

В. М. Котенко, В. В. Дзюбенко, Ю. О. Кудряшов, О. В. Самонюк, В. Д. Прокопович

АНАЛІЗ СПЕКТРІВ БАГАТОЧАСТОТНИХ АМПЛІТУДНО-МОДУЛЬОВАНИХ РАДІОСИГНАЛІВ

У статті наведено результати моделювання спектрів багаточастотних радіосигналів, утворених шляхом фазової модуляції імпульсного амплітудно-модульованого радіосигналу високої частоти гармонічним коливанням проміжної частоти у фазовому модуляторі. На основі отриманого виразу для спектра комплексної обвідної багаточастотного амплітудно-модульованого сигналу на виході фазового модулятора проаналізовано складові його спектра залежно від параметрів модуляції. Встановлено, що амплітуду цих складових спектра та їх кількість однозначно знаходять за значеннями функції Бесселя першого роду від дійсного аргументу – індексу фазової модуляції, величина якого прямо пропорційно залежить від амплітуди гармонічного коливання проміжної частоти та крутизни фазової модуляційної характеристики. Рознесення за частотою між суміжними складовими багаточастотного спектра однозначно визначають за частотою гармонічного коливання проміжної частоти. Кожна спектральна складова є функцією виду $\text{sinc}(x)$, а ширина спектра обернено пропорційна тривалості початкового імпульсного амплітудно-модульованого радіосигналу. Початкова фаза центральної складової спектра відповідає початковій фазі імпульсного амплітудно-модульованого радіосигналу високої частоти. Початкові фази бокових складових спектра залежать від характеру зміни функції Бесселя згідно із заданим індексом фазової модуляції.

За характером зміни параметрів спектра відповідно до параметрів модуляції багаточастотний амплітудно-модульований сигнал можна віднести до сімейства шумоподібних сигналів. Формування багаточастотних амплітудно-модульованих сигналів здійснюється одноканальними пристроями, а на каскади підсилення потужності не накладають жорсткі обмеження щодо лінійності. Практичне застосування досліджуваних сигналів надає можливість потенційно підвищити енергетичну та структурну прихованості систем радіозв'язку й радіолокації.

Ключові слова: амплітудна модуляція; фазова модуляція; індекс фазової модуляції; багаточастотний радіосигнал; енергетична та структурна прихованості.

Постановка проблеми в загальному вигляді. Використання шумоподібних сигналів у широкосмугових системах радіозв'язку набули широкого розповсюдження. Це зумовлено їх здатністю забезпечувати високу завадозахищеність систем зв'язку, електромагнітну сумісність широкосмугових систем зв'язку з вузькосмуговими, більш ефективне використання спектра частот на обмеженій території порівняно з вузькосмуговими системами зв'язку, а також можливістю організації одночасної роботи багатьох абонентів у загальній смузі частот завдяки кодовому розподілу абонентів [1].

© В. М. Котенко, В. В. Дзюбенко, Ю. О. Кудряшов, О. В. Самонюк, В. Д. Прокопович, 2024

З огляду на це шумоподібні сигнали отримали подальше застосування для функціонування розвідзахищених радіолокаційних станцій і систем зв'язку. Крім того, вони придатні для застосування в радіолокаційних станціях близького виявлення та системах радіозв'язку. Це пов'язано з необхідністю забезпечення лінійності амплітудно-частотних характеристик трактів підсилення передавачів та приймачів для реалізації переваг їх автокореляційних функцій. При цьому коефіцієнт корисної дії лінійних ланцюгів більше 0,5 бути не може, а реально він значно менше. Останнє призводить до зменшення енергії випромінювання та дальності виявлення радіолокаційних станцій, а також дальності зв'язку [2].

До шумоподібних належать сигнали, у яких добуток ширини спектра F на тривалість T багато більше одиниці, цей добуток B називають базою сигналу:

$$B = FT. \quad (1)$$

Шумоподібні сигнали інколи називають складними, на відміну від простих із $B=1$ у них завжди $B \gg 1$. Для реальних шумоподібних сигналів, які складаються із кінцевої кількості елементів, завжди можливо чітко визначити і F , і B . У системах зв'язку з шумоподібними сигналами ширина їх спектра завжди набагато більша, ніж ширина спектра повідомлення, що передається.

Здатність системи зв'язку протистояти впливу потужних перешкод визначається її завадозахищеністю, яка включає в себе її скритність, оскільки для створення потужних завад необхідно спочатку виявити систему зв'язку і виміряти основні параметри її сигналів, а в подальшому організувати потужну заваду. Що вище скритність і завадостійкість, тим вище завадозахищеність системи зв'язку.

Скритність системи зв'язку – це здатність протидіяти виявленню і вимірюванню параметрів. Виявлення і вимірювання параметрів шумоподібних сигналів має свої особливості. Якщо відомо, що в цьому діапазоні частот може працювати система зв'язку, але параметри її не визначені, то можливо стверджувати про енергетичну скритність системи зв'язку, оскільки її можна виявити за допомогою аналізу спектра (енергетичне виявлення). Час виявлення визначається шириною спектра шумоподібного сигналу, шумовими властивостями приймача, потужністю сигналу на його вході та відношенням сигнал / перешкода на виході [1].

Для збільшення скритності необхідно мати якомога більший ансамбль використовуваних сигналів.

Огляд останніх досліджень і публікацій. Системи зв'язку з шумоподібними сигналами розвиваються вже тривалий час. Основу теорії систем зв'язку з шумоподібними сигналами заклали роботи В. Котельнікова [3] і К. Шеннона [4]. Питанням теорії та техніки систем зв'язку з шумоподібними сигналами присвячено багато книг, статей, оглядів. Також подібні дослідження проводилися і щодо застосування шумоподібних сигналів у радіолокації та радіонавігації [5–7].

До шумоподібних належать сигнали, що формуються шляхом додаткової модуляції радіоімпульсу з відповідним законом внутрішньоімпульсної модуляції гармонічним коливанням проміжної частоти у фазовому модуляторі.

Як такі фазові модулятори можуть застосовуватися підсилювальні, помножувальні лампи біжучої хвилі, варакторні фазообертачі прохідного й відбивального типів, твердотільні аналоги фазообертачів ламп біжучої хвилі, які складаються з варакторного фазообертача відбивального типу та транзисторного підсилювача вихідного сигналу [2, 5, 8].

Усі відомі ансамблі шумоподібних сигналів, що знайшли застосування в системах зв'язку та радіолокації, достатньо досліджені та характеризуються властивими їм позитивними характеристиками й недоліками. Разом із тим дослідженню завадозахищеності багаточастотних сигналів не приділено достатньо уваги.

Формулювання завдання дослідження. Метою статті є дослідити частотний спектр комплексної обвідної вихідного сигналу фазового модулятора в разі модуляції вхідного високочастотного амплітудно-модульованого радіоімпульсу гармонічним коливанням проміжної частоти, а також визначити залежність параметрів спектра від параметрів модуляції.

Виклад основного матеріалу

Спектр комплексної обвідної вихідного сигналу фазового модулятора. На вхід фазового модулятора подається амплітудно-модульований радіоімпульс надвисокої частоти одиничної амплітуди такого вигляду:

$$U_{\text{вх}}(t) = \exp j(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad \text{якщо } |t| \geq \tau_i; \quad (2)$$

$$U_{\text{вх}}(t) = 0, \quad \text{якщо } |t| < \tau_i,$$

де f_0 , φ_0 – частота і початкова фаза високочастотного амплітудно-модульованого радіоімпульсу тривалістю τ_i відповідно. А на модулюючий вхід подається гармонічний сигнал одиничної амплітуди

$$U_M(t) = U_M \sin(2\pi f_M t + \varphi_M), \quad (3)$$

де U_M , f_M , φ_M – амплітуда, частота, початкова фаза гармонічного сигналу відповідно.

У разі взаємодії вхідного і модулюючого колювання у фазовому модуляторі (рис. 1) на його виході сформується багаточастотний сигнал:

$$U_{\text{вих}}(t) = \exp \left\{ j(2\pi f_0 t + M_\varphi \sin(2\pi f_M t + \varphi_M) + \varphi_0) \right\}, \quad \text{якщо } |t| \leq \tau_i; \quad (4)$$

$$U_{\text{вих}}(t) = 0, \quad \text{якщо } |t| > \tau_i,$$

де $M_\varphi = S_\varphi U_M$ – індекс фазової модуляції;

$S_\varphi = \Delta u / \Delta \varphi$ – крутизна фазової модуляційної характеристики.

Для спрощення подальших розрахунків приймемо в (4) $\varphi_0 = \varphi_M = 0$.

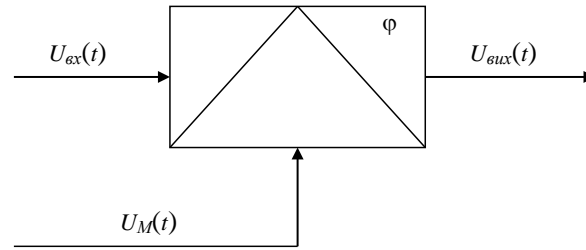


Рис. 1. Структурна схема фазового модулятора

Розклавши (4) в ряд за функціями Бесселя першого роду $I_n(M)_\varphi$ n -порядку від дійсного аргументу M_φ і врахувавши, що [5]

$$e^{\pm jz \cdot \sin t} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} I_m(z) e^{\pm jmt}, \text{ а } I_m(Z) = (-1)^m I_m(Z), \quad (5)$$

вираз (4) запишемо в такому вигляді:

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(t) &= I_0(M_\varphi) \exp\{j2\pi f_0 t\} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \cdot \exp\{j(2\pi \cdot n f_M t + 2\pi \cdot f_0 t)\} + \\ &+ (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \cdot \exp\{-j(2\pi \cdot n f_M t + 2\pi \cdot f_0 t)\}, \quad \text{якщо } |t| \leq \tau_i; \\ U_{\text{вих}}(t) &= 0, \text{ якщо } |t| > \tau_i. \end{aligned} \quad (6)$$

Застосувавши до кожної із трьох складових перетворення Фур'є, визначимо спектр комплексної обвідної сигналу:

$$\begin{aligned} G(f) &= I_0(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j2\pi f_0 t\} \cdot \exp\{-j2\pi f t\} \cdot dt + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j(2\pi n f_M t + 2\pi f_0 t)\} \cdot \exp\{-j2\pi f t\} \cdot dt + \\ &+ (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{-j(2\pi n f_M t + 2\pi f_0 t)\} \cdot \exp\{-j2\pi f t\} \cdot dt. \end{aligned} \quad (7)$$

Спектр першої складової виразу (7) знайдемо як

$$\begin{aligned} G_1(f) &= I_0(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j2\pi n f_0 t\} \cdot \exp\{-j2\pi f t\} \cdot dt = \\ &= I_0(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j2\pi n f_0 t\} \cdot \exp\{-j2\pi f t\} \cdot dt = \\ &= I_0(M_\varphi) \tau_i \sin c(\pi \tau_i (f_0 - f)). \end{aligned} \quad (8)$$

Спектр другої складової (7) визначимо в такий спосіб:

$$\begin{aligned}
 G_2(f) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j(2\pi n f_m t + 2\pi n f_0 t)\} \cdot \exp\{-j2\pi f t\} \cdot dt = \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j(2\pi t(n f_m + f_0 - f))\} dt = \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \tau_i \operatorname{sinc}(\pi \tau_i (n f_m + f_0 - f)).
 \end{aligned} \tag{9}$$

Спектр третьої складової (7) знайдемо як

$$\begin{aligned}
 G_3(f) &= \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_n(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j(2\pi n f_m t + 2\pi n f_0 t)\} \exp\{-j2\pi f t\} dt = \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_n(M_\varphi) \int_{-\frac{\tau_i}{2}}^{\frac{\tau_i}{2}} \exp\{j(2\pi t(f_0 - n f_m - f))\} dt = \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_n(M_\varphi) \tau_i \operatorname{sinc}(\pi \tau_i (f_0 - n f_m - f)).
 \end{aligned} \tag{10}$$

З урахуванням (8)–(10) комплексна обвідна багаточастотного амплітудно-модульованого сигналу матиме такий вигляд:

$$\begin{aligned}
 G_{am}(f) &= I_0(M_\varphi) \tau_i \operatorname{sinc}(\pi \tau_i (f_0 - f)) + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} I_n(M_\varphi) \tau_i \operatorname{sinc}(\pi \tau_i (n f_m + f_0 - f)) + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_n(M_\varphi) \tau_i \operatorname{sinc}(\pi \tau_i (f_0 - n f_m - f)).
 \end{aligned} \tag{11}$$

Аналіз виразу (11) показує, що амплітудно-частотний спектр симетричний;

він складається з N спектральних складових, кількість яких визначається як $N = 2(M_\varphi + \sqrt{M_\varphi}) + 1$;

спектр містить $(N-1)/2$ складові, розміщені симетрично відносно центральної спектральної складової;

центральна складова спектра розташована на частоті f_0 і функцією $\operatorname{sinc}(x)$;

бокові спектральні складові розташовані на відстані від центральної на величину $N f_m$ і є функцією $\operatorname{sinc}(x)$;

амплітуда спектральних складових для фіксованих величин M_φ визначається величиною функції Бесселя;

загальна ширина спектра багаточастотного амплітудно-модульованого сигналу становить $\Delta f_c \approx N f_m$.

Аналіз спектра комплексної обвідної вихідного сигналу фазового модулятора

Розраховані за виразом (11) модулі спектрів комплексних обвідних сигналів на виході фазового модулятора наведено на рис. 2–4 для вибраного початкового значення індексу модуляції M_φ .

На рис. 2а, б наведено графіки розрахунків модуля спектра комплексної обвідної багаточастотних амплітудно-модульованих сигналів із такими параметрами: $\tau_i = 2$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\varphi = 2,0$ рад та $M_\varphi = 4,0$ рад відповідно.

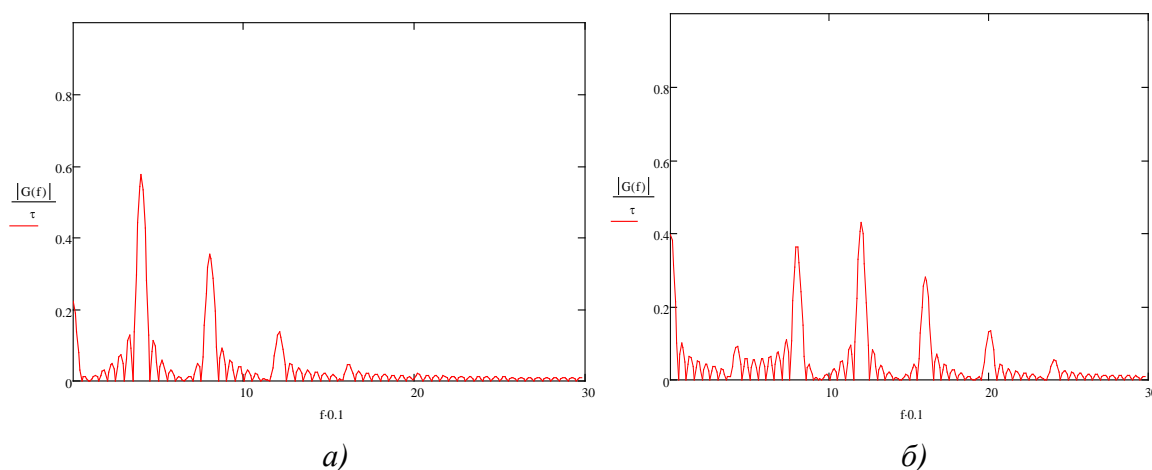


Рис. 2. Спектри комплексної обвідної багаточастотних амплітудно-модульованих сигналів із такими параметрами: а) $\tau_i = 2$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\varphi = 2,0$ рад;

б) $\tau_i = 2$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\varphi = 4,0$ рад

На рис. 3а, б наведено графіки розрахунків модуля спектра комплексної обвідної багаточастотних амплітудно-модульованих сигналів із такими параметрами: $\tau_i = 0,25$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\varphi = 2,0$ рад та $M_\varphi = 4,0$ рад відповідно.

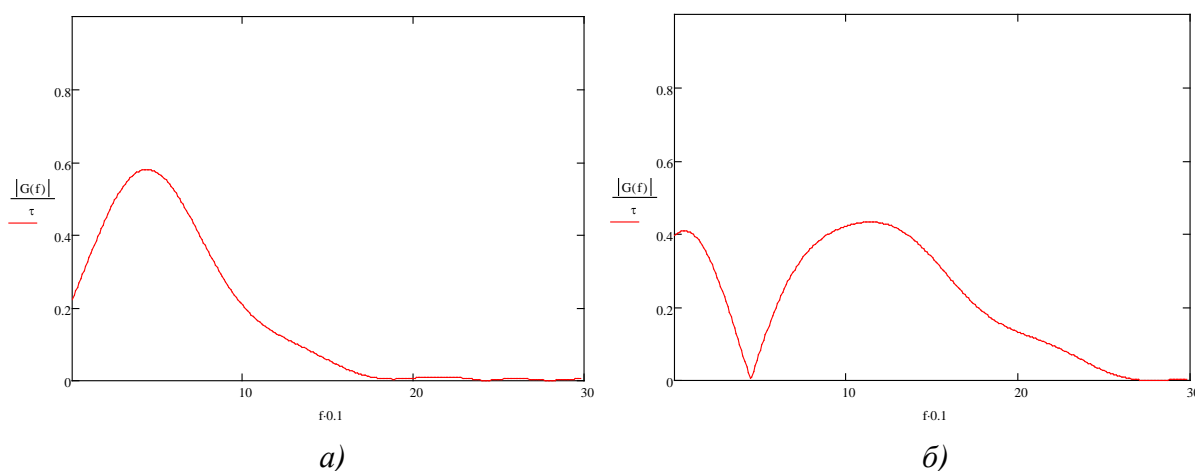


Рис. 3. Спектри комплексної обвідної багаточастотних амплітудно-модульованих сигналів із такими параметрами: а) $\tau_i = 0,25$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\varphi = 2,0$ рад;

б) $\tau_i = 0,25$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\varphi = 4,0$ рад

На рис. 4 наведено графік розрахунку модуля спектра комплексної обвідної багаточастотного амплітудно-модульованого сигналу з такими параметрами $\tau_i = 0,1$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\phi = 4,0$ рад.

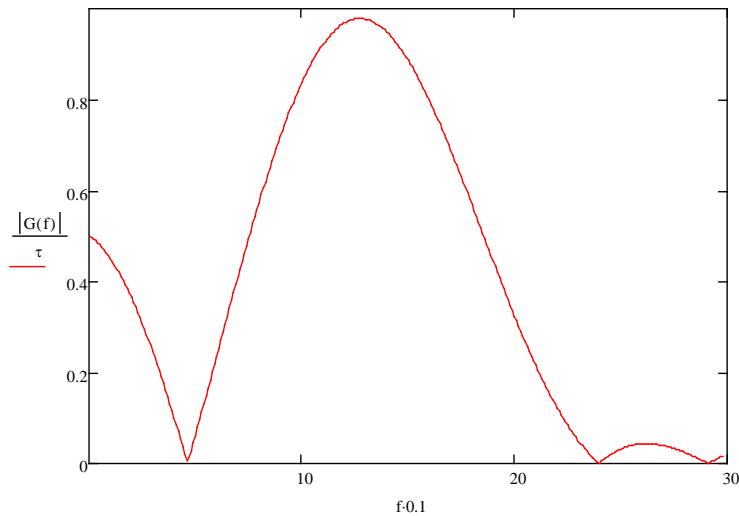


Рис. 4. Спектр комплексної обвідної багаточастотного амплітудно-модульованого сигналу з такими параметрами: $\tau_i = 0,1$ мс, $f_M = 4$ кГц, $M_\phi = 4,0$ рад

Аналіз спектрів, наведених на рис. 2, показує, що всі складові спектра є функцією виду $\sin(x)$. При цьому ширина спектра цих складових обернено-пропорційна тривалості імпульсу τ_i початкового амплітудно-модульованого сигналу.

Відстань за частотною віссю між окремими складовими спектра визначається частотою модулюючого сигналу f_M , яка становить 4 кГц, а розподіл амплітуд спектральних складових та їх кількість, як показує аналіз рис. 2а та рис. 2б, залежить від величини індексу фазової модуляції M_ϕ , а саме від амплітуди модулюючого коливання.

Аналіз спектрів, наведених на рис. 3, свідчить, що зменшення тривалості початкового радіоімпульсу до $\tau_i = 0,25$ мс призводить до розширення спектра кожної зі складових до 4 кГц. При цьому вони перекриваються, утворюючи єдиний спектр як суперпозицію спектрів окремих складових.

У разі подальшого розширення спектра кожної складової до 10 кГц за рахунок зменшення тривалості початкового радіоімпульсу до $\tau_i = 0,1$ мс спостерігається наступне перекриття спектрів окремих складових і збільшення спектральної щільності навколо максимальної складової, розташованої на частоті 12 кГц (рис. 2а, рис. 4).

Отже, змінюючи амплітуду та частоту гармонічного модулюючого сигналу, можна змінювати величину бази сигналу і здійснювати перерозподіл його енергії між спектральними складовими, що зумовлює до підвищення енергетичної та структурної прихованості.

Висновки. Багаточастотні амплітудно-модульовані сигнали можна сформувати шляхом модуляції високочастотних амплітудно-модульованих сигналів гармонічним коливанням проміжної частоти у фазових модуляторах одноканального пристрою.

На основі використання апробованого апарату математичного аналізу та теорії функцій Бесселя отримано аналітичний вираз для спектра комплексної обвідної амплітудно-модульованого сигналу на виході фазового модулятора.

За результатами проведених розрахунків побудовано графіки модуля спектрів комплексної обвідної амплітудно-модульованих сигналів для вибраних значень індексу фазової модуляції та тривалості початкового радіоімпульсу.

Отримані результати аналізу розрахованих спектрів комплексних обвідних амплітудно-модульованих сигналів на виході фазового модулятора показали, що величина індексу фазової модуляції M_ϕ визначає кількість складових у спектрі амплітудно-модульованих сигналів, а частота модулюючого гармонічного колювання f_M – відстань за частотою між окремими складовими.

Вони також свідчать про доцільність застосування багаточастотних амплітудно-модульованих сигналів у системах радіозв'язку з високим рівнем розвід захищеності та завадостійкості.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ

1. Серих С. О., Гніденко М. П., Катков Ю. І., Зінченко О. В. Спосіб зміни структури складних сигналів радіосистем блоковістю їх кодування // Наукові записи УНДІЗ. Київ, 2019. С. 85.
2. Приёмно-передающие устройства радиотехнических систем. / Н. Г. Батурич, А. Д. Введенский, В. И. Гомозов и др.; под ред. Ю. Н. Седышева. Харьков : ВИРТА ПВО, 1991. Ч. 1. 334 с.; 1992. Ч. 2. 321 с.
3. Жураковський Б. Ю., Варфоломєєва О. Г., Твердохліб М. Г. Теорія електричного зв'язку : навч. посіб. Київ, 2015. 120 с.
4. Shannon C. E. A Mathematical Theory of Communication // Bell System Technical Journal. 1948. P. 379–423.
5. Теория и техника генерирования, излучения и приема радиолокационных сигналов : учеб. для слушателей академии / Н. Г. Батурич, В. И. Гомозов, В. Ф. Екимов и др.; под ред. Ю. Н. Седышева. Харьков : ВИРТА, 1986. 650 с.
6. Гомозов В. И., Николаев А. И., Гордеенко Г. Н. Принципы формирования квазишумовых МЧ ЛЧМ сигналов с большим количеством парциальных импульсов. // Научно-технический сборник. Харьков : ВИРТА, 1978. № 4. С. 11–19.
7. Гомозов В. И., Котенко В. Н., Николаев А. И. Зависимость корреляционных свойств МЧ ЛЧМ сигналов от расстройки по частоте парциальных ЛЧМ радиоимпульсов. // Научно-технический сборник. Житомир : ЖВУРЭ, 1986. С. 75–79.
8. Веселов В. Ф., Гомозов В. И., Котенко В. Н. Экспериментальное исследование устройств формирования и обработки МЧ ЛЧМ сигналов // Научно-технический сборник. Харьков : ВИРТА, 1987. Ч. 2. С. 132–138.

Стаття надійшла до редакції 15.04.2024.

1. Serykh, S. O., Hnidenko, M. P., Katkov, Yu. I., & Zinchenko, O. V. (2019). Sposib zminy struktury skladnykh syhnaliv radiosystem blokovistiu yikh koduvannia [Method of Changing the Structure of Complex Signals of Radio Systems by Blocking Their Coding]. *Naukovi zapysy UNDIZ [Scientific Collection of UNDIZ]*, 85 Kyiv [in Ukrainian].
2. Baturin, N. G., Vvedenskii, A. D., & Gomofov, V. I. et al. *Priemno-peredaiushchie ustroystva radiotekhnicheskikh sistem [Receiving and Transmitting Devices of Radio Engineering Systems]. Vol. 1–2.* Khar'kov [in Russian].
3. Zhurakovskyyi, B. Yu., Varfolomeieva, O. H., Tverdokhlib, M. H. (2015). *Teoriia elektrychnoho zv'iazku : navch. posib. [Theory of Electrical Communication: academic manual].* Kyiv [in Ukrainian].
4. Shannon, C. E. (1948). A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technical Journal*, 379–423.
5. Baturin, N. G., Gomofov, V. I., & Ekimov, V. F. et al. (1986). *Teoriia i tekhnika generirovaniia, izlucheniia i priema radiolokatsionnykh signalov : ucheb. dlia slushatelei akademii [Theory and Technology of Generation, Emission and Reception of Radar Signals: textbook for students of the Academy].* Khar'kov [in Russian].
6. Gomofov, V. I., Nikolaev, A. I., & Gordeenko, G. N. (1978). Printsipy formirovaniia kvazishumovykh MCh LChM signalov s bol'shim kolichestvom partsial'nykh impul'sov [Principles of Formation of Quasi-Noise MP Chirp Signals with a Large Number of Partial Pulses]. *Nauchno-tekhnicheskii sbornik [Scientific and technical collection], № 4*, 11–19. Khar'kov [in Russian].
7. Gomofov, V. I., Kotenko, V. N., & Nikolaev, A. I. (1986). Zavisimost' korreliatsionnykh svoistv MCh LChM signalov ot rasstroiki po chastote partsial'nykh LChM radioimpul'sov [Dependence of Correlation Properties of MP Chirp Signals on Frequency Detuning of Partial Chirp Radio Pulses]. *Nauchno-tekhnicheskii sbornik [Scientific and technical collection]*, 75–79. Zhitomir [in Russian].
8. Veselov, V. F., Gomofov, V. I., & Kotenko, V. N. (1987). Eksperimental'noe issledovanie ustroystv formirovaniia i obrabotki MCh LChM signalov [Experimental Study of Devices for the Formation and Processing of LFM Signals]. *Nauchno-tekhnicheskii sbornik [Scientific and technical collection], Part 2*, 132–138. Khar'kov [in Russian].

V. M. Kotenko, V. V. Dzyubenko, Y. O. Kudriashov, O. V. Samoniuk, V. D. Prokopovych
ANALYSIS OF SPECTRA OF MULTI-FREQUENCY AMPLITUDE MODULATED RADIO SIGNALS

The article presents the results of modeling the spectra of multi-frequency radio signals formed by phase modulation of a high-frequency pulsed amplitude-modulated radio signal by harmonic oscillation of an intermediate frequency in a phase modulator. Based on the obtained expression for the spectrum of the complex contour of the multi-frequency amplitude-modulated signal at the output of the phase modulator, the components of its spectrum were analyzed depending on the modulation parameters. It was established that the amplitude of these

components of the spectrum and their number in the spectrum is uniquely determined by the values of the Bessel function of the first kind from the real argument - the phase modulation index. The value of the phase modulation index is directly proportional to the amplitude of the harmonic oscillation of the intermediate frequency and the steepness of the phase modulation characteristic. Frequency differences between adjacent components of the multi-frequency spectrum are uniquely determined by the frequency of the harmonic oscillation of the intermediate frequency. Each spectral component is a function of the form sinc (x), and the width of the spectrum is inversely proportional to the duration of the initial pulse amplitude-modulated radio signal. The initial phase of the central component of the spectrum corresponds to the initial phase of the high-frequency pulse amplitude-modulated radio signal. The initial phases of the side components of the spectrum depend on the nature of the change in the Bessel functions by the given phase modulation index.

According to the nature of the change of the spectrum parameters according to the modulation parameters, the multi-frequency amplitude-modulated signal can be classified as a family of noise-like signals. The formation of multi-frequency amplitude-modulated signals is carried out by single-channel devices, and no strict linearity restrictions are imposed on power amplification stages. The practical application of the studied signals provides an opportunity to potentially increase the energy and structural stealth of radio communication and radar systems.

Keywords: *amplitude modulation; phase modulation; phase modulation index; multi-frequency radio signal; energy and structural stealth.*