

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ДОПЛЕРОВСКИХ ФИЛЬТРАХ В ЦИФРОВОМ ВИДЕ

Ковязин М.С., Швабауэр А.А.

Научный руководитель – канд. техн. наук, доцент Богомолов Н.П.

Сибирский федеральный университет

Исследованы алгоритмы обработки сигналов в доплеровских фильтрах в цифровом виде с применением дискретного преобразования Фурье (ДПФ) при слежении радиолокационной станцией (РЛС) за движущейся целью при действии пассивных помех (ПП).

Применение пассивных помех основано на использовании принципа вторичного излучения радиоволн. ПП для наземных РЛС создаются в настоящее время при помощи так называемых «ловушек» (ложных целей), и пассивных отражателей. Неорганизованные ПП возникают вследствие отражений от местных предметов, грозовых туч, дождя, снега. Отражения такого рода могут значительно сократить дальность действия РЛС или скрыть от наблюдения цели в ее зоне обнаружения. Поэтому повышение защищенности РЛС радиотехнических войск (РТВ) от ПП является одной из актуальных проблем теории и практики радиолокации.

В проспекте одной из современных РЛС «Гамма-С1Е» изложены сведения о защите от ПП, осуществляемых методом многоканальной доплеровской фильтрации пачки эхо-сигналов с адаптацией ширины и положения зоны режекции на частотной оси. Система ДПФ отраженных эхо-сигналов предназначена для когерентного накопления в цифровой форме пачек импульсов. Накопление производится путем разделения по доплеровским каналам полезных сигналов, ПП и последующего накопления сигнала и подавления помехи.

Для рассмотрения алгоритма обработки используем комплексное представление обрабатываемых сигналов. Комплексная амплитуда i -го импульса накапливаемой пачки может быть записана в виде:

$$\dot{U}_i = U_i \ell^{j[(i-1)\varphi_c + \varphi_0]} \quad (1)$$

где i – номер импульса пачки; N – число импульсов в пачке (в рассматриваемом случае $N = 16$); U_i – амплитуда i -го импульса; φ_0 – начальная фаза первого отраженного импульса пачки; $\varphi_c = F_{dc}T$ – регулярное межпериодное изменение фазы импульсов;

F_{dc} – частота Доплера сигнала.

При когерентном суммировании сигналов все накапливаемые импульсы предварительно, путем соответствующего поворота по фазе, приводятся к одинаковой начальной фазе.

Оператор поворота вектора сигнала по фазе в n фильтре в i -м периоде повторения имеет вид:

$$\ell^{-j(i-1)\varphi_n}, \quad (2)$$

где $\varphi_n = n2\pi/N$ – компенсирующий межпериодный сдвиг фазы сигналов в n -м фильтре;

$n = 0, 1, 2 \dots N - 1$ – номер доплеровского фильтра.

Для упрощения последующих математических выражений (без потери общности рассмотрения) предположим, что $\varphi_0 = 0$. Тогда процедуру и результат обработки сигналов в n фильтре, заключающуюся в компенсации междупериодных фазовых сдвигов сигналов, их накоплении (суммировании) и взятии модуля суммы, можно представить в виде:

$$U_{\text{вых},n} = \left| \sum_{i=1}^N U_i \ell^{j(i-1)\varphi_c} \ell^{-j(i-1)\varphi_n} \right|. \quad (3)$$

Выражение (3) под знаком модуля совпадает, с учетом значений φ_n , с известным выражением дискретного преобразования Фурье, а значение $U_{\text{вых},n}$ входит в него как значение интенсивности n гармоники дискретного спектра пачки импульсов.

Для последующего вычисления дискретного преобразования Фурье, найдем амплитудно-фазовую характеристику (АФХ) n фильтра, характеризующую зависимость амплитуды сигнала на входе фильтра от междупериодного сдвига фазы обрабатываемых импульсов.

С этой целью введем следующие допущения:

- амплитуда U_i всех импульсов постоянна
- междупериодный сдвиг фаз φ_n изменяется в пределах -180° до $+180^\circ$.

Нормированная АФХ n -го фильтра с учетом принятых допущений запишется в виде:

$$\begin{aligned} K_n(\varphi_c - \varphi_n) &= \frac{K(\varphi_c - \varphi_n)}{K(\varphi_n)} = \frac{\left| \sum_{i=1}^N U_i \ell^{j(i-1)\varphi_c} \ell^{-j(i-1)\varphi_n} \right|}{\left| \sum_{i=1}^N U_i \ell^{-j(i-1)\varphi_n} \right|} = \\ &= \frac{1}{N} \left| \sum_{i=1}^N \frac{\ell^{j(i-1)\varphi_c - j(i-1)\varphi_n}}{\ell^{-j(i-1)\varphi_n}} \right| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin \frac{N}{2}(\varphi_c - \varphi_n)}{\sin \frac{1}{2}(\varphi_c - \varphi_n)} \right|. \end{aligned} \quad (4)$$

Для упрощения последующих рассуждений перейдем к тригонометрической форме представления комплексных чисел:

$$U_i \ell^{j(i-1)\varphi_c} = U_i \cos(i-1)\varphi_c + j U_i \sin(i-1)\varphi_c = X_i + j Y_i,$$

где: $X_i = U_i \cos(i-1)\varphi_c$, $Y_i = U_i \sin(i-1)\varphi_c$.

Действительные числа X_i и Y_i в выражении представляют собой значения амплитуд и знаков видеоимпульсов пачки в i -м периоде повторения на выходах соответственно косинусного и синусного квадратурных каналов приемной системы.

Аналогичным образом разложим на квадратурные составляющие и оператор поворота по фазе:

$$e^{-j(i-1)\varphi_n} = \cos(i-1)\varphi_n - j \sin(i-1)\varphi_n.$$

Получим зависимость амплитуды сигнала на выходе n -го фильтра от изменения фазы φ_c обрабатываемого сигнала:

$$\begin{aligned} U_{вых.n} &= \left| \sum_{i=1}^N [Xi + jYi] [\cos(i-1)\varphi_n - j \sin(i-1)\varphi_n] \right| = \\ &= \left| \sum_{i=1}^N [Xi \sin(i-1)\varphi_n + Yi \sin(i-1)\varphi_n] - j \sum_{i=1}^N [Xi \sin(i-1)\varphi_n - Yi \cos(i-1)\varphi_n] \right| = \\ &= |X_n - jY_n| = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2} \end{aligned} \quad (5)$$

где:

$$X_n = \sum_{i=1}^N [Xi \cos(i-1)\varphi_n + Yi \sin(i-1)\varphi_n] \quad Y_n = \sum_{i=1}^N [Xi \sin(i-1)\varphi_n - Yi \cos(i-1)\varphi_n]$$

реальная и мнимая части накопленной суммы комплексных сигналов.

В соответствии с вышепредставленными выражениями обработка сигналов в n -м фильтре предусматривает:

- умножение сигналов квадратурных каналов на сглаживающие коэффициенты Ki и коэффициенты поворота сигналов по фазе $\cos(i-1)\varphi_n$ и $\sin(i-1)\varphi_n$.
- раздельное вычисление, в соответствии с выражением (5), квадратов реальной действительной/ и мнимой части комплексной суммы и взятии ее модуля.

Коэффициенты поворота могут быть вычислены для каждого фильтра и импульса пачки и записаны в спецвычислитель, выполняющий операцию умножения.

На основе полученного алгоритма произведено моделирование данной системы в среде MATLAB.

На рисунке показаны зависимости амплитуды накапливаемого сигнала от номера фильтра при поступлении на вход приемника сигнала отраженного от неподвижного объекта ($V_n = 0$ км/ч) и движущейся цели со скоростью 2 000 км/ч. В нулевом фильтре накапливается сигнал, отраженный от неподвижного объекта, так как он не имеет доплеровского сдвига частоты. Приблизительно 90% энергии сигнала от движущейся цели накапливается в восьмом фильтре. Поэтому можно с высокой эффективностью осуществить защиту от ПП, бланкируя выход нулевого фильтра.

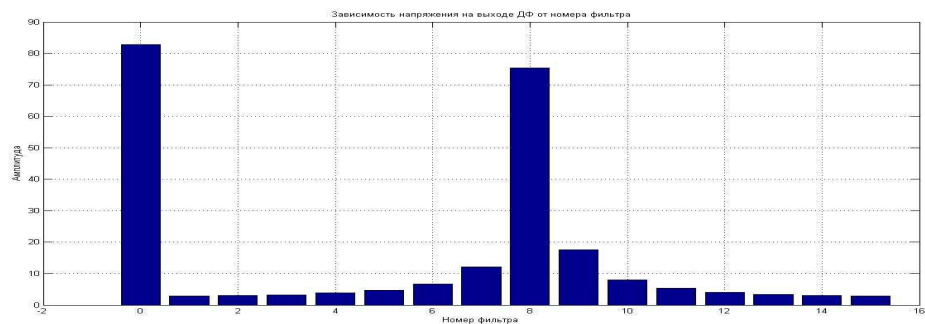


Рисунок. Сигнал + помеха при 16 фильтрах и 16 импульсах $V_{ц}=2100$ км/ч, $V_{п}=0$ км/ч

Анализ проведенного математического моделирования показал, что для осуществления эффективной защиты от ПП целесообразно применение доплеровских

фильтров причем количество фильтров должно быть не меньше количества импульсов обрабатываемого сигнала.