

ПРИНЦИПЫ АДАПТИВНОЙ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ СПЕКТРА СИГНАЛА В ОБЗОРНЫХ РЛС С СИСТЕМОЙ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Предлагается процедура радиолокационного обнаружения отметок подвижных объектов в когерентных импульсных РЛС с системой дискретного преобразования Фурье (ДПФ) на фоне дискретных мешающих отражений типа «ангел-эхо» на основе адаптивной весовой обработки спектра сигнала, где весовые коэффициенты определяются и постоянно корректируются путем многообзорного анализа и накопления информации о дискретном спектре огибающей пачки (группы) импульсов мешающих отражений.

Одной из основных причин низкой эффективности радиолокационного обнаружения подвижных объектов на фоне мешающих отражений (МО) от объектов типа «ангел-объект» (АО) является необходимость выделения их при малых отношениях сигнал/помеха [1]. Эти трудности усиливаются в РЛС с автоматическим съемом информации, в которой с целью исключения перегрузки системы обработки вынужденно устанавливается высокий порог обнаружения. При этом резко снижается вероятность обнаружения подвижных объектов и увеличивается вероятность их пропуска системами автоматического обнаружения и слежения.

Применяемые в когерентных РЛС обзора пространства алгоритмы обработки на основе дискретного преобразования Фурье позволяют осуществить когерентное накопление энергии группы (пачек) импульсов отраженных сигналов и распределить ее по частотным (доплеровским) каналам, то есть разделить на полезные и помеховые сигналы при наличии между ними спектральных различий.

Когерентное накопление N отраженных импульсов осуществляется в системе ДПФ путем взвешенного суммирования амплитуд сигналов с учетом межпериодного изменения фаз принимаемых импульсов. Эта накапливаемая информация содержится как в величине амплитуд, так и в полярности импульсов на выходе фазовых детекторов квадратурных каналов. Система обработки обеспечивает когерентное накопление пачки импульсов с любым межпериодным изменением фазы в пределах от 0 до 2π , то есть многоканальна по скорости (F_D). Максимальное число таких каналов N_Φ равно числу накапливаемых импульсов пачки N . При этом, если нумеровать фильтры от 0 до $N-1$, в нулевом фильтре будут накапливаться сигналы, не имеющие межпериодного сдвига фазы (от объектов с нулевой радиальной скоростью или неподвижных). В каждом k -м из последующих фильтров будут накапливаться сигналы с межпериодным изменением фазы

$$\Delta\Phi_k = k \cdot \frac{2\pi}{N}, \quad k = 1, 2, \dots, N-1.$$

Процедуру когерентного накопления в k -м фильтре, заключающейся в компенсации межпериодного фазового сдвига сигналов, их суммировании и взятии модуля, можно представить в виде

$$F_k = \left| \sum_{i=1}^M k_i Y_i e^{j[(i-1)\varphi_c + \varphi_0]} e^{-j(i-1)\varphi_k} \right|, \quad (1)$$

где $i = 1, 2, \dots, M$ - i -й импульс в пачке; M - количество импульсов в пачке; φ_0 - начальная фаза первого импульса в пачке; Y_i - амплитуда i -го импульса пачки; $\varphi_c = 2\pi F_D T$ - регулярное изменение фазы импульсов за период T вследствие доплеровского набегу частоты F_D ; $\varphi_k = k2\pi/N$ - компенсирующий межпериодный сдвиг фазы сигналов в k -м фильтре при $k = 0, 1, \dots, N-1$; k_i - коэффициент взвешенного суммирования для уменьшения боковых лепестков амплитудно-фазовой характеристики фильтра; F_k - интенсивность сигнала в k -м фильтре.

Спектральный анализ осуществляется на видеочастоте. Поэтому выражение (1) может быть преобразовано к виду, позволяющему операции над комплексными величинами заменить эквивалентными операциями над действительными числами (величинами квадратурных

составляющих сигнала после фазовых детекторов). Полагая, что предложения разрабатываются для РЛС с внутренней когерентностью, то есть $\varphi_0=0$, получаем

$$F_k = \left| \sum_{i=1}^M [k_i \cdot x_i \cdot \cos(i-1) \cdot \Phi_k + k_i \cdot y_i \cdot \sin(i-1) \cdot \Phi_k] - \right. \\ \left. - j \cdot \sum_{i=1}^M [k_i \cdot x_i \cdot \sin(i-1) \cdot \Phi_k - k_i \cdot y_i \cdot \cos(i-1) \cdot \Phi_k] \right| = |x_k - j \cdot y_k|, \quad (3)$$

где $x_i = Y_i \cos(i-1) \cdot \varphi_c$, $y_i = Y_i \sin(i-1) \cdot \varphi_c$ - входные значения сигналов квадратурных фазовых детекторов приемной системы; x_k , y_k - реальная и мнимая части накопленной суммы комплексных сигналов.

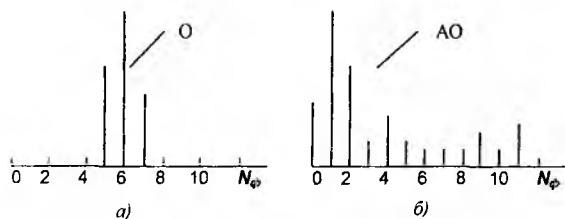


Рис. 1

На выходе системы ДПФ может быть получен дискретный спектр как всей пачки видеоимпульсов, так и части пачки (F-пакета). На рис.1 показаны характерные спектры F-пакетов пачек отраженных сигналов от подвижного объекта(а) и пачек мешающих отражений от АО (б) для процедуры ДПФ с 12-ю доплеровскими фильтровыми каналами.

Анализ дискретных спектров пачек сигналов подвижных объектов и АО [1, 2] выявил следующие особенности внутренней структуры F-

пакетов и пространственных характеристик их совокупности:

- основная часть энергии F-пакета эхо-сигнала лоцируемого подвижного объекта содержится в основной моде, положение которой на частотной оси номеров каналов доплеровского фильтра отлично от 0 и часть энергии при этом может находиться в 1...2 боковых каналах. У большинства отметок АО 60...70% энергии содержится в нескольких модах (3, 4), наблюдаемых в фильтрах, близких к нулевому, а остальная часть энергии в более высокочастотных каналах (старших) как шумоподобный фон (рис.3);

- для спектров отметок лоцируемых объектов существует корреляционная связь между F-пакетами соседних азимутальных элементов в пределах пачки импульсов, а также корреляционная связь между огибающей совокупности F-пакетов и диаграммой направленности антенны при одинаковых значениях частоты зондирования РЛС F_i . Для отметок АО и малоскоростных воздушных объектов корреляционная связь между F-пакетами соседних азимутальных элементов существует независимо от значения частоты F_i ;

- F-пакет отметки воздушного объекта может содержать кроме основной спектральной составляющей (моды) одну две дополнительную моды (на 3...6 дБ меньше основной). При этом каждому значению соответствует вполне определенное положение мод на частотной оси. Моды F-пакетов отметок АО при возбуждении частоты посылок F_i занимают квазиустойчивое, квазислучайное положение на оси частот, близкое к нулевому фильтру;

- отметка спектра объекта занимает до 2-х элементов разрешения по дальности, а отметка спектра АО – до 10-и более элементов разрешения;

- существует межобзорная корреляционная связь между спектральными F-пакетами «медленных» АО, составляющих в совокупности большую часть АО, что важно при организации процедур многообзорной обработки сигналов и информации.

Рассмотренные выше объективные различительные признаки дискретных спектров лоцируемых объектов и мешающих отражений от АО предлагается использовать для решения задачи обнаружения и выделения отметок подвижных объектов.

Когерентные импульсные РЛС обзора пространства, в которых реализована система ДПФ, преимущественно используются для обнаружения и измерения координат маловысотных объектов, предметов на фоне подстилающей поверхности. В таких РЛС с целью ослабления эффекта «слепых» скоростей и расширения полосы однозначности определения доп-

леровской частоты, как правило, применяется процедура модуляции (вобуляция) частоты посылок зондирующих сигналов F_1 . Динамический диапазон линейного тракта составляет не менее 60дБ. В зависимости от скорости вращения антенны и вида запуска число импульсов в пачке может быть от 50 до 150.

Основным недостатком алгоритмов обработки сигналов в названных РЛС является то, что накопленная в ряде обзоров статистическая информация о дискретных спектрах сигналов локационных целей и АО не используется. Это обстоятельство и было учтено при разработке процедур адаптивной весовой обработки.

Известно, что линейный фильтр, оптимальный для обнаружения сигнала на фоне помех, должен иметь коэффициент передачи

$$K(j\omega) = C \cdot \frac{G^*(j\omega) \cdot \exp(-j\omega t_0)}{G_0 + G_{\text{ш}}(j\omega) + G_{\text{п}}(j\omega)},$$

где $G^*(j\omega)$ – комплексно-сопряженный частотный спектр сигнала; $e^{-j\omega t_0}$ – множитель, учитывающий время задержки сигнала в фильтре; G_0 – энергетический спектр “белого” шума тракта РЛС; $G_{\text{п}}(j\omega)$ – энергетический спектр пассивной помехи, в том числе и АО; $G_{\text{а}}(j\omega)$ – энергетический спектр активной помехи; C – постоянный множитель.

С учетом вышесказанного основными принципами адаптивной весовой обработки дискретного спектра сигнала являются:

- адаптация весовых коэффициентов передачи каналов фильтра вводится с учетом особенностей расположения, взаимного влияния и поведения во времени спектров полезных сигналов подвижных объектов и мешающих отражений;

- адаптация их при обработке осуществляется с использованием априорной информации, получаемой путем достаточно долгого (в течение ряда обзоров) наблюдения за спектром сигнала в низкочастотных (НЧ) каналах фильтра ДПФ. Основанием для такого подхода является доказанный факт [1] наличия широкого спектра сигналов (рис.1,3), мешающих отражений типа АО, охватывающего «хвостом» высокочастотную часть спектра, в которой преимущественно появляется отклик полезного сигнала подвижного объекта.

Так как осуществляется адаптация каждого канала фильтра, то коэффициент передачи адаптивного фильтра (АФ) может быть представлен в виде весовой функции, один из возможных вариантов которой изображен на рис. 2.

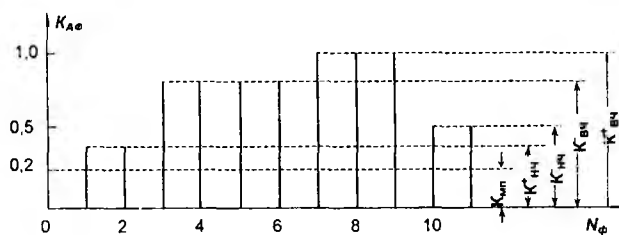


Рис. 2

Весовая функция АФ может иметь несколько характерных подканалов, определенным образом связанных со статистическими характеристиками мешающих отражений и полезных сигналов объектов. Подканал местных предметов (МП) включает нулевой канал, в котором могут накапливаться сигналы, отраженные от местных предметов, АО, а также

от малоскоростных объектов. Весовой коэффициент подканала $K_{\text{мп}}$ определяется программой формирования карты местных предметов (ПФ КМП) с учетом межобзорной обработки сигналов. Алгоритм работы программы рассматривается ниже.

Поскольку основная энергия сигналов от мешающих отражений типа АО будет накапливаться в каналах фильтра, близких к нулевому, то выделены подканалы НЧ^+ и НЧ^- . На рис.2 подканал НЧ^+ образован 1-м и 2-м каналами доплеровского фильтра, а подканал НЧ^- – 10-м и 11-м каналами. При N каналах доплеровского фильтра, пронумерованных $0, 1, \dots, N-1$, подканал НЧ^+ может быть образован каналами от 1 до $(N/4)-1$, а подканал НЧ^- – от 1 до $+N-1$. Такая организация подканалов АФ приведена в качестве примера. Полосы режекции сигналов, отраженных от АО, могут быть расширены или сужены за счет иной организации подканалов НЧ^+ , НЧ^- при более глубоком анализе статистических характеристик от мешающих отражений от АО.

Весовые коэффициенты для составляющих этих подканалов $K^+_{нч}$, $K^-_{нч}$ определяются на основе анализа структуры F-пакета в каждом обзоре для каждого разрешаемого элемента. При этом возможно определение весовых коэффициентов $K^+_{нч}$, $K^-_{нч}$ с учетом соотношения оценочных значений интенсивности сигналов, накопленных в каналах, образующих подканалы и значения суммарной интенсивности F-пакета:

$$a^+_{\text{О}\hat{\epsilon}} = 1 - \frac{\tilde{F}^+_{\text{О}\hat{\epsilon}}}{F_{\Sigma}}; \quad a^-_{\text{О}\hat{\epsilon}} = 1 - \frac{\tilde{F}^-_{\text{О}\hat{\epsilon}}}{F_{\Sigma}}, \quad (2)$$

где $F^+_{нч}$, $F^-_{нч}$ - оценочные значения интенсивности в низкочастотных фильтровых каналах; F_{Σ} - суммарная интенсивность F-пакета.

Поскольку АО имеет достаточно длительное время существования и малые скорости перемещения, то за время одного обзора не выходят за пределы разрешаемого элемента и оценочные значения $F^+_{нч}$, $F^-_{нч}$ в (2) определяются при многообзорной обработке в программе формирования карты мешающих отражений (ПФ КМО), алгоритмы которой будут рассмотрены ниже.

Выделяются также в фильтре высокочастотные (скоростные) подканалы обработки ВЧ⁺ и ВЧ⁻. На рис. 2 подканал ВЧ⁺ -обработки образован 3...6 каналами доплеровского фильтра, а подканал ВЧ⁻ - 7...9 каналами. При N каналах ДПФ подканал ВЧ⁺ может быть образован (N/4)+1... N/2 каналами фильтра, а подканал ВЧ⁻ - (N/2)+1...3N/4 каналами. Так как вероятность накопления сигналов, отраженных от АО, в ВЧ-фильтрах меньше, чем вероятность накопления сигналов целей в этих же каналах, то коэффициенты $K^+_{вч}$ и $K^-_{вч}$ определяются следующим образом:

$$a^+_{\text{О}\hat{\epsilon}} = 1 - \frac{\tilde{F}^+_{\text{О}\hat{\epsilon}}}{F_{\Sigma}} \cdot a_w, \quad a^-_{\text{О}\hat{\epsilon}} = 1 - \frac{\tilde{F}^-_{\text{О}\hat{\epsilon}}}{F_{\Sigma}} \cdot a_w$$

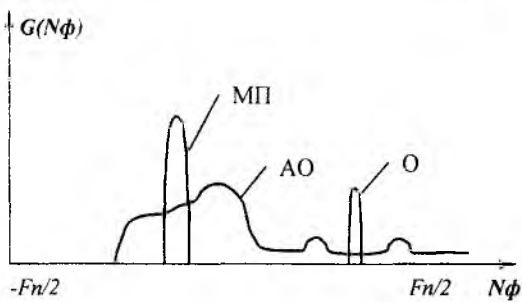


Рис.3

от соотношения оценочных значений интенсивности сигналов, накопленных в НЧ⁺ и НЧ⁻ - подканалах и суммарной интенсивности F-пакета. В этом заключается адаптивность обработки в подканалах фильтра. Кроме того, адаптивный фильтр выделения отметок подвижных объектов (АФДО) адаптивно реагирует на накопленный сигнал от МП в нулевом канале фильтра ДПФ.

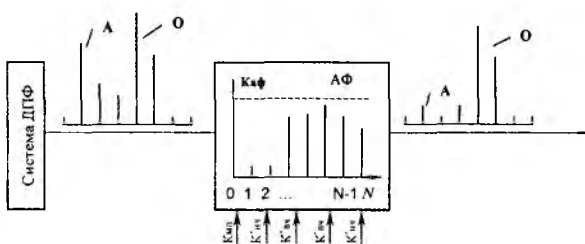


Рис. 4

Здесь коэффициент K_a ($K_a < 1$) учитывает возможность накопления сигнала от АО в высокочастотных каналах фильтра (рис.3) и может быть вычислен на основе реальных спектров, полученных в ходе экспериментальных исследований.

Таким образом, при отсутствии мешающих отражений от АО, коэффициенты $K^+_{нч}$, $K^-_{нч}$, $K^+_{вч}$, $K^-_{вч}$ принимают значение, равное единице, а при их наличии - коэффициенты уменьшаются на определенную величину, зависящую

Принцип и эффективность адаптивной весовой обработки дискретного спектра на выходе системы ДПФ когерентной импульсной РЛС поясняется на рис.4.

При прохождении сигналов через адаптивный фильтр происходит искажение дискретного спектра таким образом, чтобы сигналы, отраженные от АО и накопленные преимущественно в низкочастотных подканалах, существенно подавлялись, а амплитуды сигналов, накоплен-

ных в ВЧ-фильтрах ДПФ и отраженных от реальных подвижных объектов, изменялись не-
существенно.

Таким образом, адаптивная весовая обработка сигналов, основанная на использовании
результатов многообзорного накопления информации о дискретном спектре пачки (группы)
импульсов в ПФ КМП и ПФ КМО и позволяющая существенно повысить возможности вы-
деления полезных сигналов от подвижных объектов на фоне мешающих отражений от мест-
ных предметов и от АО, может быть успешно применена в когерентной импульсной РЛС, в
том числе для обнаружения малоразмерных малозаметных подвижных объектов.

Литература: 1. Дохов А.И., Жирнов В.В., Сахновская Л.З. Возможные причины и источники радиолокационных
мешающих отражений типа «ангел-эхо» // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 104. С.
102-111. 2. Дохов А.И., Жирнов В.В., Комисарук В.С. Сахновская Л.З. Совершенствование процедур обработки
сигналов и информации при радиолокационном обнаружении и сопровождении малозаметных объектов //
Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2000. Вып. 113. С. 91-102.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 27.07.2001