УДК 621.391: 681.3.004 Олешко Т.І., Хорошко В.О., ЮдІн О.К.

ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ НЕБЕЗПЕЧНОГО СИГНАЛУ

Питання безпеки - важлива концепція впровадження інформаційних технологій в усі сфери життя сучасного суспільства. В першу чергу це відноситься до широкомасштабного використання обчислювальної техніки і переходу до безпаперової технології, що призводить до якісно нових можливостей несанкціонованого доступу до інформації.

Ефективність механізму захисту в значному ступені залежить від фіксації наявності та вимірювання параметрів небезпечного сигналу. Це в першу чергу відноситься до небезпечних сигналів побічного електромагнітного випромінювання і сигналів, присутніх при роботі засобів обчислювальної та оргтехніки. Наявність і рівень небезпечних сигналів контролюється при оцінці захищеності об'єкту або при визначенні ступеню радіоелектронного маскування об'єкту.

Небезпечні сигнали видобуваються шляхом прийому та аналізу їх при роботі технічних засобів передачі, обробки, зберігання та відображення інформації, і наводок що виникають у дротах, кабелях та інших токопровідних ланцюгах. При цьому небезпечним вважають сигнал, якщо він містить конфіденційну інформацію і може бути перехоплений зловмисником.

Джерелами небезпечного сигналу є елементи, вузли або токопровідні ланцюги технічного засобу зі струмами та напругами небезпечних сигналів.

Застосування спеціальної техніки, призначеної для оцінки параметрів сигналу на фоні довільних завад вимагає повного і достатньо точного знання апріорних даних про характер небезпечного сигналу і завади. Повнота апріорного знання розуміється в сенсі повноти статистичного опису, інакше кажучи, в загальному випадку необхідно знати багатовимірні щільності імовірностей небезпечного сигналу і завади, а також засіб комбінації сигналу та завади, не завжди відомої в реальних ситуаціях.

Небезпечний або корисний розвідувальний сигнал в результаті впливу на нього неадитивних завад або через недостатність апріорних відомостей практично завжди відрізняється від сигналу, що очікується і на який налагоджена спеціальна апаратура. Недостатність або, вірніше кажучи, невизначеність апріорних даних найбільш характерна за наявності штучних завад протидії або радіоелектронного маскування об'єкту.

Тому представляє інтерес конкретизація фізичного змісту оцінюваного параметру (частоти радіоімпульса з випадковою початковою фазою, частоти цього сигналу при прийомі на фоні завад і т. д.), що використовуються для обробки засобами обчислювальної техніки, вбудованої в спеціальну апаратуру, для оцінки електромагнітної обстановки в районі об'єкту, що захищається.

- Спочатку розглянемо оцінку частоти F_0 радіоімпульсу колокольної форми з випадковою початковою фазою

$$S(t, F_0, \varphi_0) = a \cdot \exp\left(-t^2 \big/ \beta_0^2\right) \cdot \cos\left[(\omega_0 - F_0) \cdot t - \varphi_0\right], \quad (1)$$

де параметр β є енергетичним при прийомі на фоні білого шуму за допомогою неоптимального приймача, опорний сигнал якого має вигляд

$$\upsilon(t, F, \varphi) = a \cdot \exp\left(-t^2 \big/ \beta^2\right) \cdot \cos\left[(\omega_0 - F) \cdot t - \varphi\right]. \qquad (2)$$

Функції сигнальні $\hat{Q}_\Delta(F_0, F), \hat{Q}_N(F_1, F_2)$ і фазові $\Phi(F_1, F_2), \Phi_\Delta(F_1, F_2)$, необхідні для визначення змішення та дисперсії оцінки параметру F, згідно з [1] дорівнюють

$$\hat{Q}_{\Delta}(F_0,F)=\frac{a_0\cdot a}{2}\cdot\sqrt{\frac{\pi\cdot\beta_0^2\cdot\beta^2}{\beta_0^2+\beta^2}}\cdot\exp\left[-\frac{(F_0-F)^2\cdot\beta_0^2\cdot\beta^2}{4\cdot(\beta_0^2+\beta^2)}\right],$$

$$\hat{Q}_N(F_1,F_2)=\frac{a^2\cdot N_0\cdot\beta}{4}\cdot\sqrt{\frac{\pi}{2}}\cdot\exp\left[-\frac{(F_1-F_2)^2\cdot\beta^2}{8}\right],$$

$$\Phi_{\Delta}(F_1,F_2)=\Phi(F_1,F_2)=0\,.$$

При цьому функція $\hat{Q}_{\Delta}(F_0,F)$ досягає максимуму при F = F_0, і цей максимум не залежить від F_0, тобто в даному випадку параметр F є неенергитичним. Тому згідно рішенню рівняння маємо

$$\left[\frac{d\,\hat{S}_{\Delta}(l)}{dl}\right]_{\hat{l}}=0,\left[\frac{d^2\,\hat{S}_{\Delta}(l)}{d\,l^2}\right]_{\hat{l}}<0,$$

де $\hat{S}_{\Delta}=\hat{Q}_{\Delta}(F_0,F)-\hat{Q}_{\Delta}(F,F_1)/2$ буде $\hat{F}=F$, тобто згідно з [1] $b_{\Delta}(l_m/l_0,\varphi_0)=\hat{l}-l_0$ оцінка частоти F – незміщена.

Дисперсія оцінки визначається згідно з [1] і дорівнює

$$D_{\Delta}(F_m/F_0,\varphi_0)=D(F_m/F_0)\cdot\left(\frac{1+k^2}{2\cdot k}\right)^2, \quad (3)$$

де $D(F_m/F_0)=4/(\beta_0^2\cdot\rho^2)$ - перше наближення дисперсії оптимальної оцінки максимальної правдоподібності [3]; $\rho^2=a_0^2\cdot\beta_0\cdot\sqrt{\pi/2}/N_0$ - відношення сигнал/завада. Параметр $k=\beta/\beta_0$, характеризує відзнаку огинаючої (ширини спектру) опорного сигналу відносно сигналу ,що приймається.

З виразу (3) видно, що мінімум дисперсії неоптимальної оцінки досягається при k=1. При цьому $\min D_{\Delta}(F_m/F_0,\varphi_0)=D(F_m/F_0,\varphi_0)$, що підтверджується експериментальними дослідженнями і наведені на рис. 1

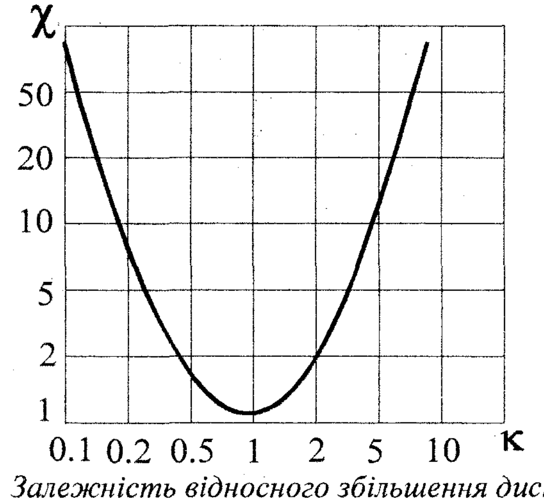

Рис. 1. Залежність відносного збільшення дисперсії оцінки частоти від відношення тривалостей сигналу, що приймається та опорного сигналу.

На рис. 1 наведена залежність відносного збільшення дисперсії неоптимальної оцінки $\chi=D_{\Delta}(F_m/F_0,\varphi_0)=D(F_m/F_0,\varphi_0)$ у порівнянні з дисперсією оптимальної оцінки максимальної правдоподібності від величини $k=\beta/\beta_0$.

Після рішення достатньо простої задачі розпочнемо рішення більш складної задачі, що часто зустрічається в реальних умовах - до обчислення першого наближення характеристики оцінки частоти F_0 сигналу (1) при прийомі на фоні стаціонарних завад з функцією кореляції виду

$$K(t_1 - t_2) = \sigma^2 \cdot \exp\left[-\alpha^2 \cdot (t_1 - t_2)^2 \cdot \cos \cdot \omega_n \cdot (t_1 - t_2)\right], (4)$$

де ω_n та α - відповідно центральна частота і величина, що характеризує ефективну смугу спектру завади.

Енергетичний спектр завади з розглядуваною кореляційною функцією має вид

$$K(\omega) = \frac{\sigma^2 \cdot \sqrt{\pi}}{\alpha} \cdot \exp\left[-\frac{(\omega - \omega_n)^2}{4 \cdot \alpha^2}\right].$$

При цьому ефективна смуга спектру завади описується виразом

$$\Delta f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) d\omega}{K(\omega_n)} = \frac{\alpha}{\sqrt{\pi}}. (5)$$

Припускаємо, що пристрій для оцінки зміщення частоти сигналу згідно з (1) синтезований в припущенні про заваду у вигляді білого шуму. То тоді, як показано в [1], оцінка параметру F_0 буде незміщеною. А обчислюючи функцію для дисперсії оцінки частоти отримаємо

$$D_\Delta(F_m/F_0, \varphi_0) = \frac{4}{\beta_0^2 \cdot q^2} \cdot \frac{\psi^2 + 2 \cdot \eta^2 + 4 \cdot \eta^4}{(1 + 2 \cdot \eta^2)^{5/2}} \cdot \exp\left[-\frac{\psi^2}{2 \cdot (1 + 2 \cdot \eta^2)}\right], (6)$$

де $q^2 = a_0^2 / 2 \cdot \sigma^2$ - відношення сигнал/завада; $\psi = \Delta\omega \cdot \beta_0$ – відносна розстройка спектру завади, де $\Delta\omega = \omega_0 - F_0 - \omega_n$; $\eta = \alpha \cdot \beta_0$ – нормована смуга частот завади.

При розширенні спектру завади, тобто $\alpha \cdot \beta_0 >> 1$, завада починає вести себе як білий шум з ефективною спектральною щільністю в смузі частот Δfn, яка дорівнює $N_{эф} = \sigma^2 / \Delta f_n = \sigma^2 \cdot \sqrt{\pi} / \alpha$. Згідно з (6) отримаємо

$$D_\Delta(F_m/F_0, \varphi_0) = 4 / (\beta_0^2 \cdot \rho_{эф}^2) (7)$$

і при цьому одержуємо, що $\alpha \to \infty$ при $N_{еф} = const$, а $\rho_{еф}^2 = a_0^2 \cdot \beta_0 \cdot \sqrt{\pi/2} / N_{еф}$ - подвоєне відношення енергії сигналу до ефективної спектральної щільності шуму. Інакше кажучи, $\rho_{еф}^2$ - це відношення сигнал/завада на виході лінійної частини оптимального приймального пристрою при заваді у вигляді білого шуму з односторонньою спектральною щільністю $N_{еф}$. Вираз (7) співпадає з аналогічними висновками, наведеними в [4], для першого наближення дисперсії оптимальної оцінки максимальної правдоподібності.

При звуженні смуги частот спектру завади ($\alpha \to 0$) приходимо до завади у вигляді квазігармонійного випадкового процесу. При цьому, очевидно, $\alpha \cdot \beta_0 << 1$ і дисперсія оцінки частоти колокольного радіоімпульсу небезпечного сигналу визначається виразом

$$D_\Delta(F_m/F_0, \varphi_0) = \frac{64 \cdot \pi^4}{\beta_0^2 \cdot q^2} \cdot \psi^2 \cdot e^{-4 \cdot \pi^3 \cdot \psi^2}. (8)$$

Цей вираз для оцінки дисперсії є правомочним, за умови, що завада - квазігармонійний шум, і справедливо її подання

$$n(t) = N(t) \cos[\omega_n \cdot t + \varphi(t)],$$

де N(t) і φ(t) – випадкові функції часу, що повільно змінюються у порівнянні з $\cos\omega_n \cdot t$.

З виразу (8) слідує, що квазігармонійна завада при великих ($\psi >> 1$) і дуже малих ($\psi << 1$) розстройках спектру завади відносно спектру сигналу практично не впливає на оцінку частоти, бо при $\psi \to \infty$ і $\psi \to 0$ дисперсія оцінки прагне до нуля. Фізично цей ефект можна пояснити наступним, що при великих розстройках спектр сигналу і завади практично не перекриваються, і тому спектр сигналу не зазнає помітних викривлень. Тоді, якщо оцінка здійснюється не по неправдивому викиду, обумовленому завадою (аномальні помилки відстуні), виявляється можливим отримати надто точну оцінку частоти небезпечного сигналу. При надто малих розстройках ($\Delta\omega \approx 0$) на вході приймального пристрою присутній вузькосмуговий радіосигнал з центральною частотою, підлягаючою оцінці, тобто при $\Delta\omega \approx 0$ надвузькосмугова завада сприяє точній оцінці частоти.

У цілому ряді прикладних задач, а в першу чергу це відноситься до радіоелектронного контролю об'єктів та протидії йому, представляє значний інтерес визначення характеристик корельованої завади, викликаючої максимальну помилку в визначенні частоти небезпечного сигналу при фіксованій потужності завади. Інакше кажучи, представляє інтерес знаходження і оцінка найбільш несприятливих умов визначення частоти, при яких дисперсія оцінки частоти максимальна. Вважаючи в (6) розстройку спектру завади відносно спектру сигналу $\Delta\omega=0$ ($\psi=0$) і максимізуя вираз по η, отримаємо, що дисперсія оцінки досягає найбільшого значення

$$\max_{\eta} D_{\Delta}\left(F_m/F_0,\varphi_0\right)= 8\Big/\left(3\cdot\sqrt{3}\cdot\beta_0^2\cdot q^2\right) \text{При}\ \eta=\alpha\cdot\beta_0\leq 1$$

Якщо ж завада є надто вузькосмугова ($\alpha\cdot\beta_0 << 1$), то максимізуя вираз (8) по ψ, визначаємо, що дисперсія оцінки максимальна при відносній розстройці $\psi=\Delta\omega\cdot\beta_0=\left(2\cdot\pi\sqrt{\pi}\right)^{-1}$. При цьому дисперсія оцінки частоти F рівна

$$\max_{\psi} D_{\Delta}\left(F_m/F_0,\varphi_0\right)\approx 20\Big/\beta_0^2\cdot q^2,$$

а коефіцієнт, що визначає величину середньоквадратичної помилки вимірювання частоти від відносних значень смуги завади η та її розстройки ψ

$$\chi=\frac{\beta_0\cdot q\cdot\sqrt{D_{\Delta}\cdot\left(F_m/F_0,\varphi_0\right)}}{2}=\left\{\frac{\psi^2+2\cdot\eta^2+4\cdot\eta^4}{\left(1+2\cdot\eta^2\right)^{5/2}}\cdot\exp\left[-\frac{\psi^2}{2\cdot\left(1+2\cdot\eta^2\right)}\right]\right\}^{1/2}. \quad (9)$$

З виразу (9) видно, що при інших рівних умовах (фіксованих потужності завади і форми небезпечного сигналу) найбільшу похибку при оцінці частоти викликають завади, спектри яких розстроєні відносно центральної частоти спектру сигналу. При цьому смуга частот спектру завади повинна бути малої у порівнянні з смугою частот спектру небезпечного сигналу.

Проведене дослідження дозволило розпочати визначення дисперсії оцінки часового положення τ_0 колокольного радіосигналу з випадковою початковою фазою і лінійним законом змінення частоти всередині його

$$S\left(t-\tau_0,\varphi_0\right)=a_0\cdot\exp\left[-\left(t-\tau_0\right)^2\Big/\beta_0^2\right]\cdot\cos\left[\omega_0\cdot t+\lambda\cdot\left(t-\tau_0\right)^2-\varphi_0\right], \quad (10)$$

Де λ - швидкість модифікації частоти всередині сигналу. Як раніш вже стверджувалось встановимо, що інтервал спостереження значно більше тривалості сигналу, завада має функцію кореляції згідно виразу (4), а для одержання оцінки тимчасового положення* використовується приймальне* влаштування*, оптимальне для прийому* сигналу на тлі* білого шуму із односторонньою спектральною щільністю.

Вираховуючи* згідно виразу (6) необхідні функції та їх похідні, знаходимо вираз для дисперсії неоптимальної оцінки тимчасового положення* сигналу з* лінійним законом модифікації частоти всередині його

$$D_{\Delta}\left(\tau_m/\tau_0,\varphi_0\right)=\frac{\beta_0^2}{q^2}\cdot\frac{2\cdot\eta^2\cdot\left(2\cdot\eta^2+k_{вс}^2\right)+\psi^2\cdot k_{вс}^2}{k_{вс}^2\cdot\left(2\cdot\eta^2+k_{вс}^2\right)^{5/2}}\cdot\exp\left[-\frac{\psi^2}{2\cdot\left(2\cdot\eta^2+k_{вс}^2\right)}\right], \quad (11)$$

де $\eta=\alpha\cdot\beta_0$ і $\psi=\Delta\omega\cdot\beta_0$ – відносні смуга частот і розстройка спектру завади; $k_{вс}=\sqrt{1+\lambda^2\cdot\beta_0^4}$ - коефіцієнт укорочення чатотно-модульованого сигналу з колокольною огинаючою; $q^2=a_0^2/\left(2\cdot\sigma^2\right)$.

При розширенні спектру завади (за умови $\sigma^2=const$) до величини, багато більшої смуги спектру небезпечного частотно-модульованого сигналу, завада з функцією кореляції згідно з (4) починає вести себе, як білий шум з ефективною спектральною щільністю в смузі частот Δf_n, рівної $N_{еф}=\sigma^2/\Delta f_n$. Вважаючи в (11) $\alpha\to\infty$ при $N_{еф}=const$, приходимо до виразу

$$\hat{Q}\left(\tau-\tau_0\right)=\rho^2\cdot\exp\left[-\frac{k_{dc}^2\cdot\left(\tau-\tau_0\right)^2}{2\cdot\beta_0^2}\right],$$

де $\rho^2=a_0^2\cdot\sqrt{2\cdot\pi}\cdot\beta_0/2\cdot N_{еф}$.

При надвузькій заваді $(\alpha\to 0)$ дисперсія оцінки часового положення розглядуваного сигналу визначається виразом

$$D_{\Delta}\left(\tau_m/\tau_0,\varphi_0\right)=\frac{\beta_0^2}{q^2}\cdot\frac{\psi^2\cdot\exp\left(-\psi^2/2\cdot k_{ук}^2\right)}{k_{ук}^5}.$$

При цьому миттєве значення досягається при $\psi=k_{вс}\cdot\sqrt{2}$. Якщо діапазон частотної девіації достатньо великий, тобто $\lambda>>1/\beta_0^2$, то вираз (11) може бути представлений у наступному вигляді

$$D_{\Delta}\left(\tau_m/\tau_0,\varphi_0\right)\approx\frac{1}{q^2\cdot\lambda^3\cdot\beta_0^4}\cdot\frac{4\cdot\eta^2+2\cdot\eta_1^2+\psi_1^2}{\left(1+2\cdot\eta_1^2\right)^{5/2}}\cdot\exp\left[-\frac{\psi_1^2}{2\cdot\left(2\cdot\eta_1^2\right)}\right], \quad (12)$$

де $\eta_1=\alpha/\lambda\cdot\beta_0$; $\psi_1=\Delta\omega/\lambda\cdot\beta_0$.

Значення коефіцієнту, що визначає величину середньоквадратичної оцінки параметру τ можна визначити за допомогою виразa

$$\chi=\left\{\frac{4\cdot\eta^4+2\cdot\eta_1^2+\psi_1^2}{\left(1+2\cdot\eta_1^2\right)^{5/2}}\cdot\exp\left[-\frac{\psi_1^2}{2\cdot\left(1+2\cdot\eta_1^2\right)}\right]\right\}^{1/2}.$$

З виразу (12) слідує, що зі збільшенням коефіцієнту укорочення частотно-модульованого сигналу вплив завади зменшується. При цьому можна показати, що найбільший вплив на точність оцінки часового положення виявляють завади, що розташовані по частоті відносно несучої частоти небезпечного сигналу приблизно на половину ширини смуги спектру корисного сигналу і мають достатньо вузький спектр порівняно зі спектром сигналу.

Якщо центральні частоти спектрів завади і сигналу співпадають $(\psi=0)$, то максимум дисперсії оцінки часового положення τ, дорівнює

$$\max_{\eta} D_{\Delta}\left(\tau_m/\tau_0,\varphi_0\right)=\frac{\beta_0^2}{q^2}\cdot\frac{2}{3\cdot\sqrt{3}\cdot k_{вс}^2},$$

досягається при $\eta=k_{вс}$ і при цьому для значень $k_{вс}>>1$ максимум буде при смузі завади $\alpha=\lambda\cdot\beta_0$.

Останнім параметром, який характеризує небезпечний сигнал об'єкту, є дисперсія неоптимальної оцінки. Знайдемо дисперсію неоптимальної оцінки флуктуюйочої *початкової фази вузькосмугового сигналу.*

Припустимо, що на вхід приймального пристрою, описаного виразом

$$x[t, l_0(t)] = s[t, l_0(t)] + n(t),\ 0 \le t \le T,$$

де $s[t, l_0(t)]$ - небезпечний сигнал, що залежить від реалізації деякого флуктуюйочого параметру $l_0(t)$; $n(t)$ – білий шум з односторонньою спектральною щільністю N_0, спільно з адитивним білим шумом на протязі часу T надходить сигнал

$$s[t, \varphi_0(t)] = a_0 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \varphi_0(t)]$$

з флуктуюйочою початковою фазою $\varphi_0(t)$, значення якої в момент часу T необхідно оцінити. При цьому будемо вважати, що $\varphi(t)$ – стаціонарний процес, що одержується в результаті впливу білого шуму на інтегруючий RC-ланцюг з постійною часу $\tau_\varphi = RC = 1/\gamma$. Згідно з [5] в якості вагового множника береться функція $h(T - t) = exp[-\gamma\ (T - t)]$, $0 < t < T$. Тоді, обчислюючи дисперсію оцінки флуктуюйочої початкової фази згідно з [5], одержуємо

$$D[\varphi_m/\varphi_0(T)] = \frac{1}{B_\tau} \cdot \frac{1 + e^{-\gamma \cdot T}}{1 - e^{-\gamma \cdot T}},$$

де $B_\tau = a_0^2/(N_0 \cdot \gamma) = a_0^2 \cdot \tau_\varphi / N_0$ - відношення сигнал/завада (подвоєне відношення енергії небезпечного сигналу за час кореляції оцінюваної фази до спектральної щільності шуму); τ - час кореляції фази.

В стаціонарному режимі ($\gamma \cdot T >> 1$) дисперсія оцінки флуктуюйочої початкової фази визначається співвідношенням

$$D[\varphi_m/\varphi_0(T)] = \frac{1}{B_\tau}$$

тобто співпадає з першим наближенням дисперсії оптимальної оцінки максимальної правдоподібності постійної початкової фази згідно з [6]

$$D[\varphi_m/\varphi_0(T)] = \frac{1}{\rho^2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\rho^2}\right)$$

при тривалості корисного сигналу, що дорівнює часу кореляції τ_φ.

Отримані результати дозволяють з заданим ступенем точності оцінювати захищеність і маскувальні характеристики об'єктів, а також оцінювати параметри небезпечного сигналу об'єкту при атаці на нього.

Список літератури

1. Куллдорф Г. Введение в теорию оценивания. – М.: Наука, 1986 – 286с.
2. Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. – К.: Техніка, 1975 – 768с.
3. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигналов. – М.: Сов. радио, 1970 – 298с.
4. Закс Ш. Теория статистических выводов. – М.: Мир, 1975 – 232с.
5. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. – М.: Сов. радио, 1975 – 520с.
6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966 – 160с.

Надійшла 29.11.2000 р.