



УДК 621.396  
DOI 10.21685/2587-7704-2019-4-1-6



Open  
Access

RESEARCH  
ARTICLE

# Обзор методов установления первоначальной синхронизации в системах с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты

**Б. В. Султанов**

Пензенский государственный университет, Россия, 440026 г. Пенза, ул. Красная, 40

**В. В. Дорошкевич**

Пензенский государственный университет, Россия, 440026 г. Пенза, ул. Красная, 40

**В. В. Легошин**

Пензенский государственный университет, Россия, 440026 г. Пенза, ул. Красная, 40

**Аннотация.** Рассматриваются возможные подходы к реализации процедуры первоначальной синхронизации (поиска) в системах с расширенным спектром, базирующихся на псевдослучайной перестройке рабочей частоты.

**Ключевые слова:** синхронизация; псевдослучайная перестройка рабочей частоты; циклический поиск; поиск в реальном масштабе времени; двухуровневая схема выполнения поиска; рекуррентный поиск, основанный на авторегрессионном спектральном оценивании.

## A review of methods for setting initial synchronization in systems with frequency-hopping spread spectrum

**B. V. Sultanov**

Penza State University, 40 Krasnaya Street, 440026, Penza, Russia

**V. V. Doroshkevich**

Penza State University, 40 Krasnaya Street, 440026, Penza, Russia

**V. V. Legoshin**

Penza State University, 40 Krasnaya Street, 440026, Penza, Russia

**Abstract.** Possible approaches to the implementation of the initial synchronization (search) procedure in systems based on frequency-hopping spread spectrum are considered.

**Keywords:** synchronization; frequency-hopping spread spectrum; rotoring; real time search; two-level search circuit; recurrent search based on autoregressive spectrum estimation.

Модуляция с расширенным спектром является перспективным направлением развития современных телекоммуникационных систем, поскольку позволяет получить такие преимущества, как повышенная помехоустойчивость по отношению к преднамеренным и непреднамеренным помехам, возможности обеспечения низкой вероятности обнаружения факта передачи информации; реализация множественного доступа с кодовым разделением каналов [1, 2]. Один из наиболее распространенных подходов к построению подобных систем базируется на расширении спектра при использовании метода псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). Ключевым вопросом, возникающим при его реализации, является установление синхронизации между выходным сигналом опорного ге-

© Султанов Б. В., Дорошкевич В. В., Легошин В. В., 2019.

Данная статья доступна по условиям всемирной лицензии Creative Commons Attribution 4.0 International License (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>), которая дает разрешение на неограниченное использование, копирование на любые носители при условии указания авторства, источника и ссылки на лицензию Creative Commons, а также изменений, если таковые имеют место.

нератора приемника, формирующего последовательность перестраиваемых рабочих частот, и принимаемым сигналом.

Процедура синхронизации включает в себя две стадии: первоначальную синхронизацию (поиск), обеспечивающую временное выравнивание сравниваемых сигналов с точностью приблизительно до половины длительности одного скачка частоты, и точную синхронизацию (слежение), приводящую к их полному совпадению [1, 3]. Точная синхронизация обычно реализуется на основе следящей системы автоматического регулирования [1, 4–6], длительность переходного процесса в которой является непродолжительной. Гораздо больших затрат времени требует процедура поиска. Рассмотрим возможные подходы к решению этой задачи.

Наиболее очевидным из них является метод циклического поиска [1, 2, 7], идея которого иллюстрируется структурной схемой, изображенной на рис. 1.

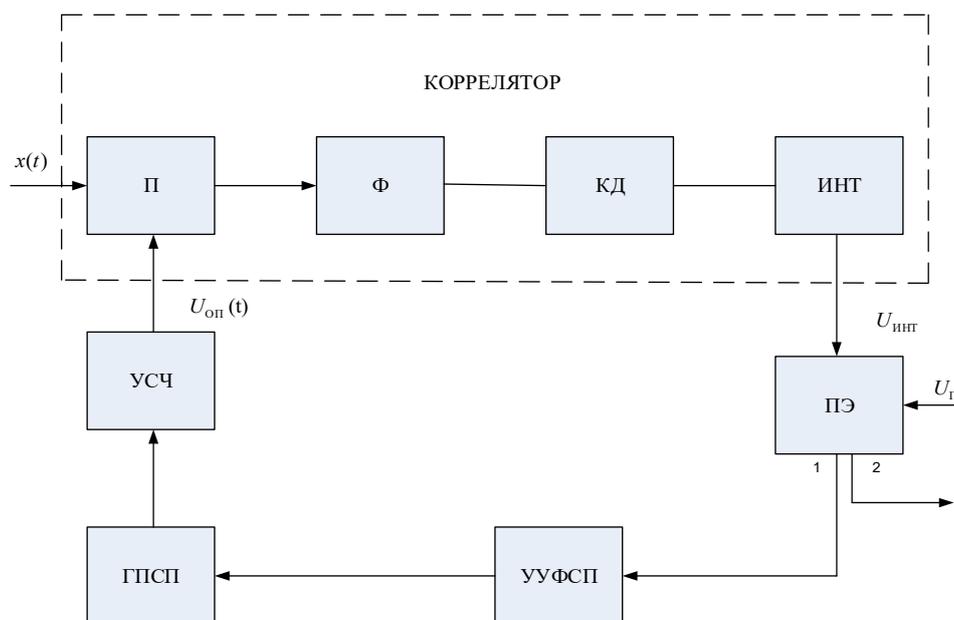


Рис. 1. Схема выполнения циклического поиска

Схема включает в себя коррелятор, содержащий последовательно соединенные перемножитель П, фильтр Ф, квадратичный детектор КД и интегратор Инт; пороговый элемент ПЭ; узел управления фазой псевдослучайной последовательности УУФСП; генератор псевдослучайной последовательности ГПСП; управляемый синтезатор частоты УСЧ. В перемножителе П принимаемый сигнал  $x(t)$ , представляющий собой гармоническое колебание со скачкообразно изменяющейся частотой  $f_{вх}(t)$ , умножается на генерируемый посредством УСЧ аналогичный опорный сигнал  $u_{оп}(t)$ , закон изменения частоты  $f_{оп}(t)$  которого задается посредством ГПСП, управляющего работой УСЧ. В результате на выходе перемножителя образуется колебание, содержащее гармонические составляющие с суммарной  $f_{см}(t) = f_{вх}(t) + f_{оп}(t)$  и разностной  $f_{рн}(t) = f_{вх}(t) - f_{оп}(t)$  частотами и поступающее далее на вход фильтра Ф. Параметры этого фильтра выбираются таким образом, чтобы он пропускал только сигнал с частотой  $f_{рн}(t)$  и лишь в том случае, когда значение  $f_{рн}(t)$  не превышает разности частот  $\Delta f_{ск} = 1/T_c$  между двумя соседними скачками, т.е. при  $f_{рн}(t) < \Delta f_{ск}$ . При этом наличие ненулевого напряжения (отрезков синусоиды) на выходе фильтра в интервалах времени продолжительностью  $\tau$  в течение длительности  $T_c$  каждого скачка частоты говорит о том, что сигналы  $x(t)$  и  $u_{оп}(t)$  засинхронизированы с точностью до  $(T_c - \tau)/T_c$ ; ноль на выходе фильтра свидетельствует о рассинхронизации, превышающей значение  $T_c$ . В квадратичном детекторе КД выходной сигнал фильтра возводится в квадрат (для того, чтобы исключить взаимную компенсацию положительных и отрицательных значений при последующем усреднении), после чего подается на вход интегратора Инт, где осуществляется его интегрирование в течение интервала  $T_{и}$ , равного времени анализа  $T_a$ . Выходной

сигнал интегратора  $U_{\text{инт}}$  в пороговом элементе ПЭ сравнивается с пороговым уровнем  $U_{\text{п}}$ , и по результатам этого сравнения принимается решение о продолжении или окончании процедуры поиска. В случае, если  $U_{\text{инт}} < U_{\text{п}}$ , на выходе 1 ПЭ появляется сигнал, по которому УУФПСП изменяет фазу генерируемой посредством ГПСП и УСЧ последовательности программно-изменяемых частот на величину, пропорциональную разрешающей способности системы поиска, т.е. на  $T_c/2$ . Данная процедура продолжается до тех пор, пока не будет выполнено равенство  $U_{\text{инт}} > U_{\text{п}}$ . При этом на выходе 2 ПЭ появляется сигнал, переводящий систему в режим слежения. Выбор значений  $T_a$  и  $U_{\text{п}}$  зависит от уровня преднамеренных и естественных помех в канале связи и определяет вероятности правильного  $P_{\text{пр}}$  и ошибочного  $P_{\text{ош}}$  установления факта окончания процедуры поиска. Принципы их расчета приводятся, например, в работах [1, 3], здесь же отметим, что, как правило, при малых отношениях «сигнал-шум»

$$T_a = (N_a + 1)T_c, N_a \gg 1. \quad (1)$$

Из изложенного видно, что рассмотренный метод поиска, отличаясь простотой схемной реализации, характеризуется чрезвычайно большой длительностью. В частности, в худшем случае при наиболее неудачном временном соотношении сигналов  $x(t)$  и  $u_{\text{оп}}(t)$  и выборе направления поиска его длительность  $T_{\text{п}}$  может составить

$$T_{\text{п}} = 2MT_a, \quad (2)$$

где  $M$  – общее число программно-изменяемых частот.

Существуют различные модернизации рассмотренной схемы. В частности, как показано в [1, 8], в некоторых случаях более предпочтительным является использование короткого интервала интегрирования  $T_{\text{и}} = T_c$  с последующим накоплением значений  $U_{\text{инт}}$  [1] или логической обработкой принятых по ним решений о наличии или отсутствии синхронизации, осуществляемыми на интервале анализа  $T_a$ . Такой подход в сочетании с различными способами логической обработки дает простые решения, применяемые в различных приложениях [9–12], но не обеспечивает значительного сокращения время поиска  $T_{\text{п}}$ .

Известны решения с использованием адаптивного порогового уровня  $U_{\text{п}}$ , отслеживающего изменения помеховой обстановки в канале [13–15]. Они позволяют обеспечивать фиксированные значения вероятности правильного  $P_{\text{пр}}$  и ошибочного  $P_{\text{ош}}$  установления факта окончания процедуры поиска при различной динамике отношения «сигнал–шум» на входе приемника, но не дают существенного ускорения поиска.

С целью уменьшения значения  $T_{\text{п}}$  были разработаны и исследованы процедуры циклического поиска с многоступенчатым обнаружением [3], при которых оценка наличия или отсутствия синхронизации осуществляется в несколько этапов. На каждом из  $i = \overline{1, N_s}$  этапов устанавливаются различные пороговые уровни  $U_{\text{п}i}$  и длительности интегрирования  $T_{\text{и}i}$ , причем с ростом  $i$  значение  $T_{\text{и}i}$ , а следовательно, и достоверность анализа увеличиваются. Если на первом этапе имеет место превышение порога  $U_{\text{п}1}$ , то осуществляется второй этап обнаружения, выполняемый при  $T_{\text{и}2} > T_{\text{и}1}$  и т.д. В случае, когда на предыдущем этапе превышение порога отсутствует, последующие этапы не проводятся, и поиск продолжается. Как показано в [3], практически целесообразно использовать не более трех этапов обнаружения. При этом за счет уменьшения средней длительности  $T_a$  время поиска сокращается в два-три раза, оставаясь недопустимо большим.

Как результат оптимизации процедуры циклического поиска с многоступенчатым обнаружением можно рассматривать стратегию последовательного поиска, разработанную Вардом [2, 3, 16]. В этом методе время анализа  $T_a$  на каждом шаге поиска делается переменным путем использования коррелятора с изменяющимся временем интегрирования, выход которого сравнивается с двумя порогами. Таким образом, здесь имеются три возможных решения:

- 1) если верхний пороговый уровень превышает выход коррелятора, поиск объявляется законченным и начальная синхронизация считается установленной;
- 2) если выход коррелятора находится ниже нижнего порогового уровня, изменяется фаза по-

следовательности генерируемых частот и поиск продолжается;

3) если выход коррелятора находится между двумя пороговыми уровнями, время интегрирования  $T_{\text{и}}$  увеличивается на  $T_c$  и результирующий выход снова сравнивается с двумя порогами.

Далее этапы 1, 2 и 3 повторяются на каждом шаге поиска до тех пор, пока выход коррелятора или превысит верхний порог или окажется меньше нижнего порога.

Рассмотренная процедура позволяет уменьшить среднюю длительность  $T_a$  по сравнению с многоступенчатым обнаружением примерно в 2,5 раза [1, 3], однако длительность поиска по-прежнему остается очень большой, что связано с необходимостью выполнения большого числа шагов поиска (в худшем случае при устранении первоначальной рассинхронизации с точностью до  $T_c/2$ , равного удвоенному количеству  $2M$  скачкообразно изменяемых частот).

Сократить это число можно путем построения многоканального обнаружителя за счет разбиения общего диапазона зоны неопределенности поиска на  $2M/Q$  отдельных поддиапазонов и параллельного осуществления циклического поиска в каждом из поддиапазонов. При этом сложность обслуживания увеличивается в  $Q$  раз, выигрыш же в среднем времени поиска, как показано в работе [3], зависит от отношения «сигнал–шум»  $\rho$  на входе системы и, например, при  $M = 2048$ ; вероятность успешного завершения поиска  $P_{\text{пр}} = 0,99$  и  $\rho = -15$  дБ оставляет  $0,5 Q$ . С увеличением  $\rho$  этот выигрыш также растет (до  $0,75 Q$  при  $\rho = 9$  дБ), однако этот рост замедляется при увеличении  $M$ .

Более эффективным средством ускорения процедуры поиска является его выполнение в реальном масштабе времени на основе схемы, иллюстрируемой рис. 2.

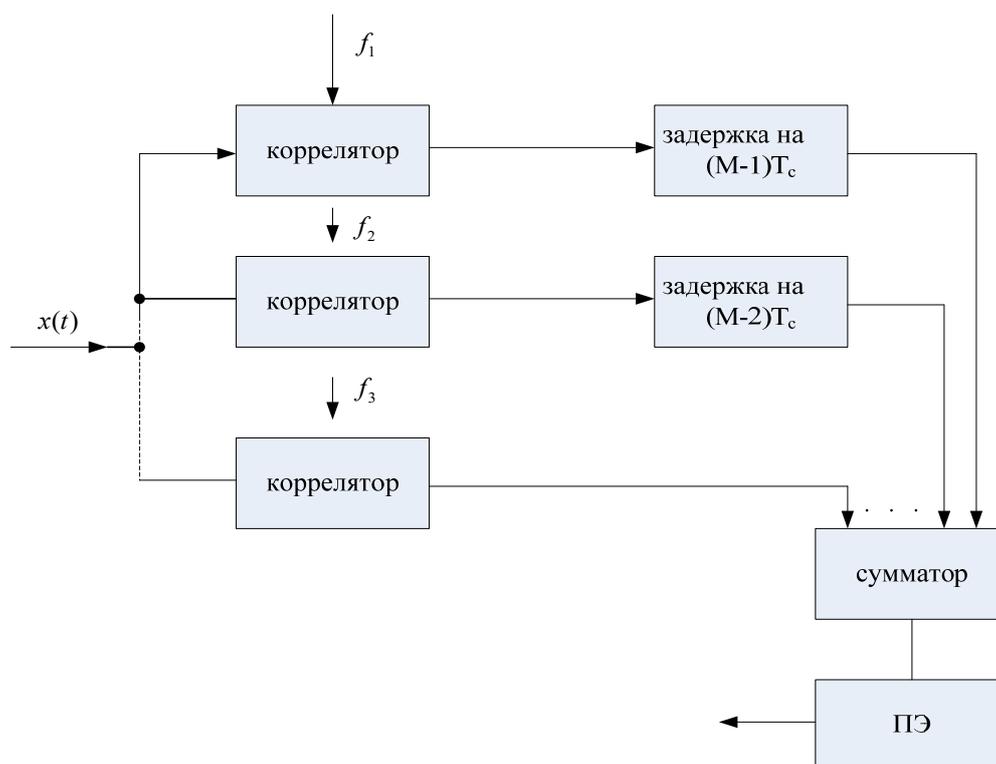


Рис. 2. Схема выполнения процедуры поиска в реальном масштабе времени

Схема включает в себя  $M$  корреляторов, каждый из которых выполнен аналогично одноименному узлу, показанному на рис. 1; набор элементов задержки, сумматор и пороговый элемент ПЭ. Предположим, что частоты  $f_1, f_2, \dots, f_M$  гармонических опорных сигналов, подаваемых на множители корреляторов, соответствуют закону изменения последовательности скачков частоты, генерируемой в передатчике. Длительности задержек в каждой ветви схемы подбираются таким образом, чтобы при появлении данной последовательности скачков в принимаемом сигнале на всех входах сумматора в один и тот же момент времени присутствовали ненулевые сигналы, при сложении которых выход сумматора превысит пороговый уровень. Этот факт зафиксирует пороговый элемент ПЭ и выдаст синхроимпульс, свидетельствующий о том, что синхронизация приемника с принимаемым сигналом достигнута.

При выборе интервала интегрирования в корреляторах  $T_{\text{и}} = T_{\text{с}}$  время  $T_{\text{уст}}$ , необходимое для появления ненулевых сигналов на всех входах сумматора с момента начала поиска  $T_{\text{уст}} = M T_{\text{с}}$ . С целью повышения достоверности установления факта окончания процедуры поиска при выбранном пороговом уровне  $U_{\text{п}}$ , в сумматоре возможно накопление сумм его входных сигналов в течение длительности  $N_{\text{а}}$  скачков частоты.

Для реализации такого режима в схеме рис. 2 после выдачи пороговым элементом по окончании времени  $T_{\text{уст}}$  синхроимпульса должны запускаться генератор псевдослучайной последовательности ГПСП и управляемый им синтезатор частоты приемника и подавать на входы перемножителей корреляторов новые опорные сигналы с частотами, изменяемыми по закону, задаваемому ГПСП. В этом случае общее время поиска

$$T_{\text{п}} = T_{\text{уст}} + N_{\text{а}} T_{\text{с}} = (M + N_{\text{а}}) T_{\text{с}}, \quad (3)$$

что с учетом (1) значительно меньше, чем в (2). Однако практическое применение данного подхода ограничивается присущей ему чрезмерной сложностью реализации, поскольку значение  $M$ , а следовательно, и необходимое число параллельных ветвей с корреляторами в схеме (см. рис. 2) в современных системах составляет тысячи и десятки тысяч. Сокращение числа корреляторов при высоком уровне естественных и преднамеренных помех в канале приводит к увеличению вероятности выдачи пороговым элементом по окончании времени  $T_{\text{уст}}$  ложного синхроимпульса, что в конечном итоге приводит к увеличению суммарной длительности поиска, который в таком случае необходимо возобновлять сначала. Существуют различные подходы к модернизации рассмотренного алгоритма [3, 17], однако они не дают кардинального решения обозначенной проблемы.

Комбинацией двух иллюстрируемых на рис. 1 и 2 подходов является изображенная на рис. 3 двухуровневая схема выполнения поиска в системах с ППРЧ. Впервые эта схема была предложена в работе [18], в статье [8] осуществлено исследование и сопоставление ее характеристик с их аналогами, получаемыми при реализации рассмотренных выше методов, в работе [19] предложен вариант ее модернизации, позволяющий повысить надежность поиска в среде с повышенным уровнем преднамеренных помех. Она включает в себя узел поиска в реальном масштабе времени, построенный по схеме, изображенной на рис. 2, но включающий в себя лишь  $m \ll M$  параллельных ветвей; набор узлов циклического поиска, каждый из которых имеет структуру, показанную на рис. 1, и блок управления поиском.

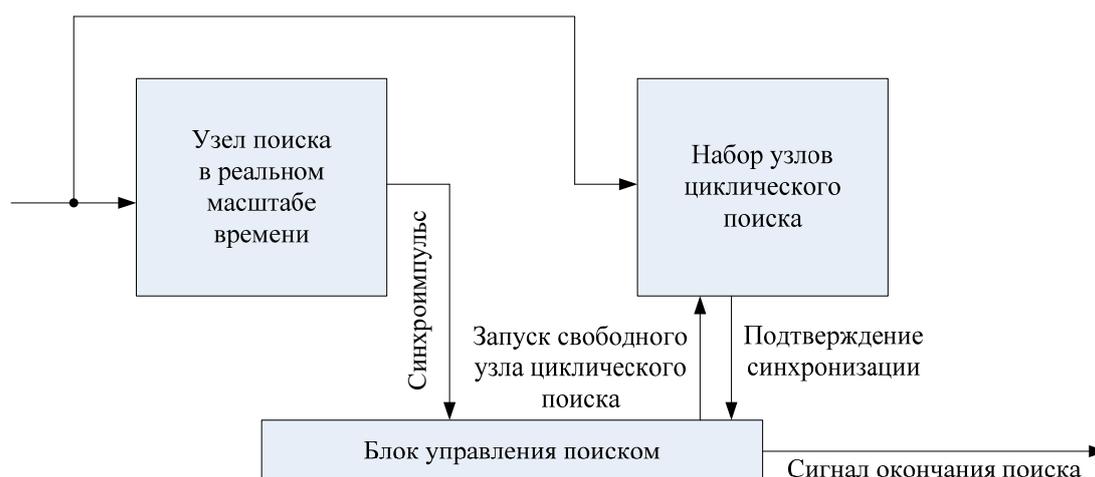


Рис. 3. Двухуровневая схема выполнения поиска в системе с ППРЧ

При использовании рассматриваемого подхода перед передачей информационного сообщения в канал посылается блок служебных сигналов (БСС), представляющих собой последовательность немодулированных гармонических колебаний со скачкообразно изменяющейся частотой, включающий в себя  $R$  полных периодов генерируемой ГПСП (и управляющей законом изменения частоты) псевдослучайной последовательности, но имеющий случайную начальную фазу. Последнее необходимо для того, чтобы противник не имел возможности по многократно перехваченному в начале передачи

сигналу установить закон изменения кода ГПСП. Частоты первых  $m$  элементов (называемых синхропрефиксом) каждого периода БСС устанавливаются в качестве опорных в корреляторах узла поиска в реальном масштабе времени. В результате по завершении  $m$  скачков частоты, после начала очередного периода БСС, на выходе этого узла появляется синхроимпульс, свидетельствующий об окончании синхропрефикса и запускающий через блок управления поиском свободный в данный момент узел циклического поиска. Последний в течение длительности оставшихся в этом периоде  $k = M - m$  скачков частоты осуществляет дополнительную проверку факта установления первоначальной синхронизации и при положительном ее результате передает сигнал об этом в блок управления поиском, который при его получении переводит систему в режим слежения. В случае отсутствия такого сигнала процесс продолжается. Необходимость использования не одного, а набора узлов циклического поиска обусловлена тем, что вследствие малого значения  $m$  высока вероятность появления ложных синхроимпульсов.

Рассмотренный подход занимает промежуточное положение между двумя иллюстрируемыми рис. 1 и 2 методами по быстрдействию, надежности принимаемых решений об установлении первоначальной синхронизации и сложности реализации [8].

Как видно из изложенного, длительность поиска даже при выполнении его в реальном масштабе времени остается достаточно большой (см. (3)). Вместе с тем существует принципиальная возможность существенного его сокращения, основанная на измерении мгновенной частоты принимаемого сигнала с ППРЧ [20–23]. Действительно, мгновенная частота такого сигнала задается кодом, формируемым в данный момент времени генератором псевдослучайной последовательности, определение которого и является задачей поиска. Однако установление значения кода на основе однократного точного измерения мгновенной частоты принимаемого сигнала хотя и представляется наилучшим решением с точки зрения сокращения времени поиска, в реальной ситуации неосуществимо вследствие влияния шума, обусловленного наличием помех. Вместе с тем при использовании в качестве датчика псевдослучайного кода, задающего закон изменения рабочей частоты, регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС) оказывается возможным применение метода рекуррентного поиска, основанного на авторегрессионном спектральном оценивании, по которому код РСЛОС определяется на основе  $L$  ( $L$  – количество разрядов РСЛОС) последовательно выполняемых оценок частоты следующих друг за другом скачков, причем из каждого двоичного числа, соответствующего очередной оценке, используется лишь один старший или наиболее значимый бит (НЗБ). Данный подход иллюстрируется табл. 1, в строках которой приведена последовательность состояний РСЛОС, содержащего  $L = 9$  разрядов, структура которого задается характеристическим полиномом вида

$$P(x) = x^9 + x^5 + 1. \quad (1.21)$$

Таблица 1

Номер состояния РСЛОС	Десятичный код состояния	Двоичный код состояния
1	406	<b>1</b> 10010110
2	300	<b>1</b> 00101100
3	89	<b>0</b> 01011001
4	179	<b>0</b> 10110011
5	359	<b>1</b> 01100111
8	207	<b>0</b> 11001111
7	414	<b>1</b> 10011110
8	316	<b>1</b> 00111100
9	120	<b>0</b> 01111000

Из таблицы видно, что по истечении  $L = 9$  тактов работы кодовая комбинация, образованная из НЗБ формируемых РСЛОС кодовых слов (совокупность выделенных жирным шрифтом символов кода в третьем столбце таблицы), совпадает с начальным кодом РСЛОС, в рассматриваемом примере равным 406 (в двоичном виде: 110010110), представленным в первой строке.

Таким образом, по окончании  $L$  скачков частоты, т.е. спустя время  $t_c = LT_c$ , где  $T_c$  – длительность скачка, в системе поиска оказывается зафиксированным код, имевший место  $t_c$  секунд тому назад в РСЛОС передатчика. После ввода этого числа в РСЛОС приемника и задержки принимаемого

сигнала на время  $t_c$  выполняется тестирование правильности полученного результата, реализуемое с использованием коррелятора аналогично осуществлению данной операции в системах с последовательным (циклическим) поиском. При положительном результате тестирования можно считать задачу поиска выполненной.

Как видно из изложенного, допустимая погрешность оценивания частоты скачка при реализации рассмотренного подхода существенно возрастает и в отдельных случаях может достигать почти половины измеряемой величины. Значение этой частоты может быть определено как координата максимума энергетического спектра принимаемого сигнала, оцениваемого на интервале длительности скачка. Данные обстоятельства делают задачу измерения мгновенной частоты принимаемого сигнала с ППРЧ с применением современных методов спектрального оценивания реально осуществимой.

Таким образом, из всех рассмотренных подходов к реализации процедуры установления первоначальной синхронизации наиболее высоким потенциальным быстродействием обладает рекуррентный поиск. Это и делает его наиболее привлекательным для использования в приложениях, где предъявляются жесткие требования к сокращению длительности процедуры синхронизации.

### Библиографический список

1. Spread Spectrum Communication Handbook / М. К. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, B. K. Levitt. – New York : Mc Graw-Hill, Inc., 2002. – 1229 с.
2. Прокис, Д. Ж. Цифровая связь / Д. Ж. Прокис ; пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. – Москва : Радио и связь, 2000. – 798 с.
3. Журавлев, В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах / В. И. Журавлев. – М. : Радио и связь, 1986. – 240 с.
4. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер ; пер. с англ. под ред. В. П. Журавлева. – Москва : Радио и связь, 2000. – 520 с.
5. Simon, M. K. Time synchronization of a frequency-hopped MFSK communication system / M. K. Simon, A. Polydoros, G. K. // ICC'81 Conference Record. – 1981. – June. – P. 76.1.1–76.1.5, Denver, CO.
6. Synchronization in FH-MFSK spread spectrum systems / K. Defly, X. Wang, G. Wu, M. Lecours // IEEE 38th Vehicular Technology Conference. – 1988. – P. 385–389.
7. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – Москва : Издательский дом «Вильямс», 2003.
8. Putman, C. A. A Comparison of Schemes for Coarse Acquisition of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Signals // C. A. Putman, S. S. Rappaport, D. L. Shilling // IEEE Transactions on Communications. – 1983. – Vol. COM-31, February. – P. 183–189.
9. Holms, J. K. Acquisition Time Performance of PN Spread-Spectrum System / J. K. Holms, C.C. Chen // IEEE Transactions on Communications. – 1977. – Vol. 25, № 8. – P. 778–783.
10. Putman, C. A. A Comparison of Strategies for Serial Acquisition of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Signals // C. A. Putman, S. S. Rappaport, D. L. Shilling // IEE Proceedings. – 1986. – Vol. 133, Pt. F, № 2 (April). – P. 129–137.
11. Jovanovic, V. M. Analysis of Strategies for Spread-Spectrum Code Acquisition – Direct Approach / V. M. Jovanovic // IEEE Transactions on Communications. – 1988. – Vol. 36, № 11.
12. Jovanovic, V. M. Acquisition of Frequency Hopping Spread Spectrum Signals by Sequential Detection // MILCOM '89' Conf. Rec. – Boston, 1989. – P. 49.2.1–5.
13. Augusti, R. Constant False Alarm Rate Control for Frequency Hopping Spread Spectrum Systems / R. Augusti, J. J. Olmos // Proc. MELECON'89. – Lisbon, 1989. – April. – P. 509–512.
14. Pawlowski, P. P. Adaptive Nonparametric Acquisition of FH-SS Signals in Jamming / P. P. Pawlowski, A. Polydoros // Proceedings MILCOM. – Monterey CA, 1986. – October. – P. 31.6.1–31.6.8.
15. Stojanovic, N. M. Robust threshold setting method for frequency-hopping acquisition / N. M. Stojanovic, V. M. Jovanovic // Military Communications Conference, 1991. MILCOM '91, Conference Record, 'Military Communications in a changing World', IEEE. – P. 1286–1290
16. Ward, R. B. Acquisition of Pseudonoise Signals by Recursion-Aided Sequential Estimation / R. B. Ward, K. P. Yiu // IEEE Transactions on Communications. – 1977. – Vol. 25, № 8. – P. 784–794.
17. Yading, C. A Robust Acquisition Scheme for FH Signal in Adverse Environments. / C. Yading, C. Yufan, L. Shaoqian // International Conference on Networks Security, Wireless Communication and trusted computing. – 2009. – May. – P. 99–102.
18. Rappaport, S. S. A two-level coarse code acquisition scheme for spread spectrum radio / S. S. Rappaport, D. L. Shilling // IEEE Transactions on Communications. – 1980. – Vol. COM-28. – September. – P. 1734–1748.
19. Sakr, M. Two-Level FH Acquisition Scheme with Adaptive Threshold / M. Sakr, Al-Moghazy, H. Abou-Bakr, M. Fikri // Japan-Egypt Conference on Electronics, Communications and Computers. – 2012. – P. 36–40.
20. Elhakeem, A. K. New Code Acquisition Techniques in Spread-Spectrum Communication / A. K. Elhakeem, G. S. Takhar, S. C. Gupta // IEEE Transactions on Communications. – 1980. – Vol. COM-28, № 2. – P. 249–257.

21. Ponnusami, J. A. Acquisition of Pseudonoise Codes in FH Systems / J. A. Ponnusami, M. D. Srinath // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1981. – Vol. AES-17, № 3 (May). – P. 335–341.
22. Jun, Lv. Analysis of frequency hopping signal acquisition using frequency estimation / Jun Lv, Jun Hui, Bingli Xu // International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE). – 2011. – P. 3984–3986.
23. Султанов, Б. В. Исследование метода быстрого поиска в системах с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Б. В. Султанов, Н. Б. Румянцева, С. Л. Зефилов // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58, № 1. – С. 583–591.

**Образец цитирования:**

Султанов, Б. В. Обзор методов установления первоначальной синхронизации в системах с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Б. В. Султанов, В. В. Дорошкевич, В. В. Легошин // Инжиниринг и технологии. – 2019. – Vol. 4(1). – С. 1–8. – DOI 10.21685/2587-7704-2019-4-1-6.