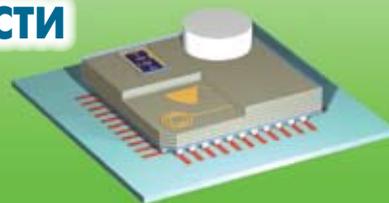


# ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРНЫЕ АНТЕННЫ,

## МАЛЫЕ РАЗМЕРЫ, БОЛЬШИЕ ВОЗМОЖНОСТИ



В последние годы по мере миниатюризации электронной, в частности связной мобильной, аппаратуры, усилился интерес к антенным системам, способным легко размещаться в корпусе любой формы и размера. А это в ряде случаев привело к необходимости уменьшать размеры антенн без ухудшения их характеристик. На первый взгляд выполнить такие противоречивые требования совсем не просто. Вместе с тем, электрически малые антенны (ЭМА) с улучшенными электрическими параметрами могут решить эти проблемы и найти широкое применение. Сегодня уже разработаны достаточно разнообразные интеграционные методы реализации ЭМА. Созданы не только инверсные L-антенны и PIFA-подобные конструкции [1, 2], но и диэлектрические резонаторные антенны (dielectric resonator antenna, DRA) [3]. Последние, несмотря на низкую механическую прочность, достаточно перспективны благодаря меньшим по сравнению с PIFA габаритам. Это позволяет размещать их в корпусах для микросхем трансиверов. Подобные, весьма привлекательные в силу малых размеров, системы на кристалле (SOC) открывают новые возможности для средств широкополосной связи.

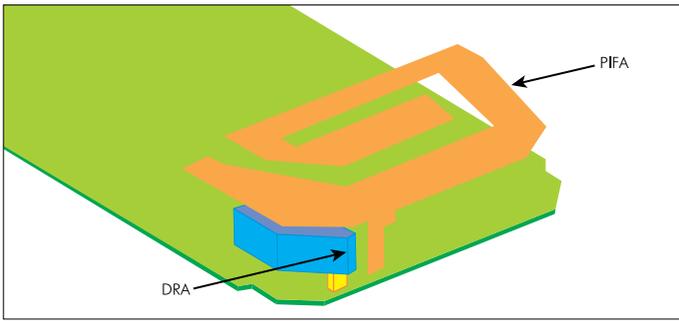
В. Слюсар

Техника диэлектрических резонаторных антенн – результат развития диэлектрических стержневых антенн (Dielectric Rod Antennas), теория которых была достаточно обстоятельно проработана еще в 40-е годы 20-го века [4, 5]. Идеи DRA, изложенные в [6–8], возникли как естественное развитие волноводных резонаторов с диэлектрическим заполнением, использовавшихся в качестве высокодобротных фильтров. Коль скоро в таких фильтрах создаются условия для резонанса электромагнитных волн, то вполне логично было предположить возможность применения их в качестве самостоятельных излучающих структур, освободив диэлектрик от металлической обкладки в виде стенок волновода. Однако, несмотря на всю кажущуюся простоту такого решения, многие радиоинженеры всерьез сомневались в его практической ценности, полагая, что высокая добротность не позволит преобразовать такие открытые структуры в эффективные излучатели. К тому же считалось, что полоса их пропускания очень узкая. Вот почему практическая реализация DRA оказалась столь длительной. Преодолеть сдерживающие барьеры удалось лишь после открытия способов создания диэлектрических резонаторных антенн малой добротности (рис.1, 2).

### ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ DRA

Как показал С.Говард (Лаборатория Гарри Даймонда при Управлении НИОКР в области электроники Сухопутных войск США), механизм излучения DRA в передающем режиме основан на формировании потока смещения через внешнюю поверхность диэлектрика, у которой напряженность электрической составляющей электромагнитного поля, возбуждаемого фидером, максимальна [9]. Таким образом, в отличие от диэлектрически нагруженных антенн стержневого типа при конструировании DRA необходимо подбирать размеры и геометрию диэлектрика так, чтобы в нем возникал электромагнитный резонанс.

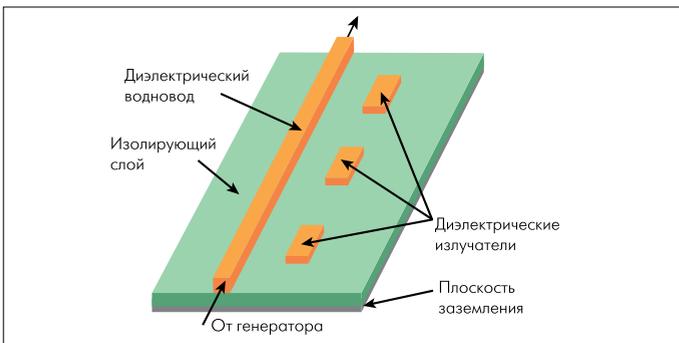
В диссертации, представленной на соискание степени магистра философии в области электротехники, Тэм (Университет науки и технологии Гонгконга) отметил, что



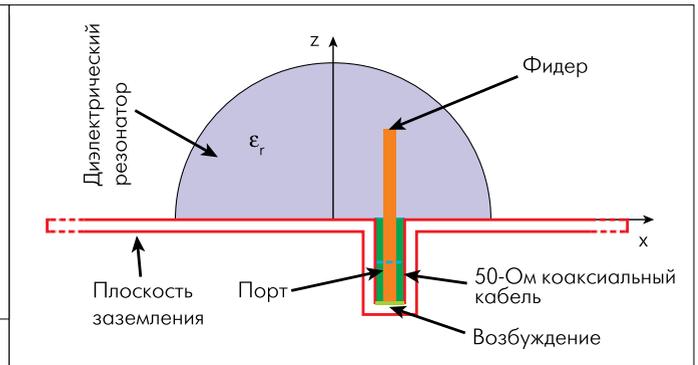
**Рис.1. Вариант комбинации PIFA и DRA**

именно простые геометрические формы привлекли внимание разработчиков антенн к DRA [10]. Из диэлектрических материалов легко формируются полусферы, цилиндры или параллелепипеды. Столь же простыми могут быть фидерные контакты, которые чаще всего выполняют в микрополосковом, микрополосково-щелевом или коаксиальном виде. Коаксиальный фидер (рис.3), центральный проводник которого погружается в тело диэлектрического резонатора, — наименее подходящий вариант, поскольку внедрение фидера в диэлектрик плохо регулируется. Более удобен щелевой съем энергии или же съем с помощью внешнего коаксиального фидера (рис.4). Микрополосковый фидер располагается под диэлектрическим резонатором, или, подобно внешнему коаксиальному фидеру, рядом с DRA. При этом для съема сигналов может применяться как одиночная микрополосковая линия (рис.5а), так и пара параллельных фидеров (рис.5б). В последнем случае возможен съем дифференциальных выходных сигналов. Поскольку передатчик может подключаться к входу одного из фидеров, а приемник — к выходу другого, развязка каналов передачи и приема сигналов улучшается.

В силу того, что длина волны в диэлектрике уменьшается (до  $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$ ), DRA могут быть в  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  раз меньше проводных антенн, расположенных в свободном пространстве. Поэтому при использовании диэлектрика с большой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r = 30-100$ ) DRA на высокие частоты достаточно компактны. В миллиметровом диапазоне длин волн диэлектрические потери DRA намного меньше, чем металлических проводников. В результате КПД DRA обычно достаточно высок и слабо зависит от влияния близлежащих предметов.



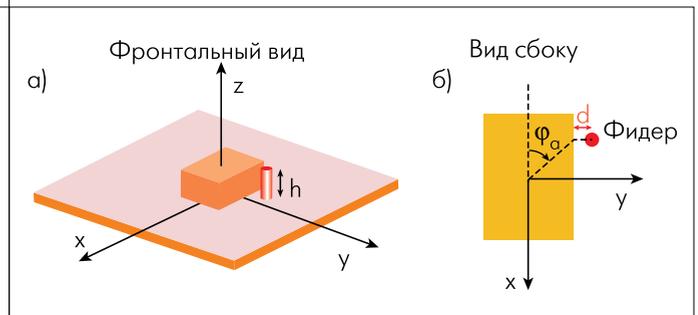
**Рис.2. Первая из известных антенн типа DRA [7]**



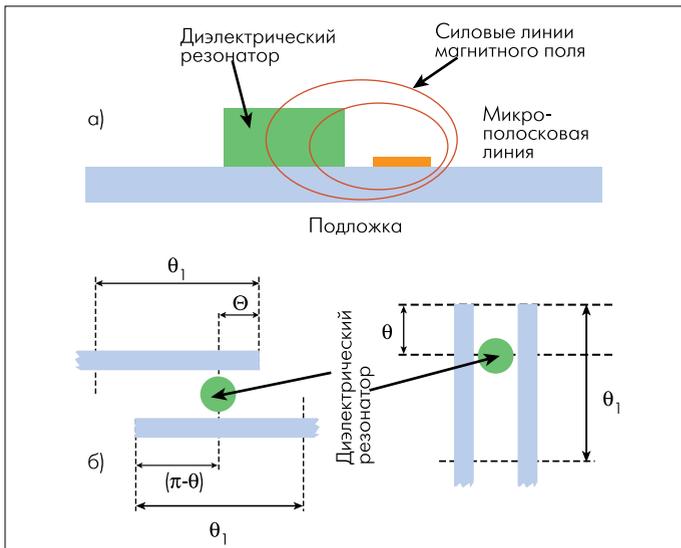
**Рис.3. Полусферическая DRA с внутренним коаксиальным фидером на резонансную частоту 3,6 ГГц ( $\epsilon_r=9,5$ ) [11]**

Как показано в [10], в DRA могут существовать резонансы двух основных типов осесимметричных электромагнитных волн: поперечных электрических (Transverse Electric, TE) и поперечных магнитных (Transverse Magnetic, TM). У волн TE проекция вектора напряженности электрической компоненты поля на ось симметрии антенны, перпендикулярную подложке (ось z, рис.3, 4 и 6), равна нулю ( $E_z = 0$ ). У волн TM это условие выполняется для проекции вектора напряженности магнитной составляющей ( $H_z = 0$ ). Таким образом, в DRA создаются условия для резонанса поперечных электрических колебаний с продольной составляющей вектора напряженности магнитного поля (волны TE, или H-типа), а также поперечных магнитных колебаний с продольной составляющей вектора напряженности электрического поля (волны TM, или E-типа).

Наряду с указанными осесимметричными волнами в DRA возможен резонанс гибридных электромагнитных колебаний с продольными составляющими одновременно как электрической, так и магнитной компонент. Это — волны EH, если поле в поперечном сечении DRA близко к полю волны типа H, и HE, если структура гибридной волны близка к волне E-типа. В режиме HE основной вклад в резонанс вносит продольная компонента  $E_z \neq 0$ . Поэтому компонентой  $H_z$  можно пренебречь и рассчитывать все параметры поля по электрической составляющей волны  $E_z$ . Для волн EH  $H_z \neq 0$  и  $E_z \approx 0$ . В результате таких допущений волны TM и HE можно объединить в группу TM-колебаний, а TE и EH — в группу TE-колебаний [10].



**Рис.4. DRA с коаксиальным фидером, расположенным вне диэлектрического резонатора: фронтальный вид (а), вид сбоку (б)**



**Рис.5. DR с внешним одиночным микрополосковым фидером (а) и парой параллельных фидеров (б) [13]**

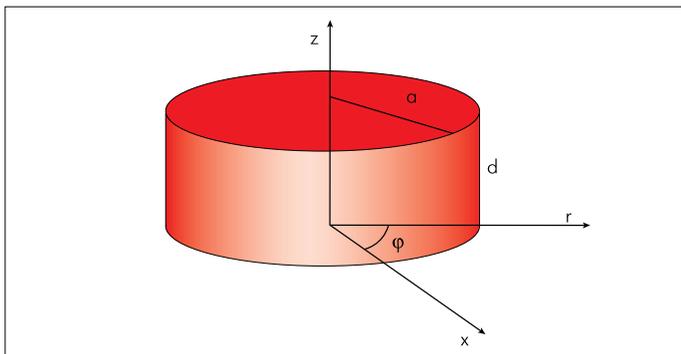
**ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ DR**

Согласно Тэму [10], нормализованное распределение поля цилиндрической DR с радиусом основания  $a$  и высотой  $d$  может быть описано соотношениями

$$TE: H_z^{nрm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TE}}{a} r \right) \begin{Bmatrix} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{Bmatrix} \sin \left[ \frac{z\pi}{2d} (2m+1) \right], \quad (1)$$

$$TM: E_z^{nрm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TM}}{a} r \right) \begin{Bmatrix} \sin(n\varphi) \\ \cos(n\varphi) \end{Bmatrix} \cos \left[ \frac{z\pi}{2d} (2m+1) \right], \quad (2)$$

где  $J_n(\bullet)$  – функции Бесселя первого рода  $n$ -го порядка;  $\varphi$ ,  $r$  и  $z$  – координаты точки поля в цилиндрической системе координат (см. рис.6) [10].



**Рис.6. Цилиндрическая DR в цилиндрической системе координат**

Индекс  $n$  (возможные значения 0, 1, 2, 3, ...) определяет число радиальных узловых линий [11], указывая на периодичность поля волны;  $n = 0$  соответствует волне с осевой симметрией. Индекс  $m$  (значения 1, 2, 3, ...), равный номеру корня функции Бесселя, указывает число независимых коаксиальных областей (узловых окружностей) в поперечном сечении DR. Если диэлектрический резонатор короче половины длины волны, довольно часто в качестве третьего индекса используют символ  $\delta$ . При этом индекс  $m=0$ .

Резонансная частота цилиндрической DR определяется из уравнения

$$k_r^2 + k_z^2 = \epsilon_r \left( \frac{2\pi f_{nрm}}{c} \right)^2,$$

где  $k_r$ ,  $k_z$  – волновые числа, характеризующие поле внутри резонатора вдоль осей координат  $r$  и  $z$ ;  $c$  – скорость света в свободном пространстве.

Согласно [10], получим:

$$f_{nрm} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left\{ \begin{matrix} X_{np}^{TE^2} \\ X_{np}^{TM^2} \end{matrix} \right\} + \left[ \frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2}. \quad (3)$$

Приближенную формулу расчета резонансной частоты, выражаемой в гигагерцах, для волны  $TE_{01\delta}$  (рис.7) можно записать в виде [12]:

$$f_{nрm} \approx \frac{34}{a\sqrt{\epsilon_r}} \left[ 3,45 + \frac{a}{d} \right] \text{ ГГц}, \quad (4)$$

где радиус антенны  $a$  и ее высота  $d$  выражены в миллиметрах. Например, для  $a = 5,25$  мм,  $d = 4,6$  мм,  $\epsilon_r = 38$  получим частоту 4,824 ГГц, что неплохо согласуется с результатами измерений (4,85 ГГц) [13].

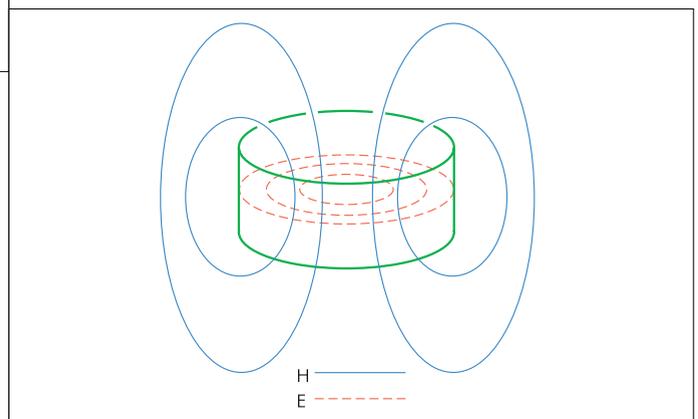
Бейхан Кочали (Beyhan Kochali) (Королевский технологический институт Стокгольма) показал [14], что при расчете резонансной частоты гибридной волны  $HEM_{11\delta}$  с помощью формулы (3) для частного случая

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left( \frac{1,841}{a} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{2d} \right)^2} \quad (5)$$

погрешность составит ~20% от результатов математического моделирования (например, с помощью пакета CST Microwave Studio 5.0). Поэтому для волны  $HEM_{11\delta}$  предпочтительно пользоваться более точным соотношением, предложенным учеными Университета Оттавы Монджиа и Бхартия (Mongia и Bhartia) [15]:

$$f_0 = \frac{18,972 \cdot 10^8}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r} + 2} \left( 0,27 + 0,36 \frac{a}{2d} + 0,02 \left[ \frac{a}{2d} \right]^2 \right). \quad (6)$$

Вполне резонно предположить, что более точные зависимости существуют и для других типов гибридных волн.

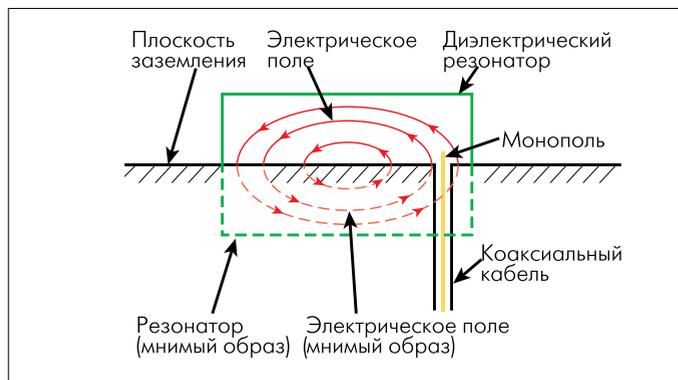


**Рис.7. Структура волны типа  $TE_{01\delta}$**

Однако, как правило, получить их можно лишь путем эмпирического поиска. Отправной точкой при этом могут служить известные зависимости, используемые для расчета электромагнитно-изолированных диэлектрических резонаторов. О степени начального приближения позволяет судить выражение для резонансной частоты волны НЕМ<sub>11</sub> в цилиндрическом резонаторе. Оно получено с учетом симметричного дополнения надэкранной антенны ее мнимым образом, условно расположенным ниже границы экрана (рис.8)

$$f_0 = \frac{c}{2\pi a \epsilon_r^{0,42}} \left( 1,6 + 0,513 \frac{a}{2d} + 1,392 \left( \frac{a}{2d} \right)^2 - 0,575 \left( \frac{a}{2d} \right)^3 + 0,088 \left( \frac{a}{2d} \right)^4 \right). \quad (7)$$

Для  $a = 4$  мм,  $d = 3,2$  мм и  $\epsilon_r = 12$  значение  $f_0 = 9,83$  ГГц. Это близко к оценке  $f_0 = 9,96$  ГГц, полученной Кочали [14] с помощью пакета CST Microwave Studio.



**Рис.8. Симметричное дополнение надэкранной антенны ее мнимым образом, условно расположенным ниже границы экрана**

Аналогично можно рассчитывать добротность DRA. Так, для волны НЕМ<sub>11δ</sub> в цилиндрической DRA ученые Университета шт. Миссисипи рекомендуют использовать приближенное соотношение для аналогичного по форме диэлектрического резонатора [16]. Приняв высоту антенны, равной  $2d$ , можно использовать приближенное выражение добротности:

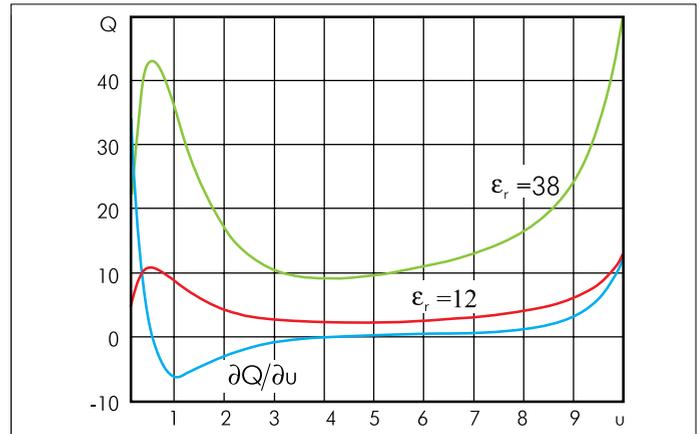
$$Q \approx \frac{a}{2d} \epsilon_r^{1,2} \left( 0,01893 + 2,925 \exp \left( -2,08 \frac{a}{2d} \left\{ 1 - 0,08 \frac{a}{2d} \right\} \right) \right) \quad (8)$$

Его погрешность не превышает 10%. В частности, для цилиндрической DRA с  $a = 5,25$  мм,  $d = 2,3$  мм и  $\epsilon_r = 38$  получим  $Q \approx 32,07$  против 30,7, рассчитанного в [16] путем численного моделирования.

Зависимость  $Q$  от отношения  $u = a/2d$  носит нелинейный характер с локальными экстремумами (рис.9). Чтобы найти значения  $u$ , которым соответствуют экстремумы (6), необходимо решить уравнение  $\frac{\partial Q}{\partial u} = 0$ . Проще всего воспользоваться встроеной функцией пакета Mathcad –

$$\text{root} \left( \frac{\partial Q(u)}{\partial u}, u, u_1, u_2 \right),$$

где  $u_1, u_2$  – границы интервала, охватывающего точку экстремума. В результате получим, что при  $a/2d \approx 0,53573$  наблюдается локальный максимум добротности  $Q_{\max} \approx 0,54949 \epsilon_r^{1,2}$  (8), а при  $a/2d = 4,07035$  – локальный минимум  $Q_{\min} \approx 0,11651 \epsilon_r^{1,2}$ .



**Рис.9. Зависимости добротности цилиндрической DRA от отношения  $u = a/2d$**

Соотношение  $Q_{\max}/Q_{\min} \approx 4,7161$  не зависит от  $\epsilon_r$ . При увеличении  $u$  до 10 и более  $Q$  резко возрастает.

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что практически во всех публикациях по теории DRA в приводимых примерах используется неоптимизированный набор параметров. Для получения максимальной полосы пропускания цилиндрических DRA (теоретически четырехкратной по сравнению с наиболее часто исследуемым случаем  $a \approx d$ ) следует выбирать отношение  $a/d \approx 8$ . Однако такое решение предполагает увеличение габаритов антенны, что не всегда приемлемо.

При рассмотрении диаграммы направленности передающего режима цилиндрической DRA следует различать две основные плоскости ее сечения: Е-плоскость, проходящую через фидер и центр симметрии антенны, и перпендикулярную ей Н-плоскость. Для диаграммы направленности передающего режима цилиндрической DRA с линейной поляризацией излучения и микрополосково-щелевым фидером, расположенным под телом резонатора, Б. Кочали показал, что в Е-плоскости направленность антенны выражена меньше, чем в плоскости Н [14]. В целом же диаграмма направленности относительно оси Z, перпендикулярной поверхности экрана, примерно симметрична.

При конструировании антенных решеток на основе цилиндрических DRA следует учитывать взаимное влияние антенн, расстояние между которыми мало. На первый взгляд диэлектрик должен способствовать ослаблению взаимной связи антенн. Как показали исследования Кочали, взаимное влияние близко расположенных DRA в Н-плоскости действительно меньше, чем у полуволновых вибраторов [14]. Однако при расстоянии между антеннами более  $0,4\lambda_0$  взаимное влияние становится сопоставимым с взаимным влиянием дипольных элементов. В Е-плоскости различия между диполями и DRA практически отсутствуют при любом межэлементном расстоянии [14]. Максимальное взаимное влияние двух идентичных цилиндрических DRA наблюдается на резонансной частоте и уменьшается по мере отклонения частоты сигналов от нее.

**ПРОСТЕЙШИЕ МОДИФИКАЦИИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ DRA**

Наряду с цилиндрической конструкцией известны кольцевая, секторная и секторно-кольцевая модификации DRA [10]. Такая классификация основана на значении секторного угла (раскрыва)  $\beta$  и отношении внутреннего ( $b$ ) и внешнего ( $a$ ) радиусов  $\alpha = b/a$  ( $0 \leq \alpha < 1$ ) (рис.10). Для секторной DRA выполняется условие  $\beta < 360^\circ$  и  $\alpha = 0$ , кольцевой –  $\beta = 360^\circ$  и  $\alpha > 0$ , секторно-кольцевой –  $\beta < 360^\circ$  и  $\alpha > 0$ . Моделирование этих вариантов DRA показало, что объем секторной антенны с раскрывом  $90^\circ$  на 75% меньше обычной диэлектрической антенны той же резонансной частоты. В общем случае объем, занимаемый однодиапазонной цилиндрической DRA и ее секторно-кольцевыми модификациями, определяет формула [10]:

$$V = \pi a^2 d (1 - \alpha^2) \frac{\beta}{2\pi} \quad (9)$$

При оптимальных значениях радиуса и высоты антенны объем  $V$  минимален:

$$a_{opt} = \sqrt{\frac{3}{8\epsilon_r} \cdot \frac{cX_{vp}}{\pi f}}, \quad d_{opt} = \sqrt{\frac{3}{\epsilon_r} \cdot \frac{(2m+1)c}{4f}} \quad [10]. \quad (10)$$

Тэм рассмотрел электродинамическую теорию секторных и кольцевых антенн лишь применительно к ТМ-волнам [10]. Однако ее можно обобщить и для волн ТЕ. При этом следует учесть, что нулевым значениям напряженности электрической компоненты поля соответствует нулевая производная напря-

женности магнитной составляющей и наоборот. В общем случае для перечисленных выше модификаций DRA и волны  $TM_{vpd}$  получим [10]:

$$E_z = [J_\nu(k_r r) + AY_\nu(k_r r)] \begin{cases} \sin(\nu\varphi) \\ \cos(\nu\varphi) \end{cases} \cos[k_z z], \quad (11)$$

где  $k_r = \frac{X_{vp}}{a}$ ,  $k_z = \frac{\pi}{2d}(2m+1)$ ,

$b \leq r \leq a$ ,  $0 \leq z \leq d$ ,  $0 \leq \varphi < \beta$ ,  $\nu \geq 0$ ,  $p=1,2,3,\dots$ ,  $m=0,1,2,\dots$   
 $Y_\nu(\bullet)$  – функция Неймана (она же функция Бесселя второго рода)  $\nu$ -го порядка [10]. Она должна присутствовать в выражении для  $E_z$  только при рассмотрении кольцевой или секторно-кольцевой антенны, т.е. при  $b > 0$ . Поэтому для цилиндрической и секторной антенн коэффициент  $A$  в (11) равен нулю. Если  $\nu = n$  – целое число, для цилиндрической DRA при  $A=0$  из (11) следует выражение (2).

Особенность секторных конструкций – дробные значения индекса  $\nu$ . Тем не менее, и для дробных значений  $\nu$  следует использовать характеристическое уравнение

$$\frac{\partial}{\partial r} J_\nu(X_{vp}^{TM}) = 0. \quad (12)$$

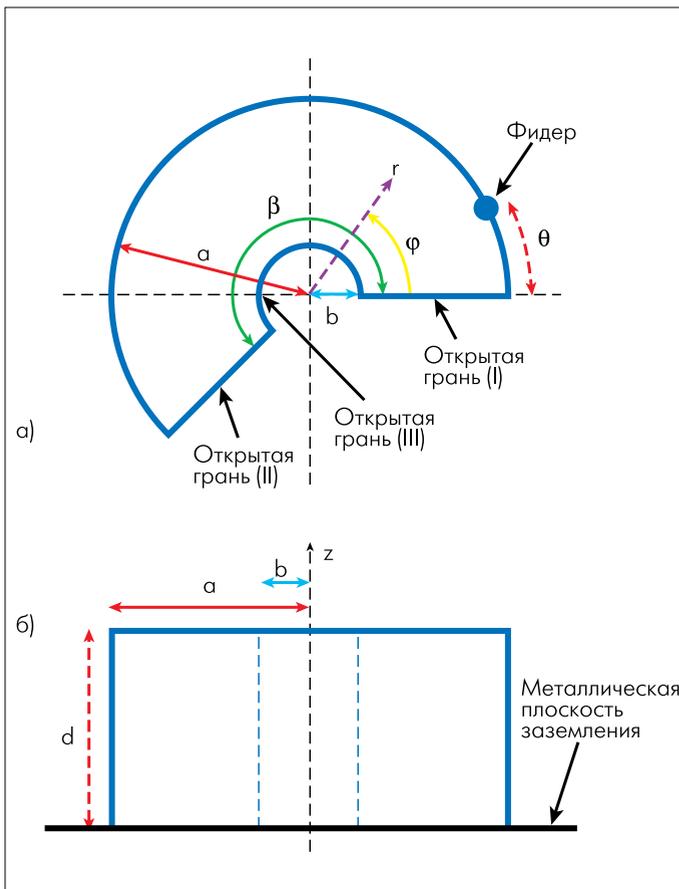
Меньшим значениям  $\nu$  соответствуют меньшие корни уравнения (12).

Резонансная частота рассмотренного типа антенн, согласно Тэму, может быть определена приближенной формулой:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{X_{vp}^2 + \left[ \frac{\pi a}{2d}(2m+1) \right]^2}. \quad (13)$$

Из нее следует, что для минимизации габаритов DRA необходимо добиваться минимально возможных дробных значений индекса  $\nu$ . В рассматриваемом случае минимальное значение  $\nu = 0,5$  достигается при  $\beta = 2\pi$ . Это соответствует цилиндрической DRA с интегрированной в нее радиально расположенной металлической пластиной. Такая конструкция имеет и наименьшую резонансную частоту. Аналогичный результат наблюдается и для секторной DRA с открытыми, неметаллизированными гранями. Правда, одна из поперечных граней секторной антенны может быть металлизирована. Именно для такой конструкции, согласно Тэму, возможно дальнейшее уменьшение индекса  $\nu$ .

Вид поля внутри DRA кольцевой конструкции формально идентичен описанию электромагнитной волны в коаксиальной линии с внутренним проводником [11]. Однако волны в коаксиальной линии и кольцевой DRA отличаются граничными условиями. Как отмечено в [10], резонансная частота кольцевых антенн также может быть определена приближенной формулой (13). Поскольку с увеличением коэффициента  $\alpha$  увеличиваются и собственные значения  $X_{vp}$ , то, соответственно, можно повысить и резонансную частоту антенны. Однако допущение об инвариантности резонансной частоты (13) относительно формы антенны – довольно грубое.



**Рис. 10. Вид сверху (а) и сбоку (б) секторно-кольцевой модификации цилиндрической DRA [10]**



Это подтверждают результаты моделирования и измерения характеристик секторных антенн, приведенные в [10].

Переход от цилиндрической к секторной антенне при неизменных значениях ее высоты и радиуса основания позволяет не только сэкономить материал и уменьшить ее габариты, но и расширить полосу пропускания. Из рассмотренных Тэмом секторных антенн с углом раскрытия 270, 180 и 90° наибольшая полоса пропускания у антенн с меньшим секторным углом. Однако предельно возможное уменьшение секторного угла  $\beta$  с целью расширения полосы пропускания нуждается в дополнительном изучении. К факторам, ограничивающим уменьшение  $\beta$ , помимо технологических проблем, очевидно, следует отнести и растущую сложность согласования антенны, и ухудшение ее КПД.

На ширину полосы пропускания секторной DRA влияет также наличие или отсутствие металлизации граней [10]. Предпочтительно применять секторные DRA с обеими открытыми (неметаллизированными) гранями. Так, при  $\beta=90^\circ$  полоса пропускания DRA с неметаллизированной гранью может достигать 10%. При металлизации обеих граней секторной антенны однозначно судить о достижимом эффекте по данным Тэма нельзя. Дело в том, что для таких антенн при  $\beta=90^\circ$  как результаты моделирования, так и данные эксперимента [10] показывают аномальный скачок ширины полосы пропускания до более 10%. Переход от цилиндрической к кольцевой конструкции также приводит к расширению полосы пропускания.

Важно, что на основе секторных DRA можно изготовить двухдиапазонные антенные конструкции [10]. Частоты  $f_1$  и  $f_2$  ( $f_1 < f_2$ ) двойного резонанса секторной антенны рассчитываются с помощью уравнений

$$f_1 = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{X_{v1}^2 + \left(\frac{\pi a}{2d}\right)^2}, \quad f_2 = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{X_{v2}^2 + \left(\frac{\pi a}{2d}\right)^2}. \quad (14)$$

Разделив одно уравнение на второе, получим условие, связывающее радиус и высоту двухдиапазонной секторной антенны [10]:

$$\frac{a}{d} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{f_1^2 X_{v2}^2 - f_2^2 X_{v1}^2}{f_2^2 - f_1^2}}. \quad (15)$$

Из (15) на основе отношения  $a/d$  и заданных резонансных частот можно определить размеры антенны. При этом в качестве опорных значений целесообразно использовать

хотя бы один из геометрических параметров, рассчитанных по формуле (10) для DRA минимального объема.

В табл. 1 представлены параметры некоторых теоретически возможных вариантов конфигураций сектора двухчастотной DRA с одной металлизированной и другой открытой гранями [10]. Однако для этих вариантов, несмотря на решения (15) для переменных  $a$  и  $d$ , не гарантируется хорошее согласование обеих требуемых полос пропускания антенны. Поэтому полученные оценочные результаты следует проверять путем моделирования. В частности, по данным Тэма, моделирование варианта 5 (см. табл. 1) по методу FDTD показало необходимость увеличения радиуса основания антенны  $a$  до 22 мм и ее высоты  $d$  до 14 мм при размере металлического экрана  $150 \times 150$  мм. При этом точка подключения фидера выбиралась так, чтобы оба резонанса возбуждались одновременно. В этом случае, исходя из результатов моделирования, фидер следует располагать на линии, образующей угол  $\phi = 80^\circ$  с перпендикуляром к граниобразующей поверхности.

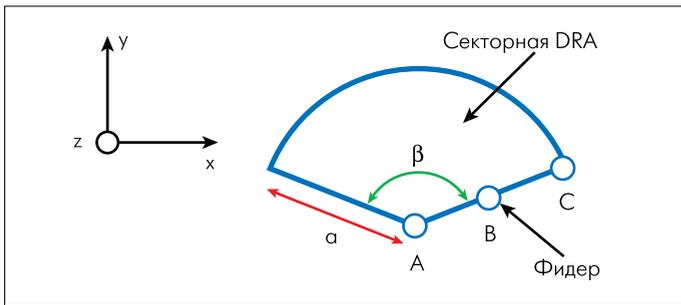
При фиксированном отношении  $a/d$  несложно обобщить рассмотренную методику для расчета многодиапазонных антенн. Однако число возможных решений, удовлетворяющих условиям резонанса волны в диэлектрике одновременно на трех и более частотах, в этом случае невелико.

Вместо металлизации граней в секторных и секторно-кольцевых DRA можно применять частотно-селективные поверхности (FSS). Такие поверхности играют роль экрана только на определенных частотах. Изменяя геометрию FSS каждой грани, можно варьировать условия формирования электромагнитного поля в многодиапазонной антенне для заданных диапазонов волн. К сожалению, это направление в теории DRA пока не прорабатывалось.

В зависимости от положения фидерного контакта на поверхности грани в секторной DRA реализуют режимы приема сигналов различной поляризации (рис. 11). При расположении фидера в точке А преобладает линейная  $y$ -поляризация (вектор напряженности электрической компоненты электромагнитного поля ориентирован вдоль плоскости  $Y-Z$ ). При подключении фидера в точке С в антенне доминируют токи  $x$ -поляризации (вектор электрической напряженности поля параллелен плоскости  $X-Z$ ). И наконец, подключение фидерного контакта в точке В обеспечивает наилучший прием сигналов круговой поляризации (GPS либо спутниковой связи).

**Таблица 1. Параметры двухдиапазонных секторных DRA ( $\epsilon_r = 12$ )**

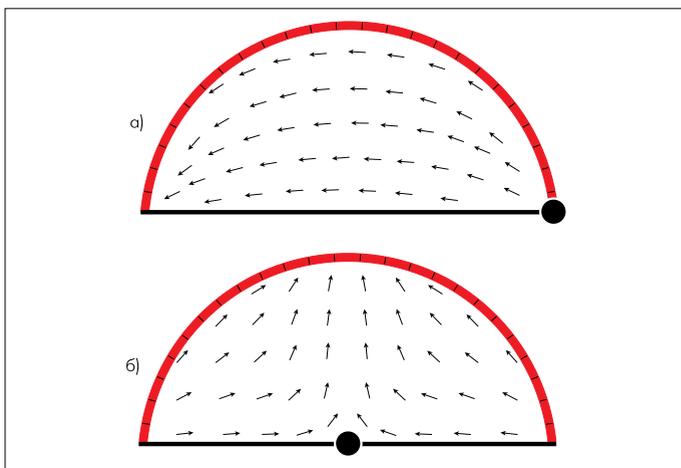
| Вариант | $f_1$ , МГц | $f_2$ , МГц | $\beta$ , град | $V_1$ | $V_2$ | $X_{v1}$ | $X_{v2}$ | $a$ , мм | $d$ , мм |
|---------|-------------|-------------|----------------|-------|-------|----------|----------|----------|----------|
| 1       | 900         | 1800        | 270            | 1/3   | 1     | 0,910    | 1,841    | 14,2     | 138,8    |
| 2       |             |             | 180            | 0,5   | 1,5   | 1,166    | 2,461    | 19,2     | 66,3     |
| 4       | 1800        | 2400        | 270            | 1/3   | 1     | 0,910    | 1,841    | 13,9     | 13,9     |
| 5       |             |             | 180            | 0,5   | 1,5   | 1,166    | 2,461    | 18,8     | 13,7     |



**Рис. 11. Размещение фидерного контакта в секторной DRA ( $0^\circ \leq \beta < 180^\circ$ ,  $a/d = 1$ ) для принимаемых сигналов различных поляризаций**

Во всех указанных случаях достаточно однопортовая схема подключения фидера. Для приема сигналов двойной поляризации необходимо задействовать сразу пару фидерных линий в точках А и С. Такое свойство антенны объясняется зависимостью типа возбуждаемой в ней моды от координат фидерного контакта [10]. Так, в секторной антенне с  $\beta = 180^\circ$  перемещение фидера, расположенного на линии пересечения грани и образующей цилиндрической поверхности, в центр грани создает условия для возбуждения волны  $TM_{21\delta}$ , соответствующей вертикальной поляризации сигналов, вместо волны  $TM_{11\delta}$ , соответствующей горизонтальной поляризации излучения (рис. 12).

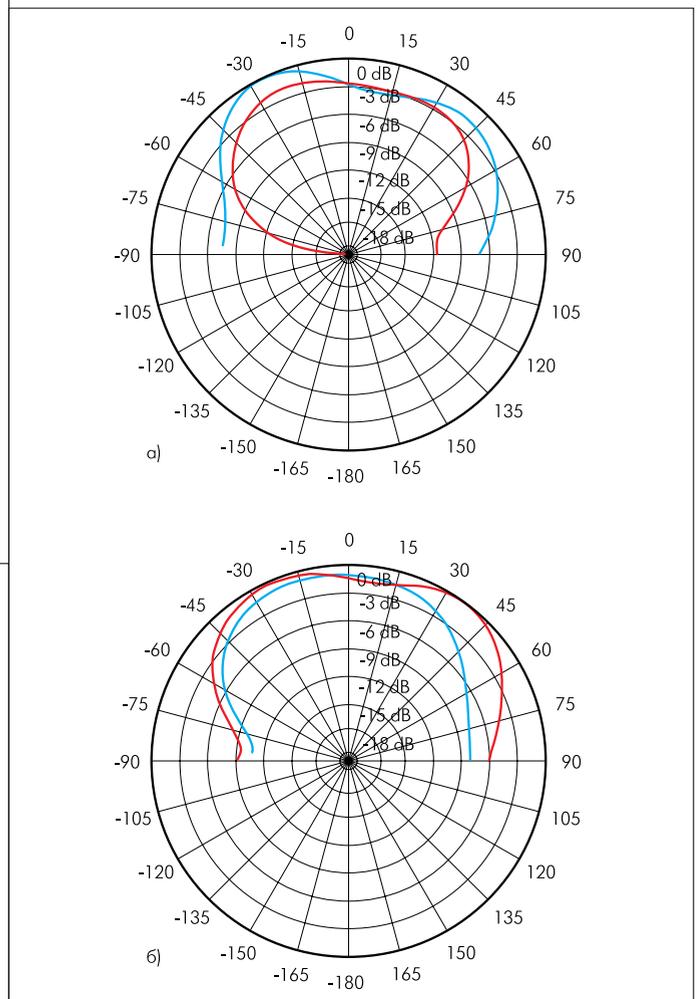
Согласно выражению (11), различным волновым модам соответствуют разные собственные числа, а следовательно – и разные резонансные частоты. Поскольку в случае сигналов круговой и двойной поляризации значения резонансных частот на волнах ортогональных поляризационных составляющих должны быть одинаковыми или близкими, на практике стремятся устранить различия в частотных свойствах антенны на резонансах кратных мод. Это достигается за счет увеличения отношения  $a/d$  и расширения полосы пропускания на каждом из резонансов. В какой степени принятые меры и допущения сказываются на характеристиках антенны можно судить по приведенным на рис. 13 диаграммам направленности на волнах разных поляризаций для секторной DRA. Из зависимости



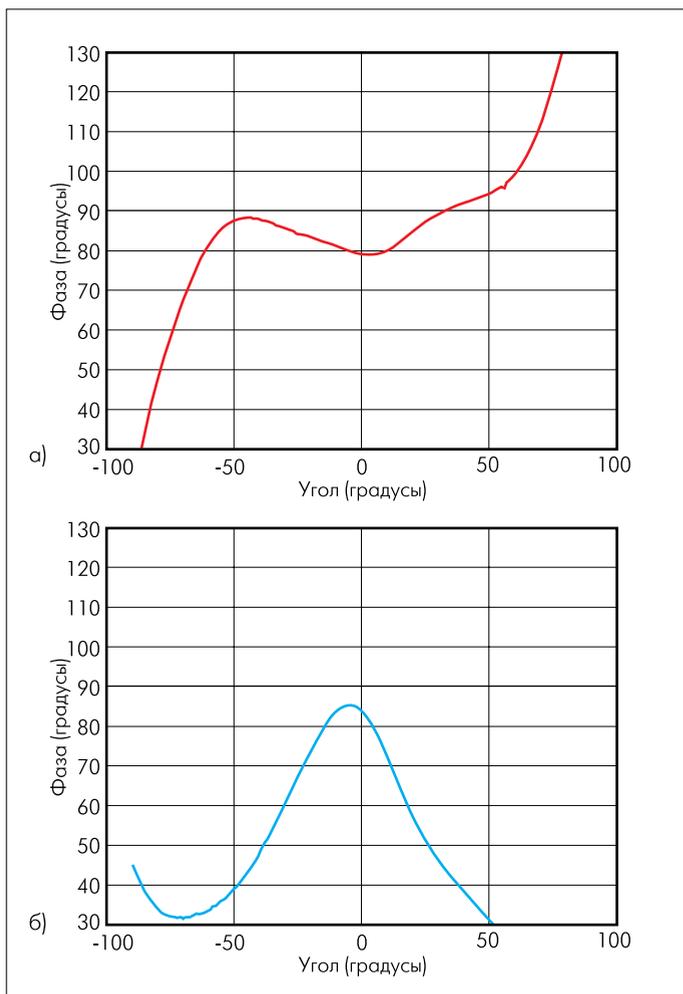
**Рис. 12. Расчетные модели распределения силовых линий электрического поля в секторной DRA ( $\beta = 180^\circ$ ) для волн  $TM_{11\delta}$  (а) и  $TM_{21\delta}$  (б)**

разности фаз сигналов ортогональных поляризаций от угла отклонения направления поступления сигналов на приемную антенну фазометра относительно оси Z (рис. 14) следует, что в плоскости X–Z ортогональность сигналов (разность фаз =  $90^\circ$ ) с погрешностью до  $10^\circ$  выдерживается в пространственном секторе  $\pm 50^\circ$ . В перпендикулярной ей плоскости (Y–Z) эллиптичность поляризационных составляющих не превышает  $10^\circ$  в более узком секторе. Несимметричность поляризационных характеристик объясняется различием размеров антенны в указанных секущих плоскостях.

Рассмотрение ключевых аспектов современной теории цилиндрических DRA интересно завершить сопоставлением их с каким-либо традиционным типом ЭМА. Такое сравнение на примере микрополосковых антенных конструкций (МПА) проведено учеными Университета штата Миссисипи [17]. При анализе важно обеспечить для рассматриваемых объектов максимальную идентичность условий. В этом смысле исследования [17] вполне адекватны. МПА и DRA выполнены на одном и том же диэлектрическом материале ( $\epsilon_r = 10,2$ ) (рис. 15). Толщина диэлектрической подложки, на которой изготовлена МПА,  $t = 0,64$  мм ( $0,021 \lambda_0$ ). Обе



**Рис. 13. Диаграммы направленности в режиме передачи DRA с круговой поляризацией излучения в плоскостях X-Z (а) и Y-Z (б). Красная линия – излучение на Y-поляризации, синяя – на X-поляризации**

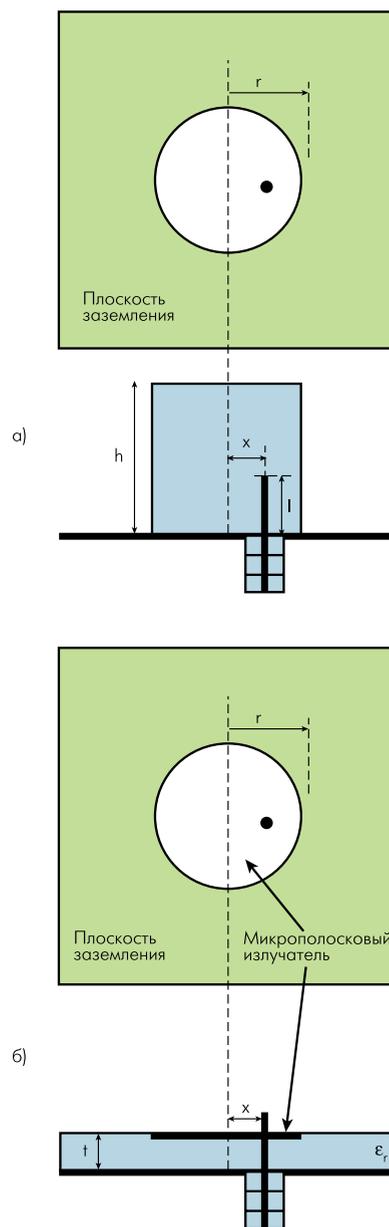


**Рис. 14. Угловые зависимости разности фаз между излученными сигналами Y- и X-поляризации в плоскостях измерения X-Z (а) и Y-Z (б)**

антенны располагались на металлическом основании со стороны квадрата 30 мм ( $\lambda_0$ ). Для питания DRA и МПА применялся коаксиальный фидер. При этом в МПА возбуждались волны  $TM_{11}$ , а в DRA –  $HEM_{11\delta}$ . Фидер МПА радиусом 0,3 мм смещен относительно центра антенны на 0,4 мм, фидер DRA радиусом 0,4 мм, – на 2 мм. Глубина погружения фидера в тело резонатора DRA  $l = 2,54$  мм.

Исследования, проведенные в Университете штата Миссисипи, показали, что полоса пропускания у DRA шире, чем у МПА (10,3 и 1,3%, соответственно, рис.16а) [17]. Кроме того, DRA превосходит МПА по КПД (почти 95% в режиме передачи против ~80%). Коэффициент передачи DRA в среднем превысил аналогичный показатель МПА на 1 дБ. Это эквивалентно различию в мощности принимаемых сигналов на 25%. Ширина диаграмм направленности обоих типов антенн при измерении по уровню -3 дБ в H-плоскости практически совпадает и равна 90° (рис.16б). В ортогональной E-плоскости ширина диаграммы направленности МПА оценена в 88°, DRA – в 86°.

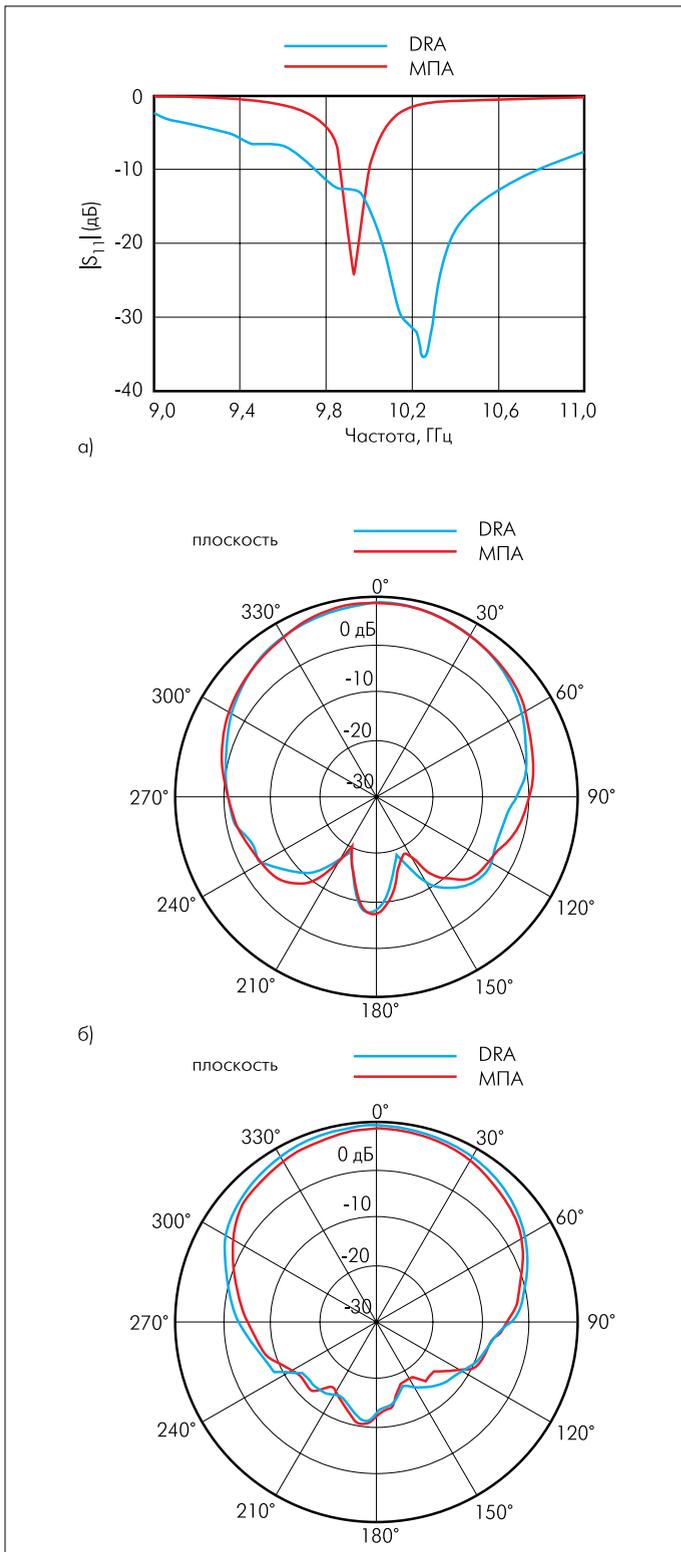
Достоинства МПА – лучшие коэффициенты взаимного влияния пары идентичных излучателей (примерно на 1 дБ для межэлементных расстояний 27–74 мм), а также меньшие



**Рис. 15. Конструкции сравниваемых DRA (а) и МПА (б)**

габариты. Однако выигрыш в габаритах сопровождается более чем четырехкратным проигрышем МПА по объему используемого диэлектрика, который рассредоточен на большей площади экрана. Уменьшение габаритов DRA достигается за счет применения материала с большим значением  $\epsilon_r$ . Например, линейные размеры DRA с  $\epsilon_r = 50$  будут примерно вдвое меньше чем у антенны с  $\epsilon_r = 12$  [10]. Однако увеличение  $\epsilon_r$  сопровождается уменьшением ширины полосы пропускания DRA. Это вынуждает продолжать поиск эффективных решений проблемы уменьшения габаритов.

Одно из возможных ее решений – применение нескольких DRA [18]. Тайваньские ученые предложили использовать двухэлементную решетку на основе цилиндрических DRA, расположенных над несимметричными крестообразными щелями [19]. Щели выполнялись в металлическом основании и были



**Рис. 16. Частотные характеристики возвратных потерь сравниваемых антенн (а) и их диаграммы направленности в передающем режиме (б)**

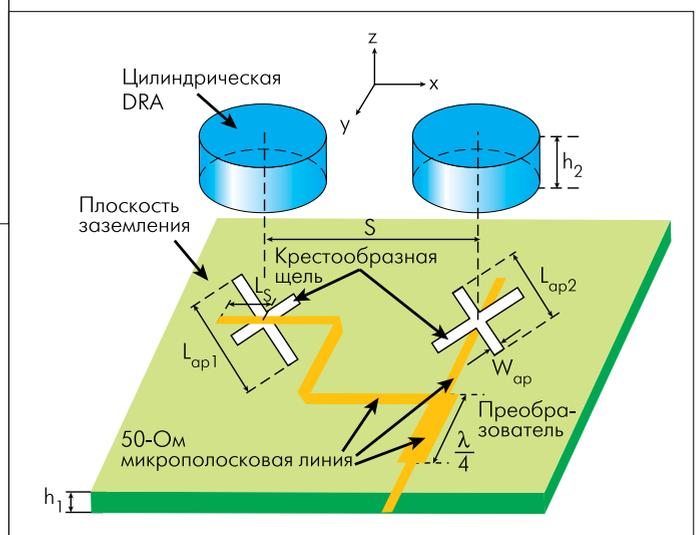
электрически связаны с микрополосковыми линиями, размещенными с другой стороны экрана (рис. 17). Такая структура является резонансной для волн круговой поляризации. При этом избирательность по направлению вращения вектора электрической напряженности поля зависит от соотношения длин плеч крестообразных щелей. Если  $L_{ap1} > L_{ap2}$ , имеет место резонанс волн правосторонней вращающейся поляри-

зации, если  $L_{ap1} < L_{ap2}$  – левосторонней. С увеличением длины щели резонансная частота резонансной моды в направлении, перпендикулярном щели, уменьшается. Именно этот эффект использован для расширения полосы пропускания антенны. Дело в том, что длинные стороны крестообразных прорезей перпендикулярны друг к другу. Поэтому частоты резонансных мод, соответствующих коллинеарным направлениям плоскостей сечения левой и правой DRA, несколько различаются. В результате общая частотная характеристика антенной решетки формируется как суперпозиция откликов отдельных антенн на смещенных резонансных частотах (рис. 18). Чтобы сохранить правостороннюю поляризацию результирующего сигнала решетки, в рассматриваемой конструкции обеспечивается разность фаз сигналов антенн в  $90^\circ$ .

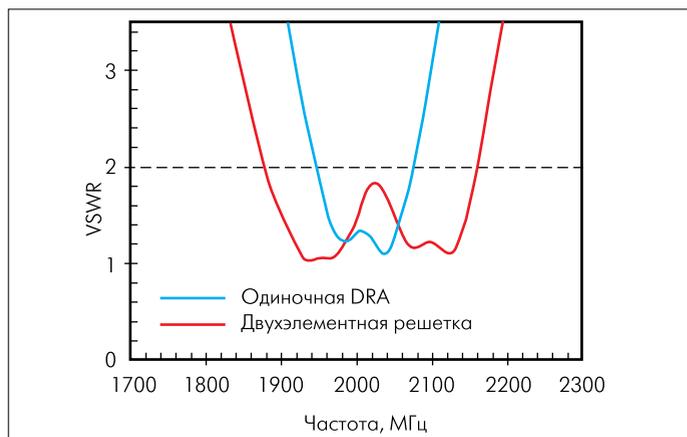
Согласно [19], частотная характеристика, приведенная на рис. 18, получена для решетки с идентичными по размерам цилиндрическими DRA, расстояние между центрами которых  $S = 83$  мм, или  $0,55 \lambda_0$  ( $\lambda_0$  – длина волны, соответствующая центральной частоте). Обе антенны размещались на металлическом экране размером  $150 \times 150$  мм, толщина диэлектрической подложки ( $h_1$ ) с  $\epsilon_r = 4,4$  равнялась 1,6 мм.

Из сравнения характеристик одиночной и парной DRA следует, что частотный интервал, в пределах которого аксиальное отношение поляризационного эллипса изменяется до 3 дБ, характеризующий стабильность поляризационных свойств с изменением частоты, у парной антенны в 2,65 раза выше, чем у одиночной (рис. 19).

На основе диаграммы направленности одиночной и парной DRA в режиме передачи на волнах правосторонней (RHCP) и левосторонней (LHCP) круговых поляризаций авторы [19] пришли к выводу, что парная DRA сохранила приемлемые пространственно избирательные свойства в области  $\theta = 0^\circ$ , что представляет практический интерес. При этом максимальный коэффициент усиления решетки составляет 6,16 дБи против 6,44 дБи для одиночной антенны.

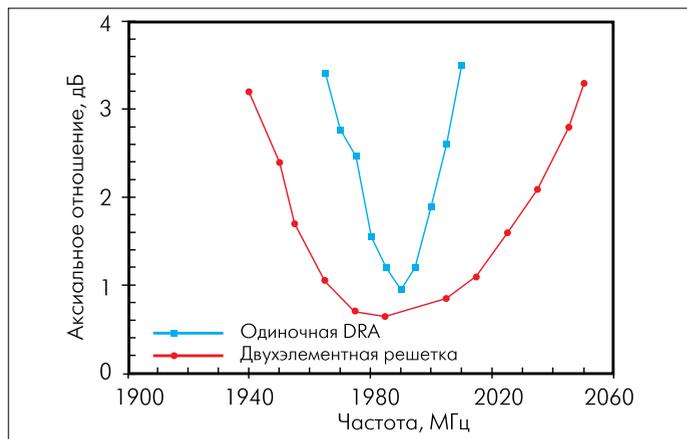


**Рис. 17. Двухэлементная решетка цилиндрических DRA [23]**



**Рис. 18. Соотношение полос пропускания одиночной DRA и двухэлементной решетки [23]**

С учетом оптимального соотношения между радиусом и высотой DRA, при котором ее добротность минимальна (см. рис.9), можно предположить, что потенциально сдвоенная решетка цилиндрических DRA позволяет получить более широкую полосу пропускания, чем в рассмотренном авторами [19] случае.



**Рис. 19. Частотная зависимость аксиального отношения поляризационного эллипса одиночной DRA и двухэлементной решетки [23]**

*Продолжение в следующем номере.*

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Слюсар В.И.** Многодиапазонные антенны мобильных средств связи. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2006, № 8.
2. **Слюсар В.И.** Антенны PIFA для мобильных средств связи: многообразие конструкций. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2007, № 1.
3. **Collins B.C., Iellici D., Kingsley S.P.** et al. A hybrid ceramic quadband antenna for handset applications. – Antenna Ltd. – www.antenna.com/media/papers/IEEE%20Symposium%20Shanghai.pdf.
4. **Jones H.S., Jr.** Design and Development of Dielectric Rod Antennas. – Harry Diamond Laboratories. – HDL-TR-1640. July 1973.
5. **Zhi Ning Chen, Kazuhiro Hirasawa.** On the Effect of Ground-Plane Thickness on an Aperture-Coupled Dielectric Resonator Antenna. – International Journal of RF & Microwave CAE. July 2000, v.10, N4, p. 272–277. – www1.i2r.a-star.edu.sg/~chenzn/IJRFMWCAE-0400.pdf
6. **Long S.A., McAllister M.W., and Chen L.C.** The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna. – IEEE Trans Antennas and Propagation. May 1983, AP-31, p. 406–412.
7. **Birand M.T., Gelsthorpe R.V.** Experimental Millimetric Array Using Dielectric Resonators Fed by Means of Dielectric Waveguide. – Electronics Letters. Sept. 1981, v.17, p.633–635.
8. **McAllister M., Long S.A., Conway G.L.** Rectangular Dielectric Resonator Antennas. – Electronic Letters. March 1983, EL-19, p. 219-220.
9. **Howard S J., Jr.** Conformal and Small Antenna Designs. – U.S. Army Electronics Research and Development Command. Harry Diamond Laboratories. Adelphi. – HDL-TR-1952. April 1981. – stinet.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?AD=A100699&Location=U2&doc=GetTRDoc.pdf.
10. **Tam, Tsz Kai.** Compact Dielectric Resonator Antennas for Wireless Communications. – A Thesis of the Requirements for the Degree of Master of Philosophy in Electrical and Electronic Engineering. The Hong Kong University of Science and Technology. Aug. 1998. – cenwit.ee.ust.hk/postscript/matthew-thesis.ps
11. **Фельд Я.Н., Бененсон Л.С.** Антенно-фидерные устройства. Часть 2. – М.: Издание ВВИА им. Н.Е. Жуковского. 1959.
12. **Karonis G.J., Kaklamani D.I., Uzunoglu N.K.** Accurate Analysis of a Cylindrical Dielectric Resonator Mounted on a Grounded Dielectric Substrate. – Progress in Electromagnetics Research, 1999, p.187–219. – ceta.mit.edu/PIER/pier23/9811252.K.Kaklamani.U.pdf.
13. **Glisson A.W., Kaftez D. and James J.** Evaluation of modes in dielectric resonators using a surface integration equation formulation. – IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1983, v.MTT-31, p. 1023–1029.
14. **Kochali B.** Mutual coupling effects on the directivity of phased arrays for mobile satellite reception. – Master's Degree Project. Department of Signals, Sensors and Systems. Royal Institute of Technology in Stockholm. Dec. 2005 – www.ee.kth.se/php/modules/publications/reports/2006/IR-SB-XR-EE-SB%202006:007.pdf.
15. **Mongia R.K. and Bhartia P.** Dielectric resonator antennas – a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth. – International Journal of Microwave and Millimeterwave Computer-Aided Engineering, 1997, v.4, p.230–247.
16. **Kaftez D., Kishk A.A.** Dielectric Resonator Antenna – Possible Candidate for Adaptive Antenna Arrays. – Proceedings VITEL 2002, International Symposium on Telecommunications, Next Generation Networks and Beyond, Portoroz, Slovenia, May 13–14, 2002 – www.ee.olemiss.edu/darko/dra-pcfaaa.pdf.
17. **Chair R., Kishk A.A., Lee K.F. and Kaftez D.** Performance Comparisons Between Dielectric Resonator Antennas and Printed Microstrip Patch Antennas at X-Band. // Microwave Journal, Jan. 2006. – http://www.mwjjournal.com/Journal/article.asp?HH\_ID=AR\_31.
18. **Слюсар В.И.** 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги. // Электроника: НТБ, 2006, № 7.
19. **Cheng-Shong Hong and Chih-Yu Huang.** Sequentially Rotated Array of Dielectric Resonator Antennas // Proc. Natl. Sci. Council. ROC(A). 2001, v.25, N3, p.202–204. – http://nr.stic.gov.tw/ejournal/ProceedingA/v25n3/202-204.pdf.
20. **Qinjiang Rao, Tayeb A. Denidni, Abdel R. Sebak.** Study of Broadband Dielectric Resonator Antennas // Progress in Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China, Aug.22 26. – http://piers.mit.edu/piersonline/vol1/2k5hz\_p137.pdf.