

Рис. 2. Структурна схема приймача цифрової системи зв'язку: АЦП — аналого-цифровий перетворювач; Пм — помножувач; ФПЧД — фільтр пониження частоти дискретизації; УФ — узгоджений фільтр; DDS — цифровий синтезатор частот; КСН — коло синхронізації носійної; КСС — коло символної синхронізації; ПсПрП — перетворювач паралельного потоку даних у послідовний

Формувач комплексної обвідної створює сузір'я цифрової модуляції, а сигнал QPSK може бути подано у вигляді математичної моделі

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + (i-1)\frac{\pi}{2}\right), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad i = 1, 2, 3, 4,$$

де $T_s = 2T_b$ — період символу, що дорівнює подвоєній тривалості біта; $E_s = 2E_b$ — енергія, що дорівнює подвоєній енергії біта; f_c — частота сигналу.

Далі відбувається підвищення частоти дискретизації отриманого сигналу [2] і перенесення його спектра в діапазон високих частот. Сигнал радіочастоти з модуляцією QPSK на виході фільтра передавання з характеристикою піднятого косинуса можна записати у вигляді двох ортогональних складових — синфазної і квадратурної [3; 6]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left((i-1)\frac{\pi}{2}\right) \cos(\omega_n t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin\left((i-1)\frac{\pi}{2}\right) \sin(\omega_n t),$$

де ω_n — частота носійної.

Цей сигнал випромінюється в середовище поширення. Сигнал у каналі з адитивним білим гауссівським шумом (AWGN) зазнає спотворень: зміщення частоти і змінної затримки; зсуву частоти і зсуву фази тощо [6-9].

Приймач цифрової системи зв'язку (рис. 2) можна реалізувати як Simulink-модель, зображену на рис. 3. Відновлення синхронізації символів здійснюється блоком *Symbol Synchronizer*, який реалізує ФАПЧ для виправлення помилки синхронізації в прийнятому сигналі [7].

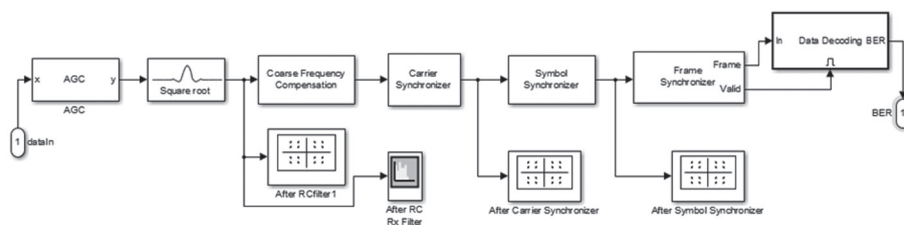


Рис. 3. Simulink-модель приймача цифрової системи зв'язку

Синхронізацію кадрів виконує об'єкт *Frame Formation System*. Блок використовує відомий заголовок кадру (код Баркера з модуляцією QPSK) для кореляції з прийнятими символами QPSK з метою вирівнювання меж кадру. Підсистема декодування даних вирішує фазову неоднозначність, демодуляцію і декодування текстових повідомлень. Блок синхронізатора носійної може синхронізуватися з немодульованою носійною з фазовим зсувом 0, 90, 180 або 270 градусів, спричиняючи неоднозначність фази. Підсистема оцінювача зміщення фази визначає цей зсув фази, а підсистема коригування і демодуляції фазової неоднозначності обертає вхідний сигнал на передбачуваний фазовий зсув і демодулює скориговані дані [8-11].

Прийнятий сигнал визначається за виразом:

$$u(t) = G_a \sum_k a(k)p(t - kT_s - \tau) + w(t),$$

де $a(k)$ — k -й прийнятий символ сигналу; T_s — період тривалості символу; τ — невідома затримка за часом; $p(t)$ — форма імпульсу поодинокій енергії; G_a — сукупність всіх підсилень і втрат за амплітудою,

що має сигнал на шляху від передавача до приймача; $w(t)$ — адитивний білий гауссівський шум. Здобутий сигнал пропускається через узгоджений фільтр, імпульсний відгук якого дорівнює $p(-t)$.

Сузір'я прийнятого сигналу після узгодженого фільтра з характеристикою піднятого косинуса наведено на рис. 4, а сузір'я прийнятого сигналу після кола синхронізації носійної зображено на рис. 5.

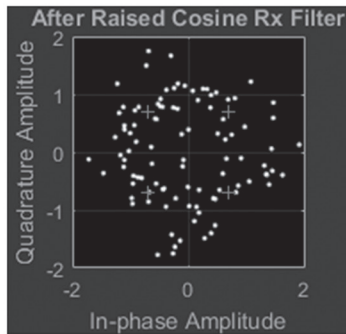


Рис. 4. Сузір'я модуляції після узгодженого фільтра

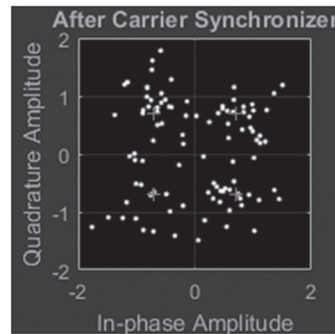


Рис. 5. Сузір'я модуляції після кола синхронізації носійної

Вихідний сигнал $x(t)$ узгодженого фільтра визначатиметься за виразом

$$x(t) = G_a \sum_k a(k) r_p(r - kT_s - \tau) + v(t),$$

де $r_p(u)$ — автокореляційна функція форми імпульсу;

$v(t)$ — шум на виході узгодженого фільтра, $v(t) = w(t) \cdot p(-t)$.

В ідеалі вихідний сигнал узгодженого фільтра має бути дискретизовано при $t = kT_s + \tau$ для виявлення. Якщо τ відомий, то цього легко досягти. У разі, коли τ не відомий, то потрібне оцінювання за допомогою кола синхронізації символів [12–14].

Використовуючи оцінку $\hat{\tau}$, надану синхронізатором символів, дістанемо вихідний сигнал узгодженого фільтра при $t = kT_s + \hat{\tau}$:

$$x(kT_s + \hat{\tau}) = G_a a(k) r_p(-\tau_c) + G_a \sum_{m \neq k} a(m) r_p((k-m)T_s - \tau_c),$$

де τ_e — помилка синхронізації, $\tau_e = \tau - \hat{\tau}$.

Сузір'я прийнятого сигналу після кола символної синхронізації наведено на рис. 6. Спектр сигналу після фільтра піднятого косинуса зображено на рис. 7.

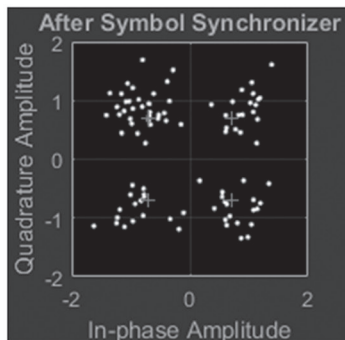


Рис. 6. Сузір'я модуляції після символної синхронізації

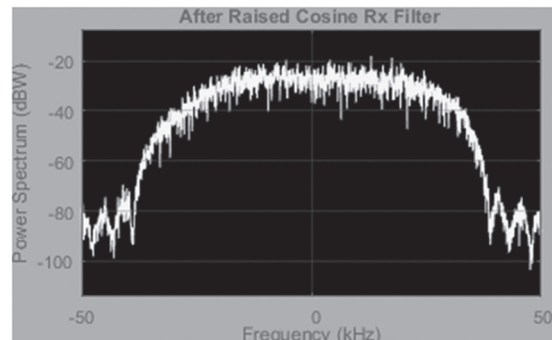


Рис. 7. Спектр сигналу після узгодженого фільтра

Фільтр приймача з характеристикою піднятого косинуса зменшує частоту дискретизації вхідного сигналу вдвічі з коефіцієнтом падіння 0,5. Підсилення детектора фазової помилки кола символної синхронізації пропорційно до амплітуди сигналу і середньої енергії символу. Для забезпечення оптимальної конструкції контуру амплітуда сигналу на входах контурів відновлення носійної і символної синхронізації має бути стабільною. Система автоматичного регулювання підсилення (AGC) здійснює підтримання, щоб амплітуда вхідного сигналу детекторів помилок фази і символної синхронізації залишалися постійними в часі. Підсистема грубої частотної компенсації коригує вхідний сигнал із грубим оцінюванням зміщення частоти. Однак є залишковий зсув частоти після грубої частотної компенсації, що може спричинити повільне обертання сузір'я. Блок *Carrier Synchronizer* компенсує цю залишкову частоту, реалізуючи контур фазової синхронізації (ФАПЧ), і виконує точну частотну компенсацію для відстеження зміщення залишкової частоти і зміщення фази у вхідному сигналі. ФАПЧ використовує прямий цифровий синтезатор (DDS) [2; 4]. Оцінювання зміщення фази з DDS є інтегралом від оціненого значення фазової помилки на виході контурного фільтра.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Коло синхронізації символів

Коло відновлення синхронізації символів має структурну схему, зображену на рис. 8, де $x(t)$ — вибірки сигналу після узгодженого фільтра; $x(kT_s + \tau)$ — символний сигнал, скоригований із урахуванням зсуву тактового сигналу між передавачем і приймачем. Синхронізація за часом виконується з використанням ФАПЧ, що складається з трьох основних блоків: ДПС, контурного фільтра і керування інтерполяцією.

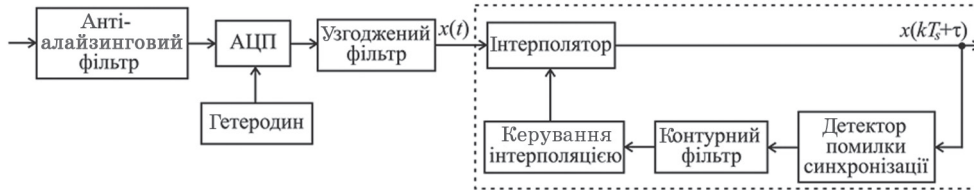


Рис. 8. Структурна схема кола символної синхронізації

Метою синхронізації символів є створення N вибірок на виході узгодженого фільтра протягом кожного інтервалу символу, щоб одна з вибірок була вирівняна з максимальним відкриттям око-діаграми. Відбувається вибірка відліків прийнятого сигналу $u(t)$ із фіксованою швидкістю $1/T$, яка є асинхронною зі швидкістю передавання символів $1/T_s$. АЦП формує вибірки вхідного сигналу зі швидкістю N вибірок на символ, а N -й відлік цього сигналу визначатиметься за виразом

$$r(nT) = G_a \sum_m a(m) p(nT - mT_s - \tau) + w(nT).$$

Часова затримка τ оцінюється за вибірками $x(nT)$, які є асинхронними на виході узгодженого фільтра. Вибірки не вирівняні межами символів. Роль синхронізації символу за часом полягає в «переміщенні» вибірок до потрібних моментів часу. Інша назва «рухомих» відліків у часі — це інтерполяція [2–4]. Оскільки синхронізатору часу потрібно адаптуватися до невідомої часової затримки, інтерполятор має бути адаптивним. У разі правильної роботи інтерполятор створює узгоджені вихідні сигнали фільтра, які вирівняно межами символів і оптимальними моментами вибірки.

Основним недоліком схеми (див. рис. 8), є інтерполяційний джиттер, що виникає при $T_i \neq NT$. У цьому разі результат інтерполяції виводиться в середньому на кожні N вибірок. Але, завдяки умові $T_i \neq NT$, дробова помилка синхронізації нагромаджується і в результаті досягає значення довжини символу. Коли це відбувається, інтерполянт виводить $N-1$ вибірок або $N+1$ після попередніх інтерпольованих вибірок, щоб компенсувати різницю, залежну від знака дробової помилки синхронізації. Цей джиттер інтерполяції особливо проблематичний, якщо біти даних мають бути повторно передані синхронною лінією зв'язку до деякого іншого пункту призначення.

Детектор помилки символної синхронізації

Загалом, ДПС генерує сигнал помилки один раз для кожного символу на основі поточного оцінювання синхронізації і з використанням входу узгодженого фільтра $r(nT)$ і виходу узгодженого фільтра $x(nT)$. Інакше кажучи, сигнал помилки в дискретному часі оновлюється з частотою символів.

Нехай є ідеальний інтерполятор, який обчислює інтерполяційний поліном $x(kT_s + \hat{\tau})$ з використанням оцінки $\hat{\tau}$ часової затримки і вихідних сигналів узгодженого фільтра. Інтерполяційний поліном можна подати у вигляді

$$x(kT_s + \hat{\tau}) = K \sum_m a(m) r_p((k-m)T_s - \tau_e) + v(kT_s + \hat{\tau}),$$

де τ_e — помилка синхронізації, $\tau_e = \tau - \hat{\tau}$, а $K = G_a/T$. ДПС генерує сигнал, який є функцією помилки τ_e синхронізації. Вихідний сигнал ДПС $e(kT_s)$ є функцією інтерпольованих вихідних сигналів узгодженого фільтра і символів даних (або їх оцінок). Характеристики ДПС описуються S-кривою $g(\tau_e)$.

Символьна синхронізація покладається на зміну знаку даних під час визначення сигналу помилки синхронізації. Для системи зв'язку з модуляцією QPSK сигнал помилки, орієнтованої на розв'язок системи символної синхронізації, визначається за виразом:

$$e(k) = \text{sign}\{a_0(k)\} \dot{x}(kT_s) + \text{sign}\{a_1(k)\} \dot{y}(kT_s),$$

де $\dot{x}(kT_s)$ і $\dot{y}(kT_s)$ — похідна за часом виходів відповідно синфазного і квадратурного узгодженого фільтра.

Похідну кореляційної функції узгодженого фільтра зображено на рис. 9.

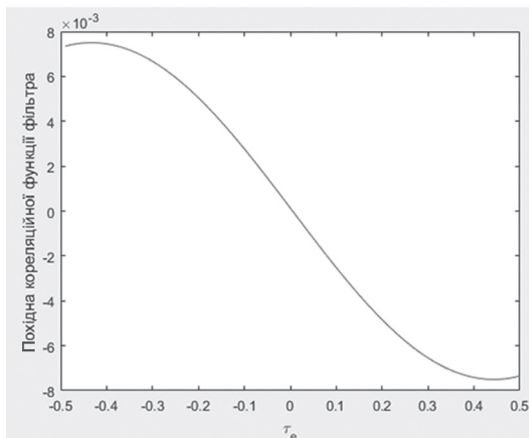


Рис. 9. Похідна автокореляційної функції фільтра з характеристикою піднятого косинуса

мі і було розроблено для роботи з BPSK і QPSK [7]. Для детектора Гарднера за довільного фіксованого \hat{t} помилка $e(k)$ синхронізації не залежить від жодного повороту фази носійної. ДПС Gardner має сигнал помилки, який можна дістати з виразу

$$e(k) = x((k-1/2)T_s + \tau_e)[x((k-1)T_s + \tau_e) - x(kT_s + \hat{t})].$$

S-крива для GTED розраховується перетворенням $e(k)$ через τ_e і обчисленням потрібного значення:

$$g(\tau_e) = K^2 E_{avg} \sum_m r_p((m-1/2)T_s - \tau_e)[r_p((m-1)T_s - \tau_e) - r_p(mT_s - \tau_e)].$$

Детектор Early-Late відновлює фазу синхронізації символів вхідного сигналу з використанням методу зворотного зв'язку, не пов'язаного з даними.

Оптимальний момент відбору відліків сигналу збігається з моментом максимального середнього відкриття око-діаграми. Максимальна діаграма відкриття ока відбувається в момент часу, коли середній нахил око-діаграми дорівнює нулю. Ненульовий нахил при $t = \tau$ — це точки на траєкторії, що відповідають відсутності зміни знака даних. Символьна синхронізація покладається на зміни знака даних для отримання правильного сигналу помилки синхронізації. ДПС Early-Late працює з двома вибірками на символ. Сигнал помилки синхронізації детектора, що залежить від даних, має вигляд

$$e(k) = a(k)[x((k+1/2)T_s + \hat{t}) - x((k-1/2)T_s + \hat{t})],$$

де T_s зазвичай вибирають як значення, яке зручно подавати частотою дискретизації.

S-крива для ДПС Early-Late визначається обчисленням очікуваного значення сигналу помилки:

$$g(\tau_e) = KE_{avg} [r_p(T_s/2 - \tau_e) - r_p(-T_s/2 - \tau_e)].$$

Графік S-кривої наведено на рис. 10.

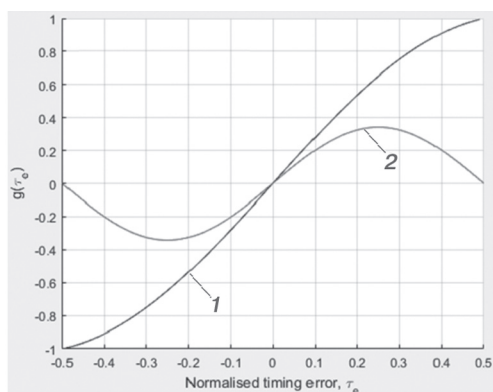


Рис. 10. S-крива детекторів помилки синхронізації: 1 — детектор Early-Late; 2 — детектор Gardner

S-криву обчислюють за очікуваним значенням $e(k)$ для $x(kT_s - \tau_e)$ і $x((k-1)T_s - \tau_e)$. S-криву для детектора помилок синхронізації, що залежить від даних, можна подати у вигляді

$$g(\tau_e) = KE_{avg} [r_p(T_s - \tau_e) - r_p(-T_s - \tau_e)].$$

Цей сигнал помилки впливає з оцінювання максимальної ймовірності зміщення синхронізації. Операцію здобуття похідної може бути замінено структурою керування раннім-пізнім відліками як для синфазної, так і для квадратурної компонент.

Дослідження похибки детектора помилки символної синхронізації

Синхронізація символів за Гарднером — це метод зворотного зв'язку, не пов'язаний із даними. Детектор помилок синхронізації потребує як мінімум дві вибірки на символ, одна з яких є точкою, в якій може бути прийнято рішення.

Детектор помилок синхронізації Gardner засновано на виявленні перетину нуля на око-діаграмі

реалізує орієнтований на прийняття рішень спосіб зворотного зв'язку з урахуванням даних, який потребує попереднього відновлення фази носійної. Детектор помилок синхронізації Mueller&Muller працює на узгоджених вихідних сигналах фільтра, сформованих за однією вибіркою на символ. Сигнал помилки синхронізації символу визначається за виразом:

$$e(k) = a(k-1)x(kT_s + \hat{t}) + a(k)x((k-1)T_s + \hat{t}),$$

де \hat{t} — оцінка затримки відліку в діапазоні часу; $x(kT_s + \hat{t})$ — інтерполяційний поліном; $a(k)$ — k -й прийнятий символ сигналу; T_s — період тривалості символу; τ — невідома затримка за часом.

S-крива являє собою оцінювання нахилу $r_p(\tau_e)$ з використанням значень $r_p(t)$ часу символу до і після $-\tau_e$. Оскільки $r_p(t)$ є автокореляційною функцією, вона симетрична відносно $\tau_e = 0$. Як наслідок, S-крива дорівнює нулю при $\tau_e = 0$.

Графік залежності відносної помилки синхронізації від відношення сигнал/шум [15] для ДПС Early-Late, Gardner і Mueller&Muller ілюструє рис. 11.

З огляду на здобуті залежності можна дійти висновку, що відносна помилка синхронізації збільшується в разі відношення сигнал/шум, меншого за 10 дБ. Найбільш рівномірну залежність має ДПС Early-Late.

Висновки

Проведено дослідження детекторів помилки синхронізації Mueller&Muller, Gardner, Early-Late. У разі зменшення відношення сигнал/шум спостерігається збільшення помилки синхронізації. Детектор Mueller&Muller має на 20% більшу помилку синхронізації, ніж детектори Gardner і Early-Late за відношення сигнал/шум, що дорівнює 2 дБ. Детектор Early-Late має більшу крутість S-кривої, найбільш рівномірну залежність відносної помилки синхронізації від відношення сигнал/шум, що зменшується від 4 до 1% зі збільшенням відношення сигнал/шум від 2 до 35 дБ.

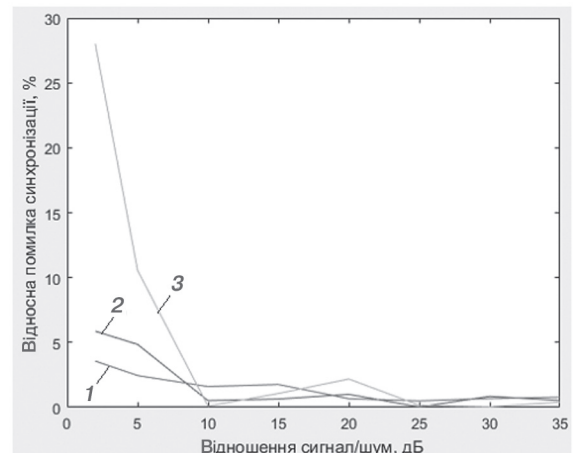


Рис. 11. Залежність відносної помилки синхронізації від відношення сигнал/шум для ДПС: 1 — детектор Early-Late; 2 — детектор Gardner; 3 — детектор Mueller&Muller

Список використаної літератури

1. Rice M. *Digital communications: a discrete-time approach*. New Jersey: Pearson Education, Inc., 2009. 778 p.
2. Investigation of signals distortion during interpolation in SDR transmitters with QPSK modulation / J. Boiko, I. Pyatin, O. Eromenko, I. Parkhomey // *Адаптивні системи автоматичного управління*, 2019. №1 (34). С. 5–15. DOI: <https://doi.org/10.20535/1560-8956.1.2019.178070>.
3. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / изд. 2-е, испр.; пер. с англ.* Москва: Вильямс, 2003. 1104 с.
4. Бойко Ю. М., Дружинін В. А., Толюпа С. В. *Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад: монографія*. Київ, 2018. 227 с. URL: <http://elar.khnu.km.ua/jspui/handle/123456789/6291>.
5. Прокус Д. *Цифровая связь / под ред. Д. Д. Кловского*. Москва: Радио и связь, 2000. 800 с.
6. Quality Assessment of Synchronization Devices in Telecommunication / J. Boiko, O. Eromenko, I. Kovtun, S. Petrashchuk // *Electronics and Nanotechnology (ELNANO): Proceedings 2019 IEEE 39th International Conf. (Kyiv, Ukraine, 16-18 April 2019)*. Kyiv, 2019. P. 694–699. DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783438.
7. Signal processing with frequency and phase shift keying modulation in telecommunications / J. Boiko, V. Tolubko, O. Barabash [et al.] // *Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control)*. 2019. Vol. 17, Iss. 4. P. 2025–2038. DOI: <http://dx.doi.org/10.12928/telkomnika.v17i4.12168>.
8. Chen Q., Li M. Modified Gardner algorithm for bit synchronization in high-order QAM // *Computational Problem-Solving (ICCP): Proceedings 2013 International Conf. (Jiuzhai, China, 26-28 Oct. 2013)*. Jiuzhai, 2013. P. 1–6. DOI: 10.1109/ICCP.2013.6893575.
9. Joint Symbol and Chip Synchronization for a Burst-Mode-Communication Superregenerative MSK Receiver / A. López-Riera, F. Águila-López [et al.] // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2017. Vol. 64, Iss. 5. P. 1260–1269. DOI: 10.1109/TCSI.2016.2636022.
10. Zhang L., Zhiming H. A modified timing synchronization algorithm for QPSK in digital receiver // *Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC): Proceedings 2011 2nd International Conf. (Dengleng, China, 8-10 Aug. 2011)*. Dengleng, 2011. P. 1–4. DOI:

10.1109/AIMSEC.2011.6011207.

11. **Rai A., Kumar V. N.** *Wideband acquisition technique for QPSK demodulator // Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT): Proceedings 2016 IEEE International Conf. (Bangalore, India, 20-21 May 2016). Bangalore, 2016. P. 1–6. DOI:*

10.1109/RTEICT.2016.7807869.

12. **Boiko J., Kovtun I., Petrashchuk S.** *Productivity of telecommunication systems with modified signal-code constructions // Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T): Proceedings 2017 IEEE 4th International Scientific-Practical Conf. (Kharkov, Ukraine, 10-13 Oct. 2017). Kharkov, 2017. P. 173–178. DOI:*

10.1109/INFOCOMMST.2017.8246374.

13. **Super resolution using trilateral filter regression interpolation / C. Ting-An, L. Kuan-Ting, C. Guan-Cheng [et al.] // 2017 IEEE 2nd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP): Proceedings 2017 IEEE 2nd International Conf. (Singapore, 4-6 Aug. 2017). Singapore, 2017. P. 86–89. DOI:**

10.1109/SIPROCESS.2017.8124511.

14. **Enhanced Spatial Modulation With Multiple Signal Constellations / C. C. Cheng, S. Hikmet, S. Sezginer, T. Su Yu // IEEE Transactions on Communications. 2015. Vol. 63, Iss. 6. P. 2237–2248. DOI:**

10.1109/TCOMM.2015.2422306.

15. **Shynkaruk, O., Boiko J., Eromenko O.** *Measurements of the energy gain in the modified circuit signal processing unit // 2016 IEEE 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET): Proceedings 2016 13th International Conf. (Lviv – Slavsko, 23-26 Feb., 2016). Lviv – Slavsko, 2016. P. 582–585. DOI:*

10.1109/TCSET.2016.7452121.

Ю. Н. Бойко, И. С. Пятин

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДЕТЕКТОРОВ ОШИБКИ СИМВОЛЬНОЙ синхронизации КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ С МОДУЛЯЦИЕЙ QPSK

Рассмотрены принципы построения когерентной системы цифровой связи с модуляцией QPSK, исследованы созвездия сигналов на выходе контура фазовой синхронизации. Приемник должен учитывать эффекты статического сдвига частоты, переменной во времени задержки символа, гауссовского шума. Символьная синхронизация основана на изменениях знака данных для получения правильного сигнала ошибки синхронизации. Интерполятор создает согласованные выходные сигналы фильтра, которые выровнены по границам символов и оптимальным моментам выборки. Проанализированы функции, которые выполняет контур символьной синхронизации, особенности построения детектора ошибки синхронизации (ДОС). Исследованы ДОС Gardner, Early-Late, Mueller & Muller, их ошибка и уравнения S-кривой. Получена зависимость относительной ошибки синхронизации от отношения сигнал/шум. Сделан вывод, что ДОС Early-Late имеет большую крутизну S-кривой, наиболее равномерную зависимость относительной ошибки синхронизации от отношения сигнал/шум, которая уменьшается с 4 до 1% при увеличении отношения сигнал/шум от 2 до 35 дБ.

Ключевые слова: когерентный связь; ошибка синхронизации; символьная синхронизация; детектор ошибки синхронизации.

J. M. Boiko, I. S. Pyatin

COMPARATIVE ANALYSIS OF TIMING ERROR DETECTORS FOR SYMBOL SYNCHRONIZATION OF THE COHERENT SYSTEM OF DIGITAL COMMUNICATION WITH QPSK MODULATION

The article discusses the principles of building a coherent digital communication system with QPSK modulation, explores the constellations of signals at the output of the phase synchronization circuit. To achieve the goal set in the article, a comparative analysis of the synthesis methods of synchronization systems in telecommunication devices was carried out; the main trends and available means of constructing synchronization and filtering devices in the presence of a real interference complex are established; mathematical models and methods for estimating the error of clock synchronization systems have been developed. The receiver must take into account the effects of a static frequency shift, a variable time delay of the symbol delay, and Gaussian noise. Symbol synchronization is based on a change in the sign of the data to obtain the correct synchronization error signal. The interpolator creates consistent filter output signals that are aligned with symbol boundaries and optimal sampling times. The functions that the symbol synchronization circuit performs, the features of constructing a synchronization error detector (SED) are analyzed. The improved receiver circuit phase shift keying signals by using circuit solutions to improving conditions for synchronization by using direct digital synthesizers synthesis are proposed. SED of Gardner, Early-Late, Mueller & Muller, their error and S-curve equations are investigated. The dependence of the relative synchronization error on the signal-to-noise ratio is obtained. It was concluded that the Early-Late SED has a large S-curve slope, the most uniform dependence of the relative synchronization error on the signal-to-noise ratio, which decreases from 4% to 1% with an increase in the signal-to-noise ratio from 2 dB to 35 dB. It is said that the introduction of a symbolic synchronization circuit in the receiver system allows to improve the power of telecommunication devices with phase shift keying. Symbol synchronization allows you to stabilize the digital communication mode when using interpolation and decimation in forming filters.

Keywords: coherent communication; synchronization error; symbol synchronization; timing error detector.