

РАДИОТЕХНИКА, РАДИОЛОКАЦИЯ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

УДК 621.396

**АЛГОРИТМ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ
НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИМПУЛЬСОВ****В. И. Кошелев**, д.т.н., профессор кафедры РТС РГРТУ, Рязань, Россия;

orcid.org/0000-0002-8666-8460, e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

Н. Х. Чинь, аспирант кафедры РТС РГРТУ, Рязань, Россия;

orcid.org/0000-0002-2456-5220, e-mail: ngochieu.radioscientist@mail.ru

Алгоритмы быстрого преобразования Фурье достаточно хорошо разработаны и успешно используются в прикладных задачах радиотехники, в частности для реализации многоканальной доплеровской фильтрации в системах первичной обработки радиолокационных сигналов. В случае применения неэквидистантных последовательностей импульсов алгоритм согласованной фильтрации должен учитывать закон изменения периодов повторения отсчетов сигнала, что приводит к модификации алгоритма быстрого преобразования Фурье. Известен алгоритм быстрого преобразования Фурье для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов с двумя различными периодами повторения. В работе получен и проанализирован модифицированный и комбинированный алгоритмы быстрого преобразования Фурье для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов при трех различных периодах повторения.

Целью работы является синтез структуры модифицированного алгоритма быстрого преобразования Фурье в условиях обработки эхо-сигнала, состоящего из пачек трехступенчатых неэквидистантных импульсов, а также оптимизация его параметров при использовании критериев среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи.

Ключевые слова: многоканальная доплеровская фильтрация, неэквидистантная последовательность импульсов, средняя вероятность правильного обнаружения сигналов, средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(шум+помеха), модифицированный и комбинированный алгоритмы быстрого преобразования Фурье.

DOI: 10.21667/1995-4565-2023-85-3-13**Введение**

Алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) применяются для реализации многоканальной доплеровской фильтрации в системах первичной обработки когерентных пачечных радиолокационных сигналов и обеспечивают принятие решения о наличии (обнаружении) сигналов по результатам обработки пачки радиоимпульсов и измерение координат объектов радиолокации [1]. Кроме того, при большом числе отсчетов сигнала использование многоканальной доплеровской фильтрации (МДФ) является одним из способов борьбы с узкополосными пассивными помехами (ПП).

Несмотря на принципиальную простоту структуры доплеровского процессора сигналов, основанного на алгоритме быстрого преобразования Фурье (БПФ), оптимальные параметры предварительной весовой обработки должны адаптироваться к характеристикам сигнала, шума и помех, что реализуется в рамках адаптивного байесовского подхода [2]. Применение вобуляции периода повторения зондирующих импульсов, соответствующее неэквидистантному по времени прихода отраженных радиолокационных импульсов пачки, позволяет сократить зону слепых скоростей и слепых дальностей при обнаружении сигналов [3-5]. Одна-

ко применение вобуляции вызывает дополнительные сложности адаптивной обработки таких сигналов. Для оптимизации параметров МДФ при применении неэквидистантных последовательностей импульсов (НПИ) необходимо дополнительно учитывать характер и параметры вобуляции периодов повторения сигналов.

Обработка НПИ при двух периодах повторения импульсов является наиболее простой и учитывается в модифицированном алгоритме БПФ, который изложен в работах [6, 7]. Для увеличения значений первой слепой дальности и первой слепой скорости, а также для сглаживания скоростной характеристики МДФ требуется увеличить количество различных периодов повторения импульсов. Однако реализация модифицированных алгоритмов БПФ для обработки НПИ уже при трех различных периодах повторения связано с рядом проблем.

Цель данной работы состоит в синтезе структуры алгоритма БПФ для сигнала, состоящего из пачек трехступенчатых неэквидистантных импульсов, а также оптимизации алгоритма МДФ, выполненного на его основе. В оптимизационных задачах использованы критерии среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи.

Структура доплеровского процессора сигналов при трехпериодной вобуляции частоты повторения импульсов

Единичная последовательность с трехпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов (ТВЧПИ) может быть представлена как сумма трех отдельных эквидистантных последовательностей с периодом $T = T_1 + T_2 + T_3$:

$$\begin{aligned} s(t) &= s_1(t) + s_2(t) + s_3(t), \\ s_1(t) &= \sum_{i=0}^{\frac{N}{3}-1} (1(t-iT) - 1(t-iT-\tau)), \\ s_2(t) &= s_1(t-T_1), \\ s_3(t) &= s_1(t-T_1-T_2), \end{aligned}$$

где $1(t-iT)$ – единичный скачок и τ – длительность импульса, T_1, T_2, T_3 – временные сдвиги соответственно между последовательностями $s_1(t)$ и $s_2(t)$; $s_2(t)$ и $s_3(t)$; $s_3(t)$ и $s_1(t)$. Средний период повторения импульсов последовательности $s(t)$ определяется как:

$$T_0 = \frac{T_1 + T_2 + T_3}{3}.$$

В качестве примера рассмотрим последовательность $\{x_n\}$, длина которой является составным числом, в котором один из множителей равен числу 3. Пусть последовательность имеет количество отсчетов $N = 3 \cdot 2^n$. Разделим ее на три подпоследовательности $\{x_{3n}\}$, $\{x_{3n+1}\}$ и $\{x_{3n+2}\}$, которые соответствуют сигналам $s_1(t)$, $s_2(t)$ и $s_3(t)$. Последовательности A_k , B_k и C_k соответствуют классическому БПФ подпоследовательностей $\{x_{3n}\}$, $\{x_{3n+1}\}$ и $\{x_{3n+2}\}$. Тогда классическое дискретное преобразование Фурье (ДПФ) последовательности $\{x_n\}$ определяется как:

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n} W_N^{3nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+1} W_N^{3nk} + W_N^{2k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+2} W_N^{3nk}, \quad (1)$$

модифицируем формулу (1) с учетом ТВЧПИ:

$$\begin{aligned}
 X_k &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n} W_N^{3nk} + e^{j\frac{2\pi k}{N}(T_0-T_1)} W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+1} W_N^{3nk} + e^{j\frac{2\pi k}{N}(2T_0-T_1-T_2)} W_N^{2k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+2} W_N^{3nk}, \\
 X_k &= A_k + e^{j\frac{2\pi k}{N}(T_0-T_1)} W_N^k B_k + e^{j\frac{2\pi k}{N}(2T_0-T_1-T_2)} W_N^{2k} C_k, \\
 \alpha &= \frac{T_0-T_1}{T_0}, \quad \beta = \frac{2T_0-T_1-T_2}{T_0}, \\
 W_{\alpha,N}^k &= e^{j\frac{2\pi k}{N}\alpha} W_N^k = e^{j\frac{2\pi k}{N}\alpha} e^{-j\frac{2\pi k}{N}} = e^{j\frac{2\pi k}{N}(\alpha-1)}, \\
 W_{\alpha,N}^k &= \begin{cases} W_{\alpha,N}^k, & 0 \leq k \leq \frac{N}{3}-1, \\ W_{\alpha,N}^{k-\frac{N}{3}} \cdot e^{j\frac{2\pi(\alpha-1)}{3}}, & \frac{N}{3} \leq k \leq \frac{2N}{3}-1, \\ W_{\alpha,N}^{k-\frac{2N}{3}} \cdot e^{j\frac{4\pi(\alpha-1)}{3}}, & \frac{2N}{3} \leq k \leq N-1, \end{cases} \\
 W_{\beta,N}^k &= e^{j\frac{2\pi k}{N}\beta} W_N^{2k} = e^{j\frac{2\pi k}{N}\beta} e^{-j\frac{2\pi 2k}{N}} = e^{j\frac{2\pi k}{N}(\beta-2)}, \\
 W_{\beta,N}^k &= \begin{cases} W_{\beta,N}^k, & 0 \leq k \leq \frac{N}{3}-1, \\ W_{\beta,N}^{k-\frac{N}{3}} \cdot e^{j\frac{2\pi(\beta-2)}{3}}, & \frac{N}{3} \leq k \leq \frac{2N}{3}-1, \\ W_{\beta,N}^{k-\frac{2N}{3}} \cdot e^{j\frac{4\pi(\beta-2)}{3}}, & \frac{2N}{3} \leq k \leq N-1, \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

где α и β характеризуют степень вобуляции периода повторения импульсного сигнала.

На основе представленных формул можно построить направленные графы операции преобразования для рассматриваемого случая неэквидистантной последовательности (рисунок 1), что позволяет сформировать структуру МДФ (рисунок 2).

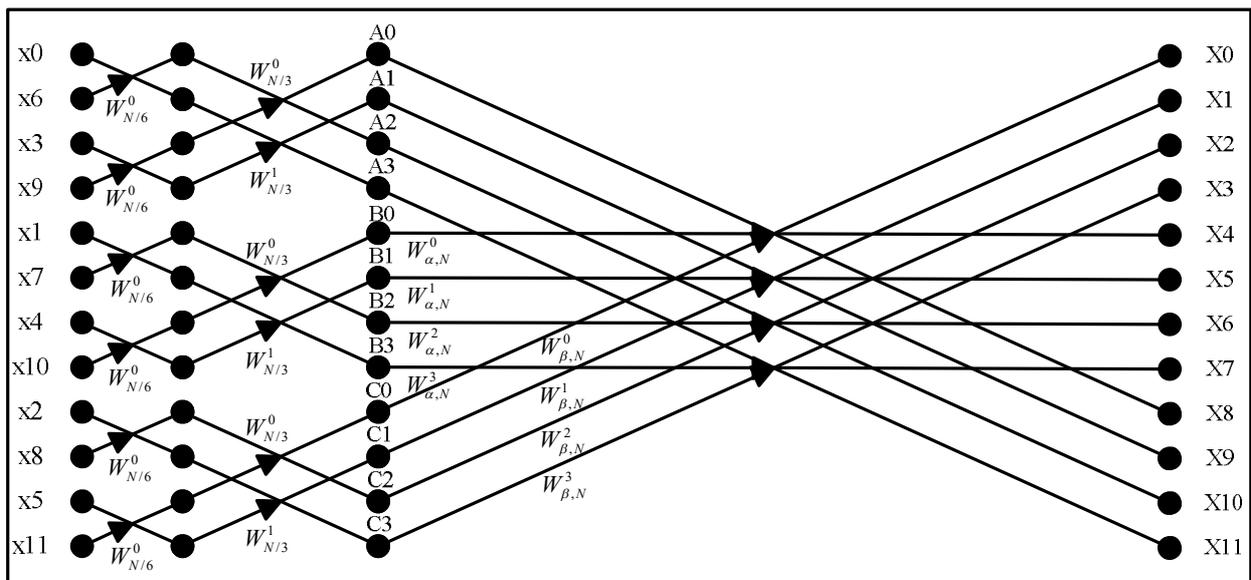


Рисунок 1 – Направленный граф модифицированного алгоритма БПФ при трех различных периодах повторения импульсов ($N = 12$)
 Figure 1 – Directed graph of the modified FFT algorithm for three different pulse repetition periods

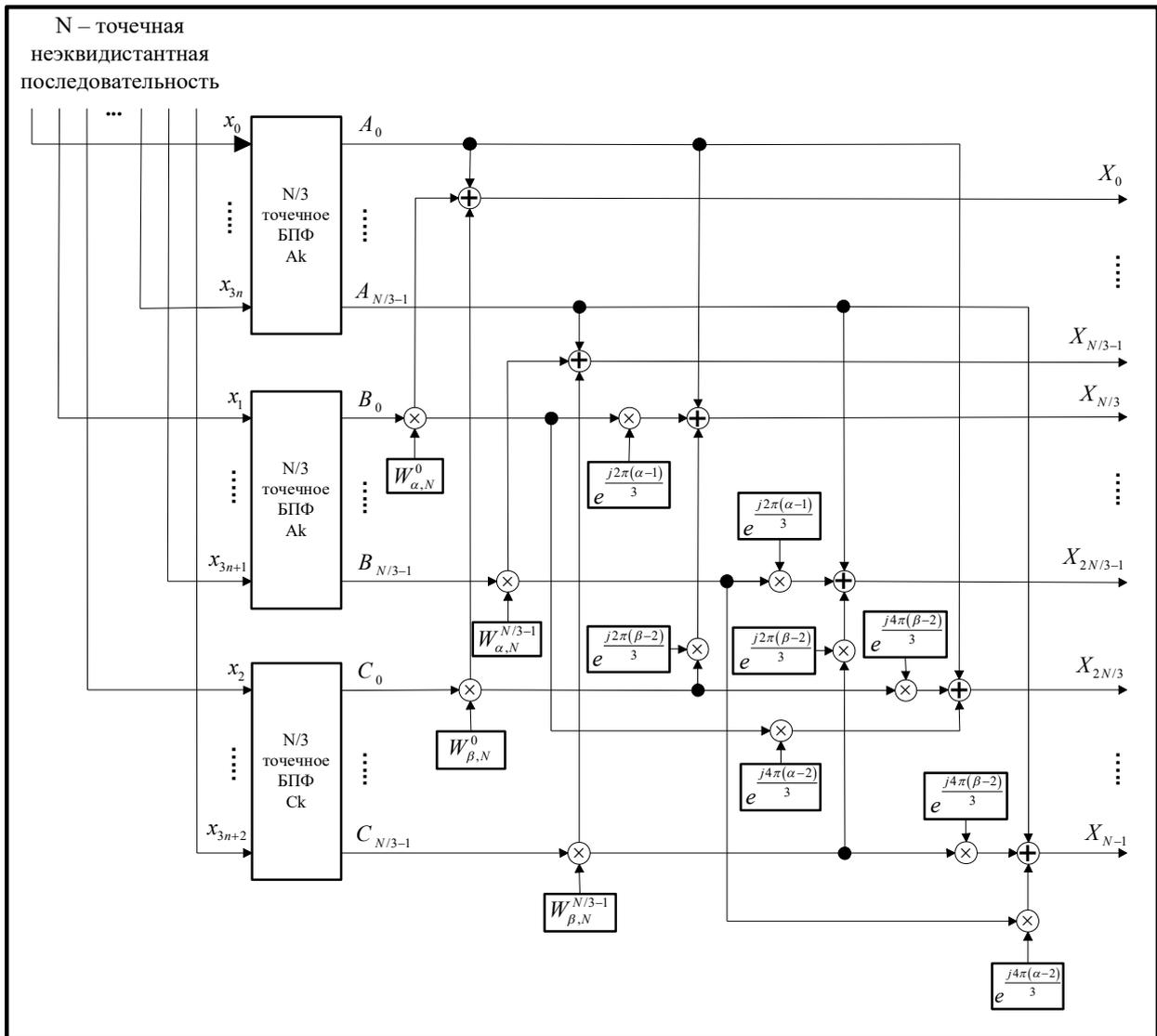


Рисунок 2 – Структура МДФ для трехпериодной вобуляции импульсов
 Figure 2 – MDF structure for three-period pulse wobble

Описание нормированных межпериодных корреляционных матриц неэквидистантных отраженных случайных сигналов и узкополосных помех

Пусть сигнал с ТВЧПИ состоит из пачки импульсов с линейно нарастающим временным сдвигом dT . Тогда временные сдвиги определяются как

$$\begin{aligned}
 T_1, \\
 T_2 &= T_1 + dT, \\
 T_3 &= T_2 + dT = T_1 + 2dT, \\
 T_0 &= \frac{T_1 + T_2 + T_3}{3} = T_2.
 \end{aligned}$$

Коэффициенты вобуляции (глубины вобуляции) определим как

$$\alpha = \beta = \frac{T_0 - T_1}{T_0}.$$

Так как объекты радиолокации и источники помех, как правило, образуются множественными отражателями, то сигнал и помеха являются случайными узкополосными процес-

сами гауссовского типа. При этом нормированные межпериодные корреляционные матрицы сигнала с ТВЧПИ \mathbf{R}_{c3} и узкополосной помехи \mathbf{R}_{n3} описываются следующим образом:

$$r_{j,k}^{c3} = \begin{cases} e^{-\pi df_c T_0 |j-k-\alpha|} \cdot e^{-i2\pi f_c T_0 (j-k-\alpha)}, & \text{при } j \neq 3q \text{ и } k = 3q, \\ e^{-\pi df_c T_0 |j-k+\alpha|} \cdot e^{-i2\pi f_c T_0 (j-k+\alpha)}, & \text{при } j = 3q \text{ и } k \neq 3q, \\ e^{-\pi df_c T_0 |j-k|} \cdot e^{-i2\pi f_c T_0 (j-k)}, & \text{в других случаях,} \end{cases}$$

$$r_{j,k}^{n3} = \begin{cases} e^{\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k-\alpha|)^2}{2,8}}, & \text{при } j \neq 3q \text{ и } k = 3q, \\ e^{\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k+\alpha|)^2}{2,8}}, & \text{при } j = 3q \text{ и } k \neq 3q, \\ e^{\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k|)^2}{2,8}}, & \text{в других случаях,} \end{cases}$$

где $df_c T_0$ и $df_n T_0$ – соответственно относительная ширина спектра сигнала и помехи, α – степень вобуляции периода повторения импульсов при трех различных периодах, q – целое число.

Сигнал с двухпериодной вобуляцией повторения импульсов (ДВПИ) имеет характер вобуляции, которая определена в [6]. При этом нормированные межпериодные корреляционные матрицы сигнала \mathbf{R}_{c2} и узкополосной помехи \mathbf{R}_{n2} описываются соответственно следующими формулами:

$$r_{jk}^{c2} = \begin{cases} e^{-\pi df_c T_0 |j-k|} \cdot e^{-i2\pi f_c T_0 (j-k)} & \text{при } |j-k| \text{ - четном,} \\ e^{-\pi df_c T_0 |j-k+\nu|} \cdot e^{-i2\pi f_c T_0 (j-k+\nu)} & \text{при } |j-k| \text{ - нечетном и } k \text{ - нечетном,} \\ e^{-\pi df_c T_0 |j-k-\nu|} \cdot e^{-i2\pi f_c T_0 (j-k-\nu)} & \text{при } |j-k| \text{ - нечетном и } k \text{ - четном,} \end{cases}$$

$$r_{jk}^{n2} = \begin{cases} e^{\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k|)^2}{2,8}} & \text{при } |j-k| \text{ - четном,} \\ e^{\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k+\nu|)^2}{2,8}} & \text{при } |j-k| \text{ - нечетном и } k \text{ - нечетном,} \\ e^{\frac{-(\pi df_n T_0 |j-k-\nu|)^2}{2,8}} & \text{при } |j-k| \text{ - нечетном и } k \text{ - четном.} \end{cases}$$

Исследование эффективности многоканальной доплеровской фильтрации неэквидистантных последовательностей импульсов

Рассмотрим эффективность МДФ по критериям максимума коэффициентов улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения. При обработке сигналов на фоне белого гауссовского шума в отсутствии узкополосной помехи средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) и средняя вероятность правильного обнаружения сигнала вычисляются по формулам (3) и (4), приведенным в [8]:

$$\bar{\mu} = \frac{1}{N\Delta\psi} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\psi_k - \frac{\Delta\psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta\psi_k}{2}} \left(\frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{W}} \right) d\varphi, \tag{3}$$

$$\bar{D} = \frac{1}{N\Delta\psi} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\psi_k - \frac{\Delta\psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta\psi_k}{2}} \left(\frac{\ln(F) \mathbf{W}^H \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{W} + q \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}} \right) d\varphi, \tag{4}$$

где \mathbf{R}_c – нормированная корреляционная матрица сигнала, q – пороговое отношение сигнал-шум на входе системы обработки, F – вероятность ложной тревоги, φ – доплеровская фаза сигнала, ψ_i и $\Delta\psi_i$ соответственно центральное значение фазы и полоса, в пределах которой производится оптимизация фильтра, \mathbf{W} – вектор предварительной весовой обработки МДФ на основе БПФ, элементы которого $w_n = \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right)$, k – номер канала и N – количество каналов.

Зависимость средней вероятности правильного обнаружения сигнала от степени вобуляции периода представлена на рисунке 3, где сплошная линия и пунктирная линия соответствуют классическому и модифицированному алгоритмам. Для исследования использованы следующие параметры: $F = 10^{-8}$, $q = 10$ дБ, $df_c T_0 = 0,01$ и $N = 32$. При обработке сигнала с ТВЧПИ использован классический алгоритм (1) и модифицированный алгоритм (2), а при обработке сигнала с ДПВИ использованы алгоритмы, приведенные в [6].

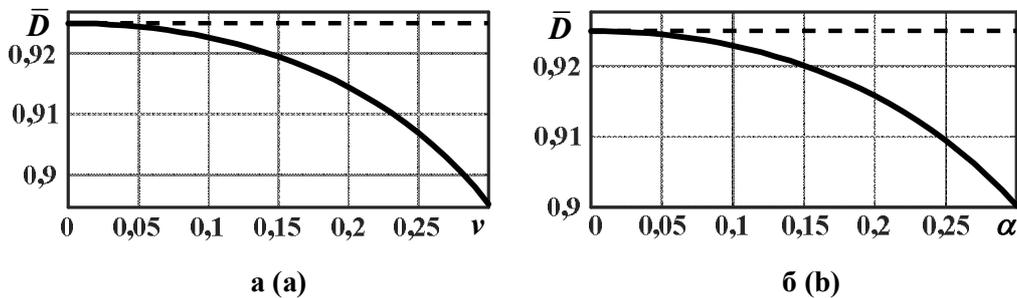


Рисунок 3 – Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала от степени вобуляции периода: а – при двухпериодной вобуляции; б – при трехпериодной вобуляции

Figure 3 – Dependence of the average probability of correct signal detection on the degree wobulation period, a – with two-period wobulation and b – with three-period wobulation

Из рисунка 3 следует, что при применении классического алгоритма вероятность правильного обнаружения сигнала снижается с увеличением степени вобуляции. Это связано с потерей части энергии сигнала при вобуляции периода импульсов в обоих случаях ДВПИ и ТВЧПИ. При применении модифицированного алгоритма вероятность правильного обнаружения сигнала не зависит от степени вобуляции и соответствует эквидистантной последовательности импульсов. Из этого следует вывод, что при отсутствии узкополосной помехи (УП) применение модифицированного алгоритма обеспечивает выигрыш в средней вероятности правильного обнаружения сигнала около 10 % по сравнению со случаем применения классического алгоритма.

При наличии УП и шума выражения (3) и (4) преобразуются к виду (5) и (6) в соответствии с [9]

$$\bar{\mu} = \frac{1}{N\Delta\psi} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\psi_k - \frac{\Delta\psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta\psi_k}{2}} \left(\frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}} (1 + \lambda) \right) d\varphi, \quad (5)$$

$$\bar{D} = \frac{1}{N\Delta\psi} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\psi_k - \frac{\Delta\psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta\psi_k}{2}} \left(\frac{\ln(F) \mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W} + q \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}} \right) d\varphi, \quad (6)$$

где \mathbf{R}_n – нормированная корреляционная матрица УП, элементы которой описаны выше, \mathbf{E} – нормированная корреляционная матрица шума являющаяся единичной матрицей, λ – отношение шум-помеха по мощности, \mathbf{W} – вектор весовой обработки предшествующей

БПФ, элементы которого $\dot{w}_n = |\dot{w}_n| \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right)$, другие параметры аналогичны случаю отсутствия УП.

Результаты анализа эффективности получены при следующих параметрах: $F = 10^{-8}$, $q = 10^{-2}$, $\lambda = -50\text{дБ}$, $df_c T_0 = 0,01$ и $df_n T_0 = 0,1$. Весовые коэффициенты соответствуют окну Дольфа – Чебышева. На рисунке 4 представлены зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала от степени вобуляции и от количества каналов МДФ, где сплошная линия и пунктирная линия соответствуют применению классического и модифицированного алгоритмов.

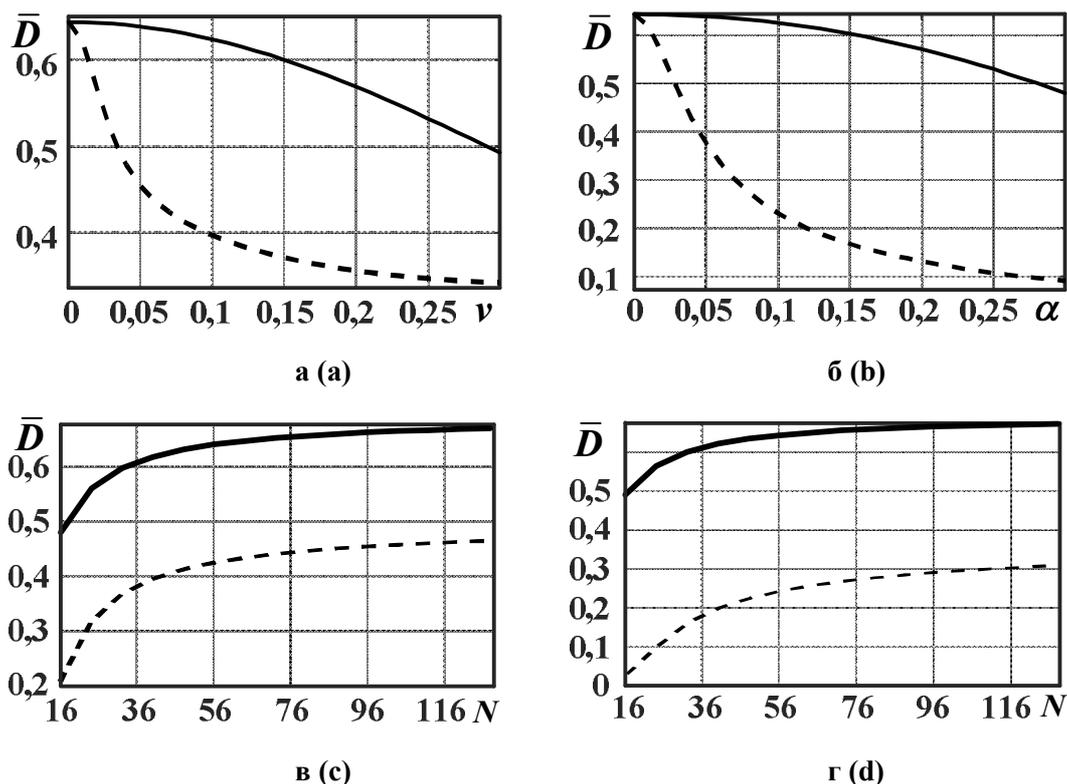


Рисунок 4 – Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала от степени вобуляции (а и б) и от количества каналов (в и г);

а и в – соответствуют обработке сигнала с ДВПИ; б и г – с ТВЧПИ

Figure 4 – Dependence of the average probability of correct signal detection on degree of wobble (a and b) and on the number of channels (c and d);

a and c – correspond to signal processing with

Из приведенных зависимостей следует, что с увеличением степени вобуляции вероятность правильного обнаружения сигнала при применении модифицированного алгоритма снижается быстрее, чем при применении классического алгоритма. Это связано с увеличением при этом доли мощности УП, попадающей в несколько каналов, настроенных на сигнал. На рисунке 5 показаны спектры УП и амплитудно-частотные характеристики МДФ (с применением модифицированного алгоритма) при двухпериодной и трёхпериодной вобуляции соответственно, где пунктирная линия и сплошная линия соответствуют спектру УП и АЧХ МДФ.

Мощность УП увеличивается в тех каналах, в которых дополнительный боковой лепесток АЧХ МДФ (с применением модифицированного алгоритма) полностью или частично перекрывается с главным лепестком спектра УП. Степень снижения средней вероятности правильного обнаружения сигнала увеличивается с увеличением относительной ширины спектра УП.

Как отмечено выше, при отсутствии УП применение модифицированного алгоритма обеспечивает выигрыш по сравнению с применением классического алгоритма. Для полного или частичного устранения негативного влияния УП целесообразно подавлять УП до процедуры МДФ. Другим способом является применение комбинированного метода, принцип которого основан на комбинации классического и модифицированного алгоритмов.

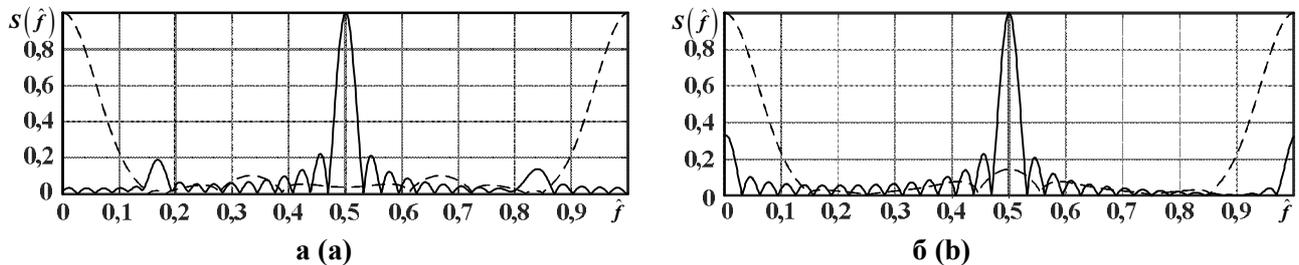


Рисунок 5 – Спектры УП и АЧХ МДФ: а – при двухпериодной вобуляции, б – при трехпериодной вобуляции

Figure 5 – Spectra of UP and frequency response of MDF: a – with two-period wobulation, b – with three-period wobulation

Комбинированный алгоритм доплеровской фильтрации неэквидистантных сигналов

На рисунке 6 представлены коэффициенты улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) для 32-точечной последовательности, полученные для каждого из 32-х каналов МДФ при применении сигнала с ДВПИ. Зачерненные и белые столбцы соответствуют модифицированному и классическому алгоритмам.

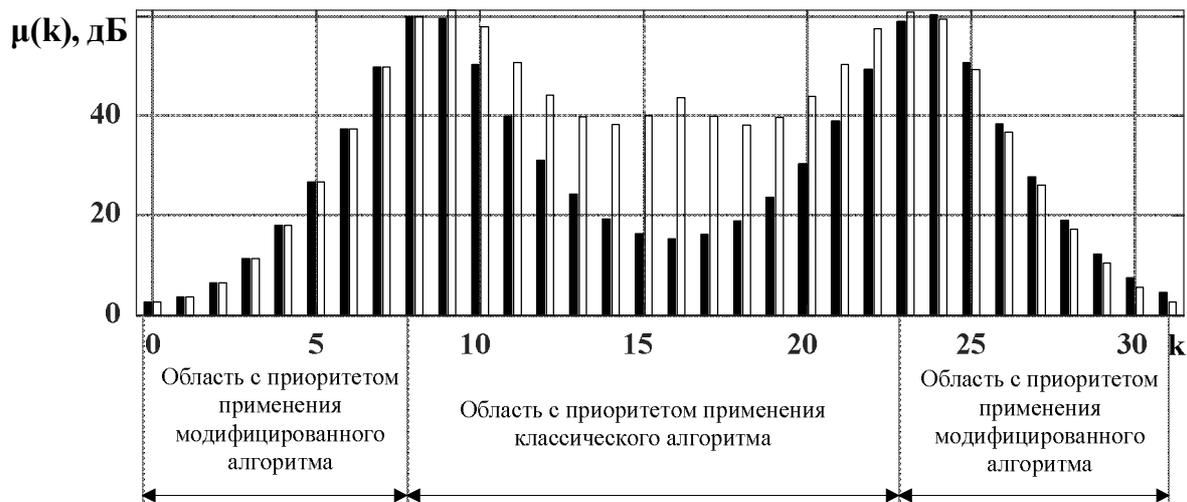


Рисунок 6 – Коэффициенты улучшения в каналах МДФ для сигнала с ДВПИ
Figure 6 – Improvement factors in MDF channels for a signal with DVPI

Из рисунка 6 следует, что для получения максимального среднего коэффициента улучшения целесообразно применить классический алгоритм только в тех каналах МДФ, для которых паразитный боковой лепесток АЧХ фильтра не перекрывается с главным лепестком спектра УП. Граница каналов с приоритетом применения классического алгоритма зависит от относительной ширины спектра УП, а также от отношения шум-помеха по мощности. Границы каналов, разделяющих классический алгоритм и модифицированный алгоритм определяются следующими выражениями:

$$\begin{cases} 0 \leq k \leq (0,5 - \xi(df_n T_0, \lambda)) N, & \text{применение модифицированного алгоритма,} \\ (0,5 - \xi(df_n T_0, \lambda)) N < k \leq (0,5 + \xi(df_n T_0, \lambda)) N, & \text{применение классического алгоритма,} \\ k > (0,5 + \xi(df_n T_0, \lambda)) N, & \text{применение модифицированного алгоритма,} \end{cases}$$

где $\xi(df_{II}T_0, \lambda)$ – функция относительной границы каналов от относительной ширины спектра УП и отношения шум-помеха.

При этом максимальный средний коэффициент улучшения определяется комбинированным применением модифицированного и классического алгоритмов:

$$\bar{\mu}(\xi) = \frac{1}{N} \cdot \left(\sum_{k=0}^{[(0,5-\xi)N]} \mu(k) + \sum_{k=[(0,5+\xi)N]+1}^{[(0,5+\xi)N]} \mu'(k) + \sum_{k=[(0,5+\xi)N]+1}^{N-1} \mu(k) \right) \rightarrow \max_{\xi} \quad (7)$$

Аналогично можно определить параметры комбинированного метода (7) для обработки сигнала с ТВЧПИ при использовании критерия среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум).

В таблице 1 и таблице 2 приведены результаты расчетов значения $\xi(df_{II}T_0, \lambda)$ при заданных относительной ширине спектра УП и отношении шум-помеха, которые обеспечивают максимальный средний коэффициент улучшения.

Таблица 1 – Оптимальная относительная граница каналов МДФ при обработке сигнала с ДВПИ

Table 1 – Optimal relative boundary of MDF channels during processing signal from DPVI

$\lambda, \text{дБ}$ \ / $dF_{II}T_0$	0,05	0,07	0,1	0,2	0,25
-20	0,07	0,1	0,13	0,2	0,2
-30	0,07	0,1	0,16	0,2	0,2
-40	0,1	0,14	0,16	0,2	0,2
-50	0,1	0,14	0,2	0,2	0,2
-60	0,1	0,14	0,2	0,2	0,2
-70	0,1	0,14	0,2	0,2	0,2

Таблица 2 – Оптимальная относительная граница каналов МДФ при обработке сигнала с ТПВИ

Table 2 – Optimal relative boundary of MDF channels during processing signal from TPVI

$\lambda, \text{дБ}$ \ / $dF_{II}T_0$	0,05	0,07	0,1	0,2	0,25
-20	0,22	0,26	0,30	0,26	0,22
-30	0,26	0,26	0,30	0,26	0,22
-40	0,26	0,30	0,30	0,26	0,22
-50	0,26	0,30	0,30	0,26	0,22
-60	0,30	0,30	0,30	0,26	0,22
-70	0,30	0,30	0,30	0,26	0,22

Из приведенных результатов можно видеть, что при $\xi = 0,2$ применение комбинированного метода обработки сигнала с ДВПИ повышает эффективность МДФ. Для оптимизации обработки сигнала с ДВПИ следует выбрать $\xi = 2dF_{II}T_0$ при $\lambda \leq -50$ дБ и $dF_{II}T_0 \leq 0,1$. Аналогично при $\xi = 0,3$ применение комбинированного метода обработки сигнала с ТВЧПИ повышает эффективность МДФ. Однако оптимизация обработки сигнала с ТВЧПИ является более сложной задачей и в этой работе не рассматривается.

В таблице 3 представлены результаты применения комбинированного метода. Из результатов расчетов можно видеть, что с увеличением степени вобуляции периода повторения импульсов средний коэффициент улучшения сигнала с ТВЧПИ $\bar{\mu}_3(\nu)$ снижается быстрее по сравнению с использованием сигнала с ДВПИ. Применение комбинированного метода повышает средний коэффициент улучшения по сравнению с применением классического метода.

Таблица 3 – Результаты расчетов среднего коэффициента улучшения при применении комбинированного метода

Table 3 – Results of average improvement factor calculations when applying a combined method

ν	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
α	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
$\bar{\mu}_2(\nu)$, дБ ДВПИ	42,14	39,06	37,18	35,98	35,12	34,48	34,01
$\bar{\mu}_3(\alpha)$, дБ ТВЧПИ	42,14	38,35	35,47	33,55	32,11	30,97	30,00

Заключение

В результате проведенных исследований получен модифицированный алгоритм МДФ для обработки сигнала с ТВЧПИ на фоне шума, применение которого устраняет потери энергии сигнала при трехступенчатой вобуляции периода повторения импульсов и обеспечивает выигрыш в средней вероятности правильного обнаружения в 10 %. Предложен и проанализирован метод комбинированной обработки сигнала НПИ, который повышает средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) и среднюю вероятность правильного обнаружения по сравнению с применением классического метода БПФ в условиях действия шума и УП.

Библиографический список

1. **Ботов М. И., Вяхирев В. А.** Основы теории радиолокационных систем и комплексов // Под общ. ред. М. И. Ботова. Красноярск, Сиб. федер. ун-т. 2013. С. 147.
2. **Кошелев В. И.** Доплеровские процессоры первичной обработки радиолокационных сигналов (часть 1) // Цифровая обработка сигналов. 2007. № 1. С. 51-53.
3. **Бакулев П. А.** Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2015. 437 с.
4. **Roy R., Lowenschuss O.** Design of MTI detection filter with nonuniform interpulse periods. IEEE Trans. 1970, vol. CT-17, no. 4, pp. 604-612.
5. **Thomas H. W., Abram T. M.** Stagger period selection for moving-target radar. Proc. IEEE, 1976, vol. 123, no. 3, pp. 195-199.
6. **Кошелев В. И.** Когерентная фильтрация неэквилидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 10. С. 16-20.
7. **Кошелев В. И., Горкин В. Н.** Структура доплеровского процессора радиолокационного сигнала при переменном периоде излучения // Цифровая обработка сигналов. 2005. № 2. С. 15-19.
8. **Кошелев В.И.** Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2001. №. 8. С. 18-20.
9. **Кошелев В. И., Кирдяшкин В. В., Сычев М. И., Ясенцев Д. А.** Актуальные вопросы радиолокации // Под ред. П. А. Бакулева. М.: Изд-во МАИ. 2016. 216 с.

UDC 621.396

FAST FOURIER TRANSFORM ALGORITHM OF NONEQUIDISTANT PULSES SEQUENCES

V. I. Koshelev, Dr. Sc. (Tech.), full professor, RSREU, Ryazan, Russia;

orcid.org/0000-0002-8666-8460, e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

N. H. Trinh, post-graduate student of radiotechnical department of the RSREU, Ryazan, Russia;

orcid.org/0000-0002-2456-5220, e-mail: ngochieu.radioscientist@mail.ru

Fast Fourier transform algorithms are well developed and successfully used in applied problems of radio engineering, in particular, for the implementation of multi channel Doppler filtering in systems for radar signals primary processing. In case of non-equidistant pulse sequences, matched filtering algorithm must take into account the law of change in signal sample repetition periods, which leads to a modification of the fast Fourier transform algorithm. Fast Fourier transform algorithm for processing non-equidistant pulse sequences with two different repetition periods is known and considered in this paper. In this work, modified and combined fast Fourier transform algorithms for processing non-equidistant pulse sequences with three different repetition periods are obtained and analyzed.

The aim of the work is to synthesize the structure of modified fast Fourier transform algorithm under the conditions of processing an echo signal consisting of bursts of three-stage non-equidistant pulses, as well as the optimization of its parameters using the criteria for signal-(noise + interference) ratio improvement co-efficient averaged over frequency channels and the average probability of correct signal detection against the background of white Gaussian noise and narrowband noise.

Keywords: multichannel Doppler filtering, non-equidistant pulse train, average probability of correct signal detection, average signal-(noise+interference) ratio improvement factor, modified and combined fast Fourier transform algorithms.

DOI: 10.21667/1995-4565-2023-85-3-13

References

1. **Botov M. I., Vyakhirev V. A.** *Osnovy teorii radiolokacionnyh sistem i kompleksov* (Fundamentals of the theory of radar systems and complexes. Under the general). ed. M. I. Botov. Krasnoyarsk, Sib. Feder. un-y. 2013, 147 p. (in Russian).
2. **Koshelev V. I.** Doplerovskie processory pervichnoj obrabotki radiolokacionnyh signalov (chast' 1). *Cifrovaya obrabotka signalov*. 2007, no. 1, pp. 51-53. (in Russian).
3. **Bakulev P. A.** *Radiolokacionnye sistemy* (Radar systems). Moscow: Radiotekhnika, 2015. 437 p. (in Russian).
4. **Roy R., Lowenschuss O.** Design of MTI detection filter with nonuniform interpulse periods. *IEEE Trans.* 1970, vol. CT-17, no 4, pp. 604-612.
5. **Thomas H. W., Abram T. M.** Stagger period selection for moving-target radar. *Proc. IEEE*, 1976, vol. 123, no. 3, pp. 195-199.
6. **Koshelev V. I.** Kogerentnaya fil'traciya neekvidistantnyh posledovatel'nostej impul'sov v sistemah pervichnoj obrabotki radiolokacionnyh sistem. *Uspekhi sovremennoj radioelektroniki*. 2014, no. 10, pp. 16-20. (in Russian).
7. **Koshelev V. I., Gorkin V. N.** Struktura doplerovskogo processora radiolokacionnogo signala pri peremennom periode izlucheniya. *Cifrovaya obrabotka signalov*. 2005, no. 2, pp. 15-19. (in Russian).
8. **Koshelev V. I.** Parametry mnogokanal'nogo obnaruzhitelya doplerovskih signalov. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2001, no. 8, pp. 18-20. (in Russian).
9. **Koshelev V. I., Kirdyashkin V. V., Sychev M. I., Yasentsev D. A.** *Aktual'nye voprosy radiolokacii* (Topical issues of radio location). Ed. P. A. Bakulev. Moscow: MAI publishing house. 2016. 216 p. (in Russian).