

Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации

В. И. Кошелев[✉], Н. Х. Чинь

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, Рязань, Россия

[✉] koshelev.v.i@rsreu.ru

Аннотация

Введение. Использование неэквилидистантных последовательностей импульсов в качестве зондирующих радиолокационных сигналов позволяет устранить слепые зоны по скорости и дальности. Однако реализация многоканальной доплеровской фильтрации (МДФ) на основе классического алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) неэквилидистантных отсчетов сигнала в задаче обнаружения сигнала сопряжена с энергетическими потерями. Применение алгоритмов модифицированного БПФ позволяет повысить эффективность МДФ на фоне белого гауссовского шума, но снижает эффективность накопления сигнала в части каналов обработки сигнала, перекрываемых узкополосной помехой. Для устранения этого недостатка авторами ранее предложено применить комбинированный классический и модифицированный алгоритмы БПФ. Однако применение комбинированного метода не приводит к оптимальному решению с точки зрения эффективности МДФ.

Цель работы. Оптимизация весовой обработки неэквилидистантных сигналов для повышения эффективности МДФ.

Материалы и методы. МДФ осуществлена с применением оптимизационных процедур, а эффективность алгоритмов оценивалась с помощью компьютерных расчетов.

Результаты. Результаты исследования показали, что окно Кайзера–Бесселя с параметром окна $\alpha = 4.42$ обеспечивает наибольший усредненный по каналам МДФ коэффициент улучшения отношения сигнал (помеха + шум), равный 30.06 дБ, и наибольшую усредненную по каналам МДФ вероятность правильного обнаружения сигнала, равную 0.5, при обработке неэквилидистантных последовательностей импульсов. Оптимизация весовой обработки в МДФ при указанных условиях позволяет значительно повысить используемые усредненные характеристики эффективности до 53.18 дБ и до 0.92 соответственно.

Заключение. Раздельная оптимизация весовой обработки для каждого частотного канала позволяет значительно повысить усредненные характеристики эффективности многоканального доплеровского фильтра и устранить все недостатки классического и модифицированного алгоритмов БПФ при обработке неэквилидистантных последовательностей импульсов. Однако эти преимущества достигаются ценой отказа от применения БПФ, т. е. реализуются в рамках алгоритма дискретного преобразования Фурье.

Ключевые слова: оптимизация многоканальной доплеровской фильтрации, неэквилидистантная последовательность импульсов, модифицированный, комбинированный алгоритмы быстрого преобразования Фурье, оптимизация весовой обработки

Для цитирования: Кошелев В. И., Чинь Н. Х. Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 93–104. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-93-104

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 18.12.2023; принята к публикации после рецензирования 10.02.2024; опубликована онлайн 29.04.2024



Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering

Vitaly I. Koshelev[✉], Trinh Ngoc Hieu

Ryazan State Radio Engineering University n. a. V. F. Utkin, Ryazan, Russia

[✉] koshelev.v.i@rsreu.ru

Abstract

Introduction. The use of non-equidistant pulse sequences as probing radar signals makes it possible to eliminate blind spots in speed and range. However, the implementation of multi-channel Doppler filtering (MDF) based on the classical fast Fourier transform (FFT) algorithm of non-equidistant signal samples in the signal detection problem is associated with energy losses. The use of modified FFT algorithms increases the efficiency of MDF against the background of white Gaussian noise, while reducing the efficiency of signal accumulation in the part of signal processing channels blocked by the narrow-band clutter. To eliminate this drawback, the authors previously proposed using combined classical and modified FFT algorithms. However, the use of the combined method does not lead to an optimal solution in terms of MDF efficiency.

Aim. Optimization of weight processing of non-equidistant signals to improve the efficiency of MDF.

Materials and methods. An MDF synthesis was carried out using optimization procedures, and the effectiveness of the algorithms was assessed using computer calculations.

Results. The results show that the Kaiser Bessel window with a window parameter of 4.42 provides the highest signal-(clutter+noise) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels equal to 30.06 dB and the highest probability of correct signal detection averaged over MDF channels equal to 0.5 at processing of non-equidistant pulse sequences. Optimization of the weight processing of MDF under the specified conditions increased the average efficiency characteristics used of up to 53.18 dB and 0.92, respectively.

Conclusion. Separate optimization of weighting processing for each frequency channel can significantly improve the average efficiency characteristics of a multichannel Doppler filter and eliminate all the shortcomings of the classical and modified FFT algorithms when processing non-equidistant pulse sequences. However, these advantages are achieved at the cost of not using the FFT, i.e., implemented within the framework of the discrete Fourier transform (DFT) algorithm.

Keywords: optimization of multichannel Doppler filtering, non-equidistant pulse sequence, modified fast Fourier transform algorithms, combined fast Fourier transform algorithms, weight processing optimization

For citation: Koshelev V. I., Trinh Ngoc Hieu. Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 93–104. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-93-104

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 18.12.2023; accepted 10.02.2024; published online 29.04.2024

Введение. Основной задачей, решаемой системами первичной обработки радиолокационных сигналов, является обнаружение полезных сигналов на фоне узкополосных помех и широкополосных шумов. Ввиду периодического характера зондирующих сигналов радиолокационные системы должны решать задачу устранения так называемых слепых зон по дальности и скорости. Для обнаружения сигналов в слепых зонах применяют неэквидистантную расстановку импульсов пачки, т. е. возбуждение периода повторения импульсов [1–5]. Обработ-

ка пачки импульсов с возбуждением периода повторения импульсов применительно к системам подавления помех рассматривалась в ряде работ, например в [6–9]. Алгоритм оценивания фазы неэквидистантных сигналов представлен в [10], синтез обнаружителей-измерителей доплеровских неэквидистантных сигналов – в [11].

В радиолокационных системах первичной обработки сигналов для когерентного накопления пакета из N отраженных радиолокационных импульсов широко используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Реали-

зация такого алгоритма на процессоре БПФ соответствует N -канальному когерентному накопителю (многоканальному доплеровскому фильтру) и обеспечивает высокую эффективность вычислений. Работы [12–15] посвящены многоканальным системам и доплеровским процессорам сигналов. Однако классическому алгоритму БПФ присущи потери части энергии сигнала при когерентном накоплении неэкви-дистантных последовательностей импульсов (НПИ) на фоне некоррелированного шума [16]. Для устранения этого недостатка там же представлен модифицированный алгоритм БПФ. В условиях приема сигнала на фоне шума и узкополосной помехи применение модифицированного алгоритма БПФ приводит к усилению узкополосной помехи в каналах многоканальной доплеровской фильтрации (МДФ), перекрывааемых такой помехой, и, как следствие, к снижению как отношения сигнал-помеха, так и вероятности правильного обнаружения сигнала [17]. Для более полного использования преимуществ алгоритма БПФ в [17] предложен комбинированный алгоритм на основе комбинации классического и модифицированного алгоритмов БПФ.

В данной статье описан и проанализирован алгоритм оптимизации весовой обработки НПИ с помощью наиболее часто используемых критериев среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи, обладающий потенциально максимальной эффективностью обработки сигналов на фоне аддитивной смеси некоррелированного шума и узкополосной помехи.

Описание разработанных алгоритмов.

Входной сигнал в случае МДФ представляется вектором отсчетов комплексной огибающей пачки радиоимпульсов, который можно описать следующей формулой:

$$x(n) = A(n)e^{j\{2\pi f_c T_0[n+v(n)]+\varphi\}},$$

где n – номер отсчета; $A(n)$ – флюктуирующая амплитуда сигнала; $f_c T_0$ – нормированная к среднему значению периода T_0 повторения импульсов доплеровская частота сигнала;

$v(n)$ – закон вобуляции периода повторения импульсов; φ – начальная фаза сигнала.

Вобуляция периода повторения импульсов приводит к дополнительной фазовой модуляции комплексной огибающей пачки импульсов, вследствие которой возрастают боковые лепестки в спектре сигнала. Для устранения потери энергии сигнала при накоплении сигнала с вобуляцией периода необходимо в соответствии с алгоритмом согласованной фильтрации модифицировать алгоритм БПФ для учета спектральных деформаций сигнала.

Закон вобуляции определяется периодом T_B , равным сумме этих повторяющихся сдвигов между эквидистантными подпоследовательностями импульсов с периодами T_1, T_2, \dots, T_p . Таким образом, неэкви-дистантная последовательность $\{x_n\}$ может рассматриваться как сумма p эквидистантных подпоследовательностей $\{x_{pn}\}, \{x_{pn+1}\}, \dots, \{x_{pn+p-1}\}$ с периодом вобуляции T_B , сдвиги между которыми соответственно равны T_1, T_2, \dots, T_p . На рис. 1 представлена НПИ с p разными сдвигами между эквидистантными подпоследовательностями импульсов.

Значения эквидистантной последовательности сигнала на выходе X_k , традиционно реализуемого на основе N -точечного алгоритма БПФ, можно представить как

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1} x_{pn} W_N^{pnk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1} x_{pn+1} W_N^{(pn+1)k} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1} x_{pn+2} W_N^{(pn+2)k} + \dots + \sum_{n=0}^{\frac{N}{p}-1} x_{pn+p-1} W_N^{(pn+p-1)k}, \quad (1)$$

где $W_N^k = e^{-\frac{j2\pi k}{N}}$.

Если последовательность $\{x_n\}$ неэкви-дистантная с p различными сдвигами между эквидистантными подпоследовательностями, то можно модифицировать алгоритм (1), чтобы

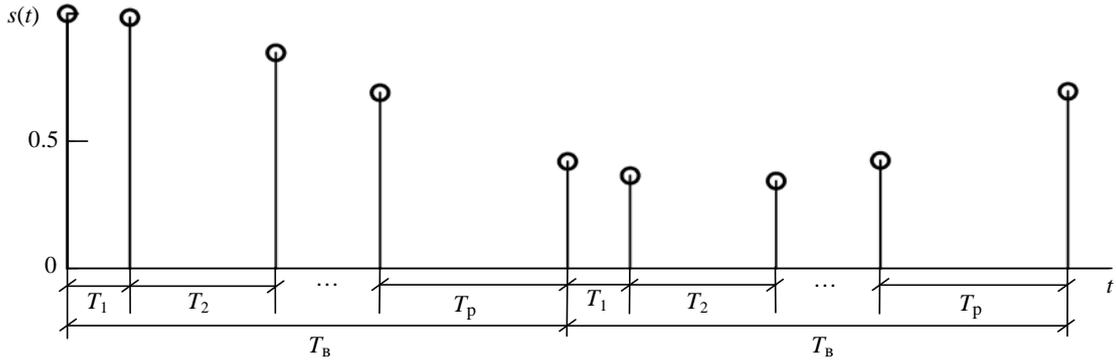


Рис. 1. Пример неэквидистантной последовательности импульсов
 Fig. 1. Example of a non-equidistant pulse sequence

компенсировать фазовое смещение, вызванное вобуляцией периода повторения сигнала, соответствующими фазовыми сдвигами. В результате получим выражение для вычисления значения отсчета на выходе k -го частотного канала МДФ. Оно определяет правило модификации БПФ сигнала с НПИ:

$$\begin{aligned}
 X_k = & \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn} W_N^{pnk} + \\
 & + e^{j \frac{2\pi k}{N} (T_0 - T_1)} W_N^k \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn+1} W_N^{pnk} + \\
 & + e^{j \frac{2\pi k}{N} [2T_0 - (T_1 + T_2)]} W_N^{2k} \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn+2} W_N^{pnk} + \\
 & + \dots + e^{j \frac{2\pi k}{N} \left[(p-1)T_0 - \sum_{i=1}^{p-1} T_i \right]} \times \\
 & \times W_N^{(p-1)k} \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn+p-1} W_N^{pnk}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

где $k = 0 \dots N-1$ – номер канала; $T_0 = \sum_{i=1}^p T_i / p$ – средний период повторения импульсов последовательности $\{x_n\}$. В дальнейшем будем характеризовать степень глубины вобуляции периода повторения импульсов как

$$v_m = \left(mT_0 - \sum_{i=1}^m T_i \right) / T_0,$$

где m – номер подпоследовательности, $m = 0 \dots p-1$.

Из [14] известно, что при реализации МДФ энергетический критерий в качестве целевой функции использует максимум выигрыша в отношении сигнал-(помеха + шум) в k -м канале:

$$\begin{aligned}
 \mu = \mu(\mathbf{w}) = & \\
 = & \frac{1}{\Delta\psi_k} \int_{\psi_k - \frac{\Delta\psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta\psi_k}{2}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_c \mathbf{w} (1 + \lambda)}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}} d\varphi_c \rightarrow \max_{\mathbf{w}}
 \end{aligned}$$

где \mathbf{w} – вектор обработки; ψ_k и $\Delta\psi_k$ – соответственно, центральное значение фазы и полоса, в пределах которой производится оптимизация фильтра; \mathbf{w}^H – эрмитово сопряженный вектор \mathbf{w} ; \mathbf{R}_c – корреляционная матрица сигнала; \mathbf{R}_n – корреляционная матрица помехи; λ – отношение шум-помеха; \mathbf{E} – единичная матрица; φ_c – доплеровская фаза сигнала.

Максимальное значение параметра μ определяется из характеристического уравнения и системы линейных уравнений для собственного вектора, соответствующего максимальному собственному значению матрицы $(\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E})^{-1} \mathbf{R}_c$:

$$\det \{ \mathbf{R}_c - \mu (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \} = 0, \quad (3)$$

$$\{ (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E})^{-1} \mathbf{R}_c \} \mathbf{w} = \mu \mathbf{w}. \quad (4)$$

Практическое использование такого метода для адаптации МДФ в реальном масштабе времени связано с большими вычислительными затратами, так как кроме решения характеристического уравнения и системы линейных уравнений требуется оценка корреляционных матриц сигнала, помехи и отношения шум-помеха. Оптимизация окон отдельно в каждом доплеровском частотном канале в соответствии с полученными алгоритмами приводит к не-

возможности применения алгоритма БПФ и соответственно к потере его преимуществ перед алгоритмом дискретного преобразования Фурье (ДПФ). В то же время исследование эффективности таких оптимизированных алгоритмов определяет потенциальные возможности МДФ. Для исследования эффективности МДФ НПИ целесообразно применение среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) $\bar{\mu}$ и средней вероятности правильного обнаружения сигнала \bar{D} , которые введены в [14] и определяются следующими целевыми функциями:

$$\bar{\mu}(\mathbf{w}) = \frac{1}{N\Delta\Psi_k} \times \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\Psi_k - \frac{\Delta\Psi_k}{2}}^{\Psi_k + \frac{\Delta\Psi_k}{2}} \left[\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_c \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_\Pi + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}} (1 + \lambda) \right] d\varphi_c; \quad (5)$$

$$\bar{D}(\mathbf{w}) = \frac{1}{N\Delta\Psi_k} \times \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\Psi_k - \frac{\Delta\Psi_k}{2}}^{\Psi_k + \frac{\Delta\Psi_k}{2}} \exp \left\{ \left[\ln(F) \mathbf{w}^H (\mathbf{R}_\Pi + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w} \right] \times \left[\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_\Pi + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w} + q(1 + \lambda) \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{w} \right]^{-1} \right\} d\varphi_c, \quad (6)$$

где F – вероятность ложной тревоги; q – пороговое отношение сигнал-шум на входе системы обработки. В соответствии с этими критериями вектор весовой обработки оказывается одинаковым для всех каналов МДФ, что допускает использование алгоритма БПФ.

Методика проведения исследования. Для исследования эффективности МДФ при НПИ использовались зависимости:

- амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) от номера частотного канала МДФ;
- эффективности МДФ НПИ от вида весовых окон;
- усредненных параметров $\bar{\mu}$ и \bar{D} от глубины вобуляции периода повторения импульсов при оптимизации весовой обработки в соответствии с (5), (6);
- $\bar{\mu}$ и \bar{D} от количества каналов МДФ (5), (6).

Выбор параметров моделей сигнала, помехи и многоканальной доплеровской филь-

трации. При применении комбинированного метода в доплеровском процессоре используются модифицированный и классический алгоритмы БПФ. Выбирается зондирующий сигнал с двухпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов ($p = 2$), при этом глубина вобуляции периода повторения импульсов:

$$v = \frac{T_0 - T_1}{T_0}.$$

Тогда выходной отчет k -го канала МДФ, вычисленный классическим и модифицированным алгоритмами БПФ на основе (1) и (2):

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_N^{2nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_N^{2nk}, \quad (7)$$

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_N^{2nk} + e^{\frac{j2\pi k}{N} v} W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_N^{2nk}. \quad (8)$$

При использовании классического алгоритма БПФ из (7) элементы $\{w_n\}$ вектора обработки k -го канала МДФ \mathbf{w}_k определены как

$$w_n = W_N^{nk}; \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

При использовании модифицированного алгоритма БПФ из (8) элементы $\{w_n\}$ вектора обработки k -го канала МДФ \mathbf{w}_k определяются как

$$w_n = \begin{cases} W_N^{nk} & \text{при } n = 0, 2, 4, \dots, N-2, \\ e^{\frac{j2\pi k}{N} v} W_N^{nk} & \text{при } n = 1, 3, 5, \dots, N-1. \end{cases}$$

При применении комбинированного метода важно определить, в каких каналах МДФ используется классический, а в каких – модифицированный алгоритм, что зависит от относительной ширины спектра помехи. Так, при относительной ширине спектра помехи не более 0.1 следует применить классический алгоритм БПФ в каналах с межпериодной доплеровской фазой в пределах $0.8\pi \dots 1.2\pi$ и модифицированный БПФ в остальных каналах.

Для сигнала с двухпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов согласно [17] норми-

рованные корреляционные матрицы сигнала \mathbf{R}_c и помехи \mathbf{R}_n имеют следующие элементы:

$$r_{jk}^c = \begin{cases} e^{-\pi\Delta F_c |j-k|} e^{-i2\pi f_c T_0(j-k)} & \text{при } |j-k| - \text{четном;} \\ e^{-\pi\Delta F_c |j-k+v|} e^{-i2\pi f_c T_0(j-k+v)} & \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{нечетном;} \\ e^{-\pi\Delta F_c |j-k-v|} e^{-i2\pi f_c T_0(j-k-v)} & \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{четном;} \end{cases}$$

$$r_{jk}^n = \begin{cases} e^{\frac{-(\pi\Delta F_n |j-k|)^2}{2.8}} & \text{при } |j-k| - \text{четном;} \\ e^{\frac{-(\pi\Delta F_n |j-k+v|)^2}{2.8}} & \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{нечетном;} \\ e^{\frac{-(\pi\Delta F_n |j-k-v|)^2}{2.8}} & \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{четном,} \end{cases} \quad (9)$$

где ΔF_c и ΔF_n – соответственно, относитель-

ная ширина спектра сигнала и помехи; $j=0 \dots N-1$ и $k=0 \dots N-1$ – номера строк и столбцов матриц.

При оптимизации весовой обработки МДФ и анализе эффективности МДФ по выбранным критериям использованы следующие параметры: $\Delta F_c = 0.01$; $\Delta F_n = 0.1$; $v = 0.15$; $\lambda = 10^{-5}$; $F = 10^{-8}$; $q = 10^{-2}$ и $N = 16$; собственный вектор матрицы $(\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E})^{-1} \mathbf{R}_c$ определен в соответствии с (3) и (4). Результаты вычисления оптимальных векторов весовой обработки в каналах с номерами $k = 0; 7; 15$ в случаях эквидистантной последовательности импульсов (ЭПИ) и НПИ показаны в табл. 1, где n – номер элемента вектора оптимальной весовой обработки \mathbf{w}_{opt} .

Из табл. 1 можно сделать следующие выводы:
 – векторы оптимальной весовой обработки при обработке ЭПИ и НПИ различаются;
 – при обработке НПИ векторы оптимальной весовой обработки 7-го и 15-го каналов мало отличаются друг от друга и их фазы линейно

Табл. 1. Оптимальные коэффициенты весовой обработки в нескольких каналах многоканальной доплеровской фильтрации

Tab. 1. Optimal coefficients of weight processing in several channels of multichannel Doppler filtration

n	k					
	0		7		15	
	v = 0	v = 0.15	v = 0	v = 0.15	v = 0	v = 0.15
0	-0.0467	0.0082	0.0339 $e^{-j1.9062}$	0.0413 $e^{-j2.5444}$	0.0345 $e^{j2.2338}$	0.0414 $e^{-2.5432}$
1	0.1749	0.0677	0.1444 $e^{j1.1306}$	0.1363 $e^{j0.5043}$	0.1350 $e^{-j0.6138}$	0.1363 $e^{j0.5048}$
2	-0.1941	0.2504	0.2703 $e^{j4.0961}$	0.2756 $e^{j3.4300}$	0.2060 $e^{-j3.2333}$	0.2756 $e^{j3.4300}$
3	-0.1043	0.2731	0.3018 $e^{j6.9127}$	0.3011 $e^{j6.2832}$	0.1990 $e^{-j5.1911}$	0.3011 $e^{j6.2832}$
4	0.3791	-0.1261	0.2765 $e^{j9.5299}$	0.2777 $e^{j8.8323}$	0.2849 $e^{-j7.0218}$	0.2777 $e^{j8.8320}$
5	-0.0940	0.4325	0.2797 $e^{j12.2116}$	0.2780 $e^{j11.5967}$	0.2931 $e^{-j8.9591}$	0.2780 $e^{j11.5959}$
6	-0.4177	-0.1370	0.2851 $e^{j15.0554}$	0.2817 $e^{j14.3764}$	0.3374 $e^{-j10.6700}$	0.2817 $e^{j14.3760}$
7	0.3027	-0.3693	0.2792 $e^{j17.8259}$	0.2818 $e^{j17.1955}$	0.3430 $e^{-j12.5664}$	0.2816 $e^{j17.1954}$
8	0.3027	0.3693	0.2792 $e^{j20.5028}$	0.2818 $e^{j19.8256}$	0.3430 $e^{-j14.2592}$	0.2816 $e^{j19.8250}$
9	-0.4177	0.1370	0.2851 $e^{j23.2733}$	0.2817 $e^{j22.6447}$	0.3374 $e^{-j16.1556}$	0.2817 $e^{j22.6444}$
10	-0.0940	-0.4325	0.2797 $e^{j26.1171}$	0.2780 $e^{j25.4243}$	0.2931 $e^{-j17.8665}$	0.2780 $e^{j25.4246}$
11	0.3791	0.1261	0.2765 $e^{j28.7988}$	0.2777 $e^{j28.1887}$	0.2849 $e^{-j19.8038}$	0.2777 $e^{j28.1885}$
12	-0.1043	0.2731	0.3018 $e^{j31.4159}$	0.3011 $e^{j30.7379}$	0.1990 $e^{-j21.6345}$	0.3012 $e^{j30.7373}$
13	-0.1941	-0.2504	0.2703 $e^{j34.2326}$	0.2756 $e^{j33.5910}$	0.2060 $e^{-j23.5922}$	0.2756 $e^{j33.5904}$
14	0.1749	0.0677	0.1444 $e^{j37.1981}$	0.1363 $e^{j36.5168}$	0.1350 $e^{-j26.2118}$	0.1363 $e^{j36.5156}$
15	-0.0467	-0.0082	0.0339 $e^{j40.2348}$	0.0413 $e^{j39.5655}$	0.0345 $e^{-j29.0594}$	0.0414 $e^{j39.5637}$

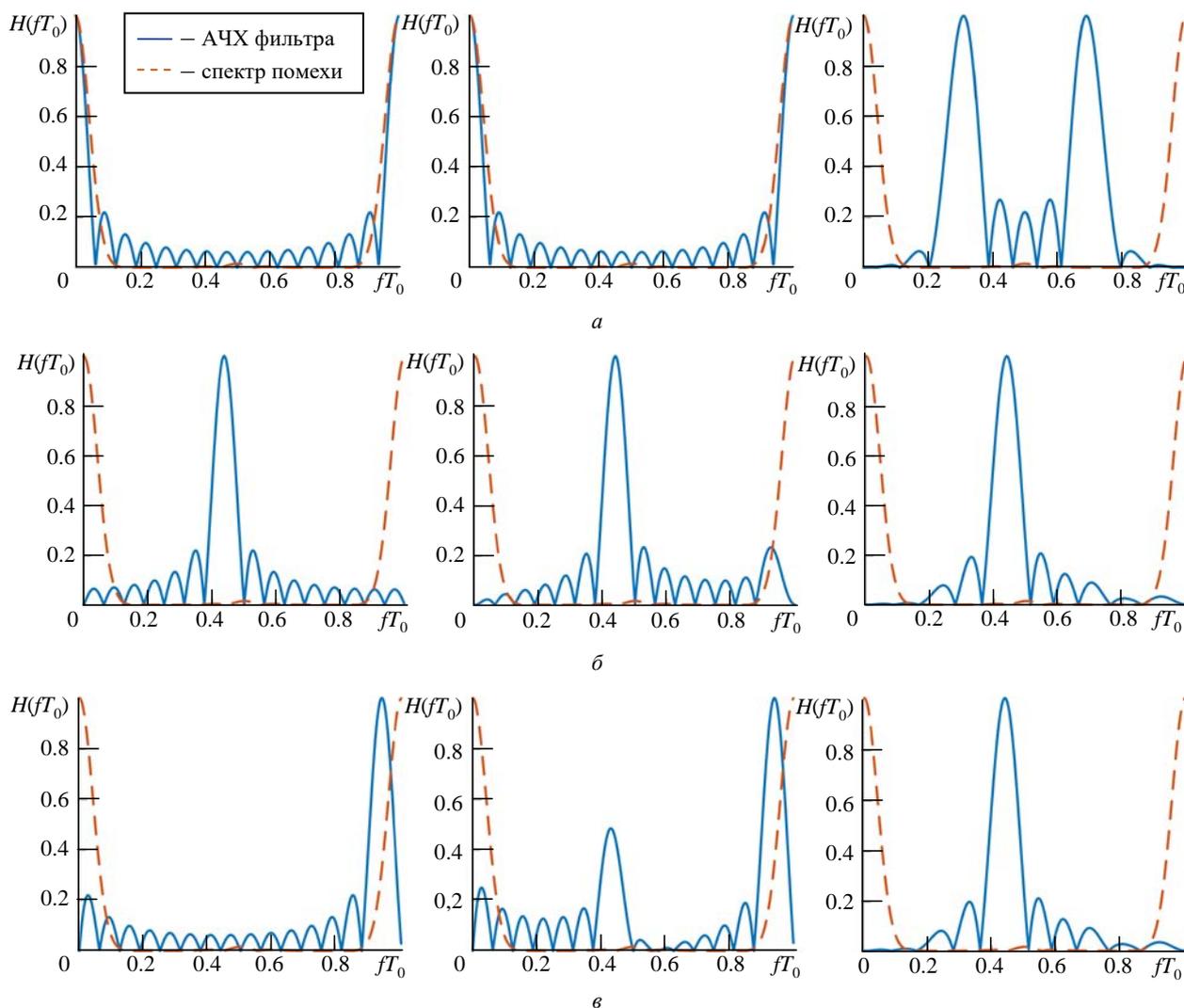


Рис. 2. АЧХ, полученные различными алгоритмами обработки сигналов 0-го канала (а); 7-го канала (б); 15-го канала (в), и спектр помехи

Fig. 2. Frequency characteristics obtained by various signal processing algorithms of the 0th channel (а), 7th channel (б), 15th channel (в) and the interference spectrum

возрастают, что связано с особенностью характеристик спектра помехи и сигнала с вобулящей ей периода, которые обсуждаются далее.

Исследование зависимости формы АЧХ от номера частотного канала МДФ. При качественном анализе АЧХ в обозначенных выше каналах МДФ и их сопоставлении со спектром помехи по модели (9) удобнее использовать прямоугольное окно. Соответствующие АЧХ показаны на рис. 2, а–в, где нормированные АЧХ каналов МДФ при использовании классического БПФ изображены слева, при использовании модифицированного алгоритма БПФ (как и форма спектра сигнала) – в центре, а при оптимизации весовой обработки (по данным табл. 1) – справа. АЧХ каналов МДФ и спектр помехи показаны соответственно сплошными и штриховыми линиями.

Анализ полученных АЧХ позволяет сделать следующие выводы:

1. При использовании модифицированного алгоритма БПФ в каналах МДФ в боковой лепесток АЧХ, согласованной со спектром сигнала с НПИ, попадает также главный лепесток спектра помехи. Это приводит к увеличению мощности помехи и снижению эффективности обработки по энергетическому критерию. Таким образом, использование модифицированного алгоритма БПФ, устраняя потери энергии сигнала на фоне шума, одновременно увеличивает мощность узкополосной помехи и снижает коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум).

2. При использовании классического БПФ форма АЧХ одинакова для всех каналов МДФ (изменяется только положение максимума на

частотной оси), а формы АЧХ каналов МДФ с использованием модифицированного БПФ не повторяются в пределах однозначной доплеровской частоты. Поэтому характеристики обнаружения сигнала каналов сильно зависят от глубины вобуляции периода повторения.

3. При оптимизации весовой обработки паразитный боковой лепесток АЧХ каналов МДФ подавляется в каналах, в которых он перекрывается с главным лепестком спектра помехи, до некоторого оптимального уровня, определяемого компромиссом между накоплением сигнала и подавлением помехи. Благодаря этому энергетический критерий достигает больших значений, чем при использовании алгоритма БПФ.

Сравнительный анализ эффективности МДФ НПИ и ЭПИ при различных весовых окнах. Проведем анализ среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала при оптимизации весовой обработки и применении комбинированного метода с различными известными весовыми окнами (табл. 2). Весовые окна 1–6 не зависят от параметра формы окна, а 7–8 зависят от параметра окна α . Оптимальные коэффициенты весовой обработки определяются решением уравнений (3) и (4). По данным табл. 2 можно сделать следующие выводы:

1. Применение весовых окон значительно повышает эффективность МДФ НПИ. Так в ряде случаев при отсутствии весовой обработки обнаружение сигнала практически невозможно. При использовании алгоритма БПФ

(комбинированный метод) максимум средней вероятности обнаружения сигнала при заданных условиях достигается использованием окна Кайзера–Бесселя с параметром $\alpha = 4.42$ и получен методом одномерной оптимизации.

2. Отметим, что в ряде случаев оптимизация \bar{D} и $\bar{\mu}$ приводит к неоднозначным результатам. Это связано с тем, что вероятность правильного обнаружения сигнала при достижении значений, близких к единице, перестает расти с дальнейшим ростом отношения сигнал-(помеха + шум). В большинстве случаев следует отдавать предпочтение критерию $\bar{D} \rightarrow \max$.

3. Оптимизация весовой обработки отдельно для каждого канала обеспечивает максимальную эффективность МДФ по каждому из рассматриваемых критериев, однако в этом случае невозможно применение алгоритма БПФ, так как он требует одинакового взвешивания отсчетов обрабатываемой последовательности. В этом случае МДФ реализуется алгоритмом ДПФ.

4. При использовании алгоритмов БПФ эффективность по критериям \bar{D} и $\bar{\mu}$ в случае ЭПИ выше, чем в случае НПИ. Однако при оптимизации весовой обработки \bar{D} и $\bar{\mu}$ в случае НПИ выше, чем для ЭПИ.

Исследование зависимостей $\bar{\mu}$ и \bar{D} от глубины вобуляции периода повторения импульсов при оптимизации весовой обработки. Результаты такого анализа при изменении глубины вобуляции периода $\nu = 0 \dots 0.3$ представлены на рис. 3.

Табл. 2. Средний по частотным каналам коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средняя вероятность правильного обнаружения сигнала

Tab. 2. The signal-(clutter + noise) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels and the average probability of correct signal detection

№	Окно	$\bar{\mu}(\mathbf{w})$, дБ		$\bar{D}(\mathbf{w})$	
		$\nu = 0$	$\nu = 0.15$	$\nu = 0$	$\nu = 0.15$
1	Прямоугольное	19.38	19.58	0.01	0.01
2	Блэкмана–Хэрриса	32.02	24.91	0.47	0.38
3	Треугольное	30.6	27.29	0.49	0.42
4	Хэмминга	29.3	27.90	0.51	0.45
5	Блэкмана	34.5	27.08	0.53	0.45
6	Гаусса	32.6	28.65	0.55	0.48
7	Дольфа–Чебышева ($\alpha = 2.43$)	33.7	29.90	0.56	0.50
8	Кайзера–Бесселя ($\alpha = 4.42$)	34.4	30.06	0.57	0.50
9	Оптимальное	50.6	53.18	0.88	0.92

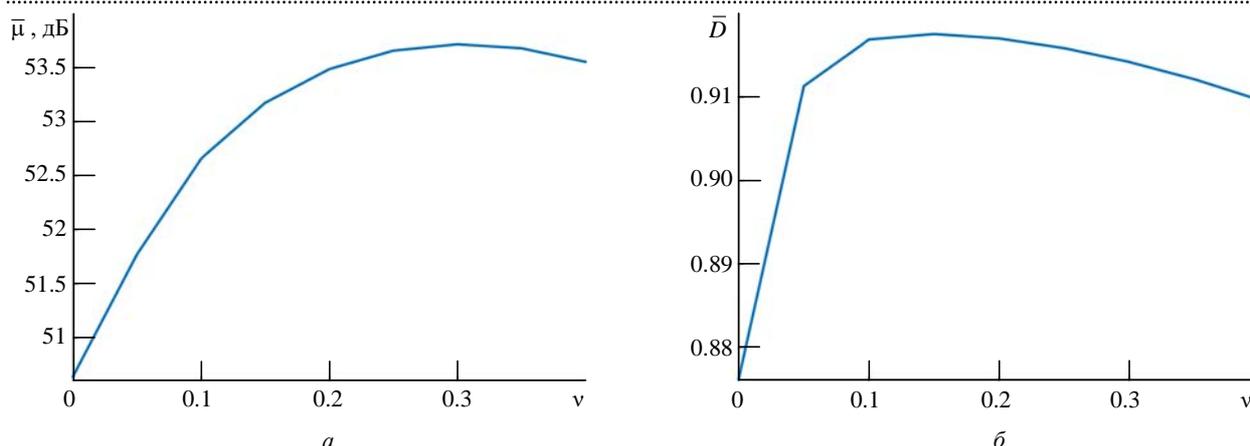


Рис. 3. Зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) ($\bar{\mu}$) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (\bar{D}) от глубины вобуляции периода

Fig. 3. Dependences of the average improvement factor of the signal-(clutter + noise) ratio ($\bar{\mu}$) and the average probability of correct signal detection (\bar{D}) on the wobble depth of the period

На их основе можно сделать следующие выводы:

1. Оптимизация весовой обработки обеспечивает высокие значения выбранных критериев эффективности в диапазоне рассмотренных значений глубины вобуляции периода повторения импульсов. Это связано с устранением при оптимизации весовой обработки недостатков, отмеченных ранее. Помеха более эффективно подавляется, что приводит к увеличению среднего выигрыша в отношении сигнал-(помеха + шум) и повышению средней вероятности правильного обнаружения.

2. С увеличением глубины вобуляции средняя вероятность правильного обнаружения сигнала и средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) увеличиваются, так как форма АЧХ при МДФ соответствует форме спектра сигнала, в котором также присутствует боковой лепесток, характерный для сигнала с вобуляцией периода повторения. В этих каналах оптимальный фильтр приоритетно усиливает мощность сигнала в боковом лепестке по сравнению с усилением сигнала в главном лепестке, перекрываемом помехой. В результате помеха подавляется, а мощность сигнала несколько увеличивается за счет его накопления в боковом лепестке АЧХ (см. рис. 2, в).

3. Значения $\bar{\mu}$ и \bar{D} снижаются при дальнейшем возрастании глубины вобуляции периода повторения импульсов, так как при этом уровень бокового лепестка спектра помехи чрезмерно увеличивается.

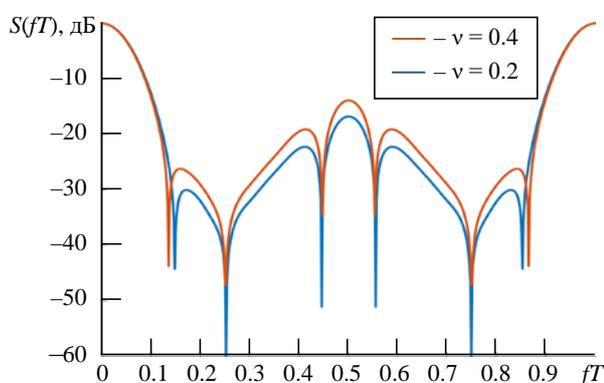


Рис. 4. Спектры помехи при различных значениях глубины вобуляции периода

Fig. 4. Clutter spectra for different wobble depths of the period

На рис. 4 представлена зависимость спектральной плотности мощности помехи от частоты, соответствующая корреляционным коэффициентам (9) с различными значениями глубины вобуляции повторения периода импульсов. Из рис. 4 видно, что при перекрытии главного лепестка спектра сигнала боковым лепестком спектра помехи ее невозможно подавить до необходимого уровня.

Исследование зависимостей $\bar{\mu}$ и \bar{D} от количества каналов МДФ. Анализ проведен при фиксированной глубине вобуляции $v = 0.15$, $\lambda = 10^{-5}$ и изменении количества каналов МДФ в пределах $N = 16 \dots 128$. Результаты, представленные на рис. 5, получены с применением оптимизации весовой обработки.

На их основе можно сделать основные выводы:

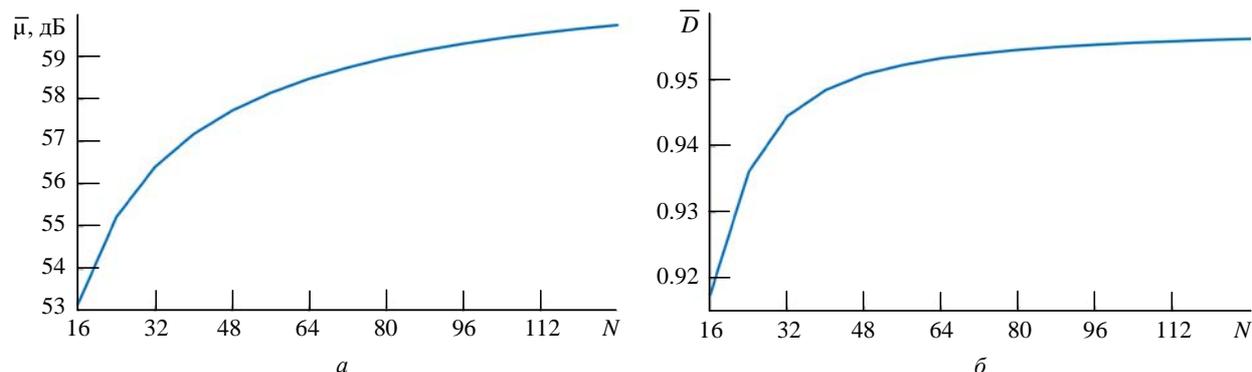


Рис. 5. Зависимости среднего коэффициента по частотным каналам улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) (а) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (б) от количества каналов

Fig. 5. Dependences of the signal-(clutter + noise) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels (а) and the average probability of correct signal detection (б) on the number of channels

1. С увеличением количества каналов значения $\bar{\mu}$ и \bar{D} повышаются ввиду возрастающего эффекта когерентного накопления сигнала.

2. Значение среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) имеет постоянную тенденцию к возрастанию с увеличением количества каналов, а средняя вероятность правильного обнаружения сигнала имеет выраженную тенденцию к "насыщению". Это связано с тем, что в каналах МДФ с малым влиянием помехи вероятность правильного обнаружения сигнала уже близка к единице и дальнейшее увеличение коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) не приводит к положительному эффекту.

3. При $\lambda = 10^{-5}$ и количестве каналов, большем 64, проявляется явление "насыщения" средней вероятности правильного обнаружения сигнала. При других значениях параметров λ и порогового сигнала такой эффект будет наступать при другом количестве каналов.

Заключение. Исследование выполнено для практического повышения эффективности МДФ НПИ по критериям среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) $\bar{\mu}$ и средней вероятности правильного обнаружения сигнала \bar{D} .

В результате показано, что значения $\bar{\mu}$ и \bar{D} сильно зависят от количества каналов МДФ и глубины вобуляции периода повторения импульсов. Для исследования использовались следующие параметры сигнала и помех: $\Delta F_c = 0.01$; $\Delta F_{\Pi} = 0.1$; $\nu = 0.15$; $\lambda = 10^{-5}$; $F = 10^{-8}$; $q = 10^{-2}$ и $N = 16$.

Общее для всех каналов МДФ окно Кайзера–Бесселя с параметром окна $\alpha = 4.42$ обеспечивает наибольший усредненный по каналам МДФ коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум), равный 30.06 дБ, и наибольшую усредненную по каналам МДФ вероятность правильного обнаружения сигнала, равную 0.5 при обработке НПИ. При этом структура МДФ допускает использование комбинированного алгоритма БПФ.

Оптимизация весовой обработки МДФ при указанных условиях позволяет значительно повысить используемые усредненные характеристики эффективности, соответственно, до 53.18 дБ и до 0.92. Однако используемая при этом отдельная оптимизация весовых окон для каждого частотного канала при обработке НПИ обеспечивает эти преимущества ценой отказа от применения БПФ, т. е. в рамках алгоритма ДПФ.

Список литературы

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2015. 437 с.
 2. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
 3. Roy R., Lowenschuss O. Design of MTI detection filter with nonuniform interpulse periods // IEEE

Transactions on Circuit Theory. 1970. Vol. 17, iss. 4. P. 604–612. doi: 10.1109/TCT.1970.1083195

4. Thomas H. W., Abram T. M. Stagger period selection for moving-target radar // Proc. of the Institution of Electrical Eng. 1976. Vol. 123, iss. 3. P. 195–199. doi: 10.1049/iee.1976.0045

5. Tang T., Wu C., Elangage J. A. Signal Processing Algorithm of Two-Phase Staggered PRI and

Slow Time Signal Integration for MTI Triangular FMCW Multi-Target Tracking Radars // *Sensors*. 2021. Vol. 21, iss. 7. P. 2296. doi: 10.3390/s21072296

6. Новосельцев Л. Я., Флягин А. Е. Обработка сигналов РЛС при wobbling частоты повторения зондирующих импульсов // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. 1975. Т. 20, № 3. С. 40–45.

7. Murakami T., Jonson R. S. Clutter suppression by use of weighted pulse trains // *RCA Review*. 1971. Vol. 32, № 3. P. 402–428.

8. Ispir M., Candan C. On the Design of Staggered Moving Target Indicator Filters // *IET Radar Sonar Navig.* 2016. Vol. 10, iss. 1. P. 205–215. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0175

9. Tuszyński M., Wojtkiewicz A., Klembowski W. Bimodal clutter MTI filter for staggered PRF radars // *IEEE Intern. Conf. on Radar*, Arlington, USA, 07–10 May 1990. IEEE, 1990. P. 176–180. doi: 10.1109/RADAR.1990.201158

10. Богатов А. Д., Костров В. В., Терсин В. В. Алгоритм совместной оценки частоты Доплера и ее производной по пачке неэквидистантных радиоимпульсов // *Радиотехника*. 2007. № 6. С. 55–59.

11. Попов Д. И. Синтез и анализ обнаружителей-измерителей доплеровских сигналов // *Цифровая обработка сигналов*. 2023. № 2. С. 32–37.

12. Doerry A. W. Radar Doppler Processing with Nonuniform PRF // *Proc. of the SPIE 10633. Radar*

Sensor Technology XXII, Orlando, USA, 2018. Vol. 10633. P. 19. doi: 10.1117/12.2303453

13. Anju P., Bazil Raj A. A., Shekhar C. Pulse Doppler Processing – A Novel Digital Technique // 4th Intern. Conf. on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS), Madurai, India, 13–15 May 2020. IEEE, 2020. P. 1089–1095. doi: 10.1109/ICICCS48265.2020.9120950

14. Кошелев В. И. Многоканальная доплеровская фильтрация радиолокационных сигналов // *Радиотехника*. 2012. № 3. С. 30–35.

15. Белокуров В. А., Кошелев В. И., Логинов С. Н. Реализация алгоритмов доплеровской фильтрации сигналов на базе современных сигнальных процессоров Analog Device // *Вопр. радиоэлектроники*. 2010. Т. 2, № 3. С. 65–76.

16. Кошелев В. И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2014. № 10. С. 16–22.

17. Кошелев В. И., Чинь Н. Х. Эффективность многоканальной доплеровской фильтрации неэквидистантных последовательностей импульсов // *Цифровая обработка сигналов*. 2023. № 2. С. 3–8.

18. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

Информация об авторах

Кошелев Виталий Иванович – доктор технических наук (2003), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина. Автор более 340 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; радионавигация; спектральный анализ.

Адрес: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, ул. Гагарина, д. 59/1, Рязань, 390005, Россия

E-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

<http://orcid.org/0000-0002-8666-8460>

Чинь Нгок Хиеу – специалист по направлению "Специальные радиотехнические системы", аспирант кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, ул. Гагарина, д. 59/1, Рязань, 390005, Россия

E-mail: ngochieu.radioscientist@mail.ru

<http://orcid.org/0009-0001-6572-1525>

References

1. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar Systems]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2015, 437 p. (In Russ.)

2. Bakulev P. A., Stepin V. M. *Metody i ustroystva seleksii dvizhushchikhysya tselei* [Methods and Devices of Selection of Moving Targets]. Moscow, *Radio i svyaz*, 1986, 288 p. (In Russ.)

3. Roy R., Lowenschuss O. Design of MTI Detection Filter with Nonuniform Interpulse Periods. *IEEE Transactions on Circuit Theory*. 1970, vol. 17, iss. 4, pp. 604–612. doi: 10.1109/TCT.1970.1083195

4. Thomas H. W., Abram T. M. Stagger Period Se-

lection for Moving-Target Radar. *Proc. of the Institution of Electrical Eng.* 1976, vol. 123, iss. 3, pp. 195–199. doi: 10.1049/piee.1976.0045

5. Tang T., Wu C., Elangage J. A. Signal Processing Algorithm of Two-Phase Staggered PRI and Slow Time Signal Integration for MTI Triangular FMCW Multi-Target Tracking Radars. *Sensors*. 2021, vol. 21, iss. 7, p. 2296. doi: 10.3390/s21072296

6. Novoseltsev L. Ya., Flyagin A. E. Processing of Radar Signals at the Wobble of the Frequency of Repetition of Probing Pulses. *Izv. of Higher Educational Institutions*.

Radioelectronics. 1975, vol. 20, no. 3, pp. 40–45. (In Russ.)

7. Murakami T., Jonson R. S. Clutter Suppression by Use of Weighted Pulse Trains. RCA Review. 1971, vol. 32, no. 3, pp. 402–428.

8. Ispir M., Candan C. On the Design of Staggered Moving Target Indicator Filters. IET Radar Sonar Navig. 2016, vol. 10, iss. 1, pp. 205–215. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0175

9. Tuszynski M., Wojtkiewicz A., Klembowski W. Bimodal Clutter MTI Filter for Staggered PRF Radars. IEEE Intern. Conf. on Radar, Arlington, USA, 07–10 May 1990. IEEE, 1990, pp. 176–180. doi: 10.1109/RADAR.1990.201158

10. Bogatov A. D., Kostrov V. V., Tersin V. V. Algorithm for Joint Estimation of the Doppler Frequency and Its Derivative By a Bundle of Non-Equidistant Radio Pulses. J. Radioengineering. 2007, no. 6, pp. 55–59. (In Russ.)

11. Popov D. I. Synthesis and Analysis of Doppler Signal Detectors and Meters. Digital Signal Processing. 2023, no. 2, pp. 32–37. (In Russ.)

12. Doerry A. W. Radar Doppler Processing with Non-uniform PRF. Proc. of the SPIE 10633. Radar Sensor Technology XXII, Orlando, USA, 2018, vol. 10633, p. 19. doi: 10.1117/12.2303453

13. Anju P., Bazil Raj A. A., Shekhar C. Pulse Doppler Processing - A Novel Digital Technique. 4th Intern. Conf. on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS), Madurai, India, 13–15 May 2020. IEEE, 2020, pp. 1089–1095. doi: 10.1109/ICICCS48265.2020.9120950

14. Koshelev V. I. Multichannel Doppler Filtering of Radar Signals. J. Radioengineering. 2012, no. 3, pp. 30–35. (In Russ.)

15. Belokurov V. A., Koshelev V. I., Loginov S. N. Realization Algorithms of the Doppler Filtration by the Instrumentality of DSP Analog Device. *Voprosy radioelektroniki*. 2010, vol. 2, no. 3, pp. 65–76. (In Russ.)

16. Koshelev V. I. Coherent Filtering Nonequidistant Pulse Sequences in Primary Processing of Radar Systems. Successes of Modern Radio Electronics. 2014, no. 10, pp. 16–22. (In Russ.)

17. Koshelev V. I., Trinh N. H. Efficiency of Multichannel Doppler Filtering of Non-Equivalent Pulse Sequences. Digital Signal Processing. 2023, no. 2, pp. 3–8. (In Russ.)

18. Marple Jr. S. L. Digital Spectral Analysis with Applications. New Jersey, Prentice-Hall, 1987, 492 p.

Information about the authors

Vitaly I. Koshelev, Dr Sci. (Eng.) (2003), Professor, Head of the Department of Radio Engineering Systems of the Ryazan State Radio Engineering University n. a. V. F. Utkin. The author of more than 340 scientific publications. Area of expertise: radar; radio navigation; spectral analysis.

Address: Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, 59/1, Gagarin St., Ryazan 390005, Russia

E-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

<http://orcid.org/0000-0002-8666-8460>

Trinh Ngoc Hieu, a specialist in "Special Radio Engineering Systems", Postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems of the Ryazan State Radio Engineering University n. a. V. F. Utkin. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radar and digital signal processing.

Address: Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, 59/1, Gagarin St., Ryazan 390005, Russia

E-mail: ngochieu.radioscientist@mail.ru

<http://orcid.org/0009-0001-6572-1525>
