

Оглавление

Предисловие	6
Основные обозначения	8
Введение	10
Глава 1. Основные понятия теории микроволновых цепей	12
1.1. Эквивалентные напряжение и ток в линии передачи	12
1.2. Коэффициенты отражения и стоячей волны	20
1.3. Входное сопротивление и сопротивление нагрузки	23
1.4. Диаграмма полных сопротивлений	25
1.5. Основные режимы работы линии передачи	28
1.6. Микроволновые многоплечие устройства и их волновые матрицы	31
1.7. Свойства волновых матриц многоплечих устройств	35
Контрольные вопросы	40
Литература к главе 1	41
Глава 2. Анализ микроволновых устройств	42
2.1. Формулировка проблемы и основные этапы ее решения....	42
2.2. Методы декомпозиции	42
2.3. Определение дескрипторов АБ	44
2.4. Методы рекомпозиции	48
Контрольные вопросы	59
Литература к главе 2	59
Глава 3. Микроволновые двухполюсники	60
3.1. Эквивалентная схема	60
3.2. Согласованные нагрузки	60
3.3. Реактивные двухполюсники	64
3.4. Резонансные двухполюсники	69
Контрольные вопросы	75

Литература к главе 3	75
Глава 4. Микроволновые четырехполюсники	76
4.1. Общие свойства четырехполюсников	76
4.2. Простейшие четырехполюсники	77
4.3. Переходы между линиями передачи	86
4.4. Аттенюаторы	92
4.5. Фазовращатели	97
4.6. Микроволновые фильтры	102
4.7. Согласующие цепи	118
Контрольные вопросы	124
Литература к главе 4	124
Глава 5. Микроволновые шестиполюсники	126
5.1. Общие свойства шестиполюсников	126
5.2. Сочленения линий передачи	129
Контрольные вопросы	136
Литература к главе 5	136
Глава 6. Микроволновые восьмиполюсники	137
6.1. Общие свойства микроволновых восьмиполюсников	137
6.2. Направленные ответвители	137
6.3. Мостовые устройства	149
Контрольные вопросы	159
Литература к главе 6	159
Глава 7. Многоплечие микроволновые устройства	160
7.1. Микроволновые разветвители	160
7.2. Турникетное сочленение	163
7.3. Соchленение Парселла	165
Контрольные вопросы	168
Литература к главе 7	168

Глава 8. Ферритовые микроволновые устройства	169
8.1. Тензор магнитной проницаемости намагниченного феррита.....	169
8.2. Ферритовые вентили.....	179
8.3. Ферритовые фазовращатели.....	186
8.4. Ферритовые циркуляторы	194
8.5. Ферритовые резонаторы и фильтры.....	199
8.6. Многофункциональные ферритовые приборы.....	205
8.7. Спин-волновые ферритовые устройства.....	206
Контрольные вопросы	211
Литература к главе 8	212
Глава 9. Сегнетоэлектрические микроволновые устройства	213
9.1. Основные свойства сегнетоэлектриков.....	213
9.2. Сегнетоэлектрические линейные устройства.....	215
Контрольные вопросы	221
Литература к главе 9	221
Заключение	222
Приложения	223
A. Некоторые сведения из векторной алгебры и векторного анализа	223
B. Теорема Фостера	227
C. Некоторые сведения из линейной алгебры	229
D. Соотношения между <u>матрицами</u> четырехполюсников.....	232
E. Размеры прямоугольных волноводов по EIA.....	233
F. Размеры прямоугольных волноводов по ГОСТ 51914-2002 .	234
G. Радиочастотные диапазоны.....	235
H. Обозначения радиочастотных диапазонов в соответствии с ITU (международный телекоммуникационный союз).....	236
Предметный указатель.....	237

Предисловие

Современный мир не может существовать без электромагнитных полей микроволнового диапазона. Без сомнения, каждый знает о радарах и их роли во Второй мировой войне. Радиоастрономия, телекоммуникационная техника, включая 5G и 6G мобильные системы, различные технологические применения микроволн играют существенную роль в современном обществе. Эти достижения были реализованы при разработке новых типов микроволновых линий передачи, резонаторов, фильтров, делителей и сумматоров мощности, направленных ответвителей, новых методов компьютерного моделирования и оптимизации.

Были разработаны новые материалы для подложек с высокой теплопроводностью, ферриты и сегнетоэлектрики. Автор работает в области микроволновой техники много лет, проводя исследования и обучая студентов. Эта книга появилась благодаря его усилиям по разработке новых приборов и практике обучения магистров в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ». Книга содержит сведения о субмиллиметровых и терагерцевых устройствах. В отличие от книг по микроволновой технике, опубликованных сравнительно недавно, она не содержит или содержит очень мало сведений о нелинейных микроволновых приборах и устройствах.

Разработка и конструирование микроволновых устройств невозможны без использования математического аппарата микроволновой техники – прежде всего, без таких понятий, как коэффициент отражения, коэффициент стоячей волны, круговой диаграммы полных сопротивлений, характеристических (волновых) матриц многоплечих устройств.

Сложная структура современных микроволновых систем требует использования специальных методов для их анализа. Один из таких методов – декомпозиция устройства на более простые элементы, так называемые автономные блоки (АБ), определение параметров каждого автономного блока (дескриптора) и объединение дескрипторов в общую структуру (рекомпозиция). Сейчас эти процедуры выполняются с помощью современных методов компьютерного моделирования, позволяющих существенно сэкономить вычислительные затраты.

Особенно следует подчеркнуть появление новых типов и конструкций микроволновых устройств высокочастотной части микроволнового и терагерцевого диапазонов. В книге рассматриваются эти устройства.

Книга основана на курсе лекций, читаемом автором в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ», старейшем специализированном высшем учебном заведении Европы, основанном в 1886 г.

Автор надеется, что эта книга окажется полезной для студентов и аспирантов, изучающих микроволновую технику, а также для инженеров и разработчиков, работающих в области микроволн и смежных областях.

Автор выражает глубокую благодарность всем, кто помогал ему в написании этой книги – коллегам по работе, издательским работникам и моей жене.

Автор

Основные обозначения

В книге используется международная система единиц SI. Скалярные величины обозначаются курсивными латинскими буквами (A , b) или греческими буквами (α , Ψ). Математические константы обозначаются прямыми латинскими или греческими буквами (e , π). Векторы, тензоры и матрицы обозначаются полужирным шрифтом (\mathbf{a} , \mathbf{E}). В необходимых случаях матрицы, включая векторы-строки и векторы-столбцы, заключаются в прямые скобки ($|\mathbf{A}|$, $|\mathbf{M}|$), а тензоры дважды надчеркиваются ($\bar{\bar{\epsilon}}$, $\bar{\bar{\mu}}$). Комплексные амплитуды обозначаются точкой над символом (\dot{E} , \dot{u}).

B – вектор магнитной индукции, В·с/м²

B – реактивная проводимость, См

$c = 2,9979 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме

D – вектор электрической индукции, А·с/м

$e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – абсолютная величина заряда электрона

f – частота, Гц

$h = 6,626176$ – постоянная Планка

$\hbar = h/(2\pi)$ – редуцированная постоянная Планка

H – напряженность магнитного поля, А/м

$i = \sqrt{-1}$ – мнимая единица

I, i – электрический ток, А

J – плотность электрического тока, А/м²

k, \mathbf{k} – волновое число, волновой вектор, м⁻¹

$k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана

M – намагниченность, А/м

n – коэффициент преломления

P – мощность, Вт

\mathbf{P} – вектор электрического момента, А·с/(В·м)

Q – добротность резонатора

q – электрический заряд, Кл

R – активное сопротивление, Ом

U, u – напряжение, В

W – энергия, Дж

X – реактивное сопротивление, Ом

Y – комплексная проводимость, См

Z – комплексное сопротивление, Ом

α – постоянная затухания, м⁻¹

β – фазовая постоянная, м⁻¹

$\gamma = \beta - i\alpha$ – постоянная распространения, м⁻¹

ϵ – диэлектрическая проницаемость, А·с/(В·м)

$\epsilon_0 = 10^7/(4\pi c^2) = 8,854 \cdot 10^{-12}$ В·с/(А·м) – диэлектрическая постоянная

$\eta_0 = 120\pi \approx 377$ Ом – характеристическое сопротивление свободного пространства

λ – длина волны в свободном пространстве, м

μ – магнитная проницаемость, В·с/(А·м)

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} = 1,257 \cdot 10^{-6}$ В·с/(А·м) – магнитная постоянная

Φ – поток магнитной индукции, В·с

χ – магнитная восприимчивость

ω – угловая частота, с⁻¹.

Введение

Микроволны вошли в нашу жизнь в 30-х годах XX века. Роль микроволновых радаров во Второй мировой войне трудно переоценить. Как сказал генерал Дуглас Макартур, «атомная бомба закончила войну, а радар выиграл ее». Сегодня микроволны широко используются в военных и гражданских системах. Микроволны есть везде, начиная с сотовых телефонов, которые каждый носит в кармане, микроволновых печек и кончая радиовидением, радиоспектроскопией, системами досмотра в общественных местах. Роль радиоастрономии, основанной на анализе микроволнового излучения космических объектов, неоценима для понимания устройства нашей Вселенной. Мобильные телекоммуникационные системы 5-го поколения работают в различных частотных диапазонах, включая миллиметровый. Передача данных со спутников и других искусственных космических объектов осуществляется в микроволновом диапазоне. Обработка материалов, включая нагрев, спекание, нагрев плазмы, ускорение заряженных частиц, также происходит с помощью микроволн. Следовательно, современные инженеры и исследователи должны понимать основные принципы функционирования микроволновых цепей и приборов.

Микроволновые цепи являются одной из основных частей микроволновых систем. Они используются для передачи микроволновой энергии и распределении ее между потребителями, а также для суммирования мощностей нескольких источников. В последнее время были разработаны новые материалы, новые схемы и новые подходы к разработке микроволновых устройств. Были также разработаны уникальные методы компьютерного анализа и синтеза микроволновых устройств.

В соответствии с классификацией Международного союза телекоммуникаций (ITU) микроволновый диапазон занимает часть спектра электромагнитных колебаний, лежащую в диапазоне $f = 3 \cdot 10^8 \dots 3 \cdot 10^{11}$ Гц, что соответствует длине волн в свободном пространстве $\lambda = 1 \text{ м} \dots 1 \text{ мм}$.

На оси частот микроволновый диапазон располагается между радиодиапазоном (0,3...300 МГц) и терагерцевым диапазоном (0,3...3 ТГц). Наблюдается стабильная тенденция повышения рабочей частоты радиолокационных и телекоммуникационных систем. Так, максимальная рабочая частота телекоммуникационных систем выросла за последние 100 лет в миллион раз и достигла частоты 1 ТГц. Поэтому в книге уделяется достаточное внимание терагерцевым устройствам и приборам.

Дж. Саутворт, В. В. Хансен, А. Гинстон, К. Фано и другие исследователи заложили основы микроволновой техники в 30–40-х годах XX века. С. Киттель, П. С. Флетчер, Б. Лах, К.-Дж. Баттон, А. Г. Гуревич и другие разработали теорию и основы применения ферритов и сегнетоэлектриков в микроволновом диапазоне.

В данной книге рассматриваются линейные микроволновые устройства, не содержащие таких элементов, как $p-i-n$ -диоды, варикторы, ферриты и сегнетоэлектрики, работающие в нелинейном режиме. Микроволновые антенны также не рассматриваются в книге.

Первые главы книги описывают переход от «дифференциальных» величин, используемых в электродинамике – напряженностей полей и индукций, к «интегральным» величинам – эквивалентным напряжениям и токам, определенным в данном поперечном сечении линии передачи.

На этой основе вводятся коэффициент отражения, коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН), входное сопротивление и сопротивление нагрузки. В книге подробно описывается диаграмма полных сопротивлений. Вводятся матрицы рассеяния, сопротивлений, проводимостей и передачи многоплечих устройств и выводятся их основные свойства. Подробно описан метод декомпозиции – разделение сложного устройства на части (автономные блоки, АБ), анализ каждого АБ с целью получения его дескриптора и последующего объединения всех дескрипторов в один (рекомпозицию). В книге описываются методы декомпозиции, нахождения дескрипторов и рекомпозиции.

В последующих главах книги подробно описываются основные типы микроволновых приборов и устройств, их параметры и характеристики, начиная с одноплечих устройств – согласованных нагрузок, реактивных и резонансных двухполюсников, двухплечих устройствах, включая аттенюаторы, фазовращатели, согласующие цепи, фильтры, трехплечие делители и сумматоры, и кончая четырех-, пяти- и шестиплечими устройствами.

В книге также описывается химический состав и свойства ферритов и основанных на них микроволновых приборов, процессы намагничивания, распространения электромагнитных волн в намагниченном феррите. Ферритовые фильтры и спин-волновые устройства также рассматриваются в книге.

Основные свойства сегнетоэлектриков и приборов на их основе, включая электрически настраиваемые конденсаторы, фазовращатели и линии задержки, также описываются в книге.

Глава 1

Основные понятия теории микроволновых цепей

1.1. Эквивалентные напряжение и ток в линии передачи

Основная цель использования сложных микроволновых цепей – распределение мощности источников между различными частями цепи (потребителями). Электродинамический подход к решению этой задачи работает с так называемыми дифференциальными величинами – напряженностями электрического и магнитного полей и индукциями, определенными в каждой точке расчетной области. Следовательно, необходимо решать дифференциальные уравнения в частных производных Максвелла с соответствующими начальными и граничными условиями для нахождения электрического и магнитного поля в системе. После этого нужно использовать технику интегрирования, чтобы вычислить мощность и параметры распространения волн.

С другой стороны, О. Хэвисайд в 1880-х годах сформулировал свои телеграфные уравнения для «длинных линий», в которых напряжение между двумя проводниками и ток, текущий по проводнику, являются неизвестными величинами, зависящими только от координаты вдоль линии и времени. Для длинной линии без потерь телеграфные уравнения имеют вид

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -L_1 \frac{\partial U}{\partial t}; \quad \frac{\partial I}{\partial z} = -C_1 \frac{\partial U}{\partial t},$$

где U, I – напряжение и ток в линии передачи (ЛП); L_1, C_1 – удельная емкость и индуктивность ЛП.

Эти уравнения намного проще уравнений Максвелла, однако они справедливы только для двухпроводных линий передачи с волнами типа Т, распространяющимися в них. Поэтому необходимо обобщить теорию Хэвисайда на произвольную линию передачи с произвольным типом волны, распространяющейся в ней. Для этого следует перейти от дифференциальных величин к интегральным, таким как ток и напряжение.

Линии передачи делятся на регулярные и нерегулярные. Площадь и форма поперечного сечения, регулярной линии передачи, а также параметры среды, заполняющей ее, не меняются вдоль длины линии или меняются по периодическому закону. Эти параметры меняются по произвольному закону в нерегулярных линиях передачи. В дальнейшем рассматриваются, в основном, регулярные ЛП.

Из электродинамики мы знаем, что в любой регулярной ЛП может распространяться бесконечно большое число типов волн (мод). Каждая мода имеет свою частоту отсечки f_c и распределение поля в поперечном сечении линии. Если данная мода возбуждается на частоте меньшей, чем f_c , она не распространяется вдоль линии, а ее поле экспоненциально затухает. Некоторые моды в периодических ЛП имеют, кроме нижней, верхнюю частоту отсечки.

Поле волны, изменяющееся по времени по гармоническому закону вида $e^{i\omega t}$ и распространяющееся в регулярной ЛП в положительном направлении (вдоль оси z), описывается выражениями

$$\dot{\mathbf{E}}_{\perp}(x_1, x_2, z) = \dot{\mathbf{E}}_{\perp}(x_1, x_2, 0)e^{-i\gamma z} = \dot{\mathbf{E}}_{\perp 0}e^{-i\gamma z}; \quad (1.1)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(x_1, x_2, z) = \dot{\mathbf{H}}_{\perp}(x_1, x_2, 0)e^{-i\gamma z} = \dot{\mathbf{H}}_{\perp 0}e^{-i\gamma z}, \quad (1.2)$$

где $\dot{\mathbf{E}}_{\perp}, \dot{\mathbf{H}}_{\perp}$ – поперечные составляющие напряженности электрического и магнитного поля; $\gamma = \beta - i\alpha$, β – фазовая постоянная, α – постоянная затухания. Здесь используется координатная система (x_1, x_2, z) , ось z которой направлена вдоль оси ЛП. Характеристическое сопротивление Z_c волны связывает поперечные составляющие напряженности полей в данном поперечном сечении ЛП:

$$\dot{\mathbf{E}}_{\perp}(x_1, x_2, z) = Z_c [\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(x_1, x_2, z) \times \mathbf{e}_z], \quad (1.3)$$

где x_1, x_2 – координаты точки в поперечном сечении ЛП $z = \text{const}$. Как видно, поперечные составляющие поля электрического и магнитного полей образуют правую тройку векторов с направлением распространения, а отношение их модулей постоянно в любой точке поперечного сечения и равно Z_c .

Одним из существенных параметров волны является передаваемая мощность. Она равна потоку вектора Пойнтинга через поперечное сечение ЛП. Для гармонически изменяющегося во времени поля мощность, передаваемая волной, определяется выражением

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_S (\dot{\mathbf{E}}_{\perp} \times \dot{\mathbf{H}}_{\perp}^*) \mathbf{e}_z dS, \quad (1.4)$$

где \mathbf{e}_z – орт оси ЛП; S – ее поперечное сечение.

Типы волн в ЛП различаются по наличию продольных составляющих электрического и магнитного полей:

- Т-волны (TEM) не имеют продольных составляющих напряженности электрического и магнитного поля. Для них

$$Z_c^{\text{TEM}} = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \sqrt{\mu_r / \epsilon_r} = Z_0 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r}; \quad (1.5)$$

- Е-волны (TM) имеют продольную составляющую напряженности электрического поля. Характеристическое сопротивление этих волн

$$Z_c^{\text{TM}} = Z_0 \sqrt{1 - (f_c / f)^2}, \quad (1.6)$$

где f_c – частота отсечки волны; f – частота изменения поля волны;

- Н-волны (TE) содержат продольную составляющую напряженности магнитного поля. Их характеристическое сопротивление

$$Z_c^{\text{TE}} = Z_0 / \sqrt{1 - (f_c / f)^2}; \quad (1.7)$$

- гибридные или смешанные волны (EH или HE) имеют продольные компоненты как электрического, так и магнитного полей. Их можно рассматривать как суперпозицию Е- и Н-волн. Характеристическое сопротивление этих волн меняется с частотой по сложному закону.

Связь между поперечными составляющими напряженности полей позволяет выразить мощность, передаваемую по ЛП, следующим образом:

$$P = \frac{1}{2} \int_S (\dot{\mathbf{E}}_{\perp} \times \dot{\mathbf{H}}_{\perp}^*) d\mathbf{S} = \frac{1}{2 \operatorname{Re} Z_c} \int_S |\dot{\mathbf{E}}_{\perp}|^2 dS = \frac{1}{2} \operatorname{Re} Z_c \int_S |\dot{\mathbf{H}}_{\perp}|^2 dS. \quad (1.8)$$

Как видно из (1.6) и (1.7), когда $f > f_c$, поперечные компоненты поля находятся в фазе и передаваемая мощность $P > 0$. Когда $f < f_c$, эти составляющие имеют сдвиг по фазе 90° и передаваемая мощность равна нулю¹.

Теория длинных линий передачи, разработанная Хэвисайдом, определяет мощность, передаваемую по линии через комплексные амплитуды напряжения между проводниками \dot{U} и комплексную амплитуду тока, текущего по проводнику \dot{I} :

$$P = \frac{1}{2} \dot{U} \dot{I}^* = \frac{1}{2 Z_w} |\dot{U}|^2 = \frac{1}{2} Z_w |\dot{I}|^2. \quad (1.9)$$

Здесь $Z_w = \dot{U}(z) / \dot{I}(z)$ – волновое сопротивление ЛП (нельзя смешивать его с характеристическим сопротивлением).

Выражения (1.9) много проще, чем формулы (1.8). Следовательно, желательно ввести аналоги напряжения и тока для произвольного типа волны в произвольной регулярной линии передачи.

- 1) Введем нормализованные напряженности полей в ЛП, пропорциональные действительным напряженностям поля:

$$\mathbf{E}_{\perp}^n = A \dot{\mathbf{E}}_{\perp}; \quad \mathbf{H}_{\perp}^n = B \dot{\mathbf{H}}_{\perp}. \quad (1.10)$$

Эти нормированные напряженности удовлетворяют условиям

$$\int_S |\mathbf{E}_{\perp}^n|^2 dS = 1, \quad \int_S |\mathbf{H}_{\perp}^n|^2 dS = 1. \quad (1.11)$$

¹ Для линий передачи без потерь.

Размерности этих напряженностей м^{-1} . Нормированные напряженности не зависят от координаты z . Из (1.10) и (1.11) мы получаем

$$\mathbf{E}_{\perp}^n = \frac{\dot{\mathbf{E}}_{\perp} e^{i\gamma z}}{\sqrt{\int_S |\dot{\mathbf{E}}_{\perp}|^2 dS}}; \quad \mathbf{H}_{\perp}^n = \frac{\dot{\mathbf{H}}_{\perp} e^{i\gamma z}}{\sqrt{\int_S |\dot{\mathbf{H}}_{\perp}|^2 dS}}.$$

- 2) Нормированные напряженности полей связаны с действительными соотношениями

$$\dot{\mathbf{E}}_{\perp}(x_1, x_2, z) = a_c \dot{u}(z) \mathbf{E}_{\perp 0}^n(x_1, x_2); \quad (1.12)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(x_1, x_2, z) = b_c \dot{i}(z) \mathbf{H}_{\perp 0}^n(x_1, x_2), \quad (1.13)$$

где \dot{u} , \dot{i} – эквивалентные напряжение и ток в ЛП; a_c , b_c – калибровочные коэффициенты, которые предполагаются быть реальными величинами. Эти коэффициенты введены, чтобы получить дополнительную степень свободы при определении эквивалентных напряжений и токов.

Подставив (1.12) и (1.13) в выражение (1.9), получим

$$P = \frac{1}{2} a_c b_c \dot{u} \dot{i}^* = \frac{a_c^2 |\dot{u}|^2}{2 \operatorname{Re} Z_c} = \frac{1}{2} b_c^2 \operatorname{Re} Z_c |\dot{u}|^2. \quad (1.14)$$

Введем волновые сопротивления линии передачи, определенные через мощность и напряжение, ток и напряжение, напряжение и ток:

$$Z_w^{Pu} = Z_c / a_c^2, \quad Z_w^{Pi} = b_c^2 Z_c; \quad Z_w^{ui} = (b_c / a_c) Z_c = \sqrt{Z_w^{Pu} Z_w^{Pi}}. \quad (1.15)$$

Формула (1.14) может быть переписана следующим образом:

$$P = \frac{1}{2 \operatorname{Re} Z_w^{Pu}} |\dot{u}|^2 = \frac{1}{2} \operatorname{Re} Z_w^{Pi} |\dot{i}|^2 = \frac{1}{2} \dot{u} \dot{i}^*. \quad (1.16)$$

Эти выражения почти такие же, как формулы для длинных линий (1.9).

- 3) Дальнейшее упрощение выражений (1.14) достигается надлежащим выбором калибровочных коэффициентов. Возможны два варианта выбора.

Конец ознакомительного фрагмента.

Приобрести книгу можно

в интернет-магазине

«Электронный универс»

e-Univers.ru