

УДК 621.396.984.2

Т.В. Дорошенко

Харківський національний університет радіоелектроніки

## ОЦІНКА ІНТЕРМОДУЛЯЦІЙНИХ ПЕРЕКРУЧУВАНЬ ВИПАДКОВИХ СИГНАЛІВ

Наведена методика оцінки інтермодуляційних перекручувань випадкових сигналів, яка дозволяє визначити припустимий рівень потужності завади, що не призведе до зниження рівня ОСПШ нижче нормативного.

*інтермодуляційні перекручування, випадкові сигнали*

### Вступ

Інтермодуляційні перекручування випадкових сигналів у нелінійних пристроях виявляються в розширенні спектрів цих сигналів. При наявності інших сигналів з'являються додаткові спектральні складові. Інтермодуляційні перекручування можуть істотно погіршити умови виявлення і виміру параметрів корисних сигналів.

Кількісні теоретичні оцінки інтермодуляційних перекручувань у реальних пристроях з «слабкими» нелінійностями (наприклад, у підсилювачах) дуже ненадійні, оскільки їх амплітудні характеристики звичайно важко представити з достатньою точністю і простотою в аналітичній формі.

Експериментальна оцінка перекручувань з використанням сигналів, що імітують реальні сигнали, також здебільшого неможлива через труднощі формування спектрів, що імітують, з каліброваним перепадом спектральних щільностей більш 100 дБ.

У зв'язку з цим виникає необхідність оцінки «слабкої» нелінійності за непрямыми ознаками. Такими ознаками, зокрема, є рівні виникаючих на виході нелінійних пристроїв додаткових гармонійних складових при подачі на їх вхід монохроматичних сигналів. У роботі [1] дано загальне рішення цієї задачі й описана методика, що дозволяє обчислити перекручування енергетичного спектра вхідного випадкового сигналу як широкопasmового, так і вузькосmового по обмірюваних рівнях вихідних гармонік синусоїдального сигналу або його функції, що модулює. Однак практичне застосування запропонованої методики досить складно, а використовуваний у [1] для оцінки нелінійних перекручувань коефіцієнт розширення енергетичного спектра не завжди зручний, оскільки є занадто загальною інтегральною характеристикою.

Інтерес представляють інтермодуляційні перекручування в пристрої, амплітудна характеристика якого подібна характеристикі згладженого обмежника. В якості інтермодуляційних перекручувань використовується зміна відносини спектральної щільності сигналу до спектральної щільності шуму і

завади на середній частоті сигналу і рівень найбільшою комбінаційною складовою, викликаною взаємодією сигналу і завади.

### 1. Спектр, сигнал, завади, і шуму на вході нелінійного елемента

Амплітудна характеристика нелінійного пристрою, описана за допомогою інтеграла імовірності  $\Phi(x)$  [2], має такий вигляд:

$$g(u) = g_0 \Phi\left(\frac{u}{u_0}\right) = g_0 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\frac{u}{u_0}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (1)$$

де  $g_0$  – максимальна напруга на виході обмежника;  $u_0$  – напруга на вході, при якому вихідна напруга дорівнює  $0,68 g_0$ .

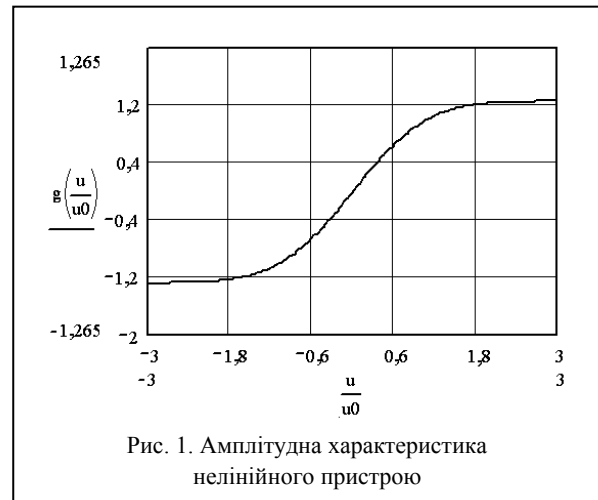


Рис. 1. Амплітудна характеристика нелінійного пристрою

Характеристика нелінійного пристрою показана на рис. 1. Як і реальні характеристики, характеристика  $g(u)$  лінійна при малих сигналах. Допустимо, що на вході нелінійного елемента мається вузькосmовий сигнал зі спектром  $S_c(\omega)$ , вузькосmовова завада зі спектром  $S_n(\omega)$  і широкопasmовий шум зі спектром  $S_{ш}(\omega)$  [1]:

$$S_c(\omega) = \frac{\rho_c}{\Delta\omega_c} e^{-\pi\left(\frac{\omega-\omega_c}{\Delta\omega_c}\right)^2};$$

$$S_n(\omega) = \frac{\rho_n}{\Delta\omega_n} e^{-\pi\left(\frac{\omega-\omega_n}{\Delta\omega_n}\right)^2}; \quad (2)$$

$$S_{ш}(\omega) = \frac{\rho_{ш}}{\Delta\omega_{ш}} \varphi_{ш}(\omega - \omega_{ш});$$

$$\varphi_{ш}(\omega - \omega_{ш}) = \begin{cases} 1 & \text{при } |\omega - \omega_{ш}| \leq \frac{\Delta\omega_{ш}}{2}; \\ 0 & \text{при } |\omega - \omega_{ш}| > \frac{\Delta\omega_{ш}}{2}, \end{cases}$$

де  $\rho_c, \rho_n, \rho_{ш}$  – потужність сигналу, завади і шуму;  $\Delta\omega_c, \Delta\omega_n, \Delta\omega_{ш}$  – ефективна ширина спектра сигналу, завади і шуму;  $\omega_c, \omega_n, \omega_{ш}$  – середні частоти спектра сигналу.

Припустимо також, що

$$\rho_n \gg \rho_c; \rho_n \gg \rho_{ш}; \Delta\omega_c \leq \Delta\omega_n \ll \Delta\omega_{ш}; \quad (3)$$

$$\frac{\Delta\omega_c}{\omega_c} \ll 1; \frac{\Delta\omega_n}{\omega_n} \ll 1; \frac{\Delta\omega_{ш}}{\omega_{ш}} \ll 1$$

і що частоти  $\omega_c, \omega_n, \omega_{ш}$  незначно відрізняються друг від друга, причому ця різниця значно менше  $\Delta\omega_{ш}$ .

Кореляційні функції сигналу, завади і шуму мають вигляд, що описаний у [2]:

$$L_c(\tau) = \rho_c R_c(\tau) = \rho_c e^{-\frac{\Delta\omega_c^2 \tau^2}{4\pi}} \cos \omega_c \tau;$$

$$L_n(\tau) = \rho_n R_n(\tau) = \rho_n e^{-\frac{\Delta\omega_n^2 \tau^2}{4\pi}} \cos \omega_n \tau; \quad (4)$$

$$L_{ш}(\tau) = \rho_{ш} R_{ш}(\tau) = \rho_{ш} \frac{\sin \frac{\Delta\omega_{ш} \tau}{2}}{\frac{\Delta\omega_{ш} \tau}{2}} \cos \omega_{ш} \tau,$$

де  $R_c(\tau), R_n(\tau), R_{ш}(\tau)$  – відповідні коефіцієнти кореляції.

Кореляційна функція на виході нелінійного елемента [2]:

$$L_{вих}(\tau) = \frac{2g_0^2}{\pi} \arcsin \frac{R_0(\tau)}{1+b^2}, \quad (5)$$

де

$$R_0(\tau) = a_c R_c(\tau) + a_n R_n(\tau) + a_{ш} R_{ш}(\tau) \quad (6)$$

коефіцієнт кореляції сумарного процесу (сигнал + завада + шум) на вході нелінійного елемента;

$$a_c = \frac{\rho_c}{\rho}; a_n = \frac{\rho_n}{\rho}; a_{ш} = \frac{\rho_{ш}}{\rho}; \quad (7)$$

$$b^2 = \frac{u_0^2}{\rho}; \rho = \rho_c + \rho_n + \rho_{ш}; a_c + a_n + a_{ш} = 1. \quad (8)$$

Величина  $b$  характеризує ступінь обмеження

вхідного сигналу. При  $b \rightarrow 0$  ( $\rho \gg u_0^2$ ) настає ідеальне обмеження. Зі збільшенням  $b$  обмеження зменшується і при  $b \rightarrow \infty$  ( $\rho \ll u_0^2$ ) нелінійний елемент можна розглядати як лінійний пристрій.

Поряд з  $b$  в подальшому буде використовуватися позначення

$$h = \frac{1}{1+b^2} = \frac{\rho}{\rho + u_0^2}. \quad (9)$$

При  $h = 0$  обмеження відсутнє, при  $h = 1$  – ідеальне обмеження.

## 2х Спектр, на в, ході нелінійного елемента

Для визначення спектра на виході нелінійного елемента необхідно функцію (5) розкласти в ряд за ступенями  $R_0(\tau)$  [2]:

$$\arcsin h R_0(\tau) = h R_0(\tau) + \sum_{n=1}^{\infty} b_{2n+1} h^{2n+1} R_0^{2n+1}(\tau), \quad (10)$$

де  $b_{2n+1} = \frac{[(2n-1)!!]^2}{(2n+1)!} = \frac{1}{2n+1} \cdot \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!}$ , і скористатися перетворенням Фур'є

$$S_{вих}(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} L_{вих}(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (11)$$

Не зупиняючи на проміжних викладеннях, спектр  $S_{вих}(\omega)$  в області частот  $\omega_c, \omega_n, \omega_{ш}$  (передбачається, що спектральні складові, розташовані поблизу частот  $\omega_c, \omega_n, \omega_{ш}$  не проходять через фільтр, який знаходиться після обмежника, і тому можуть бути опущені) [2]:

$$S_{вих}(\omega) = S_{с.в.}(\omega) + S_{п.в.}(\omega) + S_{ш.в.}(\omega) + S_{с.и.}(\omega) + S_{п.и.}(\omega) + S_{ш.и.}(\omega) + S_{с.п.}(\omega) + S_{ш.п.}(\omega) + S_{с.ш.}(\omega), \quad (12)$$

де  $S_{с.в.}(\omega), S_{п.в.}(\omega), S_{ш.в.}(\omega)$  – спектри сигналу, завади і шуму, що пройшли через нелінійний елемент без перекручування;

$S_{с.и.}(\omega), S_{п.и.}(\omega), S_{ш.и.}(\omega)$  – інтермодуляційні спектри сигналу, завади і шуму;

$S_{с.п.}(\omega), S_{ш.п.}(\omega), S_{с.ш.}(\omega)$  – комбінаційні спектри сигнал – завада, шум – завада і сигнал – шум.

Усі спектри, необхідні для подальших розрахунків, можуть бути обчислені за наступними формулами [2]:

$$S_{с.в.}(\omega) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_c h}{\Delta\omega_c} e^{-\pi\left(\frac{\omega-\omega_c}{\Delta\omega_c}\right)^2}; \quad (13)$$

$$S_{п.в.}(\omega) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_n h}{\Delta\omega_n} e^{-\pi\left(\frac{\omega-\omega_n}{\Delta\omega_n}\right)^2}; \quad (14)$$

$$S_{ш.в.}(\omega) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_{ш} h}{\Delta\omega_{ш}} \varphi_{ш}(\omega - \omega_{ш}); \quad (15)$$

$$S_{п.и.}(\omega) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_{п} h}{\Delta\omega_{п}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n+1} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 (a_{п} h)^{2n} e^{-\frac{\pi(\omega-\omega_{п})^2}{(2n+1)\Delta\omega_{п}^2}}; \quad (16)$$

$$S_{с.п.}(\omega) = S_{с.п.}^I(\omega) + S_{с.п.}^{II}(\omega) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_{с} h}{\Delta\omega_{п}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(a_{п} h)^{2n}}{\sqrt{2n+\mu^2}} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 e^{-\frac{\pi(\omega-\omega_{с})^2}{(2n+\mu^2)\Delta\omega_{п}^2}} + \frac{n}{n+1} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 e^{-\frac{\pi(\omega-(2\omega_{п}-\omega_{с}))^2}{(2n+\mu^2)\Delta\omega_{п}^2}}; \quad (17)$$

$$S_{ш.п.}(\omega) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_{ш} h}{\Delta\omega_{ш}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(a_{п} h)^{2n}}{2} \times \left\{ \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 \left[ \Phi \left( \sqrt{\frac{\pi}{n}} \frac{\omega - \omega_{ш} + \frac{\Delta\omega_{ш}}{2}}{\Delta\omega_{п}} \right) - \Phi \left( \sqrt{\frac{\pi}{n}} \frac{\omega - \omega_{ш} - \frac{\Delta\omega_{ш}}{2}}{\Delta\omega_{п}} \right) \right] + \right. \\ \left. + \frac{n}{n+1} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 \left[ \Phi \left( \sqrt{\frac{\pi}{n}} \frac{\omega - (2\omega_{п} - \omega_{ш} + \frac{\Delta\omega_{ш}}{2})}{\Delta\omega_{п}} \right) - \Phi \left( \sqrt{\frac{\pi}{n}} \frac{\omega - (2\omega_{п} - \omega_{ш} - \frac{\Delta\omega_{ш}}{2})}{\Delta\omega_{п}} \right) \right] \right\}, \quad (18)$$

де 
$$\mu = \frac{\Delta\omega_{с}}{\Delta\omega_{п}}. \quad (19)$$

Інтермодуляційні спектри сигналу  $S_{с.и.}(\omega)$  і шуму  $S_{с.и.}(\omega)$  і комбінаційний спектр сигнал/шум  $S_{с.ш.}(\omega)$  опущені внаслідок малості (усі їх складові пропорційні ступеням  $a_{с}$  і  $a_{ш}$  більш високим, чим перша).

Порівняння виразів (13) – (15) з (2) показує, що спектри  $S_{с.в.}(\omega)$ ,  $S_{п.в.}(\omega)$  і  $S_{ш.в.}(\omega)$  повторюють за формою вхідні спектри і відрізняються від них тільки коефіцієнтом передачі  $g_0^2/\rho + u_0^2$ . Інші доданки визначають розширення вхідних спектрів сигналу, завади і шуму й обумовлюють появу комбінаційних складових.

На рис. 2 приведені графіки залежності

$$S_{п}(\omega, r) = \frac{\pi\Delta\omega_{п}}{2g_0^2 r} [S_{п.в.}(\omega) + S_{п.и.}(\omega)] = \\ = e^{-\pi v^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n+1} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 r^{2n} e^{-\frac{\pi v^2}{2n+1}}, \quad (22)$$

де

$$Q_1(v, r) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n+1} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 r^{2n} e^{-\frac{\pi v^2}{2n+1}};$$

$$v = \frac{\omega - \omega_{п}}{\Delta\omega_{п}}; \quad r = a_{п} h = \frac{a_{п}}{1 + b^2}$$

при різних значеннях  $r$ . Якщо, згідно (3),  $a_{п} \cong 1$ , то

$$r \approx h = \frac{1}{1 + b^2}.$$

На рис. 2, крім значень  $r$ , у дужках зазначені

значення  $b$ , обчислені в припущенні, що  $a_{п} \approx 1$ . Приведена тільки одна галузь залежності при  $v > 0$ ; інша галузь при  $v < 0$  є її дзеркальним відображенням. Аналогічні криві для інших значень  $r$  приведені в роботі [3].

Спектри  $S_{с.п.}(\omega)$  й  $S_{ш.п.}(\omega)$  обумовлені взаємодією сигналу з завадою та шуму з завадою. У виразах (17) і (18) приведені тільки основні члени відповідних рядів, що містять  $a_{с}$  і  $a_{ш}$  в першому ступені, оскільки при  $\rho_{с} \ll \rho_{п}$  й  $\rho_{ш} \ll \rho_{п}$  інших членах можна зневажити.

Спектр  $S_{с.п.}(\omega)$  має дві чітко виражені спектральні області: одна з них  $S_{с.п.}^I(\omega)$  розташована на частоті сигналу і збільшує його спектральну щільність, інша  $S_{с.п.}^{II}(\omega)$  – «дзеркальна» щодо спектра завади.

Різниці функцій  $\Phi(x)$  у (18) дорівнюють двом одиницям скрізь, де спектр  $\varphi_{ш} \neq 0$ , і тільки на краях мають спади довжиною  $\sqrt{n}\Delta\omega_{п}$ , які у силу умови  $\Delta\omega_{п} \ll \Delta\omega_{ш}$  відносно малі.

### Зв'язування, гнал/завада+шум на в, ході обмеж, ка я

На основі виразів (12) – (18) можна визначити погіршення відносини спектральної щільності сигнальних складових до спектральної щільності шуму і завади на виході нелінійного елемента  $q_{вх}$  в порівнянні з аналогічним відношенням на його вході  $q_{вх}$ . Відношення спектральної щільності сигналу до спектральної щільності шуму і завади на частоті сигналу  $\omega_{с}$  на вході нелінійного елемента

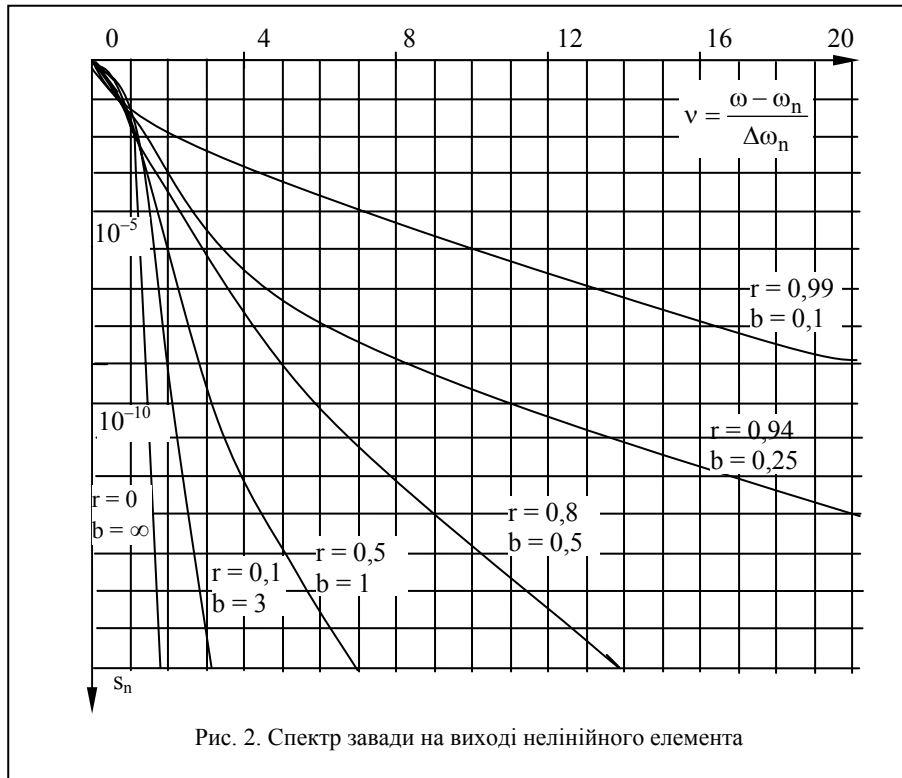


Рис. 2. Спектр завади на виході нелінійного елемента

$$q_{\text{вх}} = \frac{S_c(\omega_c)}{S_{\Pi}(\omega_c) + S_{\text{ш}}(\omega_c)}$$

Надалі будемо вважати, що  $|\omega_c - \omega_{\Pi}| \gg \Delta\omega_{\Pi}$ , завдяки чому  $S_{\Pi}(\omega_c) \ll S_{\text{ш}}(\omega_c)$ . Тоді, як випливає з (2),

$$q_{\text{вх}} = \frac{\rho_c}{\rho_{\text{ш}}} \cdot \frac{\Delta\omega_{\text{ш}}}{\Delta\omega_c} \quad (23)$$

На виході нелінійного елемента, зневажаючи спектрами  $S_{\text{с.н.}}(\omega)$  і  $S_{\text{с.ш.}}(\omega)$ , а також (у силу умови  $|\omega_c - \omega_{\Pi}| \gg \Delta\omega_{\Pi}$ ) складової  $S_{\text{п.в.}}(\omega_c)$ ,  $q_{\text{вих}}$  прийме вид

$$q_{\text{вих}} = \frac{S_{\text{с.в.}}(\omega_c) + S_{\text{с.п.}}(\omega_c)}{S_{\text{п.н.}}(\omega_c) + S_{\text{ш.в.}}(\omega_c) + S_{\text{ш.п.}}(\omega_c)} \quad (24)$$

Використовуючи вирази (15) і (18) з обліком того, що при  $\omega = \omega_c$   $\varphi_{\text{ш}}(\omega_c - \omega_{\text{ш}}) = 1$  і різниці функцій  $\Phi(x)$  в формулі (18) звертаються в два, дозволило одержати наступний вираз:

$$S_{\text{ш.в.}}(\omega_c) + S_{\text{ш.п.}}(\omega_c) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_{\text{ш}} h}{\Delta\omega_{\text{ш}}} \times \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{\text{п}} h)^{2n} \frac{2n+1}{n+1} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 \right\} = \frac{8}{\pi^2} g_0^2 \frac{a_{\text{ш}} h}{\Delta\omega_{\text{ш}}} D(h) \quad (25)$$

Можна також обчислити спектральну щільність  $S_{\text{с.п.}}(\omega_c)$ :

$$S_{\text{ш.в.}}(\omega_c) + S_{\text{ш.п.}}(\omega_c) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_{\text{ш}} h}{\Delta\omega_{\text{ш}}} \times$$

$$\times \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{\text{п}} h)^{2n} \frac{2n+1}{n+1} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 \right\} = \frac{8}{\pi^2} g_0^2 \frac{a_{\text{ш}} h}{\Delta\omega_{\text{ш}}} D(h) \quad (25)$$

Можна також обчислити спектральну щільність  $S_{\text{с.п.}}(\omega_c)$ :

$$S_{\text{с.п.}}(\omega_c) \approx S_{\text{с.п.}}^I(\omega_c) = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_c h}{\Delta\omega_{\Pi}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(a_{\text{п}} h)^{2n}}{\sqrt{2n+\mu^2}} \left[ \frac{(2n-1)!!}{(2n)!!} \right]^2 = \frac{2}{\pi} g_0^2 \frac{a_c h}{\Delta\omega_{\Pi}} \rho^I(h) \quad (26)$$

(при  $\omega = \omega_c$  доданком  $S_{\text{с.п.}}^{\text{II}}(\omega)$  можна зневажити).

Підставляючи (22), (25) і (26) у (24), використовуючи (23) і припускаючи (що, утім, не обов'язково)  $a_{\text{п}} = 1$ , одержуємо

$$q_{\text{вих}} = q_{\text{вх}} \frac{1 + \mu P^I(h)}{\frac{4}{\pi} D(h) + I_{\text{п.ш.}} Q_1\left(\frac{\omega_c - \omega_{\Pi}}{\Delta\omega_{\Pi}}, h\right)} \quad (27)$$

де  $I_{\text{п.ш.}} = \frac{\rho_{\text{п.}}}{\rho_{\text{ш}}} \cdot \frac{\Delta\omega_{\text{ш}}}{\Delta\omega_{\Pi}}$  – максимальна спектральна щільність завади, нормована щодо спектральної щільності шуму.

При не дуже великих значеннях  $h$ , що становлять найбільший інтерес, при обчисленні функцій  $4/\pi D(h)$  і  $P^I(h)$  досить обмежитися двома – трьома членами рядів (25), (26):

$$\frac{4}{\pi}D(h) = 1 + \frac{3}{8}h^2 + \frac{15}{64}h^4; P^I(h) = \frac{h^2}{4\sqrt{2+\mu^2}} + \frac{9h^4}{64\sqrt{4+\mu^2}}$$

Відношення  $N = \frac{Q_{\text{вих}}}{Q_{\text{вх}}} < 1$  характеризує ступінь

нелінійних перекручувань з погляду погіршення відносини сигнал/завада + шум на частоті

$$\nu_c = \frac{\omega_c - \omega_{\text{п}}}{\Delta\omega_{\text{п}}}$$

ційна складова (другий доданок у знаменнику формули (27)) не робила істотного впливу на величину  $Q_{\text{вих}}$ , повинна виконуватися умова

$$Q_I(\nu_c, h) \ll \frac{4}{\pi}D(h)I_{\text{п.ш.}}^{-1} \approx I_{\text{п.ш.}}^{-1}$$

Розглядати спектральну складову  $S_{\text{с.п.}}^I(\omega_c)$  у (24) як корисну не завжди припустимо, тому що спектр  $S_{\text{с.п.}}^I(\omega)$  значно відрізняється від спектра сигналу минулого через нелінійний елемент  $S_{\text{с.в.}}(\omega)$  і не завжди його використання ефективно для виявлення мети або виміру її параметрів. Якщо другим доданком чисельнику (24) зневажити, то

$$Q_{\text{вих}} = \frac{Q_{\text{вх}}}{\frac{4}{\pi}D(h) + I_{\text{п.ш.}}Q_I\left(\frac{\omega_c - \omega_{\text{п}}}{\Delta\omega_{\text{п}}}, h\right)} \quad (28)$$

Для того, щоб визначити відхилення відносини сигнал/завада + шум на частоті корисного сигналу, необхідно досліджувати реальну ситуацію. Нехай на вхід нелінійного елемента надходять: корисний сигнал – середня частота спектра якого складає  $w_c = 2,485$  ГГц, ефективна ширина спектра сигналу  $w_c = w_{c2} - w_{c1} = 2,483 - 2,400 = 0,083$  ГГц; завада і шум, середні частоти спектра яких складають  $w_{\text{п}} = 1,5$  ГГц,  $w_{\text{ш}} = 0,068$  ГГц, а їх ефективна ширина спектра  $w_{\text{п}} = w_{\text{п2}} - w_{\text{п1}} = 1568 - 1485 = 0,083$  ГГц і  $w_{\text{ш}} = w_{\text{ш2}} - w_{\text{ш1}} = 3,000 - 2,400 = 0,6$  ГГц відповідно. Потужність сигналу, що надходить, складає 0,01 Вт, шуму 0,000095 Вт, а рівень завади змінюється в межах від 0,0001 В до 0,01 В.

Підставляючи ці дані в розрахункові формули можна побудувати графік залежності погіршення відносини сигнал/завада + шум від потужності завади, що впливає.

На рис. 3 представлені залежності погіршення відносини сигнал/завада + шум для двох випадків. У першому випадку як параметри сигналу завади були узяті кількісні показники, зазначені вище (пряма лінія), у другому випадку (пунктирна лінія) середня частота спектра завади складала  $w_{\text{п}} = 1,550$  Гц, а ефективна ширина спектра  $w_{\text{п}} = w_{\text{п2}} - w_{\text{п1}} = 1,700 - 1,500 = 0,2$  Гц. Потужність корисного сигналу складає 0,01 Вт, потужність завади змінюється від 0,0001 до 0,01 Вт, а потужність шуму скла-

ла 0,00009 Вт.

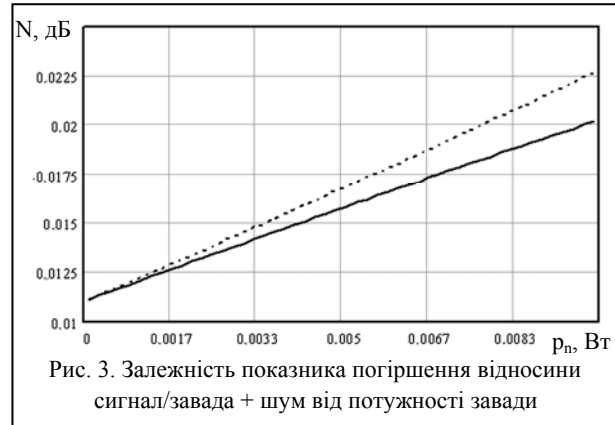


Рис. 3. Залежність показника погіршення відносини сигнал/завада + шум від потужності завади

З графіка випливає, що зі збільшенням потужності завади величина показника погіршення відносини сигнал/завада + шум ( $N$ ) збільшується. Наприклад, при мінімальній потужності шуму, рівній 0,0001 Вт ОСПШ на вході нелінійного елемента складало 12,33 дБ, а обчислений показник погіршення ОСПШ 0,011 дБ, таким чином ОСПШ на виході нелінійного елемента буде дорівнює 12,319 дБ, отже, даний рівень завади є припустимим і не приводить до зниження рівня ОСПШ нижче нормативного. Якщо ж потужність завади складає 0,000165 Вт, то ОСПШ на вході нелінійного елемента складає 12 дБ, у цьому випадку  $N = 0,013$  дБ і ОСПШ на виході нелінійного елемента складе 11,987 дБ, звідси випливає, що даний рівень нижче нормативного.

## В, сновока

Таким чином, наведена методика дозволяє визначити припустимий рівень потужності завади, що не призведе до зниження рівня ОСПШ нижче нормативного.

## Сп, сокяі2ера23р, я

1. Шехтман Б.Ш. Расчет искажения случайного процесса при слабом нелинейном преобразовании по искажениям спектра гармонического сигнала // Вопросы радиоэлектроники. Серия "Общетеchnическая". – 1976. – Вып. 1. – С. 38-45.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1966. – 656 с.
3. Фельдман Ю.И. Приближенное вычисление сложных спектров на выходе нелинейных устройств // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Общетеchnическая». – 1980. – Вып. 3. – С. 66-75.
4. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. – М.: Наука, 1964. – 344 с.
5. Фельдман Ю. И. Приближенное вычисление спектров при некоторых видах детектирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Общетеchnическая». – 1975. – Вып. 4. – С. 53-64.

Надійшла до редколегії 9.08.2006

**Рецензент:** канд. техн. наук, доцент Ю.Ю. Коляденко,  
Харківський національний університет радіоелектроніки,  
Харків. **Я**