

УДК 621.391

DOI: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.158.2015.62382>

**АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ НЕСУЧОЇ ФАЗО-МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ**

Канд. техн. наук К.А. Трубочанинова, магістрант А.В. Чоботок

**АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕЙ ФАЗО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ**

Канд. техн. наук К.А. Трубочанинова, магистрант А.В. Чоботок

**ANALYSIS OF FEATURES OF MEASUREMENT CARRIER FREQUENCY PHASE-MODULATED SIGNALS**

Cand. of techn. sciences K. Trubchaninova, master student A. Chobotok

*Розглянуто основні методи вимірювання частоти несучого коливання. Проведено аналіз особливостей вимірювання несучої частоти фазо-модульованих сигналів.*

**Ключові слова:** несуча частота, фазо-модульовані сигнали, PSK, фільтрові, дискримінаційні, інтерференційні, кореляційні і цифрові методи виміру несучої частоти коливання.

*Рассмотрены основные методы измерения частоты несущего колебания. Проведен анализ особенностей измерения частоты несущей фазо-модулированных сигналов.*

**Ключевые слова:** несущая частота, фазо-модулированные сигналы, PSK, фильтровые, дискриминационные, интерференционные, корреляционные и цифровые методы измерения несущей частоты колебания.

*The basic methods of measuring the frequency of the carrier signal. The analysis of the characteristics of the measurement of the carrier frequency phase-modulated signals.*

**Keywords:** carrier frequency, phase-modulated signals, PSK, Filter, discriminator, interference, correlation and digital methods for measuring the carrier frequency.

**Вступ.** Нині широке поширення в галузі передачі цифрової інформації отримали модуляція зсувом фази і комбінаційна модуляція, що отримала назву квадратурної модуляції.

Серед основних типів фазової модуляції можна виділити такі: BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM. Більшу спектральну

ефективність мають багатопозиційні сигнали, з яких найчастіше використовують чотирипозиційну фазову модуляцію (QPSK) і шістнадцятипозиційну квадратурну амплітудну модуляцію (16QAM).

У сучасних системах зв'язку при використанні фазової модуляції змінюваними параметрами можуть бути несуча частота і вид

модуляції. Тому актуальним є завдання виміру несучої частоти коливання сигналів з фазовою модуляцією в умовах апріорної невизначеності відносно ряду параметрів.

**Основна частина дослідження.** Як відомо, розрізняють часові, просторові, поляризаційні, спектральні і енергетичні параметри сигналів, що приймаються. Часові параметри сигналів – це частоти і тривалість сигналів і їх елементів, часові інтервали між сигнальними імпульсами; параметри модулюючої функції. До спектральних параметрів сигналів належать високочастотний спектр і спектр обвідної сигналу. Енергетичні характеристики сигналу, що приймається, – це потужність і спектральна щільність, характеристики спрямованості випромінювання його антен. Поляризаційні параметри характеризують орієнтацію вектора електричного поля випромінювання аналізованого об'єкта.

У рамках вирішуваного завдання необхідно в першу чергу з заданою точністю визначити частоту несучого коливання. Для цього необхідно проаналізувати відомі методи визначення частоти сигналу, врахувати особливості виміру частоти фазомодульованого сигналу в умовах апріорної невизначеності і на цій основі розробити процедури виміру частоти з заданою точністю.

*Аналіз можливих методів виміру частоти несучого коливання.* Вимір несучої частоти реєстрованого сигналу є одним з найважливіших завдань. Специфічність методів визначення несучої частоти обумовлена, з одного боку, обмеженістю часу аналізу і, з іншого боку, широким діапазоном аналізованих частот. Несуча частота – один з головних, дуже інформативних параметрів сигналу. Умовно способи визначення частоти можна розділити на фільтрові, дискримінаційні, інтерференційні, кореляційні і цифрові.

Визначення частоти за допомогою *фільтрів* зводиться до пошуку і зазначення фільтра, налаштованого на сигнал (точніше, того фільтра, у смузі якого виявляється сигнал). У панорамних приймачах з послідовним аналізом досліджуваного діапазону на всі частоти в цьому діапазоні послідовно настроюється один і той самий фільтр.

Тому визначення частоти зводиться до визначення моменту часу, у який частота

налаштування цього фільтра співпадає з частотою сигналу.

У *багатоканальних приймачах* з паралельним спектральним аналізом аналізованого діапазону для визначення частоти сигналу досить вказати номер фільтра, у смузі якого виявлений сигнал. Те саме справедливо і для схем модифікацій способів багатоканального приймання: для матричного приймача і приймача з цифровим спектральним аналізом.

Як відомо, смуга окремого каналу в багатоканальних і панорамних приймачів складає у кращому разі (50...500) Гц.

В усіх випадках виміру за допомогою фільтра максимальна помилка визначення частоти ( $\delta f_{c\max}$ ) складає половину ширини смуги пропускання фільтра, т. п. половину інтервалу дозволу  $\Delta f$ :

$$\delta f_c \leq \frac{\Delta f}{2}. \quad (1)$$

Якщо треба зберегти постійною відносну помилку виміру частоти  $\frac{\delta f_c}{f_c} = \text{const}$  у великому діапазоні аналізу, треба застосовувати фільтри зі змінною смугою пропускання, тобто фільтри з однаковою для усіх частот добротністю.

*Цифрова обробка* аналізованого сигналу дозволяє застосувати процедуру обчислення дискретного перетворення Фур'є для реалізації багатоканального приймача. Дійсно, для обчислення перетворення Фур'є сигналу  $S(t)$ , спостережуваного на інтервалі часу  $t \in [-\frac{T}{2}; \frac{T}{2}]$ :

$$S(\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) \exp\{-j\omega t\} dt, \quad (2)$$

Необхідно діапазон частот  $2\pi\Delta f \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$  розбити на  $N$  інтервалів шириною  $2\pi\Delta f = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{N}$ , таких, що  $\Delta f \geq \frac{1}{T}$  і в точках  $\omega_n = n\pi\Delta f$ ,  $n \in 1 : N$  обчислити

$$S(\omega_n) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(t) \exp\{-j\omega t\} dt, \quad (3)$$

де  $S(\omega_n)$  – значення спектральної щільності амплітуд сигналу на частотах  $\omega_n$ .

Якщо сигнал є синусоїдою з амплітудою  $A$  і частотою  $\omega \in [\omega_{min}, \omega_{max}]$ , з виразу (3) можна знайти

$$S(\omega_n) = \frac{2A}{|\omega - \omega_n| T} \sin \left| \frac{(\omega - \omega_n)T}{2} \right|. \quad (4)$$

Тобто величина  $S(\omega_n)$  дорівнює  $A$  при  $\omega \rightarrow \omega_n$  та зменшується зі збільшенням модуля

$$\text{розладу } \Omega = |\omega - \omega_n| \text{ як } \frac{\sin \frac{\Omega T}{2}}{\frac{\Omega T}{2}}.$$

Залежність

$$K(\omega - \omega_n) = \frac{\sin \left| \frac{(\omega - \omega_n)T}{2} \right|}{\frac{|\omega - \omega_n| T}{2}} \quad (5)$$

можна вважати еквівалентом частотної характеристики деякого фільтра, налаштованого на частоту  $\omega_n$ . Процедура обчислення перетворення Фур'є в  $N$  дискретних по частоті точках еквівалентна перетворенню сигналу в  $N$  паралельних фільтрах. До речі, вважаючи смугою пропускання кожного фільтра частотний інтервал між найближчими точками перетворення на нуль величини  $K(\Omega)$ , з виразу (5) можна визначити

$$\Delta\Omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (6)$$

Частотні дискримінатори перетворюють відхилення частоти сигналу від деякого відомого значення в напругу, пропорційну величині і знаку цього відхилення. Приймачі з частотними дискримінаторами здатні визначати частоту аналізованого сигналу в широкому діапазоні та з відносно високою точністю (~1 %).

Принцип інтерференційного виміру частоти в приймачах. Прийнятий і посилений

сигнал подається на двоканальну лінію фідера. Така лінія має деякі дисперсійні властивості: фаза і амплітуда вихідного сигналу лінії залежить від частоти. Дійсно, різниця електричних довжин двох каналів розповсюдження сигналу  $\Delta L$  призводить до того, що фази двох цих сигналів розрізнятимуться:

$$\Delta\varphi = \frac{\omega\Delta L}{V_\phi}, \quad (7)$$

де  $V_\phi$  – фазова швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі у фідерній лінії.

Амплітуда суми двох синусоїд, зсунутих по фазі на  $\Delta\varphi$ , буде пов'язана, хоча і нелінійно, з частотою сигналу:

$$u_{\text{вих}} = kU \cos \frac{\omega\Delta L}{2V_\phi}, \quad (8)$$

де  $k$  – постійний коефіцієнт;

$U$  – амплітуда сигналу.

Як впливає з виразу (8), детектуючи вихідний сигнал і вимірюючи амплітуду, можна визначити його частоту.

Оскільки напруга  $u_{\text{вих}}$  залежить, окрім частоти, ще і від амплітуди вхідного сигналу, потрібне його нормування. Для цього використовується обмежувач на вході двоканального фідерного пристрою і, крім того, у вимірювачі організується схема автоматичного регулювання підсилення по амплітуді вхідного сигналу.

До переваг вимірника належить можливість практично миттєвого виміру частоти розвідуваного сигналу. До недоліків – неможливість визначення частоти при одночасному спостереженні декількох сигналів, а також порівняно невеликий діапазон однозначного виміру.

Остання властивість обумовлена неоднозначністю залежності функції  $\cos \frac{\omega\Delta L}{2V_\phi}$  аргументу.

Кореляційні вимірники несучої частоти будуються таким чином. Сигнал з виходу широкосмугового підсилювача подається на перемножувач разом зі своєю копією, затриманою в лінії затримки. Усереднена фільтром нижніх частот напруга з виходу

перемножувача пропорційна значенню автокореляційної функції вхідного процесу для аргументу  $\tau=\tau_3$ . Затримка вхідного аналізуючого сигналу на  $\tau$  еквівалентна зсуву його фази на  $\varphi=\omega\tau_3$ . Перемноження прямого і затриманого сигналу дає (з точністю до швидко змінної складової, що усереднюється фільтром нижніх частот) на виході корелятора

$$u_{\text{вих}} = k \frac{a^2}{2} \cos(\omega\tau_3), \quad (9)$$

де  $k$  – коефіцієнт пропорційності;  
 $a$  – амплітуда вхідного сигналу.

Як випливає з виразу (9), вихідна напруга корелятора залежить від частоти сигналу  $\omega$ , а також від його потужності  $a^2$ . Залежність від частоти використовується вимірником, а залежність від потужності компенсується за рахунок сигналу з виходу квадратичного детектора.

Як і інтерференційний, вимірник кореляційний забезпечує однозначні виміри тільки в межах однієї октави, тобто діапазону, для якого відношення верхньої і нижньої частот дорівнює 2.

*Цифрові способи* виміру частоти забезпечують високу точність і добре сполучаються з обчислювальними облаштуваннями подальшої обробки сигналу. Для виміру частоти застосовують схеми, що реалізують різні модифікації двох основних методів. Це методи цифрового частотоміра і цифрового періодоміра.

Робота цифрового частотоміра можна пояснити таким чином. Під час переходу аналізованого сигналу через нульовий рівень знизу-вгору (з позитивною похідною) починається підрахунок вузьких імпульсів з відомим періодом за час  $T_{\text{вим}}$ . Як оцінка частоти використовується величина

$$F^* = \frac{N}{T_{\text{вим}}}, \quad (10)$$

де  $N$  – число імпульсів у лічильнику.

Помилка дискрета вимірів за методом частотоміра відповідає помилці в один рахунковий імпульс, тобто один період вхідного сигналу за час виміру

$$\Delta F = \frac{1}{T_{\text{сгр}}} \quad (11)$$

при  $T_{\text{вим}} = 1\text{с}$ ,  $\Delta F = 1\text{Гц}$ .

Для зменшення помилки дискрета цифрового виміру частоти використовують метод періодоміра. Основна схема виміру за цим методом полягає в тому, що періодомір підраховує кількість імпульсів частоти  $f_{\text{сч}} \gg f_c$  за час  $T_{\text{сч}} = nT_c = \frac{n}{f_c}$ , тобто  $N = f_{\text{сч}}T_{\text{сч}} = n \frac{f_{\text{сч}}}{f_c}$ ,

а частота сигналу може бути оцінена як

$$f_c = f_{\text{сч}} \frac{n}{N}. \quad (12)$$

Помилка дискрета в один рахунковий імпульс  $\Delta N=1$  (один період коливань частоти  $f_{\text{сч}}$ ) відповідає помилці в оцінюванні частоти:

$$\Delta f_c = f_{\text{сч}} \frac{n}{N^2} = \frac{1}{n} \frac{f_c^2}{f_{\text{сч}}} = \frac{1}{T_{\text{вим}}} \frac{f_c}{f_{\text{сч}}}. \quad (13)$$

Помилка дискрета тим менше, чим більше  $f_{\text{сч}}$  порівняно з  $f_c$ .

Аналогічні схеми застосовуються для визначення параметрів імпульсних сигналів РЛС і систем передачі інформації.

Розумне використання сучасних обчислювальних засобів не мислимо без умілого застосування методів обчислювальної математики, у рамках якої останнім часом отримано безліч оригінальних результатів. Тут відмітимо LS – спектри Барнінга і Ломба, метод CLEAN та ін.

*Аналіз особливостей виміру несучої частоти фазо-модульованих сигналів.* Нехай реєстрований фазо-модульований сигнал має вигляд

$$X_j(t) = A \cos[\omega_0 t + \phi_i(t) + \varphi_o] + n_j(t),$$

де  $n_j(t)$  – випадковий гаусівський процес з нульовим математичним очікуванням і невідомою дисперсією. У випадку, якщо вказаний процес має інший розподіл, можна на вході реєстратора (чи процедур обробки) використати "обілюючий" фільтр. Проаналізуємо його з точки зору синтезу процедур виміру несучої частоти фазо-

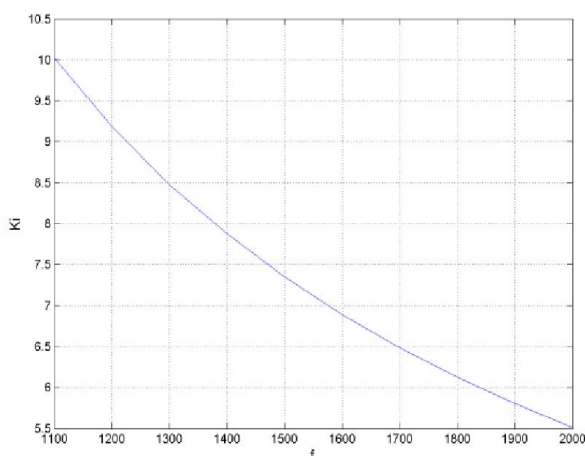
модульованих сигналів. Аналіз вестимемо стосовно відносної фазової модуляції, яка, по-перше, є найбільш складним і загальним випадком і, по-друге, досить широко використовується в сучасних системах передачі інформації.

В умовах апіорної невизначеності вважатимемо відомими частоту дискретизації, форму очікуваного сигналу, а також припустимо, що амплітуда сигналу на його періоді є невідомою, але постійною.

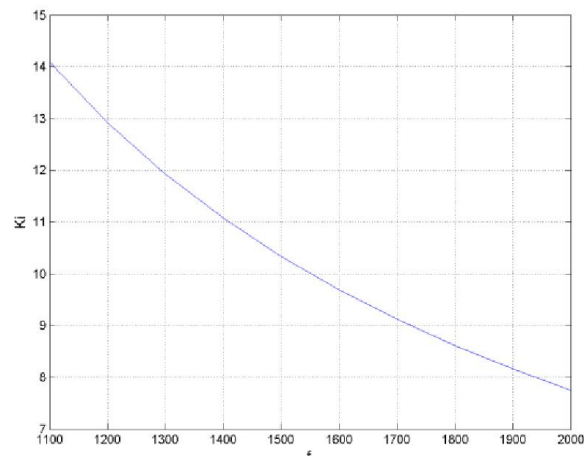
Окрім того, при заданій частоті дискретизації і певній несучій частоті сигнал матиме певну кількість відліків, рознесених на задану постійну кутову відстань. Правильність цього припущення підтверджується тим, що кількість імпульсів на періоді сигналу ( $K_l$ ) визначається відношенням  $F_{\text{дискр}}/f_{\text{нес}}$ . Це

впливає також із залежностей, поданих на рис. 1.

На жаль, при відносній фазовій модуляції величина однієї з фазових складових сигналу  $\varphi_o$  змінюється в широких межах. Обумовлено це двома причинами: тим фактом, що зміна фазових складових відбувається не синхронно, а також наявністю закономірної зміни фази, визначуваної маніпулюючою послідовністю. Широкі межі зміни  $\varphi_o$  призводитимуть до того, що кількість імпульсів на напівперіоді змінюватиметься. Наприклад, при несучій частоті 1600 Гц і частоті дискретизації 11025 Гц кількість імпульсів на напівперіоді сигналу буде 3 або 4 імпульси, а середня кількість імпульсів за період дорівнює 6.89.



а)



б)

Рис. 1. Залежність кількості імпульсів на періоді сигналу залежно від несучої частоти:  
а –  $F_{\text{дискр}} = 11025$  Гц; б –  $F_{\text{дискр}} = 15500$  Гц

Частково руйнувати вказану закономірність буде і друга фазова складова  $\phi_l(t)$ , яка залежить від виду модуляції. Але ці дані можна використати в якості апіорної інформації при визначенні як несучої частоти колювання, так і виду модуляції. Тому спочатку виконаємо статистичну обробку часових рядів з різним видом фазової модуляції і з'ясуємо достовірність зроблених припущень, а також визначимо, як використати ці дані при визначенні несучої частоти.

Результати статистичної обробки часових рядів представлені на рис. 2.

При цьому по осі  $x$  показано кількість позитивних імпульсів часового ряду, наступних один за одним. Як і слід було чекати, найбільш вірогідне число при несучій частоті в 1600 Гц – три і чотири для усіх видів модуляції. Аналогічний характер мають діаграми для негативного напівперіоду сигналу. Проаналізуємо вплив гаусівського шуму на кількість імпульсів на напівперіоді сигналу. Отримані залежності при середньому

відношенні сигнал – шум, що дорівнює 5 дБ, подано на рис. 3. Саме при зменшенні відношення сигнал – шум менше 5 дБ починаються зміни в гістограмах для всіх видів

модуляції. Але навіть і при такому низькому відношенні сигнал – шум зберігаються встановлені закономірності.

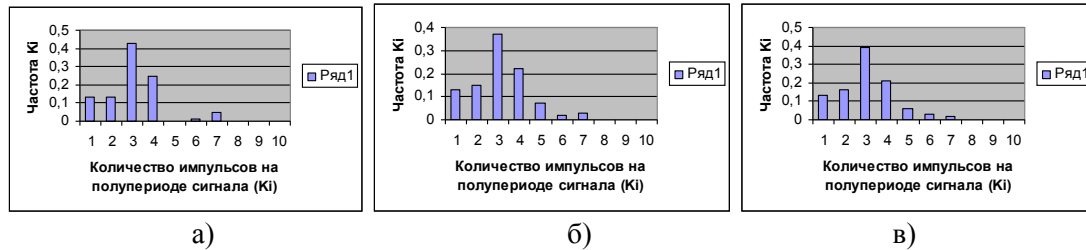


Рис. 2. Гістограми кількості позитивних імпульсів на напівперіоді сигналу ( $F_{\text{диск}} = 11025$  Гц;  $f_{\text{нес}} = 1600$  Гц): а – PSK2; б – PSK4; в – PSK8

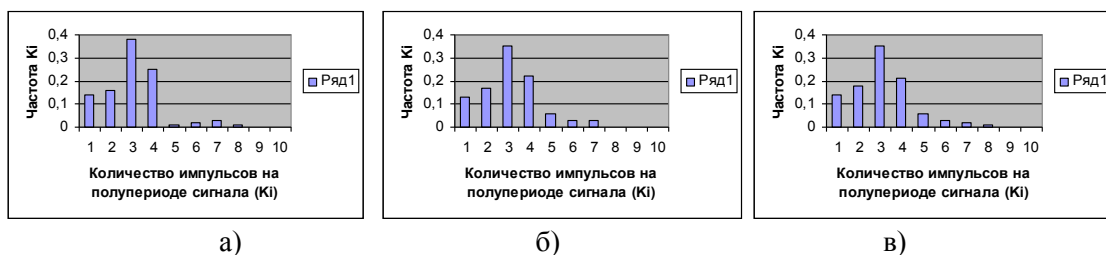


Рис. 3. Гістограми числа позитивних імпульсів на полуперіоді сигналу ( $F_{\text{диск}} = 11025$  Гц;  $f_{\text{нес}} = 1600$  Гц;  $q = 5$  дБ): а – PSK2; б – PSK4; в – PSK8

Таким чином, кількість позитивних (чи негативних) імпульсів наступних один за одним є стійкою характеристикою, слабо залежною від відношення сигнал – шум, і повинно використовуватися як при вирішенні завдання оцінки несучої частоти коливання, так і при ідентифікації виду модуляції.

Оскільки фільтрові, дискримінаційні та інтерференційні виміри несучої частоти коливання не задовольняють вимоги з точності, проаналізуємо можливості використання спектральних методів, які стійкі до впливу шуму, що заважає.

На рис. 4 наведено результати спектрального аналізу фазо-модульованих сигналів за відсутності впливу шуму, що заважає. При цьому на рис. 4 наведено результати обробки гармонійного коливання несучої частоти, яка відповідала аналізованому сигналу ( $f_{\text{нес}} = 1600$  Гц, кількість оброблених елементів 2000).

Аналіз поданих залежностей дає можливість зробити висновок, що цей метод погано придатний для оцінки несучої частоти коливання. Останнє обумовлене тим, що стрибкоподібна зміна фази сигналу (відповідно до виду модуляції) в аналізованому часовому відрізку сигналу руйнує роботу спектральних методів виміру несучої. Тому для вирішення завдання оцінки несучої частоти коливання необхідно виділити фрагмент часового ряду на ділянці, у якій немає зміни фазової складової  $\phi_i(t)$ . Більш того, саме на цьому принципі побудовані методи, розглянуті вище.

На жаль, розглянуті вище методи, окрім спектральних, не задовольняють за точністю визначення несучої частоти. Тому надалі доцільно досліджувати можливість визначення несучої частоти коливання за позитивними або негативними імпульсами, які слідує один за одним і мають максимальну частоту. Для розглянутого вище випадку (рис. 2 і 3), це три і чотири імпульси, які досить просто виділити з

аналізованого часового ряду. Власно кажучи, це будуть "половинки" несучого коливання, які несуть інформацію про несучу частоту коливання.

Оскільки реєстровані часові ряди схильні до впливу шумів, що заважають, і перешкод, а також каналу поширення сигналу і внутрішніх шумів приймального пристрою, то процедури

виділення необхідних фрагментів мають бути стійкими до змін відношення сигнал – шум.

Останнє обумовлено зміною амплітуди корисного сигналу, а також варіаціями інтенсивності шуму, що заважає.

Таким чином, стоїть задача виміру частоти несучого коливання фазо-модульованого сигналу з невідомою амплітудою в шумі невідомої інтенсивності.

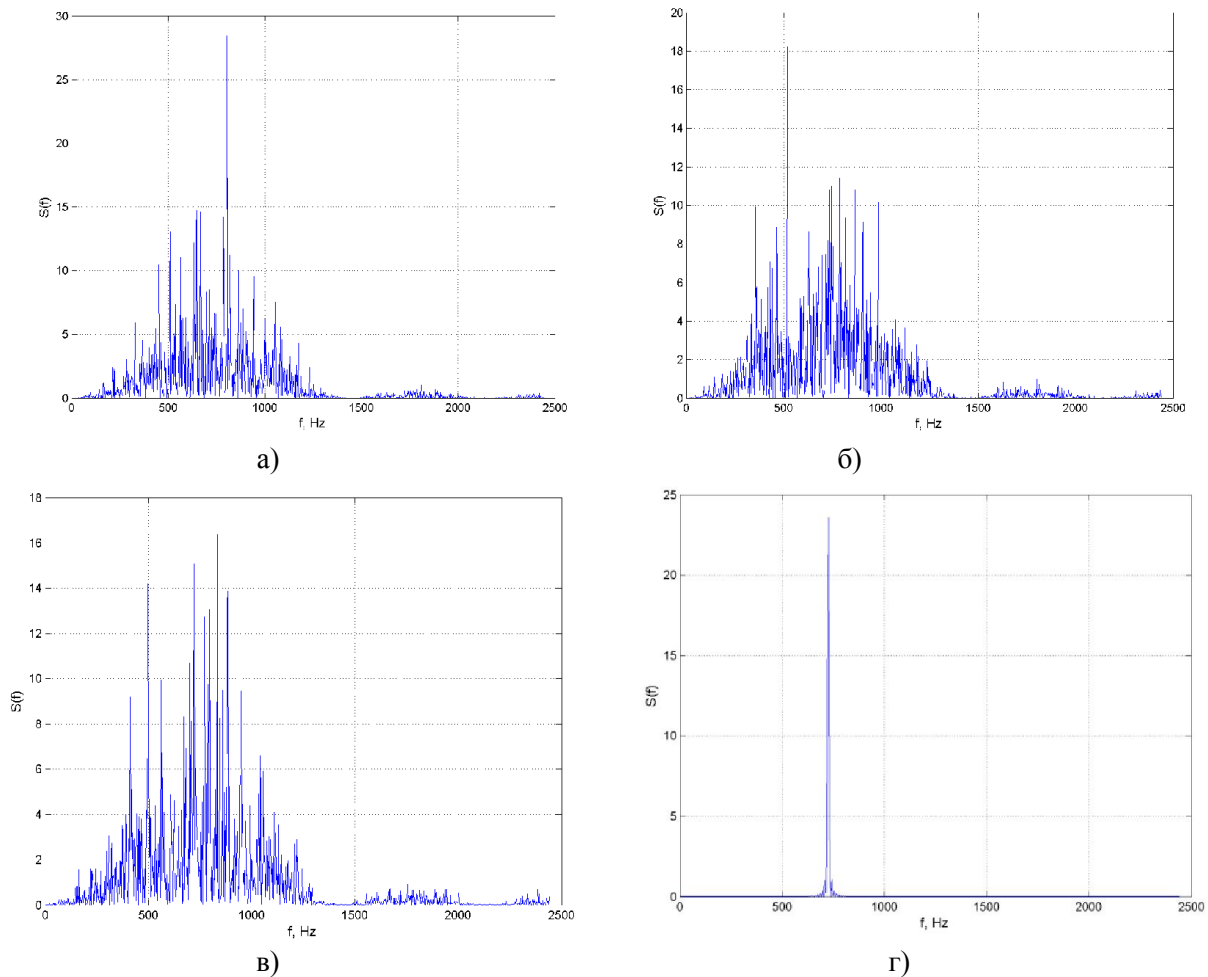


Рис. 4. Результати спектрального аналізу фазо-модульованих сигналів:

а – PSK – 2 ( $F_{max} = 1771$  Гц); б – PSK – 4 ( $F_{max} = 1148$  Гц);  
в – PSK – 8 ( $F_{max} = 1838$  Гц); г – Sin( $3200\pi t$ ) ( $F_{max} = 1600$  Гц)

#### Список використаних джерел

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр. – М.: Изд. дом Вильямс, 2004. – 1104 с.
2. Метод определения вида цифровой модуляции при априорной неопределенности основных параметров радиосигнала [Текст] / С.С. Аджемов, Г.О. Бокк, Н.Е. Поборчая [и др.]. // Радиотехника. – 2004. – № 5. – С. 71-76.

3. Марпл-мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения [Текст] / С.Л. Марпл-мл. – М.: Мир, 1990. – 547 с.
4. Тихонов, В.И. Оптимальный прием сигналов [Текст] / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
5. Пастушенко, Н.С. Анализ потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения [Текст] / Н.С. Пастушенко, О.Н. Пастушенко // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник.–Харьков: ХНУРЭ. – 2007. – Вып. 151. – С. 171-177.

Рецензент д-р техн. наук, профессор Г.В. Альошин

---

Трубчанінова Карина Артурівна, канд. техн. наук, доцент, кафедра транспортного зв'язку, Український державний університет залізничного транспорту, тел.: (057) 730-10-81. E-mail: TKA2@ukr.net.

Чоботок Анна Володимирівна, магістрант, кафедра транспортного зв'язку Український державний університет залізничного транспорту. E-mail: annychohotok@icloud.com.

Trubcaninova Karyna, cand. of techn. sciences, lecturer of the transport connection, Ukrainian State University of Railway Transport, tel.: (057) 730-10-81. E-mail: TKA2@ukr.net.

Chobotok Anna, master student of the transport connection, Ukrainian State University of Railway Transport. E-mail: annychohotok@icloud.com.

Наукова праця здана до друку 13.10.2015 р.