору впливає зміна фазового зсуву сигналу $s(t)$. При нульових значеннях початкових фаз всіх гармонік сигналу $s(t)$ crest-фактор дорівнює 3. Графік сигналу $s(t)$ без зміни початкової фази гармонік представлений на рис. 4.7.

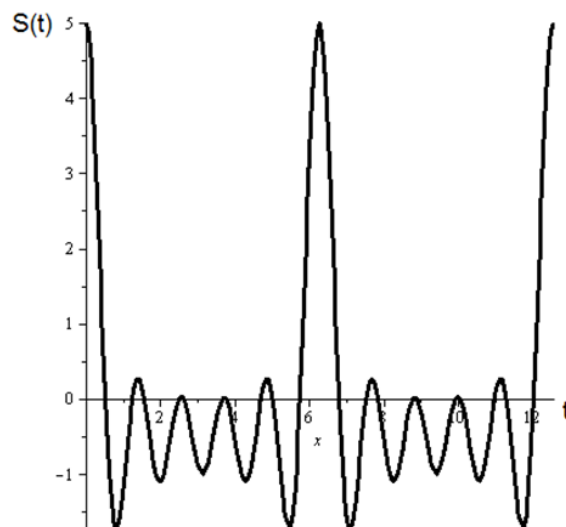


Рис. 4.7. Сигнал $s(t)$ без зміни початкової фази гармонік

Якщо взяти той самий сигнал $s(t)$ і змінити фазу останньої гармоніки на 90° , crest-фактор такого сигналу змінився з 3 до 2,7. Графік сигналу зі зміною початкової фази останньої гармонійної складової представлений на рисунку 4.8.

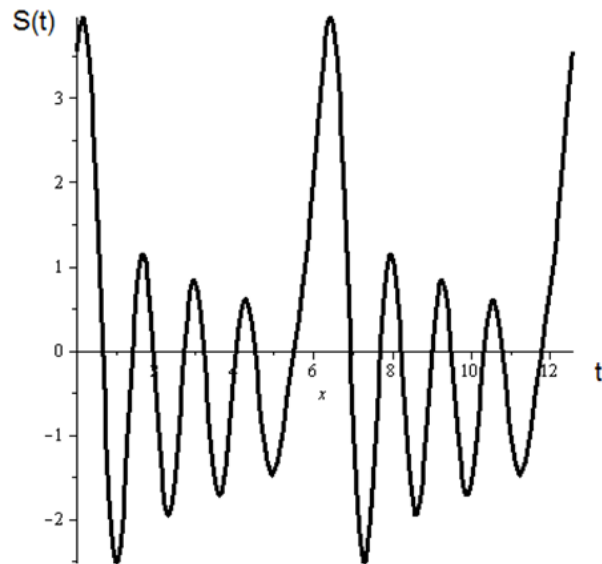


Рис. 4.8. Сигнал $s(t)$ з зміною початкової фази останньої гармоніки на 90°

Якщо ж змінити початкові фази всіх гармонік сигналу $s(t)$ з прямокутним спектром на кут $22,5^\circ$. То ми побачимо, що crest-фактор такого сигналу буде дорівнювати 2,18.

Графік сигналу $s(t)$ зі зміною початкової фази всіх гармонік представлений на рисунку 4.9.

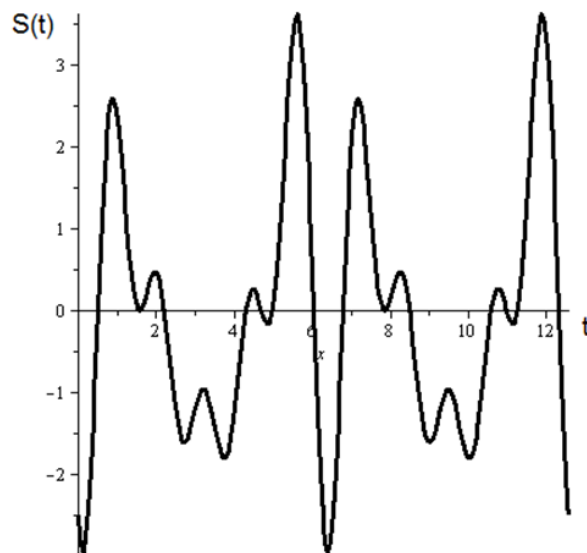


Рис. 4.9. Сигнал $s(t)$ зі зміною початкової фази всіх гармонік на $22,5^\circ$

З наведених вище графіків можна зробити висновок, що при зміні початкової фази гармонік сигналу $s(t)$ змінюється значення crest-фактора. Без

зміни початкової фази гармонік сигналу $s(t)$ crest-фактор дорівнює 3. При зміні однієї фази останньої гармоніки сигналу $s(t)$ можна спостерігати незначну зміну crest-фактора з 3 до 2,7. При зміні початкової фази всіх гармонік сигналу $s(t)$ ми спостерігаємо значне зменшення crest-фактору сигналу з 3 до 2,18. Отже, якщо правильно підібрати значення початкових фаз $\varphi_{i1}, \varphi_{i2}, \varphi_{in}$ гармонік сигналу $s(t)$ можна суттєво зменшити значення crest-фактора сигналу і збільшити його енергію. Причому при різних фазових зсувах значення crest-фактору різне. І тільки при певних наборах початкових фаз гармонік crest-фактор мінімальний.

В нашому дослідженні нам необхідно знайти таке значення початкових фаз гармонік сигналу $s(t)$, яке б давало мінімум значення crest-фактора при різних наборах гармонік. Для цього спробуємо знайти мінімальне значення crest-фактора та фазового зсуву для нього використовуючи сигнали, які складаються з двох, трьох, чотирьох та п'яти гармонік відповідно.

Для знаходження сигналу з прямокутним спектром і мінімальним crest-фактором спочатку розглянемо сигнал $s(t)$, який складається з двох гармонік.

В загальному випадку формулу для визначення crest-фактора можна записати так:

$$pk_factor = \frac{\max S(t)}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt}}, \quad (4.9)$$

де T – період сигналу, $\max s(t)$ – максимальне значення функції $s(t)$.

Сигнал $s(t)$ для двох гармонік записується наступним виразом:

$$s(t) = \sin(\omega t) + \sin(2\omega t + \phi_{i1}), \quad (4.10)$$

де ω – частота, ϕ_{i1} – зсув фаз відповідно другої гармонічної складової сигналу $s(t)$.

Скористаємось методом перебору усіх можливих значень crest-фактора і з них виберемо найменший. Для цього першу гармоніку фіксуємо і починаємо змінювати фазу другої гармоніки φ_{i1} з зміщенням 1° . Результати обчислення залежності значень crest-фактора від зміни початкових фаз зведені в таблицю 4.1. У зв'язку з громіздкістю розрахунків і великою кількістю значень crest-факторів ми привели проміжні результати розрахунку з зміщенням $22,5^\circ$.

Таблиця 4.1

Розрахунок значень crest-фактора для двох гармонік сигналу $s(t)$

φ_{i1}	0	22,5	45	67,5	90	112,5	135	157,5	180
Pik	2	1,984	1,938	1,863	1,760	1,863	1,938	1,984	2
φ_{i1}	202,5	225	247,5	270	292,5	315	337,5	360	
Pik	1,984	1,938	1,863	1,760	1,863	1,938	1,984	2	

З даних таблиці 4.1 видно, що при фазових зсувах 90° та 270° ми спостерігаємо два мінімальні значення crest-фактора, які повторюються. Значення пік фактору в цих точках дорівнює 1,760.

Графік зміни crest-фактора при зміні фазового зсуву функції $s(t)$ для двох гармонік сигналу $s(t)$ представлений на рис. 4.10.

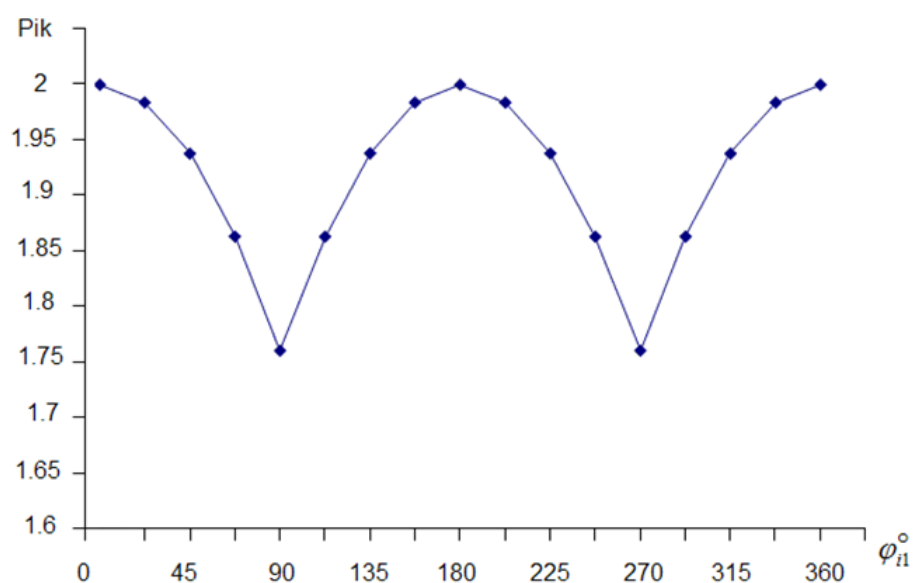


Рис. 4.10. Графік зміни crest-фактора при зміні фазового зсуву функції $S(t)$ для двох гармонік

Графіки функції $s(t)$ у точках, що відповідають мінімуму crest-фактора для двох гармонік, представлені на рис. 4.11, 4.12.

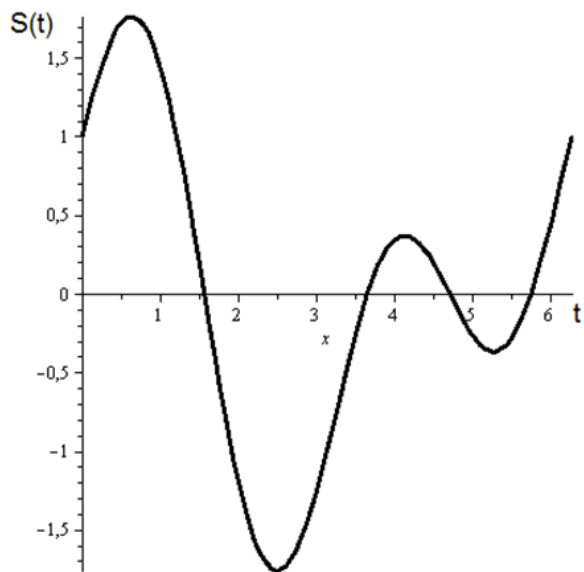


Рис. 4.11. Графік функції $s(t)$ для першого мінімуму crest-фактора при фазовому зсуві 90°

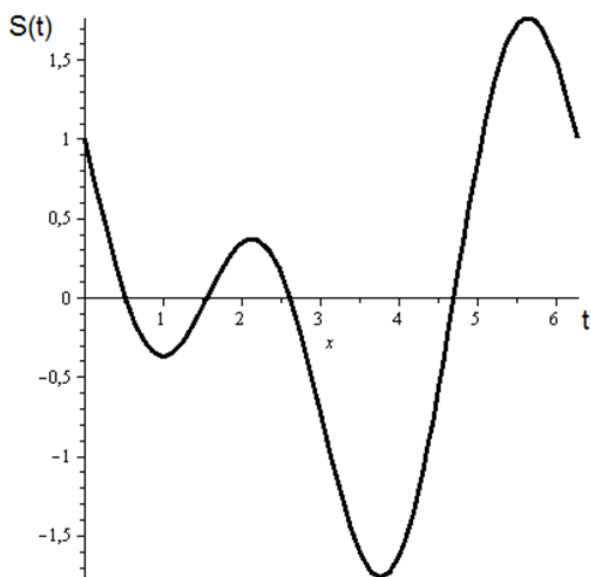


Рис. 4.12. Графік функції $s(t)$ для другого мінімуму crest-фактора при фазовому зсуві 270°

Час визначення мінімального crest-фактора для сигналу $S(t)$ за один цикл програми визначається за формулою:

$$T = t_C + t_{\max S(t)} + t_{\text{ser } S(t)} + t_{\text{pic}}, \quad (4.11)$$

де t_C – час який затрачається на визначення сигналу $S(t)$, $t_{\max S(t)}$ – час який затрачається на визначення максимального значення сигналу $S(t)$, $t_{\text{ser } S(t)}$ - час який затрачається на визначення середньоквадратичного значення сигналу $S(t)$, t_{pic} - час який затрачається на визначення crest-фактора сигналу $S(t)$.

Кількість програмних циклів визначається за наступною формулою:

$$N = \left(\frac{360}{\Delta} \right)^{n-1}, \quad (4.12)$$

де Δ – крок, з яким відбувається зсув фази, n – кількість гармонік сигналу $S(t)$.

Загальний час визначення мінімального crest-фактору для сигналу $S(t)$ визначається за формулою:

$$T_3 = T \cdot N. \quad (4.13)$$

В результаті визначення мінімального crest-фактора сигналу $S(t)$ з прямокутним спектром було встановлено, що тривалість 1-го циклу програми складає 10^{-3} с.

$$\text{Отже, для 2-х гармонік: } T_3 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{360}{1} \right)^{2-1} = 0,36 \text{ с;}$$

$$\text{для 3-х гармонік: } T_3 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{360}{1} \right)^{3-1} = 2,16 \text{ хв;}$$

$$\text{для 4-х гармонік: } T_3 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{360}{1} \right)^{4-1} = 12,96 \text{ год;}$$

$$\text{для 5-и гармонік: } T_3 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{360}{1} \right)^{5-1} = 194 \text{ доби.}$$

Знайти мінімальний crest-фактор для однієї гармоніки, тобто точніше для двох, за умови, яка була наведена вище, перша гармоніка рахується як φ_0 і потреба у її постійному описі практично не суттєва. В даному випадку ця задача вважається простою, без несподіванок у результатах.

Після знаходження мінімуму ми зміщуємося по наступною фазою. Під час цього зміщенні, в результаті обчислень, локальні Мінімальні значення змінюються за спіральною лінією. Далі, на рис. 4.13, наведений вигляд даної залежності.

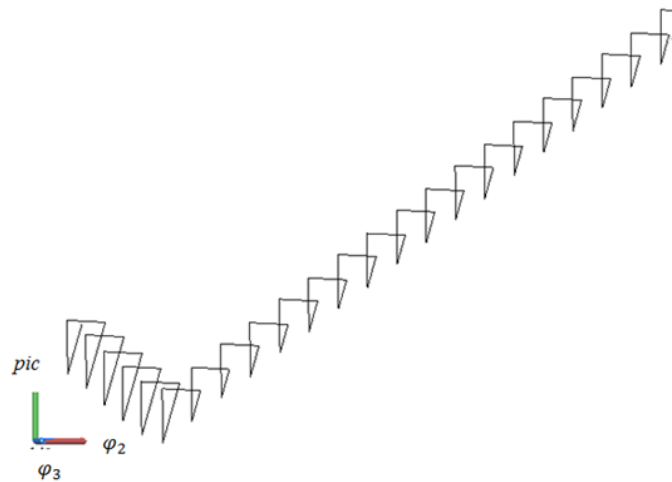


Рис. 4.13. Графічне представлення характеристики розподілу мінімумів crest-фактора для трьох гармонік

Для знаходження загальної тенденції, необхідно робити усереднення. Для цього найкращим чином підходять методи математичної статистики, а саме кореляційний аналіз та регресійні характеристики. Для випадкового вектору (φ_i, pic_i) вибірки (об'єму n) є n пар значень ознак $(\varphi_1, pic_1), (\varphi_2, pic_2), \dots, (\varphi_n, pic_n)$. В даному випадку говорять про зв'язану вибірку в протизагу незалежним вибіркам, де абсолютно незалежно одне від одного в n_1 значень φ та n_2 значень pic . Для прямих регресії можуть бути надані оцінки, або теоретичні характеристики регресії, які можна оцінити за вибірками, частково виходять

наступні оцінки для: $\mu_\varphi = \tilde{\varphi} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \varphi_i$; для $\mu_{pic} = \tilde{pic} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n pic_i$; для

$\sigma_{\varphi}^2 : s_{\varphi}^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\varphi_i - \tilde{\varphi})^2$ для $\sigma_{pic}^2 : s_{pic}^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (pic_i - pic_{\tilde{c}})^2$. Для коваріації отримують в якості оцінки так звану емпіричну коваріацію $m_{\varphi_i, pic_i} = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\varphi_i - \tilde{\varphi})(pic_i - pic_{\tilde{c}})$. Отже, міняючи теоретичні значення їх оцінками (емпіричними величинами), получають оцінки для теоретичних кореляційних та регресивних характеристик. Наприклад, емпіричний коефіцієнт кореляції:

$$r = \frac{m_{\varphi_i, pic_i}}{S_{\varphi} S_{pic}} = \frac{\sum_{i=1}^n (\varphi_i - \tilde{\varphi})(pic_i - pic_{\tilde{c}})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (\varphi_i - \tilde{\varphi})^2 \sum_{i=1}^n (pic_i - pic_{\tilde{c}})^2}}. \quad (4.14)$$

Аналогічно отримують емпіричні коефіцієнти регресії:

$$b_{\frac{pic}{\varphi}} = r \frac{S_{pic}}{S_{\varphi}} = \frac{m_{\varphi_i, pic_i}}{S_{\varphi}^2}, b_{\frac{\varphi}{pic}} = r \frac{S_{\varphi}}{S_{pic}} = \frac{m_{\varphi_i, pic_i}}{S_{pic}^2}, \quad (4.15)$$

а емпіричні прямі регресії:

$$pic = pic_{\tilde{c}} + b_{\frac{pic}{\varphi}} (\varphi_i - \tilde{\varphi}), \varphi = \tilde{\varphi} + b_{\frac{\varphi}{pic}} (pic_i - pic_{\tilde{c}}). \quad (4.16)$$

Кожне значення вибірки (φ_i, pic_i) представляє одну точку в площині (φ, pic) . Зазвичай, беруть 5-10 точок, які можуть на графіку, показати напрямок спадання або підйому значення crest-фактора, що й дасть змогу встановити, які значення кута початкової фази підставляти, та на якому значенні пстановлення припинити.

Висновки по розділу 4

В розділ проведено математичне модулювання спектрального методу модуляції аналогового сигналу. Показано, що при перетвореннях згідно алгоритму методу дискретні значення аналогового сигналу трансформуються у значення амплітуд спектральних складових.

Проведно дослідження можливості зменшення crest-фактору модульованого сигналу з метою покращення енергетичних характеристик вихідного модульованого сигналу. Показано, що для зменшення crest-фактору необхідно змінювати за запропонованим алгоритмом фазовий спектр сигналу.

ВИСНОВКИ

Проведені дослідження електричних сигналів дозволили визначити що усі сигнали поділяються на детерміновані, якими називають будь-який сигнал, миттєве значення якого в будь-який момент часу можна передбачити з вірогідністю одиниця. Та на випадкові, до яких відносять сигнали, миттєві значення яких заздалегідь невідомі і можуть бути передбачені лише з певною ймовірністю, меншою одиниці. Такими сигналами є, наприклад, електрична напруга, відповідне мови, музики, послідовності знаків телеграфного коду при передачі неповторюваного тексту.

Проведно розробку математичних моделей модуляції та демодуляції сигналів за спектральним методом. Запропоновано дискети сигналів перетворювати у значення амплітуд спектральних складових суми гармонійних сигналів.

Провдено дослідження швидкодії методу спектральної модуляції. Показано, що кількість дискрет i , відповідно, кількість гармонік модульованого сигналу на пряму впливають на швидкодію методу.

Розроблена структурна схема що реалізує метод спектральної модуляції сигналів, який перетворює вхідний аналоговий сигнал у спектр частот, амплітуди яких дорівнюють значенням дискрет аналогового сигналу. Причому, спектр частот постійно змінюються у відповідності до змін аналогового сигналу.

Проведно дослідження методів швидкого перетворення Фур'є. Показано що при швидкому перетворенні Фур'є нам буде необхідно $512 \times 10 = 5120$ операцій комплексного множення.

Проведено математичне модулювання спектрального методу модуляції аналогового сигналу. Показано, що при перетвореннях згідно алгоритму методу дискретні значення аналогового сигналу трансформуються у значення амплітуд спектральних складових.

Проведно дослідження можливості зменшення crest-фактору модульованого сигналу з метою покращення енергетичних характеристик вихідного модульованого сигналу. Показано, що для зменшення crest-фактору необхідно змінювати за запропонованим алгоритмом фазовий спектр сигналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Зюко А.Г. Теория передачи сигналов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. - Изд. 2-е, перераб. и дополнен. - М.: Радио и связь, 1986. - 304 с.
2. Зюко А.Г. Теория электрической связи: учебник для вузов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров. - М.: Радио и связь, 1998.
3. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. / Бернард Скляр. - Изд. 2-2, испр. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. - 1104 с.
4. Григоровский Л.Ф. Теория электрической связи. Модели сигналов и методы их преобразования в системах связи : учеб. пособие / Л.Ф. Григоровский, В.И. Коржик, В.Г. Красов, В.Ф. Кушнир. - Л.: ЛЭИС. - 1990.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. - Изд. 2-е, перераб. и дополнен. - М.: "Радио и связь", 1982. - 624 с.
6. Куликов Л.Н. Теория электрической связи. Основы сверточного кодирования : учеб. пособие / Л.Н. Куликов, М.Н. Москалец. - СПб., 2006.
7. Бронштейн И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. - М. : Наука, 1980. - 976 с.
8. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике / М.Я. Выгодский. - М. : Наука, 1969. - 872 с.
9. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. - М. : Наука, 1973. - 832 с.
10. Баскаков А.И. Зондирующие радиолокационные сигналы / А.И. Баскаков, Ю.И. Лукашенко, Л.А. Щернакова. - М. : МЭИ, 1990. - 77 с.
11. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С.И. Баскаков. - М. : Высшая школа, 1983. - 536 с.
12. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. - [4-е изд., перераб.]. - М. : Радио и связь, 1986. - 512 с.
13. Шамриков Б.М. Основы теории цифровых систем управления / Б.М. Шамриков. - М. : Машиностроение, 1985. - 296 с.

14. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-мл. ; [пер. с англ.]. – М. : Мир, 1990. – 584 с.
15. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М. : Мир, 1978. – 848 с.
16. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1989. – 448 с.
17. Раушер К. Основы спектрального анализа / К. Раушер, Ф. Йанссен, Р. Минихольд ; [пер. с англ. С.М. Смольского ; под ред. Ю.А. Гребенко]. – М. : Горячая линия–Телеком, 2006. – 224 с.
18. Поляков П.Ф. Потенциальные возможности дисперсионных анализаторов спектров сигналов и новые области их применения / П.Ф. Поляков. - ТР. ВНИИФТРИ. – 1975. – 268 с.
19. Бендат Дж. Применение корреляционного и спектрального анализа / Дж. Бендат, А. Пирсол ; [пер. с англ.]. – М. : Мир, 1983. – 312 с.
20. Кривошеев В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ) : [учебно-методический материал по программе повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации»] / В.И. Кривошеев. – Нижний Новгород, 2006. – 117 с.
21. Robert W. Ramierez The FFT: Fundamentals and Concepts. Robert W. Ramierez. Prentice-Hall, 1985. 130 p.
22. Б. Голд, Ч. Рейдер Цифровая обработка сигналов. пер. с англ., под ред. А. М. Трахтмана. М., "Сов. радио", 1973, 368 с.
23. Ричард Лайонс Цифровая обработка сигналов. — 2-е. — М: Бином-Пресс, 2006. — 656 с.
24. Куприянов М. С. Матюшкин Б. Д. Цифровая обработка сигналов. — 2-е. — СПб: Политехника, 2000. — 592 с.
25. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. — 2-е. — СПб: Питер, 2006. — 751 с.
26. Чечельницкий В.Я. Пик-фактор многочастотных шумоподобных сигналов, кодированных эквивалентными классами совершенных двоичных

- решеток / В.Я. Чечельницкий, А.В. Троянский // Труды Одесского политехнического университета. – 2005. – № 2. – С. 181–186.
27. Демьянов В.Ф. К минимизации максимального уклонения / В.Ф. Демьянов // Вестник ЛГУ. – 1966. – № 7. – С. 21–28.
28. Демьянов В.Ф. Введение в минимакс / В.Ф. Демьянов, В.Н. Малоземов. – М., 1972. – 368 с.
29. Чеботарёв Н.Г. Собрание сочинений. В 2-х томах. Том 2 / Делоне Б. Н. (отв. редактор). - М. - Л.: Издательство Академии Наук СССР, 1949. - 421 с.
30. Чебышев П.Л. Вопросы о наименьших величинах, связанных с приближенным представлением функций / П.Л. Чебышев // Собр. соч. : т. 2. – М. : Изд. АН СССР, 1947. – С. 151–238.
31. Калиткин Н.Н. Численные методы / Н.Н. Калиткин. – М.: Наука, 1978. – 512 с.
32. Самарский А.А. Численные методы / А.А. Самарский, А.В. Гулин. – М.: Наука, 1989. – 432 с.
33. Бахвалов, Н. С. Численные методы : учеб. пособие / Н. С. Бахвалов, Н. П. Жидков, Г. М. Кобельков. – М.: Наука, 1987. – 598 с.
34. Демидович Б.П. Основы вычислительной математики / Б.П. Демидович. – К.: Ин-т математики, 1970. – 111 с.
35. Волков, Е. А. Численные методы : учеб. пособие / Е. А. Волков. – М.: Наука, 1982. – 254 с.
36. Колдаев В.Д. Численные методы и программирование / В.Д. Колдаев. – М.: ИД «ФОРУМ», 2009. – 336 с.
37. Уоткинс Д.С. Название: Основы матричных вычислений / Д.С. Уоткинс. – М.: БИНОМ, 2006. – 664 с.
38. Буслов В.А. Численные методы : т.1. Исследование функций / В.А. Буслов, С.Л. Яковлев. – СПб.: СПбГУ, 2001. – 44 с.
39. Боглаев Ю.П. Вычислительная математика и программирование : учебное пособие для студ. вузов / Ю.П. Боглаев. – М.: Высшая школа, 1990. – 544 с.
40. Гринчишин Я.Т. Turbo Pascal: Чисельні методи в фізиці та математиці : навч. посібник / Я.Т. Гринчишин. – Тернопіль, 1994. – 121 с.

41. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции...; т. 3. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовых сигналов на фоне помех / Ван Трис Г. ; [пер. с англ.]. – М. : Сов. радио, 1977. – 664 с.
42. Иванов В.В. Методы вычислений на ЭВМ / В.В. Иванов. – К. : Наукова думка, 1986. – 584 с.
43. Левин Б.Р. Вероятностные модели и методы в системах связи и управления / Б.Р. Левин, В. Шварц. – М. : Радио и связь, 1985. – 312 с.
44. Грогоно П. Программирование на языке Паскаль / Грогоно П. – М. : [Мир](#), 1982. – С. 384.
45. Культин Н.Б. Delphi 6. Программирование на Object Pascal / Культин Н.Б. – СПб. : [БХВ-Петербург](#), 2001. – С. 528.
46. Моргун А.Н. Программирование на языке Паскаль (Pascal). Основы обработки структур данных / Моргун А.Н. – М. : [Диалектика](#), 2005. – С. 576.
47. Перминов О.Н. Язык программирования Паскаль : справочник / О.Н. Перминов. – М. : [Радио и связь](#), 1989. – С. 128.
48. [Бьёрн С.](#) Язык программирования C++ = The C++ Programming Language / [Бьёрн Страуструп](#) ; [пер. с англ.]. – [3-е изд.]. – СПб. ; М. : [Невский диалект](#) — [Бином](#), 1999. – 991 с.
49. [Бьёрн С.](#) Программирование: принципы и практика использования C++, исправленное издание - Programming: Principles and Practice Using C++ / [Бьёрн Страуструп](#). – М. : [Вильямс](#), 2011. – С. 1248.
50. Прата С. Язык программирования C++ (C++11). Лекции и упражнения = C++ Primer Plus, 6th Edition (Developer's Library) / Стивен Прата. – [6-е изд.]. – М. : [Вильямс](#), 2012. – 1248 с.
51. [Шилдт](#) Г. Полный справочник по C++ = C++: The Complete Reference / [Герберт Шилдт](#). – [4-е изд.]. – М. : [Вильямс](#), 2011. – С. 800.
52. Говорухин В.Н. Введение в Maple. Математический пакет для всех / В.Н. Говорухин, В.Г. Цибулин. – М. : [Мир](#), 1997. – С. 208.
53. Дьяконов В. П. Maple 9.5/10 в математике, физике и образовании / В. Дьяконов. – М. : [СОЛОН=Пресс](#), 2006. – 720 с.

54. Дьяконов В. П. Maple 10/11/12/13/14 в математических расчетах / В. Дьяконов. – М. : ДМК-Пресс, 2011. – 800 с.
55. Кирсанов М. Н. Maple и MapleT. Решения задач механики / М. Кирсанов. – СПб. : Лань, 2012. — 512 с.
56. Дьяконов В. П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя / В. Дьяконов. – М. : «СОЛОН-Пресс». - 2002. – 768 с.
57. Курбатова Е.А. MATLAB 7. Самоучитель/ Е. А. Курбатова – М. : Диалектика, 2005. – 256 с.
58. Дьяконов В. П. MATLAB R2006/2007/2008 + Simulink 5/6/7. Основы применения. Изд-е 2-е, переработанное и дополненное. Библиотека профессионала. — Москва.: «СОЛОН-Пресс», 2008. — 800 с.
59. Освітній математичний сайт. Компанія "Softline" Copyright 1993–2014. [Електронний ресурс]. – Режим доступу : <http://www.exponenta.ru/>. – (Дата останнього оновлення інф.: 15.07.2014 р.).
60. Иглин С.П. Математические расчеты на базе Matlab / С.П. Иглин. – СПб. : ВНУ-Санкт-Петербург, 2005. – 640 с.

Додаток А
(довідковий)
Презентація

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Палевський А.М.

Метод спектральної передачі інформації

Метою дослідження розробка спектрального методу модуляції сигналів із покращеними характеристиками.

Об'єктом дослідження є процес перетворення аналогового сигналу в частотний діапазон.

Предметом дослідження є метод спектральної модуляції аналогових сигналів.

ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕННЯ

- Аналіз методів аналогової та дискретної модуляції;
- Аналіз методів спектрального аналізу;
- Розробка спектрального методу модуляції аналогового сигналу;
- Дослідження похибок трансформації спектру;
- Розробка структурних схем реалізації сектрального методу модуляції.

Наукова новизна одержаних результатів. В роботі є наступні наукові результати:

1. Розроблено спектрального методу модуляції аналогового сигналу, який полягають у задаванні амплітуд суми гармонічних сигналів рівними значенням дискрет аналогового сигналу та зворотній демодуляції шляхом знаходження швидкого претворення Фурє та відновлення аналогового сигналу за цими значеннями.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Розроблена структури модулятора та демодулятора спектрального методу модуляції аналогового сигналу, що дозволяють перетворювати сигнали в частотний діапазон і назад.

2. Проведено математичне моделювання роботи спектрального методу модуляції аналогового сигналу. Показана працездатність методу.

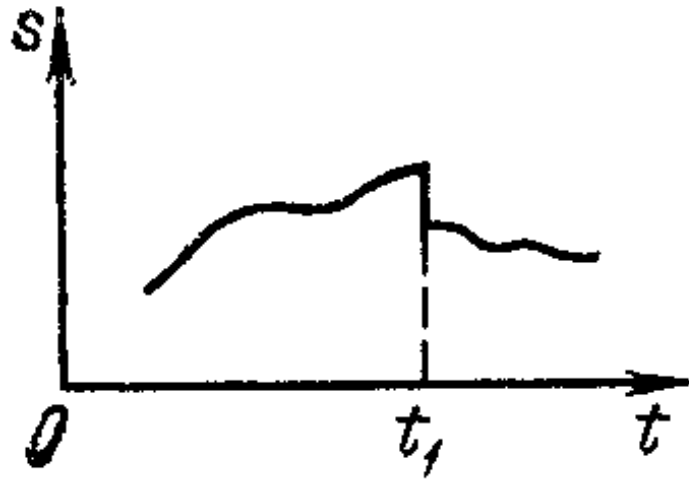
ОГЛЯД МЕТОДІВ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ

Модуляція сигналу - процес зміни одного сигналу відповідно до форми іншого сигналу. В аналізі сигналів розглядають три основних види модуляції:

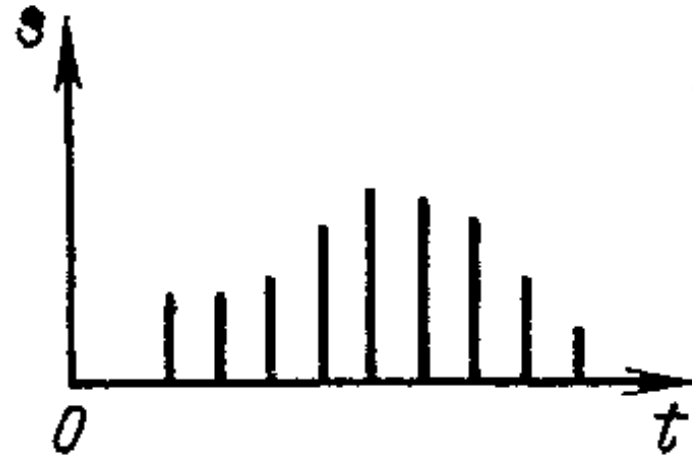
1. Амплітудна модуляція - АМ (Amplitude Modulation - AM);
2. Частотна модуляція - ЧМ (Frequency Modulation - FM);
3. Фазова модуляція - ФМ (Phase Modulation - PM).

1. Амплітудно-імпульсна модуляція (АІМ)
2. Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ)
3. Фазово-імпульсна модуляція (ФІМ)
4. Частотно-імпульсна модуляція (ЧІМ)

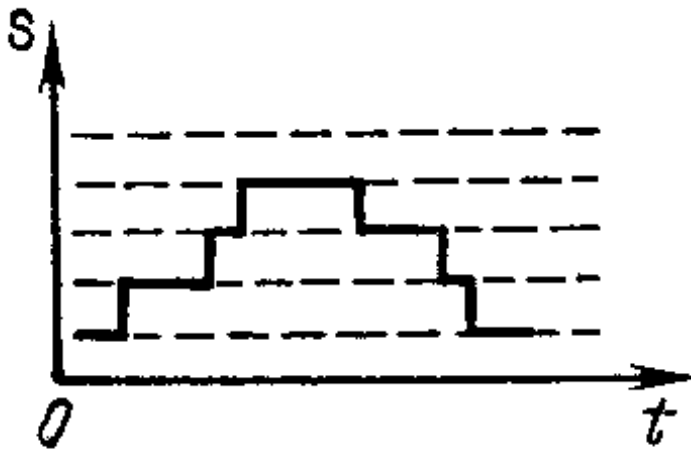
ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛІВ



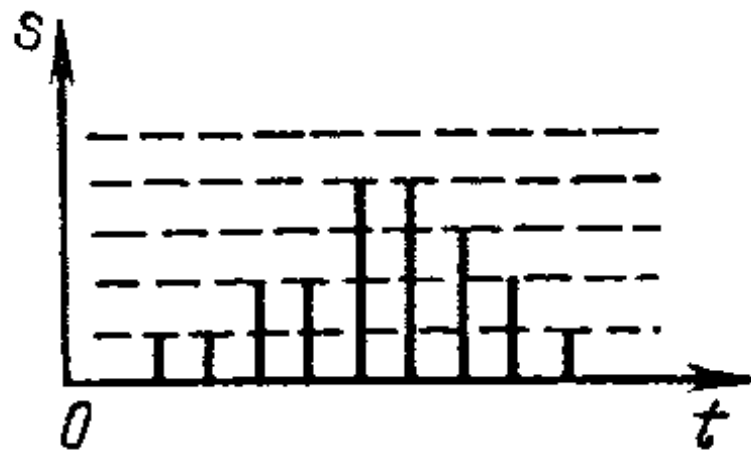
a)



б)

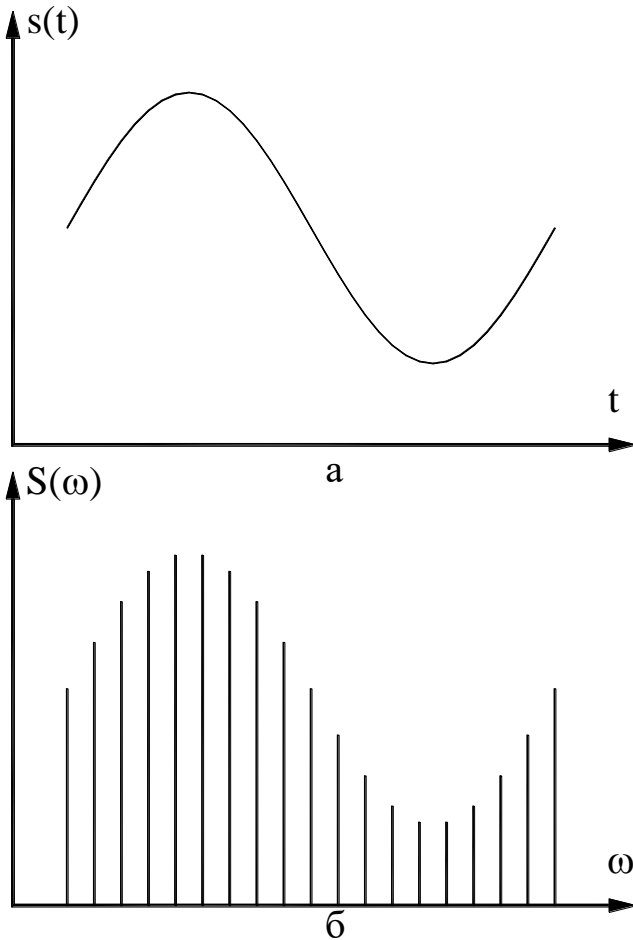


в)



г)

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СПЕКТРАЛЬНОЇ МОДУЛЯЦІЇ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛУ

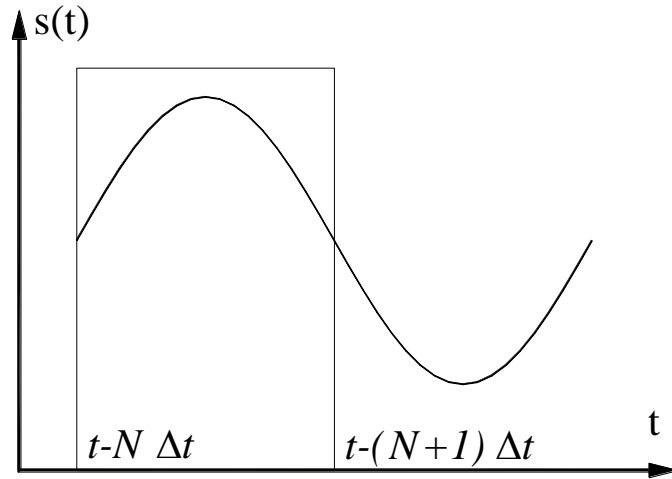


Алгоритм за яким буде формуватись вихідний модульований сигнал буде полягати у наступному.

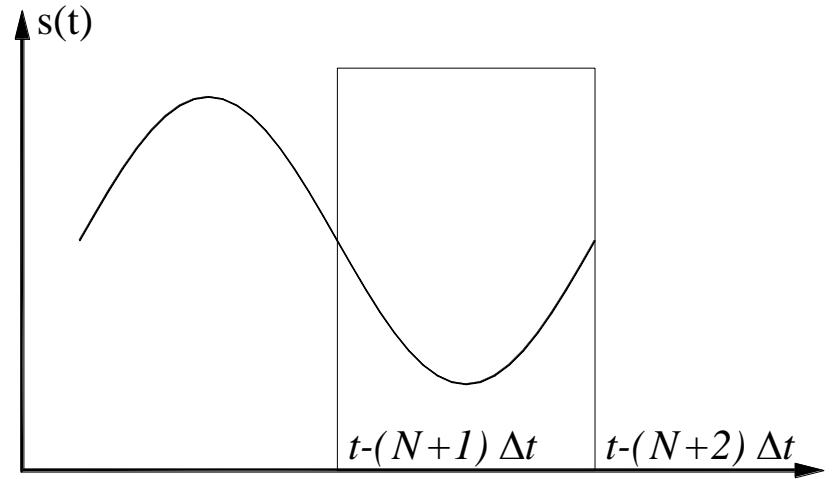
1. Проводиться дискретизація вхідного сигналу.
2. Проводиться аналого-цифрове перетворення дискретизованого вхідного сигналу.
3. Цифрові значення дискрет заносяться у комірки пам'яті.
4. Після досягнення N значень дискрет, вони передаються у блок обчислення вихідного модульованого сигналу, а комірки пам'яті обнулюються.
5. Повторення алгоритму з кроку 1.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СПЕКТРАЛЬНОЇ МОДУЛЯЦІЇ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛУ

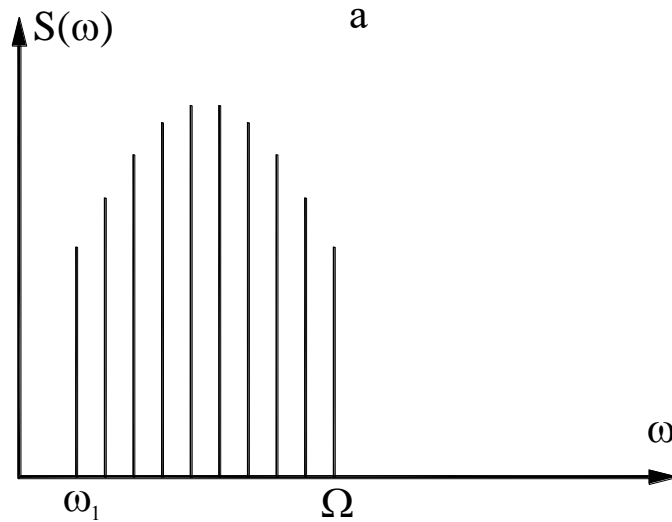
$$s_M(t) = \sum_{N=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\Omega/\Delta\omega} s(t - n\tau) \cdot [E(t - N \cdot \Delta t) - E(t - (N + 1) \cdot \Delta t)] \cdot \cos(n\omega t)$$



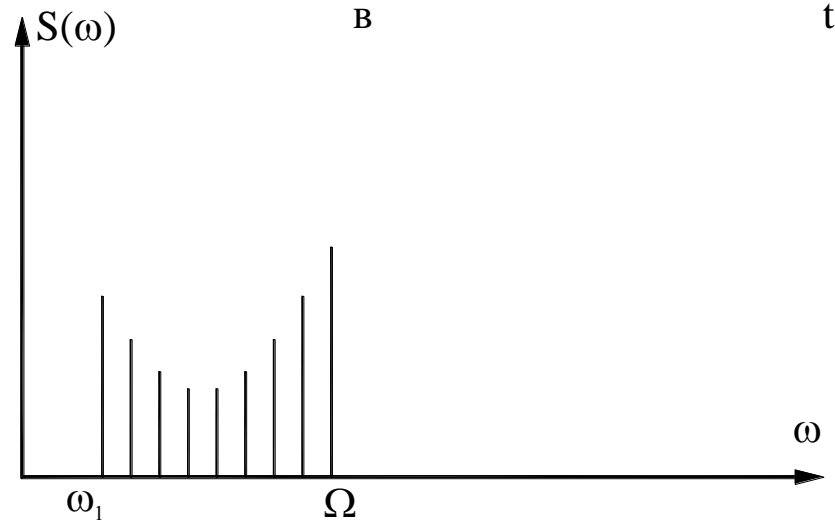
a



B

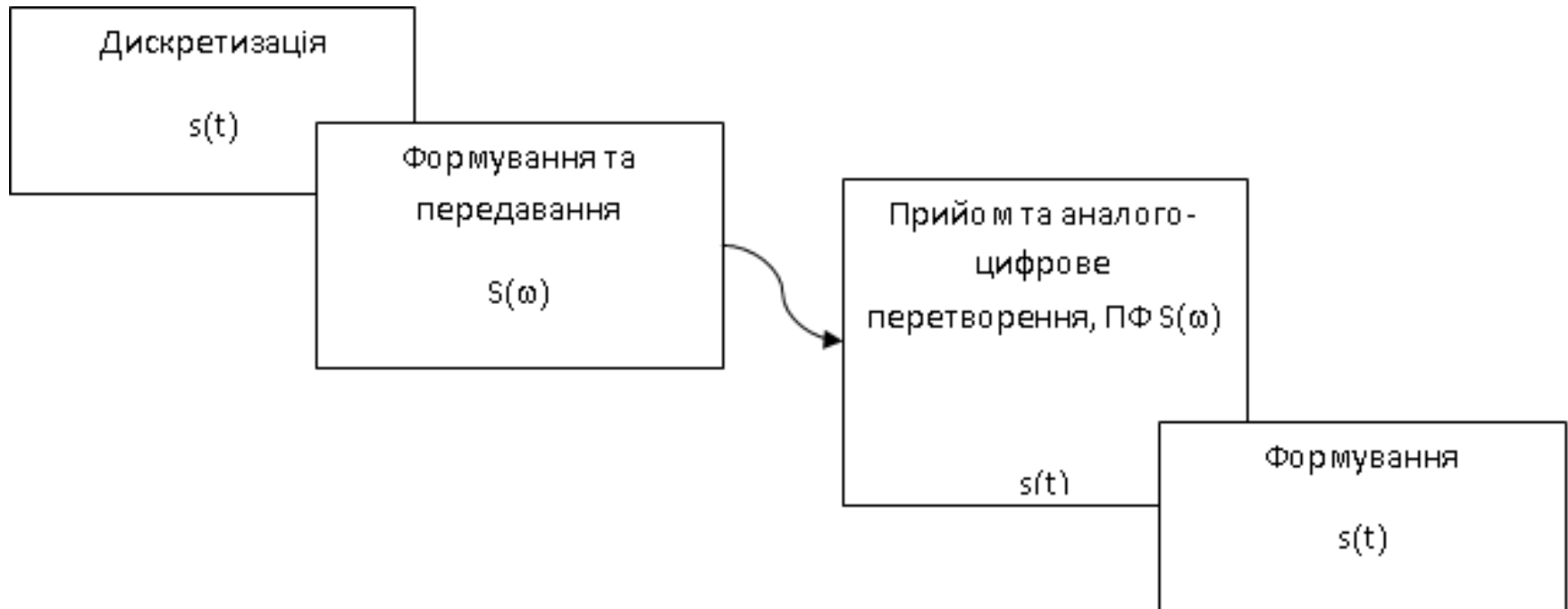


б



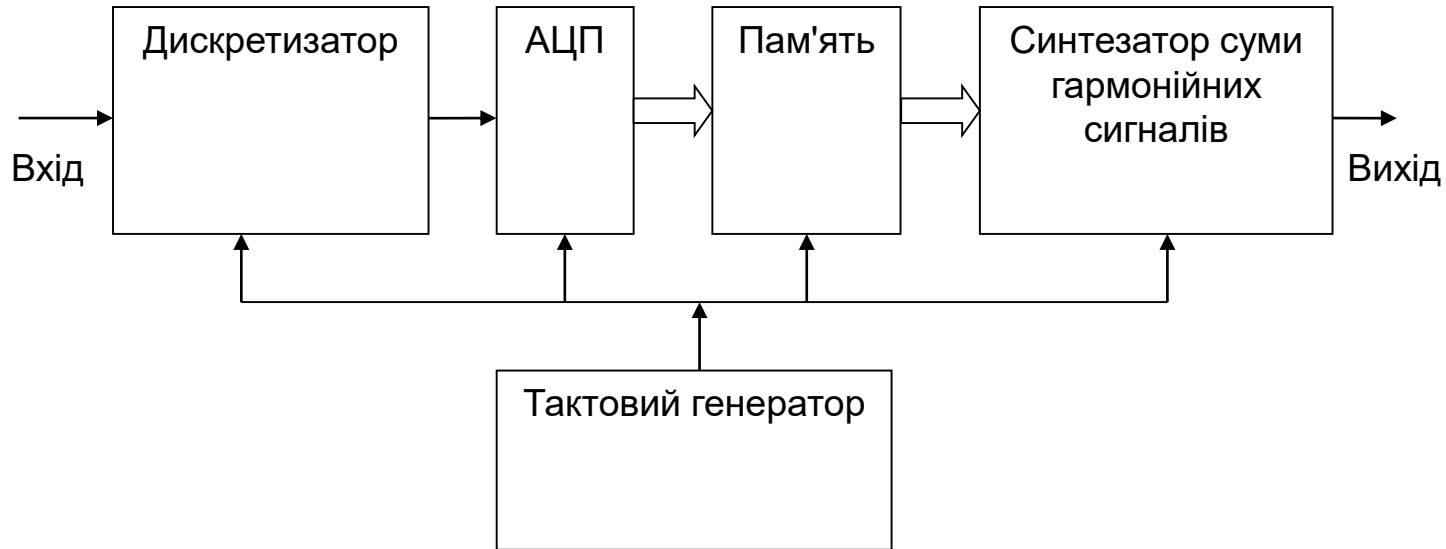
Г

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СПЕКТРАЛЬНОЇ МОДУЛЯЦІЇ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛУ

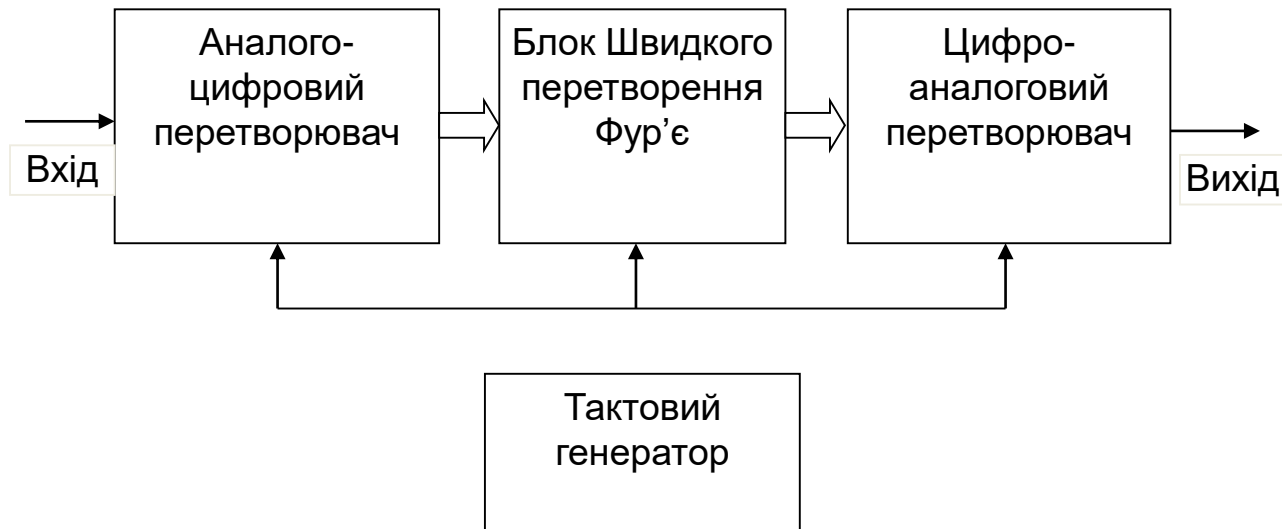


Процес спектральної модуляції і демодуляції

СТРУКТУРИ СПЕКТРАЛЬНОЇ МОДУЛЯЦІЇ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛУ



Структурна схема спектрального модулятора



Структурна схема спектрального демодулятора

Висновки по роботі

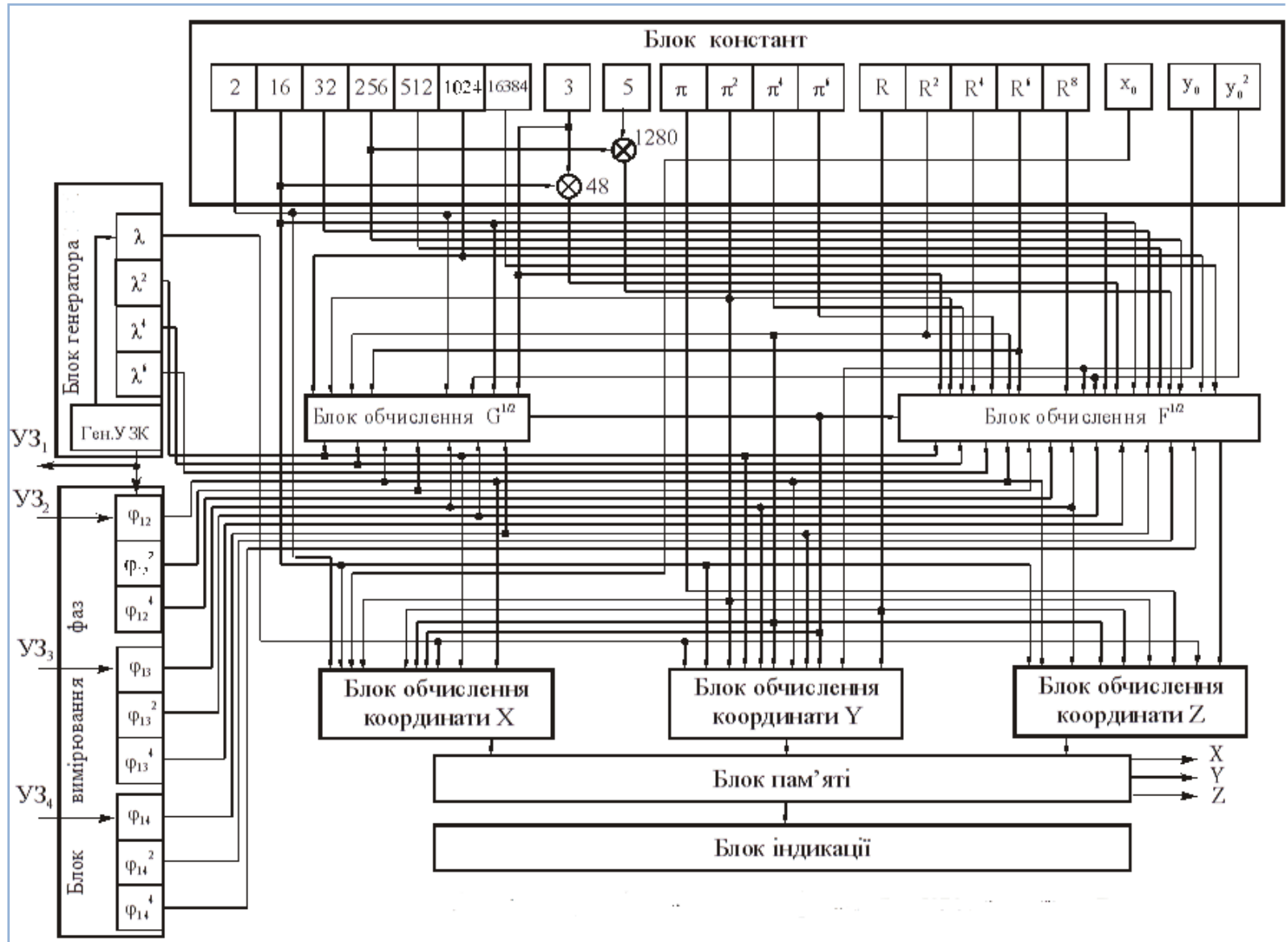
Проведені дослідження електричних сигналів дозволили визначити що усі сигнали поділяються на детерміновані, якими називають будь-який сигнал, миттєве значення якого в будь-який момент часу можна передбачити з вірогідністю одиниця. Та на випадкові, до яких відносять сигнали, миттєві значення яких заздалегідь невідомі і можуть бути передбачені лише з певною ймовірністю, меншою одиниці. Такими сигналами є, наприклад, електрична напруга, відповідне мови, музики, послідовності знаків телеграфного коду при передачі неповторюваного тексту.

Проведено розробку математичних моделей модуляції та демодуляції сигналів за спектральним методом. Запропоновано дискети сигналів перетворювати у значення амплітуд спектральних складових суми гармонійних сигналів.

Проведено дослідження швидкодії методу спектральної модуляції. Показано, що кількість дискрет i , відповідно, кількість гармонік модульованого сигналу на пряму впливають на швидкодію методу.

Розроблена структурна схема що реалізує метод спектральної модуляції сигналів, який перетворює вхідний аналоговий сигнал у спектр частот, амплітуди яких дорівнюють значенням дискрет аналогового сигналу. Причому, спектр частот постійно змінюються у відповідності до змін аналогового сигналу.

Практична реалізація радіосистеми тривимірної моделі радіолокації



ОСНОВНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

В результаті теоретичного та експериментального дослідження роботи сертифікованої магістерської роботи отримано наступні науково-практичні результати:

1. Проаналізовано основні існуючі методи фізичної радіолокації. Безперечно, що проникаючі поля, випромінювання та речовина можуть бути використані для ідентифікації цілей, що дозволяє їм отримувати інформацію про якість досліджуваних матеріалів та предметів. Для того, щоб ідентифікувати ціль за допомогою методу коливального процесу, виділяють такі неруйнівні методи контролю: амплітуда, фаза, амплітудна фаза, частотна фаза, час, резонанс. Оскільки дефекти деталей, виробів та матеріалів відрізняються один від одного і мають велику кількість різних параметрів, універсального методу та засобів виявлення не існує. Дослідження методів вимірювання відстані показують, що вони мають високу точність і роздільну здатність порівняно з іншими методами.
2. Встановили двовимірну та тривимірну математичні моделі фазового радара та отримали аналітичні співвідношення для визначення координат цілі на основі загального зсуву значень фази (пропорційно відстані до цілі).

3. Щоб зменшити похибку при визначенні цільової координати, цільова координата розташована на одній лінії між передавачем і приймачем електромагнітних коливань. У фазовому РЛС необхідно вжити інших заходів, наприклад, зміни положення вимірювальної головки.

-У міру збільшення частоти сигналу виявлення підвищується чутливість фазочастотного радіолокаційного методу.

-Відносна похибка визначення координат залежить від похибки вимірюваної відстані до цілі. На невеликій відстані від цілі похибка, що відповідає довжині хвилі радіохвилі, дуже велика. На відстані, набагато більшій за довжину хвилі, вона зменшується і приймає майже постійне значення.

4. Проведено експериментальне дослідження і визначено, що за визначенням усієї часової координати вимірюються швидкість проходження електромагнітних хвиль у вимірюваному об'єкті.

5. Розроблено загальну структуру радіолокатора, який складається з таких модулів: модуль генератора, модуль вимірювання значень фази, модуль постійної дії, модуль обчислення координат X, Y, Z та модуль індикатора. Безперечно, що оскільки для обчислення координат цілі, що підлягає обробці, при обробці цілі в дефектоскопі необхідна велика кількість інформації, необхідно використовувати мікропроцесорну технологію на основі елементів з високою інтеграцією та швидкістю, що покращить Технічні та економічні показники та зменшення часу вимірювання.

6. Визначено, що коли є кілька цілей, їх координати потрібно визначати послідовно. Проблема визначення координат кількох цілей одночасно вимагає більш глибоких теоретичних та експериментальних досліджень.

Додаток Б
(довідковий)
Апробація роботи

МЕТОДИ ВИЯВЛЕННЯ ТА ВИЗНАЧЕННЯ ДАЛЬНОСТІ АВТОМАТИЗОВАНИМИ СИСТЕМАМИ КЕРУВАННЯ ЛІТАЛЬНИМИ АПАРАТАМИ

В статті наведено дослідження методів вимірювання дальності, які здійснюються автоматизованими системами керування літальними апаратами. Представлені результати дослідження, встановлюють, що методи вимірювання дальності для автоматизації процесів керування літальними апаратами відрізняються між собою та характеризуються великою кількістю різноманітних параметрів, в зв'язку з чим не існує одного універсального методу та засобу для їх виявлення. Для виявлення цілей за допомогою систем автоматизації процесів керування літальними апаратами, що ґрунтуються на використанні коливальних процесів по первинному інформативному параметру виділяються такі методи вимірювання дальності, як амплітудний, фазовий, амплітудно-фазовий, частотно-фазовий, часовий та резонансний.

Ключові слова: автоматизована система керування літальними апаратами, методи вимірювання дальності, радіолокатор, радіолокаційна станція.

Y. V. FORKUN, D.A. MAKARYSHKIN, V.V. BEREZOVCHUK, A.M. PALEVSKI
Khmelnitsky national university

METHODS OF DETECTION AND DETERMINATION OF RANGE BY AUTOMATED AIRCRAFT CONTROL SYSTEMS

The paper presents a study of methods for measuring range, which are carried out by automated aircraft control systems. The results of the study show that the methods of measuring range for automation of aircraft control processes differ from each other and are characterized by a large number of different parameters, so there is no one universal method and means for their detection. The analysis of methods for measuring the range of automation systems for aircraft control processes showed that electromagnetic fields are used to identify targets, which provide information about the characteristics of the studied control objects. To identify targets with the help of aircraft control automation systems based on the use of oscillating processes on the primary informative parameter, such methods of measuring range as amplitude, phase, amplitude-phase, frequency-phase, time and resonance are distinguished.

According to the problem different methods of distance measurement are used. A significant disadvantage of most methods is the low measurement accuracy, and only the multiscale phase method has a higher measurement accuracy. The only significant disadvantage of the phase method is that due to the overlap of signals reflected from multiple objects, cosine signals of the same frequency are superimposed, so there is a complete lack of resolution. These mathematical transformations establish how to find the phase shift between two harmonic signals reflected from two measurement targets, but to find the distances it is necessary to know the phase shift of each signal.

Key words: automated aircraft control system, range measurement methods, radar, radar station.

Вступ

Будь-який радіолокатор систем автоматизації процесів керування літальними апаратами працює в трьох режимах: пасивний, активний та вибір рухомих цілей. Пасивний режим означає, що сигнал, що приймається радіолокаційним приймачем системи автоматизації процесів керування літальними апаратами, формується в результаті відбиття (розсіювання) цілі електромагнітного коливання, що випромінюється радіолокаційною антеною і випромінюється до цілі (рис. 1) [1].

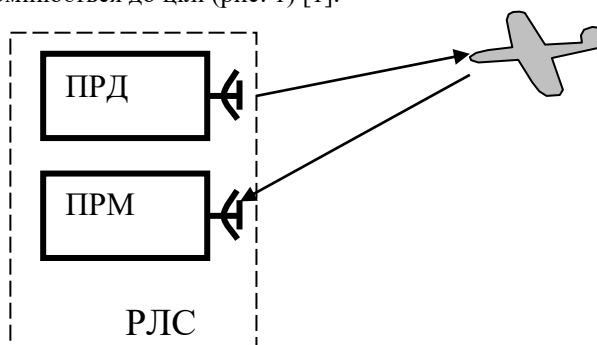


Рис 1. Пасивний режим роботи аеродромної РЛС

На відміну від пасивного режиму, в активному режимі передавач основного каналу радіолокатора систем автоматизації процесів керування літальними апаратами не генерує жодного імпульсу, але генерує пакет кодів, який є запитом до реагуючого апарату літака. У приймачі основного каналу парні відштовхувальні

імпульси декодуються, перетворюються в єдиний імпульс і потім подаються в звичайний пасивний блок (рис. 2).

Робота пристрою передачі систем автоматизації процесів керування літальними апаратами основного каналу в режимі SRC подібна до роботи в пасивному режимі. Різниця полягає у зміні швидкості повторення та тривалості імпульсів модуляції та детектування. Метод когерентного імпульсу з внутрішньою псевдокогерентністю використовується для вибору рухомих цілей. У відповідному блоці реалізується оцінка зміни фазового значення прийнятого сигналу протягом періоду повторення імпульсу. Однак режим SRC не може виміряти радіальну швидкість літака, оскільки доплерівський зсув протягом тривалості імпульсу виявлення практично неможливо виміряти з необхідною точністю.

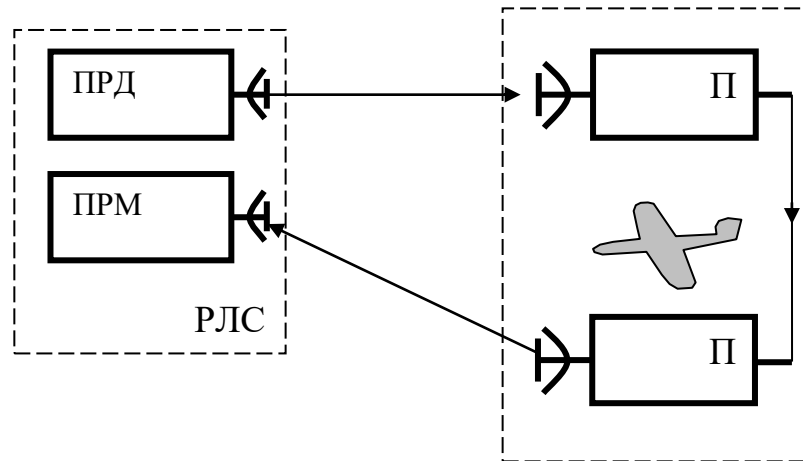


Рис 2. Активний режим роботи аеродромної РЛС

Аналіз останніх досліджень та публікацій.

Всі відомі системи радіолокаційного спостереження в автоматизації процесів керування літальними апаратами у районах аеропортів призначені для вимірювання радіальної швидкості літаків. Це їх істотний недолік, оскільки час між виявленнями в одному напрямку становить 4-6 секунд. У цей період, коли швидкість літака становить 400 км / год, літак може змінити своє положення на 444 - 667 м, а коли швидкість літака - 500 км / год, його можна змінити на 555 - 833 м. В обох випадках відстань, яку пролітає літак, дуже велика, і якщо два літаки перебувають на цих відстанях, не знаючи векторного сегмента швидкості літака, неможливо передбачити можливість небезпечної ситуації. Більше того, незважаючи на відповідну систему попередження про радіо зіткнення на борту літака, додатковий контроль диспетчера може бути корисним.

Через очевидні помилки вимірювання частоти блок вимірювання зсуву частоти Доплера не використовується при побудові радарів для обстеження аеропортів. Отже, оскільки тривалість зондового імпульсу становить одиничні порядки величини або від одного до декількох десятків нс, несуча частота становить приблизно один-два ГГц. У цьому випадку похибка вимірювання частоти традиційними методами велика [34].

Поєднуючи вищезазначену ситуацію, завданнями для подальшої роботи є:

1. Аналіз відомих методів далекомірів, що використовуються в радарних системах автоматизації процесів керування літальними апаратами, приділяючи особливу увагу методу побудови далекомірів.
2. Вивчіть точність та роздільну здатність передових методів для вимірювання координат.
3. Розробити імітаційні математичні моделі, алгоритми комп'ютерних програм та математично моделювати процес визначення координат у разі визначення цілей та характеристик далекомірної системи та її алгоритму.
4. Використати вимірювання відстані щоб розробити структурну схему радіолокаційної системи та автоматизованої системи керування літальними апаратами.

Виклад основного матеріалу дослідження.

Радіолокатори систем автоматизації процесів керування літальними апаратами у пасивному режимі виконують дві основні функції: вимірювання відстані до та вимірювання азимуту, і якщо вимірювання азимуту залежить від ширини діаграми спрямованості випромінюючої антени, швидкості повороту антени тощо, тоді вимірювання відстані до залежить від застосовуваних методів дальнометрії.

У всіх радіодальномірах відстань до до цілі R визначається часом запізнення у часі відбитого сигналу: $t_R = 2R/c$, де c - швидкість проходження радіохвилі.

Вимірявши цей час, можна визначити відстань до цілі $R = 0,5ct_R$ з миттєвою відносною похибкою:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta t_R}{t_R}. \quad (1)$$

Припускаючи, що $\frac{\Delta R}{R}$ та Δt_R випадкові і незалежні величини, знаходять відносну точність радіодальноміра:

$$\frac{\sigma_R}{R} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_c}{c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{t_R}}{t_R}\right)^2}. \quad (2)$$

Дисперсія σ_c^2 обумовлена точністю, з якою відома швидкість проходження радіохвилі і її непостійністю вздовж траси. Точність визначення швидкості радіохвилі c складає $\sigma_c/c = 10^{-9}$. Але в атмосфері $\sigma_c/c = 10^{-4} \dots 10^{-6}$, тому навіть за відсутності апаратних помилок гранична точність вимір відстані до залежить від того, наскільки точно відоме значення c , а також можливості врахування

Фазовий метод далекометрії дозволяє вимірювати відстань до на несущій значенню частоти ω_0 . [3] Зондувальним сигналом є неперервне гармонійне коливання яке має вигляд:

$$s_1(t) = U_{m1} \cos \varphi_1 = U_{m1} \cos(\Omega_m t + \varphi_{01}), \quad (3)$$

де Ω_m - кутова частота сигналу масштабної частоти, в найпростішому разі $\Omega_m = \omega_0$.

Відбитий сигнали має вигляд:

$$s_2(t) = U_{m2} \cos \varphi_2 = U_{m2} \cos(\Omega_m(t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{an} + \varphi_{\text{відб}}), \quad (4)$$

де U_{m1} , U_{m2} - значення амплітуди сигналів;

φ_1 , φ_2 - миттєві значення фази сигналів;

φ_{01} - початкове значення фази;

φ_{an} - зсув фази в апаратурі радіодальноміра;

$\varphi_{\text{відб}}$ - зсув значень фази при відбитті сигналу від об'єкту.

За допомогою фазометра визначають фазову різницю φ_Δ опорного (зондувального) і відбитого сигналів:

$$R = \frac{c(\varphi_\Delta + \varphi_{an} + \varphi_{\text{відб}})}{2\Omega_m}. \quad (5)$$

Зсув фаз φ_{an} можна виключити шляхом калібрування, вимірюючи зсув фаз прямого проходження сигналу через тракти передавача і приймача. Зміни значень фази при відбитті сигналу $\varphi_{\text{відб}}$ сильно означають на точність, тому як при відбитті від металів і діелектриків $\varphi_{\text{відб}}$ змінюється на 180° . Тому зазвичай обирають $\Omega_m < \omega_0$ і працюють в режимі модуляції сигналу радіочастоти. В такому разі, величиною $\varphi_{\text{відб}}$ можна знехтувати і рівняння виміру приймає вигляд [2, 3]:

$$R = \frac{c}{2\Omega_m} \varphi_\Delta = M_\varphi \varphi_\Delta, \quad (6)$$

де $M_\varphi = \frac{c}{2\Omega_m} = \frac{\lambda}{4\pi}$ - масштабний коефіцієнт ($\lambda = \frac{c}{F_m}$).

Точність виміру відстані до фазовим способом має залежність:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta M_\varphi}{M_\varphi} + \frac{\Delta \varphi_\Delta}{\varphi_\Delta}, \quad (7)$$

враховуючи незалежність ΔM_φ і $\Delta \varphi_\Delta$:

$$\sigma_R = \sqrt{\varphi_\Delta^2 \sigma_M^2 + M_\varphi^2 \sigma_\varphi^2}, \quad (8)$$

де σ_M^2 і σ_φ^2 - дисперсії зміни масштабного коефіцієнту і зміни значень фази відповідно.

Багатошкільні методи в основному застосовують в радіолокації, радіонавігації, геодезії. Багатошкільний метод полягає в тому, що з його допомогою додатковий вимір на грубішій шкалі, що відповідає нижчій значенню частоти тестового сигналу ω_H , визначають число цілих циклів зміни фазового зсуву n . Значення ω_H повинно забезпечувати однозначний результат вимірювання, тобто задовольняється умова $\varphi_H = \omega_H \tau_H < 2\pi$; де τ_H - час затримки сигналу з частотою ω_H ; φ_H - зсув фаз в межах сигналу з частотою ω_H . Потім визначають результат вимір за виразом:

$$\tau_\varphi = \frac{(n + \varphi_B / 2\pi)}{f_B}. \quad (9)$$

де φ_B - вимірюване значення фазового зсуву $0 \leq \varphi_B \leq 2\pi$ на заданій значенню частоти f_B . Число n краще знайти з умови:

$$n = \left[\frac{\varphi_H \omega_B}{2\pi \omega_H} \right]^+. \quad (10)$$

де $[Y]^+$ - ціла частина числа Y .

Частотні методи виміру відстані до цілей ґрунтуються на використанні неперервного сигналу з частотною модуляцією за симетричним або несиметричним законом. При лінійному законі ЧМ (рис. 3) через запізнення відбитого сигналу на час t_R , миттєва різниця частоти сигналів випроміненого f_1 і прийнятого f_2 дорівнює $F_6 = f_1(t) - f_2(t) = \left(\frac{\partial f(t)}{\partial t} \right) t_R$. Внаслідок того, що передавач і приймач радіолокатора систем автоматизації процесів керування літальними апаратами мають обмежені діапазони частот, на практиці застосовують періодичні закони модуляції ЧМ [3].

Основне рівняння частотного радіолокатора систем автоматизації процесів керування літальними апаратами має вигляд [3]:

$$R = \frac{v_x \cdot F_6}{4\Delta f \cdot F_M}. \quad (11)$$

Структура частотного радіолокатора-висотоміра систем автоматизації процесів керування літальними апаратами представлена на рисунку 4.

Особливістю частотних радіолокаторів систем автоматизації процесів керування літальними апаратами є дискретний характер залежності вимірюваної відстані до R_B від фактичної R_Φ . Тому як спектр сигналу биттів складається з частотних компонент кратних значенню частоти модуляції. Тому як найменша частота биттів $F_{6 \min} = F_M$, то мінімальна відстань до яку можна виміряти [3]:

$$R_{\min} = \frac{v_x}{4\Delta f} \quad (12)$$

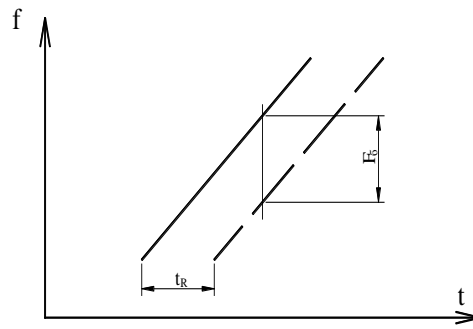


Рис. 3 - Принцип частотного методу виміру дальності

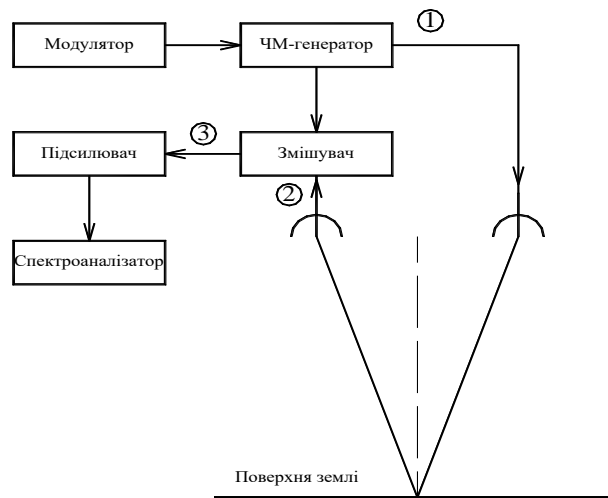


Рис.4 Структура частотного радіолокатора-висотоміра систем автоматизації процесів керування літальними апаратами

Із зростанням R в спектрі сигналу биттів послідовно з'являються частоти $2F_M$, $3F_M$ і т. д., тому частота биттів змінюється на F_M , а відстань до на $\Delta R = R_{\min}$. Отже, для підвищення точності вимір відстані до необхідно збільшувати девіацію частоти Δf .

Точність виміру відстані до частотним способом можна знайти за виразом [4]:

$$\sigma_R = \sqrt{F_6^2 \sigma_M^2 + M_F^2 \sigma_F^2} \quad (13)$$

де $M_F = \frac{v_x}{4\Delta f \cdot F_M}$ - масштабний коефіцієнт. В частотних дальномірах значення M_F задають постійним, шляхом стабілізації F_M та Δf . Тоді $\sigma_R = M_F \cdot \sigma_F$.

Серед усіх методів радіолокаційного дослідження часові методи із визначенням часової затримки є найбільш простими [3]. Серед переваг даних методів є наочність та простота визначення дальності. Суть методу полягає у визначенні часової затримки імпульсної зондувальної послідовності, яка є пропорційною подвоєній відстані до об'єкту. Для зондування застосовують імпульсні сигнали тривалістю τ та періодом повторення T_{Π} . Враховуючи різну швидкість проходження електромагнітних хвиль в різних середовищах v_x та час затримки сигналу відбитого від i -го об'єкту τ_i , відстань до до цілей визначається із виразу:

$$D_i = \frac{v_x \tau_i}{2} \quad (14)$$

При проходженні прямокутних імпульсів по колам передавача, середовищу, колам приймача, їхня форма спотворюється і стає відмінною від прямокутної. Це пояснюється змінною їх частотного спектру відповідно до частотних характеристик електронних кіл та середовища, а також частотною дисперсією середовища. Внаслідок цього форма імпульсів із прямокутною перетворюється на форму близьку до Гаусівського імпульсу. В такому разі важко визначити початок імпульсу та його тривалість. Отже, розрізнення імпульсів, що прийшли від різних цілей або цілей можливе якщо можливе розрізнення мінімальної затримки часу Δt_{\min} . Відомо, що для радіоімпульсів однакової амплітуди, розрізнення за дальністю визначається тривалістю радіоімпульсу $\tau_{0,5}$ на рівні 0.5 від максимальної амплітуди, тобто $\Delta t_{\min} = \tau_{0,5}$, звідки:

$$D_{\min} = \frac{v_x \tau_{0,5}}{2} \quad (15)$$

З метою зменшення габаритів приймальної та передавальної антен, зондувальні імпульси модулюють височастотним гармонійним сигналом (рис. 5).

Із збільшенням відношення сигнал / шум точність вимірювання часового інтервалу покращується. Для досягнення цієї вимоги потрібно збільшити енергію сигналу виявлення, що, в свою чергу, призводить до необхідності збільшення амплітуди імпульсу, що не завжди можливо. Крім того, чим вища частота сигналу модуляції, тим вища точність і роздільна здатність вимірювання відстані.

Для підвищення точності та роздільної здатності протягом останніх десятиліть використовувались надширокопосмугові (НШС) сигнали виявлення. Однією з характеристик цього сигналу є те, що він займає ефективний діапазон частот спектра сигналу. Як правило, спектр частот сигналу НШС займає смугу частот від декількох сотень мегагерц до декількох гігагерц. Такий широкий діапазон частот сигналу дозволяє отримувати інформацію про об'єкти в трьох смугах частот. По-перше, коли довжина хвилі сигналу виявлення перевищує розмір цілі (діапазон частот Релея). По-друге, коли довжина хвилі пропорційна розміру цілі (резонансний діапазон частот). По-третє, коли довжина хвилі менше цільового розміру (височастотний діапазон) [2, 3].

Інформативні властивості сигналу, що вкладаються у розрізняльну спроможність виражаються числом спектральних ліній в складі його спектру. Наприклад, для розрізнення двох цілей ($Q = 2$) за допомогою радіосигналу, необхідно мінімум п'ять спектральних ліній [5].

У радарях, радіонавігації, ехолотах систем автоматизації процесів керування літальними апаратами безконтактний метод вимірювання відстані також може бути використаний для визначення координат цілей при виявленні дефектів, діагностиці радіохвиль та неруйнівних випробувань.

Відповідно до вирішуваної задачі використовуються різні методи вимірювання відстані. У таблиці 1 наведено порівняльні характеристики імпульсного, частотного та фазового методів вимірювання відстані. Суттєвим недоліком більшості методів є низька точність вимірювання, і лише багатомасштабний фазовий метод має вищу точність вимірювання. Єдиним суттєвим недоліком фазового методу є те, що внаслідок накладення сигналів, відбитих від безлічі об'єктів, косинусні сигнали однакової частоти накладаються, тому роздільної здатності повністю бракує.

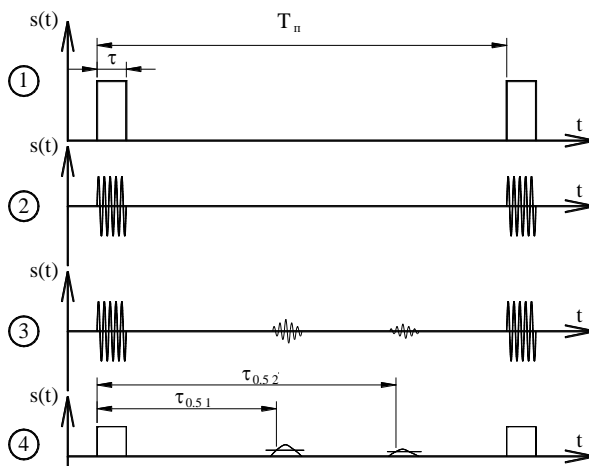


Рис. 5 Імпульсний методи визначення відстані до об'єктів

Відповідно до вирішуваної задачі використовуються різні методи вимірювання відстані. У таблиці 1 наведено порівняльні характеристики імпульсного, частотного та фазового методів вимірювання відстані. Суттєвим недоліком більшості методів є низька точність вимірювання, і лише багатомасштабний фазовий метод має вищу точність вимірювання. Єдиним суттєвим недоліком фазового методу є те, що внаслідок накладення сигналів, відбитих від безлічі об'єктів, косинусні сигнали однакової частоти накладаються, тому роздільної здатності повністю бракує.

Порівняльні характеристики методів вимірювання відстані

Метод	Переваги	Недоліки
Часовий	1. Можливість визначення відстаней до довільної кількості об'єктів керування 2. Можливість визначення характеру об'єкта керування	1. Розрізнявальна спроможність залежить від тривалості імпульсу 2. Із зменшенням тривалості імпульсу зростає згасання імпульсу
Частотний	1. Можливість визначення відстаней до довільної кількості об'єктів керування 2. Можливість визначення характеру об'єкта керування 3. Висока точність вимірювання	1. Складність технічної реалізації 2. Необхідність забезпечення лінійності модуляції
Фазовий	1. Визначення характеру об'єкта керування 2. Висока точність вимірювання 3. Використання низькочастотних сигналів	1. Відсутність розрізнявальної спроможності 2. Неможливість визначення характеру неоднорідності

Приведені математичні перетворення встановлюють, як можна знайти зсув фаз між двома, відбитими від двох цілей вимірювання, гармонійними сигналами, але для знаходження відстаней необхідно знати зрушення фаз кожного сигналу. Для цього доцільно застосувати теорему синусів та розв'язати систему рівнянь.

Висновки

1. В результаті дослідження методів вимірювання дальності для автоматизації процесів керування літальними апаратами виявлено, що об'єкти керування відрізняються між собою та характеризуються великою кількістю різноманітних параметрів, в зв'язку з чим не існує одного універсального методу та засобу для їх виявлення.

2. Аналіз методів вимірювання дальності систем автоматизації процесів керування літальними апаратами показав, що для виявлення цілей використовують електромагнітні поля, завдяки яким отримують інформацію про характеристики досліджуваних об'єктів керування.

3. Для виявлення цілей за допомогою систем автоматизації процесів керування літальними апаратами, що ґрунтуються на використанні коливальних процесів по первинному інформативному параметру можна виділити наступні методи вимірювання дальності: амплітудний, фазовий, амплітудно-фазовий, частотно-фазовий, часовий, резонансний.

Література

1. Справочник по радиолокации. Под ред. М.Сколника. С 74 Нью-Йорк. 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н.Трофимова. Том 1. Основы радиолокации. Под ред. Я.С.Ицхоки. - М. Сов.радио, 1976. 456 с.
2. Справочник по основам радиолокационной техники. Под ред. В.В.Дружинина. - М. Воениздат, 1987. - 768 с.
3. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. Учебное пособие для вузов. М., изд-во "Советское радио", 1970, стр. 560.
4. Бакулев П.А. Радиолокационные и радионавигационные системы. / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский. – М. : Радио и связь, 1994. – 296 с.
5. Астанин Л.Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л.Ю. Астанин, А.А. Костылев. – М. : Радио и связь, 1989. – 192 с.

Reference

1. Spravochnik po radiolokatsii. Pod red. M.Skolnika. S 74 Nyu-York. 1970. Per. s angl. (v chetyireh tomah) pod obschey red. K.N.Trofimova. Tom 1. Osnovy radiolokatsii. Pod red. Ya.S.Itshoki. - M. Sov.radio, 1976. 456 s.
2. Spravochnik po osnovam radiolokatsionnoy tehniki. Pod red. V.V.Druzhinina. - M. Voenizdat, 1987. - 768 s.
3. Teoreticheskie osnovy radiolokatsii. Pod red. Shirmana Ya.D. Uchebnoe posobie dlya vuzov. M., izd-vo "Sovetskoe radio", 1970, str. 560.
4. Bakulev P.A. Radiolokatsionnyie i radionavigatsionnyie sistemyi. / P.A. Bakulev, A.A. Sosnovskiy. – M. : Radio i svyaz, 1994. – 296 s.
5. Astanin L.Yu. Osnovy sverhshirokopolosnyih radiolokatsionnyih izmereniy / L.Yu. Astanin, A.A. Kostylev. – M. : Radio i svyaz, 1989. – 192 s.

Завідувачу кафедри
телекомунікацій та радіотехніки
д.т.н., професору Бойку Ю.М.
здобувача вищої освіти
Палевський А.М.
ФПКТС, гр. ТРМ-19-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

23 листопада 2020 р.

дата

підпис

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 59.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 8%

ID: 84078 Название: Метод 3D-радіолокації Добавлено в БД: 2020-12-11 Автори: Березовчук Вікторія Вікторівна Руководители: Макаршикін Денис Анатолійович Консультанты: Опоненты: Корещька Людмила Олександрівна	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	62616	577	37066 (59%)	365 (63%)

ID	Источник плагиата Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы
83116	Название: Метод 3D-радіолокації Добавлено в БД: 2020-12-09 Автори: Березовчук Вікторія Вікторівна Руководители: Макаршикін Денис Анатолійович Консультанты: Опоненты: Корещька Людмила Олександрівна	36891 (59.0%)	358 (62.0%)



Ім'я користувача:
Kafedra telekom_radiotechniki

ID перевірки:
1005466682

Дата перевірки:
16.12.2020 09:36:24 EET

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
16.12.2020 09:37:16 EET

ID користувача:
100005656

Назва документа: Палевський А.М. _ ТРМ-19-2

Кількість сторінок: 68 Кількість слів: 8012 Кількість символів: 63578 Розмір файлу: 2.05 MB ID файлу: 1005756299

11.2% Схожість

Найбільша схожість: 2.96% з Інтернет-джерелом (<http://um.co.ua/6/6-10/6-102502.html>)

10.6% Джерела з Інтернету 90 Сторінка 70

1.27% Джерела з Бібліотеки 41 Сторінка 71

0% Цитат

Вилучення цитат вимкнено

Вилучення списку бібліографічних посилань вимкнено

0% Вилучень

Немає вилучених джерел

Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи 5

РІШЕННЯ КАФЕДРИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ ТА РАДІОТЕХНІКИ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Метод спектральної передачі інформації

Автор: Палевський Андрій Миколайович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: к.т.н., доцент Макаришкін Денис Анатолійович

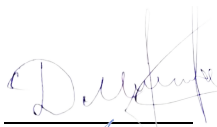
Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	відповідає
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Запозичення у розмірі 11,2%, виявлені в роботі відповідають тексту стандартних бланків та списку літератури, решта запозичень є випадковими, або на них є посилання, тому ці запозичення не є плагіатом, бо вони не стосуються наукової новизни і практичної значущості роботи.

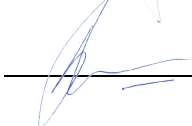
«14» грудня 2020 р.

Науковий керівник



Макаришкін Д.А.

Завідувач кафедрою ТР



Бойко Ю.М.

РЕЦЕНЗІЯ

на дипломну роботу ст. гр. ТРм-19-1 Палевського Андрія Миколайовича
«Метод спектральної передачі інформації»,
другий освітній рівень (магістр),
спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Тема дипломної роботи Палевського Андрія Миколайовича відповідає спеціальності, а зміст роботи – затвердженій темі та технічному завданню. Схвально, що у роботі використаний міждисциплінарний підхід, який полягає у широкому застосуванні методів теорії сигналів та спектральних перетворень.

Актуальність. Проблема надійної передачі інформації та її закриття від несанкціонованого доступу є не новою. Для її вирішення використовують різні методи і підходи. Найбільш поширеними є використання модуляції: аналогової, частотної та фазової, а також різних видів шифрування і кодування. Проте усі вони мають ряд недоліків, які не дозволяють бути впевненими у якості і надійності передачі інформації. Тому розробка нових методів передачі інформації є задачею актуальною.

Стиль викладення матеріалу. Результати, одержані автором, викладені послідовно і добре обґрунтовані. Робота містить достатньо повну інформацію щодо методів досліджень, а тому дає змогу легко оцінити достовірність і правильність проведених розрахунків.

Наукова новизна. У роботу увійшли результати, отримані під час виконання наукової роботи, а саме: розроблено спектрального методу модуляції аналогового сигналу, який полягає у задаванні амплітуд суми гармонічних сигналів рівними значенням дискрет аналогового сигналу та зворотній демодуляції шляхом знаходження швидкого перетворення Фур'є та відновлення аналогового сигналу за цими значеннями.

Практична цінність. Цінність викладених у роботі результатів для практики полягає у практичному застосуванні розроблених методів і методик для дослідження методів спектральної модуляції сигналів.

Недоліки. На жаль, автор не навів дані щодо практичного впровадження своїх досліджень на сучасних підприємствах. Очевидно, що такі впровадження мали б значний економічний ефект. В кінці роботи бажано було б подати узагальнюючі рекомендації щодо інженерних методик розрахунку параметрів та характеристик пристроїв модуляції сигналів за спектральним методом.

Мало уваги приділено експериментальній частині роботи. Окрім того, бажано було б надати більше рисунків і таблиць з результатами розрахунків.

Висновки. Тема роботи є актуальною і сучасною, а рівень використання сучасних технологій у дослідженнях – задовільним. Тема роботи у достатній мірі розкрита. Задачі дослідження виконані, а висновки відповідають пунктам задач. В цілому робота свідчить про достатній рівень загальнотеоретичної і практичної підготовки її автора. Вважаю, що робота відповідає всім вимогам, які ставляться до кваліфікаційних робіт другого освітнього рівня (магістр) спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка і вона заслуговує оцінки «добре».

Доцент кафедри автоматизацій,
комп'ютерно-інтегрованих технологій і телекомунікацій
Хмельницького національного університету,
канд. техн. наук, доц.



Корецька Л.О.