

Проектирование микрополосковой антенны с учётом тепловых потерь

Сергей Банков, Александр Давыдов, Александр Курушин, Конатантин Папилов (Московская обл.)

В статье показано, что тепловые потери в планарных антеннах играют важную роль и должны учитываться при их проектировании; потери в металлических конструкциях антенны могут быть описаны с помощью модели резистивной поверхности, реализованной в программе HFSS; полоса пропускания антенны существенно влияет на её КПД.

ВВЕДЕНИЕ

Планарные антенны (patch-антенны) широко применяются в современной радиоаппаратуре (сотовых телефонах, системах связи, приёмниках GPS) благодаря своей компактности, низкой стоимости и конструктивному сочетанию с другими элементами схемы, выполненными в виде печатной платы. При проектировании таких антенн широко используется современное программное обеспечение: системы автоматизированного

проектирования HFSS [1], CST [2] и др. Важным показателем качества компьютерного моделирования является его точность, поскольку моделирование на электродинамическом уровне, при условии получения точных результатов, может исключить затраты на промежуточные эксперименты. Для получения достоверных результатов целесообразно выполнять решение одной и той же задачи с помощью нескольких компьютерных программ.

При проектировании малогабаритных антенн критическим фактором становятся диссипативные потери в элементах конструкции, которые сопоставимы с потерями на излучение в свободное пространство. В такой ситуации диссипативные потери влияют на КПД устройства и на его полосу рабочих частот. Поэтому модель малогабаритной антенны должна учитывать конечную проводимость металлических элементов и конечный тангенс угла потерь в диэлектриках.

Особенностью patch-антенн является наличие острых кромок металлических проводников, вблизи которых наблюдается концентрация токов, увеличивающая уровень потерь в металле. Жёсткие требования предъявляются к точности компьютерной модели, которая должна адекватно описать сложное распределение поля в окрестности кромок. Известно также, что потери внутри металла могут описываться разными способами. Поэтому важным вопросом применения САПР является правильный выбор способа учёта потерь и настройка системы, обеспечивающая необходимую точность решения электродинамической задачи для

patch-антенн. Решению перечисленных задач посвящена данная статья.

МЕТОДЫ УЧЁТА ПОТЕРЬ В МЕТАЛЛЕ В HFSS

В программе HFSS потери в металле можно описывать несколькими способами:

- представлением металлического элемента в виде объёмного тела с комплексными материальными параметрами;
 - описанием металлического элемента с помощью импедансных граничных условий, устанавливаемых на его поверхности.
- В рамках описания металла с помощью импедансных граничных условий (условий Щукина-Леонтовича) программа HFSS предлагает следующие возможности:
- задание проводимости металла (окно *Finite Conductivity Boundary*, см. рис. 1);
 - модель металла в виде слоистой структуры с конечной проводимостью (окно *Layered Impedance Boundary*, см. рис. 2);
 - задание пользователем поверхностного импеданса металла (окно *Impedance Boundary*, см. рис. 3).

Модель металла в виде трёхмерной среды с потерями значительно увеличивает время расчёта и плотность разбиения пространства, поэтому не является оптимальной для решения нашей задачи. Далее рассмотрим описание металла с помощью граничных условий.

Известно, что проводимость меди $\sigma = 5,8 \times 10^7$ Сим/м. В соответствии с теорией скин-эффекта, поверхностное сопротивление металла с конечной проводимостью определяется следующей формулой:

$$Z_s = \frac{1+j}{\sigma \Delta^o}, \quad (1)$$

где $\Delta^o = 1/\sqrt{\pi f \mu \sigma}$ – толщина скин-слоя, μ – магнитная проницаемость металла, f – частота.

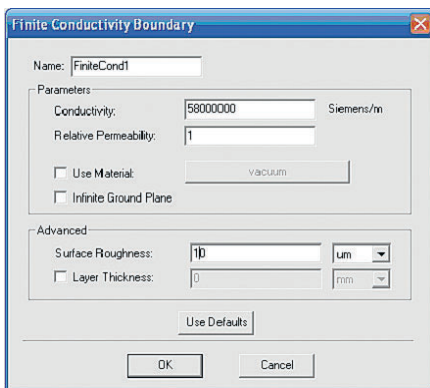


Рис. 1. Окно Finite Conductivity Boundary

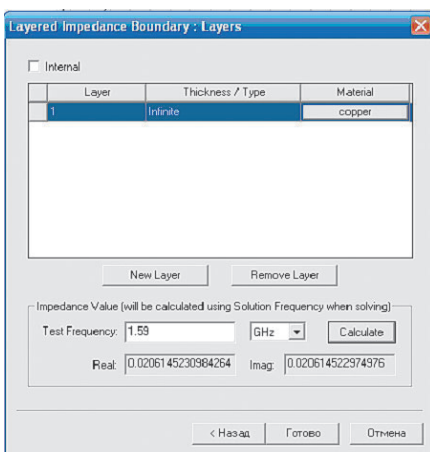


Рис. 2. Окно Layered Impedance Boundary

Было обнаружено, что на частоте 1,59 ГГц теория скин-эффекта даёт значение поверхностного импеданса, равное $0,01(1 + j)$, которое почти в два раза отличается от значения поверхностного импеданса, вычисляемого программой HFSS для слоистой модели металла, если берётся бесконечно тонкий проводник (см. рис. 2). Возможно, указанное расхождение связано с некорректным использованием данной модели для описания бесконечно тонких проводников. По этой причине от слоистой модели металла пришлось отказаться.

ТЕСТОВАЯ ЗАДАЧА ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РАСЧЁТА ПОТЕРЬ

Чтобы выяснить, какое граничное условие наиболее точно подходит для описания потерь в металлических частях антенны, рассмотрим тестовую задачу. Проведём анализ потерь коаксиального резонатора, выполненного в виде отрезка коаксиальной линии. Для решения этой задачи используем программу *Eigenmodes*, которая определяет собственные резонансные частоты и добротности собственных колебаний резонаторов.

Для расчёта добротности построим в программе HFSS коаксиальный резонатор, заполненный воздухом (см. рис. 4). Выберем его длину так, чтобы основное колебание имело резонансную частоту 3 ГГц.

Известна [3] аналитическая формула для добротности коаксиального резонатора с воздушным заполнением:

$$Q = \frac{2\pi Z_C}{\lambda R_s} \frac{\ln(R_2/R_1)}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{L} \ln(R_2/R_1)}, \quad (2)$$

где R_s – поверхностное сопротивление металла; R_1 – радиус внутренней жилы коаксиальной линии, в нашем случае 5 мм; R_2 – радиус коаксиальной линии, 20 мм; L – длина коаксиальной линии, 50 мм; $Z_C = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства.

В таблице 1 приведены значения добротности основного колебания коаксиального резонатора, полученные с помощью программы HFSS и по формуле (2) для разных значений поверхностного сопротивления металла. Расчёты проводились с использо-

ванием двух указанных выше методов описания металла. Как видно из таблицы 1, они дают удовлетворительное совпадение и поэтому могут быть использованы на равных основаниях.

РАСЧЁТ ПОЛОСЫ РАБОЧИХ ЧАСТОТ И КПД АНТЕННЫ С ПОТЕРЯМИ

Важнейшей характеристикой антенны является её рабочая полоса частот, в пределах которой она эффективно передаёт сигнал на вход приёмника или в свободное пространство от передатчика. При проектировании приёмных антенн систем навигации (ГЛОНАСС, GPS) рабочая полоса антенны определяется по уровню КСВ = 3. Полоса антенны зависит от толщины подложки. В качестве примера выберем подложку толщиной 4 мм.

Рассмотрим планарную patch-антенну с линейной поляризацией, выполненную на диэлектрической подложке с проницаемостью 10 (см. рис. 5). В этой антенне для согласования по входу можно использовать смещение точки питания по координате Y относительно центра самой patch-антенны.

Рассчитаем зависимость коэффициента отражения этой антенны от частоты и определим её полосу рабочих частот по уровню КСВ = 3. Последовательно с портом установим регулируемую ёмкость для компенсации остаточной индуктивности входного сопротивления patch-антенны.

Потери, которые влияют на полосу антенны, состоят из потерь в металле, в диэлектрической подложке и потерь на излучение.

Для определения полосы рабочих частот антенны необходимо каждый раз настраивать антенну на нуль коэффициента отражения на центральной частоте. Это удобно сделать, выделяя параметры конструкции, от которых преимущественно зависит действительная часть входного импеданса антенны и параметр, который влияет в основном

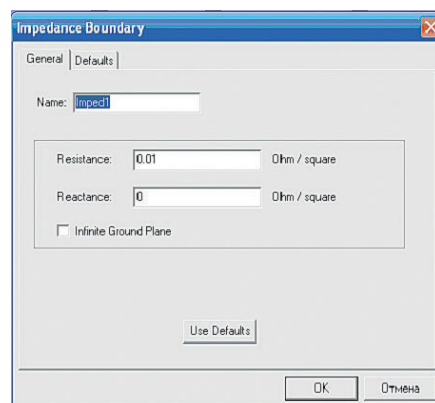


Рис. 3. Окно Impedance Boundary

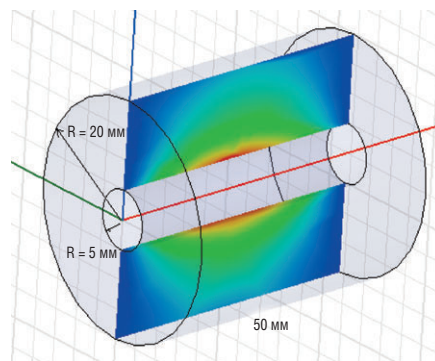


Рис. 4. Коаксиальный резонатор

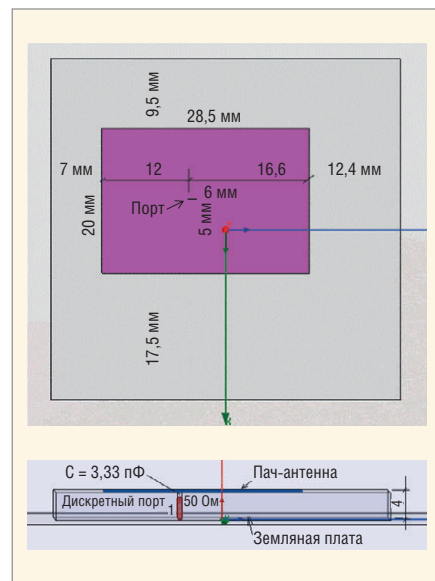


Рис. 5. Структура и размеры patch-антенны

на мнимую часть входного импеданса. Такими параметрами для patch-антенны можно считать положение точки питания антенны (удаление от центра увеличивает действительную часть входного им-

Таблица 1. Добротность коаксиального резонатора

R_s , Ом/кв.драт	Q, HFSS Finite Conductivity Boundary	Q, HFSS Impedance Boundary	Q, теория
1	-	122,4	118,2
0,1	-	1151	1182
0,014	8727	8759	8445

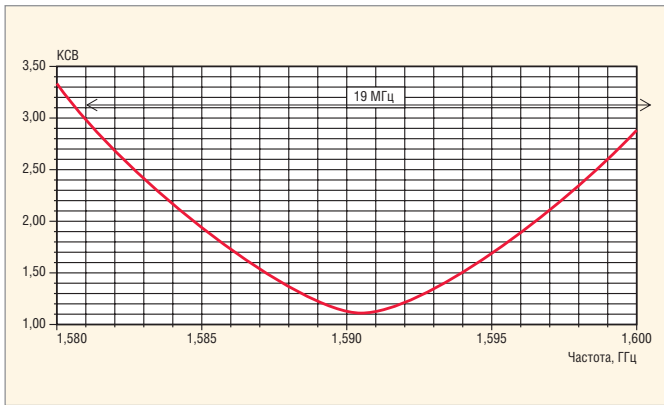


Рис. 6. Частотная характеристика patch-антенны при задании граничных условий Perfect E

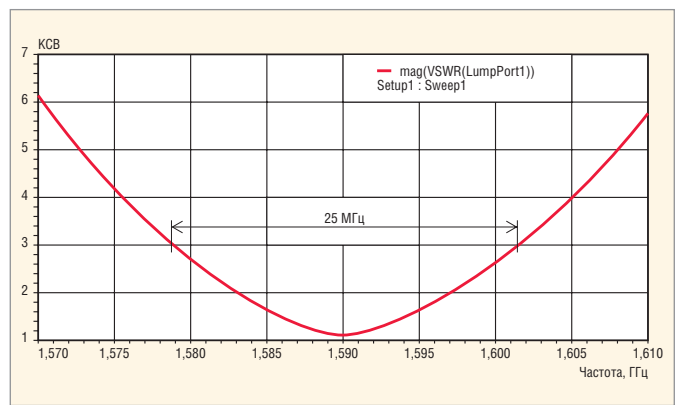


Рис. 7. Частотная характеристика patch-антенны при задании граничных условий Finite Conductivity Boundary

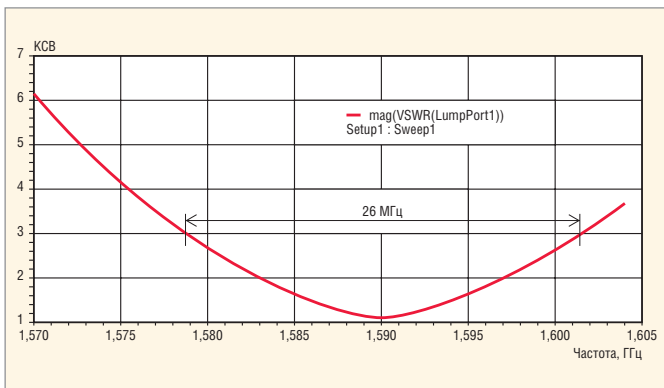


Рис. 8. Частотная характеристика patch-антенны при задании граничных условий Impedance boundary

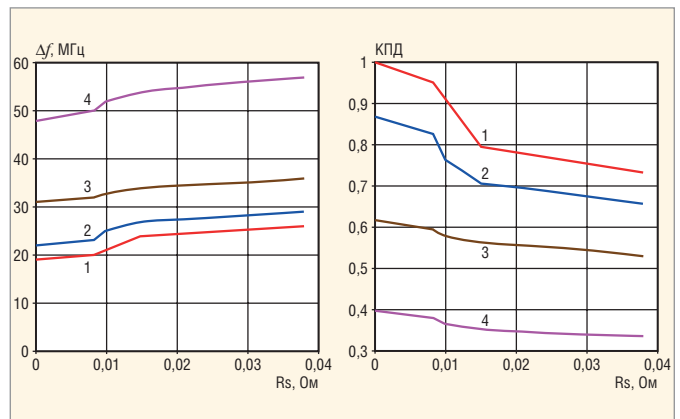


Рис. 9. Полоса рабочих частот и КПД patch-антенны

педанса) и величину сосредоточенной ёмкости, которая включается последовательно с портом и может изменять реактивную часть входного импеданса вплоть до нулевого значения.

Результаты расчёта patch-антенны с помощью программы HFSS для серии различных значений потерь в диэлектрической подложке и в металле представлены в таблице 2, а параметры материалов для расчёта представлены в табл. 3. Первоначально выполним расчёт для идеального

металла без потерь, используя граничное условие Perfect E. Считаем при этом, что потери в диэлектрике также отсутствуют.

Расчёт идеализированного случая даёт полосу рабочих частот с учётом $KCB < 3$, равную 19 МГц (см. рис. 6). При потерях в проводниках, соответствующих меди и тангенсу угла диэлектрических потерь в подложке, равному 0,002, расчёт даёт полосу по уровню $KCB < 3$, равную 25 МГц (см. таблицу 1 и рис. 7). Использование импедансной поверхности, вычис-

ленной по формуле (1), даёт близкие результаты, которые показаны на рисунке 8.

Полученные в ходе численного эксперимента данные о полосе рабочих частот могут быть использованы для определения КПД антенны. Полоса рабочих частот пропорциональна суммарным потерям мощности электромагнитной энергии из антенны. Эти потери складываются из полезных потерь на излучение α_r , диссипативных потерь в металле α_m и в диэлектрике α_d . Тогда можно опреде-

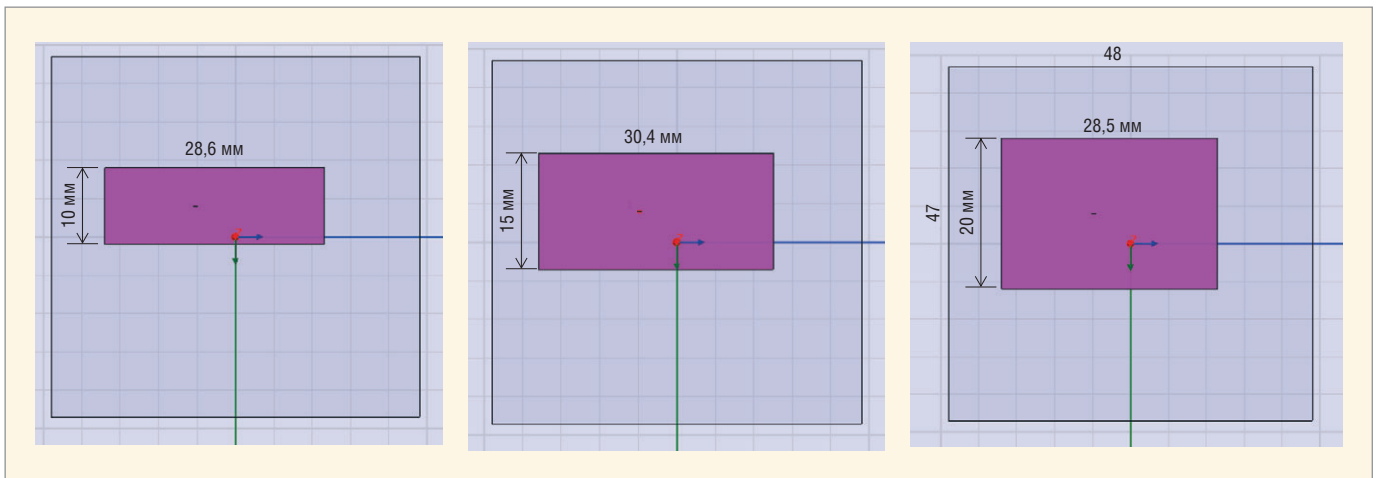


Рис. 10. Patch-антенны различной ширины

Таблица 2. Полоса рабочих частот, МГц, patch-антенны для серии потерь: в проводнике (столбцы) и в подложке (строки)

$\text{tg}\delta/\sigma$	$R_s = 0$ (Perf E)	$R_s = 0,008$ (серебро)	$R_s = 0,01$ (медь)	$R_s = 0,015$ (алюминий)	$R_s = 0,028$ (хром)	$R_s = 0,038$ (ванадий)
0 (потерь нет)	19	20	21	24	25	26
0,002 (малые потери)	22	23	25	27	28	29
0,005	31	32	33	34	35	36
0,01	40	41	42	43	44	45
0,02 (большие потери)	48	50	52	54	56	57

Таблица 3. Параметры материалов

Параметры	$R_s = 0$ (Perf E)	$R_s = 0,008$ (серебро)	$R_s = 0,01$ (медь)	$R_s = 0,015$ (алюминий)	$R_s = 0,028$ (хром)	$R_s = 0,038$ (ванадий)
Проводимость, Сим/м	∞	$6,1 \times 10^7$	$5,8 \times 10^7$	$3,7 \times 10^7$	$7,6 \times 10^6$	$4,2 \times 10^6$
Глубина проникновения, м	0	$1,6 \times 10^{-6}$	$1,7 \times 10^{-6}$	$2,4 \times 10^{-6}$	$4,7 \times 10^{-6}$	$6,3 \times 10^{-6}$

лить КПД как отношение полезных потерь к общим потерям:

$$\text{КПД} = \frac{\alpha_r}{\alpha_r + \alpha_m + \alpha_d} \tag{3}$$

Учитывая пропорциональность полосы пропускания потерям, можно выразить КПД следующим образом:

$$\text{КПД} = \frac{\Delta f_p}{\Delta f} \tag{4}$$

где Δf_p – полоса пропускания идеальной антенны без тепловых потерь, равная 19 МГц в нашем случае. В фор-

муле (4) под Δf понимается полоса антенны с тепловыми потерями.

На рисунке 9 показаны зависимости полосы рабочих частот и КПД от значения поверхностного сопротивления металла. Кривые 1 – 4 соответствуют значениям 0, 0,002, 0,01 и 0,02 соответственно. Приведённые данные показывают, что в узкополосных антеннах влияние потерь на КПД может быть весьма существенным. Следует иметь в виду, что при увеличении суммарной добротности антенны влияние тепловых по-

терь на КПД увеличивается. Поэтому оценка полосы рабочих частот по коэффициенту отражения недостаточна для определения эффективности антенны, которая должна определяться непосредственно измерением коэффициента передачи через антенну.

Влияние ширины антенны на её полосу и КПД

Исследуем влияние ширины антенны w на её характеристики, обеспечивая в каждом случае согласование

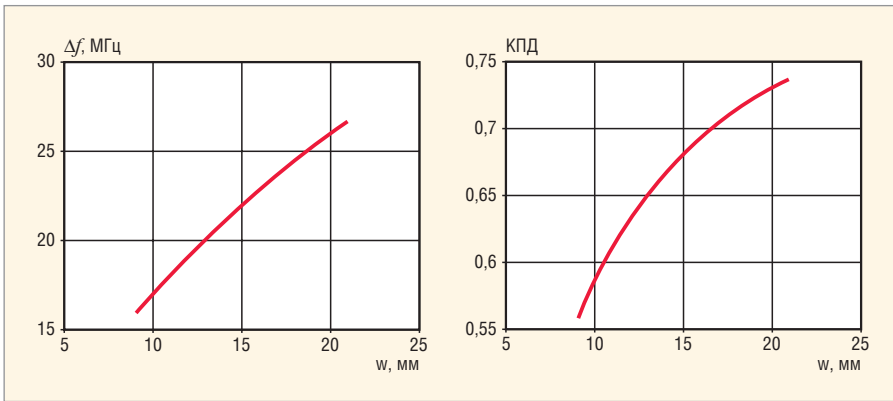


Рис. 11. Ширина полосы пропускания и КПД в зависимости от ширины антенны

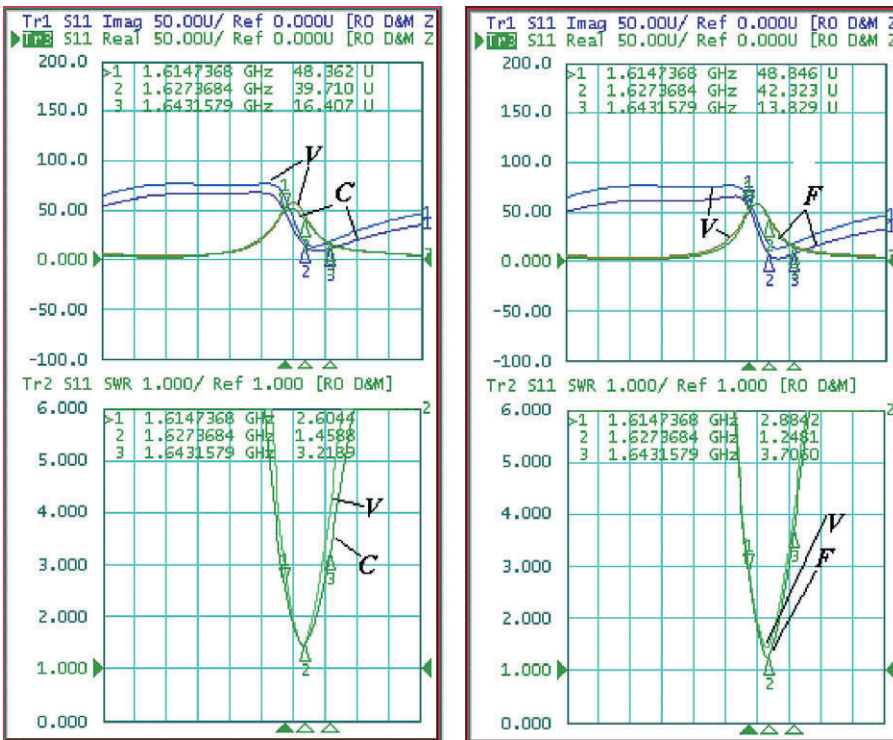


Рис. 12. Экспериментальные характеристики patch-антенн

устройства. Отметим, что в этих расчётах, кроме изменения ширины, для подстройки резонансной частоты приходилось в небольших пределах изменять длину антенны. Исследованные образцы антенн показаны на рисунке 10.

Методика оценки КПД, изложенная выше, позволяет оценить влияние ширины w на КПД. Расчёты проводились для меди ($R_s = 0,01$ Ом) и $\text{tg}\delta = 0,02$. Из таблицы 1 видно, что в данном случае уширение полосы пропускания, обусловленное наличием тепловых

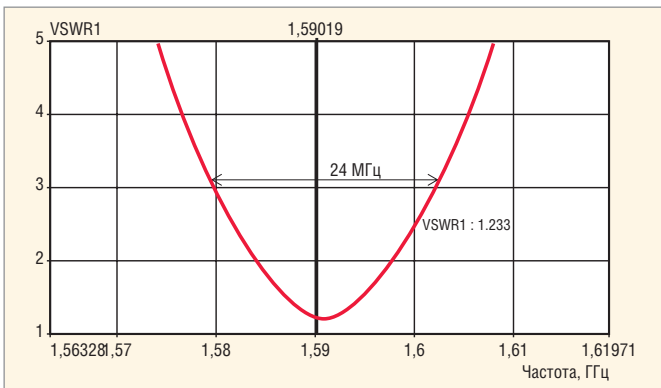


Рис. 13. Частотная характеристика антенны, рассчитанная с помощью программы CST Microwave Studio

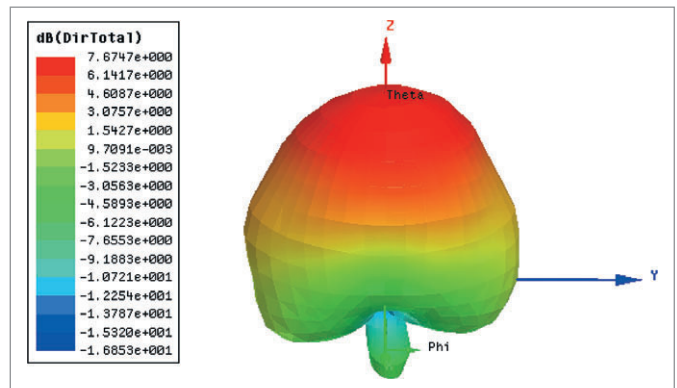


Рис. 14. Диаграмма направленности patch-антенны с линейной поляризацией

потерь Δf_p , равно 7 МГц. Предположим, что этот параметр не зависит от ширины антенны w , которая влияет только на излучательную способность антенны. Тогда формулу (4) можно модифицировать следующим образом:

$$\text{КПД} = \frac{\Delta f - \Delta f_p}{\Delta f}, \quad (5)$$

где Δf – полоса пропускания антенны с учётом потерь.

На рисунке 11 показаны зависимости полосы пропускания и КПД patch-антенны от её ширины. Эти зависимости демонстрируют, что в случае антенны с потерями расширение её полосы хорошо не только само по себе, но также улучшает и другой важный показатель её качества – КПД.

СРАВНЕНИЕ С ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМИ ДАННЫМИ И РАСЧЁТАМИ НА CST MICROWAVE STUDIO

Частотные характеристики антенн были исследованы с помощью анализатора цепей фирмы Agilent и приведены на рисунке 12.

Экспериментально исследованы антенны с линейной поляризацией поля трёх модификаций, которые отличаются технологией нанесения полоскового проводника. Металлизации антенны V нанесены методом вакуумного напыления на поликор ($\epsilon = 9,6$, $\text{tg}\delta = 0,0001$). Проводник имеет слоистую структуру. Основной медный слой нанесён на тонкий подслой ванадия. Вторая модель антенны (C) отличается от первой тем, что металлические обкладки на верхней и нижней гранях представляют собой наклеенную медную фольгу. Третья модель (F) изготовлена из материала ФЛАН

($\epsilon = 10$, $\text{tg}\delta = 0,002$). Металлические обкладки всех трёх моделей имеют одинаковые размеры.

Сравнение полос пропускания антенн, изготовленных различными способами, позволяет оценить влияние технологических факторов на показатели качества. Полученные результаты представлены в таблице 4. Они свидетельствуют о том, что резистивный подслой вносит меньшие потери, чем клеевой слой в варианте антенны С. Полоса частот антенны на ФЛАНе близка к полосе частот антенны на поликоре, хотя диэлектрические потери поликора значительно меньше, чем у ФЛАНа. Этот результат можно объяснить тем, что ФЛАН не имеет резистивного подслоя. Поэтому большой уровень потерь в диэлектрике компенсируется отсутствием потерь в резистивном подслое.

Результаты экспериментов по полосе рабочих частот для варианта антенны F хорошо совпали с расчётными данными, что свидетельствует об их достоверности.

Было интересно сравнить экспериментальные результаты с расчётами

Таблица 4. Полоса рабочих частот различных patch-антенн

Вариант	V	C	F
Ширина полосы, МГц	25	29	26

антенны другими методами. Такую возможность предоставляет программа CST Microwave Studio, которая использует решение уравнений Максвелла во временной области методом FDTD.

Этот подход радикально отличается от метода конечных элементов, который реализован в программе HFSS. Можно предположить, что совпадение результатов, полученных разными методами, является свидетельством достоверности обоих методов.

Расчёт на CST Microwave Studio для тестовых значений $\epsilon = 10$, $\text{tg}\delta = 0,002$ даёт частотную характеристику, показанную на рисунке 13. Значение ширины полосы пропускания 24 МГц близко к полученным с помощью программы HFSS и в результате эксперимента.

На рисунке 14 приведена рассчитанная в программе HFSS диаграмма направленности patch-антенны;

она имеет форму кардиоиды и КНД около 8 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведённые в работе результаты позволяют сделать следующие выводы:

- тепловые потери в patch-антеннах играют важную роль и должны учитываться при их проектировании;
- потери в металле могут быть корректно описаны с помощью модели резистивной поверхности, реализованной в программе HFSS;
- полоса пропускания антенны существенно влияет на её КПД.

ЛИТЕРАТУРА

1. www.ansoft.com.
2. www.microwavestudio.com.
3. Диденко А.Н. Сверхпроводящие волноводы и резонаторы. Советское Радио, 1973.
4. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика. Радио и связь, 2000.

