

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЕНИЕМ НА ПРОСТРАНСТВЕННЫЙ И ВРЕМЕННОЙ КОМПОНЕНТЫ НА ФОНЕ КОМПЛЕКСА ПОМЕХ

Паршин Юрий Николаевич

доктор технических наук, профессор, Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина (РГРТУ).

E-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Буй Куок Вьонг

аспирант, Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина (РГРТУ).

E-mail: herapkm@gmail.com

Адрес: 390005, Российская Федерация, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.

Аннотация: В данной работе исследуются квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов антенной решётки в условиях комплекса широкополосной и узкополосной помех. Рассматривается влияние одновременного воздействия комплекса помех с различным отношением мощностей и с различной шириной спектра на помехоустойчивость радиосистемы. Для уменьшения вычислительных затрат представлены варианты квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов с разделением обработки на пространственный и временной компоненты. Приводятся результаты сравнительного анализа результирующего отношения сигнал-помеха для оптимального и квазиоптимального алгоритмов обработки сигналов, демонстрирующие преимущества предлагаемого алгоритма обработки сигналов по критерию помехоустойчивость — вычислительная эффективность. Отмечено, что эффективность квазиоптимального алгоритма с разделением обработки и учитывающего корреляцию помех выше в сравнении с алгоритмом без разделения обработки и учёта корреляции помех.

Ключевые слова: широкополосная помеха, узкополосная помеха, помехоустойчивость, алгоритмы квазиоптимальной обработки сигналов, временная компонента.

Введение

В работах [1–3] рассмотрены вопросы разработки и анализа эффективности оптимального и квазиоптимального алгоритмов обработки сигналов на фоне комплекса помех. Обычно оптимальная обработка требует интенсивного использования аппаратных ресурсов, включая большой объём высокоточных изделий и сложных устройств, что обусловлено необходимостью точного преобразования сигналов в пространственной и временной областях [4, 5]. В то же время, квазиоптимальная обработка сигналов, описанная в работе [6], демонстрирует возможность существенного сокращения вычислительных требований за счёт уменьшения размерности векторов и матриц. Благодаря применению квазиоптимального подхода, время обработки сигналов на фоне помех было значительно уменьшено. Однако данный метод не использует разделение обработки сигналов на пространственный и временной компонен-

ты, что могло бы дополнительно повысить эффективность управления ресурсами и улучшить общую производительность системы.

Разделение обработки сигналов на пространственный и временной компоненты может способствовать дальнейшему уменьшению необходимости в сложных технических ресурсах, так как каждый этап может быть оптимизирован индивидуально. Это позволяет более рационально использовать доступные вычислительные мощности и антенные системы, минимизируя общие затраты на приобретение оборудования и его последующую эксплуатацию. В целом, квазиоптимальная обработка сигналов с разделением на пространственный и временной компоненты открывает новые возможности для создания высокоэффективных радиосистем, способных адаптироваться к разнообразным условиям и требованиям современного мира связи.

При реализации пространственной обра-

ботки (ПО) большое значение имеют ограничения технической реализуемости. Часто её выполняют на основе линейных СВЧ устройств, которые обладают определенными физическими и экономическими ограничениями. В этом случае целесообразно сначала произвести обработку в пространственной области, а затем во временной области. Временная обработка (ВО), с другой стороны, реализуется с использованием цифровых технологий, которые позволяют более точно и гибко управлять характеристиками сигнала. Применение цифровых антенных решёток позволяет достичь максимальной эффективности и реализовать ПО и ВО в любой последовательности.

Важной проблемой является априорная неопределённость параметров помех, что затрудняет их подавление. Использование адаптации позволяет уменьшить априорную неопределённость, но приводит к спектральным искажениям сигнала [7–10]. Для упрощения алгоритмов адаптации используются более простые, квазиоптимальные алгоритмы с разделением обработки на пространственный и временной компоненты. Таким образом, квазиоптимальная пространственно-временная обработка сигналов представляет собой многообещающую парадигму, способную обеспечить значительный прогресс в области радиочастотных технологий и коммуникаций, открывая новые возможности для создания более надёжных, эффективных и устойчивых к помехам радиотехнических систем и устройств. В работах [11–13] проведён анализ квазиоптимальной линейной обработки сигналов на фоне гауссовских помех, использующей разделение обработки на ВО и ПО. Комплексирование результатов обработки в пространственной и временной областях используется также при определении координат источника радиоизлучения [14,15].

Основная цель настоящего исследования заключается в повышении эффективности обработки сигналов в условиях воздействия комплекса узкополосной и широкополосной помех при ограничении вычислительных затрат. Это

достигается за счёт использования квазиоптимальной пространственно-временной фильтрации, которая предусматривает разделение обработки на пространственный и временной компоненты. Такое разделение позволяет оптимизировать процесс фильтрации, улучшая отношение сигнал — помеха (ОСП) и уменьшая вероятность ошибок при передаче данных. Важным аспектом является также возможность индивидуальной настройки каждого этапа в соответствии с конкретными требованиями и условиями эксплуатации радиосистемы, что способствует повышению их гибкости и масштабируемости.

Постановка задачи

Для квазиоптимального алгоритма компенсации комплекса помех с разделением на ПО и ВО используем модель наблюдаемого процесса [12], который представляет собой $KN \times 1$ вектор-столбец пространственно-временных отсчётов

$$\underline{Y} = \underline{S} + \underline{V}_{nb} + \underline{V}_{wb} + \underline{V}_{noise},$$

где $\underline{S} = \{s_1, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_{2K}, s_{2K+1}, \dots, s_{KN}\}^T$ — вектор отсчётов полезного сигнала;

$\underline{V}_{nb} = \{v_{nb1}, \dots, v_{nbK}, v_{nbK+1}, \dots, v_{nb2K}, v_{nb2K+1}, \dots, v_{nbKN}\}^T$ — вектор отсчётов пространственно распределённой узкополосной помехи;

$\underline{V}_{wb} = \{v_{wb1}, \dots, v_{wbK}, v_{wbK+1}, \dots, v_{wb2K}, v_{wb2K+1}, \dots, v_{wbKN}\}^T$ — вектор отсчётов пространственно сосредоточенной широкополосной помехи;

$\underline{V}_{noise} = \{v_{noise1}, \dots, v_{noiseK}, v_{noiseK+1}, \dots, v_{noise2K}, v_{noise2K+1}, \dots, v_{noiseKN}\}^T$ — вектор отсчётов некоррелированного гауссовского шума; K — число отсчётов во времени; N — число пространственных отсчётов, равное числу антенн. Пространственно-временные отсчёты в каждом из векторов упорядочены сначала во времени, а потом по пространству. Помехи и шум взаимно статистически независимы.

Детерминированный полезный сигнал задаётся из условия узкополосности в радиотехническом смысле

$$\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{W}}_S \otimes \underline{\mathbf{s}}_0,$$

где $\underline{\mathbf{W}}_S = \{W_{S1}, W_{S2}, \dots, W_{SN}\}^T$ — направляющий вектор сигнала; $\underline{\mathbf{s}}_0 = \{s_{01}, s_{02}, \dots, s_{0K}\}^T$ — вектор K отсчётов сигнала во времени; \otimes — знак кронекеровского произведения.

Пусть источники широкополосных помех $\underline{\mathbf{v}}_{0wbm} = \{v_{0wbmk}, k=1, \dots, K\}$ представляют собой гауссовские случайные величины, некоррелированные между собой и с некоррелированными отсчётами во времени и дисперсиями $D_{wbm}, m=1, \dots, M$. Направляющий вектор широкополосных помех равен $\underline{\mathbf{W}}_{wbm}, m=1, \dots, M$.

В общем случае корреляция помех может быть различной как во времени, так и по пространству. Например, корреляция во времени широкополосной помехи может быть задана коэффициентом корреляции её временных отсчётов

$$r_{wbt}(k_1, k_2) = e^{-\alpha_{wbt}|k_1 - k_2|},$$

где $\alpha_{wbt} > 1$ — коэффициент затухания временной корреляции; k_1, k_2 — номера отсчётов во времени. Аналогичным образом задаётся коэффициент корреляции узкополосной помехи во времени $r_{nbt}(k_1, k_2) = e^{-\alpha_{nbt}|k_1 - k_2|}$ с коэффициентом затухания корреляции $\alpha_{nbt} < 1$. Матрица пространственной корреляции суммы таких помех в антеннах равна

$$\underline{\mathbf{R}}_{wbs} = \sum_{m=1}^M D_{wbm} \underline{\mathbf{W}}_{wbm} \underline{\mathbf{W}}_{wbm}^H.$$

Для описания пространственной корреляции узкополосной помехи используем угловой спектр мощности $p(\alpha, \lambda)$, задающий распределение интенсивности помехи по угловым координатам α, γ . Элементы матрицы пространственной корреляции пространственных отсчётов узкополосной помехи равны

$$r_{nbs}(n, m) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} p(\alpha, \gamma) \times$$

$$\times e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma [(x_m - x_n) \cos \alpha + (y_m - y_n) \sin \alpha]} d\gamma d\alpha,$$

$$n, m = 1, \dots, N,$$

где x_n, y_n — координаты фазовых центров антенн.

Представим корреляционную матрицу широкополосной помехи как кронекеровское произведение матрицы пространственной корреляции и матрицы коэффициентов временной корреляции $\underline{\mathbf{r}}_{wb t} = \frac{1}{\sum_{m=1}^M D_{wbm}} \underline{\mathbf{R}}_{wb t}$:

$$\underline{\mathbf{R}}_{wb} = \underline{\mathbf{R}}_{wbs} \otimes \underline{\mathbf{r}}_{wb t},$$

Также можно представить корреляционную матрицу узкополосной помехи как кронекеровское произведение матрицы её пространственной корреляции и матрицы коэффициентов временной корреляции

$$\underline{\mathbf{R}}_{nb} = \underline{\mathbf{R}}_{nbs} \otimes \underline{\mathbf{r}}_{nbt}.$$

Так как помехи и шумы статистически независимы друг от друга, то корреляционная матрица суммы помех и шумов равна сумме из корреляционных матриц

$$\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_{wb} + \underline{\mathbf{R}}_{nb} + \underline{\mathbf{R}}_{noise}.$$

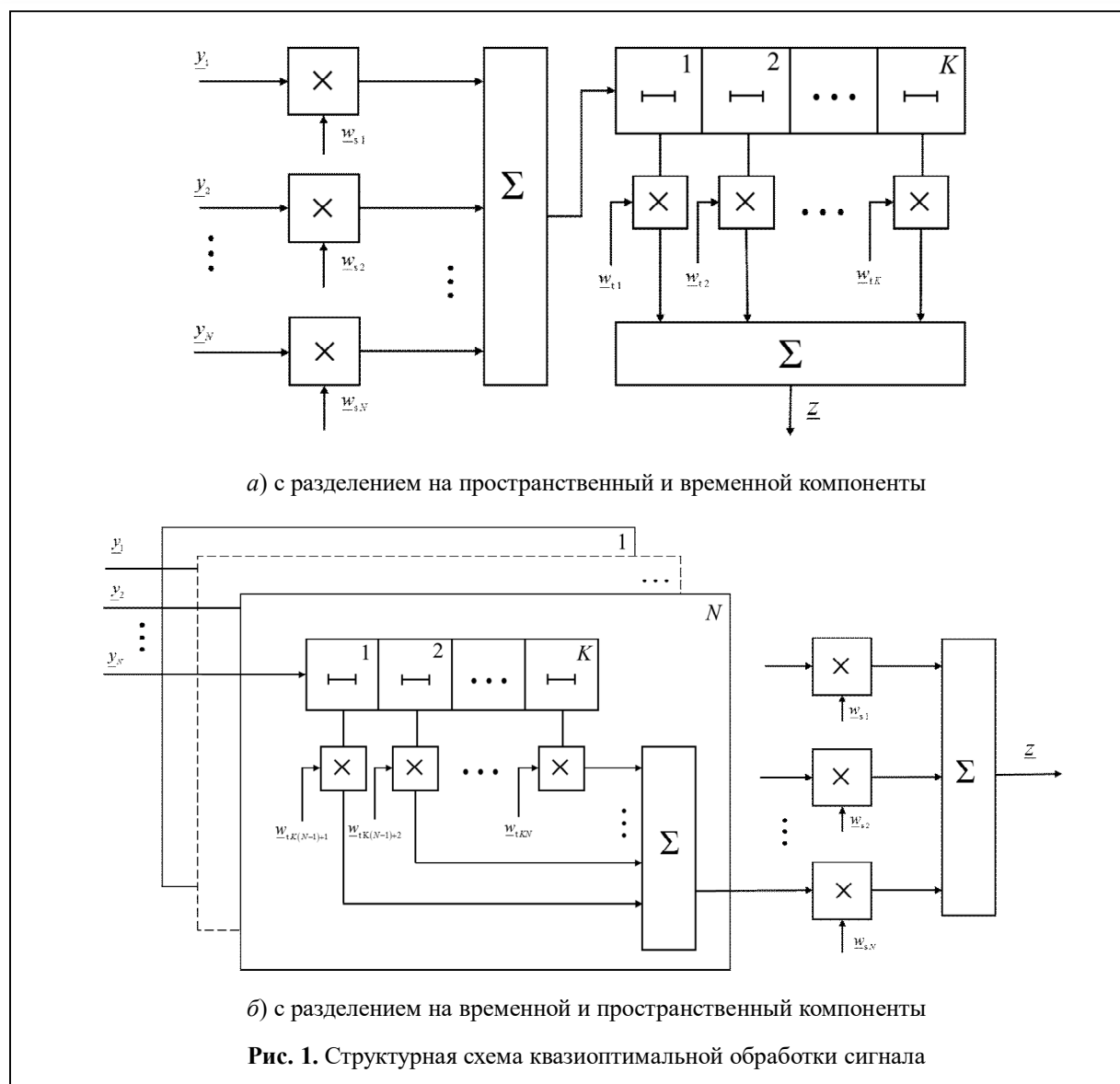
Оптимальный алгоритм по критерию максимума ОСП заключается в линейном весовом суммировании пространственно-временных отсчётов входного процесса:

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}}, \quad (1)$$

где $\underline{\mathbf{W}} = \underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1}$ — $1 \times KN$ вектор-строка весовых коэффициентов [4]. Данный алгоритм обеспечивает оптимальную обработку для любого вида корреляционной матрицы помех, но требует больших вычислительных затрат, особенно при использовании адаптивной подстройки каждого из весовых коэффициентов.

ОСП на выходе устройства пространственно-временной обработки равно [4]:

$$q = \frac{\underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{S}} \underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{W}}^H}{\underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^H}. \quad (2)$$



Разделение обработки на пространственный и временной компоненты

Более простая реализация алгоритма достигается при разделении обработки на пространственный и временной компоненты. Сущность разделения обработки заключается в том, что с помощью ПО осуществляется подавление широкополосной помехи, а с помощью ВО осуществляется подавление узкополосной помехи. На рис. 1, а приведена структурная схема разделяющейся обработки, в которой сигнал после ПО поступает на блок ВО. При этом число весовых коэффициентов равно $K + N$. На рис. 1, б приведена структурная схема разде-

ляющейся обработки, в которой ВО производится отдельно в каждом пространственном канале; число весовых коэффициентов равно $K(N + 1)$, то есть почти такое же, как и у оптимальной обработки (1). При соответствующем подборе фильтров в каждом пространственном канале возможно реализовать оптимальную обработку. Если фильтры ВО одинаковые, то реализуется квазиоптимальная обработка, результаты которой при соответствующем выборе весовых коэффициентов совпадают с результатом обработки рис. 1, а. Выбор вариантов обработки зависит от решаемой задачи и возможности технической реализации.

При обработке сигнала вида рис. 1, а сначала осуществляется ПО в фильтре с вектором весовых коэффициентов

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{sp}} = \{w_{\text{sp}1}, w_{\text{sp}2}, \dots, w_{\text{sp}N}\} = \underline{\mathbf{W}}_S^H (\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}S} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{noise}})^{-1},$$

где учитываются только матрицы пространственной корреляции широкополосной помехи и шума. Так как широкополосная помеха имеет сильную пространственную корреляцию, то она значительно ослабевает на этапе ПО.

На этапе ВО производится подавление узкополосной помехи, которая имеет слабую пространственную корреляцию и незначительно подавляется на этапе ПО. Весовые коэффициенты для реализации ВО равны

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}} = \{w_{\text{tp}1}, w_{\text{tp}2}, \dots, w_{\text{tp}K}\} = \underline{\mathbf{z}}_0^H (\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}t} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{noise}})^{-1} \quad \tilde{\mathbf{W}}_{\text{sp}} = \begin{vmatrix} w_{\text{sp}1} & 0 & \dots & 0 & w_{\text{sp}2} & 0 & \dots & 0 & \dots & w_{\text{sp}N} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & w_{\text{sp}1} & \dots & 0 & 0 & w_{\text{sp}2} & \dots & 0 & \dots & 0 & w_{\text{sp}N} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & w_{\text{sp}1} & 0 & 0 & \dots & w_{\text{sp}2} & \dots & 0 & 0 & \dots & w_{\text{sp}N} \end{vmatrix}.$$

Таким образом, при реализации разделяющей обработки учитываются характерные особенности помех с целью их эффективного подавления. Для записи алгоритма обработки в матричном виде представим пространственно-временные отсчёты наблюдаемого процесса $\underline{\mathbf{Y}} = \{y_1, \dots, y_K, y_{K+1}, \dots, y_{2K}, y_{2K+1}, \dots, y_{KN}\}^T$ в матричном виде

$$\underline{\mathbf{Y}} = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1K} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N1} & y_{N2} & \dots & y_{NK} \end{vmatrix}.$$

Тогда результат ПО имеет вид $1 \times N$ вектор строки

$$\underline{\mathbf{Y}}_{\text{sp}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{sp}} \underline{\mathbf{Y}} = \left\{ \sum_{n=1}^N w_{\text{sp}n} y_{nk}, k=1, \dots, K \right\},$$

а после проведения ВО получим

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}} \underline{\mathbf{Y}}_{\text{sp}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}} \left(\underline{\mathbf{W}}_{\text{sp}} \underline{\mathbf{Y}} \right)^T = \sum_{k=1}^K w_{\text{tp}k} \sum_{n=1}^N w_{\text{sp}n} y_{nk}. \quad (3)$$

Сравнивая с обработкой для сигнала $\underline{\mathbf{Y}}$ можно заключить, что элементы весового вектора квазиоптимальной обработки

$\underline{\mathbf{W}}_q = \{w_{qm}, m=1, \dots, K+N\}$ связаны с весовыми коэффициентами разделяющей обработки соотношением

$$w_{qm} = w_{\text{tp}k} w_{\text{sp}n}, \quad m = k + (n-1)K.$$

Получим алгоритм обработки с разделением на пространственный и временной компоненты для входного процесса в виде $KN \times 1$ вектор-столбца пространственно-временных отсчётов. Результат ПО в виде $K \times 1$ вектора имеет вид

$$\underline{\mathbf{Y}}_{\text{sp}} = \tilde{\mathbf{W}}_{\text{sp}} \underline{\mathbf{Y}},$$

где для получения требуемого результата ПО $K \times KN$ матрица весовых коэффициентов равна

При заданном векторе ПО данную матрицу можно вычислить с помощью кронекеровского произведения

$$\tilde{\mathbf{W}}_{\text{sp}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{sp}} \otimes \mathbf{I}_K.$$

где \mathbf{I}_K — единичная матрица размером $K \times K$. В результате ВО получаем статистику

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}} \underline{\mathbf{Y}}_{\text{sp}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}} \tilde{\mathbf{W}}_{\text{sp}} \underline{\mathbf{Y}}.$$

Пусть при обработке сигнала вида рис. 1, б сначала осуществляется ВО входного процесса $\underline{\mathbf{Y}}$ в фильтре с вектором весовых коэффициентов $\underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}}$, одинаковым для всех пространственных каналов:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{\text{tp}} = \underline{\mathbf{Y}} \underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}}^T = \left\{ \sum_{k=1}^K y_{nk} w_{\text{tp}k}, n=1, \dots, N \right\}.$$

После проведения ВО получим

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{sp}} \underline{\mathbf{Y}}_{\text{tp}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{sp}} \left(\underline{\mathbf{Y}} \underline{\mathbf{W}}_{\text{tp}}^T \right) = \sum_{n=1}^N w_{\text{sp}n} \sum_{k=1}^K y_{nk} w_{\text{tp}k}. \quad (4)$$

Полученное выражение совпадает с результатом алгоритма, в котором сначала производится ПО, а затем ВО.

В задаче обработки, где входной процесс $\underline{\mathbf{Y}}$ представляет собой $KN \times 1$ вектор-столбец

пространственно-временных отсчётов, ПО в матричном виде имеет вид

$$\underline{z} = \underline{W}_{sp} \underline{Y}_{tp},$$

где $\underline{Y}_{tp} = \tilde{\underline{W}}_{tp} \underline{Y}$ – результат ВО в векторном виде, матрица весовых коэффициентов ВО:

$$\tilde{\underline{W}}_{tp} = \begin{pmatrix} \underline{w}_{tp1} & \underline{w}_{tp2} & \dots & \underline{w}_{tpN} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \underline{w}_{tp1} & \underline{w}_{tp2} & \dots & \underline{w}_{tpN} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & \underline{w}_{tp1} & \underline{w}_{tp2} & \dots & \underline{w}_{tpN} \end{pmatrix}.$$

Матрицу весовых коэффициентов ВО можно вычислить также с помощью кронекеровского произведения

$$\tilde{\underline{W}}_{tp} = \underline{I}_N \otimes \underline{W}_{tp}.$$

Расчёт отношения сигнал-помеха

Для определения эффективности квазиоптимального алгоритма проведены расчёты ОСП для числа антенн $N = 4$. Антенные элементы расположены эквидистантно относительно друг от друга на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$, число отсчётов по времени $K = 10$, направление на источник широкополосной помехи $\alpha_{wb} = 20^\circ$, угловой спектр узкополосной помехи равномерный. Рассматриваются полезные детерминированные сигналы постоянные во времени $\mathbf{s}_1 = \{1, 1, \dots, 1\}$ или знакопеременные во времени $\mathbf{s}_2 = \{1, -1, 1, \dots\}$, располагающиеся в угловом направлении $\gamma_s = 0^\circ$, в условиях действия комплекса помех с параметрами: $\alpha_{wb} = 3$, $\alpha_{nb} = 0,2$, отношение узкополосная помеха-шум $q_{nb} = 10$ дБ.

На рис. 2, рис. 3 представлены зависимости ОСП от отношения «широкополосная помеха-шум» q_{wb} . Сплошной линией показана зависимость для алгоритма без разделения ПО и ВО (1), полученная, когда вектор весовых коэффициентов рассчитывается в предположении $\alpha_{wb} \rightarrow \infty$, $\alpha_{nb} = 0$. Пунктирной линией пока-

зана зависимость для алгоритма с разделением обработки на пространственный и временной компоненты (3), а весовые коэффициенты рассчитываются с учётом корреляции помех $\alpha_{wb} = 3$, $\alpha_{nb} = 0,2$.

При использовании постоянного во времени сигнала \mathbf{s}_1 (рис. 2) квазиоптимальный алгоритм с разделением обработки и учитывающий

корреляцию помех даёт выигрыш в ОСП около 0, 2 дБ по сравнению с алгоритмом без разделения обработки и учёта корреляции помех.

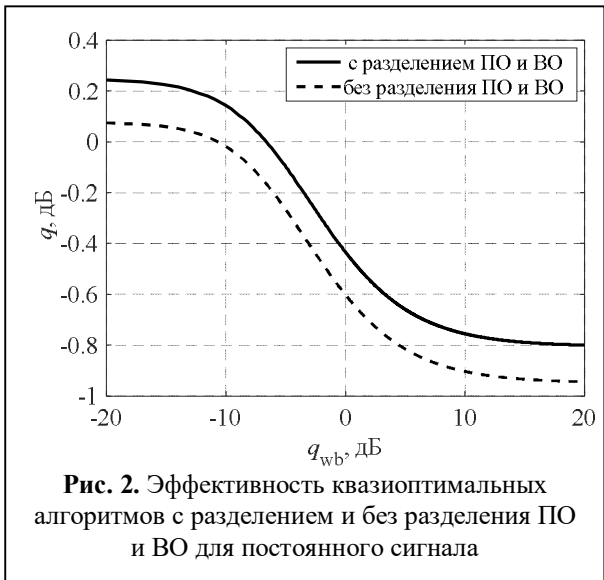


Рис. 2. Эффективность квазиоптимальных алгоритмов с разделением и без разделения ПО и ВО для постоянного сигнала

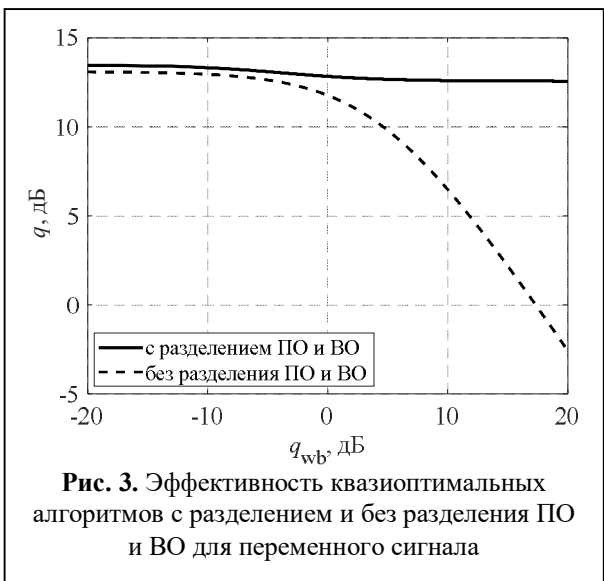


Рис. 3. Эффективность квазиоптимальных алгоритмов с разделением и без разделения ПО и ВО для переменного сигнала

Сравнительно небольшие значения q объясняются узким спектром полезного сигнала и, соответственно, сильным влиянием узкополосной помехи.

При использовании знакопеременного во времени сигнала s_2 (рис. 3) квазиоптимальный алгоритм с разделением обработки и учитывающий корреляцию помех (3) даёт выигрыш в ОСП по сравнению с алгоритмом без разделения обработки и учёта корреляции помех. Выигрыш увеличивается при увеличении отношения «широкополосная помеха-шум» и достигает 15 дБ. При использовании широкополосного сигнала влияние узкополосной помехи значительно ослаблено. Поэтому результирующее значение q в большой степени зависит от эффективности подавления широкополосной помехи, которое больше при учёте её корреляции.

На рис. 4 приведены зависимости ОСП от отношения «широкополосная помеха-шум» для постоянного во времени сигнала при условии, что корреляция помех учитывается как в оптимальном, так и в квазиоптимальном алгоритмах. Установлено, что оптимальный алгоритм даёт выигрыш в ОСП равный 0,1...1 дБ. Сравнение результатов рис. 2 и рис. 4 позволяет заключить, что эффективность алгоритма обработки при действии комплекса помех определяется эффективностью подавления каждой из помех. В данном случае подавление узкополосной помехи неэффективно вследствие перекрытием её спектра со спектром сигнала.

На рис. 5 приведены зависимости ОСП от отношения «широкополосная помеха-шум» для переменного во времени сигнала при условии, что временная корреляция помех учитывается как в оптимальном, так и в квазиоптимальном алгоритмах. Установлено, что оптимальный алгоритм (1) даёт выигрыш в ОСП около 0,1 дБ. При этом обеспечивается эффективное подавление как широкополосной помехи, так и узкополосной помехи.

На рис. 6 приведены зависимости ОСП от коэффициента затухания корреляции узкополосной помехи $\alpha_{nb t}$ для квазиоптимального

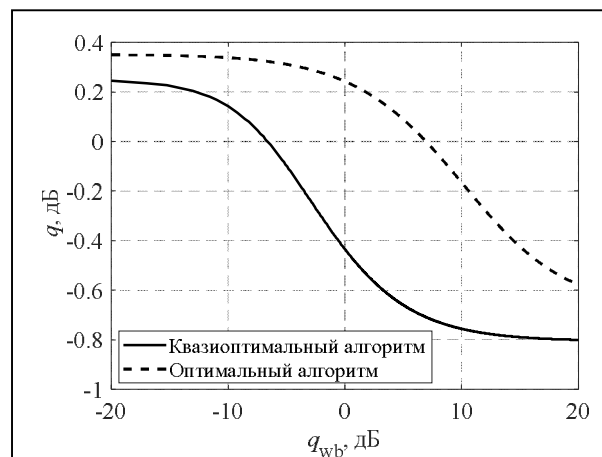


Рис. 4. Эффективность оптимального и квазиоптимального алгоритмов с учётом корреляции помех для постоянного сигнала

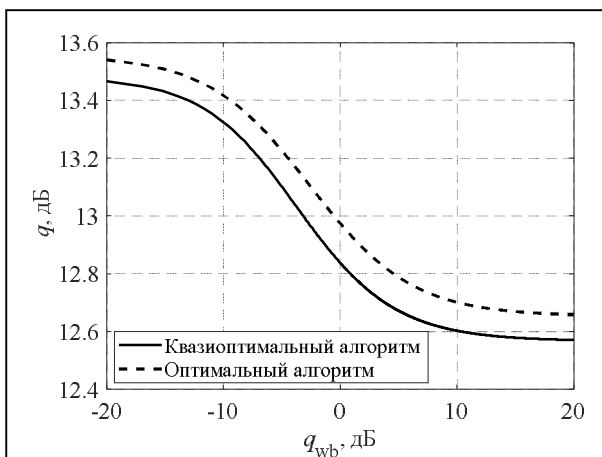


Рис. 5. Эффективность оптимального и квазиоптимального алгоритмов с учётом корреляции помех для переменного сигнала

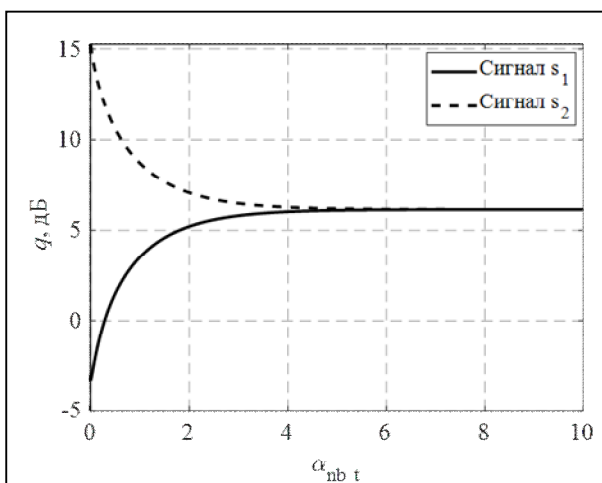


Рис. 6. Эффективность квазиоптимального алгоритма для различных видов сигнала

алгоритма (3) и различного вида полезного сигнала. Коэффициент затухания корреляции широкополосной помехи равен $\alpha_{wb,t} = 5$. Установлено, что при малых значениях $\alpha_{nb,t}$ ОСП сильно зависит от коэффициента затухания корреляции, а использование знакопеременного, широкополосного сигнала имеет преимущества. При больших значениях $\alpha_{nb,t}$ помеха становится широкополосной, а ОСП асимптотически стремится к постоянному значению для обоих типов сигнала. Аналогичная зависимость получена для оптимального алгоритма [12].

Выводы

Проведённые исследования показали, что применение квазиоптимального алгоритма обработки сигналов с разделением на ПО и ВО (3) обеспечивает существенное, на 0,5...15 дБ, повышение ОСП с учётом корреляции помех по сравнению с альтернативным алгоритмом (1), не учитывающим корреляцию помех. Важным преимуществом алгоритмов с разделением ВО и ПО является значительное снижение вычислительных затрат при незначительном, 0,2...0,8 дБ, уменьшении ОСП. При этом число весовых коэффициентов и, соответственно, вычислительные затраты уменьшается с 40 до 14. Помимо простого упрощения устройства обработки и соответствующего уменьшения цены и массогабаритов, уменьшение числа весовых коэффициентов снижает требования к производительности цифровой обработки сигналов, упрощает адаптивную подстройку. Энергопотребление ЦОС пропорционально производительности, поэтому перспективным является оценка эффективности алгоритмов по критерию суммарной энергоэффективности радиотракта и тракта ЦОС.

Анализ очередности включения ПО и ВО в алгоритмах (3) и (4) не выявил существенного влияния на результаты обработки сигналов. Поэтому выбор очередности определяется исключительно техническими возможностями системы.

Полученные результаты свидетельствуют о высокой эффективности квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов с разделением на ПО и ВО. Практическая значимость представленных исследований заключается в возможности повышения эффективности обработки сигналов антенной решётки при снижении вычислительных затрат. Исследуемые алгоритмы могут быть применены при разработке различных радиотехнических систем и устройств, работающих в условиях действия интенсивных радиопомех.

Литература

1. Сосулин Ю. Г. Методы оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех // Радиотехника и электроника. 1982. Т.27. № 6. С. 1171–1181.
2. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
3. Сосулин Ю. Г., Костров В. В., Паршин Ю. Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.
4. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
5. Ивлев Д.Н., Орлов И.Я., Сорокина А.В., Фитасов Е.С. Адаптивные алгоритмы компенсации помех: Учебно-методическое пособие. Нижний Новгород: ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2014. 88 с.
6. Буй К. В., Паршин Ю. Н. Квазиоптимальная обработка сигнала на фоне комплекса узкополосной и широкополосной пространственно-временных помех // Радиолокация, навигация, связь (RLNC-2024): в 5 т. Т. 4. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. С. 392–400.
7. Буй К.В., Паршин Ю.Н. Спектральные характеристики узкополосной помехи в антенной решётке с фазовой адаптацией // Радиолокация, навигация, связь (RLNC-2023): в 6 т. Т. 5. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. С. 326–332.
8. Parshin Yu., Bui Q.V. Spatial Suppression of Interference Complex Using Phase Adaptation Algorithms // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow, Russian Federation. 2023. Pp. 1–4.
9. Паршин Ю.Н., Буй К.В. Пространственное подавление помех с помощью модифицированного алгоритма фазовой адаптации // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиопизики ВГУ (г.

Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.); в 5 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. Т. 5. С. 21–25.

10. Паршин Ю.Н., Буй Куок Вьонг. Повышение помехоустойчивости радиотехнических систем с помощью модифицированного алгоритма фазовой адаптации // Цифровая обработка сигналов. 2023. №2. С. 45–49.

11. Паршин Ю.Н., Буй К.В. Алгоритм оптимальной линейной обработки дискретных сигналов на фоне комплекса широкополосных и узкополосных помех // Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». Рязань: РГРТУ. 2023. С. 67–73.

12. Parshin Yu., Bui. Q. V. Linear Optimal Signal Processing in the Presence of Narrowband and Wideband Spatio-Temporal Interference Complex. 2024 // 26th International Conference on Digital Signal Pro-

cessing and its Applications (DSPA). Moscow. Russian Federation. 2024. Pp. 1–6.

13. Паршин Ю.Н., Лыонг Ч.В. Статистический синтез и анализ гибридного алгоритма определения координат источника радиоизлучения // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. №1. С. 16–27.

14. Паршин Ю.Н., Лыонг Ч.В. Разработка комплексированного гибридного алгоритма ТДОА-АОА оптимальной оценки координат маневрирующего источника радиоизлучения // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. Муром: ВЛГУ, 2014. №2. С. 5–12.

15. Паршин Ю.Н., Александров П.А. Пеленгация источника сигнала на фоне пространственно коррелированных помех с помощью двумерной малоэлементной антенной решетки с оптимальной пространственной структурой // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. №3. С. 83–93.

Поступила 28 июня 2024 г.

English

PROCESSING ALGORITHM EFFICIENCY FOR SIGNALS SEPARATED INTO SPACE AND TIME COMPONENTS AMID NOISE AGGREGATE

Yuri Nikolaevich Parshin — Grand Dr. in Engineering, Professor, the Head of Radio Devices Department; Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RSREU).

E-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Bui Quoc Vuong — Postgraduate student; Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RSREU).

E-mail: herapkm@gmail.com

Address: 390005, Russian Federation, Ryazan, Gagarina str., 59/1.

Abstract: This paper examines quasi-optimal algorithms for processing antenna array signals amid broadband and narrowband noise aggregate. The simultaneous impact of the noise aggregate with different power ratios and different bandwidths on radio systems' noise immunity is reviewed. Options of quasi-optimal signal-processing algorithms are presented with the separation of processing into spatial and temporal components to reduce computing costs. Comparative analysis results of the resulting signal-to-noise ratio (SNR) for optimal and quasi-optimal signal-processing algorithms are presented. The results exhibit the advantages of the proposed signal-processing algorithm upon the criterion of noise immunity – computational efficiency. It is found that using quasi-optimal signal-processing algorithm with the separation of processing into spatial and temporal components ensures a significant 0.5...15 dB increase in SNR in view of noise correlation compared to the alternative algorithm that ignores noise correlation. An important advantage of algorithms with the separation of processing into spatial and temporal components is a significant reduction in computing costs with moderate 0.2...0.8 dB decrease in the signal-to-noise ratio. Thus, the number of weight factors and, accordingly, the computing costs are reduced from 40 to 14. Reducing the number of weight factors lowers performance standards for digital signal-processing and simplifies adaptive tuning apart from just simplification of the processing unit and the corresponding reduction in price and weight/size. DSP power consumption is in proportion to the performance, therefore the estimate of algorithm efficiency upon the criterion of total energy efficiency of the radio path and DSP path is advantageous. The useful significance of the presented research is possible efficiency enhancement of the antenna array signal-processing while reducing computing costs. The algorithms under study can be applied in the development of various radio engineering systems and devices operating amid heavy radio noise.

Keywords: broadband noise, narrowband noise, noise immunity, quasi-optimal signal-processing algorithms, temporary component.

References

1. *Sosulin Yu.G.* Methods of optimal signal processing against the background of a complex of interference. *Radiotekhnika i elektronika*. 1982. Vol. 27. No. 6. Pp. 1171–1181.
2. *Sosulin Yu.G.* Theoretical foundations of radar and radio navigation: Textbook for universities. Moscow: Radio i svyaz', 1992. 304 p.
3. *Sosulin Yu.G., Kostrov V.V., Parshin Yu.N.* Estimated correlation signal processing and interference compensation. Moscow: Radio Engineering, 2014. 632 p.
4. *Monzingo R.A., Miller T.U.* Adaptive antenna arrays. Moscow: Radio i svyaz', 1986. 448 p.
5. *Ivlev D.N., Orlov I.Ya., Sorokina A. V., Fitasov E.S.* Adaptive interference compensation algorithms: An educational and methodological guide. Nizhny Novgorod: N.I. Lobachevsky National Research University, 2014. 88 p.
6. *Bui Q.V., Parshin Yu.N.* Quasi-optimal signal processing against the background of a complex of narrowband and broadband spatiotemporal interference. Radar, navigation, communications (RLNC-2024): in 5 volumes. Vol. 4. Voronezh State University; JSC Concern Constellation. Voronezh: VSU Publishing House, 2024. Pp. 392–400.
7. *Bui Q.V., Parshin Yu.N.* Spectral characteristics of narrowband interference in an antenna array with phase adaptation. Radar, navigation, communications (RLNC-2023): in 6 volumes. Vol. 5. Voronezh State University; JSC Concern Constellation. Voronezh: VSU Publishing House, 2022. Pp. 326–332.
8. *Parshin Yu., Bui Q.V.* Complex of spatial interference suppression using phase adaptation algorithms. 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), 2023. Moscow. Russian Federation. 2023. Pp 1–4.
9. *Parshin Yu.N., Bui Q.V.* Spatial interference suppression using a modified phase adaptation algorithm. Radar, navigation, communication: proceedings of the XXIX Scientific and technical International Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VSU (Voronezh, April 18–20, 2023): in 5 volumes. Voronezh State University ; JSC Concern Constellation. Voronezh: VSU Publishing House, 2023. Vol. 5. Pp. 21–25.
10. *Parshin Yu.N., Bui Q.V.* Improving the noise immunity of radio engineering systems using a modified phase adaptation algorithm. *Digital signal processing*. 2023. No. 2. Pp. 45–49.
11. *Parshin Yu.N., Bui Q.V.* Algorithm of optimal linear processing of discrete signals against the background of a complex of broadband and narrowband interference. Materials at the VIII All-Russian Scientific and Technical conference "Actual problems of modern science and production". Ryazan: RSREU. 2023. Pp. 67–73.
12. *Parshin Yu., Bui Q. V.* Linear Optimal Signal Processing in the Presence of Narrowband and Wideband Spatio-Temporal Interference Complex. 2024. 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow. Russian Federation. 2024. Pp. 1–6.
13. *Parshin Yu.N., Luong T.V.* Statistical synthesis and analysis of a hybrid algorithm for determining the coordinates of the sources of the radio emission. *Radio and telecommunication systems*. 2013. No. 1. Pp. 16–27.
14. *Parshin Yu.N., Luong T.V.* Development complexing hybrid algorithm TDOA+AOA optimal estimate coordinate maneuvering sources of the radio emission. *Radio and telecommunication systems*. 2014. No 2. Pp. 5–12.
15. *Parshin Yu.N., Alexandrov P.A.* Direction finding of the signal source on the background of spatially correlated interference by using two-dimensional few-element antenna arrays with optimal spatial structure. *Radio and telecommunication systems*. 2015. No 3. Pp. 83–93.