

· 289192 ·

高等学校教学用书

无线电接收设备

(下 册)

原 編 者：北京邮电学院无线电接收设备教研組

审 校 者：邮电学院无线电接收设备教材选編組



人 民 邮 电 出 版 社

高等学校教学用书

无线电接收设备

(下 册)

原编者：北京邮电学院无线电接收设备教研组

审校者：邮电学院无线电接收设备教材选编组

人民邮电出版社

內 容 提 要

本书共有四編，計十八章，分上、下兩册出版。上册列有第一編；下册包括第二、三、四編。

第一編为中、短波接收机，討論接收机的錢性級、变頻器、檢波器及自动增益控制电路等各組成部分；并对調幅信号、单边带电话、移頻及移相电报等的接收方法有专章論述。第二編为超高频接收机，着重討論多路微波接收机的各主要部件，如超高频放大器、超高频变頻器、寬頻带中頻放大器、頻率檢波器及限幅器等，并有专章讲述接收机的噪声、参量放大器和調頻信号、脈冲調制信号的接收方法。在第三編晶体管接收机中，主要討論晶体管高频放大器、晶体管变頻器等，并对晶体管接收技术发展的几个方向有简单的介紹。第四編簡要讲述潜在抗干扰性理論，并介紹目前实用的一些抗干扰接收方法。

本书可供高等学校无线电通信类型专业作为教学用书，也适合一般讀者自学参考。

无綫电接收設備（下册）

原編者：北京邮电学院无綫电接收設備教研組

审校者：邮电学院无綫电接收設備教材选編組

出版者：人 民 邮 电 出 版 社

北京东四六条13号

（北京市書刊出版业营业許可証出字第〇四八号）

印刷者：邮 电 部 北 京 邮 票 厂

发行者：新 华 书 店

开本 850×1168 1/32

1961年8月北京第一版

印数 11 2/32 页 354 插页1 1961年8月北京第一次印刷

本册字数 296,000 字

印数 1-6,150

統一书号：15045·总1265—无327

定价：(10)1.60元

目 录

第二編 超高频接收机

第 八 章	輸入电路和超高频放大器	(1)
§ 8.1	概述	(1)
§ 8.2	輸入电路	(4)
§ 8.3	超高频电子管的特性	(9)
§ 8.4	共阴极超高频放大器	(12)
§ 8.5	共栅极超高频放大器	(17)
第 九 章	放大器的噪声	(23)
§ 9.1	概述	(23)
§ 9.2	电路和电子管的噪声	(24)
§ 9.3	噪声强度和噪声电平系数	(30)
§ 9.4	放大器噪声的分析	(33)
§ 9.5	多级电路的噪声	(41)
§ 9.6	噪声系数	(44)
§ 9.7	共阴共栅极低噪声放大器	(46)
§ 9.8	参量放大器	(50)
第 十 章	超高频变频器	(62)
§ 10.1	概述	(62)
§ 10.2	三极管变频器	(65)
§ 10.3	五极管混频器	(74)
§ 10.4	晶体二极管混频器	(76)
§ 10.5	超高频外差振荡器及其噪声	(93)
§ 10.6	平衡混频器	(96)
第 十 一 章	寬頻帶中頻放大器	(102)
§ 11.1	概述	(102)
§ 11.2	寬頻帶中頻放大器的綫路和质量指标	(107)

§ 11.3	双耦合回路宽频带中频放大器	(113)
§ 11.4	参差失谐宽频带中频放大器	(120)
§ 11.5	各类宽频带中频放大器的比较	(128)
§ 11.6	校相网络	(129)
§ 11.7	中频功率放大器	(130)
§ 11.8	宽频带放大器的工作稳定性	(134)
§ 11.9	宽频带中频放大器的结构设计、安装方法和元件选择	(140)
§ 11.10	宽频带中频放大器的测试和调整	(142)
第十二章	频率检波器及限幅器	(149)
§ 12.1	概述	(149)
§ 12.2	双失谐回路频率检波器	(150)
§ 12.3	双耦合回路频率检波器	(174)
§ 12.4	比例式频率检波器	(183)
§ 12.5	栅极限幅器	(187)
§ 12.6	双管阴极耦合限幅器	(191)
§ 12.7	宽频带限幅器	(192)
第十三章	调频信号的接收	(198)
§ 13.1	概述	(198)
§ 13.2	调频接收机的主要质量指标	(199)
§ 13.3	无线电中继通信调频接收机	(204)
§ 13.4	调频广播接收机	(207)
§ 13.5	随动调谐的调频信号接收	(208)
第十四章	脉冲调制信号的接收	(211)
§ 14.1	概述	(211)
§ 14.2	脉冲调制种类、已调脉冲的频谱及脉冲调制信号的接收	(213)
§ 14.3	脉冲相位调制多路无线电通信设备的接收部分	(218)
§ 14.4	高频及中频放大器的瞬变过程。最佳通频带	(224)
§ 14.5	各种脉冲调制信号接收时的抗干扰性	(232)
§ 14.6	脉冲编码调制和增量调制	(233)

第三編 晶体管接收机

第十五章 晶体管广播接收机	(246)
§ 15.1 概述	(246)
§ 15.2 磁性天线的原理及计算方法	(248)
§ 15.3 晶体管的高频特性	(254)
§ 15.4 晶体管高频放大器	(262)
§ 15.5 晶体管变频器	(274)
§ 15.6 检波器和自动增益控制概述	(278)
§ 15.7 整机原理及设计安装、调整测试方法	(281)
§ 15.8 晶体管接收机的优缺点	(288)
第十六章 晶体管接收技术发展的几个方向	(289)
§ 16.1 提高晶体管工作频率的方向及各种新型高频晶体管	(289)
§ 16.2 晶体管内部噪声	(292)
§ 16.3 150兆赫晶体管调频接收机介绍	(296)

第四編 抗干扰接收

第十七章 潜在抗干扰性简述	(305)
§ 17.1 概述	(305)
§ 17.2 无线电接收时的干扰及其一般抑制方法	(305)
§ 17.3 通信系统及其一般工作情况	(309)
§ 17.4 调频与调幅的抗干扰性	(311)
§ 17.5 潜在抗干扰性	(318)
§ 17.6 不同传输方式电报的抗干扰性	(326)
第十八章 抗干扰接收方法	(329)
§ 18.1 概述	(329)
§ 18.2 利用相位自动微调频率检波器接收调频信号	(331)
§ 18.3 抑制载频的双边带调幅和调相信号的接收	(336)
§ 18.4 积分接收	(341)

第二編 超高頻接收机

第八章 輸入电路和超高頻放大器

§ 8.1 概 述

超高頻接收机的用途 在無線电通信方面，超高頻（超短波）多路通信已成为主要的通信方式之一。在这种通信系統中，超高頻接收机是一个不可缺少的部分，所以超高頻接收技术也成为接收課程中重要的組成部分之一。超高頻接收机应用的范围很广，它已很有成效地用于传输多路無線电话、高质量的电视，以及雷达、無線电遙控、遙測系統中。

超高頻接收机的类型 30 兆赫以上的頻率泛称为“超高頻”，或称“超短波”，在这波段內还有米波、分米波、厘米波及毫米波之分，所以超高頻接收机也可按这些波段区分，波段不同的接收机结构也有所不同。按調制方式分类时，可以分为調幅、調頻，以及各种脈冲調制的接收机。超高頻接收机綫路类型是多种多样的：有直接放大式、超再生式和超外差式等，其中以超外差式接收机应用最为广泛。

超高頻接收机的方框图 下面我們以多路無線电中繼通信綫路中用的超外差式接收机为例，來說明超高頻接收机的組成。

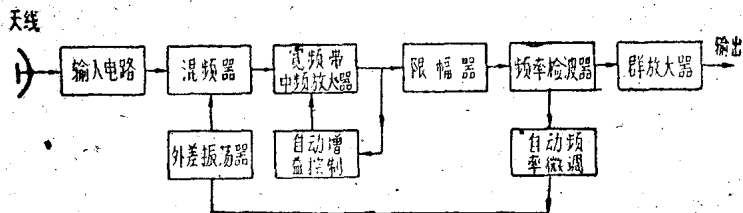


图 8.1

图8.1所示是接收调频信号的超高频接收机的方框图。

信号能量自天线经馈线(同轴线或波导)首先到输入电路。在高于1000兆赫的接收机里,目前一般没有超高频放大器,信号直接到达混频器,与外差振荡电压进行混频。混频后所产生的中频信号通过宽频带中频放大器被它放大。为了避免频率检波器(或称“鉴频器”)引起失真和噪声,放大的信号需先经过限幅器限制幅度后,再送到频率检波器进行检波。这就完成了调频信号的解调。如传输电话则解调出的载电话信号,经载波放大器放大后再送到多路载波终端设备上去。如传输电视则解调出的电视信号经视频放大器放大后,分开图象和伴音信号再送到电视台去。为了保持通信的稳定性,大多数接收机中的外差振荡器都采用自动频率微调系统进行稳频。

需要说明:在超高频接收机中,我们是希望有超高频放大器的,超高频放大器对信号进行选择,能提高接收机的选择性;同时,在混频前把信号放大,就可以压低混频噪声(混频噪声较大),提高接收机的信号噪声比,这就提高了接收机的灵敏度。但是,由于高频放大技术上的困难和放大器的噪声问题等,目前在高于1000兆赫的超高频接收机中还较少应用超高频放大器,而只在超高频较低频段内是采用超高频放大器的。现在人们正在研究能放大超高频信号而且噪声低的行波管放大器、量子放大器和参量放大器等新式放大设备,可以预料,不久将来在1000兆赫以上的频率是会运用超高频放大器的。

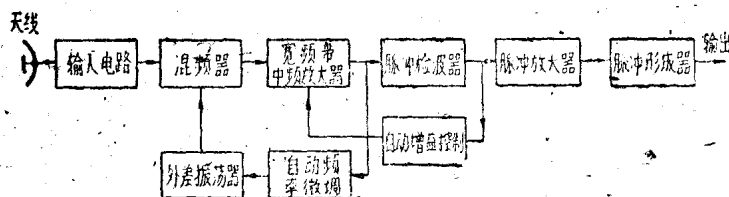


图 8.2

脈冲調制信号接收机的組成和普通的調頻超外差式接收机的区别是：它沒有中頻的限幅器；而頻率檢波器則代以脈冲檢波器；檢波器之后則經脈冲放大器和脈冲形成器放大及修整波形后送出。

上述兩方框图中的部件，如外差振盪器、自动頻率微調系統、羣放大器等在其它課程中講述，这里不講，在这一編里主要講述超高频接收机的輸入电路、超高频放大器(包括低噪声參量放大器)、混頻器、寬頻帶中頻放大器、限幅器和頻率檢波器等，最后还将介紹調頻接收机和脈冲調制接收机的特点。

超高频接收机与中、短波接收机比較具有許多特点；首先是接收机内部噪声限制了接收机的灵敏度。当頻率高于120兆赫时，接收設備的内部起伏噪声起主要作用，而外来干扰的影响可以忽略。如要維持接收机能正常工作，内部噪声大时需要接收較强的信号，内部噪声小时则可以接收較弱的信号，可見内部噪声决定了接收机的灵敏度。所以在設計超高频接收机时，应力求降低内部噪声，以提高接收机的灵敏度。噪声的研究是超高频接收机的重要内容之一。第二个特点是超高频信号放大困难。在超高频波段，电子管内的电子渡越時間、引綫电感及极間电容发生作用，使电子管的輸入及輸出电导增大，即輸入、輸出电阻减小，回路的等效品質因数下降，以致使各級放大系数大大降低，選擇性变坏。为了使放大量尽可能地高，必須考慮各級之間的匹配問題；由于輸入、輸出电阻很小，其数值已小到可以同回路諧振阻抗相比拟，所以有可能得到匹配，而这在中、短波波段里是不可能實現的。第三个特点是超高频接收机所需的通頻帶很寬，通常自几百千赫至几十兆赫。这是由于所接收信号的頻譜寬，以及外差振盪器不稳定的緣故。最后一个特点是超高频接收机的結構和使用的电子管和中、短波接收机大不相同，超高频接收机中广泛地使用长綫或諧振空腔作为振盪回路，采用波导和同軸綫傳輸高频能量，并使用灯塔管、行波管和反射速調管等各种專門用在超高频上的超高频电子管。

§8.2 輸入电路

和中、短波接收机相类似，超高频接收机的輸入电路的功用是为了提高接收机的選擇性，抑制鏡象干扰，有效地把天綫上的信号功率傳輸到第一級电子管（超高频放大器或混頻器）的輸入端。此外在超高频接收机里，輸入电路还要起抑制噪声的作用。

輸入电路的型式，在米波段常用集中参量的回路元件构成。在分米波以上波段則常用分佈参量的回路元件构成，例如用同軸綫或波导管的諧振腔构成輸入电路。

(一) 变压器和自耦变压器耦合的輸入电路

(I) 綫路:

变压器耦合的輸入电路是短波接收机里最常采用的电路，在超高频波段也有应用。此外在超高频波段还常用自耦变压器耦合及其变型的輸入电路。图 8.3 所示是米波段上用的由集中参量元件构成的輸入电路。图 8.3a 是用对称饋綫并以变压器耦合的輸入电路。

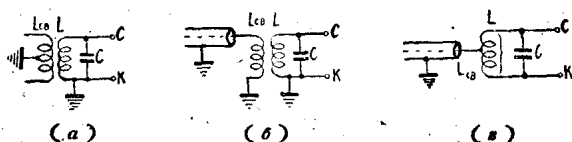


图 8.3

图 8.3b 和 c 分别是用同軸電綫作为饋綫的变压器耦合和自耦变压器耦合的輸入电路。图中的 LC 是調諧于信号频率的諧振回路， L_{cs} 是耦合綫圈。有时为了加寬通頻帶，在 LC 回路上还并联一只电阻。

变压器耦合的輸入电路在前面中、短波接收机里已經講过，这里只分析自耦变压器耦合的輸入电路。

(II) 自耦变压器耦合輸入电路的分析:

自耦变压器耦合的輸入电路既然具有諧振回路，所以关于選擇性能的分析就同变压器耦合的完全类似，这里不再重复。現在主要

是从传输性能最好的观点出发来决定耦合程度，并求出耦合元件的大小。

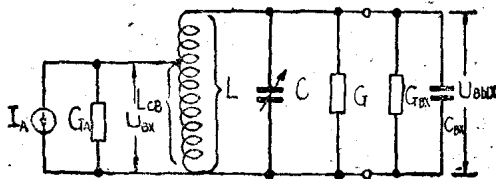


图 8.4

根据图8.36或6可画出如图8.4所示的等效电路。图中： I_A 是天线上信号的电流； $G_A = \frac{1}{\rho_A}$ 是馈线的波电导； G_{sx} 是电子管的输入电导； C_{sx} 是电子管的输入电容； G 是回路本身的谐振电导。馈线的损耗一般很小，可以忽略。耦合系数（或称“接入系数”） m 为：

$$m = \frac{U_{sx}}{U_{sxx}} = \frac{I_{cb}}{I} < 1。$$

适当选择谐振回路和天线电路间的耦合，使得谐振回路的阻抗转换（引入）到天线电路后，引入阻抗中的电阻、电抗分量分别和天线电路中的电阻、电抗分量相等，而两个电抗分量的符号相反，就达到了匹配状态。在匹配的情况下，具有最大的传输系数，这时的耦合叫做最佳耦合。即匹配时有：

$$m_{onm}^2 \cdot \frac{1}{G + G_{sx}} = \frac{1}{G_A}，$$

$$m_{onm} = \sqrt{\frac{G + G_{sx}}{G_A}} \quad (8.1)$$

m_{onm} 就是保证传输性能最好的耦合系数。已知馈线的波电导 G_A 、输入回路的谐振电导 G ，以及电子管的输入电导 G_{sx} 就可以求得最佳耦合系数 m_{onm} 。由此可求耦合电感 L_{cb} ，并决定自耦变压器的抽头。

关于电压传输系数、选择性等指标的计算，则和变压器耦合的输入电路相同，不再赘述。

(二)同轴线的输入电路

当频率升高时,用分佈参量的同轴谐振线作输入电路可以减小回路损耗。同轴线的尺寸与波长有一定的关系,频率高时波长短,所用的同轴线的尺寸将不很大。在分米波波段,一般用一段一端短路的同轴线作为输入电路。

图 8.5 所示的同轴线输入电路是和共阴极放大器相接;但它也

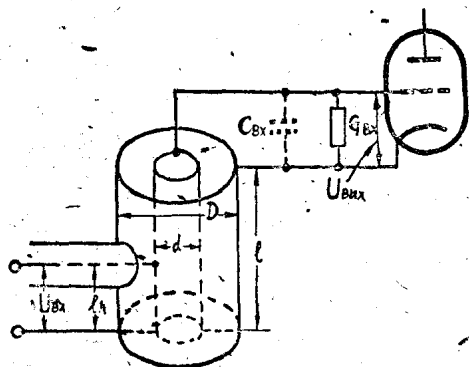


图 8.5

可以和共栅极的放大器相接。同轴线的开路端接接收机第一级电子管的输入端, G_{Bx} 和 C_{Bx} 分别是第一级电子管的输入电导及输入电容, l 为同轴线的长度。天线的馈线接于距短路端为 l_A 的点上 ($l_A < l$), 这样接是因为馈线的波阻抗常小于电子管的输入电

阻所致,这一点相当于自耦变压器的抽头。所以,这种同轴线的输入电路实际上和自耦变压器输入电路等效。

(1) 求同轴线的尺寸 l 和 l_A 长度为 l 的一端短路的同轴线连同电子管的输入电容 C_{Bx} , 应该等效于一并联的谐振回路。我们知道,长度为四分之一波长的同轴线相当于一并联的谐振回路,所以如果 $C_{Bx} = 0$, 则 $l = \lambda_0/4$ 。当 $C_{Bx} \neq 0$ 时,则应该 $l < \lambda_0/4$, 这时同轴线本身呈感性,与 C_{Bx} 合起来构成一并联谐振回路,我们就由这种和并联谐振回路相等效的性能来决定 l 。

同轴线的特性阻抗 $\rho_A = 138 \lg \frac{D}{d}$, D 是同轴线外导体的内直径, d 是内导体的外直径 (见图 8.5)。长度小于四分之一波长的短路同轴线呈感抗,这感抗等于 $\rho_A \lg \frac{2\pi l}{\lambda_0}$, 当回路谐振时,

$$j\left(\rho_A \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_0} - \frac{1}{\omega_0 C_{BX}}\right) = 0$$

$$\text{可解得: } l = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arc} \operatorname{tg}\left(\frac{1}{\rho_A \omega_0 C_{BX}}\right) \quad (8.2)$$

l_A 的选择是从输入电路与天线电路匹配出发, 以得到最好的传输性能。在匹配情况下, 必定是饋线端和输入电路输出端两边消耗的功率相等。如果忽略同軸綫的損耗不計, 即得:

$$U_{BX}^2 G_A = U_{BX}^2 G_{BX}$$

$$U_{AKC}^2 \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} l_A\right) G_A = U_{AKC}^2 \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} l\right) G_{BX}$$

式中 U_{AKC} 是同軸綫上波腹的电压。

由此可解得:

$$l_A = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arc} \sin\left[\sqrt{\frac{G_{BX}}{G_A}} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} l\right)\right] \quad (8.3)$$

(2) 同軸綫和集中参量回路的等效性 和一般輸入电路一样, 为了計算同軸綫回路的指标, 需要先知道这种回路的一些参量, 即回路电容和 Q 值; 同时由同軸綫和集中参量回路的等效性求出等效参量, 然后方可計算它的各个指标。

輸入回路的导納用同軸綫表示为

$$Y_{BX,A} = G_{BX} + j\omega C_{BX} - j\frac{1}{\rho_A} \operatorname{ctg} \theta,$$

$$\text{式中: } \theta = \frac{2\pi l}{\lambda_0}。$$

如果用集中参量回路表示則为

$$Y_{BX,K} = G_{BX} + j\omega C - j\frac{1}{\omega L}。$$

式中: C 是等效电容;

L 是等效电感。

要同軸綫构成的回路和集中参量的回路等效, 必須在 ω_0 附近

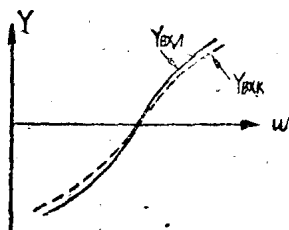


图 8.6

等效 Q 值应为:

$Y_{BX.A}$ 和 $Y_{BX.K}$ 的变化情况相同, 如果繪成曲綫, 二者在 $\omega = \omega_0$ 附近導納曲綫應該重合 (見圖 8.6), 即:

$$\left[\frac{\partial Y_{BX.A}}{\partial \omega} \right]_{\omega = \omega_0} = \left[\frac{\partial Y_{BX.K}}{\partial \omega} \right]_{\omega = \omega_0}$$

可以解得等效电容为

$$C = \frac{1}{2} \left(C_{sx} + \frac{\theta}{\rho_A \omega_0 \sin^2 \theta} \right) \quad (8.4)$$

$$Q = \frac{R_{s2}}{\rho}$$

式中 ρ 是回路的特性阻抗; R_{s2} 是回路的等效諧振阻抗, 它是同軸綫本身的 R_{oe} 和 R_{sx} 的并聯值, 由于同軸綫本身的損耗小, R_{oe} 很大, 而超高频电子管的輸入电阻 R_{sx} 却較小, 所以 $R_{s2} \approx R_{sx}$, 这样就有:

$$Q = \frac{R_{s2}}{\rho} \approx \frac{R_{sx}}{\rho} \quad (8.5)$$

已知等效电容 C 和等效 Q 值后, 就可以应用集中參量輸入电路的公式来計算指标。

在超高频波段, 常用一段波导来傳輸高频能量, 波导的一端接天綫, 另一端接晶体混頻器, 波导上往往裝有調諧螺絲, 用来保証天綫与混頻器匹配。在多数情况下, 天綫与波导之間还加有波导濾波器, 用以選擇有用的信号。另外, 也常在天綫与混頻器之間加单向器来消除信号反射所引起的噪声, 以及加帶阻濾波器来防止外差振盪能量进入天綫。

饋綫应尽可能短, 以减少能量損耗。为了在第一級电子管柵极上获得尽可能大的信号和减低天綫饋綫系統不匹配所产生的噪声, 必須使天綫和饋綫匹配, 饋綫和接收机匹配。

§ 8.3 超高频电子管的特性

对超高频电子管特性的分析是研究超高频放大器的基础,因为要分析超高频放大器,就必须知道其中电子管在超高频频率上的性能和参量。

在超高频波段,下述几种因素对电子管特性有很大影响。这些因素是:(1)电子管内的电子渡越时间;(2)电子管各电极的引线电感和它们之间的互感;(3)电子管的极间电容。上述因素影响的结果,使超高频电子管的输入导纳 Y_{ck} 和输出导纳 Y_{ak} 比之在中、短波波段运用时增大,而且跨导 S 呈复数。下面分别叙述各个参量的变化情况。

(I) 输入导纳

这个导纳包括输入电导 G_{ck} 和容性电纳 $j\omega C_{ck}$ 两个分量。即

$$Y_{ck} = G_{ck} + j\omega C_{ck}。$$

电导分量 G_{ck} 是在输入端消耗能量的有功分量。它主要是由栅极感应电流及阴极引线电感两个因素形成。

(1) 栅极感应电流:如图8.7a,电子是由阴极一层一层地发射出来,每一层发射电子的多少是随外加信号电压而变化的,也就是说,刚刚脱离阴极表面的那一层电子(即最靠近阴极的那一层电子)

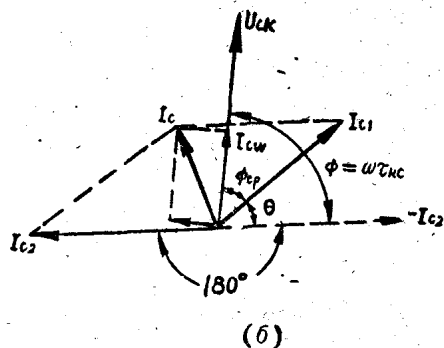
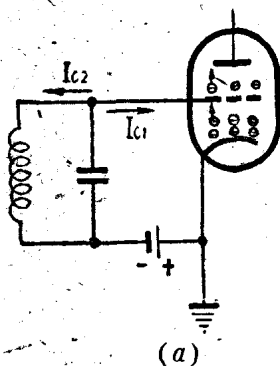


图 8.7

是受那一瞬間加在柵極上的信号电压控制的，即是它和信号电压同相位。但是，由于电子从阴极飞到柵極需要一段渡越時間，所以到达柵極的电子就滞后于信号电压。对应于由阴极发射出来的一层层电子，柵極上就先后感应出一批一批的电子，这些电子的相位是不同的，它們形成电流 I_{c1} ，对柵極上的信号电压 U_{ck} 有一平均的相位角 φ_{cp} ，当然 φ_{cp} 必定小于电子由阴极飞向柵極的总渡越角 $\omega\tau_{kc}$ (τ_{kc} 为阴柵間的电子渡越時間)，即：

$$\varphi_{cp} < \omega\tau_{kc}$$

当电子由柵極再飞往板極时，在柵極上又感应出相反方向的电子，形成电流 I_{c2} 。由于这时电子是在板極正电压的作用下，所以很快就飞到板極，渡越時間可以忽略。因此柵極上所感应的电流对信号电压 U_{ck} 的相位角就等于电子由阴极至柵極的渡越角 $\omega\tau_{kc}$ 。这样， I_{c1} 与 I_{c2} 之間除了反方向相差 180° 之外，又产生一相位差：

$$\theta = \omega\tau_{kc} - \varphi_{cp}$$

如图8.76所示，电流 I_{c1} 和 I_{c2} 在相位上既然不是反方向的，就不能互相抵消，它們反而合成一总的柵極感应电流 I_c 。这电流的有功分量 I_{cw} 将流經輸入端，消耗一部分信号的能量，产生輸入电导：

$$G_{ck} = \frac{I_{cw}}{U_{ck}} = 4\pi^2 Sa\tau_{kc}^2 f^2 = b \cdot f^2 \quad (8.6)$$

这个电导就是由电子渡越時間所引起的輸入电导，可以看出 G_{ck} 与跨导 S 、渡越時間 τ_{kc} 、频率 f^2 成正比，式中 $b = 4\pi^2 Sa\tau_{kc}^2$ 是一常数，在电子管手册中可以查到，而 a 是一比例系数。

(2) 阴极引綫电感的作用：当板極电流的交流分量流过阴极引綫电感 L_k ，并在其上产生电压降，这个电压与輸入信号电压串联，共同作用于柵極与阴极之間。由于电子管輸出电路內流过的电流又作用到电子管輸入电路上，这就出现了因阴极引綫电感引起的輸入电导 G_{ckL} ，可以表示如下：

$$G_{ckL} = 4\pi^2 f^2 C_{ck} L_k S = b_L f^2 \quad (8.7)$$

从上式可見 G_{ckL} 与 S 、 f^2 成正比， $b_L = 4\pi^2 C_{ck} L_k S$ ，是一个常

数,也可以在电子管手册中查到。如再考虑帘栅极引线电感 L_g 的作用,则将使 G_{ckL} 有所减小。为了减小电导 G_{ckL} ,必须使用电极引线短(引线电感小)的小型电子管;阴极引线为盘型的电子管其引线电感最小,使用有两根阴极引线的电子管,是消除阴极引线电感不良影响的根本办法,一根引线与栅极电路相连,另一根引线与板极电路相连,这就消除了栅路和板路的互相影响,如图8.8a所示。另一方法是把电容 C_k 串接在阴极引线中,并使电容 C_k 与电感 L_k 谐振于信号频率,因而消除了阴极电路的电抗,为了给阴极电

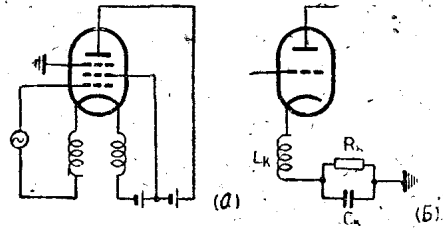


图 8.8

流的直流分量以通路,用一电阻 R_k 与 C_k 并联,如图8.8b所示。上面由电子渡越时间所形成的电导 G_{ckt} 和由阴极引线电感形成的电导 G_{ckL} 我们是分别讨论的。实际上这两个因素是同时作用的,此时情况就更为复杂。不过当渡越角 $\omega\tau_{kc}$ 不是很大时,可以分别考虑,然后把它们相加:

$$G_{ck} = G_{ckt} + G_{ckL} = (4\pi^2 a \tau_{kc}^2 + 4\pi^2 L_k C_{ck}) S f^2$$

$$= b_r f^2 + b_L f^2 = b f^2 = \frac{1}{R_{ek}} \quad (8.8)$$

其中 $b = b_r + b_L$ 是电子管的一个参量,可在手册中查到,一般是由实验求得的。

现代电子管 b_L 比 b_r 小, $b_L \approx \frac{1}{3} b_r$ 。在塔形管中,阴极引线电感的影响可以忽略。

(II) 输出导纳

输出导纳包括输出电导 G_{ak} 和容性电纳 $j\omega C_{ak}$ 两部分。即:

$$Y_{ak} = G_{ak} + j\omega C_{ak}(f). \quad (8.9)$$

影响它的因素是引线电感和极间电容,不受电子渡越时间的影响,因为它同感应电流没有关系。在频率较低时, $G_{ak} = \frac{1}{R_i}$,随