

УДК 621.391:621.396.96

ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ ПО ВЕРОЯТНОСТНОМУ КРИТЕРИЮ

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

OPTIMIZATION OF REJECTION FILTERS BY THE PROBABILISTIC CRITERION

Popov D.I.

The problem of optimization of non-recursive rejection filters (RF) of high orders by the probabilistic criterion is considered. The statement of the optimization problem is formulated and an expression is given for the average probability in the Doppler interval. The problem of optimizing the weight vector of RF is solved by the method of nonlinear programming. For the convergence of the solution to the unimodal extremum, it is proposed to introduce restrictions on the form of the RF frequency response, setting it in the form of equidistant frequency samples. In the cascade form of the RF implementation, it is proposed to optimize the weight coefficients of individual links directly. The corresponding iterative optimization procedure is given. The results of the optimization of the RF on by the energy and probabilistic criteria are compared. Significant gains in the signal-to-noise threshold ratio were found when optimizing the RF parameters of high orders according to the probabilistic criterion in comparison with the energy criterion. The principles of RF adaptation under a priori uncertainty of clutter parameters are proposed and the corresponding block diagram of adaptive RF is presented.

Key words: adaptation, probabilistic criterion, nonlinear programming, iterative optimization procedure, clutter, rejection filter.

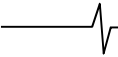
Ключевые слова: адаптация, вероятностный критерий, нелинейное программирование, итерационная процедура оптимизации, пассивная помеха, режекторный фильтр.

Введение

При выделении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех основной операцией является режектирование спектральных составляющих помехи [1-4]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора существенно затрудняют реализацию эффективного решения данной задачи. 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 быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной 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 про-

Рассмотрена задача оптимизации нерекурсивных режекторных фильтров (РФ) высоких порядков по вероятностному критерию. Сформулирована постановка задачи оптимизации и приведено выражение для средней в доплеровском интервале однозначности вероятности правильного обнаружения. Задача оптимизации весового вектора РФ фильтра решается методом нелинейного программирования. Для сходимости решения к унимодальному экстремуму предлагается вводить ограничения на форму частотной характеристики РФ, задавая ее в виде равноотстоящих частотных выборок. При каскадной форме реализации РФ предлагается оптимизировать непосредственно весовые коэффициенты отдельных звеньев. Приводится соответствующая итерационная процедура оптимизации. Проведено сравнение результатов оптимизации РФ по энергетическому и вероятностному критерию. Установлены существенные выигрыши в пороговом отношении сигнал/помеха при оптимизации параметров РФ высоких порядков по вероятностному критерию по сравнению с оптимизацией по энергетическому критерию. Предложены принципы адаптации РФ при априорной неопределенности параметров помех и приведена соответствующая структурная схема адаптивного РФ.

цедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при 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]. При этом в работах [5, 7-10] оптимизация АРФ проводится по энергетическому критерию – усредненному по доплеровской фазе сигнала



коэффициенту улучшения отношения сигнал/помеха. Однако такой подход оправдан при малых порядках АРФ. Ниже рассматривается метод оптимизации и принципы адаптации АРФ произвольного порядка по вероятностному критерию.

Постановка задачи

При симметричном спектре пассивной (коррелированной) помехи коэффициенты импульсной характеристики АРФ находятся в виде $G_k = g_k e^{i k \psi}$ [5], где $k = \overline{0, m}$; ψ – доплеровский сдвиг (или его оценка $\hat{\psi}$) фазы помехи за период повторения T ; m – порядок АРФ. Наличие комплексных умножителей ($e^{i \psi}$) усложняет структуру АРФ. Наиболее просто АРФ реализуется при предварительной автокомпенсации доплеровских сдвигов фазы помехи и последующем ее режектировании фильтром с действительными весовыми коэффициентами [6, 7], выполняемом в виде каскадного соединения звеньев 1-го и 2-го порядка при нечетном m и звеньев 2-го порядка при четном m . Из сопоставления системных функций в z -плоскости каскадного и канонического РФ устанавливается связь между коэффициентами g_k и весовыми коэффициентами $a^{(l)}$ звеньев 2-го порядка. В частности, при нечетном m :

$$H(z) = (1 - z^{-1}) \prod_{l=1}^{(m-1)/2} (1 + a^{(l)} z^{-1} + z^{-2}) = \sum_{k=0}^m g_k z^{-k}.$$

Коэффициенты g_k обладают свойством симметрии $g_k = (-1)^k g_{m-k}$, обусловленным эквидистантностью обрабатываемых отсчетов. С учетом $g_0 = 1$ это свойство приводит к оптимизации при $m = 2$ и 3 только одного коэффициента соответственно $g_1 = a$ и $g_1 = -g_2 = -1 + a$ [5]. При $m \geq 4$, что будем считать соответствующим высоким порядкам, число оптимизируемых коэффициентов ≥ 2 . Оптимизация по критерию максимума коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха μ в этом случае приводит к избыточному, например, по сравнению с уровнем собственного шума, подавлению помехи и к сужению полосы пропускания. Для оптимизации таких фильтров следует использовать вероятностный критерий, наиболее полно характеризующий эффективность выделения полезных сигналов.

Вероятность правильного обнаружения флюктуирующего сигнала на выходе РФ определяется выражением

$$D(q, \theta) = F^{1/[1+q \mu(\theta)]} = \exp\{\ln F / [1+q \mu(\theta)]\},$$

где F – вероятность ложной тревоги; q – отношение сигнал/помеха на входе РФ; $\theta = \phi - \psi$; ϕ – доплеровский сдвиг фазы сигнала за период повторения T .

При этом выигрыш в отношении сигнал/помеха

$$\mu(\theta) = \mathbf{g}^T \mathbf{r}_c(\theta) \mathbf{g} / \mathbf{g}^T (\mathbf{r}_n + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{g},$$

где \mathbf{g} – вектор-столбец с элементами g_{j-1} ; символ θ – означает транспонирование вектора; λ – входное отношение шум/помеха; \mathbf{I} – единичная матрица; $\mathbf{r}_c(\theta)$ и \mathbf{r}_n – корреляционные матрицы сигнала и помехи, учитывающие погрешности автокомпенсации [6, 7]; причем

$$r_{jk}^c(\theta) = \rho_{jk}^c \cos[(j-k)\theta] \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\hat{\psi}}^2 / 2];$$

$$r_{jk}^n(\theta) = \rho_{jk}^n \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\hat{\psi}}^2 / 2];$$

где $j, k = \overline{1, m+1}$; $\sigma_{\hat{\psi}}^2$ – дисперсия оценки $\hat{\psi}$ [6, 7].

Полагая, что величина $\theta = \phi - \psi$ является равномерно распределенной в доплеровском интервале $[-\pi, \pi]$, найдем среднюю вероятность правильного обнаружения:

$$D(q) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D(q, \theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\ln F / [1 + \mu q(\theta)]\} d\theta.$$

Процедура оптимизации

Синтез РФ при $F = \text{const}$ и $q = \text{const}$ сводится к оптимизации вектора \mathbf{g} по критерию $D(q) \rightarrow \max_{\mathbf{g}}$, а при

$F = \text{const}$ и $D = \text{const}$ по критерию $q(D) \rightarrow \min_{\mathbf{g}}$. В

обоих случаях задача решается методом нелинейного программирования. Для ее сходимости к унимодальному экстремуму следует ввести ограничения на форму частотной характеристики РФ, задавая ее в виде равноотстоящих частотных выборок и полагая фазовую характеристику линейной, а амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) за пределами полосы режекции (непропускания) монотонной. С учетом симметрии АЧХ в диапазоне однозначности число варьируемых выборок равно $m/2$ для четного и $(m-1)/2$ для нечетного m . Обратное дискретное преобразование Фурье частотных выборок определяет коэффициенты g_k .

При каскадной форме реализации РФ оптимизируются непосредственно весовые коэффициенты $a^{(l)}$ отдельных звеньев, связанные с коэффициентами g_k . Ограничения в частотной области вводятся при выборе видов характеристик звеньев (базовых блоков) [11]. Полоса режекции формируется звеном 1-го порядка с нулем системной функции $z_0 = 1$ и (или) звеном (звеньями) 2-го порядка с лежащими на единичной окружности z -плоскости комплексно-сопряженными нулями $z_{0(1,2)} = e^{\pm i \theta_0}$, при этом $a = -2 \cos \theta_0$, $|a| < 2$. Полоса пропускания формируется звеном (звеньями) 2-го порядка с лежащими вне единичной окружности действительными нулями $z_{01} = 1/z_{02} = b$, при этом $a = -(b+1/b)$, $|a| > 2$. Такое звено формирует монотонную полосу пропускания максимальной ширины. И, наконец, полоса пропускания может быть сформирована звеном 4-го порядка с лежащими вне единичной окружности двумя парами комплексно-сопряженных нулей [11]. Необходимый компромисс между показателями АЧХ РФ в полосах режекции и пропускания достигается при оптимизации вектора $\mathbf{a} = \{a^{(l)}\}$ по критерию

$$D(q) \rightarrow \max_{\mathbf{a}} \text{ или } q(D) \rightarrow \min_{\mathbf{a}}, \quad (1)$$

позволяющему установить связь оптимального вектора \mathbf{a} с параметрами помехи.

При использовании квазиньютоновского метода [12] итерационная процедура оптимизации на n -м шаге имеет вид

$$\mathbf{a}^n = \mathbf{a}^{n-1} - \nabla \Phi\{\mathbf{a}^{n-1}\} \nabla^2 \Phi\{\mathbf{a}^{n-1}\}^{-1},$$

где ∇ – оператор градиента; $\Phi\{\mathbf{a}\}$ – целевая функция, в качестве которой выступает функционал $D(\cdot)$ или $q(\cdot)$.

Результаты оптимизации

Сравним результаты оптимизации РФ по энергетическому и вероятностному критериям при совместных флюктуациях сигнала ($\rho_{jk}^c = 1$), нормированной ширине гауссовского спектра помехи $\beta_n = 0,05$, $\lambda = 10^{-4}$, $F = 10^{-3}$ и $D = 0,7$. Погрешности автокомпенсации полагаем несущественными ($\sigma_{\psi}^2 \approx 0$). При $m = 2$ и 3 оба критерия приводят к близким значениям весовых коэффициентов и практически равноценной эффективности РФ. При $m = 4$ оптимальные по энергетическому критерию весовые коэффициенты каскадно включенных звеньев 2-го порядка $a^{(1)} = 1,99$ и $a^{(2)} = -1,91$, что соответствует формированию полос режекции в каждом звене и приводит к уровню подавления коррелированной помехи ($\mu_n = 74,85$ дБ), существенно превышающему ее уровень по отношению к уровню шума на входе РФ ($\lambda^{-1} = 40$ дБ). При оптимизации по вероятностному критерию $a^{(1)} = -1,97$ и $a^{(2)} = -15,40$, а подавление помехи ($\mu_n = 40,57$ дБ) соответствует уровню λ^{-1} . С ростом m формирование полос режекции в каждом звене по энергетическому критерию приводит к еще большему подавлению помехи, в частности, при $m = 5$ $\mu_n = 90,97$ дБ.

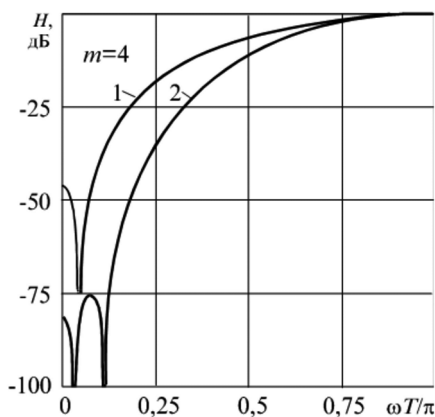


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики РФ

Оптимизация параметров РФ по вероятностному критерию приводит по сравнению с энергетическим критерием к выигрышам в пороговом отношении сигнал/помеха q для заданных вероятностей F и D при $m = 4$ около 10 дБ, а при $m = 5$ около 20 дБ. Заметим, что выбор порядка РФ m следует проводить для системы обработки в целом, т. е. с учетом последующего накопления остатков режектирования, что приводит к оптимизации m в зависимости от уровня λ и числа обрабатываемых отсчетов. Полученные выигрыши объ-

ясняются приведенными на рис. 1 АЧХ РФ, оптимизированного по вероятностному (кривая 1) и энергетическому (кривая 2) критериям.

Дополнительные степени свободы при $m \geq 4$ в сочетании с вероятностным критерием оптимизации позволяют сформировать полосу режекции из условия подавления помехи, соответствующего уровню λ^{-1} , при максимально возможной ширине полосы пропускания доплеровских частот, что и обуславливает столь существенные выигрыши в пороговом отношении сигнал/помеха.

Принципы адаптации РФ

В процессе адаптации РФ целесообразно использовать набор векторов $\mathbf{a} = \{\mathbf{a}^{(l)}\}$, заранее оптимизированных по критерию (1) для различных параметров помехи и значений λ^{-1} и приводящих к подавлению помехи до уровня шума, т. е. $\mu_n = \lambda^{-1}$. Если учесть, что $\mu = (\mu_n^{-1} + \lambda)^{-1} = \lambda^{-1} / 2$, то для выбора оптимального вектора следует определять эмпирические величины $\hat{\mu}$ и $\hat{\lambda}^{-1}$. Запишем выражение для коэффициента μ в виде [5]

$$\mu = c P_n / P_{\text{пф}}, \quad (2)$$

где $c = \sum_{k=0}^m g_k^2$; P_n , $P_{\text{пф}}$ – мощности помехи на входе и выходе РФ.

Логарифмируя выражение (2) и переходя к оценочным значениям мощности помехи получим $\lg \hat{\mu} = \lg c + \lg \hat{P}_n - \lg \hat{P}_{\text{пф}}$. При этом отличие заданного значения $\lg \mu_0$ от эмпирического $\lg \hat{\mu}$ определяется ошибкой рассогласования

$$\xi = \lg \mu_0 - \lg \hat{\mu} = (\lg \mu_0 + \lg \hat{P}_{\text{пф}}) - (\lg c + \lg \hat{P}_n). \quad (3)$$

Структурная схема АРФ, реализующего данный принцип адаптации, приведена на рис. 2, где АК – автокомпенсатор доплеровской фазы помехи с прямой или обратной связью [6]; РФ-1, РФ-2 – нерекурсивные звенья 1-го и 2-го порядка. С помощью блоков объединения (БО), вычисляющих сумму квадратов проекций входных и выходных отсчетов, и накопителей (Н) определяются величины, пропорциональные входной и выходной мощности. После их логарифмирования в функциональных преобразователях (ФП) и алгебраического суммирования с величинами $\lg c$ и $\lg \mu_0$ согласно алгоритму (3) вычисляется сигнал ошибки ξ , поступающий в сглаживающий фильтр (СФ). В результате сглаживания ошибки ξ образуется управляющий сигнал, в соответствии с знаком и абсолютной величиной которого формирователь адреса (ФА) из группы векторов осуществляет выбор оптимального вектора \mathbf{a} , соответствующего заданным m и μ_0 . Одновременно осуществляется переключение поступающей от блока памяти (БП) величины $\lg c$. В конечном счете при любых параметрах помехи из априорно ожидаемого интервала выбирается вектор \mathbf{a} , при котором $\hat{\mu} = \mu_0$.

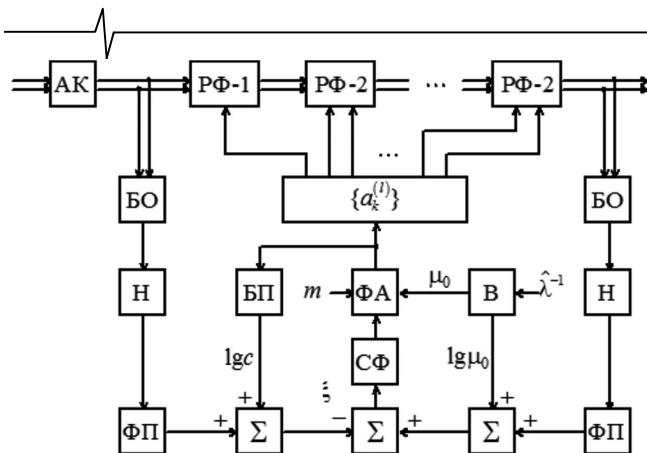


Рис. 2. Структурная схема АРФ

Управление порядком m осуществляется коммутацией коэффициента $a_1^{(l)} = -1$ в РФ-1 и коэффициентов $a_1^{(l)} = a^{(l)}$ и $a_2^{(l)} = 1$ в РФ-2. При выключении звена устанавливаются нулевые значения соответствующих весовых коэффициентов. Задаваемая вычислителем (В) величина $\mu_0 = \hat{\lambda}^{-1} / 2$. Оценка $\hat{\lambda}^{-1} = \hat{P}_n / \hat{P}_m$, где \hat{P}_n определяется непосредственно, а \hat{P}_m – также непосредственно на участках пространства, свободных от помехи, или косвенно по глубине автоматической регулировки усиления приемного устройства.

Заключение

Рассмотренный метод оптимизация двух и более параметров РФ высоких порядков по вероятностному критерию открывает новые возможности в повышении эффективности выделения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, обеспечивая существенные выигрыши по сравнению с аналогичными результатами оптимизации РФ по энергетическому критерию. Предложенные принципы адаптации и построенная на их основе структурная схема адаптивного РФ позволяют реализовать соответствующую эффективность РФ вы-

соких порядков в условиях априорной неопределенности спектрально-корреляционных характеристик пассивных помех.

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 комп-лексными весовыми коэффициентами // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 2 (14). – 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. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
12. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. – М.: Мир, 1975. – 536 с.