

УДК 621.396.96

Разработка алгоритма получения и обработки спектральных признаков воздушного объекта в интересах идентификации и селекции движущихся целей

Майоров Д. А.^{1*}, Перехожев В. А.^{1}, Шемяков А.О.^{2***}.**

¹*Военная академия войсковой противовоздушной обороны им. А.М. Василевского, ул. Котовского, 2, Смоленск, 214027, Россия*

²*Московский Авиационный Институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия*

**e-mail: d-mayorov@mail.ru*

***e-mail: pvarvo@mail.ru*

****e-mail: a.shemyakov@gmail.com*

Аннотация

Разработан алгоритм получения и обработки спектральных признаков движущегося воздушного объекта в интересах идентификации и селекции движущихся целей при поимпульсной перестройке несущей частоты. Выработаны предложения по реализации способа селекции движущихся целей для перспективных РЛС с перестройкой несущей частоты.

Ключевые слова: идентификация, дальностный портрет, селекция движущихся целей, радиальная скорость, сигналы с перестройкой частоты

Введение

Вопросам обработки отраженных от воздушных объектов (ВО) радиолокационных сигналов в интересах их идентификации (радиовидения) в последние десятилетия посвящено множество научных трудов [1, 2]. Интерес к данной теме вызван возможностью определения геометрических особенностей конструкций объектов локации (самолетов, беспилотных летательных аппаратов, ракет) по параметрам отраженных сигналов. Режимы радиовидения всепогодны, работоспособны при больших дальностях ВО, кроме того, они способны существенно расширить информационные возможности радиолокационных станций (РЛС). В результате специальной обработки отраженных сигналов возможно по-

лучение спектральных признаков идентификации ВО, к числу которых относятся радиолокационные изображения (РЛИ), представляющие собой распределения отражательных свойств объектов в радиолокационном диапазоне волн по одной или нескольким координатам [2]. В зависимости от числа используемых координат РЛИ принято делить на одномерные (портреты) и многомерные [3]. Практическую значимость на современном уровне развития техники играют двумерные РЛИ и портреты (дальностные и доплеровские).

Кроме обеспечения идентификации ВО дальностные портреты (ДП) могут быть использованы в перспективных РЛС с поимпульсной перестройкой частоты в интересах обнаружения движущихся на фоне пассивных помех воздушных объектов [4, 5]. Способ, предложенный в [4, 5], предполагает специальную обработку комплексных частотных характеристик (ЧХ) и дальностных портретов ВО для обеспечения селекции движущихся целей (СДЦ). В [4, 5] теоретически обоснована и доказана возможность обеспечения СДЦ в РЛС с поимпульсной перестройкой частоты, но отсутствуют предложения по технической реализации предложенного способа.

Целью работы является выработка предложений по реализации представленного в [4, 5] способа в перспективных РЛС с поимпульсной перестройкой частоты и разработка алгоритма формирования и обработки дальностных портретов ВО в интересах обеспечения идентификации и СДЦ.

Предложенный в [4, 5] способ селекции движущихся целей предназначен для использования в перспективных станциях обнаружения целей с поимпульсной перестройкой несущей частоты. Для его реализации в радиолокационных станциях кругового обзора пространства предлагается разбить зону обнаружения на $B=2\pi/\Theta_\beta$ азимутальных каналов, где Θ_β – ширина диаграммы направленности антенны по азимуту. Способ предполагает отсутствие амплитудной модуляции сигналов из состава одной пары пачек СПЧ характеристикой направленности антенны при ее вращении. На современном этапе развития радиолокационной техники указанное требование может быть обеспечено с помощью неподвижных цифровых фазированных антенных решеток прямоугольной (секторного обзора) или цилиндрической формы (кругового обзора).

Для реализации предложенного способа СДЦ в РЛС, использующих вращающуюся антенну, скорость ее вращения ω_A и длительность пачек сигналов с перестройкой частоты (СПЧ) T_p необходимо выбирать из условий, позволяющих пренебречь указанной амплитудной модуляцией. Из [6, 7] известно, что характеристику направленности антенны в азимутальной плоскости можно описать функцией арочного синуса $f(\Theta)=\text{sinc}[\pi L \sin(\Theta)/\lambda]$, где Θ – угол между направлением на расположенную в дальней зоне точку наблюдения и нормалью антенны, L – линейный размер антенны. Исследование зависимости модуляции

отраженных сигналов от скорости вращения антенны целесообразно проводить в пределах ширины луча по половинной мощности (ширины диаграммы направленности антенны). Очевидно, что при таком подходе максимальные изменения функции $f(\Theta)$ будут наблюдаться при значениях угла Θ , близких к $\pm\Theta_\beta/2$. На рис. 1 изображен основной лепесток диаграммы направленности антенны и его фрагмент при значениях Θ , близких к $\Theta_\beta/2$.

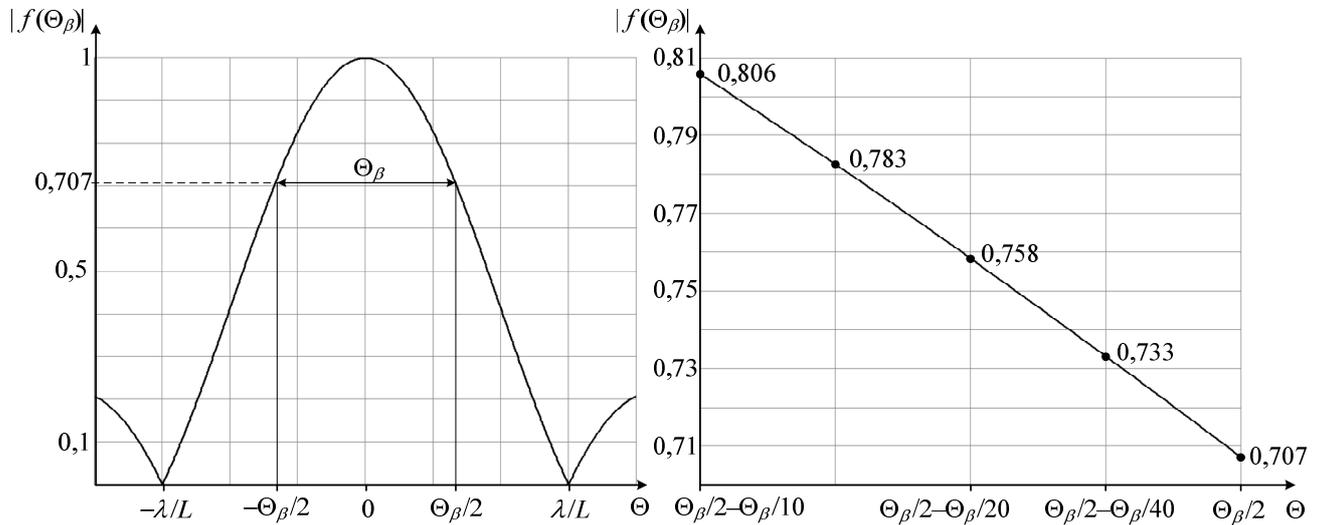


Рис. 1. Диаграмма направленности антенны

Из рис. 1 видно, что при изменении переменной Θ на величину $\Theta_\beta/40$ (повороте антенны на угол $\Theta_\beta/40$) значение функции $f(\Theta)$ изменяется не более чем на 0,026, при повороте на угол $\Theta_\beta/20$ – не более чем на 0,05, при повороте на угол $\Theta_\beta/10$ – не более чем на 0,1. Для возможности пренебрежения изменениями функции ее модуляция не должна превышать единицы процентов (до 5). На этой основе выработано требование к излучению одной пары пачек СПЧ за время поворота антенны на угол $\Theta_\beta/20$:

$$\omega_A \leq \frac{(\Theta_\beta / 20)}{2T_p} = \frac{\Theta_\beta}{40T_p}. \quad (1)$$

Следует отметить, что выбор в два раза меньшей скорости вращения антенны ($\omega_A = \frac{\Theta_\beta}{80T_p}$) уменьшает амплитудную модуляцию сигналов при обзоре пространства, но при этом увеличивает цикл обзора в 2 раза. В этом случае скорость вращения антенны при круговом обзоре пространства необходимо выбирать с учетом задачи, стоящей перед РЛС обнаружения, но не выше указанной в (1).

Согласованная фильтрация СПЧ, излученных в квазинепрерывном режиме, возможна только при их многоканальной обработке в приемнике РЛС обнаружения. При этом для правильной расфилтровки сигналов длительность импульсов должна выбираться из условия $\tau_i \geq 1/2\Delta f$, где Δf – шаг перестройки частоты. При таком выборе параметров зондирующего сигнала обеспечивается прохождение основного лепестка спектра отраженного импульса n -й частоты в n -й частотный канал. В интересах обеспечения однозначного измерения дальности период повторения T_p импульсов одной частоты (пачек) должен определяться наклонной дальностью до дальней границы зоны обнаружения R_D :

$$T_p \geq 2R_D/c. \quad (2)$$

Обязательным условием работоспособности предложенного в [4, 5] способа СДЦ является излучение пар пачек СПЧ с одинаковым законом перестройки частоты внутри пары. В этом случае легко обеспечить выполнение условия (2), так как в пределах пары период повторения импульсов одной частоты постоянен. Однако при излучении следующей пары пачек СПЧ с другим законом перестройки частоты выполнение условия (2) становится проблематичным, так как период повторения импульсов n -й частоты может уменьшиться. Для обеспечения однозначного измерения дальности необходимо каждую следующую пару пачек СПЧ излучать через время задержки $t_s = T_p$ после излучения предыдущей пары (рис. 2). Следовательно, период повторения пар пачек СПЧ составит $3T_p$.

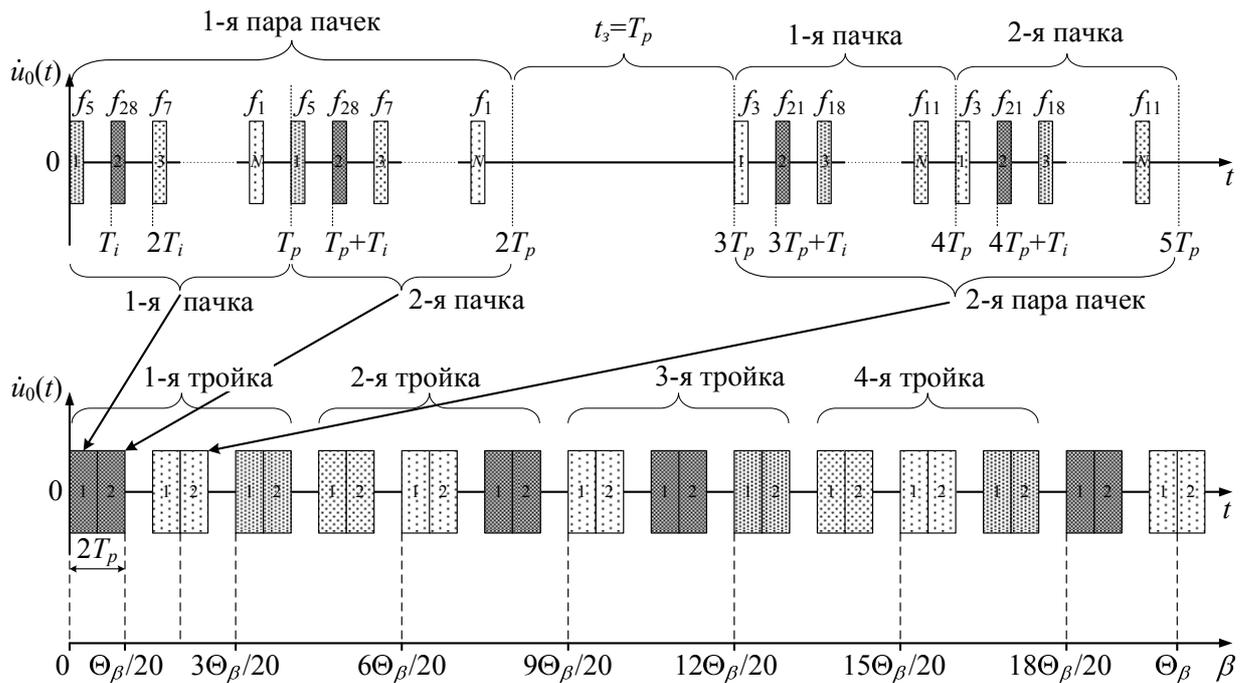


Рис. 2. Вариант последовательности зондирующих сигналов при $\omega_A = \frac{\Theta_\beta}{40T_p}$

При формировании такой последовательности зондирующих сигналов с учетом (1) за время поворота антенны на угол Θ_β в направлении ВО будет излучено как минимум 13 пар пачек СПЧ (рис. 2). Указанное число получено для максимально возможной скорости антенны $\omega_A = \Theta_\beta / (40T_p)$ в результате решения следующей пропорции:

1 пара пачек – $3T_p$;

x пар пачек – $40T_p$.

При уменьшении скорости вращения антенны количество излученных в направлении ВО пар пачек СПЧ будет пропорционально увеличиваться. Например, при скорости антенны $\omega_A = \Theta_\beta / (60T_p)$ число излученных в направлении ВО пар пачек СПЧ будет равняться 20.

Согласно предложенному в [4, 5] способу СДЦ решение о наличии ВО принимается после обработки трех пар пачек. Этим объясняется объединение пар пачек в тройки. Принадлежность ВО к одному из азимутальных каналов определяется положением нормали антенны в момент излучения второй пары пачек СПЧ из состава тройки. Обработка 13 пар пачек СПЧ позволит получить не менее 4 решений (назовем их *промежуточными*) о наличии ВО в b -м азимутальном канале, где $b = \overline{0, B-1}$ – номер азимутального канала. Окончательное решение о нахождении ВО в b -м азимутальном канале принимается при выработке хотя бы одного промежуточного решения из четырех возможных. Как уже отмечалось, в интересах исключения явлений «слепых» дальностей и скоростей, присущих режиму квазинепрерывного излучения, период повторения импульсов каждой второй тройки пар пачек рекомендовано выбирать отличающимся от периода повторения остальных троек на τ_i . При излучении второй тройки пар пачек СПЧ с периодом повторения импульсов $T_{i2} = (Q_1 + 1) \tau_i$, где Q_1 – скважность сигналов из состава первой тройки, количество зон «слепых» дальностей и скоростей уменьшается в $Q_2 = (Q_1 + 1)$ раз, что повышает вероятность обнаружения ВО.

Следует отметить особенности принятия решения о наличии ВО в каком-либо из азимутальных каналов. На рис. 3 показаны различные варианты возможного положения ВО относительно границ азимутальных каналов.

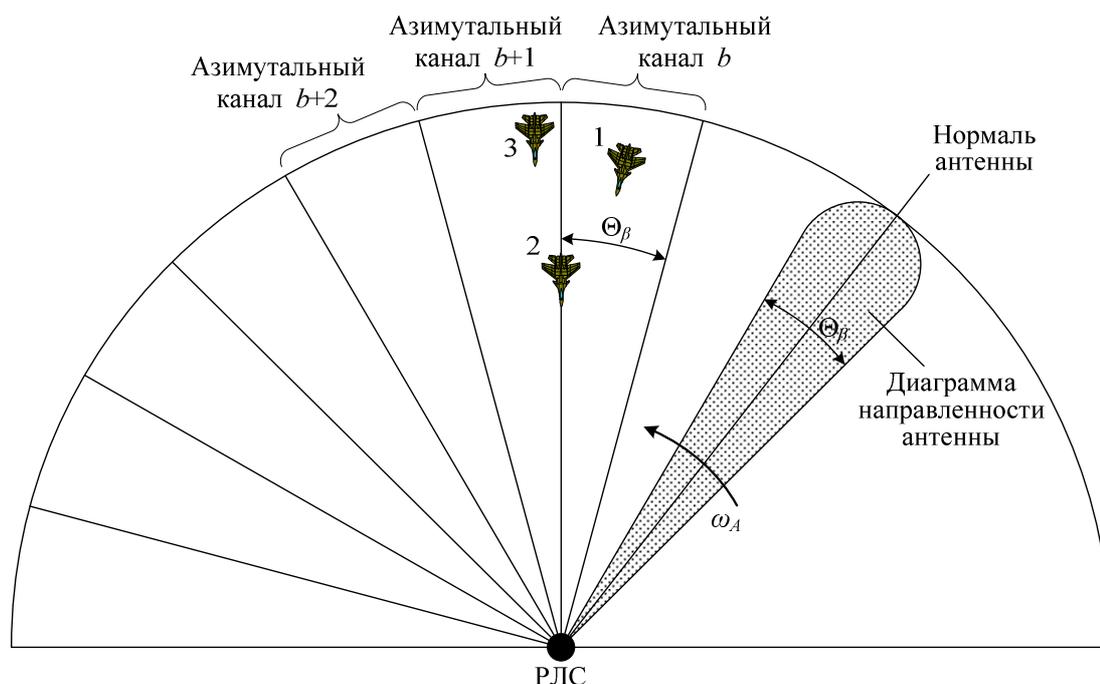


Рис. 3. Варианты положения ВО относительно границ азимутального канала

Правильное решение о принадлежности ВО b -му азимутальному каналу будет принято в случае нахождения ВО в центре азимутального канала b (рис. 3, ВО №1). В другом предельном случае, когда ВО находится на стыке двух азимутальных каналов (рис. 3, ВО №2), также будет принято правильное решение о нахождении ВО в b -м и $(b+1)$ -м азимутальных каналах. В остальных случаях будет принято решение о наличии ВО в двух азимутальных каналах, хотя реально ВО находится только в одном из них (рис. 3, ВО №3). Это объясняется тем, что при нахождении нормали антенны на границе одного из азимутальных каналов на вход приемного устройства поступают сигналы, отраженные от ВО, находящейся в соседнем азимутальном канале. Такая ситуация является обычной для РЛС обнаружения. Точность определения азимута ВО составляет $2\Theta_\beta$.

Таким образом, для реализации предложенного в [4, 5] способа СДЦ необходимо излучать пары пачек сигналов со случайным законом перестройки частоты и периодом следования пар пачек $3T_p$. Число импульсов в пачке выбирается $N=2^k$, где k – целое число, принимающее значение от 5 до 9, в прямой зависимости от сложности помеховой обстановки. Пары пачек объединяются в тройки (рис. 2), период повторения импульсов каждой четной тройки пар пачек T_{i2} отличается от периода повторения нечетных троек T_{i1} на τ_i . При этом длительность каждой пачки не должна превышать половины интервала угловой корреляции $T_{ук}$ [8]. Длительность пачек из состава четных (T_{p2}) и нечетных (T_{p1}) троек, скорость вращения антенны, длительность и период повторения импульсов внутри пачек выбираются из условий:

$$\frac{2R_D}{c} \leq T_{p1} \leq \frac{T_{ук}}{2}; \quad T_{i1} = T_{p1}/N = Q_1 \tau_i; \quad \tau_i \geq 1/2\Delta f;$$

$$T_{p2} = N T_{i2} = N(T_{i1} + \tau_i) = N(Q_1 + 1)\tau_i = N Q_2 \tau_i;$$

$$T_{p2} \leq \frac{T_{ук}}{2}; \quad T_{p2} < \frac{Nc}{4V_{rmax}(f_0 + \Delta F)}; \quad \omega_A \leq \frac{\Theta_\beta}{40T_p}.$$

Для излучения сигналов со случайным законом изменения частоты в цифровой вычислительной системе необходимо сформировать последовательность номеров частот излучения, используемых в пачке СПЧ, и распределить их по случайному закону. При этом будет сформирован вектор F , n -й элемент которого определяет порядковый номер \tilde{n} излучения импульса на n -й частоте. В интересах последующей обработки данные вектора F сохраняются.

После приема отраженных от ВО сигналов на разных частотах $f_0 + n\Delta f + F_{dn}$, где F_{dn} – доплеровская частотная добавка отраженного сигнала на n -й частоте, их частоту необходимо понижать до промежуточной $f_{np} + n\Delta f + F_{dn}$, где f_{np} – величина промежуточной частоты. После понижения частоты становится возможным усиление сигналов с помощью широкополосных усилителей промежуточной частоты и их разделение на частотные каналы с помощью набора полосовых фильтров.

Далее предлагается выделять с помощью квадратурных фазовых детекторов квадратурные составляющие ОС в каждом частотном канале, преобразовывать их в цифровую форму с помощью аналого-цифровых преобразователей. Затем необходимо проводить цифровую согласованную фильтрацию принятых сигналов и преобразование откликов согласованных фильтров в комплексную форму.

Затем в каждом дальностном канале формируется вектор $G1$ (ЧХ) из N элементов, при этом в n -й элемент этого вектора записывается комплексное значение отклика согласованного приемника на n -й частоте в точке опорной дальности d -го канала дальности (или n -й член ЧХ). Данная операция поясняется рисунком 4. Она аналогична операции создания двумерной матрицы из $D*N$ элементов.

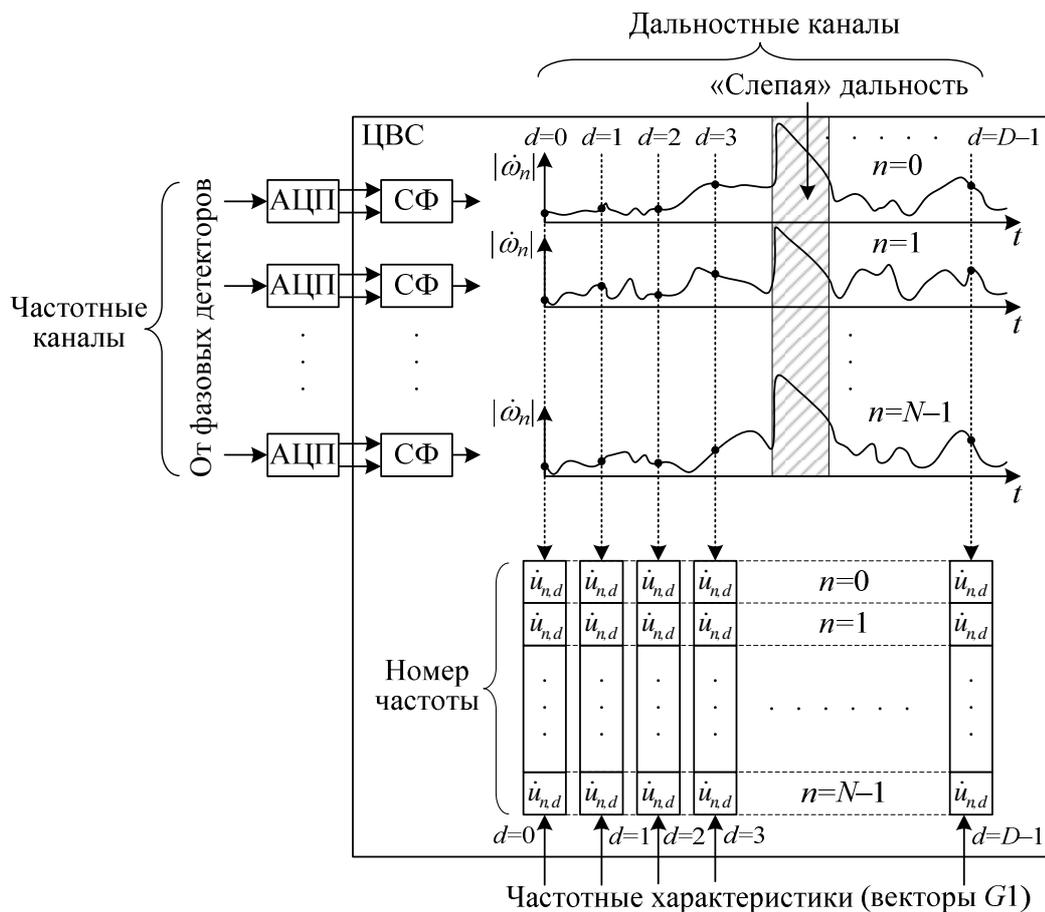


Рис. 4. Пояснение к процессу формирования ЧХ в разных каналах дальности

В интересах облегчения толкования алгоритма СДЦ ограничимся рассмотрением процесса обработки информации в d -м канале дальности. Частотная характеристика, полученная в результате обработки первой пачки (вектор $G1_d$), сохраняется в оперативном запоминающем устройстве для ее последующего вычитания из перефазированной частотной характеристики, полученной в результате обработки второй пачки. Для осуществления перефазировки каждый элемент вектора $G2_d$ умножается на комплексный фазовый множитель

$$\dot{\chi}_{n, v_{rIII}} = \exp(-j4\pi f_n v_{rIII} T_p / c),$$

где $v_{rIII} = -V_{rIII \max}, -V_{rIII \max} + \Delta V_{rIII}, \dots, V_{rIII \max}$.

В результате будет сформирована двумерная матрица $G2_d$ данных из $V1=(2V_{rIII \max}/\Delta V_{rIII}+1)$ строк и N столбцов. Далее необходимо производить вычитание n -х элементов вектора $G1_d$ из строк матрицы $G2_d$, в результате которого будет сформирована двумерная матрица S_d данных из $V1$ строк и N столбцов. Перечисленные операции схематично поясняются рисунком 5.

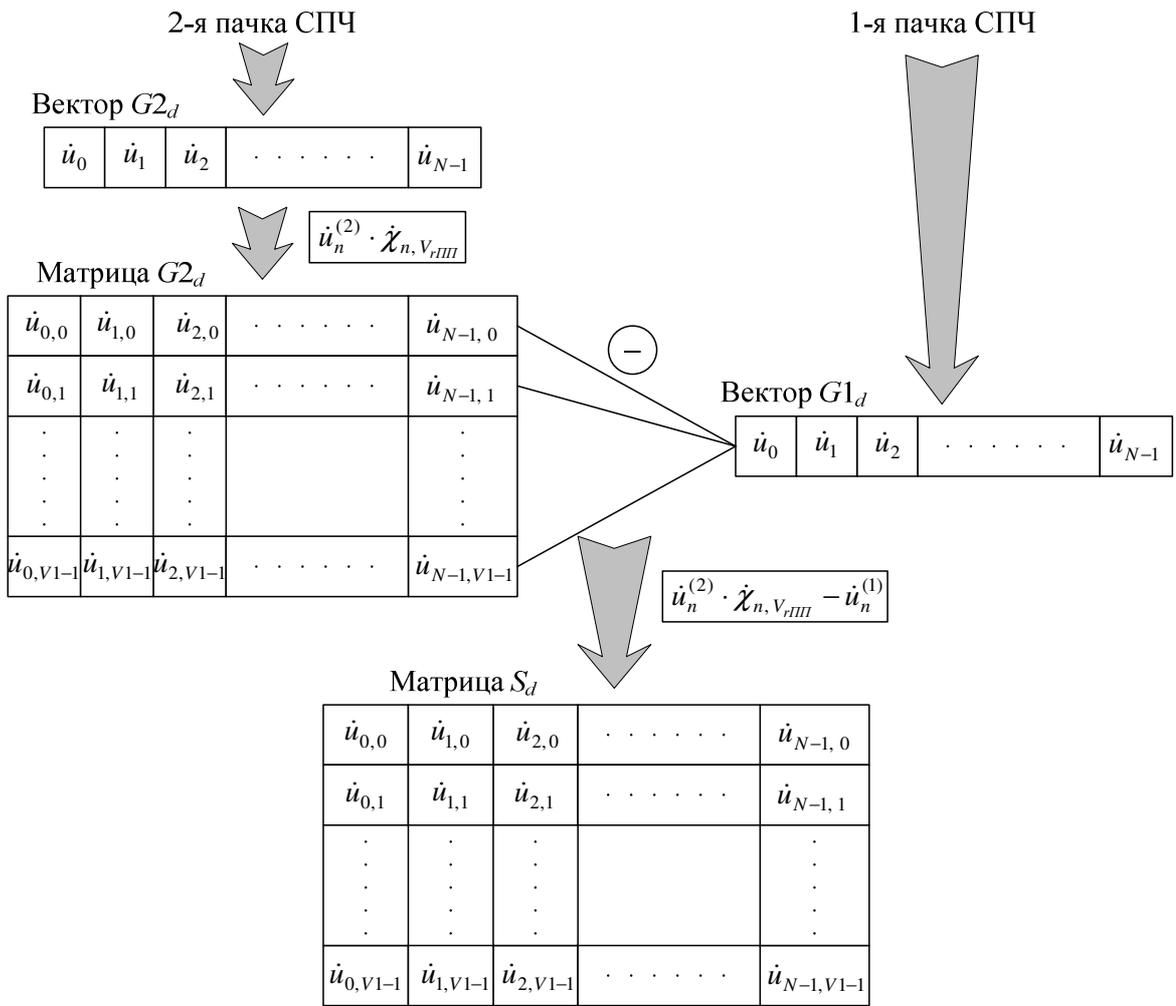


Рис. 5. Формирование разностных ЧХ в d -м канале дальности

Следующим этапом является перефазировка разностной ЧХ путем умножения каждого n -го элемента на фазовый множитель $\dot{\zeta}_{n, v_r} = \exp[-j4\pi f_n v_r (t_0 + \tilde{n}T_i)/c]$. Значение \tilde{n} берется из сохраненного вектора F . В связи с тем, что значение радиальной скорости неизвестно, производится перебор возможных значений скорости v_r в диапазоне $\pm V_{r \max}$ с шагом ΔV . В результате будет сформирована трехмерная матрица W данных из $N * V_2$ строк и $V_1 * V_2$ столбцов, где $V_2 = 2V_{r \max} / \Delta V + 1$.

Далее предлагается путем проведения обратного быстрого преобразования Фурье с комплексными векторами данных каждой строки трехмерной матрицы W_d формировать трехмерную матрицу $W1_d$, равную по размерам матрице W_d . После этого необходимо находить максимальное значение модуля комплексного сигнала в матрице $W1_d$ и делить комплексные величины всех элементов этой матрицы на найденное значение, т. е. нормировать элементы матрицы $W1_d$, а затем – рассчитывать величину энтропии данных H для каждой строки матрицы $W1_d$. В результате будет сформирована двумерная матрица H_d из

$V1*V2$ элементов. Указанные операции поясняются рисунком 6. Первые индексы элементов матриц, показанных на рис. 6, обозначают номер частоты, вторые – подбираемое значение радиальной скорости ПП, третьи – подбираемое значение радиальной скорости ВО.

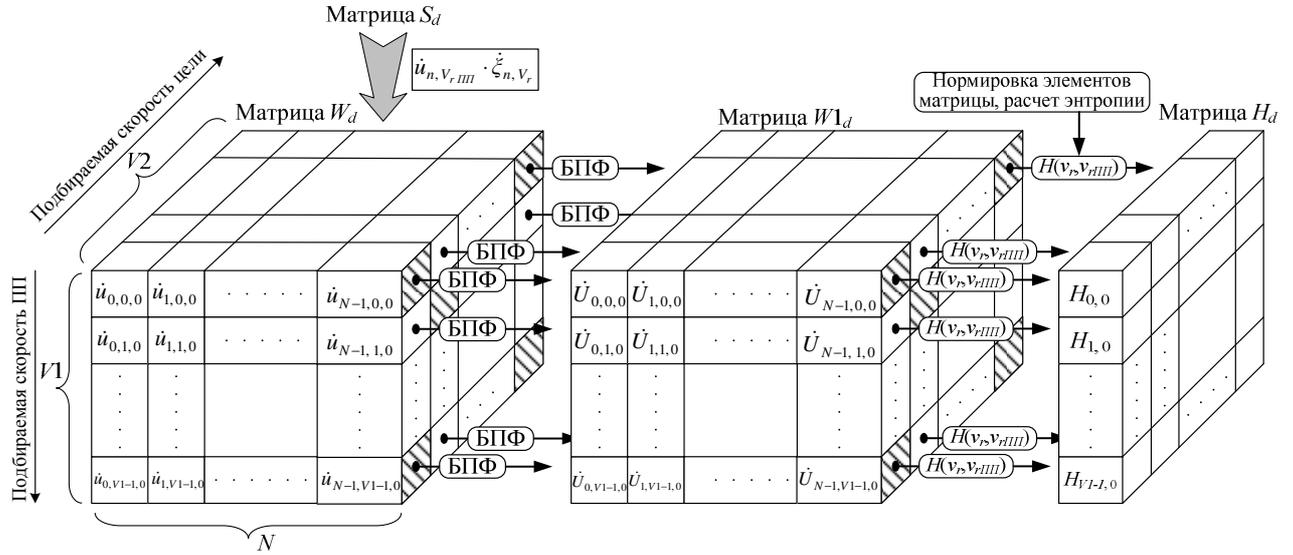


Рис. 6. Формирование скоростной развертки в d -м канале дальности

На конечном этапе находится номер столбцов $\hat{v}_{r \min}$ и $\hat{v}_{r \text{ III } \min}$, соответствующих наименьшему значению энтропии $H(\hat{v}_{r \min}, \hat{v}_{r \text{ III } \min})$, с помощью которых определяется оценка радиальной скорости ВО и ПП.

$$\hat{V}_r = -V_{r \max} + (\hat{v}_{r \min} - 1)\Delta V;$$

$$\hat{V}_{r \text{ III}} = -V_{r \text{ III } \max} + (\hat{v}_{r \text{ III } \min} - 1)\Delta V_{r \text{ III}}.$$

Для исключения возможности принятия решения о наличии ВО по «ложному» минимуму [9] производится сравнение значений $H(\hat{v}_{r \min}, \hat{v}_{r \text{ III } \min})$ и $H(\hat{v}_{r \min}, \hat{v}_{r \text{ III } \min} \pm 25/\Delta V_{r \text{ III}})$, при этом знак вычитания выбирается при $\hat{V}_r \geq 0$, а знак сложения – при $\hat{V}_r < 0$. Если разница между указанными значениями не превысила 1, принимается решение об отсутствии ВО, в матрице H_d создается окно запрета $H(\hat{v}_{r \min} \pm 10/\Delta V_r, \hat{v}_{r \text{ III } \min})$ и поиск минимального значения в матрице H_d повторяется еще один раз. Полученная оценка радиальной скорости $\hat{V}_r^{(p)}$, где p – порядковый номер обрабатываемой пары пачек из состава тройки, сохраняется в специальной двумерной матрице размером $3*D$, обновляемой после обработки каждой тройки пар пачек СПЧ.

Для исключения ложной тревоги и принятия правильного решения о наличии ВО в обрабатываемом дальностном канале необходимо излучение и обработка как минимум еще двух пар пачек СПЧ с другими законами изменения частоты. Обработка каждой пары пачек СПЧ предложенным способом позволяет получить еще две оценки радиальной скорости ВО $\hat{V}_r^{(p+1)}$ и $\hat{V}_r^{(p+2)}$. При выполнении условий

$$\left| \hat{V}_r^{(2)} - \hat{V}_r^{(1)} \right| < \Delta V \cup \left| \hat{V}_r^{(3)} - \hat{V}_r^{(2)} \right| < \Delta V \cup \left| \hat{V}_r^{(3)} - \hat{V}_r^{(1)} \right| < \Delta V ,$$

где ΔV – порог, определяемый точностью оценки (измерения) скорости, принимается решение о наличии в d -м дальностном канале ВО, движущегося с радиальной скоростью $\hat{V}_r = \left(\hat{V}_r^{(p)} + \hat{V}_r^{(p+1)} + \hat{V}_r^{(p+2)} \right) / 3$. Решение о принадлежности обнаруженного ВО к какому-либо из азимутальных каналов принимается с помощью специального кода, несущего в себе информацию о положении нормали антенны в момент излучения второй пары пачек СПЧ из состава тройки.

Следует отметить, что получаемые с помощью такой обработки спектральные признаки ВО (в виде дальностных портретов) могут быть использованы в интересах их идентификации.

Алгоритм, реализующий предложенный в [4, 5] способ в РЛС с поимпульсной перестройкой частоты, представлен на рис. 7.

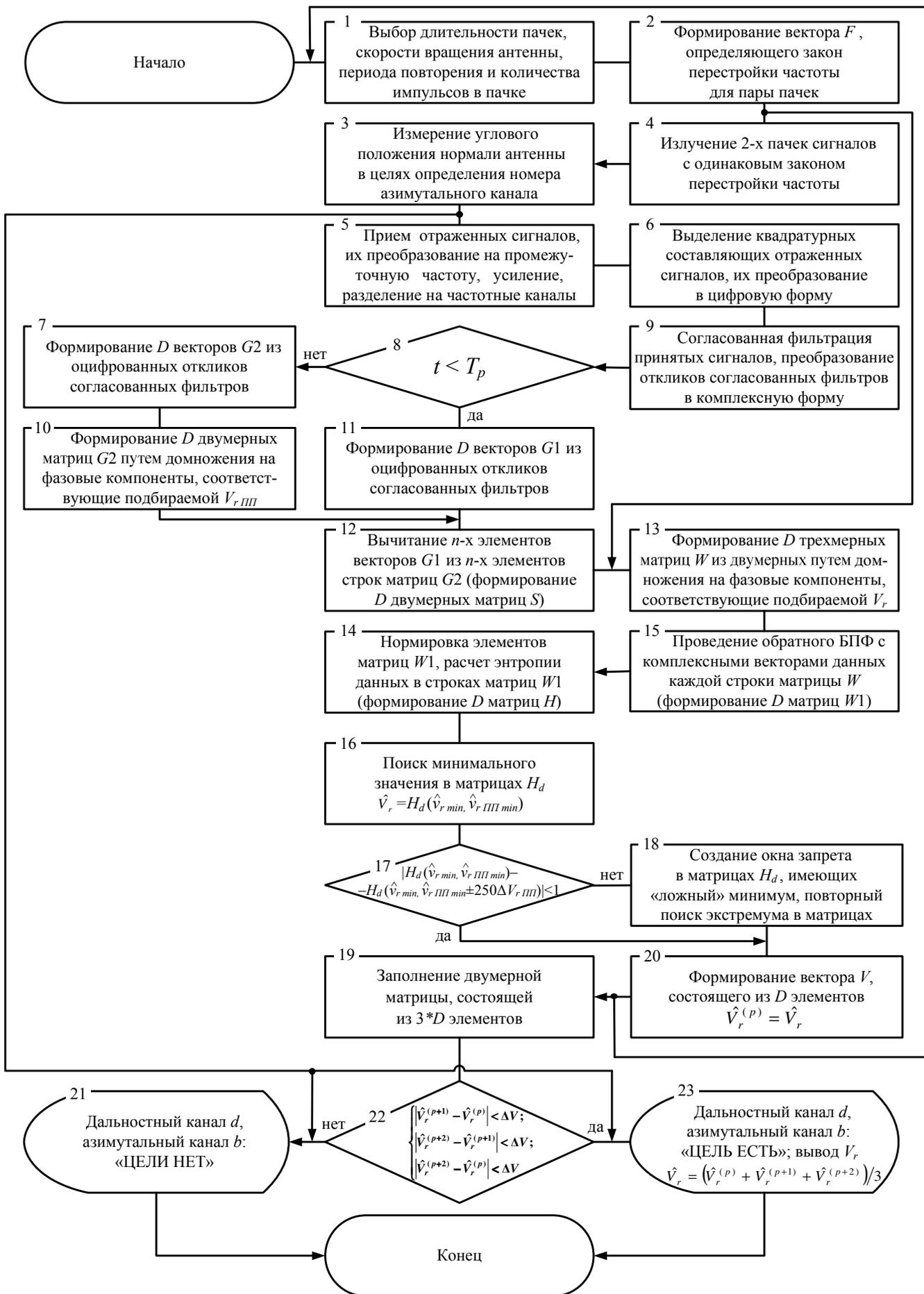


Рис. 7. Алгоритм получения и обработки ДП ВО в интересах идентификации и СДЦ

Таким образом, в ходе исследований разработан алгоритм получения и обработки спектральных признаков движущегося воздушного объекта в интересах идентификации и селекции движущихся целей в перспективных РЛС с перестройкой несущей частоты. Для его реализации в РЛС кругового обзора зона обнаружения разбивается на азимутальные и дальностные каналы. Зондирующие сигналы представляют собой последовательность пар пачек СПЧ с периодом повторения между парами, равным трем длительностям пачки. Закон изменения частоты для каждой пары пачек различен, но внутри пары является одинаковым, период повторения импульсов изменяется от тройки пар пачек к тройке. Разделение сигналов на частотные каналы предлагается проводить с помощью набора полосовых фильтров. Решение о наличии ВО принимается на основе результатов обработки каждой трех пар пачек СПЧ в случае, если разница между тремя полученными оценками скорости не превышает установленный порог. Решение о принадлежности ВО b -му азимутальному каналу вырабатывается на основании информации о положении нормали антенны в момент излучения второй пары обрабатываемых пачек СПЧ из состава тройки.

Исследования проводились в рамках проекта №13-07-97505 при финансовой поддержке администрации Смоленской области и Российского фонда фундаментальных исследований.

Библиографический список

1. Митрофанов Д. Г. Нейросетевая идентификация воздушных объектов по радиолокационным изображениям. Москва. Измерительная техника. № 2. 2006. с. 53-59.
2. Митрофанов Д. Г. Способ построения двумерного радиолокационного изображения воздушной цели с произвольной нестабильной траекторией полета. Москва. Измерительная техника. № 8. 2002. с. 7-11.
3. Митрофанов Д. Г. Комплексный адаптивный метод построения радиолокационных изображений в системах управления двойного назначения. Москва. Теория и системы управления. Известия РАН. № 1. 2006. с. 101-118.
4. Патент РФ 2419107, МКИ⁷ G01S. Способ селекции движущихся целей в режиме поимпульсной перестройки несущей частоты/Митрофанов Д. Г., Майоров Д. А. и др.; опубл. 20.05.11.
5. Майоров Д. А. Применение сигналов с перестройкой частоты в интересах селекции движущихся целей. М., МАИ, Электронный журнал «Труды МАИ». Выпуск 52.
6. Фрадин А. З. Антенно-фидерные устройства. – М.: Связь, 1977.
7. Антенны УКВ / Под ред. Айзенберга Г. З. – М.: Связь, 1977.

8.Бартон Д. К., Вард Г. Р. Справочник по радиолокационным измерениям. – М.: Сов. радио, 1976.

9.Лифанов Б. А. Математическое моделирование процесса селекции движущихся целей при перестройке несущей частоты. Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение.2012. Вып. XIV-1. С. 260–263.