

УДК 621.391

С.Н. Кириллов, А.С. Слесарев

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА БЛОКА ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ СПУТНИКОВОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Предложены модификации алгоритмов фильтрации в частотной области для блока поиска и обнаружения одного или двух фазоманипулированных (ФМн) сигналов спутниковой радиотехнической системы передачи информации (РСПИ) на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Показана возможность снижения вычислительных затрат на 16..19% при расчете спектра сигнала на выходе фильтра, что обеспечивает выигрыш по общему количеству вычислительных операций на этапе поиска и обнаружения до 8..14%.

Ключевые слова: цифровая фильтрация, быстрое преобразование Фурье, поиск и обнаружение сигнала, спутниковые радиотехнические системы передачи информации.

Введение. К перспективным спутниковым РСПИ предъявляются высокие требования по снижению временных затрат и повышению помехоустойчивости на этапе поиска и обнаружения сигнала. Это позволяет уменьшить время вхождения в связь, являющееся одним из важнейших показателей качества спутниковых РСПИ.

В настоящее время все большее применение находят алгоритмы поиска и обнаружения широкополосных ФМн-сигналов на основе БПФ, осуществляющие расчет взаимных корреляционных функций (ВКФ) принятого сигнала с набором опорных сигналов [1]. Посредством анализа полученных ВКФ производятся обнаружение сигнала и оценка его параметров – доплеровского сдвига частоты и псевдозадержки. Использование БПФ обуславливает программную реализацию блока поиска и обнаружения спутниковой РСПИ, при которой временные затраты пропорциональны количеству выполняемых вычислительных операций.

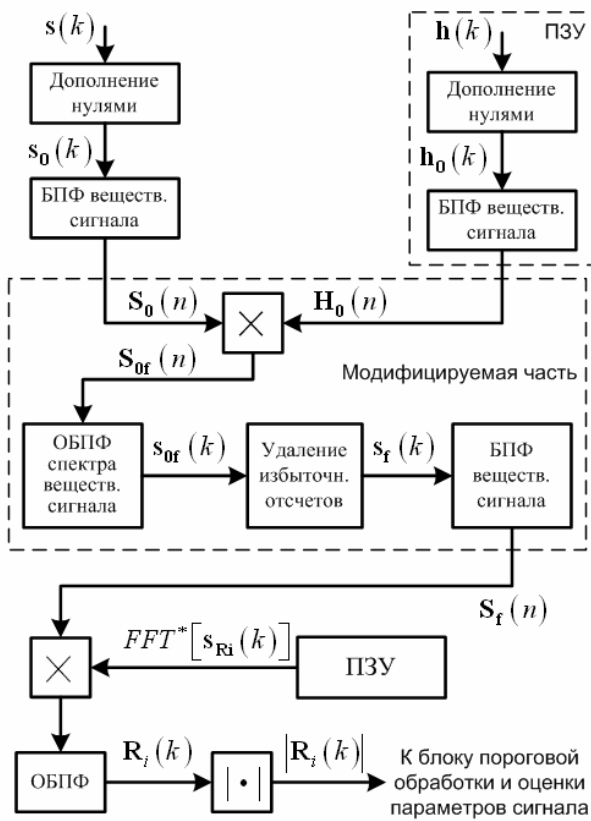
Одним из наиболее распространенных методов повышения помехоустойчивости РСПИ является цифровая фильтрация. В ряде случаев целесообразно использование нерекурсивных фильтров, позволяющих получить линейную фазочастотную характеристику и допускающих применение менее сложных алгоритмов синтеза по сравнению с рекурсивными фильтрами. Наличие мощных помех обуславливает более высокие требования к характеристикам нерекурсивного фильтра и, следовательно, повышение его порядка. Можно показать [2], что

при порядках нерекурсивного фильтра более 90..100 и значениях длины реализаций сигнала $2^{12}..2^{16}$ отсчетов, характерных для спутниковых РСПИ, фильтрацию целесообразно проводить в частотной области. Однако программная реализация фильтра ведет к повышению вычислительных затрат, а следовательно, и времени вхождения в связь.

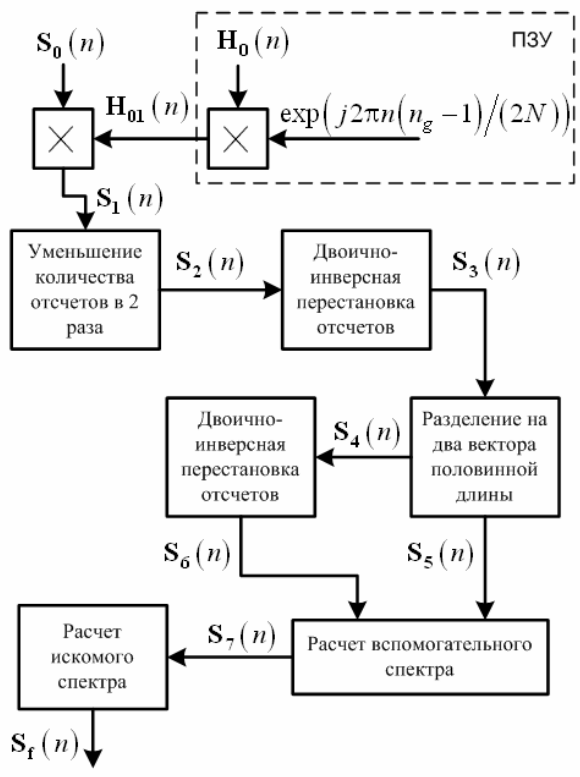
Цель работы – модификация алгоритма фильтрации в частотной области, снижающая вычислительные затраты при реализации блока поиска и обнаружения на основе БПФ широкополосного бинарного ФМн (ФМн-2) сигнала спутниковой РСПИ.

Описание модифицированного алгоритма фильтрации в частотной области одного сигнала. На рисунке 1,а представлена структурная схема существующих алгоритмов фильтрации и корреляционной обработки на основе БПФ, которые составляют основу блока поиска и обнаружения ФМн-2 сигнала спутниковой РСПИ.

На рисунке 1,а использованы следующие обозначения: $s(k)$ – вещественный оцифрованный ФМн-2 сигнал длиной $N = 2^M$, где M – целое положительное число; $s_0(k)$ – сигнал $s(k)$, дополненный нулями до длины $2N$, что обеспечивает вычисление аperiodической свертки [2], представляющей собой сигнал на выходе фильтра с заданной импульсной характеристикой; $S_0(n)$ – БПФ сигнала $s_0(k)$, при этом используется алгоритм



а



б

Рисунок 1 – Структурная схема алгоритмов фильтрации и корреляционной обработки на основе БПФ (а) и модифицированной части алгоритма фильтрации (б)

вычисления БПФ вещественной последовательности через БПФ комплексной последовательности половинной длины [3]; $h(k)$ - импульсная характеристика цифрового нерекурсивного фильтра порядка не более N ; $h_0(k)$ - импульсная характеристика $h(k)$, дополненная нулями до длины $2N$; $H_0(n)$ - БПФ $h_0(k)$; $S_{of}(n)$ - произведение спектров, представляющее собой спектр сигнала на выходе фильтра с избыточными отсчетами, появившимися в результате дополнения нулями сигнала $s(k)$ и импульсной характеристики $h(k)$ [2]; $s_{of}(k)$ - обратное БПФ (ОБПФ) спектральной последовательности $S_{of}(n)$, при этом используется алгоритм вычисления ОБПФ спектра вещественной последовательности через ОБПФ спектра половинной длины [3]; $s_f(k)$ - сигнал $s_{of}(k)$ после удаления N избыточных отсчетов, при этом $s_f(k) = s_{of}(m)$, $k = 0, N-1$, $m = n_g - 1, n_g + N - 2$, где $n_g \leq N+1$ - среднее значение групповой задержки фильтра в диапазоне неопределенности принятого сигнала по частоте; $S_f(n)$ - БПФ сигнала $s_f(k)$; $FFT^*[s_{Ri}(k)]$ - последовательность комплексно сопряженных отсчетов БПФ i -го комплексного опорного сигнала $s_{Ri}(k)$, $i = 1, N_R$, где N_R - количество опорных сигналов алгоритма корреляционной обработки [1], * - оператор комплексного сопряжения; $R_i(k)$ - ВКФ сигнала $s_f(k)$ и i -го опорного сигнала $s_{Ri}(k)$; $|R_i(k)|$ - модуль ВКФ $R_i(k)$; ПЗУ - постоянное запоминающее устройство.

Суммарное количество операций комплексного умножения и сложения, требуемых для расчета спектра $S_f(n)$ сигнала на выходе фильтра, определяется выражением

$$N_s = (15/4)N \log_2(N/2) + (25/2)N + 2, \quad (1)$$

а для совместной реализации алгоритмов фильтрации и корреляционной обработки - формулой

$$N_c = N((3/2)N_R + (15/4))\log_2(N/2) + N((5/2)N_R + (25/2)) + 2. \quad (2)$$

С целью снижения вычислительных затрат произведена модификация алгоритма фильтрации в части, выделенной на рисунке 1, а

пунктирной линией с подписью «Модифицируемая часть». Структурная схема модифицированной части представлена на рисунке 1,б, при этом расчет спектра $S_f(n)$ выполняется следующим образом.

1. Производится поэлементное умножение последовательности спектральных отсчетов $H_0(n)$ на последовательность отсчетов экспоненциальной функции:

$$H_{01}(n) = H_0(n) \cdot \exp(j2\pi n(n_g - 1)/(2N)), \quad (3)$$

$$n = \overline{0, 2N - 1},$$

что соответствует сдвигу сигнала на выходе фильтра в сторону опережения на среднюю величину групповой задержки. Результат операции (3) хранится в ПЗУ, поэтому умножение на экспоненциальную функцию не приводит к увеличению вычислительных затрат.

2. Выполняется поэлементное умножение последовательности спектральных отсчетов $S_0(n)$ дополненного нулями сигнала на $H_{01}(n)$:

$$S_1(n) = S_0(n) \cdot H_{01}(n), \quad n = \overline{0, 2N - 1}. \quad (4)$$

3. На основе спектра $S_1(n)$, $n = \overline{0, 2N - 1}$, вещественного сигнала осуществляется расчет спектра $S_2(n)$, $n = \overline{0, N - 1}$, с уменьшенным в 2 раза количеством отсчетов [3]:

$$S_2(n) = S_1(n)A_{2N}^*(n) + S_1^*(N - n)B_{2N}^*(n),$$

$$A_{2N}(n) = (1/2)(1 - j \exp(-j2\pi n/(2N))), \quad (5)$$

$$B_{2N}(n) = (1/2)(1 + j \exp(-j2\pi n/(2N))),$$

$$n = \overline{0, N - 1}.$$

4. Выполняется перестановка отсчетов спектра $S_2(n)$ в соответствии с двоичной инверсией их номеров [4]:

$$S_3(n) = S_2(\text{inv}[n]), \quad n = \overline{0, N - 1}, \quad (6)$$

где $\text{inv}[\]$ - оператор, осуществляющий зеркальное отображение записи числа в двоичной системе счисления.

5. Производится разделение спектра $S_3(n)$ на две части:

$$S_4(n) = S_3(n), \quad n = \overline{0, N/2 - 1},$$

$$S_5(n) = S_3(m), \quad n = \overline{0, N/2 - 1}, \quad (7)$$

$$m = \overline{N/2, N - 1}.$$

6. Осуществляется перестановка отсчетов вектора $S_4(n)$ в соответствии с двоичной инверсией их номеров:

$$S_6(n) = S_4(\text{inv}[n]), \quad n = \overline{0, N/2 - 1}. \quad (8)$$

7. Выполняется расчет вспомогательного спектра $S_7(n)$ по формуле:

$$S_7(n) = (1/2)(S_6(n) + FFT[(W(m) \cdot FFT'[S_5^*(l)])^*]), \quad (9)$$

$$n = \overline{0, N/2 - 1}, \quad m = \overline{0, N/2 - 1}, \quad l = \overline{0, N/2 - 1},$$

$$W(m) = \exp(-j2\pi m/N)/(N/2),$$

где $FFT'[\]$ - оператор БПФ, вычисляемого посредством алгоритма с прореживанием по времени, но без двоично-инверсной перестановки входной последовательности.

8. На основе $S_7(n)$ проводится расчет искомого спектра $S_f(n)$ [3]:

$$S_f(0) = S_7(0)A_N(0) + S_7^*(0)B_N(0),$$

$$S_f(n) = S_7(n)A_N(n) + S_7^*(N/2 - n)B_N(n), \quad n = \overline{1, N/2 - 1},$$

$$S_f(N/2) = \text{Re}[S_7(0)] - \text{Im}[S_7(0)], \quad (10)$$

$$S_f(n) = S_f^*(N - n), \quad n = \overline{N/2 + 1, N - 1},$$

$$A_N(n) = (1/2)(1 - j \exp(-j2\pi n/N)),$$

$$B_N(n) = (1/2)(1 + j \exp(-j2\pi n/N)),$$

где $\text{Re}[\]$, $\text{Im}[\]$ - операторы взятия соответственно действительной и мнимой частей комплексных спектральных отсчетов.

Суммарное количество операций комплексного умножения и сложения, требуемых для расчета спектра $S_f(n)$ с использованием предложенной модификации, определяется выражением

$$N_{sf} = 3N \log_2(N/2) + 12N + 2, \quad (11)$$

а общее количество вычислительных операций при реализации алгоритмов фильтрации и корреляционной обработки становится равным

$$N_{cf} = N((3/2)N_R + 3) \log_2(N/2) + N((5/2)N_R + 12) + 2. \quad (12)$$

Описание модифицированного алгоритма фильтрации в частотной области двух сигналов. Приемники некоторых спутниковых РСПИ осуществляют поиск и обнаружение нескольких сигналов одновременно. Известен алгоритм, позволяющий произвести фильтрацию двух вещественных сигналов $s_1(k)$ и $s_2(k)$ нерекурсивным фильтром с импульсной характеристикой $h(k)$ в соответствии с выражением [2]:

$$\begin{aligned} s_{01f}(k) &= \operatorname{Re}[IFFT[FFT[s_{c0}(m)] \cdot \\ &\quad \cdot FFT[h_0(l)]]], \\ s_{02f}(k) &= \operatorname{Im}[IFFT[FFT[s_{c0}(m)] \cdot \\ &\quad \cdot FFT[h_0(l)]]], \end{aligned} \quad (13)$$

где $s_{c0}(m)$ - дополненный нулями сигнал $s_c(m) = s_1(m) + js_2(m)$; $h_0(l)$ - дополненная нулями импульсная характеристика $h(l)$; $s_{01f}(k)$ и $s_{02f}(k)$ - прошедшие фильтрацию вещественные сигналы $s_1(k)$ и $s_2(k)$ соответственно, содержащие избыточные отсчеты вследствие добавления нулей к исходным сигналам. Использование алгоритма одновременного расчета двух вещественных сверток с помощью одной комплексной дает возможность снижения вычислительных затрат на 5.8% по сравнению с двукратным применением вещественной свертки.

С помощью выражения (13) могут быть реализованы поиск и обнаружение на основе БПФ с одновременной фильтрацией двух вещественных сигналов в частотной области. При этом структурная схема алгоритмов фильтрации и корреляционной обработки в целом аналогична представленной на рисунке 1, но имеет следующие отличия.

1. Вместо одного вещественного сигнала $s(k)$ на вход подаются два вещественных сигнала $s_1(k)$ и $s_2(k)$, из которых составляется комплексный сигнал $s_c(k) = s_1(k) + js_2(k)$. Далее путем дополнения сигнала $s_c(k)$ нулями формируется сигнал $s_{c0}(k)$.

2. Взамен БПФ $S_0(n)$ вещественного сигнала, вычисляемого с помощью БПФ комплексной последовательности половинной длины, рассчитывается БПФ $S_{c0}(n)$ комплексного сигнала $s_{c0}(k)$.

3. Вместо ОБПФ $s_{0f}(k)$ поэлементного произведения $S_{0f}(n)$ спектров $S_0(n)$ и $H_0(n)$ вещественных последовательностей, определяемого через ОБПФ половинной длины, вычисляется ОБПФ $s_{c0f}(k)$ полной длины поэлементного произведения $S_{c0f}(n)$ спектров $S_{c0}(n)$ и $H_0(n)$.

4. Взамен БПФ $S_f(n)$ вещественного сигнала $s_f(k)$ производится расчет БПФ $S_{cf}(n)$

комплексной последовательности $s_{cf}(k)$, образованной из $s_{c0f}(k)$ с помощью удаления избыточных отсчетов. Затем вычисляются спектры прошедших фильтрацию вещественных сигналов в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} S_{1f}(n) &= (1/2)(S_f(n) + S_f^*(N-n)), \\ S_{2f}(n) &= (1/(2j))(S_f(n) - S_f^*(N-n)), \end{aligned} \quad (14)$$

$$n = \overline{0, N-1}.$$

Далее каждый из спектров $S_{1f}(n)$ и $S_{2f}(n)$ подвергается такой же корреляционной обработке, что и спектр $S_f(n)$.

Суммарное количество операций комплексного умножения и сложения, требуемых для расчета спектров $S_{1f}(n)$ и $S_{2f}(n)$ вещественных последовательностей $s_1(k)$ и $s_2(k)$ на выходе фильтра, определяется выражением

$$N_{s2} = (15/2)N \log_2(N) + 10N. \quad (15)$$

Общее количество вычислительных операций при реализации алгоритмов фильтрации и корреляционной обработки двух ФМн-2 сигналов оценивается формулой

$$\begin{aligned} N_{c2} &= ((3/2)N_R + (15/2))N \log_2(N) + \\ &\quad + N(N_R + 10). \end{aligned} \quad (16)$$

С целью снижения вычислительных затрат произведена модификация алгоритма фильтрации двух вещественных сигналов по тому же принципу, что и модификация алгоритма фильтрации одного сигнала. При этом суммарное количество вычислительных операций становится равным

$$N_{s2f} = 6N \log_2(N) + 9N, \quad (17)$$

а общее количество операций при осуществлении фильтрации и корреляционной обработки двух вещественных сигналов определяется выражением:

$$\begin{aligned} N_{c2f} &= ((3/2)N_R + 6)N \log_2(N) + \\ &\quad + N(N_R + 9). \end{aligned} \quad (18)$$

Анализ разработанных модификаций алгоритма фильтрации. На рисунке 2,а представлены зависимости относительных выигрышей по количеству вычислительных операций при расчете спектра одного сигнала

$$g_{s1} = \left(\frac{N_s - N_{sf}}{N_s} \right) \cdot 100\%, \quad (19)$$

а также спектров двух вещественных сигналов

$$g_{s2} = \left(\frac{N_{s2} - N_{s2f}}{N_{s2}} \right) \cdot 100\% \quad (20)$$

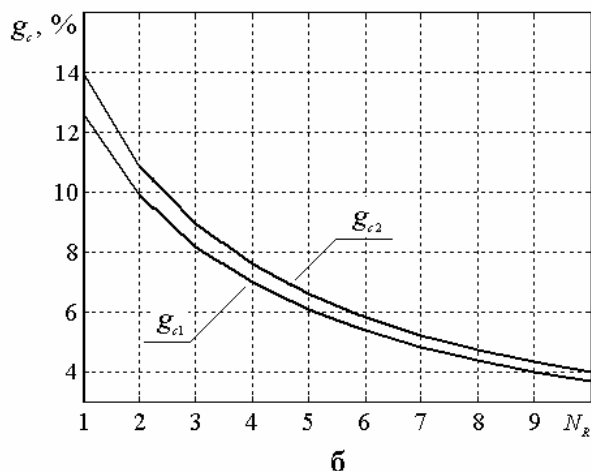
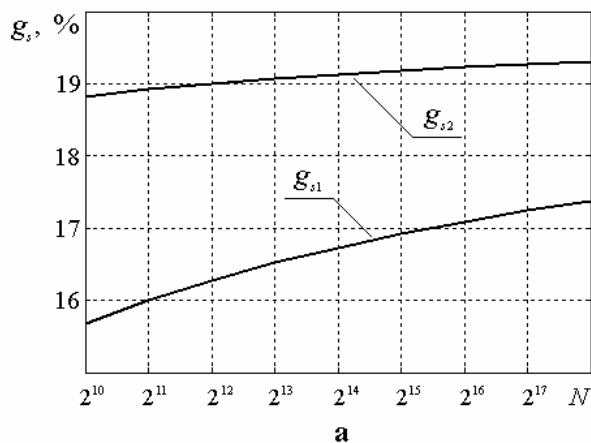


Рисунок 2 – Зависимости относительных выигрышей по количеству вычислительных операций при расчете спектра от длины сигнала (а) и при реализации алгоритма поиска и обнаружения от количества опорных сигналов (б)

в соответствии с модифицированными алгоритмами от длины N сигнала. Как следует из анализа зависимостей, отображенных на рисунке 2,а, разработанные модификации позволили сократить суммарное количество операций комплексного умножения и сложения при расчете спектра вещественного сигнала на 16..17%, а при расчете спектров двух вещественных сигналов – на 19%. Изменение величин выигрышей относительно мало в широком диапазоне значений N .

На рисунке 2,б представлены зависимости относительных выигрышей по количеству вычислительных операций на этапе поиска и

обнаружения сигнала при использовании модифицированных алгоритмов фильтрации одного сигнала

$$g_{c1} = \left(\frac{N_c - N_{cf}}{N_c} \right) \cdot 100\%, \quad (21)$$

а также двух вещественных сигналов

$$g_{c2} = \left(\frac{N_{c2} - N_{c2f}}{N_{c2}} \right) \cdot 100\% \quad (22)$$

от количества N_R опорных сигналов для $N = 2^{16}$. Как следует из анализа зависимостей, отображенных на рисунке 2,б, величины относительных выигрышей достигают 8..14%. Установлено, что изменение длины N обрабатываемых сигналов приводит к смещению представленных на рисунке 2,б зависимостей на величину не более 0,5%.

Заключение. Таким образом, осуществлена модификация алгоритмов фильтрации в частотной области одного и двух ФМн-2 сигналов спутниковых РСПИ, что позволило снизить вычислительные затраты при поиске и обнаружении до 8..14%. На этапе расчета спектра сигнала на выходе фильтра выигрыш по количеству вычислительных операций составляет 16..19%. Изменение величин обеспечиваемых выигрышей по вычислительным затратам в широком диапазоне значений длины обрабатываемых сигналов не превышает 0,5%.

Библиографический список

1. Круглов А.В., Кириллов С.Н., Бахурин С.А., Слесарев А.С., Ватутин В.М. Быстрые алгоритмы обработки фазоманипулированных сигналов в системах передачи информации радиолиний управления и телеметрии космических аппаратов // Электромагнитные волны и электронные системы. № 10, 2005. - С. 57-64.
2. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
3. Burrus, C.S., Heideman, M.T., Jones, D.L., Sorensen, H.V. Real-Valued Fast Fourier Transform Algorithms // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP-35. No. 6. P. 849-863. June 1987.
4. Гольденберг Л.М. и др. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие для вузов / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.