

Ускоренный поиск широкополосных фазоманипулированных сигналов по задержке с использованием фильтра подавления боковых лепестков автокорреляционной функции

Г.Н.Мальцев, Е.А.Сакулин

Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского Санкт-Петербург, ул.Ждановская, 13, evgeniysakulin@yandex.ru

Рассмотрены возможности реализации ускоренного поиска широкополосных фазоманипулированных сигналов на основе использования априорной информации об автокорреляционной функции модулирующей псевдослучайной последовательности. Показано, что необходимая для этого трехуровневая функция отклика обнаружителя может быть сформирована с помощью фильтра подавления боковых лепестков автокорреляционной функции. Выигрыш в среднем времени поиска по сравнению с обычным последовательным поиском пропорционален корню квадратному из числа элементов в периоде псевдослучайной последовательности.

The paper presents the feasibility of wideband phase-shift keyed signals advanced search using a priori information about the autocorrelation function of the modulation of the pseudorandom sequence. It is shown that necessary for this three-level response function of the detector can be formed with the filter side lobe suppression of the autocorrelation function. The gain in average search time compared with conventional serial search is proportional to the square root of the number of elements in the period of the pseudorandom sequence.

В современных системах радиосвязи и радионавигации широко используются широкополосные фазоманипулированные сигналы, обеспечивающие высокую помехоустойчивость передачи информации и возможность совмещения информационных и измерительных каналов [1-3]. В качестве модулирующих функций при формировании таких сигналов используются псевдослучайные последовательности (ПСП). При приеме таких сигналов на этапе вхождения в связь приемное устройство работает как последовательный обнаружитель и путем подстройки по задержке опорной ПСП осуществляет поиск и обнаружение по задержке принимаемого сигнала. Особое значение режим поиска и обнаружения широкополосных фазоманипулированных сигналов по задержке приобретает при использовании длинных и сверхдлинных модулирующих ПСП с числом элементов до нескольких десятков тысяч и более, когда поиск сигнала по временному сдвигу становится достаточно длительной операцией, предшествующей собственно передаче информации или измерениям.

Основой технической реализации поиска и обнаружения широкополосных фазоманипулированных сигналов на основе ПСП по задержке является корреляционный приемник ПСП, представляющий собой квазиоптимальный следящий измеритель [4]. Дискриминационная характеристика его временного дискриминатора формируется с помощью двух корреляционных функций опорной и принимаемой ПСП, при этом ширина рабочего участка дискриминационной характеристики соответствует элементарной ячейке поиска ПСП по задержке и не может превышать удвоенной длительности символа ПСП Δt . Совокупность таких ячеек образует дискретное пространство поиска, в отсутствии априорной информации о задержке принимаемого сигнала их число соответствует числу символов в периоде ПСП M . Поиск сводится к просмотру (перебору) всех ячеек поиска в определенной последовательности с целью обнаружения ячейки, соответствующей значению неизвестного параметра (задержки) принимаемого сигнала – обнаружения сигнала по этому параметру.

Все широкополосные радиотехнические системы на этапе поиска и вхождения в связь характеризуется наименьшей помехоустойчивостью и в наибольшей степени подвержены влиянию помех [1,5]. Кроме того, при использовании длинных и сверхдлин-

ных модулирующих ПСП чисто ячеек поиска принимаемого сигнала по задержке может составлять до десятков тысяч, а ширина ячейки поиска остается соизмеримой с длительностью символа ПСП, и поиск по задержке в большинстве случаев является наиболее продолжительным по сравнению с поиском сигналов на основе ПСП по другим параметрам. Поэтому возникает необходимость ускорения поиска широкополосных фазоманипулированных сигналов по задержке.

Ускорение поиска сигналов на основе ПСП по задержке возможно на основе использования априорной информации о корреляционных свойствах принимаемых сигналов, если периодическая автокорреляционная функция (далее – автокорреляционная функция) модулирующей ПСП имеет кроме основного пика боковые пики, расположение которых заранее известно. Тогда, осуществляя пошаговый поиск ПСП по задержке корреляционным обнаружителем и фиксируя временные положения боковых пиков, при соответствующем их расположении на временной оси после определенного числа шагов анализа можно определить расположение основного пика. С точки зрения передачи информации и измерений такие корреляционные свойства модулирующих ПСП не являются наилучшими [3,4], а с точки зрения ускорения поиска по задержке оказываются наиболее предпочтительными.

Уменьшение времени поиска ПСП по задержке при использовании информации о значении автокорреляционной функции ПСП вне ее основного пика достигается за счет уменьшения числа шагов поиска: после достижения первого бокового пика автокорреляционной функции анализируются только ячейки, соответствующие другим боковым пикам или основному пику. Пусть ПСП задается последовательностью двоичных символов $a_m = \{0,1\}$, $m=1, \dots, M$, каждый длительностью Δt , и представляется вектором $\mathbf{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_M\}^T$. Для реализации ускоренных алгоритмов поиска ПСП по задержке на основе использования априорной информации о корреляционных свойствах принимаемых сигналов необходимо иметь трехуровневую периодическую автокорреляционную функцию ПСП вида

$$R_a(m\Delta t) = \begin{cases} 1, & m \equiv 0 \pmod{M}, \\ R_1, & m \equiv 0 \pmod{L}, m \neq 0 \pmod{M}, \\ R_2, & m \neq 0 \pmod{L}, \end{cases} \quad (1)$$

где L кратно M .

Выражение (1) определяет значения нормированной периодической автокорреляционной функции ПСП

$$R_a(m\Delta t) = \frac{1}{(\|\mathbf{a}\|)^2} \sum_{i=1}^M a_{i+m} a_i^*, \quad (2)$$

вычисляемой для значений символов ПСП a_i на периоде $M\Delta t$, берущихся с циклическим сдвигом, в дискретных точках $\tau = m\Delta t$, соответствующих значениям временных сдвигов, кратных длительности символа ПСП Δt . Единичное значение автокорреляционной функции $R_a(m\Delta t)$ соответствует ее главному пику при нулевом временном сдвиге ($m \equiv 0 \pmod{M}$), значения R_1 соответствуют регулярно следующим с периодом $L\Delta t$ (временные сдвиги, соответствующие $m \equiv 0 \pmod{L}$) боковым пикам, значения R_2 соответствуют уровню автокорреляционной функции вне главного и боковых пиков (остальные временные сдвиги, соответствующие $m \neq 0 \pmod{L}$).

При наличии ПСП с автокорреляционной функцией вида (1) алгоритм поиска включает два этапа, в ходе которых для обнаружения принимаемой ПСП по задержке используются два порога – нижний и верхний. На первом этапе реализации алгоритма осуществляется последовательный перебор ячеек до обнаружения первого бокового

пика автокорреляционной функции ПСП. Обнаружение на первом этапе осуществляется по превышению нижнего порога, выбираемого исходя из уровня боковых пиков, при этом достоверность принятия решений характеризуется вероятностями ложной тревоги α_0 в пустой ячейке, не соответствующей значению задержки принимаемого сигнала, пропуска сигнала β_0 в ячейке, соответствующей локальному пику автокорреляционной функции ПСП, и пропуска сигнала β_2 в сигнальной ячейке, соответствующей главному пику автокорреляционной функции ПСП. На втором этапе реализации алгоритма осуществляется перебор ячеек, соответствующих боковым пикам автокорреляционной функции ПСП до обнаружения главного пика, определяющего задержку принимаемой ПСП. Обнаружение на втором этапе осуществляется по превышению верхнего порога, выбираемого исходя из уровня главного пика, при этом достоверность принятия решений характеризуется вероятностями ложной тревоги α_2 в пустой ячейке, не соответствующей значению задержки принимаемого сигнала, ложной тревоги α_1 в ячейке, соответствующей локальному пику автокорреляционной функции ПСП, и пропуска сигнала β_1 в сигнальной ячейке, соответствующей главному пику автокорреляционной функции ПСП.

Без учета ложных тревог и пропуска сигнала (при $\alpha_0=\alpha_1=0$, $\beta_0=\beta_1=0$) среднее число шагов поиска ПСП по задержке при реализации рассмотренного алгоритма составляет $T_{cp}/\Delta t = (L+1)/2 + (l+1)/2$, где величины L и l связаны через общее число ячеек поиска: $M=Ll$. С помощью стандартного метода поиска экстремума функции может быть определено оптимальное соотношение между L и l , обеспечивающее минимальное среднее число шагов поиска. Оптимальные значения L и l составляют: $L_{opt} = l_{opt} = \sqrt{M}$. Им соответствует минимально возможное среднее число шагов поиска $(T_{cp}/\Delta t)_{min} = \sqrt{M} + 1$. Поскольку при обычном последовательном поиске без использования априорной информации о корреляционных свойствах принимаемых сигналов среднее число шагов поиска (без учета ложных тревог и пропуска сигнала) составляет $T_{cp}/\Delta t = (M+1)/2$, то при значениях L и l , близких к оптимальным, выигрыш в среднем времени поиска при использовании рассмотренного алгоритма составляет до $\sqrt{M}/2$ раз

ПСП с требуемыми свойствами автокорреляционной функции вида (1) могут либо подбираться из числа известных ансамблей, либо формироваться за счет обработки (фильтрации) принимаемого сигнала в обнаружителе. При этом обнаружитель, строго говоря, перестает быть корреляционным обнаружителем, поскольку в результате преобразований принимаемой ПСП осуществляется формирование не ее автокорреляционной функции, а функции вида (1), обладающей требуемыми свойствами.

Формирование функции отклика заданного вида при приеме некоторой исходной ПСП возможно с помощью фильтра подавления боковых лепестков автокорреляционной функции. В большинстве случаев его использование рассматривается применительно к задаче полного подавления боковых пиков (лепестков) автокорреляционной функции исходной ПСП [6]. Однако данный метод можно рассматривать как универсальный, и при сохранении общего принципа действия фильтра он может быть построен так, чтобы подавлялись не все, а часть боковых пиков автокорреляционной функции исходной ПСП, и сохранились боковые пики, регулярно расположенные в заданных точках на временной оси. Тем самым формируется требуемый для реализации ускоренного поиска ПСП по задержке отклик обнаружителя.

Пусть ПСП представляется вектором $\mathbf{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_M\}^T$. Фильтр подавления боковых лепестков автокорреляционной функции задается вектором $\mathbf{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_M\}^T$, с его

выхода снимается отклик – дискретный сигнал, описываемый вектором $\mathbf{c} = \{c_1, c_2, \dots, c_M\}^T$, компоненты которого $c_i, i=1, \dots, M$, вычисляются с помощью периодической свертки

$$c_i = \sum_{m=1}^M a_{m+i} b_m^* = \|\mathbf{a}\| \|\mathbf{b}\| R_{ab}(i\Delta t), \quad (3)$$

где $R_{ab}(i\Delta t)$ – дискретное значение периодической взаимно-корреляционной функции последовательностей $\{a_1, a_2, \dots, a_M\}$ и $\{b_1, b_2, \dots, b_M\}$ при сдвиге на i символов (на интервал времени $i\Delta t$).

При нормировке выражения (3) на $\|\mathbf{a}\| \|\mathbf{b}\|$ оно приводится к виду, аналогичному выражению (2) для нормированной автокорреляционной функции ПСП:

$$R_{ab}(i\Delta t) = \frac{1}{\|\mathbf{a}\| \|\mathbf{b}\|} \sum_{m=1}^M a_{m+i} b_m^*. \quad (4)$$

Отклик фильтра подавления боковых лепестков автокорреляционной функции, таким образом, определяется аналогично отклику корреляционного приемника с тем отличием, что вместо опорного сигнала, соответствующего принимаемой ПСП $\{a_1, a_2, \dots, a_M\}$, используется импульсная характеристика, соответствующая некоторой последовательности $\{b_1, b_2, \dots, b_M\}$, которая и задает структуру фильтра. Практически компоненты импульсной характеристики фильтра $b_i, i=1, \dots, M$, определяют весовые коэффициенты при суммировании значений элементов принимаемой ПСП $a_m, m=1, \dots, M$, в соответствии с выражением (3).

Схема фильтра подавления боковых лепестков автокорреляционной функции приведена на рисунке 1 и аналогична схеме согласованного фильтра. Входная ПСП $a_1 a_2 \dots a_M$ поступает на вход блока линий задержки, каждый элемент которого имеет задержку Δt . Выходные сигналы элементов линии задержки суммируются с весовыми коэффициентами $b_1^*, b_2^*, \dots, b_M^*$, и на выходе сумматора формируется функция отклика фильтра $c_1 c_2 \dots c_M$.

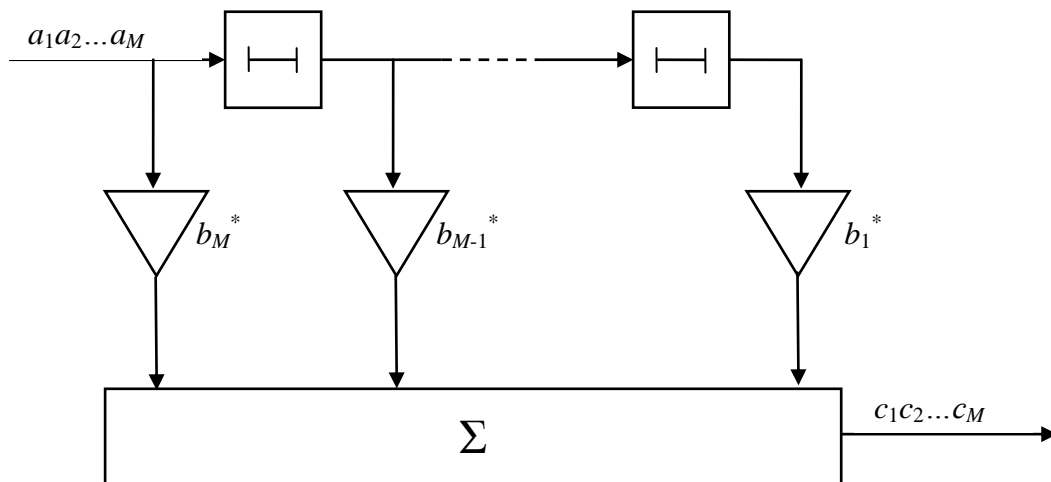


Рис. 1. Схема фильтра подавления боковых лепестков автокорреляционной функции.

Для подавления всех боковых лепестков автокорреляционной функции исходной ПСП $\{a_1, a_2, \dots, a_M\}$ структура фильтра, задаваемая вектором $\mathbf{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_M\}^T$, выбирает-

ся исходя из условия достижения отклика с компонентами $c_1 \neq 0$, $c_i = 0$, $i = 2, \dots, M$. Очевидно, что для формирования отклика обнаружителя со свойствами автокорреляционной функции вида (1), требуемыми для реализации ускоренного поиска ПСП по задержке, необходимо сохранение кроме компоненты c_1 , соответствующей главному пику автокорреляционной функции в точке $\tau = 0$, компонент c_j , $j = 2, \dots, l$, соответствующих боковым пикам автокорреляционной функции в точках $\tau = (j-1)L\Delta t$.

Компоненты вектора $\mathbf{c} = \{c_1, c_2, \dots, c_M\}^T$, определяемые выражением (3), принимают нулевые значения, если задающий структуру фильтра подавления боковых лепестков вектор $\mathbf{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_M\}^T$ ортогонален векторам $\mathbf{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_M\}^T$, описывающим входную ПСП с соответствующими циклическими сдвигами. Таких условий ортогональности в рассматриваемом случае должно выполняться $M-l$ – по числу пиков (основной и $l-1$ боковых) периодической автокорреляционной функции ПСП вида (1).

Следует отметить, что для подавления всех боковых пиков автокорреляционной функции, что эквивалентно идеальному сжатию дискретного сигнала на основе ПСП, к вектору $\mathbf{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_M\}^T$ предъявляются более жесткие требования – он должен удовлетворять $M-1$ условиям ортогональности. При этом существует доказательство возможности идеального сжатия любых периодических дискретных сигналов, удовлетворяющих достаточно слабым ограничениям, и методами линейной алгебры получены явные выражения для компонентов $\{b_1, b_2, \dots, b_M\}$ вектора \mathbf{b} [6]. Практически длины M реальных ПСП, как правило, не являются квадратами целых чисел, кроме того, могут иметь место ограничения на характеристику фильтра подавления боковых лепестков. В этом случае следует использовать допустимые значения L и l , наиболее близкие к оптимальным $l_{opt} = L_{opt}$.

Рассмотренный метод ускоренного поиска широкополосных фазоманипулированных сигналов может быть реализован для широкого класса модулирующих ПСП при достаточно общих требованиях к виду их автокорреляционной функции. В области значений $M > 1000$ рассмотренный алгоритм, основанный на использовании фильтра подавления боковых лепестков и не требующий априорной информации о задержке принимаемых сигналов, дает такое же среднее время поиска, как алгоритм, основанный на использовании априорной информации о задержке принимаемых сигналов [3], при сокращении области неопределенности до 5% от всего множества ячеек поиска.

Литература

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
2. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С.Шебшаевич, П.П.Дмитриев, Н.В.Иванцевич и др.; Под ред. В.С.Шебшаевича. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.
3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И.Борисов, В.М.Зинчук, А.Е.Лимарев и др.; Под ред. В.И.Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
4. Теоретические основы радиолокации / А.А.Коростелев, Н.Ф.Клюев, Ю.А.Мельник и др.; Под ред. В.Е.Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
5. Журавлев В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
6. Ипатов В.П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. – М.: Радио и связь, 1992. – 152 с.