

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.2.9>

УДК: 621.396.96

ОБНАРУЖЕНИЕ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ АППАРАТОВ ПО ЧАСТОТЕ ВРАЩЕНИЯ ВОЗДУШНОГО ВИНТА

Г.Я. Шайдуров, А.В. Коггин, А.Н. Фомин

Сибирский Федеральный университет
660036, Красноярск, Академгородок, 13а

Статья поступила 5 ноября 2024 г.

Аннотация. Проводится анализ возможностей обнаружения малых беспилотных летательных аппаратов (МБПЛА) эффективной площадью рассеивания $\sigma \leq 0,01 \text{ м}^2$ радиолокационными станциями (РЛС) стоящими на вооружении многих стран Мира. Поскольку зоны действия МБПЛА ограничиваются радиусом действия 10÷30 км, то в статье приводятся энергетические расчеты для этих дальностей. В статье дается оценка работы импульсных и узкополосных РЛС в режиме обнаружения с настройкой приемника на частоту вращающегося винта летательного аппарата. Узкополосный режим реализуется путем коммутации плоскости поляризации диаграммы направленности антенны, либо ее диаграммы направленности, относительно равносигнальной зоны. Этот режим существенно снижает требуемую мощность излучения передатчика за счет уменьшения полосы пропускания приемника. Произведены расчеты спектральных характеристик вращающихся винтов, дана сравнительная оценка излучаемых мощностей передатчиков РЛС при работе в импульсном и узкополосном режимах. Для последнего случая предложен фазовый метод измерения дальности. Приводятся результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: радиолокация импульсная, радиолокация узкополосная, обнаружение и распознавание, малые беспилотные летательные аппараты, частота вращения винта.

Автор для переписки: Когтин Алексей Владимирович, akogtin@sfu-kras.ru

Введение

Используемые на практике импульсные РЛС в традиционных диапазонах частот не позволяют обнаруживать цели с величиной ЭПР ($\sigma \leq 0,1 \text{ м}^2$) с погрешностью оценки дальности в несколько десятков метров [1-6].

На заре радиолокации в 30-х годах прошлого столетия в СССР была разработана система радиолокации «Ревень» – «РУС-1» с непрерывным излучением радиосигналов и разносом баз передатчика и приемника на расстояние десятки километров, обеспечивающих защиту приемника от мощного излучения передатчика [7].

С появлением импульсного метода радиолокации снимался очевидный недостаток указанного выше метода, как необходимость работы на пространственно-разнесенные приемопередающие антенны.

Вместе с тем, импульсный режим требовал существенного расширения полосы пропускания приемника (единицы мегагерц), увеличения мощности передающего устройства, снижения пороговой чувствительности приемного устройства и ограничения в измерении малых дальностей до цели определяемой конечной длительностью излучаемого импульса.

Эти недостатки во многом устраняются запатентованным авторами методом узкополосной радиолокации [8] и способом обнаружения МБПЛА по частоте вращения воздушного винта [9], позволяющие обнаруживать МБПЛА с мощностью передатчика на десятки дБ ниже, чем у традиционных широкополосных РЛС.

Узкополосный метод с излучением на одной несущей частоте может быть реализован путем коммутации диаграммы направленности антенны (ДНА)

относительно равносигнальной зоны, либо коммутации плоскости поляризации излучаемой ЭМВ.

При этом дальность до цели определяется фазоразностными измерениями на частоте коммутации, что снимает проблему неоднозначности подобных измерений.

Работа в узкой полосе позволяет при малой мощности передатчика обеспечить быструю перестройку рабочей частоты и скрытность работы РЛС, а настройка приемника на известную частоту, дает возможность решить задачу распознавания класса целей.

Заметим, что работа в узкополосном режиме на одну приемо-передающую антенну, при малой мощности передатчика, обеспечивается автодинным методом [10], однако с увеличением дальности работы РЛС этот метод вряд ли может быть использован.

Изложенные преимущества узкополосной радиолокации с пространственной модуляцией сигнала можно распространить не только на поставленную в статье проблему обнаружения МБПЛА, но и решать другие традиционные радиолокационные задачи обнаружения ЛА на больших дальностях, в том числе при работе по неподвижным целям.

1. Спектральные характеристики сигнала отраженного от вращающегося винта

Центр вращения лопасти винта расположим в начале декартовой системы XOY , рисунок 1. Пусть на лопасть длиной L падает плоская электромагнитная волна, с линейной поляризацией, распространяющаяся в положительном направлении оси OY . Отраженная волна уходит в отрицательном направлении оси OY . Будем считать, что участок лопасти dl на расстоянии l от оси вращения создает отраженную волну с амплитудой $U(l)dl$.

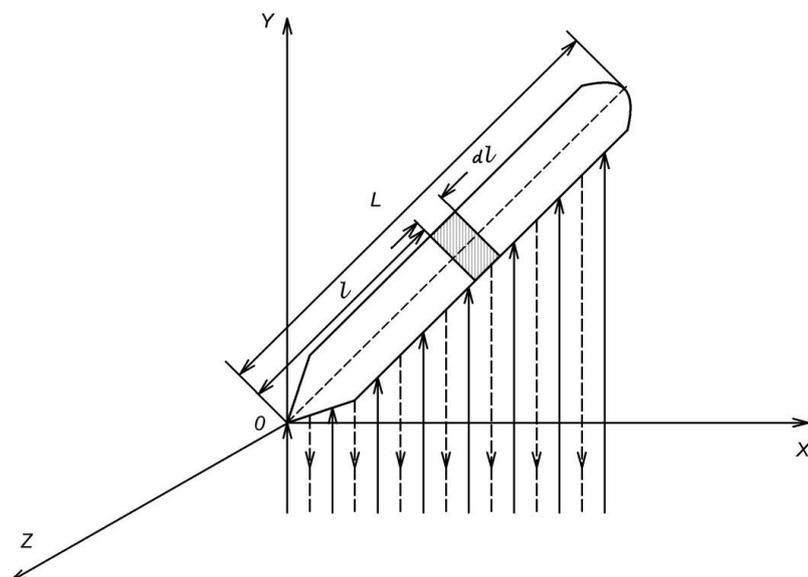


Рис. 1. Схема облучения винта.

Функция $U(l)$ зависит от профиля винта, длины и поляризации падающей волны. Установление вида функции $U(l)$ требует специального исследования и в данной работе не рассматривается. Участок лопасти dl создает на апертуре винта OX поле с напряженностью:

$$dE = U(l)e^{j(\omega_0 t + \frac{2\pi}{\lambda} l \sin\theta)}, \quad (1)$$

где: ω_0 – частота падающей волны;

$$\lambda = \frac{2\pi c}{\omega_0} \text{ – длина падающей волны;}$$

c – скорость света;

$\theta = \Omega t + \varphi$ – текущее угловое положение вина;

Ω – угловая скорость вращения винта;

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60}, \text{ } n \text{ – скорость вращения винтов (об/мин).}$$

Суммарное поле, отраженное в сторону РЛС одной лопастью равно:

$$E_1 = \int_L^0 e^{j(\omega_0 t + \frac{2\pi}{\lambda} l \sin\theta)} U(l) dl. \quad (2)$$

Определим спектр сигнала, отраженного одной лопастью:

$$\tilde{E}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_0^L e^{\{j(\omega_0 - \omega)t + \frac{4\pi l}{\lambda} \sin \theta\}} U(l) dl \right] dt. \quad (3)$$

Воспользовавшись известным соотношением:

$$e^{jZ \sin \theta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(Z) e^{jn\theta}, \quad (4)$$

можно показать, что

$$\tilde{E}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^L \delta(\omega_0 - \omega - n\Omega) e^{jn\varphi} I_n\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) U(l) dl dt, \quad (5)$$

где $\delta(x)$ – дельта функция Дирака; $I_n(x)$ – функция Бесселя первого рода « n »-го порядка.

Для получения спектра сигнала, отраженного от k -лопастей, необходимо произвести суммирование:

$$\tilde{E}_k(\omega) = \sum_{m=0}^{k-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega_0 - \omega - n\Omega) e^{jn\left(\frac{2\pi m}{k} + \varphi\right)} \int_0^L I_n\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) U(l) dl. \quad (6)$$

В выражении (6) поменяем суммирование по m и n , после чего получим:

$$\tilde{E}_k(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega_0 - \omega - n\Omega) \int_0^L I_n\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) U(l) dl \sum_{m=0}^{k-1} e^{jn\left(\frac{2\pi m}{k} + \varphi\right)}. \quad (7)$$

Введем обозначение:

$$f_k(n) = \sum_{m=0}^{k-1} e^{jn\left(\frac{2\pi m}{k} + \varphi\right)}. \quad (8)$$

Легко показать, что:

$$f_k(n) = k\delta\left(\frac{n}{k}\right) e^{jn\varphi}, \quad (9)$$

где $\delta\left(\frac{n}{k}\right) = \begin{cases} 1, & \text{при } n \text{ кратном } k \\ 0, & \text{при } n \text{ не кратном } k \end{cases}$.

Окончательно получим:

$$\tilde{E}_k(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega_0 - \omega - n\Omega) f_k(n) \int_0^L I_n\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) U(l) dl. \quad (10)$$

Таким образом, спектр отраженного сигнала содержит составляющие на частотах $\omega_0 \pm p\Omega$, где p кратно k , рисунок 2.

Из выражения (10) и рисунка 2 видно, что спектр получился дискретным. Это связано с тем, что зондирующий сигнал имеет бесконечную длительность.

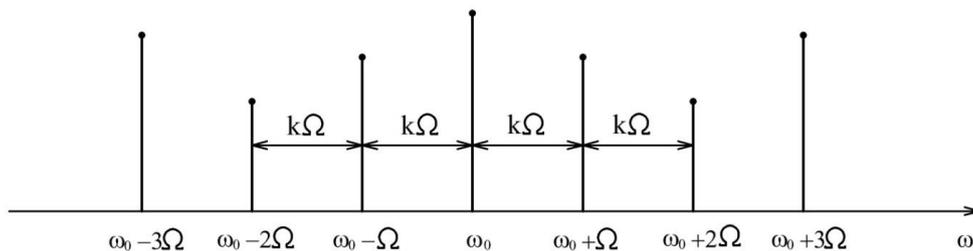


Рис. 2. Спектр отраженного сигнала.

При конечной длительности зондирующего сигнала τ и при прямоугольной огибающей вместо (3) можно записать:

$$\tilde{E}_1(\omega) = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \left[\int_0^L e^{j(\omega_0 - \omega)t + \frac{4\pi l}{\lambda} \sin \theta} U(l) dl \right] dt. \quad (11)$$

Спектр сигнала, отраженного от одной лопасти имеет вид:

$$\tilde{E}_1(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^L S_{a_r}(\omega_0 - \omega - n\Omega) e^{jn\varphi} I_u\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) U(l) dl, \quad (12)$$

$$S_{a_r}(\omega) = \frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}}.$$

где, а от k – лопастей винта:

$$\tilde{E}_k(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{a_r}(\omega_0 - \omega - n\Omega) f_k(n) \int_0^L I_u\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) U(l) dl. \quad (13)$$

В этом случае спектр сигнала, отраженного от вращающегося винта является непрерывным и имеет гребенчатую структуру (рисунок 3).

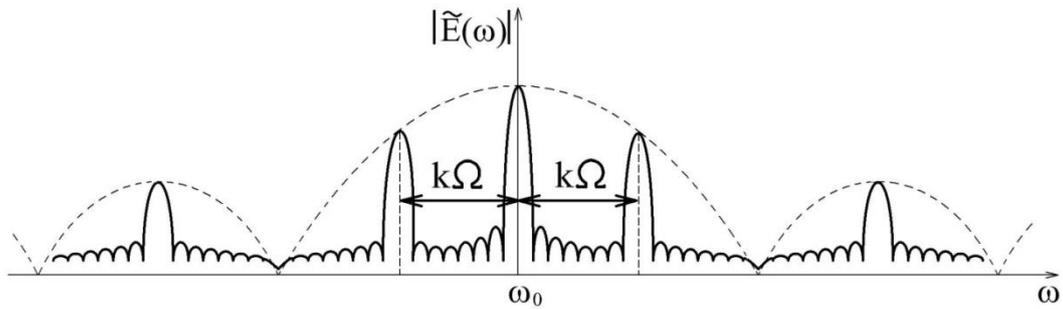


Рис. 3. Спектр отраженного сигнала гребенчатого вида.

Для селекции сигналов на фоне местных предметов необходимо режектировать составляющие спектра на частотах $\omega_0 \pm k\Omega$.

2. Методика обработки сигналов импульсной РЛС

На рисунке 4 и 5, показаны структурная схема обработки сигналов в приемнике импульсной РЛС с выделением частоты вращения воздушного винта и эпюра принимаемого сигнала.

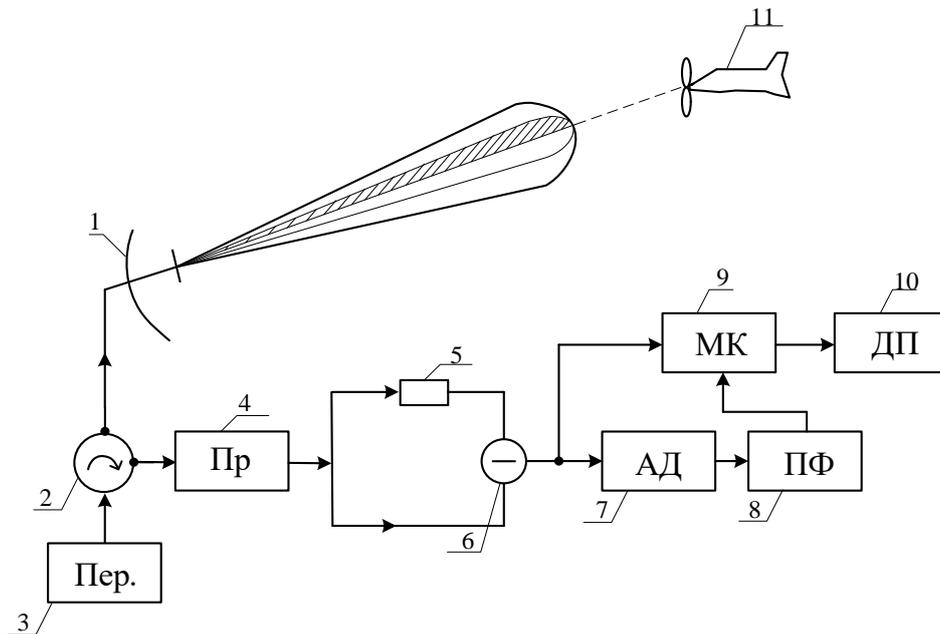


Рис. 4. Структурная схема канала приемника импульсной РЛС для выделения частоты вращения винта:

1 – зеркало антенны; 2 – циркулятор; 3 – передатчик; 4 – приемник; 5 – линия задержки; 6 – вычитающая схема; 7 – амплитудный детектор; 8 – полосовой фильтр; 9 – микроконтроллер; 10 – дисплей; 11 – цель.

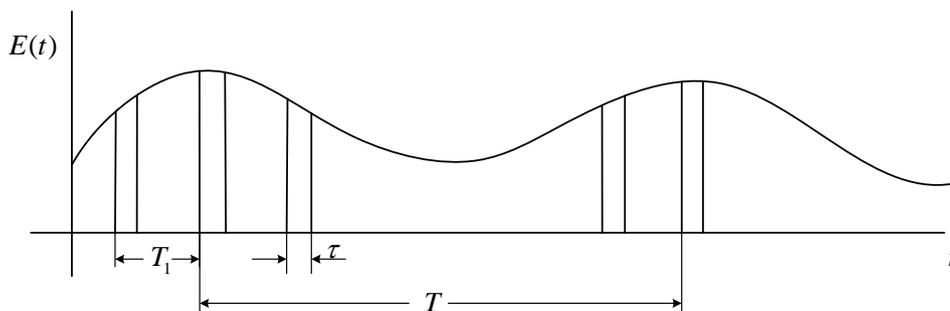


Рис. 5. Модуляция пачки видеоимпульсов частотой вращения винта.

Отраженный от цели радиосигнал представим в следующем виде:

$$E(t) = \sum_{k=1}^n \sqrt{m} E_k [t - (k-1)T_n] \sin(\Omega_i t + \varphi_\epsilon) e^{j\omega t}, \quad (14)$$

где: T_n – период повторения импульсов;

m – коэффициент амплитудной модуляции;

Ω_i – частоты вращения винтов, в частности квадрокоптера;

ω – несущая частота РЛС;

n – количество импульсов в пачке;

$k = \overline{1, n}$.

Поскольку, при горизонтальной поляризации излучаемой радиоволны совпадение положения винта с вектором напряженности электрического поля волны дает максимальное отражение, то на вход приемника РЛС поступает максимальный радиосигнал, а при ракурсе 90° , минимальный. В этом случае коэффициент амплитудной модуляции m в (14) можно в расчетах принимать за единицу ($m = 1$). Напряженность поля при этом получит амплитудную модуляцию на частоте вращения воздушного винта:

$$E_\Omega(t) = \sum_{\kappa=1}^n E_\kappa \sin(\Omega_i + \varphi_i). \quad (15)$$

Используя уравнение дальности РЛС, дадим оценку мощности передатчика импульсной РЛС P_n для заданной дальности обнаружения МБПЛА при вероятности правильного обнаружения 0,97, соответствующей отношению сигнал/шум на входе приемника по мощности $q = 10$ без учета внешних помех:

$$q = \gamma \frac{P_c}{P_{ш}} , \quad (16)$$

$$P_u = \frac{(4\pi)^2 \cdot r^4 \cdot q \cdot P_{ш}}{G_A \cdot S_A \cdot \sigma \cdot \gamma \cdot m \cdot A}, \quad (17)$$

где: P_c – мощность отраженного от винта импульсного сигнала на входе приемника;

r – расстояние до МБПЛА;

$P_{ш} = kT_k^0 \Delta f_g$ – мощность шума на входе приемника;

Δf_g – полоса пропускания приемника с настройкой на частоту вращения воздушного винта;

k – постоянная Больцмана;

$m = \frac{\sigma_x - \sigma_y}{\sigma_x + \sigma_y}$ – коэффициент амплитудной модуляции;

$\sigma_x; \sigma_y$ ЭПР винта при углах зондирования 0 и 90°;

A – коэффициент потерь в атмосфере;

$G_A = 4\pi \frac{S_A}{\lambda^2}$ – коэффициент направленного действия антенны (КНД);

λ – длина волны;

S_A – эффективная площадь антенны;

σ – ЭПР винта;

γ – коэффициент передачи полосового фильтра.

При длительности зондирующего импульса РЛС $\tau_u = 1$ мкс и периоде вращения винта $T_{\pi} = 1$ мс коэффициент γ можно оценить следующим образом:

$$\gamma = \frac{\tau_u}{T_{\pi}} = \frac{1,0 \cdot 10^{-6}}{10^{-3}} = 10^{-3}. \quad (18)$$

На эту величину снижается мощность полезного сигнала отраженного от воздушного винта.

Если поверхность винта аппроксимировать прямоугольной пластиной площадью $S_B = a \cdot b$, то согласно [11], при $\lambda = 3 \cdot 10^{-2}$ м; $a = 0,2$ м; $b = 0,02$ м, максимальная величина ЭПР будет:

$$\sigma_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} a^2 b^2 = 0,2 \text{ м}^2. \quad (19)$$

Однако при боковом облучении эта величина существенно снижается, поэтому в расчетах используем минимальное значение ЭПР $\sigma = 0,01 \text{ м}^2$.

При следующих численных параметрах:

$$f = 10 \text{ ГГц}; \lambda = 3 \cdot 10^{-2} \text{ м}; r = 10000 \text{ м}; q = 10; P_{\text{шум}} = kT_{\kappa}^{\circ} \Delta f_{\epsilon}; T_{\kappa} = 300^{\circ} \text{ К};$$

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Вт} \times \text{Гц}}{\text{рад}}; \Delta f_{\epsilon} = 50 \text{ Гц} \left(3000 \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right); G_A = 4\pi \cdot \frac{S_A}{\lambda^2} = 14000;$$

$$S_A = 1 \text{ м}^2; \sigma = 0,01 \text{ м}^2; \gamma = 10^{-3}; m = 1; A = 1,$$

из (1) получим:

$$P_u \approx 24 \text{ Вт.}$$

В режиме обнаружения МБПЛА, с отражением от корпуса при $\sigma = 0,01 \text{ м}^2$; $\gamma = 1$ и, с учетом расширения полосы пропускания приемника до

$$\Delta f_u \approx \frac{1}{\tau_u},$$

требуемая мощность излучения передатчика возрастает до 24 кВт.

Таким образом, повышение разрешающей скорости РЛС за счет использования более узкой полосы пропускания приемника, при работе по частоте вращения винта, позволяет существенно снизить мощность передатчика, что является еще одним преимуществом работы узкополосного режима.

3. Методика обработки сигналов в узкополосном режиме

На рисунке 6 показана структурная схема узкополосной РЛС с коммутацией плоскости поляризации излучаемого электромагнитного поля, а на рисунке 7 – эюры излучаемых и принимаемых сигналов.

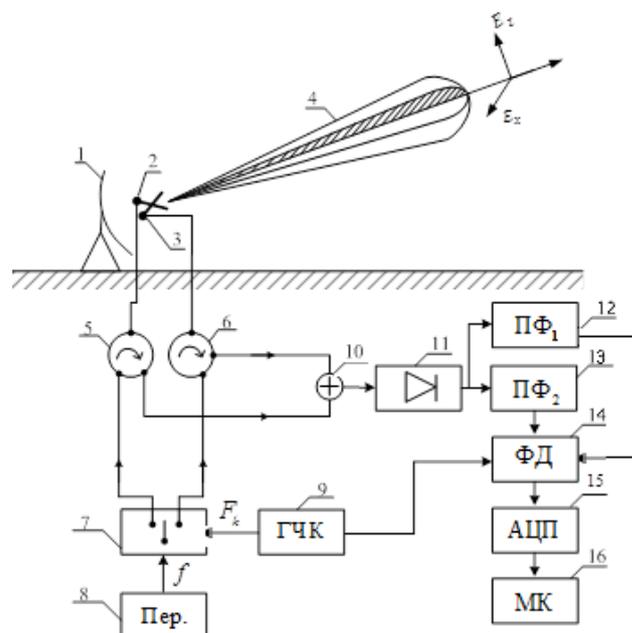


Рис. 6. Структурная схема узкополосной РЛС с коммутацией плоскости поляризации, излучаемой ЭМ волны:

1 – зеркало антенны; 2,3 – активные вибраторы; 4 – диаграмма направленности антенны; 5,6 – циркуляторы; 7 – коммутатор; 8 – передатчик несущей частоты; 9 – генератор частоты коммутации; 10 – суммирующая цепь; 11 – амплитудный детектор; 12,13 – полосовые фильтры; 14 – фазовый детектор; 15 – аналого-цифровой преобразователь; 16 – микроконтроллер.

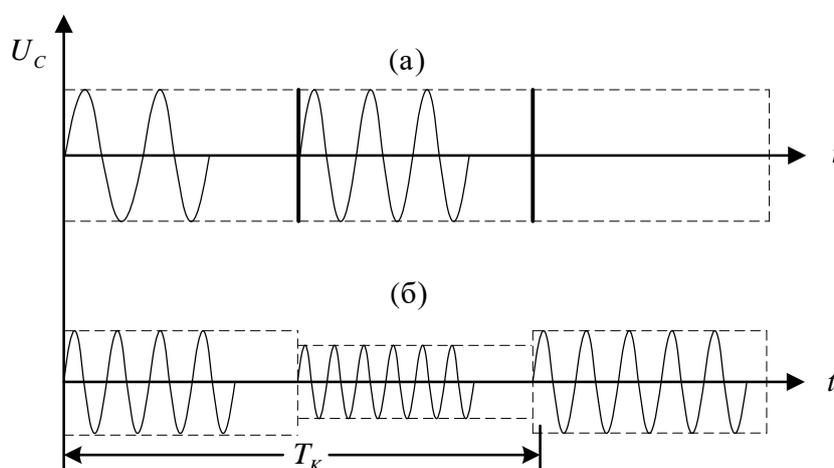


Рис. 7. Эюры сигналов: (а) – излучаемый; (б) – принимаемый.

Для коммутации плоскости поляризации излучаемых радиоволн в фокусе зеркала антенны устанавливаются два ортогонально расположенных и поочередно коммутируемых вибратора с общим периодом коммутации $T_k = \frac{1}{F_k}$.

В целях устранения неоднозначности измерения дальности фазовым методом, частота коммутации выбирается из условия:

$$F_k < \frac{c}{2r}, \quad (20)$$

где r – максимальное расстояние до цели, c – скорость света.

Вибраторы подключаются к передатчику несущей частоты f через циркуляторы.

Управление коммутаторами осуществляется от синтезатора частоты стабилизированной кварцевым генератором.

Отраженный от винта сигнал при облучении цели в двух плоскостях поляризации получает амплитудную модуляцию с коэффициентом $m = \frac{\sigma_z - \sigma_x}{\sigma_z + \sigma_x}$,

где σ_x и σ_z соответственно ЭПР винта по двум координатным осям.

Напряженность электрического поля этого сигнала можно записать как:

$$E(t) = \left[E_m \left(1 + \sqrt{m} \cdot \sin(\Omega_k t + \varphi_k) \right) \cdot \sin(\omega t + \varphi) \right] \cdot \sin(\omega_g t + \varphi_g), \quad (21)$$

где Ω_k – круговая частота коммутации плоскости поляризации волны; $\omega_g = 2\pi\Omega$ – круговая частота вращения винта.

Если с приемного выхода циркуляторов сигнал продетектировать амплитудным детектором, то после полосового фильтра, настроенного на частоту коммутации F_k , можно выделить отраженный сигнал модулированный этой частотой, фаза которого относительно опорного сигнала однозначно несет информацию о дальности до цели r_u :

$$\varphi_u = \Omega_k \frac{r_u}{c}. \quad (22)$$

Для снижения погрешности измерения дальности целесообразно ввести две шкалы измерений – грубую и точную, на повышенной частоте коммутации.

При облучении многовинтовых МБПЛА, типа квадрокоптеров, в спектре сигналов появится гребенка частот Ω , которые можно использовать для распознавания класса цели с применением обучаемого нейрокompьютера.

Погрешность фазового метода оценки дальности можно оценить как:

$$\Delta r = \frac{c\Delta\varphi}{2\pi F_{\kappa}}. \quad (23)$$

$\Delta\varphi$ – среднеквадратичная ошибка измерения фазового сдвига на частоте коммутации оцениваемая через отношение сигнал/шум по как [12]:

$$\Delta\varphi = \frac{1}{\sqrt{q}} = \sqrt{\frac{N_0}{2E}} \text{ [рад]}, \quad (24)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума; E – энергия сигнала на выходе согласованного фильтра.

Как следует из выражения (23) точность определения дальности при фазовых измерениях можно повысить путем увеличения мощности излучения передатчика, в то время как в импульсном режиме такая возможность ограничена длительностью импульса.

При дальности обнаружения МБПЛА $r = 10$ км, частота коммутации должна быть:

$$F_{\kappa} = \frac{c}{2r} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^4} \leq 15 \text{ кГц}. \quad (25)$$

Если допустить, что погрешность фазометра составляет величину $\Delta\varphi = 1^\circ$ (1/57 рад), то из выражения (23) получим величину ошибки измерения дальности $\Delta r = 106$ м.

Для сравнения, погрешность измерения дальности этой же цели в импульсном режиме с длительностью импульса $\tau_u = 1$ мкс, составит:

$$\sigma_u \approx \frac{1}{\tau_u} \cdot c = 300 \text{ м},$$

Требуемая мощность излучения узкополосного передатчика оценим как:

$$P_y = \frac{(4\pi)^2 \cdot r^4 \cdot q \cdot P_{ш}}{\sigma_y \cdot G_A \cdot S_A \cdot m} \quad (26)$$

При следующих численных параметрах:

$$r = 10\,000 \text{ м}; q = 10; \sigma_y = 0,01 \text{ м}^2; G_A = 4\pi \cdot \frac{S_A}{\lambda^2} = 14000; S_A = 1 \text{ м}^2,$$

$$\lambda = 3 \cdot 10^{-2} \text{ м}; m = 1; P_{шум} = kT_k \Delta f_e; T_k = 300^\circ \text{ К}; k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Вт} \times \text{Гц}}{\text{рад}};$$

$$\Delta f_e = 50 \text{ Гц} \left(3000 \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right) - \text{полоса частот вращения винта однолопостной}$$

модели МБПЛА.

Из (26) получим: $P_y = 28 \text{ мВт}$, однако в режиме фазоразностных изменений дальности, необходимо увеличить отношение сигнал/шум за счет увеличения мощности передатчика до величины $q = \frac{1}{\Delta \varphi^2}$, т.е. поднять ее до 9 Вт.

Эту величину можно снизить за счет увеличения частоты коммутации F_k , т.е. ввести вторую, более точную шкалу измерения дальности, а также повысить точность фазовых измерений, например, за счет увеличения времени наблюдений.

Преимуществом узкополосного метода является высокая помехоустойчивость и скрытность, поскольку радиосигнал излучается на одной несущей частоте ω , которую можно оперативно перестраивать. При этом полоса пропускания приемника определяется стабильностью частоты F_k опорного генератора и шириной полосы частот вращения винтов МБПЛА.

Экспериментальные исследования по проверке предложенного метода проводились в 2015 году в закрытом помещении объемом $7 \times 7 \times 12 \text{ м}$ посредством облучения самолетной модели МБПЛА с длиной фюзеляжа 1 м. Использовались разработанные авторами две автодинные модели РЛС работающие на частотах 2,5 и 10 ГГц с мощностью передатчика в непрерывном режиме 5 мВт и фокусировкой зеркальной антенной диаметром 1 м. Расстояние между РЛС и МБПЛА составляло 12 м.

С выхода амплитудного детектора РЛС отраженные видеосигналы длиной реализации 3 сек подавались на персональный компьютер для спектрального анализа.

Плоскость вращения винта МБПЛА устанавливалась относительно оси диаграммы направленности под углом θ : 0° , 45° , 90° .

Исследовались винты двух типов: из диэлектрика (длина 406 мм) и углепластика (длина 559 мм).

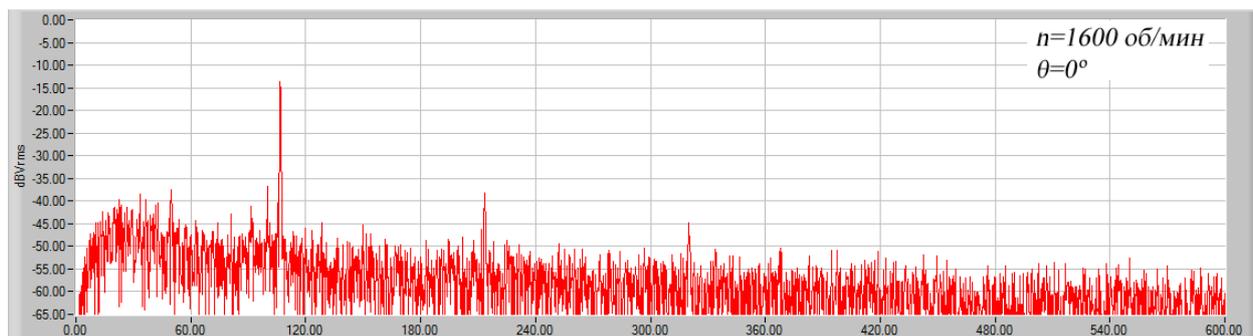


Рис. 8. Воздушный винт-диэлектрик.

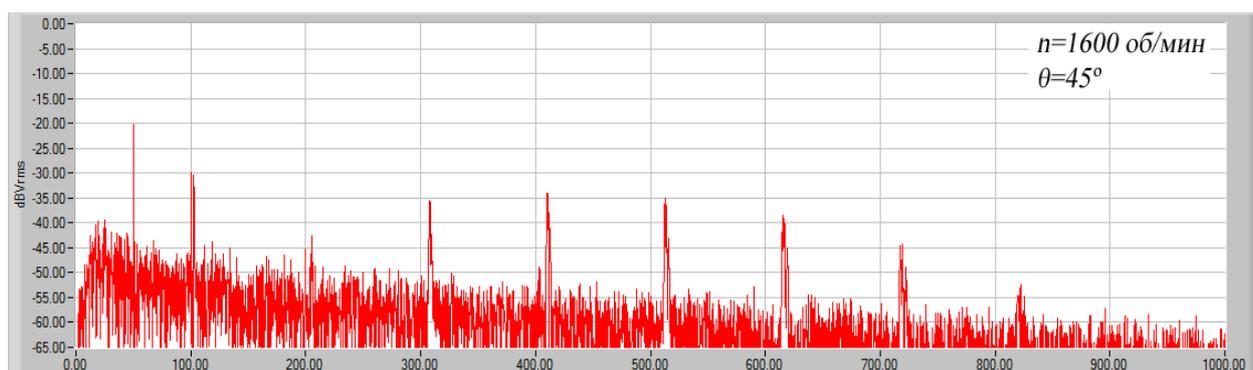


Рис. 9. Воздушный винт-диэлектрик.

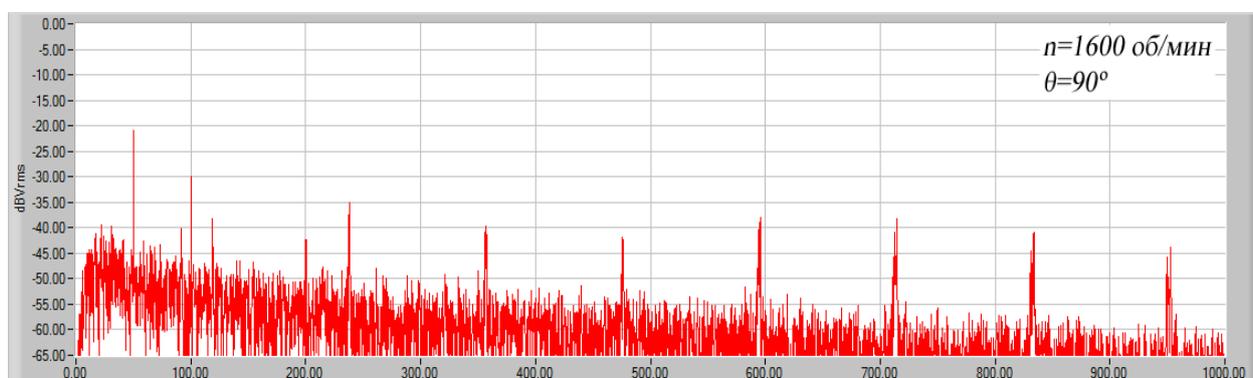


Рис. 10. Воздушный винт-диэлектрик.

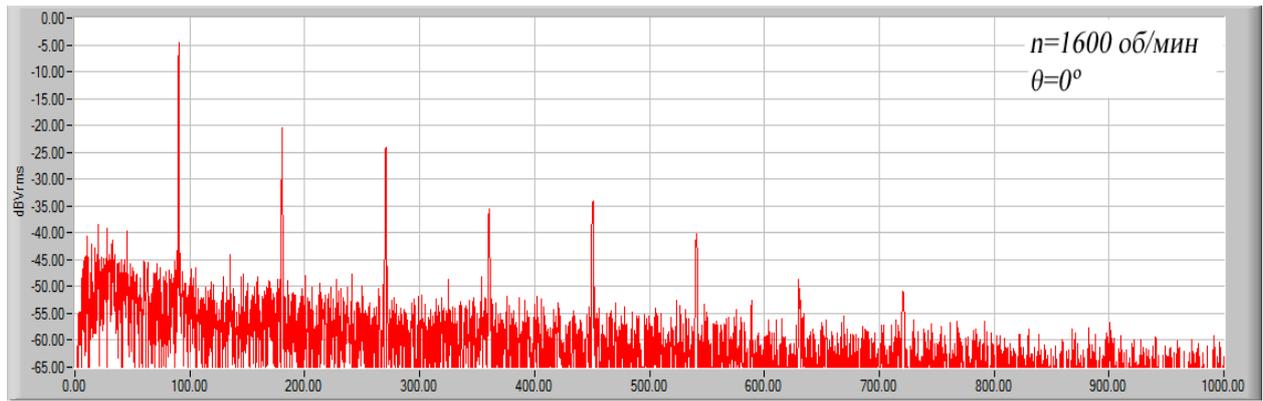


Рис. 11. Воздушный винт-углепластик.

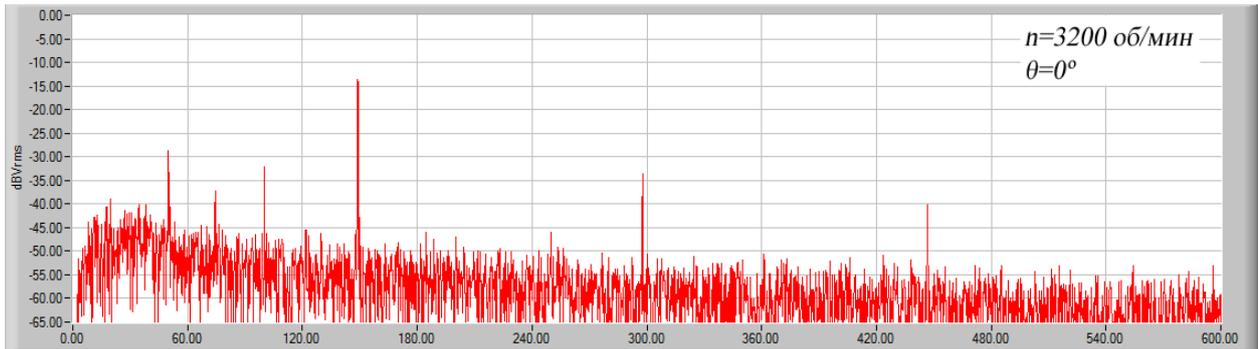


Рис. 12. Воздушный винт-диэлектрик.

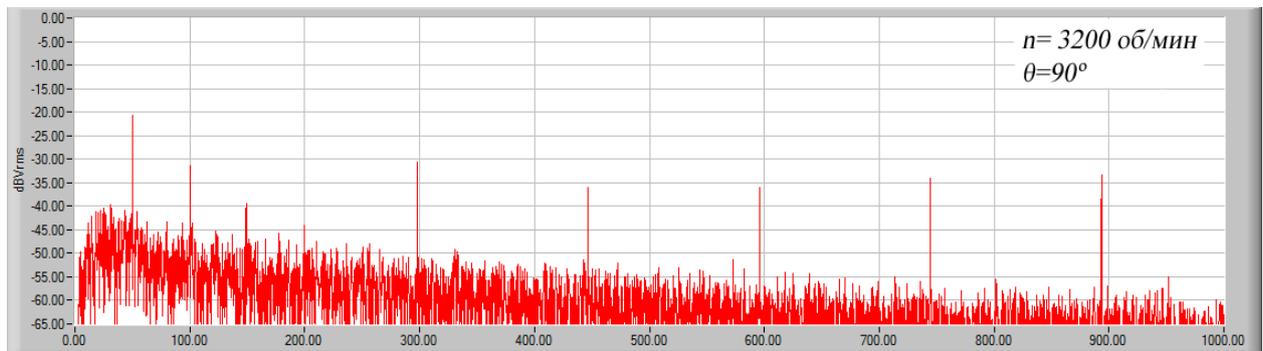


Рис. 13. Воздушный винт-диэлектрик.

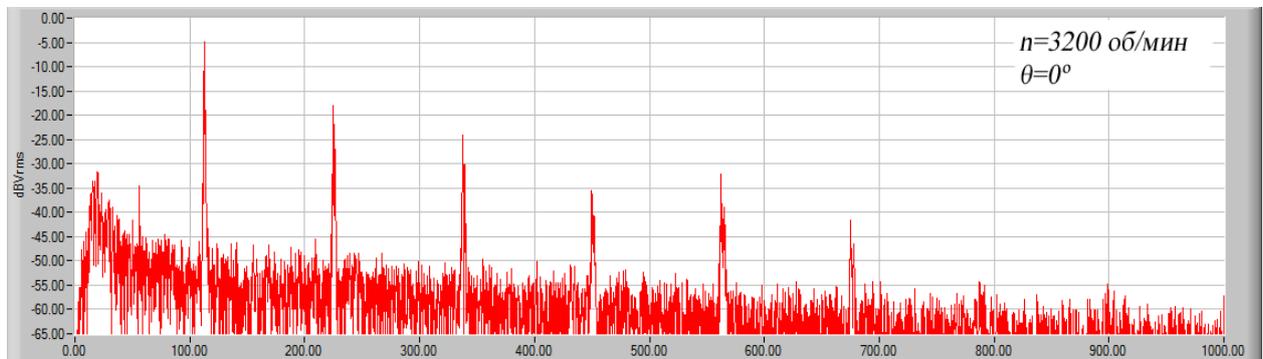


Рис. 14. Воздушный винт-углепластик.

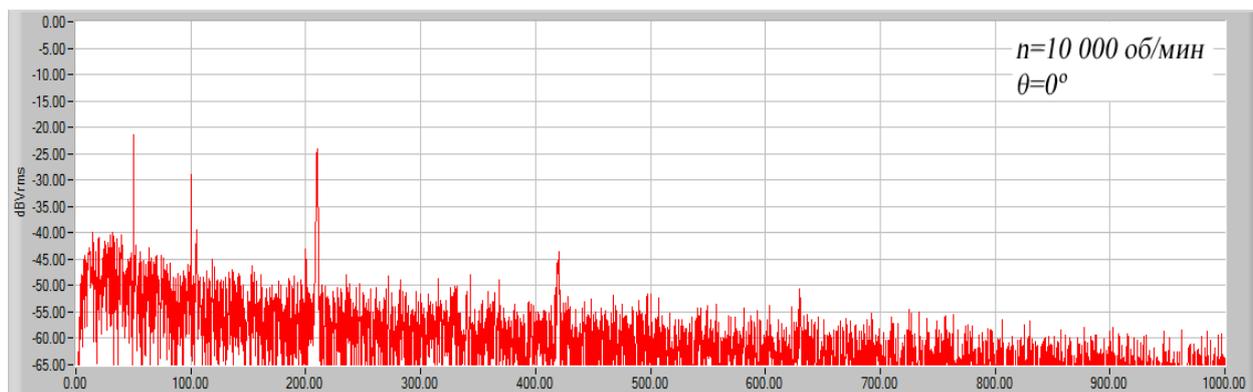


Рис. 15. Воздушный винт-диэлектрик.

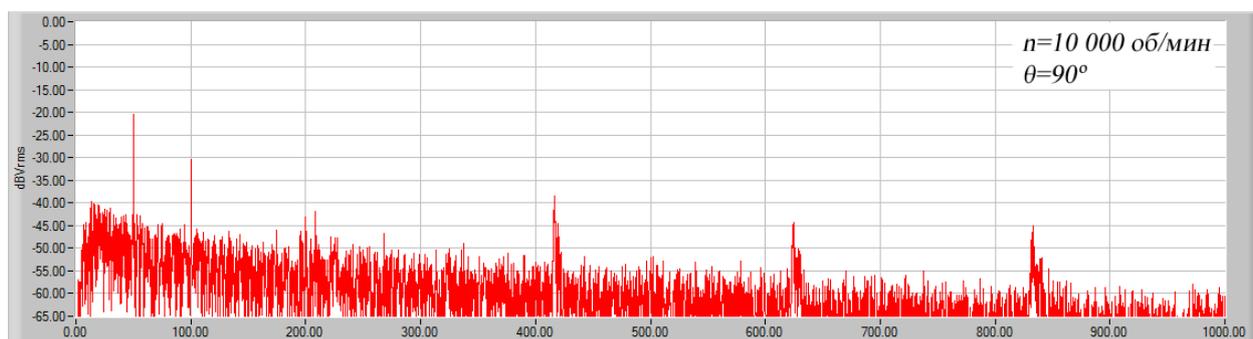


Рис. 16. Воздушный винт-диэлектрик.

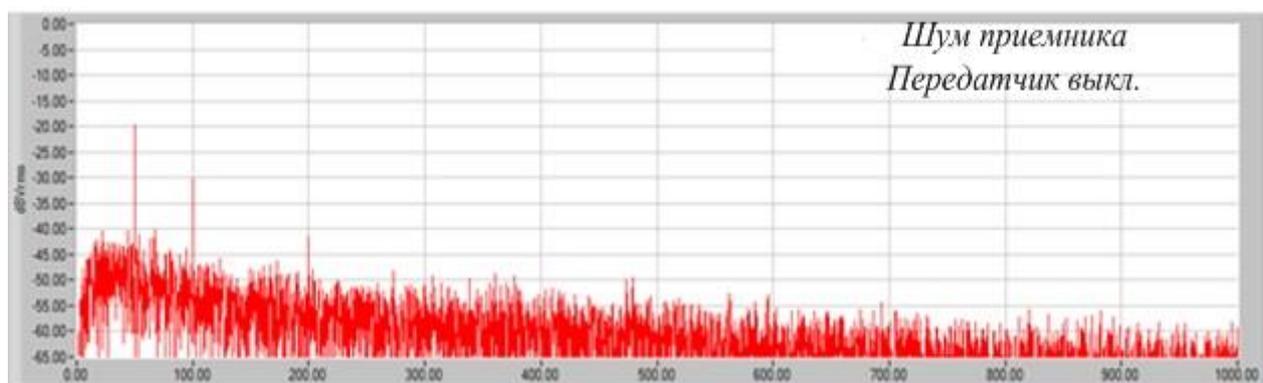


Рис. 17. Внутренние шумы приемника.

Результаты измерений представлены в виде соответствующих спектрограмм и показаны на рисунке 8÷17. Их анализ показывает, что РЛС регистрирует сигналы частоты вращения обоих видов винтов при соотношении сигнал/шум 30÷35 дБ.

Для углового положения в 0° отмечаются 1-я и 2-я гармоники этой частоты, соответствующей удвоенной скорости вращения винта, что логично с учетом линейной поляризации излучаемой Е-волны, за один оборот вращения

воздушного винта его положение дважды совпадает с линией поляризации E-волны.

При угловом положении МБПЛА в 45° относительно фронта падающей волны на спектрограмме появляется несколько дополнительных линий спектра.

При смене материала винта с диэлектрика на углепластик возрастает амплитуда регистрируемого сигнала примерно на 10 дБ., что естественно, с учетом высокой электропроводности углепластика.

Таким образом, в процессе проведенных экспериментальных исследований была доказана возможность обнаружения МБПЛА по частотам вращения его винта независимо от результирующей эффективной площади рассеяния его корпуса. Подобный подход возможен и для других винтокрылых летательных аппаратов.

Важным преимуществом описанного способа является возможность существенного улучшения качества обнаружения МБПЛА за счет последовательного использования вначале линейной, затем квадратурной поляризации зондирующих радиосигналов.

Использование синхронно-квадратурной поляризации зондирующих радиосигналов позволяет существенно улучшить задачу распознавания объектов класса МБПЛА за счет введения второго проверочного признака – увеличение частоты модуляции отраженного радиосигнала винта в кратное число раз. Другими словами, появление в спектре отраженного радиосигнала кратной составляющей частоты, к первому виду поляризации, прямо указывает на признак вращения несущего винта МБПЛА.

Заключение

Метод обнаружения беспилотных аппаратов со сверхмалыми ЭПР $\sigma < 0,01 \text{ м}^2$ с регистрацией частот вращения винта, по сравнению с традиционной радиолокацией, позволяет повысить чувствительность приемника к этим целям, за счет снижения его полосы пропускания и существенно снизить требуемую мощность передатчиков РЛС.

Для реализации указанного режима, в приемниках импульсных РЛС, после блока череспериодной компенсации, достаточно ввести амплитудный демодулятор пачки отраженных импульсов и полосовой фильтр частот вращения винта.

Рассмотренная в статье узкополосная РЛС с коммутацией плоскости поляризации, излучаемой ЭМ волны, при фазовом способе измерений дальности на частоте коммутации, по сравнению с импульсными РЛ, дает возможность на порядок увеличить точность измерения дальности и существенно снизить мощность передатчика РЛС.

Недостатками метода является отсутствие разрешения целей по дальности, находящихся на одном азимуте, и повышение мощности излучения передатчика при работе по высокоскоростным объектам с доплеровским смещением несущей частоты, требующей расширения полосы пропускания приемника при необходимости измерения их скорости движения.

Литература

1. Когтин А.В., Шайдуров Г.Я. Перспективы развития малых беспилотных летательных аппаратов и проблема их обнаружения. // «Военная мысль», № 1, 2023 г. С. 61-65.
2. Разведка огневых позиций по выстрелу, контрбатареи радары. Drive2.ru. URL: <http://drive2.ru/b/467823232116851007>
3. Ананенков А.Е., Марин Д.В., Нуждин В.М., Расторгуев В.В. К вопросу о наблюдении малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2016 г. Выпуск № 91
4. Каримов А.Х. Цели и задачи, решаемые беспилотными авиационными комплексами нового поколения. // Труды МАИ. 2011 г. Выпуск № 47

5. Беляев Г.Г., Макеев А.А., Чернятьев Ю.Н. Результаты экспериментальных исследований признаков классификации малоразмерных воздушных объектов в мультистатических системах скрытной радиолокации // «Радиотехника» №1, 2016 г, С.78-87.
6. Скосырев В.Н., Ананенков А.Е. Применение сверхкороткоимпульсных сигналов в РЛС малой дальности // Москва: Эдитус, 2015 г. – 137 с.
7. Хохлов С.В. История отечественной радиолокации. // Москва: Изд. Столичная энциклопедия. 2015 г. С. 735.
8. Шайдуров Г.Я. Способ радиолокации. Патент РФ № 2797828 от 27.07.2022.
9. Фомин А.Н., Шайдуров Г.Я., Гарин Е.Н. Радиолокационный способ обнаружения летательных аппаратов. Патент РФ № 2622908 от 21.06.2017.
10. Носков В.Я., Игнатков К.А. О применимости квазистатического метода анализа автодинных систем. // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. // 2014 г. Том: 57 Номер: 3(621), С. 44-56.
11. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: изд-во «Советское радио». 1970. С. 560.
12. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: «Радиосвязь». 1993. С. 184.

Для цитирования:

Шайдуров Г.Я., Коггин А.В., Фомин А.Н. Обнаружение малых беспилотных аппаратов по частоте вращения воздушного винта // Журнал радиоэлектроники. – 2025 – № 2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.2.9>