

# 新型单片开关电源 的设计与应用

沙占友 等编著

 电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

URL: <http://www.phei.com.cn>

## 8.7 利用计算机设计三端单片开关电源的方法与步骤

本设计过程采用的是将在 8.9 节中介绍的电子数据表格。它包含着设计 TOPSwitch 反激式开关电源所必需的全部重要公式,并能自动完成计算(数据处理)工作,使设计人员从冗繁、需多次迭代的计算工作中真正解脱出来。

电子数据表格共分 6 列,A 列代表输入和输出的参数。B 列中是用户输入的数据。C 列为设计过程中需要保留的数据,这些数据可作为中间变量,在前、后步骤中被交叉使用。D 列为计算结果。E 列中给出的是单位。F 列是参数说明。

利用计算机设计三端单片开关电源的程序,可分成 35 个步骤进行。下文中右端用黑体字标注的(B3)、(D41)等符号,均指同一行文字中所介绍的参数、数据在电子数据表格中单元格的位置(参见表 8.9)。例如(B3)代表 B 列、第三行的数据;(D41)表示 D 列、第 41 行的数据,余者类推。

下面对 35 个设计步骤作详细阐述。

[步骤 1]确定开关电源的基本参数

- ①交流输入电压最小值  $u_{\min}$  (见表 8.7.1) (B3)
- ②交流输入电压最大值  $u_{\max}$  (见表 8.7.1) (B4)
- ③电网频率  $f_1$ : 50Hz 或 60Hz (B5)
- ④开关频率  $f_2$ : 100kHz (B6)

⑤输出电压  $V_O(V)$ : (已知)

(B7)

表 8.7.1 根据交流输入电压范围确定  $u_{\min}$ 、 $u_{\max}$  值

交流输入电压 $u(V)$	$u_{\min}(V)$	$u_{\max}(V)$
固定输入: 100/115	85	132
通用输入: 85~265	85	265
固定输入: 230±35	195	265

⑥输出功率  $P_O(W)$ : (已知)

(B8)

⑦电源效率  $\eta$ : 一般取 80%, 除非有更好的数据可用。

(B9)

⑧损耗分配系数  $Z$ :  $Z$  代表次级损耗与总功耗的比值。在极端情况下,  $Z=0$  表示全部损耗发生在初级,  $Z=1$  则表示全部损耗发生在次级。若无更合适的数据, 一般取  $Z=0.5$ 。

(B10)

[步骤 2] 根据输出要求, 选择反馈电路的类型以及反馈电压  $V_{FB}$

详见表 8.7.2。表中还给出可供选择的 4 种反馈电路的具体图号。

从 4 种反馈电路中选择一种合适的电路, 并确定反馈电压  $V_{FB}$  值。

(B11)

[步骤 3] 根据  $u$ 、 $P_O$  值来确定输入滤波电容  $C_{IN}$ 、直流输入电压最小值  $V_{I\min}$

表 8.7.2 反馈电路的类型及  $V_{FB}$  的参数值

反馈电路类型	$V_{FB}(V)$	$V_O$ 的准确度 (%)	$S_V$ (%)	$S_I$ (%)	可供参考的电路图
基本反馈电路	5.7	±10	±1.5	±5	图 6.3.1
改进型基本反馈电路	27.7	±5	±1.5	±2.5	图 6.3.3
配稳压管的光耦反馈电路	12	±5	±0.5	±1	图 6.4.1
配 TL431 的光耦反馈电路	12	±1	±0.2	±0.2	图 6.5.1

①令整流桥的响应时间  $t_c=3ms$ 。

(B12)

②根据  $u$ , 从表 8.7.3 中查出  $C_{IN}$  值。

(B13)

③得到  $V_{I\min}$  值。

(D33)

表 8.7.3 确定  $C_{IN}$ 、 $V_{I\min}$  值

$u(V)$	$P_O(W)$	比例系数 ( $\mu F/W$ )	$C_{IN}(\mu F)$	$V_{I\min}(V)$
固定输入: 100/115	已知	2~3	$(2\sim3) \cdot P_O$ 值	$\geq 90$
通用输入: 85~265	已知	2~3	$(2\sim3) \cdot P_O$ 值	$\geq 90$
固定输入: 230±35	已知	1	$P_O$ 值	$\geq 240$

[步骤 4] 根据  $u$ , 确定  $V_{OR}$ 、 $V_B$  值

①根据  $u$  从表 8.7.4 中查出  $V_{OR}$ 、 $V_B$  值。

(B16)

表 8.7.4 确定  $V_{OR}$ 、 $V_B$  值

$u(V)$	初级感应电压 $V_{OR}(V)$	钳位二极管反向击穿电压 $V_B(V)$
固定输入: 100/115	60	90
通用输入: 85~265	135	200
固定输入: 230±35	135	200

②在第 25 步骤将用到  $V_B$  值来选择瞬态电压抑制器(TVS)。

③当 TOPSwitch 关断且次级电路处于导通状态时,次级电压会感应到初级上。感应电压  $V_{OR}$  就与  $V_1$  相叠加后,加至内部功率开关管(MOSFET)的漏极上。与此同时,初级漏感也释放能量,并在漏极上产生尖峰电压  $V_L$ 。由于上述不利情况同时出现,极易损坏芯片,因此须给初级增加钳位保护电路。利用 TVS 器件来吸收尖峰电压的瞬间能量,使上述三种电压之和( $V_1 + V_{OR} + V_L$ )低于 MOSFET 的漏-源击穿电压  $V_{(BR)DS}$  值(此值与 TOPSwitch 型号有关,为 700V 或 350V)。

[步骤 5]根据  $V_{Imin}$  和  $V_{OR}$  来确定最大占空比  $D_{max}$

$D_{max}$  的计算公式为

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + V_{Imin} - V_{DS(ON)}} \cdot 100\% \quad (8.7.1)$$

①设定 MOSFET 的漏-源导通电压  $V_{DS(ON)}$ 。 (B17)

②应在  $u = u_{min}$  时确定  $D_{max}$  值。 (D37)

若将  $V_{OR} = 135V$ 、 $V_{Imin} = 90V$ 、 $V_{DS(ON)} = 10V$  一并代入式(8.7.1)中,即可求出  $D_{max} = 64.3\%$ ,这与典型值  $67\%$  已很接近。 $D_{max}$  值随  $u$  的升高而减小,例如当  $u = u_{max} = 265V$  时, $D_{max}$  就减至  $34.6\%$ 。

[步骤 6]确定初级纹波电流  $I_R$  与初级峰值电流  $I_P$  的比值  $K_{RP}$

定义比例系数

$$K_{RP} = I_R / I_P \quad (8.7.2)$$

①当  $u$  确定之后, $K_{RP}$  有一取值范围。在 110V/115V 或宽范围电压输入时,可选  $K_{RP} = 0.4$ ,当 230V 输入时,取  $K_{RP} = 0.6$ 。

表 8.7.5 根据  $u$  来确定  $K_{RP}$

$u(V)$	$K_{RP}$	
	最小值(连续模式)	最大值(不连续模式)
固定输入;100/115	0.4	1.0
通用输入;85~265	0.4	1.0
固定输入;230±35	0.6	1.0

②在整个迭代过程中,可适当增大  $K_{RP}$  值,但不得超过表 8.7.5 中规定的最大值。

[步骤 7]确定初级波形的参数

计算下列参数(电流单位均取 A):

①输入电流的平均值  $I_{AVG}$  (D38)

$$I_{AVG} = \frac{P_O}{\eta V_{Imin}} \quad (8.7.3)$$

②初级峰值电流  $I_P$  (D39)

$$I_P = \frac{I_{AVG}}{(1 - 0.5K_{RP}) \cdot D_{max}} \quad (8.7.4)$$

③初级脉动电流  $I_R$  [式(8.7.2)] (D40)

④初级有效值电流  $I_{RMS}$  (D41)

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{P}} \cdot \sqrt{D_{\text{max}} \left( \frac{K_{\text{RP}}^2}{3} - K_{\text{RP}} + 1 \right)} \quad (8.7.5)$$

[步骤 8]根据电子数据表格和所需  $I_{\text{P}}$  值,选择 TOPSwitch 芯片

①电子数据表格详见表 8.9。

②考虑到电流热效应会使在 25℃ 下定义的极限电流值降低约 10%,所选芯片的极限电流最小值  $I_{\text{LIMIT}(\text{min})}$  应满足下述条件:

$$0.9I_{\text{LIMIT}(\text{min})} \geq I_{\text{P}} \quad (8.7.6)$$

③若芯片散热不良,可选功率稍大些的芯片。

[步骤 9 和步骤 10]计算芯片的结温  $T_{\text{j}}$

①按下式计算结温:

$$T_{\text{j}} = [I_{\text{RMS}}^2 \cdot R_{\text{DS}(\text{ON})} + \frac{1}{2}C_{\text{XT}} \cdot (V_{\text{Imax}} + V_{\text{OR}})^2 f] \cdot R_{\theta\text{JA}} + 25^\circ\text{C} \quad (8.7.7)$$

式中,  $C_{\text{XT}}$  是漏极电路结点的等效电容,即高频变压器初级绕组的分布电容。公式中括号内第二项  $\frac{1}{2}C_{\text{XT}} \cdot (V_{\text{Imax}} + V_{\text{OR}})^2 f$ , 代表当交流输入电压较高时,由于  $C_{\text{XT}}$  在每个开关周期开始时泄放电荷而引起的开关损耗,可用  $P_{\text{CXT}}$  来表示。

②计算过程中若发现  $T_{\text{j}} > 100^\circ\text{C}$ , 应选择功率较大的 TOPSwitch 芯片。

[步骤 11]验算  $I_{\text{P}}$

公式为

$$I_{\text{P}} = 0.9I_{\text{LIMIT}(\text{min})} \quad (8.7.8)$$

①输入新的  $K_{\text{RP}}$  值且从最小值开始迭代,直到  $K_{\text{RP}} = 1.0$ 。

(B20)

②检查  $I_{\text{P}}$  值是否符合要求。

(D39)

③迭代  $K_{\text{RP}} = 1.0$  或  $I_{\text{P}} = 0.9I_{\text{LIMIT}(\text{min})}$

[步骤 12]计算高频变压器的初级电感量  $L_{\text{P}}$

(D44)

有关高频变压器的计算公式详见 8.10 节(下同)。

[步骤 13]选择高频变压器所使用的磁芯和骨架,并从产品目录中查出下列参数:

①磁芯有效横截面积  $S_{\text{j}}(\text{cm}^2)$ , 即有效磁通面积。

(B24)

②磁芯的有效磁路长度  $l(\text{cm})$ 。

(B25)

③磁芯在不留间隙时与匝数相关的等效电感  $A_{\text{L}}(\mu\text{H}/\text{匝}^2)$

(B26)

④骨架宽度  $b(\text{mm})$ 。

(B27)

国产 E 型磁芯的尺寸规格、磁芯型号与输出功率的关系详见 10.11 节。在同样情况下,采用三重绝缘线来代替普通漆包线,可减小磁芯尺寸,提高绝缘性,各绕组之间也不需要加绝缘层。

[步骤 14]为初级层数  $d$  和次级绕组匝数  $N_{\text{s}}$  赋值,并进行计算

①开始时取  $d = 2$  (在整个迭代过程中应使  $1.0 \leq d \leq 2.0$ )。

(B29)

②开始时取  $N_{\text{s}} = 1$  (100V/115V 交流输入), 或  $N_{\text{s}} = 0.6$  (230V 或宽范围交流电压输入)。

(B30)

③在使用公式计算时可能需要迭代。

[步骤 15]计算初级绕组匝数  $N_{\text{P}}$  和反馈绕组匝数  $N_{\text{F}}$

首先令硅 PN 结二极管的正向压降为 0.7V,肖特基二极管为 0.4V。

①设定输出整流管的正向压降  $V_{F1}$ 。 (B18)

②设定反馈电路整流管的正向压降  $V_{F2}$ 。 (B19)

③计算  $N_p$ 。 (D45)

④计算  $N_F$ 。 (D46)

[步骤 16~步骤 22]设定最大磁通密度  $B_M$ 、初级绕组的电流密度  $J$ 、磁芯的气隙宽度  $\delta$ ，进行迭代，一直到满足给定范围(必要时可改变初级层数  $d$  及  $N_s$  值或更换磁芯、骨架)

①设置安全边距  $M$ ，在 230V 交流输入或宽范围输入时取  $M=3\text{mm}$ ，在 110V/115V 交流输入时  $M=1.5\text{mm}$ 。使用三重绝缘线时  $M=0$ 。 (B28)

②最大磁通密度  $B_M=0.2\sim 0.3\text{T}$ 。 (D48)

③磁芯气隙宽度  $\delta\geq 0.051\text{mm}$ 。 (D51)

④初级绕组的电流密度  $J=(4\sim 10)\text{A}/\text{mm}^2$ 。 (D58)

⑤按照表 8.7.6 所示，通过改变  $d$ 、 $N_s$ 、磁芯尺寸，来调整  $B_M$ 、 $\delta$ 、 $J$  值，使之符合要求。

表 8.7.6 参数调整

		$B_M(\text{T})$	$\delta(\text{mm})$	$J(\text{A}/\text{mm}^2)$	备注
层数 $d$	↑	—	—	↑	(B29)
次级匝数 $N_s$	↑	↓	↑	↓	(B30)
磁芯尺寸	↑	↓	↑	↑	(B24~B27)

⑥确定初级导线最小直径(裸线)  $D_{Pm}(\text{mm})$ 。 (D55)

⑦确定初级导线最大外径(带绝缘层)  $D_{PM}(\text{mm})$ 。 (D53)

国内外漆包线的规格详见 10.12 节。我国采用公制线规，国外线规主要有美制线规(AWG)、英制线规(SWG)。

[步骤 23]确定次级参数  $I_{SP}$ 、 $I_{SRMS}$ 、 $I_{R1}$ 、 $D_{Sm}$ 、 $D_{SM}$

①次级峰值电流  $I_{SP}(\text{A})$  (D61)

$$I_{SP} = I_P \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (8.7.9)$$

②次级有效值电流  $I_{SRMS}(\text{A})$  (D62)

$$I_{SRMS} = I_{SP} \cdot \sqrt{(1 - D_{\text{max}}) \cdot \left( \frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \quad (8.7.10)$$

③输出滤波电容上的纹波电流  $I_{R1}(\text{A})$  (D64)

$$I_{R1} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_0^2} \quad (8.7.11)$$

④次级导线最小直径(裸线)  $D_{Sm}(\text{mm})$  (D68)

$$D_{Sm} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \quad (8.7.12)$$

⑤次级导线最大外径(带绝缘层)  $D_{SM}(\text{mm})$  (D69)

$$D_{SM} = \frac{b - 2M}{N_s} \quad (8.7.13)$$

[步骤 24]确定  $V_{(BR)S}$ 、 $V_{(BR)FB}$

①次级整流管最大反向峰值电压  $V_{(BR)S}$  (D74)

$$V_{(BR)S} = V_O + V_{(Omax)} \cdot N_S/N_P \quad (8.7.14)$$

②反馈级整流管最大反向峰值电压  $V_{(BR)FB}$  (D75)

$$V_{(BR)FB} = V_{FB} + V_{(Imax)} \cdot N_F/N_P \quad (8.7.15)$$

[步骤 25]选择钳位二极管和阻塞二极管

参见表 8.7.7。对于低功率的 TOP200、TOP201、TOP210 型单片开关电源,可选  $V_B=180V$  的瞬态电压抑制器。有关瞬态电压抑制器(TVS)和超快恢复二极管(SRD)的工作原理、选取原则和产品型号,参见 10.3 节和 10.4 节。

表 8.7.7 选择钳位二极管与阻塞二极管

$n(V)$	钳位电压 $V_B(V)$	钳位二极管(TVS)	阻塞二极管(SRD)
100/115	90	P6KE91(91V/5W)	BYV26B(400V/1A)
85~265	200	P6KE200(200V/5W)	BYV26C(600V/1A)
230±35	200	P6KE200	BYV26C

[步骤 26]选择输出整流管(参见 10.4 节、10.5 节)

[步骤 27]利用第 23 步得到的  $I_{RI}$ ,选择输出滤波电容  $C_{OUT}$

①滤波电容  $C_{OUT}$ 在 105°C、100kHz 时的纹波电流(Ripple Current)应  $\geq I_{RI}$ 。

②要选择等效串联电阻很低的电解电容器。等效串联电阻的英文缩写为 ESR(Equivalent Series Resistance),符号为  $r_0$ 。它表示在电容器的等效电路中,与之相串联的代表电容器损耗的等效电阻,简称串联损耗电阻。输出的纹波电压  $V_{RI}$ 由下式确定:

$$V_{RI} = I_{SP} \cdot r_0 \quad (8.7.16)$$

式中的  $I_{SP}$ 由步骤 23 得到。

③为减小大电流输出时的纹波电流  $I_{RI}$ ,可将几只滤波电容并联使用,以降低电容的  $r_0$  值和等效电感  $L_0$ 。

④ $C_{OUT}$ 的容量与最大输出电流  $I_{OM}$ 有关。例如,当  $V_O=5\sim 24V$ 、 $I_{OM}=1A$  时, $C_{OUT}$ 取  $330\mu F/35V$ ;  $I_{OM}=2A$  时, $C_{OUT}$ 应取  $1000\mu F/35V$ 。

[步骤 28~步骤 29]当输出端的纹波电压超过规定值时,应再增加一级 LC 滤波器

①滤波电感  $L=2.2\sim 4.7\mu H$ 。当  $I_{OM}<1A$  时可采用由非晶合金磁性材料制成的磁珠;大电流时应选用磁环绕制而成的扼流圈。

②为减小  $L$  上的压降,宜选较大些的滤波电感或增大线径。通常可取  $L=3.3\mu H$ 。

③滤波电容  $C$  取  $120\mu F/35V$ ,要求其  $r_0$  很小。

[步骤 30]选择反馈电路中的整流管,见表 8.7.8。表中的  $V_{RM}$ 为整流管最高反向工作电压, $V_{(BR)FB}$ 是从步骤 24 得到的,要求

表 8.7.8 选择反馈电路中的整流管

整流管类型	整流管型号	$V_{RM}(V)$	生产厂家
玻璃封装高速开关硅二极管	1N4148	75	国产
	BAV21	200	Philips 公司
超快恢复二极管	UF4003	200	GI 公司

$$V_{RM} \geq 1.25V_{(BR)FB} \quad (8.7.17)$$

[步骤 31]选择反馈滤波电容

反馈滤波电容应取  $0.1\mu\text{F}/50\text{V}$  陶瓷电容器。

[步骤 32]选择控制端电容及串联电阻

控制端电容一般取  $47\mu\text{F}/10\text{V}$ , 普通电解电容器即可。与之相串联的电阻可选  $6.2\Omega$ 、 $1/4\text{W}$ , 在不连续模式下可省掉此电阻。

[步骤 33]按从表 8.7.2 选定的那种反馈电路, 选取元件值。

[步骤 34]选择输入整流桥

①整流桥的反向击穿电压  $V_{\text{BR}}$  应满足下式要求:

$$V_{\text{BR}} \geq 1.25 \sqrt{2} u_{\text{max}} \quad (8.7.18)$$

式中的  $u_{\text{max}}$  值可从步骤 1 得到。

举例说明, 当交流输入电压范围是  $85 \sim 132\text{V}$  时,  $u_{\text{max}} = 132\text{V}$ , 由式(8.7.18)算出  $V_{\text{BR}} = 233.3\text{V}$ , 可选耐压  $400\text{V}$  的成品整流桥。对于宽范围输入交流电压,  $u_{\text{max}} = 265\text{V}$ , 同理求得  $V_{\text{BR}} = 468.4\text{V}$ , 应选耐压  $600\text{V}$  的成品整流桥。需要指出, 假如用 4 只硅整流管来构成整流桥, 整流管的耐压值还应进一步提高。譬如可选  $1\text{N}4007(1\text{A}/1000\text{V})$ 、 $1\text{N}5408(3\text{A}/1000\text{V})$  型塑封整流管。这是因为此类管子的价格低廉, 且按照耐压值“宁高勿低”的原则, 能提高整流桥的安全性与可靠性。

②设输入有效值电流为  $I_{\text{RMS}}$ , 整流桥额定的有效值电流为  $I_{\text{BR}}$ , 应当使  $I_{\text{BR}} \geq 2I_{\text{RMS}}$ 。计算  $I_{\text{RMS}}$  的公式如下:

$$I_{\text{RMS}} = \frac{P_0}{\eta u_{\text{min}} \cos\varphi} \quad (8.7.19)$$

式中,  $\cos\varphi$  为开关电源的功率因数, 一般为  $0.5 \sim 0.7$ 。若无更可信的数据, 可选  $\cos\varphi = 0.5$ 。

[步骤 35]设计完毕

最后需要说明几点:

第一, 有关光耦合器的产品型号及选取原则见 10.7 节。

第二, 为防止高频变压器产生磁饱和现象, 在将两个 E 型磁芯对接时, 二者之间总共需留出大约  $0.2 \sim 0.4\text{mm}$  的间隙, 空气隙处可垫绝缘纸(如青壳纸)。

第三, 欧美国家常用“圆密耳”(Circular Mil)作为导线横截面积的单位, 并以“圆密耳/A”表示导线容量  $C_A$  的单位。因  $1$  密耳  $= 0.001$  英寸  $= 0.0254\text{mm}$ , 故  $1$  圆密耳  $= \pi \times 0.0254\text{mm}^2 / 4 = 5.06 \times 10^{-4}\text{mm}^2$ , 即  $1\text{mm}^2 = 1980$  圆密耳。

在国际单位制中, 则以电流密度  $J$ (单位是  $\text{A}/\text{mm}^2$ )来表示导线在每平方毫米面积上所允许的电流值。电流密度  $J$  与电流容量  $C_A$  的换算公式为

$$J = \frac{1980}{C_A} \quad (8.7.20)$$

举例说明, 若已知导线的电流容量  $C_A = 400$  圆密耳/A, 则其电流密度  $J = 1980/400 \approx 5\text{A}/\text{mm}^2$ , 以此类推。

## 8.8 三端单片开关电源设计方法与步骤的说明

上一节对三端单片开关电源的设计方法和步骤已作过介绍, 下面再对其中一些设计要点加以说明。有关高频变压器的设计(对应于 8.7 节中的步骤 12~步骤 22), 将在 8.10 节作专门

论述。

### 1. 电源效率的选定

步骤 1 中提到的电源效率是指开关电源输出功率与输入功率(即总功率)的百分比。需要指出,单片开关电源的效率( $\eta$ )随输出电压( $V_O$ )的升高而增加。因此,在低压输出时( $V_O=5V$ 或  $3.3V$ ), $\eta$ 值可取 75%;高压输出时( $V_O \geq 12V$ ), $\eta$ 可取 85%。在中等电压输出时( $5V < V_O < 12V$ ),可选 80%。步骤 1 中取 80%,就是指后一种情况。但这只是  $\eta$  的期望值,能否达到还取决于电路设计、安装调试等多种因素。

因电源效率  $\eta = P_O/P_I$ ,故开关电源的总功耗

$$P_D = P_I - P_O = \frac{P_O}{\eta} - P_O = P_O \cdot \frac{1-\eta}{\eta} \quad (8.8.1)$$

$P_D$  中包括次级电路功耗和初级电路功耗。重要的是应知道初、次级功耗是如何分配的。损耗分配系数( $Z$ )即反映出这种关系。设初级功耗为  $P_P$ ,次级功耗为  $P_S$ ,则  $P_P + P_S = P_D$ ,  $Z = P_S/P_D$ ,而  $1-Z = P_P/P_D$ 。需要注意的是,次级功耗与高频变压器传输功率的大小有关,而初级钳位二极管的功耗应归入次级功耗之中。这是因为输入功率在漏极电压被钳位之前,已被高频变压器传输到次级的缘故。钳位二极管仅对尖峰电压  $V_L$  进行钳位,而  $V_{OR}$  才与被传输能量有关。

### 2. 如何计算输入滤波电容的准确值

步骤 3 中给出了选取输入滤波电容  $C_{IN}$  容量的原则和允许范围。 $C_{IN}$  是开关电源的一个重要参数。 $C_{IN}$  值选得过低,会使  $V_{Imin}$  值大大降低,而输入脉动电压  $V_R$  却升高。但  $C_{IN}$  值取得过高,会增加电容器成本,而且对于提高  $V_{Imin}$  值和降低脉动电流的效果并不明显。下面介绍计算  $C_{IN}$  准确值的方法。

交流电压  $u$  经过桥式整流和  $C_{IN}$  滤波,在  $u = u_{min}$  情况下的输入电压波形如图 8.8.1 所示。该图是在  $P_O = P_{OM}$ 、 $f_L = 50\text{Hz}$ (或  $60\text{Hz}$ )、整流桥的响应时间  $t_c = 3\text{ms}$ 、 $\eta = 80\%$  的情况下绘出的。由图可见,在直流高压  $V_{Imin}$  上还要叠加上一个幅度为  $V_R$  的初级脉动电压,这是  $C_{IN}$  在充、放电过程中形成的。

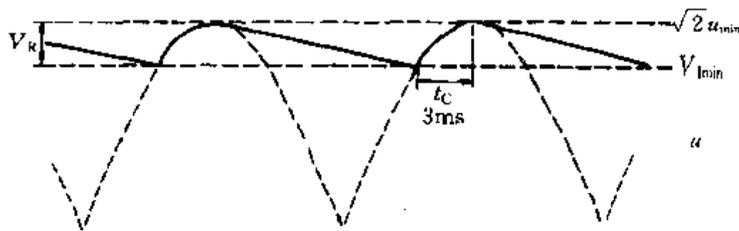


图 8.8.1 交流电压为最小值时输入电压波形

欲获得  $C_{IN}$  的准确值,可按下式进行计算:

$$V_{Imin} = \sqrt{2u_{min}^2 - \frac{2P_O \left( \frac{1}{2f_L} - t_c \right)}{\eta C_{IN}}} \quad (8.8.2)$$

从中解出

$$C_{IN} = \frac{2P_O \left( \frac{1}{2f_L} - t_c \right)}{\eta (2u_{min}^2 - V_{Imin}^2)} \quad (8.8.3)$$

举例说明,在宽范围电压输入时, $u_{min} = 85V$ 。取  $V_{Imin} = 90V$ , $f_L = 50\text{Hz}$ , $t_c = 3\text{ms}$ ,假定  $P_O = 30W$ , $\eta = 80\%$ 。一并代入式(8.8.3)中求出  $C_{IN} = 84.2\mu\text{F}$ ,比例系数  $C_{IN}/P_O = 84.2\mu\text{F}/30W =$

2.  $8\mu\text{F}/\text{W}$ , 这恰好在表 8.7.3 给定的  $(2\sim 3)\mu\text{F}/\text{W}$  允许范围之内。

### 3. 初级各电压参数的电位分布情况

下面详细介绍输入直流电压的最大值  $V_{\text{Imax}}$ 、初级感应电压  $V_{\text{OR}}$ 、钳位电压  $V_{\text{B}}$  与  $V_{\text{BM}}$ 、最大漏极电压  $V_{\text{Dmax}}$ 、漏-源击穿电压  $V_{(\text{BR})\text{DS}}$  这 6 个电压参数的电位分布情况, 使读者能有一个定量的概念。

对于 TOP100 系列单片开关电源, 其功率开关管的漏-源击穿电压  $V_{(\text{BR})\text{DS}} \geq 350\text{V}$ , 现取下限值  $V_{(\text{BR})\text{DS}} = 350\text{V}$ 。其感应电压  $V_{\text{OR}} = 60\text{V}$ 。本来初级钳位二极管的钳位电压  $V_{\text{B}}$  只需取  $60\text{V}$ , 即可将叠加在  $V_{\text{OR}}$  上由漏感而造成的尖峰电压吸收掉, 实际却不然。手册中给出  $V_{\text{B}}$  参数值仅表示工作在常温、小电流情况下的数值。实际上钳位二极管(即瞬态电压抑制器 TVS)还具有正向温度系数, 它在高温、大电流条件下的钳位电压  $V_{\text{BM}}$  要远高于  $V_{\text{B}}$ 。实验表明, 二者存在下述关系:

$$V_{\text{BM}} \approx 1.4V_{\text{B}} \quad (8.8.4)$$

这表明  $V_{\text{BM}}$  大约比  $V_{\text{B}}$  高 40%。此外, 为了防止钳位二极管对初级感应电压  $V_{\text{OR}}$  也起到钳位作用, 所选用的 TVS 钳位电压应按下式计算:

$$V_{\text{B}} = 1.5V_{\text{OR}} \quad (8.8.5)$$

表 8.7.4 中所给出的  $V_{\text{B}}$  值即是这样计算出来的。此外, 还须考虑与钳位二极管相串联的阻塞二极管  $\text{VD}_1$  的影响。 $\text{VD}_1$  一般用超快恢复二极管(SRD), 其特征是反向恢复时间( $t_{\text{r}}$ )很短。但是  $\text{VD}_1$  在从反向截止到正向导通过程中还存在着正向恢复时间( $t_{\text{f}}$ ), 还须留出  $20\text{V}$  的电压余量。正向恢复时间定义为: 给二极管施加一个正向瞬态电压, 使之从电流为零的反向电压偏置状态转入正向电压偏置状态, 直到管子的正向压降恢复到规定值所需要的时间间隔。设二极管正向压降的典型值为  $V_{\text{F}}$ , 这里讲的规定值即为  $1.1V_{\text{F}}$ 。正向恢复时间的电压波形如图 8.8.2 所示。由图可见, 当给二极管加上正向瞬态电压时, 管子由截止状态转变成导通状态的过程如下: 管子的正向电压首先要从零上升到  $0.1V_{\text{F}}$ , 然后达到峰值电压  $V_{\text{FM}}$ , 再下降到  $1.1V_{\text{F}}$ 。规定从  $0.1V_{\text{F}}$  恢复到  $1.1V_{\text{F}}$  所需时间, 即为正向恢复时间。需要注意, 正向恢复时间( $t_{\text{f}}$ )和反向恢复时间( $t_{\text{r}}$ )属于两个性质不同的特征参数。

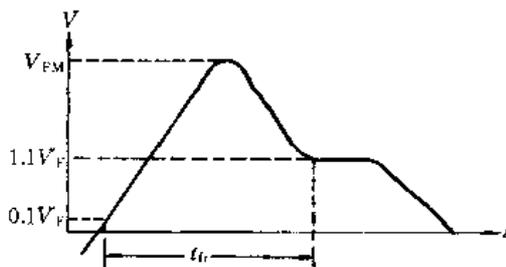


图 8.8.2 正向恢复时间的电压波形

考虑上述因素之后, TOPSwitch 的最大漏-源极电压的经验公式应为:

$$V_{\text{Dmax}} = V_{\text{Imax}} + 1.4 \times 1.5V_{\text{OR}} + 20\text{V} \quad (8.8.6)$$

举例说明: 对于  $100\text{V}/115\text{V}$  交流固定输入,  $u_{\text{max}} = 132\text{V}$  (参见表 8.7.1),  $V_{\text{Imax}} = \sqrt{2} u_{\text{max}} = 1.414 \times 132\text{V} \approx 187\text{V}$ , 已知  $V_{\text{OR}} = 60\text{V}$ , 由式(8.8.6)不难算出  $V_{\text{Dmax}} = 333\text{V}$ 。最后为了增加安全系数, 还须再留出  $17\text{V}$  的电压余量, 由此算出漏-源击穿电压的保证值(下限值)应

为  $V_{(\text{BR})\text{DS}} = V_{\text{Dmax}} + 17\text{V} = 350\text{V}$ 。实际上, TOP100 系列正是这样设计 MOSFET 耐压值的。

TOP100 系列的初级各电压参数对应于开关波形的电位分布情况, 如图 8.8.3 所示。图中初级开关波形的占空比  $D \approx 24\%$ 。

图 8.8.4 则示出 TOP200、TOP209/210、TOPSwitch-I 各系列在  $230\text{V}$  交流固定输入时, 初级电压参数对应于开关波形的分布情况。与图 8.8.3 所不同的是, 此时  $u = 230\text{V} \pm 35\text{V}$ , 即  $u_{\text{max}} = 265\text{V}$ ,  $V_{\text{Imax}} = \sqrt{2} u_{\text{max}} \approx 375\text{V}$ ,  $V_{\text{OR}} = 135\text{V}$ ,  $V_{\text{B}} = 1.5V_{\text{OR}} \approx 200\text{V}$ ,  $V_{\text{BM}} = 1.4V_{\text{B}} = 280\text{V}$ ,

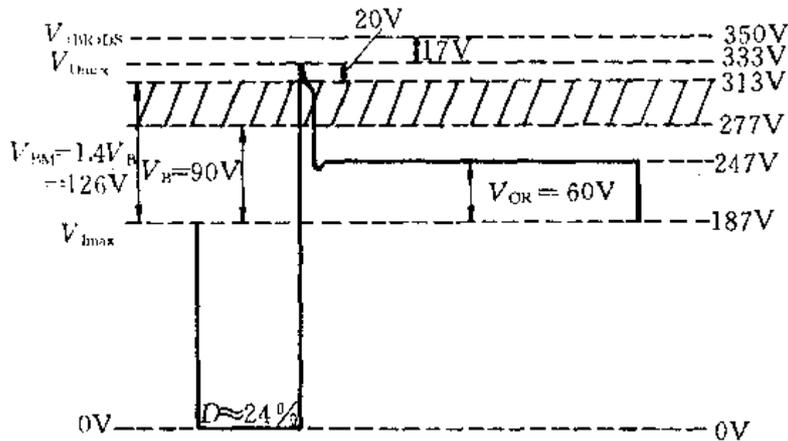


图 8.8.3 TOP100 系列在 100V/115V 交流输入时各电压参数的电位分布

$V_{Dmax} = 675V$ , 最后再留出 25V 的电压余量, 因此  $V_{(BR)DS} = 700V$ 。这就是 TOP200、TOPSwitch-Ⅱ 系列设计成  $V_{(BR)DS} \geq 700V$  的原因。实际上  $V_{(BR)DS}$  也具有正向温度系数, 当环境温度升高时  $V_{(BR)DS}$  也会升高, 上述设计就为芯片耐压值提供了额外的余量。

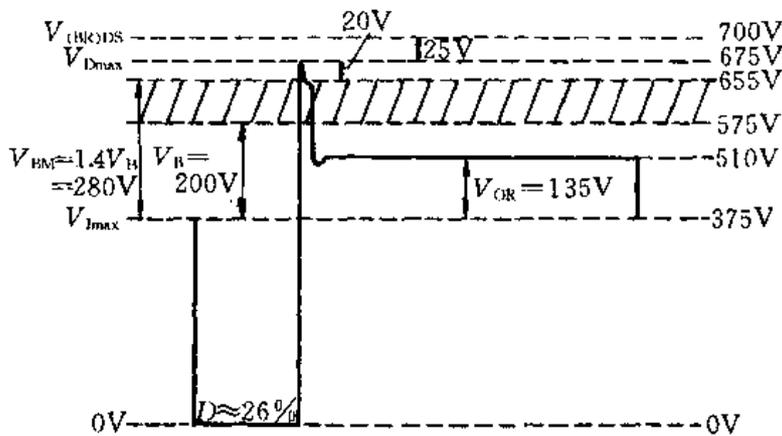


图 8.8.4 TOPSwitch-Ⅱ 等系列在 230V 交流输入时各电压参数的电位分布

#### 4. 最大占空比的确定

在步骤 5 中曾给出计算最大占空比  $D_{max}$  的公式

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + V_{lmin} - V_{DS(ON)}} \cdot 100\%$$

式中的漏-源导通电压  $V_{DS(ON)} = 10V$ 。图 8.8.5 示出在固定交流输入 (100V/115V 或 230V) 时, 所给定的最大占比  $D_{max} \approx 36\% \sim 40\%$ 。图中, 括号内所标电压值适用 TOP200、TOP209/210 和 TOPSwitch-Ⅱ 系列, 不带括号的电压值仅适合 TOP100 系列。图 8.8.6 则给出在宽范围输入 (85~265V) 时,  $D_{max} \approx 60\%$ 。进一步分析式 (8.7.1) 可知, 当  $V_{OR}$  和  $V_{DS(ON)}$  确定之后,  $D_{max}$  仅与  $V_{lmin}$  有关。因此, 提高  $V_{lmin}$  值, 可减小  $D_{max}$ ; 而降低  $V_{lmin}$  能增大  $D_{max}$ 。

#### 5. 根据 $I_P$ 值选择芯片的方法

单片开关电源的极限电流最小值  $I_{LIMIT(min)}$ , 均是针对室温情况下定义的。若芯片工作在较高环境温度下, 其额定值应减小 10%, 因此在式 (8.7.8) 中取  $I_P = 0.9 I_{LIMIT(min)}$ 。这表明在选择芯片时, 可先将初级峰值电流  $I_P$  除以 0.9, 转换成  $I_{LIMIT(min)}$  值, 再从有关参数表中查出符合上述要求且与该数值最为接近的 TOPSwitch 芯片。

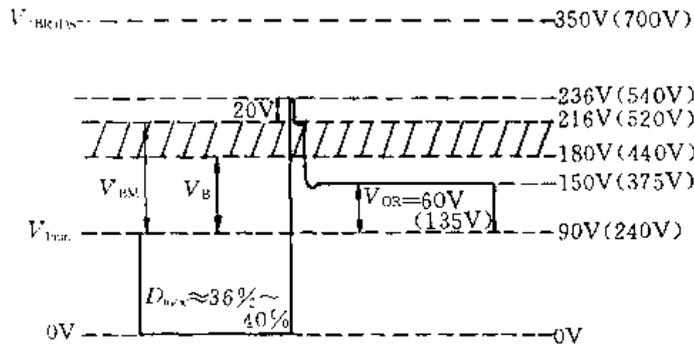


图 8.8.5 固定输入时所确定的最大占空比波形图

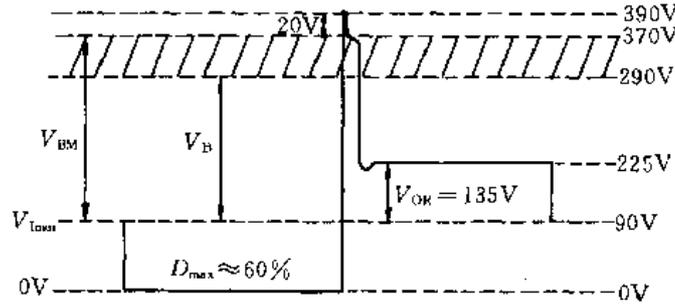


图 8.8.6 宽范围输入时所确定的最大占空比波形图

在  $P_O$  确定之后,采用连续模式能降低  $I_P$ ,允许使用功率较小的芯片。若要减小磁芯及高频变压器的尺寸,应适当增加初级  $I_R$  与  $I_P$  的比值  $K_{RP}$ 。 $K_{RP}$ 的取值范围是  $0 \sim 1.0$ 。 $K_{RP}$ 愈大,磁芯尺寸愈小,其代价是需采用输出功率较大的芯片。另外,增大  $K_{RP}$ 值还意味着开关电源要向不连续工作模式过渡,此时初级电感量  $L_P \downarrow$ ,  $I_P \uparrow$ ,  $I_{RMS} \uparrow$ ,导致  $\eta \downarrow$ 。因此,在选择  $K_{RP}$ 值时应权衡利弊,要在减小磁芯尺寸与保证尽量高的效率这二者之间,确定最优设计方案。

## 8.9 电子数据表格

在用计算机设计单片开关电源时,须借助于电子数据表格才能完成。这种表格的内容以高频变压器的设计为主,其他外围电路及关键元器件参数计算为辅。

在 6.4 节中曾介绍过由 TOP202Y 构成的 7.5V、15W 单片开关电源模块,其电路参见图 6.4.1。该模块的交流输入电压范围是 85~265V,电压调整率  $S_V = \pm 0.5\%$  (85~265V),负载调整率  $S_I = \pm 1\%$  (负载电流从满载的 10% 变化到 100%),输出纹波电压最大值为  $\pm 50\text{mV}$ 。表 8.9 给出该模块所对应的电子数据表格,可供读者在设计单片开关电源时参考。该表格与 8.6 节介绍的程序流程图以及 8.7 节阐述的设计步骤中给出的 B、D 列号完全相符。有关电子数据表格的使用说明,详见 8.7 节。需要指出,在设计和使用电子数据表格时,还可根据实际电路的要求,适当增加一些参数。例如在第 16 行下面插入 TOPSwitch 的极限电流最大值参数  $I_{LIMIT(max)}$ ,并注明由此选定的芯片型号,作为新的 17 行,原 17 行就改成 18 行,依次顺延。表中预留出的空行也是专为插入新参数而设置的。

表 8.9 设计 7.5V、15W 开关电源用的电子数据表格

	A	B	C	D	E	F
1	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
2	参数	数据	保留数据	计算结果		7.5V、15W 开关电源
3	$u_{\min}$	85			V	交流输入电压最小值
4	$u_{\max}$	265			V	交流输入电压最大值
5	$f_L$	50			Hz	电网频率
6	$f$	100			kHz	开关频率
7	$V_O$	7.5			V	直流输出电压
8	$P_O$	15			W	输出功率
9	$\eta$	80			%	电源效率
10	$Z$	0.5				损耗分配系数
11	$V_{FB}$	10.4			V	反馈电压
12	$t_c$	3.2			ms	整流桥响应时间
13	$C_{IN}$	33			$\mu F$	输入滤波电容
14						
15	输入 TOPSwitch 的变量					
16	$V_{OR}$	85			V	初级绕组的感应电压
17	$V_{DS(ON)}$	10			V	TOPSwitch 的漏-源导通电压
18	$V_{F1}$	0.4			V	次级肖特基整流管正向压降
19	$V_{FZ}$	0.7			V	反馈电路中高速开关整流管正向压降
20	$K_{RP}$	0.92				初级脉动电流 $I_R$ 与峰值电流 $I_P$ 的比例系数
21						
22	输入高频变压器的结构参数					
23		EE22				铁氧体磁芯型号
24	$S_J$	0.41			$cm^2$	磁芯有效横截面积
25	$l$	3.96			cm	有效磁路长度
26	$A_L$	2.4			$\mu H/匝^2$	磁芯不留间隙时的等效电感
27	$b$	8.43			mm	骨架宽度
28	$M$	0			mm	安全边距(安全边界宽度)
29	$d$	2			层	初级绕组层数
30	$N_S$	5			匝	次级匝数
31						
32	直流输入电压参数					
33	$V_{Imin}$			93	V	直流输入电压最小值
34	$V_{Imax}$			375	V	直流输入电压最大值
35						
36	初级电流波形参数					
37	$D_{max}$			51	%	最大占空比(对应于 $u_{\min}$ 时)

续表

	A	B	C	D	E	F
	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
	参数	数据	保留数据	计算结果	.	
38	$I_{AVG}$			0.20	A	输入电流的平均值
39	$I_P$			0.74	A	初级峰值电流
40	$I_R$			0.68	A	初级脉动电流
41	$I_{RMS}$			0.32	A	初级有效值电流
42						
43	变压器初级设计参数					
44	$L_P$			623	$\mu H$	初级电感量
45	$N_P$			54	匝	初级绕组匝数
46	$N_F$			7	匝	反馈绕组匝数
47	$A_{LG}$		0.215		$\mu H/匝^2$	磁芯留间隙后的等效电感
48	$B_M$			0.2085	T	最大磁通密度( $B_M=0.2\sim 0.3T$ )
49	$B_{AC}$		0.0959		T	磁芯损耗交流磁通密度(峰-峰值 $\times 0.5$ )
50	$\mu_r$		1845			磁芯无气隙时的相对导磁率
51	$\delta$			0.22	mm	磁芯的气隙宽度( $\delta \geq 0.051mm$ )
52	$a$		16.86		mm	骨架宽度
53	$D_{PM}$			0.31	mm	初级导线的最大外径(带绝缘层)
54	$e$		0.05		mm	估计的绝缘层总厚度(层厚 $\times 2$ )
55	$D_{Pm}$			0.26	mm	初级导线的裸线直径
56	公制线径			$\phi 0.280$	mm	初级导线规格
57	$S_P$		0.0516		$mm^2$	初级裸导线的横截面积
58	$J$			6.17	$A/mm^2$	电流密度 $J=4\sim 10A/mm^2$
59						
60	变压器次级设计参数					
61	$I_{SP}$			7.95	A	次级峰值电流
62	$I_{SRMS}$			3.36	A	次级有效值电流
63	$I_O$			2.00	A	直流输出电流
64	$I_{RI}$			2.70	A	输出滤波电容上的纹波电流
65						
66	$S_{Smin}$		0.546		$mm^2$	次级裸导线最小横截面积
67	公制线径			$\phi 0.900$	mm	次级导线规格
68	$D_{Sm}$			0.91	mm	次级导线最小直径(裸线)
69	$D_{SM}$			1.69	mm	次级导线最大直径(带绝缘层)
70	$N_{SS}$		0.39		mm	次级绝缘层最大厚度
71						
72	电压极限参数					

续表

	A	B	C	D	E	F
	输入		中间过程	输出	单位	参数说明
	参数	数据	保留数据	计算结果		
73	$V_{Tmax}$			573	V	最高漏极电压估算值(包括漏感的作用)
74	$V_{(BR)S}$			42	V	次级整流管最高反向峰值电压
75	$V_{(BR)FB}$			59	V	反馈电路整流管的最高反向峰值电压

## 8.10 高频变压器的设计

高频变压器的设计是研制单片开关电源的关键技术。在 8.7 节中的[步骤 12]~[步骤 22]中曾作过简单介绍。下面将通过典型实例详细阐述高频变压器的设计方法,使读者能掌握该项技术。

### 1. 确定初级电感量 $L_P$ [步骤 12]

在每个开关周期内,由初级传输给次级的磁场能量变化范围是  $\frac{1}{2} \cdot L_P I_P^2 \sim \frac{1}{2} L_P (I_P - I_R)^2$ 。初级电感量由下式确定:

$$L_P = \frac{10^6 P_O}{I_P^2 \cdot K_{RP} \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) f} \cdot \frac{Z(1 - \eta) + \eta}{\eta} \quad (8.10.1)$$

式中,  $L_P$  的单位为  $\mu\text{H}$ 。查表 8.9 可知,开关电源的输出功率  $P_O = 15\text{W}$ ,初级峰值电流  $I_P = 0.74\text{A}$ ,初级脉动电流与峰值电流的比例系数  $K_{RP} = 0.92$ ,开关频率  $f = 100\text{kHz}$ ,损耗分配系数  $Z = 0.5$ ,电源效率  $\eta = 80\%$ 。将它们一并代入式(8.10.1)中得到,  $L_P = 620.3\mu\text{H}$ 。表 8.9 中(D44)的数据为  $623\mu\text{H}$ 。

### 2. 选择磁芯与骨架并确定相关参数[步骤 13]

从第 10 章的表 10.11.4 中可以查出,当  $P_O = 15\text{W}$  时可供选择的铁氧体磁芯型号。若用常规漆包线绕制,可选 EE22 型磁芯,型号中的数字表示磁芯长度  $A = 22\text{mm}$ 。EE 型磁芯的价格低廉,磁损耗低且适应性强。若采用三重绝缘线,则选 EE20 或 EF20 型磁芯。一旦选好磁芯,骨架的尺寸也就确定下来了。从厂家提供的磁芯产品手册中还可查出  $S_l$ 、 $l$ 、 $A_l$ 、 $b$  等参数值。现选择 EE22 型磁芯,由手册中查出  $S_l = 0.41\text{cm}^2$ ,  $l = 3.96\text{cm}$ ,  $A_l = 2.4\mu\text{H}/\text{匝}^2$ ,  $b = 8.43\text{mm}$ 。

### 3. 设定初级层数 $d$ 和次级匝数的初始值 $N_S$ [步骤 14]

设定  $d = 2$  层。当  $u = 85 \sim 265\text{V}$  时,首先取  $N_S$  的初始值为 0.6 匝;然后用迭代法计算出  $N_S = 5$  匝。亦可根据次级每伏匝数和  $V_{PI}$  值,直接计算出  $N_S$  值(参见下文)。

### 4. 计算初级匝数 $N_P$ 和反馈绕组匝数 $N_F$ [步骤 15]

详见[步骤 16]~[步骤 22]。

### 5. 确定高频变压器的主要参数[步骤 16~步骤 22]

首先设定高频变压器的最大磁通密度  $B_M$ ,并检查电流密度  $J$  和磁芯的气隙宽度  $\delta$ 。必要时通过改变初级层数  $d$  和次级匝数  $N_S$ ,对磁芯和骨架的类型进行迭代,直至符合要求。最后得到  $B_M$ (应符合  $B_M = 0.2 \sim 0.3\text{T}$  的要求)、 $J$ 、 $\delta$ 、 $N_S$ 、 $N_P$ 、 $N_F$  值。

在设计高频变压器时必须确定以下 9 个主要参数:初级电感量  $L_P$ ,磁芯气隙宽度  $\delta$ ,初级

匝数  $N_P$ , 次级匝数  $N_S$ , 反馈绕组匝数  $N_F$ , 初级裸导线直径  $D_{PM}$ , 初级导线外径  $D_{PM}$ , 次级裸导线直径  $D_{SM}$  和次级导线外径  $D_{SM}$ 。上述参数中, 除  $L_P$  可直接用式(8.10.1)单独计算之外, 其余 8 个参数都是相互关联的, 通常是从次级匝数开始计算的。另外, 由于反馈绕组上的电流很小 (一般小于 10mA), 对其线径要求不严, 因此不需要计算导线的内、外直径。

(1) 计算次级匝数  $N_S$

对于 100V/115V 交流输入, 次级绕组可取 1 匝/V; 对于 230V 交流或宽范围输入应取 0.6 匝/V。现已知  $u=85\sim 265V$ ,  $V_O=7.5V$ , 考虑到在次级肖特基整流二极管上还有 0.4V 的正向导通压降  $V_{F1}$ , 因此次级匝数为  $(V_O+V_{F1})\times 0.6$  匝/V =  $(7.5V+0.4V)\times 0.6$  匝/V = 4.74 匝。由于次级绕组上还存在导线电阻, 也会形成压降, 实取  $N_S=5$  匝。下面就以该数据作为初始值, 分别计算其余 7 个参数。

(2) 计算初级匝数

$$N_P = N_S \cdot \frac{V_{OR}}{V_O + V_{F1}} \quad (8.10.2)$$

由表 8.9 中查出,  $V_{OR}=85V$ ,  $V_O=7.5V$ ,  $V_{F1}=0.4V$ , 再与  $N_S=5$  匝一同代入式(8.10.2)中计算出,  $N_P=53.8$  匝。实取 54 匝。

(3) 计算反馈绕组匝数  $N_F$

$$N_F = N_S \cdot \frac{V_{FB} + V_{F2}}{V_O + V_{F1}} \quad (8.10.3)$$

将  $N_S=5$  匝,  $V_{FB}=10.4V$ ,  $V_{F2}=0.7V$ ,  $V_O=7.5V$ ,  $V_{F1}=0.4V$  代入式(8.10.3)中计算出,  $N_F=7.03$  匝。实取 7 匝。

(4) 根据初级层数  $d$ 、骨架宽度  $b$  和安全边距  $M$ , 用下式计算有效骨架宽度  $b_E$  (单位是 mm):

$$b_E = d(b - 2M) \quad (8.10.4)$$

将  $d=2$ ,  $b=8.43\text{mm}$ ,  $M=0$  代入式(8.10.4)中求得,  $b_E=16.86\text{mm}$ 。

再利用下式计算初级导线的外径(带绝缘层)  $D_{PM}$ :

$$D_{PM} = b_E / N_P \quad (8.10.5)$$

将  $b_E=16.86\text{mm}$ ,  $N_P=54$  匝代入式(8.10.5)中求出,  $D_{PM}=0.31\text{mm}$ 。扣除漆皮后, 裸导线的内径  $D_{PM}=0.26\text{mm}$ 。

(5) 验证初级导线的电流密度  $J$  是否满足初级有效值电流  $I_{RMS}=0.32A$  之条件。计算电流密度的公式为

$$J = \frac{1980}{\frac{1.27\pi D_{PM}^2}{4I_{RMS}} \cdot \left(\frac{1000}{25.4}\right)^2} = \frac{1.28I_{RMS}}{D_{PM}^2} \quad (8.10.6)$$

将  $D_{PM}=0.26\text{mm}$ ,  $I_{RMS}=0.32A$  代入式(8.10.6)中得到  $J=6.06A/\text{mm}^2$ 。表 8.9 中实取  $6.17A/\text{mm}^2$ 。

若  $J>10A/\text{mm}^2$ , 应选较粗的导线并配较大尺寸的磁芯和骨架, 使  $J<10A/\text{mm}^2$ 。若  $J<4A/\text{mm}^2$ , 宜选较细的导线和较小的磁芯骨架, 使  $J>4A/\text{mm}^2$ ; 亦可适当增加  $N_P$  的匝数。

查第 10 章表 10.12 可知, 与直径 0.26mm 接近的公制线规为  $\phi 0.28\text{mm}$ , 比 0.26mm 略粗一点, 完全可满足要求。因  $\phi 0.25\text{mm}$  的公制线规稍细, 故不宜选用。

(6) 计算磁芯中的最大磁通密度  $B_M$

$$B_M = \frac{100I_P L_P}{N_P S_J} \quad (8.10.7)$$

将  $I_P = 0.74\text{A}$ ,  $L_P = 623\mu\text{H}$ ,  $N_P = 54$  匝, 磁芯有效横截面积  $S_J = 0.41\text{cm}^2$  一并代入式(8.10.7)中, 得到  $B_M = 0.2082\text{T}$ 。电子数据表格中实取  $0.2085\text{T}$ 。

需要指出, 若  $B_M > 0.3\text{T}$ , 则需增加磁芯的横截面积或增加初级匝数  $N_P$ , 使  $B_M$  在  $0.2 \sim 0.3\text{T}$  范围之内。如  $B_M < 0.2\text{T}$ , 就应选择尺寸较小的磁芯或者减小  $N_P$  值。

(7) 计算磁芯的气隙宽度  $\delta$

$$\delta = 40\pi S_J \left( \frac{N_P^2}{1000L_P} - \frac{1}{1000A_{L_0}} \right) \quad (8.10.8)$$

式中,  $\delta$  的单位是 mm。将  $S_J = 0.41\text{cm}^2$ ,  $N_P = 54$  匝,  $L_P = 623\mu\text{H}$ , 磁芯不留间隙时的等效电感  $A_{L_0} = 2.4\mu\text{H}/\text{匝}^2$ , 一并代入式(8.10.8)中得到,  $\delta = 0.22\text{mm}$ 。气隙  $\delta$  应加在磁芯的磁路中心处, 要求  $\delta \geq 0.051\text{mm}$ 。若  $\delta$  小于此值, 需增大磁芯尺寸或者增加  $N_P$  值。

(8) 计算留有气隙时磁芯的等效电感  $A_{L_G}$

$$A_{L_G} = \frac{L_P}{N_P^2} \quad (8.10.9)$$

将  $L_P = 623\mu\text{H}$ ,  $N_P = 54$  匝代入式(8.10.9)中得到,  $A_{L_G} = 0.214\mu\text{H}/\text{匝}^2$ 。表 8.9 中实际结果为  $0.215\mu\text{H}/\text{匝}^2$ 。

需要说明两点:

①  $A_{L_G}$  值必须在选好  $N_P$  值以后才能确定。

② 如上所述, 高频变压器设计是一个多次迭代的过程。例如当  $N_P$  改变后,  $N_S$  和  $N_F$  值也会按一定比例变化。此外, 在改变磁芯尺寸时, 需对  $J$ 、 $B_M$ 、 $\delta$  等参数重新计算, 以确信它们仍在给定范围之内。这表明, 若计算结果与表 8.9 中所列数据略有差异, 也是正常现象, 因二者的迭代过程未必完全一致。

## 6. 确定次级参数 $I_{SP}$ 、 $I_{SRMS}$ 、 $I_{R1}$ 、 $D_{SM}$ 、 $D_{SM}$

(1) 计算次级峰值电流  $I_{SP}$

次级峰值电流取决于初级峰值电流  $I_P$  和初、次级的匝数比  $n$ , 有公式

$$I_{SP} = nI_P = \frac{N_P}{N_S} \cdot I_P \quad (8.10.10)$$

已知  $I_P = 0.74\text{A}$ ,  $N_P = 54$  匝,  $N_S = 5$  匝, 不难算出  $n = 10.8$ 。代入式(8.10.10)中得到  $I_{SP} = 7.99\text{A}$ 。表 8.9 中为  $7.95\text{A}$ 。

(2) 计算次级有效值电流  $I_{SRMS}$

次级纹波电流与峰值电流的比例系数  $K_{RP}$  与初级完全相同, 区别仅是对次级而言,  $K_{RP}$  反映的是次级电流在占空比为  $(1 - D_{\max})$  时的比例系数。因此, 计算次级有效值电流  $I_{SRMS}$  时, 需将式(8.7.5)中的  $I_{RMS}$ 、 $I_P$ 、 $D_{\max}$  依次换成  $I_{SRMS}$ 、 $I_{SP}$ 、 $(1 - D_{\max})$ 。由此得到公式

$$I_{SRMS} = I_{SP} \sqrt{(1 - D_{\max}) \cdot \left( \frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)} \quad (8.10.11)$$

将  $I_{SP} = 7.95\text{A}$ ,  $D_{\max} = 51\%$ ,  $K_{RP} = 0.92$  代入式(8.10.11)中求得,  $I_{SRMS} = 3.35\text{A}$ 。表 8.9 中的计算结果为  $3.36\text{A}$ 。

(3) 计算输出滤波电容上的纹波电流  $I_{R1}$

先求出输出电流  $I_O = P_O / V_O = 15\text{W} / 7.5\text{V} = 2\text{A}$ , 再代入下式计算  $I_{R1}$ :

$$I_{RI} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2} \quad (8.10.12)$$

将  $I_{SRMS} = 3.36\text{A}$ ,  $I_O = 2\text{A}$  代入式(8.10.12)中计算出,  $I_{RI} = 2.70\text{A}$ 。

最后计算次级裸导线直径,有公式

$$D_{2m} = \sqrt{\frac{4I_{SRMS}}{1.27\pi} \cdot \frac{1980}{J} \cdot \frac{25.4}{1000}} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \quad (8.10.13)$$

将  $I_{SRMS} = 3.36\text{A}$ ,  $J = 5.18\text{A}/\text{mm}^2$  代入式(8.10.13)中求出,  $D_{2m} = 0.91\text{mm}$ 。实选  $\phi 0.90\text{mm}$  的公制线规。

需要指出,当  $D_{2m} > 0.4\text{mm}$  时,应采用  $\phi 0.40\text{mm}$  的两股导线双线并绕  $N_S$  匝。与单股粗导线绕制方法相比,双线并绕能增大次级绕组的等效横截面积,改善磁场耦合程度,减小磁场泄漏及漏感。此外,用双线并绕方式还能减小次级导线的电阻值,降低功率损耗。

若选用三重绝缘线来绕制次级绕组,则导线外径(单位是 mm)的计算公式为

$$D_{3M} = \frac{b - 2M}{N_S} \quad (8.10.14)$$

将  $b = 8.43\text{mm}$ ,  $M = 0$ ,  $N_S = 5$  匝一并代入式(8.10.14)中得到,  $D_{3M} = 1.69\text{mm}$ 。可选导线直径  $D_{2m} \geq 0.91\text{mm}$  而绝缘层外径  $D_{3M} \leq 1.69\text{mm}$  的三重绝缘线。

(4) 确定次级整流管、反馈电路整流管的最高反向峰值电压:  $V_{(BR)S}$ ,  $V_{(BR)FB}$

有公式

$$V_{(BR)S} = V_O + V_{Imax} \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (8.10.15)$$

$$V_{(BR)FB} = V_{FB} + V_{Imax} \cdot \frac{N_F}{N_P} \quad (8.10.16)$$

将  $V_O = 7.5\text{V}$ ,  $V_{FB} = 10.4\text{V}$ ,  $V_{Imax} = 375\text{V}$ ,  $N_S = 5$  匝,  $N_P = 54$  匝,  $N_F = 7$  匝,分别代入式(8.10.15)和式(8.10.16)中计算出,  $V_{(BR)S} = 42.2\text{V}$ ,  $V_{(BR)FB} = 59\text{V}$ 。这与表 8.9 中给出的结果完全相同。

## 8.11 高频变压器设计注意事项

下面介绍设计单片开关电源高频变压器的注意事项。

### 8.11.1 高频变压器的设计步骤及参数分类

#### 1. 设计步骤

无论单片开关电源工作在连续模式还是不连续模式,其高频变压器的设计过程均可分成以下三个步骤:

第一步:根据设计要求、所用磁芯及 TOPSwitch 的型号,设定或估算 11 个独立的可直接输入计算机的参数。这些独立参数即表 8.9 中第 3 行至第 13 行所列参数:交流输入电压最大值  $u_{max}$ 、交流输入电压最小值  $u_{min}$ 、电网频率  $f_1$ 、开关频率  $f$ 、输出电压  $V_O$ 、输出功率  $P_O$ 、电源效率  $\eta$ 、损耗分配系数  $Z$ 、反馈电压  $V_{FB}$ 、整流桥响应时间  $t_r$ 、输入滤波电容的容量  $C_{IN}$ 。

第二步:设定或计算与输出状态有关的 10 个参数。这些参数可分成两大类:①由 TOP-Switch 决定的变量,包括初级感应电压  $V_{CR}$ 、漏-源导通电压  $V_{DS(ON)}$ 、初级脉动电流与峰值电流的比例系数  $K_{RI}$ 。②由高频变压器磁芯及结构所决定的参数,包含磁芯有效横截面积  $S_j$ 、有效

磁路长度  $l$ 、磁芯不留间隙时的等效电感  $A_L$ 、骨架的绕线宽度  $b$ 、用于防止漏电和进行安全隔离的安全边距  $M$ 、初级层数  $d$ 、次级匝数  $N_S$ 。这些参数大多可预先估计,只有 3 个参数会在设计过程中发生变化,它们分别是  $K_{RP}$ 、 $d$ 、 $N_S$ 。

第三步:确定并检查其他相关参数,应符合设计要求。

## 2. 相关参数的分类

设计高频变压器的相关参数可划分成以下 4 种:

(1) 直流输入电压参数:直流输入电压最小值  $V_{Imin}$ ,直流输入电压最大值  $V_{Imax}$ 。二者分别为  $u_{min}$ 、 $u_{max}$  的相关参数。

(2) 初级电流波形参数:最大占空比  $D_{max}$ ,初级的平均值电流  $I_{AVG}$ ,峰值电流  $I_P$ ,脉动电流  $I_R$ ,有效值电流  $I_{RMS}$ 。

(3) 变压器设计参数: $L_P$ 、 $N_F$ 、 $N_P$  等。

(4) 电压极限参数(亦称耐压参数):TOPSwitch 关断时的最高漏极电压  $V_{Dmax}$ ,次级整流管最高反向峰值电压  $V_{(BR)S}$ ,反馈电路整流管的最高反向峰值电压  $V_{(BR)FB}$ 。

在所有相关参数中,只有 3 个参数需在设计过程中进行检查并核对是否在允许范围之内。它们是最大磁通密度  $B_M$ (要求  $B_M=0.2\sim 0.3T$ )、磁芯的气隙宽度  $\delta$ (要求  $\delta\geq 0.051mm$ )、初级电流密度  $J$ (规定  $J=4\sim 10A/mm^2$ )。这 3 个参数在设计的一步一步都要检查,确保其在允许范围之内。其他相关参数可通过查手册、直接设定或用公式计算等方法加以确定。

## 3. 计算公式补充

下面介绍计算  $L_P$ 、 $B_{AC}$ 、 $\mu_r$ 、 $\delta$  的 5 个补充公式。

(1) 验证初级电感量  $L_P$  的公式

在 8.10 节中曾介绍过  $L_P$  的计算公式,详见式(8.10.1)。实际上, $L_P$  还可表示成脉动电流  $I_R$ 、初级有效输入电压  $(V_{Imin}-V_{DS(ON)})$ 、最大占空比  $D_{max}$ 、开关频率  $f$  的函数表达式:

$$L_P = \frac{10^6 (V_{Imin} - V_{DS(ON)}) D_{max}}{I_R f} \quad (8.11.1)$$

式中的  $I_R$ 、 $(V_{Imin}-V_{DS(ON)})$ 、 $D_{max}$ 、 $f$  均可通过实际测量而得到,由此计算出的  $L_P$  值可作为验证用式(8.10.1)求得初级电感量是否正确的依据。由于所选损耗分配系数  $Z$ 、漏-源导通电压  $V_{DS(ON)}$  值的不同,允许二者略有差异。

(2) 交流磁通密度  $B_{AC}$

表 8.9 中的交流磁通密度有两个计算公式:

$$B_{AC} = \frac{B_M K_{RP}}{Z} \quad (8.11.2)$$

$$B_{AC} = \frac{10^8 (V_{Imin} - V_{DS(ON)}) D_{max}}{2f S_J N_P} \quad (8.11.3)$$

式中的最大磁通密度  $B_M$  值可从厂家提供的磁芯产品手册给出的损耗曲线上查到。举例说明,已知  $B_M=0.2085T$ (符合  $0.2\sim 0.3T$  的规定范围), $K_{RP}=0.92$ ,代入式(8.11.2)算出  $B_{AC}=0.9591T$ 。这与表 8.9 中给出的结果完全相同。式(8.11.3)可作为验证公式。

(3) 磁芯无气隙时的相对导磁率  $\mu_r$

$\mu_r$  与磁芯不留间隙时的等效电感  $A_L$ 、有效磁路长度  $l$ 、磁芯有效横截面积  $S_J$  之间,存在下述关系式:

$$\mu_r = \frac{A_L l}{4\pi S_J} \quad (8.11.4)$$

#### (4) 气隙宽度 $\delta$

前面介绍过利用式(8.10.8)计算  $\delta$  的方法。下面再补充一个公式,根据  $\mu_r$  值亦可计算  $\delta$ :

$$\delta = \frac{0.04\pi N_p^2 S_j}{L_p} - \frac{10l}{\mu_r} \quad (8.11.5)$$

### 8.11.2 两种工作模式下的初、次级波形

在设计高频变压器之前,了解连续模式和不连续模式下的初、次级电压和电流波形是很有必要的。6.4节曾给出由 TOP202Y 构成 7.5V、15W 开关电源模块的内部电路。现假定  $u=110V$ ,该电源工作在连续模式、不连续模式下典型的漏极电压  $V_D$ 、次级绕组电压  $V_S$ 、初级电流  $I_{PRI}$  和次级电流  $I_{SEC}$  的波形,分别如图 8.11.1、图 8.11.2 所示。这两种模式所对应的初级电感量是不相同的。由图 6.4.1 可见, TOPSwitch 导通时,直流高压  $V_1$  能加到初级绕组的两端,此时同名端(初级绕组上加黑圆点处)的电位要比不加黑圆点端低。初级电流  $I_{PRI}$  就沿着斜率  $K_1$  线性地增大。斜率  $K_1$  随  $V_1$  的升高而增大,随  $L_p$  的增加而减小。脉动电流  $I_R$  被定义为在 TOPSwitch 整个导通期间初级电流的线性增量。初级峰值电流  $I_P$  则是 TOPSwitch 关断时刻的电流值,如果把初级绕组视为纯电感,那么正比于  $I_P$  的磁场能量就都储存在磁芯中,在初级绕组会产生与初级匝数  $N_p$  成正比且和初级同名端极性相同的感应电压  $V_{OR}$ 。在 TOPSwitch 导通时,输出整流管  $VD_2$  和反馈电路中的整流管  $VD_3$  均因反向偏置而截止,次级绕组中无电流通过。当 TOPSwitch 关断时,迅速减弱的磁场就使高频变压器的所有绕组产生突变的反向感应电压,同名端电位高于不加黑圆点端,  $VD_2$  和  $VD_3$  受正向偏置而导通。次级绕组中的电流  $I_{SEC}$  迅速增加到峰值  $I_{SP}$ ,  $I_{SP}=I_P/n$ 。初级电流迅速降至零。TOPSwitch 的漏极电压  $V_D$  迅速升高到  $(V_1+V_{OR})$  值。次级绕组电流则按斜率  $K_3$  线性地衰减。斜率  $K_3$  随  $V_O$  的升高而增大,随  $L_p$  的增加而减小。

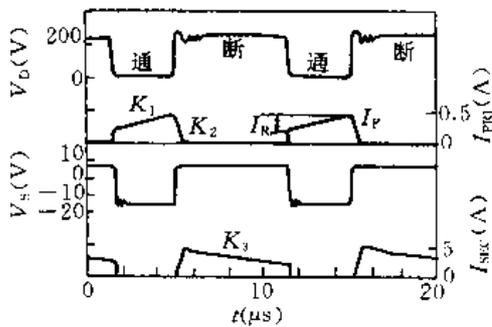


图 8.11.1 连续模式下的电压和电流波形

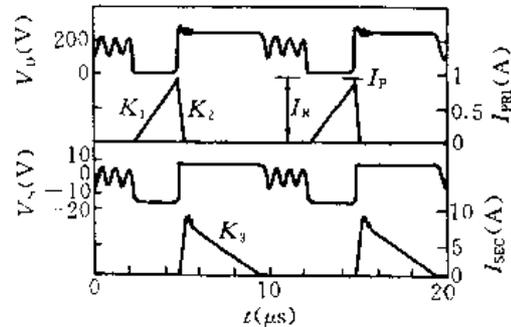


图 8.11.2 不连续模式下的电压和电流波形

图 8.11.1 示出当  $L_p$  较大时,  $I_{PRI}$  呈现出梯形电流波形,该工作模式即为连续模式。其特征是在 TOPSwitch 再次导通的时刻,初级电流  $I_{PRI}$  具有一个初始值。这表明在上次关断期间磁场能量并未全部送给负载,当 TOPSwitch 再次导通时,剩余磁场能量仍然储存在磁芯中。

图 8.11.2 示出当初级电感量  $L_p$  较小时,  $I_{PRI}$  呈现出三角形电流波形,这种工作模式称之为不连续模式。其特点是当 TOPSwitch 再次导通之前,次级电流  $I_{SEC}$  早已线性地减小到零。这表明所储存的能量全部送给负载。当初级无电流通过时,漏极电压就降低且出现振铃现象,然后回到直流状态。

众所周知,开关电源的初级电流和次级电流不可能同时存在,  $I_{PRI}$  和  $I_{SEC}$  从来都不是连续的。因而单片开关电源的“连续”与“不连续”有一个特定的含义,它指的是在两个完整的开关周

期内,高频变压器磁芯中磁场能量的传输是否具有连续性,即上一开关周期内磁芯中是否有剩余能量,以及下一开关周期是否承接此剩余能量并补充新的能量后继续给次级传输。因此,不要把二者相混淆。

每个初级电流波形都包含着峰值电流  $I_P$ 、脉动电流  $I_R$ 、平均值电流  $I_{AVG}$  和有效值电流  $I_{RMS}$ 。这其中,  $I_P$  决定初级绕组匝数 ( $N_P$ ), 并且限制最大磁通密度 ( $B_M$ ) 和 TOPSwitch 的峰值电流所必需的磁芯尺寸。  $I_{AVG}$  是初级平均值电流或者初级直流电流 (采用直流供电时),  $I_{AVG}$  与输出功率成正比。当有效值电流  $I_{RMS}$  通过初级绕组的直流电阻和 TOPSwitch 的漏-源导通电阻  $R_{DS(ON)}$  时, 就产生了初级功耗。  $I_R$  与  $I_P$  的比值 ( $K_{RP}$ ) 决定了单片开关电源的工作模式,  $K_{RP}$  还与  $I_P$  成反比, 增大  $I_P$ , 使  $1 > K_{RP} > 0.4$ , 就选择连续模式。在输入电压和输出功率相同的情况下, 连续模式的初级电感量大约是不连续模式的 4 倍。采用不连续模式能减小高频变压器尺寸, 改善稳压性能, 但电源效率会降低。

### 8.11.3 其他注意事项

#### 1. 磁芯类型

小型化、塑料盒密封式开关电源模块可选低成本的 EE 或 EI (E 形配条形) 型磁芯。多路输出式开关电源宜采用 EFD 型磁芯, 这类磁芯能提供较大的窗口, 以便容纳多个次级绕组。大功率开关电源适配 ETD 型 (圆中心柱) 磁芯。单片开关电源不得使用环形磁芯、POT 磁芯或 RM 型 (大槽口罐形) 磁芯, 因其泄漏磁场较大。

#### 2. 高频变压器的绕制技术

(1) 初级绕组必须绕在最里层。其优点之一是能缩短每匝导线的长度, 减小初级绕组的分布电容; 优点之二是初级绕组能被其他绕组所屏蔽, 可降低初级绕组至相邻元件的电噪声。另外, 初级绕组的起始端应接到 TOPSwitch 的漏极端, 利用初级绕组的其余部分和其他绕组将它屏蔽, 减小从初级耦合到其他地方的电磁干扰。初级绕组须设计成两层或两层以下, 才能把初级分布电容和漏感降至最低。在初级各层之间加一绝缘层, 能将分布电容减小到原来的  $1/4$  左右; 对于 TOP200、TOP210 而言, 还可防止因启动芯片或因分布电容放电产生的尖峰电压而造成内部限流保护电路被误触发。

(2) 反馈绕组的最佳位置取决于开关电源采用初级调整方案还是次级调整方案。采用前者时应将反馈绕组置于初、次级绕组之间, 这样能对初级回路元件上的电磁干扰起到屏蔽作用。选择次级调整方案, 需把反馈绕组绕在最外层, 此时反馈绕组与次级绕组的耦合最强, 对输出电压的变化反应得更灵敏, 能提高调整度; 另外还能减小反馈绕组与初级绕组的耦合程度以及反馈输出的峰值充电效应, 也有助于提高稳压性能。两种方案各具特点, 应根据实际情况进行选择。若对降低 EMI 要求较高, 应选第一种方案。

(3) 绕制多路输出的次级绕组时, 输出功率最大的次级绕组应靠近初级, 以减小漏感。如次级匝数较少, 每匝之间可适当留出间隙, 使绕组能充满整个骨架。更好的解决办法是采用多股并绕的方法。

(4) 屏蔽层的设计。在初、次级之间增加屏蔽层, 可减小初、次级之间共模干扰的容性耦合, 最经济的屏蔽法是在初、次级之间专绕一层漆包线, 一端接  $V_I$  (或  $V_D$ ); 另一端悬空并且用绝缘带绝缘, 置于高频变压器内部而不引出来。对于中、小功率的高频变压器, 屏蔽层的导线可选  $\phi 0.35\text{mm}$  线径。

为防止高频变压器泄漏磁场对相邻电路造成干扰, 亦可把一铜片环绕在变压器外部, 构成

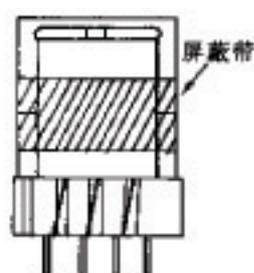


图 8.11.3 高频变压器的屏蔽带

如图 8.11.3 所示的屏蔽带。该屏蔽带相当于短路环，能对泄漏磁场起到抑制作用，屏蔽带应与  $V_D$  端连通。

### 3. 安全性

高频变压器的初、次级之间必须隔离且绝缘良好。各绕组的首、尾引出端均需加绝缘套管，套管壁厚不得小于 0.4mm。对于 110V 交流电源，初、次级之间应能承受 2000V 交流试验电压，持续时间为 60s，其漏电距离为 2.5~3mm。对于 220V 交流电源，需承受 3000V 的交流试验电压，漏电距离为 5~6mm。高频变压器的安全边距 ( $M$ ) 应等于漏电距离的一半。对 220V 交流电源而言，可选  $M=2.5\sim 3\text{mm}$ ，参见图 8.11.4。若次级采用三重绝缘线，就不需要留出安全边距了，见图 8.11.5。三重绝缘线中的任何两层均可承受 3000V (RMS) 的安全测试电压，绕组的首、尾引线端也不必加绝缘套管。

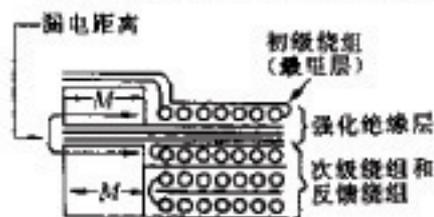


图 8.11.4 安全边距与漏电距离的关系

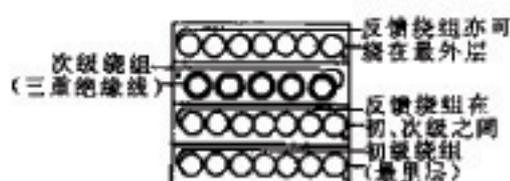


图 8.11.5 三重绝缘线变压器的剖面图