

МАЛОГАБАРИТНАЯ ПЛОСКАЯ АНТЕННА КАК ЭЛЕМЕНТ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ РЕШЕТКИ

Е. В. Балзовский, Ю. И. Буянов, В. И. Кошелев
Институт сильноточной электроники СО РАН
bev@lhfe.hcei.tsc.ru

Исследована малогабаритная сверхширокополосная антенна, предназначенная для работы в составе двухполяризационной антенной решетки в диапазоне 3.1...10.6 ГГц. Антенна представляет собой комбинацию электрического и магнитных излучателей и выполнена печатным способом на пластине диэлектрика размером 20×30 мм. Приведены результаты исследований антенны во временной области как в качестве самостоятельного излучателя, так и в составе антенной решетки.

Введение

В настоящее время многими исследователями разрабатываются сверхширокополосные (СШП) антенные решетки, способные излучать или регистрировать одновременно две ортогональные компоненты вектора напряженности электрического поля E . Такой подход позволяет повысить помехоустойчивость связи в условиях офисного окружения или городской застройки за счет приема излучения произвольной поляризации. Регистрация двух взаимно перпендикулярных компонент СШП импульсного поля, отраженного от объекта, позволяет получить дополнительную информацию об исследуемом объекте при решении задач распознавания в радиолокации [1], при этом перспективно использование решеток скрещенных активных диполей [2], в которых обеспечивается совмещение фазовых центров диполей. Для двухполяризационных решеток, работающих как в режиме приема, так и передачи, используют плоские пазовые антенны (TSA -антенны), выполненные в виде плавно расходящейся щели, прорезанной в металлической пластине, возбуждаемой пересекающей щель микрополосковой линией. Совмещение фазовых центров за счет использования скрещенных антенн при такой топологии затруднительно, поэтому TSA -антенны в решетке располагают в виде сотовой конструкции прямоугольного сечения [3, 4]. Недостатком такого расположения элементов является появление временного сдвига между ортогональными компонентами вектора E в направлениях, отличных от нормали к плоскости решетки. Минимальное расстояние между элементами в этом случае определяется поперечным размером (раскрытием) TSA -антенны, который обычно составляет половину длины волны на нижней частоте рабочей полосы (λ_n), а продольный размер составляет несколько λ_n [5].

Уменьшение габаритов антенны может быть достигнуто при использовании комбинации излучателей электрического и магнитного типов, обеспечивающей минимизацию реактивной энергии в ближней зоне антенны за счет подбора нужного соотношения между моментами электрических и магнитных токов [6]. Для этого электрические и магнитные излучатели располагаются в непосредственной близости друг от друга, а их взаимная ориентация обеспечивает одинаковую поляризацию поля, излучаемого каждым излучателем. Комбинирование излучателей позволяет не только обеспечить согласование в широкой полосе частот, но и сформировать однонаправленную диаграмму направленности по форме близкую к кардиоиде. Построенная по этому принципу трехмерная СШП комбинированная антенна с максимальным размером $0.2\lambda_n$ представлена в [7]. Использование принципа комбинирования излучателей позволило разработать плоскую печатную антенну с раскрытием $0.3\lambda_n$ и размером в направлении распространения волны $0.2\lambda_n$ для работы в диапазоне частот 3.1...10.6 ГГц [8]. Представляет интерес использование такой малогабаритной антенны в составе двухполяризационной решетки.

В данной работе представлены результаты исследований разработанной плоской антенны в качестве элемента четырехэлементной линейной решетки (рис. 1а) и одной ячейки двухполяризационной решетки (рис. 1б) при воздействии сверхширокополосными импульсами.

1. Одиночная антенна

Разработанная антенна имеет размеры $30 \times 20 \times 1.27$ мм, изготовлена печатным способом на одностороннем фольгированном диэлектрике *Rogers RO3210* с относительной диэлектрической проницаемостью 10.2 и оснащена разъемом типа *SMA*. Геометрия электродов антенны представлена на рис. 1в. Направление главного максимума излучения обозначено стрелкой. Антенна представляет собой комбинацию электрического излучателя, выполненного в виде плоского диполя с плечами 1 и 2, внутренние кромки которых образуют профилированный раскрыв, и магнитного излучателя 3, выполненного в виде отверстия в металле плеча 1. Вход электрического излучателя соединен с задней кромкой пластины щелевой линией переменного сечения 4. Вход магнитного излучателя соединен с задней кромкой пластины щелевой линией 5. Для увеличения волнового сопротивления щелевой линии 5 часть диэлектрика удалена с помощью сквозных отверстий. Электрическая длина щелевой линии 4 превышает электрическую длину линии 5 на $(0.15 \dots 0.2)\lambda_n$. Вблизи задней кромки щелевые линии 4 и 5 образуют асимметричную копланарную линию, к которой присоединяется центральный электрод коаксиального разъема. В металле плеча 2 сделано отверстие 6, соединенное щелью с нижней кромкой антенны. Щель в плече 1 и выступы в линии 5 служат для обеспечения согласования антенны с 50-Омным фидером в верхней части частотного диапазона.

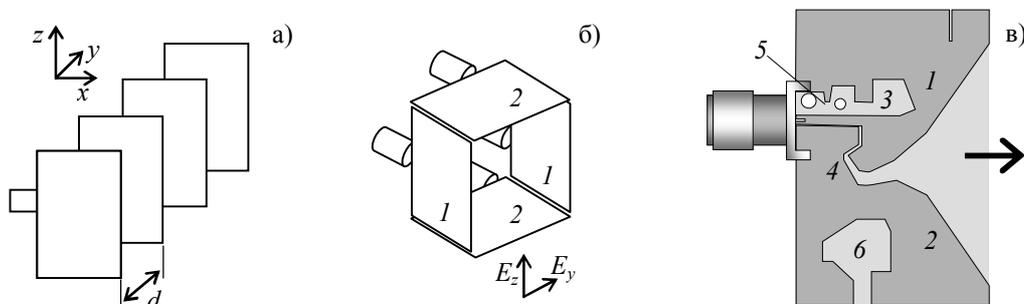


Рис. 1. Расположение антенн в линейной решетке (а), в ячейке двухполяризационной решетки (б) и топология электродов антенны (в).

Параметры антенны, измеренные в частотной области, детально приведены в [8]. Полоса согласования по уровню $K_{СВН} = 2$ составила $2.6 \dots 10.8$ ГГц. Амплитудно-частотная характеристика четырехполосника, состоящего из передающей антенны, свободного пространства и приемной антенны, в полосе частот $2.8 \dots 9.3$ ГГц изменяется в пределах ± 3 дБ. В диапазоне $3.1 \dots 10.6$ ГГц отличие фазочастотной характеристики от линейной зависимости не превышает $\pm 24^\circ$, геометрическое среднее коэффициента усиления равно 4.13 дБ. Излучение антенны в направлении главного максимума линейно поляризовано, поляризационная развязка не менее 25 дБ в диапазоне $2.5 \dots 8$ ГГц и не менее 15 дБ в диапазоне $8 \dots 11$ ГГц.

При исследовании свойств антенны в режиме передачи для возбуждения одиночной антенны использовался генератор биполярных импульсов напряжением длительностью 0.2 нс. Излученный сигнал регистрировался с помощью *ТЕМ*-антенны и стробоскопического осциллографа с полосой до 12 ГГц. Форма воздействующего и излученного импульсов приведена на рис. 2а, кривые 1 и 2 соответственно. Там же приведена форма импульса (кривая 3), излученного трехмерной комбинированной антенной [9], полоса пропускания которой соответствует спектру воздействующего импульса. Чтобы максимально приблизить спектр воздействующего импульса к диапазону $3.1 \dots 10.6$ ГГц, с помощью формирователя на отрезках линий синтезирован импульс, имеющий четыре временных лепестка (рис. 2б, кривая 1). Форма импульсов, излученных разработанной плоской антенной и трехмерной антенной [9], приведены на рис. 2б, кривые 2 и 3 соответственно.

При исследовании свойств антенны в режиме приема в качестве передающей антенны использовалась трехмерная комбинированная антенна. Форма импульсов, зарегистрированных

разработанной антенной (кривые 1) и *ТЕМ*-антенной (кривые 2) при воздействии на передающую антенну биполярным импульсом и импульсом с четырьмя временными лепестками, приведена на рис. 3а и рис. 3б соответственно. Для количественной оценки различия временной формы двух функций $A(t)$ и $B(t)$ используется среднеквадратическое отклонение: $\sigma = \sqrt{\int_T (a(t) - b(t - \tau))^2 dt / \int_T a^2(t) dt}$, где $a(t) = A(t) / \sqrt{\int_T A^2(t) dt}$ и $b(t) = B(t) / \sqrt{\int_T B^2(t) dt}$ – нормированные функции; T – временной интервал, на котором производится сравнение; τ – сдвиг $b(t)$ относительно $a(t)$, при котором σ принимает минимальное значение. Различие формы кривых 1 и 2 на рис. 3б по указанному выше критерию $\sigma = 0.38$.

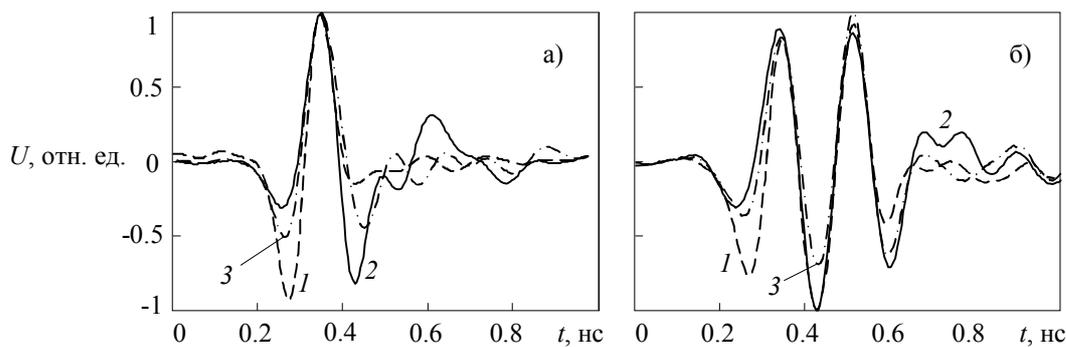


Рис. 2. Импульс напряжения на входе антенн (1); импульс, излученный плоской антенной (2); импульс, излученный трехмерной антенной (3). Воздействие биполярным импульсом напряжения (а) и импульсом, содержащим четыре временных лепестка (б).

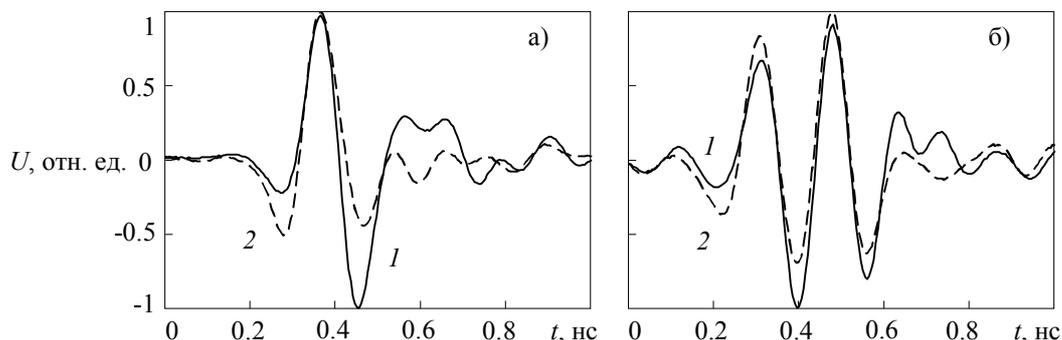


Рис. 3. Импульсы, зарегистрированные плоской антенной (1) и *ТЕМ*-антенной (2).

Диаграммы направленности (ДН) в двух плоскостях разработанной антенны в приемном режиме при воздействии на передающую антенну импульсом, содержащим четыре временных лепестка, приведены на рис. 4. Азимутальный угол φ и угол места δ отсчитываются от направления главного максимума. Здесь под ДН в приемном режиме понимается угловая зависимость пиковой мощности на согласованном выходе антенны, ДН в режиме передачи – зависимость пиковой мощности излучения, регистрируемого *ТЕМ*-антенной. При воздействующем импульсе, содержащим четыре временных лепестка, ДН антенны в приемном и передающем режиме различаются незначительно. Угловая зависимость среднеквадратического отклонения формы зарегистрированного сигнала от формы сигнала в главном направлении в двух плоскостях приведена на рис. 5. В пределах ширины ДН по половинной мощности σ не превышает значения 0.2. Излучение разработанной антенны линейно поляризовано, вектор \mathbf{E} параллелен длинной кромке антенны. Поляризационная развязка (ξ), под которой понимается отношение пиковой мощности сигнала основной поляризации к пиковой мощности кроссполяризованного сигнала в течение импульса, в направлении главного максимума не менее 25 дБ, что согласуется с результатами измерений в

частотной области. В режиме приема ξ одиночной антенны также не менее 25 дБ.

2. Антенные решетки

Проведены исследования синфазной линейной решетки из четырех антенн (рис. 1а), расстояние d между которыми изменялось в пределах от $d=9$ мм, определяемого размером *SMA* разъема, до 30 мм. На рис. 6 приведены ДН решетки по пиковой мощности в режиме приема при $d=9, 15$ и 30 мм, что соответствует $1/3, 1/2$ и одной длине волны на частоте 10.6 ГГц. В качестве передающей использовалась трехмерная антенна [9], возбуждаемая импульсом напряжения с четырьмя временными лепестками. Увеличение расстояния между элементами приводит к увеличению направленности решетки, но при этом уменьшается диапазон углов, в котором сохраняется форма регистрируемых импульсов. На рис. 7 приведена зависимость среднеквадратического отклонения формы регистрируемых импульсов в различных направлениях от формы импульса в главном направлении. В пределах ширины ДН по половинной мощности искажения формы импульсов, зарегистрированных решеткой при различных d , не превышают $\sigma=0.2$.

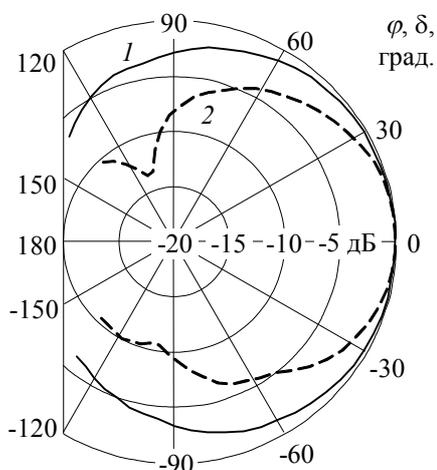


Рис. 4. ДН плоской антенны в *H*- и *E*-плоскости (кривые 1 и 2 соответственно).

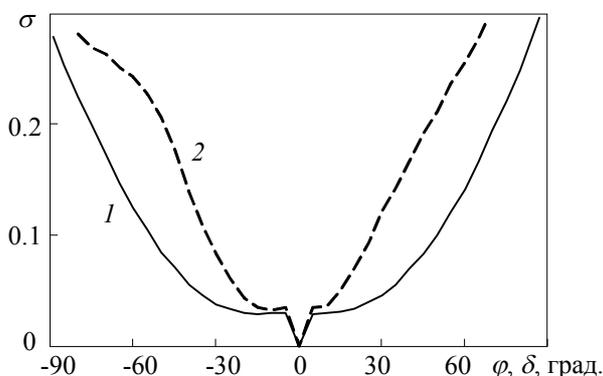


Рис. 5. Угловая зависимость среднеквадратического отклонения формы зарегистрированного сигнала от формы сигнала в главном направлении. *H*-плоскость (1), *E*-плоскость (2).

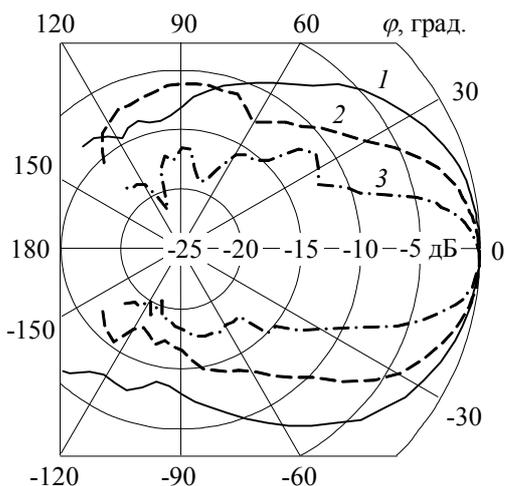


Рис. 6. ДН линейной решетки в *H*-плоскости при расстоянии между элементами $d=9, 15$ и 30 мм (кривые 1-3 соответственно).

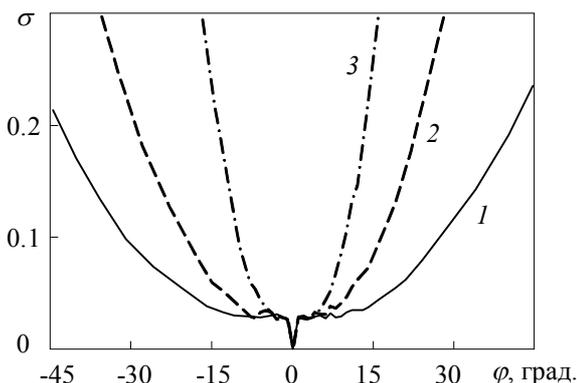


Рис. 7. Угловая зависимость среднеквадратического отклонения формы зарегистрированного сигнала от формы сигнала в главном направлении в *H*-плоскости при $d=9, 15$ и 30 мм (кривые 1-3 соответственно).

Проведены исследования свойств ячейки двухполяризационной решетки, расположение

антенн в которой приведено на рис. 16. Расстояние между антеннами $d = 32$ мм, что на нижней частоте диапазона 3.1...10.6 ГГц составляет $0.33\lambda_n$. Особое внимание уделено взаимному влиянию антенн за счет переизлучения. Для оценки взаимного влияния в приемном режиме сравнивалась поляризационная развязка ξ линейной синфазной решетки, состоящей из двух антенн 1 (рис. 16), при отсутствии антенн 2, с ξ ячейки двухполяризационной решетки, в которой присутствуют антенны 1 и 2. В качестве передающей использовалась трехмерная антенна [9], возбуждаемая биполярным импульсом напряжения. Результаты измерений представлены на рис. 8. В направлении главного максимума ξ линейной решетки имеет максимум, при отклонении от этого направления уровень кроссполяризованного излучения увеличивается. Для ячейки двухполяризационной решетки эта тенденция сохраняется. Различие кривых на рис. 8 сравнимо с погрешностью измерений, поэтому можно сделать вывод о пренебрежимо малом взаимном влиянии перпендикулярных элементов двухполяризационной антенной решетки.

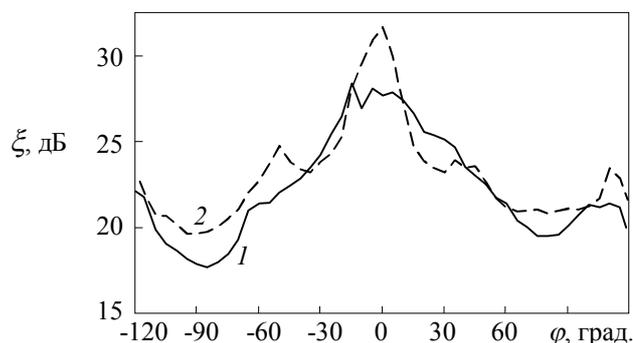


Рис. 8. Поляризационная развязка ячейки двухполяризационной решетки (1) и двухэлементной линейной решетки (2) в H -плоскости.

Заключение

Разработанная сверхширокополосная антенна может быть использована для работы в диапазоне 3.1...10.6 ГГц в качестве элемента двухполяризационной решетки с расстоянием между элементами, равным одной трети длины волны на нижней частоте диапазона, для излучения или регистрации ортогональных составляющих вектора напряженности электрического поля, а также в составе линейной антенной решетки с расстоянием между элементами, равным одной трети длины волны на верхней частоте указанного диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Балзовский Е. В., Буянов Ю. И., Кошелев В. И. // РЭ. 2005. Т.50. №8. С. 938.
2. Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I. // Proc. 15th Inter. Symp. on High Current Electronics, Tomsk. 2008. P. 418.
3. Hemmi C., Dover R. T., German F., Vespa A. // IEEE Trans. Antennas and Propagat. 1999. V. 47. No. 3. P. 425.
4. Erickson R., Ouacha A., Carlegrim B., et al. // Proc. «EuCAP 2006», Nice, France. (ESA SP-626, October 2006).
5. Lee K. F., Chen W. Advances in Microstrip and Printed Antennas. New York: Wiley, 1997.
6. Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Плиско В.В. // РЭ. 1999. Т.44. № 2. С. 178.
7. Koshelev V. I., Buyanov Yu. I., Andreev Yu. A., et al. // Proc. IEEE Inter. Pulsed Power Plasma Science Conf., Las Vegas. 2001. V. 2. P. 1661.
8. Kwon D.-H., Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I., et al. // IEEE Trans. Antennas and Propagat. 2008. V. 56. No. 1. P. 237.
9. Andreev Yu. A., Efremov A. M., Koshelev V. I., et al. // Proc. 15th Inter. Symp. on High Current Electronics, Tomsk. 2008. P. 447.