МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ УКРАИНЫ
ВОЕННАЯ АКАДЕМИЯ ПРОТИВОВОЗДУШНОЙ ОБОРОНЫ СУХОПУТНЫХ ВОЙСК
ИМЕНИ ВАСИЛЕВСКОГО А. М.

УДК 621.396.967.

Покровский В.И., Слюсар В.И.

Решение измерительных задач в РЛС на базе ЦАР при неидентичности первичных каналов

КИЕВ - 1992

Среди основных тенденций развития радиолокационной техники, обозначившихся в последние годы, определяющей для текущего десятилетия является переоснащение парка РЛС системами на базе цифровых антенных решеток (ЦАР).

Многочисленные публикации по этому вопросу [I-5] свидетельствуют о крупномасштабности проводимых в этом направлении работ и серьезности проблем,подлежащих решению. В технологическом аспекте, в числе таковых, например, можно указать задачу достижения высокой идентичности амплитудно-фазовых и частотных характеристик приемных каналов ЦАР, получения равных уровней шума на их выходе.

Подобного рода ограничения в определенной степени сдерживают освоение системами на базе ЦАР высокочастотного диапазона радиоволн. Однако следует заметить, что такое положение дел представляет собой лишь следствие ориентации на упрощенные измерительные процедуры, обусловленной в свою очередь недостаточным уровнем развития вычислительных средств, несовершенством их элементной базы. В подтверждение этому ниже рассматривается ряд методов оценивания угловых координат одного и двух источников, сохраняющих свою работоспособность в условиях высокой неидентичности первичных каналов линейной ЦАР.

Прежде чем приступить к их рассмотрению следует оговорить, что все многообразие указанных алгоритмических процедур в зависимости от характера учета неидентичностей первичных каналов можно условно разделить на три группы. Поэтому изложение возможных подходов будет проведено последовательно для каждой из них.

Что касается собственно антенной решетки, то в качестве таковой ограничимся рассмотрением линейной эквидистантной ЦАР из K элементов, по выходам которых получают комплексные отсчеты напряжений сигналов, однозначно отражающих распределение поля на раскрыве.

К первому из алгоритмических семейств согласно указанному критерию отнесем различные варианты адаптации измерительных операций под шумовые характеристики антенной решетки. В числе их, например, можно выделить процедуры, синтезированные на основе метода максимального правдоподобия. Применительно к гауссовому закону распределения шумов в первичном канале ЦАР один из вариантов синтеза, согласно [6], сводится к минимизации функции

$$F=\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left[\left\{U_k^c-\sum_{m=1}^{M}\left(a_m^c\cdot\cos X_{k_m}-a_m^s\cdot\sin X_{k_m}\right)\right\}^2+\right. \quad (1)$$

$$\left.+\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left[\left\{U_k^s-\sum_{m=1}^{M}\left(a_m^s\cdot\cos X_{k_m}+a_m^c\cdot\sin X_{k_m}\right)\right\}^2\right]=\min ,$$

где

β_K^2 –дисперсия шумов в k-м первичном канале ЦАР ;

$a_m^{c(s)}$–квадратурные составляющие амплитуды сигнала m-го источника ;

$X_{k_m}= 2\cdot d\cdot\pi\cdot\sin\theta_m\cdot\frac{k-1}{\lambda}$ – обобщенная угловая координата m -го источника;

d – расстояние между элементами решетки;

λ – длина волны излучения;

θ_m – угол между направлением на m-й источник и нормалью к решетке.

Используя подход, предложенный в [7, 8], для определения неизвестной угловой координаты обьекта перейдем к модифицированной функции правдоподобия:

$$F_M=\sum_{m=1}^{M}\hat{a}_m^c\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left[U_k^c\cdot\cos X_{k_m}+U_k^s\cdot\sin X_{k_m}\right]- \quad (2)$$

$$-\sum_{m=1}^{M}\hat{a}_m^s\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left[U_k^c\cdot\cos X_{k_m}-U_k^s\cdot\sin X_{k_m}\right]=\max,$$

где $\hat{a}_m^{c(s)}$ – оценки квадратурных составляющих амплитуд сигналов. Таким образом, задача оценивания направлений на М обьектов свелась к максимизации соотношения (2) путем перебора возможных значений X_{k_m} .

Что касается конкретного вида измерительных операций, то в случае одиночного источника вариант таковых заключается в поиске максимума выражения :

$$F_M=\left[\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left(U_k^c\cdot\cos X_k+U_k^s\cdot\sin X_k\right)\right]^2+\left[\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left(U_k^s\cdot\cos X_k-U_k^c\cdot\sin X_k\right)\right]^2=\max \quad (3)$$

Соответственно для двухцелевой ситуации критерий (2) преобразуется к виду:

$$F_M=\left\{\left[U_1^{c^2}+U_2^{c^2}+U_1^{s^2}+U_2^{s^2}\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}-2\left[U_1^c\cdot U_2^c+U_1^s\cdot U_2^s\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\cdot\cos\left(X_{k_1}-X_{k_2}\right)-\right.$$

$$-2\left[U_1^c\cdot U_2^s-U_2^c\cdot U_1^s\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\cdot\sin\left(X_{k_1}-X_{k_2}\right)\Bigg\}\cdot Z^{-1}=\max\ , \qquad (4)$$

где

$$U_m^c=\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\cdot\left[U_k^c\cdot\cos X_{k_m}+U_k^s\cdot\sin X_{k_m}\right];\quad U_m^s=\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\cdot\left[U_k^s\cdot\cos X_{k_m}-U_k^c\cdot\sin X_{k_m}\right];$$

$$Z=\left[\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\right]^2-\left[\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\cdot\cos\left(X_{k_1}-X_{k_2}\right)\right]^2-\left[\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\cdot\sin\left(X_{k_1}-X_{k_2}\right)\right]^2 .$$

Следует заметить, что сложность измерительной процедуры (4) на самом деле является кажущейся, поскольку вычислительные операции, ее образующие, легко поддаются распараллеливанию во времени. Тем не менее, ограниченность рассмотренного подхода заключается в том, что он исходит из предположения об идентичности амплитудно-фазовых характеристик каналов. Более строгое решение задачи угломерных измерений состоит, конечно же, в учете различий в диаграммах направленности элементов решетки, описываемых в общем случае комплексными функциями $\dot{\Phi}_k(X_m)$. Для линейной решетки значения таковых могут быть сняты со сколь угодно малым шагом, поэтому предположим, что величины $\dot{\Phi}_k(x_m)$ определены для всех возможных направлений прихода эхо-сигналов. Такое допущение позволяет записать исходный функционал, подлежащий минимизации в ходе синтеза измерительных процедур, в случае M источников в виде:

$$F=\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left[\left\{U_k^c-\sum_{m=1}^{M}\left(\left[a_m^c\cdot\Phi_{k_m}^c-a_m^s\cdot\Phi_{k_m}^s\right]\cdot\cos X_{k_m}-\left[a_m^s\cdot\Phi_{k_m}^c+a_m^c\cdot\Phi_{k_m}^s\right]\cdot\sin X_{k_m}\right)\right\}^2+\right.$$

$$\left.+\left\{U_k^s-\sum_{m=1}^{M}\left(\left[a_m^c\cdot\Phi_{k_m}^c-a_m^s\cdot\Phi_{k_m}^s\right]\cdot\sin X_{k_m}+\left[a_m^s\cdot\Phi_{k_m}^c+a_m^c\cdot\Phi_{k_m}^s\right]\cdot\cos X_{k_m}\right)\right\}^2\right]=\min\ , \qquad (5)$$

где $\Phi_{k_m}^{c(s)}=\Phi_k^{c(s)}(X_m)$; $X_m=2\cdot d\cdot\pi\cdot\frac{\sin\theta_m}{\lambda}$.

Проделав выкладки, аналогичные рассмотренным выше, несложно получить следующие критерии для проведения угломерных измерений:

а) одиночный источник

$$F_M=\left[\tilde{U}_1^{c\,2}+\tilde{U}_1^{s\,2}\right]\cdot\left[\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}^{c\,2}+\Phi_{k_1}^{s\,2}}{\beta_k^2}\right]^{-1}=\max\ ; \qquad (6)$$

б) два источника

$$F_M=\left\{\left[\tilde{U}_1^{c\,2}+\tilde{U}_1^{s\,2}\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_2}^{c\;2}+\Phi_{k_2}^{s\;2}}{\beta_k^2}+\left[\tilde{U}_2^{c\,2}+\tilde{U}_2^{s\,2}\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}^{c\;2}+\Phi_{k_1}^{s\;2}}{\beta_k^2}-\right.$$

$$-2\left[\tilde{U}_1^c\cdot\tilde{U}_2^c+\tilde{U}_1^s\cdot\tilde{U}_2^s\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\left\{\Phi_{k_\Sigma}\cdot\cos\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]-\Phi_{k_\Delta}\cdot\sin\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]\right\}-\qquad(7)$$

$$\left.-2\left[\tilde{U}_1^c\cdot\tilde{U}_2^s-\tilde{U}_2^c\cdot\tilde{U}_1^s\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\left\{\Phi_{k_\Delta}\cdot\cos\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]+\Phi_{k_\Sigma}\cdot\sin\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]\right\}\right\}\cdot Z^{-1}=\max,$$

причем

$$\tilde{U}_m^c=\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left\{U_k^c\cdot\left[\Phi_{k_m}^c\cdot\cos X_{k_m}-\Phi_{k_m}^s\cdot\sin X_{k_m}\right]+U_k^s\cdot\left[\Phi_{k_m}^s\cdot\cos X_{k_m}+\Phi_{k_m}^c\cdot\sin X_{k_m}\right]\right\},$$

$$\tilde{U}_m^s=\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_k^2}\cdot\left\{U_k^s\cdot\left[\Phi_{k_m}^c\cdot\cos X_{k_m}-\Phi_{k_m}^s\cdot\sin X_{k_m}\right]-U_k^c\cdot\left[\Phi_{k_m}^s\cdot\cos X_{k_m}+\Phi_{k_m}^c\cdot\sin X_{k_m}\right]\right\},$$

$$\Phi_{k_\Sigma}=\Phi_{k_1}^c\cdot\Phi_{k_2}^c+\Phi_{k_1}^s\cdot\Phi_{k_2}^s,\quad \Phi_{k_\Delta}=\Phi_{k_2}^c\cdot\Phi_{k_1}^s-\Phi_{k_1}^c\cdot\Phi_{k_2}^s,\qquad m=1;\ 2,$$

$$Z=\left(\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}^{c\;2}+\Phi_{k_1}^{s\;2}}{\beta_k^2}\right)\cdot\left(\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_2}^{c\;2}+\Phi_{k_2}^{s\;2}}{\beta_k^2}\right)-$$
$$-\left[\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\left\{\Phi_{k_\Sigma}\cdot\cos\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]-\Phi_{k_\Delta}\cdot\sin\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]\right\}\right]^2-$$
$$-\left[\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\left\{\Phi_{k_\Delta}\cdot\cos\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]+\Phi_{k_\Sigma}\cdot\sin\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]\right\}\right]^2.$$

Для того, чтобы перейти к алгоритмам, ориентированным на вещественные характеристики направленности антенных элементов, в соотношениях (6), (7) достаточно обнулить синусную составляющую $\Phi_k^s(X_m)$. В результате, например, для двух целей, можно получить процедуру измерения, сводящуюся к максимизации функции:

$$F_M=\left\{\left[\tilde{U}_1^{c\,2}+\tilde{U}_1^{s\,2}\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_2}^2}{\beta_k^2}+\left[\tilde{U}_2^{c\,2}+\tilde{U}_2^{s\,2}\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}^2}{\beta_k^2}-\right.\qquad(8)$$

$$-2\left[\tilde{U}_1^c\cdot\tilde{U}_2^c+\tilde{U}_1^s\cdot\tilde{U}_2^s\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}\cdot\Phi_{k_2}}{\beta_k^2}\cdot\cos\left[X_{k_1}-X_{k_2}\right]-$$

$$-2\left[\tilde{U}_1^c\cdot\tilde{U}_2^s-\tilde{U}_2^c\cdot\tilde{U}_1^s\right]\cdot\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}\cdot\Phi_{k_2}}{\beta_k^2}\cdot\sin\left(X_{k_1}-X_{k_2}\right)\Big\}\cdot Z^{-1}=\max ,$$

где

$$\tilde{U}_m^c=\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_m}}{\beta_k^2}\cdot\left[U_k^c\cdot\Phi_{k_m}\cdot\cos X_{k_m}+U_k^s\cdot\Phi_{k_m}\cdot\sin X_{k_m}\right] ,$$

$$\tilde{U}_m^s=\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_m}}{\beta_k^2}\cdot\left[U_k^s\cdot\Phi_{k_m}\cdot\cos X_{k_m}-U_k^c\cdot\Phi_{k_m}\cdot\sin X_{k_m}\right] ,$$

$$Z=\left(\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}^2}{\beta_k^2}\right)\cdot\left(\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_2}^2}{\beta_k^2}\right)-\left[\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}\cdot\Phi_{k_2}}{\beta_k^2}\cdot\cos\left(X_{k_1}-X_{k_2}\right)\right]^2-$$

$$-\left[\sum_{k=1}^{K}\frac{\Phi_{k_1}\cdot\Phi_{k_2}}{\beta_k^2}\cdot\sin\left(X_{k_1}-X_{k_2}\right)\right]^2$$

Сравнение соотношений (7),(8) дает исчерпывающее представление о выигрыше в вычислительных затратах, имеющем место в случае вещественного описания характеристик направленности антенных элементов. Особо следует обратить внимание на тот факт, что при соответствующей трактовке величин $\Phi_k(X_m)$ и X_m процедуры, подобные (8), позволяют оценить также частоту сигналов и их время задержки.

Что касается третьей, заключительной в рамках предложенной здесь классификации группы алгоритмических процедур, то к ней следует отнести другой, альтернативный вариант учета неидентичностей амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов. Суть его сводится к проведению так называемой коррекции параметров первичных каналов, возможные методы которой подробно изложены в [9].

Не вдаваясь в технические детали подачи контрольного сигнала, достаточно освещенные в литературе, следует отметить, что цифровая коррекция амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов без изменения физического состояния аппаратуры высокоэффективна и вполне оправдана, если значения таковых не зависят от направления на обьекты локации. В случае же, когда подобная зависимость имеет место,как вариант может рассматриваться использование таких коэффициентов коррекции, которые будучи одинаковыми для всех направлений, порождали бы результирующие характеристики направленности, наименее уклоняющиеся в среднеквадратическом смысле от реальных.

Естественно, минимизируя среднеквадратическую погрешность, невозможно исключить аномальные рассогласования между фактическим проявлением направленных свойств антенных элементов и их статистической аппроксимацией. Поэтому предпочтительнее заблаговременно получить коэффициенты коррекции для каждого интересующего направления и далее проводить замер угловых координат с их учетом.

Поскольку конечной целью корректирующих операций является компенсация систематических неидентичностей характеристик первичных каналов в интересах устранения всяких различий в аналитическом описании их откликов, подобный подход позволяет использовать для угломерных измерений изложенный выше арсенал средств, вытекающих из соотношения (2). При этом для оценивания угловой координаты одиночного источника максимизации подлежит выражение вида:

$$F_{M}=\left\{\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_r^2}\cdot\left[\left(V_k^c\cdot\alpha_k^c(X)-V_k^s\cdot\alpha_k^s(X)\right)\cdot\cos X_k+\left(V_k^s\cdot\alpha_k^c(X)-V_k^c\cdot\alpha_k^s(X)\right)\cdot\sin X_k\right]\right\}^2+$$

$$+\left\{\sum_{k=1}^{K}\frac{1}{\beta_r^2}\cdot\left[\left(V_k^s\cdot\alpha_k^c(X)+V_k^c\cdot\alpha_k^s(X)\right)\cdot\cos X_k-\left(V_k^c\cdot\alpha_k^c(X)-V_k^s\cdot\alpha_k^s(X)\right)\cdot\sin X_k\right]\right\}^2, \qquad (9)$$

которое получено из (3) подстановкой вместо напряжений $U_k^{c(s)}$ результатов коррекции откликов первичных каналов $V_k^{c(s)}$ (здесь $\alpha_k^{c(s)}(x)$ – коэффициенты коррекции).

Следуя дальше в этом направлении, можно предположить, что для оценивания угловых координат двух источников достаточно воспользоваться процедурой поиска наибольшего значения функции (4), в которой в качестве напряжений $U_m^{c(s)}$ привлекались бы результаты коррекции:

$$U_m^c=\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\left\{\left[V_k^c\cdot\alpha_k^c\left(X_m\right)-V_k^s\cdot\alpha_k^s\left(X_m\right)\right]\cos X_{m_k}+\left[V_k^s\cdot\alpha_k^c\left(X_m\right)+V_k^c\cdot\alpha_k^s\left(X_m\right)\right]\sin X_{m_k}\right\};$$

$$U_m^s=\sum_{k=1}^{K}\beta_k^{-2}\left\{\left[V_k^s\cdot\alpha_k^c\left(X_m\right)+V_k^c\cdot\alpha_k^s\left(X_m\right)\right]\cos X_{m_k}-\left[V_k^c\cdot\alpha_k^c\left(X_m\right)-V_k^s\cdot\alpha_k^s\left(X_m\right)\right]\sin X_{m_k}\right\}. \qquad (10)$$

Такое допущение тем более заманчиво, что соответствующий алгоритм оказывается намного скромнее по обьему вычислительных затрат, чем двухцелевые измерения согласно критериям (7), (8). Однако сделанное предположение слишком серьезно, чтобы быть принятым на веру, и помимо вполне оправданного настороженного к себе отношения требует самой тщательной проверки не только моделированием, но и экспериментальным путем.

Пока же, на наш взгляд, достаточно ограничиться указанием на тот важный факт, что в случае одиночного источника подход, основанный на учете конкретных значений характеристик первичных каналов, оказался тождественным по структуре результатам процедуры коррекции.

В заключение, следует отметить, что достоинством рассмотренных методов измерения, помимо их пригодности для оценивания частот и времени прихода сигналов, является возможность заметного повышения с их помощью живучести РЛС на базе ЦАР. Обьясняется это тем, что нарушение функционирования части первичных каналов легко может быть учтено обнулением соответствующих весовых коэффициентов без потери работоспособности измерительных процедур.

В целом, рассмотренные направления синтеза методов измерения представляют несомненный теоретический интерес и вправе претендовать на дальнейшее развитие.

ЛИТЕРАТУРА:

I. Valentino P. Digital beamforming: new technology for tomorrow's radars//Defense Electonics.- 1984.- X, N 10.-P. 102-107. (Сокращенный перевод: Цифровое формирование лучей ДН в перспективных РЛС: Экспресс-информация//Радиоэлектроника за рубежом/НИИЭИР. - I085. - Вып. I3.- С. 7-I0).

2. Barton P. Digital beamforming for radar//IEE Proc.- 1980.-Vol. 127, Pt.F, N 4. -P. 266-277.

(Перевод: Бартон П. Цифровое формирование луча / Пер. Митяшев М.Б. ГОНТИ. I984. Технический перевод № I96. инв. 279/84.)

3. Ruvin A. E., Weinberg L. Digital multiple beamforming techniques for radar: EASCON'78 Record.//IEEE Electronics and Aerospace Systems Convention.-Arlington, Sept. 25-27, 1978.-P.152-163. (Сокращенный перевод: Цифровые методы формирования многолучевой диаграммы направленности для радиолокатора: Экспресс-

информация. Радиотехника СВЧ/ВИНИТИ. - 1979. - № 34).

4. Евстропов Г. А., Иммореев И. Я. Цифровые методы формирования диаграмм направленности приемных антенных решеток/В кн."Проблемы антенной техники" /Под ред. Л. Д. Бахраха, Д. И. Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1989. С. 88-106.
5. Wardrop B. The role of digital processing in radar beamforming //The GEC J. of Research. - 1985. - Vol. 3, N 1. - P. 34-45.
6. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений.- Л.: Физматгиз, 1962. С.121-126.
7. Варюхин В.А., Покровский В.И., Сахно В.Ф. Модифицированная функция правдоподобия в задаче определения угловых координат источников с помощью антенной решетки. ДАН СССР, 1983. Т.270. № 5. С.1092-1094.
8. Стохастические модели систем. Сборник научных трудов. Киев: ВА ПВО СВ, 1986. С.113-118.
9. Способ коррекции амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов цифровой антенной решетки/ Слюсар В.И., Покровский В.И., Сахно В.Ф.// Заявка о выдаче патента Российской Федерации на изобретение № 92004094/09 от 16 октября 1992 г. МКИ H01Q 3/36.