

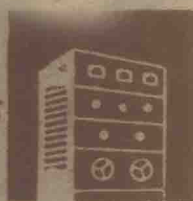
高等學校教學用書

无线电发送设备

(下 册)

原編者：北京郵電學院無線電發送設備教研組

審校者：郵電學院無線電發送設備教材選編組



人民郵電出版社

高等学校教学用书

无线电发送设备

(下 册)

原编者：北京邮电学院无线电发送设备教研组

审校者：邮电学院无线电发送设备教材选编组

人民邮电出版社

1962

內 容 提 要

本书分上、下两册，共三篇。上册为第一篇；下册为第二篇、第三篇。

第一篇为中、短波发送设备，讨论高频功率放大器基本理论及工程计算，高频功率放大器电路及中和，自激振荡器，晶体振荡器及寄生振荡，调幅、调频与调相等；对无线电报、中、短波发射机，单边带发送等有专章讲述。第二篇为米波发送设备，讨论米波段发送设备特点，功率放大器及自激振荡器等；对电视发射机有专章讲述。第三篇为微波发送设备，着重讨论微波电子管（超高频三极管，速调管，磁控管，行波管）的基本概念及工作原理；对微波调频发送设备及脉冲发送设备等也有专章讲述。

本书可作高等院校无线电通信专业的教学用书，也可供一般参考之用。

无线电发送设备（下册）

北京邮电学院无线电发

作者：人 民 邮 电 出

版

发

台

厂
店

开本 787×1092 1/32

印张 5.6/32 页数 186

印刷字数 139,000 字

1962年4月北京第一版

1962年4月北京第一次印刷

印数 1-17,200 册

统一书号：K 15045·总1298—无341

定价：(10) 0.75 元

目 录

第二篇 米波段发送设备

第一章 引言	(1)
§ 1—1 概述	(1)
§ 1—2 米波发射机的一般特性	(2)
§ 1—3 米波段电子管的特点	(3)
§ 1—4 米波段的振荡回路	(5)
第二章 米波段的功率放大器	(5)
§ 2—1 概述	(5)
§ 2—2 米波段功率放大器板流截止角的选择	(6)
§ 2—3 米波放大器的激励功率	(7)
§ 2—4 米波放大器电路	(9)
第三章 米波段的自激振荡器	(10)
§ 3—1 概述	(10)
§ 3—2 用集总参数回路的米波振荡器原理	(12)
§ 3—3 用集总参数回路的米波振荡器的计算	(17)
§ 3—4 用集总参数回路的米波振荡器电路	(19)
§ 3—5 用分布参数回路的米波振荡器电路	(20)
第四章 电视图象发射机	(23)
§ 4—1 无线电视发射台的任务	(23)
§ 4—2 图象发射机的特点	(24)
§ 4—3 图象发射机调制方案的选择	(27)
§ 4—4 图象发射机方框图的建立	(29)
§ 4—5 图象发射机被调级工作情况的计算	(33)
§ 4—6 图象发射机的调幅设备	(37)

第三篇 微波发送设备

第一章 引言	(40)
§ 1-1 超高频技术发展简史	(40)
§ 1-2 超高频波段的范围	(41)
§ 1-3 超高频电子管的特征	(41)
第二章 超高频三极管	(43)
§ 2-1 三极管在超高频工作的特点	(43)
§ 2-2 电子管中全电流的概念	(44)
§ 2-3 电子惯性对三极管工作的影响	(46)
§ 2-4 超高频电子管的类型和结构	(50)
§ 2-5 超高频三极管振荡器的结构及等效电路	(54)
§ 2-6 超高频振荡器的特点	(58)
第三章 速调管	(59)
§ 3-1 引言	(59)
§ 3-2 双腔速调管工作原理	(60)
§ 3-3 三腔速调管放大器 (功率放大器)	(64)
§ 3-4 反射式速调管振荡器	(67)
§ 3-5 反射式速调管振荡器的工作特性	(72)
§ 3-6 反射式速调管的结构	(75)
§ 3-7 速调管的发展远景	(76)
第四章 磁控管	(77)
§ 4-1 概述	(77)
§ 4-2 多腔磁控管的结构	(78)
§ 4-3 磁控管的作用原理	(85)
§ 4-4 磁控管的工作特性与负载特性	(90)
§ 4-5 磁控管的发展方向	(97)
第五章 行波管	(98)
§ 5-1 行波管的特征和简单工作原理	(98)
§ 5-2 行波管的结构	(102)

- § 5—3 行波管的小信号理論分析 (106)
- § 5—4 行波管按用途分类及其他应用 (114)
- § 5—5 行波管的发展 (115)

第六章 調頻制超高頻发送設備 (117)

- § 6—1 頻率分割多路通信的原理 (117)
- § 6—2 发送設備的方案 (119)
- § 6—3 超高頻发射机的調制器 (126)
- § 6—4 混頻器 (141)
- § 6—5 中繼系統的頻率稳定 (144)

第七章 脈冲調制发送設備 (148)

- § 7—1 时分多路通信的基本原理 (148)
- § 7—2 脈冲发射机方块图 (150)
- § 7—3 脈冲发射机的調制方式 (151)
- § 7—4 脈冲調制器的簡單工作原理 (155)
- § 7—5 脈冲发射机的綫路 (158)

第二篇 米波段发送設備

第一章 引 言

§ 1—1 概 述

由于超高频技术的迅速发展以及调制方法的改进，近二十年来在建立可靠的通信联络、广播、导航等方面，都能够利用超高频电波来完成。超高频的频带很宽，包括由波长10米到1毫米的范围。根据传输上及设备上的特点，通常又把波长1米到10米范围，称为米波。

利用超高频段的主要优点可归纳为：

(1) 频道很宽，可容纳较多的电台，并有可能应用宽频带的调制方式，例如多路通信、电视及调频广播等。

(2) 超高频的可靠通信距离一般约在几十公里的视线之内，因此可以容许在相距不太远的地方建立同频率电台，而互不干扰。

(3) 大气干扰较小，可得到较为稳定的通信。

(4) 天线体积小，易于采用增益大的定向天线，因此，可以用较小功率的发射进行通信。

(5) 振荡回路体积较小，使设备轻便。

米波段具有超高频段的这些基本优点，尤其是在米波段大气干扰最小，通信稳定，因此目前米波段的应用，例如信路不多的(4—24路)多路通信、高质量的调频广播、电视广播等，甚为广泛。

当把工作频率提高到米波段之后，过去在中、短波段一些可以忽视的问题，例如电子管的极间电容、引线电感、电子惯性、辐射损耗等，已经不能够再予忽视。我们将在这一篇里叙述米波段发送

设备的基本原理及一些工程设计问题。

§ 1—2 米波发射机的一般特性

米波通信及广播发射机的功率，通常是指送到天线的功率，其中考虑了传输系统及回路系统的效率。因此，在设计这类机器时，电子管的输出功率应大于给定的功率。

用于大城市的调频及电视广播发射机，一般功率在50瓩以下。通信用无线电电话发射机功率为几瓦到几百瓦。电视发射机所指的功率是最大的发射功率。通信用发射机的功率则为载波情况下的功率。

对于高质量的调频广播，提出下列要求：

(1) 整个音频带所产生的频移幅度均为 ± 75 千赫，

(2) 高频频段要加重（预先升高电平），其频率标准特性及容许偏差范围如图1—1所示，图中虚线表示容许偏差。对于高质量的发射机，在调制频带内与标准频率曲线的偏差不应超过1分贝。

(3) 当频移幅度为 ± 75 千赫时，在调制频段 $100 \div 7500$ 赫内的非线性失真，不应超过1%，在 $30 \div 100$ 赫和 $7500 \div 15000$ 赫内不应超过1.5%。

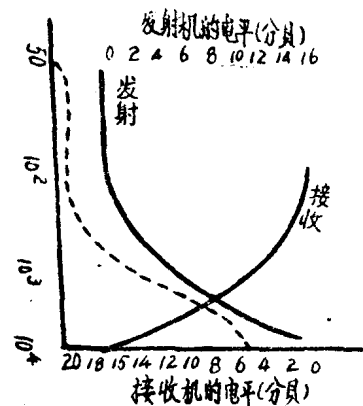


图 1—1

(4) 当发射机输入端无调制信号时，发射机本身的杂音电平不应超过 -65 分贝（对100%的调制电平来说）。

(5) 寄生调幅不应超过载波电平的5—10%。

通信用的调频发射机，常采用窄频带调制。此时，最高音频 F_{max} 的调制系数 $m < 1$ 。因此可以认为，发射机回路系统所须通过

的頻帶应为 $2F_{\text{max}}$

发射机的頻率稳定度要求为:

調頻广播发射机 2×10^{-5}

电视图象发射机 $\pm 1000\text{Hz}$

固定发射机 (通信) 2×10^{-4} (功率小于200瓦)

2×10^{-5} (功率大于200瓦)

§ 1—3 米波段电子管的特点

用于米波段的电子管结构与短波段用的电子管没有多大区别。但在短波段的某些問題，到了米波段就较为突出。例如短波段电子管的板栅极間的极間电容严重地影响工作。在米波段不仅要考虑这一电容，且电子管的輸入及輸出电容以及引綫电感，将构成振盪回路的主要元件，有很大的回路电流流过这些元件。

通常制造米波电子管多采用减小电极尺寸及加粗电极引綫的办法，以降低极間电容及引綫电感。同时由于介質損耗随頻率的提高而增大，因此，还必须采用超高频介質。而且在运用时，还要适当地降低电压以减小介質損耗及負載阻抗，提高电子管效率。

电子慣性只在米波段較短波长端才开始对电子管工作有影响，因此一般來說，可以不必考虑电子慣性的影响。减小电子慣性的影响，可以采用提高板极电压的办法，但这将使介質損耗增加，并要求較高的負載阻抗，使匹配产生困难。

功率較大时，常采用为栅极接地电路而設計的三极管。近年来，各国都已試制成功一些专供米波段調頻及电视广播的寬頻帶大功率四极管。以及較小功率的双四极电子注功率管。

当波长等于12—15米时，电路上及电子管的寄生参数，已严重地影响放大器的工作，使用普通的四、五极管时，已不能令人滿意。因为在这种波长时，輸入和輸出电容的寄生耦合非常强。这种耦合对阴极接地电路來說是由于两个原因所引起的：

(1) 由于极間电容 C_{gk} 的耦合。

(2) 由于阴极和帘栅极存在着引线电感,

让我们来谈谈四极管的情况。在阴极引线电感可忽略的条件下 ($L_k=0$), 四极管的线路示如图 1—2, 其等效电路示如图 1—3。

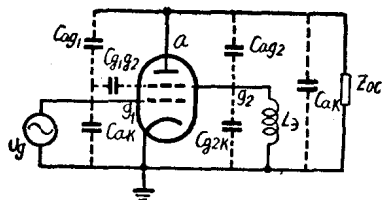


图 1—2

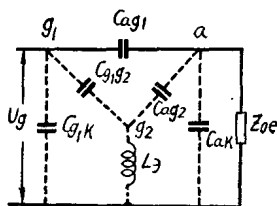


图 1—3

从图中可看出输入和输出电路间的耦合是通过电容 C_{ag1} 和帘栅极引线电感 L_3 来实现的 (电容 C_{g2k} 可忽略不计)。控制栅和板极的引线电感不起耦合作用。因为它们只是包括在输入和输出电路中, 而不是耦合元件。

在超短波时, 用普通的四五极管工作的放大器, 其所产生的直通及反作用, 大致与三极管情况相似, 很容易产生自激。

为了防止寄生振荡, 曾用下面各种方法来减少帘栅极引线电感 L_3 的作用。

(1) 把帘栅极引线做成好几个加以并联, 使 L_3 降低。但电子管内部结构没有改变, 这种电子管只能工作在 8—10 米的波长。

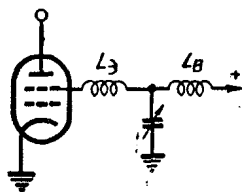


图 1—4

(2) 在帘栅极的引线上接入一个可变电容, 如图 1—4, 使与 L_3 成串联谐振 (调到直通最小值)。这样来抵消 L_3 的影响。

(3) 用特殊结构的超短波四极管。这种电子管是从电子管内部结构来消除 L_3 的作用、这种结构是帘栅极用环形引线, 使电子管的板极和控制栅的屏蔽加强, 如四极管 ΓY —27B 便是一例。这样电子管工作频率可达 110 MHz ($\lambda=2.7$ 米)。

还有另一种超短波双四极电子注管，其结构如图 1—5 所示。对于两半个电子管来说阴极是公共的，控制栅极及板极的引出线各处一边，在电子管内部，帘栅通过电容量很小的电容器 C_0 ($C_0 \approx 100 \text{ pf}$) 与阴极相连，这样当工作于甚高频率时， C_0 可直接将帘栅极与阴极短接，而消除 I_{c0} 的作用。电子管 $1Y-29$ 就是这类型电子管的例子。

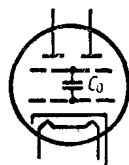


图 1—5

§ 1—4 米波段的振荡回路

米波段的振荡回路可采用集总参数或分布参数的结构。波长在 5—10 米时，应用分布参数的传输线回路就显得体积过于庞大，因此，必须根据实际情况分别选择所需振荡回路的形式。

随着频率的提高，当采用集总参数的振荡回路时，其质量将迅速下降，由于损耗增加，回路的谐振阻抗减低，使输出功率减小，电子管板耗增加，所以效率降低，因此在米波段的较短波段，由于分布参数回路具有较高的 Q 值，尺寸还不是太大，故仍采用。

由于有电子管输出电容及分布电容，振荡回路的特性阻抗随频率的提高而减小，谐振阻抗降低。因此电子管工作时所要求的最佳负载阻抗应当较低，这可由适当地降低电子管板压，提高电流利用率得到。这样也容易获得必要的阻抗匹配，使效率提高。但必须注意避免过份降低板压以至出现过压情况，这对有效输出功率极为不利。

第二章 米波段的功率放大器

§ 2—1 概 述

工作在米波段的功率放大器，一般来说，电子惯性的影响不太严重。而要注意分佈元件及各种损耗所引入的影响，它们使功率和

效率都大为降低。

米波功率放大器常用于中等电平調制的电视图象发射机、調頻发射机，以及一些脈冲調制的发射机中。对这些发射机，其調制頻帶都較一般音頻調幅时寬得多。

适合米波段工作的电子管，應該是特別制造的，所要考慮的問題已在 § 1—3 述及。在此波段內，最广泛应用的是柵极接地电路，因为这种电路具有較高的稳定性，不但适合于米波段，以后将会看到，在分米波及厘米波段的应用也很广泛。

由于頻率增高，趋肤效应、輻射及介質損耗都增加，特別对于功率較大的放大器，这些損耗更为严重。因此，在制造米波放大器时，應該选择高质量的絕緣材料，加大通过电流的接綫的面积，且加以鍍銀。为了减少輻射損耗，放大器的回路，必須給予良好屏蔽。

在考虑級間功率关系时，由于各种損耗的加大，激励功率应有富余，以保証得到所需的輸出功率。

§ 2—2 米波段功率放大器板流截止角的选择

我們在計算中、短波发射机时，根据給定的輸出功率 P_1 与板压 E_a ，計算出所要求的最佳負載电阻 R_{opt} ，然后調整实际放大器的負載，使其滿足这个要求。

可是，在超高频段，由于頻率很高，电子管的絕緣材料、引綫、調諧回路等的損失增大，再加上极間电容的限制等，常使实际可能得到的負載电阻远小于所要求的值，因而使輸出的有用功率大減，而輸入的功率反增加，以致电子管的板耗急剧上升。因此在米波段設計中必須調整电子管的工作状态，使它在較小的截止角下工作。因为减小截止角，可以减小电子管所要求的最佳負載电阻，从而使輸出功率有所增加。理由如下。

若在减小截止角的同时保持板流脈冲高度 I_m 不变，則板流脈冲中的直流分量 I_{a0} 与基波分量 I_{a1} 都要下降。同理，只要保持 I_{a0} 不超

过电子管容许的最大板流值，則我們在减小截止角的时候，就可以增大板流脉冲高度 I_{m1} ，更充分地利用电子管，从而可以增大基波电流振幅 I_{a1} 。

当 I_m 增大时，临界板压利用系数 $\xi_{kp} = (1 - \frac{I_m}{S_K E_a})$ 减小，也就是输出电压 U_{a1} 将减小。因而在小截止角、大板流脉冲下工作的电子管，其所要求的最佳负载电阻 $R_{oe, opt} = \frac{U_{a1}}{I_{a1}}$ 减小。

当然，当 θ 减小时，由于 ξ_{kp} 的减小，效率 $\eta = \frac{1}{2} g_1(\theta) \xi_{kp}$ 也要减小。不过当 θ 减小时， $g_1(\theta)$ 要增大，这多少能使 η 的减小程度减轻。对超高频波段来讲，对于获得很高的板路效率的要求并不是十分迫切的，而主要要解决的问题是如何使电子管的功率输出尽可能地大。

因此，在中短波，电子管工作的最佳截止角 $\theta \approx 80^\circ - 90^\circ$ ；而在超短波，一般常采用 $\theta \approx 50^\circ - 30^\circ$ 。

对于常用的米波段电子管的截止角选择，示于表2—1，可以看出截止角 θ 在 60° 左右。按该表选择的截止角，对功率及效率均较为适合。

表 2—1

管 号	$E_a(V)$	$I_{ao}(ma)$	$S_K(\frac{ma}{V})$	θ_{opt}
$\Gamma y-50$	600	120	5	60
$\Gamma-907$	600	100	4	62
$\Gamma y-29$	750	240	10	57
$\Gamma y-32$	750	90	5	52
$\Gamma-837$	500	80	7	51

§ 2—3 米波放大器的激励功率

米波放大器所需的栅极激励功率随着工作波长的减小而增加，

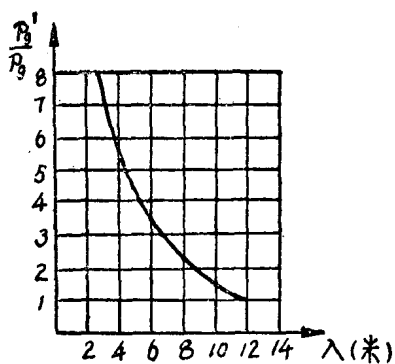


图 2-1

图2—1为电子管Гy—50的激励功率随波长变化的关系。图中 P_g' 为较短波长时的激励功率, P_g 为某较长波长时的激励功率。影响到米波段激励功率增加的原因为电子惯性及电子管极间电容及引线电感。由于电子运动产生的感应电流使得栅极电流的有功分量增加, 这就要求加大前级的推动功率。

由于极间电容及引线电感的影响, 可由图2—2的等效电路解释。对于阴极接地电路, 阴极电感是起输入与输出间的能量耦合作用的。由图2—2可得到图2—3的栅极电路的电流电压向量图。

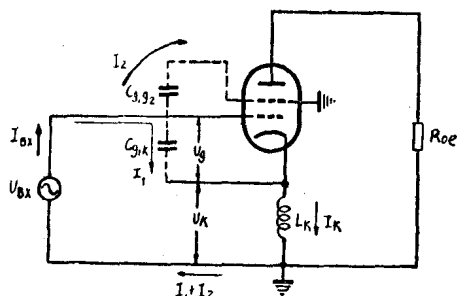


图 2-2

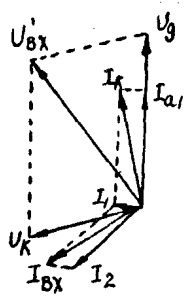


图 2-3

当考虑了 $R_{oe} \gg \omega L_k$ 及 $1/\omega C_{g1k} \gg \omega L_k$ 时得到:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= j\omega C_{g1k} U_g \\ I_2 &= j\omega C_{g1k} U_{gx} \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

故得到 I_1 与 U_g 差 90° , 及 I_2 与 U_{gx} 差 90° , 并得到:

$$\left. \begin{aligned} I_k &= I_1 + I_{a1} \\ I_{gx} &= I_1 + I_2 \end{aligned} \right\} \quad (2-2)$$

为了清楚起见, 将 I_{gx} 与 U_{gx} 的向量表示于图2—4。由此可知,

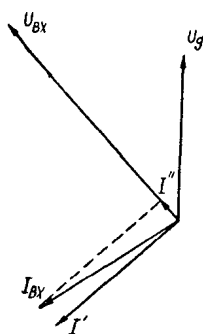


图 2-4

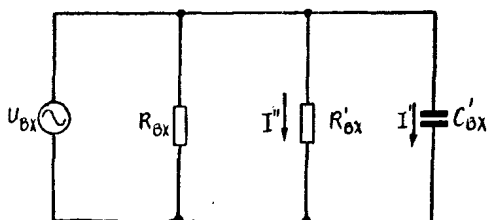


图 2-5

由于极间电容及阴极引线电感的影响，电流 I_{gx} 可分为有功分量 I' 及无功分量 I'' 。由此得到图2—5的栅极等效输入电路，其中 R_{gx} 为放大器的正常激励功率的等效电阻，而 R'_{gx} 及 C'_{gx} 可由下列式子表示：

$$\left. \begin{aligned} R'_{gx} &= U_{gx} / I'' \\ \omega C'_{gx} &= I' / U_{gx} \end{aligned} \right\} \quad (2-3)$$

由此得到的放大器激励功率为：

$$P'_g = \frac{1}{2} I_{g1}' \cdot R_{gx} + \frac{1}{2} I'' \cdot R'_{gx} \quad (2-4)$$

可以看出，随着波长的减小，电流 I'' 相应地增大，因此激励功率将随着频率的增加而增加。

§ 2—4 米波放大器电路

米波放大器可以是单边的，也可以是推挽的电路。在要求功率较大的情况下，例如强功率的电视图象发射机，也有用多管的并联电路。但必须注意，几乎所有的放大器，都是用栅极接地电路工作。

关于栅极接地电路的工作原理及工程计算，已在第一篇第四章中介绍过，这里不再重述。

图2—6介绍一种常用的推挽栅极接地放大器电路，板极负载回

路及栅极回路都采用终端短路的传输线组成。如以前所指出的，这种分布参数的振荡回路具有较高的 Q 值，并易于制造，得到平衡及对称也容易，回路效率高。

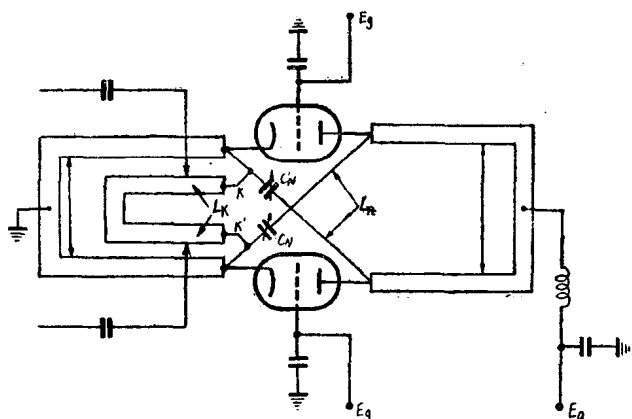


图 2-6

对于米波段的放大器，考虑加中和电路是必要的。图2—8中加入了中和电路，调整激励接入点 KK' 可以得到复杂中和条件之一的 $L_{K1} = L_{K2} = L_{K1} = L_{K2}$ 。

在调整米波放大器时，最应注意的是寄生振荡问题，可以按第一篇第八章介绍的方法进行细致的检查测验。只要安装合理，元件布置紧凑，并加进一些预防寄生振荡的措施，电路是不难稳定工作的。

第三章 米波段的自激振荡器

§ 3—1 概 述

工作在米波段的自激振荡器，已经得到广泛的应用。例如分米波及厘米波中继通信的调频设备、电视接收机的外差振荡器等，都

是用工作于米波段的自激振盪器。

随着工作频率的提高，在中短波段被忽略的一些问题需要加以考虑。由于电子管的极间电容及引线电感的存在，不接任何外部元件而将电子管各极短接后，便可成为自激振盪电路，其自激频率就是所谓“极限频率”，企图使工作频率高于这个频率是不可能的。

当电子惯性开始影响到米波段的工作情况时，必须考虑电子从阴极发射后飞到板极所需要的一定的时间。此时间称为过渡时间。对于中短波段来说，因其周期与过渡时间相比较大，可近似地认为电子从阴极飞到板极不需要时间，我们就得到了在中短波段内电子管仅存在对流电流的概念。

频率继续增高乃至使得工作周期与电子过渡时间可以相比较时，电子过渡时间就不能忽略。这时由于电子运动所产生的感应电流，将严重地影响到电子管的工作，它使电子管等效输入导纳加大，板流形状发生畸变，电子管的功率及效率都大为降低。频率再增高（周期减小）时，甚至使得电子在一周期的时间内，未能飞到板极，而遇拒斥电场（相当于负半周期的作用）又折返阴极，结果电子管便失去了放大或振盪作用。

虽然，这些因素在米波段的影响还不是那么严重，但是已不能按着普通方法来制造电子管和振盪回路。

应该提到，由于频率增高之后，趋肤效应损耗、介质及辐射损耗都会增大，使得振盪回路的品质因数下降，同时回路的特性阻抗也随频率的增高而降低。结果，在此波段内的等效负载阻抗是较低的。这也是米波段放大或振盪电路效率低的原因之一。克服这种现象的方法是加大引线面积，采用高质量的介质及用分佈参数的振盪回路，并将回路加以屏蔽。在波长较短时，可采用封闭的同轴电缆或空腔谐振器作振盪回路。

和放大器一样，米波段的自激振盪器，通常都采用栅地电路。电容三端的振盪电路，由于其频率稳定度较高，故在米波段也被广泛采用。附带指出，关于米波段的自激振盪的分析，对处理其他电