

*У статті представлений метод розрахунку спектрів сигналів частотної модуляції з безперервною фазою (ЧМ-БФ) з використанням швидкого перетворення Фур'є (ШПФ)*

*Ключові слова: частотна модуляція з безперервною фазою, швидке перетворення Фур'є, парціальний сигнал класу 4, розрахунок спектрів ЧМ сигналів*

*В статтє представлен метод расчета спектров сигналов частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМ-НФ) с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ)*

*Ключевые слова: частотная модуляция с непрерывной фазой, быстрое преобразование Фурье, парциальный сигнал класса 4, расчет спектров ЧМ сигналов*

## РОЗРАХУНОК СПЕКТРІВ ЧМ-БФ СИГНАЛІВ

**М. В. Захарченко**

Доктор технічних наук, професор, проректор з навчальної роботи, завідувач кафедрою\*

Контактний тел.: (048) 731-73-55

E-mail: onat@onat.edu.ua

**Д. Ю. Ільїн**

Кандидат технічних наук, доцент\*

Контактний тел.: 097-933-00-34

E-mail: dimaly25@gmail.com

**Ж. А. Торк**

Аспірант\*

Контактний тел.: 093-226-66-66

E-mail: jamal@me.com

**О. М. Рябуха**

Викладач\*

Контактний тел.: 067-482-82-61

E-mail: ryabukha@gmail.com

\*Кафедра інформаційної безпеки і передачі даних  
Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова  
вул. Ковальська, 1, м. Одеса, Україна, 65029

### 1. Вступ

Методи частотної модуляції з безперервною фазою широко використовуються в системах мобільного радіозв'язку GSM. Сигнали ЧМ-БФ відносять до спектрально-ефективних, котрі дозволяють використовувати щільне розміщення частотних каналів (потужність позасмугового випромінювання в сусідньому каналі не більш – 60 дБ). Як правило, у передавачі мобільної станції застосовується нелінійний підсилювач потужності і випромінюваний сигнал проходить через нелінійний радіотракт, тому модульований сигнал повинний мати постійну огинаючу і безперервну фазу.

Використання ЧМ-БФ дозволяє звзити ширину основного пелюстка спектра, при цьому потужність ЧМ-БФ коливання в основному пелюстку спектра випромінюваного сигналу складає 99,9%. В енергетичному спектрі ЧМ-БФ сигналу рівень першого бокового пелюстка відносно основного складає – 20 дБ [1].

Підвищити ефективність використання частотного ресурсу можливо, застосувавши парціальні сигнали [2] у системах ЧМ-БФ [3]. Парціальне кодування дозволяє звзити спектр сигналу за рахунок збільшення числа можливих значень фазового набігу.

При цьому ступінь компактності спектрів ЧМ-БФ коливань істотно залежить від форми парціальних модулюючих сигналів.

### 2. Опис сигналу

Запишемо в загальному виді аналітичне вираження ЧМ-БФ сигналу на виході модулятора [4]:

$$s(t, \vec{\alpha}) = u \cos(2\pi f_0 t + \theta(t, \vec{\alpha}) + \varphi_0), \quad (1)$$

де інформаційна складова повної фази (фазова траєкторія)

$$\theta(t, \vec{\alpha}) = 2\pi h \int_0^t \sum_i \alpha_i g(\tau - iT) d\tau; \quad (2)$$

$u$ ,  $f_0$  і  $\varphi_0$  – амплітуда, частота і фаза несучої;  $h = 2\Delta f_4 T$  – індекс модуляції ( $\Delta f_4$  – девіація частоти);  $\alpha_i = \pm 1, i = 1, 2, \dots$  – послідовність інформаційних символів;  $g(t)$  – частотний імпульс довільної тривалості з обмеженим спектром;  $T$  – тривалість тактового інтервалу;  $t$  – поточний час.

Спектральними характеристиками ЧМ-БФ сигналу можна керувати через огинаючу імпульсу  $g(t)$  і кореляційні характеристики інформаційної послідовності  $\vec{\alpha}$  [3].

На практиці використовують сигнали з частотним імпульсом кінцевої тривалості, тобто  $g(t) = 0$  при  $0 \leq t \leq LT$ . Параметр  $L$  називають довжиною частотного імпульсу. При  $L = 1$  має місце модуляція (з міжсимвольним фазовим зв'язком) повного відгуку, а при  $L > 1$  – модуляція (з міжсимвольним частотно-фазовим зв'язком) часткового відгуку. Фазовий імпульс знаходиться з виразу

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau.$$

Параметри  $L, h, g(t)$  і розмір первинного алфавіту цілком визначають спектральну й енергетичну ефективність сигналів ЧМ-БФ із частковим відгуком.

Метою синтезу нових ЧМ-БФ сигналів є поліпшення їхньої частотної ефективності при помірних втратах енергетичної ефективності. Найкращі асимптотичні властивості спектра ЧМ-БФ сигналів спостерігаються при малих індексах модуляції ( $h < 1$ ) [3]. Якщо наближати  $h$  до одиниці, у спектрі мають місце великі викиди. При  $h > 1$  відбувається значне розширення спектра.

### 3. Обчислення спектрів ЧМ-БФ сигналів

Спектральну густину потужності (СГП) сигналу (1) у роботі [5] запропоновано виразити через спектр комплексної обгинаючої. Для розрахунку енергетичного спектра, використовуються векторно-матричні методи, що дозволяють виразити СГП у компактній ермітовій формі, що дозволяє чисельне обчислення. У статті [6] використані кореляційні методи розрахунку СГП.

Оптимізація параметрів сигналу за формулою (1) при заданій спектральній ефективності є складною задачею, що вирішується шляхом моделювання сигналів ЧМ-БФ та їхніх спектрів [4].

Для розрахунку спектра ЧМ-БФ коливання на виході модулятора скористаємося квадратурним представленням сигналу за формулою (1), що має наступний вид

$$s(t, \vec{\alpha}) = A(t, \vec{\alpha}) \cos 2\pi f_0 t - B(t, \vec{\alpha}) \sin 2\pi f_0 t, \quad (3)$$

де  $A(t, \vec{\alpha}) = \cos \theta(t, \vec{\alpha})$ ,  $B(t, \vec{\alpha}) = \sin \theta(t, \vec{\alpha})$ ,  $u = 1$  і  $\phi_0 = 0$ .

Інформаційна зміна миттєвої частоти при відсутності спотворень може бути знайдено за формулою [7]:

$$\Delta\omega(t) = \frac{A(t, \vec{\alpha})B'(t, \vec{\alpha}) - A'(t, \vec{\alpha})B(t, \vec{\alpha})}{A^2(t, \vec{\alpha}) + B^2(t, \vec{\alpha})}.$$

З виражень (1) і (2) неважко одержати

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\theta(t, \vec{\alpha})}{dt} = 2\pi h \sum_{i=1}^N \alpha_i g(t - iT),$$

де  $N$  – тривалість ЧМ-БФ сигналу (1), виражена в тактових інтервалах.

Припустимо, що функції  $A(t, \vec{\alpha})$  і  $B(t, \vec{\alpha})$ ,  $0 \leq t \leq NT$  можна представити у вигляді рядів Фур'є, а коефіцієнти цих рядів ( $a_{cn}, b_{cn}; a_{sn}, b_{sn}$ ) можна визначити або чисельним інтегруванням, або розрахувати за програмою дискретного перетворювання Фур'є, реалізованої на основі ШПФ. Тоді

$$A(t, \vec{\alpha}) = \frac{a_{c0}}{2} + \sum_{n=1}^{n_1} \left[ a_{cn} \cos\left(\frac{2\pi n t}{NT}\right) + b_{cn} \sin\left(\frac{2\pi n t}{NT}\right) \right];$$

$$B(t, \vec{\alpha}) = \frac{a_{s0}}{2} + \sum_{n=1}^{n_1} \left[ a_{sn} \cos\left(\frac{2\pi n t}{NT}\right) + b_{sn} \sin\left(\frac{2\pi n t}{NT}\right) \right]. \quad (4)$$

Тут параметр  $n_1$  визначає точність апроксимації послідовності, що модулює, а  $f_T = 1/T$  визначає тактову частоту.

Підставляючи формулу (4) у вираз (3), одержуємо аналітичний вираз для ЧМ-БФ сигналу. Потім групуємо спектральні складові і перетворюємо їх за правилом додавання двох коливань з однаковими частотами [8]. Остаточний результат має вид

$$s(t, \vec{\alpha}) = d_0 \cos(2\pi f_0 t + \psi_0) + \sum_{n=1}^{n_1} d_n^- \cos\left[2\pi\left(f_0 - \frac{nf_T}{N}\right)t + \psi_n^-\right] + \sum_{n=1}^{n_1} d_n^+ \cos\left[2\pi\left(f_0 + \frac{nf_T}{N}\right)t + \psi_n^+\right], \quad (5)$$

$$\text{де } d_0 = \sqrt{\left(\frac{a_{c0}}{2}\right)^2 + \left(\frac{a_{s0}}{2}\right)^2}; \quad \psi_0 = \arctg\left(\frac{a_{s0}}{a_{c0}}\right);$$

$$d_n^- = \sqrt{\left(\frac{a_{cn} - b_{sn}}{2}\right)^2 + \left(\frac{a_{sn} + b_{cn}}{2}\right)^2};$$

$$d_n^+ = \sqrt{\left(\frac{a_{cn} + b_{sn}}{2}\right)^2 + \left(\frac{a_{sn} - b_{cn}}{2}\right)^2}; \quad (6)$$

$$\psi_n^- = \arctg\left(\frac{a_{sn} + b_{cn}}{a_{cn} - b_{sn}}\right); \quad \psi_n^+ = \arctg\left(\frac{a_{sn} - b_{cn}}{a_{cn} + b_{sn}}\right);$$

$$n = 1, 2, \dots, n_1.$$

Вираз (5) є зручним аналітичним записом ЧМ-БФ коливання, причому параметри  $d_n^-, d_0, d_n^+$  утворюють амплітудний спектр, а параметри  $\psi_n^-, \psi_0, \psi_n^+$  – фазовий спектр.

### 4. Результати моделювання

Синтезовано велику кількість сигналів з частотним імпульсом, відмінним від прямокутного. Характер зміни фази цих сигналів – більш плавний, в наслідок чого спектр є компактніший. Форма фазового імпульсу визначає вид спектра сигналу ЧМ-БФ в області головного пелюстка, а також його енергетичну ефективність.

Користаючись моделлю радіотракту [7], розглянемо спектри двох ЧМ-БФ сигналів, що промодульовані послідовностями прямокутних імпульсів і парціальних сигналів класу 4, що зображені на рис. 1.

Сигнал, що модулює,  $g_{4P}(t)$ , складається з трьох відрізків парціального сигналу класу 4 за наступним правилом [7]

$$g_{4P}(t) = \begin{cases} g_4(t), & 0 \leq t \leq 8T, \\ g_4(t - 16T), & 8T \leq t \leq 24T, \\ g_4(t - 32T), & 24T \leq t \leq 32T, \end{cases} \quad (7)$$

де  $g_4(t)$  є сигнал класу 4, що записується у вигляді

$$g_4(t) = \frac{2u \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\pi \left(\frac{t}{T}\right)^2 - 1}, \quad -\infty < t < \infty.$$

Аналогічно до виразу (7), формуємо модулюючий сигнал, що складається із прямокутних імпульсів  $g_R(t)$ .

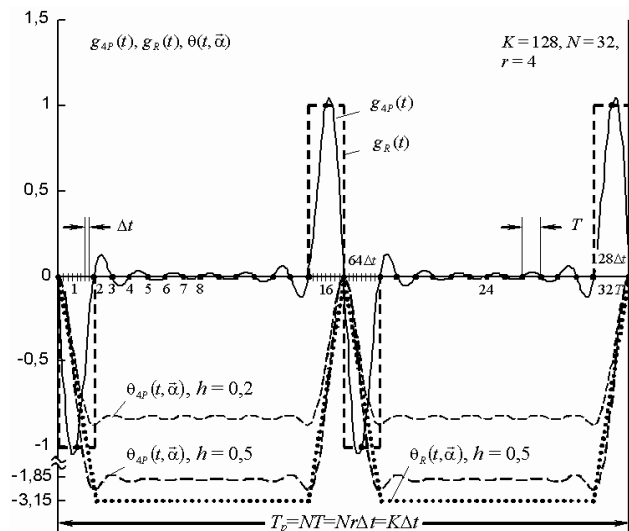


Рис. 1. Періодичний модулюючий сигнал

Спектр сигналу (1), що модулюється послідовністю імпульсів виду (7) буде симетричним [8] і дискретним з інтервалами між лініями, що дорівнюють частоті  $F$  [9].

На рис. 2 та 3 представлені спектри ЧМ-БФ коливань, побудовані з використанням коефіцієнтів, розрахованих за формулами (6).

Більш висока швидкість спаду спектральних складових спостерігається при модуляції послідовністю сигналів з парціальним відгуком класу 4. Аналіз спектрів показує, що використання парціальних сигналів ( $L > 1$ ) дозволяє в порівнянні з MSK ( $L = 1$ ) звужити основний пелюсток і одночасно поліпшити асимптотичні властивості спектра.

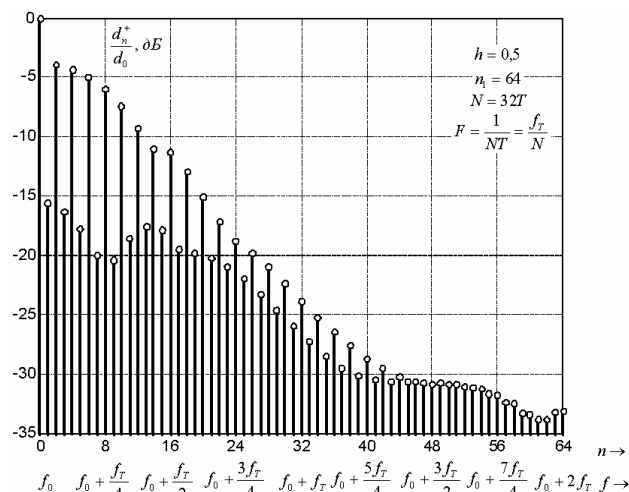


Рис. 2. Спектр ЧМ-БФ сигналу при модуляції послідовністю  $g_{4P}(t)$

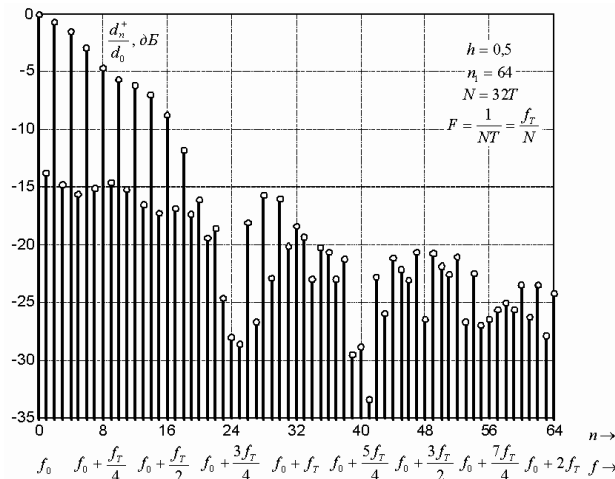


Рис. 3. Спектр ЧМ-БФ сигналу при модуляції послідовністю  $g_R(t)$

Спектри сигналів побудовані в системі Matlab 7.11 з використанням вбудованих алгоритмів ШПФ [10].

### 5. Висновки

Оскільки миттєва частота  $\Delta\omega(t)$  пропорційна напрузі на виході частотного демодулятора [9], отримані вирази використані для розрахунку міжсимвольної інтерференції сигналу, що пройшов радіотракт [7]. Вираз (5) дозволяє врахувати вплив неідеальності характеристик радіотракту на форму переданих імпульсів. Значення, що розраховані за формулами (6), дозволяють оцінити симетрію амплітудного і фазового спектрів синтезованого ЧМ-БФ сигналу. Отримані співвідношення використані у математичній моделі системи радіозв'язку. Вони дозволяють оцінити вплив спотворень АЧХ та ФЧХ реального радіотракту на переданий сигнал ЧМ-БФ на конкретних частотах [7, 8].

### Література

1. Аджемов, С.С. Перспективы применения частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой / С.С. Аджемов, Г.Ц. Костейянос, Н.И. Смирнов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – №9. – С. 3–9.
2. Андреев, А.М. Состояние теории и практики использования сигналов с частичным откликом / А.М. Андреев // Зарубежная радиоэлектроника. – 1992. – №9. – С. 57–82.
3. Прокис, Джон. Цифровая связь / Прокис Джон; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
4. Пестряков, В.Б. Дискретные сигналы с непрерывной фазой / В.Б. Пестряков, А.К. Белоцкий, В.И. Журавлев, П.Н. Сердюков // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988. – №4. – С. 16–36.
5. Kuchi, K. Power spectral density of GMSK modulation using matrix methods / K. Kuchi, V.K. Prabhu // University of Texas at Arlington. – 1999. – TX 76019.

6. Aulin, T. An easy way to calculate powerspectra for digital FM / T. Aulin // IEEE Proceedings. – 1983. – Vol. 130. – P. 519–526.
7. Сукачѐв, Э.А. Исследование точности определения мгновенной частоты в системах передачи парциальных сигналов методом ЧМ-НФ / Э.А. Сукачѐв, Д.Ю. Ильин // Праці УНДІРТ. – 2002. – №1(29). – С. 26–30.
8. Сукачѐв, Э.А. Исследование влияния линейных искажений радиотракта на МСИ в системах с ЧМ-НФ / Э.А. Сукачѐв, И.Г. Богомолов // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2003. – №2. – С. 23–27.
9. Финк, Л.М. Сигналы, помехи, ошибки... (Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи) / Финк Л.М. – М.: Связь, 1978. – 272 с.
10. Дьяконов, В. MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник / Дьяконов В. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.

### Abstract

*The article suggests a method for the spectra calculation of signals of frequency modulation (FM) with continuous phase, using a fast Fourier transform (FFT). The problem of spectra compactness of FM with continuous phase vibrations is solved by application of the partial coding with smooth phase change of modulating signals. Linking the numerical characteristics of the energy spectrum of FM with continuous phase signal with the corresponding characteristics of instantaneous frequency, the energy spectrum can be calculated. The Fourier series represent information component of the total phase, and the coefficients of the series are calculated using the discrete Fourier transform, implemented on the basis of the FFT. The obtained formulae allow us to estimate the symmetry of the amplitude and phase spectra of the synthesized FM with continuous phase signals at specific frequencies. The suggested method can be applied to assess distortions of the amplitude-frequency characteristic and phase-frequency variations at modeling of real radio sections*

**Keywords:** *frequency modulation with continuous phase, fast Fourier transform, the partial signal of class 4, FM signals spectra*

*У статті проведений аналіз ергономічних показників якості детекторів контрабанди, що використовують зворотно розсіяне випромінювання і визначені показники якості базового зразка детектора контрабанди по підгрупі ергономічних показників з метою удосконалення даних приладів*

*Ключові слова: показники рівня якості, детектор контрабанди, ергономічні показники, джерело, індикація*

*В статье проведен анализ эргономических показателей качества детекторов контрабанды, использующих обратно рассеянное излучение, и определены показатели качества базового образца детектора контрабанды по подгруппе эргономических показателей с целью усовершенствования рассматриваемых приборов*

*Ключевые слова: показатели уровня качества, детектор контрабанды, эргономические показатели, источник, индикация*

УДК 621.39; 81.95

# АНАЛИЗ ЭРГОНОМИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ДЕТЕКТОРОВ КОНТРАБАНДЫ

**А. А. Власова**

Научный сотрудник

Научно-исследовательская лаборатория  
специализированных технологий

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский  
институт «Искра»

ул. Звейнека, 145 с, г. Луганск, Украина, 91033

Контактный тел.: (0642) 71-75-92

E-mail: official@iskra.lugansk.ua, iskra\_nipki@mail.ru

## 1. Введение

Детекторы контрабанды, использующие обратно рассеянное гамма-излучение, являются частью поисково-досмотровой аппаратуры, которой оснащаются

таможенные службы и специальные подразделения. Детекторы предназначены для определения местонахождения контрабанды внутри скрытых полостей транспортных средств (автомобилей, самолетов, кораблей, лодок, железнодорожных вагонов, контейнеров