

УДК 621.396.96

Применение сигналов с перестройкой частоты в интересах селекции движущихся целей

Д. А. Майоров

Аннотация

Предложен новый подход к селекции движущихся целей для перспективных РЛС с поимпульсной перестройкой несущей частоты. Методом математического моделирования исследовано влияние различных факторов на работоспособность и характеристики способа.

Ключевые слова

селекция движущихся целей; радиальная скорость; сигналы с перестройкой частоты.

Результаты анализа локальных конфликтов последних лет показывают, что средствам воздушного нападения (СВН) отводится одна из главных ролей в вооруженном противостоянии. Господство в воздухе является одним из факторов, определяющих вероятность поражения жизненно важных объектов бортовым вооружением СВН и эффективность действий наземных группировок войск. Ключевыми элементами достижения превосходства над противником и обеспечения успеха проводимых операций продолжают оставаться системы и средства радиоэлектронной борьбы. Радиоэлектронное подавление средств противовоздушной обороны увеличивает эффективность боевого применения и существенно снижает потери СВН. Традиционные методы радиоэлектронного противодействия в виде применения активных и пассивных помех (ПП) будут применяться еще долгое время. Это подтверждается постоянным совершенствованием бортового оборудования самолетов-постановщиков помех, самолетов стратегической и тактической авиации, а также разработкой нового поколения устройств в интересах постановки помех.

В условиях предполагаемого усложнения электромагнитной обстановки значительную актуальность приобретает разработка и использование новых способов повышения помехоустойчивости радиолокационных систем, одним из которых является перестройка не-

сущей частоты излучения от импульса к импульсу [1–3]. Применение поимпульсной перестройки частоты совместно с изменением периода повторения зондирующих сигналов (ЗС) позволяет снизить эффективность традиционных и перспективных видов помех. Поимпульсная перестройка несущей частоты препятствует постановке эффективной мощной прицельной помехи, а мощность заградительной помехи снижается пропорционально увеличению диапазона перестройки. Использование сигналов с перестройкой частоты (СПЧ) также позволяет расширять информационные возможности радиолокационных станций (в том числе и авиационных) в следующих направлениях: повышение разрешающей способности по дальности; обеспечение распознавания воздушных целей (ВЦ) и селекции ложных целей; измерение радиальной протяженности ВЦ и определение состава групповой цели.

Однако стремление к повышению помехоустойчивости и расширению информационных возможностей радиолокационных станций (РЛС) за счет применения СПЧ ведет к тому, что традиционные методы селекции движущихся целей (СДЦ) и измерения их радиальной скорости становятся неработоспособными. Проблема заключается в зависимости фазы отраженного сигнала (ОС) не только от величины несущей частоты и радиальной скорости, но и от особенностей геометрической конструкции ВЦ. Интерференция волн, отраженных от различных рассеивающих центров (РЦ) на поверхности цели, приводит к тому, что фаза совокупного отраженного сигнала изменяется от импульса к импульсу по неизвестному закону, определяемому особенностями геометрической конструкции цели.

В связи с этим целью исследования является разработка нового подхода к обнаружению целей на фоне пассивных помех для перспективных РЛС с поимпульсной перестройкой несущей частоты.

Для достижения цели исследования предлагается использовать достоинства способа измерения радиальной скорости воздушной цели в режиме перестройки частоты от импульса к импульсу [4–6]. Способ основан на перефазировании комплексной частотной характеристики [7], представляющей собой совокупность комплексных амплитуд откликов согласованного приемника в опорный момент времени t_d на отраженные сигналы n -й частоты $f_n = f_0 + n\Delta f$, где f_0 – основная несущая частота, $n = \overline{0, N-1}$, N – количество импульсов в пачке СПЧ. Правильное перефазирование КЧХ позволяет компенсировать фазовые набег, связанные с радиальным перемещением ВЦ, и максимизировать амплитуду импульсных откликов РЦ в дальностном портрете.

При использовании сигналов со случайным законом перестройки частоты n -й член формируемой КЧХ движущейся со скоростью V_r многоточечной ВЦ с M рассеивающими центрами на поверхности аналитически описывается выражением [7]

$$\dot{u}_n = K(n) \tau_i \operatorname{sinc}(\pi F_{dn} \tau_i) \sum_{m=1}^M C_0(t_d, t_{dm}) E_m \exp\left(-j \left\{ \frac{4\pi f_n}{c} [R_m - R_d - V_r(t_0 + \tilde{n} T_i)] - \psi_m \right\}\right),$$

где $K(n)$ – коэффициент, учитывающий неравномерность амплитудно-частотной характеристики отражений на разных частотах и степень усиления сигналов в приемном тракте РЛС (наличие этого коэффициента позволяет выровнять амплитудно-частотную характеристику антенно-волноводной системы);

τ_i – длительность импульса;

F_{dn} – доплеровское смещение на n -й частоте;

m – порядковый номер РЦ;

$C_0(t_d, t_{dm})$ – корреляционная функция закона модуляции простого прямоугольного радиоимпульса;

t_{dm} – время запаздывания сигнала, отраженного от m -го РЦ;

E_m – амплитуда сигнала, отраженного от m -го РЦ;

c – скорость распространения электромагнитных волн;

R_m – дальность до m -го РЦ в момент излучения первого импульса из состава пачки СПЧ;

R_d – опорная дальность;

$t_0 = t_d + \tau_i/2$ – «смещенный» опорный момент времени;

\tilde{n} – порядковый номер импульса n -й частоты, определяемый законом перестройки частоты, из диапазона $0 \dots N-1$;

T_i – период повторения импульсов;

ψ_m – величина фазы, определяемой отражением импульсного сигнала от m -го рассеивающего центра.

Корреляционная функция закона модуляции простого прямоугольного радиоимпульса описывается выражением

$$C_0(t_d, t_{dm}) = \begin{cases} 1 - \frac{|t_d - t_{dm}|}{\tau_i}, & |t_d - t_{dm}| \leq \tau_i; \\ 0, & |t_d - t_{dm}| > \tau_i. \end{cases}$$

При величине основной несущей частоты $f_0=10^{10}$ Гц, полосе перестройки частоты $\Delta F=150$ МГц, длительности импульса $\tau_i=1$ мкс и максимальной скорости цели 700 м/с значение множителя $\text{sinc}(\pi F_{dn} \tau_i)$ изменяется в пределах от $0,9964215$ до $0,9963152$. Следовательно, можно пренебречь данным множителем при указанных параметрах зондирующего сигнала и представить выражение для описания n -го члена КЧХ движущейся ВЦ в виде

$$\dot{i}_n = K(n) \tau_i \sum_{m=1}^M C_0(t_d, t_{dm}) E_m \exp\left(-j \left\{ \frac{4\pi f_n}{c} [R_m - R_d - V_r(t_0 + \tilde{n}T_i)] - \psi_m \right\}\right). \quad (1)$$

Способ [6] основан на обработке сформированной КЧХ. Он включает:

излучение и прием пачки импульсных сигналов с перестройкой несущей частоты по случайному закону;

понижение частоты принятых сигналов до промежуточной, выделение квадратурных составляющих и преобразование их в цифровую форму;

цифровую согласованную фильтрацию принятых сигналов и формирование комплексной частотной характеристики (КЧХ) из оцифрованных откликов согласованных фильтров в точке опорной дальности;

формирование двумерной матрицы путем умножения элементов сформированной КЧХ на комплексно-сопряженные фазовые компоненты, соответствующие подбираемой радиальной скорости V_r (перебор по скорости);

проведение обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ) с комплексными векторами данных каждой строки полученной двумерной матрицы;

нормировку элементов матрицы, расчет энтропии данных в строках матрицы, формирование одномерного вектора зависимости энтропии от предполагаемого значения радиальной скорости цели;

поиск минимального значения энтропии в сформированном векторе и соответствующего ему значения подбираемой скорости, которое выбирается в качестве оценки радиальной скорости цели.

В качестве инструмента определения максимального совпадения истинной радиальной скорости цели с ее предполагаемым значением используются дальностный портрет ВЦ [8] и значение энтропии данных, составляющих его вектор. При совпадении истинной и предполагаемой радиальной скорости ВЦ формируется наиболее информативный дальностный портрет (ДП), энтропия данных которого минимальна. Именно это значение подбираемой скорости выбирается в качестве оценки радиальной скорости ВЦ.

Задача измерения радиальной скорости вплотную связана с не менее важной задачей обнаружения движущихся на фоне ПП целей, решение которой, как известно, основано на различии скоростей ВЦ и ПП. Это позволяет использовать указанный способ измерения радиальной скорости в интересах СДЦ.

В случае обнаружения ВЦ на фоне ПП отраженный сигнал представляет собой результат интерференции волн, отраженных от РЦ цели и отражателей, входящих в состав ПП. Следовательно, для разработки нового подхода к СДЦ необходимо провести анализ закономерностей изменения фазы СПЧ, отраженных от движущейся на фоне ПП воздушной цели. Выявление указанных закономерностей позволит разделить ВЦ и ПП по скорости, а также разработать новый подход к СДЦ, основанный на компенсации мешающих отражений от ПП.

Предложенный в [4–6] способ предполагает наличие точной информации о дальности до цели, так как окно дальности, занимаемое дальностным портретом, не превышает сотен метров. В режиме обнаружения дальность цели является неизвестной величиной. В связи с этим весь интервал дальности, на котором ведется обнаружение цели $[R_B; R_D]$, где R_B и R_D – наклонные дальности до ближней и дальней границы зоны обнаружения, предлагается разбить на D дальностных каналов. Учитывая, что фронт и срез отклика согласованного приемника на простой радиоимпульс приблизительно равны $c\tau_i/2$, в интересах построения ДП цели на уровне не ниже половины амплитуды максимальных откликов согласованных фильтров, протяженность каждого канала дальности целесообразно выбирать равной $\Delta R_d = c\tau_i/2$. Количество дальностных каналов равно $D = (R_D - R_B) / \Delta R_d$. Точку $R_d = R_B + d\Delta R_d$, где $d = \overline{0, D-1}$, выберем в качестве точки опорной дальности в d -м дальностном канале.

Выбор оговоренной протяженности дальностных каналов поясняется рисунком 1, на котором изображены варианты выбора точки опорной дальности для откликов согласованных фильтров на сигналы двух целей на разной дальности при описанном выше подходе. Для облегчения толкования рисунка на нем отсутствуют шумы и отклики от пассивных помех.

Рис. 1 показывает, что при установленном выборе протяженности дальностных каналов, ДП каждой цели хотя бы один раз будет построен на уровне не ниже половины амплитуды максимальных откликов согласованных фильтров. Величина этого уровня определяется множителем $C_0(t_d, t_{dm})$ в выражении (1).

Для обнаружения движущихся целей предлагается излучать две одинаковых пачки сигналов со случайным законом перестройки частоты. Элементы КЧХ, получаемой в результате обработки первой пачки СПЧ, обозначим $\dot{u}_n^{(1)}$, а элементы КЧХ, получаемой в результате обработки второй пачки – $\dot{u}_n^{(2)}$.

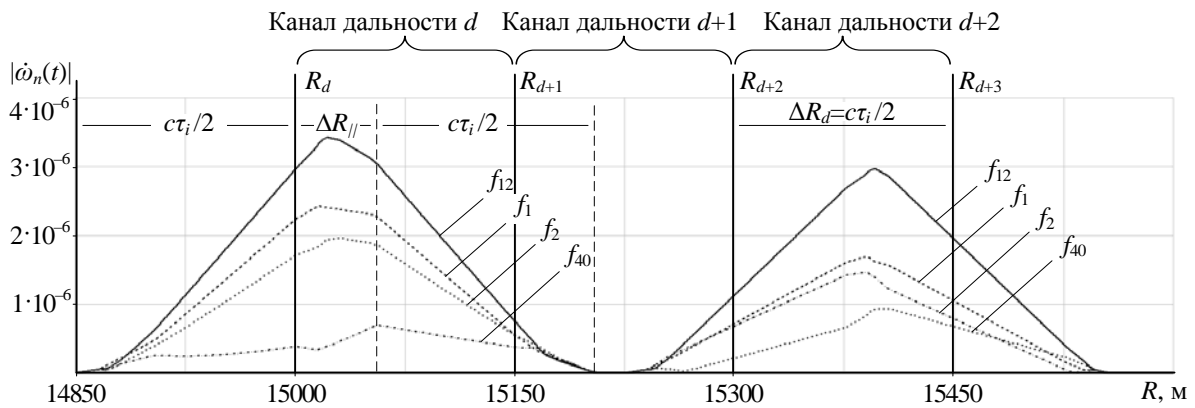


Рис. 1. Пояснение к выбору протяженности дальностных каналов

Представим ПП в виде набора из L элементарных отражателей на дальности R_l , имеющих ЭПР σ_l и равномерно перемещающихся в радиальном направлении со скоростью $V_{r,ПП}$ (для местных предметов $V_{r,ПП} = 0$). Используя принцип суперпозиции, n -й элемент КЧХ движущейся на фоне ПП цели, полученной при обработке первой пачки СПЧ, можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{u}_n^{(1)} = & K(n) \tau_i \sum_{m=1}^M C_0(t_d, t_{dm}) E_m \exp\left(-j \left\{ \frac{4\pi f_n}{c} [R_m - R_d - V_r(t_0 + \tilde{n}T_i)] - \psi_m \right\}\right) + \\ & + K(n) \tau_i \sum_{l=1}^L C_0(t_d, t_{dl}) E_l \exp\left(-j \left\{ \frac{4\pi f_n}{c} [R_l - R_d - V_{r,ПП}(t_0 + \tilde{n}T_i)] - \psi_l \right\}\right), \end{aligned} \quad (2)$$

где $t_{dl} = 2R_l/c$ – время запаздывания сигнала, отраженного от l -го РЦ;

E_l – амплитуда отраженного от l -го отражателя сигнала, пропорциональная его ЭПР;

ψ_l – величина фазы, обусловленной отражением импульса от l -го РЦ.

Элементы КЧХ цели, полученной при обработке второй пачки СПЧ, описываются выражением

$$\begin{aligned} \dot{u}_n^{(2)} = & K(n) \tau_i \sum_{m=1}^M C_0(t_d, t_{dm}) E_m \exp\left(-j \left\{ \frac{4\pi f_n}{c} [R_m - R_d - V_r(t_0 + T_p + \tilde{n}T_i)] - \psi_m \right\}\right) + \\ & + K(n) \tau_i \sum_{l=1}^L C_0(t_d, t_{dl}) E_l \exp\left(-j \left\{ \frac{4\pi f_n}{c} [R_l - R_d - V_{rIII}(t_0 + T_p + \tilde{n}T_i)] - \psi_l \right\}\right). \end{aligned} \quad (3)$$

Сравнение выражений (2) и (3) позволяет сделать вывод о том, что для компенсации мешающих отражений от ПП необходимо проводить вычитание n -х элементов КЧХ, полученных при обработке первой и второй пачек СПЧ. При этом закон перестройки частоты должен быть одинаковым для обеих пачек из состава пары. Перед проведением вычитания для обеспечения идентичности амплитуд и фаз сигналов n -й частоты, отраженных от ПП, в обеих пачках СПЧ необходимо проводить перефазирование КЧХ, полученной при обработке второй пачки, умножая каждый ее n -й элемент на комплексный фазовый множитель

$$\dot{\chi}_n = \exp\left(-j \frac{4\pi f_n}{c} V_{rIII} T_p\right).$$

В связи с тем, что скорость ПП неизвестна, целесообразно воспользоваться методом подбора значения V_{rIII} . При переборе всех возможных (*предполагаемых*) значений скорости ПП в диапазоне $\pm V_{rIII \max}$ с шагом ΔV_{rIII} в одном из случаев должна произойти наилучшая компенсация фазовых искажений, связанных с радиальным перемещением ПП. В этом случае разность n -х элементов двух КЧХ (n -й член *разностной КЧХ* $\dot{\alpha}_n$) примет вид

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_n = & \dot{\chi}_n \cdot \dot{u}_n^{(2)} - \dot{u}_n^{(1)} = K(n) \tau_i \exp\left(-j \frac{4\pi f_n}{c} V_{rIII} T_p\right) \exp\left(j \frac{4\pi f_n}{c} V_r T_p\right) \times \\ & \times \exp\left[j \frac{4\pi f_n}{c} V_r (t_0 + \tilde{n}T_i)\right] \sum_{m=1}^M C_0(t_d, t_{dm}) E_m \exp\left\{-j \left[\frac{4\pi f_n}{c} (R_m - R_d) - \psi_m \right]\right\} - \\ & - K(n) \tau_i \exp\left[j \frac{4\pi f_n}{c} V_r (t_0 + \tilde{n}T_i)\right] \sum_{m=1}^M C_0(t_d, t_{dm}) E_m \exp\left\{-j \left[\frac{4\pi f_n}{c} (R_m - R_d) - \psi_m \right]\right\}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_n = & K(n) \tau_i \exp \left[j \frac{4\pi f_n}{c} V_r (t_0 + \tilde{n} T_i) \right] \left\{ \exp \left[j \frac{4\pi f_n T_p}{c} (V_r - V_{rIII}) \right] - 1 \right\} \times \\ & \times \sum_{m=1}^M C_0(t_d, t_{dm}) E_m \exp \left\{ -j \left[\frac{4\pi f_n}{c} (R_m - R_d) - \psi_m \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

Описание n -го элемента разностной КЧХ (4) аналогично описанию n -го элемента КЧХ (1), проведение обратного преобразования Фурье которой позволяет получить ДП цели. Отличие заключается лишь в наличии второй экспоненты в (4). Однако после расстановки принятых сигналов в порядке линейно-ступенчатого возрастания частоты аргумент этого фазового множителя от импульса к импульсу изменяется по линейному закону, а значит, не препятствует построению ДП, что показано в [9].

Дальнейшую обработку разностной КЧХ предлагается проводить по аналогии с описанным способом оценки радиальной скорости [6]. Способ предполагает перефазирование КЧХ, перебор всех предполагаемых значений радиальной скорости ВЦ и построение ее ДП. Следовательно, для реализации СДЦ необходимо проводить двойной перебор по скорости (цели и ПП). В результате будет сформировано $V = \frac{2V_{rmax}}{\Delta V_r} \times \frac{2V_{rIII max}}{\Delta V_{rIII}}$ дальностных портретов. При совпадении истинных и подбираемых значений радиальных скоростей цели и ПП (при условии наличия движущейся ВЦ в обрабатываемом дальностном канале) должен быть сформирован наиболее информативный ДП цели, энтропия данных которого минимальна. Это позволит принять решение о том, что в обрабатываемом дальностном канале находится ВЦ, движущаяся со скоростью $\hat{V}_r^{(1)}$.

В случае отсутствия цели (цели и ПП) в d -м дальностном канале в результате обработки ОС предложенным подходом будет сформирован набор «шумовых» ДП и получено некоторое случайное значение $\hat{V}_r^{(1)}$ из интервала скоростей $\pm V_{rmax}$. Анализ 1000 «шумовых» ДП, построенных в случае отсутствия цели в обрабатываемом дальностном канале, показал, что получаемое при таких условиях случайное значение оценки \hat{V}_r распределено по закону равномерной плотности. Для исключения ложной тревоги и принятия правильного решения о наличии ВЦ в обрабатываемом дальностном канале необходимы излучение и обработка как минимум еще двух пар пачек СПЧ. В интересах повышения помехоустойчивости закон изменения частоты для каждой пары пачек должен быть различен. Внутри пары указанный закон должен быть одинаковым. Это является обязательным условием работоспособности предложенного подхода к СДЦ. Обработка каждой пары пачек СПЧ предложенным подхо-

дом позволяет получить еще две оценки радиальной скорости цели $\hat{V}_r^{(2)}$ и $\hat{V}_r^{(3)}$. При выполнении условий

$$\begin{cases} \left| \hat{V}_r^{(2)} - \hat{V}_r^{(1)} \right| < \Delta V; \\ \left| \hat{V}_r^{(3)} - \hat{V}_r^{(2)} \right| < \Delta V; \\ \left| \hat{V}_r^{(3)} - \hat{V}_r^{(1)} \right| < \Delta V, \end{cases} \quad (5)$$

где ΔV – порог, определяемый точностью оценки (измерения) скорости, принимается решение о наличии в d -м дальностном канале цели, движущейся с радиальной скоростью $\hat{V}_r = (\hat{V}_r^{(1)} + \hat{V}_r^{(2)} + \hat{V}_r^{(3)})/3$.

Вероятность ложной тревоги при этом будет определяться вероятностью попадания обеих оценок $\hat{V}_r^{(2)}$ и $\hat{V}_r^{(3)}$ в интервал скоростей $\hat{V}_r^{(1)} \pm \Delta V$. Учитывая, что указанные случайные величины $\hat{V}_r^{(2)}$ и $\hat{V}_r^{(3)}$ распределены по закону равномерной плотности, вероятность ложной тревоги будет определяться выражением:

$$P_{л.т.} = \left(\frac{2\Delta V}{2V_{rmax}} \right)^2 = \left(\frac{\Delta V}{V_{rmax}} \right)^2.$$

Например, при $N=64$ ошибка измерения радиальной скорости ВЦ не превышает 10 м/с [4, 5]. Следовательно, порог ΔV можно принять равным 10 м/с. Тогда при $V_{rmax}=700$ м/с вероятность ложной тревоги составит $P_{л.т.} = 2 \cdot 10^{-4}$, что вполне допустимо. При $N=256$ вероятность ложной тревоги уменьшается на порядок ($P_{л.т.} = 1,4 \cdot 10^{-5}$).

Как известно, режиму квазинепрерывного излучения свойственен недостаток, получивший название эффекта «слепых дальностей», при которых отраженный от цели сигнал приходит в момент излучения одного из зондирующих импульсов. Количество зон «слепых дальностей» равно $N-1$. Ширина каждой такой зоны равна $c\tau_i/2$. Для уменьшения влияния указанного эффекта на вероятность обнаружения ВЦ предлагается следующие три пары пачек СПЧ излучать с другим периодом повторения импульсов $T_{i2} = (Q_1+1)\tau_i$, где Q_1 – скважность сигналов из состава первой тройки пар пачек импульсов. При указанном выборе T_{i2} количество зон «слепых дальностей» уменьшится в Q_2 раз, где $Q_2 = Q_1+1$ – скважность сигнала.

лов из состава второй тройки пар пачек импульсов. Вероятность пропуска цели $P_{n.ц.}$ в этом случае определяется вероятностью попадания цели в оставшиеся зоны «слепых дальностей»:

$$P_{n.ц.} = \frac{(N/Q_2)(c\tau_i/2)}{(cT_p/2)} = \frac{(N/Q_2)\tau_i}{Q_2\tau_i N} = \frac{1}{Q_2^2}.$$

Например, при $N=64$, периоде повторения импульсов первой тройки пар пачек СПЧ $T_{i1} = 10\tau_i$, второй тройки – $T_{i2} = 9\tau_i$, количество зон «слепых дальностей» будет равняться 6, а вероятность пропуска цели $P_{n.ц.}=0,01$, что вполне допустимо (вероятность обнаружения цели при этом составляет 0,99).

Таким образом, для обнаружения целей, движущихся на фоне ПП, необходимо излучать в направлении каждой цели как минимум шесть пар пачек сигналов с перестройкой частоты по случайному закону. При этом закон изменения частоты для каждой пары различен, но внутри пары должен быть одинаковым. Обработка сигналов из состава пары пачек СПЧ в каждом дальностном канале проводится согласно алгоритму, включающему:

прием отраженных сигналов, понижение частоты принятых сигналов до промежуточной, усиление и разделение на частотные каналы;

выделение квадратурных составляющих отраженных сигналов, их преобразование в цифровую форму;

согласованную фильтрацию принятых сигналов, формирование комплексных частотных характеристик;

перефазирование КЧХ, полученной после обработки второй пачки СПЧ из состава пары, путем умножения на сопряженные фазовые компоненты, соответствующие подбираемой скорости движения ПП (компенсация радиального движения ПП);

формирование разностных КЧХ путем вычитания n -х элементов КЧХ, полученной из первой пачки отраженных СПЧ, из n -х элементов перефазированной КЧХ (компенсация мешающих отражений);

формирование трехмерной матрицы путем умножения элементов разностных КЧХ на фазовые компоненты, соответствующие подбираемой скорости цели (компенсация радиального движения цели);

проведение обратного БПФ с комплексными векторами данных каждой строки полученной трехмерной матрицы, нормировку элементов матрицы, расчет энтропии данных в строках матрицы;

формирование двумерной матрицы зависимости энтропии от предполагаемых значений радиальных скоростей ВЦ и ПП;

поиск минимального значения энтропии в сформированной матрице и соответствующего ему значения подбираемой скорости ВЦ, которое выбирается в качестве оценки радиальной скорости цели;

получение трех оценок радиальной скорости ВЦ по результатам обработки трех пар пачек СПЧ, сравнение их между собой;

при выполнении условий (5) – принятие решения о наличии цели, движущейся со скоростью \hat{V}_r ; при невыполнении условий (5) – принятие решения об отсутствии цели в d -м дальностном канале.

Для проверки работоспособности предложенного подхода и оценки зависимости ошибок измерения V_r и $V_{r,ПП}$ от параметров ЗС, уровня шума и особенностей структуры ВЦ был использован метод математического моделирования. Для этого использовались модели ВЦ типа В-52, В-1В, F-15, F-16, F/A-18, Ан-124, Ил-76, А-10А, Q-5, Е-3С, Ту-134, Ил-86, Boeing-747, построенные методом аппроксимации их конструкции телами простой геометрической формы [10]. Эффективная площадь рассеяния РЦ вычислялась с учетом ракурса планера ВЦ. Пассивные помехи моделировались либо набором от 10 до 1000 неподвижных рассеивателей с ЭПР от 0,1 до 10 м² (имитирующих местные предметы), либо набором от 1 до 3 млн. рассеивателей с ЭПР от 0,05 λ² до 0,86 λ², равномерно распределенных на участке 200–300 м и перемещающихся со скоростью от –50 до 50 м/с (имитирующих облако дипольных отражателей или гидрометеообразования). Некоррелированная помеха (например, качающиеся деревья, хаотично перемещающиеся элементы гидрометеоров и т. п.) и шумы имитировались аддитивным добавлением в квадратурные составляющие ОС дополнительных компонентов, распределенных по закону Гаусса.

Предполагаемые скорости ВЦ при моделировании изменяли в диапазоне ±700 м/с, а предполагаемые скорости ПП – в диапазоне ±50 м/с в соответствии с возможными скоростями ветра. Шаг перебора по скоростям цели и ПП составлял 0,1 м/с. Результат обработки пары пачек СПЧ выводился в виде трехмерной *скоростной развертки*, вариант которой изображен на рисунке 2. Для построения графика имитировалось движение цели типа А-10А с радиальной скоростью $V_r = -355$ м/с на фоне неподвижных местных предметов, представленных набором 100 локальных отражателей, имеющих ЭПР от 5 до 10 м² и равномерно распределенных на участке 300 м. Для наглядности график инвертирован по оси H .

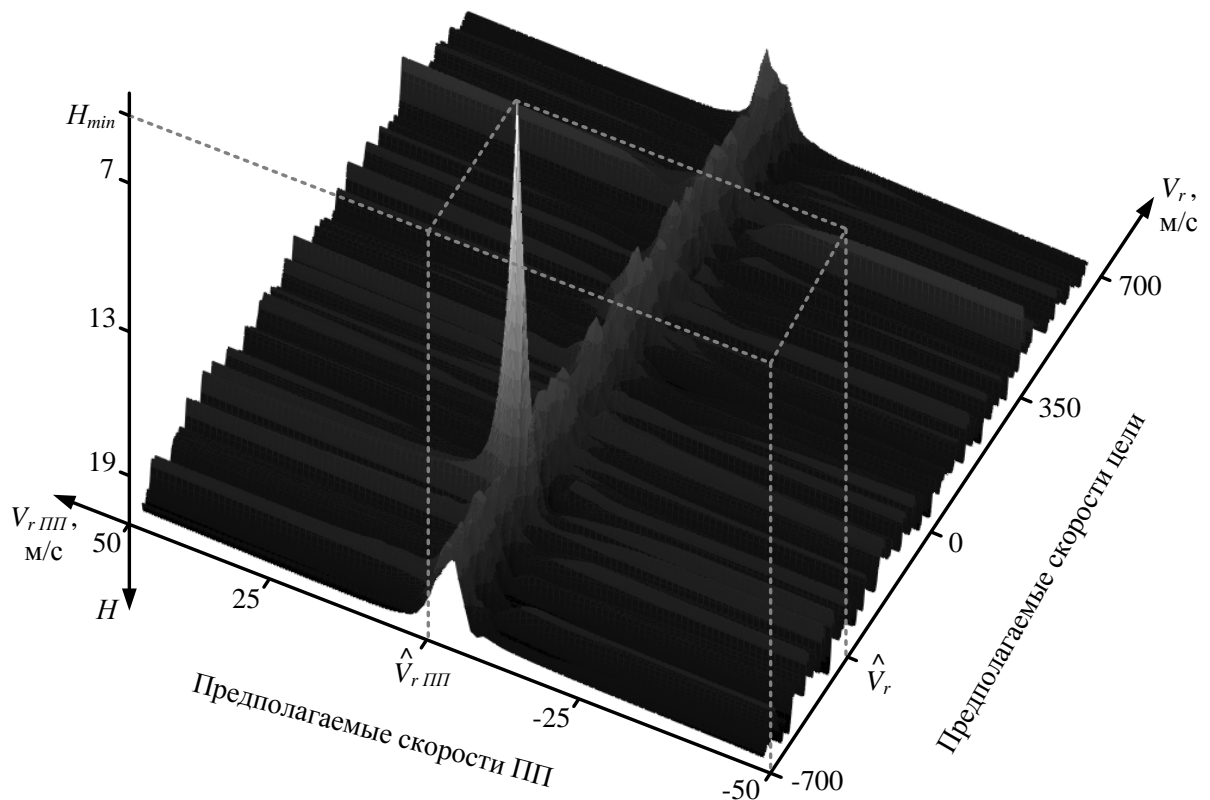


Рис. 2. Зависимость энтропии вектора данных, составляющих ДП, от предполагаемых значений радиальных скоростей движения цели и ПП

Рис. 2 подтверждает возможность обнаружения движущихся целей и оценки радиальных скоростей цели и пассивной помехи при поимпульсной перестройке частоты. Положение глобального минимума скоростной развертки по оси предполагаемых скоростей цели соответствует истинной радиальной скорости цели, а по оси предполагаемых скоростей ПП – истинной радиальной скорости ПП. Анализ 1000 скоростных разверток, построенных для каждого из 13 типов моделей ВЦ, показал независимость решения о наличии цели и точности оценки скорости цели от габаритов и конфигурации ВЦ.

Предложенный подход к СДЦ базируется на описанном выше способе измерения радиальной скорости [4–6], в связи с чем его работоспособность и точность оценки скорости зависит от количества импульсов в пачке N , периода повторения T_i , уровня шумового фона на входе системы обработки. Кроме того, была выявлена зависимость указанных характеристик подхода к СДЦ от удаленности РЦ цели от точки опорной дальности и интенсивности ПП (количества и ЭПР локальных отражателей, входящих в ее состав).

Как было показано выше (рис. 1), в зависимости от выбора точки опорной дальности ДП цели хотя бы один раз будет построен на уровне не ниже половины амплитуды макси-

мальных откликов согласованных фильтров. Для анализа использовался самый неблагоприятный случай построения ДП на уровне половинной амплитуды откликов. Для этого расстояние между точкой опорной дальности и первым РЦ цели выбиралось равным $c\tau_i/4$. Такой выбор аналогичен уменьшению отношения сигнал-шум в 2 раза или на 6 дБ.

На рис. 3 показана зависимость среднего квадратического отклонения ошибки измерения радиальной скорости цели σ_v от величины ОСШ при $T_i = 5$ мкс для различного числа импульсов N . Каждая зависимость на графике ограничена слева минимально допустимым ОСШ (таблица 2.2). Для построения зависимостей использовалось по 500 реализаций для каждого значения q .

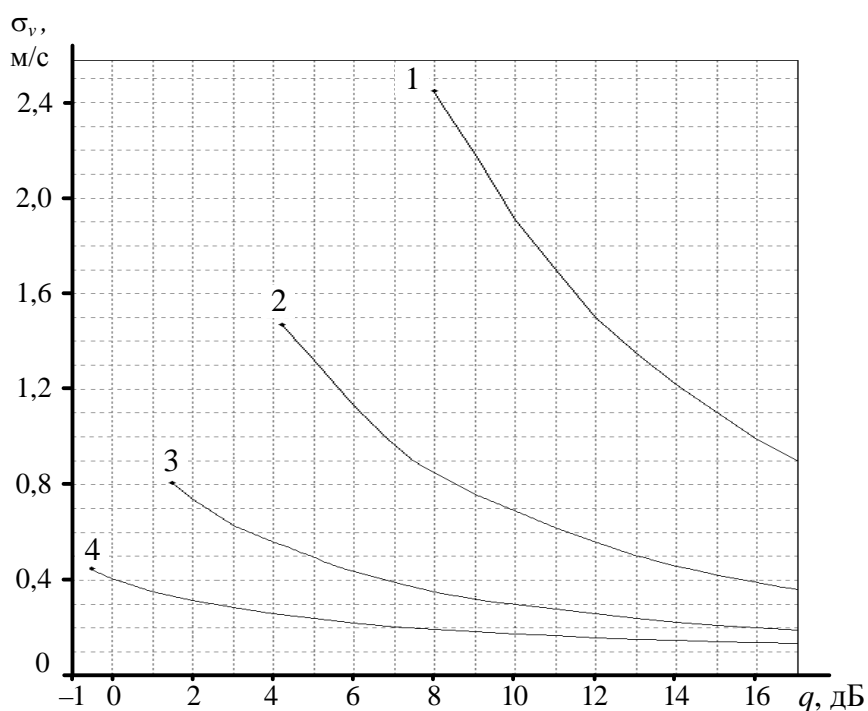


Рис. 3. Зависимость СКО ошибки измерения радиальной скорости ВЦ от величины отношения сигнал-шум при различных параметрах ЗС: 1 – $N=64$; 2 – $N=128$; 3 – $N=256$; 4 – $N=512$

Из рис. 3 видно, что максимальная ошибка при оценке скорости цели не превышает 8 м/с, что вполне допустимо в режиме обнаружения.

Таким образом, в ходе исследований предложен новый подход к обнаружению воздушных целей при поимпульсной перестройке частоты, основанный на измерении радиальной скорости ВЦ и компенсации мешающих отражений от ПП путем формирования двух КЧХ и поэлементного вычитания входящих в них данных после устранения фазовых наб-

гов, связанных с радиальным перемещением ПП и случайным характером закона перестройки частоты. Предложенный подход может быть использован для обнаружения целей, движущихся на фоне пассивных помех, перспективными РЛС с перестройкой частоты, а также для определения их дальности и скорости. Кроме того, подход может найти применение в интересах разрешения двух воздушных объектов по скорости в условиях отсутствия пассивных помех.

Исследования проводились в рамках научно-исследовательской работы по гранту Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-22.2011.10.

Библиографический список

1. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. М., Воениздат, 1973. 92 с.
2. Защита от радиопомех / Под ред. Максимова М. В. М., Сов. радио, 1976. 178 с.
3. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Под ред. Канащенкова А. И. и Меркулова В. И. М., Радиотехника, 2006. 656 с.
4. Майоров Д. А., Савостьянов В. Ю., Митрофанов Д. Г. Измерение радиальной скорости воздушных объектов в режиме перестройки частоты//Измерительная техника. 2008. № 2. С. 43–47.
5. Майоров Д. А., Савостьянов В. Ю., Митрофанов Д. Г. Применение зондирующих сигналов с перестройкой частоты для оценивания радиальной скорости воздушных объектов методом минимума энтропии//Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. № 9. С. 54–60.
6. Патент РФ 2326402, МКИ⁷ G 01 S. Способ измерения радиальной скорости воздушной цели в режиме перестройки частоты от импульса к импульсу/Савостьянов В. Ю., Майоров Д. А., Митрофанов Д. Г., Прохоркин А. Г. №2007101537; заявл. 17.01.07; опубл. 10.06.08.
7. Майоров Д. А., Митрофанов Д. Г., Заикин Д. Р. Математическая модель частотной характеристики многоточечной цели для условий зондирования сигналами с перестройкой несущей частоты//Электромагнитные волны и электронные системы. 2008. № 11. С. 4–9.
8. Митрофанов Д. Г., Сафонов А. В. Применение вейвлет-анализа для сохранения структуры дальностных портретов воздушных целей при повышении уровня шумов//Электромагнитные волны и электронные системы. 2005. № 9. С. 19–24.

9. Майоров Д. А., Григорян Д. С., Митрофанов Д. Г. Обнаружение движущихся целей в РЛС с поимпульсной перестройкой несущей частоты//Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова. Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение. Вып. X-1. М., ИПУ РАН, 2008. С. 351–355.

10. Криспин Ж. В., Маффетт А. Л. Оценка радиолокационного поперечного сечения тел простой формы/ТИИЭР. 1965. Т. 53. № 8. С. 960–975.

Сведения об авторе

Майоров Дмитрий Александрович, преподаватель Военной академии войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации им. Маршала Советского Союза А. М. Василевско, к.т.н., тел.: (4812) 29-98-33, 8-904-368-11-93, e-mail: d-mayorov@mail.ru