

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИМПУЛЬСОВ

Кошелев В.И., д.т.н., профессор кафедры РТС РГРТУ, e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

Чинь Н.Х., аспирант кафедры РТС РГРТУ, e-mail: trinhngochieu565@gmail.com

EFFICIENCY OF MULTICHANNEL DOPPLER FILTRATION NONEQUIDISTANT PULSE SEQUENCES

Koshelev V.I., Trinh N.H.

In many radio-engineering applications, a non-equidistant arrangement of signal samples is used, known in radio engineering as time-pulse modulation. Features of the use of non-equidistant sequences of pulses (wobbles of the repetition period) in radio engineering systems depend on the mode of their operation and the radio-engineering task. Thus, the use of classical algorithms for processing non-equidistant sequences of radio pulses with an unknown frequency, which do not take into account their spectral-temporal properties, leads to energy losses, as well as to additional errors in the measurement of parameters.

The aim of this work is to analyze the efficiency of multichannel Doppler filters for non-equidistant pulse sequences according to the criteria of the signal-(noise+interference) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels and the average probability of correct signal detection against the background of white Gaussian noise and narrowband interference.

Key words: multichannel Doppler filtering, non-equidistant sequences, average probability of correct signal detection.

Ключевые слова многоканальная доплеровская фильтрация, неэквидистантная последовательность импульсов, средняя вероятность правильного обнаружения сигналов.

Введение

Особенности применения неэквидистантных последовательностей импульсов (вобуляции периода повторения) зависят от режима работы системы и поставленной радиотехнической задачи. Так известно [1] применение в радиолокации вобуляции зондирующих импульсов для устранения слепых зон по дальности и скорости и устранения неоднозначности измерения этих параметров. Теоретической базой некоторых алгоритмов устранения неоднозначности является китайская теорема об остатках [1], на основе которой реализуется метод перебора возможных решений.

Неэквидистантная расстановка отсчетов сигнала приводит к периодическому изменению скважности радиоимпульсов и появлению дополнительных составляющих спектра сигнала, т.е. влияет на спектрально-корреляционные свойства обрабатываемого эхосигнала и, как следствие, на методы его фильтрации. Применение классических алгоритмов для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов, не учитывающих их спектрально-временных свойств возможно, но приводит к энергетическим потерям, а также к дополнительным ошибкам измерения параметров [2].

Узкополосные помехи (УП) в тракте видеочастоты (в доплеровском спектре частот) имеют свойства, отличающие их от полезных сигналов заключающиеся в незна-

Во многих радиотехнических приложениях применяется неэквидистантная расстановка отсчетов сигнала известная в радиотехнике, как время импульсная модуляция. Особенности применения неэквидистантных последовательностей импульсов (вобуляции периода повторения) в радиотехнических системах зависят от режима их работы и поставленной радиотехнической задачи. Так применение классических алгоритмов для обработки неэквидистантных последовательностей радиоимпульсов с неизвестной частотой, не учитывающих их спектрально-временных свойств, приводит к энергетическим потерям, а также к дополнительным ошибкам измерения параметров.

Целью работы является анализ эффективности многоканальных доплеровских фильтров неэквидистантных последовательностей импульсов по критериям среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи.

чительном смещении относительно нулевой частоты [3]. Широко известно подавление УП применением частотной селекции в режекторных фильтрах [4]. Однако вопросы многоканальной доплеровской фильтрации (МДФ) сигналов на фоне УП и широкополосного шума мало исследованы.

Цель данной работы состоит в анализе эффективности многоканальных доплеровских фильтров неэквидистантных последовательностей импульсов по критериям среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шума+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи.

Теоретическая часть

В простейшем случае применяется двухступенчатая неэквидистантная последовательность импульсов $\{x_n\}$, которая может рассматривать четная и нечетная эквидистантные последовательности $\{x_{2n}\}$ и $\{x_{2n+1}\}$ с периодом повторения импульсов $T = T_1 + T_2 = 2T_0$, где T_0 – средний период повторения импульсов исходной последовательности. Степень вобуляции периода повторения можно характеризовать параметром $\nu = \frac{\Delta T}{T_0} = \frac{T_0 - T_1}{T_0}$.

Так как объекты радиолокации и источники помех, как правило, образуются множественными отражателями, то сигнал и помеха являются случайными узкополосными процессами гауссовского типа. При этом элементы нормированных межпериодных корреляционных матриц отраженных сигналов \mathbf{R}_c и узкополосных помех \mathbf{R}_n с учетом двухступенчатой вобуляции периода можно описать как

$$r_{jk}^c = \begin{cases} \exp(-\pi df_c T_0 |j-k|) \cdot \exp(-i2\pi f_c T_0 (j-k)) & \text{при } |j-k| - \text{четном,} \\ \exp(-\pi df_c T_0 |j-k+\nu|) \cdot \exp(-i2\pi f_c T_0 (j-k+\nu)) & \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{нечетном,} \\ \exp(-\pi df_c T_0 |j-k-\nu|) \cdot \exp(-i2\pi f_c T_0 (j-k-\nu)) & \text{при } |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{четном,} \end{cases} \quad (1)$$

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

где $df_c T_0$, $df_n T_0$ – соответственно относительная ширина спектров сигнала и помех.

Проведем оценку мощности неэквидистантных последовательностей импульсов сигнала по отношению к шуму на выходе многоканальных доплеровских фильтров в двух случаях доплеровской фильтрации при применении классического алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) и модифицированного алгоритма БПФ для неэквидистантной последовательности, идея которого изложена в [1]. Соответствующие значения сигналов на выходах таких многоканальных алгоритмов определяются следующими выражениями свертки

$$\mathbf{W}^T \mathbf{x} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n} x_{2n} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n+1} x_{2n+1}, \quad (3)$$

$$\mathbf{W}^T \mathbf{x} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n} x_{2n} + e^{j2\pi k \Delta T / NT_0} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} W_{2n+1} x_{2n+1}, \quad (4)$$

где $\mathbf{W} = \left\{ \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \right\}$ – вектор обработки доплеровского фильтра, k – номер канала, N – количество каналов МДФ, \mathbf{x} – вектор отсчетов входного сигнала.

Исследование эффективности МДФ с применением неэквидистантных последовательностей импульсов на фоне белого гауссовского шума

Как известно, коэффициент улучшения (изменения) отношения сигнал-шум на выходе доплеровского фильтра можно определить как [3]

$$\mu = \mu(\mathbf{W}) = \frac{\sigma_{\text{свх}}^2 : \sigma_{\text{свх}}^2}{\sigma_{\text{швх}}^2 : \sigma_{\text{швх}}^2} = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{W}}, \quad (5)$$

где $\sigma_{\text{свх}}^2$ и $\sigma_{\text{швх}}^2$ соответствуют мощностям сигнала и шума на выходе доплеровского фильтра, а $\sigma_{\text{свх}}^2$ и $\sigma_{\text{швх}}^2$

соответствуют мощностям сигнала и шума на входе доплеровского фильтра, здесь \mathbf{W} – вектор согласованного фильтра обеспечивает \mathbf{W} максимальное отношение сигнал-шум с элементами соответствующими алгоритму дискретного или быстрого преобразования Фурье (БПФ) $w_n = \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right)$, k – номер канала, N – количество каналов МДФ.

Выражение для целевой функции вероятности правильного обнаружения в каждом канале при равномерном распределении доплеровской фазы отраженного сигнала и известной корреляционной матрицы сигнала в пределах одного i -го канала имеет вид:

$$D_i = D_i(\mathbf{W}) = \int_{\psi_i - \frac{\Delta\psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta\psi_i}{2}} \left(\frac{\ln(F) \mathbf{W}^H \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{W} + q \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}} \right) d\varphi, \quad (6)$$

где ψ_i , $\Delta\psi_i$ – соответственно центральное значение фазы и ширина полосы пропускания i -го канала, F – вероятность ложной тревоги, φ – межпериодная доплеровская фаза сигнала.

Результаты статистического моделирования

При проведении расчетов использован сигнал с нормированной корреляционной матрицей (1) с относительной шириной спектра $\Delta f_c T_0 = 0,01$, вероятность ложной тревоги $F = 10^{-8}$, отношение сигнал-шум на входе фильтра $q = 10$ дБ и количество каналов $N = 16$. На рис. 1 приведены зависимости вероятности правильного обнаружения и коэффициента улучшения от параметра $\frac{\Delta T}{T_0}$, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

По результатам исследования заключить, что при применении классического алгоритма с увеличением

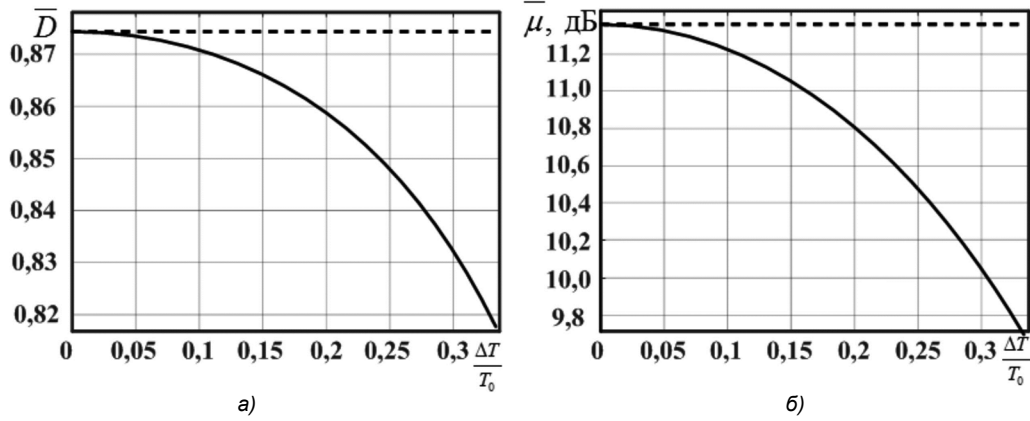


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного обнаружения (а) и коэффициента улучшения (б) от параметра $\Delta T / T_0$ глубины вобуляции периода повторения импульсов

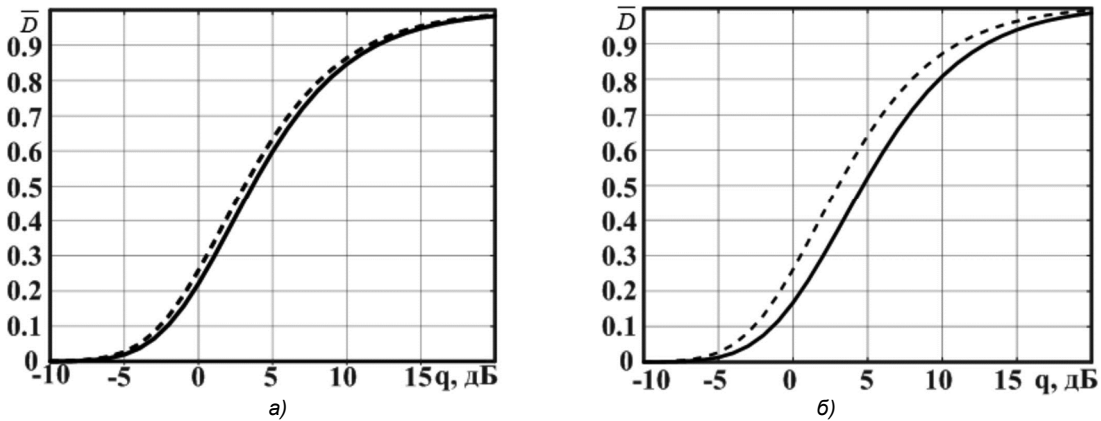


Рис.2. Зависимость средней вероятности правильного обнаружения сигнала от отношения сигнал-шум а) $\Delta T / T_0 = 0,2$, б) $\Delta T / T_0 = 1/3$

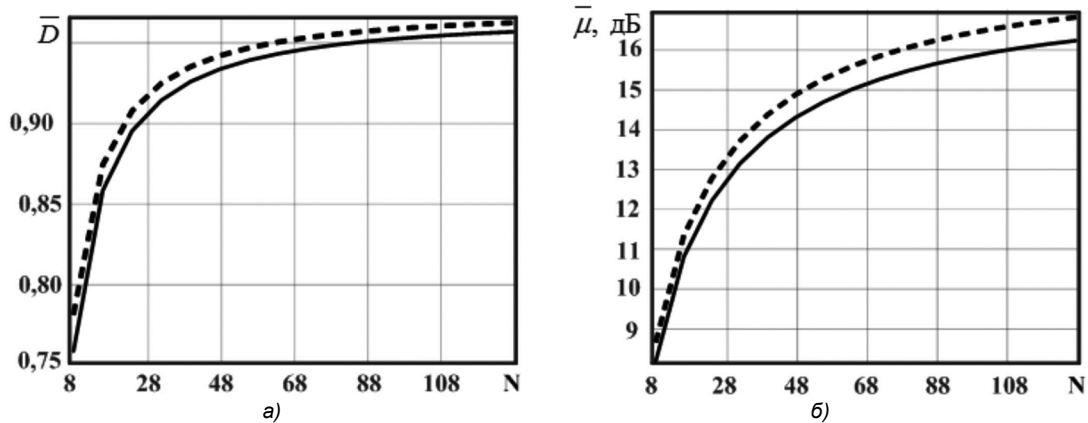


Рис. 3. Зависимости вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и коэффициента улучшения (б) от количества каналов фильтра

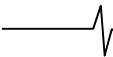
глубины вобуляции вероятность правильного обнаружения и коэффициент улучшения уменьшаются в каждом канале. При применении модифицированного алгоритма вероятность правильного обнаружения и коэффициент улучшения не зависят от глубины вобуляции и соответствуют эквидистантной последовательности.

На рис .2 представлена зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум. При фиксированном значении вобуляции периода $\frac{\Delta T}{T_0} = \frac{1}{3}$, $\frac{\Delta T}{T_0} = 0,2$ и проводим исследование, где пунктирная линия соответствует модифицированному алго-

ритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

Из результатов исследования можно видеть, что применение модифицированного алгоритма дает выигрыш в пределах 0 до 10 дБ по пороговому отношению сигнал-шум.

На рис. 3. приведены зависимости вероятности правильного обнаружения и коэффициента улучшения от количества каналов МФ. При фиксированном пороговом отношении сигнал-шум $q = 10$ дБ проводим исследование, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.



С увеличением количества каналов МДФ вероятность правильного обнаружения сигнала и коэффициент улучшения увеличиваются в каждом канале. Отметим, что с увеличением количества каналов выигрыш в коэффициенте улучшения растет постоянно, в то время, как вероятность правильного обнаружения ограничивается при значениях близких к единице.

Исследование эффективности МДФ с применением неэквидистантных последовательностей импульсов на фоне узкополосных помех и белого гауссовского шума

Рассмотрим эффективность МДФ по критериям максимума коэффициентов улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения с применением классического (3) и модифицированного (4) алгоритмов.

При наличии УП и шума коэффициенты улучшения МДФ и средняя вероятность правильного обнаружения вычисляются следующими выражениями [4]:

$$\mu = \mu(\mathbf{W}) = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}} (1 + \lambda), \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \bar{D} = \bar{D}(\mathbf{W}) &= \\ &= \frac{1}{N \Delta \psi} \sum_{i=1}^N \int_{\psi_i - \frac{\Delta \psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta \psi_i}{2}} \left(\frac{\ln(F) \mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W} + q \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}} \right) d\varphi, \quad (8) \end{aligned}$$

Из выражения (7) можно вычислить средний коэффициент улучшения по следующему выражению:

$$\begin{aligned} \bar{\mu} = \bar{\mu}(\mathbf{W}) &= \\ &= \frac{1}{N \Delta \psi} \sum_{i=1}^N \int_{\psi_i - \frac{\Delta \psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta \psi_i}{2}} \left(\frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{W}} (1 + \lambda) \right) d\varphi, \quad (9) \end{aligned}$$

где \mathbf{R}_n – нормированная корреляционная матрица УП, элементы которой описываются в (2), \mathbf{E} – нормированная корреляционная матрица шума является единичной матрицей, λ – отношение шум-помеха по мощности, q – отношение сигнал-шум на входе системы обработки, \mathbf{W} – вектор весовой обработки с последующим БПФ, элементы которого $\dot{w}_n = |\dot{w}_n| \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right)$.

В процессе исследования использовано окно Дольфа-Чебышева, выражение для которого во временной области при четных N имеет вид [5]:

$$\begin{aligned} |\dot{w}_n| &= \frac{2}{N} \left[10^\alpha + 2 \sum_{j=1}^{\frac{N-1}{2}} T_{N-1} \left(\operatorname{ch} \left(\frac{1}{N-1} \operatorname{arch}(10^\alpha) \right) \right) \times \right. \\ &\times \left. \cos \left(\frac{\pi j}{N} \right) \cos \left(\frac{2\pi j}{N} \left(n - \frac{N+1}{2} \right) \right) \right]. \quad (10) \end{aligned}$$

где α – параметр, определяющий ширину главного и его амплитуду по отношению к уровню боковых лепестков, T_{N-1} – полином Чебышева, $\operatorname{ch}(x)$ – гиперболический косинус, $\operatorname{arch}(x)$ – обратный гиперболический косинус.

Результаты статистического моделирования

На рис. 4 приведены зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего значения коэффициента улучшения от параметра $\frac{\Delta T}{T_0}$ глубины во-

буляции периода повторения на фоне УП и белого шума с применением классического и модифицированного алгоритмов. Результаты соответствуют $F = 10^{-8}$, $q = 10^{-2}$, $\lambda = 10^{-5}$, $dF_c T_0 = 0,01$, $dF_n T_0 = 0,1$, $N = 32$ и $\alpha = 3,2$.

По результатам исследования можно видеть, что применение модифицированного алгоритма (пунктирная линия) проигрывает по критериям среднего по всем каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум+помеха) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала, сравнению с классическим алгоритмом (сплошная линия). Этот проигрыш связан с паразитной составляющей амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) МДФ, которая совпадает по частоте с главным максимумом спектра УП в некоторых каналах. Это приводит к просачиванию УП в нескольких каналах и ведет к уменьшению среднего коэффициента улучшения а также средней вероятности правильного обнаружения. На рис. 5 приведены АЧХ МДФ и УП, которые соответствуют сплошной и пунктирной линиям в случае применения двухступенчатой вобуляции периода повторения импульсов.

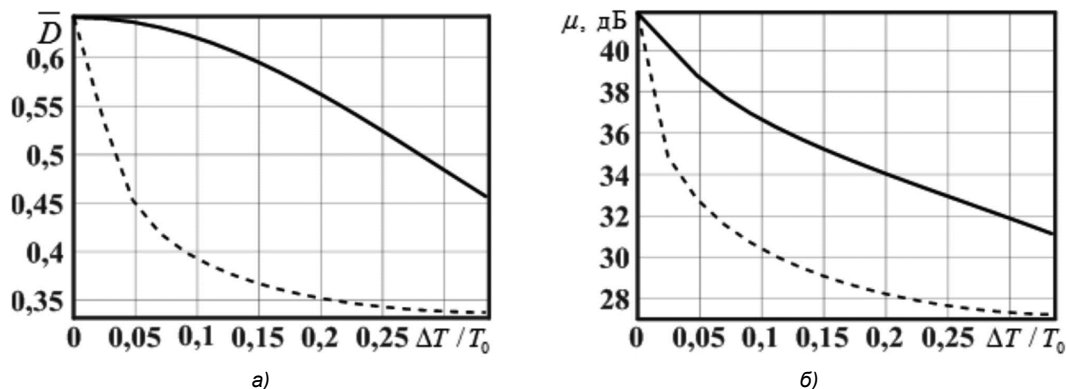


Рис. 4. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и среднего коэффициента улучшения (б) от глубины вобуляции периода повторения импульсов на фоне УП

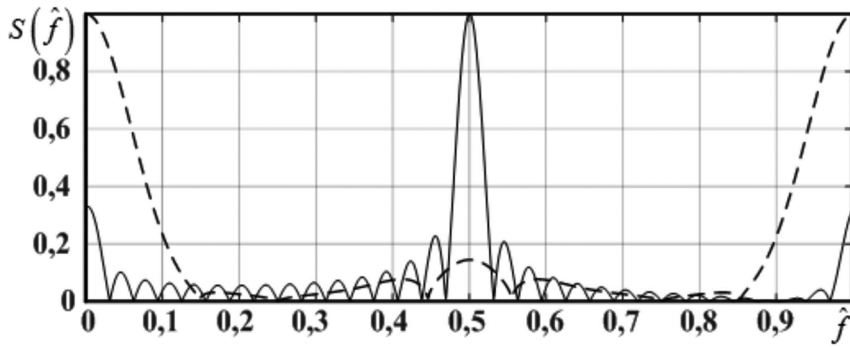


Рис. 5. АЧХ МДФ и УП ($dF_{пT} = 0.1$) в случае применения двухступенчатой вобуляции периода повторения импульсов

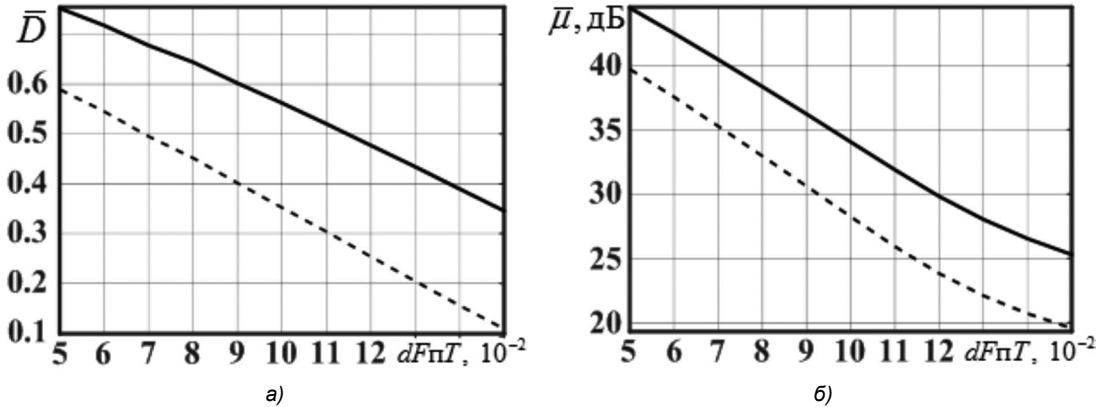


Рис. 6. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и среднего коэффициента улучшения (б) от относительной ширины спектра УП

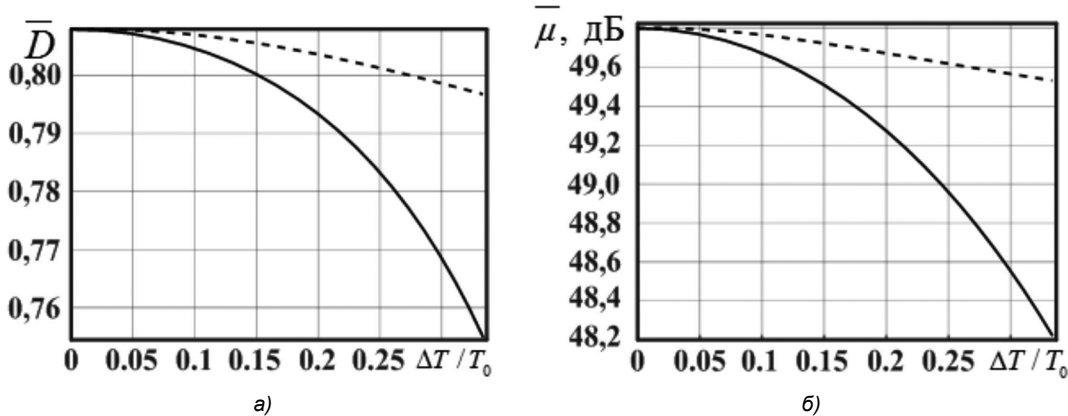


Рис. 7. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а) и среднего коэффициента улучшения (б) от параметра $\Delta T / T_0$ на фоне УП

При фиксированной значении вобуляции периода $\Delta T / T_0 = 0,2$ и других параметрах, как показано выше, приведено исследование зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего коэффициента улучшения от относительной ширины спектра УП. Результаты приведены на рис. 6, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

Можно видеть, что с увеличением относительной ширины спектра УП вероятность правильного обнаружения сигнала и средний коэффициент улучшения уменьшаются в обоих алгоритмах. При этом скорость убывания эффективности модифицированного алгоритма (пунктирная линия) выше, чем у классического алгоритма (сплошная линия). Это связано с влиянием бокового лепестка АЧХ МДФ на большее количество каналов МДФ.

Исследование эффективности МДФ при уменьшении относительной ширины спектра УП до $dF_{пT_0} = 0,05$ и в каналах с межпериодной доплеровской фазой в пределах $\pm(0,25\pi - 0,75\pi)$. приведено в зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего коэффициента улучшения от глубины вобуляции периода со следующими параметрами $dF_{пT_0} = 0,05$, $\lambda = 10^{-4}$ и $q = 10^{-3}$, другие параметры не изменялись. где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

По представленным результатам можно сделать вывод, что в пределах межпериодной доплеровской фазы $\pm(0,25\pi - 0,75\pi)$ применение модифицированного алгоритма дает выигрыш по сравнению с классическим алгоритмом. Это значит, что в случае наличия УП ис-

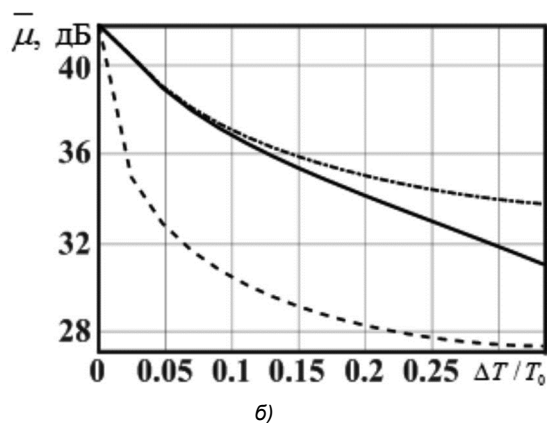
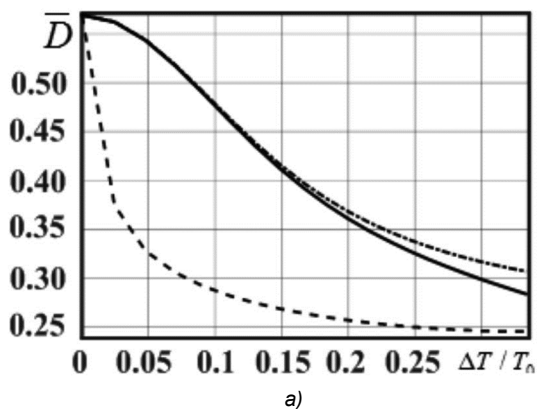


Рис. 8. Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала (а)

и среднего коэффициента улучшения (б) от параметра $\Delta T / T_0$ глубины вобулляции периода повторения импульсов на фоне УП

пользование модифицированного алгоритма дает выигрыш не во всех, а только в определенных каналах, в которых паразитный боковой лепесток АЧХ фильтра не совпадает с главным лепестком УП.

Комбинированный метод

Для улучшения эффективности МДФ предлагается использовать комбинированный метод, на основе применения классического алгоритма и модифицированного алгоритмов в зависимости от относительной ширины спектра УП. Так в случае $0, dF_{\text{ш}} T \leq 0,1$ можно использоваться классический алгоритм в каналах с межпериодной доплеровской фазой в пределах $\pm(0,75\pi - \pi)$ и модифицированный алгоритм в остальных каналах. На рис. 8 приведены результаты применения комбинированного метода и приведены зависимости средней вероятности правильного обнаружения и среднего коэффициента улучшения от параметра $\Delta T / T_0$, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, сплошная линия классическому алгоритму и пунктирно-точечная линия – комбинированию.

На рис. 8 видно, что комбинированный метод является наилучшим для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов на фоне УП и белого шума. Такой метод устраняет недостатки при использовании только модифицированного алгоритма во всех каналах и повышает эффективность МДФ по сравнению с применением классического метода.

Заключение

По результатам исследования можно заключить, что применение модифицированного алгоритма для обра-

ботки неэквидистантных последовательностей импульсов на фоне белого шума дает выигрыш во всех случаях по сравнению с классическим алгоритмом. При наличии УП наилучшим способом является комбинирование классического алгоритма и модифицированного алгоритма. При использовании комбинированного метода можно устранить недостаток, связанный с «просачиванием» УП в те каналы, в которых паразитный боковой лепесток АЧХ МДФ совпадает с главным лепестком УП. Данный результат исследования является важным для применения многоканальной фильтрации в реальных системах и перспективен для дальнейшего исследования.

Литература

1. Кошелев В.И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем. Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 10. С.16-20.
2. Кошелев В.И., Горкин В.И. Структура доплеровского процессора радиолокационного сигнала при переменном периоде излучения. Цифровая обработка сигналов. 2005. № 2. С. 15-19.
3. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов. Вестник РГРТУ. 2001. № 8. С. 18.
4. Попов Д.И. Обработка неэквидистантных сигналов на фоне пассивных помех. Вестник РГРТУ. 2022. № 80. С. 24-31.
5. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации. Под ред. Бакулева П.А. Москва: Изд-во МАИ. 2016. С. 10-11.