АДАПТИВНЫЙ АВТОКОМПЕНСАТОР С ДЕКОРРЕЛЯЦИЕЙ КВАДРАТУРНЫХ КАНАЛОВ

К. т. н. В. А. Аверочкин, А. В. Васичкин, О. Ю. Свищ, М. О. Ткачев

Одесский национальный политехнический университет
Украина, г. Одесса
averochkin@mail.ru

Решается задача упрощения построения квадратурного автокомпенсатора пассивных помех за счет декорреляции сигналов квадратурных каналов. Предложенный автокомпенсатор характеризуется двукратным сокращением количества корреляторов, используемых при их построении.

Ключевые слова: пассивные помехи, автокомпенсатор, декорреляция, упрощение реализации.

Известно [1], что выборки квадратурных составляющих стационарной помехи, имеющие персимметрические (выборки с центральной симметрией межэлементных временных интервалов) или, в частном случае, теплицевы ковариационные матрицы (выборки с одинаковыми межэлементными временными интервалами), могут быть декоррелированы линейным преобразованием, не зависящим от ковариационных свойств помехи. В [1] показано, что использование декоррелирующей обработки позволяет не только упростить практическую реализацию, но и улучшить динамические характеристики соответствующих адаптивных процедур за счет разделения совместной обработки сигналов квадратурных каналов на соответствующую обработку в каждом из них.

Настоящий доклад посвящен построению адаптивного квадратурного автокомпенсатора пассивных помех, использующего линейное преобразование сигналов квадратурных каналов в смежных периодах повторения, обеспечивающее их декорреляцию.

Ковариационная матрица B_X вектора $X=\left[X_C(t)\ X_C(t-T)\ X_S(t)\ X_S(t-T)\right]^T$ отсчетов квадратурных составляющих стационарной пассивной помехи в смежных периодах повторения имеет вид

$$B_X=\sigma^2\begin{bmatrix} 1 & R(T)\cos\varphi(T) & 0 & R(T)\sin\varphi(T) \\ R(T)\cos\varphi(T) & 1 & -R(T)\sin\varphi(T) & 0 \\ 0 & -R(T)\sin\varphi(T) & 1 & R(T)\cos\varphi(T) \\ R(T)\sin\varphi(T) & 0 & R(T)\cos\varphi(T) & 1 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} B_{11} & \vdots & B_{12} \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ -B_{12} & \vdots & B_{11} \end{bmatrix},$$

где σ^2, $R(T)$, $\varphi(T)$ – соответственно, дисперсия и межпериодные коэффициент корреляции и набег доплеровской фазы помехи; B_{11}, B_{12} – блоки 2×2 блочного представления матрицы B_X.

Анализ ковариационной матрицы B показывает, что при условии стационарности пассивной помехи матрица всегда является персимметрической и к вектору X может быть применено независящее от ковариационных свойств помехи линейное преобразование, декоррелирующее отсчеты квадратурных каналов. В [1] установлено, что одним из возможных линейных преобразований, декоррелирующих отсчеты квадратурных каналов в смежных периодах повторения, является преобразование вида

$$M=\sqrt{0{,}5}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}=\sqrt{0{,}5}\begin{bmatrix} I & \vdots & J \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ -J & \vdots & I \end{bmatrix},$$

где I, J – соответствующие блоки 2×2 блочного представления матрицы M.

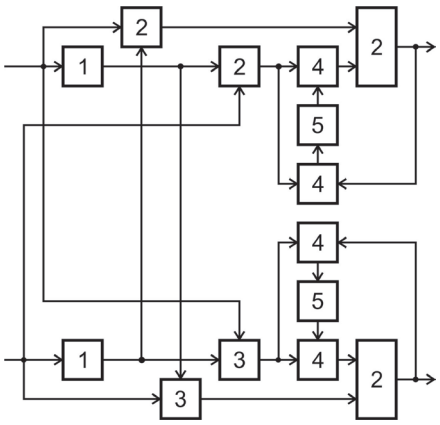
Применяя к вектору X преобразование M получаем вектор декоррелированных квадратурных составляющих

$$Y = MX = \sqrt{0,5}\left[X_S(t-T) + X_C(t) \;\; X_S(t) + X_C(t-T) \;\; X_S(t) - X_C(t-T) \;\; X_S(t-T) - X_C(t) \right]^T .$$

При этом ковариационная матрица вектора *Y* имеет вид

$$B_Y = \begin{bmatrix} B_{11} + B_{12}J & \vdots & 0 \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ 0 & \vdots & B_{11} + B_{12}J \end{bmatrix}.$$

При использовании метода наименьших квадратов [2] и полученных соотношений составлена приведенная на рисунке структурная схема автокомпенсатора использующего декорреляцию сигналов квадратурных каналов.



Автокомпенсатор с декоррелятором сигналов квадратурных каналов:
1 – линия задержки на *T*; *2* – сумматор, *3* – устройство вычитания, *4* – перемножитель, *5* – накопитель

Сравнительный анализ приведенной схемы со схемой соответствующего квадратурного автокомпенсатора без декорреляции сигналов квадратурных каналов показывает, что предложенный автокомпенсатор характеризуется двукратным сокращением количества коррелляторов, используемых при их построении. При этом, однако, можно показать, что если в автокомпенсаторе без декорреляции сигналов потенциальное значение дисперсии помехи на выходе каждого из каналов равно $\sigma_1^2 = \sigma^2\left[1 - R(T_n)^2\right]$, то в автокомпенсаторе с декорреляцией сигналов потенциальное значение дисперсии помехи на выходе каждого из каналов определяется соотношением $\sigma_1^2 = \sigma^2\left[1 - R(T_n)^2\right] \Big/ \left[1 + R(T_n)\sin\varphi(T_n)\right]$. То есть «платой» за упрощение аппаратурной реализации автокомпенсатора с декорреляцией сигналов квадратурных каналов является зависимость потенциального значения дисперсии помехи на выходе каждого из каналов от межпериодного набега доплеровской фазы помехи.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Аверочкин В.А., Баранов П.Е., Токолов В.С. Эффективность фильтров с действительными весовыми коэффициентами // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника.— 1987.— № 4.— С. 78.

2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов.— Москва: Радио и связь, 1988.

V. Averochkin, A. Vasichkin, O. Svyshch, M. Tkachev

Adaptive autocompensator with quadrature channels decorrelation

The problem of simplification of the design of passive interference quadrature autocompensator is solved using quadrature channels decorrelation. The proposed autocompensator is characterized by a twofold reduction in the number of correlators used in its design.

Keywords: passive interference, autocompensator, decorrelation, construction simplification.