



# 【第4章 音频变压器】

## 4.1 音频变压器的工作原理

电源变压器是在一个固定频率上工作的,如50Hz、60Hz或400Hz等。而音频变压器工作在一个较宽的频带上,如20~20 000Hz的音频范围内。变压器的漏电感 $L_s$ 和分布电容 $C_0$ ,在电源变压器中是可以忽略不计的,而在音频变压器中,尤其在高频端则成为决定其电气指标的主要因素。因而在对线圈进行结构设计时,需要采取一定的措施来减小漏感和分布电容。

音频变压器是音频放大器中的一个组成部分,所以在进行音频变压器设计时,既要确定变压器的各项主要参数,还要研究放大器和音频变压器之间的相互关系。

按照变压器在放大器电路中的部位与作用,可分为输入变压器、级间变压器、输出变压器和线间变压器等,在特殊场合中使用的尚有匹配变压器、调幅变压器和超声波变压器等。

### 4.1.1 各种音频变压器的作用

#### 1. 输入变压器

从话筒到音响设备之间的变压器,一般都装在话筒内,也称话筒变压器。主要起阻抗匹配作用。由于它传输的功率极小,所以要用高导磁铁镍合金铁心片做成的小型变压器,以提高灵敏度。

从音频线路输入到扩音机或音响控制设备,也需要一个音频变压器,起阻抗匹配及隔离作用。它需要有良好的电屏蔽和磁屏蔽,这类变压器也称输入变压器。

#### 2. 级间变压器

在放大器中,级与级之间的变压器,如耦合变压器、匹配变压器、推动变压器和倒相变压器等。其作用是变换音频信号电压,使前后级放大器达到阻抗匹配。也能将前级单端放大电路经变压器倒相后以匹配下一级的推挽输入电路。级间变压器相对于输出变压器而言,有时也称它为输入变压器。

#### 3. 输出变压器

接在扩音机的功率放大级与扬声器之间进行阻抗变换,并能输出较大功率的音频变压器,它有单端输出、推挽输出和高传真度输出变压器等。其初级绕组与电子管屏极或晶体管集电极的负载阻抗相匹配,次级绕组有多挡阻抗输出,大功率的输出变压器次级通常为120V及240V作串并联连接。

#### 4. 线间变压器

有线广播设备或大功率扩音机,一般都带有数量较多的扬声器,扬声器与扩音机之间的距离较远,输送线相当长,为减少输送线路上的功率损耗,通常扩音机阻抗输出120V或240V广播网的输送线上,到了用户端,再用降压变压器将音频电压降低到扬声器音圈所需

的数值。这种变压器称为线间变压器或输送变压器。

### 5. 匹配变压器

在广播、电视系统中,将两段阻抗不同的传输电缆,通过宽频带匹配变压器的阻抗变换,使不同阻抗的传输电缆达到阻抗匹配。

### 6. 调幅变压器

在广播发射机中,音频输出变压器的次级绕组串联在高频等幅振荡回路中,以调制高频振荡的幅度,使音频信号载波在高频波上,这种音频输出变压器称为调幅变压器。

#### 4.1.2 工作频率范围

音频变压器的工作频率范围由所配套的整机决定,常见整机的频率范围如表4-1所示。

表4-1 常见整机工作频带

整机名称	音频范围/Hz	
	接收调幅波	接收调频波
特级收音机	60~6 500	60~12 000
一级收音机	80~4 000	80~10 000
二级收音机	100~4 000	100~7 000
三级收音机	150~3 500	150~5 000
普及型收音机	200~3 000	200~4 000
录音机	80~8 000	
高保真度扩音机	20~20 000	
农村有线广播	甲级	20~20 000
	乙级	40~16 000
	丙级	80~8 000
	甲级	40~16 000
	乙级	80~8 000
	丙级	160~5 000
线间变压器	甲级	63~12 500
	乙级	100~8 000

#### 4.1.3 音频变压器等效电路

众所周知,音频变压器的主要作用是将某一量值的阻抗变为另一量值,使两个电路之间达到阻抗匹配,或使放大器获得最佳负载阻抗。利用变压器所得到的阻抗,与一个具体的电阻不同,它包含了变压器自身参数(自感、漏感、分布电容、铜阻)在内的一个网络,其电抗成分会

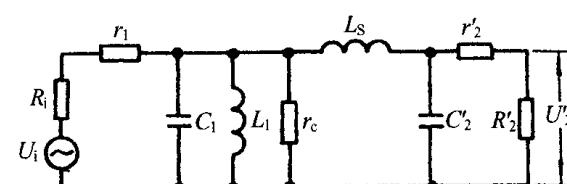


图4-1 音频变压器等效电路

随着频率的变化而变化。在不同频率下的各种电路中,变压器可等效成为一个具体的网络,称之为等效电路。图4-1为音频变压器等效电路,它与电源变压器等效电路的区别,只是



补充了电源内阻  $R_i$ , 把初次级漏感合并在一起用  $L_s$  表示, 定义为初次级总漏感。

- 图中  $r_1$ ——初级铜阻( $\Omega$ );  
 $r'_2$ ——换算到初级的次级铜阻( $\Omega$ );  
 $C_1$ ——初级分布电容(pF);  
 $C'_2$ ——换算到初级的次级分布电容(pF);  
 $L_1$ ——初级自感量(H);  
 $L_s$ ——次级短路, 初级端测得的漏感(H);  
 $R_i$ ——电子管或晶体管内阻( $\Omega$ );  
 $R'_2$ ——换算到初级的次级负载电阻( $\Omega$ );  
 $r_c$ ——铁损分量等效电阻( $\Omega$ );  
 $U_i$ ——信号源电压(V);  
 $U'_2$ ——换算到初级的次级电压(V)。

图 4-1 基本上反映了音频变压器的各个参数。但直接用来进行工程计算是有一定困难的, 也是不符合实际的, 需要区别不同情况加以简化。通常将工作频带分成中频、低频和高频三个频段, 把信号源内阻  $R_i$  与负载电阻  $R'_2$  分为高阻与低阻, 在各个频段上, 将  $L_1$ 、 $L_s$ 、 $C_1$ 、 $C'_2$  所呈现的阻抗与  $R_i$ 、 $R'_2$  进行比较, 在串联参数中, 忽略远小于  $R_i$ 、 $R'_2$  的串联参数; 在并联参数中, 忽略远大于  $R_i$ 、 $R'_2$  的参数, 由此得到中频、低频、高频三个频段, 高阻电路与低阻电路两类情况的简化等效电路, 如表 4-2 所示。

表 4-2 音频变压器简化等效电路

频段	代号	等 效 电 路	应 用 实 例
中频段	I		一般音频变压器
低频段	II		一般音频变压器
	III		并馈的输出变压器
高频段	IV		一般晶体管电路音频变压器(低指标、电阻负载), 初、次级均接低阻的音频变压器, 线间变压器、用户变压器
	V		升压比较高的输入变压器, 级间变压器(初级为三极电子管, 次级高阻)
	VI		四极、五极管(电子管)输出变压器, 初级并有电容的晶体管电路音频变压器

续表

段	代号	等效电路	应用实例
高频频段	VII		扬声器用输出变压器
	VIII		用高频π网络的调幅变压器； 级间变压器（电子管电路初级接四极、五极管，次级接高阻）

由表4-2中可见：

①中频段，在等效电路I中，只有与频率无关的电阻成分，输出电压  $U'_2$  与输入电压  $U_i$  的关系仅是简单的电阻分压关系。

②低频段，在等效电路II与III中， $L_1$  感抗会随着频率的下降而下降， $L_1$  的大小直接影响着电压  $U'_2$  的大小，因而  $L_1$  是决定变压器低频特性的重要参数。

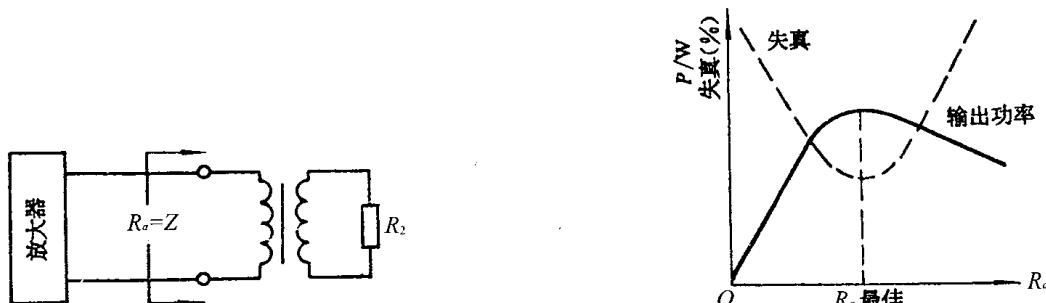
③高频段，当  $R_i, R'_2$  均为低阻时， $C_1, C'_2$  可忽略，得等效电路IV与VII。随着频率升高，漏抗增大，使输出电压  $U'_2$  下降，因此漏感  $L_s$  大小直接影响着变压器的高频特性。当  $R_i$  为低阻时， $C_1$  不能忽略，得等效电路VI；当  $R'_2$  为高阻时， $C'_2$  不能忽略，得等效电路V；当  $R_i, R'_2$  为高阻时， $C_1, C'_2$  都不能忽略，得等效电路VIII。在这些电路中， $C_1, L_s$  组成并联谐振电路， $L_s$  组成串联谐振电路，在谐振点附近，输出电压会有剧烈的起伏，因此，回路的谐振特性影响着变压器的高频特性。

#### 4 变压器初级输入阻抗

若变压器次级接负载阻抗  $R_2$ ，经变压器初次级阻抗变换后，从初级端看，呈现在初级两个子之间的阻抗为  $Z$ ，称  $Z$  为变压器初级输入阻抗。对放大器而言，变压器的初级输入阻抗就是放大器的负载阻抗  $R_a$ ，即  $R_a = Z$ ，如图4-2所示。

#### 5 放大器最佳负载阻抗

对每一个放大器，都存在着一个最佳负载。在最佳负载时，放大器的输出功率最大，电波形失真最小。若偏离最佳负载，则输出功率减小，波形失真增大，如图4-3所示。



4-2 变压器初级输入阻抗  $Z$  与放大器负载阻抗  $R_a$

图4-3 放大器负载与输出功率波形失真的关系

图4-4从负载线角度来反映放大器负载与波形失真的关系。负载线1为  $R_a$  最佳时负载线，正负半周特性对称，失真小；2为  $R_a$  变大后的负载线，当信号电压达到  $E_{c2}$  时，输出电压现平顶，信号电压再增至  $E_{c1}$  时，波形失真严重；3为  $R_a$  变小时负载线，其下端进入特性曲线非线性区，使波形失真增大。

当负载电纯电阻变为复数阻抗时,负载线为椭圆形,如图 4-5 所示,在椭圆形的下端 B 点附近,因电流截止而产生波形失真。

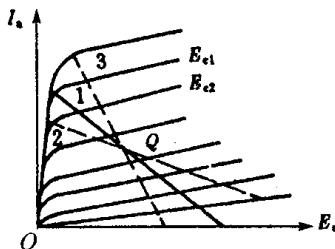


图 4-4  $R_a$  最佳时与偏离时负载线

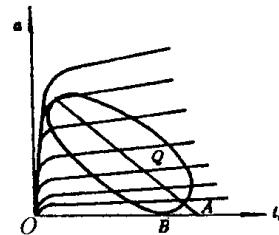


图 4-5 复数阻抗时椭圆负载线

由以上分析,希望变压器的输入阻抗  $Z$  恒等于最佳负载  $R_a$ , 偏离会加大波形失真。为使放大器不引起过大的波形失真, 负载阻抗的变化范围要加以限制, 通常控制在 10% ~ 30% 范围内。

#### 4.1.6 输入阻抗频率特性

由于变压器等效电路中存在电抗成分, 引起输入阻抗  $Z$  随着频率而变化。输入阻抗的相对变化量  $\frac{|Z|}{R'_1}$  与频率的关系曲线称为输入阻抗频率特性。图 4-6 是  $R_i$ 、 $R'_2$  均为低阻的等效电路中, 无谐振回路时变压器的输入阻抗频率特性曲线。

由图 4-6 可见, 在低频段, 当  $f$  下降时, 输入阻抗下降, 但  $L_1$  大的比  $L_1$  小的下降慢; 在高频段, 当  $f$  上升时, 输入阻抗上升, 但  $L_s$  小的比  $L_s$  大的上升慢。为控制放大器波形失真, 变压器需从输入阻抗允许变化量的角度来求解自感量  $L_1$  与漏感量  $L_s$ 。

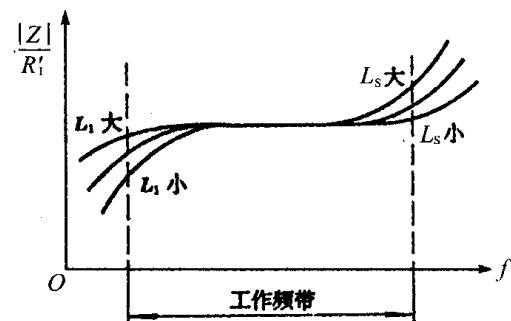


图 4-6 非谐振变压器输入阻抗频率特性

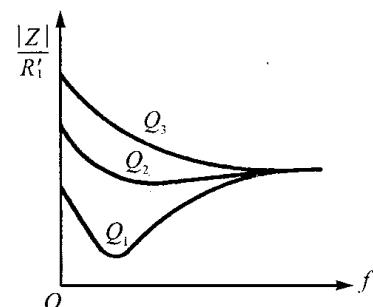


图 4-7 等效电路III输入阻抗频率特性

在等效电路 III 与 V 中,  $C_1$  与  $L_1$ 、 $L_s$  与  $C'_2$  构成串联谐振回路, 在谐振频率  $f_0$  附近, 输入阻抗会出现谷点, 其起伏程度与回路的  $Q$  值有关, 如图 4-7 及图 4-8 所示。

在等效电路 VI 中,  $C_1$  与  $L_s$  构成并联谐振回路, 在谐振频率  $f_0$  附近, 输入阻抗会出现峰点, 其起伏程度与回路的  $Q$  值相关, 如图 4-9 所示。

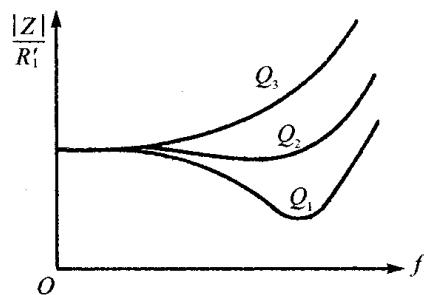


图 4-8 等效电路 V 输入阻抗频率特性

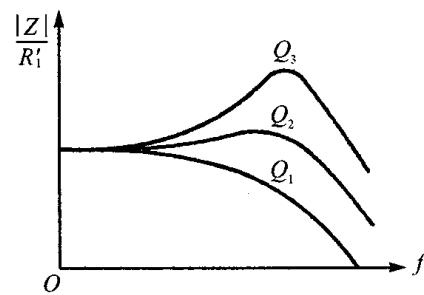


图 4-9 等效电路 VI 输入阻抗频率特性

在等效电路Ⅲ中,  $C_1$  与  $L_s$  构成并联谐振回路,  $L_s$  与  $C'_2$  构成串联谐振回路, 其输入阻抗会因串联谐振而出现谷点, 又因并联谐振而出现峰点, 其起伏程度不仅与  $Q$  值相关, 而且也与  $C_1$ 、 $C'_2$  的比值相关。

对于等效电路中有谐振回路的变压器, 为控制输入阻抗变化范围, 需要选择使输入阻抗平坦的  $Q$  值, 由  $Q$  值来求解出  $L_1$ 、 $L_s$ 、 $C_1$ 、 $C'_2$  的数值。

这里需指出一点, 变压器等效电路中所说的  $Q$  值, 不论串联谐振回路还是并联谐振回路, 其含义为回路感抗或容抗与回路电阻之比, 与通常所说的回路品质因数既有联系又有区别。在串联谐振状况, 两者一致, 在并联谐振状况时, 正好是倒数关系。

#### 4.1.7 频率幅度特性

变压器所在级的放大器, 输入信号的幅度固定, 改变信号频率, 得到各种不同频率状态下变压器输出电压与中频(1 000Hz)输出电压之比, 称为音频变压器的频率幅度特性, 又称频率响应或频率失真。为了表示相对关系, 常用相对放大系数  $Y$  或失真系数  $M$  来表示。

$$Y = \frac{1}{M} = \frac{K}{K_0} \quad (4-1)$$

式中  $Y$ —相对放大系数;

$M$ —频率失真系数;

$K$ —某频率时的放大系数;

$K_0$ —中频时的放大系数。

频率失真系数  $M$  常用分贝来表示, 而在工程计算时需化成相对倍数, 其换算关系如式(4-2)所示。

$$M(\text{倍数}) = 10^{\frac{dB}{20}} \quad (4-2)$$

对于等效电路中无谐振回路的变压器, 其频率响应曲线如图 4-10 所示。

由图 4-10 可见, 在中频率, 变压器输出电压比较平稳, 基本上不随频率而变化; 在低频段, 随着频率下降, 输出电压也下降, 但  $L_1$  大的比  $L_1$  小的下降慢; 在高频段, 随着频率升高, 输出电压下降, 但  $L_s$  小的比  $L_s$  大的下降慢。因此,  $L_1$  决定着低频响应,  $L_s$  则决定高频响应。为此, 从频率响应的角度也要确定一次  $L_1$  与  $L_s$ , 并与控制输入阻抗变化求出的  $L_1$  与  $L_s$  进行比较,  $L_1$  取其中大的,  $L_s$  取其中小的, 依此作为结构计算的依据。

对于等效电路中有谐振回路的变压器, 无论是串联谐振还是并联谐振, 在谐振频率  $f_0$  附近, 输出电压都有可能发生峰点, 其起伏程度与  $Q$  值相关, 如图 4-11、图 4-12 所示。

为使频率幅度特性满足技术要求, 同样也要选择使频率响应曲线平坦的  $Q$  值, 由  $Q$  值求解  $L_1$ 、 $L_s$ 、 $C_1$ 、 $C'_2$ 。有时, 从输入阻抗角度选出的  $Q$  值与从频率特性选出的  $Q$  值不尽一致, 此时, 需选择兼顾两者的  $Q$  值。

#### 4.1.8 磁化电流引起的输出电压波形失真

对于信号电压  $U_i$  较高的变压器, 由于磁感应强度  $B$  与频率  $f$  成反比关系, 在低频端, 铁心中的  $B$  值有可能工作到  $B-H$  曲线的饱和区, 此时, 磁化电流  $i_\phi$  的波形呈现尖顶波,

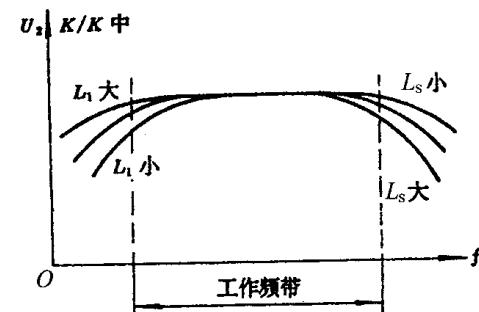


图 4-10 音频变压器频率响应曲线

如图 4-13 所示。 $i_\Phi$  在  $R_i$ 、 $r_1$  上压降波形与  $i_\Phi$  一样是一个非正弦波，导致初级感应电动势  $e_1$  波形畸变，输出电压的波形也随之失真。

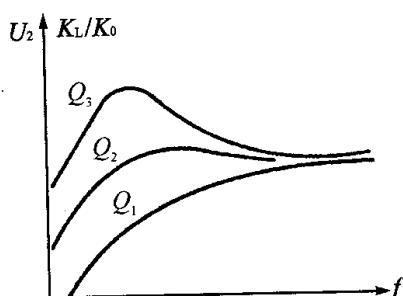


图 4-11 等效电路III低频响应曲线

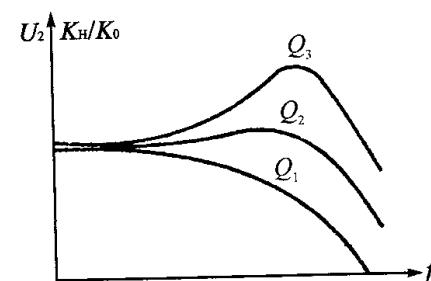


图 4-12 等效电路V、VI高频响应曲线

$$e_1 = U_i - i_\Phi (R_i + r_1) \quad (4-3)$$

当铁心中有直流磁化时，磁化电流波形畸变程度会加剧，为了降低波形失真，常常在铁心的磁路中垫以空气隙。垫入空气隙后，一方面降低铁心部分的直流磁化的磁场强度；另一方面，磁化曲线的弯曲程度大为改善，线性度提高，使  $i_\Phi$  趋近于正弦波，因而能降低输出电压的波形失真。

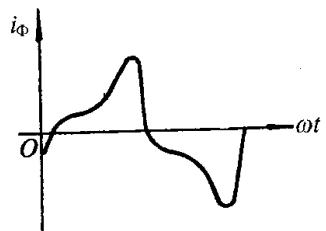


图 4-13 磁化电流波形

#### 4.1.9 动态范围

音乐和语言的信号幅度与响度是在瞬息变化的，最小响度与最大响度之间的变化范围称为动态范围  $\Delta D_t$ ，图 4-14 是统计得到的响度曲线。对于音频变压器来说，响度与信号幅度的变化意味着铁心中的磁感应强度和磁导率在变化，因而初级自感量也将随着信号幅度的变化而变化。

由前面的分析可知，变压器自感量大小将影响输入阻抗、波形失真及频率响应指标。当信号幅度大时，则引起波形失真可能性就大；当信号幅度小时，则铁心磁导率变小，自感量  $L_1$  减小，将影响频率响应特性。因此，音频变压器在计算初级自感量时，要考虑动态范围。相应于最大响度时的  $L_{1\max}$  要满足输入阻抗、波形失真指标；相应于最小响度时的  $L_{1\min}$  要满足频率响应指标。某一频率

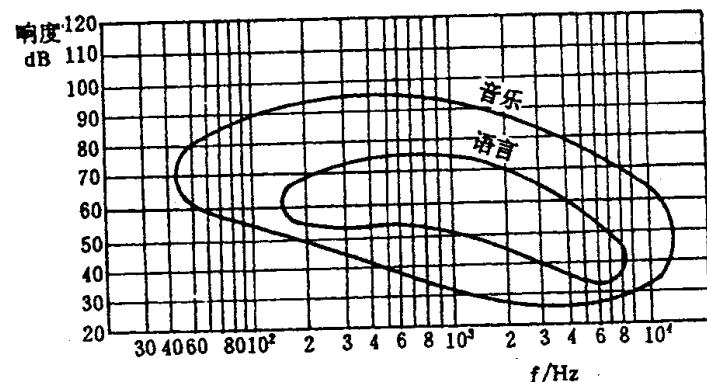


图 4-14 音乐、语言响度动态范围

时最大与最小响度的分贝数之差若为 40dB，即动态范围  $\Delta D_t = 40$  dB，则表明相应的信号幅度变化为 100 倍。在核算变压器自感量时，根据工作频率查图 4-14 曲线求出响度的动态范围，由此确定信号变化倍数、铁心中磁感应强度变化范围，由最大与最小  $B$  值分别查出相应的磁导率，求出最大和最小自感量  $L_{1\max}$ 、 $L_{1\min}$ ；由  $L_{1\max}$  核算输入阻抗、波形失真，由  $L_{1\min}$  核算频率响应特性。



## 4.2 音频变压器设计技术条件

用户按表 4-3 所列项目详细提供音频变压器所在级电路的工作条件与技术指标要求，变压器设计人员根据用户所提要求进行设计，表 4-3 中的符号， $\Delta$  表示必须给出的要求， $\circ$  表示需要时才给出的要求。

表 4-3 音频变压器设计技术条件

	技术参数		输入变压器	输出变压器	线间变压器	级间变压器	
阻抗	信号源内阻 $R_i$		$\Delta$		$\Delta$		
	初级输入阻抗 $R_a$ 及允许变化范围		$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	
	次级负载阻抗 $R_2$	$\Delta$	两种任选一种	$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	
	匝数比	$\Delta$				$\Delta$	
工作条件	动态范围		$\circ$	$\circ$	$\circ$	$\circ$	
	输入电平		$\Delta$		$\Delta$	$\Delta$	
	输出功率 $P_2$			$\Delta$	$\Delta$		
工作情况	1. 各极直流电压 直流电流 2. 工作于甲类、甲乙类、乙类		电子管、晶体管输入 电容、安装、引线电容	$\Delta$		$\Delta$	
	电路图		$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	
	工作环境条件		$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	
技术指标	其他特殊要求		$\circ$	$\circ$	$\circ$	$\circ$	
	频率特性		$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	
	失真度	低端	直流电流 不平衡度		$\circ$		
			失真度		$\circ$	$\Delta$	
	高端			$\circ$		$\circ$	
	屏蔽		磁屏蔽	$\circ$	$\circ$	$\circ$	
	静电屏蔽			$\circ$	$\circ$	$\circ$	
	效率 $\eta$		$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	$\Delta$	

## 4.3 音频变压器计算

### 4.3.1 电气计算

#### 1. 确定等效电路

根据用户提出的技术条件，参考表 4-2，确定等效电路。

#### 2. 计算匝数比

一般变压器

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_a}} \quad (4-4)$$

推挽变压器



$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_{aa}}} \quad (4-5)$$

输入变压器

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{C'_2}{C_2}} \quad (4-6)$$

式中  $N_1$ ——初级匝数，推挽变压器初级两臂总匝数；

$N_2$ ——次级匝数；

$R_a$ ——单端放大器负载阻抗 ( $\Omega$ )

$$R_a = r_1 + r'_2 + R'_2$$

$R_{aa}$ ——推挽放大器一臂至另一臂负载阻抗 ( $\Omega$ )

$$R_{aa} = r_1 + r'_2 + R'_2$$

$C_2$ 、 $C'_2$ ——次级分布电容 (pF) 和换算到初级的次级分布电容 (pF)；

$\eta$ ——音频变压器效率， $\eta = \frac{R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2}$ ，当整机未给出效率要求时，参照图 4-15 确定。

### 3. 计算铜阻

(1) 甲类放大器用变压器

$$r_1 = r'_2 = 0.5R_a (1 - \eta) \quad (4-7)$$

$$r_2 = r'_2 \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (4-8)$$

式中  $r_1$ ——初级铜阻 ( $\Omega$ )；

$r_2$ ——次级铜阻 ( $\Omega$ )。

(2) 乙类放大器用变压器

按热效应选线时：初级两臂总铜阻为

$$r_1 = 0.414R_{aa} (1 - \eta) \quad (4-9)$$

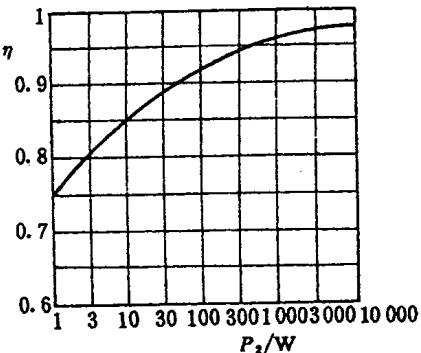


图 4-15 音频变压器效率曲线

次级总铜阻 ( $\Omega$ )

$$r'_2 = 0.586R_{aa} (1 - \eta) \quad (4-10)$$

$$r_2 = r'_2 \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

对于小功率晶体管放大电路，虽用乙类放大，但因电流很小而不考虑其发热情况时，铜阻计算仍可按“甲类放大器用变压器”公式计算。

### 4. 计算初次级回路电阻、等效电阻

(1) 甲类单边放大电路用变压器

初级回路电阻  $R_I = R_i + r_1$

次级回路电阻  $R_{II} = R_2 + r_2$

$$R'_{II} = R_a - r_1$$

$$\text{等效电源电阻 } R_e = \frac{R_I R'_{II}}{R_I + R'_{II}}$$



$$\text{电阻比 } a = \frac{R'_{\text{II}}}{R_{\text{I}}}$$

### (2) 甲类推挽电路用变压器

初级回路电阻  $R_{\text{I}} = 2R_i$  (每臂)  $+ r_1$

次级回路电阻  $R_{\text{II}} = R_2 + r_2$

$$R'_{\text{II}} = R'_2 + r'_2 = R_{\text{aa}} - r_1$$

$$\text{等效电源电阻 } R_e = \frac{R_{\text{I}} R'_{\text{II}}}{R_{\text{I}} + R'_{\text{II}}}$$

$$\text{电阻比 } a = \frac{R'_{\text{II}}}{R_{\text{I}}}$$

### (3) 乙类推挽放大电路用变压器

初级回路电阻  $R_{\text{I}} = 4R_i$  (每臂)  $+ r_1$

次级回路电阻  $R_{\text{II}} = R_2 + r_2$

$$R'_{\text{II}} = R'_2 + r'_2 = R_{\text{aa}} - r_1$$

$$\text{等效电源电阻 } R_e = \frac{R_{\text{I}} R'_{\text{II}}}{R_{\text{I}} + R'_{\text{II}}}$$

$$\text{电阻比 } a = \frac{R'_{\text{II}}}{R_{\text{I}}}$$

## 5. 计算初次级电压、感应电动势

### (1) 已知输入电平的分贝数时

$$\text{初级电压 } U_1 = 0.775 \times 10^{\frac{dB}{20}}$$

式中 dB——输入电平的分贝数；

$U_1$ ——初级电压 (V)。

$$\text{次级电压 } U_2 = U_1 \cdot \eta \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

$$\text{初级电动势 } E_1 = 0.5 (1 + \eta) U_1$$

### (2) 已知输出功率时

$$\text{次级电压 } U_2 = \sqrt{P_2 R_2}$$

式中  $U_2$ ——次级电压 (V)；

$P_2$ ——输出功率 (W)；

$R_2$ ——负载电阻 ( $\Omega$ )。

$$\text{初级电压 } U_1 = \frac{U_2}{\eta} \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

$$\text{初级电动势 } E_1 = 0.5 (1 + \eta) U_1$$

## 6. 根据低频等效电路计算自感 $L_1$

以等效电路 II 为例进行计算。

### (1) 按输入阻抗允许变化量 $\frac{|Z|}{R'_{\text{II}}}$

查图 4-16，取  $\lambda$  值，则



$$L_1 = \frac{R'_{\text{II}}}{2\pi f_L \cdot \lambda} \quad (4-11)$$

式中  $f_L$  ——最低工作频率 (Hz)；

$L_1$  ——初级自感 (H)；

$R'_{\text{II}}$  ——反射到初级的次级回路电阻 ( $\Omega$ )。

当输入阻抗变化量为 30% 时, 由  $\frac{|Z|}{R'_{\text{II}}} = 0.7$  查图 4-16, 得  $\lambda = 1$ , 故

$$L_1 = \frac{R'_{\text{II}}}{2\pi f_L} \quad (4-12)$$

(2) 按频率响应要求计算

查图 4-17 得  $\xi$  值, 则

$$L_1 = \frac{R_e}{2\pi f_L} \cdot \xi \quad (4-13)$$

式中  $L_1$  ——初级自感 (H)；

$R_e$  ——等效电源电阻 ( $\Omega$ )。

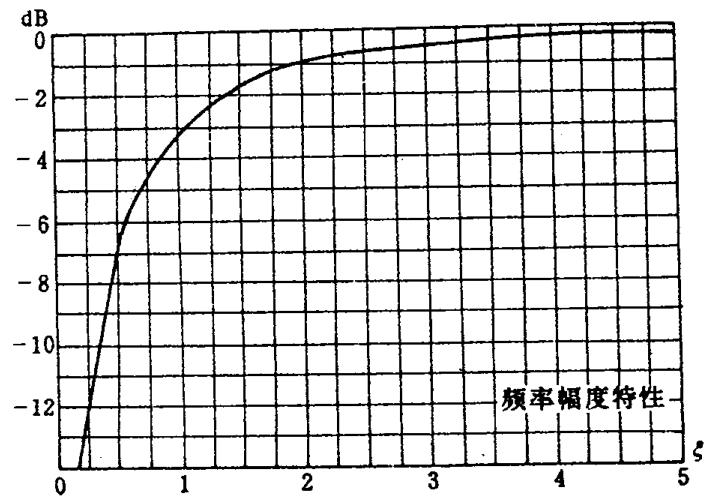
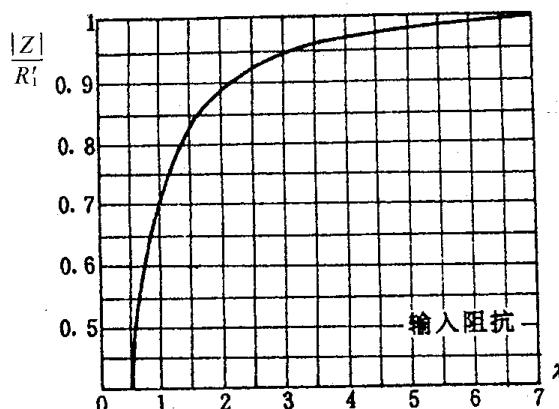


图 4-16 等效电路 II 输入阻抗与自感量关系曲线

图 4-17 等效电路 II 频率响应与自感量关系曲线

当频率响应要求为  $-3\text{dB}$  时, 由图 4-17 查得  $\xi = 1$ , 故

$$L_1 = \frac{R_e}{2\pi f_L} \quad (4-14)$$

比较 (1)、(2) 两项计算值, 取其大者作为结构计算的依据。

## 7. 根据高频等效电路计算漏感 $L_s$

以等效电路 IV 为例进行计算。

(1) 按输入阻抗允许变化量  $\frac{|Z|}{R'_{\text{II}}}$

查图 4-18, 得  $\delta$  值, 则

$$L_s = \frac{R'_{\text{II}}}{2\pi f_H} \cdot \delta \quad (4-15)$$

式中  $R'_{\text{II}}$  ——反射到初级的次级回路电阻 ( $\Omega$ )；

$f_H$ ——最高工作频率 (Hz);

$L_S$ ——漏感 (H)。

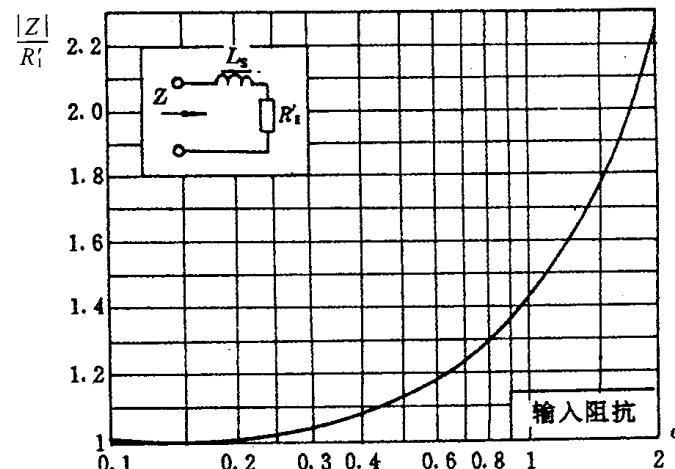


图 4-18 等效电路IV输入阻抗与漏感关系曲线

当输入阻抗变化量为 30% 时，由  $\frac{|Z|}{R'_I} = 1.3$ ，查图 4-18，得  $\delta = 0.8$ ，故

$$L_S = \frac{0.8 R'_I}{2\pi f_H} \quad (4-16)$$

(2) 按频率响应要求计算

查图 4-19 得  $\Psi$  值，则

$$L_S = \frac{R_I + R'_I}{2\pi f_H} \cdot \Psi \quad (4-17)$$

当频率响应要求为 -3dB 时，由图 4-19 查得  $\Psi = 1$ ，故

$$L_S = \frac{R_I + R'_I}{2\pi f_H} \quad (4-18)$$

式中  $R_I$ ——初级回路电阻 ( $\Omega$ )。

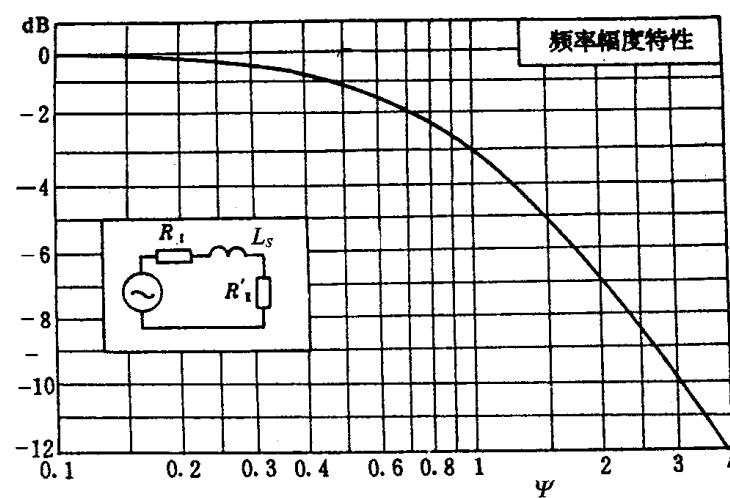


图 4-19 等效电路IV频率响应与漏感关系曲线

比较 (1)、(2) 两项计算值，取其小者作为结构计算的依据。



各种等效电路的输入阻抗、频率幅度特性的计算公式列于表 4-4。

表 4-4 输入阻抗、频率幅度特性计算表

频段	等效电路	输入阻抗	频率幅度特性
低频段	II	$\frac{ Z }{R'_{II}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R'_{II}}{2\pi f_L L_{1max}}\right)^2}}$	$\frac{K_L}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_e}{2\pi f_{Lmin}}\right)^2}}$
	III	$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{1max} \cdot C}} \text{ (Hz)}$ $Q = \frac{2\pi f_0 L_{1max}}{R'_{II} x} = f_L/f_0$ $\frac{ Z }{R'_{II}} = \sqrt{\frac{Q^2 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}{\frac{1}{Q^2} + x^2}}$	$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{1min} \cdot C}} \text{ (Hz)} \quad \alpha = \frac{R_1}{R'_{II}}$ $Q = \frac{2\pi f_0 L_{1min}}{R'_{II} x} = \frac{f_L}{f_0}$ $\frac{K_L}{K_0} = \frac{1 + \frac{1}{\alpha}}{\left(1 + \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{x^2}\right)^2 + \frac{1}{x^2} \left(Q + \frac{1}{\alpha Q}\right)^2}$
	IV	$\frac{ Z }{R'_{II}} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f_H L}{R'_{II}}\right)^2}$	$\frac{K_H}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f_H L_S}{R_1 + R'_{II}}\right)^2}}$
	V	$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S C_2}} \text{ (Hz)}$ $Q = \frac{2\pi f_0 L_S}{R'_{II}} \quad x = \frac{f_H}{f_0}$ $\frac{ Z }{R'_{II}} = \sqrt{\frac{Q^2 x^2 + (1-x^2)^2}{1 + \frac{x^2}{Q^2}}}$	$\alpha = \frac{R_1}{R'_{II}}$ $\frac{K_H}{K_0} = \frac{1 + \frac{1}{\alpha}}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\alpha} - x^2\right) + x^2 \left(Q + \frac{1}{\alpha Q}\right)^2}}$
高频段	VI	$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S C_1}} \text{ (Hz)}$ $Q = \frac{2\pi f_0 L_S}{R'_{II}} \quad x = \frac{f_H}{f_0}$ $\frac{ Z }{R'_{II}} = \sqrt{\frac{1 + Q^2 x^2}{(1-x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}}}$	$\alpha = R_1 + R'_{II}$ $\frac{K_H}{K_0} = \frac{1 + \alpha}{\sqrt{(1 + \alpha - x^2)^2 + x^2 \left(\alpha Q + \frac{1}{\alpha Q}\right)^2}}$
	VII		$A = \frac{2\pi f_H L_y}{R_y} \quad B = \frac{2\pi f_H (L'_y + L'_z)}{R'_y + r_1 + r_2}$ $\frac{K_H}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + A^2}{1 + B^2}}$
	VIII	$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S C'_2}} \quad b = \frac{C_1}{C_2} = 2$ $Q = \frac{2\pi f_0 L_S}{R'_{II}} \quad x = \frac{f_H}{f_0}$ $\frac{ Z }{R'_{II}} = \sqrt{\frac{(1-x^2)^2 + Q^2 x^2}{(1-bx^2) + \frac{x^2}{Q^2} (1+b-bx^2)^2}}$	$\frac{U'_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + Q^2 x^2}}$

#### 4.3.2 铁心选择

##### 1. 铁心类型和材料

设计音频变压器时，首先要合理选择铁心。由于铁心的形式有 EI 型、UI 型、CD 型、



ED型、R型和O型等，又有各种不同材质的铁心材料。所以必须从性能、价格、体积和质量等全面考虑。现将铁心材料特性列于表4-5中，以供设计时参考。

表4-5 音频变压器铁心常用材料特性

		冷轧无取向硅钢片	冷轧取向硅钢带	铁氧体磁芯	坡莫合金片
主要特性	工作频率	工频	工频	100kHz	工频
	工作温度	范围宽	范围宽	120℃以下	范围较宽
	饱和磁通	1.6T	1.8T	0.4T	1J50 1.5T 1J79 0.75T
	初始导磁率	700	1 000	10 000	1J50 2 200 1J79 20 000
	非线性失真	小	小	小	大
	对直流磁化敏感性	小	小	较小	大
	对工作频率	损耗较大	较好	好	较好
	对温度	较好	较好	一般	一般
	对冲击振动	好	好	一般	不好
适用范围		级间变压器 输出变压器 线间变压器		小功率 音频变压器	话筒变压器 输入变压器

## 2. 铁心尺寸选择

### (1) 无直流磁化、工作磁通极低的变压器

此种变压器如话筒变压器等。选择铁心时，首先计算变压器结构常数 $A_T$ ，再由 $A_T$ 值选择数据相当的铁心。

$$A_T = 0.5A = \frac{L_1}{\mu_0 r_1} \quad (4-19)$$

式中  $\mu_0$ ——铁心材料初始磁导率；

$A$ ——扼流圈结构常数；

$A_T$ ——变压器结构常数，与结构参量的关系为

$$A_T = 0.5A = 3.59 \times 10^{-3} \frac{S_m S_c}{l_m l_c} \quad (4-20)$$

式中  $S_m$ ——铁心窗口中铜截面积 ( $\text{cm}^2$ )；

$S_c$ ——铁心有效截面积 ( $\text{cm}^2$ )；

$l_m$ ——线圈平均匝长 ( $\text{cm}$ )；

$l_c$ ——铁心平均磁路长度 ( $\text{cm}$ )。

### (2) 有直流磁化的小功率音频变压器

此种变压器如单端放大电路用输出变压器。选择时计算铁心特征容量 $A^{0.7} V_c^{0.3}$ ，查滤波扼流圈铁心选择参数表，选择数据相当的铁心。

$$A^{0.7} V_c^{0.3} = 0.262 \frac{L_1 I_1^2}{P_{ml}^{0.7}} \quad (4-21)$$

式中  $L_1$ ——初级自感量 (H);

$I_m$ ——直流磁化电流 (静态电流) (A);

$P_{m1}$ ——音频变压器初级铜损 (W),  $P_{m1} = I_m^2 r_1$ 。

由于音频变压器的温升一般都很低, 故铜阻、铜损可不区别热态与冷态, 用同一符号表示。

(3) 工作磁通较高、无或有微小直流磁化的变压器

这种变压器如推挽变压器, 其铁心应从失真  $K_U$  和防止磁饱和这两个角度来选择。

1) 按选用的效率  $\eta$ , 计算效率函数  $\sqrt{F(\eta)}$

$$\sqrt{F(\eta)} = \frac{(1+\eta)^{0.5}}{\eta^{0.25} (1-\eta)^{0.75}}$$

2) 从效率  $\eta$  与失真  $K_U$  出发选铁心

$$A^{0.75} V_C^{0.25} = 1.94 \times 10^{-3} \sqrt{F(\eta)} \times \frac{\sqrt{P_2}}{f_L \sqrt{K_U}} \times \frac{R_e}{R_a} \quad (4-22)$$

3) 从防止磁饱和出发选铁心

$$A^{0.5} V_C^{0.5} = 0.254 \frac{1+\eta}{\sqrt{\eta(1-\eta)}} \times \frac{\sqrt{P_2}}{B_m f_L} \quad (4-23)$$

式中  $K_U$ ——允许波形失真系数;

$B_m$ ——取用最高磁感应强度 (T);

对于 EI 型铁心,  $B_m$  可取 0.8 ~ 1T;

对于 C 型铁心,  $B_m$  可取 1.3 ~ 1.5T。

由  $A^{0.75} V_C^{0.25}$  与  $A^{0.5} V_C^{0.5}$  各选一次数据相当的铁心, 从中选择大者。在滤波扼流圈铁心选择参数表中, 已给出了  $A$  与  $V_C$  值, 可自行计算每号铁心的上述数据, 作为这一类变压器铁心选择用。

#### 4.3.3 计算初、次级匝数, 核算自感量

##### 1. 无直流磁化且 $B_m$ 极低的变压器

初级匝数

$$N_1 = 8.93 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu_0 S_c}} \quad (4-24)$$

次级匝数

$$N_2 = N_1 \cdot n$$

式中  $\mu_0$ ——铁心初始磁导率。

##### 2. 有直流磁化的小功率变压器

(1) 估算铁心等效磁导率

1) 直流磁场强度

$$H_m = 6.31 \times 10^3 \sqrt{\frac{P_{m1} \cdot A}{V_c}}$$

2) 大信号时磁感应强度



$$B_{\max} = 0.358 E_1 I_s \frac{f_L}{\sqrt{P_{m1} A V_c}}$$

式中  $H_s$  —— 磁场强度 (A/cm)；

$P_{m1}$  —— 初级铜损 (W)；

$V_c$  —— 铁心体积 ( $\text{cm}^3$ )；

$A$  —— 扼流圈结构常数；

$B_{\max}$  —— 磁感应强度 (T)；

$I_s$  —— 直流磁化电流 (A)。

### 3) 小信号时磁感应强度

$$B_{\min} = \frac{B_{\max}}{\text{低频动态范围 } \Delta D_t \text{ (倍数)}}$$

当整机未给出动态范围时，其值由  $f_L$  查图 4-14 确定。

由  $H_s$ 、 $B_{\min}$  查 C 型铁心等效磁导率曲线 (见第 8 章)。得  $\mu_e$ 。

### (2) 计算初次、次级匝数

$$N_1 = 8.93 \times 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu_e S_c}}$$

$$N_2 = n N_1$$

### (3) 核算自感量 $L_1$

#### 1) 直流磁场强度

$$H_s = \frac{N_1 I_s}{l_c}$$

#### 2) 大信号时磁感应强度

$$B_{\max} = \frac{E_1 \times 10^4}{4.44 f_L N_1 S_c}$$

#### 3) 小信号时磁感应强度

$$B_{\min} = \frac{B_{\max}}{\text{低频动态范围 } \Delta D_t \text{ (倍数)}}$$

由  $H_s$ 、 $B_{\max}$ 、 $B_{\min}$  查 C 型铁心等效磁导率曲线 (第 8 章)，得  $\mu_{e\max}$ 、 $\mu_{e\min}$ 。

#### 4) 计算大小信号时的自感量

$$\text{大信号时 } L_{1\max} = \frac{0.4\pi\mu_{e\max} N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8}$$

$$\text{小信号时 } L_{1\min} = \frac{0.4\pi\mu_{e\min} N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8}$$

计算得到的  $L_{1\min}$  应大于电气计算中由频率响应要求求出的自感值； $L_{1\max}$  应满足由输入阻抗允许变化定出的自感值。自感值要同时满足波形失真要求。

#### 5) 气隙

$$l_g = 1.3 \times 10^{-4} I_s N_1 \text{ (cm)}$$

### 3. 无或有微小直流磁化，而 $B$ 较高的变压器

(1) 从刚好能绕下，又符合效率要求出发计算初、次级匝数。



初级匝数

$$N_1 = 375 \sqrt{\frac{S_m R_a (1 - \eta)}{l_m}} \quad (4-25)$$

次级匝数

$$N_2 = n \cdot N_1$$

式中  $S_m$ 、 $l_m$  查滤波扼流圈计算参数表。推挽时  $R_a$  为  $R_{aa}$ 。

(2) 验算自感量  $L_1$

大信号时磁感应强度

$$B_{\max} = \frac{E_1 \times 10^4}{4.44 f_L N_1 S_C}$$

小信号时磁感应强度

$$B_{\min} = \frac{B_{\max}}{\text{低频动态范围 } \Delta D_t \text{ (倍数)}}$$

当推挽电路中存在不平衡直流时

$$\text{直流磁场强度 } H_z = \frac{0.5 N_1 I_z \text{ (每边)}}{l_c} \times \text{不平衡度}$$

当无直流磁化时，由  $B_{\max}$ 、 $B_{\min}$  查图 4-20 得相应的  $\mu_{\Delta\max}$ 、 $\mu_{\Delta\min}$ ；当有直流磁化而不垫气隙时，由  $H_z$ 、 $B_{\max}$ 、 $B_{\min}$  查图 4-20 得相应的  $\mu_{\Delta\max}$ 、 $\mu_{\Delta\min}$ 。则

$$\text{大信号时自感 } L_{1\max} = \frac{0.4 \pi \mu_{\Delta\max} N_1^2 S_C}{l_c \times 10^8}$$

$$\text{小信号时自感 } L_{1\min} = \frac{0.4 \pi \mu_{\Delta\min} N_1^2 S_C}{l_c \times 10^8}$$

计算得到的  $L_{1\min}$  应大于由频响要求定出的自感值， $L_{1\max}$  应大于由阻抗允许变化定出自感值，同时满足波形失真要求。

#### 4.3.4 计算由磁化电流引起的非线性失真

(当  $B_z$  较低时，此步可不计算)

##### 1. 无直流磁化、无气隙时

$$K_U = K_{1\Phi} \frac{R_e}{2 \pi f_L L_{1\max}} \quad (4-26)$$

式中  $K_{1\Phi}$ ——为磁化电流波形失真系数，由  $B_{\max}$  查图 4-21 确定。计算得到的  $K_U$  值应小于允许值。

##### 2. 有微小直流磁化但无气隙时

$$K_U = K_{1\Phi} \frac{R_e}{2 \pi f_L L_{1\min}}$$

式中  $K_{1\Phi}$  由  $H_z$ 、 $B_{\max}$  查图 4-21 确定。当  $K_U$  超过规定值时，垫人气隙。

##### 3. 有直流磁化、有气隙时

$$K_U = K_{1\Phi} \frac{R_e}{2 \pi f_L L_{1\max} \left( 1 + \mu_{\Delta\max} \frac{l_g}{l_c} \right)} \quad (4-27)$$

- (1) 假设气隙厚度  $l_g$  (cm)
- (2) 与滤波扼流圈相同的方法, 图解求  $H_{cC}$
- (3) 由  $H_{cC}$ 、 $B_{max}$  查图 4-20 得  $\mu_{\Delta max}$ 、查图 4-21 得  $K_{1\Phi}$

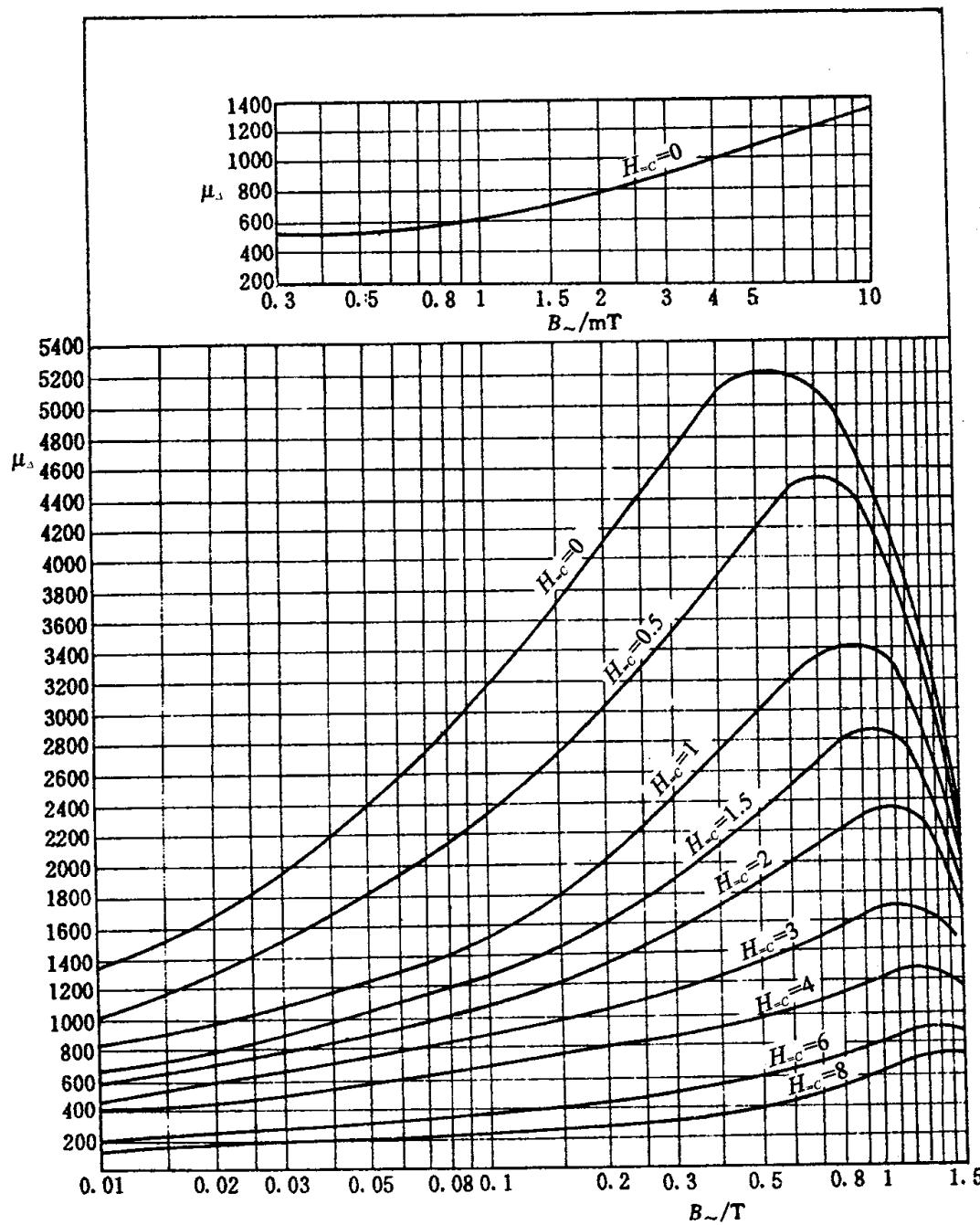


图 4-20 增量磁导率曲线

(4) 计算  $L_{1max}$

$$L_{1max} = \frac{0.4\pi N_1^2 S_C \times 10^{-8}}{\frac{l_g}{\mu_{\Delta max}} + \frac{l_C}{\mu_{\Delta max}}} \quad (4-28)$$

将  $L_{1max}$ 、 $\mu_{\Delta max}$ 、 $l_g$  代入计算公式, 直至  $K_U$  合格为止。

#### 4.3.5 计算线径

初级线径



$$d_1 = 0.015 \sqrt{\frac{N_1 l_m}{r_1}}$$

### 次级线径

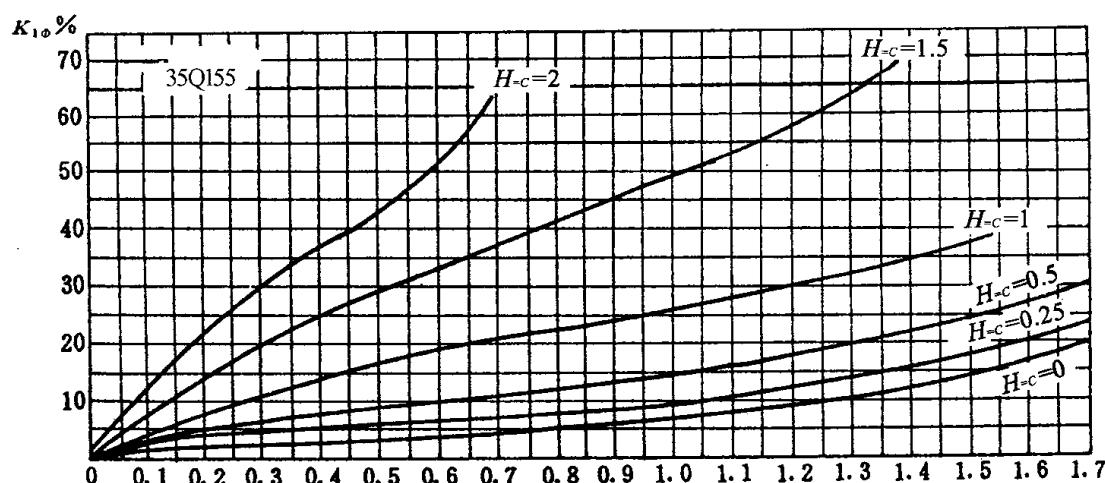


图 4-21 磁化电流波形失真系数

$$d_2 = 0.015 \sqrt{\frac{N_2 l_m}{r_2}}$$

式中  $d_1$ —初级线径 (mm);

$d_2$ —次级线径 (mm);

$l_m$ ——线圈平均匝长 (cm), 可查扼流圈计算参数表。

由  $d_1$ 、 $d_2$  查线规表，选择标准直径。并查出  $d_{m1}$ 、 $d_{m2}$ 。

#### 4.3.6 绕组排列方案

按下式计算漏磁势组数  $M$  值，由  $M$  查漏感计算表 4-6，决定绕组排列方案。

$$M = \sqrt{\frac{0.4\pi N_1^2 l_m (\delta_z + \frac{1}{3}\delta_{II})}{L_s h_m \times 10^8}}$$

式中  $\delta_z$ —每一柱上组间绝缘厚度，初步计算取 0.04cm

$\delta_{II}$  ——每一柱上初次级绕组厚度，用下式近似计算

壳式铁心—— $\delta_{II} = \text{铁心窗宽} - \text{底筒厚} - \delta_Z$

心式铁心—— $\delta_{I\bar{I}} = \frac{1}{2}$  铁心窗宽 - 底筒厚 -  $\delta_2$

$N_1$ ——初级总匝数;

$l$ —平均师长 (cm):

$h_m$ —初次级平均绕线宽度 (cm);

$L_s$ ——允许漏感量 (H)。

#### 4.3.7 线圈绝缘设计与结构计算

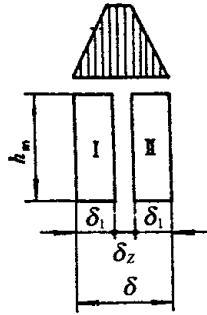
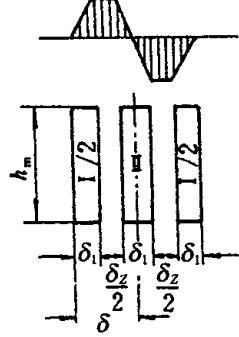
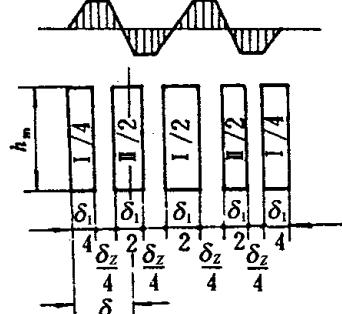
## 同电源变压器的设计与计算。

#### 4.3.8 漏感计算

漏感  $L_s$  是两绕组之间的漏磁通所产生的感抗，其基本公式为  $x_L = 2\pi f L_s$ ，漏电感的大小

小与初、次级绕组的排列方式或分段数的多少有关，一般不单独计算初级的  $x_{L_1}$  或次级的  $x_{L_2}$ ，而直接计算初、次级之间的等值漏感  $L_s$ ，即可满足技术上的需要，计算按表 4-6。

表 4-6 漏感计算表

漏磁势 组数	间绕方法 (每一铁心柱上)	对壳式铁心	对心式铁心(双线包)
$M = 1$			
$M = 2$	 <p>注：也可采用 II/2—I—I/2 的间绕方式</p>	$\rho_s \times 1.26 N_1^2 \times 10^{-8} l_m$ $L_s = \frac{\left[ \delta_z + \frac{1}{3} (\delta_I + \delta_{II}) \right]}{M^2 h_m}$	$\rho_s \times 0.63 N_1^2 \times 10^{-8} l_m$ $L_s = \frac{\left[ \delta_z + \frac{1}{3} (\delta_I + \delta_{II}) \right]}{M^2 h_m}$
$M = 4$	 <p>注：也可用 II/4—I/2—II/2—I/2—II/4 方式</p>		

表中  $\rho_s$ ——漏感校正系数，按下式计算  $\rho_s = 1 - H + 0.35H^2$

$$H = \frac{\text{线圈厚度 (不包括内外绝缘)}}{M \cdot \pi h_m}$$

$h_m$ ——初、次级平均绕线宽度 (cm)；

$\delta_z$ ——每柱上组间绝缘厚度 (cm)；

$\delta$ ——每组漏磁势厚度 (cm)；

$\delta_I$ ——每柱上初级绕组总厚 (cm)；

$\delta_{II}$ ——每柱上次级绕组总厚 (cm)；

$N_1$ ——初级总匝数（对心式铁心是两柱、两臂的总匝数）；

$l_m$ ——平均匝长（cm）。

### 4.3.9 分布电容计算

#### 1. 分布电容的组成

①初、次级绕组对铁心的分布电容  $C_{Ic}$ 、 $C_{IIc}$ ；

②初、次级层间电容  $C_I$ 、 $C_{II}$ ；

③初、次级绕组分布电容  $C_{I\|}$ ，或绕组对静电屏蔽层电容  $C_{IE}$ 、 $C_{IIE}$ ；

④绕组对金属罩的分布电容  $C_{IM}$  或  $C_{IIM}$ 。

#### 2. 分布电容的换算

①所有分布电容均换算到初级；

②所有各部分分布电容换算到初级后是并联的；

③换算后在等效电路中的位置如图 4-22 与图 4-23 所示。

#### 3. 分布电容计算公式

①静电容计算如下式：

$$C_{0x} = \frac{0.088 \cdot 6S_x \epsilon}{t_x}$$

式中  $C_{0x}$ ——静电容（pF）。指层间  $C_{0I}$ 、 $C_{0II}$ ，组间  $C_{0I\|}$ ，对静电屏蔽层  $C_{0IE}$ 、 $C_{0IIE}$ ，对铁心  $C_{0IC}$ 、 $C_{0IIC}$ ；

$S_x$ ——被计算电容极板相对面积（ $\text{cm}^2$ ）

$S_x = \text{绕线宽度 } h_m \times \text{极板平均匝长 } l_{mx}$ ；

$t_x$ ——被计算电容两极板间距离（cm）

$t_x = \text{绝缘厚度} + \text{导线漆层厚}$ ；

$\epsilon$ ——绝缘材料介电常数，纸类  $\epsilon = 3 \sim 4$ 。

②初级、次级层间有效电容  $C_I$ 、 $C_{II}$ ：

$$C_I = 1.33 \frac{C_{0I}}{S_1^2} (s_1 - M)$$

$$C_{II} = 1.33 \frac{C_{0II}}{S_2^2} (s_2 - M)$$

式中  $C_I$ ——初级有效电容（pF）；

$C_{II}$ ——次级有效电容（pF）；

$C_{0I}$ ——初级层间静电容（pF）；

$C_{0II}$ ——次级层间静电容（pF）；

$s_1$ ——初级总层数；

$s_2$ ——次级总层数；

$M$ ——间绕方式决定的漏磁势组数（见表 4-6）。

③绕组对铁心、绕组间（或对静电屏蔽层间）、绕组对金属罩间有效电容：

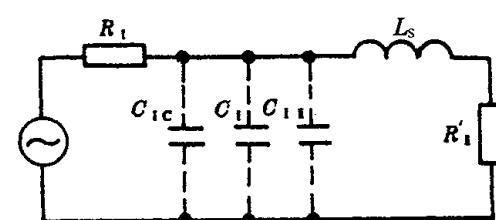


图 4-22 分布电容在  $L_s$  左端

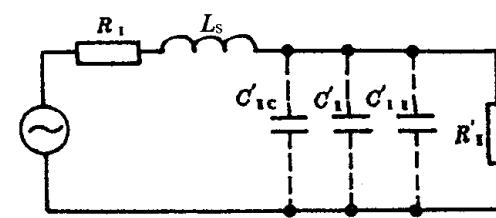


图 4-23 分布电容在  $L_s$  右端

$$C_y = \frac{C_{0x}}{3} (U_a^2 + U_a U_b + U_b^2)$$

式中  $C_y$  ——指  $C_{IC}$ 、 $C_{IIc}$ 、 $C_{I\bar{I}}$ 、 $C_{IE}$ 、 $C_{\bar{I}E}$ 、 $C_{IM}$ 、 $C_{\bar{I}M}$  (pF)；

$C_{0x}$  ——与上述相应位置的静电容 (pF)；

$U_a$  ——被计算电容两电极间一端的电位差 (V)；

$U_b$  ——被计算电容两电极间另一端的电位差 (V)。

④总电容：

$$C_1 = C_{IC} + C_I + C_{I\bar{I}} \quad (\text{或 } C_{IE}) + C_{IM}$$

$$C_2 = C_{IIc} + C_{\bar{I}} + C_{I\bar{I}} \quad (\text{或 } C_{\bar{I}E}) + C_{\bar{I}M}$$

#### 4.3.10 电气特性核算

经结构计算、参量计算得到的铜阻值、自感量、漏感、分布电容实际值代入表 4-4 中相应公式，核算输入阻抗、频率幅度特性实际达到的技术指标，应满足相应的技术要求。

### 4.4 晶体管扩音机中的音频变压器计算

用于晶体管电路的音频变压器，工作电压低，但工作电流大，初级匹配阻抗小，对推挽输出电路用的变压器，要求初级绕组两臂的直流电阻相等，绕线时可采用双线并绕，保证初级绕组两臂电阻的平衡，以减小变压器引起的失真。

在最大输出功率时，铁心中的磁感应强度不应达到饱和，以免在大讯号时产生失真。设计音频输出变压器时，频率在低端时的  $B$  值应选在磁化曲线的直线部分。图 4-24 是 25W 晶体管扩音机的功放电路，图中  $T_1$  为级间变压器， $T_2$  为输出变压器，本节将具体介绍晶体管输出变压器的设计方法和计算步骤。

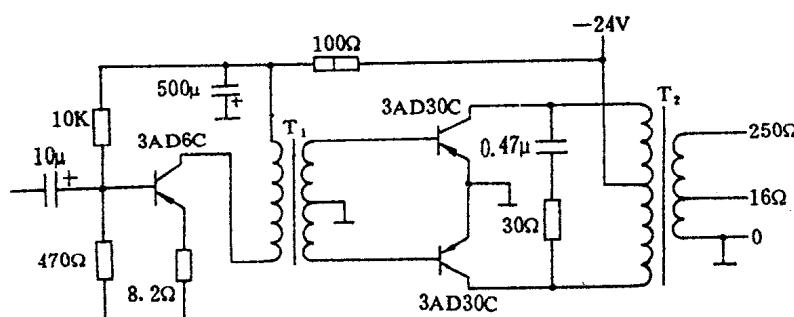


图 4-24 25W 晶体管扩音机功放电路

#### 4.4.1 25W 晶体管输出变压器计算

##### 1. 已知条件

输出音频功率	$P_2 = 25W$ ;
晶体管型号	2 × 3AD30 乙类推挽;
电源电压	$U_C = 24V$ ;
负载阻抗	$R_2 = 0 - 16 - 250\Omega$ ;
频率响应	$f = 100 \sim 8000Hz \pm 3dB$ ;
变压器效率	$\eta \geq 0.85$ ;

电路图

见图 4-25。

## 2. 电气计算

### (1) 初级电流

$$I_1 = \frac{P_2}{(U_C - V_{ces}) \eta \cdot \eta_T} = \frac{25}{(24 - 0.5) \times 0.9 \times 0.75} = 1.58 \text{ (A)}$$

式中  $V_{ces}$  —— 晶体管饱和压降 (V); $\eta$  —— 变压器效率, 取 0.90; $\eta_T$  —— 乙类放大器效率, 取  $\eta_T = 0.75$ 。在计算导线直径时, 由于是乙类放大器, 故按  $0.7I_1$  进行计算。

### (2) 初级阻抗 $R_{aa}$

$$R_{aa} = \frac{2(U_C - V_{ces})}{I_1} = \frac{2(24 - 0.5)}{1.58} = 29.7 \text{ (\Omega)}$$

### (3) 初级绕组电压 $U_1$

$$U_1 = \sqrt{\frac{P_2 R_{aa}}{\eta}} = \sqrt{\frac{25 \times 29.7}{0.9}} = 28.7 \text{ (V)}$$

### (4) 变压比 $n$

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_{aa}}} = \sqrt{\frac{16}{0.9 \times 29.7}} = 0.774$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_{22}}{\eta R_{aa}}} = \sqrt{\frac{250}{0.9 \times 29.7}} = 3.06$$

式中  $R_{21}$  —— 次级 16Ω 阻抗; $R_{22}$  —— 次级 250Ω 阻抗。

### (5) 次级绕组电流 $I_2$

$$I_{21} = \sqrt{\frac{P_2}{R_{21}}} = \sqrt{\frac{25}{16}} = 1.25 \text{ (A)}$$

$$I_{22} = \sqrt{\frac{P_2}{R_{22}}} = \sqrt{\frac{25}{250}} = 0.32 \text{ (A)}$$

### (6) 初级绕组自感量 $L_1$

$$L_1 = \frac{R_{aa}}{2\pi f_L} = \frac{29.7}{2 \times 3.14 \times 100} = 0.047 \text{ (H)}$$

## 3. 选铁心及结构计算

### (1) 按输出功率选择铁心

$$S_c = 0.9 \sqrt{P_2} = 0.9 \sqrt{25} = 4.5 \text{ (cm}^2\text{)}$$

选择 GEB19 × 24 铁心, 材料为 50W470。

铁心截面积  $S_c = 4.33 \text{ cm}^2$ , 平均磁路长度  $l_c = 10.9 \text{ cm}$ 。

### (2) 初级绕组匝数 $N_1$

$$N_1 = \frac{U_1 \times 10^4}{4.44 f_L B S_c} = \frac{28.7 \times 10^4}{4.44 \times 100 \times 1.1 \times 4.33} = 136 \text{ (匝)}$$

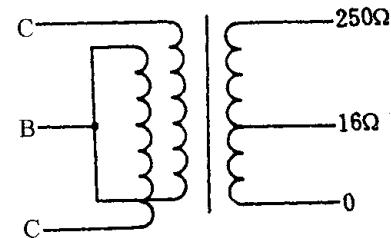


图 4-25 25W 输出变压器电路图



实际取  $2 \times 70$  匝，用双线并绕工艺。

(3) 次级绕组匝数  $N_2$

$$N_{21} = N_1 \cdot n_1 = 140 \times 0.774 = 108 \text{ (匝)}$$

$$N_{22} = N_1 \cdot n_2 = 140 \times 3.06 = 428 \text{ (匝)}$$

$$N_{22} - N_{21} = 428 - 108 = 320 \text{ (匝)}$$

(4) 各绕组导线直径  $d$

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{0.7I_1}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.7 \times 1.58}{4}} \approx 0.60 \text{ (mm)}$$

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{21}}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{1.25}{4}} \approx 0.63 \text{ (mm)}$$

$$d_3 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{22}}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.32}{4}} \approx 0.31 \text{ (mm)}$$

(5) 绕线宽度  $h_m$

GEB19型铁心片的窗高为33.5mm，切纸宽度为32mm，绕线宽度为28mm。

(6) 各绕组每层匝数  $m$

$$m_1 = \frac{h_m}{d_{m1} K_p} - 1 = \frac{28}{0.679 \times 1.05} - 1 = 38 \text{ (匝)}$$

$$m_2 = \frac{h_m}{d_{m2} K_p} - 1 = \frac{28}{0.706 \times 1.05} - 1 = 36 \text{ (匝)}$$

$$m_3 = \frac{h_m}{d_{m3} K_p} - 1 = \frac{28}{0.37 \times 1.05} - 1 = 71 \text{ (匝)}$$

(7) 各绕组层数  $s$

$$s_1 = \frac{N_1}{m_1} = \frac{140}{38} = 4 \text{ (层)}$$

$$s_2 = \frac{N_{21}}{m_2} = \frac{108}{36} = 3 \text{ (层)}$$

$$s_3 = \frac{N_{22} - N_{21}}{m_3} = \frac{320}{71} = 5 \text{ (层)}$$

(8) 绝缘

底筒厚2mm，外包绝缘 $2 \times 0.08\text{mm}$ 电缆纸；

初级层间绝缘 $1 \times 0.08\text{mm}$ 电缆纸；次级 $16\Omega$ 挡层间绝缘 $1 \times 0.08\text{mm}$ 电缆纸； $250\Omega$ 挡为 $1 \times 0.05\text{mm}$ 电话纸。

组间绝缘为 $2 \times 0.05\text{mm}$ 聚酯薄膜。

最外层绝缘为 $2 \times 0.08\text{mm}$ 电缆纸加 $1 \times 0.05\text{mm}$ 聚酯薄膜。

(9) 各绕组厚度  $\delta$

$$\begin{aligned}\delta_1 &= d_{m1} s_1 K_d + Z_{\text{层间}} + Z_{\text{外包}} \\ &= 0.679 \times 4 \times 1.15 + 0.08 \times 3 + 0.05 \times 2 = 3.46 \text{ (mm)}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\delta_2 &= d_{m2} s_2 K_d + Z_{\text{层间}} + Z_{\text{外包}} \\ &= 0.706 \times 3 \times 1.15 + 0.08 \times 2 + 0.08 = 2.68 \text{ (mm)}\end{aligned}$$



[312] 新编电子变压器手册

$$\begin{aligned}\delta_3 &= d_{m3} s_3 K_d + Z_{\text{层间}} + Z_{\text{外包}} \\ &= 0.37 \times 5 \times 1.15 + 0.05 \times 4 + 2 \times 0.08 + 0.05 = 2.54 \text{ (mm)}\end{aligned}$$

(10) 线圈总厚度  $D_m$ 

$$\begin{aligned}D_m &= \delta_{\text{底筒}} + Z_{\text{内层}} + \sum \delta \\ &= 2 + 0.08 \times 2 + 3.46 + 2.68 + 2.54 = 10.84 \text{ (mm)}\end{aligned}$$

(11) 各绕组平均匝长  $l_m$ 

$$l_{m1} = (l_D + \pi \delta_1) \times 10^{-1} = (102 + 3.14 \times 3.46) \times 10^{-1} = 11.29 \text{ (cm)}$$

$$\begin{aligned}l_{m2} &= [l_D + \pi (2\delta_1 + \delta_2)] \times 10^{-1} \\ &= [102 + 3.14 \times (2 \times 3.46 + 2.68)] \times 10^{-1} = 13.22 \text{ (cm)}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}l_{m3} &= \{l_D + \pi [2 (\delta_1 + \delta_2) + \delta_3]\} \times 10^{-1} \\ &= \{102 + 3.14 [2 (3.46 + 2.68) + 2.54]\} \times 10^{-1} = 14.85 \text{ (cm)}\end{aligned}$$

(12) 各绕组导线长度  $L$ 

$$L_1 = l_{m1} \cdot N_1 \times 10^{-2} = 11.29 \times 140 \times 10^{-2} = 15.81 \text{ (m)}$$

$$L_2 = l_{m2} \cdot N_{21} \times 10^{-2} = 13.22 \times 108 \times 10^{-2} = 14.28 \text{ (m)}$$

$$L_3 = l_{m3} \cdot (N_{22} - N_{21}) \times 10^{-2} = 14.85 \times 320 \times 10^{-2} = 47.42 \text{ (m)}$$

(13) 各绕组铜阻  $r$ 

查线规表，得  $d_1 = 0.60 \text{ mm}$  导线每千米铜阻为  $60.46 \Omega$ ， $d_2 = 0.63 \text{ mm}$  导线每千米铜阻为  $54.84 \Omega$ ， $d_3 = 0.31 \text{ mm}$  导线每千米铜阻为  $232 \Omega$ 。故

$$r_1 = 15.81 \times 60.46 \times 10^{-3} = 0.91 \text{ (\Omega)}$$

$$r_2 = 14.28 \times 54.84 \times 10^{-3} = 0.78 \text{ (\Omega)}$$

$$r_3 = 47.42 \times 232 \times 10^{-3} = 11.0 \text{ (\Omega)}$$

为此，次级负载为  $16 \Omega$  时的铜阻为  $0.78 \Omega$ ，次级负载为  $250 \Omega$  时的铜阻为  $11.78 \Omega$ 。

#### 4. 核算

(1) 核算变压器效率

次级负载为  $16 \Omega$  时

$$\eta = \frac{R'_{21}}{r_1 + r'_2 + R'_{21}} = \frac{\frac{16}{0.774^2}}{0.91 + \frac{16 + 0.78}{0.774^2}} = 0.92$$

次级负载为  $250 \Omega$  时

$$\eta = \frac{R'_{22}}{r_1 + r'_2 + R'_{22}} = \frac{\frac{250}{3.06^2}}{0.91 + \frac{250 + 11.78}{3.06^2}} = 0.90$$

(2) 校核初级自感量

铁心磁导率  $\mu_e$  取 1 000

$$L_1 = \frac{0.4 \pi \mu_e N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 1000 \times 140^2 \times 4.33}{10.9 \times 10^8} = 0.098 \text{ (H)}$$

此电感量大于要求的电感值，所以满足规定要求。



#### 4.4.2 50W 晶体管输出变压器计算

##### 1. 已知条件

电原理图同图 4-25。

晶体管型号	$2 \times 3DD15$	乙类推挽
电源电压	$U_c = 24V$	
负载阻抗	$R_2 = 0 - 16 - 250\Omega$	
频率响应	$f = 100 \sim 8000Hz \pm 3dB$	
变压器效率	$\eta > 0.9$	

##### 2. 电气计算

###### (1) 初级电流

$$I_1 = \frac{P_2}{(U_c - V_{ces}) \cdot \eta \cdot \eta_T} = \frac{50}{(24 - 0.5) \times 0.9 \times 0.75} = \frac{50}{15.86} = 3.15 \text{ (A)}$$

初级绕组电流按  $0.7I_1$  计算。

###### (2) 初级阻抗 $R_{aa}$

$$R_{aa} = \frac{2(U_c - V_{ces})}{I_1} = \frac{2(24 - 0.5)}{3.15} = 15 \text{ (\Omega)}$$

###### (3) 初级绕组电压 $U_1$

$$U_1 = \sqrt{\frac{P_2 R_{aa}}{\eta}} = \sqrt{\frac{50 \times 15}{0.9}} = 28.9 \text{ (V)}$$

###### (4) 变压比 $n$

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_{aa}}} = \sqrt{\frac{16}{0.9 \times 15}} = 1.09$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_{22}}{\eta R_{aa}}} = \sqrt{\frac{250}{0.9 \times 15}} = 4.3$$

###### (5) 次级绕组电流

$$I_{21} = \sqrt{\frac{P_2}{R_{21}}} = \sqrt{\frac{50}{16}} = 1.77 \text{ (A)}$$

$$I_{22} = \sqrt{\frac{P_2}{R_{22}}} = \sqrt{\frac{50}{250}} = 0.45 \text{ (A)}$$

###### (6) 初级绕组自感量 $L_1$

$$L_1 = \frac{R_{aa}}{2\pi f_L} = \frac{15}{6.28 \times 100} = 0.024 \text{ (H)}$$

##### 3. 选铁心及结构计算

###### (1) 按输出功率选择铁心

$$S_c = 0.9 \sqrt{P_2} = 0.9 \sqrt{50} = 6.4 \text{ (cm}^2\text{)}$$

选择环型铁心 OD40/80 × 32 - 35Q155。

$$S_c = 6.08 \text{ cm}^2 \quad L_c = 18.8 \text{ cm} \quad G_c = 0.88 \text{ kg}$$

###### (2) 初级绕组匝数 $N_1$

[314] 新编电子变压器手册

$$N_1 = \frac{U_1 \times 10^4}{4.44 f_L B S_C} = \frac{28.9 \times 10^4}{4.44 \times 100 \times 1.2 \times 6.08} = 90 \text{ (匝)}$$

(3) 次级绕组匝数

$$N_{21} = N_1 \cdot n_1 = 90 \times 1.09 = 98 \text{ (匝)}$$

$$N_{22} = N_1 \cdot n_2 = 90 \times 4.3 = 387 \text{ (匝)}$$

$$N_{22} - N_{21} = 387 - 98 = 289 \text{ (匝)}$$

(4) 各绕组导线直径  $d$

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{0.7 I_1}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.7 \times 3.15}{3.5}} = 0.90 \text{ (mm)}$$

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{21}}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{1.77}{3.5}} = 0.80 \text{ (mm)}$$

$$d_3 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{22}}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.45}{3.5}} = 0.41 \text{ (mm)}$$

(5) 绕线宽度 (周长)  $h_m$

OD 型环型铁心绕线时, 以内径排齐计算, 铁心内径  $\phi 40\text{mm}$ , 经包扎绝缘后, 内径为  $\phi 38\text{mm}$ , 绕线宽度 (周长) 为

$$h_m = 38 \times 3.14 = 119 \text{ (mm)}$$

(6) 先绕次级  $0 \sim 16\Omega$  段

QZ-0.80 漆包线 98 匝, 绕 1 层

包好绝缘后, 其内径为  $\phi 34\text{mm}$

(7) 再绕初级绕组

绕线周长  $h_m = 34 \times 3.14 = 106 \text{ (mm)}$

初级用 QZ-0.90 漆包线, 双线并绕  $2 \times 45$  匝, 共绕 1 层。

包好绝缘后, 其内径为  $\phi 30\text{mm}$

(8) 最后绕次级  $16 \sim 250\Omega$  段

绕线周长  $h_m = 30 \times 3.14 = 94 \text{ (mm)}$

QZ-0.41 漆包线 289 匝, 每层绕约 150 匝, 共绕 2 层

包好绝缘后, 其内径为  $\phi 25\text{mm}$

(9) 变压器结构图, 见图 4-26。

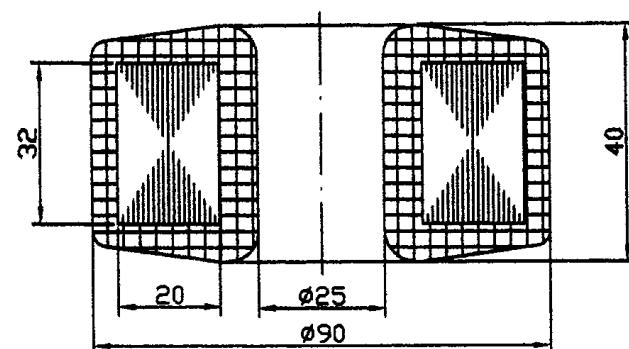


图 4-26 环型输出变压器结构图

(10) 经计算得下列参数

初级绕组厚度  $\delta_1 = 1 \text{ mm}$

次级绕组厚度  $\delta_2 = 1 + 1 = 2 \text{ (mm)}$

平均匝长  $l_m = 2(22 + 34) + 2\pi = 118 \text{ (mm)}$

(11) 初级电感量  $L_1$

环型铁心无气隙，有效导磁率  $\mu_e$  取 2 000

$$L_1 = \frac{0.4\pi\mu_e N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8} = \frac{1.256 \times 2000 \times 90^2 \times 6.08}{18.8 \times 10^8} = 0.066 \text{ (H)}$$

此电感值已大于预定的 0.024H 的数值，已满足要求。

## 4.5 电子管扩音机中的音频变压器计算

在大功率扩音设备中，其功放级仍以电子管为主，如 250W 电子管扩音机，在工厂或乡镇广播网中，仍是常用的扩音设备。其功放级采用 2 × FU - 5 电子管作乙类功率放大，其电原理图见图 4 - 27 所示。图中  $T_{SR}$  为级间输入变压器，由 2 × 6P14 电子管作推动， $T_{SC}$  为末级输出音频变压器， $T_F$  为 FU - 5 功放电子管的灯丝变压器。

FU - 5 电子管作乙类功率放大时的特性为：

灯丝电压  $U_F$  10V

灯丝电流  $I_F$   $2 \times 3.25 \text{ A}$

屏极电压  $U_P$  1 250V

零讯号时屏流  $I_{Po}$  160mA

最大讯号时屏流  $I_{Pm}$  400mA

栅极偏置电压  $U_g$  0V

乙类推挽时最大输出功率  $P_0$  250W

屏极负载阻抗  $R_{aa} = 6700\Omega$

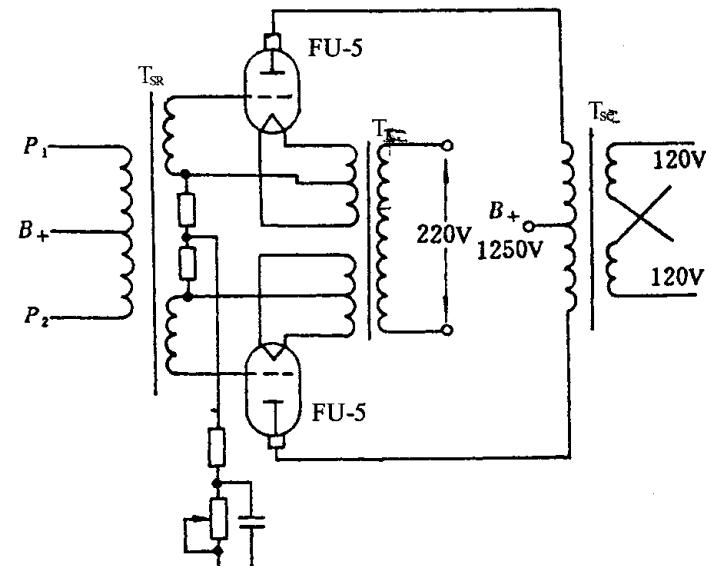


图 4 - 27 250W 扩音机功放级电路

### 4.5.1 设计例题 1 采用 EI 型插片铁心设计 250W 音频输出变压器

现按上述提供的参数，设计一个音频输出变压器，其指标为：

音频输出功率  $P_2 = 250\text{W}$

初级阻抗  $R_{aa} = 6700\Omega$  (中心抽头)

次级输出电压  $U_2 = 2 \times 120\text{V}$

频率响应  $100 \sim 10000\text{Hz}$  范围内  $\pm 2\text{dB}$

#### 1. 计算初、次级绕组电流

初级绕组在乙类放大时的有效电流  $I_1$



$$I_1 = 0.7 I_{\text{pm}} = 0.7 \times 0.4 = 0.28 \text{ (A)}$$

次级绕组电流  $I_2$

$$I_2 = \frac{P_2}{U_2} = \frac{250}{2 \times 120} = 1.04 \text{ (A)}$$

## 2. 变压器设计步骤

(1) 求铁心截面积  $S_c$

$$S_c = 1.4 \sqrt{P_2} = 1.4 \sqrt{250} = 22.1 \text{ (cm}^2\text{)}$$

取 GEB35 × 70 铁心片，实际截面积  $S_c = 22.5 \text{ cm}^2$

(2) 初级绕组交流音频电压  $U_1$

$$U_1 = \sqrt{\frac{P_2 R_{\text{aa}}}{\eta}} = \sqrt{\frac{250 \times 6.700}{0.92}} = 1349 \text{ (V)}$$

(3) 初级绕组匝数  $N_1$

$$N_1 = \frac{U_1 \times 10^4}{4.44 f_L B S_c} = \frac{1349 \times 10^4}{4.44 \times 100 \times 0.85 \times 22.5} = 1600 \text{ (匝)}$$

式中  $f_L$ ——频响低频端频率 (Hz)；

$B$ ——磁感应强度 (T)；

$S_c$ ——铁心截面积 ( $\text{cm}^2$ )。

(4) 每伏匝数  $T_v$

$$T_v = \frac{N_1}{U_1} = \frac{1600}{1349} = 1.186 \text{ (匝/V)}$$

(5) 次级绕组匝数  $N_2$

$$N_2 = 1.03 T_v U_2 = 1.03 \times 1.186 \times 120 = 147 \text{ (匝)}$$

次级有 2 组 120V，所以有 2 组 147 匝。

(6) 初级绕组导线直径  $d_1$

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{I_1}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.28}{2.5}} = 0.378 \text{ (mm)}$$

实际取 QZ - 0.35 高强度漆包线

(7) 次级绕组导线直径  $d_2$

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_2}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{1.04}{2.5}} = 0.73 \text{ (mm)}$$

实际取 QZ - 0.80 高强度漆包线

(8) 绕组结构方式

由于初级绕组的直流电位达 1250V，在满功率输出时的音频电压  $U_{\text{pp}}$  也高达 1350V，所以绕组耐压、层间绝缘等都要精心设计。如图 4-28 所示，将初级绕组分段绕制，以降低层间电压，减小分布电容，又保证初级两半边绕组的直流电阻相等，减小由于电阻不平衡而引起的失真。次级绕组夹在初级绕组中间，以增加初次级之间的耦合，减小漏电感  $L_s$ ，防止高频衰减。

(9) 初级绕组结构计算

初级绕组  $N_1$  共 1600 匝，分四段绕制，每段为 400 匝。按图 4-28 中，初级每段切纸宽度 28mm，绕线宽度  $h_{m1} = 24\text{mm}$ 。

$$\begin{aligned}\text{每层匝数 } m_1 &= \frac{h_{m1}}{d_{m1} K_p} - 1 \\ &= \frac{24}{0.41 \times 1.05} - 1 \\ &= 54 \text{ (匝)}\end{aligned}$$

$$\text{每段层数 } s_1 = \frac{\frac{1}{4}N_1}{m_1} = \frac{400}{54} = 8 \text{ (层)}$$

每段绕组厚度  $\delta_1$

$$\delta_1 = K_d s_1 d_{m1} + s_1 t_2 = 1.15 \times 8 \times 0.41 + 8 \times 0.05 = 4.2 \text{ (mm)}$$

#### (10) 次级绕组结构计算

切纸宽度 60mm，绕线宽度

$$h_{m2} = 56\text{mm}.$$

$$\text{每层匝数 } m_2 = \frac{h_{m2}}{d_{m2} K_p} - 1 = \frac{56}{0.885 \times 1.05} - 1 = 59 \text{ (匝)}$$

$$\text{每组层数 } s_2 = \frac{\frac{1}{2}N_2}{m_2} = \frac{152}{59} = 3 \text{ (层)}$$

$$\begin{aligned}\text{每组厚度 } \delta_2 &= K_d s_2 d_{m2} + s_2 t_2 \\ &= 1.15 \times 3 \times 0.885 + 3 \times 0.08 = 3.2 \text{ (mm)}\end{aligned}$$

#### (11) 线圈总厚度 $D_m$

$$\begin{aligned}D_m &= \delta_d + \delta_1 + \delta_{12} + \delta_2 + \delta_{12} + \delta_1 \\ &= 3 + 4.2 + 1 + 2 \times 3.2 + 1 + 4.2 = 19.8 \text{ (mm)}\end{aligned}$$

在铁心片窗口中尚有 2.2mm 余量。

#### (12) 核算初级电感量 $L_1$

$$\begin{aligned}L_1 &= \frac{0.4\pi\mu_e N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8} \\ &= \frac{1.256 \times 1000 \times 1600^2 \times 22.5}{20 \times 10^8} = 36 \text{ (H)}\end{aligned}$$

### 4.5.2 设计例题 2 采用 CD 型铁心设计 250W 音频输出变压器

本设计采用 CD 型铁心，线圈为双线包分段绕制，改善了输出变压器的性能，250W 电子管音频输出变压器的电气规格要求为：

电子管型号	$2 \times \text{FU}-5$	乙类推挽功率放大
屏极电压 $U_p$	1 250V	
零信号时屏流 $I_{p0}$	160mA	
最大信号时屏流 $I_{pm}$	400mA	

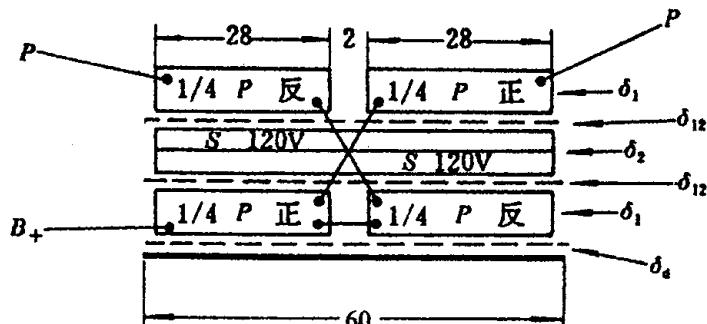


图 4-28 250W 输出变压器绕组排列图



负载阻抗 $R_{aa}$	6 700Ω C. T.
额定输出功率 $P_2$	250W
频率响应范围	80 ~ 10 000Hz ± 1dB
变压器次级为定压输出	2 × 120V
结构:	采用 CD 型铁心, 立式安装
耐压:	初级 5kV, 次级 2kV

电原理图同图 4-27。

变压器计算步骤如下:

#### 1. 初级绕组有效电流

$$I_1 = 0.7 \times I_{pm} = 0.7 \times 0.4 = 0.28 \text{ (A)}$$

#### 2. 次级绕组电流

$$I_2 = \frac{P_2}{U_2} = \frac{250}{2 \times 120} = 1.04 \text{ (A)}$$

#### 3. 初级绕组音频电压 $U_1$

$$U_1 = \sqrt{\frac{P_2 R_{aa}}{\eta}} = \sqrt{\frac{250 \times 6700}{0.92}} = 1350 \text{ (V)}$$

#### 4. 初级绕组开路电感 $L_1$

$$L_1 \geq \frac{R_{aa}}{2\pi f_L \sqrt{M^2 - 1}} = \frac{6700}{6.28 \times 80 \times \sqrt{1.12^2 - 1}} = 26.5 \text{ (H)}$$

式中  $M$ —失真系数,  $M = 10^{\frac{2}{3}} = 10^{\frac{1}{3}} = 1.12$ 。

#### 5. 变压器漏电感 $L_s$

$$L_s \leq \frac{R_{aa}}{2\pi f_h \sqrt{M^2 - 1}} = \frac{6700}{6.28 \times 10000 \times \sqrt{1.12^2 - 1}} = 0.21 \text{ (H)}$$

#### 6. 选择铁心

从 CD 型铁心参数表上, 按 50Hz 电源变压器, 功率为 250VA 左右, 选择 CD20 × 40 × 60, 35Q155C 型铁心。

铁心截面积  $S_C = 7.36 \text{ cm}^2$

磁路长度  $l_C = 24.4 \text{ cm}$

铁心重量  $G_C = 1.28 \text{ kg}$

C 型铁心在磁路中有两个接缝, 但气隙很小, 所以磁导率很高, 当  $f=50\text{Hz}$ 、 $B=1.4\text{T}$  时,  $\mu_e$  约为 4 000。

#### 7. 初级绕组匝数 $N_1$

如果按电感量  $L_1$  的方法计算匝数 ( $\mu_e$  值取 2 000)

$$N_1 = 8920 \sqrt{\frac{L_1 l_C}{\mu S_C}} = 8920 \sqrt{\frac{26.5 \times 24.4}{2000 \times 7.36}} = 1870 \text{ (匝)}$$

由于 C 型铁心的磁导率  $\mu_e$  值很高, 代入上式中计算出匝数必然较少, 那么在额定功率输出时, 尤其在低频段工作时, 铁心将会磁饱和而引起非线性失真, 所以要从磁感应强度  $B$  值的大小来计算匝数。

$$N_1 = \frac{U_1 \times 10^4}{4.44 f_L B S_c} = \frac{1350 \times 10^4}{4.44 \times 80 \times 1.43 \times 7.36} = 3600 \text{ (匝)}$$

### 8. 每伏匝数 $T_v$

$$T_v = \frac{N_1}{U_1} = \frac{3600}{1350} = 2.667 \text{ (匝/V)}$$

### 9. 次级绕组匝数 $N_2$

$$N_2 = T_v U_2 (1 + \Delta U)$$

$$= 2.667 \times 120 \times 1.05 = 336 \text{ (匝)}$$

### 10. 导线直径 $d$

初级导线直径  $d_1$

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{I_1}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.28}{3.4}} = 0.33 \text{ (mm)}$$

式中  $j$  为电流密度，音频变压器工作时为调幅波，调幅度为 30% ~ 50%，所以  $j$  取 3.4A/mm<sup>2</sup> 并不高，它不同于电源变压器为等幅正弦波。

次级导线直径  $d_2$

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_2}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{1.04}{3}} = 0.67 \text{ (mm)}$$

### 11. CD 型铁心的双线包排列方式

CD 型铁心有两个线包，为了使音频电流在两个线包中平衡通过，所以将各个绕组都一分为二地平均分配给左右两个线包上，绕组的排列和连接见图 4-29 所示。

### 12. 各绕组的每层匝数（见图 4-30 的绕制次序）

第 I 组次级（与第 IV 组的计算相同）

绕线宽度  $h_m$ ：当底筒宽度为 58mm 时， $h_m = 52\text{mm}$ 。

$$\text{每层匝数 } m_1 = \frac{h_m}{d_{m2} K_p} = \frac{52}{0.748 \times 1.05} = 66 \text{ (匝)}$$

第 II 组初级（与第 III 组的计算相同）

$$\text{每层匝数 } m_2 = \frac{h_m}{d_{m1} K_p} = \frac{52}{0.38 \times 1.05} = 129 \text{ (匝)}$$

### 13. 各绕组的层数

第 I 组（同第 IV 组）

$$\text{层数 } s_t = \frac{N_2}{m_1} = \frac{168}{66} = 3 \text{ (层)}$$

第 II 组（同第 III 组）

$$\text{层数 } s_t = \frac{N_1}{m_2} = \frac{900}{129} = 7 \text{ (层)}$$

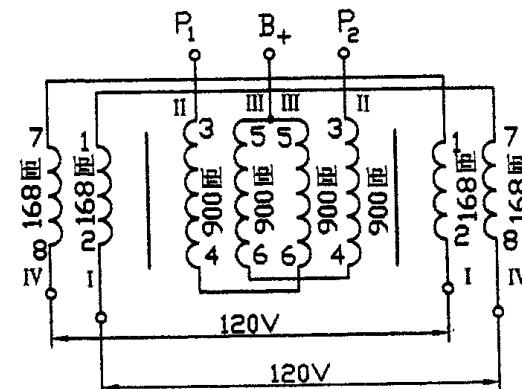


图 4-29 CD 型输出变压器绕组排列图

#### 14. 各绕组厚度

第Ⅰ组厚度  $A_1$  (第Ⅳ组厚度  $A_4$ )

$$\begin{aligned} A_1 &= A_4 = 1.15 \times s_t \times d_{m2} + \text{层间绝缘} \\ &= 1.15 \times 3 \times 0.748 + 2 \times 0.05 \\ &= 2.8 \text{ (mm)} \end{aligned}$$

第Ⅱ组厚度  $A_2$  (第Ⅲ组厚度  $A_3$ )

$$\begin{aligned} A_2 &= A_3 = 1.15 \times s_t \times d_{m1} + \text{层间绝缘} \\ &= 1.15 \times 7 \times 0.38 + 6 \times 0.05 \\ &= 3.7 \text{ (mm)} \end{aligned}$$

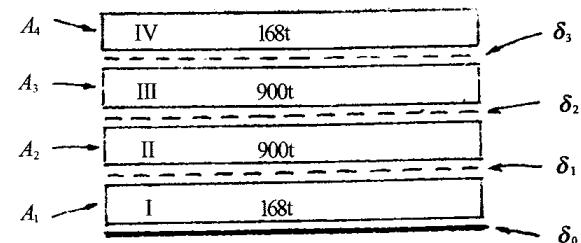


图 4-30 线包绕组结构

#### 15. 线包总厚度 $D_m$

$$\begin{aligned} D_m &= \delta_0 + A_1 + \delta_1 + A_2 + \delta_2 + A_3 + \delta_3 + A_4 \\ &= 2 + 2.8 + 0.3 + 3.7 + 0.3 + 3.7 + 0.3 + 2.8 = 15.9 \text{ (mm)} \end{aligned}$$

式中  $\delta_0$ ——底筒加绝缘的厚度；

$\delta_1, \delta_2, \delta_3$ ——各绕组之间的绝缘厚度。

CD20×40×60 铁心的窗口宽度  $C = 32\text{mm}$ , 两个线包的总厚度为  $2D_m = 2 \times 15.9 = 31.8\text{mm}$ , 正好能放入铁心的窗口中，在结构设计上较为合理。

#### 16. 线包的平均匝长 $l_m$

$$l_m = 2(a_1 + b_1) + D_m \pi = 2(24 + 44) + 15.9\pi = 186 \text{ (mm)}$$

式中  $a_1, b_1$ ——线包内孔尺寸，即底筒包好绝缘的尺寸。

#### 17. 计算变压器初级电感量 $L_1$

$$L_1 = \frac{0.4\pi\mu N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 2000 \times 3600^2 \times 7.36}{24.4 \times 10^8} = 98.2 \text{ (H)}$$

C 型铁心的磁导率  $\mu$ ，当频率为 50Hz、 $B$  值为 1.4T 时， $\mu$  值约为 4 000，考虑到装配等因数， $\mu$  值以 2 000 代入，求得电感量  $L_1 = 98.2\text{H}$ ，比预计的 26.5H 大 3 倍多，满足了在低频端有足够的电感量的要求。

#### 18. 计算变压器的漏电感 $L_s$

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{0.4\pi l_m N^2}{h_m m^2 \times 10^8} (\delta + \frac{A}{3}) \\ &= \frac{1.256 \times 18.6 \times 3600^2}{5.2 \times 4^2 \times 10^8} (0.09 + \frac{1.3}{3}) = 0.019 \text{ (H)} \end{aligned}$$

式中  $\delta = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3$ ——各绕组之间的绝缘厚度 (cm)；

$A = A_1 + A_2 + A_3 + A_4$ ——各绕组厚度 (cm)；

$l_m$ ——绕组平均匝长 (cm)；

$h_m$ ——绕组宽度 (cm)；

$m$ ——线包分段数。

#### 19. 电感量 $L_1$ 与漏电感 $L_s$ 之比

$$\frac{L_1}{L_s} = \frac{98.2}{0.019} = 5168$$

由于 CD 型铁心的两铁心柱上平均放置初次级绕组，而且初次级都分段绕制，所以耦

合良好，漏感很小。根据计算漏电感  $L_s$  为  $0.019H = 19mH$ ，仅为预计高频漏感值的 5%。变压器装配连接见图 4-31。因变压器初级电压高，所以线圈两端应采用环氧树脂端封。

推挽输出变压器在零信号静态工作时，两只电子管的屏流相等，从初级绕组的  $B_+$  分别流向  $P_1$  和  $P_2$ ， $I_{P_1}$  和  $I_{P_2}$  电流的方向相反，在铁心中无直流磁化。因此，在 CD 型铁心装配时，在磁路中不必加气隙。但是，两只 FU-5 功放电子管作乙类推挽输出时，当栅偏压为 0V，两只 FU-5 电子管的特性必须相同。如果两管的静态屏流不同，偏差达 5% 时，铁心中就会产生一个偏置磁场，从而引起输出波形的失真。为此，有的电路设计师特地在栅极回路中增加一个负 10~15V 的栅偏压，以减小交叉失真和功放电子管特性偏差而引起的失真。

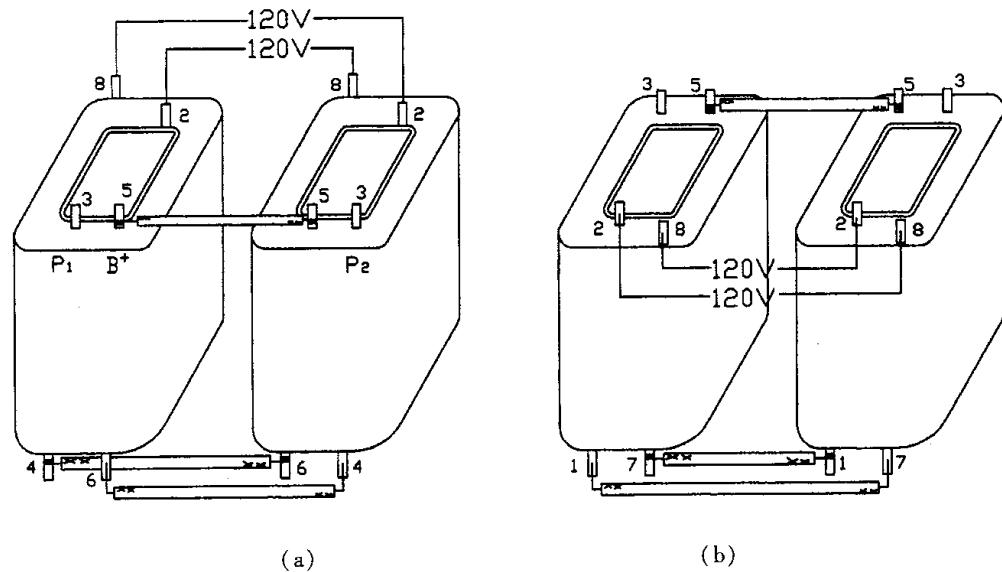


图 4-31 CD 型两线包连接图

## 4.6 高保真音响设备用输出变压器计算

由于晶体管及功率集成电路的音响设备已广为流行，而电子管音响设备曾一度被人们冷落。随着数字音频技术的发展和 CD 唱机的兴起，由于电子管功放机（通常称做胆机）具有比晶体管功放机线路更为简单，调试也相对容易的特点，在最近几年中，国内许多音响爱好者又开始对胆机萌发了浓厚的兴趣，形成了又一次 Hi-Fi 高潮。

图 4-32 是一个由帘栅极反馈的超线性高保真度放大器电路，它要求配用高保真度的音频输出变压器。

这种变压器的设计方法与一般音频输出变压器基本相同，只是由于这种变压器的频响范围要求较宽，在 20~15 000Hz 范围内，频率失真不应大于 1dB，而且初级绕组的电感量要求足够大，漏感  $L_s$  要求相当小， $L_1$  与  $L_s$  之比必须大于 10 000，所以在设计 Hi-Fi 输出

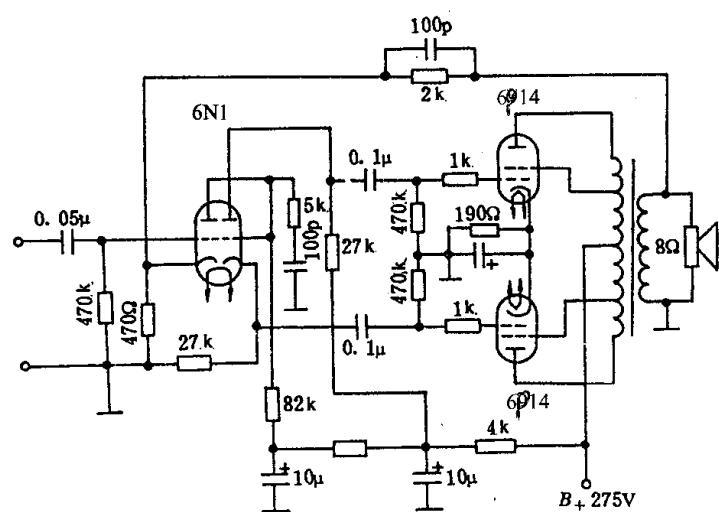


图 4-32 超线性放大器电路



变压器时必须考虑到这些特点。

在图 4-32 中的末级推挽电子管，是一个比较特殊的帘栅极负反馈电路。输出变压器初级绕组两边应各有一个接到帘栅极的抽头，见图 4-33 所示，抽头部分  $N_{G_2}$  的匝数，取决于帘栅极电路的反馈系数  $K$ ，在表 4-7 中列出了四种工作于超线性电路的功放电子管的有关数据，可供设计输出变压器时参考。

表 4-7 超线性功放时电子管特性

电子管型号	屏极电压 $U_P/V$	两管屏流 $I_P/mA$	栅负压 $U_g/V$	屏极负载阻抗 $R_{aa}/\Omega$	反馈系数 $K/%$	输出功率 $P_2/W$
6P1	260	80	-15	10 000	5	10
6P6P	285	90	-19	8 000	5	12
6P14	275	90	-10	8 000	18.5	12
6P3P	300	110	-22.5	6 600	18.5	20

表 4-7 中的反馈系数  $K$ ，与负载阻抗、绕组匝数之间的关系为：

$$K = \frac{R_{G_2}}{R_a} = \left( \frac{N_{G_2}}{N_p} \right)^2$$

式中  $R_{G_2}$  ——电源  $B_+$ 至帘栅极  $G_2$  之间的负载阻抗 ( $\Omega$ )；

$R_a$  ——电源  $B_+$ 至屏极  $P$  之间的负载阻抗 ( $\Omega$ )；

$N_{G_2}$  ——电源  $B_+$ 至帘栅极之间的匝数；

$N_p$  ——电源  $B_+$ 至屏极之间的匝数。

要制作初极电感量  $L_1$  足够大，而漏电感  $L_s$  又极小的输出变压器，若仅采取增加绕组匝数的办法是很难达到要求的，必须合理选择绕组的排列方式。例如采用图 4-34 所示的几种方式，将初、次级绕组分段绕制，既可增加初、次级绕组间的耦合，又可减小变压器的漏电感，改善高频特性。分段数多，漏电感小，高频响应好，但绕制工艺复杂。若分段数过多，使得初、次级绕组之间的分布电容增加，反而对高频响应不利，为此，一般取分段数  $m=2 \sim 4$ 。

#### 4.6.1 10W Hi-Fi 音频输出变压器计算

##### 1. 已知条件

末级推挽功放管为  $2 \times 6P14$ ，甲乙类（见图 4-32）

输出功率  $P_2 = 10W$ ；

初级阻抗  $R_{aa} = 8000\Omega$ ；

两电子管屏流  $I_p = 90mA$ ，单管  $I_p = 45mA$ ；

次级负载阻抗  $R_2 = 8\Omega$ ；

频率响应  $f = 20 \sim 15000Hz$  范围为  $\pm 1dB$ ；

变压器效率  $\eta \approx 0.85$ 。

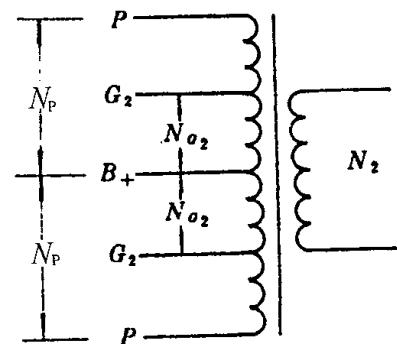


图 4-33 有负反馈抽头的初级绕组

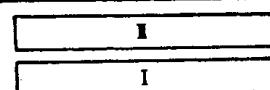
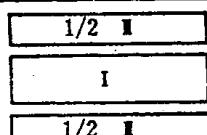
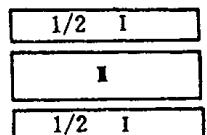
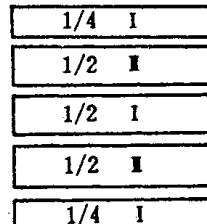
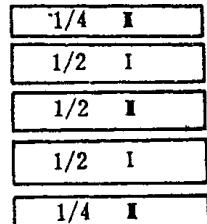
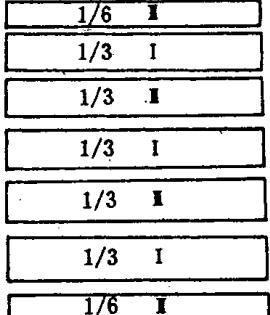
序号	线圈排列方式		分段数
1			$m=1$
2			$m=2$
3			$m=4$
4			$m=6$

图 4-34 线圈排列分段数

## 2. 设计步骤

(1) 变压器输入功率  $P_1$

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{10}{0.85} = 12 \text{ (W)}$$

(2) 初级绕组音频电压  $U_1$

$$U_1 = \sqrt{P_1 R_{aa}} = \sqrt{12 \times 8000} \approx 310 \text{ (V)}$$

(3) 次级绕组音频电压  $U_2$

$$U_2 = \sqrt{P_2 R_2} = \sqrt{10 \times 8} = 8.9 \text{ (V)}$$

(4) 初级绕组电流  $I_1$

按单管屏极电流为 45mA

(5) 次级绕组电流  $I_2$



$$I_2 = \sqrt{\frac{P_2}{R_2}} = \sqrt{\frac{10}{8}} = 1.12 \text{ (A)}$$

(6) 初、次级匝数比

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_{aa}}} = \sqrt{\frac{8}{0.85 \times 8000}} = 0.0343$$

(7) 初级绕组电感量  $L_1$

$$L_1 \geq \frac{R_{aa}}{2\pi f_L \sqrt{M^2 - 1}} = \frac{8000}{6.28 \times 20 \times \sqrt{1.12^2 - 1}} = 127 \text{ (H)}$$

式中  $R_{aa}$  —— 初级阻抗 ( $\Omega$ )；

$f_L$  —— 最低工作频率 (Hz)；

$M$  —— 失真系数， $M = 10^{\frac{dB}{20}}$

当频响失真为 1dB 时， $M = 10^{\frac{1}{20}} = 1.12$ 。

(8) 变压器漏感  $L_s$

高保真度变压器要求初级开路电感  $L_1$  与漏电感  $L_s$  之比大于 10 000，所以：

$$L_s \leq \frac{L_1}{10000} = \frac{127}{10000} = 0.0127 \text{ (H)}$$

(9) 铁心截面积  $S_c$

$$S_c = 2\sqrt{P_2} = 2\sqrt{10} = 6.3 \text{ (cm}^2\text{)}$$

选择 GEB22 × 33 35Q155 冷轧取向硅钢片

$$S_c = 6.6 \text{ cm}^2 \quad l_c = 12.4 \text{ cm}$$

(10) 初级绕组总匝数  $N_1$

$$N_1 = 8920 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu_e S_c}} = 8920 \sqrt{\frac{127 \times 12.4}{2000 \times 6.6}} \approx 3100 \text{ (匝)}$$

式中  $L_1$  —— 初级电感量 (H)；

$l_c$  —— 铁心磁路长度 (cm)；

$\mu_e$  —— 磁导率；

$S_c$  —— 铁心截面积 ( $\text{cm}^2$ )。

(11) 初级帘栅极抽头匝数  $N_{G_1}$

从表 4-7 中，电子管 6P14 的反馈系数  $K = 18.5\%$ ，故

$$N_{G_1} = \sqrt{K} \cdot N_p = \sqrt{0.185} \times \frac{3100}{2} \approx 660 \text{ (匝)}$$

即在初级绕组中心抽头  $B_+$  处向两边各 660 匝处抽头，接到电子管的帘栅极，见图 4-32。

(12) 次级绕组匝数  $N_2$

$$N_2 = N_1 \cdot n = 3100 \times 0.0343 = 106 \text{ (匝)}$$

(13) 初、次级绕组导线直径  $d$

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{I_1}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.045}{2.5}} = 0.15 \text{ (mm)}$$

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_2}{J}} = 1.13 \sqrt{\frac{1.12}{2.5}} = 0.75 \text{ (mm)}$$

#### (14) 线圈结构及尺寸

按图 4-34 中采用分段数  $m=4$  的绕组排列方式, 具体见图 4-35 各绕组的结构尺寸为:

初级绕组总厚度  $\delta_1 = 4.5 \text{ mm}$

次级绕组总厚度  $\delta_2 = 2.8 \text{ mm}$

初、次级间绝缘厚度  $\delta = 1.2 \text{ mm}$

绕线宽度  $h_m = 33 \text{ mm}$

绕组平均匝长  $l_m = 150 \text{ mm}$

#### (15) 核对计算结果

初级电感量  $L_1$

$$L_1 = \frac{0.4\pi\mu_e N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8}$$

$$= \frac{0.4 \times 3.14 \times 2000 \times 3100^2 \times 6.6}{12.4 \times 10^8} = 128 \text{ (H)}$$

变压器漏电感  $L_s$

$$L_s = \frac{0.4\pi l_m N_1^2}{h_m m^2 \cdot 10^8} \cdot \left( \delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right)$$

$$= \frac{0.4 \times 3.14 \times 15 \times 3100^2}{3.3 \times 4^2 \times 10^8} \times \left( 0.12 + \frac{0.45 + 0.28}{3} \right) = 0.0125 \text{ (H)}$$

式中  $\mu_e$  —— 磁导率;

$N_1$  —— 初级绕组总匝数;

$S_c$  —— 铁心截面积 ( $\text{cm}^2$ );

$l_c$  —— 磁路长度 ( $\text{cm}$ );

$l_m$  —— 绕组平均匝长 ( $\text{cm}$ );

$h_m$  —— 绕线宽度 ( $\text{cm}$ );

$m$  —— 分段数;

$\delta$  —— 初、次级间绝缘总厚度 ( $\text{cm}$ );

$\delta_1$  —— 初级绕组总厚度 ( $\text{cm}$ );

$\delta_2$  —— 次级绕组总厚度 ( $\text{cm}$ );

$L_1$  与  $L_s$  的比值为  $128 \div 0.0125 = 10240$ , 已满足设计时的预定要求。也可通过计算以确定高、低频端失真值:

高频失真

$$M_h = \sqrt{1 + \left( \frac{2\pi f_h L_s}{R_{aa}} \right)^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{6.28 \times 15000 \times 0.0125}{8000} \right)^2} = 1.01$$

$$Y_h = 20 \lg M_h = 20 \lg 1.01 = 0.086 \text{ dB}$$

低频失真

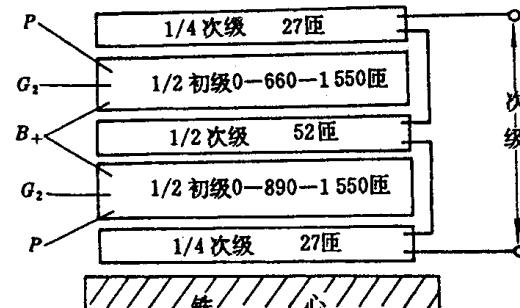


图 4-35 绕组分段排列方式

$$M_L = \sqrt{1 + \left( \frac{R_{aa}}{2\pi f_L L_1} \right)^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{8000}{6.28 \times 20 \times 128} \right)^2} = 1.12$$

$$Y_L = 20 \lg M_L = 20 \lg 1.12 = 0.98 \text{ dB}$$

### 4.6.2 20W Hi-Fi 音频输出变压器计算

在高档的音响设备中，采用电子管功放的（通常称为胆机）的功放设备，其性能要比集成模块高出一等，现介绍一个 20W 超线性高保真度音频输出变压器设计方法。

#### 1. 已知条件

末级推挽功放管为  $2 \times 6P3P$  ( $2 \times 6L6$ ) 甲乙类

输出功率  $P_2 = 20 \text{ W}$  ( $B_+ = 300 \text{ V}$ )

初级阻抗  $R_{aa} = 6600 \Omega$

两电子管屏流  $I_p = 110 \text{ mA}$  (单管  $I_p = 55 \text{ mA}$ )

次级阻抗  $R_2 = 0 - 4 - 8 \Omega$

频率响应  $20 \sim 15000 \text{ Hz}$  范围内  $\pm 1 \text{ dB}$

变压器效率  $\eta = 0.9$

电原理图见图 4-36 所示。

#### 2. 变压器电气计算

##### (1) 变压器输入功率 $P_1$

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{20}{0.9} = 22.2 \text{ (W)}$$

##### (2) 初级绕组音频电压 $U_1$

$$U_1 = \sqrt{P_1 R_{aa}} = \sqrt{22.2 \times 6600} = 383 \text{ (V)}$$

##### (3) 次级绕组音频电压 $U_2$

$$U_{4\Omega} = \sqrt{P_2 R_2} = \sqrt{20 \times 4} = 8.95 \text{ (V)}$$

$$U_{8\Omega} = \sqrt{P_2 R_2} = \sqrt{20 \times 8} = 12.7 \text{ (V)}$$

##### (4) 初级绕组电流 $I_1$

按单管屏极电流计算  $I_1 = 55 \text{ mA}$

##### (5) 次级绕组电流 $I_2$

$$I_{4\Omega} = \sqrt{\frac{P_2}{R_2}} = \sqrt{\frac{20}{4}} = 2.24 \text{ (A)}$$

$$I_{8\Omega} = \sqrt{\frac{P_2}{R_2}} = \sqrt{\frac{20}{8}} = 1.58 \text{ (A)}$$

##### (6) 匝数比 $n$

$$n_{4\Omega} = \sqrt{\frac{R_4}{\eta R_{aa}}} = \sqrt{\frac{4}{0.9 \times 6600}} = 0.026$$

$$n_{8\Omega} = \sqrt{\frac{R_8}{\eta R_{aa}}} = \sqrt{\frac{8}{0.9 \times 6600}} = 0.037$$

##### (7) 初级电感量 $L_1$

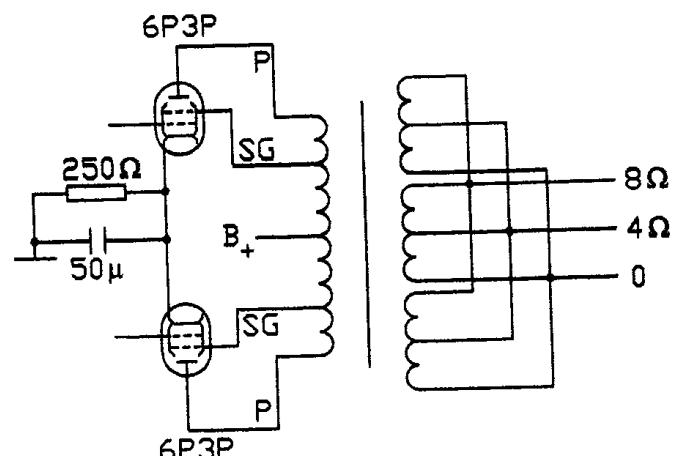


图 4-36 20WHi-Fi 输出电路



$$L_1 \geq \frac{R_{aa}}{2\pi f_L \sqrt{M^2 - 1}} = \frac{6600}{6.28 \times 20 \sqrt{1.12^2 - 1}} = 104 \text{ (H)}$$

式中  $M$ —失真系数。

$M = 10^{\frac{1}{2}}$  当频响失真为 1dB 时

$$M = 10^{\frac{1}{2}} = 1.12$$

### (8) 变压器漏电感 $L_s$

高保真度输出变压器的  $\frac{L_1}{L_s}$  应大于 10 000 倍

$$L_s \leq \frac{L_1}{10000} = \frac{104}{10000} = 0.0104 \text{ H} = 10.4 \text{ (mH)}$$

## 3. 变压器设计步序

### (1) 求铁心截面积 $S_c$

$$S_c = 2 \sqrt{P_2} = 2 \sqrt{20} = 9 \text{ (cm}^2\text{)}$$

选择 YEI28 × 40 35Q155 冷轧取向硅钢片

$$S_c = 2.8 \times 4 \times 0.95 = 10.6 \text{ (cm}^2\text{)}$$

$$l_c = 16.8 \text{ cm}$$

$$G_c = 1.37 \text{ kg}$$

### (2) 初级绕组总匝数 $N_1$

$$N_1 = 8920 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu_e S_c}} = 8920 \sqrt{\frac{104 \times 16.8}{3000 \times 10.6}} = 2100 \text{ (匝)}$$

为了两边分配方便，每边各为 1100 匝，共计 2200 匝。

### (3) 初级帘栅极抽头匝数 $N_{G_1}$

电子管 6P3P 帘栅极反馈系数  $K = 18.5\%$

$$N_{G_1} = \sqrt{K} \cdot N_p = \sqrt{0.185} \times 1100 = 475 \text{ (匝)}$$

即在初级绕组中心抽头  $B_+$

处向两边各 475 匝处抽头。接到 6P3P 电子管的帘栅极，见图 4-37 所示。

### (4) 次级绕组匝数 $N_2$

$$N_{4\Omega} = N_1 \cdot n_4 = 2200 \times 0.026 = 57 \text{ (匝)}$$

$$N_{8\Omega} = N_1 \cdot n_8 = 2200 \times 0.037 = 81 \text{ (匝)}$$

### (5) 导线直径 $d$

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{I_1}{j}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.055}{2.5}} = 0.17 \text{ (mm)}$$

次级绕组分三段并联，每段的电流为  $\frac{2.24}{3} = 0.75 \text{ (A)}$ 。

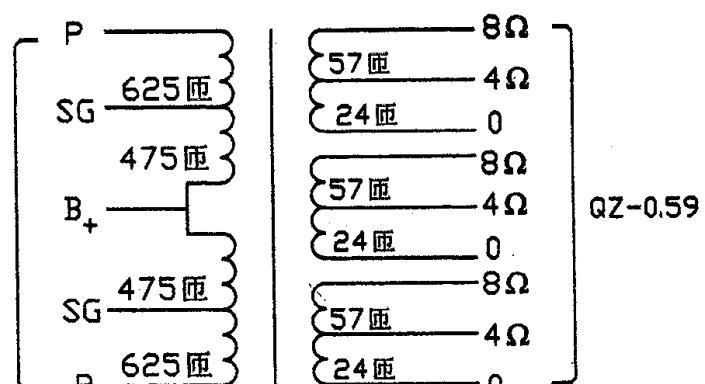


图 4-37 20W Hi-Fi 输出变压器

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{l_2}{2.7}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.75}{2.7}} = 0.59 \text{ (mm)}$$

#### (6) 线包的排列方式和几何尺寸

线包的排列方式见图 4-38 所示, 这种排列方式的分段数  $m=4$ , 初次级之间的耦合好, 漏感小, 但分布电容较大, 所以组间绝缘要用介电常数小的电话纸或黄漆布, 不宜用介电常数大的聚酯薄膜类绝缘材料。

初级线包总厚度  $A_1 = 4 \text{ mm}$

次级线包总厚度  $A_2 = 5 \text{ mm}$

$$\begin{aligned} \text{初、次级绕组间绝缘总厚度 } \delta &= 4 \times 0.3 \\ &= 1.2 \text{ (mm)} \end{aligned}$$

绕线宽度  $h_m = 36 \text{ mm}$

绕组平均匝长  $l_m = 17 \text{ cm}$

#### (7) 计算初级电感量 $L_1$

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{0.4\pi\mu_e N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8} \\ &= \frac{1.256 \times 3000 \times 2200^2 \times 10.6}{16.8 \times 10^8} = 115 \text{ (H)} \end{aligned}$$

此数值大于预计的要求值。

#### (8) 计算变压器漏电感 $L_s$

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{0.4\pi l_m N_1^2}{h_m m^2 \times 10^8} \left( \delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) \\ &= \frac{1.256 \times 17 \times 2200^2}{3.6 \times 4^2 \times 10^8} \left( 0.012 + \frac{0.4 + 0.5}{3} \right) \\ &= 0.0056 \text{ (H)} = 5.6 \text{ (mH)} \end{aligned}$$

此数值小于预计的要求值。

#### (9) $L_1$ 与 $L_s$ 之比

$$\frac{L_1}{L_s} = \frac{115}{0.0056} = 20535$$

此值已满足设计时提出  $\frac{L_1}{L_s} > 10000$  的要求。

本变压器如果不用帘栅极反馈, 即 2 个 SG 引出头空着, 那么  $B_+$  可以提高到 360V, 帷栅极电压为 270V 时, 输出功率可达 25W, 音响有左右声道, 必须用两套功放同时工作。

#### 4.6.3 制作注意事项

- (1) 初、次级绕组之间应选用介电常数小的绝缘材料, 如电缆纸、黄漆绸等。不宜采用介电常数大的绝缘材料作组间绝缘, 否则, 分布电容增大, 影响高频衰减。
- (2) 由于 Hi-Fi 电路均为甲乙类功放电路, 在静态时, 从  $B_+$  到两电子管屏极的电流方向相反, 所以铁心中直流磁化已经抵消, 因此, 铁心片可以像电源变压器一样交叉装配。

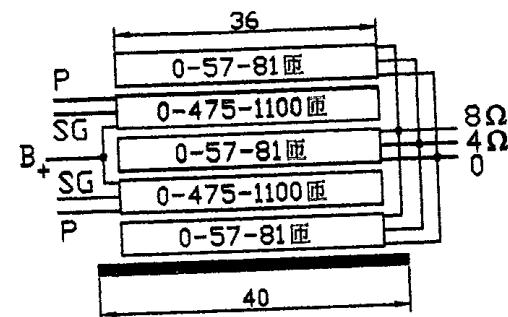


图 4-38 绕组排列图