

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621.396.96

Ю. М. Бойко¹
О. І. Єрмоєнко¹
В. М. Ткачук²

ОПТИМІЗАЦІЯ ПРИСТРОЇВ СИНХРОНІЗАЦІЇ ПРИЙМАЧІВ ЗАХИЩЕНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

¹Хмельницький національний університет;²Вінницький технічний коледж

Запропоновано підхід до оптимізації системи синхронізації шляхом реалізації алгоритму, коли система синхронізації розглядається як самостійний пристрій, а якість роботи оцінюється мірою точності — дисперсією флуктуаційної помилки. Визначено дискримінаційні та флуктуаційні характеристики системи синхронізації приймача. Встановлено, що у випадку звуження смуги системи синхронізації дисперсія флуктуаційної помилки зменшується, а вихід на стаціонарний режим відбувається за більшої кількості символів.

Ключові слова: система синхронізації, стохастична модель, дисперсія помилки.

Вступ

Більшість сучасних цифрових систем радіозв'язку мають кілька систем синхронізації, які розташовуються на приймальній частині радіосистеми. Зокрема, у випадку реалізації когерентних та квазікогерентних методів приймання обов'язковим елементом є фазове автопідстроювання частоти, яке формує опорний сигнал з прийнятого коливання. Для приймання дискретної інформації необхідна система синхронізації за тактами, словами та кадрами. Архіважливе завдання системи синхронізації — формування на приймальному боці радіолінії опорного коливання в більшості випадків ускладнюється наявністю шуму, який спотворює прийнятий сигнал, а в деяких випадках випадковим характером самого сигналу. Такі явища приводять до флуктуаційного відхилення фази, утвореного системою синхронізації опорного коливання. Крім того, наявність шумів та завад в системі обробки сигналів напряму пов'язана з вибором параметрів фільтрувальних систем, вибір, аналітичний опис, метод оцінювання яких є актуальною задачею підвищення завадостійкості системи зв'язку в цілому [1—3]. Синтез системи синхронізації має здійснюватись з урахуванням перелічених негативних факторів шляхом мінімізації їх впливу на процес оброблення сигналу. Ефективність передачі корисних даних знижується внаслідок втрат на передачу даних, необхідних лише для синхронізації і необхідного часу для пошуку сигналу і переходу в режим стеження усіх систем синхронізації приймача. В зв'язку з цим питання підвищення ефективності роботи систем синхронізації набувають підвищеної актуальності, особливо у випадку використання в системі зв'язку частотних, фазових та квадратурних методів маніпуляції [4]. Дослідження та узагальнення основних концептуальних положень сучасної теорії систем фазової та тактової синхронізації вимагає необхідності розширення теоретичної інтерпретації аналітичного опису функціонування та оптимізації параметрів приймачів в умовах реального комплексу завад та впливів на систему обробки маніпульованих сигналів шляхом дослідження зміни густини розподілу помилки синхронізації стосовно систем тактової синхронізації, аналізу залежностей середнього часу та дисперсії для системи синхронізації, використання різних стохастичних моделей з розширенням технічної інтерпретації апарату марківських моделей, методу кумулянтів і методу статистичної лінеаризації. Крім того, важливими є питання схемотехнічної модернізації побудови оптимальної структури приймача маніпульованих сигналів, використовуючи рішення для усунення ефекту зворотної роботи, синтез структури приймача з пристроями синхронізації та встановлення характеру впливу відно-

шення сигнал до шуму на точність синтезованих пристроїв тактової синхронізації [5—11].

Метою роботи є обґрунтування і розробка способів оптимізації пристроїв синхронізації в цифрових прийमाх систем передачі інформації на основі стохастичних моделей теоретичної інтерпретації аналітичного опису функціонування та оптимізації параметрів в умовах реального комплексу завдань.

Результати дослідження

Розглянемо спосіб поновлення когерентного коливання у випадку приймання сигналів GSMK. У випадку індексу модуляції $m = 0,5$ в спектрі сигналу на частоті несучої відсутня дискретна складова, аналогічно до QPSK. Разом з тим у випадку модуляції з індексом $m = 1$ на частотах ω_1 і ω_2 , які відповідають передачі інформаційних символів 0 та 1, з'являються дискретні складові. Таким чином, подвоєння частоти сигналу MSK дозволяє виділити частоти $2\omega_1 = 2\omega_0 + \pi/T$ і $2\omega_2 = 2\omega_0 - \pi/T$, де ω_0 — центральна частота сигналу MSK, T — тривалість двійкового символу.

Пристрій поновлення опорних коливань, необхідний для демодуляції сигналу MSK, показано на рис. 1. Після фільтрації частот $2\omega_1$ і $2\omega_2$ системами фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАП) та за подальшим поділом на 2 отримаємо $u_1 = \cos(\omega_0 t + \pi T/2T)$ і $u_2 = \cos(\omega_0 t - \pi T/2T)$. Опорні коливання, потрібні для демодуляції утворимо шляхом складання і віднімання:

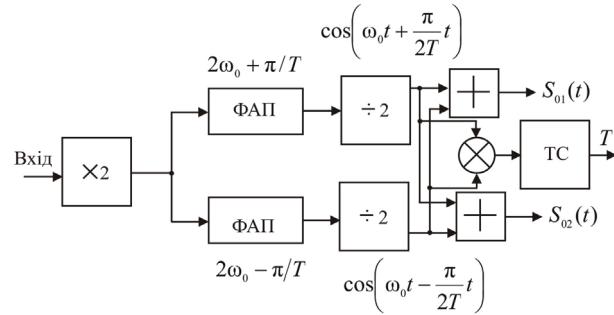


Рис. 1. Структурна схема пристрою синхронізації для GSMK

$$S_{01}(t) \quad u_1(t) + u_2(t) = 2 \cos \omega_0 t \cdot \cos(\pi t/2T); \quad (1)$$

$$S_{02}(t) \quad u_1(t) - u_2(t) = 2 \sin \omega_0 t \cdot \sin(\pi t/2T). \quad (2)$$

Крім того, в результаті перемноження отримаємо:

$$S_T(t) = u_1(t) + u_2(t) = 0,5 [\cos 2\omega_0 t + \cos(\pi t/2T)]. \quad (3)$$

Другий доданок, буде являти собою коливання з тактовою частотою $1/T$, яку можна використати для її виділення. Тут виникає проблема неоднозначності фази четвертого порядку, що зумовлено наявністю в схемі незалежних подільників частоти на два.

На рис. 2 показано імітаційну модель системи синхронізації для GSMK, а на рис. 3 — бітові послідовності, які відображають процес синхронізації в схемі.

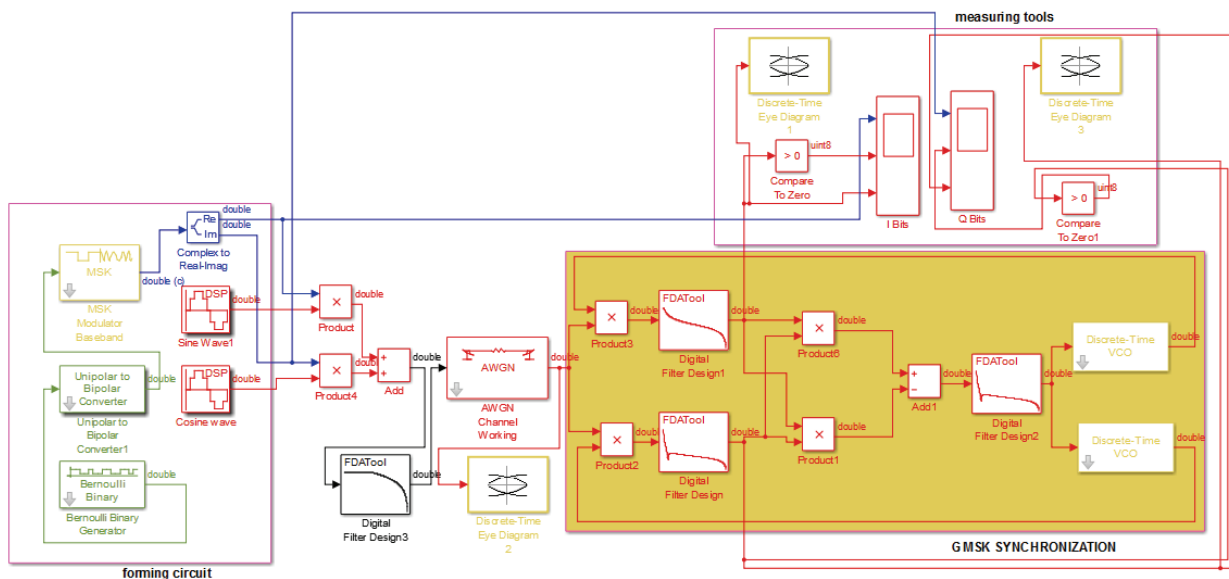


Рис. 2. Імітаційна схема системи синхронізації для GSMK

На схемі (див. рис. 2) використано блоки формування сигналів (forming circuit), безпосередньо кола синхронізації з ФАП, які містять керовані генератори (VCO) та фільтруючі системи (Digital Filter Design). Результати роботи оцінювались за допомогою вимірвальних інструментів (measuring tools).

Проведемо опис моделі системи синхронізації стохастичними рівняннями у відповідності до схеми рис. 4. Використаємо такі позначення: $\xi = \xi(t)$ — вхідний вплив, $\hat{\xi} = \hat{\xi}(t)$ — оцінка впливу, $\rho(\gamma)$ — дискримінаційна характеристика,

$\gamma = \gamma(t) = \left(\xi(t) - \hat{\xi}(t) \right) / T$ — нормована по-

милка синхронізації, $h(\gamma)$ — флуктуаційна

характеристика, $n(t)$ — білий гаусівський шум, $f(\varepsilon)$ — перехідна імпульсна функція лінійного динамічного елемента, який описує ефект обробки вихідного сигналу і регулювання частоти тактового генератора рис. 4. Припущення: вплив є повільним процесом і є сталим за великої кількості символів інтервалів; оцінка задавального впливу є повільним процесом; використаємо умову нормалізації випадкових процесів, флуктуацій вихідного сигналу дискримінатора; спектральну густину $G(\omega, \gamma)$ прийемо сталою в смузі частот пропускання тракту $G(0, \gamma)$ і флуктуаційну компоненту представимо білим шумом.

Опишемо систему синхронізації як неперервну систему автоматичного регулювання. Представимо:

вхідний вплив — $r(t) = U(t) + n(t)$; сигнал — $U(t) = U_0 \sum_i S_i h(t - iT - \xi)$, $h(t) = 1$, $0 \leq t \leq T$,

$h(t) = 0$, $t \in (0, T)$. Тобто маємо послідовність імпульсів U_0 — прямокутної форми $h(t)$ рис. 3, які відображають потік двійкових символів $S_i \in \{+1, -1\}$, $n(t)$ — гаусівський білий шум.

Проведено дослідження з метою визначення дискримінаційної та флуктуаційної характеристики.

Позначимо помилку синхронізації $\gamma = \left(\xi - \hat{\xi} \right) / T$.

Імпульсні послідовності для визначення помилки синхронізації зображено на рис. 5.

Вираз для сигналу помилки подамо так:

$$\Delta_k = \frac{(U_{2k} + n_{2k}) \operatorname{sgn}(U_{1k} + n_{1k}) - \operatorname{sgn}(U_{1k+1} + n_{1k+1})}{2}. \quad (4)$$

де $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$; $U_{1k} = k_1 U_0 \sum_i S_i \int_{(k-1)T}^{kT} h(t - iT - \gamma T) dt = k_1 U_0 T \{ (1 - \gamma) S_k + \gamma S_{k+1} \}$;

$U_{2k} = k_1 U_0 \sum_i S_i \int_{(k-\delta_0/2)T}^{(k+\delta_0/2)T} h(t - iT - \gamma T) dt = k_2 U_0 T \{ (\gamma + \delta_0/2) S_{k+1} - (\gamma - \delta_0/2) S_k \}$; U_0 — амплітуда

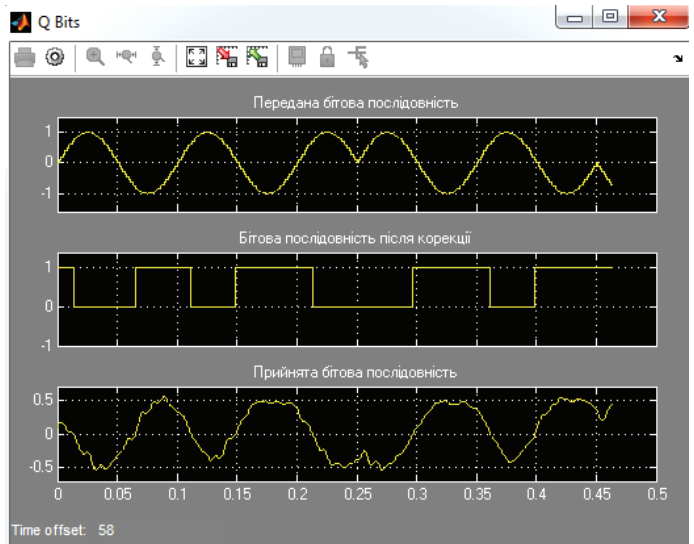


Рис. 3. Бітові послідовності в системі синхронізації для GMSK

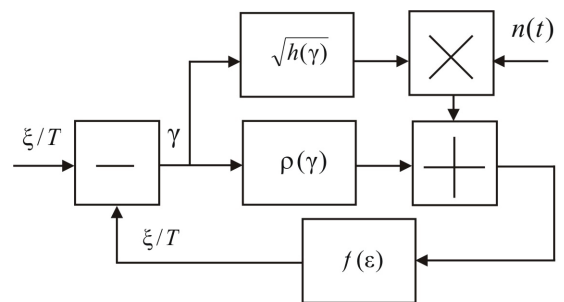


Рис. 4. Схема системи тактової синхронізації для дослідження

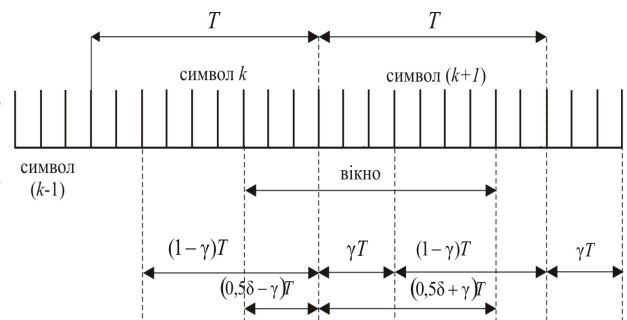


Рис. 5. Імпульсні послідовності в системі синхронізації

імпульсів; k_1, k_2 — коефіцієнти передачі інтеграторів; $n_{a_k} = N(0, \sigma_\beta^2)$, $\beta = 1, 2$, $\sigma_\beta^2 = k_\beta^2 \delta_\beta N_0 T/2$, $\delta_1 = 1$, $\delta_2 = \delta_0$.

Визначається випадковий процес на виході дискримінатора. За допомогою його статистичних характеристик можна визначити дискримінаційну і флуктуаційну характеристики $\alpha(\gamma) = M(\Delta_k/\gamma)$, де $M(\Delta_k/\gamma)$ — умовне математичне очікування за шумовими вибірками і символами.

Нормовані дискримінаційні характеристики, отримані методом математичного моделювання за різних значень відношення сигнал/шум, показано на рис. 6. Дискримінаційна характеристика у вигляді залежності вихідної напруги дискримінатора від помилки синхронізації є лінійною за невеликих значень помилки.

В схемі системи синхронізації вхідний процес $U(t)$ протягом символічного інтервалу T обробляється синфазним і середньофазним інтеграторами у вигляді узгоджених фільтрів (див. рис. 5). В синфазному тракті компаратор визначає полярність символу, а детектор визначає переходи відповідно до алгоритму: якщо $a_k = a_{k-1}$, то $I_k = 0$; якщо $a_k = -1$; $a_{k-1} = +1$, то $I_k = +1$; якщо $a_k = +1$; $a_{k-1} = -1$, то $I_k = -1$, та визначає знак помилки синхронізації. В середньофазному колі визначається величина помилки синхронізації, де $\delta_0 T$ — інтервал оброблення. Узгодження кіл забезпечує ланка затримки $(1 - \delta_0/2)T$ так, що ці сигнали збігаються. Сукупність елементів кіл, а також перемножувач утворюють вимірювальний елемент — дискримінатор системи синхронізації. Вихідний сигнал Δ_k обробляється за допомогою фільтрації і далі використовується для керування частотою імпульсного генератора і інтеграторів з метою усунення помилки синхронізації (рис. 7).

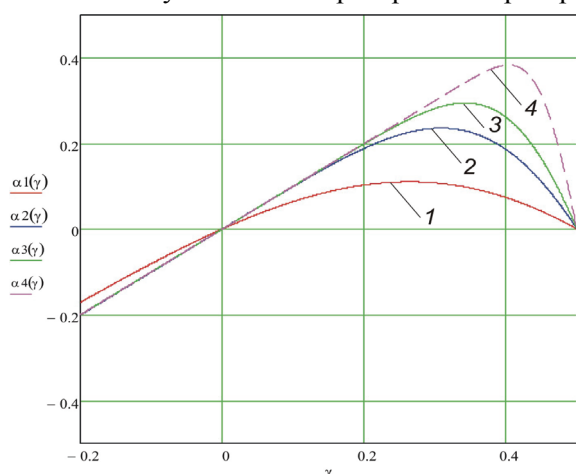


Рис. 6. Графіки нормованих дискримінаційних характеристик за різних значень відношення сигнал/шум:
1 — $h_0^2 = 1$; 2 — $h_0^2 = 4$; 3 — $h_0^2 = 10$; 4 — $h_0^2 = 50$

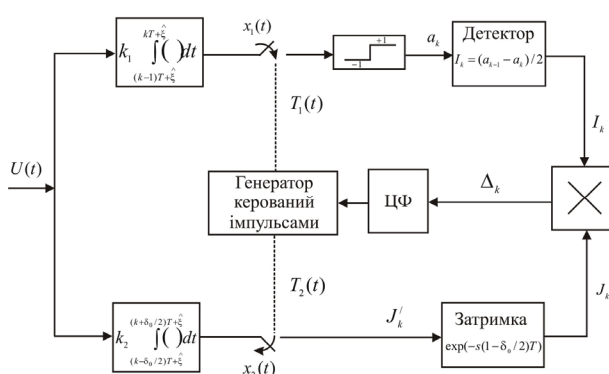


Рис. 7. Структурна схема системи синхронізації у випадку фіксації моментів опитування та скидання

Визначимо дисперсію флуктуаційної помилки системи синхронізації. Використаємо рівняння марківського випадкового процесу, густина розподілу ймовірностей $P = P(\gamma, t)$ якого визначається рівнянням Фокера–Планка–Колмогорова [3, 5, 6]:

$$\frac{d\gamma}{dt} + k\alpha(\gamma) = k\sqrt{h(\gamma)}n(t), \quad 0 \leq t, \quad \gamma(0) \sim P_0(\gamma), \quad (5)$$

де $P_0(\gamma)$ — початкова густина розподілу помилки синхронізації.

$$\frac{\partial P}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial \gamma}(A(\gamma)P) + \frac{1}{2}\frac{\partial^2}{\partial \gamma^2}(Z(\gamma)P), \quad P(\gamma, 0) = P_0(\gamma), \quad (6)$$

де $U_0(\gamma) = -k\alpha(\gamma)$; $Z(\gamma) = k^2 S(0, \gamma)$.

Знайдемо розв'язок рівняння (6) для стаціонарного режиму роботи системи синхронізації $\frac{\partial P}{\partial t} = 0$:

$$P(\gamma) = c^{-1} \exp \left(- \int_0^{\gamma} \frac{2h_0^2 \chi_0 \alpha_n(U) + dh(U)/dU}{h(U)} dU \right), \quad |\gamma| \leq 1/2, \quad (7)$$

де $\chi_0 = \frac{4}{U_0 k T}$ — параметр, зворотний нормований шумовій смузі лінійної моделі системи синхронізації; $c = 2 \int_0^{1/2} \exp \left(- \int_0^{\gamma} \frac{2h_0^2 \chi_0 \alpha_n(U) + dh(U)/dU}{h(U)} dU \right) d\gamma$ — стала нормування.

Будемо оцінювати точність роботи системи синхронізації дисперсією нормованої помилки синхронізації

$$\sigma_\gamma^2 = 2 \int_0^{1/2} \gamma^2 P(\gamma) d\gamma. \quad (8)$$

Проведено математичне моделювання та оцінено вплив дисперсії помилки від відношення сигнал/шум для деяких значень параметра χ_0 . Зокрема, на рис. 8 показано оцінку впливу для $\delta_0 = 1$, а на рис. 9 — для випадку $\delta_0 = \delta_{0\text{опт}}(h_0^2)$.

Проведені дослідження показали: у випадку звуження смуги системи синхронізації дисперсія флуктуаційної помилки зменшується. На рис. 9 варіанти 1 та 2 (суцільна лінія) відповідають ефекту, коли для кожного значення відношення сигнал/шум ширина вікна мінімізує дисперсію помилки синхронізації, тоді як варіанти 3 та 4 відповідають сталій ширині вікна.

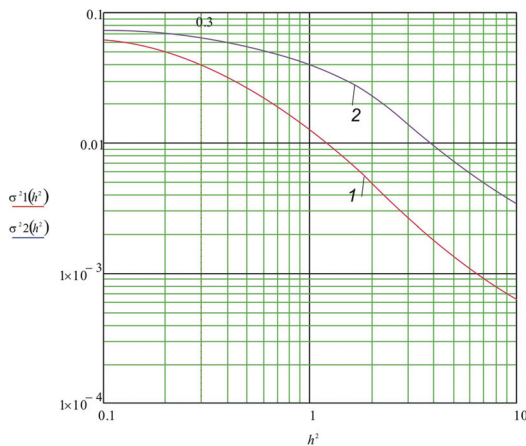


Рис. 8. Залежність дисперсії помилки σ_γ^2 від відношення сигнал/шум h_0^2 : 1 — $\chi_0 = 50$; 2 — $\chi_0 = 10$

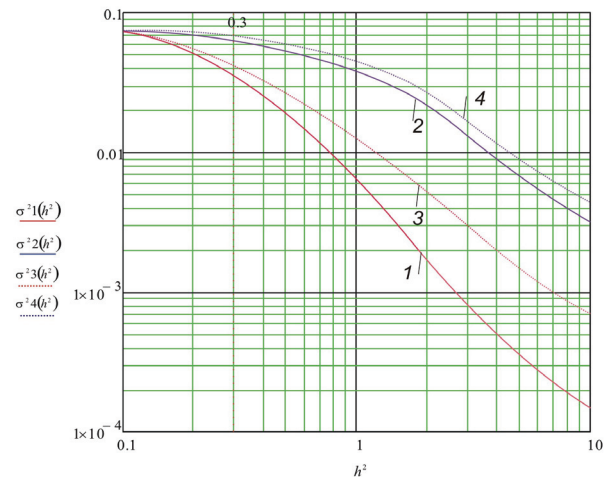


Рис. 9. Графіки залежності дисперсії помилки σ_γ^2 від відношення сигнал/шум h_0^2 : 1 — $\chi_0 = 100$; $\delta_0 \rightarrow \text{опт}$; 2 — $\chi_0 = 25$; $\delta_0 \rightarrow \text{опт}$; 3 — $\chi_0 = 100$; $\delta_0 = 1$; 4 — $\chi_0 = 25$; $\delta_0 = 1$

Аналіз перехідного режиму системи синхронізації можна провести за допомогою чисельного розв'язку рівняння Фокера–Планка сітковим методом для зміни густини розподілу помилки синхронізації. Використаємо рівняння (6) та введемо нормований час $t_n = 4\varpi t$, де $\varpi = k_1 k_2 U_0 T/4$ — шумова смуга лінійної моделі системи синхронізації. В цьому випадку можна записати канонічну форму стохастичного рівняння Фокера–Планка для густини розподілу $P = P(\gamma, t_n)$

$$\frac{\partial P}{\partial t_n} = \frac{\partial}{\partial \gamma} (\alpha(\gamma) P) + \frac{1}{D_0} \frac{\partial^2}{\partial \gamma^2} (h(\gamma) P), \quad t_n \geq 0; \quad P(\gamma, t_n) = P(\gamma \pm 1, t_n); \quad P(\gamma, 0) = 1. \quad (9)$$

В дослідженні приймаємо рівномірну густину розподілу початкового стану, $D_0 = 2h_0^2/\varpi T$ — параметр рівняння, $\Delta F_{\text{нор}} = \varpi T$ — нормовану шумову смугу.

Стационарний розв'язок рівняння (6) можливий у вигляді (7). Використаємо його для чисельного розв'язання (6) сітковим методом.

Суть методу: вводиться сітка яка має вузли $x_k = x_0 + k\xi$; $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$, $x_0 = 0$; $\xi = 1/2N$; $t_l = t_0 + \delta l$; $l = 0, 1, 2, \dots$; $\tau_0 = 0$; ξ, δ — кроки сітки. Представимо сіткову функцію як $\hbar_{k,l} = \hbar(\gamma, t_n)$ за умови $\gamma = x_k$, $t_n = t_l$ і проведемо заміну диференціальних операторів різницевиими, як рекомендовано у [3, 5, 6].

Початкові умови: $P_{k,0} = 1$; $k \in (0, \pm N)$; $P_{-N,l} = P_{N,l}$; $P_{N+1,l} = P_{-N+1,l}$; $P_{-N-1,l} = P_{N-1,l}$. З роботи [3] можна стверджувати, що за перелічених умов можна знайти розв'язки на новому шарі. Слід вказати також умову стійкості різницевої схеми $\frac{\delta}{\xi^2} < \frac{D_0}{2}$.

Рівняння (9) перепишемо за допомогою рекурентних формул:

$$P_{k,l+1} = P_{k,l} + \frac{\delta}{2\xi} (a_{k+1}P_{k+1,l} - a_{k-1}P_{k-1,l}) + \frac{\delta}{D_0\xi^2} (h_{k+1}P_{k+1,l} - 2h_kP_{k,l} + h_{k-1}P_{k-1,l}), \quad (10)$$

$l = 0, 1, 2, \dots$

Використаємо розв'язок рівняння Фокера–Планка для системи фазової синхронізації [3].

$$\frac{\partial \omega(\phi, \tau)}{\partial \tau} = \frac{\partial}{\partial \phi} [\sin \phi \omega(\phi, \tau)] + \frac{1}{D_0} \frac{\partial^2 \omega(\phi, \tau)}{\partial \phi^2}, \quad \tau \geq 0, \quad \omega(\phi, 0) = 1/2\pi;$$

$$\partial \omega(\phi, \tau) = \omega(\phi \pm 2\pi, \tau).$$

Як показано у [3], існує чисельний розв'язок цього рівняння

$$\omega(\phi, \tau) = 1/2\pi (\text{ch } \tau - \text{sh } \tau \cos \phi).$$

Для оцінки похибки слід зіставити сіткові функції точного розв'язку і чисельного та визначити $\Delta = \frac{\omega_T(\phi, \tau) - \omega_C(\phi, \tau)}{\omega_T(\phi, \tau)} \cdot 100\%$ по шарах на вузлах вибраної сітки рис. 10.

Використаємо такий підхід для оцінки похибки тактової синхронізації. На рис. 11 показано графіки, які описують процес встановлення стаціонарного режиму за відношення сигнал/шум для ймовірності помилки $p_0 = 10^{-3}$ у випадку цифрової маніпуляції GMSK. Параметри моделювання такі:

$$\Delta F_{\text{нор}} = 5 \cdot 10^{-2}; \quad \xi = 0,01; \quad \delta = 0,001; \quad \varpi t = 1 \cdot 10^{-2}.$$

В результаті дослідження встановлюємо, що похибка чисельного розв'язку сітковим методом менше одного відсотка.

Результати досліджень у вигляді графіків, які описують перехідний процес для значення відношення сигнал/шум, що відповідає ймовірності помилки $p_0 = 10^{-3}$ (див. рис. 10) та оціночних залежностей тривалості перехідного процесу в системі у випадку відхилення поточного значення дисперсії $\sigma_{\text{поточ}}^2$ помилки синхронізації від її значення у стаціонарному стані

$$\sigma_{\text{стац}}^2: \Delta = \frac{\sigma_{\text{стац}}^2 - \sigma_{\text{поточ}}^2(t_n)}{\sigma_{\text{стац}}^2} \cdot 100\%, \quad \text{за заданих значень}$$

відношення сигнал/шум і нормованої смуги пристрою синхронізації вказують, що у випадку звуження смуги

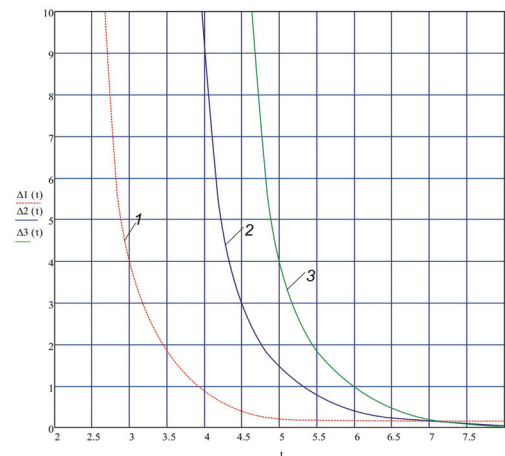


Рис. 10. Графіки перехідних процесів t_n ($p_0 = 10^{-3}$):
1 — $\varpi t = 5 \cdot 10^{-2}$; 2 — ; 3 — $\varpi t = 5 \cdot 10^{-3}$

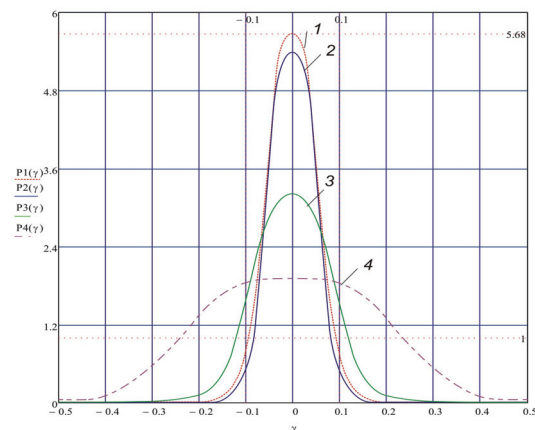


Рис. 11. Графіки розподілу густини ймовірності за різних значень нормованого часу t_n
($p_0 = 10^{-3}$, $\varpi t = 5 \cdot 10^{-2}$): 1 — стаціонарний стан;
2 — $t_n = 2$; 3 — $t_n = 1$; 4 — $t_n = 0,5$

системи синхронізації, тобто зменшення помилки стеження, час перехідного процесу збільшувався. Крім того, у випадку зміни смуги системи синхронізації вихід на стаціонарний режим відбувається за більшої кількості символів.

Дослідження проведені в роботі дозволяють виявити таке: оптимізацію систем синхронізації можна провести за двома підходами. В першому випадку система синхронізації розглядається як самостійний пристрій, а якість роботи оцінюється мірою точності, найчастіше, дисперсією флуктуаційної помилки. За такого підходу пристрій з високою точністю ефективніший. У випадку іншого підходу до вибору критерію оптимальності враховують конкретне призначення системи синхронізації, а саме створення умов для мінімізації ймовірності бітової помилки (BER). Тоді показником оптимальності можуть виступити енергетичні втрати по відношенню сигнал/шум, які забезпечують задану величину ймовірності бітової помилки (BER).

Висновки

Встановлено, що запропонований підхід оптимізації систем синхронізації можна звести до алгоритму, коли система синхронізації розглядається як самостійний пристрій, а якість роботи оцінюється мірою точності, найчастіше дисперсією флуктуаційної помилки. За такого підходу пристрій з високою точністю ефективніший. В роботі проведено аналіз роботи пристрою фазової синхронізації та розроблено імітаційну схему дослідження системи синхронізації для GMSK.

Проведено аналітичний опис випадкового процесу на виході дискримінатора системи синхронізації на основі розв'язання рівняння Фокера–Планка, визначено дискримінаційні та флуктуаційні характеристики системи синхронізації, у випадку звуження смуги системи синхронізації дисперсія флуктуаційної помилки зменшується. Використання сіткового методу для знаходження чисельного розв'язку рівняння, яке описує зміну густини розподілу помилки синхронізації, дозволило встановити, що такий підхід для оцінки похибки тактової синхронізації дає похибку менше одного відсотка. Оціночні залежності тривалості перехідного процесу в системі синхронізації дозволили встановити, що у випадку зміни смуги системи синхронізації вихід на стаціонарний режим відбувається за більшої кількості символів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Бойко Ю. М. Проектування та моделювання систем синхронізації у цифрових приймачах QPSK — сигналів систем супутникового зв'язку / Ю. М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. — Хмельницький. — 2012. — № 3. — С. 162—171. — ISSN 2307-5732.
2. Єрьоменко О. І. Аналіз моделей систем синхронізації у цифрових приймачах / О. І. Єрьоменко, Ю. М. Бойко // ВООТ-13-2014 : матер. XIII Міжнар. наук.-практ. конф. — Одеса : Одес. нац. акад. зв'язку ім. Попова 6—12 червня — 2014. — С. 194—196.
3. Шахгильдян В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты с элементами дискретизации / В. В. Шахгильдян. — М : Связь, 1979. — 224 с.
4. Шинкарук О. М. Приймання та оброблення сигналів : навч. посіб. / О. М. Шинкарук, В. І. Правда, Ю. М. Бойко — Хмельницький : ХНУ, 2013. — 365 с.
5. Цифровые системы фазовой синхронизации / [М. И. Жодзишский, С. Ю. Сила-Новицкий и др.]. — М. : Сов. Радио, 1980. — 208 с.
6. Шахгильдян В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. — М. : Связь, 1972. — 230 с.
7. Boiko Ju. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures/ Juli Boiko, Oleksander Eromenko // TCSET'2014 IEEE. 25 February-1 March. — Pp. 431—433, Lviv — Slavske.
8. Boiko J. M. Research of to antijammingnes of signals is with phase manipulation in digital satellite channels passed information / J. M. Boiko, R. O. Boryachok // Modern directions of theoretical and applied researches 2013 SWorld Scopus, 19—30 March, Odessa.
9. Boiko J. M. Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation // Microwave & Telecommunication Technology : 23rd International IEEE Crimean Conference. September 9—13. — Pp. 262—263, 2013, Sevastopol.
10. Boiko Ju. Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems / Juli Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan // TCSET'2012 IEEE. 21—24 February. — Pp. 257, Lviv—Slavske.
11. Бойко Ю. М. Моделювання цифрових каналів передавання інформації із завадостійким кодуванням / Ю. М. Бойко, Р. О. Борячок // Обробка сигналів і негаусівських процесів : IV Міжнар. наук.-практ. конф. — Черкаси : ЧДТУ 22—24 травня. — 2013.

Рекомендована кафедрою телекомунікаційних систем та телебачення ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 24.06.2014

Бойко Юлій Миколайович — канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехніки та зв'язку, e-mail: boiko_julius@ukr.net;

Єрмоменко Олександр Іванович — старший викладач кафедри фізики і електротехніки.

Хмельницький національний університет, Хмельницький;

Ткачук Василь Миколайович — викладач радіотехнічних дисциплін, радіотехнічного відділення Вінницького технічного коледжу.

Вінницький технічний коледж, Вінниця

Yu. M. Boiko¹
O. I. Yeriomenko¹
V. M. Tkachuk²

Optimization of receiver synchronization devices of protected telecommunication data transmission systems

¹Khmelnitskyi National University

²Vinnitsia Technical College

An approach to optimization of the synchronization system by implementing the algorithm where timing system is considered as a separate unit, and quality of the estimated degree of accuracy dispersion fluctuation errors is suggested in the paper. Definitely discriminatory and fluctuation characteristics of the synchronization of the receiver are defined. A formalization of the description of the random process at the output of the discriminator system synchronization by Fokker-Planck equation solution is conducted, which revealed that in the case of narrowing band of fluctuation variance synchronization error is reduced, and the yield on a stationary regime occurs with more symbols.

Keywords: timing system, stochastic model, error variance.

Boiko Julii M. — Cand. Sc. (Eng.), Assistant Professor of the Chair of Radio Engineering and Communication, e-mail: boiko_julius@ukr.net;

Yeriomenko Oleksandr I. — Senior Lecturer of the Chair of Physics and Electrical Engineering;

Tkachuk Vasil M. — Lecturer of Radio Technical Subjects of the Chair of Radio Engineering

Ю. Н. Бойко¹
А. И. Еременко¹
В. Н. Ткачук²

Оптимизация устройств синхронизации приемников защищенных телекоммуникационных систем передачи информации

¹Хмельницький національний університет;

²Вінницький технічний коледж

Предложен подход к оптимизации системы синхронизации путем реализации алгоритма, когда система синхронизации рассматривается как самостоятельное устройство, а качество работы оценивается степенью точности дисперсией флуктуационной ошибки. Определены дискриминационные и флуктуационные характеристики системы синхронизации приемника. Установлено, что в случае сужения полосы системы синхронизации дисперсия флуктуационной ошибки уменьшается, а выход на стационарный режим происходит при большем количестве символов.

Ключевые слова: система синхронизации, стохастическая модель, дисперсия ошибки.

Бойко Юлій Николаевич — канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и связи, e-mail: boiko_julius@ukr.net;

Еременко Александр Иванович — старший преподаватель кафедры физики и электротехники;

Ткачук Василий Николаевич — преподаватель радиотехнических дисциплин, радиотехнического отделения