

 Springer

畅销全球的经典著作

顾其诤先生于麻省理工学院、洛克韦尔、诺基亚科研与实践经验的系统总结
详尽论述通信系统中的射频可调器件设计原则与实践

清華
开发者书库



RF Tunable Devices and Subsystems
Methods of Modeling, Analysis, and Applications

射频可调谐器件 及子系统的建模、分析与应用

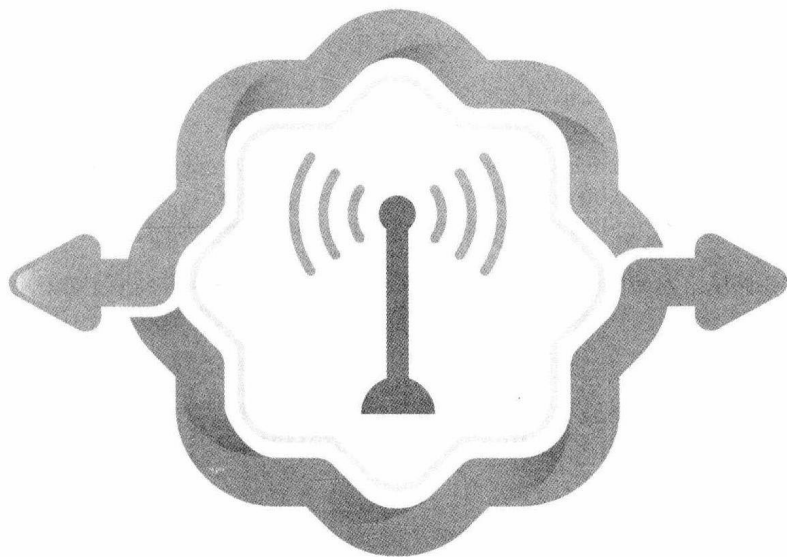
[美] 顾其诤 (Qizheng Gu) ◎著 杨国敏◎译

清華大學出版社



清華

开发者书库



RF Tunable Devices and Subsystems
Methods of Modeling, Analysis, and Applications

射频可调谐器件 及子系统的建模、分析与应用

[美] 顾其净 (Qizheng Gu) ◎著 杨国敏◎译

清华大学出版社
北京

内 容 简 介

本书主要介绍了射频可调器件、射频可调电路和射频可调子系统的建模方法、分析和应用。书中系统论述了射频可调谐器件和网络的建模方法,并提出了新可调谐算法、自适应匹配控制方法、新颖的滤波器频率自动控制环路。同时,本书还根据无线通信实际应用的环境,提供了设计和开发可调谐射频电路、射频网络和射频前端一些必要的基础知识。本书适合电子工程、通信工程和微电子学等方向涉及射频电路与系统和无线通信系统设计的学生和工程技术人员阅读。

北京市版权局著作权合同登记号 图字:01-2018-2292

Translation from English language edition:

RF Tunable Devices and Subsystems: Methods of Modeling, Analysis, and Applications by Qizheng Gu
Copyright © 2015, Springer International Publishing Switzerland.

This Springer imprint is published by Springer Nature. The registered company is Springer International Publishing AG. All Rights Reserved.

本书中文简体字翻译版由德国施普林格公司授权清华大学出版社在中华人民共和国境内(不包括中国香港、澳门特别行政区和中国台湾地区)独家出版发行。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。

本书封面贴有清华大学出版社防伪标签,无标签者不得销售。

版权所有,侵权必究。侵权举报电话:010-62782989 13701121933

图书在版编目(CIP)数据

射频可调谐器件及子系统的建模、分析与应用/(美)顾其净(Qizheng Gu)著;杨国敏译.—北京:清华大学出版社,2019

(清华开发者书库)

书名原文:RF Tunable Devices and Subsystems: Methods of Modeling, Analysis, and Applications

ISBN 978-7-302-51352-0

I. ①射… II. ①顾… ②杨… III. ①射频—调谐器—教材 IV. ①TN722.1

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2018)第 233289 号

责任编辑:盛东亮

封面设计:李召霞

责任校对:时翠兰

责任印制:李红英

出版发行:清华大学出版社

网 址: <http://www.tup.com.cn>, <http://www.wqbook.com>

地 址:北京清华大学学研大厦 A 座

邮 编:100084

社 总 机:010-62770175

邮 购:010-62786544

投稿与读者服务:010-62776969, c-service@tup.tsinghua.edu.cn

质量反馈:010-62772015, zhiliang@tup.tsinghua.edu.cn

课件下载: <http://www.tup.com.cn>, 010-62795954

印 装 者:北京密云胶印厂

经 销:全国新华书店

开 本:186mm×240mm 印 张:17.5

字 数:402千字

版 次:2019年4月第1版

印 次:2019年4月第1次印刷

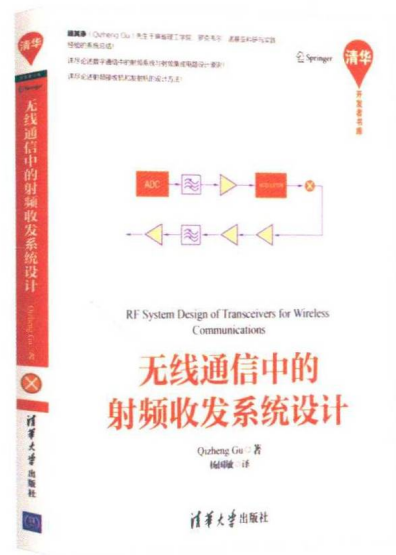
定 价:79.00元

产品编号:078171-01

作者与译者简介

顾其铮 (Qizheng Gu) 曾获复旦大学学士学位, 后在日本获博士学位。1983—1993年在美国麻省理工学院任研究科学家; 1993—1998年在美国太平洋通信公司和美国罗克韦尔半导体系统等机构工作, 主管射频系统设计和整机集成; 1998—2006年在诺基亚移动通信公司任技术院士 (Technology Fellow); 2006—2013年在美国WiSpry公司担任射频系统设计部主管。

杨国敏 1979年出生于浙江余杭, 2010年获美国东北大学电子工程系博士学位。现为复旦大学信息科学与工程学院电磁波信息科学教育部重点实验室副教授, 主要从事电磁场与微波技术领域研究工作。目前主持国家自然科学基金联合基金重点项目、面上项目和青年科学基金项目各一项、上海市自然科学基金面上项目一项、教育部博士点基金一项、上海市白玉兰科技人才基金一项等。发表SCI论文45篇, SCI检索他引超300次。兼任IEEE T-MTT、IEEE TAP、IEEE MWCL、IEEE AWPL等期刊审稿人, 并曾兼任IEEE APS 2013分会场主席。2012年获复旦大学信息科学与工程学院院长奖, 2012年入选复旦大学第二批“卓学计划”, 2013年获上海市自然科学三等奖, 2014年获日本大川情报通信基金研究助成奖, 2017年成为IEEE Senior Member。



编辑推荐

本书详尽论述数字通信中的射频系统与射频集成电路设计原则，详尽论述射频接收机和发射机的设计方法，是顾其铮（Qizheng Gu）先生担任诺基亚等机构技术负责人时的科研与实践经验的系统总结！本书畅销全球，是通信系统工程师进行射频收发系统设计时的必备工具书。

译者序

PREFACE

最近几年,由于无线通信技术的快速发展,射频可调器件、电路和系统得到了广泛的应用。目前,大多数工程师仅使用仿真软件进行设计和开发,而忽视了复杂器件和系统的仿真模型的精确建模方法以及在分析和设计中如何使用解析分析方法。本书是 Qizheng Gu 先生在美国麻省理工学院、罗克韦尔、诺基亚与 Wispry 公司期间研究射频可调谐器件、电路和系统设计的经验总结。书中介绍了对射频可调器件和系统进行表征和建模的精确方法,得到了精确的模型,并提出了新可调算法、自适应匹配控制方法、新颖的滤波器频率自动控制环路。书中很多地方都采用了解析分析的方法,可以快速而正确地计算结果,可广泛应用于实时通信系统。此外,本书还介绍了可调谐射频电路、网络和射频前端一些必要的基础知识。

需要说明的是,本书中对数的表示形式遵照了原书的表达方式,以 $\log X$ 表示以 10 为底数的对数(我国科技工作者习惯上采用 $\lg X$ 的表示形式),还有本书电路中元器件符号遵照原书。

本书可作为高年级本科生或研究生的射频系统设计教材,也可作为射频电路工程师、无线通信系统工程和各类研究人员参考书。书中的专业术语尽量加注原文,方便读者查询。

在本书的翻译过程中,复旦大学硕士研究生徐煜思、李晓莱、孙梦佳、傅蕾和楼欣同学参与了部分内容的校对和翻译工作,在此表示衷心的感谢。

由于译者水平有限,译文的不妥之处敬请各位读者批评指正。

杨国敏

复旦大学信息科学与工程学院
电磁波信息科学教育部重点实验室

前言

FOREWORD

移动电话通信的频带已经增加到 40 多个,因此射频(radio frequency, RF)可调器件,如钛酸锶钡(barium strontium titanate, BST)变容二极管、由绝缘体上硅或蓝宝石上硅(silicon-on-insulator/silicon-on-sapphire, SOI/SOS)开关和金属—隔离—金属(metal-insulator-metal, MIM)固定电容器组成的数字可调电容器(digitally tunable capacitor, DTC),以及微电机系统(micro-electro-mechanical system, MEMS)可调电容器等,都在手机和无线收发机的可调射频前端中起着重要的作用。这些射频可调器件和相对应的子系统,如可调匹配网络和可调谐滤波器,在手机射频前端中的应用都相对比较新颖。为了能够正确地使用这些新的可调器件和子系统,必须先给出它们的特征描述和精确模型。大多数通用的仿真软件工具都有完成上述工作的潜力,但是我们仍然需要正确的方法来指导这些软件的使用。本书对射频可调器件和子系统进行表征、建模、分析和应用的方法进行了讨论。需要强调的是,本书重点研究的是使用这些可调器件和子系统的必要方法而不是射频可调器件本身。

现代的仿真软件工具都非常强大,但是仍然有不足。在使用特定的工具来设计和/或模拟 MEMS 可调电容器时也会产生误差,有时候可能高达 20%。另外,想要用软件直接而精确地对复杂的可调电容器阵列进行建模是非常困难的。本书介绍了对射频可调器件和子系统进行表征和建模的精确方法,因此可以得到它们的精确特征和模型。

近年来,由于众多强大的软件模拟工具的支持,人们在研究、学习和设计工作中偏向于仅依靠软件模拟工具而忘了如何在研究、学习和设计工作中使用解析分析方法。然而,如果工具使用者没有先验知识,对仿真过程中的物理意义并不理解,那么就很难判断出其软件模拟得出的仿真结果是否准确。另外,仿真过程(如优化)需要耗费很多时间并且仿真结果也无法应用于实时系统。本书中很多方法都基于解析分析,对一个器件或系统的解析分析必须基于我们已经对器件或系统有清晰的物理图像的认识。解析方法得出的结果往往是闭式的公式或解,而且结果的计算一定是能够正确进行的。此外,基于闭式的公式进行的计算或模拟很快,所以在实时系统中可以接受,例如匹配网络适应性控制和滤波频率自动调谐环路。在解析方法中,闭式公式或解的计算可能仅需使用通用的 Excel 的电子试算表而不需要昂贵且复杂的软件工具。

本书是在众多同仁的帮助和鼓励下完成的,在此我要向他们表达最真诚的感谢和敬意。我要感谢 Dr. Bjorn Bjerede 的鼓励,对整本书稿的检查和有价值的技术帮助。我也要感谢 Wispry 公司的首席和创办者 Mr. Jeffrey L. Hilbert,提供给我从事可调射频领域的工作,

并且在书稿修订方面给予了重要的意见。还要感谢我的前同事 Dr. Javier R. De Luis, 在初始化 MATLAB 代码和模拟脚本上给予了协助, 以及在本书的 7.1 节、8.2 节和 8.3 节做出的主要贡献。感谢我的前同事 Dr. Arthur S. Morris 和 Mr. Victor Steel, 向我分享了他们的可调射频知识和技术讨论。最后我也要感谢 Mr. Ulrik R. Madsen 在 7.3.1 节做出的工作。

另外, 我想向 UCSD 的 Peter Asbeck 教授和布朗大学的 Lawrence Larson 教授表示敬意, 感谢他们对本书的审查和所提出的宝贵意见。感谢执行编辑 Mr. Charles B. Glaser 和他的助手 Ms. Jessica Lauffer 的支持和建议。最后, 我要感谢我的妻子对我的理解、耐心和毫不动摇的支持。

San Diego, CA, USA

Qizheng Gu

缩略词列表

2G	second-generation 第 2 代
3G	third-generation 第 3 代
ADC	analog-to-digital converter 模数转换器
B	band class 频带种类
BAW	bulk acoustic wave 体声波
BST	barium strontium titanate 钛酸锶钡
CBDPN	capacitor-bridged double pi-network 电容桥接双 π 形网络
CMOS	complementary metal oxide semiconductor 互补金属氧化物半导体
DTC	digitally tunable capacitor 数字可调电容器
DTCA	digitally tunable capacitor array 数字可调电容阵列
FDD	frequency division duplex 频分双工
FET	field-effect transistor 场效应晶体管
GaAs	Gallium Arsenide 砷化镓
GPS	global positioning system 全球定位系统
HSPA	high-speed packet access 高速分组接入
IIP ₂	second-order input intercept point 二阶输入截点
IIP ₃	third-order input intercept point 三阶输入截点
IMD	intermodulation distortion 互调失真
IMD ₂	second-order intermodulation distortion 二阶互调失真
IMD ₃	third-order intermodulation distortion 三阶互调失真
IP ₂	second-order intercept point 二阶截点
IP ₃	third-order intercept point 三阶截点
LTE	long-term evolution 长期演进
LTEA	long-term evolution advance 长期演进升级版
MEMS	micro-electro-mechanical system 微电机系统
MIM	metal-isolator-metal 金属—隔离—金属
OIP ₂	second-order output intercept point 二阶输出截点
OIP ₃	third-order output intercept point 三阶输出截点

PAPR	peak to average power ratio 功率峰均值比
PD	phase detector 鉴相器
PHEMT	pseudomorphic high electron mobility transistor 赝配高电子迁移率晶体管
PIFA	planar inverted F antenna 平面倒 F 天线
RF	radio frequency 射频
RFA	radio frequency amplifier 射频放大器
RTG	relative transducer gain 相对转换增益
SAW	surface acoustic wave 声表面波
SMD	surface mount device 表面贴装器件
SOI	silicon-on-insulator 绝缘体上硅
SOS	silicon-on-sapphire 蓝宝石上硅
SPSZ	single pole single zero 单极点单零点
SVD	simultaneously voice and data 语音数据同步
TDMA	time division multiple access 时分多址
TG	transducer gain 转换增益
TMN	tunable matching network 可调匹配电路
VNA	vector network analyzer 矢量网络分析仪
VSWR	voltage standing wave ratio 电压驻波比
WCDMA	wideband code division multiple access 宽带码分多址
WLAN	wireless local area network 无线局域网

目录

CONTENTS

第 1 章 绪论	1
1.1 BST 变容二极管	1
1.2 基于 SOI/SOS 开关的数字可调电容器	3
1.3 MEMS 可调电容器	5
1.4 一些可调电容器指标的讨论	7
1.4.1 线性度指标	7
1.4.2 射频功率处理指标	8
参考文献	9
第 2 章 射频可调器件特性	10
2.1 串联的单器件	10
2.2 并联的单器件	14
2.3 射频可调电容组成的网络	17
2.3.1 无集总电感的网络	17
2.3.2 有集总电感的网络	20
附录 $C_{F,\min}$ 和 $C_{F,\max}$ 的推导	25
参考文献	27
第 3 章 射频可调器件与网络的电路建模	28
3.1 电路建模的理论背景	28
3.2 建模方法	30
3.2.1 所有可调电容在 C_{\min} 状态下拟合 S 参数的幅频响应	31
3.2.2 在 $C_1=C_{1,\max}$ 或 $C_2=C_{2,\max}$ 其余 $C_i=C_{i,\min}$ 状态下拟合 S 参数幅频响应	31
3.2.3 在 $C_3=C_{3,\max}$ 或 $C_4=C_{4,\max}$ 其余 $C_i=C_{i,\min}$ 状态下拟合 S 参数幅频响应	32
3.2.4 所有可调电容在 C_{\max} 状态下拟合 S 参数的幅频响应	32
3.2.5 更高频带建模概要	33

3.3	模型准确率的验证	35
3.4	串联和并联可调电容的建模	37
3.4.1	可调串联电容的建模	37
3.4.2	可调并联电容的建模	38
3.5	MEMS 调谐器在低频带的建模	39
3.6	集成 MEMS 调谐器在宽频带的建模	42
	参考文献	46
第 4 章	非线性分析	48
4.1	射频可调器件非线性的根源	48
4.2	并联可调电容的 S_{21}	51
4.3	IP_2 和 IP_3 的定义及可调电容测试装置	51
4.4	射频可调电容 IP_2 和 IP_3 的公式推导	53
4.5	MEMS 可调电容 IIP_2 和 IIP_3 的估算	55
4.6	二阶和三阶谐波成分的估算	57
4.7	多级射频可调器件的非线性	57
	参考文献	58
第 5 章	可调匹配网络	59
5.1	阻抗匹配的基本知识	59
5.2	指定可调匹配网络的方法	63
5.2.1	指定阻抗匹配的性能	63
5.2.2	指定射频功率处理能力	68
5.2.3	指定线性度的要求	71
5.3	可调匹配网络的设计	72
5.3.1	设计考虑	72
5.3.2	具有宽可调范围新可调匹配网络的设计	83
5.4	可调匹配网络的一些分析	90
5.4.1	数字化电容值对匹配性能影响的分析	90
5.4.2	可调电容误差对匹配性能影响的分析	94
	附录 1 相对转换增益 ΔG_T 公式推导	100
	附录 2 TMN 中 RTG 计算的 MATLAB 代码	101
	参考文献	103
第 6 章	匹配网络可调与控制方法	105
6.1	可调匹配网络的最优可调	105
6.1.1	单频扫频的最优可调	106

6.1.2	双工频率对可调	109
6.1.3	频带可调	112
6.2	可调 π 形网络分析调谐算法	114
6.2.1	可调网络阻抗匹配的主要参数	114
6.2.2	常用于算法的复合元件	115
6.2.3	用于理想匹配的公式和主要的可调算法	116
6.2.4	最佳匹配的公式和可调算法	119
6.2.5	计算和仿真结果的比较	122
6.3	可调电容桥接的双 π 形网络拓扑结构的可调算法	125
6.3.1	转换成等效 π 形网络	125
6.3.2	可调算法的讨论与改进	127
6.4	可调匹配网络自适应控制的新方法	129
6.4.1	基于自适应控制算法的系统描述	130
6.4.2	自适应控制环的关键模块	133
6.4.3	自适应控制环原型的实现	137
附录 1	单频可调算法的 MWO 代码	141
附录 2	双工频率对可调算法的代码	146
附录 3	频带可调算法的代码	153
附录 4	6.2 节中的公式推导	158
附录 5	可调算法的 MATLAB 代码	160
	参考文献	176
第 7 章	可调滤波器与滤波频率自动控制环	178
7.1	可调 SPSZ 陷波滤波器	179
7.2	简单的可调带通滤波器	182
7.3	可调 SVD 滤波器	184
7.3.1	MEMS 可调 SVD 滤波器原型的电路拓扑结构和射频性能	185
7.3.2	SVD 滤波器线性度要求的分析	188
7.4	可调滤波器频率自动控制环	191
7.4.1	数学模型和公式	192
7.4.2	仿真模型和闭式解的验证	196
7.4.3	频率自动控制环的性能	198
7.4.4	陷波滤波器控制环实现的实例	205
附录 1	陷波滤波器传递函数的推导	207
附录 2	频率控制环一阶差分方程的推导	208
附录 3	频率控制环二阶差分方程的推导	209
附录 4	频率控制环的 MATLAB 代码	210

参考文献	211
第 8 章 可调天线	213
8.1 可调小天线的基础知识	213
8.1.1 描述天线的基本参数	213
8.1.2 可调小天线的主要限制	215
8.2 手机使用的可调天线	219
8.3 可调双工天线	222
参考文献	226
第 9 章 其他一些知识	227
9.1 用于去嵌入测量数据的测试架构的 S 参数矩阵	227
9.1.1 简介	227
9.1.2 从测量中推导的 S 参数	228
9.1.3 去嵌入网络矩阵	230
9.1.4 去嵌入的数学描述	231
9.1.5 一些探讨	232
9.2 一些转换公式和网络元件或参数提取的计算	233
9.2.1 一般 CBDPN 到 π 形网络转换公式	233
9.2.2 由 S 参数测量值得到的 T 形网络元件的计算	234
9.2.3 由 S 参数计算并联电容的公式及 Q 参数	235
9.2.4 由 S 参数计算串联电感的公式及 Q 参数	235
9.3 网络输出端口用于天线阻抗匹配的莫里调谐器的阻抗转换公式	236
9.3.1 简介	236
9.3.2 转换部分的 S 参数	237
9.3.3 对给定天线阻抗所定义莫里调谐器的阻抗转换公式	239
9.3.4 一些讨论	241
9.3.5 在 TMN 输出端口参考平面设定所定义负载反射系数的验证	242
9.4 LTE/LTEA 频带规划	247
9.4.1 FDD LTE/LTEA 频带规划	247
9.4.2 TDD LTE/LTEA 频带规划	247
附录 1 一般 CBDPN 到 π 形网络转换	248
附录 2 由 S 参数测量值计算 T 形网络的元件	250
附录 3 由 S 参数测量值计算并联电容和 Q 值	253
附录 4 由 S 参数测量值计算串联电感和 Q 值	254
参考文献	256
术语表	257



近年来,移动通信在人们的日常工作和社会生活中起着极其重要的作用。蜂窝系统让世界各地的人可以随时随地通信,由于人们对移动通信网络中信道容量需求的不断上涨,蜂窝系统的工作频带已经超过 40 个。为了提升移动通信的速度,一些新的手机标准,如高速分组接入(high speed packet access, HSPA)和长期演进或长期演进升级版(long-term evolution/long-term evolution advance, LTE/LTEA),都已经发展并且开始应用了。在这种情况下,现代移动电话必须是多频多模的。事实上,如今大多数移动电话也提供了附加的无线系统,如无线局域网(WLAN 或 WiFi)、蓝牙以及全球定位系统(global positioning system, GPS)等。现代移动电话都是很复杂的多频多模设备并且尺寸很小。

要做出小尺寸和低成本的多频多模手机,需要把可重构射频系统应用到它们的收发机中。可重构射频系统不仅在多频多模手机中需要,在软件无线电和认知无线电中也需要,只是应用于手机时要限制可重构射频系统的尺寸。

可重构射频系统需要包含射频可调可切换器件,在手机中应用时,这些器件都能够的多频带模式下工作并且功耗较低。砷化镓(GaAs)p 型高电子迁移率二极管开关常用于手机的射频前端来实现前端的部分重构,但是它们逐渐被有成本效益的 CMOS SOI/SOS 开关所代替,因为后者的线性更好。目前,有一定工艺水平且适用于手机的射频可调器件有 BST 变容二极管、基于 SOI/SOS 开关的数字可调电容器(digitally tunable capacitors, DTC)、MIM 固定电容器和 MEMS 可调电容器。

本章简单讨论 BST 变容二极管、SOI/SOS 数字可调电容器和 MEMS 可调电容器,后面的章节中会详细说明它们的模型、性能分析以及在手机中的应用。接下来的章节中,大多数讨论和例子都是基于 MEMS 可调电容器,因为它们的结构比 BST 变容二极管和 SOI/SOS 数字可调电容器更复杂,相应寄生情况也更严重。因此,表征、建模和分析 MEMS 可调电容器的方法也可以用到其他结构简单的射频可调器件中。

1.1 BST 变容二极管

BST 这种材料具有高介电常数,介电常数在外加电场时会发生变化,并且在射频/微波频段的损耗相对较小等特性。利用 BST 的这些特性,可以制造出面积很小的 RF 可调电

容。BST 的另一个有用的特性是可以根据化学式 $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ ^[1-3], 通过控制钡和锶的配比来定制 RF 介电性能。

根据温度区域是在居里温度之上还是之下, BST 有顺磁电相和铁电相两种特性。BST 在顺磁电相下有相对较低的损耗, 铁电相下有更大的介电调整范围。BST 主要工作在顺磁电状态下, 因为在射频应用中损耗低, 尤其是频率低于 10GHz 的应用中^[4,5]。

BST 变容二极管通常由 BST 薄膜组成, 典型结构是图 1.1 所示的叉指电容器和平行板电容器。BST 薄膜的介电常数 ϵ 的典型值为 250~350。BST 变容二极管的品质因数取决于调谐比 $\eta = \epsilon_{\max}/\epsilon_{\min}$, 在工作频率 3GHz 下且 $\eta = 2 \sim 4$ 的时候, 品质因数为 30~65^[5-7]。直流调谐电压通常低于 100V, 外加电压是双极的, 也就是正极或负极的。BST 薄膜变容二极管典型的 C-V 曲线示于图 1.2, 在坐标轴 0V 附近应该是对称的, 但是事实上离完美的对称有些偏差。

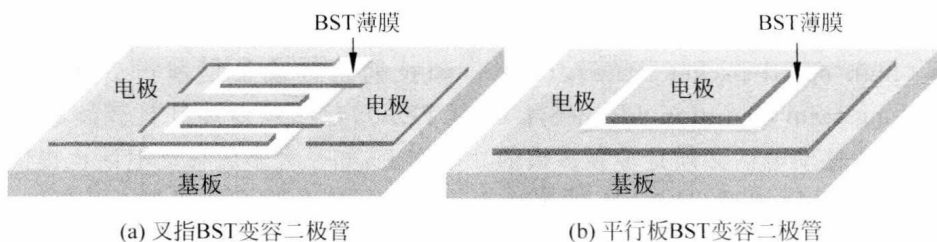


图 1.1 BST 薄膜变容二极管的典型结构

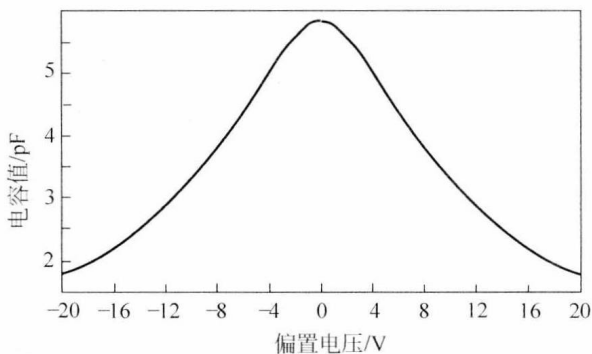


图 1.2 BST 变容二极管典型的 C-V 曲线

BST 变容二极管的变化速度快于 30ns^[8]。变化速度快意味着 BST 变容二极管的电容变化能够对超高频信号的电压幅度变化做出快速响应。图 1.2 所示的非线性 C-V 特性决定了 BST 变容二极管的线性度不会好。当控制电压为 0V 时, 由两个相等的信号源产生的真正三阶输入截点 (third-order input intercept point, IIP_3) 约为 32dBm, 但是堆叠 BST 变容二极管的 IIP_3 可以达到 40dBm^[9]。

如果是基于击穿电场的定义, 那么大于 $3.6 \times 10^6 \text{ V/cm}$ 的 BST 变容二极管功率处理能

力看起来是很高的^[6]。最大限制输入 RF 功率是 36dBm^{[7]①}。但是,对于对非线性失真成分有严格要求的应用,例如手机的 RF 前端允许的最大互调失真(intermodulation distortion, IMD)成分小于或等于-105dBm,那么在 20dBm 传输功率和-15dBm 损耗的情况下,由手册中的 IIP₃ 特性转换得到的 BST 变容二极管产生的最高 IMD 结果接近于-95dBm,这导致 BST 变容二极管可能不符合要求。

BST 变容二极管工作时需要使用额外的 DC 控制电压芯片和 AC 耦合电容来防止 RF 路径扰乱直流控制电压正常运行。这是应用变容二极管时除了非线性之外的另一个缺点。

1.2 基于 SOI/SOS 开关的数字可调电容器

数字可调电容器(DTC)和数字可调电容阵列(digital tunable capacitor arrays, DTCA)是由金属—隔离—金属(MIM)电容器和 CMOS 绝缘体上硅(SOI)或蓝宝石上硅(SOS)开关组成的^[11,12]。SOI/SOS 开关由 SOI/SOS MOSFETs 构成。这类可调电容器通常称为 SOI/SOS 数字可调电容器。SOI/SOS 数字可调电容器简化的等效电路包含 5 个 MIM 电容器和 SOI/SOS 开关,如图 1.3 所示。假设 MIM 电容器相比于 SOI/SOS 开关在损耗和线性方面可以视为理想,如果排除寄生部分影响,那么图 1.3 中的 5 个 DTC 的可调电容可以表示为

$$C_{\text{DTC}} = \sum_k^K C_k (1 - j/Q_{\text{on},k}) + \sum_m^M \frac{C_m C_{\text{off}} (1 - j/Q_{\text{off}})}{C_m + C_{\text{off}} (1 - j/Q_{\text{off}})} \quad (1.1)$$

式中, C_{off} 是 SOI/SOS 开关在断开状态的等效电容; Q_{off} 是开关等效电容在断开状态时相应的品质因数; $Q_{\text{on},k}$ 是第 k 个 MIM 电容 C_k 所在路径在闭合状态时的品质因数:

$$Q_{\text{on},k} \cong \frac{1}{\omega C_k R_{\text{on}}} \quad (1.2)$$

式中, R_{on} 是 SOI/SOS 开关在闭合状态时的电阻,5 个数字可调电容器有 $2^5 = 32$ 个调整状态,包含所有的开关的断开状态 C_{min} 和闭合状态 C_{max} 。最小的 MIM 电容是 C_1 ,在其他的 MIM 电容值等于 $2^{k-1} \times C_1$ ($k=1, 2, \dots, 5$) 或者是 C_1 的倍数时, C_1 决定了数字调整步长。

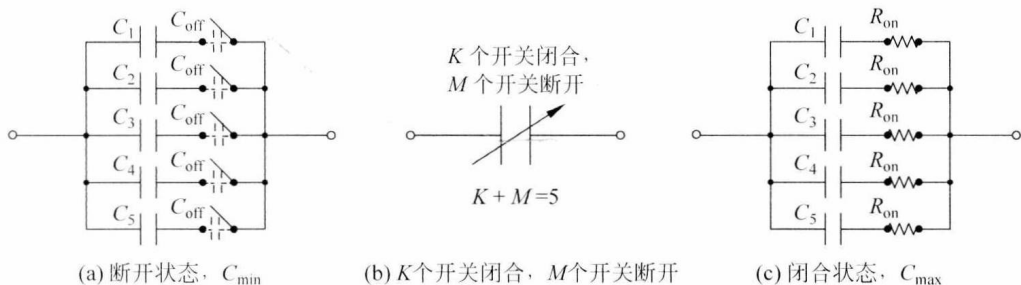


图 1.3 5 个 SOI/SOS 数字可调电容器的简化等效电路

① 供应商通常把射频功率处理能力定义为在三阶谐波曲线拐点处的输入功率,在这个拐点之后,谐波随着输入功率升高的斜率会偏离最初的 3:1,显著变大。