

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.3.12>

УДК 621.396.96

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДАЛЬНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКИХ ПОРТРЕТОВ МУЛЬТИКОПТЕРОВ, ФОРМИРУЕМЫХ РЛС С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

И. Ф. Купряшкин¹, Н. В. Соколик²

¹ ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а

² Войсковая часть 55060, 119160, Москва, ул. Знаменка, 19

Статья поступила в редакцию 1 марта 2021 г.

Аннотация. В настоящей работе предложен подход к моделированию дальностно-доплеровского портрета мультикоптера, формируемого в РЛС с непрерывным широкополосным зондирующим сигналом. Особенностью подхода является учет ракурса наблюдения, пространственной ориентации и текущего угла поворота каждого из пропеллеров мультикоптера, на основе широкодиапазонных всеракурсных оценок их комплексных коэффициентов отражения на горизонтальной и вертикальной поляризации, формируемых с использованием САПР СВЧ-устройств. Приведены результаты моделирования дальностно-доплеровского портрета системы пропеллеров мультикоптера DJI Phantom 4, основанные на реальной записи параметров его полета, зарегистрированной бортовым автопилотом. С использованием разработанной модели установлено, что особенностью дальностно-доплеровских портретов, формируемых в широкополосных РЛС с непрерывным излучением, является смещение частотных составляющих не только по координате доплеровской частоты, но и по координате наклонной дальности.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, моделирование поля рассеяния, эффективная поверхность рассеяния, спектр доплеровских частот, непрерывное частотно-модулированное излучение.

Abstract. The paper presents an approach to modeling of a range-Doppler image of a multicopter, formed in a radar with a wide-band continuous signal. A feature of the approach is taking into account the observation angle, spatial orientation and the current angle of rotation of each of the multicopter propellers, based on wide-band all-angle estimates of their complex-valued reflection coefficients on horizontally and vertically polarized signals, formed using the microwave devices CAE system. The results of simulation of the range-Doppler image of the DJI Phantom 4 multicopter propeller system based on the actual recording of its flight parameters logged with the onboard autopilot are presented. Using the proposed model it was defined that the feature of range-Doppler images formed with wide-band continuous radar is the components frequency shifting not only on the Doppler frequency coordinate, but the slant detection range coordinate too.

Key words: unmanned aerial vehicle, scattering field simulation, radar cross-section, Doppler spectrum, frequency-modulated continuous signal.

Введение

На сегодняшний день значительный интерес представляют такие объекты радиолокационного наблюдения, как мультикоптеры.

Особенностью конструкции мультикоптеров является наличие вращающихся пропеллеров, что приводит к появлению в спектре их эхосигналов дополнительных доплеровских составляющих, оценки уровня и характера расположения на частотной оси которых в ряде случаев можно рассматривать как дополнительные дешифровочные признаки.

Исследованию характеристик рассеяния, доплеровской структуры эхосигналов и способов идентификации по ней мультикоптеров посвящено достаточно большое количество публикаций, качественный обзор которых приведен в [1]. Несмотря на это, практически не освещенным остается вопрос моделирования дальностно-доплеровских портретов мультикоптеров в РЛС с непрерывным излучением, являющихся на сегодняшний день одним из ключевых элементов современных систем борьбы с малозаметными

беспилотными летательными аппаратами (БЛА) [2]. Как правило, зондирующий сигнал в этих РЛС представляет собой непрерывное широкополосное (от десятков до сотен мегагерц, а в некоторых случаях – единиц гигагерц) линейно частотно-модулированное колебание, период которого составляет от сотен микросекунд до единиц миллисекунд [2-6].

Решение задачи моделирования доплеровского спектра эхосигнала системы пропеллеров мультикоптера для таких РЛС представляет трудности вследствие того, что:

отражающие свойства пропеллеров в широкой полосе частот зондирующего сигнала характеризуются значительной изменчивостью;

характер частотной зависимости коэффициента отражения существенно зависит от текущего ракурса облучения пропеллера, который, в свою очередь, быстро меняется вследствие его вращения и эволюций мультикоптера в полете;

теоретический анализ рассеивающих свойств пропеллеров с использованием асимптотических методов невозможен вследствие их относительно небольших размеров по отношению к длине волны.

Целью работы является создание математической модели эхосигнала мультикоптера при его облучении широкополосной РЛС с непрерывным частотно-модулированным сигналом для исследования возможных подходов к идентификации и определению режимов полета мультикоптера по его дальностно-доплеровскому портрету.

1. Моделирование поля рассеяния пропеллера мультикоптера в L-, S- и C-диапазонах в САПР СВЧ-устройств

С целью определения ракурса обзора, диапазона длин волн и типа поляризации зондирующего излучения, при которых обеспечиваются наилучшие характеристики обнаружения мультикоптеров по эхосигналам пропеллеров, необходимо проведение моделирования поля их рассеяния в широком диапазоне условий съемки.

Эта задачу целесообразно решать с использованием специализированных САПР СВЧ-устройств. Среди современных САПР СВЧ-устройств (Ansoft

HFSS, FEKO, Epsilon и др.) наиболее удобной авторам настоящей работы представляется САПР FEKO [7,8]. Сравнительная оценка результатов натурных измерений и моделирования поля рассеяния фрагмента авиационной ракеты продемонстрировала высокую точность данных, получаемых с ее помощью [9].

САПР FEKO позволяет рассчитывать комплексную напряженность поля, рассеянного объектом сложной формы, причем источником возбуждения может являться плоская монохроматическая волна, падающая на объект с различных угловых направлений, изменяющихся в пределах заданного сектора с фиксированным шагом. Частота колебаний также может меняться в пределах заданного диапазона, что позволяет имитировать облучение объекта сигналом с заданным амплитудно-частотным спектром. Выходные данные САПР FEKO содержат информацию о вертикальных и горизонтальных компонентах поля рассеяния, что позволяет моделировать работу РЛС с поляризационной обработкой сигналов. Кроме того, возможность задания несовпадающих направлений облучения и приема позволяет оценивать бистатическую ЭПР.

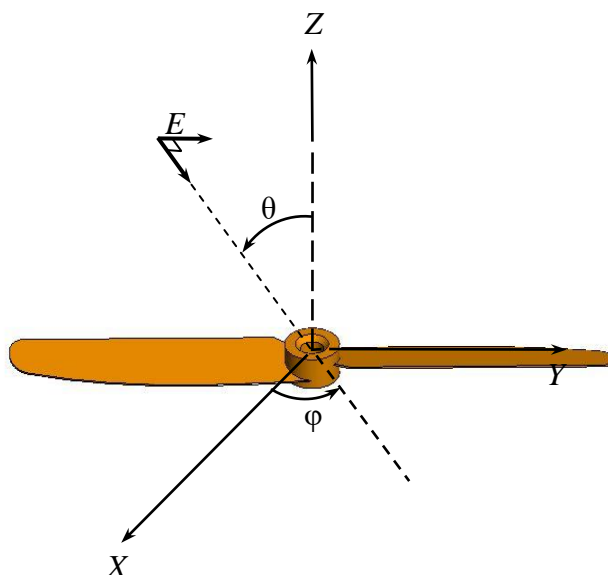


Рис. 1. Взаимная ориентация вектора напряженности падающей волны и модели пропеллера.

Ниже приведены результаты использования САПР FEKO v7.0 для расчета диаграммы обратного рассеяния (ДОР) пропеллера (длина – 0,25 м), вид модели которого показан на рис. 1. Горизонтальной поляризации облучения

соответствует ситуация, когда 3D-модель ориентирована вдоль оси Z так, что при $\theta = 90$ град пропеллер параллелен вектору электрической напряженности падающей волны (рис. 1).

Изображения фацетных моделей пропеллера для L- (25 см, 1,2 ГГц), S- (11 см, 2,7 ГГц) и C-диапазонов (5,7 см, 5,25 ГГц) приведены на рис. 2*а*, 2*б* и 2*в* соответственно. Модель L-диапазона включала 168 треугольных элементов со средней длиной стороны 1,4 см, модель S-диапазона – 332 элементов со средней длиной стороны 1 см, модель C-диапазона – 990 элементов со средней длиной стороны 0,57 см.

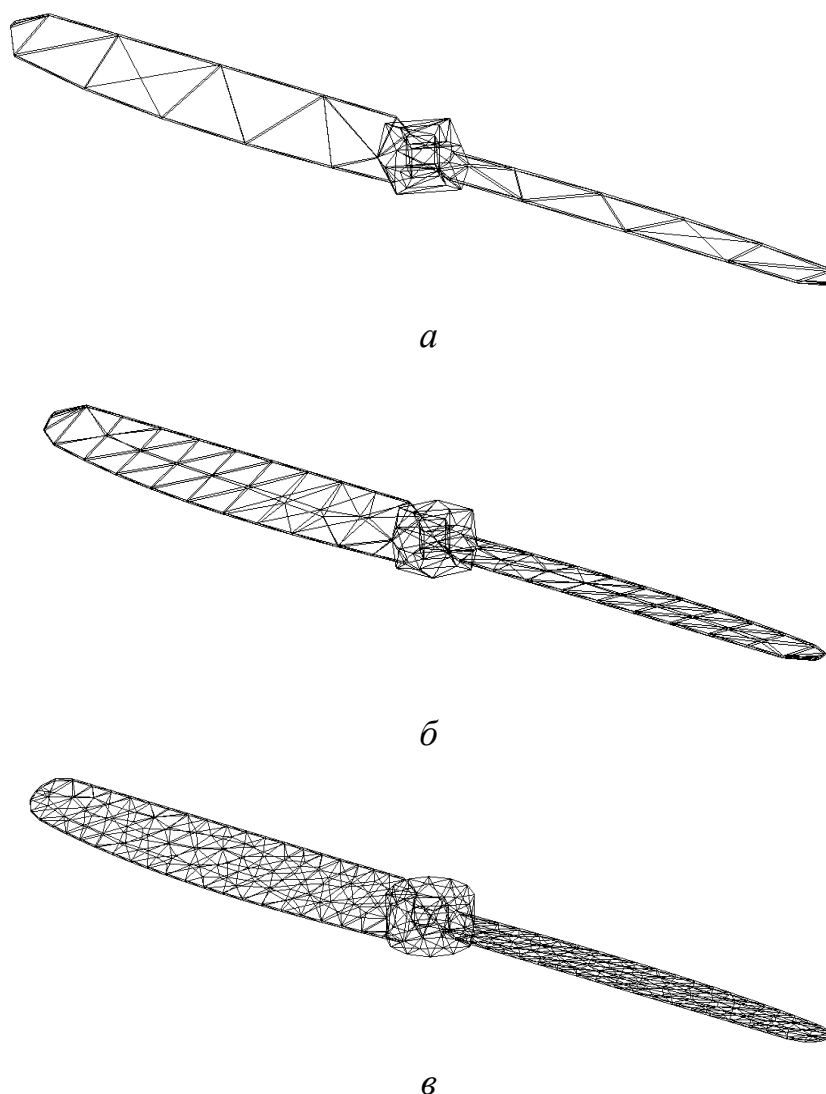


Рис. 2. Фацетная модель пропеллера для моделирования поля рассеяния:
а – в L-диапазоне (25 см, 1,2 ГГц); *б* – в S-диапазоне (11 см, 2,7 ГГц);
в – в C-диапазоне (5,7 см, 5,25 ГГц).

Результаты моделирования поля рассеяния в диапазоне углов θ от 0 до 90 градусов и ϕ от 0 до 180 градусов с шагом 1 градус на горизонтальной и вертикальной поляризации приведены на рис. 3 – 5. Материал, из которого изготовлен пропеллер, полагался идеально проводящим.

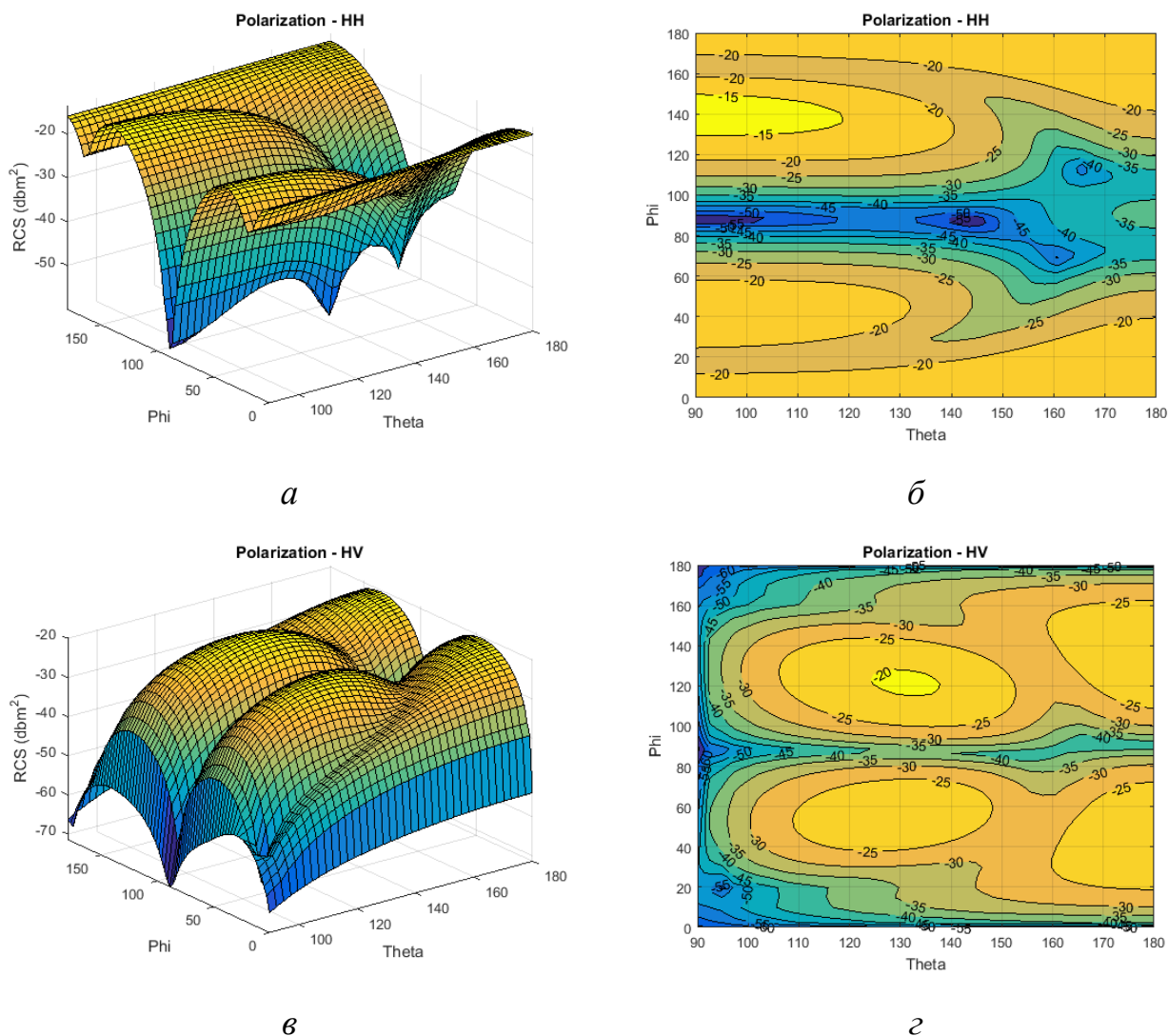
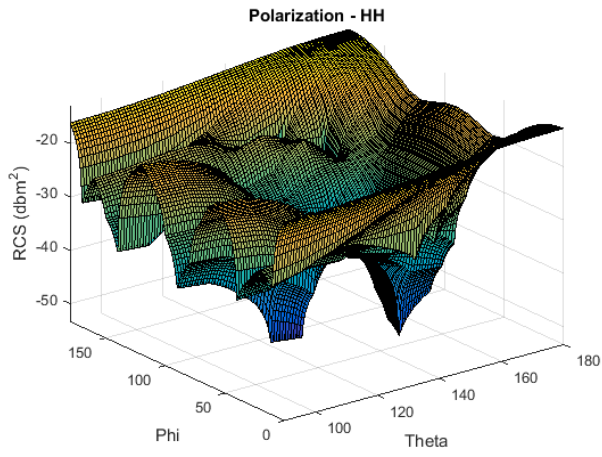
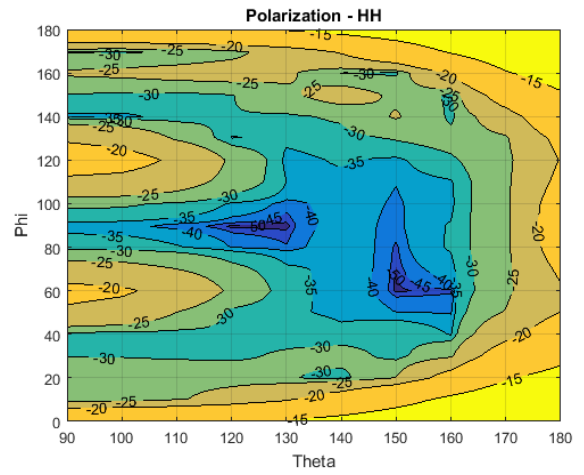


Рис. 3. Результаты моделирования поля рассеяния в L-диапазоне: *а, б* – на согласованной поляризации; *в, г* – на кроссполяризации.

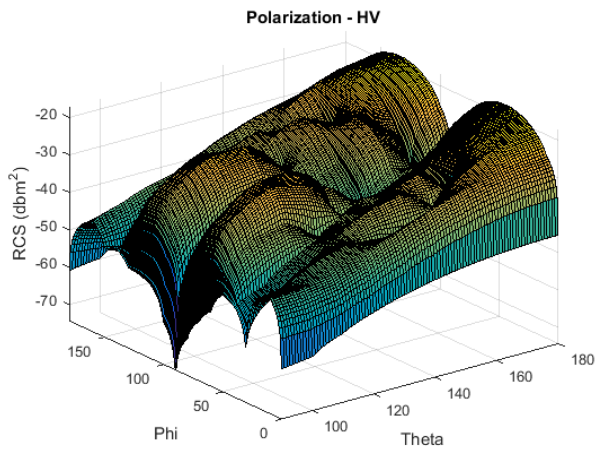
Из анализа результатов следует, что во всех диапазонах уровень эхосигнала на кроссполяризационной составляющей в среднем на 10 дБ ниже, чем на согласованной. Во всех диапазонах максимальная ЭПР пропеллера не превысила $-7...-13$ дБ/м² ($0,05...0,2$ м²).



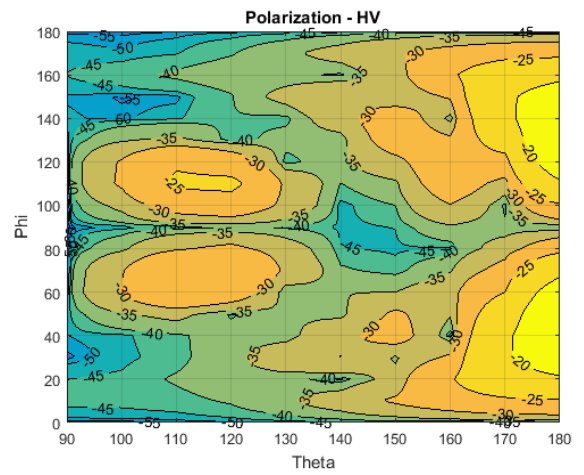
a



б

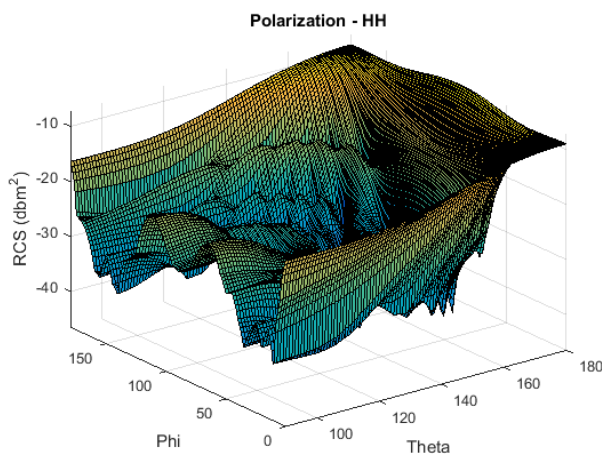


в

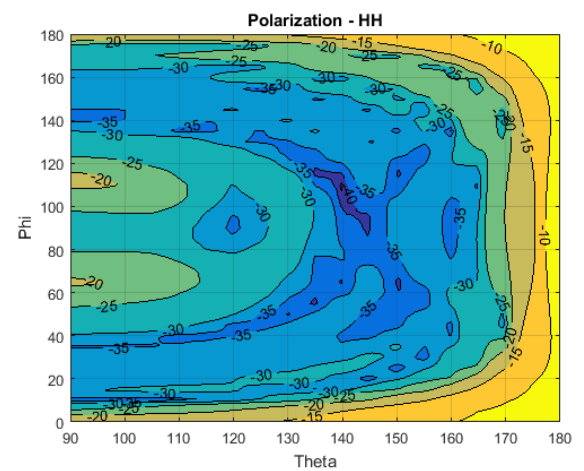


г

Рис. 4. Результаты моделирования поля рассеяния в S-диапазоне:
a, б – на согласованной поляризации; *в, г* – на кроссполяризации.



a



б

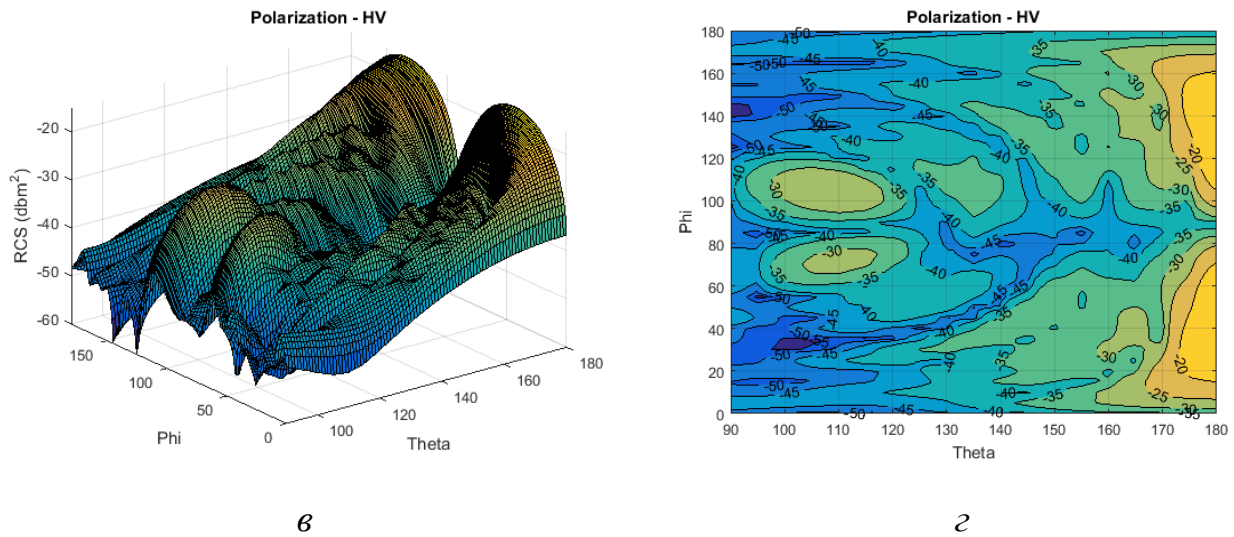


Рис. 5. Результаты моделирования поля рассеяния в С-диапазоне: а, б – на согласованной поляризации; в, г – на кроссполяризации.

Оценки усредненных по всем ракурсам и максимальных значений ЭПР на согласованной (НН) и кроссполяризации (НV) приведены в таблице 1.

Наибольшие средние значения ЭПР наблюдаются в С-диапазоне, наименьшие – в S-диапазоне. Несколько большие средние значения ЭПР в L- по сравнению с S-диапазоном обусловлены, по всей видимости, резонансными эффектами.

Таблица 1

Поляризация	ЭПР (средняя/максимальная), м ²		
	L	S	C
НН	0,011 / 0,046	0,009 / 0,052	0,017 / 0,19
НV	0,0022 / 0,011	0,0017 / 0,019	0,0014 / 0,03

Очевидно, что если материал пропеллера не является идеальным проводником, эти значения будут как минимум на порядок меньшими. Наибольший уровень ЭПР на согласованной поляризации наблюдается при $\varphi=0$ или 180 град, то есть в случаях, когда вектор электрической напряженности поля параллелен лопастям пропеллера. При этом разница в значениях ЭПР при зондировании пропеллера «спереди/сзади» ($\varphi=0$ или 180 град) и «сбоку» ($\varphi=90$

град) составляет 10...15 дБ. Именно это обуславливает модуляцию эхосигнала при вращении пропеллера и появление дополнительных доплеровских составляющих в его спектре. Особенно сильно эти отличия проявляются в L-диапазоне, когда длина волны практически совпадает с длиной пропеллера, и имеет место выраженный резонансный эффект.

Помимо влияния ракурса облучения значительный интерес также представляет частотная характеристика рассеивающих свойств пропеллера.

На рис. 6 показан вид фацетной модели, использованной при ее расчете и включавшей 480 треугольных элементов со средней длиной стороны 8,3 мм.

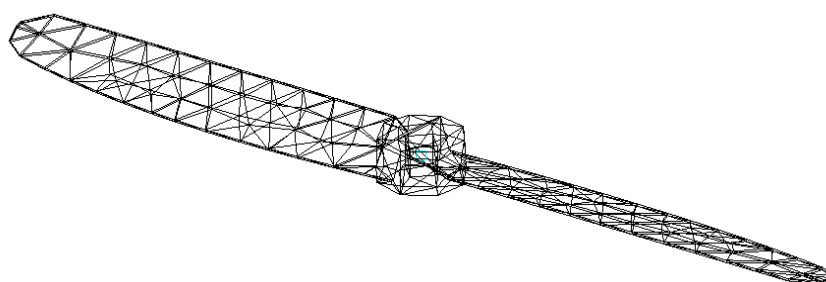
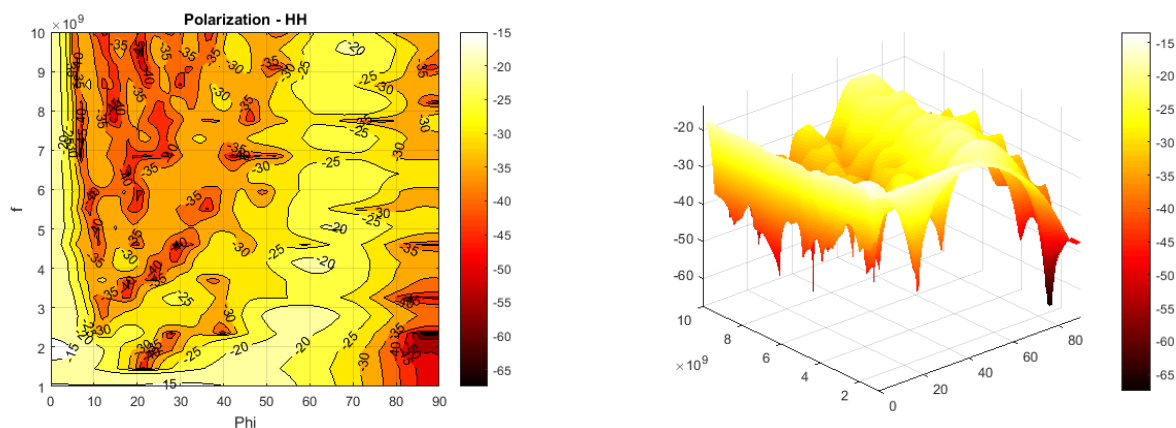


Рис. 6. Фацетная модель пропеллера для расчета частотной характеристики его рассеивающих свойств.

Результаты моделирования поля рассеяния (значения ЭПР, выраженные в дБ/м²) в диапазоне частот 1...10 ГГц и углов $\varphi=0...90$ град для $\theta=90, 135$ и 180 град на горизонтальной поляризации приведены на рис. 7. Материал, из которого изготовлен пропеллер, полагался идеально проводящим.



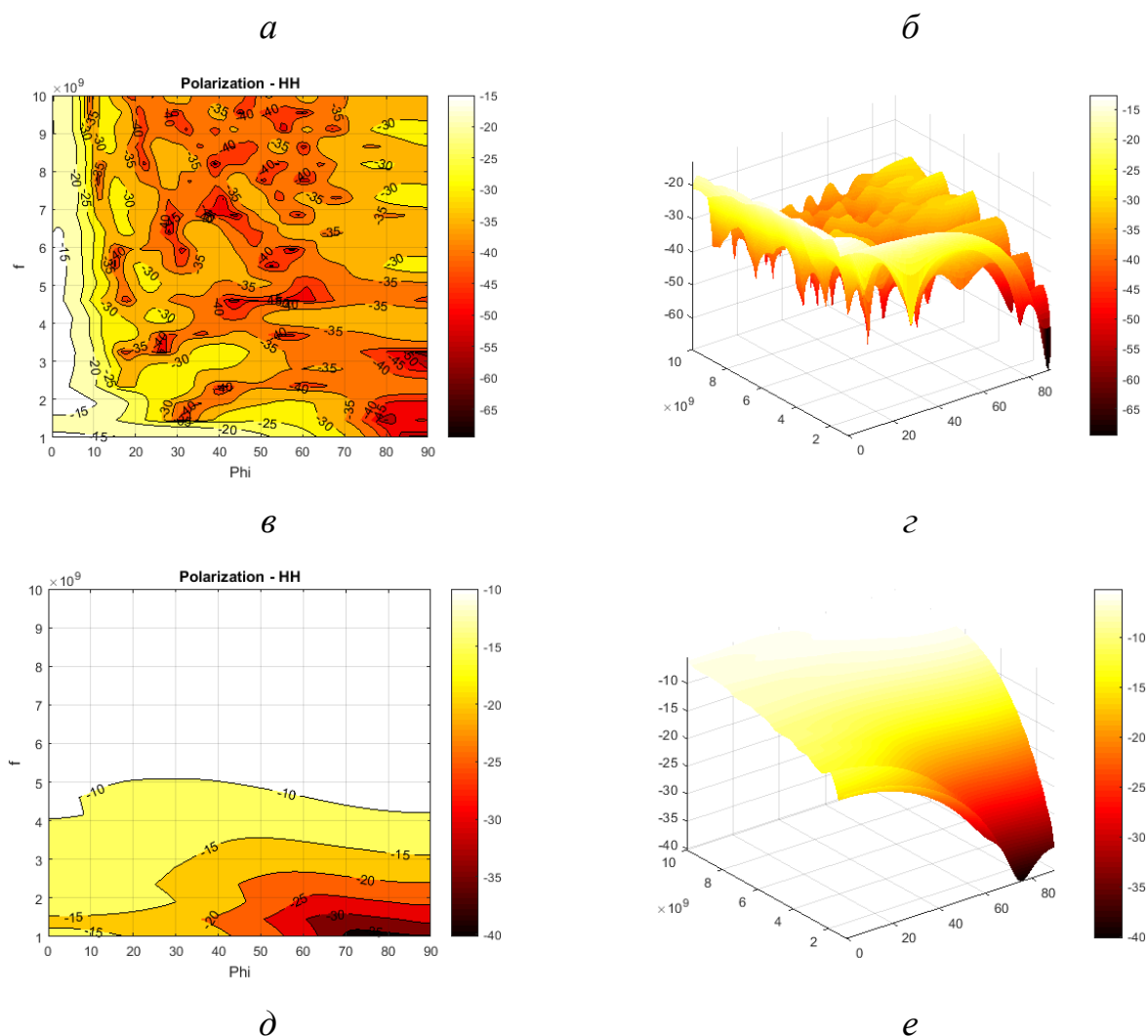


Рис. 7. Результаты моделирования поля рассеяния:
a, б – $\theta=90$ град; *в, г* – $\theta=135$ град; *д, е* – $\theta=180$ град.

Оценки усредненных по всем частотам и максимальных значений ЭПР приведены в таблице 2.

Таблица 2

	ЭПР, м ²		
	$\theta=90$ град	$\theta=135$ град	$\theta=180$ град
Средняя	0,004	0,004	0,146
Максимальная	0,045	0,055	0,304

Из анализа результатов следует, что как максимальное, так и среднее значения ЭПР являются наибольшими в случае, когда облучение осуществляется перпендикулярно плоскости вращения пропеллера ($\theta=180$

град). При этом особенностью такого облучения является выраженная зависимость ЭПР от взаимной ориентации пропеллера и вектора электрической напряженности поля только в диапазоне 1...3 ГГц (рис. 7д и 7е), что, видимо, связано с резонансными эффектами.

При облучении пропеллера под углом $\theta=90$ град (т.е. когда облучение осуществляется в плоскости его вращения, рис. 7а и 7б) зависимость ЭПР от частоты практически полностью отсутствует при $\varphi=0$ град (пропеллер ориентирован параллельно вектору электрической напряженности) и выражена незначительно при остальных значениях. Изменения ЭПР в этом случае в большей степени обусловлены изменением не частоты сигнала, а угла поворота пропеллера в плоскости вращения (углом φ). В случае $\theta=135$ град имеет место зависимость как от угла поворота φ , так и от частоты облучения.

На рис. 8 – 10 приведены зависимости средней ЭПР пропеллера, вращающегося в горизонтальной плоскости, при его наблюдении наземной РЛС под различными углами места. Значения ЭПР выражены в $\text{дБ}/\text{м}^2$, значение угла места изменяется в диапазоне 0...90 градусов, причем 90 градусов соответствует ситуации, когда мультикоптер находится прямо над позицией РЛС. Сплошной линией показаны зависимости ЭПР в случае приема на горизонтальной, а пунктирной – на вертикальной поляризации.

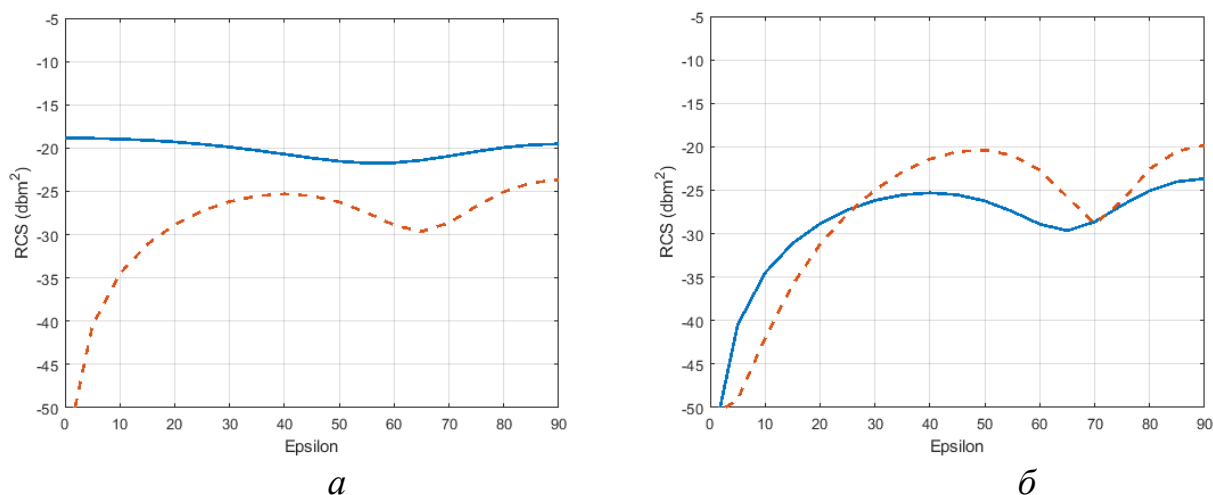


Рис. 8. Зависимость средней ЭПР вращающегося пропеллера от угла места в L-диапазоне при зондировании с: *а* – горизонтальной; *б* – вертикальной поляризацией.

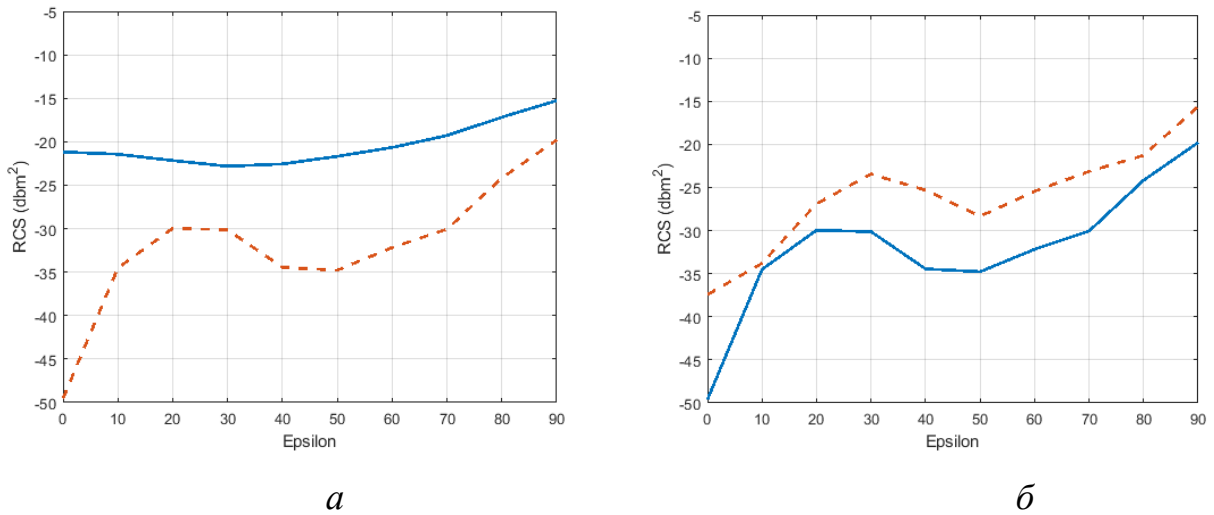


Рис. 9. Зависимость средней ЭПР вращающегося пропеллера от угла места в S-диапазоне при зондировании с: *а* – горизонтальной; *б* – вертикальной поляризацией.

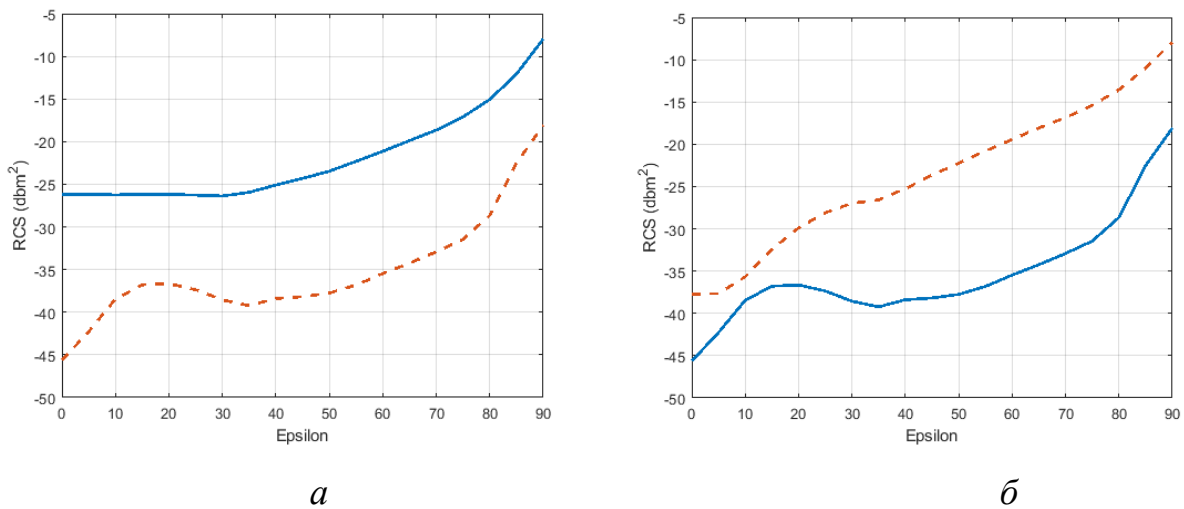


Рис. 10. Зависимость средней ЭПР вращающегося пропеллера от угла места в С-диапазоне при зондировании с: *а* – горизонтальной; *б* – вертикальной поляризацией.

Из анализа зависимостей следует вывод о том, что наилучшие условия наблюдения соответствуют положению мультикоптера прямо над позицией РЛС независимо от диапазона длин волн и поляризаций излучения и приема.

Наиболее стабильные условия наблюдения имеют место при горизонтальной поляризации зондирующего сигнала в L- и S-диапазонах длин волн. Наихудшие условия для обнаружения мультикоптера по эхосигналам его пропеллеров создаются при зондировании с вертикальной поляризацией на

малых углах места, то есть когда вектор напряженности электрического поля перпендикулярен к плоскости вращения.

Наибольшие уровни ЭПР наблюдаются в С-диапазоне, особенно при углах места, больших 60-и градусов. Зависимость ЭПР от угла поворота существенно более выражена в случае, когда направление облучения практически параллельно плоскости вращения, т.е. эффект пропеллерной модуляции будет наиболее выражен при их малых углах визирования (малых высотах полета).

Таким образом, радиолокационный обзор в целях обнаружения мультикоптеров по эхосигналам их пропеллеров целесообразно осуществлять на горизонтальной поляризации, причем на углах места от 0 до 60 градусов – в L- или S-диапазоне, от 60 до 90 градусов – в С-диапазоне.

2. Математическая модель эхосигнала мультикоптера

При скорости вращения пропеллера мультикоптера Ω (оборотов в секунду) его угловая скорость составит $\omega = 2\pi\Omega$ рад/с, а поворот пропеллера за время длительности импульса РЛС – $\varphi = \omega\tau_u = 2\pi\Omega\tau_u$ рад.

В силу характерной формы пропеллера его ДОР в плоскости вращения характеризуется наличием выраженного главного лепестка, угловая ширина которого составляет приблизительно $\varphi = \lambda/4r_q$, где r_q – радиус пропеллера. Поворот на этот угол осуществляется за интервал времени $\delta t = \varphi/\omega = \lambda/8\pi r_q \Omega$, или, иначе, это характерный временной интервал, в течение которого происходит существенное изменение комплексного коэффициента рассеяния пропеллера при его наблюдении из удаленной точки пространства.

На рис. 11 сплошной линией показана зависимость изменения нормированной ЭПР пропеллера в течение одного полуоборота (при $\Omega = 100$ об/с), в основе которой лежат оценки его комплексного поля рассеяния на горизонтальной поляризации для частоты облучения $f = 5,5$ ГГц при $\theta = 90$ градусов, представленные на рис. 5а и 5б. Пунктиром на этом же рисунке показана зависимость изменения нормированной ЭПР диполя той же длины, рассчитанная как $\sigma(t) = \text{sinc}(8\pi^2 r_q \Omega t / \lambda)$, $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

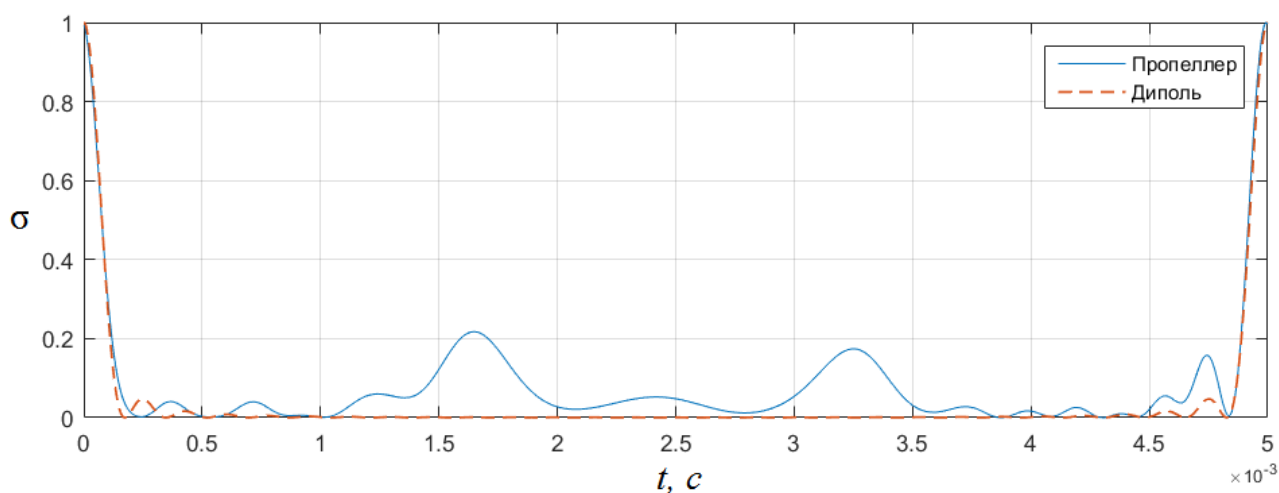


Рис. 11. Временная зависимость ЭПР вращающегося пропеллера в течение одного полуоборота.

Из их сравнения следует справедливость сделанного предположения о характерном временном интервале изменения ЭПР, так как ширина главного лепестка ДОР в обоих случаях является практически одинаковой.

При типовой скорости вращения $\Omega = 50 \dots 300$ об/с, длине пропеллера $2r_q = 0,05 \dots 0,3$ м в диапазоне длин волн $\lambda = 0,03 \dots 0,23$ м длительность интервала δt составляет приблизительно $30 \dots 1800$ мкс. Это позволяет полагать практически неизменными его отражающие свойства в течение длительности отдельного зондирующего импульса $\tau_{\text{и}}$ РЛС.

В случае РЛС с непрерывным излучением, когда длительность импульса соответствует периоду следования ($\tau_{\text{и}} \equiv T$) и обычно составляет от сотен микросекунд до десятков миллисекунд, изменение отражающих свойств в течение отдельного периода зондирования будет существенным, причем будет носить периодический характер.

Рассмотрим, какой вид будет иметь эхосигнал пропеллера в течение отдельного периода зондирования РЛС.

В случае неподвижного пропеллера его эхосигнал можно представить как результат обратного преобразования Фурье от произведения спектра зондирующего сигнала и частотной характеристики комплексного коэффициента отражения для заданного ракурса наблюдения, т.е.

$$\tilde{s}(t) = F^{-1}\{\dot{S}(f)\dot{E}(f)\}, \quad (1)$$

где $\dot{S}(f) = F\{\dot{s}(t)\}$ – спектр зондирующего сигнала $\dot{s}(t) = A \exp\left\{j\left(2\pi f_0 t + \frac{bt^2}{2}\right)\right\}$;

$\dot{E}(f) = \dot{E}(f, \varphi, \theta)\big|_{\varphi=\text{const}, \theta=\text{const}}$ – частотная характеристика комплексного

коэффициента отражения для заданного ракурса наблюдения; $b = 2\pi\Delta f_c / \tau_u$;

Δf_c – ширина спектра сигнала; $F\{\}$ и $F^{-1}\{\}$ – операторы прямого и обратного преобразования Фурье соответственно.

При записи выражения (1) сдвиг фазы, обусловленный распространением сигнала до пропеллера и обратно, не учитывался.

В случае вращающегося пропеллера, когда значения $\varphi(t)$, $\theta(t)$, и, соответственно, $\dot{E}(f, \varphi(t), \theta(t))$ являются функциями времени, его эхосигнал можно записать в приближенной форме как

$$\tilde{s}(t) = F^{-1}\left\{\sum_{p=0}^{N_p-2} \dot{S}_p(f)\dot{E}_p(f)\right\}, \quad (2)$$

где $\dot{S}_p(f) = F\{\dot{s}_p(t)\}$; $\dot{s}_p(t) = \begin{cases} \dot{s}(t), & t \in [t_p; t_{p+1}] \\ 0, & t \notin [t_p; t_{p+1}] \end{cases}$; $t_p = p\Delta t$; $p = \overline{0, N_p - 1}$;

$N_p = \text{int}\{T/\Delta t\}$; $\dot{E}_p(f) = \dot{E}(f, \varphi_p, \theta_p)$.

По сути, выражение (2) описывает совокупный эхосигнал в течение отдельного периода зондирования как результат суммирования эхосигналов при последовательном зондировании пропеллера короткими ЛЧМ-импульсами (с длительностью Δt каждый), следующими непрерывно друг за другом и являющимися фрагментами собственно зондирующего сигнала. Или, иначе, представлении вращения пропеллера не непрерывным, а дискретным со скачкообразным изменением угла поворота с временным интервалом Δt , принимаемым таким, чтобы в течение его длительности выполнялось условие

$$\dot{E}(f, \varphi(t), \theta(t)) \approx \dot{E}(f, \varphi_p, \theta_p), \quad t \in [t_p; t_{p+1}]. \quad (3)$$

Условие (3) справедливо, если временной шаг Δt значительно, как минимум на

порядок, меньше временного интервала δt , в течение которого изменение отражающих свойств вращающегося пропеллера является существенным, т.е. $\Delta t_{\max} \sim (0,1 \dots 0,2) \delta t$.

С одной стороны, уменьшение временного шага Δt , обусловленного дискретным представлением вращения пропеллера, снижает погрешность итогового результата. С другой стороны необходимо учитывать, что при расчетах комплексного коэффициента рассеяния необходимо задаваться конкретными значениями начальной и конечной частоты падающего излучения, поэтому на минимальное значение Δt необходимо наложить ограничение снизу, состоящее в том, чтобы ширина спектра фрагмента зондирующего сигнала не превышала ширины спектра исходного сигнала.

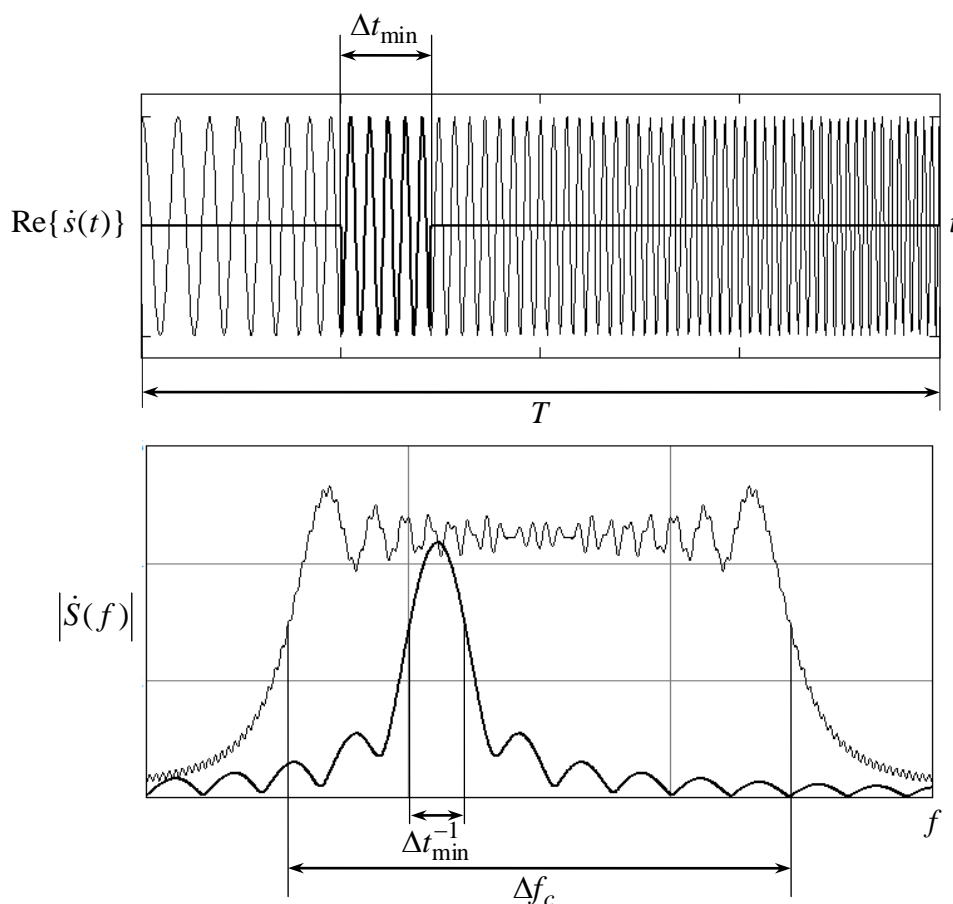


Рис. 12. Выбор интервала дискретизации представления вращения пропеллера.

Компромиссным является определение минимального значения Δt исходя из условия, чтобы расширение спектра фрагмента импульса, обусловленное его ограничением по длительности и равное Δt^{-1} (рис. 12), было сопоставимым с

шириной спектра фрагмента импульса, определяемой девиацией частоты в течение его длительности $b\Delta t/2\pi$, откуда

$$\Delta t^{-1} \sim b\Delta t/2\pi \Rightarrow \Delta t_{\min} \sim \sqrt{2\pi/b}. \quad (4)$$

Выбор конкретного значения Δt на интервале $[\Delta t_{\min}; \Delta t_{\max}]$ осуществляется исходя из располагаемой вычислительной мощности.

Результатом начального этапа моделирования является трехмерный массив комплексных значений, элементы которого \dot{E}_{ijk} соответствуют коэффициентам отражения пропеллера при облучении монохроматической волной с частотой $f_i = f_0 + i\Delta f$ с углового ракурса, определяемого углами $\varphi_j = \varphi_0 + j\Delta\varphi$ и

$$\theta_k = \theta_0 + k\Delta\theta, \text{ где } \Delta f = \frac{f_{N_f-1} - f_0}{N_f - 1}, \Delta\varphi = \frac{\varphi_{N_\varphi-1} - \varphi_0}{N_\varphi - 1} \text{ и } \Delta\theta = \frac{\theta_{N_\theta-1} - \theta_0}{N_\theta - 1} - \text{шаги}$$

изменения частоты и углов наблюдения, принимавшиеся при расчете поля рассеяния; f_0, φ_0, θ_0 и $f_{N_f-1}, \varphi_{N_\varphi-1}, \theta_{N_\theta-1}$ – нижняя и верхняя границы интервалов изменения соответствующих величин; $i = \overline{0, N_f - 1}; j = \overline{0, N_\varphi - 1}; k = \overline{0, N_\theta - 1}$.

Следующим этапом моделирования является расчет вектора отсчетов зондирующего сигнала как

$$\dot{s}_l = \exp\{jbt_l^2/2\}, \quad (5)$$

где $t_l = l\Delta\tau$; $\Delta\tau = 1/2k_\tau\Delta f_c$; k_τ – коэффициент временной интерполяции; $l = \overline{0, N_\tau - 1}; N_\tau = \text{int}\{T/\Delta\tau\}$.

После расчета вектора отсчетов сигнала рассчитываются дискретные значения углового положения пропеллера с учетом скорости его вращения.

Оценка текущего угла поворота пропеллера к началу очередного p -го интервала с длительностью Δt может быть получена как

$$\Psi_p = \tilde{\Psi}_p - 2\pi \text{int}\left\{\frac{\tilde{\Psi}_p}{2\pi}\right\}, \quad (6)$$

где $\tilde{\psi}_p = \psi_0 + \sum_{m=0}^p \delta\psi_m$; $\delta\psi_m = 2\pi\Omega_m\Delta t$ – приращение угла поворота пропеллера за временной интервал Δt ; Ω_m – скорость вращения пропеллера в момент времени $m\Delta t$, выраженная в оборотах в секунду; ψ_0 – начальное угловое положение пропеллера.

С учетом допущения, что в течение интервала наблюдения плоскость вращения пропеллера не меняет своей пространственной ориентации, угол θ можно принять фиксированным. Тогда дальнейшее моделирование осуществляется с использованием двумерного массива отсчетов комплексного коэффициента отражения \dot{E}_{ij} , элементы которого соответствуют элементам исходного трехмерного массива $\dot{E}_{ijk}|_{k=\text{int}\{(\theta-\theta_0)/\Delta\theta\}=\text{const}}$.

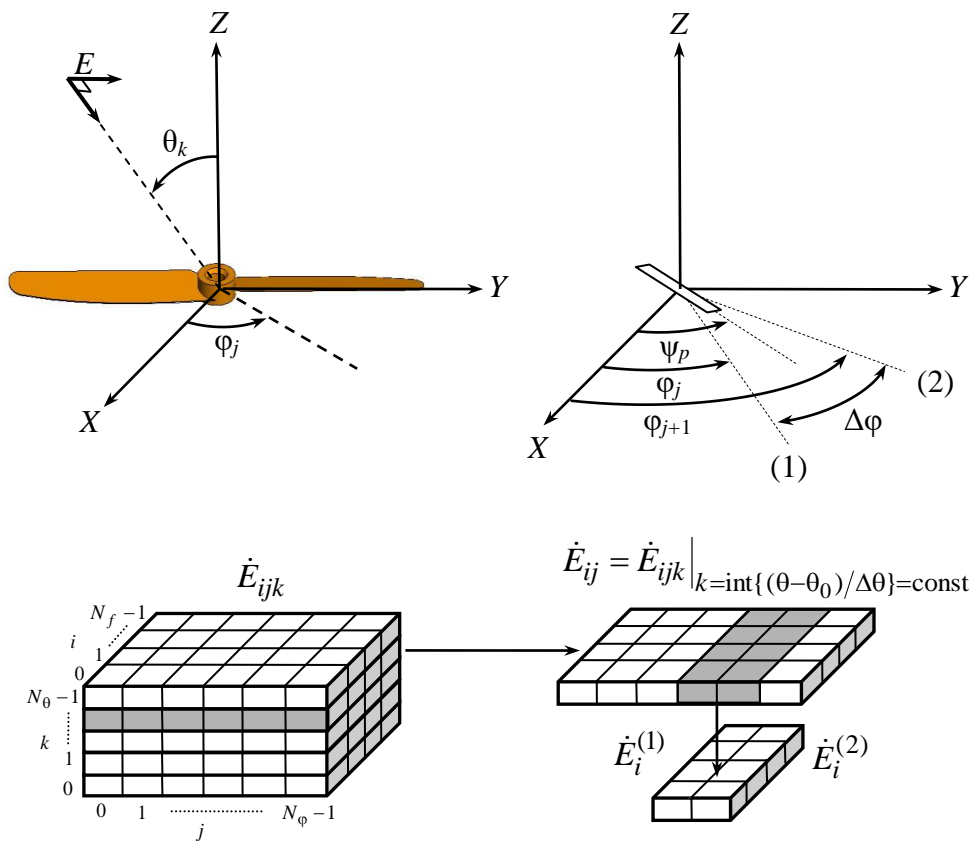


Рис. 13. Пояснение к формированию выборок комплексного коэффициента отражения.

Далее из массива \dot{E}_{ij} выделяются одномерные вектора отсчетов комплексного коэффициента отражения, соответствующие его значениям на

различных частотах при фиксированных углах θ и соседних углах φ (рис. 13)

$$\dot{E}_i^{(1)} = \dot{E}_{ij}, \dot{E}_i^{(2)} = \dot{E}_{i,j+1} \quad (7)$$

где $j = \text{int}\{\psi_p / \Delta\varphi\} = \text{const}$, при $j+1 > N_\varphi - 1$ значение j принимается нулевым.

Далее осуществляется интерполяция значений массивов как

$$\dot{E}_i = \dot{E}_i^{(1)} + (\dot{E}_i^{(2)} - \dot{E}_i^{(1)}) \frac{\Psi_p - \tilde{\Psi}_p}{\Delta\varphi}, \quad (2.8)$$

где $\tilde{\Psi}_p = \Delta\varphi \text{int}\left\{\frac{\Psi_p}{\Delta\varphi}\right\} = \varphi_j$.

Над полученным вектором значений комплексного коэффициента рассеяния \dot{E}_i с размерностью N_f осуществляется операция интерполяции для его приведения к размерности вектора отсчетов Фурье-образа зондирующего сигнала N_τ с целью их поэлементного перемножения и последующего суммирования (выполнения операции (2))

$$\tilde{s}_{l,n} = F^{-1} \left\{ \sum_{p=0}^{N_p-2} \dot{S}_l^{(p)} \dot{E}_l \right\}, \quad (9)$$

где $\dot{S}^{(p)} = F\{\dot{s}^{(p)}\}$; $\dot{s}_l^{(p)} = \begin{cases} \dot{s}_l, l \in [l_p; l_{p+1}] \\ 0, l \notin [l_p; l_{p+1}] \end{cases}$; $l_p = pN_s - nN_\tau$; $N_s = \text{int}\{\Delta t / \Delta\tau\}$ –

количество отсчетов сигнала за отдельный интервал Δt ; n – номер периода зондирования; $p = \overline{0, N_p - 1}$; $N_p = \text{int}\{T_H / \Delta t\}$; T_H – длительность интервала наблюдения (когерентного накопления) эхосигнала.

В процессе расчетов номер периода зондирования увеличивается на единицу в случаях, когда очередное значение l_{p+1} превышает количество временных дискрет сигнала в отдельном периоде зондирования N_τ .

Над эхосигналами каждого периода зондирования последовательно выполняются операции демодуляции и вычисления обратного преобразования Фурье, результатом которых является формирование двумерного дальностно-временного портрета, каждый столбец которого представляет собой вектор

отсчетов спектра разностных частот (дальностного портрета) для соответствующего n -го зондирования

$$\dot{S}_{rl,n} = F^{-1}\{\tilde{s}_{l,n}s_l^*\}. \quad (10)$$

Результатом последующего построчного выполнения БПФ над массивом комплексного дальностного портрета \dot{S}_r является формирование массива отсчетов комплексного дальностно-доплеровского портрета вращающегося пропеллера $\dot{S}_d = F\{\dot{S}_r\}$.

Максимальная частота доплеровского спектра вращающегося пропеллера определяется его радиусом и скоростью вращения, и рассчитывается как

$$F_{\max} = \frac{4\pi f_0}{c} r_q \Omega_{\max}, \quad (11)$$

где Ω_{\max} – максимальная скорость вращения пропеллера (в оборотах в секунду) за время его наблюдения.

Так как современные РЛС с непрерывным излучением характеризуются значением ширины спектра сигнала Δf_c порядка сотен мегагерц, а периода повторения T – десятков и сотен миллисекунд, то требуемое при моделировании количество отсчетов сигнала даже в отдельном периоде зондирования достигает $N_\tau = \text{int}\{T/\Delta\tau\} = \text{int}\{2\Delta f_c T\} \approx 10^6 \dots 10^7$, что приводит к существенным вычислительным затратам даже при отсутствии временной интерполяции ($k_\tau = 1$).

Значительного ускорения процесса моделирования без существенного ухудшения точности получаемых результатов можно добиться, заменяя процедуру вычисления и поэлементного перемножения БПФ-образа p -го фрагмента зондирующего сигнала с частотной характеристикой комплексного коэффициента отражения в выражении (9) на прямое перемножение его отсчетов с усредненным значением ККО в полосе частот фрагмента зондирующего сигнала, то есть замене операции (9) на операцию вида

$$\tilde{s}_{l,n} = F^{-1} \left\{ \sum_{p=0}^{N_p-2} \dot{s}_l^{(p)} \bar{E}^{(p)} \right\}, \quad (12)$$

где $\dot{s}_l^{(p)} = \begin{cases} \dot{s}_l, l \in [l_p; l_{p+1}] \\ 0, l \notin [l_p; l_{p+1}] \end{cases}; \bar{E}^{(p)} = \frac{1}{N_s} \sum_{l=l_p}^{l_{p+1}-1} \dot{E}_l.$

Такое упрощение возможно благодаря тому, что в большинстве случаев частотная характеристика пропеллера в полосе частот фрагмента зондирующего сигнала меняется незначительно и является практически постоянной.

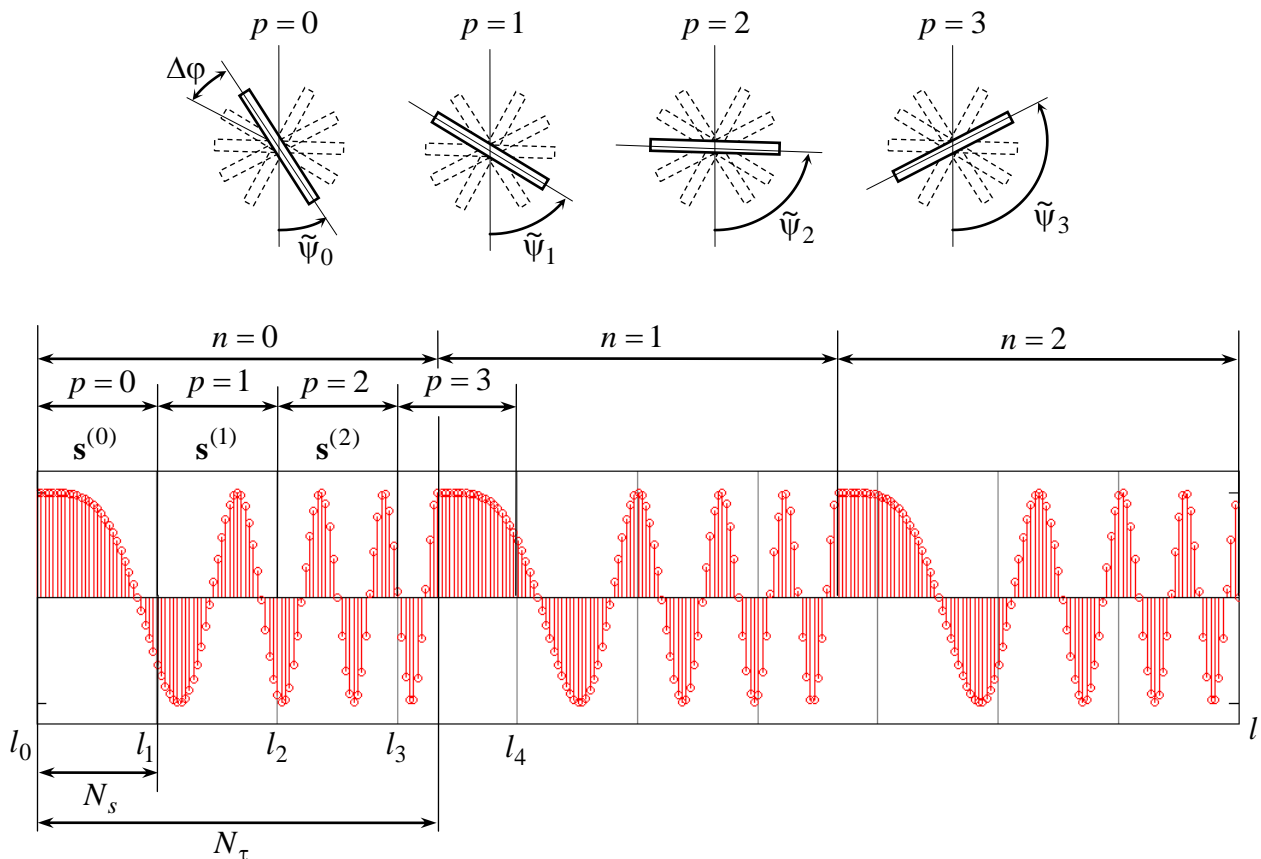


Рис. 14. Формирование выборок отсчетов фрагментов зондирующего сигнала.

Аналогичную задачу моделирования эхосигнала и формирования его дальностно-доплеровского портрета можно решить не только для отдельного пропеллера, но и для их системы со схемой расположения, направлениями и скоростями вращения, характерными для конкретного типа мультикоптера с учетом особенностей управления его двигателями в различных режимах полета.

Рассмотрим порядок ее решения на примере квадрокоптера, схема

наблюдения которого показана на рис. 15. Обозначение d_q соответствует расстоянию между центрами противоположных пропеллеров, φ_q – углу разворота квадрокоптера в горизонтальной плоскости. На рис. 15 слева показана схема наблюдения в горизонтальной, справа – в вертикальной плоскости. Позиция РЛС находится в точке C , угол места квадрокоптера из точки стояния РЛС составляет ε градусов, обозначение H соответствует высоте полета квадрокоптера над поверхностью.

Тогда прямоугольные координаты осей вращения g -го пропеллера определяются как

$$x_{qg} = x_g \cos \varphi_q - y_g \sin \varphi_q; \tag{13}$$

$$y_{qg} = x_g \sin \varphi_q + y_g \cos \varphi_q, \tag{14}$$

$$z_{qg} = H, \tag{15}$$

где $g = \overline{0, N_g - 1}$ – номер пропеллера мультикоптера, количество которых в

рассматриваемом примере равно четырем ($N_g = 4$); $x_g = \frac{d_q}{2} \cos\left(\frac{2\pi g}{N_g}\right)$;

$$y_g = \frac{d_q}{2} \sin\left(\frac{2\pi g}{N_g}\right).$$

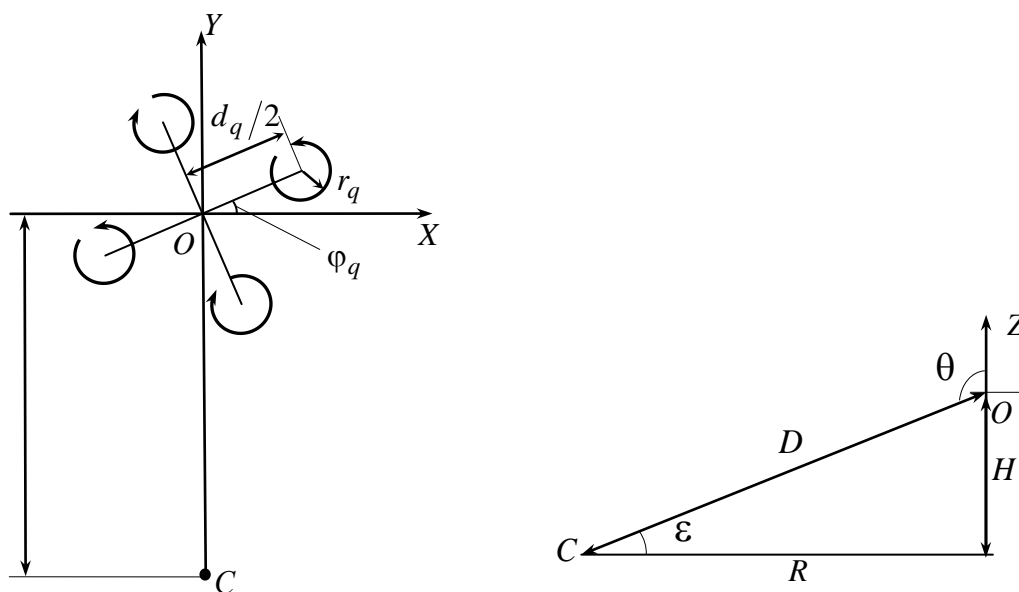


Рис. 15. Схема расположения пропеллеров квадрокоптера.

Расчет полного эхосигнала системы пропеллеров мультикоптера осуществляется путем суммирования эхосигналов каждого из них по отдельности, рассчитанных в соответствии с методикой, описанной выше, с учетом индивидуального характера пространственного расположения, скорости и направления вращения

$$\dot{s}_{\Sigma l, n} = \sum_{g=0}^{N_g-1} \tilde{s}_{gl, n} \exp\left\{j \frac{4\pi f_0}{c} D_g\right\}, \quad (16)$$

где $D_g = \sqrt{x_{q_g}^2 + (y_{q_g} - R)^2 + H^2}$ – наклонная дальность до g -го пропеллера.

3. Результаты моделирования дальностно-доплеровского портрета пропеллера мультикоптера

Предварительная оценка огибающей доплеровского спектра может быть получена путем выполнения процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ) над вектором значений комплексного коэффициента рассеяния эхосигнала, зарегистрированного в течение одного полуоборота. На рис. 16 показан вид доплеровского спектра эхосигнала пропеллера, зарегистрированного в течение интервала времени $T_H = 5$ мс для тех же исходных данных, которые использовались при расчете зависимости на рис. 11.

Так, значение максимального доплеровского сдвига 2879,8 Гц, рассчитанное в соответствии с (11), согласуется с видом спектра на рис. 16.

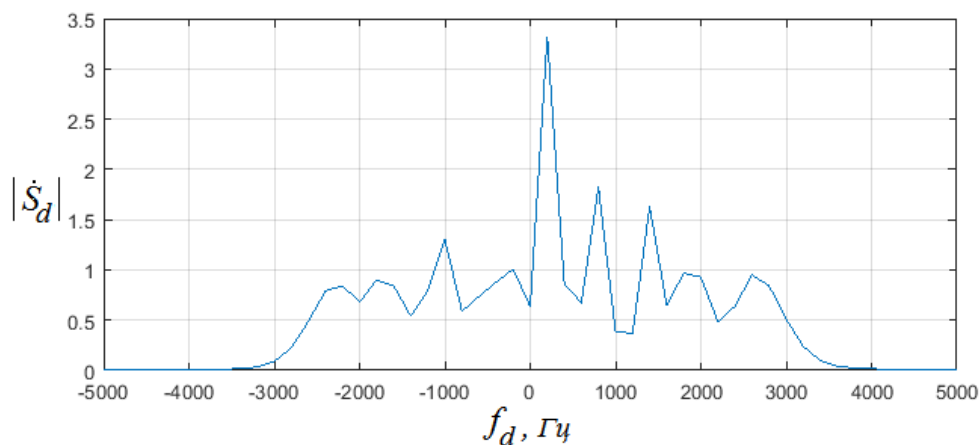


Рис. 16. Доплеровский спектр эхосигнала пропеллера, зарегистрированного в течение одного полуоборота (5 мс).

В целом, доплеровский спектр можно характеризовать как практически равномерный с выраженной составляющей в области нулевой частоты, обусловленной отражениями от центральной (осевой) части пропеллера.

В случае, когда длительность интервала когерентного накопления T_H превышает длительность отдельного периода вращения T , доплеровский спектр примет дискретный характер, с шагом дискретизации, равным удвоенной (в случае двухлопастного пропеллера) частоте вращения. На рис. 17 показан вид доплеровского спектра эхосигнала, зарегистрированного в течение интервала времени $T_H = 50$ мс для тех же исходных данных, которые использовались при расчете спектра на рис. 16. Интервал между гармониками спектра в данном случае составляет $2\Omega = 200$ Гц.

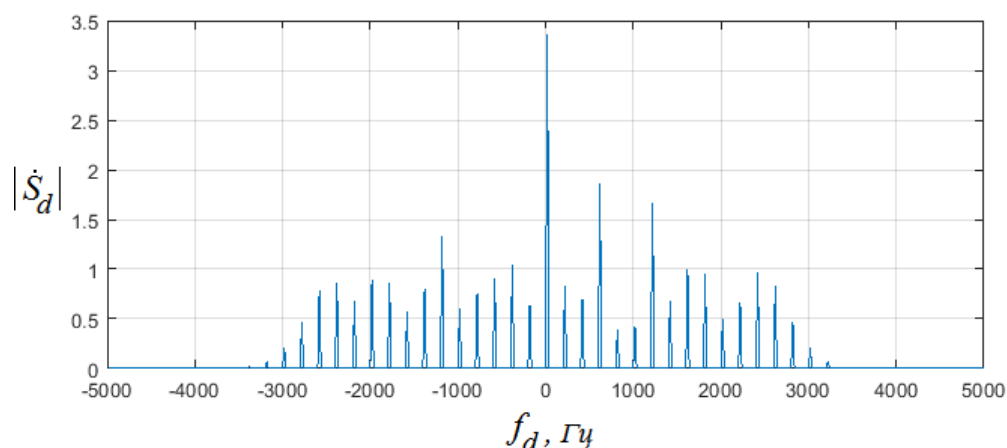


Рис. 17. Доплеровский спектр эхосигнала пропеллера, зарегистрированного в течение пяти полных оборотов (50 мс).

Особенностью РЛС с непрерывным излучением является применение частотного метода измерения дальности. В связи с этим на результирующем дальностно-доплеровском портрете отдельные частотные гармоники спектра будут смещены относительно друг друга не только по координате доплеровской частоты на 2Ω Гц, но и по координате наклонной дальности на $2\Omega C_r = \Omega c T / \Delta f_c$ метров, где $C_r = c T / 2 \Delta f_c$ – коэффициент пересчета значений разностной частоты в соответствующие значения дальности. При этом максимальный разнос составляющих спектра эхосигнала вращающегося пропеллера на дальностно-доплеровском портрете составит

$2F_{\max} C_r = \frac{4\pi f_0}{\Delta f_c} r_q \Omega_{\max} T$ метров по наклонной дальности. Схематично расположение на дальностно-доплеровском портрете, формируемом в РЛС с непрерывным излучением, представлено на рис. 18. Пунктиром показаны кратные составляющие спектра, обусловленные периодическим характером зондирующего сигнала.

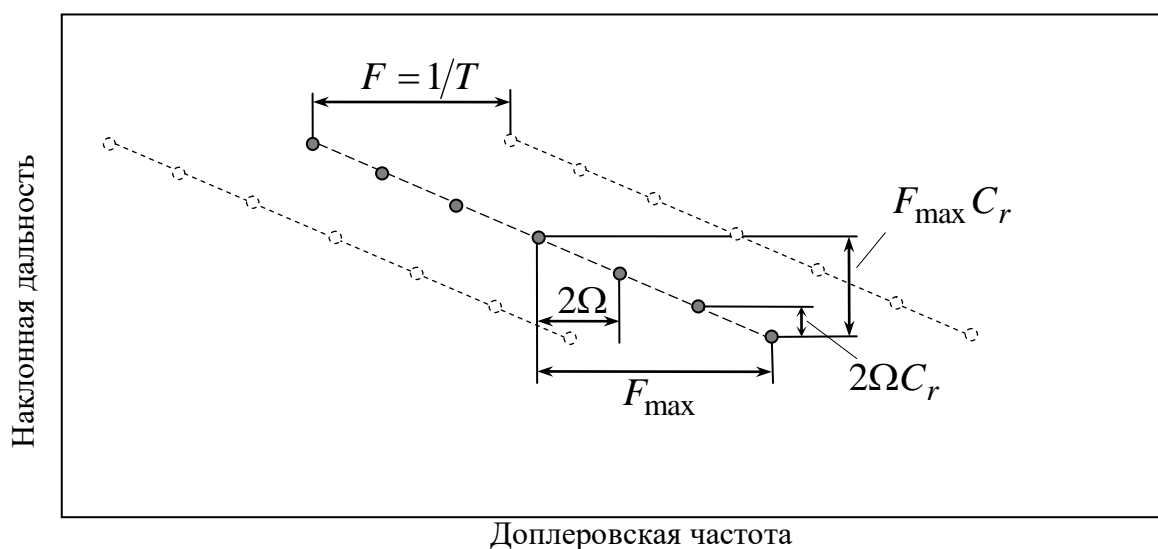


Рис. 18. Расположение составляющих спектра эхосигнала вращающегося пропеллера на дальностно-доплеровском портрете.

Этот эффект иллюстрируют результаты моделирования дальностно-доплеровского портрета вращающегося пропеллера в соответствии с описанной методикой для следующих условий: $T = 1200$ мкс; $T_n = 200T = 0,24$ с; $f_0 = 5,25$ ГГц; $\Delta f_c = 500$ МГц; $r_q = 0,125$ м; $\Omega = 100$ об/с; $R = 3000$ м; $H = 200$ м. Характеристики РЛС соответствуют характеристикам реальной РЛС с непрерывным излучением, описанной в [6]. Условия моделирования поля рассеяния пропеллера в САПР принимались следующими: $\theta_0 = 90$, $\Delta\theta = 1$, $\varphi_0 = 0$, $\Delta\varphi = 2$ град, $f_0 = 5,25$ ГГц, $f_k = 5,75$ ГГц, $N_f = 50$.

Особенностью является невыполнение условия теоремы Котельникова в части соотношения частоты повторения зондирующего и максимальной доплеровской частоты спектра отраженного сигналов, т.е. $F = 1/T < 2F_{\max} \Leftrightarrow 833,3 \leq 5759,5$ Гц. Для заданных условий интервал между

гармониками по доплеровской частоте составляет $2\Omega = 200$ Гц, по наклонной дальности $2\Omega C_r = \Omega c T / \Delta f_c = 0,072$ м, максимальный разнос по наклонной дальности $2F_{\max} C_r = \frac{4\pi f_0}{\Delta f_c} r_q \Omega_{\max} T = 2,07$ м. Частотное смещение между копиями спектра, обусловленными периодическим характером зондирующего сигнала, составляет $F - 2\Omega \text{int}[F/2\Omega] = 33,3$ Гц.

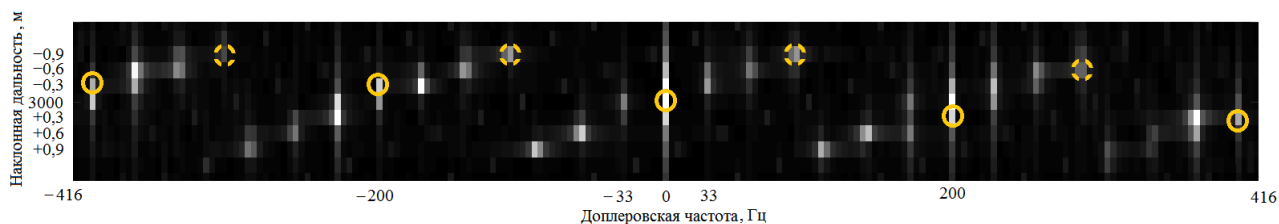


Рис. 19. Результат моделирования дальностно-доплеровского портрета.

Условием наблюдения эффекта является достаточно высокая разрешающая способность РЛС по наклонной дальности, которая в данном случае составляет 0,3 м, и высокой скорости вращения пропеллера (более 100 об/с).

Условие теоремы Котельникова будет выполняться при $F > 2F_{\max} \Leftrightarrow T < c/8\pi f_0 r_q \Omega_{\max}$, т.е. при $\Omega_{\max} = 200$ об/с, $r_q = 0,125$ м период повторения T не должен превышать: ≈ 265 мкс в L-диапазоне; ≈ 118 мкс в S-диапазоне; ≈ 61 мкс в C-диапазоне.

Выполнение этих требований к периоду повторения при одновременном сохранении разрешения РЛС по дальности порядка десятых долей метра (ширине спектра сигнала Δf_c порядка сотен мегагерц) приведет к уменьшению значения коэффициента C_r , как минимум на порядок, или, иначе, к существенному ослаблению влияния доплеровского частотного сдвига на смещение по координате наклонной дальности.

В этом случае дальностно-доплеровский портрет вращающегося пропеллера будет сосредоточен в его отдельной строке (отдельном элементе разрешения по дальности), и его анализ и обработку можно рассматривать как обработку одномерного вектора отсчетов.

Результаты моделирования дальностно-доплеровского портрета вращающегося пропеллера для условий, аналогичных условиям получения портрета на рис. 19, за исключением периода $T = 100$ мкс (удовлетворяющего теореме Котельникова), приведены на рис. 20 и 21.

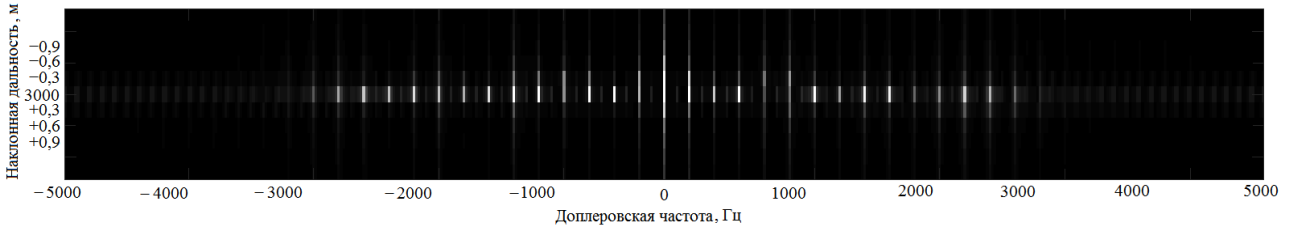


Рис. 20. Результат моделирования дальностно-доплеровского портрета.

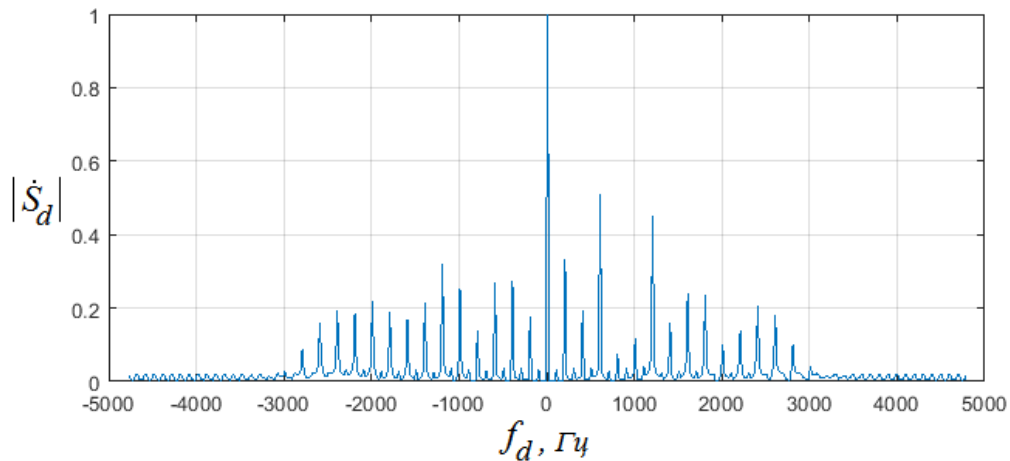


Рис. 21. Сечение дальностно-доплеровского портрета на наклонной дальности около 3000 м.

Доплеровский портрет на рис. 21 близко соответствует по виду доплеровскому портрету на рис. 17, полученному с помощью упрощенной методики.

Из полученных результатов следует, что детальное моделирование с учетом изменения ракурса поворота пропеллера в течение отдельного периода при частоте следования в несколько килогерц (или в случае импульсных РЛС с длительностью импульса порядка единиц-десятков микросекунд) необязательно.

В то же время рассматривая РЛС с непрерывным излучением это необходимо учитывать, так как в их случае имеет место эффект смещения

частотных составляющих не только по координате доплеровской частоты, но и по координате наклонной дальности.

4. Результаты моделирования дальностно-доплеровского портрета квадрокоптера DJI Phantom 4

Особенностью полета мультикоптера является то, что управление всеми его эволюциями осуществляется путем изменения скоростей вращения двигателей пропеллеров. То есть, для моделирования эхосигнала системы пропеллеров мультикоптера в любом режиме полета достаточно знать его текущую ориентацию в пространстве (курс, крен и тангаж) и скорости вращения двигателей.

На рис. 22 приведены временные зависимости скоростей вращения двигателей (выраженные в оборотах в секунду (rpm – rounds per second), горизонтальной (пунктирная линия) и вертикальной (сплошная линия) скоростей движения (в kmh – километрах в час) квадрокоптера DJI Phantom 4, зарегистрированные в ходе реального полета. Значения на оси абсцисс соответствуют времени в секундах с момента включения контроллера квадрокоптера.

В моменты времени, обозначенные на рис. 22 вертикальными пунктирными линиями, скорости вращения двигателей составляли:

на 605-й секунде: $\Omega_1 = 110,8$ rpm; $\Omega_2 = -95,5$ rpm; $\Omega_3 = 92,2$ rpm; $\Omega_4 = -79,9$ rpm;

на 760-й секунде: $\Omega_1 = 111$ rpm; $\Omega_2 = -76,5$ rpm; $\Omega_3 = 91,5$ rpm; $\Omega_4 = -91,5$ rpm;

на 850-й секунде: $\Omega_1 = 117,8$ rpm; $\Omega_2 = -114,6$ rpm; $\Omega_3 = 90,2$ rpm; $\Omega_4 = -92,1$ rpm.

Эти значения были использованы при моделировании эхосигналов квадрокоптера и расчете его доплеровских спектров, показанных на рис. 23 – 25. Собственное перемещение квадрокоптера при моделировании не учитывалось. Моделирование осуществлялось в системе Matlab.

Расчет осуществлялся для следующих характеристик РЛС и квадрокоптера: $T_H = 0,5$ с; $T = 100$ мкс; $f = 5,5$ ГГц; $\varphi_q = 35$ град; $d_q = 0,4$ м; $r_q = 0,125$ м.

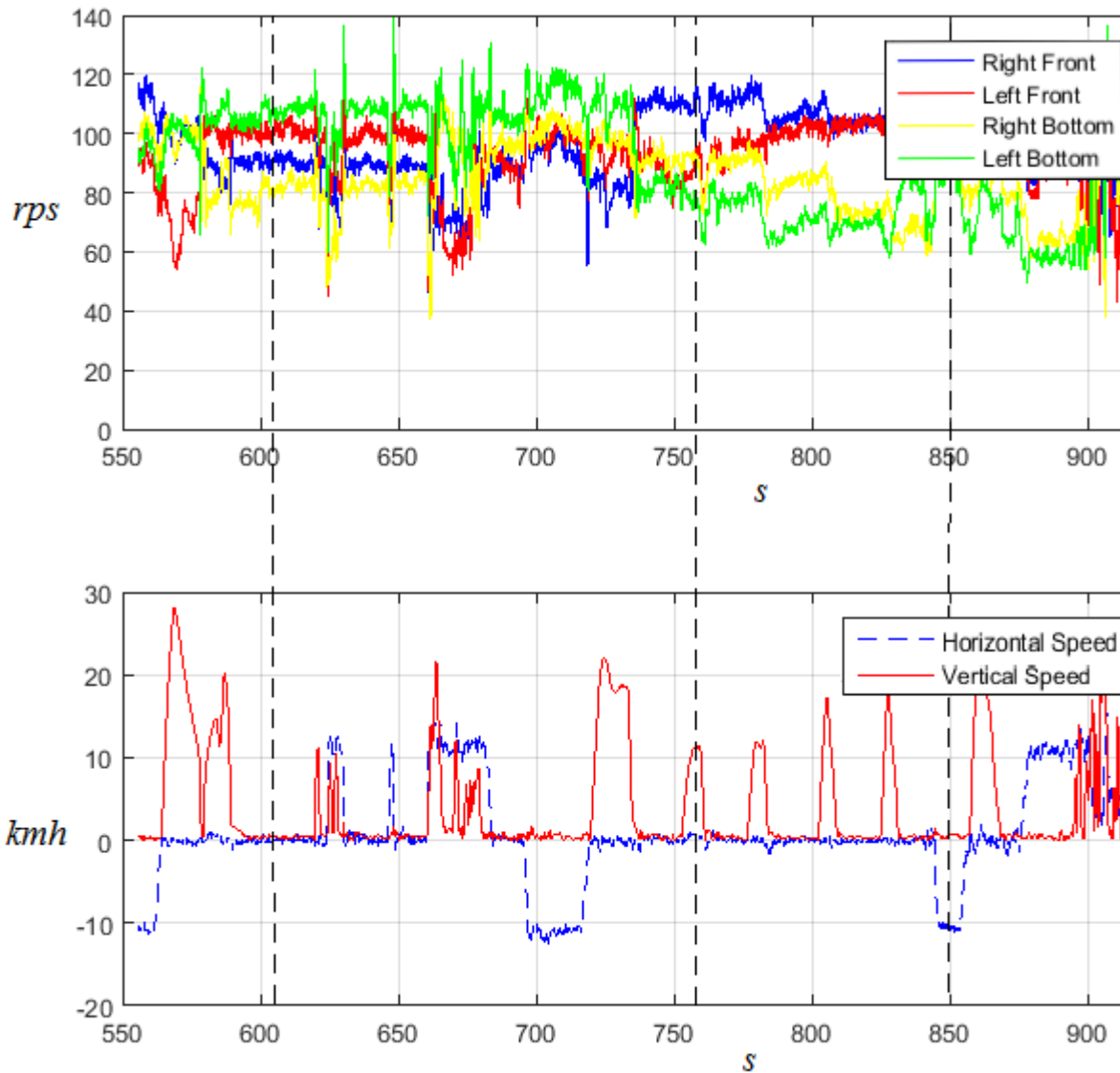


Рис. 22. Временные зависимости скоростей вращения двигателей, горизонтальной и вертикальной скоростей квадрокоптера DJI Phantom 4, зарегистрированные в ходе реального полета.

В качестве значений комплексного поля рассеяния пропеллеров использовались результаты моделирования их облучения плоской падающей волной с горизонтальной поляризацией в САПР FEKO, приведенные на рис. 5а и 5б.

Из анализа вида спектров следует, что они имеют характерную периодическую структуру, обусловленную периодическим характером флюктуаций эхосигнала вращающегося пропеллера, причем частотный интервал между гармониками доплеровского спектра соответствует удвоенной частоте его вращения вследствие продольной симметрии.

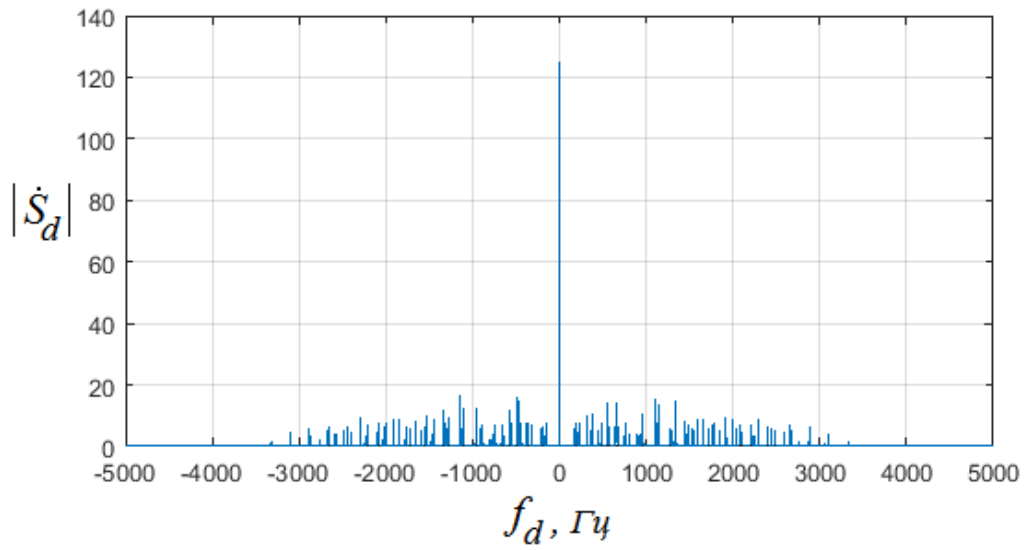


Рис. 23. Доплеровский спектр квадрокоптера (605 с).

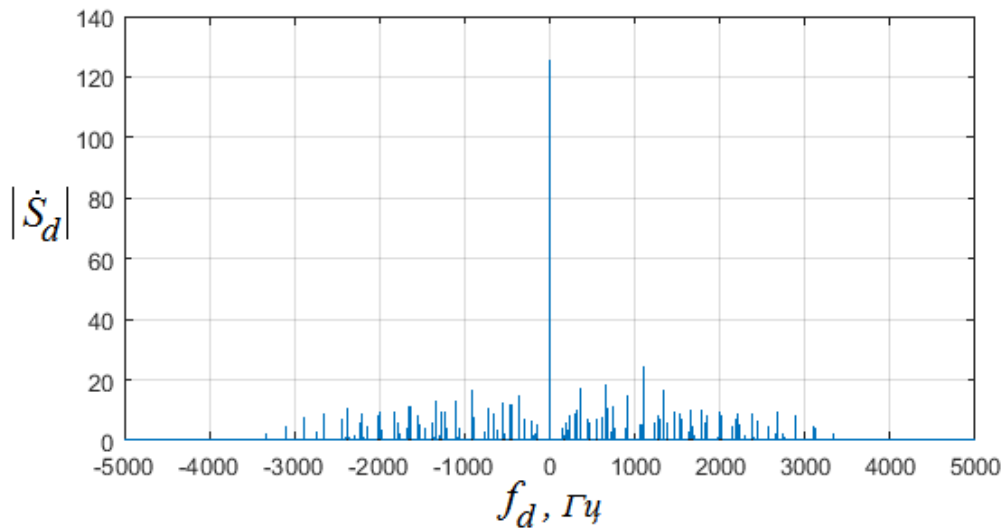


Рис. 24. Доплеровский спектр квадрокоптера (760 с).

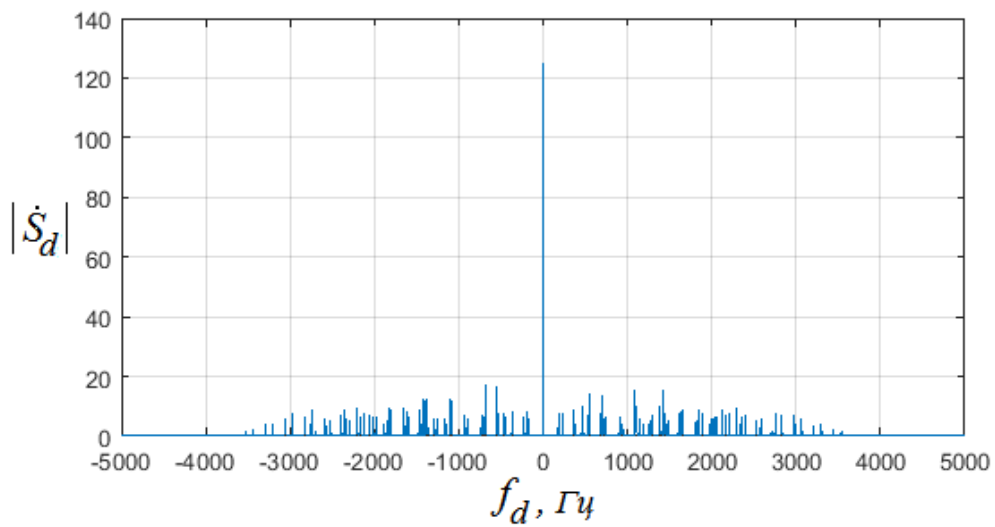


Рис. 25. Доплеровский спектр квадрокоптера (850 с).

Несмотря на характерную структуру спектра и ее явную зависимость от текущего состояния мультикоптера, определение его типа, а тем более режима полета очевидно представляет собой сложную задачу. Тем не менее, установление периодического характера спектра наблюдаемой цели и оценка его ширины уже позволят с высокой достоверностью классифицировать ее именно как мультикоптер. Весьма перспективным при этом представляется подход к решению такой задачи с использованием технологий машинного обучения, в частности нейросетевых [1].

В более простом случае идентификация цели как мультикоптера по периодическому характеру частотных составляющих его доплеровского спектра возможна на основе подхода, аналогичного применяемому при селекции временных импульсных последовательностей в средствах радиотехнической разведки [10].

Заключение

В настоящей работе предложен подход к моделированию эхосигнала мультикоптера в произвольном режиме полета, обеспечивающий оценку вида его дальностно-доплеровского портрета, формируемого РЛС как с непрерывным, так и с импульсным широкополосным зондирующим сигналом.

Особенностью подхода является учет частотной характеристики пропеллеров мультикоптера в зависимости от ракурса его наблюдения и текущего угла поворота каждого из них, что является существенным для повышения достоверности моделирования эхосигналов, принимаемых наземной РЛС с литерами как сантиметрового, так и дециметрового диапазонов длин волн.

Для формирования используемых в модели всеракурсных оценок отражающих свойств пропеллера в различных диапазонах длин волн предложено использовать САПР СВЧ-устройств, а для повышения достоверности результатов моделирования и анализа особенностей дальностно-доплеровского портрета – записи параметров реального полета, регистрируемых автопилотом мультикоптера.

В отличие от известных, предложенный подход может применяться для исследования возможностей по обнаружению и идентификации мультикоптеров различными радиолокационными системами, функционирующими в составе систем борьбы с БЛА, зенитных ракетных комплексов, радиолокационных барьеров, обзорных РЛС и др., причем он является инвариантным к диапазону длин волн, поляризации, ширине полосы частот зондирующего сигнала и режиму полета цели.

Литература

1. Patel J. S., Fioranelli F., Anderson D. Review of radar classification and RCS characterisation techniques for small UAVs or drones. *IET Radar, Sonar and Navigation*. 2018. Vol.12. No.9. P.911–919.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. *Малогобаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением*. Москва, Радиотехника. 2020. 288 с.
3. Zaugg E.C., Edwards M.C., Margulis A. The SlimSAR: A Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation. *9th IEEE International Radar Conference*. 2010. P. 277-282.
4. Duersch M.I. *BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR*. A thesis submitted to the faculty of Brigham Young University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science, 2004.
5. Богомолов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса. *Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред»*. СПб., ВКА имени А.Ф.Можайского. 2015. Вып. 11. С. 235-240.
6. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Митрофанов Д.Г., Рязанцев Л.Б., Растрьгин Ю.В. Многофункциональный малогабаритный беспилотный авиационный комплекс «Флибустьер». *Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук*. 2018. №4 (104). С.102-110.

7. Банков С.Е., Курушин А.А. *Расчет излучаемых структур с помощью FEKO*. Москва, ЗАО НПП «РОДНИК». 2008. 246 с.
8. Ахияров В.В. Решение задач дифракции с использованием САПР СВЧ-устройств. *III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь»*. Москва, ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН. 2009. С.1022-1026.
9. Alves M.A., Martins I.M., Miacci M.A.S., Rezende M.C. RCS of Simple and Complex Targets in the C-Band: A Comparison between Anechoic Chamber Measurements and Simulations. *PIERS Online*. 2008. Vol.4. No.7.
10. Смирнов Ю.А. *Радиотехническая разведка*. Москва, Воениздат. 2001. 456 с.

Для цитирования:

Купряшкин И.Ф., Соколик Н.В. Моделирование дальностно-доплеровских портретов мультикоптеров, формируемых РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2021. №3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.3.12>