

Радиолокационные и радионавигационные системы

DOI 10.66032/2221-2574-2026-1-1-14-21

УДК 621.391:621.396.96

СИНТЕЗ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ-ИЗМЕРИТЕЛЕЙ МНОГОЧАСТОТНЫХ ЭХО-СИГНАЛОВ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Попов Дмитрий Иванович

доктор технических наук, профессор, ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина».

Адрес: 390005, Российская Федерация, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.

E-mail для связи: adop@mail.ru

Аннотация: Приведено статистическое описание многочастотных радиолокационных эхо-сигналов воздушно-космических объектов. Путём вычисления условного отношения правдоподобия с использованием плотностей вероятности для суммы сигнала и шума и для одного шума найден алгоритм оптимального обнаружения в виде экспоненты, показатель которой приводится к взвешенной сумме двух типов алгоритмов межпериодной обработки – некогерентного и когерентного. Вклад каждого из них определяется весовыми коэффициентами, зависящими от корреляционных свойств отражённого сигнала. Рассмотрены крайние случаи скорости флюктуаций сигнала. В случае быстро флюктуирующего сигнала алгоритм обработки реализует суммирование результатов некогерентного накопления исходных отсчётов в каждом частотном канале. В случае медленно флюктуирующего сигнала, имеющего место на практике, в полученный когерентный алгоритм обработки входят неизвестные величины доплеровских сдвигов фазы сигнала в частотных каналах. Рассмотрены способы преодоления данной априорной неопределённости путём построения многоканальных и адаптивных систем. На основе отношения правдоподобия и метода максимального правдоподобия синтезированы алгоритмы и соответствующие им обнаружители-измерители многочастотных сигналов, реализующие в каждом частотном канале одноканальную когерентную обработку поступающих отсчётов и позволяющие при объединении данных результатов обработки преодолеть противоречия между условиями однозначного измерения дальности и радиальной скорости в заданных диапазонах. Приведены структурные схемы частотного канала многоканального обнаружителя и обнаружителя-измерителя, инвариантного к доплеровским сдвигам фаз многочастотного сигнала.

Ключевые слова: алгоритм обнаружения, доплеровский сдвиг фазы, измерение, метод максимального правдоподобия, многочастотный сигнал, отношение правдоподобия, радиальная скорость, синтез.

Введение

В многофункциональных радиолокационных системах обработка эхо-сигналов осуществляется с целью обнаружения и измерения координат воздушно-космических объектов [1–5]. При измерении координат движущихся объектов актуальной задачей является измерение радиальной скорости (частоты), основанное на измерении доплеровского сдвига частоты сигнала [5–7]. Для исключения отсчётов по шумам измерение должно быть совместным с обнаружением. Совместное обнаружение-измерение пачки когерентных радиоимпульсов при неизвестной доплеровской частоте в простейшем случае может быть основано на многоканальной фильтрации,

позволяющей измерять частоту по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала [6, 7].

Вопросы синтеза, анализа и оптимизации радиоэлектронных систем широко обсуждаются в литературе [8–16]. При измерении координат движущихся объектов в импульсных радиолокационных системах (РЛС) возникает известная проблема совместного однозначного измерения времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости) [5]. Предел однозначного измерения обеих координат определяется величиной периода повторения T зондирующих импульсов. При проектировании РЛС первоначально предпочтение отдаётся одной из координат.

Для однозначного измерения радиальной скорости цели с высокими разрешающей способностью и точностью используются так называемые импульсно-доплеровские РЛС с малой скважностью зондирующего сигнала, или РЛС с квази-непрерывным излучением, в которых используются импульсы с высокими частотами повторения (до нескольких десятков и даже сотен килогерц) [5]. Скважность импульсов при этом обычно не превосходит двадцати.

Обработка принятых данных в этом случае осуществляется в многоканальной по дальности и доплеровской частоте системе. Первоначально осуществляется стробирование (селекция) по дальности. Для каждого селектируемого интервала дальности набор доплеровских фильтров охватывает весь возможный диапазон доплеровских частот сигналов, отражённых от движущихся целей. При этом достигается однозначное измерение радиальной скорости цели с высокими разрешающей способностью и точностью. Измерение дальности, однако, связано с неоднозначностью, для устранения которой необходимо применять специальные методы, усложняющие обработку сигналов [5].

Широкое распространение получили когерентно-импульсные РЛС с зондирующими импульсами высокой скважности, что обусловлено возможностью однозначного измерения дальности большого числа целей простыми средствами и с высокой разрешающей способностью. Интервал однозначного измерения доплеровской частоты $\pm 1/2T$ и соответствующий ему интервал радиальной скорости оказываются совершенно недостаточными для реальных скоростей большинства радиолокационных целей. Однако в РЛС обнаружения и наблюдения воздушно-космических объектов помимо дальности требуется информация о радиальной скорости движущегося объекта.

В плане преодоления проблемы совместного однозначного измерения дальности и радиальной скорости цели заслуживают внимания многочастотные сигналы, применение которых позволяет повысить эффективность обнаружения

отражённых сигналов и дальность действия радиолокатора. При этом использование свойств многочастотных сигналов открывает новые возможности для измерения радиальной скорости цели. Представляет интерес синтез алгоритмов и построение устройств совместного обнаружения-измерения многочастотных сигналов на фоне некоррелированных помех, позволяющих в когерентно-импульсных радиолокационных системах высокой скважности решить проблему однозначного измерения радиальной скорости при сохранении однозначности по дальности.

Статистическое описание многочастотных сигналов

Для последующего синтеза алгоритмов межпериодной обработки рассмотрим статистические свойства сигнала, состоящего из L частотных компонентов, каждый из которых представляет собой когерентную пачку радиоимпульсов, образующих с собственным шумом приёмника аддитивную смесь. В результате внутри периодной обработки для каждого из частотных компонентов получаем последовательность N отсчётов комплексных огибающих $U_j^{(l)} = x_j^{(l)} + iy_j^{(l)}$, следующих через период повторения T и образующих вектор $\{U_j^{(l)}\}$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$.

При обеспечении необходимого разнеса несущих частот, величина которого зависит от радиальной протяжённости цели, отражённые сигналы каждого частотного канала оказываются статистически независимыми. Тогда при условии наличия гауссовских сигнала и шума совместная плотность вероятности совокупности векторов $\{U_j^{(l)}\}$ имеет вид

$$P_{\text{см}}(\{U_j^{(l)}\}) = (2\pi)^{-NL} \left(\prod_{l=1}^L \det \|W_{jk}^{\text{см}(l)}\| \right) \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N W_{jk}^{\text{см}(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \right\}, \quad (1)$$

где $W_{jk}^{\text{см}(l)}$ — элементы матрицы $\|W_{jk}^{\text{см}(l)}\|$, обратной эрмитовой корреляционной матрице $\|R_{jk}^{\text{см}(l)}\|$ с элементами

$$R_{jk}^{cm(l)} = 0.5 \overline{U_j^{(l)} U_k^{(l)*}} = \sigma_{cl}^2 \rho_l(j, k) e^{i(j-k)\phi_l} + \sigma_{ш}^2 \delta_{jk},$$

где σ_{cl}^2 — дисперсия сигнала на выходе системы внутри периодной обработки l -го частотного канала; $\rho_l(j, k)$ — коэффициенты межпериодной корреляции сигнала; $\phi_l = 2\pi F_{дл} T$ — сдвиг фазы сигнала за период повторения T в l -м частотном канале, обусловленный доплеровским смещением несущей частоты на величину $F_{дл}$; $\sigma_{ш}^2$ — дисперсия собственного шума на выходе системы внутри периодной обработки; δ_{jk} — символ Кронекера.

Совместная плотность вероятности $P_{ш}(\{U_j^{(l)}\})$ при условии наличия одного шума описывается выражением, аналогичным (1), с элементами

$$R_{jk}^{ш} = \sigma_{ш}^2 \delta_{jk} \text{ и } W_{jk}^{ш} = \delta_{jk} / \sigma_{ш}^2.$$

Синтез оптимальных обнаружителей

Вычисляя условное отношение правдоподобия с использованием плотностей вероятности для суммы сигнала и шума (1) и для одного шума, найдём алгоритм оптимального обнаружения:

$$\Lambda(\{\phi_l\}) = \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \times \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \right\} \geq \Lambda_0, \quad (2)$$

где $\{\phi_l\} = \{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_L\}$, $C_l = \det \|W_{jk}^{cm(l)}\| / \det \|W_{jk}^{ш}\|$, $Q_{jk}^{(l)} = W_{jk}^{ш} - W_{jk}^{cm(l)}$ — элементы матриц обработки $\|Q_{jk}^{(l)}\|$; Λ_0 — пороговый уровень обнаружения.

Вводя отношение сигнал/шум $q_l = \sigma_{cl}^2 / \sigma_{ш}^2$ для l -го частотного канала и учитывая, что большинство отражённых сигналов имеют экспоненциальную функцию корреляции, т.е. $\rho_l(j, k) = \exp\{-\pi \Delta f_l T |j - k|\} = \rho_l^{|j-k|}$, где $\Delta f_l T$ — нормированная ширина спектра, перейдём к нормированным матрицам при условии $q_l \gg 1$. Тогда $W_{jk}^{ш} = \delta_{jk}$, $R_{jk}^{cm(l)} \approx R_{jk}^{c(l)}$ и $W_{jk}^{cm(l)} \approx W_{jk}^{c(l)}$.

Конкретный вид соответствующего алгоритма обнаружения теперь определяется матрицами обработки $\|Q_{jk}^{(l)}\| = \|\delta_{jk} - W_{jk}^{c(l)}\|$, $l = \overline{1, L}$, которые имеют ленточно-диагональную структуру с элементами

$$\begin{aligned} Q_{11}^{(l)} &= Q_{NN}^{(l)} = 1 - 1/q_l(1 - \rho_l^2), \\ Q_{jj}^{(l)} &= 1 - (1 + \rho_l^2)/q_l(1 - \rho_l^2), \quad j = \overline{2, N-1}; \\ Q_{j-1,j}^{(l)} &= \rho_l e^{-i\phi_l} / q_l(1 - \rho_l^2), \\ Q_{j,j-1}^{(l)} &= \rho_l e^{i\phi_l} / q_l(1 - \rho_l^2), \quad j = \overline{2, N}. \end{aligned}$$

Алгоритм (2) без учёта краевых эффектов при $j=1$ и N принимает вид

$$\Lambda(\{\phi_l\}) = \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \left[C_{1l} \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2 + C_{2l} \left(e^{-i\phi_l} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)} + e^{i\phi_l} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)} U_j^{(l)*} \right) \right] \right\}, \quad (3)$$

где $C_{1l} = 1 - (1 + \rho_l^2)/q_l(1 - \rho_l^2)$, $C_{2l} = \rho_l/q_l(1 - \rho_l^2)$.

Показатель экспоненты представляет собой взвешенную сумму двух типов алгоритмов межпериодной обработки — некогерентного и когерентного. Вклад каждого из них определяется весовыми коэффициентами C_{1l} и C_{2l} , которые зависят от корреляционных свойств отражённого сигнала.

Рассмотрим крайние случаи скорости флуктуаций сигнала. В случае быстро флуктуирующего сигнала $\rho_l \rightarrow 0$, тогда с учётом $q_l \gg 1$, $C_{1l} \rightarrow 1$ и $C_{2l} \rightarrow 0$ отношение правдоподобия имеет вид

$$\Lambda = \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2 \right\},$$

что соответствует решающей статистике

$$u = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2.$$

Данный алгоритм реализует суммирование результатов некогерентного накопления исходных отсчётов в каждом частотном канале.

Исключению первого слагаемого в алгоритме (3) соответствует условие $C_{1l} \leq 0$, при котором $\rho_l \geq \sqrt{(q_l - 1)/(q_l + 1)}$, что с учётом $q_l \gg 1$ приводит к $\rho_l \rightarrow 1$, т.е. к случаю медленно флуктуирующего сигнала, имеющего место на практике,

поскольку реально $\Delta f_i T < 0,01$. Полагая, что $\rho = \bar{\rho}$ и $q_i = \bar{q}$, для отношения правдоподобия получим

$$\Lambda(\{\varphi_l\}) = \prod_{l=1}^L \Lambda(\varphi_l) = C^L \exp \left\{ \frac{1}{2} C_2 \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right) \right\}, \quad (4)$$

где $C = \det \|W_{jk}^c\|$, $C_2 = \frac{P}{q(1-\rho^2)}$, $X_l = \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)}$.

Моноотонная функция от (4) соответствует решающей статистике

$$u(\{\varphi_l\}) = \sum_{l=1}^L (\cos \varphi_l \operatorname{Re} X_l + \sin \varphi_l \operatorname{Im} X_l).$$

В полученный алгоритм входят неизвестные величины φ_l , поэтому дальнейший вид алгоритма обработки зависит от способа преодоления априорной неопределённости, возникающей за счёт отсутствия данных о значениях φ_l .

Традиционным способом преодоления априорной неопределённости является построение многоканальных систем. При интервале однозначности $[-\pi, \pi]$ число каналов $M = 2\pi/\Delta\varphi$. Величина $\Delta\varphi$ и, следовательно, число каналов зависят от необходимой точности измерения и могут определяться величиной межканальных потерь в эффективности. Алгоритм обработки многочастотного сигнала в l -м частотном канале имеет вид

$$u_m^{(l)} = a_m \operatorname{Re} X_l + b_m \operatorname{Im} X_l \geq u_{0m}, \quad m = \overline{1, M}; \quad l = \overline{1, L}, \quad (5)$$

где $a_m = \cos((m-1)\Delta\varphi)$, $b_m = \sin((m-1)\Delta\varphi)$.

Структурная схема l -го частотного канала многоканального обнаружителя, реализующего межпериодный алгоритм обработки отражённого сигнала (5), изображена на рис. 1. Схема осуществляет отдельную обработку цифровых кодов $U_j^{(l)}$, соответствующих различным несущим частотам, и содержит в каждом частотном канале запоминающее устройство на период повторения T ($ЗУ_T$), блок комплексного сопряжения (*), комплексный умножитель ($\dot{\times}$), межпериодный накопитель (Н), скалярные умножители (\times), сумматоры (Σ) и пороговые блоки (ПБ).

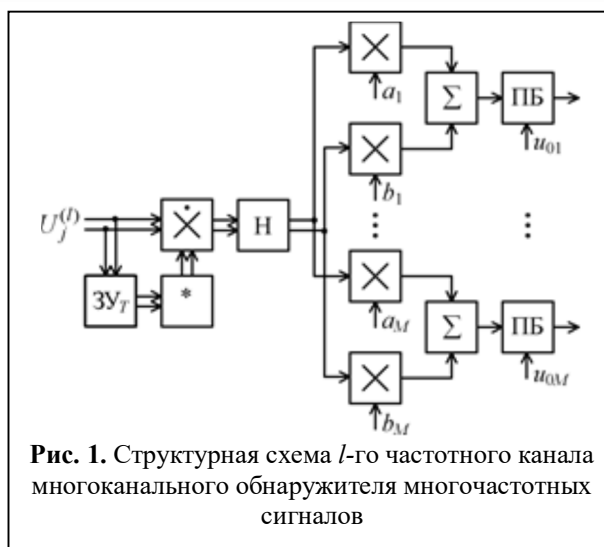


Рис. 1. Структурная схема l -го частотного канала многоканального обнаружителя многочастотных сигналов

Особенностью данной многоканальной по доплеровской частоте системы обнаружения многочастотных сигналов является одноканальное когерентное накопление произведений комплексно-сопряжённых соседних входных отсчётов $U_j^{(l)}$ каждого частотного компонента. Поскольку отражённый от движущейся цели сигнал попадает в различные доплеровские каналы каждого из частотных каналов, объединение последних посредством линейного суммирования не представляется возможным, что приводит к необходимости отдельного обнаружения в каждом частотном канале. Определяя по номерам соответствующих доплеровских каналов разностный доплеровский сдвиг фазы, возможно осуществить однозначное измерение радиальной скорости цели.

Синтез инвариантных обнаружителей

Более совершенным способом преодоления априорной неопределённости является замена неизвестных параметров φ_l их состоятельными оценками $\hat{\varphi}_l$, что приводит к алгоритму адаптивной обработки:

$$u = \sum_{l=1}^L \left(\cos \hat{\varphi}_l \operatorname{Re} X_l + \sin \hat{\varphi}_l \operatorname{Im} X_l \right). \quad (6)$$

Алгоритм оценивания величин $e^{i\varphi_l}$ находится на основе метода максимального правдоподобия. В рассматриваемом случае уравнениям макси-

мального правдоподобия эквивалентна система уравнений

$$\partial \ln \Lambda(\varphi_l) / \partial \varphi_l |_{\varphi_l = \hat{\varphi}_l} = 0, \quad l = \overline{1, L}, \quad (7)$$

где $\Lambda(\varphi_l)$ являются сомножителями выражения (4). Решая каждое уравнение данной системы, находим

$$e^{i\hat{\varphi}_l} = X_l / |X_l| = \cos \hat{\varphi}_l + i \sin \hat{\varphi}_l = \\ = \operatorname{Re} X_l / |X_l| + i \operatorname{Im} X_l / |X_l|, \quad l = \overline{1, L}. \quad (8)$$

Подставляя выражения для величин $\cos \hat{\varphi}_l$ и $\sin \hat{\varphi}_l$ в алгоритм (6), получаем

$$u = \sum_{l=1}^L \left[(\operatorname{Re} X_l)^2 + (\operatorname{Im} X_l)^2 \right] / |X_l| = \\ = \sum_{l=1}^L |X_l| = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)} \right| \geq u_0. \quad (9)$$

Алгоритм (9) является инвариантным по отношению к доплеровским сдвигам фаз φ_l и реализуется в каждом частотном канале одноканальное когерентное накопление произведений комплексно-сопряжённых соседних отсчётов. При этом аналогичный результат можно получить на основе соответствующего интегрирования выражения (4). Предполагая, что доплеровские сдвиги фаз φ_l имеют равномерное распределение в интервале $[-\pi, \pi]$, найдём

$$\Lambda = \frac{1}{(2\pi)^L} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(\{\varphi_l\}) d\varphi_1, \dots, d\varphi_L = \\ = C^L \prod_{l=1}^L \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{C_2 |X_l| \cos(\varphi_l - \arg X_l)\} d\varphi_l.$$

Данный интеграл сводится к табличному и соответствует модифицированной функции Бесселя нулевого порядка $I_0(C_2 |X_l|)$. При этом $I_0(x) \approx e^x$ для $x \gg 1$, что обычно имеет место при межпериодной обработке. Тогда

$$\Lambda = C^L \prod_{l=1}^L \exp(C_2 |X_l|) = C^L \exp\left(C_2 \sum_{l=1}^L |X_l|\right),$$

что приводит к решающей статистике, эквивалентной конечному виду алгоритма (9).

Синтез измерителей радиальной скорости цели

Рассмотрим теперь измерение доплеровской частоты (радиальной скорости) цели. Вытекающий из решения уравнения (7) при $L=1$ алгоритм оценивания доплеровской фазы φ_1 одночастотного сигнала имеет вид

$$\hat{\varphi}_1 = \arg X_1 = \operatorname{arctg}(\operatorname{Im} X_1 / \operatorname{Re} X_1).$$

Однозначное измерение фазы при этом осуществляется в интервале $[-\pi/2, \pi/2]$, для его расширения до интервала $[-\pi, \pi]$ следует использовать логические операции, основанные на свойствах арктангенса, что соответствует однозначному измерению частоты сигнала в пределах $\pm 1/2T$. Данный интервал в когерентно-импульсных радиолокаторах высокой скважности существенно меньше доплеровской частоты отражённого от реальной цели сигнала.

Применение многочастотного сигнала позволяет расширить интервал однозначного измерения радиальной скорости. Для этого необходимо использовать разности доплеровских фаз соседних частотных сигналов $\Delta\varphi_l = \varphi_l - \varphi_{l+1}$, обусловленные разномом соответствующих несущих частот на величину $\Delta f_l = f_l - f_{l+1}$, $l = \overline{1, L-1}$. При двухчастотном сигнале ($L=2$) может быть использована оценка $\hat{\Delta\varphi} = \arg X_1 X_2^*$. При $L>2$ представляется возможность усреднения оценок $\hat{\Delta\varphi}_l$, непосредственное осуществление которого, в виду цикличности фазовых отсчётов, приводит к ошибочным результатам. Исключить подобные ошибки можно, используя усреднение тригонометрических функций. Тогда с учётом выражения (8) для соответствующих смежным частотным каналам величин $e^{i\hat{\varphi}_l}$ и $e^{i\hat{\varphi}_{l+1}}$ найдём

$$e^{i\hat{\Delta\varphi}_l} = e^{i\hat{\varphi}_l} e^{-i\hat{\varphi}_{l+1}} = X_l X_{l+1}^* / |X_l| |X_{l+1}|, \quad l = \overline{1, L-1}.$$

Полагая эквидистантную расстановку несущих частот ($\Delta f_l = \Delta f$), произведём усреднение

$$\sum_{l=1}^{L-1} e^{i\hat{\Delta\varphi}_l} = \sum_{l=1}^{L-1} \cos \hat{\Delta\varphi}_l + i \sum_{l=1}^{L-1} \sin \hat{\Delta\varphi}_l =$$

$$= \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* / |X_l| |X_{l+1}|,$$

которое позволяет найти усреднённое значение оценки

$$\hat{\Delta\varphi} = \arg \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* = \arctg \left(\frac{\text{Im} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*}{\text{Re} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*} \right). \quad (10)$$

Учитывая известные соотношения $\Delta\varphi = 2\pi F_{\text{др}} T$ и $F_{\text{др}} = 2v_r \Delta f / c$, где v_r — радиальная скорость цели, c — скорость распространения радиоволн, найдём алгоритм оценивания радиальной скорости

$$\hat{v}_r = c \hat{\Delta\varphi} / 4\pi T \Delta f = k \hat{\Delta\varphi}, \quad (11)$$

где $k = c / 4\pi T \Delta f$ — масштабный коэффициент.

Использование разностной доплеровской частоты $F_{\text{др}}$ позволяет расширить интервал однозначно измеряемых радиальных скоростей. При этом Δf выбирается из условия $\Delta f \leq c / 4v_{r \text{ макс}} T$, при котором возможно однозначное измерение скорости цели во всем диапазоне. Кроме того, выбранная величина Δf обычно удовлетворяет и условию статистической независимости отражённых сигналов $\Delta f > 300 / d_{\text{[м]}}$ МГц, где d — радиальная протяжённость цели, особенно для малоразмерных целей.

Таким образом, соответствующим выбором разноса несущих частот Δf обеспечивается статистическая независимость частотных компонентов многочастотного сигнала и необходимый диапазон однозначно измеряемых доплеровских скоростей, который расширяется по сравнению с одночастотным сигналом в $f_i / \Delta f$ раз. При этом сохраняется однозначность измерения дальности, которая обеспечивается соответствующим выбором

периода повторения импульсов T .

Структурная схема системы совместного обнаружения-измерения многочастотных сигналов, реализующая инвариантный к доплеровским сдвигам фаз алгоритм обнаружения (9) и алгоритм однозначного измерения радиальной скорости цели на основе выражений (10) и (11), приведена на рис. 2.

В этой схеме сумма произведений комплексно-сопряжённых соседних отсчётов поступает на вычислитель модуля (ВМ), результат вычисления которого суммируется с аналогичными результатами других частотных каналов и поступает на пороговый блок (ПБ). Вычислитель фазы (ВФ) помимо алгоритма (10) реализует логические операции, расширяющие интервал однозначного измерения фазы. При превышении порогового уровня обнаружения u_0 сигнал обнаружения (СО) с выхода порогового блока (ПБ) открывает ключ (К), пропуская оценку \hat{v}_r , и используется для автосъёма дальности.

Заключение

Проведённый статистический синтез приводит к системам совместного обнаружения-измерения многочастотного сигнала, осуществляющих межпериодную обработку, основанную на одноканальном когерентном накоплении произведений комплексно-сопряжённых соседних отсчётов в каждом ча-

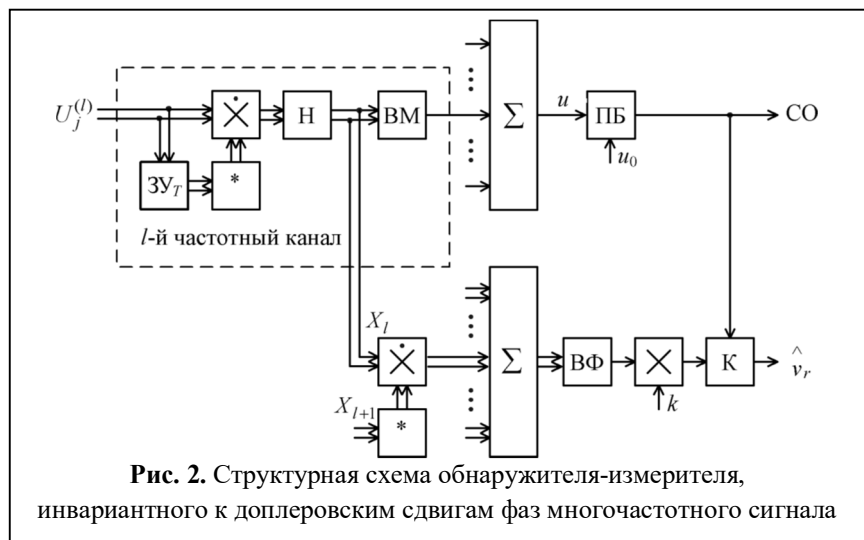


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя-измерителя, инвариантного к доплеровским сдвигам фаз многочастотного сигнала

стотном канале. При этом независимая обработка исходных отсчётов в каждом частотном канале с их последующим объединением позволяет однозначно измерять радиальную скорость в существенно большем диапазоне по сравнению с одночастотными системами при сохранении однозначного измерения дальности.

Литература

1. *Skolnik M.I.* Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.
2. *Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A.* (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. 924 p.
3. *Melvin W.L., Scheer J.A.* (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
4. *Richards M.A.* Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition. New York: McGraw-Hill Education, 2014. 618 p.
5. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. *М.И. Скольника*; пер. с англ. под ред. *В.С. Вербы*. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
6. *Кузьмин С.З.* Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВиЦ, 2000. 428 с.
7. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокациях. Методы. Алгоритмы. Аппаратура: монография / под ред. *Г.В. Зайцева*. М.: Радиотехника, 2015. 376 с.
8. *Клочко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг.* Оценка параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12–23.
9. *Драч В.Е., Самбуров Н.В., Чухраев И.В.* Математическая модель для анализа эффективности

селекции и обнаружения движущихся целей // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 86. С. 22–31.

10. *Детков А.Н.* Оптимальное дискретное оценивание отсчетов дискретно-непрерывного марковского процесса на фоне коррелированного марковского шума // Радиотехника и электроника. 2023. № 7. С. 650–659.

11. *Меркулов В.И., Верба В.С.* Синтез и анализ авиационных радиоэлектронных систем управления. Книга 1. Теоретические основы построения и разработки. Монография. М.: Радиотехника, 2023. 404 с.

12. *Шевзунов Т.Я.* Алгоритм оценки спектральной корреляционной функции с использованием двумерного быстрого преобразования Фурье // Радиотехника и электроника. 2023. № 8. С. 782–789.

13. *Меркулов В.И., Верба В.С.* Синтез и анализ авиационных радиоэлектронных систем управления. Книга 2. Оптимизация методов самонаведения и их информационного обеспечения. Монография. М.: Радиотехника, 2023. 364 с.

14. *Костров В.В., Ракитин А.В.* Автоматическое обнаружение объектов в оптико-электронных системах с болометрическим матричным приёмником // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2025. № 2. С. 32–39.

15. *Костров В.В., Ракитин А.В., Богатов А.Д.* Алгоритмическое обеспечение обнаружения и координатометрии точечных объектов в оптико-электронных системах с болометрическим матричным приёмником // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2025. № 4. С. 44–54.

16. *Паршин Ю.Н., Буй К.В.* Адаптивные алгоритмы обработки сигналов с разделением на пространственный и временной компоненты на фоне комплекса широкополосной и узкополосной помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2025. № 91. С. 3–12.

Поступила 8 октября 2025 г.

English

SYNTHESIS OF DETECTORS AND METERERS OF MULTIFREQUENCY ECHO SIGNALS OF AEROSPACE OBJECTS

Dmitry Ivanovich Popov — Grand Doctor in Engineering, Professor, Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin.

Address: Russian Federation, Ryazan, Gagarin str., 59/1.

E-mail: adop@mail.ru

Abstract: The article discusses the synthesis of algorithms and the construction of devices for joint detection and measurement of multi-frequency signals in the presence of uncorrelated interference, which allows high-skew coherent-pulse radar systems to solve the problem of unambiguous measurement of radial velocity while maintaining unambiguousness in range. The article provides a statistical description of multi-frequency radar echo signals from aerospace objects. By calculating the conditional likelihood ratio using the probability densities for the sum of the signal and noise and for the noise alone, an optimal detection algorithm is found in the form of an exponential, the exponent of which is reduced to a weighted sum of two types of inter-

period processing algorithms: non-coherent and coherent. The contribution of each algorithm is determined by weighting coefficients that depend on the correlation properties of the reflected signal. The extreme cases of signal fluctuation rates are considered. In the case of a rapidly fluctuating signal, the processing algorithm implements the summation of the results of the non-coherent accumulation of the initial samples in each frequency channel. In the case of a slowly fluctuating signal, which is the case in practice, the resulting coherent processing algorithm includes unknown values of the Doppler phase shifts of the signal in the frequency channels. The paper discusses methods for overcoming this a priori uncertainty by constructing multi-channel and adaptive systems. Based on the likelihood ratio and the maximum likelihood method, algorithms and corresponding multi-frequency signal detectors and meters have been synthesized that implement single-channel coherent processing of incoming samples in each frequency channel and allow for the combination of processing results to overcome the contradictions between the conditions for unambiguous measurement of range and radial velocity in the specified ranges. The paper presents the block diagrams of the frequency channel of a multi-channel detector and a detector-meter that is invariant to Doppler phase shifts of a multi-frequency signal. The statistical synthesis leads to systems for joint detection and measurement of a multi-frequency signal that perform inter-period processing based on single-channel coherent accumulation of the products of complex-conjugate adjacent samples in each frequency channel.

Keywords: detection algorithm, Doppler phase shift, measurement, maximum likelihood method, multi-frequency signal, likelihood ratio, radial velocity, synthesis.

References

1. *Skolnik M.I.* Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.
2. *Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.)*. Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010. 924 p.
3. *Melvin W.L., Scheer J.A. (Eds.)*. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
4. *Richards M.A.* Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition. New York: McGraw-Hill Education, 2014. 618 p.
5. Handbook on Radar: in 2 books. Book 1. Edited by *M.I. Skolnik*; translated from English by *V.S. Verba*. Moscow: Technosphere, 2014. 672 p.
6. *Kuzmin S.Z.* Digital Radar. Introduction to the Theory. Kiev: KViTs, 2000. 428 p.
7. Digital signal processing in multifunctional radar systems. Methods. Algorithms. Equipment: monograph. Ed. by *G.V. Zaitsev*. Moscow: Radiotekhnika, 2015. 376 p.
8. *Klochko V.K., Kuznetsov V.P., Vu Ba Hung*. Estimation of Parameters of Radio Signals from Mobile Low-Altitude Objects. Vestnik the Ryazan State Radio Engineering University. 2022. No. 80. Pp. 12–23.
9. *Drach V.E., Samburov N.V., Chukhrayev I.V.* Mathematical Model for Analyzing the Efficiency of Selection and Detection of Moving Targets. Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University. 2023. No. 86. Pp. 22–31.
10. *Detkov A.N.* Optimal discrete estimation of samples of a discrete-continuous Markov process against the background of correlated Markov noise. Radio Engineering and Electronics. 2023. No. 7. Pp. 650–659.
11. *Merkulov V.I., Verba V.S.* Synthesis and analysis of aviation radio-electronic control systems. Book 1. Theoretical Foundations of Construction and Development. Monograph. Moscow: Radiotekhnika, 2023. 404 p.
12. *Shevgunov T.Ya.* Algorithm for Estimating the Spectral Correlation Function Using a Two-Dimensional Fast Fourier Transform. Radio Engineering and Electronics. 2023. No. 8. Pp. 782–789.
13. *Merkulov V.I., Verba V.S.* Synthesis and Analysis of Aviation Radio-Electronic Control Systems. Book 2. Optimization of Homing Methods and Their Information Support. Monograph. Moscow: Radiotekhnika, 2023. 364 p.
14. *Kostrov V.V., Rakitin A.V.* Automatic object detection in optoelectronic systems with a bolometric matrix receiver. Radioengineering and telecommunication systems. 2025. No. 2. Pp. 32–39.
15. *Kostrov V.V., Rakitin A.V., Bogatov A.D.* Algorithmic support for the detection and coordination of point objects in optoelectronic systems with a bolometric matrix receiver. Radioengineering and telecommunication systems. 2025. No. 4. Pp. 44–54.
16. *Parshin Yu.N., Buy K.V.* Adaptive algorithms for processing signals with separation into spatial and temporal components against the background of a complex of broadband and narrow-band interference. Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University. 2025. No. 91. Pp. 3–12.