

ДОСЛІДЖЕННЯ СТРУКТУРИ СПЕКТРІВ СИГНАЛІВ
З ЛІНІЙНОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Вступ

Для ряду додатків інформаційно-комунікаційних систем (ІКС) пред'являються досить жорсткі вимоги щодо забезпечення ефективності їх функціонування в умовах складних зовнішніх і внутрішніх впливів, обумовлених природними і навмисними перешкодами; перешкодами від інших радіотехнічних систем, що функціонують на близьких частотах або в спільній ділянці діапазону частот; спробами проведення криптографічного аналізу та порушення цілісності (автентичності) даних користувачів і ін. До основних показників ефективності функціонування ІКС відносять: пропускну здатність мережі, завадозахищеність, продуктивність, інформаційну безпеку, скритність функціонування, живучість, своєчасність доставки повідомлень і ін. Численні дослідження показали, що поліпшення якісних показників, зокрема завадозахищеності та інформаційної безпеки ІКС і мереж, може бути досягнуто, в тому числі, шляхом розробки методів синтезу, формування і обробки складних дискретних сигналів – фізичних переносників даних з необхідними ансамблевими, структурними і кореляційними властивостями [1 – 6]. Ряд досліджень [7 – 9] свідчать, що подальше поліпшення основних якісних показників деяких додатків радіоканалів може бути досягнуто на основі використання сигналів з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ), ФМ ЛЧМ і в загальному випадку складових нерівномірних по тривалості ЛЧМ сигналів з внутрішньоімпульсною ФМ (СНЛЧМ-ФМ) сигналів. Особливий інтерес у зв'язку з малою дослідженістю спектральних, кореляційних, ансамблевих і структурних властивостей представляють ФМ ЛЧМ і СНЛЧМ сигнали. Також не досліджено властивості складових як рівномірних, так і нерівномірних ЛЧМ-ФМ сигналів. У зв'язку із зазначеним представляється актуальним дослідження спектральних, кореляційних, ансамблевих і структурних властивостей ФМ-ЛЧМ і СНЛЧМ-ФМ сигналів.

Основні результати досліджень

Аналітичне представлення СНЛЧМ-ФМ сигнали має вигляд

$$S^{(p)}(t) = S_0^{(p)} \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^Q V_e^{(p)} \operatorname{rect} \left(\frac{t - \sum_{r=0}^{n-1} T_r}{T_n} \right) \operatorname{rect} \left(\frac{t - (l-1)\tau_s}{\tau_s} \right) \times \exp \left(j \left(\omega_n \left(t - \sum_{r=0}^{n-1} T_r \right) + \frac{\mu_n}{2} \left(t - \sum_{r=0}^{n-1} T_r \right)^2 + \varphi_n \right) \right), \quad (1)$$

де $S_0^{(p)}$ – амплітуда огибаючої сигналу, N – число радіоімпульсів, що складають СНЛЧМ-ФМ сигнал; Q – число елементів двійкової маніпулюючої послідовності; $V_e^{(p)}$ – символ p -й маніпулюючої послідовності, причому $V_l^{(p)} \in \{1, -1\}$; $\operatorname{rect}(x)$ – є функція, що має вигляд $\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq x \leq 1, \\ 0 & \text{при } x < 0, x > 1 \end{cases}$; τ_s – тривалість елемента маніпулюючої послідовності; ω_n, φ_n – несуча частота і початкова фаза n -го ЛЧМ радіоімпульсу; μ_n – коефіцієнт нахилу маніпулюючої характеристики n -го ЛЧМ радіоімпульсу, що пов'язаний з девіацією частоти ΔF_n і тривалістю T_n співвідношенням $\mu_n = \pm 2\pi \Delta F_n / T_n$.

Очевидно, що $\sum_{n=1}^N T_n = Q\tau$, і $\sum_{N=0}^{n-1} T_r = 0$ при $n=1$. Вираз для спектра $S(\omega)$ отримаємо,

взявши перетворення Фур'є від (1).

Представимо комплексний спектр СНЛЧМ-ФМ сигналу у вигляді чотирьох компонент: амплітудного спектра, квадратичного, залишкового і додаткового фазового членів.

Амплітудний спектр має вигляд

$$|S(\omega)| = S_0^{(p)} \left(\sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{I}{\mu_n}} \left(\sum_{l=a+2}^b \left(C(\chi_2^{(nl)}) - C(\chi_1^{(nl)}) \right) + V_{a+1}^{(p)} \left(C(\chi_1^{(nl)}) - C(\chi_3^{(nl)}) \right) - V_{b+1}^{(p)} \left(C(\chi_6^{(nl)}) - C(\chi_5^{(nl)}) \right) \right) \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{\pi}{\mu_n}} \left(\sum_{l=a+2}^b V_l^{(p)} \left(S(x_2^{(nl)}) - S(x_1^{(nl)}) \right) + V_{a+1}^{(p)} \left(S(x_4^{(nl)}) - S(x_3^{(nl)}) \right) - V_{b+1}^{(p)} \left(S(x_6^{(nl)}) - S(x_5^{(nl)}) \right) \right) \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

Квадратичний фазовий член:

$$\Phi_1(\omega) = \sum_{n=1}^N \frac{(\omega_n - \omega)^2}{2\mu_n} \quad (3)$$

Остаточний фазовий член:

$$\Phi_2(\omega) = \arctg \left(\sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{\pi}{\mu_n}} \left(\sum_{l=a+2}^b V_l^{(p)} \left(S(x_2^{(nl)}) - S(x_1^{(nl)}) \right) + V_{a+1}^{(p)} \left(S(x_4^{(nl)}) - S(x_3^{(nl)}) \right) - V_{b+1}^{(p)} \left(S(x_6^{(nl)}) - S(x_5^{(nl)}) \right) \right) \right) / \left(\sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{\pi}{\mu_n}} \left(\sum_{l=a+2}^b V_l^{(p)} \left(C(x_2^{(nl)}) - C(x_1^{(nl)}) \right) + V_{a+1}^{(p)} \left(C(x_4^{(nl)}) - C(x_3^{(nl)}) \right) + V_{b+1}^{(p)} \left(C(x_6^{(nl)}) - C(x_5^{(nl)}) \right) \right) \right) \quad (4)$$

Додатковий фазовий член:

$$\Phi_3(\omega) = \sum_{n=1}^N \left(\omega \sum_{r=0}^{n-1} T_r - \varphi_n \right), \quad (5)$$

де $C(x)$ и $S(x)$ – інтеграли Френеля;

$$x_1^{(nl)} = \frac{\mu_n \left((l-1)\tau_\vartheta - \sum_{r=0}^{n-1} T_r \right) + \omega_n - \omega}{\sqrt{\mu_n \pi}}; \quad x_2^{(nl)} = \frac{\mu_n \left(l\tau_\vartheta - \sum_{r=0}^{n-1} T_r \right) + \omega_n - \omega}{\sqrt{\mu_n \pi}};$$

$$x_3^{(nl)} = \frac{\omega_n - \omega}{\sqrt{\mu_n \pi}}; \quad x_4^{(nl)} = \frac{\mu_n \left((a+1)\tau_\vartheta - \sum_{r=0}^{n-1} T_r \right) + \omega_n - \omega}{\sqrt{\mu_n \pi}};$$

$$x_5^{(nl)} = \frac{\mu_n \left(b\tau_\vartheta - \sum_{r=0}^{n-1} T_r \right) + \omega_n - \omega}{\sqrt{\mu_n \pi}}; \quad x_6^{(nl)} = \frac{\mu_n T_n + \omega_n - \omega}{\sqrt{\mu_n \pi}}.$$

В окремому випадку, при однаковій тривалості складних елементів ЛЧМ-ФМ сигналу, вирази (2) – (4) мають вигляд відповідно:

$$S(\omega) = \frac{S_0}{2\sqrt{NT}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{Q-1} V_{Qn+l+1}^{(p)} \sqrt{\frac{\pi}{\mu_n}} \exp \left(j \left(\varphi_n - \omega_n T - \frac{(\omega_n - \omega)^2}{2\mu_n} \int_{x_1}^{x_2} \exp \left(j \left(\frac{\pi x^2}{2} \right) \right) dx \right) \right); \quad (6)$$

$$\Phi_1(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\varphi_n - \omega_n T - \frac{(\omega_n - \omega)^2}{2\mu} \right); \quad (7)$$

$$\Phi_2(\omega) = \arctg \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{Q-1} \frac{V_{Q(n-1)+l} (S(x_2) - S(x_1))}{V_{Q(n-1)+l} (C(x_2) - C(x_1))}. \quad (8)$$

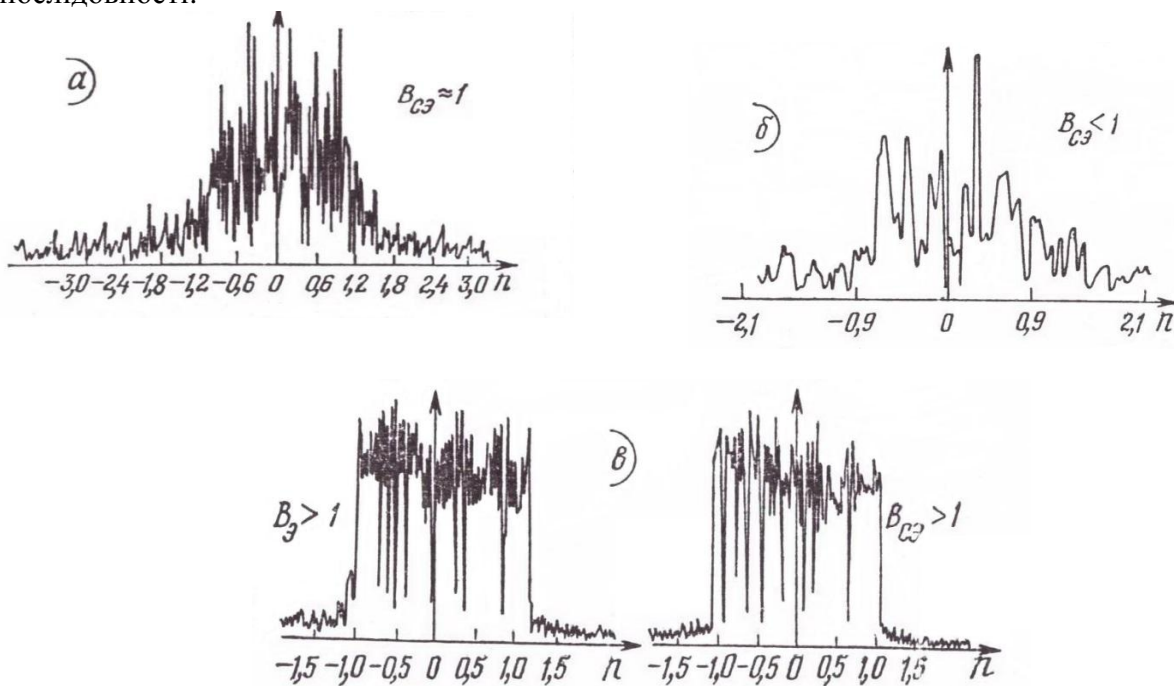
Розглянемо окремий випадок виразів (6) – (8) для ФМ ЛЧМ і ЛЧМ сигналу. Для ФМ ЛЧМ сигналу з (6) отримаємо

$$|S(\omega)| = \frac{S_0}{2\sqrt{T}} \sum_{l=0}^{Q-1} V_{l+1}^p \sqrt{\frac{\pi}{\mu} \left((-C(x_1) + C(x_2))^2 + (-S(x_1) + S(x_2))^2 \right)}, \quad (9)$$

що співпадає з виразом для амплітудного спектру ФМ ЛЧМ сигналу [10]. Аналогічно для ЛЧМ сигналу

$$|S(\omega)| = \frac{S_0}{2\sqrt{T}} \sqrt{\frac{\pi}{\mu} \left((-C(x_1) + C(x_2))^2 + (-S(x_1) + S(x_2))^2 \right)}, \quad (10)$$

що співпадає з виразом для ЛЧМ сигналу [10]. Аналогічно можна отримати вираз для квадратичного і залишкового фазових членів. З (2) – (4) випливає, що фазова модуляція ЛЧМ радіоімпульсу проявляється в зміні амплітудного спектра і залишкового фазового члена. Результати проведених розрахунків (2) – (4) дозволяють простежити, яким чином трансформується спектр ЛЧМ сигналу при кодуванні його внутрішньої фази за законом псевдовипадкових двійкових послідовностей. На рисунку показано амплітудні спектри ЛЧМ ФМ сигналів з різними співвідношеннями бази ЛЧМ радіоімпульсу і бази (числа елементів) кодувальної послідовності:



Як випливає з рисунку, при модуляції ЛЧМ радіоімпульсу по фазі кодувальною послідовністю спостерігається розширення спектра результуючого сигналу, причому спектр в межах ширини смуги сигналу набуває порізаний вид. У разі, коли база складового елементу сигналу більше одиниці ($B_{ce} > 1$), в результуючому спектрі простежується структура кодувальної послідовності, тобто результуючий амплітудний спектр ЛЧМ-ФМ сигналу збігається

з сумою амплітудних спектрів складових його елементів. При цьому в «місцях зшивання» протифазних елементів спостерігаються «провали», що виникають в результаті накладання спектрів з протифазними компонентами і, таким чином (при $V_{ce} > 1$), стає можливим визначити структуру сигналу по виду його амплітудного спектра. При малій базі складового елемента результуючий спектр стає нерегулярним, що є кращим для інформаційно-комунікаційних систем, в яких вимога скритності інформаційного обміну є пріоритетною. Аналіз виразу (4), який визначає залишковий фазовий член, показує, що в основній області частот він має сильно порізаний вид, при цьому, коли база складового елемента сигналу V_{ce} значно більше одиниці, в формі залишкового фазового члена проявляється структура кодуєчої послідовності. Таким чином, при $V_{ce} > 1$ структуру сигналу можна визначити не тільки за формою амплітудного спектра, а й за видом залишкового фазового члена. При малих значеннях бази складового елемента сигналу закон зміни залишкового фазового члена має нерегулярний характер.

Функцію невизначеності (ФН) СНЛЧМ ФМ знайдемо, використовуючи співвідношення [8]:

$$X^{(p,q)}(\tau_3, \omega_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t) S^*(t - \tau_3) e^{j\omega_0 t} dt, \quad (11)$$

де τ_3 – затримка сигналу за часом; ω_0 – зміщення за частотою; * – символ комплексної спряженості.

Представимо затримку у вигляді

$$\tau_3 = \sum_{z=0}^{\alpha} T_z + k\tau_0 + \Theta, \quad (12)$$

де α – число, що показує на скільки ЛЧМ радіоімпульсів сигнал q затриманий щодо сигналу p ; k – число, що показує, на скільки двійкових елементів в радіоімпульс сигнал q затриманий щодо сигналу p ; Θ – затримка, величина якої задовольняє умові $0 \leq \Theta \leq \tau_0$.

Отримаємо вирази для ФН СНЛЧМ-ФМ сигналу для випадку, коли $\mu_{n+\alpha} \neq \mu_n$. При такому співвідношенні коефіцієнтів нахилу маємо

$$X_1^{(p,q)}(\tau_3, \omega_0) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} \sum_{l=a+1}^c N_{l+k}{}^q V_l^{(p)} A(C_1 + jR_1) \quad (13)$$

де
$$a = \text{entier} \left(\frac{\sum_{r=0}^n T_r + \tau_3}{\tau_0} \right), \quad c = \text{entier} \left(\frac{\sum_{r=0}^n T_r - \tau_3}{\tau_0} \right);$$

$$A = \sqrt{\frac{\pi}{\mu_n - \mu_{n+\alpha}}} \exp(j((\omega_{n+\alpha} - \omega_n) \left(\sum_{r=0}^{n-1} T_r + \sum_{z=0}^{\alpha} T_z \right) + \frac{\mu_n}{2} \left(\sum_{r=0}^{n-1} T_r + \sum_{z=0}^{\alpha} T_z \right)^2 + \omega_{n+\alpha} (k\tau_0 + \Theta) - \mu_{n+\alpha} \left(\sum_{r=0}^{n-1} T_r + \sum_{z=0}^{\alpha} T_z + k\tau_0 + \Theta \right)^2 + (\varphi_n - \varphi_{n+\alpha}) - \frac{1}{2} \left(\omega_{n+\alpha} - \omega_n - \omega_0 + (\mu_n - \mu_{n+\alpha}) \left(\sum_{r=0}^{n-1} T_r + \sum_{z=0}^{\alpha} T_z \right) - \mu_{n+\alpha} (k\tau_0 + \Theta) \right)^2) / (\mu_n - \mu_{n+\alpha});$$

$$C_i = C(x_{2i}^{(nl)}) - C(x_{2i-1}^{(nl)}); \quad R_i = S(x_{2i}^{(nl)}) - S(x_{2i-1}^{(nl)}),$$

де i – номер доданку;

$$X_{II}^{(p,q)}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} \sum_c^c V_c^{c(p)} A(G_2 + jR_2); \quad (14)$$

$$X_{III}^{(p,q)}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} V_{c+k}^{(q)} V_{c+1}^{(p)} A(G_3 + jR_3); \quad (15)$$

$$X_{IV}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} V_{c+k}^q V_{c+1}^{(p)} A(G_4 + jR_4); \quad (16)$$

$$X_V(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} V_{c+l+1}^q V_{c+1}^p A(G_5 + jR_5); \quad (17)$$

$$X_{VI}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} \sum_{l=c+2}^b V_{l-k}^{(q)} V_l^{(p)} A(G_6 + jR_6) \quad (18)$$

$$X_{VII}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} \sum_{l=c+2}^b V_{l+k+1}^q V_l^{(p)} A(G_7 + jR_7) \quad (19)$$

$$X_{VIII}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} V_{l+k+1}^q V_{b+1}^{(p)} A(G_8 + jR_8) \quad (20)$$

$$X_{IX}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} V_{l+1+1}^q V_{b+1}^p A(G_9 + jR_9) \quad (21)$$

$$X_X(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} \sum_{n=1}^{N-\alpha} V_{b+k+1}^q V_{b+1}^{(p)} A(G_{10} + jR_{10}) \quad (22)$$

$$X_{XI}(\tau_3, \omega_\partial) = S_0^{(q)} S_0^{(p)} V_1^{(q)} V_{k+1}^p A(G_{11} + jR_{11}), \quad (23)$$

де

$$X_1 = [\mu_1(l-1)\tau_3 - \omega_1] / \mu_2; \mu_1 = \mu - \mu_{n+\alpha};$$

$$\omega_1 = \left[\omega_{n+\alpha} - \omega_n - \omega_\partial + (\mu_n + \mu_{n+\alpha}) \left(\sum_{r=0}^{n-1} T_r \sum_{z=0}^{\alpha} T_z \right) - \mu_{n+\alpha} (k\tau_\partial + \Theta) \right]; \mu_n = \sqrt{\frac{2\pi}{\mu_r - \mu_{n+\alpha}}};$$

$$X_2^{(nl)} = X_3^{(nl)} = [\mu_1(l\tau_3 - \Theta) - \omega_1] / \mu_2; \quad X_4^{(nl)} = X_5^{(nl)} = (\mu_1 l \tau_3 - \omega_1) / \mu_2;$$

$$X_6^{nl} = X_7^{nl} = \left[\mu_1 \left(\sum_{r=0}^n T_r - \sum_{z=0}^{\alpha} T_z - k\tau_3 - \Theta \right) - \omega_1 \right] / \mu_2;$$

$$X_8^{(nl)} = X_9^{(nl)} = \{ \mu_1 [(c+1)\tau_3 - \Theta] - \omega_1 \} / \mu_2; \quad X_{10}^{nl} = [\mu_1(c+1)\tau_3 - \omega_1] / \mu_2;$$

$$X_{11}^{nl} = [\mu_1(l-1)\tau_3 - \omega_1] / \mu_2; \quad X_{12}^{nl} = [\mu_1(l\tau_3 - \Theta) - \omega_1] / \mu_2;$$

$$X_{13}^{nl} = X_{14}^{nl} = (\mu_1 b \tau_3 - \omega_1) / \mu_2; \quad X_{15}^{nl} = (\mu_1 b \tau_3 - \omega_1) / \mu_2;$$

$$X_{16}^{nl} = X_{17}^{nl} = \left(\mu_1 \sum_{r=0}^n T_r - \omega_1 \right) / \mu_2; \quad X_{18}^{nl} = X_{19}^{nl} = \{ \mu_1 [(b+1)\tau_3 - \Theta] - \omega_1 \} / \mu_2;$$

$$X_{20}^{nl} = [\mu_1(b+1)\tau_3 - \omega_1] / \mu_2; \quad X_{21} = \omega_1 / \mu_2; \quad X_{22} = [\mu_1(\tau_3 - \Theta) - \omega_1] / \mu_2.$$

В окремому випадку при однаковій тривалості ФМЛЧМ складних елементів, що становлять суми аперіодичних ФН рівномірних ЛЧМ – ФМ сигналів, доданки мають вигляд:

$$X_I(\tau_3, f_\partial) = \frac{S_0^2}{N^T} \sum_{m=0}^{N-1-\alpha} \sum_{s=0}^{Q-1-r} (V_{R(m+\alpha)+r+s+1}^p V_{Qm+s+1}^q \cos((\varphi_{m+\alpha} - \varphi_n) + 2\pi f_m(r\tau_3 + \Theta) - \pi k_m(r\tau_3 + \Theta)^2 + 2\pi(m+\alpha)Tf_\partial +$$

$$+2\pi(\mu_m(r\tau_3 + \Theta) + f_\delta + f_{m+d} - f_m) \cdot \left((r+s)\tau_3 + \frac{\tau_3 + \Theta}{2} \right) \cdot \frac{\sin\left(\pi(k_m(r\tau_3 + \Theta) + f_\delta + f_{m+\alpha} - f_m)(\tau_3 - \Theta)\right)}{\pi(\mu_m(\tau_3 r + \Theta) + f_\delta + f_{m+\alpha} - f_m)} \quad (24)$$

$$X_{II}(\tau, f_\delta) = \frac{S_0^2}{NT} \sum_{m=0}^{N-1-\alpha} \sum_{s=0}^{Q-r-2} (V_{Q(m+\alpha)+r+s+2}^p V_{Qm+s+1}^q \cos(\varphi_{m+\alpha} - \varphi_m) + 2\pi f_m(r\tau_3 + \Theta) - \pi\mu_m(r\tau_3 + \Theta))^2 -$$

$$-2\pi(m+\alpha)Tf_\delta + 2\pi(\mu_m(r\tau_3 + \Theta - T) + f_\delta + f_{m+\alpha} - f_m) \cdot \left((r+s+1)\tau_3 + \frac{\Theta}{2} \right) \cdot \frac{\sin\left(\pi(\mu_m(r\tau_3 + \Theta) + f_\delta + f_{m+\alpha} - f_m)\Theta\right)}{\pi(\mu_m(\tau_3 r + \Theta) + f_\delta + f_{m+\alpha} - f_m)} \quad (25)$$

$$X_{III}(\tau, f_\delta) = \frac{S_0^2}{N^T} \sum_{m=0}^{N-2-\alpha} \sum_{s=Q-r}^{Q-1} (V_{Q(m+\alpha)+r+s+1}^p V_{Qm+s+1}^q \cos((\varphi_{m+\alpha-1} - \varphi_m) + 2\pi f_m(\Theta + 2\tau - T) - \pi\mu_m(r\tau_3 + \Theta - T))^2 +$$

$$+2\pi(m+\alpha+1)Tf_\delta + 2\pi(\mu_m(r\tau_3 + \Theta - T) + f_\delta + f_{m+\alpha+1} - f_m) \cdot \left((r+s-\Theta)\tau_3 + \frac{\tau_3 + \Theta}{2} \right) \cdot \frac{\sin\left(\pi(\mu_m(r\tau_3 + \Theta - T) + f_\delta + f_{m+\alpha+1} - f_m)(\tau_3 - \Theta)\right)}{\pi(\mu_m(\tau_3 r + \Theta - T) + f_\delta + f_{m+\alpha+1} - f_m)} \quad (26)$$

$$X_{IV}(\tau, f_\delta) = \frac{S_0^2}{N^T} \sum_{m=0}^{N-2-\alpha} \sum_{s=\Theta-r-1}^{Q-1} (V_{Q(m+\alpha)+r+s+2}^p V_{Qm+s+1}^q \cos((\varphi_{m+\alpha-1} - \varphi_m) + 2\pi f_m(r\tau_3 + \Theta - T) - \pi\mu_m(r\tau_3 - \Theta - T))^2 +$$

$$+2\pi(m+\alpha+1)Tf_\delta + 2\pi(\mu_m(r\tau_3 + \Theta - T) + f_\delta - f_{m+\alpha+1} - f_m) \cdot \left((r+s+1-\Theta)\tau_3 + \frac{Q}{2} \right) \cdot \frac{\sin\left(\pi(\mu_m(r\tau_3 + \Theta - T) + f_\delta + f_{m+\alpha+1} - f_m)\Theta\right)}{\pi(\mu_m(\tau_3 r + \Theta - T) + f_\delta + f_{m+\alpha+1} - f_m)} \quad (27)$$

На наш погляд, потребують більш детальних досліджень взаємна та автокореляційна функції кореляції ФМ-ЛЧМ і СНЛЧМ-ФМ сигналів, які є відповідними зрізами функцій невизначеності зазначених сигналів. Аналіз (2) – (27) показує, що обумовлені ними амплітудні і фазові спектри можуть бути обчислені тільки з використанням комп'ютерних систем. Функції $C(x)$ і $S(x)$, які входять до виразів (2) – (27), мають слабку збіжність, тому витрати машинного часу стають практично нереалізованими навіть при невеликих значеннях N . Істотне прискорення вирішення завдань спектрального і кореляційного аналізу може бути досягнуто при використанні алгоритмів швидких перетворень в різних базисах: Фур'є, теоретико-числових перетворень, Фур'є – Винограда та ін. Аналіз отриманих з використанням (2) амплітудних спектрів складових ЛЧМ сигналів і ЛЧМ-ФМ сигналів показує, що спектр таких сигналів у порівнянні зі спектром ЛЧМ сигналів спотворюється, причому зі збільшенням різниці $T_{\max} - T_{\min}$ (де T_{\max} і T_{\min} – відповідно максимальні і мінімальні періоди ЛЧМ радіоімпульсів, що утворюють складений сигнал) збільшується пік-фактор спектральної щільності сигналу. Крім того, спектр зазначених сигналів при відношенні

$$\frac{\sum_{n=1}^N |\Delta F_n| T_n}{Q} \geq 1$$

порізаний, проте в ньому чітко помітні переходи як від одного ЛЧМ радіоімпульсу до іншого, так і переходи модулюючого двійкового сигналу (1, 1) або (1, 1). При

$$\frac{\sum_{n=1}^N |\Delta F_n| T_n}{Q} < 1$$

спектр сигналу наближається до спектру шумоподібного сигналу.

При цьому смуга частот, яку займає сигнал ($(F_{\min} - F_{\max})$, де F_{\max} і F_{\min} – відповідно максимальна і мінімальна частота ЛЧМ сигналу), розширюється. Рівень бічних складових амплітудного спектра зростає зі збільшенням числа елементів двійкової маніпулюючої послідовності. Порівняльний аналіз великого числа розрахунків показує, що, з точки зору ефективності використання смуги пропускання, бажано в якості маніпулюючих використовувати послідовності з одно- або дворівневою функцією автокореляції, тому що при маніпуляції фази СНЛЧМ сигнали є ортогональними сигналами і рівень бічних складових амплітудного

спектра на 7 – 10 % вище, ніж у разі маніпуляції того ж СНЛЧМ сигналу іншими класами сигналів. Крім того, у складових ЛЧМ и ЛЧМ-ФМ сигналів відбувається подавлення декількох частотних складових за рахунок розширення спектру частот окремих ЛЧМ, ЛЧМ-ФМ сигналів та інтерференції між ними.

Висновки

Дослідження показують, що кореляційні властивості СНЛЧМ сигналів при $f_g = 0$ практично збігаються з кореляційними властивостями ЛЧМ сигналів, однак при неузгодженості по частоті відбувається роздвоєння основного викиду ФН СНЛЧМ сигналів і зі збільшенням частоти неузгодженості швидкість роздвоєння збільшується, при цьому спостерігається незначне зменшення амплітуди основного викиду. При збільшенні значення $M_{\max} - M_{\min}$ (де M_{\max} і M_{\min} – максимальний і мінімальний коефіцієнти нахилу модуляційної характеристики ЛЧМ радіоімпульсів) спостерігається збільшення різниці амплітуд роздвоєного основного

викиду. Рівень бічних пелюсток ФН ЛЧМ-ФМ сигналів при $\frac{\sum_{n=1}^N \Delta F_n T_n}{Q} \geq 1$ порівняно з ЛЧМ

сигналами збільшується і не перевищує 14,2 дБ основного викиду в області початку координат. Таким чином, знання тонкої структури спектрів ЛЧМ, ФМ ЛЧМ, складових нерівномірних по тривалості ЛЧМ сигналів з внутрішньоімпульсною ФМ дозволяє ефективно використовувати зазначені класи сигналів в різних інформаційно-комунікаційних системах, в тому числі в системах, в яких пред'являються підвищені вимоги до скритності їх функціонування.

Список літератури:

1. *Gorbenko I.D., Zamula A.A., Semenko Ye.A.* Ensemble and correlation properties of cryptographic signals for telecommunication system and network applications // *Telecommunications and Radio Engineering*. 2016. Vol. 75, Issue 2. P. 169-178.
2. *Gorbenko I.D., Zamula A.A.* Cryptographic signals: requirements, methods of synthesis, properties, application in telecommunication systems // *Telecommunications and Radio Engineering*. 2017. Vol. 76, Issue 12. P. 1079-1100.
3. *Gorbenko I.D., Zamula A.A., Semenko A. E., Morozov V.L.* Method for synthesis of performed signals systems based on cryptographic discrete sequences of symbols // *Telecommunications and Radio Engineering*. 2017. Vol. 76, Issue 17. P. 1523-1533.
4. *Gorbenko I.D., Zamula A.A., Semenko A. E., Morozov V.L.* Method for complex improvement of characteristics of orthogonal ensembles based on multiplicative combining of signals of different classes // *Telecommunications and Radio Engineering*. 2017. Vol. 76, Issue 18. P. 1581-1594 .
5. *Gorbenko I.D., Zamula A.A., Morozov V.L.* Information security and noise immunity of telecommunication systems under conditions of various internal and external impacts // *Telecommunications and Radio Engineering*. 2017. Vol. 76, Issue 19. P. 1705-1717.
6. *Горбенко І.Д., Замула О.А.* Моделі та методи синтезу криптографічних сигналів та їх оптимізація за критерієм часової складності // *Математичне та комп'ютерне моделювання. Серія: Фізико-математичні науки : зб. наук. праць / Ін-т кібернетики імені В.М. Глушкова Національної академії наук України*. 2017. Вип. 15. 272 с.
7. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение ; пер. с англ. Москва : Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
8. *Прокис Джон.* Цифровая связь ; пер. с англ. ; под ред. Д.Д. Кловского. Москва : Радио и связь. 200с.
9. *Rohling H.* OFDM Concepts for Future Communication System. Springer – Verlage Berlin Heidelberg, 2011.
10. *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы. Теория и применение ; пер. с англ. ; под ред. В.С. Кельзона. Москва : Сов. радио, 1971. 567с.

Харківський національний
університет імені В.Н. Каразіна

Надійшла до редколегії 12.02.2018