АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ФКМ СИГНАЛОВ С ЭФФЕКТИВНЫМ ВЫЧИСЛЕНИЕМ СВЕРТКИ В ДОПЛЕРОВСКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Бобров Д.Ю.

ОАО «НПО «Алмаз» им. академика А.А. Расплетина

Введение.

Фазокодоманипулированные (ФКМ) сигналы широко используются в РЛС для получения однозначной оценки дальности и скорости цели. Предлагаемый алгоритм позволяет эффективно вычислять отклики согласованных фильтров для ФКМ сигналов в доплеровском диапазоне частот и может снизить уровень боковых лепестков отраженных сигналов вдоль оси частоты путем использования весовой функции.

Постановка задачи.

РЛС излучает зондирующий импульсный ФКМ сигнал и затем обрабатывает отраженные сигналы, принимаемые в течение заданного интервала времени. В приемном тракте установлена квадратурная схема обработки сигнала с аналого – цифровым преобразованием сигнала до или после образования квадратур. Затем выделяется комплексная огибающая сигнала путем сдвига спектра на нулевую частоту (это может делаться и при образовании квадратур).

В процессе обработки ФКМ сигнала требуется снизить уровень боковых лепестков вдоль оси частот.

Описание алгоритма.

Введем следующие обозначения:

N – число комплексных цифровых выборок на интервале времени приема отраженных сигналов;

M – число выборок на длительности зондирующего сигнала.

$s[i]$ – цифровые выборки комплексной огибающей зондирующего сигнала, $i = 0...M\text{-}1$;

$x[i]$ – цифровые выборки принятого сигнала, $i = 0...N\text{-}1$.

Разобьем зондирующий сигнал $s[i]$ на L секций $s_0[i]...s_{L-1}[i]$ длины M/L выборок каждая так, что $s_k[i]= s[i+kM/L]$.

При этом число L выбирается из условия:

$$\gamma = \frac{M \cdot F}{L \cdot F_S} << 1$$

где F_S – частота дискретизации, F – максимально возможная частота Доплера.

Выполняется корреляционная обработка каждой из секций зондирующего сигнала с принятым сигналом $x[i]$:

$$y_k[i] = \sum_{m=i}^{i+\frac{M}{L}-1} x[m + k\frac{M}{L}] \cdot s_k^*[m-i],$$

$k = 0...L\text{-}1,\ i = 0...N\text{-}M$; *- операция комплексного сопряжения.

Пусть $P = 2^u \geq L > 2^{u-1}$, $u = 1,2,3...$

Рассмотрим $N\text{-}M\text{+}1$ последовательность из P выборок каждая:

$$z_m[k] = y_k[m],\ m = 0...N\text{-}M;\ k = 0...P\text{-}1.$$

Поскольку $y_k[m]$ определена только для $k = 0... L\text{-}1$, доопределяем $z_m[k] = 0$ для $k = L...P\text{-}1$.

Выполняется весовая обработка:

$$a_m[i] = z_m[i] \cdot w[i],\ i = 0...L\text{-}1,$$

где $w[i]$ – весовая функция, уменьшающая уровень боковых лепестков спектра. Применение весовой функции и некоторые потери обработки из – за рассогласования по частоте при корреляции отличают данный алгоритм от согласованной фильтрации, поэтому данный алгоритм является квазиоптимальным. Указанные потери могут быть сделаны сколь угодно малыми выбором L и вида весовой функции.

Вычисляются спектры последовательностей $a_m[i]$:

$$A_m[k] = \sum_{i=0}^{P-1} a_m[i] \cdot e^{-j\frac{2\cdot\pi\cdot k\cdot i}{P}},\ m = 0...N\text{-}M.$$

$A_m[k]$ представляют собой комплексную огибающую сигнала на выходе квазиоптимального фильтра, настроенного на задержку m/F_S относительно момента окончания переходного процесса в согласованном фильтре и доплеровскую частоту kLF_S/MP. Полный размер матрицы дальность – скорость составит $N\text{-}M\text{+}1$ x P. Матрица содержит избыточное число каналов по скорости. Размерность матрицы, содержащей только полезные каналы, составляет $N\text{-}M\text{+}1$ x $\gamma{\cdot}P$.

Оценка вычислительных затрат.

Операция корреляции требует в общем случае выполнения $M_C = 4M(N - M + 1)$ умножений и $A_C = 2((M - L)(N - M + 1) + M)$ сложений.

В частном случае ФКМ сигнала с манипуляцией фазы 0 – π умножения сводятся к перемене знака выборки, поскольку комплексная огибающая зондирующего сигнала принимает значения ± 1.

Умножение на действительную весовую функцию требует выполнения $M_W = 2L(N - M + 1)$ умножений.

Выполнение БПФ размерности P потребует самое большее, $M_{FFT} = 2P(N - M + 1)\log_2 P$ операций умножения и $A_{FFT} = 3P(N - M + 1)\log_2 P$ операций сложения.

Полный объем вычислений составит:

$M_{ALG} = M_C + M_W + M_{FFT} = 2(N - M + 1)(2ML + L + P\log_2 P)$ умножений и

$A_{ALG} = A_C + A_{FFT} = 2(M - L)(N - M + 1) + 2M + 3P(N - M + 1)\log_2 P$ сложений.

Для частного случая ФКМ сигнала с манипуляцией 0 – π умножения в корреляционной части алгоритма сводятся к изменению знака отсчетов. Операции суммирования в комплексном перемножении корреляционной части алгоритма также отсутствуют. Тогда число умножений и сложений сокращается:

$$M_{ALG} = M_W + M_{FFT} = 2(N - M + 1)(L + P\log_2 P);$$

$$A_{ALG} = A_C + A_{FFT} = (N - M + 1)(2(M - L) + 3P\log_2 P).$$

Оценим вычислительные затраты на получение такой же матрицы с помощью алгоритма быстрой свертки в частотной области.

Алгоритм быстрой свертки предусматривает вычисление спектра принятого сигнала $x[i]$; умножение его на частотную характеристику согласованного фильтра $H[k] = S^*[k-f]$, где $S[k]$ – отсчеты спектра зондирующего сигнала ($k = 0 \ldots N-1$), f – доплеровский сдвиг частоты; обратное БПФ с получением комплексных выборок выходного сигнала.

Пусть $Q = 2^r \geq N > 2^{r-1}$ - размерность БПФ.

Тогда число умножений составит: $M_{FC} = 2Q(\log_2 Q + \gamma \cdot P(2 + \log_2 Q))$,

а число сложений: $A_{FC} = Q(3\log_2 Q + \gamma \cdot P(2 + 3\log_2 Q))$.

В качестве примера был выполнен расчет вычислительных затрат для случая $N = 9000$, $M = 8192$, $L = 512$, $\gamma = 0.25$, при этом $P = 512$, $Q = 16384$. Число умножений в предлагаемом алгоритме составило $8.28 \cdot 10^6$, в алгоритме быстрой свертки число умножений составляет $6.76 \cdot 10^7$, соотношение числа сложений $2.36 \cdot 10^7 : 9.3 \cdot 10^7$ также показывает преимущество предложенного алгоритма. К достоинствам алгоритма можно отнести экономию, прежде всего, операций умножения и возможность серьезного распараллеливания вычислений, так как наиболее сложные вычисления производятся на последнем этапе алгоритма – вычислении N-M+1 БПФ размерности P. Таким образом, можно использовать до N-M+1 параллельно работающих без обмена друг с другом вычислителей. Дополнительное сокращение числа умножений можно получить, отказавшись от использования весовой функции или соответствующим её выбором.

Выводы.

Предложенный алгоритм позволяет эффективно вычислять отклики согласованных или квазиоптимальных (при использовании весовой функции) фильтров ФКМ сигналов в доплеровском диапазоне частот.