

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

УДК 621.396.67

Слюсар В.И.

Измерение парциальных характеристик направленности
приемных каналов цифровых антенных решеток

№ 2517-Укр93

Державна республіканська
науково-технічна
бібліотека УРСР

КИЕВ - 1993

Развитый в статье [1] подход к измерению параметров эхо-сигналов предполагает знание парциальных характеристик направленности (ХН) приемных каналов ЦАР. Для оценивания таковых применительно к ФАР существует обширный арсенал методов. Однако, в силу особенности схемного решения цифровой антенной решетки их применение не представляется возможным.

Объясняется это прежде всего спецификой аналитического описания откликов приемных каналов ФАР, которое, согласно [2], для момента времени t сводится к суммарному напряжению вида:

$$y_t = \sum_{n=0}^{N-1} C_n \cdot \omega_n + \varepsilon_t, \quad (1)$$

где C_n — известные коэффициенты;
 ω_n — амплитуда возбуждения n -го канала;
 ε_t — погрешность измерения.

Такая запись, в принципе, не позволяет замерять ХН по одному временному отсчету. В цифровой же антенной решетке, напротив, отклик каждого первичного канала существует автономно и может быть выражен независимо от напряжений других каналов. Поэтому используемый в [2] прием оценивания ХН путем решения системы уравнений, составленных по напряжениям приемных каналов, в условиях ЦАР может быть применен только после кардинальной реконструкции.

В целом же следует заключить, что известные способы оценивания ХН, как правило, ориентированы на "хорошо стабилизированный" источник контрольного сигнала [3,4] либо по отношению к ЦАР не являются оптимальными и сопровождаются большими погрешностями. Поэтому представляет интерес получение процедур измерения характеристик направленности первичных каналов приемной ЦАР, обеспечивающих при недостаточной стабильности источника тест-сигнала точность оценивания, близкую к потенциальной.

Не вдаваясь в детали работы зондирующего генератора, отметим, что все предлагаемые ниже алгоритмы могут быть использованы как в рамках метода неподвижной антенны, так и при ее вращении [3]. Поэтому в последующих выкладках данное обстоятельство особо оговариваться не будет. Что касается самой цифровой антенной решетки, то в качестве таковой будем подразумевать, ее вариант, сводящийся к линейке эквидистантно расположенных

элементов.

При вещественном описании характеристик направленности в подобной антенне напряжение контрольного сигнала по выходу k -го приемного канала в s -й момент времени может быть записано в виде:

$$U_{k_s} = U_{k_s}^c + j \cdot U_{k_s}^s = \dot{a}_s \cdot F_k(x) \cdot \exp(j \cdot x_k) + \dot{n}_s, \quad (2)$$

где $\dot{a}_s = a_s^c + j \cdot a_s^s$ — комплексная амплитуда тестирующего сигнала в s -й момент времени (a_s^c и a_s^s — квадратурные составляющие);

$F_k(x)$ — значение характеристики направленности k -го первичного канала в направлении x ;

$$x_k = x \cdot (k-1); \quad x = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \sin \theta;$$

λ — длина волны контрольного сигнала;

d — расстояние между элементами эквидистантной решетки;

θ — отклонение от нормали к решетке направления на источник тестирующего сигнала;

\dot{n}_s — комплексное значение шума в s -м отсчете АЦП.

Воспользовавшись для синтеза измерительной процедуры методом наименьших квадратов (МНК), минимизируем относительно неизвестных a_s^c , a_s^s и $F_k(x)$ следующий функционал:

$$M = \sum_{k=1}^k \left\{ U_{k_s}^c - F_k(x) \cdot [a_s^c \cdot \cos x_k - a_s^s \cdot \sin x_k] \right\}^2 + \\ + \sum_{k=1}^k \left\{ U_{k_s}^s - F_k(x) \cdot [a_s^c \cdot \sin x_k + a_s^s \cdot \cos x_k] \right\}^2 = \min \quad (3)$$

При этом возможны несколько подходов. Суть первого из них, согласно [5], заключается в замене соотношения (3) его информационным эквивалентом:

$$\tilde{M} = \hat{a}_s^c \cdot \sum_{k=1}^k F_k(x) \cdot [U_{k_s}^c \cdot \cos x_k + U_{k_s}^s \cdot \sin x_k] \Big\}^2 + \\ + \hat{a}_s^s \cdot \sum_{k=1}^k F_k(x) \cdot [U_{k_s}^s \cdot \cos x_k - U_{k_s}^c \cdot \sin x_k] \Big\}^2 = \max. \quad (4)$$

В результате, задействуя оценки \hat{a}_s^c , \hat{a}_s^s , удовлетворяющие условию (3), несложно получить модифицированный вариант (4):

$$\tilde{M} = \left[\sum_{k=1}^k F_k(x) \cdot [U_{k_s}^c \cdot \cos x_k + U_{k_s}^s \cdot \sin x_k] \right]^2 +$$

$$+ \left\{ \sum_{k=1}^k F_k(x) \cdot [U_k^c \cdot \cos x_k - U_k^s \cdot \sin x_k] \right\}^2 \cdot \left\{ \sum_{k=1}^k F_k^2(x) \right\}^{-1} = \max. \quad (5)$$

Таким образом, можно считать, что задача измерения характеристик направленности свелась к поиску максимума выражения (5), например, перебором возможных значений $F_k(x)$. Поскольку диапазон изменений $F_k(x)$ естественно ограничить интервалом от 0 до 1, то указанный поиск при небольшом числе первичных каналов вполне может быть реализован на существующей вычислительной технике.

Для большого числа приемных элементов ЦАР интерес представляет другой, итерационный подход. В основе его лежит оценивание не абсолютных значений характеристик направленности, а их относительных величин, нормированных к характеристике реперного канала.

В качестве последнего в принципе может быть выбран произвольный r -й приемник ЦАР, причем для любого направления x удобно полагать, что характеристика реперного канала $F_r(x) = 1$. С учетом этого искомые оценки $F_k(x)$ остальных каналов определятся из условия (3) решением уравнения:

$$\frac{\partial M}{\partial F_k(x)} = 0.$$

В итоге получим:

$$F_k(x) = \frac{\hat{a}_s^c \cdot [U_k^c \cdot \cos x_k + U_k^s \cdot \sin x_k] + \hat{a}_s^s \cdot [U_k^s \cdot \cos x_k - U_k^c \cdot \sin x_k]}{\hat{a}_s^c{}^2 + \hat{a}_s^s{}^2}, \quad (6)$$

где в качестве значений квадратурных составляющих амплитуды \hat{a}_s^c и \hat{a}_s^s можно использовать одноотсчетные оценки МНК вида:

$$\begin{cases} \hat{a}_s^c = U_r^c \cdot \cos x_r + U_r^s \cdot \sin x_r \\ \hat{a}_s^s = U_r^s \cdot \cos x_r - U_r^c \cdot \sin x_r \end{cases} \quad (7)$$

Более сложным является решение задачи оценивания характеристик в случае их **комплексного** представления. При этом отклик приемного канала на контрольный сигнал аналитически выразится следующим образом:

$$\dot{U}_k = U_k^c + j \cdot U_k^s = \hat{a}_k \cdot \hat{F}_k(x) \cdot \exp(j \cdot x_k) + \hat{n}_k, \quad (8)$$

где $\hat{F}_k(x) = F_k^c(x) + j \cdot F_k^s(x)$;

$F_k^c(x)$, $F_k^s(x)$ – квадратурные составляющие характеристики направленности k -го элемента ЦАР.

Вследствие недоопределенности системы уравнений, которую можно сформировать по напряжениям первичных каналов (8), одноотсчетная процедура измерения характеристик $F_k(x)$ реализуется только путем привязки их значений к параметрам реперного канала. Памятуя об этом, оценим квадратурные составляющие характеристик первичных каналов $F_k^c(x)$ и $F_k^s(x)$ с помощью МНК.

Минимизируя соотношение

$$M = \sum_{k=1}^k \left[\left\{ U_k^c - \left[a_s^c \cdot F_k^c(x) - a_s^s \cdot F_k^s(x) \right] \cdot \cos x_k + \sin x_k \cdot \left[a_s^s \cdot F_k^c(x) - a_s^c \cdot F_k^s(x) \right] \right\}^2 + \left\{ U_k^s - \left[a_s^c \cdot F_k^c(x) - a_s^s \cdot F_k^s(x) \right] \cdot \sin x_k - \cos x_k \cdot \left[a_s^s \cdot F_k^c(x) - a_s^c \cdot F_k^s(x) \right] \right\}^2 \right] = \min \quad (9)$$

после ряда несложных выкладок получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_k^c(x) \\ F_k^s(x) \end{array} \right\}_{k \neq r} = \frac{\hat{a}_s^c \cdot [U_k^c \cdot \cos x_k + U_k^s \cdot \sin x_k] + \hat{a}_s^s \cdot [U_k^s \cdot \cos x_k - U_k^c \cdot \sin x_k]}{\hat{a}_s^c{}^2 + \hat{a}_s^s{}^2},$$

$$\left\{ \begin{array}{l} F_k^c(x) \\ F_k^s(x) \end{array} \right\}_{k \neq r} = \frac{\hat{a}_s^c \cdot [U_k^s \cdot \cos x_k - U_k^c \cdot \sin x_k] - \hat{a}_s^s \cdot [U_k^c \cdot \cos x_k + U_k^s \cdot \sin x_k]}{\hat{a}_s^c{}^2 + \hat{a}_s^s{}^2}, \quad (10)$$

где в качестве оценок амплитуд, по-прежнему, используются выражения (7).

Очевидным недостатком всех одноотсчетных алгоритмов является уязвимость операции оценивания амплитуды контрольного сигнала (7) от шумовых выбросов вследствие отсутствия усреднения нескольких реализаций. Поэтому для повышения точности измерения характеристик, естественно, предпочтительнее задействовать серию отсчетов АЦП.

На практике этот подход может выглядеть следующим образом. В каждом из первичных каналов ЦАР по T последовательным временным отсчетам комплексных напряжений сигнала строится система частотных фильтров, например, посредством операции БПФ.

В реперном канале по откликам фильтров для каждого направления x любым известным способом оценивается частота сигнала ω и далее – амплитуда сигнала контрольного источника.

Квадратурные составляющие последней могут быть получены, в частности, в рамках МНК в предположении, что $F_r(x)=1$:

$$\hat{a}^c = \frac{\sum_{l=1}^T \left\{ \left[U_{r_l}^c \cdot f_l(\omega) + U_{r_l}^s \cdot f_l(\omega) \right] \cdot \cos x_r + \left[U_{r_l}^s \cdot f_l(\omega) - U_{r_l}^c \cdot f_l(\omega) \right] \cdot \sin x_r \right\}}{\sum_{l=1}^T f_l^2(\omega)}$$

$$\hat{a}^s = \frac{\sum_{l=1}^T \left\{ \left[U_{r_l}^s \cdot f_l(\omega) - U_{r_l}^c \cdot f_l(\omega) \right] \cdot \cos x_r - \left[U_{r_l}^c \cdot f_l(\omega) + U_{r_l}^s \cdot f_l(\omega) \right] \cdot \sin x_r \right\}}{\sum_{l=1}^T f_l^2(\omega)} \quad (II)$$

где $f_l(\omega) = \frac{\sin(T \cdot \omega - \omega_l)}{\sin(\omega - \omega_l)}$;

ω_l — "резонансная" частота l -го БПФ-фильтра.

Далее по известным значениям амплитудных составляющих \hat{a}^c, \hat{a}^s и частоте ω контрольного сигнала вычисляются относительные значения характеристик направленности k -I каналов, нормированные к величине $F_r(x)$. Используя, например, МНК, для вещественного представления характеристики направленности соответствующую оценку получим в виде:

$$\hat{F}_k(x) = \left[\hat{a}^c \cdot \left\{ \sum_{l=1}^T \left[U_{k_l}^c \cdot f_l(\omega) \cdot \cos x_k + U_{k_l}^s \cdot f_l(\omega) \cdot \sin x_r \right] \right\} + \right. \\ \left. + \left[\hat{a}^s \cdot \left\{ \sum_{l=1}^T \left[U_{k_l}^s \cdot f_l(\omega) \cdot \cos x_k - U_{k_l}^c \cdot f_l(\omega) \cdot \sin x_r \right] \right\} \right] \cdot T \cdot \left[\hat{a}^{c^2} + \hat{a}^{s^2} \right]^{-1} \right. \\ \left. \right] \quad (I2)$$

Комментируя полученные результаты, следует указать, что подобные методы измерения легко обобщаются на случай плоской ЦАР, хотя при этом задача их реализации существенно усложняется технически. Аналогичные процедуры могут быть синтезированы и по откликам вторичных каналов. Однако по объему вычислительных операций они заметно уступают приведенным выше, в силу чего ориентация на первичные каналы остается предпочтительной.

Наконец, заслуживает внимания еще одна деталь. Многоотсчетные процедуры типа (I2), как впрочем и все одноотсчетные, эффективны лишь в том случае, когда при переходе от одного направления к другому частота контрольного сигнала не изменяется, либо в диапазоне ее флуктуаций АЧХ всех приемных каналов остаются

практически одинаковыми.

В противном случае оценивание парциальных ХН будет сопровождаться систематическими погрешностями, тем большими, чем выше неидентичность АЧХ.

Одним из путей решения этой проблемы является применение так называемой частотной коррекции ЦАР. В основе ее лежит предварительный расчет коэффициентов коррекции откликов первичных каналов для каждой из возможных частот или их групп. Некоторые из корректирующих процедур подробно изложены в [6]. Что же касается их увязки с оцениванием ХН, то кратко суть таковой сводится к следующему.

В интересующем диапазоне частот для каждого первичного канала относительно реперного по пилот-сигналу определяют коэффициенты коррекции. В качестве пилотных могут использоваться гармонические колебания [6], радиоимпульсы либо δ -импульс без несущей. Применение последнего предпочтительно, поскольку позволяет за один прием оценить АЧХ всех каналов в широком диапазоне частот.

В режиме измерения ХН, по откликам реперного канала определяют частоту сигнала зондирующего генератора и далее взвешивают выходные напряжения остальных приемных элементов на соответствующие коэффициенты коррекции. Откорректированные таким образом напряжения используются в последующих вычислительных операциях по замеру ХН.

Подводя итог, следует указать, что работоспособность представленных здесь алгоритмов планируется подтвердить экспериментальным путем с помощью действующего лабораторного макета ЦАР. Очевидно, что помимо задач пеленгации радиолокационных источников данные методы представляют самостоятельный интерес и с успехом могут быть использованы для контроля качества приемных каналов ЦАР как на стадии их производства, так и в процессе эксплуатации.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Покровский В.И., Слюсар В.И. Решение измерительных задач в РЛС на базе ЦАР при неидентичности первичных каналов. Киев: Дөп. в УкрИНТЭИ 17.12.92 г. № 1995 - Ук92 .
2. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР /Г.Г.

Бубнов, С.М. Никулин и др. - М: Радио и связь, 1988.
-120 с.

3. Румянцев Р.И. Метод повышения точности измерений характеристик антенн. / Радиотехника, 1990, № 8. С.51-53.
4. Павлова В.А., Рубинштейн Г.Н., Сенчило А.Я. Анализ диаграмм направленности рупорно-параболической антенны на частотах гармоник. / Радиотехника, 1977, Т. 32, № 5, С. 52-56.
5. Варюхин В.А., Покровский В.И., Сахно В.Ф. Модифицированная функция правдоподобия в задаче определения угловых координат источников с помощью антенной решетки. / Доклады АН СССР, 1983. Т.270. № 5. С. 1092-1094.
6. Способ коррекции амплитудно-фазовых характеристик первичных каналов ЦАР / Слюсар В.И., Покровский В.И., Сахно В.Ф.
// Заявка на выдачу патента Российской Федерации
№ 92-004094/09 от 16.10.92 г. МКИ H01Q. Москва, ВНИИГПЭ.