

Адаптивное обнаружение групповых многочастотных сигналов

Попов Д. И.

Рязанский государственный радиотехнический университет

E-mail: dipopov4@gmail.com

Рассмотрено адаптивное групповое режектирование пассивной помехи с последующим некогерентным накоплением остатков режектирования. Предложены принципы построения систем адаптивного обнаружения групповых многочастотных сигналов и соответствующая структурная схема обнаружителя. Проведен анализ характеристик обнаружения адаптивных систем групповой и скользящей обработки, основанный на асимптотических свойствах оценок максимального правдоподобия параметров помехи. В результате анализа установлено, что адаптивная групповая обработка поступающих отсчетов в сочетании с перестройкой несущей частоты позволяет существенно повысить эффективность обнаружения групповых многочастотных сигналов при больших вероятностях обнаружения.

Ключевые слова: адаптация; алгоритмы обнаружения; групповая обработка; многочастотный сигнал; пассивная помеха; режекторный фильтр; характеристики обнаружения

DOI: [10.20535/RADAP.2018.74.44-50](https://doi.org/10.20535/RADAP.2018.74.44-50)

Введение

Реальные радиолокационные цели представляют собой отражающие объекты сложной конфигурации, состоящие из совокупности элементарных отражателей [1, 2]. При движении цели изменяется положение отражателей относительно радиолокационной системы, что приводит к возникновению флюктуаций отраженного сигнала. От характера флюктуаций существенно зависит эффективность обнаружения радиолокационных сигналов [3]. При наиболее типичных, особенно для воздушных целей, медленных (совместных) флюктуациях при больших вероятностях обнаружения имеет место значительный проигрыш в величине порогового сигнала по сравнению с быстрыми (независимыми) флюктуациями [4, 5]. Перестройка от импульса к импульсу несущей частоты передатчика позволяет получить практически независимые флюктуации сигнала, повысив тем самым эффективность обнаружения сигналов на фоне собственного шума и затруднив селекцию сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех.

Для повышения помехозащищенности радиолокационных систем получили применение широко описанные в литературе многочастотные сигналы [6–8], существенно усложняющие построение системы в целом. К такому типу сигналов относятся и групповые многочастотные сигналы, в которых когерентность сохраняется в пределах группы импульсов, что достигается групповой перестройкой

несущей частоты. Обнаружение групповых сигналов в условиях априорной неопределенности предполагает адаптивную обработку групп когерентных импульсов с последующим накоплением результатов обработки каждой из групп. При групповой перестройке несущей частоты устраняется корреляция остатков адаптивной обработки, и обеспечиваются быстрые флюктуации полезного сигнала, однако число накапливаемых отсчетов сокращается по сравнению с традиционной обработкой скользящего типа без перестройки частоты. Представляет интерес сравнение эффективности обнаружения при традиционной и групповой обработке сигналов на фоне пассивных помех с априорно неизвестными спектрально-корреляционными характеристиками.

1 Алгоритмы обнаружения групповых сигналов

Рассмотрим обнаружение N радиоимпульсов с групповой перестройкой несущей частоты в L группах. Каждая из групп состоит из последовательности M цифровых отсчетов $U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}$ комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума, следующих через период повторения T и образующих в одном элементе разрешения по дальности совокупность вектор-столбцов $\mathbf{U}_l = \{U_{jl}\}^T$, $j = \overline{1, M}$, $l = \overline{1, L}$, причем $LM = N$ («Т» — символ транспонирования). Сигнал и помеха являются узкополосными

случайными процессами гауссовского типа, статистические свойства которых в группах описываются аналогично работе [9], что приводит к обработке отсчетов в группах на основе адаптивного матричного фильтра и многоканального когерентного накопителя. При этом сигнал от движущейся цели из-за различия доплеровских сдвигов фазы в обрабатываемых группах будет попадать в различные и априори неизвестные доплеровские каналы каждого из когерентных накопителей, что исключает объединение выходных величин последних с целью получения итоговой решающей статистики. Преодоление априорной неопределенности доплеровских сдвигов фазы сигнала достигается заменой когерентного накопления в группах некогерентным [4] с последующим суммированием L результатов раздельной обработки групп отсчетов.

Весовыми коэффициентами адаптивного матричного фильтра являются оценки элементов обратной корреляционной матрицы помехи, вычисление которых в условиях априорной неопределенности в общем случае представляет собой трудоемкую процедуру. При марковских аппроксимациях гауссовской помехи матричный фильтр преобразуется в векторный (одноканальный) адаптивный режекторный фильтр.

Адаптивный режекторный фильтр (АРФ) используется и в случае произвольных корреляционных свойств помехи [10]. При этом оптимальные весовые коэффициенты АРФ имеют вид $\hat{G}_{rl} = \hat{g}_{rl} e^{ir\hat{\phi}_l}$, $r = \overline{0, m}$, где \hat{g}_{rl} — коэффициенты импульсной характеристики АРФ, а при канонической форме реализации АРФ — его весовые коэффициенты, определяемые для каждой группы отсчетов в соответствии с конкретными в зависимости от порядка АРФ $m = M - 1$ адаптивными алгоритмами по оценкам коэффициентов межпериодной корреляции помехи $\hat{\rho}_{1k}^{n(l)} = \hat{\rho}_{1k}^{(l)}$, $k = \overline{2, m}$ [10]; $\hat{\phi}_l = \hat{\phi}_n^{(l)}$ — оценка доплеровского сдвига фазы помехи.

Адаптация весовых коэффициентов оптимизирует характеристики АРФ относительно корреляционных свойств помехи [10]. В частности, при $m = 1$ — коэффициенты $g_{0l} = g_0 = -g_{1l} = -g_1 = 1$; при $m = 2$ — $\hat{g}_{0l} = g_0 = \hat{g}_{2l} = g_2 = 1$, $\hat{g}_{1l} = -2\hat{\rho}_{12}^{(l)} = -2\hat{\rho}_l$; при $m = 3$ — $\hat{g}_{0l} = g_0 = -\hat{g}_{3l} = -g_3 = 1$, $\hat{g}_{1l} = -\hat{g}_{2l} = -\frac{\hat{\rho}_{12}^{(l)} - \hat{\rho}_{13}^{(l)}}{1 - \hat{\rho}_{12}^{(l)}}$.

Использование априорной информации о форме огибающей корреляционной функции помехи позволяет упростить алгоритмы. Для гауссовской функции ($\hat{\rho}_{1k}^{(l)} = \hat{\rho}_l^{(k-1)^2}$) при $m = 3$ получим $\hat{g}_{1l} = -\hat{g}_{2l} = -(\hat{\rho}_l + \hat{\rho}_l^2 + \hat{\rho}_l^3)$.

Оценки $\hat{\rho}_l$ и $e^{i\hat{\phi}_l}$ находятся в соответствии с максимально правдоподобными алгоритмами оценивания работы [11] раздельно для каждой группы отсчетов.

Алгоритм групповой обработки на основе АРФ при $m = M - 1$ имеет вид

$$v_r = \sum_{l=1}^L |Z_l|^2 = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{r=0}^m \hat{g}_{rl} e^{ir\hat{\phi}_l} U_{lM-r} \right|^2. \quad (1)$$

Аналогичный алгоритм скользящей обработки с учетом исключения m отсчетов переходного процесса АРФ:

$$v_c = \sum_{l=m+1}^N |Z_l|^2 = \sum_{l=m+1}^N \left| \sum_{r=0}^m \hat{g}_{rl} e^{ir\hat{\phi}_l} U_{l-r} \right|^2. \quad (2)$$

2 Структурная схема системы обнаружения групповых сигналов

Структурная схема системы обнаружения группового многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, включающая АРФ групповой обработки [12], изображена на рис. 1. Режектирование помехи при этом осуществляется раздельно по каждой группе M когерентных импульсов с известным временем поступления, соответствующим перестройке несущей частоты передатчика. В отличие от скользящей обработки групповая обработка осуществляется с помощью одного весового блока (\times), к входу которого по командам блока управления БУ блок переключения БП поочередно коммутирует весовые коэффициенты \hat{g}_{rl} . Последние для заданного порядка АРФ m определяются на основе приведенных выше адаптивных алгоритмов по оценке $\hat{\rho}_l$, вычисляемой совместно с оценкой $e^{i\hat{\phi}_l}$ по текущим и задержанным в запоминающем устройстве ЗУ1 на период повторения T отсчетам. Из-за усреднения по дальности и задержек при вычислениях оценки $\hat{\rho}_l$ и $e^{i\hat{\phi}_l}$ определяются по отношению к среднему элементу обучающей выборки с задержкой τ [11]. Для временного согласования обработки с поступающими оценками исходные отсчеты в запоминающем устройстве ЗУ2 задерживаются на интервал τ , что обеспечивает соответствие по времени обработки в АРФ отсчетов U_{jl} среднему элементу обучающей выборки. С помощью комплексного перемножения ($\dot{\times}$) с оценкой $e^{i\hat{\phi}_l}$ задержанных в цепи обратной связи (ОС) отсчетов достигается синфазность при суммировании. После завершения обработки данных $M = m + 1$ периодов, очередной перестройки несущей частоты и поступления данных первого периода следующей группы по команде БУ первый коммутатор Км1 переключает ЗУ3 к выходу фильтра, и в течение периода повторения T происходит считывание результатов режектирования Z_l .

После вычисления в блоке объединения БО величин $|Z_l|^2$ происходит их накопление. Обработка в АРФ групп из $M = m + 1$ отсчетов каждая при

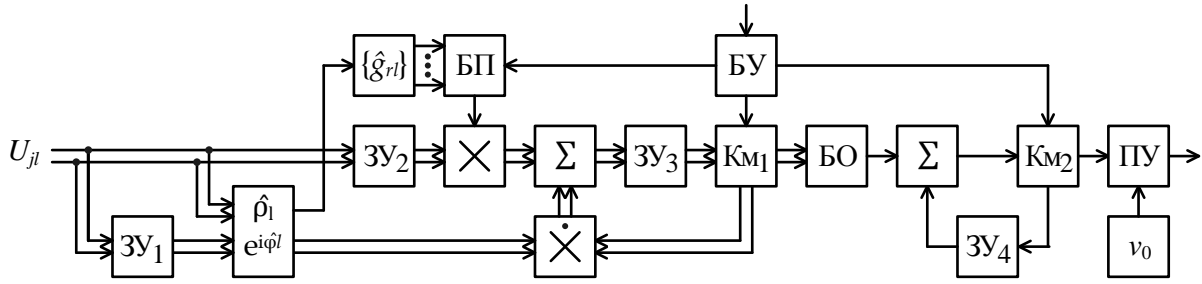


Рис. 1. Структурная схема системы адаптивного обнаружения групповых сигналов

общем числе отсчетов N , кратном M , приводит к некогерентному накоплению $L = N/M$ отсчетов, следующих с интервалом MT . (При скользящей обработке накапливается $N - m$ отсчетов.) Соответствующая задержка накапливаемых отсчетов реализуется путем синхронного с поступлением данных от АРФ заполнением отсчета запоминающего устройства ЗУ4 в течение интервала T . При дискретном сканировании антенного луча накопление осуществляется с помощью одного ЗУ4 в коммутируемой цепи ОС. После перемещения антенного луча в новое угловое положение результаты накопления через второй коммутатор Км2 поступают на вход порогового устройства ПУ, в котором сравниваются с пороговым уровнем обнаружения v_0 .

3 Анализ характеристик обнаружения групповых сигналов

Для анализа характеристик обнаружения вначале найдем корреляционные матрицы отсчетов на выходе АРФ. Совместное распределение выходных величин АРФ Z_l аппроксимируем гауссовским законом, а ошибки адаптации путем соответствующего усреднения введем в параметры корреляционной матрицы на выходе АРФ. При этом полагаем, что перестройка несущей частоты практически не изменяет спектрально-корреляционные параметры сигнала и помехи (кроме доплеровских сдвигов фазы сигнала $\phi_c^{(l)}$ и помехи $\phi_l = \phi_n^{(l)}$), т. е. $\rho_{jk}^{(l)} \cong \rho_{jk}$, $\rho_l \cong \rho$ и $\hat{g}_{rl} \cong \hat{g}_r$. С учетом внутренней суммы алгоритма (1) в общем случае для корреляционной матрицы отсчетов на выходе АРФ найдем

$$A_{lp} = \overline{Z_l Z_p^*} / 2\sigma_n^2 = \left\{ \sum_{r,s=0}^m \overline{\hat{g}_r \hat{g}_s} \rho(lM - r, pM - s) \right. \\ \left. \overline{\cos[(r-s)(\theta_l - \hat{\phi}_l)]} + \lambda \delta_{lp} \sum_{r=0}^m \overline{\hat{g}_r^2} \right\} e^{iM(l-p)\theta_l}, \quad (3)$$

где θ_l — доплеровский сдвиг фазы сигнала ($\phi_c^{(l)}$) или помехи ($\phi_l = \phi_n^{(l)}$), в случае сигнала отношение шум/помеха $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_n^2 = 0$.

Полагая, что форма огибающей корреляционной функции помехи известна и весовые коэффициенты АРФ определяются в результате функциональных преобразований $\hat{g}_r = f_r(\hat{\rho})$ [10], произведем соответствующие усреднения в (3), применяя асимптотические свойства оценок максимального правдоподобия параметров помехи $\hat{\rho}$ и $\hat{\phi}_l$ — асимптотическую нормальность и асимптотическую эффективность [11, 13]. Рассмотрим линейную аппроксимацию зависимостей $\hat{g}_r = f_r(\hat{\rho})$ в окрестности $\bar{\rho} = \rho$ в виде

$$\hat{g}_r = g_r + (\hat{\rho} - \rho)g'_r,$$

где $g'_r = f'_r(\rho)$. Используя данную аппроксимацию при усреднении в (3), с учетом асимптотической нормальности распределения оценки $\hat{\rho}$ со средним ρ и дисперсией $\sigma_{\hat{\rho}}^2$ получим

$$\overline{\hat{g}_r \hat{g}_s} = \overline{[g_r + (\hat{\rho} - \rho)g'_r][g_s + (\hat{\rho} - \rho)g'_s]} \\ = g_r g_s + \sigma_{\hat{\rho}}^2 g'_r g'_s.$$

Учитывая асимптотическую нормальность распределения $\hat{\phi}_l$ со средним ϕ_l и дисперсией $\sigma_{\hat{\phi}}^2$, найдем

$$\overline{\cos[(r-s)(\theta_l - \hat{\phi}_l)]} \\ = \cos[(r-s)(\theta_l - \phi_l)] e^{-(r-s)^2 \sigma_{\hat{\phi}}^2 / 2}.$$

С учетом проведенных усреднений окончательно получим

$$A_{lp} = \left\{ \sum_{r,s=0}^m g_r g_s \rho(lM - r, pM - s) \cdot \cos[(r-s)(\theta_l - \phi_l)] e^{-(r-s)^2 \sigma_{\hat{\phi}}^2 / 2} \right. \\ + \sigma_{\hat{\rho}}^2 \sum_{r,s=1}^{m-1} g'_r g'_s \rho(lM - r, pM - s) \cdot \cos[(r-s)(\theta_l - \phi_l)] e^{-(r-s)^2 \sigma_{\hat{\phi}}^2 / 2} \\ \left. + \lambda \delta_{lp} \left(\sum_{r=0}^m g_r^2 + \sigma_{\hat{\rho}}^2 \sum_{p=1}^{m-1} g_r^2 \right) \right\} e^{iM(l-p)\theta_l}. \quad (4)$$

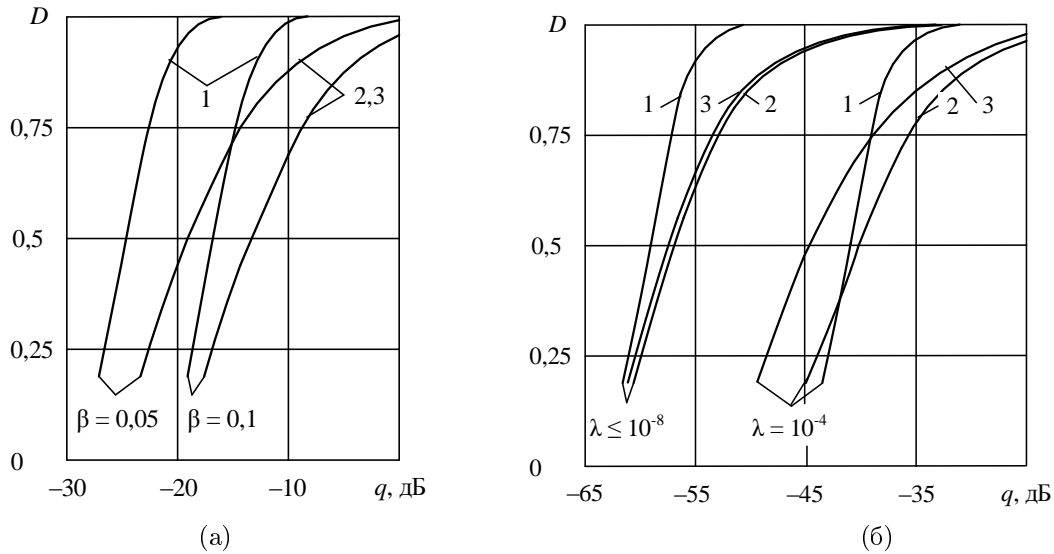


Рис. 2. Характеристики обнаружения систем обработки групповых сигналов

Дисперсии оценок определяются в соответствии с выражениями [11]:

$$\sigma_{\hat{\rho}}^2 = \frac{[(1 + \lambda)^2 - \rho^2]^2}{2n[(1 + \lambda)^2 + \rho^2]}, \quad \sigma_{\hat{\phi}}^2 = \frac{(1 + \lambda)^2 - \rho^2}{2n\rho^2},$$

где n — объем обучающей выборки, определяемый числом независимых отсчетов со смежных элементов разрешения по дальности, усредняемых при вычислении оценок.

Выражение (4) при $\theta_l = \theta$ и $\phi_l = \phi$ соответствует элементам матрицы $\mathbf{A} = \|A_{lp}\|$ размерности $L \times L$ при групповой обработке без перестройки несущей частоты. В случае перестройки несущей частоты при групповой обработке отсчеты Z_l некоррелированы и матрица \mathbf{A} является диагональной, т. е. $A_{lp} = 0$ при $l \neq p$. При скользящей обработке без перестройки частоты в результате аналогичных вычислений с учетом внутренней суммы алгоритма (2) для элементов матрицы \mathbf{A} размерности $(N - m) \times (N - m)$ получаем соответствующее (4) выражение, в котором $\theta_l = \theta$, $\phi_l = \phi$ и $M = 1$.

Для определения вероятностных характеристик системы обнаружения найдем теперь распределение решающей статистики

$$v = \sum_l |Z_l|^2 = \mathbf{Z}^* \mathbf{T} \mathbf{Z}, \quad (5)$$

где $\mathbf{Z} = \{Z_l\}^T$ — K -мерный вектор-столбец, причем $K = L$ или $K = N - m$ при групповой или скользящей обработке соответственно.

Используем универсальную методику анализа на основе метода характеристических функций [14]. С этой целью введем совместную плотность вероятности вектора \mathbf{Z} :

$$P(\mathbf{Z}) = (2\pi)^{-K} (\det \mathbf{B}) \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{Z}^* \mathbf{T} \mathbf{B} \mathbf{Z}\right),$$

где \mathbf{B} — матрица, обратная матрице \mathbf{A} .

Тогда характеристическая функция величины v определяется следующим образом:

$$\Theta_v(it) = \overline{\exp(itv)} = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} P(\mathbf{Z}) e^{itv} d\mathbf{Z},$$

$$d\mathbf{Z} = dZ_1 dZ_2 \dots dZ_K.$$

В результате вычислений с использованием плотности вероятности $P(\mathbf{Z})$ и величины v из алгоритма (5), получаем

$$\Theta_v(it) = \det \mathbf{B} [\det(\mathbf{B} - 2it \mathbf{I})]^{-1} = [\det(\mathbf{I} - 2it \mathbf{A})]^{-1},$$

где $\mathbf{I} = \mathbf{A} \mathbf{B}$ — единичная матрица.

Плотность вероятности статистики v находится с помощью преобразования Фурье данной характеристической функции:

$$p(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_v(it) e^{-itv} dt$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-itv}}{\det(\mathbf{I} - 2it \mathbf{A})} dt. \quad (6)$$

С целью приведения определителя в подынтегральном выражении к необходимому для интегрирования виду используем метод собственных значений [14], представляющий характеристическую функцию в виде

$$\Theta_v(it) = \prod_{j=1}^K (1 - 2it\alpha_j)^{-1}, \quad (7)$$

где α_j — собственные значения матрицы \mathbf{A} , $K = L$ или $K = N - m$.

В результате интегрирования в соотношении (6) с использованием метода вычетов и с учетом выражения (7) находится плотность вероятности $p(v)$,

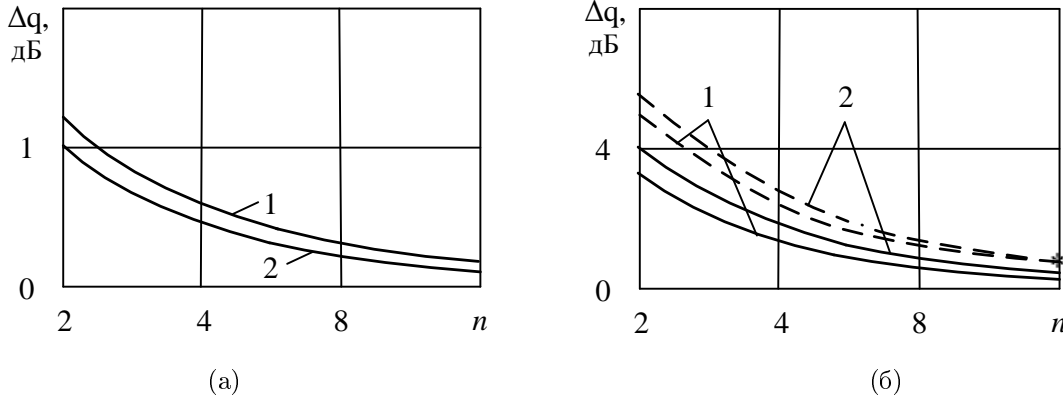


Рис. 3. Зависимости потерь в пороговом отношении сигнал/помеха от объема обучающей выборки

по которой определяется искомая вероятность превышения порогового уровня v_0 статистикой v :

$$P(v \geq v_0) = \int_{v_0}^{\infty} p(v) dv = \sum_{j=1}^S e^{-\frac{v_0}{\alpha_j}} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^K \left(1 - \frac{\alpha_k}{\alpha_j}\right)^{-1}, \quad (8)$$

где S — число различных положительных собственных значений матрицы \mathbf{A} .

Использование в выражении (8) собственных значений матрицы помехи \mathbf{A}_n приводит к вычислению вероятности ложной тревоги F , а собственных значений матрицы суммы сигнала и помехи $\mathbf{A}_{сн} = q\mathbf{A}_с + \mathbf{A}_n$ (где $q = \sigma_c^2/\sigma_n^2$ — отношение сигнал/помеха) — вероятности правильного обнаружения D .

4 Результаты расчетов

На рис. 2 приведены характеристики обнаружения систем обработки без учета ошибок адаптации при $\lambda \leq 10^{-4}$, $F = 10^{-3}$, $N = 20$, $\phi_c^{(l)} - \phi_l = \pm(2k - 1)\pi$, совместных флуктуациях сигнала ($\rho_{jk}^c = 1$) и гауссовской функции корреляции помехи ($\rho_{jk} = e^{-[\pi\beta(j-k)]^2/2.8} = \rho^{(j-k)^2}$, где $\beta = \Delta f T$ — нормированная ширина спектра, $\rho = e^{-(\pi\beta)^2/2.8}$). Номера 1 и 2 обозначены характеристики для системы групповой обработки соответственно с перестройкой и без перестройки несущей частоты, номером 3 — для системы скользящей обработки без перестройки частоты. Кривые на рис. 2, а соответствуют системе на основе АРФ 1-го порядка ($m = 1$) с частичной адаптацией (только к ϕ) и весовыми коэффициентами $g_0 = -g_1 = 1$. Из рисунка следует, что обусловленный перестройкой частоты выигрыш составляет от 4...5 дБ при $D = 0,5$ и до 10 дБ при $D = 0,9$. Причем, эффективность систем групповой и скользящей обработки без перестройки частоты

практически совпадает, т. е. кривые 2 и 3 при различных β сливаются в одну кривую.

Характеристики обнаружения системы на основе АРФ с полной адаптацией (к ρ и ϕ) при $m = 3$ и $\beta = 0,05$ приведены на рис. 2б. При этом весовые коэффициенты АРФ $g_0 = -g_3 = 1$, $g_1 = -g_2 = -(\rho + \rho^2 + \rho^3)$ и их производные $g'_1 = -g'_2 = -(1 + 2\rho + 3\rho^2)$. Увеличение порядка АРФ приводит к повышению эффективности системы. При $\lambda \leq 10^{-8}$ переход от скользящей обработки к групповой без перестройки частоты, соответственно кривые 3 и 2, не приводит к заметным потерям, а применение перестройки частоты (кривая 1) позволяет получить существенные выигрыши (8 дБ и более при $D \geq 0,9$). При $\lambda = 10^{-4}$ система групповой обработки без перестройки частоты (кривая 2) из-за сокращения числа накапливаемых отсчетов проигрывает системе скользящей обработки (кривая 3). Однако и в этом случае групповая перестройка частоты (кривая 1) приводит к выигрышам в эффективности при $D > 0,75$.

На рис. 3 для системы групповой обработки с перестройкой несущей частоты (кривые 1) и без перестройки (кривые 2) при $\lambda = 10^{-8}$, $D = 0,5$, $m = 1$ (рис. 3а) и $m = 3$ (рис. 3б) представлены в зависимости от объема обучающей выборки n потери Δq в пороговом отношении сигнал/помеха по сравнению с эффективностью системы при известных параметрах помехи. Сплошные кривые соответствуют частичной, а штриховые кривые — полной адаптации. При $\lambda = 10^{-4}$ потери составляют доли децибела и на рис. 3 не показаны. В целом, приемлемый уровень потерь в эффективности достигается уже при $n = 8$.

Заключение

Рассмотренные алгоритмы обнаружения осуществляют адаптивное групповое режектирование пассивной помехи с последующим некогерентным накоплением остатков режектирования.

Предложенная структурная схема обнаружителя реализует групповое режектирование с помощью

одного весового блока и синфазного суммирования взвешенных отсчетов с использованием задержанной обратной связи и может быть реализована аппаратно-программными средствами цифровой вычислительной техники.

Рассмотренный метод анализа характеристик обнаружения адаптивных систем групповой и скользящей обработки, основанный на асимптотических свойствах оценок максимального правдоподобия параметров помехи, позволяет выбирать объем обучающей выборки в зависимости от величины допустимых потерь в эффективности системы.

В результате проведенного анализа установлено, что адаптивная групповая обработка поступающих отсчетов в сочетании с перестройкой несущей частоты позволяет за счет декорреляции накапливаемых остатков режектирования существенно повысить эффективность обработки при больших вероятностях обнаружения.

Перечень ссылок

1. Melvin W.L. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques / W.L. Melvin, J.A. Scheer. — New York : SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. — 846 p.
2. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. — М. : Техносфера, 2014. — 672 с.
3. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition / M.A. Richards. — New York : McGraw-Hill Education, 2014. — 618 p.
4. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. — М. : Радио и связь, 1981. — 416 с.
5. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем / Д.И. Попов. — Рязань: РГРТУ, 2011. — 80 с.
6. Muzalevskiy K.V. Multifrequency radiometric method of the temperature profile measurement in the active topsoil / K.V. Muzalevskiy, Z. Ruzhecka, V.L. Mironov V.L. // Radiophysics and Quantum Electronics. — 2015. — Vol. 58, No 5. — P. 339-349.
7. Angelliaume S. Multifrequency radar imagery and characterization of hazardous and noxious substances at sea / S. Angelliaume, P. Martineau, B. Minchew, S. Chataing, V. Miegbielle // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. — 2017. — Vol. 55, No. 5. — pp. 3051-3066.
8. Bi D. Multifrequency compressed sensing for 2-d near-field synthetic aperture radar image reconstruction / D. Bi, Y. Xie, L. Ma, X. Li, X. Yang, Y.R. Zheng // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. — 2017. — Vol. 66, No 4. — P. 777-791.
9. Попов Д. И. Адаптивное обнаружение сигналов на фоне пассивных помех / Д.И. Попов // Вестник НТУУ «КПИ». Серия Радиотехника. Радиоаппаратостроение. — 2017. — № 70. — с. 5-10.
10. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами / Д.И. Попов // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». — 2015. — № 2 (14). — С. 21-26.

11. Попов Д.И. Оценивание корреляционных параметров пассивных помех / Д.И. Попов // Радиопромышленность. — 2017. — № 1. — С. 57-62.
12. Патент 2634615 РФ, МПК G01S 13/524. Фильтр режектирования помех / Д.И. Попов; опублик. 02.11.2017, Бюл. № 31. — 10 с.
13. Крамер Г. Математические методы статистики / Г. Крамер ; пер. с англ. под ред. А. Н. Колмогорова. — М. : Мир, 1975. — 648 с.
14. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи / Д. Миддлтон ; пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина. — М. : Сов. радио, 1961-1962.

References

- [1] Melvin W.L. and Scheer J.A. eds (2012) *Principles of Modern Radar: Advanced techniques*, SciTech Publishing, IET, 846 p. DOI: 10.1049/sbra020e
- [2] Skolnik M.I. ed. (2008) *Radar Handbook, 3rd ed.*, McGraw-Hill, 1352 p.
- [3] Richards M.A. (2014) *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*, New York, McGraw-Hill Education, 618 p.
- [4] Shirman Ya.D. and Manzhos V.N. (1981) *Teoriya i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii* [Theory and technique of processing radar information]. Moscow, Radio i svjaz', 416 p. (In Russian)
- [5] Popov D.I. (2011) *Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem* [Statistical theory of radio engineering systems], Ryazan', RGRU, 80 p.
- [6] Muzalevskiy K.V., Ruzhecka Z. and Mironov V.L. (2015) Multifrequency Radiometric Method of the Temperature Profile Measurement in the Active Topsoil. *Radiophysics and Quantum Electronics*, Vol. 58, Iss. 5, pp. 339-349. DOI: 10.1007/s11141-015-9608-z
- [7] Angelliaume S., Minchew B., Chataing S., Martineau P. and Miegbielle V. (2017) Multifrequency Radar Imagery and Characterization of Hazardous and Noxious Substances at Sea. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 55, Iss. 5, pp. 3051-3066. DOI: 10.1109/tgrs.2017.2661325
- [8] Bi D., Xie Y., Ma L., Li X., Yang X. and Zheng Y.R. (2017) Multifrequency Compressed Sensing for 2-D Near-Field Synthetic Aperture Radar Image Reconstruction. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 66, Iss. 4, pp. 777-791. DOI: 10.1109/tim.2017.2654578
- [9] Popov D.I. (2017) Adaptive signal detection on the background clutter. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. Radioaparabuduv.*, No 70, pp. 5-10. (In Russian)
- [10] Popov D.I. (2015) The adaptive notch filter with complex weights. *Vestnik Kontserna PVO "Almaz - Antei"*, No 2 (14), pp. 21-26. (in Russian)
- [11] Popov D.I. (2017) Evaluation of clutter correlation parameters. *Radio industry*, Iss. 1, pp. 57-62. DOI: 10.21778/2413-9599-2017-1-57-62
- [12] Popov D.I. (2017) *Clutter rejection filter*. Patent RU2634615
- [13] Cramér H. (1946) *Mathematical Methods of Statistics (PMS-9)*. DOI: 10.1515/9781400883868

- [14] Middleton D. (1996) *An Introduction to Statistical Communication Theory: An IEEE Press Classic Reissue*, Wiley-IEEE Press, 1184 p.

Адаптивне виявлення групових багаточастотних сигналів

Попов Д. І.

Розглянуто адаптивне групове виявлення пасивної перешкоди з подальшим некогерентним накопиченням залишку режектування. Запропоновано принципи побудови систем адаптивного виявлення групових багаточастотних сигналів і відповідна структурна схема детектора. Проведено аналіз характеристик виявлення адаптивних систем групової та послідовної обробки, що заснований на асимптотичній властивості оцінок максимальної правдоподібності параметрів перешкоди. В результаті аналізу встановлено, що адаптивна групова обробка поступаючих відліків в поєднанні зі зміною носійної частоти дозволяє істотно підвищити ефективність виявлення групових багаточастотних сигналів за умови значної ймовірності виявлення.

Ключові слова: адаптація; алгоритми виявлення; групова обробка; багаточастотний сигнал; пасивна перешкода; режекторний фільтр; характеристики виявлення

Adaptive detection of group multifrequency signals

Popov D. I.

Introduction. The article poses the problem of adaptive detection of group multifrequency signals of moving

targets against the background of clutter with a priori uncertainty of the clutter parameters. The purpose of the article is to analyze adaptive systems for detecting group multifrequency signals.

Algorithms for the detection of group signals. The principles of constructing systems for adaptive detection of group multifrequency signals are proposed and algorithms for group and sliding signal processing on the background of clutter are presented.

A block diagram of a system for detecting group signals. A block diagram of the system for adaptive detection of a group multifrequency signal against a background of clutter is proposed. In the system, the clutter rejection is performed separately for each group of coherent pulses with a known arrival time corresponding to the tuning of the carrier frequency of the transmitter.

Analysis of the characteristics of the detection of group signals. The analysis of the detection characteristics of adaptive systems of group and sliding processing is based on the asymptotic properties of the maximum likelihood estimates of the clutter parameters and allows you to choose the training sample size depending on the loss in system efficiency.

Results of calculations. The results of calculations of the detection characteristics of the group and sliding processing systems with tuning and without the carrier frequency tuning are presented.

Conclusion. Carrier frequency tuning in combination with adaptive group processing of incoming samples allows to significantly increase the detection efficiency of group multifrequency signals at high detection probabilities.

Key words: adaptation; detection algorithms; group processing; multifrequency signal; clutter; rejection filter; detection characteristics