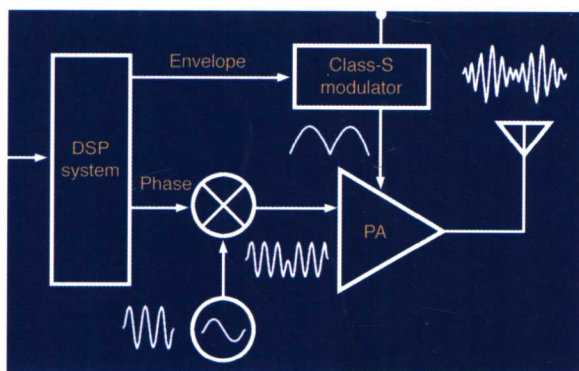


*RF and Microwave  
Power Amplifier Design*

Mc  
Graw  
Hill

# 射频与微波 功率放大器设计



- ▲ 有源器件模型
- ▲ 高功率放大器设计
- ▲ 高功率工作技术
- ▲ 宽带功率放大器
- ▲ 无线通信应用

[美] Andrei Grebennikov 著  
张玉兴 赵宏飞 译

<http://www.phei.com.cn>



电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

# 射频与微波功率放大器设计

RF and Microwave Power Amplifier Design

[美] Andrei Grebennikov 著

张玉兴 赵宏飞 译

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

## 内 容 简 介

本书主要阐述设计射频与微波功率放大器所需的理论、方法、设计技巧,以及有效地将分析计算与计算机辅助设计相结合的优化设计方法。它为电子工程师提供了几乎所有可能的方法,以提高设计效率和缩短设计周期。书中不仅注重基于最新技术的新方法,而且涉及许多传统的设计方法,这些技术对现代无线通信系统的微电子核心是至关重要的。主要内容包括非线性电路设计方法、非线性主动设备建模、阻抗匹配、功率合成器、阻抗变换器、定向耦合器、高效率的功率放大器设计、宽带功率放大器及通信系统中的功率放大器设计。

本书适合从事射频与微波功率放大器设计的工程师、研究人员及高校相关专业的师生阅读。

Grebennikov

RF and Microwave Power Amplifier Design 1E

ISBN: 0-07-144493-9

Copyright©2005 by the McGraw-Hill Companies, Inc.

Original Language published by The McGraw-Hill Companies, Inc. All Rights reserved. No part of this publication may be reproduced or distributed in any means, or stored in a database or retrieval system, without the prior written permission of the publisher.

Simplified Chinese translation edition jointly published by McGraw-Hill Education(Asia)Co. And Publishing House of Electronics Industry©2006

本书中文简体字翻译版由电子工业出版社和美国麦格劳-希尔(亚洲)出版公司合作出版。未经出版者预先书面许可,不得以任何方式复制或抄袭本书的任何部分。

本书封面贴有 McGraw-Hill 公司防伪标签,无标签者不得销售。

版权贸易合同登记号 图字: 01-2005-0698

### 图书在版编目(CIP)数据

射频与微波功率放大器设计/(美)格列别尼科夫(Grebennikov,A.)著;张玉兴,赵宏飞译.一北京:电子工业出版社,2006.4

书名原文:RF and Microwave Power Amplifier Design

ISBN 7-121-02416-0

I.射… II.①格…②张…③赵… III.①高频放大器:功率放大器-设计②微波放大器:功率放大器-设计 IV.TN722.1

中国版本图书馆CIP数据核字(2006)第023588号

责任编辑:刘海艳

印刷:北京智力达印刷有限公司

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路173信箱 邮编:100036

经销:各地新华书店

开本:787×980 1/16 印张:20.5 字数:448.7千字

印次:2006年4月第1次印刷

印数:5000册 定价:38.00元

凡购买电子工业出版社的图书,如有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系。联系电话:(010) 68279077。质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

## 译 序

射频与微波功率放大器近年来发展迅速,特别是为适应无线移动通信基站而研发的宽带线性功率放大器、手持机中的低电压高效率功率放大器的计算机仿真、工程设计及工程实现。本书的主要目的是讲述射频及微波功率放大器所涉及的有关信息,包含已知的和新颖的理论及实际设计技术,并结合计算机辅助设计,对设计进行优化。

译者有幸受电子工业出版社的委托翻译本著作。译者长期从事此领域的教学、科研及工程实践,深深体会到射频及微波功率放大器在无线通信、雷达、电子对抗、遥测遥控等领域中的重要性及工程实践的复杂性。而且,这个领域长期以来一直被冷落与忽视,具体表现在:(1)近年来,在电子科技市场上很少见到此领域的著作及译著;(2)从事此领域的人员越来越少;(3)WCDMA基站上所用的线性功率放大器,极大部分从国外进口。此书的出版无疑对我国射频和微波功率放大器设计领域是一种支持。译者希望能看到不久的将来,会有越来越多的同行。

本书的翻译得到了电子科技大学及成都赛英科技有限公司很多同行的支持与鼓励,在此表示感谢。

张玉兴

赵宏飞

# 前 言

本书的主要目的是介绍射频与微波功率放大器设计所需的所有相关信息,其中包括众所周知的与新颖的理论方法和实际的设计技巧,以及通过有效地结合分析计算与计算机辅助设计从而对最优的设计方法提出的建议。本书通过在射频与微波工程的理论与实践之间建立起桥梁,所以用于为完善基于实验验证的分析思路而进行讲授也是非常有用的。正如事物经常发生的那样,一个新的结果往往是由事物一个容易被遗忘的已有结论所产生的。因此,给出的例证不仅仅是基于由新技术或者新电路方案而得到的新结果,而且还介绍了一些业已成熟的概念与方法。这些概念和方法在现代的实际工作中可能仍然是非常有用的,或者可能有助于新观念或新方案技术的出现。

因此,本书适于以下读者:

- 大学教授与科学家,作为创造性研究与教学活动的适当参考书与数据充分的资料,这将有助于大学毕业生或研究生们拥有丰富的经验;
- R&D(研究与设计)人员,将理论分析与包括计算机辅助设计的实际情况相结合,同时也为理论上的新观念及实用的电路技术提供充实的基础;
- 射频设计师与工程师,作为一本详细描述许多熟知与新型实用的射频与微波功率放大器电路的工作原理与应用,以及对理论结果具有清晰的实际例证的参考文献。

第1章介绍了用于描述线性与非线性电路特性所需的双口网络。为了描述双极晶体管或者场效应管非线性特性的性质,通过阻抗  $Z$  参数、导纳  $Y$  参数或混合  $H$  参数给出了它们的等效电路部件。另一方面,给出的传输  $ABCD$  参数,在诸如传输线或者级联单元等分布电路的设计中是非常重要的,而散射  $S$  参数则广泛应用于简化测量过程。

第2章的主要目的是通过叙述被广泛使用的非线性电路设计技术来分析非线性功率放大器电路。一般而言,存在好几种分析与设计这些非线性电路的方法,这取决于它们的主要技术指标——例如,当需要决定瞬时电路性能时,则进行时域分析;而当要求改善功率与频谱性能的同时又要消除或者减小不稳定性与杂散影响这两种寄生效应时,则进行频域分析。使用时域分析技术时,用微分方程来描述电路是很容易的,而当一个相对复杂的电路在每一谐波分量上都能够简化为一组或者多组导抗方程时,则使用频域分析更为简明。

第3章以确定小信号等效电路参数为开始,描述和讨论了为提供精确器件建模过程所必需的所有步骤。给出了 MOSFET、MESFET、HEMT 及包括 HBT 在内的双极器件的多种非线性模型,这些模型对现代微波功率放大器及振荡器的单片集成电路是非常迫切需要的。为了强调一种非线性器件模型相对于另一模型的优点或缺陷,则对测量与建模

所得的伏-安特性和电压-电容特性乃至模型应用的频率范围进行了对比。

第4章叙述了功率放大器设计中非常重要的阻抗匹配概念和阻抗匹配技术。首先,讲述了主要原理及诸如 Smith 圆图的阻抗匹配工具来作为匹配设计过程的起始切入点。因为一个工程解决方案总体上取决于不同的电路要求,所以设计者应该在多种匹配网络中选择最优解,这些匹配网络包括集中参数的或传输线类型的,或者是两者的结合。为了简化与直观化匹配设计过程,讨论了一种允许使用简单方程计算匹配电路参数的分析方法和 Smith 圆图踪迹法,并用几个使用双极或 MOSFET 器件的窄带和宽带的射频与微波功率放大器的例子来进行了说明。最后,给出了不同类型传输线,包括带状线、微带线、槽线及共面波导的设计公式和曲线。

第5章描述了三端口与四端口网络的基本特性及射频与微波功率应用的各种不同的功率合成器、阻抗变换器与定向耦合器。鉴于有源器件不充分的功率性能,所以,对功率合成而言,最好使用具有铁氧体芯的同轴电缆功率合成器来合成宽带应用的射频功率放大器的输出功率。由于高功率电平器件的输出阻抗通常很小,因此要匹配此阻抗到标准的  $50\Omega$  负载,必须使用具有特定阻抗变换比的同轴线变换器。对于窄带应用, $N$  路的 Wilkinson(威尔金森)功率合成器由于其实际实现的简单性而得到广泛应用。然而微波合成器要求的尺寸非常小,因此对通常情况下使用的混合微带线合成器,包括不同类型的微波混合桥与定向耦合器进行了描述与分析。

第6章叙述了功率放大器设计的基础,当需要同时提供精确的有源器件建模、由技术要求与工作条件所决定的有效的阻抗匹配、工作的稳定性及要求在实际中易于实施时,这一设计通常将是一个复杂的过程。因此,在这一章的开始就介绍了不同功率增益与稳定性的确切定义。为了使功率放大器处于稳定的工作模式,需要评估有源器件工作潜在不稳定的频域。为了避免寄生振荡,分析与讨论了从低频到靠近器件特征频率的高频之间的不同频率范围的稳定电路技术。功率放大器的一个关键参数是它的线性度,这一参数对很多电视与蜂窝应用尤为重要。因此给出并描述了不同有源器件的输出功率、1dB 增益压缩点、三阶交调点及三阶与更高阶互调失真等参数之间的关系。本章还介绍、分析与说明了功率放大器的基本分类:A、AB、B 和 C 类放大器,指出并讨论了 MOSFET 和双极器件为改善线性度或增加效率的器件偏置条件及偏置电路的例子,还给出了推挽放大器的概念及其使用平衡晶体管的电路设计例子。本章的最后部分给出并讨论了大量使用 MOSFET、MESFET 和双极器件在不同频率范围与不同输出功率的功率放大器的实例。

现代商业与军事通信系统要求高效率以及长期的工作条件。第7章详细描述了为提高效率,功率放大器工作可能的电路解决方案,该工作基于采用由技术要求所决定的不同过激励(B类、F类和E类)工作类别或最新发展的亚类工作类别。在F类放大器的频域分析中,通过终端短路和开路峰化来优化基波与谐波负载,目的是控制器件漏极的电压与电流波形以便得到最大效率。在E类放大器的时域分析中,用特殊的电压与电流波形来实现开关工作,以使得高电压与高电流不同时存在,从而得到效率的改善。在宽带高效率

功率放大器设计中,容易实现的是并联电路 E 类负载网络结构。具有  $\lambda/4$  传输线的 E 类负载网络提供了额外的偶次谐波分量的抑制。

在许多诸如雷达或测试系统的通信中,发射机工作在非常宽的频率范围内。第 8 章描述了基于宽带概念的功率放大器设计。这一宽带概念在不需调谐谐振电路参数时具有一些优势,但是存在很多由有源器件参数所决定的限制频带宽度的因素。所以,当有耗增益补偿容易实现时,使用功率 MOSFET 器件,从非常低的频率直到 UHF 都很容易实现倍频程功率放大。在更高的频率,器件的输入阻抗非常小,同时器件的内部反馈与寄生参数的影响已经充分大,则必须使用集中参数和分布参数元件的多节匹配网络。本章还给出并描述了不同频率范围的各种宽带功率放大器。

第 9 章描述了通信系统中用于改善功率放大器线性度与效率的不同方法。为了提高工作效率,该章给出并分析了 Kahn 包络与恢复及包络跟踪技术、异相和 Doherty 功率放大器结构,以及开关模式、双途径功率放大器组态等。为了改善工作线性,也对前馈线性化技术与预失真线性化电路方案进行了阐述。本章还对使用现代技术被用于手机的 HBT 与 CMOS 功率放大器的单片集成电路的具体实现进行了特别关注。

*Andrei Grebennikov*

## 致 谢

作者感谢下列人员：

Vladimir Nikiforov 博士，在莫斯科通信和信息技术大学期间长期被誉为卓有成效研究工作的、有耐心和聪明的导师，他将不可估量的精力和科学的才能贡献给了作者的创造性研究和出版活动中。

Bill Chen 博士，新加坡微电子学院第一任院长，为作者提供了学院优秀的实验室和环境，没有这些，计划将不能实现。

Lin Fujiang 博士，来自新加坡微电子学院，特别提供了非常有用的、准确的 MOSFET 器件的测量，对有源器件建模作了有帮助的广泛讨论。

Herbert Jaeger 博士，来自澳大利亚 Linz 大学，在无线通信并联电路 E 类 HBT 功率放大器理论分析、设计和研发方面长期合作，做出了卓有成效的工作。

Bill Massey，对阻抗匹配设计部分做出了卓有成效的技术贡献。

Ravinder Walia，在 CMOS 功率放大器设计和技术方面提供富有帮助的讨论。

Elena Stroganova 博士（来自于俄罗斯莫斯科通信和信息技术大学）、Alberto Costantini 博士（来自于意大利 Bologna 大学）和 Rajinder Singh 博士（来自于新加坡微电子学院）都给予作者极大的鼓励和支持。特别衷心感谢作者的妻子 Galina Grebennikova，她进行了重要的数值计算和计算机工艺设计，以及长期的鼓励、启发、支持和协助。

最后，作者对下列人员表示衷心的感谢：

McGraw-Hill Professional 涉及这个项目的所有职员，特别是编辑指导 Steve Chapman，为了他们的令人鼓舞的职业精神和杰出的努力。



## 作者介绍

Andrei Grebennikov 是 M/A-COM TYCO 电子部门首席理论设计工程师,他曾经任教于澳大利亚 Linz 大学、新加坡微电子学院、莫斯科通信和信息技术大学。他目前正在讲授研究班课程,在该班上,本书作为国际微波年会论文集。

# 目 录

<b>第 1 章 双口网络参数</b> .....	1
1.1 传统的网络参数 .....	1
1.2 散射参数 .....	4
1.3 双口网络参数间转换 .....	6
1.4 双口网络的互相连接 .....	9
1.5 实际的双口电路 .....	12
1.5.1 单元件网络 .....	12
1.5.2 $\pi$ 形和 T形网络 .....	13
1.6 具有公共端口的三口网络 .....	15
1.7 传输线 .....	17
参考文献 .....	20
<b>第 2 章 非线性电路设计方法</b> .....	21
2.1 频域分析 .....	21
2.1.1 三角恒等式法 .....	21
2.1.2 分段线性近似法 .....	22
2.1.3 贝塞尔函数法 .....	26
2.2 时域分析 .....	27
2.3 Newton-Raphson 算法 .....	32
2.4 准线性法 .....	34
2.5 谐波平衡法 .....	36
参考文献 .....	39
<b>第 3 章 非线性有源器件模型</b> .....	40
3.1 功率 MOSFET 管 .....	40
3.1.1 小信号等效电路 .....	41
3.1.2 等效电路元件的确定 .....	43
3.1.3 非线性 I-V 模型 .....	45
3.1.4 非线性 C-V 模型 .....	49
3.1.5 电荷守恒 .....	55
3.1.6 栅-源电阻 .....	55
3.1.7 温度依赖性 .....	56
3.2 GaAs MESFET 和 HEMT 管 .....	58

3.2.1	小信号等效电路	58
3.2.2	等效电路元件的确定	60
3.2.3	Curtice 平方非线性模型	63
3.2.4	Curtice-Ettenberg 立方非线性模型	63
3.2.5	Materka-Kacprzak 非线性模型	64
3.2.6	Raytheon(Statz 等)非线性模型	65
3.2.7	TriQuint 非线性模型	68
3.2.8	Chalmers(Angelov)非线性模型	69
3.2.9	IAF(Berroth)非线性模型	70
3.2.10	模型选择	71
3.3	BJT 和 HBT 管	72
3.3.1	小信号等效电路	72
3.3.2	等效电路中元件的确定	73
3.3.3	本征 $\pi$ 形电路与 T 形电路拓扑之间的等效互换	75
3.3.4	非线性双极器件模型	76
	参考文献	79
<b>第 4 章</b>	<b>阻抗匹配</b>	<b>82</b>
4.1	主要原理	82
4.2	Smith 圆图	84
4.3	集中参数的匹配	88
4.3.1	双极 UHF 功率放大器	93
4.3.2	MOSFET VHF 高功率放大器	96
4.4	使用传输线匹配	99
4.4.1	窄带功率放大器设计	105
4.4.2	宽带高功率放大器设计	106
4.5	传输线类型	109
4.5.1	同轴线	109
4.5.2	带状线	110
4.5.3	微带线	112
4.5.4	槽线	114
4.5.5	共面波导	116
	参考文献	116
<b>第 5 章</b>	<b>功率合成器、阻抗变换器和定向耦合器</b>	<b>118</b>
5.1	基本特性	118
5.2	三口网络	118
5.3	四口网络	119
5.4	同轴电缆变换器和合成器	121

5.5	Wilkinson 功率分配器	128
5.6	微波混合桥	134
5.7	耦合线定向耦合器	139
	参考文献	143
<b>第 6 章</b>	<b>功率放大器设计基础</b>	<b>144</b>
6.1	主要特性	144
6.2	增益和稳定性	148
6.3	稳定电路技术	150
6.3.1	BJT 潜在不稳定的频域	150
6.3.2	MOSFET 潜在不稳定的频域	155
6.3.3	一些稳定电路的例子	158
6.4	线性度	160
6.5	基本的工作类别:A、AB、B 和 C 类	165
6.6	直流偏置	172
6.7	推挽放大器	176
6.8	RF 和微波功率放大器的实际外形	180
	参考文献	185
<b>第 7 章</b>	<b>高效率功率放大器设计</b>	<b>187</b>
7.1	B 类过激励	187
7.2	F 类电路设计	189
7.3	逆 F 类	200
7.4	具有并联电容的 E 类	205
7.5	具有并联电路的 E 类	211
7.6	具有传输线的 E 类	216
7.7	宽带 E 类电路设计	225
7.8	实际的高效率 RF 和微波功率放大器	230
	参考文献	236
<b>第 8 章</b>	<b>宽带功率放大器</b>	<b>238</b>
8.1	Bode-Fano 准则	238
8.2	具有集中元件的匹配网络	240
8.3	使用混合集中和分布元件的匹配网络	248
8.4	具有传输线的匹配网络	251
8.5	有耗匹配网络	258
8.6	实际设计一瞥	261
	参考文献	269

第9章 通信系统中的功率放大器设计.....	271
9.1 Kahn 包络分离和恢复技术.....	271
9.2 包络跟踪 .....	275
9.3 异相功率放大器 .....	278
9.4 Doherty 功率放大器方案 .....	284
9.5 开关模式和双途径功率放大器 .....	291
9.6 前馈线性化技术 .....	298
9.7 预失真线性化技术 .....	300
9.8 手持机应用的单片 CMOS 和 HBT 功率放大器 .....	304
参考文献.....	312

# 第 1 章 双口网络参数

双口网络已广泛地被应用于射频和微波电路设计,用于描述有源与无源器件的电性能。当设计功率放大器或振荡器时,一个双口网络(它的元素可通过阻抗  $Z$  参数、导纳  $Y$  参数或混合  $H$  参数来表达)最适合描述有源器件、双极或场效应管非线性特性的特征。双口网络的传输  $ABCD$  参数在设计分布参数电路或级联元件时是非常方便的。散射  $S$  参数则用于简化测量过程。

本章讨论双口网络参数的主要特性和不同参数系统之间的关系。另外,用例子来说明了如何最好地分析功率放大器和振荡器。本章的最后部分讲述了传输线和它的主要参数。双口网络电路的更专门的其他信息可在本章后面所附的文献[1~4]中找到。

## 1.1 传统的网络参数

一个双口非自治传输系统的基本框图可用图 1.1 的等效电路描述,图中  $V_S$  是独立电压源, $Z_S$  是源阻抗,LN 是不具独立源的线性时不变双口网络, $Z_L$  是负载阻抗。两个独立的向量电流(Phasor Current)  $I_1$  和  $I_2$  (分别流入输入和输出端口)和向量电压(Phasor Voltage)  $V_1$  和  $V_2$  表征这样一个双口网络。

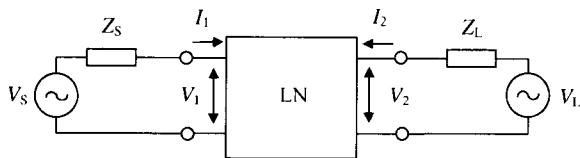


图 1.1 双口非自治传输系统的基本框图

对于自治振荡系统,为提供双口网络频域的负极性单口网络描述的合宜的分析,只要设置源阻抗为无穷大就可以了。为了功率放大器和振荡器设计,匹配单元或谐振电路——假设为线性的或近似为线性的,可认为由 LN 网络元素构成,或者另外的双口线性网络能用于描述它们的频域行为。

对一个双口网络,下述式(1.1)和式(1.2)可认为是叠加了边界条件。

$$V_1 + Z_S I_1 = V_S \quad (1.1)$$

$$V_2 + Z_L I_2 = V_L \quad (1.2)$$

假设图 1.1 所示线性时不变电路可得到惟一的解。这样,根据电路变量  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $I_1$  和  $I_2$  的描述,一般双口网络的两个线性独立方程能用矩阵形式表达,即

$$[M][V] + [N][I] = 0 \quad (1.3)$$

或者

$$\left. \begin{aligned} m_{11}V_1 + m_{12}V_2 + n_{11}I_1 + n_{12}I_2 &= 0 \\ m_{21}V_1 + m_{22}V_2 + n_{21}I_1 + n_{22}I_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

在式(1.3)中,复数 $2 \times 2$ 矩阵 $[M]$ 和 $[N]$ 各自独立于源和负载阻抗 $Z_S$ 、 $Z_L$ 和电压 $V_S$ 及 $V_L$ ,它们仅依赖于LN网络内部元素。如果式(1.3)中的矩阵 $[M]$ ,当 $[M] \neq 0$ 是非奇异的,那么这个矩阵方程可以根据 $[I]$ 再写成

$$[V] = -[M]^{-1}[N][I] = [Z][I] \quad (1.5)$$

式中, $[Z]$ 是开路阻抗双口网络矩阵。用标量形式表达,式(1.5)可给出

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (1.6)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (1.7)$$

式中, $Z_{11}$ 和 $Z_{22}$ 是开路驱动点阻抗; $Z_{12}$ 和 $Z_{21}$ 是双口网络的路转移阻抗。由于输入电流 $I_1$ 产生的电压是 $V_1$ 和 $V_2$ 可设置式(1.6)和式(1.7)中的 $I_2 = 0$ ,使端口开路而得到。类似的,同样的电压分量也可由设置 $I_1 = 0$ 来确定, $I_1 = 0$ 即输入端口开路。由此得到的驱动点阻抗,可以写出

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.8)$$

两个转移阻抗是

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.9)$$

当电流分量 $I_1$ 和 $I_2$ 被认为是由 $V_1$ 和 $V_2$ 引起的输出,二元分析也可用于推导短路导纳矩阵。如果式(1.3)中的矩阵 $[N]$ ,当 $[N] \neq 0$ 时,是非奇异的,这个矩阵方程可依据 $[V]$ 写成

$$[I] = -[N]^{-1}[M][V] = [Y][V] \quad (1.10)$$

式中, $[Y]$ 是矩形导纳双口网络矩阵,式(1.10)以标量形成可写成

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad (1.11)$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad (1.12)$$

式中, $Y_{11}$ 和 $Y_{22}$ 是短路驱动点导纳; $Y_{12}$ 和 $Y_{21}$ 是双口网络短路转移导纳。这种情况下,由于输入电压 $V_1$ 产生的电流 $I_1$ 和 $I_2$ 可由设置式(1.11)和式(1.12)中的 $V_2 = 0$ ,即由短路输出端来决定。类似的由 $V_2$ 产生的电流 $I_1$ 和 $I_2$ ,设置 $V_1 = 0$ ,即由短路输入端来决定。结果,两个驱动点导纳是

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (1.13)$$

两个转移导纳是

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (1.14)$$

在有些情况下,双口网络的等效电路可依据输入电流  $I_1$  和输出电压  $V_2$  来表达电压源  $V_1$  和输出电流  $I_2$ 。解式(1.4),如果子矩阵

$$\begin{bmatrix} m_{11} & n_{12} \\ m_{21} & n_{22} \end{bmatrix}$$

是非奇异的,这样

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} m_{11} & n_{12} \\ m_{21} & n_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} n_{11} & m_{12} \\ n_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [H] \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

式中,  $[H]$  是混合双口网络矩阵,可用标量形式描述矩阵式(1.15),标量形式为

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (1.16)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (1.17)$$

式中,  $h_{11}$ 、 $h_{12}$ 、 $h_{21}$  和  $h_{22}$  是混合  $H$  参数。式(1.16)和式(1.17)中输出端短路,即用  $V_2 = 0$  可求得电压源  $V_1$  和电流分量  $I_2$ ,这样

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (1.18)$$

式中,  $h_{11}$  是驱动点输入阻抗;  $h_{21}$  是正向电流传输函数。类似的,输入电压源  $V_1$  和输出电流  $I_2$  可定义  $I_1 = 0$ ,输入端口开路来确定有关值,这样

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.19)$$

式中,  $h_{12}$  是反向电压传输函数;  $h_{22}$  是驱动点导纳。

传输参数常常用于无源器件分析,依据输出电压  $V_2$  和输出电流  $I_2$  来决定独立的输入电压源  $V_1$  和输入电流  $I_1$ 。解式(1.4),如果子矩阵

$$\begin{bmatrix} m_{11} & n_{11} \\ m_{21} & n_{21} \end{bmatrix}$$

是非奇异的,这样,我们可得到

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} m_{11} & n_{11} \\ m_{21} & n_{21} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} m_{12} & n_{12} \\ m_{22} & n_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = [ABCD] \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

式中,  $[ABCD]$  是前向传输双口网络矩阵。以标量形式,我们可以写成

$$V_1 = AV_2 - BI_2 \quad (1.21)$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 \quad (1.22)$$

式中,  $A$ 、 $B$ 、 $C$  和  $D$  是传输参数。式(1.21)和式(1.22)中,输出端口开路,由  $I_2 = 0$  来决定电压源  $V_1$  和电流分量  $I_1$ 。



$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (1.23)$$

式中,  $A$  是反向电压传输函数;  $C$  是反向转移导纳。类似的输入独立变量  $V_1$  和  $I_1$ , 可由设置  $V_2=0$ , 即输出端口短路来确定。

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (1.24)$$

式中,  $B$  是反向转移阻抗;  $D$  是反向电流传输函数。式(1.20)和式(1.21)中  $I_2$  有一负号的理由是历史造成的, 对传输网络而言, 输入信号认为是加在输入口的, 而输出电流是流向负载的, 图 1.2 中所示电流  $-I_2$  是进入负载的。

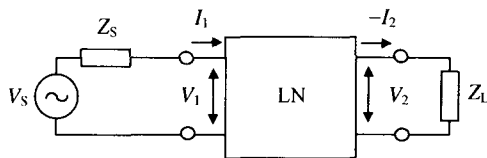


图 1.2 加载双口传输系统基本框图

## 1.2 散射参数

入射和反射电压与电流参数的概念可由图 1.3 所示的单口网络来加以说明, 图中网络阻抗  $Z$  连接到信号源  $V_s$  与内阻抗  $Z_s$ 。一般情况下, 端电流  $I$  和电压  $V$  是由入射和反射分量组成的(假设它们为 rms 均方根值)

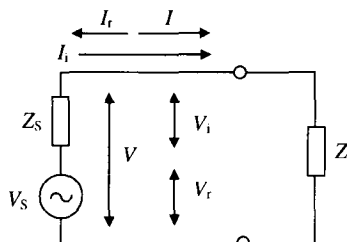


图 1.3 入射和反射电压与电流

当负载阻抗  $Z$  等于源阻抗的共轭值, 即  $Z = Z_s^*$ , 端电流变成入射电流, 计算如下:

$$I_i = \frac{V_s}{Z_s^* + Z_s} = \frac{V_s}{2\text{Re}Z_s} \quad (1.25)$$

定义为入射电压的端电压可由下式决定

$$V_i = \frac{Z_s^* V_s}{Z_s^* + Z_s} = \frac{Z_s^* V_s}{2\text{Re}Z_s} \quad (1.26)$$

结果, 入射功率就等于源提供的最大可用功率, 可以定义成

$$P_i = \text{Re}(V_i I_i^*) = \frac{|V_s|^2}{4\text{Re}Z_s} \quad (1.27)$$

使用式(1.26)对入射功率归一化处理, 可以写成

$$P_i = \frac{|V_i|^2 \text{Re}Z_s}{|Z_s^*|^2} \quad (1.28)$$

归一化入射电压源定义为入射功率的平方根, 即