

Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу

Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ
420111, Российская Федерация, г. Казань
ул. К. Маркса, 10

Широкополосные и сверхширокополосные сигналы находят все большее применение в современной антенной технике и различных радиотехнических системах. Традиционные оценки характеристик антенн, работающих с узкополосными сигналами не всегда должным образом отражают свойства широкополосных антенн, хотя бы ввиду наличия частотной зависимости диаграммы направленности антенны. Следовательно важным является оценка характеристик антенн с учетом спектрального состава сигнала, а также учитывая способы его обработки в приемной аппаратуре. Рассмотрению данной проблемы и посвящена настоящая статья.

Ключевые слова: широкополосная антенна, широкополосный сигнал, диаграмма направленности, антенная решетка, фокусировка по широкополосному сигналу.

1. Широкополосность антенн

К узкополосным антеннам, чаще всего используемым для формирования полей излучения (или приема) в дальней зоне, относят выполняющие требуемые функции в относительно небольшой полосе частот $\Delta f / f_0 \ll 1$. В этих частотных границах характеристики направленности не претерпевают значимых изменений и рассматриваются в задачах анализа и синтеза антенн для монохроматического сигнала с частотой f_0 . Конечность полосы частот в этих случаях принимают во внимание только при рассмотрении согласования антенн с фидером.

Под широкополосными (диапазонными) принято понимать антенны, предназначенные для работы в относительных полосах частот $\Delta f / f_0$, составляющих величину не более нескольких десятков процентов. В этих случаях, как правило, антенны используются в составе радиосредств с относительно узкополосными сигналами и должны обеспечивать их излучение и прием при перестройках несущей частоты f_0 в пределах требуемого диапазона частот. Изменения в поведении антенн в пределах полосы частот Δf здесь также незначительны и не учитываются при оценках направленных свойств, рассматриваемых также как при монохроматическом сигнале. Обеспечение требуемой широкополосности таких антенн понимается, главным образом, как обеспечение согласования в пределах заданного частотного диапазона.

Категорию сверхширокополосных антенн составляют две принципиально различные группы. Первая из них представлена антеннами, сохраняющими постоянство характеристик направленности и согласования в широкой полосе частот. Фундаментальные принципы обеспечения частотной независимости характеристик таких антенн, установленные еще в 50-е годы прошлого века, хорошо известны [1]. В большинстве практических применений такие сверхширокополосные антенны также используются в составе радиосредств, осуществляющих передачу или прием радиосигналов с невысокими или умеренными значениями относительной ширины спектра, но с возможностями изменения его центральной частоты в широких пределах. Наконец, особую группу составляют антенны для сверхширокополосных радиосредств, главным образом радиолокационных, принципиальной особенностью которых является высокое значение абсолютно ширины спектра радиосигнала, составляющей для них значение порядка 0,5 ГГц и более. Такие радиосигналы могут создаваться с несущими частотами, соответствующими сантиметровому или миллиметровому диапазонам волн. Тогда антенны, обеспечивающие излучение и (или) прием, могут быть оказаться в классе относительно узкополосных. В тех случаях, когда несущие частоты сдвинуты в более низкочастотную область, антенны должны обеспечивать ра-

боту с радиосигналами, относительная ширина полосы частот которых

$$\frac{f_{\max} - f_{\min}}{0.5(f_{\max} + f_{\min})}$$

значительно больше единицы. Антенны, используемые в таких радиосредствах, обладают рядом существенных отличий от традиционных. Это обстоятельство отражает специальный термин, используемый для них в англоязычной литературе – *ultra-wideband antenna*. К настоящему времени выполнено значительное число исследований, посвященных таким антеннам, например [2–4].

Основным принципиальным отличием свойств антенн в составе сверхширокополосных радиосредств является следующее. Любой антенне свойственно наличие частотных изменений характеристик излучения и приема. Для радиоприемных устройств относительно узкополосных этими изменениями в полосе частот, соответствующих спектру радиосигнала можно пренебречь. По этой причине такие показатели как диаграмма направленности антенны, коэффициент направленного действия и др. считаются постоянными в полосе частот сигнала и, соответственно, вводятся для монохроматического сигнала. Для антенн сверхширокополосных радиоприемных устройств эти изменения могут быть столь значительными, что пренебрегать ими невозможно и приходится изначально считаться с наличием заметной частотной зависимости характеристик направленности: $F(\theta, \varphi, f)$. В этих условиях становится невозможным определить направленные свойства антенны в отрыве не только от *спектрального состава* излучаемого радиосигнала, но и способа его *обработки* в приемной аппаратуре. Поэтому само определение диаграммы направленности антенны в составе сверхширокополосных радиоприемных устройств неоднозначным. Более того, считается, что в этих условиях может иметь место несовпадение диаграмм направленности в режимах передачи и приема. Проиллюстрируем эти положения в несколько упрощенном изложении.

Режим передачи. При излучении антенной сверхширокополосного радиосигнала со спектром $G(f)$ напряженность электрического поля, излучаемого антенной в направлении (θ, φ) можно представить как:

$$E(\theta, \varphi, f) = F(\theta, \varphi, f) G(f) \quad (1)$$

Чтобы оценить интегральный эффект необходимо знать, каким именно образом использо-

уется энергии электромагнитного поля (1), для чего уже недостаточно информации об антенне. В зависимости от целей применения понятие, ДН наполняется различным смыслом. В ряде случаев, в частности в микроволновых технологиях, результирующий эффект можно оценивать энергией излучаемого сигнала в направлении (θ, φ) :

$$\begin{aligned} & \left| F_{\text{СШП}}^{\text{ПРДэн}}(\theta, \varphi, f) \right|^2 = \\ & = \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} |F(\theta, \varphi, f) G(f)|^2 df, \end{aligned} \quad (2)$$

где f_0 и $2\Delta f$ – средняя частота и полоса частот излучаемого сигнала

При радиоприеме мощность принимаемого сверхширокополосного сигнала может рассматриваться как результат осуществления линейной фильтрации с частотной характеристикой приемного устройства $K(f)$. ДН антенны в режиме передачи в этом случае определяется как:

$$\begin{aligned} & \left| F_{\text{СШП}}^{\text{ПРДсиг}} \right|^2 = \\ & = \left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} F(\theta, \varphi, f) G(f) K(f) df \right|^2. \end{aligned} \quad (3)$$

Отличие ДН в формах (2) и (3) очевидно. Хорошо просматривается и другой факт: направленные свойства антенны в режиме передачи в известной мере зависят от свойств приемного устройства.

Режим приема. ЭДС, наведенная в антенне сверхширокополосным излучением со спектром $G(f)$, а, следовательно, и ДН в режиме приема, можно представить величиной $F(\theta, \varphi, f) G(f)$ ¹. Линейный приемник осуществляет функцию взвешенного суммирования амплитуд колебаний в полосе $[f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f]$ с частотной характеристикой $K_{\text{пр}}(f)$ и ДН в режиме приема может определяться мощностью результирующего принятого сигнала:

$$\begin{aligned} & \left| F_{\text{СШП}}^{\text{ПРМсиг}} \right|^2 = \\ & = \left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} F(\theta, \varphi, f) G(f) K_{\text{пр}}(f) df \right|^2. \end{aligned} \quad (4)$$

¹ Говоря строго здесь должны вводиться в рассмотрение величины действующей высоты приемной антенны рассматриваться ли, с некоторыми оговорками эффективной площади приемной антенны.

Сравнение представлений диаграмм направленности (2)–(4) наглядно демонстрирует известный факт, который трактуется как отличие, в общем случае, ДН антенн по сверхширокополосному сигналу в режимах приема и передачи. Для рассмотрения более строгих формулировок категорий «диаграмма направленности антенны», «коэффициент усиления», а также дополнительных свойств антенн в составе сверхширокополосных радиосредств для случая дальней зоны можно обратиться к работам [2–4]. Поведение и свойства антенн, излучающих или принимающих сверхширокополосные сигналы в зоне ближнего излученного поля, насколько известно авторам, в литературе до настоящего времени практически не рассматривались. Ниже приводятся некоторые результаты для антенных решеток, сфокусированных по сверхширокополосному сигналу.

2. Антенные решетки для сверхширокополосных радиосредств

Антенная решетка, сфокусированная в зоне ближнего излученного поля может быть представлена с использованием матричной модели. Как частный результат этих представлений существует возможность вполне корректного использование «токовой» модели в виде линейной комбинации парциальных диаграмм направленности элементов решетки с весами, имеющих физический смысл излучающих токов. Для антенных решеток в составе сверхширокополосных средств необходимо обратиться к полной модели антенной решетки [5; 6].

Рассмотрим антенную решетку в виде соединения конечного числа излучателей и распределительного устройства (рис. 1). Для антенных решеток достаточно наглядной и удобной для практического использования является матричная модель матричную модель с поэлементным учетом эффектов взаимной связи излучателей.

Согласно матричной модели распределение напряженности электрического поля, создаваемого системой излучателей в зоне ближнего излученного поля определяется матрицей рассеяния системы входов $[S_A(f)]$, парциальными распределениями полей, соответствующих элементу решетки ДН $e_i(x, y, z, f)$ при возбуждении их входов единичной падающей волной при наличии согласованных нагрузок, подключенных к остальным входам, и матрицей рассеяния распределительного устройства $[S(f)]$.

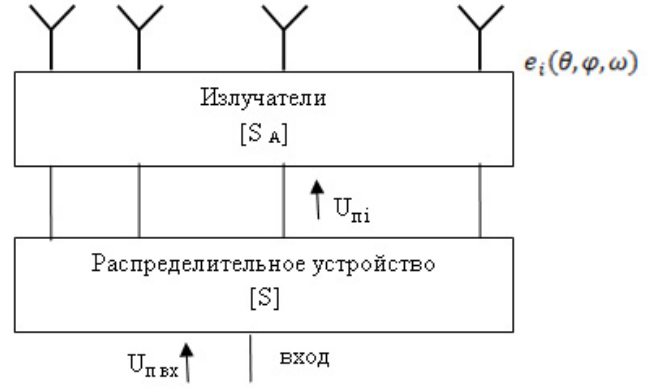


Рис. 1. Модель антенной решетки

$$[S(f)] = \begin{bmatrix} S_{11}(f) & S_{12}^6(f) \\ S_{21}^6(f) & S_{22}(f) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где блочные матрицы $S_{11}^6(f)$, $S_{21}^6(f)$ и $S_{22}^6(f)$ – входной коэффициент отражения распределительного устройства, коэффициенты передачи от входа к выходам и коэффициенты передачи между выходами соответственно, $S_{12}^6(f) = S_{21}^{6t}(f)$.

Для монохроматического сигнала с частотой f пространственное распределение поля решетки представляется как:

$$E(x, y, z, f) = \langle e(x, y, z, f) | U_{\text{пад}}(f) \rangle, \quad (6)$$

где $|U_{\text{пад}}(f)\rangle$ – вектор-столбец комплексных амплитуд падающих волн на входах излучателей, значения которого определяются свойствами излучателей и распределительного устройства:

$$|U_{\text{пад}}(f)\rangle = \left[E - [S_{22}^6(f)] [[S_A(f)]] \right]^{-1} |S_{21}^6(f)\rangle. \quad (7)$$

Соотношения (6) и (7) позволяют с точностью, достаточной для большинства практических задач, определить напряженность электрического поля при возбуждении входа распределительного устройства падающей волной единичной амплитуды с частотой f . Переход к представлениям для некогерентного сигнала может быть осуществлен на основе соотношений (2)–(4). Подчеркнем: соотношения (6)–(7) совместно с (2)–(4) высвечивают принципиальное свойство антенн в составе сверхширокополосных радиосредств: пространственные распределения полей, создаваемых в режиме передачи и соответствующие им показатели в режиме приема зависят в том числе от частотных зависимостей матрицы рассеяния распределительного устройства. Это означает, что указанные показатели не могут быть определены в отрыве от свойств фидерных устройств в составе антенной решетки.

Соответственно, «токовая» модель антенны может применяться только при определенных оговорках. Формально, пространственные распределения полей, создаваемых антенной решеткой в зоне ближнего излученного поля, для каждого из значений частоты f , как и в дальней зоне, могут определяться как:

$$E(x, y, z, f) = \langle e_I(x, y, z, f) | I(f) \rangle, \quad (8)$$

где $\langle e_I(x, y, z, f) |$ – парциальные распределения полей элементов решетки, определяемые относительно единичных излучающих токов в излучателях. Слово «формально» в данном случае означает что, свойства решетки определяются не ее конструктивными элементами, а некоторыми декларируемыми частотными характеристиками излучающих токов $|I(f)\rangle$.

Таким образом соотношения (6) и (7) совместно с (2)–(4) позволяют определять электромагнитные поля в зоне ближнего излученного поля при известных свойствах используемых излучателей решетки $\langle e(x, y, z, f) |$, $[S_A(f)]$ и распределительного устройства $[S(f)]$.

В последующем, при анализе основных отличий электромагнитных полей, сфокусированных при использовании широкополосных сигналов от фокусировки монохроматического сигнала, воспользуемся представлениями «токовой» модели с учетом оговорки, сделанной выше.

3. Антенные решетки, сфокусированные в режиме передачи СШП сигнала

Для обсуждения наиболее существенных из свойств сфокусированных решеток СШП радиосредств, отличающим их от случая излучения монохроматического сигнала, ограничимся случаем линейной эквидистантной решетки (рис. 2), для которой справедливо представление напряженности электрического поля в виде:

$$E_x(x, z, f) = \sum_{-N}^N I_n(f) e_{xn}(x, z, nd, f), \quad (9)$$

$$E_z(x, z, f) = \sum_{-N}^N I_n(f) e_{zn}(x, z, nd, f), \quad (10)$$

$$E(x, z, f)^2 = |E_x(x, z, f)|^2 + |E_z(x, z, f)|^2, \quad (11)$$

где

$$e_{xn}(x, z, nd, f) = g(\theta(x, z, nd, f)) \times \cos\theta(x, z, nd) \frac{e^{-jk(f)r(x, z, nd)}}{k(f)r(x, z, nd)}, \quad (12)$$

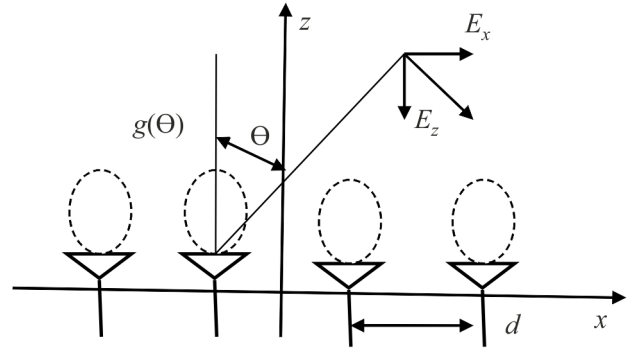


Рис. 2. Линейная антенная решетка

$$e_{zn}(x, z, nd, f) = g(\theta(x, z, nd, f)) \times \frac{e^{-jk(f)r(x, z, nd)}}{k(f)r(x, z, nd)}, \quad (13)$$

$$g(\theta) - \text{диаграмма направленности излучателя,} \\ \arg(I_n(f)) = -k(f)r(x_0, z_0, nd). \quad (14)$$

Для режима передачи во многих приложениях наиболее адекватным показателем свойств сфокусированной антенной решетки является пространственное распределение энергии электромагнитного поля в виде (2). Картина пространственного распределения величины $|F_{\text{СШП}}^{\text{ПРДэн}}(\theta, \varphi, \Delta f)|^2$ для спектра сигнала, симметричного относительно центральной частоты, в основных деталях повторяет аналогичную величину $E(x, z, f)^2$ на центральной частоте спектра сигнала – рис. 3 и 4. Наиболее заметным отличием оказывается для решеток с шагом порядка длины волны и более, для которых наблюдается некоторое снижение дальних боковых лепестков, аналогичных дифракционным лепесткам в ДН антенной решетки в дальней зоне.

Таким образом, для сфокусированных антенных решеток, для широкополосных сигналов с симметричным относительно центральной частоты f_0 спектром имеет место важное свойство: *пространственное распределение энергии в окрестности точки фокусировки по форме практически совпадает с пространственным распределением квадрата модуля напряженности электрического поля на частоте f_0 .*

4. Антенные решетки, сфокусированные в режиме приема СШП сигнала

Прием сверхширокополосных сигналов с использованием принципа многоэлементной систе-

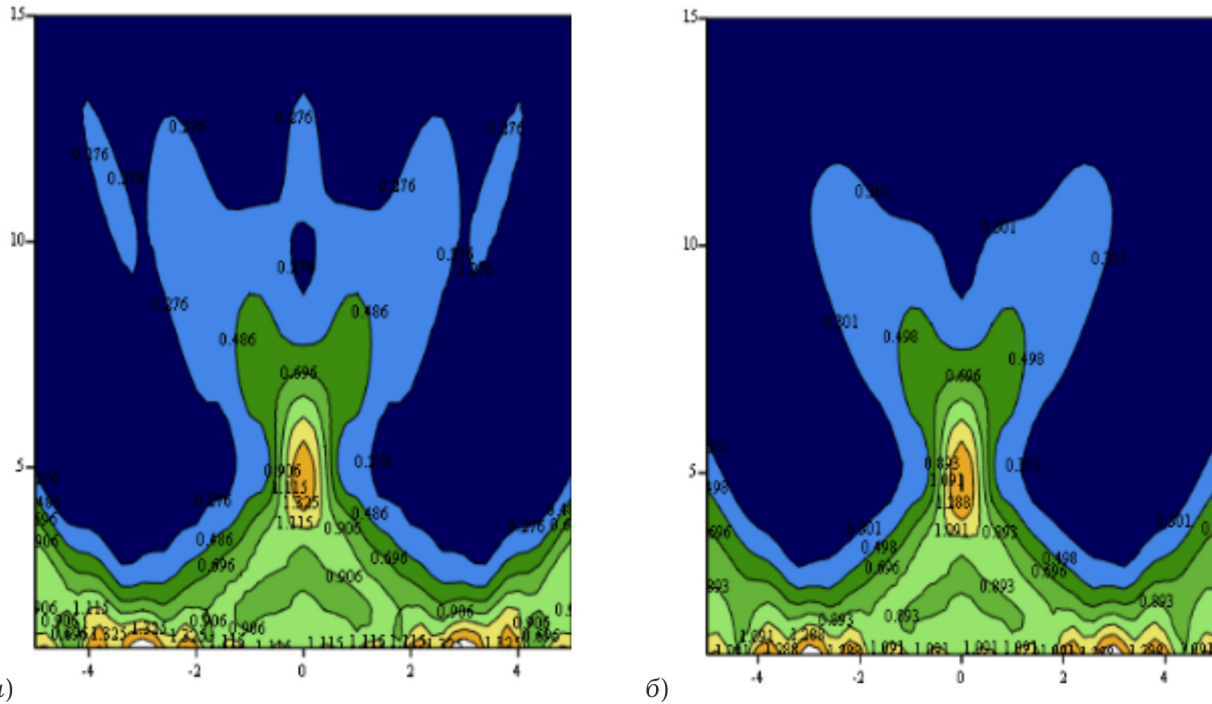


Рис. 3. Пространственные распределения $|F_{СШП}^{ПРДзн}(\theta, \varphi, \Delta f)|$. Решетка из 11 излучателей с шагом, равным длине волны на центральной частоте f_0 . Диаграмма направленности элемента – $\cos\theta$, поляризация – параллельно апертуре. Спектр по мощности – треугольный. Точка фокусировки $(0, 5\lambda)$: а) относительная полоса частот $2\Delta f / f_0 = 0,01$; б) $2\Delta f / f_0 = 0,5$

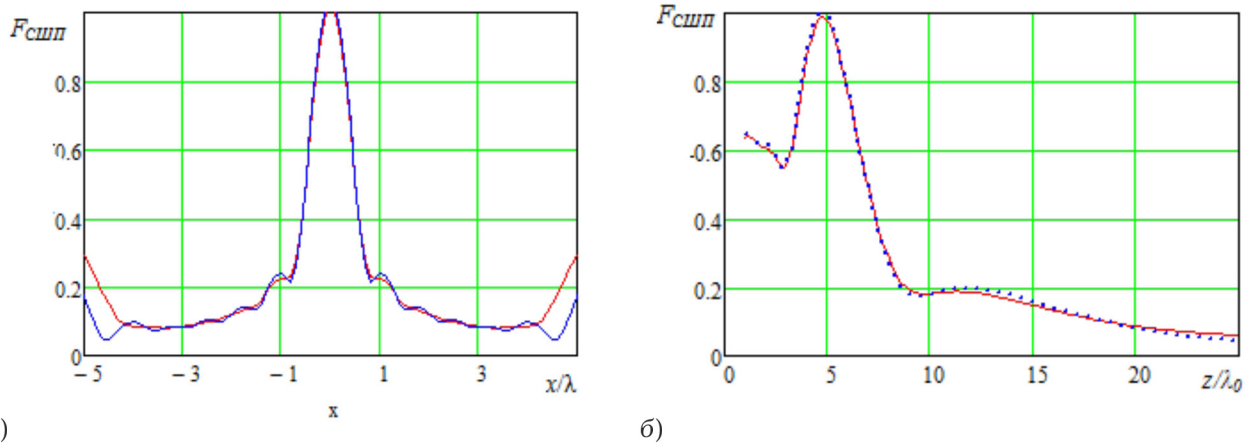


Рис. 4. Пространственные распределения $|F_{СШП}^{ПРДзн}(\theta, \varphi, \Delta f)|$: а) – в направлении параллельно апертуре; б) – перпендикулярно апертуре. Решетка согласно данным на рис. 3

мы (MIMO технологии) [7] может осуществляться в различных вариантах. В данном разделе ограничимся рассмотрением случая, когда антенная решетка выполнена традиционным образом и функционирует в составе сверхширокополосного приемного устройства, осуществляющего линейную фильтрацию сигналов, поступающих с ее выхода (рис. 5).

В случае линейной антенны амплитуда выходного сигнала $U_x(x, z)$ при приеме излучения источника единичной амплитуды со спектром $G(f)$, поляризованного параллельно апертуре и расположенного в точке (x, z) , равна:

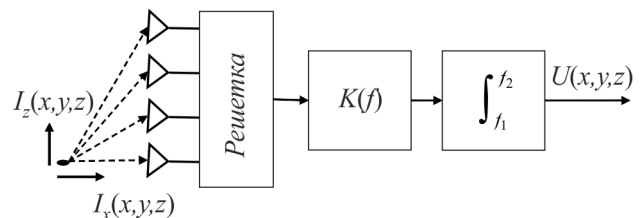


Рис. 5. Антенная решетка в режиме приема

$$U_x(x, z) = \int_{f_1}^{f_2} K(f) G(f) \times \sum_{-N}^N I_n(f) e_{xn}(x, z, nd, f) df \quad (15)$$

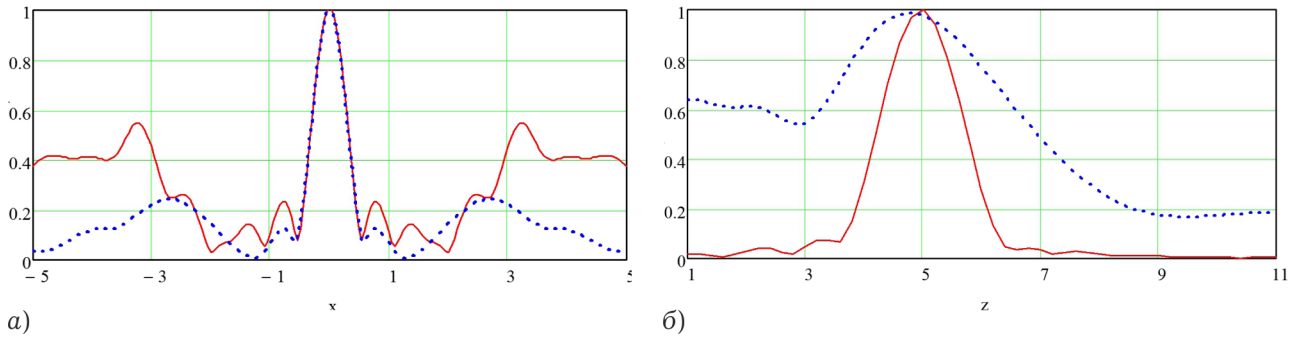


Рис. 6. Пространственная зависимость амплитуды $U_x(x, z)$ для монохроматического сигнала (сплошная линия) и широкополосного сигнала (точечная линия) в направлении: а) параллельном апертуре; б) перпендикулярном апертуре

Аналогично, для источника, поляризованного перпендикулярно апертуре:

$$U_z(x, z) = \int_{f_1}^{f_2} K(f) G(f) \times \sum_{-N}^N I_n(f) e_{zn}(x, z, nd, f) df. \quad (16)$$

Выражения (15) и (16) характеризуют пространственную избирательность системы «антенная решетка + приемник». Как видно уже из самой формы представления (15) и (16) направленные свойства зависят не только от параметров самой решетки (шаг решетки и амплитудно-фазовое распределение $I_n(f)$, $-N \leq n \leq N$), но и от спектра сигнала $G(f)$ в полосе частот $f_1 \leq f \leq f_2$ и весовой функции $K(f)$.

Очевидно, что определенная таким образом функция пространственной избирательности системы в режиме приема должна отличаться от соответствующих величин для монохроматического сигнала на частоте f в пределах рассматриваемой полосы частот, характеризуемой значениями $E_x(x, z, f)$ и $E_z(x, z, f)$ (выражения (9)–(13)). Рассмотрим на качественном уровне существо этих отличий, считая, что амплитудное распределение $I_n(f)$ не зависит от частоты, а фазовое – соответствует фокусировке в точку $(0, z_0)$, расположенную на оси симметрии решетки в направлении нормали к апертуре. В этом случае, очевидно, решеткой осуществляется прием только от источника излучения, поляризованного параллельно апертуре, и характеристикой пространственной избирательности системы в режиме приема является величина $U_x(x, z)$.

Рассмотрение характерных свойств и отличий от случая радиоприема сфокусированной решеткой монохроматического сигнала проведем для линейной эквидистантной решетки с равно-

мерным частотно независимым амплитудным распределением.

1. Общий характер изменений величины $U_x(x, z)$ при приеме широкополосного сигнала характеризуется значительным улучшением фокусировки в направлении перпендикулярном апертуре. Изменения в плоскости, параллельной апертуре не столь значительны. Ширина основного «пика» остается при симметричном спектре излучаемого сигнала практически неизменной, уровни боковых лепестков снижаются. Особенно заметно снижение боковых лепестков, возникающих при шаге решетки более $0.7 \dots 1$ длины волны на средней частоте спектра сигнала – рис. 6.

2. При спектральном составе сигнала, несимметричном относительно центральной частоты, как и следовало ожидать, наблюдается более заметное, хотя также не столь значительное изменение ширины «пика». Наиболее существенные изменения касаются уровней боковых лепестков. Для сигналов с преобладанием высокочастотных составляющих уровни боковых лепестков заметно возрастают при незначительном снижении в направлении нормали к антенне (рис. 7)

3. Вид используемой весовой функция также заметно сказывается на характеристике пространственной избирательности. При оценках этого эффекта имеет смысл сравнивать два варианта весовых функций – $K(f) = 1$ (приемник с равномерной АЧХ) и $K(f) = |G(f)|$, соответствующей случаю согласованной фильтрации. Как показывают проведенные оценки при симметричной спектральной функции $G(f)$, различие формы функции пространственной избирательности $U_x(x, z)$ при равномерной и согласованной фильтрации не наблюдается. Однако, как и следовало ожидать уровень $U_x(x, z)$ в точке фокусировки выше – рис. 8.

В заключение еще раз обратим внимание на различие функции, характеризующей про-

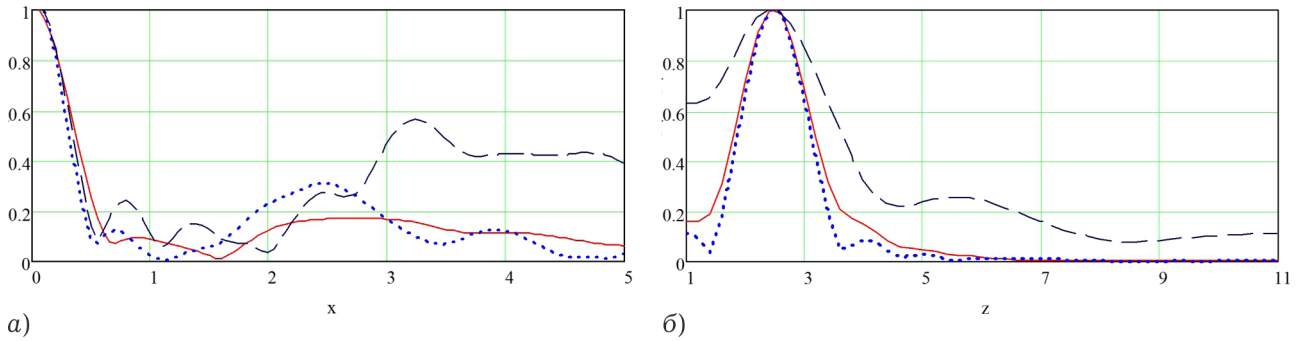


Рис. 7. Зависимость $U_x(x, z_0)$ (а) и $U_x(0, z)$ (б) для монохроматического сигнала (пунктирная линия) и сигналов со спектром вида $1 - f/f_0$ (сплошная линия) и f/f_0 (точечная линия)

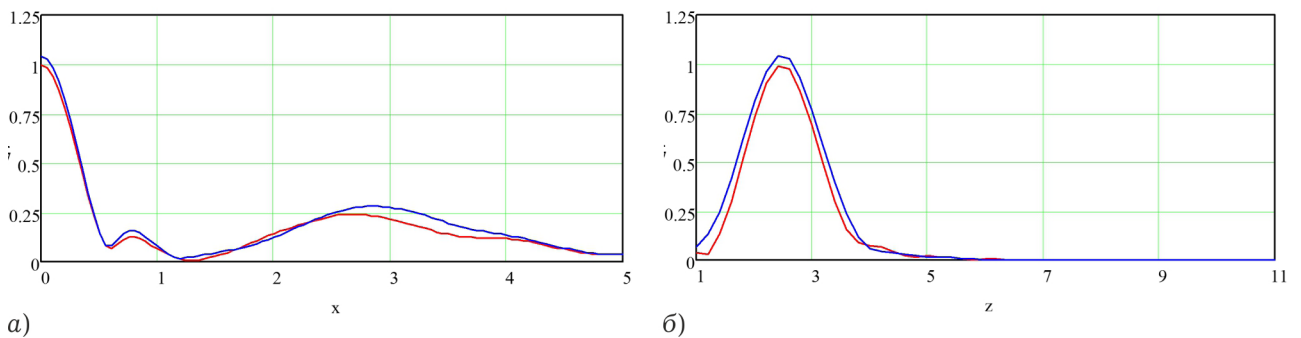


Рис. 8. Зависимость $U_x(x, z_0)$ (а) и $U_x(0, z)$ (б) для принимаемого сигнала при обработке с равномерной и согласованной фильтрацией

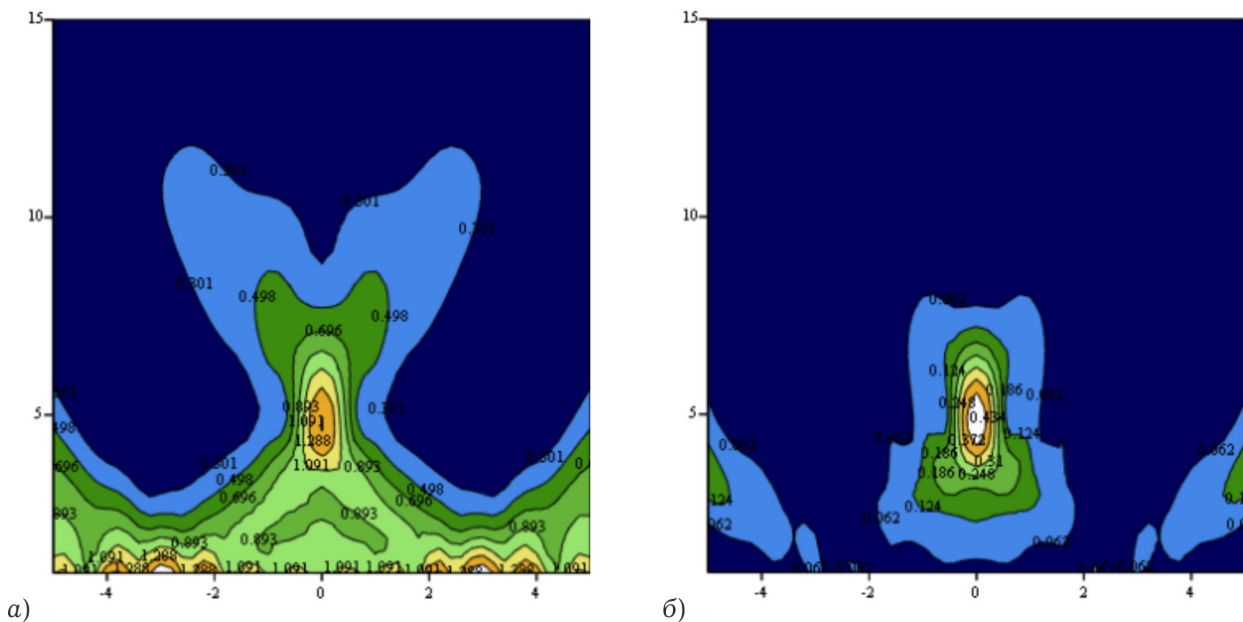


Рис. 9. Пространственное распределение в режиме передачи (а) и приема (б)

пространственную избирательность в режиме приема $|F_{\text{СШП}}^{\text{ПРМ}}|^2 = |U_x(x, z)|^2$ и функции $|F_{\text{СШП}}^{\text{ПРДэн}}(\theta, \varphi, f)|^2$, определяющей пространственное распределение энергии в режиме передачи. При широкой полосе частот сигнала это различие может быть значительным (рис. 9).

Во всех случаях антенная решетка состояла из 11 излучателей с равномерным амплитудным

распределением и диаграммой направленности вида $\cos \theta$ с шагом в длину волны, сфокусирована по оси симметрии на расстоянии 5 длин волн. Спектр сигнала – треугольный в полосе $\pm 5\%$ (узкополосная) и $\pm 25\%$ – широкополосная. В режиме передачи распределение поля в пространстве – по энергии ЭМП. В режиме приема – в тех же условиях, но в допущении согласованного фильтра с частотной характеристикой спектра сигнала и при приеме «основной»

компоненты поля, т. е. антенна ориентировано на прием основной компоненты.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части Государственного Задания З.1962.2014/К.

Список литературы

1. Сверхширокополосные антенны / пер. с англ. под ред. Л.С. Бененсона. М.: Мир, 1964. 416с.
2. Булатов М.М., Овчаров А.П., Седелников Ю.Е. Характеристики направленности антенн сверхширокополосных радиосредств // Вестник МарГТУ. 2011. № 1. С. 13–24.
3. Сагадеев Г.И., Седелников Ю.Е. Синтезирование направленных свойств антенн для радиосредств воздушной подвижной связи, использующих широкополосные сигналы // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10. № 2. С. 21–26.
4. Овчаров А.П. Направленные и энергетические характеристики антенн для СШП систем ближней радиолокации: дис. ... канд. техн. наук. Казань, 2012. 174 с.
5. Низкоинтенсивные СВЧ-технологии (проблемы и реализации) / под ред. Г.А. Морозова и Ю.Е. Седелникова. М.: Радиотехника, 2003. 112 с.
6. Овчаров А.П., Седелников Ю.Е. Антенные решетки для сверхширокополосных радиосредств // Радиотехника 2014. № 1. С. 22–28.
7. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 242 с.

Antenna arrays focused by broadband signals

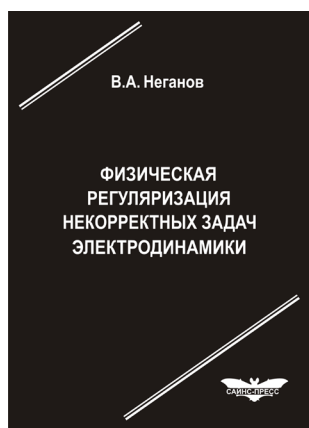
Yu.E. Sedelnikov, D.A. Vedenkin

Broadband and ultra-wideband signals are increasingly used in modern antenna technology, and various radio systems. Traditional performance evaluation antennas operating with narrow band signals are not always adequately reflect the characteristics of broadband antennas, at least in view of the frequency dependence of the antenna pattern. Therefore it is important to evaluate the properties of antennas based on the spectral content of the signal, as well as taking into account the ways of its processing in the receiving equipment. Consideration of this issue is devoted to this article.

Keywords: broadband antenna, broadband signal, the radiation pattern, the antenna array, focusing on the broadband signals.

Неганов, В.А.

Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики: линии передачи, антенны, дифракция электромагнитных волн / В.А. Неганов. – М.: «САЙНС-ПРЕСС», 2008. – 432 с., 122 ил.



ISBN 978-5-88070-161-2

УДК 537.87

ББК 32.84

Н 41

Изложены основы физической регуляризации некорректных задач электродинамики, связанной с особенностями физических и математических моделей задач (физические допущения, некорректные математические выкладки, отсутствие предельного перехода). Подход, по мнению автора, обладает большими возможностями, чем метод регуляризации Тихонова А.Н. интегральных уравнений Фредгольма первого рода, названный в книге методом математической регуляризации. Метод физической регуляризации (МФР) применен к анализу волноведущих и излучающих структур, а также задачам дифракции электромагнитных волн на некоторых телах. МФР позволил впервые корректно осуществить анализ полей в ближних зонах некоторых антенн, устранить несамосогласованное приближение Кирхгофа в задачах дифракции, установить связь поверхностной плотности тока проводимости с напряженностями электрического и магнитного полей для диполя Герца и т. п.

Для специалистов в области радиотехники и радиофизики СВЧ, электромагнитной совместимости РТС, математической теории дифракции и математического моделирования электродинамических структур самого широкого назначения. Может быть полезна преподавателям вузов, докторантам, аспирантам и студентам старших курсов соответствующих специальностей.