РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2024, том 11, выпуск 3, с. 64–75

= РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ =

УДК 621.396.662 + 621.396.677.3 EDN GQLMPE

Кросс-пилотная синхронизация фазированной антенной SDR-решетки, сформированной БПЛА-группировкой

О. А. Демин, аспирант, demin_o@mirea.ru РТУ МИРЭА, Москва, Российская Федерация

М. С. Костин, д. т. н., доцент, зав. кафедрой, kostin_m@mirea.ru РТУ МИРЭА, Москва, Российская Федерация

Аннотация. Разработан алгоритм кросс-пилотной синхронизации цифровой фазированной антенной SDR-решетки нового типа, сформированной эквидистантной БПЛА-группировкой из *N* линейно выстроенных элементов. Показано, что проблема синхронизации распределенных радиотехнических систем связи весьма актуальна и в известных случаях решается путем установки рабочего режима каждого из элементов антенной решетки в полный дуплекс, включая реализацию принципов построения MIMO-системы, что не всегда приемлемо. В связи с этим в работе предложены альтернативные научно-технические решения фазовой синхронизации между дрейфующими независимыми элементами приемной антенны SDR-решетки по внешнему кросс-пилотному сигналу. Такие решения построены на определении временных задержек между сигналами одного источника, принятых в разных точках пространства по пилотным, в т. ч. индустриальным сигналам радиочастотного эфира, среди которых GSM, GPS, Wi-Fi и др. При оценке временных задержек между элементами SDR-решетки, сформированной эквидистантной БПЛА-группировкой, установлено, что для синфазного сложения сигналов требуется задержать первый сигнал на 2,64 дискретного отсчета относительно второго при частоте дискретизации 8 ГГц. При этом показано, что в случае с задержкой сигнала на 3 отсчета среднее значение корреляции по 25 кросс-измерениям превышает 0,89, что свидетельствует о надежной степени синхронизации между принятыми сигналами.

Ключевые слова: синхронизация, кросс-пилотный сигнал, фазированная антенная SDR-решетка, БПЛА-группировка, конфигурируемая антенная решетка, цифровая фильтрация, корреляционная обработка

Для цитирования: Демин О.А., Костин М.С. Кросс-пилотная синхронизация фазированной антенной SDR-решетки, сформированной БПЛА-группировкой. *Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы*. 2024. Т.11. № 3. С. 64–75.

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2024, том 11, выпуск 3, с. 64–75

= РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ =

Cross-Pilot Synchronization of the Phased SDR Antenna Array Formed by a UAV Group

O. A. Demin, postgraduate student, demin_o@mirea.ru RTU MIREA, Moscow, Russian Federation

M.S.Kostin, Dr. Sci. (Engineering), Assoc. Prof., Head of the Department, kostin_m@mirea.ru RTU MIREA, Moscow, Russian Federation

Abstract. An algorithm for cross-pilot synchronization of a new type of digital phased SDR antenna array formed by an equidistant UAV grouping of *N* linearly structured elements has been developed. It is shown that the problem of synchronization of distributed radio communication systems is very relevant and in certain cases is solved by setting the operating mode of each of the elements of the antenna array to full duplex, including the implementation of the principles of building a MIMO system, which is not always acceptable. In this regard, the paper proposes alternative scientific and technical solutions for phase synchronization between drifting independent elements of the receiving SDR antenna array using an external cross-pilot signal. Such solutions are based on determining the time delays between signals from the same source received at different points in space using pilot signals, including industrial radio frequency broadcast signals, such as GSM, GPS, Wi-Fi, etc. When estimating the time delays between the elements of the SDR array formed by the equidistant UAV grouping, it was found that for in-phase signal addition, it is required to delay the first signal by 2.64 discrete samples relative to the second signal at a sampling frequency of 8 GHz. It is shown that in the case of a signal delay of 3 counts, the average correlation value for 25 cross-measurements exceeds 0.89, which indicates a sufficient degree of synchronization between the received signals.

Keywords: synchronization, cross-pilot signal, phased antenna SDR array, UAV grouping, configurable antenna array, digital filtering, correlation processing

For citation: Demin O.A., Kostin M.S. Cross-Pilot Synchronization of the Phased SDR Antenna Array Formed by a UAV Group. *Rocket-Space Device Engineering and Information systems*. 2024. Vol. 11. No. 3. P. 64–75.

Введение

Прием сигналов в системах радиосвязи, как правило, обусловлен наличием множества радиофизических аспектов, возникающих вследствие особенностей методов их регистрации и обработки. При этом стоит отметить, что не существует идеального способа и радиоканалов передачи информации. В связи с этим остаются неизменно актуальными научные изыскания в области перспективных радиотехнических систем, в т.ч. систем распределенного помехоустойчивого приема сигналов. Значительное развитие получили методы увеличения помехоустойчивости путем применения многопозиционных систем [1], а также средств связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты [2]. Также не стоит забывать про важную роль помехоустойчивых и восстанавливающих кодов, нашедших применение в известных стандартах цифровой радиосвязи [3]. Также большое внимание уделяется различным адаптивным системам фильтрации или диаграммообразования, в т.ч. с использованием нейронных сетей радиоконтроля и мониторинга [4]. Одним из перспективных способов повышения помехоустойчивости является применение разнесенных систем [5].

Так, например, в работе [6] авторы предлагают перспективный мобильный комплекс, способный значительно улучшить помехоустойчивость принятого сигнала за счет применения фазированной БПЛА-антенны. Самой главной особенностью данного метода является его адаптивность и перестраиваемость в заданном частотном диапазоне. Действительно, при использовании широкополосных элементов приемных антенн система имеет возможность обеспечивать прием сигналов в большом диапазоне частот, а применение SDR-приемников позволяет перейти к цифровой обработке сигналов [7]. Так, SDR-приемник, как правило, состоит из стандартного набора модулей: усилитель, смеситель (квадратурного типа), аналого-цифровой преобразователь, программируемая логическая интегральная схема, обеспечивающая цифровую обработку принятого сигнала по ES-технологии [8]. Однако же при работе SDR-модулей в единой системе из N элементов, образующих цифровую антенную решетку, возникает ряд особенностей, в т.ч. касающихся вопросов обеспечения их фазовой синхронизации.

1. Фазовая синхронизации элементов антенной SDR-решетки

Для обеспечения режима фазокогерентного приема радиосигнала системой разнесенных в пространстве SDR-модулей, синтезируемых в пространстве новым типом фазированной антенной решетки (рис. 1) [6], сформированной БПЛА-группировкой, необходимо обеспечение синхронизации между комплексируемыми приемниками. Каждое из приемных устройств (элементов SDR-решетки)



Рис. 1. Фазированная антенная SDR-решетка, сформированная БПЛА-группировкой: *a*) — структура элемента антенной решетки; *б*) — внешний вид одной из возможных конфигураций антенной SDR-решетки (*d* — расстояние между элементами решетки)

Fig. 1. Phased SDR antenna array formed by a UAV group: a) — structure of an antenna array element;

b) – appearance of one of the possible configurations of an SDR antenna array (d - array spacing)

состоит из широкополосной антенны, SDR-модуля и модуля цифровой обработки в виде одноплатного компьютера, размещенных на беспилотном летательном аппарате (БПЛА) квадрокоптерного типа.

Как правило, проблематика фазокогерентной синхронизации обусловлена конечной скоростью распространения сигналов в пространстве. Так, полезный радиосигнал с заданного направления принимается каждым из приемников SDR-решетки в разные моменты времени, определяемыми местоположением локальных фазовых центров антенных модулей [9]. Описанная ситуация иллюстрируется рис. 2, на котором представлены приемные модули линейной фазированной антенной SDR-решетки, находящиеся на одной прямой от передающего устройства и эпюры сигналов на выходе передатчика $U_{np}(t)$ и на входе приемников $U_{np}(t)$ при передачи гармонического сигнала.

Как видно из временных диаграмм, показанных на рис. 2, временные задержки в случае приема гармонического сигнала могут быть преобразованы к виду задержки по фазе между двумя сигналами. При этом временные диаграммы можно описать гармонической функцией вида

$$U_{ng}(t) = \sin(\omega t);$$

$$U_{np1}(t) = U_{ng}(t - t_0) = \sin(\omega(t - t_0));$$
 (1.1)

$$U_{np2}(t) = U_{ng}(t - t_1) = \sin(\omega(t - t_1)),$$

где t_0 — момент времени, в который фронт радиоволны приходит к фазовому центру антенны, обозначенной на рис. 2 номером 1, а t_1 — момент времени, в который фронт радиоволны приходит к фазовому центру антенны, обозначенной на рис. 2 номером 2. Как видно из фазовых распределений сигналов на выходе приемных модулей по рис. 2, в один момент времени мгновенная амплитуда может кардинально различаться, несмотря на то что исходный сигнал одинаковый.

Существуют два подхода в обеспечении помехоустойчивого приема сигналов с использованием нескольких приемников, связанных в радиоприемную систему. Первый состоит в когерентном сложении принимаемых сигналов с определенного направления и известен из теории антенных решеток [10]. При этом повышается пространственная селекция помех, однако особенность метода когерентного сложения заключается в том, что элементы антенной системы должны располагаться на расстоянии, не превышающем длину волны принимаемого сигнала, поскольку в противном случае прием сигнала будет осуществляться с нескольких (многолучевых) направлений. Подобный метод был использован для повышения помехоустойчивости в [11]. Однако данный метод не позволяет полностью исключить замирания в канале связи. Действительно, самой актуальной конструкцией антенных решеток является цифровая антенная решетка, особенность которой заключается в том, что каждый выход приемника антенной решетки содержит аналогово-цифровой преобразователь. Полученные сигналы при этом обрабатываются в сигнальном процессоре [12]. Данное решение позволяет получать оптимальные диаграммы направленности по критерию максимума отношения сигнал/шум, а также подавлять помехи, вызванные многолучевым распространением сигнала или преднамеренно.



Рис. 2. Фазовое распределение полезного сигнала между приемными модулями антенной SDR-решетки: ПРД — устройство передающее полезный сигнал; ПРМ — приемный модуль фазированной антенной решетки (d — расстояние между приемными антеннами)

Fig. 2. Phase distribution of the useful signal between the receiving modules of the SDR antenna array: $\Pi P \square - device$ transmitting the useful signal; $\Pi P \square - receiving$ module of the phased antenna array (d - distance between receiving antennas)

Второй подход состоит в реализации принципов разнесенного приема. При этом сигнал принимается в различных разнесенных точках с расстоянием между антеннами $d \ge 5\lambda$ (рис. 1, δ) для обеспечения разных путей прохождения принимаемых сигналов. Таким образом, можно уменьшить воздействие замираний в канале связи, а также повысить статистическую вероятность приема сигнала без ошибки определения бита переданной информации [13].

Помимо основной проблемы синхронизации принимаемого сигнала в случае разнесенного приема элементами антенной решетки, также возникает необходимость достижения фазово-масштабной синхронизации после частотных (супергетеродинных) преобразований сигнала в радиочастотном тракте SDR-модуля на заданную промежуточную частоту. При этом важно отметить, что каждый приемный SDR-модуль многопозиционной системы использует свой гетеродин, начальная фаза которого не синхронизирована с гетеродинами остальных приемников. В связи с этим результаты частотного преобразования полезного сигнала, принятого каждым SDR-модулем, будут отличаться.

Как было указано ранее, различие преобразуемого сигнала на каждом приемном SDR-модуле можно описать при помощи введения временной задержки t_0 относительно заданного положения фронта волны (1.1). Если учесть неизвестную амплитуду и начальную фазу сигнала, выражение (1.1) для первого приемного SDR-модуля можно записать как

$$U_{\rm np1}(t) = A_{\rm np1} \sin \left(\omega_{\rm np1}(t - t_0) + \varphi_0 \right), \qquad (1.2)$$

где $A_{\rm np1}$ — амплитуда принимаемого сигнала, $\omega_{\rm np1}$ — циклическая частота сигнала, φ_0 — начальная фаза принятого сигнала.

После приема сигнала в SDR-модуле происходит преобразование частоты в смесителе. Результат частотного преобразования гармонического сигнала на выходе смесителя может быть представлен в виде [14]

$$s_{\rm CM}(t) = s_{\rm a}(t-t_0) \cdot s_{\rm r}(t-t_0) =$$

= $A_{\rm a} \sin(\omega_{\rm a}(t-t_0) + \varphi_0) \cdot A_{\rm r} \sin(\omega_{\rm r}(t-t_0) + \varphi_{\rm r}) =$
= $A_{\rm a} A_{\rm r} \cdot \sin(\omega_{\rm a}(t-t_0) + \varphi_0) \sin(\omega_{\rm r}(t-t_0) + \varphi_{\rm r}),$
(1.3)

где $A_{\rm r}$ — амплитуда сигнала гетеродина, $\omega_{\rm r}$ — циклическая частота сигнала гетеродина, $\varphi_{\rm r}$ — начальная фаза сигнала гетеродина.

Применение тригонометрического тождества позволяет преобразовать (1.3) к виду

$$s_{\rm cm}(t) = \frac{A_{\rm a}A_{\rm r}}{2} \cdot \left(\cos(\omega_{\rm a}(t-t_0)+\varphi_0-\omega_{\rm r}(t-t_0)-\varphi_{\rm r})-\cos(\omega_{\rm a}(t-t_0)+\varphi_0+\omega_{\rm r}(t-t_0)+\varphi_{\rm r})\right) =$$

=
$$\frac{A_{\rm a}A_{\rm r}}{2} \cdot \left(\cos((\omega_{\rm a}-\omega_{\rm r})(t-t_0)+\varphi_0-\varphi_{\rm r})-\cos((\omega_{\rm a}+\omega_{\rm r})(t-t_0)+\varphi_0+\varphi_{\rm r})\right). \quad (1.4)$$

Если не учитывать начальную фазу принимаемого сигнала, то прием сигналов в рамках разнесенной системы с несколькими SDR-приемниками приводит к появлению фазового сдвига между принятыми сигналами следующего вида: $\omega_a t_0 \pm \pm (\omega_r t_0 + \varphi_r)$.

Несмотря на то, что в данном случае рассматривается прием сигналов с использованием супергетеродинного приемника, отличия фазы между сигналами принимаемыми разными приемниками будут присутствовать также и в случае использования приемников прямого усиления. Это связано в первую очередь с тем, что фактические параметры компонентов приемного трактата SDR-модуля отличаются от своих номиналов в соответствии с допуском, и поэтому фазочастотные характеристики приемников будут отличаться. Поскольку предсказать отличия в фазах выходных сигналов в данном случае не представляется возможным, можно считать, что сигнал на выходе приемника прямого усиления будет иметь неизвестную фазовую задержку. Помимо указанных воздействий на фазу сигнала, в канале распространения могут присутствовать замирания сигналов [15]. В результате распространения волн по разным путям суперпозиция волн в точке приема будет иметь амплитуду и фазу изменяющиеся по неизвестному закону, т. е. представляющие статистическую величину.

Руководствуясь вышесказанным, можно сделать вывод, что на прием сигнала с помощью разнесенной системы сильно влияет фазовая рассогласованность. В результате разности фаз суммарный сигнал будет иметь меньшую амплитуду, а также может возникать искажение передаваемой информации. Для избавления от фазовой несогласованности между принятыми сигналами предлагается применение системы синхронизации на основе определения временной задержки между отсчетами априорно известного сигнала, в т.ч. одной из гармоник широкополосной помехи. В данной статье для определения временной задержки предполагается применение сдвиговой корреляционной обработки двух принятых сигналов с целью определения количества отсчетов, при котором сигналы имеют максимальное совпадение, т.е. синхронизированы. Таким образом, в результате синхронизации по неосновному (помеховому) сигналу становится возможным совместный разнесенный прием информации по основному каналу.

В качестве неосновного сигнала для кросспилотной синхронизации могут быть использованы сигналы: сотовой связи на основе в т.ч. GSM, CDMA, UMTS, LTE; навигации спутниковых систем, включая ГЛОНАСС, GPS, BeiDou и др.; беспроводных систем локальной передачи данных Wi-Fi; специальные пилот-сигналы для синхронизации как в качестве одной из модулирующих для основного сигнала, так и отдельно от него и т. д.

Поскольку сигналы, применяемые для синхронизации, являются неосновными, в общем виде они считаются шумовыми (помехой) для основного канала. В рамках синхронизации требуется выделить выбранный сигнал из шумовых, что достигается фильтрацией, в т.ч. согласованной обработкой. Так, сдвиговая корреляционная обработка подразумевает определение взаимной корреляционной функции между двумя принятыми в разных точках априорно известными сигналами. Так как сигналы принимаются в разных точках, в рамках аналитического описания их можно считать сдвинутыми во времени относительно друг друга. Рассмотрим пример корреляционной обработки на основе гармонического пилот-сигнала, формируемой взаимной корреляционной функцией (ВКФ) вида

$$B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2^*(t-\tau) dt, \qquad (1.5)$$

где τ — временной сдвиг между сигналами для получения ВКФ.

Для определения корреляции в цифровых системах (сигналы представляются в дискретизированном виде) интегральное выражение (1.5) преобразуется в сумму в виде ряда [16]

$$B(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} s_1[n] s_2[n-m], \qquad (1.6)$$

где *m* — сдвиг по отсчетам между сигналами для получения ВКФ, *N* — число отсчетов, 1/*N* — нормируемый множитель, учитывающий накопление при увеличении числа отсчетов.

Так, для построения корреляционной функции в среде Matlab в работе при моделировании линейной SDR-решетки использована встроенная функция *xcorr()*. Пример программно-численного моделирования взаимной корреляционной функции двух гармонических сигналов представлен на рис. 3.



Рис. 3. Взаимная корреляционная функция двух синфазных гармонических сигналов одинаковой частоты $\omega = \frac{f_{\pi}}{4}$ (где f_{π} — частота дискретизации) в зависимости от параметра сдвига по отсчетам Fig. 3. Cross-correlation function of two in-phase harmonic signals of the same frequency $\omega = \frac{f_s}{4}$ (where f_s is the sampling frequency) depending on the shift parameter by samples

По графику на рис. З можно определить величину корреляции в зависимости от сдвига m (1.6). При этом стоит учитывать периодичность сигналов, а также энергетические потери, связанные с уменьшением энергии сигналов при сдвиге.

2. Сигнальная алгоритмистика кросс-пилотной синхронизации элементов антенной SDR-решетки

Для лабораторных исследований в части практической реализации предложенного метода кросспилотной синхронизации SDR-модулей предлагается опытный стенд, схема которого представлена на рис. 4. Так, рассмотрим систему, использующую 2 канала. В качестве широкополосной антенны выбрана полосковая антенна Вивальди на диэлектрическом основании с питанием через преобразователь от микрополосковой линии передачи. Антенна Вивальди отличается сверхшироким диапазоном частот от 30 МГц до 6 ГГц. Для реализации аппаратно расширенных возможностей преобразования сигнала в цифровой в качестве SDR-модуля используется цифровой осциллограф RTO2032 [17] с частотой дискретизации 10 Гвыб/с в полосе пропускания 3 ГГц. При этом для обеспечения режима широкополосной регистрации и селекции кросспилотного сигнала с наличием высокочастотных компонент фактическое разрешение принимаемого сигнала в настройках цифрового осциллографа было выбрано минимальным — 250 фс.

Сигнальная алгоритмистика кросс-пилотной синхронизации элементов антенной SDR-решетки реализована в среде MatLab/Simulink. Так, разработана функциональная схема, обеспечивающая трансляцию алгоритма следящей синхронизации двухпозиционной системы как частно рассматриваемого случая по выделенному кросс-пилотному сигналу (рис. 5).

Как показано на рис. 5, для обеспечения возможности цифровой обработки в диапазоне нескольких единиц гигагерц проводится децимация сигнала до частоты дискретизации $f_{\pi} = 8 \Gamma \Gamma \mu$. В результате получен набор шумовых гармоник различного уровня. Так, на рис. 6 и рис. 7 представлены временное и частотное представления сигнала, принятого одним из приемников двухэлементной линейной SDR-решеткой в некоторый момент времени сканирующего окна соответственно. На этих рисунках можно заметить присутствие множества пилотных, в т.ч. шумовых сигналов. По спектрограммам, показанных на рис. 7, возможно определить их частоты: 0,8; 1,55; 1,87; 2,12; 2,33 и 2,68 ГГц. Далее, как показано на рис. 5, производится цифровая фильтрация одним из цифровых полосовых фильтров с полосой пропускания около 75 МГц. В рассматриваемом случае используется блок I и, соответственно, выделяется гармоника $f_{\rm пр} = 800 \ {\rm M} \Gamma$ ц, а остальные подавляются. Разность



решетки, сформированной БПЛА-группировкой

Fig. 4. Structural diagram of the laboratory stand for cross-pilot synchronization of SDR modules of the antenna array formed by the UAV group



Рис. 5. Функциональная схема реализации алгоритма следящей синхронизации двухэлементной линейной SDR-решетки: поз. I — блок цифровой фильтрации сигнала 820 МГц; поз. II — блок цифровой фильтрации сигнала 1,57 ГГц; поз. III — блок цифровой фильтрации сигнала 1,87 ГГц; поз. IV — блок цифровой фильтрации сигнала 2,12 ГГц; поз. V — блок цифровой фильтрации сигнала 2,33 ГГц

Fig. 5. Functional diagram of the implementation of the tracking synchronization algorithm of a two-element linear SDR array: pos. I – digital filtering unit for the 820 MHz signal; pos. II – digital filtering unit for the 1.57 GHz signal; pos. III – digital filtering unit for the 1.87 GHz signal; pos. IV – digital filtering unit for the 2.12 GHz signal; pos. V – digital filtering unit for the 2.33 GHz signal



Рис. 6. Зависимость мгновенной амплитуды принятого оцифрованного сигнала от времени (выделенный сигнал 800 МГц): кривая 1 (красная) — до цифровой фильтрации; кривая 2 (синяя) — после селективной обработки

Fig. 6. Dependence of the instantaneous amplitude of the received digital signal on time (selected 800 MHz

signal): curve 1 (red) — before digital filtering; curve 2 (blue) — after selective processing





Fig. 7. Dependence of the spectral power of the received digital signal on frequency: spectrogram 1 (red) – before digital filtering; spectrogram 2 (blue) – after selective processing

между уровнем выделенного сигнала и максимальным подавленным составляет не менее 20 дБ, что свидетельствует о малом влиянии иных пилотсигналов на результат синхронизации.

Из временной диаграммы (рис. 6, кривая 2) видно, что выделенный сигнал после преобразований цифровым фильтром все еще содержит компоненты, вызывающие изменение амплитуды сигналы. Это изменение амплитуды зависит от особенностей распространения волны в пространстве и будет отличаться для разных каналов приема. При этом подобные биения амплитуды критичны для определения корреляции между сигналами в связи с энергетической зависимостью, что указывалось ранее.

Для избавления от влияния различной амплитуды принимаемых сигналов проводится нормировка на основе определения функции огибающей сигнала. Это позволяет перейти к сигналу, относительная (приведенная) амплитуда которого равна 1,0. Пример реализации нормировки показан на рис. 8.



Рис. 8. Реализация процедуры нормировки отфильтрованного сигнала: кривая 1 (оранжевая) исходный сигнал; кривая 2 (голубая) нормированный сигнал Fig. 8. Implementation of the filtered signal



После выполнения нормировки согласно алгоритму, реализующему кросс-пилотную синхронизацию, рассчитывается корреляционная функция между сигналами, принятыми двумя разнесенными SDR-модулями. Для определения взаимной корреляционной функции один сигнал смещается на число отсчетов $m = [-m_{max}; m_{max}]$ относительно



другого, в соответствии с выражением (1.6). Результат определения ВКФ для случая $m_{\rm max} = 151$ представлен на рис. 9.

Из ВКФ, показанной на рис. 9, видно, что максимум ВКФ находится в точке, где смещение сигналов равняется 2 отсчетам. При этом, несмотря на селективную обработку, проведенную раньше, присутствует влияние случайных шумов на обрабатываемый сигнал и положение максимума ВКФ может отклоняться от математического ожидания при проведении ряда измерений. Это отклонение является случайной ошибкой. Для уменьшения воздействия случайной ошибки на процесс кросспилотной синхронизации предусмотрено последовательное проведение нескольких оконных измерений в различные моменты времени и последующее усреднение полученных значений. При этом представляется возможным транслировать алгоритм синхронизации в различные моменты времени, либо производить оценку длинной последовательности, принятой в один момент времени. Результат корреляционной оценки при последовательных измерениях представлен на рис. 10 и 11. Так, на рис. 10 показаны ВКФ сигналов при измерении № 1 (голубой график) и при измерении № 5 (оранжевый график) из 25 проведенных измерений. На точечном графике (рис. 11) отмечены положения максимумов ВКФ для последовательных во времени измерений точек максимума ВКФ. На этом графике можно заметить, что в связи с наличием энергетических потерь при измерениях № 5, № 7



Рис. 10. ВКФ сигналов при фазовых измерениях № 1 (кривая 1) и № 5 (кривая 2)

Fig. 10. Function correlation of signals in phase measurements No. 1 (curve *1*) and No. 5 (curve *2*)



Рис. 11. График максимумов ВКФ при различных фазовых измерениях

Fig. 11. Graph of the maximums of the function correlation for different phase measurements

и № 12 значения максимума корреляционной функции имеет резкое отличие от соседних. Например, при измерении № 5 максимум находится в точке –6 вместо точки 4 (рис. 10).

На графике максимумов, показанном на рис. 11, присутствуют резкие скачки значений положений максимума ВКФ. Как было ранее отмечено, скачки максимумов ВКФ связаны с энергетическими потерями в процессе определения ВКФ, а также с периодичным характером принятых колебаний. В связи с этим среднее значение максимума по выборке не будет соответствовать математическому ожиданию случайного процесса. Для того, чтобы получить математическое ожидание максимумов, необходимо учесть период принимаемых сигналов. В случае рассматриваемого примера период $T_{\rm np} = 1/f_{\rm np} = 1,25$ нс. В случае сигнала, дискритизированного частотой $f_{\rm d} = 8$ ГГц, период можно оценить в виде числа отсчетов $T_{\rm o} = f_{\rm A}/f_{\rm np} = 10.$

Среднее значение полученных максимумов ВКФ на графике (рис. 11) с учетом периодичности положений максимума составляет 1,44. При учете периодичности скачки амплитуды, превышающие по модулю $\frac{T_{o}}{2}$, пересчитываются в область $\left[\frac{T_0}{2}; \frac{T_0}{2}\right]$. В ином случае — без пересчета, математическое ожидание максимумов ВКФ составляет 2,64. Данные о математическом ожидании используются для оценки расчетной величины временной задержки сигнала, принятого приемником первого канала относительно сигнала второго канала SDRрешетки. За счет этого производится синхронизация приема сигналов. Причем значение временной задержки может быть получено итеративным подходом при выборе в качестве смещения среднего значения максимума ВКФ по выборке проведенных измерений (в примере — 1,44), однако в таком случае синхронизация будет достигнута только в результате нескольких итераций, поскольку задержка второго сигнала относительно первого, определяемая по округлению среднего значения, будет равняться 1 отсчету, что не позволит приблизиться к описанному ранее математическому ожиданию максимума ВКФ с первой итерации.

Для данного случая сразу было выбрано смещение на основе данных о полученном математическом ожидании максимумов ВКФ, с округлением к большему — 3 отсчета. В результате значения положений максимумов ВКФ принимают вид, показанный на рис. 12. При этом среднее отклонение



Рис. 12. График максимумов ВКФ при добавлении смещения Fig. 12. Graph of the function correlation maxima when

a bias is introduced

положения максимума за 25 выборок составляет -0,36 отсчета или 45 пс при выбранной частоте дискретизации 8 ГГц. Среднее значение корреляции между оконными смещенными сигналами за 25 выборок составляет 0,8925, что позволяет судить о наилучшей фазовой когерентности между принятыми сигналами двухэлементной решеткой.

Заключение

Обеспечение синхронизации распределенных радиотехнических систем связи весьма актуально и для достижения фазовой когерентности в случае с дрейфующими элементами приемной антенной SDR-решетки нового типа, сформированной БПЛА-группировкой, может быть достигнуто по внешнему кросс-пилотному сигналу. Отмечены преимущества предложенного метода кросс-пилотной синхронизации антенной SDR-решетки. В результате проведения исследования были сформулированы следующие выводы.

1. Проведено исследование возможности синхронизации двухэлементной линейной SDR-решетки как частного случая многоэлементной решетки, путем задержки сигналов на выходе аналогоцифровых преобразователей SDR-приемников, при использовании внеполосных сигналов как известной, так и неизвестной формы, что показало возможность обеспечения синхронизации предложенным методом.

2. Построена функциональная модель модуля сигнальной обработки принятых сигналов в среде Simulink. В среде MATLAB разработан управляющий алгоритм кросс-пилотной синхронизации фазированной антенной SDR-решетки, сформированной БПЛА-группировкой, позволяющий определять временные задержки между приходящими сигналами.

3. На примере двухканальной системы показано, что предложенный алгоритм обеспечивает возможность синхронизации элементов SDR-решетки по одной из 5 радиочастот принимаемого эфира в диапазоне от 0,7 до 3 ГГц. Так, несмотря на амплитудные различия в принятых сигналах, получилось их синхронизировать на исследуемом временном отрезке с точностью, не превышающей десятков пикосекунд. 4. Установлено, что среднее значение корреляции при применении алгоритма синхронизации по 25 временным отрезкам между двумя сигналами составило 0,8925, что отвечает требованиям по синхронизации приемников. Предполагается, что точность синхронизации возможно повысить в 2 раза при увеличении частоты дискретизации с 8 до 16 ГГц.

Основные научно-практические результаты исследования планируется использовать для фундаментального описания многоканальных двумерных SDR-решеток, сформированных пространственной БПЛА-группировкой в УКВ-диапазоне.

Исследование выполнено в рамках НИР «170-ИРИ» — на усмотрение авторов.

Список литературы

- Куликов Г.В., До Ч.Т., Лелюх А.А., Нгуен В.З. Оптимальный прием многопозиционных сигналов М-ФМ и М-КАМ с некогерентной обработкой гармонической помехи // Russian Technological Journal. 2023. Т. 11, № 1. С. 41–50. EDN BOFJAV.
- 2. Парамонов А.А., Хоанг В.З. Способ повышения помехоустойчивости радиолинии связи в условиях деструктивного воздействия преднамеренных помех // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 10. EDN GIZVZN.
- 3. Костюков А.С., Башкиров А.В., Никитин Л.Н. и др. Помехоустойчивое кодирование в современных форматах связи // Вестник Воронежского государственного технического ун-та. 2019. Т. 15, № 2. С. 132–138. EDN ZDUVTN.
- 4. Парамонов А.А., Нгуен В.М., Нгуен М.Т. Многозадачная нейронная сеть в задаче распознавания вида QAM- и PSK-модуляции в условиях параметрической априорной неопределенности // Russian Technological Journal. 2023. Т. 11, № 4. С. 49–58. EDN XMNMBT.
- 5. Плаксиенко В.С. Квазиоптимальный разнесенный прием замирающих сигналов // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении: Сб. материалов Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко. В 2-х тт. Таганрог, 08–10 июня 2022 г. Южный федеральный университет. Т. 1. Таганрог: Южный федеральный ун-т, 2022. С. 229–232. EDN VHAIEO.
- 6. Костин М.С., Латышев К.В., Марков Д.В. Мобильный комплекс радиолокационного монито-

ринга на синхронизированной системе БПЛА // Радиолокация и связь — перспективные технологии: Материалы XVI Всероссийской молодежной научно-технической конференции, Москва, 6 декабря 2018 г. М.: Мир науки, 2018. С. 32–37. EDN ZBECMH.

- 7. Ганигин С.Ю., Нечаев А.С., Киященко В.В. и др. Применение технологии SDR для повышения помехозащищенности: экспериментальное исследование канала с OFDM модуляцией в GNU RADIO // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 11. EDN WOBLGV.
- Свиридов И.А., Волков А.С. Разработка системы распознавания модуляции сигналов на основе нейронной сети с использованием ПЛИС. Материалы научно-технической конференции «Микроэлектроника и информатика-2021»: Сб. статей. Материалы научно-технической конференции, Зеленоград, 29–30 апреля 2021 г. М.: НИУ «Московский институт электронной техники», 2021. С. 105–110. EDN DWBRTX.
- 9. *Steer Michael*. Fundamentals of Microwave and RF Design. NC State University; Third edition, 2019.
- 10. *Петрушанский М.Г.* Основы конструирования антенных решеток: учебное пособие. Оренбург: ОГУ, 2017.
- 11. Куликов Г.В., Полевода Ю.А., Костин М.С. Использование пространственно-распределенной

синфазной антенны для повышения помехоустойчивости приема сигналов // Russian Technological Journal. 2023. Т. 11, № 6. С. 39–46. EDN YNUBNV.

- 12. Слюсар В. Цифровые антенные решетки. Решения задач GPS // Электроника: наука, технология, бизнес. 2009. № 1. С. 74–78.
- 13. Филиппов Б.И. Теория электрической связи: Учеб. пособие. Новосибирск: Веди, 2011.
- 14. *Бубнов В*. Основы смешения сигналов // Электронные компоненты. 2019. № 8. С. 86–89.
- 15. Захаров А.В. Эффективность оценки фазы радиосигнала при наличии быстрых замираний // Вестник Воронежского государственного университета. Сер.: Физика. Математика. 2010. № 2. С. 221–228. EDN NTOZDF.
- 16. *Лайонс Р*. Цифровая обработка сигналов / Пер. с англ. М.: Бином-Пресс. 2006. С. 656.
- Rohde & Schwarz. R&S[®] RTO Oscilloscope. Specifications. Data Sheet, 2023.

Дата поступления рукописи в редакцию 02.07.2024 Дата принятия рукописи в печать 26.08.2024