

УДК 621.391.7

Муранов А.С.

МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ ПОКАЗНИКА ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРИЙМАЧА СИГНАЛІВ ІЗ КОМБІНОВАНИМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦІЇ

Інститут інформаційно-діагностичних систем
Національного авіаційного університету

Розглянуто методику визначення показника завадостійкості приймача сигналів із комбінованими видами модуляції. В якості показника завадостійкості обрана ймовірність помилкового приймання біту інформації. Отримано математичні вирази для обчислення завадостійкості з урахуванням впливу амплітудно та фазочастотних характеристик середовища передавання сигналів. Ці вирази можуть використовуватися для аналітичного моделювання каналів сучасних телекомунікаційних мереж

Вступ

У багатьох прикладних задачах із моделювання каналів зв'язку сучасних телекомунікаційних мереж необхідно оперувати з параметрами завадостійкості обладнання, що використовується на приймальній стороні каналу. Пропонується наступна п'ятиетапна методика визначення показника завадостійкості p , яка враховує вплив амплітудно та фазочастотних (АЧХ і ФЧХ) гілок безперервного аналогового каналу зв'язку (БК) на завадостійкість приймача сигналів. В якості показника завадостійкості обрана ймовірність помилкового приймання біту інформації.

Перший етап

Кожний із субканалів приймальної частини системи разом із БК представляється у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних (БК і i -й субканальний фільтр) і одного безінерційного нелінійного (детектор D_i) перетворювачів із звісними операторами перетворення. Так, модуль і фаза комплексного коефіцієнту передачі БК визначаються наступними виразами:

$$|K(j\omega)| = \begin{cases} 1 & \text{при } \omega_n \leq \omega \leq \omega_s; \\ 0 & \text{при } \omega < \omega_n, \omega > \omega_s. \end{cases} \quad (1)$$

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} \gamma d_\varphi(\omega - \omega_0) - \beta_\varphi \cdot \sin P_\varphi(\omega - \omega_0) & \text{при } \omega_n \leq \omega \leq \omega_s; \\ \text{довільна функція} & \\ 0 & \text{при } \omega < \omega_n, \omega > \omega_s, \end{cases}$$

де ω_0 – середня кругова частота каналу зв'язку;

d_φ – тангенс кута нахилу лінійної частини ФЧХ до вісі частот;

β_φ – амплітуда відхилення ФЧХ від лінійної частини $|b_\varphi \leq 0,5|$;

P_φ – кругова частота цього відхилення $[P_\varphi = 2\pi k_\varphi / (\omega_s - \omega_n)]$;

k_φ – кількість періодів коливань ФЧХ у межах смуги каналу;

ω_n, ω_s – відповідно нижня і верхня граничні частоти смуги пропускання БК.

Субканальні фільтри приймача рахуються оптимальними для неспотворених сигналів наступного виду:

$$X_{j,l}^{(k)}(t) = A_j \sin[2\pi f_k t + \psi_l], \quad t \in [0, \tau], \quad (2)$$

де $X_{j,l}^{(k)}(t)$ – послілка на виході передавальної частини обладнання каналу, що розташована на k -ій частотній позиції сигналу;

A_j – j -та амплітудна позиція сигналу, $j \in [0, m_a - 1]$;

f_k – k -та частотна позиція сигналу, $k \in [0, m_f - 1]$;

ψ_l – l -та фазова позиція сигналу, $l \in [0, m_\varphi - 1]$;

m_a, m_f, m_φ – відповідно кількість амплітудних, частотних і фазових позицій сигналу.

Тому імпульсна реакція i -го субканалного фільтра є дзеркальним відбиттям форми переданого сигналу [1]:

$$q^{(i)}(x) = x^{(i)}(\tau - x), \quad 0 \leq t \leq \tau, \quad (3)$$

і, отже,

$$q^{(i)}(t - x) = A \cdot \sin[\omega_i(\tau - 1 + x) + \psi_i]. \quad (4)$$

Нарешті, структура двійкового демодулятора (ДМ), яка складається із i -го та k -го субканалів, виражається через квадратичну форму [2, ф-ла 4.94]:

$$Z = (x_1 + Y_1^{(i)})^2 + (x_2 + Y_2^{(i)})^2 - Y_1^{(k)^2} - Y_2^{(k)^2}, \quad (5)$$

де x_1, x_2 – взаємоортогональні складові сигналу на виході i -го субканалу ДМ;

$Y_1^{(\varphi)}, Y_2^{(\varphi)}, \varphi \in \{i, k\}$ – деякі функції взаємоортогональних складових завад в i -му та k -му субканалах, які залежать від виду модуляції, способу прийому і т. ін.

Другий етап

З метою знаходження елементів оператора демодуляції (5) здійснюються спочатку лінійні перетворення вхідних сигналів (2) і завад типу НБШ у БК. Цей оператор представляється у вигляді виразів (1) згідно з відомими формулами [1], які визначають форму сигналу $Y^{(k)}(t)$ k -ої частотної позиції та функцію кореляції шуму $B(Z)$ на виході БК:

$$Y^{(k)}(t) = \int_{-\infty}^t x^{(k)}(t) \cdot h(t - z) dz, \quad (6)$$

де

$$h(t - z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)| \cdot e^{-j\varphi(\omega)} \cdot e^{j\omega(t-z)} d\omega$$

– імпульсна перехідна функція безперервного каналу;

$$B(z) = \frac{v_0^2}{2\pi} \Delta\omega_k \frac{\sin[(\Delta\omega_k/2)/z]}{(\Delta\omega_k/2)/z} \cos \omega_0 z,$$

де

$$\Delta\omega_k = 2\pi \Delta f_k. \quad (7)$$

Третій етап

Потім здійснюються перетворення сигналів виду (6) і функції кореляції (7) шумового процесу на виході БК, але вже в субканалних фільтрах приймача.

Зокрема, форма сигналу k -ої частотної позиції на виході i -го субканалного фільтра наприкінці q -го такту з урахуванням (4) знаходиться із виразу:

$$Y''(q, k, i) = \int_0^t Y^{(k)}(t - q\tau) \cdot q^{(i)}(t - x) dx. \quad (8)$$

А функція взаємної кореляції шуму на виході субканалних фільтрів у момент стробування $t = \tau$, згідно [4], представляється як

$$R_0(k, i) = \int_0^{\tau} \int_0^{\tau} B(y - x) q^{(k)}(y) \cdot q^{(i)}(x) dx dy. \quad (9)$$

Четвертий етап

Після визначення елементів оператора демодуляції варто одержати вираз для щільності ймовірності процесу на виході демодулятора (ДМ), а потім, шляхом інтегрування, і вираз для умовної ймовірності помилки як функції від параметрів сигналу, шуму, БК і ДМ. Із цією метою квадратична форма (5) за допомогою лінійного ортогонального перетворення приводиться до діагонального виду. Інакше кажучи, вихідний корельований процес замінюється деяким некорельованим подібно тому, як "кольоровий шум" за допомогою "обілюючого" фільтра перетворюється у білий шум. Для випадку демодуляції спотворених у каналі сигналів і корельованої адитивної завади (тобто, для каналу узагальнено-гаусівського типу), що розглядається у даній роботі, щільність ймовірності вихідної напруги ДМ приймача має вигляд двополярного експонентного розподілу, що представлений, наприклад, у [2, ф-ла 5.29]. Після інтегрування виразу для щільності ймовірності отримаємо формулу, яка визначає ймовірність помилки $P_1^{(\mu)}(i, k)$ в бінарній системі, утвореної i -им і k -им субканалами, за умов передавання μ -ої комбінації елементарних сигналів. Для розглянутого випадку значення $P_1^{(\mu)}(i, k)$ визначається наступним виразом [2]:

$$P_1^{(\mu)}(i, k) = Q \left(U \frac{m_1 - m_2}{2m_1 m_2}; U \frac{m_1 + m_2}{2m_1 m_2} \right) - 0,5. \quad (10)$$

$$\left(1 + \frac{\sum_1^2 - \sum_2^2}{m_1 m_2}\right) \cdot \exp\left(-U^2 \frac{m_1^2 + m_2^2}{4m_1^2 m_2^2}\right) \cdot I_0\left(U^2 \frac{m_1^2 - m_2^2}{4m_1^2 m_2^2}\right)$$

де U – сумарний відлік огинаючих сигналів на вході вирішувальної схеми демодулятора приймача.

У виразі (10):

$$Q(x_1, x_2) = \int_{x_2}^{\infty} t \cdot \exp\left(-\frac{t^2 + x_1^2}{2}\right) \cdot I_0(x_1 t) dt \quad (11)$$

– табульована Q -функція [2];

$I_0(x)$ – модифікована функція Беселя першого роду нульового порядку. Величини m_1 і m_2 характеризують завади всіх видів, у тому числі межсимвольні завади, і визначаються у такий спосіб [2, ф-ла 5.44]:

$$m_1^2 = \sum_1^2 + \sum_2^2 + 2 \cdot (\sum_{12}^2 + \sum_{21}^2)^{1/2}; \quad (12)$$

$$m_2^2 = \sum_1^2 + \sum_2^2 - 2 \cdot (\sum_{12}^2 + \sum_{21}^2)^{1/2}.$$

У свою чергу, величини $\sum_1^2, \sum_2^2, \sum_{12}^2, \sum_{21}^2$, які входять в (12), визначаються виразами [2, стор.105]:

$$\sum_1^2 = \overline{Y_1^{(i)^2}}; \quad \sum_2^2 = \overline{Y_1^{(k)^2}}; \quad (13)$$

$$\sum_{12}^2 = \overline{Y_1^{(i)} \cdot Y_1^{(k)}}; \quad \sum_{21}^2 = \overline{Y_1^{(i)} \cdot Y_1^{(k)}}.$$

Способи обчислення (13) розглянуто далі.

П'ятий етап

Як відомо [3], ймовірність помилкового прийому елементарного сигналу $x^{(i)}(t)$, переданого в складі μ -ої комбінації, в m – позиційній системі визначається наступним виразом (14):

$$P_1^{(\mu)} = 1 - \sum_{i=0}^{m-1} P^{(i)} \int_0^{\infty} dU_i \int_0^{U_i} \dots \int_0^{U_i} W(U_0, \dots, U_{m-1}) dU_0 \dots dU_{m-1}, \quad (14)$$

де $W(U_0, \dots, U_{m-1})$ спільна щільність імовірностей величин $U_i, i = \overline{0, m-1}$;

U_i – відлік огинаючої сигнала на вході вирішувальної схеми при передаванні елементарного сигналу $x^{(i)}(t)$;

$P^{(i)}$ – ймовірність передачі елементарного сигналу $x^{(i)}(t)$.

Обчислення (14) можливо лише для деяких окремих випадків. Тому треба шукати наближені методи рішення. Один з найбільш ефективних методів полягає в наступному [4]. Багатопозиційну систему розглядають як сукупність $m-1$ бінарних систем, утворених "робочим" і кожним із "порожніх" субканалів. Обчислення ймовірності помилки в кожній з бінарних систем виконують із урахуванням кореляції між значеннями відліків, а помилки в різних бінарних системах приймаються незалежними, так що значення $P_1^{(\mu)}$ можна визначити з виразу:

$$P_1^{(\mu)} = \sum_{i=1}^m P^{(i)} \sum_{k=1}^m P_1^{(\mu)}(i, k). \quad (15)$$

Якщо враховувати міжсимвольні завади й луноімпульси від сигналів, що розташовані в межах S тактових інтервалів ліворуч і праворуч від робочого тактового інтервалу, то довжина μ – комбінації в (15) буде дорівнювати:

$$D = 1 + 2S. \quad (16)$$

Значення $P_1^{(\mu)}(i, k)$ залежить від того, у якій із m^D послідовностей елементарних сигналів передається сигнал $x^{(i)}(t)$.

Тому, замість (15) запишемо:

$$P_1 = \sum_{\mu=1}^{m^D} P_{\mu} \sum_{i=1}^m P^{(i)} \sum_{k=1}^m P_1^{(\mu)}(i, k), \quad (17)$$

де P_{μ} – ймовірність утворення μ -ої комбінації;

P_1 – ймовірність помилкового прийому елементарного сигналу в m – позиційній системі.

Нарешті, за умов рівної ймовірності послідовностей елементарних сигналів шляхом усереднення по всіх варіантах

значень μ, i, k , загальна кількість яких дорівнює $(m-1)m^{D+1}$, одержуємо шукане вираження для P_1 :

$$P_1 = (1/m^{D+1})x \quad (18)$$

$$x \sum_{\mu=1}^{m^D} P_{\mu} \sum_{i=1}^m P^{(i)} \sum_{k=1}^m P_1^{(\mu)}(i, k).$$

На закінчення відзначимо, що для визначення D у роботі використовується критерій:

$$\left| [P_1(D-1) - P_1(D)] / P_1(D) \right| \leq \beta_0, \quad (19)$$

де β_0 – заздалегідь обране число, яке характеризує бажану точність одержуваних результатів.

Висновки

Запропоновано методику визначення показника завадостійкості приймача сигналів із комбінованими видами модуляції. В якості показника завадостійкості обрана ймовірність помилкового приймання біту інформації. Процедура визначення завадостійкості здійснюється у п'ять етапів. Кожний із субканалів приймальної частини телекомунікаційної системи моделюється у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних і одного безінерційного нелінійного перетворювачів із звісними операторами перетворення. За цих умов отримано математичні вирази для обчислення завадостійкості з урахуванням впливу амплітудно та фазочастотних характеристик середовища передавання сигналів. Отриманий вираз для показника завадостійкості приймача сигналів із комбінованими видами модуляції може використовуватися для аналітичного моделювання каналів сучасних телекомунікаційних мереж.

Список літератури

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. Радио. 1974. – 752 с.
2. Хворостенко Н.П. Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов. – М.: Связь, 1968. – 335 с.
3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. Радио. 1970. – 727 с.
4. Теплов Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации. – М.: Связь. 1964. – 321 с.
5. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. – М.: Мир. 1969. – 640 с.

обл
дед
вні
пор
оці
них
ці
чи
сап
них
дні
киж
пр
Дж

ва

то
но
дів
ля
ча
па

де
вк
тр
–
то

со
пр
ви