

ЗАЩИТА РЛС ОТ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ МЕТОДОМ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Ковязин М.С., Швабауэр А.А.

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

Сибирский федеральный университет

Исследованы алгоритмы обработки сигналов с помощью доплеровских фильтров. Разработано программное обеспечение имитационного моделирования для системы селекции движущихся целей при различном количестве импульсов в пачке, различном количестве доплеровских фильтров и при действии помех на различных скоростях.

Применение пассивных помех основано на использовании принципа вторичного излучения радиоволн. Пассивные помехи (ПП) для наземных РЛС создаются в настоящее время при помощи так называемых «ловушек» (ложных целей), надувных и уголкового отражателей, а также 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 РТВ от ПП является одной из актуальных проблем теории и практики радиолокации.

В известных РЛС таких как ЛИРА-1, П-37 защита от пассивных помех происходит с помощью устройств череспериодной компенсации. Благодаря применению метода защиты на основе Доплеровских фильтров эффективность защиты от пассивных помех существенно возрастает.

Система дискретного преобразования Фурье отраженных эхо-сигналов предназначена для когерентного накопления в цифровой форме пачек импульсов отраженных от целей. Накопление производится путем разделения по доплеровским каналам полезных сигналов и пассивных помех и последующего накопления сигнала и компенсации помехи.

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

$$U_i = U_i \cdot e^{j[(i-1)\phi_c + \phi_0]}$$

где i - номер импульса пачки;

N - число импульсов в пачке (в рассматриваемом случае $N = 8$);

U_i - амплитуда i -го импульса;

ϕ_0 - начальная фаза первого отраженного импульса пачки;

$\phi_c = F_{dc}T$ - 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 -ом фильтре в i -м периоде повторения имеет вид:

$n = n2\pi/N$ - компенсирующий межпериодный сдвиг фазы сигналов в n -ом 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 -ом фильтре, заключающуюся в компенсации междупериодных фазовых сдвигов сигналов, их накоплении (суммировании) и взятии модуля суммы, можно представить в виде:

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

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

Для последующего вычисления дискретного преобразования Фурье, найдем амплитудно-фазовую характеристику (АФХ) n -го 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_c изменяющимся в пределах -180° до $+180^\circ$.

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

$$K_n(\varphi_c - \varphi_n) = \frac{K(\varphi_c - \varphi_n)}{K(\varphi_n)} = \frac{\left| \sum_{i=1}^N U_i \ell^{j(i-1)\varphi_c} \ell^{-j(i-1)\varphi_n} \right|}{\left| \sum_{i=1}^N U_i \ell^{-j(i-1)\varphi_n} \right|} =$$

$$= \frac{1}{N} \left| \sum_{i=1}^N \frac{\ell^{j(i-1)\varphi_c - j(i-1)\varphi_n}}{\ell^{-j(i-1)\varphi_n}} \right| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin \frac{N}{2}(\varphi_c - \varphi_n)}{\sin \frac{1}{2}(\varphi_c - \varphi_n)} \right|$$

При выводе (3.1.3) использовались следующие математические соотношения:

$$\left| \ell^{-j(i-1)\varphi_n} \right| = 1; \quad \cos^2(nx) + \sin^2(nx) = 1 \quad \ell^{jx} = \cos x + j \sin x; \quad \sin \frac{x}{2} = \pm \sqrt{\frac{1 - \cos x}{2}}.$$

А так же выражение для суммы N членов геометрической прогрессии со знаменателем:

$$\beta = \ell^{j(\varphi_c - \varphi_n)},$$

$$S = \frac{(1 - \beta^N)}{(1 - \beta)}.$$

Для $N=8$ АФХ фильтра имеет вид:

$$K_m(\varphi_c - \varphi_n) = \frac{1}{8} \left| \frac{\sin 4(\varphi_c - \varphi_n)}{\sin \frac{1}{2}(\varphi_c - \varphi_n)} \right|$$

где φ_n принимает следующие значения: $\varphi_n = -135^\circ, -90^\circ, -45^\circ, 0^\circ, +45^\circ, +90^\circ, +135^\circ, +180^\circ$.

Такая форма АФХ легко подтверждается посредством графического нахождения суммы векторов сигналов с различным междупериодным фазовым сдвигом рис.(1)

Проанализируем алгоритм, например, для АФХ нулевого фильтра.

В фильтре суммируются импульсы пачки без предварительного изменения их фазы ϕ_c и без поворота вектора сигнала по фазе от периода к периоду.

При сложении сигналов с амплитудой U_c , не имеющих междупериодного сдвига фаз ($\phi_c=0$), амплитуда выходного сигнала фильтра будет равна:

$$U_{\text{вых.0}} \left| \begin{array}{l} = 8U_c \\ \phi_c = 0 \end{array} \right. \text{ т.е. максимальна}$$

При наличии некоторого сдвига фаз $0 < |\phi_c| < 45^\circ$ амплитуда выходного сигнала уменьшится по сравнению со случаем $\phi_c=0$ тем сильнее, чем ближе $|\phi_c|$ к 45° рис.(1 б) при $|\phi_c| = 45^\circ$ сумма векторов восьми импульсов образует замкнутую фигуру (правильный восьмиугольник) и, следовательно:

$$U_{\text{вых.0}} \left| \begin{array}{l} = 0 \\ \phi_c = 45^\circ \end{array} \right.$$

При $|\phi_c| = 90^\circ$ рис.(1 г) сумма векторов сигналов образует два накладывающихся друг на друга квадрата. Аналогичным образом можно убедиться в равенстве нулю суммы векторов сигналов при $|\phi_c| = +135^\circ$ и 180° . При других значениях сдвигов фаз в окрестностях $|\phi_c| = 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ, 180^\circ$ сумма векторов не образует замкнутую фигуру и, поэтому, не равна 0. Это свидетельствует о наличии у АФХ фильтра побочных максимумов. Их уровень у функций (3.1.2),(3.1.4) велик и составляет около 25% /14дБ/. Очевидно АФХ других фильтров будут отличаться от АФХ нулевого фильтра только смещением по оси ϕ_0 рис.(3.1.1).

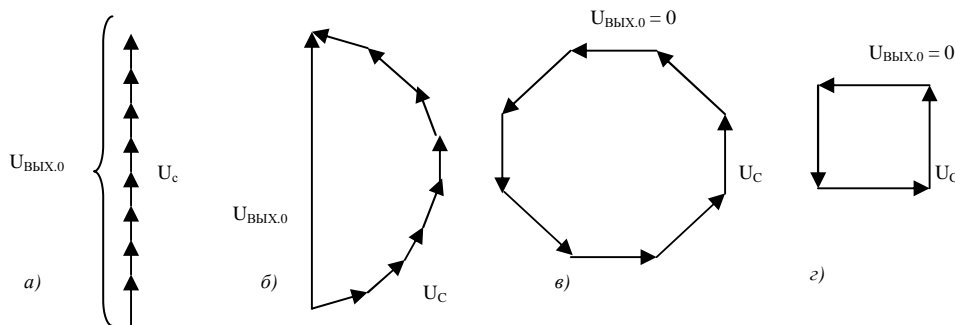


Рисунок 1 - Векторные диаграммы, иллюстрирующие принцип когерентного сложения сигналов в нулевом фильтре при: а) $\phi_c = 0$; б) $0 < \phi_c < 45^\circ$; в) $\phi_c = 45^\circ$; г) $\phi_c = 90^\circ$

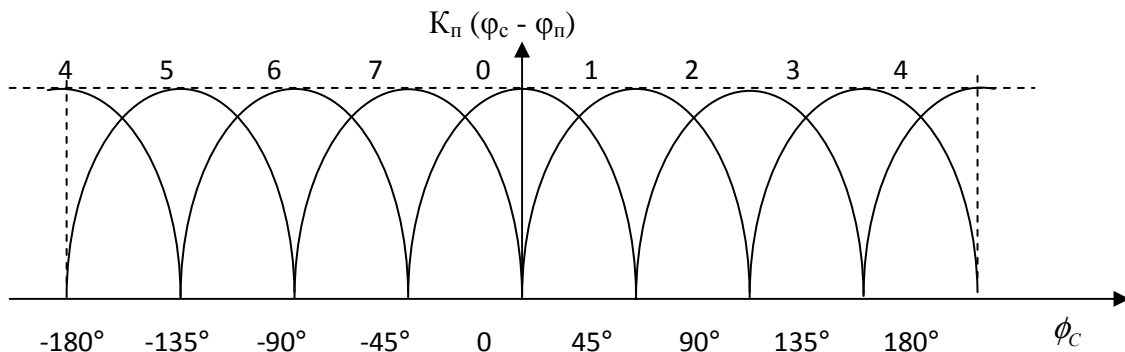


Рисунок 2 - Амплитудно-фазовые характеристики доплеровских фильтров

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

$$U_i e^{j(i-1)\varphi_c} = U_i \cos(i-1)\varphi_c + jU_i \sin(i-1)\varphi_c = X_i + jY_i,$$

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 -ом 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:

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

где:

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

- реальная и мнимая части накопленной суммы комплексных сигналов.

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

Умножение сигналов квадратурных каналов на сглаживающие коэффициенты K_i и коэффициенты поворота сигналов по фазе $\cos(i-1)\varphi_n$ и $\sin(i-1)\varphi_n$. Раздельное вычисление, в соответствии с выражением (3.1.6), квадратов реальной /действительной/ и мнимой части комплексной суммы и взятия 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. Результаты моделирования представлены на рисунках:

