

Линейные и плоские антенные решетки, сфокусированные по широкополосным сигналам в задачах радиосвязи, микроволновых технологий и неразрушающего контроля

Д.А. Веденькин 

Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева – КАИ
420111, Россия, г. Казань,
ул. К. Маркса, 10

Аннотация – Обоснование. Основные свойства и характеристики сфокусированных антенных систем, использующих узкополосные сигналы известны и в целом совпадают со свойствами широкополосных дискретных антенн с симметричным спектром. Использование широкополосных сигналов позволяет расширить технические возможности устройств, использующих сфокусированные электромагнитные поля. Настоящая статья посвящена оценке свойств широкополосных сфокусированных полей, сформированных сигналами как со сплошным, так и с дискретным спектром, показана возможность создания специальных пространственных распределений сфокусированных полей. Предложен подход к синтезу широкополосных сфокусированных антенных решеток. Выработан ряд технических приложений антенных решеток, сфокусированных в зоне ближнего излученного поля по широкополосному сигналу. **Цель** настоящей статьи заключается в описании основных свойств сфокусированных широкополосных электромагнитных полей, показании возможности формирования специальных сфокусированных пространственных распределений и выработке на их основе вариантов практического применения. **Методы.** Достижение цели статьи обусловлено использованием известных принципов электродинамики и апертурной теории антенн. **Результаты.** Показаны особенности формирования сфокусированных широкополосных электромагнитных полей, и приведены их основные свойства. Предложены варианты технического применения сфокусированных широкополосных антенных решеток. **Заключение.** Полученные результаты подтверждают важность оценки свойств широкополосных сфокусированных антенн и выработки на их основе ряда технических предложений.

Ключевые слова – фокусировка электромагнитного поля; широкополосный сигнал; сфокусированная антенная решетка; технические приложения; конструктивный синтез.

Введение

Современное развитие науки и техники неуклонно связано с использованием широкого круга радиоэлектронных средств и систем. Они находят широкое применение не только в задачах радиосвязи, но и в области микроволновых технологий и средств микроволнового неразрушающего контроля. Радиоэлектронные системы за время своего становления и развития прошли путь от громоздкого низкочастотного оборудования в начале XX века до миниатюрных систем в наше время. Увеличиваются значения рабочих частот и ширина спектра радиосигналов, разрабатываются новые типы антенн и СВЧ-устройств, предлагаются новые варианты их практического применения. При этом значительное количество современных радиосистем используют электромагнитные поля, сформированные в дальней зоне, и радиосигналы с относительно небольшой полосой занимаемых частот. Однако существует ряд задач, когда необходимо учитывать функционирование радиосистем

на расстояниях, сравнимых с размерами апертуры, т. е. в зоне ближнего излученного поля [1; 2] и использующих для функционирования широкополосные сигналы. Формирование радиоизлучения в зоне ближнего излученного поля характеризуется возможностью концентрации энергии электромагнитных волн в области пространства конечных размеров, т. е. фокусировку. Характеристики и параметры полей в указанной зоне: КНД, уровень боковых лепестков, размеры сфокусированной области и ряд других имеют иной характер в отличие от аналогичных в дальней зоне. Свойства сфокусированных полей в зоне ближнего излученного поля описывает апертурная теория сфокусированных антенн, формирование основ которой к настоящему времени практически завершено для монохроматических электромагнитных полей [3]. Использование широкополосных сигналов позволяет, в свою очередь, улучшить ряд свойств сфокусированного излучения, что открывает новые возможности при решении задач радиосвязи, микроволновых технологий и неразрушающего

контроля. Наибольший практический интерес представляет использование в этих задачах широкополосных антенных решеток.

1. Дискретные антенны, сфокусированные по широкополосному сигналу со сплошным спектром и их математические модели

Основные свойства монохроматических сфокусированных электромагнитных полей, сформированных в зоне ближнего излученного поля непрерывными апертурами, хорошо известны [3]. Фокусировка электромагнитного излучения осуществляется путем управления фазами излучающих токов таким образом, чтобы в точке фокусировки осуществлялось бы синфазное сложение парциальных полей от каждого элементарного участка апертуры. Для оценки свойств широкополосных сфокусированных полей целесообразно перейти к рассмотрению широкополосных сфокусированных дискретных антенн. В рамках представлений апертурной теории антенн дискретная антенна может рассматриваться как система дискретных источников, амплитуды излучающих токов которой подчинены тому или иному закону амплитудного распределения, а фазы излучающих токов выбираются исходя из критерия синфазного сложения парциальных полей элементарных излучателей сфокусированной дискретной антенны в точке фокусировки. Тогда пространственное распределение напряженности электрического поля может быть записано в виде

$$\dot{E}(x, y, z) = \sum \frac{\dot{I}_i \dot{g}_i(x_i, y_i, z_i, x, y, z)}{r_i(x, y, z)} \times \exp\left[-jk(r_i(x, y, z) - r_{\text{фок},i}(x_0, y_0, z_0))\right], \quad (1)$$

где $\dot{I}_i$ – комплексные амплитуды возбуждения i -го элемента дискретной сфокусированной антенны, (x_i, y_i, z_i) – координаты i -го элемента дискретной сфокусированной антенны, $\dot{g}_i(x_i, y_i, z_i, x, y, z)$ – значение напряженности поля i -го элемента в точке (x, y, z) при единичном возбуждении, $r_i(x, y, z)$ – расстояние от i -го элемента дискретной сфокусированной антенны до точки наблюдения с координатами (x, y, z) , $r_{\text{фок},i}(x_0, y_0, z_0)$ – расстояние от i -го элемента дискретной сфокусированной антенны до точки фокусировки, (x_0, y_0, z_0) – координаты точки фокусировки.

Для фокусировки широкополосных сигналов необходимо обеспечить надлежащее управление

фазами каждой частотной компоненты излучаемого спектра. Тогда для сигналов со сплошным спектром и в предположении изотропности парциальных диаграмм направленности каждого элементарного излучателя сфокусированной дискретной антенны напряженность сфокусированного электрического поля может быть записана как

$$\dot{E}(x, y, z) = \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f}{2}} \sum_{i=1}^n I_i(f) \times \frac{\exp\{-jk(f)[r_i(x, y, z) - r_i(x_0, y_0, z_0)]\}}{r_i(x, y, z)} df, \quad (2)$$

где $k(f)$ – функция волнового числа; $I(f)$ – амплитуды токов в соответствии с законом спектрального распределения; n – количество излучателей.

Рассмотрим модель широкополосной сфокусированной линейной дискретной антенны со следующими параметрами:

- центральная частота – $f_0 = 1500$ МГц;
- количество излучателей – 16 шт.;
- шаг излучателей – 0,1 м;
- длина дискретной антенны – 1,5 м;
- координаты точки фокусировки, м – $(0, 0, 2)$;
- ширина спектров моделируемых сигналов – 1 ГГц, 100 МГц;
- законы моделируемых спектров – равномерный, спадающий, нормальный, Релея.

Спектры излучаемых сигналов шириной 100 МГц показаны на рис. 1.

Нормированные распределения модуля напряженности электрического поля отражены на рис. 2, цвет соответствует спектру сигнала на рис. 1, синяя сплошная линия (в электронной версии журнала) – монохроматический сигнал. Графики получены при равенстве излучаемых мощностей.

Для поперечного направления распределения модуля напряженности поля практически полностью совпадают, а для продольного направления также наблюдается эффект смещения максимума характеристики от точки фокусировки к дискретной антенне. При этом для различных типов спектра это смещение различно и минимально для широкополосного сигнала с равномерным спектром и максимально для монохроматического сигнала. Значения абсолютной величины смещения максимумов модулей напряженности электрического поля для различных типов спектральных распределений и различных расстояний до точки

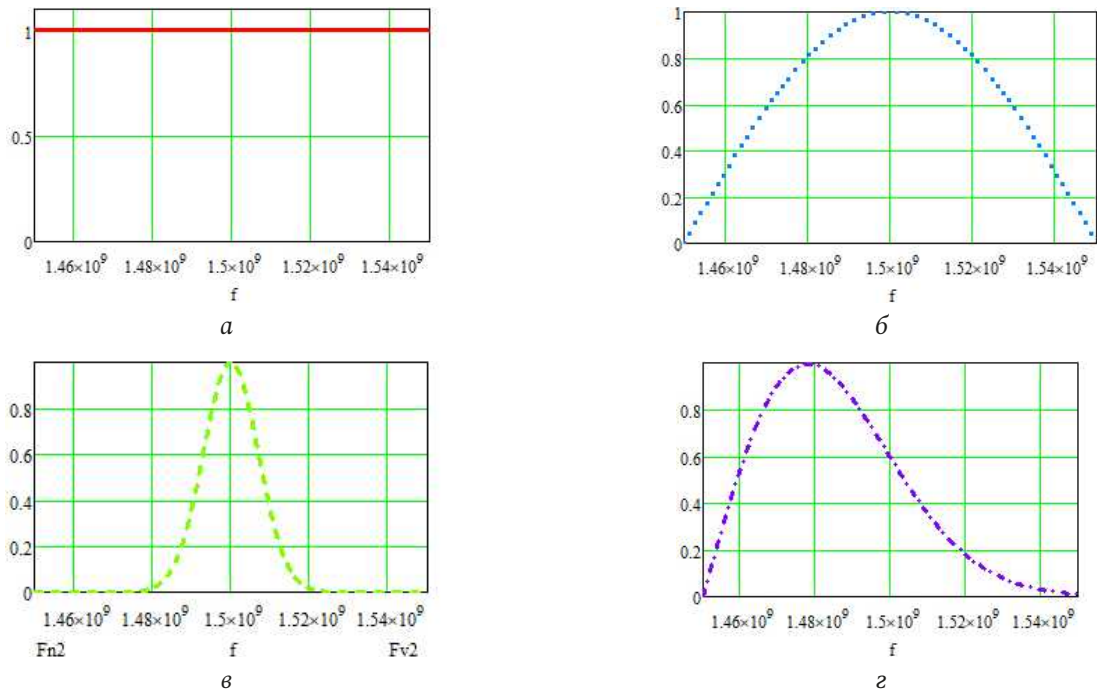


Рис. 1. Виды спектров излучаемых сигналов диапазона 100 МГц: *a* – равномерный; *б* – спадающий; *в* – нормальный; *г* – релейевский
Fig. 1. Spectrum types of emitted signals in the 100 MHz range: *a* – uniform; *b* – falling; *c* – normal; *d* – Rayleigh

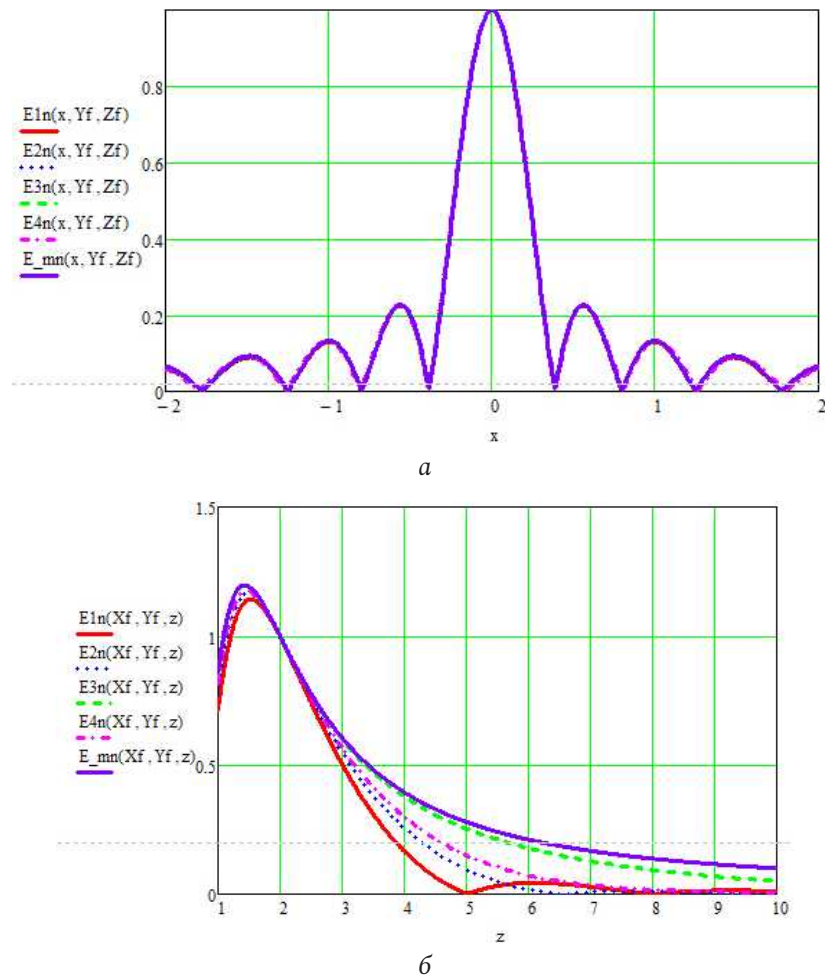
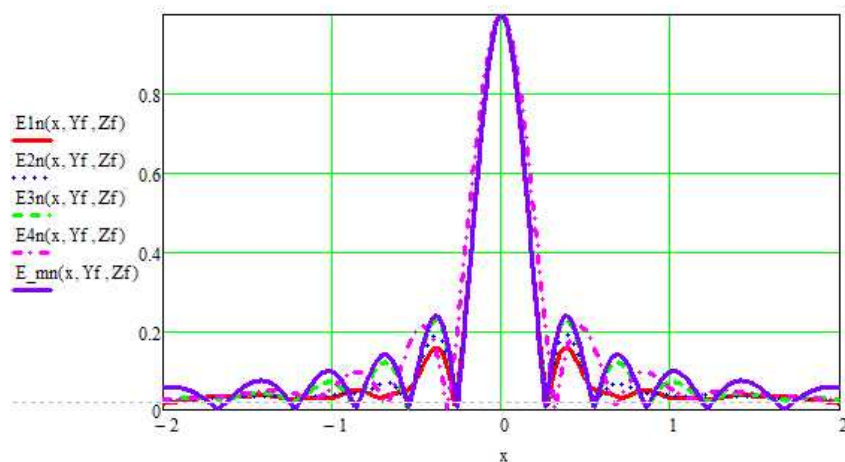


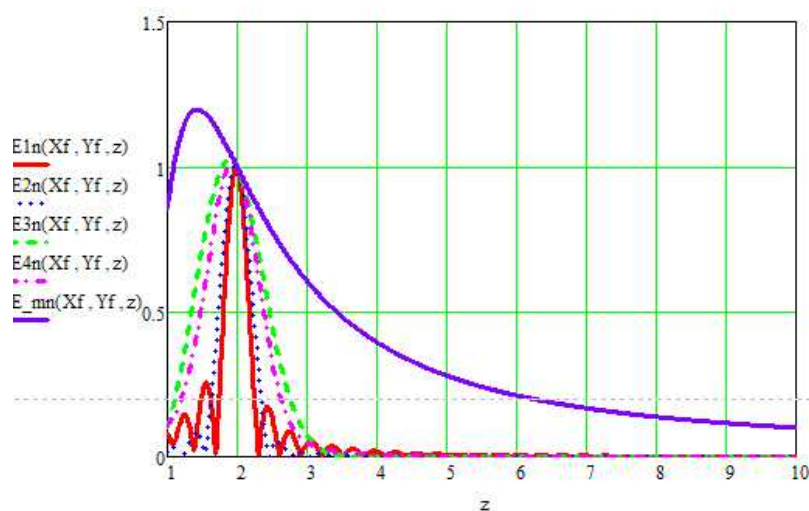
Рис. 2. Нормированные распределения модуля напряженности поля широкополосной сфокусированной дискретной антенны с $\Delta f = 100$ МГц в направлении: *a* – поперечном; *б* – продольном
Fig. 2. Normalized distributions of the field strength modulus of a broadband focused discrete antenna with $\Delta f = 100$ MHz in the direction: *a* – transverse; *b* – longitudinal

Таблица 1. Смещение максимума модуля напряженности поля для сигналов с $\Delta f = 100$ МГц
Table 1. Shift of the maximum field strength modulus for signals with $\Delta f = 100$ MHz

N°	Тип спектрального распределения	Расстояние до точки фокусировки, м				
		2	3	5	10	20
1	Равномерный, $\Delta f = 100$ МГц	0,48	0,73	0,58	0,29	0,15
2	Спадающий, $\Delta f = 100$ МГц	0,52	0,94	1,05	0,51	0,25
3	Нормальный, $\Delta f = 100$ МГц	0,57	1,19	2,7	6,63	2,68
4	Релеевский, $\Delta f = 100$ МГц	0,55	1,03	1,58	0,75	0,36
5	Монохроматический	0,58	1,22	2,81	7,44	17,18



а



б

Рис. 3. Нормированные распределения модуля напряженности поля широкополосной сфокусированной дискретной антенны с $\Delta f = 1000$ МГц в направлении: а – поперечном; б – продольном

Fig. 3. Normalized distributions of the field strength modulus of a broadband focused discrete antenna with $\Delta f = 1000$ MHz in the direction: а – transverse; б – longitudinal

фокусировки для рассматриваемой линейной дискретной антенны представлены в таблице 1.

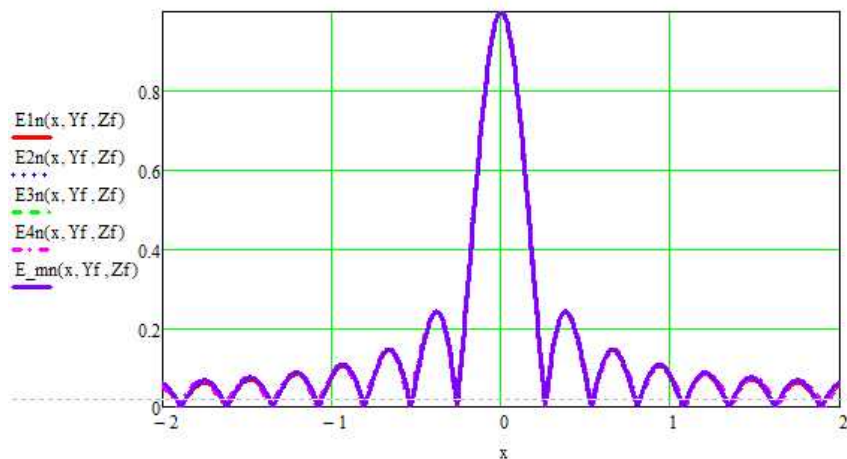
Осевые распределения модуля напряженности широкополосного сфокусированного сигнала с полосой частот $\Delta f = 1000$ МГц показаны на рис. 3. Форма спектральных распределений излу-

чаемых сигналов идентичны представленным на рис. 1.

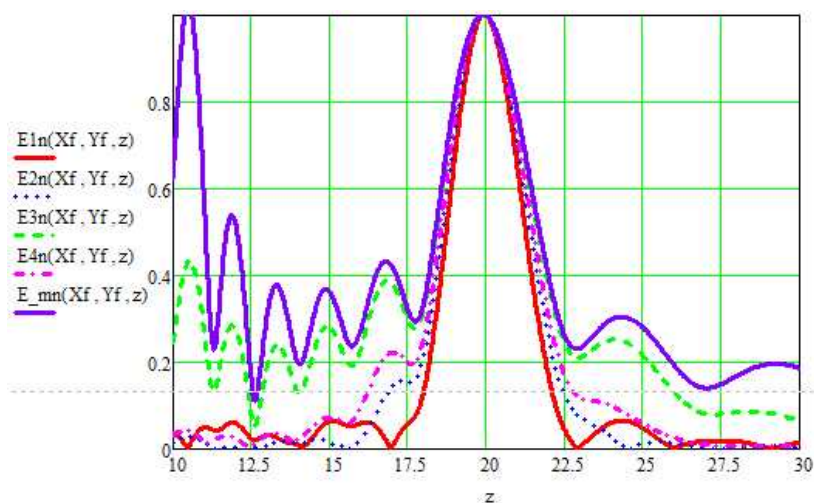
Абсолютные величины смещения максимума модуля напряженности электрического поля для излучаемых сигналов диапазона частот 1000 МГц содержатся в таблице 2.

Таблица 2. Смещение максимума модуля напряженности поля для сигналов с $\Delta f = 1000$ МГц
Table 2. Shift of the maximum field strength modulus for signals with $\Delta f = 1000$ MHz

№	Тип спектрального распределения	Расстояние до точки фокусировки, м				
		2	3	5	10	20
1	Равномерный, $\Delta f = 1000$ МГц	0,02	0,02	0,02	0,01	0,01
2	Спадающий, $\Delta f = 1000$ МГц	0,03	0,03	0,02	0,01	0,01
3	Нормальный, $\Delta f = 1000$ МГц	0,12	0,09	0,08	0,03	0,02
4	Релеевский, $\Delta f = 1000$ МГц	0,08	0,05	0,04	0,02	0,02
5	Монохроматический	0,58	1,22	2,81	7,44	17,18



а



б

Рис. 4. Нормированные распределения модуля напряженности поля широкополосной сфокусированной дискретной антенны с $\Delta f = 100$ МГц в направлении: а – поперечном; б – продольном
Fig. 4. Normalized distributions of the field strength modulus of a broadband focused discrete antenna with $\Delta f = 100$ MHz in the direction: а – transverse; б – longitudinal

Факт смещения максимума модуля напряженности сфокусированного электрического поля можно объяснить тем, что для сфокусированной дискретной антенны модуль напряженности поля, описываемого выражением (2), по мере приближения от точки фокусировки к сфокусированной дискретной антенне убывает медленнее из-за все

более несинфазного сложения каждой частотной компоненты спектра, чем возрастает из-за уменьшения расстояния до точки реального максимума. Данный эффект практически не проявляется для разреженных сфокусированных дискретных антенн. Проиллюстрируем это графиками на рис. 4. Для этого рассмотрим линейную дискрет-

Таблица 3. Смещение максимума модуля напряженности поля для разреженной дискретной антенны
Table 3. Shift of the maximum field strength modulus for a sparse discrete antenna

№	Тип спектрального распределения	Расстояние до точки фокусировки, м				
		20	30	50	100	200
1	Равномерный, $\Delta f = 100$ МГц	0,07	0,08	0,06	0,04	0,02
2	Спадающий, $\Delta f = 100$ МГц	0,08	0,12	0,11	0,06	0,03
3	Нормальный, $\Delta f = 100$ МГц	0,11	0,28	0,58	0,46	0,24
4	Релеевский, $\Delta f = 100$ МГц	0,09	0,15	0,14	0,08	0,04
5	Монохроматический	0,11	0,33	1,38	9,29	19,6

ную сфокусированную антенну со следующими параметрами:

- центральная частота – $f_0 = 1500$ МГц;
- количество излучателей – 16 шт.;
- шаг излучателей – 1 м;
- длина дискретной антенны – 15 м;
- координаты точки фокусировки, м – (0, 0, 20);
- ширина спектра моделируемых сигналов – 100 МГц;
- законы моделируемых спектров – равномерный, спадающий, нормальный, Релея.

Распределения модуля напряженности сфокусированного электрического поля для сигналов с шириной спектра 100 МГц представлены на рис. 4. Величину смещения максимума модуля напряженности электрического поля для данных сигналов и различных расстояний до точки фокусировки приведем в таблице 3.

Как видно из представленных на рис. 1–4 графиков распределения напряженности электрического поля в поперечном и в продольном направлении совпадают в точке фокусировки и ее ближайшей окрестности с достаточной степенью. Данный факт говорит о том, что предложенные свойства сфокусированных полей, введенные для монохроматических полей и представленные в работе [3], могут быть перенесены и для широкополосных сфокусированных электромагнитных полей. Также выявлены новые свойства электромагнитных полей, и предложено их использование для повышения точностных показателей в диагностических задачах [4–5].

Отметим, что для линейной широкополосной сфокусированной дискретной антенны условие синфазного сложения парциальных полей выполняется для всех точек, находящихся на окружности радиусом, равным расстоянию до точки фокусировки и с центром, совпадающим с центром дискретной антенны. Переход к плоским сфокусированным дискретным антеннам может быть связан с необходимостью концентрации сфокуси-

рованного поля в конечной области трехмерного пространства.

Рассмотрим плоскую квадратную разреженную сфокусированную дискретную антенну, состоящую из 16×16 излучателей со следующими параметрами:

- центральная частота – $f_0 = 1500$ МГц;
- количество излучателей – 16×16 шт.;
- шаг излучателей – 1 м;
- сторона квадратной дискретной антенны – 15 м;
- координаты точки фокусировки, м – (0, 0, 20);
- ширина спектра моделируемых сигналов – 100 МГц;
- законы моделируемых спектров – равномерный, спадающий, нормальный, закон Релея.

Осевые распределения модуля напряженности поля для плоской разреженной сфокусированной дискретной антенны также представляют собой ярко выраженный пик, схожий по форме с графиками, представленными на рис. 3.

На рис. 5 показаны пространственные распределения модуля напряженности поля для линейной (рис. 5, а, б) и плоской (рис. 5, в, г) дискретной антенн.

2. Дискретные антенны, сфокусированные по широкополосному сигналу с дискретным спектром, и их математические модели

Управление фазами каждой из частотных компонент широкополосного сигнала с непрерывным спектром представляет собой крайне сложную с практической точки зрения задачу, которая тем сложнее, чем шире используемый спектр частот. Таким образом, с учетом реальных задач целесообразно рассмотреть процесс фокусировки широкополосных сигналов с дискретным спектром. Эффект фокусировки в этом случае по-прежнему будет достигаться внесением соответствующих фазовых задержек с целью синфазного сложения

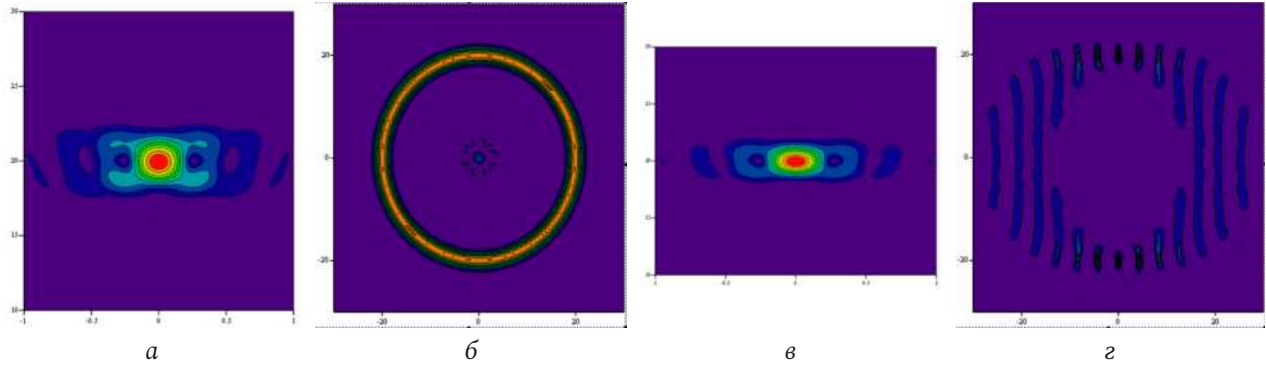


Рис. 5. Пространственные распределения модуля напряженности широкополосного сфокусированного поля линейной дискретной антенны: а – в горизонтальной плоскости (ось Z направлена вверх); б – в вертикальной плоскости (линейная антенна лежит в центре окружности), плоской дискретной антенны; в – в горизонтальной плоскости (ось Z направлена вверх); г – в вертикальной плоскости, проходящей через точку фокусировки

Fig. 5. Spatial distributions of the modulus of the broadband focused field strength of a linear discrete antenna: а – in the horizontal plane (the Z axis is directed upward); б – in the vertical plane (the linear antenna lies in the center of the circle), of a flat discrete antenna; в – in the horizontal plane (the Z axis is directed upward); г – in the vertical plane passing through the focal point

каждой частотной компоненты дискретного спектра от каждого излучателя дискретной антенны в точке фокусировки. Во временной области излучаемые сигналы будут представлять собой периодические последовательности широкополосных радиосигналов.

Важным является вопрос, связанный с физической реализуемостью синтеза радиосигнала при заданном амплитудном и рассчитанном фазовом спектрах фокусируемого сигнала. Как известно, если функция $f(x)$ задана на всей вещественной оси, является кусочно-гладкой на каждом конечном отрезке и $\exists \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)| dx$, то в точках своей непрерывности функция $f(x)$ представима интегралом Фурье

$$f(x) = \int_0^{+\infty} [f_c(\lambda) \cos \lambda x + f_s(\lambda) \sin \lambda x] d\lambda, \quad (3)$$

где

$$f_c(\lambda) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \cos \lambda x dx, \quad (4)$$

$$f_s(\lambda) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \sin \lambda x dx, \quad \lambda > 0.$$

В точках разрыва функции $f(x)$ интеграл Фурье сходится к полусумме предельных значений $f(x)$ слева и справа:

$$\frac{f(x-0) + f(x+0)}{2}.$$

Таким образом, при конечных значениях дискретных амплитуд частотных компонент спектра и их произвольных фазах является возможным синтез сигнала.

Рассмотрим модель линейной дискретной антенны, сфокусированной по широкополосному

дискретному сигналу, со следующими параметрами:

- центральная частота – $f_0 = 1500$ МГц;
- ширина спектров моделируемых сигналов – 100 МГц, 1000 МГц;
- количество частотных компонент – 9 шт.;
- количество излучателей – 16 шт.;
- шаг излучателей – 0,1 м;
- длина дискретной антенны – 1,5 м;
- координаты точки фокусировки, м – (0, 0, 2);
- законы моделируемых спектров – равномерный, спадающий, нормальный, Пуассона.

Напряженность электрического поля для широкополосного сигнала с дискретным спектром может быть представлена в виде

$$\vec{E}_d(x, y, z) = \sum_{i=1}^n \sum_{l=1}^m I_{i,l} \times \frac{\exp\{-jk_l[r_i(x, y, z) - r_i(x_0, y_0, z_0)]\}}{r_i(x, y, z)}, \quad (5)$$

где m – число частотных компонент в спектре сигнала; l – номер частотной компоненты в спектре; n – количество парциальных излучателей; i – номер парциального излучателя; $I_{i,l}$ – амплитуда возбуждающего тока l -й частотной компоненты сигнала, излучаемого i -м излучателем; k_l – волновое число для l -й частотной компоненты сигнала; $r_i(x_0, y_0, z_0)$ – расстояние от i -го излучателя до точки фокусировки; $r_i(x, y, z)$ – расстояние от i -го излучателя до произвольной точки наблюдения с координатами (x, y, z) . На рис. 6 представлены дискретные спектры моделируемых сигналов и их огибающие.

Нормированные распределения модуля напряженностей сфокусированного электрического

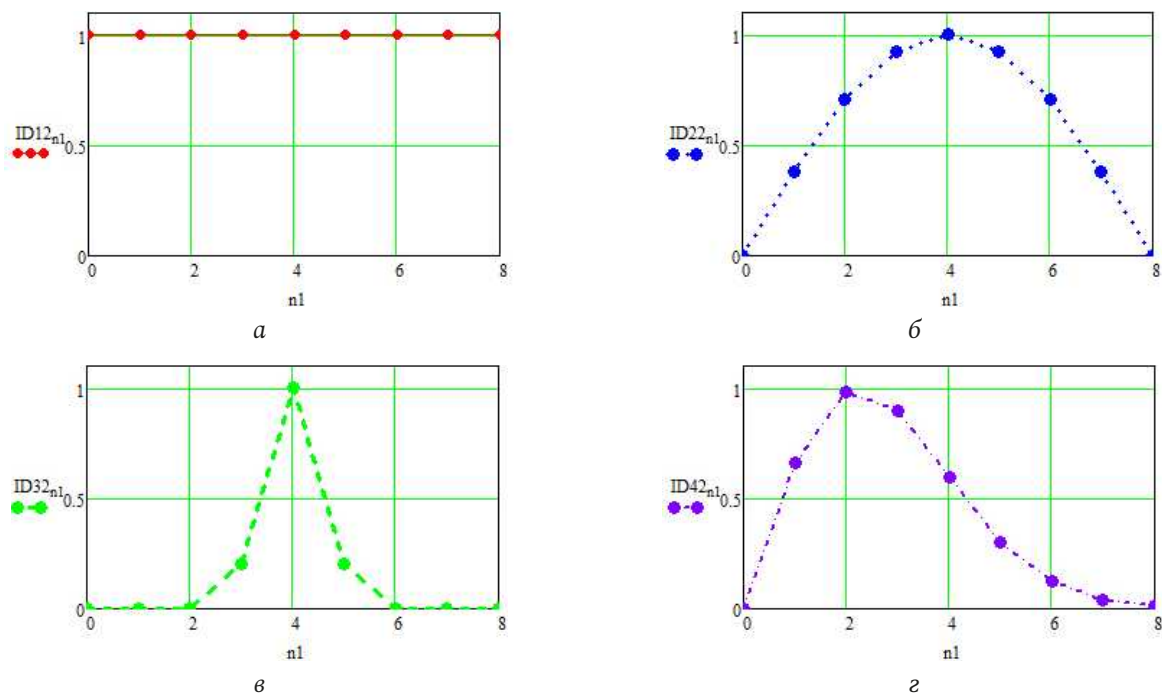


Рис. 6. Виды спектров излучаемых сигналов диапазона 100 МГц: а – равномерный; б – спадающий; в – нормальный; г – Пуассона
 Fig. 6. Spectrum types of emitted signals in the 100 MHz range: a – uniform; b – falling; c – normal; d – Poisson

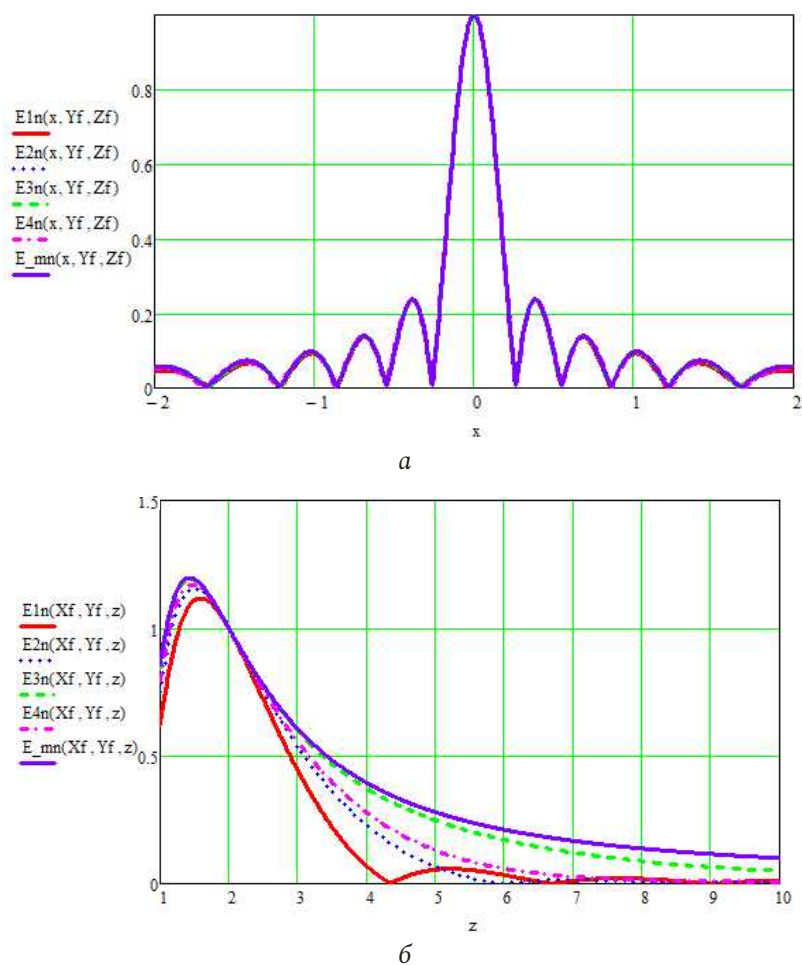


Рис. 7. Нормированные значения модуля напряженности электрического поля для сигналов с различными видами дискретного спектра шириной 100 МГц: а – в поперечном направлении; б – в продольном направлении
 Fig. 7. Normalized values of the electric field strength modulus for signals with different types of discrete spectrum with a width of 100 MHz: a – in the transverse direction; b – in the longitudinal direction

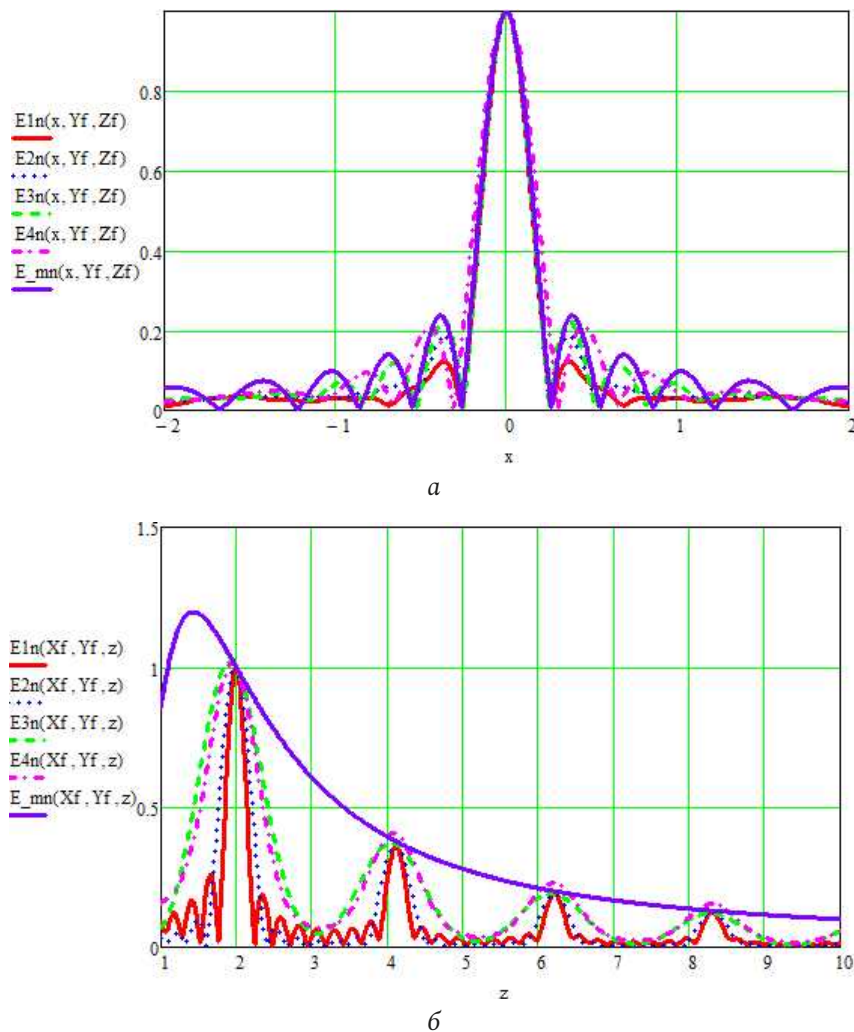


Рис. 8. Нормированные значения модуля напряженности электрического поля для сигналов с различными видами дискретного спектра шириной 1000 МГц: *a* – в поперечном направлении; *b* – в продольном направлении

Fig. 8. Normalized values of the electric field strength modulus for signals with different types of discrete spectrum with a width of 1000 MHz: *a* – in the transverse direction; *b* – in the longitudinal direction

поля, формируемых линейной дискретной антенной с применением широкополосного сигнала с дискретным спектром шириной 100 МГц, также представляют собой область концентрации электромагнитного излучения, окруженного всплесками меньшей интенсивности и показаны на рис. 7.

На рис. 8 показаны графики нормированных значений модуля напряженности электрического поля для сигналов с различными видами дискретного спектра шириной 1000 МГц: *a* – в поперечном направлении; *b* – в продольном направлении.

Сравнивая графики на рис. 2 и 7 для сигналов с шириной спектра 100 МГц и на рис. 3 и 8 для сигналов с шириной спектра 1000 МГц, можно увидеть некоторые незначительные отличия для осевых распределений в поперечном направлении. В продольном направлении наблюдается возникновение вторичных максимумов, особенно ярко проявляющееся для сигнала с дискретным

спектром шириной 1000 МГц. Это объясняется тем, что на некоторых дальностях для линейной дискретной сфокусированной антенны обеспечивается сложение всех парциальных частотных компонент дискретного спектра, близкое к синфазному, что и приводит к появлению вторичных максимумов. Для сплошного же спектра такое синфазное сложение не может быть обеспечено, а значит, и вторичные максимумы не могут быть сформированы.

Отметим, что общие свойства широкополосных сфокусированных полей, образованных сигналами с дискретным спектром, идентичны свойствам широкополосных сфокусированных полей, образованных сигналами со сплошным спектром. При этом количественные оценки свойств, полученные для сигналов со сплошным спектром соответствующего вида, могут оцениваться как предельные, что важно при характеристике предельных

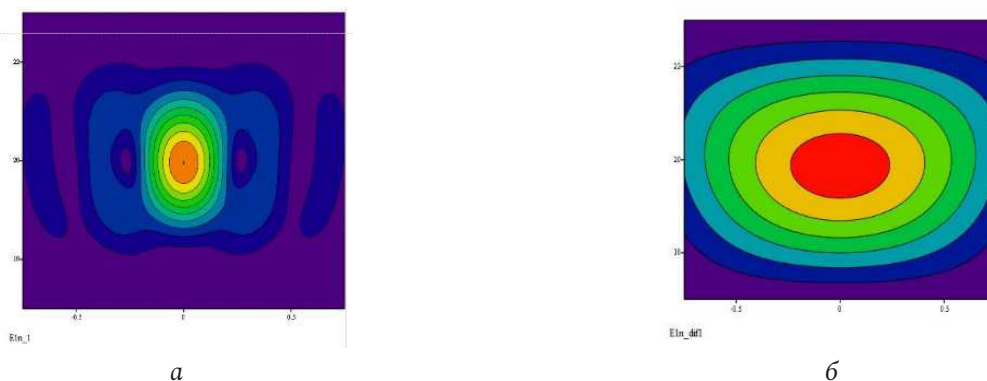


Рис. 9. Пространственные распределения модуля напряженности электрического поля в окрестности точки фокусировки: а – исходное; б – специальное, увеличенное в 8 раз

Fig. 9. Spatial distributions of the electric field strength modulus in the vicinity of the focal point: a – initial; b – special, magnified 8 times

возможностей использования широкополосных сфокусированных полей при их практическом применении.

3. Специальные пространственные распределения широкополосных сфокусированных электромагнитных полей

В общем виде задача формирования специальных пространственных распределений широкополосного сфокусированного поля в зоне ближнего излученного поля может быть представлена как нахождение такого вектора параметров $\langle V(f) \rangle$, для которого характеристика пространственного распределения модуля напряженности поля $E(x, y, z)$, формируемого дискретной сфокусированной антенной, совпадает с заданным пространственным распределением $E_{\text{зад}}(x, y, z)$. Таким образом, можно записать:

$$\min_{\langle V(f) \rangle} (E_{\text{зад}}(x, y, z) - E(x, y, z)) \rightarrow 0. \quad (6)$$

Нахождение конкретных значений вектора параметров $\langle V(f) \rangle$ является итерационной задачей и может потребовать значительных вычислительных и временных ресурсов. С практической точки зрения целесообразным является формирование такого пространственного распределения напряженности поля, при котором специальное пространственное распределение будет реализовано в конечном числе точек (x_i, y_i, z_i) , тогда условие нахождения значений вектора параметров может быть представлено в виде

$$\min_{\langle V(f) \rangle} (E_{\text{зад}}(x_i, y_i, z_i) - E(x_i, y_i, z_i)) \rightarrow 0. \quad (7)$$

Решение задачи по критерию (7) тоже может быть затруднительно, но оно, несомненно, проще критерия (6). В качестве начального приближения

вектора $\langle V(f) \rangle$ могут быть выбраны параметры, обеспечивающие реализацию пространственного распределения в окрестности точки фокусировки. В качестве примера рассмотрим задачу формирования специального пространственного распределения, формируемого двумерной сфокусированной дискретной антенной, с числом излучателей 16×16 и с увеличенной в восемь раз площадью области фокусировки. При решении задачи оптимизации будем варьировать только фазы излучаемых токов. На рис. 9 показаны исходное и полученное в результате оптимизации пространственные распределения сфокусированного поля.

Помимо этого, для линейных и плоских широкополосных сфокусированных дискретных антенн могут быть сформированы и специальные разностные пространственные распределения, характеризующиеся нулевым значением модуля напряженности поля в точке фокусировки. При этом в зоне ближнего излученного поля возможно формирование разностных распределений различных типов: с провалом вдоль поперечной оси (разностное распределение первого типа) и с провалом вдоль продольной оси (разностное распределение второго типа). Отметим, что разностное распределение второго типа может быть сформировано только в зоне ближнего излученного поля. В качестве иллюстрации приведем пространственные распределения разностного типа для плоской широкополосной сфокусированной дискретной антенны на рис. 10.

Использование специальных пространственных распределений повышает потенциал применения широкополосных сфокусированных апертур и открывает возможности по реализации адаптивного управления технологическими процессами с использованием электромагнитного излучения,

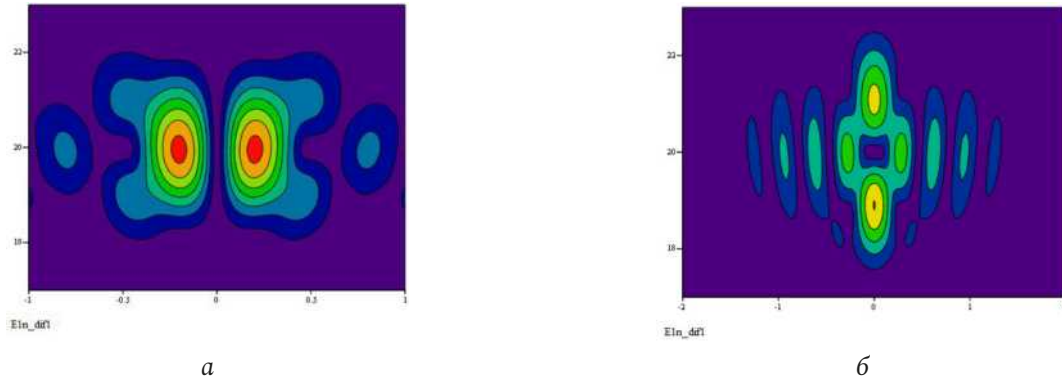


Рис. 10. Разностные пространственные распределения модуля напряженности электрического поля для плоской дискретной антенны: а – первого типа; б – второго типа

Fig. 10. Difference spatial distributions of the electric field strength modulus for a flat discrete antenna: a – first type; b – second type

повышения точностных характеристик средств пеленгации и неразрушающего контроля, повышения потенциала средств радиосвязи.

4. Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу

Ранее рассматривались дискретные сфокусированные по широкополосному сигналу антенны, для которых, в отличие от широкополосных сфокусированных антенных решеток, задавались некоторые модельные апертурные распределения. Антенные решетки же рассматриваются как набор излучателей с известными свойствами и распределительного устройства, обеспечивающего заданное амплитудно-фазовое распределение излучающих токов. При этом для узкополосного сигнала частотные свойства распределительного устройства полагаются постоянными в рабочей полосе частот, что упрощает как задачи анализа и синтеза подобных антенных решеток, так и вопросы, связанные с их изготовлением и настройкой. Применительно к антенным решеткам, сфокусированным по широкополосному сигналу, считать частотные характеристики распределительных устройств постоянными некорректно, а оценивать параметры широкополосных сфокусированных антенных решеток и формируемые ими пространственные распределения сфокусированных электромагнитных полей в зоне ближнего излученного поля необходимо с учетом частотных свойств широкополосной диаграммообразующей схемы и условий функционирования широкополосной сфокусированной антенной решетки:

– передача энергии

$$\left| E_{\text{СШП}}^{\text{ПРДЭн}}(x, y, z) \right|^2 = \quad (8)$$

$$= \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} \left| \dot{E}(x, y, z, f) G(f) \right|^2 df,$$

– передача широкополосного сигнала

$$\left| E_{\text{СШП}}^{\text{ПРД}}(x, y, z) \right|^2 = \quad (9)$$

$$= \left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} E(x, y, z, f) h_{\text{прм}}(f) G(f) K_{\text{прм}}(f) df \right|^2,$$

– прием широкополосного сигнала

$$\left| E_{\text{СШП}}^{\text{ПРМ}}(x, y, z) \right|^2 = \quad (10)$$

$$= \left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} E(x, y, z, f) G(f) K_{\text{пр}}(f) df \right|^2.$$

Для количественного описания основных характеристик антенных решеток предложены и апробированы матричные модели с поэлементным учетом эффектов взаимной связи излучателей антенной решетки. Рассмотрим антенную решетку в виде соединения конечного числа излучателей и распределительного устройства, модель которой представлена на рис. 11.

Согласно матричной модели, система излучателей характеризуется матрицей рассеяния системы входов $[\dot{S}_A(f)]$ и функциями пространственного распределения $\langle \dot{e}(x, y, z, f) \rangle$, соответствующими единичному значению тока излучателей. Для монохроматического сигнала с частотой f поле решетки представляется как

$$\dot{E}(x, y, z, f) = \langle \dot{e}(x, y, z, f) |, \dot{I}_A(f) \rangle, \quad (11)$$

где $|\dot{I}_A(f)\rangle$ – вектор-столбец комплексных амплитуд токов излучателей. Значения токов определяются матрицей рассеяния входов излучателей $[\dot{S}_A(f)]$ и амплитудами падающих волн $|\dot{U}_{\text{пад}}(f)\rangle$:

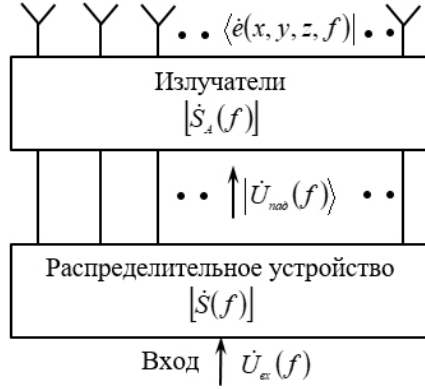


Рис. 11. Матричная модель широкополосной антенной решетки
Fig. 11. Matrix model of a broadband antenna array

$$|I_A(f)\rangle = \left[[1] - [\dot{S}_A(f)] \right] \dot{U}_{\text{пад}}(f), \quad (12)$$

где $[1]$ – единичная матрица.

Свойства распределительного устройства полностью определяются его матрицей рассеяния:

$$[\dot{S}(f)] = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11}(f) & [\dot{S}_{21}^6(f)]^T \\ [\dot{S}_{21}^6(f)] & [\dot{S}_{22}^6(f)] \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где блочная матрица $[\dot{S}_{21}^6(f)]$ описывает коэффициенты передачи от входа распределительного устройства к его выходам, $[\dot{S}_{22}^6(f)]$ – блочная матрица рассеяния системы выходов распределительного устройства, а $\dot{S}_{11}(f)$ – входной коэффициент отражения распределительного устройства $|\dot{U}_{\text{пад}}(f)\rangle =$

$$= \left[\dot{E} - [\dot{S}_{22}^6(f)] [\dot{S}_A(f)] \right]^{-1} \cdot [\dot{S}_{21}^6(f)] \cdot \dot{U}_{\text{вх}}(f). \quad (14)$$

Характеристики электромагнитного поля, соответствующие излучению или приему широкополосного сигнала, в зависимости от смысла задачи определяются, соответственно, значениями $\dot{E}(x, y, z, f)$ для каждой из частот спектра $G(f)$ соотношениями (8)–(10).

Задача синтеза в конечном счете состоит в нахождении параметров распределительного устройства совместно с системой излучателей по заданным значениям функции, характеризующей пространственное распределение электромагнитного поля в режиме приема или передачи (8)–(10), согласно их значениям. Функции $\dot{E}_{\text{СШП}}(x, y, z)$ определяются параметрами матрицы рассеяния распределительного устройства $[\dot{S}(f)]$, а также частотной зависимостью матрицы рассеяния системы входов излучателей $[\dot{S}_A(f)]$. Решение

задачи синтеза в этом случае существенно усложняется. При разбиении на два этапа для решения «внешней» задачи синтеза требуется нахождение оптимального апертурного распределения $|\tilde{I}_A(f)\rangle$, обеспечивающего формирование пространственного распределения $\dot{E}_{\text{СШП}}(x, y, z)$, близкого к заданному распределению $\dot{E}_{\text{СШП}}^{\text{зад}}(x, y, z)$, путем минимизации по всем возможным апертурным распределениям:

$$\left\| \int_{f_1}^{f_2} \sum_{n=1}^N \dot{I}_n(f) \cdot \dot{e}_n(x, y, z, f) \cdot K(f) df - \dot{E}_{\text{СШП}}^{\text{зад}}(x, y, z) \right\| \rightarrow \min_{|\dot{I}_A(f)\rangle}. \quad (15)$$

Нахождение функции оптимального амплитудно-фазового распределения $\dot{I}_n(f)$ можно осуществить традиционным образом, представляя $\dot{I}_n(f)$ в виде разложения по некоторым базисным функциям $\dot{y}_m(f)$, записанного как

$$\dot{I}_n(f) = \sum_{m=1}^M \dot{Y}_{nm} \dot{y}_m(f), \quad (16)$$

с последующим нахождением коэффициентов разложения $\dot{Y}_{nm}$. Тогда выражение (15) может быть преобразовано:

$$\left\| \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{Y}_{nm} \dot{g}_{nm}(x, y, z) - \dot{E}_{\text{СШП}}^{\text{зад}}(x, y, z) \right\| \rightarrow \min_{\dot{Y}_{nm}}, \quad (17)$$

где

$$\dot{g}_{nm}(x, y, z) = \int_{f_1}^{f_2} \dot{y}_m(f) \dot{e}_n(x, y, z, f) K(f) df. \quad (18)$$

С практической точки зрения важным является частный случай концентрации электромагнитного поля в точке фокусировки с координатами (x_0, y_0, z_0) , для которой решение «внешней» задачи синтеза упрощается и может быть представлено в виде

$$|\tilde{I}_A(f)\rangle = \frac{\tilde{e}_n(x, y, z, f)}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \|\dot{e}_n(x_0, y_0, z_0, f)\|^2}}. \quad (19)$$

Следующим шагом является нахождение требуемых амплитуд падающих волн на входах элементов антенной решетки:

$$|\tilde{U}_{\text{пад}}(f)\rangle = \left[\dot{E} - [\dot{S}_A(f)] \right]^{-1} |\tilde{I}_A(f)\rangle. \quad (20)$$

Полученные значения должны быть обеспечены путем выбора типа распределительного устройства и параметров $[\dot{S}(f)]$. Тогда

$$\begin{aligned} |\tilde{U}_{\text{пад}}(f)\rangle &= \\ &= [\dot{E} - [\dot{S}_{22}^6(f)][\dot{S}_A(f)]]^{-1} \cdot [\dot{S}_{21}^6(f)] \cdot \dot{U}_{\text{вх}}(f). \end{aligned} \quad (21)$$

В общем случае решение задачи нахождения параметров распределительного устройства неизвестно, причем точного решения, скорее всего, не существует. В частности, подход, описанный в [6], не допускает его распространения на случай заданной матрицы рассеяния в полосе частот. Для практического использования можно предложить следующий подход: при выбранном типе и структуре распределительного устройства рассматривается его матрица рассеяния как зависящая от K параметров, обозначаемых $\langle V \rangle = (V_1, V_2, \dots, V_K)$, с последующим выбором конкретных значений согласно критерию

$$\|\tilde{U}_{\text{пад}}(f) - \dot{U}_{\text{пад}}[S(f, \langle V \rangle)]\| \rightarrow \min_{\langle V \rangle}. \quad (22)$$

Более рациональным и при этом более простым в реализации представляется подход, основанный на принципах конструктивного синтеза [7–9]. Способ решения задачи конструктивного синтеза показан на рис. 12.

Будем считать, что тип (структура) делителя выбрана. В этом случае в задаче синтеза заданными являются тип и параметры элементов решетки и тип делителя, матрица рассеяния которого однозначно определяется параметрами $\langle V \rangle = (V_1, V_2, \dots, V_K)$, тогда

$$[\dot{S}] = [S(f, \langle V \rangle)]. \quad (23)$$

Задача синтеза в этих условиях состоит в нахождении параметров делителя $\langle V \rangle$, обеспечивающих формирование характеристик пространственного распределения $\dot{E}_{\text{СШП}}^{\text{зад}}(x, y, z, \langle V \rangle)$ $\dot{E}_{\text{СШП}}(x, y, z, \langle V \rangle)$, максимально приближающейся к заданному $\dot{E}_{\text{СШП}}^{\text{зад}}(x, y, z)$:

$$\|\dot{E}_{\text{СШП}}(x, y, z, \langle V \rangle) - \dot{E}_{\text{СШП}}^{\text{зад}}(x, y, z)\| = \min, \quad (24)$$

где $\dot{E}_{\text{СШП}}(x, y, z)$ – пространственное распределение, соответствующее представлениям (8)–(10) или иным аналогичным в зависимости от смысла конкретной задачи.

Нахождение параметров делителя $\langle V \rangle$, согласно критерию (24), может быть осуществлено с использованием известных алгоритмов поиска локального экстремума функции нескольких переменных [10]. Решение в данном случае облегчается нали-



Рис. 12. Решение задачи синтеза для широкополосного сигнала
Fig. 12. Solution of the synthesis problem for a wideband signal

чием априорной информации – возможностью выбора начальной точки – значений параметров $\langle V \rangle$, соответствующих распределению значений $|\tilde{I}_A(f_0)\rangle$, согласно использованию «токовой» модели (11) для центральной частоты f_0 заданной полосы частот широкополосного сигнала.

Таким образом, в задаче синтеза антенной решетки в зоне ближнего излученного поля по широкополосному сигналу распределение ее на этапы «внешней» и «внутренней» задач возможно, но является в общем случае нецелесообразным. Наиболее рациональный путь состоит в использовании принципов конструктивного синтеза.

5. Технические приложения широкополосных сфокусированных антенных решеток

В заключение рассмотрим вопросы практического применения принципа широкополосных сфокусированных антенных систем в ряде технических приложений. Так, свойства сфокусированных электромагнитных полей открывают возможность повышения технических показателей в ряде приложений:

- организации связи с удаленным БПЛА;
- постановки прицельных по пространственным координатам помех наземным пунктам управления;
- формирования ложной авиационной цели с имитацией отраженного сигнала РЛС;
- диагностики антенн на этапах производства и испытаний;
- обработки загрязненной почвы электромагнитным полем;
- пеленгации с использованием суммарно-разностной обработки для поперечного и продольного направлений;

– организации распределенной сети доступа в парках, скверах и рекреационных зонах;
– задачи опознавания БПЛА и подавления средствами РЭБ.

Заключение

Формирование сфокусированного электромагнитного поля может с успехом использоваться при излучении и приеме широкополосных сигналов. Сама фокусировка осуществляется за счет внесения соответствующих фазовых задержек для каждой частоты спектра широкополосного сигнала таким образом, чтобы в точке фокусировки осуществлялось синфазное сложение каждой частотной компоненты, излученной каждым элементарным излучателем антенной решетки. С практической точки зрения наибольший интерес представляет использование анализа свойств широкополосных сфокусированных полей антен-

ными решетками. Задачи анализа и синтеза сфокусированных антенных решеток для широкополосных сигналов существенно отличаются от классических, хорошо разработанных для случаев дальней зоны. Наиболее существенна невозможность разделения их на этапы постановки и решения «внешних» и «внутренних» задач анализа и синтеза антенных решеток.

Возможность локализации излучения, в том числе широкополосного, в области пространства конечных размеров позволяет повысить потенциал радиосвязи, эффективность использования радиочастотного ресурса, улучшить технические характеристики систем диагностики и неразрушающего контроля.

Финансирование

Работа выполнена при финансовой поддержке программы ПРИОРИТЕТ-2030.

Список литературы

1. Веденькин Д.А., Седельников Ю.Е. Активные сфокусированные антенные решетки для радиотехнических средств малоразмерных летательных аппаратов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2008. Т. 11, № 4. С. 40–46. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=12835173>
2. Веденькин Д.А., Насыбуллин А.Р., Седельников Ю.Е. Случайные разреженные когерентные антенные решетки, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2016. № 4 (32). С. 22–29. DOI: <https://doi.org/10.15350/2306-2819.2016.4.22>
3. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля / под ред. Ю.Е. Седельникова и Н.А. Тестоедова. Красноярск: Сиб. гос. аэрокосм. ун-т., 2015. 308 с.
4. Increasing the accuracy characteristics of focused electromagnetic devices for non-destructive testing and technical diagnostics by implementing sum-difference signal processing / D. Vedenkin [et al.] // Electronics. 2023. Vol. 12, no. 2. P. 436. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics12020436>
5. Веденькин Д.А., Седельников Ю.Е. Сфокусированные антенны в задачах неразрушающего контроля // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 2. С. 131–146. DOI: <https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-2-131-146>
6. Мишустин Б.А. Синтез реактивного многополюсника по заданной матрице рассеяния // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 1968. Т. 11, № 12. С. 1898–1906. URL: <https://radiophysics.unn.ru/issues/1968/12>
7. Определение параметров управляющих устройств антенной решетки по заданной диаграмме направленности / В.А. Андреев [и др.] // Радиотехника и электроника. 1976. Т. 21, № 3. С. 473–484.
8. Никитин В.В., Французов А.Д. Синтез конструкции антенной решетки // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 38–42. DOI: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2018-21-1-38-42>
9. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток. Львов: Вища школа, 1987. 180 с.
10. Прокопенко Н.Ю. Методы оптимизации. Н. Новгород: Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет, 2018. 118 с.

Информация об авторе

Веденькин Денис Андреевич, кандидат технических наук, доцент кафедры радиопотоники и микроволновых технологий Казанского национального исследовательского технического университета имени А.Н. Туполева – КАИ, г. Казань, Россия.
Область научных интересов: антенны, СВЧ-устройства, электромагнитная совместимость, сети и системы передачи данных.
E-mail: denis_ved@mail.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5318-5884>
SPIN-код (eLibrary): 5258-2091
AuthorID (eLibrary): 667258
ResearcherID (WoS): U-6331-2017

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2025, vol. 28, no. 1, pp. 95–110

DOI 10.18469/1810-3189.2025.28.1.95-110
UDC 621.396.6
Original Research

Received 30 September 2024
Accepted 31 October 2024
Published 31 March 2025

Linear and flat antenna arrays focused on a broadband signals in radio communications, microwave technologies and non-destructive testing

Denis A. Vedenkin 

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI
10, Karl Marx Street,
Kazan, 420111, Russia

Abstract – Background. The main properties and characteristics of focused antenna systems using narrowband signals are known and generally coincide with the properties of broadband discrete antennas with a symmetric spectrum. The use of broadband signals allows expanding the technical capabilities of devices using focused electromagnetic fields. This article is devoted to assessing the properties of broadband focused fields formed by signals with both continuous and discrete spectrums, and the possibility of creating special spatial distributions of focused fields is shown. An approach to the synthesis of broadband focused antenna arrays is proposed. A number of technical applications of antenna arrays focused in the near-field zone by a broadband signal have been developed. The **aim** of this article is to describe the main properties of focused broadband electromagnetic fields, to demonstrate the possibility of forming special focused spatial distributions and to develop practical application options based on them. **Methods.** Achieving the goal of the article is due to the use of well-known principles of electrodynamics and aperture theory of antennas. **Results.** The features of the formation of focused broadband electromagnetic fields are shown and their main properties are given. Options for the technical application of focused broadband antennas in radio communication and direction finding tasks are proposed. **Conclusion.** The results obtained confirm the importance of assessing the properties of broadband focused antennas and developing a number of technical proposals based on them.

Keywords – focusing of electromagnetic fields; broadband signal; focused antenna array; technical applications; constructive synthesis.

denis_ved@mail.ru (Denis A. Vedenkin)

 © Denis A. Vedenkin, 2025

References

1. D. A. Veden'kin and Yu. E. Sedel'nikov, "Active focused antenna arrays for radiotechnical systems of small sized aircraft vehicles," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 40–46, 2008, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=12835173>. (In Russ.)
2. D. A. Veden'kin, A. R. Nasybullin, and Yu. E. Sedel'nikov, "Random sparse coherent antenna gratings focused in the area of the near radiated field," *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy*, no. 4 (32), pp. 22–29, 2016, doi: <https://doi.org/10.15350/2306-2819.2016.4.22>. (In Russ.)
3. Yu. E. Sedel'nikov and N. A. Testodov, Eds. *Antennas Focused in the Area of the Near Radiated Field*. Krasnoyarsk: Sib. gos. aerokosm. un-t., 2015. (In Russ.)
4. D. Vedenkin et al., "Increasing the accuracy characteristics of focused electromagnetic devices for non-destructive testing and technical diagnostics by implementing sum-difference signal processing," *Electronics*, vol. 12, no. 2, p. 436, 2023, doi: <https://doi.org/10.3390/electronics12020436>.
5. D. A. Veden'kin and Yu. E. Sedel'nikov, "Focused antennas in the tasks of non-destructive control," *Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti*, no. 2, pp. 131–146, 2023, doi: <https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-2-131-146>. (In Russ.)
6. B. A. Mishustin, "The synthesis of the reactive multi-pollutant according to the given scattering matrix," *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, vol. 11, no. 12, pp. 1898–1906, 1968, url: <https://radiophysics.unn.ru/issues/1968/12>. (In Russ.)
7. V. A. Andreev et al., "Determination of parameters of antenna array control devices based on a given radiation pattern," *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 21, no. 3, pp. 473–484, 1976. (In Russ.)
8. V. V. Nikitin and A. D. Frantsuzov, "Synthesis of antenna array design," *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika*, no. 1, pp. 38–42, 2018, doi: <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2018-21-1-38-42>. (In Russ.)
9. A. F. Chaplin, *Analysis and Synthesis of Antenna Arrays*. L'vov: Vishcha shkola, 1987. (In Russ.)
10. N. Yu. Prokopenko, *Optimization Methods*. Nizhny Novgorod: Nizhegorodskiy gosudarstvennyy arkhitekturno-stroitel'nyy universitet, 2018. (In Russ.)

Information about the Author

Denis A. Vedenkin, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Radio Photonics and Microwave Technologies, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI, Kazan, Russia.

Research interests: antennas, microwave devices, electromagnetic compatibility, telecommunication technologies.

E-mail: denis_ved@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5318-5884>

SPIN-code (eLibrary): 5258-2091

AuthorID (eLibrary): 667258

ResearcherID (WoS): U-6331-2017