

前言

近十多年来,脉宽调制式调幅广播发射机在国外有较大发展,国内已经生产了一定数量的脉宽调制机,今后还将有较大的发展。

脉宽调制机电路有四种,不但各有优缺点,而且在理论上也各有特点。脉宽调制设备的基本原理、设计方法和调整规律等与模拟放大器有本质性的区别,也不等同于一般的数字化电路。鉴于目前还缺乏一本比较系统而又完整地阐述这些问题的专著,为适应广播技术工作者从事工程实践的需要,并提供大专院校广播发送专业的教学人员作参考,作者根据近十年来从事科研和出国考察所写论文、报告、心得笔记以及在国内外收集的有关资料等著述此书。

尽管本书的原稿曾试教两遍,并根据试教中发现问题,加以修改补充才最后定稿,但由于作者水平所限,仍难免有疏漏谬误之处,望读者批评指正。

广播电影电视部无线电台管理局

魏瑞发 陈锡安

1986年7月

目 录

第一章 绪论	1
1.1 中短波广播发射机的发展趋向	1
1.2 脉宽调制机的大意和类别	2
1.3 矩形波和开关管的基础知识	4
第二章 第一种串馈脉宽调制级的原理	11
2.1 概述	11
2.2 载波情况下的脉冲电流	12
2.3 载波情况下的脉冲电压	14
2.4 载波情况下的功率和效率	17
2.5 调制情况下的电压关系	19
2.6 调制过程中的电流关系	22
第三章 脉宽调制级的非线性失真	27
3.1 调制管工作状态和非线性失真的关系	27
3.2 矩形波前后沿造成的失真	28
3.3 对调幅负峰冒尖的定量分析	32
3.4 平顶冒尖失真的后果及其解决方法	38
第四章 频谱分析及解调器设计	43
4.1 频谱分析式及其说明和引论	43
4.2 解调器的设计方法	48
4.3 解调电感的设计方法	51
第五章 串馈脉宽调制级的分析计算法	61

5.1	基本电路及其负载情况	61
5.2	调制级概算法	63
5.3	调制级工程计算法的理论根据	66
5.4	前沿时间及第二阶段分析	67
5.5	后沿时间及第四阶段分析	69
5.6	计算结算和设计步骤	72
5.7	调制特性简论	76
第六章 第二种串馈脉宽调制级的原理		78
6.1	对串馈机发展趋向的分析	78
6.2	潘太尔电路的基本原理	79
6.3	潘太尔电路调制级的最高电压	82
6.4	解调变压器的必要耦合度	84
6.5	解调变压器的电流及损耗	87
6.6	其它问题概述	93
6.7	结论和例题	93
第七章 用于串馈脉宽机的新技术		99
7.1	浮动载波调幅	99
7.2	两种单边带机的功率消耗	107
7.3	各种发射机能量消耗对比	111
7.4	其它新技术简介	112
第八章 串馈脉宽调制级的图解算法		115
8.1	脉宽调制级的工作路	115
8.2	图解算法的前提条件和起始数据	118
8.3	图解法的计算式和步骤	121
第九章 第一种并馈脉宽调制级的原理		128

9.1	概述	128
9.2	原理图及说明	129
9.3	载波工作情况	131
9.4	调制工作情况	136
9.5	非线性失真及其改进方法	144
9.6	并馈机的解调器	145
9.7	并馈脉宽调制机的优缺点和发展前途	147
第十章	并馈脉宽调制级理论计算实例	150
10.1	起始条件及数据	150
10.2	解调器及调幅变压器的主要参量	153
10.3	调制级载波工作情况计算	155
10.4	极限调宽情况和理论计算小结	163
第十一章	脉宽调制式调幅变压器的设计方法	165
11.1	脉宽调制式调幅变压器的特点	165
11.2	例题内容详介	169
11.3	设计方法与步骤	171
第十二章	第二种并馈脉宽调制机的原理	179
12.1	第一种普尔萨姆电路及其载波工作情况	180
12.2	第二种普尔萨姆电路及其载波工作情况	181
12.3	调制工作情况	184
12.4	电压、功率计算式和估算数据	189
12.5	对普尔萨姆电路的评价	194
第十三章	脉放前级原理及其设计方法	196
13.1	矩形脉冲波的前后沿	196
13.2	阴极输出级的设计步骤	200

13.3	屏极输出级的设计步骤.....	202
13.4	音频振幅补偿.....	204
13.5	阴极输出级的计算实例.....	205
13.6	屏极输出级和音频振幅补偿的计算实例.....	208
13.7	潘太尔发射机晶体管脉放前级的特点.....	211
附 录		216
第十四章 调制脉冲发生器介绍		230
14.1	典型线路介绍.....	230
14.2	正弦波振荡器.....	230
14.3	缓冲级.....	232
14.4	限幅级.....	233
14.5	积分电路.....	234
14.6	比较器和输出级.....	236
14.7	由集成电路组成的调制脉冲发生器.....	239
附录1		245
附录2		247

第一章 绪 论

1.1 中短波广播发射机的发展趋向

中短波调幅广播技术从本世纪二十年代开始发展,直到现在还历久不衰、继续发展,这究竟是什么原因呢?①中短波广播的一次发射距离比超短波、微波和分米波广播发射都要远得多,故以定点无中继站的电台而论,中短波广播电台可能复盖的面积为最大。②每个单一载波频率的电台所必须占据的频谱以中短波调幅广播为最窄,规定的邻频间距只有9KHz。③中短波调幅广播的接收设备价格低廉,早已普及。

以广播发射机而论,早在二十年代已经发明的乙类屏调制式,在国际上居于垄断地位有五十多年的历史,其原因在于:①世界各国为扩大宣传阵地而促使大功率的电台风起云涌地建立起来。众所皆知,大功率电台的耗电量是巨大的,唯有高效率的发射机才有竞争力。乙类屏调机的整机效率比已经淘汰或难于发展的各种低电平调幅发射机(如栅调幅、帘栅调幅、抑制栅调幅和自动屏调幅发射机等)都要高得多;加之,过去企图革新乙类屏调电路的一些发射机,如杜赫特(Doherty)电路和幅相调制电路发射机等,在效率上不占明显优势,还有其它弊病。②一切广播电台都以最广泛地吸引听众为宗旨,因此,仅就技术设备而论,必须是音质优良而又稳定可靠的发射机才有强大的生命力。乙类屏调制在这两方面都有明显的优势。③乙类屏调广播发射机经过五十多年的发展,从它的理论和技术来说,都早已成熟了,这就使得众多的广播技术工作者对它习惯成自然,要想进行革命性的改进比较困难。

乙类屏调调机的主要缺点有二:①设备复杂庞大;②整机效率不够高而且随调幅度变化,在以电耗计量的通用平均调幅度下的效率往往处于最低点。虽然近二十多年来乙类屏调机采用了一些新器件、新技术,已经使它的缺点有一定程度的克服,例如,高低周末级改用陶瓷四极管,使大功率发射机的整机效率提高约10%;高低周前级基本上晶体管化;采用大功率硅整流元件节约主整电耗;依靠线性补偿器抑制非线性失真使调制管静止屏耗压缩到最低限度,等等。但是,乙类屏调机的主要缺点还没有获得根本性的改进,以法国汤姆森(Thomson)公司近年来生产的500KW短波乙类屏调机来说,调制级的三大件——调幅变压器、调幅阻流圈和高压隔直流电容器依然是必要的器件; $m=0$ 时的整机效率等于65%,并不算低,问题在于 $m=0.5$ 时的整机效率降低为58%,而决定播音电耗的效率比这个偏低的数据还要低一些。

脉宽调制(PDM——Pulse Duration Modulation)发射机是调制级工作于开关状态,依靠脉冲宽度调制反映音频信息的一种新型发射机。它在调制方式上对乙类屏调机进行了革命性的改进,并具有优质、高效、省器材,以及可以自动实现梯调等优点,近十多年来已有较大的发展。

以音质而论,不加负反馈的失真度脉宽调制机优于乙类屏调机,双方用上足够的负反馈以后,彼此的电声指标差不多。以整机效率相比,若乙类屏调机采用线性补偿器因而使调制级的静止屏耗减到最低限度,脉宽机的效率和它差不多,否则,脉宽机 $m=0$ 时的效率约比乙

类屏调机高3%左右；处于平均调幅度情况下的整机效率，脉宽机高于乙类屏调机7%左右。脉宽机省去了乙类屏调机调制级三大件的全部或大部。由于脉宽机有严格的调宽极限值，所以它能自动实现梯形调制扩大边带波输出功率且无需任何矫正设备。此外，脉宽机的特点为一些新技术的应用创造了条件，例如，变屏压浮动载波节约电耗；靠改变起始占空因数均匀调减输出功率；高效率单边带技术；非对称梯形调制等等。

由于脉宽调制机具有上述的优点，而且经过十多年的发展在技术上已经成熟并有相当规模。例如，美国已生产销售脉宽机200多部；西德的新机生产早已用脉宽机取代乙类屏调机；英、法两国也生产了一定数量的大功率脉宽调制机；我国已经生产了较多的1KW至10KW脉宽调制机，各种类型的大功率脉宽机也有好几部。

脉冲阶梯调制（PSM——Pulse step Modulation）是最新的调制制式。这种制式的发射机把主整电压化整为零，用数字化直流信号和音频信号控制主整输出电压的大小，从而使被调级获得载波输入功率和音频调制功率。这样把主整和调制级合二为一的发射机，基本上概括了多种脉宽调制机的优点。此外，还有下列的特长：①整机效率比脉宽机高约3%；②精简了调制级的大功率电子管及其相应的帘栅电源和灯丝供电电源；③主整化整为零，使其贮能泄放电路也可以化整为零，再则，由多个整流单元组成的主整不会因为其中的个别单元发生故障而造成停播或劣播，这些特点都有利于整机设备稳定工作。脉冲阶梯调制发射机是瑞士勃朗·勃威力公司（BBC——Brown Boveri Compang）发明的，目前只有瑞士一国生产这种发射机。尽管它的发展时间不长，在技术上不算成熟，已经销售的数量不多（大约20部），但是，它既有脉宽机的一些主要优点，又有超过脉宽机的一些特长，因此，经过一定时间的运行考验后，可能是有更大发展前途的最新调制制式。

因为广播发射机的造价高、寿命长，所以更新期就很长；再则，新制式并非无懈可击，例如，脉宽机有开关频率引起的残波发射，脉宽阶梯调制发射有阶梯纹波构成的残波发射，尽管这些残波都可以抑制到规定限额以下，但毕竟是乙类屏调机所没有的残波。因此，目前国际上对这三种调制制式还采取兼收并蓄的态度，但以新机生产而论，较多地趋向于脉宽调制和脉宽阶梯调制。我国广播电影电视部对中短波广播发射机的发展方针是充分考虑到国际上的发展趋向的：短波机更新用西德型式的脉宽调制机；中波自动屏调机改造用本国研制的电路；新建的中、小功率发射机用盖茨电路；同时进口一些PDM和PSM发射机，以便学习国外的技术。至于在用的发射机，在一个相当长的时期内，让三种制式并存。

1.2 脉宽调制机的大意和类别

脉宽调制机的全称是脉宽调制式调幅广播发射机。它以脉宽调制器及其解调器取代了乙类屏调机的调幅器，即对高频被调级实行屏极振幅调制所需要的音频功率是由新型的音频转换技术产生的。仅以高频被调级本身来说，脉宽调制机和乙类屏调机完全相同，它们的高频被调级都是工作于丙类或丁类状态的功率放大器。

脉宽调制器由调制脉冲发生器和调制脉冲放大器所组成。调制脉冲发生器俗称脉持头，是脉宽调制器的起始部分。它由矩形波发生器、积分电路、比较器（射极耦合双稳态触发器）和射极输出器等所组成，一般都是晶体管电路。老式的脉持头是由分立元件组成的，新式脉持头大都采用集成电路。调制脉冲放大器的末级称为脉宽调制级。该级以前直至脉持头以后的各放大级统称调制脉冲放大器前级。5KW以上的大中功率脉宽调制级一概由多栅电子

管组成，该管的功率等级应当和被调管大体相当。调制脉冲放大器前级由多级晶体管或电子管放大器组成。

从比较器输出端到脉宽调制级的各放大级好象一连串的开关闭，每级只有导通或截止两种状态，希望两者互相过渡的时间越短越好。从开关放大级导通电流开始直到相邻截止段的终点称为一个周期。每周导通电流的时间 (t) 同一个周期 (T) 的比值称为占空因数 (k)，如图1—1所示，其计算式为：

$$k = t/T \quad (1-1)$$

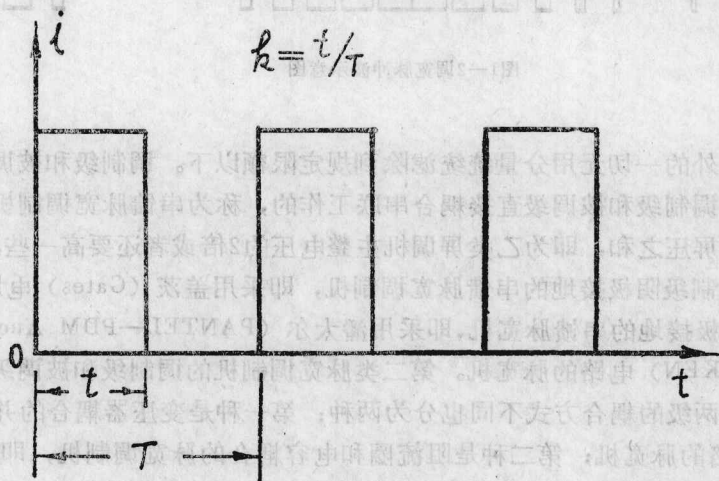


图1—1占空因数图解

无音频调宽的状态称为载波工作情况，与载波工作情况相对应的占空因数称为起始占空因数 (k_T)，通用的 k_T 值接近0.5。为了使脉宽调制器的载波与被调级的高频载波相区别，故将前者命名为脉冲载波。脉冲载波的频率称为脉冲载频或开关频率 (f_c)，它是脉冲载波周期的倒数，即 $f_c = 1/T$ 。通用开关频率是邻频电台频率间隔 (9KHz) 的整数倍，一般的倍率为6~8，例如，西德的开关频率一律为54KHz。理想脉宽调制器的各放大级以及比较器的输出管在载波情况下的电压或电流波形都是等幅矩形脉冲串，其最大或最小值在每周之内大约各持续半个周期，如图1—1所示。当比较器输入音频调制信号时，该比较器及其以后各放大级的矩形脉冲宽度均被音频信号所调制，即矩形波的宽度随音频信号的振幅而变化，故名脉宽调制。以比较器为例而论，当输入音频电压为正时，将使输出端的矩形脉冲电压比载波时加宽。反之，当输入音频电压为负时，将使输出端的矩形脉冲电压比载波时变窄。音频信号频率的高低决定音频每周所含矩形脉冲数的多寡，例如，以3KHz的音频对开关频率为63KHz的矩形脉冲串进行调宽时，则在每个音频周期内将包含 $63/3 = 21$ 个宽窄不等的矩形脉冲。又如，以300Hz的音频调制时，则每个音频周期内将包含210个宽窄不等的矩形脉冲。图1—2示出调宽脉冲电压随音频调制信号变化的情况。

为了满足高频被调级实行屏调幅的需要，由比较器输出的调宽脉冲信号必须放大到指定的电平，即寓于调制级输出调宽脉冲串之中的音频分量恰好使被调级获得100%调幅。

设置在调制级输出端的解调器即低通滤波器，它让有用的直流和带内音频分量顺利通过

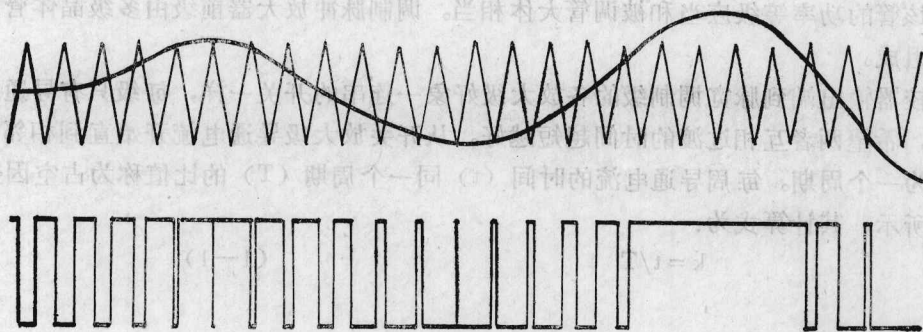


图1—2调宽脉冲波示意图

过，并且把除此以外的一切无用分量统统滤除到规定限额以下。调制级和被调级的联系方式有两类：第一类是调制级和被调级直接耦合串联工作的，称为串馈脉宽调制机，它的主整电压应当是两级直流屏压之和，即为乙类屏调机主整电压的2倍或者还要高一些。串馈机又分两种：第一种是调制级阴极接地的串馈脉宽调制机，即采用盖茨（Gates）电路的脉宽机；第二种是被调级阴极接地的串馈脉宽机，即采用潘太尔（PANTELE—PDM Anode Modulation System TELEFUNKEN）电路的脉宽机。第二类脉宽调制机的调制级和被调级是并联起来由主整供电的，由于两级的耦合方式不同也分为两种：第一种是变压器耦合的并馈脉宽调制机，即采用554电路的脉宽机；第二种是阻流圈和电容耦合的脉宽调制机，即采用普尔萨姆（PULSAM）电路的脉宽机。第一种并馈机的主整电压和乙类屏调机相当，第二种并馈机供给调制级的主整电压是同功率乙类屏调机的2倍多。两种并馈机的调制级和被调级的阴极是接地的；而在串馈机中，这两级的阴极总有—极悬浮于高电位。四种脉宽机有一个共同点，即为避免调制管截止时由电路贮能感应高电压损伤调制管，必须在调制级设置专供泄放贮能的阻尼二极管。由阻尼管输出的直流电流分量，在并馈机中是退还给主整的；在串馈机中则送到被调级作为该级输入电流的一部分而加以利用。

1.3 矩形波和开关管的基础知识

1.3.1 矩形波冲的基本参数

周期性重复出现的脉冲信号称为脉冲串或脉冲序列，在矩形脉冲序列中，由低电位上升到高电位称为正跳变，相应的波形叫做“上升沿”；而由高电位下降到低电位称为负跳变，相应的波形叫做“下降沿”。没有出现脉冲的段落称为波底；处于脉冲最大值的段落称为波顶。若出现矩形脉冲的电位值比脉冲出现前、后的电位值高，则称该脉冲信号为正脉冲序列。正脉冲前沿的电位值由低变高为上升沿，而后沿的电位值由高变低为下降沿。若出现矩形脉冲的电位值比脉冲出现前、后的电位值低，则称该脉冲信号为负脉冲序列。负脉冲前沿的电位值由高变低为下降沿，而后沿的电位值由低变高为上升沿。上述定义如图1—3所示。

描述矩形脉冲的基本参数，除了以上已经说明的周期、频率和占空因数以外，还有下列主要参数：

（1）脉冲幅度 U_m 或 I_m

U_m 是指矩形电压脉冲从波顶到波底之间的电压变化量； I_m 是指矩形电流脉冲从波顶到

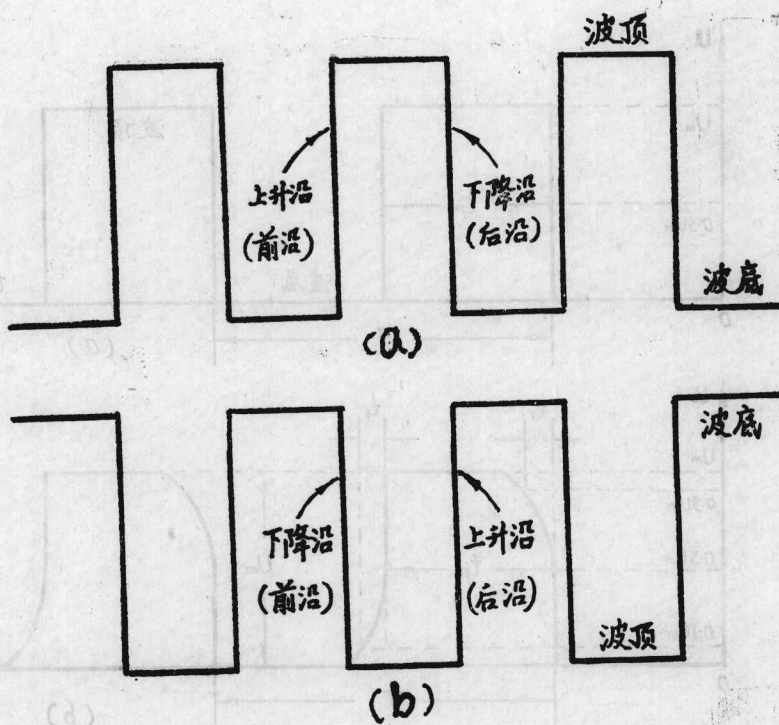


图1-3 (a) 正脉冲序列

(b) 负脉冲序列

波底之间的电流变化量。

(2) 脉冲上升时间 t_r

t_r 是指脉冲上升沿由 $0.1U_m$ 上升到 $0.9U_m$ 所需要的时间， t_r 愈小，正脉冲起始过渡时间愈短，上升沿愈陡直。

(3) 脉冲下降时间 t_f

t_f 是指脉冲下降沿由 $0.9U_m$ 下降到 $0.1U_m$ 所需要的时间， t_f 愈小，正脉冲终止过渡时间愈短，下降沿愈陡直。

(4) 线性化上升沿和下降沿

理想矩形波的上升时间和下降时间等于零，即 $t_r = t_f = 0$ ，如图1-4 (a) 所示。畸变矩形波的 t_r 和 t_f 定义如图1-4 (b) 所示。正脉冲的 t_r 就是前沿时间 t_q ；它的 t_f 就是后沿时间 t_h 。因为脉宽调制机中的矩形波前后沿绝大部分都是线性或准线性的，所以，为分析方便，往往把前后沿完全线性化，即把前后沿的少数弯曲部分视为它们的线性段的延长线，而且认为这样线性化了的 t_q 和 t_h 可以代表完整的正跳变和负跳变时间。在以下各章的叙述中，除特别指明者外，一律用线性化前后沿，并分别以 t_q 和 t_h 表示，望读者务必牢这一点，以免与一般《脉冲与数字电路》书籍所阐述的概念相混淆。

1.3.2 晶体管开关的特性

这里所说的晶体管开关特性是指晶体三极管而言的。三极管的输出特性曲线有三个区域，即放大区、截止区和饱和区。当晶体三极管处于开关运行状态时，它主要工作于截止区

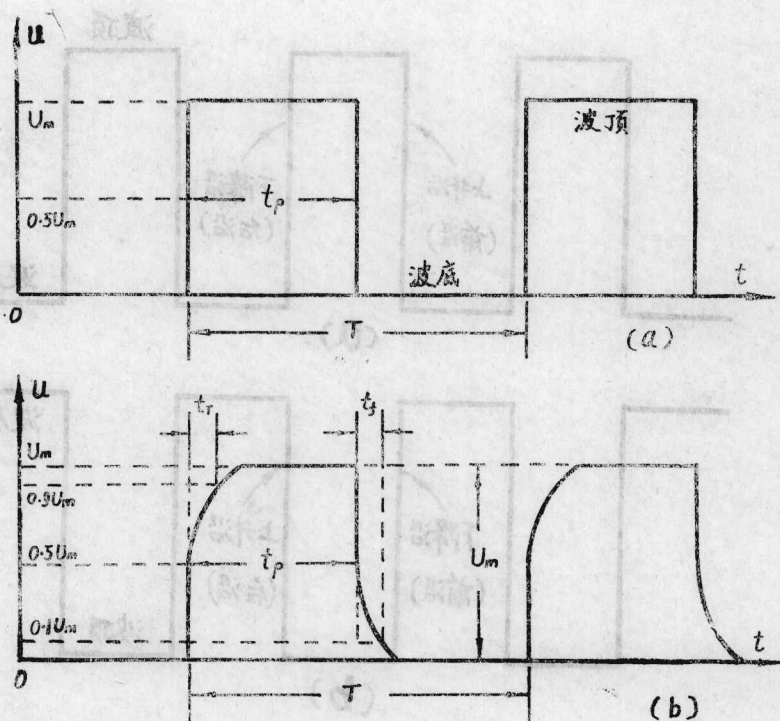
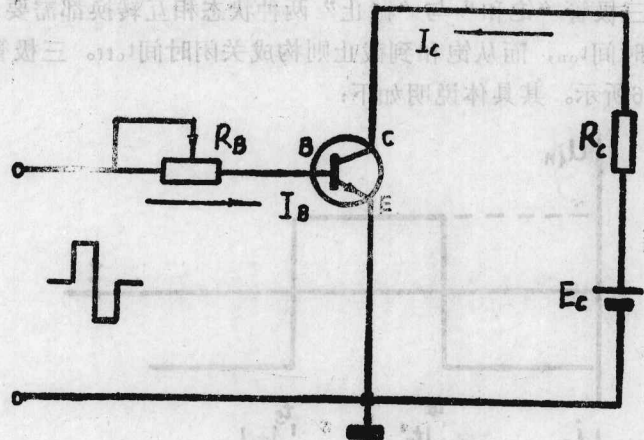


图1—4 (a) 理想矩形波

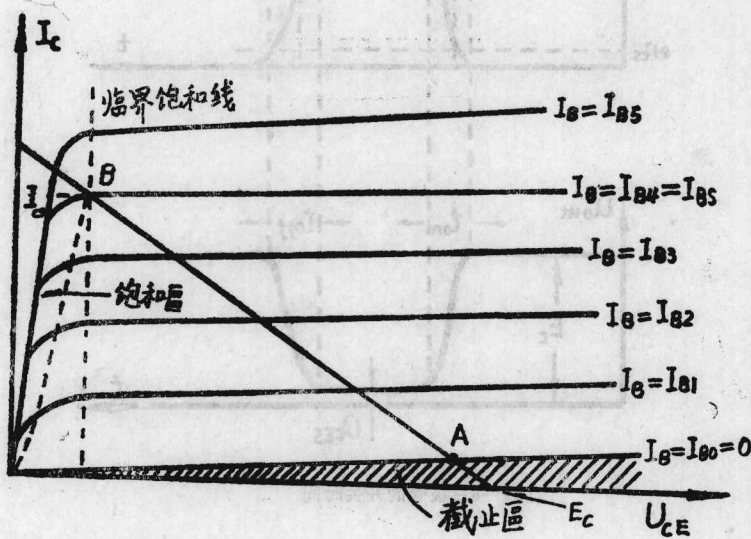
(b) 畸变矩形波

和饱和区，并且在这两个区域之间进行快速转换，只是在极短的转换过程中才通过放大区。三极管用于开关放大器中一般都是共发射极电路，如图1-5 (a) 所示。其中， R_B 为基极限流电阻； R_C 为集电极负载电阻；基极B作为控制极；而集电极C和发射极E串联在输出回路中起开关作用。

在图1-5 (a) 的电路中，当输入信号为负脉冲因而使发射结和集电结均为反向偏置时，即 $U_{BE} < 0$ 、 $U_{BC} < 0$ 时，两结的反向漏电流很小，可以忽略不计，因此， $I_B \approx 0$ 、 $I_C \approx 0$ 、 $U_{CE} \approx E_C$ 。这时，C、E极之间近似于开路，相当于开关“断开”。三极管的这种状态称为“截止”，即其工作区处于图1-5 (b) 特性曲线 $I_B = 0$ 以下的截止区，如阴影部分所示，因此对应于图1-5 (a) 实验电路的截止工作点应当在A点以下。当输入信号为正脉冲并调节 R_B 使基极电流逐渐上升时，工作点将沿负载线AB向上移动，直到 $I_B = I_{BS}$ 时开始进入饱和点。B点称为临界饱和点，相应的电流 I_{BS} 称为临界饱和基极电流。过B点平行于纵轴的直线称为临界饱和线，此线与纵轴之间的区域称为饱和区。与B点对应的集电极电流称为临界饱和集电极电流或简称饱和电流 I_{CS} 。过临界点后再增加 I_B ，只增饱和深度， I_{CS} 基本上不再增加。在晶体三极管处于饱和的情况下，集射之间的饱和电压降很小，相应的等效电阻只有数欧姆至数十欧姆，故 $I_{CS} \approx \frac{E_C}{R_C}$ ，即C、E两极之间近似于短路，相当于开关“闭合”。假如 R_C 不是常数而是变数，则B点也将是可变的，其变化规律是：各个B点都处于各条静态特性曲线的拐点上，出现拐点的特征是 $U_{CE} = U_{BE}$ 。因此，动态临界饱和线如图1-5 (b) 中过原点的斜虚线所示，即 R_C 越大，越容易饱和。小功率晶体三极管的直流开关参数如下表：



(a) 共发射极开关电路



(b) 特性曲线及工作情况

图1-5 晶三极管的开关作用

表1-1

参 数 管型	饱 和 导 通 状 态		截 止 状 态	
	$U_{BEs}(V)$	$U_{CEs}(V)$	$U_{BE}(V)$ 开始截止	$U_{BEO}(V)$ 可靠截止
硅管(NPN)	0.7	0.3	0.5	0.5 ~ -2
锗管(PNP)	-0.3	-0.1	-0.1	0.1 ~ 2

三极管的开关过程取决于管内电荷建立和消散的时间，这两种时间并非趋近于零而可以忽略不计的。因此，三极管“饱和”与“截止”两种状态相互转换都需要一定的时间，它从截止到饱和构成开通时间 t_{on} ，而从饱和到截止则构成关闭时间 t_{off} 。三极管开关时间及其组成部分的定义如图1-6所示。其具体说明如下：

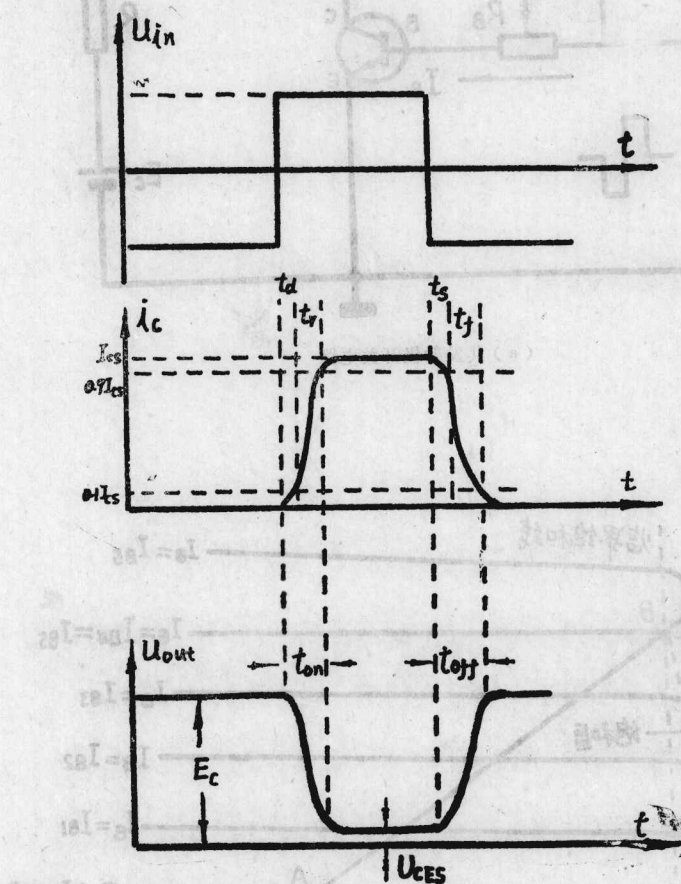


图1-6三极管的开关时间

(1) 延迟时间 t_d ：从输入正脉冲信号开始，到集电极电流 i_c 上升到 $0.1I_{cs}$ 所需要的时间。这部分时间是极电容放电的过程。

(2) 上升时间 t_r ： i_c 从 $0.1I_{cs}$ 上升到 $0.9I_{cs}$ 所需要的时间。这部分时间是逐渐建立基区电子浓度差的时间。

(3) 存贮时间 t_s ：从输入信号开始，跳变为负脉冲，因而使 i_c 由饱和值下降，并且下降为 $0.9I_{cs}$ 所需要的时间。这是消除饱和导电时的基区超量电荷所需要的时间。

(4) 下降时间 t_f ： i_c 从 $0.9I_{cs}$ 下降到 $0.1I_{cs}$ 所需要的时间。它是清除基区积累的少数载流子所需要的时间。

开通时间 $t_{on} (= t_d + t_r)$ 和关闭时间 $t_{off} (= t_s + t_f)$ 总称为三极管的开关时间，一般为十分之几微秒或几个微秒。 t_{on} 和 t_{off} 主要取决于三极管的内部结构。结电容越小，基区越薄， t_{on} 和 t_{off} 越小。充当开关管的优劣次序为：高速开关管—高频管和普通开关管—低频管。

此外, t_{on} 和 t_{off} 还和电路的工作条件有关。例如, 增大基极驱动电流 I_B 可使 t_{on} 减少; 增加反抽基极电流 $-I_B$ 可使 t_{off} 减少; 减少饱和深度可使存贮时间 t_s 减少; 减小管外电路的分布电容有时也可以使 t_{on} 和 t_{off} 减少。

1.3.3 电子管开关的特性

电子管放大器有三种工作状态, 即过压状态、欠压状态和截止状态。若电子管主要工作于过压状态和截止状态, 并使两状态互相转换非常迅速, 则串联在输出回路中的电子管屏极和阴极之间的作用也等效于一个开关, 它称为电子管开关。5KW以上的大中功率脉宽机的调制级, 甚至包括它的前置级, 几乎没有功率等级足够的晶体三极管可资利用, 因此, 必须采用电子管。为了增加放大倍数和避免屏、栅极间过渡电容的影响。一般电子管开关都采用四极和五极管。

在屏极坐标系中的四、五极管静态特性曲线族如图1-7所示。对一般电子管来说, 可以把图示屏流降落线作为过压状态和欠压状态的分界线, 即临界线。假如同晶体管相对比, 也不妨把临界线称为饱和线。在屏流降落线上, $i_a \propto e_a$, 即屏流与屏压成正比, 而且在输出很大屏流的情况下, 只有很小的剩余屏压或饱和压降, 这类似于开关闭合。而当控制栅极的电压 e_g 等于或小于截止偏压 E'_g 时, 屏流截止, 这等效于开关断路。电子管在开关放大器中的主要工作状态就是这两种。

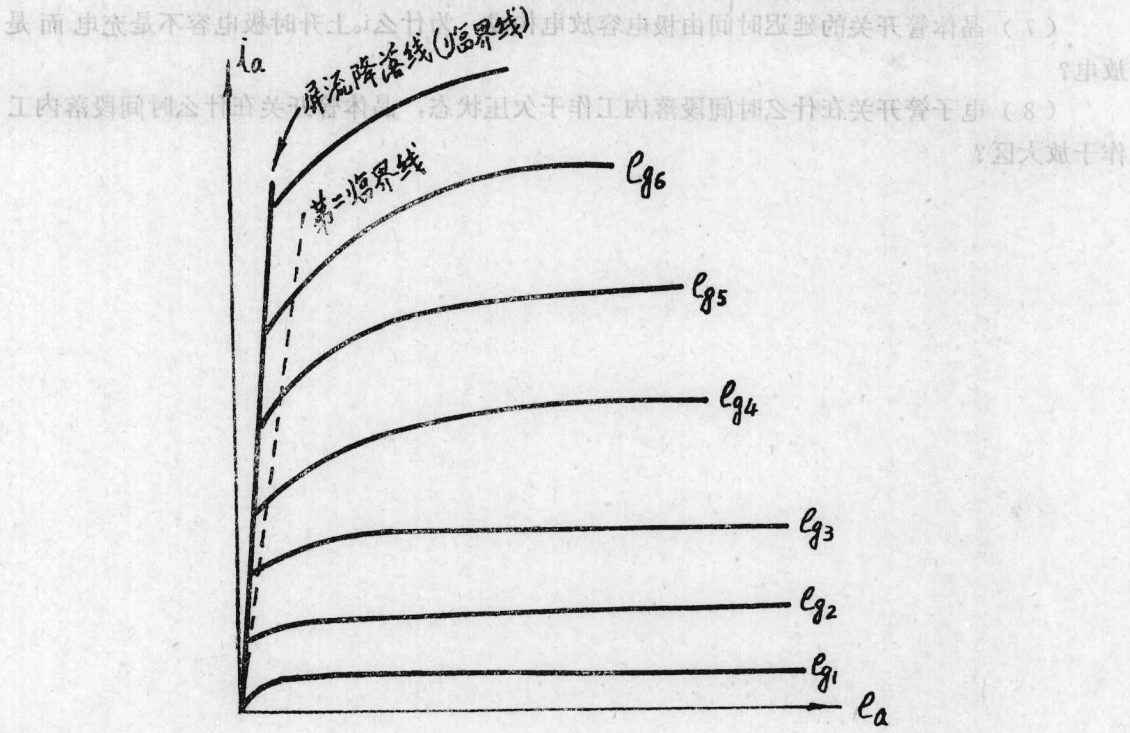


图1—7四、五极管的特性曲线

有些电子管以屏流降落线作为饱和线, 用于开关放大器时导致平均帘栅耗超过额定值, 假如不更换管型的话, 也可以把实用的饱和线相对于屏流降落线略微右旋一个很小的角度,

即图1-7虚线所示的第二临界线。电子管开关的饱和电压降大约是该管直流屏压的 $\frac{1}{15} \sim \frac{1}{40}$ 。

晶体管开关的饱和电压降与集射之间的电源电压的比值是百分之几或几百分之一。因此，电子管开关的效率比晶体管开关低得多，但唯有前者能输出强大的功率。

因为强功率部位的绝大多数元件都有较大的体积，所以电子管开关的转换时间主要取决于输出电路中所有分布电容的充放电时间，其次，也同输入矩形波的前后沿有关。以电子管本身而论，只要额定工作频率有一定的富裕量，阴极电子射向屏极的过渡时间可以忽略不计。因此，除了极间电容充放电会影响前后沿时间外，并没有其它延迟转换时间的因素。

习题一

(1) 乙类屏调机，当调幅度 $m = 0$ 时的调制级效率 $\eta_M = 0$ ，而整机效率却是最高，为什么？

(2) 乙类屏调机，当 $m = 1$ 时的 η_M 为最大值。但整机效率低于载波状态而又高于中等调幅度时，为什么？

(3) 说明大功率陶瓷四极电子管的屏压利用系数高于同功率三极管的原因。

(4) 为什么原来用电子管的高低周前级经过晶体管化以后能够节约电耗？

(5) 电子管或晶体管工作于其特性曲线的线性段是模拟放大器无大失真的必要条件，受音频调宽的开关放大器背离了这个原则，为何无大失真？

(6) 简述线性化前后沿定义，并绘图标明畸变矩形波电压的线性化前后沿。

(7) 晶体管开关的延迟时间由极电容放电构成，为什么 i_e 上升时极电容不是充电而是放电？

(8) 电子管开关在什么时间段落内工作于欠压状态，晶体管开关在什么时间段落内工作于放大区？

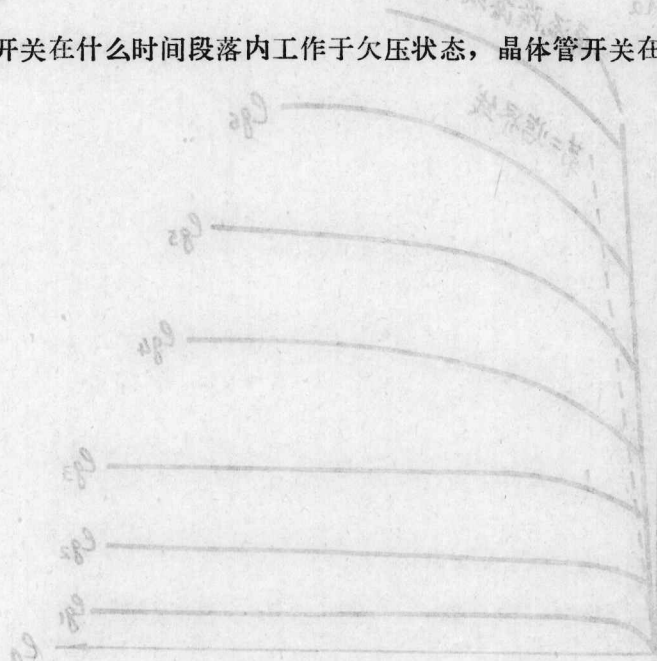


图1-7 电子管开关特性曲线

第二章 第一种串馈脉宽调制级的原理

2.1 概述

第一种串馈脉宽调制机是采用盖茨电路的脉宽机。它由美国发明，并首先于七十年代初投放国际市场。我国研制脉宽机是从盖茨电路起步的，目前生产数量最多的也是盖茨脉宽机。因此，本书介绍脉宽机原理也从盖茨电路开始。因其被调级与乙类屏调机相同，估计读者熟知，故着重介绍脉宽机的主要特点，即脉宽调制级原理。

图2-1是第一种串馈脉宽调制机（以下简称串馈脉宽调制机）调制级的原理图，也包括与调制级有关的被调级部分。图中：

G_a ——被调管；

G_M ——调制管；

G_D ——阻尼管；

L_1 、 C_1 是简化了的解调器； L_2 是高频阻流圈， C_2 是旁路电容器， C_3 是隔直流电容器； E_o 是主整输出电压； I_{a0} 、 I_{M0} 、 I_{D0} 及 I_o 依次是被调管、调制管和阻尼管的直流屏流以及主整的输出电流； E_a 和 E_M 分别是被调管和调制管的直流屏压。

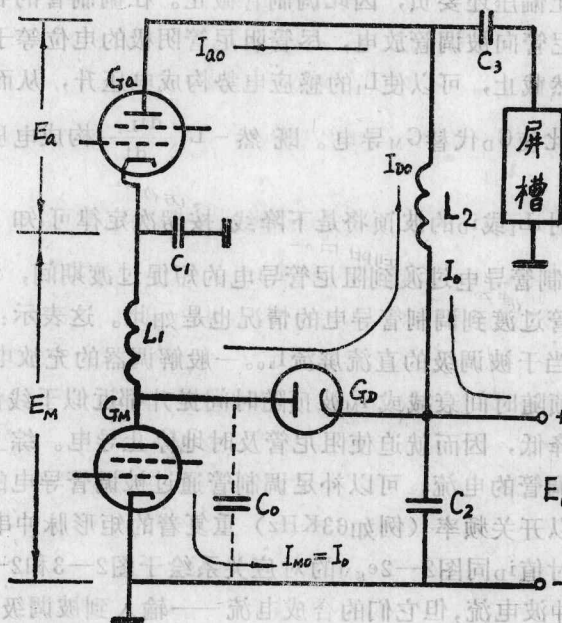


图2-1 盖茨电路图

由 L_1 和 C_1 组成的低通滤波器以及由 L_2 和 C_2 组成的高频滤波器，使被调级的高频电流和调制级的超音频电流互相隔离，所以被调级和调制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。为此，图中只标示任意占空因数时的各直流电流和电压分量，即 I_{a0} 、 I_{M0} 、 I_{D0} 和 I_0 以及 E_a 和 E_M 。

由图示关系可见：

$$I_0 = I_{M0} \quad (2-1)$$

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

2.2 载波情况下的脉冲电流

在载波情况下，调制管栅极输入一个以开关频率（例如63KHz）重复着的矩形脉冲波电压信号，如图2—2所示。

当调制管的输入电压 e_{gM} 处于图2—2波顶的各个瞬时，对应的电压远大于截止偏压 E_g' ，甚至为正值，因此，调制管导通，依次出现各个矩形脉冲波电流。若 G_M 饱和导电，则其管压降与 E_0 相比可以忽略，即 G_M 近似于短路。设滤波器可以彻底地滤除脉冲载频分量，则 G_a 阴极的电位应当保持为调制管直流屏压 E_{MT} 。因此， L_1 的感应电势 $-L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \approx -E_{MT}$ ，

$\frac{di_{L1}}{dt}$ 必为正值，即此时 i_{L1} 或 i_M 的波顶是提升线。因为被调管和调制管相串联，所以 G_a 和 G_M 将同时通过这种矩形脉冲波电流，而且调制管屏流脉冲在导电期内的平均幅度应当等于被调管直流屏流 I_{a0} 。介乎 G_a 和 G_M 之间的低通滤波器也同时流过调制管的屏流脉冲而贮能，每周贮能的增量取决于调制管屏流脉冲波顶的电流差。当 e_{gM} 处于图2—2波底的各个瞬时，对应的调制管输入电压比截止偏压还要负，因此调制管截止。在调制管的各个截止区间，低通滤波器以它的贮能通过阻尼管向被调管放电，尽管阻尼管阴极的电位等于主体电压 E_0 处于高电位，但调制管屏流的突然截止，可以使 L_1 的感应电势构成电压升，从而把阻尼管屏极的电位迅速提高到 E_0 以上，因此使 G_D 代替 G_M 导电。既然 $-L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$ 构成电压升应为正值，则

$\frac{di_{L1}}{dt}$ 必为负值。即此时 i_{L1} 或 i_D 的波顶将是下降线。按楞次定律可知： $-L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$ 是阻止 i_{L1} 变化的，所以，在调制管导电过渡到阻尼管导电的短促过渡期间， i_{L1} 不能突变，即可认为近似于常数，从阻尼管过渡到调制管导电的情况也是如此。这表示：阻尼管屏流脉冲在导电期内的平均幅度也相当于被调级的直流屏流 I_{a0} 。一般解调器的充放电时间常数远大于开关频率的周期，所以 i_D 波顶随时间衰减或 i_M 波顶随时间提升都近似于线性关系。凡调制管导电时，其屏极电位都迅速降低，因而就迫使阻尼管及时地停止导电。综上所述，可以这样说：由阻尼管放电而流向被调管的电流，可以补足调制管通过被调管导电的电流间隙，因此，阻尼管电流的波形也将是以开关频率（例如63KHz）重复着的矩形脉冲串。现将调制管屏流瞬时值 i_M 和阻尼管屏流瞬时值 i_D 同图2—2 e_{gM} 的对应关系绘于图2—3和2—4。由图可见：尽管 i_M 和 i_D 都是超音频矩形脉冲波电流，但它们的合成电流——输入到被调级的电流，却是直流电流 I_{a0} ，并没有开关频率或其谐波频率的电流分量，因为合成电流中的脉动部分被解调器滤除了。

由于 i_D 和 i_M 存在交替导电的关系，故设 i_M 和 i_D 的占空因数依次为 k 及 k_D ，则：

$$k_D = \frac{t_D}{T} = \frac{T - t_M}{T} = 1 - \frac{t_M}{T} = 1 - k$$