

УДК 621.396.96:621.391.26

ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ КОГЕРЕНТНО-ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

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

Ключевые слова: адаптация, вероятностный критерий, движущиеся цели, многочастотные сигналы, оптимизация, пассивные помехи, системы обработки, слепые скорости.

Введение

При обнаружении сигналов движущихся целей на фоне мешающих отражений (пассивных помех) в когерентно-импульсных радиолокационных системах (РЛС) высокой скважности возникают известные проблемы – априорная неопределенность корреляционных характеристик помехи и слепые скорости цели. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на замене неизвестных параметров их состоятельными оценками и последующем построении адаптивных алгоритмов обработки. А исключение слепых скоростей цели достигается использованием многочастотных сигналов, которые помимо этого открывают дополнительные возможности обнаружения эхосигналов, позволяя без увеличения суммарной излучаемой мощности получить выигрыш в дальности обнаружения цели. Для этого отраженные компоненты многочастотного сигнала должны быть статистически независимыми, что достигается соответствующим разносом несущих частот, выбираемым из условия малости длин волн, соответствующих разностным частотам, по сравнению с радиальными размерами цели. Обработка статистически независимых сигналов должна осуществляться раздельно для каждого из сигналов. В работе [1] синтезирован оптимальный алгоритм обработки многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, включающий адаптивную матричную фильтрацию отсчетов каждого частотного компонента с последующим когерентным суммированием (накоплением) результатов матричной фильтрации. Весовыми коэффициентами матричного фильтра являются оценки элементов обратной корреляционной матрицы помехи, вычисление которых в условиях априорной неопределенности представляет собой трудоемкую процедуру, усложняющую реализацию оптимальных алгоритмов обработки, что приводит к построению и оптимизации более простых когерентно-весовых алгоритмов. С целью достижения предельной для рассматриваемого класса систем эффективности оптимизацию следует проводить по вероятностному критерию эффективности системы обработки.

Когерентно-весовая обработка сигналов

Рассмотрим обработку в одном элементе разрешения по дальности каждого из L частотных каналов многочас-

Рассмотрены методы оптимизации систем когерентно-весовой обработки многочастотных радиолокационных сигналов по вероятностным критериям. Приведены структурные схемы систем адаптивной обработки при непрерывном и дискретном режимах обзора. Проведен анализ систем обработки многочастотных сигналов.

тотной когерентно-импульсной РЛС последовательности N цифровых отсчетов $U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}$ комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной (коррелированной) помехи и собственного шума, следующих через период повторения T и образующих в этом элементе разрешения совокупность вектор-столбцов $\mathbf{U}_l = \{U_{jl}\}^T$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$. Оптимальная междупериодная обработка отсчетов U_{jl} в l -м частотном канале определяется алгоритмом [1]

$$V_l = \mathbf{H}_{0l}^{*T} \mathbf{U}_l = \sum_{j=1}^N H_{0jl}^* U_{jl}, \quad l = \overline{1, L},$$

где \mathbf{H}_{0l}^* – оптимальный весовой вектор-столбец с элементами

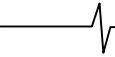
$$H_{0jl}^* = \sum_{k=1}^N W_{jk}^{*(l)} e^{-ik\phi_c^{(l)}}; \quad W_{jk}^{(l)} – \text{элементы матрицы}$$

\mathbf{W}_l , обратной корреляционной матрицы помехи $\mathbf{R}_l = \overline{\mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^{*T}} / 2\sigma_{\Pi}^2$, элементы которой при симметричном спектре помехи $R_{jk}^{(l)} = \rho_{jk}^{(l)} e^{i(j-k)\phi_n^{(l)}} + \lambda \delta_{jk}$; $\phi_c^{(l)}$ и $\phi_n^{(l)}$ – доплеровские сдвиги фазы за период повторения T сигнала и помехи в l -м частотном канале; $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\Pi}^2$ – отношение собственный шум/пассивная помеха; δ_{jk} – символ Кронекера.

Преодоление априорной неопределенности параметров матрицы \mathbf{R}_l или \mathbf{W}_l , в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода, предполагает переход к оценочным значениям $\hat{R}_{jk}^{(l)}$ или $\hat{W}_{jk}^{(l)} = \hat{w}_{jk}^{(l)} e^{i(j-k)\hat{\phi}_n^{(l)}}$, что приводит к весовым коэффициентам

$$H_{0jl}^* = e^{-ij\hat{\phi}_n^{(l)}} \sum_{k=1}^N \hat{w}_{jk}^{(l)} e^{-ik(\hat{\phi}_c^{(l)} - \hat{\phi}_n^{(l)})}, \quad l = \overline{1, L}$$

Множитель $e^{-ij\hat{\phi}_n^{(l)}}$ соответствует автокомпенсации доплеровской фазы помехи, реализуемой на входе системы обработки [2, 3]. В этом случае множитель $e^{-ij\hat{\phi}_n^{(l)}}$ исключается из весовых коэффициентов, для вычисления которых требуется обращение оценочного значения $\hat{\mathbf{R}}_l$ или непо-



средственное вычисление оценок $\hat{w}_{jk}^{(l)}$. Представляют интерес более простые варианты построения системы обработки с весовыми коэффициентами $H_{jl}^* = h_{jl} e^{-i j \mathcal{G}_l}$ (где $\mathcal{G}_l = \phi_c^{(l)} - \phi_n^{(l)}$), не требующими в процессе обработки вычисления обратных корреляционных матриц.

Неопределенность величины \mathcal{G}_l в доплеровском интервале однозначности $[-\pi, \pi]$, соответствующем частотному интервалу $[-1/2T, 1/2T]$, приводит к многоканальному по доплеровской фазе \mathcal{G}_l построению системы обработки в каждом частотном канале. Так как ширина спектральных составляющих когерентной пачки радиопульсов равна $1/NT$, то при согласованной с этой величиной полосе пропускания каждого доплеровского канала их число должно быть равно N . При этом неопределенность величины \mathcal{G}_l в p -м доплеровском канале ограничивается интервалом $\Delta\psi = 2\pi/N$ с центральным значением $\psi_p = \Delta\psi \left(p - \frac{N+1}{2} \right)$, $p = \overline{1, N}$.

В доплеровских каналах каждого частотного канала осуществляется когерентно-весовая обработка исходных отсчетов в соответствии с алгоритмом

$$V_{lp} = \mathbf{H}_{lp}^* \mathbf{U}_l = \sum_{j=1}^N H_j^{*(lp)} U_{jl} = \sum_{j=1}^N h_j^{(lp)} e^{-i j \psi_p} U_{jl}, \quad l = \overline{1, L},$$

$$p = \overline{1, N}. \quad (1)$$

Для достижения предельной эффективности системы обработки в заданных условиях весовые коэффициенты $h_j^{(lp)}$ в p -м доплеровском канале l -го частотного канала определяются путем оптимизации, устанавливающей их функциональную связь с характеристиками помехи.

Сигнал от движущейся цели попадает в различные доплеровские каналы каждого из частотных каналов, что исключает возможность объединения последних. Решение о наличии сигнала принимается отдельно в доплеровских каналах каждого частотного канала по результатам сравнения с пороговыми уровнями обнаружения v_{0lp} величин $v_{lp} = |V_{lp}|^2$. Заметим, что автокомпенсация доплеровской фазы пассивной помехи на входе многоканального фильтра (МФ) приводит к локализации ее спектральных составляющих в центральных каналах МФ, облегчая тем самым обнаружение сигналов движущихся целей в свободных от помехи каналах.

Различие доплеровских сдвигов фазы сигнала в частотных каналах исключает слепые скорости цели. При этом доплеровский сдвиг $\phi_p = 2\pi f_{др} T$, соответствующий разностной доплеровской частоте $f_{др} = 2v_r f_p / c$ (где v_r – радиальная скорость цели, $f_p = f_l - f_{l+1}$ – разность несущих частот излучаемых сигналов, c – скорость распространения радиоволн), не должен превышать 2π . Если разность f_p выбрать так, чтобы фазовый сдвиг ϕ_p для максимальной скорости цели $v_{r \max}$ не превышал 2π , то среди реально возможных скоро-

стей цели вообще не будет слепых скоростей.

При отсутствии пассивных (коррелированных) помех основным видом некоррелированных помех являются собственные шумы приемника. При этом обработка описывается также алгоритмом (1), в котором весовые коэффициенты $h_j^{(lp)} = h_j$ при непрерывном сканировании антенного луча определяются формой огибающей пачки, соответствующей диаграмме направленности антенны на передачу и прием, а при дискретном сканировании – $h_j = 1$.

Критерии и методы оптимизации систем когерентно-весовой обработки сигналов

Вероятность правильного обнаружения сигнала на выходе p -го канала МФ l -го частотного канала определяется известным выражением:

$$D_p(\mathcal{G}_l) = F_1^{1/[1+q_l \mu_p(\mathcal{G}_l)]} = \exp\{\ln F_1 / [1+q_l \mu_p(\mathcal{G}_l)]\}, \quad l = \overline{1, L},$$

$$p = \overline{1, N}, \quad (2)$$

где F_1 – вероятность ложной тревоги в каждом доплеровском канале, связанная с вероятностью ложной тревоги F для многоканальной системы обработки в целом выражением $F = 1 - (1 - F_1)^{LN} \approx LN F_1$ при $LN F_1 \ll 1$, откуда следует, что $F_1 \approx F / LN$; q_l – отношение сигнал/помеха на входе l -го частотного канала. При этом выигрыш в отношении сигнал/помеха

$$\mu_p(\mathcal{G}_l) = \mathbf{h}_{lp}^T \mathbf{r}_{lp}^c(\mathcal{G}_l) \mathbf{h}_{lp} / \mathbf{h}_{lp}^T \mathbf{r}_{lp}^n \mathbf{h}_{lp}, \quad l = \overline{1, L}, \quad p = \overline{1, N}, \quad (3)$$

где $\mathbf{h}_{lp} = \{h_j^{(lp)}\}$ – вектор весовых коэффициентов, $\mathbf{r}_{lp}^c(\mathcal{G}_l)$ и \mathbf{r}_{lp}^n – корреляционные матрицы сигнала и помехи, элементы которых с учетом погрешностей автокомпенсации [3] и фазовых сдвигов МФ имеют вид

$$r_{jk}^{c(lp)}(\mathcal{G}_l) = \rho_{jk}^{c(l)} \cos[(j-k)(\mathcal{G}_l - \psi_p)] \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\hat{\phi}_l}^2 / 2],$$

$$r_{jk}^{n(lp)} = \rho_{jk}^{n(l)} \cos[(j-k)\psi_p] \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\hat{\phi}_l}^2 / 2] + \lambda \delta_{jk},$$

$$\sigma_{\hat{\phi}_l}^2 - \text{дисперсия оценки } \hat{\phi}_l = \hat{\phi}_n^{(l)} \quad [3].$$

Полагая распределение величины \mathcal{G}_l равномерным в интервале $\Delta\psi$ любого канала МФ и исключая ее неопределенность путем соответствующего усреднения, вероятностный критерий оптимизации вектора \mathbf{h}_{lp} представим в виде

$$D_{lp} = \max_{\mathbf{h}_{lp}} \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_p - \Delta\psi/2}^{\psi_p + \Delta\psi/2} D_p(\mathcal{G}_l) d\mathcal{G}_l =$$

$$= \max_{\mathbf{h}_{lp}} \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_p - \Delta\psi/2}^{\psi_p + \Delta\psi/2} \exp\{\ln F_1 / [1+q_l \mu_p(\mathcal{G}_l)]\} d\mathcal{G}_l,$$

$$l = \overline{1, L}, \quad p = \overline{1, N}.$$

С учетом сравнительно небольших размеров интервала $\Delta\psi$ и с целью упрощения решения задачи можно приближенно использовать критерий

$$\mu_{lp} = \max_{\mathbf{h}_l} \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_p - \Delta\psi/2}^{\psi_p + \Delta\psi/2} \mu_{lp}(\vartheta_l) d\vartheta_l$$

$$= \max_{\mathbf{h}_l} (\mathbf{h}_l^T \mathbf{r}_l^c \mathbf{h}_l / \mathbf{h}_l^T \mathbf{r}_l^p \mathbf{h}_l), \quad l = \overline{1, L}, \quad p = \overline{1, N},$$

где элементы матрицы \mathbf{r}_l^c – $r_{jk}^{c(l)} = \rho_{jk}^{c(l)} \times \text{sinc}[(j-k)\Delta\psi/2] \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\hat{\phi}_l}^2 / 2]$.

Из экстремальных свойств собственных значений матриц следует, что величины μ_{lp} равны максимальным собственным значениям матриц $\mathbf{r}_l^c \mathbf{w}_{lp}^p$ (где \mathbf{w}_{lp}^p – матрицы, обратные матрицам \mathbf{r}_l^p), а соответствующие им собственные векторы этих матриц представляют собой искомые векторы \mathbf{h}_l , $l = \overline{1, L}$, $p = \overline{1, N}$.

С практической точки зрения представляют интерес МФ с общим для всех доплеровских каналов взвешиванием в каждом из частотных каналов ($\mathbf{h}_l = \mathbf{h}_l$), что позволяет реализовать МФ на базе алгоритма дискретного преобразования Фурье или эквивалентной процедуры быстрого преобразования Фурье. При этом вектор $\mathbf{h}_l = \{h_j^{(l)}\}$ оптимизируется по интегральному критерию, соответствующему максимуму средней по всем доплеровским каналам каждого частотного канала вероятности правильного обнаружения:

$$D_l = \max_{\mathbf{h}_l} \frac{1}{N \Delta\psi} \sum_{p=1}^N \int_{\psi_p - \Delta\psi/2}^{\psi_p + \Delta\psi/2} D_{lp}(\vartheta_l) d\vartheta_l =$$

$$= \max_{\mathbf{h}_l} \frac{1}{N \Delta\psi} \sum_{p=1}^N \int_{\psi_p - \Delta\psi/2}^{\psi_p + \Delta\psi/2} \exp\{\ln F_l / [1 + q_l \mu_{lp}(\vartheta_l)]\} d\vartheta_l,$$

$$l = \overline{1, L}.$$

Учитывая, что при больших N и, следовательно, относительно малых размерах интервала $\Delta\psi$ интегрирование несущественно влияет на конечный результат, полагаем $\vartheta_l = \psi_p$ и получаем $\mu_{lp}(\vartheta_l) = \mu_{lp}$ и $D_{lp}(\mu_{lp}) = D_{lp}$, что позволяет перейти к упрощенному критерию

$$D_l = \max_{\mathbf{h}_l} \frac{1}{N} \sum_{p=1}^N D_{lp}$$

$$= \max_{\mathbf{h}_l} \frac{1}{N} \sum_{p=1}^N \exp[\ln(F / LN) / (1 + q_l \mu_{lp})], \quad l = \overline{1, L}.$$

Данный критерий дополняется условиями $F = \text{const}$, $q_l = \text{const}$. При $F = \text{const}$ и $D = \text{const}$ используется критерий минимума порогового отношения сиг-

нал/помеха: $q_l = \min_{\mathbf{h}_l}$. В обоих случаях задача не решается

аналитическими методами. Численное решение может быть найдено методами нелинейного программирования, приводящими к достаточно трудоемкой с вычислительной точки зрения процедуре оптимизации. Более просто приближенное значение оптимального вектора $\mathbf{h}_l = \{h_j^{(l)}\}$ находится в классе параметрически заданных весовых функций. При аппроксимации проекций вектора $\{h_j^{(l)}\}$ отсчетами весовой функции Дольфа – Чебышева варьируемым является параметр α , определяющий ширину главного лепестка амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра и его амплитуду по отношению к первому боковому. Осуществляя поиск по параметру α , можно достичь компромисса между данными показателями АЧХ, удовлетворяющего критерию оптимизации.

Оптимальный вектор $\mathbf{h}_l = \{h_j^{(l)}\}$ реализует предельную эффективность обнаружения в соответствующем частотном канале при заданных корреляционных свойствах сигнала и помехи. Для широкого класса сигналов может быть использована модель совместных флюктуаций ($\rho_{jk}^{c(l)} = 1$). Априорная неопределенность корреляционных свойств помехи предполагает адаптацию весовых коэффициентов МФ каждого частотного канала к оценочным значениям параметров помехи.

Структурные схемы систем когерентно-весовой обработки сигналов

Структурная схема системы адаптивной обработки отсчетов U_{jl} одной (l -й) частотной компоненты при непрерывном режиме обзора изображена на рис. 1, где АК – автокомпенсатор доплеровской фазы пассивной помехи [2, 3], ЗУ – запоминающее устройство обрабатываемых отсчетов, используемых также для определения оценок $\hat{\rho}_{1k}^{n(l)} = \hat{\rho}_{1k}^{(l)}$ ($k = \overline{2, N}$), которые с целью классификации помеховой обстановки идентифицируются в априорном пространстве параметров помех с последующим выбором предварительно рассчитанного оптимального вектора $\{h_j^{(l)}\}$. Взвешенные отсчеты подвергаются дискретному преобразованию Фурье (ДПФ).

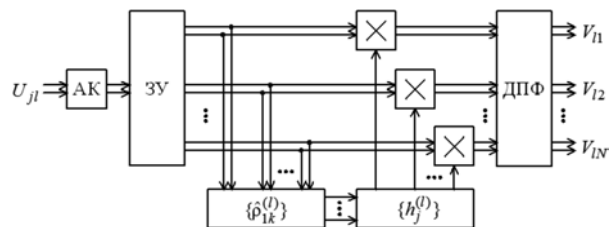


Рис. 1 Структурная схема системы обработки при непрерывном режиме обзора

При известной форме корреляционной функции достаточно определить оценку $\hat{\rho}_{12}^{(l)} = \hat{\rho}_l$. Структурная схема соответствующей системы адаптивной обработки отсчетов U_{jl} одной (l -й) частотной компоненты при дис-

кретном режиме обзора приведена на рис. 2. Для известной аппроксимации функции корреляции по оценке $\hat{\rho}_l$ выбирается оптимальный вектор $\{h_j^{(l)}\}$, проекции которого по командам блока управления (БУ) поочередно коммутируются блоком переключений (БП) к входу весового блока (\times). Исходные отсчеты в запоминающем устройстве ($ЗУ_\tau$) задерживаются на интервал τ , равный задержке при вычислении оценки $\hat{\rho}_l$. Взвешенные отсчеты в каждом доплеровском канале (на рис. 2 показан один канал) когерентно накапливаются путем их задержки в запоминающем устройстве ($ЗУ_T$) на интервал T и комплексного умножения ($\dot{\times}$) на величину $e^{i\psi_p}$ в цепи обратной связи [4]. После перемещения антенного луча в новое положение по команде БУ коммутатор (Км) переключает запоминающее устройство $ЗУ_T$ к выходу канала, и происходит считывание накопленных сумм.

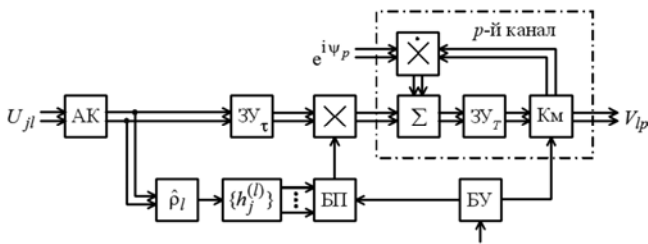


Рис. 2 Структурная схема системы обработки при дискретном режиме обзора

Анализ систем когерентно-весовой обработки сигналов

При раздельном обнаружении в каналах обработки вероятность правильного обнаружения сигнала в p -м доплеровском канале при $\mathcal{G}_l \approx \psi_p$ определяется аналогичным (2) выражением

$$D_{lp} = F_1^{1/(1+q_l \mu_{lp})}, \quad S \quad l = \overline{1, L}, \quad p = \overline{1, N},$$

где $F_1 \approx F / LN$ – вероятность ложной тревоги в каждом доплеровском канале, μ_{lp} – выигрыш в отношении сигнал/помеха, определяемый выражением (3) при $\mathcal{G}_l \approx \psi_p$.

Вероятность правильного обнаружения для l -го частотного канала находится как средняя по соответствующим доплеровским каналам вероятность

$$D_l = \frac{1}{N} \sum_{p=1}^N D_{lp} = \frac{1}{N} \sum_{p=1}^N (F / LN)^{1/(1+q_l \mu_{lp})}, \quad l = \overline{1, L}.$$

Вероятность пропуска сигнала в одном частотном канале равна $1 - D_l$, а при статистической независимости сигналов в частотных каналах вероятность пропуска сигнала от цели одновременно во всех частотных каналах –

$\prod_{l=1}^L (1 - D_l)$. Тогда вероятность правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале

$$D = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - D_l).$$

Если предположить, что вероятность правильного обнаружения во всех частотных каналах $D_l \approx D_0$, то $D \approx 1 - (1 - D_0)^L$. В частности, при $D_0 = 0,5$ и $L = 2$ получим $D \approx 0,75$, а при $L = 4$ – $D \approx 0,94$. Как видим, использование многочастотных сигналов позволяет повысить эффективность обнаружения. Кроме того, повышение эффективности обнаружения происходит за счет исключения слепых скоростей цели.

При когерентном обнаружении многочастотных сигналов на фоне собственных шумов приемника при $h_j = 1$ и $\phi_c^{(l)} \approx \psi_p$ выигрыш в отношении сигнал/шум $\mu_{lp} = \mu \approx N$. Полагая, что мощность излучаемых импульсов распределяется между L частотными каналами поровну, для отношения сигнал/шум на входе каждого частотного канала имеем $q_1 = q/L$, где q – отношение суммарной мощности многочастотного сигнала к шуму одного канала. Вероятность правильного обнаружения сигнала в одном доплеровском (частотном) канале определяется также формулой

$$D_1 = F_1^{1/(1+Nq)} = (F / LN)^{1/(1+Nq/L)}. \quad (4)$$

С учетом статистической независимости сигналов в частотных каналах вероятность пропуска сигнала от цели одновременно во всех частотных каналах равна $(1 - D_1)^L$. Учитывая выражение (4), окончательно для вероятности правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале получаем

$$D = 1 - (1 - D_1)^L = 1 - \left[1 - (F / LN)^{1/(1+Nq/L)} \right]^L,$$

откуда для порогового отношения сигнал/шум находим

$$q = \frac{L}{N} \left\{ \frac{\log(F / LN)}{\log[1 - (1 - D)^{1/L}]} - 1 \right\}. \quad (5)$$

Соответствующие выражению (5) при $N = 20$ и $F = 10^{-6}$ зависимости порогового отношения сигнал/шум от числа частотных каналов L для различных значений вероятности D приведены на рис. 3. Как видим, при $D = 0,5$ использование многочастотных сигналов в рассматриваемом варианте (постоянная излучаемая суммарная мощность и раздельное обнаружение в частотных каналах) не приводит к выигрышам в пороговом отношении сигнал/шум по сравнению с одночастотным сигналом. Однако при больших вероятностях ($D = 0,9$) существует оптимальное число частотных каналов ($L = 2 \dots 4$), при котором выигрыш по сравнению с одночастотным сигналом составляет 2,5 дБ, что позволяет соответствующим образом уменьшить излучаемую суммарную мощность или при той же излучаемой мощности увеличить дальность обнаружения цели. Наличие установленных выигрышей подтверждает целесообразность использования раздельной когерентной обработки многочастотных сигналов. Кроме того, в этом случае по номерам доплеровских каналов, в которых произошло обнаружение цели, при соответствующем разnose несущих частот возможно однозначное измерение радиальной скорости цели в когерентно-импульсных РЛС высокой скважности [1].

Заключение

Рассмотренные методы оптимизации систем когерентно-весовой обработки многочастотных сигналов по вероятностным критериям позволяют реализовать предельную эффективность обнаружения при заданных корреляционных свойствах сигнала и пассивной помехи.

Априорная неопределенность корреляционных свойств пассивной помехи предполагает адаптацию весовых коэффициентов предложенных систем когерентно-весовой обработки многочастотных сигналов к оценочным значениям параметров помехи.

Использование многочастотных сигналов приводит к повышению эффективности обнаружения движущихся целей.

Литература

1. Попов Д.И. Адаптивная обработка сигналов на фоне пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2000. – Т. 43, № 1. – С. 59-68.
2. А. с. № 1015757 СССР, МПК6 G 01 S 7/36. Уст-

ройство подавления пассивных помех / Д.И. Попов; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.

3. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30-33.

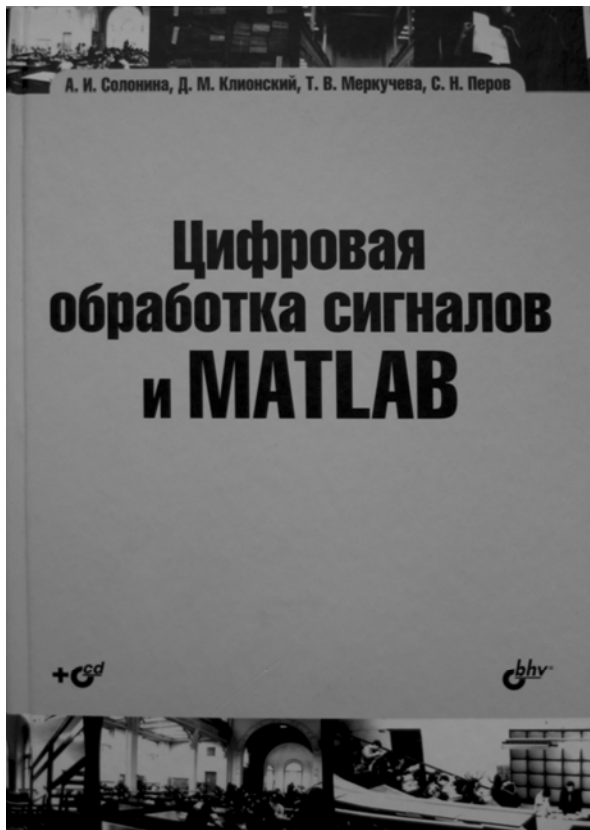
4. А. с. № 633353 СССР, МПК6 G 01 S 7/292. Устройство цифровой когерентной обработки сигналов / Д.И. Попов; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 9 с.

OPTIMIZATION OF COHERENT-WEIGHT PROCESSING SYSTEMS OF MULTIFREQUENCY SIGNALS

Popov D.I.

The methods of optimization of coherent-weight processing systems of multifrequency radar signals on probabilistic criterion are considered. The block diagrams of adaptive processing systems at continuous and discrete modes of the review are given. The analysis of processing systems of multifrequency signals is carried out.

НОВЫЕ КНИГИ



*Солонина А.И., Клинский Д.М.,
Меркучева Т.В., Перов С.Н.*

Цифровая обработка сигналов и MATLAB
СПб.: БХВ-Петербург, 2013. – 512 с.
(Учебная литература для вузов)

Описываются базовые методы и алгоритмы цифровой обработки сигналов и средств их компьютерного моделирования в системе MATLAB. Даны основы алгоритмического языка MATLAB. Рассматриваются дискретные сигналы, линейные дискретные системы, дискретное преобразование Фурье с использованием алгоритмов БПФ, синтез и анализ КИХ- и БИХ-фильтров, в том числе с фиксированной точкой, спектральный анализ сигналов, многоскоростная обработка сигналов и адаптивная цифровая фильтрация.

Технология обучения в процессе компьютерного моделирования на основе созданных авторами программ или графического интерфейса пользователя MATLAB расширяет теоретические знания и позволяет понять многие важные проблемы и аспекты практического применения методов и алгоритмов ЦОС. На прилагаемом к книге CD хранятся обучающие программы и таблицы исходных данных.

Предназначена для студентов, аспирантов и преподавателей вузов, а также специалистов в области цифровой обработки сигналов.