

Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов

С. Р. Гейстер[✉], В. В. Кириченко

ОАО "АЛЕВКУРП", Королев стан, Республика Беларусь

[✉] hsr_1960@yahoo.ru

Аннотация

Введение. Радиолокационные изображения винтов летательных аппаратов позволяют существенно улучшить качество решения задач распознавания и защиты от имитирующих помех. Эти изображения могут быть получены с использованием алгоритмов, основанных на обращенном синтезе апертуры антенны. Ключевым фактором, определяющим качество получения изображений, является точность измерения частоты следования лопастей винта. В 2019 г. предложен способ измерения частоты следования лопастей, основанный на свертке спектра "вторичной" модуляции сигнала с одновременным устранением влияния доплеровской частоты сигнала, отраженного от корпуса летательного аппарата. В основе способа лежит циклически повторяющаяся процедура свертки сигнала. При последовательном анализе количество циклов определяется отношением максимального значения частоты следования лопастей (сотни герц) к дискретному частотному сдвигу (тысячные доли герца). В этом случае для решения задачи измерения требуется количество циклов составляет сотни тысяч, что приводит к дорогостоящей практической реализации.

Цель работы. Разработка способа двухэтапного измерения частоты следования лопастей, позволяющего сократить количество циклов свертки сигнала в сотни раз.

Материалы и методы. Предлагаемый способ направлен на реализацию цепей адаптации к априорно неизвестной частоте вращения винта летательного аппарата, которую можно определить исходя из частоты следования лопастей. Способ предполагает измерение частоты следования лопастей в 2 этапа: на первом этапе выполняется грубое измерение частоты следования лопастей, а на втором – точное измерение в пределах максимальных ошибок грубого измерения.

Результаты. Разработан способ двухэтапного измерения частоты следования лопастей в приложении к построению радиолокационных изображений винтов летательных аппаратов. Работоспособность способа иллюстрируется на примере сигнала, отраженного от вертолета Ми-8. Сформировано требование к ошибке измерения частоты следования лопастей и к шагу анализа по частоте на этапе точного измерения. Обосновано требование к частоте повторения зондирующих сигналов, при выполнении которого обеспечивается однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции сигнала, отраженного от лопастей винтовых летательных аппаратов.

Заключение. Разработанный способ двухэтапного измерения частоты следования лопастей обеспечивает адаптацию алгоритмов построения радиолокационных изображений винтов летательных аппаратов к частоте вращения этих винтов.

Ключевые слова: радиолокационное изображение, винты летательных аппаратов, частота вращения винтов, измерение частоты

Для цитирования: Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 68–80. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-68-80

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 03.04.2024; принята к публикации после рецензирования 13.05.2024; опубликована онлайн 28.06.2024

Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft

Sergey R. Heister✉, Valery V. Kirichenko

JSC "ALEVKURP", Minsk, Republic of Belarus

✉ hsr_1960@yahoo.ru

Abstract

Introduction. Radar images of aircraft propellers can significantly improve the quality of their recognition and protection against simulating interference. Such images can be obtained using algorithms based on an inverse antenna aperture synthesis. A key factor determining the quality of image acquisition is the accuracy of the rotor blade rotation frequency measurement. In 2019, a method for measuring the blade repetition rate was proposed, which is based on convolution of the "secondary" signal modulation spectrum while simultaneously eliminating the influence of the Doppler frequency of the signal reflected from the aircraft body. In sequential analysis, the number of cycles is determined by the ratio of the maximum blade repetition rate (hundreds of hertz) to the discrete frequency shift (thousandths of hertz). In this case, to solve the measurement problem, the required number of cycles should be hundreds of thousands, which is expensive in terms of practical implementation.

Aim. Development of a two-stage method for measuring the blade repetition rate, which allows the number of signal convolution cycles to be reduced by hundreds of times.

Materials and methods. The proposed method is aimed at implementing adaptation circuits to an a priori unknown rotor speed of an aircraft, which can be determined based on the blade rotation frequency. The method involves measuring the blade frequency in two stages: a rough measurement of the blade frequency rate followed by its accurate measurement within the limits of the maximum errors of the rough measurement.

Results. A method for a two-stage measurement of the blade repetition rate as applied to the construction of radar images of aircraft propellers is proposed. The feasibility of the method is illustrated by the example of a signal reflected from a Mi-8 helicopter. The requirements to the measurement error of the blade repetition rate and to the frequency analysis step at the precise measurement stage are formulated. The requirement to the repetition rate of probing signals is substantiated, the fulfillment of which ensures an unambiguous restoration of the spectrum of "secondary" modulation of the signal reflected from the blades of a propeller-driven aircraft.

Conclusion. The developed method for a two-stage measurement of the blade repetition rate ensures the adaptation of algorithms for constructing radar images of aircraft propellers to their rotation frequency.

Keywords: radar image, aircraft propellers, rotor speed, frequency measurement

For citation: Heister S. R., Kirichenko V. V. Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 68–80. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-68-80

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

Submitted 03.04.2024; accepted 13.05.2024; published online 28.06.2024

Введение. Распознавание аэродинамических летательных аппаратов (ЛА) основано на получении информации об их конструктивных особенностях и геометрических размерах. Эта информация может быть получена из отраженного от ЛА сигнала, принятого радиолокатором [1–12]. Наиболее информативным представлением конструктивных особенностей ЛА являются радиолокационные портреты [7, 12–14], характеризующие распределение отражательных характеристик в различных пространствах

(дальность, частота, координаты в картинной плоскости, угол и скорость углового перемещения, поляризация и пр.).

Радиолокационное изображение (РЛИ) винтов летательных аппаратов представляет собой совокупность комплексных амплитуд сигналов, полученных в элементах разрешения по углу в плоскости вращения винта: в вертикальной плоскости – изображение тянущих винтов самолетов и рулевых винтов одновинтовых вертолетов [13, 14], в горизонтальной

Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов

Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft

плоскости – изображение несущих винтов вертолетов [13, 14] и квадрокоптеров.

РЛИ лопастей винтов ЛА является весьма информативным, так как дает представление о количестве лопастей в винте, а также о количестве винтов в конструкции ЛА. Ключевым условием получения этих РЛИ является измерение частоты (частот) вращения винта (винтов) ЛА. На первый взгляд, такое измерение не представляется проблемным – временная реализация содержит сигналы "вторичной" модуляции, отраженные от лопастей винтов. Однако при прямом использовании временной реализации для измерений в условиях разнообразных помех качество измерения является невысоким.

В [15] предложен способ измерения частоты следования лопастей, основанный на свертке спектра "вторичной" модуляции сигнала. Важной особенностью этого способа является его независимость от изменяющейся в процессе наблюдения доплеровской частоты отраженного сигнала, которая компенсируется в ходе автокорреляционной свертки принятого сигнала. Этот способ показал устойчивость в условиях помех и высокую точность измерения частоты следования лопастей. Однако его недостатком является большое количество циклов при последовательном анализе, которое определяется отношением максимального значения частоты следования лопастей (сотни герц) к дискретному частотному сдвигу (тысячные доли герца) и составляет сотни тысяч.

Этот недостаток удалось преодолеть с помощью двухэтапной процедуры измерения: на первом этапе выполняется грубая оценка частоты следования лопастей, а на втором – точная в пределах максимальной ошибки грубой оценки. Рассматриваемый в данной статье способ двухэтапного измерения частоты позволяет сократить количество циклов в сотни раз по сравнению со способом, изложенным в [15].

Постановка задачи. Для обеспечения ясности в понимании рассмотрим задачу измерения на примере одного горизонтального винта (несущий винт вертолета), который имеет $N_{\text{л}}$ лопастей и вращается с частотой $F_{\text{в}}$. Каждая лопасть имеет переднюю и заднюю кромки, которые эффективно отражают зондирующий сигнал радиолокаци-

онной станции (РЛС). Так как диаграмма рассеяния кромки лопасти, совершающей поступательно-вращательное движение, имеет явно выраженный максимум и боковые лепестки, то отраженный от каждой кромки сигнал приобретает амплитудно-фазовую модуляцию. Спектр сигнала "вторичной" модуляции представляет собой [15] набор спектральных составляющих, следующих с интервалом $F_{\text{вл}} = F_{\text{в}} N_{\text{л}}$ и принадлежащих приближающимся и удаляющимся кромкам соответствующих лопастей.

Перед непосредственным рассмотрением способа измерения:

- обосновывается требование к частоте повторения зондирующего сигнала, при которой обеспечивается однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции и, как следствие, правильное построение РЛИ лопастей винтов ЛА;

- обосновывается требование к ошибке измерения частоты следования лопастей и, соответственно, к шагу анализа по частоте на этапе точного измерения.

Все основные процедуры предлагаемого способа иллюстрируются примерами моделирования для одновинтового вертолета.

Требование к частоте повторения зондирующих сигналов для обеспечения однозначного восстановления спектра "вторичной" модуляции. Обоснуем требование к частоте повторения $F_{\text{п}}$ зондирующих сигналов, при которой обеспечивается однозначное измерение доплеровской частоты отраженного от корпуса ЛА сигнала и однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции сигналов, отраженных от вращающихся лопастей винтов.

Максимальное доплеровское смещение частоты отраженного сигнала (летательный аппарат летит в направлении на однопозиционную РЛС с максимальной скоростью $v_{\text{ц_max}}$) РЛС определяется известным выражением $f_{\text{дс_max}} = \frac{2v_{\text{ц_max}}}{\lambda}$, где λ – длина волны зондирующего сигнала РЛС.

Скорость набегающего на конец лопасти воздушного потока, включающая концевую скорость лопасти

$$v_{\text{кл}} = 2\pi L_{\text{л}} F_{\text{в}} \quad (1)$$

длиной $L_{\text{Л}}$, скорость движения летательного аппарата $v_{\text{Ц}}$ и скорость встречного ветра $v_{\text{В}}$, не превышает скорости звука в воздухе $c_{\text{В}} \cong 340$ м/с.

Следовательно, концевая скорость лопасти должна удовлетворять неравенству

$$v_{\text{КЛ}} \leq c_{\text{В}} - v_{\text{Ц}} - v_{\text{В}}. \quad (2)$$

Неравенство (2) определяет ограничения на длину лопасти $L_{\text{Л}}$ и частоту вращения винта $F_{\text{В}}$.

В первом приближении можно полагать:

$$v_{\text{КЛ}} \leq c_{\text{В}} - v_{\text{Ц}_{\text{max}}}. \quad (3)$$

Отражения от лопасти винта формируются ее кромками (передней и задней), которые для различных ЛА имеют разные размеры, форму и ориентацию в пространстве. Комплексная огибающая сигнала, отраженного от кромки лопасти, определяется:

- диаграммой обратного вторичного рассеяния кромки лопасти, которая облучается зондирующим сигналом. Заметим, что параметры диаграммы рассеяния определяются размерами и формой кромок, а также ориентацией лопасти;
- перемещениями кромки лопасти относительно РЛС.

Кратко охарактеризуем "вторичную" модуляцию сигнала $U_{\text{М}}(t) = |U_{\text{М}}(t)| \exp[i\varphi_{\text{М}}(t)]$, отраженного от винта. Сигнал, отраженный от приближающейся (удаляющейся) кромки лопасти вращающегося винта, приобретает:

- амплитудную модуляцию из-за перемещения диаграммы вторичного рассеяния кромки $|U_{\text{М}}(t)|$;
- фазовую модуляцию $\varphi_{\text{М}}(t)$ из-за перемещения точек на кромке лопасти относительно фазового центра антенны РЛС и знакопеременной структуры боковых лепестков диаграммы рассеяния.

Сигнал амплитудной модуляции, выполняющий, фактически, роль "строба" отраженного сигнала во времени, определяет область эффективной фазовой модуляции в отраженном сигнале – в пределах главного лепестка диаграммы обратного рассеяния кромки лопасти при ее перемещении в процессе вращения вин-

та. Так как при ракурсах, соответствующих приближению ЛА к РЛС, винты самолетов (тянущие) и винты вертолетов (несущие и рулевые) по-разному перемещаются относительно фазового центра антенны РЛС, то и "вторичная" модуляция будет иметь разные масштабы.

Заметим, что наиболее широкий спектр "вторичной" модуляции при любых ракурсах наблюдения будет иметь сигнал, отраженный от несущего винта вертолета. Поэтому дальнейшее обоснование требований к частоте повторения зондирующих сигналов проведем на основе отражений от несущего винта вертолета. Количественные примеры рассмотрим в приложении к вертолету Ми-8, в конструкции которого интерес представляют следующие параметры несущего винта: расстояние от центра винта до начала кромки лопасти $R_{\text{НЛ}} = 0.87$ м; длина кромки лопасти $L_{\text{Л}} = 9.8$ м и частота вращения винта $F_{\text{В}} = 3.2$ Гц. С высокой степенью достоверности можно полагать, что кромки лопасти несущего винта являются прямыми с одинаковой отражающей способностью вдоль кромки. Следовательно, диаграмма обратного вторичного рассеяния от такой кромки описывается зависимостью $\frac{\sin x}{x}$. Важно также помнить, что огибающая отраженного сигнала, поступившего на

обработку в тракт РЛС, определяется временем $T_{\text{а}}$ наблюдения ЛА и характером перемещения диаграммы направленности антенны РЛС.

Длительность импульса амплитудной модуляции сигнала, отраженного от прямой кромки лопасти (падающая волна на кромке создает равномерное амплитудное и линейное фазовое распределение) в пределах главного лепестка диаграммы обратного рассеяния, определяется выражением

$$T_{0_a.m} \cong \frac{\Delta\theta_{\text{Л}}}{\Omega_{\text{Л}}}, \quad (4)$$

где $\Delta\theta_{\text{Л}} \cong \frac{\lambda}{L_{\text{Л}}}$ – ширина главного лепестка диаграммы обратного вторичного рассеяния кромки, рад; $\Omega_{\text{Л}} = 2\pi F_{\text{В}}$ – угловая скорость перемещения лопасти.

Для несущего винта вертолета Ми-8 ширина главного лепестка $\Delta\theta_{\text{л}} \cong 3.06 \cdot 10^{-3}$ рад и, соответственно, длительность $T_{0_a.m} \cong 0.152$ мс. Следовательно, прием сигнала "вторичной" модуляции от кромки лопасти несущего винта происходит фактически, только когда линия нормали из центра кромки проходит направление на РЛС. При этом радиальные скорости отражателей на кромке лопасти относительно РЛС наибольшие и, соответственно, для зависшего ($v_{\text{ц}} = 0$) вертолета:

– доплеровская частота для точки начала кромки

$$f_{\text{дс_нл}} = 2 \frac{2\pi R_{\text{нл}} F_{\text{в}}}{\lambda}; \quad (5)$$

– доплеровская частота для точки конца кромки

$$f_{\text{дс_кл}} = 2 \frac{2\pi (R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}) F_{\text{в}}}{\lambda}. \quad (6)$$

Соответственно, в сигнале "вторичной" модуляции:

– ширина спектра фазовой модуляции

$$\Delta f_{\text{ф.м}} = f_{\text{дс_кл}} - f_{\text{дс_нл}} = 2 \frac{2\pi L_{\text{л}} F_{\text{в}}}{\lambda}; \quad (7)$$

– ширина спектра амплитудной модуляции

$$\Delta f_{\text{а.м}} \cong \frac{1}{T_{0_a.m}} = \frac{\Omega_{\text{л}}}{\Delta\theta_{\text{л}}} = \frac{2\pi F_{\text{в}} L_{\text{л}}}{\lambda}. \quad (8)$$

Соотношение этих величин для несущего винта вертолета имеет значение $\frac{\Delta f_{\text{ф.м}}}{\Delta f_{\text{а.м}}} \cong 2$, что указывает на превалирование фазовой модуляции над амплитудной. С учетом этого частоту верхней границы спектра "вторичной" модуля-

ции для приближающейся кромки лопасти вертолета, приближающегося с радиальной скоростью $v_{\text{р}}$, можно описать выражением

$$f_{\text{в_вм}} = f_{\text{дс}} + f_{\text{дс_кл}} = \frac{2v_{\text{р}}}{\lambda} + 2 \frac{2\pi (R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}) F_{\text{в}}}{\lambda}, \quad (9)$$

где $f_{\text{дс}} = \frac{2v_{\text{р}}}{\lambda}$ – доплеровская частота сигнала, отраженного от корпуса ЛА.

При максимальной скорости $v_{\text{р}} = v_{\text{ц_max}}$

$$f_{\text{в_вм_max}} = \frac{2v_{\text{ц_max}}}{\lambda} + 2 \frac{2\pi (R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}) F_{\text{в}}}{\lambda}. \quad (10)$$

Будем полагать следующее:

– скорости ветра и ЛА существенно меньше скорости звука ($v_{\text{в}} \ll c_{\text{в}}$; $v_{\text{ц_max}} \ll c_{\text{в}}$);

– расстояние от центра винта до начала лопасти существенно меньше длины лопасти ($R_{\text{нл}} \ll L_{\text{л}}$).

Тогда с учетом (1)–(3) выражение (10) можно преобразовать к простому виду:

$$f_{\text{в_вм_max}} \cong \frac{2c_{\text{в}}}{\lambda}. \quad (11)$$

На рис. 1 представлен междупериодный амплитудно-частотный спектр сигнала, отраженного от вертолета Ми-8, полученный моделированием (максимальная спектральная составляющая соответствует отражениям от корпуса вертолета). Частота повторения зондирующего сигнала составляла $F_{\text{п}} = 100$ кГц. На рис. 2 представлен фрагмент этого спектра. Анализ параметров спектра показывает полное совпадение с данными, которые можно получить для вертолета Ми-8 с использованием выражений (4)–(11).

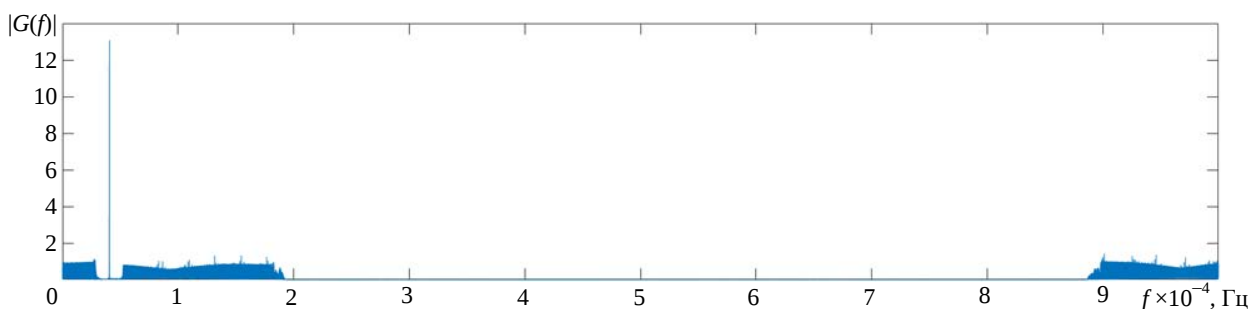


Рис. 1. Амплитудно-частотный спектр сигнала, отраженного от вертолета Ми-8

Fig. 1. Amplitude-frequency spectrum of the signal reflected from the Mi-8 helicopter

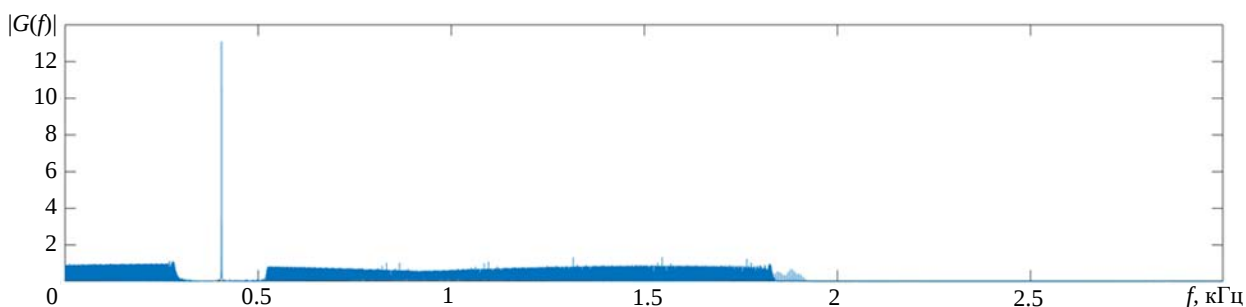


Рис. 2. Фрагмент амплитудно-частотного спектра сигнала, отраженного от вертолета Ми-8
Fig. 2. Fragment of the amplitude-frequency spectrum of the signal reflected from an Mi-8 helicopter

Заметим, что на всех рисунках, иллюстрирующих рассматриваемый способ, функциональные зависимости представлены в относительных единицах, соответствующих исходному принятому сигналу и параметрам используемых преобразований.

Для однозначного воспроизведения спектра "вторичной" модуляции необходимо использовать только двухквадратурный прием. При двухквадратурном приеме с учетом однозначного измерения частоты на приближение и удаление требование к частоте F_{Π} имеет вид $F_{\Pi} \geq f_{B_BM_max}$. Например, в типовых условиях для $c_B = 340$ м/с при $\lambda = 0.03$ м требование имеет вид $F_{\Pi} \geq 45\,332$ Гц.

Требование к ошибке измерения частоты вращения винта. Выбор шага изменения частоты $\Delta F_{\text{точн}}$ при точном измерении частоты следования лопастей $F_{\text{вл}}$ диктуется требованием к ошибкам измерения. Если частота следования лопастей измерена с ошибкой $\delta F_{\text{лв}}$, то частота вращения винта будет измерена с ошибкой

$$\delta F_B = \frac{\delta F_{\text{лв}}}{N_{\text{л}}}. \quad (12)$$

РЛИ лопастей винта строится на основе обращенного синтеза апертуры антенны, который предполагает длительное когерентное накопление отраженного сигнала. Поэтому требование к ошибке измерения частоты вращения можно сформулировать в следующем виде: за время построения изображения (за время синтеза апертуры антенны) $T_{\text{с.а.а}}$ разность фаз $\Delta\phi_{\delta F}$ сигнала, отраженного от цен-

тра лопасти, и сигнала для центра виртуальной лопасти [13] в канале обработки из-за ошибки измерения частоты вращения $\delta F_{B_тр}$ не должна превышать значения $\Delta\phi_{\delta F_max} = \frac{\pi}{4}$. Разность фаз этих сигналов описывается выражением

$$\Delta\phi_{\delta F} = (v_{\text{цл}} T_{\text{с.а.а}} - v_{\text{цк}} T_{\text{с.а.а}}) \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (13)$$

где $v_{\text{цл}} = 2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)F_B$ – линейная скорость точки, находящейся в центре лопасти на ЛА; $v_{\text{цк}} = 2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)(F_B - \delta F_B)$ – линейная скорость точки, находящейся в центре виртуальной лопасти канала обработки [13].

Выражение (13) может быть преобразовано к виду

$$\Delta\phi_{\delta F} = 2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)\delta F_B T_{\text{с.а.а}} \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (14)$$

из которого можно получить

$$\delta F_B = \frac{\lambda}{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)T_{\text{с.а.а}}} \frac{\Delta\phi_{\delta F}}{2\pi}. \quad (15)$$

На основе (15) требование к ошибке измерения частоты вращения винта можно представить в виде неравенства

$$\delta F_{B_тр} \leq \frac{\lambda}{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)T_{\text{с.а.а}}} \frac{\Delta\phi_{\delta F_max}}{2\pi}. \quad (16)$$

В соответствии с (12), (14) и (16) требование к ошибке измерения частоты следования лопастей можно представить в виде неравенства

$$\delta F_{\text{вл_тр}} \leq N_{\text{л}} \frac{\lambda}{2\pi(R_{\text{нл}} + L_{\text{л}}/2)T_{\text{с.а.а}}} \frac{\Delta\varphi_{\delta F_{\text{max}}}}{2\pi}. \quad (17)$$

Пример: если $R_{\text{нл}} = 0.87 \text{ м}$; $L_{\text{л}} = 9.8 \text{ м}$; $N_{\text{л}} = 5$;
 $T_{\text{с.а.а}} = 0.25 \text{ с}$; $\lambda = 0.03 \text{ м}$; $\Delta\varphi_{\delta F_{\text{max}}} = \frac{\pi}{4}$, то
в соответствии с (17) ошибка измерения частоты следования лопастей должна удовлетворять требованию $\delta F_{\text{вл_тр}} \leq 0.00207 \text{ Гц}$.

Требование к шагу изменения частоты $\Delta F_{\text{точн}}$ при точном измерении частоты следования лопастей $F_{\text{вл}}$ можно сформулировать в виде

$$\Delta F_{\text{точн}} = \frac{1}{2} \delta F_{\text{вл_тр}}. \quad (18)$$

Заметим, что требование (17), из которого получено требование (18), является фактически идеальным. На практике ошибки измерения могут выходить за пределы требования (17) по мере снижения отношения сигнал/шум, что будет приводить к соответствующему снижению качества построения РЛИ.

Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов. Способ двухэтапного измерения $F_{\text{вл}}$ предполагает последовательное решение семи задач:

1. Определение шага изменения частоты $\Delta F_{\text{груб}}$ на этапе грубого измерения. С одной стороны, шаг $\Delta F_{\text{груб}}$ целесообразно увеличивать, а с другой – его увеличение ограничивается шириной спектра $\Delta f_{\text{св}}$ свертки сигнала "вторичной" модуляции, которая с учетом выполненной с высокой точностью конструкции винта определяется как $\Delta f_{\text{св}} \cong \frac{1}{T_a}$, где T_a – длительность времени наблюдения. Исходя из целесообразности грубого поиска с перекрытием 50 % шаг $\Delta F_{\text{груб}}$ должен удовлетворять неравенству $\Delta F_{\text{груб}} \leq \frac{1}{2T_a}$. В соответствии с

(17) требуемая ошибка измерения частоты следования лопастей составляет тысячные доли герца. Для обеспечения высокого отношения сигнал/шум и точного выделения максимума свертки [15] при определении частоты следо-

вания лопастей целесообразно (при отсутствии ограничений) время наблюдения выбирать [14] близким к $T_a \cong 1 \text{ с}$. Соответственно, шаг при этом будет равен $\Delta F_{\text{груб}} \cong 0.5 \text{ Гц}$.

2. Определение количества $K_{\text{в}}$ измерений на этапе грубой оценки частоты следования лопастей:

$$K_{\text{в}} = \left\lceil \frac{\Delta F_{\text{ан_вл}}}{\Delta F_{\text{груб}}} \right\rceil_{\text{целая часть}},$$

где $\Delta F_{\text{ан_вл}}$ – диапазон определения частоты следования лопастей.

Диапазон $\Delta F_{\text{ан_вл}}$ выбирается исходя из максимально возможной частоты следования лопастей для винтовых летательных аппаратов. Анализ (1) показывает, что чем меньше лопасть, тем выше возможная частота вращения винта. Соответственно, для квадрокоптеров, у которых длина лопасти может иметь значение около 0.1 м, частота следования лопастей с учетом их ограниченной жесткости в двухлопастном винте может достигать сотен герц.

В представляемых далее иллюстрациях рассматриваемого способа используются значения $\Delta F_{\text{ан_вл}} = 300 \text{ Гц}$ и $\Delta F_{\text{груб}} = 0.5 \text{ Гц}$.

3. Ввод реализации принятого сигнала после внутрипериодной обработки $u_{\text{с}}(n)$, $n = \overline{0; N_a - 1}$ и междупериодного стробирования в элементе разрешения по дальности, в котором находится ЛА, где n – текущий номер периода зондирования, а $N_a = \lceil T_a F_{\text{п}} \rceil_{\text{целая часть}}$.

Рассматриваемый способ иллюстрируется на примере вертолета Ми-8. Зондирующий сигнал РЛС имеет параметры: $F_{\text{п}} = 100 \text{ кГц}$ и $\lambda = 0.03 \text{ м}$. В качестве примера на рис. 3 представлена реальная часть принятого сигнала, содержащего шумовую помеху и сигнал, отраженный от вертолета Ми-8.

4. Формирование междупериодного амплитудно-фазочастотного спектра $\xi(g)$, $g = \overline{0; N_a - 1}$ принятого сигнала с помощью прямого дискретного преобразования Фурье:

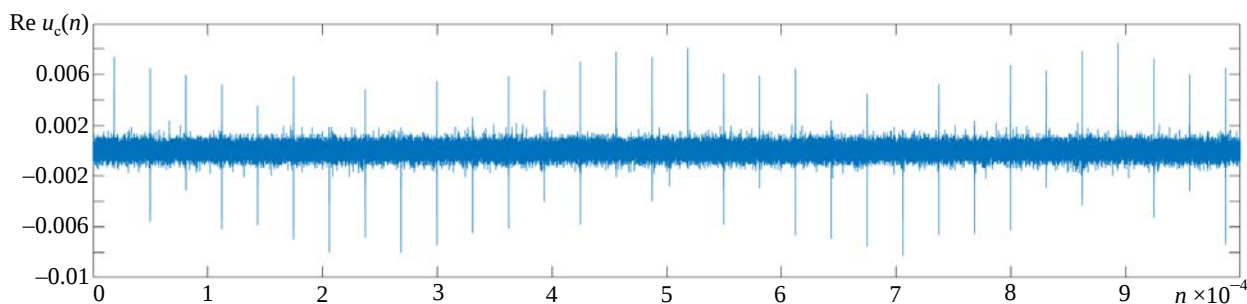


Рис. 3. Реальная часть принятого сигнала

Fig. 3. Real part of the received signal

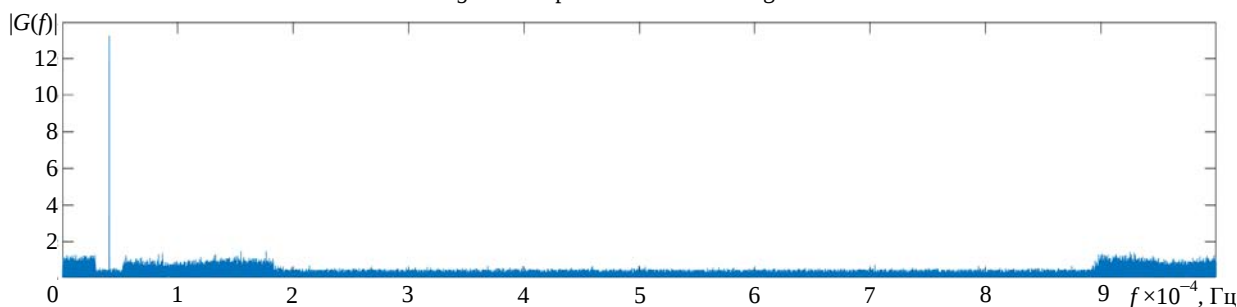


Рис. 4. Амплитудно-частотный спектр принятого сигнала

Fig. 4. Amplitude-frequency spectrum of the received signal

$$\xi(g) = \sum_{j=0}^{N_a-1} u_c(j) \times \exp \left[-i \left(2\pi \frac{g \times j}{N_a} \right) \right], \quad g = \overline{0; N_a - 1}.$$

На рис. 4 представлен амплитудно-частотный спектр $|G(f)|$ принятого сигнала, соответствующий $\xi(g)$, $g = \overline{0; N_a - 1}$.

5. Исключение из принятого сигнала:

- сигнала, отраженного от корпуса ЛА;
- мешающих отражений от земной поверхности и местных предметов.

Для решения этой задачи на этапе обнаружения ЛА в РЛС определяется номер $n_{\text{дс}}$ фильтра ДПФ, в котором находится центр сигнала, отраженного от корпуса движущегося ЛА. С учетом использования частоты повторения $F_{\text{П}}$, обеспечивающей однозначное воспроизведение сигнала, отраженного от винтового ЛА, значение $n_{\text{дс}}$ определяет адаптивный переход к выполнению процедуры 5.1 или 5.2:

- если $n_{\text{дс}} \leq \frac{N_a}{2}$, то осуществляется переход к процедуре 5.1;
- если $n_{\text{дс}} > \frac{N_a}{2}$, то осуществляется переход к процедуре 5.2.

5.1. Формирование временной реализации сигнала приближающихся лопастей для приближающегося ЛА.

5.1.1. Формирование междупериодного спектра сигнала приближающихся лопастей $\xi_{\text{пр}}(g)$, $g = \overline{0; N_a - 1}$.

Формирование этого спектра выполняется по правилу: "для всех $g = n_{\text{дс}} + K_p; \frac{N_a}{2}$ комплексные амплитуды $\xi_{\text{пр}}(g) = \xi(g)$, а для всех $g = \overline{0; n_{\text{дс}} + K_p - 1}$ и $g = \frac{N_a}{2} + 1; N_a - 1$ комплексные амплитуды $\xi_{\text{пр}}(g) = 0$ ", где $2K_p$ – число фильтров, в которых существует эффективный уровень спектральных составляющих сигнала, отраженного от корпуса ЛА. Пример $|\xi_{\text{пр}}(g)|$, $g = \overline{0; N_a - 1}$ представлен на рис. 5.

5.1.2. Обратное дискретное преобразование Фурье от спектра $\xi_{\text{пр}}(g)$, $g = \overline{0; N_a - 1}$:

$$u_{\text{с_лв}}(j) = u_{\text{с_пр}}(j) = \sum_{g=0}^{N_a-1} \xi_{\text{пр}}(g) \times \exp \left[i \left(2\pi \frac{g \times j}{N_a} \right) \right], \quad j = \overline{0; N_a - 1}.$$

Пример представлен на рис. 6.

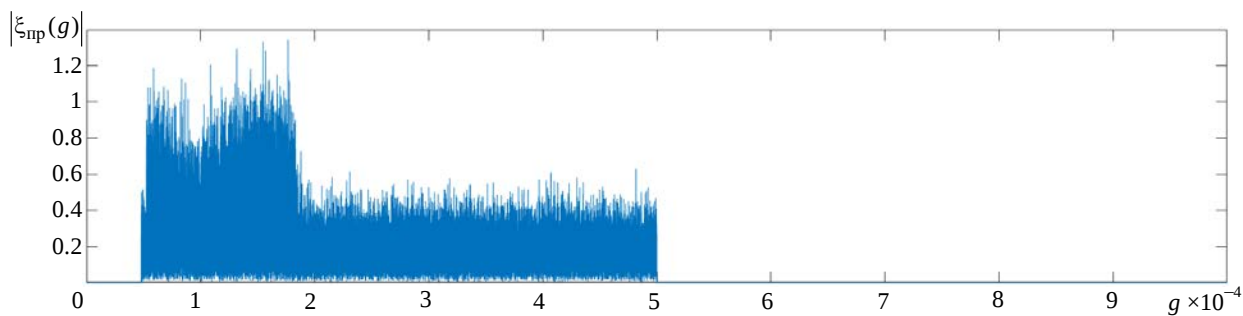


Рис. 5. Междупериодный амплитудно-частотный спектр принятого сигнала после процедуры 5.1.1 (переменная $K_p = 170$)

Fig. 5. Inter-period amplitude-frequency spectrum of the received signal after procedure 5.1.1 (variable $K_p = 170$)

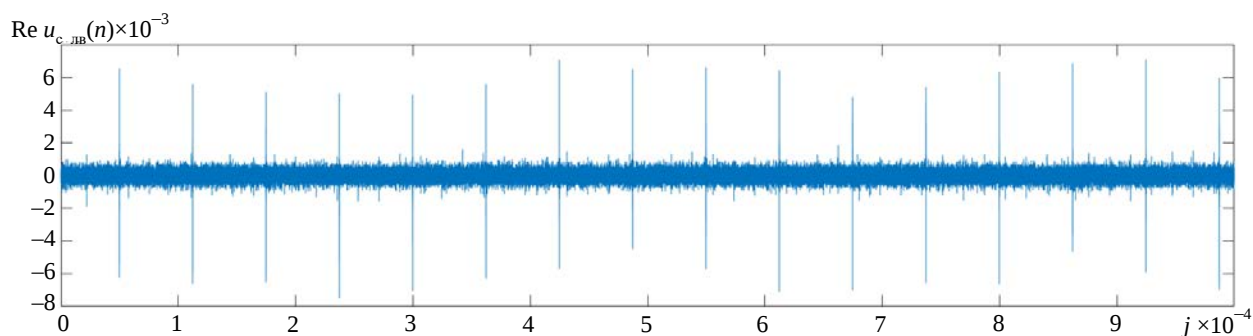


Рис. 6. Реальная часть принятого сигнала после выполнения процедуры 5.1.2

Fig. 6. Real part of the received signal after performing the procedure 5.1.2

5.2. Формирование временной реализации сигнала удаляющихся лопастей для удаляющегося ЛА.

5.2.1. Формирование междупериодного спектра сигнала удаляющихся лопастей $\xi_{уд}(g)$, $g = \overline{0; N_a - 1}$.

Формирование этого спектра выполняется по правилу: для всех $g = \frac{N_a}{2} + 1; n_{дс} - K_p$ комплексные амплитуды $\xi_{уд}(g) = \xi(g)$, а для всех $g = 0; \frac{N_a}{2}$ и $g = \overline{n_{дс} - K_p + 1; N_a - 1}$ комплексные амплитуды $\xi_{уд}(g) = 0$.

5.2.2. Обратное дискретное преобразование Фурье от спектра $\xi_{уд}(g)$, $g = \overline{0; N_a - 1}$:

$$u_{с_лв}(j) = u_{с_уд}(j) = \sum_{g=0}^{N_a-1} \xi_{уд}(g) \times \exp \left[i \left(2\pi \frac{g \times j}{N_a} \right) \right], j = \overline{0; N_a - 1}.$$

6. Формирование грубой оценки $F_{вл_груб}$ частоты следования лопастей:

6.1. Формирование свертки сигнала "вторичной" модуляции:

$$Z_{пл}(k) = \sum_{n=0}^{N_a-1} u_{с_лв}(n) u_{с_лв}^*(n) \times \exp \left[i \left(2\pi k \Delta F_{Груб} n T_r \right) \right], k = \overline{0; K_B}. \quad (19)$$

Пример представлен на рис. 7.

6.2. Формирование автокорреляционной функции для $|Z_{пл}(k)|$, $k = \overline{0; K_B}$:

$$Z_{сдв}(l) = \sum_{k=0}^{K_B-l} |Z_{пл}(k)| \times |Z_{пл}(k+l)|, l = \overline{l_H; K_B - 1},$$

где l_H – начальное значение индекса, которое позволяет исключить из анализа большие значения $|Z_{пл}(k)|$ при рассогласованиях, близких к нулю.

Заметим, что в рассматриваемом иллюстративном примере индексу $l_H = 50$ соответствует частота $l_H \Delta F_{Груб} = 5.0$ Гц, которая в 2–2.5 раза меньше минимального значения частоты следования лопастей несущего винта вертолета.

6.3. Поиск максимума $Z_{сдв}(l)$, $l = \overline{l_H; K_B - 1}$ и определение номера фильтра $h_{вл_мах}$: если для всех $l \neq h_{вл_мах} = \overline{l_H; K_B - 1}$ выполняется

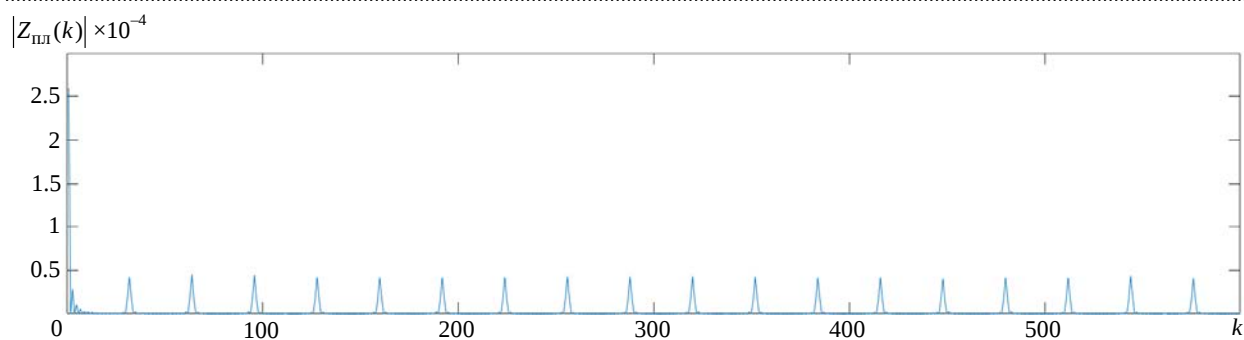


Рис. 7. Модуль свертки сигнала "вторичной" модуляции $|Z_{\text{пл}}(k)|, k = \overline{0; K_B}$

Fig. 7. Secondary modulation signal convolution module $|Z_{\text{пл}}(k)|, k = \overline{0; K_B}$

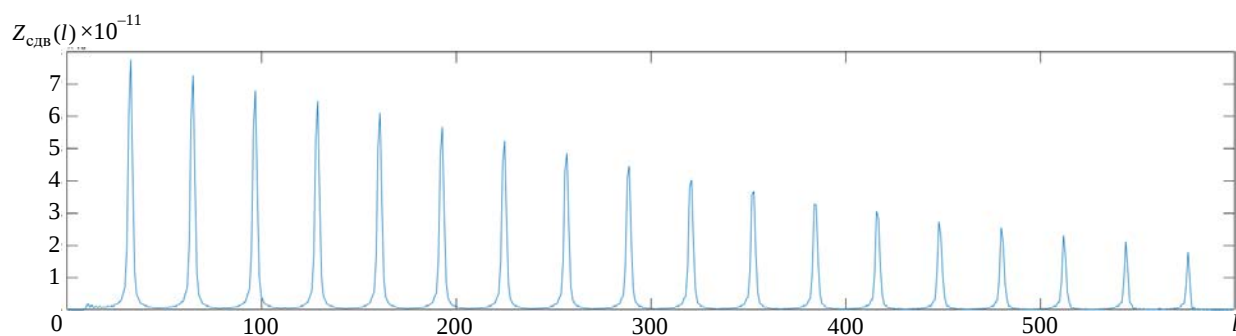


Рис. 8. Автокорреляционная функция $Z_{\text{сдв}}(l), l = \overline{l_n; K_B - 1}$

Fig. 8. Autocorrelation function $Z_{\text{сдв}}(l), l = \overline{l_n; K_B - 1}$

условие $Z_{\text{сдв}}(h_{\text{вл_max}}) > Z_{\text{сдв}}(l)$, то $Z_{\text{сдв_max}} = Z_{\text{сдв}}(h_{\text{вл_max}})$.

6.4. Поиск значения $h_{\text{вл_груб}}$.

6.4.1. Задается переменная k , которая убывает: $k = \overline{N_H; 2}$, где N_H – целое число (например, 15). Заметим, что число N_H определяет количество анализируемых гармоник частоты следования лопастей.

6.4.2. Последовательно для текущего значения k выполняются процедуры:

$$\text{а) } h_{\text{вл_ан}} = \left\lfloor \frac{h_{\text{вл_max}}}{k} \right\rfloor_{\text{округление в ближайшую сторону к целому}}; \quad ;$$

б) поиск максимального значения $Z_{\text{сдв}}(j_{\text{max}})$ среди отсчетов $Z_{\text{сдв}}(j)$, $j = \overline{h_{\text{вл_ан}} - \Delta h; h_{\text{вл_ан}}; h_{\text{вл_ан}} + \Delta h}$, где Δh – половина зоны поиска кратного максимума;

в) проверка условия

$$Z_{\text{сдв}}(j_{\text{max}}) \geq \frac{1}{2} Z_{\text{сдв_max}} \quad (20)$$

и соответствующее действие: если условие выполняется, то $h_{\text{вл_груб}} = j_{\text{max}}$ и поиск прекращается; если условие не выполняется, то переменной k присваивается следующее значение (уменьшение на единицу) и процедуры а и б повторяются.

6.4.3. Если для всех переменных $k = \overline{N_H; 2}$ условие (20) не выполнено, то $h_{\text{вл_груб}} = h_{\text{вл_max}}$.

В итоге на одном из шагов пп. 6.4.1–6.4.3 формируется значение $h_{\text{вл_груб}}$.

6.5. Формирование грубой оценки $F_{\text{вл_груб}}$ частоты следования лопастей:

$$F_{\text{вл_груб}} = h_{\text{вл_груб}} \Delta F_{\text{груб}}.$$

В рассматриваемом иллюстративном примере $h_{\text{вл_груб}} = 33$ (рис. 8) и $F_{\text{вл_груб}} = 16.5$ Гц.

7. Формирование точной оценки $F_{\text{вл}}$ частоты следования лопастей.

Формирование точной оценки $F_{\text{вл}}$ выполняется в диапазоне с границами:

$$l_n = \left\lfloor \frac{F_{\text{вл_груб}} - \Delta F_{\text{ан_точн}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right\rfloor_{\text{целая часть}} ;$$

$$l_\phi = \left\lfloor \frac{F_{\text{вл_груб}} + \Delta F_{\text{ан_точн}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right\rfloor_{\text{целая часть}} ,$$

где $\Delta F_{\text{ан_точн}}$ – половина интервала точного определения частоты $F_{\text{вл}}$.

В рассматриваемом иллюстративном примере $\Delta F_{\text{ан_точн}} = 0.8 \text{ Гц}$.

7.1. Формирование свертки сигнала "вторичной" модуляции:

$$Z_{\text{пл}}(l) = \sum_{n=0}^{N_a-1} u_{\text{с_лв}}(n) u_{\text{с_лв}}^*(n) \times \exp \left[i \left(2\pi l \Delta F_{\text{точн}} n T_{\text{п}} \right) \right], l = \overline{l_n; l_\phi}. \quad (21)$$

7.2. Поиск максимума $|Z_{\text{пл}}(l)|$, $l = \overline{l_n; l_\phi}$ и определение оценки частоты $F_{\text{вл_точн}}$: если для всех $l \neq h_{\text{вл_точн}} = \overline{l_n; l_\phi}$ выполняется условие $|Z_{\text{пл}}(h_{\text{вл_точн}})| > |Z_{\text{пл}}(l)|$, то точная оценка частоты $F_{\text{вл_точн}} = h_{\text{вл_точн}} \Delta F_{\text{точн}}$.

В рассматриваемом иллюстративном примере $h_{\text{вл_точн}} = 16012$ (рис. 9) и $F_{\text{вл_точн}} = 16.012 \text{ Гц}$. Заметим, что полученная ошибка измерения позволяет построить РЛИ несущего винта вертолета с приемлемым качеством.

Оценка уменьшения количества процедур при использовании способа с двухэтапным измерением. Основной процедурой, требующей больших временных затрат, является

цикл формирования свертки сигнала "вторичной" модуляции.

Количество циклов формирования свертки при реализации способа, рассмотренного в [15], описывается выражением

$$K_{\text{с}_1} = \left\lfloor \frac{\Delta F_{\text{ан_вл}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right\rfloor_{\text{целая часть}} .$$

Для значений $\Delta F_{\text{ан_вл}} = 300 \text{ Гц}$ и $\Delta F_{\text{точн}} = 0.001 \text{ Гц}$, использованных в иллюстративном примере, количество циклов формирования свертки $K_{\text{с}_1} = 3 \cdot 10^5$.

Количество циклов формирования свертки при реализации способа двухэтапного измерения описывается выражением

$$K_{\text{с}_2} = \left\lfloor \frac{\Delta F_{\text{ан_вл}}}{\Delta F_{\text{груб}}} \right\rfloor_{\text{целая часть}} + \left\lfloor \frac{\Delta F_{\text{ан_точн}}}{\Delta F_{\text{точн}}} \right\rfloor_{\text{целая часть}} .$$

Для значений $\Delta F_{\text{ан_вл}} = 300 \text{ Гц}$ и $\Delta F_{\text{груб}} = 0.5 \text{ Гц}$, $\Delta F_{\text{ан_точн}} = 0.8 \text{ Гц}$ и $\Delta F_{\text{точн}} = 0.001 \text{ Гц}$ количество циклов формирования свертки сигнала "вторичной" модуляции при использовании способа двухэтапного измерения $K_{\text{с}_2} = 1400$.

Следовательно, использование способа с двухэтапным измерением частоты позволяет уменьшить количество циклов формирования свертки для условий, использованных в иллюстративном примере, в 214 раз.

Заключение. Получены выражения (7) и (8), описывающие ширину спектра фазовой и амплитудной модуляции сигнала, отраженного от кром-

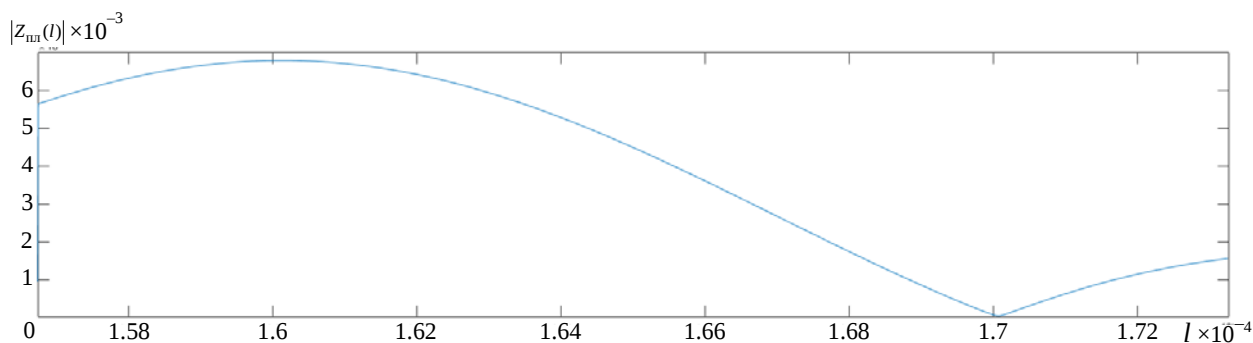


Рис. 9. Модуль свертки сигнала "вторичной" модуляции $|Z_{\text{пл}}(l)|$, $l = \overline{l_n; l_\phi}$

Fig. 9. Secondary modulation signal convolution module $|Z_{\text{пл}}(l)|$, $l = \overline{l_n; l_\phi}$

ки лопасти вращающегося винта. Показано, что для несущего винта вертолета фазовая модуляция превалирует над амплитудной модуляцией, а отношение ширины спектра фазовой модуляции к ширине спектра амплитудной модуляции при реальных приближениях близко к числу 2. На основе анализа фазовой и амплитудной модуляции сигнала, отраженного от кромки лопасти несущего винта вертолета, получены выражения (10) и (11), описывающие частоту верхней границы спектра "вторичной" модуляции для приближающейся кромки лопасти приближающегося вертолета. Эти выражения обеспечивают получение требования к минимальному значению частоты повторения зондирующих сигналов РЛС, которая обеспечивает однозначное восстановление спектра "вторичной" модуляции сигнала, отраженного от винтов движущегося летательного аппарата.

На основе требования к ошибке компенсации фазы сигнала, отраженного от центра кромки ло-

пасти винта, сформировано требование к ошибке измерения частоты следования лопастей. На основе этого определено требование к шагу измерения частоты на этапе точного измерения, значение которого составило 0.001 Гц.

Детально рассмотрен способ двухэтапного измерения частоты следования лопастей винта, который обеспечивает вначале грубое измерение частоты следования лопастей, а затем точное измерение в пределах ошибок грубого измерения. На обоих этапах способа используется свертка сигнала (19) и (21), впервые описанная в [15]. Работоспособность предлагаемого способа проиллюстрирована на примере сигнала, отраженного от вертолета Ми-8. Показано, что использование способа с двухэтапным измерением частоты позволяет уменьшить количество циклов формирования сверток сигнала "вторичной" модуляции в сотни раз по сравнению со способом последовательного поиска, описанным в [15].

Список литературы

1. Radar Handbook. 3rd ed./ ed. by M. I. Skolnik. McGraw-Hill Education, 2008. 1328 p.
2. Tait P. Introduction to Radar Target Recognition. N. Y.: Institution of Electrical Engineers, 2005. 404 p.
3. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review / K. El-Darymli, E. Gill, P. McGuire, D. Poewr, C. Moloney // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 6014–6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
4. Jacobs S. P., O'Sullivan J. A. Automatic target recognition using sequences of high resolution radar range-profiles // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000. Vol. 36, № 2. P. 364–381. doi: 10.1109/7.845214
5. Nebabin V. G. Methods and Techniques of Radar Recognition. Artech House, 1995. 248 p.
6. Nathanson F. E. Radar design principles. 2nd ed. SciTech Publishing, 1999. 724 p.
7. Гейстер С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам. Минск: Военная академия РБ, 2000. 172 с.
8. Shirman Y. D. Computer simulation of aerial target radar scattering: detection, recognition and tracking. Boston-London: Artech house, 2002. 296 p.
9. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87
10. Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны в бистатической РЛС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53
11. Гейстер С. Р., Пархоменко Н. Г., Гейстер А. С. Спектрально-временная структура сигналов, отраженных от движущихся наземных объектов, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. Т. 16, № 12. С. 27–33.
12. Гейстер С. Р., Пархоменко Н. Г., Гейстер А. С. Распознавание и измерение длины движущихся объектов в радиолокаторе с обращенным синтезом апертуры антенны // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. Т. 16, № 11. С. 66–70.
13. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Алгоритмы построения радиолокационного изображения винтов в горизонтальной и вертикальной плоскостях летательного аппарата в радиолокационном датчике с обращенным синтезом апертуры антенны // Докл. БГУИР. 2018. № 5 (115). С. 92–98.
14. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Экспериментальные исследования алгоритмов построения радиолокационных изображений винтов и способа измерения частоты следования лопастей // Докл. БГУИР. 2019. № 4 (122). С. 72–78.
15. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Способ измерения частот следования лопастей винтов летательного аппарата на основе свертки спектра "вторичной" модуляции // Докл. БГУИР. 2019. № 1 (119). С. 68–74.

Информация об авторах

Гейстер Сергей Романович – доктор технических наук (2004), профессор (2006), главный научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – построение радиотехнических систем различного назначения; радиолокационное распознавание; адаптивная обработка сигналов; радиоэлектронная защита.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь

E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Кириченко Валерий Викторович – старший научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор 14 научных работ. Сфера научных интересов – формирование и обработка радиосигналов; моделирование реальных процессов и устройств.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь

E-mail: kirvv1964@yandex.ru

References

1. Radar Handbook. 3rd ed. Ed. by M. I. Skolnik. McGraw-Hill Education, 2008, 1328 p.
2. Tait P. Introduction to Radar Target Recognition. New York, Institution of Electrical Engineers, 2005, 404 p.
3. El-Darymli K., Gill E., McGuire P., Poewr D., Moloney C. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review. IEEE Access. 2016, vol. 4, pp. 6014–6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
4. Jacobs S. P., O'Sullivan J. A. Automatic Target Recognition Using Sequences of High Resolution Radar Range-Profiles. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000, vol. 36, no. 2, pp. 364–381. doi: 10.1109/7.845214
5. Nebabin V. G. Methods and Techniques of Radar Recognition. Artech House, 1995. 248 p.
6. Nathanson F. E. Radar Design Principles. 2nd ed. SciTech Publishing, 1999, 724 p.
7. Heister S. R. Adaptive Detection-Recognition with Interference Selection Based on Spectral Portraits. Minsk, Military Academy of the Republic of Belarus, 2000, 172 p. (In Russ.)
8. Shirman Y. D. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering: Detection, Recognition and Tracking. Boston-London, Artech House, 2002, 296 p.
9. Heister S. R., Nguyn T. T. Mathematical Models of the Radar Signal Reflected from a Helicopter Main Rotor in Application to Inverse Synthesis of Antenna Aperture. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87 (In Russ.)
10. Plotnitskaya E. C., Heister S. R., Veremyev V. I. Mathematical Model for a Radar Signal Reflected from Drone Propellers as Applied to the Method of Inverse Synthetic Aperture Radar in Bistatic Radar. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53 (In Russ.)
11. Heister S. R., Parkhomenko N. G., Heister A. S. Spectral-Temporal Structure of Signals Reflected from the Moving Ground Targets in Application to the Inverse Antenna Aperture Synthesis. Electromagnetic Waves and Electronic Systems. 2011, vol. 16, no. 12, pp. 27–33. (In Russ.)
12. Heister S. R., Parkhomenko N. G., Heister A. S. Recognition and Length Measurement of Moving Objects Using Inverse Synthetic Aperture Radars. Electromagnetic Waves and Electronic Systems. 2011, vol. 16, no. 11, pp. 66–70. (In Russ.)
13. Heister S. R., Nguyen T. T. The Radar Image Formation Algorithms for Screws of an Aerial Vehicle in Horizontal and Vertical Planes in the Radar Sensor with Inverse Synthesis of Antenna Aperture. Reports of BSUIR. 2018, no. 5 (115), pp. 92–98. (In Russ.)
14. Heister S. R., Nguyen T. T. Experimental Studies of Radar Image Construction Algorithms for Propellers and Measurement Method for Repetition Frequencies of the Blades. Reports of BSUIR. 2019, no. 4 (122), pp. 72–78. (In Russ.)
15. Heister S. R., Nguyen T. T. Measurement Method for Repetition Frequencies of the Blades of an Aerial Vehicle on the Base of the Convolution of the "Secondary" Modulation Spectrum. Doklady BGUIR. 2019, no. 1 (119), pp. 68–74. (In Russ.)

Information about the authors

Sergey R. Heister, Dr Sci. (Eng.) (2004), Professor (2006), Chief Researcher of the JSC "ALEVKURP". The author of more than 150 scientific. Area of expertise: construction of radio engineering systems for various purposes; radar recognition; adaptive signal processing; electronic defense.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a, Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus

E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Valery V. Kirichenko, Senior Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of 14 scientific publications. Area of expertise: formation and processing of radio signals; simulation of real processes and devices.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a, Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus

E-mail: kirvv1964@yandex.ru
