

С.М. МАРТИРОСЯН

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СЛОЖНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Рассмотрены вопросы повышения эффективности измерений распределений электромагнитных полей сверхвысокочастотных антенн в дальней и ближней зонах путем использования сложных широкополосных сигналов. Проанализированы измерения распределений полей остронаправленных антенн в зоне раскрыва. Показано, что использование сложных сигналов приводит к существенному ускорению измерений и более корректно, чем традиционное использование монохроматических сигналов.

Ключевые слова: антенная решетка, зона раскрыва, широкополосный сигнал, преобразование Фурье, дискрет измерения.

До настоящего времени в радиофизических измерениях в основном использовались монохроматические сигналы. Это было обусловлено легкостью генерации и излучения таких сигналов, поэтому приходилось мириться с их ограниченной информационной емкостью. Однако в связи с развитием современных радиосистем (локационных, навигационных и др.), использующих для работы сверхширокополосные сигналы, описание антенн (и измерение их характеристик) с помощью классического понятия диаграммы направленности (ДН) для монохроматического сигнала стало не совсем корректным. Такие антенны характеризуются комплексом многомерных импульсных и частотных характеристик в зависимости от пространственных координат, например, угловых. Кроме того, растущие требования по повышению точности, информативности и эффективности измерений распределений электромагнитных полей не могут быть удовлетворены на монохроматическом сигнале. Это особенно сильно проявляется при использовании фазированных антенных решеток (ФАР) с электрическим сканированием, находящихся все более широкое применение в современной радиолокации.

В связи с этим возникли и в настоящее время интенсивно развиваются новые методы и аппаратура для радиофизических измерений с использованием простых широкополосных сигналов. К их числу относятся антенные измерения в дальней зоне во временной области [1]. Однако использование при этом простого короткого радиоимпульса неэффективно, поскольку неравномерная форма спектра этого сигнала (типа $\sin x/x$) ведет к существенным энергетическим потерям. Поэтому в качестве измерительных следует использовать сложные сигналы, база которых значительно больше единицы и форма спектра является почти прямоугольной, что позволяет получать ДН на всех частотах в одинаковом, достаточном для измерений динамическом диапазоне [2].

Другим аспектом применения сложных сигналов являются измерения динамических характеристик фазированных антенных решеток (ФАР) с быстрым электрическим сканированием в ближней зоне [3,4,9]. При этих измерениях пользуются тем обстоятельством, что поле излучения ФАР в режиме быстрого электрического сканирования в фиксированном направлении по своей структуре фактически является сложным сигналом, характеристики которого (фазочастотный спектр) зависят от расстояния до раскрыва ФАР. Следовательно, для определения сигнала ФАР в дальней зоне (динамической ДН) можно измерить его сигнал вблизи от раскрыва и затем, отфильтровав с помощью радиочастотного фильтра с необходимой частотной характеристикой, получить искомую динамическую ДН [3,4].

В настоящее время широко распространен метод измерения характеристик остронаправленных антенн в зоне раскрыва [5,6]. Остановимся на одной, эффективной возможности улучшения характеристик измерительной аппаратуры благодаря использованию сложных широкополосных сигналов, которая до сих пор еще не применялась. Для определенности рассмотрим измерения на плоскости, параллельной раскрыву, в узлах прямоугольной сетки координат с некоторым шагом и определение ДН антенны с помощью эффективного алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Для ускорения измерений и обработки результатов величину дискрета измерений желательно по возможности увеличить, что, однако, ограничивается допустимой точностью определения ДН. Эта величина определяется по формуле [6,7]

$$d \leq \lambda / 2 \sin \theta_c, \quad (1)$$

где λ - длина волны; θ_c - угловой спектр определения ДН (в обе стороны от 0°).

Глубина неравенства определяется допустимой погрешностью определения ДН в области боковых лепестков.

Выражение для ДН антенны [6]:

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{n=-N}^N A_n \exp[jk(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi) + j\phi_n], \quad (2)$$

где A_n, ϕ_n - измеренные амплитуды и фазы поля в зоне раскрыва; x_n, y_n - координаты измерительного зонда в n -й точке,

совпадает с выражением для ДН ФАР, у которой излучатели расположены в точках измерений и возбуждаются амплитудами и фазами, равными соответствующим измеренным значениям.

Согласно принципу пространственно-частотной эквивалентности [8], возможно уменьшение числа излучателей ФАР с соответствующим увеличением расстояния между ними при ее возбуждении широкополосным сигналом и согласованной фильтрацией. Полученная при этом ДН совпадает с ДН ФАР на монохроматическом сигнале и полным количеством излучателей. Следовательно, при возбуждении испытуемой антенны широкополосным сигналом возможно увеличение дискрета измерений без потери точности определения ДН. Величина увеличения дискрета зависит от ширины спектра зондирующего сигнала.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. Как следует из результатов [8], эквивалентное распределение поля антенны в раскрыве $A(y)$, дающее на монохроматическом сигнале частоты ω_0 такую же ДН, как и сложный широкополосный сигнал со спектральной плотностью $g(\omega)$ и измеренным распределением поля в раскрыве $A(x_n)$, определяется выражением

$$A(y) = \sum_{n=-N}^N [A(x_n) / x_n] g(\omega_0 y / x_n), \quad (3)$$

где x_n - координата измеренного поля в раскрыве в дискретных точках n ; y - эквивалентная координата поля в раскрыве.

Для простоты примем спектр сигнала $g(\omega)$ прямоугольным в пределах $\omega_H \dots \omega_B$ с центром ω_0 . Относительная ширина спектра сигнала имеет вид $\chi = (\omega_B - \omega_H) / \omega_0$. Из (3) видно, что эквивалентное распределение поля в раскрыве представляет собой последовательность непрерывно “измеренных” в точках “ y ” распределений полей в пределах $\omega_H x_n / \omega_0 < y < \omega_B x_n / \omega_0$. Следовательно, при измерениях на широкополосном сигнале дискрет между точками измерений $x_{n+1} - x_n$ должен выбираться не из условия (1), а из выражения $\omega_H x_{n+1} / \omega_0 - \omega_B x_n / \omega_0 < \lambda_0 / 2 \sin \theta_c$.

Отсюда получим

$$\Delta x_n = x_{n+1} - x_n \leq \frac{\lambda_0}{(2 - \chi) \sin \theta_c} + \frac{x_n 2\chi}{(2 - \chi)} = \frac{\lambda_0}{2 \sin \theta_c} + x_{ncp} \chi, \quad (4)$$

где λ_0 - длина волны, соответствующая центральной частоте ω_0 , $x_{ncp} = (x_{n+1} + x_n) / 2$.

Для монохроматического сигнала ($\chi = 0$) это выражение переходит в (1). Отсюда видно, что с увеличением широкополосности сигнала можно увеличить величину дискрета измерений и, тем самым, уменьшить количество точек измерений в раскрыве и, соответственно, время измерений. Следует отметить, что дискрет измерений зависит от координаты точек измерений, следовательно, для достижения максимальной экономии в количестве измерений их надо проделать в неравноотстоящих точках. Это обстоятельство затрудняет использование алгоритма БПФ для определения ДН, что, однако, в связи с бурным развитием вычислительной техники уже не столь актуально.

Подсчитаем величину выигрыша в количестве измеряемых точек. Из (4) можно получить очевидное соотношение:

$$x_N = \left(\frac{\omega_B}{\omega_H} \right)^{N-1} x_1 + \frac{d\omega_0}{\omega_H} \frac{(\omega_B / \omega_H)^{N-1} - 1}{\omega_B / \omega_H - 1}. \quad (5)$$

Рассмотрим практический пример измерения распределения поля в раскрыве антенны на плоскости размером 3×3 м при длине волны 3 см и

угловом секторе восстанавливаемой ДН $\theta_c = \pm 10^\circ$. Тогда величина дискрета, согласно (1), не должна превышать 86 мм при измерениях на монохроматическом сигнале. Если задаться величиной $d=80$ мм, то количество точек измерений составит $38 \times 38 = 1444$. При использовании широкополосного сигнала с $\chi=0,1$, согласно (5), получим $N=11$, т.е. количество точек измерения будет равно $(2N+1)^2 = 529$. Выигрыш в этом примере, взятый из практики, составил почти 3 раза.

Интересно отметить, что в теоретически предельном случае использования сверхширокополосного сигнала со спектром $\omega = 0 \dots 2\omega_0$ ($\chi = 2$) измерения можно производить всего в трех точках — $x_N, 0, x_N$, тем самым использовать три неподвижных зонда и вообще обойтись без механического сканера, перемещающего измерительный зонд.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Воронин Е.Н., Нечаев Е.Е.** Современные методы антенных измерений // Зарубежная радиоэлектроника. - 1984. - ¹1. - С. 26-41.
2. **Геруни П.М., Мартиросян С.М.** Применение сложных широкополосных сигналов в антенных измерениях // Тез. докл. конф. "Метрологическое обеспечение антенных измерений." – Ереван, 1981. - С. 62-63.
3. **Мартиросян С.М., Кулешов В.И.** Использование радиочастотного моделирования для измерения динамических ДН антенных решеток в ближней зоне // Электронное моделирование.- 1984.- Т. 6 , ¹1 - С . 87-90.
4. **Мартиросян С.М., Кулешов В.И.** Использование фазоманипулированных сигналов для обработки результатов измерения динамической ДН в ближней зоне // Тез. докл. конф. "Метрологическое обеспечение антенных измерений".- Ереван, 1981. - С. 162-164.
5. **Геруни П.М.** Вопросы измерения параметров больших антенн //Тр. семинара "Метрология в радиоэлектронике".- М.,1970. - С. 82.
6. **Геруни П.М.** Радиоголография и современные методы антенных измерений // Радио и акустическая голография.- Л.: Наука, 1976. - С. 85-98.
7. **Геруни П.М.** Автоматический комплекс аппаратуры для аттестации СВЧ антенн // Метрология и измерительная техника. - 1974.- ¹9. -С. 16-19.
8. **Skolnik M.** Application of space frequency equivalence to radar // IEEE Conv. Rec. – 1962. - Pt. V. - P. 87-91.
9. Մարտիրոսյան Ս.Մ. Գերլայնաշերտ ազդանշանների կիրառումը էլեկտրամագնիսական ալիքների չափման համար // Ջեկուցում ՀՊՀՀ-ի տարեկան գիտաժողովում. - Երևան, 1997.

НИИРИ. Материал поступил в редакцию 07.05.1998.

Ս.Մ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ

**ԲԱՐԴ ԼԱՅՆԱՇԵՐՏ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ ԷԼԵԿՏՐԱՄԱԳՆԻՏԱԿԱՆ
ԴԱՇՏԵՐԻ ԲԱՇԽՎԱԾՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՉԱՓՄԱՆ ՀԱՄԱՐ**

Դիտարկված են բարդ, լայնաշերտ ազդանշանների կիրառմամբ գերբարձր հաճախականային անտենաների հեռավոր և մոտակա գոտիներում էլեկտրամագնիսական դաշտերի բաշխվածությունների չափման արդյունավետության բարձրացման հարցերը: Քննարկված են սուր ուղղված անտենաների բացվածքում դաշտերի բաշխվածությունների չափումները: Ցույց է տրված, որ բարդ ազդանշանների օգտագործումը զգալիորեն արագացնում է չափումները և ավելի կորեկտ է, քան մոնոխրոմատիկ ազդանշանների ավանդական օգտագործումը:

S.M. MARTIROSSYAN

**APPLICATION OF COMPLICATED WIDE-BAND SIGNALS
ON MEASUREMENTS OF ELECTROMAGNETIC
FIELD DISTRIBUTIONS**

The problems of microwave antennas far and near electromagnetic field distribution measurement efficiency increasing are considered by applications of wide-band signals. The measurements of aperture field distributions of narrow beam antennas are analysed. It is shown that the use of complicated signals results in essential acceleration of measurements and it is more correct than traditional use of monochromatic signals.