

1. МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ

1.1. Основні види моделей вимірювальних сигналів

Сигнал являє собою фізичний процес, що відбиває стан деякої системи. У вимірювальній техніці розрізняють два типи сигналів - зразкові і вимірювальні [12,70,85,125,126,157258] .

Зразковими називають сигнали, характеристики яких апріорно відомі. Зразкові сигнали формуються за допомогою зразкових мір і цифроаналогових перетворювачів. Зразкові сигнали дозволяють одержати інформацію про характеристики досліджуваних засобів вимірювання (ЗВ) - у цьому випадку на вхід ЗВ здійснюють вплив відповідними зразковими сигналами, а вимірюванню піддають сигнали на виході, які і будуть відображати властивості досліджуваного об'єкта.

Вимірювальні сигнали на відміну від зразкових характеризуються апріорною невизначеністю значень деяких своїх параметрів. Якщо між параметрами сигналу і вимірюваною величиною, що характеризує стан або властивості досліджуваного об'єкта, існує відомий функціональний зв'язок, те цей параметр називають інформативним. При відсутності функціонального зв'язку такий параметр відноситься до неінформативного. Той самий параметр сигналу може вважатися як інформативним, так і неінформативним у залежності від того, яка фізична величина вимірюється.

Сигнали на виході ЗВ називають вихідними. Сигнали, що діють на входах ЗВ, називають вхідними вимірювальними сигналами . Інформативні параметри вхідних вимірювальних сигналів функціонально зв'язані з вимірюваними величинами. Інформативні параметри вихідних сигналів функціонально зв'язані з інформативними параметрами вхідних вимірювальних сигналів.

При класифікації сигналів враховується насамперед їхня приналежність до основних видів фізичних процесів: механічних, електричних і магнітних, теплових, акустичних, світлових. У залежності від характеру зміни в часі й у просторі розрізняють постійні і змінні сигнали.

Вимірювальні сигнали, представлені фізичними процесами, закон зміни яких у часі й у просторі носить неперервний характер, називаються неперервним чи аналоговими. На відміну від неперервних областю визначення характеристик дискретних сигналів є безліч визначених моментів часу або визначених точок простору.

Для представлення процесів різної фізичної природи використовують

загальні математичні моделі, які описуються функціями вигляду:

$$s = f(t, \omega, r, \dots, A, B, D \dots),$$

де s - інформативний параметр сигналу; t, ω, r , - незалежні аргументи (поточний час, частота, координата точки в просторі,); A, B, D - параметри сигналу.

Вибір тієї чи іншої моделі визначається при постановці задачі вивчення конкретної фізичної системи. У більшості випадків використовуються моделі сигналів, що залежать від одного незалежного аргументу, яким є поточний час, координата точки, частота.

Моделі сигналів що використовуються при розв'язанні задач вимірювання повинні найбільшою мірою відбивати істотні властивості досліджуваних процесів. Неадекватність моделі, що описує деякий вимірювальний сигнал, реальному фізичному процесу обумовлює виникнення специфічної попохибки яка відноситься до класу методичних і не може бути зменшена використанням більш якісної вимірювальної апаратури. В той же час модель сигналу повинна бути по можливості простою, містити мінімально необхідну для адекватного опису сигналу кількість незалежних аргументів і параметрів.

Реальні вимірювальні сигнали завжди спостерігаються в умовах впливу завад, тобто являють собою реалізації випадкового процесу. Однак у значному числі випадків у моделях вимірювальних сигналів не відбивається наявність випадкової компоненти в досліджуваному фізичному процесі. Такі моделі при наявності інформації про значення параметрів називають детермінованими. Детерміновані моделі використовуються в основному лише для опису зразкових сигналів

Квазидетермінованою називають модель, у якій значення одного чи декількох параметрів апіорно невідомі. Квазидетерміновані моделі використовуються для представлення вимірювальних сигналів, у яких впливом випадкової (шумовий) компоненти можна зневажити. Прикладом використання квазидетермінованої моделі може служити опис вимірювального сигналу у вигляді гармонійного коливання з відомою частотою, але невідомою амплітудою.

На відміну від квазидетермінованої моделі, що дозволяє описати закон зміни вимірювального сигналу з точністю до невідомого параметра, модель випадкового сигналу використовують для представлення фізичних процесів, закон зміни яких у чи часі в просторі носить випадковий характер. Модель такого сигналу являє собою опис статистичних характеристик випадкового процесу шляхом завдання щільності розподілу імовірності, кореляційної функції, спектральної щільності енергії та ін.

Форми сигналів і їх характеристики. У вимірювальній техніці використовуються різні перетворення, у тому числі і такі, котрі здійснюють квантування і дискретизацію значень сигналів і їхніх параметрів.

Процес квантування зводиться до представлення нескінченного множини значень, що може приймати неперервна фізична величина за допомогою обмеженої множини припустимих значень.

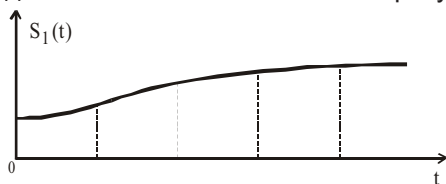


Рис.1.1: а). Неперервний вимірювальний сигнал

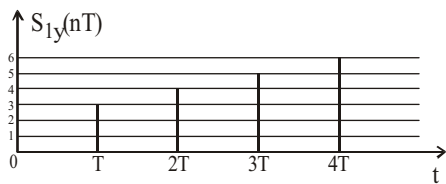


Рис.1.1: б). Квантований вимірювальний сигнал

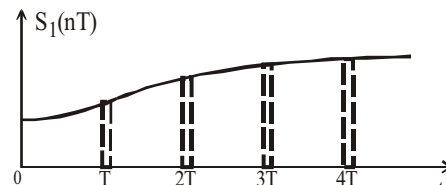


Рис.1.1: в). Дискретний вимірювальний сигнал

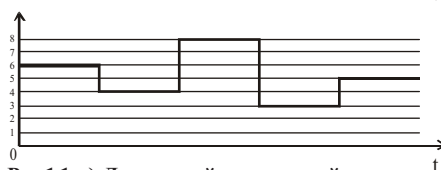
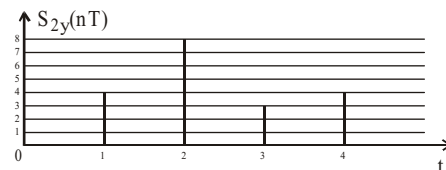


Рис.1.1: г). Дискретний квантований (цифровий) вимірювальний сигнал

Квантованим сигналом називається фізичний процес, основна характеристика якого може приймати тільки квантовані значення. На рис.1.1а приведений вихідний неперервний сигнал $s = F(t)$ і відповідний йому квантований сигнал $s = F_{кв}(t)$ (рис. 1.1б).

Вимірювальні сигнали, у яких незалежна перемінна відмінна від нуля тільки у визначених точках простору, у визначені моменти чи часу при визначених частотах, називаються дискретизованими. Дискретизований сигнал може бути отриманий за допомогою відповідної процедури як з вихідного безперервного (рис.1.1,в), так і з квантованого сигналу (рис1.1,г).

Застосовуючи у визначеній комбінації процедури дискретизації і квантування, можна із вихідної форми неперервного сигналу одержати три похідні форми:

- неперервний за часом і квантований за значенням інформативного параметра сигналу;
- дискретизований за

часом або частотою із неперервним значенням інформативного параметра сигналу;

- дискретизований за часом або частотою із квантуванням за значенням інформативного параметра сигналу.

Дискретний характер зміни незалежної змінної моделі сигналу може бути обумовлений самою фізичною природою процесу. Так, з теорії гармонійного аналізу відомо, що спектр періодичного сигналу (являє собою модель сигналу в частотній області) відмінний від нуля лише при визначених значеннях частоти.

Параметри квазідетермінованих сигналів. При описі квазідетермінованих сигналів широко використовують поняття елементарного сигналу. До елементарного відносяться: постійний сигнал, одиничний імпульс і синусоїдальний сигнал.

Модель постійного сигналу представляється співвідношенням $s = A$, де $A = const$. Єдиним параметром постійного сигналу є значення A .

Одиничний імпульс описується математичною моделлю що має вигляд: $s = d(t - t_{im})$,

де $d(t - t_{im})$ - дельта-функція, що приймає значення 0 при $t \neq t_{im}$

і нескінченність - при $t = t_{im}$.

Одиничний імпульс є ідеалізацією імпульсів, що реально спостерігаються, кінцевої тривалості й амплітуди. Єдиним параметром одиничного імпульсу є t_{im} , що вказує його положення на вісі часу.

Одиничний імпульс має наступні математичні властивості [12, 125]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s(t) d(t - t_{im}) dt = s(t_{im}) \quad (1.1)$$

Це означає, що одиничний імпульс володіє стробуючою дією. Зокрема, якщо $s(t) = A$ - постійний сигнал, значення якого дорівнює 1, то з (1.1) випливає:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s(t) d(t - t_{im}) dt = 1,$$

тобто площа одиничного імпульсу дорівнює одиниці, що і пояснює назву елементарного сигналу.

Гармонійний сигнал описується моделлю вигляду [12,125,126]:

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi) = A \cos(2\pi f t + \varphi) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi\right),$$

і має три параметри: амплітуду A кутову частоту ω (циклическу f (чи період T і початкову фазу φ).

Гармонійний сигнал широко використовується у радіовимірювальній техніці для аналізу і синтезу вимірювальних сигналів [12,125,126].

Складні квазидетерміновані сигнали можуть бути представлені за допомогою елементарних сигналів шляхом розкладання їх у ряд по відповідним функціям.

Важливий клас складних квазидетермінованих сигналів представляють періодичні сигнали, математична модель яких є періодичною функцією часу:

$$s(t) = s(t \pm kT)$$

де T - період, $k = 1, 2, 3, \dots$

Періодичні сигнали можуть бути представлені шляхом розкладання їх у ряд Фур'є:

$$s(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos\left(k \frac{2\pi}{T} t - \varphi_k\right), \quad (1.2)$$

тобто ряд представлений елементарними гармонійними сигналами. Інша форма запису ряду Фур'є має вигляд [12,125,126]:

$$s(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[B_k \cos\left(k \frac{2\pi}{T} t\right) + C_k \sin\left(k \frac{2\pi}{T} t\right) \right] \quad (1.3)$$

Неважко переконатися, що коефіцієнти розкладання в (1.2) і (1.3) пов'язані між собою співвідношеннями:

$$A_k = \sqrt{B_k^2 + C_k^2}; \quad \varphi_k = \arctg \frac{C_k}{B_k}$$

Періодичні квазідетерміновані сигнали характеризуються середнім значенням A_0 :

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt,$$

і частотним спектром, що представляє собою набір коефіцієнтів ($A_k, \varphi_k, k = 1, 2, \dots$) - амплітуд і фаз елементарних гармонійних сигналів:

$$\varphi_k = \arctg \frac{C_k}{B_k},$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos(2k\pi t / T) dt,$$

$$C_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin(2k\pi t / T) dt$$

Частотний спектр амплітуд періодичного сигналу має дискретний характер (рис.1.2). У залежності від розв'язуваної задачі інформативним у частотній моделі періодичного сигналу може бути кожний з параметрів - амплітуди гармонік, частота, фаза.

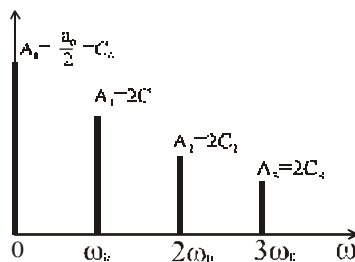


Рис. 1.2. Частотний спектр періодичного сигналу

Окремим випадком періодичного сигналу є періодичний імпульсний сигнал, що у часовій області може бути описаний моделлю що має вигляд:

(ω_0 - центральна частота)

$$s(t) = \begin{cases} s(t - kT) & \text{нпу } kT < t < t_{im} + kT \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots; \\ 0 & \text{нпу } kT + t_{im} < t < (k + 1)T, \end{cases}$$

де $s(t)$ - функція, що описує форму імпульсу.

Якщо $s(t) = const$, то маємо послідовність прямокутних імпульсів, яка характеризується трьома параметрами: амплітудою, періодом повторення T и тривалістю імпульсу t_{im} (рис.1.3).

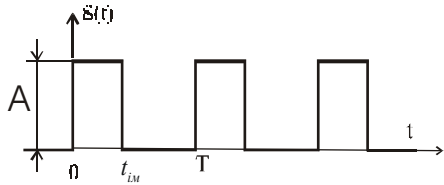


Рис. 1.3. Прямокутні імпульси

Кожний з цих параметрів може бути інформативним.

Для періодичних імпульсних сигналів визначають похідний параметр - шпаруватість імпульсів q :

$$q = \frac{T}{t_{im}}.$$

Під час аналізу періодичних сигналів довільної форми широко використовуються наступні характеристики [12, 125, 126]:
середнє значення (постійна складова):

$$s_{сер} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt;$$

середнєвипрямлене значення:

$$s_{сер.вип} = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)| dt;$$

діюче чи середнєквадратичне значення:

$$s_{сер.кв} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s(t)^2 dt}.$$

У радіовимірвальній техніці широко використовується клас сигналів, що характеризуються тією загальною властивістю, що всі їхні спектральні складові групуються у відносно вузькій, у порівнянні з деякою центральною частотою ω_0 , смузі частот.

Математична модель подібних сигналів має вигляд:

$$s(t) = A(t) \cos \Psi(t), \quad (1.4)$$

$$\text{де } A(t) = \sqrt{s^2(t) + z^2(t)}, \quad \Psi(t) = \varphi(t) = \arctg \frac{z(t)}{s(t)},$$

де $z(t)$ - нова функція, пов'язана з функцією $s(t)$, що описує вихідний сигнал співвідношеннями такого вигляду:

$$z(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{\tau - t} d\tau; \quad z(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{z(\tau)}{\tau - t} d\tau.$$

Ці співвідношення називаються перетвореннями Гільберта, а функція $z(t)$ - функцією, спряженої за Гільбертом функцію $s(t)$ [12,125,245].

Із співвідношень (1.4) і (1.5) випливає, що функція $s(t)$ являє собою проекцію вектора $\overrightarrow{A(t)}$ на вісь абсцис, щодо якої відраховується кут $\varphi(t)$. Крім того, у точках, де функція $z(t)$ дорівнює нулю, має місце рівність:

$$A(t) = s(t).$$

Неважко показати, що при $z(t) = 0$ має місце додатково рівність:

$$\frac{dA}{dt} = \frac{ds}{dt}.$$

Отже, у точках, у яких $z(t) = 0$, криві $A(t)$ і $s(t)$ мають загальні дотичні.

Із властивостей перетворення Гільберта випливає, що в точках, де $z(t)$ звертається в нуль, функція $s(t)$ приймає значення, близькі до амплітудного. Таким чином, функція $A(t)$ є обвідною швидко осцилюючою функцією $s(t)$.

Якщо вихідний сигнал записаний у формі:

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0],$$

тоді спряжена по Гільберту функція $z(t)$ має вигляд:

$$z(t) = A(t) \sin[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0].$$

У практиці вимірювання величин, що змінюються в часі, зустрічається вимірюваний сигнал, що представляє собою суму двох гармонійних коливань із близькими частотами ω_1 і ω_2 :

$$s(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t,$$

причому:

$$\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2| \ll \frac{\omega_1 + \omega_2}{2},$$

тобто, результуючий сигнал можна вважати вузькосмуговим.

Використовуючи описаний підхід, запишемо:

$$z(t) = A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t,$$

і, застосовуючи (1.5), знайдемо обвідну сигналу:

$$A(t) = \sqrt{s^2(t) + z^2(t)} = A_1 \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos \Delta \omega t},$$

$$\text{де } k = \frac{A_2}{A_1}; \Delta \omega = \omega_2 - \omega_1.$$

Аналогічно можна знайти повну фазу, а потім миттєву частоту і початкову фазу результуючого коливання.

Розглянутий сигнал є прикладом так званих майже періодичних сигналів, тобто сигналів, утворених підсумовуванням незалежних періодичних процесів. Частотний спектр таких сигналів є дискретним, хоча самі сигнали в загальному випадку не є періодичними. Приклад спектра майже періодичного сигналу приведений на рис. 1.4.

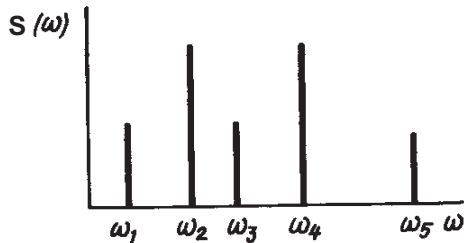


Рис.1.4. Спектр майже періодичного сигналу

На відміну від періодичних і майже періодичних сигналів неперіодичні сигнали представляються суцільним спектром. Прикладом таких процесів є сигнали, зображені на рис. 1.5а,б,в.

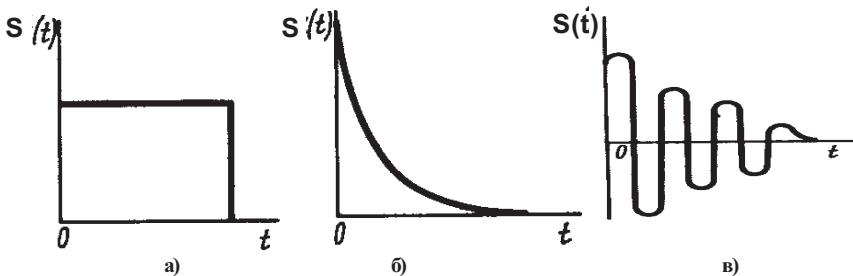


Рис.1.5. Перехідні неперіодичні сигнали

У радіовимірjuвальній техніці процеси типу одиночного прямокутного імпульсу, експоненційно загасаючого коливального сигналу зустрічаються досить часто і тому їх розгляд також становить інтерес. Частотний спектр неперіодичних сигналів описується (при умовах абсолютного інтегрування функції $s(t)$ на інтервалі $-\infty < t < +\infty$)

за допомогою інтегрального перетворення Фур'є:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Амплітудний спектр неперіодичних сигналів (рис.1.5а,б,в) представлений на рис.1.5г,д,е.

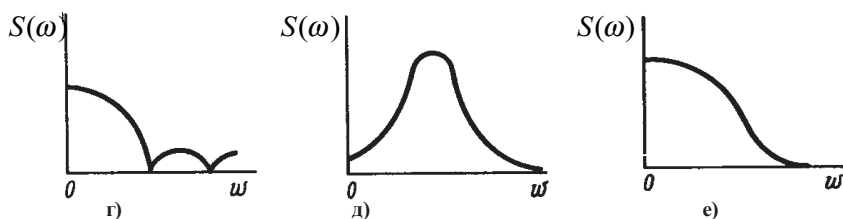


Рис.1.5. Спектри перехідних неперіодичних сигналів

Як інформативні параметри неперіодичних сигналів виступають амплітуда і тривалість імпульсу (рис.1.5,в), амплітуда і постійна часу загасання (рис.1. 5 б), амплітуда, постійна часу загасання, фаза і частота (1.5 в).

Для представлення квазідетермінованих сигналів широко використовують апарат розкладання складних сигналів на суму елементарних, що володіють відомими властивостями:

$$s(t) = \sum_{k=1}^N A_k \alpha_k(t),$$

де A_k , - коефіцієнт розкладання, який називається спектром;

$\alpha_k(t)$ - елементарні функції.

Звичайно для розкладання використовують систему функцій, що відповідають на деякому інтервалі часу $(t_n - t_k)$ умові ортогональності:

$$\frac{1}{t_k - t_n} \int_{t_n}^{t_k} \alpha_k(t) \cdot \alpha_n(t) dt = 0, \text{ при } k \neq n; k = 1, 2, \dots, N; n = 1, 2, \dots, N.$$

Система функцій $\alpha_k(t)$ називається ортонормованою, якщо вона

задовольняє умову:

$$\int_{t_n}^{t_k} \alpha_k^2(t) dt = 1.$$

Система ортогональних функцій, використовуваних для розкладання складного квазідетермінованого сигналу в ряд, називається узагальненим рядом Фур'є, а відповідні коефіцієнти розкладання - узагальненим спектром Фур'є:

Найбільш часто використовується розкладання в ряд по системі тригонометричних функцій. У цьому випадку ряд Фур'є має вигляд, що описується (1.5). Інша форма тригонометричного ряду Фур'є - розкладання по системі комплексних експонентних функцій:

$$\alpha_k(t) = \exp(jk\omega_0 t).$$

Знаходять також застосування поліноми Лежандра, Якобі, ряд Котельникова й інші. У цифровій обробці сигналів використовується розкладання в ряд за системою функцій Уолша, Хаара, Адамара й інш.[12,63]. Вибір визначеного базису для розкладання деякого квазідетермінованого сигналу диктується конкретними особливостями задачі. В загальному розумінні для вибору є мінімізація похибки представлення при заданому числі членів ряду, або мінімізація кількості членів ряду при заданій похибці представлення.

Неперіодичні квазідетерміновані сигнали представляються за допомогою відповідного інтегрального перетворення, базисом якого можуть бути зазначені функції. Узагальнений спектр Фур'є неперіодичних сигналів має неперервний характер.

Поряд із спектральним підходом до опису квазідетермінованих сигналів часто на практиці виявляється корисною характеристика, що дає представлення про деякі властивості сигналу, зокрема про швидкість зміни в часі, без розкладання його на елементарні складові, такою характеристикою широко використовується автокореляційна функція сигналу.

Для квазідетермінованих сигналів кінцевої тривалості автокореляційна функція визначається наступним співвідношенням:

$$K(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t-\tau) d\tau,$$

де T - часовий зсув сигналу; $K(\tau)$ - характеристика ступеня зв'язку (кореляції) сигналу $x(t)$ з його копією, яка зсунута по вісі часу.

При $\tau = 0$ функція $K(\tau)$ досягає свого максимуму і приймає значення, чисельно рівне енергії сигналу.

Із збільшенням τ функція $K(\tau)$ убуває (не обов'язково монотонно) і при значенні зсуву τ , що перевищує тривалість сигналу, обертається в нуль.

Автокореляційна функція квазідетермінованого сигналу пов'язана із спектром $S(\omega)$ перетворенням Фур'є:

$$K(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} [S(\omega)] e^{j\omega\tau} d\omega,$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Таким чином, перетворення Фур'є над автокореляційною функцією $K(\tau)$ дає спектр щільності енергії $S(\omega)$ квазідетермінованого сигналу, а зворотнє перетворення дозволяє одержати автокореляційну функцію за відомої спектральної щільності (спектру потужності).

З приведених співвідношень випливають наступні властивості: чим ширше спектр сигналу, тим менше час кореляції, тобто значення зсуву τ , у межах якого автокореляційна функція відмінна від нуля.

Автокореляційна функція не залежить від фазової характеристики спектра сигналу, при тому самому амплітудному спектрі і різних формах фазової характеристики, форми квазідетермінованих сигналів істотно відмінні, тому можна зробити висновок про те, що різним за формою квазідетермінованим сигналам може відповідати та сама автокореляційна функція, що математично описує їх загальні властивості.

1.2. Методи формування, модуляції та перетворення сигналів

Передача інформації за допомогою тих чи інших фізичних процесів здійснюється шляхом визначеної зміни значень їхніх параметрів. Такі операції називаються модуляцією [12,125,126,245]. При модуляції миттєве значення первинного вимірювального сигналу керує одним чи декількома (складна модуляція) параметрами допоміжного сигналу, який називають носійним. Як носійний сигнал у вимірювальній техніці використовують:

- постійний сигнал $s(t) = A_m$;
- гармонійний сигнал $s(t) = A_m \cos(\omega_0 t + \varphi)$;
- періодичну послідовність імпульсів:

$$s(t) = \begin{cases} s(t - kT) \text{ нпу } kT < t < t_{im} + kT & k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots; \\ 0 & \text{нпу } kT + t_{im} < t < (k + 1)T, \end{cases}.$$

Перший вид носія має тільки один інформаційний параметр. Модуляція в даному випадку зводиться до такої зміни значення цього параметра, яке б у визначеному масштабі представляло передану інформацію.

Другий вид носія - гармонійний сигнал, містить три таких параметри: амплітуду, фазу, частоту (чи період).

Третій вид носія - періодична послідовність імпульсів, надає великі можливості для вибору інформативних параметрів, у числі яких можуть бути амплітуда імпульсів, фаза імпульсів, частота імпульсів, тривалість імпульсів чи пауз, число імпульсів у часі і комбінація імпульсів і пауз, що визначає код.

Відповідно до вибору носія і інформативного параметра розрізняють наступні види модуляції:

ПМ - пряма модуляція, яка забезпечується зміною значення постійного сигналу;

АМ - амплітудна, ЧМ - частотна, ФМ - фазова модуляції, які забезпечуються впливом на відповідний параметр гармонійного носійного сигналу;

АІМ - амплітудно-імпульсна, ЧІМ - частотно-імпульсна, ВІМ - часо-імпульсна, ШІМ - широтно-імпульсна, ФІМ - фазоімпульсна, ЛІМ - лічильно-імпульсна, КІМ - кодо-імпульсна модуляції, які забезпечуються впливом на відповідний параметр періодичної послідовності імпульсних сигналів, які використовуються у якості носійних.

На рис.1.6 приведені сигнали, що розрізняються видами модуляції для випадку рівномірного зростання значення величини $s(t)$, що відображається. Як видно, лічильно-імпульсна (ЛІМ) і кодоімпульсна (КІМ) модуляції пов'язані з квантуванням за рівнем значень безупинної величини. AIM, BIM, ФІМ і ШІМ приводять до дискретності відліків у часі. Інші види модуляції зберігають неперервну структуру інформації.

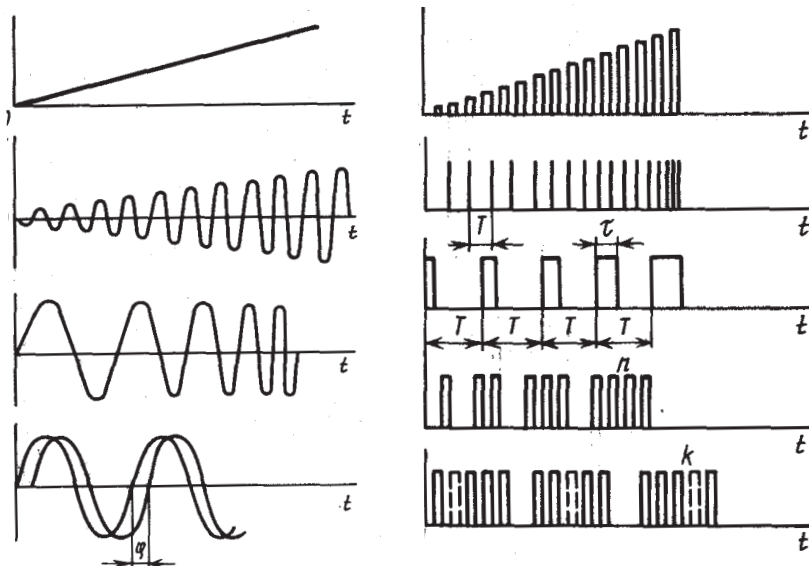


Рис.1.6. Види модуляції вимірювального сигналу

Амплітудно-імпульсна модуляція має два різновиди:

АІМ-1, при якій амплітуда в межах одного імпульсу повторює форму сигналу, що модулює, (рис.1.7а);

АІМ-2, при якій амплітуда в межах одного імпульсу не змінюється і дорівнює значенню сигналу, що модулює, у момент часу, який відповідає початку імпульсу (рис.1.7б).

Для відновлення значень сигналу, що модулює, використовують операцію, зворотню операції модуляції, що називають демодуляцією або детектуванням сигналів. Кожному виду модуляції відповідає визначений спосіб детектування.

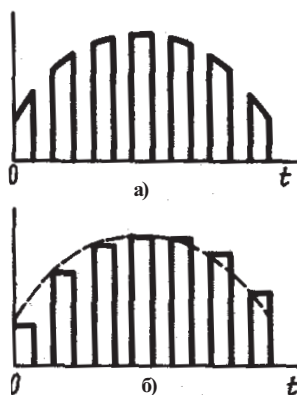


Рис.1.7. Амплітудно-імпульсна модуляція:

а - АІМ-1; б - АІМ-2

Вибір виду модуляційного перетворення ґрунтується на вимогах, які пред'являються до точності передачі інформативного параметра і характеристик каналів зв'язку, що використовується. Математичним апаратом, що дозволяє теоретично зіставляти різні види модуляційних перетворень, є спектральний аналіз.

Найбільш простою є пряма модуляція. Форма модульованого сигналу і частотний спектр носія, промодульованого гармонійним сигналом частоти Ω , представлені на рис.1.8а,б. Інформативний параметр (амплітуда) носійного

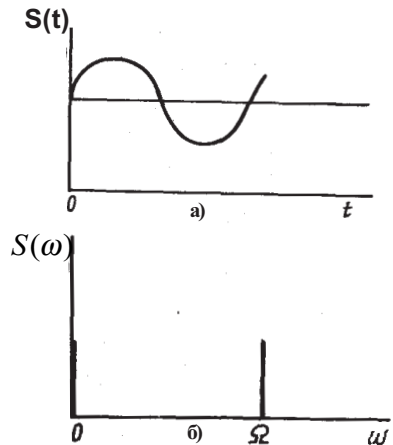


Рис.1.8. Пряма модуляція:
а - форма модульованого сигналу;
б - частотний спектр

сигналу містить сигнал, що модулює, з постійною складовою A_0 :

$$s(t) = A_0 + \Delta s_m \cos \Omega t.$$

У сигналі є всього дві дискретні частоти: $\omega = 0$ і $\omega = \Omega$. Ширина спектра такого модульованого сигналу складає $\Delta \omega = \Omega$.

У випадку більш складної функції, що модулює, ширина спектра визначається гармонікою максимальної частоти цієї функції $\Delta \omega = \Omega_{k \max}$.

Амплітудна модуляція. Амплітудно-модульований сигнал у загальному випадку описується виразом:

$$s(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = [A_0 + \Delta A(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

де $\Delta A(t)$ - функція, що модулює.

Якщо $\Delta A(t)$ представлена, як і вище, одним низько-частотним синусоїдальним сигналом частоти Ω (рис.1.9а), тоді:

$$s(t) = A_0 [1 + M \cos \Omega t] \cos \omega_0 t,$$

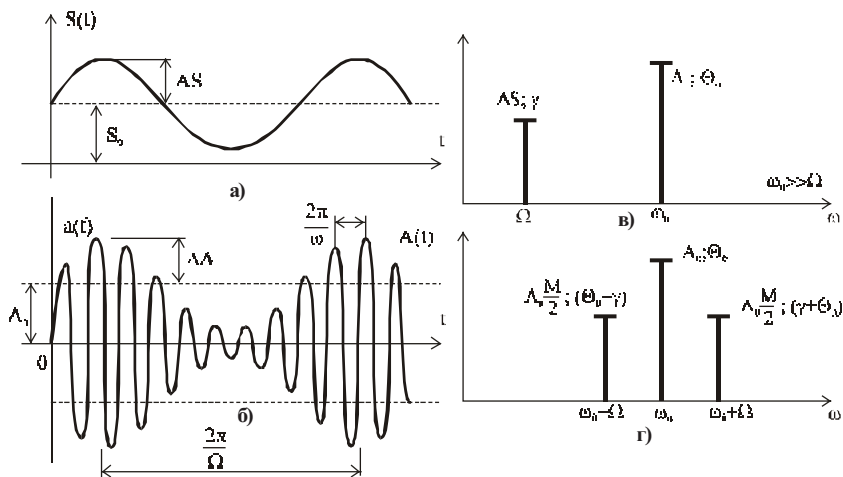


Рис. 1.9. Амплітудна модуляція:

а - форма модулюючого сигналу; б - форма модульованого сигналу;

в - частотний спектр модулюючого сигналу; г - частотний спектр модульованого сигналу

при $\varphi_0 = 0$

де $M = \frac{\Delta A_m}{A_0}$ глибина амплітудної модуляції, що завжди повинна бути

менше 1 (тут ΔA_m - девіація амплітуди, тобто розмах між найбільшою ΔA_{\max} і ΔA_{\min} найменшою амплітудами). З останнього співвідношення, розкладаючи добуток косинусів, одержимо:

$$s(t) = A_0 \left\{ \cos \omega_0 t + \frac{M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t] + \frac{M}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t] \right\}.$$

Спектр такого сигналу містить частотні складові ω_0 , $\omega_0 + \Omega$ і $\omega_0 - \Omega$ (рис.1.9в,г).

Для більш складної функції, що модулює, ширина смуги частот модульованого сигналу виходить рівній подвійній ширині спектра $\Delta A(t)$ (рис.1.10).

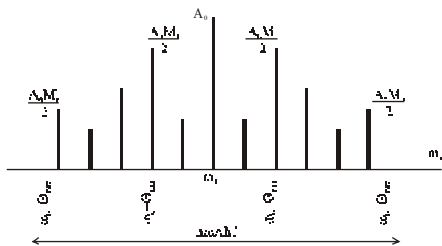


Рис. 1.10. Частотний спектр складного амплітудно-модульованого сигналу

Іншими представниками модульованих сигналів, що широко використовуються у радіовимірjuвальній техніці, є частотна і фазова модуляції. При зміні частоти завжди змінюється фаза коливаль, а при зміні фази міняється частота, тому ЧМ і ФМ мають загальний характер, іноді їх поєднують під загальною назвою кутової модуляції [12,125,126,245].

Якщо функція, що модулює: $\Delta\omega(t) = \Delta\omega_m \cos\Omega t$, а сигнал носійної представлений у вигляді стабільного по амплітуді змінної напруги:

$$s(t) = A_0 \cos\varphi(t) = A_0 \cos \int_0^t \omega(t) dt,$$

тоді модульований сигнал:

$$s(t) = A_0 \cos \int_0^t [\omega_0 + \Delta\omega_m \cos\Omega t] dt = A_0 \cos[\omega_0 t + m_{\text{чм}} \sin\Omega t],$$

де $m_{\text{чм}} = \Delta\omega_0 / \Omega$ (тут $\Delta\omega_0$ – різниця між найбільшим і найменшим значеннями частоти котре в радіотехніці відоме під назвою девіація).

При фазовій модуляції здійснюється зсув фази носійного сигналу на $\Delta\varphi(t)$ від середньої фази. При цьому модульований сигнал (у випадку, якщо сигнал, що модулює, представлений косинусоїдальною функцією):

$$s(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + m \cos\Omega t + \varphi_0],$$

де індекс модуляції m дорівнює девіації (відхиленню від середнього значення) фази $\Delta\varphi_m$.

Для випадку $m \ll 1$ спектри ЧМ і ФМ-сигналів, приведені на рис.1.11, мають, як і при АМ, три частоти: носійну ω_0 , верхню бічну $\omega_0 + \Omega$ і нижню бічну $\omega_0 - \Omega$.

При цьому модульований сигнал має вигляд:

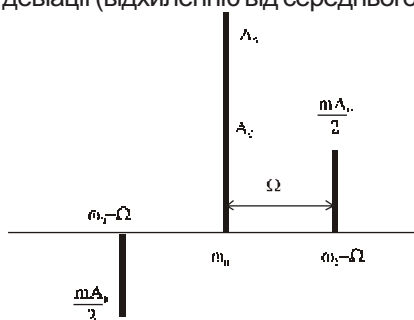


Рис.1.11.Спектр ФМ сигналу

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{A_0 m}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0] - \frac{A_0 m}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0]$$

Розходження полягає лише в тому, що нижня гармоніка виходить зі знаком мінус (фази зсунуті на 180 градусів).

Основною перевагою ЧМ і ФМ перед АМ є значно більша завадостійкість, що характеризується відношенням середньої потужності корисного сигналу $\Delta s(t)$ до середньої потужності завади. Для аддитивної завади, що має рівномірний енергетичний спектр W_3 у смузі частот 2Ω (від $\omega_0 - \Omega$ до $\omega_0 + \Omega$), тобто в межах ширини смуги спектра корисного сигналу при функції, що модулює, у виді гармонійного сигналу, завадостійкість оцінюється в такий спосіб:

$$h_{AM} = \frac{\pi \Delta s_m^2}{4 \Omega W_3}$$

Максимум h_{AM} досягається при 100 %-ній модуляції, при якій:

$$\Delta s_m = A_0.$$

Завадостійкість при ЧМ для розглянутого сигналу, що модулює, і типу завади:

$$h_{CM} = \frac{3\pi A_0^2}{4\Omega^3} \cdot \frac{\Delta \omega_m^2}{W_3} = 3m_{CM}^2 h_{AM}$$

Таким чином, завадостійкість ЧМ значно перевищує завадостійкість АМ. Цей вигаш досягається завдяки розширенню спектра сигналу (рис.1.12), що при ЧМ займає значно більшу смугу (орієнтовно в m раз) [12,245].

Досить широко також використовується імпульсна

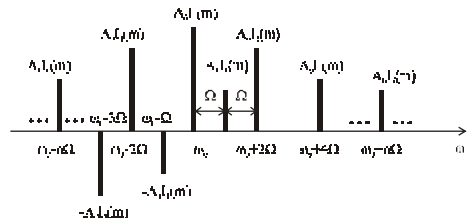


Рис.1.12. Спектр ЧМ сигналу

модуляція. При імпульсній модуляції використовуються носійні сигнали у вигляді періодичної послідовності імпульсів, що можуть бути представлені рядом Фур'є:

$$s(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{jk\omega_0 t}$$

Інформаційні параметри носійного сигналу - амплітуда імпульсів частоти ω_0 і тривалість імпульсів τ_0 входять у вираз для гармонік A_k . Характер зміни параметрів визначається видом імпульсної модуляції.

Імпульсно-модульовані коливання являють собою послідовність імпульсів з високочастотним заповненням. Вигляд імпульсної модуляції залежить від того, який з параметрів початкової послідовності відеоімпульсів (як правило прямокутних) піддягає модуляції.

Змінюючи амплітуду, тривалість, фазу імпульсів або частоту їх надходження, можна отримати основні види імпульсної модуляції: амплітудно-імпульсну модуляцію (АІМ); модуляцію за тривалістю (шириною) (ШІМ); фазовоімпульсну (ФІМ); частотно-імпульсну модуляцію (ЧІМ); ЧІМ і ФІМ об'єднуються загальним поняттям часово-імпульсної модуляції (ЧІМ).

За допомогою будь-якої імпульсної модуляції можна передавати неперервне повідомлення за рахунок того, що кожен з імпульсів передає значення неперервної функції у визначений момент часу. На передаючій стороні радіоканалу послідовність відеоімпульсів перетворюють у відповідні високочастотні радіоімпульси. При цьому спектр послідовності модульованих відеоімпульсів зсувається (зміщується) в область високих частот. На приймальному кінці модульовані ВЧ сигнали перетворюються у зворотньому порядку - радіосигнали детектуються, щоб відтворити первинну послідовність відеоімпульсів із якої і відтворюється неперервне повідомлення, що передається. Вказані види модуляції використовуються в багатоканальних лініях радіозв'язку, в радіосистемах керування і радіолокації, в цифрових системах передачі інформації. В основі теоретичної бази усіх перерахованих видів імпульсної модуляції лежить теорема Котельникова, на основі якої вибирається тактова частота слідування відеоімпульсів. Розглянемо деякі види сигналів з імпульсною модуляцією.

Найпростішим видом імпульсної модуляції є АІМ, при якій амплітуда (найбільше значення) імпульсів змінюється за законом модулюючого

сигналу. Визначимо спектр АІМ коливання при модуляції відеоімпульсів, що мають прямокутну форму, гармонічним сигналом $S(t) = S_0 + \Delta S \cos \Omega t$

На рис.1.13а зображена вихідна послідовність періодичних прямокутних імпульсів $S(t)$, що мають тривалість τ , амплітуду U і період слідування $T = 2\pi/\omega_1$; а на рис.1.13б - та ж послідовність, що промодульована гармонічним сигналом $S(t)$.

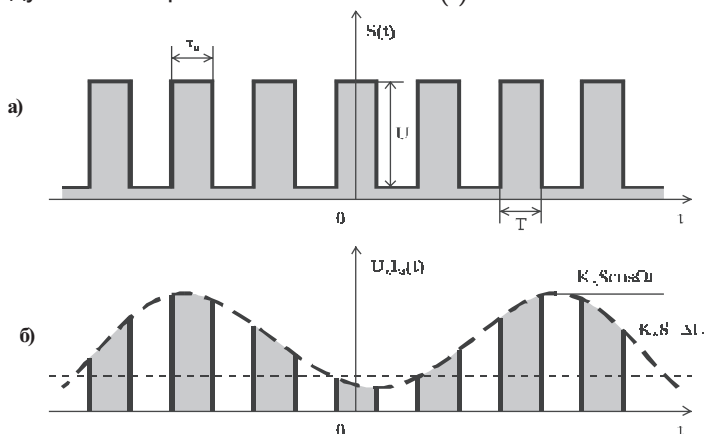


Рис. 1.13: а) Вихідна послідовність періодичних прямокутних імпульсів;
б) модульована послідовність відеоімпульсів

Модульовану послідовність відеоімпульсів $U_{AIM}(t)$ у відповідності з рис. 1.13б можна записати у вигляді:

$$U_{AIM}(t) = S(1 + M \cos \Omega t) \left[\frac{K_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) \right] \quad (1.5)$$

де $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ - тактова частота імпульсів, і підставляючи в (1.5)

значення $SK_n = A_n$ одержимо:

$$\begin{aligned} U_{AIM}(t) &= (1 + M \cos \Omega t) \left[\frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) \right] = \\ &= \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) + \frac{1}{2} A_0 M \cos \Omega t + \end{aligned}$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2} A_n M \cos[(n\omega_1 + \Omega)t + \varphi_n] + \frac{1}{2} A_n M \cos[(n\omega_1 - \Omega)t + \varphi_n] \right\}, \quad (1.6)$$

де $M = R_A \frac{\Delta S}{S_0}$ - коефіцієнт модуляції.

На основі одержаного виразу (1.6) побудований спектр модульованої послідовності. Можна помітити, що при $M = 0$ (при відсутності модуляції) в правій частині (1.6) залишаються два доданки, які утворюють спектр $A_n(\omega)$ періодичної послідовності прямокутних імпульсів $S(t)$. Завдяки модуляції (рис.1.14а) біля кожної спектральної компоненти, включаючи нульову складову $K_0/2$, що грає роль носійної, з'являються бічні

складові з амплітудами $\frac{1}{2} A_n M$ і частотами $(\omega_1 n \pm \Omega)$, в тому числі низькочастотна складова із амплітудою $\frac{1}{2} A_0 M$ і частотою Ω .

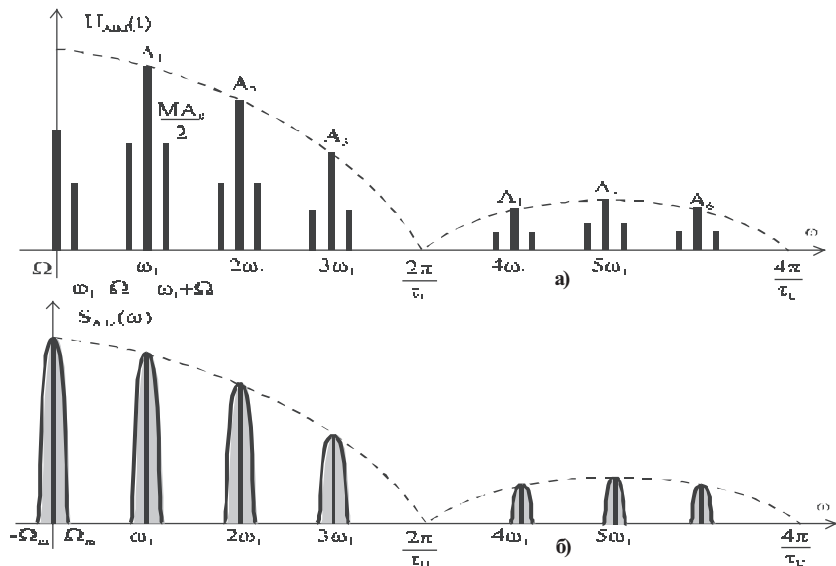


Рис 1.14:

- а) спектр АІМ при гармонічному сигналі модуляції;
б) спектр АІМ при неперіодичному сигналі модуляції

У випадку модуляції кількома тонами у спектрі АІМ сигналу, число бічних складових і складових низьких частот модуляції значно зростає.

На закінчення, при модуляції неперіодичним складним сигналом, що має спектральну щільність $S(\omega)$, замість окремих пар бічних складових і складових низьких частот спостерігаються суцільні бічні смуги - зміщений на частоти $n\omega_1$ ($m = 0,1,2,3,\dots$) спектр модулюючого сигналу разом із його дзеркальною копією (рис. 1.14б), тобто формується спектр одержаний для дискретизованого за часом безперервного сигналу $S(t)$.

Щоб зменшити похибки дискретизації і мати можливість після детектора виділити низькочастотну частину спектра - яка лежить

біля нульової частоти (рис.1.14а). Тактову частоту $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$

імпульсів вибирають із умови $\omega_1 > (2 \div 5)\Omega_m$, де $\Omega_m = 2\pi F_m$ - максимальна частота в спектрі сигналу, що модулює $S(t)$. У

відповідності із цим інтервал дискретизації $T = \frac{2\pi}{\omega}$ (період слідування імпульсів) повинен бути менший ніж інтервал, який визначається теоремою Котельнікова [12,125,126,245]:

$$T \leq \frac{1}{(2 \div 5)F_m}.$$

Оскільки повідомлення, що передається, закладене в низькочастотну частину спектра АІМ, що прилягає до нульової частоти, то для відтворення повідомлення при прийомі після амплітудного детектора необхідно використати фільтр.

Із проведеного аналізу випливає важливий висновок: характер спектра при модуляції несущих імпульсних сигналів змінюється і залежить від виду модуляції, однак його ширина практично залишається такою ж, як і для окремого імпульсу (спектр одиничного імпульсу неперервний). Вона визначається головним чином тривалістю імпульсу. Аналіз завадостійкості, що досягається при використанні імпульсних видів модуляції, показує, що найбільш підданою спотворенням є інформація, яка передана за допомогою

сигналів з амплітудно-імпульсною модуляцією.

Широтно-імпульсна модуляція забезпечує більш велику завадостійкість, чим амплітудно-імпульсна. Ще. кращі показники завадостійкості забезпечує фазо-імпульсна модуляція [245].

Найбільш високий ступінь завадостійкості може бути забезпечена за допомогою кодоімпульсної модуляції (КИМ) і особливо у випадку використання відповідних коригувальних кодів. При КИМ миттєві значення сигналу, що модулює, представлені у виді послідовності кодових сигналів, що передаються по каналу зв'язку. Оскільки кожне миттєве значення модулюючого сигналу передається декількома імпульсами, що сліднують через інтервали часу кінцевої тривалості, для передачі КИМ - сигналів потрібні великі витрати часу, однак, як зазначено вище, може бути забезпечений і великий ступінь завадостійкості [12,245].

Останнім часом імпульсні види модуляції одержують усе більше поширення. Сучасна елементна база дозволяє формувати носійні імпульсні сигнали з високою стабільністю як амплітудних, так і часових характеристик, а також ефективно вирішувати задачі керування амплітудою, тривалістю і частотою імпульсів.

Наряду із модуляцією під час радіовимірювань використовується масштабне перетворення сигналів. Масштабним лінійним перетворенням називають операцію одержання вихідного сигналу, інформативний параметр якого пропорційний однорідному інформативному параметру вхідного сигналу.

Фізичними величинами, над якими здійснюється операція масштабного перетворення, можуть бути електричні напруга, струм, частота, число оборотів, переміщення, механічний момент і механічна сила, тиск і інш.

Найбільш зручною величиною при створенні регульованих масштабних перетворювачів є електрична напруга, тому більшість аналогових пристроїв призначено для перетворення вимірювальних сигналів у вигляді електричних напруг.

Для перетворення постійної електричної напруги найбільш широке поширення одержали операційні підсилювачі і резистивні ділники напруг. Коефіцієнт перетворення при цьому може знаходитися в діапазоні від 0 до 10^6 .

Масштабні перетворення сигналів, інформативним параметром яких є частота електричних коливань, полягають у діленні або множенні періоду їх повторення. Цю операцію можливо здійснювати із досить високою точністю на основі використання цифрових лічильних схем, при цьому коефіцієнт перетворення змінюється лише дискретно.

Розглянуті вище класичні моделі моделей радіосигналів є

квазігагамонічними, і з точки зору вимірювання мають характерні для них методичні похибки викликані їх неадекватністю, тому назріла необхідність у розв'язанні науково-прикладної проблеми, актуальної для вимірювання фазочастотних параметрів саме радіосигналів.

Наукова проблема, суть якої повинна бути висвітлена в цій книзі, полягає у закладенні основ нового наукового напрямку в галузі радіовимірювальної техніки та вирішенні науково-прикладної проблеми, яка має важливе народногосподарське значення і полягає у створенні теорії фазочастотних вимірювань та перетворень радіосигналів (ФЧВ і ПР), на базі якої розроблені принципово нові (що не можуть бути реалізовані на основі класичних понять і уявлень вимірювальної техніки) методи та засоби вимірювання, перетворення та формування фазочастотних параметрів радіосигналів, показані можливості їх застосування в наукових дослідженнях та промисловості.

ВИСНОВКИ ДО ПЕРШОЇ ГЛАВИ

1. Проведений огляд класичних моделей вимірювальних сигналів, розглянуті їхні основні визначення та характеристики, що дозволило визначити наявність моделей, які зараз застосовуються при вимірюванні параметрів радіосигналів.

2. Дослідження методів перетворення та формування радіосигналів класичними методами та їх аналіз із використанням класичних методів не дає можливості аналітично визначити характеристики, не використовуючи поняття квазідетермінованих квазігармонічних моделей та майже періодичних сигналів, що є принциповим джерелом додаткових методичних похибок.

3. Відсутність адекватних, реальним процесам, моделей радіосигналів для вимірювання фазочастотних параметрів радіосигналів вимагає подальшого розвитку теорії вимірювання фазочастотних параметрів радіосигналів, яка окрім розв'язання прямої задачі -вимірювання, одночасно забезпечила б не менш важливу галузь - синтез, формування та перетворення радіосигналів.

4. В результаті проведеного огляду та аналізу методів вимірювання ПФЗ було встановлено, що класичні моделі вимірювальних сигналів та відомі методи їх формування та перетворення не завжди є адекватними реальним процесам, і виникають значні непереборні перешкоди та труднощі при спробах отримати аналітично результати для аналізу спектральних та фазочастотних характеристик.

5. Оскільки питання вимірювання ПФЗ знайшли більш широке застосування і відсутність адекватних моделей вимірювальних сигналів, саме для фазочастотних параметрів, стримує подальший розвиток даного напрямку вимірювання (аналізу) радіосигналів.

6. Тому постало завдання вирішення науково-прикладної проблеми, яка має важливе народногосподарське значення і полягає у створенні теорії фазочастотних вимірювань та перетворень радіосигналів, на базі якої можуть бути розроблені принципово нові (що не можуть бути реалізовані на основі класичних понять і уявлень вимірювальної техніки) методи та засоби вимірювання, перетворення та формування фазочастотних параметрів радіосигналів, показані можливості їх застосування в наукових дослідженнях та промисловості, що потребує розв'язання не лише задач які належать теорії радіовимірювань, а також і теорії формування і обробки сигналів.