

# Согласование антенны ярлыка с микросхемой радиочастотного идентификатора

Виктор Калиничев, Александр Курушин (Московская обл.)

Рассмотрена ключевая задача при проектировании ярлыка системы радиочастотной идентификации: согласование печатной антенны и микросхемы ответчика с помощью планарной структуры.

Методы автоматической идентификации (Auto-ID) стали чрезвычайно популярными в сфере услуг, торговле, промышленном производстве и системах, связанных с обработкой данных. Автоматические процедуры идентификации необходимы для оперативного получения информации о людях, животных, товарах и изделиях, участвующих в процессе перемещения и/или производства.

Широко распространённые ярлыки в виде штрих-кода, которые ранее вызвали революцию в системах идентификации, в настоящее время не удовлетворяют возросшим требованиям, предъявляемым к таким системам. Действительно, штриховые коды являются чрезвычайно дешёвыми, но их основными недостатками являются низкая информационная ёмкость и невозможность перепрограммирования.

Решением проблемы стал переход к записи и сохранению данных в полупроводниковой ИС, которая представляет собой специализированную микросхему (ASIC). Антенна с нагрузкой – микросхемой образуют так называемую тэг (tag) или ярлык, который, будучи помещён в тонкий пластиковый корпус, представляет собой разновидность смарт-карты, наподобие известных и ранее используемых (телефонная смарт-карта, банковские кредитные карточки и др.). Ярлык

также содержит ИС, в которой находится приёмопередающее устройство. Однако в отличие от традиционных смарт-карт, использующих механический контакт при считывании записанной на них информации, при использовании ярлыков имеет место бесконтактный обмен данными между микросхемой и приёмником – считывателем (Reader) (см. рис. 1). Такие системы называются радиочастотными идентификаторами (RFID) [1]. В настоящее время в основном применяются пассивные ярлыки, которые не имеют автономного питания и получают необходимую для своей работы энергию от электромагнитной волны, излучаемой считывателем. Пример ярлыка показан на рис. 2.

Одной из наиболее важных характеристик системы RFID является максимальное расстояние, на котором считыватель может обнаружить возвращённый ярлыком сигнал. Это расстояние определяется как чувствительностью приёмника считывателя, так и чувствительностью ярлыка. Расстояние чтения ярлыка  $r$  (рис. 1) можно оценить, используя формулу Фрииса в свободном пространстве [2, 3]:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r \tau}{P_{th}}}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны,  $P_t$  – мощность, излучаемая передатчиком считывателя,

$G_t$  – усиление передающей антенны считывателя,  $G_r$  – усиление антенны ярлыка,  $P_{th}$  – минимальная мощность, необходимая для создания необходимого выпрямленного напряжения на выводах питания ИС,  $\tau$  – коэффициент рассогласования между антенной ярлыка и нагрузкой – ИС, равный:

$$\tau = \frac{4 R_c R_a}{|Z_c + Z_a|^2}, \quad 0 \leq \tau \leq 1, \quad (2)$$

где  $Z_c = R_c + jX_c$  – комплексный импеданс ИС, а  $Z_a = R_a + jX_a$  – комплексный импеданс антенны.

Из выражения (1) видно, что диапазон чтения зависит от мощности передатчика считывателя, усиления антенны ярлыка, а также коэффициента рассогласования  $\tau$ . Величина  $\tau$  является резко частотно-зависимой и главным образом определяет резонанс ярлыка на частоте наилучшего согласования импедансов ИС и антенны.

Часто требуется, чтобы размер ярлыка был значительно меньше полуволны. При этом антенну ярлыка стараются реализовать как планарную, со сложным сочетанием вибраторных линий и щелей (например, как показано на рис. 3), максимально используя доступную площадь ярлыка. Антенна должна с наибольшей эффективностью преобразовывать мощность падающей электромагнитной волны в напряжение питания ИС, а также эффективно передавать отражённую волну – ответ ярлыка – в сторону считывателя. Это означает, что импедансы антенны и микросхемы должны быть комплексно сопряжёнными. Чтобы согласовать два

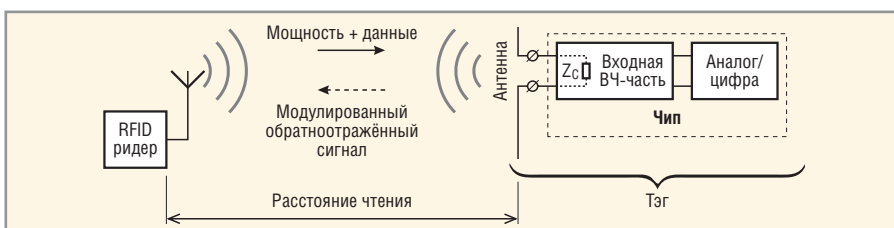


Рис. 1. Общий вид системы радиочастотной идентификации  
Отражённый сигнал модулируется изменениями импеданса  $Z_c$  микросхемы

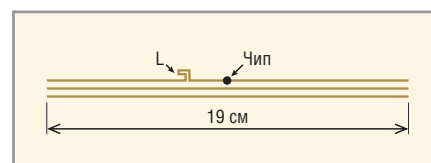
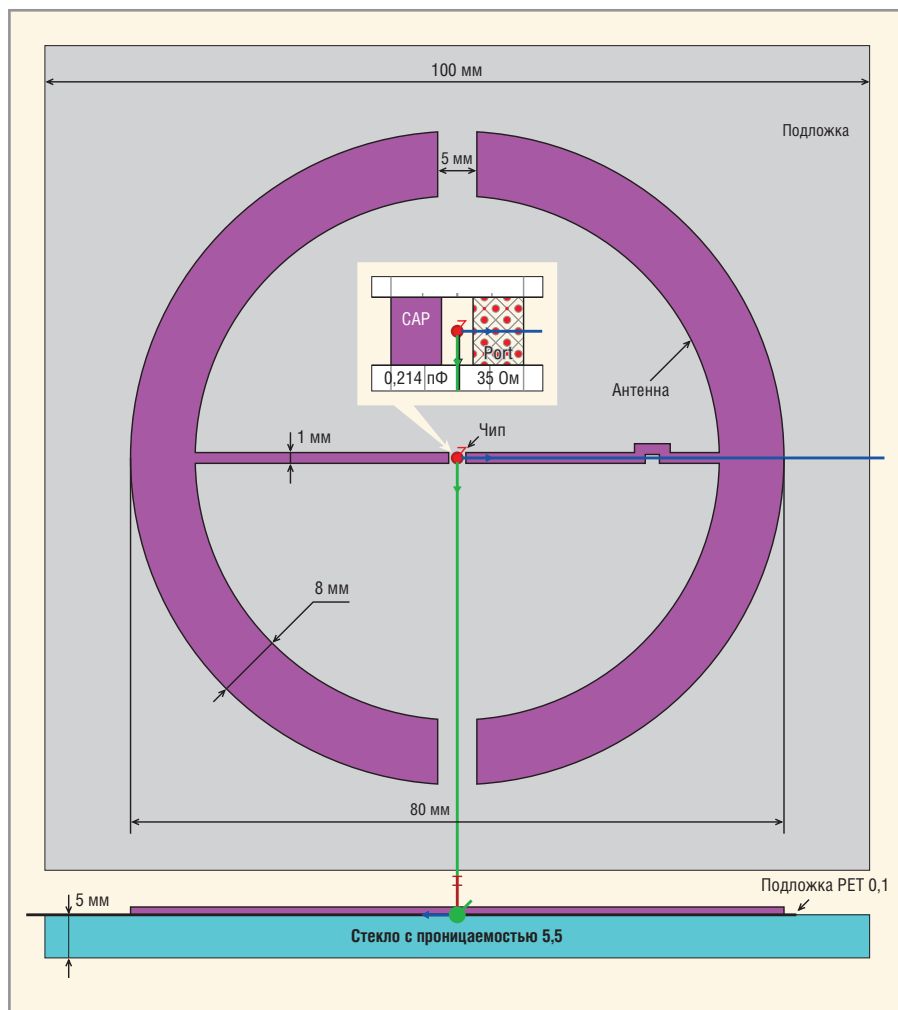


Рис. 2. Полуволновой печатный вибратор (рабочая частота 910 МГц, длина волны 33 см)  
ИС, показанная тёмной точкой, включена между двумя ветвями вибратора



**Рис. 3. Ярлык, состоящий из круглой антенны с ИС в центре, расположен рядом с ветровым стеклом машины толщиной 5 мм**

Планарная антенна напечатана на тонкой диэлектрической подложке толщиной 0,1 мм

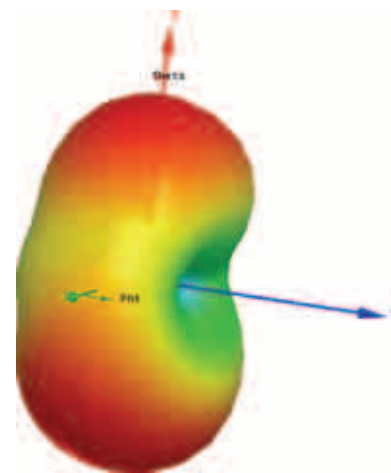
комплексных импеданса, в общем случае между ними надо включить согласующую структуру.

Предположим, что форма и размеры антенны определённым образом выбраны для заданных условий и частоты. Это может быть, например, антенна дипольного или петлевого типа [2]. Последовательность проектирования согласующей цепи для заданного импеданса ИС может быть следующей:

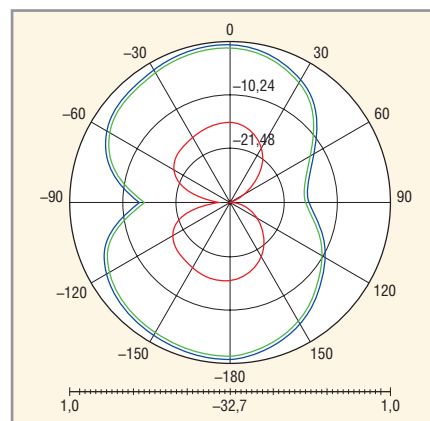
1. Расчёт входного комплексного импеданса антенны на рабочей частоте, при этом реальная часть импеданса равна сопротивлению излучения антенны;
2. Выбор структуры согласующей цепи. Поскольку надо реализовать условие комплексно-сопряжённого согласования на заданной рабочей частоте, используем два сосредоточенных элемента L, C (Г-образная цепь). В общем случае может быть восемь комбинаций включения L и C [4];
3. Определение сосредоточенных элементов согласующей цепи по

заданным и известным значениям импедансов антенны и микросхемы либо аналитически, либо с помощью диаграммы Смита;

4. Моделирование элементов согласующей цепи в виде граничных условий или сосредоточенных элементов с помощью программ электромагнитного моделирования, наиболее популярной из которых в настоящее время является HFSS [5]. Кроме неё, широко используется программа CST [6], которая, в отличие от HFSS, позволяет выполнять моделирование также и во временной области;
5. Физическая реализация элементов согласующей цепи в виде элементов печатной схемы. При этом индуктивности могут быть реализованы как меандровые линии, а ёмкости – как встречно-штыревые, или гребенчатые;
6. Анализ и оптимизация структуры с помощью программы HFSS. Далее продемонстрируем алгоритм проектирования ярлыка на примере



**Рис. 4. Диаграмма направленности ярлыка, расположенного вблизи ветрового стекла автомобиля, несколько искривляется**



**Рис. 5. Сечение диаграммы направленности. Реализуемый коэффициент усиления антенны вблизи стекла  $G_{real} = -15$  дБ**

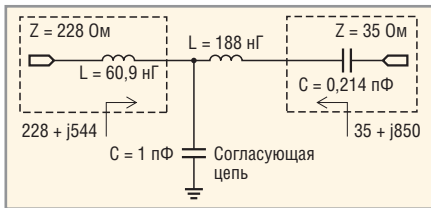
антенны (рис. 3), у которой входной импеданс на частоте 910 МГц, рассчитанный с помощью программы HFSS, составляет  $(228 + j544)$  Ом.

Ярлык взаимодействует с антенной считывателя на расстоянии, значительно превышающем длину волны. Поэтому важно знать диаграмму направленности и другие характеристики излучения антенны ярлыка. Сечение диаграммы определяет направление максимального излучения и величину так называемого реализуемого коэффициента усиления антенны  $G_{real}$ , который учитывает как потери в подложке антенны  $\eta_{loss}$ , так и потери на рассогласование  $\tau$  [2]:

$$G_{real} = \eta_{loss} \tau D_0, \quad (3)$$

где  $D_0$  – направленность антенны.

Программа HFSS позволяет рассчитать диаграмму излучения ярлыка (см. рис. 4 и 5) и показывает, что антенна исходной конструкции имеет  $G_{real} = -15$  дБ. Столь низкое значение



**Рис. 6.** Схема согласующей L-С-цепи между антенной и ИС

получается, в основном, за счёт сильного рассогласования ИС и антенны в исходной структуре (малая величина  $\tau$ ). В то же время анализ системы RFID (см., например, [7]) показывает, что значение усиления антенны ярлыка должно быть 0...2 дБ, чтобы обеспечить требуемые расстояния считывания. Поэтому в данном случае необходимо увеличить  $G_{real}$ . Решение этой задачи сводится к улучшению согласования антенны и микросхемы по сравнению с исходной структурой [8].

В рассматриваемой круглой антенне хорошего согласования можно достичь, если на зажимах антенны обеспечить компенсацию реактивных составляющих импедансов антенны и ИС и трансформацию реальной части импеданса ИС 35 Ом в реальную часть импеданса антенны 228 Ом.

Входной импеданс антенны рассчитывается в реальных условиях применения: в данном случае, на подложке из полистирола толщиной 0,1 мм и вблизи автомобильного стекла толщиной 5 мм. Относительную диэлектрическую проницаемость стекла примем равной 5,5. Входной импеданс антенны вычисляем с помощью программы HFSS. Для этого к зажимам вибратора (см. рис. 3) подключаем дискретный порт с импедансом, равным реальной части импеданса ИС. В результате получаем комплексный входной импеданс антенны на этих зажимах (частота 910 МГц):  $Re(Z_a) = R_a = 228$  Ом,  $Im(Z_a) = X_a = +544$  Ом. Это означает, что входной импеданс антенны имеет индуктивный характер, соответствующий примерно 95 нГ (см. рис. 6).

Итак, согласующую цепь надо спроектировать так, чтобы трансформировать импеданс антенны, равный  $(228 + j544)$  Ом, в импеданс, комплексно сопряжённый импедансу ИС.

Относительно ИС, согласно информации [7] производителя ИС UCODE HSL (Ultra High frequency Smart Label), её импеданс на частоте 910 МГц составляет  $(35 - j850)$  Ом. Таким обра-

зом, импеданс ИС соответствует ёмкости конденсатора 0,21 пФ (см. рис. 6). Следовательно, для обеспечения условия комплексного сопряжения этот импеданс ИС надо трансформировать в импеданс, комплексно-сопряжённый входному импедансу антенны  $(228 - j544)$  Ом на её зажимах. Или, что эквивалентно, импеданс антенны надо трансформировать в импеданс, комплексно-сопряжённый импедансу  $(35 + j850)$  Ом ИС-генератора на его зажимах.

Как уже отмечалось, существует несколько вариантов построения согласующей цепи. В данном примере используем один из них, содержащий индуктивность, последовательную с ИС, и ёмкость, параллельную антенне. Схема этого варианта согласования была представлена на рисунке 6.

Задачу определения согласующих элементов можно решать либо аналитически, либо графически с помощью диаграммы Смита. В данной статье применяется аналитический подход. Реактивные сопротивления согласующих элементов С и L в Г-образной согласующей цепочке между антенной и ИС можно определить по следующим формулам:

$$\frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{(R_a^2 + X_a^2)} \left[ X_a + R_a \sqrt{\left(-1 + \frac{R_a}{R_c}\right) + \frac{X_a^2}{R_a R_c}} \right], \quad (4)$$

$$2\pi f L = -X_c + R_c \sqrt{\left(-1 + \frac{R_a}{R_c}\right) + \frac{X_a^2}{R_a R_c}}. \quad (5)$$

Здесь  $R_a$  и  $X_a$  – реальная и мнимая части комплексного входного импеданса антенны в омах на частоте  $f$ ;  $R_c$  и  $X_c$  – реальная и мнимая части комплексного входного импеданса ИС в омах на той же частоте  $f$ .

Для вывода этих формул необходимо записать импеданс, пересчитанный от зажимов антенны к зажимам ИС. Этот импеданс выражается через  $R_a$ ,  $X_a$  и импедансы согласующих элементов  $L$ ,  $C$ . Затем приравняем реальную часть этого импеданса к величине  $R_c$ , а мнимую часть – к величине  $-X_c$ . Тем самым обеспечиваем условие комплексно-сопряжённого согласования между антенной и ИС. В результате задача сводится к решению квадратного уравнения, имеющего два корня. Второе решение в данном случае приводит к физически нереализу-

емым значениям согласующих элементов и здесь не представлено. Подставляя в формулы (4) и (5) значения активных и реактивных составляющих импедансов антенны и ИС, получаем  $C = 1,0$  пФ и  $L = 188,6$  нГ.

Прежде чем реализовать эти согласующие элементы в виде меандровой индуктивности и гребенчатой ёмкости, используем специальные граничные условия, имеющиеся в программе HFSS; они называются Lumped RLC Boundary Conditions (LBC). Эти граничные условия позволяют расширить возможности электромагнитного моделирования структур с сосредоточенными элементами.

Следует отметить, что проектируемая антенна ярлыка напечатана на одном слое и не имеет проводника заземления, поэтому волновое сопротивление однопроводной линии здесь не определено (в отличие, например, от микрополосковой линии). В этом случае для определения значений согласующих элементов в качестве эталонного импеданса следует задавать реальную часть импеданса генератора – ИС, т.е.  $Z_0 = 35$  Ом в данном примере. Тот же эталонный импеданс задаётся и при использовании диаграммы Смита.

Итак, сначала моделируем согласующую цепь, установленную между ИС и антенной, в виде граничных условий LBC. Для расчёта импеданса антенны на её зажимах, т.е. там, где подключается ИС, задаём дискретный порт с  $R_{порт} = 35$  Ом. В отсутствие «земли» в конструкции антенны используем дискретный порт (Lumped Port), имеющийся в библиотеке HFSS. Этот порт представляет собой дискретный источник напряжения, включенный между двумя точками – зажимами антенны. Ширину линий ( $W$ ), к которым подключается порт ИС, выбираем равной 1 мм из конструктивных соображений.

Согласующая цепь подключается так, как показано на рисунке 7. При этом индуктивность 188 нГ в схеме Г-образной согласующей цепи представим в виде двух последовательно включенных индуктивностей по 94 нГ; это в дальнейшем облегчит её физическую реализацию.

На данном этапе проектирования мы моделируем необходимые элементы согласующей цепи в виде граничных условий. Хотя они ещё не реализованы физически в печатном виде, как это будет сделано ниже, можно проверить характеристики согласованного

ярлыка, а также выполнить оптимизацию, при которой значения дискретной ёмкости и индуктивности можно изменять, как при обычной настройке. Оптимизированная согласующая структура показана на рисунке 8 ( $C = 0,44$  пФ,  $L = 256$  нГ). Расчёт показывает, что излучение антенны с оптимизированной согласующей цепью направлено по оси Z, и её реализуемое усиление  $G_{real} = 2,13$  дБ (см. рис. 9 и 10).

Наконец, необходимо физически реализовать согласующие элементы в виде печатных компонентов. Для решения этой задачи можно опираться на распространённые в практике проектирования экспериментальные данные и соотношения либо выполнить более точный электродинамический анализ с оптимизацией геометрии элементов.

Сначала была реализована гребенчатая ёмкость, в то время как индуктивность моделировалась с помощью граничных условий. Изменяя ширину  $W$  линии печатного гребенчатого конденсатора, получаем подходящий вариант согласующей ёмкости, показанный на рисунке 11. Наилучшее согласование осуществляется при  $W = 0,12$  мм. Соответствующая диаграмма направленности антенны ярлыка приведена на рисунках 12 и 13.

Существующие оценочные формулы показывают, что индуктивность 120 нГ на основе меандровой линии можно реализовать в виде линии длиной около 120 мм. Создадим такую печатную индуктивность вместо граничного условия индуктивного типа. Используем возможности оптимизации в программе HFSS. В качестве параметров удобно задать геометрические параметры меандровой линии: шаг, количество витков и размах. В результате проведённой оптимизации печатная индуктивность приобрела размеры и структуру, показанные на рисунке 14.

С согласующей структурой, показанной на рис. 14, реализуемое усиление антенны достигло  $G_{real} = 1,76$  дБ. При этом диаграмма направленности совпадает по форме с диаграммами, представленными на рисунках 12 и 13. Окончательный вид согласованной и оптимизированной круглой антенны ярлыка показан на рисунке 15. Полоса рабочих частот антенны, измеренная по уровню согласования  $|S_{11}| = -10$  дБ, равна 15 МГц. В принципе можно поставить задачу согласования в более широкой полосе частот с использова-

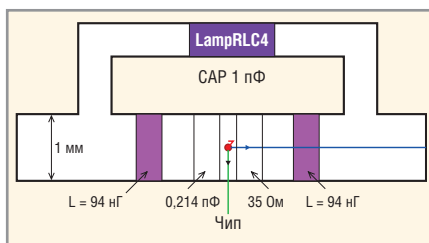


Рис. 7. Вариант реализации согласующей цепи, в котором дискретные согласующие элементы моделируются граничными условиями LBC

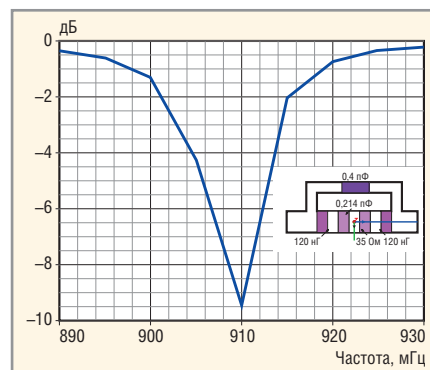


Рис. 8. Частотная характеристика антенны с согласующей цепью, моделируемой с помощью LBC

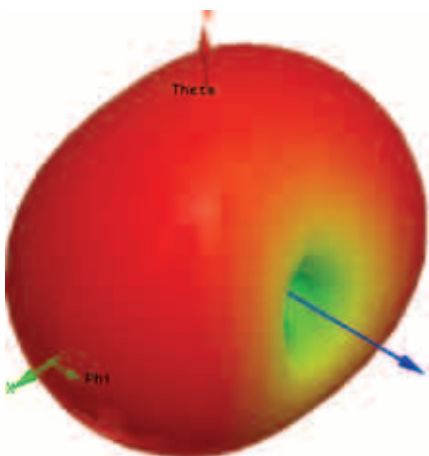


Рис. 9. Диаграмма направленности круглой антенны, структура которой включает согласующую цепь, моделируемую с помощью LBC

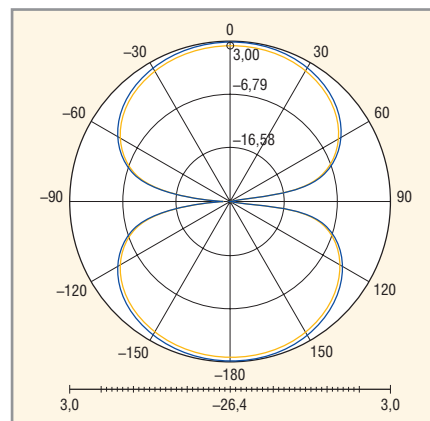


Рис. 10. Сечение диаграммы направленности показывает лучший результат  $G_{real} = 2,13$  дБ

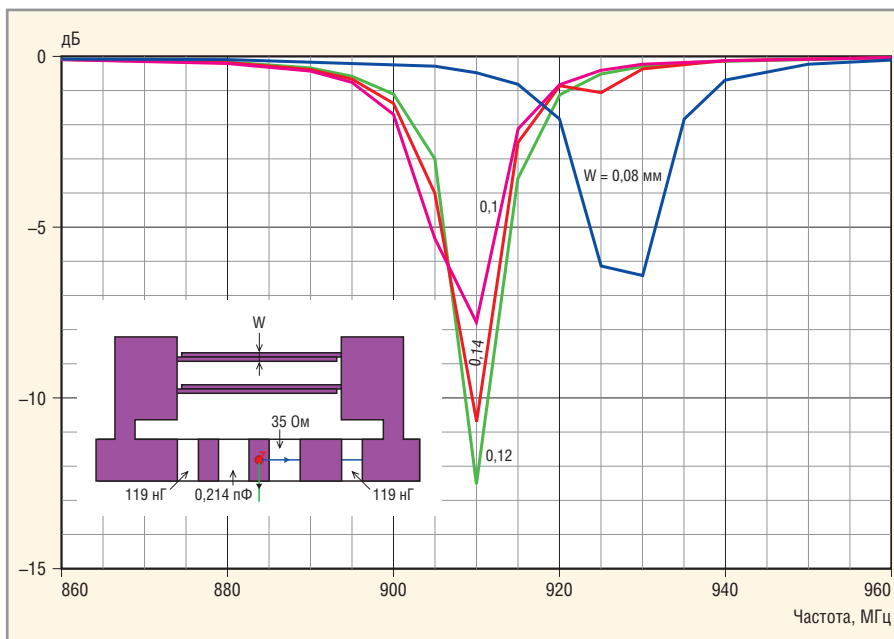


Рис. 11. Частотная характеристика антенны с физически реализованной гребенчатой ёмкостью. Индуктивность моделируется в виде граничного условия LBC

нием большего числа согласующих элементов. Однако это связано с усложнением конструкции антенны и процесса её проектирования. На практике более широкую полосу согласования можно реализовать проще (при помощи связанных линий).

### Выводы

Антенны, работающие в ответчиках (ярлыках) систем RFID, имеют разнообразную конструкцию, размеры и диаграммы направленности. От качества антенны во многом зависит эффективность системы RFID. Поэто-



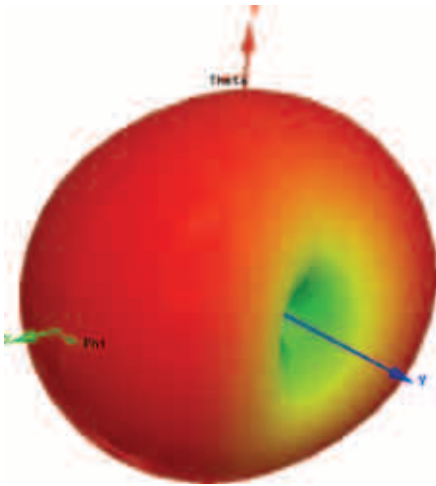


Рис. 12. Диаграмма направленности с физически реализованной ёмкостью  $C_{par}$

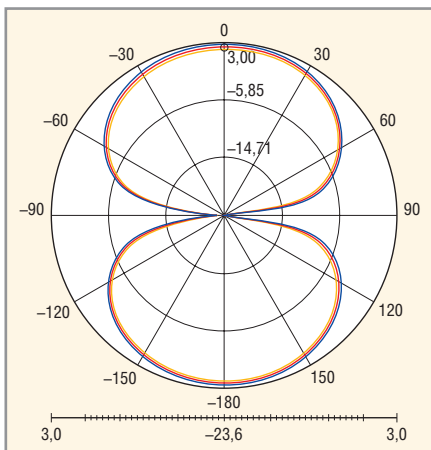


Рис. 13. Диаграмма направленности при  $G_{real} = 2,05$  дБ

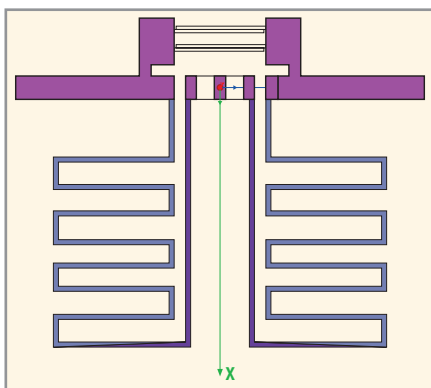


Рис. 14. Согласующая индуктивность, реализованная в виде двух последовательно включенных печатных меандровых линий

му в настоящее время проектирование ярлыков выделилось в самостоятельную область. Решение задачи, как правило, сводится к комплексно-сопряжённому согласованию импедансов антенны и микросхемы, на которую она нагружена. Это, в свою очередь, требует проектирования согласующих цепей в специфических конструкциях малых антенн.

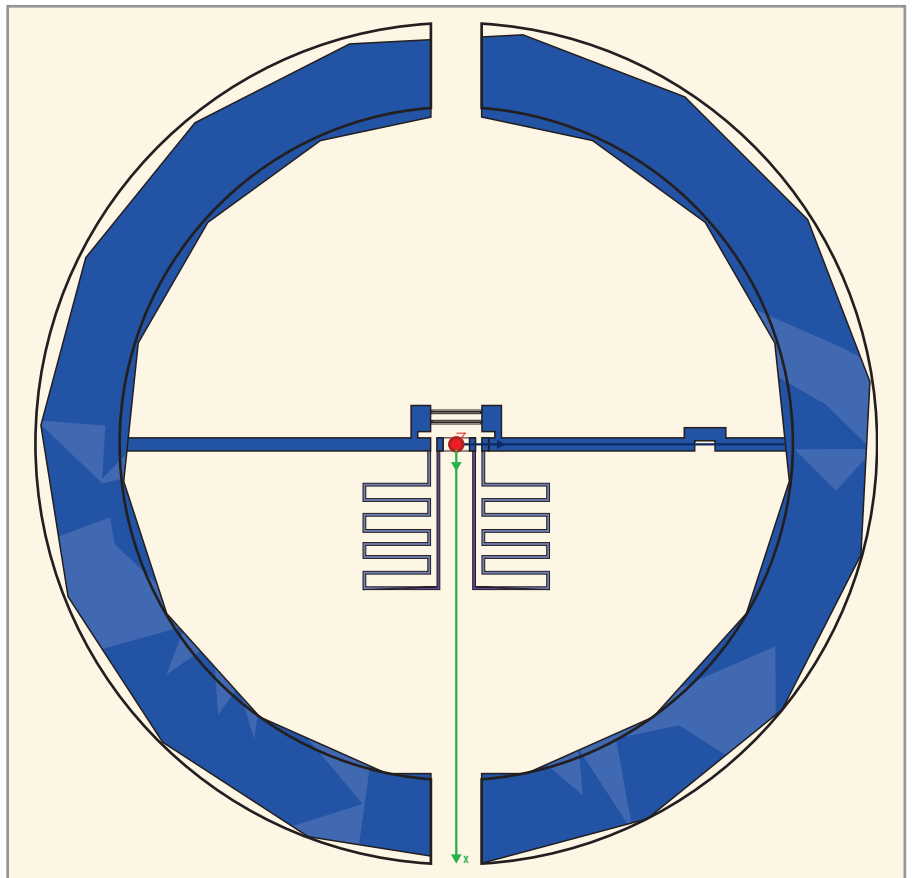


Рис. 15. Оптимизированная структура антенны ярлыка с печатными согласующими элементами

Данная статья иллюстрирует применение программы Ansoft HFSS, позволяющей поэтапно решать эту задачу. Имеется возможность на основе электромагнитного анализа смоделировать и реализовать согласующие структуры достаточно сложной формы. Особенностью рассмотренной в статье антенны – ярлыка является отсутствие «земляного» проводника, относительно которого можно было бы определить импеданс линий конструкции антенны. В этом случае в качестве эталонного импеданса при определении значений согласующих элементов следует задавать реальную часть импеданса ИС-генератора, на который нагружена антенна ярлыка.

Показано, что анализ и оптимизация конструкции согласующих цепей с помощью программы HFSS выполняются достаточно эффективно. При этом результаты проектирования хорошо совпадают с результатами измерения характеристик прототипа антенны.

Практика проектирования антенн для ярлыков показывает, что иногда удаётся найти такую конструкцию антенны, в которой уже существуют точки, обеспечивающие комплексно-

сопряжённое согласование с ИС. В таких случаях согласующая структура не требуется, поскольку она уже интегрирована в конструкцию антенны. Однако, как показано в статье, можно использовать и другой метод проектирования, а именно, реализовывать согласующую структуру в явном виде, в качестве дополнения к исходной, рассогласованной антенне. ©

### ЛИТЕРАТУРА

1. Finkenzeller K. RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification. 2nd Ed. Wiley, 2003.
2. Balanis K. Antenna Theory. Analysis and Design. 2nd Ed. Wiley, 2001.
3. Sesbagiri Rao K.V., Nikitin P.V., and Lam S.F. Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application. IEEE Trans. On Antennas and Propagation. Vol. AP-53. No. 12. Dec. 2005.
4. Chang K., Babl I., and Nair V. RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems. Wiley, 2002.
5. www.ansoft.com.
6. www.cst.com.
7. www.semiconductors.philips.com.
8. Калинин В.И., Курушин А.А. Проектирование планарных антенн. Chip-News. 2001. № 7.

# Новости мира News of the World Новости мира

## Toshiba Matsushita представила новые LED-дисплеи

Новая технология подсветки экранов с использованием белых светодиодов (LED) постепенно адаптируется производителями ноутбуков. Благодаря подобным экранам, последние способны выпускать компактные модели переносных компьютеров, оснащённые яркими и контрастными дисплеями, потребляющими при этом значительно меньше электроэнергии. Единственным недостатком LED-экранов является их цена – на данный момент они примерно в два раза дороже своих аналогов с подсветкой на основе катодных трубок (CCFL).



Совместное детище известнейших компаний Toshiba и Matsushita (Panasonic) – Toshiba Matsushita Display Technology Corporation (TMD) – предложила вниманию производителей переносных компьютеров новую линейку LED-экранов с диагональю, варьирующей от 8,9" до 13,3". Толщина панелей составляет всего 2,5 мм, вес меняется в зависимости от размера модели: от 120 г для модели 10,4" до 140 г для её 12,1-дюймовой сестры.

Энергопотребление новинок варьирует в зависимости от их размера и составляет 2,4 Вт для 10,4-дюймового XGA-дисплея, тогда как более крупный 13,9-дюймовый аналог с разрешением WXGA потребляет уже около 4 Вт. Яркость изменяется от 200 кд/м<sup>2</sup> у 8,9" модели до 300 кд/м<sup>2</sup> для моделей с диагональю 12,1, 10,6 и 13,3 дюймов.

*dailytech.com*

## TMOS-мониторы будут дешевле, чем LCD и OLED

Новая технология вывода изображения была разработана компанией UniPixel Displays. Изначально технология TMOS (Time Multiplexed Optical Shutter) разрабатывалась для нужд авиации, но уже в IV квартале этого года будут готовы прототипы телевизоров, использующих данную технологию.

По предварительным оценкам, технология TMOS имеет высокие шансы на массовое применение. Это связано с тем, что другие перспективные технологии вы-

вода изображения будут стоить несоизмеримо дороже заложенных в них достоинств для рядового покупателя.

Каждый элемент TMOS-экрана воспроизводит так называемые аддитивные цвета, последовательно воспроизводя красную, зелёную и синюю составляющие цвета.

Ещё одной особенностью является то, что разноцветное освещение излучает не сам элемент экрана, а источники по краям дисплея. Цвета циркулируют по внутренним зеркальным каналам монитора в течение равных промежутков времени за счёт применения технологии полного внутреннего отражения. Насыщенность каждого оттенка в каждой конкретной точке регулирует специальная линза, расположенная между элементами и зеркальными каналами. В момент, когда достигается необходимый цветовой оттенок, специальный затвор закрывает линзу.

Благодаря такому принципу действия, технология TMOS заметно проще в производстве. Такой дисплей состоит лишь из 6 слоёв против 15 слоёв в случае плазменных панелей и 30 слоёв в случае LCD-панелей. В итоге получается лишь 12-ступенчатый производственный цикл. Напомним, что производственный цикл LCD-панелей состоит из 128 этапов. Помимо всего прочего, такая технология решает проблему читаемости при ярком солнечном освещении.

На бумаге всё выглядит достаточно перспективно, но удастся ли этой технологии выйти на массовый рынок в обозримом будущем? Среди специалистов не просто так бытует правило «20 лет», которое отражает статистику развития новых технологий вывода изображения. Ещё никогда инженерам не удавалось пройти путь от концептуальных разработок до крупномасштабного производства быстрее, чем за 20 лет.

*eetimes.com*

## Мобильному ТВ стало тесно в Европе

Европейские операторы сотовой связи обратились к правительственным органам своих стран для выделения дополнительных частот в диапазоне UHF под развитие мобильного ТВ, поскольку, согласно данным European Mobile Broadcasting Council (EMBC), подразделения Европейской комиссии, выделенной сотовым операторам ширины канала явно недостаточно для развития указанного сервиса на территории региона.

В то же самое время Европейская комиссия продолжает оказывать давление

на участников европейского рынка сотовой связи с целью заставить последних придерживаться единого стандарта мобильного телевидения. Ни у кого не вызывает удивления, что речь идет о стандарте DVB-H (Digital Video Broadcasting – Handheld), ранее уже поддержанном большинством европейских мобильных операторов и поставщиков оборудования.

Пикантность ситуации придаёт тот факт, что один из двух других конкурирующих стандартов мобильного телевидения – Multimedia Broadcast Multicast Service (MBMS) может быть внедрён поверх уже существующих мобильных сетей без выделения дополнительных частот. Третьим стандартом является DVB-T, продвигаемый компанией Qualcomm.

*news.yahoo.com*

## Samsung: планы по внедрению PRAM

Как мы уже знаем, к концу 2007 г. компания Intel начнёт массовое производство чипов памяти с изменением фазового состояния (phase change memory, PCM, PRAM). На днях сайт Nikkei Microdevices сообщил о планах по внедрению PRAM-памяти ещё одного производителя – корейской компании Samsung.

Samsung уже отправила «избранным» партнёрам ознакомительные образцы чипов памяти нового поколения. Инженерные образцы PRAM производители портативных устройств получат в апреле-июне этого года. А массовое производство по 90-нм техпроцессу намечено на первую половину 2008 г. Таким образом, Samsung отстает от Intel по внедрению PRAM как минимум на один квартал. С другой стороны, чипы Intel имеют плотность 128 Мбит, а Samsung представит PRAM-память ёмкостью 256 и даже 512 Мбит.

Ожидается, что PRAM постепенно заменит память типа NOR в мобильных телефонах. Как известно, на рынке флэш-памяти Samsung является лидером в сегменте NAND, но в секторе NOR-памяти в технологическом плане её опережают другие компании (включая Intel), которые выпускают чипы по 65-нм нормам. Samsung же только недавно (во второй половине 2006) начала поставки 90-нм чипов NOR. Осваивая PRAM-память, Samsung надеется в будущем занять лидирующие позиции на этом рынке. Амбициозные планы корейского производителя, похоже, имеют все основания реализоваться.

*techon.nikkeibp.co.jp*