

Державний комітет зв'язку та інформатизації України

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С.Попова

Кафедра теорії електричного зв'язку

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання лабораторних робіт із дисципліни

“СИГНАЛИ ТА ПРОЦЕСИ В РАДІОТЕХНІЦІ”

(Частина 1)

ЗАТВЕРДЖЕНО
Радою факультету
радіозв'язку, радіомовлення
та телебачення.
Протокол № 4
від 21.12.2000 р.

Одеса 2001

Рецензент – І. В. Хіхловська
Укладач – П. В. Іващенко
Відп. редактор – В. Ю. Дирда
Редактор – Л. А. Кодрул

СХВАЛЕНО
на засіданні кафедри ТЕЗ
і рекомендовано до друку.
Протокол № 6
від 20 листопада 2000 р.

ЗМІСТ

	С.
ЛР 1.1. ОСНОВИ РОБОТИ В СЕРЕДОВИЩІ HP VEE	4
ЛР 1.2. ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРІВ ПЕРІОДИЧНИХ СИГНАЛІВ.....	8
ЛР 1.3. ДИСКРЕТИЗАЦІЯ ПЕРВИННИХ СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ	14
ЛР 1.4. ДИСКРЕТИЗАЦІЯ СМУГОВИХ СИГНАЛІВ	22
ЛР 1.5. ДОСЛІДЖЕННЯ АМ, БМ і ОМ СИГНАЛІВ	29
ЛР 1.6. ДОСЛІДЖЕННЯ ЧМ і ФМ СИГНАЛІВ	35
ЛР 1.7. ДОСЛІДЖЕННЯ СИГНАЛІВ АІМ-М	42
ЛР 1.8. ДОСЛІДЖЕННЯ СИГНАЛІВ ЦИФРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ.....	49
ЛР 1.9. НЕЛІНІЙНІ БЕЗІНЕРЦІЙНІ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ	56

ЛР 1.1. ОСНОВИ РОБОТИ В СЕРЕДОВИЩІ HP VEE

1 Мета роботи

1.1 Освоєння основних прийомів створення дослідницьких віртуальних макетів у середовищі HP VEE.

1.2 Оволодіння навичками роботи з віртуальними вимірювальними приладами при дослідженні часових і спектральних характеристик сигналів у середовищі HP VEE.

2 Ключові положення

2.1 **Запуск середовища HP VEE.** Для запуску середовища візуального програмування інженерних завдань Hewlett-Packard Visual Engineering Environment (HP VEE) потрібно на робочому столі комп'ютера вибрати іконку  і двічі клацнути лівою кнопкою миші. Після завантаження програми VEE рекомендується в меню View виключити Program Explorer, а потім клацнути по значку  на смужці Main для збільшення розмірів робочого поля.

2.2 **Виклик графічних об'єктів.** Для виконання досліджень у середовищі HP VEE створюють віртуальні макети. Макет створюється згідно з конкретним завдання шляхом виклику графічних об'єктів і з'єднання їх. Наприклад, нам необхідно дослідити форму й спектр простих періодичних коливань за схемою, наведеною на рис. 1. Для створення цієї схеми слід викликати такі об'єкти:

- генератор періодичних коливань – зі смужки меню **Device → Virtual Source → Function Generator**;
- осцилограф – зі смужки меню **Display → Waveform (Time)**;
- аналізатор спектра – зі смужки меню **Display → Spectrum (Freq) → Magnitude Spectrum**.

Для переміщення об'єкта в робочому полі слід натиснути ліву клавішу миші, коли курсор перебуває в межах об'єкта, пересунути об'єкт і відпустити клавішу. Якщо встановити курсор у правий нижній кут об'єкта, то він перетвориться в косинець ; при натиснутій лівій кнопці миші можна змінювати розміри об'єкта, щоб установити зручні розміри.

Для знищення графічного об'єкта слід встановити курсор у його межах, клацнути правою кнопкою миші, а після появи меню об'єкта клацнути лівою кнопкою миші по **Cut**.

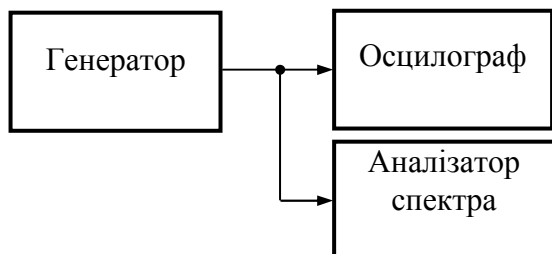


Рисунок 1 – Схема для дослідження періодичних коливань

2.3 **З'єднання об'єктів.** На границях об'єктів чорними прямокутниками відображаються вхідні (ліворуч) і вихідні (праворуч) термінали. Для з'єднання об'єктів між собою слід підвести курсор до вихідного терміналу об'єкта (**Func**) і клацнути лівою клавішею миші. У цей час вихідний термінал активізується й від нього потягнеться віртуальний про-

відник із прозорим прямокутником на кінці. Далі за допомогою миші треба підвести цю “гумову” лінію до необхідного вхідного терміналу (**Trace1**) і знову клацнути лівою клавішею миші. Операція закінчиться з'єднанням об'єктів. Та-

кими прийомами слід виконати два з'єднання: генератора з осцилографом і аналізатором спектра (рис. 2). Якщо клацнути правою кнопкою миші по робочому полю, то з'явиться меню. Після вибору з меню **Delete Line** (Видалити лінію) на екрані замість курсору з'являться “ножиці” ✂, клацнувши якими по лінії, що з'єднує блоки, можна видалити цю лінію.

2.4 Запуск програми на виконання. Для запуску програми на виконання необхідно на панелі інструментів нажати на кнопку ►. Значок ■ салатного кольору на панелі інструментів є індикатором того, що програма виконується, – після виконання програми він гасне. Результати роботи програми можна бачити на дисплеях осцилографа й аналізатора спектра. Ці результати отримані відповідно параметрам об'єктів – кожний з викликаних об'єктів має свої параметри, більшість із яких можна змінювати залежно від мети досліджень.

2.5 Установлення параметрів об'єктів. У табл. 1 наведені параметри генератора коливань, які встановлюються у відповідних комірках на полі генератора.

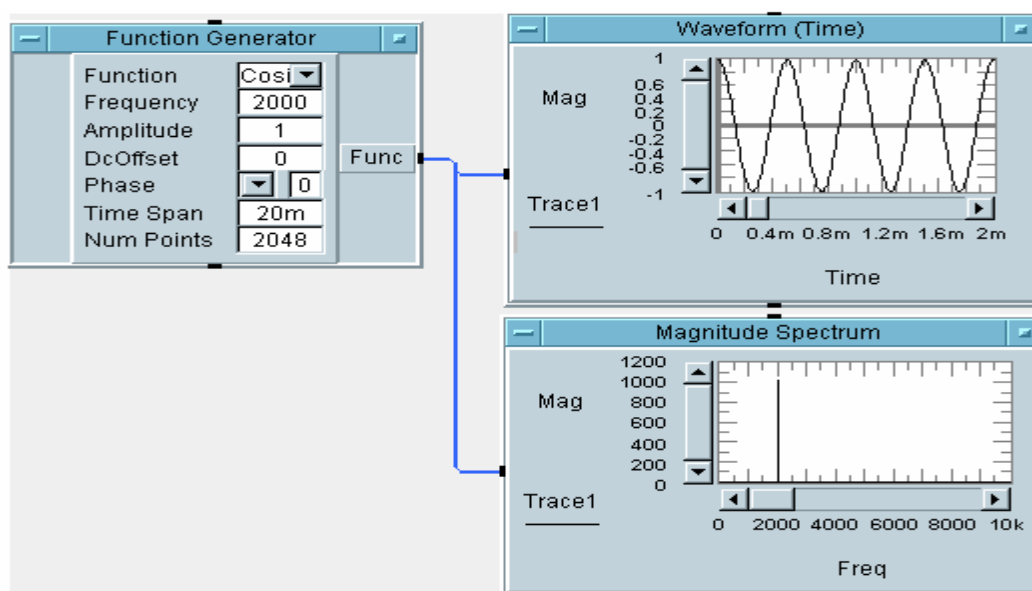


Рисунок 2 – Схема віртуального макета для дослідження періодичних коливань

Таблиця 1 – Параметри генератора коливань

Function (Cosine, Sine, Square, Tri, +Ramp, -Ramp, DcOnly)	Коливання (косинусне, синусне, прямокутне (меандр), трикутне, пилкоподібне наростаюче, пилкоподібне спадаюче, лише постійна напруга)
Frequency	Частота, Гц
Amplitude	Амплітуда, В
DcOffset	Постійна складова, В
Phase (deg/rad/grad)	Початкова фаза (градуси / радіани / гради)
Time Span	Тривалість відрізка коливання, с
Num Points	Кількість відліків коливання

У табл. 2 наведені параметри, які визначають параметри горизонтальних і вертикальних осей осцилографа й аналізатора спектра. Для їхньої установки слід клацнути лівою клавішею по назві горизонтальної або вертикальної осі (це **Time** – вісь часу осцилографа, **Freq** – вісь частот аналізатора спектра, **Mag** –

вісь значень (вертикальна вісь) осцилографа й аналізатора спектра). З'являється меню, за допомогою якого і установлюються параметри.

У випадку автоматичного масштабування осі часу (Time) установлюються мінімальне значення 0, а максимальне значення таке, як тривалість відрізка коливання (Time Span).

У випадку автоматичного масштабування осі частот (Freq) установлюються мінімальне значення 0, а максимальне значення дорівнює або дещо перевищує половину частоти дискретизації. Приклади: 1) тривалість сигналу 20 мс, а кількість відліків 256, у цьому випадку половина частоти дискретизації дорівнює $0,5 \cdot 256 / 20 = 6,4$ кГц, програма встановила масштаб з максимальним значенням 7 кГц (округляючи до більшого цілого числа) і креслить графік спектра від 0 до 6,4 кГц; 2) тривалість сигналу 20 мс, а число відліків 1000, у цьому випадку половина частоти дискретизації дорівнює $0,5 \cdot 1000 / 20 = 25$ кГц, програма встановила масштаб з максимальним значенням 25 кГц і креслить графік спектра від 0 до 25 кГц.

У випадку автоматичного масштабування вертикальних осей (Mag) мінімальне й максимальне значення встановлюються програмою такими, щоб вони охоплювали весь діапазон значень графіків, які виводяться на дисплей.

Якщо автоматичне масштабування виключене, то в рядках Maximum і Minimum слід встановити бажані крайні значення на вертикальній або горизонтальній осі для зручності дослідження.

Таблиця 2 – Параметри горизонтальної й вертикальної осей

Scale Name	Ім'я шкали (можна редагувати)
Automatic Scaling (On / Off)	Автоматичне масштабування (вкл. / викл.).
Maximum	Максимальне значення
Minimum	Мінімальне значення
Label Spacing	Розташування міток (установлюється за допомогою меню)
Mapping (Linear / Log)	Відображення (лінійне / логарифмічне)
Log Cycles	Кількість відображуваних порядків (лише у випадку Log)
Scale Color	Колір шкали

У табл. 3 наведені параметри, що визначають лінії графіків. Для їх установлення слід клацнути по назві графіка **Trace 1** (це також назва входу об'єкта).

Таблиця 3 – Параметри лінії графіка

Name	Назва графіка й входу (можна редагувати)
Scale	Шкала
Colour	Колір лінії графіка
Line Type	Тип лінії графіка
Point Type	Тип точок графіка

2.6 Вимірювання. Для точного вимірювання числових значень характеристик досліджуваного процесу, які відображаються графіками, можна використовувати маркери, які дозволяють одержати числові значення в будь-якій точці. Щоб маркери були, необхідно встановити курсор у будь-якому місці вимірювального приладу, потім клацнути правою кнопкою миші й у контекстному меню вибрати пункт **Properties** і далі **Markers** і встановити потрібну кількість маркерів (для початку один – **One**) і **Interpolate**. Після **OK** на дисплеї приладу

з'являється маркер у вигляді трикутника ∇ , пересуваючи його в площині дисплея об'єкта можна одержати числові значення графіка в конкретній точці – у цей час координати маркера відображаються на смужці внизу приладу.

Можна виділити частину графіка – при натиснутій лівій кнопці миші курсором окреслюють фрагмент, що нас цікавить, після відпускання кнопки дисплей зображує виділену ділянку графіка на всій площині дисплея об'єкта із вказівкою нових максимального й мінімального значень шкал.

2.7 Вихід із середовища HP VEE. Після завершення роботи із програмою, її слід закрити: або в меню **File** указати **Exit**, або клацнути в самий верхній правий кут дисплея комп'ютера по значку **X**. На питання "Do you want to save changes?" відповісти "Нет".

3 Лабораторне завдання

З метою освоєння основних прийомів створення дослідницьких віртуальних макетів у середовищі HP VEE і оволодіння навичками роботи з віртуальними вимірювальними приладами слід виконати дії, описані в розд. 2. У робочому зошиті слід фіксувати освоєні Вами прийоми роботи із програмою й способи установок параметрів, режимів тощо.

Необхідно дослідити форму й спектр простих періодичних коливань за схемою, наведеною на рис. 1. Для цього по черзі встановити різні види коливань генератора і їхні параметри: частоту, амплітуду, фазу, тривалість коливання, кожний раз після виконання програми комп'ютером поспостерігати і занести до протоколу часові й спектральні діаграми.

4 Вимоги до звіту

4.1 **Назва** лабораторної роботи.

4.2 **Ціль** роботи.

4.3 **Результати** виконання лабораторного завдання (осцилограми й спектрограми коливань, кожна з них повинна мати підпис, де зазначені встановлені параметри).

4.4 **Висновки**, де в конспективній формі наведено опис освоєних прийомів роботи в середовищі HP VEE.

4.5 **Дата**, підпис студента, віза викладача з оцінкою в 100-бальній шкалі.

Література

Гаврилюк М.С., Ланько А.А. Перші кроки в HP VEE: Посібник для початківців. – Одеса: УДАЗ, 1999.

ЛР 1.2. ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРІВ ПЕРІОДИЧНИХ СИГНАЛІВ

1 Мета роботи

1.1 Дослідження спектрів періодичних сигналів: послідовностей П-імпульсів і трикутних імпульсів, пилоподібного коливання.

1.2 Дослідження впливу обмеження спектра сигналу на його форму.

2 Ключові положення

2.1 Періодичний сигнал $s(t)$ з періодом T можна представити рядом Фур'є, тригонометрична форма запису якого має вигляд

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f_1 t + \psi_n), \quad (1)$$

де $f_1 = 1/T$; $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; $\psi_n = -\arctg(b_n / a_n)$;

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos 2\pi n f_1 t dt, \quad n = 0, 1, 2, \dots; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin 2\pi n f_1 t dt, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

Із виразу (1) видно, що в загальному випадку періодичний сигнал містить постійну складову $a_0/2$ і велику кількість гармонічних коливань кратних частот: основної частоти f_1 і її гармонік $n f_1$, $n = 2, 3, 4, \dots$. Кожне з гармонічних коливань характеризується амплітудою A_n і початковою фазою ψ_n . Ряд (1) визначає спектр періодичного сигналу. Такий спектр є дискретним. У окремих сигналів деякі зі складових можуть бути відсутні, якщо $A_n = 0$.

Сукупність чисел A_n називається амплітудним спектром сигналу, а сукупність чисел ψ_n – фазовим спектром сигналу. У випадку графічного зображення амплітудного й фазового спектрів числа A_n і ψ_n представляють вертикальними лініями на частотах $n f_1$, причому висота кожної лінії дорівнює амплітуді або початковій фазі відповідної складової. Спектри можна представити таблицями.

2.2 На практиці особливе значення мають періодичні сигнали з періодом T , які складаються з однополярних прямокутних імпульсів з амплітудою A і тривалістю τ (рис. 1, а). Такий періодичний сигнал можна записати

$$s(t) = \begin{cases} A & \text{для } kT - \tau/2 \leq t \leq kT + \tau/2, \quad k = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots \\ 0 & \text{поза цим інтервалом.} \end{cases}$$

У випадку подання цього сигналу рядом Фур'є необхідно врахувати, що сигнал парний і в розкладанні залишаються лише косинусні складові (інтеграл від непарної функції у випадку симетричного інтервалу інтегрування рівняється нулю). Коефіцієнти ряду Фур'є для цього сигналу

$$\frac{a_0}{2} = \frac{A\tau}{T}; \quad a_n = \frac{2A}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \cos 2\pi n f_1 t dt = \frac{2A\tau}{T} \cdot \frac{\sin \pi n f_1 \tau}{\pi n f_1 \tau},$$

і тоді ряд Фур'є буде мати вигляд

$$s(t) = \frac{A\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \pi n f_1 \tau}{\pi n f_1 \tau} \cos 2\pi n f_1 t \right]. \quad (2)$$

Обвідна спектра періодичної послідовності прямокутних імпульсів (рис. 1, б) визначається амплітудним множником $\frac{2A\tau}{T} \cdot \left| \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right|$, що залежить від тривалості й періоду послідовності імпульсів. Нулі обвідної мають місце на частотах $f_p = p/\tau$, $p = 1, 2, 3, \dots$, тобто визначаються лише тривалістю імпульсів. Зменшення тривалості імпульсів при незмінному періоді зміщує нулі обвідної в напрямку більш високих частот, але частоти складових залишаються незмінними, змінюються лише їхні амплітуди. Збільшення періоду при незмінній тривалості імпульсів приводить до більш щільного розміщення складових – із кроком $f_1 = 1/T$.

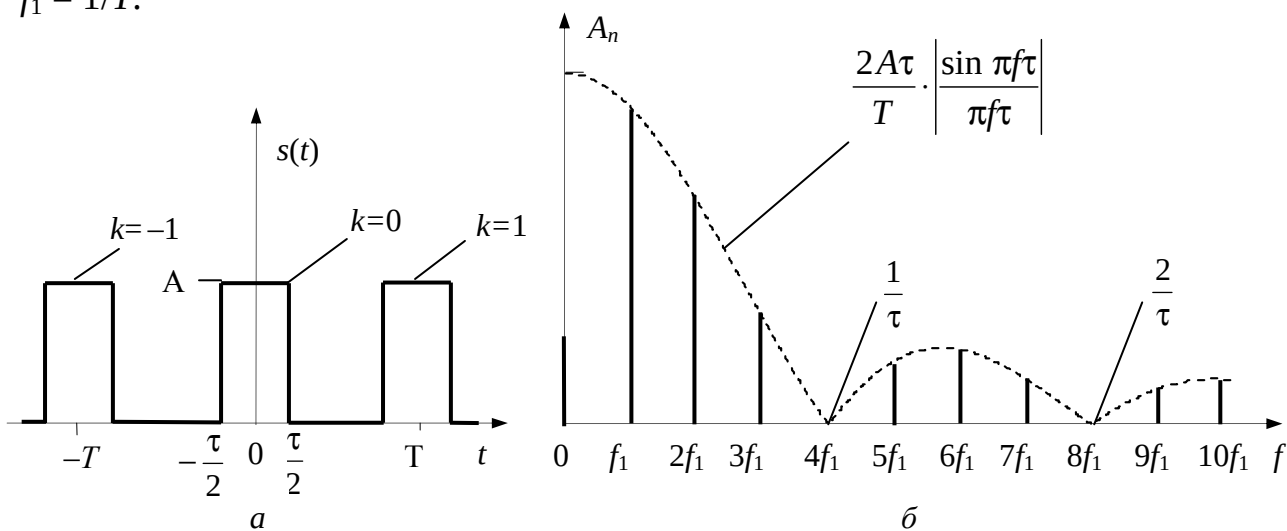


Рисунок 1 – Періодична послідовність П-імпульсів:
а – часова діаграма; б – спектральна діаграма

2.3. Ще один важливий періодичний сигнал – пилкоподібне коливання (рис. 2). Такі коливання мають місце в пристроях розгортки осцилографів, дисплеїв, телевізійних приймачів тощо. Подання цього сигналу рядом Фур'є:

$$s(t) = \frac{2A}{\pi} \left(\sin 2\pi f_1 t - \frac{1}{2} \sin 2\pi 2 f_1 t + \frac{1}{3} \sin 2\pi 3 f_1 t - \frac{1}{4} \sin 2\pi 4 f_1 t + \dots \right), \quad (3)$$

де $f_1 = 1/T$.

З виразу (3) видно, що спектр пилкоподібного сигналу містить всі складові основної частоти і її гармонік.

2.4 Особливістю спектрів послідовності П-імпульсів і пилкоподібного коливання є те, що амплітуди гармонік зі збільшенням номера n зменшуються дуже повільно (зі швидкістю $1/n$). Це пояснюється наявністю різких змін миттєвих значень сигналу: фронти на рис 1, а й спади на рис. 2. Розглянемо послідовність двополярних трикутних імпульсів (рис. 3). Ряд Фур'є для цього коливання має вигляд:

$$s(t) = \frac{8A}{\pi^2} \left(\sin 2\pi f_1 t + \frac{1}{3^2} \sin 2\pi 3 f_1 t + \frac{1}{5^2} \sin 2\pi 5 f_1 t + \dots \right). \quad (4)$$

Як видно з виразу (4), амплітуди гармонік зменшуються значно швидше – зі швидкістю $1/n^2$. Це пояснюється тим, що відсутні різкі зміни миттєвих значень. Але коливання має “злами”, що й визначає досить широкий його спектр, проте він вузьчий, ніж у двох раніше розглянутих коливань.

2.5 Часто з метою зменшення ширини спектра сигналу (обмеження спектра) вдаються до фільтрації фільтром нижніх частот (ФНЧ). ФНЧ характеризується частотою зрізу $F_{зр}$, а його дія на сигнал чітко описується, якщо залучити спектральне подання сигналу. ФНЧ пропускає складові сигналу із частотами, меншими за $F_{зр}$ і послаблює складові сигналу із частотами, більшими за $F_{зр}$. У часовій області дія ФНЧ на сигнал зводиться до згладжування різких змін сигналу (фронтів, зламів) і появи коливальних накладень на сигнал. Можна домогтися виділення фільтром коливання основної частоти, якщо вибрати $F_{зр}$ трохи більшою за f_1 , постійної складової, якщо вибрати $F_{зр}$ меншою за f_1 .

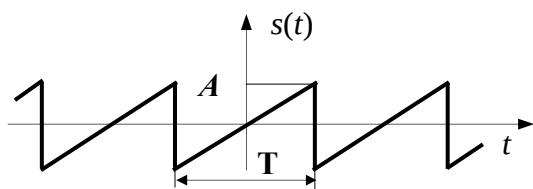


Рисунок 2 – Пилкоподібне коливання

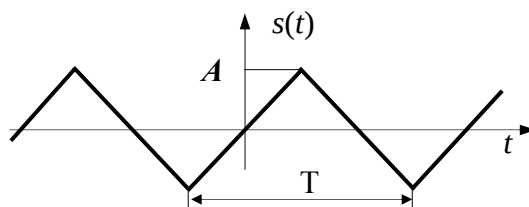


Рисунок 3 – Послідовність трикутних імпульсів

3. Ключові питання

3.1. Які сигнали називаються періодичними?

3.2. Записати вираз ряду Фур'є для періодичної послідовності П-імпульсів.

3.3. Записати вирази, що визначають амплітуди й початкові фази складових ряду Фур'є для періодичної послідовності П-імпульсів.

3.4. Дати визначення амплітудного й фазового спектрів періодичного сигналу.

3.5. У чому полягає принципова відмінність спектрів періодичних і неперіодичних сигналів?

3.6. Як зміниться спектр періодичної послідовності П-імпульсів, якщо зменшити тривалість імпульсу?

3.7. Як зміниться спектр періодичної послідовності П-імпульсів, якщо збільшити період послідовності?

3.8. Чому складовими ряду Фур'є для пилкоподібного сигналу (рис. 2) і послідовності трикутних імпульсів (рис. 3) є лише синусоїди?

3.9. Як впливає обмеження спектра П-імпульсу фільтром нижніх частот на його форму?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити за конспектом і літературою [1, с. 20–27; 2, с. 38–43; 3, с. 27–31] розділ “Спектральний аналіз періодичних сигналів” і опис лабораторного макета в розд. 6 цих вказівок.

4.2 Розрахувати амплітудний спектр періодичної послідовності П-імпульсів з періодом $T = 2N$ мс, тривалістю $\tau = T/(N+1)$ мс і амплітудою $A = 1$ В, де N – номер лабораторного стенда. Результати розрахунків оформити таблицею й побудувати графік спектра.

4.3 Підготуватися до обговорення за ключовими питаннями розд. 3.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитися з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього запустити програму **1.2 Дослідження спектрів...**, використовуючи іконку **Лабораторні роботи** на робочому столі, а потім папку **СПР 1**. Вивчити схему макета на дисплеї комп'ютера, користуючись розд. 6. Уточнити з викладачем план виконання лабораторного завдання.

5.2 Провести дослідження спектра нефільтрованої періодичної послідовності П-імпульсів. Установити значення амплітуди, періоду й тривалості імпульсів, використані в домашньому завданні. Занести до протоколу часову й спектральну діаграми досліджуваного коливання. Порівняти отриманий експериментально спектр із розрахованим у домашньому завданні.

5.3 Провести дослідження спектра нефільтрованого періодичного пилоподібного коливання. Установити значення амплітуди й періоду такі ж, як і в попередньому завданні. Визначити за формулою (3) теоретичні значення амплітуд складових коливання, порівняти їх з отриманими експериментально й зі спектром П-імпульсів.

5.4 Провести дослідження спектра нефільтрованої періодичної послідовності трикутних імпульсів. Установити значення амплітуди й періоду такі ж, як і в попередньому завданні. Визначити за формулою (4) теоретичні значення амплітуд складових коливання, порівняти їх з отриманими експериментально й зі спектром П-імпульсів.

5.5 Провести дослідження впливу фільтрації на спектр і форму періодичної послідовності П-імпульсів. Установити значення амплітуди, періоду й тривалості імпульсів, використані в завданні 5.2. Дослідження виконати для двох значень частоти зрізу ФНЧ, а саме $2/\tau$ і $1/\tau$ (τ – тривалість імпульсу). Занести до протоколу часові й спектральні діаграми фільтрованих коливань. Зробити висновки щодо зміни форми й спектра коливань.

5.6 Провести дослідження впливу фільтрації на спектр і форму пилоподібного коливання й періодичної послідовності трикутних імпульсів. Установити значення амплітуди й періоду, які використані в завданнях 5.3 і 5.4. Дослідження виконати при значенні частоти зрізу ФНЧ $4/T$ (T – період коливань). Занести до протоколу часові й спектральні діаграми фільтрованих коливань. Зробити висновки щодо зміни форми й спектра коливань.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері в середовищі HP VEE з використанням віртуального макета, структурна схема якого наведена на рис. 4.

До складу макета входять: генератор періодичного сигналу, що може виробляти коливання трьох типів:

- послідовність однополярних П-імпульсів;
- пилкоподібне двополярне коливання;
- послідовність двополярних трикутних імпульсів.

У генераторі є можливість установлювати амплітуду й період для всіх коливань, а для послідовності П-імпульсів ще й тривалість імпульсів.

Перемикач дає можливість спостерігати часові й спектральні діаграми коливань від генератора безпосередньо або коливання після фільтра нижніх частот (ФНЧ). Частоту зрізу фільтра $F_{зр}$ можна встановлювати на панелі макета. На рис. 5 наведена амплітудно-частотна характеристика ФНЧ.

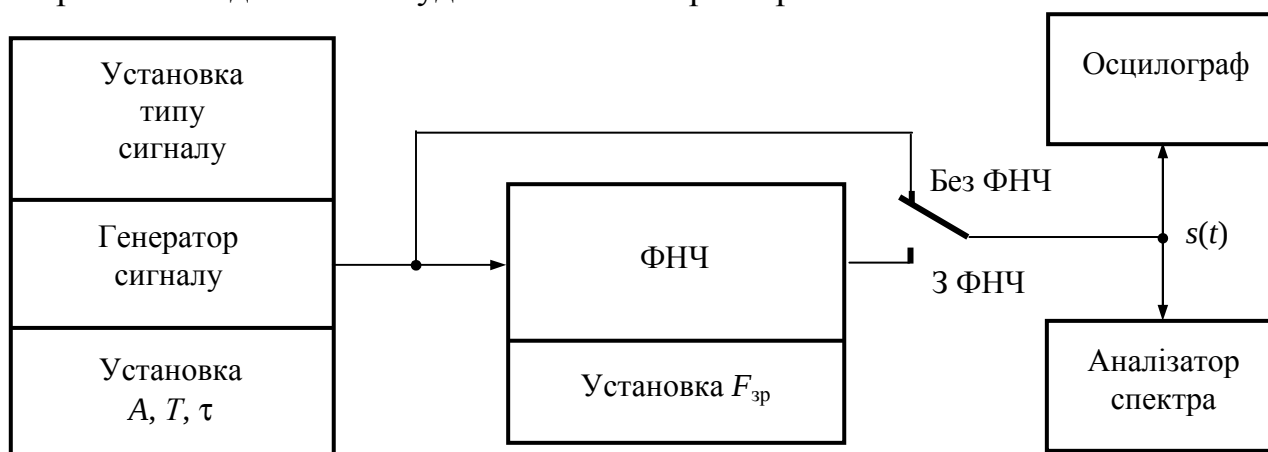


Рисунок 4 – Структурна схема лабораторного макета

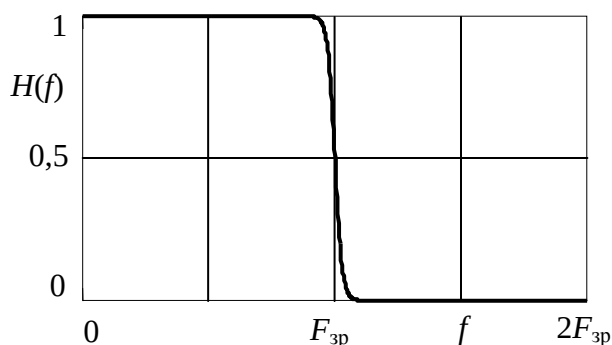


Рисунок 5 – АЧХ ФНЧ

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Ціль** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** досліджень і **результати** виконання пп. 5.2...5.6 лабораторного завдання (осцилограми й спектрограми, кожна повинна мати підпис).

7.5 **Висновки** за кожним пунктом завдання, у яких надати аналіз отриманих результатів (збіг теоретичних й експериментальних даних, залежність форми фільтрованого сигналу від частоти зрізу ФНЧ тощо).

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

Література

1. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986 (1977).

2. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1988 (1983).

3. **Панфілов І.П.,** Дирда В.Ю., Капацін А.В. Теорія електричного зв'язку: Підручник для студентів вузів 1-го та 2-го рівнів акредитації. – К.: Техніка, 1998.

ЛР 1.3. ДИСКРЕТИЗАЦІЯ ПЕРВИННИХ СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

1 Мета роботи

Вивчення процесу дискретизації неперервних за часом сигналів і способу відновлення їх за відліками. Аналіз характеристик дискретних сигналів та факторів, які викликають похибки під час відновлення неперервних сигналів.

2 Ключові положення

2.1 Дискретизація неперервних за часом сигналів. Під дискретизацією неперервного за часом сигналу $s(t)$ розуміють подання сигналу його миттєвими значеннями (відліками) $s(kT_d)$, де $k = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots$; T_d – інтервал дискретизації. Послідовність відліків на графіках зображують вертикальними лініями висотою $s(kT_d)$ кожна (рис. 1) і називають її дискретним сигналом $s_d(t)$.

У реальних пристроях відлік сигналу $s(kT_d)$ – це імпульс з амплітудою $s(kT_d)$ і тривалістю $\tau \leq T_d$, що починається в момент часу kT_d (рис. 2). Але, за звичай, $\tau \ll T_d$. Пристрій, який формує відліки, називається дискретизатором. У разі $\tau \ll T_d$ дискретизатор – це ключ, який замикає коло від джерела до навантаження на час τ (рис. 3).

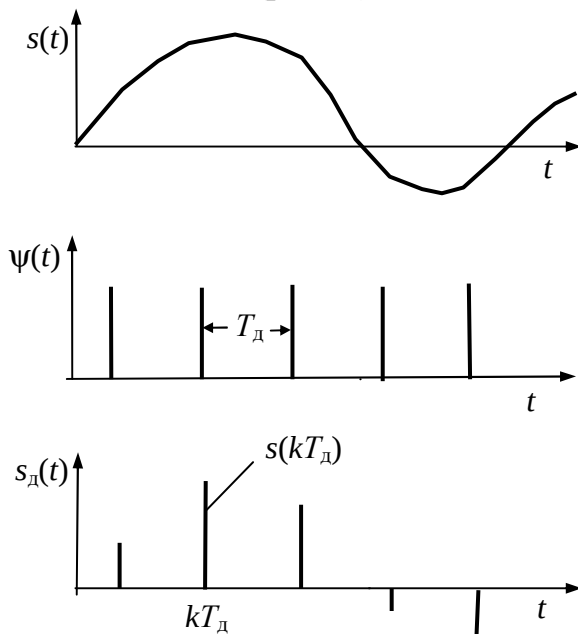


Рисунок 1 – Процес отримання дискретного сигналу

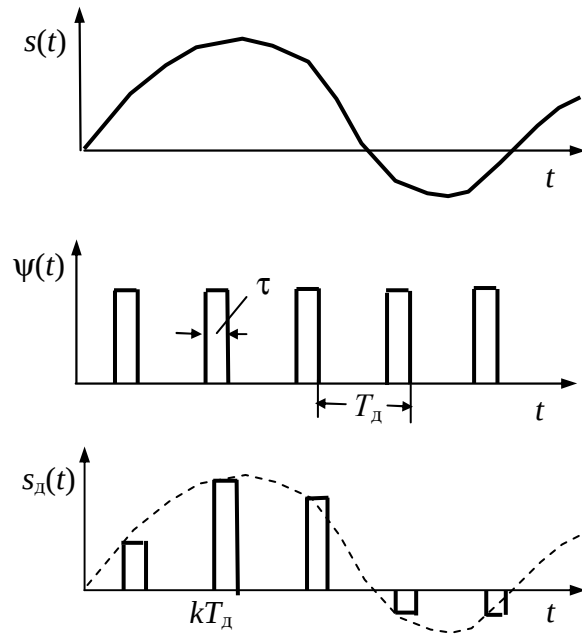


Рисунок 2 – Процес дискретизації в реальних пристроях

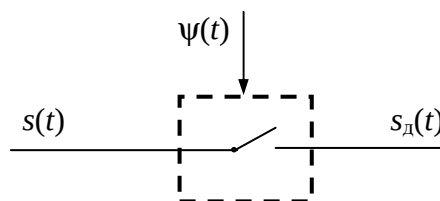


Рисунок 3 – Дискретизатор

Аналітичний вираз дискретного сигналу $s_d(t)$:

$$s_d(t) = s(t) \psi(t) = s(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t - kT_d), \quad (1)$$

де $\psi(t)$ – послідовність відлікових імпульсів, що визначає моменти часу, в які беруться відліки сигналу, й їх тривалість;

$p(t)$ – відліковий імпульс:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{для } 0 \leq t < \tau, \\ 0 & \text{для } t < 0, t \geq \tau. \end{cases} \quad (2)$$

2.2 Спектр дискретного сигналу. Перетворення Фур'є правої частини виразу (1) визначає спектральну густину $S_d(j2\pi f)$ дискретного сигналу (відповідні математичні викладки можна знайти в [1, с. 64–66])

$$S_d(j2\pi f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n S(j2\pi(f - nf_d)), \quad -\infty < f < \infty, \quad (3)$$

де $f_d = 1/T_d$ – частота дискретизації;

$$a_n = \frac{\tau}{T_d} \cdot \frac{\sin n\pi f_d \tau}{n\pi f_d \tau} \quad (4)$$

коефіцієнти розкладу імпульсу $p(t)$ у ряд Фур'є; оскільки $\tau \ll T_d$, то для малих значень n коефіцієнти практично не залежать від n , тобто $a_n = \tau/T_d$;

$S(j2\pi f)$ – спектральна густина неперервного сигналу $s(t)$.

Із виразу (3) випливає, що спектр дискретного сигналу – це сума спектрів $S(j2\pi f)$ неперервного сигналу $s(t)$, зміщених на величину f_d і спадаючих зі збільшенням n згідно з виразом (4).

Для первинних сигналів електрозв'язку характерно, що їх спектри прилягають до нульової частоти. На рис. 4, а наведений амплітудний спектр довільної форми $S(f)$ первинного сигналу, що простирається до максимальної частоти $F_{\max}$. Далі на рис. 4 зображені амплітудні спектри сигналів, які можуть мати місце під час дискретизації сигналу зі спектром, наведеним на рис. 4, а:

рис. 4, б – спектр $S_\psi(f)$ послідовності відлікових імпульсів $\psi(t)$, побудований на основі представлення $\psi(t)$ рядом Фур'є:

$$\psi(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot \cos 2\pi n f_d t;$$

рис. 4, в – спектр $S_d(f)$ дискретного сигналу, коли $f_d > 2F_{\max}$;

рис. 4, г – спектр $S_d(f)$, коли $f_d = 2F_{\max}$;

рис. 4, д – спектр $S_d(f)$, коли $f_d < 2F_{\max}$.

2.3 Відновлення сигналів за їх відліками. Згідно з теоремою Котельникова будь-який сигнал з обмеженим спектром можна точно відновити (інтерполювати) за його відліками, взятими через інтервал $T_d \leq 1/(2F_{\max})$, де $F_{\max}$ – максимальна частота спектра сигналу.

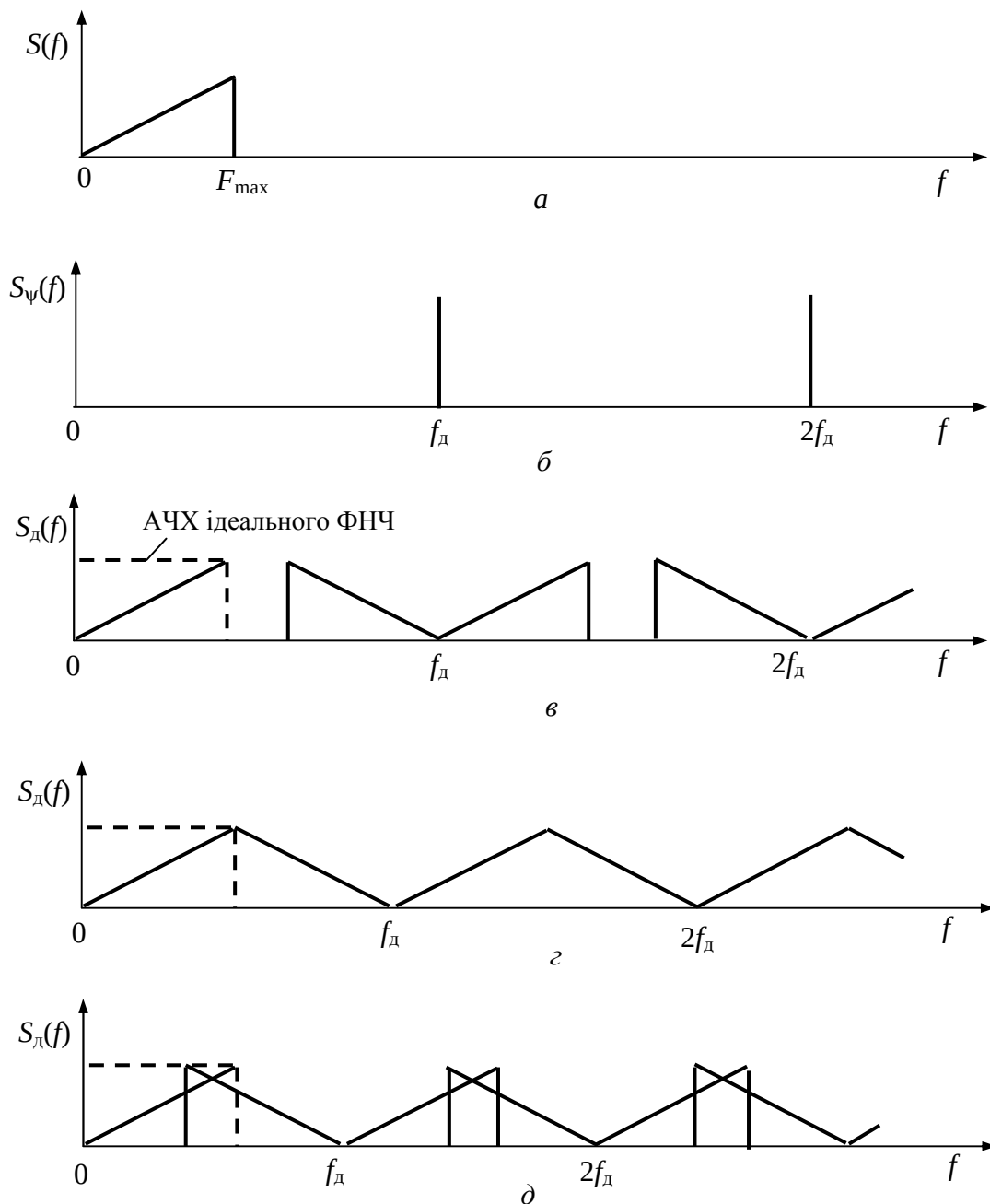


Рисунок 4 – Спектральні діаграми, що ілюструють процеси дискретизації та відновлення неперервних сигналів

У справедливості теореми Котельникова легко переконатися, розглянувши рис. 4, в, г, д. Якщо $f_d \geq 2 F_{\max}$ (рис. 4, в, г), то після подачі дискретного сигналу до входу ідеального ФНЧ з частотою зрізу $F_{\max} \leq F_{\text{зр}} \leq f_d - F_{\max}$ на виході одержимо сигнал зі спектром $S(f)$ (рис. 4, в, г), тобто відновлений неперервний сигнал. На рисунках штриховими лініями показана АЧХ ідеального ФНЧ з частотою зрізу $F_{\text{зр}} = F_{\max}$. Якщо ж $f_d < 2F_{\max}$, то, як видно з рис. 4, д, неможливо виділити спектр $S(f)$, оскільки має місце перекриття спектрів.

Процес **відновлення** неперервного сигналу за його відліками можна трактувати і в часовій області. Якщо для відновлення сигналу використовується ідеальний ФНЧ з частотою зрізу $F_{\text{зр}}$, то його імпульсний відгук (без урахування затримки у фільтрі):

$$g(t) = \frac{\sin 2\pi F_{\text{зр}} t}{2\pi F_{\text{зр}} t}.$$

Оскільки відлікові імпульси короткі ($\tau \ll T_d$) (наближаються до δ -функції), то можна вважати, що відгук ФНЧ на імпульс з амплітудою $s(kT_d)$, який поданий у момент $t = kT_d$, має вигляд

$$s(kT_d) = \frac{\sin(2\pi F_{\text{зр}}(t - kT_d))}{2\pi F_{\text{зр}}(t - kT_d)}.$$

Якщо подати до входу ФНЧ сигнал $s_d(t)$, на його виході одержимо суму відгуків

$$\hat{s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(kT_d) \cdot \frac{\sin(2\pi F_{\text{зр}}(t - kT_d))}{2\pi F_{\text{зр}}(t - kT_d)}.$$

Порівняємо цей вираз з **рядом Котельникова**, який є математичним виразом теореми Котельникова,

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(kT_d) \cdot \frac{\sin(2\pi F_{\text{max}}(t - kT_d))}{2\pi F_{\text{max}}(t - kT_d)}.$$

Якщо $F_{\text{зр}} = F_{\text{max}}$, то $s(t) = \hat{s}(t)$, тобто має місце точне відновлення неперервного сигналу.

2.4 Похибки, що виникають під час відновлення сигналів

2.4.1 Необмеженість спектрів реальних сигналів. Реальних сигналів зі строго обмеженим спектром не існує, оскільки сигнали зі скінченною тривалістю мають необмежені спектри – коли $f \rightarrow \infty$, спектри спадають з кінцевою швидкістю. Для реальних сигналів максимальна частота спектра F_{max} визначається за умови, що складові з частотами $f > F_{\text{max}}$ малі (у певному сенсі). У спектрах реальних дискретних сигналів виникає перекриття спектрів принаймні складових суми (3) з індексами $n = 0$ і $n = 1$ (рис. 5). Припустимо, що для відновлення неперервного сигналу використовується ідеальний ФНЧ з частотою зрізу $F_{\text{зр}} = F_{\text{max}}$, його АЧХ показана пунктирною лінією на рис. 5. Відновлений сигнал буде мати дві складові похибки відновлення:

- лінійні спотворення за рахунок відсікання складових сигналу $s(t)$ з частотами $f > F_{\text{max}}$;
- накладення складових спектра $S(f - f_d)$ із частотами $f < F_{\text{max}}$ на спектр сигналу $s(t)$ (похибка накладення спектрів).

З урахуванням сказаного значення F_{max} та f_d визначають за умови, щоб похибка відновлення була достатньо малою.

2.4.2 Відхилення характеристик реального ФНЧ від ідеального. У ідеального ФНЧ АЧХ має прямокутну форму, а ФЧХ – лінійну. Тобто, ідеальний ФНЧ без спотворень пропускає всі складові спектра сигналу в межах смуги пропускання, коли $f < F_{\text{зр}}$, і повністю ослаблює складові з частотами $f > F_{\text{зр}}$. Реальні ФНЧ описуються граничною частотою смуги пропускання $F_{\text{сп}}$ і граничною частотою смуги затримання $F_{\text{сз}}$ (рис. 2.6, б).

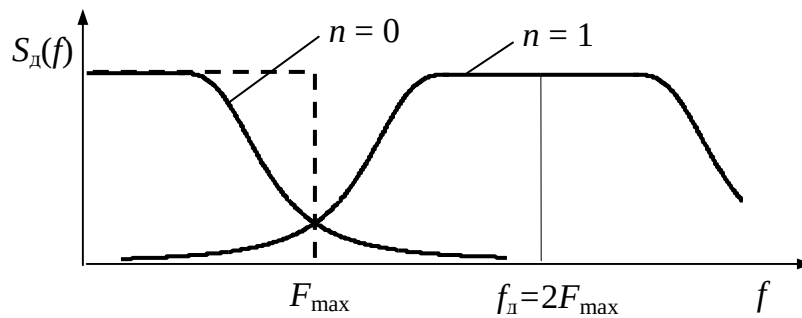


Рисунок 5 – Ілюстрація виникнення похибки відновлення неперервного сигналу через необмеженість спектра неперервного сигналу

Якщо ФНЧ призначений для відновлення неперервного сигналу з максимальною частотою $F_{\max}$ з дискретного сигналу з частотою дискретизації f_d , то необхідно, щоб $F_{\text{сп}} \geq F_{\max}$ і $F_{\text{сз}} \leq f_d - F_{\max}$. У разі реальних ФНЧ можуть виникати дві складові похибки відновлення:

- через непостійність АЧХ і нелінійність ФЧХ у смузі пропускання фільтр вносить лінійні спотворення у відновлений сигнал;
- через недостатнє ослаблення у смузі затримання ФНЧ пропускає складові сигналу $s_d(t)$ з частотами $f > f_d - F_{\max}$, які утворюють похибку накладення спектрів.

Реальні ФНЧ для відновлення неперервних сигналів проектують так, щоб похибка відновлення була достатньо малою.

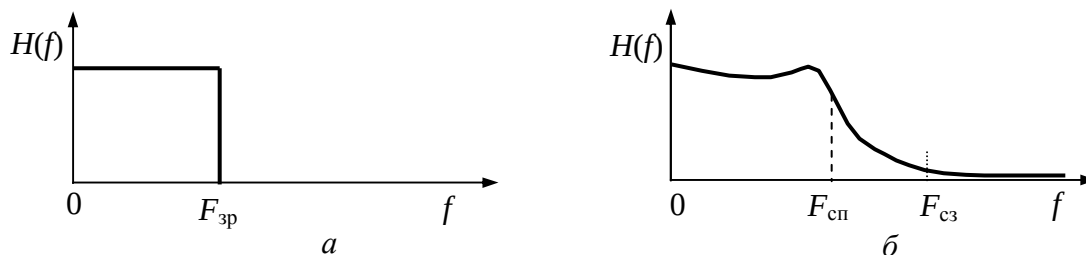


Рисунок 6 – АЧХ: а – ідеального ФНЧ; б – реального ФНЧ

3 Ключові питання

- 3.1 Пояснити фізичну суть дискретизації за часом неперервних сигналів.
- 3.2 З якою метою виконується дискретизації неперервних сигналів?
- 3.3 Пояснити зв'язок спектрів неперервного і дискретного сигналів.
- 3.4 Пояснити фізичну суть процесу відновлення сигналу за відліками.
- 3.5 Сформулювати теорему Котельникова.
- 3.6 Записати ряд Котельникова для сигналу з обмеженим спектром.
- 3.7 У чому полягають основні відмінності АЧХ і ФЧХ ідеального і реального ФНЧ?
- 3.8 Які причини похибок, що виникають під час відновлення сигналу за відліками?

4 Домашнє завдання

- 4.1 Вивчити розділ “Дискретизація неперервних сигналів” за конспектом лекцій і літературою [1, с. 59–67; 2, с. 64–69; 3, с. 34–39] та опис лабораторного макета за розд. 6 цих вказівок.

4.2 Сигнал $s(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + A_2 \sin 2\pi f_2 t + A_3 \sin 2\pi f_3 t$ дискретизується з частотою f_d . Зобразити спектр сигналу $S(f)$ і спектр дискретного сигналу $S_d(f)$ в діапазоні частот $0 < f < 2f_d$. Вихідні дані сигналу згідно з номером Вашого лабораторного стенда вказані в табл. 1.

Таблиця 1 – Вихідні дані до домашнього завдання

Номер стенда	A_1 , В	f_1 , кГц	A_2 , В	f_2 , кГц	A_3 , В	f_3 , кГц	f_d , кГц
1	0	1	1	2	3	1,5	5
2	1	1	5	2,5	4	1,5	5,5
3	2	0,5	4	1,5	3,5	2,5	6
4	3	1	3	1,5	2,5	2,5	6,5
5	2,5	0,5	2	2,5	1	3	7
6	1,5	1	5	2,5	4	3	7,5
7	3,5	0,5	4	2	3	3	8
8	1	0,5	3	1	3,5	2	7

4.3 Розрахувати і побудувати графік імпульсного відгуку ідеального ФНЧ з частотою зрізу $F_{зр} = f_d/2$ для значень t в інтервалі $(-4T_d, 4T_d)$ (значення f_d взяти з табл. 1).

4.4 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитись із віртуальним макетом на робочому місці. Для цього після завантаження програми HP VEE відкрити файл

examples\evaluate\СПР_1\1_3.vee.

Усі лабораторні завдання виконуються, працюючи з панеллю макета.

5.2 Провести дослідження процесу дискретизації в часовій та частотній областях. Для цього:

- установити значення A_1 , f_1 , A_2 , f_2 , A_3 , f_3 та частоту f_d такі ж, як і в домашньому завданні;
- призначити вхід ФНЧ від дискретизатора та запустити програму на виконання;
- зарисувати в протоколі осцилограми та спектрограми сигналів на виходах джерела та дискретизатора;
- порівняти розраховану в домашньому завданні та отриману на комп'ютері спектрограми, результати порівняння занести до висновків протоколу;
- збільшити на 1 кГц частоту дискретизації, зарисувати у протоколі спектрограму сигналу на виході дискретизатора, зміни в спектрограмі занести до висновків протоколу.

5.3 Провести дослідження імпульсного відгуку відновлюючого ФНЧ. Для цього:

- призначити подання до входу ФНЧ δ -імпульсу та встановити значення частоти зрізу ФНЧ, що задана в домашньому завданні;
- занести до протоколу імпульсний відгук та АЧХ ФНЧ, порівняти імпульсний відгук ФНЧ з розрахованим у домашньому завданні.

– установити значення частоти зрізу ФНЧ вдвічі меншу, занести до протоколу імпульсний відгук та АЧХ ФНЧ для цього випадку, характер змін в імпульсному відгуку пояснити у висновках протоколу.

5.4 Провести дослідження процесу відновлення неперервного сигналу в часовій та частотній областях. Для цього:

- установити параметри A_1 , f_1 , A_2 , f_2 , A_3 , f_3 та частоту f_d такі ж, як і в домашньому завданні;
- призначити вхід ФНЧ від дискретизатора та запустити програму на виконання;
- порівняти осцилограми та спектри на виході ФНЧ та на виході джерела, результати порівняння занести до висновків протоколу;
- установити частоту зрізу ФНЧ меншу за f_3 , а потім більшу за $f_d - f_3$. В обох випадках зарисувати осцилограми та спектрограми на виході ФНЧ, у висновках описати характер похибок, пояснити причини їх виникнення.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері у середовищі HP VEE з використанням віртуального макета, структурну схему якого наведено на рис. 7.

До складу макета входять: генератор неперервного сигналу $s(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + A_2 \sin 2\pi f_2 t + A_3 \sin 2\pi f_3 t$, дискретизатор, відновлюючий ФНЧ, генератор відлікових імпульсів та генератор δ -імпульсів. Значення частот та амплітуд гармонічних коливань A_1 , f_1 , A_2 , f_2 , A_3 , f_3 , частоту дискретизації f_d та частоту зрізу ФНЧ $F_{зр}$ можна змінювати.

Перемикач надає можливість подавати до входу відновлюючого ФНЧ дискретний сигнал $s_d(t)$ або δ -імпульс. Часові та спектральні діаграми можна спостерігати у трьох точках схеми макета: на виході генератора, на вході та виході відновлюючого ФНЧ.

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** досліджень та **результати** виконання пп. 5.2...5.4 лабораторного завдання (осцилограми та спектрограми, кожна з яких має мати підпис).

7.5 **Висновки** за кожним пунктом завдання, в яких надати аналіз одержаних результатів (збіг теоретичних та експериментальних даних, залежність форми відновленого сигналу від частоти дискретизації та частоти зрізу відновлюючого ФНЧ тощо).

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

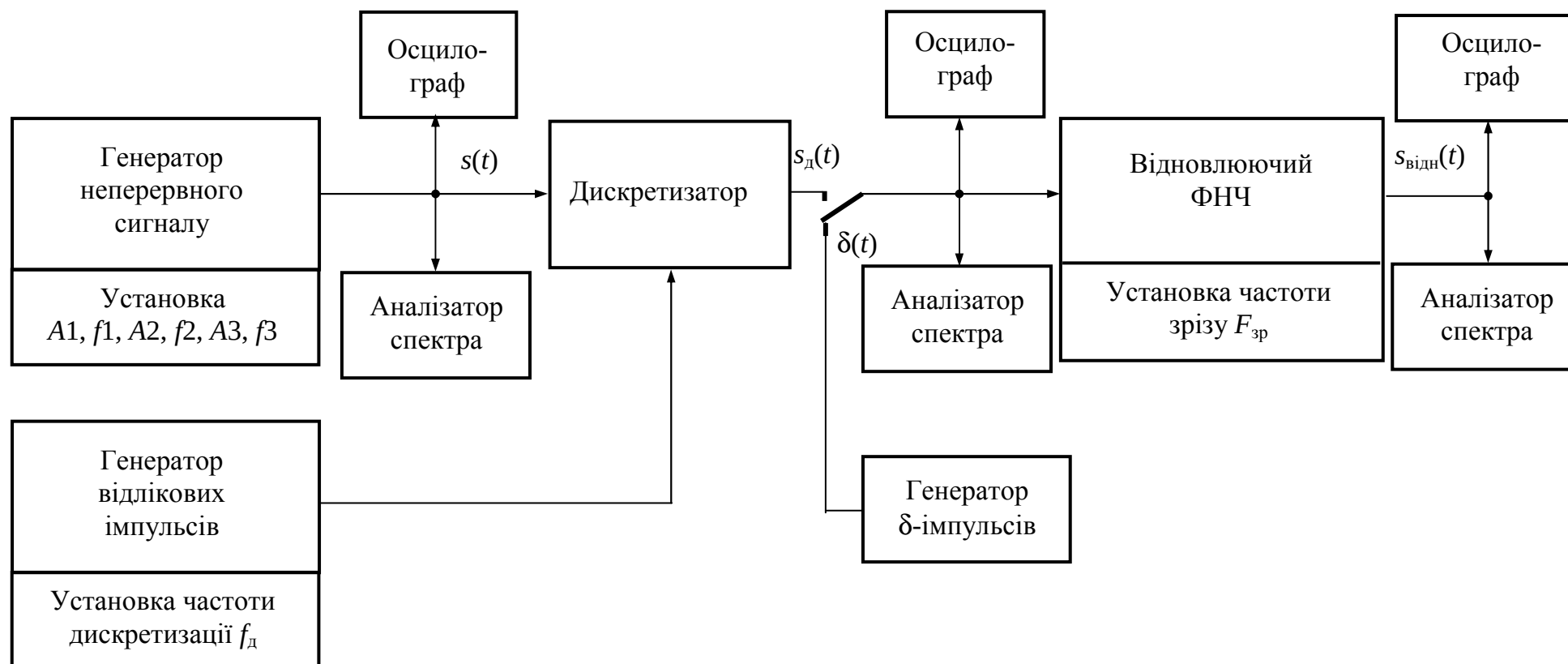


Рисунок 7 – Структурна схема лабораторного макета

Література

1. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986 (1977).
2. **Теория передачи сигналов:** Учебник для вузов / А.Г. Зюко и др. – М.: Радио и связь, 1986.
- 3 **Панфілов І.П., Дирда В.Ю., Капацін А.В.** Теорія електричного зв'язку: Підручник для студентів вузів 1-го та 2-го рівнів акредитації. – К.: Техніка, 1998.

ЛР 1.4. ДИСКРЕТИЗАЦІЯ СМУГОВИХ СИГНАЛІВ

1 Мета роботи

1.1 Вивчення процесу дискретизації смугових сигналів і способу відновлення їх за відліками.

1.2 Аналіз характеристик дискретних сигналів, отриманих під час дискретизації смугових сигналів.

2 Ключові положення

2.1 Смуговими (модульованими) називаються сигнали, в яких спектри не прилягають до нульової частоти, їх спектри зосереджені у смузі частот від $f_{\min}$ до $f_{\max}$, і $f_{\min} > 0$. Для опису смугових сигналів вводять параметри: середня частота спектра $f_0 = 0,5(f_{\min} + f_{\max})$ і ширина спектра $\Delta F = f_{\max} - f_{\min}$. Для смугових сигналів, як правило, виконується співвідношення $\Delta F \ll f_0$, і тоді вони називаються вузькосмуговими. У часовій області вузькосмугові сигнали мають вигляд квазігармонічних коливань з середньою частотою f_0 (рис. 1, а).

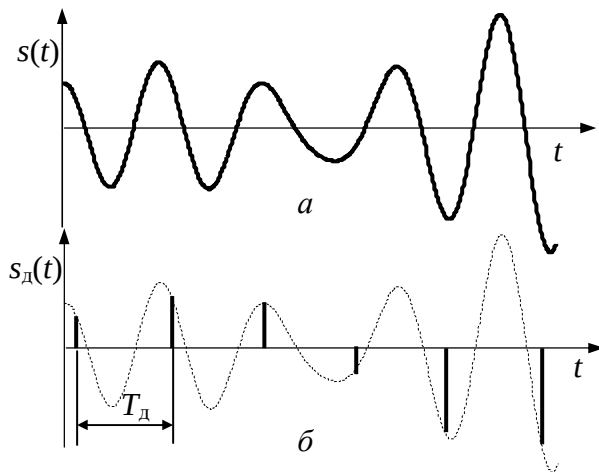


Рисунок 1 – Подання смугового сигналу:
а – в неперервному часі; б – відліками

2.2 Під дискретизацією неперервного за часом сигналу $s(t)$ розуміють подання сигналу його миттєвими значеннями (відліками) $s(kT_d)$, де $k = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots$; T_d – інтервал дискретизації. Послідовність відліків називають дискретним сигналом $s_d(t)$ (рис. 1, б).

Подання смугових сигналів дискретними необхідне, коли їх перетворення (фільтрація, детектування тощо) виконуються процесорами цифрових сигналів. Властивості спектрів дискретних сигналів надають можливість формувати смугові сигнали (подані дискретними сигналами) за допомогою процесорів цифрових сигналів.

2.3 Для вибору інтервалу дискретизації T_d (чи оберненої величини – частоти дискретизації $f_d = 1/T_d$) первинних сигналів електрозв'язку використовують теорему Котельникова: частота дискретизації повинна не менш, ніж удвічі перевищувати максимальну частоту спектра сигналу $F_{\max}$: $f_d \geq 2F_{\max}$. У разі смугових сигналів, а особливо вузькосмугових сигналів, частота дискретизації може бути суттєво меншою за $2f_{\max}$.

Спектральна густина $S_d(j2\pi f)$ дискретного сигналу записується (відповідні математичні викладки можна знайти в [1, с. 64 – 66]):

$$S_d(j2\pi f) = f_d \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(j2\pi(f - nf_d)), \quad -\infty < f < \infty, \quad (1)$$

де $S(j2\pi f)$ – спектральна густина неперервного сигналу $s(t)$.

Із виразу (1) випливає, що спектр дискретного сигналу – це нескінченна сума періодичних повторень спектра $S(j2\pi f)$ неперервного сигналу $s(t)$ з періодом f_d , і масштабним множником f_d .

На рис. 2, а наведено амплітудний спектр довільної форми $S(f)$ смугового сигналу, що зосереджений на інтервалі $(f_{\min}, f_{\max})$. На рис. 2, б зображено амплітудний спектр дискретного сигналу, який може мати місце під час дискретизації сигналу зі спектром, наведеним на рис. 2, а.

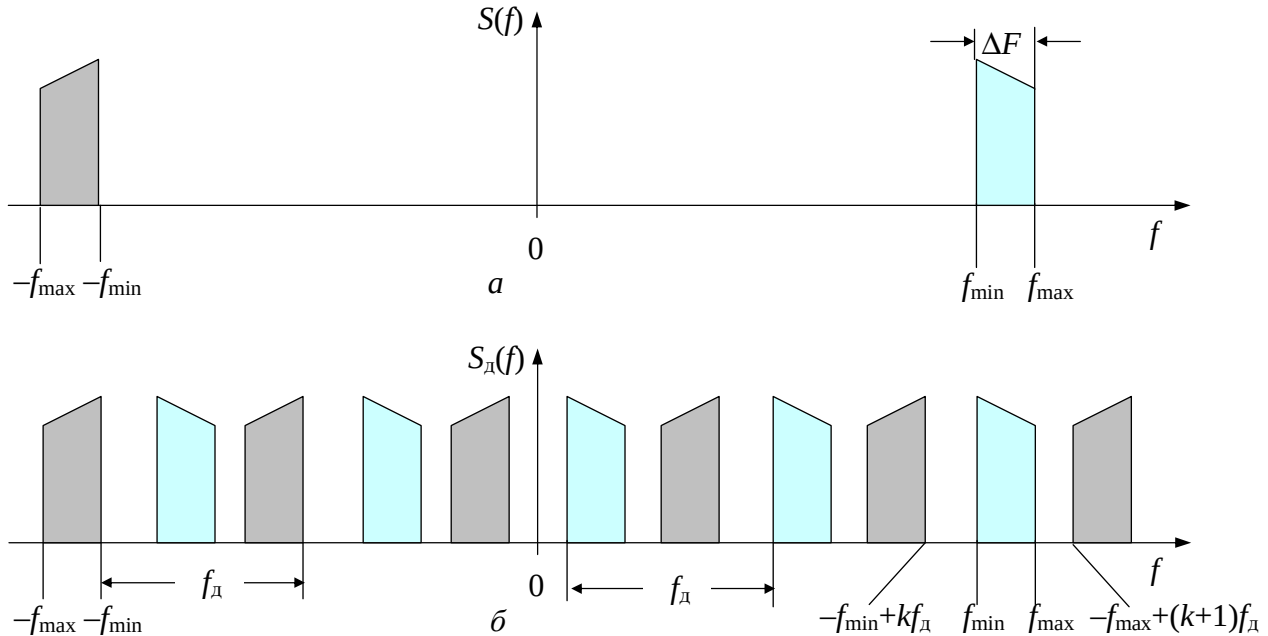


Рисунок 2 – Спектри неперервного смугового та дискретного сигналів

Заради наочності складові спектра дискретного сигналу, що викликані періодичним повторенням смуг частот $(f_{\min}, f_{\max})$ і $(-f_{\max}, -f_{\min})$, позначені “заливкою” різної густини. Щоб складові спектра (1) із різними n не перекривались, під час вибору значення f_d необхідно задовольнити нерівностям (рис. 2, б)

$$\begin{aligned} -f_{\min} + k f_d &\leq f_{\min}; & f_d &\leq 2f_{\min}/k; \\ f_{\max} &\leq -f_{\max} + (k+1)f_d; & 2f_{\max}/(k+1) &\leq f_d, \end{aligned} \quad (2)$$

де k – число повторень складової $(-f_{\max}, -f_{\min})$ спектра (1) між частотами $-f_{\min}$ і $f_{\min}$ (на рис. 2, б $k = 4$). Об’єднання нерівностей (2) дає загальну умову вибору частоти дискретизації

$$\frac{2f_{\max}}{k+1} \leq f_d \leq \frac{2f_{\min}}{k}. \quad (3)$$

Максимальне значення числа k визначається за умови, що складові спектра (1) будуть розміщені максимально близько,

$$k_{\max} = \text{int} \left\{ \frac{f_{\min}}{\Delta F} \right\}. \quad (4)$$

Отже, у співвідношенні (3) число k може приймати значення $0, 1, 2, \dots, k_{\max}$. У випадку, коли $k = 0$, частота дискретизації $f_d \geq 2f_{\max}$, тобто це умова ви-

бору частоти дискретизації для первинних сигналів, що відповідає теоремі Котельникова. Коли $k > 0$, то подання смугового сигналу дискретним стає більш економним (меншим числом відліків). Найбільш економне подання сигналу буде, коли $k = k_{\max}$.

2.4 Відновлення неперервного смугового сигналу за відліками здійснюється смуговим фільтром, у якого нижня гранична частота смуги пропускання $f_{\text{нп}}$ не більша за $f_{\min}$, а верхня гранична частота смуги пропускання $f_{\text{вп}}$ не менша за $f_{\max}$:

$$f_{\text{нп}} \leq f_{\min}; \quad f_{\text{вп}} \geq f_{\max}. \quad (5)$$

Процес відновлення смугового сигналу за його відліками можна трактувати і в часовій області. Якщо для відновлення сигналу використовується ідеальний смуговий фільтр зі смугою пропускання $\Delta F_{\text{п}} = f_{\text{вп}} - f_{\text{нп}}$ і середньою частотою смуги пропускання $f_{\text{сер}} = 0,5(f_{\text{нп}} + f_{\text{вп}})$, то його імпульсний відгук (без урахування затримки у фільтрі):

$$g(t) = \frac{\sin(\pi \Delta F_{\text{п}} t)}{\pi \Delta F_{\text{п}} t} \cos 2\pi f_{\text{сер}} t. \quad (6)$$

Із виразу (6) видно, що імпульсний відгук смугового фільтра – це радіоімпульс коливання частоти $f_{\text{сер}}$ з обвідною виду $\sin x / x$, нулі якої мають місце через інтервал $1/\Delta F_{\text{п}}$. Кожний відлік, поданий до входу смугового фільтра, викликає відгук виду (6) з амплітудним множником, що дорівнює значенню відліку.

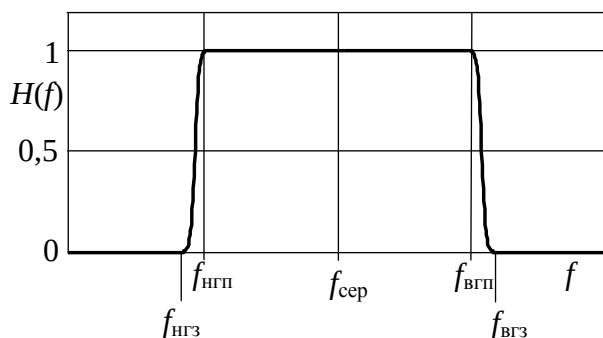


Рисунок 3 – АЧХ смугового фільтра

2.5 Амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) реальних смугових фільтрів мають перехідні області від смуги пропускання до смуг затримки (рис. 3). Смуги затримки характеризуються нижньою граничною частотою смуги затримки $f_{\text{нз}}$ і верхньою граничною частотою смуги затримки $f_{\text{вз}}$. Протяжність перехідних областей

АЧХ визначається: $f_{\text{нп}} - f_{\text{нз}}$ та $f_{\text{вз}} - f_{\text{вп}}$. Наявність перехідних областей АЧХ не дозволяє вибрати значення $k_{\max}$ таким, щоб складові спектра на рис. 2, б розташовувались впритул – необхідно забезпечити захисні інтервали між складовими спектра протяжністю не меншою за наведені вище значення протяжностей перехідних областей АЧХ.

3 Ключові питання

3.1 Навести визначення смугових та вузькосмугових сигналів.

3.2 З якою метою виконується дискретизація неперервних сигналів, зокрема смугових сигналів?

3.3 Пояснити фізичну суть дискретизації неперервних сигналів.

3.4 Пояснити зв'язок спектрів неперервного і дискретного сигналів.

3.5 За яких умов вибирається частота дискретизації смугових сигналів?

3.6 Пояснити фізичну суть процесу відновлення смугового сигналу за відліками.

3.7 Як урахувати АЧХ реального відновлюючого фільтра під час вибору частоти дискретизації?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ “Дискретизація смугових сигналів” за конспектом лекцій і літературою [1, с. 106–109] та опис лабораторного макета за розд. 6 цих вказівок.

4.2 У табл. 1 задано смуговий сигнал $s(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + A_2 \sin 2\pi f_2 t + A_3 \sin 2\pi f_3 t$. Розрахувати можливі значення частоти дискретизації за формулою (3). Побудувати спектр заданого сигналу $S(f)$ і спектри дискретних сигналів $S_d(f)$ для двох можливих значень частоти дискретизації, що відповідають значенням $k = k_{\max}$ та $k = k_{\max} - 1$. Спектри побудувати для діапазону частот $0 < f < f_3 + f_d$.

Таблиця 1 – Вихідні дані до домашнього завдання

Номер стенда	A_1 , В	f_1 , кГц	A_2 , В	f_2 , кГц	A_3 , В	f_3 , кГц
1	1	5	2	5,5	3	6
2	3	4	2	4,5	1	5
3	1	3,5	2	4	3	4,5
4	3	5	2	5,5	1	6
5	1	4	2	4,5	3	5
6	3	3,5	2	4	1	4,5
7	1	3	2	3,5	3	4
8	3	4,5	2	5	1	5,5

4.3 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитись з віртуальним макетом на робочому місці. Для цього після завантаження програми HP VEE відкрити файл

examples\evaluate\СПР_1\1_4.vee.

Усі лабораторні завдання виконуються, працюючи з панеллю макета.

5.2 Провести дослідження процесу дискретизації в часовій та частотній областях. Для цього:

– установити значення A_1 , f_1 , A_2 , f_2 , A_3 , f_3 такі, як і в домашньому завданні;

– установити частоту дискретизації f_d , отриману під час виконання домашнього завдання для значення $k = k_{\max} - 1$;

– призначити вхід фільтра від дискретизатора та запустити програму на виконання;

– зарисувати в протоколі осцилограми та спектрограми сигналів на вході та виході дискретизатора;

– порівняти розраховані в домашньому завданні та отримані на ПЕОМ спектрограми, результати порівняння занести у висновки протоколу;

– установити частоту дискретизації f_d , отриману під час виконання домашнього завдання для значення $k = k_{\max}$, зарисувати в протоколі осцилограму та спектрограму сигналу на виході дискретизатора, порівняти розраховану в домашньому завданні та отриману на ПЕОМ спектрограми, результати порівняння занести до висновків протоколу;

5.3 Провести дослідження АЧХ та імпульсного відгуку відновлюючого фільтра. Для цього:

– призначити подання до входу ФНЧ δ -імпульсу та встановити значення граничних частот смуги пропускання фільтра, які збігаються із заданими в домашньому завданні $f_{\min}$ та $f_{\max}$ смугового сигналу;

– занести до протоколу АЧХ та імпульсний відгук фільтра;

– оцінити відстань між нулями обвідної головної пелюстки імпульсного відгуку фільтра, порівняти її з теоретичним значенням $2/\Delta F_{\text{п}}$, результати порівняння занести до висновків протоколу.

5.4 Провести дослідження процесу відновлення неперервного сигналу в часовій та частотній областях. Для цього:

– установити параметри A_1 , f_1 , A_2 , f_2 , A_3 , f_3 такі, як у домашньому завданні, та частоту f_d для $k = k_{\max} - 1$;

– призначити вхід фільтра від дискретизатора та запустити програму на виконання;

– зарисувати осцилограму та спектрограму на виході фільтра, порівняти осцилограми та спектрограми на виході фільтра та на вході дискретизатора, результати порівняння занести до висновків протоколу;

– повторити дослідження, установивши частоту f_d для $k = k_{\max}$;

– повторити дослідження, установивши частоту f_d , яка не задовольняє умовам (3), зарисувати осцилограму та спектрограму на виході фільтра, у висновках описати характер похибок, пояснити причини їх виникнення.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері у середовищі HP VEE з використанням віртуального макета, структурну схему якого наведено на рис. 4.

До складу макета входять: генератор неперервного сигналу $s(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + A_2 \sin 2\pi f_2 t + A_3 \sin 2\pi f_3 t$, дискретизатор, відновлюючий смуговий фільтр, генератор відлікових імпульсів та генератор δ -імпульсів. Значення частот та амплітуд гармонічних коливань A_1 , f_1 , A_2 , f_2 , A_3 , f_3 , частоту дискретизації f_d та граничні частоти смуги пропускання смугового фільтра $f_{\text{нп}}$ і $f_{\text{вп}}$ можна змінювати.

Слід мати на увазі, що у використаного в макеті фільтра протяжність перехідних областей від смуги пропускання до смуг затримки (рис. 3) складає приблизно 5 відсотків від значення смуги пропускання.

Перемикач надає можливість подавати до входу відновлюючого фільтра дискретний сигнал $s_d(t)$ або δ -імпульс. Часові та спектральні діаграми можна спостерігати у трьох точках схеми макета: на виході генератора сигналу та на вході і виході відновлюючого фільтра.

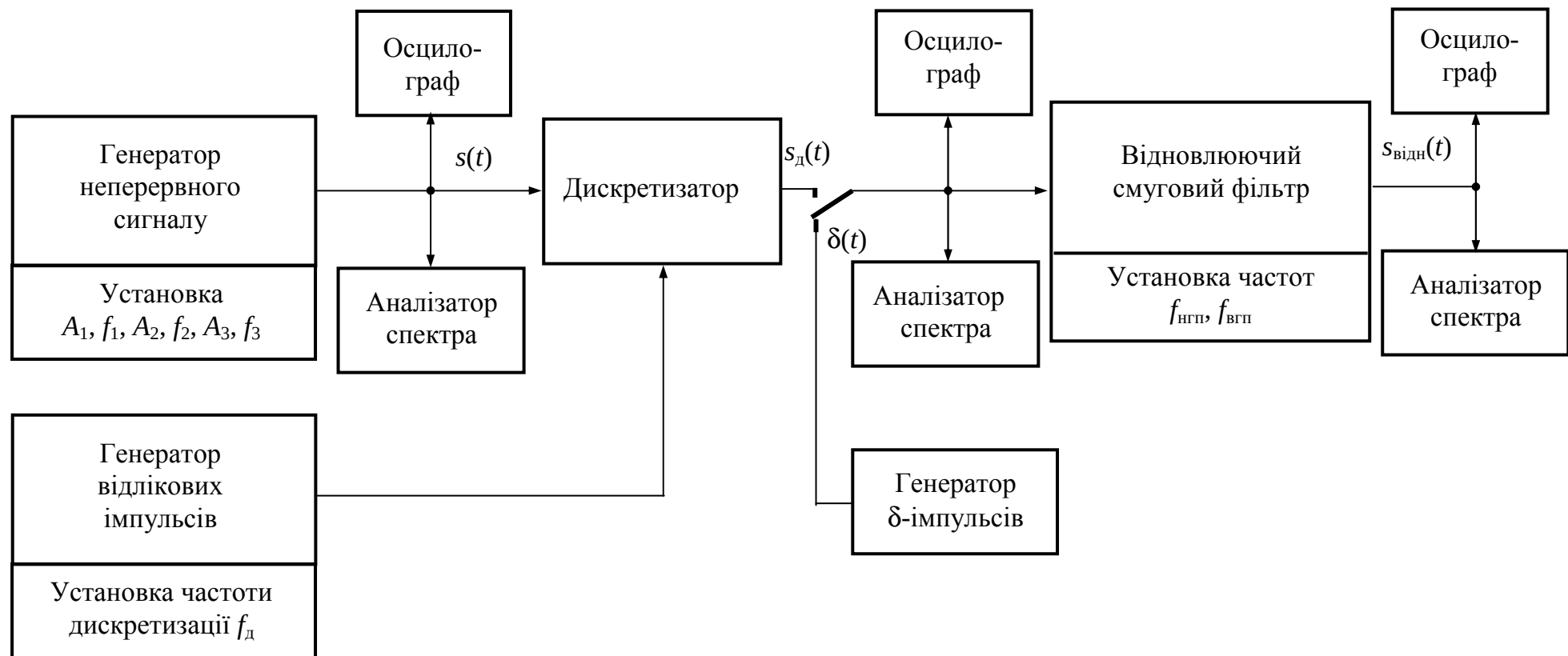


Рисунок 4 – Структурна схема лабораторного макета

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** досліджень та **результати** виконання пп. 5.2...5.4 лабораторного завдання (осцилограми та спектрограми, кожна з яких має мати підпис).

7.5 **Висновки** за кожним пунктом завдання, в яких надати аналіз отриманих результатів (збіг розрахункових, теоретичних та експериментальних даних, залежність форми відновленого сигналу від частоти дискретизації тощо).

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

Література

1. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986 (1977).

ЛР 1.5. ДОСЛІДЖЕННЯ АМ, БМ і ОМ СИГНАЛІВ

1 Мета роботи

1.1 Дослідження часових та спектральних характеристик модульованих сигналів.

1.2 Дослідження зв'язку між характеристиками модульованих та модулюючих сигналів.

2 Ключові положення

2.1 У випадку амплітудної (АМ), балансної (БМ) та односмугової (ОМ) модуляції переносником є гармонічне коливання $u_{\text{пер}}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$. Модулюючий сигнал – це первинний неперервний сигнал електрозв'язку $b(t)$ з такими характеристиками:

- максимальна частота спектра сигналу F_{max} ;
- сигнал нормований так, що максимальне за модулем значення $|b(t)|_{\text{max}} = 1$;
- середнє значення сигналу $\overline{b(t)} = 0$.

2.2 У випадку АМ приріст амплітуди переносника пропорційний миттєвим значенням модулюючого сигналу, тобто амплітуда модульованого сигналу $A(t) = A_0 + \Delta A b(t)$, де ΔA – коефіцієнт пропорційності, який вибирають так, щоб амплітуда $A(t)$ не приймала від'ємних значень. Оскільки $|b(t)|_{\text{max}} = 1$, то ΔA визначає найбільший за модулем приріст амплітуди переносника, а, щоб амплітуда $A(t)$ не приймала від'ємних значень, необхідно забезпечити $\Delta A \leq A_0$. Частота і початкова фаза переносника залишаються незмінними. Зручно перейти до відносного максимального приросту амплітуди – коефіцієнта амплітудної модуляції $m_{\text{AM}} = \Delta A/A_0$. Ясно, що $0 < m_{\text{AM}} \leq 1$.

Аналітичний вираз АМ сигналу у випадку довільного модулюючого сигналу має вигляд

$$s_{\text{AM}}(t) = A_0[1 + m_{\text{AM}} b(t)] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0). \quad (1)$$

Бачимо, що параметрами АМ сигналу є m_{AM} , A_0 , f_0 і φ_0 . Часову діаграму АМ сигналу наведено на рис. 1. Звертає на себе увагу те, що обвідна модульованого сигналу повторює форму модулюючого сигналу – амплітуда АМ сигналу $A(t)$ є обвідною високочастотного коливання $\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ (на рис. 1 обвідна зображена штриховою лінією).

2.3 На рис. 2 показані довільний амплітудний спектр модулюючого сигналу та відповідний йому амплітудний спектр АМ сигналу, що складається із гармонічного коливання частоти переносника, верхньої бокової смуги частот (ВБС) та нижньої бокової смуги частот (НБС). При цьому ВБС є масштабною копією спектра модулюючого сигналу, яка зсунута за частотою на величину f_0 . НБС є дзеркальним відображенням ВБС відносно частоти переносника f_0 .

Із рис. 2.2 випливає важливий результат: ширина спектра АМ сигналу F_{AM} дорівнює подвоєному значенню максимальної частоти спектра модулюючого сигналу, тобто $F_{\text{AM}} = 2F_{\text{max}}$.

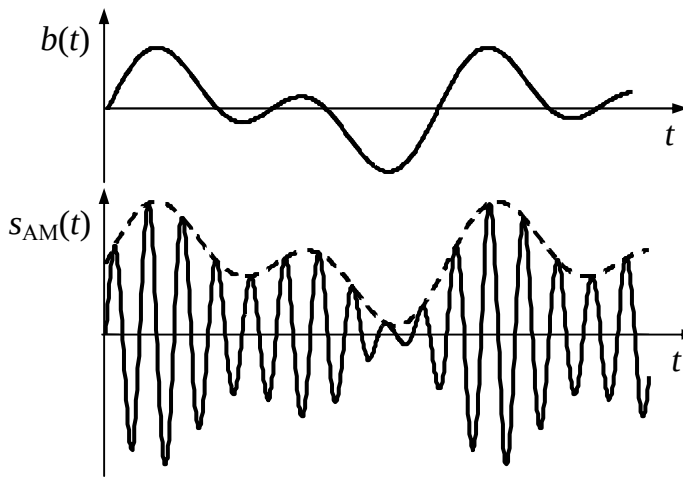


Рисунок 1 – Модуючий $b(t)$ та модульований $s_{AM}(t)$ сигнали

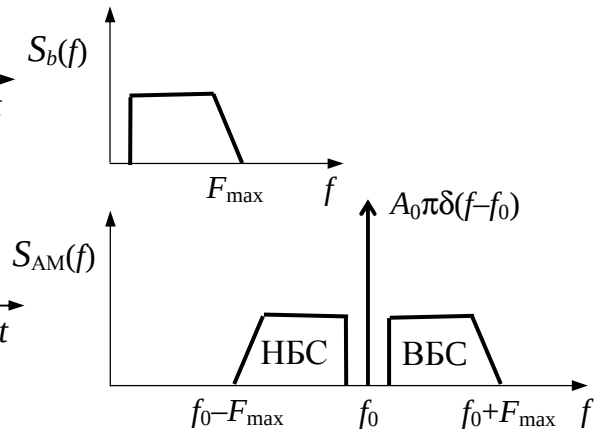


Рисунок 2 – Спектри модулюючого та АМ сигналів

2.4 Розрахунки показують, що, коли модулюючими сигналами є первинні сигнали електрозв'язку, то частка потужності бокових смуг складає лише кілька відсотків від потужності модульованого сигналу. Тому доцільно сформувати сигнал зі спектром, що складається лише з двох бокових смуг частот (коливання частоти переносника відсутнє), – таким сигналом є сигнал балансної модуляції.

Балансною називається такий вид модуляції, коли модульованим сигналом є добуток модулюючого сигналу і переносника. Аналітичний вираз сигналу БМ має вигляд

$$s_{BM}(t) = A_0 b(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0). \quad (2)$$

Часові діаграми модулюючого та модульованого сигналів наведені на рис. 3. Оскільки модулюючий сигнал діє на амплітуду переносника, то БМ вважається різновидом АМ. Із рис. 3 видно, що обвідна сигналу БМ $A(t) = A_0 |b(t)|$ (показана пунктирною лінією) не повторює модулюючий сигнал.

Із порівняння математичних виразів, що описують АМ сигнал (1) і БМ сигнал (2) бачимо, що спектр БМ сигналу відрізняється від спектра АМ сигналу відсутністю коливання частоти переносника. На рис. 4 показані довільний амплітудний спектр модулюючого сигналу та відповідний йому амплітудний спектр БМ сигналу, що складається із ВБС та НБС. Із рис. 4 випливає, що ширина спектра БМ сигналу F_{BM} така ж, як і ширина спектра АМ сигналу: $F_{BM} = 2F_{max}$.

2.5 Односмуговою називається такий вид модуляції, коли спектр модульованого сигналу співпадає зі спектром модулюючого сигналу, зсунутим на частоту переносника чи є інверсією зсунутого спектра відносно частоти переносника. Спектр сигналу ОМ містить одну бокову смугу – верхню чи нижню. Сигнал ОМ записується у вигляді

$$s_{OM}(t) = A_0 b(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \mp A_0 \tilde{b}(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3)$$

де знак “–” відноситься до опису сигналу з верхньою боковою смугою частот, а знак “+” – з нижньою боковою смугою; $\tilde{b}(t)$ – сигнал, спряжений за Гільбертом із сигналом $b(t)$. Фізичний зміст перетворення Гільберта досить простий: сигнал

$\tilde{b}(t)$ відрізняється від $b(t)$ тим, що фази всіх його складових повернуті на кут $\pi/2$.

Часові діаграми модулюючого сигналу $b(t)$, спряженого за Гільбертом

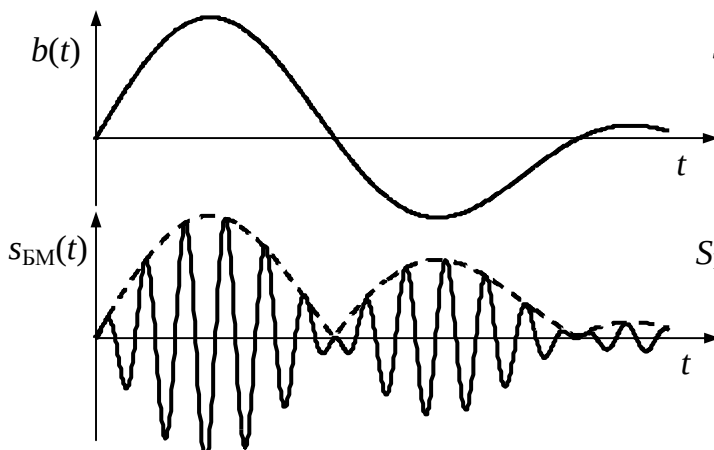


Рисунок 3 – Модулюючий $b(t)$ та модульований $s_{BM}(t)$ сигнали

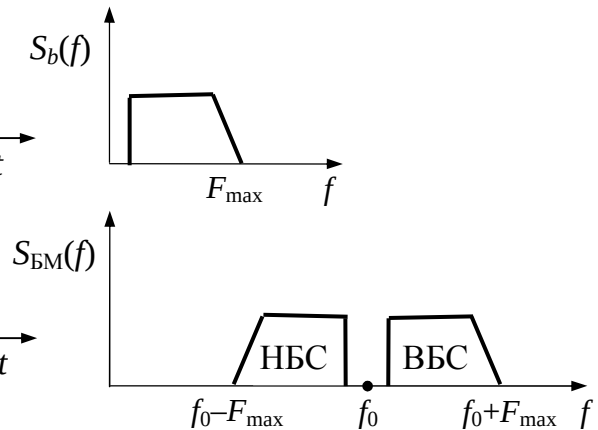


Рисунок 4 – Спектри модулюючого та БМ сигналів

$\tilde{b}(t)$ та ОМ сигналу наведені на рис. 5. Із рис. 5 видно, що обвідна сигналу ОМ $A(t) = A_0 \sqrt{b^2 + \tilde{b}^2}$ (показана пунктирною лінією) не повторює модулюючий сигнал.

На рис. 6 показані довільний амплітудний спектр модулюючого сигналу та відповідний йому амплітудний спектр ОМ сигналу з ВБС. Із рис. 6 випливає, що ширина спектра ОМ сигналу F_{OM} удвічі менша за ширину спектра АМ та БМ сигналів: $F_{OM} = F_{max}$.

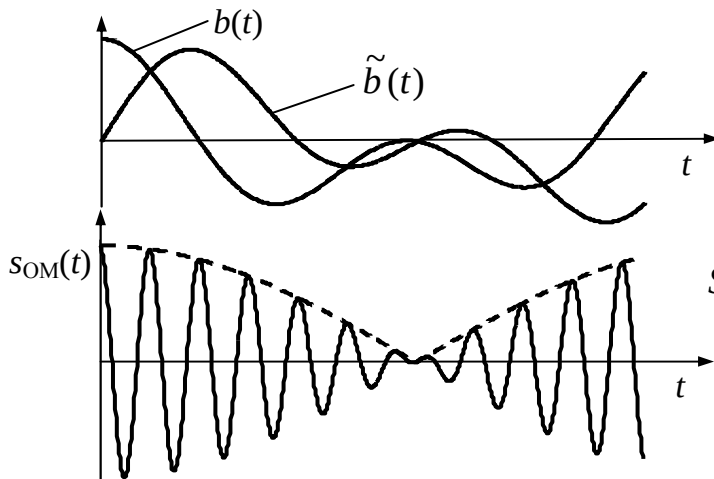


Рисунок 5 – Модулюючий $b(t)$ та модульований $s_{OM}(t)$ сигнали

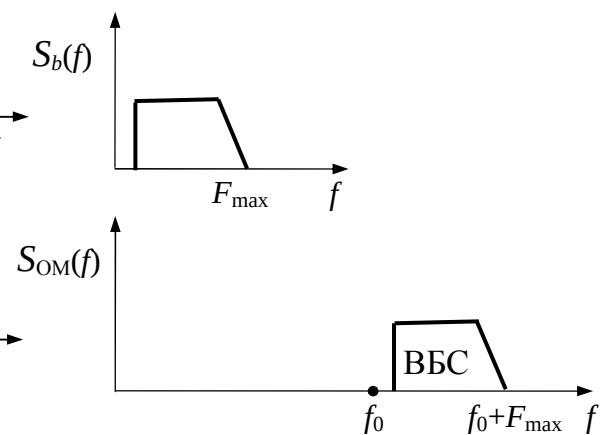


Рисунок 6 – Спектри модулюючого та ОМ сигналів

2.6 Математичні моделі сигналів АМ, БМ і ОМ у вигляді (1...3) використовуються для побудови схем формування та детектування цих сигналів.

3 Ключові питання

3.1 З якою метою використовується модуляція в системах електрозв'язку?

3.2 Дати визначення амплітудної, балансної і односмугової модуляцій.

3.3 Що таке коефіцієнт амплітудної модуляції? Які значення він може приймати?

3.4 Що таке перетворення Гільберта? Яка його фізична суть?

3.5 Нарисувати часові діаграми АМ, БМ і ОМ сигналів, коли модулюючим сигналом є гармонічне коливання.

3.6 Зобразити спектри АМ, БМ і ОМ сигналів, коли модулюючим сигналом є гармонічне коливання.

3.7 Зобразити спектри АМ, БМ і ОМ сигналів, коли заданий довільний спектр модулюючого сигналу.

3.8 Пояснити, чому обвідна ОМ сигналу на рис. 5 має саме такий вигляд?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ “Амплітудна модуляція та її різновиди” за конспектом лекцій і літературою [1, с. 53–60; 2, с. 88–96] та опис лабораторного макета за розд. 6 цих вказівок.

4.2 Несівне коливання частоти f_0 модулюється первинним сигналом $b(t) = A_1 \sin(2\pi F_1 t) + A_2 \sin(2\pi F_2 t) + A_3 \sin(2\pi F_3 t)$. Зобразити спектри первинного сигналу і спектри АМ, БМ і ОМ сигналів (покласти $m_{AM} = 1$). Вихідні дані до завдання згідно з номером Вашого лабораторного стенда знаходяться в табл. 1.

Таблиця 1 – Вихідні дані до домашнього завдання

Номер стенда	A_1 , В	f_1 , Гц	A_2 , В	f_2 , Гц	A_3 , В	f_3 , Гц	f_0 , Гц
1	0,3	50	0,4	100	0,3	250	800
2	0,3	100	0,3	200	0,4	300	900
3	0,4	50	0,3	200	0,3	250	1000
4	0,3	100	0,4	150	0,3	250	1100
5	0,3	50	0,3	250	0,4	300	1200
6	0,4	100	0,3	250	0,3	300	1000
7	0,3	50	0,4	100	0,3	150	800
8	0,3	100	0,3	200	0,4	300	900

4.3 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитись із віртуальним макетом на робочому місці. Для цього після завантаження програми HP VEE відкрити файл **examples\evaluate\СПР_1\1_5.vee.**

Усі лабораторні завдання виконуються, працюючи з панеллю макета.

5.2 Провести дослідження модульованих сигналів у часовій та частотній областях. Для цього:

- установити значення A_1 , F_1 , A_2 , F_2 , A_3 , F_3 , коефіцієнт m_{AM} та частоту f_0 такі ж, як і в домашньому завданні;
- встановити вид модуляції АМ та запустити програму на виконання;
- зарисувати в протоколі осцилограми та спектрограми первинного сигналу на вході і на виході модулятора;

- установити по черзі види модуляції БМ, ОМ із ВБС, ОМ із НБС, після виконання програми зарисувати в протоколі спектрограми сигналів на виході модулятора;

- порівняти розраховані в домашньому завданні та отримані на комп'ютері спектрограми, результати порівняння занести до висновків протоколу;

- зробити висновки щодо відповідності форм модулюючого сигналу та обвідної модульованого сигналу для різних видів модуляції.

5.3 Провести дослідження спектрів модульованих сигналів у разі зміни частоти несінного коливання. Для цього спочатку збільшити на 200 Гц, а потім зменшити на 200 Гц частоту несінного коливання, зарисувати у протоколі отримані на виході модулятора спектрограми сигналів. Зміни у спектрограмах у порівнянні з отриманими в п. 5.2 занести до висновків протоколу.

5.4 Провести дослідження залежності спектра сигналу АМ від коефіцієнта модуляції. Для цього:

- установити параметри A_1 , F_1 , A_2 , F_2 , A_3 , F_3 та частоту f_0 такі ж, як і в домашньому завданні;

- установити вид модуляції АМ та коефіцієнт $m_{AM} = 0,7$;

- порівняти отримані осцилограми та спектри на виході модулятора з отриманими в п. 5.2, результати порівняння занести до висновків протоколу.

5.5 Провести дослідження ОМ сигналу у випадку однотонального модулюючого сигналу. Для цього:

- установити значення $A_1 = 1$ В, $f_1 = 100$ Гц, $A_2 = A_3 = 0$, частоту f_0 таку ж, як і в домашньому завданні;

- установити вид модуляції ОМ із ВБС, а потім ОМ із НБС;

- зарисувати у протоколі осцилограми та спектрограми сигналів $b(t)$, $\tilde{b}(t)$ та $s_{OM}(t)$;

- зробити висновки відносно відповідності сигналів $b(t)$, $\tilde{b}(t)$, $s_{OM}(t)$ та обвідної модульованого сигналу $A(t) = A_0 \sqrt{b^2 + \tilde{b}^2}$.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері у середовищі HP VEE з використанням віртуального макета, структурну схему якого наведено на рис. 7.

До складу макета входять генератор модулюючого неперервного сигналу $b(t) = A_1 \sin(2\pi F_1 t) + A_2 \sin(2\pi F_2 t) + A_3 \sin(2\pi F_3 t)$ та модулятор (генератор несінного коливання входить до складу модулятора). Значення частот та амплітуд гармонічних коливань A_1 , F_1 , A_2 , F_2 , A_3 , F_3 , частоту переносника f_0 , коефіцієнт m_{AM} можна змінювати.

Схема макета надає можливість установлювати вид модуляції: АМ, БМ, ОМ із ВБС та ОМ із НБС. Часові та спектральні діаграми сигналів можна спостерігати у двох точках схеми макета: на вході та на виході модулятора. У разі ОМ осцилографом на вході модулятора крім модулюючого сигналу $b(t)$ відо-

бражається сигнал $\tilde{b}(t)$. Разом з осцилограмою модульованого сигналу пунктирною лінією виводиться графік обвідної сигналу.

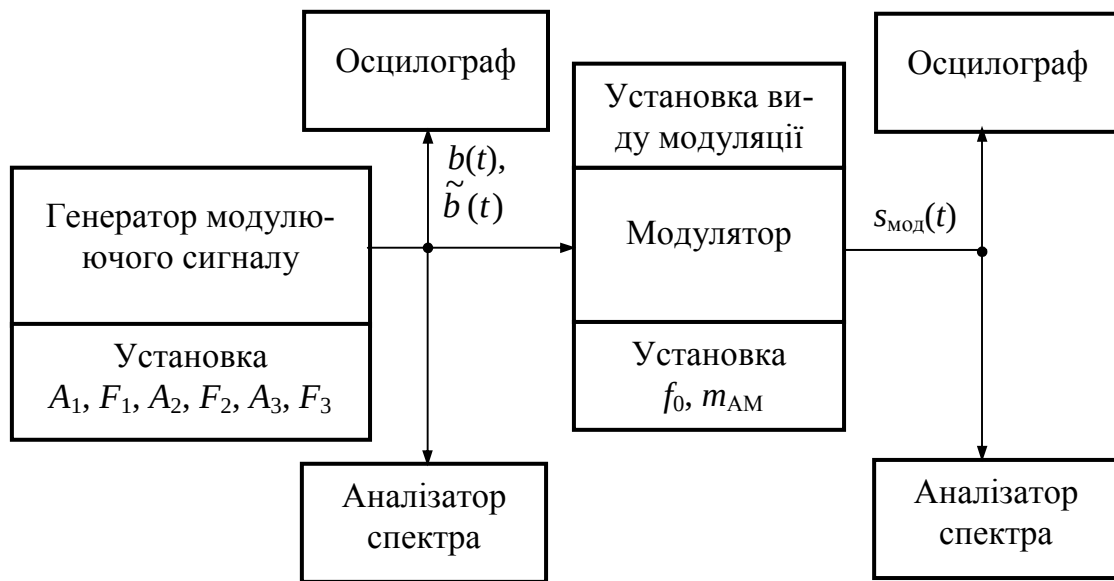


Рисунок 7 – Структурна схема макета

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** досліджень та **результати** виконання пп. 5.2...5.5 лабораторного завдання (осцилограми та спектрограми, кожна з яких має мати підпис).

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

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

Література

1. **Панфілов І. П., Дирда В. Ю., Капацін А. В.** Теорія електричного зв'язку: Підручник для студентів вузів 1-го та 2-го рівнів акредитації. – К.: Техніка, 1998.

2. **Баскаков С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1988 (1983).

ЛР 1.6. ДОСЛІДЖЕННЯ ЧМ і ФМ СИГНАЛІВ

1 Мета роботи

1.1 Дослідження спектральних характеристик модульованих сигналів та їх зв'язок зі спектральними характеристиками модулюючих сигналів.

1.2 Виявлення спільних властивостей і відмінностей сигналів ЧМ і ФМ.

2 Ключові положення

2.1 У випадку частотної (ЧМ) та фазової (ФМ) модуляції переносником є гармонічне коливання $u_{\text{пер}}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$. Модулюючий сигнал – це первинний неперервний сигнал електрозв'язку $b(t)$ з такими характеристиками:

- максимальна частота спектра сигналу F_{max} ;
- сигнал нормований так, що максимальне за модулем значення $|b(t)|_{\text{max}} = 1$;
- середнє значення сигналу $\overline{b(t)} = 0$.

2.2 Модуляція називається частотною, якщо приріст частоти переносника, викликаний модулюючим сигналом, пропорційний миттєвим значенням модулюючого сигналу, тобто

$$\Delta f(t) = \Delta f_d \cdot b(t), \quad (1)$$

де Δf_d – девіація частоти або максимальний приріст частоти у процесі модуляції.

У цей самий час має місце приріст фази

$$\Delta \varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t \Delta f(t) dt = 2\pi \Delta f_d \int_{-\infty}^t b(t) dt. \quad (2)$$

Математичний опис сигналу ЧМ:

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f_d \int_{-\infty}^t b(t) dt + \varphi_0). \quad (3)$$

2.3 Модуляція називається фазовою, якщо приріст фази, викликаний модулюючим сигналом, пропорційний миттєвим значенням модулюючого сигналу, тобто

$$\Delta \varphi(t) = \Delta \varphi_d b(t), \quad (4)$$

де $\Delta \varphi_d$ – девіація фази або максимальний приріст фази у процесі модуляції.

Приріст частоти, що має місце в разі фазової модуляції, визначається виразом

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\Delta \varphi(t))}{dt} = \frac{\Delta \varphi_d}{2\pi} \frac{db(t)}{dt}. \quad (5)$$

Часове представлення ФМ сигналу:

$$s_{\text{ФМ}}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \Delta \varphi_d b(t) + \varphi_0). \quad (6)$$

2.4 Із наведених описів сигналів випливає, що ЧМ і ФМ мають багато спільного. Під час модуляції як у випадку ЧМ, так і в випадку ФМ мають місце

прирости і частоти, і фази. Назва виду модуляції визначається тим, який із параметрів отримує приріст, пропорційний модулюючому сигналу.

2.5 Якщо модулюючий сигнал – гармонічне коливання $b(t) = \cos 2\pi Ft$, то сигнал ЧМ записується у вигляді

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos (2\pi f_0 t + m_{\text{ЧМ}} \sin 2\pi Ft + \varphi_0), \quad (7)$$

де $m_{\text{ЧМ}}$ – індекс частотної модуляції, який визначається відношенням девіації частоти до частоти модулюючого сигналу

$$m_{\text{ЧМ}} = \Delta f_d / F. \quad (8)$$

У випадку такого ж модулюючого сигналу сигнал ФМ записується як

$$s_{\text{ФМ}}(t) = A_0 \cos (2\pi f_0 t + m_{\text{ФМ}} \cos 2\pi Ft + \varphi_0), \quad (9)$$

де $m_{\text{ФМ}}$ – індекс фазової модуляції, який дорівнює девіації фази

$$m_{\text{ФМ}} = \Delta \varphi_d. \quad (10)$$

Із порівняння виразів (7) і (9) випливає, що форми сигналів ЧМ і ФМ збігаються – вони лише взаємно зсунуті на чверть періоду коливання $b(t)$. Як висновок – у разі модуляції гармонічним коливанням та рівності індексів модуляції амплітудні спектри ЧМ і ФМ сигналів однакові.

2.6 Для випадку модуляції гармонічним коливанням розглянемо амплітудні спектри ЧМ і ФМ сигналів. Для цього досить проаналізувати один із видів модуляції, наприклад, ЧМ. Перетворення виразу (7) дає спектральне представлення ЧМ сигналу [1–3]:

$$\begin{aligned} s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 J_0(m_{\text{ЧМ}}) \cdot \cos 2\pi f_0 t + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k A_0 J_k(m_{\text{ЧМ}}) \cdot \cos(2\pi(f_0 - kF)t) + \\ + \sum_{k=1}^{\infty} A_0 J_k(m_{\text{ЧМ}}) \cdot \cos(2\pi(f_0 + kF)t), \end{aligned} \quad (11)$$

де $J_k(m_{\text{ЧМ}})$ – значення функцій Бесселя першого роду k -го порядку від аргументу $m_{\text{ЧМ}}$. Графіки функцій Бесселя наведено на рис. 1.

Із виразу (11) випливає, що у спектрі ЧМ сигналу є складова на частоті переносника f_0 (перший доданок), її амплітуда $|A_0 J_0(m_{\text{ЧМ}})|$ залежить від індексу модуляції $m_{\text{ЧМ}}$.

Перша сума у виразі (11) визначає нижню бокову смугу з частотами

$$f_k = f_0 - kF, k = 1, 2, 3, \dots$$

Аналогічно, друга сума визначає верхню бокову смугу з частотами

$$f_k = f_0 + kF, k = 1, 2, 3, \dots$$

Амплітуди складових спектра, розміщених симетрично відносно f_0 (для певного k), визначаються як $|A_0 J_k(m_{\text{ЧМ}})|$.

2.7 Із виразу (11) випливає, що протяжність амплітудного спектра нескінченна. Однак основна частина потужності сигналу зосереджена в деякому обмеженому частотному інтервалі навколо f_0 , який і вважають шириною спектра

сигналу. Якщо обмежитись врахуванням складових, амплітуди яких не менші за $0,05A_0$, то ширина спектра ЧМ сигналу розраховується за формулою:

$$F_{\text{ЧМ}} = 2F (m_{\text{ЧМ}} + 1). \quad (12)$$

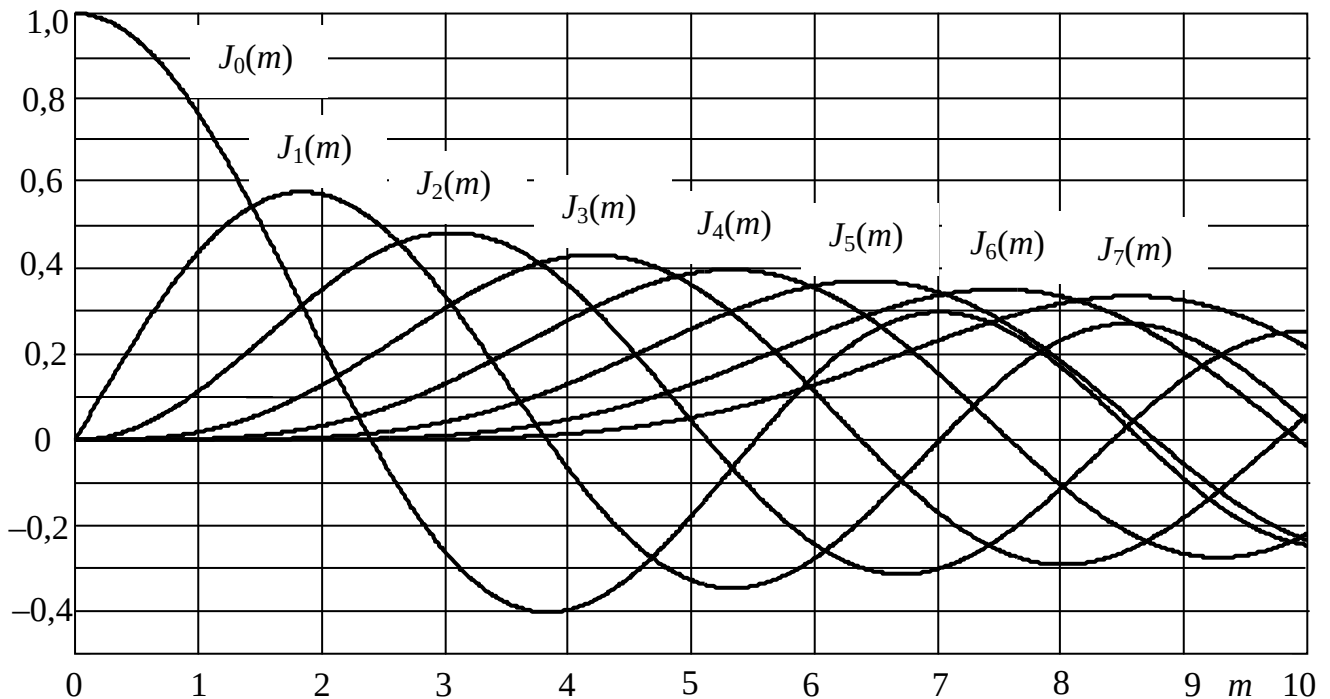


Рисунок 1 – Графіки функцій Бесселя

Розрізняють вузькосмугову (у випадку $m_{\text{ЧМ}} < 1$) і широкосмугову (у випадку $m_{\text{ЧМ}} \gg 1$) модуляції. На рис. 2 наведені амплітудні спектри модульованих сигналів із $m_{\text{ЧМ}} = 0,8$ і $m_{\text{ЧМ}} = 8$ (частоти складових відрізняються на F).

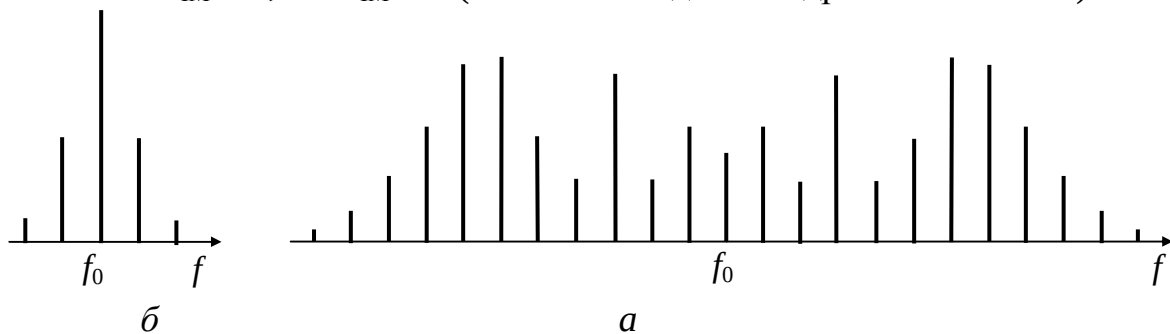


Рисунок 2 – Амплітудні спектри ЧМ і ФМ сигналів:
а – $m = 0,8$; б – $m = 8$

2.8 Викладене в пп. 2.6 і 2.7 справедливе як для ЧМ, так і для ФМ. Відмінність між спектрами ЧМ і ФМ сигналів можна виявити, коли зафіксувати параметри модульованих сигналів і змінити частоту модулюючого сигналу. У випадку ФМ індекс модуляції $m_{\text{ФМ}}$ залишається незмінним і ширина спектра ФМ сигналу за формулою (12) змінюється. У випадку ж ЧМ індекс модуляції $m_{\text{ЧМ}}$ змінюється відповідно до формули (8) і ширина спектра ЧМ сигналу за формулою (12) практично залишається незмінною.

2.9 Як приклад складного (негармонічного) модулюючого сигналу розглянемо $b(t) = A_1 \sin 2\pi F_1 t + A_2 \sin 2\pi F_2 t$. У цьому випадку модульований сигнал

запишеться $s_{\text{мод}}(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + m_1 \sin 2\pi F_1 t + m_2 \sin 2\pi F_2 t)$, де m_1, m_2 – парціальні індекси модуляції (цей вираз описує як сигнал ФМ, так і сигнал ЧМ, якщо цікавитись амплітудним спектром – див. п. 2.5). У спектрі модульованого сигналу будуть такі складові комбінаційних частот

$$J_{k1}(m_1) J_{k2}(m_2) \cos(2\pi(f_0 \pm k_1 F_1 \pm k_2 F_2)t).$$

Кількість складових у порівнянні з випадком модуляції гармонічним коливанням різко збільшується, ускладнюється й аналіз спектра. У випадку складних модулюючих сигналів із максимальною частотою спектра F_{max} ширина спектра модульованого сигналу розраховується за формулами

$$F_{\text{ЧМ}} = 2 (m_{\text{ЧМ}} + 1) F_{\text{max}}, \quad (13)$$

$$F_{\text{ФМ}} = 2 (m_{\text{ФМ}} + 1) F_{\text{max}}, \quad (13a)$$

де $m_{\text{ЧМ}} = \Delta f_d / F_{\text{max}}, \quad (14)$

а $m_{\text{ФМ}}$ визначається за формулою (10).

3 Ключові питання

- 3.1 З якою метою використовується модуляція в системах електрозв'язку?
- 3.2 Дати визначення частотної і фазової модуляцій.
- 3.3 Перелічити основні параметри сигналів ЧМ і ФМ, дати їх визначення.
- 3.4 Що таке індекс частотної модуляції? Які значення він може приймати?
- 3.5 У чому полягає відмінність ЧМ від ФМ?
- 3.6 Як розрахувати спектри ЧМ і ФМ сигналів, коли модулюючим сигналом є гармонічне коливання?
- 3.7 Дати визначення вузькосмугової та широкосмугової ЧМ.
- 3.8 У спектрі ЧМ (чи ФМ) сигналу при деяких значеннях індексу модуляції складові з частотами $f_0 \pm F$ відсутні. Чим це пояснюється? Яким індексам модуляції це відповідає?
- 3.9 Частота модулюючого сигналу зменшилась удвічі. Як при цьому зміняться спектри ЧМ і ФМ сигналів?

4 Домашнє завдання

- 4.1 Вивчити розділ “Частотна і фазова модуляція” за конспектом лекцій і літературою [1, с. 60–66; 2, с. 96–104; 3, с. 81–89] та опис лабораторного макета за розд. 6 цих вказівок.
- 4.2 Розрахувати амплітудний спектр ЧМ сигналу за такими даними: амплітуда переносника $A_0 = 1$ В, частота переносника $f_0 = 2500$ Гц; девіація частоти $\Delta f_d = 400 + 100N$ Гц, де N – номер лабораторного стенда; модулюючим сигналом є гармонічне коливання частоти $F = 200$ Гц. Результати розрахунків оформити таблицею та побудувати графік спектра.
- 4.3 Розрахувати ширину спектра сигналу та показати її на графіку амплітудного спектра.
- 4.4 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитись із віртуальним макетом на робочому місці. Для цього після завантаження програми HP VEE відкрити файл
examples\evaluate\СПР_1\1_6.vee.

Усі лабораторні завдання виконуються, працюючи з панеллю макета.

5.2 Провести дослідження статичної модуляційної характеристики частотного модулятора. Для цього слід підготувати макет: встановити вид модуляції ЧМ, подати до входу модулятора постійну напругу та встановити девіацію частоти 500 Гц. Змінюючи постійну напругу від -2 В до $+2$ В із кроком 0,4 В, запускати програму на виконання та фіксувати за допомогою аналізатора спектра значення частоти на виході модулятора. У протоколі побудувати статичну модуляційну характеристику, оцінити її лінійність.

5.3 Провести дослідження амплітудного спектра ЧМ сигналу з параметрами, які використані в домашньому завданні. Для цього слід до входу модулятора подати гармонічне коливання, встановити його частоту та девіацію частоти. Зафіксувати в таблиці значення частот та амплітуд складових. Побудувати графік амплітудного спектра. Порівняти його зі спектром, розрахованим у домашньому завданні. Зробити висновок про їх збіг.

5.4 Провести дослідження амплітудного спектра ФМ сигналу з девіацією фази, що дорівнює індексу ЧМ у завданні 5.3, і такому ж модулюючому коливанні. Зафіксувати в таблиці значення частот та амплітуд складових. Побудувати графік амплітудного спектра. Порівняти його зі спектром, отриманим при виконанні завдання 5.3. Зробити висновок про їх збіг.

5.5 Провести дослідження амплітудного спектра ЧМ сигналу, коли модулюючий сигнал – складне коливання (сума гармонічних коливань з частотами 70 і 200 Гц). Установити значення девіації частоти 600 Гц. Зафіксувати у протоколі у вигляді ескізу графік амплітудного спектра. Оцінити ширину спектра сигналу, як протяжність смуги частот, де амплітуди складових не менші за 10 відсотків від найбільшої амплітуди складової у спектрі сигналу. Розрахувати ширину спектра сигналу за формулою (13) та порівняти її з визначеною експериментально.

5.6 Провести дослідження амплітудного спектра ФМ сигналу, коли модулюючий сигнал – складне коливання (сума гармонічних коливань з частотами 70 і 200 Гц). Встановити значення девіації фази $\Delta\varphi_d = 3$. Зафіксувати у протоколі у вигляді ескізу графік амплітудного спектра. Оцінити ширину спектра сигналу, як протяжність смуги частот, де амплітуди складових не менші за 10 відсотків від найбільшої амплітуди складової у спектрі сигналу. Розрахувати ширину спектра сигналу за формулою (13а) та порівняти її з визначеною експериментально.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері у середовищі HP VEE з використанням віртуального макета, структурну схему якого наведено на рис. 3.

До складу макета входять модулятор та генератори модулюючих сигналів. Частота переносника $f_0 = 2500$ Гц. Перемикач S надає можливість вибирати один із генераторів модулюючих сигналів: генератор постійної напруги U_0 , яку можна регулювати; генератор гармонічного колювання $b(t) = \sin 2\pi Ft$, частоту якого F можна регулювати, та генератор складного колювання $b(t) = 0,5 \sin 2\pi 70t + 0,5 \sin 2\pi 200t$.

Схема макета надає можливість встановлювати вид модуляції: ЧМ чи ФМ, девіацію частоти Δf_d у випадку ЧМ та девіацію фази $\Delta \phi_d$ у випадку ФМ. Часові та спектральні діаграми сигналів можна спостерігати у двох точках схеми макета: на вході та на виході модулятора.

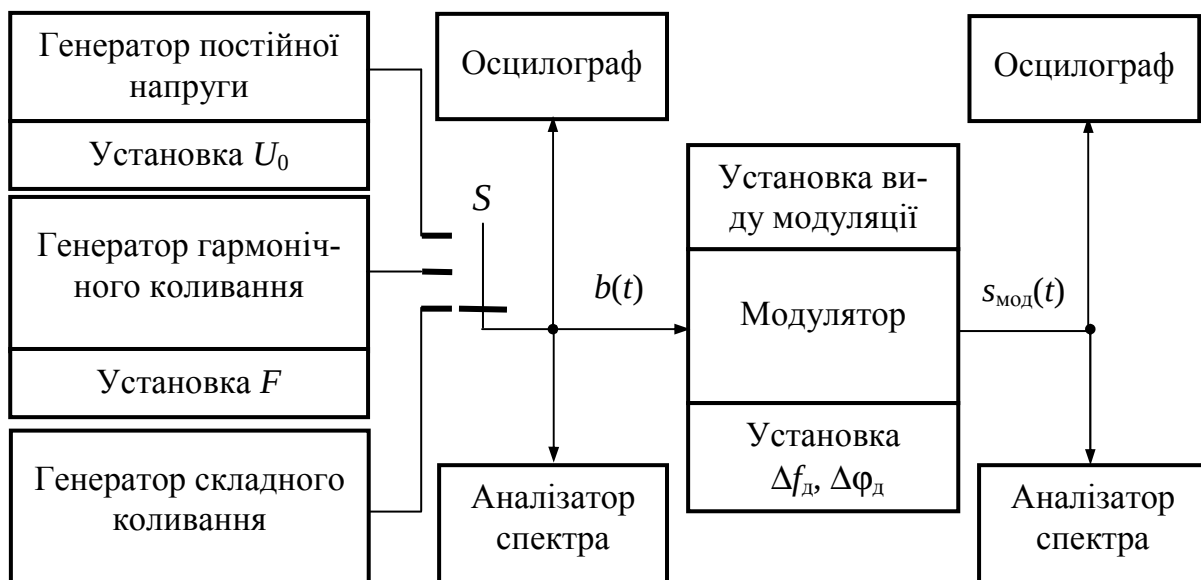


Рисунок 3 – Структурна схема макета

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** для виконання кожного пункту лабораторного завдання.

7.5 **Результати** виконання лабораторних завдань за пунктами (осцилограми та спектрограми, кожна з яких має мати підпис).

7.6 **Висновки** за кожним пунктом завдання, в яких надати аналіз отриманих результатів (збіг теоретичних та експериментальних даних, прояв властивостей сигналів тощо).

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

Література

1. **Панфілов І. П., Дирда В. Ю., Капацін А. В.** Теорія електричного зв'язку: Підручник для студентів вузів 1-го та 2-го рівнів акредитації. – К.: Техніка, 1998.
2. **Баскаков С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1988 (1983).
3. **Гоноровский И. С.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986 (1977).

ЛР 1.7. ДОСЛІДЖЕННЯ СИГНАЛІВ АІМ-М

1 Мета роботи

1.1 Дослідження часових і спектральних характеристик елементарних імпульсів, придатних для передавання цифрових сигналів.

1.2 Вивчення методів передавання цифрових сигналів АІМ-2 та АІМ-4.

2 Ключові положення

2.1 Цифровий сигнал (ЦС) – це послідовність цифрових символів заданого алфавіту, що проходять через фіксований інтервал часу (синхронна послідовність символів). Як правило, символи двійкові, і позначаються 1 і 0, їх називають бітами, і проходять вони через інтервал T_6 . У подальшому будемо вважати, що ЦС, якщо це спеціально не застережене (тобто за умовчанням), двійковий.

У кінцевому обладнанні радіозв'язку, виконаному на логічних мікросхемах чи процесорах, ЦС мають вигляд послідовності П-імпульсів, показаних на рис. 1. Цей сигнал дворівневий: більш високий рівень відповідає 1, а низький – 0. Величезний арсенал логічних мікросхем і процесорів розрахований на роботу саме з такими сигналами.

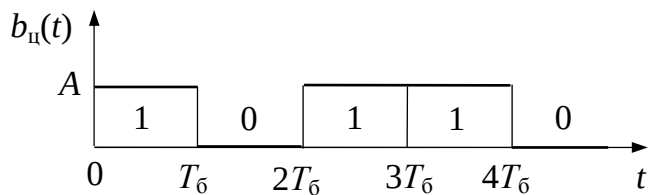


Рисунок 1 – Цифровий сигнал

2.2 Показаний на рис. 1 ЦС в абсолютній більшості випадків не підходить для безпосереднього передавання каналами зв'язку, насамперед, через його спектральні властивості. Нехай $A(t)$ – П-імпульс амплітуди A і тривалості T . Його спектральна густина

$$S_A(f) = AT \frac{\sin \pi f T}{\pi f T}. \quad (1)$$

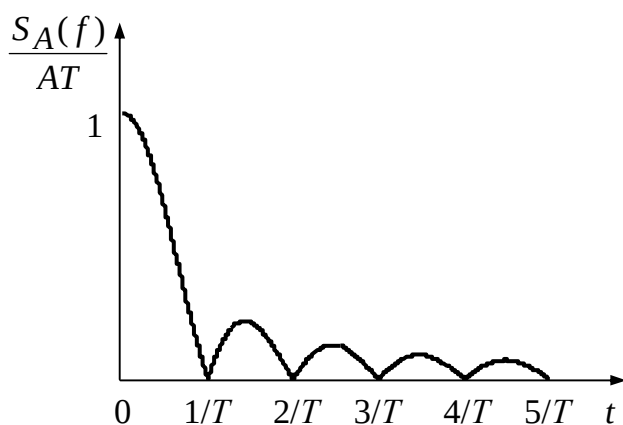


Рисунок 2 – Нормований спектр П-імпульсу

На рис. 2 наведено графік нормованого амплітудного спектра імпульсу $S_A(f)/(AT)$. Спектр імпульсу зменшується вкрай поволі поза межею смуги, де зосереджена основна частка енергії імпульсу, – зі швидкістю $1/f$. Якщо намагатися передавати каналом зв'язку П-імпульси зі збереженням їхньої форми, то смуга пропускання каналу зв'язку повинна бути значно більшою за $1/T$. З метою економії смуги частот каналу зв'язку слід відмовитись від збереження П-

подібної форми імпульсу – імпульс $A(t)$ повинен мати згладжену форму. Справді, імпульс є переносником числа A , і при використанні імпульсів довільної форми, але з амплітудою A , достатньо зробити відлік амплітудного значення імпульсу, щоб визначити це число.

2.3 Для передавання цифрових сигналів каналами зв'язку використовуються спеціальні імпульсні сигнали $s_i(t)$, і сигнал, який подається в канал, записується як

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} s_i^{(k)}(t - kT), \quad (2)$$

де $s_i^{(k)}(t - kT)$ – i -й сигнал, що передається на k -му тактовому інтервалі;

$s_i(t)$, $i = 0, 1, \dots, M - 1$ – ансамбль елементарних імпульсних сигналів;

$T = T_0 \log_2 M$ – тривалість тактового інтервалу – час, через який імпульсні сигнали посиляються в канал зв'язку;

M – число елементарних сигналів; $M \geq 2$; якщо $M = 2$, то сигнал $s(t)$ – двійковий; якщо $M > 2$, то сигнал $s(t)$ – багатопозиційний; як правило, число M є ціла степінь числа 2: $M = 2^n$, де n – ціле число, кожним елементарним сигналом передається $n = \log_2 M$ біт.

2.4 Для передавання каналами зв'язку сигналів, спектр яких примикає до нульової частоти, використовуються елементарні сигнали:

$$s_i(t) = a_i A(t), \quad (3)$$

де a_i – коефіцієнт, який відображає біти, що передаються (інформацію);

$A(t)$ – імпульс із певними часовими та спектральними характеристиками, максимальне значення якого дорівнює 1.

У цьому випадку сигнал (2) називається сигналом амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ- M).

2.5 Після передачі імпульсу $a_i A(t)$ каналом зв'язку буде взято відлік його амплітудного значення a_i . Оскільки в канал зв'язку імпульси посиляються через інтервал T , то під час прийому сигнал $s(t)$ піддається дискретизації через інтервал T . Необхідно забезпечити, щоб відліки переддії і післядії імпульсу були нульовими. Ненульові відліки попередніх та наступних імпульсів створюють міжсимвольну інтерференцію (МСІ), що є внутрішньою завадою, яка спотворює відлікове значення даного імпульсу. В цілому імпульс $A(t)$ повинен задовольняти умові (вважаємо, що амплітудне значення імпульсу має місце в момент часу $t = 0$):

$$A(t) = \begin{cases} 1, & t = 0, \\ 0, & t = kT, \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (4)$$

Умова (4) називається умовою відліковості або умовою відсутності МСІ. Імпульси, що задовольняють умові відліковості, називаються імпульсами Найквіста. На рис. 3 наведений приклад імпульсу Найквіста. Якщо умова (4) не виконується, то має місце МСІ. Її рівень визначається сумою модулів відліків, які повинні бути нульовими:

$$E = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |A(kT)|, \quad (5)$$

де штрих біля суми указує, що відсутній член ряду із $k = 0$. Допустиме значення рівня МСІ E в системах передавання не перевищує 0,05...0,1.

2.6 Умові (4) задовольняють імпульсні сигнали, які мають спектр Найквіста. Найчастіше спектр Найквіста описують функцією:

$$N(f) = \begin{cases} T, & \text{при } f \leq (1 - \alpha) f_H, \\ 0,5T \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{2\alpha} \left(1 - \frac{f}{f_H} \right) \right) \right], & \text{при } (1 - \alpha) f_H < f < (1 + \alpha) f_H, \\ 0, & \text{при } f \geq (1 + \alpha) f_H, \end{cases} \quad (6)$$

де $f_H = 1/(2T)$ – частота Найквіста;

α – коефіцієнт закруглення спектра сигналу ($0 \leq \alpha \leq 1$).

Залежність (6) називається „піднятий косинус“. На рис. 4 наведені такі залежності для $\alpha = 0$; 0,5 і 1. У загальному випадку спектр імпульсу є спектром Найквіста, якщо він описується залежністю: T на інтервалі $(0, f_H(1 - \alpha))$; 0 на інтервалі $(f_H(1 + \alpha), \infty)$, а на інтервалі $(f_H(1 - \alpha), f_H(1 + \alpha))$ будь-якою кососиметричною залежністю відносно точки $(0,5T, f_H)$.

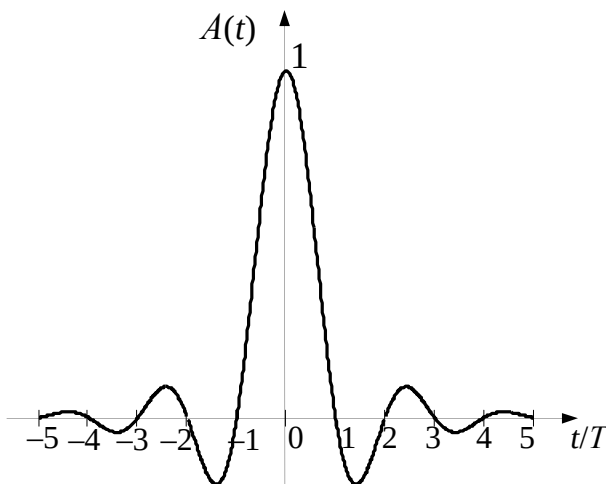


Рисунок 3 – Імпульс Найквіста

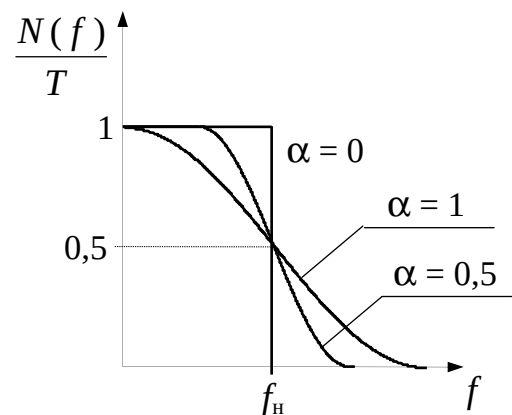


Рисунок 4 – Спектри Найквіста

Із рис. 4 видно, що ширина спектра імпульсу $F = (1 + \alpha)f_H$, а мінімально можлива ширина спектра $F_{\min} = f_H = 1/(2T)$. Таким чином, коефіцієнт α показує значення відносного розширення смуги частот сигналу порівняно до мінімально необхідної смуги. Тому коефіцієнт α називають також коефіцієнтом розширення спектра сигналу. Таке розширення необхідне, бо спектр формується фільтрами, а АЧХ реальних фільтрів має закруглення.

2.7 Імпульс Найквіста можна сформувати фільтром, АЧХ якого

$$H_{\text{форм}}(f) = \frac{N(f)}{S_i(f)}, \quad (7)$$

де $S_i(f)$ – амплітудний спектр імпульсу, що діє на вході фільтра.

Якщо на вході формуючого фільтра діє П-імпульс тривалості T , то $S_i(f)$ описується залежністю (1). Саме для такого випадку на рис. 5 наведено АЧХ формуючого фільтра, коли $\alpha = 0,2$. Із рис. 5 видно, що формуючий фільтр має специфічну АЧХ. Спроби отримати імпульс Найквіста за допомогою ФНЧ із традиційною П-подібною АЧХ приводять до МСІ.

2.8 На основі співвідношень (2) і (3) сигнал АІМ-М записується як

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} a_i^{(k)} A(t - kT), \quad (8)$$

де $A(t - kT)$ – імпульс, що передається на k -му тактовому інтервалі;

$a_i^{(k)}$ – амплітудний множник, що відображає $n = \log_2 M$ двійкових символів на k -му тактовому інтервалі.

Якщо $A(t)$ – імпульс Найквіста, то відлік сигналу АІМ-М у момент kT дорівнює $s(kT) = a_i^{(k)}$.

Із виразу (8) випливає спосіб формування сигналу АІМ-М: кодер маніпуляційного коду ставить у відповідність $n = \log_2 M$ двійковим символам цифрового сигналу число a_i і видає П-імпульс амплітуди a_i та тривалості T ; із цього імпульсу формуючий фільтр виділяє імпульс $a_i A(t)$. Ця процедура повторюється на кожному тактовому інтервалі.

Для сигналів АІМ-2 і АІМ-4 маніпуляційні коди наведені в табл.1 і 2. Число a визначає енергії елементарних сигналів.

Таблиця 1 – Маніпуляційний код для АІМ-2

Двійковий символ	a_i
0	$-a$
1	a

Таблиця 2 – Маніпуляційний код для АІМ-4

Двійкові символи	a_i
00	$-a$
01	$-3a$
10	a
11	$3a$

Ширина спектра сигналів АІМ-М визначається шириною спектра імпульсів $A(t)$. Оскільки $T = T_0 \log_2 M$, то

$$F_{\text{АІМ-М}} = \frac{1 + \alpha}{2T_0 \log_2 M}. \quad (9)$$

3 Ключові питання

3.1 Дати визначення цифрового сигналу.

3.2 Чому прямокутні імпульси не використовуються для передавання цифрових сигналів каналами зв'язку?

3.3 Дати визначення поняття міжсимвольна інтерференція. В якому випадку вона виникає?

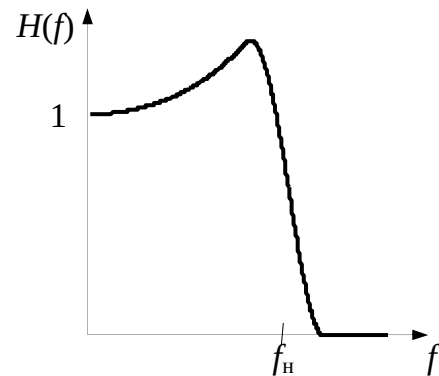


Рисунок 5 – АЧХ формуючого фільтра

3.4 Як формулюється умова відсутності міжсимвольної інтерференції (умова відліковості)?

3.5 Які імпульси задовольняють умові відліковості?

3.6 Що таке спектр Найквіста?

3.7 Чому дорівнює частота Найквіста? Який сенс має ця частота?

3.8 Чому дорівнює ширина спектра Найквіста?

3.9 Які сигнали називаються сигналами амплітудно-імпульсної модуляції?

3.10 Сигнали амплітудно-імпульсної модуляції є низькочастотними чи смуговими?

3.11 Дати визначення поняття маніпуляційний код.

3.10 Які сигнали називаються багатопозиційними? У чому полягає сенс їх використання?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ "Сигнали АІМ-М" за конспектом лекцій і ключовими положеннями цих вказівок. Для вивчення цього матеріалу можна скористатися літературою [1, с. 26–30].

4.2 Подати десяткове число $128 + 10N$ (N – номер лабораторного стенда) у двійковій системі числення і побудувати графік цифрового сигналу, що відповідає цьому числу (старшому розряду відповідає перший за часом імпульс). Тривалість біта $T_6 = 50$ мс.

4.3 Розрахувати та побудувати графік спектра Найквіста, коли $\alpha = 1 - 0,1N$. За умови, що імпульси з таким спектром використовуються для передавання цифрового сигналу з $T_6 = 50$ мс, розрахувати ширину спектра сигналів АІМ-2 і АІМ-4.

4.4 Підготуватись до бесіди за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитись із віртуальним макетом на робочому місці. Для цього після завантаження програми HP VEE відкрити файл

examples\evaluate\СПР_1\1_7a.vee.

Усі лабораторні завдання виконуються, працюючи з панеллю макета.

5.2 Провести дослідження властивостей фільтрованого прямокутного імпульсу. Для цього необхідно в спадаючому меню (у верхній частині панелі) вибрати пункт "ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ИМПУЛЬС". Змінюючи частоту зрізу ФНЧ $F_{зр}$ від $0,5/T$ до $2,5/T$ з кроком 5 Гц ($T = 50$ мс), зафіксувати в таблиці значення суми модулів відліків E , що створюють МСІ, та побудувати графік $E(F_{зр})$. Визначити $F_{зр}$, за якої рівень МСІ не перевищує допустиме значення. Зафіксувати в протоколі форму та спектр імпульсу за таким значенням $F_{зр}$.

5.3 Провести дослідження впливу коефіцієнта α на форму і спектр імпульсу Найквіста. Для цього необхідно в спадаючому меню вибрати пункт "ИМПУЛЬС НАЙКВИСТА". Переконавшись, що МСІ відсутня, зафіксувати в протоколі часові і спектральні діаграми для наступних значень коефіцієнта закруглення $\alpha = 0,1; 0,5; 1$. Спектральні діаграми можна зобразити на одному графіку, указавши на ньому частоту Найквіста f_H .

5.4 Провести дослідження сигналів АІМ-М. Для цього необхідно відкрити файл **examples\evaluate\СПР_1\1_7b.vee**. Установити цифровий сигнал і коефіцієнт закруглення α такі, як у домашньому завданні. Користуючись спадяючим меню осцилографа зафіксувати графіки наступних сигналів, як для $M = 2$, так і для $M = 4$: цифровий сигнал, сигнал на виході кодера маніпуляційного коду, фільтровані імпульси і сигнал АІМ-М. Графіки повинні бути побудовані в одному масштабі один під одним. Використовуючи маркер, визначити ширину спектра сигналів АІМ-2 і АІМ-4, критерієм визначення ширини спектра задатись самостійно. Порівняти отримані значення $F_{\text{АІМ-2}}$ і $F_{\text{АІМ-4}}$ з розрахованими в домашньому завданні.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері у середовищі HP VEE з використанням двох віртуальних макетів **a** і **b**, структурні схеми яких наведено на рис. 7 і 8.

До складу макета **a** входять генератор прямокутного імпульсу тривалістю $T = 50$ мс, ФНЧ з П-подібною АЧХ для обмеження спектра П-імпульсу, фільтр для формування імпульсу Найквіста та дискретизатор. Схема надає можливість регулювати частоту зрізу ФНЧ $F_{\text{зр}}$ та параметр імпульсу Найквіста α . Перемикач S дозволяє вибрати імпульс для аналізу. Дискретизатор з інтервалом дискретизації T використовується для взяття відліків, щоб проаналізувати міжсимвольну інтерференцію. Обчислювач E дозволяє розрахувати суму модулів відліків МСІ, яка виводиться індикатором.

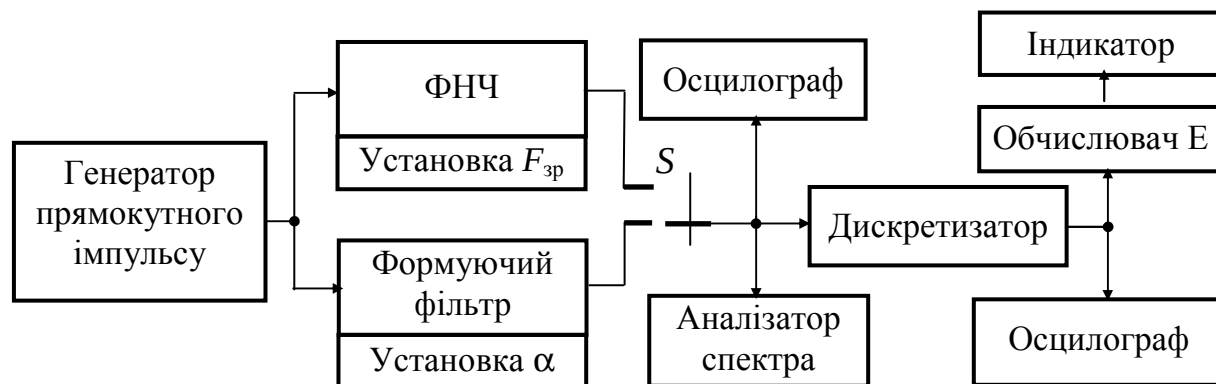


Рисунок 7 – Структурна схема макета **a**

До складу макета **b** входить генератор цифрового сигналу, який завжди виводиться на осцилограф, значення символів сигналу можна змінювати. Також схема містить кодер маніпуляційного коду та фільтр, що формує імпульси Найквіста. Сигнали з їх виходів виводяться на осцилограф через перемикач S . Кодер маніпуляційного коду дозволяє встановлювати число позицій сигналу $M = 2; 4$, а фільтр Найквіста дозволяє змінювати коефіцієнт закруглення α . У макеті встановлена тривалість біта $T_6 = 50$ мс.

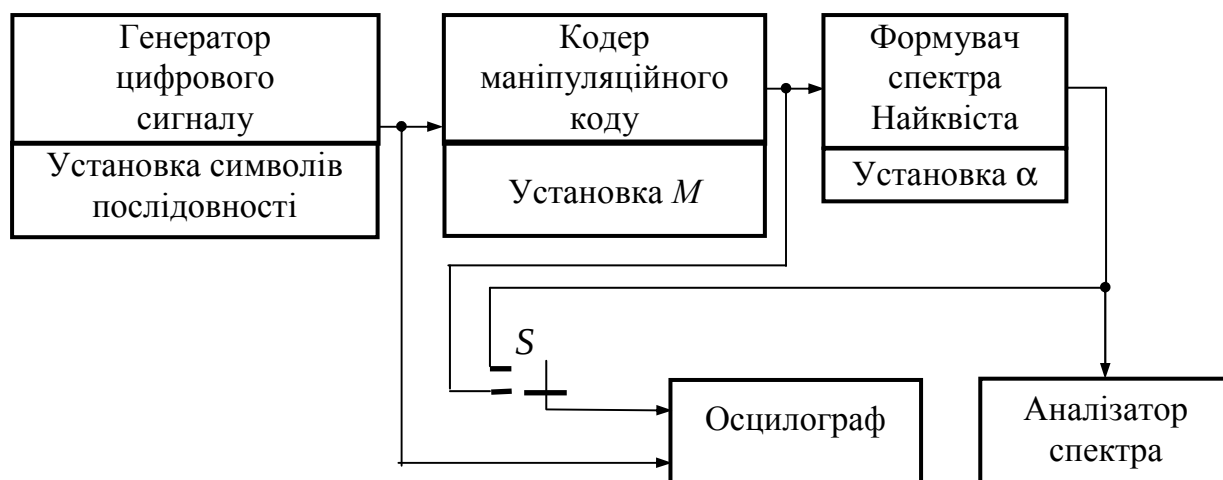


Рисунок 8 – Структурна схема макета **в**

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** для виконання кожного із лабораторних завдань.

7.5 **Результати** виконання лабораторних завдань за пунктами (осцилограми та спектрограми, кожна з яких має мати підпис).

7.6 **Висновки** за кожним пунктом завдання, у яких надати аналіз отриманих результатів (збіг теоретичних та експериментальних даних, прояв властивостей сигналів тощо).

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

Література

1 Банкет В.Л., Иващенко П.В., Геер А.Э. Цифровые методы передачи информации в спутниковых системах связи: Учебное пособие. – Одесса: УГАС, 1996.

ЛР 1.8. ДОСЛІДЖЕННЯ СИГНАЛІВ ЦИФРОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ

1 Мета роботи

1.1 Вивчення методів передавання цифрових сигналів модульованими сигналами АМ-М, ФМ-М та ЧМ-2.

1.2 Дослідження часових і спектральних характеристик сигналів АМ-М і ФМ-М для $M = 2$ і 4 та ЧМ-2.

2 Ключові положення

2.1 Первинний цифровий сигнал $b_{\text{ц}}(t)$ – це послідовність двійкових символів (бітів) 1 і 0, що проходять через інтервал T_6 . У цифрових пристроях прямокутний імпульс високого рівня відповідає 1, а імпульс низького рівня – 0.

2.2 Сигнал цифрової модуляції $s(t)$ – це послідовність радіоімпульсів, які відображають первинний сигнал і слідує через тактовий інтервал T :

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

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

M – число елементарних сигналів;

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

Радіоімпульси можуть відрізнятися амплітудами, фазами чи частотами. Існують різні види цифрової модуляції: АМ-М, ФМ-М, АФМ-М, КАМ-М, ЧМ-М.

Якщо $M = 2$, то має місце двійковий сигнал $s(t)$, коли радіоімпульс $s_0(t)$ використовується для передавання 0, а радіоімпульс $s_1(t)$ – для передавання 1. Якщо $M > 2$, то має місце багатопозиційний сигнал $s(t)$. Як правило, $M = 4, 8, \dots, 2^n$, n – ціле число. Тут кожний радіоімпульс $s_i(t)$ використовується для передавання $n = \log_2 M$ біт первинного сигналу $b_{\text{ц}}(t)$. Яку саме послідовність біт переносить кожний радіоімпульс установлює маніпуляційний код. Якщо в разі двійкових сигналів $T = T_6$, то в разі багатопозиційних сигналів тривалість тактового інтервалу збільшується: $T = T_6 \log_2 M$.

2.3 Для сигналів АМ-М і ФМ-2 елементарні сигнали записуються:

$$s_i(t) = a_i A(t) \cos(2\pi f_0 t), \quad i = 0, 1, \dots, M - 1, \quad (2)$$

де a_i – число, що відображає n біт, які передаються сигналом $s_i(t)$;

$A(t)$ – функція, що визначає форму радіоімпульсів;

f_0 – частота несінного коливання.

Із виразу (2) випливає, що елементарні імпульси є сигналами аналогової БМ і, тому спектр радіоімпульсу $s_i(t)$ складається з двох бокових смуг, зосереджених біля частоти несінної f_0 . Спектральні властивості радіоімпульсу $s_i(t)$ цілком визначаються функцією $A(t)$.

Якщо функція $A(t)$ – прямокутний імпульс тривалості T , то спектр радіоімпульсу буде широким, а для передавання цифрових сигналів важливо сформулювати компактний спектр. Для того, щоб спектр радіоімпульсу $s_i(t)$ був компактным і була відсутня міжсимвольна інтерференція, функція $A(t)$ повинна бути

імпульсом Найквіста. Тоді бокові смуги частот будуть копіями *спектра Найквіста* (рис. 1), а ширина спектра сигналів АМ-М і ФМ-2:

$$F = 2 f_{\text{н}}(1 + \alpha) = \frac{1 + \alpha}{T} = \frac{1 + \alpha}{T_0 \log_2 M}, \quad (3)$$

де $f_{\text{н}} = 0,5/T$ – частота Найквіста;

α – коефіцієнт закруглення спектра ($0 \leq \alpha \leq 1$).

Із виразу (3) випливає важливий висновок – збільшення числа позицій сигналу дозволяє зменшити ширину спектра елементарних сигналів (2).

2.4 Радіоімпульси прийнято умовно зображати у вигляді сигнальних точок у деякому просторі. Сигнальні точки сигналів АМ-М і ФМ-2 розташовуються на числовій осі і тому ці сигнали називають одновимірними (рис. 2). Діаграми, на яких елементарні сигнали зображені у вигляді сигнальних точок, називаються сигнальними сузір'ями.

Маніпуляційний код сигналу АМ-2: передачі 0 відповідає $a_0 = 0$, а передачі 1 відповідає $a_1 = a$.

Маніпуляційний код сигналу ФМ-2: $0 \rightarrow a_0 = -a$; $1 \rightarrow a_1 = a$.

Маніпуляційний код сигналу АМ-4: $00 \rightarrow a_0 = -a$; $01 \rightarrow a_1 = -3a$; $10 \rightarrow a_2 = a$; $11 \rightarrow a_3 = 3a$. Число a визначає енергії елементарних сигналів.

2.5 Елементарні сигнали $s_i(t)$ у разі ФМ-М ($M \geq 4$) і АФМ-М у загальному вигляді описуються за допомогою синфазної і квадратурної складових:

$$s_i(t) = a_i A(t) \cos 2\pi f_0 t + b_i A(t) \sin 2\pi f_0 t, \quad i = 0, 1, \dots, M-1, \quad (4)$$

де a_i, b_i – коефіцієнти, що відображають послідовність із n біт, яка передається елементарним сигналом $s_i(t)$.

Сигнали, що описуються виразом (4), є сума двох БМ сигналів з однаковими амплітудними спектрами, що визначаються спектром сигналу $A(t)$. У разі, коли $A(t)$ – імпульс Найквіста, амплітудний спектр кожної зі складових, а також їх суми, має вигляд, наведений на рис. 1. Тому ширина спектра елементарних сигналів у разі ФМ-М і АФМ-М описується виразом (3).

2.6 Сигнали АФМ-М і ФМ-М ($M \geq 4$) є двовимірними, оскільки функції $\sin 2\pi f_0 t$ і $\cos 2\pi f_0 t$, що присутні у виразі (4), ортогональні та утворюють дво-

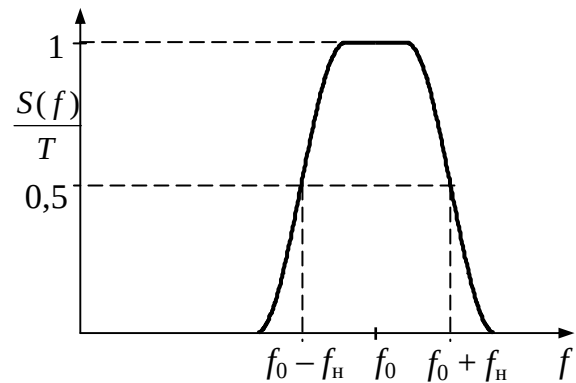


Рисунок 1 – Спектр елементарних сигналів у випадку АМ-М та ФМ-М ($\alpha = 0,6$)

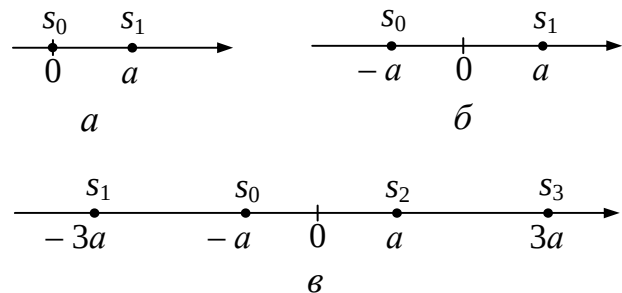


Рисунок 2 – Сигнальні сузір'я сигналів: а – АМ-2; б – ФМ-2; в – АМ-4

вимірний простір. Сигнальні сузір'я двовимірних сигналів зображуються на площині (рис. 3). Тут x символізує коливання $\cos 2\pi f_0 t$, а $y - \sin 2\pi f_0 t$.

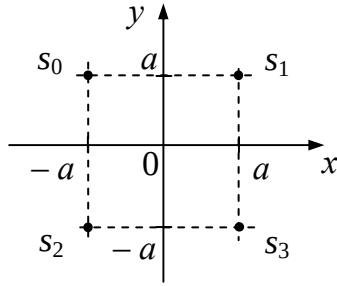


Рисунок 3 – Сигнальне сузір'я сигналу ФМ-4

Для сигналів ФМ-М вираз (4) можна переписати:

$$s_i(t) = aA(t) \cos(2\pi f_0 t - \varphi_i);$$

$$\varphi_i = \arctg\left(\frac{b_i}{a_i}\right). \quad (5)$$

Маніпуляційний код сигналу ФМ-4:

$$00 \rightarrow \varphi_0 = 135^\circ (a_0 = -a \text{ і } b_0 = a);$$

$$01 \rightarrow \varphi_1 = 45^\circ (a_1 = a \text{ і } b_1 = a);$$

$$10 \rightarrow \varphi_2 = 225^\circ (a_2 = -a \text{ і } b_2 = -a);$$

$$11 \rightarrow \varphi_3 = 315^\circ (a_3 = a \text{ і } b_3 = -a).$$

2.7 Процес формування одновимірних та двовимірних сигналів на основі виразів (2) і (4) такий: кодер маніпуляційного коду ставить у відповідність $n = \log_2 M$ вхідним бітам два П-імпульси з амплітудами a_i і b_i (у випадку одновимірних сигналів лише один імпульс з амплітудою a_i , а $b_i = 0$); П-імпульси фільтруються формуючими ФНЧ так, щоб одержати імпульси Найквіста; імпульси $a_i A(t)$ і $b_i A(t)$ надходять до входів балансних модуляторів; отримані модульовані сигнали сумуються.

2.8 Сигнал ЧМ-2 будується на основі радіоімпульсів, що відрізняються частотами:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= aA(t) \cos(2\pi(f_0 - \Delta f/2)t), \\ s_1(t) &= aA(t) \cos(2\pi(f_0 + \Delta f/2)t), \end{aligned} \quad (6)$$

де Δf – рознесення частот;

a – коефіцієнт, що визначає енергію сигналів.

Якщо функцією $A(t)$ є П-імпульс, то схемою модулятора необхідно забезпечити формування сигналу ЧМ-2 без “розриву” фази. Це можливо, коли рознесення частот $\Delta f = k/(2T)$, де $k = 1, 2, 3, \dots$; $T = T_6$. Коли $k = 1$, $\Delta f = 0,5/T$ і модуляція називається модуляцією мінімального зсуву (ММЗ). У разі ММЗ нормований спектр сигналу описується виразом

$$S(f) = \frac{\sqrt{1 + \cos(4\pi(f - f_0)T)}}{\sqrt{2(1 - (4(f - f_0)T)^2)}}. \quad (7)$$

Залежність (7) наведена на рис. 4. Зі збільшенням $|f - f_0|$ спектр спадає зі швидкістю $1/f^2$. Якщо ширину спектра $F_{\text{ММЗ}}$ визначити за першими нулями залежності (7), то

$$F_{\text{ММЗ}} = 1,5/T. \quad (8)$$

Для того, щоб отримати сигнал ЧМ-2 з вузьким спектром і не було міжсимвольної інтерференції, необхідно, щоб функція $A(t)$ була імпульсом Найквіста. У такому разі можна вважати, що спектр сигналу $s_{\text{ЧМ-2}}(t)$ є сума спектрів

двох радіоімпульсів частот $f_0 - \Delta f/2$ і $f_0 + \Delta f/2$. На рис. 5 представлений нормований спектр сигналу ЧМ-2, з якого випливає, що рознесення частот буде мінімальним, коли спектри радіоімпульсів примикають один до одного, і дорівнює він:

$$\Delta f_{\min} = \frac{1 + \alpha}{T}. \quad (9)$$

Тоді ширина спектра сигналу ЧМ-2:

$$F_{\text{ЧМ-2}} = \Delta f_{\min} + \frac{1 + \alpha}{T} = \frac{2(1 + \alpha)}{T}, \quad (10)$$

вдвічі більша ширини спектра сигналів АМ-2 і ФМ-2.

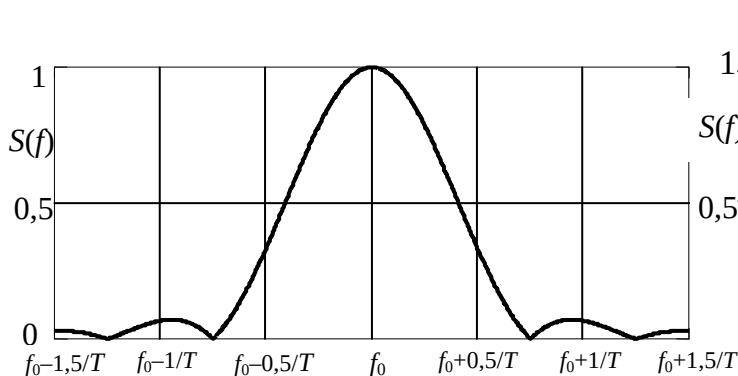


Рисунок 4 – Спектр сигналу ММЗ

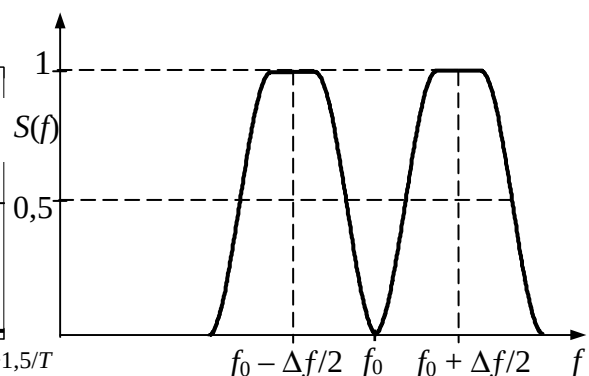


Рисунок 5 – Спектр сигналу ЧМ-2,
коли $\alpha = 0,6$, $\Delta f = 2(1 + \alpha)f_n$

Формування сигналів ЧМ-2 відрізняється від формування сигналів ФМ-М роботою кодера маніпуляційного коду і тим, що частоти опорних коливань генераторів в балансних модуляторах відрізняються на величину $\Delta f/2$ від частоти несінного коливання.

3 Ключові питання

3.1 З якою метою використовується модуляція в системах електрозв'язку?

3.2 Дайте визначення цифрового сигналу.

3.3 Дайте визначення сигналів цифрових видів модуляції АМ-М, ФМ-М та ЧМ-М.

3.4 Чому для передавання цифрових сигналів каналами зв'язку не використовуються радіоімпульси з П-подібною обвідною? Якою повинна бути обвідна імпульсу?

3.5 Що являють собою спектри сигналів АМ-М, ФМ-М та ЧМ-2?

3.6 З якою метою для передавання цифрових сигналів каналами зв'язку використовуються багатопозиційні сигнали?

3.7 Які сигнали цифрових видів модуляції є одновимірними, а які – двовимірними?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити розділ "Цифрові види модуляції" за конспектом лекцій і ключовими положеннями цих вказівок. Під час вивчення цієї теми скористатися літературою [1, с. 26–33].

4.2 Задана тривалість тактового інтервалу дорівнює $T = 50$ мс. Необхідно побудувати часові діаграми елементарних радіоімпульсів з частотою $f_0 = 40$ Гц для двох випадків: з П-подібною обвідною і обвідною у вигляді імпульсу Найквіста.

Примітка. Необхідно враховувати, що елементарним радіоімпульсом є добуток П-імпульсу тривалості T або імпульсу Найквіста та гармонічного коливання. Як імпульс Найквіста можна взяти функцію

$$A(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}.$$

Графік цієї функції побудувати на інтервалі $(-4T, 4T)$.

4.3 Підготуватись до бесіди за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитись із віртуальним макетом на робочому місці. Для цього після завантаження програми HP VEE відкрити файл

examples\evaluate\СПР_1\1_8.vee.

Усі лабораторні завдання виконуються, працюючи з панеллю макета.

5.2 Підготовка макета. Необхідно встановити цифровий сигнал, для чого подати десяткове число $128 + 10N$ (N – номер лабораторного стенда) у двійковій системі числення. Коефіцієнт закруглення розраховується за формулою: $\alpha = 1 - 0,1N$.

5.3 Дослідження залежності форми і спектра сигналів АМ-2 і АМ-4 від форми обвідної. Для цього необхідно встановити: вид модуляції – АМ-2; форму обвідної – П-імпульс. Зафіксувати у протоколі одну під одною часові діаграми наступних сигналів: цифрового сигналу, сигналів на виході кодера маніпуляційного коду, модульованого сигналу. Також зафіксувати спектральну діаграму модульованого сигналу. Після цього встановити форму обвідної – імпульс Найквіста. Зафіксувати у протоколі часову та спектральну діаграми модульованого сигналу. Такі ж дослідження виконати для сигналу АМ-4.

У висновках на основі порівняння спектральних діаграм зазначити доцільність використання радіоімпульсів з обвідною у формі імпульсу Найквіста та доцільність використання багатопозиційних сигналів для зменшення займаної смуги частот.

5.4 Дослідження залежності форми і спектра сигналів ФМ-2 і ФМ-4 від форми обвідної. Повторити дослідження, проведені в п. 5.3, для сигналів ФМ-2 і ФМ-4. Порівняти спектри сигналів АМ-М і ФМ-М.

5.5 Дослідження залежності форми і спектра сигналу ЧМ-2 від форми обвідної. Повторити дослідження, проведені в пп. 5.3 і 5.4, для сигналів ММЗ і ЧМ-2. Порівняти спектри сигналів АМ-2, ММЗ і ЧМ-2.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері у середовищі HP VEE з використанням віртуального макета, структурна схема якого наведена на рис. 6.

Макет є універсальним модулятором сигналів цифрової модуляції. До складу макета входить генератор цифрового сигналу тривалістю $8T_b$, значення символів сигналу можна змінювати. Установлена тривалість біта $T_b = 50$ мс. Модулятор складається з наступних блоків: кодера маніпуляційного коду, формуючих фільтрів, генераторів несівних коливань, двох перемножувачів і суматора. Установка виду модуляції діє на кодер маніпуляційного коду та генератори несівних коливань і дозволяє встановити наступні види модуляції: АМ-2, АМ-4, ФМ-2, ФМ-4 і ЧМ-2. Сигнали із двох виходів кодера надходять до входів фільтрів, що формують обвідну радіоімпульсів у вигляді імпульсу Найквіста. Схема містить перемикач, який дозволяє виключити формуючі фільтри зі схеми, і тоді радіоімпульси мають П-подібну обвідну. Сформовані імпульси перемножуються з несівними коливаннями. Частота несівної встановлена в макеті $f_0 = 40$ Гц. Рознесення частот Δf у макеті встановлюється у випадку ЧМ-2 відповідно до формули (9), а у випадку ММЗ $\Delta f = 0,5/T$. Макет містить осцилографи і аналізатор спектра.

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** для виконання кожного із лабораторних завдань.

7.5 **Результати** виконання лабораторних завдань за пунктами (осцилограми та спектрограми, кожна з яких має мати підпис).

7.6 **Висновки** за кожним пунктом завдання, в яких надати аналіз отриманих результатів (збіг теоретичних та експериментальних даних, прояв властивостей сигналів тощо).

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

Література

1 Банкет В.Л., Иващенко П.В., Геер А.Э. Цифровые методы передачи информации в спутниковых системах связи: Учебное пособие. – Одесса: УГАС, 1996.

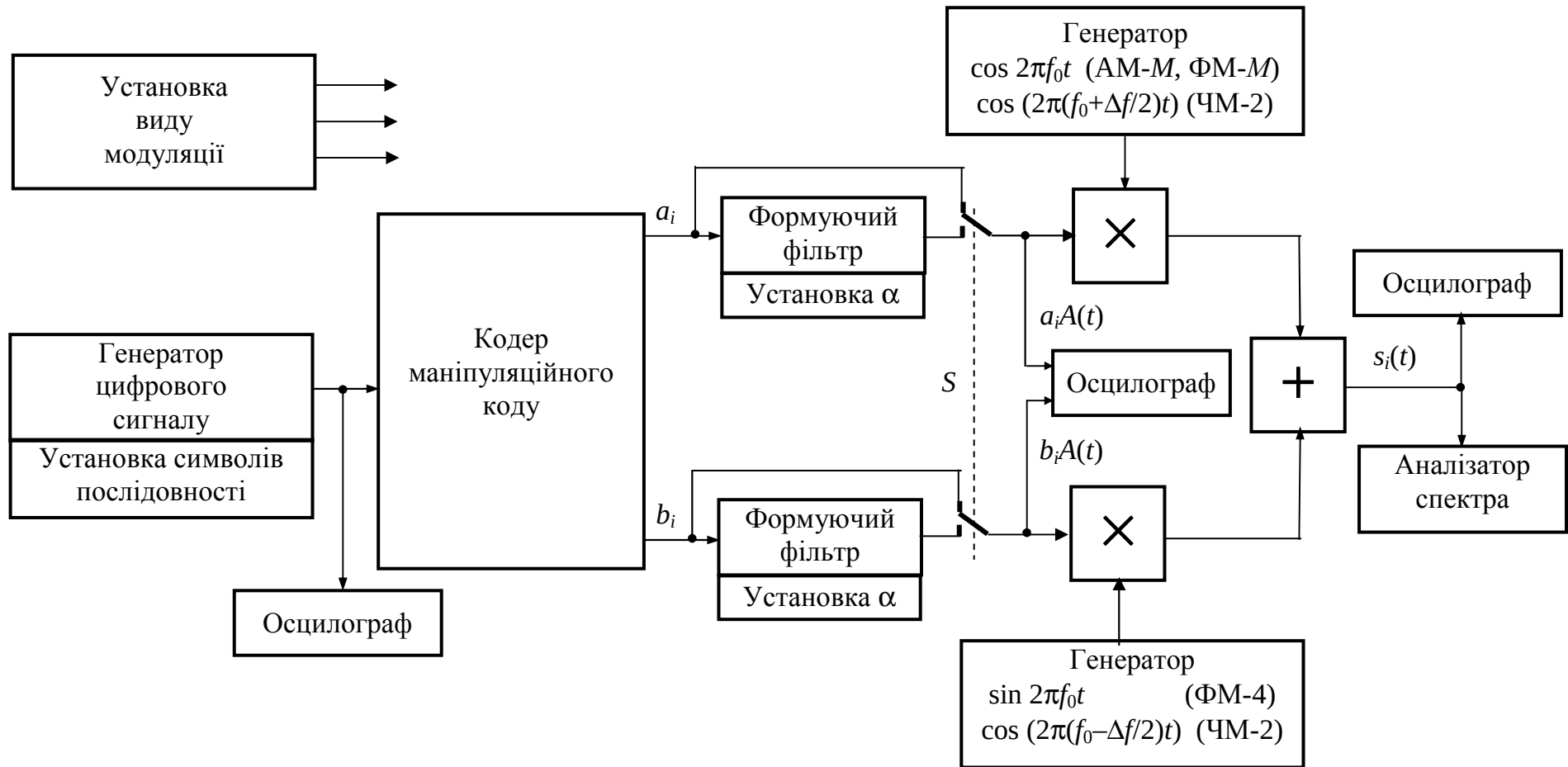


Рисунок 6 – Структурна схема макета

ЛР 1.9. НЕЛІНІЙНІ БЕЗІНЕРЦІЙНІ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ

1 Мета роботи

Дослідження спектрів сигналів, що зазнали нелінійних безінерційних перетворень.

2 Ключові положення

2.1 На рис. 1 наведено схему перетворювача сигналів. На вході діє сигнал $x(t)$, а на виході спостерігається результат перетворення – вихідний сигнал $y(t)$. Вихідний сигнал залежить як від виду вхідного сигналу, так і властивостей перетворювача.

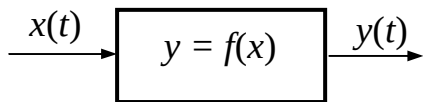


Рисунок 1 – Перетворювач сигналів

У разі перетворювача на процесорі цифрових сигналів на його вході і виході мають місце відліки сигналів $x(t)$ і $y(t)$. У випадку перетворювача на аналогових схемах як $x(t)$ і $y(t)$ можуть бути або напруга, або струм.

Перетворювач є лінійним, якщо залежність $y = f(x)$ – лінійна, тобто виконуються властивості адитивності

$$y(x_1 + x_2) = y(x_1) + y(x_2) \quad (1)$$

та однорідності

$$y(kx) = ky(x), \quad (1a)$$

де x, x_1, x_2 – будь-які значення чи функції часу, що визначають дію;

k – довільний коефіцієнт.

Якщо рівності (1) не виконуються, то перетворювач нелінійний.

Нелінійний перетворювач є безінерційним, якщо значення вихідного сигналу в будь-який момент t_1 залежить лише від значення вхідного сигналу в цей самий момент t_1 : $y(t_1) = f(x(t_1))$. Нижче мова йтиме лише про безінерційні перетворювачі.

2.2 У випадку перетворювача на процесорі цифрових сигналів можна задати довільну залежність $y = f(x)$. У випадку перетворювача на аналогових схемах функція $f(x)$ залежить від вольт-амперних характеристик нелінійних елементів, на основі яких виконаний перетворювач (нелінійний перетворювач повинен містити хоча б один нелінійний елемент). Приклад нелінійної залежності $y = f(x)$ наведено на рис. 2. Для перетворювача на аналогових схемах цю характеристику отримують експериментально. Для подальшого теоретичного аналізу перетворень сигналів експериментально отриману залежність апроксимують – подають наближеним математичним виразом. Найбільш поширені апроксимуючі функції двох видів:

поліномом n -го степеня (рис. 3, а, б)

$$y = a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots + a_n x^n, \quad (2)$$

де a_i – коефіцієнти, що визначаються під час апроксимації,

y і x – прирости відносно робочої точки (X_0, Y_0) ,

та кусково-лінійною залежністю (рис. 3, в)

$$y = \begin{cases} a_1(x - X_B) & \text{для } x \geq X_B, \\ 0 & \text{для } x < X_B, \end{cases} \quad (3)$$

де a_1 – додатний коефіцієнт,

X_B – значення, що визначає відсікання вихідного сигналу.

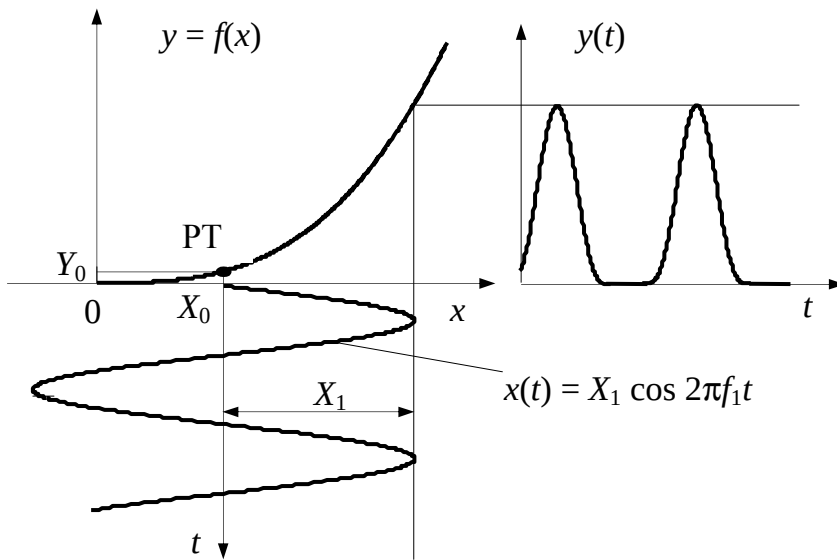


Рисунок 2 – Нелінійне перетворення гармонічного коливання

2.3 Нехай

$x(t) = X_1 \cos 2\pi f_1 t$ – гармонічне коливання. Із рис. 2 видно, що $y(t)$ не є гармонічним коливанням, тобто нелінійне перетворення суттєво змінює форму коливання. Аналіз спектра вихідного коливання можна було б виконати шляхом розкладання $y(t)$ в ряд Фур'є. У випадку апроксимації залежності $y = f(x)$ поліномом (2) спектр $y(t)$ можна отримати простіше. Підставимо $x(t)$ у вираз (2)

$$y(t) = a_1 X_1 \cos 2\pi f_1 t + a_2 X_1^2 \cos^2 2\pi f_1 t + \dots + a_n X_1^n \cos^n 2\pi f_1 t. \quad (4)$$

Якщо далі скористатись тригонометричними формулами кратного аргументу, то вираз (4) зводиться до вигляду:

$$y(t) = Y_0 + Y_1 \cos 2\pi f_1 t + Y_2 \cos 2\pi 2f_1 t + \dots + Y_n \cos 2\pi n f_1 t = \sum_{k=0}^n Y_k \cos 2\pi k f_1 t, \quad (5)$$

де Y_0 – постійна складова вихідного коливання;

$Y_1, Y_2, \dots, Y_n$ – амплітуди гармонік частоти вхідного коливання.

Отже, спектр вихідного коливання при дії гармонічного коливання є дискретним і містить лише гармоніки вхідного коливання. Номер найбільшої за частотою гармоніки не може перевищувати степеня поліному.

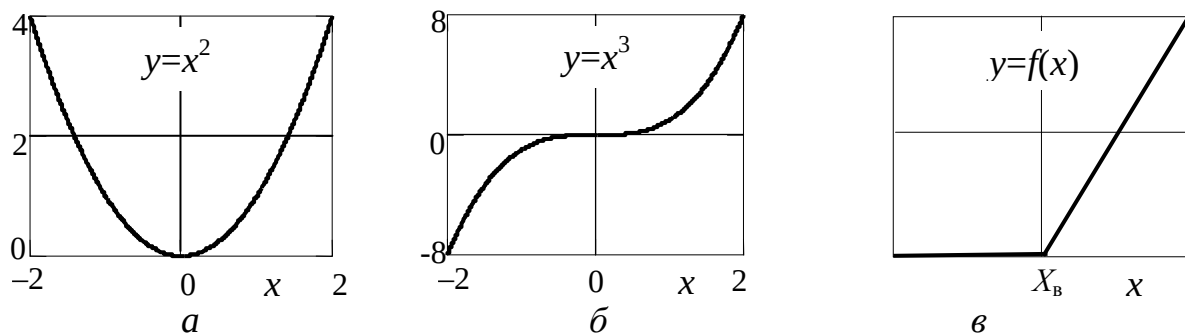


Рисунок 3 – Залежності: а – квадратична; б – кубічна; в – кусково-лінійна

Властивість виникнення гармонік під час нелінійних перетворень можна використати для помноження частоти. Якщо до виходу перетворювача підключити вузькосмуговий фільтр з середньою частотою смуги пропускання, яка збігається з відповідною гармонікою вхідного сигналу, то на виході фільтра буде гармонічне коливання цієї гармоніки.

2.4 Розглянемо дію коливання $x(t) = X_0 + X_1 \cos 2\pi f_1 t$ на нелінійний перетворювач, що описується залежністю (3). Вихідне коливання описується виразом (5), у якому

$$Y_k = Y_{\max} \alpha_k(\theta), \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (6)$$

$$\text{де } Y_{\max} = a_1(X_0 - X_b + X_1) - \quad (7)$$

максимальне миттєве значення коливання $y(t)$ (рис. 5);

$\alpha_k(\theta)$ – коефіцієнти Берга (рис. 4);

$$\theta = \arccos((X_b - X_0) / X_1) - \quad (8)$$

кут відсікання – подана в градусах половина частини періоду, протягом якої $y(t) > 0$ (рис. 5).

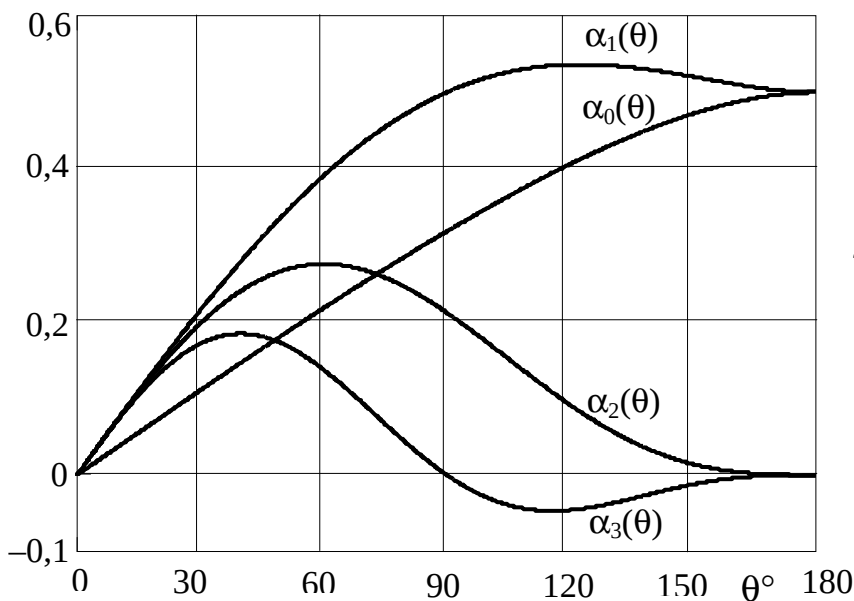


Рисунок 4 – Графіки коефіцієнтів Берга

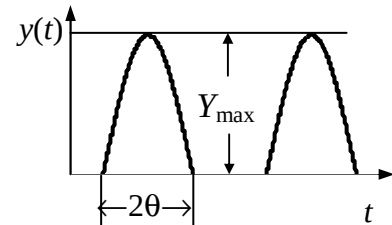


Рисунок 5 – До визначення кута відсікання θ

Залежністю (3) добре апроксимуються характеристики вихідних каскадів радіопередавачів. Вибором значення X_0 , яке визначає робочу точку на характеристиці, можна досягти максимального значення потрібної гармоніки у складі вихідного коливання каскаду радіопередавача.

2.5 Більш складний вхідний сигнал – бігармонічне коливання

$$x(t) = X_1 \cos 2\pi f_1 t + X_2 \cos 2\pi f_2 t. \quad (9)$$

Після підстановки виразу (9) у поліном (2) і математичних перетворень з'являються не тільки степеня тригонометричних функцій, але й добутки тригонометричних функцій. Так, у разі піднесення до квадрату $x(t)$ отримаємо добуток косинусів $\cos 2\pi f_1 t \cdot \cos 2\pi f_2 t = 0,5[\cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t)]$. Тобто, добуток тригонометричних функцій відповідають два гармонічні коливання

– сумарної та різницевої частот. Остаточний вираз для вихідного коливання $y(t)$ у разі нелінійного перетворення бігармонічного коливання має вигляд

$$y(t) = Y_0 + \sum_{k=1}^n Y_k \cos 2\pi k f_1 t + \sum_{k=1}^n Y_k \cos 2\pi k f_2 t + \sum_{p=1}^n \sum_{q=1}^n Y_{pq} [\cos(2\pi(p f_1 + q f_2)t) + \cos(2\pi(p f_1 - q f_2)t)], \quad (10)$$

де $p + q \leq n$.

До розкладу (10) окрім постійної складової і гармонік частот вхідного коливання f_1 і f_2 входять також частоти виду $f_{\text{комб}} = |p f_1 \pm q f_2|$, які називаються комбінаційними частотами. Принцип комбінаційних частот формулюється так: при нелінійному перетворенні бігармонічного коливання виникають комбінаційні частоти $f_{\text{комб}} = |p f_1 \pm q f_2|$, де p, q – цілі числа.

До комбінаційних частот відносять також гармоніки частоти f_1 , коли $q = 0$, та гармоніки частоти f_2 , коли $p = 0$. Комбінаційні частоти групують, об'єднуючи в окремі групи частот, для яких $p + q = N$. Число N називають порядком комбінаційної частоти. Видно, що у разі апроксимації $y = f(x)$ поліномом n -го степеня можна обчислити комбінаційні частоти й їх амплітуди лише з порядками $N \leq n$. Наприклад, якщо нелінійна залежність апроксимується поліномом третього степеня, то при перетворенні бігармонічного коливання в спектрі вихідного коливання будуть постійна складова та комбінаційні частоти, наведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Амплітуди комбінаційних частот у випадку $n = 3$

Порядок частоти N	Частота $f_{\text{комб}}$	Амплітуди складових вихідного коливання, які викликані окремими доданками поліному		
		$a_1 x$	$a_2 x^2$	$a_3 x^3$
0	0	–	$0,5a_2(X_1^2 + X_2^2)$	–
1	f_1	$a_1 X_1$	–	$1,5a_3 X_1(X_1^2/2 + X_2^2)$
	f_2	$a_1 X_2$	–	$1,5a_3 X_2(X_1^2 + X_2^2/2)$
2	$2f_1$	–	$0,5a_2 X_1^2$	–
	$2f_2$	–	$0,5a_2 X_2^2$	–
	$ f_1 \pm f_2 $	–	$a_2 X_1 X_2$	–
3	$3f_1$	–	–	$0,25a_3 X_1^3$
	$3f_2$	–	–	$0,25a_3 X_2^3$
	$ f_1 \pm 2f_2 $	–	–	$0,75a_3 X_1 X_2^2$
	$ 2f_1 \pm f_2 $	–	–	$0,75a_3 X_1^2 X_2$

У загальному випадку амплітуди складових вихідного коливання нелінійно залежать від амплітуд складових вхідного коливання. Вони також залежать від коефіцієнтів a_i апроксимуючого поліному, які, в свою чергу, залежать

від постійної напруги X_0 , що визначає положення робочої точки на характеристиці $y = f(x)$ (рис. 2).

Явище виникнення комбінаційних частот під час нелінійних перетворень бігармонічних коливань використовується в схемах перетворювачів частоти, модуляторів, детекторів тощо.

3 Ключові питання

3.1 Дати визначення нелінійного безінерційного перетворення.

3.2 Як змінюється спектр гармонічного коливання під час нелінійного перетворення?

3.3 Дати визначення понять “гармонічне коливання” і “гармоніка”.

3.4 Чим визначаються амплітуди гармонік у спектрі вихідного коливання нелінійного перетворювача?

3.5 Пояснити, що визначають коефіцієнти Берга.

3.6 Як побудувати схему помножувача частоти?

3.7 Який вигляд має спектр вихідного коливання у разі нелінійного перетворення бігармонічного коливання?

3.8 Сформулювати принцип комбінаційних частот.

3.9 Як визначити амплітуди комбінаційних частот?

4 Домашнє завдання

4.1 Вивчити за конспектом і літературою [1, с. 220–230; 2, с. 266–282; 3, с. 71–85] розділ “Безінерційні нелінійні перетворення сигналів” та опис лабораторного макета за розд. 6 цих вказівок.

4.2 Вибрати $f_1 = (100 + 20M)$ Гц, а $f_2 = (230 + 20M)$ Гц, де M – номер Вашого лабораторного стенду, і визначити для них значення усіх комбінаційних частот у спектрі вихідного коливання, коли нелінійний перетворювач описується поліномом третього степеня. Прийняти значення $a_1 = a_2 = a_3 = 1$, $X_1 = X_2 = 1$ В. Результати обчислень занести до таблиці, зразок якої для $M = 0$ наведено табл. 2.

Таблиця 2 – Зразок до виконання домашнього завдання

Порядок $N = p + q$	0	1	2		3		
$f_{\text{комб}}$	0	f_1, f_2	$2f_1, 2f_2$	$ f_1 \pm f_2 $	$3f_1, 3f_2$	$ f_1 \pm 2f_2 $	$ 2f_1 \pm f_2 $
Числове значення $f_{\text{комб}}$, Гц	0	100 230	200 460	330 130	300 690	460 30	560 360
Y_{pq} , В	1	2,25	0,5	1	0,25	0,75	0,75

4.3 За даними отриманої таблиці побудувати графік амплітудного спектра вихідного коливання.

4.4 Підготуватись до обговорення за ключовими питаннями.

5 Лабораторне завдання

5.1 Ознайомитись із віртуальним макетом на робочому місці. Для цього після завантаження програми HP VEE відкрити файл
examples\evaluate\СПР_1\1_9.vee.

Усі лабораторні завдання виконуються, працюючи з панеллю макета.

5.2 Провести дослідження нелінійного перетворення гармонічного коливання, коли перетворювач описується поліномом. Встановити значення коефіцієнтів $a_1 = a_2 = a_3 = 1$, амплітуди $X_1 = 1$, $X_2 = 0$. Занести до протоколу часові та спектральні діаграми сигналів $x(t)$ і $y(t)$. Спектр сигналу $y(t)$ подати таблицею та графіком.

5.3 Провести дослідження нелінійного перетворення гармонічного коливання в разі опису нелінійності кусково-лінійною залежністю. За формулою (8) розрахувати два значення X_0 , за яких кут відсікання дорівнює 60° та 120° , коли $X_b = 0$, $X_1 = 1$ В. Встановити $a_1 = 1$, $X_b = 0$, $X_1 = 1$, $f_1 = 200$ Гц, $X_2 = 0$ та виконати два вимірювання для розрахованих значень X_0 . Занести до протоколу часові та спектральні діаграми коливання $y(t)$. Визначити за формулами (7) і (6) та за графіками рис. 4 теоретичні значення амплітуд Y_0 , Y_1 , Y_2 , Y_3 , порівняти їх з отриманими експериментально.

5.4 Провести дослідження нелінійного перетворення бігармонічного коливання, коли перетворювач описується поліномом. Встановити значення коефіцієнтів a_1 , a_2 , a_3 , амплітуд X_1 , X_2 та частот f_1 , f_2 , які використані в домашньому завданні. Значення $X_0 = X_b = 0$. Занести до таблиці спектр коливання $y(t)$ та побудувати графік спектра. Значення амплітуд та частот спектральних складових визначити за допомогою маркера аналізатора спектра. Порівняти отриманий експериментально спектр із розрахованим у домашньому завданні.

5.5 Провести дослідження нелінійного перетворення того ж бігармонічного коливання у випадку опису нелінійності кусково-лінійною залежністю. Кут відсікання встановити 90° , тобто за формулою (8), коли $X_0 = X_b = 0$. Занести до протоколу спектр коливання $y(t)$ аналогічно пункту 5.4. Порівняти отримані експериментально спектри за пунктами досліджень 5.4 та 5.5.

6 Опис лабораторного макета

Лабораторна робота виконується на комп'ютері у середовищі HP VEE з використанням віртуального макета. Структурна схема макета наведена на рис. 6. До складу макета входять:

- генератор сигналу $x(t) = X_1 \cos 2\pi f_1 t + X_2 \cos 2\pi f_2 t$, значення амплітуд та частот гармонічних коливань X_1 , f_1 , X_2 , f_2 можна змінювати;
- нелінійний перетворювач, що описується залежністю $y = f(x)$; нелінійність $y = f(x)$ може бути описаною поліномом (2) степені $n \leq 3$ чи кусково-лінійною залежністю (3); вид опису нелінійності можна змінювати; у разі опису нелінійності поліномом можна змінювати коефіцієнти a_1 , a_2 та a_3 (зміна робочої точки не передбачена, оскільки в поліномі (2) x і y – прирости відносно робочої точки); у разі опису нелінійності кусково-лінійною залежністю можна змінювати коефіцієнт a_1 , значення X_b та положення робочої точки X_0 ;
- дисплей, що відображає залежність $y = f(x)$; можна змінювати граничні значення аргументу $x_{\min}$ та $x_{\max}$, які визначають межі розрахунку залежності $y = f(x)$;
- осцилографи та аналізатори спектра, які дозволяють спостерігати часові та спектральні діаграми сигналів $x(t)$ та $y(t)$.

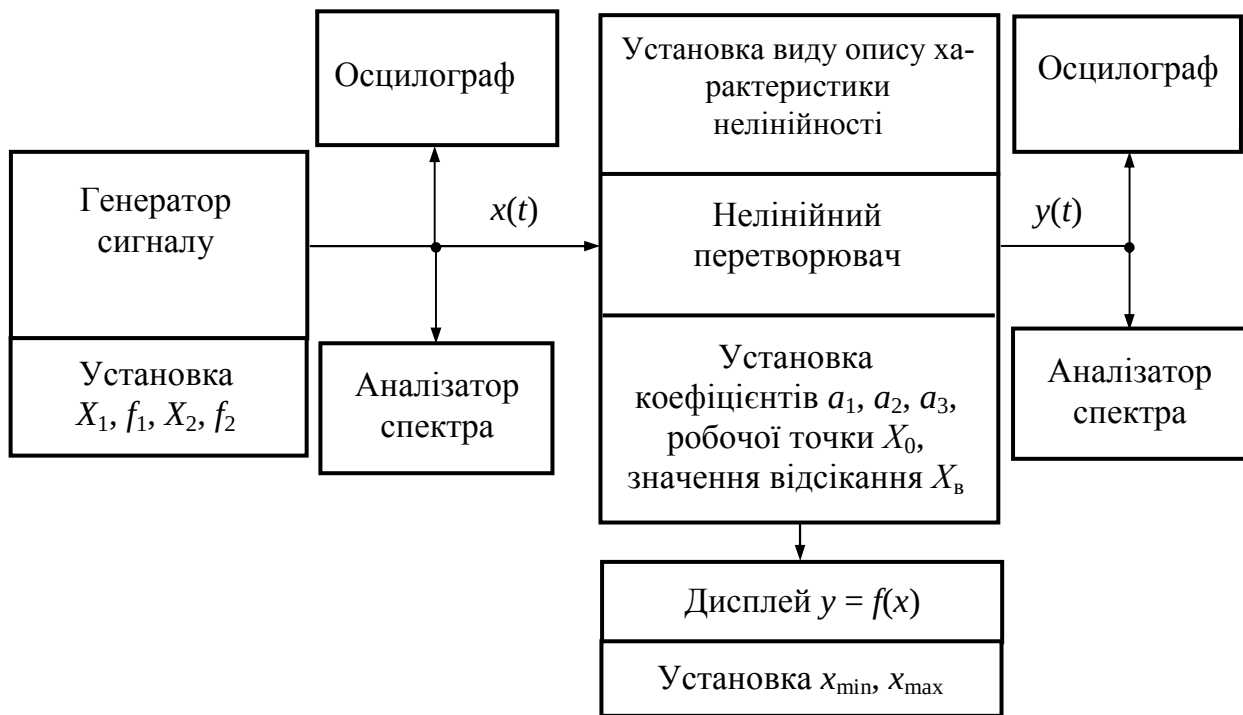


Рисунок 6 – Структурна схема лабораторного макета

7 Вимоги до звіту

7.1 **Назва** лабораторної роботи.

7.2 **Мета** роботи.

7.3 **Результати** виконання домашнього завдання.

7.4 **Структурні схеми** досліджень та **результати** виконання пп. 5.2...5.5 лабораторного завдання (осцилограми, таблиці та спектрограми, кожна з яких має мати підпис).

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

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

Література

1. **Гоноровский И. С.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986 (1977).

2. **Баскаков С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1988 (1983).

3. **Панфілов І. П., Дирда В. Ю., Капацін А. В.** Теорія електричного зв'язку: Підручник для студентів вузів 1-го та 2-го рівнів акредитації. – К.: Техніка, 1998.