

ЭФФЕКТИВНЫЕ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ АЛГОРИТМЫ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА ВЫСОКОИНФОРМАТИВНЫХ ПАКЕТОВ В РАДИОСЕТЯХ

Аннотация. Проанализированы особенности передачи и приема в радиоканале шумоподобных пакетов информации с переменной базой. С учетом искажения канальными помехами элементов шумоподобных сигналов кодово-сигнальных последовательностей пакетов предложены быстродействующие алгоритмы передачи и приема высокоинформативных пакетов информации, основанных на кодовых последовательностях, передающихся в виде адаптивных шумоподобных сигналов.

Ключевые слова: шумоподобные сигналы, кодово-сигнальные последовательности, пакетная передача информации в радиосетях, быстродействующие алгоритмы передачи и приема шумоподобных кодово-сигнальных последовательностей.

ВВЕДЕНИЕ

Эффективность применения компьютерных сетей в различных областях человеческой деятельности, включая информационную поддержку корпораций, предприятий, коллективов, достигается за счет использования беспроводных средств передачи информации. Радиосети выполняют особую роль в обеспечении оперативной, надежной и защищенной (криптоустойчивой и помехоустойчивой) передачи различных данных, в том числе подвижных и неподвижных видеоданных, измерительных сигналов и величин, а также массивов данных, от удаленных объектов мониторинга к средствам межсетевого взаимодействия, включая Интернет. Такие задачи, как построение интеллектуальных и энергоэффективных домов, городов, охрана безопасности объектов и физических лиц, видеомониторинг объектов, дистанционный мониторинг промышленных объектов, контроль качества выполнения технологических процессов, экомониторинг территорий, организация связи с мобильными роботами, подвижными объектами и беспилотными аппаратами, мониторинг объектов и процессов в сельском хозяйстве, оперативный мониторинг функциональных состояний спортсменов и пациентов, наиболее эффективно решаются с применением сенсорных радиосетей с самоорганизацией передачи и ретрансляции информационных пакетов (ИП) к точкам доступа к сети Интернет, базам данных, серверам, сайтам и т.д.

Низкая скорость, слабая защищенность и небольшая дальность связи при передаче пакетов информации в режиме «точка–точка» в сенсорных сетях обусловили проблему организации высокоскоростной, надежной и защищенной передачи пакетов по радиоканалам с ограниченной рабочей полосой в ISM-диапазоне частот при построении беспроводных сетей широкого применения. Решение описанных задач, характерных для средств связи «последней мили», достигается реализацией приемопередатчиками объектных и абонентских систем (АС) сенсорных сетей адаптивной передачи пакетов с повышенной информационной емкостью, основу которых составляют интервальные кодово-сигнальные последовательности (КСП) ИП [1, 2], в том числе шумоподобные КСП ИП, передающие n -битовые ($n \geq 2$) последовательности.

Цель настоящей статьи — разработка быстродействующих алгоритмов функционирования цифровых приемников шумоподобных КСП ИП с переменной базой. Отметим, что помимо формирования и передачи высокоинформатив-

ных пакетов важным условием реализации надежной и защищенной радиосвязи в беспроводных сетях широкого применения является оптимизация (минимизация) вычислительных процессов во время принятия решения о достоверном приеме шумоподобных КСП ИП при действии канальных помех. От вычислительных алгоритмов приемника шумоподобных КСП существенно зависят системные характеристики радиосети передачи данных, включая помехоустойчивость и эффективность передачи текущих ИП в зашумленном радиоканале.

РЕАЛИЗАЦИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ВЫЧИСЛЕНИЙ В ПРОЦЕССЕ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМА ШУМОПОДОБНЫХ КСП ИП

Надежная, защищенная и высокоскоростная передача информации по радиоканалам с шумами основана на реализации АС радиосети комплекса алгоритмов сжатия и защиты исходных данных, помехоустойчивого кодирования исходных безызбыточных данных, формирования защищенных КСП ИП с повышенной информационной емкостью [1] и передачи их в виде шумоподобных сигналов (ШПС) [3–5]. Защищенность КСП ИП предполагает изменение параметров формирования КСП в зависимости от значения закрытого сеансового ключа, известного только абоненту-передатчику и абоненту-приемнику ИП, а также помехоустойчивое кодирование канальных посылок с учетом уровня шумов в радиоканале (в точке приема ИП). В результате при передаче каждого пакета с учетом базового асимметричного алгоритма криптозащиты данных в радиосети изменяются параметры канальных посылок, включая параметры шумоподобных КСП. В качестве основы базового алгоритма асимметричной криптозащиты передачи данных в радиосетях можно использовать электронную подпись с возобновлением сообщения [6, 7]. Дополнительную криптозащиту данных информационных кадров пакетов обеспечивают одноразовые шифры в процессе сжатия исходных данных и формирования интервальных КСП ИП. Информацию о кодовых ключах генерации криптостойких псевдослучайных последовательностей, применяемых для гаммирования сжатых и закодированных данных, абоненты радиосети согласовывают по независимому радиоканалу (кодovому моноканалу) с передачей информации с повышенной и псевдослучайной базой в шумах радиоканала.

Эффективная передача данных между АС беспроводных сетей основана на поддержке парами абонентов минимально необходимого энергетического соотношения в радиоканале $(E_{sc} / J_0)_n = S \cdot T_{sc} / (J / F) = (S / J) \cdot B_{\min}$ [3], где E_{sc} — энергия кодовой последовательности на интервале ее длительности T_{sc} , J_0 — спектральная плотность мощности шума в радиоканале, J — средняя мощность суммарных помех в радиоканале, $F = 1/2T_{sc \min}$ — величина рабочей полосы частот радиоканала, S — мощность полезного сигнала (кодовой последовательности), $B_{\min} = F \cdot T_{sc} = N_B$ — минимальная база канальных сигналов, обеспечивающая поддержку абонентами радиосети необходимого энергетического соотношения в радиоканале, которая на практике соответствует количеству двоичных элементов ШПС N_B . Путем адаптивного выбора минимально необходимой базы сигналов достигается высокоскоростная и надежная передача информации, замаскированная в шумах радиоканала.

В целом помехоустойчивая передача информации по радиоканалам основана на реализации абонентскими приемопередатчиками комплекса алгоритмов помехоустойчивого кодирования и перемешивания закодированных данных и КСП [3–7], на формировании избыточных канальных посылок с характерными корреляционными свойствами в виде псевдослучайных последовательностей Баркера, Голда, Уолша, M -последовательностей и других ШПС [3, 10, 11], а также достигается путем применения высотных, направленных и интеллектуальных антенных систем с заданными диаграммами направленности. Поэтому

при выборе ШПС с B_{\min} , даже при недостоверном приеме некоторых КСП вследствие действия непредвиденных мощных канальных и промышленных помех на протяжении длительности ИП, путем обратного перемешивания данных и КСП, а также возобновления искаженных битов в процессе декодирования помехоустойчивых данных достигается достоверная передача ИП. В противном случае абоненты радиосети осуществляют повторную передачу ИП. Стремление к повышению помехоустойчивости передачи данных в шумах радиоканала приводит к уменьшению максимальной скорости передачи информации $R_{\max} = 1/T_{sc \min} = 2F$ бит/с, которая соответствует максимальной канальной скорости передачи двоичных данных $v_{c \max}$ в рабочей полосе F , где $T_{sc \min} = T_b$, T_b — длительность битового сигнала. С учетом качества возобновления фронтов цифровых сигналов информационная скорость передачи битовых сообщений пакетов при их передаче шумоподобными КСП определяется выражением $R_i = v_{c \max} / B_{\min} = k_3 \cdot L / k_s \cdot T_b \cdot N_{B \min}$, где k_3 — коэффициент уменьшения длительности ИП в процессе формирования интервальных КСП ($k_3 = 1.6-2.3$ при $B_{\min} = 1$ [1, 2]); $L < B/4$ — количество каналов с кодовым разделением передачи данных в общей полосе частот F (количество кодовых моноканалов); $k_s > 1$ — коэффициент, учитывающий качество возобновления фронтов цифровых сигналов [3]; $N_{B \min}$ — минимальное количество элементов ШПС, необходимых для помехоустойчивой передачи КСП ИП.

Таким образом, для построения высокоскоростных и помехоустойчивых радиосетей широкого применения при передаче пакетов важно оперативно выбирать минимально необходимую базу ШПС кодовых последовательностей ИП путем адаптивного подбора соответствующих величин $N_{B \min}$ и длительности элементарного интервала ШПС $\tau_B \geq T_b$, что соответствует выбору текущей минимальной величины T_{sc} . Учитывая передачу пакетов с обратной связью по результатам анализа основного пика корреляционной функции (КФ) шумоподобных КСП (ШПС-КСП), абонент-приемник ИП в пакете-квитанции сообщает абоненту-передатчику ИП о необходимой величине B_{\min} [12]. Для приема ШПС-КСП ИП после демодуляции и фильтрации входных зашумленных сигналов абонентские приемники реализуют оперативное вычисление взаимокорреляционной функции принятого сигнала с опорным ШПС при заданных величинах τ_B и N_B . В [10] для быстродействующего вычисления КФ сигналов предложены выражения, основанные на выполнении операций сравнения соответствующих отсчетов сигналов (вычисление функции эквивалентности), на вычислении модульной разницы (модульной функции сигналов) между соответствующими входными и опорными отсчетами сигналов и квадратичной разности (структурной функции сигналов) между этими отсчетами. Для удобства распознавания единичных и нулевых ШПС-КСП с предварительно заданными величинами $T_{sc} \geq T_b$ целесообразно вычислять отсчеты инверсной модульной функции между ожидаемыми (опорными) инверсными битами ШПС и отсчетами принятого сигнала следующим образом:

$$G(j) = \sum_{i=1}^{N_B} |\overline{S}_i - X_{i+j}|,$$

где $G(j)$ — отсчеты модульной функции при j -м сдвиге отсчетов принятого сигнала X_i , $j=1, B$ — значение временного сдвига, \overline{S}_i — i -й инверсный элемент опорного ШПС.

Поскольку в радиоканале с рабочей полосой F вследствие действия суммарных помех (промышленных, импульсных, внеполосных излучений других систем) входные шумы могут существенно исказить огибающие аналоговых сигна-

лов элементарных битовых посылок ШПС, для достоверного приема и анализа принятой информации необходим наиболее частый опрос, вычисление и анализ результатов приема входных данных в целях выявления неискаженных шумами передаваемых данных. С учетом априорных данных (ожидаемых длительностей T_{sc} шумоподобных КСП, которые зависят от величин τ_B и N_B) вычислители многоканального цифрового абонентского приемника периодически (с периодом τ_B) на интервале длительности элементарного символа ШПС с каждым выбранным количеством интервалов опроса принятого сигнала реализуют вычисление суммарных значений модульных разностей между соответствующими входными и опорными отсчетами ШПС и на последнем N_B -м интервале τ_B принимает решение о приеме/неприеме ожидаемой ШПС-КСП.

АЛГОРИТМЫ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА ВЫСОКОИНФОРМАТИВНЫХ ПАКЕТОВ С ШУМОПОДОБНЫМИ КСП

Эффективная передача информации с ШПС достигается на основе преобразования n -битовых последовательностей передаваемых массивов данных в шумоподобные КСП пакетов с регулируемой базой ШПС в пределах от $B_{\min} = 1$ до $B_{\max} = N_{\max}$ при использовании минимального набора ортогональных ШПС для функционирования моноканальной радиосети передачи данных, где N_{\max} — максимальное количество элементов ШПС. При $n = 2$ с применением прямых и инверсных битов ШПС двухбитовые последовательности массивов данных кодируются следующим образом: 00 — ШПС a , 01 — ШПС b , 10 — ШПС \bar{b} , 11 — ШПС \bar{a} . Соответственно для приема таких шумоподобных КСП необходимо применение двух корреляционных вычислителей. При передаче трехбитовых последовательностей необходимо применение четырех видов ШПС и соответствующее количество корреляционных вычислителей. С увеличением n количество необходимых видов ШПС и корреляционных вычислителей увеличивается с квадратичной зависимостью. Уменьшить количество видов ШПС с заданной структурой битовых последовательностей можно путем применения ШПС с одинаковыми структурами, но с разными длительностями ШПС-КСП T_{sc} , а незначительное уменьшение количества корреляционных вычислителей достигается предварительным кодированием передаваемых данных в целях ограничения в массивах наличия максимального количества m соседних однотипных битов [1, 2]. На практике для построения приемопередатчиков шумоподобных ИП абонентских систем радиосетей широкого применения ввиду усложнения приемника ШПС-КСП необходимо ограничиться величиной $n = 2 - 4$.

В целях оптимизации вычислительных операций в процессе корреляционного приема ШПС рассмотрим функционирование приемника ШПС с базой $B = 15$ и структурой 111101011001000 на примере работы модульного приемника ШПС при условии действия канальных помех, искажающих те или иные двухуровневые последовательности ШПС. На рис. 1 и 2 приведены передача и прием однобитовых последовательностей прямыми и инверсными ШПС, при этом предполагается, что в результате искажений соответствующих M элементов ШПС на выходе демодулятора абонентского приемника их уровни меняются на противоположные.

На рис. 1 приведено кодирование двоичной последовательности 00 с применением ШПС, а также изображены выходные сигналы приемника ШПС, построенного на основе модульного вычислителя, при этом принятые M ошибочных элементов ШПС распределены на протяжении всей длительности кодовой последовательности. На рис. 2 приведено кодирование с применением ШПС двоичной последовательности 1011001, а также изображены выходные сигналы модульного вычислителя, когда не имеется искаженных элементов ШПС (см. рис. 2, а), при распределении $M = 3$ ошибочных элементов на протяжении всей длительности

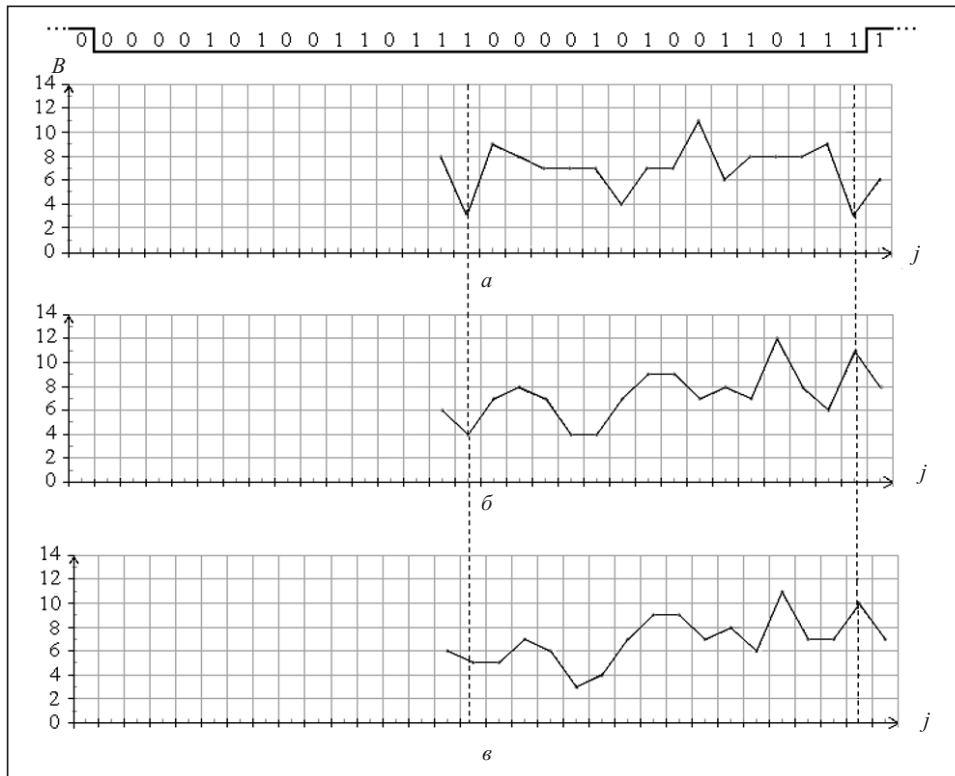


Рис. 1. Выходные сигналы модульного приемника ШПС при различном количестве $M = 3$ (а), $M = 4$ (б), $M = 5$ (в) искаженных элементов ШПС

ности (в начале, посередине и в конце) текущей кодовой последовательности (см. рис. 2, б), в конце и в начале текущей кодовой последовательности (см. соответственно рис. 2, в, з).

Достоверное вычисление отсчетов КФ ШПС на интервале длительности T_{sc} достигается:

- опросом входного сигнала с шумами с частотой дискретизации $f_s = k_d \cdot N_B$, $k_d \geq 1$;
- вычислением N_B текущих сверток $|S_i - X_{i+j}|$ с каждым опросом принятого сигнала на текущих интервалах τ_B с привлечением соответствующих отсчетов входного и опорного сигналов;
- суммированием N_B результатов сверток на текущем интервале T_{sc} ;
- анализом результатов вычисления отсчетов корреляционной (модульной) функции и принятием решения о приеме единичного или нулевого логического сигнала заданной длительности или о наличии зашумленного (недостоверного) сигнала.

Анализ работы корреляционного приемника ШПС показывает, что эффективность применения псевдослучайных последовательностей с уникальными автокорреляционными и взаимокорреляционными характеристиками для передачи информации существенно зависит от степени и количества искажений отдельных элементов ШПС. Если не имеется искажений элементов ШПС и передается единичный информационный сигнал, амплитуда основного корреляционного пика максимальна, т.е. $G(j)_{\max} = B$, а если передается нулевой информационный сигнал, амплитуда основного пика минимальна, т.е. $G(j)_{\min} = 0$. При искажении канальными помехами тех или иных элементов ШПС амплитуда $G(j)_{\max}$ уменьшается, а амплитуда $G(j)_{\min}$ увеличивается на количество M некорректно принятых элементов ШПС.

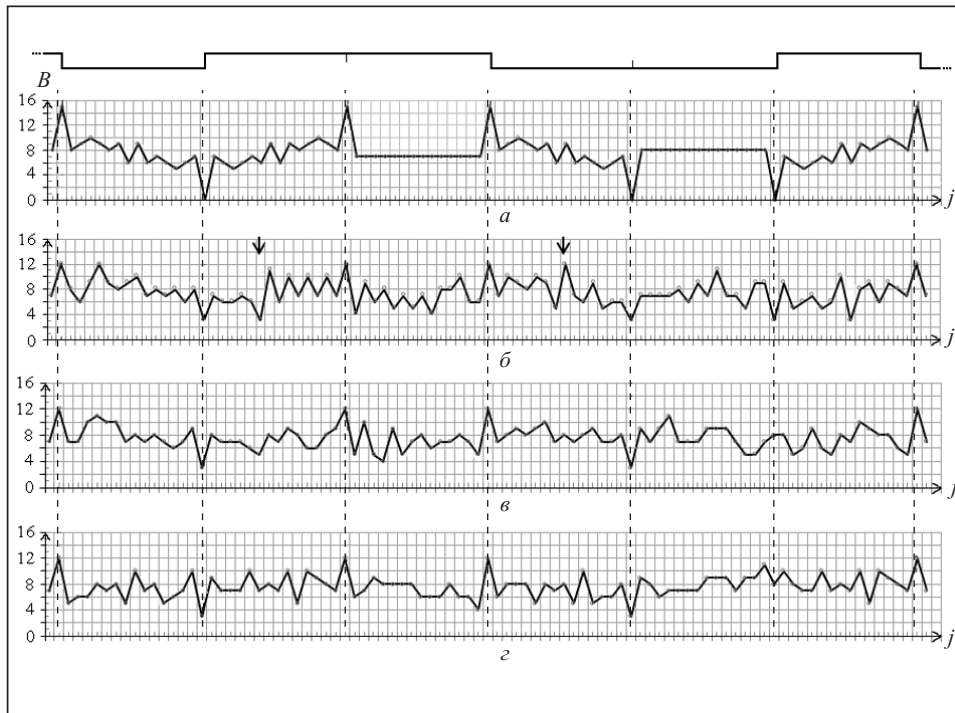


Рис. 2. Выходные сигналы модульного приемника ШПС при $B = 15$, $M = 0$ (а) и $M = 3$ (б–г) с различным распределением ошибочных элементов ШПС на интервале T_{sc}

Анализ работы модульного приемника ШПС при различных значениях M (см. рис. 1) показывает, что достоверный прием информации с ШПС достигается при $M < B/4$, а при $M \geq B/4$ принятие решения о достоверном приеме двоичных данных проблематично ($M \approx B$) или невозможно ($M > B/4$). При количестве ошибочных элементов ШПС $B/4 < M < B/2$ основной пик принимает значение $G(j) \rightarrow B/2$, соответствующее приему зашумленных или недостоверных данных, а при превышении $M > B/2$, что не исключено при проникновении в радиоканал мощных импульсных или преднамеренных помех, основные корреляционные пики инвертируются. Эта ситуация соответствует передаче и приему ложной информации. Поэтому, помимо контроля приема данных на уровне анализа принятых двоичных последовательностей информационных кадров пакетов [5, 9], в целях оперативного выявления недостоверных или ложных ШПС-КСП согласно данным сеансового ключа абонент-передатчик и абонент-приемник ИП в определенных местах пакета передают синхронизирующие КСП с известными только им параметрами.

В наиболее простом случае это могут быть характерные ШПС-КСП начала и окончания пакета, а также промежуточные КСП, установленные в заданных местах случайным образом на протяжении всей длительности ИП. В случае достоверного приема этих КСП в условиях существенно зашумленного радиоканала, когда основные пики КФ незначительно превышают уровень $B/2$, принятые данные подлежат дальнейшему анализу. Результаты исследований показывают, что с учетом вычисленной величины основного пика КФ ШПС его базу B условно можно разделить на следующие составляющие: $B = L_n + M + H_{\min} + L(\gamma)$, где $L_n \approx 0.5B$ — порог распознавания полезного сигнала от шума в радиоканале, $H_{\min} > 1$ — минимальное значение оценки качества приема ШПС-КСП, $L(\gamma) < B/4$ — количество ортогональных сигналов (моноканалов), позволяющих организовать передачу данных с кодовым разделением каналов с учетом оценки текущего энергетического соотношения сигнал/шум в радиоканале.

Учитывая затягивание фронтов и искажение огибающих цифровых сигналов, ненадежность синхронизации работы корреляционного вычислителя ШПС, для реализации достоверного приема двоичных данных на первом этапе приема шумоподобных ИП целесообразно осуществлять многократный опрос, вычисление сверток и текущих отсчетов КФ ШПС на каждом текущем интервале длительностью τ_B с последующим выявлением, анализом основных пиков КФ и принятием решения о приеме единичных или нулевых КСП, или невозможности приема достоверных данных. Для приема шумоподобных ИП на основе обработки первичных ШПС-КСП, которые выполняют роль синхропоследовательностей, а также после обнаружения ШПС-КСП, выполняющих роль начала ИП, осуществляется синхронизация работы корреляционных вычислителей абонентского приемопередатчика. В результате перечисленных действий после установления синхронизации работы корреляционного приемника ШПС-КСП на выявленных достоверных интервалах обработки входных данных осуществляется опрос сигналов, вычисление отсчетов КФ и принятие решения о приеме соответствующих КСП ИП. На интервале длительности элементарного элемента ШПС τ_B , например, единичного или нулевого уровня, достоверным является участок, который отсчитывается от момента завершения переднего фронта импульсного сигнала до начала его заднего фронта. С учетом необходимого времени опроса, обработки и анализа входных данных оптимальными тактами синхронизации (начальные моменты опроса принятых сигналов на текущих интервалах τ_B) работы приемника ШПС являются моменты завершения переднего фронта импульсных элементов ШПС, которые определяются экспериментально.

Таким образом, минимальную частоту опроса ($k_d = 1$) принятых сигналов $f_{s \min} = 1/\tau_B$ можно выбирать после установления синхронизации. Наиболее простым способом реализации достоверного приема зашумленных данных и синхронизации работы корреляционного приемника ШПС является опрос, обработка и анализ входных данных на текущих интервалах τ_B с повышенной тактовой частотой $f_s = 2/\tau_B$, т.е. корреляционный приемник состоит из двух независимых вычислителей $G(j)$, которые обрабатывают и анализируют входные данные со сдвигом во времени, превышающем длительность фронтов входных импульсных сигналов, например, на $0.25-0.4\tau_B$. Соответственно, если один из каналов обработки и анализа входных данных оперирует с недостоверными данными (например, выборка входных данных приходится на интервалы длительности фронтов импульсных сигналов), то второй канал должен оперировать с достоверными данными. По результатам обработки и синхронизации приема КСП ИП по обоим каналам предпочтение отдается результатам обработки и анализа того канала, по которому вычислена большая величина $|G(j) - B_{\max}/2|$. Анализ выходных сигналов модульного вычислителя, когда не имеется искаженных элементов ШПС (см. рис. 2, а), показывает, что в качестве синхропоследовательностей при передаче данных с ШПС предпочтительно выбрать двоичные данные вида $\dots 00110011\dots$, т.е. после каждого второго однотипного ШПС существует повышенная вероятность выявления синхропоследовательностей в процессе обработки последовательностей нулевых или единичных ШПС-КСП. Для реализации надежной синхронизации приема ШПС-КСП на текущем интервале продолжительностью T_{sc} путем вычисления и анализа текущих величин $|G(j) - B_{\max}/2|$ осуществляется поиск наибольшего по амплитуде пика КФ, позволяющего организовать формирование следующих синхронизирующих последовательностей, где B_{\max} — максимальное значение базы ШПС. Анализ выходных сигналов модульного вычислителя (см. рис. 2, б) при $M < [B/4] = 3$, где $[\cdot]$ — целая меньшая величина, показывает, что при действии помех на интервале T_{sc} не исключены высокоамплитудные боковые пики функции $G(j)$ (см. рис. 2, б, местонахождение пиков показано стрелками), амплитуды которых соответствуют амплитудам

основного пика функции $G(j)$. Поэтому для достоверной синхронизации работы корреляционного приемника ШПС-КСП основные пики КФ по абсолютной величине должны превышать боковые выбросы КФ. При заданной величине M база ШПС синхронизирующих КСП должна выбираться повышенной для обеспечения условия достижения высокоамплитудных основных выбросов КФ: $0 \leq G(j) < B/2 - H_{\min}$, $B/2 + H_{\min} < G(j) \leq B$. В случае невыполнения неравенств формирование синхронизирующих тактовых сигналов работы корреляционного приемника обеспечивается с учетом предварительно выбранной тактовой частоты выборки принятого сигнала для каждого канала вычисления функции $G(j)$.

В целях компенсации боковых лепестков корреляционной функции в [13, 14] предложено использовать двумерную кодовую конструкцию ШПС, которая специальной цифровой обработкой двумерным коррелятором позволяет существенно (на 20–30%) повысить показатель эффективности применения ШПС v_m с заданным количеством B элементов, где $v_m = R_{xx}(0) / R_{xx}(j)$, $R_{xx}(0)$ — амплитудное значение головного лепестка корреляционной функции ШПС, $R_{xx}(j)$ — максимальное амплитудное значение бокового лепестка корреляционной функции ШПС на интервале длительности ШПС или информационной кодовой последовательности T_{sc} . При этом на приемной стороне входная последовательность отсчетов принятого сигнала преобразуется в матрицу размера $h \times m$, по которой осуществляется корреляционный анализ полезного сигнала с шумами на основе вычисления двумерного коэффициента взаимокорреляционной свертки

$$K(x, y) = \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m x_{i,j} \cdot y_{i,j} + \sum_{i=m}^1 \sum_{j=1}^h x_{i,j} \cdot y_{i,j},$$

где h и m — соответственно количество строк и столбцов матрицы, $x_{i,j}$ и $y_{i,j}$ — элементы информационного и эталонного кодов ШПС соответственно. В результате при заданной длине ШПС на 20–30% повышается помехоустойчивость передачи информации или за счет уменьшения необходимого количества элементов ШПС повышается скорость передачи пакетов.

При условии, что $B > 2M$, в целях минимизации вычислительных операций и гарантированного превышения амплитуды основного пика КФ по сравнению с боковыми пиками целесообразно вычисление двумерной КФ по различным двум–трем матрицам с последующим суммированием результатов вычислений для соответствующих выходных отсчетов КФ.

После обнаружения начала ИП и установления синхронизации по результатам опроса принятых сигналов, вычисления отсчетов $G(j)$, анализа результатов вычислений на интервале длительности текущего B -го элемента ШПС с учетом временного сдвига работы корреляционных вычислителей принимается решение о приеме соответствующих данных. Условием приема достоверных данных является неравенство $|G_p(j) - B_{\max}/2| > H_{\min}$, при этом на протяжении длительности T_{sc} боковые пики функции $G(j)$ не превышают амплитуды основного пика $G_p(j)$. Простой и эффективный алгоритм приема ШПС-КСП основан на выявлении наиболее высокоамплитудных или низкоамплитудных пиков КФ на текущем интервале T_{sc} .

Для формирования входных двухуровневых сигналов, подлежащих дискретизации и обработке, целесообразно применять активный фильтр нижних частот с выходным компаратором. Последовательность действий алгоритма приема ШПС-КСП следующая.

1. Дискретизация входных двухуровневых сигналов по обоим каналам вычисления $G(j)$ с периодом τ_B и со сдвигом во времени начала тактовых сигналов дискретизации по каждому каналу на $0.25\text{--}0.4\tau_B$.

2. Выявление наибольших величин $|G(j) - B_{\max}/2| > H_{\min}$ на текущем интервале T_{sc} по каждому из двух каналов вычисления $G(j)$.
3. Формирование тактов принятия решения о приеме КСП.
4. Принятие решения о достоверном/недостоверном приеме текущей КСП по результатам вычисления и анализа $G(j)$ по двум каналам.

Отметим, что по известным параметрам τ_B , B , T_{sc} и вычисленным $|G(j) - B_{\max}/2| > H_{\min}$ обеспечивается надежное формирование тактов (моментов) принятия решения о приеме КСП. В зависимости от быстродействия работы корреляционных вычислителей моменты принятия решения приходятся на вторую достоверную половину ($B = N_{\max}$)-го двоичного элемента ШПС. При этом сопоставляются результаты вычислений по двум каналам и предпочтение отдается результатам того канала обработки принятых данных, которые по абсолютной величине максимально превышают уровень шумов $B_{\max}/2$. В случае равенства результатов вычислений отсчетов $G(j)$ предпочтение отдается тому каналу обработки данных, который на этапе установления синхронизации работы корреляционных вычислителей был выбран основным, т.е. достоверно принял синхронизирующие ШПС-КСП и шумоподобные КСП начала ИП. Как правило, после установления синхронизации именно по этому каналу осуществляется дальнейшая обработка принятых данных и выявляется основной корреляционный пик, при необходимости реализуется компенсация боковых выбросов $G(j)$ и принимается решение о приеме соответствующей КСП.

При использовании входного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) повышается достоверность вычисления отсчетов $G(j)$, однако увеличиваются требования к быстродействию процессора приемника ШПС. Поэтому выходные данные АЦП целесообразно преобразовать в двухуровневый сигнал, аналогичный выходному сигналу компаратора (некоторые АЦП формируют такие сигналы). Таким образом, реализуются высокоскоростные вычисления отсчетов $G(j)$ с применением чипов доступных по стоимости микроконтроллеров, например, ARM Cortex. Для повышения надежности и достоверности приема ШПС-КСП ИП целесообразно повысить частоту опроса принятых сигналов с учетом выборки входных достоверных данных на начальном участке, в середине и на завершающем участке текущего элемента ШПС, например, со сдвигом во времени на $0.25\tau_B$, $0.5\tau_B$, $0.75\tau_B$ соответственно. Применяя трехканальную схему вычисления отсчетов $G(j)$, можно достичь адаптивной синхронизации приема текущего КСП, а за счет дискретизации принятых данных с последующей обработкой и анализом результатов вычислений последовательно в трех различных местах на протяжении текущей длительности τ_B обеспечить выявление чистых от шумов участков передающихся сигналов. Дальнейшее увеличение скорости передачи информации в радиосетях с ШПС связано с усложнением абонентских приемников шумоподобных ИП путем увеличения количества корреляционных вычислителей и формирования ШПС-КСП при $n > 2$ [1, 2], а также передачи пакетов по нескольким частотным и кодовым моноканалам. Уменьшение количества корреляционных вычислителей абонентских приемников шумоподобных ИП возможно за счет применения высокопроизводительных процессоров, например, многопроцессорных чипов или специализированных ПЛИС, ориентированных на многоканальную высокоскоростную обработку принятых сигналов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Эффективность передачи пакетов информации с ШПС основана на выборе минимально необходимой базы ШПС для поддержки заданного энергетического соотношения сигнал/шум в точке приема информации с учетом неискаженного приема большинства (более $0.75B_{\max}$) битовых последовательностей ШПС. Повышение скорости передачи пакетов в компьютерных радиосетях

при ограниченной рабочей полосе частот достигается формированием, передачей и приемом ШПС-КСП, передающих n -битовые ($n \geq 2$) последовательности пакетов. Для реализации достоверного приема ШПС-КСП на текущем интервале обработки входных данных длительностью τ_B необходимо осуществить двух- трехкратный опрос и обработку принятых данных, а также синхронизацию приема ШПС-КСП ИП с последующим выбором результатов вычисления основного пика КФ по каналу, в котором результаты вычислений по абсолютной величине максимально превышают уровень шумов $V_{\max} / 2$. Дальнейшее повышение скорости передачи информации в радиосетях с ШПС связано с увеличением количества каналов корреляционной обработки принятых данных, которое уменьшается за счет применения многопроцессорных микроконтроллеров или специализированных ПЛИС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шевчук Б.М. Оптимизированные по быстродействию и точности кодирования методы и алгоритмы повышения информационной эффективности абонентских систем беспроводных сетей // Кибернетика и системный анализ. — 2014. — 50, № 6. — С. 137–151.
2. Шевчук Б.М., Задірака В.К., Фраєр С.В. Підвищення ефективності передачі інформації в моніторингових мережах на основі оптимізації обчислень в процесі кодування даних засобами об'єктних систем сенсорних мереж // УСiМ. — 2015. — № 3. — С. 65–71.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — 2-е изд.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. — 1104 с.
4. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделін В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи // Под ред. А.М. Шломы. — М.: Горячая линия-Телеком, 2008. — 344 с.
5. Теория надежной и защищенной передачи данных в сенсорных и локально-региональных сетях / Я.Н. Николайчук, Б.М. Шевчук, А.Р. Воронич, Т.А. Заведюк, В.Н. Гладюк // Кибернетика и системный анализ. — 2014. — 50, № 2. — С. 161–174.
6. Горбенко І.Д., Горбенко Ю.І. Прикладна криптологія: Теорія. Практика. Застосування: Монографія. — Вид. 2-ге, перероб. і доп. — Харків: ФОРТ, 2012. — 880 с.
7. Горбенко Ю.І. Побудування та аналіз систем, протоколів і засобів криптографічного захисту інформації: монографія. — Ч. 1. Методи побудування та аналізу, стандартизація та застосування криптографічних систем / За заг. ред. д.т.н., професора І.Д. Горбенка. — Харків: ФОРТ, 2015. — 960 с.
8. Исследования методов помехоустойчивого кодирования информации для систем микроспутника / В.А. Буров, В.П. Зинченко, С.В. Зинченко, В. Резан., О.О. Каминская, Б.М. Шевчук // Компьютерная математика. — 2009. — № 2. — С. 62–71.
9. Шевчук Б.М. Системний підхід до вирішення проблем оптимізації обчислень засобами об'єктних систем сенсорних мереж // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. — 2013. — № 1. — С. 88–95.
10. Николайчук Я.М. Теорія джерел інформації. — 2-е вид. — Тернопіль: ТОВ «Терно-граф», 2010. — 536 с.
11. Іщеряков С.М., Полянчич А.Я. Структурні властивості ключів багаторівневих М-последовательностей // Вісник Технологічного університету Поділля. — 2005. — № 4, ч. 1, Т 2. — С. 65–68.
12. Шевчук Б.М. Надійна і захищена передача інформації в радіомережах промислового призначення та для зв'язку між мобільними роботами і рухомими системами // Штучний інтелект. — 2012. — № 2. — С. 80–87.
13. Николайчук Я.М., Заставний О.М. Дослідження характеристик двомірних кодів з особливими кореляційними властивостями // Вісник технологічного університету Поділля. — 2004. — № 2, ч. 1, Т 2. — С. 107–110.
14. Заставний О.М. Методи побудови спецпроцесорів та аналого-цифрових кодерів в базисі Галуа: Автореферат дис. ... канд. техн. наук: 05.13.05, Терноп. нац. екон. ун-т. — Т., 2007. — 20 с.

Поступила 23.07.2015