

УДК 621.391:621.396.96

DOI: 10.24160/1993-6982-2017-5-78-83

Анализ систем обработки сигналов на фоне пассивных помех

Д.И. Попов

Проведен анализ адаптивной квазиоптимальной системы «режекторный фильтр – многоканальный фильтр». Адаптация такой системы позволяет гибко учитывать характер помехи, представляющей собой аддитивную смесь коррелированной и некоррелированной составляющих, соответствующих пассивной помехе и собственному шуму приемника.

Введена функция правдоподобия, устанавливающая зависимость входных отсчетов системы обработки от корреляционной матрицы помехи и позволяющая провести анализ точности оценивания неизвестных параметров пассивной помехи – коэффициентов межпериодной корреляции и доплеровского сдвига фазы.

На основе выражения Крамера – Рао получены соотношения, устанавливающие связь между точностью оценивания неизвестных параметров помехи, объемом обучающей выборки и спектрально-корреляционными свойствами помехи.

Достаточно близкое совпадение результатов расчета с эмпирическими результатами, полученными путем имитационного статистического моделирования на ПЭВМ соответствующих алгоритмов оценивания, подтвердило асимптотическую эффективность используемых при адаптации систем обработки оценок максимального правдоподобия. Проведенный на основе асимптотических свойств оценок максимального правдоподобия анализ эффективности систем обработки устанавливает связь между подавлением помехи в системе и погрешностями адаптации весовых коэффициентов адаптивных режекторного и многоканального фильтров к неизвестным параметрам помехи. При этом использована линейная аппроксимация зависимостей весовых коэффициентов от оценки межпериодного коэффициента корреляции в предположении известной формы огибающей корреляционной функции помехи.

Полученные в результате проведенного анализа соотношения позволяют выбирать объем обучающей выборки в зависимости от заданной величины потерь адаптации, спектрально-корреляционных свойств помехи и структуры системы обработки.

Ключевые слова: адаптивные фильтры, доплеровская фаза, коэффициенты корреляции, обработка сигналов, пассивные помехи, точность оценивания, функция правдоподобия.

Для цитирования: Попов Д.И. Анализ систем обработки сигналов на фоне пассивных помех // Вестник МЭИ. 2017. № 5. С. 78—83. DOI: 10.24160/1993-6982-2017-5-78-83.

An Analysis of Signal Processing Systems Operating in Clutter Environment

D.I. Popov

An adaptive quasi-optimal "band-stop filter – multichannel filter" system is analyzed. Adaptation of such system opens the possibility of taking into account the nature of noise represented by an additive mixture of correlated and uncorrelated components corresponding to clutter and the receiver's own noise.

A likelihood function establishing the dependence of the processing system input samples on the clutter correlation matrix is introduced, using which the accuracy of estimating the unknown clutter parameters, namely, the interperiod correlation coefficients and the Doppler phase shift can be analyzed.

Formulas establishing a relation between the accuracy of estimating the unknown clutter parameters, the amount of training sample, and spectral correlation properties of the clutter are obtained proceeding from the Cramer-Rao bound.

The calculation results were found to be in fairly close agreement with the empirical results obtained from statistical simulation of the relevant evaluation algorithms on a PC; this agreement has confirmed the asymptotic efficiency of the maximum likelihood estimates used in adapting the processing systems. The processing system efficiency analysis carried out by using the asymptotic properties of the maximum likelihood estimates

establishes a relationship between the suppression of clutter in the system and the errors of adapting the weighting coefficients of the adaptive band-stop and multi-channel filters to the unknown clutter parameters. In so doing, a linear approximation of the dependencies of weighting coefficients from the interperiod correlation coefficient estimate was used under the assumption that the form of the clutter correlation function's envelope is known.

The relationships obtained from the performed analysis allow the user to select the training sample amount depending on the preset adaptation loss value, spectral correlation properties of clutter, and processing system structure.

Key words: adaptive filters, Doppler phase, correlation coefficients, signal processing, clutter, estimation accuracy, likelihood function.

For citation: Popov D.I. An Analysis of Signal Processing Systems Operating in Clutter Environment. MPEI Vestnik. 2017; 4:78—83. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2017-5-78-83.

Введение

Пассивные помехи в виде мешающих отражений от неподвижных или медленно перемещающихся объектов (местных предметов, гидрометеоров: облаков, дождя, града, снега), металлизированных отражателей, сбрасываемых для маскировки цели, и др. существенно нарушают нормальную работу радиолокационных систем [1, 2]. Интенсивность пассивных помех может значительно превышать уровень собственных шумов приемного устройства, что приводит к перегрузкам приемного тракта («ослепленю» радиолокатора) и потере полезных сигналов. Однако даже при отсутствии перегрузок полезный сигнал может быть потерян или вообще не обнаружен на фоне интенсивных мешающих отражений.

Оптимальная обработка когерентно-импульсных сигналов на фоне пассивных помех включает матричную фильтрацию обрабатываемых отсчетов с последующим многоканальным когерентным суммированием (накоплением) результатов матричной фильтрации [3]. При марковских аппроксимациях помехи матричный фильтр преобразуется в векторный режекторный фильтр (РФ), приводя к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – многоканальный фильтр (МФ)» [4]. В случае произвольных корреляционных свойств помехи характеристики РФ и МФ оптимизируются с целью повышения и приближения эффективности системы квазиоптимальной обработки к эффективности системы оптимальной обработки [4].

Априорная неопределенность корреляционных характеристик пассивных помех существенно затрудняет реализацию эффективного обнаружения движущихся целей [5]. Преодоление параметрической априорной неопределенности основано на оптимизации алгоритмов обработки в зависимости от параметров помехи и последующей замене в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода неизвестных параметров их состоятельными оценками, в частности, оценками максимального правдоподобия (ОМП) [6], что приводит к построению адаптивных алгоритмов и систем обработки. Универсальность и относительная простота метода максимального правдоподобия сочетается с высокими достоинствами получаемых оценок, которые при условии единственности решения уравнения правдоподобия всегда состоятельны, асимптотически нормальны и асимптотически эффективны.

Статистическое описание гауссовских пассивных (коррелированных) помех задается их корреляционными матрицами, параметры которых априори неизвестны и меняются во времени и пространстве. Поскольку алгоритмы обработки сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех связаны с параметрами корреляционных матриц последних [3—5], то для преодоления соответствующей априорной неопределенности используются ОМП данных параметров.

Эффективность адаптивных алгоритмов обусловлена погрешностями оценивания неизвестных характеристик помехи, что приводит к задаче выбора одного из основных параметров адаптивных алгоритмов — объема обучающей выборки. Представляет интерес анализ точности оценивания неизвестных характеристик помехи и использование полученных результатов для анализа эффективности адаптивных систем обработки сигналов на фоне пассивных помех.

Функция правдоподобия

В когерентно-импульсном радиолокаторе для оценивания параметров пассивной помехи используются цифровые отсчеты $U_{jl} = x_{jl} + y_{jl}$ (j, l — номера периода повторения и элемента разрешения по дальности) комплексной огибающей входных данных, следующих через период повторения T и образующих в l -м элементе разрешения по дальности вектор-столбец $\mathbf{U}_l = \{U_{jl}\}^T (j = \overline{1, N}, l = \overline{1, n+1})$. Пассивная помеха, создаваемая отражениями от протяженных объектов, располагается во временном стробе и образует в пределах $n + 1$ смежных элементов разрешения по дальности обучающую выборку в виде совокупности $\mathbf{U} = \{\mathbf{U}_l\} = \{\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_{n+1}\}$. Адаптивную обработку на основе поступающих оценок для уменьшения ошибок рассогласования следует выполнять после предварительной задержки исходных данных для среднего элемента разрешения в стробе [3, 5], для этого целесообразно соответствующий этому элементу вектор $\mathbf{U}_l (l = n/2 + 1)$ исключить из обучающей выборки, тогда в случае сигнала, соизмеримого по величине с помехой, или разрывной помехи при обработке элемента разрешения, содержащего сигнал, исключается возможность ослабления или подавления сигнала за счет его влияния на используемые оценки.

Пассивные помехи, как правило, создаются множественными отражателями и поэтому являются случай-

ными узкополосными процессами гауссовского типа. Помеха в различных элементах разрешения по дальности ввиду полной смены элементарных отражателей является статистически независимой с однородными статистическими характеристиками в пределах рассматриваемого временного строба, при этом в каждом элементе разрешения данного строба помеха описывается корреляционной матрицей $\mathbf{R}_l = \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^{*T} / 2 = \mathbf{R}$.

Корреляционная матрица \mathbf{R} или ее параметры априори неизвестны и являются предметом оценивания в задачах адаптивной обработки сигналов движущихся целей. Зависимость входных данных в виде совокупности $\mathbf{U} = \{\mathbf{U}_l\} = \{\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_{n+1}\}$ от матрицы \mathbf{R} описывается функцией правдоподобия (ФП)

$$P(\mathbf{U} / \mathbf{R}) = (2\pi)^{-Nn} \det^{-n} \text{Rexp} \left(-\frac{1}{2} \sum_{l=1}^{n+1} \mathbf{U}_l^{*T} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{U}_l \right), \quad (1)$$

где \mathbf{R}^{-1} — матрица, обратная по отношению к матрице \mathbf{R} , элементы которой при симметричном спектре помехи $R_{jk} = \sigma^2 \rho_{jk} e^{i(j-k)\phi} + \sigma_{\text{ш}}^2 \delta_{jk}$; σ^2 — дисперсия отсчетов пассивной помехи; ρ_{jk} — коэффициенты межпериодной корреляции помехи; ϕ — доплеровский сдвиг фазы помехи за период повторения T ; $\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия собственного шума; δ_{jk} — символ Кронекера.

Применительно к адаптации нерекурсивных режкторных фильтров порядка m необходимо измерять соответствующие первой строке матрицы \mathbf{R} оценки коэффициентов межпериодной корреляции пассивной помехи $\hat{\rho}_{1k}$, причем $k = 2, m$, и оценку доплеровского сдвига фазы помехи $\hat{\phi}$ [5]. Универсальное решение дает метод максимального правдоподобия [6].

Для оценивания каждого коэффициента корреляции ρ_{1k} ($k = 2, m$) необходимы исходные данные соответствующих периодов повторения — j -го и $(j+k-1)$ -го. Тогда образующие совокупность $\mathbf{U} = \{\mathbf{U}_l\}$ векторы $\mathbf{U}_l = \{U_{jl}, U_{j+k-1, l}\}^T$ ($l = 1, n+1$). Для оценивания доплеровского сдвига фазы помехи ϕ достаточно данных двух смежных периодов повторения j -го и $(j+1)$ -го, представленных в одном элементе разрешения по дальности вектором $\mathbf{U}_l = \{U_{jl}, U_{j+1, l}\}^T$, ($l = 1, n+1$), а во временном стробе — совокупностью $\mathbf{U} = \{\mathbf{U}_l\}$, при этом в обоих случаях $N = 2$.

Точность оценивания

С учетом асимптотической эффективности и асимптотической нормальности распределения ОМП неизвестных параметров помехи точность оценивания характеризуем дисперсией оценки, определяемой с помощью выражения Крамера – Рао [7], указывающего нижнюю границу дисперсии оценки. Для дисперсии ОМП коэффициентов корреляции $\hat{\rho}_{1k}$ имеем

$$\sigma_{\hat{\rho}_{1k}}^2 = - \left[\frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{U} / \rho_{1k})}{\partial (\rho_{1k})^2} \right]^{-1}.$$

Используя ФП (1) для j -го и $(j+k-1)$ -го периодов ($N = 2$), после соответствующих вычислений получим

$$\sigma_{\hat{\rho}_{1k}}^2 = \frac{\det^2 \mathbf{R}}{2n\sigma^4 [\det \mathbf{R} + 2\sigma^4 (\rho_{1k})^2]} = \frac{[(1+\lambda)^2 - (\rho_{1k})^2]^2}{2n[(1+\lambda)^2 + (\rho_{1k})^2]}, \quad (2)$$

где $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma^2$ — отношение шум/помеха.

Для дисперсии оценки $\hat{\phi}$ имеем

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 = - \left[\frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{U} / \phi)}{\partial \phi^2} \right]^{-1}.$$

После вычислений с учетом ФП (1) при $N = 2$ и $\rho_{12} = \rho$ найдем

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 = \frac{\det \mathbf{R}}{2n\sigma^4 \rho^2} = \frac{(1+\lambda)^2 - \rho^2}{2n\rho^2}. \quad (3)$$

Из выражений (2), (3) следует, что общими факторами, определяющими точность оценивания, являются объем обучающей выборки n и корреляционные свойства помехи, влияние которых рассмотрим при гауссовской функции корреляции помехи $\rho_{1k} = \rho^{(k-1)^2} = \exp\{-\pi^2[(k-1)\beta]^2 / 2,8\}$, где $\beta = \Delta f T$ — нормированная ширина спектра помехи. На рис. 1, 2 приведены кривые, характеризующие зависимости среднеквадратичных ошибок $\sigma_{\hat{\rho}}$, $\sigma_{\hat{\phi}}$ от числа усредняемых элементов обучающей выборки n при $\lambda \leq 10^{-4}$. Сплошные кривые соответствуют расчетам по (2) при $\rho_{1k} = \rho_{12} = \rho$ и (3), а штриховые кривые — эмпирическим результатам, полученным путем имитационного статистического моделирования на ПЭВМ соответствующих алгоритмов оценивания. Достаточно близ-

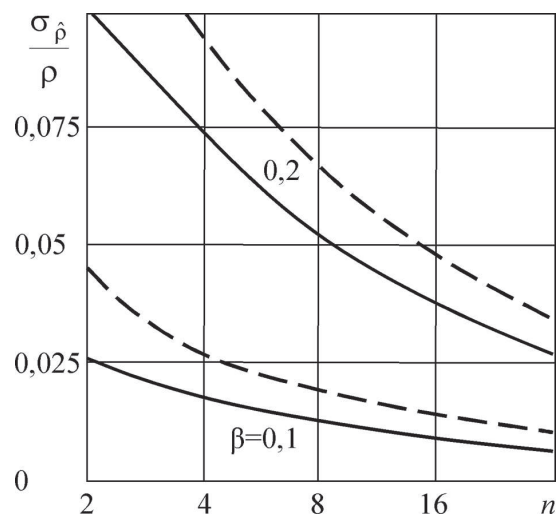


Рис. 1. Зависимости среднеквадратичной ошибки измерения коэффициента корреляции помехи от объема обучающей выборки

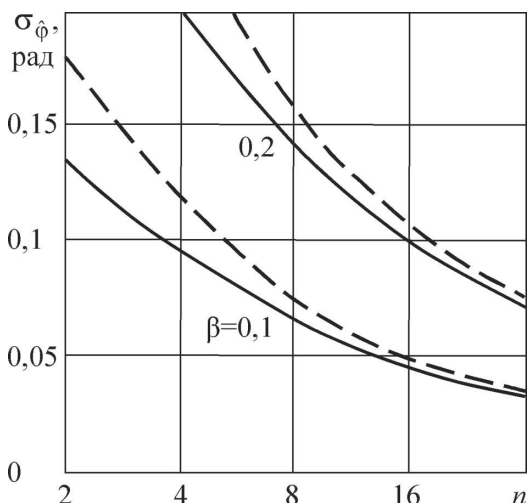


Рис. 2. Зависимости среднеквадратичной ошибки измерения доплеровской фазы помехи от объема обучающей выборки

кое совпадение результатов моделирования и расчетов при $n > 8$ подтверждает асимптотическую эффективность ОМП неизвестных параметров помехи. Из рис. 1, 2 следует, что параметр β существенно влияет на точность оценивания. Увеличение уровня некоррелированного шума приводит к заметному снижению точности при сравнительно высоком отношении λ . При $\lambda = 10^{-2}$ и $\beta = 0,1$ среднеквадратичные ошибки оценивания $\sigma_{\hat{\rho}}, \sigma_{\hat{\phi}}$ возрастают соответственно в 1,29 и 1,14 раза, а при $\beta = 0,2$ — в 1,07 и 1,04 раза.

Анализ систем

Рассмотрим когерентную обработку последовательности N цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ ($j = 1, N$) комплексной огибающей на выходе радиолокационного приемника. Остатки пассивной помехи на выходе системы адаптивной обработки сигналов, состоящей из каскадного соединения адаптивных режекторного (АРФ) и многоканального (АМФ) фильтров [5], можно представить в виде

$$V_r = \sum_{j=m+1}^N \hat{H}_{jr} \sum_{p=0}^m \hat{G}_p U_{j-p},$$

где \hat{G}_p, \hat{H}_{jr} — коэффициенты импульсных характеристик соответственно АРФ и r -го доплеровского канала АМФ, причем $\hat{G}_p = \hat{g}_p e^{ip\hat{\phi}}$, $\hat{H}_{jr} = \hat{h}_j W^{-(j-1)(r-1)}$, $W = e^{i\psi} = e^{i2\pi/(N-m)}$, ($r = 1, N-m$).

Для последующего анализа

$$V_r = \sum_{j=m+1}^N \sum_{p=0}^m \hat{h}_j \hat{g}_p W^{-(j-1)(r-1)} e^{ip\hat{\phi}} U_{j-p}.$$

С учетом независимости оценок параметров помехи и отсчетов обрабатываемого элемента разрешения, исключаемых из обучающей выборки, для дисперсии величины V_r найдем

$$\sigma_V^2 = \frac{1}{2} \overline{V_r V_r^*} = \frac{1}{2} \sum_{j,k=m+1}^N \sum_{p,s=0}^m \overline{\hat{h}_j \hat{h}_k \hat{g}_p \hat{g}_s} \times \\ \times \overline{W^{-(j-k)(r-1)} e^{i(p-s)\hat{\phi}} U_{j-p} U_{k-s}^*}.$$

Учитывая, что

$$\frac{1}{2} \overline{e^{i(p-s)\hat{\phi}} U_{j-p} U_{k-s}^*} = \sigma^2 \rho(j-p, k-s) \times \\ \times \exp[i[(j-p-k+s)(\phi - \hat{\phi})] + \sigma_{\text{ш}}^2 \delta_{j-p, k-s}]$$

и

$$W^{-(j-k)(r-1)} = \exp[-i(j-k)(r-1)\psi], \\ \psi = 2\pi / (N-m);$$

$$\sigma_V^2 = \sigma^2 \sum_{j,k=m+1}^N \sum_{p,s=0}^m \overline{\hat{h}_j \hat{h}_k \hat{g}_p \hat{g}_s} \rho(j-p, k-s) \times \\ \times \cos[(j-k-p+s)(\phi - \hat{\phi}) - (j-k)(r-1)\psi] + \\ + \sigma_{\text{ш}}^2 \sum_{j=m+1}^N \sum_{p=0}^m \overline{\hat{h}_j^2 \hat{g}_p^2}. \quad (4)$$

Полагая, что форма огибающей корреляционной функции помехи известна и весовые коэффициенты АМФ и АРФ определяются в результате функциональных преобразований $\hat{h}_j = h_j(\hat{\rho})$, $\hat{g}_p = g_p(\hat{\rho})$ [5], проведем соответствующие усреднения в (4), применяя асимптотические свойства ОМП параметров помехи и $\hat{\rho}$, $\hat{\phi}$ — нормальность и эффективность [6, 7].

Рассмотрим линейную аппроксимацию зависимостей $\hat{h}_j = h_j(\hat{\rho})$ в окрестности $\bar{\rho} = \rho$ в виде $\hat{h}_j = h_j + (\hat{\rho} - \rho)h'_j$, где $h_j = h_j(\rho)$. Производные $h'_j = h'_j(\rho) = \partial h_j(\rho) / \partial \rho$ в связи с отсутствием аналитической зависимости $h_j(p)$ определим методом конечных разностей

$$h'_j = [h_j(\rho + \Delta\rho) - h_j(\rho)] / \Delta\rho.$$

Используя линейную аппроксимацию $\hat{h}_j = h_j + (\hat{\rho} - \rho)h'_j$ при усреднении в (4) с учетом асимптотической нормальности распределения ОМП $\hat{\rho}$ со средним ρ и дисперсией $\sigma_{\hat{\rho}}^2$, получим

$$\overline{\hat{h}_j \hat{h}_k} = [h_j + (\hat{\rho} - \rho)h'_j][h_k + (\hat{\rho} - \rho)h'_k] = h_j h_k + \sigma_{\hat{\rho}}^2 h'_j h'_k.$$

Проанализируем линейную аппроксимацию зависимостей $\hat{g}_p = g_p(\hat{\rho})$ в окрестности $\bar{\rho} = \rho$ в виде $\hat{g}_p = g_p + (\hat{\rho} - \rho)g'_p$, где $g_p = g_p(\rho)$. Применив ее при усреднении в (4) с учетом асимптотической нормальности распределения оценки $\hat{\rho}$ со средним ρ и дисперсией $\sigma_{\hat{\rho}}^2$, получим

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

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

$$\begin{aligned} & \overline{\cos[(j-k-p+s)(\varphi-\hat{\varphi})-(j-k)(r-1)\psi]} = \\ & = \cos[-(j-k)(r-1)\psi] \exp[-(j-k-p+s)^2 \sigma_{\hat{\varphi}}^2 / 2]. \end{aligned}$$

С учетом проведенных усреднений для коэффициента подавления помехи

$$\begin{aligned} \gamma = \frac{\sigma_V^2}{\sigma^2} = & \sum_{j,k=m+1}^N \sum_{p,s=0}^m h_j h_k g_p g_s \rho(j-p, k-s) \times \\ & \times \cos[-(j-k)(r-1)\psi] \exp[-(j-k-p+s)^2 \sigma_{\hat{\varphi}}^2 / 2] + \\ & + \lambda \sum_{j=m+1}^N \sum_{p=0}^m h_j^2 g_p^2 + \\ & + \sigma_{\hat{\rho}}^2 \left\{ \sum_{j,k=m+1}^N \sum_{p,s=1}^{m-1} h_j h_k g'_p g'_s \rho(j-p, k-s) \times \right. \\ & \times \cos[-(j-k)(r-1)\psi] \exp[-(j-k-p+s)^2 \sigma_{\hat{\varphi}}^2 / 2] + \\ & \left. + \lambda \sum_{j=m+1}^N \sum_{p=1}^{m-1} h_j^2 g_p'^2 \right\} + \quad (5) \\ & + \sigma_{\hat{\rho}}^2 \left\{ \sum_{j,k=m+1}^N \sum_{p,s=0}^m h_j h'_k g_p g_s \rho(j-p, k-s) \times \right. \\ & \times \cos[-(j-k)(r-1)\psi] \exp[-(j-k-p+s)^2 \sigma_{\hat{\varphi}}^2 / 2] + \\ & \left. + \lambda \sum_{j=m+1}^N \sum_{p=0}^m h_j^2 g_p^2 \right\} + \\ & + \sigma_{\hat{\rho}}^4 \left\{ \sum_{j,k=m+1}^N \sum_{p,s=1}^{m-1} h_j h'_k g'_p g'_s \rho(j-p, k-s) \times \right. \\ & \times \cos[-(j-k)(r-1)\psi] \exp[-(j-k-p+s)^2 \sigma_{\hat{\varphi}}^2 / 2] + \\ & \left. + \lambda \sum_{j=m+1}^N \sum_{p=1}^{m-1} h_j^2 g_p'^2 \right\}. \end{aligned}$$

Коэффициенты h_j образуют вектор $\mathbf{h} = \{h_j\}$, оптимальное значение которого определяется на основе максимизирующего выражения (4) работы [4] решения матричного уравнения в виде собственного вектора соответствующей матрицы. Коэффициенты h'_j определяются численно методом конечных разностей.

Коэффициенты g_p определяют по алгоритмам, соответствующим критерию (3) работы [5]. Для РФ 2-го порядка ($m = 2$) имеем

$$g_0 = g_2 = 1; g_1 = -2\rho.$$

Для РФ 3-го порядка следует использовать априорную информацию о форме огибающей функции корреляции помехи. Например, для гауссовской функции ($\rho_{1k} = \rho^{(k-1)^2}$) при $m = 3$

$$g_0 = -g_3 = 1, g_1 = -g_2 = -(\rho + \rho^2 + \rho^3).$$

Для коэффициентов g'_p при $m = 2$ $g'_1 = -2$, а при $m = 3$ $g'_1 = g'_2 = -(1 + 2\rho + 3\rho^2)$.

Дисперсии оценок $\hat{\rho}$, $\hat{\varphi}$ определяются в соответствии с выражениями (2), (3).

Потери в коэффициенте подавления помехи находят из соотношения

$$\Delta\gamma = \gamma/\gamma_0, \quad (6)$$

где γ_0 — коэффициент подавления помехи без учета ошибок адаптации, определяемый с помощью выражения (5) при $\sigma_{\hat{\rho}}^2 = 0$, $\sigma_{\hat{\varphi}}^2 = 0$.

На рис. 3 приведены зависимости потерь $\Delta\gamma$ в коэффициенте подавления помехи от объема обучающей выборки n для системы когерентной обработки сигналов при $N = 8$, $m = 3$, $\lambda = 10^{-6}$ и двух значений нормированной ширины гауссовского спектра помехи — $\beta = 0,1$ и $\beta = 0,2$. Таким образом, величина потерь зависит от объема обучающей выборки и ширины спектра. С расширением спектра потери уменьшаются, так как в этом случае снижается эффективность системы обработки, вследствие чего уменьшается чувствительность к ошибкам адаптации.

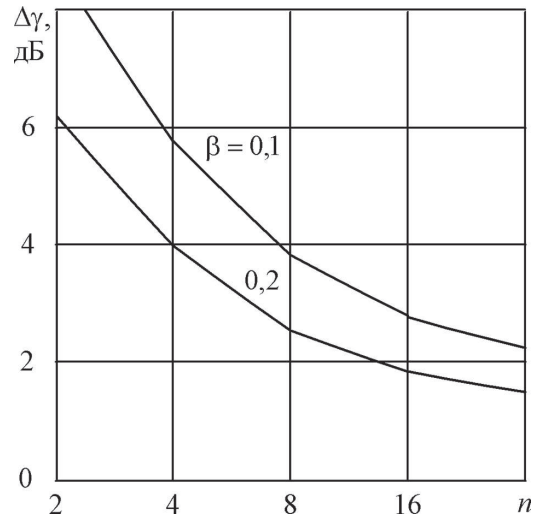


Рис. 3. Зависимости потерь в коэффициенте подавления помехи от объема обучающей выборки

В целом соотношения (5), (6) и аналогичные кривые на рис. 3 позволяют выбирать объем обучающей выборки в зависимости от заданной величины потерь адаптации, спектрально-корреляционных свойств помехи и структуры системы обработки.

Заключение

Введенная функция правдоподобия позволяет проанализировать точности оценивания неизвестных параметров пассивной помехи — коэффициентов межпериодной корреляции и доплеровского сдвига фазы.

Полученные на основе выражения Крамера – Рао соотношения устанавливают связь между точностью оценивания неизвестных параметров помехи и объемом обучающей выборки и спектрально-корреляционными свойствами помехи.

Достаточно близкое совпадение результатов расчета с эмпирическими результатами, полученными

путем имитационного статистического моделирования на ПЭВМ соответствующих алгоритмов оценивания, подтверждает асимптотическую эффективность используемых при адаптации систем обработки оценок максимального правдоподобия.

Проведенный на основе асимптотических свойств оценок максимального правдоподобия анализ эффективности систем обработки устанавливает связь между подавлением помехи в системе и ошибками адаптации к неизвестным параметрам помехи.

Литература

1. **Справочник** по радиолокации. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника. М.: Техносфера, 2014.
2. **Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A.** Principles of Modern Radar: Basic Principles. N.-Y.: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010.
3. **Попов Д.И.** Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 1. С. 32—39.
4. **Попов Д.И.** Оптимизация систем обработки сигналов на фоне пассивных помех // Вестник МЭИ. 2015. № 4. С. 75—78.
5. **Попов Д.И.** Адаптация систем обработки сигналов на фоне пассивных помех // Вестник МЭИ. 2016. № 3. С. 78—83.
6. **Репин В.Г., Тартаковский Г.П.** Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977.
7. **Крамер Г.** Математические методы статистики. М.: Мир, 1975.

References

1. **Spravochnik** po Radiolokatsii. Kn. 1 / Pod Red. M.I. Skolnika. M.: Tekhnosfera, 2014. (in Russian).
2. **Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A.** Principles of Modern Radar: Basic Principles. N.-Y.: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010.
3. **Popov D.I.** Optimal'naya Obrabotka Mnogochastotnyh Signalov. Izvestiya Vuzov Rossii. Radioelektronika. 2013;1:32—39. (in Russian).
4. **Popov D.I.** Optimizatsiya Sistem Obrabotki Signalov na Fone Passivnyh Pomekh. Vestnik MPEI. 2015;4:75—78. (in Russian).
5. **Popov D.I.** Adaptatsiya Sistem Obrabotki Signalov na Fone Passivnyh Pomekh. Vestnik MPEI. 2016;3:78—83. (in Russian).
6. **Repin V.G., Tartakovskiy G.P.** Statisticheskiy Sintez pri Apriornoy Neopredelennosti i Adaptatsiya Informatsionnyh Sistem. M.: Sov. Radio, 1977. (in Russian).
7. **Kramer G.** Matematicheskie Metody Statistiki. M.: Mir, 1975. (in Russian).

Сведения об авторе

Попов Дмитрий Иванович — доктор технических наук, профессор Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru

Information about author

Popov Dmitriy I. — Dr.Sci. (Techn.), Professor of Ryazan State Radio Engineering University, e-mail: adop@mail.ru

Статья поступила в редакцию 07.12.2016