

无綫电发射設備

下 册

陈 行 編

內 部 資 料

北京科学教育出版社

1961.8

目 录

第二篇 超高频发射机

第一章 超高频电子管发生器的特点:

§ 1—1 振荡体系工作于超高频波段的特点:	1
§ 1—2 分布参数振荡体系的应用:	4
§ 1—3 双导线与同轴綫型振荡体系的計算	9
§ 1—4 电子惰性的影响:	15
1. 在超高频时电子管中的电流:	
2. 电子运动的空間時間图:	
3. 电子惰性对三极管放大器的影响:	
§ 1—4 超高频(米波段和分米波段)发射管:	22
1. 米波波段的发射管:	
2. 分米波波段的发射管:	
3. 脈冲发射管:	
§ 1—6 解决电子惰性影响的定量分析的途径:	28
§ 1—7 考虑电子惰性时三极管放大器的工作状态的工程計算 (拉姆的工程計算法):	29

第二章 超高频三极管振荡器:

§ 2—1 双回路振荡器的綫路分析:	33
1. 共栅极振荡器:	
2. 共阳极振荡器:	
3. 共阴极振荡器:	
§ 2—2 双回路振荡器工作状态的計算:	38
§ 2—3 双回路振荡器振荡体系的計算:	40
§ 2—4 超高频振荡器的实际結構:	44
1. 米波振荡器的实际結構:	
2. 米波振荡器与負載的耦合:	
3. 分米波振荡器的实际結構:	
4. 分米波振荡器与負載的耦合:	
§ 2—5 三回路振荡器:	58
§ 2—6 超高频三极管振荡器的頻率稳定:	63

第三章 速調管發生器:

§ 3—1 速調管的構造和工作原理:	65
1. 电子枪:	
2. 空腔諧振器:	
3. 輸入和輸出电路:	
§ 3—2 双腔渡越式速調管的近似理論:	66
§ 3—3 大功率多腔速調管:	69
§ 3—4 速調管振蕩器(反射式速調管):	74
§ 3—5 反射速調管的电子調諧:	81

第四章 磁控管發生器:

§ 4—1 电子与电磁波不断相互作用的原理:	84
§ 4—2 慢波体系:	86
§ 4—3 多腔磁控管的工作原理:	92
1. 单个电子在正交恒定电磁场的运动:	
2. 管内没有高频电磁场时多腔磁控管的工作:	
3. 磁控管的动态工作:	
§ 4—4 多腔磁控管的結構:	160
1. 阴极:	
2. 阳极块:	
3. 輸出装置:	
4. 隔型带:	
§ 4—5 磁控管的工作特性:	166
§ 4—6 磁控管的負載特性:	169
§ 4—7 磁控管的頻率拖曳效应:	172
§ 4—8 磁控管的頻率稳定:	113
§ 4—9 磁控管的典型工作数据:	115
§ 4—10 負載不匹配时磁控管的工作特点:	117
§ 4—11 波段磁控管:	120
§ 4—12 磁控管的使用和維護:	126
1. 磁控管的灯絲电压:	
2. 磁控管的阳极电压:	
3. 磁場的取得:	
4. 磁控管的“老炼”:	
5. 磁控管的工作环境:	
§ 4—13 毫米波磁控管:	129

第五章 行波管發生器:

§ 5—1 行波管的一般問題:	131
-----------------	-----

§ 5—2	行波管（前向波发生器）：.....	132
§ 5—3	回波管（反回波发生器）：.....	135

第六章 脈冲調制器的概念：

§ 6—1	脈冲調制的一般概念：.....	140
§ 6—2	調制器的負載：.....	141
	1. 三极管超高频振荡器在脈冲状态下的工作特点：	
	2. 磁控管脈冲工作的特点：	
§ 6—3	脈冲調制器的組成：.....	145
§ 6—4	脈冲調制器的分类：.....	146
§ 6—5	电容儲能式調制器：.....	147
	1. 一般分析：	
	2. 电容部分放电：	
	3. 电容完全放电：	
§ 6—6	电感儲能式調制器：.....	156

第七章 电容部分放电式脈冲調制器：

§ 7—1	調制器的綫路及其工作原理：.....	159
§ 7—2	綫路的暫态分析：.....	164
	1. 脈冲上升边的形成：	
	2. 脈冲頂部的形成：	
	3. 脈冲下降边的形成：	
§ 7—3	調制管：.....	173
§ 7—4	儲能电容器的充电过程：.....	176
§ 7—5	电容部分放电式調制器的計算步驟：.....	79
§ 7—6	脈冲变压器：.....	180
§ 7—7	脈冲变压器的結構計算：.....	190
	1. 鉄心的类型与尺寸：	
	2. 繞組类型的选择：	
	3. 結構計算的步驟：	
	4. 〔例〕設計一个用于刚性开关調制器的脈冲变压器：	
§ 7—8	帶脈冲变压器的刚性开关調制器：.....	202
	1. 脈冲上升边的形成过程：	
	2. 脈冲頂部和下降边的形成过程：	
§ 7—9	預調器：.....	205
§ 7—10	刚性开关調制器的設計举例：.....	208

第八章 电容完全放电式脈冲調制器：

§ 8—1	調制器的工作原理：.....	212
-------	----------------	-----

§ 8—2	軟性調制开关:	213
§ 8—3	仿真綫:	218
§ 8—4	仿真綫的放电电路:	222
	1. 仿真綫与負載直接連接时放电电路的分析:	
	2. 用脈冲变压器与負載耦合时放电电路的分析:	
	3. 負載工作不正常时放电电路的分析:	
§ 8—5	仿真綫的充电电路:	232
§ 8—6	軟性开关調制器的計算:	234
§ 8—7	預調器:	23
§ 8—8	軟性开关調制器的設計举例:	23
§ 8—9	磁性开关:	24

第九章 雷达发射机:

§ 9—1	雷达发射机的組成:	249
§ 9—2	对雷达发射机的要求:	249
§ 9—3	雷达发射机的电源控制保护綫路:	251
	1. 电源供給:	
	2. 控制保护綫路:	
§ 9—4	雷达发射机綫路举例:	255
	1. 地面米波中程警戒雷达发射机:	
	2. 空用搜索雷达发射机:	
	3. 陆用炮瞄雷达发射机:	
§ 9—5	雷达发射設備的測試:	263
	1. 調制設備的測試:	
	2. 超高频振蕩器的測試:	

結 束 語:

第二部份 超高频发射机

第一章 超高频电子管发生器的特点

三极管发生器工作在超高频波段与低射频相比有着许多不同。首先，由于频率的增高，原来对线路正常工作不发生显著影响的某些元件（例如电子管的引线电感与极间电容）现在要发生严重影响了。另一方面，由于频率的增高，电子惰性的影响也增长，振荡周期与管内电子渡越时间相比已经不能当作很大的数值看待。由于电子惰性的影响，阳极电流脉冲波形将会变坏，使发生器的输出功率与效率降低。到了超高频波段，管泡玻璃及其周围物体的介质损耗也将增大，消耗更多的功率，因而使放大器的阳极效率降低。

最后一个问题是十分明显的。在实际工作中应该选用对超高频具有小的介质损耗的材料（如聚苯乙烯等），并且尽可能使它们远离放大器。引线也应力求短和粗，以减小引线电阻损失。

前面两个问题，即振荡体系工作在超高频波段的特点和电子惰性对超高频发生器的影响问题是需要仔细分析的。这正是本章的任务。

§ 1—1 振荡体系工作于超高频波段的特点

众所周知，发生器的工作波长决定于它的振荡回路。在输出级的讨论中还会进一步阐明，为了要得到最大的输出功率，振荡回路必须保证一定的负载阻抗。

为此，在超高频波段也应从下列两个观点出发来研究振荡体系的工作条件：

1. 在给定波长下构成振荡回路的可能性；
2. 在给定波长下为得到给定功率在阳极电路保证所需负载阻抗的可能性。

以共栅极电路为例来进行研究。

参阅图1—1， L_g 、 L_a 与 L_k 都是电子管的引线电感， U'_g 为外加激励电压的振幅，实际上加在电子管栅——阴极间的激励电压是 U_{g0} 。

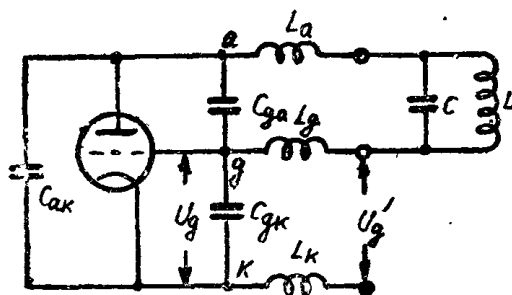


图1—1 考虑引线电感和极间电容的放大器

通常，电子管阳—阴极间的极间电容 C_{ak} 总要比另外两个极间电容小得多，因此，振荡体系的等效电路可简化为图1—2的形式。

为了得到更短的波長，可以减小回路电容 C 或回路电感 L 。但是最好是减小电容的数值。因为这样可以增大回路的特性阻抗，以便提高負載的等效阻抗。但到回路电容 C 等于零时，振荡回路的自然波長就变为：

$$\lambda = 188 \sqrt{C_{ag}(L_a + L_g + L)}$$

式中， λ 以厘米計；

C_{ag} 以微微法計；

电感的單位是微亨。

要繼續減短波長，就只有减小外部回路电感 L ，直到 $L=0$ 时，得到所謂电子管的諧振波長

$$\lambda_{\pi} = 188 \sqrt{C_{ag}(L_a + L_g)} \quad (1.1)$$

如果还要減短波長，那么必須把外部电感换成电容，如图1-3所示。这时得到的波長是：

$$\lambda = 188 \sqrt{\frac{C_{ag}C}{C_{ag}+C}(L_a + L_g)}$$

从上式看来，无限制地减小电容 C ，似乎可以將振荡回路調到任意短的波長。好象电子管的引綫电感和极間电容不致影响頻率的提高。但实际上当然不是这样。这就需要从回路所保証的等效阻抗上来着眼研究。

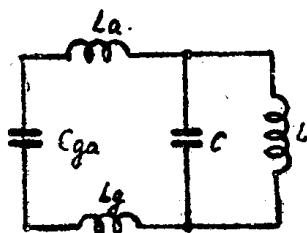


图1-2 考虑引綫电感与极間电容的振荡体系

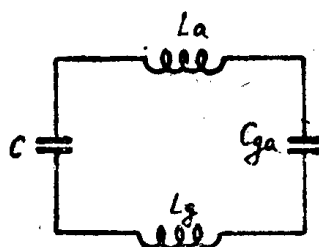


图1-3 只接入外部电容时构成的振荡体系

在輸出級的討論中已經証明，振荡回路的加載能力 a 值愈大，則負載功率也愈大。愈趋近边界状态时的功率。那末，振荡回路的 a 值与波長 λ 有什么关系呢？根据 a 值的定义有：

$$a = \frac{R_{\text{эо}}}{R_{\text{экр}}} = \frac{p^2 \rho Q_{ko} \alpha_1 i_{aмакc}}{\xi_{кр} E_a}$$

式中， $\xi_{кр}$ 为边界状态时的阳极电压利用系数，通常 $\xi_{кр} \approx 1$ 。所以

$$a \approx \frac{p^2 \rho Q_{ko} \alpha_1}{E_a i_{aмакc}} \quad (1.2)$$

回路的无載 Q 值很少随頻率变化，以后就把 Q_{ko} 看作常数。

从上式可知，当通角一定时，回路无載时的特性阻抗与質量因数愈大，与阳极耦合的接入系数愈大，比值 $E_a/i_{aмакc}$ 愈小，則 a 值愈大。

当 a 值大于3时，放大器的輸出功率接近于边界状态的功率。图1-4的曲綫也說明了这种情况。由图可見。当 $a=5 \sim 10$ 时，輸出功率在 $0.8P_{кр}$ 以上。設 $a=10$ ， $p=1$ ， $Q_{ko}=100$ ， $\alpha_1=0.5$ ， $E_a/i_{aмакc}=1000 \sim 3000$ ，則 $\rho=200 \sim 600$ 欧姆。

这样的特性阻抗数值。在長波、中波和部分短波波長中不难用减小外部电容的办法得到，因为回路特性阻抗等于：

$$\rho = 5.3 \frac{\lambda}{C_{\text{BHX}} + C}$$

式中 λ 以厘米計；

C 以微微法計；

ρ 以欧姆計。

实验証明，当 λ (厘米) $> 100C_{\text{BHX}}$ 时，負載功率实际上等于临界功率。这就是說，在低射頻时，負載功率与頻率无关。若外加电容为零 ($C=0$)，則特性阻抗变为：

$$\rho \approx \frac{5.3\lambda}{C_{\text{BHX}}}$$

所以

$$a = 5.3p^2 \frac{Q_{\text{KO}} \alpha_1}{E_a} \cdot \frac{\lambda}{C_{\text{BHX}}} \quad (1.3)$$

由此可見，随着波長的減短，負載上的有用功率就減小。

当企图用串联电容 C 的办法来得到更短的波長时，回路的接入系数 p 为：

$$p = \frac{C}{C_{\text{BHX}} + C}$$

于是，回路的等效阻抗

$$R_{\text{ЭО}} = p^2 \rho Q_{\text{KO}}$$

其中

$$p = 5.3\lambda \frac{C_{\text{BHX}} + C}{C_{\text{BHX}} C} = 5.3 \frac{\lambda}{p C_{\text{BHX}}}$$

$$p = \frac{C}{C_{\text{BHX}} + C} \frac{C_{\text{BHX}}}{C_{\text{BHX}}} \frac{L a + L q}{L a + L q} = \frac{\lambda^2}{\lambda_{\text{H}}^2}$$

式中， λ_{H} 即电子管的諧振波長。由 (1.1) 式决定

系数 a 可改写为：

$$a = p^2 \frac{p Q_{\text{KO}} \alpha_1}{E_a} = 5.3 \frac{Q_{\text{KO}} \alpha_1}{E_a C_{\text{BHX}}} = \frac{\lambda^3}{\lambda_{\text{H}}^2} \quad (1.4)$$

由此式可知， a 与波長的三次方成比例，即波長愈短，放大器的功率就急剧降低。

現在根据波長的不同，我們可以作出如下結論：

(1) 在比較长的波上，可用减小外加电容的办法来提高振蕩回路的特性阻抗，此时，系数 a 和有用功率均不致因波長之減短而变化。

(2) 在較短的波長上，回路电容仅由极間电容組成，波長的減短是利用减小外加电感的方法來得到；这时，系数 a 值随波長成比例地减小，有用功率也随波長之減短而降低。

(3) 波長短于真空管的諧振波長 λ_{H} 时，系数 a 值与波長的三次方成比例，有用功率随波長的減短而急剧降低。所以从能量观点上考虑，电子管的諧振波長就是极限波長。

图1-5表示負載功率在不同的 $Q_{\text{KO}} i_{\text{aMaKC}}/E_a$ 数值下与 λ/C_{BHX} 的关系曲线。

由图可見，为要使負載功率随波長之減短而下降得慢些，就必须使参数 $Q_{\text{KO}} i_{\text{aMaKC}}/E_a$ 尽可能大。显然，这就需要增大振蕩回路的質量因数和减小 E_a/i_{aMaKC} 比值。

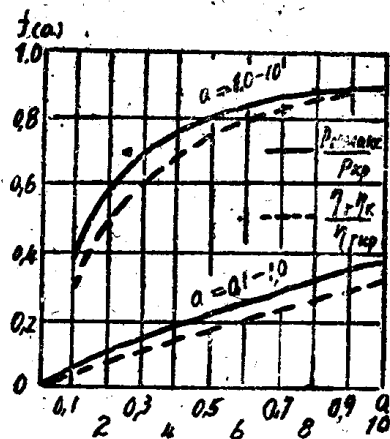


图1-4 放大器的功率和效率对加载能力 a 值的关系

$E_a/i_{a\text{макс}}$ 比值的减小受到真空管制造工艺的限制。现时，工作于连续状态的管子，可做到比值约1000~3000欧姆。工作于脉冲状态的管子，这比值约为100~300欧姆。

振荡回路的质量因数与回路损耗有关，它既包括回路本身的损耗，也包括真空管的损耗（管泡玻璃的介质损耗等）。为此，应力求减小真空管的损耗，并设法采用分布参数振荡体系来做振荡回路，以提高振荡回路的质量因数。

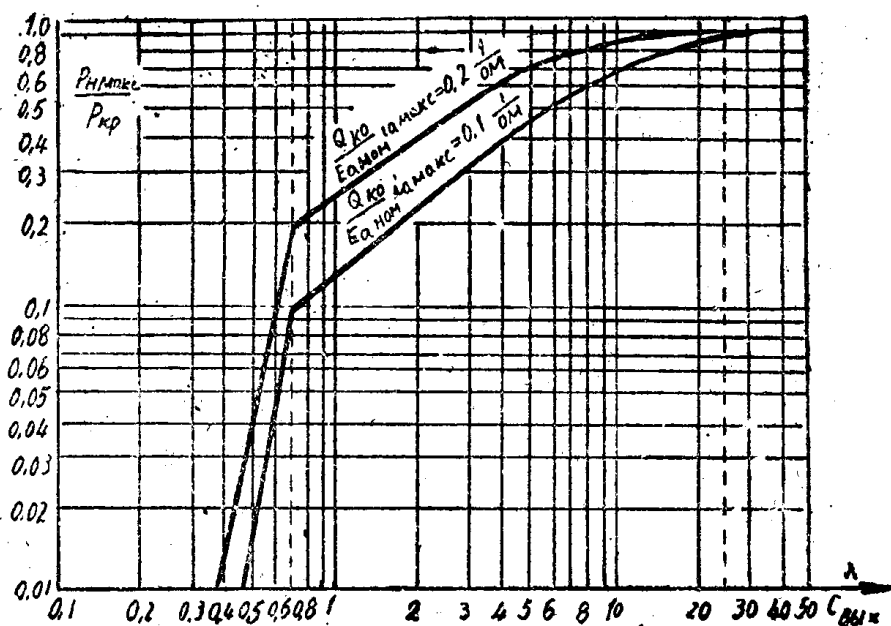


图 1—5 负载功率在不同的 $\frac{Q_{ko} i_{a\text{макс}}}{E_a}$ 数值下与 $\frac{\lambda}{C_{ВМХ}}$ 的关系

§1—2 分布参数振荡体系的应用

到了超高频波段，由电感线圈和电容器构成的集中参数振荡回路已不再适用了。

它们的主要优点本来是可以比较小巧的器件获得很长的谐振波长，现在这一优点却丧失了它的价值，工作波长一缩短，它们在超高频之下的缺点就越来越暴露，其中主要是：

1. 线圈具有较大的起始电容，不易构成频率较高的振荡回路，并且在超高频时所要求的电感量很小，不易做到。例如，对于谐振波长为25厘米而言，若用电容为5微微法，则要求的电感是0.0225微亨。但是如果把一根半径为1.5毫米的导线弯成直径为2厘米的圆，就已经具有0.25微亨的电感了。

2. 在超高频波段，集中参数回路的损耗大，这主要是由于线圈的支架、线圈导线截面不能过大等限制而引起的。并且它由于屏蔽困难也造成了更多的辐射损失。这一切都导致Q值的降低。从上一节的讨论可知，不论对于输出足够大的功率，或者就频率稳定的观点看来，都是不利的。

3. 集中参数回路的标准性也较低，即它的自然谐振频率不能长期保持不变。

4. 集中参数回路与负载的耦合在结构上也比较困难。

因此，到了超高频波段往往采用分布参数振荡体系，其主要型式有下列三种：

1. 过渡型振荡体系，即介于集中参数与分布参数之间的一种振荡体系；

2. 长线条振荡体系，也就是利用一段短路的长线条作为振荡体系；

3. 空腔型振荡体系。

下面分别介绍它们的一些特点。

过渡型振荡体系 图1—6和1—7是这种振荡体系结构的几个例子。这些结构都有一弧状线环，和电容器的定片固定在一起，如果转动可变电容器的动片，就有一个摩擦接点同时改变并联电感的大小。因为电感和电容向一个方向同时变化，所以这种振荡体系能够复盖很宽的波段，而用不着转接。图1—8表示图1—6的振荡体系的参数如何随动片转角而变化。

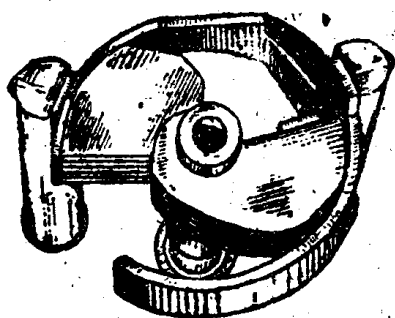


图1—6 50厘米到5米的接触式振荡体系

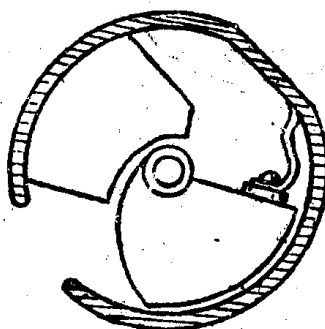


图1—7 19厘米到75厘米的接触式振荡体系

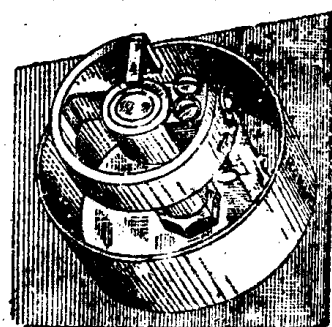


图1—8 接触式振荡体系（图1—6）的电感、电容和谐振频率和旋转角的关系

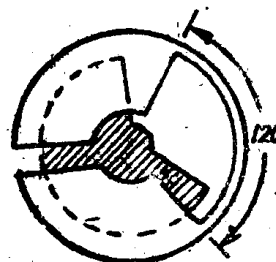


图1—9 不接触式振荡体系

过渡型振荡体系还有另外一种形式，即所谓“蝶式”回路，它的优点是对称的，也用不着摩擦接点。用两个电感弧将电容器的两组定片联接起来，便得到这种体系。图1—10便是这种振荡体系的两个例子。如果把动片转出来，那么由于去磁效应，电感也会和电容一起减

小，因此就能复盖宽波段。

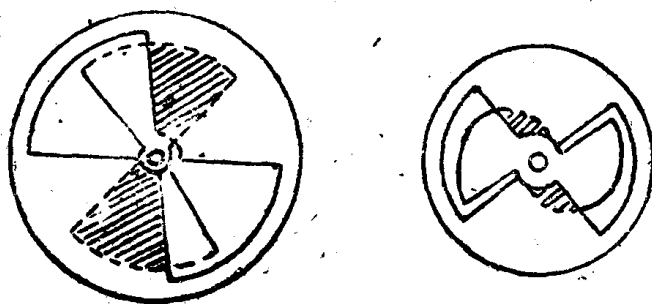


图1-10 “蝶式”振荡体系

表1-1 是各种过渡型振荡体系的基本电参数，利用它可以大致选择所需回路的形式。

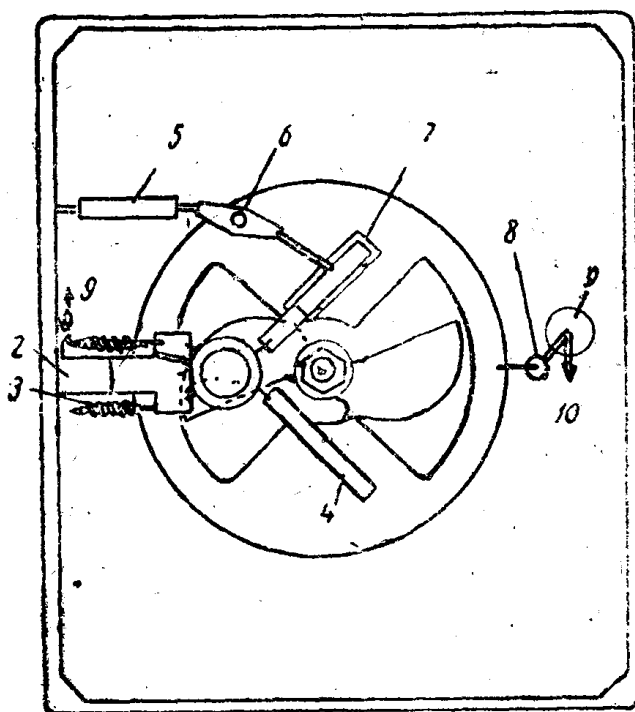
表1-1

回路形式	最高频率(兆赫)	波段复盖系数	质量因数
接触式	1500	11以下	300—600
不接触式	1500	3—5	1000以下
蝶式	1800以下	3—5	1000以下

利用过渡型振荡体系构成放大器或振荡器时必须注意装置的紧密和结构上尽量求得简单。电子管应该和回路直接连接，接线尽量短和粗些，否则就会得不到所要求的回路质量因数和所计算的工作波段。

图1-11可以作为利用过渡型振荡回路的发生器的一个例子，它的工作频率由100—500兆赫。

长缝型振荡体系 在米波和分米波段广泛使用由短路长缝所构成的振荡体系。这个名称其实并不确切，因为短路长缝往往只用来当作一个电感，使它与电子管的极间电容一起共同组成振荡回路，有时，为了调谐方便，还接上一个附加的电容；如图1-12所示。



1. 屏蔽；
2. 绝缘柱；
3. 阴极扼流圈；
4. 旁路电容；
5. 偏压电阻；
6. 绝缘子；
7. 偏压电路电容；
8. 去耦电阻；
9. 灯丝电压引线；
10. 阳极电压引线。

图1-11 100—500兆赫用
过渡型振荡体系的小功率发生器

· 短路長綫的优点是：質量因数和等效阻抗都較高，波段复盖系数也較大，并具有大的功率容量；而最大的优点是結構簡單，便于制造，也便于与电子管在結構上相匹配，輸出耦合也很方便。

由長綫理論知道，短路長綫具有諧振的性質。利用一定長度的短路綫使其对所需的頻率呈現一定的电感，然后再与极間电容組成振蕩体系。开路綫虽也具有諧振的性質，但由于其終端輻射較大，并且为获得同样电感量所需的長度也較長，因而很少使用。

当短路綫的輸入阻抗与其端接电容 C_0 所呈現的阻抗相等时，該振蕩体系到达諧振：

$$\frac{1}{\omega C_0} = \rho \operatorname{tg} \alpha l \quad (1.5)$$

式中， $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$ ， λ 是所要求的波長；

ρ 是短路綫的特性阻抗

由此可得，短路綫的諧振長度是：

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C_0 \rho} + n \frac{\lambda}{2} \quad (1.6)$$

($n = 0, 1, 2, \dots$)

方程式(1.6)的解可由图1—13求得。不难看出，若短路綫的端接电容愈大或短路綫的特性阻抗愈大，則綫的諧振長度就愈短。綫太長或太短在結構上都是不方便的，因而在設計时應該考虑到这一点。

短路双导綫的特性阻抗可由下式計算：

$$\rho = 120 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{2D}{d} \text{ 欧} \quad (1.7)$$

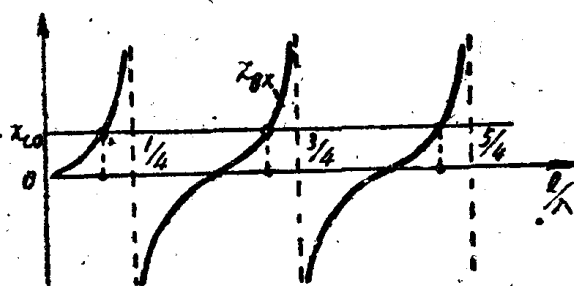


图1—13 用图解法决定短路綫的諧振長度

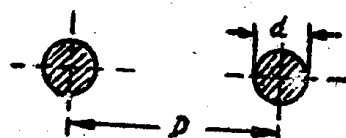


图1—14 双导綫的橫截面尺寸

式中， D 和 d 是綫的橫截面尺寸，其定义如图1—14所示。

可見，假若改变綫的粗細和綫間的距离就可以得到所要求的特性阻抗，从而得到合适的綫長。不过，特性阻抗并不能單純从綫長上来考虑，因为它还与綫的功率容量、質量因数等有关，在設計中应多方面考虑，在下节中我們將詳細地討論。

空腔型振蕩体系 当工作波長进一步縮短，例如到达分米波段的高頻端或者到达厘米波段时，双导綫型的振蕩体系也不再适用了。因为这时短路双导綫的輻射損耗、接点的接触損

耗以及周围物体的感应电流损耗与介质损耗等都将大大增加，以致它的质量因数变得很低。

空腔型振荡体系的形式很多。但每一种谐振腔的几何形状尽管不同，它的主要性能却不受影响。因此，我们就可以使它的形状适应结构方面的要求或放大器中安排零件的条件。

因为外壳是封闭的，所以外部空间中沒有高频电磁场，这就消除了杂散场、辐射损耗和感应电流在邻近零件上所造成的损耗。

为了减小传导电流的损耗，可以把电流波腹附近与电流方向垂直的导电表面的周长加大一些。如果接点的周长很大，而且结构合适，那末接点损耗也会是小的。

最后，做为腔体表面的金属结构足够牢固，用不着绝缘材料。因而介质损耗也多半等于零或减到最小。

經驗証明，正确设计的空腔型振荡体系的质量因数总是几百、几千，甚至高达几万。

最常见的空腔型振荡体系有三种：柱形、环形和同轴谐振器（图1—15）

柱形谐振器的质量因数最高，并且可以容纳最大的无功功率而不致击穿。但在发射机中用得较少，因为它难于与电子管电极相连接。

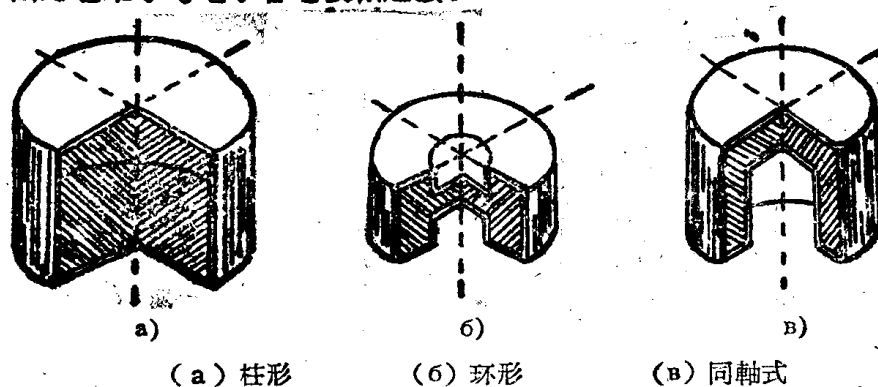


图1—15 空腔型振荡体系的几种基本形式

环形谐振腔与电子管的连接比较方便，如果对面排列的两块平板靠得很近，中间距离比其他尺寸都小得多，那就可以把它看作，振荡体系的电容主要由对面排列的两块平板部分决定，而电感主要由环形空间决定。

同轴谐振器在发射机中用得较多，在它的横截面尺寸比工作波长小得多时，可以把它当作一段短路长线来处理，因而同样可以用（1.6）式来决定它的谐振波长。它的特性阻抗则是：

$$\rho = 60 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D}{d} \text{ 欧} \quad (1.8)$$

式中D和d是同轴线的横截面尺寸，见图1—16所示。

还有一种同轴谐振体系也应当提一提，如果希望把它的长度尽量缩小（比方说，波长比较长的时候就希望这样），那就最好采用这种形式，这就是多柱面式谐振器或重入式谐振器（图3—16A）。

这谐振器外面是一个柱面，两端盖着平板。内部装着半径比较小的同轴柱面体系，柱面一端悬空，另一端轮番固定在上部端板和下部端板上。

这种设备可以看做一个同轴线系统，里面的同轴线一段接着一段，互相串联。这条长线一端开路（半径最小的柱体的末端），另一端由下面的平板短路（最大柱面的末端）。除内外两个柱面外，其余的柱面都是一作两用外部表面作为一段同轴线的内管，内部表面作为

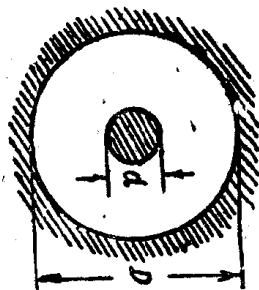


图1-16 同軸綫的橫截面尺寸

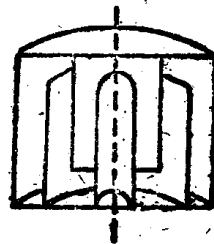


图1-16A 重入式諧振綫

另一段同軸綫的外管。

如果每一段的特性阻抗都一样，那末这个系統的諧振波長就大致等于

$$\lambda_0 = 4nl$$

式中 l 是諧振器的長度， n 是段數。

这种諧振綫的最大質量因數与綫段數目有关，当綫段的直径取表 1—2 中的比值时，就可以得到最大質量因數。

表 1—2

n	1	2	3	4	δ
$\left(\frac{D}{d}\right)_{\text{opt}}$	3.6	2.52	2.02	1.75	1.48

以上介紹了在超高频波段常見的几种振蕩体系。至于究竟应该选用什么振蕩体系，要看波長、功率和发射管类型才能决定。

图 1—17 是各种振蕩体系的大致使用范围。工作波長一縮短，回路就演变成过渡型式，以后又变为空腔型式。功率越大，这种演变就越早。

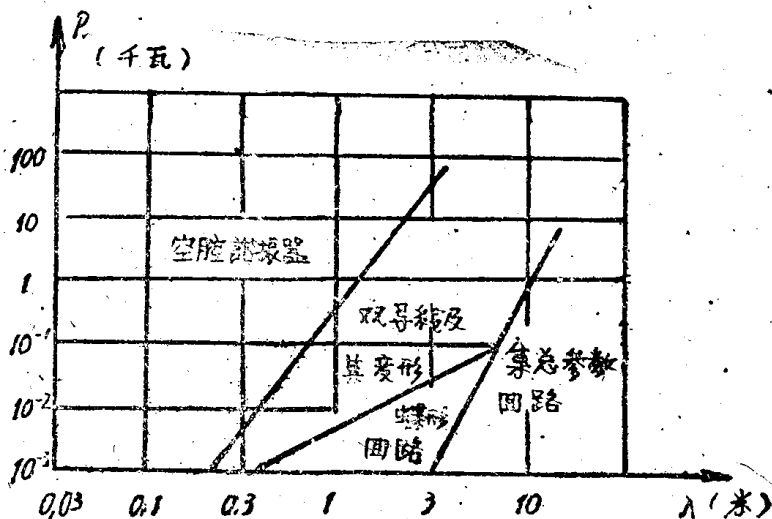


图1-17 各种振蕩体系大致应用范围

§1-3 双导线同軸綫型振蕩体系的計算

当利用适当長度的短路綫与电子管的极間电容構成回路时，决定这个回路的主要参数

——諧振波長，回路等效阻抗和質量因數等是個重要的問題。因為這些參數決定了回路的電特性，並影響到放大器的工作狀態。

諧振波長 公式(1.6)已經給出了綫長和諧振波長的关系，这里应特別指出的是对于給定的波長 λ ，諧振綫長并非單值的。通常把 $n=0$ 的情况称为在基本振蕩型或 $\frac{\lambda}{4}$ 振蕩型工作。对于 $n=1, 2, 3, \dots$ 依次称为在 $\frac{3}{4}\lambda, \frac{5}{4}\lambda, \frac{7}{4}\lambda, \dots$ 振蕩型工作。

現在再進一步看看，在基本振蕩型的情况下，短路綫長度的变化对諧振波長起什么影响。

若端接电容 C_0 很小，方程式(1.5)中可把正切函数改写，得：

$$\omega_0 \rho C_0 \sin \frac{\omega_0 l}{c} = \cos \frac{\omega_0 l'}{c} = \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c} \right)$$

式中 ω_0 是工作于 $\frac{\lambda}{4}$ 振蕩型时的諧振頻率， c 是電波沿綫傳播的速度，在空气中可認為等于光速。

由于 C_0 很小，几乎不影响綫長，故 $l \approx \frac{\lambda}{4}$ ，而 $\frac{\omega_0 l}{c} \approx \frac{\pi}{2}$ 。因此， $\sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c} \right) \approx$

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c}, \sin \frac{\omega_0 l}{c} \approx 1. \text{这时,}$$

$$\omega_0 \rho C_0 = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c}$$

可見，

$$\omega_0 = \frac{\pi}{2 \left(\rho C_0 + \frac{c}{l} \right)}$$

而相应的波長

$$\lambda_0 = 4l + 4c\rho C_0$$

上式可以看作是兩個分量之和：

$$\lambda_0 = \lambda + \Delta\lambda$$

其中一個，亦即 λ ，是仅由該綫所決定的波長，而第二個分量（即 $\Delta\lambda$ ），是电容 C_0 的作用所決定的波長。因此，可以認為：这种体系的波長改变是和电容量的变化或綫長的变化成正比的。

若端接电容 C_0 很大，則 $\tan \alpha l \approx \alpha l$ ，因而方程式(1.5)变成：

$$\lambda_0 = 2\pi \sqrt{c\rho l C_0}, \quad (1.10)$$

也就是說，这种体系的波長和电容量的方根或綫長的方根成正比。

在用同軸綫段構成振蕩体系时，除了沿綫的縱向产生振蕩外，沿橫截面方向也可能产生振蕩。这些振蕩的存在会破坏放大器的正常工作，因而应設法消除。

在天綫的課程里曾經講到，在同軸綫中可能产生的橫向振蕩，其最大波長是：

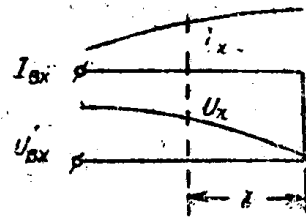
$$\lambda_{TM11} = \frac{\pi}{2} (D+d) \quad (1.11)$$

为使此波長在工作波長的范围之外，在設計同軸綫振蕩体系时必须注意使最短工作波長滿足下列条件：

$$\lambda_{\text{MH}} > \frac{\pi}{2}(D+d)$$

回路等效阻抗 只要短路綫的質量因数足够高，短路綫上的电流和电压的駐波分布可以認為是按正弦形的，即

$$\begin{cases} U_x = \frac{U_{Bx}}{\cos \alpha l} \sin \alpha x \\ I_x = \frac{I_{Bx}}{\cos \alpha l} \cos \alpha x \end{cases}$$



如果短路綫每單位長度的損耗电阻是 R_1 ，那末就可以假想有一个并聯电阻 $R_{\text{эл}}$ 与短路綫在輸入端相并聯，短路綫本身則看作一无損耗元件。电阻 $R_{\text{эл}}$ 上消耗的功率就等于短路綫消耗的功率，因而

$$\frac{U_{Bx}^2}{2R_{\text{эл}}} = \int_0^l \frac{I_x^2 R_1}{2} dx = \frac{U_{Bx} R_1}{2\rho^2 \sin^2 \alpha l} \int_0^l \cos^2 \alpha x dx$$

得

$$R_{\text{эл}} = \frac{\rho^2}{\frac{R_1 l}{2} \left(\frac{1}{\sin^2 \alpha l} + \frac{\text{ctg} \alpha l}{\alpha l} \right)} \quad (1.13)$$

实际上引起功率損耗的不仅是短路綫的自身电阻。电子管电极上流过的电容性电流 $I_c = U_{Bx} \omega C_0$ 也要引起集肤損耗和介質損耗。此外短路棒的接触电阻也会增加功率損耗，因为那里恰好是电流的波腹。对于这些損耗，同样可以假想有一并聯电阻 $R_{\text{э}}'$ 与短路綫相并聯。于是，回路对电子管呈現的无載等效阻抗是：

$$R_{\text{эо}} = \frac{R_{\text{эл}} R_{\text{э}}'}{R_{\text{эл}} + R_{\text{э}}'} \quad (1.14)$$

电阻 $R_{\text{эл}}$ 的数值是容易决定的，只要知道短路綫每單位長度的电阻 R_1 就可以了。对于銅質双导綫，它是：

$$R_1 = 1.67 \sqrt{\frac{f}{d}} \left[1 + 2 \left(\frac{d}{2D} \right)^2 \right] \cdot 10^{-4} \text{ 欧/厘米} \quad (1.15)$$

或

$$R_1 = \frac{2.9}{d \sqrt{\lambda}} \left[1 + 2 \left(\frac{d}{2D} \right)^2 \right] \cdot 10^{-2} \text{ 欧/厘米}$$

对于銅質同軸綫，它是：

$$R_1 = 0.83 \frac{\sqrt{f}}{D} \left(1 + \frac{C}{d} \right) \cdot 10^{-4} \text{ 欧/厘米}$$

或

$$R_1 = 14.5 \frac{1 + \frac{D}{d}}{D \sqrt{\lambda}} \cdot 10^{-3} \text{ 欧/厘米} \quad (1.16)$$

如果短路綫不是由銅質做成，而是用其它金屬制成，或在銅的表面上鍍以其它金屬，則上述公式应乘以系数 α ，它的定义是：

$$\alpha = \sqrt{\frac{\sigma_M}{\sigma}}$$

式中， σ_M 是銅的电导率；

6是所用金属的电导率。

下表列出的就是几种常见金属的电导率。

材 料	电导率 $\frac{1}{\text{欧} \cdot \text{厘米}}$
純 銅	5.8×10^5
鋁	3.48
鋁 合 金	1.05~2.64
黃 銅	
含 銅 90%	2.25
含 銅 80%	1.88
含 銅 70%	1.65
含 銅 60%	1.51

材 料	电导率 $\frac{1}{\text{欧} \cdot \text{厘米}}$	材 料	电导率 $\frac{1}{\text{欧} \cdot \text{厘米}}$
含銅70%的硬拉黃銅	1.22×10^5	鎳 鉻 合 金	0.1×10^5
磷 青 銅	0.8~2.5	鉑	1.0
鎳	2.23	鎳	1.96
康 銅	0.20	純 銀	6.28
石 墨	0.012	含 銅 10% 的銀	4.96
金	4.1		
鉛	0.45	錫	0.65
純 鎂	2.2	拉 伸 鎢	1.78
鎂 合 金	0.56~2.0	鋅	1.72
水 銀	0.10		

电阻 R_s' 的数值可以近似地估定或利用实验来决定。如果知道了短路桥的接触电阻为 $r_{\text{порт}}$ ，它通常总是位于短路端的，见图 1—19。那末根据消耗功率相等的原则，可以求得并联于输入端的电阻值 $R_{\text{порт}}$ ，

$$R_{\text{порт}} = \frac{\rho^2}{r_{\text{порт}}} \sin^2 \alpha l$$

$r_{\text{порт}}$ 的数值约在 0.02—0.08 欧之间，但如果制作得精密的话，它可以减小为万分之几欧。

管泡玻璃等引起的损耗电阻 R_{co} 可由下式求得