

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРНЫЕ АНТЕННЫ. МАЛЫЕ РАЗМЕРЫ, БОЛЬШИЕ ВОЗМОЖНОСТИ*



В.Слюсар

В последние 20 лет появление разнообразных видов планарных антенн, в том числе и печатных, привело к фундаментальным изменениям средств связи микроволнового и миллиметрового диапазонов. И здесь весьма перспективны мало-размерные высокоэффективные диэлектрические резонаторные антенны (DRA), характеризующиеся большой полосой пропускания и малыми потерями в широком диапазоне частот. Эти компактные антенны, которые могут быть объединены с компонентами, предлагают достаточно удобное и дешевое решение задач, стоящих перед разработчиками систем связи, в первую очередь коммерческих беспроводных устройств. Помимо рассмотренных ранее цилиндрических DRA существуют и другие варианты антенн этого класса, характеризующиеся расширенным частотным диапазоном, простотой изготовления, большими возможностями управления резонансной частотой и добротностью.

ПОЛУЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ DRA

Существенно расширить частотный диапазон антенны можно, перейдя к полуцилиндрической (расколотой цилиндрической) форме DRA, опирающейся своей диаметральной гранью на металлический экран (рис.20). В предположении отсутствия фидера сигналов на собственных резонансных частотах диэлектрического резонатора, по утверждению ученых Университета штата Миссисипи, можно приближенно определить резонансные частоты и добротность такой антенны на ряде основных мод [20]. Так, для волны $TE_{01\delta}$ применимы следующие соотношения:

$$f_0 = \frac{2,920415 \cdot c}{2\pi a \epsilon_r^{0,465421}} \left(0,690841 + 0,319075 \frac{a}{h} - 0,035494 \left(\frac{a}{h} \right)^2 \right), \quad (16)$$

$$Q = 0,012356 \cdot \epsilon_r^{1,207086} \cdot \left(5,2696 \frac{a}{h} + 106,18807 \left(\frac{a}{h} \right)^{0,624875} \times \right. \\ \left. \times \exp \left(-1,027195 \frac{a}{h} \right) \right). \quad (17)$$

После определения собственной частоты DRA f_0 и распределения поля, с которым связана интересующая резонансная частота, можно выбрать место подключения фидера к DRA. Так, фидер коаксиального типа следует располагать в местах высокой плотности электрических силовых линий. А щелевой фидер — в точке наивысшей концентрации магнитных силовых линий поля, ориентируя щель по касательной (параллельно) к этим линиям. В процессе проектирования DRA эти расчеты должны многократно повторяться для различных значений параметров антенны, пока не будут достигнуты требуемые характеристики. Вот почему желательно иметь сравнительно точные методы быстрого определения хотя бы части этих характеристик.

Численные расчеты приведенных соотношений с помощью пакета Mathcad показали, что для мод $TE_{01\delta}$ и $HEM_{12\delta}$ резонансная частота с увеличением отношения a/h изменяется меньше, чем для мод $TM_{01\delta}$ и $HEM_{11\delta}$. Вместе с тем, для мод $TE_{01\delta}$ и $HEM_{11\delta}$ в среднем характерна меньшая добротность, а следовательно, более широкая полоса пропускания. Общий характер зависимостей Q от a/h для мод $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ и $HEM_{11\delta}$ полуцилиндрической и цилиндрической DRA аналогичен (см. рис.9). Эти зависимости имеют локальные максимумы в районе $(0,5-1,5)a/h$.

По мере увеличения a/h появляются локальные минимумы. Характер изменения добротности для моды $HEM_{12\delta}$ более сложный. В передающем режиме диаграммы направленности DRA на волнах $HEM_{11\delta}$ и $HEM_{12\delta}$ существенно различаются (рис.21).

*Продолжение. Начало см.: ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2007, №2, с.28–37.

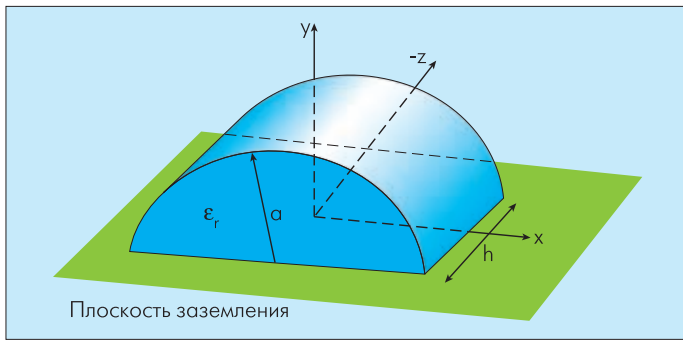


Рис.20. Полуцилиндрическая DRA [26]

Справедливость зависимостей, аналогичных (16) и (17), подтверждена авторами [20] для различных типов волн путем численного моделирования по методу моментов. При этом особое внимание уделялось влиянию высоты фидера и его смещения относительно центра антенны. Для антенны фиксированного размера (радиус основания полуцилиндра $a_1 = 2,25$ см, длина $h = 3,9$ см, толщина фидера $0,0118$ см, $\epsilon_r = 12$) задавалось несколько значений смещения фидера z_w и его высоты над плоскостью экрана l_w . Значение $z_w = 0$ соответствовало положению фидера строго в центре симметрии DRA по оси Z.

При сдвиге фидера в точку $z_w = 15,8$ мм и его высоте над экраном $l_w = 18$ мм полоса пропускания антенны в режиме приема моды $HEM_{11\delta}$ составила рекордные 22% (по уровню возвратных потерь – 10 дБ). При этом в интервале частот 1,5–1,9 ГГц форма диаграммы направленности в режиме передачи практически не отличалась от идеальной. Полоса пропускания в 22% не является предельно возможной. По мере приближения фидера к центру симметрии резонатора импедансная полоса пропускания антенны расширяется. Правда, при этом необходимо адаптировать высоту фидера над экраном l_w по отношению к его смещению z_w . Вместе с тем в форме ДНА сначала на частоте 1,9 ГГц, а затем и на 1,7 ГГц возникают искажения. При размещении фидера строго в центре резонатора ($z_w = 0$) ширина полосы пропускания по уровню возвратных потерь увеличилась до 35%. Однако вид соответствующей диаграммы направленности в диапазоне 1,7–2,3 ГГц скорее соответствовал моде $HEM_{12\delta}$, нежели $HEM_{11\delta}$.

Полученные учеными Университета штата Миссисипи данные моделирования [20] лишней раз свидетельствуют о том, что различные методы определения полосы пропускания антенны могут приводить к различным результатам. В рассмотренном случае расширение полосы пропускания антенны с точки зрения радиотехники сопровождалось сужением ее полосы пропускания, определяемой по критерию постоянства ширины диаграммы направленности DRA в режиме передачи. Этот эффект наиболее полно выражен в пограничных частотных областях, где происходит смена мод излучения.

На основе полуцилиндрической DRA можно создать двухдиапазонную антенну. Теоретически для этого необходимо

сформировать в резонаторе две моды колебаний, разнесенные на требуемый частотный интервал и имеющие в режиме излучения близкую структуру поля в дальней зоне. Другой вариант – применение нескольких резонаторов разных размеров или с различными диэлектриками. Однако этот вариант приводит к увеличению габаритов антенны. Поэтому в Университете штата Миссисипи предложили объединить оба резонатора в конструктиве одного [20]. Изящность идеи состоит в том, что один полуцилиндр меньшего размера с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 вложен в другой, с меньшим значением ϵ_2 (рис.22). Внешний полуцилиндр играет роль диэлектрической нагрузки внутреннего резонатора. Проектировать подобную антенну сложнее, чем однорезонаторный аналог. Для оптимизации параметров конструкции обычно требуются многочисленные расчеты.

Зависимости возвратных потерь антенны от высоты монополя, полученные путем численного моделирования с помощью метода моментов, отчетливо демонстрируют многочастотный эффект (рис.23).

Средняя полоса пропускания обусловлена возбуждением моды $HEM_{12\delta}$, а две другие окаймляющие полосы – моды $HEM_{11\delta}$. Более низкие частоты соответствуют полуцилиндру большего диаметра, в то время как верхняя полоса – внутреннему расколотому цилиндру. Если рассматривать общую полосу пропускания по критерию возвратных потерь не более -10 дБ, то максимальная ее ширина достигается при наибольшей длине фидера $l_w = 11$ мм и $z_w = 4$ мм. При этом относительно центральной частоты 1,75 ГГц полная полоса пропускания 0,8 ГГц составляет ~45%. Следовательно,

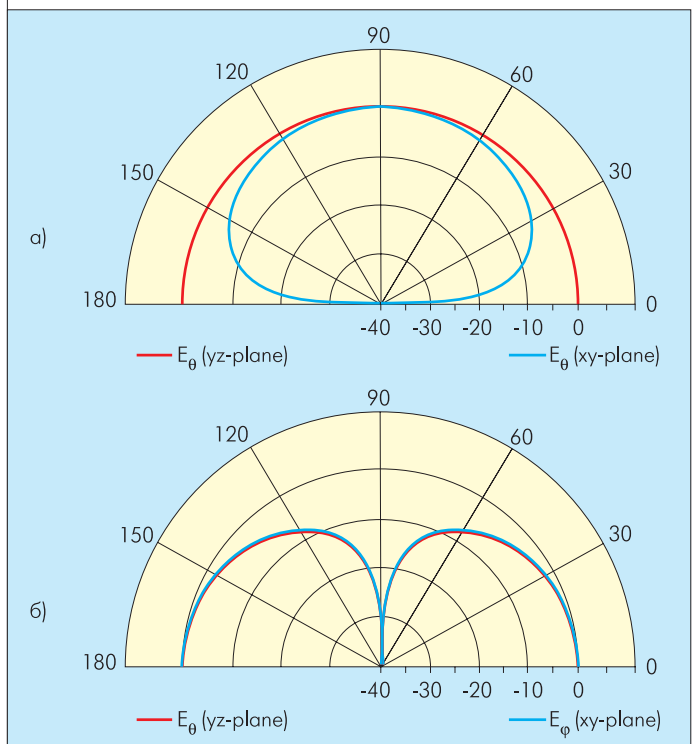


Рис.21. Диаграммы направленности расколотой цилиндрической DRA в передающем режиме для волн $HEM_{11\delta}$ (а) и $HEM_{12\delta}$ (б)

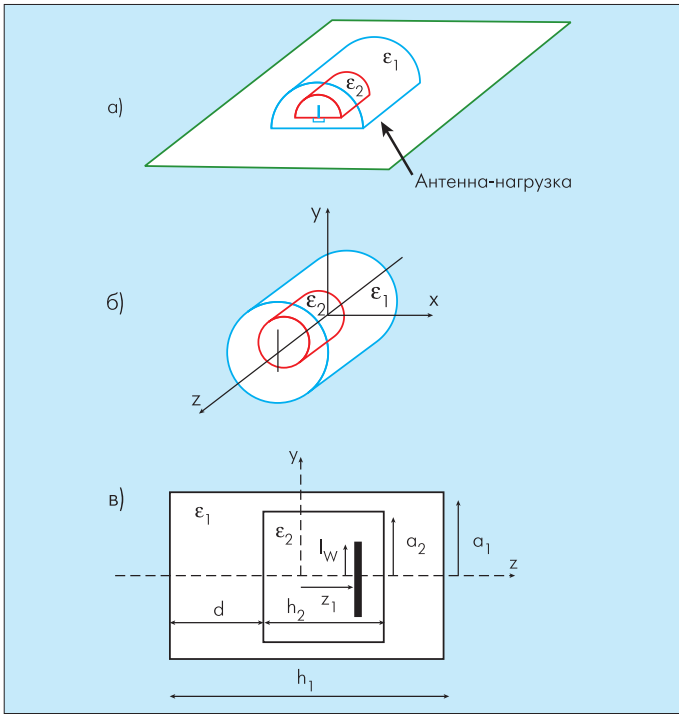


Рис.22 . Бинарная полуцилиндрическая антенна: фронтальный вид (а), вид сбоку (б) и вид сверху (в) [26]

исследования бинарных цилиндрических ДРА необходимо продолжать.

Форма диаграммы направленности передающего режима такой антенны достаточно чувствительна к изменению частоты сигнала. Более высокая стабильность наблюдается в районе первого резонанса в окрестности частот 1,3–1,4 ГГц, тогда как на участке 1,8–2 ГГц форма ДНА изменяется значительно.

Специалистами Политехнического университета Мадрида предложена аналогичная по эффекту, но более радикальная по результату комбинация структуры кольцевой ДРА и монополя, размещаемого в ее внутреннем вырезе (рис.24а) [21]. По сути, ее можно трактовать как монополь, нагруженный на кольцевую ДРА. Полоса пропускания антенны составляет ~68% (рис.24б).

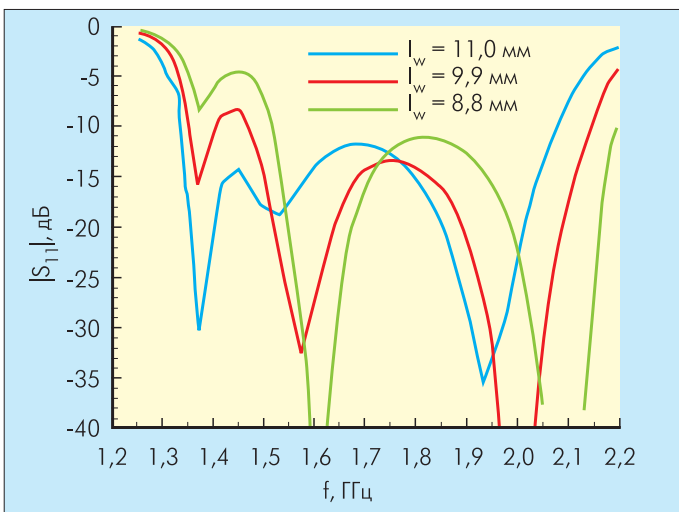


Рис.23. АЧХ бинарной полуцилиндрической ДРА [26]

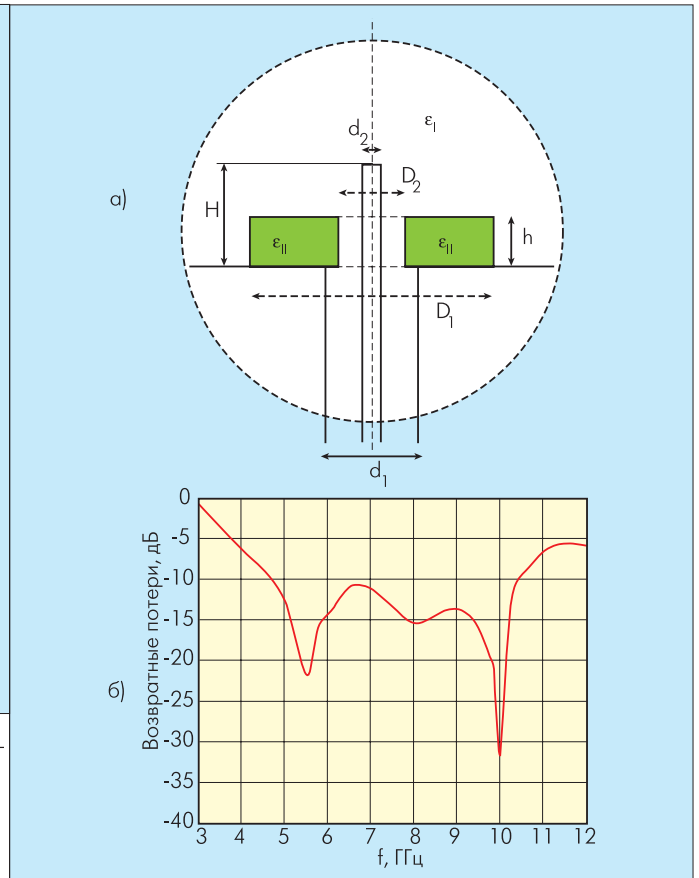


Рис.24. Комбинированная антенна в виде монополя, нагруженного кольцевой ДРА (а), и ее АЧХ (б) [26]

ПРЯМОУГОЛЬНАЯ ДРА

ДРА в виде параллелепипеда в литературе называют прямоугольной и характеризуют, как правило, размерами сторон (рис.25а). Теоретически такая прямоугольная антенна может поддерживать прохождение волн типов ТМ и ТЕ. Однако, по утверждению Тэма, реально способность ее работы на волнах ТМ никогда не наблюдалась [10]. Поэтому предположение о существовании ТМ-колебаний в подобной антенне представляется сомнительным. В случае выполнения условия $2a > 2b > d$ низший тип резонансных волн, способный распространяться в прямоугольной ДРА в трех направлениях, – это волна TE_{111} [10].

Резонансная частота прямоугольной ДРА определяется по формуле

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}$$

путем итеративного решения уравнений:

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \epsilon_r k_0^2, \quad k_z \tan\left(\frac{k_z d}{2}\right) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_z^2},$$

где k_0 – волновое число при резонансе в свободном пространстве, $k_x = \pi/2a$, $k_y = \pi/2b$, k_z – волновые числа, характеризующие поле внутри резонатора вдоль осей координат X, Y и Z [10].

Для приема (излучения) волн круговой или эллиптической поляризации в прямоугольной DRA достаточно расположить одиночный фидер в районе одного из углов резонатора. В случае применения внешнего коаксиального фидера можно использовать конструктивную схему, приведенную на рис.4. Результаты исследования ее характеристик позволяют сделать вывод, что при прямоугольном основании резонатора поляризация волн – эллиптическая. Направление вращения вектора электрической напряженности поля определяется значением угла φ_a (рис.25б) [22]. В случае $w_x > w_y$ при $0 < \varphi_a < 90^\circ$ и $180 < \varphi_a < 270^\circ$ и имеет место правосторонняя эллиптическая поляризация, а при $90 < \varphi_a < 180^\circ$ и $270 < \varphi_a < 360^\circ$ – левосторонняя.

По механизму возбуждения ортогонально поляризованных резонансных волн рассматриваемая структура аналогична секторной DRA. Вследствие асимметричности размеров основания прямоугольной DRA волны горизонтальной (V_b) и вертикальной (V_a) поляризации будут иметь резонансы на разных частотах (рис.26).

Поляризационная компонента, ориентированная вдоль более протяженной оси антенны, соответствует нижней из резонансных частот. Примечательно, что разность фаз между сигналами резонансных частот на средней (центральной) частоте при симметричном изменении длин сторон основания антенны по обеим осям ($w_x = w - \Delta\omega$, $w_y = w + \Delta\omega$) составляет 90° . По мере отстройки частоты сигналов от центральной разность фаз изменяется (рис.27).

При этом между компонентами волн ортогональных поляризации возникает эллиптичность. Зависимости аксиального отношения поляризационного эллипса от частоты и углового положения фидера (значения угла φ_a) приведены на рис.28.

Подобно кольцевым DRA, ширина полосы пропускания прямоугольной конструкции антенны может быть увеличена

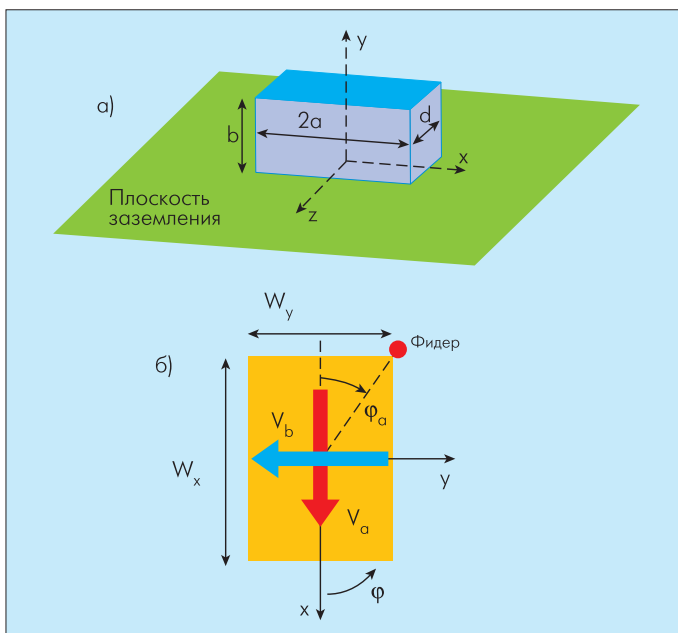


Рис.25. Прямоугольная DRA: а) фронтальный вид, б) вид сверху

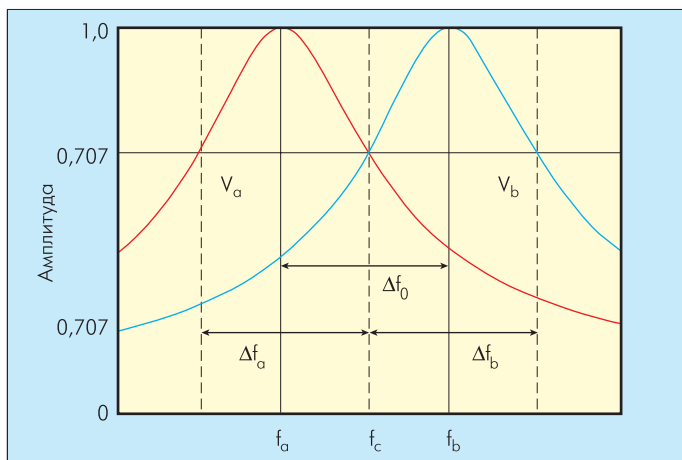


Рис.26. Резонансы волн горизонтальной (V_b) и вертикальной (V_a) поляризации

за счет совместного использования нескольких идентичных антенн [23]. Для примера на рис.29б точки пересечения зависимостей возвратных потерь с уровнем около 10 дБ равны 3,4 ГГц и 3,85 ГГц. Это соответствует полосе 12,7% по отношению к центральной частоте диапазона 3,525 ГГц.

Аналогично цилиндрической DRA, существуют "урезанные" модификации прямоугольной антенны. Так, Тэм предложил полуразмерную конструкцию прямоугольной DRA (HV-DRA, Half Volume Dielectric Resonator Antenna) [10] с урезанной вдвое длиной стороны $2a$ и металлизацией грани, по которой произведена обрезка диэлектрика. При этом коаксиальный фидер располагался в центре симметрии такой антенны (рис.30). Измерения, выполненные Тэмом, показали, что переход к полуразмерной конструкции сопровождается 25%-ным уменьшением резонансной частоты и почти трехкратным сужением полосы пропускания антенны (табл.2). Альтернативный вариант HV-DRA с внешним коаксиальным фидером предложен специалистами Технологического университета Хельсинки [24].

В общем случае добротность Q для DRA любой геометрической конфигурации может быть определена по формуле [24]

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{DR}} + \frac{1}{Q_c}, \quad (18)$$

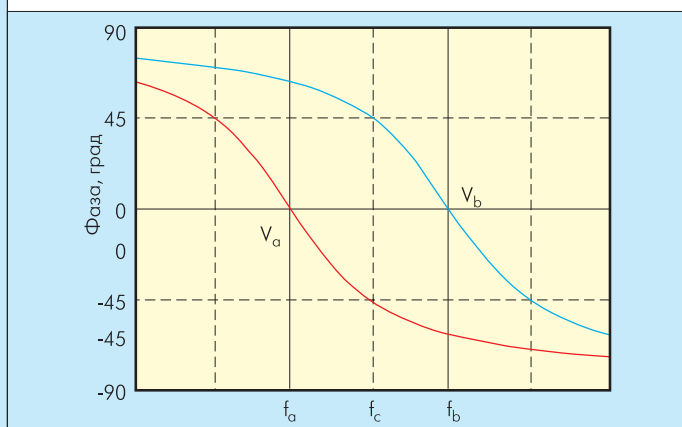


Рис.27. Изменение соотношения начальных фаз волн горизонтальной (V_b) и вертикальной (V_a) поляризации

Таблица 2. Измеренные параметры прямоугольных DRA ($\epsilon_r = 12$)

Характеристика	Обычная прямоугольная DRA	Полуразмерная прямоугольная DRA
Габариты, мм	20×88×40	20×44×40
Резонансная частота, ГГц	1,22	0,918
VSWR на резонансной частоте	1,01	1,18
Полоса пропускания, МГц	195	50
Полоса пропускания, %	16	5,4

где Q_{DR} – добротность диэлектрического резонатора, Q_C – добротность, обусловленная потерями во всех металлических элементах антенны.

Для диэлектрического резонатора обычно полагают, что

$$\frac{1}{Q_{DR}} = \text{tg}\delta,$$

где $\text{tg}\delta$ – тангенс диэлектрических потерь материала резонатора. Однако, согласно данным М.Купера (Университет Карлтон, Оттава, Канада) [25], это справедливо лишь для резонаторов, погруженных в металлический волновод. Для открытых излучающих диэлектрических структур типа DRA в режиме передачи следует использовать формулу добротности, связывающую излучаемую мощность с запасенной в диэлектрике энергией [25]. Аналогичные формулы используются при анализе предела добротности ЭМА [18]. Для прямоугольной DRA применительно к волне TE_{111} это соотношение будет иметь вид [25]

$$Q_{DR} = \frac{2\omega W_e}{P_{rad}}, \quad (19)$$

где W_e – энергия электрической составляющей электромагнитного поля, запасенная в диэлектрике (при больших значениях диэлектрической постоянной очевидно большая часть электромагнитного поля сосредоточена в диэлектрическом резонаторе); P_{rad} – мощность, излучаемая DRA в режиме передачи. При расчетах следует учитывать симметричное дополнение надэкранный антенны ее мнимым образом, условно расположенным ниже границы экрана (см. рис.8),

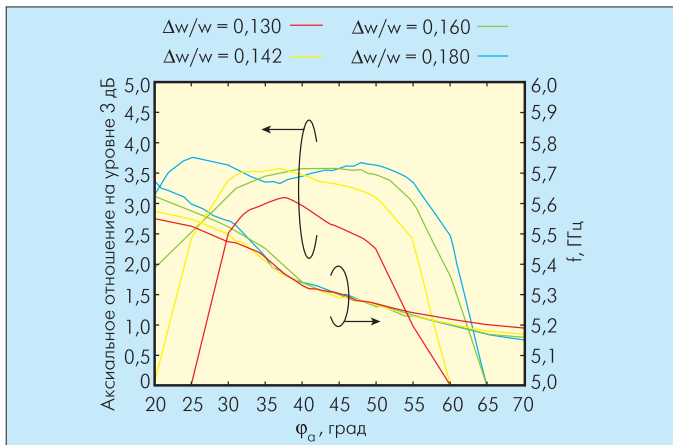


Рис.28. Зависимости аксиального отношения поляризации эллипса от частоты и углового положения фидера (значения угла ϕ_a)

а также физическую трактовку прямоугольной DRA, излучающей волну TE_{111} , как магнитного диполя. В результате получим добротность изолированной прямоугольной DRA [25]

$$Q_{DR} = \frac{\epsilon_r (abd) k_x^2 k_y^2 k_z^2 (k_x^2 + k_y^2) \left(\frac{\sin^2(2k_z d)}{2k_z d} + 1 \right)}{320 k_0^4 \omega \epsilon_0 (\epsilon_r - 1)^2 \sin^2(k_z d)}. \quad (20)$$

Таким образом, можно заключить, что по сравнению с (20) значение $\text{tg}\delta$ для материалов, используемых в антенной технике, мало ($\text{tg}\delta \approx 2,5 \times 10^{-4}$ и менее) [26].

С учетом общности подходов, используемых при выводе соотношений для предела добротности электрически малых антенн [18], и методики расчета Q_{DR} (19, 20) [25] выражение (20) можно считать пределом добротности изолированной прямоугольной DRA, излучающей волну TE_{111} . При этом вместо радианной сферы в качестве граничной области, охватывающей антенну, применен параллелограмм, поверхность которого совпадает с границами диэлектрического резонатора. Методика расчета добротности (19, 20) подтверждает справедливость высказанной в [18] идеи о необходимости

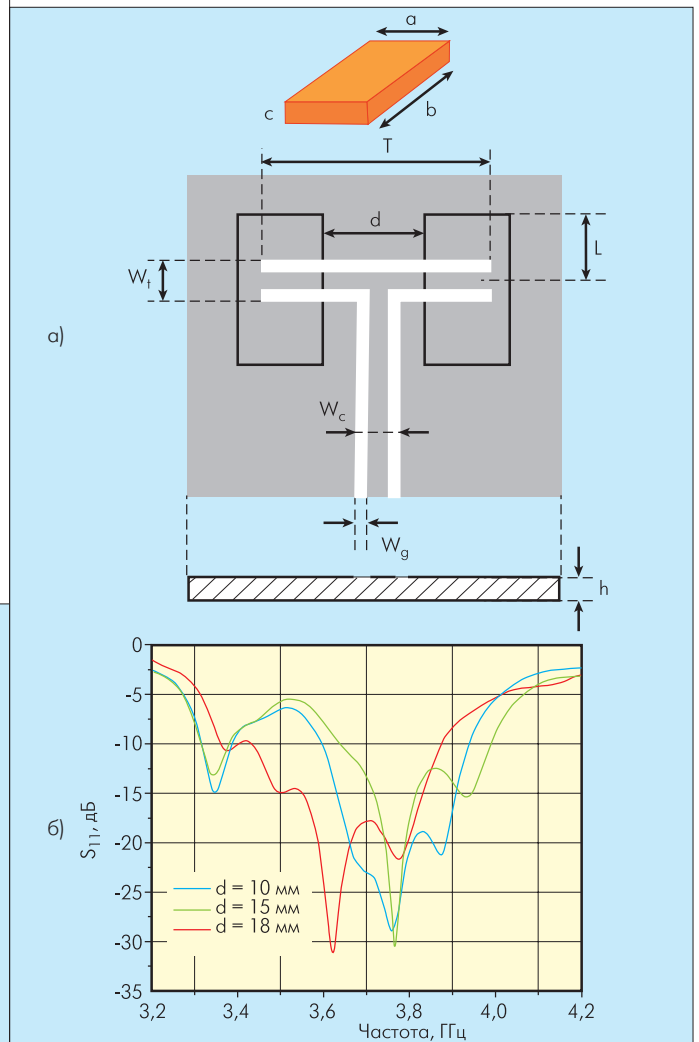


Рис.29. Конструктивное исполнение (а) и частотные свойства (б) антенной решетки из двух прямоугольных DRA

тщательного согласования граничной поверхности ЭМА и ее геометрической формы при выводе предела добротности.

Если в DRA нет каких-либо металлических элементов, кроме подложки, при расчете добротности Q_c (18) учитываются только потери в ней. Приближенное соотношение для Q_c обычной прямоугольной DRA имеет вид [26]

$$Q_c = b\sqrt{\mu_0\pi f_r\sigma} \left[1 + \frac{T}{S} D \right], \quad (21)$$

где f_r – резонансная частота, b – высота прямоугольной DRA (рис.30),

$$T = (k_y k_z)^2, \quad S = (k_x k_z)^2,$$

$$D = \frac{M}{M + (k_x^2 + k_y^2)^2 \left(1 + \frac{\sin(k_z d)}{k_z d} \right)}, \quad M = 1 - \frac{\sin(k_z d)}{k_z d}.$$

При металлизации грани в полуразмерной DRA (рис.30б) значение Q_c можно определить из формулы [26]:

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_{c1}} + \frac{1}{Q_{c2}}, \quad (22)$$

где Q_{c1} – соответствует потерям в металлическом экране и описывается выражением (21), а Q_{c2} – характеризует потери в металлизированной грани и также рассчитывается с помощью выражения (21), но с учетом плоскости расположения грани:

$$Q_{c2} = a\sqrt{\mu_0\pi f_r\sigma} \left[1 + \frac{S}{T} D \right].$$

Согласно выводам ученых Технологического университета Хельсинки, представленным в [24], при внешнем коаксиальном фидере КПД полуразмерной DRA с металлизированной гранью (рис.30а) объемом не более λ_0^3 , меньше, чем у обычной DRA. Следует отметить, что прямоугольную DRA можно обрезать по одной из диагоналей ее основания. В результате получим антенну треугольной призматической формы. Результаты ее

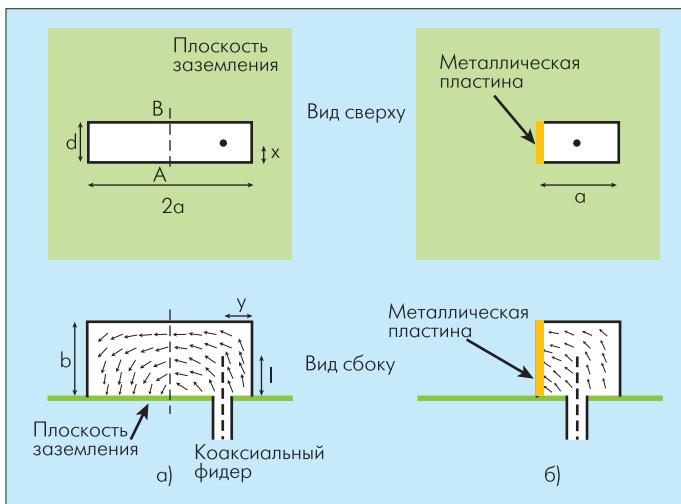


Рис.30. Обычная (а) и полуразмерная (б) прямоугольные DRA

теоретического и экспериментального исследований изложены в упоминавшейся работе М.Купера [25].

Для расширения полосы пропускания DRA **полусферической** конструкции (см. рис.3) ученый отделения электротехники Университета Гонконга Квок Ва Люнг предложил отказаться от применения однородного диэлектрика и расположить в центре полусферы заполненный проводящим материалом сегмент [27]. С увеличением радиуса проводящего сегмента резонансная частота DRA повышается, тогда как увеличение диэлектрической проницаемости основного материала полусферы приводит к снижению резонансной частоты. Зависимость добротности от тех же факторов носит обратный характер. С увеличением радиуса металлической вставки добротность антенны уменьшается, и тем самым расширяется ее полоса пропускания. Антенну согласуют с фидером путем оптимизации положения и высоты коаксиального проводника, погруженного в тело резонатора. Нетрудно предположить, что аналогичное решение приемлемо и для бинарной полуцилиндрической DRA, т. е. диэлектрическая проницаемость ее внутреннего полуцилиндра необязательно должна быть больше, чем у наружного.

Рассмотренные варианты реализации DRA относятся к числу тех немногочисленных антенных конструкций, которые поддаются более или менее строгому теоретическому расчету. На практике же столь простые геометрические формы редко находят применение. В основном они используются лишь в качестве исходных моделей при численном проектировании более сложных топологий антенн.

ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ DRA

Среди практически реализованных DRA следует отметить продукцию фирмы Antenova (Великобритания, <http://www.antenova.com>), продвигающей на рынок мобильной связи гибридные диэлектрические антенны на основе керамических компонентов (см. рис.1) [3]. На основе запатентованной конструкции диэлектрической резонаторной антенны (High Dielectric Antenna, HDA) специалистами фирмы разработана двухэлементная антенна, предназначенная для PCMCIA-карт. Антенна обеспечивает поляризационную селекцию сигналов двойной поляризации и может работать в двух диапазонах частот стандартов связи 802.11a/b/g.

Более сложная конструкция DRA предназначена для мобильных телефонов, смартфонов и КПК [28]. Антенна принимает и передает сигналы стандарта GSM в диапазонах частот 880–960 МГц и 1710–1990 МГц. Отличительная ее особенность – интеграция с радиомодулем, который расположен в корпусе антенны. Объединение приемопередатчика и антенны в единый корпус позволяет получить компактное решение радиочастотного тракта мобильного терминала. Дальнейшим развитием таких DRA стала пятиполосная гибридная антенна Pentaband RADIONOVA для диапазонов GSM



800, 900, 1800 и 1900 МГц, а также WCDMA UMTS 2100 МГц. Внутри DRA могут размещаться не только полупроводниковые приборы, но и видеокамеры, микрофоны и другие узлы мобильного коммуникатора. В этом нет ничего удивительного, поскольку в большинстве известных программных пакетов моделирования антенн предусмотрена возможность совместного анализа радиоустройств, СВЧ-компонентов и антенных устройств в рамках единого технического комплекса.

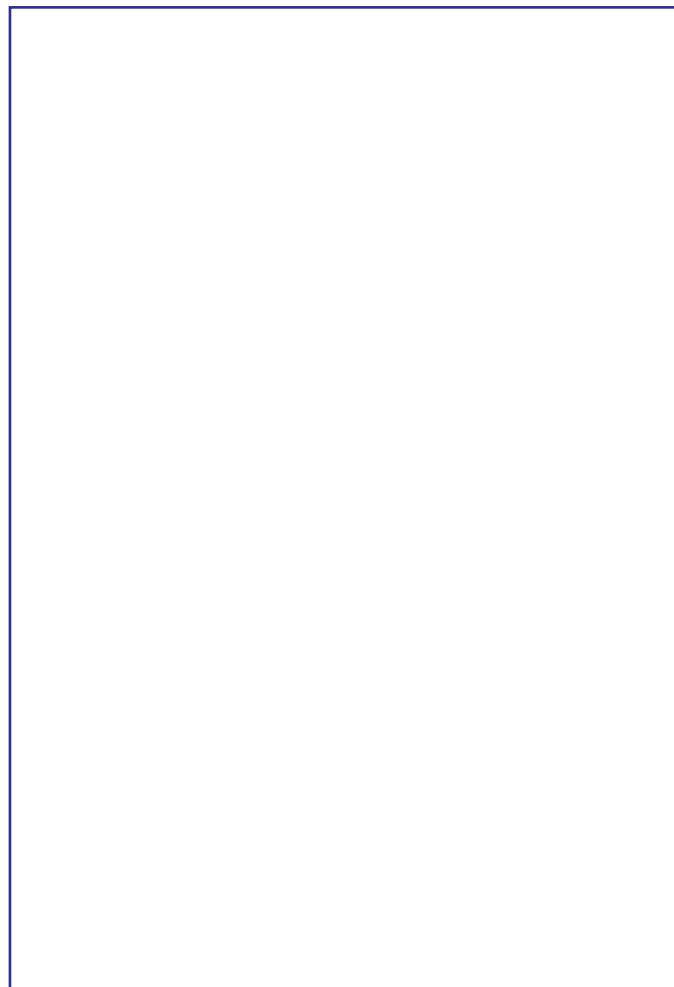
В арсенале разработок фирмы GigaAnt (<http://www.gigaant.co.uk>)* – производителя DRA и гибридных антенн на их основе – имеется миниантенна Imrexa, рассчитанная на диапазон 2,4 ГГц (Bluetooth и WiFi). Ее габариты составляют всего 6,1×3,9×1,0 мм, масса – 0,05 г. Благодаря этому она весьма перспективна для малоразмерных приложений – наушников, адаптеров, устройств Bluetooth и т.п. Заявленная полоса пропускания антенны составляет 40 МГц, КПД – 55%. Imrexa смонтирована в корпус, используемый в полупроводниковом производстве.

В целом, согласно данным компании World Products, керамические DRA позиционируются сегодня как самый дешевый и миниатюрный класс антенн, требующих минимального времени на разработку и производство [29]. Вполне возможно также, что в ближайшее время в сферу интеграционных антенных технологий будет вовлечен и совершенно нетрадиционный класс антенн – фрактальных, на основе которых могут выполняться и диэлектрические резонаторные антенны. Мощные вычислительные средства позволяют разработчикам путем математического моделирования находить новые антенные решения на базе самых неожиданных и причудливых геометрических форм. Вот почему тривиальные классические схемы все чаще становятся уделом истории.

ЛИТЕРАТУРА

21. **Martinez-Fernandez J., Monge J., Gil J.M.** Analysis of Structures with Revolution Symmetry Using Finite Elements and Generalized Scattering Matrix. In: XX Simposium Nacional URSI, 2005, 14–16 Septiembre, Gandia, Espana. – http://w3.iec.csic.es/ursi/articulos_gandia_2005/articulos/ACE2/665.pdf.
22. **Inoue T., Inagaki N., Kikuma N., Sakakibara K.** Design of Circularly Polarized Dielectric Resonator Antennas using Modal Polarization Current Model Method. In: 2003 APS Symposium. – www.seto.nanzan-u.ac.jp/~ant/ieeap/ieee2003.pdf.
23. **Qinjiang Rao, Tayeb A. Denidni, Abdel R. Sebak.** Study of Broadband Dielectric Resonator Antennas. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China, Aug.22–26. – piers.mit.edu/piersonline/vol1/2k5hz_p137.pdf.
24. **Juntunen J., Kivekas O., Ollikainen J. and Vainikainen P.** FDTD Simulation of a Wide-Band Half Volume DRA. – In: Proceedings of the Fifth International Symposium on

- Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE 2000), Beijing, 2000, p.223-226. – lib.tkk.fi/Diss/2001/isbn9512254913/article3.pdf.
25. **Cooper M.** Investigation of Current and Novel Rectangular Dielectric Resonator Antennas for Broadband Applications at L-Band Frequencies: A thesis for the degree of Master of Engineering. – Ottawa-Carleton Institute for Electrical Engineering, Carleton University Ottawa, Canada, 1997. – www.collectionscanada.ca/obj/s4/f2/dsk2/ftp03/MQ26990.pdf.
26. **Kivekas O.** Design of High-Efficiency Antennas for Mobile Communications Devices.: Dissertation for the Degree of Doctor of Science in Technology. Helsinki University of Technology. Department of Electrical and Communications Engineering. Radio Laboratory. Aug. 2005. – lib.tkk.fi/Diss/2005/isbn9512277581/isbn9512277581.pdf.
27. **Kwok Wa Leung.** Complex Resonance and Radiation of Hemispherical Dielectric-Resonator Antenna with a Concentric Conductor. – IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques. March 2001, v.49, N3, p.524–531. – www.ee.cityu.edu.hk/~eekleung/paper_download/mtt_mar01.pdf.
28. GSM RADIONOVA. Radio Antenna Module. – www.antenova.com/pdf/GSM_RADIONOVA.pdf.
29. Introduction and Antenna Technologies Overview. – World Products Inc. – www.wp-wireless.com/pdfs/WPWirelessOverview-Rev8.1-061306_public.pdf.



*В 2005 компания приобретена фирмой Antenova.