



УДК 621.39.001.63, 621.391.1.037.37

АДАПТИВНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В СИСТЕМАХ СКРЫТОЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СВЯЗИ

А.Ю. Гришенцев^а, А.И. Елсуков^а^а Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

Адрес для переписки: artemdeimon@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 13.02.17, принята к печати 15.05.17

doi: 10.17586/2226-1494-2017-17-4-640-650

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Гришенцев А.Ю., Елсуков А.И. Адаптивная синхронизация в системах скрытой широкополосной связи // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2017. Т. 17. № 4. С. 640–650. doi: 10.17586/2226-1494-2017-17-4-640-650

Аннотация

Предмет исследования. Разработан метод адаптивной синхронизации в приемных устройствах систем широкополосной связи скрытого обмена сообщениями, повышающий эффективность использования вычислительной мощности приемного устройства. Актуальность исследования обусловлена потребностями более эффективного использования вычислительных ресурсов в приемных модулях широкополосной цифровой связи и радиолокации. **Метод.** Предлагаемое решение является развитием применяемого в настоящее время метода последовательной синхронизации, состоящего из этапов предварительной (грубой) и последующей (точной) синхронизации. Сущность предлагаемого решения состоит в вычислении корреляционной функции только в области (окне) вблизи ожидаемого центрального пика. Движение окна вдоль принятой последовательности символов позволяет отыскать фактическое положение пика и произвести синхронизацию. Снижение вычислительных затрат достигается за счет уменьшения объема обрабатываемой информации. Адаптивность метода достигается точной подстройкой синхронизации в течение всего сеанса связи. Предлагаемое решение актуально для мобильных систем связи и радиолокации в условиях многолучевого распространения радиосигнала. **Основные результаты.** Моделирование системы синхронизации выполнено в среде Simulink (MATLAB). В качестве примера для синхронизации использован сигнал, сформированный на основе комплекснозначной матрицы с особой формой автокорреляционной функции размером 3×4 . Модельные исследования показали, что разработанный метод позволяет осуществлять синхронизацию приемопередающей системы, не выходя из режима скрытой (подшумовой) передачи сообщений. Показано, что применение разработанного метода адаптивной синхронизации позволяет существенно снизить необходимую для синхронизации вычислительную мощность приемного устройства. Количество операций, которое затрачивается при вычислении корреляционной функции, уменьшилось в 28 раз по сравнению с методом вычисления во времени во всем диапазоне отсчетов и в 5 раз относительно алгоритма вычисления корреляционной функции с использованием быстрого преобразования Фурье. **Практическая значимость.** Результаты работы могут найти применение при проектировании приемных модулей широкополосной цифровой связи и радиолокации.

Ключевые слова

широкополосная радиосвязь, подшумовая радиопередача, цифровая обработка сигналов

ADAPTIVE SYNCHRONIZATION IN HIDDEN BROADBAND SYSTEMS

A.Yu. Grishentcev^а, A.I. Elsuikov^а^аITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation

Corresponding author: artemdeimon@gmail.com

Article info

Received 13.02.17, accepted 15.05.17

doi: 10.17586/2226-1494-2017-17-4-640-650

Article in Russian

For citation: Grishentcev A.Yu., Elsuikov A.I. Adaptive synchronization in hidden broadband systems. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2017, vol. 17, no. 4, pp. 640–650 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2017-17-4-640-650

Abstract

Subject of Research. The paper deals with the method of adaptive synchronization in receiving devices of broadband communication systems of the hidden message exchange increasing the efficiency of computational capability usage of a receiving device. The research topicality is caused by the need in more effective usage of computing resources for accepting modules of broadband digital communication and radiolocation. **Method.** The proposed solution is an extension of sequential

synchronization method being applied nowadays. The method consists of two synchronization stages: preliminary – hard, and subsequent – precise one. The entity of the proposed solution lies in computation of correlative function only in the area (window) near the expected central peak. The window movement along the accepted character sequence enables to find the actual peak position and to make synchronization. Decreasing of computing expenses is reached due to reduction of processed information volume. The method adaptivity is reached by exact retraining of synchronization during all communication session. The proposed solution is urgent for mobile systems of communication and radiolocation in condition of signal interference. **Main Results.** Simulation of synchronization system is carried out in the environment of Simulink (MATLAB). The signal created on the basis of a complex-valued matrix with the size equal to 3×4 with the special form of autocorrelation function is used as an example for synchronization. Model researches showed that the developed method enables to realize synchronization of transceiving system, without quitting the mode of the hidden (subnoise) message passing. It is shown that application of the developed method of the adaptive synchronization, gives the possibility to reduce significantly computational capability of a receiving device, necessary for synchronization. The number of operations in case of correlation function computation was decreased in 28 times as compared to a computation method in time over all range of counting and in 5 times concerning an algorithm of correlation function computation with the use of fast Fourier transform. **Practical Relevance.** Research results can find application in the design of receiving modules of broadband digital communication and radiolocation.

Keywords

wireless broadband connectivity, subnoise broadcast, digital signal processing

Введение

Настоящая работа является продолжением цикла исследований, посвященных разработке методов и средств организации и оценки эффективности применения канала скрытой под шумовой широкополосной связи с применением способа модуляции сигнала на основе матриц с комплексными коэффициентами и особой формой автокорреляционной функции (АКФ) [1–4]. Новизна данного цикла исследований заключается в том, что впервые предложено использовать для синтеза широкополосных сигналов ($W \cdot T > 1$, где W – полоса частот, занимаемого сигналом сообщения, T – время передачи сообщения) матрицы с особой формой АКФ и комплексными значениями элементов [1, 4].

Для организации скрытой передачи данных актуальна задача разработки методов под шумовой радиопередачи сообщений [5–7]. Сообщения на приемной стороне должны быть корректно распознаны при помощи методов распознавания образов, несмотря на возникающие при распознавании ошибки, в этом случае говорят о минимизации ошибки и допустимом числе ошибок в сообщении. Для этого существуют различные способы, принципиально базирующиеся на размещении энергии сигнала при передаче во временном и (или) частотном пространстве и концентрации энергии сигнала при приеме. В данной работе для формирования ансамбля передаваемых сигналов использовались комплексные матрицы с особой формой АКФ. Особенность таких матриц заключается в том, что основной пик в центре АКФ имеет значительно большее значение по отношению к боковым лепесткам [1, 3].

Построение систем широкополосной связи с использованием комплекснозначных матриц является новым научным направлением и предоставляет следующие преимущества:

- использование комплексных сигналов позволяет разделять сигнал на две взаимно ортогональные составляющие, что может быть применено для поляризационного разделения сигнала [8];
- пик АКФ таких матриц имеет вещественное значение, а боковые лепестки являются комплексными числами, т.е. разделены на вещественную и мнимую составляющие. За счет этого пиковое значение АКФ сигнала сильнее превышает значения боковых лепестков в сравнении с АКФ вещественных сигналов [1, 8].

Существенной задачей, решаемой при приеме и распознавании под шумовых сигналов, является синхронизация во времени. Особенно актуальна задача синхронизации для цифровых приемопередающих устройств. Корректно выполненная процедура синхронизации позволяет снизить вычислительные затраты [9] приемного устройства, связанные с распознаванием сообщения, за счет исключения непрерывного вычисления корреляционной функции. Синхронизацию можно выполнить путем передачи синхроимпульса с амплитудой выше уровня шума, но такое решение не вписывается в концепцию организации передачи сообщений в скрытом режиме. Таким образом, открытым вопросом является осуществление синхронизации приемопередающих устройств, не затрачивая больших вычислительных ресурсов и не выходя из диапазона мощностей под шумовой передачи сообщений.

Настоящая работа посвящена разработке и исследованию адаптивного метода синхронизации на основе скользящего окна (АСМСО) во времени в условиях скрытого режима передачи сообщений и при ограниченных вычислительных ресурсах приемника. Целью работы является разработка и моделирование метода адаптивной синхронизации для систем скрытой передачи широкополосных радиосообщений с ограниченным вычислительным ресурсом.

В работах [6, 10] описан метод синхронизации в системах широкополосной связи с прямым расширением спектра. Данный метод и предлагаемый авторами метод АСМСО схожи тем, что первоначально производится грубая подстройка точки синхронизации. После нее устройство синхронизации осуществляет отслеживания этой точки и тонкую подстройку синхронизации в процессе

всего сеанса связи. Отличительная особенность АСМСО заключается в возможности использования сигналов, включающих несколько несущих частот, что специфично для сигналов, синтезированных на основе матриц с особой формой АКФ. Таким образом, предлагаемый метод позволит сократить вычислительные затраты за счет применения скользящего окна.

Методы исследования

Моделирование приемного и передающего устройства [11], а также канала связи осуществлялось в среде MATLAB Simulink¹ [12]. Обобщенная блок-схема приемного и передающего устройств при наличии между ними канала связи приведена на рис. 1.

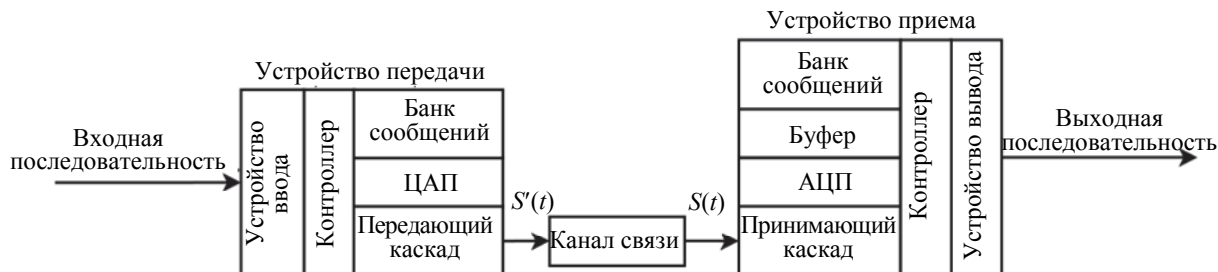


Рис. 1. Схема приемопередающей системы широкополосных сигналов в режиме скрытой передачи сообщений

На вход устройства передачи через устройство ввода подается последовательность, состоящая из ограниченного множества символов, образующих алфавит сообщений [8]. Передатчик включает в себя контроллер, выполняющий задачи выборки дискретных последовательностей сигналов из банка сообщений в соответствии с требованиями синхронизации и (или) последовательностями входных данных. Банк сообщений представляет собой память, в которой содержатся заранее сформированные дискретные последовательности сигналов. Каждый сигнал соответствует определенному символу. Данные с контроллера поступают в модуль цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) для формирования на выходе аналогового сигнала, поступающего в передающий каскад. В данном каскаде содержится полосовой фильтр, усилитель и антенна, с которой сигнал $S'(t)$ передается в радиоэфир.

Сигнал $S'(t)$ проходит через канал связи, который его искажает различными видами помех. На выходе формируется сигнал $S(t)$, поступающий в устройство приема.

В устройстве приема $S(t)$ через принимающий каскад, содержащий приемную антенну, полосовой фильтр и усилитель сигнал поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). АЦП преобразует входной аналоговый сигнал в дискретный, который сохраняется в буфере приемника [13]. Контроллер производит выборку сигналов из банка сообщений и с целью распознавания символов вычисляет взаимно-корреляционную функцию (ВКФ) с принятой последовательностью, сохраненной в буфере. Также контроллер осуществляет функцию синхронизации с передающей стороной. Из приемника через устройство вывода выходит последовательность данных, которая, в случае отсутствия ошибок, должна совпадать с входной последовательностью, поданной на передающее устройство.

Канал связи искажает передаваемый сигнал, при этом в моделировании использовались следующие виды помех: внесение неизвестной фазы [6, 13]; аддитивный белый гауссов шум (АБГШ); мультипликативная помеха; помеха многолучевого распространения сигнала [14]. Общую модель канала можно выразить как

$$S(t) = \sum_{i=1}^{N_L} [g_i(t)(h_i(t) * S'(t)) + w_i(t)],$$

где $h_i(t) * S'(t)$ – свертка с эквивалентной импульсной характеристикой $h_i(t)$ канала связи для i -го луча распространения сигнала; $g_i(t)$ – мультипликативная помеха i -го луча распространения; $w_i(t)$ – АБГШ i -го луча распространения сигнала. В общем случае, на основании центральной предельной теоремы, аддитивную гауссову составляющую $w_i(t)$ можно вынести за скобки.

Математическое описание АБГШ производится с помощью определения функции переходной вероятности [6], в число параметров которой входит односторонняя спектральная плотность мощности белого шума N_0 и евклидово расстояние между сигналами $d(S, S')$ [6].

Так как спектральная плотность АБГШ имеет равномерное спектральное распределение мощности, равной $N_0(\omega) = N_0 = \text{const}$, то средняя мощность белого гауссового шума будет составлять $\bar{P}_N = N_0 F_N$, где F_N – ширина полосы частот АБГШ [15].

Для оценки мощности сигнала вводится понятие средней мощности сигнала в определенном промежутке времени [15]. Схожесть принятого сигнального символа S и исходного символа S' можно оценить с использованием функции ВКФ [6]:

¹ <http://matlab.ru/products/Simulink>

$$R'_{SS}(\tau) = S \cdot S' = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)S'(t - \tau)dt.$$

Широкополосные сигналы модулируются на основе матриц с комплексными коэффициентами [1], АКФ которых имеют особую форму. Пусть имеется кодирующая матрица **A**, образованная M_A строками и N_A столбцами. Тогда сигнальный символ, сформированный на основе данной матрицы, будет описываться следующим выражением:

$$s(t) = \sum_{a=1}^{M_A} \left[\text{Re}(A_{ax}) \cos\left(\frac{2\pi f_0 at}{N_A}\right) + \text{Im}(A_{xa}) \sin\left(\frac{2\pi f_0 at}{N_A}\right) \right],$$

где f_0 – опорная частота, $x = \left\lfloor \frac{t \cdot M_A}{T} \right\rfloor$. Значение f_0 выбирается так, чтобы каждому элементу матрицы **A** соответствовала сумма гармонических функций, число периодов каждой из которых кратно $\frac{T}{N_A}$.

Если для другого символа осуществлять кодирование с помощью матрицы $(-1) \cdot \mathbf{A}$, то ВКФ такого сигнального символа с символом, образованным матрицей **A**, вследствие однородности операции взаимной корреляции будет равна $(-1) \cdot (\mathbf{A} \cdot \mathbf{A})$. Исходя из этого, можно сделать вывод, что на основе одной матрицы можно сформировать не менее двух широкополосных сигналов, соответствующих двум разным символам.

В качестве примера в данной работе для формирования алфавита сигнальных сообщений использовалась следующая комплекснозначная матрица с особой формой АКФ размером 3×4 :

$$\mathbf{A}_K = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} + j\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ j & \frac{\sqrt{2}}{2} + j\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} - j\frac{\sqrt{2}}{2} & -j & 1 & 0 \end{bmatrix}, \tag{1}$$

где j – мнимая единица.

Математическая модель приемного устройства

При синхронизации методом скользящего окна в структуре передаваемого сообщения перед последовательностью символов данных располагается последовательность символов для синхронизации, которая формируется путем повторения во времени K раз одного и того же символа синхронизации размером N отсчетов, известного приемной и передающей стороне (рис. 2). Она завершается символом, отличным от символа синхронизации и также известным приемной и передающей стороне.

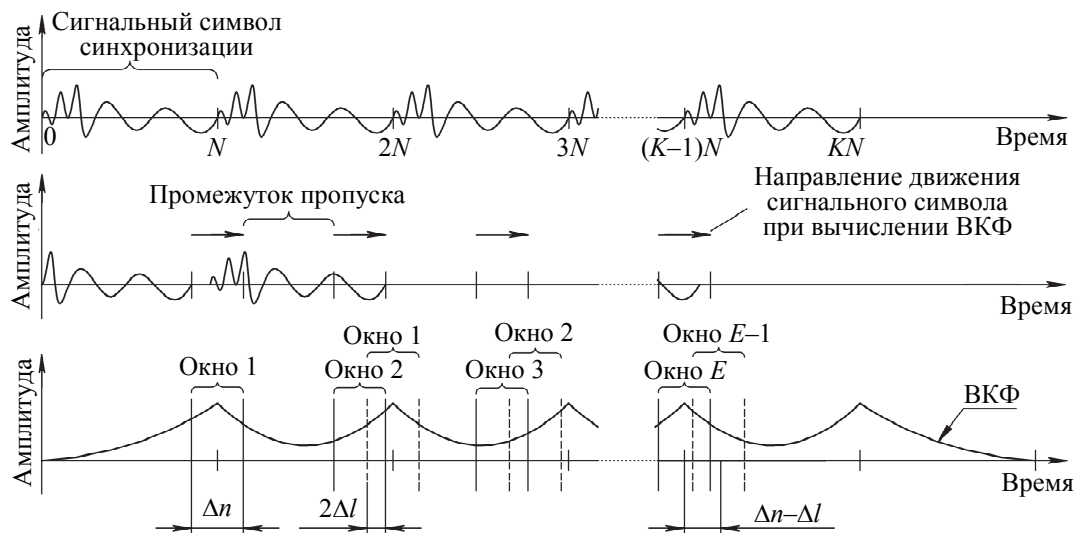


Рис. 2. Схематичное представление процесса синхронизации приемопередающей системы; E – номер последнего окна

Приемник принимает K серий сигналов по N отсчетов, по которым вычисляет ВКФ $R_{SL}(\tau)$, где L – сигнальный символ синхронизации размером N отсчетов. Вычисление корреляционной функции осуществляется в пределах указанных на рис. 2 окон, имеющих ширину Δn отсчетов [16, 17]. Между окнами присутствует промежуток, в котором ВКФ не вычисляется.

После каждой вычисленной ВКФ [18] увеличивается сдвиг окна относительно его начального положения. В течение всего времени синхронизации система должна осуществлять поиск максимального значения корреляционной функции. Время при том отсчете, при котором был зафиксирован максимум ВКФ, и будет считаться точкой пикового значения ВКФ, назовем такую точку периодически следующим

опорным отсчетом синхронизации (ООС). В дальнейшем в окрестности периодически следующего ООС при приеме данных будет вычисляться взаимная корреляция для распознавания символов. Кроме того, для повышения устойчивости приема данных предложено производить корректировку положения этого отсчета на основе статистической оценки положения максимума ВКФ. Отслеживание позиции ООС приемным устройством осуществляется в течение приема данных, за счет этого реализуется принцип адаптивности синхронизации.

В течение всего времени синхронизации окно должно быть перемещено вдоль оси времени так, чтобы охватить каждую часть ВКФ, не пропуская ни один отчет. В таком случае ширина окна Δn как минимум должна быть равна $\frac{N}{K}$, и минимальный шаг, с которым окно должно перемещаться, также равен $\frac{N}{K}$. Но для повышения устойчивости синхронизации возможно добавление некоторого перекрытия между соседними окнами путем увеличения их ширины с левой и правой стороны на Δl отсчетов. Тогда ширина окна Δn будет равна

$$\Delta n = \frac{N}{K} + 2\Delta l. \tag{2}$$

При расширении окон на Δl отсчетов справа и слева величина перекрытия соседних окон составляет $2\Delta l$ отсчетов (рис. 2), а шаг, с которым окно должно переместиться, теперь равен $\Delta n - \Delta l$ отсчетов. Обозначим отрезки номеров отчетов, в которых вычисляется ВКФ в пределах указанных окон, как p_k , где $k \in \mathbb{Z}_+$ – порядковый номер окна. Тогда, с учетом (2),

$$p_k = \left[k(N - \Delta n + \Delta l) + N - \frac{\Delta n}{2}; k(N - \Delta n + \Delta l) + N + \frac{\Delta n}{2} \right].$$

При возрастании ширины окна на $2\Delta l$ увеличиваются вычислительные затраты на выполнение операции взаимной корреляции B , а вероятность успешной синхронизации P_S при этом увеличивается. Тогда задачу можно свести к оптимизации следующей системы:

$$\begin{cases} B = B(\Delta n, \Delta l, N) \\ P_S = P_S(\Delta n, \Delta l, N) \end{cases}$$

Значение Δl выбирается исходя из критерия разности хода двух лучей распространения сигнала:

$$\Delta r = r_l - r_0,$$

где r_0 – самое короткое расстояние хода луча (например, прямое); r_l – самый длинный ход луча, мощностью которого на приемной стороне невозможно пренебречь. Задержка во времени между этими лучами распространения сигнала может быть выражена как

$$\Delta t = c\Delta r,$$

где c – скорость света в вакууме. Количество отсчетов, соответствующее Δt , тогда будет равно

$$\Delta n = f_d c \Delta r,$$

где f_d – частота дискретизации АЦП. В таком случае перекрытие между окнами должно быть выбрано в соответствии с условием $\Delta l \geq \Delta n$.

Формула [13] выражает зависимость мощности P_r принятого сигнала от расстояния r :

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2,$$

где G_t – коэффициент усиления передающей антенны; G_r – коэффициент усиления мощности приемной антенны; P_t – мощность излучения передающей антенны; λ – длина волны излучения. Тогда значение Δr можно выразить как

$$\Delta r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{P_t G_t G_r} \left(\sqrt{\frac{1}{P_l}} - \sqrt{\frac{1}{P_0}} \right),$$

где P_0 – мощность принятого сигнала, длина хода луча которого составляет r_0 ; P_l – мощность принятого сигнала, длина хода луча которого составляет r_l .

На рис. 3 представлена блок-схема алгоритма синхронизации.

Сначала в системе синхронизации осуществляется прием $N - \Delta n$ отсчетов в принимающий буфер, который является циклическим [15] и содержит в себе последовательность отсчетов f . На следующем этапе производится вычисление ВКФ $R_{fL'} = f \cdot L'$ для отсчетов в отрезке $\left[-\frac{\Delta n}{2}; \frac{\Delta n}{2} \right]$, где L' – символ завершения синхронизации. Если максимум данной ВКФ $T'' = \max(R_{fL'}) \leq C$, то синхронизация завершается. Если $T'' < C$, то осуществляется расчет $R_{fL} = f \cdot L$ для отсчетов в отрезке $\left[-\frac{\Delta n}{2}; \frac{\Delta n}{2} \right]$, где L – сигнальный символ синхронизации. В полученной ВКФ производится поиск его максимального значения T' и индекс этого максимума n' .

Для устойчивости синхронизации к импульсным помехам осуществляется оценка разности $d = r - T'$, где r – пиковое значение ВКФ, вычисленной в пределах окна при обработке предыдущего символа синхронизации. Если $d > C_d$, то считается, что при приеме текущего символа синхронизации имело место импульсная помеха. В условии $T' \geq T_m \wedge T' > C_m \wedge (d < C_d \vee T_m = 0)$, где T_m – максимальное значение ВКФ, C_m , C_d – константы, проверяется выполнение двух условий: во-первых, содержит ли R_{fL} , вычисленная в текущем окне точку, подозрительную на наличие пика ВКФ; во-вторых, имела ли ме-

сто при приеме текущего сигнального символа импульсная помеха. При выполнении данных условий $T_m := T'$ и $n_m := n'$.

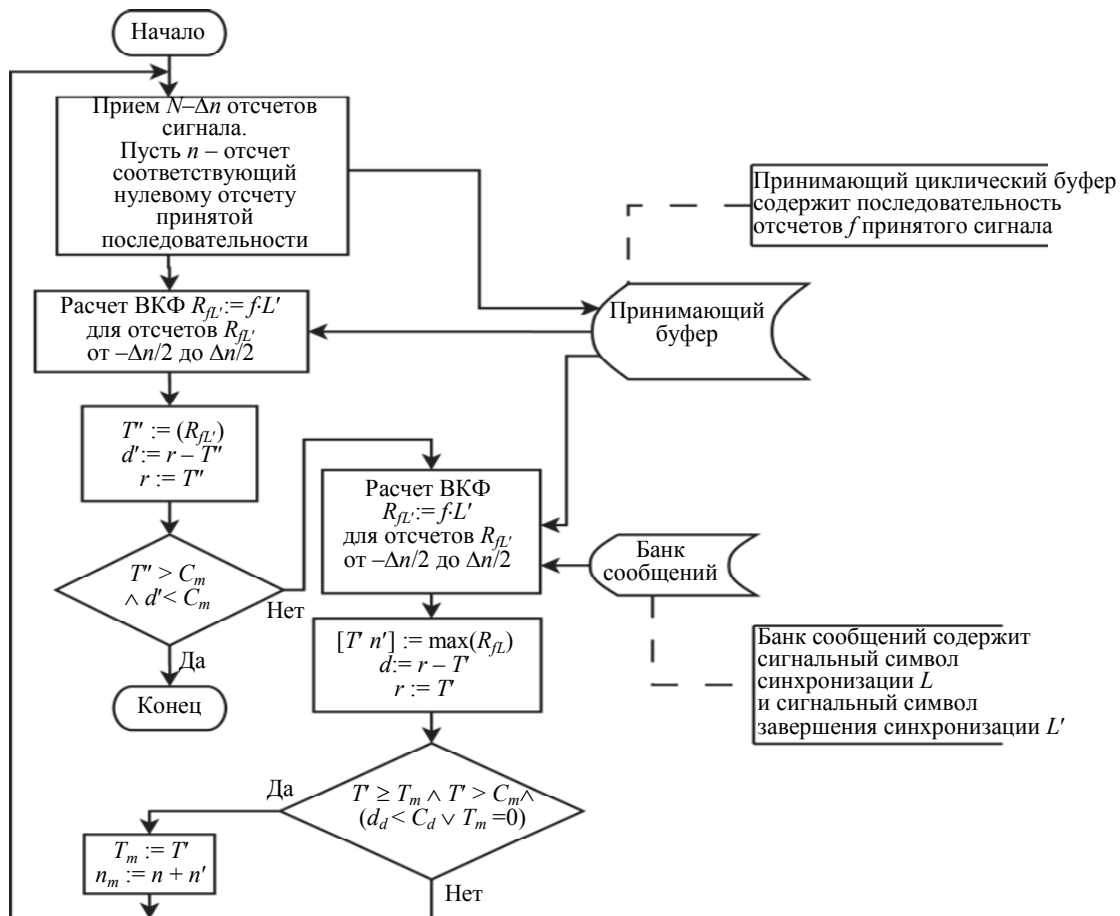


Рис. 3. Блок-схема алгоритма синхронизации

После завершения первого этапа синхронизации система осуществляет прием данных и отслеживание позиции ООС (рис. 4), что соответствует точной синхронизации с адаптацией.

Сначала производится прием $N + q$ отсчетов сигнала, где q – параметр смещения ООС после обработки предыдущего символа, вначале $q = 0$. После этого рассчитываются ВКФ R_1, R_2, \dots, R_U последовательности f со всеми символами L_1, L_2, \dots, L_U из банка сообщений. По полученным ВКФ выбирается тот $R = R_i$, пиковое значение T' которого – самое высокое и расположено в отсчете под номером l' . Если $T' < C'$, где C' – константа, принимается решение об ошибке распознавания сигнального символа. Тогда система осуществляет обработку следующего сигнального символа. Если $T' \geq C'$, то осуществляется статистический расчет положения ООС. Сначала производится вычисление суммы ВКФ, которые были получены при приеме предыдущих и текущего сигнальных символов в режиме отслеживания $R'[l] = R'_1[l + q_1] + R'_2[l + q_2] + \dots + R'_U[l + q_U] + R[l]$. $R_i[l]$, имеющая размерность Δn , является ВКФ, рассчитанной в пределах окна при приеме одного из предыдущих сигнальных символов, q_i – смещение R_i относительно текущего положения ООС. По полученной сумме ВКФ R' производится поиск положения максимума ВКФ l' . По полученному значению l' вычисляется новая позиция ООС $n_m := (n_m + Ql')$, где Q – скорость изменения позиции ООС, а $q := Qp$. В конце производится запоминание новой последовательности ВКФ $R'_u = R$, $q_u = 0$. После этого осуществляется корректировка всех смещений ВКФ R'_1, R'_2, \dots, R'_U относительно нулевого отсчета $q_1 := q_1 - Ql'$, $q_2 := q_2 - Ql'$, ..., $q_U := q_U - Ql'$. Если прием сигнальных символов необходимо закончить, система синхронизации завершает отслеживание позиции ООС и переходит снова к первому этапу синхронизации, в ином случае осуществляется прием следующего сигнального символа.

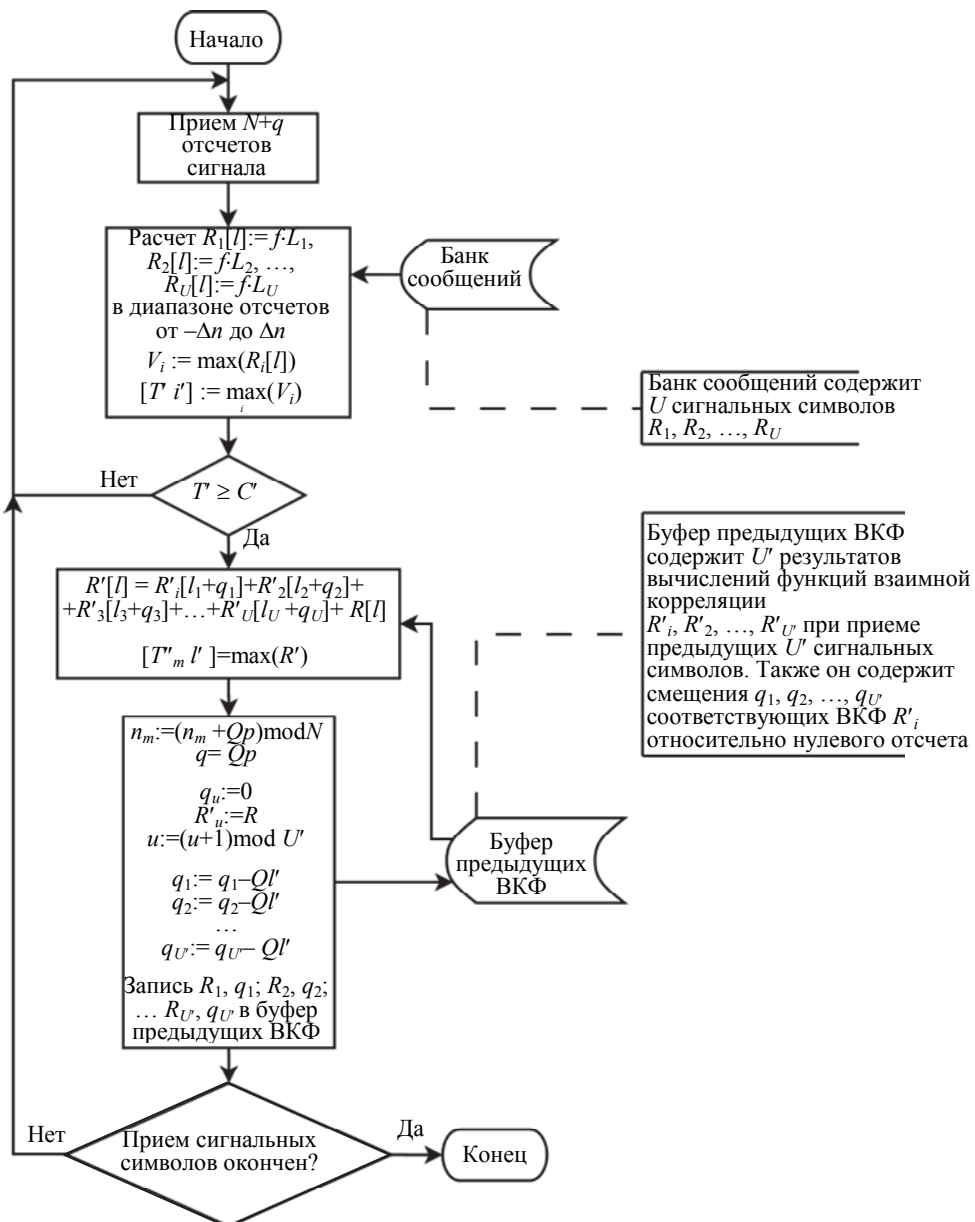


Рис. 4. Блок-схема отслеживания позиции периодически следуемого опорного отсчета синхронизации

Параметр скорости изменения позиции ООС $Q > 0$ определяет скорость перестраивания системы в случае изменения фазы сигнала. При достаточно высоком значении Q система может потерять точку синхронизации, поэтому необходимым условием при выборе данного параметра будет $Q < \frac{\Delta n}{2}$. Определение параметров Δn и Q можно свести к оптимизации некоторой системы функций:

$$\begin{cases} B = B(\Delta n, Q, N) \\ P_r = P_r(\Delta n, Q, N) \end{cases}$$

где P_r – вероятность безошибочного распознавания сигнального символа.

Экспериментальное исследование модели

Описанный метод синхронизации был смоделирован при помощи пакета Simulink, входящего в MATLAB. В данной модели для синхронизации используется сигнал, который содержит в себе символы синхронизации, сформированные на основе \mathbf{A}_K (1). Символ конца синхронизации сформирован на основе матрицы $(-1) \cdot \mathbf{A}_K$.

На рис. 5 изображены результаты моделирования АСМСО при наложении АБГШ на передаваемый сигнал. Для построения вероятностной характеристики модель приемного устройства осуществляла прием 100 пакетов сигналов синхронизации для различных соотношений сигнал/шум. Таким образом, производилось накопление статистики.

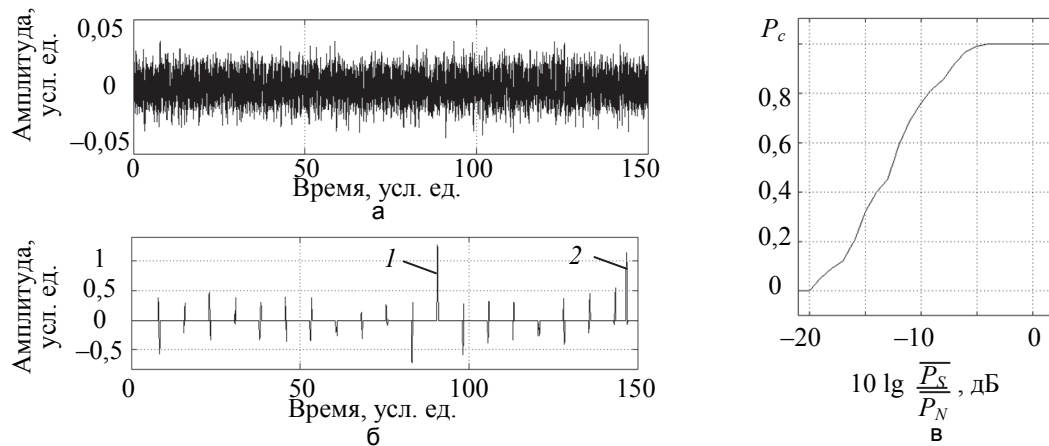


Рис. 5. Результаты моделирования адаптивной синхронизации методом скользящего окна при искажении передаваемого сигнала аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ): а – принимаемый сигнал, искаженный АБГШ, с соотношением сигнал/шум -5 дБ; б – сигнальные последовательности результатов вычисления взаимно корреляционной функции (ВКФ) при синхронизации: 1 – пиковое значение ВКФ принятого сигнала с сигнальным символом синхронизации; 2 – пик ВКФ принятого сигнального символа с символом конца синхронизации. Графики (а) и (б) нормированы делением на значение количества отсчетов. Зависимость вероятности успешной синхронизации P_c от соотношения сигнал/шум $\frac{P_s}{P_n}$ (в)

Как видно из рис. 5, в, при соотношении сигнал/шум около -4 дБ вероятность успешной синхронизации равна единице. Для повышения P_M можно использовать многоканальную передачу сигналов, разнесенных в частотной области [18]. Таким образом, при их суммировании и усреднении снизится соотношение сигнал/шум результирующего сигнала.

Также было произведено моделирование влияния на входной сигнал мультипликативной помехи [19]

$$S(t) = S'(t)(1 + A_M \sin \omega_M t),$$

где A_M – амплитуда мультипликативной помехи, значение которой изменяется от 0 до 1; ω_M – частота помехи. На рис. 6 представлены результаты моделирования.

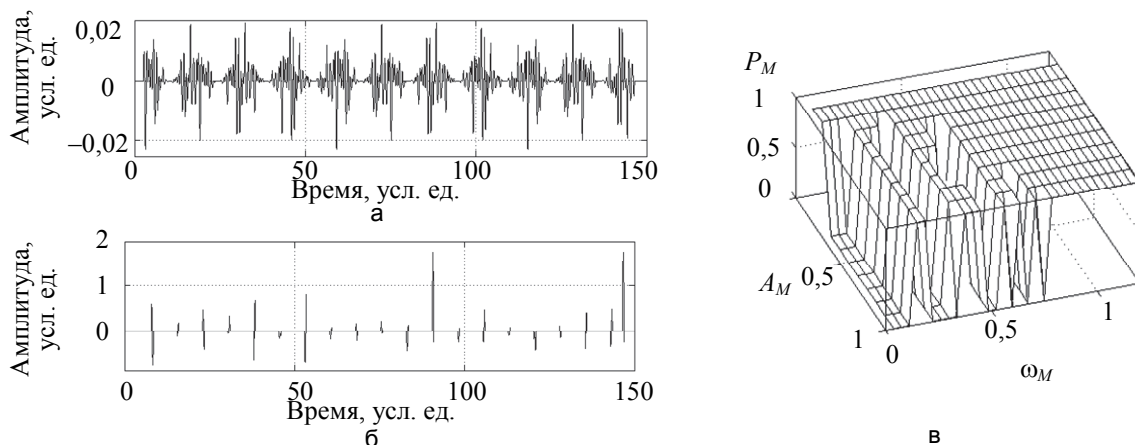


Рис. 6. Результаты моделирования адаптивной синхронизации методом скользящего окна при искажении сигнала мультипликативной помехой: а – пример принимаемого искаженного сигнала; б – сигнальные последовательности результатов вычисления взаимно корреляционной функции при синхронизации с сигналом (а). Графики (а) и (б) нормированы делением на значение количества отсчетов. Зависимость вероятности успешной синхронизации P_M от A_M и ω_M (в)

Как видно из рис. 6, в, синхронизация не осуществляется при высоких значениях амплитуды мультипликативной помехи и при низкой ее частоте, что говорит о том, что система не синхронизируется при возникновении низкочастотных замираний.

Также в исследовании было смоделировано двухлучевое распространение сигнала с разностью фаз двух лучей φ_s , один из которых умножается на коэффициент A_s . Будем называть луч с большей мощностью основным лучом, а с меньшей – побочным. На рис. 7 представлены результаты моделирования данного эксперимента.

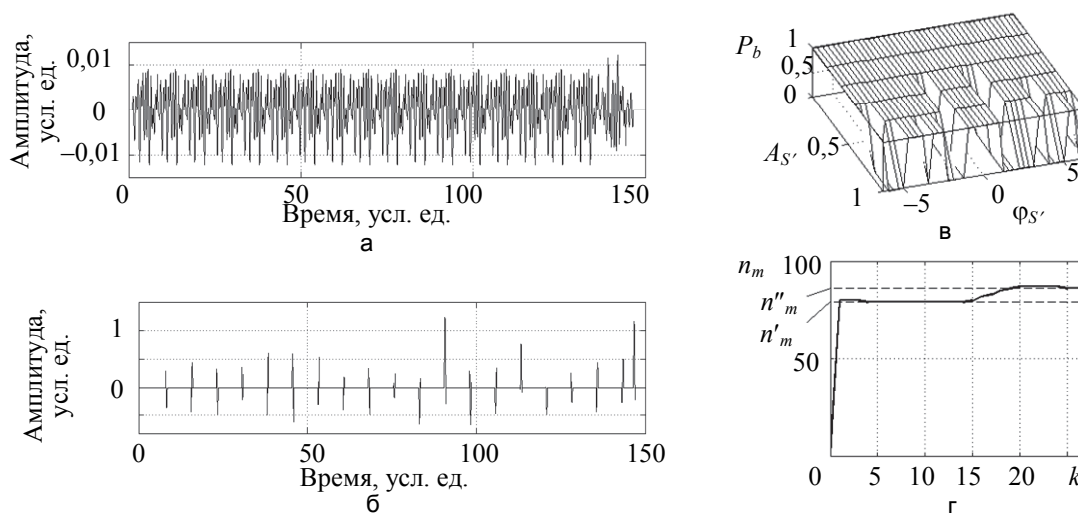


Рис. 7. Результаты моделирования адаптивной синхронизации методом скользящего окна при двухлучевом распространении сигнала: а – пример принимаемого сигнала при двухлучевом распространении с разностью фаз $\varphi_{S'} = -4,71$ рад; б – сигнальные последовательности результатов вычисления взаимно корреляционной функции при синхронизации с сигналом (а); в – зависимость вероятности успешной синхронизации P_b от $A_{S'}$ и $\varphi_{S'}$; г – зависимость, полученная при моделировании процесса отслеживания опорного отсчета синхронизации (ООС), индекса ООС n_m в циклическом буфере от номера принятого символа k

Нулевая вероятность синхронизации обусловлена тем, что при определенных значениях $\varphi_{S'}$ и высоких $A_{S'}$ в результате интерференции двух сигналов в принимаемом сообщении уменьшается средняя мощность сигнального символа синхронизации, при котором возникает пиковое значение в наблюдаемом диапазоне отсчетов ВКФ или уменьшается средняя мощность сигнального символа конца синхронизации. Кроме того, при высоком множителе $A_{S'}$ устройство приема может синхронизироваться с сигналом, распространяющимся по побочному лучу. В условиях данного эксперимента такое событие также считается безуспешной синхронизацией.

На рис. 7, г, изображена зависимость положения n_m ООС от номера k принятого по порядку сигнального символа. Данная зависимость получена как результат моделирования системы синхронизации в режиме отслеживания позиции ООС. Сначала положение ООС соответствует n'_m . При $k = 14$ изменены мощности основного \bar{P}_0 и побочного \bar{P}_1 луча распространения сигнала, так чтобы $\bar{P}_0 < \bar{P}_1$. В результате положение ООС смещено в новое положение n''_m .

На рис. 8 представлен пример моделирования синхронизации с сигналом типа искаженного АБГШ, мультипликативной помехой и двухлучевым распространением.

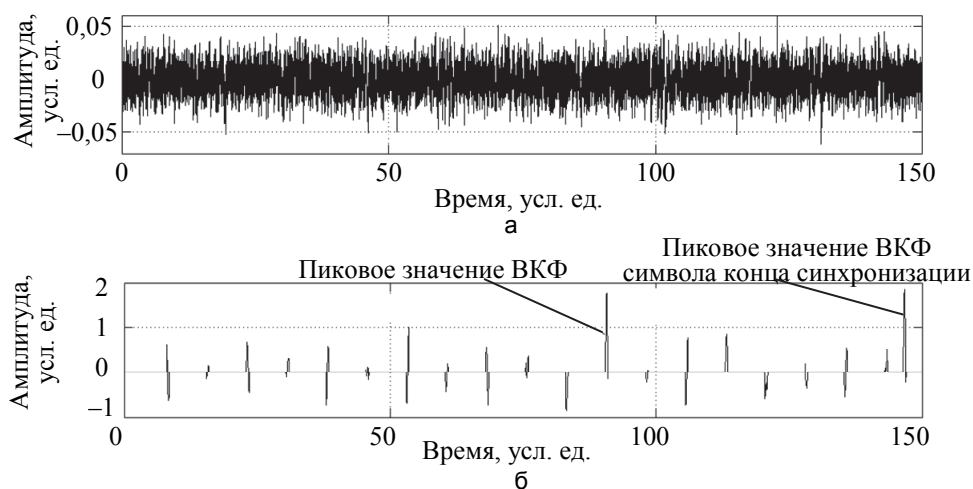


Рис. 8. Пример моделирования синхронизации с сигналом, который является искаженным аддитивным белым гауссовым шумом, мультипликативной помехой и двухлучевым распространением: а – принимаемый искаженный сигнал; б – сигнальные последовательности результатов вычисления взаимно корреляционной функции при синхронизации с сигналом (а)

На рис. 9 представлены зависимости количества операций B от размера сигнального символа трех алгоритмов вычисления ВКФ: во времени в диапазоне отсчетов от $-N + 1$ до $N - 1$, с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) [11] и с использованием АСМСО. Методы синхронизации, приведенные в работах [6, 10], осуществляют вычисление ВКФ в диапазоне отсчетов от $-N + 1$ до $N - 1$. Если корреляция рассчитывается во времени, зависимости количества операций, которые необходимо выполнить от N , соответствует кривая B_u . Если вычисление ВКФ осуществляется с помощью БПФ, то в данном случае зависимости количества операций, которые необходимо выполнить от N , соответствует кривая B_{FFT} .

Асимптотическая сложность АСМСО составляет $O(N\Delta n)$.

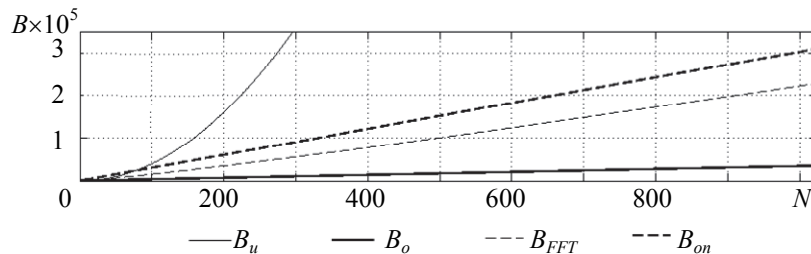


Рис. 9. Графики зависимости количества операций B от размера сигнального символа N трех алгоритмов вычисления взаимно корреляционной функции (ВКФ): B_u – зависимость количества операций от N при вычислении ВКФ во времени по диапазону отсчетов от $-N + 1$ до $N - 1$; B_o – зависимость количества операций от N при вычислении ВКФ при использовании адаптивной синхронизации методом смещенного окна (АСМСО) и $\Delta n = 16$; B_{FFT} – зависимость количества операций от N при вычислении ВКФ с использованием быстрого преобразования Фурье; B_{on} – зависимость количества операций от N при вычислении ВКФ при АСМСО и $\Delta n = 150$

В исследуемой реализации математической модели ВКФ вычислялась в диапазоне от -8 отсчета до 8 отсчета, т.е. в 17 точках. Тогда количество операций, которое было затрачено при вычислении ВКФ с использованием АСМСО, уменьшилось в 28 раз по сравнению с затратами, требуемыми при вычислении ВКФ во времени в диапазоне отсчетов от -255 до 255 и в 5 раз относительно алгоритма вычисления ВКФ с использованием БПФ.

Заключение

Разработан адаптивный метод синхронизации методом скользящего окна для применения в системах широкополосной скрытой передачи данных и применения сигналов, синтезированных на основе матриц с особой формой автокорреляционной функции.

Исследования, проведенные в работе, показали, что предложенный метод позволяет осуществлять адаптивную синхронизацию приемного и передающего устройств, не выходя из режима подшумовой передачи сообщений, а также существенно снизить вычислительную мощность цифрового приемного устройства, необходимую для эффективной синхронизации методами цифровой обработки сигналов.

Адаптивная синхронизация методом скользящего окна по сравнению с алгоритмами, приведенными в работах [6, 10], позволяет снизить вычислительные затраты, требуемые для обработки одного сигнального символа. Если размерность принятого сигнала $N = 256$, а вычисление взаимно корреляционной функции в алгоритмах синхронизации [6, 10] осуществляется во временной области, то для синхронизации методом скользящего окна при $\Delta n = 16$ количество операций при расчете корреляционной функции сокращается в 28 раз. Если алгоритмы [6, 10] производят вычисление корреляционной функции с использованием быстрого преобразования Фурье, вычислительные затраты при использовании адаптивной синхронизации методом скользящего окна сокращаются в 5 раз. Также метод синхронизации на основе скользящего окна позволяет использовать для синхронизации сигналы, образованные гармоническими функциями различных частот.

Модельные исследования показали возможность синхронизации при наличии различных искажений в канале связи (аддитивный белый гауссовый шум, мультипликативные помехи, помехи, связанные с многолучевым распространением сигнала). Адаптивная система позволяет перестраиваться в случае изменения положения опорного отсчета синхронизации, в результате движения передающего или принимающего устройства и (или) при изменении пути распространения сигнала.

Исследования разработанного метода адаптивной синхронизации произведены с помощью пакета Simulink (MATLAB) в рамках разработки приемопередающей системы широкополосной связи, осуществляющих скрытую подшумовую передачу сообщений с использованием комплекснозначных матриц с особой формой автокорреляционной функции для синтеза широкополосных сигналов.

Литература

1. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Алгоритм поиска, некоторые свойства и применение матриц с комплексными значениями элементов для стеганографии и синтеза широкополосных сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 5. С. 9.
2. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Понижение размерности пространства при корреляции и свертке цифровых сигналов // Известия вузов. Приборостроение. 2016. Т. 59. № 3. С. 211–218. doi: 10.17586/0021-3454-2016-59-3-211-218
3. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г., Величко Е.Н., Непомнящая Э.К., Розов С.В. Синтез бинарных матриц для формирования сигналов широкополосной связи // Радиотехника. 2015. № 9. С. 51–58.
4. Johnson H.W., Graham M. *Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic*. Prentice Hall, 2003. 800 p.
5. Ipatov V.P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. Wiley, 2004. 396 p.
6. Simon M., Omura J.K., Scholtz R.A., Levitt B.K. *Spread Spectrum Communications Handbook*. NY: McGraw-Hill, 1994. 1248 p.
7. Гришенцев А.Ю. О методе разделения во времени автокорреляционных гармонических составляющих широкополосных сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 9. С. 2.
8. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Постановка задачи оптимизации распределённых вычислительных систем // Программные системы и вычислительные методы. 2013. № 4. С. 370–375. doi: 10.7256/2305-6061.2013.4.10548
9. Голдсмит А. *Беспроводные коммуникации*. М.: Техносфера, 2011. 904 с.
10. Christiansen D., Jurgen R.K., Fink D.G. *Electronics Engineers' Handbook*. 4th ed. McGraw-Hill, 1996. 2400 p.
11. Солонина А.И. *Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink*. СПб.: БХВ-Петербург, 2012. 432 с.
12. Lee W.C.Y. *Mobile Communications Engineering: Theory and Applications*. 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1998. 550 p.
13. Ипатов В.П. *Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения*. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
14. Гоноровский И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. 4-е изд.* М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
15. Смит С. *Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных сотрудников*. М.: Додэка-XXI, 2012. 720 с.
16. Oppenheim A.V., Schaffer R.W. *Digital Signal Processing*. 2nd ed. Pearson, 1999. 856 p.
17. Дятлов А.П., Кульбикаян Б.Х. Корреляционная обработка широкополосных сигналов в автоматизированных комплексах радиомониторинга. М.: Горячая линия–Телеком, 2013. 332 с.
18. Velichko E., Grishentsev A., Korikov C., Korobeynikov A. On interoperability in distributed geoinformational systems // *Lecture Notes in Computer Science*. 2015. V. 9247. P. 496–504. doi: 10.1007/978-3-319-23126-6_43
19. Freeman R.L. *Radio System Design for Telecommunications*. 3rd ed. Wiley-Interscience, 2007. 880 p.

Авторы

Гришенцев Алексей Юрьевич – доктор технических наук, доцент, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, grishentcev@yandex.ru
Елсуков Артем Игоревич – студент, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, artemdeimon@gmail.com

References

1. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G. Algorithm of search, some properties and application of matrices with complex values of elements for steganography and synthesis of broadband signals. *Zhurnal Radioelektroniki*, 2016, no. 5, p. 9. (In Russian)
2. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G. On reduction of space dimension at digital signals correlation and convolution. *Journal of Instrument Engineering*, 2016, vol. 59, no. 3, pp. 211–218. (In Russian) doi: 10.17586/0021-3454-2016-59-3-211-218
3. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G., Velichko E.N., Nepomnyashchaya E.K., Rozov S.V. Binary matrix synthesis for broadband communication signal shaping. *Radioengineering*, 2015, no. 9, pp. 51–58. (In Russian)
4. Johnson H.W., Graham M. *Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic*. Prentice Hall, 2003, 800 p.
5. Ipatov V.P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. Wiley, 2004, 396 p.
6. Simon M., Omura J.K., Scholtz R.A., Levitt B.K. *Spread Spectrum Communications Handbook*. NY, McGraw-Hill, 1994, 1248 p.
7. Grishentsev A.Yu. On the method of time-sharing of the autocorrelation harmonic components of broadband signals. *Zhurnal Radioelektroniki*, 2016, no. 9, p. 2.
8. Grishentsev A.Yu., Korobeinikov A.G. Problem definition for optimization of distributed computing systems. *Software Systems and Computational Methods*, 2013, no. 4, pp. 370–375. doi: 10.7256/2305-6061.2013.4.10548
9. Goldsmith A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005, 674 p.
10. Christiansen D., Jurgen R.K., Fink D.G. *Electronics Engineers' Handbook*. 4th ed. McGraw-Hill, 1996, 2400 p.
11. Solonina A.I. *Digital Signal Processing. Modeling in Simulink*. St. Petersburg, BHV-Peterburg Publ., 2012, 432 p. (In Russian)
12. Lee W.C.Y. *Mobile Communications Engineering: Theory and Applications*. 2nd ed. NY, McGraw-Hill, 1998, 550 p.
13. Ipatov V.P. *Broadband Systems and Code Division of Signals. Principles and Applications*. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2007, 487 p. (In Russian)
14. Gonorovskii I.S. *Radio-Engineering Circuits and Signals: Textbook*. 4th ed. Moscow, Radio i Svyaz' Publ., 1986, 512 p. (In Russian)
15. Smith S.W. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Pub., 1997, 626 p.
16. Oppenheim A.V., Schaffer R.W. *Digital Signal Processing*. 2nd ed. Pearson, 1999, 856 p.
17. Dyatlov A.P., Kul'bikayan B.Kh. *Correlation Processing of Broadband Signals in Automated Radio Monitoring Complexes*. Moscow, Goryachaya Liniya–Telekom Publ., 2013, 332 p.
18. Velichko E., Grishentsev A., Korikov C., Korobeynikov A. On interoperability in distributed geoinformational systems. *Lecture Notes in Computer Science*, 2015, vol. 9247, pp. 496–504. doi: 10.1007/978-3-319-23126-6_43
19. Freeman R.L. *Radio System Design for Telecommunications*. 3rd ed. Wiley-Interscience, 2007, 880 p.

Authors

Alexey Yu. Grishentsev – D.Sc., Associate Professor, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, grishentcev@yandex.ru
Artem I. Elsuikov – student, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, artemdeimon@gmail.com