

УДК 621.396.96

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ ПРОЕКЦИОННЫЙ МЕТОД ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

*Е. С. Фитасов**, *И. Я. Орлов*, *В. В. Насонов*, *Е. В. Бессонова*, *С. А. Козлов*

Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Предложен способ межпериодной обработки сигнала, основанный на проекционном методе доплеровской фильтрации и используемый для селекции движущихся целей. Приведена блок-схема алгоритма обработки сигнала предложенным способом. Получена оценка эффективности данного алгоритма по отношению к оптимальному алгоритму согласованной фильтрации для разных длин выборки сигнала.

ВВЕДЕНИЕ

Особенность межпериодной временной обработки радиолокационных сигналов (в отличие от внутрипериодной) состоит в том, что такая обработка должна обеспечивать эффективную фильтрацию полезных сигналов не только на фоне собственного шума приёмных устройств радиолокатора, но и при наличии пассивных внешних помех. Таковыми являются отражения зондирующего сигнала от подстилающей поверхности, местных предметов, метеопреобразований (дождь, снег, гидрометеоры и т. д.) и специально сброшенных отражателей (дипольная помеха) [1].

Борьба с указанными внешними помехами на этапе внутрипериодной временной обработки (как правило, она заключается в согласованной фильтрации одиночного импульса) малоэффективна, поскольку характеристики эхо-сигналов (отражённых сигналов) от точечной пассивной помехи и цели на временном интервале, соответствующем одиночному импульсу пачки, практически идентичны. На этапе межпериодной обработки в силу её большей протяжённости во времени появляются существенные различия между полезным сигналом и пассивными помехами, что и позволяет осуществить их селекцию. Такая селекция основана на оценке частоты Доплера отражённого от объекта радиолокационного сигнала и предполагает подавление (режекцию) пассивных помех и накопление полезного сигнала (при этом скорости источников пассивных помех полагают равными скорости ветра) [1].

Наиболее часто используемым на практике методом построения межпериодной обработки радиолокационной информации в импульсных радиолокационных системах является система доплеровской фильтрации с последующим накоплением принимаемой пачки импульсов [1]. Выбор той или иной схемы построения системы доплеровской фильтрации осуществляется с учётом следующих основных требований:

- 1) обеспечение заданного коэффициента подавления пассивных помех различных типов;
- 2) снижение суммарных потерь при обнаружении полезного сигнала, вносимых системой доплеровской фильтрации;
- 3) уменьшение потерь по сигналам, отражённым от радиолокационных объектов, имеющих малые радиальные скорости.

В современных радиолокационных системах коэффициент подавления помех от местных предметов может составлять не менее 55 дБ, а коэффициент подавления пассивных помех от гидрометеопреобразований или дипольных отражателей — не менее 40 дБ [2].

* fitasoves@mail.ru

Системы защиты от пассивных помех (система селекции движущихся целей) в импульсных радиолокационных системах традиционно проектируются на базе режекторных фильтров трансверсального типа с перестраиваемой частотной характеристикой с последующим накоплением (когерентным или некогерентным) пачки импульсов [3]. Однако неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе прозрачности режекторных фильтров приводит к дополнительным потерям полезного сигнала, которые составляют в среднем $2\div 3$ дБ [4].

Известны различные методы пространственно-временной селекции пассивных помех, в том числе алгоритмы и системы на базе адаптивных антенных решёток [5–8]. Системы селекции помех от гидрометеоров обладают некоторыми особенностями, обусловленными дискретным характером и многомодовым спектром данным помех [9]. Совершенно отдельными объектами исследования являются методы селекции сигналов от движущихся целей в системах ближней локализации, а также в перспективном направлении сверхкороткоимпульсной радиолокации, позволяющем с высокой степенью эффективности решать задачи обнаружения низколетящих воздушных объектов на фоне подстилающей поверхности и местных предметов [10, 11]. Поэтому с практической точки зрения становится актуальным решение задачи синтеза оптимальных (квазиоптимальных) алгоритмов доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов, удовлетворяющих частному критерию оптимальности, связанному с предъявленными к устройству техническими требованиями.

1. ПРОЕКЦИОННЫЙ МЕТОД ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Для решения задачи минимизации потерь полезного сигнала предлагается способ межпериодной обработки, вытекающий из оптимальной процедуры обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами [12, 13]. Суть данного метода заключается в аппроксимации обратной корреляционной матрицы помехи матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи. Согласно [3], весовой вектор оптимальной обработки определяется соотношением

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{X}(\omega), \quad (1)$$

где \mathbf{R} — корреляционная матрица пассивной помехи, $\mathbf{X}(\omega)$ — вектор полезного сигнала с частотой Доплера ω .

Обработка (1) является оптимальной по критерию максимума отношения сигнал/(пассивная помеха + собственный шум) при любом статистическом распределении мешающих сигналов и оптимальной в байесовском смысле при совместно гауссовском их распределении. Однако практически непосредственное применение формулы (1) нецелесообразно вследствие необходимости вычисления обратной корреляционной матрицы в реальном масштабе времени. Одним из существенных, с точки зрения практической реализации, достоинств проекционного метода по сравнению с оптимальной процедурой вычисления весового вектора является отсутствие необходимости выполнять вычислительные процедуры, связанные с оценкой корреляционной матрицы помехи \mathbf{R} и вычислением обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} (известно, что при реализации данных процедур возникают проблемы, связанные с плохой обусловленностью матрицы).

Пусть радиолокационной системой принимается выборка, которая представляет собой аддитивную смесь сигнала, характеризующегося неслучайным вектором \mathbf{X} , и помехи \mathbf{n} , распределённой в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону [3]:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} + \mathbf{n}. \quad (2)$$

При этом комплексная амплитуда отражённого от точечного объекта радиолокационного сигнала (в предположении его полной когерентности) имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором [3]

$$\mathbf{X}(\omega) = [\exp(-j\omega T), \exp(-j2\omega T), \dots, \exp(-jN\omega T)]^H, \quad (3)$$

где T — период зондирования радиолокационных импульсов, N — количество импульсов в принимаемой пачке, ω — частота Доплера, индекс H обозначает эрмитово сопряжение.

Сигнал пассивной помехи будет представлять собой комбинацию множества синусоид вида (3), образующих некоторый континуум по частоте Доплера. Например, листва деревьев при наличии ветра или метеообразования содержат точечные отражающие объекты, имеющие практически непрерывное распределение по радиальной скорости [1]. Этот континуум может быть аппроксимирован конечным набором синусоид при достаточно плотной их расстановке по частоте Доплера. Таким образом, сигнал пассивной помехи может быть представлен в виде линейной комбинации конечного числа комплексных синусоид (3) с частотами Доплера $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$, где M — число используемых для аппроксимации пассивной помехи синусоид.

Тогда корреляционная матрица пассивной помехи и собственного шума может быть представлена в виде

$$\Phi = \sum_{m=1}^M \nu_m \mathbf{X}(\omega_m) \mathbf{X}^H(\omega_m), \quad (4)$$

где $\nu_m = \langle |a_m|^2 \rangle$ — мощность m -й синусоиды пассивной помехи. Будем считать, что $\nu_m \gg 1$, т. е. мощность внешней помехи на частоте Доплера ω_m существенно превышает мощность собственного шума, что обычно имеет место на практике [14].

Корреляционная матрица вектора суммы пассивной помехи и собственного шума может быть представлена в виде

$$\mathbf{R} = \mathbf{I} + \Phi, \quad (5)$$

где \mathbf{I} — единичная матрица.

Поскольку матрица (5) является эрмитовой и положительно определённой, то обратная по отношению к ней матрица может быть представлена спектральным разложением

$$\mathbf{R}^{-1} = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m + 1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^H + \sum_{m=M+1}^N \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^H. \quad (6)$$

Здесь λ_m — собственные значения корреляционной матрицы \mathbf{R} , сумма которых определяет мощность пассивной помехи, $\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_M$ — ортонормированные собственные векторы корреляционной матрицы \mathbf{R} , соответствующие этим собственным значениям и являющиеся базисом в подпространстве помехи, $\mathbf{U}_{M+1}, \dots, \mathbf{U}_N$ — ортонормированные собственные векторы корреляционной матрицы \mathbf{R} , которые образуют базис в подпространстве, ортогональном пассивной помехе.

Поскольку мощность пассивной помехи предполагается много больше мощности полезного сигнала, то справедливо неравенство $\lambda_m \gg 1$, что позволяет пренебречь первым слагаемым в правой части (6), после чего получаем аппроксимацию обратной матрицы помехи

$$\mathbf{P}_\perp = \sum_{m=M+1}^N \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^H. \quad (7)$$

Матрица \mathbf{P}_\perp является проектором на ортогональное пассивной помехе подпространство [15], и действие этого матричного оператора на любую линейную комбинацию синусоид $\mathbf{X}(\omega_1), \mathbf{X}(\omega_2), \dots, \mathbf{X}(\omega_M)$ приводит к её «занулению».

Таким образом, обратную корреляционную матрицу интенсивной помехи можно аппроксимировать матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи, т. е.

$$\mathbf{R}^{-1} \approx \mathbf{P}_\perp = \mathbf{I} - \mathbf{P}. \quad (8)$$

Здесь \mathbf{I} — единичная матрица, $\mathbf{P} = \mathbf{M}(\mathbf{M}^H \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^H$ — матрица-проектор на подпространство помехи [14], $\mathbf{M}[\mathbf{X}(\omega_1), \mathbf{X}(\omega_2), \dots, \mathbf{X}(\omega_M)]$ — матрица, составленная из вектор-столбцов сигналов, частоты Доплера которых $\omega_1, \dots, \omega_M$ с некоторым шагом перекрывают диапазон частот пассивной помехи.

С учётом приближения (8) квазиоптимальный весовой вектор межпериодной обработки примет вид

$$\mathbf{W} = (\mathbf{I} - \mathbf{P}) \mathbf{X}(\omega), \quad (9)$$

Процедура обработки будет состоять в вычислении модуля выражения [2]:

$$\xi = \mathbf{Y}^H (\mathbf{I} - \mathbf{P}) \mathbf{X}(\omega_0), \quad (10)$$

где \mathbf{Y} — вектор, соответствующий принимаемой пачке импульсов, \mathbf{X} — вектор, отвечающий ожидаемому сигналу, ω_0 — частота Доплера полезного сигнала. При этом матрица-проектор (7) выполняет функцию режектора пассивной помехи и является общей для всех доплеровских фильтров. Нули зоны режекции определяются значениями частот $\omega_1, \dots, \omega_M$ векторов, образующих матрицу \mathbf{M} . Значения частот и их количество выбирается, как правило, эмпирически, исходя из требуемых характеристик системы защиты от пассивных помех — ширины зоны режекции и максимального коэффициента подавления.

Частотная характеристика когерентного межпериодного фильтра (настроенного на частоту Доплера полезного сигнала ω_0), реализующего алгоритм (10), определяется выражением

$$K(\omega) = |\mathbf{X}^H(\omega) (\mathbf{E} - \mathbf{P}) \mathbf{X}(\omega_0)| / N, \quad (11)$$

где N — количество импульсов в пачке.

Вид функции (11) при $N = 120$, $M = 20$ и $\omega_0 = 1$ приведён на рис. 1, где ось ординат масштабирована в децибелах по отношению к максимальному значению передаточной характеристики, а по оси абсцисс откладывается произведение ωT (ω [Гц] — частота Доплера, T [с] — период зондирования радиолокационных импульсов), т. е. нормированная частота, изменяющаяся в пределах от 0 до 2π . Видна глубокая зона режекции в диапазоне доплеровских частот пассивной помехи, а также главный пик частотной характеристики, соответствующий частоте ω_0 полезного сигнала. Вне зоны режекции уровень боковых лепестков передаточной характеристики приблизительно соответствует закону $\sin(\omega N/2) / \sin(\omega/2)$, как это имеет место и при согласованной фильтрации пачки импульсов с прямоугольной огибающей. Значения различных частот ω_0 должны с некоторым шагом перекрывать априорно известный (заданный) диапазон изменения частоты Доплера полезных сигналов.

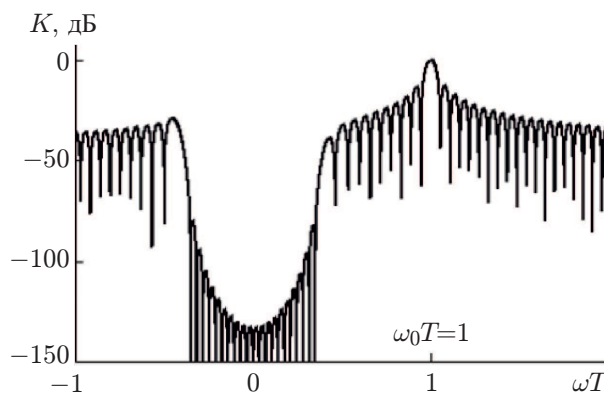


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика проекционного межпериодного фильтра

2. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

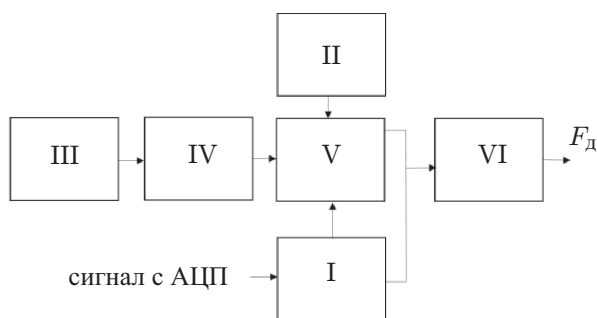


Рис. 2. Блок-схема алгоритма селекции движущихся целей на основе проекционного метода доплеровской фильтрации

Проведём синтез системы доплеровской фильтрации (системы селекции движущихся целей) на основе рассмотренного выше проекционного метода [14]. Структурная схема системы приведена на рис. 2.

Структурная схема системы, реализующая алгоритм селекции движущихся целей на основе проекционного метода, содержит блок формирования входных данных, которые представляют собой вектор, соответствующий принимаемой пачке импульсов (I), поступающий на вход системы с устройства аналого-цифрового преобразования (АЦП); блок формирования вектора полезного сигнала, который имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором дискретной синусоиды (II); блок управления шириной зоны режекции, который формирует матрицу, составленную из вектор-столбцов сигналов, частоты Доплера которых с некоторым шагом перекрывают диапазон частот пассивной помехи (III); блок формирования матрицы-проектора на подпространство помехи, действие которой на любую линейную комбинацию векторов сигнала помехи приводит к её занулению (IV); блок формирования весового вектора оптимальной обработки, который формируется путём умножения обратной корреляционной матрицы и вектора полезного сигнала (V); блок вычисления частоты Доплера цели F_d (VI).

3. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОЕКЦИОННОГО МЕТОДА ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Проведём оценку эффективности проекционного метода доплеровской фильтрации. Как было отмечено выше, один из подходов к синтезу межпериодной обработки состоит в предварительном когерентном подавлении пассивной помехи с последующим когерентным, некогерентным или смешанным (когерентно-некогерентным) накоплением полезного сигнала [16]. Такой двухэтапный способ межпериодной фильтрации применяется в том случае, когда интервал временной когерентности принимаемой пачки импульсов значительно меньше её длительности. При этом подавление пассивной помехи эффективно только в пределах интервала когерентности, вследствие чего длительность импульсной характеристики режекторного фильтра превышает величину этого интервала.

Весовой вектор режекторного фильтра обычно определяется в соответствии с принципом наилучшего (в среднеквадратическом смысле) линейного предсказания одного из отсчётов пассивной помехи по другим её отсчётам, расположенным на такой же дальности в соседних периодах принимаемой пачки импульсов [1]. Весовой вектор режекторного фильтра можно представить в виде

$$W_{РФ} = R^{-1}Q_n, \tag{12}$$

где R — корреляционная матрица вектора пассивной помехи, Q_n — вектор, n -я компонента которого (она соответствует предсказываемому отсчёту пассивной помехи) равна единице, а остальные — нулям [1].

Двухступенчатая межпериодная временная обработка сигналов с её разбиением на режекцию пассивной помехи и накопление полезного сигнала может быть реализована предложенным проекционным методом.

Проведём сравнительную оценку проекционного метода и двухэтапной когерентной межпериодной временной обработкой сигналов с когерентной режекцией пассивной помехи и когерентным накоплением полезного сигнала.

Основным критерием при оценке эффективности синтезированной межпериодной обработки будут являться вносимые потери в отношении сигнал/собственный шум, возникающие при подавлении пассивной помехи. При этом имеются в виду потери по отношению к согласованной фильтрации, которая является оптимальной в соответствии с выражением (1). Таким образом, для оценки эффективности указанных способов достаточно найти отношение сигнал/шум на выходах обеих схем.

Выходное отношение сигнал/шум будет определяться выражением

$$K(\omega, \omega_0) = \frac{q_{\text{ВЫХ}}^2}{q_{\text{ВХ}}^2} = \frac{|\mathbf{W}^H(\omega_0)\mathbf{X}(\omega)|^2}{\mathbf{W}^H(\omega_0)\mathbf{W}(\omega_0)}, \quad (13)$$

где ω_0 — частота Доплера полезного сигнала.

Данное отношение можно назвать коэффициентом передачи комплексной синусоиды $\mathbf{X}(\omega)$, прошедшей линейную обработку с весовым вектором $\mathbf{W}(\omega_0)$.

При $\omega = \omega_0$ получаем согласно (13) увеличение отношения сигнал/шум на выходе обработки (накопление полезного сигнала). Если же значение ω взять из диапазона частот Доплера пассивной помехи, то выражение (13) будет характеризовать коэффициент подавления соответствующей спектральной составляющей помехи.

Для того, чтобы воспользоваться соотношением (13), необходимо определить весовые векторы сравниваемых способов обработки.

В соответствии с (9), весовой вектор проекционного метода имеет вид

$$\mathbf{W}_1(\omega_0) = (\mathbf{I} - \mathbf{P}) \mathbf{X}(\omega_0). \quad (14)$$

Весовой вектор $\mathbf{W}_2(\omega_0)$ второго из рассматриваемых способов будет равен обращённой во времени импульсной характеристике последовательного соединения режекторного фильтра (12) с когерентным накопителем, соответствующим частоте Доплера ω_0 полезного сигнала. Для того, чтобы весовой вектор $\mathbf{W}_2(\omega_0)$ имел размерность N , т. е. соответствовал количеству импульсов в принимаемой пачке, кратность когерентных накопителей должна быть взята равной $N - L$, где L — порядок используемого режекторного фильтра.

Весовой вектор (12) также может быть получен путём аппроксимации помехи набором комплексных синусоид. При этом число аппроксимирующих синусоид будет определять порядок L фильтра, а его весовой вектор будет иметь вид

$$\mathbf{W}_2(\omega_0) = \mathbf{P}_{L+1} \mathbf{Q}_n, \quad (15)$$

где \mathbf{P}_{L+1} матрица-проектор на ортогональное пассивной помехе подпространство с размерностью $(L + 1) \times (L + 1)$.

Возьмём для конкретности $N = 120$, $M = 20$, $L = 5$ и $\omega_0 = 1$. Графики частотной характеристики когерентного межпериодного фильтра, реализующего алгоритм (14), для весовых векторов $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красная линия) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синяя линия) приведены в логарифмическом масштабе на рис. 3. Видно, что на интервале $|\omega| \leq 0,4$, условно соответствующем частотам

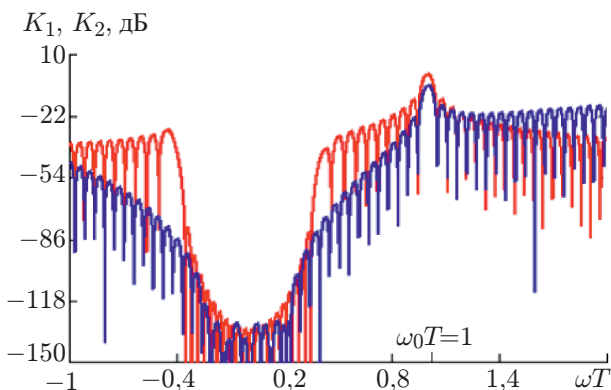


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красная линия) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синяя линия)

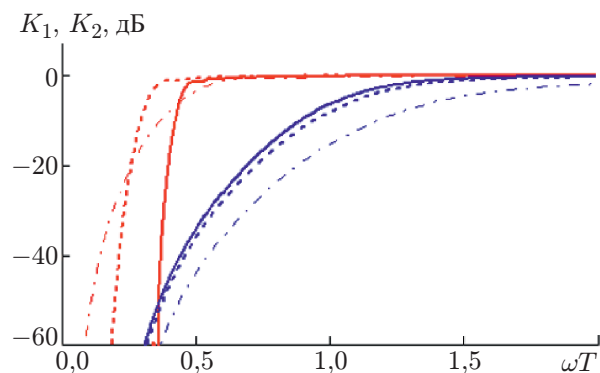


Рис. 4. Зависимости нормированных коэффициентов передачи полезного сигнала от его частоты Доплера при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синие линии) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красные линии) для разных параметров фильтра: $N = 20, M = 3$ (штрих-пунктирные линии); $N = 80, M = 10$ (пунктирные линии); $N = 120, M = 20$ (сплошные линии)

частот Доплера полезного сигнала значение N .

Как видно из графиков, соответствующих параметрам $N = 120$ и $M = 20$ (сплошные линии на рис. 4), почти во всём диапазоне изменения частоты Доплера полезных сигналов выходное отношение сигнал/шум (коэффициент передачи) проекционного способа межпериодной фильтрации $K_1(\omega, \omega_0)$ практически не отличается от значения этого показателя при согласованной обработке, резко уменьшаясь только в интервале частот, непосредственно прилегающем к зоне режекции. При этом для второго из рассматриваемых способов полностью когерентной фильтрации существенные потери в отношении сигнал/шум $K_2(\omega, \omega_0)$ имеют место на гораздо большем интервале частот.

Проведём анализ характеристик предложенного проекционного метода для различных значений выборок сигнала. Для этого сравним коэффициент передачи данного фильтра для различных длин выборки сигнала $N = \{20, 80, 120\}$, где для обеспечения требуемого коэффициента подавления в зоне режекции параметр M был выбран равным $\{3, 10, 20\}$ соответственно, и порядок фильтра $L = 5$. Из вида красных кривых на рис. 4 видно, что при снижении числа выборок сигнала для сохранения коэффициента подавления необходимо уменьшать зону режекции. Это

Доплера пассивной помехи, оба способа обеспечивают подавление всех её спектральных составляющих не менее чем на 60 дБ (этот уровень подавления соответствует современным требованиям, предъявляемым к радиолокационным системам различного класса [2]).

Обеспечение заданной зоны режекции в обоих случаях достигается соответствующим эмпирическим выбором параметров межпериодных фильтров (количество и расстановка комплексных синусоид, аппроксимирующих сигнал пассивной помехи). Из сравнения кривых также следует, что коэффициенты передачи полезного сигнала на частоте ω_0 имеют для двух рассматриваемых способов разные значения, причём в предлагаемом способе этот коэффициент на несколько децибел больше.

Построим зависимости коэффициента передачи (13) во всём диапазоне изменения частоты Доплера полезного сигнала, т. е.

$$K(\omega = \omega_0, \omega_0) = \frac{q_{\text{ВЫХ}}^2}{q_{\text{ВХ}}^2} = \frac{|\mathbf{W}^H(\omega_0)\mathbf{X}(\omega_0)|^2}{\mathbf{W}^H(\omega_0)\mathbf{W}(\omega_0)}. \quad (16)$$

Для рассматриваемого примера достаточно рассмотреть интервал $\omega_0 \in [0, 4; \pi]$, соответствующий значениям частот Доплера пассивной помехи. На рис. 4 приведены графики этих функций для различных длин выборки N ($N = 20, N = 80, N = 120$), нормированных на коэффициент передачи при согласованной межпериодной обработке, при которой он имеет постоянное для всех

свидетельствует о том, что достижение заданных характеристик фильтра осуществляется подбором его параметров.

Проведём оценку эффективности предлагаемого метода для достаточно актуальной с практической точки зрения задачи обнаружения радиолокационной системой малоразмерных малоскоростных низколетающих воздушных объектов на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности и местных предметов (например, обнаружение малоразмерных беспилотных летательных аппаратов). Особенность данной задачи заключается в синтезе режекторного фильтра системы селекции движущихся целей, вносящего минимальные потери при обнаружении полезного сигнала в интервале частот, непосредственно прилегающем к зоне режекции. Параметры зоны режекции задаются исходя из требований по обеспечению подавления сигналов, отражённых от местных предметов, (т. е. для сигналов с центральной частотой Доплера $\omega_{МП} = 0$).

Зададим следующие параметры помехи и полезного сигнала: радиальная скорость воздушного объекта $v = 1$ м/с, длина волны зондирующего сигнала $\lambda = 3$ м, тактовая частота следования импульсов $F_{\text{такт}} = 0,1$ кГц. Тогда частота Доплера, нормированная на период следования импульсов, будет определяться следующим выражением:

$$\omega_0 T = 2\pi \frac{2v}{\lambda} \frac{1}{F_{\text{такт}}} \approx 0,4.$$

Для данных параметров сигнала и цели синтезируем проекционный фильтр с количеством выборок сигнала $N = 20$, узкой шириной зоны режекции, определяемой необходимостью подавления отражений от неподвижных подстилающей поверхности и местных предметов ($M = 3$) и порядком фильтра $L = 5$. График коэффициента передачи данного фильтра в сравнении с коэффициентом передачи режекторного фильтра представлен на рис. 5. Видно, что сигнал от цели при использовании проекционного фильтра проходит с незначительными потерями, в то время как в режекторном фильтре сигнал полностью подавляется. Это наглядно показывает эффективность использования проекционного фильтра для задачи обнаружения низкоскоростных объектов на фоне интенсивных отражений радиолокационных сигналов от источников пассивных помех.

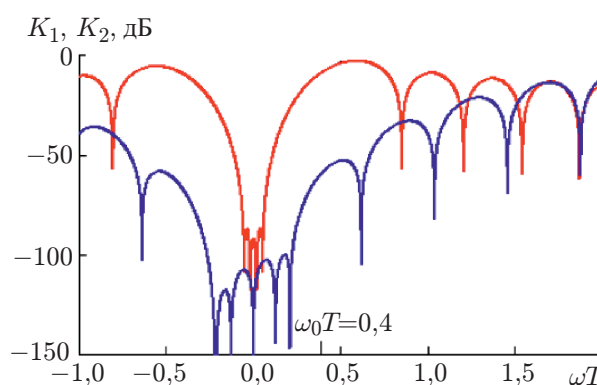


Рис. 5. Зависимости коэффициента передачи от частоты Доплера при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красная линия) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синяя линия) для нормированной частоты Доплера $\omega_0 = 0,4$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показано, что проекционный метод доплеровской фильтрации (9) превосходит по своим характеристикам известные квазиоптимальные методы межпериодной фильтрации полезного сигнала на фоне собственного шума и пассивной внешней помехи. Суть способа заключается в замене априори неизвестной матрицы \mathbf{R} в оптимальном метода (1) её аппроксимацией. Одним из существенных, с точки зрения практической реализации, достоинств проекционного метода по сравнению с оптимальной процедурой нахождения весового вектора является отсутствие необходимости выполнять вычисления, связанные с оценкой корреляционной матрицы помехи \mathbf{R} и определением обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} .

Показана возможность синтеза групп фильтров с различными зонами режекции, обеспечивающих обнаружение воздушных объектов в заданном диапазоне радиальных скоростей. Показана

эффективность проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов для обнаружения малоскоростных воздушных объектов на фоне пассивных помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
2. Егорочкин Г. А., Бляхман А. Б., Бомштейн А. Д. и др. Наземные и вертолетные РЛС разработки ННИИРТ // В кн. История отечественной радиолокации. М.: ООО «Изд. дом «Столичная энциклопедия», 2015. С. 48.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
4. Транк Дж. В. // ТИИЭР. 1977. Т. 65, № 11. С. 115.
5. Бакулев П. А., Бартенев В. Г., Григорьев Л. И., Кобзырев П. Ю. // Радиотехника. 2016. № 5. С. 142.
6. Пат. 74216 РФ, МПК G01S 7/36. Устройство селекции движущихся целей. / А. А. Худанов, В. И. Проскурин, В. Н. Скосырев, В. В. Расторгуев. Заявл. 18.12.2007. Оpubл. 20.06.2008; бюл. № 5.
7. Пат. 2201602 РФ, МПК G01S 13/44. Способ обнаружения низколетящих целей на фоне отражений от местных предметов. / А. С. Ребров, Р. З. Гумиров, В. Е. Немцов и др. Заявл. 03.07.2000. Оpubл. 27.03.2003; бюл. № 2.
8. Ермолаев В. Т., Сорокин И. С., Флакман А. Г., Ястребов А. В. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 3. С. 15.
9. Фитасов Е. С., Леговцова Е. В., Козлов С. А., Насонов В. В. // Датчики и системы. 2017. № 8–9. С. 13.
10. Борзов А. Б., Сучков В. Б., Шахтарин Б. И., Сидоркина Ю. А. // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59, № 12. С. 119.
11. Скосырев В. Г. // Журн. радиоэлектроники. 2012. № 7. С. 8.
12. Михеев П. В., Фитасов Е. С. // Вестник Нижегородского государственного университета. Сер.: Радиофизика. 2005. Вып. 1 (3). С. 67.
13. Михеев П. В., Фитасов Е. С. // Тр. 12 междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 8–20 апреля 2006 г. Т. 3. С. 1675.
14. Фитасов Е. С. // Датчики и системы. 2017. № 3. С. 29.
15. Ланкастер П. Теория матриц. М.: Наука, 1982. 272 с.
16. Проскурин В. И. // Радиотехника и электроника. 1992. № 7. С. 1227.

Поступила в редакцию 23 мая 2019 г.; принята в печать 28 июня 2019 г.

QUASIOPTIMAL PROJECTION METHOD OF DOPPLER RADAR SIGNAL FILTRATION

E. S. Fitasov, I. Ya. Orlov, V. V. Nasonov, E. V. Bessonova, and S. A. Kozlov

We propose a method of interperiod signal processing, which is based on the projection Doppler filtration method and used for selection of moving targets. The scheme of using the algorithm of the proposed method for signal processing is presented. The efficiency of this algorithm is assessed with regard to the optimal algorithm of matched filtering for various lengths of signal sampling.