

广播发送技术

(第二册)

主编 王春生

GUANGBO FASONG JISHU

Guangbo Fasong Jishu
Guangbo Fasong Jishu

合肥工业大学出版社

(第二册)

广播发送技术

GUANGBO FASONG JISHU

主编 王春生

编写 王春生 侯丽亚 李兴华

合肥工业大学出版社



广播发送技术(第一、二册)

王春生 主编

责任编辑 朱移山

出 版	合肥工业大学出版社	开 本	787×1092 1/16
地 址	合肥市屯溪路 193 号	印 张	30.5
邮 编	230009	字 数	760 千字
电 话	总编室:0551-2903038 发行部:0551-2903198	发 行	全国新华书店
版 次	2006 年 12 月第 1 版 2006 年 12 月第 1 次印刷	印 刷	合肥星光印务有限公司
		网 址	www.hfutpress.com.cn
		E-mail	press@hfutpress.com.cn

ISBN 7-81093-483-X/TN·6

定价: 48.00 元

如果有影响阅读的印装质量问题,请与出版社发行部联系调换

前 言

在第一册中主要介绍了乙类屏调机的构成和工作原理。随着科学技术的飞速发展,新型广播发射机不断出现,为了使本教材能跟上时代的发展,反映出最新的发送技术,在第二册中分三编介绍当前我国各发射台主要使用的三种新型发射机:第一编介绍 PDM 发射机,第二编介绍 PSM 发射机,第三编介绍数字调制发射机。其中第一编和第二编中的二、三、四、五、六章由王春生编写,第三编由侯丽亚编写,第二编中的第一章由李兴华编写。

本书的编写得到中原工学院广播电视职业学院领导与有关科室的大力支持和帮助,在此表示衷心感谢。

由于水平有限,不足之处敬请专家、读者批评指正。

作 者

2006 年 12 月

目 录

概 述	(1)
-----------	-----

第一编 PDM 发射机

第一章 脉冲宽度调制及调制器	(2)
第一节 脉宽调制 (PDM) 发射机概述	(2)
第二节 串馈阴极调制式脉宽调制机工作原理	(4)
第三节 串馈板极调制式脉宽调制机的工作原理	(17)
第二章 100kW 串馈脉宽调制式短波发射机电路	(23)
第一节 发射机方框图及技术指标	(23)
第二节 高周系统原理电路	(24)
第三节 脉宽调制器原理电路	(34)

第二编 PSM 发射机

第一章 基础知识	(60)
第一节 逻辑门电路	(60)
第二节 触发器	(67)
第三节 脉冲、时序电路和集成运放	(75)
第四节 脉阶调制专用器件	(84)
第二章 概 述	(90)
第三章 PSM 调制器	(92)
第四章 音频信号的加工处理	(95)
第五章 射频末级屏压的产生	(106)
第六章 发射机的功率控制电路	(120)

第三编 数字化调幅发射机

第一章 概 论	(127)
第二章 音频处理和数字转换系统	(133)
第一节 音频处理	(133)
第二节 模数转换	(137)
第三节 A/D 转换板上的附属电路	(143)
第三章 调制编码器	(147)
第一节 调制编码器的主体电路	(147)
第二节 大、小台阶编码法	(150)
第三节 编码输出驱动器	(154)
第四节 编码器电控电路	(157)
第四章 射频功放及其合成器	(160)
第一节 射频功放电路	(160)
第二节 功率合成及数模转换	(173)
第五章 DX-600 的并机设备	(179)
第一节 并机网络的基本原理	(179)
第二节 并机网络的隔离及测试方法	(183)
第六章 控制系统	(189)
第一节 开关机和功率控制逻辑	(189)
第二节 控制系统的故障处理及显示	(194)
第七章 模块式中波发射机简介	(203)
第一节 M^2W 机系列整机框图和调制原理	(203)
第二节 功放模板循环通断原理及其实电路	(210)
第三节 M^2W 机的并机网络	(215)
第四节 精确相位脉冲多参数调制中波发射机简介	(219)

概 述

在第一册中,主要给大家介绍了乙类屏调机的组成和工作原理。乙类屏调机是 20 世纪 20 年代发明的,在国际上居于垄断地位有 50 多年的历史,我国目前有部分发射台仍在使用的这种发射机。

乙类屏调机有两个主要缺点:(1) 设备庞大。造成乙类屏调机设备庞大的原因有两个,一个是它需要大功率调幅设备,另一个是需要体积较大的调幅变压器和调幅阻流圈。(2) 整机效率不够高而且随调幅度变化而变化。在乙类屏调机中,为减小音频信号的失真,调制管通常只能工作于甲乙类或乙类状态,而且一个被调管往往需要两个同功率等级的调制管,这也是很不经济的,电能的浪费比较大。乙类屏调机的效率是随调幅度的增大而减小的,所以在载波情况下,虽然其效率在载波情况下最高可达 65%,但在实际播音中其效率却较低。

为了克服乙类屏调机的上述缺点,人们进行了长期的探索,也研究出了自动屏调机等几种新的调制方式,但由于它们自身存在一些问题,所以最终并没有取代乙类屏调机。随着科学技术的发展,特别是随着大功率蒸发冷却金属陶瓷四极管、半导体元件和大规模集成电路的发展,为新型发射机的研制打下了物质基础。上世纪 60 年代末研制出了脉冲宽度调制(PDM)发射机,它的出现对调幅广播发射机的发展具有十分重大的意义,为新型发射机的研制开辟了新的道路。80 年代中期出现了脉冲阶梯调制(PSM)发射机,80 年代末出现了数字调制(DM)发射机。这些新型发射机不但效率高、体积小、播音质量高,而且固体化、数字化、自动化程度都比较高、可靠性比较强,大大减轻了值班员的工作强度,现已在我国被广泛采用。下面在一、二、三编中分别介绍这三种新型中短波广播发射机。

第一编 PDM 发射机

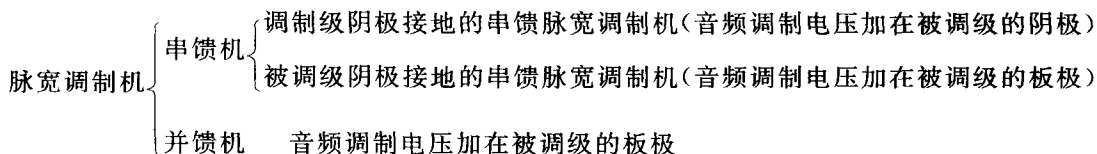
第一章 脉冲宽度调制及调制器

第一节 脉宽调制(PDM)发射机概述

脉宽调制(Pulse Duration Modulation)发射机,简称 PDM 发射机。它是一种新的板调机,它以脉宽调制器及其解调器取代了乙类屏调机的调幅器,即对被调级进行板极调幅所需要的音频调制功率是由脉宽调制器及其解调器产生的。

一、脉宽调制机的分类

脉宽调制机的分类是以脉宽调制级(调制脉冲放大器的末级)的输出端通过解调器与被调级的连接方式来分类的。一般分为串馈脉宽调制机与并馈脉宽调制机两大类,即:



这两种发射机的特点分别是:

串馈机:调制级与被调级直接耦合,相互串联工作称为串馈脉宽调制机。

并馈机:调制级通过变压器与被调级相耦合,从主整输出端看,两级为并联工作,故称为并馈脉宽调制机。

二、脉宽调制器

1. 脉宽调制器的组成

脉宽调制器由调制脉冲发生器和调制脉冲放大器组成。调制脉冲发生器简称为脉持头,是脉宽调制器的起始部分,它由矩形脉冲发生器、积分电路、比较器和射极输出器等部分组成。一般脉持头都是晶体管电路或集成电路,大功率发射机的调制脉冲放大器通常是由多级电子管放大器组成,其末级称为脉宽调制级。其方框图如图 1-1-1 所示。

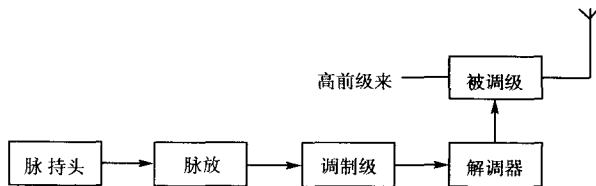


图 1-1-1 脉宽调制机方框图

2. 脉宽调制名称的来由

从比较器输出端开始,一直到脉宽调制级的各放大级,其工作状态和一串开关一样,每级只有导通和截止两种状态。脉宽调制器的各级放大器(包括比较器的输出管),在载波情况下的电压和电流波形都是等幅等宽的矩形脉冲波,其最大值和最小值在每个周期之内各占半个周期。当比较器输入音频调制信号时,该比较器及其以后的各放大级的矩形脉冲串的脉冲宽度均被音频信号所调制,以开关频率重复着的矩形脉冲的宽度将随音频信号的振幅而变化,故称为脉宽调制。例如,以比较器而论,当输入的音频调制信号电压为正时,将使输出端的矩形脉冲波电压的持续时间加大,由示波器来看,即脉冲波电压宽度比载波时加宽;反之当输入的音频调制信号电压为负时,将使输出端的矩形脉冲电压持续时间减小,相应的脉冲波电压宽度变窄,其波形如图 1-1-3 所示。比较器以后的各放大级,把调宽的矩形脉冲波电压放大到规定的电平,以满足被调级实现板极振幅调制的需要。

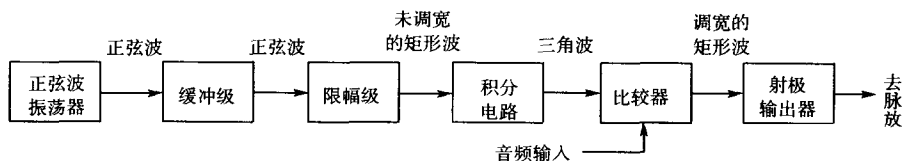


图 1-1-2 调制脉冲发生器方框图

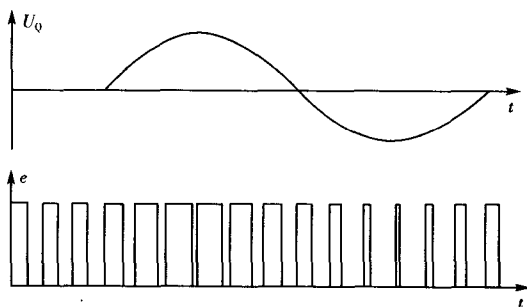


图 1-1-3 调宽脉冲波形

三、脉宽调制机与乙类板调机相比的优点

1. 调制脉冲放大器的瞬时板压、板流都是矩形脉冲波,是典型的丁类工作状态,与一般的音频放大器相比较,可以大幅度地提高板极效率。
2. 受音频信号调宽的超音频矩形脉冲波,具有很宽的频谱,调制脉冲放大器必须是优良的宽带放大器,它应使音频调制信号的频率失真很小,频率响应指标比较好。
3. 脉冲放大器的非线性失真与工作区域的电子管特性曲线的非线性无关,因此,可以在充分利用电子管的情况下,把非线性失真系数限制在规定的水平以下。
4. 省去了价格昂贵而笨重的大型元件,如调幅阻流圈、高压隔直流电容。串馈机还可以省去调幅变压器。并馈虽然不能省去调幅变压器,但也可以使它的结构简单化。
5. 脉宽调制器的调宽极限就是 $K = 0$ 和 $K = 1$ 。在输入的音频调制信号超过 100% 调幅时,被调级的音频包络将由正弦波转化为梯形波,说明脉宽调制机可以方便地实现梯调,扩大边带功率输出,而且不会在被调级产生过调幅,而引起过电压。

第二节 串馈阴极调制式脉宽调制机工作原理

串馈脉宽调制广播发射机可以分为调制级阴极接地式串馈脉宽调制机(盖茨电路)和被调级阴极接地式串馈脉宽调制机(潘太尔电路)。我们现在首先来讨论调制级阴极接地式串馈脉宽调制机的工作原理。

一、调制级原理图

如图1-1-4所示是阴极接地式串馈脉宽调制级原理图,图中, G_a 是被调管, G_M 是调制管, G_D 是阻尼管, C_1 、 L_1 组成简化了的解调器(低通滤波器), C_2 是超音频旁路电容, L_2 是高频阻流圈, C_3 是隔直流电容, E_0 是主整输出电压, I_{a0} 是被调级直流板流, I_{M0} 是调制级直流板流, I_{D0} 是阻尼管直流板流, I_0 是主整输出电流。

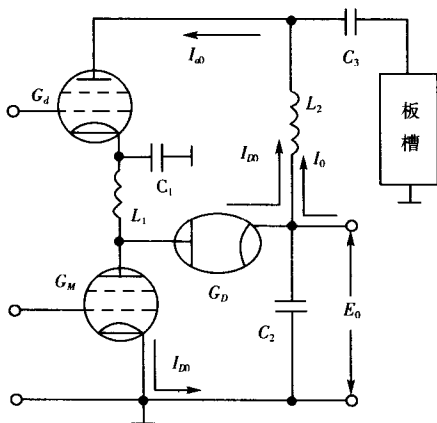


图 1-1-4 调制级原理图

由图还可以看出,由 C_1 、 L_1 组成的低通滤波器及 C_2 、 L_2 组成的高通滤波器,使被调级的高频电流和调制级的超音频电流互相隔离,所以调制级和被调级之间只有音频和直流电流、电压的联系,而不存在高频和超音频电流、电压的联系。图中 I_{a0} 、 I_{M0} 、 I_{D0} 分别表示占空因数 K 为任意值时被调管、调制管、阻尼管的直流电流。由图中可以看出,各电流之间有如下关系:

$$I_0 = I_{M0} \quad (1-1-1)$$

$$I_{a0} = I_{M0} + I_{D0} \quad (1-1-2)$$

二、载波工作情况

1. 电路工作情况

在载波工作情况下,调制管栅极输入一个以开关频率重复的矩形脉冲波电压信号,如图1-1-5所示,现在来讨论其工作情况。

当调制管栅极输入电压 e_{RM} 处在图1-1-5所示的波顶的各个瞬时,相应的电压远远大于截止偏压 E'_g ,甚至为正,则调制管 G_M 立即导通,依次出现矩形波电流。因为被调管和调制管串联,所以被调管和调制管都同时流过这种矩形脉冲波电流,而且调制管板流脉冲的幅度应等

于被调管直流板流 I_{a0} 。此时位于被调管和调制管之间的低通滤波器(即解调器)也因同时流过调制管脉冲电流而储能。当 e_{gM} 为低电平时,即 e_{gM} 处于图 1-1-5 所示的波底时,对应的调制管栅极输入电压比截止偏压 E'_g 还要小,因此调制管截止。在调制管截止的各个期间,低通滤波器以它的储能通过被调管放电。尽管阻尼管阴极电位等于主整电源电压,处于高电位,但由于调制管板流突然截止,由解调电感 L_1 所产生的感应电压 $-L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$ 可以把阻尼管的板极电位提高到 E_0 以上,因而使阻尼管代替调制管导电。根据楞次定律, $-L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$ 是阻止 i_{L1} 变化的,换句话说,流过阻尼管的电流也是脉冲形状,其幅度相当于被调级直流板流 I_{a0} 。假如滤波器放电时间常数远大于开关频率的周期,则阻尼管导电的始末点之间电流的衰减可以忽略不计,这样阻尼管导电的各个终点同相应的调制管导电的始点相重合,因为调制管导电时,阻尼管板极电位迅速降低,从而迫使阻尼管迅速停止导电。综上所述,可以这样说,由阻尼管放电而流向被调级的电流可以完全补足调制管通过被调管导电电流的空隙,因此阻尼管电流的波形必然是以开关频率重复着的矩形脉冲串。根据以上分析,可以画出调制管板流的瞬时值 i_M 和阻尼管板流的瞬时值 i_D 的波形,如图 1-1-5 所示。

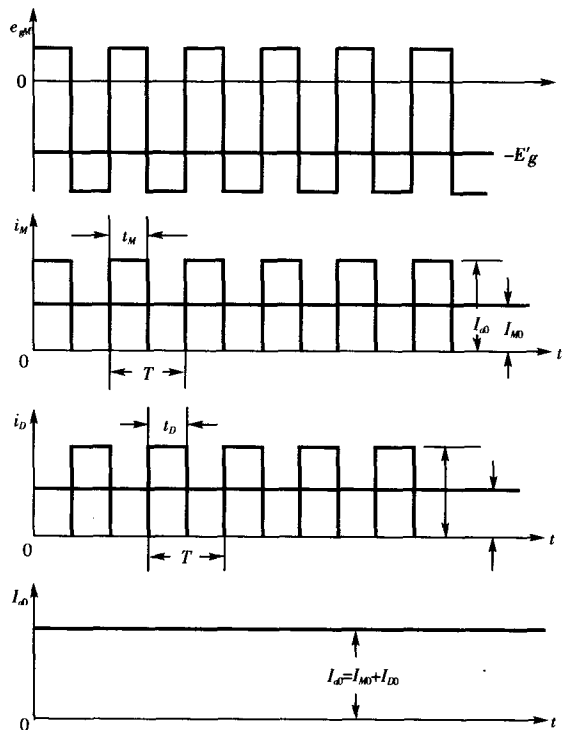


图 1-1-5 调制管栅极输入的矩形脉冲电压、调制管、阻尼管瞬时板流波形及对应关系

2. 电流关系

设 k 为调制管电流的占空因数, k' 为阻尼管电流的占空因数。

所谓占空因数,就是电流导通的时间与周期 T 的比值。由此可知,调制管、阻尼管电流的占空因数分别为:

$$k = \frac{t_M}{T} \quad (1-1-3)$$

$$k' = \frac{t_D}{T} = \frac{T-t_M}{T} = 1 - \frac{t_M}{T} = 1 - k \quad (1-1-4)$$

因此得

$$I_{M0} = \frac{1}{T} \int_0^T i_M dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_{a0} dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_{a0} t_M dt = k I_{a0} \quad (1-1-5)$$

$$\begin{aligned} I_{D0} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_D dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_{a0} dt = \frac{I_{a0}}{T} (T - t_M) \\ &= (1 - k) I_{a0} \end{aligned} \quad (1-1-6)$$

$$\text{因为} \quad I_{D0} = (1 - k) I_{a0} = I_{a0} - k I_{a0} = I_{a0} - I_{M0} \quad (1-1-7)$$

$$\text{故有} \quad I_{a0} = I_{M0} + I_{D0} \quad (1-1-8)$$

由式(1-1-8)可知,尽管调制管的瞬时板流 i_M , 阻尼管的瞬时板流 i_D 都是超音频的矩形脉冲波电流,但它们的合成电流,即输入到被调级的电流却是直流电流,并没有开关频率及谐波频率分量的电流,这是因为 i_D 的基波和谐波都被 L_1, L_2 所阻塞,被 C_1, C_2 所旁路,而 i_M 的基波和谐波都被解调器滤掉了,所以这些超音频电流都不会流入被调级。由此可知,在载波情况下,调制级和被调级只有直流电流的联系,而没有超音频电流和高频电流的联系。

在载波情况下,设调制管板流的占空因数为 k_T , 各电流的符号也加上表示载波点的下标“ T ”,则式(1-1-5)、(1-1-6)、(1-1-8)又可写为

$$I_{M0T} = k I_{a0T} \quad (1-1-9)$$

$$I_{D0T} = (1 - k_T) I_{a0T} \quad (1-1-10)$$

$$I_{a0T} = I_{M0T} + I_{D0T} \quad (1-1-11)$$

通常设 $k_T = 0.5$, 则调制管的直流板流与阻尼管的直流板流相等,且为被调级直流板流的一半,即

$$I_{M0T} = I_{D0T} = \frac{1}{2} I_{a0T}$$

必须指出,上述关系式是近似关系式,因为以上的分析包含有理想的成分,所以难免存在一些误差。事实上,载波情况下,即使 $k_T = 0.5$, 在载波点上,调制管电流 I_{M0T} 和阻尼管电流 I_{D0T} 两者也是不相等的,但调制管电流和阻尼管电流是近似相等的,并且调制管电流大于阻尼管电流,即

$$\begin{aligned} I_{M0T} &\neq I_{D0T}, \text{但 } I_{M0T} \approx I_{D0T} \\ I_{M0T} &> \frac{1}{2} I_{a0T} > I_{D0T} \end{aligned}$$

3. 在载波情况下,当 $k_T = 0.5$ 时,造成 $I_{M0T} \neq I_{D0T}$ ($I_{M0T} > \frac{1}{2} I_{a0T} > I_{D0T}$) 的原因

为了说明问题,我们首先来定义前、后沿时间,前、后沿时间是根据调制管矩形脉冲波电压

的畸变程度来定义的。当调制管截止时,由于分布电容的存在,调制管的板压不能立即由低电平跃变到高电平,要等分布电容的充电完成后,调制管的板压才达到高电平,这样就造成调制管矩形脉冲波电压上升沿的畸变。通常我们把调制管截止,分布电容 C_o 由低电平充电到高电平所需的时间,称为前沿时间,用 t_q 表示。

所谓后沿时间,就是以阻尼管截止到调制管以最低剩余板压导电所需要的时间。由于分布电容 C_o 的存在,调制管的板压不能立即由高电平跃变到低电平,要等分布电容 C_o 由高电平放电到低电平时,阻尼管的板压才能达到低电平,这样就造成了调制管矩形脉冲电压的畸变。我们把 C_o 由高电平放电到低电平的过程,称为后沿时间,通常以 t_h 表示。

当 $k_T = 0.5$ 时, $I_{M0T} > I_{D0T}$ 是由于调制管板极对地分布电容 C_o 的充放电所造成的,其原因如下。

因为无法把调制管 G_M 与分布电容 C_o 分开,在前沿时间 t_q 内,调制管截止了,阻尼管确实没有导电, C_o 需要由低电平充电到高电平之后,阻尼管才能导电,所以 C_o 充电电流在一个周期的平均值 I_{q0T} ,应当是调制管电流的一部分。

在后沿时间内,阻尼管截止了, C_o 需要通过调制管由高电平放电到低电平,放电电流在一个周期的平均值 I_{h0T} 也是 I_{M0T} 的一部分。

由上面的分析可以看出, I_{M0T} 的主要部分是调制管 G_M 以最低剩余板压导电到调制管截止,流过 G_M 的电流在一个周期的平均值 I_{M0T} ,除此之外, I_{M0T} 还包括前沿电流 I_{q0T} 和后沿电流 I_{h0T} ,这就造成了 $I_{M0T} > I_{D0T}$,即载波情况下, $k_T = 0.5$ 时,则有关系

$$I_{M0T} = I'_{M0T} + I_{q0T} + I_{h0T} \quad (1-1-12)$$

4. $k_T = 0.5$ 的原因

设构成 I'_{M0T} 每个周期实际的导电时间为 t_M , i_D 每周的导电时间为 t_D ,则

$$k_T = \frac{t_h + t_M}{T} = \frac{t_q + t_D}{T} = 0.5 \quad (1-1-13)$$

可以认为上述各瞬时电流 i_q 、 i_h 、 i'_M 和 i_D 在导电期间的平均值都等于 I_{a0} (不是一个周期的平均值)。据此考虑到式(1-1-12)和(1-1-13)可知,在计算 k_T 时,把前沿时间 t_q 作为阻尼管导电时间的一部分,因为这时调制管确实截止了,故必须这样做。而计算电流时,又必须从实际出发,不能把 I_{q0T} 算在 I_{D0T} 之内,反而把 I_{q0T} 算在 I_{M0T} 之中,这样一增一减,虽然 $k_T = 0.5$,却导致 $I_{M0T} > I_{D0T}$,且随前沿时间 t_q 的加大,两者差别越大。

I_{M0T} 与 I_{D0T} 的差别,与前沿时间有关, t_q 越大,则说明矩形波板压畸变越厉害。下面我们来研究一下,前沿时间与哪些量有关,从而得到改善畸变的理论根据。

5. 前沿时间 t_q

通常 $t_q \ll T$,而且 C_o 充电要经过 L_1 。由过渡过程的理论可知,电感有阻止电流变化的作用,因此可以认为, C_o 是以恒流充电。起、止电压为 $0 \sim E_o$,因此,则有

$$E_o = \frac{1}{C_o} \int_0^{t_q} I_{a0} dt = \frac{I_{a0T} t_q}{C_o} \quad (1-1-14)$$

$$t_q = \frac{E_o C_o}{I_{a0T}}$$

I_{M0T} 和 I_{D0T} 的差别,随着 t_q 的增大而加大。 t_q 越大, I_{q0T} 越大,则有 I_{M0T} 越大。 t_q 与 $E_0 C_o$ 成正比,与 I_{a0T} 成反比。

6. 电压关系

为了优质高效的需要,脉宽调制级所用的四极管或五极管经常工作在板流的降落线上,或接近板流降落线的区域,这样当调制管导电时,其剩余板压 e_{amin} 很小,它与主整电源电压 E_0 相比,几乎可以忽略不计。当调制管截止时阻尼管导电,这时调制管的瞬时板压应为 $E_0 + e_{Dd}$,其中 e_{Dd} 是阻尼管的管压降。因为 $e_{Dd} \ll E_0$,因而就有 $E_0 + e_{Dd} \approx E_0$,这表示调制管的瞬时板压 e_M 也是以开关频率重复着的矩形脉冲波。因为 i_M 的占空因数为 k ,所以 e_M 的占空因数应为 $(1-k)$ 。 e_M 和 i_M 的对应关系如图 1-1-6 所示。

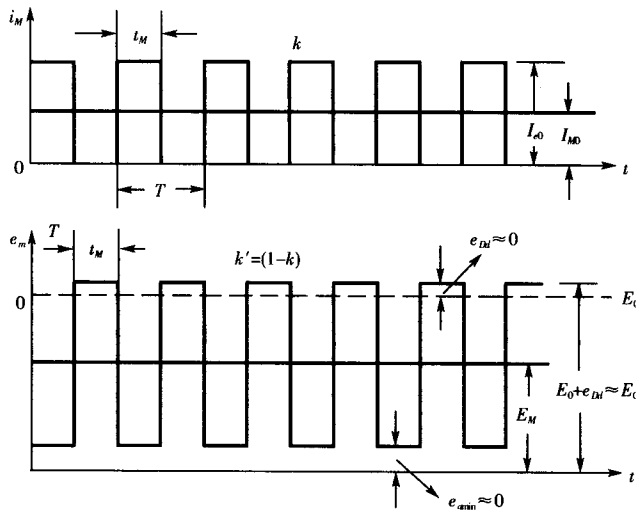


图 1-1-6 调制管瞬时板压、瞬时板流的波形对应关系

调制管的直流板压 E_M 是它的瞬时板压 e_M 的平均值,也就是被调级阴极对地的直流电压。因为被调管和调制管是串联起来接入主整输出电压的,而且我们认为解调器没有直流电压降。这样我们设被调管板阴间的直流电压为 E_a ,则调制管、被调管的直流板压与主整电源电压的关系,以及调制管、被调管的直流板压分别为

$$E_0 = E_a + E_M \quad (1-1-15a)$$

$$E_M = (1-k)E_0 \quad (1-1-16a)$$

$$E_a = E_0 - E_M = E_0 - (1-k)E_0 = kE_0 \quad (1-1-17a)$$

式中 k 为调制管板流的占空因数。

由式(1-1-15a)可以看出,在静态时,调整 k ,可使被调级的直流板压随 k 值而变化,这表示被调级的载波输出功率直接受调制管板流脉冲的占空因数 k 所控制。在动态情况下,调整 k 值,即调制级板流脉冲被音频信号调宽,被调级的直流板压就得到相应的调幅。

在载波情况下,式(1-1-15a)、(1-1-16a)、(1-1-17a)又可写为

$$E_0 = E_{aT} + E_{MT} \quad (1-1-15b)$$

$$E_{MT} = (1-k_T)E_0 \quad (1-1-16b)$$

$$E_{aT} = k_T E_0 \quad (1-1-17b)$$

由式(1-1-16b)和式(1-1-17b)可知,当 $k_T = 0.5$ 时,

$$E_{MT} = \frac{1}{2} E_0 \quad E_{aT} = \frac{1}{2} E_0$$

即调制管和被调管的直流板压各占主整输出电压的一半。上述关系式,是近似关系式,实际上,即使 $k_T = 0.5$ 时, $E_{MT} \neq E_{aT}$, 下面我们就来讨论这个问题。

前已指出,调制管板流脉冲 i_M 的上线是逐渐提升的,阻尼管板流的上线是逐渐衰减的。更严格地说, i_D 的每个导电电流脉冲上线起初是急速上升,但绝大多数时间是渐次衰减的。工作区域在板流降落线上的调制管内阻是常数,阻尼管在其工作区域的内阻也是常数,因此, e_{amin} 与 i_M 的上线电流成正比, e_{Dd} 与 i_D 的上线电流成正比,两者都是变数。这就造成调制管瞬时板压的波形下线是逐渐提升的,而上线是逐渐衰减的。在前沿时间内,由于 C_o 的逐渐充电,调制管虽然截止了,但其板压不能突变,而是逐渐上升的,这个上升的过程,使板压波形左升线向右倾斜。在后沿时间内, C_o 对调制管逐渐放电,相应的调制管板压渐次下降,这个下降的过程,使板压波形右降线向左倾斜。这个 e_M 的每个板压脉冲都畸变为梯形波,如图 1-1-7 所示。

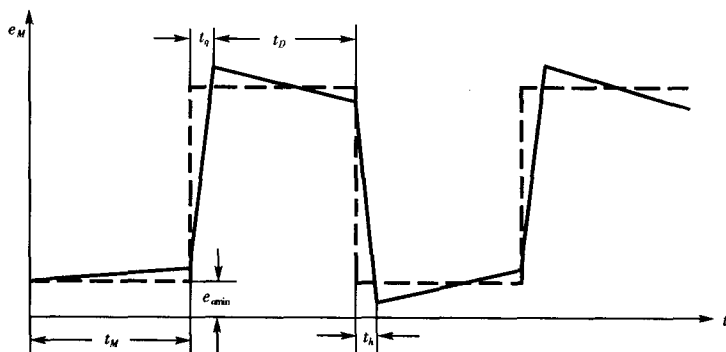


图 1-1-7 调制管板极瞬时脉冲电压波形

图中虚线表示理想化的波形,与实际的波形相比,可知畸变的波形与理想的波形差距很大。左升线向右倾斜,使矩形脉冲波电压面积减小;右降线左倾斜,使矩形脉冲波电压面积加大。通常 t_q 和 t_h 属同一数量级,它们很接近,但并不相等,若 $t_q \approx t_h$,则畸变的矩形脉冲波电压面积近似等于理想的矩形脉冲波电压面积。为了使分析问题简化,我们假设 $t_q = t_h$,因此当 $k_T = 0.5$ 时

$$E_{MT} = e_{amin} + \frac{E_0 + e_{Dd} - e_{amin}}{2} = \frac{1}{2} (E_0 + e_{Dd} + e_{amin}) \quad (1-1-18)$$

$$E_{aT} = E_0 - E_{MT} = \frac{1}{2} (E_0 - e_{amin} - e_{Dd}) \quad (1-1-19)$$

必须指出,当 $t_q > t_h$ 时, E_{aT} 大于式(1-1-19)所计算之值, E_{MT} 小于式(1-1-18)所计算之值。由上述二式可以看出,当 $k_T = 0.5$ 时, E_{MT} 和 E_{aT} 是不相等的,实际上 $E_{MT} > E_{aT}$, 它们的差值为

$$E_{MT} - E_{aT} = e_{amin} + e_{Dd}$$

这说明,当 $t_q = t_h$ 时,两者的差额是调制管的平均剩余板压与阻尼管的平均管压降之和。

7. 能量关系

我们知道,任何电子管放大器板极输入功率,总是等于该放大器的直流板压(板阴之间电压)与直流板流的乘积。由式(1-1-1)可知,载波情况下,主整输出电流 I_{0T} 等于调制管的直流板流 I_{M0T} ,即 $I_{0T} = I_{M0T}$,所以主整的输出功率 P_{0T} 为

$$P_{0T} = E_0 I_{0T} = E_0 I_{M0T} \quad (1-1-20)$$

由主整输出端向负载看过去,被调管 G_a 和调制管 G_M 是串联工作的,当主整输出电流 $I_{0T} (= I_{M0T})$ 流过 G_a 和 G_M 时,即向被调管和调制管输入功率,因此,主整输入到被调级的功率 P'_{a0T} 和输入到调制级的功率 P_{M0T} 分别为

$$P'_{a0T} = E_{aT} I_{0T} = E_{aT} I_{M0T} \quad (1-1-21)$$

$$P_{M0T} = E_{MT} I_{0T} = E_{MT} I_{M0T} \quad (1-1-22)$$

载波情况下,被调级的直流输入功率等于直流板压 E_{aT} 与直流板流 I_{a0T} 的乘积,即

$$\begin{aligned} P_{a0T} &= E_{aT} I_{0T} = E_{aT} (I_{M0T} + I_{D0T}) \\ &= E_{aT} I_{M0T} + E_{aT} I_{D0T} \end{aligned} \quad (1-1-23)$$

由式(1-1-23)可以看出,被调级的直流输入功率由两部分组成,一部分是主整输入到被调级的功率 $P'_{a0T} (= E_{aT} I_{M0T})$ 。另一部分是由阻尼管输入到被调级的功率 $P''_{a0T} (= E_{aT} I_{D0T})$ 。而阻尼管的阴极有很高的正电位,它怎么会向被调级输入功率呢?

由前面的讨论可知。在调制管导电期间,解调器因流过调制管电流 i_M 而储能。当调制管突然截止时,解调电感会把阻尼管的板压提高到 E_0 以上,迫使阻尼管导电,流过电流 I_{D0T} ,通过被调级泄放储能。电流 I_{D0T} 的方向是由 G_a 的阴极流向主整正极的,从直流电位来说,它是由低电位流向高电位的,我们知道,任何正电阻上的电流总是由高电位流向低电位,要消耗功率。那么,电流由低电位流向高电位的元件,相当于一个负电阻,负电阻意味着要输出功率。阻尼管输出到被调级的功率,是由主整输入到调制级的功率转换而来。主整输入到调制级的功率,除了调制管和阻尼管的少量损耗外,大部分经调制管、解调器、阻尼管转到被调级。在这里阻尼管类似于一个输出功率的阀门。它只在调制管截止时,才把主整输入给调制级的功率送到被调级去。由于阻尼管板阴间的电位差等于 E_{aT} ,所以阻尼管输入到被调级的功率 P''_{a0T} 为

$$P''_{a0T} = E_{aT} I_{D0T}$$

由以上的分析可知,被调级的直流输入功率由两部分组成,一部分是由主整输入到被调级的功率,另一部分是由调制级输入到被调级的功率。即

$$P_{a0T} = P'_{a0T} + P''_{a0T} = E_{aT} I_{M0T} + E_{aT} I_{D0T}$$

调制级的效率 η_M

调制级的效率等于调制级的输出功率(即阻尼管输入到被调级的功率)与调制级的输入功率之比。即

$$\eta_M = \frac{P''_{a0T}}{P_{M0T}} = \frac{E_{aT} I_{D0T}}{E_{MT} I_{M0T}} \quad (1-1-24)$$

调制级的损耗功率 P_{ST}

调制级的损耗功率等于调制级的输入功率与输出功率之差,即

$$P_{ST} = P_{M0T} - P'_{a0T} = E_{MT} I_{M0T} - E_{aT} I_{D0T} \quad (1-1-25)$$

必须指出,当被调级是线性调幅时,在调幅一周内,不论调幅度如何,都可以用式(1-1-25)来计算。因此效率 η_M 不加下标“T”。调制级效率是由电压比 $\frac{E_{aT}}{E_{MT}}$ 和电流比 $\frac{I_{D0T}}{I_{M0T}}$ 的乘积来决定的,要提高效率,就得减小 E_{aT} 和 E_{MT} 、 I_{D0T} 和 I_{M0T} 之间的差距,这表示减小调制管的剩余板压和阻尼管的管压降及前后沿时间,是提高效率的主要途径。通常调制级的效率 $\eta_M = 80\% \sim 90\%$ 以上。

阻尼管的损耗功率 $P_{SDT} (k_T = 0.5)$

$$P_{SDT} = \frac{1}{2} I_{a0T}^2 r_D = 2 I_{D0T}^2 r_D \quad (1-1-26)$$

调制管的损耗功率 P_{SMT}

$$P_{SMT} = P_{M0T} - P'_{a0T} - P_{SDT} - P_{SLT} = P_{ST} - P_{SDT} - P_{SLT} \\ E_{MT} I_{M0T} - E_{aT} I_{D0T} - 2 I_{D0T}^2 r_D - P_{SLT} \quad (1-1-27)$$

调制管的板极效率 η_{M0T}

$$\eta_{M0T} = \frac{E_{aT} I_{D0T} + 2 I_{D0T}^2 r_D + P_{SLT}}{E_{MT} I_{M0T}} \quad (1-1-28)$$

三、调制工作情况

在以下调制工作情况的讨论中,为了叙述方便,我们假设被调级的调幅特性是一直线,即音频包络没有失真。被调级效率高,调制管剩余板压 e_{amin} 和阻尼管的管压降 e_{D0} 与 E_0 相比,可以忽略不计。

1. 调幅电压的产生

在调制情况下,调制管的栅极输入一个被音频信号调宽的等幅矩形脉冲波电压 e_{RM} ,其开关频率为超音频,例如为 63kHz。此输入信号将音频信号电压振幅的变化,表现为超音频等幅矩形脉冲波电压占空因数 k 的变化,当音频信号 U_{Ω} 为正半周时, e_{RM} 的矩形脉冲波被调宽,即 k 值变大。当 U_{Ω} 为负半周时, e_{RM} 的矩形脉冲波变窄,即 k 值变小。且

U_{Ω} 的正值越大, k 值越大; U_{Ω} 的负值越大, k 值越小。当 $U_{\Omega} = 0$ 时, $k = k_T = 0.5$ 。满调幅时, $k = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$ 。调宽脉冲信号 e_{RM} 的音频分量 U_{Ω} 是包含在 e_{RM} 之中的,任一瞬时段 U_{Ω} ,就是哪个瞬时段 e_{RM} 的平均值。如图 1-1-8 中虚线所示,即表示隐含在 e_{RM} 之中的 U_{Ω} 。

调制管板流的瞬时值 i_M 与栅极激励电压 e_{RM} 同相位, i_M 的调宽情况与 e_{RM} 完全相同,所不同的是 i_M 脉冲的高度在调宽的同时,也受到音频信号调制,简而言之, i_M 是既调宽又调幅的。现就 $k = 0.5, 1, 0$ 三种有代表性的板流脉冲来说明这个问题。

当 $k = k_T = 0.5$ 时, $I_{M0T} = \frac{1}{2} I_{a0T}$,当 $k = 1$ 时, G_M 在开关频率的一个周期内完全导电, G_D 停止工作, $I_{M0} = 2 I_{a0T}$,就是被调级 100% 调幅正峰点时的直流板流。这说明 $k = 1$ 时, $I_{M0} =$