

УДК 621.396

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ОГРАНИЧЕННОМ ИНТЕРВАЛЕ НАБЛЮДЕНИЯ

Б.И. ШАХТАРИН, Ю.А. СИДОРКИНА, А.А. НИКИФОРОВ

Предлагается алгоритм оценки частоты широкополосного сигнала на основе параметрического метода спектрального анализа, который позволяет повысить точность оценки частоты за счет многократного повторения процедуры вычисления автокорреляционной функции в пределах ограниченной выборки сигнала и с использованием параметрического метода спектрального анализа.

Ключевые слова: широкополосный сигнал, оценка частоты, интервал наблюдения.

В работе объектом исследования является приемник сигнала СПИ с расширенным спектром или ШПС, полученный методом "прямой последовательности", заключающийся в том, что гармоническая несущая модулируется и цифровыми данными, и расширяющей ПСП [1], в качестве которой часто используют последовательность в виде кода Голда.

В 2-ФМ информационные сообщения кодируются изменением фазы несущего сигнала. Сигнал на входе приемника СПИ с 2-ФМ можно представить в виде [1; 2] $x(t) = D_k(t)C_k(t)\cos(\omega_k t + \varphi_k(t)) + n(t)$, где $D_k(t)$ - последовательность информационных бит; $C_k(t)$ - расширяющий код; $\varphi_k(t)$ - фаза, обусловленная доплеровским смещением частоты; $n(t)$ - шумовая компонента; k - номер источника сигнала.

На приемной стороне для k -го источника информации получаем $x_k(m) = \cos(\tilde{\omega}_k m + \varphi_k(m)) + n_k(m) + i(m)$, где m - нормированное время; $\tilde{\omega}_k$ - нормированная частота, соответствующая ω_k ; $n_k(m)$ - тепловой белый шум, умноженный на ПСП; $i(m)$ - окрашенный шум, представляющий собой интерференцию сигналов от других источников. Предполагается, что информационный бит $D_k(t)$ не меняется на протяжении всего интервала наблюдения сигнала.

Спектр входного сигнала до и после повторной модуляции ПСП представлен на рис. 1, где можно увидеть гармоническую компоненту и помеху.

Наличие одной гармонической компоненты обуславливает удобство применения авторегрессионной модели второго порядка (АР(2)) для задачи оценки частоты СПИ с ШПС, поскольку в сигнале с расширенным спектром после демодуляции ПСП остаются одна гармоническая компонента и шум. Однако даже если входной сигнал содержит другие гармонические компоненты, после повторной модуляции они будут «размазаны» по спектру. В условиях сильного шума и при наличии интерференции от других источников применение АР метода приводит к сильному смещению оценки частоты. Для повышения надежности оценки ниже предлагается метод многократной переоценки АКФ.

Точность АР метода напрямую зависит от точности оценки АКФ гармонического сигнала, основным способом повышения которой является увеличение размера выборки, что в случае модулированного сигнала может быть затруднительным.

Для снижения вычислительных затрат последовательное вычисление АКФ предлагается реализовывать с использованием процедуры БПФ. Данный алгоритм был предложен в работе [4]. Введем следующие обозначения: \mathbf{x} - вектор входного сигнала после повторной модуляции ПСП; \mathbf{F} - матрица ДПФ. Оценку АКФ на первом шаге можно получить следующим образом $\hat{\mathbf{r}}_1 = \mathbf{F}^{-1}[\mathbf{F}\mathbf{x} \cdot (\mathbf{F}\mathbf{x})^*] = \mathbf{F}^{-1}[\mathbf{F}\mathbf{x}]^2$, где $\mathbf{F}\mathbf{x}$ означает поэлементное перемножение векторов; $|\mathbf{F}\mathbf{x}|^2$ - поэлементное возведение модуля комплексного числа в квадрат. Следуя алгоритму, изложенному в [4], вычислим оценку АКФ от $\hat{\mathbf{r}}_1$

$$\hat{\mathbf{r}}_2 = \mathbf{F}^{-1} \left[\mathbf{F} \hat{\mathbf{r}}_1 \cdot (\mathbf{F} \hat{\mathbf{r}}_1)^* \right] = \mathbf{F}^{-1} \left[\mathbf{F} \mathbf{F}^{-1} \left[|\mathbf{F} \mathbf{x}|^2 \right] (\mathbf{F} \mathbf{F}^{-1} \left[|\mathbf{F} \mathbf{x}|^2 \right])^* \right] = \mathbf{F}^{-1} \left[|\mathbf{F} \mathbf{x}|^2 \cdot (|\mathbf{F} \mathbf{x}|^2)^* \right] = \mathbf{F}^{-1} \left[|\mathbf{F} \mathbf{x}|^4 \right].$$

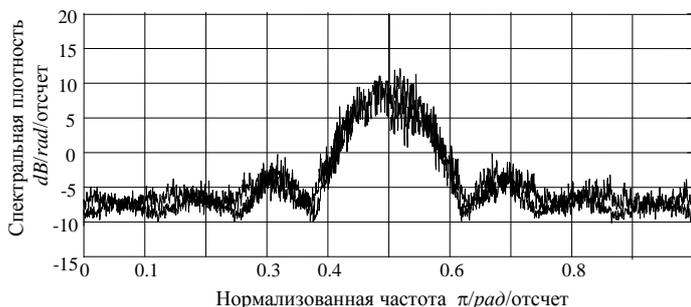


Рис. 1. Спектр ШПС сигнала:
СПМ сигнала и СПМ сигнала после повторной модуляции ПСП

Аналогично, уточненная оценка АКФ на K -м шаге алгоритма, рассмотренного в [4], может быть получена без использования итераций с помощью выражения $\hat{\mathbf{r}}_K = \mathbf{F}^{-1} \left[|\mathbf{F} \mathbf{x}|^{2^K} \right]$.

Схематически алгоритмы получения уточненной оценки АКФ на третьем шаге представлены на рис. 2.

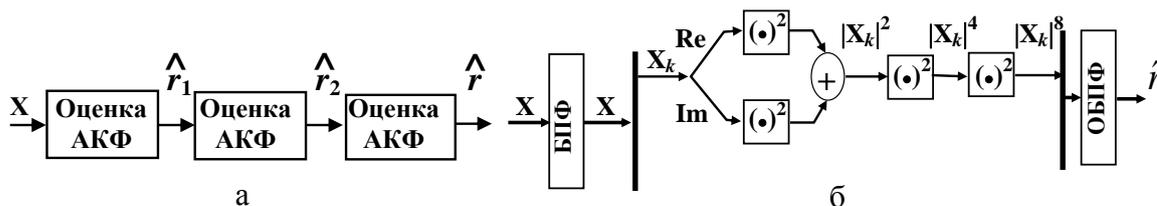


Рис. 2. Алгоритм получения АКФ: а - итеративный;
б - усовершенствованный итеративный

Количество вычислительных операций (умножений) действительных чисел, необходимых для оценки АКФ прямым методом, равно $OP_{AK\Phi} = kN^2$, где k - количество итераций; N - количество умножений (возведений в квадрат) для каждой итерации.

Количество вычислительных операций (умножений) действительных чисел, необходимых для оценки усовершенствованным итеративным алгоритмом получения АКФ, будет составлять: $4N \log N$ умножений при преобразовании Фурье; $2N$ - при вычислении модуля комплексного числа; $4N \log N$ - при обратном преобразовании Фурье.

В итоге получим $OP_{AK\Phi_ДПФ} = 8N \log N + (k + 2)N$.

Относительный прирост ОСШ по мощности в оценке АКФ можно вычислить по формуле, представленной в [5] $G = \frac{ОСШ_{k+1}}{ОСШ_k} = 2BT \frac{1}{2 + 1/ОСШ_k}$, где T - длина выборки в секундах; B - ширина спектра сигнала. Как видно, увеличение ОСШ при вычислении оценки АКФ пропорционально $2BT$ и зависит от ОСШ на входе коррелометра, кроме того, можно отметить, что увеличение ОСШ происходит только при условии $BT > 1 + 1/2ОСШ_k$.

Рассмотрим пример получения оценки для случаев одной, двух и трех последовательных операций вычисления АКФ, для чего был использован фрагмент сигнала в базовой полосе частот длиной 600 отсчетов, ОСШ=-15 дБ, нормированная частота 0,05 Гц.

Представленный алгоритм позволяет значительно улучшить оценку АКФ. На рис. 3

рассмотрена СПМ сигнала, полученная после 3-х итераций уточнения АКФ. Следует отметить, что итеративный алгоритм вычисления АКФ также может быть использован для эффективного подавления окрашенного шума. В случае наличия интерференционной помехи в сигнале это дает возможность получить несмещенную оценку доплеровского сдвига частоты.

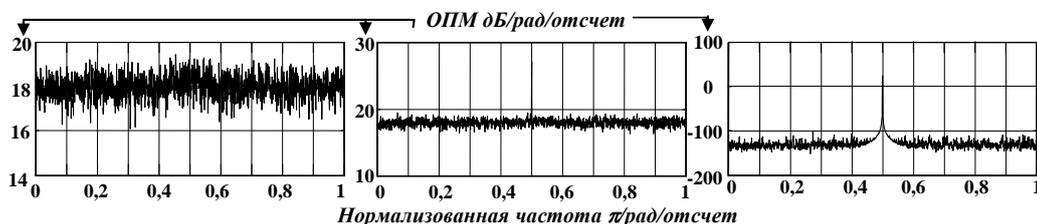


Рис. 3. СПМ сигнала после 3-х итераций уточнения АКФ:

- 1 - СПМ входного сигнала; 2 - СПМ сигнала после первой итерации уточнения АКФ;
3 - СПМ сигнала на 3 итерации уточнения АКФ

На рис. 4 представлены результаты работы итеративного алгоритма оценки частоты. Используя итеративный алгоритм вычисления АКФ, можно получить заданную точность при ОСШ = -13 дБ для 2-х итераций и ОСШ = -20 дБ для 3-х итераций. Моделирование проводилось на частоте, кратной частоте дискретизации, для того чтобы избежать эффектов растекания спектра.

Количество вычислительных операций для оценки частоты одного источника при совместном использовании алгоритмов DMA и AP(2) будет составлять $OP_{DMA} = 8N \log N + 6N$ умножений для алгоритма DMA; 6 - для усовершенствованного итеративного алгоритма получения оценки АКФ. Оценка параметра AP методом для обращения АКФ матрицы 2x2 элементов требует: 5 умножений, 1 обращение и 1 сложение. Вычисление параметров AP модели - 4 умножения и 2 сложения; для вычисления полюсов передаточной функции AP модели необходимо 2 умножения, 3 сложения и 1 операция извлечения корня. Таким образом, искомое $OP_{AP} = 51$ при допущениях, что стоимость одной операции деления «равна» 10-и операциям умножения, а операции извлечения корня - 20 операциям умножения. Таким образом, общее количество умножений для оценки частоты при помощи развиваемого подхода при учете трех итераций уточнения АКФ составит $OP_{AKF_ДПФ_AP} = 16N \log N + 11N$. После стадии оценки параметров сигнала и сравнения с порогом оценка частоты для заданного источника «поступает» в модуль уточнения частоты, а уточненная частота и фаза ПСП - в ФАП. Полоса частоты синхронизации, в пределах которой ФАП обеспечивает синхронизацию, определяется как $\Delta\omega_m \approx 2\omega_n(\xi + 0,6)$ при $\xi > 0,3$ [7], где ω_n - собственная частота системы ФАП; ξ - коэффициент демпфирования.

Примем $\xi = 0,707$, поскольку оно близко к оптимальному [2], тогда $\Delta\omega_m \approx 2,614\omega_n$, при этом собственная частота системы ФАП будет $\omega_n = 8\xi B_L / (4\xi^2 + 1)$, где B_L - шумовая полоса.

Традиционный подход к оценке параметров широкополосного сигнала предусматривает корреляцию входного сигнала и набора локальных копий сигнала с шагом в 1 кГц. Для стационарного приемника СПИ Navstar GPS диапазон смещения частоты, обусловленный Доплеровским эффектом, находится в пределах от -5 до +5 кГц [2]. Таким образом, для получения оценки с точностью 1 кГц необходимо провести поиск в 11 ячейках, в каждой из которых необходимо выполнить N комплексных умножений. Для наземных приемников типовое значение $B_L = 20$ Гц [2]. Область синхронизации $\Delta\omega_m \approx 100$ рад/с (примерно 16 Гц). В этом случае необходим этап уточнения частоты. Следует отметить, что заданная точность может быть достигнута для оценки сигналов и с достаточно низким ОСШ при оценке AP

методом после уточнения АКФ.

Количество вычислительных операций, требуемых для оценки частоты одного источника при помощи алгоритма БПФ, составляет: N - количество умножений входного сигнала и локальной копии в Фурье домене; $4N \log N$ умножений при преобразовании Фурье; $4N \log N$ при обратном преобразовании Фурье и $2N$ при вычислении модуля комплексного числа.

Всего $OP_{ДПФ} = N \log N + 11(N + N \log N) = 12N \log N + 11N$ умножений.

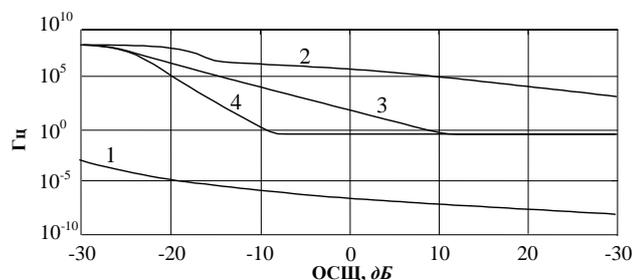


Рис. 4. СКО оценки частоты (случай итеративного алгоритма оценки АКФ и AP модели):
1 - граница Крамера-Рао; 2 - 1-я итерация вычисления АКФ; 3 - 2-я итерация; 4 - 3-я итерация

Количество умножений, требуемых для уточнения частоты одного источника составляет: $5N$ при повторной модуляции 5 мс данных; $6N$ при повышении точности до 400 Гц ; $10N$ при вычислении ДПФ в одной частотной позиции. Итого, $OP_{FIN} = 21N$ умножения. С учетом того, что речь идет о комплексных числах получаем $OP_{ДПФ_FIN} = 48N \log N + 65N$.

Разработанный алгоритм может применяться в задачах оценки параметров СПИ с ШПС в случаях, когда размер выборки ограничен и требуется повышенная точность оценки доплеровского сдвига частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации / Б.И. Шахтарин, А.А. Иванов, М.А. Рязанова [и др.]. – М.: Гелиос АРВ, 2007.
2. James Bao Yen Tsui. Fundamentals of global positioning system receivers: a software approach. John Wiley and Sons, 2005.
3. Останин С.А. Увеличение отношения сигнал-шум методом последовательного вычисления автокорреляционной функции // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. - 2011. - №12. [Электронный ресурс]. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec11/13/text.html>.
4. Никифоров А.А. Эффективная реализация процедуры последовательного вычисления автокорреляционной функции // Образование. Наука. Научные кадры. - 2013. - № 5. - С. 204-207.
5. Макс. Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х т. / пер. с франц. – М.: Мир, 1983.

PARAMETERS ESTIMATION ALGORITHM OF SPREAD SPECTRUM SIGNAL ON LIMITED DATA LENGTH

Shakhtarin B.I., Sidorkina Yu. A., Nikiforov A.A.

This article deals with the algorithm of frequency estimation of a spread spectrum signals based on the parametric method of spectrum analysis which allows to improve accuracy of frequency estimation by multiple repetition of the calculation procedure of the autocorrelation function within a limited data length of the signal and with the use of a parametric method of spectrum analysis.

Keywords: spread spectrum signal, frequency estimation, limited data length.

Сведения об авторах

Шахтарин Борис Ильич, 1933 г.р., окончил ЛКВВИА (1958), ЛГУ (1968), профессор, доктор технических наук, заслуженный деятель науки и техники РФ, лауреат Государственной премии, академик РАЕН, профессор кафедры автономных информационных и управляющих систем МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 250 научных работ, область научных интересов - радиотехника, статистический анализ, фазовая синхронизация, формирование и обнаружение сигналов.

Сидоркина Юлия Анатольевна, окончила МАИ (1991), доцент, кандидат технических наук, доцент кафедры автономных информационных и управляющих систем МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 30 работ, область научных интересов - статистический анализ и синтез цифровых систем.

Никифоров Александр Александрович, 1986 г.р., окончил МГУПИ (2010), аспирант МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор 8 научных работ, область научных интересов - алгоритмы и методы детектирования, обнаружения и синхронизации цифровых систем.