

УДК 621.391:621.396.96

АДАПТАЦИЯ СИСТЕМ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru

ADAPTATION OF QUASI-OPTIMAL SIGNAL PROCESSING SYSTEMS AGAINST THE BACKGROUND OF CLUTTER

Popov D.I.

Quasi-optimal processing systems that carry out coherent accumulation of cutting residues are considered. It is shown that systems of this type follow from the procedure of statistical synthesis, which generally leads to matrix processing and subsequent coherent accumulation. With Markov approximations of interference, the adaptive matrix filter is transformed into a vector adaptive vector filter (RF), leading to the traditional quasi-optimal structure of the «vector filter – coherent storage». Based on the introduced criterion, a two-stage optimization problem has been solved. At the first stage, the optimal RF vector is determined, at the second stage – a multichannel filter (MF) of coherent accumulation. Optimization results are presented depending on the correlation properties of the interference and a comparison is made with the efficiency of optimal processing. The dependences of the optimal RF order on the magnitude of the dynamic range of interference in relation to the level of intrinsic noise are obtained. Having a directly proportional character. The conditions are established under which a system of a fixed structure, the scheme of which is given, is achieved close to potential efficiency. The conditions for the use of tunable structure systems are considered, in which it is possible to approach the potential efficiency when changing the interference parameters in a relatively wide range only when optimizing the RF order by appropriate restructuring of the structure. A method for choosing the RF and MF orders is proposed, based on the relationship of the optimal RF order with the increment of the interference transmission coefficient at the RF output when its order changes. As a result of the analysis of the dependences of the increments of the passage coefficient, the condition for choosing the optimal order of the RF is established. A block diagram of the adaptive processing system of the transferred structure is given.

Key words: adaptation, quasi-optimal processing, coherent storage, optimization, clutter, restructuring of the structure, rejection filter, signal.

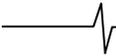
Ключевые слова: адаптация, квазиоптимальная обработка, когерентный накопитель, оптимизация, пассивная помеха, перестройка структуры, режекторный фильтр, сигнал.

Введение

Обнаружение сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, является одной из актуальных радиолокационных задач [1-4]. Пассивные помехи могут существенно нарушать нормальную работу радиолокационных систем, приводя к перегрузкам приемного тракта и, как следствие этого, к потере полезных сигналов. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора дополнительно затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого

Рассмотрены системы квазиоптимальной обработки, осуществляющие когерентное накопление остатков режектирования. Показано, что системы такого типа вытекают из процедуры статистического синтеза, приводящего в общем случае к матричной обработке и последующему когерентному накоплению. При марковских аппроксимациях помехи адаптивный матричный фильтр преобразуется в векторный адаптивный режекторный фильтр (RF), приводя к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель». На основе введенного критерия решена задача двухэтапной оптимизации. На первом этапе определяется оптимальный вектор RF, на втором этапе – многоканального фильтра (MF) когерентного накопления. Приведены результаты оптимизации в зависимости от корреляционных свойств помехи и проведено сравнение с эффективностью оптимальной обработки. Получены зависимости оптимального порядка RF от величины динамического диапазона помехи по отношению к уровню собственного шума, имеющие прямо пропорциональный характер. Установлены условия, при которых достигается близкая к потенциальной эффективность систем фиксированной структуры, схема которой приводится. Рассмотрены условия применения систем перестраиваемой структуры, при которых приблизиться к потенциальной эффективности при изменении параметров помехи в сравнительно широком диапазоне возможно только при оптимизации порядка RF путем соответствующей перестройки структуры. Предложен метод выбора порядков RF и MF, основанный на связи оптимального порядка RF с величиной приращения коэффициента прохождения помехи на выходе RF при изменении его порядка. В результате анализа зависимостей приращений коэффициента прохождения установлено условие выбора оптимального порядка RF. Приведена структурная схема системы адаптивной обработки перестраиваемой структуры.

быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предвари-



тельной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [6] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [7]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [8]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [9]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [10]. Повышение эффективности режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [11].

На практике находят применение системы квазиоптимальной обработки, осуществляющие когерентное накопление остатков режектирования. Данные операции вытекают из алгоритма оптимальной обработки и являются оптимальными только в крайнем случае сильно коррелированной помехи. В произвольном случае оптимальные операции помимо когерентного накопления включают матричную обработку, реализация которой наталкивается на проблему обращения эмпирической корреляционной матрицы помехи. При марковских аппроксимациях помехи адаптивный матричный фильтр преобразуется в векторный адаптивный режекторный фильтр (РФ), приводя к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель». Представляет интерес параметрическая и структурная оптимизация систем квазиоптимальной обработки в условиях априорной неопределенности при произвольных корреляционных свойствах помехи.

Статистическое описание сигналов и помех

Рассмотрим обработку N отсчетов комплексных огибающих $U_j = x_j + iy_j$ ($j = \overline{1, N}$) аддитивной смеси пачки когерентных радиоимпульсов, пассивной помехи и собственного шума, следующих через период повторения T и образующих в одном элементе разрешения по дальности вектор-столбец $\mathbf{U} = \{U_j\}^T$. Сигнал и помеха являются узкополосными случайными процессами гауссовского типа. Статистические свойства вектора $\mathbf{U} = \{U_j\}^T$ описываются с точностью до параметров его корреляционной матрицы \mathbf{R} совместной плотностью вероятности

$$P(\mathbf{U}) = (2\pi)^{-N} (\det \mathbf{W}) \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*T} \mathbf{W} \mathbf{U}\right), \quad (1)$$

где \mathbf{W} – матрица, обратная корреляционной матрице

$\mathbf{R} = \overline{\mathbf{U} \mathbf{U}^{*T}} / 2(\sigma_{\text{п}}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)$, которая для аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума представляется в виде $\mathbf{R}_{\text{сн}} = \mathbf{R}_{\text{с}} + \mathbf{R}_{\text{п}}$.

Элементы матриц $\mathbf{R}_{\text{с}}$ и $\mathbf{R}_{\text{п}}$ при симметричных спектрах сигнала и помехи имеют соответственно вид

$$R_{jk}^{\text{с}} = q \rho_{jk}^{\text{с}} e^{i(j-k)\varphi_{\text{с}}} / (1 + \lambda) \quad \text{и}$$

$$R_{jk}^{\text{п}} = (\rho_{jk}^{\text{п}} e^{i(j-k)\varphi_{\text{п}}} + \lambda \delta_{jk}) / (1 + \lambda),$$

где $q = \sigma_{\text{с}}^2 / \sigma_{\text{п}}^2$ – отношение сигнал/помеха; $\rho_{jk}^{\text{с}}$ и $\rho_{jk}^{\text{п}}$ – коэффициенты межпериодной корреляции соответственно сигнала и помехи; $\varphi_{\text{с}}$ и $\varphi_{\text{п}}$ – доплеровские сдвиги фазы соответственно сигнала и помехи за период повторения T ; $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\text{п}}^2$ – отношение шум/помеха; δ_{jk} – символ Кронекера.

Алгоритмы и анализ обработки сигналов

Алгоритм оптимальной обработки входных данных определяется в результате вычисления отношения правдоподобия $\Lambda(\mathbf{U}) = P_{\text{сн}}(\mathbf{U}) / P_{\text{п}}(\mathbf{U})$ [3], которое при использовании плотностей вероятности сигнала и помехи $P_{\text{сн}}(\cdot)$ и одной помехи $P_{\text{п}}(\cdot)$, соответствующих (1), принимает вид

$$\Lambda(\mathbf{U}) = C \exp\left(\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U}\right), \quad (2)$$

где $C = \det \mathbf{W}_{\text{сн}} / \det \mathbf{W}_{\text{п}}$; $\mathbf{Q} = \mathbf{W}_{\text{п}} - \mathbf{W}_{\text{сн}}$ – матрица обработки входных данных.

Отношение правдоподобия (2) является монотонной функцией статистики

$$u = \mathbf{U}^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U} \geq u_0,$$

где u_0 – пороговый уровень обнаружения.

Вычисляя матрицу \mathbf{Q} при $q \ll 1$ и совместных флюктуациях сигнала ($\rho_{jk}^{\text{с}} = 1$), с точностью до постоянного множителя получаем статистику $u = |X|^2$, в основе которой лежит алгоритм оптимальной линейной фильтрации

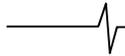
$$X = \sum_{k=1}^N e^{-ik\varphi_{\text{с}}} \sum_{j=1}^N W_{jk}^* U_j, \quad (3)$$

где $W_{jk} = W_{jk}^{\text{п}}$ – элементы обратной корреляционной матрицы помехи.

При симметричном спектре помехи $W_{jk} = w_{jk} e^{i(j-k)\varphi_{\text{п}}}$. Тогда алгоритм (3) принимает вид

$$X = \sum_{k=1}^N e^{-ik(\varphi_{\text{с}} - \varphi_{\text{п}})} \sum_{j=1}^N w_{jk} e^{-ij\varphi_{\text{п}}} U_j. \quad (4)$$

Внутренняя сумма в алгоритме (4) соответствует операциям, реализуемым матричным фильтром. Для помехи, описываемой марковской последовательностью, матричный фильтр трансформируется в одноканальный режекторный фильтр, приводя к традиционной квазиопти-



мальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель».

Режектирование помехи может быть осуществлено фильтром порядка m с комплексными весовыми коэффициентами [5], определяемыми по коэффициентам ρ_{jk}^n и величине φ_n или их оценкам, или с предварительной автокомпенсацией доплеровских сдвигов фазы помехи, в результате которой вычисляются отсчеты $\tilde{U}_j = U_j e^{-i j \hat{\varphi}_n}$ [6], и последующим режектированием помехи более простым фильтром с действительными весовыми коэффициентами g_k [7], обработка в котором описывается N -мерной матрицей режекции \mathbf{d} верхней треугольной формы с элементами $d_{jk} = g_{k-j}$ при $k \leq j + m$ и $d_{jk} = 0$ при $k > j + m$.

Ввиду неопределенности величины $\theta = \varphi_c - \hat{\varphi}_n$ когерентное накопление остатков режектирования осуществляется многоканальным фильтром (МФ), l -й канал которого описывается N -мерным вектор-столбцом весовых коэффициентов \mathbf{H}_l с элементами $H_k^l = 0$ при $1 \leq k \leq m$ и $H_k^l = h_{k-m}^l e^{i(k-m)\psi_l}$ при $m < k \leq N$. Порядок МФ, определяемый числом ненулевых элементов вектора \mathbf{H}_l , сокращается за счет обработки в РФ.

Выигрыш в отношении сигнал-помеха на выходе l -го канала МФ определяется выражением

$$\mu_l(\theta) = \mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l / \mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}] \mathbf{h}_l, \quad (5)$$

где $\mathbf{h}_l = \{h_k^l\}^T - (N - m)$ -мерный вектор-столбец; $\mathbf{r}_c(\theta)$, \mathbf{r}_n – корреляционные матрицы, учитывающие погрешности автокомпенсации [6] и фазовые сдвиги МФ; причем

$$r_{jk}^{cl}(\theta) = \tilde{\rho}_{jk}^c \cos[(j - k)(\theta - \psi_l)],$$

$$r_{jk}^{nl} = \tilde{\rho}_{jk}^n \cos[(j - k)\psi_l] + \lambda \delta_{jk},$$

$$\tilde{\rho}_{jk}^{c,n} = \rho_{jk}^{c,n} \exp[-(j - k)^2 \sigma_{\hat{\varphi}_n}^2 / 2],$$

где $\sigma_{\hat{\varphi}_n}^2$ – дисперсия оценки $\hat{\varphi}_n$ [6]; символ $[\cdot]$ означает операцию вычеркивания m первых строк и столбцов матрицы $\mathbf{d}^T \mathbf{r} \mathbf{d}$.

Критерий оптимизации систем обработки сигналов

Полагая распределение величины θ равномерным в пределах полосы пропускания $\Delta\psi_l = \Delta\psi$ любого канала МФ с центральным значением ψ_l и исключая ее неопределенность путем усреднения выражения (5), критерий оптимизации представим в виде

$$\begin{aligned} \mu_l &= \max_{\mathbf{d}, \mathbf{h}_l} \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l - \Delta\psi/2}^{\psi_l + \Delta\psi/2} \mu_l(\theta) d\theta = \\ &= \max_{\mathbf{d}, \mathbf{h}_l} \left(\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l / \mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}] \mathbf{h}_l \right), \end{aligned} \quad (6)$$

где элементы матрицы \mathbf{r}_c имеют вид $r_{jk}^c = \tilde{\rho}_{jk}^c \text{sinc}[(j - k)\Delta\psi/2]$.

Решение задачи (6) основывается на известных из теории матриц экстремальных свойствах собственных значений и осуществляется в два этапа.

На первом этапе по алгоритмам работы [5] определяется оптимальный вектор $\mathbf{g} = \{g_k\}$, который для РФ порядка m является собственным вектором $(m + 1)$ -мерной матрицы $\|\tilde{\rho}_{jk}^n\|$, соответствующим ее минимальному собственному значению α_{\min} и реализующим на выходе РФ $\mu_{\max} = (\alpha_{\min} + \lambda)^{-1}$. В частности,

– при $m = 1$ $g_0 = -g_1 = 1$;

– при $m = 2$ $g_0 = g_2 = 1$, $g_1 = -2\tilde{\rho}_{12}^n / (1 - \alpha_{\min})$,

причем α_{\min} определяется коэффициентами $\tilde{\rho}_{12}^n$ и $\tilde{\rho}_{13}^n$;

– при $m = 3$ $g_0 = -g_3 = 1$, $g_1 = -g_2 =$

$$= -\left(1 + \frac{\tilde{\rho}_{12}^n - \tilde{\rho}_{14}^n}{1 - \tilde{\rho}_{13}^n} \right).$$

На втором этапе при известной матрице \mathbf{d} по критерию (6) оптимизируется вектор \mathbf{h}_l . Величина $\mu_{l\max}$ определяется путем решения характеристического уравнения $\det\{[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] - \mu_l [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}]\} = 0$ и является максимальным собственным значением матрицы $[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}]$. Собственный вектор этой матрицы, соответствующий $\mu_{l\max}$ и определяемый из матричного уравнения

$$[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l = \mu_{l\max} \mathbf{h}_l,$$

представляет собой оптимальный вектор \mathbf{h}_l . Данная процедура определения векторов \mathbf{g} и \mathbf{h}_l при $m = \text{const}$ соответствует параметрической оптимизации системы обработки. Варьирование величины $m = \overline{0, N - 1}$ приводит к структурной оптимизации системы.

Рассмотрим результаты оптимизации системы РФ-МФ для совместных флюктуаций сигнала ($\rho_{jk}^c = 1$) и корреляционной функции помехи в виде взвешенной суммы гауссовской и экспоненциальной функций:

$$\rho_{li}^n = \rho_{li} = \beta_0 \rho^{(i-1)^2} + (1 - \beta_0) \rho^{i-1},$$

где весовой коэффициент β_0 принимает значение от 0 до 1.

Погрешности автокомпенсации принимаем несущественными, т.е. $\sigma_{\hat{\varphi}_n}^2 \approx 0$ и $\tilde{\rho}_{li} \approx \rho_{li}$. На рис. 1 при $N = 8$, $\lambda = 10^{-6}$ и нормированной ширине спектра помехи $\beta_n = \Delta f_n T = 0,1$ приведены зависимости $\mu(\theta)$ для систем оптимальной и квазиоптимальной обработки соответственно штриховыми и сплошными кривыми. Кривые А, Б и В соответствуют значениям коэффициента $\beta_0 = 1; 0,9$ и 0. Как видим, эффективность систем существенно зависит от корреляционных свойств поме-

хи, а также от порядка РФ m , особенно при гауссовской функции корреляции ($\beta_0 = 1$, кривая А). В этом случае при $m = 5$ эффективность системы достигает предельной величины и приближается к эффективности оптимальной системы, проигрывая ей менее 1 дБ в большей части диапазона θ . Дальнейшее увеличение m вплоть до значения $N - 1 = 7$ приводит к сужению скоростной характеристики системы и значительным проигрышам. При экспоненциальной функции корреляции помехи ($\beta_0 = 0$), как следует из кривых В, оптимальный порядок РФ, при котором эффективность системы практически достигает потенциальной эффективности, соответствует $m = 1$. С ростом β_0 эффективность системы при $m = 1$ и 2 сближается и при $\beta_0 = 0,9$ (кривые Б) оказывается практически одинаковой. При $\beta_0 > 0,9$ оптимальный порядок РФ $m > 1$, что предполагает перестройку структуры системы.

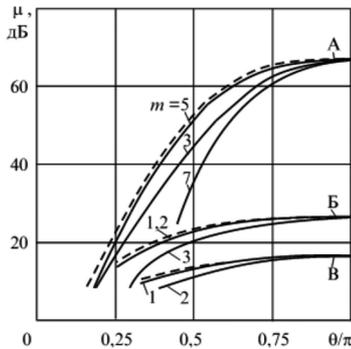


Рис. 1. Зависимости $\mu(\theta)$ для систем оптимальной (штриховые кривые) и квазиоптимальной (сплошные кривые) обработки

Оптимизация структуры и параметров системы обработки

При оптимизации структуры и параметров системы обработки сигналов существенное значение имеет динамический диапазон помехи λ^{-1} по отношению к уровню собственного шума. На рис. 2 приведены зависимости оптимального порядка РФ $m_{\text{опт}}$ от величины λ^{-1} для различных значений ширины спектра помехи $\beta_{\text{п}}$ при гауссовской функции корреляции ($\beta_0 = 1$). Как видим, оптимальный порядок РФ связан с величиной λ^{-1} практически прямо пропорциональной зависимостью. При расширении спектра помехи порядок РФ вначале возрастает, а затем уменьшается, что обусловлено соответствующим перераспределением эффективности подавления помехи в РФ и накопления сигнала в МФ.

- Из проведенных исследований следует, что в случае:
- помех, соответствующих величине $\beta_0 \leq 0,9$;
 - ограниченного или постоянного динамического диапазона помехи ($\lambda^{-1} \approx \text{const}$);
 - малого интервала изменения параметра $\beta_{\text{п}}$,

величина $m_{\text{опт}}$ является практически постоянной, а близкая к потенциальной эффективность достигается системой фиксированной структуры (рис. 3), реализуемой в виде каскадного соединения автокомпенсатора

(АК) доплеровской скорости помехи [6], а также адаптивных РФ и МФ фиксированных порядков.

Адаптация весовых коэффициентов РФ g_k осуществляется по оценкам коэффициентов корреляции помехи $\hat{\rho}_{1i} \approx \hat{\rho}_{1i}$ ($i = \overline{2, m+1}$) на выходе АК [7], а весовых коэффициентов МФ h_k – по оценкам коэффициентов корреляции остатков помехи \hat{a}_{1i} ($i = \overline{2, N-m}$) на выходе РФ [12]. Одинаковое взвешивание во всех доплеровских каналах ($\mathbf{h}_l = \mathbf{h}$) позволяет реализовать МФ на базе алгоритма дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Областью применения систем перестраиваемой структуры являются помехи, соответствующие $\beta_0 > 0,9$ и непостоянной величине динамического диапазона λ^{-1} . В этих условиях приблизиться к потенциальной эффективности при изменении параметров помехи в сравнительно широком диапазоне возможно только при оптимизации порядка РФ путем соответствующей перестройки структуры. Полученные в результате оптимизации зависимости $m_{\text{опт}}$ от параметров помехи позволяют в процессе адаптации на основе классификации помеховой обстановки выбирать порядок РФ и МФ.

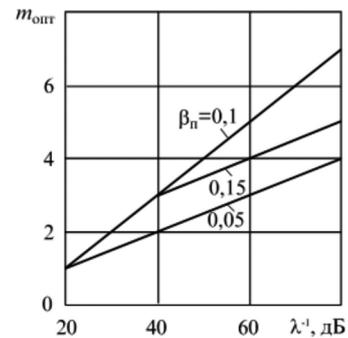


Рис. 2. Зависимости оптимального порядка РФ от величины динамического диапазона помехи

Однако более удобным оказывается косвенный метод, основанный на связи оптимального значения $m_{\text{опт}}$ с величиной приращения коэффициента прохождения помехи γ на выходе РФ при изменении его порядка. В результате анализа зависимостей приращений коэффициента прохождения установлено, что в широком диапазоне изменения λ условием выбора $m_{\text{опт}}$ является выполнение неравенства

$$\gamma_m / \gamma_{m+1} < \Delta\gamma < \gamma_{m-1} / \gamma_m, \quad (7)$$

где $m = m_{\text{опт}}$, $\Delta\gamma$ – пороговая величина приращения коэффициента прохождения помехи, выбираемая с учетом возможной помеховой обстановки согласно условию

$$\max_{\beta_{\text{п}}, \lambda} \gamma_{m_{\text{опт}}} / \gamma_{m_{\text{опт}}+1} < \Delta\gamma < \min_{\beta_{\text{п}}, \lambda} \gamma_{m_{\text{опт}}-1} / \gamma_{m_{\text{опт}}},$$

приводящему к значению $\Delta\gamma = 6$ дБ. Это значение определяет тот «остаточный» уровень помехи на входе МФ, который подавляется боковыми лепестками его АЧХ, обеспечивая максимум эффективности системы в целом. При этом независимо от динамического диапазона и спектральных характеристик помехи реализуется требуемое по отношению к уровню шума подавление помехи, что позволяет в ряде случаев отказаться от адаптации весовых коэффициентов МФ.

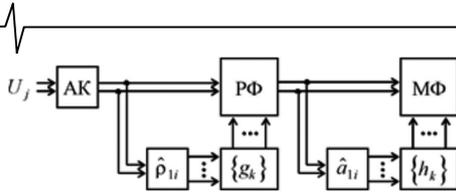


Рис. 3. Структурная схема системы адаптивной обработки фиксированной структуры

Учитывая связь величины γ_m с минимальным собственным значением α_{\min} оценочной корреляционной матрицы помехи [12] и вводя ограничения на норму векторного коэффициента РФ $\left(\sum_{k=0}^m g_k^2 = 1\right)$, для определения оценки $\hat{\gamma}_m$ используем соотношение

$$\hat{\gamma}_m = \hat{\alpha}_{\min} = \sum_{l=1}^n \left| \sum_{k=0}^m g_k \tilde{U}_{j-k,l} \right|^2 / \sum_{l=1}^n |\tilde{U}_{jl}|^2, \quad (8)$$

где n – объем обучающей выборки, соответствующий числу усредняемых отсчетов со смежных элементов разрешения по дальности; g_k – коэффициенты, определяемые по оценкам $\hat{\rho}_{1i}$ на основе адаптивных алгоритмов [5].

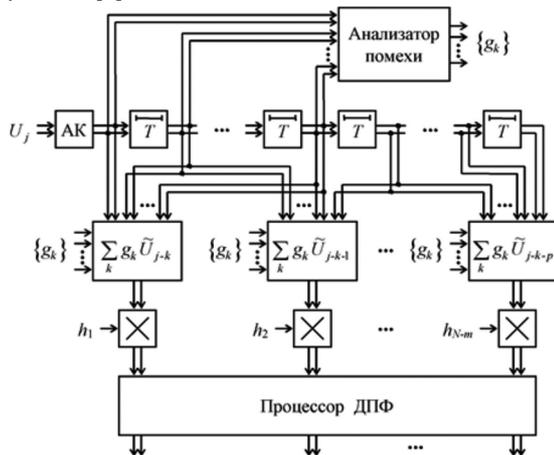


Рис. 4. Структурная схема системы адаптивной обработки перестраиваемой структуры

Структурная схема системы адаптивной квазиоптимальной обработки сигналов

Структурная схема системы адаптивной квазиоптимальной обработки сигналов перестраиваемой структуры приведена на рис. 4. Прошедшие АК отсчеты задерживаются на интервалы T и поступают в анализатор помехи и весовые сумматоры. В анализаторе помехи вычисляются оценки $\hat{\rho}_{1i}$ и весовые коэффициенты g_k для различных порядков РФ, а также эмпирическим путем в соответствии с алгоритмами (7), (8) определяется оптимальный порядок РФ $m_{\text{опт}}$. Вектор весовых коэффициентов $\{g_k\}$, соответствующий оптимальному порядку РФ, используется для взвешивания в весовых сумматорах, выполняющих операцию свертки над поступающими $m_{\text{опт}} + 1$ отсчетами со сдвигом на один отсчет в каждом последующем сумматоре (причем, в последнем весовом сумматоре $p = N - m_{\text{мин}} - 1$). Остатки режектирования взвешиваются $N - m_{\text{опт}}$ ко-

эффициентами h_k , выбираемыми по команде анализатора помехи из заранее рассчитанных групп в зависимости от величины $m_{\text{опт}}$ (на рис. не показано), что соответствует перестройке порядка МФ. В случае адаптивного построения МФ коэффициенты h_k аналогично рис. 3 адаптируются к корреляционным свойствам остатков режектирования. При одинаковом взвешивании в каналах МФ реализуется на основе процессора ДПФ. В целом, представленная на рис. 4 система является квазиоптимальным вариантом системы, реализуемой по алгоритму (4). При этом вместо обращения корреляционной матрицы помехи используются адаптивные алгоритмы работы [5] и осуществляется перестройка порядков РФ и МФ в зависимости от помеховой обстановки.

Заключение

Предложенная процедура оптимизации систем на основе комбинации режекторного и многоканального фильтров приводит в условиях априорной неопределенности корреляционных параметров пассивной помехи к адаптивной перестройке весовых коэффициентов фильтров или к совместной адаптивной перестройке порядка и весовых коэффициентов фильтров, что реализуется соответственно системами адаптивной обработки сигналов фиксированной или перестраиваемой структур, структурные схемы которых приводятся.

Анализ эффективности систем показывает, что адаптивная перестройка порядка и весовых коэффициентов или только весовых коэффициентов режекторного и многоканального фильтров позволяет приблизиться к эффективности оптимальной системы в широком диапазоне изменения априорно неизвестных корреляционных параметров пассивной помехи.

Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. 924 p.
3. Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
4. 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.
5. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами. Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2015. № 2. С. 21-26.
6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
7. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.
8. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.
10. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.
11. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.
12. Попов Д.И. Оценивание корреляционных параметров пассивных помех. Радиопромышленность. 2017. № 1. С. 57-62.