

Владислав Андреевич Постников родился в 1930 г. Канд. техн. наук, начальник лаборатории технологий телекоммуникаций НТЦ “Техтелеком-АС”, г. Мытищи Моск.области.

V.A. Postnikov (b. 1930) — Ph. D. (Eng.), head of laboratory for technologies of telecommunications of the scientific technical center “NTTs “Tekhtelekom-AS” (Mytishchi, Moscow region).

УДК 621.39

Д. А. П е р о в

КАЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА, НАБЛЮДАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМОВ И МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

Рассмотрена задача разрешения сигналов существенно разных уровней мощности и предложен алгоритм оптимальной обработки по критерию максимума отношения $C/(П+Ш)$ при условии нормирования весовой функции фильтра по шуму. Проанализированы свойства оптимального алгоритма в случае одиночного мешающего сигнала.

Задача обнаружения полезного сигнала на фоне гауссового шума и мешающих отражений от группы других объектов в общем виде рассмотрена в ряде работ [1, 2], в которых, однако, отсутствует детальный анализ качественных характеристик приведенных алгоритмов обнаружения. Далее предпринята попытка провести подробный анализ применительно, в основном, к частному случаю одиночного мешающего отражения. Для этого необходимо, во-первых, проанализировать возможность обнаружения слабого сигнала на фоне протяженных боковых лепестков мощного мешающего отражения при недостаточно низком уровне боковых лепестков временного сечения функции неопределенности зондирующего сигнала (ЗС); во-вторых, определить разрешающую способность двух близких по уровню полезных сигналов, каждый из которых является мешающим для другого сигнала; в-третьих, провести анализ характеристик обнаружения-разрешения в случае РЛС моностатического типа, в которых приемник бланкируется (запирается) на время излучения ЗС.

Далее рассматривается лишь первый вопрос.

Модель входного процесса зададим выражением

$$x = A_{\Pi} S_{\Pi} + S_M A + \xi, \quad (1)$$

где x — $(K \times 1)$ -матрица (K -вектор) комплексных отсчетов процесса в пределах интервала приема; A_{Π} — комплексная амплитуда полезного сигнала; $S_{\Pi} = S(kT - \tau)$ — $(K \times 1)$ -матрица (K -вектор) выборок полезного сигнала ($S(t)$ — функция модуляции ЗС); $k = 0 \dots (K-1)$ — номер выборки; T — такт дискретизации процесса; τ — задержка полезного сигнала относительно начала излучения; $S_M = \{S_{M0}, S_{M1}, \dots, S_{M,N-1}\}$ — $(K \times N)$ -матрица мешающих отражений (N — число мешающих отражений), $S_{Mn} = S(kT - \tau_n)$ — $(K \times 1)$ -матрица (K -вектор) выборок n -го мешающего отражения, τ_n — его задержка относительно начала зондирования; $A = \{A_0, A_1, \dots, A_{N-1}\}^T$ — $(N \times 1)$ -матрица (N -вектор) комплексных амплитуд мешающих отражений ($\{\cdot\}^T$ — операция транспонирования матрицы); ξ — $(K \times 1)$ -вектор выборок шума.

Комплексные амплитуды A_{Π} и A_n ($n = 0 \dots (N-1)$) полагаем взаимно независимыми случайными величинами с нулевыми средними значениями, а вектор выборок ЗС нормированным по энергии ($\|S\|^2 = 1$, $\|S\|^2$ — квадрат нормы вектора S).

Заметим, что для простоты в модели (1) доплеровские смещения частоты полезного сигнала и мешающих отражений полагаются равными нулю (сформулированная выше проблема в наибольшей степени проявляется именно во временном сечении).

Варианты алгоритма оптимальной обработки. На практике, как правило, обработка входного процесса в пределах интервала приема сводится к формированию корреляционных сумм (корреляционных интегралов) для каждого канала дальности или к согласованной фильтрации входного процесса. При этом опорная функция коррелятора и весовая функция согласованного фильтра полностью определяются функцией модуляции ЗС и постоянны в пределах интервала приема. Указанная обработка, являясь оптимальной при отсутствии мешающих отражений, дает плохие результаты при наличии последних (особенно в случае моностатических РЛС и большом различии в уровнях полезного и мешающих сигналов).

Возможны различные варианты оптимизации обработки для модели входного процесса, определяемой выражением (1), например

$$y_{\tau} = x^T w_{\tau} \quad (2)$$

— оптимальный байесовский алгоритм, сводящийся к формированию дальности корреляционной суммы для каждого канала, где τ — задержка, соответствующая рассматриваемому каналу дальности; w_{τ} — весовая функция размера K (в общем случае бóльшего, чем размер ЗС),

$$w_{\tau} = R^{-1} S_{\Pi}^*(\tau),$$

здесь R^{-1} — матрица, обратная корреляционной матрице мешающих отражений,

$$R = (S_M^* \overline{A^* A^T} S_M^T) + \sigma_\xi^2 I = S_M^* D S_M^T + \sigma_\xi^2 I;$$

$(\cdot)^*$ — знак комплексного сопряжения; $(\overline{\dots})$ — знак математического ожидания; σ_ξ^2 — мощность шума; I — единичная матрица; $D = \text{diag}\{D_n\}$, $n = 0 \dots (N - 1)$ — диагональная матрица с элементами $D_n = |A_n|^2$;

$$\min(w_\tau^H R w_\tau) \text{ при ограничении } S_\Pi^T(\tau) w_\tau = 1 \quad (3)$$

— энергетический критерий оптимизации, определяющий оптимальный алгоритм (минимизация мощности мешающих отражений в оптимизируемом канале дальности с задержкой τ при фиксированном коэффициенте передачи полезного сигнала $S_\Pi(\tau)$, соответствующего этому каналу; $(\cdot)^H$ — знак эрмитового сопряжения), приводящий к следующему решению:

$$w_\tau = R^{-1} S_\Pi^*(\tau) / (S_\Pi^T(\tau) R^{-1} S_\Pi^*(\tau));$$

$$\max \left(\frac{|S_\Pi^T(\tau) w_\tau|^2}{w_\tau^H R^{-1} w_\tau} \right) \text{ при } \|w_\tau\|^2 = 1 \quad (4)$$

— оптимальный алгоритм, определяемый критерием максимизации отношения сигнал/(помеха+шум) с нормировкой коэффициента передачи по шуму, приводящий к решению

$$w_\tau = R^{-1} S_\Pi^*(\tau) / (S_\Pi^T(\tau) R^{-2} S_\Pi^*(\tau))^{1/2} = R^{-1} S_\Pi^*(\tau) / \|R^{-1} S_\Pi^*(\tau)\|. \quad (5)$$

Отметим особенности приведенных решений:

— во всех случаях основная операция состоит в вычислении вектора $R^{-1} S_\Pi^*(\tau)$ и одинакова для всех вариантов оптимизации;

— структура оптимального вектора (в отличие от случая согласованной обработки) зависит от номера оптимизируемого канала дальности (от величины соответствующей задержки τ); фактически это означает переход к системе рассогласованной обработки с переменными параметрами, для которой вид выходного сигнала определяется не функцией неопределенности ЗС, а функцией взаимной неопределенности ЗС и оптимального весового вектора, меняющегося во времени; указанное обстоятельство позволяет надеяться на существенно лучшее качество выделения слабых сигналов, наблюдаемых на фоне мощных мешающих отражений, по сравнению с традиционной согласованной обработкой.

Далее предпочтение будет отдано алгоритму (4), (5) в силу нормировки коэффициента передачи по шуму во всех каналах дальности (на

практике это уменьшает проблемы, связанные с пороговой обработкой).

Приведем примеры, поясняющие суть проблемы и эффективность оптимальной рассогласованной обработки.

Для определенности в качестве зондирующего сигнала рассмотрим ЛЧМ-сигнал с функцией модуляции

$$S(t) = \exp [i\pi\alpha (t - T_{\text{и}}/2)^2], \quad 0 \leq t \leq T_{\text{и}}, \quad (6)$$

где $T_{\text{и}}$ — длительность импульса; $\alpha = Fd/T_{\text{и}}$ — крутизна “пилы” ЛЧМ-сигнала (Fd — девиация частоты).

Главное временное сечение функции неопределенности сигнала (6) (см. рис. 1) определяется выражением

$$\chi(x) = (1 - |x|) \operatorname{sinc} [\pi Bx (1 - |x|)],$$

где $x = \tau/T_{\text{и}}$ ($|x| \leq 1$, τ — рассогласование по задержке); $\operatorname{sinc}(u) = \sin(u)/u$; $B = \alpha T_{\text{и}}^2$ — база сигнала ($B = 255$, см. рис. 1).

По оси абсцисс отложен параметр временной расстройки.

Далее рассмотрим лишь случай бистатической РЛС без запираания (бланкирования) приемника на время излучения ЗС.

На рис. 2, а изображена нормированная зависимость мощности от задержки суммы трех ЛЧМ-сигналов с шумом на выходе согласованной обработки по задержке (здесь и далее $B = 255$). По горизонтальной оси отложена задержка сигнала, выраженная в единицах длительности интервала приема сигналов $T_{\text{п}}$.

Значения отношения сигнал/шум для трех сигналов составляют соответственно 20, 40, 60 дБ; величины задержек случайны.

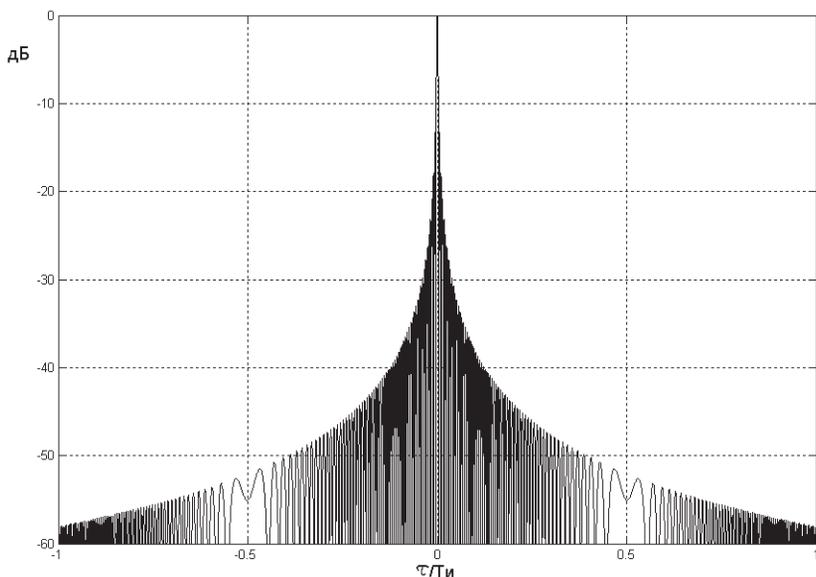
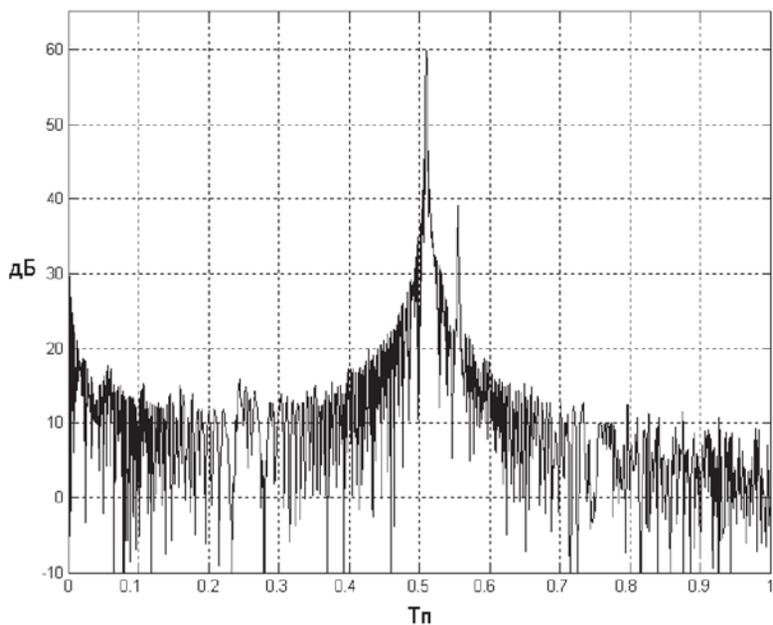
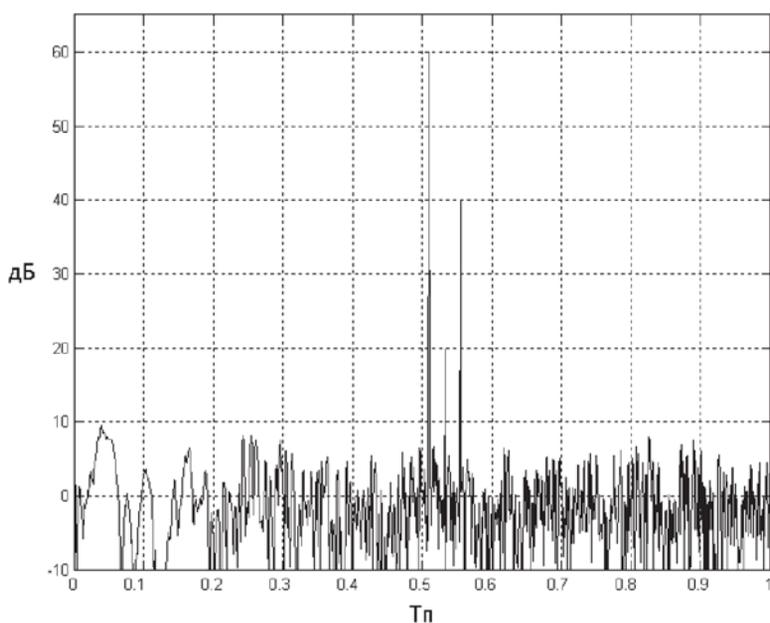


Рис. 1. Временное сечение функции неопределенности ЛЧМ-сигнала



a



б

Рис. 2. Зависимость мощности от задержки на выходе согласованной (*a*) и оптимальной рассогласованной (*б*) обработки (ЛЧМ-модуляция)

Из рис. 2 следует, что согласованная обработка имеет крайне неудовлетворительные характеристики и не обеспечивает выделения слабых сигналов, наблюдаемых на фоне мощных мешающих отражений.

На рис. 2, *б* показано распределение мощности по задержке для той же ситуации, но на выходе оптимальной рассогласованной обработ-

ки. Сопоставляя рис. 2, а и 2, б, выявили, что переход к оптимальной рассогласованной обработке значительно повышает возможности выделения слабых сигналов, наблюдаемых на фоне мощных мешающих отражений, однако не дает достаточной информации о свойствах оптимального алгоритма. Поэтому рассмотрим простейший случай выделения слабого сигнала, наблюдаемого на фоне одиночного мешающего сигнала, имеющего точное аналитическое решение и позволяющего получить более детальную информацию о свойствах оптимального алгоритма.

Анализ свойств оптимального алгоритма в случае одиночного мешающего сигнала. Примем в модели (1) число мешающих отражений $N = 1$, при этом имеем

$$R = \sigma_{\xi}^2(qS_{M0}S_{M0}^H + I),$$

где σ_{ξ}^2 — мощность шума; $q = |A_0|^2/\sigma_{\xi}^2$ — отношение мощности мешающего отражения к мощности шума; $S_{M0} = S(kT - \tau_0) - (K \times 1)$ -матрица (K -вектор) выборок мешающего отражения; I — единичная матрица.

Выражение для обратной матрицы находим с помощью известной леммы об обращении матриц специального вида:

$$R_{xx}^{-1} = \frac{1}{\sigma_{\xi}^2} \left(I - \frac{qS_{M0}S_{M0}^H}{1 + q \|S_{M0}\|^2} \right).$$

Для рассматриваемого далее алгоритма (2), (4), (5) находим выражение для оптимального весового вектора, соответствующего произвольной задержке полезного сигнала τ :

$$w_{\tau} = \frac{(S_{\tau}^* - a\chi(\tau_0 - \tau)S_{M0}^*)}{(1 - 2a|\chi(\tau_0 - \tau)|^2 + a^2|\chi(\tau_0 - \tau)|^2)^{1/2}}, \quad (7)$$

где $S_{\tau} = S(kT - \tau)$, $k = 0 \dots (K - 1)$ — $(K \times 1)$ -матрица (K -вектор) выборок полезного сигнала; $a = q/(1 + q)$; $\chi(\tau_0 - \tau) = S_{M0}^T S_{\tau}^*$ — значение временного сечения функции неопределенности при временном рассогласовании, равно $\tau_0 - \tau$.

Приведенные выражения позволяют исследовать ряд важных характеристик оптимальной системы (под оптимальной системой будем понимать совокупность временных каналов обработки, соответствующих интервалу рабочих дальностей и оптимизируемых согласно выражению (7)).

Перечислим указанные характеристики и приведем их количественное описание:

реакция оптимальной системы на мешающий сигнал (функция взаимной неопределенности — определение можно найти в работе [3] (стр. 118):

$$\left| \frac{A_0}{\sigma_\xi} \right| S_{m0}^\tau w_\tau = \frac{\frac{q^{1/2}}{1+q} \chi(\tau_0 - \tau)}{(1 - 2a |\chi(\tau_0 - \tau)|^2 + a^2 |\chi(\tau_0 - \tau)|^2)^{1/2}}; \quad (8)$$

реакция оптимальной системы на сигнал с произвольной задержкой τ_1 и амплитудой A_1 (система оптимизирована под мешающий сигнал с задержкой τ_0 и амплитудой A_0)

$$\left| \frac{A_1}{\sigma_\xi} \right| S_{\tau_1}^\tau w_\tau = \frac{q_1^{1/2} [\chi(\tau_1 - \tau) - a \chi(\tau_1 - \tau_0) \chi(\tau_0 - \tau)]}{(1 - 2a |\chi(\tau_0 - \tau)|^2 + a^2 |\chi(\tau_0 - \tau)|^2)^{1/2}}; \quad (9)$$

$$q_1 = |A_1|^2 / \sigma_\xi^2;$$

реакция оптимальной системы на сумму мешающего сигнала и сигнала с произвольной задержкой τ_1 и амплитудой A_1 (сумма (8) и (9));

реакция оптимальной системы на мешающий сигнал на фоне шума

$$\frac{w_\tau^H R w_\tau}{\sigma_\xi^2} = \frac{[1 - a |\chi(\tau_0 - \tau)|^2]}{(1 - 2a |\chi(\tau_0 - \tau)|^2 + a^2 |\chi(\tau_0 - \tau)|^2)};$$

потери в отношении сигнал/(помеха+шум) по сравнению с отношением сигнал/шум при согласованной обработке и отсутствии мешающего сигнала

$$\gamma = \frac{1+q}{1+q(1-|\chi(\tau_0-\tau)|^2)};$$

длительность главного лепестка реакции оптимальной системы на мешающий сигнал на фоне шума (характеристика временной избирательности алгоритма), измеренная по уровню d ($d < 1$), определяется путем численного решения нелинейного уравнения

$$|\chi(\tau)|^2 = \frac{(1+q)[d(1+q)-1]}{q(d(1+q)+d-1)}$$

$$\text{при } d = 0,5 \quad |\chi(\tau)|^2 = 1 - 1/q^2;$$

длительность интервала задержек, в пределах которого величина потерь γ в отношении сигнал/(помеха+шум) по сравнению с отношением сигнал/шум при согласованной обработке и отсутствии мешающего сигнала превышает величину d ($d > 1$) (для краткости назовем

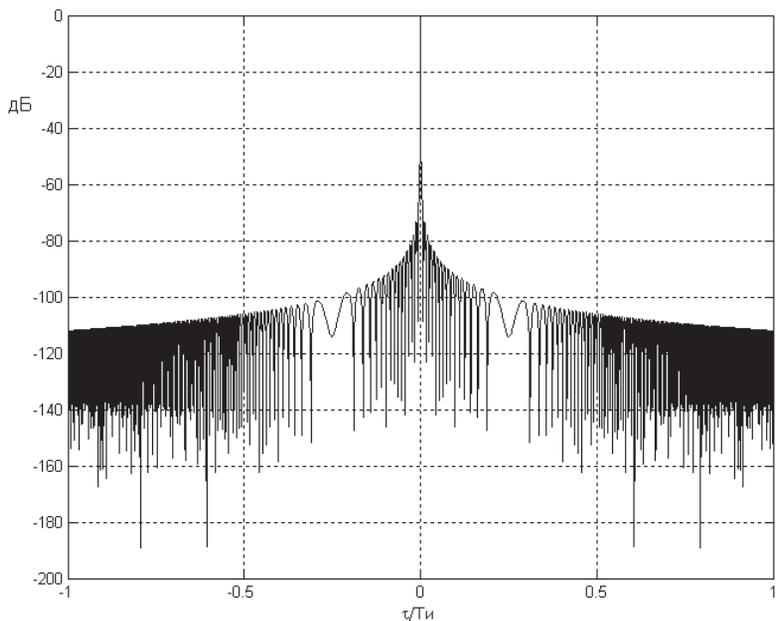


Рис. 3. Нормированная реакция оптимальной системы на мешающий ЛЧМ-сигнал

зоной закрытия) определяется путем численного решения нелинейного уравнения

$$|\chi(\tau)|^2 = \frac{(d-1)(1+q)}{qd}$$

$$\text{(при } d = 2 \quad |\chi(\tau)|^2 = (1+q)/(2q)\text{)}.$$

Далее приведены результаты расчетов указанных характеристик.

На рис. 3 изображена реакция оптимальной системы на мешающий сигнал при ЛЧМ-модуляции и $q = 60$ дБ.

Из рис. 3 и 1 видно, что уровень боковых лепестков функции взаимной неопределенности находится ниже уровня -70 дБ. Это говорит о потенциальных возможностях алгоритма по уменьшению влияния сигнала, находящегося в одном временном канале, на другие каналы.

На рис. 4, а показана реакция оптимальной системы на сумму мешающего сигнала ($\tau = \tau_0$, $q = 60$ дБ) и произвольного сигнала ($\tau = \tau_1 = \tau_0 + T_n/2$, $q = 40$ дБ) при оптимизации системы лишь по мешающему сигналу. Видно, что оптимизация системы по одному из сигналов практически не влияет на прохождение второго сигнала (т.е. обработка второго сигнала практически не отличается от согласованной обработки). Это свойство позволяет надеяться, что оптимизируя последовательно по сигналам сначала бóльшего, а затем меньших уровней, можно получить неискаженную информацию о наличии отраженных сигналов.

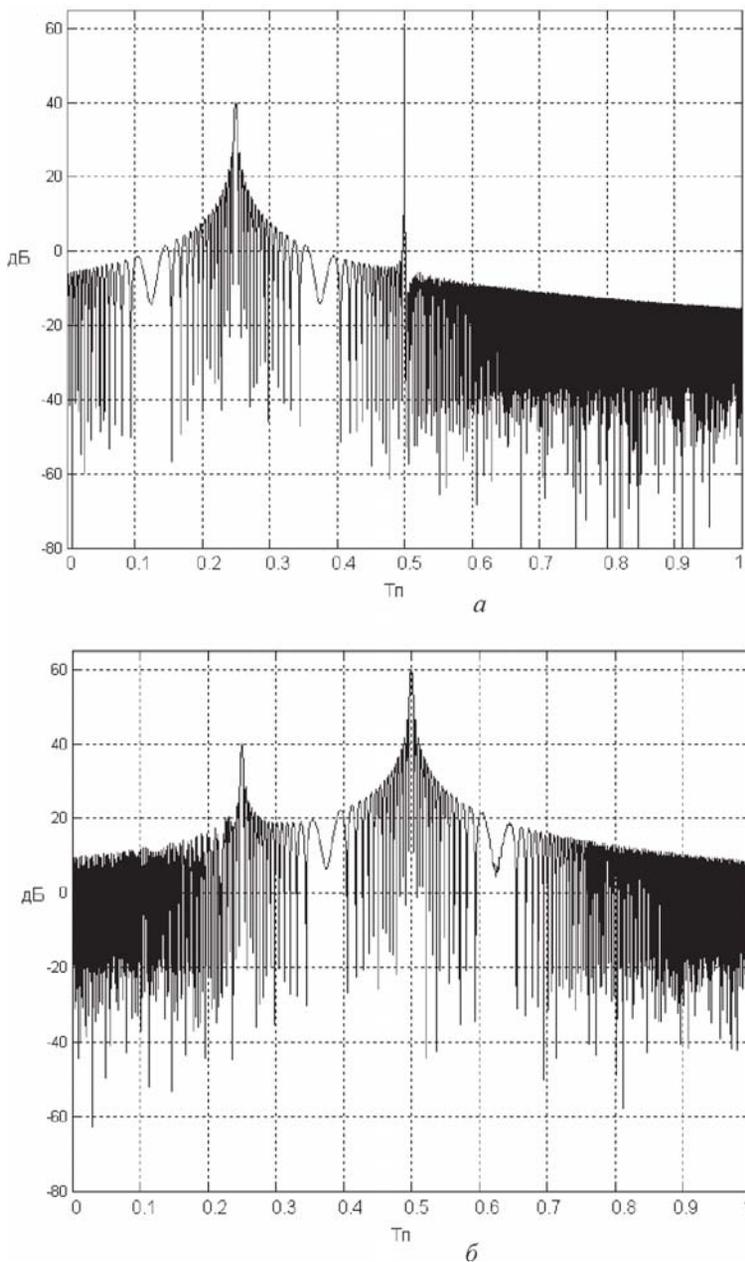


Рис. 4. Реакция оптимальной системы (а) и согласованного фильтра на сумму ЛЧМ-сигналов (оптимизация по сигналу большего уровня)

На рис. 4, б изображена реакция согласованного фильтра на ЛЧМ-сигнал с теми же параметрами. Видно, что в случае согласованной фильтрации слабый сигнал нельзя обнаружить на фоне лепестков сильного сигнала.

На рис. 5, а приведена реакция оптимальной системы на мешающий сигнал с шумом для случая ЛЧМ-модуляции ($q = 60$ дБ). Сигнал четко выделяется в одном временном канале и во всех остальных

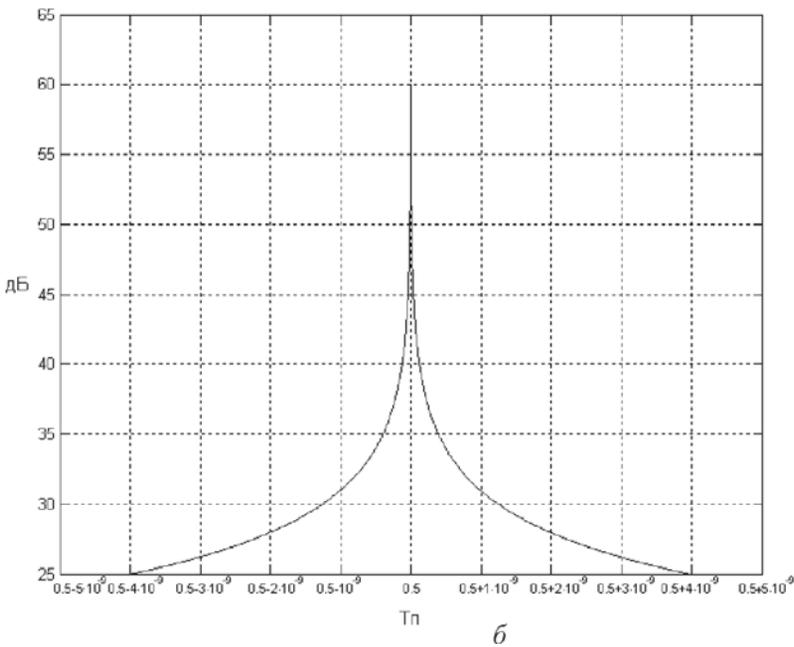
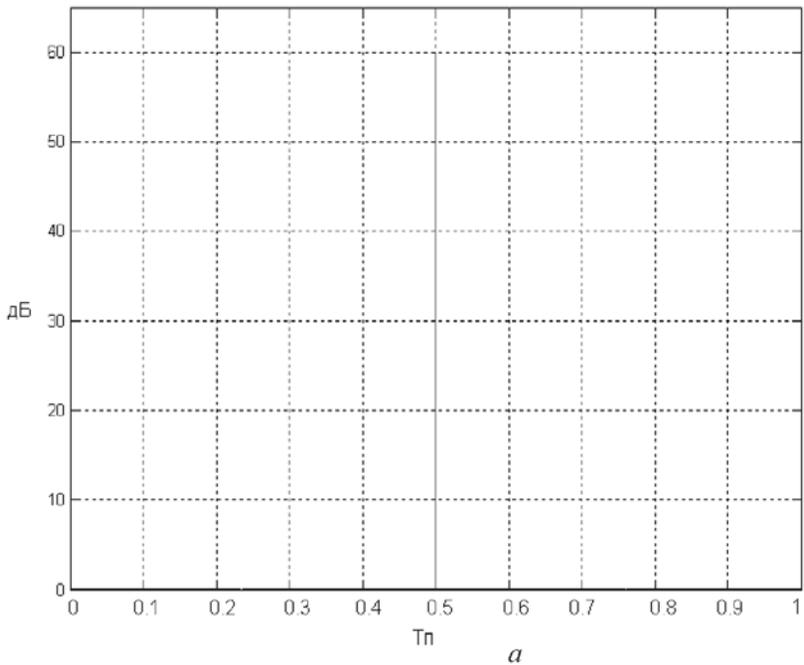


Рис. 5. Реакция оптимальной системы на мешающий ЛЧМ-сигнал с шумами

присутствует только шум, что и следовало ожидать, поскольку, как было отмечено выше, боковые лепестки сигнала должны находиться на уровне -10 дБ (уровень подавления боковых лепестков 70 дБ), а уровень шума -0 дБ (реакция оптимальной системы нормирована по шуму).

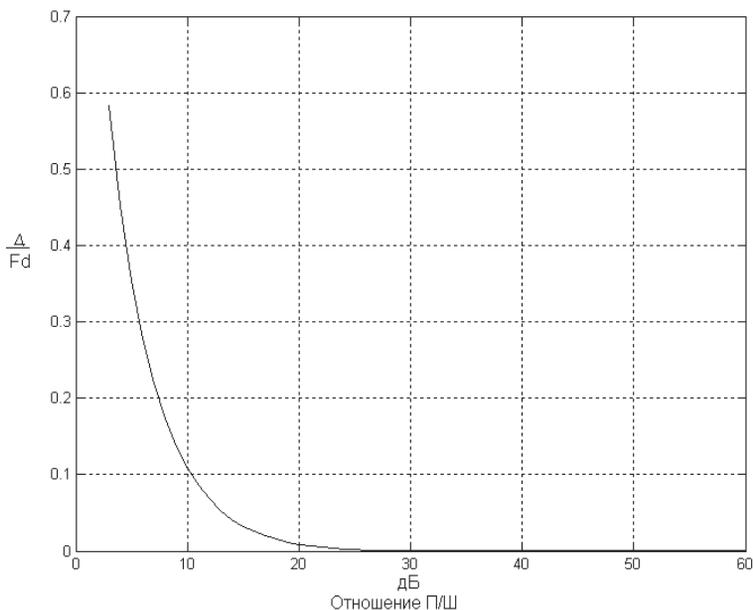


Рис. 6. Зависимость длительности главного лепестка отклика оптимальной системы на ЛЧМ-сигнал с шумом по уровню -3 дБ, отнесенной к $1/Fd$, от отношения п/ш q в дБ

Та же зависимость, но в увеличенном масштабе по оси абсцисс изображена на рис. 5, б, что свидетельствует о том, что оптимальный алгоритм имеет ярко выраженное сверхразрешение (главный лепесток — острый).

На рис. 6 показана зависимость длительности главного лепестка отклика оптимальной системы на ЛЧМ-сигнал с шумом по уровню $0,5$ (-3 дБ), отнесенная к $1/Fd$, от отношения мощности сигнала к шуму q . Из рис. 6 следует, что свойство сверхразрешения проявляется, начиная с $q \approx 10$ дБ (ширина главного лепестка на выходе оптимальной рассогласованной обработки в ≈ 30 раз меньше, чем ширина главного лепестка на выходе согласованного фильтра по одному и тому же уровню $0,5$).

На рис. 7 изображена зависимость от $(\tau - \tau_0)$ величины потерь в отношении сигнал/(помеха+шум) на выходе оптимальной системы по сравнению с отношением сигнал/шум на выходе согласованной обработки в отсутствие мешающего сигнала (τ_0 — задержка мешающего сигнала; τ — задержка произвольного сигнала, система оптимизирована по мешающему сигналу) ($q = 60$ дБ). Эта характеристика важна, поскольку мы отказываемся от согласованной обработки, требующей максимизации отношения сигнал/шум и, следовательно, возможны потери, которые для правильного осуществления пороговой обработки необходимо контролировать.

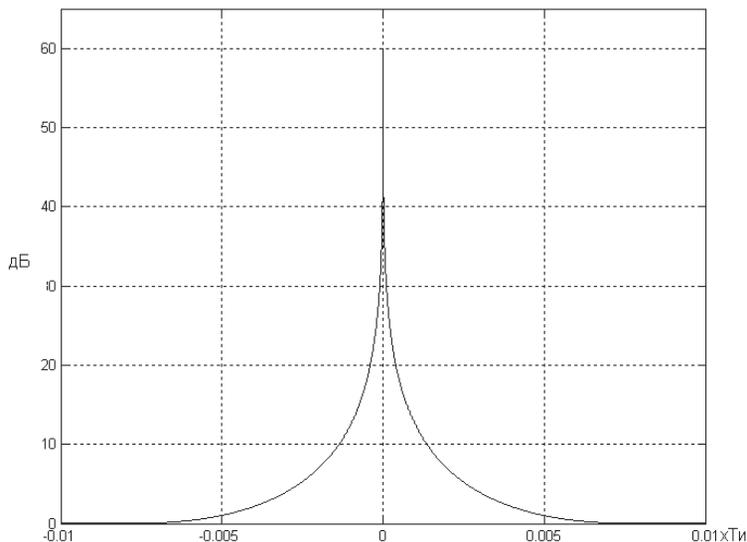


Рис. 7. Зависимость от $(\tau - \tau_0)$ величины потерь на выходе оптимальной системы по сравнению с согласованной обработкой в отсутствие мешающего сигнала ($q = 60$ дБ, ЛЧМ-сигнал)

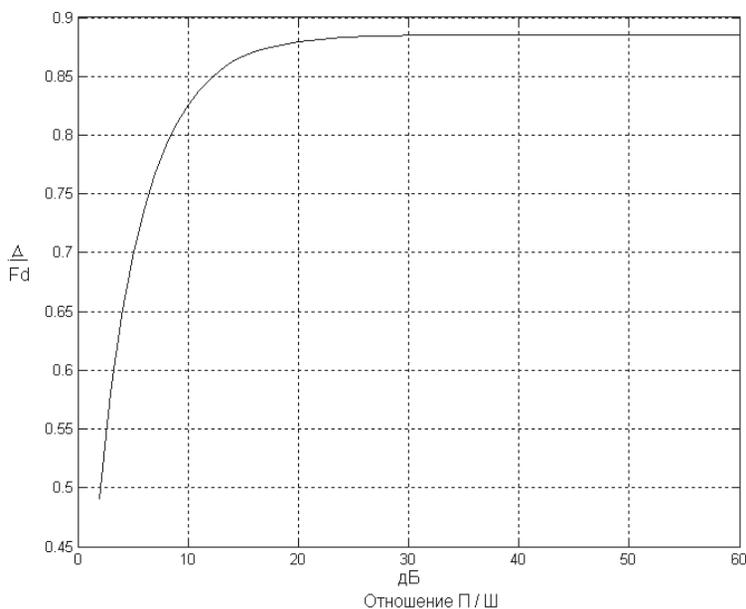


Рис. 8. Относительная ширина зоны закрытия по уровню 3 дБ в зависимости от q (ЛЧМ-сигнал)

Из рис. 6 и 7 следует, что потери заметного уровня имеют место в интервале примерно равном $1/Fd$. Следовательно, если не ставить задачу сверхразрешения близких по задержке сигналов, то фактом наличия потерь можно пренебречь.

На рис. 8 изображена зависимость величины зоны закрытия, отнесенной к $1/Fd$ при $d = 2$ (3 дБ) от q .

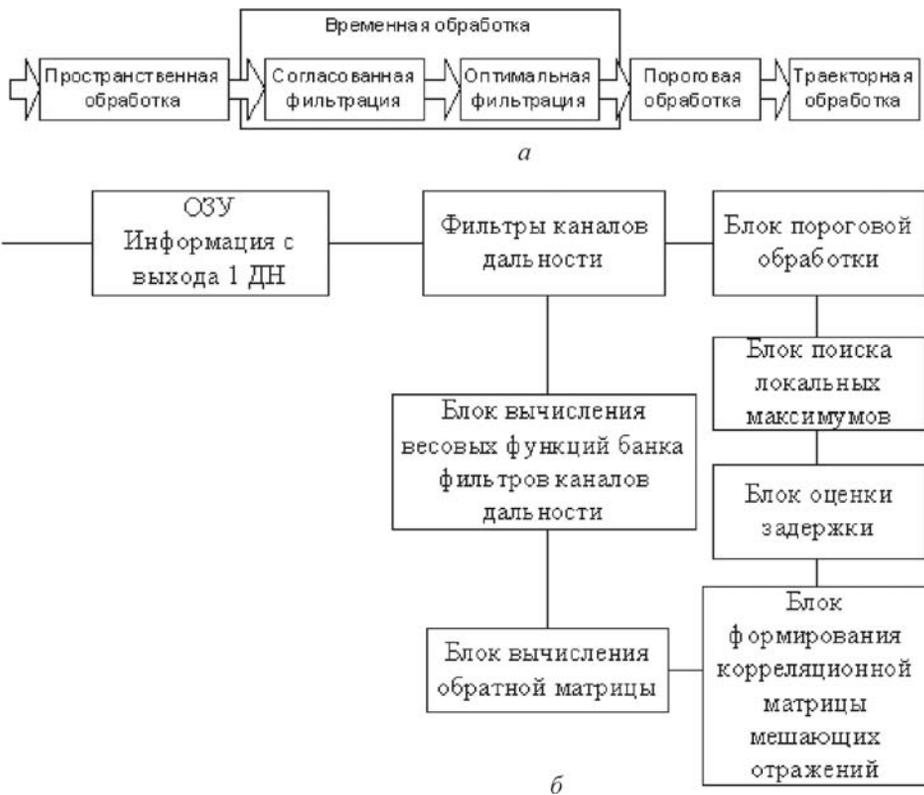


Рис. 9. Структурная схема тракта цифровой обработки (а) и блока оптимальной фильтрации (б)

Реализация рассмотренной оптимальной обработки по любому из указанных критериев представляется возможной на основе специализированного вычислительного модуля. Его местоположение в тракте цифровой обработки показано на структурной схеме (рис. 9).

Предположим, что на вход пространственной обработки с приемника, который цифрует сигнал и формирует рабочую полосу, подается квадратурный процесс на видеочастоте.

Блок оптимальной фильтрации состоит из блоков, указанных на рис. 9, б, и реализует алгоритм, изображенный на рис. 10.

С выхода согласованной обработки информация поступает в блок пороговой обработки, где формируется порог и отбираются номера фильтров, в которых произошло превышение порога. Далее отбираются локальные максимумы и оценивается задержка, на основе которой формируется корреляционная матрица мешающих отражений R , вычисляется обратная ей матрица R^{-1} и оптимальные весовые функции для каждого временного канала по формуле (8). Затем исходная информация с выхода диаграммы направленности подвергается оптимальной фильтрации, и все повторяется, пока не будут обработаны все локальные максимумы, превысившие порог.



Рис. 10. Блок-схема оптимальной обработки

Выводы. Рассмотренный алгоритм оптимальной рассогласованной обработки позволяет эффективно выделять слабые сигналы на фоне шума и мощного мешающего сигнала даже при плохом временном сечении функции неопределенности зондирующего сигнала.

Алгоритм имеет сильно выраженное свойство сверхразрешения по времени, что позволяет надеяться на высокие характеристики разрешения по дальности даже при использовании достаточно узкополосных сигналов.

Платой за указанные свойства является усложнение обработки, состоящее в необходимости оптимизации весовой функции для каждого временного канала (канала дальности).

Необходимо исследовать свойства алгоритма при действии нескольких мешающих сигналов, а также при учете свойств реального радиолокационного тракта (искажение структуры сигнала при излучении, при прохождении через приемный тракт и т.д.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ш и р м а н Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Сов. радио, 1974.
2. А б р а м о в и ч Ю. И. Компенсационные методы разрешения широкополосных сигналов. Радиотехника и электроника: Т. XXIII. – М.: Наука, 1978.
3. С п р а в о ч н и к по радиолокации: В 4 т. / Под общ. ред. К.Н. Трофимова. Том 1: Основы радиолокации. – М.: Сов. Радио, 1976. – 456 с.

Статья поступила в редакцию 8.02.2005

Денис Алексеевич Перов родился в 1981 г. Окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2006 г. Инженер отдела моделирования ОАО НПК НИИДАР.

D.A. Perov (b. 1981) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2006. Engineer in department for simulation of the open stock society “ОАО НПК НИИДАР”.

ЖУРНАЛ “ВЕСТНИК МОСКОВСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА имени Н.Э. БАУМАНА”

В журнале публикуются наиболее значимые результаты фундаментальных и прикладных исследований и совместных разработок, выполненных в МГТУ им. Н.Э. Баумана и других научных и промышленных организациях.

Журнал “Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана” в соответствии с постановлением Высшей аттестационной комиссии Министерства образования Российской Федерации включен в перечень периодических и научно-технических изданий, в которых рекомендуется публикация основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора наук.

Журнал издается в трех сериях: “Приборостроение”, “Машиностроение”, “Естественные науки”, – с периодичностью 12 номеров в год.

Подписка по каталогу “Газеты, журналы” агентства “Роспечать”

Индекс	Наименование серии	Объем выпуска	Подписная цена (руб.)	
		Полугодие	3 мес.	6 мес.
72781	“Машиностроение”	2	250	500
72783	“Приборостроение”	2	250	500
79982	“Естественные науки”	2	250	500

Подписывайтесь и публикуйтесь!

Адрес редакции журнала “Вестник МГТУ им. Н.Э.Баумана”: 105005 Москва, ул. 2-я Бауманская, д. 5.

Тел.: (495) 263-62-60; 263-60-45.

Факс: (495) 265-42-98; 263-67-07.

E-mail: press@bmstu.ru