

**ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА
ПОДАВЛЕНИЯ ДВУХКОМПОНЕНТНЫХ ПОМЕХ В ПЕРВИЧНЫХ
КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РЛС**

С. А. Мясников, В. А. Сеницын

АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей»

Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д. Ф. Устинова

Рассмотрены особенности построения адаптивного фильтра подавления непреднамеренных радиолокационных помех, возникающих от двух мешающих объектов, например, при отражении зондирующих импульсных сигналов РЛС от гидрометеоров и выбрасываемых противником для маскировки целей искусственных дипольных отражателей, движущихся в одном объеме разрешения первичной когерентно-импульсной радиолокационной станции с различными радиальными скоростями. Получена оценка зависимости коэффициента улучшения адаптивного фильтра подавления двухкомпонентной пассивной помехи в функции разности доплеровских фаз помеховых составляющих.

Эффективность первичных когерентно-импульсных радиолокационных станций (РЛС) систем управления полетами воздушных судов гражданской авиации в значительной степени определяется условиями окружающей помехо-целевой обстановки.

Обнаружение воздушных судов и других целей, находящихся в зоне действия РЛС, может быть затруднено, если пассивная помеха образована одновременно от двух и более мешающих воздушных объектов, например, гидрометеоров и выбрасываемых противником для маскировки целей искусственных дипольных отражателей, движущихся в одном объеме разрешения РЛС с различными радиальными скоростями.

Ухудшение обнаружения обусловлено следующими обстоятельствами. В большинстве случаев подавители пассивных помех в устройствах обработки РЛС оснащаются режекторными фильтрами невысокого порядка (не более третьего). Адаптивные подоптимальные фильтры минимизации мощности помехи с короткой импульсной характеристикой способны быстро адаптироваться к изменениям помеховой обстановки, однако короткая обрабатываемая последовательность отраженных от целей радиолокационных импульсов не позволяет измерить значения доплеровских фаз отдельных составляющих помехи с необходимой достоверностью и точностью.

Известные адаптивные режекторные фильтры [1, 2] второго порядка способны успешно подавить двухкомпонентную помеху, если спектральные характеристики (мощность, ширина спектра) обеих составляющих одинаковы и различаются лишь доплеровским сдвигом спектра.

В этом случае нули амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра почти совпадают с максимумами энергетических спектров составляющих помехи.

Если указанное условие не выполняется, что наиболее вероятно в реальной помеховой обстановке, совпадение нулей АЧХ с частотами максимумов компонентов помех не происходит, и качество работы подавителя может оказаться неудовлетворительным для обнаружения целей.

Улучшить подавление многокомпонентной помехи возможно за счет повышения точности оценки доплеровских фаз составляющих.

Известный алгоритм [5], основанный на методе максимальной энтропии, и алгоритм [7], использующий теорию линейного предсказания, удовлетворяют требуемой точности, но им свойственен недостаток, заключающийся в необходимости длинной обучающей выборки (более 30 выборок) и сложности практической реализации.

Алгоритм [6], использующий быстрое преобразование Фурье (БПФ), достаточно точен и прост, однако его целесообразно использовать, прежде всего, для измерения доплеровской

фазы точечной цели с узким спектром. Кроме того, для достоверной оценки доплеровской фазы отношение сигнал/шум должно быть достаточно большим (10-15 дБ и более).

В соответствии с алгоритмом, основанным на использовании БПФ [6], доплеровская фаза цели может определяться по выражению

$$\hat{\varphi} = 2\pi K / N + \beta \left(|X_{\kappa+1}| - |X_{\kappa-1}| \right) / \left(|X_{\kappa-1}| + |X_{\kappa}| + |X_{\kappa+1}| \right), \quad (1)$$

где $\beta = \sum_{i=0}^{N-1} \omega_i (1 - 2 \cos 2\pi i / N) / \sum_{i=0}^{N-1} \omega_i (N - 2i) \sin 2\pi i / N$; ω_i – весовая функция; K – номер канала БПФ, в котором находится эхо-сигнал цели; X_{κ} – отсчет на выходе K -го канала БПФ.

Предлагается использовать выражение (1) для вычисления доплеровских фаз помеховых составляющих.

С этой целью вместо отсчетов БПФ X_{κ} обрабатываемого сигнала подставляются оценки амплитудного спектра помеховых отражений, которые определяются по выражению

$$\hat{X}_{\kappa} = \left(\sum_{n=1}^K \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_{i,n} \exp(-j2\pi i \kappa / N) \cdot \omega_i \right|^2 \right)^{1/2}, \quad (2)$$

где K – объем обучающей выборки.

Допущение о возможности применения выражения (1) для оценки параметров помеховых составляющих основывается на том, что на входе первичных РЛС амплитудный спектр мешающих отражений в большинстве случаев достаточно узкий, и на уровне минус 3 дБ его ширина не превышает 10% анализируемого диапазона частот.

Что же касается требования достаточно большого отношения сигнал/шум (10 – 15 дБ и более), то применительно к мешающим отражениям это условие, особенно в ближней зоне действия, выполняется практически всегда.

Справедливость принятого допущения подтверждается результатами имитационного статистического моделирования алгоритма, задаваемого выражениями (1) и (2), согласно которым отношение среднеквадратического отклонения оценок доплеровских фаз составляющих двухкомпонентной помехи к их истинной величине не превышает 7%, если объем обучающей выборки $K = 4$.

Выбор метода статистического моделирования для определения работоспособности алгоритма объясняется сложностью аналитического нахождения функции распределения оценок доплеровских фаз помеховых составляющих.

Практическая реализация алгоритма по выражениям (1) и (2) возможна в устройстве подавления мешающих отражений, образованных несколькими составляющими.

Предлагаемый адаптивный фильтр содержит устройство оценки доплеровских фаз помеховых составляющих, построенное на базе блока 8-точечного БПФ, схемы измерения спектра, порогового устройства и схемы вычисления доплеровских фаз, а также два последовательно соединенных доплеровских фильтра первого порядка, частота подавления (режекции) которых определяется настройкой встроенных цифровых фазовращателей (ФВ).

В устройстве оценки доплеровских фаз помеховых составляющих взвешенные окном Хемминга ($\alpha = 0,5$) выходные отсчеты БПФ поступают на схему измерения амплитудного спектра, которая реализует алгоритм (2).

Полученная оценка подается в пороговое устройство, где составляющие спектра сравниваются с усредненным по всем каналам БПФ уровнем шумов.

В схеме вычисления доплеровских фаз по двум наибольшим составляющим, находящимся не в смежных частотных каналах, согласно (1), определяются оценки фаз компонентов помехи $\hat{\varphi}_1$ и $\hat{\varphi}_2$, причем, если помеха образована одной составляющей, то $\hat{\varphi}_1$ и $\hat{\varphi}_2$ принимаются равными.

Цифровые фазовращатели ФВ1 и ФВ2 режекторных фильтров реализуют процедуру поворота фазы «CORDIC» [3, 4], за счет применения которой достигается почти двукратное сокращение аппаратных затрат по сравнению с устройствами комплексного умножения.

Работоспособность адаптивного фильтра проверялась методом имитационного статистического моделирования.

2-компонентная помеха моделировалась суммой двух случайных процессов с относительной шириной спектра 0,07 и 0,09, распределенных по закону Рэлея, причем средняя мощность первой составляющей в два раза превосходила мощность второй.

Для оценки качества работы фильтра рассчитаны зависимости коэффициента улучшения разработанного и известного [2] адаптивных фильтров в функции разности доплеровских фаз помеховых составляющих.

Как следует из результатов моделирования работы адаптивного фильтра подавления и соответствующих расчетов, применение предлагаемого решения обеспечивает выигрыш в коэффициенте улучшения до 6,8 дБ.

Сравнение полученных результатов с аналогичной зависимостью для адаптивного фильтра, реализующего оптимальный алгоритм с вектором весовых коэффициентов, оцениваемых по формуле

$$\hat{W} = \mu \hat{R}^{-1} S^* ,$$

где R – корреляционная матрица помехи, S – вектор-столбец ожидаемого полезного сигнала, μ – константа, $*$ – знак комплексной сопряженности, свидетельствует о незначительных потерях (до 1 дБ) в коэффициенте улучшения при применении предлагаемого фильтра по отношению к оптимальному.

Полученные данные позволяют сделать вывод о практической полезности предлагаемого алгоритма оценки доплеровских фаз составляющих помехи (1), (2) и фильтра, реализующего этот алгоритм.

Одной из отличительных особенностей фильтра является применение процедуры «CORDIC».

В работе предлагается алгоритм поворота фазы, основанный на процедуре «CORDIC», позволяющий сократить количество необходимых операций деления и комплексного умножения в адаптивных решетчатых и подоптимальных фильтрах минимизации мощности помехи.

Основные выводы:

1. Предложен алгоритм и фильтр подавления радиолокационной пассивной помехи, образованной от двух мешающих объектов, например, гидрометеоров и выбрасываемых для маскировки целей искусственных дипольных отражателей, движущихся в одном объеме разрешения РЛС с различными радиальными скоростями.

2. Получены зависимости коэффициента улучшения разработанного и известного адаптивных фильтров подавления двухкомпонентной пассивной помехи в функции разности доплеровских фаз помеховых составляющих.

3. Практическая реализация в устройстве обработки разработанного алгоритма подавления многокомпонентной помехи обеспечивает выигрыш в коэффициенте улучшения, по сравнению с известными решениями, до 6,8 дБ.

4. Принципы построения предложенного адаптивного фильтра подавления двухкомпонентных помех могут быть использованы для построения адаптивных фильтров подавления многокомпонентных помех.

Библиографический список

1. Бакулев П. А., Кован С. Е. Построение нерекурсивного адаптивного компенсатора двухкомпонентных пассивных помех // Известия вузов «Радиоэлектрон». 1981. 24. №11. С. 60 – 63.

2. Попов Д. И. Синтез цифровых адаптивных режекторных фильтров // Радиотехник. 1981. 36. №10. С. 53 – 57.
3. Применение цифровой обработки сигналов. Нью-Джерси. 1978 / Под ред. Э. Оппенгейма. Пер. с англ. / Под ред. А.М. Рязанцева. М.: Мир, 1980.
4. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Советское радио, 1977.
5. Фридландер Б. Методы спектрального оценивания на основе решетчатой структуры // ТИИЭР. 1982. 70. №9.
6. Abatzoglou Z. A fast and accurate method for estimating target Doppler. «Proc. IEEE Int. Conf. Aconst., Speech, and Signal Process, Boston, Mass., 14 – 16 Apr., 1983. Vol. 2». New York. P. 691 – 694.
7. Nehorai A. A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros. IEEE Trans. On Acoust, Speech, and Signal Process. Vol. ASSP-33. №4. 1985. P. 983 – 996.

УДК 621.396

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ НОВОГО ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА

С. А. Мясников, В. А. Сеницын

АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей»

Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д. Ф. Устинова

Рассмотрены особенности построения нового посадочного радиолокатора для радиолокационных систем управления полетами и посадкой воздушных судов в ближней зоне воздушного пространства аэродрома.

Посадочный радиолокатор (ПРЛ) является составной частью радиолокационных систем управления полетами и посадкой воздушных судов (ВС) в аэродромной зоне, использующих первичные средства радиолокации с формированием и излучением высокочастотных зондирующих импульсов, последующим приемом и обработкой отраженных радиолокационных сигналов с целью оценки параметров положения и движения обнаруженных ВС.

ПРЛ применяется автономно или в составе радиолокационной системы посадки (РСП) и обеспечивает посадку ВС на аэродромах РФ.

В целях управления полетами и посадкой ВС в ближней аэродромной зоне в РФ и за рубежом используются следующие известные посадочные радиолокаторы: ПРЛ-4 [1], РП-3Г [2], ПРЛ радиолокационных систем посадки РСП-6М2 [3] и РСП-7 [4], посадочный канал радиолокационного комплекса АН/ТРН-31[5], ПРЛ PAR 2090С [6], RP-5М [7] и другие.

В современных системах управления воздушным движением для обнаружения и контроля над полетом ВС на траектории захода на посадку широко используется ПРЛ RP-5М, являющийся наиболее близким прототипом (аналогом) ПРЛ.

ПРЛ RP-5М содержит зеркальную антенну курса, опорно-поворотное устройство (ОПУ) курса, механически соединенное с антенной курса для ее перемещения в азимутальной плоскости, антенну глиссады, ОПУ глиссады, механически соединенное с антенной глиссады для ее перемещения в угломестной плоскости, 2-канальный переключатель для подключения передатчиков и приемников к антеннам курса и глиссады, два циркулятора прием/передача каналов курса и глиссады, передатчики каналов курса и глиссады, приемники каналов курса и глиссады, два сигнальных процессора для когерентной обработки сигналов в каналах курса и глиссады, экстрактор для обработки сигналов и формирования плотов целей, устройство регистрации и технологический дисплей.