

# Антенно-волноводная техника и распространение радиоволн

УДК 621.396.677.49

## Влияние неидентичности характеристик приемных каналов на параметры цифровой антенной решетки

Л. А. Летунов, М. Б. Митяшев, В. С. Рабинович, О. В. Чигин

Оценена степень влияния двух схем формирования квадратурных составляющих сигнала на параметры цифровой ФАР.

Как известно [1], каждый элемент цифровой антенной решетки содержит свой приемный канал. Приемные каналы преобразуют СВЧ сигналы, поступающие на входы излучателей решетки, в цифровые коды, которые затем используются для формирования диаграммы направленности (ДН). Параметры ДН, полученной цифровым способом, в значительной степени зависят от идентичности характеристик приемных каналов.

Цель статьи — оценка влияния на параметры ДН, сформированной цифровым способом, особенностей схемы формирования квадратурных составляющих сигнала.

Рассмотрим две наиболее типичных схемы формирователя квадратурных составляющих. Первая, представленная на рисунке, содержит два фазовых детектора  $\Phi Д_1$ ,  $\Phi Д_2$  и фазовращатель  $\Phi$  на  $90^\circ$ . Детектор преобразует сигнал, поступающий на его вход, в сигнал видеочастоты. Сигналы видеочастоты затем преобразуются в цифровой код, с помощью аналого-цифровых преобразователей АЦП<sub>1</sub>, АЦП<sub>2</sub> и поступают в процессор формирования ДН. Вторая схема вместо фазовых детекторов содержит смесители  $СМ_1$  и  $СМ_2$ , преобразующие принятые сигналы в сигналы низкой (порядка единиц мегагерц) промежуточной частоты. В этой схеме аналого-цифровые преобразователи осуществляют преобразование в цифровой код сигнала низкой промежуточной частоты, а не видеосигнала.

Оценим влиянием параметров этих схем на характеристики решетки. Предположим, что  $\Phi Д$  или  $СМ$  выполнен на основе балансной схемы квадратичного детектирования [2].

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1. Сигнал, поступающий с выхода  $n$ -го элемента на детектор  $\Phi Д_1$ , имеет вид

$$\rho \cos(\omega t + \varphi_n),$$

где  $\rho$  — амплитуда приходящего сигнала;  $\varphi_n = k d_n \sin \theta$  ( $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число;  $\lambda$  — длина волны;  $d_n$  — расстояние от выбранного начала координат до  $n$ -го излучателя решетки;  $\theta$  — угол падения плоской волны, т. е. угол в направлении которого от источника на решетку падает плоская волна).

На выходе первого плеча балансного квадратичного детектора формируется сигнал

$$I_{1n} = q |A \cos(\omega t + \varphi_0) + \rho \cos(\omega t + \varphi_n)|^2,$$

где  $A$  и  $\varphi_0$  — амплитуда и фаза опорного сигнала;  $q$  — коэффициент передачи детектора; черта сверху означает усреднение во времени по периоду, значительно большему периода сигнала промежуточной частоты  $\omega/(2\pi)$ .

На выходе второго плеча формируется сигнал



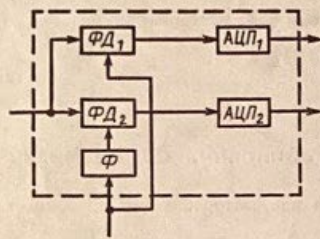
$$I_{2n} = q\gamma_{1n} |A \cos(\omega t + \varphi_0) - \rho \cos(\omega t + \varphi_n)|^2,$$

где  $\gamma_{1n}$  — коэффициент, учитывающий неидентичность квадратичных характеристик диодов разных плеч детектора.

На выходе детектора  $\Phi Д_1$  сигнал  $q_{1n} = I_{1n} - I_{2n}$ .

Предполагаем далее, что выполняются условия  $\gamma_{1n} = 1 + \varepsilon_{1n}$ ;  $\varepsilon_{1n} \ll 1$ ;  $\rho \ll A$ . Первое из двух неравенств означает, что квадратичные характеристики различных диодов отличаются незначительно. Второе неравенство справедливо при использовании балансной схемы детектирования [2] и может быть обеспечено соответствующим подбором амплитуды опорного сигнала  $A$  по известному диапазону изменений величины амплитуды полезного сигнала  $\rho$ .

При выполнении указанных условий выражение для  $q_{1n}$  может быть преобразовано к виду



$$q_{1n} \approx q \left[ -\frac{A^2}{2} \varepsilon_{1n} + 2A\rho \cos(\varphi_n - \varphi_0) \right].$$

Аналогично, для сигнала на выходе  $\Phi Д_2$  имеем

$$q_{2n} \approx q \left[ -\frac{A^2}{2} \varepsilon_{2n} + 2A\rho \sin(\varphi_n - \varphi_0) \right].$$

Процессор преобразования Фурье формирует по измеренным величинам  $q_{1n}$  и  $q_{2n}$  действительную и мнимую части ДН [1]:

$$\operatorname{Re} F = \sum_{n=1}^N q_{1n} a_n \cos(\Phi_n) + \sum_{n=1}^N q_{2n} a_n \sin(\Phi_n); \quad (1)$$

$$\operatorname{Im} F = \sum_{n=1}^N q_{2n} a_n \cos(\Phi_n) - \sum_{n=1}^N q_{1n} a_n \sin(\Phi_n), \quad (2)$$

где  $N$  — общее число элементов в линейной решетке (для простоты рассматривается линейная решетка, аналогичные результаты могут быть получены и для плоской решетки);  $a_n$  — амплитудное распределение вдоль раскрыва, задаваемое в цифровой решетке процессором формирования ДН;  $\cos \Phi_n$  и  $\sin \Phi_n$  — весовые коэффициенты, хранящиеся в процессоре формирователя ДН;  $\Phi_n = kd_n \sin \theta_0$  ( $\theta_0$  — угол, для которого осуществляется расчет ДН цифровой решетки); коэффициент  $q$ , как несущественный нормирующий множитель, в (1) и (2) опущен.

Диаграмма направленности имеет вид

$$F = \operatorname{Re} F + i \operatorname{Im} F. \quad (3)$$

В соответствии с (1) и (2) выражение (3) преобразуется к виду

$$F = 2A\rho \sum_{n=1}^N a_n e^{i(kd_n \sin \theta_0 - kd_n \sin \theta - \varphi_0)} - \frac{A}{2} \sum_{n=1}^N \varepsilon_{1n} a_n e^{-ikd_n \sin \theta} + \frac{A^2}{2} e^{i\pi/2} \sum_{n=1}^N \varepsilon_{2n} a_n e^{ikd_n \sin \theta}, \quad (4)$$

где  $F_0 = \sum_{n=1}^N a_n e^{i(kd_n \sin \theta_0 - kd_n \sin \theta - \varphi_0)}$  — идеальная ДН, полученная в отсутствии ошибок  $\varepsilon_{1n}$  и  $\varepsilon_{2n}$ .

Для того, чтобы оценить искажения диаграммы (4), предположим, что величины  $\varepsilon_{1n}$  и  $\varepsilon_{2n}$  случайные с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ , не зависящей от номера элемента  $n$ , т. е.  $\varepsilon_{1n} = \varepsilon_{2n} = 0$  и  $\varepsilon_{1n}^2 = \varepsilon_{2n}^2 = \sigma^2$  для всех  $n = 1, 2, \dots, N$ . Предположим также, что величины  $\varepsilon_{1n}$ ,  $\varepsilon_{2n}$  случайно независимы для различных номеров  $n$  и  $m$ , т. е.  $\varepsilon_{1n} \varepsilon_{2m} = 0$ ,  $\varepsilon_{2n} \varepsilon_{2m} = 0$  при  $n \neq m$ . Кроме того  $\varepsilon_{1n} \varepsilon_{2n} = 0$ . В этом случае среднее значение ДН по полю  $F = 2A\rho F_0$ .

Среднее значение ДН по мощности

$$|F|^2 = (2Ap)^2 |F_0|^2 + 2(A^2/2)^2 \sigma^2 \sum_{n=1}^N a_n^2, \quad (5)$$

откуда дисперсия нормированной ДН по мощности

$$\delta^2 F = \frac{1}{8} \left( \frac{A}{p} \right)^2 \sigma^2 \sum_{n=1}^N a_n^2 / \left( \sum_{n=1}^N a_n \right)^2. \quad (6)$$

Из (6) следует: дисперсия ДН, определяющая средний уровень бокового излучения во всей передней полусфере, зависит от отношения амплитуд опорного  $A$  и полезного  $p$  сигналов. Чем больше это отношение, тем больше средний уровень бокового излучения. Если амплитудное распределение на элементах решетки равномерное, (6) упрощается и принимает вид

$$\delta^2 F = \frac{1}{8} \left( \frac{A}{p} \right)^2 \sigma^2 \frac{1}{N}.$$

Для подтверждения полученной оценки среднего уровня фона по (6) было проведено численное моделирование на ЭВМ БЭСМ-6 процесса формирования ДН линейной цифровой решетки в условиях случайных ошибок  $\epsilon_{1n}$  и  $\epsilon_{2n}$ , подчиняющихся равномерному закону распределения с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2 = 0,02$ . Результаты расчетов приведены в таблице. Число элементов равно 1024, амплитудное распределение спадающее до уровня 0,3 по полю от своего максимального значения.

A/p	Значения $\delta^2 F$ при Q, равных			
	1	2	3	4
10	—33,53	—34,15	—33,77	—34,9
20	—29,3	—28,54	—30,12	—28,9
40	—23,37	—23,18	—24,2	—22,9
100	—15,39	—15,36	—16,21	—14,9

Столбцы, обозначенные номерами  $Q=1, 2, 3$ , относятся к различным реализациям массива случайных чисел  $\epsilon_{1n}$  и  $\epsilon_{2n}$ . Величины среднего уровня бокового излучения в столбцах 1, 2 и 3 получены путем усреднения ста значений максимумов: боковых лепестков, выбранных в ДН случайным образом (из расчета исключены первые боковые лепестки ДН, расположенные соответственно справа и слева от основного луча).

Столбец, обозначенный цифрой  $Q=4$ , получен расчетным путем по (6). Как видно, результаты расчета на ЭВМ и по (6) согласуются удовлетворительно.

Таким образом, из полученных результатов следует, что схема формирования квадратур на рисунке применима лишь для случая, когда амплитуда полезного сигнала изменяется в небольших пределах, в противном случае средний уровень бокового излучения для больших значений  $A/p$ , т. е. слабых полезных сигналов, может принять недопустимо высокое значение.

Для второй схемы

$$q_{1n} = q2Ap \left( 1 + \frac{\epsilon_{1n}}{2} \right) \cos(\Delta\omega t + \varphi_n - \varphi_0),$$

$$q_{2n} = q2Ap \left( 1 + \frac{\epsilon_{2n}}{2} \right) \sin(\Delta\omega t + \varphi_n - \varphi_0),$$

где  $\Delta\omega/(2\pi)$  — разностная низкая частота сигнала, на которой происходит аналого-цифровое преобразование.

Проведя аналогичные предыдущим преобразования с величинами  $q_{1n}$  и  $q_{2n}$  с целью формирования ДН получаем

$$|F|^2 = 4A^2 p^2 \left[ |F_0|^2 + \frac{\sigma^2}{4} \sum_{n=1}^N a_n^2 \right].$$

Дисперсия нормированной ДН

$$\delta^2 F = \frac{\sigma^2}{4} \left( \sum_{n=1}^N a_n^2 / \left( \sum_{n=1}^N a_n \right)^2 \right). \quad (7)$$

Формула (7) отличается от (6) тем, что в ней отсутствует зависимость от отношения  $A/p$ , т. е. в этом случае средний уровень бокового излучения не зависит от уровня приходящего на решетку полезного сигнала.



## Литература

1. Богачев А. С.— Радиотехника, 1978, № 6.
2. Варюхин В. А., Покровский В. И.— Радиотехника и электроника, 1982, т. 27, № 11.
3. Железняк М. М., Кашин В. А.— Радиотехника и электроника, 1972, т. 27, № 6.
4. Захарьев Л. Н., Леманский А. А., Турчин В. И и др. Методы измерения характеристик СВЧ.— М.: Радио и связь, 1985.

Поступила после доработки 17 мая 1990 г.