

УДК 621.396.67 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.3.60.69

Диссипативные потери в микрополосковых линиях и микрополосковых антеннах

В. Р. Анпилогов, *к.т.н., vt@cts.ru*

ЗАО «ВИСАТ-ТЕЛ», Москва, Российская Федерация

И. В. Зимин, *к.т.н., iv.zimin@mail.ru*

Московский физико-технический институт, Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

Ю. Н. Чекушкин, *yury_check@yahoo.com*

Московский физико-технический институт, Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

Аннотация. Статья состоит из двух частей. В первой части представлены результаты анализа расчетных соотношений погонных диссипативных потерь в микрополосковых линиях в диапазонах частот L-, S-, C-, Ku-, Ka-. Рекомендованы расчетные соотношения для типовых микрополосковых линий и микрополосковых линий с относительно широким проводником, которые отвечают экспериментальным результатам. Приведены примеры расчета погонных потерь и их составляющих, в том числе для микрополосковых линий с использованием жидких кристаллов.

Представленные оценки показывают, что при реализации фазированных антенных решеток в Ku-, Ka-диапазонах их эффективность фатально зависит от диссипативных потерь в микрополосковых линиях запитки излучателей.

Во второй части статьи представлена математическая модель микрополосковой антенны на основе теории направленных графов, которая учитывает ее резонансные свойства и диссипативные потери.

Данные, полученные в первой части статьи, используются в качестве исходных параметров для анализа математической модели при оценке диссипативных потерь в микрополосковых антеннах (излучателях).

Ключевые слова: микрополосковые линии, микрополосковые антенны, диссипативные потери

Dissipative Losses in the Microstrip Lines and Microstrip Antennas

V. R. Anpilogov, *Cand. Sci. (Engineering), Assoc. Prof., vt@cts.ru*

JSC "VISAT-TEL", Moscow, Russian Federation

I. V. Zimin, *Cand. Sci. (Engineering), iv.zimin@mail.ru*

Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

Yu. N. Chekushkin, *yury_check@yahoo.com*

Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

Abstract. The article consists of two parts. In the first part, the article presents the results of the analysis of calculated ratios of length dissipative losses in microstrip lines for the L, S, C, Ku, and Ka frequency bands. The calculation ratios are specified for typical microstrip lines and microstrip lines with a relatively wide metallic conductor, which correspond to experimental results. The examples of calculation of losses and their components, including microstrip lines based on liquid crystals are given.

The presented estimates show that when implementing phased antenna arrays in Ku- and Ka- bands using microstrip technologies, their effectiveness depends fatally on dissipative losses in the microstrip feeders of the radiators.

The second part of the article presents a mathematical model of a microstrip (patch) antenna based on the theory of directed graphs, which takes into account its resonant properties and dissipative losses.

The data obtained in the first section are used as input parameters into the mathematical model to estimate the dissipative losses in microstrip antennas.

Keywords: microstrip lines, microstrip antennas, dissipative losses

Введение

В статье представлены результаты исследований диссипативных потерь в микрополосковых линиях и микрополосковых антеннах. Актуальность данных исследований обусловлена тем, что большие надежды возлагаются на такие типы излучателей при реализации пассивных и активных фазированных антенных решеток (ФАР/АФАР) для абонентских терминалов систем связи и вещания, в том числе для будущих систем типа LEO/МЕО/НЕО-НТС в Ku и Ka-диапазонах.

Известен ряд программ математического моделирования на уровне электродинамической модели, позволяющих достаточно точно оценить размеры микрополосковых антенн практически любой конфигурации (CST STUDIO SUITE, FEKO, HFSS/AWR Microwave Office, QuickWave 3D и другие) [1, 2]. Однако анализ их описаний и научно-технических публикаций показывает, что оценка внутренних диссипативных потерь остается за пределами внимания исследователей. Известно немного работ, которые затрагивают вопросы оценки диссипативных потерь. Результаты этих работ иногда дают и противоречивые данные, что затрудняет их использование на практике. Например, в [3] представлены результаты моделирования круглой микрополосковой антенны при различных значениях $\text{tg } \delta$ в пределах 10^{-3} – $5 \cdot 10^{-3}$ (табл. 1). Для моделирования использован программный продукт Antenna Magus (<http://www.antennamagus.com/antennas.php?page=antennas>).

Однако в [4] при моделировании прямоугольной антенны (программный продукт HFSS версии 2010 года) получены оценки эффективности излучения (рис. 1), которые заметно отличаются от данных табл. 1. Например, рабочая частота 1,575 ГГц, т. е. в разы ниже, чем в [3], но снижение усиления при изменении $\text{tg } \delta$ от 10^{-3} до $5 \cdot 10^{-3}$ более 1 дБ при толщине подложки более чем в 1,5 раза больше, чем в [3].

Эффективность излучения антенны в [4] определена как

$$\eta = P_r / (P_r + P_m + P_d), \quad (1)$$

где P_r — мощность излучения; $P_c + P_d$ — мощность, потерянная в металле проводников и диэлектрической подложке.

Из (1) следует, что снижение эффективности происходит только за счет диссипативных потерь в металле и диэлектрике.

Очевидно, что значительные расхождения результатов моделирования не позволяют взять за основу данные [3] и [4] для оценки внутренних диссипативных потерь микрополосковых антенн. В данном случае в процессе моделирования не ставится задача точного расчета геометрических параметров микрополосковой антенны. Основная задача — оценить внутренние диссипативные потери с целью оценки эффективности применения микрополосковой технологии для построения ФАР/АФАР. В итоге данного исследования требуется получить обобщенную оценку влияния диссипативных потерь в подводящих линиях и микрополосковых излучателях на энергетический бюджет радиолинии и выяснить, нужно ли учитывать при инженерных оценках диссипативные потери в микрополосковых излучателях и в каких случаях.

Материалы и их электрофизические параметры

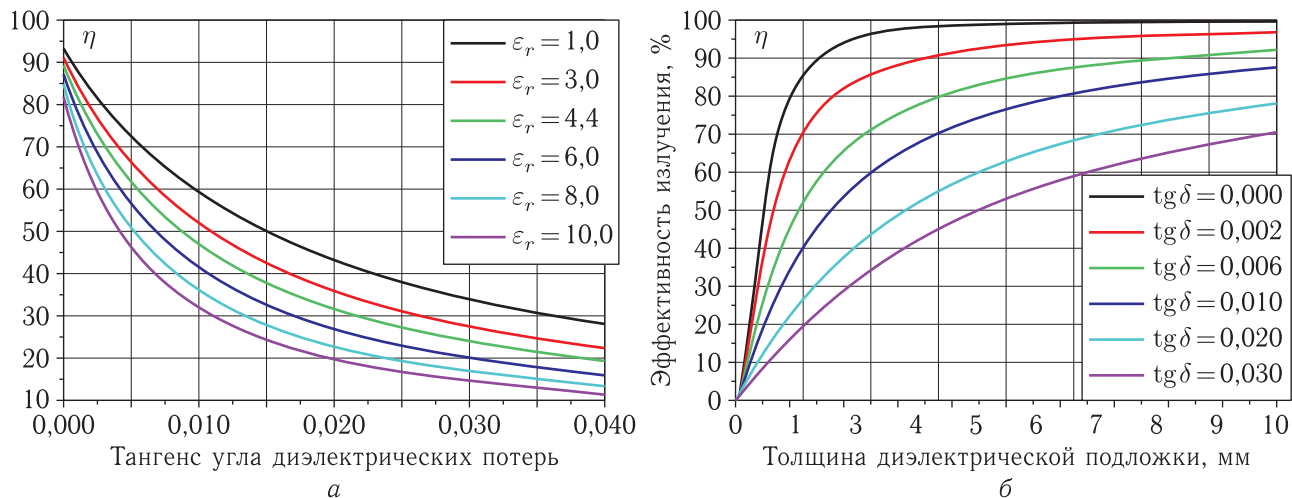
Конструкция микрополосковой антенны (излучателя) предполагает применение множества типов металлизированных диэлектрических материалов [5].

В качестве металлизации наиболее часто применяется чистая медь. Медь имеет наилучшее (после серебра) значение удельного электрического сопротивления ρ . Особо следует отметить случаи применения многослойного напыления проводников, когда в качестве нижнего слоя для адгезии с диэлектриком используется напыление металла с удельной проводимостью σ (удельным сопротивлением ρ) значительно хуже, чем у меди (хром, тантал и др.).

Диэлектрические материалы, применяемые в технике СВЧ, имеют очень большое разнообразие. Степень поглощения электромагнитной волны в диэлектрике характеризуется параметром $\text{tg } \delta$. Основное условие при выборе материалов — обеспечение низких диссипативных потерь при распространении электромагнитной волны.

Таблица 1. Результаты оценки влияния $\operatorname{tg} \delta$ на усиление антенны [3]

Диапазон частот, ГГц	Диэлектрическая проницаемость, ϵ_r	Толщина подложки (h), мм	Результат моделирования
5	3	2,4	При изменении $\operatorname{tg} \delta$ от 10^{-3} до $5 \cdot 10^{-3}$ усиление снизилось на 0,23 дБ
10	2	0,8	При изменении $\operatorname{tg} \delta$ от 10^{-3} до $5 \cdot 10^{-3}$ усиление снизилось на 0,32 дБ

Рис. 1. Результаты моделирования [4]: а) толщина подложки 1,524 мм; б) диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 4,2$

Металлы

В табл. 2 приведены значения удельного сопротивления ρ для наиболее часто применяемых металлизированных покрытий для микрополосковых устройств. В источниках информации приведены разные данные, поэтому в табл. 1 указан диапазон значений удельного сопротивления. Все значения соответствуют температуре 20 °С.

Часто используется понятие удельной проводимости $\sigma = 1/\rho$, которая имеет размерность См/м (Сим на метр). Например, для меди $\sigma = 100/[(1,55-1,72) \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см}] = (6,45-5,81) \cdot 10^7 \text{ См/м}$.

В диапазоне сверхвысоких частот электромагнитная волна проникает в металл на очень малую глубину (скин-слой). Токи текут по поверхности и в проводнике в пределах скин-слоя (δ). Поверхностное электрическое сопротивление $R_s = \rho/\delta$, где δ — глубина скин-слоя.

Значение δ удобно оценивать из соотношения, в котором за отсчетную единицу принято удельное сопротивление меди $(\rho_m)\delta = 5(0,172X/f)^{1/2}$, мкм,

где $X = \rho_x/\rho_m$; f — частота в ГГц; ρ_x — удельное сопротивление исследуемого материала

Диэлектрики

В качестве диэлектрической подложки в микрополосковых устройствах (и антеннах в частности) используется множество различных материалов как керамических, так и на основе органических соединений. Диапазон значений диэлектрической проницаемости лежит в очень широких пределах, но наиболее часто применяются материалы с $\epsilon = 2-20$. При этом значение $\operatorname{tg} \delta$ находится в диапазоне $10^{-4}-10^{-2}$.

Промышленный выпуск фольгированных диэлектрических материалов хорошо освоен. Подробная информация о электрофизических параметрах представлена, например, в [6].

Кроме традиционных материалов, за последние 3 года появилось много упоминаний о перспективах применения в технике СВЧ жидких кристаллов, в том числе для создания фазированных

Таблица 2. Удельное электрическое сопротивление металлов, применяемых в микрополосковой технике

Металл проводника	Удельное электрическое сопротивление (ρ)		Примечание
	Ом · см	Ом · мм ² /м	
Серебро	$(1,50-1,60)10^{-6}$	0,015–0,016	Покрытие коаксиальных элементов
Медь	$(1,55-1,72)10^{-6}$	0,0155–0,0172	Проводники (фольга)
Золото	$(2,19-2,30)10^{-6}$	0,0219–0,230	Контакты (переменные контактные соединения в вакууме)
Никель	$(6,8-7,3)10^{-6}$	0,068–0,073	Подслой для адгезии
Хром	$(13,1-14,5)10^{-6}$	0,131–0,145	Подслой для адгезии
Тантал	$(12,0-14,6)10^{-6}$	0,120–0,146	Подслой для адгезии

Таблица 3. Электрофизические параметры жидких кристаллов (температура 20 °С)

Образцы материала	Диэлектрическая проницаемость		Потери в диэлектрике		Диапазон, ГГц
	$\epsilon \text{ I}$	$\epsilon \text{ II}$	$\text{tg } \delta \text{ I}$	$\text{tg } \delta \text{ II}$	
K15	2,72	2,90	0,03	0,03	1–10
VL037	2,35	2,61	0,06	0,06	1–10
VL006	2,62–2,69	3,11–3,12	0,015–0,007	0,035–0,036	4,8–8,7
E7	2,72	3,17	0,12	0,02	5–6
GT3-23001	2,46–2,50	3,28–3,30	0,0143	0,0038–0,004	13,5–19
GT3-24002	2,50	3,30	0,0123	0,0032	6–10
TUDxxx	2,41–2,45	3,18–3,22	0,0111–0,0143	0,0025–0,0035	19

антенных решеток. Параметры таких материалов приведены в табл. 3 [7, 8].

Активные исследования в области применения LC (liquid crystals) для антенной техники [9] проводятся в Technische Universitaet Darmstadt (Германия). Особо следует отметить многочисленные упоминания об успешных разработках и испытаниях сканирующих антенных решеток с использованием «метаматериалов» и LC компаний Кумета. Проектные технические данные были опубликованы в 2011 г. [10, 11], но по состоянию на начало 2018 г. их подтверждения нет.

В России практическая реализация фазированных антенных решеток в основном связана с использованием традиционных технологий [12]. Большой опыт накоплен в области проектирования фазированных антенных решеток специального

назначения [13], который, видимо, можно трансформировать для создания ФАР/АФАР-систем спутниковой связи.

Учет шероховатости поверхности

Для оценки реальных потерь электромагнитной волны следует знать качество обработки поверхности проводника и диэлектрической подложки [14–16], которая характеризуется шероховатостью поверхности [17].

Одной из распространенных оценок, характеризующих шероховатость поверхности, является среднеквадратическое отклонение ее профиля: RMS — root mean square. В данном случае следует определить и учитывать значение RMS и для

Таблица 4. Типичная шероховатость материалов, используемых в микрополосковой технике [20–24]

Материал	RMS, мкм
Полированная керамика	< 0,05
Неполированная керамика	0,25
Диэлектрическая подложка фольгированного материала	1,5
Катанная фольга	0,4
Электролитическая фольга	3,0

Таблица 5. Коэффициент учета шероховатости поверхности металлического проводника

Коэффициент учета шероховатости ($\alpha_c \times K_r$)	Источники информации
$K_r = 1 + \exp\{-(\delta/\text{RMS})^{1,6}\}$	[25]
$K_r = 1 + 2/\pi \arctg\{1,4(\text{RMS}/\delta)^2\}$	[15]
$K_r = 1 + 2/\pi \arctg\{(\text{RMS}/\delta)^2 \times [0,094(\text{RMS}/\delta)^2 - 0,74(\text{RMS}/\delta) + 1,87]\}$	[27]

металлических проводников, и для диэлектрических подложек микрополосковых линий.

При изготовлении микрополосковых материалов применяется холоднокатаная медная фольга или технология химического осаждения металла [18, 19], в том числе для получения фольги. В табл. 4 представлены типичные значения шероховатости материалов, используемых в микрополосковой технике (с учетом технологии) [20–24]. Учет влияния шероховатости на величину потерь в микрополосковой линии осуществляется с помощью полуэмпирического коэффициента K_r . Потери (дБ) в идеальном проводнике микрополосковой линии увеличиваются на коэффициент K_r (табл. 5, [25–27]). Усредненным значением следует считать данные, приведенные в [15] (отличие коэффициентов наиболее заметно при $\text{RMS} \leq \delta$).

Оценка волнового сопротивления

Волновое сопротивление микрополосковой линии (Z_0 , Ом) связано с ее геометрическими размерами и электрофизическими параметрами материала. В данном случае рассматриваются несим-

метричные микрополосковые линии. В табл. 6 представлена сводка ряда соотношений из разных источников [28–35] и приведено упрощенное соотношение (полуэмпирическое), которое будет применяться при последующих расчетах.

Таблица 6. Волновое сопротивление несимметричной микрополосковой линии

Волновое сопротивление, Ом	Источники информации
$Z_0 = 120\pi/\varepsilon_e^{1/2}\{1,393 + W/h + 2/3 \ln(1,444 + W/h)\}^{-1}$ $\varepsilon_e = (\varepsilon + 1)/2 + (\varepsilon - 1)/[2(1 + 12h/W)^{1/2}]$	[28–33]
$Z_0 = 120\pi/\varepsilon^{1/2}\{W/h + 1/\pi[1 + \ln(1 + \pi W/h)]\}^{-1}$ Примечание: печатки в [34] исправлены	[34, 35]

Следует отметить, что значение RMS поверхности не только сказывается на величине погонных потерь микрополосковой линии, но и снижает ее волновое сопротивление, но не более 10% [33]. Соответственно можно принять, что приближенное соотношение, косвенно учитывающее влияние шероховатости материала, имеет вид

$$Z_0 = 120\pi/[\varepsilon^{1/2}(1 + W/h)]. \quad (2)$$

Оценка диссипативных потерь в микрополосковых линиях

Обычно применяются микрополосковые линии с волновым сопротивлением 30–150 Ом. Чем больше отношение W/h , тем меньше волновое сопротивление. Известно несколько соотношений для оценки потерь в микрополосковых линиях, но они имеют существенное расхождение между собой и с результатами экспериментальных исследований. Особенно это относится к микрополосковым устройствам при $W/h \gg 1$, что характерно для микрополосковых антенн (излучателей).

Общие погонные потери в несимметричной микрополосковой линии складываются из потерь в металле α_c , потерь в диэлектрике α_d и потерь на излучение α_r . Известно, что в случае если толщина подложки отвечает условию

$$h < \lambda/[4(\varepsilon - 1)^{1/2}], \quad (3)$$

Таблица 7. Расчетные соотношения для оценки погонных потерь в диэлектрической подложке микрополосковой линии

Погонные потери в диэлектрике, дБ/см	Источник информации
$\alpha_d = 0,91 \operatorname{tg} \delta f \{ \varepsilon(1+F)/[2+2(1-F)/\varepsilon(1+F)] \}^{1/2}$, где f — частота в ГГц $F = 1/(1+10h/W)^{1/2}$ при $W/h \gg 1$ $\alpha_d \approx 0,91 \operatorname{tg} \delta f(\varepsilon)^{1/2}$	[37]
$\alpha_d = 8,68\pi/\lambda \operatorname{tg} \delta \varepsilon/\varepsilon_e^{1/2}(\varepsilon_e - 1)/(\varepsilon - 1)$, где ε_e — см. табл. 6 для Z_0	[38, 39]

Таблица 8. Расчетные соотношения для оценки погонных потерь в металлическом проводнике микрополосковой линии

Погонные потери в металлическом проводнике, дБ/см	Источник информации
$\alpha_c = 545(f \cdot \rho)^{1/2}/(Z_0 \cdot W)$, где $Z_0 = 120\pi/[\varepsilon^{1/2}(1+W/h)]$	[40]
Для $W/h \gg 1$ $\alpha_c = 0,0022(\varepsilon_e f)^{1/2}(\rho/1,72 \cdot 10^{-6})^{1/2}/h$ Для $W/h \sim 1$ $\alpha_c = 0,0030(\varepsilon_e f)^{1/2}(\rho/1,72 \cdot 10^{-6})^{1/2}/h$ $\varepsilon_e = (\varepsilon + 1)/2 + (\varepsilon - 1)/[2 \cdot (1 + 10h/W)^{1/2}]$	[37]
$\alpha_c = 0,0868R_s/(Z_0W)K_i$, где $R_s = \rho/\delta = (\rho\pi f\mu)^{1/2}$, $K_i = \exp[-1,2(Z_0/120\pi)^{0,7}]$	[15]
Для $W/h \geq 1$ $\alpha_c = 6,1 \cdot 10^{-5}K_1K_2(R_sZ_0\varepsilon_e)/h$, где $K_1 = 1 + h/W_e[1 + 1/\pi \ln(2h/t)]$ $K_2 = W_e/h + (0,66W_e/h)/(W_e/h + 1,444)$ $W_e/h = W/h + 1,25/\pi(t/h)[1 + \ln(2h/t)]$ Для $W/h < 1$ $\alpha_c = 1,38R_s/(Z_0h)[32 - (W_e/h)^2]/[32 + (W_e/h)^2]K_1$	[41]

то значением α_r можно пренебречь, как это принято в (1).

Потери в диэлектрике α_d оцениваются достаточно определенно (необходимо знание параметров ε и $\operatorname{tg} \delta$). Оценка потерь в металлических проводниках менее определенная, поскольку необходимо учитывать многочисленные факторы. Неопределенность оценок увеличивается при $W/h \gg 1$, поскольку нет возможности прямого сравнения с экспериментальными данными.

Потери в диэлектрике

Существуют различные формульные оценки погонных потерь, обусловленных потерями в диэлектрике. Ряд расчетных соотношений представлен в табл. 7.

Анализ этих соотношений показывает, что при широких проводниках соотношения [36–39] примерно совпадают между собой и слабо зависят

от значения W/h . Соответственно для оценки α_d в микрополосковой антенне можно использовать упрощенное соотношение

$$\alpha_d = 0,91 \operatorname{tg} \delta f(\varepsilon)^{1/2}, \text{ дБ/см}, \quad (4)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ и ε — параметры диэлектрической подложки; f — частота в ГГц.

Потери в металле

Расчетные соотношения для оценки погонных потерь в металлических проводниках микрополосковой линии приведены в ряде публикаций. В некоторых публикациях имеются опечатки и неточности. В связи с этим были проведены тестовые расчеты и сравнительный анализ результатов оценки погонных потерь в металлических проводниках. В табл. 8 представлены соотношения, которые наиболее достоверны, поскольку дают результаты, совпадающие между собой с инженерной точностью

и с результатами экспериментальных данных компании Rogers Corp [42].

Сравнение проводилось для микрополосковой линии 50 Ом. В данном случае интерес представляют не только микрополосковые линии «стандартного» волнового сопротивления, но и микрополосковые линии, эквивалентные микрополосковому излучателю ($W/h \gg 1$) с низким волновым сопротивлением линии ($Z_0 < 50$ Ом). Следует уточнить, что соотношения, представленные в табл. 8, нужно умножать на коэффициент K_r , зависящий от степени шероховатости материала (см. табл. 4 и 5) для получения итогового значения.

Погонное затухание

Анализ соотношений для расчета α_c , представленных в табл. 8, показывает, что результаты совпадают с точностью долей процента (при коэффициенте учета шероховатости $K_r = 1$). Соответственно для оценки α_c можно использовать любое соотношение из табл. 8. В данном случае принято самое простое соотношение [40], которое следует уточнить, умножив его на коэффициент K_r учета шероховатости материала [15] (см. табл. 5). Размерности входящих параметров: f — частота, ГГц; W — ширина полоски, мм; ρ — $1,72 \times 10^{-6}$, Ом·см дает погонные потери α_c , дБ/см. Соотношения для оценки α_d (дБ/см), представленные в табл. 7, также дают хорошо совпадающие между собой значения. При типовых размерах проводников для волнового сопротивления 50–150 Ом расхождение не более 10%. Результаты для микрополосковых линий с относительно широким проводником ($W/h \gg 1$) различаются между собой не более чем на 5%. В данном случае будем использовать соотношение [38, 39] (см. табл. 7).

С целью повышения достоверности расчетных соотношений было проведено сравнение с данными [Rogers] для параметров материала RO4350B. Расчетные данные для типовой линии 50 Ом показаны на рис. 2. Эти значения совпадают с данными компании Rogers в пределах долей процента (на графике эти отличия не видны).

Однако экспериментальные данные, начиная с 10 ГГц и выше, отличаются в большую сторону. К 20 ГГц отличие от расчета может достигать

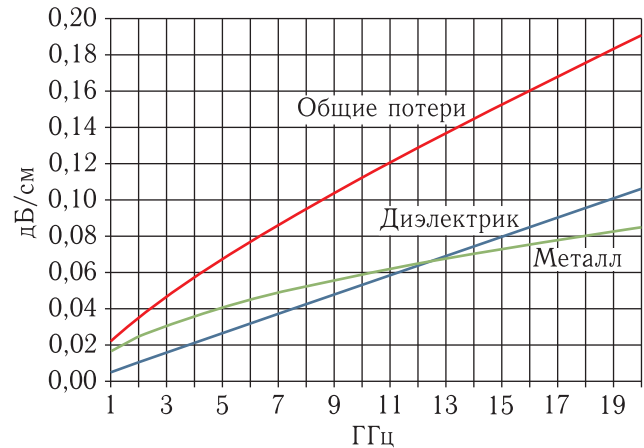


Рис. 2. Погонное затухание типичной микрополосковой линии (50 Ом) с параметрами ($\epsilon = 3,48$, $\text{tg } \delta = 0,0037$, $h = 0,508$ мм, $\text{RMS} = 3$ мкм, материал RO4350B компании Rogers)

10–12%. Это объясняется возникновением эффекта излучения микрополосковой линии, который в данном случае не учитывался. При переходе к относительно широким микрополосковым линиям, которые рассматриваются применительно к микрополосковым антеннам (излучателям), этот эффект не следует рассматривать, т.к. он не увеличивает диссипативные потери. На рис. 3 представлены расчетные значения погонных потерь в микрополосковой линии с относительно широким проводником при использовании материала типа RO4350B (материал аналогичный, как на рис. 1).

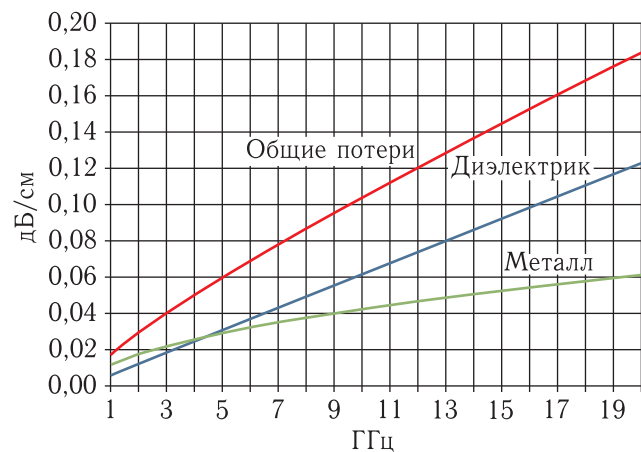


Рис. 3. Погонное затухание низкоомной микрополосковой линии ($W/h \gg 1$) с параметрами ($\epsilon = 3,48$, $\text{tg } \delta = 0,0037$, $h = 0,508$ мм, $\text{RMS} = 3$ мкм, материал RO4350B компании Rogers)

Сравнение данных рис. 2 и рис. 3 показывает, что погонные потери микрополосковой линии с относительно широким проводником меньше, но не более чем на 3%. Соответственно в инженерных расчетах можно ориентироваться на значение погонных потерь для обычной типовой микрополосковой линии 50 Ом.

Поскольку в последние годы в различных источниках как научного [9–11], так и рекламного характера периодически появляются сведения о разработке антенных решеток с использованием жидких кристаллов, на рис. 4 и 5 представлены расчетные данные для оценки потерь в микрополос-

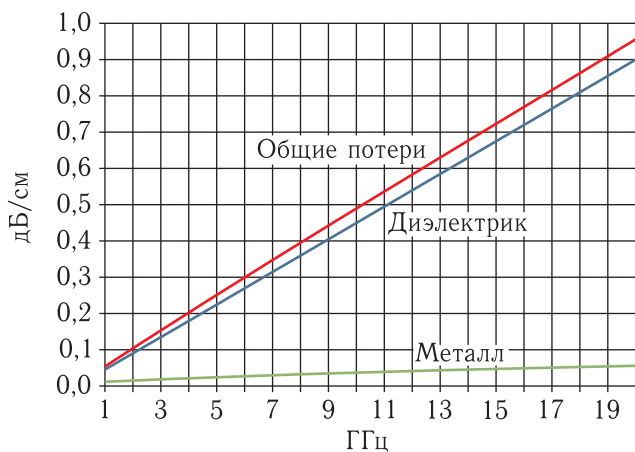


Рис. 4. Погонное затухание низкоомной микрополосковой линии ($W/h \gg 1$) с параметрами ($\epsilon = 2,9$, $\text{tg } \delta = 0,03$, $h = 0,508$ мм, $\text{RMS} = 3$ мкм, LC типа K15)

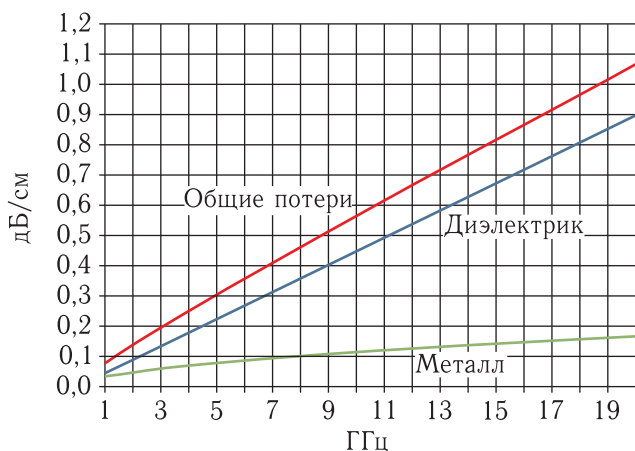


Рис. 5. Погонное затухание низкоомной микрополосковой линии ($W/h \gg 1$) с параметрами ($\epsilon = 2,9$, $\text{tg } \delta = 0,03$, $h = 0,17$ мм, $\text{RMS} = 3$ мкм, материал типа K15, табл. 3)

ковой линии с жидкокристаллической пленкой (подложкой) для различной толщины подложки (h).

Как следует из этих данных, основной вклад в величину погонных потерь вносит диэлектрик. Причем анизотропия ϵ и $\text{tg } \delta$ не вызывает фатального изменения погонного затухания.

Анализ расчетных результатов и экспериментальных данных показывает, что для практической оценки погонных потерь в микрополосковых линиях и дальнейшего моделирования с учетом (3, 4, табл. 8) можно принять

$$\alpha_0 = \alpha_d + \alpha_c = 0,91 \text{ tg } \delta f(\epsilon)^{1/2} + 545(f \cdot \rho)^{1/2} / (Z_0 \cdot W) K_r, \text{ дБ/см}, \quad (5)$$

где Z_0 — волновое сопротивление (2);

$K_r = 1 + 2/\pi \arctg\{1,4(\text{RMS}/\delta)^2\}$ — корректирующий коэффициент (см. табл. 4, 5).

Краткие итоги

Показано, что погонное затухание типовой микрополосковой линии незначительно выше, чем микрополосковой линии с относительно широким проводником ($W/h \gg 1$). Расчетные результаты с высокой точностью подтверждаются экспериментальными данными компании Rogers Corp.

Однако представленные оценки погонного затухания справедливы исключительно для оценки потерь в регулярных относительно широкополосных микрополосковых устройствах, например разводки (запитки) излучателей. При оценке потерь в резонансных устройствах, в частности в микрополосковых антеннах (излучателях) следует учитывать их резонансные свойства. Для оценки реальных диссипативных потерь в микрополосковом излучателе требуется анализ его резонансной модели. Математическая резонансная модель микрополосковой антенны, представленная в виде эквивалентного направленного графа, будет рассмотрена во второй части статьи.

Полученные результаты уже показывают, что реализация ФАР в диапазонах частот Ку-, Ка- (тем более выше) с использованием микрополосковой техники приводит к значительным дополнительным тепловым потерям. Например, основываясь на оценке размеров антенных решеток абонентских терминалов OneWeb, представленных в [42]

и результатах данной работы, можно констатировать, что в случае их реализации с использованием микрополосковой техники дополнительные диссипативные потери в приемной решетке будут более 1,5 дБ, а в передающей более 3,8 дБ в линиях запитки излучателей (более подробный анализ будет представлен во второй части статьи). Эти результаты показывают, что в настоящее время использование зеркальных антенных систем остается основным решением для применения в наземных абонентских терминалах систем спутниковой связи диапазона частот Ku-, Ka- и выше.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (договор № 03.G25.31.0269) в рамках реализации Постановления Правительства РФ №218 «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства».

Список литературы

1. *Курушин А.* Моделирование планарной антенны GPS с помощью современных программных комплексов // Современная электроника, 2012, № 6. С. 48–53.
2. Качественная оценка вычислительных методов электродинамики на примере программных продуктов для высокоточного моделирования микрополосковых антенн / А. Васильченко, И. Схольц, В. Раад, Г. Ванденбош // Технологии в электронной промышленности, 2008, № 3. С. 52–56.
3. *Puttaswamy P. et al.* Analysis of loss tangent effect on Microstrip antenna gain // Int. Journal of Applied Sciences and Engineering Research, 2014, vol. 3, Is. 6. P. 1102–1107.
4. *Nascimento D. C., Lacava J. C. da S.* Design of Low-Cost Probe-Fed // Microstrip Antennas. Chapter 1, April 04, 2011. <https://www.intechopen.com/books/microstrip-antennas/design-of-low-cost-probe-fed-microstrip-antennas> (дата обращения: 20.08.2018).
5. *Богданов Ю., Кочемасов В., Хасьянова Е.* Фольгированные диэлектрики — как выбрать оптимальный вариант для печатных плат ВЧ/СВЧ-диапазонов (ч. 1) // Печатный монтаж, 2013, № 2(00043). С. 156–168.
6. *Закирова Э. А.* Исследование печатных плат с многослойными диэлектрическими подложками и работка СВЧ устройств на их основе: Дисс... канд. тех. наук: 05.12.2007 / Закирова Э. А. М.: МИЭИМ, 2014. 178 с. <http://www.dslib.net/antenny/issledovanie-pechatnyh-plat-s-mnogoslojnyimi-dielektricheskimi-podlozhkami-i.html> (дата обращения 11.09.2018).
7. *Yaghmaee P., Karabey O. H., Bates B., Fumeaux C., Jakoby R.* Electrically Tuned Microwave Devices Using Liquid Crystal Technology // International Journal of Antennas and Propagation, 2013, vol. 2013. Article ID 824214, 9 p. <http://dx.doi.org/10.1155/2013/824214> (дата обращения: 20.08.2018).
8. *Weickhmann C., Jakoby R., Constable E., Lewis R. A.* Time-domain spectroscopy of novel nematic liquid crystals in the terahertz range // International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2013. <http://ro.uow.edu.au/cgi/viewcontent.cgi?article=3083&context=eisapers> (дата обращения: 20.08.2018).
9. *Karabey O. H. et al.* Liquid crystal based reconfigurable antenna arrays, 21 October 2015. <https://www.researchgate.net/publication/268357621> (дата обращения: 20.08.2018).
10. *Анпилогов В. Р.* О фазированных антенных решетках Ka-диапазона на основе метаматериала // Технологии и средства связи, 2013, № 5(98). С. 66–67.
11. <http://www.intellectualventures.com/inventions-patents/our-inventions/msa-t> (дата обращения: 20.08.2018).
12. *Хохлов А.* Три поколения отечественных планарных антенн // Технологии и средства связи, 2014, № 6-2(105). С. 56–57.
13. Технологии радиолокации: К 55-летию ПАО «Радиофизика». М: Вече, 2015. 672 с.
14. *Horn A. F., III, Reynolds J. W., Rautio J. C.* Conductor Profile Effects on the Propagation Constant of Microstrip Transmission Lines // Institute of Mathematical Statistics, IMS 2010. P. 868–871. https://www.sonnetsoftware.com/support/downloads/publications/IMS2010_Roughness.pdf (дата обращения: 20.08.2018).
15. *Hammerstad E. O., Jensen Ø.* Accurate Models for Microstrip Computer Aided Design // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., May 1980. P. 407–409.
16. *Hammerstad E. O., Bekkadal F.* Microstrip Handbook, ELAB Report STF 44A74169, Univ. Trondheim, Norway, February 1975.
17. *Morgan S. P.* Effect of Surface Roughness on Eddy Current Losses at Microwave Frequencies // Journal of Applied Physics, April, 1949, vol. 20. P. 352–362.

18. *Hinaga S., Koledintseva M., Anmula P., Drewniak J.* Effect of Conductor Surface Roughness upon Measured Loss and Extracted Values of PCB Laminate Material Dissipation Factor // Proceedings of the Technical Conference, IPC Expo/APEX 2009, Mar. 31–Apr. 2, 2009, Las Vegas, USA, paper S20-2. http://web.mst.edu/~marinak/files/My_publications/Papers/S_Hinaga-IPC2009_Formatted.pdf (дата обращения: 20.08.2018).
19. *Horn A.F., III, Reynolds J.W., Rautio J.C.* Effect of conductor profile on the insertion loss, phase constant, and dispersion in thin high frequency transmission lines, DesignCon 2010. http://www.sonnetsoftware.com/support/downloads/publications/5-TA1_A1_Horn.pdf (дата обращения: 20.08.2018).
20. *Horn F., III, Reynolds J.W., Rautio J.C.* Conductor Profile Effects on the Propagation Constant of Microstrip Transmission Lines // 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. P. 868–871. http://www.sonnetsoftware.com/support/downloads/publications/IMS2010_Roughness.pdf (дата обращения: 20.08.2018).
21. *Богданов Ю., Кочемасов В., Хасьянова Е.* Фольгированные диэлектрики — как выбрать оптимальный вариант для печатных плат ВЧ/СВЧ-диапазонов (ч. 2) // Печатный монтаж, 2013, №3. С. 142–147.
22. *Koledintseva M.* Extraction of dielectric properties of PCB laminate dielectrics on PCB striplines taking into account conductor surface roughness, EMC Society, May 13 2014. <http://www.scvemc.org/archive/2014/052014Marina.pdf> (дата обращения: 20.08.2018).
23. *Hinaga S., Koledintseva M.Y., Anmula P.K.R., Drewniak J.L.* Effect of Conductor Surface Roughness upon Measured Loss and Extracted Values of PCB Laminate Material Dissipation Factor. http://web.mst.edu/~marinak/files/My_publications/Papers/S_Hinaga-IPC2009_Formatted.pdf (дата обращения: 20.08.2018).
24. *Morgan S.P. Jr.* Effect of Surface Roughness on Eddy Current Losses at Microwave Frequencies // Journal of Applied Physics, April 1949, vol. 20. P. 352–362.
25. *Groisse S., Bardi I., Biro O., Preis K., Richter K.R.* Parameters of lossy cavity resonators calculated by the finite element method // IEEE Transactions on Magnetics, 1996, vol. 32, №3. P. 894–897.
26. *Hammerstad E., Jensen O.* Accurate models of computer aided microstrip design // IEEE MTT-S Symposium Digest, May 1980. P. 407.
27. *Lukic M.V., Filipovic D.S.* Modeling of 3-D Surface Roughness Effects With Application to Coaxial Lines // IEEE Trans. on MTT, 2007, vol. 55, №3. P. 518–525.
28. *Balanis C.A.* Antenna theory: analysis and design / 3-rd edition, Hoboken. NJ: Wiley, 2005. 1095 p.
29. *Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko.* RF circuit design: theory and applications. Prentice Hall, 2000. 653 p.
30. *Constantine A. Balanis.* Advanced engineering electromagnetic. New York: Wiley, cop. 1989. 1002 p.
31. *Bhartia P., Rao K.V.S., Tomar R.S.* Millimeter — Wave Microstrip and printed circuit Antennas. Artech House, 1991, p. 322.
32. *Edwards T.C. and Steer M.B.* Foundations of Interconnect and Microstrip Design. NY: John Wiley & Sons, 2000. P. 499.
33. *Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П.* Справочник по элементам волноводной техники: 2-е изд., перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1967. 651 с.
34. *Ефимов И.Е., Останькович Г.А.* Радиочастотные линии передачи. М.: Связь, 1977. 408 с.
35. *Coonrod J., Rautio B.* Comparing Microstrip and CPW Performance, Microwave Journal, July 2012. P. 74–82.
36. *Maloratsky L.* Reviewing the basics of microstrip lines. Microwaves&RF, March 2000, pp. 79–88.
37. *Collin R.E.* Foundations for Microwave Engineering. New York: McGraw-Hill, 1992. P. 153–164.
38. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design // Symp. on Microwave Theory and Technique, 1977, vol. 25, №8. P. 631–647.
39. Справочник по элементам полосковой техники / Ред. А.Л. Фельдштейн. М.: Связь, 1979. С. 336.
40. *Гунта К., Гардж Р., Чардха Р.* Машинное проектирование СВЧ устройств. М.: Радио и связь, 1987. С. 43.
41. *Coonrod J.* Insertion Loss Comparisons of Common High Frequency PCB Construction // IPC APEX EXPO, 2013. http://www.globalcommhost.com/rogers/semiprivate_test/docs/IPC_2013_PCB_losses_John_Coonrod_Final_100412.pdf (дата обращения: 20.08.2018).
42. *Анпилогов В.Р., Шишлов А.В., Эйдус А.Г.* Анализ систем ЛЕО-HTS и реализуемости фазированных антенных решеток для абонентских терминалов // Технологии и средства связи, 2015, №6–2 (Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание-2016»). С. 14–26. <http://www.tsonline.ru/articles2/sputnik/analiz-sistem-leo-hts-i-realizuemosti-fazirovannyh-antennyh-reshetok-dlya-abonentskih-terminalov> (дата обращения: 20.08.2018).