

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 $0,68 g_0$.

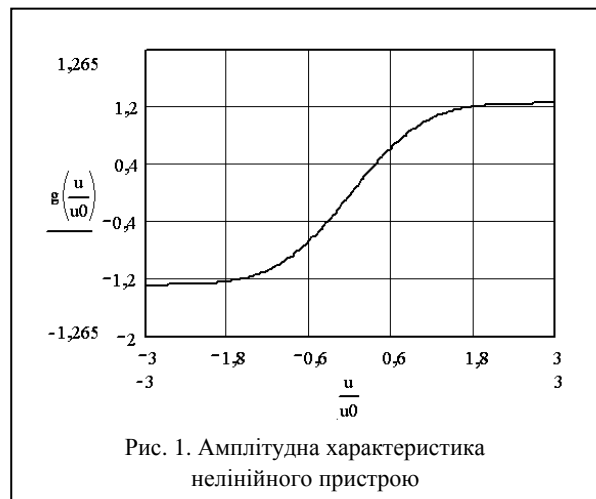


Рис. 1. Амплітудна характеристика нелінійного пристрою

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]:

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

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

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

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

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

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

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

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_c 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_c і $a_{ш}$ в першому ступені, оскільки при $\rho_c \ll \rho_{п}$ 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 $\Phi_{ш} \neq 0$, 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 ω_c на вході нелінійного елемента

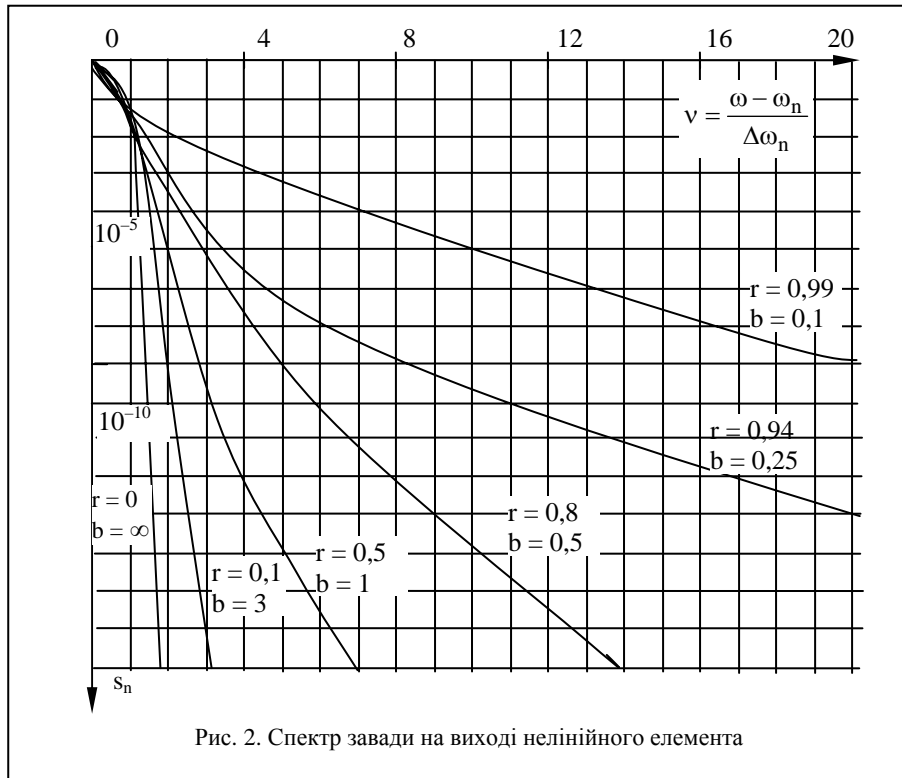


Рис. 2. Спектр завади на виході нелінійного елемента

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

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

$$Q_1(\nu_c, h) \ll \frac{4}{\pi}D(h)I_{\text{п.ш.}}^{-1} \approx I_{\text{п.ш.}}^{-1}$$

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

$$Q_{\text{вих}} = \frac{Q_{\text{вх}}}{\frac{4}{\pi}D(h) + I_{\text{п.ш.}}Q_1\left(\frac{\omega_c - \omega_{\text{п}}}{\Delta\omega_{\text{п}}}, h\right)} \quad (28)$$

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.

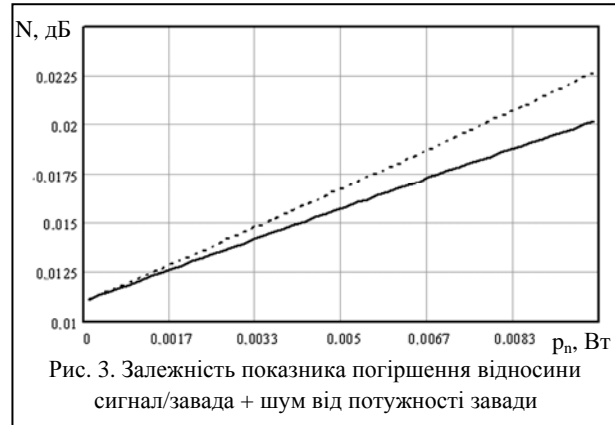


Рис. 3. Залежність показника погіршення відносини сигнал/завада + шум від потужності завади

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**