УДК 004.94:632.746.3

# Модель формирования многочастотных поляриметрических дальностно-доплеровских портретов пространственнораспределенных воздушных целей

Кузнецов В. А., Амбросов Д. В.

Постановка задачи: при решении задачи селекции истинных воздушных целей и исследовании ее эффективности на примере истребителя F-22 Raptor на фоне автономной ложной воздушной иели типа MALD-J необходимо формировать многочастотные поляриметрические дальностнодоплеровские радиолокационные портреты на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) электромагнитных волн с помощью предлагаемой в работе модели поляриметрической бортовой радиолокационной станции с двумя приемо-передающими активными фазированными антенными решетками с горизонтальной и вертикальной поляризациями. Цель работы: исследование возможности применения поляризационного признака при анализе многочастотных поляриметрических дальностно-доплеровских радиолокационных портретов для решения задачи селекции воздушной цели на фоне автономной ложной воздушной цели типа MALD-J. Используемые методы: метод математического моделирования, активный метод радиолокационного наблюдения, метод радиолокации с активным ответом, импульсный метод измерения расстояния, фазовый метод измерения расстояния, частотный метод измерения расстояния, метод геометрической оптики, метод анализа видимости массива точек, метод прямого сближения. Новизна: элементом новизны в работе является разработанная модель функционирования автономной ложной воздушной цели типа MALD-J, принимающая зондирующие импульсные последовательности поочередно на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) электромагнитных волн и ретранслирующая эти импульсные последовательности на круговой поляризации электромагнитных волн. В модели формирования многочастотных поляриметрических дальностнодоплеровских радиолокационных портретов на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) электромагнитных волн в качестве истинной воздушной цели используется разработанная авторами многоточечная пространственно-распределенная модель воздушной цели. Результат: разработана модель формирования многочастотных поляриметрических дальностнодоплеровских радиолокационных портретов пространственно-распределенных воздушных целей, основанная на математической модели формирования дальностных портретов высокого разрешения и математической модели формирования спектра сигнала с учетом эффекта вторичной доплеровмодуляции на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) ской электромагнитных волн, что позволило выявить существенные отличия на многочастотных поляриметрических дальностно-доплеровских радиолокационных портретах между истинной воздушной целью и ложной воздушной целью. Полученный многочастотный дальностнодоплеровский радиолокационный портрет пространственно-распределенной воздушной цели, как результат моделирования, верифицирован известными расчетными результатами. Практическая значимость: применение представленной модели дает возможность формировать многочастотные поляриметрические дальностно-доплеровские радиолокационные портреты истинных и ложных пространственно-распределенных воздушных целей, что позволяет использовать их при разработке алгоритмов селекции и распознавания в различных условиях наблюдения, а также оценивать их эффективность.

#### Библиографическая ссылка на статью:

Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Модель формирования многочастотных поляриметрических дальностно-доплеровских портретов пространственно-распределенных воздушных целей // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 4. С. 1-26. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10401.

**Reference for citation:** 

Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. Model of formation of multi-frequency polarimetric range-Doppler portraits of the spatial distributed air targets. *Systems of Control, Communication and Security*, 2019, no. 4, pp. 1-26. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10401 (in Russian).

Ключевые слова: фацетная модель, пространственно-распределенная воздушная цель, автономная ложная воздушная цель, геометрическая оптика, дальностный портрет высокого разрешения, спектрально-доплеровский портрет, вторичная модуляция, поляриметрия, многочастотный дальностно-доплеровский радиолокационный портрет.

#### Актуальность

Концепция радиоэлектронного подавления (РЭП) бортовых радиоэлектронных систем всех развитых в военном отношении стран мира предполагает наличие двух основных подсистем воздушного базирования: на базе самолетов радиоэлектронной борьбы групповой защиты и на базе беспилотных летательных аппаратов. Так, например, с 1995 года в рамках программы DARPA J-UCAS динамично развиваются и успешно испытываются в реальных боевых условиях автономные ложные воздушные цели (АЛВЦ). С 2006 года фирма Raytheon разрабатывает один из вариантов АЛВЦ – постановщик активных имитирующих помех ADM-160C MALD-J, представленный на рис. 1 [1].

Рис. 1 Автономная ложная воздушная цель типа ADM-160C MALD-J

Объектами РЭП являются бортовые радиолокационные станции (БРЛС) истребителей и РЛС ПВО. Необходимость осуществления РЭП БРЛС истребителей, как правило, возникает при проведении локальных войн и крупномасштабных военных операций. Применение АЛВЦ, ретранслирующих принятые последовательности радиоимпульсов в сторону БРЛС истребителей с дополнительной вторичной модуляцией и усилением их по амплитуде до заданного уровня эффективной площади рассеяния (ЭПР) реальной воздушной цели [1, 2], позволяет противодействовать радиолокационному обнаружению, распознаванию (селекции) и отвлекать значительную часть сил и средств ВВС и ПВО для борьбы с ложными целями.

АЛВЦ ADM-160C MALD-J оснащена станцией активных имитирующих радиоэлектронных помех DECM (аббр. от Deceptive Electronic Countermeasures). АЛВЦ генерирует когерентные отраженные сигналы, которые имитируют амплитуду, фазу, частоту отраженного радиолокационного сигнала. Для реализации возможности управления задержкой отраженных сигналов в АЛВЦ используется специальная память для CBЧ-сигналов, реализуемая на элементах акустоэлектроники или цифровых запоминающих устройствах радиочастот



DRFM (аббр. от Digital Radio Frequency Memory). В цифровом запоминающем устройстве входной радиочастотный сигнал сначала преобразуют на промежуточные частоты, а затем производят выборку с помощью высокоскоростного аналого-цифрового преобразователя. Выборки, извлекаемые из памяти, обрабатываются с помощью цифроаналогового преобразователя DAC (аббр. от Digital-to-Analogue Converter). Преобразование осуществляется по фазе, амплитуде до заданного значения ЭПР реальной воздушной цели, по частоте, расширением спектра сигнала с добавлением частотных составляющих имитируя вторичную модуляцию. Далее сигнал активной имитирующей помехи задерживают относительно исходного принятого сигнала и излучают антенной с круговой поляризацией электромагнитных волн (ЭМВ) в направлении БРЛС истребителя перехватчика, являющегося объектом РЭП [3].

В случае применения АЛВЦ возникает весомое преимущество в завоевании превосходства в воздухе за счет большого целевого потока, который займет существенное количество времени при целераспределения и, как следствие, – особую важность приобретет расход боекомплекта истребителейперехватчиков. Для восстановления баланса сил и исключения весомого преимущества необходимо решить задачу селекции истинных воздушных целей на фоне ложных воздушных целей с использованием признака селекции, неподдающегося имитации современными АЛВЦ типа MALD-J.

# Постановка задачи

истинных При решении задачи селекции воздушных целей И исследовании ее эффективности на примере истребителя F-22 Raptor на фоне АЛВЦ типа MALD-Ј необходимо формировать многочастотные поляридальностно-доплеровские метрические радиолокационные портреты (МПДДРП) четырех поляризациях (двух коллинеарных на И **ДВУХ** ортогональных) ЭМВ с помощью предлагаемой в работе модели поляриметрической БРЛС с двумя приемо-передающими активными фазированными антенными решетками (АФАР) с горизонтальной и вертикальной поляризация-Существующие модели формирования ДДРП воздушных объектов МИ. представленные в работах [4-6] не подходят для решения этой задачи в виду того, что имеют ряд существенных недостатков, краткий анализ которых изложен в работе [7].

На рис. 2 представлена структурная схема поляриметрической БРЛС с двумя приемо-передающими АФАР с горизонтальной и вертикальной поляризациями ЭМВ во взаимодействии с истинной воздушной целью и АЛВЦ типа MALD-J.

В работе в качестве признака, неподдающего имитации АЛВЦ, предлагается использовать поляризацию ЭМВ. Истинная воздушная цель не симметрична в горизонтальной и вертикальной плоскостях, а, следовательно, отраженная электромагнитная энергия от истинной воздушной цели и принятая поляриметрической БРЛС на четырех поляризациях ЭМВ будет существенно отличаться. В случае с ретранслирующим сигналом от АЛВЦ на круговой

поляризации ЭМВ, электромагнитная энергия, принятая поляриметрической БРЛС на четырех поляризациях ЭМВ будет отличаться незначительно.



Рис. 2 Структурная схема поляриметрической БРЛС с двумя приемопередающими активными фазированными антенными решетками с горизонтальной и вертикальной поляризациями электромагнитных волн

При формировании МПДДРП необходимо получить дальностный портрет высокого разрешения (ДПВР) пространственно-распределенной воздушной цели (ПРВЦ) и спектрально-доплеровский портрет (СДП) частотных составляющих вторичной доплеровской модуляции авиационной силовой установки, расчет которых выполняется с помощью алгоритмов, суть которых изложена в работах [7, 8].

Для повышения разрешающей способности поляриметрической БРЛС с целью формировании ДПВР необходимо использовать зондирующий сигнал с широким спектром частот. Всем известная форма зондирующего сигнала с линейной частной модуляцией (ЛЧМ) подходит для этой цели, но только в частном случае, когда один «широкий» импульс разбивают на N подимпульсов с шагом n увеличения перестройки несущей частоты  $f_0$  от импульса к импульсу на величину  $\Delta f$ , тем самым задается требуемая ширина спектра зондирующего сигнала с оступенчатой частотной модуляцией (СЧМ). В работах [6, 9-10] более подробно рассматривается форма зондирующего сигнала с СЧМ и, соответственно, обработка принятого сигнала, отраженного от воздушной цели.

Выражение импульсной последовательности зондирующего сигнала с СЧМ в комплексной форме будет иметь вид [10]:

$$S(t) = s_0 \sum_{n=0}^{N-1} L_n \operatorname{rect}(t - nT) \exp[j2\pi f_n(t - nT)], \qquad (1)$$

где:  $s_0$  – средняя амплитуда импульса,  $L_n$  – комплексный множитель, описывающий изменение амплитуды при перестройке несущей частоты,

rect
$$(t) = \begin{cases} 1, \text{ при } |t| \le \frac{\tau_u}{2}, \\ 0, \text{ при } |t| > \frac{\tau_u}{2} \end{cases}$$
 – огибающая одиночного радиоимпульса,

 $\tau_u$  – длительность импульса, n = 0, 1, 2, ..., N - 1 – номер зондирующего импульса, N – количество импульсов в импульсной последовательности,  $f_n = f_0 + n\Delta f$  – несущая частота при каждом n зондировании импульса в импульсной последовательности,  $f_0$  – несущая частота зондирующего сигнала,  $\Delta f$  – шаг перестройки частоты от импульса к импульсу, T – период следования импульсов.

При заданном значении окна дальности  $\Delta R = 100$  м и исключения искажений по краям ДПВР ПРВЦ длительность одного импульса в импульсной последовательности с СЧМ вычисляется с учетом условия  $\tau_u >> \frac{2\Delta R}{c}$  по формуле [9]:

$$\tau_u = \frac{4\Delta R}{c} = 1,33 \text{ MKC}, \tag{2}$$

где:  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света.

Шаг перестройки частоты рассчитывается по формуле [9]:

$$\Delta f = \frac{c}{4\Delta R} = 750 \text{ k}\Gamma\text{u},\tag{3}$$

Для однозначной оценки дальности до цели в окне дальности  $\Delta R$ , должно выполняться правило  $\Delta R < \frac{c}{2\Delta f}$ . При подстановке рассчитанных числовых зна-

чений правило выполняется, следовательно, окно дальности  $\Delta R$  выбрано верно.

Количество импульсов N в одной импульсной последовательности зависит от шага перестройки частоты  $\Delta f = 750$  кГц и разрешения по дальности, которую примем равной  $\delta R \approx 2$  м. С учетом этих значений, количество импульсов N в одной импульсной последовательности рассчитывается по формуле [9]:

$$N = \left| \frac{c}{2\delta R\Delta f} \right| = 100.$$
<sup>(4)</sup>

где: [\*] – функция округления до целого числа.

Для реализации быстрого преобразования Фурье (БПФ) количество импульсов N в одной импульсной последовательности с СЧМ желательно выбирать кратным  $N = 2^n$  [10], следовательно N = 128.

С учетом вычисленных значений, ширина спектра одной импульсной последовательности с СЧМ рассчитывается следующим образом [9]:

$$B = N\Delta f = 96 \text{ M}\Gamma \mathfrak{U}.$$
 (5)

Тогда разрешающая способность поляриметрической БРЛС по дальности составит [9]:

$$\delta R = \frac{c}{2B} = 1,56 \text{ M.} \tag{6}$$

При формировании МПДДРП ПРВЦ рассматривается тактическая обстановка, в которой воздушная цель летит навстречу носителя поляриметрической БРЛС. На встречных курсах целесообразно использовать высокую частоту следования импульсов для исключения неоднозначности оценки доплеровского смещения частоты, например при  $f_{vcu} = 160$  кГц. Однако при расчетах ДПВР ПРВЦ однозначная оценка дальности составит  $R_{odn} = cT/2 = 937,5$  м, тогда на дальности 120 км количество участков неоднозначности составит 128, что неприемлемо. Для формирования ДПВР ПРВЦ необходимо излучать импульсную последовательность с СЧМ с частотой следования импульсов  $f_{ucu} = 20$  кГц, тогда максимальная дальность, при которой будет обеспечена однозначная оценка дальности, составит  $R_{odn} = cT/2 = 7500$  м. При такой частоте следования импульсов, на дальности 120 км количество участков неоднозначности составит до воздушной цели и доплеровского смещения частоты применяют методы, описанные в работах [6, 10].

Частота дискретизации для импульсной последовательности с СЧМ (1) вычисляется по формуле [9]:

$$f_s = \frac{N}{T} = 2,56 \text{ M}\Gamma\text{u}.$$
(7)

Функция неопределенности импульсной последовательности зондирующего сигнала с СЧМ вычисляется [10]:

$$\left|\chi(\tau,f_{\partial})\right| = \sum_{a=-(N-1)}^{N-1} \left|\chi_{1}\left(\tau - aT, \left(f_{\partial} + \frac{B}{\tau_{u}}\tau\right)\right)\right| \frac{\sin\left[\pi\left(f_{\partial} + \frac{\Delta f}{T}\tau\right)(N - |a|)T\right]}{N\sin\left(\pi\left(f_{\partial} + \frac{\Delta f}{T}\tau\right)T\right)}\right|, (8)$$

где:  $\chi_1 - \phi$ ункция неопределенности одиночного импульса импульсной последовательности,  $|\tau| \leq NT$ ,  $f_{\partial}$  – доплеровское смещение частоты. На рис. 3 показана диаграмма функции неопределенности импульсной последовательности с СЧМ и её сечение вертикальными плоскостями.



Рис. 3 Функция неопределенности импульсной последовательности с ступенчатой частотной модуляцией при N = 32, T = 50 мкс,  $\tau_u = 1,33$  мкс: а) диаграмма функции неопределенности; б) при  $f_o = 0$ ; в) при  $\tau = 0$ 

Параметры зондирующего сигнала импульсной последовательности с СЧМ поляриметрической БРЛС для моделирования ДПВР представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Парамстры зондирующего сигнала				
Параметр	Значение			
Несущая частота, $f_0$	Х-диапазон (9,7 ГГц)			
Длительность импульса, $ au_u$	1,33 мкс			
Шаг перестройки частоты, $\Delta f$	750 кГц			
Окно дальности, $\Delta R$	100 м			
Количество импульсов в одной им-	129			
пульсной последовательности, N	128			
Ширина спектра сигнала, В	96 МГц			
Разрешающая способность по дально-	156			
сти, $\delta R$	1,50 M			
Частота следования импульсов, $f_{_{y_{CU}}}$	20 кГц			
Частота дискретизации, <i>f</i> <sub>s</sub>	2,56 МГц			

Таблица 1 – Параметры зондирующего сигнала

Передатчик и приемник задаются обобщенной структурой для моделирования физической передачи, распространения через среду и конечного приема

#### Системы управления, связи и безопасности Systems of Control, Communication and Security

сигнала. Передатчик и приемник могут задаваться на общей платформе движения (моностатическая система) или на раздельных платформах движения (бистатическая система). Работа передатчика задается следующими параметрами: несущая частота, пиковая мощность, потери в передатчике, коэффициент усиления, коэффициент потерь, внутренние шумы. При моделировании приемника, его работа задается следующими параметрами: несущая частота, коэффициент усиления, коэффициент потерь, ширина полосы шумов, коэффициент шума, температура приемника, так же задается когерентная или некогерентная обработка. Модели двух приемо-передающих АФАР, которые преобразуют зондирующие сигналы поляриметрической БРЛС в излучаемую энергию для передачи ее в сторону воздушной цели, а так же преобразуют отраженную от воздушной цели энергию в полезный сигнал, представлены на рис. 4: круговая АФАР с горизонтальной поляризацией ЭМВ (рис. 4, а) шириной L<sub>1</sub> с I<sub>1</sub> количеством элементов и эллиптическая АФАР с вертикальной поляризацией ЭМВ (рис. 4, б), шириной  $L_2$  с  $I_2$  количеством элементов.





Диаграмма направленности луча в дальней зоне круговой AФAP с горизонтальной поляризацией ЭМВ (рис. 4, в) и эллиптической AФAP с вертикальной поляризацией ЭМВ (рис. 4, г), с учетом направления главного луча  $\phi$  пропорциональна [6]:

$$\left|\psi\left(\phi\right)\right|^{2} \sim \frac{L_{A}f_{n}}{c}\cos\phi \left|\frac{e^{i\omega}\sin\left(\left(1+I^{-1}\right)\omega\right)}{\sin\left(I^{-1}\omega\right)}-1\right|^{2},\tag{9}$$

где:  $L_A$  – ширина АФАР,

Системы управления, связи и безопасности Systems of Control, Communication and Security

$$\omega = \frac{\pi I f_n L_A}{c} \left( \frac{c \Delta \Omega}{2\pi f_n L_A} + \frac{\sin \phi}{I - 1} \right),\tag{10}$$

– межэлементный фазовый сдвиг,

$$\Delta\Omega = -\frac{2\pi f_n}{c} \left(\frac{L}{I-1}\right) \sin\phi \,. \tag{11}$$

Обращение к моделям ПРВЦ и АЛВЦ происходит двумя импульсными последовательностями на каждой поляризации ЭМВ из четырех. Первая импульсная последовательность с формой зондирующего сигнала СЧМ для расчета ДПВР излучается за время 6,4 мс (рис. 5, а). Вторая импульсная последовательность с формой зондирующего сигнала ЛЧМ для расчета СДП частотных составляющих вторичной доплеровской модуляции авиационной силовой установки излучается за время 12,8 мс (рис. 5, б), что соответствует требованиям к длительности импульсной последовательности в режиме «воздух-воздух» от 10 мс до 100 мс изложенных в работе [11]. Порядок функционирования модели поляриметрической БРЛС при излучении зондирующих импульсных последовательностей в сторону воздушный целей и приеме отраженных от воздушных целей импульсных последовательностей более подробно описан в работе [12]. Временная диаграмма работы модели поляриметрической БРЛС для двух импульсных последовательностей на каждой поляризации ЭМВ представлена на рис. 5, в.



Рис. 5 Вариант функционирования модели поляриметрической БРЛС: а) первая импульсная последовательность с СЧМ; б) вторая импульсная последовательность с ЛЧМ; в) вариант временной диаграммы функционирования модели поляриметрической БРЛС

Для получения поляризационной матрицы рассеяния ПРВЦ на четырех поляризация ЭМВ необходимо в направлении выбранной воздушной цели счала излучать импульсные последовательности приемо-передающим каналом с АФАР с горизонтальной поляризацией ЭМВ, а принимать отраженные от цели импульсные последовательности двумя приемо-передающими каналами с двумя АФАР с горизонтальной и вертикальной поляризациями ЭМВ и аналогично с приемо-передающим каналом с АФАР с вертикальной поляризацией ЭМВ. последовательность функционирования поляриметрической Такая БРЛС наглядно показана на рис. 5, в. Сбор отраженной от воздушной цели радиолокационной информации для формирования поляризационной матрицы рассеяния ПРВЦ будет осуществляться последовательно, а не параллельно, из этого следует, что на излучение и прием каждого приемо-передающего канала поляриметрической БРЛС будет затрачено 39,2 мс. За этот промежуток времени воздушная цель на расстоянии 120 км от носителя поляриметрической БРЛС со скоростью полета 1500 км/ч пролетит 10,63 м. При формировании МПДДРП ПРВЦ этим расстоянием полета воздушной цели можно пренебречь.

Обработка первой принятой импульсной последовательности с СЧМ заключается в следующем. Пусть неподвижная воздушная цель, удалена от поляриметрической БРЛС на расстояние  $R_0 + \Delta R$ , где  $R_0$  кратна  $c\tau_u/2$ . Тогда принимаемый в *n*-м периоде полезный сигнал  $S_u(t)$  в комплексной форме будет иметь вид [10]:

$$S_{u}(t) = A_{0}s_{0}L_{n}\operatorname{rect}(t - nT - t_{0} - \Delta t)e^{j2\pi f_{n}(t - nT - t_{0} - \Delta t)}e^{j\frac{4\pi f_{n}}{c}\left(V_{r}T\left(n - \frac{N}{2}\right) + \frac{a_{r}T^{2}}{2}\left(n - \frac{N}{2}\right)^{2}\right)}, (12)$$
  
где:  $A_{0}$  – комплексный коэффициент отражения,  $t = NT/2, t_{0} = 2R_{0}/c,$   
 $\Delta t = 2\Delta R/c, V_{r} = -\frac{d(\Delta R_{n})}{dt}\Big|_{n=\frac{N}{2}}$  – радиальная скорость сближения носителя поля-

риметрической БРЛС с воздушной целью в середине интервала наблюдения,  $a_r = -\frac{d^2(\Delta R_n)}{dt^2}\Big|_{n=\frac{N}{2}}$  – радиальное ускорение сближения носителя поляриметри-

ческой БРЛС с воздушной целью в середине интервала наблюдения.

Принятый сигнал проходит через избирательные цепи приемника, на выходе которого выражение (12) примет вид [10]:

$$S_{u}(t) = A_{0}s_{0}L_{n}g_{0}(t - nT - t_{0} - \Delta t)e^{j2\pi f_{n}(t - nT - t_{0} - \Delta t)}e^{j\frac{4\pi f_{n}}{c}\left(V_{r}T\left(n - \frac{N}{2}\right) + \frac{a_{r}T^{2}}{2}\left(n - \frac{N}{2}\right)^{2}\right)}, \quad (13)$$

$$g_{0}(t - nT - t_{0} - \Delta t) = e^{-j2\pi f_{n}t}\Phi^{-1}\left[W_{r}(f, n)\Phi\left[A(t - nT - t_{0} - \Delta t_{n})e^{j2\pi f_{n}t}\right]\right] -$$

где:

нормированная по амплитуде комплексная огибающая отклика приемного тракта в *n*-м периоде на воздействие  $S_{u}(t)$ ,  $\Phi[]$  и  $\Phi^{-1}[]$  – операторы прямого и обратного преобразований Фурье,  $W_{r}(f,n)$  – передаточная функция приемника в частотной области в *n*-м периоде.

$$S_{u}(t) = S_{u}(t)S_{on}(t) = A_{0}S_{0}L_{m}g_{0}(t - nT - t_{0} - \Delta t)e^{-j2\pi f_{n}(t_{0} + \Delta t)} \times e^{j\frac{4\pi f_{n}}{c}} \left(V_{r}T\left(n - \frac{N}{2}\right) + \frac{a_{r}T^{2}}{2}\left(n - \frac{N}{2}\right)^{2}\right),$$
(14)

где:  $S_{on}(t) = e^{(-j2\pi f_n(t-nT))}$  – опорное колебание.

Если моменты снятия отсчетов соответствуют  $t = nT + t_0 + \tau_u$ , то комплексная форма сигнала (14) на выходе аналого-цифрового преобразователя для каждого *n*-го комплексного отсчета будет иметь вид [10]:

$$S_{u}(nT + t_{0} + \tau_{u}) = S_{u}(n) = A_{0}s_{0}L_{m}g_{0}(\tau_{u} - \Delta t)e^{-j2\pi f_{n}\left(t_{0} + \frac{2\Delta t}{c}\right)} \times \\ \times e^{j\frac{4\pi f_{n}}{c}} \left(V_{r}T\left(n - \frac{N}{2}\right) + \frac{a_{r}T^{2}}{2}\left(n - \frac{N}{2}\right)^{2}\right).$$
(15)

Полезный сигнал принимается в смеси с шумом, поэтому каждый результирующий комплексный отсчет y(t) представляет собой аддитивную смесь комплексного полезного сигнала  $S_u(n)$  и комплексного шума z(n) [10]:

$$y(n) = S_u(n) + z(n).$$
(16)

где: z(n) – белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием.

Тогда алгоритм обработки сигнала y(n), оптимальный по критерию максимума отношения сигнал/шум, для данной модели будет иметь вид [10]:

$$Y(\Delta R) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) h(n, \Delta R),$$
(17)

где:  $h(n, \Delta R) = L_n^* e^{j2\pi f_n \left( t_0 + \frac{2\Delta R}{c} - 2V_r T \left( n - \frac{N}{2} \right) - a_r T^2 \left( n - \frac{N}{2} \right)^2 \right)} -$ опорная функция, комплексно-

сопряженная с выборкой  $S_{u}(n)$ , а  $()^{*}$  – операция комплексного сопряжения.

Поскольку положение воздушной цели в пределах элемента первичного разрешения по дальности  $c\tau_u/2$  неизвестно, необходимо выполнить многоканальный прием так, чтобы ни один элементарный отражатель не был пропущен. Для этого необходим набор функций, причем шаг по дальности между опорными функциями не должен превышать синтезированное разрешение по дальности  $\delta R$ . Тогда опорная функция h(n,q) для каждого возможного q-го положения воздушной цели будет иметь вид [10]:

$$h(n,q) = L_n^* e^{j2\pi f_n t_0} e^{j4\pi \frac{f_0 q \delta R}{c}} e^{j4\pi \frac{nq\Delta f \delta R}{c}} e^{j4\pi \frac{nq\Delta f \delta R}{c}} e^{-j\frac{4\pi f_n}{c} \left(V_r T\left(n-\frac{N}{2}\right) + \frac{a_r T^2}{2} \left(n-\frac{N}{2}\right)^2\right)},$$
(18)

где: q = 0, Q - 1 – номер элемента  $\delta R$ , отсчитанный от начала анализируемого участка воздушной цели, и номер приемника,  $Q = c\tau_u/2\delta R$  – число элементов

 $\delta R$ , равномерно перекрывающих элемент первичного разрешения по дальности. При этом набор из Q корреляционных приемников будет иметь вид:[10]

$$Y_q(\Delta R) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) h(n,q).$$
<sup>(19)</sup>

Сомножитель  $e^{\int_{-c}^{4\pi}}$  в (18) приводит только к изменению фаз в выходных сигналах корреляционных приемников. Тогда можно записать [10]:

$$Y_{q}(\Delta R) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n)H(n)) e^{j4\pi \frac{nq\Delta f \,\delta R}{c}},$$

$$(20)$$

$$H_{n}(r) = L^{*} e^{-j\frac{4\pi f_{n}}{c} \left(V_{r}T\left(n-\frac{N}{2}\right) + \frac{a_{r}T^{2}}{2}\left(n-\frac{N}{2}\right)^{2}\right)}.$$

где:  $H(n) = L_n^* e^{-j}$ 

Полученное выражение (20) соответствует дискретному преобразованию Фурье (ДПФ) для сигнала y(n)H(n). Для полного совпадения с БПФ требуется, чтобы объем выборки y(n) и число корреляционных приемников  $Y_q(\Delta R)$ были равны N.

При n = 0, Q - 1 полоса анализа БПФ охватит интервал [10]:

$$Q\delta R = \frac{c}{2\Delta f},\tag{21}$$

в котором будет обеспечено однозначное определение дальности, а выражение для H(n,q) примет вид [10]:

$$Y_{q}(\Delta R) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n)H(n)) e^{j2\pi \frac{nq}{N}}.$$
(22)

При отсутствии шума выражение (22) примет вид [10]:

$$Y_q(\Delta R) = A_0 s_0 g_0 \left(\tau_u - \frac{2\Delta R}{c}\right) \sum_{n=0}^{N-1} \left|L_n\right|^2 e^{j\frac{2\pi}{N}n\left(q - \frac{\Delta R}{\delta R}\right)}.$$
(23)

Действие множителя  $L_n$  аналогично паразитной амплитудной модуляции, что приведет к перераспределению боковых лепестков на выходе корреляционных приемников. В этом случае целесообразно использовать другую опорную функцию  $H_1(n)$ , в которой множитель  $L_n$  будет скомпенсирован [10]:

$$H_{1}(n) = \frac{1}{L_{n}} e^{-j4\pi f_{n} \left( V_{r}T \left( n - \frac{N}{2} \right) + \frac{a_{r}T^{2}}{2} \left( n - \frac{N}{2} \right)^{2} \right)}, \qquad (24)$$

тогда выражение (22) при отсутствии шума примет вид [10]:

$$Y_{q}(\Delta R) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left( S_{u}(n) H_{1}(n) \right) e^{j2\pi \frac{nq}{N}} = A_{0} S_{0} g_{0} \left( \tau_{u} - \frac{2\Delta R}{c} \right) \times e^{j\pi \left( q - \frac{\Delta R}{\delta R} \right) \frac{N-1}{N}} \frac{\sin \left( \pi \left( q - \frac{\Delta R}{\delta R} \right) \right)}{\sin \left( \frac{\pi}{N} \left( q - \frac{\Delta R}{\delta R} \right) \right)}.$$
(25)

DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10401

URL: https://sccs.intelgr.com/archive/2019-04/01-Kuznetsov.pdf

В случае движения воздушной цели с радиальной скорость  $V_{ur}$  навстречу носителя поляриметрической БРЛС выражение (15) примет вид [10]:

$$S_{u}(n) = A_{0}s_{0}L_{m}g_{0}\left(\tau_{u} - \frac{2\Delta R}{c}\right)e^{-j2\pi f_{n}\left(t_{0} + \frac{2\Delta R}{c}\right)} \times \\ \times e^{j\frac{4\pi f_{n}}{c}}\left(V_{r}T\left(n - \frac{N}{2}\right) + \frac{a_{r}T^{2}}{2}\left(n - \frac{N}{2}\right)^{2}\right)e^{j4\pi f_{n}\frac{nV_{ur}T}{c}}.$$
(26)

После обработки этого сигнала в соответствии с (25) при отсутствии шума выражение (26) примет вид [10]:

$$Y_{q}(\Delta R) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left( S_{u}(n) H_{1}(n) \right) e^{j2\pi \frac{nq}{N}} = A_{0} S_{0} g_{0} \left( \tau_{u} - \frac{2\Delta R}{c} \right) \times e^{j\pi \left( q - \frac{\Delta R'}{\delta R} \right) \frac{N-1}{N}} \frac{\sin \left( \pi \left( q - \frac{\Delta R'}{\delta R} \right) \right)}{\sin \left( \frac{\pi}{N} \left( q - \frac{\Delta R'}{\delta R} \right) \right)},$$
(27)

где:  $\Delta R' \approx \Delta R - \delta R \frac{2NV_{ur}T}{c} f_0$ . Это означает, что наличие у воздушной цели ра-

диальной скорости будет приводить к абсолютной ошибке определения расстояния [10]:

$$\delta_R \approx -\delta R \frac{2NV_{\psi}T}{c} f_0 = -\frac{V_{\psi}Tf_0}{\Delta f}$$
(28)

или к смещению отклика на число отсчетов дальности

$$\delta_{Q} = \frac{\delta_{R}}{\delta R} \approx -\frac{2NV_{\mu}T}{c} f_{0} = -\frac{2NV_{\mu}T}{\lambda}, \qquad (29)$$

где:  $\lambda$  – длина волны несущей частоты.

Из выражений (25) и (27) видно, что в данной системе разрешающая способность по дальности повышается в N раз по отношению к интервалу  $c/2\Delta f$ (21). Это эквивалентно улучшению разрешения по дальности в  $N\tau_u\Delta f$  раз по отношению к интервалу первичного разрешения  $c\tau_u/2$  [10].

В работе [5] рассматривается МДДРП (рис. 6, б) модели бомбардировщика B-1B Lancer и его авиационной силовой установки F-101 (рис. 6, а), который получен с использованием исходных данных для вычислений, представленных в таблице 2.

Параметр	Значение			
Несущая частота, $f_0$	Х-диапазон (10 ГГц)			
Ширина спектра сигнала, В	150 МГц			
Разрешающая способность по дальности, $\delta R$	1 м			
Шаг перестройки частоты, $\Delta f$	3 МГц			
Количество импульсов в одной импульсной последовательности, <i>N</i>	51			
Частота следования импульсов, $f_{_{ycu}}$	20 кГц			
Азимутальный угол наблюдения, $\phi$	90 град			
Угол места, $ heta$	10 град			
Ширина лопаток КНД 1 ступени	0,121 м			
Длина лопаток КНД 1 ступени	0,385 м			
Число лопаток КНД 1 ступени	50			
Скорость вращения лопаток 1 ступени КНД	6000 об./мин.			
Радиальная скорость цели, <i>R</i>	0 м/с			

T (	2	тт				U
	/_		пацине	ππα	DLIUMON	еции
гаолица	_	полодные	данные	длл	DDI INCJI	UTININ
,		7 1	7 1	/ 1		

С помощью выше изложенных авторами математических выражений, реализованных в программах [15-17], фацетной модели бомбардировщика B-1B Lancer (рис. 6, в), авиационной силовой установки F101 (рис. 6, г) и с использованием исходных данных для вычислений, представленных в таблице 2, получен МДДРП на горизонтальной поляризации ЭМВ (рис. 6, д). При сравнительном анализе полученного авторами МДДРП (рис. 6, д) с представленным на рис. 6, в видно, что они сопоставимы.

Результаты верификации показывают, что, не смотря на качественную схожесть МДДРП, представленных на рис. 6, б и рис. 6, д, наблюдается существенное отличие частотных составляющих спектра вторичной модуляции. Возможной причиной отличия, по мнению авторов, является несоответствие модели двигателя (рис. 6, а) действительности – реальное количество лопаток КНД 1 ступени должно равняться 50, а не 17, как показано в работе [5]. Кроме того, указанное отличие объясняется применением разных математических моделей расчета.

В качестве модели истинной воздушной цели рассматривается фацетная модель истребитель F-22 Raptor. Назначение и тактико-технические характеристики самолета изложены в работе [8]. Аппроксимированные фацетная (рис. 7, а) и точечная (рис. 7, б) модели его поверхности, импортированы в формате STL в среду MATLAB для расчета ДПВР.



Рис. 6 Результаты верификации: а) МДДРП модели бомбардировщика B-1B Lancer; б) модель бомбардировщика B-1B Lancer; в) исследуемая фацетная модель бомбардировщика B-1B Lancer; г) модель авиационной силовой установки F101; д) МДДРП исследуемой фацетной модели бомбардировщика B-1B Lancer



Рис. 7 Модели геометрической поверхности истребителя F-22 Raptor: a) фацетная; б) точечная

Проверка видимости фацетной модели истребителя F-22 Raptor с установленного ракурса наблюдения осуществляется с помощью комбинации алгоритма Hidden Point Removal (HPR) [13] и известного алгоритма выборки видимых фацетов по углу между векторами нормалей и направления облучения, суть работы которых, изложена в [14].

С использованием программы [15] выполнен расчет оптимальных параметров алгоритма HPR  $\log(R)$  (рис. 8, а) и ошибок работы алгоритма HPR (рис. 8, б) для массива центральных точек фацетов поверхности истребителя F-22 Raptor (рис. 7, б) при заданных условиях наблюдения по азимуту на 360° с шагом 5° и по углу места от -90° до 90° с шагом 5°.

При формировании ДПВР и СДП необходимо учитывать ограничения ракурсов наблюдения воздухозаборников ПРВЦ, представленные на рис. 10 и описанные в работах [16] и [17].





Рис. 8 Результат вычисления: а) значения log(*R*); б) ошибки работы алгоритма HPR



Рис. 9 Результат комбинированной проверки видимости фацетной модели истребителя F-22 Raptor алгоритмом HPR и алгоритмом проверки видимости фацетов по углу между векторами нормалей и направления облучения при условии наблюдения *φ* = 109° и *θ* = 14°

Из рис. 9 видно, что при установленных условиях наблюдения  $\varphi = 109^{\circ}$  и  $\theta = 14^{\circ}$  фацетной модели истребителя F-22 Raptor с учетом ограничений наблюдения модели ПРВЦ (рис. 10) просматривается только один — левый воздухозаборник (рис. 11, б), правый воздухозаборник истребителя затенен (рис. 11, а).



Рис. 11 Воздухозаборники фацетной модели истребителя F-22 Raptor при условиях наблюдения  $\varphi = 109^\circ$  и  $\theta = 14^\circ$ : а) затененный; б) видимый

Для формирования СДП необходимо вычислить частотные составляющие вторичной доплеровской модуляции авиационной силовой установки F119-PW-100 истребителя F-22 Raptor, фацетная модель которой представлена на рис. 12.



Рис. 12 Фацетная модель авиационной силовой установки F119-PW-100 истребителя F-22 Raptor

Исходные данные для вычисления частотных составляющих вторичной доплеровской модуляции авиационной силовой установки F119-PW-100 истребителя F-22 представлены в таблице 3.

Параметр	Значение
Азимутальный угол наблюдения, $\varphi$	109 град
Угол места, $\theta$	14 град
Ширина лопаток КНД 1 ступени	0,165 м
Длина лопаток КНД 1 ступени	0,252 м
Число лопаток КНД 1 ступени	28
Скорость вращения лопаток 1 ступени КНД	60000 град./с

Таблица 3 – Исходные данные для вычислений

В качестве объекта для моделирования АЛВЦ задается AMD-160C MALD-J, которая переизлучает принятые последовательности радиоимпульсов в сторону поляриметрической БРЛС с дополнительной вторичной модуляцией и усилением их по амплитуде до заданного уровня эффективной площади рассеяния истинной воздушной цели.

Движение носителя поляриметрической БРЛС и фацетной модели истребителя F-22 Raptor в воздушном пространстве задается через платформы движения, в дискретном времени, соответствующем частоте дискретизации принимаемого сигнала поляриметрической БРЛС. Предполагается, что платформы реализуют поступательное движение объектов с постоянной скоростью и/или постоянным ускорением на каждом этапе моделирования воздушной обстановки. Пусть  $\mathbf{R}_{\mu}$  – вектор положения в нулевой момент времени, тогда вектор положения платформы есть функция времени  $\mathbf{R}(t)$ :

$$\mathbf{R}(t) = \mathbf{R}_{\mu} + \mathbf{V}_{r}t \,. \tag{30}$$

В каждый момент времени рассматривается статическая геометрия ПРВЦ, соответствующая мгновенным условиям наблюдения.

На основании выше изложенных математических выражений, реализованных в программах [15, 18-19], и алгоритма функционирования поляриметрической БРЛС, описанного в работе [12], получены МПДДРП ПРВЦ (фацетная модель истребителя F-22 Raptor с авиационной силовой установкой F119-PW-100) на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) ЭМВ, представлены на рис. 13 и получены МПДДРП АЛВЦ типа ADM-160C MALD-J на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) ЭМВ и представлены на рис. 14.



Рис. 13. МПДДРП ПРВЦ полученные на четырех поляризациях ЭМВ: а) излучение и прием на горизонтальной поляризации ЭМВ; б) излучение на вертикальной, прием на горизонтальной поляризациях ЭМВ; в) излучение на горизонтальной, прием на вертикальной поляризациях ЭМВ; г) излучение и прием на вертикальной поляризации ЭМВ



Рис. 14. МПДДРП АЛВЦ типа ADM-160C MALD-J полученные на четырех поляризациях ЭМВ: а) излучение на круговой, прием на горизонтальной поляризациях ЭМВ; б) излучение на круговой, прием на вертикальной поляризациях ЭМВ; в) излучение на круговой, прием на горизонтальной поляризациях ЭМВ; г) излучение на круговой, прием на вертикальной поляризациях ЭМВ; с) излучение на круговой, прием

МПДДРП (рис. 13) сформированы при движении ПРВЦ с радиальной скоростью 281 м/с навстречу носителя поляриметрической БРЛС с радиальной скоростью полета 250 м/с на дальности 55 км при условиях наблюдения  $\varphi = 109^\circ$ ,  $\theta = 14^\circ$ . МПДДРП АЛВЦ типа ADM-160C MALD-J (рис. 14) сформированы при тех же условиях наблюдения, что и для ПРВЦ.

Из рис. 13 видно, что все четыре изображения ПРВЦ, полученные на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) ЭМВ существенно отличаются друг от друга, в отличие от рис. 14, где четыре изображения АЛВЦ типа ADM-160C MALD-J практически не отличаются друг от друга. Из этого следует, что поляризующие свойства отражающей ПРВЦ целесообразно использовать в качестве признака, не поддающего имитации, при разработке алгоритмов селекции ложных воздушных целей.

# Выводы

Таким образом, разработанная модель формирования МПДДРП ПРВЦ, основана на математической модели формирования ДПВР и математической модели формирования спектра сигнала с учетом эффекта вторичной доплеровской модуляции на четырех поляризациях (двух коллинеарных и двух ортогональных) ЭМВ. Представленная модель отличается от известных вычислением эффективной площади рассеяния на четырех поляризациях ЭМВ модифицированным методом геометрической оптики, проверкой видимости фацетной модели воздушной цели с установленного ракурса наблюдения комбинацией алгоритмов HPR и известного алгоритма выборки видимых фацетов по углу между векторами нормалей и направления облучения, что позволяет формировать радиолокационные портреты воздушной цели на четырех поляризациях ЭМВ, снизить время обработки и повысить адекватность проверки видимости фацетной модели воздушной цели с установленного ракурса наблюдения и выявить отличия между истинной воздушной целью со сниженной радиолокационной заметностью и ложной воздушной целью. Полученные с помощью разработанной модели радиолокационные портреты могут быть использованы в качестве достаточной статистики при разработке алгоритмов селекции и распознавания, а также оценки их эффективности.

# Литература

1. Михайлов Р. Л. Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах США: военно-теоретический труд. – СПб.: Наукоемкие технологии. 2018. – 131 с.

2. O'Neil S. Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook. – California: Naval Air Warfare Center Weapons Division, 2013. – 455 p.

3. Skolnik M. I. Radar Handbook. - Boston: McGrow-Hill, 2008. - 1350 p.

4. Ширман Я. Д., Горшков С. А., Лещенко С. П., Братченко Г. Д., Орленко В. М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Научно-технические серии. Серия 2: Радиолокация и радиометрия. 2000. № 3. С. 5-64. 5. Park J. H., Yang W. Y., Bae J. W. Extended high resolution range profile-jet engine modulation analysis with signal eccentricity // Progress In Electromagnetics Research. 2013. Vol. 142. P. 505-521.

6. French A. Target recognition techniques for multifunction phased array radar. Ph.D. Thesis. – London: University College London, 2010. – 308 p.

7. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 2. С. 215-235. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10211.

8. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Динамическая модель истребителя F-22 Raptor // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов Международной научно-технической конференции. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2019. Т. 3. – С. 126-137.

9. Bruscoli S., Berizzi F., Martorella M. Stepped frequency waveform design with application to SMR // 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006). – Florence, Italy, September 4-8, 2006. URL: https://www.eurasip.org/Proceedings/Eusipco/Eusipco2006/papers/1568981988.pdf (дата обращения: 03.09.2019).

10. Канащенков А.И., Меркулов В. И., Герасимов А. А., Татарский Б. Г., Форштер А. А., Дудник П. И., Ильчук А. Р., Богачев А. С., Дрогалин В. В., Лепин В. Н., Самарин О. Ф., Колтышев Е. Е., Савостьянов В. Ю., Сирота О. А. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.

11. Антипов В. Н., Колтышев Е. Е., Кондратенков Г. С., Лепин В. Н., Фролов А. Ю., Янковский В. Т. Многофункциональные радиолокационные комплексы истребителей / под ред. В. Н. Лепина. – М.: Радиотехника, 2014 – 296 с.

12. Лихачев В. П., Кузнецов В. А., Амбросов Д. В., Дятлов Д. В. Способ поляриметрической селекции ложных воздушных целей // Заявка на изобретение RU 2018140146, опубл. 14.11.2018.

13. Sagi K., Ayellet T., Ronen B. Direct visibility of point sets // Association for computing machinery transactions on graphics. 2007. Vol. 26. No. 3. P. 1-11.

14. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Алгоритмы проверки видимости модели воздушной цели в задачах оценки её эффективной площади рассеяния // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. Т. 73. № 7. С. 56-68. DOI: 10.18127/j20700784-201907-07.

15. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В., Дятлов Д. В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. № 2018661660. 2018.

16. Кузнецов В. А. Геометрические эффекты поляриметрического рассеяния электромагнитных волн элементами турбореактивного двигателя воздушного судна со сниженной радиолокационной заметностью // Академические Жуковские чтения: сборник научных статей по материалам

Международной научно-практической конференции. – Воронеж: Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж), 2019. – С. 181-185.

17. Кузнецов В. А. Метод снижения радиолокационной заметности воздушных судов путем параметрического синтеза оптимальной формы канала воздухозаборников // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 2. С. 180-202. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10209

18. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Программа формирования многочастотных поляриметрических дальностно-доплеровских портретов пространственно-распределенных воздушных целей // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. № 2018619398. 2018.

19. Кузнецов В. А., Гончаров С. А. Амбросов Д. В. Программа ДЛЯ квазиоптимального алгоритма автофокусировки реализации изображения критерию энтропии радиолокационного минимума || ПО о государственной регистрации Свидетельство программы для ЭBМ. № 2018663803. 2018.

# References

1. Mikhailov R. L. *Radiojelektronnaja bor'ba v Vooruzhennyh silah SShA: voenno-teoreticheskij trud* [Electronic warfare in the US Armed Forces: military-theoretical work]. Saint Petersburg, High technology, 2018. 131 p. (in Russian).

2. O'Neil S. Electronic *Warfare and Radar Systems Engineering Handbook*. California, Naval Air Warfare Center Weapons Division, 2013. 455 p.

3. Skolnik M. I. Radar Handbook. Boston, McGrow-Hill, 2008. 1350 p.

4. Shirman Ya. D., Gorshkov S. A., Leshchenko S. P., Bratchenko G. D., Orlenko V.M. Metody radiolokatsionnogo raspoznavaniia i ikh modelirovanie [Radar Recognition and Mathematical Modeling Methods]. *Nauchno-tekhnicheskie serii. Seriia 2: Radiolokatsiia i radiometriia*, 2000, vol. 3, pp. 5-64 (in Russian).

5. Park J. H., Yang W. Y., Bae J. W. Extended High Resolution Range Profile -Jet Engine Modulation Analysis with Signal Eccentricity. *Progress in Electromagnetics Research*, 2013, vol. 142, pp. 505-521.

6. French A. *Target recognition techniques for multifunction phased array radar*. Ph.D. Thesis. London, University College London, 2010. 308 p.

7. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. Dynamic model of a spatially distributed air target. *Systems of Control, Communication and Security*, 2019, no. 2, pp. 215-235. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10211 (in Russian).

8. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. Dinamicheskaia Model' Istrebitelia F-22 Raptor. *Radiolokatsiia, navigatsiia, sviaz': sbornik trudov Mezhdunarodnoi nauchnotekhnicheskoi konferentsii* [Radiolocation, Navigation, Communication. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference]. Voronezh, Voronezh State University, 2019, no. 3, pp. 126-137 (in Russian).

9. Bruscoli S., Berizzi F., Martorella M. Stepped frequency waveform design with application to SMR. 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006), Florence, Italy, September 4-8, 2006. Available at: https://www.eurasip.org/Proceedings/Eusipco/Eusipco2006/papers/1568981988.pdf (accessed 3 September 2019).

10. Kanashchenkov A. I., Merkulov V. I., Gerasimov A. A., Tatarsky B. G., Ilchuk A. R., Forshter A. A., Dudnik P. I., Bogachev A. S., Drogalin V V., Lepin V. N., Samarin O. F., Koltyshev E. E., Savostyanov V. Yu., Sirota O. A. sistemy mnogofunkcional'nyh Radiolokacionnye samoletov. T. 1. RLS informacionnaja osnova boevyh dejstvij mnogofunkcional'nyh samoletov. Sistemy i algoritmy pervichnoj obrabotki radiolokacionnyh signalov [Radar systems of multifunctional aircraft. Vol. 1. Radar - the information basis of the combat operations of multifunctional aircraft. Systems and algorithms for primary processing of radar signals]. ed. A. I. Kanaschenkov and V. I. Merkulov. Moscow. Radiotekhnika Publ., 2006. 656 p. (in Russian).

11. Antipov V. N., Koltyshev E. E., Kondratenkov G. S., Lepin V. N., Frolov A. Yu., Yankovsky V. T. *Mnogofunkcional'nye radiolokacionnye kompleksy istrebitelej* [Multifunctional fighter radar systems]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2014. 296 p. (in Russian).

12. Likhachev V. P., Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V., Diatlov D. V. Sposob poliarimetricheskoi selektsii lozhnykh vozdushnykh tselei [The Method of Polarimetric Selection of False Air Targets]. Patent Russia, no. 2018140146, 2018.

13. Sagi K., Ayellet T., Ronen B. Direct Visibility of Point Sets. *Association for Computing Machinery Transactions on Graphics*, 2007, vol. 26, no. 3, pp. 1-11.

14. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. Air target model visibility checking algorithms in radar cross section estimation. *Achievements of Modern Radioelectronics*, 2019, vol. 73, no. 7, pp. 56-68. DOI: 10.18127/j20700784-201907-07 (in Russian).

15. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V., Dyatlov D. V. *Dinamicheskaia model' prostranstvenno-raspredelennoi vozdushnoi tseli* [Dynamic Model of a Spatially Distributed Air Target]. Certificate of State Registration (Russia) of the Computer Program, No. 2018661660, 2018.

16. Kuznetsov V. A. Geometricheskie jeffekty poljarimetricheskogo rassejanija jelektromagnitnyh voln jelementami turboreaktivnogo dvigatelja vozdushnogo sudna so snizhennoj radiolokacionnoj zametnosťju. *Akademicheskie Zhukovskie chtenija: sbornik nauchnyh statej po materialam mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoj konferencii* [Academic Zhukov readings. Collection of scientific articles based on the materials of the International Scientific-practical Conference]. Voronezh, Military Educational Institution of Higher Education «Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» Publ., 2019, pp. 181-185 (in Russian).

17. Kuznetsov V. A. The radar aircraft visibility reducing method by using air intake duct optimal shape parametric synthesis. *Systems of Control, Communication and Security*, 2019, no. 2, pp. 180-202. DOI: 10.24411/2410-9916-2019-10209 (in Russian).

18. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. *Programma formirovaniia mnogochastotnykh poliarimetricheskikh dal'nostno-doplerovskikh portretov*  *prostranstvenno-raspredelennykh vozdushnykh tselei* [The Program for Formation of Multi-Frequency Polarimetric Range-Doppler Portraits of Spatially Distributed Air Targets]. Certificate of State Registration (Russia) of the Computer Program, No. 2018619398, 2018.

19. Kuznetsov V. A., Goncharov S. A. Ambrosov D. V. *Programma dlia realizatsii kvazioptimal'nogo algoritma avtofokusirovki radiolokatsionnogo izobrazheniia po kriteriiu minimuma entropii* [The Program for the Implementation of a Quasi-optimal Autofocusing Algorithm of the Radar Image by the Criterion of Minimum Entropy]. Certificate of State Registration (Russia) of the Computer Program, No. 2018663803, 2018.

# Статья поступила 26 сентября 2019 г.

# Информация об авторах

Кузнецов Виктор Андреевич – кандидат технических наук. Старший преподаватель кафедры эксплуатации бортового авиационного радиоэлектронного оборудования. ВУНЦ ВВС «ВВА имени проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). Область научных интересов: системный анализ, радиолокация, распознавание образов. E-mail: kuzzviktor@mail.ru

Амбросов Дмитрий Валерьевич – соискатель ученой степени кандидата технических наук. Адъюнкт кафедры эксплуатации бортового авиационного радиоэлектронного оборудования. ВУНЦ ВВС «ВВА имени проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). Область научных интересов: радиолокация. Е-mail: dmitryambrosov@mail.ru

Адрес: 394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а.

# Model of formation of multi-frequency polarimetric range-Doppler portraits of the spatial distributed air targets

V. A. Kuznetsov, D. V. Ambrosov

**Problem statement:** To solve the problem of a true air targets selection and to find the efficiency of such selection, when F-22 Raptor fighter is used as an example and when an autonomous false MALD-J air target is on the background, it is necessary to form multi-frequency polarimetric range-Doppler radar portraits using four electromagnetic waves polarizations: two collinear and two orthogonal. It is proposed to use the developed model of polarimetric onboard radar station with two send-receive active phased antenna lattices with a horizontal and vertical polarization, as an instrument to solve the problem. **Purpose of the work** is the investigation of the possibility of polarization feature use in multi-frequency polarimetric range-Doppler radar portraits analysis to solve air target selecting problem against a background of an autonomous false air target MALD-J type. Methods. The following methods are used: mathematical modeling method, active radar observation method, active response radar method, pulse distance measurement method, phase distance measurement method, frequency distance measurement method, geometric optics method, point array visibility analysis method, direct approach method. Novelty. The element of novelty of the work is the developed functioning model of an autonomous false MALD-J air target, which takes pulse sequences probe of four (two collinear and two orthogonal) polarizations of electromagnetic waves alternately and transmits these pulse sequences on circular electromagnetic waves polarization. Developed multipoint spatially distributed air target model is used as a true air target in multi-frequency polarimetric

range-Doppler radar portraits formation model of four polarizations of electromagnetic waves. **Results.** The model of the multi-frequency polarimetric range-Doppler radar portraits formation of spatially distributed air targets, based on the high resolution range profile formation mathematical model and the mathematical model of signal spectrum, taking into account the effect of secondary Doppler modulation of four (two collinear and two orthogonal) polarizations of electromagnetic waves, which made it possible to identify significant differences in multi-frequency polarimetric range-Doppler radar portraits between true and false air targets is developed. The obtained multi-frequency range-Doppler radar portrait of a spatially distributed air targets is verified by known computations, as a result of simulation. **Practical relevance.** The developed model makes it possible to form multi-frequency polarimetric range-Doppler radar portraits of true and false spatially distributed air targets, and allows to use them in the development of selection and recognition algorithms under various observation conditions, and also to evaluate the effectiveness of these algorithms.

**Key words:** facet model, spatially distributed air target, autonomous false air target, geometric optics, high resolution range profile, spectral-Doppler portrait, secondary modulation, polarimetry, multifrequency range-Doppler radar portrait.

# **Information about Authors**

*Victor Andreevich Kuznetsov* – Ph.D. of Engineering Sciences. Senior Lecturer of Department of Exploitation of Airborne Electronic Equipment. Federal State Official Military Educational Institution of Higher Education «Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation. Field of research: system analysis, radiolocation, pattern recognition. E-mail: kuzzviktor@mail.ru

*Dmitry Valer'yevich Ambrosov* – Post-graduate student. The postgraduate student of the Department of Exploitation of Airborne Electronic Equipment. Federal State Official Military Educational Institution of Higher Education «Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation. Field of research: radiolocation. E-mail: dmitryambrosov@mail.ru

Address: Russia, 394064, Voronezh, Starykh Bolshevikov, 54A.