

УДК 621.396.1.001.24

СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНОГО ФЛУКТУИРУЮЩЕГО СИГНАЛА НА ФОНЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Ю.В. ГРИДНЕВ, В.А. ПАЛЬЦЕВ

Физико-технический институт НАН РБ
Купревича, 10, Минск, 220141, Беларусь

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 14 февраля 2012

Произведен синтез оптимальной структуры системы пространственно-временной обработки сигнала цели на радиолокационном фоне. Определены структуры пространственно-временных фильтров компенсации коррелированных пассивных помех и когерентного накопления импульсных сигналов.

Ключевые слова: пространственно-временной фильтр, корреляционная матрица.

Введение

В радиолокационных станциях (РЛС) с большой апертурой антенны информация о целях и помехах содержится в отраженном пространственно-временном (ПВ) сигнале [1–3]. В статье рассматривается когерентно-импульсная (КИ) РЛС с адаптивной M -элементной антенной решеткой (ААР) и адаптивным приемником, в которой происходит обнаружение по пространству и времени флукутирующего ПВ КИ сигнала цели в виде пакета из L импульсов на фоне коррелированных помех. РЛС данного типа включает последовательно соединенную антенну в виде эквидистанционной линейной ААР с шагом d и приемное устройство с временным автокомпенсатором пассивных помех (ВАК) и временным автокогерентным накопителем (ВАКН) полезного сигнала (см. рис. 1) [4].

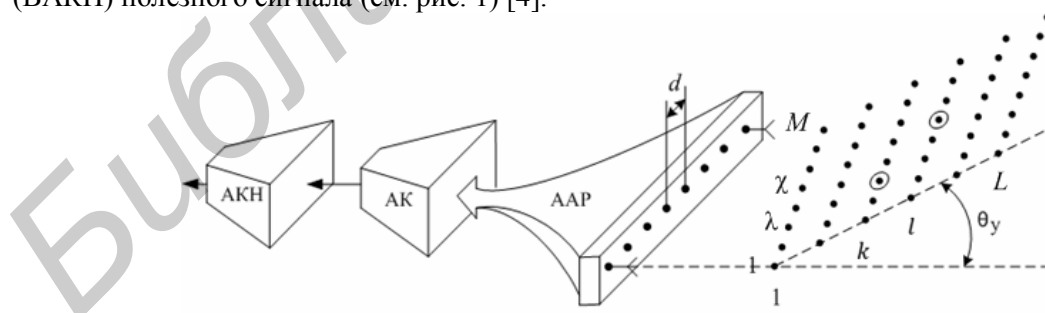


Рис. 1. Пространственно-временная система обработки сигнала

Модель отраженного сигнала цели и помехи можно представить в виде ПВ случайных процессов, которые описываются комплексными функциями со случайной амплитудой и неслучайной фазой [2, 5, 6]. Корректное построение теории оптимальной обработки данного вида сигнала, с учетом его внутриимпульсной модуляции, требует привлечения сложного математического аппарата. Однако эту задачу можно упростить, если в модели отраженного сигнала будем учитывать только междупериодные и междуканальные свойства комплексных огибающих

в виде дискретных значений корреляционных функций с индексами kl по времени и с индексами $\chi\lambda$ по направлению прихода сигнала (рис. 1).

Синтез оптимальной структуры системы ПВ обработки сигнала цели на радиолокационном фоне

Учитывая сказанное выше, модель импульсного комплексного сигнала на входе системы обработки можно представить в виде суммы полезного сигнала цели $\dot{x}_{k\lambda}$ и фона $\dot{f}_{k\lambda}$ в ПВ записи с индексами $k\lambda$

$$\dot{y}_{k\lambda} = x_{k\lambda} e^{j\vartheta_{k\lambda}} + f_{k\lambda} e^{j\psi_{k\lambda}},$$

где $x_{k\lambda}$, $f_{k\lambda}$ – случайные амплитуды ПВ $k\lambda$ импульса цели и фона; $\vartheta_{k\lambda}$, $\psi_{k\lambda}$ – регулярные фазы ПВ $k\lambda$ импульса цели и фона.

Доплеровский набег фазы по дальности отраженного сигнала цели и помехи за период повторения определяется по формуле $\Delta\vartheta_d = \Omega_{dc} T_p$, $\Delta\psi_d = \Omega_{dp} T_p$. Междуканальный набег фазы

по углу отраженного сигнала цели и помехи определяется $\Delta\vartheta_y = \Omega_y T_y = \left[\omega_0 \cdot \cos\theta_y \int \frac{v}{D} dt \right] \cdot T_y$,

где $T_y = \frac{d}{c}$ – междуканальный период обработки сигнала.

Если нормированная корреляционная функция амплитудных флуктуаций по времени отраженного сигнала цели является экспоненциальной, то ее дискретные значения междупериодной корреляционной функции с учетом фазового набега определяются через индексы kl согласно выражения $R_{kl}^x = \overline{x_k x_l^*} = 2\sigma_x^2 r^{|k-l|} e^{j(k-l)\Delta\vartheta_d}$ и формируют корреляционную матрицу сигнала по времени $\|R_{kl}^x\|$ [5]. Дискретные значения междуканальной корреляционной функции определяются через индексы $\chi\lambda$ согласно выражения $R_{\chi\lambda}^x = \overline{x_\chi x_\lambda^*} = 2\sigma_x^2 r^{|\chi-\lambda|} e^{j|\chi-\lambda|\Delta\vartheta_y}$ и формируют корреляционную матрицу по углу $\|R_{\chi\lambda}^x\|$.

Дискретные значения междупериодной корреляционной функции ПВ КИ сигнала фона (помехи) также определяются через индексы kl согласно выражения $R_{kl}^f = \overline{f_k f_l^*} = 2\sigma_f^2 r^{|k-l|} e^{j(k-l)\Delta\psi_d}$ и формируют матрицу $\|R_{kl}^f\|$, а дискретные значения междуканальной корреляционной функции определяются через индексы $\chi\lambda$ согласно выражения $R_{\chi\lambda}^f = \overline{f_\chi f_\lambda^*} = 2\sigma_f^2 r^{|\chi-\lambda|} e^{j|\chi-\lambda|\Delta\psi_y}$ и формируют матрицу $\|R_{\chi\lambda}^f\|$.

Единая ПВ-обработка сигнала цели на радиолокационном фоне требует единой записи корреляционной функции сигнала по времени (междупериодной корреляции), по углу (междуканальной корреляции) и по углу-времени (междупериодной и междуканальной корреляции) в виде статистического усреднения флуктуирующих комплексных огибающих сигнала по четырем индексам $kl\chi\lambda$ [7]:

$$R_{k\chi l\lambda}^x = \overline{x_{k\chi} x_{l\lambda}^*} = \overline{x_k x_l^* x_\chi x_\lambda^*} = \overline{x_k x_l^*} \cdot \overline{x_\chi x_\lambda^*} + \left(\overline{x_k x_\lambda^*} \right)^2 = R_{kl}^x \cdot R_{\chi\lambda}^x + \left(R_{k\lambda}^x \right)^2, \quad (1)$$

где $R_{k\lambda}^x = \overline{x_k x_\lambda^*} = 2\sigma_x^2 r^{|k-\lambda|} e^{j(k-\lambda)\Delta\vartheta_d}$ – дискретные значения междупериодной и междуканальной корреляционной функции.

Соответственно, дискретные значения междупериодной и междуканальной корреляционной функции сигнала цели согласно выражения (1) определяют единую ПВ-матрицу сигнала цели:

$$\|R_{kl\chi\lambda}^x\| = \|R_{kl}^x\| \cdot \|R_{\chi\lambda}^x\| + \left(\|R_{k\lambda}^x\| \right)^2, \quad (2)$$

где $\|R_{k\lambda}^x\|$ – ПВ (междупериодно-междуканальная) корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей отраженного сигнала цели.

Аналогично можно получить дискретные значения ПВ (междупериодной и междуканальной) корреляционной функции сигнала фона (помехи) и ее единую ПВ матрицу:

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^f\| = \|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^f\| + \left(\|R_{k\lambda}^f\|\right)^2, \quad (3)$$

где $\|R_{k\lambda}^f\|$ – ПВ (междупериодно-междуканальная) корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей сигнала фона.

Полученные выражения (2) и (3) показывают, что единая ПВ корреляционная матрица сигнала цели и фона определяется произведением известных корреляционных матриц по времени (междупериодной) и углу (междуканальной) $\|R_{kl}^x\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^x\|$, а также ранее неизвестным новым членом квадрата ПВ корреляционной матрицы по времени и углу $\left(\|R_{k\lambda}^x\|\right)^2$ с учетом единой междупериодной и междуканальной связи.

Будем считать, что полезный сигнал цели и сигнал фона являются нормальными стационарными процессами (комплексными сигналами) со средними значениями, равными нулю, и заданными корреляционными функциями $R_{kl\gamma\lambda}^x = R_{kl}^x \cdot R_{\gamma\lambda}^x + \left(R_{k\lambda}^x\right)^2$ для сигнала цели и $R_{kl\gamma\lambda}^f = R_{kl}^f \cdot R_{\gamma\lambda}^f + \left(R_{k\lambda}^f\right)^2$ для сигнала фона (помехи). Для такой модели наиболее полной статистической характеристикой комплексной огибающей отраженного сигнала и фона являются их многомерные плотности вероятности, которые при отсутствии сигнала цели определяются только фоном (помехой) ($y_{k\lambda} = f_{k\lambda}$):

$$w_0(y) = \frac{1}{(2\pi)^{LM} \text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|} \exp\left(-\sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M Q_{kl\gamma\lambda}^f y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*\right),$$

а при наличии сигнала цели и фона ($y_{k\lambda} = x_{k\lambda} + f_{k\lambda}$) определяются следующим выражением

$$w_1(y) = \frac{1}{(2\pi)^{LM} \text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|} \exp\left(-\sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f} y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*\right),$$

где $Q_{kl\gamma\lambda}^f$ – элементы матрицы, обратной корреляционной матрицы фона $\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|$, имеющей определитель $\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|$; $Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}$ – элементы матрицы, обратной корреляционной матрицы сигнала и фона $\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|$, имеющей определитель $\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|$.

Математическим эквивалентом устройства оптимальной ПВ обработки является отношение правдоподобия, которое определяется как отношение многомерной плотности вероятности совокупности результатов междупериодной и междуканальной обработки при наличии сигнала к многомерной плотности вероятности той же совокупности в отсутствие сигнала:

$$\Lambda(y) = \frac{w_1(y)}{w_0(y)} = \frac{\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|}{\text{Det}\|R_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\|} \exp\left(\sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M (Q_{kl\gamma\lambda}^f - Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}) y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*\right).$$

Решение об обнаружении сигнала с учетом его единой ПВ корреляции можно принимать по величине

$$Z = \sum_{k,l=1}^L \sum_{\gamma,\lambda=1}^M (Q_{kl\gamma\lambda}^f - Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}) y_k y_l^* y_\gamma y_\lambda^*.$$

Данное выражение представляет собой алгоритм единой ПВ междупериодной и междуканальной обработки входного сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$, который позволяет записать матрицу обработки

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^y\| = \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| - \|Q_{kl\gamma\lambda}^{x+f}\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1} \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\|. \quad (4)$$

Выражение (4) определяет структуру единой ПВ-системы междупериодной и междуканальной обработки флуктуирующего сигнала на фоне коррелированной помехи.

Первый ПВ сомножитель $\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\|$ матрицы обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$ определяется исключительно ПВ корреляционными свойствами фона через обратную единую корреляционную матрицу фона и согласно выражения (3) определяет первый этап обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$:

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^I\| = \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| = \frac{E}{\|R_{kl\gamma\lambda}^f\|} = \frac{E}{\|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^f\| + (\|R_{k\lambda}^f\|)^2} = \|Q_{kl}^f\| \cdot \|Q_{\gamma\lambda}^f\| \cdot \|Q_{k\lambda}^{f1}\|, \quad (5)$$

где $\|Q_{kl}^f\|$ – обратная междупериодная матрица фона; $\|Q_{\gamma\lambda}^f\|$ – обратная междуканальная матрица

фона; $\|Q_{k\lambda}^{f1}\| = \left[E + \frac{(\|R_{k\lambda}^f\|)^2}{\|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^f\|} \right]^{-1}$ – обратная ПВ-матрица фона.

Система, реализующая единый этап ПВ подавления и декорреляции фона включает в себя антенную систему компенсации помехи, которая определяется обратной матрицей фона $\|Q_{\gamma\lambda}^f\|$, приемник подавления (декорреляции) помехи, который определяется обратной матрицей фона $\|Q_{kl}^f\|$, и ПВ-устройство подавления помехи, которое определяется обратной матрицей фона $\|Q_{k\lambda}^f\|$.

Второй сомножитель матрицы обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^{II}\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (6)$$

определяет второй этап обработки этого сигнала, который заключается в выделении флуктуирующего сигнала цели на декоррелированном радиолокационном фоне. Структура этой системы определяется единой ПВ-матрицей обработки сигнала цели

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^{III}\| = \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| = \|R_{kl}^x\| \cdot \|R_{\gamma\lambda}^x\| + (\|R_{k\lambda}^x\|)^2 \quad (7)$$

и включает антенную систему накопления сигнала за время междуканальной пространственной корреляции по ее апертуре, которая определяется матрицей $\|R_{\gamma\lambda}^x\|$, приемник накопления импульсного сигнала за время междупериодной корреляции, который определяется матрицей $\|R_{kl}^x\|$, и ПВ-устройство накопления сигнала, которое определяется матрицей $\|R_{k\lambda}^x\|$.

Структура ПВ адаптивного фильтра компенсации коррелированных пассивных помех

Квадрат амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) единого устройства обработки сигнала $y_{kl\gamma\lambda}$ определяется преобразованием Фурье дискретного аналога корреляционной характеристики единой матрицы обработки (5):

$$\left| k(\omega T_n, \omega_y T_y) \right|^2 = \sum_{k-l} \sum_{\gamma-\lambda} R_{kl\gamma\lambda}^y e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\gamma-\lambda)\omega_y T_y]}.$$

Согласно выражения (5) общая матрица обработки представлена произведением двух матриц обработки:

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^y\| = \|R_{kl\gamma\lambda}^I\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^{II}\|,$$

что позволяет записать квадрат АЧХ единой ПВ-системы в виде произведения квадратов АЧХ первого и второго этапов обработки сигнала:

$$|k(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \sum_{\substack{k-l \\ \chi-\lambda}} R_{k\lambda}^I R_{l\lambda}^{II} e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = |K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 \cdot |K^{II}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2.$$

Таким образом, единая ПВ-система обработки когерентно-импульсного сигнала на радиолокационном фоне состоит из ПВ-устройства подавления фона с частотной характеристикой $|K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2$ и ПВ-устройства накопления полезного сигнала с частотной характеристикой $|K^{II}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2$.

Квадрат АЧХ ПВ-фильтра подавления фона можно аналогично представить в виде

$$|K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} R_{k\lambda}^I e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)} \cdot \frac{1}{S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)} \cdot \frac{1}{S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y)}, \quad (8)$$

где $S_{kl}^f(\omega T_n)$ – энергетический спектр последовательности междупериодных дискретных значений фона; $S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)$ – энергетический спектр последовательности междуканальных дискретных значений фона;

$S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y) = S_{PB}^f(\omega T_n, \omega_y T_y) = 1 + \frac{(S_{k\lambda}^f(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^f(\omega T_n) S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)}$ – энергетический спектр последовательности междупериодных и междуканальных дискретных значений фона.

Таким образом, квадрат АЧХ ПВ-устройства декорреляции фона обратно пропорционален междупериодному, междуканальному и междупериодно-междуканальному энергетическим спектрам фона.

Из выражения (8) следует, что ПВ-фильтр подавления фона состоит из пространственного фильтра с частотной характеристикой $K_I^2(\omega_y T_y) = \frac{1}{S_{\lambda\lambda}^f(\omega_y T_y)}$, временного фильтра с частотной характеристикой $K_I^2(\omega T_n) = \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)}$, и пространственно-временного фильтра с частотной характеристикой $K_I^2(\omega T_n, \omega_y T_y) = \frac{1}{S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y)}$.

Структура ПВ адаптивного фильтра когерентного накопления импульсных сигналов

Квадрат АЧХ ПВ-устройства выделения ПВ КИ флуктуирующего сигнала цели на фоне шума (декоррелированной помехи) можно представить в виде дискретного преобразования Фурье от элементов корреляционной матрицы второго этапа обработки сигнала $y_{kl\lambda}$:

$$|K_{\text{опт}}^{II}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} R_{k\lambda}^{II} e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]}.$$

Учитывая выражение (6) для ПВ КИ сигнала цели, можно записать единую ПВ корреляционную матрицу второго этапа обработки в свернутом виде:

$$\|R_{kl\lambda}^{II}\| = \left[E + (\mu \cdot \|R_{kl\lambda}^x\|)^{-1} \right]^{-1} = \frac{\mu \cdot \|R_{kl\lambda}^x\|}{E + \mu \cdot \|R_{kl\lambda}^x\|}, \quad (9)$$

где μ – отношение сигнал/шум после первого этапа обработки.

Из выражения (9) видно, что единая ПВ корреляционная матрица второго этапа обработки определяется исключительно корреляционными свойствами сигнала и отношением сигнал/шум после первого этапа обработки.

Представим единую ПВ корреляционную матрицу в раздельном виде согласно выражений (7) по времени (междупериодная), по углу (междуканальная) и по времени и углу

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^{\prime\prime}\| = \mu \cdot \|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\| \left[E + \frac{(\|R_{k\lambda}^x\|)^2}{\|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\|} \right] \cdot \left[E + \mu \cdot \|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\| \left[E + \frac{(\|R_{k\lambda}^x\|)^2}{\|R_{kl}^x\| \|R_{\gamma\lambda}^x\|} \right] \right]^{-1}. \quad (10)$$

Учитывая дискретное преобразование Фурье от элементов корреляционной матрицы сигнала цели, квадрат АЧХ второго этапа обработки согласно выражения (10) можно записать в виде

$$\begin{aligned} |K_{\text{опт}}^{\prime\prime}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 &= \frac{\mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) \left[1 + \frac{(S_{k\lambda}^x(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)} \right]}{1 + \mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) \left[1 + \frac{(S_{k\lambda}^x(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)} \right]} = \\ &= \frac{\mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y)}{1 + \mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y) S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y)}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $S_{kl}^x(\omega T_n)$ – энергетический спектр последовательности междупериодных дискретных значений сигнала цели; $S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)$ – энергетический спектр последовательности междуканальных

дискретных значений сигнала цели; $S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y) = 1 + \frac{(S_{k\lambda}^x(\omega T_n, \omega_y T_y))^2}{S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)}$ – ПВ энергетический спектр последовательности дискретных значений сигнала цели.

Выражение (11) показывает, что квадрат АЧХ ПВ-устройства накопления сигнала цели на фоне белого шума пропорционален междупериодному, междуканальному и междупериодно-междуканальному энергетическим спектрам сигнала цели.

При отсутствии ПВ корреляции сигнала элементы корреляционной матрицы $\|R_{k\lambda}^x\|$ будут равны нулю и выражение (11) преобразуется к виду

$$|K_{\text{опт}}^{\prime\prime}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \frac{\mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)}{1 + \mu S_{kl}^x(\omega T_n) S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)},$$

которое показывает трансформацию единой ПВ-системы накопления сигнала в раздельные системы с накоплением сигнала в антенне и приемном устройстве согласно квадрата АЧХ:

$$|K_{\text{опт}}^{\prime\prime}(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 = \left| K_{\text{АП}}^{\prime\prime}(\omega_y T_y) \right| \left| K_{\text{Прием}}^{\prime\prime}(\omega T_n) \right|^2.$$

Из выражения (11) следует, что единый ПВ-фильтр накопления сигнала состоит из пространственного (междуканального) фильтра с частотной характеристикой

$$K_{\text{опт}}^2(\omega_y T_y) = \frac{1}{S_{\gamma\lambda}^x(\omega_y T_y)},$$

временного (междупериодного) фильтра с частотной характеристикой

$$K_{\text{опт}}^2(\omega T_n) = \frac{1}{S_{kl}^x(\omega T_n)}$$

и пространственно-временного (междуканального и междупериодного) фильтра с частотной характеристикой $K_{\text{опт}}^2(\omega T_n, \omega_y T_y) = \frac{1}{S_{\text{ПВ}}^x(\omega T_n, \omega_y T_y)}$.

Заключение

Полученные результаты показывают, что адекватная ПВ структура фильтра подавления коррелированной помехи и фильтра накопления флуктуирующего сигнала цели полностью определяется их пространственной, временной и пространственно-временной корреляцией, на основании которой разработаны технические устройства [8–10].

SYNTHESIS OF THE PROCESSING DEVICE OF THE SPACE-TIME COHERENTLY-PULSE FLUCTUATING SIGNAL AGAINST THE CORRELATED PASSIVE HINDRANCES

Y.V. GRIDNEV, V.A. PALTSEV

Abstract

The synthesis of the optimal structure of space-time signal processing for background on the radar is produced. Determined the structure of space-time filters compensation correlated passive hindrances and coherent accumulation of pulse signals.

Список литературы

1. *Канащенкова А.И., Меркулова В.И.* Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития. М., 2003.
2. *Кремер И.Я. и др.* Пространственно-временная обработка сигналов. М., 1984.
3. *Коростелев А.А.* Пространственно-временная теория радиосистем. М., 1987.
4. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки. М., 1986.
5. *Охрименко А.Е.* Основы радиолокации и РЭБ. М., 1983.
6. *Ширмана Я.Д.* Теоретические основы радиолокации. М., 1970.
7. *Евсиков Ю.А., Чапурский В.В.* Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. М., 1977.
8. *Гриднев Ю.В.* Авторское свидетельство SU №1507052 «Пространственно-временной автокомпенсатор».
9. *Гриднев Ю.В.* Авторское свидетельство SU №1632209 «Цифровой пространственно-временной автокомпенсатор».
10. *Гриднев Ю.В., Пальцев В.А., Осипова Д.Н.* Патент на полезную модель ВУ №7898U.