

355313

50041

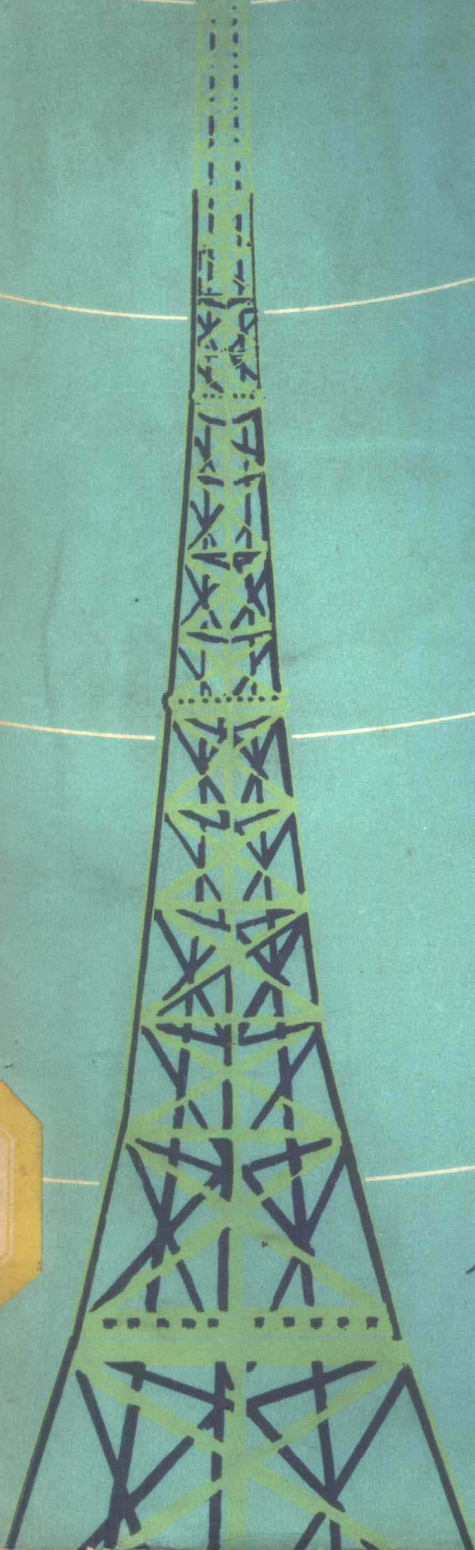
8383

无线电发送设备

下 册

錢 凤 章 編

人 民 教 育 出 版 社



无 綫 电 发 送 設 备

下 册

錢 凤 章 編

人 民 教 育 出 版 社

本书是錢凤章、陈篤信和孙文治合編的“无綫电发送設備”上册的續部分,讲述超高频发送設備。内容包括超高频三极管振荡器和放大器;速調管放大器和振荡器;磁控管振荡器;行波管放大器和振荡器;以及脉冲发射机。

本书可作为高等学校“无綫电发送設備”課程的参考书,同时也可供从事无綫电发送設備的研究、設計的工程技術人員参考。

无綫电发送設備

下 册

錢 凤 章 編

北京市书刊出版业营业许可证出字第2号

人民教育出版社出版(北京景山东街)

人 民 教 育 印 刷 厂 印 装

新 华 书 店 北 京 发 行 所 发 行

各 地 新 华 书 店 經 售

統一書号 K15010·1139 开本 787×1092 $\frac{1}{16}$ 印张 20 $\frac{1}{4}$

字數 429,000 印數 0,001—3,200 定价 (7) 元1.90

1964 年8月第1版 1964 年8月北京第1次印刷

序

本书上册已于1961年9月出版,现将超高频部分继续编成,列为下册出版。

由于超高频发送技术比较新,牵涉的面比较广,我们尽量将能在其他课程中研究的内容删去不谈,集中注意力来讨论必须由本课程研究的内容。

当频率高到米波和分米波段时,我们尚可用三极管配以长綫谐振器或同轴綫谐振器做成功率放大器或自激振荡器。虽然电子管的工作状态已略受电子渡越时间的影响,但由于结构方面的改进(例如灯塔管,金属陶瓷管),它们所受的影响已大为减弱。因此我们将这一部分内容列在第八章(超高频三极管振荡器和放大器)的前部,表示它们处于短波与微波发送技术的过渡边缘。

在米波和分米波段范围内,电子管的工作已严重地受到它们自己的极间电容和引綫电感的影响,并且在它们所产生的高频能量中有一小部分能量消耗在自己的管内结构上。由于电子管结构的改善,并用长綫谐振器或同轴綫谐振器与之配合,极间电容与引綫电感的问题已部分地得到解决。管内损耗(包括由于电子渡越时间引起的损耗)可当作与谐振回路并联的一个损耗电阻来处理。这样对于工作在这一波段范围内的电子管工作状态的计算,仍可采用上册第三章的方法进行,仅需适当估计其管内损耗即可。长綫谐振器和同轴綫谐振器的计算方法亦在书中导出。因此可以说,对于在这一波段内工作的放大器和振荡器的阐述,达到与上册相仿的标准,使读者在阅读完之后可以进行设计。

自第八章第八节起,开始讨论在大渡越时间下工作的三极管内的电子运动现象,指出它们在极高频率下工作时的缺点,用以作为转入新式超高频电子管理论探讨的桥梁。在以后三章中讨论了速调管,磁控管和行波管。讨论方式都是从基本工作原理开始,尽可能引伸到实际运用时的工作特性,以作设计时的参考。由于这些电子管的工作原理比较复杂(特别是行波管),一般先介绍结构概况,然后从物理概念来说明工作原理,最后用数学分析来加以证明。

由于作者业务水平不够,本书内容恐有不少错误之处,敬请读者予以指正。

本册编写过程中,承上册合编者陈篤信与孙文治两同志提出宝贵意见,并承华南工学院冯秉铨教授于百忙之中详细审阅本书原稿,改正某些错误,并建议将一切公式中的单位都改为米、千克、秒合理化制,使全书更加一致,作者深表感谢。

最后,对于中国科学院吴鸿适同志,成都电讯工程学院刘盛纲同志,以及清华大学发送设备教研组的同志表示谢意,因为作者在本书的某些部分中直接采用了他们的译作。

钱凤章

1963年6月于南京工学院

前 言

我們在上册中已研究了发射电子管的特性,以及它們与諧振迴路相結合,成为自激振荡器以产生高频振荡功率;或成为放大器把高频功率加以放大。我們也研究了高频振荡功率的幅度调制或频率调制,因此已具备了发射机各組成部分的必要知識。

在此下册中,我們將繼續研究有关超高频发送设备的知識。在超高频发射机中我們將遇到的問題,基本上仍与低射頻时的一样,即电子管与諧振迴路的联合工作。但由于在超高频时,电子管中出現了一些在低射頻时不显著的現象,使电子管的工作复杂化,甚至不能工作。在較低频率时,由电感綫圈与电容器組成的諧振迴路,在超高频时亦出現了某些不良現象,使它們的质量大为降低,以至于不能应用。因此,在超高频发射机中应用的电子管,随着工作频率的升高,它們的結構必須随之改变。同理,諧振迴路的結構也必須相应地改变。

超高频(或微波)发射机与长、中、短波发射机的另一个不同之处是,高频能量傳輸系統結構上的差別。在长、中、短波发射机中,我們用熟知的諧振迴路或双导綫式饋綫(傳輸綫)来把电子管給出的功率傳送到发射天綫。在超高频发射机中,則用同軸綫饋綫或波导来輸送。关于后两种饋綫的理論在其他課程中研究,这里不加討論。

关于工作频率逐漸升高,电子管中不良效应逐漸显著的原因,可以概述如下。由于电子管不是理想的元件,它的各个电极有一定的面积,因而有极間电容存在。各个电极的引出綫具有引綫电感。这些参量在极低频率时,如音頻放大器工作时,完全不起作用,因而可以忽略不計。当工作频率升高到中波段时,极間电容的影响逐漸显著,所以必須用中和电容器来消除电子管放大器中由于直通电容(板柵极間电容)造成的不稳定性。在短波段中工作时,功率放大器中不仅需要用中和电容器来平衡直通电容,而且还需要用外加电感来平衡另一电极的引綫电感。这些問題已在上册第三章中研究过了。

当工作频率再提高,进入米波段时,这些极間电容和引綫电感不仅产生第三章中已討論过的直通和反作用效应,而且它們将和外接迴路一起构成复杂諧振迴路(閱 8.3 节),使振荡器或放大器的工作复杂化,而不易控制。

由于电子管的各个电极之間有一定的距离,这又使得电子管在超高频工作时,出現一个在低射頻工作时不显著的現象。这現象称为电子慣性現象。由于存在电子慣性現象,电子走过电极間的空間需要一定的時間,这一時間称为电子在电极間的渡越時間。在低射頻时,高频振荡的周期相对于电子渡越极間距离所需的時間甚长。这就是說,在长、中、短波时,电子的渡越時間相对于振荡周期是小到可以忽略不計的。因此在上册所討論的問題中,我們不考虑电子的渡越時間。

当工作频率升高到米波段而电子管的結構未加改善时,高频振荡的周期已縮短到可与电子的渡越時間相比較,因此必須考虑电子渡越時間对电子管工作的影响。首先,当电子从

电子管阴极发出, 渡越由阴极到栅极間距离所需的时间成为高频振荡周期的相当大一部分(例如三分之一周期, 或相当于 120 度)时, 加到电子管栅极的激励电压对存在于栅阴空间的电子的控制作用变坏, 因而需要的激励功率增加, 而实际穿过栅网, 进入板栅空间的电子数目反而减少(参阅 8.8 节)。这就使得板极的输出功率减小, 板极效率降低, 以及电子管的功率放大系数亦减小。当工作频率进一步升高, 电子渡越栅阴极間距离的时间成为高频振荡周期的更大一部分时, 有更大一部分电子将在不适当的时间內穿过栅网进入板栅空间, 它们不仅不能将它们从直流电源中取得的能量交给板栅极間的高频电场(由板栅极間高频电压产生), 反而从高频电场中吸取能量, 从而使电子管的输出功率迅速下降。当频率高到某一数值时, 输出功率下降为零, 这个频率就是这一电子管的极限频率。

由于普通电子管受到电子渡越时间的影响不可能应用于甚高频, 人们不得不寻求新的工作原理来制造适用于甚高频的微波电子管。1920年德国科学家柏克好生公布的正栅三极管振荡器試驗(閱 8.10 节)指出了一个新的发展方向。虽然, 由于存在着某些缺点, 这一振荡器未能适时地发展成为实用微波电子管(最近又采用此法来产生亚毫米波, 請参阅結束語), 但其中的一个最重要的原理——“电子振荡”却为所有现代新式超高频电子管所应用。由于利用了电子振荡来产生超高频振荡功率, 电子渡越时间就不再是一个有害现象, 而是一个有利条件了。

速調管是利用电子束中电子的速度受到調变后, 在一定距离的慣性运动中形成电子群, 来产生放大或振荡作用的。磁控管是利用电子从阴极向阳极作摆綫运动的前进过程中, 不断与高频电磁場相互作用, 将高频电磁場放大, 从而产生高频振荡功率。行波管則又結合速調管与磁控管的工作原理, 使电子与行波电磁場相互作用, 来产生放大或振荡作用。所以, 这些新式超高频电子管都是利用了电子的渡越过程来实现对电磁場的放大作用。

由于这些新式电子管的工作原理与普通三极管的工作原理大有不同, 因而它们的結構形式亦大有差别。其中最明显的一个差别是, 除少数速調管外, 在低射頻时常見的电子管与諧振迴路的独立性不再存在了。在速調管中, 由于控制电子的作用(速度調制)与电子給出高频能量的作用(輸出耦合)都是独立地在单个諧振腔的隙縫中进行的(参阅 9.2 节), 所以在較低频率(約 960—1400 兆赫)下工作的速調管尚可采用外加諧振腔的結構形式。在磁控管与行波管中, 控制电子的作用与电子給出高频能量的作用, 都在阳极諧振腔系統(慢波迴路)与阴极間的相互作用空間中进行, 它们的作用是分布的, 而不是集中的(如在速調管中那样)。因此就无法把它们分割开来。正是由于这个原因, 研究超高频发送設備时就无法把超高频电子管与超高频諧振迴路各自独立地研究。这就是从表面上看来, 下册的研究方法与上册略有不同的原因。

现将下册的研究方法概述如下。在第八章, 超高频三极管振荡器与放大器一章中, 我們首先討論三极管的結構随着工作频率的升高而逐渐演变的过程, 接着討論諧振迴路的演变及其計算公式。然后研究超高频三极管振荡器的綫路理論, 机械結構形式, 以及它们的設計与計算方法, 以达到能进行工程設計为目的。这与上册的編排是完全一致的。

从 8.8 节, 大电子渡越时间超高频三极管的理论分析一节起, 我们的讨论方式略有不同, 主要着重于讨论电子管的工作原理和运用特性。其理由如上所述: 在这些新式超高频电子管中, 电子器件与谐振回路已成为不可分割的整体, 而它们的工作原理和运用特性亦是这两部分的共同表现, 不能孤立地来讨论的缘故。

至于发射机的其他组成部分, 如高频功率的传输系统, 因有其他专门课程讲授, 亦如上册一样, 这里不进行讨论。超高频振荡器或放大器的幅度调制或频率调制, 基本上与上册中所讲的相同, 不再重复。因此我们以第十二章, 脉冲发射机作为下册的总结。在这一章里, 除详细地讨论了大功率脉冲调制器的工作原理和设计方法外, 还重点地以磁控管振荡器为例, 阐明了整架超高频发射机的设计方法。

下册目录

序.....	iii
前言.....	vi
第八章 超高频三极管振荡器与放大器.....	1
8.1 超高频三极管的发展过程.....	1
8.2 超高频谐振系统的演变和分析.....	4
8.3 米波振荡器的线路分析.....	21
8.4 超高频三极管工作状态的特点.....	31
8.5 米波振荡器与放大器的设计.....	35
8.6 分米波振荡器的结构和元件.....	47
8.7 分米波振荡器的设计.....	63
8.8 大电子渡越时间超高频三极管的理论分析.....	70
8.9 超高频四极管.....	91
8.10 静电控制超高频三极管的缺点和新式超高频电子管工作原理的初步发现.....	93
第九章 速调管放大器和振荡器.....	97
9.1 双腔速调管概述.....	97
9.2 双腔速调管的工作原理.....	99
9.3 双腔速调管放大器的运用特性.....	109
9.4 双腔速调管的其他用途.....	121
9.5 多腔速调管放大器概述.....	125
9.6 多次群聚的理论分析.....	126
9.7 多腔速调管放大器的运用特性.....	132
9.8 多腔速调管的典型结构.....	135
9.9 反射速调管的工作原理.....	138
9.10 反射速调管的运用特性.....	149
9.11 反射速调管的典型结构.....	153
第十章 磁控管振荡器.....	156
10.1 早期磁控管.....	156
10.2 多腔磁控管概述.....	160
10.3 电子在正交恒定电磁场中的运动.....	161
10.4 电子与高频电磁场的能量交换.....	166
10.5 阳极谐振腔系统的谐振模式.....	169
10.6 简并模式.....	173
10.7 满足能量交换所需的电子旋转角速度.....	176
10.8 谐振腔系统中旋转场的空间谐波.....	180
10.9 振荡模式及其所需的阳极电压和磁通密度的比值.....	182
10.10 振荡模式的分隔.....	185
10.11 能量输出器与调谐机构.....	189
10.12 多腔磁控管的工作特性和负载特性.....	192
10.13 具有长馈线的磁控管振荡器的工作特点.....	201
10.14 提高磁控管振荡器频率稳定度的一些办法.....	207
10.15 磁控管的典型结构和工作数据.....	210

第十一章 行波管放大器和振荡器	213
11.1 “O”型行波管结构概述	214
11.2 “O”型行波管放大器的工作原理	214
11.3 慢波通路	228
11.4 “O”型行波管典型结构	232
11.5 “O”型返波管振荡器	236
11.6 “M”型行波管放大器和返波管振荡器	241
11.7 “E”型行波管和返波管振荡器	247
11.8 电子波管放大器	249
11.9 行波管中的噪声	262
第十二章 脉冲发射机	264
12.1 脉冲发射机的一般问题	264
12.2 电容储能脉冲调制器的工作原理	270
12.3 利用分布参数的长线和仿真线来实现电容储能	274
12.4 仿真线储能器的充电方式	280
12.5 电感储能脉冲调制器的工作原理	283
12.6 刚性管脉冲调制器的线路分析和计算公式	285
12.7 仿真线脉冲调制器线路和计算公式	297
12.8 脉冲变压器的运用及设计	303
12.9 脉冲预调制器	312
12.10 电源供给	317
12.11 脉冲发射机举例	318
結束語	320

第八章 超高频三极管振荡器与放大器

我們在这一章里,首先研究当工作频率逐渐升高时三极管结构的逐渐演变过程;接着讨论作为电子管负载的谐振电路的相应演变,以及与电子管的配合应用;然后分析超高频三极管振荡器与放大器的线路与结构,以及设计与计算方法;随后又讨论在电子渡越时间不可忽略的情况下工作的超高频三极管中的电子运动现象和各种电流的概念,说明超高频四极管比三极管优越的原因;最后总结静电控制的超高频电子管的根本性缺点,并指出趋向于动态控制的超高频电子管的发展过程。

8.1 超高频三极管的发展过程

近三十年来无线电事业沿着采用更高的频率这个方向发展,因此在电子管的使用过程中不断出现不良效应,如在前言中所述。为了满足越来越高的工作频率的需要,对发射三极管的构造亦进行了一系列的改变。这些改变的主要目的是:(1)减小电子管的极间电容和引线电感,(2)减小电子管中的介质损耗和发热,(3)减小电子的渡越时间,(4)使电子管能与振荡回路紧密结合。

减小极间电容的方法,是将电子管中各个电极的引线分别从不同方向经玻璃泡引出,以减少引线间所形成的附加电容。采用粗而直的导体可以减小引线电感。取消支持各个电极的介质支架,而直接支持于玻璃泡,可以减小介质损耗。减小电子管各个电极间的距离,可以减小电子的渡越时间。

但减小电子管的极间距离,是与减小电子管的极间电容相矛盾的。为了达到同时减小的目的,各个电极的面积必须相应地减小,这就使得容许通过各电极的电流减小。所以在超高频下,要得到大的振荡功率是比较困难的。

提高电极电压,可以减小电子渡越时间(閱 8.8 节),但这又增加了各极上的功率损耗,在电极面积减小的情况下使电极更易发热,所以不能任意采用。但在脉冲工作的超高频三极管中可以较安全地使用,因为在脉冲间隔时间内有足够长的时间,使电子管散热。

减小电子管极间电容,也减小了它们的位移电流,因而也减小了位移电流流过它们的引线时所产生的电阻损耗,有利于减轻电子管的发热情况。

超高频三极管都采用发射效率高的氧化物阴极,以增加空间电荷,有利于栅极电压的控制作用(参阅 8.8 节)。

现在用一电子管来具体的说明它们的发展过程。

图 8-1(甲)表示一老式长波振荡三极管的典型结构。它的特点是在玻璃管泡中,采用玻璃芯柱及绝缘介质支持各个电极,电极的引线较长。玻璃泡上下各有金属管座,引线的外端即装在这些管座上。由于介质损耗很大(特别是在管座和管泡胶合处的胶合材料中,以及

在栅极引线及阴极引线通过的管座中的塑料圆盘中的损耗更大), 这种三极管在 50—100 米波段中已不能很好地工作了。

图 8-1(乙) 示出改进后的三极管的结构。在这个电子管中没有管座, 因此在 25—50 米波段中仍然可以工作。但工作频率再进一步提高时, 这种结构的缺点就暴露出来。由于栅极和阴极的引线靠得太近, 栅阴极间电容增加了, 因而它的位移电流也增加了, 这就使处在引线间的玻璃发热。

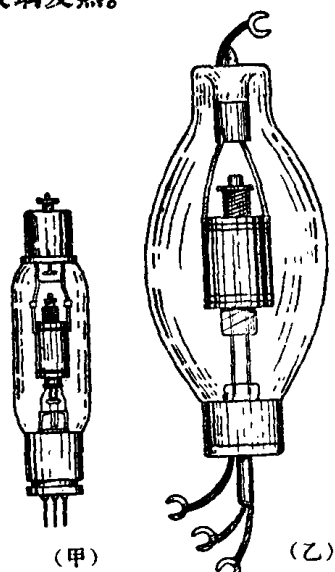


图 8-1. 长波振荡三极管:

(甲) ГД-100 型; (乙) ГД-1000 型。

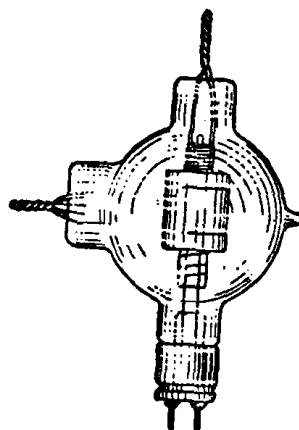


图 8-2. ГY-500 振荡三极管。

因此人们将振荡三极管的结构又改进一步, 如图 8-2 中所采用的 ГY-500 型那样。在这个电子管中不仅板极引线远离阴极引线, 而且栅极引线也远离其他两极的引线。此外还采用了较粗的导线作引线, 以减小引线的电感, 并减小位移电流所产生的电阻损耗。这样结构的电子管已能在米波波段的较长一端(4—10 米)工作。

电子管结构的进一步改进是缩小玻璃泡的尺寸以缩短引线的长度, 并采用粗而坚实的导体作引线, 使各个电极直接支持于玻璃泡以减小介质损耗到最小限度, 如图 8-3 中所示的

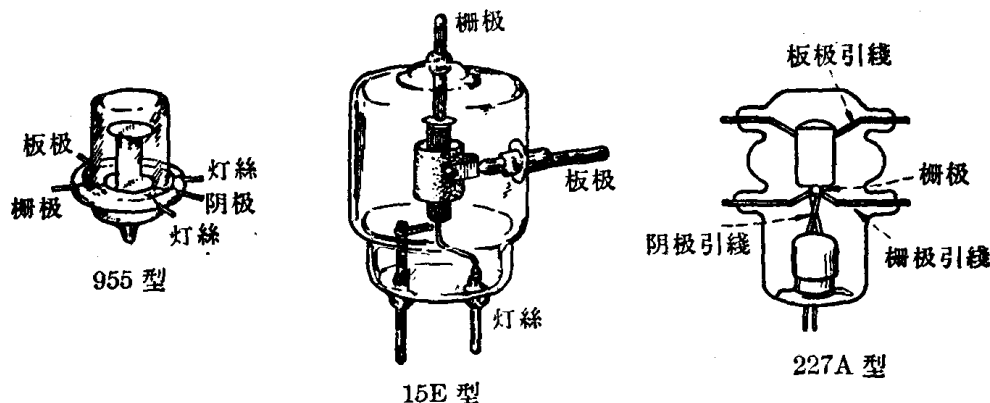


图 8-3. 三种介质损耗小的超高频三极管。

三种形式。图中 15E 型三极管适用于雷达发射机, 在 500 兆赫(波长 60 厘米)频率下工作时可给出约四千瓦的脉冲高频功率。955 型“橡实管”是小功率三极管, 适宜于接收机中作本机振荡器之用, 可在略高一些频率下连续工作。227A 型三极管的板极与栅极各有两根引线, 适宜于安装在两端短路的长度为二分之一波长的双导线式传输线谐振回路的中間, 以减小引线电感与极间电容的实际效应(参阅图 8-34 及其说明)。

图 8-4 表示一适用于同轴线谐振回路(封闭式谐振腔)的超高频三极管。板极处于玻璃泡中間, 板极之外套以金属散热器。板极之内为栅极, 其结构与图 8-3 中所示的 15E 型的栅极结构相类似。栅极引线与灯丝引线从两端的玻璃泡中引出。这一类型的电子管最适用于共板极线路, 其中有些电子管可工作于 600 兆赫(波长 50 厘米)频率而给出约 200 千瓦的脉冲高频振荡功率。

为了进一步减小电子渡越时间, 就出现了采用平板电极的超高频三极管, 如图 8-5 所示的“灯塔管”和图 8-6 所示的

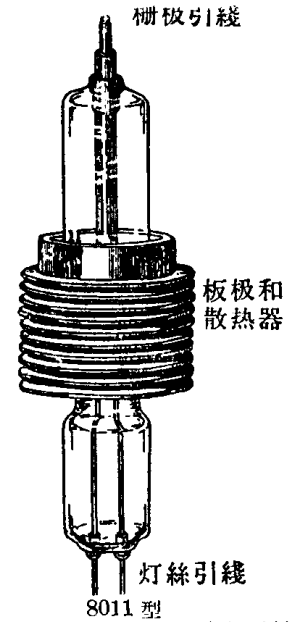


图 8-4. 板极外露的超高频三极管。

金属陶瓷管^①。在这种电子管中可以使栅阴极间的距离小到约为(0.1—0.2)毫米, 而板栅极间的距离约为(0.3—0.5)毫米。这种电子管适用于整个分米波段和部分厘米波段。由于这些电子管采用圆盘形引线, 它们可以与同轴线封闭式谐振器紧密配合。因为栅极引

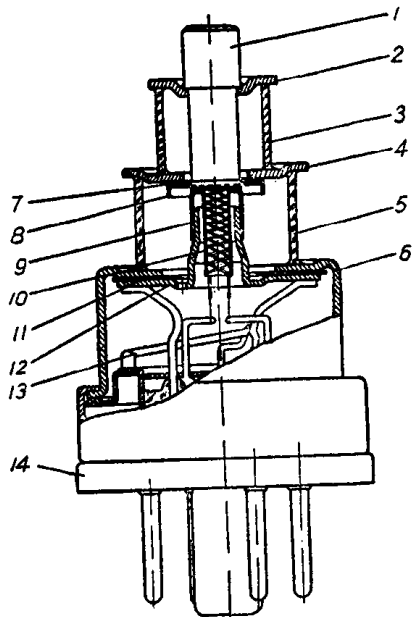


图 8-5. 6C5, I 灯塔三极管:

1—板极; 2—板极圆盘; 3—板极绝缘体; 4—栅极圆盘; 5—栅极绝缘体; 6—管罩; 7—栅极; 8—屏蔽; 9—阴极; 10—灯丝; 11—电容器的云母; 12—法兰盘; 13—气体吸收器; 14—底层衬垫。

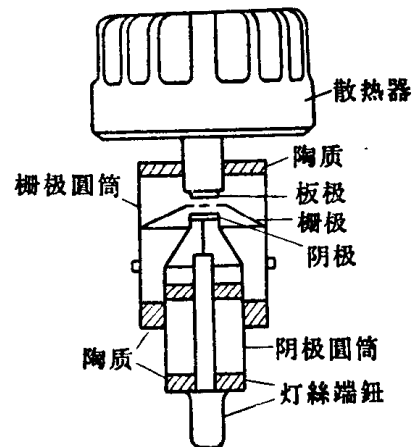


图 8-6. 1H-66 金属陶瓷三极管。

^① 金属陶瓷管比金属玻璃管的优点是, 金属陶瓷的高频损耗比较小, 耐温度高。由于后一原因, 在制造过程中可在较高温度下处理, 因而电子管的性能比较稳定。由于陶瓷与金属的焊接是在陶瓷不变形的状态下获得的, 所以极间距离可以做得更准确些。

线处于板极引线与阴极引线之间,它们最适用于共栅极线路。

除了上述演变外,某些超高频脉冲三极管采用了电子管与谐振腔合一的结构,因此整个电子管就是一个自激振荡器。在这种电子管中,真空区域扩大到电极与谐振腔的全部空间。为了叙述的便利起见,具体结构(见图 8-68)留在 8.6 节中讨论。

8.2 超高频谐振系统的演变和分析

我们知道由集总参量的电感线圈和电容器组成的谐振系统能够在很宽的频段范围内工作。但到了超高频率时,所需的电感量和电容容量都很小,它们的制造变得很困难。此外还出现下列一些缺点:

(1)品质因数低——由于辐射损耗,介质损耗,周围物体中的感应电流损耗,线圈和导线中的电流损耗(由于集肤效应与邻近效应而更增大)等造成;

(2)杂散电磁场——产生不希望有的电磁场耦合,以及在周围零件中产生额外损耗;

(3)谐振频率的标准度低——不能使谐振频率稳定不变。

以上这些缺点,频率愈高时愈严重。所以当工作频率逐渐升高时,必须采用更为合适的谐振系统。

在超高频发送设备中常用的谐振系统有:(1)长线条谐振器,(2)蝶形回路和(3)封闭式谐振器。在具体设备中究竟采用哪一种谐振系统,应该按频率、功率和振荡管的类型来决定。

图 8-7 表示各种谐振系统的大致使用范围。在长、中、短波的情况下,采用由电感线圈和电容器组成的谐振回路。当工作波长缩短到米波段时,如果振荡功率比较小,

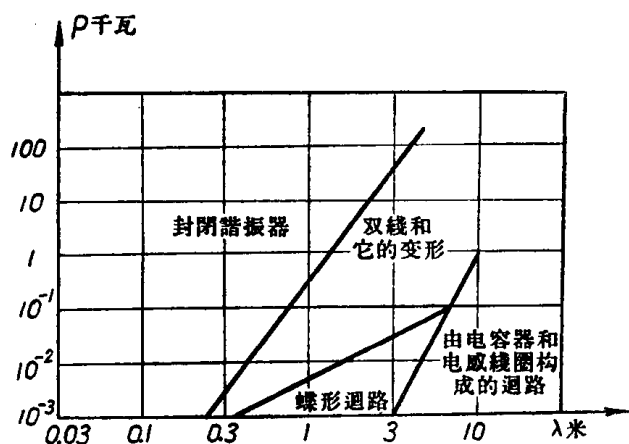


图 8-7. 各种谐振系统的大致应用范围。

可以采用蝶形回路等;如果振荡功率比较大,则采用长线条谐振系统。当工作波长再缩短时,就应该采用封闭式谐振系统。图中并示出当振荡功率愈大时,上述变化愈早。

另一方面应该注意到电子管的结构形式。如果所选的电子管具有圆盘形引线,应该采用封闭式谐振器,因为它们

可以密切地配合。如果具有导线式引线,则采用长线条谐振器或蝶形回路。

现在将各种谐振系统讨论如下。

1. 蝶形回路的设计避免了普通集总参量谐振回路的某些缺点。它具有相当高的品质因数,很宽的可调谐振频率范围,足够高的谐振频率稳定度,而且在整个回路中没有滑动接触点。

图 8-8 表示一典型蝶形回路的结构。它的定片分成 a, a 两部分,由两段圆弧连成整体。

动片在其中旋转。当动片与定片完全重叠时[图 8-8(乙)], 迴路的电容量最大。电容电流经两部分定片间的两段圆弧流通, 产生磁通。这圆弧部分便形成迴路的电感量(两部分并联着)。这时电感量亦最大, 所以这时迴路的谐振频率最低。当动片转出时, 电容量减小。处

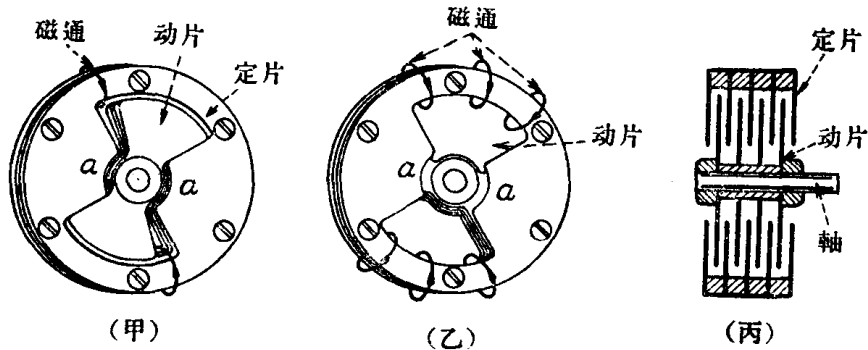


图 8-8. 蝶形谐振回路: (甲)最高谐振频率时动片的位置; (乙)最低谐振频率时动片的位置; (丙)剖面图。

在磁通范围内的部分动片对磁通形成涡流屏蔽, 因而使圆弧部分的有效电感量减小。这样双重的减小, 使谐振频率大为提高, 所以在设计优良的蝶形回路中, 很易得到 3:1 或 5:1 的谐振频率范围。

图 8-8(甲)中 $a-a$ 两点是蝶形回路作为并联谐振回路时的最大阻抗端对, 所以应该接在三极管的板极和栅极之间以组成超高频振荡器线路, 如图 8-9 所示。

蝶形回路振荡器最适宜在宽频带范围内工作而产生小的振荡功率, 所以它们常作为在 100 到 1000 兆赫范围内的接收机的本机振荡器, 测量用的振荡器, 或信号发生器。

2. 长綫谐振器

长綫谐振器是利用一段短于四分之一波长的双导綫式传输綫, 一端短路而在其输入端所呈显的感抗, 与其所联接的电子管的极间电容所组成, 如图 8-10 所示。为了调谐方便, 短路桥做成滑动式, 如图 8-11(甲)所示。

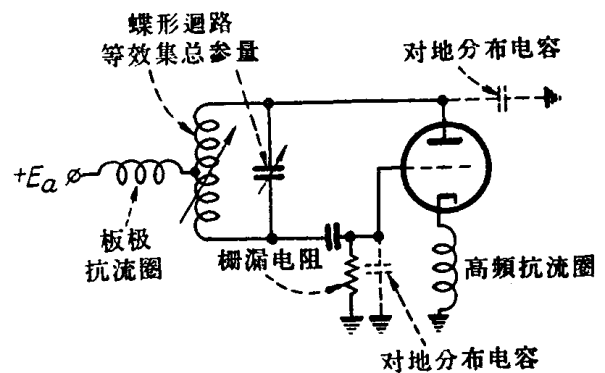


图 8-9. 蝶形回路振荡器线路。

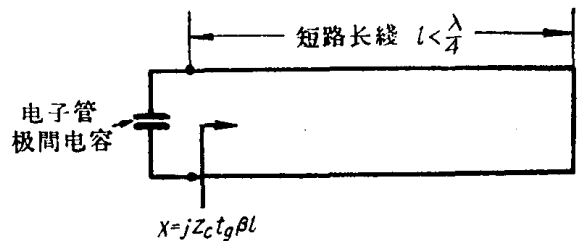


图 8-10. 长綫谐振器。

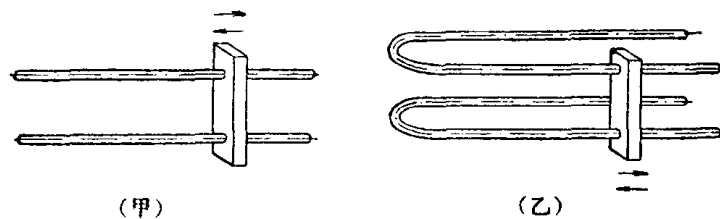


图 8-11. 长綫谐振器。

在波长较长的时候,往往把长线弯折,以缩短它的尺寸,如图 8-11(乙) 所示。有时甚至还卷成两条螺线,如图 8-12 所示。这时短路桥和引线都用接触滑轮或接触刷来联接长线,如图 8-12 所示。

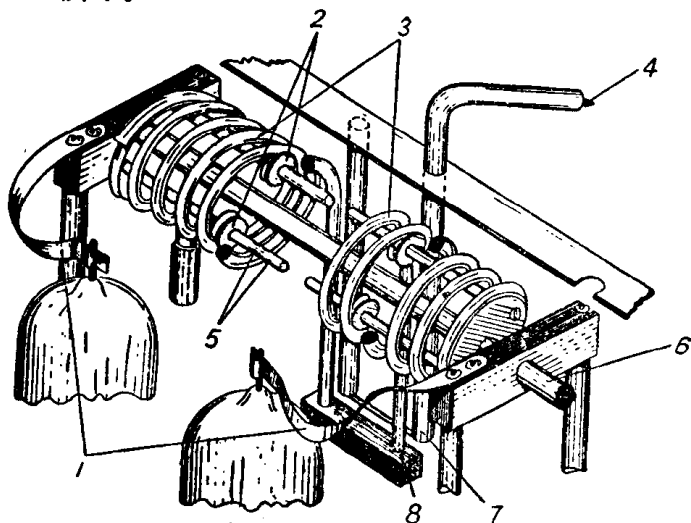


图 8-12. 绕成螺线的长线谐振器(用作推挽放大器的板极负载):

1—板极接线; 2—滑轮接点; 3—反向缠绕的两根导线; 4—负载馈线;
5—可旋转的滑轮支轴; 6—旋转轴; 7—与负载馈线耦合的平衡变压器;
8—用来与负载馈线耦合的双导线的末端。

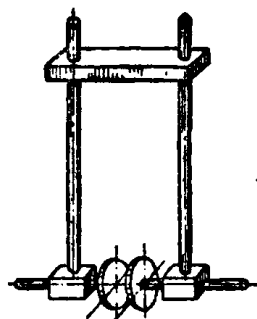


图 8-13. 附加可变电容器
长线谐振器。

在需要复盖的波段很宽时,或者工作频率较低时,可在长线的输入端附加一只可变电容器,如图 8-13 所示。

由于双导线式长线本身是对地平衡的,所以它最适用于电子管的推挽线路。

长线谐振器具有下列优点: (1)品质因数 Q 值高(在米波段), (2)结构比较简单而价廉, (3)线的电长度的改变比较便利, (4)可以利用(合适型式)电子管的引线作为长线的一部分,因而部分地解决了引线电感的不良效应。

长线谐振器的谐振条件由下式决定:

$$\frac{1}{\omega C} = Z_0 \operatorname{tg} \beta l, \quad (8-2-1)$$

其中 ω ——振荡器或放大器的工作角频率,单位为弧度;

C ——电子管极间电容(如有附加电容,则为总电容量),单位为法;

Z_0 ——长线的波阻抗(特性阻抗),单位为欧;

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, 其中 λ 是工作波长,单位为米;

l ——长线的长度,单位为米。

为了计算方便起见,可将(8-2-1)式改写成:

$$\frac{530\lambda}{C} = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l,$$

其中各量的单位除 C 改为微微法外,其余的均与上列相同。

平衡长线的波阻抗可按下式计算:

$$Z_c \approx 276 \lg \frac{2D}{d}, \quad (8-2-2)$$

其中 D ——两导线中心间的距离, 单位为米;

d ——导线的直径, 单位为米。

上式在 $2D \gg d$ 的条件下是正确的, 这在实际结构中通常是符合的。

由于超高频电流不渗透到金属内部, 而只集中在金属表面很薄的一层内, 因此平衡长线每单位长度(米)的电阻, 在 $2D \gg d$ 的条件下可用下式计算:

$$R = 2 \frac{R_1}{\pi d}, \quad (8-2-3)$$

其中

$$R_1 = 0.0045 \sqrt{\frac{N}{\lambda}} \text{ (欧)}$$

是一平方米(理想)平滑金属表面层的电阻。其中 λ 是波长(米), N 是金属的电阻率与纯铜(在直流情况下)在 20°C 时的电阻率的比值。

上列(8-2-3)式没有考虑长线的辐射损耗。但辐射损耗可能是相当大的。如果用屏蔽罩将长线封闭起来, 可以消除辐射损耗, 但同时却增加了屏蔽罩的涡流损耗。

用绝缘体固定导线时, 介质损耗和并联电容都会增加。所以绝缘体越少越好, 而且最好都安装在长线上的电压波节附近。所有的绝缘体都应该由高质量介质制成, 在大功率振荡器或放大器中使用, 更应该检查它们的发热程度, 是否超过容许极限。

还应该注意, 如果短路桥是用尺寸比导线间距离大许多倍的方形或圆形金属板做成, 那就可以认为它的阻抗等于零。如果不是这样的话, 短路桥的阻抗不可忽略, 它的大小决定于短路桥的断面尺寸。假定这些尺寸和导线直径具有同一数量级, 则可以近似地认为它的波阻抗与长线的波阻抗一样, 而认为正确的短路位置是位于短路桥的中点。因此长线的长度应该按图 8-14 所示的方法来计算。

最后指出, (8-2-1)式中的正切项是周期性函数, 因此(8-2-1)式有无限多个解, 也就是说这一长线谐振器具有无限多个谐振模式。每个谐振模式的谐振波长 λ_n 与谐振线长度 l 间的关系由下式表示:

$$\frac{2\pi l}{\lambda_n} < \frac{\pi}{2} + n\pi,$$

其中 $n=0, 1, 2, \dots$, 是一个正整数。如果 $n=0$, 称为基本谐振模式, 谐振线长度小于 $\frac{1}{4}$ 谐振波长, 或谐振波长 $\lambda_0 > 4l$ 。 $n=1$, 称为第一次泛音谐振模式, 谐振线长度大于 $\frac{1}{2}$ 谐振波长而小于 $\frac{3}{4}$ 谐振波长, 或谐振波长 λ_1 处于 $1.33l < \lambda_1 < 2l$ 范围之内。 $n=2$ 或 3 , 称为第二次或第三次泛音谐振模式, 而谐振波长更为缩短。

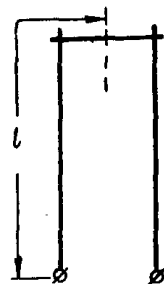


图 8-14. 谐振长线长度的计算方法。

图 8-15 表示(8-2-1)式的图解方法。图中以 $\frac{\lambda}{l}$ 作横坐标, $\lg \frac{2\pi l}{\lambda}$ 和 $\frac{530\lambda}{CZ_c}$ 作纵坐标。直线与各段正切曲线的交点定出各次泛音谐振波长 $\lambda_1, \lambda_2, \dots$ 等。

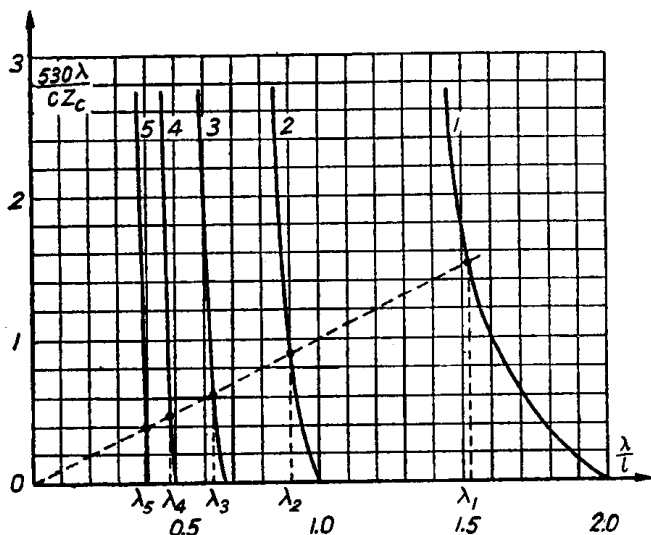


图 8-15. 长綫諧振器具有多个諧振模式。

由于长綫諧振器具有这种多模式諧振特性, 自激振荡器有可能激发于不需要的諧振模式, 因而产生波长远离于需要数值的振荡。也有可能同时激发不止一个諧振模式, 因而同时辐射几个波长的振荡。这在設計长綫諧振器以及封閉式諧振器的自激振荡器时必须注意并避免之。

3. 封閉式諧振器

当工作波长縮短到分米波段与厘米波段时, 长綫諧振器的辐射損耗增大, 使諧振器的无載品质因数大为降低。因此

就不得不采用封閉式諧振系統。封閉式諧振系統的优点是: (1) 由于电磁場完全被封閉在金屬罩之内, 完全无辐射損耗; (2) 由于同样理由, 不受外界电磁場影响, 因而諧振频率的稳定度高; (3) 金屬罩内壁的导电面积大, 因而电阻損耗小, 在重要設備中还将内壁精細加工后鍍銀, 以便进一步减小其电阻損耗; (4) 由于以上三个原因, 諧振器的无載品质因数高; (5) 諧振频率可以在相当寬的范围内調变; (6) 可以与具有圓盘形电极引綫的电子管在結構上紧密配合应用。

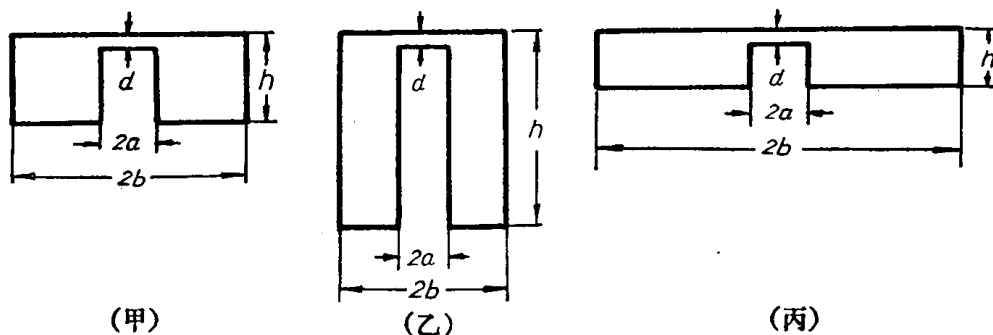


图 8-16. 封閉式諧振器:

(甲) 环形諧振器; (乙) 同軸綫式諧振器; (丙) 輻向綫式諧振器。

最常用的封閉式諧振器如图 8-16 所示。按图中标的尺寸符号, 可以分为三种型式:

- (1) 环形諧振器, 当 $b - a \approx h$;
- (2) 同軸綫式諧振器, 当 $b - a < h$;
- (3) 輻向綫式諧振器, 当 $b - a > h$ 。

它們都是对一个中心軸对称的旋轉体, 并且都在对称軸的一端具有紧靠着的小圓形腔壁。