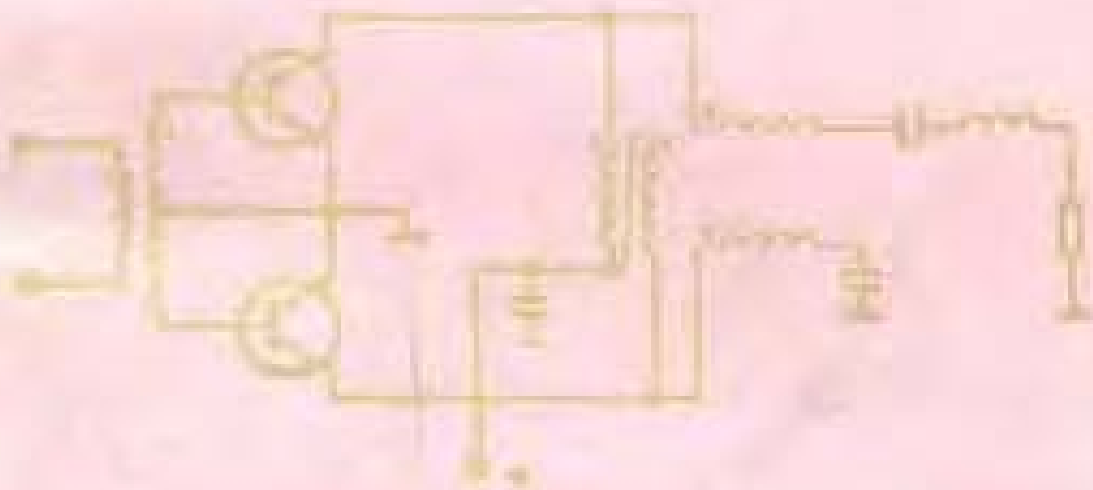


电子与通信工程专业系列教材

D类和E类开关模式 功率放大器

周长帆 编



高等教育出版社

数字与模拟电子线路教学小丛书

D类和E类开关模式 功率放大器

胡长阳 编



高等教育出版社

8510451

DT16/21
本书是一九八一年“电子线路教材编审小组”南京会议确定编写的。

全书共分三章。第一章绪论,着重介绍提高功率放大器效率的途径,分析了D类和E类功率放大器的特点;第二章讨论了D类开关模式功率放大器的类型、工作原理、功耗分析及设计和调整;第三章讨论了E类开关模式功率放大器的类型、工作原理、功耗分析及设计和调整,本书也体现了作者从科研中提出的新看法。本书物理概念清楚,系统性较强,文字通顺简练。

本书可作为高等院校无线电技术和电子类高年级学生、研究生和教师的参考书,也可供从事无线电工程技术工作的人员参考。

本书经“电子线路教材编审小组”委托黄贯光副教授审阅,同意作为高等学校教学参考书出版。

责任编辑:李永和

数字与模拟电子线路教学小丛书

D类和E类开关模式功率放大器

胡长阳 编

*

高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

人民教育出版社印刷厂印装

*

开本 787×1092 1/32 印张 3.5 字数 72,000

1985年1月第1版 1985年1月第1次印刷

印数 0,000—6,760

书号 15010·0566 定价 0.76元

15010566

序 言

本书是一九八一年“电子线路教材编审小组”南京会议确定编写的。它扩展了高频电路中功率放大器部分的教学内容，可作为高等院校电子线路课程的教学参考书。

开关模式功率放大器是一类正在研究发展中的功率放大器。本书从工程观点出发，概括地介绍了晶体管D类和E类功率放大器的工作原理和工程设计，因而，也可以作为有关工程技术人员工作之参考。

编写本书的基础是近两年来编者在张肃文教授指导下所做的研究工作，书中一些有益的判断和结论均来源于实验。在编写过程中，又得到张肃文教授的热情帮助。完稿之后，又经黄贯光副教授仔细审阅后提出极为宝贵的修改意见。编者谨在此向张肃文和黄贯光二位先生致以衷心的感谢。

由于编者水平有限，并且编写时间又较仓促，文中错误和缺点在所难免，热忱希望读者给予批评指正。

编 者

1983年8月于华中工学院

目 录

第一章 绪论	1
§ 1.1 功率放大器提高效率的途径.....	1
§ 1.2 <i>D</i> 类和 <i>E</i> 类功率放大器的工作特点.....	3
1.2-1 <i>D</i> 类开关模式功率放大器的工作特点.....	4
1.2-2 <i>E</i> 类开关模式功率放大器的工作特点.....	6
第二章 <i>D</i>类开关模式功率放大器	9
§ 2.1 电压开关型 <i>D</i> 类功率放大器.....	9
2.1-1 放大器的工作原理.....	9
2.1-2 输出回路分析.....	23
2.1-3 输入回路分析.....	29
2.1-4 激励和激励功率.....	35
§ 2.2 电流开关型 <i>D</i> 类功率放大器.....	37
2.2-1 放大器的工作原理.....	37
2.2-2 恒流电感 L_1 和 L_2 的计算.....	41
2.2-3 实际电路.....	44
§ 2.3 <i>D</i> 类开关模式功率放大器的损耗分析.....	49
2.3-1 渡越损耗.....	49
2.3-2 饱和损耗.....	53
2.3-3 放大器的实际效率.....	54
§ 2.4 <i>D</i> 类开关模式功率放大器的设计与调整.....	56
2.4-1 设计思想.....	56
2.4-2 设计步骤.....	59
2.4-3 设计举例.....	61
2.4-4 <i>D</i> 类功率放大器的调整.....	65
第三章 <i>E</i>类开关模式功率放大器	69
§ 3.1 工作原理.....	72

3.1-1	集电极电压表达式	73
3.1-2	输出电压幅度	74
3.1-3	功率和效率	75
§ 3.2	电路参数的最佳计算	76
3.2-1	晶体管集电极的峰值电压和电流	76
3.2-2	按最佳条件计算函数 g	77
3.2-3	计算电路参数	78
§ 3.3	负载网络分析	79
3.3-1	负载网络有载 Q_L 的选取	79
3.3-2	电抗元件计算	82
§ 3.4	E 类开关模式功率放大器的损耗分析	83
3.4-1	渡越损耗	83
3.4-2	饱和损耗	84
3.4-3	负载网络的损耗	84
3.4-4	放大器的效率	84
§ 3.5	工程设计与调整	85
3.5-1	设计步骤	86
3.5-2	阻抗变换网络	89
3.5-3	设计举例	92
3.5-4	E 类功率放大器的调整	96
§ 3.6	其它 E 类电路形式	100
3.6-1	E 类推挽功率放大器	100
3.6-2	具有串联电感的并联调谐 E 类功率放大器	101
参考文献		104

1350.00

第一章 绪 论

高频功率放大器是无线电发送设备的重要组成部分。它的主要任务是放大高频信号,使其达到足够的功率,以满足天线辐射的需要或技术指标要求。

高频功率放大器不仅应用于各种类型的发射机中,而且许多电子设备,如功率信号源、高频大功率加热设备和高频换流器等,也都广泛地用到。

高频功率放大器的主要技术指标有输出功率、效率、功率增益、带宽和谐波抑制等。由于发射机的输出功率和效率主要取决于高频功率放大器,对同一发射机来说,效率的提高意味着输出功率的增大,当输出功率一定时,效率的提高使消耗电源功率减小,管子的耗散功率降低。这对于节省能源、使用较小的功率管输出较大的功率、减小设备的体积和重量都有颇大的实际意义。因此,提高功率放大器的效率一直是人们关注的重要课题,它推动了功率放大技术的不断发展。

§ 1.1 功率放大器提高效率的途径

功率放大器效率的提高,主要反映在放大器件工作状态的改进。从A类(甲类)、B类(乙类)低频功率放大器发展到C类(丙类)高频调谐式功率放大器(以下简称为高频功率放大器),目的都是为了提高功率放大器的效率。

8510451

A类工作状态, 通角(θ)为 180° , 理想效率为50%; B类工作状态, 通角(θ)为 90° , 理想效率为78.5%; C类工作状态, 通角(θ)小于 90° , 其效率比B类更高。

由此可见, 功率放大器提高效率的途径是以减小通角和加大激励功率为代价的。现在要研究的问题是, 如何进一步提高效率?

一种方法是, 沿袭上面的方法, 继续增加激励和减小通角。对C类高频功率放大器来说, 当通角减小到零时, 理想效率达到100%, 但输出功率亦为零, 这是没有意义的。因而, 必须寻找新的途径。

功率放大器的效率, 包括放大器件(晶体管的集电极)效率和输出网络的传输效率两部分。功率放大器实质上是一个能量转换器, 它把电源供给的直流能量转换为交流能量。晶体管转换能量的能力常以集电极效率 η_c 来表示, 前面提到的效率都是以 η_c 定义来计算的。

若电源供给的直流功率为 P_{dc} , 转换后的交流输出功率为 P'_o , 则

$$\eta_c = \frac{P'_o}{P_{dc}} = \frac{P'_o}{P'_o + P_c} \quad (1-1)$$

这里, P_c 为转换过程中消耗在集电极上的部分能量, 称为集电极耗散功率。如要提高效率(增加 η_c), 则应尽量减小集电极的耗散功率 P_c 。

已经知道, 集电极耗散功率 P_c 是集电极瞬时电压 v_c 与集电极瞬时电流 i_c 在一个周期 T 内的平均值, 即

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T v_c i_c dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} v_c i_c d\theta \quad (1-2)$$

对于 A 、 B 、 C 类功率放大器来说, 由于功率放大管工作于有源状态, 集电极电流 i_c 与集电极电压 v_c 都比较大, 因而, 晶体管的集电极耗散功率 P_c 也比较大, 放大器的效率也就难于继续提高。

提高效率新的途径是使晶体管工作在开关状态, 即当 i_c 流通时 v_c 很小, 甚至趋近于零; 当 i_c 截止时, v_c 却达到很大。这样, 在任一时刻内, i_c 与 v_c 的乘积都很小, 甚至趋于零, 因此, 晶体管的集电极耗散功率 P_c 亦很小, 甚至趋近于零。 D 类功率放大器正是按照这个原理来实现高效率放大的, 它的理想效率为 100%, 实际效率为 90% 左右。

E 类功率放大器在提高效率方面比 D 类更进一步。它是按照“ i_c 与 v_c 不同时出现”的道理来设计的。这样, 在任一时刻 i_c 与 v_c 的乘积均为零, P_c 亦为零。理想效率为 100%, 实际效率为 95% 左右。

本书将研究以晶体管为放大器件的 D 类和 E 类开关模式功率放大器。关于其它类型的高效率功率放大器, 请参阅参考文献[3]。

§ 1.2 D 类和 E 类功率放大器的工作特点

与 A 、 B 、 C 类功率放大器相比较, D 类和 E 类功率放大器的特点是, 晶体管工作于开关状态。

晶体管作为开关运用时, 通常是两种工作状态: 一种是饱和导通, 由于它的饱和压降很小(或内阻很小), 相当于“开关接通”, 简称“开”态; 另一种是截止状态, 由于它的内阻很大

(或电流很小), 相当于“开关断开”, 简称“关”态。由于 D 类和 E 类功率放大器中晶体管以开关方式工作, 所以, 这一类型放大器又统称为开关模式功率放大器。

1.2-1 D 类开关模式功率放大器的工作特点

图 1-1 为 D 类开关模式功率放大器的组成方框图。两只参数基本相同的晶体管, 在激励信号的作用下, 作为有源双刀单掷开关工作。“开”态(饱和导通)时, i_c 很大但 v_c 很小; “关”态(截止)时, i_c 趋于零而 v_c 却很大。因此, 在任何时刻 i_c 与 v_c 的乘积都很小, 即 P_c 很小, 从而实现了高效率放大。

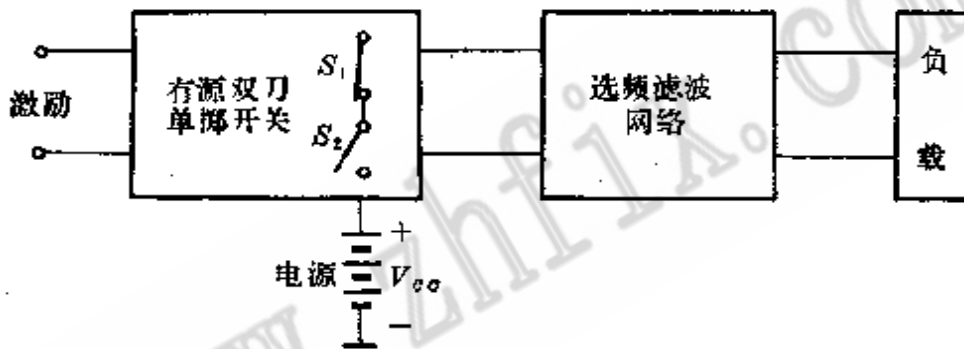


图 1-1 D 类开关模式功率放大器方框图

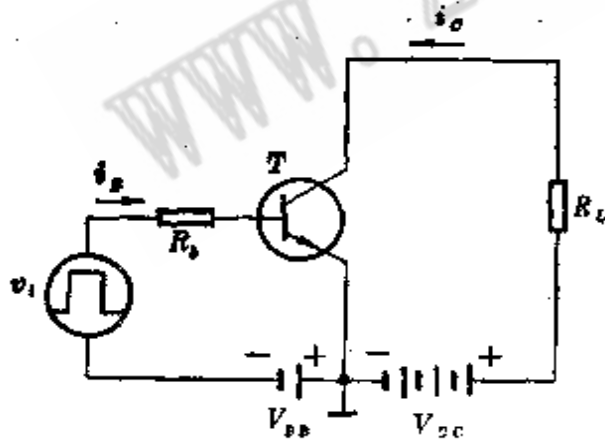
因为晶体管是开关工作, 所以, 集电极电压(或电流)是一连串规则的矩形波, 它包含丰富的谐波成分。加选频滤波网络的目的是, 就是选出基频分量, 滤除不需要的谐波分量。这样, 在负载上就可得到所需要的基频电压或电流, 完成功率放大的任务。

D 类开关模式功率放大器的选频滤波网络, 与 C 类基本

相同。而D类工作状态比C类工作状态效率得到提高的根本原因是两管工作于开关状态。正是由于这一特点,放大器输出信号的幅度与激励信号之间没有线性关系。这样,D类功率放大器就不能放大幅度变化的信号,而只能放大等幅信号。显然,亦不能进行基极和发射极调幅,只能进行集电极调幅。与C类比较,D类放大器进行集电极调幅时可以获得比较高的效率。

D类功率放大器的损耗功率有两方面:(1)低频时,主要是晶体管的饱和压降(或内阻)不为零所引起的损耗,这是众所周知的;(2)高频时,除了饱和压降所产生的损耗外,还有晶体管作为开关工作,转换不理想所带来的损耗。由于晶体管的开关过程总是需要一定的时间,假设 t_d 为延迟时间, t_r 为上升时间, t_s 为储存时间, t_f 为下降时间。

图1-2为正极性方波激励时,晶体管的开



I_{CSS} 为晶体管的集电极饱和电流

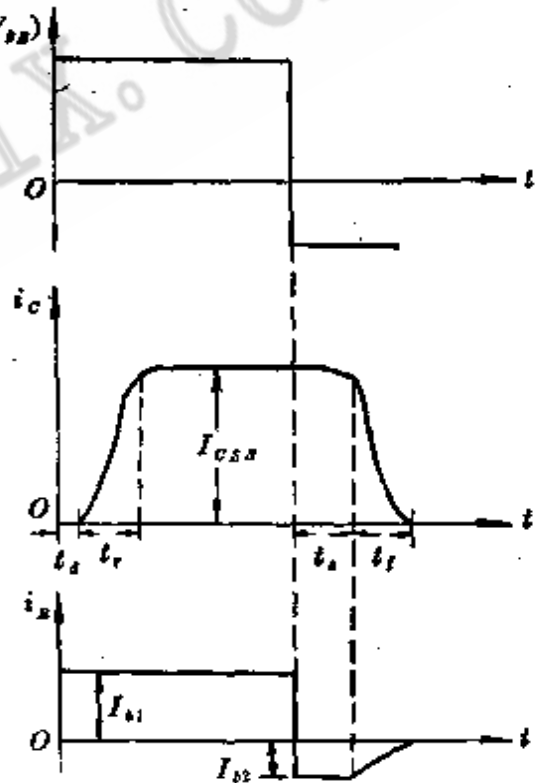


图1-2 晶体管的开关过程

关时间对集电极电流波形的影响。

晶体管由“关”到“开”(即由截止到导通),经历了 t_d 与 t_r 两个时间,合起来称为开启时间 t_{on} , $t_{on} = t_d + t_r$ 。从“开”到“关”(即从导通到截止),经历了 t_s 和 t_f 两个时间,合起来称为关断时间 t_{off} , $t_{off} = t_s + t_f$ 。总的时间 $t_{on} + t_{off} = t_d + t_r + t_s + t_f$ 称为晶体管的开关时间。

显然,由于晶体管存在开关时间,使 D 类功率放大器在高频运用时发生了困难。如果开关时间只占信号周期很小的部分,放大器仍然可以保持高效率工作;若开关时间占去信号周期的较大部分时,就会发生晶体管该“开”时不能及时“开”,该“关”时不能及时“关”,因而,在开关转换的瞬间,两个晶体管可能同时导通或同时截止。这不仅使放大器的损耗增加,效率降低,而且还可能由于二次击穿作用使晶体管损坏。

为了克服上述缺点,一九七五年索科尔斯(Sokals)提出了高效率放大的新方法,这就是 E 类功率放大器^[10]。

1.2-2 E 类开关模式功率放大器的工作特点

E 类开关模式功率放大器由单个晶体管组成,它仍然工作于开关状态。图 1-3 为此放大器的电路组成方框图。

一般来说, E 类放大器的晶体管在激励信号作用下,可以等效为一个非理想开关:“导通”时,等效开关的内阻不一定为零;“断开”时,等效开关的内阻也不一定为无限大。同样,开关“导通”与“断开”的转换时间也不必等于零。当开关按激励信号的频率周期性的工作时,就把来自电源的直流能量转变为交流能量,它的基波频率等于开关频率。为了使基频分

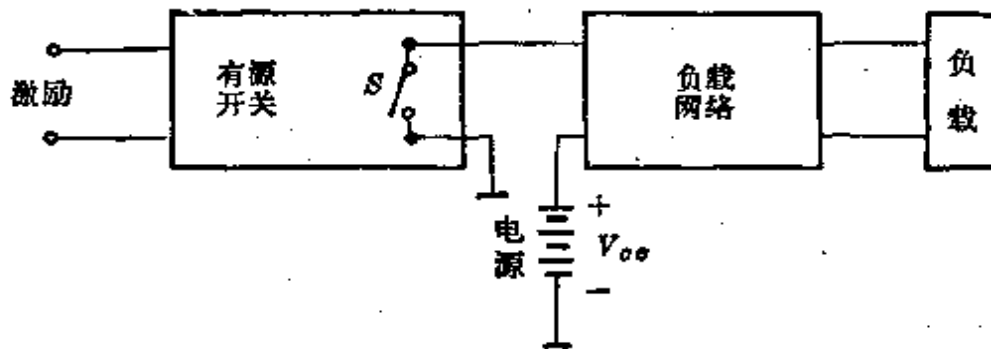


图 1-3 E类开关模式功率放大器方框图

量输出最大,开关占空比约为 50%,即一半时间“导通”,另一半时间“断开”。负载网络可以包含一个低通或带通滤波器,以滤除不需要的谐波成分,并用以变换负载阻抗的数值。

E类功率放大器的特点是,适当选取负载网络的参数,使它取得最佳的瞬态响应。也就是说,当开关“导通”(或“断开”)的瞬间,由于负载网络的瞬态响应,使得集电极电压(或电流)降为零后,才能“导通”(或“断开”)。这样,即使开关转换时间与信号周期比较已相当长时,也能避免晶体管同时产生大的电压与电流。这就避免了在开关转换期间晶体管产生功耗,从而克服了D类功率放大器的缺点。所以,E类功率放大器的频率上限和效率均较D类高。

同D类一样,E类功率放大器输出信号的幅度与激励信号之间不在线性关系,所以,E类功率放大器亦不能放大幅度变化的信号,只能放大等幅信号。当然也不能进行基极和发射极调幅,只能在集电极进行调幅。在这种情况下,能获得较好的线性,但对于晶体管的电流和耐压的要求比D类要高一些。

由于E类开关模式功率放大器是近几年提出的新型高效

率放大器，目前正处于理论和实验的研究阶段。这些研究表明，它还难于实现宽频带高效率的放大，距离实际应用还需一段艰苦的研究工作。随着电子器件的发展和技术的进步，E类开关模式功率放大器的应用范围仍然是很广阔的。

www.zhfix.com

第二章 D 类开关模式功率放大器

一般晶体管开关模式 D 类功率放大器由一对晶体管和外部电路组成。在激励信号的作用下，两管轮流饱和导通和截止。

晶体管开关模式 D 类功率放大器的电路形式很多，按其电路组态可分为电压开关型和电流开关型两大类。工作时，如果两管集电极电压波形为矩形波的放大器，则称为电压开关型 D 类功率放大器；如果两管集电极电流波形为矩形波的放大器，则称为电流开关型 D 类功率放大器。

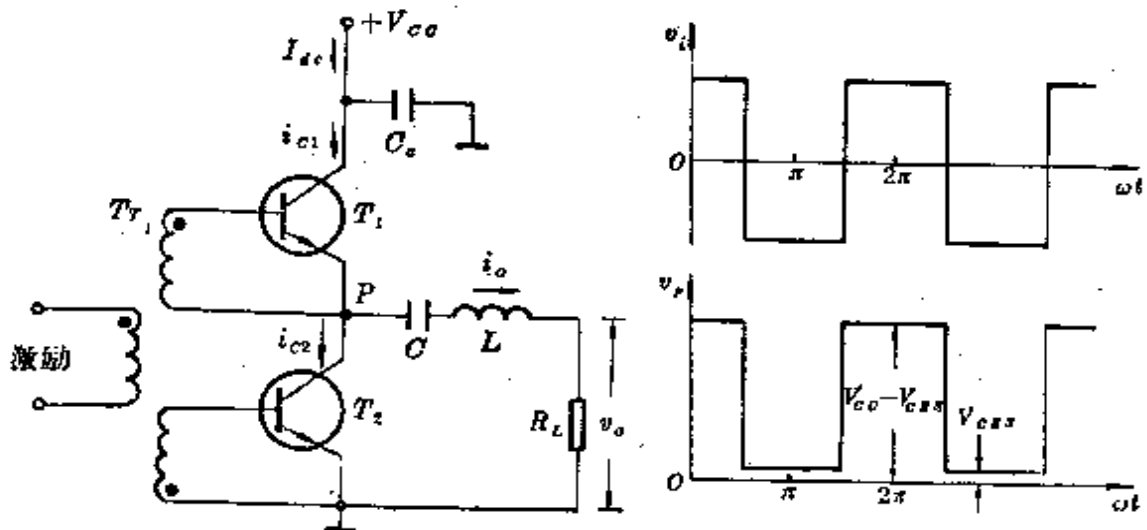
§ 2.1 电压开关型 D 类功率放大器

2.1-1 放大器的工作原理

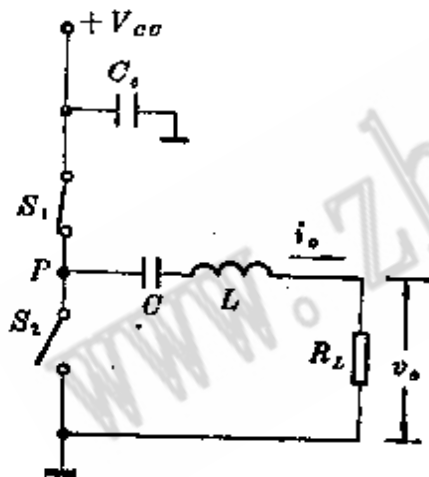
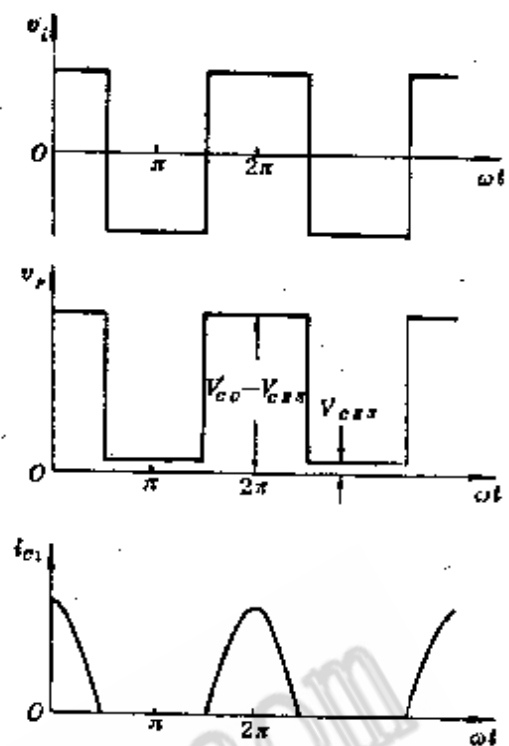
为了简化原理分析，假设：(1) 晶体管作为开关转换时的损耗可以忽略不计；(2) 输出端的调谐回路谐振于激励信号的基频；(3) 晶体管截止时无漏电流损耗，即内阻为无限大。

1. 准互补 D 类功率放大器

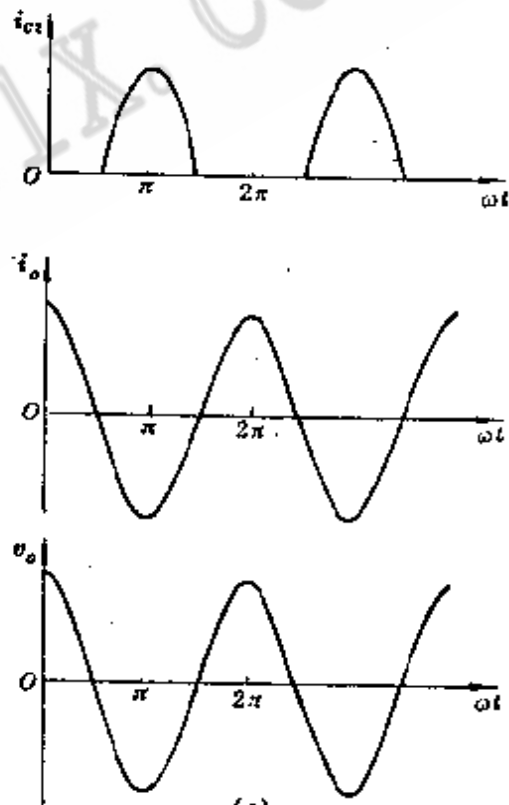
准互补放大器电路原理图如图 2-1(a) 所示。其中， T_1 和 T_2 为两个参数基本相同的晶体管， LC 为输出端的串联调谐回路， R_L 为等效负载电阻， C_c 为高频旁路电容。输入变压器 Tr_1 使两管获得幅度相等、相位相差 180° 的输入信号。加在



(a)



(b)



(c)

图 2-1 准互补D类功率放大器
 (a) 电路原理图; (b) 等效电路;
 (c) 电压电流波形

变压器 T_{r1} 初级的激励信号,可以是正弦波或矩形波电压,而矩形波电压激励的效率更高。

若激励信号是基频为 f 的矩形波电压。在正半周时, T_1 管饱和导通,等效开关 S_1 闭合, T_2 管截止,等效开关 S_2 断开。负半周时刚好相反,即开关 S_1 断开 S_2 闭合。故可画出放大器的开关等效电路如图2-1(b)所示。

需要说明的是,今后在分析 D 类功率放大器时,对于饱和导通的晶体管,仍然考虑它的饱和压降,并且认为 $V_{CES1} \approx V_{CES2} = V_{CES}$ 。换句话说,在开关 S 闭合时,其上的电压不为零,而是管子的饱和压降 V_{CES} ,这更符合实际情况。

下面研究放大器正常工作时,各部分的电压电流波形,由此可说明放大器的工作原理。

当开关 S_1 闭合, S_2 断开时, P 点电压应为电源电压 V_{CC} 减去 T_1 管的饱和压降 V_{CES} 。当开关 S_1 断开, S_2 闭合时, P 点的电压则应等于 T_2 管的饱和压降 V_{CES} 。由此可见,在激励电压的作用下, $v_P(t)$ 应为一矩形波电压,所以称之为电压开关型 D 类功率放大器。

与此同时,由于输出(L, C, R_L)回路的选频滤波作用,输出电流 $i_o(t)$ 为一余弦波电流,其频率为激励信号的基频。显而易见,晶体管集电极电流 $i_{C1}(t)$ 和 $i_{C2}(t)$ 就应该是余弦脉冲[见图2-1(c)]。在等效负载电阻 R_L 上就可得到频率为 f 的余弦波电压,完成了放大功能。

由于两管高频电流在等效负载电阻 R_L 上的流向相反,偶次谐波相互抵消,输出的最低谐波是三次,所以,负载上的波形较好。

下面引入开关函数 $S(t)$ 对放大器的主要技术指标进行定量分析。

$S(t)$ 是幅度为 1 的矩形脉冲序列, 如图 2-2 所示。其中 $T = \frac{2\pi}{\omega}$, $\omega = 2\pi f$ 。

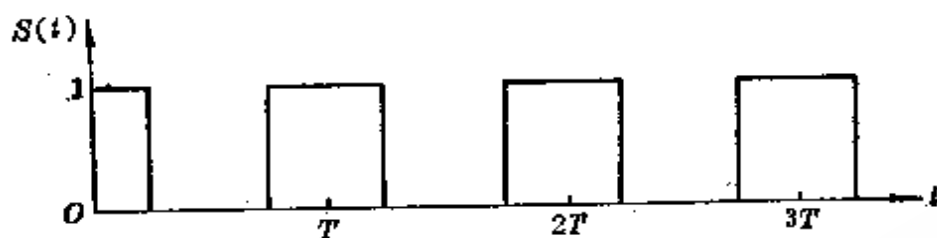


图 2-2 开关函数 $S(t)$ 的波形

由于 $S(t)$ 是周期为 T 的周期性函数, 故可将它展开为傅里叶级数。

$$S(t) = \frac{1}{2} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4 \cdot (-1)^{n+1}}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega t \right] \quad (2-1)$$

式中 n 为非零正整数。

因此, $v_P(t)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} v_P(t) &= (V_{CC} - 2V_{CES})S(t) \\ &= (V_{CC} - 2V_{CES}) \cdot \frac{1}{2} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4 \cdot (-1)^{n+1}}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega t \right] \end{aligned} \quad (2-2)$$

又设串联谐振回路电感 L 的损耗电阻为 r_L , 记 $R'_L = R_L + r_L$ 。根据式(2-2), $v_P(t)$ 的基波电压表示式应为

$$v_{P1}(t) = \frac{2}{\pi} (V_{CC} - 2V_{CES}) \cos \omega t \quad (2-3)$$

其幅度

$$V_{P1} = \frac{2}{\pi}(V_{CC} - 2V_{CES}) \quad (2-4)$$

因而, 在 R'_L 上所得到的功率为

$$P'_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{P1}^2}{R'_L} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})^2}{\pi^2 R'_L} \quad (2-5)$$

于是, 在等效负载电阻 R_L 上得到的输出功率应为

$$P_o = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})^2}{\pi^2} \cdot \frac{R_L}{(R_L + r_L)^2} \quad (2-6)$$

所以

$$P'_o = P_o \left(1 + \frac{r_L}{R_L}\right) \quad (2-7)$$

若串联 LC 回路的 Q_0 值很高, r_L 可以忽略不计时, 输出功率 P_o 则为

$$P_o = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})^2}{\pi^2 R_L} \quad (2-8)$$

下面再计算电源供给的输入功率

设流过电阻 R'_L 的基波电流幅度为 I_{P1} , 则

$$I_{P1} = \frac{V_{P1}}{R'_L} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})}{\pi R'_L} \quad (2-9)$$

按傅里叶级数分析, 流过晶体管的直流电流 I_{dc} 应为

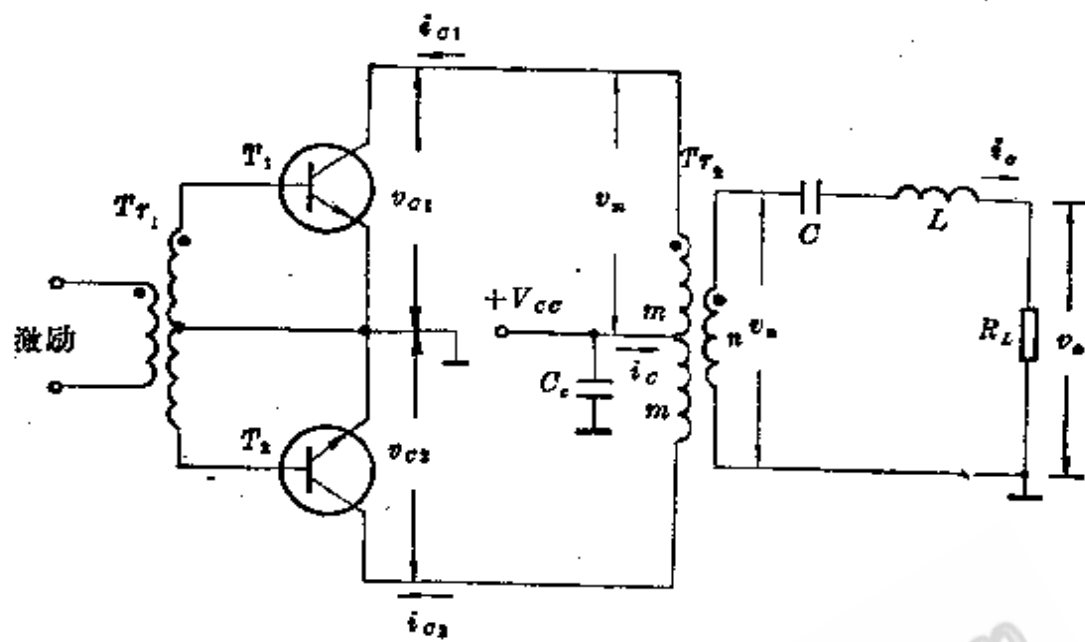
$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} I_{P1} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})}{\pi^2 R'_L} \quad (2-10)$$

所以, 电源供给的直流功率应为

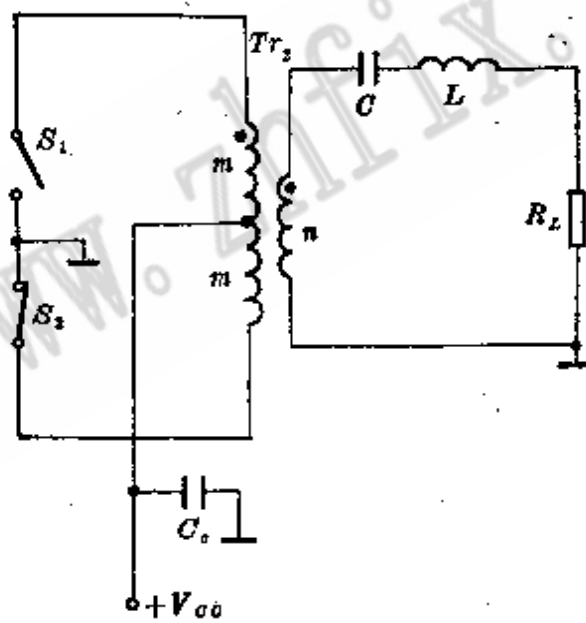
$$P_{dc} = I_{dc} V_{CC} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES}) V_{CC}}{\pi^2 R'_L} \quad (2-11)$$

比较式(2-5)与(2-11)可得晶体管的集电极效率

$$\eta_c = \frac{P'_o}{P_{dc}} = \frac{V_{CC} - 2V_{CES}}{V_{CC}} \quad (2-12)$$



(a)

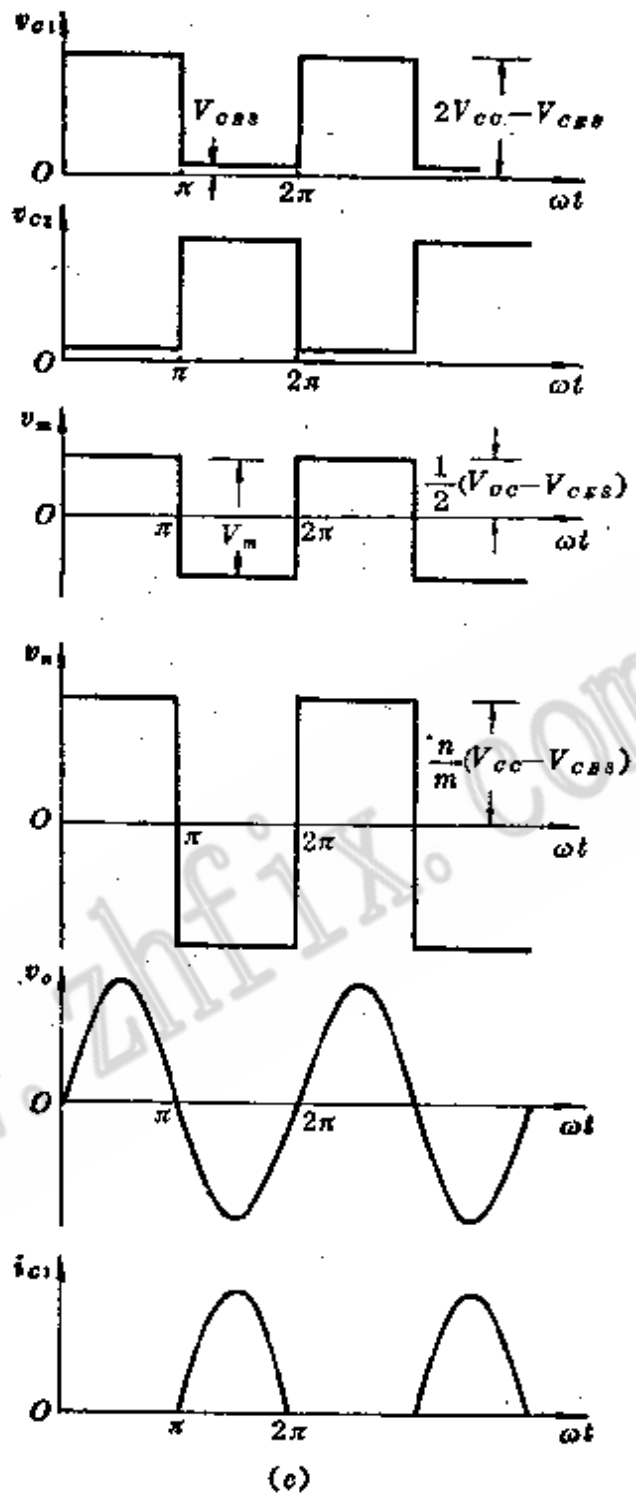


(b)

图 2-3 变压器耦

(a) 电路原理图;

(b) 等效电路;



合 D 类功率放大器
(c) 电压电流波形

将式(2-7)代入式(2-12)整理后可得放大器效率

$$\eta = \frac{\eta_c}{1 + \frac{r_L}{R_L}} \quad (2-13)$$

若忽略串联谐振回路的损耗, 即 $r_L \approx 0$, 则放大器的效率 η 应为

$$\eta \approx \eta_c = \frac{V_{CC} - 2V_{CES}}{V_{CC}} \quad (2-14)$$

晶体管的集电极耗散功率为

$$P_c = P_{dc} - P_o = \frac{4V_{CES}(V_{CC} - 2V_{CES})}{\pi^2 R_L} \quad (2-15)$$

若 $r_L \approx 0$, 则

$$P_c \approx \frac{4V_{CES}(V_{CC} - 2V_{CES})}{\pi^2 R_L} \quad (2-16)$$

综合上述分析可以看出: (1) 晶体管的饱和压降 V_{CES} 愈小, 电源电压愈高, 准互补放大器的效率愈高。若 $V_{CES} \rightarrow 0$, 则 $\eta \rightarrow 100\%$; (2) 由式(2-8)可以看出, 若忽略 V_{CES} , 则放大器的输出功率与电源电压的平方成正比。在设计准互补放大器时, 选择较高的电源电压, 对于提高输出功率和效率都是有利的。

2. 变压器耦合 D 类功率放大器

图 2-3(a) 为变压器耦合 D 类功率放大器的电路原理图。此电路同低频推挽功率放大器极其相似, 所不同的是两管工作于开关状态, 输出端接的是 LC 串联谐振电路。工作时, 晶体管 T_1 和 T_2 可以用开关 S_1 和 S_2 来等效, 如图 2-3(b) 所示。

设输出变压器初级绕组一半与次级绕组的匝数比为 $m:n$,

电源电压接在初级绕组的中心抽头处, C_c 为高频旁路电容器。当开关 S_1 断开 S_2 闭合时, S_1 上的电压幅度为 $2V_{CC} - V_{CES}$; 又当 S_1 闭合 S_2 断开时, S_2 上的电压幅度亦为 $2V_{CC} - V_{CES}$ 。在 S_1, S_2 闭合期间, 其上的电压均为 v_{CES} 。所以, 在正常工作时, 晶体管 T_1 和 T_2 的集电极电压 $v_{c1}(t)$ 和 $v_{c2}(t)$ 均为矩形波 [见图 2-3(c)]。

变压器 Tr_2 初级一端对地的高频电压幅度 $V_m = 2V_{CC} - V_{CES} - V_{CC} = V_{CC} - V_{CES}$, $v_m(t)$ 为矩形波。经 Tr_2 耦合到次级的电压 $v_n(t)$ 亦为矩形波, 其幅度 $V_n = \frac{n}{m} V_m$ 。 $v_n(t)$ 经 LC 串联谐振回路选频滤波之后, 在等效负载电阻 R_L 上可得到一正弦波电压 $v_o(t)$ 和正弦波电流 $i_o(t)$ 。

由于输出回路的电流 $i_o(t)$ 为正弦波, 则变压器 Tr_2 初级线圈中的电流必为正弦波, 所以流经晶体管 T_1 和 T_2 的电流为正弦脉冲电流。

用准互补 D 类功率放大器相同的分析方法, 可以求出变压器耦合 D 类功率放大器的输出功率和效率。

忽略串联谐振回路电感 L 中的损耗 (即 $r_L \approx 0$), 等效负载电阻 R_L 上的基波电压幅度应为

$$V_o = \frac{4}{\pi} V_n = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{n}{m} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-17)$$

放大器的输出功率应为

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{8n^2}{\pi^2 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES})^2 \quad (2-18)$$

计算电源供给的直流输入功率。由于 $i_o(t)$ 是半个正弦波, 其脉冲幅度为

$$I_{c1} = \frac{4n^2}{\pi m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-19)$$

另一管的 $I_{c2} = I_{c1}$ 。对两管电流脉冲求平均值就是输入的直流电流 I_{dc} ，即

$$I_{dc} = 2 \left(\frac{1}{\pi} I_{c1} \right) = \frac{8n^2}{\pi^2 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-20)$$

所以，从电源取得的功率为

$$P_{dc} = I_{dc} V_{CC} = \frac{8n^2 V_{CC}}{\pi^2 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-21)$$

放大器的效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{V_{CC}} \quad (2-22)$$

晶体管的集电极耗散功率

$$P_c = P_{dc} - P_o = \frac{8n^2 V_{CES}}{\pi^2 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-23)$$

由于放大器的集电极电压波形是矩形波，故仍属于电压开关型 D 类功率放大器。同准互补放大器相比，它输出功率的能力要强一些，这主要是因为晶体管 T_1 和 T_2 与电源 V_{CC} 并联，而准互补电路中两管与电源 V_{CC} 是串联的缘故。

比较式(2-22)与(2-14)，可以说明变压器耦合电路比准互补电路受晶体管饱和压降的影响更小，但并不能说变压器耦合电路的效率一定比准互补电路高，因为推导式(2-22)时，是假定输出变压器 Tr_2 为理想变压器，实际上 Tr_2 的插入损耗是不能忽视的。

对高频大功率放大器来说，实验证明，输出变压器 Tr_2 比较难于制作(这个问题以后再加以说明)。这也是变压器耦合

D 类功率放大器的一个缺点。

3. 传输线变压器耦合 *D* 类功率放大器

在图 2-4(a) 电路中, 晶体管 T_1 和 T_2 的集电极接有 Tr_2 和 Tr_3 两个传输线变压器, 这种放大器一般称之为传输线变压器耦合 *D* 类功率放大器。由于这种电路颇有实用价值, 在此专作一例, 给予必要的分析和说明。

此电路的输入端与变压器耦合 *D* 类放大器完全一样。在激励信号的作用下, 晶体管 T_1 和 T_2 呈开关工作状态, 因而可等效为图 2-4(b) 所示的电路。

假定传输线变压器是理想的, 其频率响应为无限宽(实际上传输线变压器做到满足电路要求的频率响应是不难的)。图 2-4 中, 传输线变压器 Tr_2 提供 1:4 的阻抗匹配, 传输线变压器 Tr_3 用作平衡-不平衡耦合。LC 为串联谐振回路, R_L 为等效负载电阻, C_1 和 C_2 为高频旁路电容器。

与变压器耦合放大器一样, 本电路中两管的集电极电压 $v_{c1}(t)$ 和 $v_{c2}(t)$ 均是幅度为 $2V_{CC}-V_{CES}$ 的矩形波 [见图 2-4(c)]。经 Tr_3 1:1 传输后, $v_3(t)$ 就是一幅度为 $2(V_{CC}-V_{CES})$ 的对称矩形波。再经 LC 串联谐振回路选频滤波以后, 在 R_L 上就可得到正弦波电压 $v_o(t)$ 。由于 $v_{c1}(t)$ 和 $v_{c2}(t)$ 均为矩形波, 所以, 本电路仍属于电压开关型电路。流过两管的电流 $i_{c1}(t)$ 和 $i_{c2}(t)$ 都是正弦脉冲电流。

下面定量分析放大器的输出功率和效率。

仍然忽略串联谐振电路电感中的损耗, 矩形波电压 $v_a(t)$ 经 LC 串联电路选频滤波后, 在等效负载电阻 R_L 上的基波电压峰值为

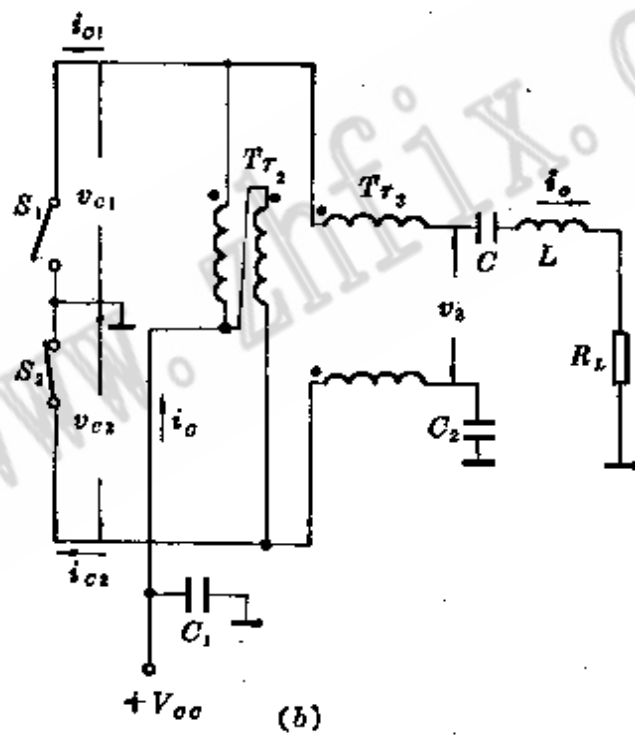
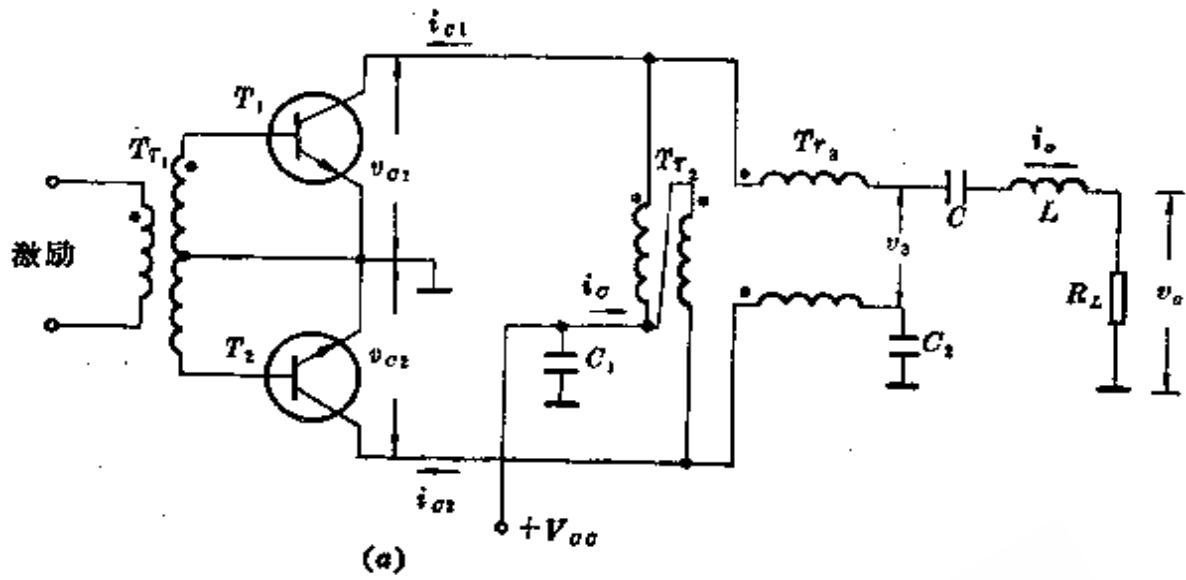
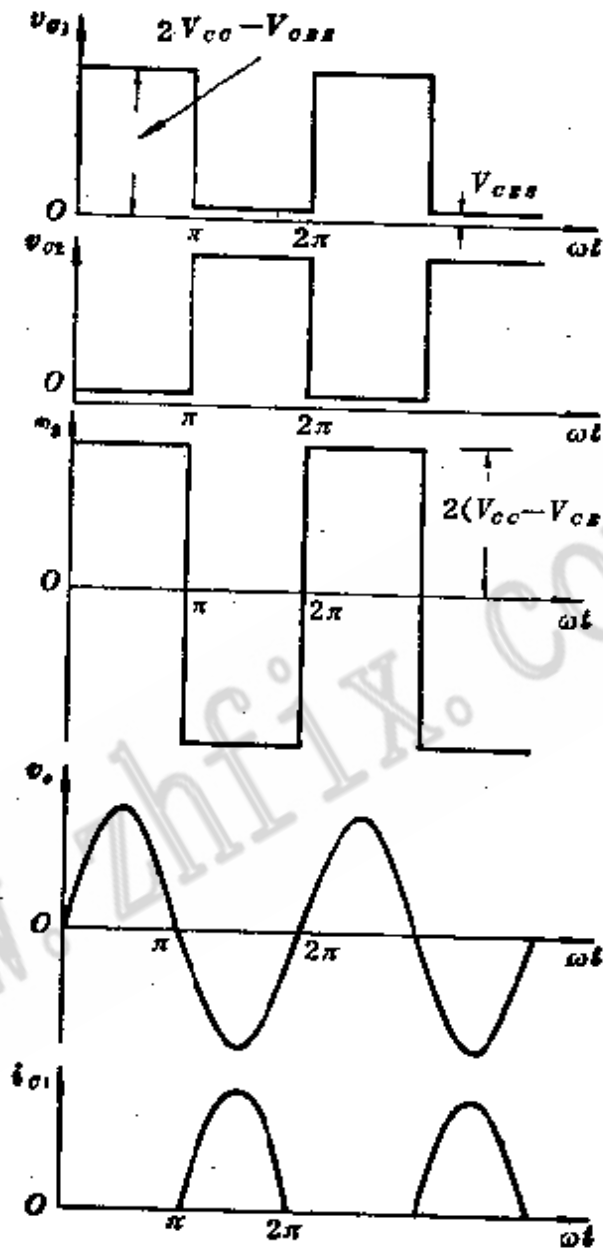


图 2-4 传输线变压器

(a) 电路原理图; (b) 等效电路;



(c)

耦合D类功率放大器

(c) 电压电流波形

$$V_o = \frac{4}{\pi} \cdot 2(V_{CC} - V_{CES}) = \frac{8}{\pi}(V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-24)$$

所以输出功率为

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{32}{\pi^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES})^2 \quad (2-25)$$

又因为流过两管正弦脉冲电流的幅度为 $I_{c1} = I_{c2} = 2I_o$, 所以, 直流输入电流 I_{dc} 为

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [i_{c1}(t) + i_{c2}(t)] dt \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{c2}(t) d\omega t \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{2 \times 8(V_{CC} - V_{CES})}{\pi R_L} \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{32}{\pi^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \end{aligned} \quad (2-26)$$

所以直流输入功率为

$$P_{dc} = I_{dc} V_{CC} = \frac{32 V_{CC}}{\pi^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-27)$$

放大器的效率

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{V_{CC}} \quad (2-28)$$

晶体管集电极的耗散功率为

$$P_c = P_{dc} - P_o = \frac{32 V_{CES}}{\pi^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-29)$$

与变压器耦合 D 类功率放大器相比较, 输出功率相当于变压器耦合电路中 $\frac{n}{m} = 2$ 的情况, 效率相同。所以, 传输线变

压器耦合放大器是一种输出功率较大的高效率 D 类放大器，这可以说是它的第一个优点。

它的第二个优点是容易实现宽频带放大。例如，欲设计一个覆盖整个短波波段的 D 类功率放大器，为了使矩形波信号不失真传输，变压器的频率响应至少要达到 90MHz (短波波段的最高频率为 30MHz ，起码要求三次谐波通过的话)。通常的高频变压器要做到这样宽的频率响应几乎是不可能的 (后面再详叙)，用传输线变压器就很容易实现。

2.1-2 输出回路分析

上节所分析的三种 D 类放大器中，输出端均为一矩形波电压作用于 LCR_L 串联谐振回路，如图 2-5 所示。

如果忽略晶体管饱和导通时的内阻，可以写出此电路的空载和有载 Q 值。

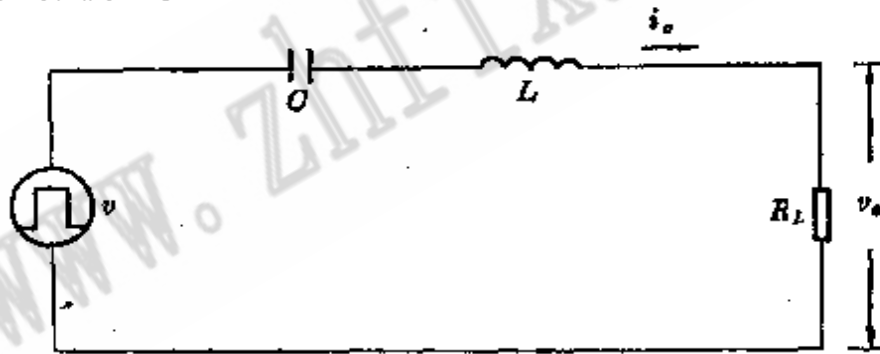


图 2-5 D 类功率放大器的输出回路

空载时

$$Q_0 = \frac{X_L}{r_L} \quad (2-30)$$

有载时

$$Q_L = \frac{X_L}{r_L + R_L} \quad (2-31)$$

式中 X_L 为回路的感抗, 即 $X_L = \omega L$ 。

由式(2-30)和(2-31)消去 r_L , 可得

$$X_L = \frac{R_L Q_0 Q_L}{Q_0 - Q_L} \quad (2-32)$$

因此, 回路电感的表达式为

$$L = \frac{R_L Q_0 Q_L}{\omega(Q_0 - Q_L)} \quad (2-33)$$

当给定工作频率和等效负载电阻后, 电感 L 则由 Q_0 和 Q_L 的取值来确定。空载 Q_0 由线圈的材料、绕线直径以及制作工艺来决定, 一般要求愈高愈好。有载 Q_L 的选择, 主要从对输出功率和谐波抑制两方面来确定。

如从等效负载电阻 R_L 获得较大的输出功率出发, 要求 Q_L/Q_0 小, 即 Q_L 应小一些好。从谐波抑制的效果来看, Q_L 较大则谐波输出小。所以, 这两者之间的要求是相互矛盾的, 必须折衷考虑。

假设流过 R_L 上的基波电流为 I_1 , n 次谐波电流为 I_n 。因为无偶次谐波输出, 这里 $n = 3, 5, 7, 9, \dots$ 。

下面计算基波和 n 次谐波电流。

$$I_1 = \frac{\hat{V}_1}{(r_L + R_L) + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (2-34)$$

因为 LC 回路对基波谐振, $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$, 所以

$$I_1 = \frac{\hat{V}_1}{r_L + R_L} \quad (2-35)$$

对 n 次谐波

$$I_n = \frac{\hat{V}_n}{(r_L + R_L) + j\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)} \quad (2-36)$$

欲求出基波电流和谐波电流的大小, 还必须先求出矩形波电压 $v(t)$ 中基波电压和 n 次谐波电压的比值。

从上述三种电路中可以看出, $v(t)$ 可用开关函数 $S(t)$ 表示, 即

$$v(t) = K S(t) \quad (2-37)$$

式中 K 为比例常数, 电路形式不同 K 的数值亦不同。

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{1}{2} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4 \cdot (-1)^{n+1}}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega t \right] \\ &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t \\ &\quad - \frac{2}{7\pi} \cos 7\omega t + \dots \end{aligned} \quad (2-38)$$

所以, $v(t)$ 可用傅里叶级数表示为

$$\begin{aligned} v(t) &= \frac{K}{2} + \frac{2K}{\pi} \cos \omega t - \frac{2K}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2K}{5\pi} \cos 5\omega t \\ &\quad - \frac{2K}{7\pi} \cos 7\omega t + \dots \end{aligned} \quad (2-39)$$

其中, $V_1 = \frac{2K}{\pi}$, $V_3 = \frac{2K}{3\pi}$, \dots , $V_n = \frac{2K}{n\pi}$ 。所以

$$\frac{V_n}{V_1} = \frac{1}{n} \quad (2-40)$$

比较式(2-36)和(2-35), 得

$$\begin{aligned} \frac{I_n}{I_1} &= \frac{V_n}{V_1} \cdot \frac{r_L + R_L}{(r_L + R_L) + j \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C} \right)} \\ &= \frac{1}{n} \left[\frac{1}{1 + j Q_L \left(\frac{n^2 - 1}{n} \right)} \right] \approx -j \frac{1}{Q_L (n^2 - 1)} \end{aligned} \quad (2-41)$$

取其幅值

$$\left| \frac{I_n}{I_1} \right| = \frac{1}{Q_L(n^2-1)} \quad (2-42)$$

上式说明, 输出回路的有载 Q_L 愈高, D 类功率放大器的谐波抑制制度愈好, 输出的谐波分量愈小。

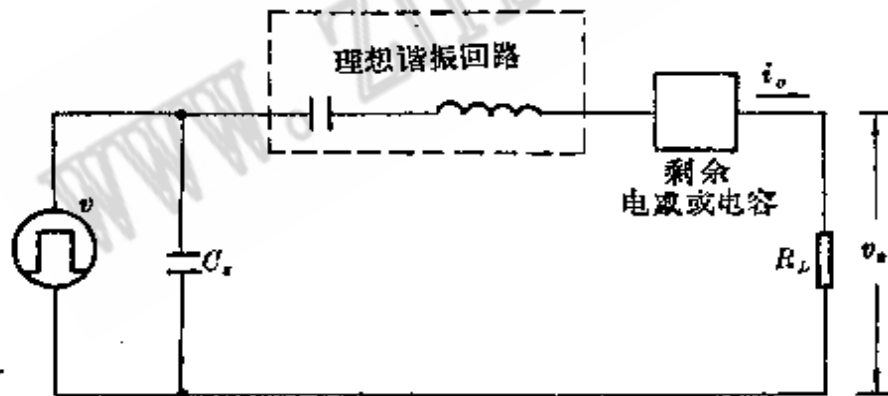
例 计算 $Q_L=5$ 时, 放大器对三次谐波的抑制度。

解 将 $Q_L=5$ 代入式(2-42), 则

$$\left| \frac{I_n}{I_1} \right| = \frac{1}{40}$$

这个结果已满足一般工程设计的要求。所以, 一般选取 $Q_L=5$, 可使 D 类功率放大器在输出功率和谐波抑制两个方面保持较好的折衷。

以上分析都是假定 LC 串联谐振回路已调谐于激励信号的基频。实际上, 由于各种原因经常引起回路失谐。下面对 LC 回路失谐所引起的新问题, 作一简单的分析研究。



理想谐振回路:

当频率为 f 时, $X=0$

当频率为 nf 时, $X \rightarrow \infty$

图 2-6 考虑失谐后的输出等效电路

考虑到输出回路的失谐影响, 图 2-5 可进一步用图 2-6 表示。其中 LC 可由理想谐振回路和对基频产生的剩余电感或电容表示。 C_s 为电路的杂散电容。

因为 $v(t)$ 是基频为 f 的矩形波电压, 此电压加到输出回路以后, 由于回路存在剩余电感或电容, 在输出端产生的电流 $i_o(t)$ 就不会与 $v(t)$ 的基频电压同相, 出现超前或滞后的相角, 可由电抗的性质和大小以及 R_L 的大小来确定。现在以准互补放大器为例, 加以说明和分析。

图 2-7 为准互补放大器输出回路失谐对电路和波形的影响。由于输出回路失谐, 使 i_o 和 v_o 的基频电压之间产生了相位移, 并使晶体管的集电极电流 $i_{C1}(t)$ 和 $i_{C2}(t)$ 在高频一周中出现了负值。由于晶体管是单向器件, 这个负电流是不能通过的。如果没有附加电路, 此电流只能流过电路的杂散电容 C_s , C_s 在充放电瞬间将产生大的脉冲电压, 可能损坏晶体管。因此, 采用附加保护电路是必要的。

简单的保护电路是在放大器两管的集-射极之间并联二极管 D_1 和 D_2 , 极性如图 2-7(a) 所示。使每个高频周期中的负电流分别从 D_1 和 D_2 中流过, 电容 C_s 就不会产生大的脉冲尖峰电压。接二极管 D_1 和 D_2 以后的电流波形示于图 2-7(b), (c)。

此外, 由于输出回路中的基频电压与电流不同相, 对输出功率和效率的影响也是十分明显的。

对准互补放大器来说, 已知基波电压的有效值为 $\frac{\sqrt{2}}{\pi}$, ($V_{CC} - 2V_{CES}$)。由于回路失谐, 存在剩余电感或电容, 流过等

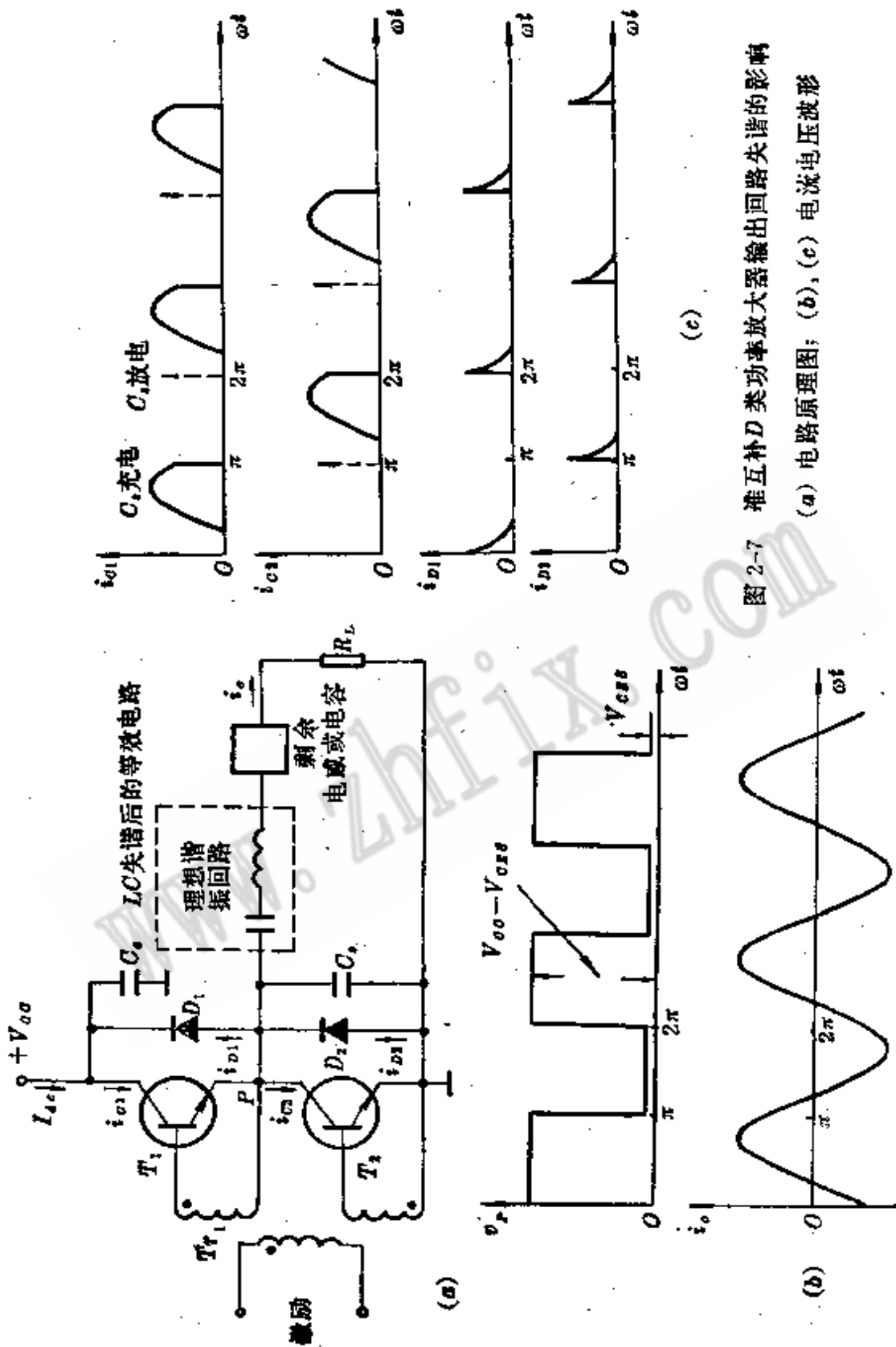


图 2-7 推互补D类功率放大器输出回路失谐的影响

(a) 电路原理图; (b), (c) 电流电压波形

效负载电阻 R_L 的基波电流有效值应为

$$\frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi}(V_{CC} - 2V_{CES})}{\sqrt{R_L^2 + X^2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{(V_{CC} - 2V_{CES})}{|Z|} \quad (2-43)$$

即

$$\left(\frac{I_o}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})^2}{\pi^2 |Z|^2} \quad (2-44)$$

所以输出功率应为

$$P_o = \left(\frac{I_o}{\sqrt{2}}\right)^2 R_L = \frac{2R_L}{\pi^2 |Z|^2} (V_{CC} - 2V_{CES})^2 \quad (2-45)$$

用同前面类似的方法可得

$$P_{dc} = \frac{2V_{CC}}{\pi^2 |Z|} (V_{CC} - 2V_{CES}) \quad (2-46)$$

放大器的效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{R_L}{|Z|} \left[\frac{V_{CC} - 2V_{CES}}{V_{CC}} \right] \quad (2-47)$$

由此可见, 放大器输出回路的失谐, 不仅危及晶体管的安全使用, 对放大器的输出功率和效率均产生不良影响。放大器输出功率和效率的下降程度, 取决于输出回路失谐的大小。

用类似的方法, 可以对变压器耦合和传输线变压器耦合 D 类功率放大器进行分析, 所得的结论也是相同的, 在此就不必赘述了。

2.1-3 输入回路分析

上述三种 D 类功率放大器的输入电路均由高频变压器组成。准互补放大器的变压器, 次级是两个匝数相等的线圈。变

压器耦合和传输线变压器耦合电路的高频变压器是一样的，次级都是中心抽头。

不论哪一种变压器，主要的要求是功率匹配和频率响应。在短波波段，若用正弦波激励时，变压器应具有 $1.5 \sim 30$ MHz 的频率响应特性；若用矩形波激励时，变压器的频率响应特性至少要达到 90 MHz。

常用的高频变压器是在环形铁氧体磁芯上绕线制成，如图 2-8(a) 所示。其等效电路如图 2-8(b) 所示。

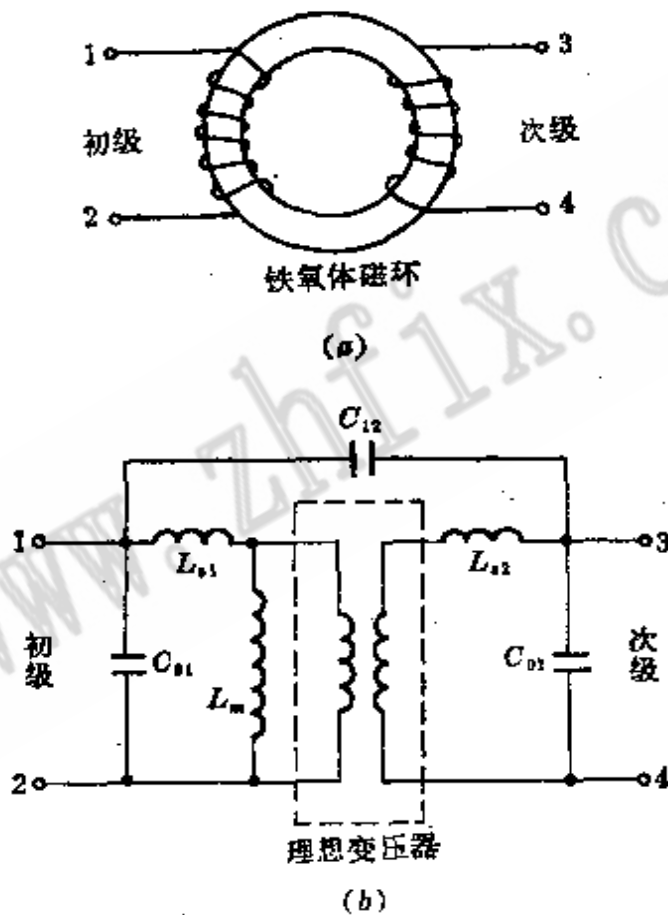


图 2-8 高频变压器 (a) 结构组成; (b) 等效电路

其中 L_{p1} 和 L_{p2} 为初次级漏感, L_m 为激磁电感, C_{01} 和 C_{02}

为初级和次级线圈的自身分布电容, C_{12} 为初次级之间的分布电容。

由高频电路理论可知, 为了保证低频端的频响特性, 初级线圈的电感要足够大, 为此, 应采用高磁导率磁芯, 加大磁芯面积, 并适当增加绕组的匝数。与此同时, 为了满足匹配的要求, 次级线圈的匝数也要适当增加。这就使得 L_{s1} , L_{s2} , 以及 C_{01} , C_{02} , C_{12} 都比较大。从而严重影响变压器在高频段的频响特性, 对展宽工作频带十分不利。

解决上述矛盾的方法是采用高频高磁导率的磁芯, 减少初次级绕组的匝数。这样就可减小 L_{s1} , L_{s2} 以及 C_{01} , C_{02} , C_{12} , 达到改善高频段频响特性展宽工作频带的目的。然而, 这种改善也是有一定限制的, 实验证明, 欲使变压器的频率响应曲线达到 1.5~90MHz 仍然是很困难的。

把传输线的原理应用于变压器, 就可以提高上限工作频率, 并解决宽频带问题, 这就是传输线变压器。它的工作方式有: 在低频端主要的工作方式是“变压器模式”; 在高频端主要的工作方式是“传输线模式”。这种“传输线模式”正是利用了线圈绕组之间的分布电容来传送信号, 得到了很好的高频频率特性, 它的高频频率响应可达几百 MHz。

对于准互补 D 类功率放大器来说, 由于它的输入变压器次级线圈中有一组是不能接地的, 所以不能采用传输线变压器耦合。从解决准互补放大器的输入变压器出发, 在这里介绍一种适用于各种 D 类功率放大器宽频带高频变压器。

前面已述, 普通变压器频率上限受到限制的主要原因是漏感 L_{s1} , L_{s2} 和分布电容 C_{01} , C_{02} , C_{12} 不能做得很小。改进

的基本设想是：(1) 仍然保持变压器与前后级电路的连接方式(不采用传输线原理)；(2) 尽量减小 L_{s1} , L_{s2} 及 C_{01} , C_{02} ；(3) 尽量加大 C_{12} 。这样一来, 此变压器传输信号也有两种模式, 在低频端主要是“变压器模式”传输信号, 也就是磁场耦合传输信号; 在高频端主要是电容 C_{12} 耦合传输信号, 也就是电场耦合传输信号。

按照这个设想, 对铁氧体磁芯高频特性的要求可以大大降低, 因此, 可以选用磁导率 μ 很高的磁性材料, 无需考虑它的高频损耗, 从而达到满足同样大小的初级电感量要求时, 初级线圈的匝数可以大大减少。与此同时, 初级线圈的匝间距离就可以增大(即绕得疏一些)。相应的次级线圈的匝数亦可减少, 亦可以绕得疏一些。这样, 初次级线圈自身的漏感 L_{s1} , L_{s2} 和分布电容 C_{01} , C_{02} 都可以大幅度减小, 变压器工作频率的上限就能大幅度提高。

例如, 用锰锌铁氧体磁环 (MXO-400, $\phi 10 \times 8 \times 6$) 绕制准互补 D 类功率放大器的输入变压器。

用 $\phi 0.31$ 高强度漆包线在环形磁芯上各绕 10 圈, 如图 2-9(a) 所示。用 BT-3 型频率特性测试仪, 测量其频率响应

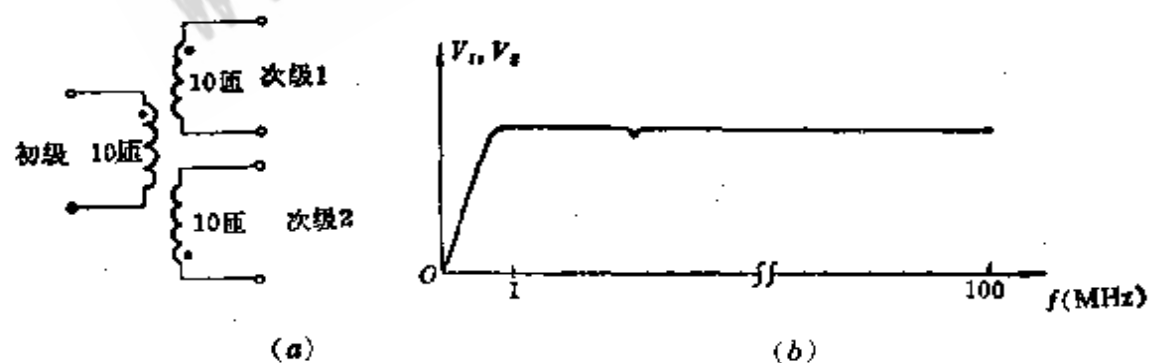


图 2-9 (a) 高频变压器, (b) 频率特性曲线

曲线如图 2-9(b)所示。在 1~100MHz 的频带内，曲线平直无下跌现象。次级两个绕组输出的情况均相同。此变压器可满足在短波波段传输信号的要求。

D 类功率放大器要实现高效率工作，对激励信号的波形和幅度都有一定的要求。为了满足这点，一般在晶体管的基极电路中，还要串接由 $R_b C_b$ 组成的电路，如图 2-10 所示。

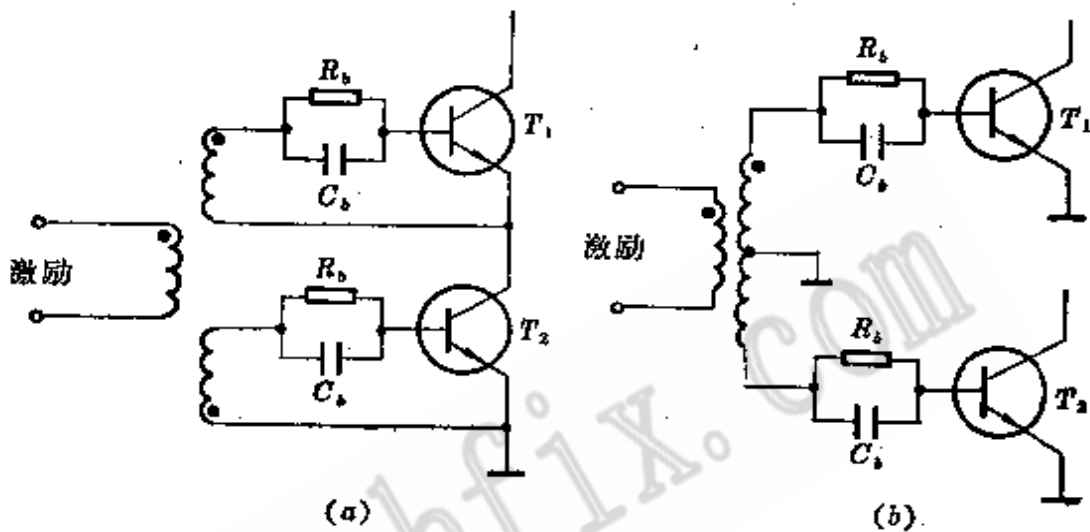


图 2-10 接有 $R_b C_b$ 的输入电路

(a) 推互补放大器的输入电路；(b) 变压器耦合放大器的输入电路

对同一电路，两个晶体管基极上所接的 R_b 和 C_b 的数值基本相同。不同电路的 $R_b C_b$ 显然在数值上是不同的，但在电路中所起的作用是一样的。

1. R_b 的作用

主要是提高晶体管的输入阻抗，保护晶体管的发射结不被过高的激励电压所击穿。因为一般高频大功率管的发射结耐压甚低 (BV_{EB0} 大约在 2~5V 之间)。当然仅仅由 R_b 来保护晶体管发射结是不够的，这个问题后面还会详细讨论。

在短波波段, R_b 的取值一般为十几至几十 Ω 。放大器的输出功率愈大, 所用晶体管的功率容量愈大, R_b 也就愈小。近似估算其数值后再由实验调整确定。

2. C_b 的作用

主要是改善激励波形。在脉冲电路中 C_b 常称为加速电容, 在激励信号使晶体管截止的负半周, 加速电容被反向充电。正脉冲到来时, 起初电容上有电荷, 电压不变。它叠加在正脉冲电压上, 作用于晶体管发射结, 使 i_B 的初始值很大, 从而使晶体管迅速由截止转换为导通。

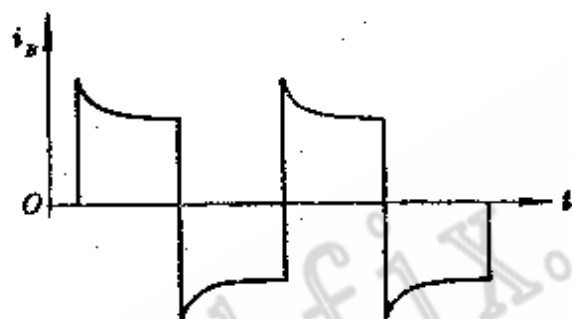


图 2-11 基极电流 i_B 的波形

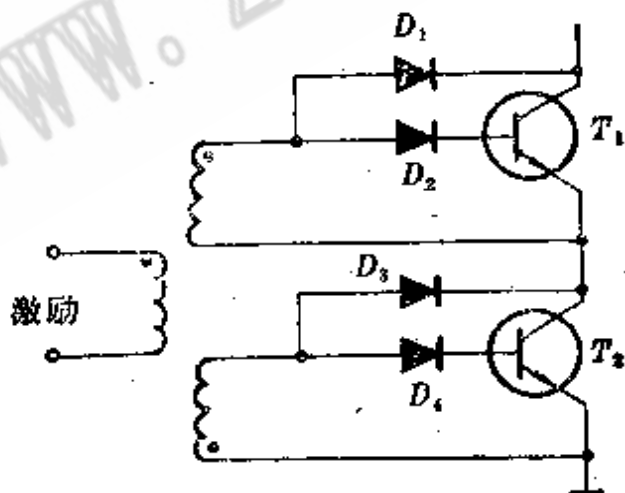


图 2-12 另一种输入电路

同理, 当下一个负脉冲到来之时, 又能得到较大的反向电流, 加速晶体管由导通转换为截止状态。 i_B 的波形如图 2-11 所示。

对准互补 D 类功率放大器来说, 还可以采用图 2-12 所示的输入电路, 用两个二极管取代 $R_B C_B$ 。此电路对提高放大器的效率并没有什么好处, 但对某一瞬间过大的激励电压却提供了一个很好的反向保护。

2.1-4 激励和激励功率

D 类功率放大器的特点是工作于开关状态, 而两管的开关转换过程是由激励信号的波形和幅度来控制的。因此, 放大器工作的效率与激励信号的波形和幅度密切相关。

可以理解, 矩形波激励比正弦波激励的效率更高。因为矩形波激励时, 晶体管 T_1 和 T_2 的开关转换更为迅速, 瞬态过程更短, 放大器的效率也必然更高一些。而在发射机中推广应用时, 用正弦波激励却又比用矩形波激励方便得多。

由于 D 类功率放大器工作于大信号非线性状态, 基极电压和电流都不是正弦波或正弦脉冲, 对输入阻抗很难作出确切定义。因此, 对放大器所需的激励功率只能近似计算。

图 2-13 为变压器耦合 D 类功率放大器的输入电路。输入变压器 Tr_1 次级中心抽头, 初级与次级线圈一半的匝数比为 $n:1$ 。若激励电压为矩形波, 由 Tr_1 初级加入, 为了简化分析和计算, 已将加速电容 C_B 去掉, 不考虑它的影响。

假设晶体管的电流放大倍数为 β , 集电极电流的幅度为 I_c , 欲使晶体管可靠的饱和导通, 基极电流的幅度应为

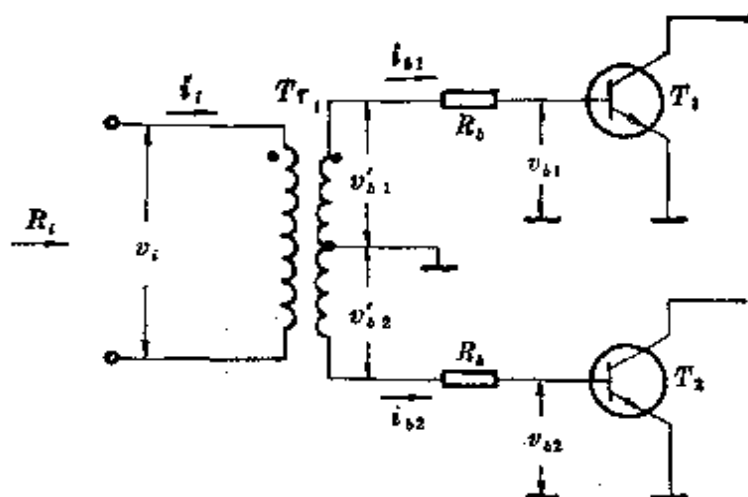


图 2-13 变压器耦合 D 类功率放大器的输入电路

$$I_{bM} = s \frac{I_c}{\beta} \quad (2-48)$$

其中 s 为饱和深度, 可在 $2 \sim 4$ 范围内选取。

又设晶体管的导通电压为 V_r (对硅管 $V_r \approx 0.7V$), 因而输入变压器 Tr_1 次级的矩形波电压幅度为

$$V'_{bM} = V_r + \frac{\pi}{4} I_{bM} R_b \quad (2-49)$$

Tr_1 初级电流基波幅度为

$$I_i = \frac{I_{bM}}{n} \quad (2-50)$$

Tr_1 初级矩形波电压的幅度为

$$V_{iM} = nV'_{bM} = n \left(V_r + \frac{\pi}{4} I_{bM} R_b \right) \quad (2-51)$$

其正弦波电压幅度

$$V_i = \frac{4}{\pi} V_{iM} = \frac{4n}{\pi} \left(V_r + \frac{\pi}{4} I_{bM} R_b \right) \quad (2-52)$$

所以激励功率应为

$$P_i = \frac{1}{2} I_i V_i = \frac{2}{\pi} I_{bM} V_r + \frac{1}{2} I_{bM}^2 R_b \quad (2-53)$$

放大器的输入电阻 R_i 应为

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = n^2 R_b + \frac{4n^2 V_r}{\pi I_{bM}} \quad (2-54)$$

式(2-53)和(2-54)对准互补放大器同样适用。

一般说来, 前级激励信号源的输出阻抗比 D 类功率放大器的输入阻抗要高一些。为了获得大的激励功率, 即在输入端达到“匹配”, 通常输入变压器 Tr_1 的匝数比 $n \geq 1$ 。

另外, 上述分析还说明, 在 D 类功率放大器中, 有用的激励信号功率没有损失, 而达到很高的传输效率。与此相比较, C 类功率放大器采用很窄的电流脉冲, 也可以得到高的效率。但是, 实际上由于这一窄脉冲受到某些限制, 所以, 它是以损失有用的激励信号功率来获得较高的效率的, 这也是 D 类功率放大器的优点之一。

§ 2.2 电流开关型 D 类功率放大器

2.2-1 放大器的工作原理

图 2-14(a) 所示为电流开关型 D 类功率放大器的原理电路, Tr_1 和 Tr_2 分别为输入和输出高频变压器。 Tr_2 的初级电感 L 与电容 C 组成并联谐振电路, 谐振于激励信号的基频(激励电压一般为矩形波), R_L 为等效负载电阻。

与电压开关型电路不同的是, 线圈 L 的中心抽头处接有一个大电感 L_2 。 L_2 的作用是保持高频每个周期中流过的电流

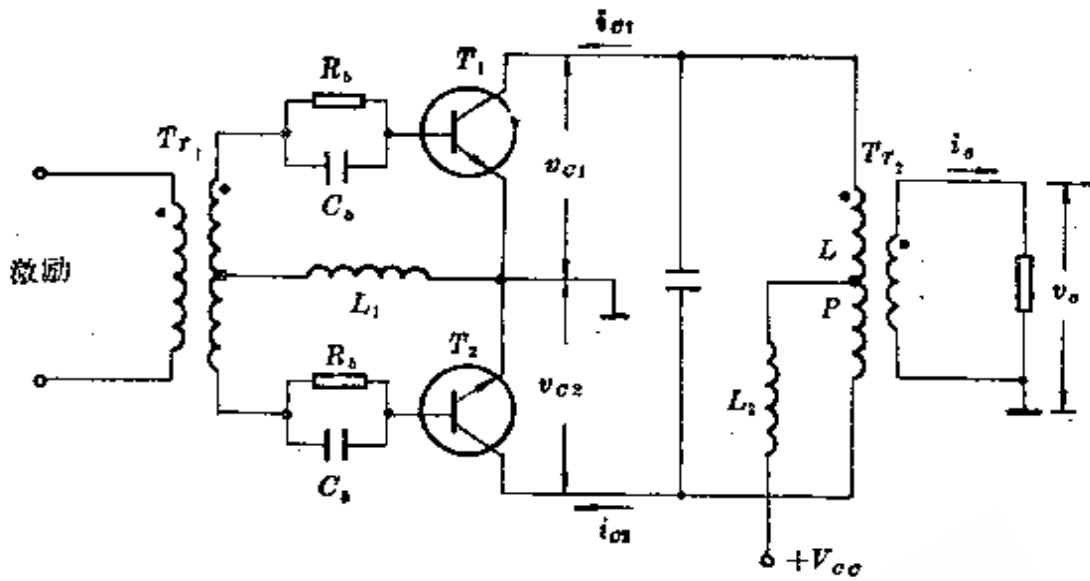


图 2-14 电流开关型 D 类功率放大器

(a) 电路原理图

不能突变的原理，使电源 V_{CC} 供给两个晶体管恒定的直流电流 I_{dc} ，所以 L_2 又称为恒流电感。同 L_2 的作用一样， L_1 可保持高频每一周期中，两管的基极电流恒定，称为基极电路的恒流电感。

下面分析电路的工作原理。

假设激励信号是一个足够大的矩形波电压 $v_s(t)$ 。由于 Tr_1 次级是中心抽头，在正半周时， T_1 管饱和导通， T_2 管截止；负半周时， T_1 管截止， T_2 管饱和导通。由于恒流电感 L_1 和 L_2 的作用，两个晶体管的基极、集电极电流均为矩形波，故称为电流开关型 D 类功率放大器。

由于负载回路 LC 谐振于矩形波的基频，当每个管子的集电极电流流过 LC 回路以后，在回路两端产生的正弦波电压与矩形波电流的基频同相。

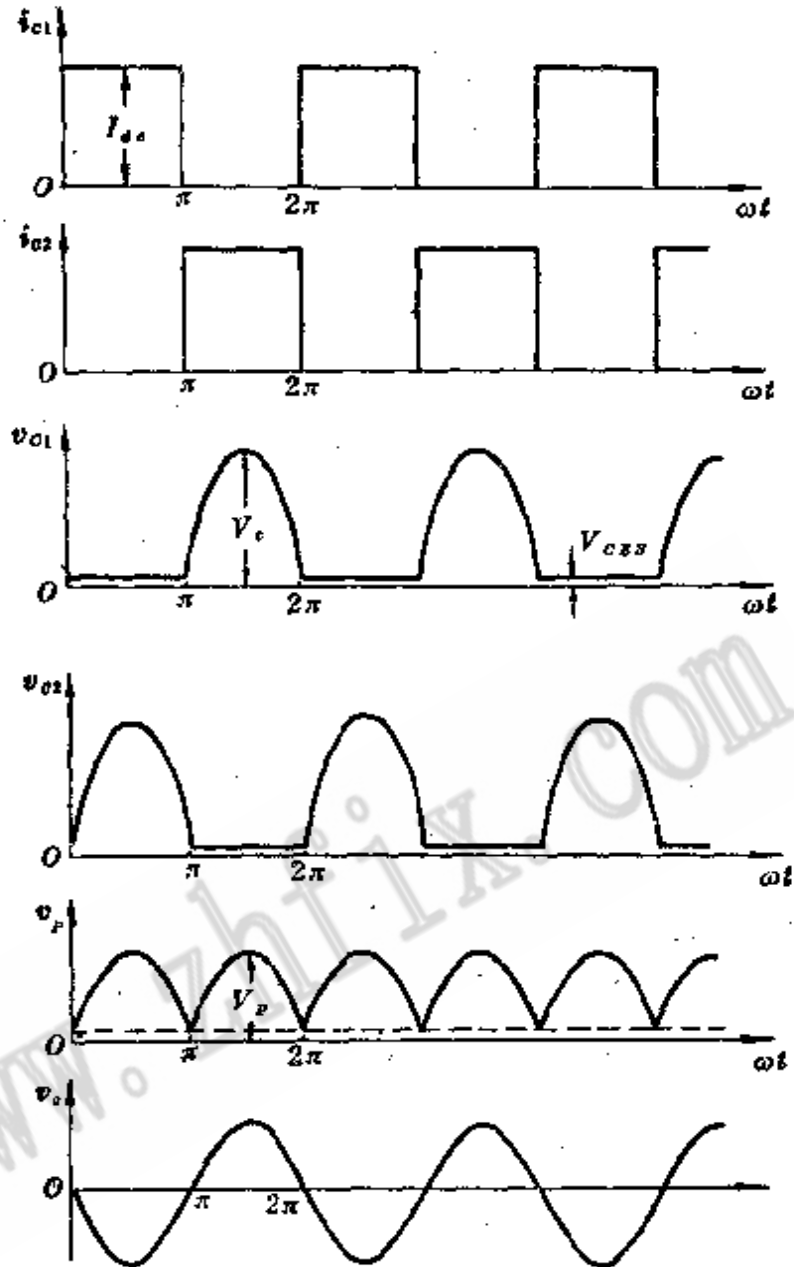


图2-14(续) (b) 电流电压波形

在两管转换的瞬间, 回路的瞬时电压应等于零, 因而中心抽头 P 点的电压等于晶体管的饱和压降 V_{CES} 。当晶体管导通, 集电极电压 v_{c1} 或 v_{c2} 为最大值 V_{c1} 或 V_{c2} 时, P 点的电压也应等于最大值 V_P 。而 LC 回路两端的电压 $v_o = v_{c1} - v_{c2}$

为一正弦波, 经变压器 Tr_2 耦合到 R_L , 在 R_L 上就可得到正弦波电压和电流输出, 完成了放大作用。放大器各部分的电流、电压波形如图 2-14(b) 所示。

计算放大器的输出功率和效率。

由图 2-14(a) 可见, P 点电压的平均值应等于电源电压 V_{CC} 。因此

$$\begin{aligned} V_{CC} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} [(V_P - V_{CES}) \cos \omega t + V_{CES}] d\omega t \\ &= \frac{2}{\pi} (V_P - V_{CES}) + V_{CES} \end{aligned}$$

由此得到

$$V_P = \frac{\pi}{2} (V_{CC} - V_{CES}) + V_{CES} \quad (2-55)$$

集电极回路两端高频电压的幅度应为

$$V_o = 2(V_P - V_{CES}) = \pi(V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-56)$$

若负载电阻 R_L 反射到回路两端, 使回路呈现的负载阻抗为 R'_L 。由于每管通过的电流是幅度为 I_{dc} 的矩形波, 它的基频分量幅度等于 $\frac{2}{\pi} I_{dc}$ 。因此, 在回路两端所产生的基频电压幅度应等于

$$V_o = \left(\frac{2}{\pi} I_{dc} \right) R'_L \quad (2-57)$$

将式(2-56)代入(2-57), 即得

$$I_{dc} = \frac{\pi V_o}{2R'_L} = \frac{\pi^2}{2R'_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-58)$$

所以, 输出功率应为

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R'_L} = \frac{\pi^2}{2R'_L} (V_{CC} - V_{CES})^2 \quad (2-59)$$

直流输入功率为

$$P_{dc} = I_{dc} V_{CC} = \frac{\pi^2}{2R'_L} (V_{CC} - V_{CES}) V_{CC} \quad (2-60)$$

集电极耗散功率为

$$P_c = P_{dc} - P_o = \frac{\pi^2}{2R'_L} (V_{CC} - V_{CES}) V_{CES} \quad (2-61)$$

放大器的效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{V_{CC}} \quad (2-62)$$

严格地说, 式(2-59)中 P_o 应为集电极输出功率, η 应为集电极效率 η_c 。当 LC 回路的空载 Q_0 很高时, 忽略 LC 回路的损耗, P_o 就是负载电阻 R_L 的输出功率, 式(2-62)即为放大器的效率。

另外, 从式(2-62)可见, 晶体管的饱和压降 V_{CES} 愈小, 则放大器的效率愈高。理想情况, 当 $V_{CES} \rightarrow 0$ 时, $\eta \rightarrow 100\%$ 。所以, 电流开关型 D 类功率放大器也是一种高效率放大器。

2.2-2 恒流电感 L_1 和 L_2 的计算

由图 2-14(a) 可见, 恒流电感 L_2 上的电压等于 P 点电压减去电源电压 V_{CC} 。所以, L_2 上的电压波形应如图 2-15 所示。

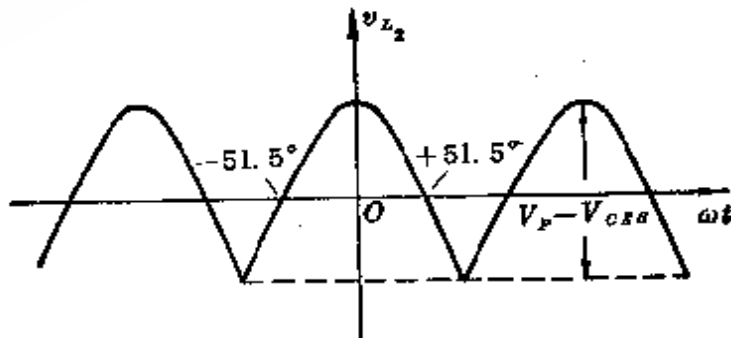


图 2-15 恒流电感 L_2 上的波形

用傅里叶级数展开可得

$$v_{L_2} = \frac{4}{\pi} (V_P - V_{CES}) \sum_{n=1}^{\infty} \left[-(-1)^n \cdot \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega t) \right] - V_{CC} \quad (2-63)$$

又因为

$$\begin{aligned} i_{L_2} &= \frac{1}{L_2} \int v_{L_2} dt \\ &= \frac{4(V_P - V_{CES})}{\pi\omega L_2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[-\frac{(-1)^n \sin(2n\omega t)}{2n(4n^2 - 1)} \right] + I_{dc} \end{aligned} \quad (2-64)$$

由于 $v_{L_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt}$ ，使 $\frac{di_{L_2}}{dt} = 0$ 的 ωt 值就是使 i_{L_2} 为最大或最小的极值点。若 $v_{L_2} = 0$ ，则 $\frac{di_{L_2}}{dt} = 0$ 。当 $v_{L_2} \rightarrow 0_{-0}$ 时， i_{L_2} 为极小(图 2-15 中 -51.5° 处)；当 $v_{L_2} \rightarrow 0_{+0}$ 时， i_{L_2} 为极大值(图 2-15 中 $+51.5^\circ$ 处)。而图 2-15 所示波形 $v_{L_2} = 0$ 发生在 $\cos\omega t = \pm \frac{2}{\pi}$ 处，即 $\omega t = \pm 51.5^\circ$ 处。所以 i_{L_2} 的峰-峰值为

$$\begin{aligned} I_{L_2 P-P} &= \frac{4(V_{CC} - V_{CES})}{\pi\omega L_2} \sum_{n=1}^{\infty} \\ &\cdot \left[-(-1)^n \frac{\sin(2 \times 51.5^\circ \times n)}{2n(4n^2 - 1)} \right] + I_{dc} \\ &\quad - \frac{4(V_{CC} - V_{CES})}{\pi\omega L_2} \sum_{n=1}^{\infty} \\ &\quad \cdot \left[-(-1)^n \frac{\sin(-2 \times 51.5^\circ \times n)}{2n(4n^2 - 1)} \right] - I_{dc} \end{aligned}$$

$$= \frac{8(V_{CC} - V_{CES})}{\pi \omega L_2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[-(-1)^n \frac{\sin(103^\circ \times n)}{2n(4n^2 - 1)} \right] \quad (2-65)$$

计算到 $n=3$ 时, 可得

$$I_{L_2 P-P} = 0.422 \frac{V_P - V_{CES}}{\omega L_2} \quad (2-66)$$

将式(2-55)代入(2-66)并除以式(2-58)得

$$\frac{I_{L_2 P-P}}{I_{dc}} = 0.134 \frac{R'_L}{\omega L_2} \quad (2-67)$$

所以, 恒流电感 L_2 应为

$$L_2 = 0.134 \frac{R'_L I_{dc}}{\omega I_{L_2 P-P}} \quad (2-68)$$

由于 $I_{L_2 P-P}$ 是恒定的电流 i_{L_2} 的峰-峰值, 它愈小则 i_{L_2} 愈接近于恒流。而 I_{dc} 的值与 L_2 无关。在工程设计时, 希望 $I_{dc}/I_{L_2 P-P}$ 愈大愈好, 一般在 10W 以下的发射机中, 取 $I_{dc}/I_{L_2 P-P} = 500$ 就可以近似认为是恒流。所以

$$L_2 = \frac{0.134 \times 500 R'_L}{\omega} = 67 \frac{R'_L}{\omega} \quad (2-69)$$

在基极回路中, 若用正弦波激励, 则基极电压波形如图 2-16 所示。

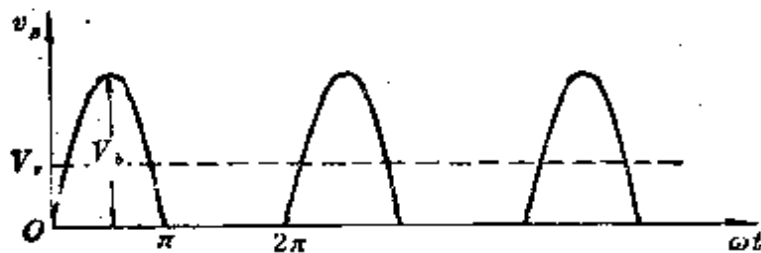


图 2-16 基极电压波形

可以近似认为, 两管基极电流的平均值为

$$I_{db} = \frac{\frac{2}{\pi}(V_b - V_r)}{R_b} \quad (2-70)$$

式中 V_r 为晶体管的导通电压。

采用类似推导(2-66)式的方法可得

$$I_{L_1 P-P} = 0.422 \frac{V_b - V_r}{\omega L_1} \quad (2-71)$$

所以

$$\frac{I_{L_1 P-P}}{I_{dc}} = 0.663 \frac{R_b}{\omega L_1} \quad (2-72)$$

恒流电感 L_1 应为

$$L_1 = 0.663 \frac{R_b I_{db}}{\omega I_{L_1 P-P}} \quad (2-73)$$

若取 $I_{db}/I_{L_1 P-P} = 500$, 则

$$L_1 = 331.5 \frac{R_b}{\omega} \quad (2-74)$$

关于放大器输入与输出回路的分析与计算, 与电压开关型 D 类放大器基本相同, 在此就不必多叙了。

2.2-3 实际电路

与电压开关型一样, 电流开关型 D 类功率放大器也有多种电路形式。除了图 2-14(a) 以外, 常见的还有下面两种, 见图 2-17(a) 与 (b)。

图 2-17 与图 2-14(a) 电路的不同之处仅在于放大器的输入端, 这三种电路的输出回路是一样的。比较这三种电路, 图 2-17(a) 的输入电路比较简单, 省去恒流电感 L_1 体积可以减

小,但需要较大的激励功率。图 2-17(b)用电阻 R_B 代替电感 L_1 作为恒流元件(当 R_B 比晶体管发射结正向电阻大得多时,也可近似达到恒流的目的),因而制作简便,体积亦可减小。同时要求的激励功率亦较小。此电路的缺点是: R_B 要流过恒定的电流,白白消耗电源的功率,使效率下降。而且,当信号

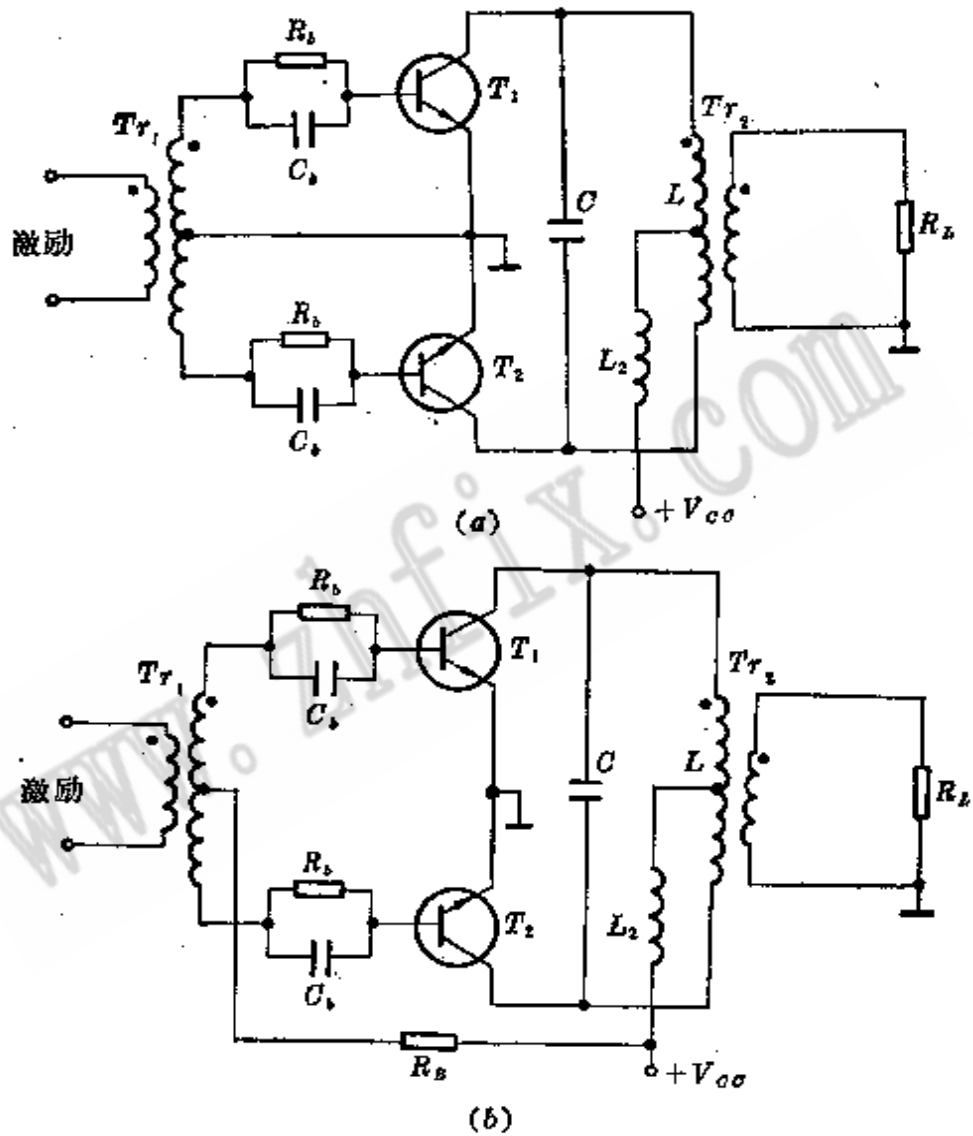


图 2-17 电流开关型 D 类功率放大器实际电路

不足以驱动电路正常工作时,两管都可能导电,损耗更大。所

以, 一般不采用这种电路。

上面三种电路输出回路的电容 C 是不能接地的, 对电路的调谐带来了一些困难。另外, L 是输出变压器的初级, 不适于多波段工作。要使电流开关型 D 类功率放大器推广应用于短波发射机中, 就必须对上述两点进行改进。图 2-18(a) 所示

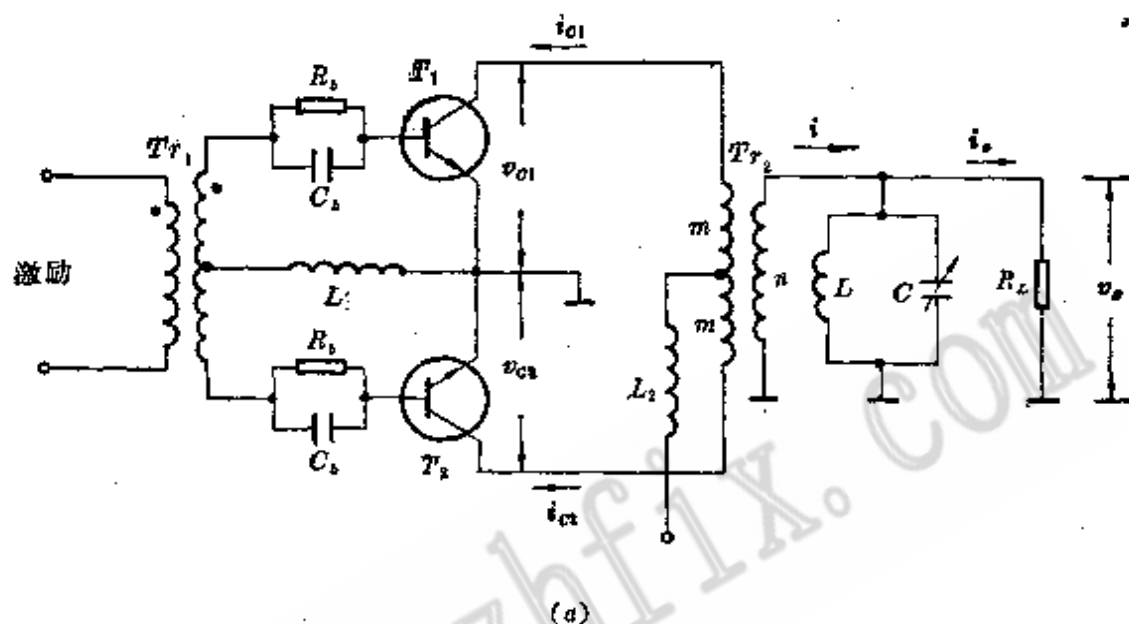


图 2-18 电流开关型 D 类功率放大器

(a) 电路原理图;

的电路克服了上述两个缺点, 具有更大的推广实用价值。

此电路的工作原理与图 2-14(a) 所示的电路基本相同, 各部分的电流电压波形示如图 2-18(b)。

因为 i_{01} 为矩形波电流, 可用傅里叶级数分解为

$$i_{01} = \frac{I_{dc}}{2} + \frac{2}{\pi} I_{dc} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (2-75)$$

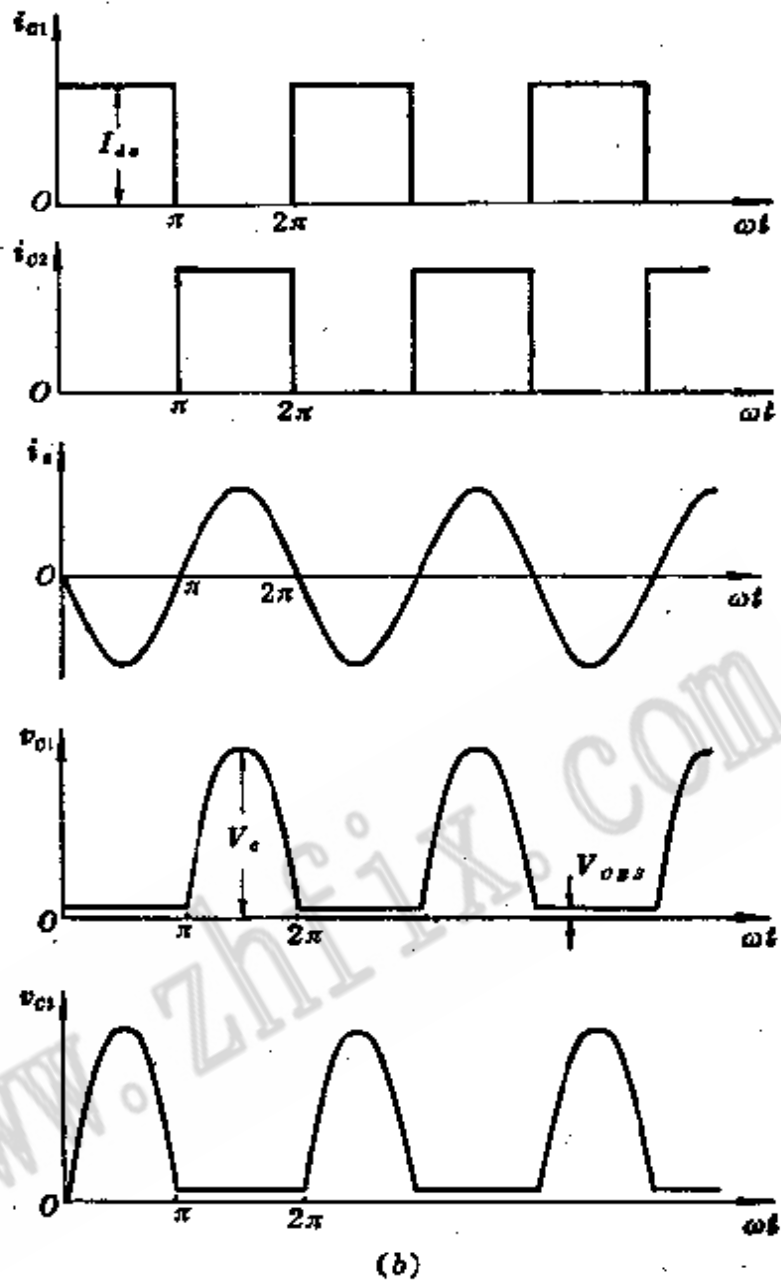


图 2-18(续) (b) 电流电压波形

同理可写出 i_{o2} 的表达式。

i_{o1} 和 i_{o2} 经输出变压器 Tr_2 耦合到次级的矩形波电流为

$$i = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m}{\pi} \cdot I_{dc} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t \right)$$

$$\left. + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (2-76)$$

通过 LC 并联回路选频滤波后, 在等效负载电阻 R_L 上得到基频电压幅度为

$$V_o = I_o R_L = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{m}{n} I_{dc} R_L \quad (2-77)$$

因此, 在 $T r_2$ 初级两端的高频电压幅度为

$$V_c = 2 \left(\frac{m}{n} \right) V_o = \frac{8}{\pi} \left(\frac{m}{n} \right)^2 I_{dc} R_L \quad (2-78)$$

又因 $V_o = \pi (V_{CC} - V_{CES})$ (参看式(2-58)的推导), 所以

$$I_{dc} = \frac{\pi^2}{8} \left(\frac{n^2}{m^2 R_L} \right) (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-79)$$

放大器的输出功率

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{n^2}{m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES})^2 \quad (2-80)$$

直流输入功率

$$P_{dc} = I_{dc} V_{CC} = \frac{\pi^2 n^2}{8 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) V_{CC} \quad (2-81)$$

集电极耗散功率

$$P_c = P_{dc} - P_o = \frac{\pi^2 n^2}{8 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) V_{CES} \quad (2-82)$$

放大器的效率为

$$\eta = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{V_{CC}} \quad (2-83)$$

与变压器耦合电压开关型电路比较, 虽然这两种电路在组成形式上相似, 但在电源输入功率和输出功率方面均较前者小。虽然效率的表达式形式一样(后面将要说明), 但本电路的效率仍较前者略低, 而工作的可靠性比前者要好。

§ 2.3 D类开关模式功率放大器的损耗分析

前面已述, D类开关模式功率放大器在理想工作时效率可趋近于100%。实际上, 由于晶体管并不是一个理想开关, 其转换效率必然要降低。

D类放大器的损耗, 主要有: (1) 由于开关转换需要一定

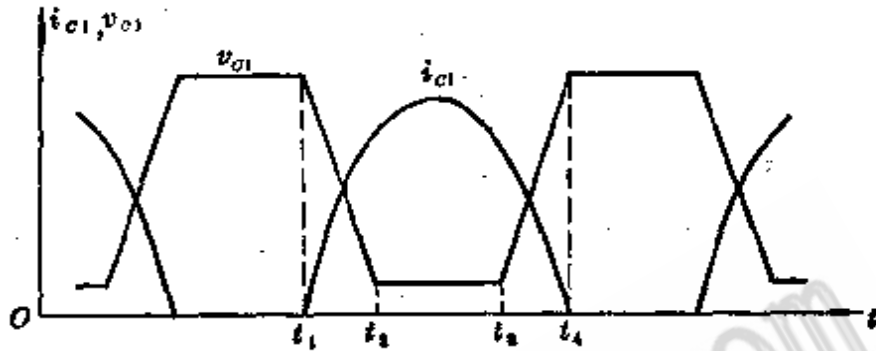


图 2-19 D类功率放大器的渡越损耗与饱和损耗

的时间而产生的损耗, 称为渡越损耗; (2) 在晶体管饱和期间, 由于饱和压降不为零所产生的损耗, 称为饱和损耗。这两种损耗可由图 2-19 所示的电压开关型电路的集电极电压电流波形来说明。

2.3-1 渡越损耗

在开关转换期间(即 $t_1 \sim t_2$ 和 $t_3 \sim t_4$ 时间), 由于晶体管处于有源状态, 集电极电流和电压均比较大, 因而, 产生较大的功率损耗, 称为渡越损耗。

当工作频率较低时, 由于产生渡越损耗的时间只占信号周期的很少一部分时间, 渡越损耗很小, 可以忽略不计, 这时饱和损耗成为主要的损耗, 放大器保持较高效率工作。当工

作频率较高, 开关转换时间占去信号周期中相当大的一部分时间时, 渡越损耗就显得十分突出, 输出功率和效率均急剧下降, 放大器就难以保持高效率工作。所以, 渡越损耗是限制D类功率放大器高频大功率工作的主要原因。

渡越损耗主要由开关晶体管的过渡时间所决定。在绪论中已论述过, 晶体管的开启时间 $t_{on} = t_d + t_r$, 关断时间 $t_{off} = t_s + t_f$ (请参阅图 1-2)。因此, 在选择晶体管时, 应该选用 t_{on} 和 t_{off} 尽可能小的开关晶体管。

另外, 由晶体管开关过程的分析可知, 欲使晶体管达到良好的开关工作状态, 外部电路的分析与设计也是十分重要的。

1. 延迟时间 t_d

t_d 是晶体管由截止转换到饱和导通, 即开启时间的一部分。造成 t_d 的主要原因是发射结耗尽层充电需要一定的时间, 集电结耗尽层充电是另一原因。这两个结耗尽层充电电流就是基极电流 I_{b1} , 两结的充电电荷为 $I_{b1} t_d$ 。因此, 欲使 t_d 小, 则要求充电电流 I_{b1} 要大, 这就对激励信号和输入电路提出了要求。

2. 上升时间 t_r

延迟过程结束后, i_c 逐渐上升, 晶体管进入了放大区。经过时间 t_r , i_c 才能上升到饱和值 I_{cs} 。在这一过程中, 基极电流 I_{b1} 还要对发射结电容、发射结扩散电容、集电结电容充电, 还要补充多数载流子与基区中少数载流子的复合等, 这亦要求激励信号在此期间提供较大的 I_{b1} , 使晶体管很快进入饱和区。

3. 储存时间 t_s

在上升时间结束时, 集电极电流 i_c 达到了临界饱和值 I_{cs} 。由于一般驱动电流 I_{b1} 超过临界饱和值 $I_{Bs} (\approx V_{cc}/\beta R_L)$, 因此上升时间过去后, i_c 还有很微弱的增加。虽然基极的过驱动电流 $(I_{b1} - I_{Bs})$ 只使 i_c 微弱增加, 但在基区及集电区中却引进了过量储存电荷。

在激励信号的极性由正变负转换以后, 由于发射结两边储存有非平衡少数载流子, 因此, 发射结电压不可能立即转变为负值。反向过程开始时, 发射结既然是正值 V_r , 从输入电路看, 反向基极电流就比较大, 即

$$I_{b2} = \frac{V'_b + V_r}{R_b + r_{bb'}} \quad (2-84)$$

式中, V'_b 为输入变压器次级的激励电压; $r_{bb'}$ 为晶体管基区的体电阻。

在反向基极电流 I_{b2} 的持续作用下, 一部分过量储存电荷不断地被抽出, 而另一部分在半导体中因复合而耗掉。最后过量储存电荷消失, 两结的电压不再维持原来约 0.7V 的正值。在此之后, 两结电压及 i_c 和 i_b 都要变化。因此, 所谓储存时间 t_s , 就是过量储存电荷消失所需要的时间。

由此可见, 若在外电路设计中能做到加大反向电流 I_{b2} , 则储存时间 t_s 可以减小。

4. 下降时间 t_f

在储存时间过去后, i_c 开始从饱和状态而下降, 最后达到截止状态。下降时间规定为 i_c 从开始下降到成为零的时间。

下降过程与上升过程相类似, 只是过程进行的方向相反

而已。一般说来,反向电流 I_{b2} 增大则下降时间 t_f 减小。

综合上述分析可见,驱动电流 I_{b1} 大,则充电快,因此,延迟时间及上升时间 t_d 及 t_r 都可以缩短。但是,过量储存电荷也将增加,使储存时间 t_s 拖长,所以, I_{b1} 也不宜过大。但 I_{b1} 过小,则可能不足以将晶体管驱入饱和区,结果使正向压降加大。

在 D 类功率放大器的输入电路中,经常采用加速电容的方法,如图 2-10 所示。使 i_B 的初始值很大,有利于发射结和集电结电容及基区的充电,使 t_d 和 t_r 减小。随着加速电容的正向充电,其压降由负逐渐变正, i_B 逐渐减小,使最后的 i_B 值不致太大,晶体管饱和的程度不致太深, t_s 也就不会太大。

反向时,基极反向电流 I_{b2} 大,有助于电容上电荷的释放,能减小 t_s 及 t_f 。但是,在一定的信号脉冲电压下,欲使 I_{b2} 大就要采取反向偏置电压,使正脉冲到来前晶体管两结处于更大的反向偏压,即耗尽层更厚。这就使得在正脉冲到来时结电容的负担更重,因此,延迟时间 t_d 就会变大。

晶体管饱和时的集电极电流 I_{CS} 也影响开关速度。在一定的 I_{b1} 下,临界饱和电流 I_{CS} 愈大(即 β 愈大)的管子,过驱动电流也愈小,从而过量储存电荷也愈小,这有利于缩短储存时间 t_s 。但实际上, I_{CS} 往往由电路工作的其它要求来确定。

等效负载电阻 R_L 和输出回路的杂散电容 C_s (参阅图 2-7(a)) 对开关速度也是有影响的。在开关过程中 C_s 需要充放电,使 t_d , t_r , t_f 增加,其增加的程度与 $R_L C_s$ 有关。

2.3-2 饱和损耗

在晶体管“开”态,即饱和导通时,由于饱和压降不为零所产生的损耗,称为饱和损耗。

饱和压降主要决定于所选用的晶体管,但与放大器的电路形式、激励信号以及工作状态有关。

一般来说,电压开关型放大器的低频效率总是比电流开关型放大器高。假设两类放大器的集电极-发射极电压最大幅度 V_c 相等,则^[4]

$$\frac{\eta(\text{VS})}{\eta(\text{CS})} = \frac{1 - \frac{2V_{\text{CES}}(\text{VS})}{V_c}}{1 - \frac{\pi K V_{\text{CES}}(\text{CS})}{V_c}} \quad (2-85)$$

式中,VS 为电压开关型放大器;

CS 为电流开关型放大器。

若两类放大器的集电极电流最大幅度 I_c 相等,式(2-85)中 $V_{\text{CES}}(\text{CS}) = K V_{\text{CES}}(\text{VS})$, $K > 1$ 。原因如下:

(1) 电压开关型电路中,晶体管仅在 180° 饱和期间的一小段时间里产生大的集电极电流,而在电流开关型电路中,晶体管则在整个导通角内保持集电极电流最大幅度。

(2) 在开关频率相同时,矩形波电流的饱和压降总是大于正弦波电流时的饱和压降。

实验表明,对于小功率晶体管,当工作频率大于 $0.1f_T$ (f_T 为晶体管的特征频率)时,对于大功率晶体管,当工作频率大于 $0.01f_T$ 时,饱和压降随频率增加而增加。因此,D类功率放大器的效率在这些较高的频率上会急剧下降。

从渡越损耗和饱和损耗的讨论和分析可以看出,对D类功率放大器来说,激励电压波形以矩形波为好,基极电路上接入 $R_b C_b$ 是十分必要的。激励电压幅度过大过小都不好,存在一个最佳值,这些可由实验调整测试来确定。

欲使放大器的损耗减小,对晶体管的挑选就显得尤为重要。D类功率放大器所选用的晶体管,除了应该满足输出功率和耐压等要求以外,还必须具有开关速度快、饱和压降小、集电极电流大和管内电容小的技术指标。显然,上述这些要求有的是相互矛盾的,选管时只能折衷兼顾。

在国产高频大功率晶体管手册中,通常只给出了晶体管的特征频率 f_T ,而没有给出开关时间的数值。一般说来, f_T 高的晶体管由于基区厚度甚小,因而开关时间 t_a, t_r, t_f 亦很小,故宜于选用 f_T 高的功率晶体管。

但是,在各个时间常数中,又以储存时间 t_s 最长,而 t_s 与 f_T 并没有直接关系,所以, f_T 高的高频晶体管并不一定是响应速度高的开关晶体管。

2.3-3 放大器的实际效率

由于D类功率放大器存在着渡越损耗与饱和损耗,使得放大器的实际输出功率和效率均有所下降。饱和压降 $V_{CES} \approx 0$ 所引起功率和效率的下降,前面在电路分析时已经考虑了。这里仅以准互补放大器为例,近似估算渡越损耗引起的输出功率和效率的下降。

考虑开关转换的渡越时间, $v_p(t)$ 的波形不再是一矩形波,而近似为一梯形波,如图2-20所示。

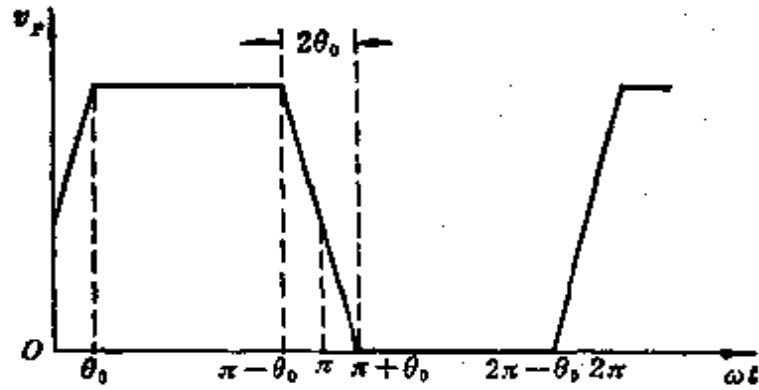


图 2-20 D类功率放大器的渡越时间

若一管的渡越时间为 t_0 ，并且 $\theta_0 = 2\pi f t_0$ 。两管在开关转换一次所需的渡越时间为 $2t_0$ ，对应的渡越角 $2\theta_0 = 4\pi f t_0$ 。将梯形波电压用傅里叶积分分析，可求得输出基频电压幅度为^[3]

$$V_o = \frac{2}{\pi} V_P \frac{\sin \theta_0}{\theta_0} \approx \frac{2}{\pi} (V_{CC} - 2V_{CES}) \left(1 - \frac{\theta_0^2}{6}\right) \quad (2-86)$$

输出功率

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})^2}{\pi^2 R_L} \cdot \left(\frac{\sin \theta_0}{\theta_0}\right)^2 \quad (2-87)$$

直流输入电流

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_o}{R_L} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})}{\pi^2 R_L} \cdot \frac{\sin \theta_0}{\theta_0} \quad (2-88)$$

直流输入功率

$$P_{dc} = I_{dc} V_{CC} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES}) V_{CC}}{\pi^2 R_L} \cdot \frac{\sin \theta_0}{\theta_0} \quad (2-89)$$

放大器的效率

$$\eta = \frac{V_{CC} - 2V_{CES}}{V_{CC}} \cdot \frac{\sin \theta_0}{\theta_0} \quad (2-90)$$

上式说明，当晶体管转换时间 t_0 愈长，渡越角 θ_0 愈大，

$\frac{\sin \theta_0}{\theta_0}$ 愈小于1, 放大器的效率亦愈低。

实验说明, D 类功率放大器的实际效率可以达到85%以上, 仍然比 C 类功率放大器要高得多。

§ 2.4 D 类开关模式功率放大器的设计与调整

由于 D 类开关模式功率放大器工作于大信号非线性开关状态, 晶体管内部的物理过程十分复杂, 各种参数随激励信号的幅度剧烈变化。因此, 对 D 类开关模式功率放大器进行精确的设计计算, 不仅非常困难, 而且在工程设计中也没有必要。通常行之有效的方法是, 根据放大器的工作原理和设计原则, 合理地选择电路形式和器件, 然后进行近似的估算。最后进行实验调整, 使其达到所要求的技术指标。

2.4-1 设计思想

通常设计 D 类功率放大器时, 给定的主要技术指标为工作频率 f (或工作波段 $f_{\min} \sim f_{\max}$)、输出功率 P_o 、等效负载电阻 R_L 和输出调谐回路的空载品质因数 Q_0 (可视为电感 L 的 Q_0)

在接受设计任务时, 首先要考虑以下几个问题。

1. 工作频率

是点频工作还是波段工作? 若是点频工作设计就比较简单, 若是波段工作, 需要考虑的问题就比较多一些。根据 D 类功率放大器的工作原理, 在波段工作时, 高频端满足指标要求最困难。电路的选择、晶体管的选择、变压器频率响应等, 都

应该首先满足高频端的要求。

一般来说，电压开关型电路可能达到的频率上限比电流开关型电路要高一些，因为它的集电极电流波形是正弦波，而不是矩形波。在电压开关型电路中，传输线变压器耦合电路更适于宽频带工作。

另外，作为短波发射机的末级功率放大器，为了统一调谐方便，一般要求输出回路的可变电容器动片接地，若要满足这一点，选用电流开关型 D 类功率放大器较为方便。

2. 输出功率

设计 D 类功率放大器必须满足输出功率的技术指标要求，特别在波段工作时，这个问题就显得更为突出。由于管内管外的各种损耗难于估算，实验中出现输出功率不够、波形不好、效率较低的情况是经常发生的。这不仅要求精心装配和调试，在开始设计时就应该充分重视这一点，并留有适当的功率富裕量。

在设计计算时，变压器是作为近似理想元件来估算的，由于材料和制作工艺上的原因，变压器的插入损耗往往比预期的结果要大。在设计方案的考虑中，尽可能减少变压器的数量是必要的。这样既能降低成本、缩小放大器的体积，也能增加输出功率提高效率。

在电路选择时，应该注意选择输出功率能力强的电路。一般来说，电源电压 V_{cc} 选择高一些，输出功率就大一些，放大器的效率也高一些。在短波发射机中， V_{cc} 往往是已经给定的，或者是由其它许多原因限制不能过于提高的，所以，在电源电压一定的情况下，努力提高电路的功率输出能力才是

切实可行的方法。如果一级不够，就采用两级D类功率放大器。

3. 工作的可靠性

D类功率放大器工作的可靠性是人们所关注的问题，由于这是一项较新的技术，推广应用不多，许多问题尚待实践之中继续探索。

从工作原理分析中可以看出，在开关转换的渡越时间里，晶体管可能因为大的瞬态电压和电流而产生二次击穿，从而造成晶体管的损坏。从这点来看，电流开关型电路优于电压开关型电路，因为在电流开关型电路中，大的集电极电流是在低的集电极电压下流过晶体管，而且在任何意外的情况下，集电极电流的幅度总是受到恒流电感 L_2 的限制，这就限制了二次击穿的发生。因此，尽管电流开关型电路的效率稍低一些，但取得功率输出的能力和可靠性是比较高的。

与C类放大器一样，为了保证功率晶体管安全使用，附加保护电路也是必不可少的，在研究电路方案时也应一并考虑。

4. 其它

在D类功率放大器运用中，还有两个问题是需要考虑的。一个是供电方式；另一个是调制问题。

在高频大功率晶体管中，特征频率 f_T 高的晶体管几乎都是硅NPN型晶体管。这是因为在半导体材料中，电子的迁移率总是高于空穴的迁移率的缘故。前面介绍的电路均为正压供电电路，如果要采用负压供电，在电路设计时就要作些改变。企图采用更换晶体管（即换成PNP型晶体管）的办法往

往是行不通的,除非工作频率很低才能找到适用的 PNP 型晶体管。

在绪论中已经提到, D 类功率放大器不能采取基极和发射极调幅,只能进行集电极调幅。由于等效负载上输出的基频电压(或电流)与电源电压呈线性关系,所以进行集电极调幅时线性很好,但需要较大的调制功率。

如果设计调幅发射机的末级 D 类功率放大器,调制问题就必须考虑。

2.4-2 设计步骤

1. 选择电路形式

可根据 2.4-1 中的分析,结合设计任务所规定的具体指标和要求,选择一种电路并绘出电路草图。

2. 选用晶体管

前面已述,选管的基本原则是:开关速度要快(或特征频率 f_T 要高),饱和压降要小,集电极电流要大,管内电容要小。

此外,晶体管的功率容量和耐压要求也是很重要的。除了晶体管的这些技术要求以外,经济指标(价格)也应该适当关注。

一般来说,功率大的晶体管必定有较大的寄生容抗,这就限制了晶体管的高频特性。但是在电流下,功率容量大的晶体管又比功率容量小的晶体管的转换效率高。

所以,在选用晶体管时要全面考虑它的各项技术指标,不一定过分追求它的 f_T 高,在推广应用时还要考虑机器的成本,尽可能不用昂贵的晶体管。

3. 输出回路计算

已知等效负载电阻 R_L (一般为 50Ω) 和 Q_0 , 选取 $Q_L = 5$, 可按下面公式计算输出回路的电感 L (见图 2-5):

$$L = \frac{R_L Q_0 Q_L}{\omega(Q_0 - Q_L)} \quad (2-91)$$

回路电容 C 为

$$C = \frac{25330}{f^2 L} \quad (2-92)$$

式中 f 的单位为 MHz, L 的单位为 μH , 求出 C 的单位为 pF。

4. 计算功率和效率

以图 2-3(a) 所示的变压器耦合电路为例, 输出功率为

$$P_o = \frac{8\pi^2}{\pi^2 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES})^2 \quad (2-93)$$

已知 P_o , 并根据要求的 P_o , 计算变压器的功率容量, 确定变压器的匝数比 $\frac{n}{m}$ 。又根据选定的晶体管, 确定饱和压降 V_{CES} 。

将上面的已知量代入(2-93)式可求出电源电压 V_{CC} , 然后选取大于或等于计算出来的电源电压的典型值, 以保证放大器的输出功率满足指标要求或有一定富裕量。

若计算出来的 V_{CC} 超过晶体管的耐压要求, 或者所用电源电压已定时, 可用式(2-93)重新计算变压器的匝数比 $\frac{n}{m}$, 重新设计变压器来满足输出功率的指标要求。

以下按已选定的电源电压 V_{CC} 进行计算。

电源输入功率为

$$P_{dc} = \frac{8n^2 V_{CC}}{\pi^2 m^2 R_L} (V_{CC} - V_{CES}) \quad (2-94)$$

放大器的效率

$$\eta = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{V_{CC}} \quad (2-95)$$

晶体管的集电极耗散功率

$$P_c = P_{dc} - P_o \quad (2-96)$$

5. 计算输入电路和激励功率

假设激励电压为矩形波,按“匹配”要求,输入电阻 R_i 已确定,输入变压器的匝数比也已确定。按关系式

$$I_{bM} = s \frac{I_c}{\beta} \quad (2-97)$$

$$R_i = n^2 R_b + \frac{4n^2 V_r}{\pi I_{bM}} \quad (2-98)$$

可以估算出基极电路的电阻 R_b , 加速电容 C_b 可根据工作频率初步选定。

激励功率可按下式计算:

$$P_i = \frac{2}{\pi} I_{bM} V_r + \frac{1}{2} I_{bM}^2 R_b \quad (2-99)$$

放大器的功率增益为

$$A_P = \frac{P_o}{P_i} (\text{倍}) \quad \text{或} \quad A_P = 10 \lg \frac{P_o}{P_i} (\text{dB}) \quad (2-100)$$

2.4-3 设计举例

设计准互补 D 类功率放大器,电路如图 2-21 所示。已知工作频率 1 MHz, 等效负载电阻 $R_L = 50 \Omega$, 输出回路 $Q_0 = 250$, 要求输出功率不小于 1 W。

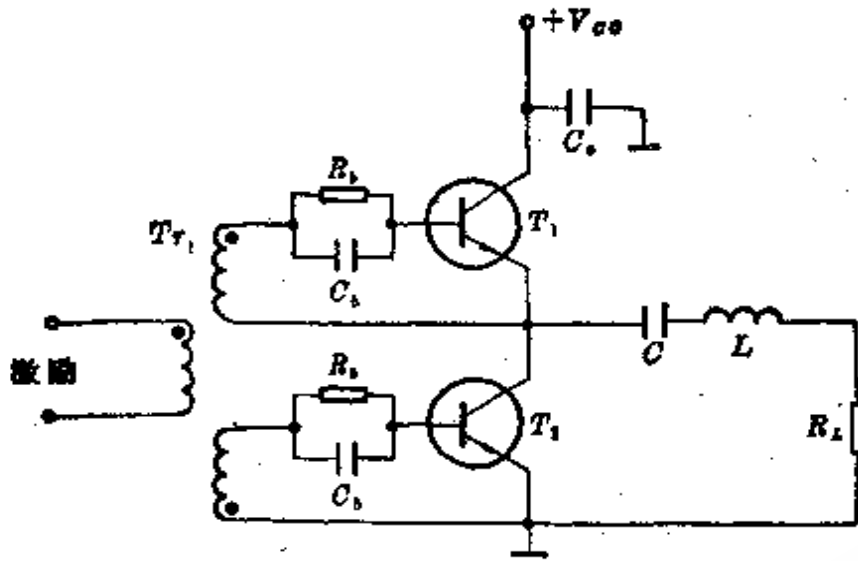


图 2-21 准互补 D 类功率放大器

在电路形式已定的情况下，设计步骤可以从选用晶体管开始。

1 选管

本放大器为小功率放大器，可按开关速度要求选取。开关晶体管 3DK 4, 3DK 9, 3DK 10 均可选用。考虑到功率容量和耐压要求，选用 3DK10 D，具体参数如下表。

表一 3DK 10 D 主要参数

BV_{cso} (V)	BV_{cso} (V)	BV_{bso} (V)	I_{cso} (μA)	I_{cso} (μA)	h_{FE}	V_{CES} (V)	V_{DES} (V)
≥ 100	≥ 80	≥ 5	≤ 10	≤ 50	25~180	≤ 1.0	≤ 1.5
f_T (MHz)	$t_d + t_r$ (ns)	t_s (ns)	t_f^* (ns)	C_{ob} (pF)	P_{omax} (W)	I_{cmx} (A)	P_{omax}^{**} (W)
≥ 120	≤ 100	100	80	≤ 25	1.5	1.5	4

* 原文为 $t_d + t_r = 180ns$ ，这里分开写出。

** 带散热片 $80 \times 80 \times 4 mm^3$ 。

2 计算输出回路

取 $Q_L=5$, 回路电感为

$$L = \frac{R_L Q_0 Q_L}{\omega(Q_0 - Q_L)} = \frac{50 \times 250 \times 5}{2\pi \times 10^6 \times (250 - 5)}$$
$$= 40.6 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{25330}{f^2 L} = \frac{25330}{1^2 \times 40.6} = 624 \text{ pF}$$

选用电容 $(510 + 100) \text{ pF}$ 与微调电容 $(5 \sim 20) \text{ pF}$ 并联使用。

3 计算功率和效率

因为

$$P_o = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})^2}{\pi^2 R_L}$$

所以

$$V_{CC} = \sqrt{\frac{\pi^2 R_L P_o}{2}} + 2V_{CES}$$

已知, $R_L = 50 \Omega$, $P_o = 1 \text{ W}$, 取 $V_{CES} = 1 \text{ V}$ 代入上式得

$$V_{CC} = \sqrt{\frac{\pi^2 R_L P_o}{2}} + 2V_{CES} = \sqrt{\frac{\pi^2 \times 50 \times 1}{2}} + 2$$
$$= 17.7 \text{ V}$$

取典型值 $V_{CC} = 24 \text{ V}$ 。则输出功率为

$$P_o = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})^2}{\pi^2 R_L} = \frac{2 \times (24 - 2)^2}{\pi^2 \times 50} = 1.96 \text{ W}$$

满足要求且有较大的富裕量。晶体管 3DK10D 的耐压亦满足要求。又因

$$I_{d0} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CES})}{\pi^2 R_L} = \frac{2 \times 22}{\pi^2 \times 50} = 89 \text{ mA}$$

所以 $P_{dc} = I_{dc} V_{CC} = 89 \times 10^{-3} \times 24 = 2.14 \text{ W}$
放大器的效率

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{1.96}{2.14} = 91.6\%$$

晶体管的耗散功率

$$P_c = P_{dc} - P_o = 2.14 - 1.96 = 0.18 \text{ W}$$

输出基波电流的幅度为

$$I_o = \sqrt{\frac{2P_o}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 \times 1.96}{50}} = 280 \text{ mA}$$

所以, 集电极电流脉冲的幅度为

$$I_c = I_o = 280 \text{ mA}$$

4 计算输入电路和激励功率

取 $\beta = 20, s = 2$, 则

$$I_{bM} = s \frac{I_c}{\beta} = 2 \times \frac{280}{20} = 28 \text{ mA}$$

若“匹配”要求 $R_i = 300 \Omega$, 变压器匝数比 $n = 2$, 因为

$$R_i = n^2 R_b + \frac{4n^2 V_r}{\pi I_{bM}}$$

所以

$$R_b = \frac{R_i - \frac{4n^2 V_r}{\pi I_{bM}}}{n^2} = \frac{300 - \frac{4 \times 2^2 \times 0.7}{\pi \times 28 \times 10^{-3}}}{4}$$

$$= 43.17 \Omega$$

取电阻的标称值 $R_b = 47 \Omega$, 激励功率为

$$P_i = \frac{2}{\pi} I_{bM} V_r + \frac{1}{2} I_{bM}^2 R_b$$

$$= \frac{2}{\pi} \times 28 \times 10^{-3} \times 0.7 + \frac{1}{2} \times (28 \times 10^{-3})^2 \times 47$$

$$= 12.48 \times 10^{-3} + 18.42 \times 10^{-3}$$

$$= 30.9 \text{ mW}$$

放大器的功率增益为

$$A_P = \frac{P_o}{P_i} = \frac{1.96 \times 10^3}{30.9} = 63.43 \text{ 倍}$$

或

$$A_P = 10 \lg 63.43 = 18 \text{ dB}$$

设计计算完毕。

2.4-4 D 类功率放大器的调整

按设计装配电路完毕后，必须进行精心地调试。实践表明，只要放大器的电压、电流波形符合理论分析，就能达到高效率工作。因此，电路调整的主要目标，就是追求较好的波形。通常，D类功率放大器的调整是以各点的电压波形和输出功率的指示为依据的。

在开始调试时，为了确保放大器（主要是晶体管）的安全，可降低电源电压 V_{CC} ，减小激励电压（从零开始逐渐增加激励电压），待电路基本工作正常后，再提高 V_{CC} 到规定值，重复对电路进行调整。

下面以电压开关型D类功率放大器为例，对电路调整中碰到的主要问题进行必要的分析与说明。

1 集电极电压波形不好 图2-22画出了几种不好的波形。由于管内的物理过程十分复杂，很难进行恰当的分析，这里仅以实验为基础进行说明。

产生图2-22(a)波形的原因主要是：(1)基极加速电容

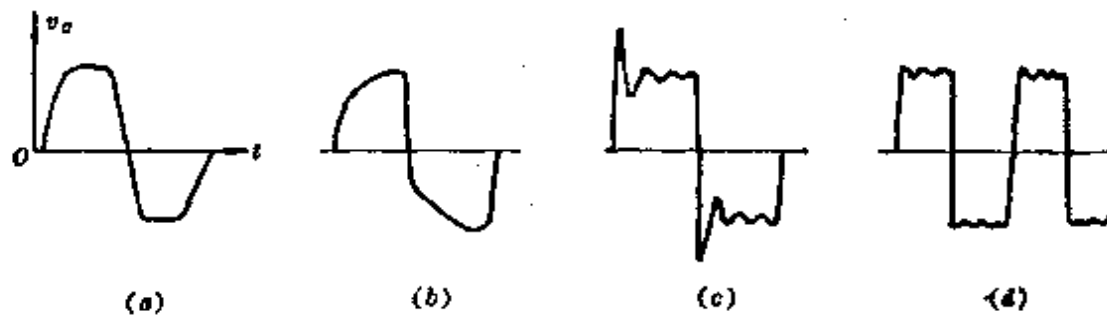


图 2-22 电压开关型 D 类功率放大器的几种集电极电压波形

C_2 未接或较小, 使驱动电流 I_{b1} 的起始值不够大, 晶体管开启时间较长, 所以, 脉冲的前沿上升不够陡峭, 同样的道理, 反向电流 I_{b2} 的起始值不够大, 电压脉冲的后沿也不够陡; (2) 激励电压不够大 (尤其是正弦波电压激励时) 也会使晶体管不能很快达到饱和, 从而使集电极电压波形成为梯形波; (3) 若工作频率很高时, 晶体管开关速度不够快, 也会形成梯形波, 但不会象图 2-22(a) 这样规矩, 一般都要附加一些不规则的纹波。

图 2-22(b) 是激励电压不够大的典型波形, 主要特征是晶体管不能很快达到饱和。如果在电路正常时, 逐步加大激励, 在这个过程中就能在示波器上观察到这种波形, 继续加大激励电压, 波形就能显著改善。

图 2-22(c) 是调整放大器过程中很容易碰到而又难于改善的波形, 它的特征是矩形波上好象叠加了一个不规则的振荡波形。产生的原因主要是: (1) 激励电压过大; (2) 负载回路没有调谐好; (3) 电路上寄生电抗的影响。一般来说, 针对原因(1)和(2)进行调整后, 波形会有显著改进。工作频率愈高, 要消去上面的纹波就愈加困难。

虽然图 2-22(d) 是一种不太好的电压波形, 当工作频率

很高时,一般调整到这种波形就可认为符合要求,这时的输出功率和效率都是比较高的。

上述情况说明, D 类功率放大器有一个最佳激励电压和波形。在点频工作时调试还比较容易达到最佳状态,在波段工作时就难于办到,只能折衷处理,保证在整个波段中输出功率和效率都满足要求。

2 输出功率不够

这个问题在小功率(10 W 以下)放大器中很少发现,但在 15 W 以上的大功率 D 类放大器中却经常发生。在输出功率不够的同时,放大器的效率也不会很高。

前面已经分析了放大器产生功率损耗的原因,在电路基本工作正常的情况下,输出功率不够、效率不高的主要原因可能是:(1)晶体管的质量不高;(2)变压器的功率容量不够、匹配不好等问题。晶体管和变压器是 D 类功率放大器的关键性元器件,不符合要求的晶体管可以更换,但就变压器来说,需要很好地进行设计与制造。

3 晶体管的保护问题

实践证明,在研制大功率 D 类功率放大器的过程中,烧管现象是很难避免的。为了使放大器安全可靠的工作,附加保护电路是必不可少的。

从功率管的参数特点和放大器的工作原理来看,保护电路主要有以下三个方面:(1)功率管的发射结 BV_{EB0} 低,一般是 2~5 V,有的高频大功率管甚至不到 2 V。过高的激励电压与电路瞬态产生的反向电压很容易使发射结反向击穿,对波段工作的宽频带放大器尤为严重,因为在波段工作时激

励电平难于做到十分平稳，输出电路也可能在失谐状态下工作，负电流和负电压也会经常产生。保护的办办法很多，最简单的办法是加二极管保护电路。(2) 集电极负电流保护，这个问题在 2.1-2 节中已述。(3) 激励电平的自动控制电路，对激励电平自动控制以保持最佳激励电平，不仅是保持放大器高效率工作的需要，而且也是保护晶体管，使放大器安全可靠工作的需要。这种附加反馈电路的设计可以多种多样，目的都是保持激励电平不变或变化甚小。

www.zhfix.com

第三章 E类开关模式功率放大器

由上面的讨论可知,晶体管开关模式D类功率放大器总是由两个晶体管组成。两管轮流导电,效率很高。但在开关转换的瞬间,两个晶体管可能同时导电或同时断开,这样就会使效率下降,并可能由此引起二次击穿而使晶体管损坏,这就限制了D类放大器工作频率的进一步提高。

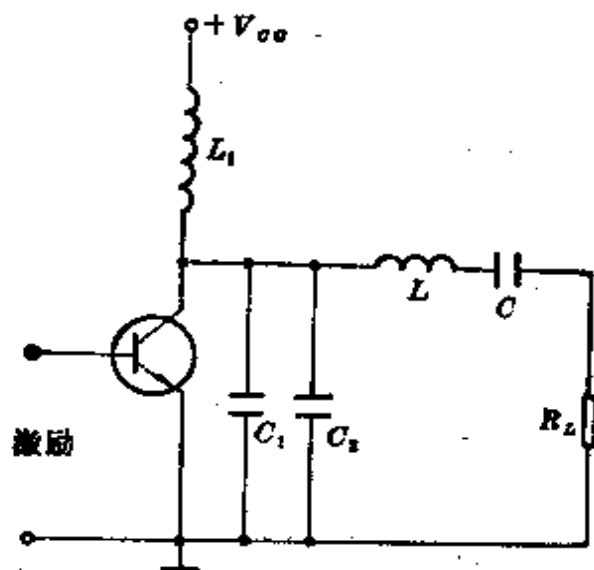
E类开关模式功率放大器在一定程度上克服了D类的缺点,把效率和工作频率又提高一步,它是一种新型的高效率放大器。

晶体管E类功率放大器由单个晶体管和负载网络等组成。在激励信号的作用下,晶体管呈开关工作状态。当晶体管饱和导通时,集电极电压波形由晶体管决定;当晶体管截止时,集电极电压波形由负载网络的瞬变响应所决定。E类放大器要保持高效率工作,负载网络的瞬变响应必须满足下列两个条件:

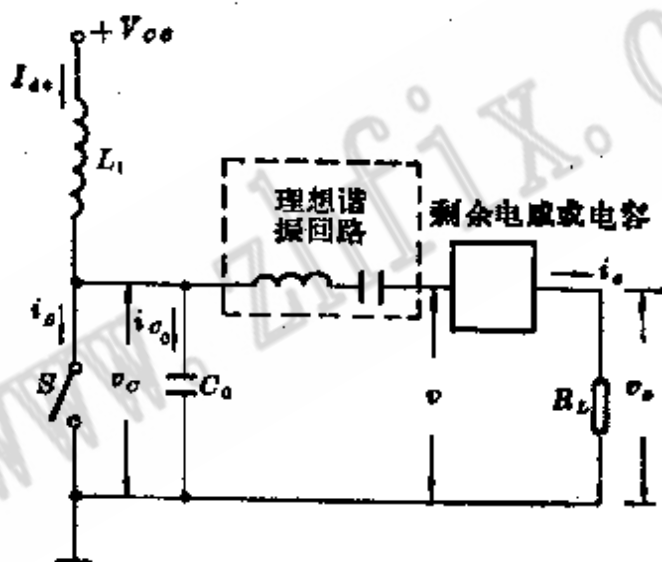
(1) 晶体管截止时,集电极电压必须延迟到晶体管“开关”断开后才开始上升;

(2) 晶体管饱和导通时,集电极电压及其对时间的导数必须都为零(假定晶体管的饱和压降 $V_{CEs}=0$)。

根据上述两条,下面以最简单的负载网络为例,具体分析E类功率放大器的工作原理及其电路参数的设计计算。



(a)

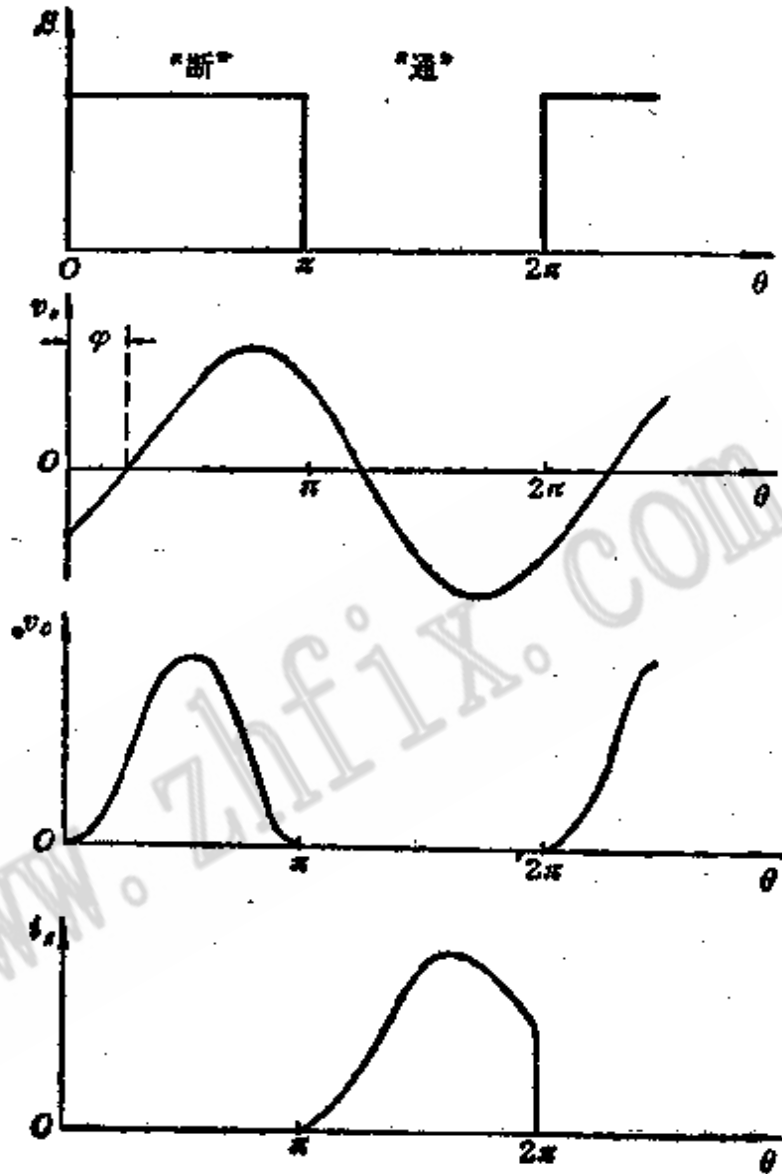


(b)

理想谐振回路 $\left\{ \begin{array}{l} \text{频率为 } f \text{ 时, } x=0 \\ \text{频率为 } nf \text{ 时, } x \rightarrow \infty \end{array} \right.$

图 3-1 B 类功

(a) 电路原理图; (b) 等效电路;



(c)

率放大器

(c) 电流电压波形

§ 3.1 工作原理

图 3-1(a) 为 E 类功率放大器的电原理图。其中 C_1 为晶体管的输入电容与电路的分布电容之和, C_2 为外接电容, L_1 为高频扼流圈。 LC 为串联回路, 但并不谐振于激励信号的基频。 R_L 为等效负载电阻。

同 D 类功率放大器一样, 晶体管也可以等效为一单刀单掷开关。 LC 串联回路可等效为一谐振于信号基频的理想谐振回路与剩余电感或电容的串联电路。放大器的等效电路如图 3-1(b) 所示。

当晶体管饱和导通时, 集电极电压为零, 由于负载网络的影响, 电流 i_s 有一个上升和下降过程; 当晶体管截止时, 集电极电压则完全由负载网络所决定。所以, i_s 与 v_o 不同时出现并使放大器效率趋近于 100%, 主要是由负载网络参数的最佳设计来实现的。其波形如图 3-1(c) 所示。

下面对 E 类放大器进行数学分析。

假定: (1) 高频扼流圈 L_1 只允许恒定的直流电流通过; (2) LCR_L 串联回路的有载品质因数 Q_L 要足够高, 使得基频输出电流基本上是一正弦波; (3) 晶体管的开关作用是瞬间的、无损耗的(并联电容器放电例外), 晶体管的饱和压降和饱和电阻都等于零, 而截止电阻为无限大; (4) 总的并联电容 $C_0 = C_1 + C_2$, 与集电极电压无关。

E 类功率放大器的数学分析十分繁琐, 为了简单起见, 这里仅研究占空比为 50% (即导通角为 180°) 的最佳情况^[11],

这对于 E 类功率放大器工作物理过程的理解是有利的。

3.1-1 集电极电压表达式

首先从输出端的电压和电流的表达式作为分析的出发点。为了书写方便,令 $\theta = \omega t$ 。则

$$v_o = V_o \sin(\theta + \varphi) \quad (3-1)$$

$$i_o = I_o \sin(\theta + \varphi) \quad (3-2)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} \quad (3-3)$$

式中, V_o 和 φ 是待定的参数。

从图 3-1(b) 上可以看出, 参考点电压 v 也是正弦波, 但因存在剩余电感或电容, 它与输出电压有一定的相位差。现在, 假定存在剩余电感, 其电抗为 jX , 则

$$\begin{aligned} v &= V_o \sin(\theta + \varphi) + X \cdot \frac{V_o}{R_L} \sin(\theta + \varphi + 90^\circ) \\ &= V \sin(\theta + \varphi_1) \end{aligned} \quad (3-4)$$

式中

$$V = V_o \sqrt{1 + \frac{X^2}{R_L^2}} \quad (3-5)$$

$$\varphi_1 = \varphi + \psi = \varphi + \operatorname{tg}^{-1} \frac{X}{R_L} \quad (3-6)$$

ψ 为 jX 产生的附加相移。

由于高频扼流圈 L_1 维持恒定的输入直流电流 I_{dc} , 而串联回路的 Q_L 足够高, 产生正弦输出电流 $i_o(t)$ 。这两种电流之差, 就是流过开关 S (当 S 闭合时) 的电流 i_s , 或是电容器 C_o 的充电电流 $i_c(\theta)$ (当 S 断开时)。

当开关断开时

$$i_c = I_{dc} - \frac{V_o}{R_L} \sin(\theta + \varphi) \quad (3-7)$$

i_c 对电容 C_0 充电, 建立起集电极电压 v_c 。则

$$\begin{aligned} v_c &= \frac{1}{\omega C_0} \int_0^\theta i_c(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{\omega C_0} \left[I_{dc}\theta + \frac{V_o}{R_L} \cos(\theta + \varphi) - \frac{V_o}{R_L} \cos \varphi \right] \end{aligned} \quad (3-8)$$

v_c 的波形如图 3-1(c) 所示。

3.1-2 输出电压幅度

由于理想谐振回路对基频的阻抗为零, 所以, 集电极电压 v_c 的基频分量就是 v 。根据傅里叶分析可得

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_c \sin(\theta + \varphi_1) d\theta \\ &= \frac{V_o}{3\omega C_0 R_L} \sin \psi - \frac{2V_o}{\pi \omega C_0 R_L} \cos \varphi \cos \varphi_1 \\ &\quad + \frac{2I_{dc}}{\omega C_0} \left[\left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) \cos \varphi_1 - \sin \varphi_1 \right] \end{aligned} \quad (3-9)$$

将式(3-5)代入上式, 可求出 V_o 的表达式为

$$V_o = I_{dc} R_L \frac{\pi \cos \varphi_1 - 2\pi \sin \varphi_1}{2 \cos \varphi \cos \varphi_1 - \frac{\pi}{2} \sin \psi + \pi \omega C_0 R_L \sqrt{1 + \frac{X^2}{R_L^2}}} \quad (3-10)$$

因为集电极电压的基频分量是相位 φ_1 的正弦波, 没有余弦成分, 所以, 输出电压幅度 V_o 可以进一步表示为

$$V_o = I_{dc} R_L \frac{\pi \sin \varphi_1 + 2 \cos \varphi_1}{2 \cos \varphi \sin \varphi_1 + \frac{\pi}{2} \cos \psi}$$

$$= I_{dc} R_L g(\varphi, \psi) \quad (3-11)$$

式中

$$g(\varphi, \psi) = \frac{\pi \sin \varphi_1 + 2 \cos \varphi_1}{2 \cos \varphi \sin \varphi_1 + \frac{\pi}{2} \cos \psi}$$

为了后面书写简便, 令 $g = g(\varphi, \psi)$ 。

3.1-3 功率和效率

因为高频扼流圈 L_1 上没有直流压降, 所以, 在高频一个周期中下式成立。即

$$V_{CC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o d\theta \quad (3-12)$$

将式(3-8)和(3-11)代入上式, 得

$$V_{CC} = \frac{I_{dc}}{2\pi\omega C_0} \int_0^\pi [\theta + g \cos(\theta + \varphi) - g \cos \varphi] d\theta$$

$$= \frac{I_{dc}}{2\pi\omega C_0} \left[\frac{\pi^2}{2} - 2g \sin \varphi - \pi g \cos \varphi \right] \quad (3-13)$$

因为 $V_{CC} = I_{dc} R_{dc}$, R_{dc} 为放大器对直流电源呈现的直流负载电阻。由式(3-13)可得

$$R_{dc} = \frac{1}{2\pi\omega C_0} \left[\frac{\pi^2}{2} - 2g \sin \varphi - \pi g \cos \varphi \right] \quad (3-14)$$

放大器的输出功率

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{1}{2} I_{dc}^2 R_L g^2 \quad (3-15)$$

输入直流功率

$$P_{dc} = V_{CC} I_{dc} = \frac{V_{CC}^2}{R_{dc}} \quad (3-16)$$

放大器的效率

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{g^2 R_L}{2R_{dc}} \quad (3-17)$$

§ 3.2 电路参数的最佳计算

上面对放大器工作原理的分析是考虑最佳情况，实际上函数 g 的表达式比较复杂，设计计算比较繁琐。这里仍然按照最佳情况对电路参数进行分析和设计。

3.2-1 晶体管集电极的峰值电压和电流

将式(3-11)代入式(3-8)可得

$$v_o = \frac{V_{CC}}{R_{dc}\omega C_0} [\theta + g \cos(\theta + \varphi) - g \cos \varphi] \quad (3-18)$$

欲求 v_o 的最大值，令 $\frac{dv_o}{d\theta} = 0$ ，得

$$\frac{V_{CC}}{R_{dc}\omega C_0} [1 - g \sin(\theta + \varphi)] = 0$$

所以

$$\theta_{v_{max}} = \sin^{-1} \frac{1}{g} - \varphi \quad (3-19)$$

将式(3-19)代入(3-18)，则得

$$v_{o_{max}} = \frac{V_{CC}}{R_{dc}\omega C_0} \left[\sin^{-1} \frac{1}{g} - \varphi - g \cos \varphi + \sqrt{g^2 - 1} \right] \quad (3-20)$$

又由式(3-7)可推证出,当开关闭合时

$$i_{s\max} = I_{dc} + \frac{V_o}{R_L} = I_{dc}(1+g) \quad (3-21)$$

3.2-2 按最佳条件计算函数 g

根据前面提出获得高效率的条件,第一,集电极电压在 $\theta = \pi$ 时必须等于零。由式(3-18)得

$$\pi + g \cos(\pi + \varphi) - g \cos \varphi = 0$$

所以

$$\cos \varphi = \frac{\pi}{2g} \quad (3-22)$$

第二,集电极电压在晶体管导通时的波形斜率必须为零。由式(3-18)得

$$\left. \frac{dv_o}{d\theta} \right|_{\theta=\pi} = \frac{1}{R_{dc}\omega C_o} [1 + g \sin \varphi] = 0$$

可求得

$$\sin \varphi = -\frac{1}{g} \quad (3-23)$$

由式(3-22)和(3-23)可得

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{2}{\pi} \quad (3-24)$$

所以

$$\varphi = -32.48^\circ$$

又根据三角关系

$$\sin \varphi = -\frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (3-25)$$

比较式(3-23)和(3-25)可得

$$g = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \approx 1.862 \quad (3-26)$$

因为函数 g 的数值是根据高效率条件 1 和 2 求出的, 所以这时的 $\eta=100\%$ 。令式(3-17)等于 1, 则得

$$R_{dc} = \frac{g^2 R_L}{2} = \frac{\left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right)}{2} R_L \approx 1.7337 R_L \quad (3-27)$$

3.2-3 计算电路参数

将式(3-27)代入(3-14)可得

$$\omega C_0 = \frac{\frac{\pi^2}{2} - 2g \sin \varphi - \pi g \cos \varphi}{\pi g^2 R_L}$$

再将式(3-22)和(3-23)以及(3-26)代入上式, 经化简后可得

$$\omega C_0 = \frac{2}{\pi \left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right) R_L} \approx \frac{1}{5.4466 R_L} \quad (3-28)$$

又因 $C_0 = C_1 + C_2$, 确定 C_1 后, C_2 就可由上式确定。

由式(3-11)中 g 的函数表达式可以求得

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\pi}{8} \left(\frac{\pi^2}{2} - 2 \right) \quad (3-29)$$

所以剩余电抗

$$X = R_L \operatorname{tg} \psi = 1.1525 R_L \quad (3-30)$$

再由式(3-11), (3-13), (3-26), 经运算化简后可得

$$V_o = \frac{2V_{cc}}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}}} \approx 1.074 V_{cc} \quad (3-31)$$

输出功率为

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{2}{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cdot \frac{V_{cc}^2}{R_L} \approx 0.5768 \frac{V_{cc}^2}{R_L} \quad (3-32)$$

式(3-20)和(3-21)经化简后可得

$$v_{omax} = \frac{V_{cc}}{R_{dc}\omega C_0} \cdot 2\varphi = 2\pi\varphi V_{cc} \approx 3.56V_{cc} \quad (3-33)$$

$$i_{smax} = I_{dc}(1+g) \approx 2.86I_{dc} \quad (3-34)$$

式(3-33)和(3-34)就是选用功率晶体管时的重要条件。与D类比较，E类功率放大器对高频晶体管的工作电流和耐压要求比D类要高一些。

§ 3.3 负载网络分析

3.3-1 负载网络有载 Q_L 的选取

负载网络的空载 Q_0 主要由电感 L 来确定，与D类串联输出回路一样，要求愈高愈好。由于E类放大器的串联回路并不谐振于激励信号的基频，对有载 Q_L 定义为

$$Q_L = \frac{\omega L}{R_L} \quad (3-35)$$

式中 ω 为激励信号基波的角频率。

当晶体管截止时，集电极的电压波形由负载网络的瞬变响应来决定。而负载网络是一衰减的二阶系统（即 LR_L 与 $\frac{CC_0}{C+C_0}$ 串联的二阶系统），在瞬变过程中，储存于 C_0, C, L 中的能量供给负载电阻 R_L ， R_L 为网络的阻尼电阻。

电容 C_0 主要是保证在晶体管截止的时间里，使它的集电极电压保持相当低，直到集电极电流减少到零以后为止。集电极电压的延迟上升，是E类功率放大器高效率工作的必要条件。

由于负载网络的阻尼,对晶体管集电极电压波形的影响极大,阻尼的大小与 R_L 的大小有关,也就是说,与负载网络的 Q_L 有关。

图 3-2 示出了三种不同的 Q_L 时,集电极电压 v_c 的波形。当 Q_L 过低时(图 3-2(a)),在晶体管由截止转换到饱和导通的瞬间,电容 C_0 上的电压不为零,必须在管子导通期内放电,使电压一直下降至接近零。此时,由于激励信号的控制,晶体管已进入饱和导通状态,这就有可能造成高电压和大电流同时出现的危险情况,晶体管可能由于二次击穿而损坏。

图 3-2(b)是 Q_L 过高阻尼过小的情况。由于二阶系统内

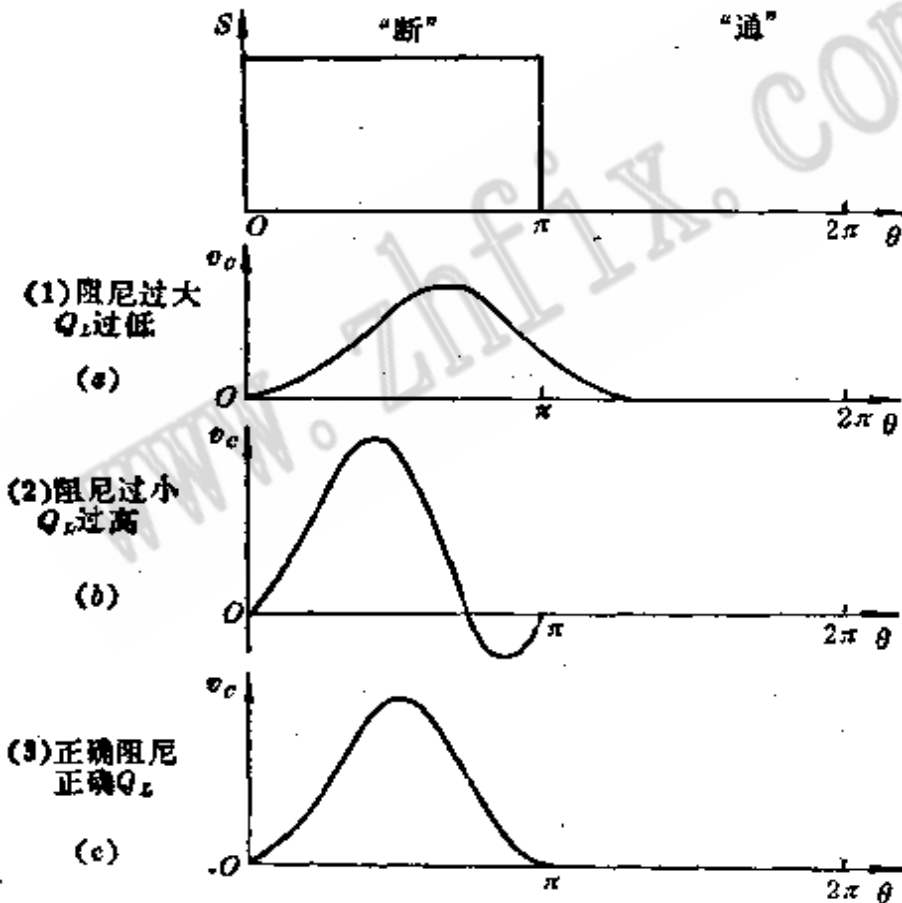


图 3-2 负载网络的 Q_L 对集电极电压波形的影响

能量的衰减过小, 至使电容 C_0 上的电压摆动到零以下的负值。这个大的负电压既可能使晶体管因反向击穿 (若超过晶体管的 BV_{EBO} 或 BV_{CEO} 时) 而损坏, 也可能产生大的倒转电流, 耗散大量功率而使管子烧坏。

正确选择 Q_L 可使集电极电压波形达到图 3-2(c) 所示的波形, 使放大器可靠的高效率的工作。

以上分析是选择负载网络 Q_L 的主要依据。同时还说明, 在进行 E 类功率放大器的工程设计时, 一定要加保护电路, 这对放大器工作的可靠性是重要的。

另外, 负载网络 Q_L 的选取, 还要考虑对不需要谐波的抑制。与 D 类不同, E 类放大器的谐波成分主要是二次谐波。文献[13] 给出了 E 类功率放大器输出的谐波次数与 Q_L 的函数关系, 其结果如表二所示。

表二 通过 LC 流至负载 R_L 的谐波电流分量
 n 为谐波次数, I_n 为 n 次谐波电流

n	$\frac{I_n}{I_1}$	
	$Q_L=2$	$Q_L \geq 3$
1	1.000	1.000
2	2.70×10^{-1}	$\approx 0.51/Q_L$
3	4.76×10^{-2}	$\approx 0.080/Q_L$
4	2.31×10^{-2}	$\approx 0.037/Q_L$
5	1.03×10^{-2}	$\approx 0.016/Q_L$
6	6.35×10^{-3}	$\approx 0.010/Q_L$
7	3.76×10^{-3}	$\approx 0.0059/Q_L$
8	2.61×10^{-3}	$\approx 0.0041/Q_L$
9	1.77×10^{-3}	$\approx 0.0028/Q_L$
10	1.32×10^{-3}	$\approx 0.0021/Q_L$

可见,当负载网络的 Q_L 愈高时,放大器的谐波输出愈小。显然,这与获得最佳的集电极电压波形有矛盾。解决的办法是以获得最佳集电极电压波形来选择 Q_L 。输出的谐波抑制比不满足要求时,可以在 LC 串联回路与负载电阻 R_L 之间插入滤波器。

在工程设计时,一般选取 $Q_L = 5 \sim 20$ 。

3.3-2 电抗元件计算

负载网络主要由电抗元件 C_0 (包含晶体管输出电容和网络分布电容 C_1 以及外接电容 C_2)、串联回路电容 C 以及电感 L 所组成。在 Q_L 选定后,电感 L 可由下式计算:

$$L = \frac{Q_L R_L}{\omega} = \frac{Q_L R_L}{2\pi f} \quad (3-36)$$

由于 Q_L 的取值较小, § 3.1 中假设 Q_L 足够高,输出为正弦波电流不能成立,电容 C 和 C_0 可按下列下式计算^[5]:

$$C = \frac{1}{2\pi f Q_L R_L} \left[1 + \frac{1.110}{Q_L - 1.7879} \right] \quad (3-37)$$

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{0.1836}{2\pi f R_L} \left[1 + \frac{0.81 Q_L}{Q_L^2 + 4} \right] + \frac{0.7}{(2\pi f)^2 L_1} \\ &\approx \frac{0.1836}{2\pi f R_L} \left[1 + \frac{0.81 Q_L}{Q_L^2 + 4} \right] \end{aligned} \quad (3-38)$$

高频扼流圈 L_1 应起恒流作用,所以 L_1 应足够大,一般可按

$$\begin{aligned} \omega L_1 &\geq 10 \frac{1}{\omega C_0} \\ \text{计算,所以} \quad L_1 &\geq 10 \frac{1}{(2\pi f)^2 C_0} \end{aligned} \quad (3-39)$$

§ 3.4 E类开关模式功率放大器的损耗分析

E类开关模式功率放大器的损耗主要有渡越损耗、饱和损耗和负载网络的损耗。由于放大器的效率很高，管内的渡越损耗和饱和损耗均较D类小，所以，负载网络的损耗也不可忽视。

3.4-1 渡越损耗

由于晶体管开关过程的滞后作用，渡越损耗主要发生在晶体管由导通至断开的转换时间里，如图3-3所示。

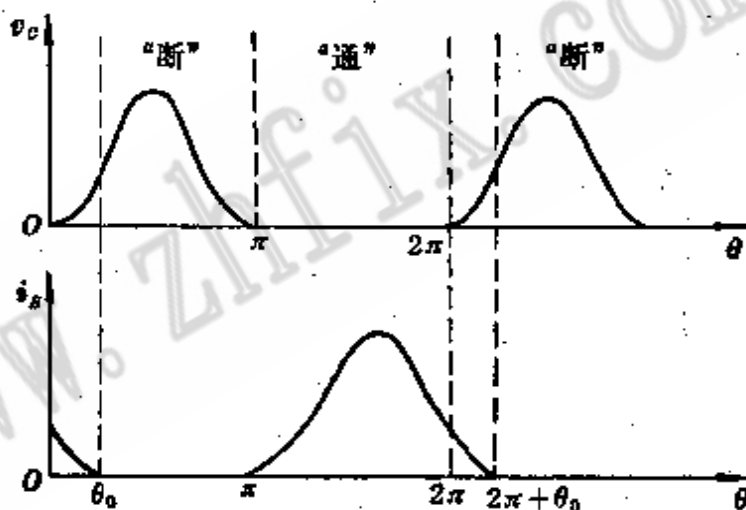


图 3-3 E类功率放大器的渡越损耗

在每个高频周期里，在渡越角 θ_0 内，晶体管同时存在 i_c 和 v_c ，这就必然产生集电极耗散功率，使放大器效率下降。显然，随着工作频率的增高，晶体管的渡越损耗也必然增大。

与D类比较，E类功率放大器电流 i_c 的“拖尾”是发生在

v_o 的起始部分, 而 v_o 的增长速度是由负载网络的瞬变响应决定的, 通过网络的调整, 可使其渡越损耗比 D 类小得多, 所以, E 类功率放大器可在比 D 类要高的工作频率上得到高效率放大。

3.4-2 饱和损耗

前面在放大器原理分析时, 假定晶体管饱和压降 $V_{CES} = 0$, 实际上, 晶体管总是存在饱和压降的, 即 $V_{CES} \neq 0$ 。对于高频大功率放大器来说, 随着工作频率的提高和输出功率的增大, 饱和压降亦将显著增大, 因此, 饱和损耗不容忽略。

考虑晶体管的饱和压降, 在前面公式的推导中, 除了直流输入功率以外, 其它公式均应以 $(V_{CC} - V_{CES})$ 代替 V_{CC} 。具体的推导过程, 请参阅 D 类功率放大器的分析推导。

3.4-3 负载网络的损耗

负载网络的高频损耗主要是电抗元件的 Q 值不够高 (理论上应为无穷大) 所带来的损耗。一般来说, 电容器的损耗角是很小的, 其损耗比电感 L 的损耗要小得多。所以, 负载网络的损耗主要是电感 L 的损耗, 根据 $r_L = \frac{\omega L}{Q_0}$, 可计算出电感 L 的损耗电阻 r_L 。

3.4-4 放大器的效率

E 类功率放大器的理想效率为 100%。实际上, 由于上述主要损耗的存在, 放大器的效率必然会下降。考虑晶体管的

渡越损耗和饱和损耗以后, 晶体管的集电极效率可按下列式计算^[5]:

$$\eta_c = \frac{1 - \frac{(2\pi A)^2}{6} - \frac{V_{CES}}{V_{CC}} \left[1 + A - \frac{(2\pi A)^2}{6} \right]}{1 - \frac{(2\pi A)^2}{12}} \quad (3-40)$$

式中

$$A = \left(1 + \frac{0.82}{Q_L} \right) f t_f \quad (3-41)$$

这里 t_f 为集电极电流的下降时间。

考虑负载网络的损耗, 即

$$R'_L = R_L + r_L + r_C \approx R_L + r_L \quad (3-42)$$

晶体管集电极输出功率 P'_o 与负载电阻 R_L 上的输出功率 P_o 的关系为

$$P'_o = P_o \left(1 + \frac{r_L}{R_L} + \frac{r_C}{R_L} \right) \approx P_o \left(1 + \frac{r_L}{R_L} \right) \quad (3-43)$$

放大器的效率应等于

$$\eta = \frac{\eta_c}{1 + \frac{r_L}{R_L}} \quad (3-44)$$

§ 3.5 工程设计与调整

从前面推导的最佳 E 类工作的近似计算公式 (3-32) 和 (3-33) 以及 (3-34) 可以看出, 在负载电阻 R_L 一定时, 输出功率依赖于电源电压, 而电源电压的选择又受到晶体管耐压的

限制,因此,输出功率与选管之间就存在着矛盾。例如,若等效负载电阻为 50Ω ,电源电压为 $24V$,按式(3-32)计算,输出功率只有 $6.65W$,又按式(3-33)计算, $v_{cmax}=85.44V$,也就是说晶体管的 BV_{CEV} 应为 $85V$ 以上。照这样计算,如果要输出 $20W$ 的功率,电源电压就需要 $41.63V$,晶体管的 BV_{CEV} 就要求大于 $148.2V$,即要求晶体管的正常工作电压为 $150V$ 。这种高电压、大功率的高频晶体管很难挑选。

解决的办法是,不用 R_L 作为设计的已知条件,可以用输出功率 P_o 、晶体管的 BV_{CEO} 以及电源电压 V_{CC} 为设计的已知条件。然后计算出需要的负载电阻 R_L ,显然,这里计算得到的 R_L 值与后面所接的等效负载电阻 R_{Lo} (例如 50Ω 的等效负载天线或其它负载单元)是不同的,只要再插入阻抗匹配网络,就可完成放大器的电路设计。

3.5-1 设计步骤

按占空比 50% (导通角为 180°) 进行设计计算。已知条件是工作频率 f 、输出功率 P_o 、电源电压 V_{CC} (或晶体管的 BV_{CEV})。

1. 选管

基本上与 D 类选管条件相同,但在耐压和集电极电流的要求方面均较 D 类为高。值得说明的是,晶体管的 BV_{CEV} 比 BV_{CEO} 要低,但在国产晶体管手册中没有 BV_{CEV} ,故仍可按 BV_{CEO} 选管,并且在耐压方面还有较大的富裕。

2. 计算 R_L 和 R'_L

假定电感 L 的空载 Q 值为 Q_0 ,有载 Q 值为 Q_L ,则电感 L

的损耗电阻为

$$r_L = \frac{Q_L R_L}{Q_0 - Q_L} \quad (3-45)$$

$$R'_L = R_L + r_L \quad (3-46)$$

(1) 将规定的等效负载电阻 R_{L0} 替代上面两式中的 R_L , 可计算出 r_L 和 R'_L , 然后按下式验算输出功率是否满足要求:

$$P_o = 0.5768 \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2 R_L}{(R_L + r_L)^2} \quad (3-47)$$

若满足指标要求, 就不必再加阻抗变换网络。若不能满足指标要求, 则可按(2)进行估算, 并需插入阻抗变换网络。

(2) 当输出功率不足时, 可按(3-43)式重新估算 R_L 和 R'_L , 即

$$P'_o = P_o \left(1 + \frac{r_L}{R_L} \right) \quad (3-48)$$

一般负载网络的损耗约占输出功率的 3~4%, 即

$$\frac{r_L}{R_L} = 3 \sim 4\% \quad (3-49)$$

将式(3-49)代入(3-48), 可求出 P'_o 。

又由

$$P'_o = 0.5768 \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{R_L + r_L} \quad (3-50)$$

则

$$R'_L = (R_L + r_L) = 0.5768 \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{P'_o} \quad (3-51)$$

从式(3-49)与(3-51)可求出 R_L 与 R'_L 。

3. 计算效率 η_c , η 以及电源供给功率 P_{cc} 等

将有关计算公式重列如下:

$$A = \left(1 + \frac{0.82}{Q_L}\right) ft_f \quad (3-52)$$

$$\eta_o = \frac{1 - \frac{(2\pi A)^2}{6} - \frac{V_{OKS}}{V_{CO}} \left[1 + A - \frac{(2\pi A)^2}{6}\right]}{1 - \frac{(2\pi A)^2}{12}} \quad (3-53)$$

$$P_{dc} = \eta_c P'_o \quad (3-54)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} \quad (3-55)$$

$$I_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{CO}} \quad (3-56)$$

$$i_{o\max} = 2.86 I_{dc} \quad (3-57)$$

求出 $i_{o\max}$ 后, 可检验晶体管的最大集电极电流 I_{CM} 是否满足 $I_{CM} \geq i_{o\max}$ 。

4. 计算负载网络参数

计算公式为
$$L = \frac{Q_L R'_L}{2\pi f} \quad (3-58)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f Q_L R'_L} \left[1 + \frac{1.110}{Q_L - 1.7879}\right] \quad (3-59)$$

$$C_o = \frac{0.1836}{2\pi f R'_L} \left[1 + \frac{0.81 Q_L}{Q_L^2 + 4}\right] \quad (3-60)$$

因为 $C_o = C_1 + C_2$, 确定 C_1 后 C_2 就可计算出来。

$$L_1 \geq \frac{10}{(2\pi f)^2 C_o} \quad (3-61)$$

5. 谐波输出

谐波输出可按表二中所列公式计算。若选定的 Q_L 较小, 谐波抑制度不满足要求时, 可以插入阻抗变换的滤波器来抑

制谐波输出,使之满足规定的指标要求。

3.5-2 阻抗变换网络

在E类功率放大器中,具有阻抗变换的负载网络有多种

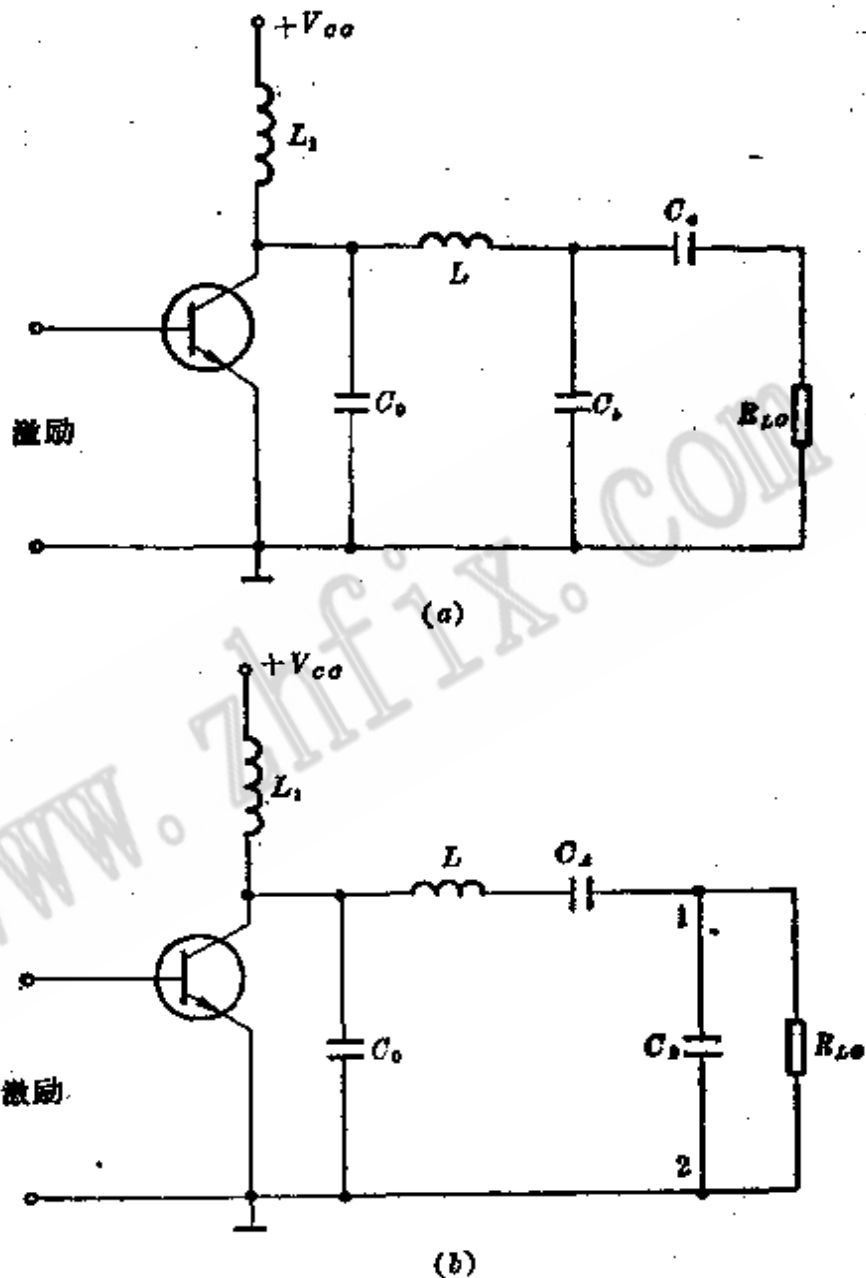


图 3-4 两种电容分压阻抗变换的放大器电路

形式。这里仅列举其中的两种比较简单的负载网络。

图 3-4 所示的是两种电容分压阻抗变换的负载网络，两种电路的阻抗变换原理基本相同。现以图 3-4(b) 所示的负载网络为例，对其阻抗变换原理进行分析。

假设 R_{L0} 为等效负载电阻， R_L 为前面设计计算所得到的负载电阻。并且 $R_{L0} = \frac{n}{m} R_L$ ， m 和 n 为比例系数。分析的任务是要确定电容 C_A 和 C_B 。

利用电路分析中串并联阻抗等效互换的原理，从 1, 2 点向右看，可将并联电路 $R_{L0} C_B$ 转换为串联电路 $R_L C'_B$ ，如图 3-5 所示。

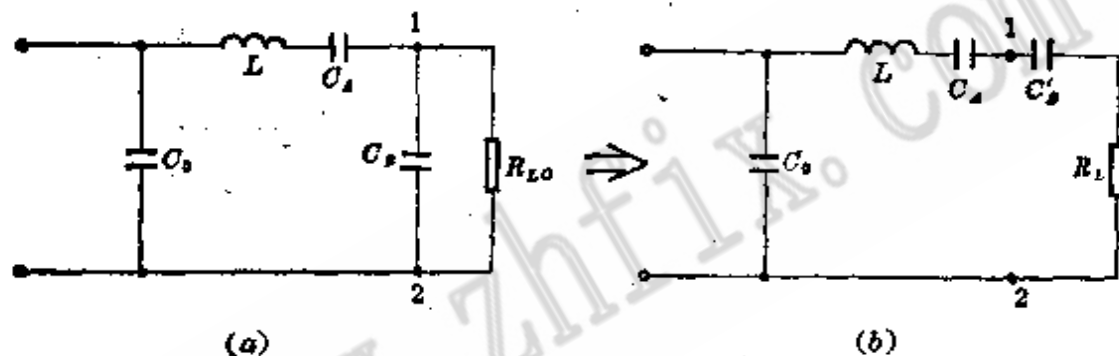


图 3-5 负载网络的等效变换

$$R_L = \frac{X_{C_B}^2}{R_{L0}^2 + X_{C_B}^2} R_{L0} \quad (3-62)$$

$$X'_{C_B} = \frac{R_{L0}^2}{R_{L0}^2 + X_{C_B}^2} \cdot X_{C_B} \quad (3-63)$$

式中

$$X_{C_B} = \frac{1}{\omega C_B}, \quad X'_{C_B} = \frac{1}{\omega C'_B}$$

欲使 $R_{L0} = \frac{n}{m} R_L$ ，则式(3-62)必须满足

$$\frac{X_{C_B}^2}{R_{L_O}^2 + X_{C_B}^2} = \frac{m}{n} \quad (3-64)$$

式(3-64)中, $\frac{m}{n}$ 为规定的阻抗变换比, R_{L_O} 为已知的等效负载电阻, 所以 X_{C_B} 应为

$$X_{C_B} = \frac{R_{L_O}}{\sqrt{\frac{n}{m} - 1}} \quad (3-65)$$

$$C_B = \frac{\sqrt{\frac{n}{m} - 1}}{\omega R_{L_O}} \quad (3-66)$$

将式(3-65)代入(3-63)可得

$$X'_{C_B} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{n}{m} - 1}} \cdot \sqrt{\frac{R_{L_O}}{\frac{n}{m} - 1}} \quad (3-67)$$

$$C'_B = \frac{1 + \frac{1}{\frac{n}{m} - 1}}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{\frac{n}{m} - 1}{R_{L_O}}} \quad (3-68)$$

前面电路设计中, 已经计算得到满足最佳响应的电容 C , 在图 3-5(b)中

$$C = \frac{C_A C'_B}{C_A + C'_B} \quad (3-69)$$

将已经得到的 C 和 C'_B 代入上式, 就可计算出 C_A 之值。

由上述分析过程可见, $\frac{n}{m}$ 必须大于 1, 即 $R_{L_O} > R_L$, 这也正是 E 类功率放大器为了得到较大的功率输出所要求的。

3.5-3 设计举例

设计一E类功率放大器。已知工作频率为1MHz, 输出功率5W, 等效负载电阻为50Ω, 电源电压为24V。

设计步骤

1 选管

可按开关速度, 集电极电压和电流幅度等参数要求选管。

$$v_{C_{max}} = 3.56V_{CC} = 3.56 \times 24 = 85.44V$$

与第二章2.4-3设计举例一样, 亦选用3DK10D晶体管, 其参数见表一中所列。由表一可知, 此管的 $BV_{CEO} \geq 80V$, 由于测试 BV_{CEO} 与 BV_{CEV} 的条件不同, $BV_{CEO} > BV_{CEV}$, 故晶体管3DK10D的耐压满足要求。

2 计算 r_L 和 R'_L

假设电感 L 的 $Q_0 = 250$, 选取 $Q_L = 10$

$$r_L = \frac{Q_L R_L}{Q_0 - Q_L} = \frac{10 \times 50}{250 - 10} = 2.08\Omega$$

$$R'_L = R_L + r_L = 50 + 2.08 = 52.08\Omega$$

验算输出功率, 取 $V_{CES} = 1V$ 。则

$$\begin{aligned} P_o &= 0.5768 \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{(R'_L)^2} \cdot R_L \\ &= 0.5768 \frac{(24 - 1)^2 \times 50}{52.08^2} = 5.63W \end{aligned}$$

满足设计要求且有富裕, 所以不必用阻抗变换网络。

3 计算 $\eta_c, \eta, P_{dc}, I_{dc}, i_{C_{max}}$

$$\begin{aligned} A &= \left(1 + \frac{0.82}{Q_L}\right) ft_f = \left(1 + \frac{0.82}{10}\right) \times 10^6 \times 80 \times 10^{-9} \\ &= 0.08646 \end{aligned}$$

$$\eta_c = \frac{1 - \frac{(2\pi A)^2}{6} - \frac{V_{CES}}{V_{CC}} \left[1 + A - \frac{(2\pi A)^2}{6} \right]}{1 - \frac{(2\pi A)^2}{12}}$$

$$= \frac{1 - 0.049186 - \frac{1}{24}(1 + 0.08646 - 0.049186)}{1 - 0.02459}$$

$$= 93.05\%$$

$$P'_o = 0.5768 \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{R'_L}$$

$$= 0.5768 \frac{(24 - 1)^2}{52.08} = 5.86\text{W}$$

$$P_{dc} = \frac{P'_o}{\eta_c} = \frac{5.86}{0.9305} = 6.3\text{W}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{5.63}{6.3} = 89.37\%$$

$$I_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{CC}} = \frac{6.3}{24} = 262.5\text{mA}$$

$$i_{cm_{max}} = 2.86I_{dc} = 2.86 \times 262.5 = 750.75\text{mA}$$

已知 3DK10D 的 $I_{CM} = 1.5\text{A} > 750.75\text{mA}$ 亦满足要求。

4. 计算负载网络参数

$$L = \frac{Q_L R_L}{2\pi f} = \frac{10 \times 52.08}{2\pi \times 10^6} = 82.89\mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f Q_L R'_L} \left[1 + \frac{1.110}{Q_L - 1.7879} \right]$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 10^6 \times 10 \times 52.08} \left[1 + \frac{1.110}{10 - 1.7879} \right]$$

$$= 346.90\text{pF}$$

可选取 330pF 电容与 2.2~34pF 微调电容并联应用。

$$\begin{aligned}
 C_0 &= \frac{0.1836}{2\pi f R'_L} \left[1 + \frac{0.81 Q_L}{Q_L^2 + 4} \right] \\
 &= \frac{0.1836}{2\pi \times 10^6 \times 52.08} \left[1 + \frac{0.81 \times 10}{10^2 + 4} \right] \\
 &= 604.77 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

考虑到晶体管的输出电容、布线电容以及保护二极管的电容等,可并联接入 470pF 电容与 2.2~34pF 微调电容。

计算高频扼流圈的电感 L_1 为

$$\begin{aligned}
 L_1 &\geq \frac{10}{(2\pi f)^2 C_0} = \frac{10}{(2\pi \times 10^6)^2 \times 604.77 \times 10^{-12}} \\
 &= 2.63 \text{ mH}
 \end{aligned}$$

5. 计算谐波抑制比

当 $Q_L = 10$ 时,由表二可得

$$\begin{aligned}
 \frac{I_2}{I_1} &= \frac{0.51}{Q_L} = \frac{0.51}{10} = 5.1\% \\
 \frac{I_3}{I_1} &= \frac{0.080}{Q_L} = \frac{0.080}{10} = 0.8\%
 \end{aligned}$$

继续查表二,可计算高次谐波的抑制比。

6. 画出所设计的 E 类功率放大器电路图

在电路图中,必须考虑必要的保护电路。E 类功率放大器实际电路图示于图 3-6。

保护电路说明。

在图 3-6 中,采取了以下的保护措施:(1)串接二极管 D_1 和 D_2 。主要是保护功率管的发射结,以防被过高的激励电压或阻尼不当所产生的负电压所击穿;(2)二极管 D_3 是防止负载网络的 Q_L 过高,即阻尼过小时产生的负电压击穿或烧坏

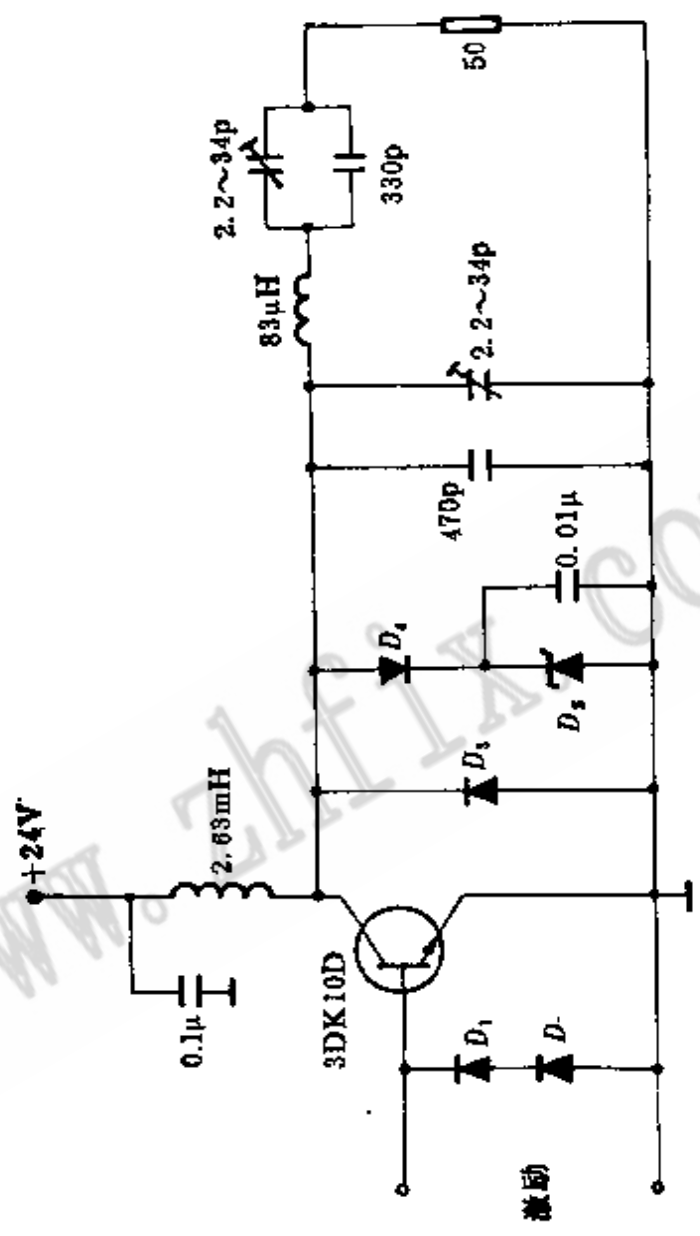


图 3-6 B类功率放大器的实际电路

功率管;(3) 二极管 D_1 和稳压管 D_2 是限制功率管的 $v_{c\max}$, 使在任何意外的情况下, $v_{c\max}$ 都不会超过功率管 3DK10D 的允许值。

3.5-4 E类功率放大器的调整

E类功率放大器的负载网络, 其组成元件虽少, 但要完成多种功能。从工作原理的分析可知, 在晶体管截止期内, 集电极电压 v_c 的波形主要是由负载网络的瞬变响应所决定。此外, 输出电压(或电流)波形的好坏也是与负载网络的关系极大。显然, 输出功率和效率等主要指标均与负载网络的参数密切相关。如果负载网络调整不好, 放大器的主要技术指标不可能达到设计要求。

与D类放大器一样, 晶体管集电极电压 v_c 的波形是E类功率放大器工作状况的明显标志。 v_c 波形好, 输出功率和效率就高; 反之, 如果 v_c 的波形不好, 不仅使损耗增大, 输出功率和效率显著下降, 而且还会出现许多不正常的现象, 甚至损坏晶体管和其它元件, 使E类工作失效。如何调整负载网络参数达到最佳E类波形, 现用下面图3-7所示的九种 v_c 波形加以说明。

图3-7绘出了高频一个周期中九种 v_c 的波形。①~⑥图中的虚线部分表示晶体管由“断”转换到“通”, v_c 达不到的部分, 是波形变化的趋向。⑦~⑨图中的虚线部分则表示由于二极管 D_3 (见图3-6) 的反向保护作用, v_c 所达不到的波形。

在九个波形图上方和左边括号内所写的是调整的措施。


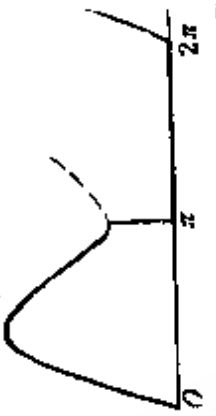
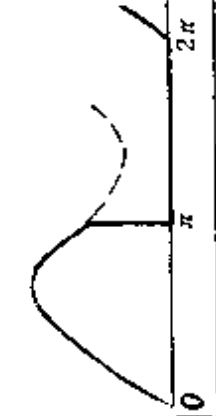
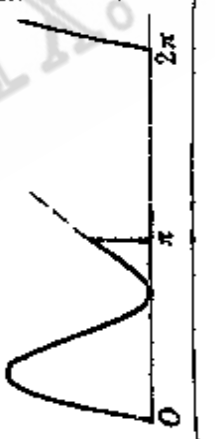
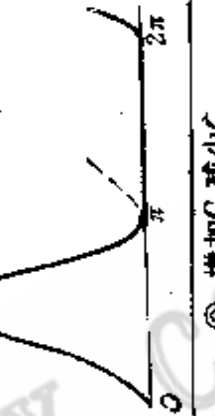

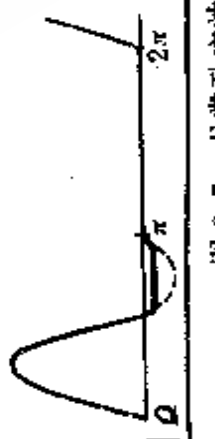

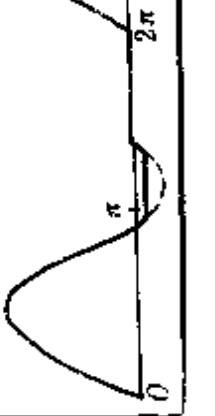
		v_c 在“断”与“通”瞬间的斜率		
$\frac{dv_c}{dt} = 0$ 时 v_c 与 V_{cbs} 的比较	正 (增加 C_0 或 C)	零 (保持 $C_0 + C$ 的和不变)	负 (减少 C_0 或 C)	
较大的正值 (减少 $\frac{C_0}{C}$)	① 增加 C 	② 减少 C_0 和增加 C 	③ 减少 C_0 	
相等 (保持 $\frac{C_0}{C}$ 不变)	④ 以同一比例增加 C_0 和 C 	⑤ 最佳 B 类波形 	⑥ 以同一比例减少 C_0 和 C 	
较大的负值 (增加 $\frac{C_0}{C}$)	⑦ 增加 C_0 	⑧ 增加 C_0 减少 C 	⑨ 减少 C 	

图 3-7 B 类功率放大器集电极电压波形的调整

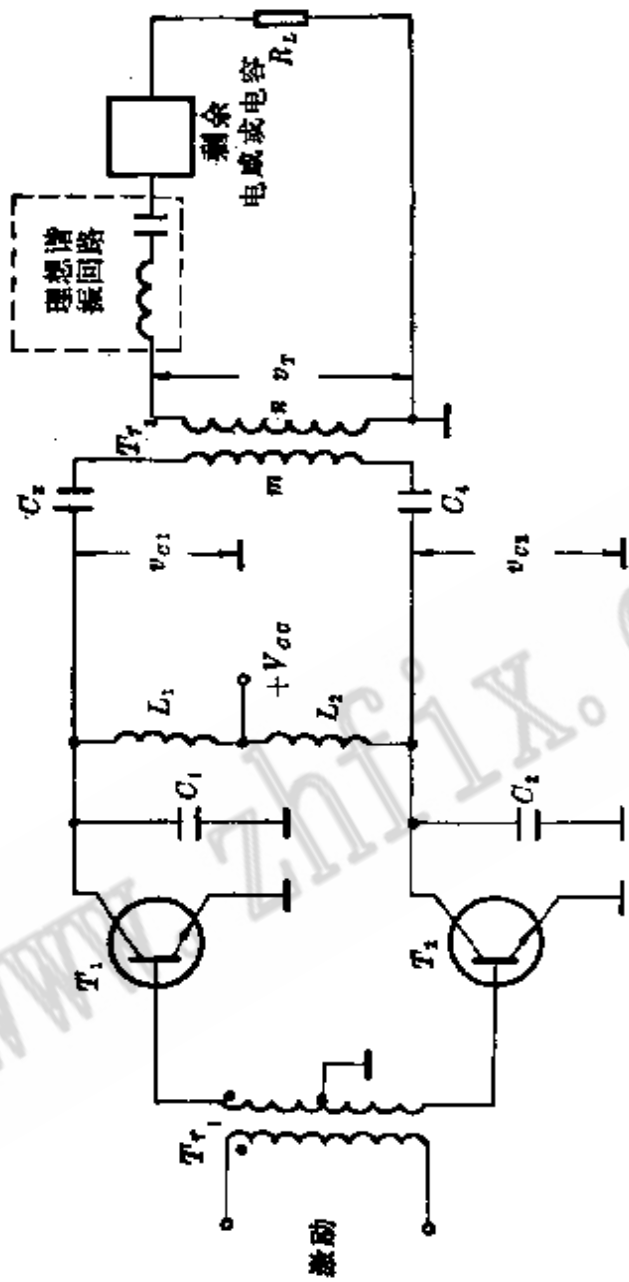


图 3-8 E 类推挽功率放大器
(a) 电路原理图

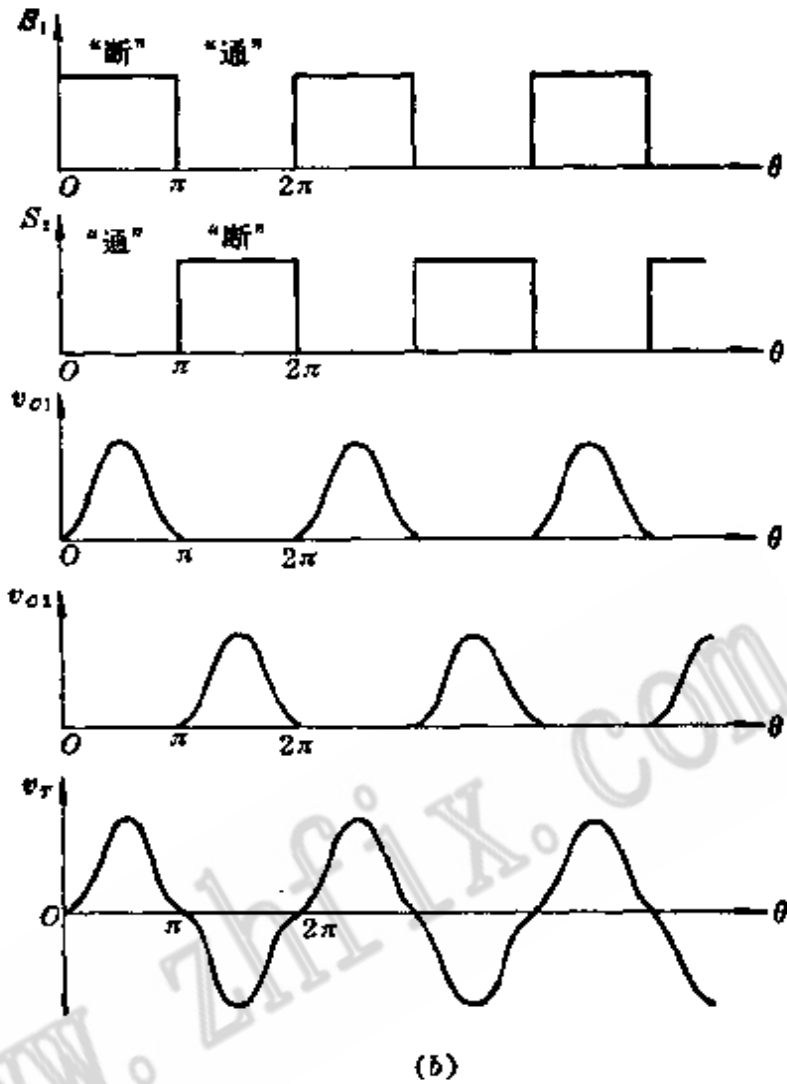


图 3-8 (续)(b) 电压波形

在每个波形图上所写的都是具体调整该波形的办法。正中央波形⑤就是最佳B类波形。下面举例说明，如何将其它不好的波形调整为波形⑤所示的最佳B类波形。

例 在示波器上出现了图①波形，应该如何调整？

调整的路线有两条：第一是先增加 C ，将波形①调整为波形④，然后再以同一比例增加 C_0 和 C ，就可以将波形④调

整为波形⑤。第二是减小 C_0 ，将波形①调整为波形②，然后再减小 C_0 和增加 C 并保持 $C_0 + C$ 的和不变，就可将波形②调整为波形⑤。

用类似的办法，可将其它任何一种不好的波形调整为最佳 E 类波形。

§ 3.6 其它 E 类电路形式

E 类功率放大器的电路形式很多，除了前面分析较为简单的电路外，本节将有选择的介绍两种。

3.6-1 E 类推挽功率放大器

E 类推挽功率放大器由两个单管 E 类放大器组合而成，可得到较大的功率输出，其电路如图 3-8(a) 所示。

它的激励电路与 D 类一样，激励信号使两管轮流导通与截止，处于开关工作状态。

与前面所述的单管 E 类比较，高频扼流圈 $L_1 = L_2$ ，并联电容 $C_1 = C_2$ ，变压器 Tr_2 次级所接的 LC 与单管 E 类一样，亦可等效为一理想谐振回路和剩余电感或电容串联， R_L 为负载电阻， C_3 和 C_4 为隔直流电容器，对高频信号可视为短路。

当一管导通时，变压器 Tr_2 初级一端的高频接地。另一端处于截止状态晶体管的集电极电压，则由负载网络的瞬变响应所决定。而当激励信号改变极性时，上述状态亦刚好相反。所以， v_{c1} 与 v_{c2} 的波形如图 3-8(b) 所示。经过变压器 Tr_2 耦合到次级，就可得到 v_T 的波形。

可以看出，输出基频电压 v_T 的幅度为 v_{c1} (或 v_{c2}) 电压幅度的两倍。从变压器 T_{r2} 初级绕组看进去，每个晶体管的阻抗为

$$Z_* = \frac{1}{2} \cdot \frac{m^2}{n^2} \cdot Z_0 \quad (3-70)$$

Z_0 为 T_{r2} 次级回路对基频呈现的阻抗。

由于推挽电路是由两个单管电路所组成，前面描述的单管 E 类功率放大器的计算公式，同样适用于推挽 E 类功率放大器的设计计算。

3.6-2 具有串联电感的并联调谐 E 类功率放大器

图 3-9(a) 所示为采用电感 L_1 (包括变压器 T_{r1} 的初级线圈在内) 为储能元件的并联调谐 E 类放大器。负载网络中， LC 等效为理想并联谐振电路 $L_0 C_0$ 和剩余电感或电容的并联， $G_L = \frac{1}{R_L}$ 为等效负载电导， C_1 为高频旁路电容器。

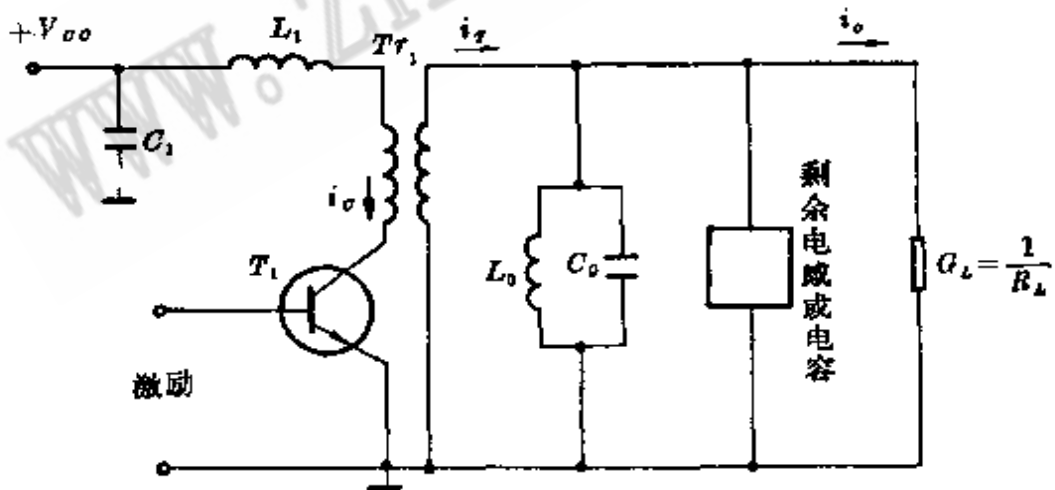
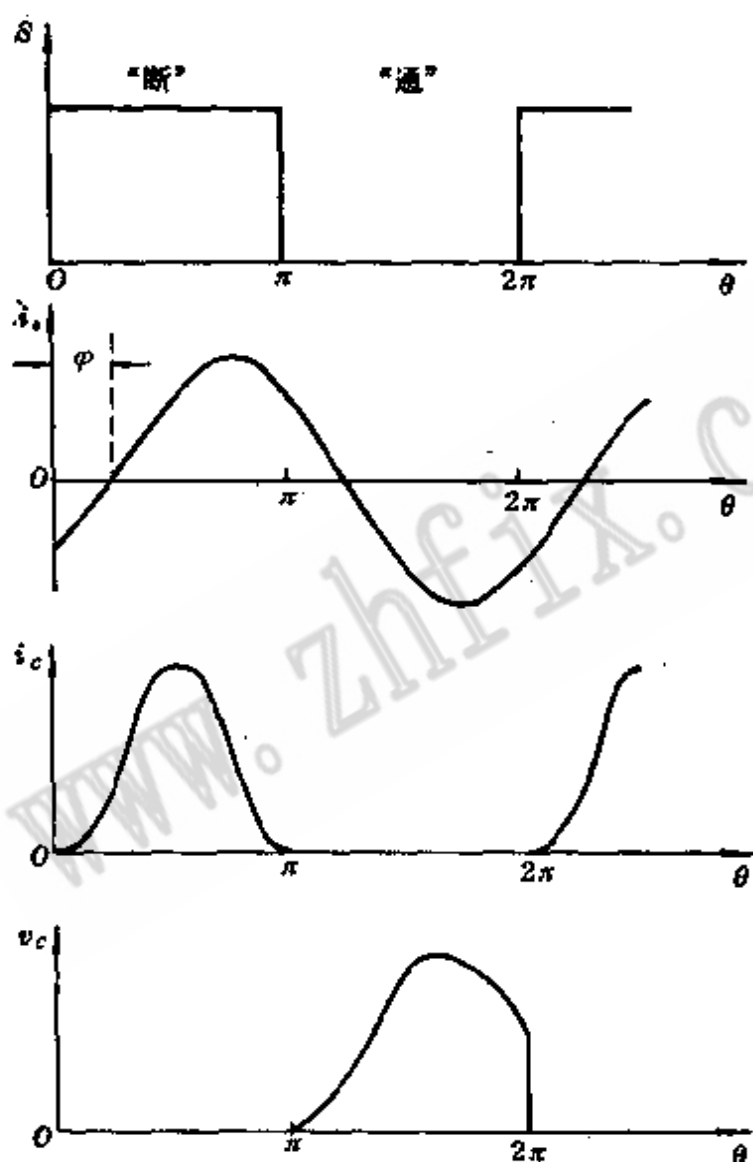


图 3-9 串联电感并联调谐 E 类放大器
(a) 电路原理图；

激励信号使晶体管呈开关工作状态。当晶体管截止时 $i_c = 0$ ；当晶体管由截止转换到饱和导通的瞬间，在储能电感上将产生大的感应电势，以阻止电感中电流（即 i_c ）的增加，通过变压器耦合，电感 L_1 与 $L_0 C_0 G_2$ 并联输出回路亦构成一个衰减的二阶系统，电流 i_c 的波形由这个衰减的二阶系统的瞬



(b)

(b) 电流电压波形

变响应所决定。

与前面所述的并联电容串联调谐 E 类放大器的 v_o 波形一样, 只要这个负载网络的 Q_L 选择适当, 阻尼正确, i_o 将不会摆到负值, 当晶体管由导通转换到截止的瞬间, i_o 亦刚好复零, 其最佳 E 类波形如图 3-9(b) 所示。

将图 3-9(b) 与图 3-1(b) 进行比较, 可以发现, 图 3-9(b) 的电流波形与图 3-1(b) 的电压波形是相同的。这种电流和电压的对偶关系, 对分析这类放大器的原理和设计计算十分有利。

仿照高频电路中串、并联谐振电路电流和电压, 导纳和阻抗等参数的对偶关系, 可列出本节所述的串联电感并联调谐电路和前面所述的并联电容串联调谐电路参数间的对偶关系, 如下表三所示。

表三 两种 E 类放大器的对偶关系

串联调谐/并联电容	并联调谐/串联电感
$B = \omega C_o$	$X = \omega L_1$
$X = \omega L$	$B = \omega C$
R_L	G_L
φ	φ
$\psi = \text{tg}^{-1} \left(\frac{X}{R_L} \right)$	$\psi = \text{tg}^{-1} \left(\frac{B}{G_L} \right)$
$v_o(\theta)$	$i_o(\theta)$
$i_s(\theta)$	$v_o(\theta)$
V_{oo}	I_{do}
I_{do}	V_{oo}
V_o	I_o
I_o	V_o
R_{do}	G_{do}

根据表二中所列参数的对偶关系，可以十分方便的将前面分析的并联电容串联调谐 B 类功率放大器中的计算公式，推广运用到本节所述的 B 类放大器中来。

www.zhfix.com

参 考 文 献

- [1] 冯秉铨编著,《无线电广播发送设备近年来的某些发展》,第一、十一章,科学出版社,1978年。
- [2] 张肃文主编,《高频电子线路》,上册第二分册,第五章,人民教育出版社,1979年。
- [3] H. L. Krauss and C. W. Bostian F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, Chapter 14, John Wiley & Sons Inc., 1980.
- [4] 陈星弼等编,《晶体管原理》,国防工业出版社,1981年。
- [5] N. O. Sokal, "User Manual Class E RF Power Amplifier Demonstrator Model", *Design Automation INC*, E10-3, 1980.
- [6] W. J. Chudobiak and D. F. Page, "Frequency and Power Limitations of Class D Transistor Amplifiers", *IEEE Journ. of Solid State Circuits*, SC-4, 25-27, Feb. 1969.
- [7] M. R. Osborne, "Design of Tuned Transistor Power Amplifiers", *Electronic Engineering (Australia)*, Vol. 40, pp. 436-443, Aug. 1968.
- [8] 高效率线性单边带功率放大器(总结报告),《通讯装备》,1978年第2、4期。
- [9] D. F. Page, W. D. Hindson and W. J. Chudobiak, "On Solid-state Class-D Systems", *Proc. IEEE (Corresp)*, Vol. 53, pp. 423-424, Apr. 1965.
- [10] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E~A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", *IEEE Journ. of Solid State Circuits* SC-10 (3), pp. 168-176, June 1975.
中译文载于《国外电子技术》,1976年第7期, pp. 43-49。

- [11] 史世平編, 开关模式调谐功率放大器, 《电子科学技术》1979 年第 6 期, pp. 26.
- [12] F. H. Raab, "Idealized Operation of The Class E Tuned Power Amplifier", *IEEE Trans. Circuits and Systems*, Vol. CAS-24, NO. 12, pp. 725-735, Dec., 1977.
- [13] N. O. Sokal and F. H. Raab, "Harmonic Output of Class E RF Power Amplifiers and Load Coupling Network Design", *IEEE J. Solid State Circuits*, Vol. SC-12, No. 1, pp. 86-88, Feb., 1977.
- [14] F. H. Raab and N. O. Sokal, "Transistor Power Losses in The Class E Tuned Power Amplifier", *IEEE J. Solid State Circuits*, Vol. SC-13, NO. 6, pp. 912-914, Dec., 1978.
- [15] F. H. Raab, "Effects of Circuit Variations On The Class E Tuned Power Amplifier", *IEEE J. Solid State Circuits*, Vol. SC-13, pp. 239-247, Apr., 1978.