

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 20Hz 至 20 000Hz 的音频范围内。变压器的漏电感 L_0 与分布电容 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，也称为话筒变压器。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，也需用一个音频变压器，起阻抗匹配及隔离作用。它需要有良好的电屏蔽和磁屏蔽，这类变压器也称为输入变压器。

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，次级绕组有多档阻抗输出，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，或称为输送变压器。

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接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	播音控制台	甲级	20~20 000	50~12 500
		乙级	40~16 000	80~8 000
		丙级	80~8 000	100~6 300
	扩音机	甲级	40~16 000	
		乙级	80~8 000	
		丙级	160~5 000	
线间变压器 用户变压器	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

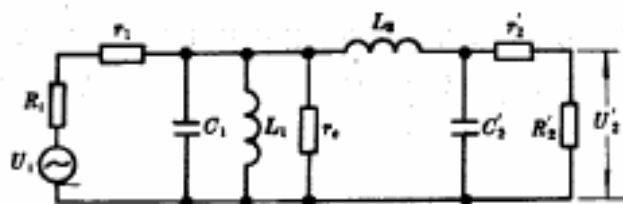


图 4—1 音频变压器等效电路

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_1 ，把初次级漏感合并在一起用 L_m 表示，

定义为初次级总漏感。

图中： r_1 ——初级铜阻 (Ω)；

r_2' ——换算到初级的次级铜阻 (Ω)；

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_m ——次级短路，初级端测得的漏感 (H)；

R_1 ——电子管或晶体管内阻 (Ω);

R_2' ——换算到初级的次级负载电阻 (Ω);

r_c ——铁损分量等效电阻 (Ω);

U_1 ——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_1 与负载电阻 R_2' 分为高阻与低阻,在各个频段上,将 L_1 、 L_2 、 C_1 、 C_2' 所呈现的阻抗与 R_1 、 R_2' 进行比较,在串联参数中,忽略远小于 R_1 、 R_2' 的串联参数;在并联参数中,忽略远大于 R_1 、 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
	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、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_1 之间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 感抗会随着频率下降而下降， L_1 的大小直接影响输出电压 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_1 、 R_2' 均为低阻时， C_1 、 C_2' 可忽略，得等效电路Ⅳ与Ⅴ。随着频率升高，漏感抗增大，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_1 为高阻时， 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Ⅶ；当 R_1 、 R_2' 均为高阻时， 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， C_2' 、 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。

4.1.4 变压器初级输入阻抗 Z

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，呈现在初级两端子之间的阻抗为 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 Z 就是放大器的负载阻抗 R_L ，即 $R_L = Z$ ，如图 4—2 所示。

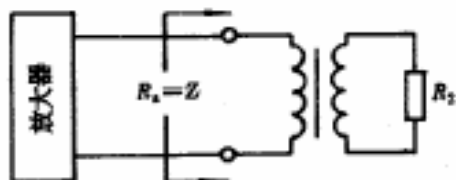


图 4—2 变压器初级输入阻抗 Z 与放大器负载阻抗 R_L

4.1.5 放大器最佳负载阻抗

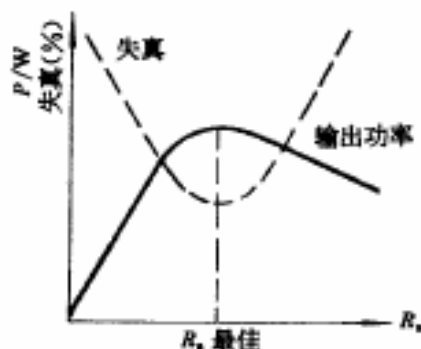


图 4—3 放大器负载与输出功率、波形失真的关系

截止而产生波形失真。

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，电压波形失真最小。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。

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_L 最佳时负载线，正负半周特性对称，失真小；2 为 R_L 变大后的负载线，当信号电压达到 E_{c2} 时，输出电压出现平顶，信号电压再增至 E_{c1} 时，波形失真严重；3 为 R_L 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。当负载由纯阻变为复数阻抗时，负载线为椭圆形，如图 4—5 所示，在椭圆的下端 B 点附近，因电流

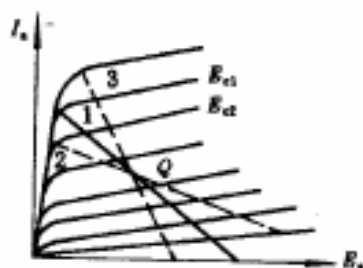


图 4—4 R_L 最佳时与偏离时负载线

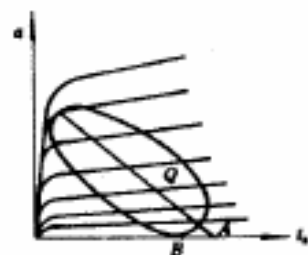


图 4—5 复数阻抗时椭圆负载线

由以上分析，希望变压器的输入阻抗 Z 恒等于最佳负载 R_L ，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 $|Z|/R_2'$ 与频率的关系曲线称为输入阻抗频率特性。图 4—6 是 R_1 、 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 。

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。

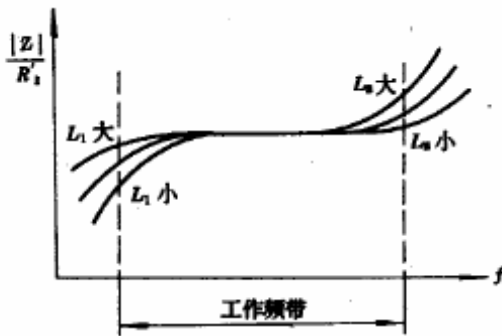


图 4—6 非谐振变压器输入阻抗频率特性

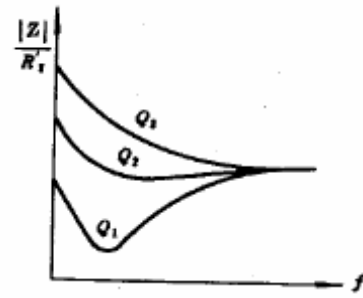


图 4—7 等效电路Ⅲ输入阻抗频率特性

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。

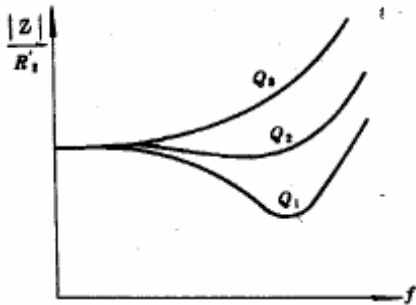


图 4—8 等效电路Ⅴ输入阻抗频率特性

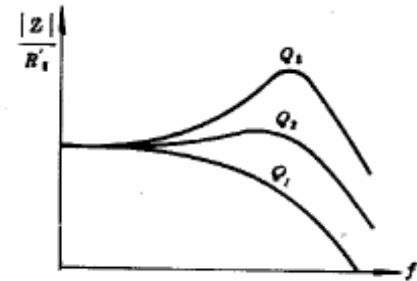


图 4—9 等效电路Ⅵ输入阻抗频率特性

在等效电路Ⅶ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 (1000Hz) 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。

$$M(\text{倍数}) = 10^{\frac{dB}{20}}$$

(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。

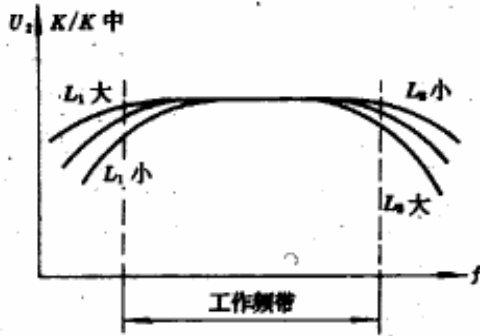


图 4-10 音频变压器频率响应曲线

由图 4-10 可见，在中频段，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_2 小的比 L_2 大的下降慢。因此， L_1 决定着低频响应， L_2 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_2 ，并与控制输入阻抗变化求出的 L_1 与 L_2 进行比较， L_1 取其中大的， L_2 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。

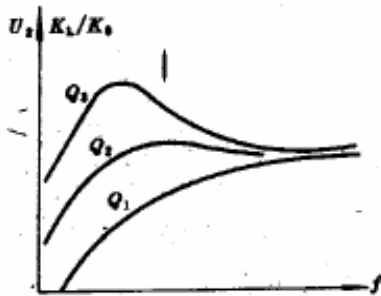


图 4-11 等效电路Ⅱ低频响应曲线

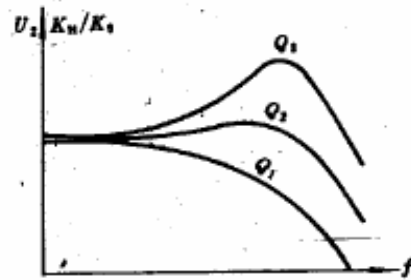
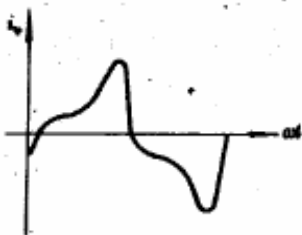


图 4-12 等效电路Ⅴ、Ⅵ高频响应曲线

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_2 、 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_ϕ 的波形呈现尖顶波，如图 4-13 所示。 i_ϕ 在 R_1 、 r_1 上的压降波形与 i_ϕ 一样，是一个非正弦波，导致初级感应电势 e_1 波形畸变，输出电压的波形也随之失真。

$$e_1 = U_i - i_\phi (R_1 + r_1) \quad (4-3)$$

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_ϕ 趋近于正弦波，因而能降低输出电压的波形失真。

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 ΔD_s ，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。

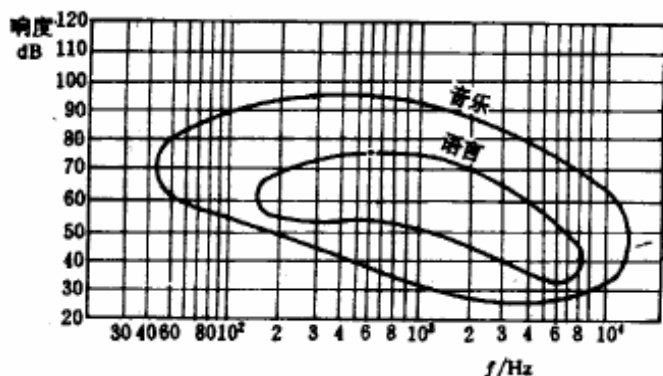


图 4—14 音乐、语言响度动态范围

动态范围 $\Delta D_i = 40\text{dB}$, 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 $L_{1\text{max}}$ 、 $L_{1\text{min}}$; 由 $L_{1\text{max}}$ 核算输入阻抗、波形失真, 由 $L_{1\text{min}}$ 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, Δ 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

		输入变压器		输出变压器	线间变压器	级间变压器	
工作条件	阻抗	信号源内阻 R_1		Δ	Δ		
		初级输入阻抗 R_0 及允许变化范围		Δ	Δ	Δ	
		次级负载阻抗 R_2	Δ	两种任 选一种	Δ	Δ	两种任 选一种
		匝数比	Δ		Δ		
	电平功率	动态范围		\circ	\circ	\circ	
		输入电平		Δ	Δ	两种任 选一种	
		输出功率 P_2			Δ		
	工作情况	1. 各级直流电压直流电流 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		Δ	Δ
		电路图		Δ	Δ	Δ	Δ
		工作环境条件		Δ	Δ	Δ	Δ
其他特殊要求		\circ	\circ	\circ	\circ		
技术指标	失真度	频率特性		Δ	Δ	Δ	
		低端	直流电流不平衡度		\circ		\circ
			失真度		\circ	Δ	Δ
	高端			\circ		\circ	
	屏蔽	磁屏蔽		\circ	\circ	\circ	\circ
		静电屏蔽		\circ	\circ	\circ	\circ
		效率 η		Δ	Δ	Δ	Δ

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 $L_{1\text{max}}$ 要满足输入阻抗、波形失真指标; 相应于最小响度时的 $L_{1\text{min}}$ 要满足频率响应指标。某一频率时最大与最小响度的分贝数之差若为 40dB, 即动

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 n

一般变压器

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

推挽变压器

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

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_s ——单端放大器负载阻抗 (Ω), $R_s = r_1 + r_2' + R_2'$;

R_{ss} ——推挽放大器一臂至另一臂负载阻抗 (Ω), $R_{ss} = r_1 + r_2' + R_2'$;

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);

η ——音频变压器效率, $\eta = R_2' / (r_1 + r_2' + R_2')$, 当整机未给出效率要求时, 参照图 4—15 确定。

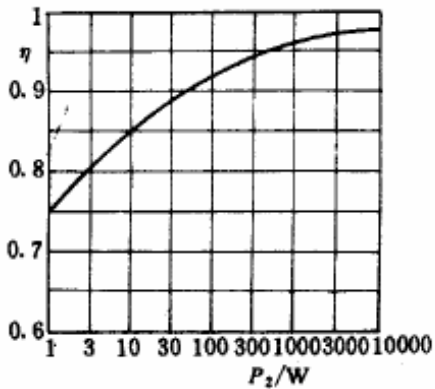


图 4—15 音频变压器效率曲线

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

次级总铜阻力

$$r_2' = 0.586 R_{ss} (1 - \eta) \quad (4-10)$$

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

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“甲类放大电路用变压器”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 $R_{II} = R_2 + r_2$

3. 计算铜阻

(1) 甲类放大器用变压器

$$r_1 = r_2' = 0.5 R_s (1 - \eta) \quad (4-7)$$

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

式中 r_1 ——初级铜阻 (Ω);

r_2 ——次级铜阻 (Ω)。

(2) 乙类放大电路用变压器

按热效应选线时:

初级两臂总铜阻为

$$(4-9)$$

$$(4-10)$$

$$R_{II}' = R_a - r_1$$

等效电源电阻 $R_e = R_I R_{II}' / R_I + R_{II}'$

电阻比 $\alpha = R_{II}' / R_I$

(2) 甲类推挽电路用变压器

初级回路电阻 $R_I = 2R_i (\text{每臂}) + r_1$

次级回路电阻 $R_{II} = R_2 + r_2$

$$R_{II}' = R_2' + r_2' = R_{aa} - r_1$$

等效电源电阻 $R_e = R_I R_{II}' / R_I + R_{II}'$

电阻比 $\alpha = R_{II}' / R_I$

(3) 乙类推挽放大电路用变压器

初级回路电阻 $R_I = 4R_i (\text{每臂}) + r_1$

次级回路电阻 $R_{II} = R_2 + r_2$

$$R_{II}' = R_2' + r_2' = R_{aa} - r_1$$

等效电源电阻 $R_e = R_I R_{II}' / R_I + R_{II}'$

电阻比 $\alpha = R_{II}' / R_I$

5. 计算初次级电压、感应电势

(1) 已知输入电平的分贝数时

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)。

次级电压

$$U_2 = U_1 \cdot \eta \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

初级电势 $E_1 = 0.5 (1 + \eta) U_1$

(2) 已知输出功率时

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 (Ω)。

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

初级电势 $E_1 = 0.5 (1 + \eta) U_1$

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 $|Z|/R_{II}'$

查图 4—16, 取 λ 值, 则

$$L_1 = \frac{R_{II}'}{2\pi f_L} \cdot \lambda$$

(4—11)

式中 f_L ——最低工作频率 (Hz)；

L_1 ——初级自感 (H)；

R_{II}' ——反射到初级的次级回路电阻 (Ω)。

当输入阻抗变化量为 30% 时, 由 $|Z|/R_{II}' = 0.7$ 查图 4—16, 得 $\lambda = 1$, 故

$$L_1 = \frac{R_1'}{2\pi f_L} \quad (4-12)$$

(2) 按频率响应要求计算

查图 4-17 得 ξ 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 (Ω)。

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

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

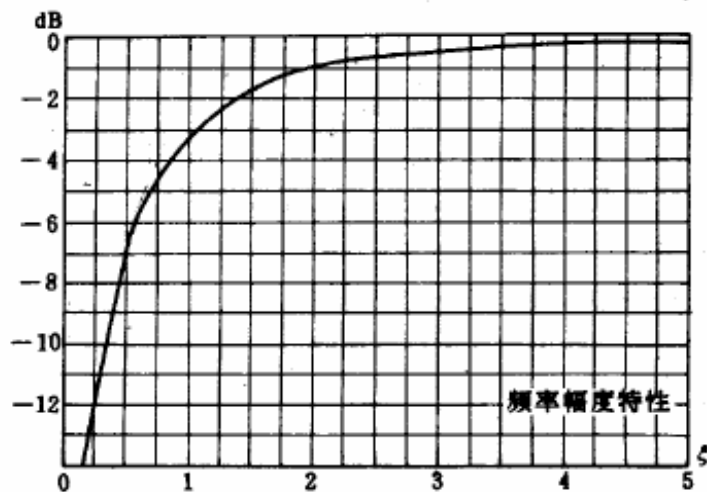
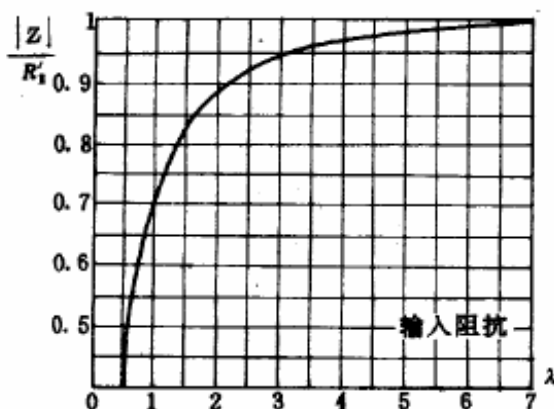


图 4-16 等效电路 II 输入阻抗与自感量关系曲线 图 4-17 等效电路 II 频率响应与自感量关系曲线

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 $|Z|/R_{II}'$

查图 4-18, 得 δ 值, 则

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

式中 R_{II}' ——反射到初级的次级回路电阻 (Ω);

f_H ——最高工作频率 (Hz);

L_s ——漏感 (H)。

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

$$L_s = \frac{0.8R_{II}'}{2\pi f_H} \quad (4-16)$$

(2) 按频率响应要求计算

查图 4-19 得 ψ 值, 则

$$L_s = \frac{R_I + R_{II}'}{2\pi f_H} \cdot \psi \quad (4-17)$$

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

$$L_s = \frac{R_I + R_{II}'}{2\pi f_H} \quad (4-18)$$

式中 R_I ——初级回路电阻 (Ω)。

比较 (1)、(2) 两项计算值, 取其小者作为结构计算的依据。

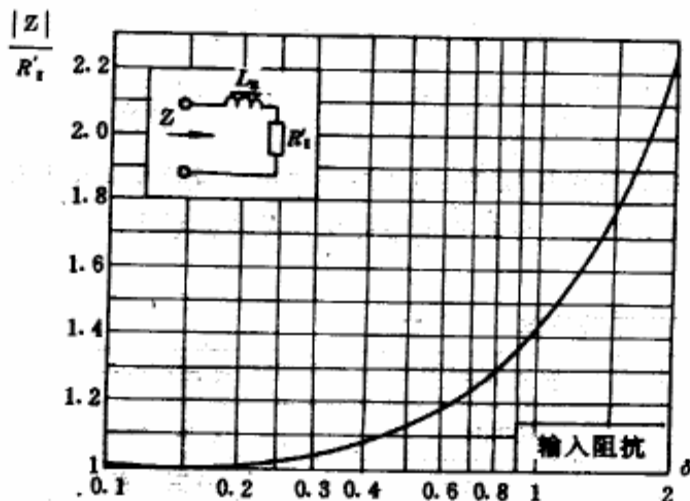


图 4—18 等效电路Ⅱ输入阻抗与漏感关系曲线

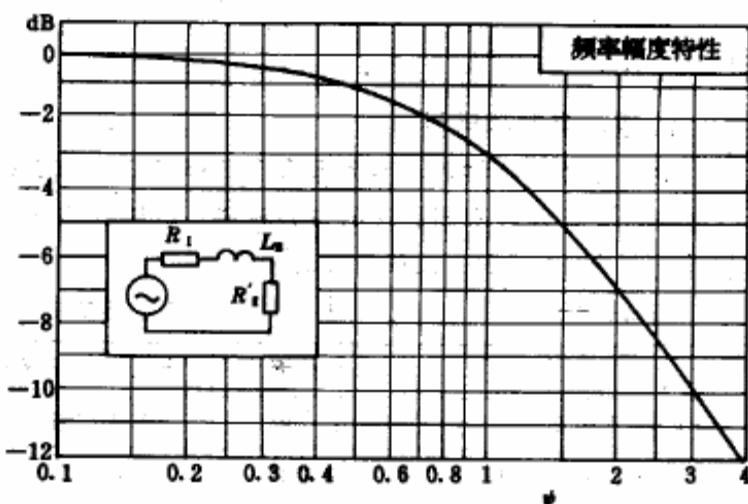


图 4—19 等效电路Ⅱ频率响应与漏感关系曲线

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	$\frac{ Z }{R_{II}'} = 1/\sqrt{1 + \left(\frac{R_{II}'}{2\pi f_L L_{1max}}\right)^2}$	$\frac{K_L}{K_0} = 1/\sqrt{1 + \left(\frac{Re}{2\pi j L_{min}}\right)^2}$
	Ⅲ	$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_{1max} \cdot C}$ (Hz) $Q = 2\pi f_0 L_{1max}/R_{II}'$ $x = f_L/f_0$	$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_{1min} \cdot C}$ (Hz) $\alpha = R_I/R_{II}'$ $Q = 2\pi f_0 L_{1min}/R_{II}'$ $x = f_L/f_0$
		$\frac{ Z }{R_{II}'} = \sqrt{\frac{Q^2 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}{1 + x^2}}$	$\frac{K_L}{K_0} = \frac{1 + \frac{1}{\alpha}}{\left(1 + \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{x^2}\right)^2 + \frac{1}{x^2} \left(Q + \frac{1}{\alpha Q}\right)^2}$
高频段	Ⅳ	$\frac{ Z }{R_{II}'} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f_H L}{R_{II}'}\right)^2}$	$\frac{K_H}{K_0} = 1/\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f_H L_s}{R_I + R_{II}'}\right)^2}$
	Ⅴ	$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_s C_2'}$ (Hz) $Q = 2\pi f_0 L_s/R_{II}'$ $x = f_H/f_0$	$\alpha = R_I/R_{II}'$
		$\frac{ Z }{R_{II}'} = \sqrt{\frac{Q^2 x^2 + (1-x^2)^2}{1 + \frac{x^2}{Q^2}}}$	$\frac{K_H}{K_0} = \frac{1 + \frac{1}{\alpha}}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\alpha} - x^2\right)^2 + x^2 \left(Q + \frac{1}{\alpha Q}\right)^2}}$
	Ⅵ	$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_s C_1}$ (Hz) $Q = 2\pi f_0 L_s/R_{II}'$ $x = f_H/f_0$	$\alpha = R_I/R_{II}'$
		$\frac{ Z }{R_{II}'} = \sqrt{\frac{1 + Q^2 x^2}{(1-x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}}}$	$\frac{K_H}{K_0} = \frac{1 + \alpha}{\sqrt{(1 + \alpha - x^2)^2 + x^2 \left(\alpha Q + \frac{1}{Q}\right)^2}}$
	Ⅶ		$A = \frac{2\pi f_H L_s}{R_y}$ $B = \frac{2\pi f_H (L_y' + L_s')}{R_y' + r_1 + r_2}$ $\frac{K_H}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + A^2}{1 + B^2}}$
	Ⅷ	$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_s C_2'}$ $b = C_1/C_2 = 2$ $Q = 2\pi f_0 L_s/R_{II}'$ $x = f_H/f_0$	$\frac{U_2'}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + Q^2 x^2}}$
		$\frac{ Z }{R_{II}'} = \sqrt{\frac{(1-x^2)^2 + Q^2 x^2}{(1-bx^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2} (1+b-bx^2)^2}}$	

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

		热轧硅钢片	冷轧取向硅钢带	铁氧体磁心	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	1.5T	1.8T	0.4T	1J50 1.5T 1J79 0.75T
	初始导磁率	400	600	2 000	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
	稳 定 性	对工作频率			好
对温度		较好	较好	一般	一般
对冲击振动		好	好		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、工作磁感应极低的变压器

此种变压器如话筒变压器等。选择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 μ_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 (cm^2)；

S_c ——铁心有效截面积 (cm^2)；

l_m ——线圈平均匝长 (cm)；

l_c ——铁心平均磁路长度 (cm)。

(2) 有直流磁化的小功率音频变压器

此种变压器如单边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。

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

式中 L_1 ——初级自感量 (H)；

I_- ——直流磁化电流 (静态直流) (A)；

P_{m1} ——音频变压器初级铜损 (W), $P_{m1} = I_1^2 r_1$ 。

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) 工作磁感应较高、无或有微小直流磁化变压器

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 η , 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 η 与失真 K_U 出发选铁心

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

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 C 形铁心, B_m 可取用 1.4~1.6T。

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 F, 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。

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

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

次级匝数

$$N_2 = N_1 \cdot n \quad (4-24b)$$

式中 μ_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

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

2) 大信号时磁感应强度

$$B_{max} = 0.358 E_1 I_z / f_L \sqrt{P_{m1} A V_c}$$

式中 H_z ——磁场强度 (A/cm);

P_{m1} ——初级铜损 (W);

V_c ——铁心体积 (cm^3);

A——扼流圈结构常数;

B_{max} ——磁感应强度 (T);

I_z ——直流磁化电流 (A)。

3) 小信号时磁感应强度

$$B_{min} = B_{max} / \text{低频动态范围 } \Delta D_f \text{ (倍数)}。$$

当整机未给出动态范围时, 其值由 f_L 查图 4—14 确定。

由 H_- 、 B_{\min} 查 C 形铁心等效磁导率曲线 (见第 8 章), 得 μ_e 。

(2) 计算初次级匝数

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

$$N_2 = n N_1$$

(3) 核算自感量 L_1

1) 直流磁场强度

$$H_- = N_1 I_- / l_c$$

2) 大信号时磁感应强度

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

3) 小信号时磁感应强度

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

由 H_- 、 B_{\max} 、 B_{\min} 查 C 形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

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

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

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。自感量要同时满足波形失真要求。

5) 气隙

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

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

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

次级匝数

$$N_2 = n \cdot N_1 \quad (4-25b)$$

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) 核算自感量 L_1

大信号时磁感应强度

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

小信号时磁感应强度

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

当推挽电路中存在不平衡直流时

直流磁场强度 $H_- = 0.5 N_1 I_{-(\text{每边})} \times \text{不平衡度} / l_c$

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_- 、 B_{\max} 、 B_{\min} 查图 4—20 得相应的 $\mu_{\Delta\max}$ 、 $\mu_{\Delta\min}$ 。则

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

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

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的自感值, 同时满足波形失真要求。

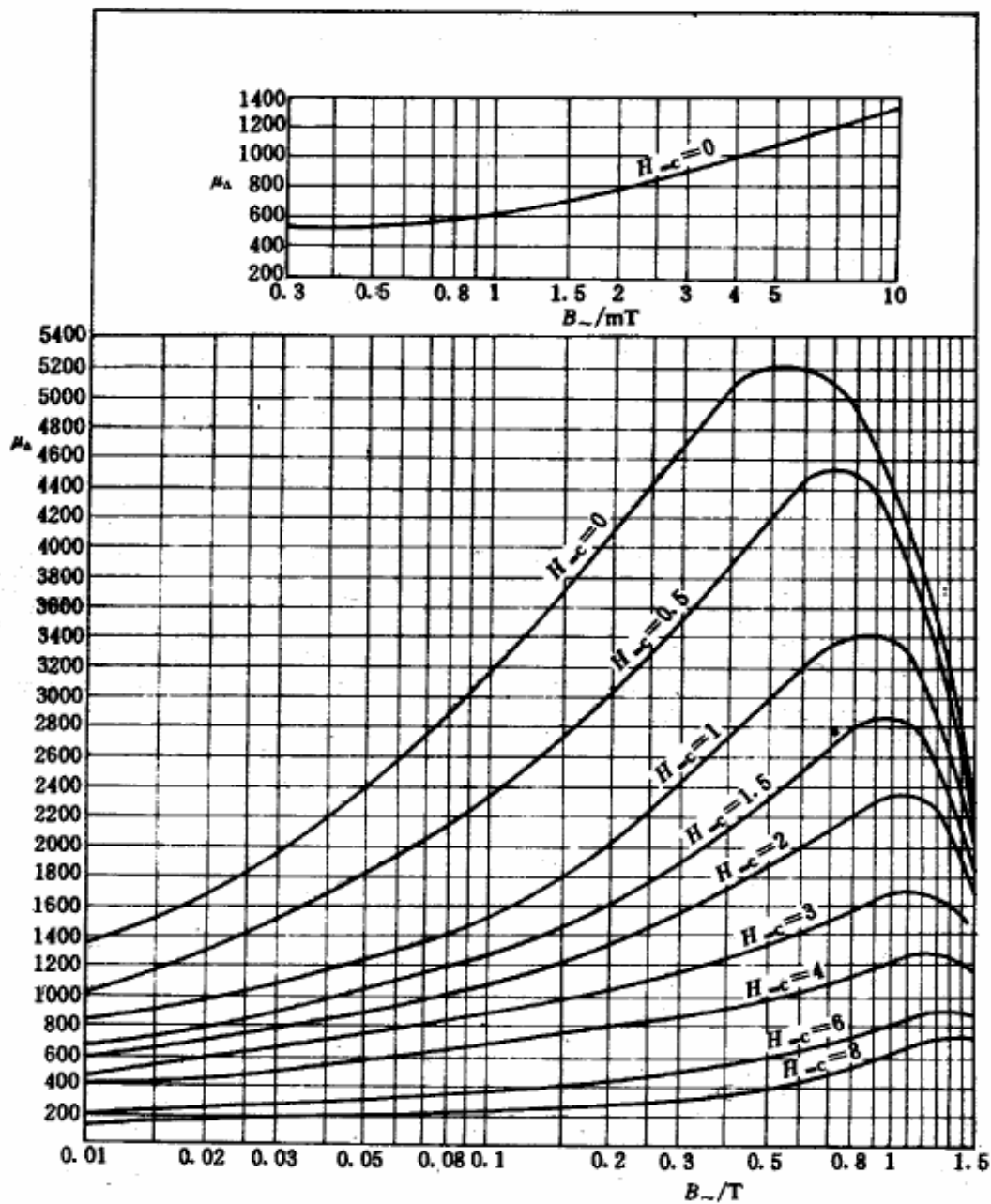


图 4—20 增量磁导率曲线

3.4 计算由磁化电流引起的非线性失真

(当 B_- 较低时, 此步可不计算)

1. 无直流磁化、无空气隙时

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

中, K_{I_p} 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

$$K_U = K_{I_p} \frac{R_c}{2\pi f_L L_{1\max}}$$

中, K_{I_p} 由 H_- 、 B_{\max} 查图 4—21 确定。当 K_U 超过规定值时, 垫入气隙。

3. 有直流磁化、有气隙时

$$K_U = K_{I_p} \frac{R_c}{2\pi f_L L_{1\max} (1 + \mu_{\Delta\max} \frac{l_R}{l_c})} \quad (4-27)$$

- 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_{-c} ;
- ③由 H_{-c} 、 B_{\max} 查图 4—20 得 $\mu_{\Delta\max}$ 、查图 4—21 得 $K_{I\phi}$;
- ④计算 $L_{1\max}$

$$L_{1\max} = \frac{0.4\pi N_1^2 S_c \times 10^{-8}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_{\Delta\max}}}$$

(4—28)

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

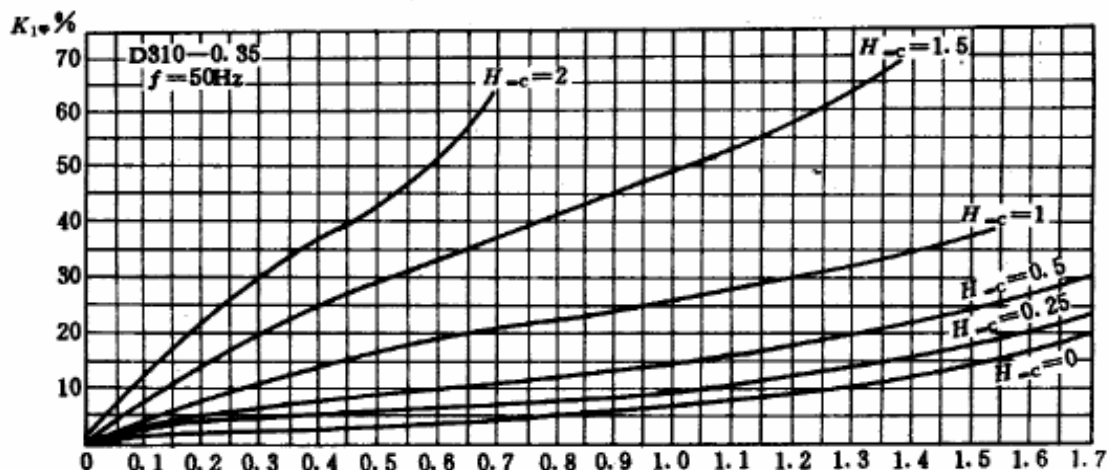


图 4—21 磁化电流波形失真系数

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

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

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, 并查出带绝缘外径 d_{m1} 、 d_{m2} ……及每千米铜阻和铜重。

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。

$$M = \sqrt{\frac{0.4\pi N_1^2 \times 10^{-8} \cdot l_m \left(\delta_s + \frac{1}{3} \delta_{I\text{II}} \right)}{L_s h_m}}$$

式中 δ_s ——每一柱上组间绝缘厚度, 初步计算取 0.04cm;

$\delta_{I\text{II}}$ ——每一柱上初次级绕组厚度, 用下式近似计算

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

心式铁心 $\delta_{I\text{II}} = \frac{1}{2} \text{铁心窗宽} - \text{底筒厚} - \delta_s$

N_1 ——初级总匝数;

l_m ——平均匝长 (cm);

h_m ——初次级平均绕线宽度 (cm);

L_s ——允许漏感量 (H)。

3.7 线圈绝缘设计与结构参量计算

同电源变压器。

3.8 漏感计算

按表 4—6。

表 4—6

漏感计算表

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

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

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

h_m ——初次级平均绕线宽度 (cm);

- δ_x ——每柱上组间绝缘厚度 (cm);
- δ ——每组漏磁势厚度 (cm);
- δ_I ——每柱上初级绕组总厚 (cm);
- δ_{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 $C_{I II}$ ，或绕组对静电屏蔽层电容 C_{IE} 、 $C_{II E}$;
- 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:

$$C_{0x} = \frac{0.0886 S_x \epsilon}{t_x}$$

式中 C_{0x} ——静电容 (pF)。指层间 C_{0I} 、 C_{0II} ，组间 $C_{0I II}$ ，对静电屏蔽层 C_{0IE} 、 $C_{0II E}$ ，对铁心 C_{0Ic} 、 C_{0IIc} ;

S_x ——被计算电容极板相对面积 (cm²);

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

t_x ——被计算电容两极板间距离 (cm);

$t_x =$ 绝缘厚度 + 导线漆层厚

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

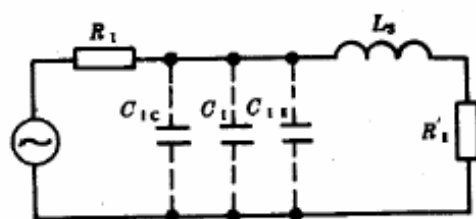


图 4—22 分布电容在 L_2 左端

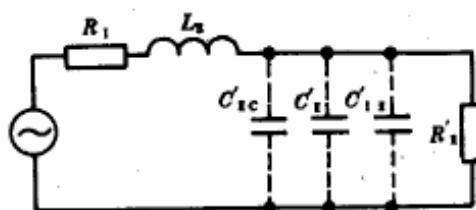


图 4—23 分布电容在 L_2 右端

- ②初级、次级层间有效电容 C_I 、 C_{II} :

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

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

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:

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

式中 C_y ——指 C_{Ic} 、 C_{IIc} 、 C_{IIE} 、 C_{IIE} 、 C_{IIM} 、 C_{IIM} (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:

$$C_1 = C_{Ic} + C_I + C_{IIE} \text{ (或 } C_{IIE}) + C_{IIM}$$

$$C_2 = C_{IIc} + C_{II} + C_{IIE} \text{ (或 } C_{IIE}) + C_{IIM}$$

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 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, 仅几伏, 最高几十伏, 但工作电流稍大, 初级匹配阻抗。对推挽输出电路的变压器, 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。

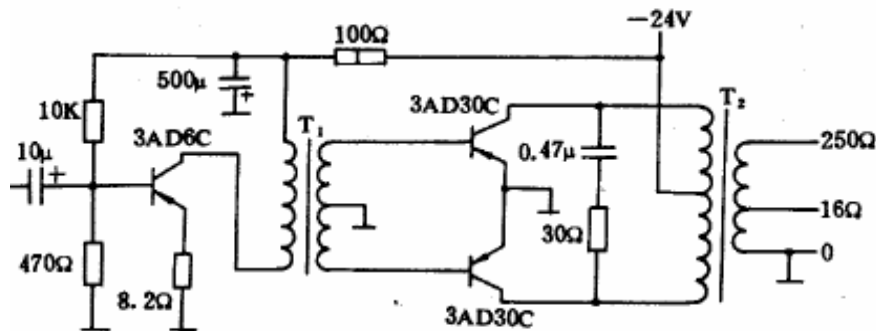


图 4—24 25W 晶体管扩音机功放电路

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 25W 晶体管输出变压器的设计方法和计算步骤。

4.1 25W 晶体管输出变压器已知条件

输出音频功率 $P_2 = 25W$

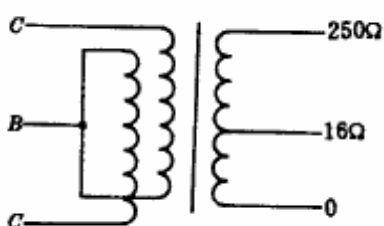


图 4—25 25W 输出变压器电路图

晶体管型号
电源电压
负载阻抗
频率响应
变压器效率
电路图

$2 \times 3AD30$, 乙类推挽
 $U_c = 24V$
 $R_2 = 0-16-250\Omega$
 $f = 100 \sim 8000Hz, \pm 3dB$
 $\eta \geq 0.85$
见图 4—25

4.4.2 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);

η ——变压器效率, 取 $\eta = 0.9$;

η_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_s

$$R_s = \frac{2(U_c - V_{ces})}{I_1} = \frac{2 \times (24 - 0.5)}{1.58} = 29.7 \Omega$$

3. 初级绕组电压 U_1

$$U_1 = \sqrt{\frac{P_2 R_s}{\eta}} = \sqrt{\frac{25 \times 29.7}{0.9}} = 28.7 \text{V}$$

4. 变压比 n

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

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

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

$$L_1 = \frac{R_s}{2\pi f_L} = \frac{29.7}{2 \times 3.14 \times 100} = 0.047 \text{H}$$

4.4.3 选铁心及结构计算

1. 按输出功率选择铁心

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

选择 GEB19×24 铁心, 材料厚 0.5mm。

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

2. 初级绕组匝数 N_1

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

实际取 2×70 匝, 用双线并绕工艺。

3. 次级绕组匝数

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

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

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

4. 各绕组导线直径

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

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

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

5. 绕线宽度 h_m

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

6. 各绕组每层匝数

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

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

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

7. 各绕组层数

$$S_1 = \frac{N_1}{m_1} = \frac{140}{38} = 4 \text{ 层}$$

$$S_2 = \frac{N_{21}}{m_2} = \frac{108}{36} = 3 \text{ 层}$$

$$S_3 = \frac{N_{22} - N_{21}}{m_3} = \frac{320}{71} = 5 \text{ 层}$$

8. 绝缘

底筒厚 2mm, 外包绝缘 2×0.08 电缆纸;

初级层间绝缘 1×0.08 电缆纸; 次级 16Ω 档层间绝缘 1×0.08 电缆纸, 250Ω 档为 1×0.05 电话纸。

绕组间绝缘为 2×0.05 聚酯薄膜。

最外层绝缘为 2×0.05 聚酯薄膜。

9. 各绕组厚度

$$\begin{aligned} \delta_1 &= d_{m1} S_1 K_d + z_{\text{层间}} + z_{\text{外包}} \\ &= 0.679 \times 4 \times 1.15 + 0.08 \times 3 + 0.05 \times 2 = 3.46\text{mm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta_2 &= d_{m2} S_2 K_d + z_{\text{层间}} + z_{\text{外包}} \\ &= 0.706 \times 3 \times 1.15 + 0.08 \times 2 + 0.08 = 2.68\text{mm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta_3 &= d_{m3} S_3 K_d + z_{\text{层间}} + z_{\text{外包}} \\ &= 0.37 \times 5 \times 1.15 + 0.05 \times 4 + 0.05 \times 2 = 2.43\text{mm} \end{aligned}$$

10. 线圈总厚度

$$\begin{aligned} D_m &= \delta_{\text{底筒}} + z_{\text{内层}} + \Sigma \delta \\ &= 2 + 0.08 \times 2 + 3.46 + 2.68 + 2.43 = 10.73\text{mm} \end{aligned}$$

11. 各绕组平均匝长

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

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

$$\begin{aligned} l_{m3} &= \{l_D + \pi [2(\delta_1 + \delta_2) + \delta_3]\} \times 10^{-1} \\ &= \{102 + 3.14 \times [2 \times (3.46 + 2.68) + 2.43]\} \times 10^{-1} \end{aligned}$$

$$= 14.82\text{cm}$$

12. 各绕组导线长度

$$l_1 = l_{m1} \cdot N_1 \times 10^{-2} = 11.29 \times 140 \times 10^{-2} = 15.81\text{m}$$

$$l_2 = l_{m2} \cdot N_{21} \times 10^{-2} = 13.22 \times 108 \times 10^{-2} = 14.28\text{m}$$

$$l_3 = l_{m3} \cdot (N_{22} - N_{21}) \times 10^{-2} = 14.82 \times 320 \times 10^{-2} = 47.42\text{m}$$

13. 各绕组铜阻

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

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

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

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

为此, 次级负载为 16Ω 时的铜阻为 0.78Ω , 次级负载为 250Ω 时的铜阻为 11.78Ω 。

14. 核算变压器效率

次级负载为 16Ω 时

$$\eta = \frac{R_{21}'}{r_1 + r_2' + R_{21}'} = \frac{(16/0.774^2)}{0.91 + \frac{16 + 0.78}{0.774^2}} = 0.92$$

次级负载为 250Ω 时

$$\eta = \frac{R_{22}'}{r_1 + r_2 + R_{22}'} = \frac{250/3.06^2}{0.91 + \frac{250 + 11.78}{3.06^2}} = 0.90$$

15. 校核初级自感量

取 $\mu_e = 1000$

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

满足规定要求。

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 $2 \times \text{FU}-5$ 电子管作乙类功率放大, 其电原理图见图 4-26 所示。图中 T_{SR} 为级间输入变压器, 由 $2 \times 6\text{P}14$ 电子管作推动, T_{SC} 为末级输出变压器, T_F 为 $\text{FU}-5$ 功放电子管的灯丝变压器。

$\text{FU}-5$ 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	1250V
零讯号时屏流 I_{p0}	160mA

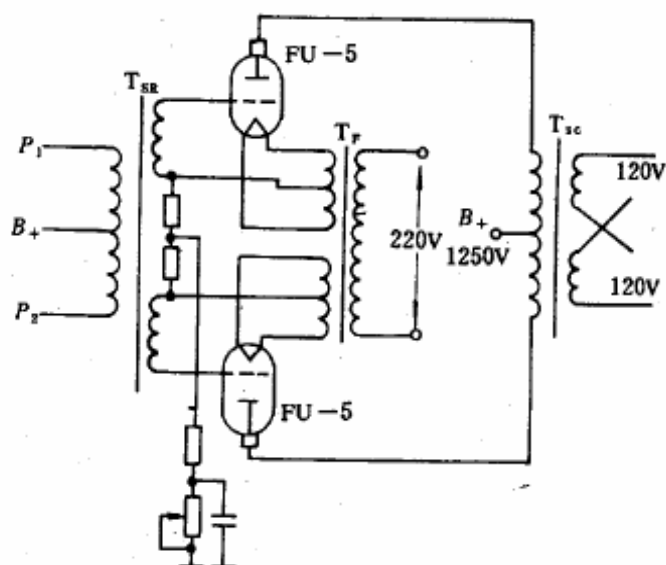


图 4-26 250W 扩音机功放级电路

最大讯号时屏流 I_{pm} 400mA

栅极偏置电压 U_g 0V

乙类推挽最大输出功率 P_0 250W

屏极负载阻抗 $R_{an} = 6700\Omega$

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 $P_2 = 250W$

初级阻抗 $R_{an} = 6700\Omega$

次级输出电压 $U_2 = 2 \times 120V$

频率响应 100~10000Hz $\pm 2dB$

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

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

次级绕组电流 I_2

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

2. 变压器设计步骤

1) 求铁心截面积 S_c

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

取 GEB35 \times 70 铁心片，实际截面积 $S_c = 22.5cm^2$ 。

2) 初级绕组交流音频电压 U_1

$$U_1 = \sqrt{\frac{P_2 R_{an}}{\eta}} = \sqrt{\frac{250 \times 6700}{0.92}} = 1349V$$

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 ——低频端 (Hz)；

B ——磁感应强度 (T)；

S_c ——铁心截面积 (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

$$d_1 = 1.13 \sqrt{\frac{I_1}{J}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.28}{2.5}} = 0.378mm$$

实际取 QZ—0.35 高强度漆包线。

7) 次级绕组导线直径 d_2

$$d_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_2}{J}} = 1.13 \sqrt{\frac{1.04}{2.5}} = 0.73mm$$

实际取 QZ—0.80 高强度漆包线。

8) 绕组结构方式

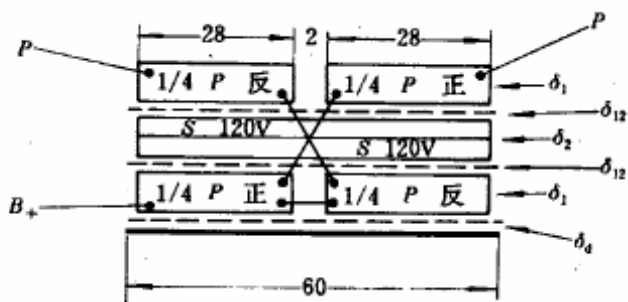


图 4—27 250W 输出变压器绕组排列图

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_{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—27 所示，将初级绕组分段绕制，以降低层间电压，减小分布电容，又保证初级二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 1 600 匝，分 4 段绕制，每段为 400 匝。按图 4—27 中初级每段切纸宽度 28mm，绕线宽度 $h_{m1} = 24\text{mm}$ 。

$$\text{每层匝数 } m_1 = \frac{h_{m1}}{d_{m1} K_p} - 1 = \frac{24}{0.41 \times 1.05} - 1 = 54 \text{ 匝}$$

$$\text{每段层数 } S_1 = \frac{1/4 N_1}{m_1} = \frac{400}{54} = 8 \text{ 层}$$

每段绕组厚度 δ_1

$$\begin{aligned} \delta_1 &= K_d S_1 d_{m1} + S_1 t_2 \\ &= 1.15 \times 8 \times 0.41 + 8 \times 0.05 = 4.2\text{mm} \end{aligned}$$

10) 次级绕组结构计算

切纸宽度 60mm，绕组宽度 $h_{m2} = 56\text{mm}$ 。

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

$$\text{每组层数 } S_2 = \frac{1/2 N_2}{m_2} = \frac{152}{59} = 3 \text{ 层}$$

$$\begin{aligned} \text{每组厚度 } \delta_2 &= K_d S_2 d_{m2} + S_2 t_2 \\ &= 1.15 \times 3 \times 0.885 + 3 \times 0.08 = 3.2\text{mm} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{0.4\pi\mu_e N_1^2 S_c}{l_c \times 10^8} \\ &= \frac{1.256 \times 1\,000 \times 1\,600^2 \times 22.5}{20 \times 10^8} = 36\text{H} \end{aligned}$$

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（通常称作胆机）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—28 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 L_1 要求足够大，漏电感 L_s 要

相当小。 L_1 与 L_s 之比必须大于 10 000。所以在设计时必须考虑到这些特点。

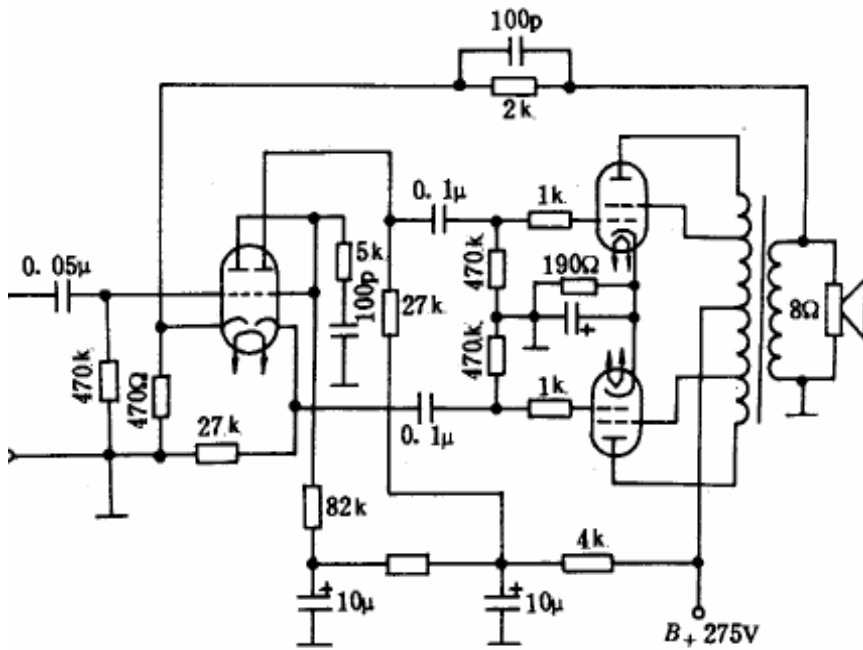


图 4—28 超线性放大器电路

$$K = \frac{R_{G2}}{R_s} = \left(\frac{N_{G2}}{N_p} \right)^2$$

式中 R_{G2} ——电源 B_+ 至帘栅极 G_2 之间的负载阻抗 (Ω);

R_s ——电源 B_+ 至屏极 P 之间的负载阻抗 (Ω);

N_{G2} ——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。

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_{sa}/Ω	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

要制作初级电感量 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—30 所示的几种方式, 将初、次级绕组分段绕制, 既可增加初、次级绕组之间的耦合程度, 又可减小变压器的漏电感, 改善高频端的频率响应。分段数越多, 漏电感越小, 高频响应也就越好。但绕制工艺也越复杂。有时因分段数太多, 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。一般取分段数 $m = 4$ 。

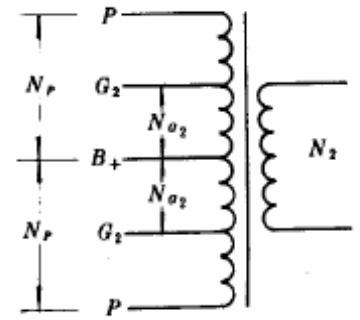


图 4—29 有负反馈抽头的初级绕组

图 4—28 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—29 所示, 抽头部分 N_{G2} 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 中的反馈系数 K , 与负载阻抗、绕组匝数之间的关系为:

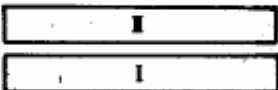
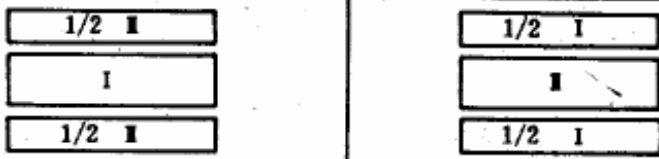
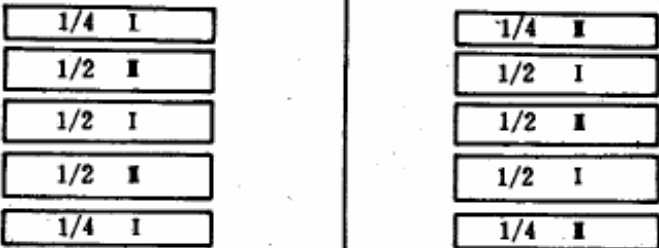
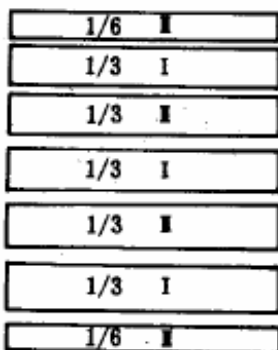
序号	线圈排列方式	分段数
1		$m=1$
2		$m=2$
3		$m=4$
4		$m=6$

图 4—30 线圈排列分段数

4.6.1 10W Hi-Fi 输出变压器计算

已知条件：

末级推挽功放管为 $2 \times 6P14$ ，甲乙₁类（见图 4—28）；

输出功率 $P_2 = 10W$ ；

初级阻抗 $R_{\infty} = 8000\Omega$ ；

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

次级阻抗 $R_2 = 8\Omega$

频率响应 $20 \sim 15000Hz \pm 1dB$ ；

变压器效率 η 不小于 0.85。

设计步骤如下：

1) 变压器输入功率 P_1

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{10}{0.85} \approx 12W$$

2) 初级绕组音频电压 U_1

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

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

$$I_2 = \sqrt{P_2 / R_2} = \sqrt{10/8} = 1.12\text{A}$$

6) 匝数比 n

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

7) 初级绕组电感量 L_1

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

式中 R_{Σ} ——初级阻抗, Ω ;

f_L ——最低工作频率, Hz;

M ——失真系数, $M = 10^{\text{dB}/20}$; 当频响为 1dB 时, $M = 10^{1/20} = 1.12$ 。

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

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

选择 GEB22 \times 33—0.35 铁心片, 铁心截面积 $S_c = 6.6\text{cm}^2$, 磁路长度 $l_c = 12.4\text{cm}$ 。

10) 初级绕组总匝数 N_1

$$\begin{aligned} N_1 &= 8920 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu_e S_c}} \\ &= 8920 \sqrt{\frac{127 \times 12.4}{2000 \times 6.6}} \approx 3100 \text{ 匝} \end{aligned}$$

(4—29)

式中 L_1 ——初级电感 (H);

l_c ——铁心磁路长度 (cm);

μ_e ——磁导率;

S_c ——铁心截面积 (cm^2)。

11) 初级帘栅极抽头匝数 N_{G2}

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

$$N_{G2} = \sqrt{K} \cdot N_p = \sqrt{0.185} \times \frac{3100}{2} \approx 660 \text{ 匝}$$

即在初级绕组中心抽头 B_+ 处向两边各 660 匝处抽头, 接到 6P14 电子管的帘栅极, 见图 4—28。

12) 次级绕组匝数 N_2

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

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—30 中采用分段数 $m=4$ 的绕组排列方式, 具体见图 4—31 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、次级间绝缘总厚度 $\delta = 1.2\text{mm}$

绕线宽度 $h_m = 33\text{mm}$

绕组平均匝长 $l_m = 150\text{mm}$

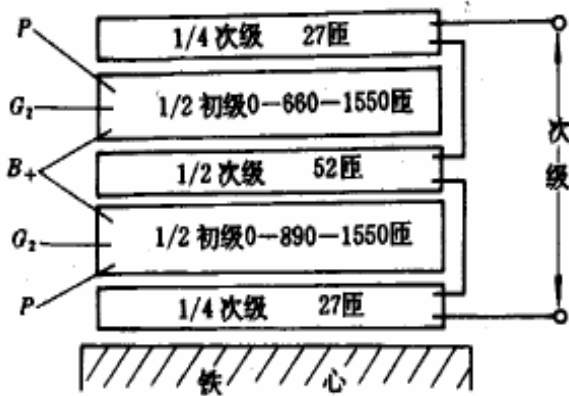


图 4—31 绕组分段排列方式

15) 核对计算结果

初级电感量 L_1

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

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

变压器漏电感 L_s

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

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

$$= 0.0125\text{H}$$

式中 μ_e ——磁导率;

N_1 ——初级绕组总匝数;

S_c ——铁心截面积 (cm^2);

l_c ——磁路长度 (cm);

l_m ——绕组平均匝长 (cm);

h_m ——绕线宽度 (cm);

m ——分段数

δ ——初次级间绝缘总厚度 (cm);

δ_1 ——初级绕组总厚度 (cm);

δ_2 ——次级绕组总厚度 (cm)。

L_1 与 L_s 的比值为 $128 \div 0.0125 = 10\ 240$, 已满足设计时的预定要求。

4.6.2 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, 组间分布电容增大, 影响高频衰减。

②由于该电路为甲乙₁类功放电路, 铁心中直流磁化已经抵消, 所以铁心片可以像电源变压器一样交错装配。

③如果次级输出要适应多种阻抗, 如 $0\Omega-4\Omega-8\Omega-16\Omega$, 在图 4—32 的次级绕组每段均绕成 $0\Omega-4\Omega-8\Omega-16\Omega$, 然后将三段次级全部并联, 但各抽头匝数必须准确。

4.7 线间变压器

4.7.1 用途

线间变压器又称音频输送变压器，是工矿企业内部广播网及乡镇有线广播网中必需的配件。它专为扩音机输出与扬声器音圈作阻抗匹配之用。

一台扩音机的输出线路上，少则几十个扬声器，多则几百个扬声器。输送线路距离比较远，由于受线路上分布参数的影响，线间变压器的工作频率适用于 $100\sim 8\,000\text{Hz}$ 之间。

4.7.2 特点

由于扩音机的输出功率从 $25\sim 275\text{W}$ ，约有 10 个功率等级，而且在输出端有阻抗输出或电压输出两种，所以线间变压器的初级也有标以阻抗或者电压的。为了适应不同扩音机输出功率的随机配合，变压器的初级有几个抽头，可以接成串联或并联，以配合不同的阻抗比。常用的线间变压器其规格分为两大类，一种是定阻抗式线间变压器，初级和次级都标以阻抗值。另一种是定电压式线间变压器，初级和次级都标以电压值，也有初级标以电压值，而次级标以阻抗值的线间变压器。市场上常见的线间变压器其额定功率有 2W 、 5W 、 10W 、 15W 及 25W 等几种。

4.7.3 线间变压器的正确配接

为了得到响亮的声音和良好的音质，除要求扩音机有足够的功率输出和扬声器本身质量好外，还跟扩音机与扬声器之间的配接很有关系。如果它们之间的阻抗匹配不当，就会造成失真大，声音小，严重时还会损坏扩音机和扬声器。所以必须了解线间变压器、扩音机和扬声器的规格及特性，才能使三者之间正确匹配，其连接方式如图 4—32 所示。

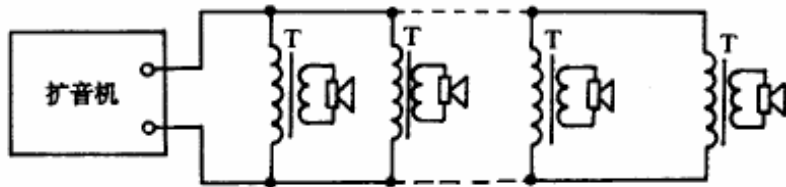


图 4—32 线间变压器连接方式

具体操作时，应首先了解扩音机的主要参数：

(1) 额定输出功率 P_0

表示在一定的非线性失真条件下，扩音机输出功率的大小。

(2) 输出阻抗 Z_0

表示从扩音机中得到额定输出功率时，必须接上的负载阻抗。阻抗值在 32Ω 以下的称为低阻抗输出，在 100Ω 以上的称为高阻抗输出。

其次要了解所接负载，即扬声器的主要参数：

(1) 额定功率 P_i

即扬声器上的标称功率。表示在规定失真范围内所能承受的最大功率。

(2) 标称阻抗 Z_i

表示输入信号为 400Hz 时扬声器音圈所呈现的交流阻抗。

(3) 实得功率 P_s

由广播线路决定，根据具体要求来选择，但不得超过扬声器的额定功率，否则容易损坏扬声器。

1. 定阻抗线间变压器的配接

定阻抗输出的扩音机与扬声器的匹配必须符合三个条件：

(1) 阻抗匹配

负载总阻抗 ΣZ_i 等于或接近于扩音机输出阻抗 Z_0 ，当负载阻抗大于扩音机输出阻抗，即扩音机轻载时，输出功率减小，失真加大，输出电压升高，严重时甚至会击穿输出变压器。在实际工作中，总负载阻抗

ΣZ_L 不大于输出阻抗的 10%。当总负载阻抗小于输出阻抗, 即扩音机过载时, 会引起严重失真, 损坏扩音机, 所以不允许负载阻抗小于扩音机输出阻抗。

(2) 功率匹配

全部负载的额定功率等于或稍大于扩音机的输出功率。如果总负载功率偏小, 应接一个假负载, 以吸收扩音机输出的多余功率。

(3) 功率分配平衡

即每个负载分配到的实得功率应等于或稍小于它的额定功率, 如 2W 扬声器可分配 1~2W 实得功率。

2. 配接时计算方法

定阻抗式输送变压器的配接方法, 主要是确定线间变压器的容量和初次级阻抗。线间变压器的容量应等于或大于它所接的扬声器功率, 变压器次级阻抗应等于所接扬声器的阻抗, 而变压器的初级阻抗 Z_1 为

$$Z_1 = \frac{P_0 Z_0}{P_y} \quad (\Omega)$$

式中 P_0 ——扩音机额定输出功率 (W);

Z_0 ——扩音机中输出变压器的高端输出阻抗 (Ω);

P_y ——分配给每只扬声器的实得功率 (W)。

实例: 有一台 30W 扩音机, 它的输出阻抗为 250 Ω , 现有 15W、10W 和 5W 的扬声器各一只, 求所配接的线间变压器初级阻抗值。

解: 按上式可以求得各线间变压器的初级阻抗:

(1) 15W 线间变压器的初级阻抗

$$Z_1 = \frac{P_0 Z_0}{P_y} = \frac{30 \times 250}{15} = 500 \Omega$$

(2) 10W 线间变压器的初级阻抗

$$Z_1 = \frac{P_0 Z_0}{P_y} = \frac{30 \times 250}{10} = 750 \Omega$$

(3) 5W 线间变压器的初级阻抗

$$Z_1 = \frac{P_0 Z_0}{P_y} = \frac{30 \times 250}{5} = 1500 \Omega$$

如果计算所得的阻抗值, 与变压器上实际抽头阻抗有差别时, 一般选择与计算值相近的抽头即可。

4.7.4 定阻抗线间变压器计算

线间变压器的设计应考虑初、次级绕组要有多种不同阻抗的抽头, 以适应各种阻抗匹配。但是变压器的抽头越多, 加工就越复杂, 不但成本高, 而且效率低。为此, 可将初级分成两个绕组, 各抽一个头, 可以接成串联或并联, 如图 4—33 所示。初级绕组不同的组合, 可以接成 8 种阻抗值。

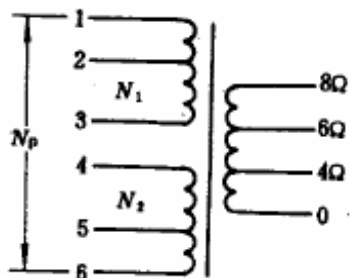


图 4—33 线间变压器抽头排列

现按图 4—33 设计一个 5W 线间变压器, 初级分为两个绕组 N_1 和 N_2 , 并在相对应的位置上各抽一个头, 次级绕组为 0 Ω —4 Ω —6 Ω —8 Ω 。已知广播网线路上的音频电压最高为 $U_p = 240V$, 频率响应为 150~5000Hz 时 $\pm 2dB$ 。

设计步骤:

① 变压器初级阻抗 Z_p 为:

$$Z_p = \frac{U_p^2}{P_y} = \frac{240^2}{5} = 11520 \Omega$$

为计算方便, 将初级阻抗 Z_p 定为 12000 Ω

式中 U_p ——初级工作电压 (V);

P_y ——变压器额定功率（即扬声器功率）（W）。

②初级绕组分成均等的两组，每一组的阻抗为：

$$\left(\frac{N_p}{N_2}\right)^2 = \frac{Z_p}{Z_2}$$

式中 N_p ——初级总匝数；

N_2 ——初级一半绕组的匝数；

Z_p ——初级总阻抗（ Ω ）；

Z_2 ——初级一半绕组的阻抗（ Ω ）。

假定初级两半绕组的总匝数为 1，那么一半绕组的匝数为 0.5，初级总阻抗 $Z_p = 12\ 000\Omega$ ，则初级一半的阻抗 Z_2 为：

$$\left(\frac{1}{0.5}\right)^2 = \frac{12000}{Z_2}$$

$$Z_2 = \frac{12\ 000}{4} = 3\ 000\Omega$$

③求铁心截面积

$$S_c = \sqrt{P_y} = \sqrt{5} = 2.24\text{cm}^2$$

选择 GE14×18—0.35 铁心片

$$S_c = 2.29\text{cm}^2 \quad l_c = 8.04\text{cm}$$

④初级绕组总匝数 N_p

$$\begin{aligned} N_p &= \frac{U_p}{4.44 f B S_c} \\ &= \frac{240}{4.44 \times 150 \times 0.8 \times 2.29 \times 10^{-4}} = 1970 \text{ 匝} \end{aligned}$$

⑤初级每一绕组的匝数

$$N_1 = N_2 = \frac{N_p}{2} = \frac{1970}{2} = 985 \text{ 匝}$$

⑥在初级 1 000 Ω 处抽头（端子 2~3 和 4~5），因每一绕组的阻抗为 3 000 Ω ，所以抽头处的匝数比为：

$$n_1 = \sqrt{\frac{Z_{3k}}{Z_{1k}}} = \sqrt{\frac{3\ 000}{1\ 000}} = 1.73$$

那么在端子 2~3 的匝数为

$$N_{2-3} = \frac{N_1}{n_1} = \frac{985}{1.73} = 570 \text{ 匝}$$

⑦初级 N_{1-2} 端处的匝数和阻抗

$$N_{1-2} = N_1 - N_{2-3} = 985 - 570 = 415 \text{ 匝}$$

$$\left(\frac{N_1}{N_{1-2}}\right)^2 = \frac{Z_2}{Z_{1-2}}$$

$$\left(\frac{985}{415}\right)^2 = \frac{3\ 000}{Z_{1-2}}$$

$$Z_{1-2} = \frac{3\ 000}{5.63} = 530\Omega$$

为使用和计算方便，在变压器上标以阻抗为 500 Ω 。

⑧次级绕组匝数比

4 Ω 端匝数比

$$n_4 = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_4}} = \sqrt{\frac{12\ 000}{4}} = 54.8$$

6Ω 端匝数比

$$n_6 = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_6}} = \sqrt{\frac{12\,000}{6}} = 44.8$$

8Ω 端匝数比

$$n_8 = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_8}} = \sqrt{\frac{12\,000}{8}} = 38.7$$

⑨ 次级绕组匝数

考虑到铜线的直流电阻压降，每档匝数均增加 10%。

$$N_4 = 1.1 \times \frac{N_p}{n_4} = 1.1 \times \frac{1970}{54.8} = 40 \text{ 匝}$$

$$N_6 = 1.1 \times \frac{N_p}{n_6} = 1.1 \times \frac{1970}{44.8} = 48 \text{ 匝}$$

$$N_8 = 1.1 \times \frac{N_p}{n_8} = 1.1 \times \frac{1970}{38.7} = 56 \text{ 匝}$$

⑩ 计算初级绕组电流

500Ω 档电流

$$I_{1-2} = \sqrt{\frac{P_y}{Z_{1-2}}} = \sqrt{\frac{5}{500}} = 0.1 \text{ A}$$

1 000Ω 档电流

$$I_{2-3} = \sqrt{\frac{P_y}{Z_{2-3}}} = \sqrt{\frac{5}{1\,000}} = 0.071 \text{ A}$$

⑪ 计算次级绕组电流

4Ω 档电流

$$I_4 = \sqrt{\frac{P_y}{Z_4}} = \sqrt{\frac{5}{4}} = 1.12 \text{ A}$$

6Ω 档电流

$$I_6 = \sqrt{\frac{P_y}{Z_6}} = \sqrt{\frac{5}{6}} = 0.91 \text{ A}$$

8Ω 档电流

$$I_8 = \sqrt{\frac{P_y}{Z_8}} = \sqrt{\frac{5}{8}} = 0.79 \text{ A}$$

⑫ 计算导线直径

当初级阻抗接成 500Ω 或 1 000Ω 时，两组对应的绕组必须接成并联，所以每一绕组中的电流按负载电的一半计算。

初级 500Ω 端导线直径

$$d_{1-2} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{1-2}/2}{J}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.1/2}{4}} = 0.13 \text{ mm}$$

初级 1 000Ω 端导线直径

$$d_{2-3} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{2-3}/2}{J}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.071/2}{4}} = 0.11 \text{ mm}$$

次级绕组导线直径

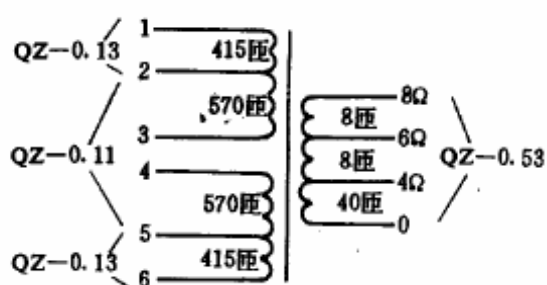
次级绕组因抽头处匝数不多，若每档用不同导线绕制，造成加工复杂，所以选中间 6Ω 档的电流，只一种线径即可。

$$d_6 = 1.13 \sqrt{\frac{I_6}{J}} = 1.13 \sqrt{\frac{0.91}{4}} = 0.53 \text{ mm}$$

上述计算的各项数据，填入图 4—34 的线圈图中，各挡阻抗串并连接法见表 4—8。线间变压器初级阻抗接法见表 4—9。

③ 初级开路电感

$$L_1 = \frac{Z_p}{2\pi f_L \sqrt{M^2 - 1}} = \frac{12\,000}{6.28 \times 150 \times \sqrt{1.259 - 1}} = 16.6\text{H}$$



式中 Z_p ——初级绕组最大阻抗 (Ω);

f_L ——最低工作频率 (Hz);

M ——衰减系数, $M = 10^{\frac{dB}{20}}$

$$10^{\frac{2}{20}} = 1.259$$

④ 根据计算所得的各项参数，求变压器的开路电感：

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

$$= \frac{1.256 \times 2000 \times 1970^2 \times 2.29}{8.04 \times 10^8} = 27.8\text{H}$$

图 4—34 线圈绕制数据

式中 μ_e ——铁心磁导率;

N_p ——初级绕组总匝数;

S_c ——铁心有效截面积 (cm^2);

l_c ——铁心磁路长度 (cm)。

计算所得的初级开路电感量 L_1 大于所需的电感量，满足设计要求。

表 4—8 定阻式线间变压器参数

型式	额定功率	线圈数据			铁心尺寸 $a \times b$	
		出线端子	初 级	次 级		
定阻式	2W	出线端子 圈 数 导线直径	1 — 2 — 3 0—230—1150 L $\phi 0.12$ L $\phi 0.09$	4 — 5 — 6 0—920—1150 L $\phi 0.09$ L $\phi 0.12$	0—3 Ω —4 Ω —6 Ω 0—28—32—39 L $\phi 0.47$	GE12×15
	5W	出线端子 圈 数 导线直径	1 — 2 — 3 0—410—990 L $\phi 0.13$ L $\phi 0.11$	4 — 5 — 6 0—580—990 L $\phi 0.11$ L $\phi 0.13$	0—3 Ω —4 Ω —6 Ω 0—35—40—48 L $\phi 0.59$	GE14×18
	10W	出线端子 圈 数 导线直径	1 — 2 — 3 0—320—770 L $\phi 0.17$ L $\phi 0.15$	4 — 5 — 6 0—450—770 L $\phi 0.15$ L $\phi 0.17$	0—4 Ω —8 Ω —16 Ω 0—42—59—83 L $\phi 0.64$	GE16×20
	15W	出线端子 圈 数 导线直径	1 — 2 — 3 0—300—725 L $\phi 0.19$ L $\phi 0.17$	4 — 5 — 6 0—425—725 L $\phi 0.17$ L $\phi 0.19$	0—4 Ω —8 Ω —16 Ω 0—38—55—77 L $\phi 0.72$	GE16×24
	25W	出线端子 圈 数 导线直径	1 — 2 — 3 0—360—870 L $\phi 0.21$ L $\phi 0.17$	4 — 5 — 6 0—510—870 L $\phi 0.17$ L $\phi 0.21$	0—4 Ω —8 Ω —16 Ω 0—48—68—94 L $\phi 0.80$	GE19×24

表 4—9 常用线间变压器初级阻抗接法

2W 变换阻接法	初级阻抗	初 级		5W 变换阻接法	初级阻抗	初 级		10W 至 25W 变换阻接法	初级阻抗	初 级	
		端子	连 接			端子	连 接			端子	连 接
	250 Ω	1—6	1—5 2—6		500 Ω	1—6	1—5 2—6		250 Ω	1—6	1—5 2—6
	1000 Ω	1—6	2—5		1000 Ω	2—5	2—4 3—5		500 Ω	2—5	2—4 3—5
	4000 Ω	2—5	2—4 3—6		2000 Ω	1—6	2—5		1000 Ω	1—6	2—5
	6250 Ω	1—6	1—4 3—6		3000 Ω	1—6	1—4 3—6		1500 Ω	1—6	1—4 3—6
	9000 Ω	1—6	2—4 3—5		4000 Ω	2—5	3—4		2000 Ω	2—5	3—4
	16000 Ω	2—5	3—4		6000 Ω	1—6	2—4 3—5		3000 Ω	1—6	3—5
	20000 Ω	1—5	3—4		7000 Ω	1—5	3—4		3500 Ω	1—5	3—4
	25000 Ω	1—6	3—4		12000 Ω	1—6	3—4		6000 Ω	1—6	3—4

1.7.5 定压式线间变压器

定电压式线间变压器用在大功率有线广播网上作为中间变压器之用，它将有线广播网上的传输电压(120V或240V)，降低到几十V音频电压，将此较低的电压输送到用户家中的扬声器上，这样使用比较安全。

这种变压器在使用时，初级绕组的电压经串联或并联后，其电压值与广播网上的电压相同或接近时，即可直接与广播网联接，只要次级负载不超过变压器的额定容量。

定电压式线间变压器的设计方法也与电源变压器雷同，频率则按低端工作频率计算，磁感应强度 B 直取 $0.7\sim 1T$ 。

现将常用的定电压式线间变压器的各项参数列于表4-10中。

表4-10 常用定电压式线间变压器参数

型式	额定功率	线圈数据		铁心尺寸 $a \times b$	
		初 级	次 级		
定 压 式	5W	出线端子 圈 数 导线直径	0—90V—120V 0—90V—120V 0—800—1070 0—800—1070 L $\phi 0.1$ L $\phi 0.1$	0—20V—30V—45V 0—195—285—420 L $\phi 0.25$	GE14×18
	10W	出线端子 圈 数 导线直径	0—90V—120V 0—90V—120V 0—630—840 0—630—840 L $\phi 0.12$ L $\phi 0.12$	0—20V—30V—45V 0—150—220—330 L $\phi 0.38$	GE16×20
	15W	出线端子 圈 数 导线直径	0—90V—120V 0—90V—120V 0—520—690 0—520—690 L $\phi 0.15$ L $\phi 0.15$	0—20V—30V—45V 0—123—185—270 L $\phi 0.44$	GE16×24
	25W	出线端子 圈 数 导线直径	0—90V—120V 0—90V—120V 0—435—580 0—435—580 L $\phi 0.21$ L $\phi 0.21$	0—30V—45V—60V 0—155—230—304 L $\phi 0.44$	GE19×24
	60W	出线端子 圈 数 导线直径	0—60V—120V 0—60V—120V 0—126—252 0—126—252 L $\phi 0.41$ L $\phi 0.29$ L $\phi 0.41$ L $\phi 0.29$	0—60V—90V 0—60V—90V 0—132—198 0—132—198 L $\phi 0.41$ L $\phi 0.33$ L $\phi 0.41$ L $\phi 0.33$	GEB22×44
自 耦 式	10W	出线端子 圈 数 导线直径	0—30V—60V—90V—120V—180V—240V—300V—360V—420V 0—200—400—600—800—1200—1600—2000—2400—2800 L $\phi 0.31$ L $\phi 0.23$ L $\phi 0.17$ L $\phi 0.1$		GE16×20
	15W	出线端子 圈 数 导线直径	0—30V—60V—90V—120V—180V—240V—300V—360V—420V 0—160—320—480—640—960—1280—1600—1920—2240 L $\phi 0.38$ L $\phi 0.27$ L $\phi 0.15$ L $\phi 0.1$		GE16×28
	25W	出线端子 圈 数 导线直径	0—30V—60V—90V—120V—180V—240V—300V—360V—420V 0—150—300—450—600—900—1200—1500—1800—2100 L $\phi 0.47$ L $\phi 0.33$ L $\phi 0.25$ L $\phi 0.15$		GE19×24