

УДК 621.391.26

<sup>1</sup>А. А. Дятко, <sup>2</sup>А. С. Храменков, <sup>2</sup>С. Н. Ярмолик, <sup>3</sup>П. Н. Шумский<sup>1</sup>Белорусский государственный технологический университет<sup>2</sup>Военная академия Республики Беларусь<sup>3</sup>ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»

### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СТАЦИОНАРНЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ В ИНТЕРЕСАХ МЕЖДУПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ ГАУССОВСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В статье анализируются особенности оптимального алгоритма междупериодной обработки гауссовских флуктуирующих отсчетов радиолокационных сигналов. Предложен вариант разделения имеющегося времени наблюдения сигналов между процедурами когерентной и некогерентной междупериодной обработки, вытекающий из оптимального байесовского алгоритма их обработки. Рассмотрен вариант междупериодной обработки гауссовских радиолокационных сигналов при использовании стационарных фильтров с конечной импульсной характеристикой требуемой формы. Проанализированы особенности изменения полосы пропускания квазиоптимального фильтра когерентного накопления в зависимости от условий наблюдения сигналов (отношения сигнал-шум, времени корреляции). Изучены особенности построения фильтра некогерентного накопления. Величина полосы пропускания фильтра некогерентного накопления не зависит от степени оптимальности реализуемого этапа когерентного накопления: в любом случае некогерентному накоплению подвергаются все участвующие в обработке отсчеты. Для анализируемых условий наблюдения приведены результаты расчета характеристик обнаружения флуктуирующих последовательностей для оптимального и предложенного квазиоптимального алгоритмов обработки. Возможность использования квазиоптимального алгоритма подтверждается незначительным отличием (а в некоторых частных случаях – полным сходством) приведенных характеристик обнаружения. Предложенный вариант применения стационарных фильтров позволяет переходить к обработке сигналов в частотной области с использованием быстрых алгоритмов вычисления свертки.

**Ключевые слова:** междупериодная обработка, стационарный фильтр с конечной импульсной характеристикой.

<sup>1</sup>A. A. Dyatko, <sup>2</sup>A. S. Khramenkov, <sup>2</sup>S. N. Yarmolik, <sup>3</sup>P. N. Shumskiy<sup>1</sup>Belarusian State Technological University<sup>2</sup>Military academy of the Republic of Belarus<sup>3</sup>JSC “KB Radar” – managing company of “Radar Systems”

### THE USE OF FIXED FILTERS WITH A FINITE IMPULSE RESPONSE FOR THE CONVENIENCE OF INTERPERIOD TREATMENT OF GAUSSIAN RADAR SIGNALS

The characteristics of an optimal algorithm of interperiod processing of Gaussian fluctuating readings of radar signals are analyzed. A variant of the available observation time of signals between the procedures of coherent and incoherent from the optimal Bayesian algorithm processing is proposed. A variant of Gaussian interperiod processing radar signals using stationary finite impulse response desired shape are proposed. The features change the filter bandwidth of the quasi-coherent accumulation depending on the conditions of observation signals (signal-to-noise ratio, correlation time). The features of the construction of the filter incoherent accumulation are considered. Filter bandwidth value of the incoherent accumulation does not depend on the degree of optimality of implemented coherent accumulation stage: in any case are all involved in the processing samples exposed to incoherent accumulation. For the analyzed conditions of observation the results of calculation of the detection characteristics of the fluctuating sequences for optimal and quasi-optimal algorithms of the proposed treatment are given submitted. The ability to use the quasi-optimal algorithm is confirmed by a slight difference (and in some special cases complete similarity) above the detection characteristics. The proposed variant of the use of fixed filters allows you to jump to the processing of signals in the frequency domain using fast convolution algorithms.

**Key words:** interperiod processing, stationary filter with finite impulse response.

**Введение.** Задача радиолокационного обнаружения объектов заключается в принятии решения о наличии или отсутствии цели в каж-

дом элементе разрешения пространства наблюдения. Для повышения эффективности обнаружения в качестве зондирующих сигналов, как

правило, используют когерентные последовательности радиоимпульсов. Оптимальная обработка последовательности флуктуирующих сигналов предполагает внутривыборочную обработку (ВПО) каждого одиночного сигнала и последующую междувыборочную обработку (МПО) результатов ВПО [1]. Ограниченность времени наблюдения объектов, флуктуации сигналов и наличие радиолокационного фона обуславливают статистический характер решаемых задач. Как правило, реализации принятого сигнала ( $\mathbf{F}$ ), поступающие на вход устройства МПО, принято характеризовать гауссовской плотностью вероятностей (ПВ) [1]:

$$p(\mathbf{F}) = \frac{1}{(2\pi)^N \det \|\mathbf{R}_{M+H}\|} \exp(-\mathbf{F}^* \mathbf{Q}_{M+H} \mathbf{F}), \quad (1)$$

где  $\mathbf{F} = (F_0, \dots, F_{N-1})$  –  $N$  элементный вектор результатов ВПО (каждый элемент вектора является результатом ВПО аддитивной смеси сигнала и фона, принятого в соответствующем периоде зондирования);  $\mathbf{R}_{M+H} = \mathbf{R}_M + \mathbf{R}_H$  – матрица, характеризующая междувыборочные корреляционные свойства обрабатываемой реализации;  $\mathbf{Q}_{M+H} = (\mathbf{R}_{M+H})^{-1}$  – матрица, обратная к матрице  $\mathbf{R}_{M+H}$ ;  $\mathbf{R}_M = \mathbf{M}^* \mathbf{T} \mathbf{M}$  – корреляционная матрица (КМ) результата ВПО отсчетов отраженного сигнала (ОС);  $\mathbf{R}_H = \mathbf{H}^* \mathbf{T} \mathbf{H}$  – КМ фоновой составляющей результата ВПО.

Оптимальный байесовский алгоритм междувыборочной обработки сигналов, полученный с использованием логарифма отношения правдоподобия  $\ln(p_1(\mathbf{F})/p_0(\mathbf{F}))$ , предполагает вычисление квадратичного функционала [1]:

$$Z = \mathbf{F}^* \mathbf{T} \mathbf{R}_{\text{обр}} \mathbf{F}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{R}_{\text{обр}} = (\mathbf{R}_H)^{-1} - (\mathbf{R}_{M+H})^{-1}$  – матрица МПО отсчетов ОС (размерность матриц  $N$  определяется отношением времени наблюдения  $T_n$  и периода повторения зондирующих импульсов  $T_p$ ).

Одним из принципов МПО флуктуирующих ОС является сочетание когерентной и некогерентной обработки. Алгоритм (2) является оптимальным (с точки зрения минимизации среднего риска) для анализируемых условий наблюдения: учитывает ограниченность времени наблюдения, междувыборочные корреляционные свойства обрабатываемых отсчетов и текущее значение отношения сигнал-шум. Оптимальность алгоритма МПО предполагает определенное соотношение длительности процедур когерентной и некогерентной обработки ОС.

Наиболее полные аналитические исследования этапов когерентной и некогерентной оптимальной МПО приведены в [1]. При этом детально рассмотрены принципы реализации устройств МПО, проанализированы характеристики устройств обработки, а также разработаны методики аналитического расчета характеристик обнаружения для типовых условий наблюдения. Описанные результаты полностью отражают существующие закономерности МПО, однако некоторые из них получены при использовании ряда допущений (например, замена треугольной формы корреляционной функции последовательности сигналов экспоненциальной кривой).

В статье анализируются особенности разделения междувыборочной обработки ОС в соответствии с алгоритмом (2) на когерентную и некогерентную с помощью разложения матрицы обработки на треугольные сомножители. Предложен вариант МПО гауссовских радиолокационных сигналов при использовании стационарных фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) требуемой формы.

**Основная часть.** Развитие средств и способов цифровой обработки сигналов в ряде случаев упрощает анализ особенностей алгоритмов обработки. В интересах разделения МПО последовательности флуктуирующих сигналов на когерентную и некогерентную целесообразно воспользоваться алгоритмом разложения матрицы обработки на треугольные сомножители (например, алгоритм Холецкого). В результате оптимальный алгоритм (2) может быть представлен в следующем виде:

$$Z = \mathbf{F}^* \mathbf{T} \mathbf{V}_{\text{к.н}} \mathbf{V}_{\text{к.н}}^* \mathbf{F} = \mathbf{F}^* \mathbf{T} \mathbf{V}_{\text{к.н}} (\mathbf{F}^* \mathbf{T} \mathbf{V}_{\text{к.н}})^* \mathbf{T}, \quad (3)$$

$$\text{где } \mathbf{V}_{\text{к.н}} = \begin{bmatrix} V_{0,0} & V_{0,1} & \dots & V_{0,N-2} & V_{0,N-1} \\ 0 & V_{1,1} & \dots & V_{1,N-2} & V_{1,N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & V_{N-2,N-2} & V_{N-2,N-1} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & V_{N-1,N-1} \end{bmatrix} -$$

верхняя треугольная матрица, характеризующая этап когерентного накопления (КН).

Алгоритм (3) реализует оптимальное сочетание процедур когерентного и некогерентного накопления (НН) ОС, вытекающее из оптимальности преобразованного алгоритма (2).

Следует отметить, что матрица  $\mathbf{V}_{\text{к.н}}$  полностью характеризует процедуру когерентной обработки выделенных после ВПО отсчетов на ограниченном интервале наблюдения. Данная матрица определяет нестационарный фильтр с конечной импульсной характеристикой. Нестационарность фильтра обусловлена отличием

полученной матрицы от матрицы ленточного вида [2].

Особенности импульсной характеристики (ИХ) матричного фильтра (наличие нестационарности ее элементов) не позволяют проводить анализ его параметров известными методами анализа стационарных систем. При этом вид полученной матрицы определяется текущими условиями наблюдения: отношением сигнал-фон, степенью коррелированности обрабатываемых отсчетов, временем наблюдения.

Следует подчеркнуть, что в большинстве случаев без потери общности существует возможность перехода к квазиоптимальному стационарному матричному КИХ фильтру. Наиболее простым способом получения стационарного фильтра КН является усреднение элементов в пределах каждой из диагоналей матрицы  $V_{к,н}$ :

$$V_k^{к,н} = \frac{1}{N-k+1} \sum_{i=0}^{N-k} V_{i,k+i}, \quad (4)$$

где  $k = [0, \dots, N-1]$  – номер диагонали матрицы.

Треугольная матрица, характеризующая квазиоптимальное стационарное устройство когерентного накопления, принимает ленточный вид:

$$V'_{к,н} = \begin{bmatrix} V_0^{к,н} & V_1^{к,н} & \dots & V_{N-2}^{к,н} & V_{N-1}^{к,н} \\ 0 & V_0^{к,н} & \dots & V_{N-3}^{к,н} & V_{N-2}^{к,н} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & V_0^{к,н} & V_1^{к,н} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & V_0^{к,н} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Результатом выполненных преобразований является квазиоптимальный алгоритм МПО отсчетов:

$$Z' = \mathbf{\eta}_{к,н} (\mathbf{\eta}_{к,н})^{*T} = \sum_{i=0}^{N-1} |\eta_{к,нi}|^2, \quad (6)$$

где  $Z'$  – результат квазиоптимальной МПО;  $\mathbf{\eta}_{к,н} = \mathbf{F}^{*T} V'_{к,н} = \{\eta_{к,н0}, \eta_{к,н1}, \dots, \eta_{к,нN-1}\}$  – комплексный вектор, представляющий собой результат КН обрабатываемых отсчетов.

Переход к стационарному КИХ фильтру КН позволяет проанализировать изменение величины полосы пропускания (ПП)  $\Delta F$  полученного фильтра в зависимости от условий наблюдения: времени корреляции отсчетов ( $\tau_c$ ) и отношения сигнал-шум ( $\mu$ ). На рис. 1 представлены результаты изменения ПП фильтра КН, полученные численными методами для различных условий наблюдения. Для сравнения приведены результаты аналитического исследования  $\Delta F_{\text{П опт}}$ , полученные по методике, изложенной в [1].

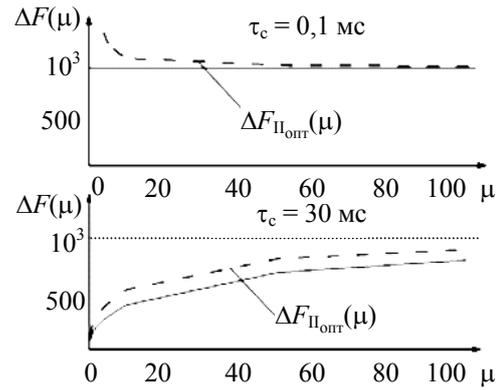


Рис. 1. Зависимость ПП фильтра КН от анализируемых условий наблюдения ( $T_{\text{п}} = 1$  мс,  $T_{\text{н}} = 50$  мс)

Анализ результатов показывает, что основные закономерности трансформации ПП фильтра КН не противоречат известным результатам: по мере увеличения относительной интенсивности сигнала оптимальное время КН монотонно уменьшается от максимально возможного до минимального, равного  $T_{\text{п}}$ . Отмеченный факт подтверждает правомерность перехода к использованию квазиоптимального алгоритма МПО отсчетов.

Использование треугольных матриц обработки в алгоритме МПО позволило выделить и проанализировать процедуру НН ОС (6). Очевидно, что результатом МПО является равновесная сумма квадратов модулей всех участвующих в обработке отсчетов. Таким образом, можно утверждать, что НН осуществляется на всем интервале наблюдения  $T_{\text{н.н}} = T_{\text{н}}$ , а число некогерентно накапливаемых отсчетов определяется размерностью используемых матриц:  $L_{\text{н.н}} = T_{\text{н}} / T_{\text{п}} = N$ . В этом случае треугольная матрица, характеризующая стационарный фильтр НН ОС, имеет вид

$$V_{\text{н.н}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ 0 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Используя известный переход от ИХ к частотной, легко получить оценку ширины квадрата амплитудно-частотной характеристики оптимального фильтра НН:  $\Delta F_{\text{н.н}} = 1 / T_{\text{н}}$ .

Отметим, что величина ПП фильтра НН не зависит от степени оптимальности реализуемого этапа КН: в любом случае НН подвергаются все участвующие в обработке отсчеты ОС.

С учетом проведенных рассуждений структурная схема квазиоптимального устройства МПО дискретных отсчетов ОС может быть представлена в следующем виде (рис. 2).

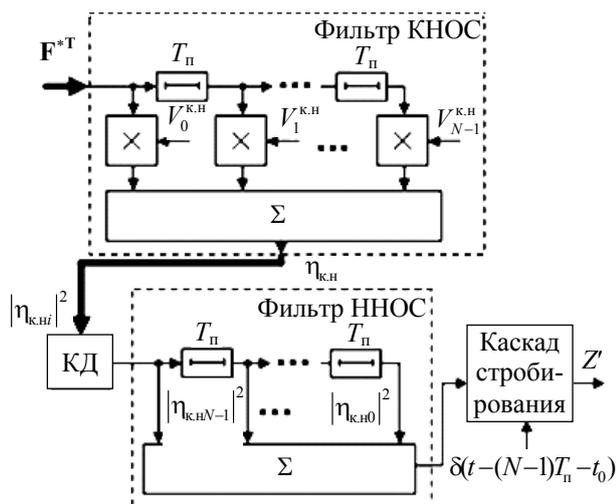


Рис. 2. Квазиоптимальное устройство МПО

КН отсчетов ОС осуществляется с помощью стационарного КИХ фильтра (матричного фильтра  $V'_{к,н}$ ), после чего результирующий сигнал детектируется, подвергается НН (матричный фильтр  $V_{н,н}$ ) и стробируется в момент окончания обработки.

Следует заметить, что предложенный вариант использования стационарных фильтров позволяет легко перейти к МПО в частотной области. Дополнив полученные треугольные матрицы импульсных характеристик до матриц линейной (циклической) свертки, возможно использовать быстрые алгоритмы вычисления свертки, основанные на процедуре быстрого преобразования Фурье.

В случае необходимости сохранения оптимальности процедуры МПО, на этапе КН необходимо использовать нестационарный матричный фильтр  $V_{к,н}$ .

Следует обратить внимание на то, что переход к упрощенному квазиоптимальному алгоритму КН ОС в рамках МПО не нарушает общности известных принципов реализации когерентной обработки. Вместе с этим операция НН должна выполняться на всем имеющемся интервале наблюдения.

Для подтверждения полученных результатов методом статистических испытаний оценивались характеристики обнаружения последовательности коррелированных флуктуирующих отсчетов ОС, наблюдаемых на фоне некоррелированных гауссовских отсчетов

шума при оптимальной и квазиоптимальной процедуре МПО. При моделировании использовалась экспоненциальная аппроксимация корреляционной функции ОС с временем корреляции  $\tau_c = 0,1$  и  $30$  мс, временем наблюдения  $T_n = 50$  мс, периодом повторения  $T_p = 1$  мс, требуемой вероятностью ложной тревоги  $F_{л.т} = 10^{-3}$ .

Характеристики обнаружения оптимального (2)  $D(\mu)$  и квазиоптимального (6) алгоритмов  $D'(\mu)$  представлены на рис. 3.

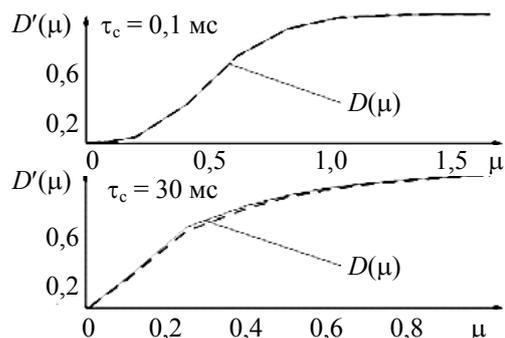


Рис. 3. Характеристики обнаружения. Оптимальный и квазиоптимальный алгоритмы

Возможность использования квазиоптимального алгоритма МПО отсчетов подтверждается незначительным отличием (а в случае некоррелированного сигнала – полным сходством) приведенных характеристик обнаружения.

**Заключение.** В статье рассмотрены особенности использования стационарных КИХ фильтров в интересах МПО. Изучен способ разделения МПО на когерентное и некогерентное накопление. Приведены зависимости изменения полосы пропускания квазиоптимального фильтра КН исходя из условий наблюдения ОС. Показано, что некогерентному накоплению подвергаются все наблюдаемые отсчеты ОС. Для анализируемых условий наблюдения приведены результаты расчета характеристик обнаружения флуктуирующих последовательностей для оптимального и предложенного квазиоптимального алгоритмов обработки. Полученные результаты в ряде практически важных случаев позволяют методами цифровой обработки сигналов легко реализовать процедуры когерентного и некогерентного накопления сигналов, близкие к оптимальным.

### Литература

1. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. М.: Воениздат, 1983. 456 с.
2. Крот А. М., Минервина Е. Б. Быстрые алгоритмы и программы цифровой спектральной обработки сигналов и изображений. Минск: Наука і тэхніка, 1995. 407 с.

### References

1. Okhrimenko A. E. *Osnovy radiolokatsii i radioelektronnaya bor'ba* [Bases of a radar-location and radio-electronic struggle]. Moscow, Voenizdat Publ., 1983. 456 p.
2. Krot A. M., Minervina E. B. *Bystryye algoritmy i programmy tsifrovoy spektral'noy obrabotki signalov i izobrazheniy* [Fast algorithms and programs of digital spectral processing of signals and images]. Minsk, Navuka i tekhnika Publ., 1995. 407 p.

### Информация об авторах

**Дятко Александр Аркадьевич** – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры информатики и компьютерной графики. Белорусский государственный технологический университет (220006, г. Минск, ул. Свердлова, 13а, Республика Беларусь). E-mail: Dyatko\_A@tut.by

**Храменков Андрей Сергеевич** – адъюнкт кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств. Военная академия Республики Беларусь (220057, г. Минск, пр-т Независимости, 220, Республика Беларусь). E-mail: Xras.tech@mail.ru

**Ярмолик Сергей Николаевич** – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств. Военная академия Республики Беларусь (220057, г. Минск, пр-т Независимости, 220, Республика Беларусь). E-mail: Yarmsergei@yandex.ru

**Шумский Петр Николаевич** – кандидат технических наук, доцент, заместитель директора по научной работе. ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации» (220029, г. Минск, ул. Коммунистическая, 11, Республика Беларусь). E-mail: Shumski\_petr@open.by

### Information about the authors

**Dyatko Aleksandr Arkad'yevich** – Ph. D. (Engineering), Assistant Professor, Assistant Professor, the Department of Informatics and Computer Graphics. Belarusian State Technological University (13a, Sverdlova str., 220006, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: Dyatko\_A@tut.by

**Khramenkov Andrey Sergeevich** – post-graduate student, the Department of Radar-location and Send-receive Devices. Military Academy of the Republic of Belarus (220, Nezavisimosti Ave., 220057, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: Xras.tech@mail.ru

**Yarmolik Sergey Nikolaevich** – Ph. D. (Engineering), Assistant Professor, Professor, the Department of Radar-location and Send-receive Devices. Military Academy of the Republic of Belarus (220, Nezavisimosti Ave., 220057, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: Yarmsergei@yandex.ru

**Shumskiy Petr Nikolaevich** – Ph. D. (Engineering), Assistant Professor, Deputy Director for science, JSC “KB Radar” – managing company of “Radar Systems” (11, Kommunisticheskaya str., 220029, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: Shumski\_petr@open.by

Поступила 12.03.2015