

УДК 629.052.7

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ЗАВИСШЕГО ВЕРТОЛЁТА

В. А. Белокуров, к.т.н., доцент кафедры РТС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0002-8893-550X, e-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru

Рассматривается алгоритм обнаружения зависшего вертолётa на фоне пассивных помех.

Целью работы является синтез и анализ алгоритма обнаружения зависшего вертолётa при использовании бортовой РЛС, работающей в режиме высокой частоты повторения импульсов. Рассмотрена возможность некогерентного накопления отражённого от лопастей вертолётa сигнала. Проанализировано влияние алгоритмов режекции и обеления пассивной помехи на характеристики обнаружения. Показано, что целесообразным является использование обеляющего фильтра. Это обеспечивает постоянство ложной тревоги и выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум. Также показано, что распределение решающего правила соответствует F-распределению. Результаты имитационного моделирования показывают, что использование обеляющего фильтра обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал/(помеха+шум) до 1 дБ при порядке фильтра, равном 8.

Ключевые слова: отношение правдоподобия, сигнал, отражённый от вращающихся лопастей, F-распределение.

DOI: 10.21667/1995-4565-2022-79-12-19

Введение

В настоящее время одним из основных источников информации об окружающей обстановке с борта летательного аппарата является РЛС. При этом данные РЛС используют различные режимы работы [1]: режим с высокой частотой повторения импульсов (ВЧПИ); режим со средней частотой повторения импульсов (СЧПИ); режим с низкой частотой повторения импульсов (НЧПИ). Каждый режим имеет свои особенности и область применения. В режиме обзора при обнаружении целей в передней полусфере применяется режим ВЧПИ, для которого характерно однозначное измерение скорости цели и неоднозначность по дальности.

В спектр обнаруживаемых целей БРЛС входят, помимо различных летательных аппаратов, также и зависшие вертолётy. Особенность данных целей заключается в том, что при зависании доплеровский сдвиг отражённого от фюзеляжа сигнала близок к нулю. Это приводит к невозможности разделения сигналов от цели и сигналов от пассивных помех на основе использования методов селекции движущихся целей. С другой стороны, вращающиеся несущий и компенсационный винты приводят к доплеровской модуляции отражённого сигнала [2]. Задача обнаружения зависшего вертолётa решалась в ряде работ. В работе [3] авторы предлагают использовать однократный череспериодный компенсатор для режекции пассивных помех и сигнала, отражённого от корпуса вертолётa. Однако порог обнаружения не вычисляется. В работе [4] предлагается двухэтапный алгоритм обнаружения. На первом этапе происходит вычисление амплитудного спектра отраженного сигнала и определение превышений первичного порога обнаружения. На втором этапе происходит обнаружение зависшего вертолётa по критерию « k из n », где n – число каналов по скорости, в которых находится отражённый от лопастей сигнал, k – число превышений первичного порога обнаружения. Недостатком предлагаемого подхода является то, что авторы рассматривают обнаружение на фоне собственных шумов, не учитывая влияния пассивных помех. Кроме того, в работах не рассматривается вопрос вычисления порога обнаружения

Цель данной работы провести синтез и анализ алгоритма обнаружения сигналов, отражённых от вращающегося винта зависшего вертолётa, на фоне помех от подстилающей поверхности. Провести сравнительный анализ синтезированного алгоритма при использовании различных фильтров подавления пассивных помех: нерекурсивного режекторного и обеляющего.

Постановка задачи

Рассмотрим закон изменения частоты Доплера при отражении монохроматического сигнала от вращающейся лопасти.

На рисунке 1 показан график, поясняющий закон изменения частоты Доплера отражённого от вращающейся лопасти в одной плоскости.

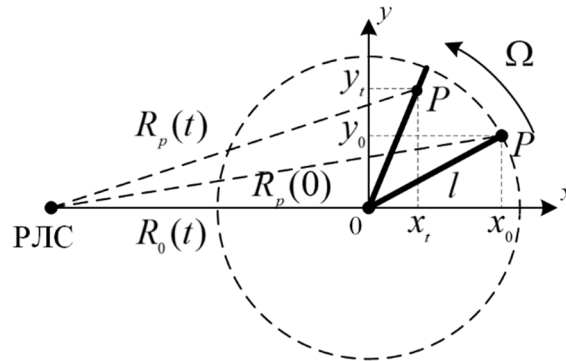


Рисунок 1 – Пояснения к процессу формирования доплеровского сдвига частоты при отражении зондирующего сигнала от вращающейся лопасти
Figure 1 – Explanations to the process of Doppler frequency shift formation when probing signal is reflected from rotating blade

На рисунке 1 введены следующие обозначения: Ω – угловая скорость вращения лопасти; l – длина лопасти до точки P ; (x_0, y_0) , (x_t, y_t) – координаты точки P в начальный момент времени 0 и момент времени t ; $R_0(t)$ – дальность от РЛС до точки 0; $R_p(0)$, $R_p(t)$ – дальность до точки P в начальный момент времени и момент времени t . Ось z на рисунке 1 направлена перпендикулярно плоскости рисунка.

Дальность до точки P в момент времени t в пространстве может быть представлена выражением

$$R_p(t) = R_0 + v_R t + l_p \cos(\beta) \cos(\varphi_0 + \Omega t) + z_0 \sin(\beta), \tag{1}$$

где l_p – длина лопасти от центра вращения до точки P ; Ω – угловая скорость вращения лопасти; β – угол места точки P ; z_0 – разность высот носителя БРЛС и точки P .

Сигнал от точки P имеет вид:

$$s_p(t, l_p) = \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} \{v_R t + l_p \cos(\beta) \cos(\varphi_0 + \Omega t)\}\right), \tag{2}$$

Проинтегрируем выражение (2) по длине лопасти L :

$$\begin{aligned} s_p(t) &= \int_0^L s_p(t, l_p) dl_p = \int_0^L \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} \{v_R t + l_p \cos(\beta) \cos(\varphi_0 + \Omega t)\}\right) dl_p = \\ &= \exp\left(-j \frac{4\pi f_0 v_R t}{c}\right) \int_0^L \exp\left(-j \frac{4\pi f_0 \cos(\beta) \cos(\varphi_0 + \Omega t)}{c} l_p\right) dl_p. \end{aligned} \tag{3}$$

Обозначим $a = \frac{4\pi f_0 \cos(\beta) \cos(\varphi_0 + \Omega t)}{c}$ и рассмотрим интеграл:

$$\begin{aligned} \int_0^L \exp(-jal_p) dl_p &= \frac{1}{-ja} \exp(-jal_p) \Big|_0^L = L \exp\left(-ja \frac{L}{2}\right) \left(\frac{\exp\left(ja \frac{L}{2}\right) - \exp\left(-ja \frac{L}{2}\right)}{2ja \frac{L}{2}} \right) = \\ &= L \exp\left(-ja \frac{L}{2}\right) \text{sinc}\left(a \frac{L}{2}\right). \end{aligned}$$

С учётом последнего интеграла, выражение (3) имеет вид:

$$s_p(t) = L \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} v_R t\right) \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} \frac{L}{2} \cos(\beta) \cos(\varphi_0 + \Omega t)\right) \times \times \operatorname{sinc}\left(\frac{4\pi f_0}{c} \frac{L}{2} \cos(\beta) \cos(\varphi_0 + \Omega t)\right). \quad (4)$$

С учётом того, что отражённый сигнал представляет собой сумму сигналов, отражённых от N_L лопастей, то выражение (4) может быть представлено в виде:

$$s_\Sigma(t) = L \sum_{k=0}^{N_L-1} \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} v_R t\right) \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} \frac{L}{2} \cos(\beta) \cos\left(\varphi_0 + \frac{2\pi}{N_L} k + \Omega t\right)\right) \times \times \operatorname{sinc}\left(\frac{4\pi f_0}{c} \frac{L}{2} \cos(\beta) \cos\left(\varphi_0 + \frac{2\pi}{N_L} k + \Omega t\right)\right), \quad (5)$$

где L – длина лопасти; v_R – радиальная скорость цели; φ_0 – начальная фаза; N_L – число лопастей.

Согласно выражению (5) сигнал, отражённый от вращающихся лопастей вертолёт, носит характер «вспышек» [2] в моменты времени, когда одна из лопастей перпендикулярна линии визирования. Длительность «вспышки» лежит в диапазоне 1...5 мс. Период следования «вспышек» определяется частотой вращения и числом лопастей. Кроме того, согласно (4) сигнал, отраженный от каждой вращающейся лопасти, представляет собой два ЛЧМ-импульса, частота заполнения первого увеличивается, а второго уменьшается. Ширина спектра данного сигнала определяется следующими параметрами: угловой скоростью вращения лопастей Ω ; длиной лопастей L ; длиной λ волны излучения РЛС. Взаимосвязь между данными параметрами определяется следующим выражением:

$$f_{\text{дmax}_l} = \pm \frac{\Omega d}{2\lambda},$$

где λ – длина волны; d – диаметр лопастей несущего винта; Ω – угловая скорость вращения лопасти (рад/с).

Задав длину волны излучения λ , а также диаметр d лопастей несущего винта, возможно определить диапазоны максимального доплеровского сдвига $f_{\text{лmax}}$ для типовых целей. Данные значения показаны в таблице 1 при $\lambda = 0,03$ м.

Таблица 1 – Максимальный доплеровский сдвиг
Table 1 – Maximum Doppler shift

Тип цели	Ω , рад/с	d , м	$ f_{\text{дmax}_l} $, кГц
АН-64	9,6 π	14,6	14,68
УН-60	8,6 π	16,36	14,73
СН-53	6,2 π	22	14,28
Bell-206	13 π	10,7	14,57

С учётом типовых значений частот повторения импульсов в пачках РЛС, работающих в режиме высокой частоты повторения импульсов [1] 100...200 кГц, спектр отражений от вращающихся лопастей будет занимать часть диапазона частоты повторения импульсов.

Соотношение между спектром отражённого от лопастей сигнала и спектром помехи от подстилающей поверхности показано на рисунке 2.

На рисунке 2 введены следующие обозначения: $f_{\text{дгл}}$ – доплеровский сдвиг отражений по главному лепестку [1]; f_{Hmax} – максимальный доплеровский сдвиг, вызванный движением носителя бортовой РЛС; n_f – число частотных каналов, перекрывающих диапазон: $f_{\text{лmax}} - f_{\text{Hmax}}$. Особенность соотношений между спектрами помехи от подстилающей поверхности и спектром сигнала, отражённого от лопастей, заключается в том, что спектры

накладываются друг на друга. Ширина спектра от подстилающей поверхности $f_{H_{\max}}$ определяется скоростью носителя РЛС: $f_{H_{\max}} = \pm(2(v_H + v_u)/\lambda)$, где v_H — скорость носителя РЛС, v_u — скорость цели РЛС.

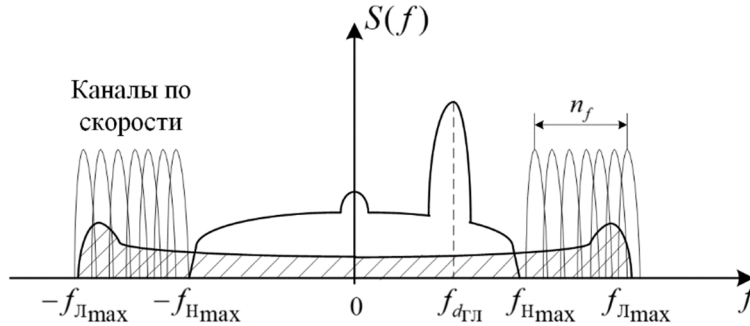


Рисунок 2 – Соотношение спектров отражённого от лопастей сигнала и отражений от подстилающей поверхности
Figure 2 – The ratio in the spectra of the signal reflected from blades and reflections from underlying surface

Синтез алгоритма

Задача обнаружения зависшего вертолёта в бортовой РЛС с высокой частотой повторения импульсов сводится к обнаружению сигнала с неизвестными параметрами, лежащего в диапазоне $\pm f_{Д_{\max_л}}$ на фоне помех от подстилающей поверхности, спектр которых лежит в диапазоне $\pm f_{H_{\max}}$.

Плотности распределения отсчётов на входе фильтра при гипотезе H_1 (сигнал есть), H_0 (сигнала нет) имеют вид:

$$p(\mathbf{X}|H_1) = \prod_{i \in n_{beg}^+}^{n_{end}^+} \left(\frac{\exp(-\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{cn_i}^{-1} \mathbf{X})}{(2\pi)^{0,5N} |\mathbf{R}_{cn_i}^{-1}|^{0,5}} \right) \prod_{i \in n_{beg}^-}^{n_{end}^-} \left(\frac{\exp(-0,5\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{cn_i}^{-1} \mathbf{X})}{(2\pi)^{0,5N} |\mathbf{R}_{cn_i}^{-1}|^{0,5}} \right),$$

$$p(\mathbf{X}|H_0) = \prod_{i \in n_{beg}^+}^{n_{end}^+} \left(\frac{\exp(-0,5\mathbf{X}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X})}{(2\pi)^{0,5N} |\mathbf{R}_n^{-1}|^{0,5}} \right) \prod_{i \in n_{beg}^-}^{n_{end}^-} \left(\frac{\exp(-0,5\mathbf{X}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X})}{(2\pi)^{0,5N} |\mathbf{R}_n^{-1}|^{0,5}} \right),$$

где $n_{beg}^+ \dots n_{end}^+$ – номера частотных каналов, соответствующих положительным доплеровским частотам; $n_{beg}^- \dots n_{end}^-$ – номера частотных каналов, соответствующих отрицательным доплеровским частотам; $\mathbf{s}_i = \{\exp(in\varphi_i)\}_{n=0}^{N-1}$ – настройка i -го частотного канала $\varphi_i = \frac{2\pi}{N}i$; N – число импульсов в пачке; \mathbf{X} – вектор-строка комплексных отсчётов сигнала с выхода АЦП в одном канале по дальности; σ_c^2 – дисперсия сигнала; корреляционная матрица \mathbf{R}_{cn_i} в i -м частотном канале имеет вид: $\mathbf{R}_{cn_i} = \sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n$; \mathbf{R}_n – корреляционная матрица помехи.

Отношение правдоподобия имеет вид:

$$\xi = \ln \left(\frac{p(\mathbf{X}|H_1)}{p(\mathbf{X}|H_0)} \right) = \sum_{i=n_{beg}^-}^{n_{end}^-} \left(\ln(|\mathbf{R}_n|) - \ln(|\sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n|) + \mathbf{X}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X} - \mathbf{X}^H (\sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n)^{-1} \mathbf{X} \right) +$$

$$+ \sum_{i=n_{beg}^+}^{n_{end}^+} \left(\ln(|\mathbf{R}_n|) - \ln(|\sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n|) + \mathbf{X}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X} - \mathbf{X}^H (\sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n)^{-1} \mathbf{X} \right) > \xi_0, \tag{6}$$

где ξ_0 – порог обнаружения.

Применяя формулу Вудбери

$$(\sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n)^{-1} = \mathbf{R}_n^{-1} - \frac{\sigma_c^2 \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1}}{1 + \mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}_i}$$

к выражению (6), получим:

$$\begin{aligned} \xi = & \sum_{i=n_{beg}^-}^{n_{end}^-} \left(\ln(|\mathbf{R}_n|) - \ln(|\sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n|) + \sigma_c^2 \frac{\mathbf{X}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X}}{1 + \mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}_i} \right) + \\ & + \sum_{i=n_{beg}^+}^{n_{end}^+} \left(\ln(|\mathbf{R}_n|) - \ln(|\sigma_c^2 \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H + \mathbf{R}_n|) + \sigma_c^2 \frac{\mathbf{X}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X}}{1 + \mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{s}_i} \right) > \xi_0. \end{aligned} \tag{7}$$

Перенесем в правую часть постоянные величины, выражение (7) примет вид:

$$\xi = \sum_{i=n_{beg}^-}^{n_{end}^-} |\mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X}|^2 + \sum_{i=n_{beg}^+}^{n_{end}^+} |\mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X}|^2 > \xi_0. \tag{8}$$

Заменим в выражении (8) неизвестное значение корреляционной матрицы помехи \mathbf{R}_n оценкой максимального правдоподобия $\hat{\mathbf{R}}_n^{-1}$, выражение (8) примет вид:

$$\xi = \sum_{i=n_{beg}^-}^{n_{end}^-} |\mathbf{s}_i^H \hat{\mathbf{R}}_n^{-1} \mathbf{X}|^2 + \sum_{i=n_{beg}^+}^{n_{end}^+} |\mathbf{s}_i^H \hat{\mathbf{R}}_n^{-1} \mathbf{X}|^2 > \xi_0. \tag{9}$$

С учетом декорреляции помехи, выражение (9) примет вид:

$$\xi = \frac{1}{\sigma_{uu}^2} \sum_{i=n_{beg}^+}^{n_{end}^+} |z_i|^2 + \frac{1}{\sigma_{uu}^2} \sum_{i=n_{beg}^-}^{n_{end}^-} |z_i|^2 \geq \xi_0 \tag{10}$$

где $z_i = \mathbf{s}_i^H \hat{\mathbf{R}}_n^{-1} \mathbf{X}$ – порог обнаружения; σ_{uu}^2 – дисперсия шума на выходе накопителя.

Согласно (10) последовательность операций над отсчетами АЦП \mathbf{X} состоит из двух этапов. На первом этапе происходит декорреляция пассивной помехи. На данном этапе используется информация о скорости носителя РЛС, которая поступает из бортовой навигационной системы. На втором этапе – некогерентное накопление результатов когерентного накопления отсчетов энергетического спектра в диапазоне $n_{beg}^+ \dots n_{end}^+$ и $n_{beg}^- \dots n_{end}^-$. Данный диапазон задается исходя из априорных сведений о типе обнаруживаемого вертолёта.

На рисунке 3 показана структурная схема обнаружителя, реализующего вычисление решающего правила (10) в каждом канале по дальности.

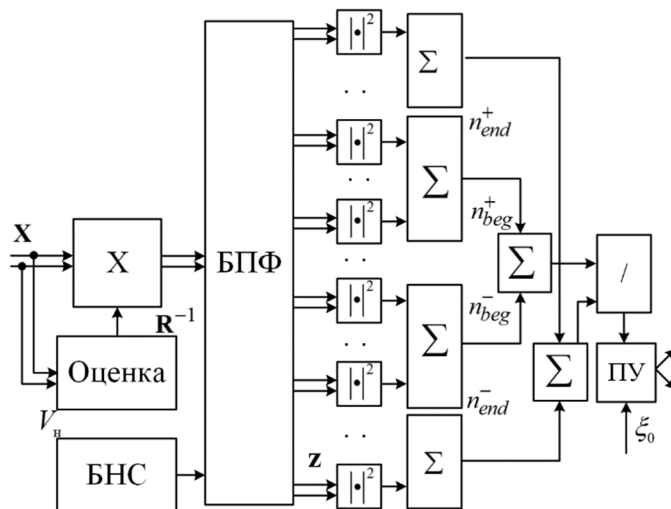


Рисунок 3 – Структурная схема обнаружителя
Figure 3 – Structural diagram of a detector

На рисунке 3 введены следующие обозначения: ПУ — пороговое устройство; БПФ – блок преобразования Фурье; F – вероятность ложной тревоги; БНС – бортовая навигационная система. Для оценки корреляционной матрицы используются отсчёты из соседних каналов по дальности.

Согласно (10) для обнаружения зависшего вертолёта необходимо произвести сравнение результатов некогерентного накопления с порогом обнаружения, выбираемым по критерию Неймана-Пирсона. Для этого необходимо знать распределение статистики (10) при гипотезе H_0 , параметры которого зависят от типа используемого фильтра подавления помех (обеляющего или режекторного).

В соответствии с адаптивным байесовским подходом подставим в выражение (10) оценку максимального правдоподобия дисперсии шума $\hat{\sigma}_{uu}^2$. Выражение (10) при этом примет вид:

$$\xi = \frac{1}{\hat{\sigma}_{uu}^2} \left\{ \sum_{i=n_{beg}^+}^{n_{end}^+} |z_i|^2 + \sum_{i=n_{beg}^-}^{n_{end}^-} |z_i|^2 \right\} \geq \xi_0 \quad (11)$$

В работе [5] показано, что распределение суммы квадратов случайных величин, распределенных в соответствии с нормальным законом с параметрами $N(0,1)$, описывается распределением «Хи-квадрат», число степеней которого определяется числом суммируемых элементов.

Кроме того, в работе [5] также показано, что отношение двух случайных величин, распределение которых подчиняется распределению «Хи-квадрат» с n_1 и n_2 степенями свободы, имеет центральное F -распределение с n_1 и n_2 степенями свободы. Данное свойство позволяет найти закон распределения статистики ξ при гипотезе H_0 , необходимый для вычисления порога обнаружения.

Таким образом, распределение статистики ξ имеет вид:

$$p(\xi | H_0) = p_F \left(\xi, 4(n_{end}^+ - n_{beg}^+), 2(N - 2(n_{end}^+ - n_{beg}^+)) \right), \quad (12)$$

где p_F – плотность распределения вероятностей F -распределения [5].

Порог обнаружения определяется как корень уравнения:

$$1 - P_F \left(\xi_0, 4(n_{end}^+ - n_{beg}^+), 2(N - 2(n_{end}^+ - n_{beg}^+)) \right) = F, \quad (13)$$

где P_F – интегральная функция F -распределения [5].

Результаты имитационного моделирования и выводы

Эффективность предлагаемого алгоритма проведена путём имитационного моделирования. Рассмотрим РЛС со следующими параметрами: частота повторения импульсов $F_{\Pi} = 100$ кГц; число импульсов в пачке $N = 1024$; скорость носителя $v_H = 200$ м/с; отношение помеха-шум 10 дБ; вероятность ложной тревоги $F = 10^{-2}$. С целью декорреляции пассивной помехи используются как режекторный фильтр (РФ), так и обеляющий фильтр (ОФ) [6]. Порядок фильтра подавления помех $p = 8$ в обоих случаях.

Пассивная помеха моделируется с помощью формирующего фильтра.

На рисунках 4, 5 показан спектр остатков режекции помехи от подстилающей поверхности и спектр отражений от вращающихся лопастей вертолёта при использовании РФ и ОФ.

На рисунках 4 и 5 сплошная тонкая линия соответствует спектру сигнала на входах режекторного и обеляющего фильтров; сплошная толстая линия соответствует спектру сигнала на выходах соответствующих фильтров.

Анализ зависимостей на рисунках 4, 5 показывает, что использование режекторного фильтра приводит к тому, что спектр выходного сигнала становится неравномерным. При использовании РФ распределение статистики (11) отличается от F -распределения, что подтверждается использованием критерия согласия Колмогорова. Значения статистики критерия Колмогорова [7] при использовании РФ и ОФ и заданных параметрах моделирования с учётом поправки Большакова имеют значения 0,908 и 3,512 соответственно. Критическое значе-

ние статистики критерия Колмогорова при уровне значимости $\alpha = 0,05$ равно 1,358, это означает, что гипотезу принадлежности распределения статистики (11) к F -распределению при использовании РФ следует отклонить.

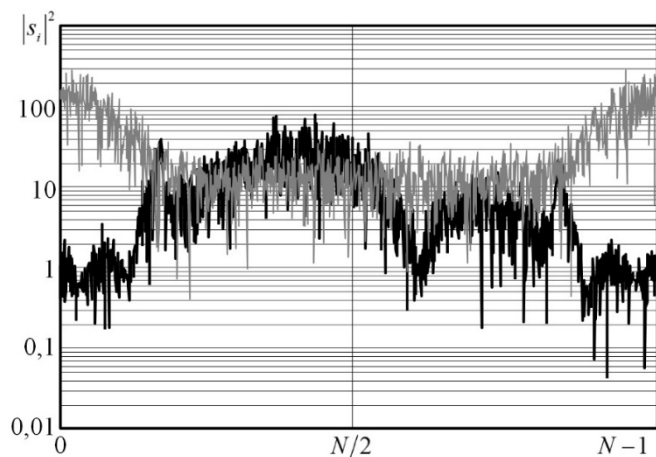


Рисунок 4 – Спектр сигнала на выходе режекторного фильтра

Figure 4 – Signal spectrum at the output of cutout filter

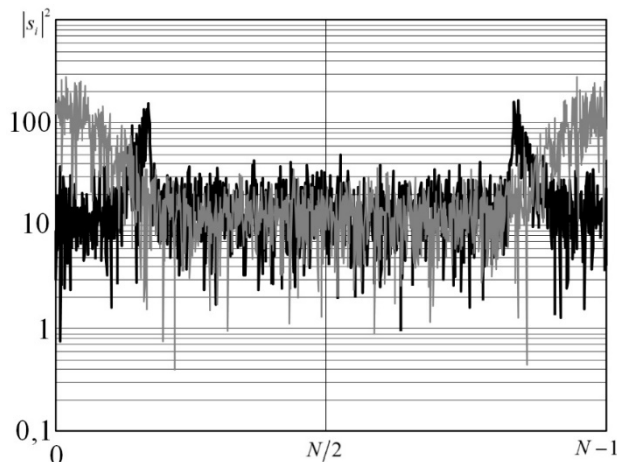


Рисунок 5 – Спектр сигнала на выходе обеляющего фильтра

Figure 5 – Signal spectrum at the output of whitening filter

На рисунке 6 показаны характеристики $D(q)$ обнаружения зависшего вертолѐта при использовании для режекции пассивной помехи РФ и ОФ.

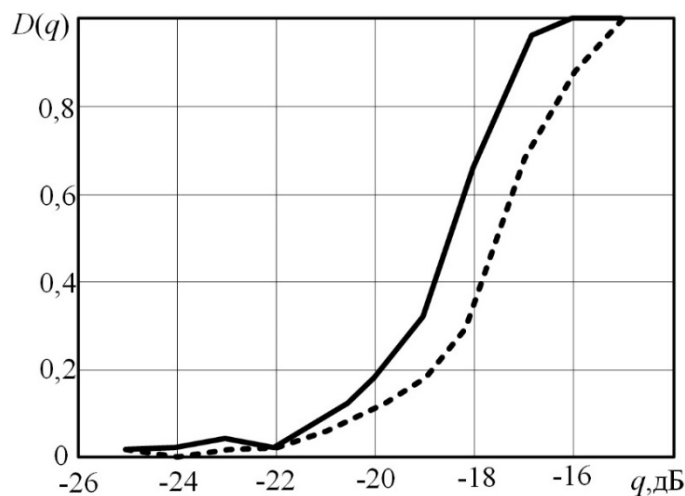


Рисунок 6 – Характеристики обнаружения зависшего вертолѐта при использовании РФ и ОФ

Figure 6 – Characteristics of detecting a hovering helicopter when using RF and OF

На рисунке 6 сплошная линия соответствует использованию ОФ, пунктирная линия – РФ. Анализ зависимостей показывает, что использование ОФ обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал/(помеха+шум) до 1 дБ. Выигрыш объясняется тем, что при использовании РФ порог обнаружения увеличивается.

Таким образом, в данной работе рассмотрен анализ и синтез алгоритма обнаружения зависшего вертолѐта с борта подвижного носителя. Алгоритм включает два этапа. На первом происходит обеление пассивной помехи. На втором этапе происходит некогерентное накопление отсчетов энергетического спектра по частотным каналам, соответствующих априорным значениям отражений от лопастей зависшего вертолѐта. Показано, что распределение статистики (11) подчиняется F -распределению, что позволяет вычислить порог обнаружения в соответствии с критерием Неймана – Пирсона.

Библиографический список

1. Бакулев П. А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
2. Chen V. C., Li F., Ho S. S. Analysis of microDoppler signatures // IEE Proc. Radar, Sonar and Navigation. 2003. No. 4, pp. 271-278.
3. Устройство для обнаружения и классификации летящих и зависших вертолётов // Авторы: Фитасов Е. С., Захаров Д. С. G01S13/52. Дата публикации: 10.02.2007.
4. Ziyue T., Wang Y., Zhiwen W. AEW radar multi-channel joint CFAR detection of hovering helicopters // IEEE 2001 CIE International Conference on Radar Proceedings. PP. 1067-1070.
5. Kay S. Fundamental of statistical signal processing. Detection theory. New Jersey: Hall PTR. 1998. 560 p.
6. Кошелев В.И. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов на базе процессора БПФ // Цифровая обработка сигналов. 2001. № 1. С. 12-17.
7. Лемешко Б.Ю. Непараметрические критерии согласия. Руководство по применению. М.: ИНФРА, 2014. 163 с.

UDK 629.052.7

ALGORITHM FOR DETECTING A HOVERING HELICOPTER

V. A. Belokurov, Ph.D (Tech.), associate Professor, department of radio engineering systems, RSREU, orcid.org/0000-0002-8893-550X, e-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru

An algorithm for detecting a hovering helicopter against the background of clutter interference is considered. The aim of the work is to synthesize and analyze the algorithm for detecting a hovering helicopter using airborne radar operating in high pulse repetition rate mode. The possibility of incoherent accumulation of the signal reflected from helicopter blades is considered. The influence of rejection and whitening algorithms for passive interference on detection characteristics is analyzed. The authors show that it is expedient to use a whitening filter. This ensures the persistence of false alarms and the gain in signal-to-noise threshold. It is also shown that the distribution of decision rule corresponds to F-distribution. The results of the simulation show that the use of a white filter provides a gain in signal/(clutter +noise) threshold ratio of up to 1 dB with a filter order of 8.

Key words: likelihood ratio, signal reflected from rotating blades, F-distribution.

DOI: 10.21667/1995-4565-2022-79-12-19

References

1. Bakulev P. A., Stepin V. M. *Metody i ustrojstva selekcii dvizhushchihya celej* (Methods and devices for selection of moving targets). Moscow: Radio and communications. 1986. 288 p. (in Russian).
2. Chen V. C., Li F., Ho S. S., Analysis of microDoppler signatures. *IEE Proc. Radar, Sonar and Navigation*. 2003, no. 4, pp. 271-278.
3. *Ustrojstvo dlya obnaruzheniya i klassifikacii letyashchih i zavissih vertolyotov* (Device for detection and classification of flying and hovering helicopters). Authors: Fitasov E. S., Zakharov D. S. G01S13/52. Publication date: 10.02.2007. (in Russian).
4. Ziyue T., Wang Y., Zhiwen W. AEW radar multi-channel joint CFAR detection of hovering helicopters. *IEEE 2001 CIE International Conference on Radar Proceedings*. 2001, pp. 1067-1070.
5. Kay S. *Fundamental of statistical signal processing. Detection theory*. New Jersey: Hall PTR. 1998. 560 P.
6. Koshelev V. I. *Adaptivnaya obrabotka radiolokacionnyh signalov na baze processora BPF. Cifrovaya obrabotka signalov*. 2001, no. 1, pp. 12-17. (in Russian).
7. Lemeshko B. Yu. *Neparametricheskie kriterii soglasiya. Rukovodstvo po primeneniyu* (Nonparametric goodness of fit tests. Application guide). Moscow: INFRA. 2014. 163 p. (in Russian).