DOI: 10.35681/1560-9189.2021.23.4.265674

УДК 004.738

І. Желєзаров[1], Р. Ілларіонов[1], М. Прокофьєв[2], В. Дворський[3]
[1]Технічний університет Габрово
вул. Хаджи Димитрова, 4, Габрово, Болгарія
[2]Донецький національний університет ім. Василя Стуса
вул. 600-річчя, 21, 21021 Вінниця, Україна
[3]Т.О.В. «Об'єднаний центр захисту інформації»
вул. Польова, 21, 03056 Київ, Україна

Оцінка лінійних спотворень у телекомутаційних лініях

Лінійні спотворення сигналів у телекомунікаційних лініях, які використовуються в локальних мережах інформаційних систем спричинюють погіршення відношення сигнал/шум на входах приймачів, які розміщено на окремих ділянках таких систем, що призводить до зниження ймовірності правильного виявлення та достовірного відтворення переданих сигналів. Запропонована авторами методика оцінювання лінійних спотворень сигналів базується на визначенні таких спотворень як відстані між функціями, що описують переданий і прийнятий сигнали у гільбертовому просторі. Показано, що оцінку лінійних спотворень можна подати у вигляді геометричної суми амплітудних і фазових спотворень. Таку оцінку може бути ефективно використано для розрахунку погіршення відношення сигнал/шум, що спричиняється лінійними спотвореннями як при корреляційному обробленні, так і при узгодженій фільтрації сигналів.

Ключові слова: *теорія передачі даних, ймовірність правильного виявлення сигналу, амплітудні та фазові спотворення.*

Вступ

Лінійні спотворення сигналів, що передаються у телекомутаційних лініях локальних інформаційних систем (ТКС) [1], зумовлені неідеальністю частотних характеристик цих трактів. Якщо амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) тракту є рівномірною, а фазочастотна характеристика (ФЧХ) є лінійною, то спотворення відсутні. Проте сталість АЧХ і лінійність ФЧХ не завжди є необхідними умовами для передавання сигналів без спотворень, оскільки поняття «неспотворююча система» не завжди має однаковий сенс [2]. Для кожного конкретного випадку можна знайти такі параметри тракту передавання, що не призводять до спотворення сигналів.

Мета роботи

Знайти таку оцінку лінійних спотворень, яка могла би бути ефективно використана для оцінювання головного критерію якості системи при вирішенні задач із захисту інформації в інформаційних системах.

Вибір підходу, що враховує вплив спотворень на основний критерій якості системи

Запишемо вихідний сигнал ідеальної ТКС у вигляді $y_0(t) = W_0\left[x(t); \alpha_1, \alpha_2, \cdots, \alpha_n\right]$, де W_0 — деякий оператор, що залежить від $\alpha_i (i = \overline{1,n})$ та $x(t)$ — сигналу на вході системи. Тоді для реальної системи, що описується оператором W і має на виході сигнал $y(t)$, можна вказати такі параметри ідеальної системи $\alpha_{i0} (i = \overline{1,n})$, за яких сигнали $y(t)$ і $y_0(t)$ відрізняються між собою якнайменше, а за міру лінійних спотворень можна прийняти деякий функціонал Q, що залежить від різниці або відношення функцій $y(t)$ та $y_0(t)$ і приймає значення 0 або 1 відповідно до співвідношення функцій $y(t)$ і $y_0(t)$. Для цього достатньо визначити $\alpha_{i0} (i = \overline{1,n})$ шляхом вирішення оптимізаційної задачі $Q = \left\{y(t); y_0(t)\right\} = \dfrac{\min}{\alpha_i (i = \overline{1,n})}$.

Основними вимогами щодо оцінювання функціоналу Q, є [2]:

1) значення Q має бути подано у вигляді одного числа і бути у взаємнооднозначній відповідності до основного критерію якості системи. Це дозволить порівнювати між собою ТКС однакового призначення за рівнем їхньої відповідності основному критерію якості та використовувати такий функціонал для нормування спотворень сигналу;

2) значення Q повинно враховувати властивості реального сигналу, для передавання якого призначена система, і виражатися в явному вигляді через її часові або частотні характеристики. Це необхідно для здійснення контролю та корекції спотворень у процесі налаштування та експлуатації ТКС;

3) значення Q має враховувати особливості функціонування всіх елементів, що входять до тракту передачі сигналу, а також спосіб обробки сигналу в приймачі.

При обробленні сигналів методом стробування, що широко використовується в системах передавання даних [3], лінійні (інакше міжсимвольні спотворення) обумовлюються тим, що за певних умов одиничні елементи сигналу, розтягуючись у часі, перекриваються із сусідніми одиничними елементами та спричиняють взаємний вплив, що заважає розпізнаванню їхніх інформаційних значень у процесі приймання. У цьому випадку для врахування зміни частотних характеристик тракту передачі та особливостей роботи приймача використовують методи, що базуються на експериментальному визначенні погіршення відношення сигнал/шум, зумовленого міжсимвольними спотвореннями [4–6]. За оцінку міжсимвольних спотворень приймають втрати достовірності, які визначаються щодо відносної різниці $\delta P = \left(P_W - P_{W_0}\right)/P_{W_0}$ при $\left(S/N\right)_W = \left(S/N\right)_{W_0}$, де P_W та P_{W_0} — ймовірності помилок у реальній та ідеальній системах, а $\left(S/N\right)_W i \left(S/N\right)_{W_0}$ — відношення сигнал/шум на входах реальної та ідеальної систем.

Перевагою такого підходу є те, що він враховує вплив спотворень на основний критерій якості системи. У [4] оцінка міжсимвольних спотворень здійснюється за рівноцінною дією завад. Для цього експериментально визначають дисперсію завад та ймовірності помилок у прийнятому сигналі при різних значеннях параметрів частотних характеристик тракту передачі. Допустимі відхилення параметрів частотних характеристик, що визначаються за даними вимірювань, подаються у вигляді таблиць, графіків, які надалі використовуються для оцінки та нормування спотворень [5, 6]. Міжсимвольні спотворення оцінюють за допомогою параметрів «очної» діаграми, під якою розуміють тимчасову функцію, що отримана в результаті складання множини випробувальних сигналів на загальному тактовому інтервалі. За міру спотворень приймають величину $\Delta\left(S/N\right) = 20\lg\left(H/h\right)$, де $\Delta\left(S/N\right)$ — погіршення відношення сигнал/завада, обумовлене лінійними спотвореннями; H та h — параметри розкриття ідеальної і реальної «очних» діаграм. Незважаючи на зазначену перевагу, даним методам притаманні суттєві недоліки, головними з яких є складність процедури вимірювань, а також залежність значення параметрів, що вимірюються, не тільки від лінійних, але й від іншого роду спотворень.

У [3] оцінка міжсимвольних спотворень заснована на використанні так званого *E*-критерію, що враховує таку обставину як розподіл завади, обумовлену міжсимвольними спотвореннями, описується нормальним законом Гауса з дисперсією, прямо пропорційною сумі квадратів паразитних відгуків завад a_k, що викликані збільшенням тривалості одиничних сигналів. За оцінку спотворень прийнято співставлення геометричної суми відгуків a_k до тривалості основного відклику a_0, тобто $E = \sqrt{\sum_{k=1}^{N} a_K^2} \,/\, a_0$.

Однією із найбільш важливих властивостей *E*-критерію є можливість його використання для розрахунку ймовірності помилки в системі при спільній дії міжсимвольних спотворень і флуктуаційної завади. При невеликих значеннях E-критерію, що справедливо для більшості практичних випадків, вираз для ймовірності помилки має вигляд $P_m = \Phi(1/\sqrt{\sigma^2 + E^2})$, де $\Phi(z) = \int_z^{\infty} \exp(-x^2/2)\,dx$, σ^2 — дисперсія флуктуаційної завади. Вираз для визначення *E*-критерію має вигляд

$$E^2 \approx \frac{1}{\Delta f}\int_0^{\Delta f} A^2(f)\,df + \frac{1}{\Delta f}\int_0^{\Delta f} B^2(f)\,df, \tag{1}$$

де Δf — смуга досліджуваних частот; $A(f)$ та $B(f)$ — перетворені АЧХ и ФЧХ тракту, визначені з вагою, яка є пропорційною амплітудам спектральних складових сигналу, що передається. Формула (1) дозволяє окремо оцінювати вплив амплітудних і фазових спотворень на основний критерій якості — ймовірність помилки. І оскільки P_m однозначно пов'язані з E-критерієм, то його доцільно використовувати для нормування АЧХ і ФЧХ ТКС. Однак, слід зазначити, що *E*-критерій можна використовувати лише у разі оброблення сигналів методом стробування.

Оцінювання лінійних спотворень за рівнем відмінності вихідних сигналів реальної та ідеальної систем

Оцінювання лінійних спотворень Q за ступенем відмінності сигналів $y(t)$ і $y_0(t)$ еквівалентна знаходженню умов найкращої апроксимації функції $y(t)$ функцією $y_0(t)$ [6]. Уявімо сигнали реальної системи у вигляді елементів деякого функціонального простору M. Нехай M — лінійний нормований простір з метрикою $d(x,y) = \|x - y\|$, де через $\|x\|$ позначено норму елемента x. Тоді, визначаючи ступінь відмінності сигналів $y(t)$ та $y_0(t)$ за допомогою цієї метрики, оцінку Q можна записати у вигляді

$$Q = \|y(t) - y_0(t); \alpha_1, \alpha_2, ...\alpha_n)\| = \frac{\min}{\alpha_1, \alpha_2, ...\alpha_n}. \qquad (2)$$

Позначимо через $y(t)$ і $y_0(t)\, M_0$ область простору M, що містить у собі безліч функцій $y_0(t)$. У випадку $y(t) \not\subset M_0 \subset M$ завдання пошуку мінімуму функціоналу (2) зводиться до визначення елемента $y_{opt} \in M_0$, що найменш віддалений від $y(t)$. У теорії передавання сигналів найбільшого поширення набув критерій найменших квадратів [7], відповідний гільбертовій метриці у просторі $L_2(T)$.

Використання середньоквадратичного критерію обумовлено низкою причин: по-перше, середньоквадратична помилка, являючи собою енергію або середню потужність сигналу $[y(t) - y_0(t)]$, має чітку фізичну інтерпретацію; по-друге, алгоритми знаходження найкращих середньоквадратичних наближень набагато простіші, ніж відомі алгоритми рівномірних наближень; по-третє, для функцій з безперервними старшими похідними точність, що забезпечується найкращими середньоквадратичними наближеннями, не гірше точності, що забезпечується найкращими рівномірними наближеннями.

Визначимо міру лінійних спотворень Q як відстань d між спотвореним $s_d(t)$ і неспотвореним $s_0(t)$ сигналами, нормованими відносно енергії, у просторі:

$$L_2(T) \text{ [7], тобто } d = \sqrt{\int_T |s_d(t) - s_0(t)|^2 dt}.$$

Нехай коефіцієнт передачі ідеального тракту становить $K_0(\varpi) = K_0 \exp(j\theta(\varpi)$, де $K_0 = \text{const}$ и $\theta(\varpi)$ змінюється за лінійним законом. Тоді, з урахуванням рівності Парсеваля, маємо:

$$d^2 = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{\Omega}\left|\frac{S_d(\omega)}{\sqrt{E_s}} - \frac{S_0(\omega)}{\sqrt{E_0}}\right| d\omega = \frac{1}{2\pi E_s}\int\limits_{\Omega} S_d^2(\omega) d\omega + \frac{1}{2\pi E_0}\int\limits_{\Omega} S_0^2(\omega) d\omega -$$

$$-\frac{1}{\pi\sqrt{E_s E_0}}\int\limits_{\Omega} \mathrm{Re}\left[S_d(\omega) S_0^*(\omega)\right] d\omega = 2 - \frac{1}{\pi\sqrt{E_s E_0}}\int\limits_{\Omega} S^2(\omega) K(\omega) K_0 \cos\left[\varphi(\omega) - \theta(\omega)\right] d\omega$$

де $S_d(\omega)$ — спектр огинаючої спотвореного сигналу; $S_0^*(\omega)$ — комплексно пов'язаний спектр огинаючої неспотвореного сигналу; Ω — смуга частот, займана сигналом.

Уявімо АЧХ реальної лінії зв'язку у вигляді $K(\omega) = A_0 + \Delta K(\omega)$, де $A_0 = \mathrm{const}$, а $\Delta K(\omega)$ — відхилення АЧХ від значення A_0. Оскільки $S^2(\varpi)$ у проміжку інтегрування не змінює знак, то на підставі теореми про середнє можна записати:

$$\int\limits_{\Omega} S^2(\varpi)\, K^2(\varpi)\, d\varpi = K^2(\xi) \int\limits_{\Omega} S^2(\omega)\, d\omega, \tag{3}$$

де ξ — деяке значення, що належить проміжку Ω.

Поклавши $K(\xi) = K_0$ та $p(\omega) = S^2(\omega) / \int\limits_{\Omega} S^2(\omega) d\omega$, де $p(\omega)$ — нормована спектральна щільність потужності сигналу, із (3) отримаємо

$$\frac{d^2}{2} = 1 - \frac{1}{K_0}\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[K_0 + \Delta K(\omega)\right] \cos\Delta\varphi(\omega)\, d\omega,$$

де $\Delta\varphi(\omega) = \varphi(\omega) - \theta(\omega)$.

Розкладаючи $\cos\Delta\varphi(\varpi)$ у степеневий ряд і відкидаючи ті члени добутку $K(\omega)\cos\Delta\varphi(\omega)$, порядок яких вищий за другий, отримаємо

$$\frac{d^2}{2} = \frac{1}{2}\int\limits_{\Omega} p(\omega)\, \Delta\varphi^2(\omega)\, d\omega - \int\limits_{\Omega} p(\omega)\, \delta K(\omega)\, d\omega,$$

де $\delta K(\omega) = \Delta K(\varpi) / K_0$ — відносне відхилення АЧХ лінії зв'язку від постійного значення K_0.

Якщо визначити K_0 із рівності $K_0^2 = \int\limits_{\Omega} p(\varpi)\left[K_0 + \Delta K(\omega)\right]^2 d\omega$, то отримаємо $\frac{1}{2}\int\limits_{\Omega} p(\omega)\, \delta K^2(\omega) d\omega = -\int\limits_{\Omega} p(\omega)\, \Delta K(\omega)\, d\omega$, де $\delta K = \Delta K(\omega) / K_0$.

Отже:

$$d^2 = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\, \Delta\varphi^2(\omega)\, d\omega + \int\limits_{\Omega} p(\omega)\, \delta K^2(\omega)\, d\omega. \tag{4}$$

Таким чином, коефіцієнт лінійних спотворень, який визначено за допомогою критерію найменших квадратів у часовій області, при невеликих відхиленнях

АЧХ и ФЧХ від лінійного закону та виборі постійної K_0 відповідно до (4), у явному вигляді визначається через суму відносних коефіцієнтів амплітудних $d_k^2 = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\delta K^2 d\omega$ та фазових $d_\varphi^2 = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\Delta\varphi^2(\omega)d\omega$ спотворень, визначених за допомогою цього ж критерію в частотній смузі.

Визначення лінійних спотворень відповідно до формули (4) дає можливість використовувати частотні характеристики тракту передачі для визначення часу затримки сигналу τ .

У загальному вигляді для неспотворюючої системи $\theta(\omega) = \tau\omega + \pi k$ [2]. Тому

$$d_\varphi^2(\omega) = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \tau\omega - \pi k\right]^2 d\omega\,. \tag{5}$$

Тут τ та k виступають як параметри α_i, що входять до співвідношення (2).

Мінімізуючи (5) по τ , отримаємо:

$$\tau = \frac{\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \pi k\right] d\omega}{\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\omega^2 d\omega} = \frac{1}{\overline{\overline{\omega^2}}}\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\,d\omega - \frac{\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\pi k\,, \tag{6}$$

де $\overline{\omega} = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\omega\,d\omega$; $\overline{\omega^2} = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\omega^2 d\omega$.

Таким чином,

$$d_\varphi^2 = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \omega\tau - \pi k\right]^2 d\omega = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\int p(\omega)\,\varphi(\omega)\,\omega\,d\omega + \frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\pi k - \pi k\right]^2 d\omega =$$

$$= \int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\,\omega\,d\omega + \pi k\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\right)\right]^2 d\omega\,.$$

Якщо мінімізувати (4) по k , то отримаємо:

$$\frac{\partial d_\varphi^2}{\partial k} = 2\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\,\omega\,d\omega + \pi k\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)\right]\pi\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)d\omega\,,$$

$$\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\,\omega\,d\omega + \pi k\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)\right]\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)d\omega = 0\,,$$

$$\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)d\omega - \int\limits_{\Omega} p(\omega)\frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\left(\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\,d\omega\right)\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)d\omega + \pi k\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)^2 d\omega.$$

Так як

$$\int\limits_{\Omega} p(\omega)\frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\left(\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\,d\omega\right)\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)d\omega = \int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\,\omega\,d\omega\int\limits_{\Omega} p(\omega)\frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} - 1\right)d\omega\,,$$

а $\int\limits_{\Omega} p(\omega)\frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}-1\right)d\omega=\int\limits_{\Omega} p(\omega)\frac{\omega^2\overline{\omega}}{\left(\overline{\omega^2}\right)^2}d\omega-\int\limits_{\Omega}\frac{\omega}{\overline{\overline{\omega^2}}}d\omega=\frac{\overline{\omega}}{\left(\overline{\omega^2}\right)^2}\overline{\omega^2}-\frac{\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}=0$, то отримаємо

$$\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}-1\right)d\omega+\pi k\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left(\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}-1\right)^2 d\omega=0\,.$$

Звідси:

$$k=\frac{\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\varphi(\omega)\left(1-\frac{\omega\overline{\omega}}{\overrightarrow{\omega^2}}\right)d\omega}{\pi\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left(1-\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\right)^2 d\omega}\,.$$

Припустимо, що ФЧХ реальної системи $\varphi(\omega)=\omega T+\Psi_0+\Delta\Psi(\omega)$, де T — параметр, який характеризує нахил лінійної частини ФЧХ і має розмірність часу; Ψ_0 — відсікання фази на осі ординат, а $\Delta\Psi(\omega)$ — нелінійна частина ФЧХ щодо прямої $\theta(\omega)=T\omega+\Psi_0$, причому параметри T та Ψ_0 вибираються з умови

$$\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\Delta\Psi^2(\omega)\,d\omega\to\min\,. \qquad (7)$$

У цьому випадку

$$\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,[\omega T+\Psi_0+\Delta\Psi(\omega)]\left(1-\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\right)d\omega=T\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\omega\left(1-\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\right)d\omega+\Psi_0\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left(1-\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\right)d\omega+$$

$$+\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\Delta\Psi(\omega)\left(1-\frac{\omega\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\right)d\omega\,,$$

$$\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\omega\,d\omega-\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\omega^2\,\frac{\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}d\omega=\overline{\omega}-\frac{\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}}\overline{\omega^2}=0\,.$$

Окрім того, із $\int\limits_{\Omega} p(\omega)\Delta\Psi^2(\omega)d\omega\to\min$ слідує, що $\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\Delta\Psi(\omega)\,d\omega=0$ та $\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\Delta\Psi(\omega)\,\omega\,d\omega=0$. Тому після відповідних перетворень отримаємо, що $k=\frac{\Psi_0}{\pi}$.

Оскільки k є ціле число, то $k=\left]\frac{\Psi_0}{\pi}\right[$, а через $]x[$ позначено ближче ціле число k до x.

Мінімізуючи (6) по Ψ_0 та T, отримаємо:

$$\Psi_0 = \overline{\varphi(\omega)} - T\overline{\omega} \text{ та } T = \frac{\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left[\varphi(\omega) - \overline{\varphi(\omega)}\right]\left(\omega - \overline{\omega}\right) d\omega}{\int\limits_{\Omega} p(\omega)\left(\omega - \overline{\omega}\right)^2 d\omega}.$$

Оскільки функція $\varphi(\omega)$ завжди визначається з неоднозначністю $\pm\pi k$, то ціле число k, що входить у (5), за абсолютною величиною може приймати тільки два значення: $k = 0$ при $0 < \left|\Psi_0\right| < \pi/2$ та $k = \pm 1$ при $\pi/2 < \left|\Psi_0\right| < \pi$. Для випадків, що становлять практичний інтерес, відхилення ФЧХ зазвичай не перевищують $\pi/4$. Тому ціле k буде залишатися постійним для всіх можливих значень $\varphi(\omega)$, що задовольняють цю умову. Отже, якщо обчислити k попередньо за даними вимірювання ФЧХ, то процедуру вимірювання τ (точніше його зміну у часі) можна звести до визначення зміни значення функції $\varphi(\omega)$.

З урахуванням отриманих результатів формула (6) буде мати вигляд $\tau = \left(\Psi_0 - \pi k\right)\dfrac{\overline{\omega}}{\overline{\overline{\omega^2}}} + T$, так як $\int\limits_{\Omega} p(\omega)\,\Delta\varphi_n(\omega)\, d\omega) = 0$. Таким чином, величину часу затримки сигналу τ можна представити у вигляді алгебраїчної суми двох складових, одна із яких визначає затримку за рахунок фазової відсічки, а друга — затримку за рахунок лінійної частини ФЧХ.

Аналогічно можна також показати, що фазові спотворення подаються у вигляді геометричної суми спотворень за рахунок фазового відсічення $d_{\varphi\Psi}$ і спотворень внаслідок нелінійності ФЧХ $d_{\varphi N}$, тобто $d_\varphi = \sqrt{d_{\varphi\Psi}^2 + d_{\varphi N}^2}$, де $d_{\varphi\Psi} = \left(\Psi_0 - \pi k\right)\sqrt{1 - \dfrac{\overline{\omega}^2}{\overline{\overline{\omega^2}}}}$.

Таким чином, оцінку лінійних спотворень, яку визначено за критерієм найменших квадратів, можна подати у явному вигляді через частотні характеристики досліджуваної системи, і вона може бути визначена за даними вимірювань АЧХ і ФЧХ тракту ТКС для всіх сигналів з відомими спектральними функціями. У [8] авторами цієї статті показано, що при кореляційному обробленні або узгодженій фільтрації сигналів ця оцінка може бути використана для визначення ймовірності правильного виявлення сигналів при дії флуктуаційних завад за відомими формулами, таблицями та графіками, які побудовано для випадку відсутності лінійних спотворень. Для цього достатньо врахувати при визначенні вірогідності правильного виявлення сигналів значення погіршення відношення сигнал/шум внаслідок амплітудних і фазових спотворень шляхом множення відношення сигнал/шум на величину $\left(1 - d^2/2)\right)$.

Висновки

Запропонована в статті методика оцінювання лінійних спотворень сигналів, заснована на визначенні відстані між спотвореним і неспотвореним сигналами в гільбертовому просторі, при відповідному виборі параметра K_0 подається у вигляді геометричної суми амплітудних і фазових спотворень і може ефективно використовуватися для оцінювання вірогідності правильного виявлення сигналів, що передаються у телекомутаційних системах.

Лінійні спотворення сигналів у трактах ТКС призводять до погіршення відношення сигнал/шум на вході приймача системи на величину $\left(1-d^2/2\right)$ і внаслідок цього зниження ймовірності правильного розпізнавання сигналу. Врахування цього фактору важливо при оцінюванні захищеності ТКС.

1. Волхонский В. Оценка вероятности передачи сообщений в системе безопасности. *Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні*. Науково-технічний збірник. 2001. Вип. 2. С. 57–62.

2. Рубичев Н.А. Оценка и измерение искажений радиосигналов. Москва: Сов. радио, 1978. 168 с.

3. Тамм Ю.А. Адаптивная коррекция сигнала ПД. Москва: Связь, 1978. 144 с.

4. Fowler A.D., Gibby R.A. Assessment of Effects of Delay Distortion in Data System. *Communication and Electronics*. 1959. No. 40. P. 47–58.

5. Gibby R.A. An Evaluation of AM Data System Performance by Computer Simulation. *BSTJ*. 1960. Vol. XXXIX, No. 3. P. 675–704.

6. Mayo J.S. Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals. *BSTJ*. Jan. 1962. Vol. 41. P. 25–97.

7. Фрэнкс Л. Теория сигналов. Москва: Сов. радио, 1974. 344 с..

8. Железаров И., Дворский В.Я., Прокофьев М.И. Оценка вероятности правильного обнаружения сигналов передачи данных в телекоммутационных системах защиты информации. *Защита информации*. Сборник научных трудов НАУ, 2016. Вып. 23. С. 146–154.

Надійшла до редакції 20.11.2021