

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Гриднев Ю.В., Гриднев С.Ю., Пальцев В.А.

Мониторинг земной поверхности и наземных объектов с борта беспилотного летательного аппарата (БЛА) используется при решении широкого круга задач: топографического обеспечения, охраны границы, предупреждения чрезвычайных ситуаций, охраны природы и окружающей среды и т. п. Для решения этих задач в большинстве случаев на борту БЛА устанавливаются инфракрасные и телевизионные камеры, а также когерентно-импульсные радиолокационные станции (РЛС) с синтезированной апертурой антенны (РСА), которые позволяют получать радиолокационное изображение объектов на фоне растительной и водной поверхности, независимо от времени суток в любых метеорологических условиях и на больших дальностях наблюдения.

1. Синтез оптимальной структуры системы ПВ обработки сигнала цели на радиолокационном фоне в РСА

Принцип действия бортовых РЛС с синтезированной апертурой антенны основан на использовании перемещения одной антенны с широкой диаграммой направленности по траектории полета для последовательного формирования антенной решетки больших размеров. При облучении земной поверхности ось диаграммы направленности антенны (ДНА) РСА расположена под некоторым углом к горизонтальной плоскости и перпендикулярна прямолинейной траектории полета БЛА (рис. 1). Будем считать, что при боковом обзоре РСА на расстоянии r_0 от БЛА внутри диаграммы направленности антенны с шириной угла $\Delta\theta$ облучается подвижная цель (Ц) на фоне земной (водной) поверхности.

Отраженный сигнал в сантиметровом диапазоне волн принимается и обрабатывается в РСА в пределах ее ДНА на максимальном отрезке пути полета БЛА $L_M = 2r_0 \operatorname{tg} \frac{\Delta\theta}{2}$, где r_0 — расстояние между БЛА и целью. Реальная длина интервала синтеза удовлетворяет двум условиям: $L < L_M$; $L \ll r_0$. Ширина ДНА такой РЛС опреде-

ляется углом $\Delta\theta = \frac{\lambda}{d_a}$, который связан с угловым разрешением радиолокатора и зависит от длины волны λ и размеров реальной антенны d_a . Для синтезированной диаграммы антенны РСА угловое разрешение (разрешение по азимуту) $\Delta\theta_{\text{РСА}} = \frac{\lambda}{2L}$ намного больше углового разрешения РЛС за

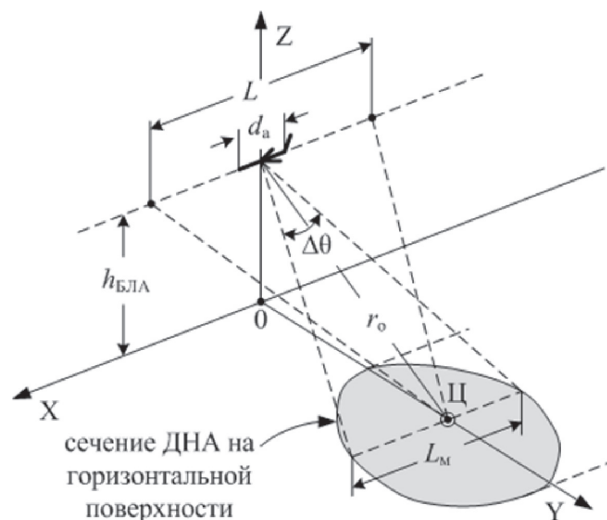


Рис. 1

счет большей апертуры $2L \gg d_a$, т. е. $\Delta\theta_{\text{РСА}} \ll \Delta\theta$. Высокая разрешающая способность по дальности обеспечивается за счет малой длительности импульсных сигналов.

Рассмотрим систему пространственно-временной (ПВ) обработки когерентно-импульсного флукутирующего сигнала цели на фоне коррелированных помех (местных предметов) в РСА, которая включает последовательно соединенные синтезированную антенну РСА в виде эквидистантной линейной M -элементной адаптивной антенной решетки (ААР) с шагом d и адаптивное приемное устройство с последовательно соединенным автокомпенсатором (АК) пассивных помех и автокогерентным накопителем (АКН) полезного сигнала (рис. 2).

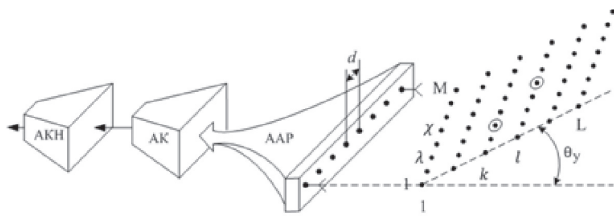


Рис. 2. Пространственно-временная система обработки сигнала

Эффективное обнаружение движущихся целей на фоне местных предметов в РСА основано на использовании как временных (частотных), так и пространственных (угловых) различий сигналов, отраженных от движущихся объектов и местности. В математической модели отраженного сигнала необходимо учитывать то, что радиосигналы представляют собой электромагнитные волны, которые зависят от времени и пространственных координат точек поля, т. е. является векторными полями. Если при приеме волн не учитывать их поляризацию, то можно ограничиться описанием наблюдаемого процесса в виде скалярной функции векторного аргумента — скалярного поля. Процесс наблюдения сигнала и помеха представляют собой пространственно-временные случайные процессы, которые можно описать комплексными функциями. Корректное построение теории оптимальной обработки случайных полей требует привлечение сложного математического аппарата. Однако эту задачу можно упростить, если в модели отраженного сигнала будем учитывать только междупериодную и междуканальную корреляцию комплексных огибающих, т. е. представлять ПВ сигнал, амплитуда и фаза которого зависит от дискретного времени (импульсы

с индексами kl) и направления прихода сигнала (импульсы с индексами $\chi\lambda$). Таким образом, на входы M -элементной ААР с междуканальным расстоянием d поступает пакет отраженных L -радиоимпульсов с периодом повторения $T_{\text{п}}$, каждый из которых можно записать в виде

$$\dot{y}_{k\lambda} = y_{k\lambda} e^{j\varphi_{k\lambda}} = x_{k\lambda} e^{j\vartheta_{k\lambda}} + f_{k\lambda} e^{j\psi_{k\lambda}}, \quad (1)$$

где $x_{k\lambda}, f_{k\lambda}$ — случайные амплитуды полезного сигнала и фона (k — череспериодный индекс, λ — междуканальный индекс); $\vartheta_{k\lambda}, \psi_{k\lambda}$ — регулярные фазы полезного сигнала и фона.

В выражении (1) сигнал фона представляет собой аддитивную смесь сигнала пассивной помехи и белого шума приемника:

$$\dot{f}_{k\lambda} = \dot{N}_{k\lambda} + \dot{h}_{k\lambda}, \quad (2)$$

где $\dot{N}_{k\lambda} = N_{k\lambda} e^{j\psi_{k\lambda}}$ — сигнал помехи от местных предметов; $\dot{h}_{k\lambda}$ — комплексная огибающая шума.

Междупериодный набег фазы отраженного сигнала цели и помехи ($\Delta\vartheta = \Omega_{\text{дс}} T_{\text{п}}$, $\Delta\psi_{\text{д}} = \Omega_{\text{дп}} T_{\text{п}}$) зависит от доплеровской частоты сигнала, которая для неподвижной цели определяется ее угловым положением относительно вектора скорости полета БЛА, а для движущейся цели — как ее угловым положением, так и радиальной скоростью полета БЛА.

Междуканальный набег фазы отраженного сигнала цели и помехи при угловом движении цели и помехи (перпендикулярно направлению на РСА) определяется угловой скоростью $\Delta\dot{\theta} = \frac{v_y}{D}$, которая после интегрирования дает угловое приращение $\Delta\theta = \int \frac{v_y(t)}{D} dt$ и изменение угловой час-

тоты $\Omega_y = \omega_0 \cos \theta_y \Delta\theta = \omega_0 \cos \theta_y \int \frac{v}{D} dt \frac{\text{Opposite}}{\text{Hypotenuse}}$, что ведет к появлению междуканального набега фазы $\Delta\vartheta_y = \Omega_y T_y = \left[\omega_0 \cos \theta_y \int \frac{v}{D} dt \right] T_y$, где $T_y = \frac{d}{c}$ — междуканальный период обработки сигнала.

При отдельной обработке ПВ когерентно-импульсного полезного сигнала дискретные значения междупериодной корреляционной функции определяются через индексы kl согласно выражению $R_{kl}^x = \overline{x_k x_l^*} = 2\sigma_x^2 r^{|k-l|} e^{j(k-l)\Delta\vartheta_{\text{д}}}$ и формируют корреляционную матрицу сигнала по времени $\|R_{kl}^x\|$, а дискретные значения междуканальной корреляционной функции определяются через индексы $\chi\lambda$ согласно выражению $R_{\chi\lambda}^x = \overline{x_{\chi} x_{\lambda}^*} = 2\sigma_x^2 r^{|\chi-\lambda|} e^{j|\chi-\lambda|\Delta\vartheta_y}$ и формируют корреляционную матрицу сигнала по углу $\|R_{\chi\lambda}^x\|$ [1].

Аналогично дискретные значения между периодной корреляционной функции фона при его раздельной ПВ обработке определяются через индексы kl согласно выражению $R_{kl}^f = \overline{f_k f_l^*} = 2\sigma_f^2 r^{|k-l|} e^{j|k-l|\Delta\psi}$ и формируют соответствующую матрицу $\|R_{kl}^f\|$, а дискретные значения междуканальной корреляционной функции фона определяются через индексы $\chi\lambda$, согласно выражению $R_{\chi\lambda}^f = \overline{f_\chi f_\lambda^*} = 2\sigma_f^2 r^{|k-\lambda|} e^{j|k-\lambda|\Delta\psi}$, и формируют соответствующую матрицу $\|R_{\chi\lambda}^f\|$.

Согласно [10], при обнаружении движущейся цели на фоне земной поверхности в РСА нельзя отдельно выполнять пространственную и временную обработку сигнала, поскольку каждой частоте принимаемого сигнала должна соответствовать определенная пространственная обработка, т. е. необходимо выполнить пространственно — временное сжатие сигнала. Поэтому единая ПВ обработка сигнала цели на радиолокационном фоне требует единой записи корреляционной функции сигнала по времени, по углу и по углу-времени в виде статистического усреднения флуктуирующих комплексных огибающих сигнала по четырем индексам $kl\chi\lambda$ [2]:

$$R_{kl\chi\lambda}^x = \overline{x_{k\chi} x_{l\lambda}^*} = \overline{x_k x_l^* x_\chi x_\lambda^*} = \overline{x_k x_l^*} \cdot \overline{x_\chi x_\lambda^*} + \left(\overline{x_k x_\lambda^*}\right)^2 = R_{kl}^x R_{\chi\lambda}^x + \left(R_{k\lambda}^x\right)^2, \quad (3)$$

где $R_{k\lambda}^x = \overline{x_k x_\lambda^*} = 2\sigma_x^2 r^{|k-\lambda|} e^{j|k-\lambda|\Delta\theta}$ — дискретные значения между периодной и междуканальной корреляционной функции.

Соответственно дискретные значения между периодной и междуканальной корреляционной функции сигнала цели согласно выражению (3) определяют единую ПВ матрицу сигнала цели:

$$\|R_{kl\chi\lambda}^x\| = \|R_{kl}^x\| \cdot \|R_{\chi\lambda}^x\| + \left(\|R_{k\lambda}^x\|\right)^2, \quad (4)$$

где $\|R_{kl}^x\|$ — между периодная корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей отраженного сигнала цели; $\|R_{\chi\lambda}^x\|$ — междуканальная корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей отраженного сигнала цели; $\|R_{k\lambda}^x\|$ — ПВ (между периодная и междуканальная) корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей отраженного сигнала цели.

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

$$\|R_{kl\chi\lambda}^f\| = \|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\chi\lambda}^f\| + \left(\|R_{k\lambda}^f\|\right)^2, \quad (5)$$

где $\|R_{kl}^f\|$ — между периодная корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей сигнала фона; $\|R_{\chi\lambda}^f\|$ — междуканальная корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей сигнала фона; $\|R_{k\lambda}^f\|$ — ПВ (между периодная и междуканальная) корреляционная матрица дискретных значений комплексной огибающей сигнала фона.

Выражения (4)–(5) показывают, что единая ПВ корреляционная матрица сигнала цели и фона определяется произведением известных корреляционных матриц по времени (между периодной) и углу (междуканальной), а также новым членом квадрата ПВ корреляционной матрицы по времени и углу с учетом единой между периодной и междуканальной связи.

Задача обнаружения случайного сигнала цели при заданной корреляционной функцией на фоне другого случайного процесса с заданной корреляционной функцией фона при переходе к дискретным значениям сводится к задаче обнаружения одной случайной последовательности на фоне другой случайной последовательности. При этом будем считать, что полезный сигнал цели и сигнал фона являются нормальными стационарными процессами (комплексными сигналами) со средними значениями равными нулю и заданными корреляционными функциями $R_{kl\chi\lambda}^x = R_{kl}^x \cdot R_{\chi\lambda}^x + \left(R_{k\lambda}^x\right)^2$

для сигнала цели и $R_{kl\chi\lambda}^f = R_{kl}^f \cdot R_{\chi\lambda}^f + \left(R_{k\lambda}^f\right)^2$ для сигнала фона (помехи).

Наиболее полной статистической характеристикой комплексной огибающей отраженного импульсного сигнала и фона является их многомерная плотность вероятности, которая при отсутствии сигнала цели определяются фоном ($y_{k\lambda} = f_{k\lambda}$):

$$w_0(y) = \frac{1}{(2\pi)^{LM}} \frac{1}{\text{Det}\|R_{kl\chi\lambda}^f\|} \exp\left(-\sum_{k,l=1}^L \sum_{\chi,\lambda=1}^M Q_{kl\chi\lambda}^f y_k y_l^* y_\chi y_\lambda^*\right), \quad (6)$$

а при условии наличия сигнала цели и фона ($y_{k\lambda} = x_{k\lambda} + f_{k\lambda}$) определяется выражением

$$w_1(y) = \frac{1}{(2\pi)^{LM}} \frac{1}{\text{Det}\|R_{kl\chi\lambda}^{x+f}\|} \exp\left(-\sum_{k,l=1}^L \sum_{\chi,\lambda=1}^M Q_{kl\chi\lambda}^{x+f} y_k y_l^* y_\chi y_\lambda^*\right), \quad (7)$$

где $Q_{kl\chi\lambda}^f = Q_{kl}^f \cdot Q_{\chi\lambda}^f + \left(Q_{k\lambda}^f\right)^2$ — элементы матрицы, обратной корреляционной матрицы фона $\|R_{kl\chi\lambda}^f\|$, имеющей определитель $\text{Det}\|R_{kl\chi\lambda}^f\|$; $Q_{kl\chi\lambda}^{x+f} = Q_{kl}^{x+f} \cdot Q_{\chi\lambda}^{x+f} + \left(Q_{k\lambda}^{x+f}\right)^2$ — элементы матрицы, обратной корреляционной матрицы сигнала цели и фона.

ляционной матрицы сигнала и фона имеющей определитель $\text{Det} \|R_{kl\chi\lambda}^{x+f}\|$.

Математическим эквивалентом устройства оптимальной ПВ (междупериодной и междуканальной) обработки является отношение правдоподобия или логарифм отношения 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:

$$\Lambda(y) = \frac{w_1(y)}{w_0(y)} = \frac{\text{Det} \|R_{kl\chi\lambda}^f\|}{\text{Det} \|R_{kl\chi\lambda}^{x+f}\|} \exp\left(\sum_{k,l=1}^L \sum_{\chi,\lambda=1}^M (Q_{kl\chi\lambda}^f - Q_{kl\chi\lambda}^{x+f}) y_k y_l^* y_\chi y_\lambda^*\right). \quad (8)$$

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

$$Z = \sum_{k,l=1}^L \sum_{\chi,\lambda=1}^M (Q_{kl\chi\lambda}^f - Q_{kl\chi\lambda}^{x+f}) y_k y_l^* y_\chi y_\lambda^*. \quad (9)$$

Данное выражение (9) представляет собой ПВ алгоритм единой междупериодной и междуканальной обработки входного сигнала y_{kl} при наличии его ПВ корреляции. Из выражения (9) также можно записать матрицу единой ПВ обработки сигнала, которая определяет структуру единой ПВ системы междупериодной и междуканальной обработки

$$\|R_{kl\chi\lambda}^y\| = \|Q_{kl\chi\lambda}^f\| - \|Q_{kl\chi\lambda}^{x+f}\|. \quad (10)$$

После преобразования выражения (10), ПВ матрицу обработки сигнала $y_{kl\chi\lambda}$ можно представить в виде произведения двух сомножителей

$$\|R_{kl\chi\lambda}^y\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\chi\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\chi\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1} \|Q_{kl\chi\lambda}^f\|, \quad (11)$$

где $E = \|R_{kl\chi\lambda}\| \cdot \|Q_{kl\chi\lambda}\|$ — единичная матрица.

ПВ матрица обработки в виде двух сомножителей позволяет разделить обработку на два этапа

$$\|R_{kl\chi\lambda}^y\| = \|R_{kl\chi\lambda}^I\| \cdot \|R_{kl\chi\lambda}^{II}\|, \quad (12)$$

где $\|R_{kl\chi\lambda}^I\| = \|Q_{kl\chi\lambda}^f\|$ — ПВ матрица первого этапа об-

работки сигнала; $\|R_{kl\chi\lambda}^{II}\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\chi\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\chi\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1}$ — ПВ матрица второго этапа обработки сигнала.

Первый единый ПВ сомножитель $\|Q_{kl\chi\lambda}^f\|$ матрицы обработки сигнала фона определяется исключительно ПВ корреляционными свойствами фона согласно выражения (5) и имеет вид:

$$\|R_{kl\chi\lambda}^I\| = \|Q_{kl\chi\lambda}^f\| = \frac{E}{\|R_{kl\chi\lambda}^f\|} = \frac{E}{\|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\chi\lambda}^f\| + \left(\|R_{k\lambda}^f\| \right)^2} = \|Q_{kl}^f\| \cdot \|Q_{\chi\lambda}^f\| \cdot \|Q_{k\lambda}^{f1}\|, \quad (15)$$

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

$$\|Q_{k\lambda}^{f1}\| = \left[E + \frac{\left(\|R_{k\lambda}^f\| \right)^2}{\|R_{kl}^f\| \cdot \|R_{\chi\lambda}^f\|} \right]^{-1} \quad \text{— обратная}$$

ПВ (междупериодная и междуканальная) матрица фона.

Система, реализующая единый этап ПВ подавления и декорреляции (обеливания) фона, включает в себя антенную систему компенсации помехи, структура которой определяется матрицей $\|Q_{\chi\lambda}^f\|$, приемник подавления помехи, схема которого определяется матрицей $\|Q_{kl}^f\|$ и ПВ устройство подавления помехи, структура которого определяется матрицей $\|Q_{k\lambda}^f\|$.

2. Структура ПВ адаптивного фильтра компенсации коррелированных пассивных помех

Квадрат амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ПВ фильтра подавления фона можно представить в виде дискретного преобразование Фурье от элементов матрицы первого этапа обработки сигнала $y_{kl\chi\lambda}$.

$$\begin{aligned} |K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 &= \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} R_{kl\chi\lambda}^I e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \\ &= \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} Q_{kl\chi\lambda}^f e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \\ &= \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} Q_{kl}^f Q_{\chi\lambda}^f Q_{k\lambda}^f e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \\ &= \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} \frac{1}{R_{kl}^f R_{\chi\lambda}^f R_{k\lambda}^f} e^{-j[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \\ &= \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)} \cdot \frac{1}{S_{\chi\lambda}^f(\omega_y T_y)} \cdot \frac{1}{S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y)}, \quad (16) \end{aligned}$$

где $S_{kl}^f(\omega T_n)$ — энергетический спектр последовательности междупериодных дискретных значений фона; $S_{\chi\lambda}^f(\omega_y T_y)$ — энергетический спектр последовательности междуканальных дискретных значений фона; $S_{k\lambda}^{f1}(\omega T_n, \omega_y T_y) = S_{ПВ}^f(\omega T_n, \omega_y T_y) =$

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

Из выражения (16) 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 и $K_I^2(\omega T_n) = \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)}$ пространственно-временного фильтра частотной характеристикой $K_I^2(\omega T_n, \omega_y T_y) = \frac{1}{S_{k\lambda}^f(\omega T_n, \omega_y T_y)}$.

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

Естественные пространственно-временные условия расположения пассивной помехи относительно траектории полета БЛА приводят в процессе обработки сигнала помехи к смещению спектра по углу и частоте, что требует подстройки параметров адаптивной антенной решетки под характеристики спектра помехи. Такая ААР автоматически совмещает свои зоны пространственного подавления по оси угловых частот с пространственными гребешками спектра помехи за счет подстройки угловой частоты коррекции пространственного автокомпенсатора под доплеровскую угловую частоту $\omega_y = \omega_{y, \text{кор}}$, а также согласует пространственную ширину зоны подавления по оси частот $\Delta F_{\text{ААР}}$ с шириной гребешка спектра помехи ΔF_f . Структурная схема M канальной ААР представлена на рис. 3.

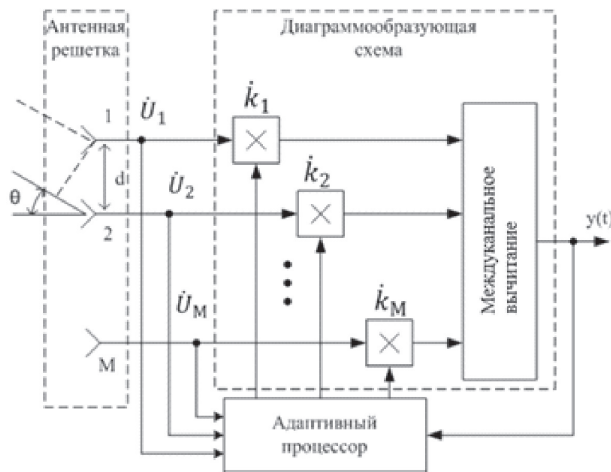


Рис. 3. Структурная схема M канальной ААР

В представленной схеме ААР каждый приемный канал имеет автоматически подстраиваемый «комплексный вес» пространственной обработки сигнала $\dot{k}_i = k_i e^{-j\Delta\psi_i}$, который при оптимальной обработке должен соответствовать пространственному комплексному коэффициенту корреляции $k_i e^{-j\Delta\psi_{\text{П}}} = r_{\text{П}} e^{-j\Delta\psi_{\text{П}}}$. При этом условии ААР будет выполнять свое назначение по оптимальному угловому подавлению пространственного спектра сигнала помехи. Принцип автоподстройки «комплексного веса» приемного канала поясняется двухканальной схемой, представленной на рис. 4.

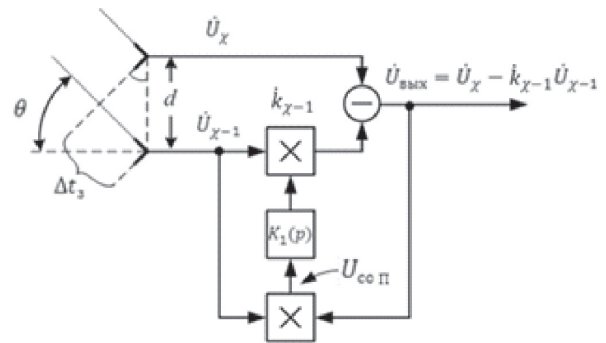


Рис. 4. Структурная схема пространственного автокомпенсатора

Регулируемый «комплексный вес» \dot{k}_{x-1} охвачен комплексной системой автоподстройки, в которой на выходе дискриминатора (схемы перемножения) формируется сигнал ошибки вида

$$\begin{aligned} U_{\text{соП}} &= K_d \left[\dot{U}_{x-1}^* (\dot{U}_x - \dot{k}_{x-1} \dot{U}_{x-1}) \right] = \\ &= K_d \left[\dot{U}_{x-1}^* \dot{U}_x - \dot{k}_{x-1} \dot{U}_{x-1}^* \dot{U}_{x-1} \right] = \\ &= 2\sigma_n^2 K_d \left[r_{\text{П}} e^{-j\Delta\psi_{\text{П}}} - k_{x-1} e^{-j\Delta\psi_{\text{П}}} \right]. \end{aligned} \quad (18)$$

Для подавления междупериодного гребенчатого спектра помехи можно использовать классический автокомпенсатор (АК), который автоматически совмещает по оси частот зоны подавления с гребешками спектра помехи и согласует ширину зоны подавления с шириной гребешка спектра помехи. Структурная схема междупериодного АК показана на рис. 5.

В представленной схеме АК приемный канал имеет автоматически подстраиваемый «комплексный вес» обработки сигнала $\dot{\alpha} = \alpha e^{-j\Delta\psi_{\text{Вкор}}}$, который при оптимальной обработке должен соответствовать комплексному коэффициенту корреляции по времени $\dot{\alpha} = \alpha e^{-j\Delta\psi_{\text{В}}} = r_{\text{В}} e^{-j\Delta\psi_{\text{В}}}$. В этом случае АК будет выполнять свое назначение по оптимальному подавлению пространственного спектра сигнала помехи по дальности.

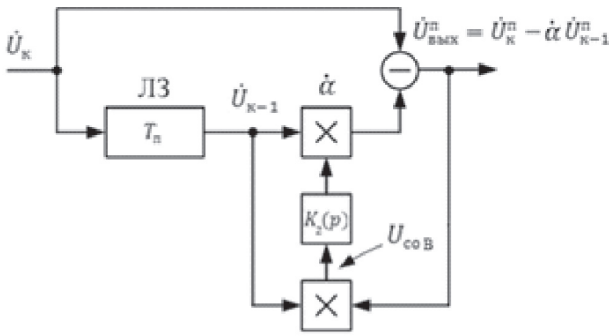


Рис. 5. Структурная схема междупериодного автокомпенсатора

Регулируемый «комплексный вес» $\hat{\alpha}$ охвачен комплексной системой автоподстройки, в которой на выходе дискриминатора (схемы перемножения) формируется сигнал ошибки вида

$$\begin{aligned} U_{cob} &= K_d \left[\overline{\hat{U}_{k-1}^* (\dot{U}_k - \hat{\alpha} \dot{U}_{k-1})} \right] = \\ &= K_d \left[\overline{\hat{U}_{k-1}^* \dot{U}_k} - \hat{\alpha} \overline{\hat{U}_{k-1}^* \dot{U}_{k-1}} \right] = \\ &= 2\sigma_n^2 K_d \left[r_B e^{-j\Delta\psi_B} - \alpha e^{-j\Delta\psi_{B\text{кор}}} \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

Теория и техника пространственной и временной автокомпенсации помех достаточно глубоко рассмотрены в известных работах [3, 4, 5, 6, 7]. Однако в этих работах не учитывается ПВ составляющая спектра фона (помехи), что не позволяет полностью компенсировать существующий в природе реальный ПВ сигнал помехи. Для решения этой проблемы предлагается с помощью системы автоподстройки сформировать «ПВ комплексный вес» $\hat{\nu}$ и учесть его в пространственном и временном автокомпенсаторах.

Для синтеза структуры ПВ системы автоподстройки «ПВ комплексный вес» согласно выражений (18) и (19) должен включать два веса: пространственный \hat{k} и временной $\hat{\alpha}$ и определяться выражением:

$$\hat{\nu} = \nu e^{-j\Delta\psi_{ПВ}} = \hat{k} \hat{\alpha}. \quad (20)$$

Тогда сигнал ошибки ПВ системы автоподстройки будет определяться следующим выражением

$$U_{cob} = \left[r_{ПВ} e^{-j\Delta\psi_{ПВ}} - \nu e^{-j\Delta\psi_{ПВ\text{кор}}} \right]. \quad (20)$$

Сформировать данный сигнал ошибки ПВ системы автоподстройки можно двумя способами [8, 9]:

1. Суммарный междуканальный пространственный сигнал умножить на череспериодную

разность сигнала дальности и полученный результат усреднить

$$\begin{aligned} U_{cob} &= K_d \left[\overline{(\dot{U}_\chi + \hat{k} \dot{U}_{\chi-1})^* (\dot{U}_k - \hat{\alpha} \dot{U}_{k-1})} \right] = \\ &= K_d \left[\overline{\dot{U}_\chi^* \dot{U}_k} - \hat{\alpha} \overline{\dot{U}_\chi^* \dot{U}_{k-1}} + \hat{k} \overline{\dot{U}_{\chi-1}^* \dot{U}_k} - \hat{\alpha} \hat{k} \overline{\dot{U}_{\chi-1}^* \dot{U}_{k-1}} \right] = \\ &= 2\sigma_n^2 K_d \left[r_{\chi k} e^{-j\chi k \Delta\psi_{ПВ}} - \alpha k e^{-j(k-1)(\chi-1)\Delta\psi_{ПВ\text{кор}}} \right] = \\ &= 2\sigma_n^2 K_d \left[r_{ПВ} e^{-j\Delta\psi_{ПВ}} - \nu e^{-j\Delta\psi_{ПВ\text{кор}}} \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

2. Суммарный череспериодный сигнал дальности умножить на междуканальную разность пространственного сигнала и полученный результат усреднить, что позволит получить сигнал ошибки вида

$$\begin{aligned} U_{cob} &= K_d \left[\overline{(\dot{U}_\chi - \hat{k} \dot{U}_{\chi-1})^* (\dot{U}_k + \hat{\alpha} \dot{U}_{k-1})} \right] = \\ &= K_d \left[\overline{\dot{U}_\chi^* \dot{U}_k} + \hat{\alpha} \overline{\dot{U}_\chi^* \dot{U}_{k-1}} - \hat{k} \overline{\dot{U}_{\chi-1}^* \dot{U}_k} - \hat{\alpha} \hat{k} \overline{\dot{U}_{\chi-1}^* \dot{U}_{k-1}} \right] = \\ &= 2\sigma_n^2 K_d \left[r_{\chi k} e^{-j\chi k \Delta\psi_{ПВ}} - \alpha k e^{-j(k-1)(\chi-1)\Delta\psi_{ПВ\text{кор}}} \right] = \\ &= 2\sigma_n^2 K_d \left[r_{ПВ} e^{-j\Delta\psi_{ПВ}} - \nu e^{-j\Delta\psi_{ПВ\text{кор}}} \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

Полученный «ПВ комплексный вес» $\hat{\nu}$ с учетом отношения помеха/шум добавляется в известные схемы пространственного и временного автокомпенсаторов (рис. 6, ключ 1), либо данный «ПВ комплексный вес» используется в отдельном ПВ компенсаторе, который подключается к выходу череспериодного автокомпенсатора (рис. 6, ключ 2).

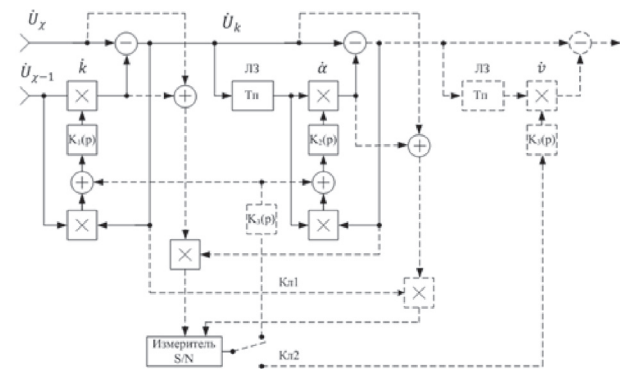


Рис. 6. Структурная схема пространственно-временного автокомпенсатора

Таким образом, применение дополнительного ПВ фильтра компенсации позволяет увеличить коэффициент подавления ПВ коррелированной помехи за счет адекватной структуры ПВ фильтра ПВ сигнала помехи [8, 9].

Литература

1. Охрименко, А.Е. Основы радиолокации и РЭБ / А.Е. Охрименко. — М.: Воениздат, 1983. — Ч. 1: Основы радиолокации. — 456 с.
2. Евсиков, Ю.А. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах: учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Ю.А. Евсиков, В.В. Чапурский. — М.: Высш. школа, 1977.
3. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А.И. Канашенкова, В.И. Меркулова. — М.: Радиотехника, 2003. — 416 стр.: ил.
4. Коростелев, А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: учеб. пособие для вузов / А.А. Коростелев. — М.: Радио и связь, 1987. — 320 с.: ил.
5. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. — М.: Радио и связь, 1986.
6. Теоретические основы радиолокации / под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Сов. радио, 1970. — 560 с.
7. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер [и др.]. — М.: Радио и связь, 1984. — 224 с.
8. Гриднев, Ю.В. Пространственно-временной автокомпенсатор: а. с. SU № 1507052 от 18.05.1987 / Ю.В. Гриднев.
9. Гриднев, Ю.В. Цифровой пространственно-временной автокомпенсатор: а. с. SU № 1632209 от 1.11.1990 / Ю.В. Гриднев.
10. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов [и др.]. — М.: Радио и связь, 1988. — 304 с.

ТРЕНИЕ И ИЗНОС ПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИТОВ

Н.К. Мышкин, С.С. Песецкий, А.Я. Григорьев

Институт механики металлополимерных систем им. В.А. Белого НАН Беларуси

Введение

Современный период развития техники характеризуется все более широким применением полимерных конструкционных материалов (инженерных пластиков) в таких важнейших отраслях промышленности, как автотракторная, авиационная, нефтехимическая и др. В сравнении с металлами или керамиками, полимерные материалы более технологичны, обеспечивают значительное снижение массы изделий, обладают высокой стойкостью к воздействию агрессивных сред. Возможность изменять функциональные свойства полимеров изделий введением наполнителей различной природы делает очень эффективным применение полимерных композитов в узлах трения — подшипниках скольжения, зубчатых коле-

сах, кулачках, направляющих, в виде антифрикционных покрытий и т. п.

По объемам применения и перспективам дальнейшего расширения производства среди полимеров лидирующая роль принадлежит термопластам. Существенное улучшение триботехнических свойств термопластичных материалов обеспечивается введением в полимерную матрицу упрочняющих и смазывающих добавок. Перспективно применение смесей полимеров, которые, в сравнении с гомополимерами, обладают улучшенными эксплуатационными и технологическими характеристиками при более низкой стоимости и в ряде случаев существенно более высокими триботехническими свойствами.

Прогресс в области нанотехнологий обусловил интенсификацию исследований влияния нанораз-