

否则,这部分能量要由 MOSFET 管开关消耗。这样,在不影响整个开关效率的情况下,可以使 MOSFET 管的体积尽量小型化。

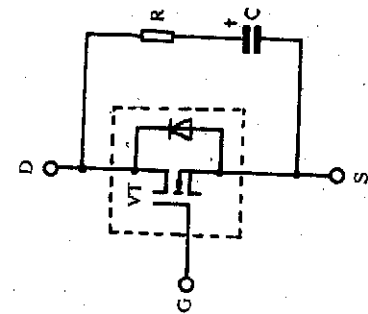


图 4-30 带有阻尼二极管和 RC 吸收回路的 MOSFET 管

在使用功率 MOSFET 管时,跨接在晶体管开关两端的漏电感阻尼二极管就不需要了。这是因为 MOSFET 管的结构特殊,它有一个主体漏极 PN 结与通道并联。

图 4-30 所示的是用作开关的 MOSFET 管,它带有主体漏极二极管,还有一个 RC 吸收回路。

虽然 MOSFET 管的转换速度比双极晶体管快得多,但是在第四章第八节中的所有计算 R 和 C 的公式,对于 MOSFET 也还是有效的。

## 第五章 高频电源变压器的设计

本章的目的是先向读者介绍一些基本的电磁原理及定律,在此基础上再引出一些简明扼要的计算方法。本章还将介绍用来设计制作高频变压器、电感线圈等的电磁元件。

### 第一节 电磁的基本原理

图 5-1 是一个简单的电路,它由电源 V,开关 S 和用空心线

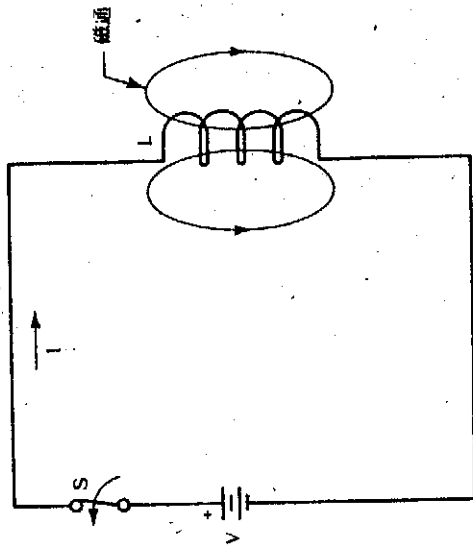


图 5-1 在空心线圈中的磁通

圈表示的电感负载  $L$  所组成。当开关  $S$  闭合时，电流  $I$  流经导线到达负载线圈  $L$ ，当电流流过线圈  $L$  时，就在其周围建立了磁场，磁场的强弱与线圈的匝数有密切的关系。在磁场中，穿过线圈的磁力线叫磁通。

空心线圈中的磁通不是很强，如果在线圈中放一个由铁氧体材料制成的磁棒（磁芯），磁棒就会生成一个附加的磁场，产生更多的磁通。磁通经过磁棒及其周围的空气，形成一个环路，如图 5-2 所示。

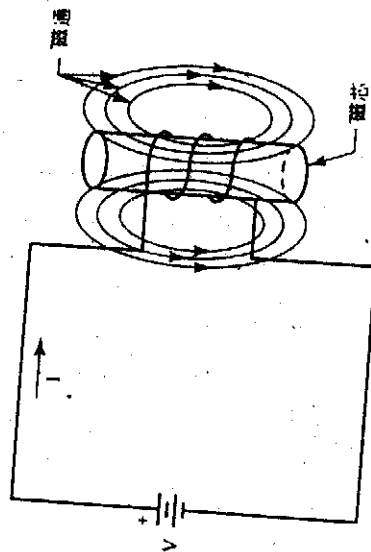


图 5-2 线圈中放入磁棒后生成了更强的磁场

如果磁芯的结构如图 5-3 所示，它为磁通提供一个连续的通路，那么磁通就会被限制在磁芯内，形成一个更强的磁场。

在磁场中，某一点的磁通集中的程度，称为该点的磁通密度或磁感应强度，用  $B$  表示。在厘米—克—秒制系统中， $B$  的单位是特斯拉，用符号  $T$  表示。本书所使用的单位都是厘米—克—秒制的单位。另一方面，产生磁通的磁力称为磁场强度，用符号  $H$  表示，其单位是安/米，用  $A/m$  表示。磁场强度用下面的公式表示：

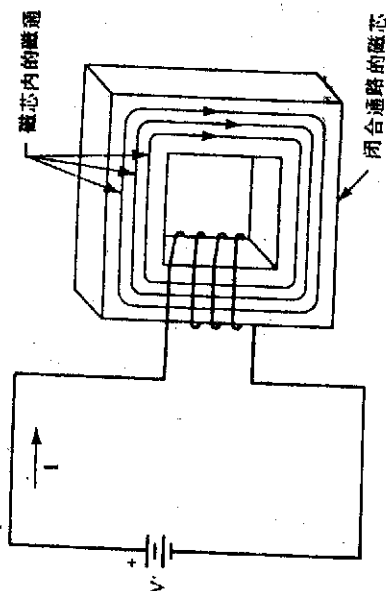


图 5-3 闭合回路的铁芯将磁通限制在内，生成更强的磁场

$$H = \frac{0.4\pi \cdot N \cdot I}{L_i} \quad (5-1)$$

在公式中， $N$ ：线圈的匝数；

$I$ ：电流强度；

$L_i$ ：磁芯的长度。

在磁通密度和磁场强度之间，还有一个重要的关系就是它们的比率，称为导磁率，用字母  $\mu$  表示，其公式如下：

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (5-2)$$

导磁率是用于描述一个磁性材料被一定的磁感应力磁化的难易程度的物理量。空气的导磁率是一个常数，在厘米—克—秒制系统中，其值是 1。

## 第二节 磁滞回线

每种磁性材料被磁化时，都会有一种 S 形的特性曲线，称

之为磁滞回线。用画在B—H座标上的曲线来表示。它说明了磁性材料被完全磁化和完全去磁这一周期的变化。

图5-4表示了一个不带空气隙的铁氧体磁芯的磁滞回线。在曲线图中,如果我们以曲线的a点为起点,在此点的磁感应强度是正向的最大值。当到达b点时,它的磁感应强度为0,再下降到c点,即达到了磁感应强度的负方向的最大值,再通过磁感应强度为0的d点,又回到了原始a点。这样,就得到了一个完整的S型的磁化周期。

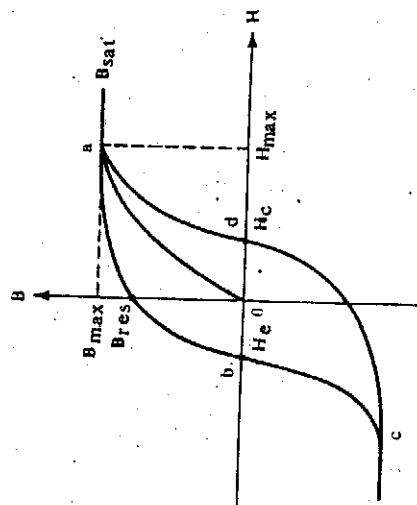


图 5-4 典型磁芯的磁滞回线 (不带空气隙)

图 5-4 中的磁滞回线的一些关键点是十分重要的,其定义如下:

- $B_{\max}$ : 最大磁通密度点;
- $H_{\max}$ : 最大磁场强度点;
- $B_{\text{res}}$ : 磁场强度为 0 时的剩余磁通;
- $H_c$ : 矫顽磁力,或称把剩余磁感应强度减少到 0 的反

向磁场。

从图 5-4 的 B—H 曲线中可见,  $B_{\max}$  是  $H_{\max}$  达到了定值的点,在此点,即使磁场强度再增加,  $B_{\max}$  也不再增加了,在这点的磁感应强度的值被称为饱和点,用符号  $B_{\text{sat}}$  表示。

如果我们在磁芯中开一个气隙,将建立起一个混合的磁通通路,它会改变磁通的有效长度。因为空气隙的导磁率是 1,所以有效磁路的长度  $L_e$  是:

$$L_e = L_i + \mu_i \cdot L_g \quad (5-3)$$

公式中,  $L_i$  = 磁材料的磁路长度;

$L_g$  = 空气隙的磁路长度;

$\mu_i$  = 磁材料的导磁率。

对于一个给定的安培-匝数的乘积 (NI), 带空气隙的磁芯的磁通密度要比没有空气隙的磁芯的磁通密度小,也就是说,带空气隙的磁芯的  $B_{\text{sat}}$  比不带空气隙的磁芯的  $B_{\text{sat}}$  要小。因此,引入了空气隙就等于给磁滞回线一个“斜角”,如图 5-5 所示。

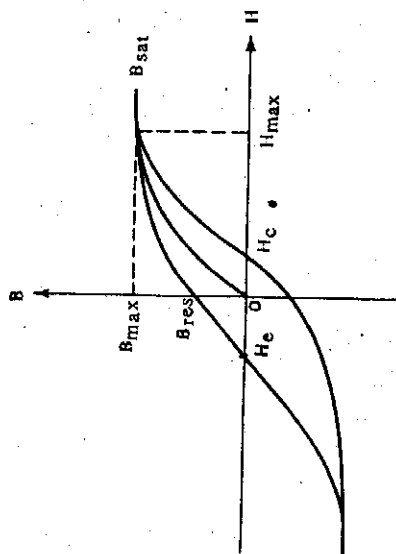


图 5-5 带空气隙的磁芯的磁滞回线

从图中可见,在高磁场强度处,减少了磁芯饱和的可能性,与不带气隙的磁滞回线相比,由于增加了空气隙磁道,磁滞回线在B的方向上被“压扁”了,也就是说,减小了 $B_{sat}$ 的值。

大多数磁芯生产厂家都用标准的磁化曲线来描述他们的磁性材料的特性,如图5-6所示。

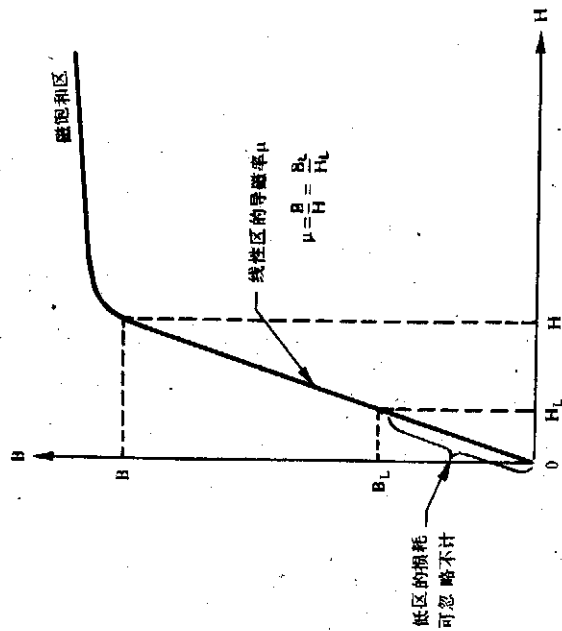


图 5-6 表示线性区和饱和区的标准磁化曲线

图5-6的特性曲线表示,在曲线的拐弯处以下,磁感应强度B对磁场强度H的比率可以认为是一个近似的常数,即在这个区域里,激励电流与所产生的磁通之间存在着线性关系。这种线性关系使磁率为一常数。

在特性曲线的低区,磁芯的损耗可以忽略不计,因此,磁芯的温度很低。在特性曲线的拐弯处以上,便进入了磁饱和区,

对于线性应用场合,应避免进入饱和区。

### 第三节 变压器的基本原理

在前面的讨论中,我们已经提到:当有电流流绕在磁芯上的线圈时,在磁芯内会产生磁通。如果电流是周期性的变化,并且在此磁芯上还绕着第二个线圈绕组(也称次级绕组),那么会在第二个绕组上感应出电压和电流,其简单的示意图见图5-7。

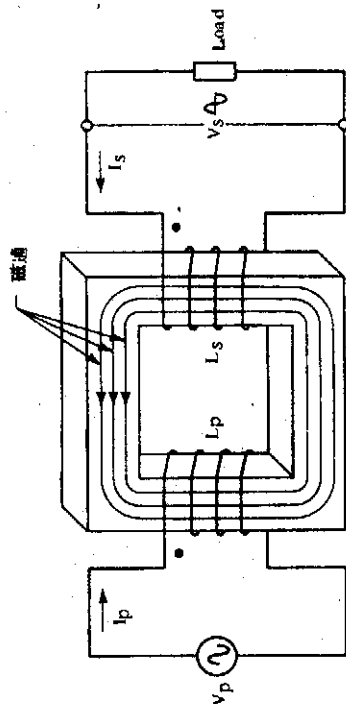


图 5-7 典型的具有两个绕组的变压器

一般情况下,高频变压器输出电压的大小与变压器的匝数成正比,输出电流的大小与变压器的匝数成反比,并由下式决定:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (5-4)$$

公式中, $N_p$ : 变压器初级线圈 $L_p$ 的匝数;

$N_s$ : 变压器次级线圈 $L_s$ 的匝数;

$V_p$ : 加在变压器初级的电压,单位, V;

$V_s$ : 在变压器次级产生的电压, 单位, V。

因此, 变压器按照其次级绕组输出的电压是高于其输入电压还是低于其输入电压而分为升压变压器和降压变压器。有的变压器包含多个绕组, 有的绕组输出的电压高于其输入电压, 也有的绕组的输出电压低于其输入电压。变压器的初、次级之间的电隔离作用是其最重要的特性之一, 也是恒量一个变压器质量优劣的重要指标之一。

为了确保变压器在磁化曲线的线性区工作, 可用下式计算最大磁通密度  $B_{\max}$ :

$$B_{\max} = \frac{(V_p) 10^4}{Kf \cdot N_p \cdot A_c} \quad (5-5)$$

公式中,  $V_p$ : 加在变压器初级电压, V;

$f$ : 变换器的工作频率, Hz;

$N_p$ : 变压器初级线圈匝数;

$A_c$ : 磁芯的有效截面积,  $\text{cm}^2$ ;

$K$ : 4.44 (对于正弦波) 或 4.0 (对于矩形波)

由于本书主要讲的是高频开关电源, 所以  $K$  取 4.0。

一般情况下, 开关电源变压器的设计者选择  $B_{\max}$  的原则是要保证它在 B-H 特性曲线的线性工作区工作。最佳的起点应该是  $B_{\max} = B_{sat}/2$ 。

将公式 5-5 进行简单的调整, 就可以得到计算变压器初级线圈的公式:

$$N_p = \frac{(V_p) 10^4}{4f \cdot B_{\max} \cdot A_c} \quad (5-6)$$

在选择磁芯时, 还有两个十分重要的设计参数需要注意。一个是磁芯的窗口面积, 它必须保证能够使导线绕满, 并且损耗最小。第二个参数是磁芯的功率输出能力。这两个参数与公式

5-7 有直接的关系。

$$P_{out} = (1.16 B_{\max} \cdot f \cdot d \cdot A_c \cdot A_c) 10^{-5} \quad (5-7)$$

公式中,  $P_{out}$ : 磁芯的输出功率, W;

$B_{\max}$ : 最大磁通密度, T;

$f$ : 变换器的工作频率, Hz;

$d$ : 导线的载流密度,  $\text{A}/\text{m}^2$ ;

$A_c$ : 磁芯的有效截面积,  $\text{cm}^2$ ;

$A_c$ : 磁芯的窗口面积,  $\text{cm}^2$ 。

一般情况下, 电流密度用圆密耳每安培表示, 其代表符号是  $D$ , 与  $d$  的关系如下:

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \quad (5-8)$$

把公式 5-8 代入公式 5-7, 得到:

$$P_{out} = \frac{(1.47 f \cdot B_{\max} \cdot A_c \cdot A_c) 10}{D} \quad (5-9)$$

将公式 5-9 进一步修正, 就可以得到一个计算、选择变压器磁芯的非常有用的公式:

$$A_c A_c = \frac{(0.68 P_{out} \cdot D) 10^{-1}}{f \cdot B_{\max}} \text{ cm}^4 \quad (5-10)$$

工作电流密度  $D$  由导线的制造厂家以 1000 圆密耳/安培 (c.m./A) 为单位给出。实际设计时所使用的电流密度要低于这个值。根据实际应用及绕线的匝数, 电流密度选取 200 c.m./A 即可安全使用。

## 第四节 磁芯材料及磁芯的选择

在设计高频变压器时, 虽然有多种材料可供选择, 但在现

代变换器的设计应用中,几乎都用铁氧体材料。铁氧体材料不仅具有非常高的磁通密度,(大多数铁氧体磁芯的 $B_m$ 可达 $3000 \times 10^{-4} T \sim 5000 \times 10^{-4} T$ ),而且在高频下工作时,它们的磁芯损耗也很低,并且它们还具有线圈间耦合性好,容易组装等优点。

用铁氧体材料可以制成多种形状和尺寸的磁芯。生产厂家已专门为设计高频变压器提供了多种铁氧体材料。表5-1列出了当今一些最流行的铁氧体材料及生产厂家。

表 5-1 铁氧体材料及生产厂家一览表

材 料	生产厂家
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Fair-Rite Products
F, 7	Magnetics, Inc
H7C1	TDK
N27	Siemens

按照功率的需求,把磁芯制成各种形状。其中最常用的磁芯形状有E-E型、E-I型、E-C型和罐型等。根据其结构,罐型磁芯最适用于20W到200W的中、小功率变压器。由于罐型磁芯本身固有的屏蔽作用,所以它能够把电磁干扰减小到最低限度。

对于那些要求输出功率较大的高频开关电源变压器,可以选用E-E型、E-I型和E-C型磁芯。E-C型磁芯的性能处于E-E型和罐型磁芯的中间,它兼有二者的优点。

磁芯的生产厂家会给设计者列出所有的设计电源变压器所需要的参数,如果一些个别参数没有给出,设计者利用第三节给出的公式,也能够很容易的计算出来。表5-2列出了AWG(美国线规)的数据,供设计者选择磁导线时参考。

表 5-2 厚绝缘层磁导线数据

AWG	绝缘外径尺寸 (mm)		最大截面积 (mm <sup>2</sup> )	电阻参考值 (Ω/km)	电流密度 (c.m./A)
	最小	最大			
4	5.232	5.359	22.544	0.8064	41740
5	4.674	4.750	17.712	1.0250	33090
6	4.166	4.242	14.126	1.2966	26240
7	3.708	3.785	11.246	1.6342	20820
8	3.302	3.378	8.9575	2.0607	16510
9	2.946	3.023	7.1737	2.6002	13090
10	2.642	2.692	5.6888	3.2760	10380
11	2.357	2.408	4.5518	4.1372	8226
12	2.106	2.151	3.6388	5.2101	6529
13	1.882	1.923	2.9029	6.5651	5184
14	1.694	1.732	2.4092	8.2810	4109
15	1.511	1.547	1.8787	10.437	3260
16	1.351	1.384	1.5036	13.189	2581
17	1.209	1.239	1.2051	16.582	2052
18	1.079	1.110	0.9672	20.952	1624
19	0.965	0.993	0.7740	26.398	1289
20	0.864	0.892	0.6246	33.236	1024
21	0.767	0.798	0.4999	41.897	812.3
22	0.688	0.714	0.4002	53.151	640.1
23	0.620	0.643	0.3245	66.602	510.8
24	0.554	0.577	0.2613	84.221	404.0
25	0.495	0.516	0.2090	106.20	320.4
26	0.442	0.462	0.1622	134.58	252.8
27	0.399	0.417	0.1365	168.77	201.6
28	0.358	0.373	0.1092	214.28	158.8

续表

AWG	绝缘外径尺寸 (mm)		最大截面积 (mm <sup>2</sup> )	电阻参考值 (Ω/km)	电流密度 (c. m. /A)
	最小	最大			
29	0.323	0.338	0.0897	266.44	127.7
30	0.287	0.302	0.0716	340.23	100.0
31	0.257	0.274	0.0589	429.47	79.21
32	0.231	0.249	0.0487	531.51	64.00
33	0.206	0.224	0.0407	674.88	50.41
34	0.183	0.198	0.0308	857.30	39.69
35	0.163	0.178	0.0249	1085.0	31.36
36	0.145	0.160	0.0201	1361.6	25.00
37	0.132	0.145	0.0165	1679.8	20.20
38	0.117	0.130	0.0133	2126.0	16.00
39	0.102	0.114	0.0102	2778.9	12.20
40	0.091	0.102	0.0081	3543.4	9.61
41	0.081	0.091	0.0065	4330.8	7.84
42	0.071	0.081	0.0052	5446.3	6.25

## 第五节 用于PWM半桥式变换器中 电源变压器的设计

下面通过一个具体实例,引导读者一步一步地设计一个标准的高频电源变压器。这是一个通用的例子,对它进行适当地修改,也可适用于半桥式、全桥式或推挽式脉宽调制型电源变换器的设计。其中的材料选择用的是一些有代表性的数据资料。在实际设计中,只要厂家提供的数据资料符合要求,设计者都可以选用。

### 例 5-1:

• 96 •

设计一个100W的开关电源变压器,用在振荡频率为20kHz,半桥式PWM变换器中,输入交流电压为90~130V和180~260V,输出直流电压为5V,电流为20A。

### 设计步骤:

#### 第1步: 选择磁芯和铁氧体材料

对于此项设计要求,选择Ferroxcube公司的3C8铁氧体材料的罐型磁芯,用图3-12作为设计的电路结构图。

#### 第2步: 选择工作时的最大磁通密度 $B_{max}$

从3C8的有关资料中可以查到:在摄氏100℃时,它的饱和磁通密度  $B_{sat} = 3300 \times 10^{-4} \text{T}$ 。由于电源变换器工作时的输入电压是90~130V和180~260V AC,在输入电压为交流90V时,我们取  $B_{max}$  等于  $1600 \times 10^{-4} \text{T}$ ,所以这种选择就保证了  $B_{max}$  在130V交流输入时可以停留在  $3300 \times 10^{-4} \text{T}$  以下,这样变压器就不会饱和。

#### 第3步: 求变压器的最大初级工作电流

在最低交流输入电压为90V时,变压器初级所通过的电流一定是最大可能的工作电流。经过整流后的直流电压是  $V_m = 2 \times (90 \times 1.40) = 252 \text{V}$ 。由于  $I_F = I_C$ ,所以利用公式3-17,可求出最大初级工作电流是:

$$I_p = \frac{3P_{out}}{V_m} = \frac{3 \times 100}{252} = 1.19 \text{ (A)}$$

#### 第4步: 确定磁芯和绕线窗口尺寸

我们确定用电流密度为400c. m. /A的磁导线。利用公式5-10计算  $A_p A_c$  的乘积。

$$A_p A_c = \frac{0.68 \times 100 \times 400 \times 10^{-3}}{20 \times 10^3 \times 1600 \times 10^{-4}} = 0.850 \text{ (cm}^2\text{)}$$

但是实践经验告诉我们,为了把绕线时绝缘带的厚度和导

• 97 •

线间的空隙也计算进去,选择  $A_c A_c$  的乘积值时,必须至少高于计算值的 50%,即  $A_c A_c = 0.850 \times 1.5 = 1.3 \text{ (cm}^2\text{)}$ 。因此,对于上述设计,我们选 3622-PL00-3C8 罐型磁芯和 3622FID 带绕骨架。根据厂家提供的数据,取  $A_c = 2.02 \text{ cm}^2$ ,  $A_c = 0.748 \text{ cm}^2$ ,得到  $A_c A_c = 1.5 \text{ cm}^2$ ,这个值对于本设计较为合适。

第 5 步: 计算磁导线的尺寸及变压器初级匝数

由于我们选择了电流密度为  $400 \text{ c.m./A}$  的磁导线,所以变压器的初级绕组需要导线的尺寸是  $1.19 \times 400 = 476 \text{ c.m.}$ ,从表 5-2 可以查到,它对应的是 No. 23 AWG 导线。

从 Ferroxcube 的参数表可见,用 No. 23 AWG 导线绕满 3622 FID 带绕骨架,大约需要 180 匝。假定初级线圈占用了骨架面积的 30%,如果计算出来的变压器初级匝数为小于或等于 60 匝,那么选择的磁芯和骨架就是正确的。

按照交流输入电压 90V 的最坏条件,再减去 20V 的直流纹波电压和整流器的压降,即  $V_{in \text{ max}} = 90 \times 1.41 - 20 \text{ V} = 107 \text{ (V)}$ 。

利用公式 5-6 计算变压器初级的匝数

$$N_p = \frac{107 \times 10^4}{4 \times 1600 \times 10^{-4} \times 20 \times 10^3 \times 2.02} = 41.3 \text{ (匝)}$$

经四舍五入,绕制 40 匝,它比理论上的估算值 60 匝要低,符合前面所阐述的原则。因此,我们所选择的磁芯和骨架是合适的。

第 6 步: 检查在最大输入交流电压时的最大磁通密度  
利用计算出来的变压器初级匝数,可以计算出变压器在  $V_{in \text{ max}}$  时的最大工作磁通密度  $B_{\text{max}}$ 。 $V_{in \text{ max}} = 130 \times 1.4 + 20 = 202 \text{ (V)}$ , 20V 是直流纹波电压。再利用公式 5-5 解出  $B_{\text{max}}$ 。

$$B_{\text{max}} = \frac{202 \times 10^4}{4 \times 40 \times 20 \times 10^3 \times 2.02} = 3125 \times 10^{-4} \text{ T}$$

• 98 •

$3125 \times 10^{-4} \text{ T}$  的最大磁通密度值低于 Ferroxcube 3C8 材料的饱和磁通密度。在  $25^\circ \text{C}$  时,3C8 材料的  $B_{\text{sat}} \geq 4400 \times 10^{-4} \text{ T}$ ,在  $100^\circ \text{C}$  时,它的  $B_{\text{sat}} \geq 3300 \times 10^{-4} \text{ T}$ ,如果还需要更大的  $B_{\text{sat}}$  值,那么在第 2 步计算时所使用的  $B_{\text{max}}$  的值一定要低于  $1600 \times 10^{-4} \text{ T}$ 。

第 7 步: 计算初级线圈的层数

从表 5-2 中,我们可以查到对于双绝缘的磁导线来说, No. 23 AWG 的最大直径是  $0.64 \text{ mm}$ 。Ferroxcube 的数据资料给出了骨架窗口宽度为  $12.93 \text{ mm}$ 。因此,用 No. 23 AWG 线,每层可绕最大的匝数是  $12.93 / 0.64 = 20.2$  匝。这样,初级线圈可以绕 2 层,每层绕 20 匝。

第 8 步: 计算变压器的次级匝数

因为本电路的输出电压由全波中心抽头滤波电路驱动,并利用了 PWM 技术,所以在输入电压最小时,  $V_i = 2V_{\text{out}}$ , 在这里,  $V_{\text{out}}$  是标准的输出电压, 2 是空比接近 50% 时的平均电压输出系数。因为我们希望在输入电压为最小  $V_{in \text{ min}}$  时,也能维持输出电压的调解功能,所以次级的匝数为:

$$N_s = N_p \frac{V_i}{V_o} = 40 \frac{10}{107} = 3.74 \text{ (匝)}$$

我们取次级线圈匝数为 4 匝。

第 9 步: 计算变压器次级导线的尺寸和层数

前面我们已经提到次级采用了全波中心抽头滤波电路,因此,次级的每半边将通过大约百分之五十的负载电流,或者说 10A。取电流密度为  $400 \text{ c.m./A}$ ,那么,对于次级的一半,我们需要  $400 \text{ c.m./A} \times 10 \text{ A} = 4000 \text{ c.m.}$ ,它对应于 No. 14 AWG 导线。为了减少由于趋肤效应造成的铜损,最好采用低规格的线,用双线并绕的方法,或是用 4 条  $1000 \text{ c.m./A}$  电流密度的线

• 99 •



并绕的方法绕制。

采用  $2000\text{c.m./A}$  的电流密度，我们可以用 No. 17AWG 线，它的最大直径是  $1.24\text{mm}$ ，那么对于整个次级，每层的匝数是  $12.93 / (4 \times 1.24) = 2.61$  (匝)，因此，整个次级分 2 层共绕 4 匝。

#### 第 10 步：进行检查

从 Ferrorcube 的数据资料中，可以计算出的 3019 FID 骨架的窗口高度大约是  $6.604\text{mm}$ ，从第 7 步和第 9 步可知，初级和次级两种绕线的选层厚度是  $2(0.64) + 2(1.24) = 3.76\text{mm}$ ，再加上绝缘带的厚度  $0.254\text{mm}$ ，那么最后的高度大约是  $4.01\text{mm}$ ，这个高度低于可用高度  $6.604\text{mm}$ ，因此，这个骨架可以以把变压器的线圈都绕下，是适宜的。

## 第六节 实际应用中应考虑的问题

在实际绕制高频电源变压器时，为了提高变压器的整体性能，还需要采用一些更好的绕制技巧。

虽然大多数厂家在生产变压器时，都是一层层地从里向外绕，如图 5-8 (a) 所示。但是，为了减小漏感的影响，有必要采用初级与次级线相互交叉的绕制方法。具体操作步骤如下：先绕一半次级线圈，再绕初级线圈，然后再绕另一半次级线圈，如图 5-8 (b) 所示。

罐型磁芯可以把所有的线圈绕组都用磁芯封在里边，因此，它具有良好的自我屏蔽作用。尽管如此，在某些设计中，还需要在变压器的初、次级之间提供屏蔽功能，以减少 RFI (射频干扰) 的辐射。无论有无特殊的要求，作为一个优良的变压器设

计者，都应采取几种方法增加变压器的稳定性和可靠性。

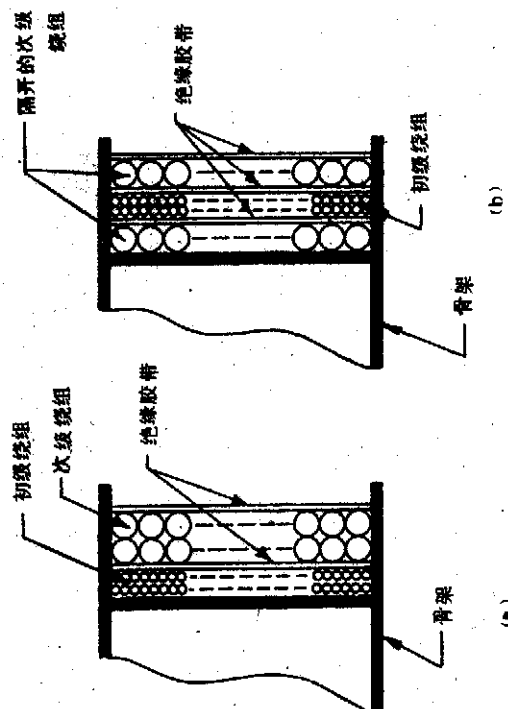


图 5-8 采用顺序绕法和初、次级交叉绕法的变压器结构

## 第七节 反激式变换器中变压器的设计

在第三章中已经阐明了反激式变换器的基本工作原理。其中图 3-4 描述了与反激式变换器相关的一些基本波形。在这种电路结构中，隔离元件具有双重作用，既起到变压器的作用，又起到了扼流圈的作用。所以，“变压器—扼流圈”这个术语指的就是这种双重作用。

在反激式变换器中，变压器—扼流圈可以在两种方式下工作。

(1) 完全能量传递方式：即所有储存在变压器初级电感中的能量在开关晶体管转向导通前都要传递到变压器的次级。

(2) 不完全能量传递方式：即不是所有的储存在变压器初级电感中的能量在开关晶体管导通之前都传递到变压器的次级。

这两种工作方式的波形如图 5-9 所示。

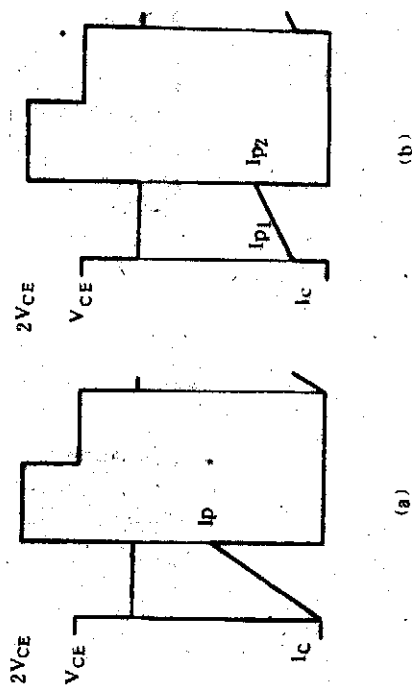


图 5-9 两种能量传递工作方式的电压、电流波形

完全能量传递工作方式的波形见图 5-9 (a)。在开关晶体管导通时，会有高峰集电极电流出现，这就意味着要实现集电极电流的上升，就需要变压器初级的电感量要相对低一些，其代价是线圈的损耗增加，这会造成输入电容纹波电流增大。此外，为了使开关晶体管能维持较大的尖峰电流，就要选取能够承受大电流的开关晶体管。

对于不完全能量传递的工作方式，其波形见图 5-9 (b)，它表示了开关晶体管导通期间，流过开关晶体管的集电极电流较大，但是其电流的尖峰相对要小些。这将导致晶体管的损耗

要加大。但是，这种工作方式由于要在变压器的磁芯中存储剩余的电量，所以需要变压器一扼流圈初级电感量相对大些。这就使得在不完全能量传递工作方式中所使用的变压器一扼流圈的体积要大些，而其它方面则无差别。

## 一、设计过程

下面将分步讨论以完全能量传递工作方式工作的反激式变换器的变压器一扼流圈的设计过程，并介绍一些基本的计算公式。至于不完全能量传递工作方式的变压器一扼流圈设计，其步骤与完全能量传递工作方式的基本相同，设计公式只有一些小的变化，公式中，集电极电流的峰值用  $I_{P1}$ 、 $I_{P2}$  表示，如图 5-9 (b) 所示。

第 1 步：求变压器初级电流的峰值

在设计变压器一扼流圈时，首先要计算变压器初级电流的峰值，它也等于开关晶体管集电极电流的峰值。从基本的电感电压关系式出发，晶体管集电极电压的上升率由下式确定：

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (5-11)$$

在完全能量传递方式中，当开关晶体管闭合时，电流从 0 缓慢地上升到集电极电流的峰值所用时间为  $t_c$ ，其输入电压可以写成：

$$V_{in} = L_P \cdot \frac{I_P}{t_c} \quad (5-12)$$

取  $1/t_c = f/\delta_{max}$ ，那么公式 5-12 可以写成：

$$V_{in \min} = \frac{L_P \cdot I_P \cdot f}{\delta_{max}} \quad (5-13)$$

公式中， $V_{in \min}$ ：最低直流输入电压，V；

$L_p$ : 变压器初级电感量,  $H$ ;

$f$ : 开关频率,  $Hz$ 。

在完全能量传递工作方式中, 输出功率等于存储在每个周期内的能量乘以工作频率。

$$P_{out} = \frac{1}{2} L_p \cdot I_p^2 \cdot f \quad (5-14)$$

用公式 5-13 去除公式 5-14 后, 再经

进一步化简, 就可以得到变压器初级电流的峰值为:

$$I_p = I_c = \frac{2P_{out}}{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}} \quad (5-15)$$

第 2 步: 关于最小占空比和最大占空比

在反激式变换器中, 是通过改变预先设计的开关占空比来完成对输出电压的调节的。最小占空比和最大占空比分别用符号  $\delta_{min}$  和  $\delta_{max}$  来表示, 如果变换器的输入电压的变化从  $V_{in\ min}$  到  $V_{in\ max}$ , 那么

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{max}}{(1 - \delta_{max})K + \delta_{max}} \quad (5-16)$$

其中,

$$K = \frac{V_{in\ max}}{V_{in\ min}}$$

第 3 步: 计算变压器的初级电感量

因为变压器的初级电流峰值是已知的, 所以变压器扼流圈的初级电感量可以由下式计算:

$$L_p = \frac{V_{in\ min} \cdot \delta_{max}}{I_p \cdot f} \quad (5-17)$$

第 4 步: 选择最小尺寸的磁芯

从磁芯的数据资料表中, 找出最适合设计者使用的磁芯材料及形状。如果在骨架上只绕初级线圈, 那么绕线窗口面积  $A_w$

和磁芯有效截面积  $A_c$  的关系用下式表示:

$$A_c A_w = \frac{(0.01 L_p \cdot I_p \cdot D^2) 10^4}{B_{max}} \quad (5-18)$$

公式中,  $D$  是绝缘导线的最大直径, 单位为  $mm$ ;  $B_{max} = B_{sat}$ ;

2.

因为我们设计的是变压器—扼流圈, 当然还要涉及到次级绕组的问题。假设变压器的初级绕组占百分之三十的骨架的可用绕线面积, 而其余百分之七十的有效面积留给次级绕组、导线间的空隙和绝缘带使用。因此, 在计算变压器—扼流圈的次级绕组所用面积时, 将各种因素综合在一起考虑, 公式 5-18 的右边应乘以 4, 这样, 公式 5-18 变成:

$$A_c A_w = \frac{(0.04 L_p \cdot I_p \cdot D^2) 10^4}{B_{max}} \quad (5-19)$$

当然, 公式 5-19 给出的也是个大约值, 最后选择磁芯和骨架时还要进行修正。

第 5 步: 计算磁芯的空气隙长度  $L_g$

反激式变换器以单端方式工作。所谓“单端”, 指的是变压器扼流圈仅仅使用了磁通的一半, 由于电流和磁通在单端方式工作中从不会向负的方向转换, 所以就有一个潜在的问题, 即会驱动磁芯进入饱和状态。

解决磁芯抗饱和的问题可以采用两种办法。

第一, 增加磁芯的体积, 这样显然会使变压器的体积, 乃至整个电源的体积增大, 所以, 一般我们不采取这种方法。

第二, 给磁芯的磁通通路开一个空气隙, 使磁芯的磁滞回线变得“扁平”, 如图 5-5 所示。这样, 对于相同的直流偏压, 就降低了工作磁通的密度。一般情况下, 设计者都采用第二种方法解决问题, 它会使变压器的体积更小, 结构更紧凑。

在磁芯的磁通通路中, 空气隙处呈现出的磁阻最大, 故存储在变压器—扼流圈中的大多数能量都储存在空气隙处。空气隙的长度由下式给出:

$$L_g = \frac{0.4\pi L_P \cdot I_P^2}{A_c \cdot B_{\max}^2} \quad (5-20)$$

如果绕制变压器-扼流圈使用 E-E 型或类似的磁芯, 其中心柱的长度就是所开空气隙的长度  $L_g$ , 如果用垫片的办法开空气隙, 那么垫片的厚度就等于  $1/2L_g$ 。

第 6 步: 计算变压器的初级匝数

知道了空气隙长度  $L_g$ , 变压器-扼流圈的初级匝数可用下式进行计算:

$$N_P = \frac{B_{\max} \cdot L_g \times 10^4}{0.4\pi I_P} \quad (5-21)$$

公式中,  $L_g$  的单位为 cm。

若使用下面的公式, 也可以推导出相同的结果:

$$N_P = \frac{(L_P \cdot I_P) 10^4}{A_c \cdot B_{\max}} \quad (5-22)$$

用公式 5-21 和公式 5-22 计算出的结果是相同的。

第 7 步: 计算变压器-扼流圈的次级匝数

首先要计算出当输入电压最小, 而占空比在最大时的次级电压  $V_s$ 。还应注意,  $V_{in \min} = 1.4V_{in} - 20V$ , 20V 是直流波纹电压和二极管的压降。

把输出整流二极管压降  $V_D$  也计算在内, 某一组次级输出电压可以写成:

$$V_{out} + V_D = V_{in \min} \cdot \frac{\delta_{\max}}{1 - \delta_{\max}} \cdot \frac{N_s}{N_P}$$

进一步整理后得到:

$$N_s = \frac{N_P(V_{out} + V_D)(1 - \delta_{\max})}{V_{in \min} \cdot \delta_{\max}} \quad (5-23)$$

## 二、实例介绍

例 5-2:

设计一个电源变压器, 用于输出功率为 100W 的开关电源, 采用完全能量传递方式的单端反激式变换器 (参见图 3-4), 输出直流电压为 5V, 20A, 输入工作电压范围为交流 90~130V。

设计步骤:

第一步: 计算变压器初级峰值电流

假设电源变换器的最大占空比  $\delta_{\max} = 0.45$ , 由于最小的交流输入电压是 90V, 那么  $V_{in \min} = 90 \times 1.41 - 20V = 107V$ , 其中的 20V 是直流波纹电压和整流二极管的压降。

利用公式 5-15 计算, 变压器初级峰值电流:

$$I_P = \frac{2P_{out}}{V_{in \min} \cdot \delta_{\max}} = \frac{2 \times 100}{107 \times 0.45} = 4.15(A)$$

在这一设计中, 我们选择的开关晶体管必须能够承受 4.15A 的导通集电极电流。

第二步: 求最小占空比  $\delta_{\min}$

经过整流后最大的直流输入电压是:  $V_{in \max} = 130V \times 1.41 - 0V$  (直流波纹电压) = 182V, 若增加百分之十的余量, 那么  $V_{in \max} = 200V$ ; 如果给  $V_{in \min}$  留有百分之七的余量, 那么  $V_{in \min} = 100V$ 。因此, 输入电压的比例因子 K 是:

$$K = \frac{V_{in \max}}{V_{in \min}} = \frac{200}{100} = 2$$

利用公式 5-16:

$$\delta_{\min} = \frac{\delta_{\max}}{(1 - \delta_{\max})K + \delta_{\max}} = \frac{0.45}{(1 - 0.45)2 + 0.45} = 0.29$$

因此,对于输入电压范围在  $200V > V_{in} > 100V$  时,变换器的占空比的范围就是  $0.29 < \delta < 0.45$ 。

第三步:计算变压器初级电感量

用公式 5-17 计算:

$$L_p = \frac{V_{in \min} \cdot \delta_{\max}}{I_p \cdot f} = \frac{100 \times 0.45}{4.15 \times 20 \times 10^3} = 0.54 \times 10^{-3} (H)$$

所以,  $L_p = 540 \mu H$

第四步:选择磁芯和骨架的尺寸

选择电流密度为  $400c.m./A$  的线圈磁导线,则:

$$400c.m./A \times 4.15A = 1660c.m.$$

从表 5-2 可以查到,值为  $1660c.m.$  的磁导线对应 AWG No. 18, 其直径为  $1.110mm$ 。

我们还选择 Ferroxcube 3C8 材料, E-C 型磁芯。3C8 铁氧体材料在温度为  $100^\circ C$  时,  $B_{sat} = 3300 \times 10^{-4} T$ 。

我们设计  $B_{\max} = B_{sat}/2 = 3300 \times 10^{-4} T/2 = 1650 \times 10^{-4} T$ , 根据公式 5-19 计算  $A_p A_s$  的值。因此,

$$A_p A_s = \frac{(0.04 L_p \cdot I_p \cdot D^2) 10^4}{B_{\max}} = \frac{0.04 \times 540 \times 10^{-6} \times 4.15 \times 1.110^2 \times 10^4}{1650 \times 10^{-4}} = 6.7 (cm^4)$$

从 Ferroxcube 数据资料表中可以查到, EC70-3C8 磁芯和 70PTB 骨架的  $A_s$  值为  $2.79cm^2$ ,  $A_p$  为  $4.77cm^2$ 。

$$A_p A_s = 2.79 \times 4.77 = 13.3 (cm^4)$$

上式得出的  $A_p A_s$  的值当然比所需要的值  $6.7cm^4$  大许多,从数据资料表中可见,只有这种 E-C 磁芯可用,它满足  $A_p A_s \geq 6.7cm^4$  的要求。设计时,要把磁芯-骨架结合起来考虑。

第五步:计算空气隙长度  $L_g$

如果不开空气隙,有效的磁芯体积会非常大,由于 EC70-

3C8 磁芯列出的有效磁芯体积只有  $18.8cm^3$ , 为了能够使用 EC70-3C8 磁芯, 必须开出由公式 5-20 计算出长度的空气隙。

$$L_g = \frac{0.4\pi L_p \cdot I_p^2}{A_s \cdot B_{\max}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 0.54 \times 10^{-3} \times 4.15^2}{2.79 \times 1650^2 \times 10^{-8}} = \frac{11.68 \times 10^{-3}}{75.96 \times 10^{-3}} \approx 0.15 (cm)$$

E-C 磁芯的中心柱可以开出  $0.15cm$  长的空气隙, 为了达到相同的效果, 也可以在磁芯的两个外柱上垫起  $0.075cm$  厚的垫片。

第六步: 计算变压器初级的匝数

现在,所有的参数都求出来了,为了达到设计的电感量,用公式 5-21 计算初级线圈的匝数。

$$N_p = \frac{(B_{\max} \cdot L_g) 10^4}{0.4\pi I_p} = \frac{1650 \times 10^{-4} \times 0.15 \times 10^4}{0.4 \times 3.14 \times 4.15} = 47.48 (匝)$$

选取初级线圈 48 匝,再用公式 5-22 计算一次初级线圈的匝数:

$$N_p = \frac{(L_p \cdot I_p) 10^4}{A_s \cdot B_{\max}} = \frac{0.54 \times 10^{-3} \times 4.15 \times 10^4}{2.79 \times 1650 \times 10^{-4}} = 48.68 (匝)$$

由此可见,两个公式得出了近似的结果。

第七步: 计算变压器次级的匝数

利用公式 5-23, 我们可以得到:

$$N_s = \frac{N_p (V_{out} + V_D) (1 - \delta_{\max})}{V_{in \min} \cdot \delta_{\max}} = \frac{48(5 + 1)(1 - 0.45)}{100 \times 0.45} = 3.52 (匝)$$

由于电路中的导电元件和变压器输出绕组的磁导线的电压

降未计算在内,所以变压器次级绕组的匝数  $N_s$  我们取 4 匝。  
因为我们设计的这个反激式变换器的输出电压只需要一个次级绕组,一个整流二极管和一个电容(见图 3-4),为了在电流密度为  $400\text{c.m./A}$  的导线上传输  $20\text{A}$  的输出电流,就需要  $20 \times 400 = 8000\text{c.m.}$ 。为了减少趋肤效应带来的损耗,我们采用 4 条  $2000\text{c.m.}$  的导线并绕的方法。根据表 5-2 可知,用 4 条 No. 17AWG 的线并绕。

在我们所选择的骨架中,由于  $A_s A_c$  的乘积比理论上计算值大 2 倍,所以完全可以装得下所有的变压器绕组和绝缘带等。

## 第六章 开关电源的输出电路

一般情况下,开关电源的一路或多路输出电压通常都是直流低电压,具有一定的输出功率,用来驱动其它的电子电路。大多数输出电压为  $\pm 5\text{V}$ 、 $\pm 12\text{V}$ 、 $\pm 15\text{V}$ 、 $\pm 24\text{V}$  等等,输出功率一般为几瓦到几千瓦。

开关电源的大多数输出电路,都是对高频变压器次级的高频方波电压进行整流滤波。为了获得高质量的直流输出电压,所以需要用一些特殊的元器件,如肖特基势垒整流二极管、超快恢复整流二极管,低 ESR 值的电解电容以及存储能量的电感,以便产生低噪音的输出电压,从而满足电路的需求。

本章将向读者介绍用于开关电源输出电路的元器件特性、优缺点以及使用中的注意事项。还将进一步介绍一些设计公式,以及在电路调整中要注意的问题。

### 第一节 输出整流和滤波电路

开关电源的输出整流和滤波电路取决于设计者所选择的电路类型。一般在反激式变换器中所使用的输出电路如图 6-1 所示。在反激式变换器电路中,因为变压器 T1 还起存储能量的电感作用,所以二极管 VD1 和电容器 C1 是产生直流输出电压的滤波滤波元件。在实际应用电路中,还经常插入一个附加的 LC 滤

## 第十二章 微机系统常用开关电源的原理与维修

### 第一节 单端反激式变压器实用电源的原理

这里介绍的单端反激式变压器开关电源是一种常用微机直流稳压实用电源，输入电压为交流 200~264V，直流输出电压为：+5V, 5A; +12V, 3A; -5V, 0.3A; -12V, 0.3A。其总输出功率约为 66W，整体电路图见图 12-1。

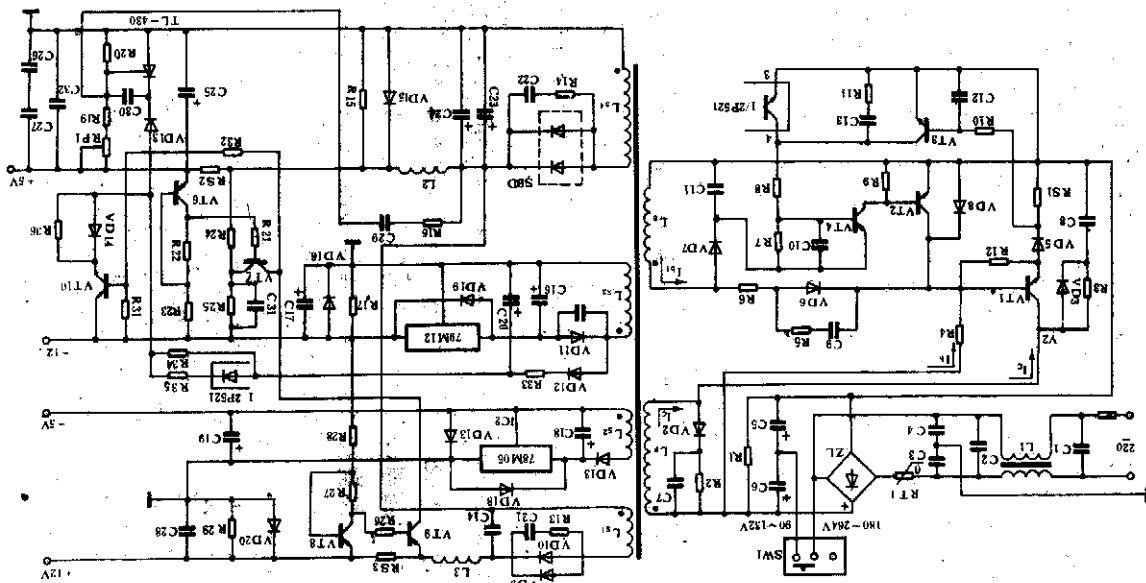
从图 12-1 可见，该电源电路可分为输入部分电路、主变换器电路、稳压电路、保护电路及输出部分电路。下面，将按各部分电路的工作原理进行分析。

#### 一、输入部分电路

交流输入电路与 L1 和 C1—C4 组成的低通滤波网络相连，其作用是抑制电网上来的电磁干扰，同时，它还对开关电源本身产生的电磁干扰有抑制作用，以保证电网不受污染。输入电路的原理图如图 12-2 所示。

在图 12-2 中，由 L1、C1 和 C2 组成常模抗干扰回路，由 L1、C3 和 C4 组成了共模抗干扰回路，这种组合对各种高频干扰信号的抑制作用较好。图中的 RT1 是一个具有负温度系数的热敏电阻元件。其特点是温度低时电阻值大，温度高时电阻值减小。

图 12-1 单端反激式变压器开关电源电路图



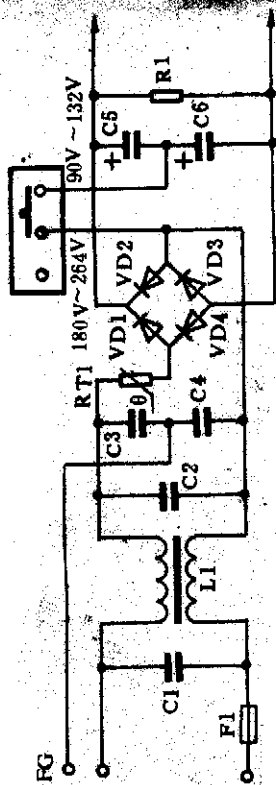


图 12-2 输入部分输入原理图

当电路刚接通时,由于电阻的温度较低,所以阻值较大,就限制了电路的启动电流,对开关电源本身有一定的保护作用。这就是第二章介绍的浪涌抑制电路。电路接通后,RT1上有了电流流动,就会使其温度升高,电阻值变小,几乎是一条导线,这样就对电路无影响了。VD1—VD4和C5、C6组成了桥式整流或倍压整流滤波电路。关于倍压整流电路的工作原理在第二章已经做了详细的阐述,在这里不再重复。

## 二、主变换器电路的工作原理

本由源主变换器电路的工作原理如图12-3所示。

主变换器电路主要由下述元件组成：开关晶体管 VT1、高频变压器 T1 的  $L_p$  绕组和  $L_B$  绕组。电阻 R4、R6、R12，二极管 VD5、VD6 等。在图 12-3 中，当整流滤波后的 300V 直流电压加到 T1 的  $L_p$  绕组的一端时，电阻 R4 也给 VT1 提供基极电流  $I_B$ ，VT1 便开始导通。当 VT1 的集电极电流  $I_{C1}$  流经  $L_p$  绕组时，则在  $L_p$  绕组上产生感应电压。通过变压器 T1 的耦合， $L_B$  绕组上也出现感应电压，感应电压的极性如图 12-3 所示。 $L_B$  绕组上的电压经 R6、VD6 进一步给 VT1 提供基极电流  $I_B$ ，使集电极电流  $I_{C1}$  进一步增加，致使初级线圈绕组  $L_p$  的感应电压更大。

232.

这样就形成了正反馈过程。其结果使晶体管 VT1 迅速进入饱和状态,  $L_F$  绕组中的电流  $I_C$  呈线性增长。在  $I_C$  增长期间,  $L_F$  绕组上的感应电压保持不变, 等于输入电压  $V_i$ 。同样,  $L_B$  绕组上的电压也不变, 电流  $I_B$  也保持不变。当  $I_C$  达到最大值  $I_{Cm}$  时,  $I_C$  不再增加, 根据电磁原理,  $L_F$  绕组上的电压下降,  $L_B$  绕组上的电压也随之下降, 使得  $I_C$  有减小的趋势。由于  $L_F$ 、 $L_B$  绕组上的电压为反极性关系, 使得开关管 VT1 的 B—E 极间形成反向偏压。迫使 VT1 迅速截止。这样就完成了一个开关振荡周期。下一个开关振荡周期的开始又是由电阻 R4 提供基极电流, 晶体管 VT1 由截止进入导通状态,  $I_C$  电流流经 T1 的  $L_F$  绕组, 在  $L_F$  绕组产生感应电压, 增强基极注入电流  $I_B$ , 使 VT1 迅速饱和。这样周而复始就形成了开关振荡状态。

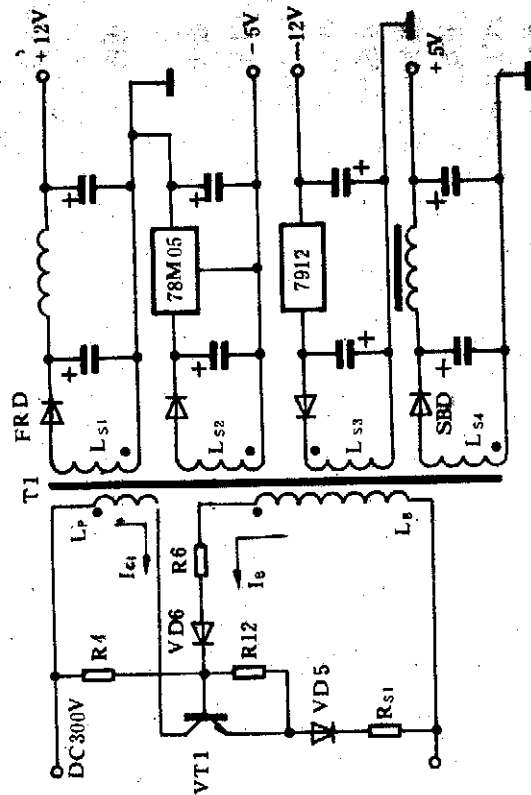


图 12-3 主变换器电路原理图



由于开关功率管 VT1 的不断导通截止,就把整流滤波电路所得到的直流电压变成了有一定振荡周期的矩形脉冲,即高频脉冲。经过高频变压器变压后,在变压器次级的各绕组上,便得到所需的电压;再经过高频整流滤波后,即可得到相应的各直流电压。应该指出的是,这里的变压器 T1 起到双重作用,既起到变压器作用又起到电感的作用。当 VT1 导通时, T1 的次级绕组均处于反极性状态,次级回路相当于开路, T1 的  $L_p$  绕组起到电感线圈储存能量的作用。当 VT1 截止时,  $L_p$  绕组上的电压极性与原来相反,次级绕组  $L_s$  上的电压也同极性相反,而使所有的次级整流二极管处于正向导通状态,初级绕组  $L_p$  上的能量经次级绕组  $L_s$ 、整流二极管流向负载,使次级得到需要的电压。这就是前面讲的反激式变换器的工作原理的具体实现。

### 三、稳压电路的构成

上面介绍了开关振荡变换电路的工作原理,但它不具备稳压的功能。稳压功能的实现参看图 12-4。

稳压电路由光电耦合器 PC1、开关二极管 VDI3、电压比较放大器 TL-430 及开关晶体管 VT4、VT2 等相关元件组成,通过采样、放大、控制负反馈电路来达到稳压的目的

电路的工作过程如下:当由于某种原因,如负载的变化,电网电压的变化等,引起输出电压  $V$  升高时,采样电阻  $R_{19}$ 、 $R_{20}$  分压处的电压值也会随着升高,采样电路把这一升高的变化量送到电流比较放大器 TL-430 的控制端即 R 端,控制端 R 的电平就会升高,使得 TL-430 的 K-A 端的电流增加,光电耦合器 PC1 中的发光二极管的亮度也增强,光敏三极管就会导通,进而驱动 VT4、VT2 导通,VT1 的基极电流被 VT2 短路,使 VT1 提前截止。VT1 的导通时间  $t_{on}$  变短,而整个振荡周期又不变,所

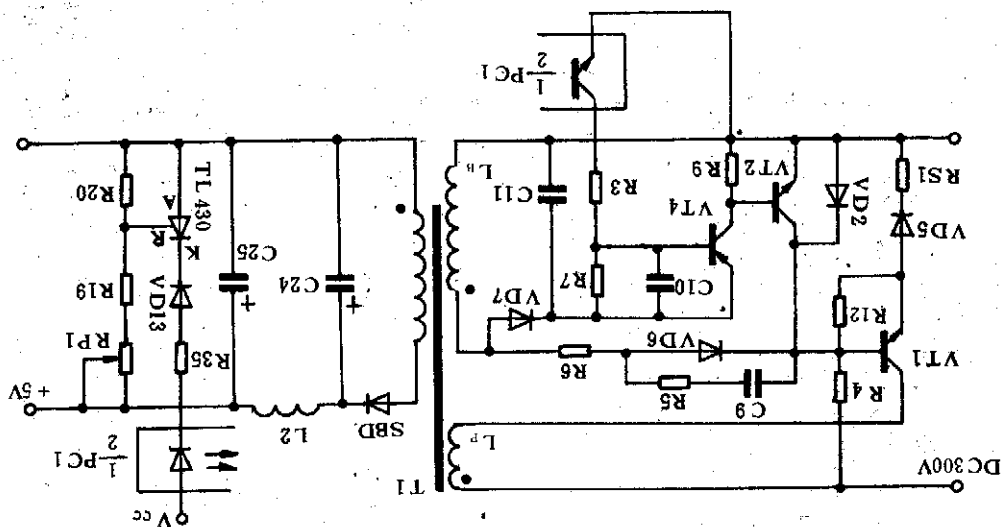


图 12-4 稳压电路原理图

以变压器次级各绕组上所得到的能量就会减少,输出电压 $V$ 降低,达到了稳压的目的。

如果由于异常情况引起输出电压 $V$ 降低,那么会使TL-430的R端的电平下降,进而使PC1中发光二极管的亮度减弱,导致光敏三极管趋于截止,使VT4基极电位抬高,则VT4、VT2趋于截止,VT1的基极电位上升,VT1的导通时间 $t_{on}$ 则增长,而整个开关振荡周期保持不变,所以次级绕组上所得能量就会增加,使输出电压 $V$ 升高,实现了稳压的目的。

+5V的稳压电路前面已经进行了详细的介绍。下面介绍+12V、-12V和-5V的稳压电路。

+12V电源是由次级整流滤波后与+5V电源串联而得到的。采用这样的电路结构,可以使+12V电源能达到一定的负载稳定度,同时也减小了高频变压器T1的体积,使整个电源的结构更为紧凑。

+12V输出的稳压电路工作过程如下:当由于某种原因使+12V电压的负载电流有所变化时,将导致快速恢复二极管VD9、VD10的压降产生变化(见图12-1)。同时,+5V肖特基势垒整流二极管SBD的压降也要发生变化,这势必会引起+5V电压输出的变化,而使+5V的负反馈电路通过采样放大,反馈等一系列动作相应地进行调整,使输出电压恢复正常值。这不但保证了+5V输出电压的稳定,同时也使+12V输出电压相对稳定。当电网电压变化时,变压器次级的各组输出电压都会受到影响。但是,由于+5V电压是一个负反馈的闭环调节回路,所以次级的任何一组输出电压通过它的调节都会趋于稳定。

由于-12V和-5V电源的负载电流较小,所以采用了7912和7805等三端集成稳压器组件进行稳压,完全可以达到

使用要求。

#### 四、保护电路

图12-1所示的电路图中,为了防止输出负载短路或过载而造成电源本身的损坏,也为防止由于电源本身的故障造成过压而烧毁负载,所以设置了几种有效的保护电路,分别介绍如下。

##### (1) 开关功率管VT1的限流保护电路

主变换器回路的开关功率三极管VT1的限流保护电路由二极管VD5、电阻RS1、R10、三极管VT3、VT4、VT2等元件组成。电路如图12-5所示。

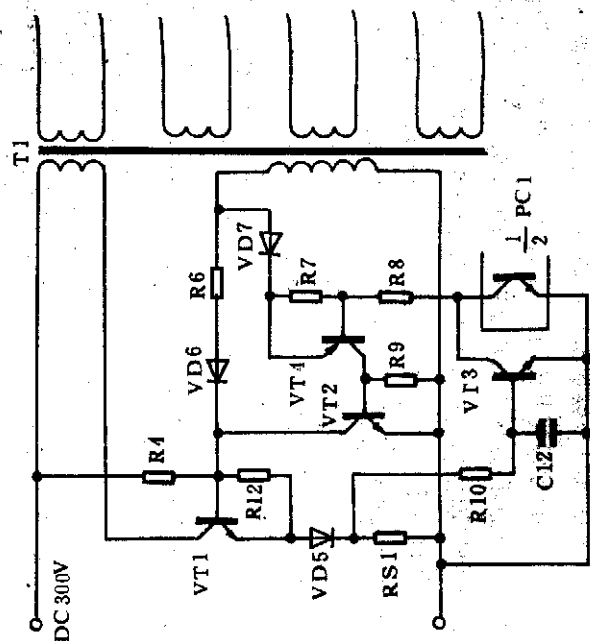


图 12-5 开关功率管 VT1 的限流保护电路



VT10 和 -12V 电源这一回路的电流增大。与前分析的 +5V 负反馈控制电路同样,当流过光电耦合器 PC1 中发光二极管的电流增加时,它必然引起其亮度增强,使光电耦合器中的光敏三极管导通,进一步驱使晶体管 VT4 和 VT2 趋于导通。其结果是使开关晶体管 VT1 集电极输出的脉冲宽度变窄, +5V 直流输出的电压幅度有所下降。当外接负载不变时,流过 +5V 输出回路的电流将随之下降,从而达到过流保护的目的。VT6、R22、R23 构成的低压偏置源的设置主要是为了减小 RS2 上的功耗,提高电源的工作效率,同时在生产调试中便于保护点的调整。

+12V 输出的过流保护电路与上述 +5V 过流保护电路原理相同,不再重复。

-12V 和 -5V 电源的输出端都采用了三端集成稳压器,它们本身具备了一定的保护功能,所以不另增加保护电路。

### (3) 开关功率管 VT1 的缓冲保护网络

在图 12-1 电路中,变压器 T1 的  $L_p$  绕组和 VT1 的集电极—发射极之间分别并联由 R2、C7、VD2 和 R3、VD3、C8 组成的缓冲保护电路。如图 12-7 所示。

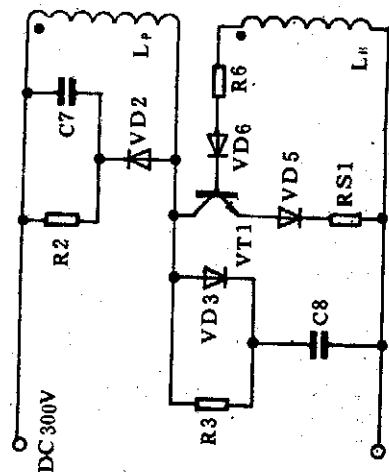


图 12-7 开关功率管 VT1 的缓冲保护网络

为保护功率晶体管安全工作,一定要严格地限制晶体管关断过程中所承受的最大反压,必须防止漏感造成的尖峰电压破坏功率晶体管。在晶体管集电极和发射极之间加入一个由电容 C8、电阻 R3 和二极管 VD3 组成的缓冲保护网络。当晶体管关断时,高频变压器初级电感线圈中会产生一个高压。电容 C8 可以缓冲该电压上升的速度和电压的峰值,这时电感中的电流通过二极管 VD3 对电容充电,充电时间即是晶体管的下降时间  $t_f$ ,而当晶体管重新导通时,该电容 C8 又通过电阻 R3 和晶体管将能量释放掉。

由 R2、C7 和 VD2 组成的缓冲保护网络主要用于限制高频变压器的漏感产生的尖峰电压,此尖峰电压产生在开关功率管关断之后,漏感中的能量通过 VD2 向 C7 充电, C7 上的电压可以充到反电动势与漏感电压的迭加值;所以, C7 的作用就是把这部分能量吸收掉。

综上所述,缓冲保护网络的作用是使变压器  $L_p$  绕组上和 VT1 的集电极—发射极之间的电压变化速度减缓。使开关管 VT1 工作在安全区内,减小了 VT1 的关断损耗,还可以使输出端的开关电平大大降低,从而实现缓冲保护作用。

应该指出的是:缓冲保护网络的引入并不能提高整体电源的工作效率,它只是把功率管 VT1 上开关损耗的一部分能量转换到电容放电回路的电阻上去了。其元件的选择应按第四章介绍的方法进行。若电容选择不当,还会降低电源的效率。

## 五、输出电路

本开关电源的输出回路共有四组直流输出电压, +12V、-12V、+5V、-5V。由于 +5V 电源的输出电流是电源的供电主力,所以输出电流较大,它的整流器件用的不是一般的整流



二极管而是肖特基势垒整流二极管 (SBD)。

肖特基二极管具有如下特点:正向压降小,一般只有 0.40V 左右;反向恢复时间 ( $t_{rr}$ ) 极短,一般只有几纳秒,而工作电流却很大,但其反向电压一般不超过 100V。因此适宜在 +5V 这样的低压、大电流电路中的应用。

其他三种输出电路的整流器件用的是快速恢复二极管 (FRD),它也是利用 PN 结单向导电特性,但制造工艺与普通二极管不同,因而它具有开关特性好,反向恢复时间短,正向电流大,体积小,安装简便等优点。

输出电路的另一个重要元件是电解电容,这在前面讲输出电路设计时已进行了详细说明,不再重复。

## 第二节 半桥式变换器实用电源原理

此处介绍的半桥式变换器实用电源电路是 IBM-PC/XT 及其兼容机使用的实用电源。主要由输入电路,主变换器电路,开关控制电路,保护电路、“电源好”信号生成电路及输出电路等部分组成,整体电路参见图 12-8。下面分部进行介绍。

### 一、输入部分电路

输入部分电路接入了低通滤波网络,其作用与前面介绍的电路相同。此外,在机箱的背面还并联一个交流电源输出插座,用来接入显示器,可使主机与显示器共用一个电源开关。

交流输入电压 110V 和 220V 的转换开关的连接如图 12-9 所示。当输入电压为交流 110V 时,开关 S 处于 ON 状态,电路是倍压整流电路;如输入电压是交流 220V,开关处于 OFF 状

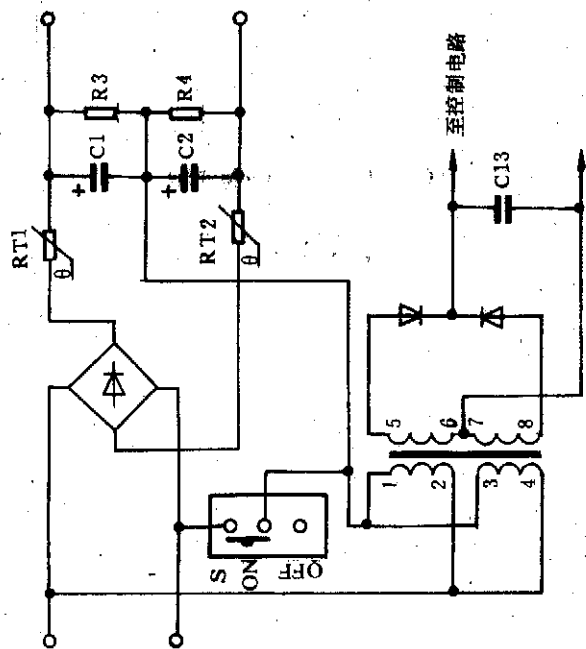


图 12-9 输入部分电路

态,整流电路为桥式整流电路。图中的电阻 RT1、RT2 是开机时的阻流电路,采用了大功率的负温度系数的热敏电阻,其作用是用是抑制开机时的浪涌电流。在电源开关接通的瞬间,电容器充电电流很大,但是由于当时温度低,热敏电阻的阻值大,可以限制这个大电流。此后,由于热敏电阻上有电流流过,使其温度增高,阻值减小,所以消耗功率也减小,对电路几乎无影响。控制电路的辅助电源采用 50Hz 的小功率变压器 T1。

### 二、主变换器电路

主变换器电路的工作原理见图 12-10。

主变换器电路的工作过程如下:

经过整流后的 300V 直流电压由输入滤波电容 C1、C2 分压, 各承受约 150V 电压。当晶体管 VT1 的基极被驱动电流驱动时, VT1 则导通, 电容器 C1 经过晶体管 VT1 的集-射极、变压器 T2 的初级绕组  $L_p$ 、电容器 C3 放电。经过 T2 的耦合, 给次级  $L_s$  传递能量。当 VT1 截止时, 晶体管 VT2 的基极又受到驱动电流的驱动而由截止转为导通, 电容器 C2 经过 C3、T2 的  $L_p$  绕组及晶体管 VT2 的集-射极放电, 同样也经过 T2 给次级  $L_s$  传递能量。为了避免晶体管 VT1 和 VT2 同时导通而把电源的输入部分直接短路造成 VT1 和 VT2 的损坏, 必须要保证 VT1 和 VT2 的驱动脉冲电流有一个共同截止的时间, 称为控制脉冲的“死区”时间。要求“死区”时间必须大于晶体管 VT1 和 VT2 的最长导通饱和延迟时间  $t_{on}$ 。

### 三、开关控制电路

该开关电源的控制电路主要由脉冲宽度调制器 SG3524 或 MC3524 集成电路、功率放大晶体管 VT3、VT4、驱动变压器 T3、T4 及相关元器件所组成, 关于 SG3524 的内部电路结构图, 由于篇幅所限, 请参照有关资料。这里仅通过内部功能框图把其工作原理叙述如下。

#### 1. SG3524 的工作原理

SG3524 系采用双极性工艺制作的模拟数字混合电路。它包括输出 5V 的稳压器、误差放大器、电压比较器、电流限制放大器、振荡器、触发器、两个或非门、两只输出推动管及一只电路关闭用晶体管。它的功能方框图如图 12-11 所示。

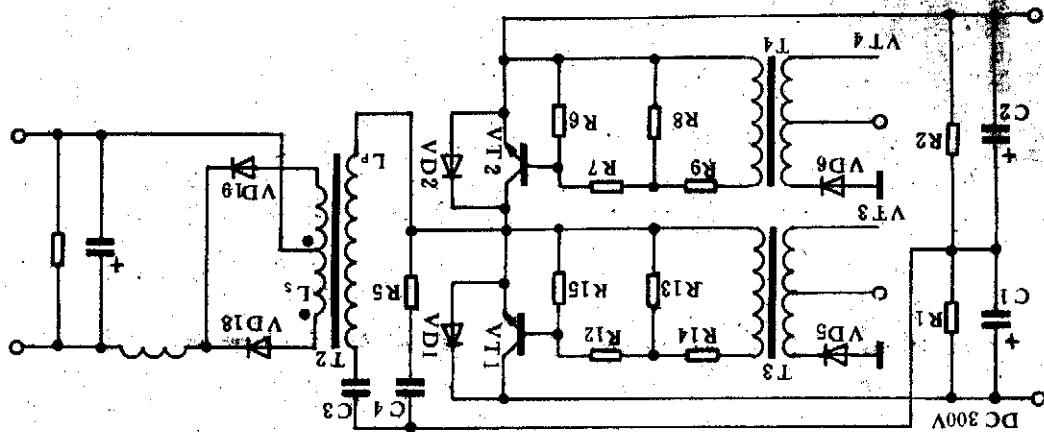


图 12-10 升降变压器电路原理图

SG3524 振荡器的工作周期由定时元件  $R_T$  和  $C_T$  的值决定, 计算公式如下:  $T = R_T \cdot C_T$ 。公式中,  $R_T$  为欧姆,  $C_T$  为  $\mu F$ , 周期  $T$  是  $\mu s$ 。在该电路芯片第 7 脚的电容  $C_T$  上生成一个三角波。这个三角波被送到比较器的一输入端与另一输入端的误差放大器或电流限制放大器的输出电平进行比较, 在比较器的输出端得到一定宽度的脉冲。

锯齿波振荡器的输出脉冲在电路内部有两个作用, 其一是作为死区时间控制用, 其二是作为触发脉冲送至内部触发器。

比较器的输出脉冲、锯齿波振荡器的输出脉冲及触发器分频后的脉冲同时送到两个“或非”门电路。两个“或非”门交替出现高电平, 驱动相应的功率三极管  $VT_A$  和  $VT_B$  交替导通, 即可获得相位差为  $180^\circ$  的宽度可调的驱动脉冲。驱动脉冲的“死区”时间是由锯齿波振荡器的输出脉冲决定的。

## 2. 电源的稳压过程

当电源的输出电压由于某种原因产生或高或低的变化时, 在  $+5V$  电压的输出端 (见图 12-8), 采样电阻  $R_{28}$ 、 $R_{29}$ 、 $R_{P2}$  把输出电压的变化量送到 SG3524 的误差放大器的反相输入端 1 脚去和 2 脚的基准电压进行比较。2 脚的基准电压是由电路内部的  $5V$  基准电压经电阻  $R_{21}$ 、 $R_{22}$  分压后得到的, 约为  $2.5V$ 。误差放大器的输出反映了电源输出电压的变化。这个变化与锯齿波比较后, 使比较器的输出脉冲宽度发生相应的变化。经过触发器分频放大后, 使  $VT_A$  和  $VT_B$  (即 11 脚和 14 脚) 的输出脉冲宽度也产生相应的变化。经晶体管  $VT_3$  和  $VT_4$  的再次放大后驱动功率管  $VT_1$ 、 $VT_2$ , 使  $VT_1$ 、 $VT_2$  的导通时间也产生相应的变化, 则使输出的直流电压作出相应的调整。由于整个电路是一个负反馈的闭环调节系统, 因此可达到稳压的目的。

在该电路中, 接在 SG3524 的 9 脚的电容  $C_7$ 、 $C_8$  和电阻

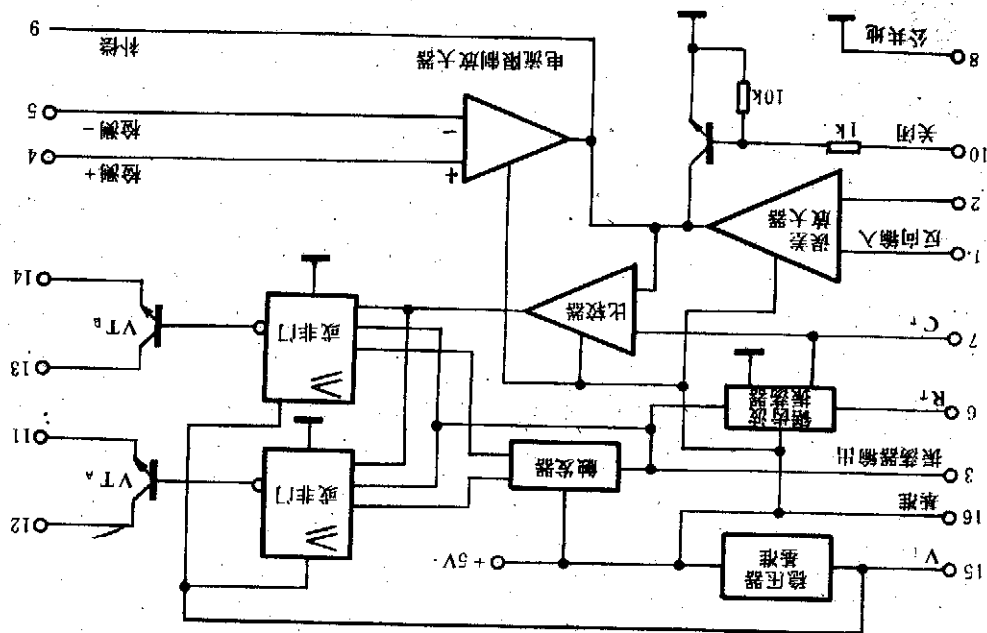


图 12-11 SG3524 脉冲宽度调制功率放大器框图



R25是为了防止电路发生自激振荡而设置的消振电路。电容C9是起缓启动作用的电容,是为了防止开机时输出电压过冲而设置的。当电源开关刚接通时,SG3524的9脚经二极管VD7给电容C9充电,瞬时把9脚电平拉向零电平,使SG3524的11脚和14脚无输出脉冲。随着电容C9上电压的建立,11脚和14脚的输出脉冲逐渐加宽,一直达到原设计计值的宽度。

### 3. 归还绕组

在推动变压器T3与T4的初级都多一个归还绕组 $L_E$ ,其目的是在三极管VT3、VT4关断时限制所承受的电压,同时使次级绕组 $L_B$ 产生一反电压,经VD3、VD4分别加到开关管VT1、VT2的基—射极之间,以加快它们关断的速度,缩短饱和存储时间。

## 四、过压、过流保护电路

本开关电源设置了+5V直流输出电压的过压保护电路和变压器初级过流保护电路。

1. 过压保护电路由稳压管VDW1、电阻R34、晶体管VT7、NE555时基电路(IC2)、晶体管VT5、二极管VD7及其相关元件组成。当+5V直流输出电压超过设计的最大值时,稳压管VDW1被击穿导通,使晶体管VT7导通,使得NE555的触发端2脚的电平下跳至0电平左右,其3脚的电平将跳到5V,使晶体管VT5饱和导通,二极管VD7也正向导通,SG3524的补偿端9脚的电平被箝位在零电平,从而导致SG3524无触发脉冲输出,晶体管VT1、VT2、VT3、VT4均截止,输出电压为零,达到保护目的。

2. 过流保护电路由电流互感器TA、电位器RP1、晶体管VT6、NE555(IC2)等元件和相关电路组成。过流保护电路

的采样是经过电流互感器TA取得的。当输出电压造成变压器初级绕组的电流峰值超过设定值时,互感器TA的次级绕组A1、A2端的电压超过正常值,此电压经过整流滤波后,由电位器RP1取出一电压触发晶体管VT6导通,同样也引起NE555(IC2)的触发端2脚变成零电平,导致其输出端3脚输出高电平,驱动晶体管VT5导通,使SG3524的11脚、14脚无脉冲输出,晶体管VT4、VT3截止。同样,功率管VT2、VT1也截止,导致开关电源的各组电压均无输出。实现了过流保护。

## 五、“电源好”信号生成电路

由于本电源主要是供IBM/PC系列微机使用的,所以在开机加电时,它还向主机馈送一个自检启动信号也称为“电源好”(POWER GOOD)信号。该信号的控制电路由电容C20、C21、二极管VD9、电阻R23、二极管VD10、电容C22和由NE555(IC1)组成的置位触发器、晶体管VT8及其相关电路组成。

当电源开关接通的瞬间,开关电源的各路直流电压从建立到稳定可靠地工作需要一定的时间,为了保证微机稳定可靠地工作,一般要求在微机内+5V直流电压稳定之后再延迟100~500ms,由开关电源中的PG(POWER GOOD)输出端向微机主板馈送一个由零电平上跳至5V的高电平,作为自检启动的控制信号。

在+5V电压建立过程中,NE555(IC1)由+5V供电。NE555的触发端2脚向电容C22充电。同时,二极管VD10向电容C21充电,使NE555的2脚处于低电平,它的输出端3脚送出高电平,使晶体管VT8导通,PG信号是低电平。此时主机不启动,随着电容C21、C22的电平的升高,当达到NE555的

门限电压时, 输出端 3 脚由高电平变成低电平, 晶体管 VT8 截止, “电源好”信号上跳至 5V 高电平, 使主机启动, 开始自检。

### 第三节 LQ-1600K 打印机的开关电源原理

LQ-1600K 打印机是我国机电部选定的 24 针打印机的主流机型, 也是 IBM-PC 系列微机及其兼容机所配套的主要外设。它的开关电源的变换器结构虽然也是属于单端反激式电路, 但它具有一定的特点。在本节, 我们将对其电路进行详细分析。

本开关电源的完整电路图见图 12-12。

图 12-13 是电源电路的功能框图。

电路的基本工作过程如下:

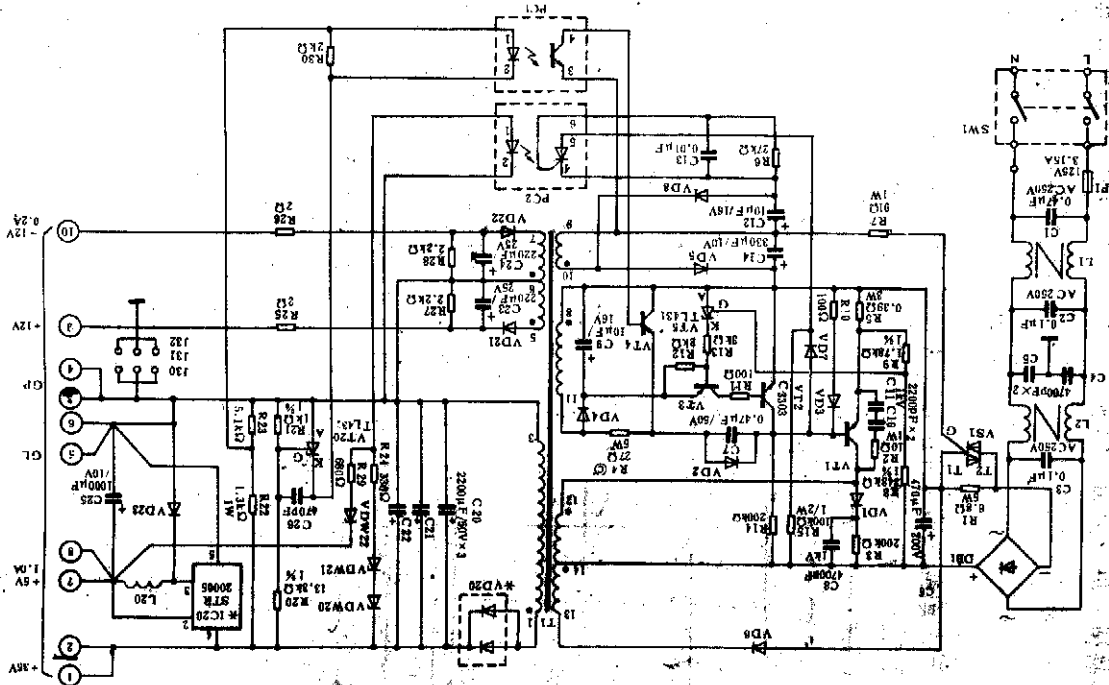
由外部交流线上输入的交流电压先经过噪声滤波器电路, 使其噪声受到衰减, 然后再经过全波整流电路把交流电压变成直流电压, 再经过滤波电路滤波。

在电源接通时, 线路中的冲击电流受到了浪涌抑制电路的抑制。主开关电源被激励, 由于变压器的感应耦合作用, 所以变压器初级电流的变化引起次级产生感生电动势的变化。这个感生电动势经过半波整流滤波后, 分别供给 35V、5V 和  $\pm 12V$  电路。35V 直流电压经过三端开关稳压器后, 产生 5V 电源。5V 电路包括稳压电路和过压保护电路。过压保护电路可自动进行调节, 并将信号反馈给主变换器电路, 最后达到保护整个电源的目的。

#### 一、输入噪声滤波电路

输入噪声滤波电路见图 12-14。滤波电路的作用是衰减外

图 12-12 LQ-1600K 打印机电源整机电路图



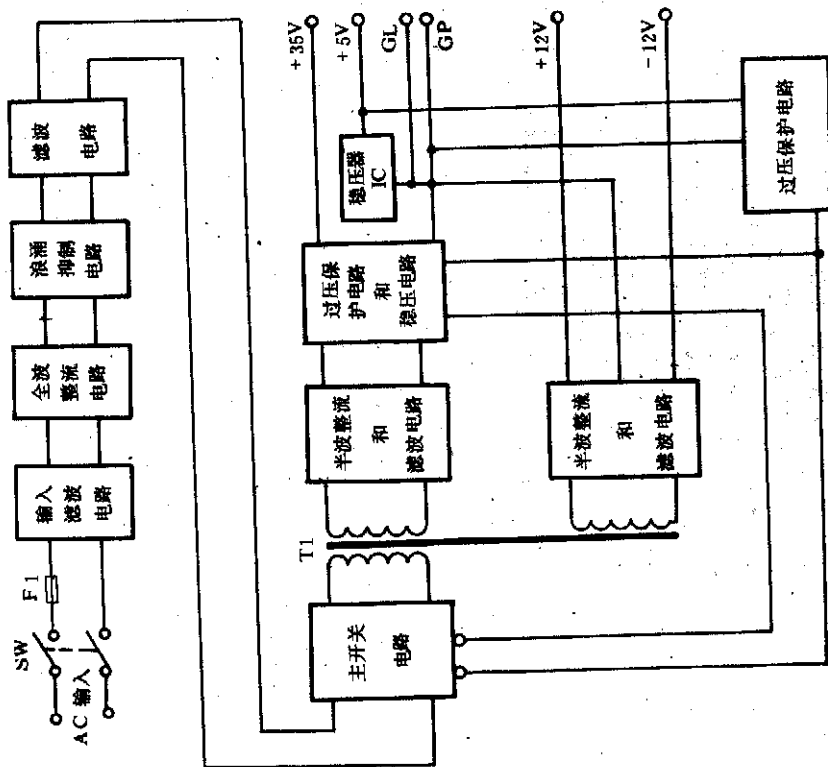


图 12-13 LQ-1600K 打印机电源的功能框图

部噪声并抑制从交流线输入的打印机打印时产生的噪声。

## 二、整流、滤波和浪涌抑制电路

整流、滤波和浪涌抑制电路如图 12-15 所示。在图 12-15 (a) 中, 被输入噪声滤波电路过滤的交流输入电压经过二极管整

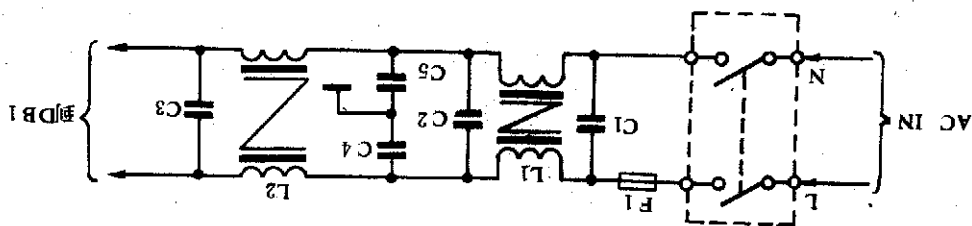


图 12-14 输入浪涌抑制电路图

流桥 DB1 全波整流后,再由电容器 C6 滤波。在电源接通时, C6 上的电压通常为 0V。因此,在电源接通时,初始输入电压被 C6 短路,形成大量充电电流,称之为浪涌电流。浪涌电流波形见图 12-15 (b)。如果电源在输入电压峰值时接通,浪涌电流最大。

电源接通后, C6 两端的电压逐渐升高,电流相应稳定。在 C6 两端的电压稳定之前,浪涌电流被与之串联的电阻 R1 (6.8Ω) 所抑制。当输入交流为 115V 时, C6 两端的电压  $V_C = 115 \times 1.4 \approx 160$  (V), 根据公式计算:

$$\frac{160}{6.8} = 23.5 \text{ (A)}$$

这个电路的浪涌电流极限值约为 23A。C6 完全充电后,电阻 R1 被可控硅 VS1 短路,使其温度下降。

可控硅 VS1 工作过程如下:当电容器 C6 充电时,电压加到高频变压器 T1 的绕组 12-16 端 (见图 12-14), 在绕组 9-10 端上产生感应电压,当感应电压达到 1.5V 时,电流  $I_G$  开启可控硅。即当  $I_G$  流过可控硅的控制极 G 时,可控硅导通,其 T1 与 T2 短接,于是实现了 R1 抑制浪涌电流的目的。

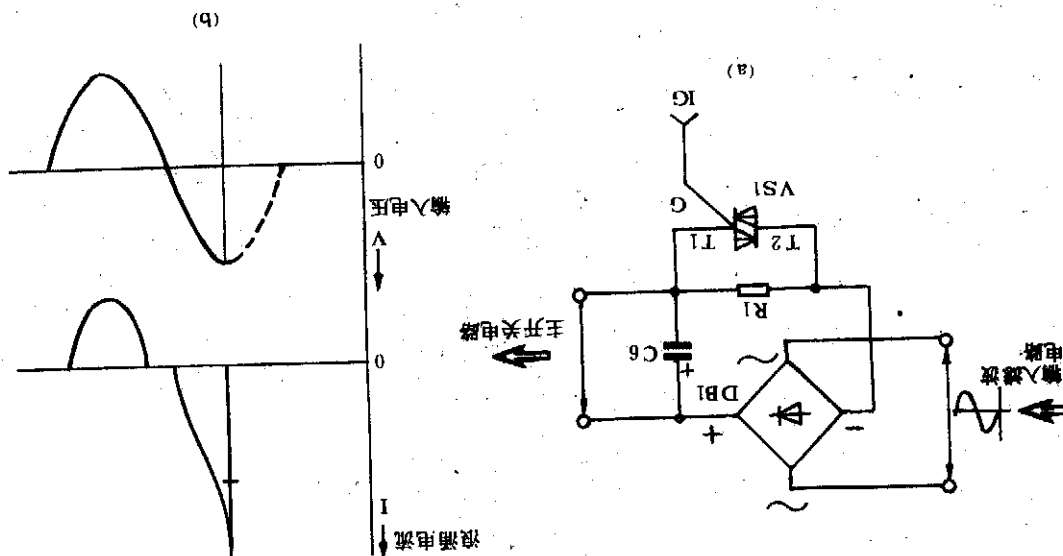
### 三、电源主变换器电路

这个电路采用的是单端反激式变换器电路,其优点是外围元件少,且容易启动,高频变压器体积小,重量轻,非常适合于小功率输出的开关电源。

#### 1. 电路工作原理

主变换器电路见图 12-16。

图 12-15 滤波、整流桥、电容器 C6 充电及浪涌电流波形



主变换器电路的振荡过程与前面第一节所述的过程基本相同，现在把一些区别介绍如下：当电源接通时，驱动电流  $I_c$  经电阻 R14 送到开关功率管 VT1 的基极，变压器 T1 的次级绕组上的二极管 VD20、VD21、VD22 处于反向偏压，阻止次级电流流动。当 VT1 基极电流驱动 VT1 导通时，变压器初级线圈 T14-12 得到一个电压，而这个电压又在线圈 T11-8 和 T9-10 上产生感应电压（分别用  $E_B$ 、 $E_G$  表示）。

$E_G$  在使可控硅导通的方向上产生电流  $I_G$ ， $E_B$  在保持 VT1 导通的方向上产生基极电流  $I_B$ ， $I_B$  的值是一个常数，可用下面的公式进行计算：

$$I_B = \frac{(T_{11-8}/N_{14-12})V_{in} - (V_{VD2} + V_{VT1\ BE})}{R_1 + R_5 \cdot (1 + H_{FE})}$$

因此，当集电极电流  $I_c (=I_L)$  增加时， $I_B$  和 VT1 的直流放大系数  $H_{FE}$  之间的关系可用公式  $H_{FE} \times I_B = I_c$  表示。这里  $I_B$  是固定的。由于  $I_c$  的增加，使得 T14-12 间的电压下降，T11-8 上的电压也随之下降，基极电流减少，VT1 则很快截止。当 VT1 截止时，同原来极性相反的反电动势产生的电流瞬间流过变压器线圈。由于能量  $P(W)$  的大小等于 VT1 截止前储存在变压器内的能量大小，所以  $P(W)$  值为：

$$P = \frac{1}{2} \cdot L1 \cdot I_{LP}^2 = \frac{1}{2} L1 \left( \frac{V_{in}}{L1} \cdot t_m \right)^2$$

式中，L1：线圈 T14-12 的电感量；

$I_{LP}$ ： $I_L$  的峰值电流。

## 2. 浪涌吸收回路

当开关管 VT1 截止时，会产生很高的反向极性的浪涌电压加到 VT1 的集电极上。浪涌电压的能量首先经二极管 VD1 储

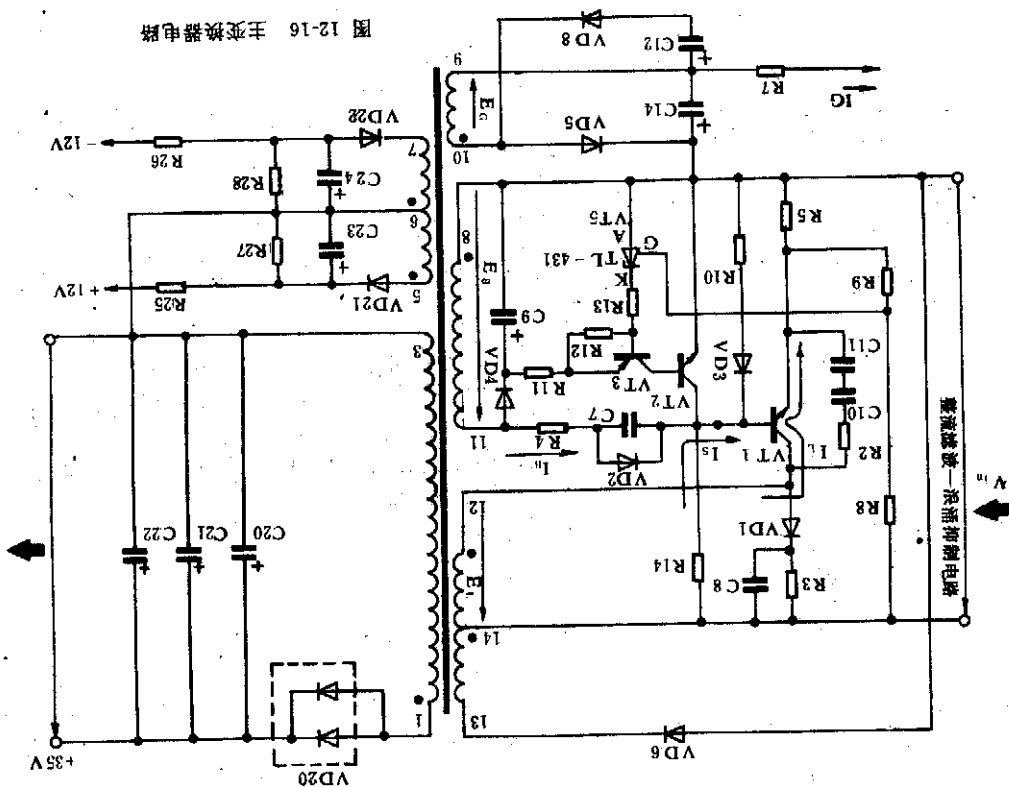


图 12-16 主变换器电路

存在电容器 C8 中, 转化直流电压后消耗在电阻 R3 上, 这部分电路称为缓冲电路。

在开关管截止时，产生的冲击电流流经变压器 T1 的 T14-12 绕组，并在 T11-8 绕组中感应出一个反电动势，这个反电动势产生了另一个浪涌电流。这一电流提高了主开关电路的逻辑电平，并通过续流二极管 VD6 加到绕组 T13-12 上。同时，线圈的输入阻抗暂时增加，使得 T11-8 绕组上的感应能量相应增加。于是，晶体管 VT3 的发射极电压超过正常值，VT5 (TL431) 作为稳压元件使用，即 VT5 给 VT3 的基极提供了稳定的电压，所以 VT3 导通，致使 VT2 也导通，使得 VT1 的基极同主开关电路的逻辑地 (GND) 短路，一直到把浪涌电压经由 (GND) 释放掉。

### 3. 35V 输出电压的限压电路

从前边的分析可见,当开关管 VT1 截止时,所产生的反电动势导致变压器 T1 次级的二极管 VD20 导通,并输出能量。因此,在单位时间内储存在变压器中的能量就等于 VD20 输出的能量,即:

$$P = \frac{1}{2} L_1 \left( \frac{V_{in}}{L_1} \cdot t_{on} \right)^2 \cdot f = V_c \cdot I_o$$

式中,  $f$ : VT1 的开关频率;

 $t_{\text{on}}$ : VT1 的导通时间。

从电阻 R22 和 R23 上可获得输出电压。在隔离式高频开关电源中, 交流输入线与主开关电路并不隔离开来, 而与变压器的一次级, 即直流输出电路是隔离的。因此, 在用变压器隔离的状态下, 利用光电耦合器 PC1 将输出电压的波动变化量反馈给主开关电路, 以进行稳压控制, 如图 12-17 所示。

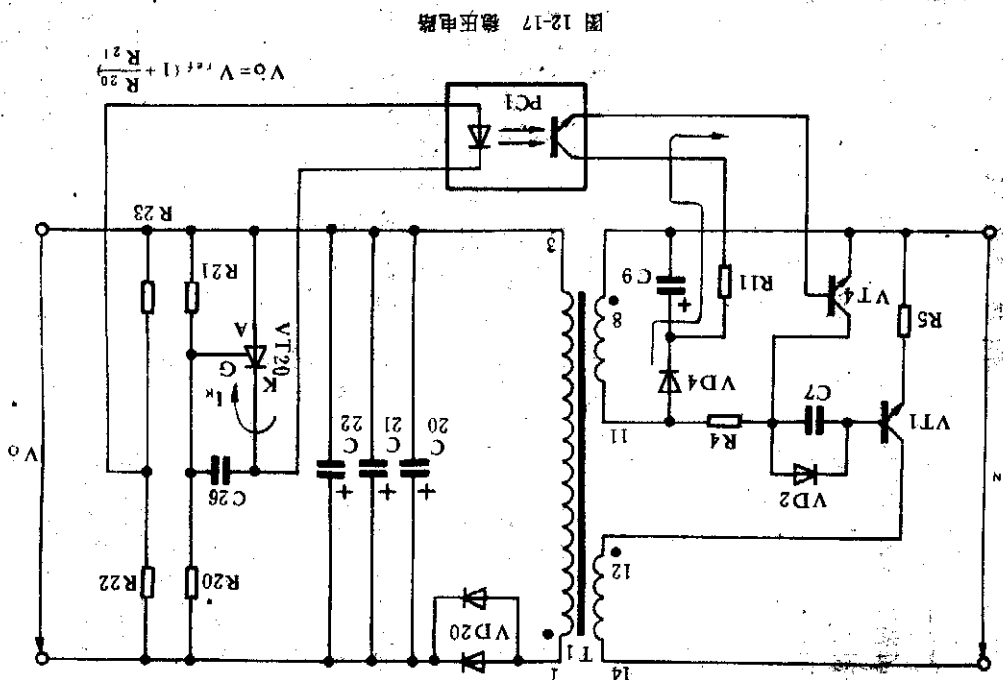


图 12-17 稳压电路

电路的工作过程如下：本电路使用一个可调并联稳压器 TL431 (VT20) 作为稳压元件以保持 35V 的电压输出。当输出电压 V<sub>o</sub> 升高时，TL431 的阴极电流 I<sub>k</sub> 增加，进而使得光电耦合器 PC1 中的发光二极管的电流增大，这就导致了 PC1 中的光敏三极管的集电极电流增加，进而使 VT4 的基极驱动电流增加，使其集电极电流增加，趋于饱和，从 T1 的 T11-8 绕组到 VT1 的基极的电压趋于 0V，使开关管 VT1 截止。因此缩短了加载到变压器初级线圈 T14-12 上的输入电压 V<sub>in</sub> 的时间，而且也降低了变压器次级 T1-3 上的感应电压，使输出电压趋于稳定。

在 TL431 的阴极 K 和控制极 G 之间, 跨接了一个电容 C26, 用于 TL431 放大器的相位修正, 而且也可以防止电感元件串入反馈回路引起自激振荡。

#### 4. 过压保护电路

为了防止意外事故引起稳压电路失常使输出电压过高,该电源电路还设有过压保护电路,如图 12-18 所示。

保护电路的工作过程如下:

如果输出电压的稳压电路失控, 输出电压  $V_o$  超过极限值:

$$V_o > V_{VDW20} + V_{VDW21} = 40(\text{V})$$

片混合型稳压器集成电路组件 STR20005, 再加上由稳压器电路外部输出部分上的线圈 L20 和电容器 C25 共同组成。

### 1. 触发过程

当 35V 直流电压升高时, IC20 的启动电路被触发。在 IC20 内部比较放大器 CMP 的正端是参考电压, 由于此时 CMP 的负端仍为零电平, 所以 CMP 输出为高电平, 驱动 VT<sub>1.1</sub> 导通, 使电流从发射极流向集电极, 从而使 5V 电路开通。

### 2. 稳压电路

IC20 中的电阻 R4 和 R5 用来调节 5V 输出电压。L20 和 C25 构成差动电路, 防止噪声和异常振荡。输出电压从 IC20 的 2 端反馈回来并被送到电阻 R4 的上端, 经 R4 输入到比较放大器 CMP 的负端。反馈回到 CMP 负端的电压进一步控制 VT<sub>1.1</sub> 的导通时间来调节输出端的电压。

具体工作过程如下: 反馈到 CMP 负端的电压与 CMP 正端的参考电压相比较, 如果比 5V 电压低, CMP 的输出端就有输出, 使 VT<sub>1.1</sub> 导通。此工作过程称为脉宽调制 (PWM) 控制。其时序如图 12-20 所示。

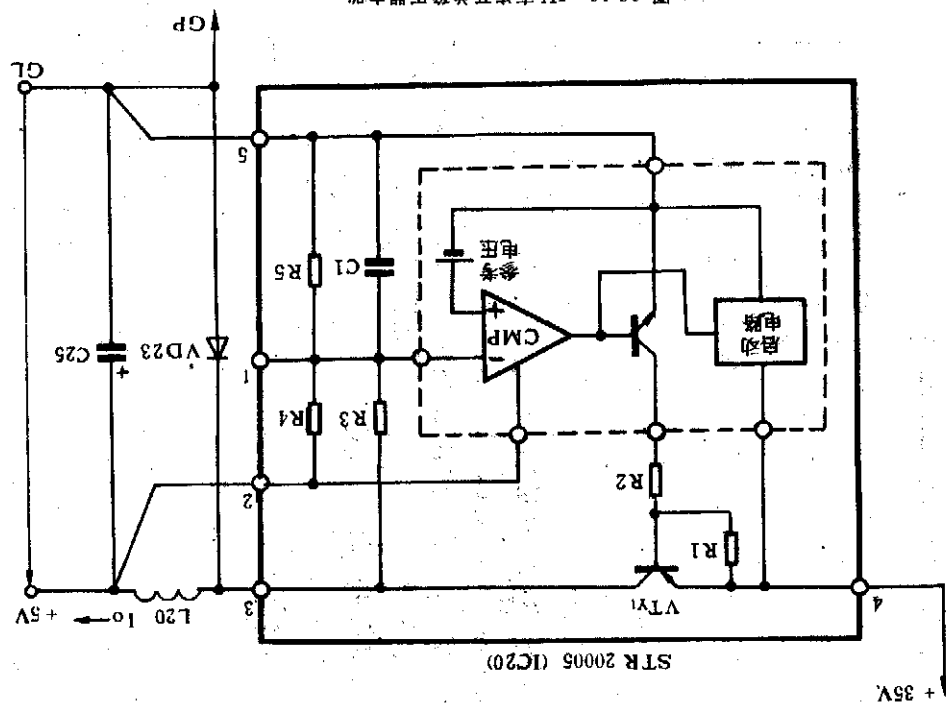


图 12-19 5V 直流开关稳压集成电路

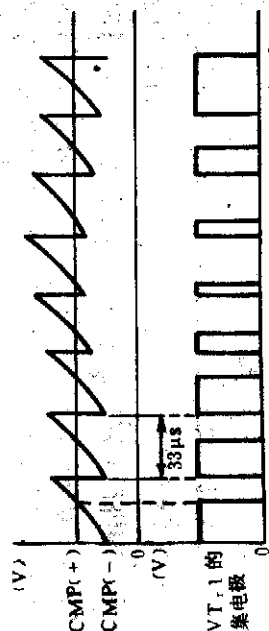


图 12-20 CMP 输入电压和输出电压关系的时序



### 3. 输出电压软启动电路

当向连接在CMP负端和地之间的电容器C1充电时,以时间常数 $\tau=R_3 \times C_1$ 来增加VT,1的输出脉冲宽度,使得VT,1的导通时间逐渐延长,如图12-21所示。该电路可抑制输出电压 $V_o$ 的上升,防止过压,故称为输出电压软启动电路。

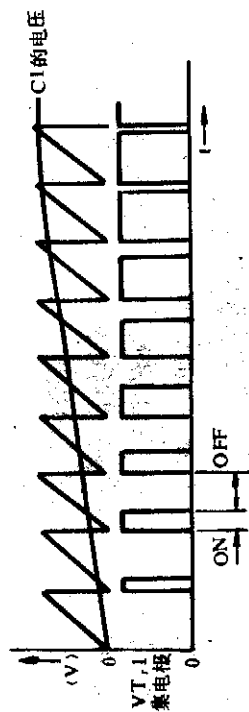


图 12-21 软启动电路的时序关系

### 五、 $\pm 12V$ 直流半波整流-滤波电路

该电路输出的 $\pm 12V$ 电压主要供给接口板上的RS-232C接口电路使用,即供给SN 75188电路芯片使用。两组电路都有各自的半波整流电路。滤波电路由电容器C23和C24组成,并包括假负载电阻R27和R28。这两个电阻用来在 $\pm 12V$ 输出电压端无负载时,控制电压的升高,此外电路还包括限流电阻R25和R26。电路如图12-22所示。

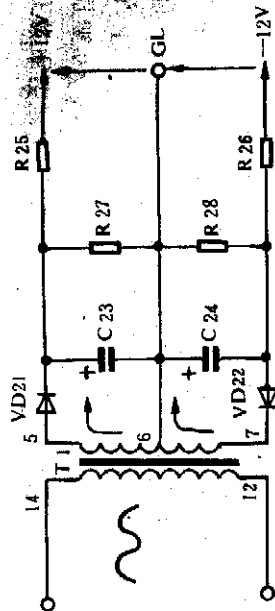


图 12-22  $\pm 12V$  半波整流、滤波电路

## 第四节 PC 系列微机常用开关电源的维修

### 一、PC 系列微机开关电源的特点

PC 系列微机开关电源大多采用的是高频隔离变压器型开关电源,在使用及维修过程中,必须熟练掌握其特点。

1. 该类电源一般都可选择电源输入电压(110V 或 220V)。输入电压的选择是通过改变其整流电路的类型来实现的。若用户不熟悉这一特点,误将 110V 输入电源,即把倍压整流电路接到 220V 交流插座上,则加在高压滤波电容上和开关功率管上的电压将会成倍增加,会造成上述元件的损坏,并烧毁整流器件及保险丝等。所以在插电源时一定要注意插座上的电源与变压器的电源电压相符合。

2. 半桥式变换器电路一般都用 TL-494、SG3524 等集成开关稳压器作为主变换器回路的控制电路,所以都具有好的保护性能。当各组输出直流电压空载时,会自动保护,使变换器停止工作,功率开关管处于截止状态。此时,各组直流输出电压

险首先熔断，从而保护了后面的电路。当电阻损坏时，切不可盲目地把没有熔断保险作用的大功率电阻换上。否则，一旦再发生过流现象，由于电阻没有熔断作用，就可能烧毁后面的电路。

电源电路中的过流保护电阻一般流过的电流都很大，而其电阻值又都很小，有的电阻值只有零点几欧姆。这种电阻一般又没有标志，更换时应根据电路图和过流点进行调整，不能随意换上一个小阻值的电阻。否则，将影响电源的过流保护功能，达不到过流保护之目的。

若一时找不到合适的代换电阻，可以采用这样的方法：在了解电路流过多大电流的基础上，用一只阻值相当的大功率电阻再串联一段保险丝可以代换上述损坏电阻。

## 二、电解电容的代换

开关电源电路中所使用的滤波电解电容的容量都很大，通常在  $100 \sim 2000 \mu\text{F}$  之间，耐压范围从  $16 \sim 400\text{V}$ 。如果滤波电容的 ESR 值太大，当大电流通过时就会发热，使开关电源的效率降低，时间一长，电容本身也会损坏。

若是电解电容漏电，会使电源输出电流过大，电压降低或引起输出波纹过大的现象。所以在选择电容时，一定要注意质量。

判断大电容是否漏电，最好使用专用的电容测量仪表测量出漏电阻参数，对电容进行优选。如果没有专用电容测量仪表，也可以使用三用表的电阻档进行测量。用表笔的正端接电容器的正极，用表笔的负端接电容器的负极。开始时，电容瞬间短路，电阻值很小，指针摆到最大位置。然后电容充电，电阻值越来越大，指针向回摆动。如果电容漏电很小，表的指针应摆到接近

原始位置。如果电容漏电，电容就充不满，指针也恢复不到原始位置。

电解电容损坏后，对代换的电容要求不高，容量相差并不大即可，但对于耐压的要求较高，最好与原来旧电容的耐压值相同或选得高些。有些电解电容使用的场合，表面上电路电压并不高，而选择的电容耐压值却较高，这是因为在滤波回路中，交流电压的峰值至少应该是直流电压的 1.4 倍，为了保险起见，还要附加一个系数。所以在更换电容时一定要考虑周全。

## 三、整流二极管的代换

在开关电源电路中，除了输入电路所用的整流二极管用一般的整流管外，其余的整流二极管都得采用快速恢复型的肖特基二极管 FRD，其允许电流要根据输出的最大电流决定。直流  $5\text{V}$  输出电路的整流二极管要用肖特基二极管 SBD。

### 1. 肖特基二极管的基本特性

肖特基二极管的结构原理与 PN 结二极管有很大区别。通常将 PN 结整流管称作结型整流管，而把金属—半导体整流管叫作肖特基整流管。近年来，采用硅平面工艺制造的铝硅肖特基二极管已经问世，这不仅可节省贵金属，降低成本，还改进了产品参数的一致性。

肖特基二极管仅用一种载流子（电子）输送电荷，在势垒外侧无过剩少数载流子的积累，因此不存在电荷储存问题，反向恢复电荷  $Q_{rr}$  趋于 0，使开关特性得到明显改善。其反向恢复时间  $t_{rr}$  已能缩短到  $10\text{ns}$  以内，但其反向耐压值较低，一般不超过  $100\text{V}$ 。因此适宜在高压、大电流情况下工作。利用其低损耗之特点，能提高低频、大电流整流（或续流）电路的效率。肖特基二极管的正向导通损耗介于硅管与硅管之间。表 12-1 列出