



高 等 学 校 教 材



无綫电发送設備

下 册

馮秉銓 黃貫光編著

43



高 等 教 育 出 版 社



高等学校教材



无线电发送设备

下册

馮秉銓 黃貫光 編著

高等教育出版社

本书分上、下册出版，上册内容包括高频功率放大器、自激振荡器、调幅、调频和一般发射机的设计。下册内容包括超高频振荡器和放大器、速调管放大器和振荡器、磁控管振荡器、行波管放大器和振荡器、脉冲发射机。

本书可作为高等学校无线电技术专业“无线电发送设备”课程的教材，同时也可供从事发送设备的研究、设计的技术人员参考。

无线电发送设备

下 册

冯秉铨 黄其光 编著

北京市书刊出版业营业登记证出字第119号

高等教育出版社出版(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售

各地新华书店经售

统一书号K15010·1156 开本 850×1168 $\frac{1}{32}$ 印张 9

字数 238,000 印数 0,001—8,500 定价(7) 单 1.00

1965 年 2 月第 1 版 1965 年 2 月北京第 1 次印刷

序 言

本书是无綫电发送設備上册的繼續。

第八章讲授超高頻振蕩器和放大器，重点放在超高頻电子管的发展过程、超高頻振蕩器綫路的分析和渡越時間的影响。关于振蕩器实际綫路的介紹，建議在讲授时以某一典型綫路为例作較詳細的分析，其他綫路只作扼要的介紹。分米波綫路元件結構一节，內容多属于叙述性质，大部分內容是供学生自行閱讀的。

第九章讲授速調管放大器和振蕩器，重点放在双腔速調管的工作原理及其运用特性。对于多腔速調管，主要是从物理概念上闡明其特点。对于反射速調管，主要是說明管內的能量关系和自激条件。

第十章讲授磁控管振蕩器，重点是多腔磁控管的工作原理及其运用特性。对于运用时常見的某些現象亦扼要地进行了一些分析。

第十一章讲授行波管放大器和振蕩器，重点放在慢波結構的作用和放大器增益。本章結束时对几种微波管的特点作了一些比較。

第十二章讲授脉冲发射机，重点是儲能器的工作过程以及剛性管和軟性管脉冲調制器典型电路的分析。

編写时的指导思想已在“上册”序言中介紹过。在編写下册的过程中，对教材的份量一再精簡，企图能作到尽量符合“少而精”的原則，但由于作者水平所限，教材是否已經作到“精选”，还没有很大把握，希望国内专家和广大讀者随时提出意見，以便将来作进一步的修改。

本书第八、十、十一各章是由馮秉銓执笔的，第九、十二章是由黃貫光执笔的。全书由馮秉銓进行了校閱和修改。

本书原稿仍由錢凤章教授审閱。书成时适值錢先生病中休养。在病体未愈的情况下錢先生仔細地审閱了原稿并改正了某些錯誤，提出

了对某些段落的修改意見。这种对讀者高度負責的精神，深为作者所感佩，謹在此表示衷心的謝意。本书的索引仍由簡伯卿同志整理完成，在此一并致謝。

作者

1964年5月于华南工学院

符 号 表

α ——虚拟渡越角, 相位常数	F ——脉冲重复频率
β ——衰减常数	F_e ——电场作用力
γ ——群聚参数, 传播常数	F_M ——磁场作用力
$\gamma(\theta)$ ——余弦脉冲分解系数	G ——增益系数, 电导
ε ——介电常数	G_0 ——传输线单位长度电导
η ——效率	I_n —— n 次谐波电流振幅
θ ——板流半通角	J_e ——位移电流密度
λ ——波长	J_n ——电子电流密度
μ ——电子管放大系数	J_σ ——传导电流密度
ξ ——板压利用系数	K ——功率增益系数, 波尔兹曼常数
ρ ——体电荷密度, 驻波比	L ——电感
σ ——电导率	L_0 ——传输线单位长度的电感
φ ——相角	L_x —— x 极引线电感
ψ ——渡越角	M ——电子耦合系数, 等效耦合互感
ω_0 ——自然频率, 回旋频率	N ——振荡模数, 慢波系统电长度
Γ ——反射系数	P_a ——电子管板极损耗功率
Δf ——通频带	P_n —— n 次谐波输出功率
ΔF ——频率拖曳系数	P_0 ——调制器脉冲输出功率
B ——磁感应强度	P_u ——脉冲功率
C ——电容, 皮尔斯常数	$P_{出}$ ——输出功率
C_0 ——传输线单位长度的电容	Q ——品质因数
C_s ——分布电容	R ——回路损耗电阻, 电子运动轨迹半径, 限流电阻, 负载
C_{ij} —— i, j 两极极间电容	R_n ——负载
D ——双线间距, 同轴线外导体的直径	R_i ——电子管内阻
D_n ——天线的增益系数	R_0 ——传输线单位长度的电阻
E ——电位梯度, 电场强度	$R_{e.}$ ——等效负载电阻

R_{λ} ——輸入电阻	i ——傳导电流
S ——跨导	i' ——感应电流
S_{θ} ——电子調諧灵敏度, 目标的有效面积	i_c ——位移电流
S_r ——接收天綫的有效面积	i_e ——发射电流
T ——周期, 绝对溫度	i_k ——电子电流
U ——磁控管阳极电压, 傳輸綫上駐波电压的振幅	$j = \sqrt{-1}$ ——虚数单位
U_a ——高频輸出电压	k ——反饋系数
U_g ——高频激励电压	l ——傳輸綫的长度
U_t ——噪声电压	l_n —— n 次諧振的諧振长度
U_0 ——直流电压	l_x —— x 极上短路綫的长度
W ——电場能量	m ——电子质量, 空間諧波数
X_{λ} ——輸入电抗	m_v ——調速指数
Y_{λ} ——輸入导納	n ——諧波次数
Z_{λ} ——輸入阻抗	q ——电荷量
Z_c ——特性阻抗	r_a ——磁控管阳极半徑
a ——行波管螺旋管半徑	r_k ——磁控管阴极半徑
b ——电納	s ——空度
c ——光速	t ——电子的运动時間
d_{ij} —— $i j$ 两极間的距离	t_d ——电子渡越時間
e ——电子电荷, 控制电压	u ——瞬时电压
f ——頻率	v ——电子的速度
f_0 ——諧振頻率	v_g ——群速
$g(\theta)$ ——电流波形系数	v_0 ——电子的初速
	v_p ——相速
	x ——电子的运动距离

目 录

序言	v
符号表	vii
第八章 超高频振荡器和放大器	1
§ 8-1. 一般电子管在超高频波段工作的限制性	1
§ 8-2. 超高频电子管的发展和演变	7
§ 8-3. 超高频电 路中所用的谐振系统	12
§ 8-4. 多回路振荡器的一般介绍	19
§ 8-5. 超高频三极管振荡器的典型电路	27
§ 8-6. 超高频振荡器的调整、常见的故障及其防止方法	38
§ 8-7. 超高频振荡器的线路元件	42
§ 8-8. 大渡越角时在二极管中产生的现象	52
§ 8-9. 大渡越角时在三极管中产生的现象	62
§ 8-10. 超高频四极管	67
§ 8-11. 小结——静电控制超高频管的优缺点	68
第九章 速调管	72
§ 9-1. 速调管的一般介绍	72
§ 9-2. 双腔速调管的工作原理	73
§ 9-3. 双腔速调管放大器	86
§ 9-4. 双腔速调管自激振荡器和倍频器	95
§ 9-5. 多腔速调管放大器	98
§ 9-6. 反射式速调管振荡器	107
§ 9-7. 反射式速调管的电子调谐	118
§ 9-8. 反射式速调管的结构	122
§ 9-9. 速调管的发展方向	124
第十章 磁控管振荡器	127
§ 10-1. 磁控管的一般介绍	127
§ 10-2. 在恒定电场和恒定磁场作用下电子的运动	130
§ 10-3. 截止抛物线	136
§ 10-4. 分瓣阳极磁控管中电子运动的轨迹——振荡机理的定性分析	140
§ 10-5. 磁控管阳极等效电路	144

§ 10-6. 振荡条件和振荡频率的计算	150
§ 10-7. 振荡模式隔离的必要性和隔离的措施	152
§ 10-8. 自激振荡区的确定——电压与磁感应强度之间的关系	157
§ 10-9. 磁控管的运用特性	159
§ 10-10. 磁控管的结构	173
§ 10-11. 磁控管的发展方向	178
第十一章 行波管放大器和振荡器	182
§ 11-1. 行波管的一般介绍	182
§ 11-2. O型直波管的基本结构和工作原理	183
§ 11-3. 慢波系统	186
§ 11-4. 行波管放大器的增益	189
§ 11-5. O型直波管的工作频带和效率	197
§ 11-6. O型返波管振荡器	198
§ 11-7. M型行波管	200
§ 11-8. 行波管中的噪声和空间电荷波管	203
§ 11-9. 行波管的发展方向	206
第十二章 脉冲发射机	209
§ 12-1. 脉冲发射机的主要指标和方框图	209
§ 12-2. 脉冲调制振荡管的特点	215
§ 12-3. 脉冲调制的基本方法	217
§ 12-4. 脉冲调制的分类——常用的储能器	220
§ 12-5. 刚性管脉冲调制器	236
§ 12-6. 软性管脉冲调制器	245
§ 12-7. 刚性管脉冲调制器和软性管脉冲调制器的比较	252
§ 12-8. 预调制器	254
附录 1 某些超高频振荡三极管的数据和参量	260
附录 2 某些速调管的主要数据	264
附录 3 脉冲磁控管	266
附录 4 某些行波管的主要数据	269
附录 5 某些脉冲调制管的主要数据	271
附录 6 贝塞尔函数表	275
下册索引	276

第八章 超高頻振蕩器和放大器

在緒論中我們已指出，工作頻率的不斷提高是無線電技術發展的主流。本來，放大器和振蕩器的基本工作原理對於任何波段都是一樣的，因此，前幾章所講的內容也同樣適用於超高頻振蕩器和放大器。但是，隨著工作頻率的提高，會出現一些以前可以忽視而現在則必須加以考慮甚至成為主要考慮因素的現象。這些現象使一般電子管不能適用於超高頻波段。頻率的不斷提高對電子管和回路的設計提出了新的要求，也促進了超高頻管和微波管的發展。本章將研究米波和分米波段的問題。關於微波波段的發送設備，將分別於第九、十、十一章中介紹。首先我們要研究一下，為什麼普通三極管或四、五極管不能用於超高頻波段的問題。

§ 8-1 一般電子管在超高頻波段工作的限制性

用普通三極管或四、五極管作超高頻振蕩器或放大器，受到兩種因素的限制：第一是電子管的電抗效應，第二是電子慣性效應。對於米波和分米波的低頻段來說，電子慣性效應尚不顯著，一般可忽略不計，此時，電抗效應是主要的。當頻率增加，並達到分米波的高頻段時，電子慣性效應開始變得嚴重起來，必須加以適當的考慮。

1) 電子管的電抗效應

所謂電抗效應就是電子管內的極間電容和引線電感所引起的效應。設想把所有各極都在管座處短路，令 L 為管內的等效電感， C 為等效電容，則

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8-1)$$

将为电子管所能得到的最高振荡频率,即极限频率。显然,在极限频率下工作时,电子管的输出功率和效率均等于零。在管外加上任何电感电容,只能使振荡频率降低,而不能使其增高。

现在我们来研究一下三极管的极间电容和引线电感对高频工作的影响。图 8-1(a)表示三极管的内部电抗,图 8-1(b)表示其等效电路,图中 L_a 、 L_g 、 L_k 分别为板极、栅极和阴极的引线电感, C_{ag} 、 C_{gk} 和 C_{ak} 分别为各个极间电容。

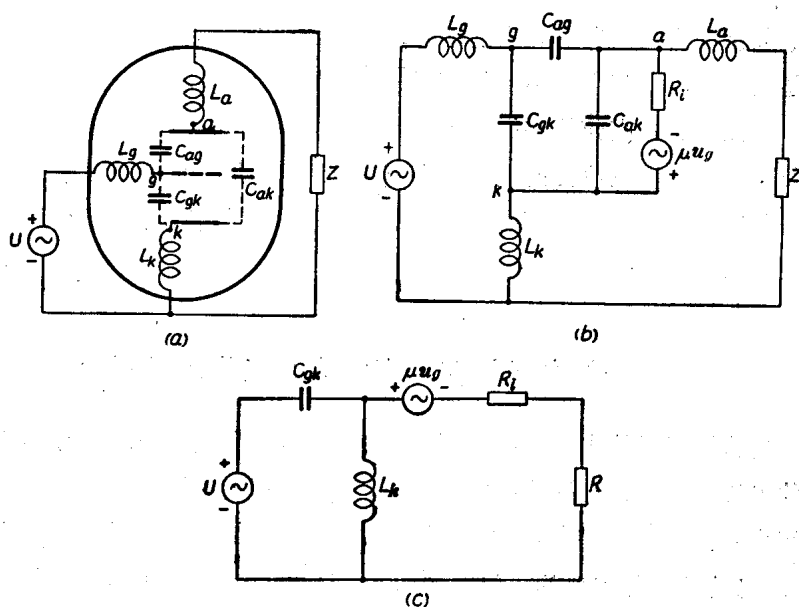


图 8-1. 三极管的内部电抗及其等效电路

(1) 对输入阻抗的影响 为了说明电抗效应对输入阻抗的影响,我们只讨论一个特殊情况:

- (a) 设 C_{ag} 的影响可以忽略不计(即假定 C_{ag} 很小);
- (b) 设电源内阻甚大于 ωL_g , 因而 L_g 的影响可忽略不计;
- (c) 设负载 Z 甚大于 ωL_a , 因而 L_a 的影响可忽略不计;

(d) 設 Z 为純电阻并等于 R ;

(e) 設 R 远小于 $\frac{1}{\omega C_{ak}}$, 因而 C_{ak} 的影响可忽略不計。

在上述假定之下, 电路将从图 8-1(b) 所示的具有四个网眼的网络简化为只有两个网眼的网络, 如图 8-1(c) 所示。这样我們就可以專門考虑 L_k 和 C_{gk} 的影响。用一般的分析方法, 不难证明, 輸入电阻和輸入电抗之值将分别为

$$R_\lambda = \frac{(R+R_i)(\mu L_k + \omega^2 L_k^2 C_{gk})}{C_{gk}[(R+R_i)^2 + \omega^2 L_k^2]}, \quad (8-2)$$

$$X_\lambda = \frac{(R+R_i)^2(\omega^2 L_k C_{gk} - 1) - (1+\mu)\omega^2 L_k^2}{\omega C_{gk}[(R+R_i)^2 + \omega^2 L_k^2]}. \quad (8-3)$$

当頻率不太高时, 式(8-2)和(8-3)可簡化为

$$R_\lambda \approx \frac{\mu L_k}{C_{gk}(R+R_i)}, \quad (8-4)$$

$$X_\lambda \approx -\frac{1}{\omega C_{gk}}. \quad (8-5)$$

在一般情况下, $|X_\lambda| \gg |R_\lambda|$, 此时, 輸入电导 G_λ 可写为

$$G_\lambda = \frac{R_\lambda}{R_\lambda^2 + X_\lambda^2} \approx \frac{R_\lambda}{X_\lambda^2} = \frac{\omega^2 \mu L_k C_{gk}}{R+R_i}.$$

在极限情况下, $R \ll R_i$, 上式变为

$$G_\lambda \approx \omega^2 S L_k C_{gk}. \quad (8-6)$$

由上式可見, 輸入电导与頻率的平方成正比, 与电子管的跨导 S 、引綫电感 L_k 和极間电容 C_{gk} 的一次方成正比。电抗效应使輸入电导随着頻率的提高而迅速地增加, 这对放大器和振荡器都是不利的。

(2) 对等效負載阻抗的影响 等效負載阻抗的公式是

$$R_{oe} = \frac{L}{RC}. \quad (8-7)$$

R_{oe} 的最佳值取决于电子管的特性和工作状态。在第二章中我們已讲过, 当栅极激励电压 U_g 不变时, R_{oe} 值愈小, 則板极效率 η 愈低。显

然, 当 R_{oe} 值趋近于零时, 输出功率和效率亦趋近于零。

式(8-7)又可写为下列形式:

$$R_{oe} = \frac{\omega L}{\omega RC} = \frac{Q}{\omega C} \quad (8-8)$$

当频率增加时, 式(8-8)中分子减小, 分母增大。 C 值虽然可以调整, 但受到极间电容的限制, 不可能无限地减小。换句话说, R_{oe} 值势必随着频率的提高而减小, 结果使效率降低, 板耗增加。因为最大允许板耗是限定的, 这就意味着, 当工作于较高频率时, 必须减少输入直流功率, 也就是说, 要降低直流板压使用。

2) 电子惯性效应

电子是物质, 它有质量, 因而也有惯性。电子从阴极飞到阳极, 是需要时间的, 这个时间称为渡越时间, 以符号 t_d 来表示。在长、中、短波段以及米波和分米波段的低频段内, 渡越时间是小于或甚小于振荡周期的, 因而电子惯性效应可以忽略。但是, 在更高频率的波段内, 当渡越时间与振荡周期可以比拟时, 电子惯性的作用将使电路的正常工作受到很大的影响。

为了说明渡越时间的概念, 在这里我们考虑一个最简单的情况。设有两个平板电极, 其间距为 d , 极板之间加以直流电压 U_0 。令电子到达板极时所取得的速度为 v , 则从能量平衡的观点可以写出^①

$$eU_0 = \frac{1}{2}mv^2, \quad (8-9)$$

式中 e 和 m 分别为电子的电荷和质量。当满足下列条件时, 式(8-9)是正确的:

- (a) 极板尺寸甚大于极间距离, 以保证极板之间电场的均匀性;
- (b) 电子离开阴极时的初速为零;
- (c) 空间电荷和接触电位差的影响忽略不计;

① 本书下册均用 E 代表电场强度, U 代表电压。

(d) 外电路的几何尺寸很小, 电路上任何一点的瞬时电流处处相等, 换句话说, 渡越时间的影响只发生在管内, 不发生在管外。

将 e 和 m 的值代入式(8-9)后, 得①

$$v = 6 \times 10^5 \sqrt{U_0} \text{ 米/秒.} \quad (8-10)$$

因为电场是均匀的, 所以电子在电场内运动时所受的作用力也是恒定的。因此, 电子的运动是匀加速运动。渡越时间 t_d 显然等于极间距离除以电子的平均速度, 即

$$t_d = \frac{d}{\frac{v}{2}} = \frac{d}{3 \times 10^5 \sqrt{U_0}}, \quad (8-11)$$

式中 t_d 、 d 、 U_0 的单位分别为秒、米、伏。例如, 设 $U_0 = 400$ 伏, $d = 1.5$ 毫米, 则 $t_d = 0.00025$ 微秒, 这相当于波长 $\lambda = 15$ 厘米的超短波的半个周期。若 $\lambda = 3$ 米, 则 t_d 仅为一个周期的 2.5%。由此可见, 在米波段, 电子惯性效应是完全可以忽视的。但当波长到了 1 分米的数量级时, 这种效应即开始变得严重了。

当两极之间的电压不是恒定量而是交变量时, 式(8-11)中的 U_0 应取什么值就成了问题。在习惯上我们取交变电压的振幅值, 这样算出的 t_d 值称为虚拟渡越时间。显然, 实际的渡越时间比虚拟渡越时间还要大。

为了表征电子惯性在超高频时对电子管工作的影响, 我们引入渡越角 ψ 的概念。渡越角 ψ 定义为渡越时间 t_d 对振荡周期 T 的比值乘以 2π 或 360° , 即

$$\psi = \omega t_d = \frac{2\pi t_d}{T}. \quad (8-12)$$

① 这里假定电子质量 m 是常数。当 U_0 之值在 10 千伏以上时, 应考虑相对论修正因数。此时式 (8-9) 应改写为 $\frac{1}{2} \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} v^2 = eU_0$, 式中 m_0 为电子的静止质量, c 为光速。

当极板上的电压为交变量时,在不同瞬时进入渡越空间的电子,其 ψ 值是各不相同的。为了计算方便起见,我们可以令式(8-11)中的 U_0 值等于交变电压的振幅值,把算出的 t_d 值代入式(8-12),这样得到的 ψ 值称为虚拟渡越角 α 。

$$\alpha = \omega d \sqrt{\frac{2m}{eU}} = \frac{\omega d}{3 \times 10^{-5} \sqrt{U}} \quad (8-13)$$

式中 U 为交变电压的振幅值。

虚拟渡越角只是为了计算方便而引入的一个参量,它并不是实际渡越角的平均值。以后我们会指出,仅当 $\alpha < 18^\circ$ 左右时,电子惯性效应才可忽略不计。

读者可能要问:(a)为什么一定要引入“虚拟”渡越角这个概念?(b)虚拟渡越角和实际渡越角之间有些什么区别? 这些问题的解答是比较复杂的。在这里我们仅指出,实际渡越角这个概念是较难利用的,因为不同电子在离开阴极时相应于不同的电压相位,所以就有不同的渡越时间和渡越角。在电压较低时飞出的电子就比电压较高时飞出的电子飞得慢一些,因而渡越时间就长一些。这样,有多少个电子就有多少个渡越角。一般来说,实际渡越角 ψ 总是大于虚拟渡越角 α 的。例如①,当 $\alpha = 29^\circ$ 时,如不计空间电荷的影响,则跑得最快的电子,其渡越角 ψ 仍约为 29° ,但跑得最慢的电子,其渡越角 ψ 可能大至 60° 以上。如果考虑到空间电荷效应,则实际渡越角之值会更大一些。由此可见, ψ 与 α 的主要区别在于 ψ 对每一个电子是不同的,而 α 则单一地表明了不同电子的渡越时间,尽管它是虚拟的,但作为一个参量来说,是好用的。

电子惯性效应对电子管工作的影响是:(a)增加了电子管的输入电导,从而加重了栅极的负载效应;(b)使电子管的特性参量变为复量,

① 参阅 B. Ф. 科瓦连科著“超高频电子学引论”,吴鹤适等译,50页,1957年,科学出版社出版。

使板流基波分量和控制电压不能同相；(c)增加了板耗，降低了輸出功率和效率；(d)对阴极产生加热作用。这些問題将在 § 8-8 中討論。

§ 8-2 超高频电子管的发展和演变

由前节所述可見，用于超高频的电子管，应滿足下列要求：(a)渡越時間要短，在使用頻率範圍內，虚拟渡越角不宜超过 20° ；(b)极間电容愈小愈好；(c)引綫电感愈小愈好；(d)对于某些发射管來說，电子管的負載阻抗要小。

第四个要求之所以提出，是因为超高频往往用于电视和調頻系統。在这些系統里，工作頻帶很寬，所以电路的等效 Q 值要小，由式(8-8)可見，这就要求电子管工作于較小的負載阻抗 R_{oe} 。

为了滿足这四个要求，在設計过程中会发现很多矛盾。讓我們仍然采用以前所讲的“提出要求、揭露矛盾、分清主次、逐个解决”的方法来处理这些問題。首先我們看一看究竟存在着哪些矛盾。

为了减少渡越時間，可以采取两种办法：一是增加板压使电子跑得快一些，二是縮短极間距离使电子走的路程短一些。我們知道，极間距离愈小就愈不能用高压，否則电子管就有被击穿的危險。这是矛盾之一。

为了减小极間电容，也可以采用两种办法：一是縮小各电极的尺寸，二是增加极間距离。增加极間距离会增加渡越時間，这是矛盾之二。縮小电极尺寸又会使輸出功率减小，这是矛盾之三。

为了减小引綫电感，引綫长度愈短愈好。此外，各引綫間的距离愈小，輻射損耗(引綫間的距离应小于 0.01λ)也愈小，但引綫間的距离太小又会增加引綫間的寄生电容。这是矛盾之四。

为了使电子管工作于較小的阻抗，就要求电子管工作于較低的板压和較大的板流。較低的板压意味着較长的渡越時間；較大的板流需

要較大的板极尺寸，意味着較大的极間电容。在这里又出現高頻率和低阻抗之間的矛盾。这是矛盾之五。

要想在一个管的設計中把这些矛盾全部加以解决是很难做到的。問題的解决在于根据具体用途和具体要求，抓住主要矛盾来决定某一設計方案的取舍。在主要矛盾解决之后，再适当地考虑次要矛盾。

例如，在設計工作于窄頻带的小型超高频三极管时，可以不考虑功率和寬頻带的問題，因而上述第三、五两个矛盾可以不予考虑。第四个矛盾也是較為次要的。主要的是一、二两个矛盾。

要解决第一个矛盾，我們宁肯采用縮短极間距离的办法，因为小型管是不宜采用高压的。对于第二个矛盾，我們既然已經决定縮短极間距离以减少渡越時間，这样就自然会增加极間电容，因此必須縮小各极尺寸来补偿这一缺点。这样，在牺牲功率的前提下，第一、二两个矛盾得到了統一，即必須縮短极間距离和縮小各极的尺寸。

这样一种設計思想导致了“橡实型”电子管的产生。这是最老式的超高频管。例如，6C1XB 或 955 型管，其設計就是根据旧式 6C6 三极管的尺寸整个縮小了一定的倍数而制成的。不难证明，当将所有的几何尺寸都縮小 n 倍时，电子管的参量 μ 、 S 、 R_i 都基本上保持不变，但引綫电感、极間电容和渡越時間都减小了 n 倍。同时，板极允許損耗則小了 n^2 倍。

实验也证明了上述論断。当尺寸縮小后，使用頻率的最高极限可以大大提高。例如，6C6 管只能用于 60 兆赫以下的頻率，955 管則可用于 500 兆赫甚至接近 800 兆赫的頻率。

橡实管的主要缺点是功率小，例如，在 800 兆赫时，955 管的輸出功率仅有 0.2 瓦左右。橡实管的設計除了尺寸小之外並沒有引入任何新的概念。

超高频管的进一步发展主要表现在采取了减小引綫电感的措施。在四十年代的初期出現了所謂双引綫管，其特征是每个电极用两条綫