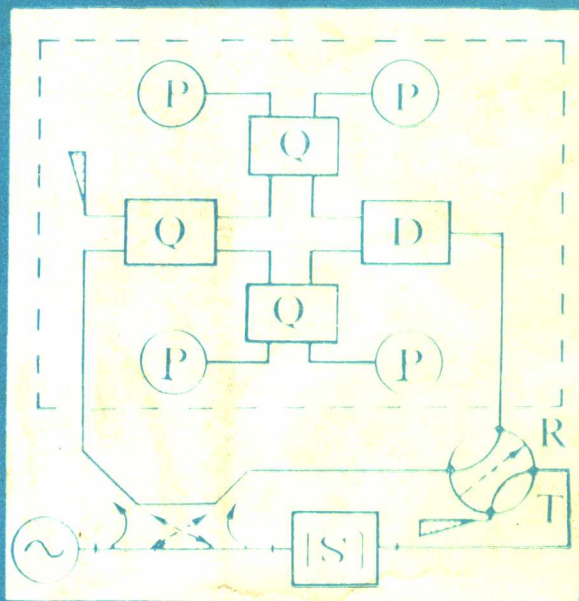
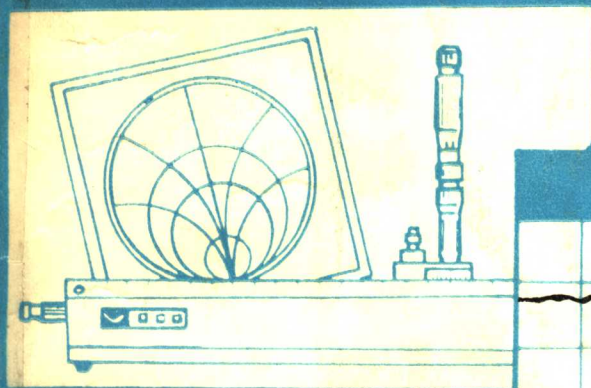


微波测量

(修订版)

北京理工大学 汤世贤 编著



国防工业出版社

微波测量

(修订版)

北京理工大学

汤世贤 编著

国防工业出版社

内 容 简 介

本书是本社1981年出版的原电子工业部组织的高等院校电子类教材《微波测量》的修订版，初版曾获世界通信年优秀图书和部优秀教材奖励。在保留原教材的体系和特色的基础上，为了使结构更紧凑合理，将原有8章归并为6章。内容包括：微波测量用信号源；信号频率和频谱的测量；信号电平与功率的测量；网络反射参量的测量；网络传输参量的测量；网络参数的全面测定。根据近10年来本学科的发展情况，结合作者的教学和研究实践，对全书内容作了全面的修订，反映了90年代的新水平。本书除作为有关专业的大学本科及研究生教材外，还可供科研和生产部门的科学技术人员自学与参考。

微波测量

(修订版)

北京理工大学 汤世贤 编著

责任编辑 耿新暖

*

国防工业出版社出版

(北京市海淀区紫竹院南路23号)

(邮政编码 100044)

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

*

787×1092 1/16 印张23¹/₂ 545千字

1991年4月第二版 1991年4月第二次印刷 印数：4201—4870册

ISBN 7-118-00781-1/TN·139 定价：6.05元

前 言

本书第一版作为原电子工业部教材办组织的统编教材，于1981年出版，1983年第二次印刷。由于编写系统性强，内容取材新颖，本书曾受到各方面读者的欢迎与好评，1983年被评为世界通信年全国优秀通信科技图书，1987年被评为电子工业部优秀教材。为了满足读者的需要，特将其修订再版。

为此，在保留原版的系统和特色的基础上，作者根据近10年来本学科的新进展，结合自己的心得体会，对全书内容作了全面的修订。鉴于直接时域测量所依赖的数字采样存储示波器等高速脉冲技术和设备，近来已发展成为单独的学科分支，而难以在微波测量中容纳，加上新版篇幅所限，本版只得将原版第四章有关波形测量的示波器部分和整个第八章的时域测量内容舍去，以便加强微波测量的传统领域。现将全书归并为六章，不分篇，前三章仍为信号源和信号特性参量的测量，后三章仍为网络特性参量的测量，但在第五章和第六章中特意增加了利用自动网络分析仪获取的多点频域测量数据，通过傅氏逆变换求取时域反射或传输显示的方法，以体现微波范围内解决时域测量需要的新的途径和趋向。此外，对各章新增和改写的内容择要简述如下：

第一章在进一步削减电子管式信号源的同时，加强和增入了固态源、特别是可编程宽带固态扫频源和合成式扫频发生器等新内容。第二章把信号频率和频谱测量有机地结合为一章，并补充了目前微波计数频率计中最重要的谐波外差式方案；增加了关于信号短期频率稳定性和噪声谱密度测量这一新课题的全部内容。第三章在精简了一些次要内容之后，增收了热变换器、微电位计和薄膜热偶式中电压校准器等射频电压标准和近期国内外常采用的微量热计式微波功率标准等内容。第四章反射测量方面，精简了开槽测量线的传统内容而增加了测量线的自动化和微机化；在反射计原理中兼顾了标量与矢量反射计两种情况；大大加强了微波电阻式反射电桥的原理、构造，以及倾向于用其代替定向耦合器式反射计的论述；最后特别增添了在扫频反射计基础上发展起来的标量网络分析仪的组成情况，以及用它易于实现的消除测小反射误差的一些特殊技术和用它获得时域反射计功能的方法。第五章对各种传输损失的定义，首次抛弃了以功率比定义的传统方法而一律改用电压波幅之比来定义，这就与相应的各种相移的定义式完全能取得一致；在测量衰减的中频替代法中加强了矢量替代式的地位，在调制副载波法和单边带调制法测衰减中，都提出了有相位信息可资利用的问题，这些都为传输幅度和相位测量方法的统一作出努力；在相移测量部分对高频两路式测量法重新加以系统地论述，对用微波鉴相器作为相位平衡电桥的零示器和作为直读式相位计的各种工作状态进行了集中的理论分析，阐明了与线性混频相当的两路相关合成检波方式的重要性；最后，对相位测量误差的分析处理和自校准等问题重新进行了讨论。第六章由于涉及新发展内容最多，是新版扩充和改写的重点。首先介绍了新一代自动矢量网络分析仪的组成情况，进而对历来各种不同测试单元误差模型的建立和在求解、校准过程中及测量后误差扣除时所用的有关公式等，重新作了全面的分析和讨论，特别是首次纳入了对经过系统误差的校准和修正之后尚残

存的剩余误差的分析和表达；详细论述了矢量网络分析仪在向时域变换方面所具的各项功能的原理和作用。由于初版写作时六端口技术方处于初步发展阶段，而近些年来国内外在这方面有了迅猛的发展，故第六章后半部有关六端口的内容全部作了扩编和改写，使之基本上能体现出当前的发展情况。

总之，作者在本版中对各章内容的取舍、改进、更新和提高方面尽了应尽的努力，但因能力和精力所限，全书中难免仍有错误与不当之处，希望读者随时指正。

编著者谨识

1990年2月

目 录

第一章 微波测量用信号源	1	2-5.4 频率转换式	56
§ 1-1 微波测量用信号源的种类 和用途	1	2-5.5 谐波外差式	59
§ 1-2 微波信号发生器及标准信 号发生器	2	§ 2-6 微波谐振式波长计	61
1-2.1 微波信号发生器的组成	2	2-6.1 微波波长计用谐振腔的类型	61
1-2.2 电子管微波振荡器	3	2-6.2 谐振式波长计的不同接入方式 及谐振指示	69
1-2.3 固态微波振荡器及调制器	7	§ 2-7 信号频谱及频谱分析仪的 种类	73
1-2.4 微波信号发生器的性能特性	14	2-7.1 常见信号的频谱	74
1-2.5 微波信号发生器的稳幅与 稳频	17	2-7.2 频谱分析仪的分类	80
§ 1-3 微波扫频信号发生器	22	§ 2-8 微波频谱分析仪的构造和 运用	82
1-3.1 返波管扫频振荡器	22	2-8.1 外差式频谱仪设计体制方面的 一些问题	82
1-3.2 固态扫频振荡器	23	2-8.2 微波频谱分析仪的主要性能参 数及其对观测频谱的影响	89
1-3.3 微波扫频发生器的组成	26	§ 2-9 信号频率稳定度及噪声谱 密度测量	101
§ 1-4 频率合成式信号发生器	30	2-9.1 频率稳定度的不同表述和 量度	101
1-4.1 直接式频率合成器	30	2-9.2 相位噪声谱密度的不同测量 方法	103
1-4.2 锁相式频率合成器	32	2-9.3 调幅噪声谱密度的测量	107
1-4.3 合成信号发生器的扫频	36	第三章 信号电平与功率的测量	109
第二章 信号频率和频谱的测量	37	§ 3-1 概述	109
§ 2-1 概述	37	3-1.1 通过式与终端式电平测量仪	109
§ 2-2 频率标准	37	3-1.2 信号电平值的对数单位—— 分贝	111
2-2.1 石英晶体振荡器	38	3-1.3 信号电平测量仪的分类	113
2-2.2 铷原子频率标准	39	§ 3-2 用晶体二极管的电平测 量仪	113
2-2.3 铯原子频率标准	42	3-2.1 微波检波二极管的种类及 性质	113
2-2.4 氢原子频率标准	43	3-2.2 检波晶体座及实现宽带匹配的 途径	116
2-2.5 利用电视彩色副载波传播标准 频率	44		
§ 2-3 频率测量方法	45		
§ 2-4 微波外差式频率计	46		
§ 2-5 微波计数式频率计	48		
2-5.1 直接计数式	48		
2-5.2 预分频式	52		
2-5.3 外差变频式	54		

3-2.3	宽带匹配检波器的性能指标	119
3-2.4	晶体检波器的输出指示装置	121
3-2.5	晶体检波式超小功率计	123
3-2.6	脉冲包络与峰值功率的检测	124
§ 3-3	用热电偶的电平与功率测量仪	126
3-3.1	热电偶式安培计和瓦特计	126
3-3.2	热偶式伏特计和射频电压传递标准	127
3-3.3	薄膜热偶式小功率计	130
§ 3-4	用测热电阻的功率及电平测量仪	134
3-4.1	测热电阻元件的种类	134
3-4.2	测热电阻座	137
3-4.3	镇流电阻式检波器及峰值功率计的指示电路	140
3-4.4	测热电阻功率计电桥指示电路	141
3-4.5	测热电阻式通过功率计及伏-安校准器电路	149
§ 3-5	量热式功率计	151
3-5.1	干负载式静止量热计	151
3-5.2	水负载式流动量热计	154
§ 3-6	微波功率计的误差分析和处理	157
3-6.1	失配误差的性质和估计	157
3-6.2	效率、替代误差及其修正	160
3-6.3	仪表误差及测量总误差的估算	161
§ 3-7	微波功率计的校准与比对	163
3-7.1	用微量热计测量标准热敏电阻座的有效效率	163
3-7.2	校准微波功率计的交替接入比较法	165
3-7.3	用单定向耦合器比较法的功率传递标准	166
第四章 网络反射参数的测量 169		
§ 4-1	概述	169
§ 4-2	开槽测量线法	175
4-2.1	开槽测量线的构造要点	175
4-2.2	开槽测量线的基本测量方法	177
4-2.3	开槽测量线的误差分析及检定	179
4-2.4	可避免某些误差的变通测量方法	190
4-2.5	测量线的自动化与微机化	197
4-2.6	扫频测量线技术	198
§ 4-3	反射计法	200
4-3.1	标量反射计	201
4-3.2	矢量反射计	204
4-3.3	调配反射计	208
4-3.4	扫频反射计	211
§ 4-4	电桥法	225
4-4.1	波导魔T电桥	225
4-4.2	两路幅相平衡电桥	228
4-4.3	微波电阻比臂电桥	229
§ 4-5	标量网络分析仪	231
4-5.1	标量网络分析仪的组成	231
4-5.2	误差消除技术的采用	234
4-5.3	频域数据变换到域	239
第五章 网络传输参数的测量 241		
§ 5-1	传输测量的主要任务——衰减与相移的测量	241
§ 5-2	各种传输损失的定义及测试衰减的失配误差	241
5-2.1	传输损失、插入损失与衰减	241
5-2.2	替代损失与增量衰减	244
5-2.3	变换器损失与传输效率	245
5-2.4	衰减测量的失配误差	246
5-2.5	漏场和串扰误差	247
§ 5-3	比值法测衰减(点频与扫频)	248
5-3.1	单只功率计或平方律检波器法	248
5-3.2	两路取样检波求比值法	250
5-3.3	稳幅信号源及校准栅线法	252
§ 5-4	替代法测衰减	253
5-4.1	高频替代法	253
5-4.2	中频替代法	255
5-4.3	音频替代法	262
§ 5-5	转移到低频测衰减	263

5-5.1	低中频外差法	264	6-3.3	基波外差变频式	307
5-5.2	调制副载波法	268	6-3.4	采样变频式	310
5-5.3	单边带调制法	268	§ 6-4	自动网络分析仪的特色	312
§ 5-6	其他间接法测衰减	270	§ 6-5	矢量网络分析仪的误差分 析和处理	314
§ 5-7	各种传输相移的定义及测 相移的失配误差	272	6-5.1	参数选测装置及其误差模型 和扣除	314
§ 5-8	用开槽线测相移	274	6-5.2	矢量网络分析仪的校准——误 差模型参数的测定	327
5-8.1	反射法	274	6-5.3	误差修正的效果及剩余误差的 表述	332
5-8.2	传输法	276	§ 6-6	自动矢量网络分析仪的时 域变换功能	335
§ 5-9	高频两路法测相移	277	§ 6-7	构成矢量网络分析仪的 新途径——六端口技术的 基本理论	339
5-9.1	系统组成及工作方式	277	6-7.1	六端口概念的引出和发展过程	339
5-9.2	两路对称式微波相位电桥和直 读相位计	278	6-7.2	六端口复数比值计和矢量反射 计的一般理论	341
5-9.3	在调制副载波系统中用高频替 代法测相移	281	6-7.3	六端口矢量反射计的几何解释 和设计准则	343
5-9.4	微波鉴相式扫频相位计	283	6-7.4	六端口矢量反射计的通用数学 模型及运用	345
§ 5-10	转移到低频测相移	285	§ 6-8	六端口“结”电路的一些常 用型式	349
5-10.1	外差变频式微波相位测量 方案	285	§ 6-9	单六端口反射计系统的 组成及其校准方法	352
5-10.2	在低频测量相位差的方法	286	6-9.1	典型系统组成举例	352
§ 5-11	微波相位计系统误差的 分析和消除	288	6-9.2	常用校准方法述要	353
5-11.1	微波相位计某些误差的性质 和估计	288	§ 6-10	减少功率检测端口数 的途径	357
5-11.2	微波相位计系统误差的测定 及自校准	291	6-10.1	五端口反射计局限性的避免	357
§ 5-12	能够全面测量传输系数 模值和幅角的方法评述	292	6-10.2	利用绝对功率模型减少一个 端口	358
§ 5-13	矢量电压表及其应用	294	6-10.3	利用改变状态以减少端口数	359
第六章	网络参数的全面测定	298	§ 6-11	单六端口反射计构成 网络分析仪	360
§ 6-1	概述	298	§ 6-12	双六端口网络分析仪	362
§ 6-2	通过多次反射系数的测量 求取网络参数	299	6-12.1	Hoer双六端口系统	362
6-2.1	三点法	299	6-12.2	隔离双六端口系统	364
6-2.2	多点法	303			
§ 6-3	频率转移式微波网络分析 仪的不同方案	304			
6-3.1	单边带调制式	304			
6-3.2	调制副载波式	306			

第一章 微波测量用信号源

§ 1-1 微波测量用信号源的种类和用途

微波测量用信号源主要指产生微波正弦振荡的各种微波信号发生器。按照设计性能和用途的不同，微波信号发生器具有多种不同的种类和构造。

为测试各种无源微波器件，需要信号源对测量电路提供能源或激励信号。信号源的频率须能在一定范围内可以调谐或选择，最大输出功率至少能达到 mW 级，并能连续衰减之，输出的微波振荡至少能用一种低频（通常为 $1kHz$ ）方波进行开关式调幅，以利于检测。这种最简单的信号源通常泛称之为微波信号源或信号发生器，有时也特称为简易信号发生器。其中可用于测量天线特性、功率能达到 $1W$ 以上者，则特称为功率信号发生器。当然，功率发生器也可以用普通信号发生器外加适当的功率放大器构成。

为测试放大器等有源装置，特别是测量微波接收机的各项性能指标（如灵敏度、选择性、调制特性等），提出了下述一些要求：信号的频率和功率能更精细地调节并准确地读数；信号源有严密的屏蔽，以保证能将有用信号的大小一直衰减到 μW 甚至 pW 级的已知值；能视用途不同而采取不同的调制方式（例如，通信及遥测等用者要求用正弦波调幅或调频，雷达及脉冲多路通信等用者，要用狭窄视频脉冲调幅）；调制度亦需能在一定范围内调节并读数。凡具备以上这样性能的信号发生器通常便称之为标准信号发生器。有些标准信号发生器除能供给准确已知的微弱信号外，还具有单独的 mW 级功率输出插口，或者其输出信号电平最大可调到 $1mW$ ，所以也能充当简易信号源使用，只是不太经济罢了！

各种微波信号发生器中振荡的产生，早期全靠采用微波电子器件（例如微波三极管、反射速调管），近来已逐渐改用微波半导体器件担任，其附属电路也都半导体化，从而使微波信号源又可分为电子管式和固态式。固态信号源比起同等的电子管式不但体积小、重量轻，耗电量少，而且结实、可靠、寿命长和价格低，因而有较大的发展前途。

老式信号发生器的频率调节主要靠机械调谐，即靠改变其振荡部分的谐振回路尺寸来调节；有些振荡管虽能接受小范围的“电子调谐”，但只能作为频率微调使用。近来在一些固态信号源中，则采用某种可以电控或磁控的调谐元件（例如变容管和 YIG 调谐器等）作为其振荡回路或其一部分，因而能用电调谐代替机械调谐。这不但可以简化机械结构和减小体积和重量，更重要的是能够接受电信号对其进行手控、程控或远控，使其频率按照预定的要求和程序连续地或跳跃地变化。

机械调谐式信号发生器都是按“点频”方式工作，即每次只能将其频率度盘放置到某一位置，输出某一所需的单一频率连续波（CW）信号。当需要测量某个元器件在一定频带内的特性曲线时，便须将发生器依次放置到所需范围内若干个指定的频率点上，直待分别测出各该点频上的待测参数之后，才能将各点数据连成曲线。这样，当涉及频带

甚宽和要取的频率点很多时，测量将极费时间。为了提高工作效率，希望使信号发生器的频率能从所需频率范围的一端连续地“扫变”到另一端，测量仪器就随之连续测出各个频率上的测量结果，而在示波器或记录仪上立即显示出所需的频率特性曲线。这种测量方式称为扫频测量。能产生这种扫频信号的发生器称为扫频信号发生器（简称扫频源或扫频仪）。微波范围内的扫频源曾试图用马达驱动的机械调谐振荡器充任，但直到50年代末期出现电调谐的返波管之后才趋于实用。近些年又实现了全固态的扫频源。扫频信号发生器与工作于调频状态的普通信号发生器不同之点在于，前者的扫频范围要很宽，一般需能达一个倍频程以上，扫频速率是线性的，扫描重复频率很低；具体说是用频率由0.01Hz到100Hz的次音频锯齿形波进行宽带调频，而一般调频信号发生器则是用音频正弦波调制，频率偏移度只有几十或几百千赫或至多不超过载频的0.2%。任何扫频发生器，亦可不加扫描电压而手控之，使其停留在任一点频上工作，从而代替普通信号发生器使用，有些甚至能达到标准信号发生器的性能。近来，一些新型的扫频信号发生器及其它电调谐信号发生器，能够接受内部或外部的程控信号，使其频率以相等的步级逐步变化，称为步进式或数字式扫频。这种可重复的定点跳变频率常常是为了适应自动化测量的需要。

近年来，一个新的发展成果是频率合成式信号发生器。它的信号不是由可调谐的振荡器直接产生，而是以固定的标准频率源为基础，用频率合成方法组合出任意所需频率的正弦信号。目前的频率合成器已经能使输出频率以极小的步级在很多个十进范围内变化。其频率上限不少已经能达到微波频段，例如频率能达到18GHz或更高，而最小步级仍能小到1kHz甚至1Hz，即其输出频率具有极高的分辨力，更重要的是具有与其内含的或外加的标准频率源相等的准确度和稳定度。将频率合成器的输出信号经过稳幅、衰减和校准，并加上调频或调幅措施，便可充当标准信号发生器使用。频率合成器的频率一般用十进位开关或按键选择，也可接受电信号的程控和使之进行数字式扫频。频率合成信号发生器把频率合成器和信号发生器的特点结合到一起，可谓相得益彰。目前因价格昂贵，主要供需要特别高的频率准确度和分辨力时采用（例如用以测量和校准宇航通信设备）。但是随着其构造的不断简化和价格的降低，将来会逐渐代替普通的标准信号发生器。信号发生器中的频率合成器大都采用锁相式间接合成法。因此，在维持锁相条件下，只能在若干兆赫的窄带内实行数字式扫频。欲使之能兼作宽带模拟式（连续）扫频，则须打开锁相环路，但仍可将扫描的起点或终点频率加以锁定，以保持频率稳定度。这种兼有频率合成和宽带扫频特色的高稳定扫频源，称为合成式扫频发生器，它可以保证较高的扫频测量精确度。

§ 1-2 微波信号发生器及标准信号发生器

1-2.1 微波信号发生器的组成

微波信号发生器的最基本方块图见图1-2.1，传统的机械调谐式信号源大都是这样。作为简易信号发生器，其组成常常更为简化。其核心部分是微波振荡器，通常由与频率

度盘联动的回路调谐元件改变其振荡频率。其输出电平控制最简单的便是借改变腔体输出耦合元件的松紧程度来实现,有时还另加一个可变衰减器,接到 mW 输出端口。其内含调制器通常只是一个 1kHz 方波发生器,可直接加到振荡管的某个电极上进行开关式调幅。作为标准信号发生器,首先需能提供大小已知的 μW 输出。为此,通常在上述 mW 输出处设置一个功率计或检波器,以便将该处电平设定为 1mW 或 $100\mu\text{W}$ 参考值,然后经由一具已定标的精密可变衰减器,送至 μW 输出端口。为了不致从其它途径漏出可观信号,必须加强所有高频电路的屏蔽和低频引线的滤波。此外,其频率度盘须更加精细,或加设某种波长计进行精密读数;其调制部分亦常按需要加设低频正弦波调幅、调频,或设矩形脉冲调幅,还须有调制指示器等装置,使信号的调制参数为可知。

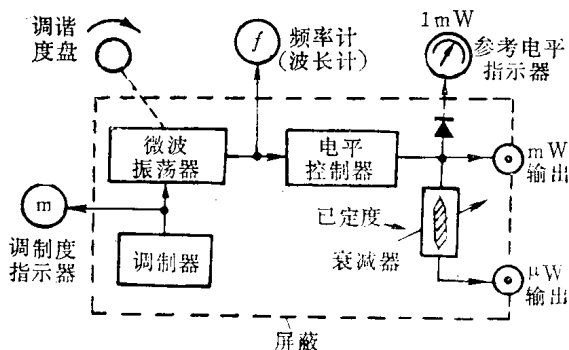


图1-2.1 微波信号发生器的概略方块图

一些较新的固态信号源,特别是电调谐式,其组成常较上图稍为复杂。除振荡器部分有些相应改变外,在其后面有时还加设一个宽带式或调谐式缓冲放大级,以利于提高频率稳定性和输出特性;其调幅通常不在振荡管上进行,而是在输出通道中另外设置一个 PIN 调制器,在其上施加调幅信号,有时还在其上进行信号幅度的自动稳定和电平调节(详见后述);有时信号的频率、电平和调制参数等都设有数字读出装置等等。

鉴于振荡源部分是信号发生器的核心,下面首先分节论述一些常用类型的微波振荡器的基本情况。

1-2.2 电子管微波振荡器^(1,2)

测量用信号源常用来产生微波振荡的电子管主要有微波三极管和反射速调管。

1. 微波三极管振荡器

真空三极管的振荡频率不能无限提高,主要受以下两因素的限制:①极间电容及引线电感的存在决定着振荡频率的最高极限;②电子渡越时间效应(即电子在电极间渡过的时间较之振荡周期不可忽略时所产生的效果)造成越来越大的损耗而使振荡不能维持。为减少以上两项影响,使之能进入微波范围,主要是靠采用以灯塔管为代表的盘封式三极管结构:即将板、栅、阴三个电极都做成平行的平面状,使它们间的距离尽量靠近(约 0.1mm 左右),以减小渡越时间;同时将各电极的引线改为金属盘状,以尽量减小引线电感。盘缘露出于玻璃管外,以便直接与外加的同轴式调谐回路形成周密的接触。这样构成的振荡器约可从最低数百兆赫一直应用到最高达 4000MHz 的范围,再向上发展便有困难。

图 1-2.2(a) 示出灯塔管的大略构造形状。它的振荡电路通常采用等效于图 (b) 所示的栅极接地、调板-调阴式电路。板-栅和阴-栅两个调谐回路实际上都采用同轴线谐振腔。为节省全机长度及易于拔插管子,通常愿意采用如图 1-2.2(c) 所示的将两个腔体折合到一边的双层同轴式结构。由于栅极接地的屏蔽作用,两个回路之间没有多大的

耦合。为了提供自激振荡所需的反馈，在两腔体之间要采用如图 1-2.2(c) 中所示的耦合环或其他的耦合装置。这里的两个同轴线腔体都采取活塞这端短路和管子那端开路(并考虑到极间电容的缩短作用)的 $\frac{1}{4}\lambda$ 或 $\frac{3}{4}\lambda$ 振荡模式。在窄频带内，使两个活塞联在一起移动以调节频率是可能的；当频带很宽时单靠耦合环的作用常不能维持稳定的反馈，为此，常常需要将两个回路分开调谐，以获得合适的反馈。一般是将板极回路的活塞与主度盘联系，担任频率调节，将阴极活塞用另一旋钮驱动，以充当反馈调节。这样，每台仪器的工作频率范围至少可达一个倍频程。振荡功率的大小可借调整栅阴间的负偏压来控制，由阴极电流作大略指示。采用灯塔管时最大输出功率约可达 1W。若改用陶瓷代替玻璃封装的“金属陶瓷管”，最大功率可以高达 5W。

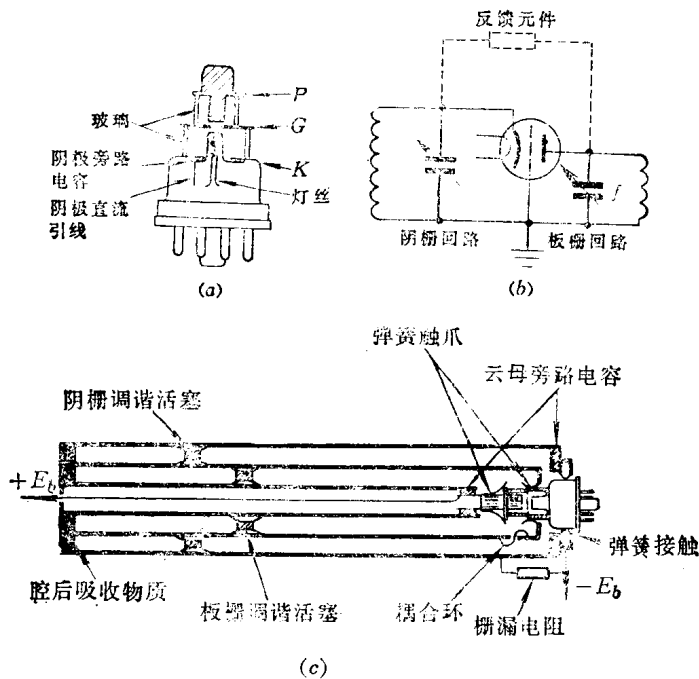


图1-2.2 灯塔管振荡器

(a) 管子概略构造 (P、G、K 分别指板、栅、阴极及其接触盘)；(b) 常用的振荡电路；(c) 用双层同轴谐振腔构成的该电路的一种结构形式。

三极管微波振荡器的优点是：电源供给比较简单，只需要一个数百伏的高压电源，频率稳定度一般较好；能够获得瓦级功率，可作为功率发生器；容易接受幅度调制，既能用正弦波调幅，也能接受方波或脉冲的开关式调幅；调频较不易行。缺点是结构复杂、笨重，调谐使用不甚方便。今后将逐渐为微波晶体管振荡器所代替。

2. 反射速调管振荡器

(1) 基本工作原理 为了从根本上免除电子渡越时间的限制，曾经研制出多种利用电子在渡越时间内与交变电磁场相互作用并交换能量以产生并维持微波振荡的电子管，其中最适宜于作为测量用小功率振荡器的是反射速调管。它的基本构造及工作电路的示意图示于图 1-2.3(a)。速调管振荡器的工作原理可简述如下：电源接通时，从阴极出发并经聚焦电极形成的电子束，受其前方带正电压的同轴式或重入式谐振腔的吸引，通

过该腔底部由两片金属栅网构成的间隙，使腔中激起富有谐波的冲击电流，与腔体谐振的那个谐波分量便被腔体选出，在两栅之间形成谐振频率的交变电场。通过栅间的电子，在正半周者受到电场加速，负半周者则受到减速，（即发生“速度调制”）。被加速了的电子便离开其后面被减速的电子，并赶上其前面曾被减速的电子，从而形成一簇簇的电子团（称为电子的“群聚”）。经过群聚的一连串电子团继续前进，便受到前方带负电压的反射极的排斥而不断减慢，终至掉转方向返回向栅极行进。假若加于反射极的负电压大小合适，使返回通过栅区的电子团正好被栅间交变电场减速，则电子团将把它得自直流加速电源的一部分能量转交给谐振腔中的交变电磁场，只要交出的能量足以补偿腔体的损耗，便可维持上述频率的振荡。据推算，只要反射极所加负电压 E_r 值正好使电子在反射场区内往返的渡越时间正好等于 $N = \left(n + \frac{3}{4} \right)$ 个振荡周期（ n 为任意正整数），则腔体所获得的能量最大、振荡就最强、输出功率达最大值。当 E_r 向某个最佳值的两旁偏离时，振荡便逐渐减弱而终致停振。直至 E_r 进一步变化到能满足另一个整数 n 的条件时，便又出现另一个振荡区域。所以随着反射极电压的连续变化，会出现若干个不同的振荡模区，如图 1-2.3(b) 上面的曲线所示。反射极负压值愈大，电子在反射区停留时间愈短，故整周期数 n 愈小。

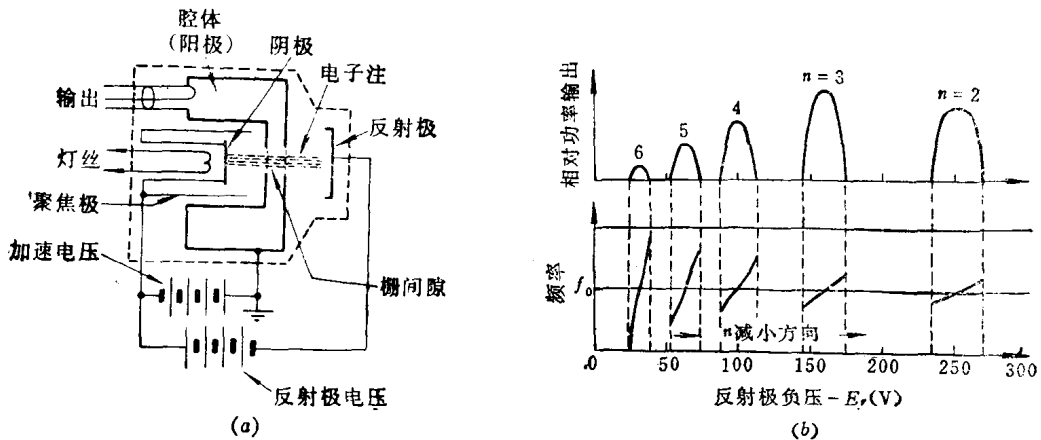


图1-2.3 反射速调管振荡器

(a) 基本构造和电路图，(b) 振荡模式图。

从图 1-2.3(b) 下面的曲线还可以看出另一事实，即当反射极电压在振荡模区内微调时，不仅输出功率大小在变化，而且其振荡频率也在由谐振腔决定的中心频率 f_0 的左右作微小的变化。这就是说，速调管振荡器的频率可借改变反射极电压而进行“电子调谐”，但此项调谐的范围一般只有数十兆赫，并且两端的功率锐减。所以速调管振荡器的频率的大范围改变主要是靠改变腔体的尺寸，即靠“机械调谐”来完成。反射极电压的调节只能起频率微调的作用。还应注意，在改变腔体频率的同时，反射极电压不能保持不变，否则便不能维持最大功率输出，甚至会停止振荡。因此，当欲将振荡器准确调到某一指定频率而又希望维持最佳工作状态（即功率曲线的平顶部分）时，需要反复调节腔体和反射极电压才能达到。

(2) 两种构造及性能 反射速调管有内腔式和外腔式两种构造之分。内腔式是把如图 1-2.3(a) 中虚线框内的那些部分都放在一个真空的金属壳之内，并能用某种机械方

式,通过金属壳的弹性部分,压缩或扩张腔体,以改变两栅网之间的间隙大小,从而改变腔体的调谐频率。内腔的调谐范围一般不能很大,大概只能达到 1.3:1。例如 3cm 波段的常用内腔速调管,老式的只能工作于 8600~9600MHz 范围,新式的则能够勉强概括 8200~12400MHz 的整个 X 波段。其缺点是不易做到频率直读。外腔式速调管除腔体主要部分外,仅将其两个栅网连同其他各电极封装于一个真空玻璃管之内,两栅网都有盘形接触片露出,以便直接与外部腔体连接。见图 1-2.4。作为宽频带振荡器时,其外腔大都采用如图 1-2.4 所示的 $\frac{\lambda}{4}$

或 $\frac{3\lambda}{4}$ 同轴谐振腔,其调谐范围一般可达一个倍频程。若在腔体上采取一些抑制干扰振荡模的措施,可使调谐范围更加展宽。若将腔体的调谐活塞与频率刻度盘或机械式计数器通过适当传动机构相联接,并用适当的电位器与之联动以实现反射极电压之同步调节(进行微调与换模),可以在宽频带内实现粗略的频率直读。例如国产的这类发生器的单机频率范围有 1300~4000MHz(XB7 型)和 3900~11000MHz(XF-1 型)等规格。

总之,反射速调管振荡器可以工作于大约 1000MHz~30GHz 的频率范围,输出功率一般能达数十 mW。除在 1000~3000MHz 左右有三极管式振荡器与之相比互有长短外,在较此为高的频段内,曾经是唯一可用的管型,直到后来返波管及固态源等先后问世,才出现了逐渐被替代的趋势。

(3) 电源及调制 速调管振荡器的电源供给比较复杂,加速电压和反射极电压都需要数百伏至数千伏,但后者消耗电流极小。加速电压,特别是反射极电压直接影响振荡频率,所以这两组电源都必须有良好的稳压措施,才能保证适当的频率稳定度。在电源刚接通之后,振荡频率的漂移相当明显,必须经过一段时间预热才能趋于稳定。

速调管振荡器的调幅与调频都可以在反射极上进行。但是,根据速调管的上述特性,调幅不能用正弦波,只能用具有平顶的方波或矩形脉冲进行开关式调幅,(如图 1-2.5(a) 所示),否则便会伴随发生调频;而且,调制方波的幅度必须选择适当,像图示那样,使方波电压的一个波顶正好处在所选定的工作模区的中央,而另一个波顶则落在两个相邻振荡模区之间的空档内。这样,在方波的前述半个周期内,振荡器有最大输出,且频率保持恒定不变;而后述半个周期内则停止振荡,这就是理想的开关式调幅。假如方波幅度或反射极电压选择不当,使方波的正、负波顶都落入同一个模区,或者正波顶在一个模区,而负波顶又跨越到另一个模区内,则在方波正、负半周内都会发生振荡,且两半周的振荡很可能具有不同的频率和幅度,这样的错误工作方式应尽力避免。

由于在一个模区内反射极电压对振荡频率的关系近乎是线性的,所以在反射极上加上适当幅度的锯齿波电压,便可产生线性调频振荡。但是,如图 1-2.5(b) 所示,这将不可避免地要同时出现寄生调幅;只有所加调频电压幅度很小时,输出幅度的波动才比

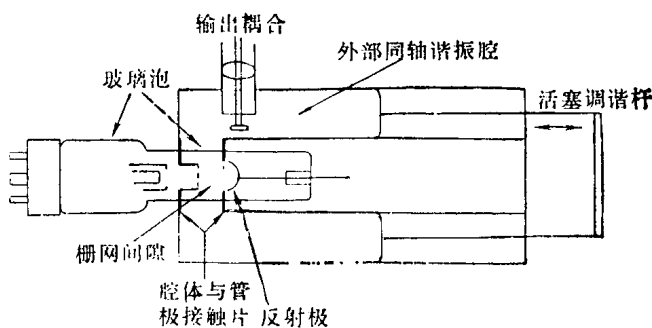


图1-2.4 外腔式速调管振荡器的基本构造

较小。这样产生的调频信号可以勉强作为窄带扫频源，用于调试接收机中放。以此来实现宽频带电调谐或扫频是不行的。

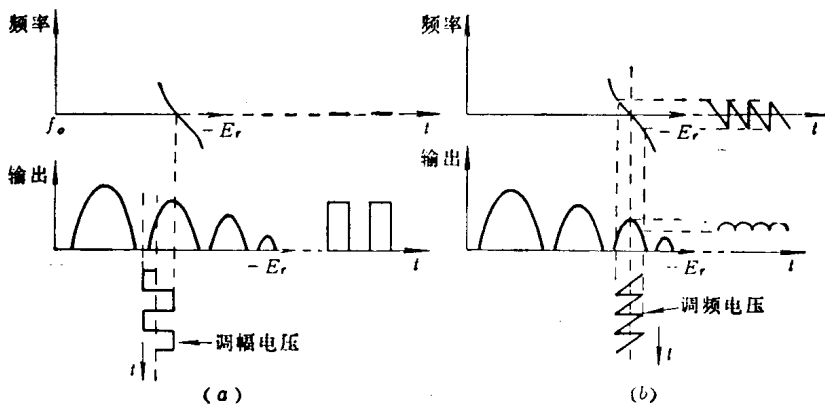


图1-2.5 反射速调管的调制方式

(a) 方波调幅；(b) 锯齿波调频。

1-2.3 固态微波振荡器及调制器⁽⁸⁾⁽⁴⁾⁽¹²⁾

使固态三极管工作到微波频段亦曾遇到与微波真空三极管相似的某些困难（例如渡越时间和引线效应等）。经过演进，双极型微波晶体管作为振荡器的最高工作频率实际上只达到6GHz上下。在较高的微波频段产生振荡，一直依靠某些呈现负阻效应的固态微波二极管，主要是体效应管和雪崩二极管。这些管子的工作原理允许并利用一定的渡越时间存在，采取适当封装之后可以一直使用到毫米波范围。近来，单极型微波场效应晶体管的飞速跃进，已使固态三极管在微波领域的地位大为改观，不论在频率上限，噪声性能和功率容量方面均有很大提高。目前，作为振荡器已可工作到毫米波频段低端，尚能输出数十毫瓦；作为小信号低噪声放大器和中小功率放大器均可代替原较笨重的行波管放大器。在固态信号发生器中，用它作为功放或倍频级均颇适宜。

下面分述固态三极管和二极管作为信号源中振荡器时的一些工作要点，并以采用机械调谐情况为主。宽带电调谐情况留待后面讲到扫频发生器时介绍。

1. 固态微波三极管振荡器

微波三极管振荡器仍采用某种正反馈电路产生振荡，在较低微波频段，大都采用同轴式腔体作为调谐回路，图1-2.6(a)举出一种工作于0.5~1GHz的双极型晶体管振荡器的简化电路图。晶体管放在腔内的一端，腔的另一端由活塞短路并调谐。图(b)示出管子工作的等效电路（连同管子的极间电容）。可以看出，这属于集电极接地的电容抽头式三点振荡线路，这里同轴腔体表现为一个电感 L ，它与管子的 C_{CB} 及微调电容 C 组成一个谐振回路， C_{EB} 与 C_{BC} 构成电容分压以供给正反馈。图(a)中还示出了管子各级偏压供给及输出功率的耦合和指示装置。

较高频段的微波晶体管振荡器亦宜采用类似前面图1-2.2(b)的基极接地式电路，但需两个回路，由集-基回路主控振荡频率，由发-基回路控制反馈。在频率不太高时，为了简化，发-基回路可用一只扼流电感，甚至用一电阻代替。

晶体管振荡器的调幅比较简单，能直接在某个电极上接受正弦波调幅，也能实行开

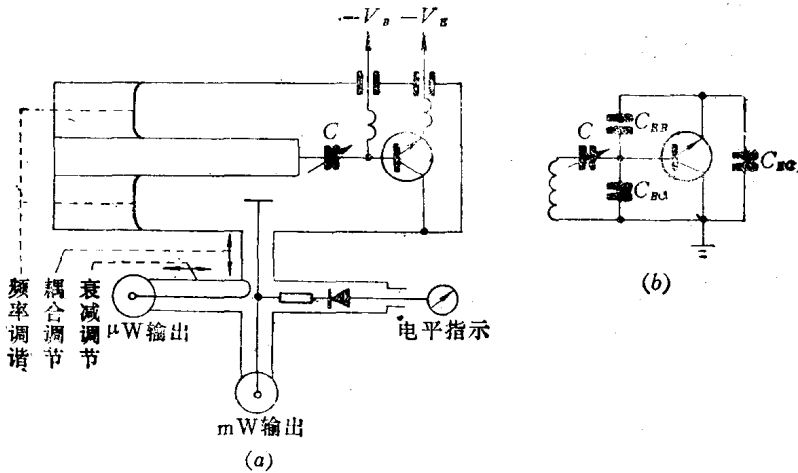


图1-2.6 一种用同轴腔体调谐的晶体管振荡器
(a) 电路简图; (b) 等效电路。

关式调幅。晶体管振荡器的调频最好是在振荡回路上附加一只或多只变容管来实现。变容管是一种P-N结型二极管，当改变加于其上的反向偏压大小时，其结电容的大小亦随之变化。例如把它装在图1-2.6(a)中微调电容C的位置，并加上可调的偏压，便可实现该振荡器的调频或一定范围的电调谐。在微波场效应管出现之前，微波晶体管振荡器一般只用在4GHz以下的信号源中。在较高频段中主要用固态二极管作振荡器。

2. 固态微波二极管振荡器

(1) 管子的工作原理与性能 体效应二极管不同于一般P-N结型二极管，它是在一整块Ⅲ-V类半导体化合物（最常用n型砷化镓GaAs）的两边各安上一个欧姆式接触电极构成的。当在两极间所加电压超过某一阈值时，电压增加反而引起电流下降，即出现负阻效应，配装适当回路便能产生振荡。由于其原理是基于一种晶体内部的物理现象——半导体体效应，故称体效应管；因该现象是J.B.Gunn 1963年发现的，通常称耿氏效应，故亦称耿氏管。

耿氏管的工作原理可用电子转移理论来解释（由此亦称转移电子器件）：在砷化镓之类的半导体中，电子有两个稳定的能级，如图1-2.7(a)所示。无外加电场时，电子大都存在于较低能级，但此时电子的迁移率 μ 则较高（即电子的漂移速度较大）。随着外加电场 E 逐渐加大， μ 亦相应增大，直至电场达到某一阈值 E_{th} 时，开始有一些电子的能量增高到能够转移到另一个较高的能级。但进入高能级的电子其动能反而较小，即迁移

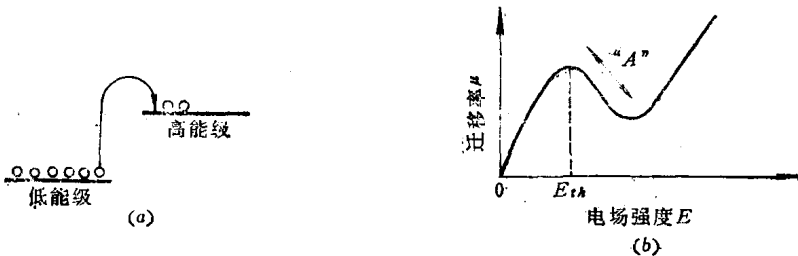


图1-2.7 体效应管工作原理

(a) 电子能级的跃迁; (b) 在 $\mu-E$ 曲线上出现负斜率区域。

率 μ 降低。随着电场愈增强,转移到高能级的电子愈多,迁移率更进一步下降,一直要等到全部电子都转入高能级,迁移率才能再次增高。故在 μ 随 E 变化的曲线中,有一段负斜率区域“ A ”(即微分迁移率为负值区),如图1-2.7(b)所示。因电流 I 比例于电子迁移率 μ ,亦即管子的 $I-V$ 特性曲线上出现负阻区域。工作时所加偏压应处于负阻区中央。

体效应管可以采取多种不同的振荡模式,视管子设计及外电路的条件而定。作为小功率连续波振荡器多采用“畴”模式(即耿氏模),此模的振荡频率大体等于管内空间电荷积累形成的“高场畴”由阴极移动到阳极的渡越时间的倒数,称为固有频率

$$f_i = \frac{1}{\tau} = \frac{v_d}{l} \quad (1-2.1)$$

v_d 是高场畴移动的速度,(其值为 $1 \times 10^7 \text{ cm/s}$), l 是两极间半导体层的有效厚度。当 $f_i = 10 \text{ GHz}$ 时,要求晶体厚度 $l = 10 \mu\text{m}$;如欲 f_i 更高,将要求晶体薄到很难加工,目前最高可做到 100 GHz 左右。耿氏管的实际振荡频率并不拘泥于固有的渡越时间频率 f_i ,而在其左右相当宽广的范围内,能由外接高 Q 电路的调谐来决定。当外回路调谐的频率 $f > f_i$ 时,管内振荡采取猝灭畴模式;当 $f < f_i$ 时,采取延迟畴模式;这些亦总称为耿氏模。由于这些模式是随外电路的调谐而连续转换,故从实用的观点看,明确区分上述几种模式是没有必要的。

耿氏管作为连续波振荡器虽然效率较低,但具有可调谐频带宽、噪声低、功率适中等优点。在 2 到 18 GHz 范围内用适当腔体作机械调谐时,每台振荡器带宽至少可达一个倍频程或一个波导频段,功率可输出数十毫瓦以上,是微波信号源中一种最常用的管型,在较低毫米波频段亦可采用。

雪崩二极管主要指“碰撞雪崩渡越时间”管,简称IMPATT管。它的工作原理是基于反向偏置的 $P-N$ 结出现雪崩式击穿时产生大量游离电荷及这些电荷由结区向两极漂移的渡越时间的联合作用产生负阻效应的。当加于管子两端的反向直流偏压达到击穿值时,结区的自由载流子与原子反复碰撞而发生大量电离,此种雪崩式电离是当出现在管子上的交变振荡电压达到图1-2.8中所示的“正”半周的最大点时为最强烈。但由这些游离电荷从结区向两旁漂移时注入漂移区的电流脉冲则滞后一个 90° 相位,而出现于该交变电压的过零点附近(如图1-2.8中波形图所示)。这些电荷在直流偏压作用下一直以饱和速度分别向两极移动。故在外部电路中感应的电流一直保持恒定值,直至达到电极后始减小为零。假如电荷在漂移区的渡越时间恰使之等于振荡周期之半,则外路电流的宽脉冲将如该图所示,正好出现在交变电压“负”半周的位置。此电流的基波成份与交变电压的相位完全相反,故所产生的负阻效应为最大。实际上在偏离图示最佳相位情况相当大的范围内,仍能呈现负阻效应,即该管的振荡频率允许有一定的调谐范围。

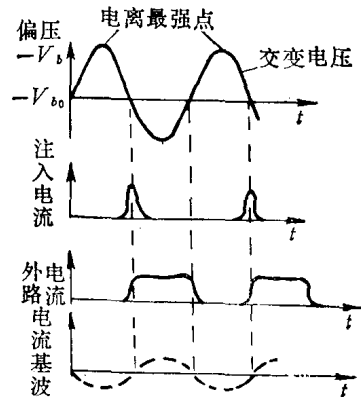


图1-2.8 说明IMPATT管工作的波形图