

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ-ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ДОПЛЕРОВСКИХ СИГНАЛОВ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: adop@mail.ru

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF DETECTOR-METERS DOPPLER SIGNALS

Popov D.I.

Algorithms of joint detection-estimation of equidistant and non-equidistant bundles (sequences) of coherent signals are considered. A statistical description of an equidistant bundle of signals is given, on the basis of which, by calculating the likelihood ratio and then averaging it, an invariant to the Doppler phase detection algorithm is synthesized. An algorithm for estimating the Doppler phase is synthesized by the method of maximum law-similarity. A block diagram implementing synthesized algorithms is given. To expand the range of one-digit estimation of the Doppler frequency (phase) while maintaining an unambiguous estimation of the delay time (range), it is proposed to use a non-equidistant sequence of pulses – in the simplest case with alternating periods of intrusion. The corresponding detection algorithm has been synthesized, on the basis of which a modified algorithm has been obtained. By solving a system of truthfulness equations with respect to Doppler phase shifts in alternating repetition periods, an algorithm for estimating the difference Doppler phase and an algorithm for unambiguous estimation of the radial velocity of the target are obtained. The block diagrams of detectors-meters of non-equidistant signals based on the algorithms of synthesized and modified detectors and algorithms for unambiguous measurement of the Doppler phase and radial velocity are presented. The analysis of the detector-meters showed that the use of the modified detection algorithm compared with the use of the synthesized algorithm provides significant gains in the value of the threshold signal-to-noise ratio and leads to losses in the accuracy of the Doppler phase measurement.

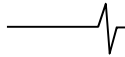
Key words: detection-estimation algorithms, analysis, equidistant and non-equidistant signals, likelihood ratio, synthesis, block diagrams, phase.

Ключевые слова: алгоритмы обнаружения-оценивания, анализ, эквидистантные и неэквидистантные сигналы, отношение правдоподобия, синтез, структурные схемы, фаза.

Введение

В многофункциональных радиолокационных системах обработка эхо-сигналов осуществляется с целью выделения и измерения координат воздушно-космических целей. При выделении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех основной операцией является режектирование спектральных составляющих помехи [1-4]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора дополнительно затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работах [6, 7] синтезиро-

Рассмотрены алгоритмы совместного обнаружения-оценивания эквидистантных и неэквидистантных пачек (последовательностей) когерентных сигналов. Приведено статистическое описание эквидистантной пачки сигналов, на основе которого путем вычисления отношения правдоподобия и последующего его усреднения синтезирован инвариантный к доплеровской фазе алгоритм обнаружения. Методом максимального правдоподобия синтезирован алгоритм оценивания доплеровской фазы. Приведена структурная схема, реализующая синтезированные алгоритмы. Для расширения диапазона однозначного оценивания доплеровской частоты (фазы) при сохранении однозначного оценивания времени запаздывания (дальности) предложено использовать неэквидистантную последовательность импульсов – в простейшем случае с чередующимися периодами повторения. Синтезированы соответствующий алгоритм обнаружения, на основе которого получен модифицированный алгоритм. Путем решения системы уравнений правдоподобия относительно доплеровских сдвигов фазы в чередующихся периодах повторения получены алгоритм оценивания разностной доплеровской фазы и алгоритм однозначного оценивания радиальной скорости цели. Приведены структурные схемы обнаружителей-измерителей неэквидистантных сигналов на основе алгоритмов синтезированного и модифицированного обнаружителей и алгоритмов однозначного измерения доплеровской фазы и радиальной скорости. Анализ обнаружителей-измерителей показал, что использование модифицированного алгоритма обнаружения по сравнению с использованием синтезированного алгоритма обеспечивает существенные выигрыши в величине порогового отношения сигнал/шум и приводит к проигрышам в точности измерения доплеровской фазы.



ваны алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [8]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [9]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [10]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [11]. Повышение эффективности нерекурсивных режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [12].

При измерении координат движущихся целей актуальной задачей является измерение радиальной скорости (частоты), основанное на измерении доплеровского сдвига частоты сигнала [13-16]. Для исключения отсчетов по шумам измерение должно быть совместным с обнаружением. Совместное обнаружение-измерение пачки когерентных радиоимпульсов при неизвестной доплеровской частоте основано на многоканальной фильтрации, позволяющей измерять частоту по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала [13, 14]. При совместном измерении времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости) возникают известные противоречия между условиями однозначного измерения данных координат. Представляют интерес одноканальные обнаружители-измерители разомкнутого (неследящего) типа, удовлетворяющие требованиям однозначного измерения дальности-скорости в заданных диапазонах.

Статистическое описание эквидистантной пачки сигналов

Сигнал, отраженный от движущейся цели, представляет собой узкополосный случайный процесс гауссовского типа, образующий с собственным шумом приемника аддитивную смесь, которая для когерентной эквидистантной пачки радиоимпульсов задается последовательностью N цифровых отсчетов комплексных огибающих $U_j = x_j + iy_j$, следующих через период повторения T и образующих вектор $\{U_j\}$, $j = \overline{1, N}$, описываемый эрмитовой корреляционной матрицей $[R_{jk}^{cm}]$ с элементами

$$R_{jk}^{cm} = \overline{U_j U_k^*} / 2 = \sigma_c^2 \rho_{jk} \exp[i(j-k)\varphi] + \sigma_w^2 \delta_{jk},$$

где σ_c^2, σ_w^2 – дисперсии сигнала и собственного шума на выходе устройства внутрипериодной обработки; ρ_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала;

$\varphi = 2\pi F_d T$ – фазовый сдвиг сигнала за период повторения T , обусловленный доплеровским смещением несущей частоты на величину F_d , δ_{jk} – символ Кронекера.

Совместная плотность вероятности вектора $\{U_j\}$ при условии наличия сигнала и шума имеет вид.

$$p_{cm}(\{U_j\}) = (2\pi)^{-N} \det^{-1} [R_{jk}^{cm}] \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{j,k=1}^N W_{jk}^{cm} U_j^* U_k\right),$$

где W_{jk}^{cm} – элементы матрицы $[W_{jk}^{cm}]$, обратной матрице $[R_{jk}^{cm}]$.

При условии наличия одного шума совместная плотность вероятности $p_w(\{U_j\})$ описывается аналогичным выражением, в котором элементы $R_{jk}^{cm} = \sigma_w^2 \delta_{jk}$ и $W_{jk}^{cm} = \delta_{jk} / \sigma_w^2$.

Синтез алгоритмов обнаружения-измерения эквидистантной пачки сигналов

Вычисляя условное отношение правдоподобия

$$\Lambda(\varphi) = p_{cm}(\{U_j\}) / p_w(\{U_j\}),$$

найдем алгоритм оптимального обнаружения:

$$\Lambda(\varphi) = C \exp\left\{-\frac{1}{2} \sum_{j,k=1}^N (W_{jk}^{cm} - W_{jk}^{cm}) U_j^* U_k\right\} \geq \Lambda_0, \quad (1)$$

где $C = \det[R_{jk}^{cm}] / \det[R_{jk}^{cm}]$, Λ_0 – пороговый уровень обнаружения.

Вводя отношение сигнал/шум $q = \sigma_c^2 / \sigma_w^2$, перейдем к нормированным матрицам и, сохраняя прежние обозначения, найдем асимптотическое приближение искомым алгоритмов при $q \gg 1$. Тогда $R_{jk}^{cm} = R_{jk} \approx \approx q \rho_{jk} \exp(i(j-k)\varphi)$. Кроме того, учитываем, что эхосигнал большинства радиолокационных цепей типа летательных объектов имеют экспоненциальную функцию корреляции, т.е. $\rho_{jk} = \exp(-\pi \Delta f T |j-k|) = \rho^{|j-k|}$, где нормированная ширина спектра $\Delta f T \leq 0,01$.

Обратная корреляционная матрица $[W_{jk}^{cm}] = [W_{jk}]$ в этом случае имеет ленточно-диагональную структуру с элементами

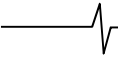
$$W_{11} = W_{NN} = \frac{1}{q(1-\rho^2)}, \quad W_{jj} = \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}, \quad j = \overline{2, N-1},$$

$$W_{j-1,j} = -\frac{\rho e^{-i\varphi}}{q(1-\rho^2)}, \quad W_{j,j-1} = -\frac{\rho e^{i\varphi}}{q(1-\rho^2)}, \quad j = \overline{2, N}.$$

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

$$\Lambda(\varphi) = C \exp\left\{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}\right) \sum_{j=1}^N U_j^* U_j + \frac{\rho}{2q(1-\rho^2)} \left[\sum_{j=2}^N (e^{-i\varphi} U_{j-1}^* U_j + e^{i\varphi} U_{j-1} U_j) \right]\right\}.$$

Инвариантный к неизвестной величине φ алгоритм



находим в результате соответствующего интегрирования $\Lambda(\varphi)$. Предполагая равномерным распределение величины φ на интервале $[-\pi, \pi]$, найдем

$$\begin{aligned} \Lambda &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(\varphi) d\varphi = \\ &= CC_U \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{\rho}{q(1-\rho^2)} \operatorname{Re}(e^{-i\varphi} Y)\right) d\varphi = \\ &= CC_U \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{\rho}{q(1-\rho^2)} (\cos\varphi \operatorname{Re} Y + \sin\varphi \operatorname{Im} Y)\right) d\varphi = \\ &= CC_U \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{\rho}{q(1-\rho^2)} |Y| \cos(\varphi - \arg Y)\right) d\varphi, \end{aligned}$$

где $C_U = \exp\left\{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}\right) \sum_{j=1}^N |U_j|^2\right\}$, $Y = \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j$.

Данный интеграл является табличным и соответствует модифицированной функции Бесселя нулевого порядка $I_0[\rho |Y|/q(1-\rho^2)]$. При этом $I_0(z) \approx e^z$ для $z \gg 1$, что обычно имеет место при межпериодной обработке. Тогда

$$\begin{aligned} \ln \Lambda &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1+\rho^2}{q(1-\rho^2)}\right) \sum_{j=1}^N |U_j|^2 + \\ &+ \frac{\rho}{q(1-\rho^2)} \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right| \geq \ln \Lambda_0 - \ln C. \end{aligned}$$

Первый член этого выражения соответствует некогерентному накоплению, второй – одноканальному когерентному накоплению произведений поступающих отсчетов. При несущественных потерях в пороговом отношении сигнал/шум, не превосходящих долей децибела, эвристические упрощения, исключаящие некогерентное накопление, приводят к алгоритму:

$$u = |Y| = \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right| \geq u_0. \quad (2)$$

Алгоритм оценивания доплеровской фазы φ найдем методом максимального правдоподобия. Функцией правдоподобия является плотность вероятности $p_{\text{см}}(\{U_j\} / \varphi)$, рассматриваемая как функция параметра φ . Максимизация функции правдоподобия с целью отыскания оценки $\hat{\varphi}$ эквивалентна максимизации условного отношения правдоподобия в алгоритме (1) или его логарифма. При этом уравнению максимального правдоподобия эквивалентно уравнение $\partial \ln \Lambda(\varphi) / \partial \varphi|_{\varphi=\hat{\varphi}} = 0$, решение которого для рассматриваемых свойств сигнала приводит к алгоритму

$$\hat{\varphi} = \operatorname{arctg}(\operatorname{Im} Y / \operatorname{Re} Y) = \arg Y = \arg \left(\sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right). \quad (3)$$

Расширение диапазона арктангенса $[-\pi/2, \pi/2]$. в алгоритме (3) до интервала $[-\pi, \pi]$ однозначного оценивания $\hat{\varphi}$ основывается на логических операциях:

$$\hat{\varphi} = \begin{cases} \arg Y & \text{при } \operatorname{Re} Y > 0 \\ (\operatorname{sgn} \operatorname{Im} Y)(\pi - |\arg Y|) & \text{при } \operatorname{Re} Y < 0 \\ (\operatorname{sgn} \operatorname{Im} Y)\pi/2 & \text{при } \operatorname{Re} Y = 0 \end{cases}. \quad (4)$$

Структурная схема обнаружителя-измерителя эквидистантной пачки сигналов на основе алгоритмов (2)-(4) изображена на рис. 1. Схема осуществляет обработку цифровых кодов комплексных отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ и содержит запоминающее устройство $ЗУ_T$ на период повторения T ; блок комплексного сопряжения (*); комплексный умножитель (\times); синхронный накопитель (СН); вычислитель фазы (ВФ), выполняющий вычисления по алгоритмам (3) и (4); ключ (К); вычислитель модуля (ВМ) и пороговый блок (ПБ). Ключ открывается и пропускает оценку $\hat{\varphi}$ на выход только в случае вынесения решения об обнаружении сигнала. Кроме того, выходной сигнал ПБ используется для автосъема дальности. Обнаружитель-измеритель сочетает когерентность накопления с его одноканальностью и в связи с этим существенно проще традиционного на основе многоканального когерентного накопителя. Оценка доплеровской частоты может быть определена из очевидного соотношения $\hat{F}_d = \hat{\varphi} / 2\pi T$. При этом однозначное измерение частоты осуществляется в диапазоне $[-1/2T, 1/2T]$, что в случае когерентно-импульсных сигналов высокой скважности и реальных скоростей большинства радиолокационных целей совершенно недостаточно.

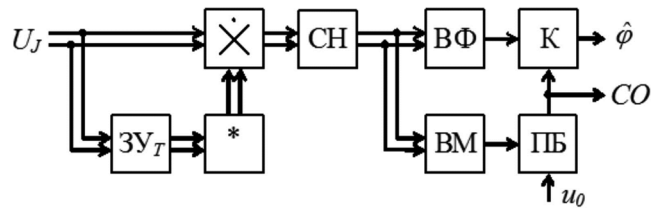


Рис. 1. Структурная схема обнаружителя-измерителя эквидистантной пачки сигналов

Синтез алгоритмов обнаружения-измерения неэквидистантной пачки сигналов

Для расширения диапазона однозначного измерения доплеровской частоты при сохранении однозначного измерения времени запаздывания (дальности) используем неэквидистантную последовательность импульсов – в простейшем случае с чередующимися периодами повторения T_1 и T_2 , причем $T_1 - T_2 = \Delta T$.

При этом $\varphi_{1,2} = 2\pi F_d T_{1,2}$, $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi F_d \Delta T$, а также $\rho_{1,2} = e^{-\pi \Delta f T_{1,2}}$.

Для узкополосных сигналов ($\Delta f \leq 0,01/T_{1,2}$) и $\Delta T \ll T_{1,2}$ имеем $e^{-\pi \Delta f \Delta T} \approx 1$ и, следовательно, $\rho_1 \approx \rho_2 \approx \rho$. Обратная корреляционная матрица имеет прежнюю структуру с теми же элементами главной диагонали, а элементы наддиагонали и поддиагонали при нечетном N имеют вид

$$\left. \begin{aligned} W_{2k-1,2k} &= -\rho e^{-i\phi_1} / q(1-\rho^2), \\ W_{2k,2k-1} &= -\rho e^{-i\phi_1} / q(1-\rho^2), \\ W_{2k,2k+1} &= -\rho e^{-i\phi_2} / q(1-\rho^2), \\ W_{2k+1,2k} &= -\rho e^{-i\phi_2} / q(1-\rho^2). \end{aligned} \right\} k=1, (N-1)/2.$$

В этом случае условное отношение правдоподобия принимает вид

$$\begin{aligned} \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) &= \\ &= CC_U \exp \left\{ \frac{\rho}{q(1-\rho^2)} \operatorname{Re}(e^{-i\varphi_1} Y_1 + e^{-i\varphi_2} Y_2) \right\} = \\ &= CC_U \exp \left\{ \frac{\rho}{q(1-\rho^2)} [|Y_1| \cos(\varphi_1 - \arg Y_1) + \right. \\ &\left. + |Y_2| \cos(\varphi_2 - \arg Y_2)] \right\}, \end{aligned}$$

где $Y_1 = \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k-1}^* U_{2k}$, $Y_2 = \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k}^* U_{2k+1}$.

Вычисляя интеграл $\Lambda = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) d\varphi_1 d\varphi_2$ и

учитывая асимптотические свойства получаемых при этом модифицированных функций Бесселя нулевого порядка, после логарифмирования и аналогичных (2) эвристических упрощений окончательно получим алгоритм обнаружения неэквилидистантных последовательностей импульсов:

$$u = |Y_1| + |Y_2| = \left| \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k-1}^* U_{2k} \right| + \left| \sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k}^* U_{2k+1} \right| \geq u_0. \quad (5)$$

На основе синтезированного алгоритма (5) может быть получен модифицированный алгоритм обнаружения:

$$\tilde{u} = |Y_1 Y_2^*| = \left| \left(\sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k-1}^* U_{2k} \right) \left(\sum_{k=1}^{(N-1)/2} U_{2k}^* U_{2k+1} \right)^* \right| \geq \tilde{u}_0. \quad (6)$$

Записывая уравнения, эквивалентные уравнениям правдоподобия относительно неизвестных параметров φ_1 и φ_2 , получим систему уравнений:

$$\begin{aligned} \partial \ln \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) / \partial \varphi_1 \Big|_{\varphi_1=\hat{\varphi}_1} &= 0, \\ \partial \ln \Lambda(\varphi_1, \varphi_2) / \partial \varphi_2 \Big|_{\varphi_2=\hat{\varphi}_2} &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Решая уравнения системы (7) независимо друг от друга, найдем

$$\hat{\varphi}_{1,2} = \arctg(\operatorname{Im} Y_{1,2} / \operatorname{Re} Y_{1,2}) = \arg Y_{1,2}.$$

Тогда

$$\Delta \hat{\varphi} = \hat{\varphi}_1 - \hat{\varphi}_2 = \arg Y_1 - \arg Y_2.$$

При совместном решении уравнений системы (7), алгоритм оценивания принимает вид:

$$\Delta \hat{\varphi} = \arctg(\operatorname{Im} Y_1 Y_2^* / \operatorname{Re} Y_1 Y_2^*) = \arg Y_1 Y_2^*. \quad (8)$$

Оценка доплеровской частоты теперь $\hat{F}_d = \Delta \hat{\varphi} / 2\pi \Delta T$, что соответствует диапазону однозначного измерения $[-1/2\Delta T, 1/2\Delta T]$ и позволяет при соответствующем выборе ΔT однозначно измерять радиальную скорость v_r , для оценки которой с учетом известного соотношения $F_d = 2v_r / \lambda$ найдем

$$\hat{v}_r = \hat{F}_d \lambda / 2 = \Delta \hat{\varphi} \lambda / 4\pi \Delta T = \Delta \hat{\varphi} d, \quad (9)$$

где λ – длина волны, $d = \lambda / 4\pi \Delta T$ – масштабный коэффициент.

Рассмотренные алгоритмы обнаружения-измерения обобщаются на более сложные законы изменения периодов повторения. При изменениях, кратных интервалу ΔT , величина последнего выбирается из условия однозначного измерения доплеровской частоты (скорости), а минимальный период повторения (в рассмотренном выше случае T_2) – как обычно, из условия однозначного измерения дальности. При этом по сравнению с алгоритмом (3) для эквидистантной последовательности диапазон однозначного измерения доплеровской частоты аналогично алгоритмам (8), (9) расширяется в $T / \Delta T$ раз.

Структурные схемы обнаружителей-измерителей неэквилидистантных сигналов

Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквилидистантных сигналов, выполненного в соответствии с алгоритмами (5), (8) и (9), изображена на рис. 2. В соответствии с интервалами между поступающими отсчетами в $ZU_{1,2}$ осуществляется задержка поочередно на интервалы T_1 и T_2 , что обеспечивает синхронность комплексного умножения по дальности. Управляемые генератором Γ ключи K_1 и K_2 коммутируют выходы комплексного умножителя (\times). При этом получаемые для интервалов T_1 и T_2 произведения $U_j U_{j-1}^*$ разделяются в соответствующие синхронные накопители CH_1 и CH_2 . Величина Y_1 на выходе CH_1 по времени предшествует величине Y_2 на интервал T_2 , что компенсируется соответствующей задержкой Y_1 в ZU_2 . Алгоритм (5) реализуется с помощью вычислителей модуля VM и сумматора Σ , с выхода которого величина u поступает в пороговый блок ПБ, в котором сравнивается с пороговым уровнем обнаружения u_0 . Второй комплексный умножитель (\times) и вычислитель фазы ВФ реализуют алгоритм (8), а также логические операции (4). Умножитель (\times) по алгоритму (9) вычисляет оценку \hat{v}_r . Поступающий от порогового блока ПБ сигнал обнаружения CO открывает выходной ключ K , пропуская на выход оценку \hat{v}_r , а также используется для автосъема дальности и угловых координат.

Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквилидистантных сигналов, выполненного в соответствии с алгоритмами (6), (8) и (9), изображена на рис. 3. Получаемое во втором комплексном умножителе (\times) произведение $Y_1 Y_2^*$ одновременно поступает в вычислитель модуля VM и вычислитель фазы ВФ. Вычислитель фазы ВФ реализует алгоритм (8) и аналогичные (4) логические операции, умножитель (\times) по алгоритму (9) вычисляет оценку \hat{v}_r , которая при условии обнаружения сигнала через ключ K поступает на выход обнаружителя-измерителя.

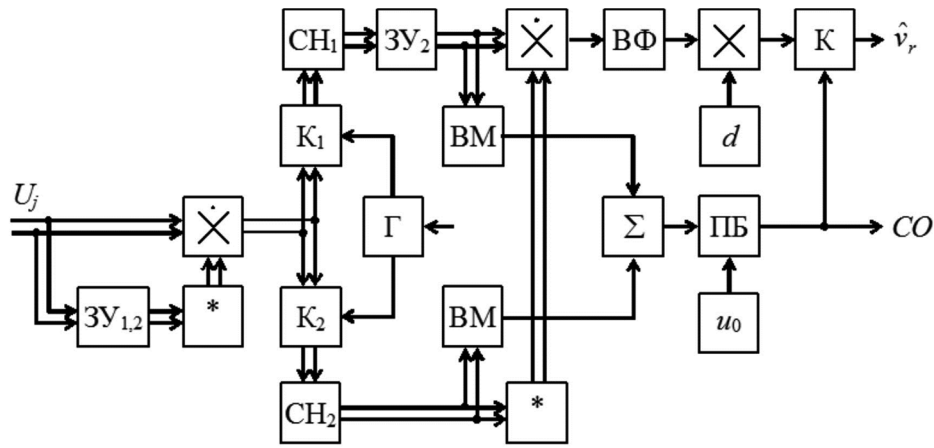


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквидистантных сигналов на основе алгоритмов (5), (8) и (9)

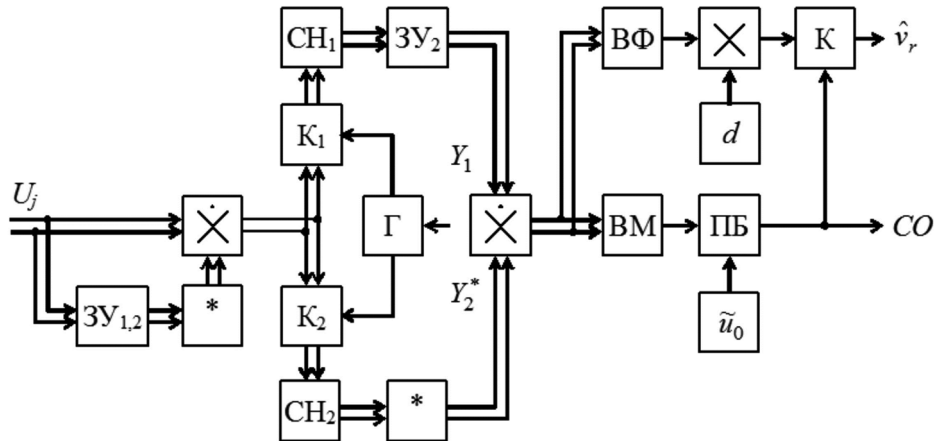


Рис. 3. Структурная схема обнаружителя-измерителя неэквидистантных сигналов на основе алгоритмов (6), (8) и (9)

Анализ обнаружителей-измерителей неэквидистантных сигналов

Анализ проведем путем имитационного статистического моделирования на ЭВМ исследуемых алгоритмов и устройств обработки сигналов. Статистическое моделирование обнаружителей-измерителей включает построение модели исходной последовательности (пачки) импульсов и шумов, преобразование этой модели в соответствии с алгоритмами обработки (обнаружения и оценивания) и статистическое определение искомых показателей эффективности. Моделирование удобно проводить на ПЭВМ в универсальной математической системе MathCAD.

Моделирование N цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ с нормальным (гауссовским) законом распределения и заданными корреляционными свойствами в пределах пачки сводится к заданию двух групп коррелированных чисел (η_j и ξ_j , $j = \overline{1, N}$) и двумерному повороту каждой пары на угол θ_j . Тогда для квадратурных составляющих x_j и y_j имеем:

$$\left. \begin{aligned} x_j &= (\eta_j \cos \theta_j - \xi_j \sin \theta_j) + \text{norm}(1, 0, \sqrt{1/2}) \\ y_j &= (\eta_j \sin \theta_j + \xi_j \cos \theta_j) + \text{norm}(1, 0, \sqrt{1/2}) \end{aligned} \right\}, \quad (10)$$

$$j = \overline{1, N},$$

где $\theta_j = j\varphi - \frac{\Delta\varphi}{2} \sum_{k=1}^j (-1)^k$ для сигналов с чередующи-

мися периодами повторения $T_1 = T + \Delta T / 2$, $T_2 = T - \Delta T / 2$; $\text{norm}(n, \mu, \sigma)$ – функция вызова случайных чисел в системе MathCAD, параметрами которой соответственно являются n – число вызываемых элементов, μ – математическое ожидание, σ – среднеквадратичное отклонение.

Сформированные отсчеты $U_j = x_j + iy_j$ далее подвергаются обработке в соответствии с предложенными алгоритмами совместного обнаружения-измерения (4), (5), (6), (8) и (9).

Вначале определяются величины пороговых уровней обнаружения u_0 и \tilde{u}_0 , фиксирующих заданную вероятность ложной тревоги F . Для этого на входе исследуемого обнаружителя формируются некоррелированные отсчеты шумовой последовательности, квадратурные составляющие которых задаются в виде последних слагаемых алгоритмов (10).

Методом статистических испытаний (методом Монте-Карло), состоящим в многократном повторении алгоритмов обнаружения (5) и (6), для выходных решающих статистик u и \tilde{u} (входной величины порогового блока) получаем выборку $\{u_s\}$, $s = \overline{1, S}$, где S – число повторений опыта. Оценку вероятности ложной тревоги F следует производить в соответствии с ее статистическим определением: $F = \hat{p} = S_0 / S$, где S_0 – число превышений реализациями u_s порогового уровня обнаружения u_0 или \tilde{u}_0 . Полученные значения пороговых

уровней обнаружения u_0 и \tilde{u}_0 при $F = 10^{-6}$ соответственно равны 24,78 и 14,37.

Характеристики обнаружения определяются аналогично моделированием сигнальной пачки на фоне шумов в соответствии с алгоритмами (10). Из полученных характеристик обнаружения следует, что обнаружитель-измеритель, построенный на основе модифицированного алгоритма (6), по сравнению с обнаружителем-измерителем, реализующим синтезированный алгоритм (5), при вероятности правильного обнаружения $D = 0,5$ обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум около 7 дБ, а при $D = 0,9$ – около 5 дБ.

Из полученных зависимостей среднеквадратичного отклонения доплеровской фазы от отношения сигнал/шум следует, что при использовании алгоритма обнаружения (5) достигается меньшая ошибка измерения доплеровской фазы, чем при использовании алгоритма (6). Из функциональной связи (9) между оценками радиальной скорости \hat{v}_r и доплеровского сдвига фазы $\Delta\hat{\phi}$ следует, что среднеквадратичная ошибка измерения радиальной скорости $\sigma_{\hat{v}_r} = d\sigma_{\Delta\hat{\phi}}$ и сохраняет упомянутые различия в точности измерения.

Заключение

Таким образом, синтезированные и модифицированные обнаружители-измерители осуществляют одноканальное когерентное накопление попарных произведений исходных отсчетов и в случае неэквидистантных сигналов позволяют однозначно измерять радиальную скорость в заданном диапазоне с предельной для данных условий точностью в сочетании с однозначным измерением дальности.

Анализ обнаружителей-измерителей путем имитационного статистического моделирования на ЭВМ показал, что использование модифицированного алгоритма обнаружения по сравнению с использованием синтезированного алгоритма обнаружения обеспечивает существенные выигрыши в величине порогового отношения сигнал/шум и приводит к проигрышам в точности измерения доплеровской фазы.

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. 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.

5. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52. № 4. С. 46-55.

6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.

7. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 65. С. 32-37.

8. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.

9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.

10. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.

11. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.

12. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.

13. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВіЦ, 2000. 428 с.

14. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокаторах. Методы. Алгоритмы. Аппаратура: монография / под ред. Г.В. Зайцева. М.: Радиотехника, 2015. 376 с.

15. Клочко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3-10.

16. 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.