

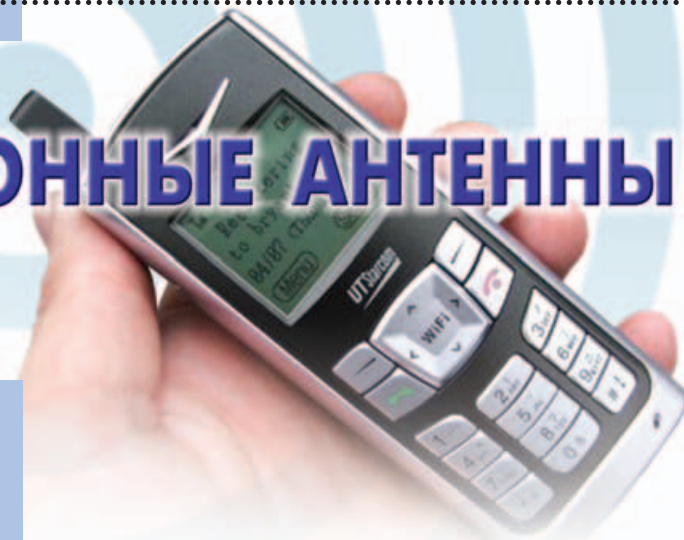
МНОГОДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫ

МОБИЛЬНЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ*

В предыдущей статье подведены итоги 60-летних исследований в области реализации эффективных электрически малых антенн (ЭМА). Наибольшее распространение эти антенны получили в средствах мобильной связи. Но здесь по-прежнему остаются актуальными такие проблемы, как уменьшение физических размеров антенны без изменения ее электрических (волновых) размеров, ослабление зависимости изменения направленности антенны от ориентации корпуса, обеспечение максимальной безопасности пользователя мобильного телефона. На решение этих вопросов направлены усилия многих исследователей.

СПИРАЛЬНЫЕ ЭМА

Еще несколько лет назад в сотовых телефонах и стационарных радиосистемах широко использовались спиральные антенны поперечного (перпендикулярного оси) излучения с плотной навивкой спирали. Дело в том, что, как правило, габариты обычных несимметричных вибраторных антенн в форме прямого стержня равны четверти волны принимаемого (излучаемого) сигнала. А значит, при рабочей частоте 900 МГц высота излучателя будет равна 83 мм. Естественно, столь длинные антенны сложно встраивать в корпус мобильного телефона, поэтому разработчикам нужно было искусственно укоротить монополь до приемлемой физической длины, сохраняя при этом неизменными его электрические размеры. Наиболее эффективный способ решения этой задачи — замена прямолинейных проводников спиральными, свернутыми в винтовую линию. Известно, что скорость распространения электромагнитной волны вдоль оси проводящей спирали всегда меньше скорости света, поэтому при не-



В. Слюсар

изменной частоте длина волны сигнала в такой структуре будет меньше его длины волны в свободном пространстве [1]. Замедляющие свойства спиральных структур и позволяют уменьшить длину резонансной антенны в десятки раз, не изменяя ее электрические габариты (рис. 1 а,б). Вот почему выбор часто падает именно на спиральный монополь. Правда, при этом конструкторам приходится мириться с определенными потерями (в том числе со снижением коэффициента полезного действия на 5–10 %), но эти потери с лихвой компенсирует комфорт в эксплуатации.

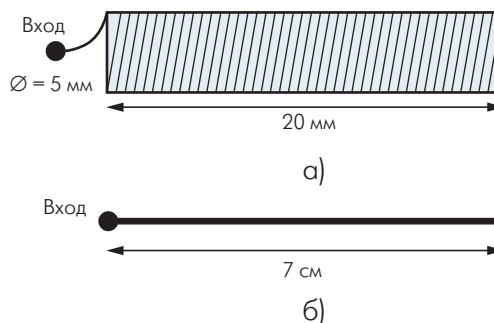


Рис. 1. Вид спиральной (а) и четвертьволновой (б) антенны на резонансную частоту 868 МГц

Применение спиральной антенны позволило во многом решить проблему обеспечения устойчивой связи при произвольной ориентации антенны в пространстве. В отличие от прямолинейного вибратора, в спиральной антенне можно добиться чувствительности к электромагнитным волнам эллиптической или даже круговой поляризации [2]. Следовательно, такая антенна может принимать сигналы при произвольном угле наклона плоскости поляризации в пределах своей диа-

*Продолжение. Начало см.: В.Слюсар. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги. — ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2006, № 6, с. 10.

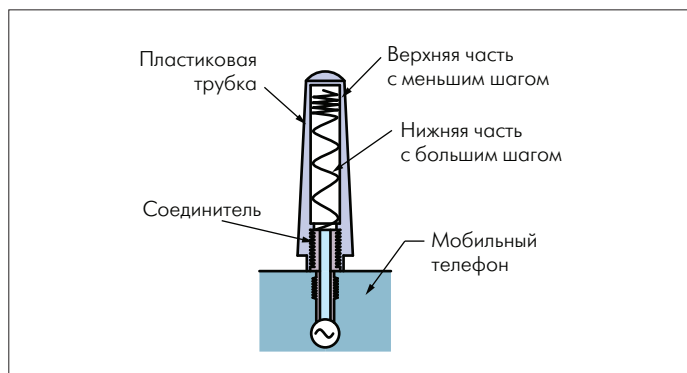


Рис.2. Разрез двухдиапазонной спиральной антенны

граммы направленности (ДН). Условие круговой поляризации при однородном по значению и фазе наведенном токе вдоль спирали задано соотношением Вилера [2]:

$$T = \frac{\pi^2 D^2}{2\lambda},$$

где T – шаг спирали (расстояние между соседними витками провода), D – диаметр петли, λ – длина волны.

Фактически для круговой поляризации угол наклона проводника в спирали относительно ее продольной оси должен составлять 45° . На практике такой угол не выдерживают из-за стремления добиться минимальной физической длины антенны путем увеличения числа витков спирали до максимума. Поэтому в портативных радиосистемах спиральные структуры излучают волны эллиптической поляризации.

Появление двухчастотных приемников стимулировало дальнейшее развитие спиральных несимметричных антенн. На рис.2 показан разрез типичной бисегментной двухчастотной спиральной антенны с двумя различными шагами навивки в разных ее сегментах под диапазоны частот стандартов GSM и DCM (1710 и 1880 МГц) [3]. Существуют и другие решения задачи создания двухчастотных малоразмерных антенн. Например, можно помещать спираль малого радиуса, предназначенную для работы в диапазоне 1800 МГц, внутрь спирали большего радиуса с резонансной частотой 900 МГц (рис.3а). Второй вариант – это комбинация штыревого излучателя для частоты 1800 МГц и спиральной антенны, намотанной вокруг него (рис.3б), обеспечивающей работу в диапазоне 900 МГц. Хотя рассмотренные конструкции двухдиа-

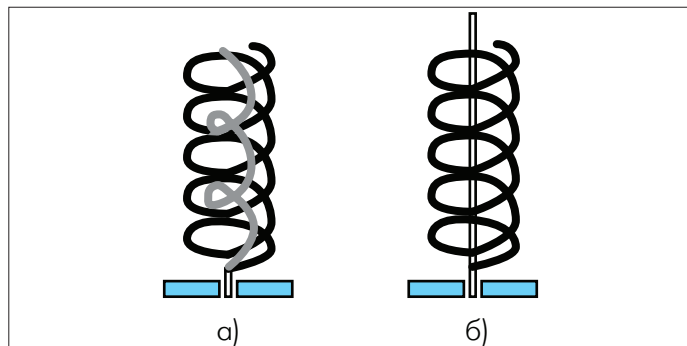


Рис.3. Варианты двухчастотных антенн со спиралями разного размера (а) и комбинации штыревого излучателя и спиральной антенны (б)

пазонных антенн намного меньше прямого монополя, укоротить антенну, как правило, удается не более чем на 10% длины волны ее низкочастотного диапазона.

Для дальнейшего уменьшения габаритов антенны было предложено изгибать, свертывать или как-либо трансформировать двумерные монополи в трехмерные структуры. В частности, специалистами Политехнического института и государственного университета штата Виргиния была разработана спирально-винтовая антенна (рис.4) [3]. Уменьшить общую высоту антенны над плоскостью заземления мобильных коммуникаторов позволяют объемно-структурированные миниатюрные монополи [4]. Высота типичной конструкции такой антенны не превышает 15 мм, т.е. на частоте 900 МГц составляет ~4% длины волны сигнала, а у некоторых антенн – не превышает 7 мм (~2% длины волны сигнала той же частоты). Объемно-структурированные спиральные антенны, в частности их спирально-винтовые варианты, свободно размещаются в корпусе мобильного телефона.

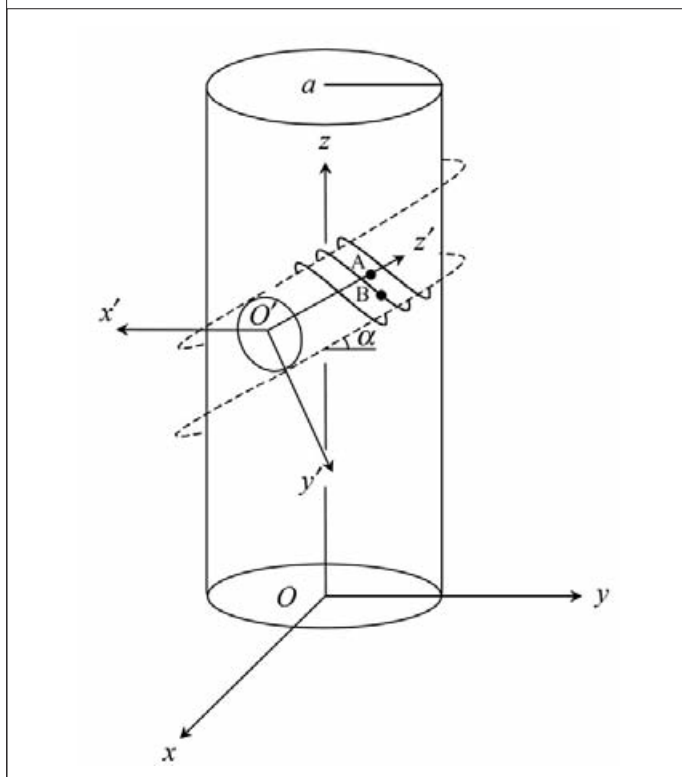


Рис.4. Геометрия спирально-винтовой антенны [4]

Недостаток ДН спиральных монополей, впрочем, как и обычных вибраторов, – необходимость вертикальной ориентации для обеспечения наилучшего режима излучения (приема) антенны. Однако это условие, как правило, не всегда выполняется. К тому же, излучение рассмотренных вибраторных антенн одинаково как в свободное пространство, так и по направлению к пользователю. Поэтому интерес представляют антенны, у которых характер изменения ДН наиболее безопасен для владельца телефона и слабо зависит от ориентации корпуса аппарата в пространстве. Популярным вари-

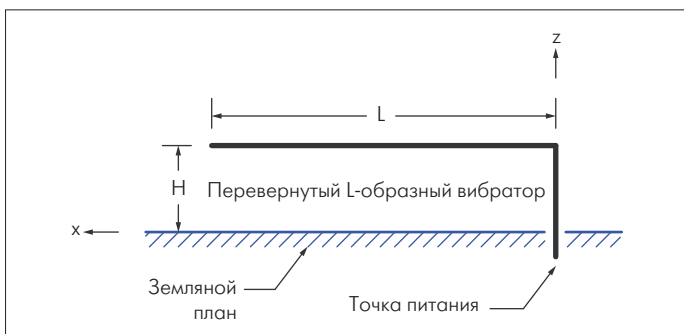


Рис.5. Перевернутый L-образный вибратор (ILA)

антом подобных низкопрофильных всенаправленных излучателей стало семейство планарных инверсных L- и F-образных антенн.

АНТЕННЫ ИНВЕРСНОГО ТИПА ILA, IFA И DIFA

Первым образцом таких антенн можно считать простейший L-образный вибратор, располагаемый в перевернутом виде (отсюда термин "инверсный") над плоским экраном (рис.5) [5]. Такой согнутый монополюс использовался еще Дж. Маркони. Сейчас его применение – следствие естественного стремления спрятать антенный излучатель внутрь мобильных телефонов, разместив его вдоль длинной стороны корпуса. В отечественной литературе вибратор этого вида известен как Г-образный [6].

На вертикальный сегмент перевернутого L-вибратора подается питание. Свободный его конец через воздух либо диэлектрик оказывается нагруженным на эквивалентную емкость, образуемую воздушным промежутком или диэлектриком, расположенным между горизонтальным сегментом и экраном. Перевернутая L-антенна (Inverted-L Antenna, ILA) достаточно проста в изготовлении. По многим электрическим характеристикам она подобна короткой монополюсной антенне. Так, ее диаграмма направленности почти идентична ДН короткого монополя, который является всенаправленным в плоскости, перпендикулярной его оси, и не излучает в соосном направлении. Однако вследствие дополнительного излучения, обусловленного геометрией перевернутого L-вибратора, его ДН несимметрично деформирована в плоскости, где у обычного вибратора ДН круговая. Резонансная длина волны L-вибратора определяется его геометрическими размерами согласно выражению [5]:

$$\lambda = 4 (H + L), \tag{1}$$

где H – высота вибратора над заземленным экраном, L – длина его горизонтального сегмента.

Как и у обычного монополя, активное сопротивление перевернутой L-антенны мало (не более 4 Ом), а реактивность составляет сотни ом, что затрудняет согласование с питающей линией.

Граничное соотношение для предельной добротности электрически малой ILA вывел Вен Джиэй (Wen Geyi) [7]:

$$Q = \frac{2\omega W_e}{P} = \frac{6}{k^3 h (h+b)^2} \cdot \left(\frac{\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1 + b \left[\ln\left(\frac{2b}{a}\right) - 1 \right]}{h} \right), \tag{2}$$

где a – радиус проводника, из которого изготовлена ILA, h – высота горизонтального плеча над экраном, b – длина горизонтального плеча, k – волновое число.

На самом деле в этом выражении содержится опечатка, которую несложно обнаружить, если подставить в левую часть формулы добротности антенны (2) полученные Джиэй приближенные значения излучаемой мощности $P \gg 5h^2 k^2 |I_0|^2$ и запасенной энергии

$$W_e \approx \frac{\eta c |I_0|^2}{8\pi\omega^2 (h+b)^2} \cdot \left(h \left[\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1 \right] + b \left[\ln\left(\frac{2b}{a}\right) - 1 \right] \right),$$

где $h = 120 \lambda$, $|I_0|$ – модуль амплитуды тока антенны. В результате такой подстановки получим выражение

$$Q = \frac{2\omega W_e}{P} = \frac{2\omega \cdot \eta c |I_0|^2}{5h^2 k^2 |I_0|^2 \cdot 8\pi\omega^2 (h+b)^2} \cdot \left(h \left[\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1 \right] + b \left[\ln\left(\frac{2b}{a}\right) - 1 \right] \right), \tag{3}$$

которое после преобразований примет окончательный вид:

$$Q = \frac{6}{k^3 h (h+b)^2} \cdot \left(\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1 + \frac{b}{h} \left[\ln\left(\frac{2b}{a}\right) - 1 \right] \right) \tag{4}$$

При $b = 0$ это уточненное выражение, а не (2), приведенное в [7], сводится к формуле добротности линейного монополя. Согласно утверждению Джиэй, в случае $h = b$ соотношение (2) может быть упрощено [7]:

$$Q = \frac{3}{k^3 h^3} \cdot \left(\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 0,653 \right). \tag{5}$$

Однако такой результат следует лишь из скорректированной формулы (4):

$$Q_{b=h} = \frac{6}{k^3 h (h+h)^2} \cdot \left(\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 1 + \frac{h}{h} \left[\ln\left(\frac{2h}{a}\right) - 1 \right] \right) = \frac{6}{k^3 h (2h)^2} \cdot \left(2 \cdot \ln\left(\frac{h}{a}\right) - 2 + \ln(2) \right) = \frac{3}{k^3 h^3} \cdot \left(\ln\left(\frac{h}{a}\right) - 0,653 \right).$$

Как видно, значение добротности, получаемое из выражения (5), примерно в два раза меньше значения добротности прямолинейной антенны. Это соответствует физической картине реальных электромагнитных процессов. Поэтому полоса пропускания ILA теоретически в два раза превышает аналогичный показатель линейного монополя.



Внутреннее сопротивление R_{ILA} , согласно Андрию Гобийну (Andrew T. Gobien) [8], может быть рассчитано по приближенной формуле:

$$R_{ILA} = 40(kh)^2 \left(1 - \frac{h}{2(h+L)}\right)^2. \quad (6)$$

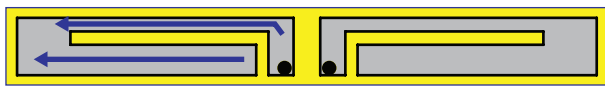
Правда, ряд специалистов [5] отдают приоритет в выводе формулы (6) Вэншу (Wunsch), автору публикации [9]. А. Гобийн же получил это соотношение на основе комплексной теоремы Пойтинга в предположении линейного изменения тока в антенне [8]. В ходе выкладок он пренебрег значениями четвертого порядка малости. Такое допущение приемлемо в случае малой длины сегментов ILA . Формула (6) более удобна для расчетов по сравнению с методикой, изложенной в [6], которая опирается на синусоидальное распределение тока с учетом действующей (эффективной) высоты L -образного вибратора.

Реактивная составляющая внутреннего сопротивления приемной ILA определяется, в соответствии с [8], более сложной зависимостью:

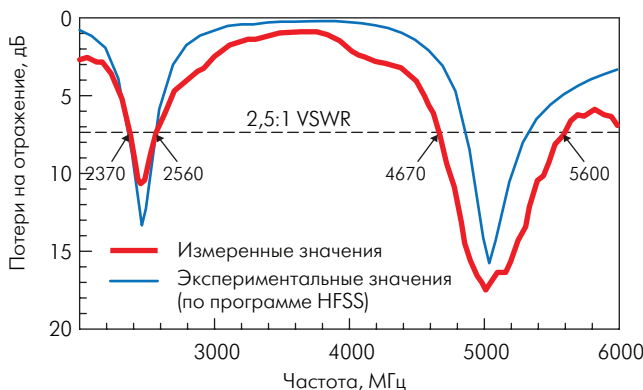
$$X_{ILA} = \frac{-60h \left(2 - \frac{h}{h+L}\right)}{k(h+L)^2} \left[\ln\left(\frac{2h}{a_0}\right) - \frac{a_0}{h} + \frac{L_a T - h}{\sqrt{L_a^2 + h^2}} - \frac{5(kh)^2}{8} + \left(\frac{(kh)^2}{2} \left(1 + \frac{L}{h}\right)^2\right) \ln\left(\frac{2h}{a_0}\right) + \frac{(kh)^2}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{L_a}{h}\right)^2} + \frac{(kh)^2}{2} T \cdot \ln\left(\frac{L_a + \sqrt{L_a^2 + h^2}}{h + a_0}\right) \right], \quad (7)$$

где a_0 – диаметр провода, $L = L_a + a_0$, $T = 1 - a_0/h$.

Это выражение здесь скорректировано с целью устранения опечатки, которая содержится в формуле, приведенной в



а)



б)

Рис.6. Печатный диполь с плечами в виде ILA (а) и его частотная характеристика (б)

[8]. Речь идет о знаке перед слагаемым $5(kh)^2/8$ уравнения (7). В работе [8] перед ним одновременно присутствуют знаки "+" и "-". Сделать правильный выбор из этой альтернативы позволяет выражение для реактивности ILA , предложенное Вэншом в [9], которое дает более точные результаты по сравнению с (7) при малых значениях kL , а именно:

$$X_{ILA} = \frac{-60h \left(2 - \frac{h}{h+L}\right)}{k(h+L)^2} \left[\ln\left(\frac{h\sqrt{2}}{a_0}\right) - \frac{3h - 20a_0}{9h} + \frac{L_a T - \frac{h}{4}}{\sqrt{L_a^2 + \frac{h^2}{4}}} + \frac{\frac{L_a T}{3} - \frac{3h}{4}}{\sqrt{L_a^2 + \frac{9h^2}{4}}} - \frac{3(kh)^2}{8} + \left\{ \frac{(kh)^2}{2} \left(\frac{1}{4} - \left(1 + \frac{L}{h}\right)^2 \right) \right\} \ln\left(\frac{h\sqrt{3}}{a_0}\right) + \frac{(kh)^2}{8} \sqrt{\frac{1}{4} + \left(\frac{L_a}{h}\right)^2} + \frac{3(kh)^2}{8} \sqrt{\frac{9}{4} + \left(\frac{L_a}{h}\right)^2} + \frac{(kh)^2}{8} T \cdot \ln\left(\frac{L_a + \sqrt{L_a^2 + \frac{h^2}{4}}}{\frac{h}{2} + a_0}\right) + \frac{3(kh)^2}{8} T \cdot \ln\left(\frac{L_a + \sqrt{L_a^2 + \frac{9h^2}{4}}}{\frac{3h}{2} + a_0}\right) \right]. \quad (8)$$

Это выражение, согласно [8], должно практически совпадать с формулой (7) при $kL > 0,15$ и $a_0/h < 0,1$, что и было учтено при корректировке окончательного вида (7).

В случае электрически малых ILA , для которых выполняются условия $kh < 0,5$ и $kL < 0,5$, при расчете активной составляющей внутреннего сопротивления также следует учитывать диаметр провода, из которого изготовлена антенна. Как отмечено в [8], применительно к такой задаче существует более строгая оценка активной составляющей внутреннего сопротивления ILA , полученная в [9]:

$$R_{ILA} = 15(kh)^2 \left(2 - \frac{h}{h+L}\right) \left[2 - \frac{10}{9} \frac{\left(h^2 + \frac{3}{5}L^2 + \frac{6}{5}h(L+a)\right)}{(h+L)^2} \right] \quad (9)$$

Разница в значениях сопротивлений, рассчитанных по формулам (9) и (6), достигает 20%.

Помимо проволочных ILA возможен альтернативный вариант их выполнения на основе микрополосковых линий. Так, для ноутбуков предложено использовать печатный вариант двухдиапазонной антенны, в которой ILA выполнена в виде щели (рис.6а) [10]. Габариты антенны – 5×34 мм². Она рассчитана на работу в диапазонах частот WLAN-сетей (2,4/5,2 ГГц). При этом ширина полосы пропускания в первом диапазоне, согласно полученным результатам экспериментальных измерений, превышает 7%, а во втором – 10% [10]. Как и всякое многодиапазонное решение, такая антенна проигрывает в направленных свойствах полуволновым вибраторо-

№	Внешний вид антенны	Коэффициент усиления, дБи	
		2,4 ГГц	5,2 ГГц
1		4,3	3,9
2		4,7	3,8
3		4,2	2,4
4		4,2	3,6
5		2,7	4,9
6		5,8	
7			5,1

Рис.7. Коэффициенты усиления различных вариантов печатных диполей [10]

рам, рассчитанным на конкретный диапазон. Место указанной антенны в ряду других альтернативных решений показано на рис.7 (вариант 5). Как видно, плата за компактность в данном случае незначительна и не превышает 3,1 дБи по сравнению с печатным диполем (рис. 7, вариант 6), коэффициент усиления которого в диапазоне 2,4 ГГц равен 5,8 дБ по отношению к изотропной антенне, т. е. 5,8 дБи. Для частот в районе 5,2 ГГц эта разница составляет всего 0,2 дБи. Следует иметь в виду, что для многих приложений предпочтительна минимальная направленность антенны.

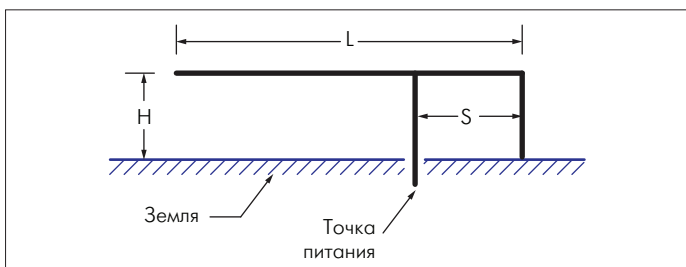


Рис.8. Перевернутая F-образная антенна (IFA)

Перевернутая F-образная антенна (Inverted-F antenna, IFA) стала следующим шагом в развитии конструкции L-вибратора. Антенна этого типа представляет собой, по сути, два соосных L-вибратора разной длины (рис.8) [5]. При этом внешняя вертикальная стойка F-образной антенны нагружена на корпус, тогда как сигнал подается через "внутреннюю" верти-

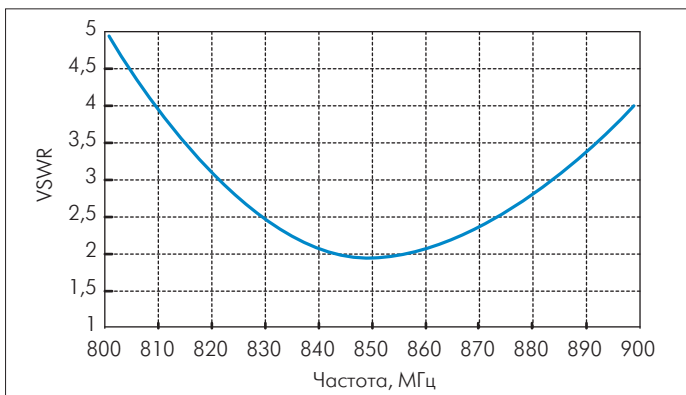


Рис.9. Зависимость коэффициента стоячей волны (VSWR) от частоты типичной IFA [5]. Габариты антенны: H = 2,28 см, L = 7,2 см, радиус проводника 0,15 см. Расстояние между вертикальными секциями S = 0,68 м (не намного больше 4,5 радиусов проводника)

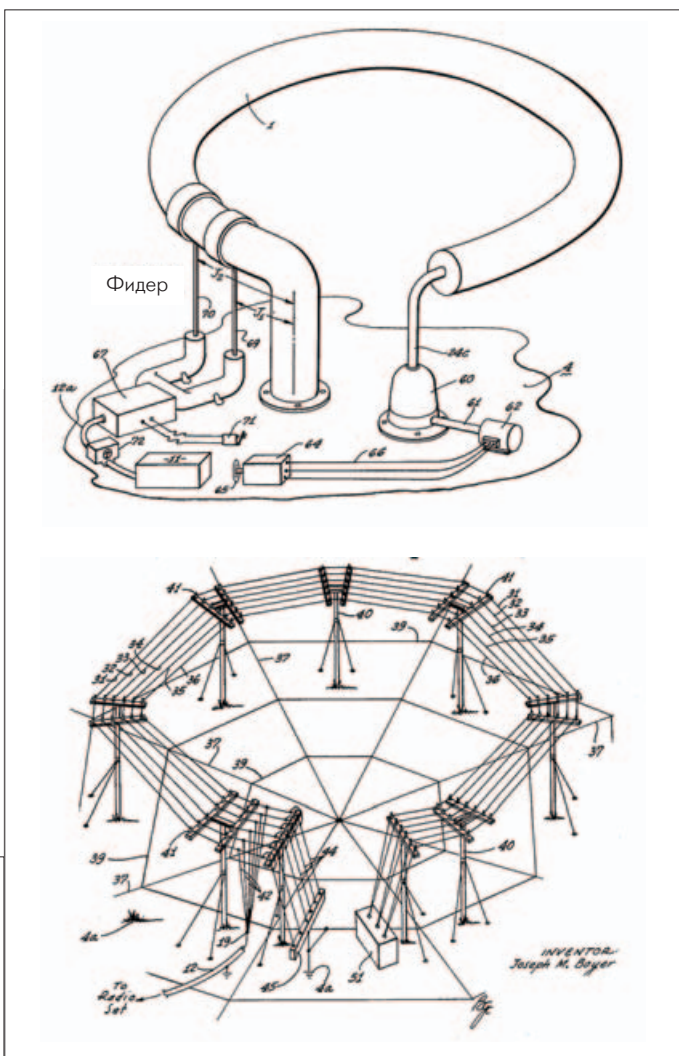


Рис.10. Варианты однокольцевой по высоте антенны DDDR [14]

кальную секцию. Введение дополнительного L-сегмента обеспечило гибкое управление значением входного сопротивления антенны и существенно упростило ее согласование. Изменяя расстояния S между вертикальными секциями, можно добиться приемлемого значения реактивного сопротивления антенны. Значение S не влияет на резонансную частоту такого излучателя, и за счет улучшенного согласования антенны на резонансной частоте VSWR может быть менее 2 (рис.9). Однако при этом ширина рабочей полосы частот составляет всего 1,5 % (полоса типичных проводных F-образных антенн не превышает 2% [5]), что слишком мало для средств мобильной связи.

F-образная антенна – достаточно старый тип антенны. Изначально она предназначалась для военной авиационной и ракетной техники. Ее появление связывают с изобретением в 50-е годы прошлого столетия сотрудником корпорации Northrop доктором Джозефом Бойером (Joseph M. Boyer) так называемого непосредственно управляемого кольцевого излучателя (Directly Driven Ring Radiator, DDDR) [11]. Внешне DDDR напоминает свернутую в кольцо IFA в плоскости, перпендикулярной фидеру. При этом на свободном конце кольцевой линии в DDDR использовался перестраиваемый кон-

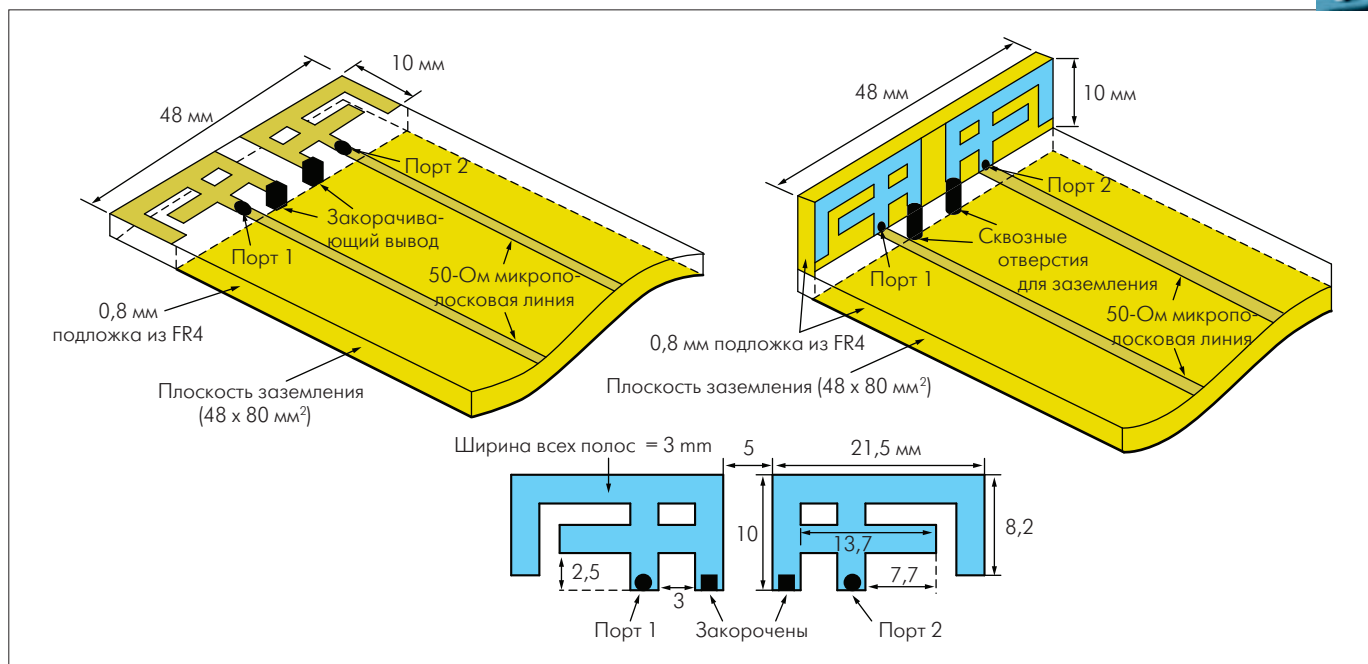


Рис. 11. Печатная двухэлементная антенна MIMO для диапазона частот 2,4/5,2 ГГц

денсатор, что позволяло управлять резонансной частотой и согласованием антенны (рис. 10). Позже F-образные антенны нашли применение и в радиолюбительских устройствах.

Подобно IFA, известны также и печатные варианты F-образных антенн (рис. 11) [12].

Для расширения рабочего диапазона частот нередко используется гибридная конструкция, состоящая из двух параллельно расположенных над металлическим экраном L- и F-образных вибраторных антенн. Это – так называемая двойная перевернутая F-антенна (DIFA) [5]. В таком варианте конструкции L-антенна – пассивный элемент. Ее длина равна или почти равна протяженности перевернутой F-антенны (рис. 12) [5]. Подобное решение позволило вдвое расширить предельную полосу пропускания, доведя ее до 4% от номинала резонансной несущей частоты. Впрочем, даже такой полосы недостаточно для средств мобильной связи, учитывая разнос частот передающего и приемного каналов (например, в диапазоне частот стандарта DAMPS 824–894 МГц с центральной частотой 859 МГц полоса рабочих частот должна составлять 8,1% номинала резонансной). Кроме того, габариты DIFA чрезвычайно велики – 0,6x8,6 см.

При внимательном рассмотрении структуры DIFA возникает вопрос об эффективности использования нескольких L-антенн совместно с F-вибратором. Поиски ответа на него стимулировали переход к качественно новой конструкции –

планарной F-образной антенне (Planar Inverted-F Antenna, PIFA) [4, 5, 13, 14]. Именно антенну этого типа большинство специалистов считают приемлемой альтернативой спиральным вибраторам. Типичная однодиапазонная PIFA показана на рис. 13.

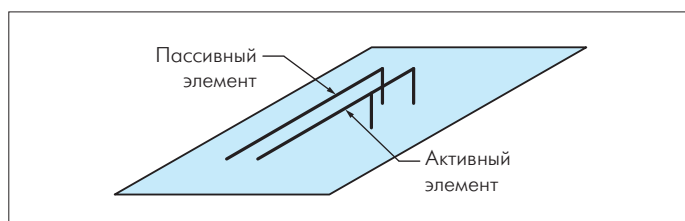


Рис. 12. Двойная перевернутая F-антенна (DIFA)

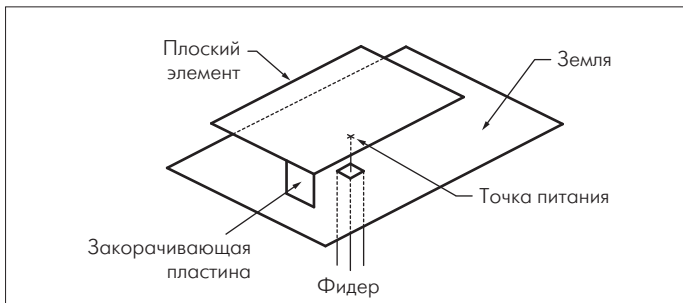


Рис. 13. Однодиапазонная планарная F-образная антенна (PIFA)

Вырожденным случаем PIFA являются планарные модификации инверсной L-антенны – PILA. Так, специалистами Университета Пизы предложена конструкция антенны с круглым планарным излучателем, рабочая полоса частот которой в диапазоне 2,5–3,5 ГГц составляет 45% (!) при VSWR = 2 и 30% при VSWR = 1,5 [15]. Правда, при столь широкой полосе ДН антенны на краях рабочего диапазона заметно деформируется.

Следует отметить, что поиск в патентной базе США (www.delphion.com) описаний планарных модификаций инверсной F-антенны по ключевым словам "Planar Inverted-F" выявил более 105 патентов, посвященных усовершенствованию конструкции PIFA, из которых 95 зарегистрированы в последние пять лет. Это свидетельствует о настоящем буме в развитии данного типа антенн и их большой востребованности в современной технике мобильной связи. О том, чем вызван такой повышенный интерес и о достоинствах PIFA, речь пойдет в следующей публикации автора.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Курушин А.** Спиральные антенны в сотовых телефонах – ChipNews., 2001, № 10. – <http://www.chip-news.ru/archive/chipnews/200110/3.html>.
2. **Wheeler H. A.** A Helical Antenna for Circular Polarization. – Proceedings of the IRE, Dec. 1947, p.1484–1488.
3. **Ghoreishian I.** The Spiro-Helical Antenna. – Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering. – Virginia Polytechnic Institute and State University. Blacksburg, Virginia Tech. Aug., 1999. – <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-120899-112725/unrestricted/etd.pdf>.
4. **Wong Kin-Lu.** Planar Antennas for Wireless Communications. – New York, Wiley-Interscience, 2003.
5. **Cummings N.P.** Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna. – Master Thesis. – Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute. Oct. 31, 2001. – <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-11132001-145613/unrestricted/etd.pdf>.
6. **Корбанский И.Н.** Антенны. – М.: Энергия, 1973.
7. **Geyi Wen.** A Method for the Evaluation of Small Antenna Q. -IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Aug. 2003, v.51, N8. – <http://www.hep.princeton.edu/>

~mcdonald/examples/EM/geyi_ieeetap_51_2124_03.pdf.

8. **Gobien A.T.** Investigation of Low Profile Antenna Designs for Use in Hand-Held Radios. – Master Thesis of Science in Electrical Engineering. – Virginia Polytechnic Institute and State University. Aug. 1, 1997. – <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-7697-21043>.
9. **Wunsch D.A.** A Closed-Form Expression for the Driving Point Impedance of the Small Inverted-L Antenna. – IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Feb. 1996, v.44, N2.
10. **Su C.M., Chen H.T. and Wong K.L.** Inverted-L slot antenna for WLAN operation. – Microwave Optical Techn. Lett., June 5, 2003, v.37, p.315–316.
11. Пат. 3247515. Cl. 343-742 США. Low Profile Antenna./Joseph M. Boyer. – Patented Apr. 19, 1966. – Filed Mar. 4, 1963.
12. **Chen Yen-Yu.** Novel Antenna Designs for a PCMCIA Card. – Master of Science Degree Thesis. – National Sun Yat-Sen University. Taiwan. May 24, 2003. – <http://etd.lib.nsysu.edu.tw/ETD-db/ETD-search/gefile?URN=etd-0620103-170116&filename=etd-0620103-170116.pdf>.
13. **Ciais P., Luxey C., Diallo A., Staraj R., Kossivas G.** Design of Internal Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards. – 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.
14. **Serra A.** Antenne Per Terminali Mobili. – Universita Degli Studi Di Pisa. – http://www2.ing.unipi.it/~o1443499/Files_Appunti/Antenne_per_terminal_i_mobili.pdf.
15. **Chen Z. N. and Chia M. Y. W.** A Circular planar inverted-L antenna with vertical ground plane. – Microwave and Optical Technology Letters, Nov., 2002, v.35, N4, p.315–317. <http://www1.i2r.a-star.edu.sg/~chenzn/MOTL-1102.pdf>.

Кварцевые генераторы и МЭМС-резонаторы, объединяйтесь!

Новый игрок на рынке микросхем генераторов тактовых импульсов – фирма Silicon Clocks – начала отгрузки первых образцов микросхемы, содержащей кварцевый генератор и МЭМС-компоненты. Микросхема рассчитана на частоту 650 МГц, тогда как максимальная частота существующих кварцевых генераторов составляет 150 МГц.

Silicon Clocks предпочла изготавливать эти резонаторы не на поликремнии, как большинство изготовителей, а на SiGe. Поскольку SiGe осаждается при достаточно низкой температуре, МЭМС-резонаторы можно выполнять на уже готовой КМОП-микросхеме

Новая микросхема перспективна для применения в сотовых телефонах, цифровых фотокамерах, цифровых телевизорах и MP3-плеерах.

www.eetimes.com



Новости от TOP500: прогрессируют "Красный шторм" и "Наше море"

28-я редакция списка наиболее высокопроизводительных суперкомпьютеров TOP500 (www.top500.org) не содержит особых сюрпризов. Общая мощность всех 500 суперкомпьютеров за полгода выросла на четверть (с 2,8 до 3,5 PFlops). По-прежнему примерно половину из них произвела IBM (247 систем, 49,62% установленной вычислительной мощности). За ней следуют Hewlett-Packard (HP) (157; 16,4%), Cray (15; 8,1%), Dell (18; 7,25%) и Silicon Graphics (SGI) (20; 5,43%). Более 95% всех суперкомпьютеров изготовлено компаниями из Северной Америки. Эту позицию США удерживают стабильно и прочно. Ибо кто владеет информацией – тот владеет миром.

Ощутимо усилила свои позиции компания Cray. Ее "Красный шторм" на основе процессоров Opteron компании AMD с 9 строки поднялся на вторую. Теперь это – второй в мире компьютер, максимальная производительность которого превысила 100 TFlops. Для этого понадобилось в 2,4 раза увеличить число процессоров. На пятом месте списка – крупнейший в Европе суперкомпьютер MareNostrum ("Наше море" – так древние римляне называли Средиземное море), установленный в суперкомпьютерном центре в Барселоне. Поднявшись за полгода с 11 позиции, этот кластерный гигант IBM потеснил французскую машину Tera-10 (теперь она на 7 месте). Несмотря на то, что производительность Tera-10 возросла почти на 10 TFlops, ее также опередил и кластер от компании Dell, установленный в Сандийской национальной лаборатории. Его производительность выросла почти на 15 TFlops. На 9 строке – крупнейший в Японии суперкомпьютер, установленный в Токийском технологическом институте. Примечательно, что завершает TOP10 компьютер Jaguar семейства Cray XT3. Ровно год назад он также был на 10 строке, но с тех пор его производительность возросла с 20,5 до 43,5 TFlops.

За чертой TOP10 впервые оказался Earth Simulator от NEC – векторный гигант с архитектурой SX-6 от Cray, безраздельно лидировав-

ший в течение 2,5 лет (до середины 2004 года). Тогда его производительность 35,86 TFlops казалась фантастической. Но ему уже готова достойная смена. В октябре 2006 года NEC объявила о создании нового векторного суперкомпьютера с новой архитектурой SX-8R на основе 4096 процессоров с пиковой производительностью 144 TFlops.

Всего 261 система из TOP500 использует процессоры Intel. Это больше половины, но Intel за год несколько сдал позиции – тогда его процессоры использовались в 333 машинах. Зато практически удвоилось число суперкомпьютеров на основе 64-разрядных процессоров семейства Opteron компании AMD (113 против 55 год назад). Суперкомпьютеров на основе процессоров IBM стало 93 против 79.

В США установлено 308 суперкомпьютеров. Далее следуют Япония и Великобритания (по 30 систем), Германия (19), Китай (18), Франция (12) и Индия (10). По суммарной вычислительной мощности картина несколько иная – за США (64,3%), Японией (8,13%), Великобританией (5,28%) и Германией (4,2%) следуют Франция (2,83%), Испания (2,6%), Китай (2,05%), Швейцария (1,35%), Италия (1,11%) и Канада (1,06%). Россия в TOP500 представлена двумя системами – в Межведомственном суперкомпьютерном центре РАН (МСЦ) и в Сбербанке. Последнего суперкомпьютера через полгода мы в списке скорее всего не увидим, но представительство России должно сохраниться – в конце 2006 года в Региональном центре коллективного пользования высокопроизводительными ресурсами Томского государственного университета должен закончиться монтаж системы SKIF Cyberia – 283-узловой кластера на базе 566 двухъядерных процессоров Intel Xeon 5150. Пиковая производительность системы – 12 TFlops, расчетная максимальная – 7,8 TFlops. Это будет самый мощный компьютер на территории СНГ и стран Восточной Европы.

И.Шахнович, по материалам www.top500.org.

Номер	Компьютер	Производитель	Процессор	Тактовая частота, МГц	Число процессоров	Производительность, GFlops		Где установлен	Страна	Год
						макс.	пиковая			
1	BlueGene/L – eServer Blue Gene Solution	IBM	PowerPC 440	700	131072	280600	367000	DOE/NNSA/LLNL	США	2005
2	Red Storm	Cray	AMD x86_64 Opteron Dual Core	2400	26544	101400	127411	NNSA/Sandia National Laboratories	США	2006
3	BGW – eServer Blue Gene Solution	IBM	PowerPC 440	700	40960	91290	114688	IBM Thomas J. Watson Research Center	США	2005
4	ASC Purple – eServer pSeries	IBM	POWER5	1900	12208	75760	92781	DOE/NNSA/LLNL	США	2006
5	MareNostrum – BladeCenter JS21	IBM	PowerPC 970	2300	10240	62630	94208	Barcelona Supercomputing Center	Испания	2006
6	Thunderbird – PowerEdge 1850	Dell	Intel EM64T Xeon EM64T	3600	9024	53000	64972,8	NNSA/Sandia National Laboratories	США	2006
7	Tera-10 – NovaScale 5160	Bull SA	Intel IA-64 Itanium 2	1600	9968	52840	63795,2	Commissariat a l'Energie Atomique (CEA)	Франция	2006
8	Columbia – SGI Altix	SGI	Intel IA-64 Itanium 2	1500	10160	51870	60960	NASA/Ames Research Center/NAS	США	2004
9	TSUBAME Grid Cluster – Sun Fire x4600	NEC/Sun	AMD x86_64 Opteron Dual Core	2400	11088	47380	82124,8	GSIC Center, Tokyo Institute of Technology	Япония	2006
10	Jaguar – Cray XT3	Cray	AMD x86_64 Opteron Dual Core	2600	10424	43480	54204,8	Oak Ridge National Laboratory	США	2006
...										
99	MVS-15000BM, eServer BladeCenter JS20	IBM	PowerPC 970	2200	1148	6645,53	10102,4	Межведомственный суперкомпьютерный центр РАН	Россия	2006
...										
407	SuperDome	HP	PA-RISC PA-8900	1100	1312	3059	5772	Сбербанк	Россия	2006
...										
500	Blade Cluster BL-20P	HP	Intel IA-32 Pentium 4 Xeon	3060	800	2736,9	4896	Telecommunication Company	США	2005