

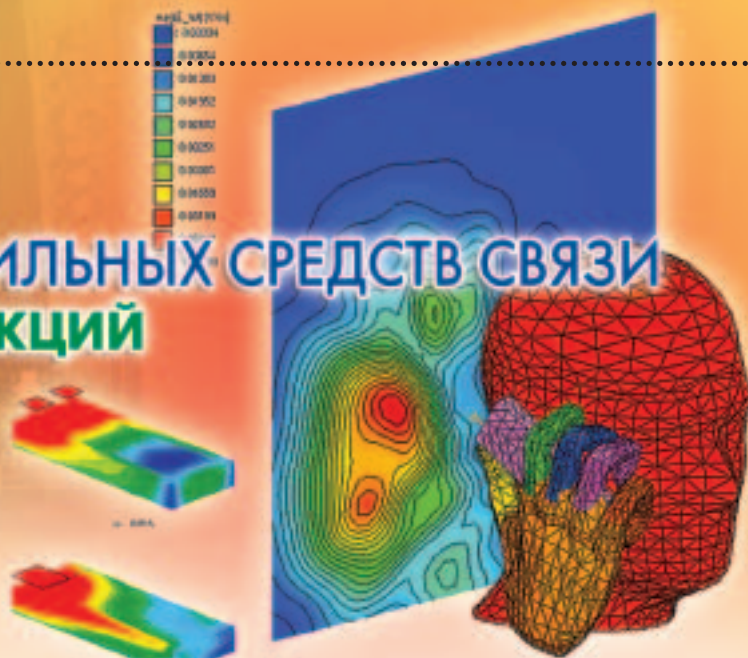
# АНТЕННЫ PIFA ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ

## МНОГООБРАЗИЕ КОНСТРУКЦИЙ

Сегодня положение дел на рынке малогабаритной антенной техники для мобильных средств связи можно коротко охарактеризовать как "бум внедрения антенн типа PIFA", т.е. планарных F-образных антенн (Planar Inverted-F Antenns). Высокий спрос на эти устройства объясняется такими их достоинствами, как достаточно широкая полоса рабочих частот (до 10% от резонансной несущей), высокая эффективность (отношение излучаемой мощности к подводимой), достигающая ~65%, сравнительно малые габариты и поддержка многодиапазонности. К тому же, антенны этого типа характеризуются достаточно высоким усилением как в вертикальной, так и горизонтальной плоскостях поляризации. Именно благодаря этому они перспективны для применения в средствах беспроводной связи, и не только. Рост популярности PIFA связан также с развитием беспроводных компьютерных технологий. Вот почему для читателя может представлять интерес подробное рассмотрение теоретических и практических аспектов реализации PIFA.

### ОДНОДИАПАЗОННЫЕ PIFA

Конструкция антенн типа PIFA сложнее, чем ILA, IFA и DIFA [1] (рис.1). Это приводит к усложнению ее проектирования и анализа. Электрические характеристики PIFA зависят от размеров верхней излучающей пластины, соотношения длин ее сторон, высоты этой пластины над экраном, размеров и положения вертикальной заземляющей стенки, точки запитки



В.Слюсар

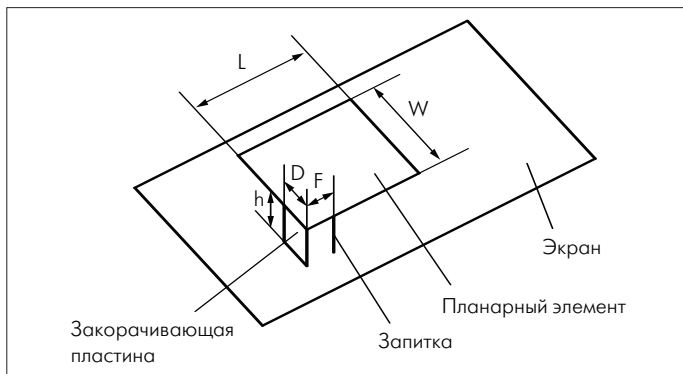
антенны. Малые размеры антенны PIFA возможны благодаря тому, что ее резонансная частота определяется, главным образом, полупериметром горизонтальной излучающей пластины. Ширина полосы пропускания PIFA напрямую зависит от ширины  $D$  вертикальной закорачивающей пластины. Наибольшая полоса соответствует случаю совпадения ширины вертикальной пластины  $D$  и длины контактирующей с ней стороны горизонтального излучателя  $W$  (рис.2). При этом для соотношения длин сторон горизонтальной пластины  $W/L = 2$  и высоте ее над экраном  $h = 0,053\lambda$  достигается 10%-ная полоса рабочих частот. При уменьшении соотношения  $D/W$  до уровня 0,1 и менее диапазон рабочих частот сужается до 1%.

Наиболее добросовестно к расчету резонансных частот PIFA подошел Minh-Chau T. Huynh [2], рассмотревший все частные случаи зависимости резонансных частот от геометрии PIFA. Им получены следующие соотношения для резонансной длины волны PIFA:

Условие	Формула расчета резонансной длины волны PIFA
$D = 0$	$L + W + h = \frac{\lambda}{4}$
$D = W$	$L + h = \frac{\lambda}{4}$
$0 < D/W < 1$ $W/L \leq 1$	$\frac{D}{W} \cdot \frac{1}{(L+h)} + \left[1 - \frac{D}{W}\right] \frac{1}{(L+h+W-D)} = \frac{4}{\lambda}$
$0 < D/W < 1$ $W/L > 1$	$\left(\frac{D}{W}\right)^{\frac{W}{L}} \frac{1}{(L+h)} + \left[1 - \left(\frac{D}{W}\right)^{\frac{W}{L}}\right] \frac{1}{(L+h+W-D)} = \frac{4}{\lambda}$

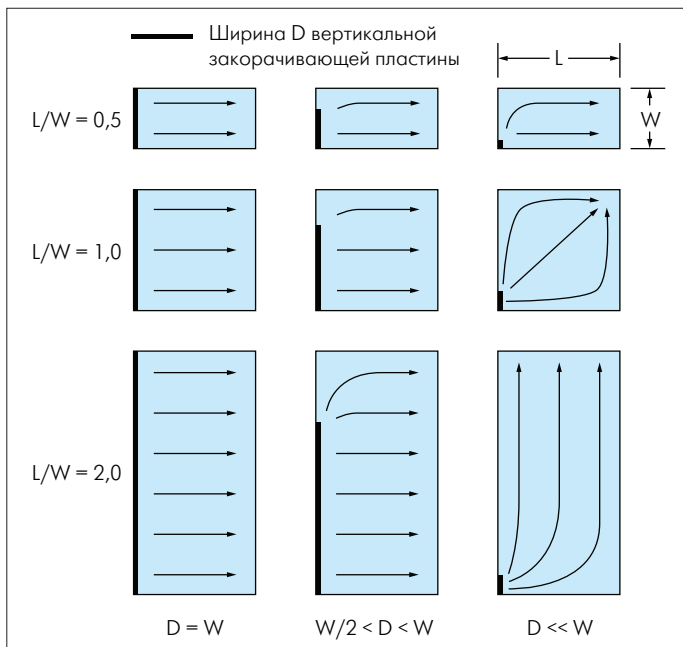
Полученные Minh-Chau T. Huynh соотношения можно рассматривать как основные для приближенного расчета габаритов PIFA по заданной резонансной частоте.

Следует отметить, что ширина  $D$  вертикальной секции влияет не только на резонансную частоту, но и на поляриза-



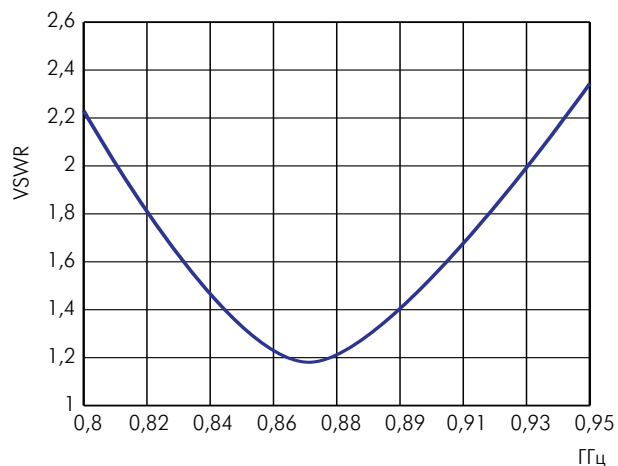
**Рис.1. Однодиапазонная планарная F-образная антенна (PIFA)**

цию излучения. Это подтверждается динамикой поверхностных токов PIFA в зависимости от соотношения ее габаритов (см. рис.2) [3]. Для многих мобильных телефонов типичен вариант монтажа PIFA с узкой закорачивающей вертикальной секцией. Однако лучшие значения VSWR (КСВ) имеет конструкция PIFA с соотношением  $D/W = 1$  (рис.3). Нетрудно заметить, что значения VSWR  $\leq 2$  соответствуют полосе приема, составляющей 8% от центральной несущей. При этом достигнутый положительный эффект особенно заметен в сравнении с зависимостью VSWR от частоты для проволочной F-антенны [1].



**Рис.2. Силовые линии поверхностных токов в горизонтальной пластине PIFA для различных соотношений ее габаритов**

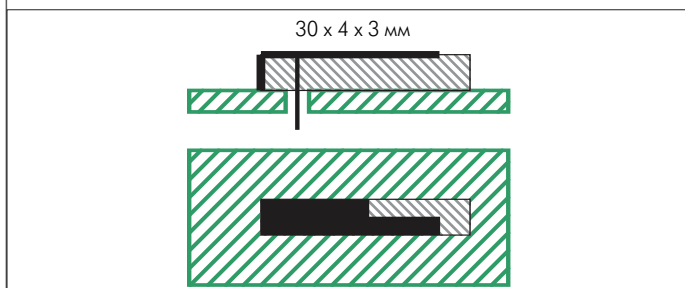
Помимо использования диэлектрических свойств воздушной среды, в конструкции PIFA пространство под горизонтальной пластиной может быть заполнено диэлектрическим материалом. Такой вариант был предложен специалистами компании Ericsson Microwave Systems для реализации связи по каналу Bluetooth в диапазоне частот 2,40–2,48 ГГц ( $1 \gg 12$  см) [4]. Измеренная полоса пропускания такой PIFA с диэлектрической прослойкой на резонансной частоте 2,46 ГГц составила 102 МГц. Расширению полосы способст-



**Рис.3. Зависимость VSWR от частоты для PIFA с габаритами  $D/W = 1$ ,  $W = 14,32$  см,  $h = 1,57$  см,  $L = 7,16$  см [2]**

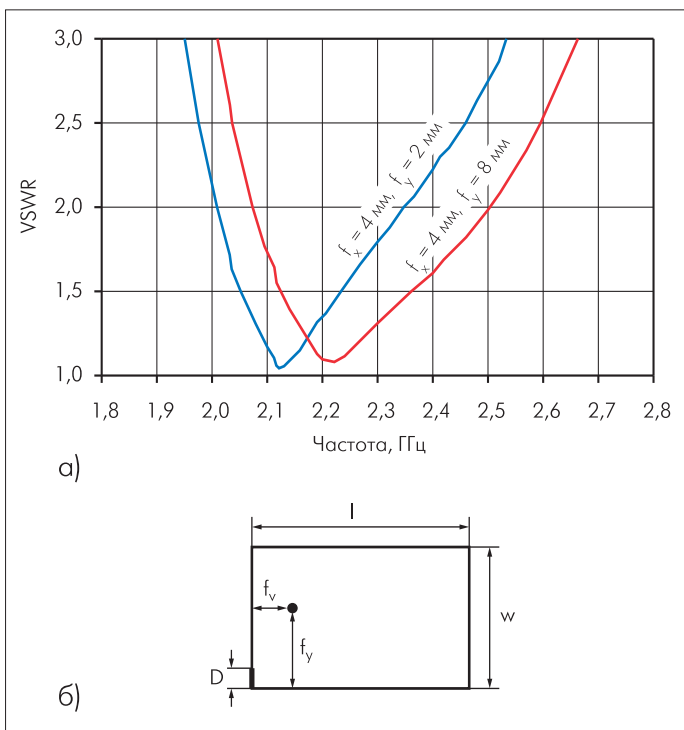
вовал прямоугольный вырез в горизонтальном сегменте антенны (рис. 4). Фактически такая антенна представляет собой микрополосковый вариант PIFA. Поэтому в некоторых публикациях для анализа подобных устройств рекомендуется использовать теорию микрополосковых или печатных антенн.

При выводе соотношений Minh-Chau T. Huynh не учел влияние положения точки подключения фидерной линии на резонансные свойства PIFA. Однако согласно данным ученых Института телекоммуникаций Португалии, изменение местоположения контакта с фидером может привести к изменению резонансной частоты PIFA, а также повлечь за собой сужение или расширение ее полосы пропускания (рис.5) [5].



**Рис.4. Конструктивное исполнение PIFA с диэлектрической прослойкой**

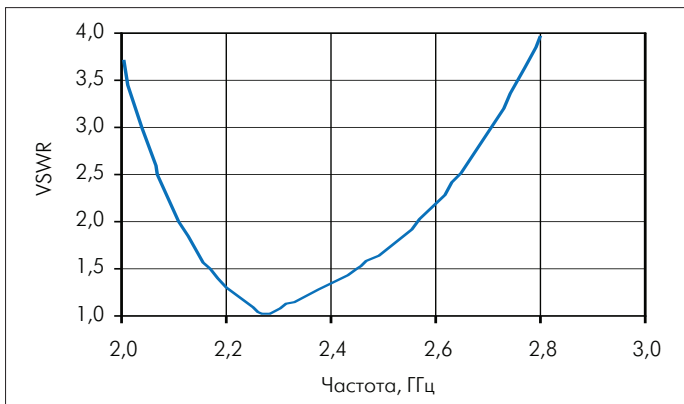
Отсутствие соотношений, учитывающих влияние местоположения фидерной линии, вынуждает исследователей применять численные методы оптимизации, позволяющие использовать "фидерный эффект" для достижения требуемых параметров PIFA. В частности, одно из направлений совершенствования технологии проектирования PIFA – оптимизация расположения фидерного контакта в совокупности с подбором других геометрических параметров антенны с помощью генетических алгоритмов. Генетический перебор на основе 6-бит "хромосомы" с последующим моделированием вариантов антенны методом FDTD (методом конечных элементов с разделением по времени) был использован и авторами работы [5]. Заданная полоса пропускания антенны (функция стоимости) оценивалась для каждого варианта по-



**Рис.5. Частотные характеристики PIFA в зависимости от относительных координат фидерного контакта (а) и система координат, используемая для указания местоположения фидерного контакта (б)**

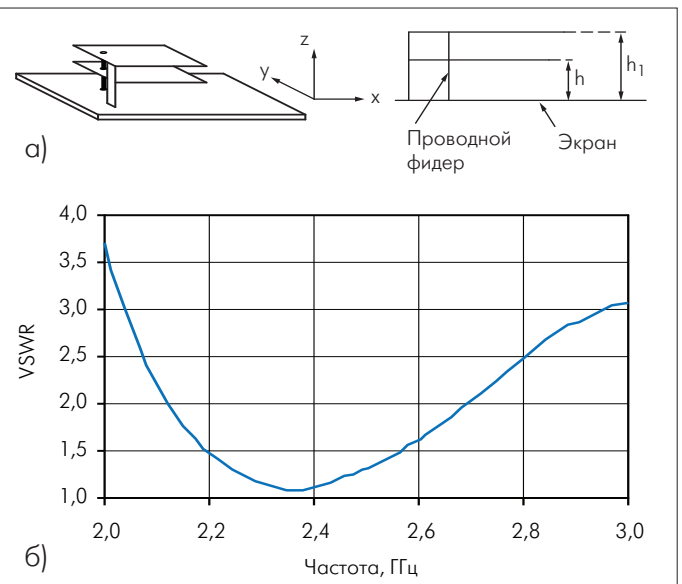
строения PIFA (т. е. соответствующей "хромосомы") путем численного моделирования ее электродинамики. Основным блоком генетического алгоритма – "хромосома", как известно, составлен из "генов", описываемых в виде последовательностей единиц и нулей. При этом каждый ген связывают с параметром, подлежащим оптимизации.

Для рассмотренной в работе [5] PIFA поиск оптимальной геометрической конфигурации велся в пространстве трех контролируемых параметров – координат фидерного провода  $f_x$ ,  $f_y$  и высоты  $h$  горизонтальной пластины. Для этих параметров назначались по четыре возможных дискретных значения, что соответствует 2 битам информации. Именно поэтому общее число бит в "хромосоме" равнялось шести. Для каждой геометрии путем моделирования рассчитывалась полоса пропускания. Критерием оптимизации выступал максимум



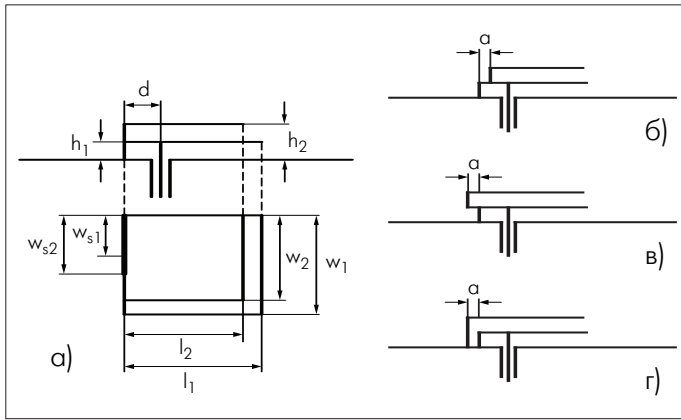
**Рис.6. Частотная характеристика PIFA с оптимизированными по генетическому алгоритму координатами фидерного контакта. Координаты точки съема сигналов  $f_x = f_y = 6 \text{ мм}$ , высота приемной PIFA  $h = 8 \text{ мм}$  [5]**

полосы пропускания проектируемой PIFA 2-ГГц диапазона. Если в ходе оптимизационного процесса определялся вариант конфигурации, удовлетворяющий условию достижения полосы пропускания, равной или больше заданной, процесс перебора прекращался. Существенно, что при этом как начальное приближение для построения первой модели антенны в итерационном процессе использовались соотношения Minh-Chau T. Huynh. В результате для PIFA 2-ГГц диапазона были выбраны размеры горизонтальной площадки 22x14 мм при ширине заземляющей пластины  $D = 2 \text{ мм}$ . Радиус фидера при моделировании равнялся 0,45 мм и не менялся в процессе перебора. Применение генетической оптимизации позволило найти модель с полосой пропускания 460 МГц и минимумом  $VSWR = 1,02$  на резонансной частоте 2,28 ГГц (рис.6). Полученный выигрыш наглядно виден при сопоставлении графиков рис.5а и б. Подобная оптимизация могла осуществляться и обычным перебором всех возможных значений параметров, однако генетический алгоритм позволяет сократить время поиска до разумных пределов.



**Рис.7. Конструкция двойной PIFA (а) и частотная характеристика ее варианта с оптимизированными параметрами (б) [5]**

Дальнейшее расширение полосы пропускания PIFA может быть достигнуто за счет введения в конструкцию антенны дополнительной горизонтальной пластины, по сути – второго этажа, удаленного от экрана на высоту  $h_1$  (рис.7) [5]. В рассмотренном в [5] варианте двойной PIFA использовались общие для обоих этажей фидер и замыкающая пластина. Габариты горизонтальных сегментов были одинаковыми. Применение оптимизационного генетического алгоритма позволило получить вариант двойной PIFA с полосой пропускания 570 МГц при минимуме  $VSWR=1,09$  на частоте 2,36 ГГц (см. рис.7). Для этой модели координаты фидерного контакта были заданы равными  $f_x = 6 \text{ мм}$ ,  $f_y = 10 \text{ мм}$ , значения высот  $h = 4 \text{ мм}$ ,  $h_1 = 8 \text{ мм}$  при радиусе проводного фидера 0,45 мм и размерах обеих горизонтальных пластин 22x14 мм.

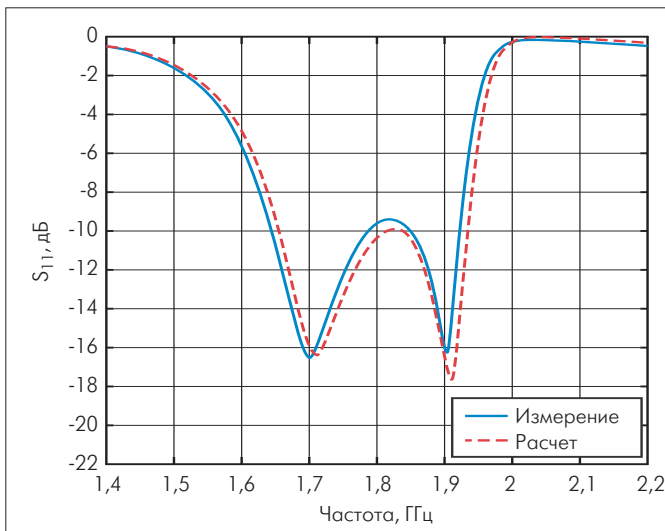


**Рис.8. Варианты двухэтажной PIFA (гибрид PILA-PIFA)**

В процессе оптимизации использовалась 7-бит "хромосома", в которой дополнительный параметр (высота второй пластины) был представлен 1 битом.

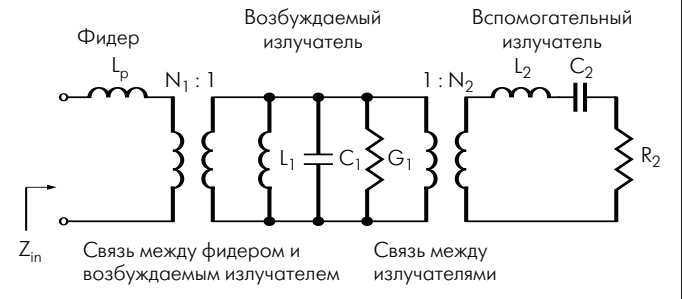
Рассмотренный теми же авторами вариант PIFA с габаритами горизонтальных сегментов 22x14 мм и неоптимальными значениями геометрических параметров –  $h = 6$  мм,  $h_1 = 10$  мм,  $D = 2$  мм и  $f_x = 4$  мм – характеризуется более узкой полосой пропускания (14,5%) [6]. Значение другой координаты фидерного контакта  $f_y$  в [6] почему-то не приводится, видимо, на тот момент авторы не придавали ее влиянию особого значения. Было показано, что для такой антенны с увеличением межсегментного расстояния и удаления горизонтальных сегментов от экрана возрастает резонансная длина волны излучения. Авторы также отметили неравномерность направленных свойств антенны в зависимости от направления прихода сигналов [6]. К сожалению, информация о пространственной селективности оптимизированного варианта двойной PIFA в [5] не приведена.

Принятые в [5, 6] ограничения на геометрию двойной PIFA, в принципе, не являются обязательными. Это подтвердило и дальнейшее развитие двухэтажной концепции PIFA (рис.8а,б,в,г) [7]. В этих вариантах верхняя пластина не под-



**Рис.9. Измеренная и расчетная частотные характеристики системы PILA-PIFA с  $l_1 = 40,1$  мм;  $l_2 = 33,5$  мм;  $W_1 = W_2 = W_{s1} = W_{s2} = 30$  мм;  $h_1 = 3,5$  мм;  $h_2 = 8$  мм;  $d = 13,4$  мм (см. рис.8)**

ключена к фидеру, что превращает двухэтажную конструкцию, по сути, в гибрид планарной перевернутой L-антенны (PILA) и PIFA. Различия в габаритах пластин и условиях их подключения приводят к расщеплению частотной характеристики антенны в окрестности ее резонанса на два выраженных провала (рис.9). Для варианта двойной PIFA, полученного с помощью оптимизационного генетического алгоритма, эти провалы частотной характеристики располагались настолько близко друг к другу, что значения VSWR сливались в сплошной резонансный минимум (см. рис.7).



**Рис.10. Эквивалентная электрическая схема антенны PILA-PIFA**

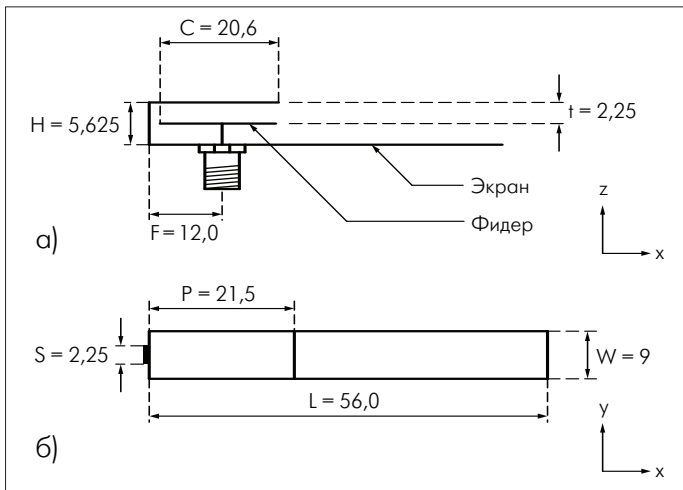
Для определения импеданса антенны типа PILA-PIFA ученые Хельсинкского технологического университета предложили воспользоваться ее эквивалентной схемой (рис. 10) [7]. Как видно из этой схемы, второму этажу соответствует последовательно включенный емкостной элемент, что обусловлено отсутствием фидерного контакта. Если определять полосу пропускания PILA-PIFA через среднееквадратическое значение радиальной частоты  $\delta F = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\sqrt{\omega_1 \omega_2}}$  и условие VSWR  $\in S$ , то,

согласно [7], может быть найдено максимальное значение  $\delta F$ :

$$\delta F = \sqrt{S^2 - 1} \sqrt{\frac{S^2 - 1}{4S^2} \cdot \frac{1}{Q_{01}^2} + \frac{1}{Q_{01} Q_{02}} + \frac{1}{Q_{02}^2}}$$

где  $Q_{01} = \frac{\omega_1 C_1}{G_1} = \frac{1}{\omega_1 L_1 G_1}$  и  $Q_{02} = \frac{\omega_2 L_2}{R_2} = \frac{1}{\omega_2 C_2 R_2}$  – добротности сегментов антенны.

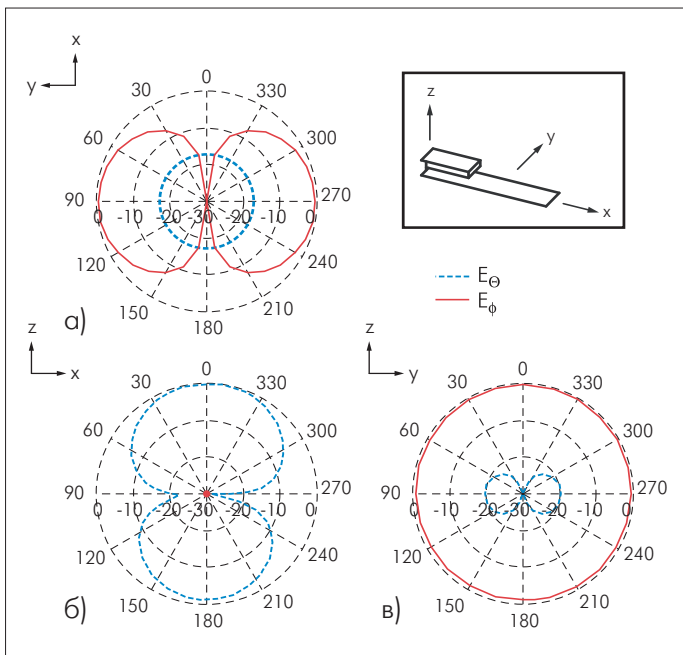
Конструкцию, в которой нижняя горизонтальная пластина лишена закорачивающего сегмента и подключена лишь к фидеру (рис.11а), можно рассматривать как вырожденный вариант двойной PIFA [2]. При этом между двумя горизонтальными сегментами существует емкостная связь, позволяющая сигналам проходить с фидера в оба этажа и обратно. Такая конструкция с расширенной полосой пропускания получила наименование WC-PIFA (Wideband Compact PIFA), т.е. "широкополосной компактной PIFA" [2]. Она была предложена, исследована и запатентована Minh-Chau T. Huynh совместно с профессором колледжа Virginia Tech Antenna Group Вареном Статzmanом (Warren L. Stutzman) [8]. По отношению к



**Рис. 11. Исследованный Minh-Chau T. Huynh вырожденный вариант двойной PIFA. Вид сбоку (а), вид сверху (б)**

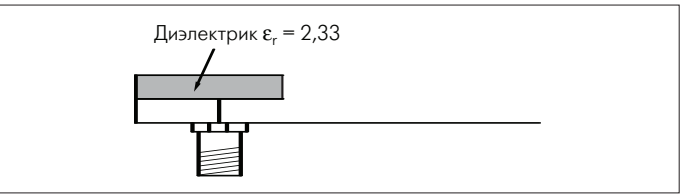
минимуму VSWR полоса пропускания варианта WC-PIFA (рис. 11б) составила 36,3% от несущей [2]. Но в патенте [8] были описаны усовершенствованные варианты антенны с полосой до 43–49%. Это весьма внушительные результаты, если принять во внимание, что значения полосы лучших экземпляров PIFA составляют лишь около 10–12%. При этом габариты WC-PIFA без учета экранирующего сегмента, который авторы справедливо рассматривают как часть антенны, могут быть заметно меньше размеров классической PIFA.

Недостаток антенны WC-PIFA – неодинаковая селективная избирательность в отношении волн вертикальной и горизонтальной поляризации (рис. 12). Наибольший дисбаланс в уровнях сигналов наблюдается в плоскости z–x, что может привести к ухудшению качества приема сигналов при соответствующей ориентации антенны мобильного терминала.



**Рис. 12. Сечения нормализованных диаграмм направленности антенны WC-PIFA, расположенной в свободном пространстве, в различных плоскостях для ортогональных поляризационных составляющих xy (а), zx (б) и zy (в) [2]**

Впрочем, влияние тела пользователя неизбежно вносит коррективы в эти характеристики. Это вполне вероятно будет сопровождаться выравниванием диаграмм направленности на

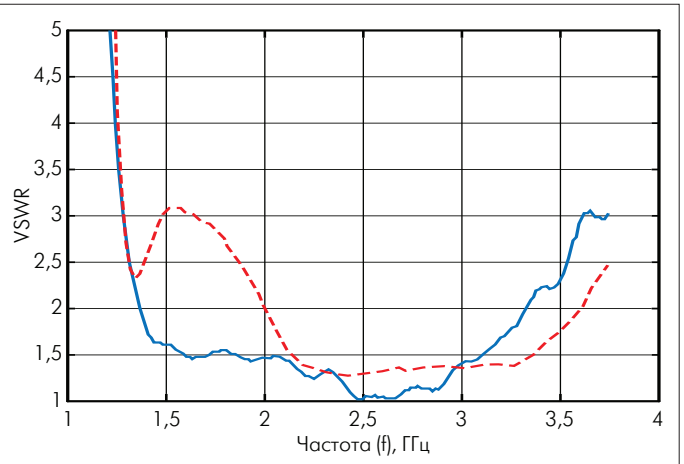


**Рис. 13. WC-PIFA с диэлектрической вставкой**

волнах разных поляризаций.

Следует отметить, что WC-PIFA также может выполняться с диэлектрической прослойкой между горизонтальными сегментами (рис. 13). Такая прослойка ухудшает расчетную частотную зависимость VSWR антенны типа WC-PIFA в свободном пространстве. Однако при размещении антенны в пластмассовом корпусе, например мобильного телефона, прослойка позволяет снизить влияние внешних предметов, в том числе тела пользователя, на частотную характеристику (рис. 14).

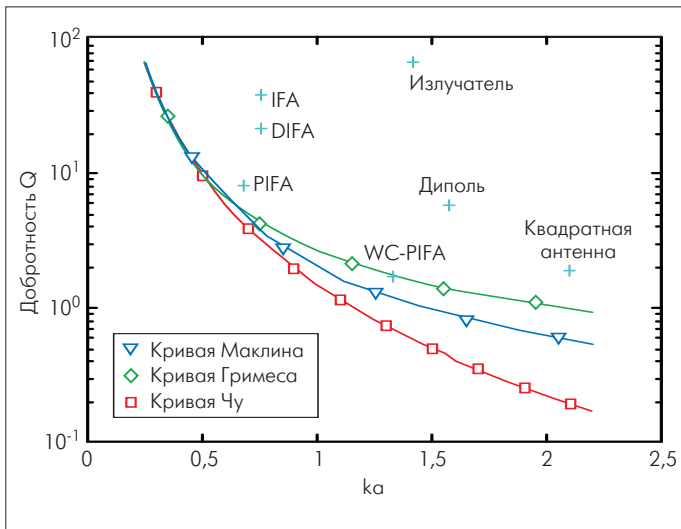
В завершение сопоставим добротность WC-PIFA с фундаментальными пределами этого параметра (рис. 15) [9]. Примечательно, что добротность антенны WC-PIFA, которую по размеру нельзя считать электрически малой, хорошо согла-



**Рис. 14. Частотные характеристики WC-PIFA с диэлектрической вставкой (сплошная линия) и без нее (штриховая линия) в мобильном телефоне, находящемся в руке пользователя [2]**

суется с границей, уточненной Гримесом (Grimes) [10].

Важно отметить, что при определении радиуса сферы, описывающей антенну, Minh-Chau T. Huynh в [2] предложил различать бесконечный и конечный по размерам экраны. При бесконечном экране (подложке) в радианную сферу следует вписывать антенну и ее зеркальное отображение относительно проводящей поверхности. Именно так поступают при расчете предела добротности PIFA, размещенной над бесконечной проводящей пластиной. Однако при конечных размерах экрана, как в WC-PIFA, описанная вокруг антенны сфера, согласно [2], должна включать и экран. Эта методика – причина



**Рис. 15. Соотношения между значениями добротности антенн типа IFA, DIFA, PIFA и фундаментальными пределами, рассмотренными автором**

столь больших различий на рис. 15 в положениях точек, соответствующих PIFA с бесконечным экраном и WC-PIFA. К сожалению, авторы [2, 9] ограничились указанием на графике лишь одной точки для WC-PIFA, чего явно недостаточно для подтверждения работоспособности методики, предусматривающей включение экрана во внутренний объем сферической границы. Для проверки справедливости такого подхода следовало бы исследовать добротность WC-PIFA с различными размерами экранирующей пластины. Но этого не было сделано.

В любом случае полученные в [2, 9] результаты позволяют заключить, что значение добротности планарной версии PIFA ближе к фундаментальному пределу, чем добротность проводных вариантов IFA и DIFA. Однако неясно, почему для сравнения авторы [2, 9] использовали разные по максимальным габаритам антенные конструкции. К тому же, данные, приведенные на рис. 15, расходятся с утверждением о том, что габариты WC-PIFA меньше, чем PIFA для той же частоты. Более корректно было бы сопоставлять все рассмотренные антенны при одном и том же значении произведения  $ka$  или резонансной частоты. Но подобные сравнения в литературе пока не встречались.

Очевидный недостаток рассмотренных "двухэтажных" PIFA – относительно большие габариты. Поэтому пока более

широкое распространение получил метод расширения полосы пропускания рассматриваемого типа антенн за счет фрезеровки в горизонтально расположенной пластине прорезей различной геометрии (рис. 16) [11, 12]. Разрезы к тому же увеличивают электрическую длину антенны, что позволяет еще уменьшить ее габариты, а при определенных геометрических соотношениях PIFA ей можно придать многодиапазонные свойства.

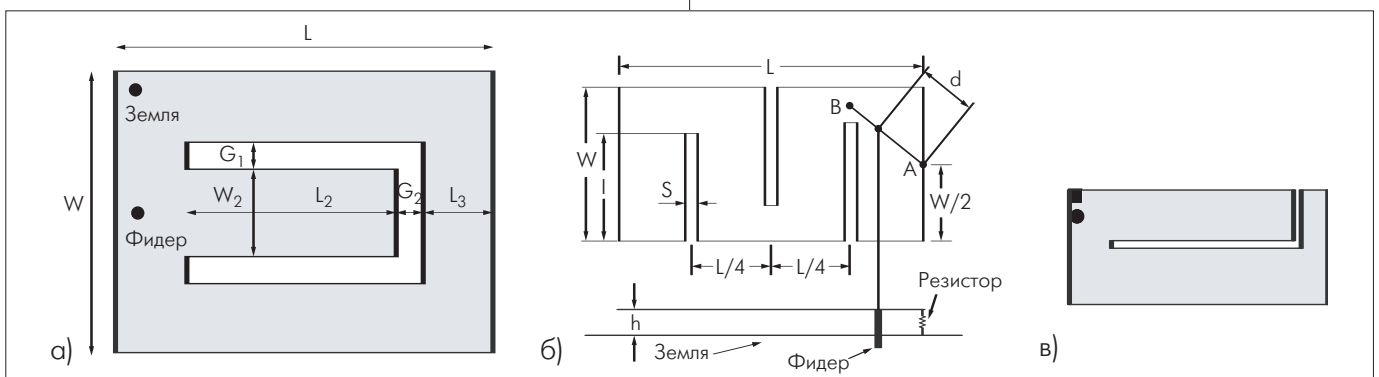
### МНОГОДИАПАЗОННЫЕ PIFA

Впервые возможность реализации многодиапазонной PIFA за счет фрезеровки в горизонтальной пластине L-образной прорези была предложена в 1997 году учеными Университета Бирмингема [13]. Разрез горизонтальной пластины фактически разделил ее на два независимых сегмента (для частот 900 МГц и 1,8 ГГц). На резонансных частотах развязка между сегментами составляла 17 дБ. При этом полоса пропускания на частоте 900 МГц была равна 63 МГц, а на частоте 1,8 ГГц – 110 МГц. Полученные результаты послужили толчком к появлению нового направления конструирования PIFA, базирующегося на различных конфигурациях прорезей. Первоначально речь шла о разрезах простых геометрических форм. Такие формы в ряде случаев допускали аналитический расчет резонансных частот. Например, для двухчастотной PIFA с U-образной прорезью (см. рис. 16а) нижняя резонансная частота определяется габаритами горизонтальной пластины. Она может быть рассчитана по соотношениям Minh-Chau T. Huynh для резонансной длины волны PIFA. Верхняя резонансная частота, соответствующая U-прорези, приближенно рассчитывается по формуле

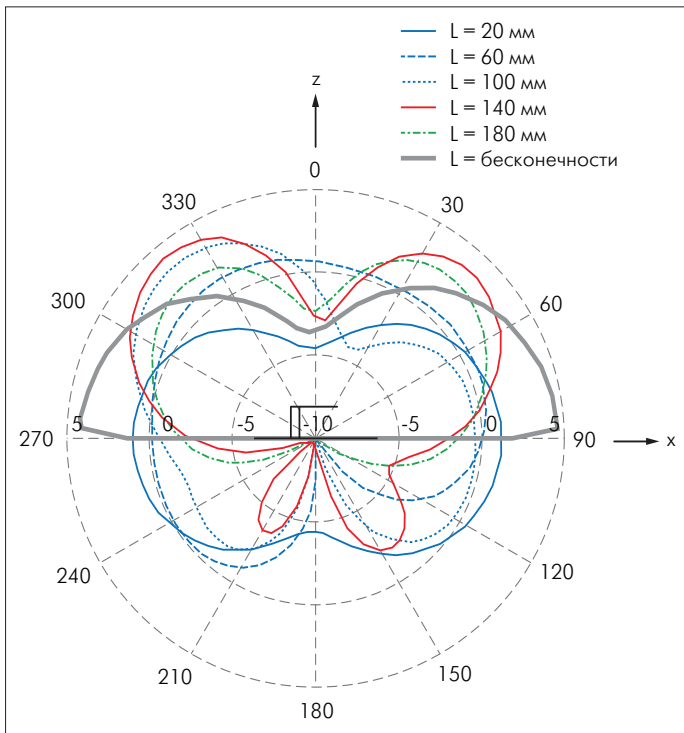
$$F = \frac{c}{4 \cdot \alpha \cdot (L_2 + W_2)} \quad [14],$$

где  $c$  – скорость света,  $\alpha = 0,9$ . Для конструкции, приведенной на рис. 16а,  $L = 21$  мм,  $W = 16$  мм,  $L_2 = 10$  мм и  $W_2 = 6$  мм. Это позволило получить две рабочие области частот: 2,45–2,48 ГГц и 5,25–5,32 ГГц [14].

По мере усложнения геометрии разрезов расчет параметров PIFA и их оптимизация стали возможны лишь с помощью компьютерного моделирования в сочетании с искусством эм-

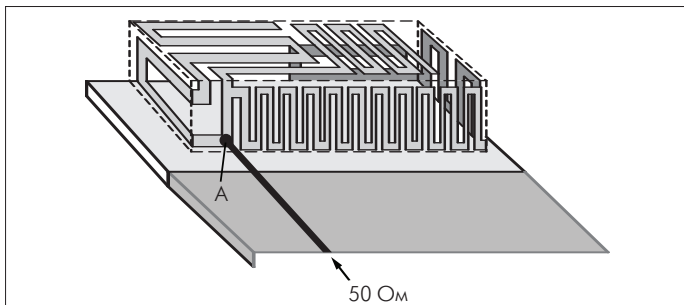


**Рис. 16. Варианты расширения полосы пропускания PIFA за счет создания различных прорезей: U-образной (а), меандр (б), L-образной (в)**



**Рис. 17.** Влияние длины стороны квадратного экрана  $L$  на напряженность электрической составляющей электромагнитного поля в вертикальной плоскости, проходящей через фидер и центр закорачивающего сегмента [2]

пирики. Это искусство в полной мере проявилось, например, при конструировании PIFA с пластиной типа "меандр" (см.рис.16б) [3]. В ходе экспериментов выяснилось, что наличие нескольких одинаковых прорезей позволяет уменьшить габариты PIFA до  $1/8$  длины волны, не изменяя полосу пропускания (около 10%). Для снижения высоты горизонтального сегмента над экраном и обеспечения широкополосных свойств вместо вертикальной закорачивающей секции в PIFA с пластиной типа "меандр" может использоваться низкоомный резистор. Значение его сопротивления определяет рабочую частоту и полосу пропускания антенны (см. таблицу). Нетрудно заметить, что с увеличением номинала резистора полоса рабочих частот расширяется, достигая 11,2% (сопротивление резистора 6,8 Ом). Однако следует иметь в виду, что включение резистора приводит к потерям в усилении антенны, оцениваемом в 6 дБ уже при номинале 5,6 Ом. Кроме того, слишком малое расстояние от экрана, составляющее в рассмотренном примере 0,01 длины волны излучения, приводит к заметному влиянию размеров экрана на электриче-



**Рис. 18.** Многодиапазонная антенна на основе PIFA

ские свойства PIFA. В частности, относительная ширина полосы рабочих частот увеличивается с увеличением размеров заземленной подложки. Ее большие габариты позволяют частично компенсировать потери усиления антенны, вызванные

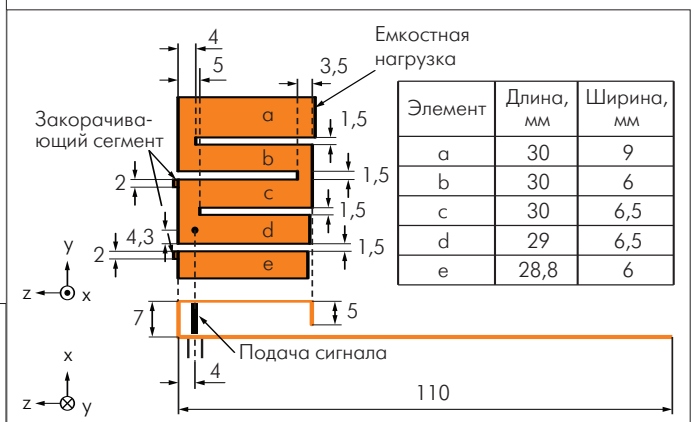
**Зависимость характеристик антенны (рис. 16б) от сопротивления резистора при различных положениях точки подключения фидера\***

Сопротивление, Ом	Резонансная частота, МГц	Отношение отрезков $d/ AB $	Полоса пропускания, %
3,3	861	0,35	4,7
5,6	857	0,6	8,6
6,8	857	0,7	11,2
— (обычная PIFA)	1298	0,06	0,9

\* Ключевые геометрические размеры элементов антенны:  $L = 40$  мм;  $W = 25$  мм;  $l = 20$  мм;  $h = 3,2$  мм;  $S = 2$  мм [3].

резистивной нагрузкой. При размерах экрана  $\sim 0,9 \lambda$  можно добиться увеличения усиления антенны до 5 дБ. Кроме того, протяженный экран служит и надежной преградой на пути распространения радиоволн в сторону тела пользователя.

Minh-Chau T. Huynh в работе [2] уделил большое внимание исследованию влияния размеров экрана на свойства PIFA. Однако следует отметить, что его недостаточное методическое мастерство не позволило доказательно определить влияние на свойства PIFA экрана, а не сопутствующих изменению его габаритов перемещений контакта фидера. Дело в том, что Minh-Chau T. Huynh пытался компенсировать нарушение условий согласования антенны при изменении размеров квадратного экрана перемещением точки контакта фидерной линии с горизонтальным сегментом PIFA по оси  $x$ , проходящей через центр закорачивающего сегмента, добиваясь 50-Ом значений внутреннего активного сопротивления линии. Из полученных им данных неясно, что же влияет на изменение характеристик антенны: размер экрана или координаты контактной площадки фидера. Лишь с переходом к прямоугольной экранирующей поверхности и к изменению ее габаритов по

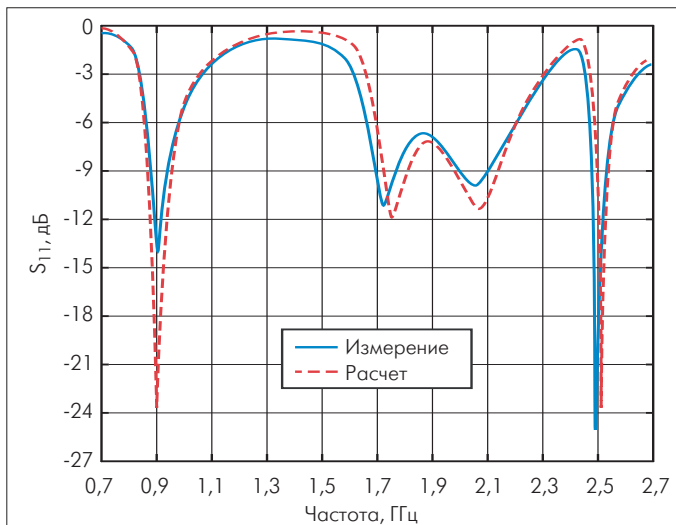


**Рис. 19.** Пример "симбиоза" меандровой PIFA и пассивной PIFA [15]

двум осям при одинаковых координатах фидерного контакта Minh-Chau T. Huynh удалось зафиксировать влияние самого экрана. Наряду с частотной характеристикой, как и следовало ожидать, изменяются и направленные свойства антенны

(рис. 17).

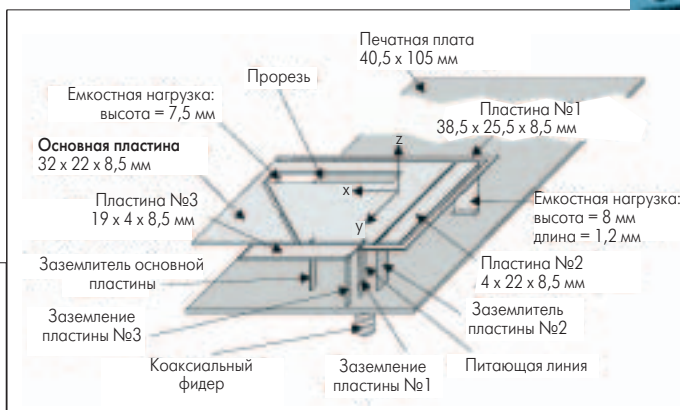
Устойчивая работа PIFA с прорезями на нескольких частотных резонансах обеспечивает их многодиапазонность. Однако в случаях, когда кратность частот невозможна, нередко прибегают к тривиальным решениям, состоящим в комбинации нескольких различных меандров (рис. 18) [11]. Использо-



**Рис.20. Частотная характеристика антенны, приведенной на рис.19 [15]**

ются и дополнительные заземленные экраны в виде пассивных PIFA-антенн и емкостных нагрузок (рис. 19). Добавление нагрузочных емкостей (отрезков линий с отрицательным реактивным сопротивлением) позволяет сместить резонансные частоты в более низкочастотную область.

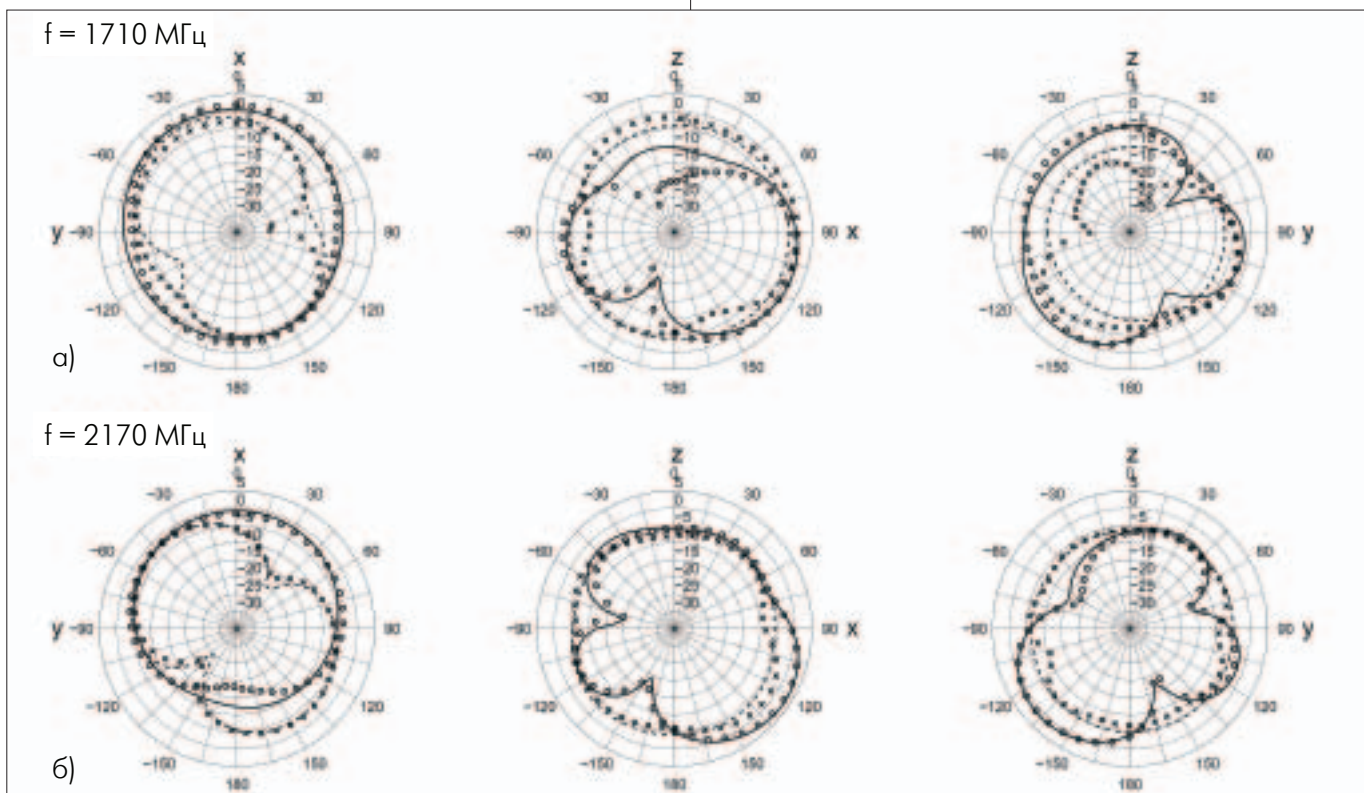
Пример частотной характеристики такой антенной конст-



**Рис.22. Четырехдиапазонная антенная система**

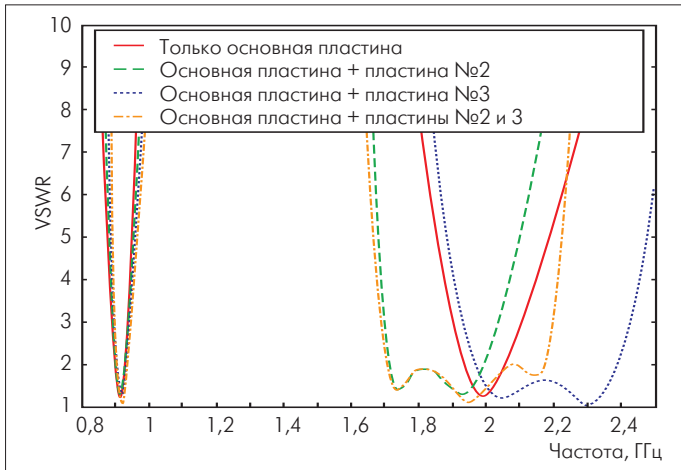
рукции приведен на рис.20, а характерные сечения ее диаграмм направленности на резонансных частотах 1710 МГц и 2170 МГц – на рис.21.

Исследования в этом направлении позволили получить более сложные, чем меандр, конструкции PIFA, обеспечивающие работу мобильного средства связи одновременно в четырех-пяти диапазонах электромагнитного спектра. Вариант геометрии такой антенны, поддерживающей работу в диапазоне GSM с VSWR  $\leq 2,5$ , и в диапазоне DCS, PCS, UMTS с VSWR  $\leq 2$ , приведен на рис.22 [16]. Основная горизонтально расположенная пластина антенны имеет четвертьволновый резонанс, который в данном случае приходится на диапазон GSM (935 МГц). Поскольку третья гармоника основной пластины (2805 МГц) лежит за пределами следующей интересующей полосы 1710–2170 МГц, разработчики прибегли к помощи емкостной нагрузки, сместив частоту третьего резонанса в диапа-



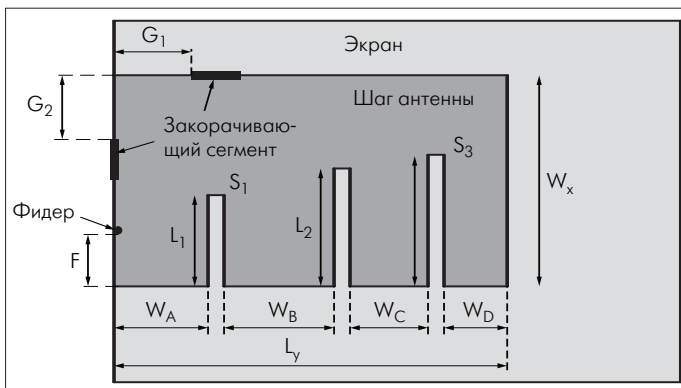
**Рис.21. Сечения диаграмм направленности антенны, приведенной на рис.19, в передающем режиме на вертикальной и горизонтальной поляризациях на частотах 1710 МГц (а) и 2170 МГц (б) [15]**



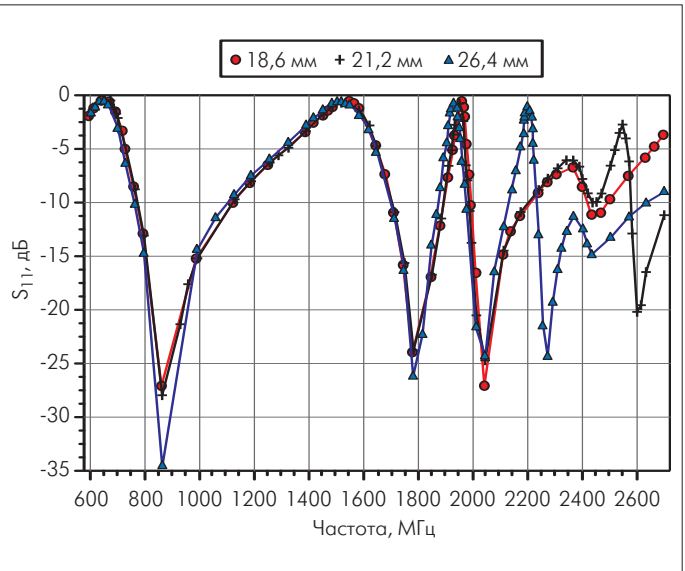


**Рис.23. Расчетные значения VSWR для антенны, приведенной на рис.22, в зависимости от частоты сигнала и комбинации конструктивных элементов антенны**

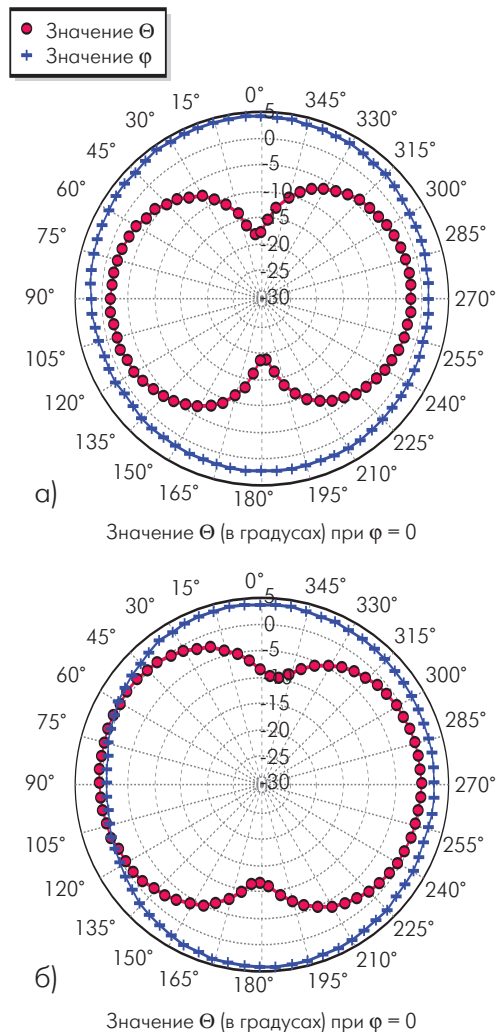
зон DCS, PCS, UMTS. Дополнительные заземленные L-антенны (пассивные PILA) с собственными емкостными нагрузками позволяют расширить полосу пропускания в заданном участке спектра (рис.23). Следует отметить наличие на рис.23 четко выраженных областей частот, соответствующих возможности эффективного приема сигналов. Этим антенна, приведенная на рис.22, отличается от альтернативного четырехдиапазонного решения, предложенного специалистами Университета Квинсленда (Австралия) [17]. Квартетный резонанс в нем достигается выполнением в горизонтальной поверхности трех параллельных прорезей различной длины (рис.24). При этом нижняя резонансная частота определяется габаритами пластины, а положение и габариты прорезей влияют на высшие резонансы. Учеными университета был смоделирован вариант PIFA со следующими геометрическими параметрами (в миллиметрах):  $L_y = 51,5$ ;  $L_1 = 23,6$ ;  $L_2 = 29,9$ ;  $L_3 = 33,35$ ;  $G_1 = 6,0$ ;  $G_2 = 7,0$ ;  $F = 22,0$ ;  $W_x = 60,0$ ;  $W_A = 23,9$ ;  $W_B = 3,4$ ;  $W_C = 7,2$ ;  $W_D = 13,0$ , высота – 4 мм, ширина закорачивающего сегмента – 5,5 мм. В результате моделирования было установлено, что при указанных геометрических соотношениях резонанс при приеме сигналов обеспечивается на частотах 870 МГц, 1,8 ГГц, 2,04 ГГц и 2,4 ГГц с полосами пропускания по уровню возвратных потерь 10 дБ – 329 МГц ( $\gg 37,8\%$ ), 172 МГц ( $\gg 9,6\%$ ), 192 МГц ( $\gg 9,4\%$ ) и 247 МГц ( $\gg 10,3\%$ ), соответственно. В результа-



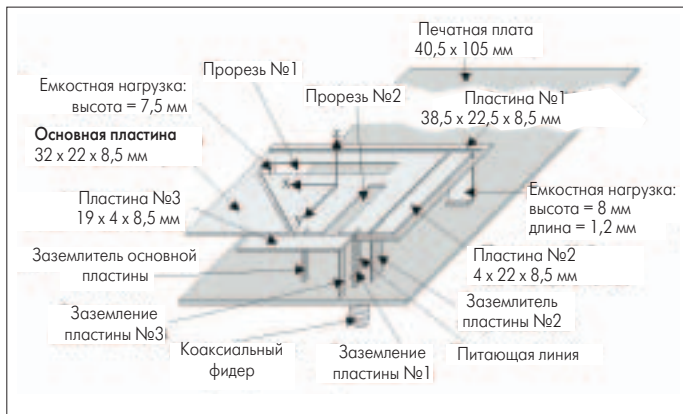
**Рис.24. Простейшая четырехдиапазонная PIFA [14]**



**Рис.25. Влияние длины прорези  $L_1$  на частотные характеристики антенны на рис.24 [13]**



**Рис.26. Сечения диаграмм направленности четырехдиапазонной PIFA в режиме передачи в вертикальной плоскости, проходящей через продольную ось симметрии антенны (плоскость z-x на рис.12), на резонансных частотах 870 МГц (а) и 2,04 ГГц (б) [14]**

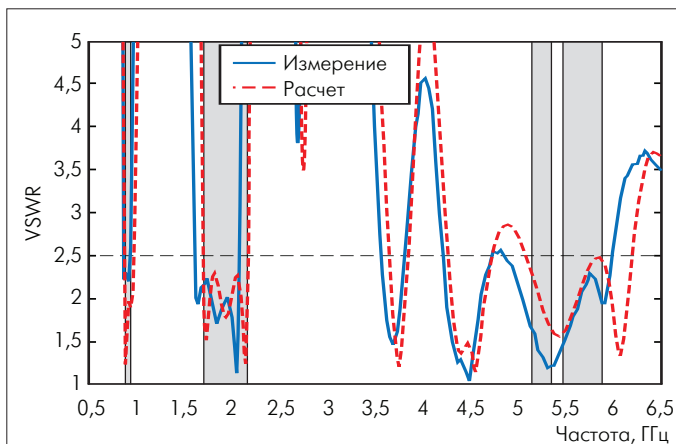


**Рис.27. Пятидиапазонная антенная система**

те антенна может работать в диапазонах частот систем мобильной связи стандартов GSM900, DCS1800 и UMST (1983–2175 МГц), а также частот стандарта Bluetooth (2373–2620 МГц).

Из расчетных частотных характеристик простейшей четырехдиапазонной PIFA (см. рис.24) видно, что условия приема сигналов на высшем резонансе ухудшаются (рис.25). Это влечет соответствующие искажения в диаграммах направленности антенны (рис.26). Полученные результаты наглядно иллюстрируют возможности многодиапазонного излучения и приема PIFA как горизонтально, так и вертикально поляризованных волн при однопортовом фидере [17]. Именно поэтому PIFA отдается предпочтение в мобильных средствах связи, где возможна произвольная ориентация антенны в пространстве. Кроме того, как отмечается в [17], в случае сигналов двойной поляризации PIFA селектирует обе ортогональные полевые компоненты с почти равным по величине коэффициентом передачи, тогда как у микрополосковых антенн доминирует одна из поляризационных составляющих.

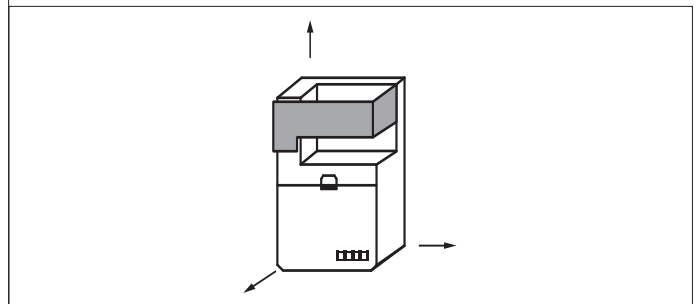
Оптимизация расположения и размеров прорезей в конструкции на рис.24 – чрезвычайно сложная задача. Малые изменения геометрических размеров могут привести к заметному ухудшению эффективности антенны. Поэтому при численном моделировании необходимо максимально уменьшать шаг дискретизации оптимизируемых величин. Это подтверждают приведенные на рис.25 результаты расчета



**Рис.28. Частотная характеристика VSWR антенны, приведенной на рис.27**

частотной характеристики простейшей четырехдиапазонной PIFA (см. рис.24) для выборочных значений длины прорези  $L_1$ . Поэтому тривиальное решение, предложенное учеными Университета Квинсленда [17], можно признать малоперспективным для серийно выпускаемых антенн, отличающихся технологическим разбросом геометрических параметров. И уж тем более не следует пытаться распространять это решение на антенны с большим числом рабочих диапазонов.

Первая из известных пятидиапазонных антенн была разработана специалистами Чалмерского технологического университета (Швеция) [16]. Ее габариты и внешний вид (рис.27) – развитие конструкции антенны, приведенной на рис.22. Основная задача при проектировании этой антенны заключалась в обеспечении тех же резонансных частот, что и у антенны на рис.22, с добавлением 5-ГГц диапазона WLAN. О том, в какой мере это удалось, можно судить по значениям результирующей полосы пропускания антенны с VSWR не хуже 2,5: 70 МГц в полосе GSM (870–940 МГц), 476 МГц в полосе DCS/PCS/UMTS (1608–2804 МГц) и 1128 МГц в полосе WLAN (4863–5991 МГц) (рис.28). Охват 5-ГГц диапазона дос-



**Рис.29. Антенна BIFA**

тигнут путем сочетания высшей гармоники основной пластины с емкостной нагрузкой (5,3 ГГц) и седьмой гармоники дополнительной (№ 1) L-антенны (5,9 ГГц). Паразитные полосы приема в районе 3,6 и 4,5 ГГц легко подавляются избирательными цепями аппаратуры обработки сигналов.

Таким образом, антенны PIFA многодиапазонных мобильных средств связи в ходе эволюции превратились, по сути, в самый сложный антенный комплекс, состоящий из нескольких взаимосвязанных активных и пассивных элементов [18]. Фактически комбинация различных по конструкции сегментов в едином многополосном антенном модуле стала основным методом в арсенале разработчиков широкополосных радиотехнических средств. Естественно, рассмотренные здесь варианты конструктивных решений охватывают лишь наиболее характерные, ключевые подходы к проектированию антенн семейства PIFA. Далеко не каждый из них будет востребован производителями серийных устройств. Большинство так и останутся историческим фоном прогресса теории. К разряду таковых можно отнести, например, PIFA-подобные антенны с расширенной трехмерной топологией, названные "изогнутыми IFA" (Bent Inverted-F Antenna, BIFA) (рис.29) [19]. Таковы

издержки эволюционного отбора. Среди фаворитов – многообразные PIFA-конструкции, в том числе с интегрированными микрополосковыми и диэлектрическими резонансными антеннами. Соответствующие технические решения будут рассмотрены в следующем выпуске журнала.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Слюсар В.И.** Многодиапазонные антенны мобильных средств связи. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2006, №8.
2. **Minh-Chau T. Huynh.** A Numerical and Experimental Investigation of Planar Inverted-F Antennas for Wireless Communication Applications. – In: Master Thesis of Science in Electrical Engineering. – Virginia Polytechnic Institute and State University. – Blacksburg, Virginia. – Oct. 19, 2000. – 123 p. – <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-10242000-22130026/unrestricted>.
3. **Nathan P. Cummings.** Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna. – In: Master Thesis. – Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute. – Oct. 31, 2001. – <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-11132001-145613/unrestricted/etd.pdf>.
4. **Redvik J.** Overview of Small Antennas at EMW. – In: COST 260 Management Committee and Working Groups Meeting, Gothenburg, Sweden, May 2–5, 2001. – Small Antenna Group Antenna Research Center. – Ericsson Microwave Systems AB. – <http://www.rc.fer.hr/cost260/gothenbu/gop33.pdf>.
5. **Pinho P., Pereira J. F. Rocha.** Optimisation of a PIFA Antenna Using Genetic Algorithms. – In: 3rd Conference on Telecommunications (ConfTele 2001). – April 23–24, 2001. – <http://www.co.it.pt/conftele2001/proc/pap060.pdf>.
6. **Pinho P. and Pereira J.F. Rocha.** Design of a PIFA antenna using FDTD. – In: 2nd COST 260 Workshop on Smart Antenna Computer Aided Design & Technology. – Aveiro, Nov. 3–5, 1999. – <http://www.rc.fer.hr/cost260/aveiro/p110.pdf>.
7. **Ollikainen J., Vainikainen P.** Design and Bandwidth Optimization of Dual-Resonant Patch Antennas. – Helsinki University of Technology. Radio Laboratory Publications. REPORTS 252. – Espoo, March, 2002. – <http://lib.tkk.fi/Diss/2004/isbn9512273810/article1.pdf>.
8. Patent 6,795,028 USA. H01Q 1/24. Wideband Compact Planar Inverted-F Antenna/ Warren L. Stutzman, Minh-Chou Huynh. – Date of Patent: Sept. 21, 2004. – PCT Filed: Apr. 27, 2001.
9. **Stutzman W. and Davis B.** Antennas for Wireless Communications – Basic Principles and System Applications. – Virginia Tech Antenna Group. – June 9, 2006. – [http://wireless.vt.edu/tutorials/Stutzman\\_Davis.pdf](http://wireless.vt.edu/tutorials/Stutzman_Davis.pdf).
10. **Слюсар В.И.** 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги. – “ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2006, № 6.
11. **Kin-Lu Wong.** Planar Antennas for Wireless Communications. – New York, Wiley-Interscience. 2003, 301 p.
12. **Causley A.J.** Design of Conformal Antennas for Telephone Handsets. – In: Bachelor of Engineering Honours Thesis. – The University of Queensland. 2002, 117 p. – <http://innovexpo.itee.uq.edu.au/2002/projects/s354019/thesis.pdf>.
13. **Liu Z.D., Hal P.S., & Wake D.** Dual Frequency Planar Inverted-F Antenna. – IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Oct. 1997, v.45, N 10, p. 1451–1457.
14. **Wan Tsui Fung J.** A Small Antenna for Wearable Application. – Queen Mary University of London. – Department of Electronic Engineering. 2003, 75 p. – [http://www.elec.qmul.ac.uk/staffinfo/davew/reports\\_pdfs/IC\\_projects/IC2003/ic3016-1\\_report.pdf](http://www.elec.qmul.ac.uk/staffinfo/davew/reports_pdfs/IC_projects/IC2003/ic3016-1_report.pdf).
15. **Ollikainen J., Kivekas O., Toropainen A. and Vainikainen P.** Internal Dual-Band Patch Antenna for Mobile Phones. – In: Proceedings of the AP2000 Millennium Conference on Antennas & Propagation. Davos, Switzerland, April 9–14 2000. – <http://lib.tkk.fi/Diss/2004/isbn9512273810/article7.pdf>.
16. **Ciais P., Luxey C., Diallo A., Staraj R., Kossiavas G.** Design of Internal Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards. – In: Joint COST 273/284 Workshop on Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications, June 7–10, 2004. – Chalmers University of Technology Gothenburg, Sweden. – [http://www.s2.chalmers.se/costworkshop/workshop\\_papers/126.pdf](http://www.s2.chalmers.se/costworkshop/workshop_papers/126.pdf).
17. **Choon Wee Khoo.** Multi-Band Antenna for Handheld Transceivers. Bachelor of Electrical Engineering Thesis. – The University of Queensland. – School of Information Technology and Electrical Engineering. – 2002, 76 p. – <http://innovexpo.itee.uq.edu.au/2002/projects/s4000751/thesis.pdf>.
18. **Слюсар В.И.** Многодиапазонные антенны современных мобильных телефонов. – Радиоаматор, 2005., № 1, с. 50–51.
19. **Bako Tamas Bela.** Mobiltelefonok RF sugarzasanak merese. – Diplomater, 2001, p.18. – <http://www.mit.bme.hu/~bako/DOC/mobil.pdf>.