

ДВУХЭТАПНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ДЛЯ РЛС СО СКАНИРУЮЩЕЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Ву Тхань Ха

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Приведен квазиоптимальный двухэтапный алгоритм обработки флуктуирующего отраженного сигнала (ОС) в радиолокационном обнаружителе-измерителе угловых координат в условиях внешних маскирующих помех и наличия мешающих отражений (МО) с неизвестными параметрами. Алгоритм основан на операциях пространственной компенсации помех (ПКП) в каждом периоде повторения, оценивании доплеровского сдвига частоты МО по сигналу адаптированного канала, его коррекции, когерентной компенсации (КК) в каждом приемном канале, повторной ПКП, обеления результатов обработки во временной области, оценивании средней мощности ОС с последующим построением и максимизацией логарифма функции отношения правдоподобия (ФОР). Приведены результаты моделирования предлагаемого алгоритма.

В настоящее время актуальными остаются вопросы обеспечения требуемой помехоустойчивости обзорных РЛС обнаружения воздушных целей в условиях активных помех. В качестве основного средства повышения помехоустойчивости выступает использование подсистем адаптивной ПКП на базе многоканальных приемных систем [1, 2]. Актуальным является синтез квазиоптимального адаптивного алгоритма оценивания угловых координат радиолокационных целей в измерителе со сканирующей многоканальной приемной системой с учетом флуктуаций ОС и КК МО.

Рассматривается обзорная двухкоординатная РЛС с механическим вращением антенной системы, включающей основную приемопередающую антенну и $\ell = \overline{1, L}$ компенсационных антенн с диаграммами направленности $\dot{F}_0(\alpha)$ и $\dot{F}_\ell(\alpha)$. ПКП реализуется в пределах каждого периода T_r повторения импульсов зондирующего сигнала. Цель, находящаяся на азимуте $\alpha_{ц}$ и дальности $r_{ц}$, предварительно обнаружена и выполнена оценка время задержки τ_z ОС. Азимутальные положения антенны РЛС в $i = \overline{1, I}$ периодах повторения составляют $\alpha_{ai} = \alpha_a^0 + (i-1)\Omega_a T_r$, где Ω_a , α_a^0 , $\Delta\alpha_{0,5}$ - угловая скорость вращения, начальное угловое положение и ширина ГЛ ДН антенны РЛС в азимутальной плоскости по уровню 0,5 от максимальной мощности, при этом $\alpha_a^0 \leq \alpha_{ц} - \Delta\alpha_{0,5}$.

Для вектор-столбцов отсчетов сигналов на выходах основной и компенсационных антенн имеем

$$y_{i,q} = y_{сш,i,q} + y_{п,i,q} + y_{мо,i,q} + y_{с,i,q}, \quad (1)$$

где $y_{сш,i,q}$, $y_{п,i,q}$, $y_{мо,i,q}$, $y_{с,i,q}$ – векторы-столбцы отсчетов собственных шумов, внешних помех, МО и ОС; $q = \overline{1, Q}$ - номер отсчета по времени задержки, причем положение ОС соответствует Q -му отсчету, а оставшиеся отсчеты, содержащие внутренний шум, помехи и МО, используются для адаптации.

При оценивании азимута радиолокационной цели при наличии МО дополнительная априорная неопределенность включает доплеровский сдвиг частоты F_{DP} и мощность МО.

Алгоритм обоснован для наиболее характерного случая, когда мощность внешних помех является подавляющей и точное оценивание доплеровского сдвига МО невозможно. Обработка включает два этапа (рис. 1), реализующих идею поочередной адаптивной настройки отдельных систем компенсации МО и внешних помех. Цель первого этапа – оценивание доплеровского сдвига МО и проведение КК МО в каждом приемном канале, цель второго этапа – компенсация внешних помех с когерентным и некогерентным накоплением ОС и оцениванием угловой координаты.

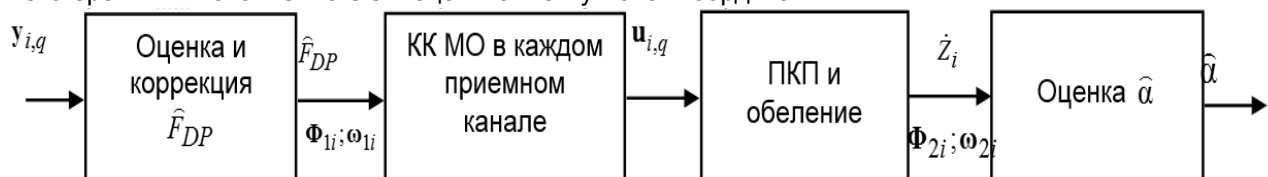


Рисунок 1- Структура квазиоптимального двухэтапного алгоритма

На первом этапе по $q = \overline{1, Q-1}$ отсчетам выполняются операции

$$\hat{\Phi}_{1i} = \frac{1}{Q-1} \sum_{q=1}^{Q-1} y_{i,q} y_{i,q}^+; \omega_{1i} = \hat{\Phi}_{1i}^{-1} s(0); \dot{U}_{i,q} = \omega_{1i}^+ y_{i,q};$$

$$\Delta \hat{\varphi}_{DP} = \arg \left(\frac{\sum_{i=1}^{I-1} \sum_{q=1}^{Q-1} \dot{U}_{i,q} e^{-j \cdot \arg(\omega_{1i}^+ s(0))} U_{i+1,q}^* e^{j \cdot \arg(\omega_{1i+1}^+ s(0))}}{|\dot{U}_{i,q}| |\dot{U}_{i+1,q}|} \right); y_{i,q} = y_{i,q} e^{-j \Delta \varphi_{DP} i};$$

$u_{i,q} = \sum_{k=1}^K h_k y_{i-k+1,q}, i = \overline{K, I}$; где h_k – весовые коэффициенты схемы череспериодной компенсации (ЧПК).

Оценивания корреляционных матриц (КМ) $\hat{\Phi}_{1i}$, вычисления векторов весовых коэффициентов ω_{1i} приемных каналов, отсчетов $\dot{U}_{i,q}$ адаптированного сигнала, оценивания междупериодного сдвига фазы $\Delta \hat{\varphi}_{DP}$ МО и его компенсации и вычисления результатов КК МО в каждом приемном канале. На втором этапе обработки повторно оценивается КМ $\hat{\Phi}_{2i}$, компенсируются внешние помехи и проводится нормировка к оценке $\hat{P}_{\text{ш+п}_i}$ мощности взвешенных внутренних шумов и остатков помех:

$$\hat{\Phi}_{2i} = \frac{1}{Q-1} \sum_{q=1}^{Q-1} u_{i,q} u_{i,q}^+; \omega_{2i} = \hat{\Phi}_{2i}^{-1} s(0); \hat{P}_{\text{ш+п}_i} = \omega_{2i}^+ \hat{\Phi}_{2i} \omega_{2i}; \dot{Z}_i = \omega_{2i}^+ u_{i,Q} / \sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}}.$$

Для логарифма ФОП при реализации указанного подхода получено выражение вида

$$\Psi(\alpha) = \mathbf{z}^+ (\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \hat{\sigma}_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha))^{-1}) \mathbf{z} - \ln |\mathbf{E} + \hat{\sigma}_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha)|, \quad (2)$$

где $\mathbf{z} = (\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dots, \dot{Z}_I)^T$; \mathbf{E} – единичная матрица; $\hat{\sigma}_c^2(\alpha) = \sum_{i=1}^I (|\dot{Z}_i|^2 - \sigma_{\text{ш}}^2) |\dot{Z}_{\text{оп}_i}|^2 / \sum_{i=1}^I |\dot{Z}_{\text{оп}_i}|^4$ –

оценка средней мощности ОС на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом ГЛ ДН передающей антенны; $r = e^{-T_r/\tau_c}$, τ_c – коэффициент и интервал времени междупериодной

корреляции ОС; $\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) = \omega_i^+ \sum_{k=1}^K h_k \hat{F}_0(\alpha_{a_{i+1-k}} - \alpha) s(\alpha_{a_{i+1-k}} - \alpha) e^{j 2\pi(i+1-k)(F_{DS} - F_{DP})T_r} / \sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}}$; $\mathbf{R}(\alpha)$ –

нормированная корреляционная матрица отсчетов флуктуирующую полезного сигнала с учетом операции обеления с элементами $R_{i,j}(\alpha) = r^{|i-j|} \dot{Z}_{\text{оп}_i} \dot{Z}_{\text{оп}_j}^*$.

Максимально правдоподобные оценки азимута цели

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \Psi(\alpha). \quad (3)$$

Работоспособность предлагаемого алгоритма подтверждена имитационным моделированием. На рис. 2 приведен вид ФОП для двух положений источника помех (п).

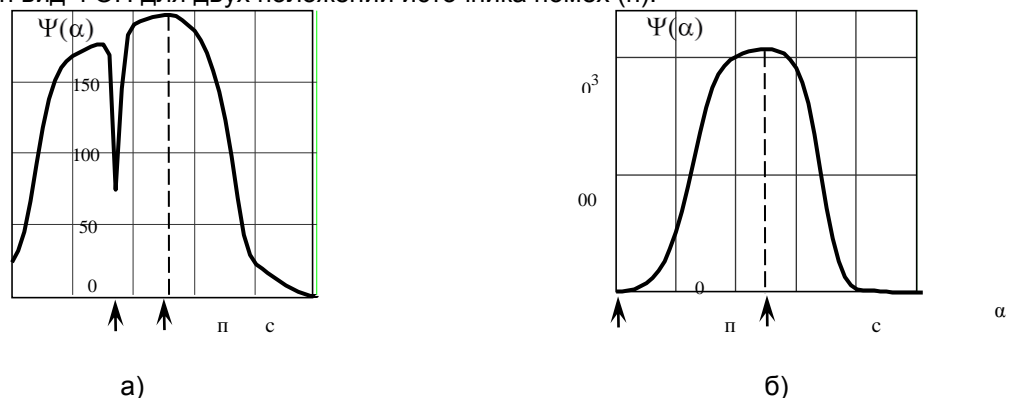


Рисунок 2. Вид логарифма ФОП при нормированном угловом отклонении помехи от сигнала $-0,4$ (а) и $1,25$ (б)

Как видно из рисунка, максимумы ФП весьма близки к истинному значению азимута цели, смещение ошибки пеленгации по множеству реализаций равно нулю.

Список использованных источников

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1986.
2. Козлов С.В., Ву Тхань Ха. Оценивание угловых координат в радиолокационных станциях с подсистемами пространственной компенсации помех. Доклады БГУИР. 2019, № 4, с. 48-56. <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/1093/1094>.