

第六章

电子镇流器的电流谐波 与线路功率因数

荧光灯交流电子镇流器电源输入电流谐波含量和线路功率因数是两个非常重要的技术指标。能否有效地抑制电子镇流器电源电流波形失真,实现低谐波畸变要求和高功率因数,一直是人们开发高性能高可靠电子镇流器欲解决的关键课题。虽然在GB/T15144-94《管形荧光灯用交流电子镇流器性能要求》中,只给出了“线路功率因数达到0.85或0.85以上的镇流器”称作高功率因数镇流器的定义,目前还不是一个强制性的指标,但用户无疑喜欢选购高功率因数电子镇流器。在美国、加拿大等国,将线路功率因数等于或大于0.9的镇流器,定义为高功率因数电子镇流器。如果功率因数达不到0.9,则不允许在市场流通和使用。

电子镇流器线路功率因数与电源电流谐波含量是密切相关的。对于未采取功率因数校正措施的电子镇流器,线路功率因数并不等于 $\cos\varphi$,传统的测量功率因数的仪器和方法也并不适用。这不仅在理论上还是在实践上,对许多人来说,都是一个崭新的课题。

第一节 电子镇流器的输入电流谐波

一、输入电流的波形畸变

交流电子镇流器如果未采取谐波滤波和功率因数校正措施,仅利用全桥整流和大容量电容滤波电路将工频市电电源转换成直流电源,必然会导致电源输入端的波形畸变。

在桥式整流器的输出并联的滤波用电解电容两端的直流电压,随其充电和放电产生略呈锯齿形的纹波。滤波电容上电压最小值远非为零,而与其最大值相差并不很多。根据桥式整流器中二极管的单向导电性,只有在输入端交流电压瞬时值超过滤波电容上的电压时,整流二极管才会因正向偏置而导通。而输入交流电压瞬时值低于滤波电容上的电压时,整流二极管则因反向偏置而截止。于是,整流二极管只有在输入交流电压峰值附近才会导通,导通角仅约 60° 。整流二极管导通角的明显变小,对交流输入电压波形的影响并不是很大,仍然可大体保持正弦波形,但交流输入电流却发生了严重畸变,呈高幅值的尖峰脉冲,宽度约为 3ms ,仅占半周期(10ms)的三分之一左右。由此可见,电子镇流器电源输入端电流的波形畸变是因整流二极管导通角太小引起的,而二极管导通角变小的直接原因则是由于大容量的滤波电容直接并接于桥式整流器输出所致。

二、波形与谐波含量的关系

从电工学原理可知,任何一个非正弦周期信号都是由不同

频率的正弦波组成的。这些不同频率的每一个正弦成份,则被称为一个谐波分量。

事实上,谐波含量与波形的平滑程度有关。例如,脉冲方波的三次谐波之振幅是基波的三分之一,五次谐波之振幅是基波的五分之一, n 次谐波之振幅是基波的 n 分之一;而等腰三角波三次谐波之振幅是基波的 $1/3^2$ (即 $1/9$), n 次谐波之振幅是基波的 $1/n^2$ 。等腰三角波的各次谐波分量及总谐波含量之所以比脉冲方波要小得多,原因就在于等腰三角波两腰与底边的斜率较小,显得比方波平滑。

由于桥式整流电容滤波电路的电源输入端电流不再是呈正弦波形,而呈幅值很高的不连续的尖峰脉冲,因而其基波成份很小,而高次谐波非常丰富,谐波总含量相当可观。如果以基波为100%,对于常规的桥式整流电容滤波电路的输入电流,三次谐波往往达70%以上,五次谐波一般达50%,七次谐波也可达40%,总谐波含量(亦称总谐波畸变率)THD会高于基波值,往往达120%左右。必须指出的是,总谐波含量并不等于各次谐波含量的代数和。

三、电流谐波的危害及其限量规定

电子镇流器输入端的电源电流谐波含量过高,如果是单独一个使用,其危害也许是并不一定能够明显地表现出来。但如果是千家万户密集使用,所产生的谐波电流会对电力系统造成严重污染,影响到整个电力系统的电气环境,包括电力系统本身和广大用户。过量的电流谐波会使发电机和电动机产生附加的功率损耗,引起发热;对无功补偿电容器组,会引起谐振和谐波电流过大,从而导致电力电容器因过负荷或过电压而损坏;谐波电流会增加变压器和电网的损耗;对继电保护、自动控制装置和

计算机产生干扰或造成误动作；对计量检测仪器引入较大的误差，不能保证计量和检测精度。电流谐波含量过高的电子镇流器在电网的某一个路密集安装使用，会使三相四线制供电系统的中线电流急剧增加，远远高于相电流，引起中线超负荷，并很容易导致电子镇流器成批损坏。迄今为止，已有数家大型或超级商场，均安装有数千只电子镇流器和电子节能灯，由于未采取有效的谐波滤波措施，发生了全部烧毁事故。更有甚者，还引起火灾，造成重大的经济损失。因此，无论从保证电力系统的安全经济运行还是从保护用户设备和人身安全来看，必须严格限制电流谐波含量，以减小谐波污染造成的严重危害。

在电子镇流器国家标准 GB/T15144-94 中，对带“L”标志的低畸变型镇流器和带“H”标志的非低畸变型镇流器的电源电流中的谐波含量，都明确规定了不得超过的极限值，分别如表 6-1 和表 6-2 所示。

在表 6-1 和表 6-2 中， λ 为电子镇流器的线路功率因数的符号。在一些发达国家的有关电子镇流器和开关电源的资料及文献中，功率因数的符号常用英文缩写“PF”表示。

表 6-1 带“L”标志镇流器电源电流中谐波含量限值

谐波分量	最大值(用镇流器基波电流的百分比表示)%
2次	5
3次	30λ
5次	7
7次	4
9次	3
$11 \leq n \leq 39$ 次	2

表 6-2 带“H”标志镇流器电源电流中谐波含量限值

谐波分量	最大值(用镇流器基波电流的百分比表示)%
2次	5
3次	37 λ
≥ 5 次	不作限制

对于未采取谐波滤波措施的电子镇流器,其电源电流谐波含量即使与带“H”标志镇流器所规定的极限值比较,也相差甚远。电子镇流器采用简单的桥式整流和电解电容滤波电路进行AC/DC变换,是不能满足产品标准所规定的电源电流谐波含量限制性要求的。

关于电子镇流器各次谐波分量及总谐波含量的测试,是一个相当复杂的问题。但是,生产厂家可以借助于基于傅里叶变换原理的谐波分析系统或高性能的电子镇流器综合参数测量仪,很方便地进行测试,并可以自动打印出测试结果。早在90年代中期,此类测试与分析系统已实现了国产化,并且价格比较便宜。

第二节 电子镇流器的线路功率因数

一、线路功率因数的定义

在交流电问世之后的很长一段时间内,工频市电用电器具主要是钨丝灯泡和少量的电炉,它们是纯电阻性负载,发电机输送出的电能全部被用户的用电器具所吸收和利用。随着经济的发展和人民生活水平的提高,电风扇、抽油烟机、日光灯等各种家用

电器涌进千家万户,用电器具变成既有电阻又有电抗的阻抗负载。由于受到电抗的作用,发电机发出的交流电流往往滞后于交流电压,相位角 ϕ 不再为零,即发电机发出的电能不能完全被用电器具所吸收,只是一部分吸收后转变成有用功,而有相当一部分电能以磁场能量形式同发电机之间往返交换而释放不出来。也就是说,发电机发出的电能被打折了。为表征交流电源的利用率,在电工学中引入了“功率因数”这个术语。线路(或系统)功率因数定义为有功功率与视在功率之比值,即

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (6-1)$$

公式中, λ 为线路功率因数, P 为有功功率, S 为视在功率。有功功率则是瞬时功率 $p(t)$ 在一个整周期内的积分:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt \quad (6-2)$$

公式中, $v(t)$ 为瞬时供电线电压, $i(t)$ 为瞬时输入电流, T 为输入电压周期。视在功率则等于有效值电压 V_{rms} 和有效值电流 I_{rms} 之积:

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (6-3)$$

凡是学过普通电工学的人都知道,功率因数即为 $\cos\phi$,也就是为线路电压与电流相位差的余弦。其实,这一在人们头脑中早已根深蒂固的概念只是在一定条件下才适用。通过下面对不同情况下线路功率因数的分析,便可以发现功率因数并不仅仅就是 $\cos\phi$ 。

二、不同情况下的线路功率因数

1. 理想正弦信号下的功率因数

理想的正弦信号,是指供电线路电压和系统的输入电流无

波形畸变,均为标准的正弦波,并且都是频率与电网工频相同的周期波。对于理想的正弦波波形,又分相位差 $\phi = 0$ 和 $\phi \neq 0$ 两种情况。

(1) 当 $\phi = 0$ 时,线路功率因数 $\lambda = 1$

像白炽灯和电炉这类纯电阻性负载,电源电压和输入电流都会保持正弦波形,且相位差 $\phi = 0$,此情况下,线路功率因数 $\lambda = 1$,负载只消耗有功功率。 $\lambda = 1$ 时线性系统的相关波形及电流频谱图如图 6-1 所示。频率为 50Hz 的瞬时电压 $v(t)$ 与瞬时电流 $i(t)$ 之积即为瞬时功率 $p(t)$,并呈 100Hz 的正弦波。在交流电的每一个半周期内,功率波形的极性总是正的。这就意味着能量在传输过程中,全部流入负载变成有用功,没有能量从负载再回复到供电线路。

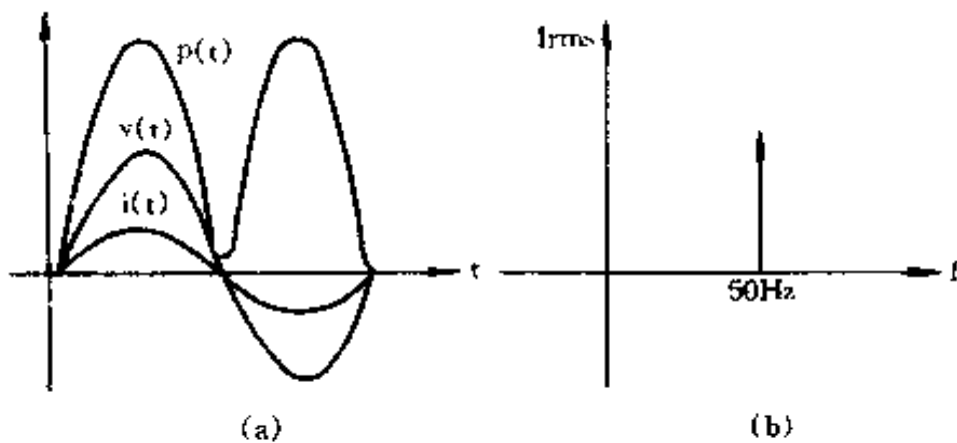


图 6-1 功率因数为 1 时线性系统相关波形
及电流频谱图

(2) 当 $\phi \neq 0$ 时,线路功率因数 $\lambda = \cos\phi$

对于线性系统电抗性负载,供电线路电压和系统输入电流均呈标准的正弦波波形,但输入电压与电流之间存在一个相位滞后角(亦称位移角), ϕ 不再为零。此情况下, $v(t)$ 和 $i(t)$ 分别为:

$$\begin{aligned} v(t) &= V_m \sin \omega t \\ i(t) &= I_m \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (6-4)$$

关系式中, V_m 、 I_m 分别代表峰值输入电压和峰值输入电流, T 为交流电周期, $\omega = \frac{2\pi}{T}$, 是角频率。将公式 6-4 代入公式 6-2, 有功功率则为:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t \cdot I_m \sin(\omega t + \phi) dt \\ &= V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos \varphi \end{aligned}$$

视在功率为: $S = V_{rms} I_{rms}$

因此, 线路功率因数为:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{rms} \cos \varphi}{V_{rms} I_{rms}} = \cos \varphi$$

系统输入电压和输入电流均为标准正弦波, 用向量表示的功率三角形如图 6-2 所示。在这个功率三角形中, Q 表示线路的无功功率。根据功率因数的定义, 很容易可以计算出 $\lambda = \cos \varphi$ 这一众所周知的结果。对于 $\lambda \neq 1$ 的线性系统, 其相关波形及频谱图如图 6-3 所示。从图 6-3(a) 所示的波形图可以看出, 瞬时功率 $p(t)$ 既有正值, 同时还出现了负值。阴影部分的面积代表从系统馈送回电网线路的能量。图 6-3(b) 所示的电流频谱, 只有基波频率(简称基频)。在此情况下, 没有高次谐波。毫无疑问, 总谐波含量也等于零。

2. 非正弦电流波形下的线路功率因数

交流电子镇流器和开关电源等产品一样, 如果未采用功率因数校正措施, 只是利用桥式整流器和大容量的滤波电容实现

AC/DC 转换,从工频市电获得直流电压。虽然交流输入电压基本上未出现波形失真,但输入电流却不再保持正弦波形,而是呈不连续的峰值很高的脉冲。此情况下,线路功率因数 λ 不再为 $\cos\varphi$,而与电流谐波含量密切相关。

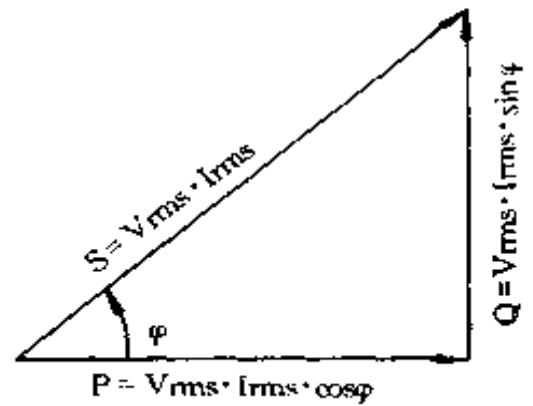


图 6-2 纯正弦信号功率三角形

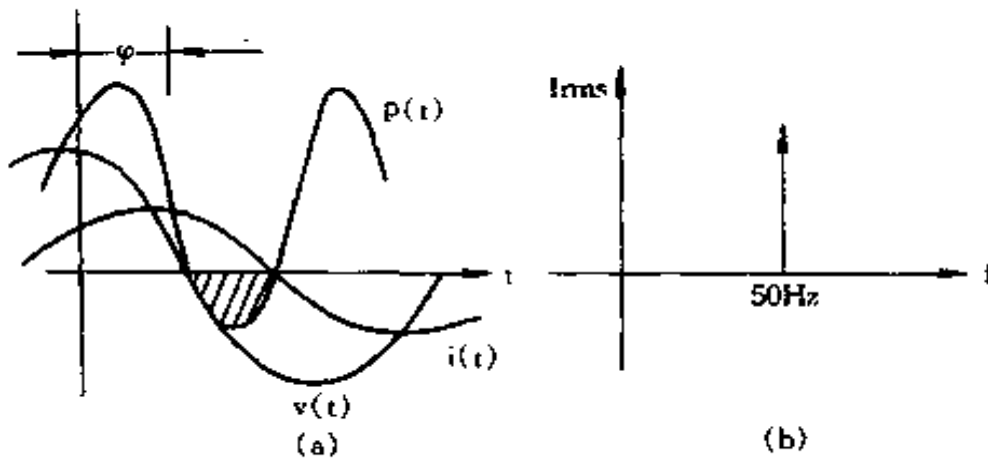


图 6-3 功率因数不为 1 时线性系统相关波形及电流频谱图

波,即仅有基波,无电压谐波。那么,有效值电压即为基波电压: $V_{rms} = V_{1rms}$ 。系统输入电流由于是非正弦信号,故不但包含有基波,而且含有高次谐波。有效值电流基波有一个同相成份 I_{1rmsP} 和一个正交成份 I_{1rmsQ} 。设输入电压与同相成份的基波电流之间的位移角是 φ_1 ,那么,

$$I_{1rmsP} = I_{1rms} \cos\varphi_1 \quad (6-5)$$

有功功率则为:

$$P = V_{rms} I_{1rmsP} = V_{rms} I_{1rms} \cos\varphi_1$$

视在功率等于有效值输入电压与有效值总电流 $[I_{rms(total)}]$ 之积,即

$$S = V_{rms} I_{rms(total)}$$

于是,功率因数为:

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{P}{S} = \frac{V_{\text{rms}} \cdot I_{1\text{rms}} \cdot \cos \varphi_1}{V_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}(\text{total})}} \\ &= \frac{I_{1\text{rms}} \cdot \cos \varphi_1}{I_{\text{rms}(\text{total})}}\end{aligned}\quad (6-6)$$

设畸变角是 θ , 引入一个与电流谐波含量有联系的因数 k , 令 $k = I_{1\text{rms}}/I_{\text{rms}(\text{total})} = \cos \theta$, 那么, 公式 6-6 变为:

$$\lambda = \cos \theta \cos \varphi_1 \quad (6-7)$$

因此, 用矢量表示的功率三角形如图 6-4 所示。在图 6-4 中, $Q = V_{\text{rms}} I_{1\text{rms}} \sin \varphi_1$, 表示无功功率, S_1 为基波视在功率, D 为畸变功率, 其数值为:

$$D = V_{\text{rms}} \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{I_{n\text{rms}}^2} \quad (6-8)$$

公式中, $I_{n\text{rms}}$ 为 n 次电流谐波有效值。从公式 6-7 可知, 只要减小系统基波电流与输入电压之间的相位差, 使 $\varphi_1 \rightarrow 0$, 并且减小输入电流的谐波含量, 使畸变角 $\theta \rightarrow 0$, 则 $\cos \varphi_1$ 和 $\cos \theta$ 均趋于 1, 于是功率因数 λ 则可以达到几乎等于 1 的水平。

当功率因数不为 1 时, 非线性负载相关波形及电流频谱图如图 6-5 所示。对于未采取谐波滤波措施的电子镇流器, 电源电压波形仍大体是周期正弦波, 但输入电流则呈不连续的高幅值脉冲, 如图 6-5(a) 所示的波形相类似。从图 6-5(b) 可以看出, 对于出现严重畸变的输入电流, 不仅有基频(与工频频率相同)成份, 而且还包含有二倍频、三倍频等一系列谐波分量。这种情况下的线路功率因数, 必须利用公式 6-6 或公式 6-7 计算。

三、线路功率因数与电流谐波之间的关系

对于电子镇流器输入电流产生畸变的非正弦波形, 必须用

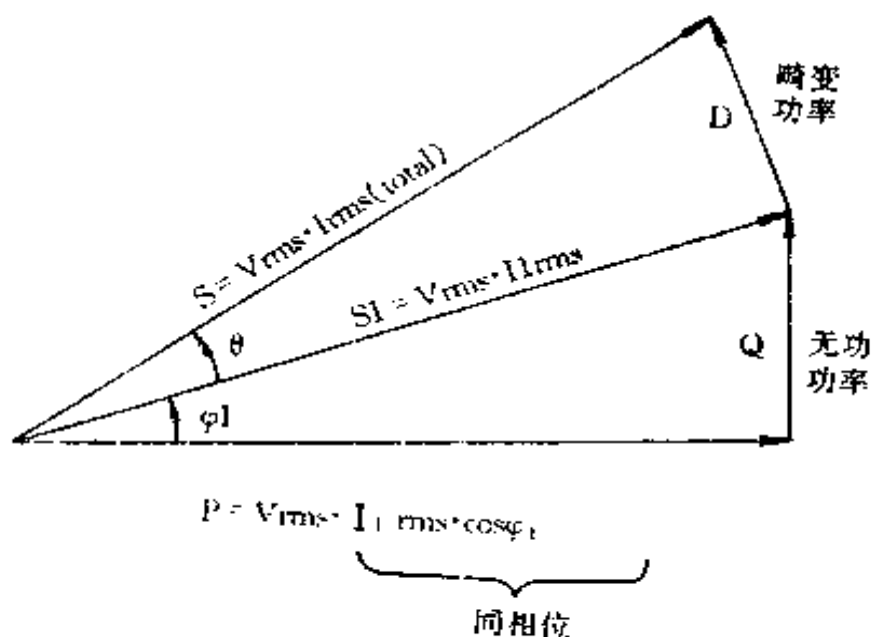


图 6-4 非正弦波功率三角形

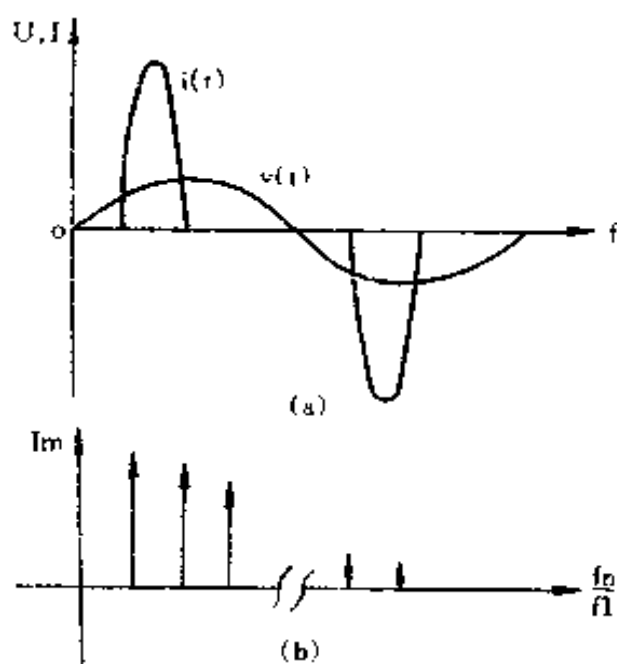


图 6-5 功率因数不为 1 时, 非线性负载相关波形及电流频谱图

傅里叶级数来描述。根据傅氏变换原理, 瞬时电流可表示为:

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t) \quad (6-9)$$

公式中, n 是谐波次数。系数 a_n 和 b_n 可分别表示为:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (6-10)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (6-11)$$

每一个电流谐波,通常会有一个正弦或余弦周期, n 次谐波有效值电流的量值,可以用下面的公式计算:

$$I_{n(\text{rms})} = \frac{1}{2} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (6-12)$$

n 次谐波电流有效值与基波电流有效值之比,即为 n 次谐波含有率,也就是通常人们所说的 n 次谐波含量。总有效值电流可以用下边公式求出:

$$I_{\text{rms}(\text{total})} = \sqrt{I_{1\text{rms}}^2 + I_{2\text{rms}}^2 + \cdots + I_{n\text{rms}}^2} \quad (6-13)$$

在式(6-13)中, $I_{1\text{rms}}$ 为基波电流有效值, $I_{n\text{rms}}$ 为 n 次谐波电流有效值。用基波电流百分比表示的电流总谐波含量,通常称作总谐波畸变率,简称总谐波畸变(Total Harmonic Distortion),缩写为 THD 。根据总谐波畸变的定义:

$$THD = \frac{\sqrt{I_{2\text{rms}}^2 + I_{3\text{rms}}^2 + \cdots + I_{n\text{rms}}^2}}{I_{1\text{rms}}} \times 100\% \quad (6-14)$$

根据式(6-13)和式(6-14),关于线路功率因数的表达式(6-6)则可变换为:

$$\lambda = \frac{I_{1\text{rms}} \cdot \cos \varphi_1}{I_{\text{rms}(\text{total})}} = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (6-15)$$

从式(6-15)可以看出,欲提高线路功率因数,就必须最大限度地抑制输入电流的波形畸变,同时还必须尽可能地使电流基波与电压基波之间的相位差趋于零。对于未采取功率因数校正措施的电子镇流器,由于 THD 一般不低于 110%,即使 $\cos \varphi_1$

$= 0.95$, λ 也不会超过 0.65 , 实测结果也是如此。

必须指出的是,高功率因数电子镇流器的输入电流谐波含量并不一定可以实现带“L”标志的低畸变指标。有些电子镇流器,往往 λ 可达 $0.9 \sim 0.95$,但三次、五次和七次等奇次谐波含量常常会超过标准规定的极限值。反之,由于 λ 还与基波电流与电压的相位差有关,尽管有时总谐波畸变并不是很高,但功率因数可能会很低。因此,电路设计人员的任务就是既要获得高功率因数,又要确保低谐波畸变的实现,同时还必须兼顾电子镇流器的其它技术要求。有人把全桥整流器后随滤波电容的容量减小到不足 $2.2\mu\text{F}$,更有甚者干脆不用滤波电容,尽管线路功率因数几乎可等于 1 ,但由于桥式整流器输出的脉动直流电压不仅极易损坏镇流器中的功率开关晶体管,而且还会导致灯电流的波峰因数达 2.0 以上,远远高于产品标准不大于 1.7 的规定要求。由此可见,通过减小滤波电容的容值,来增大桥式整流二极管的导通角,抑制输入电流波形畸变,提高线路功率因数,此方法是不可取的。

四、提高线路功率因数的意义

电子镇流器的功率因数低,尽管不会严重影响其正常工作,但在绿色照明产品市场上则不适宜。如果千家万户都安装使用了低功率因数的电子镇流器,则会产生不良作用和后果,具体表现在以下几个方面:

一是当功率因数过低时,发电和变电设备送出的有功功率会明显减小,而输出的无功功率的比例则增大,使电力供电设备得不到充分利用。

二是若功率因数过低,通过电力输送线的电流会增加,在线路上将引起较大的电压降落和功率损耗,不仅造成电能的巨大

浪费,而且会影响用电设备的正常运行。

三是低功率因数的电子镇流器会产生很大的环流,不仅对光通量没有贡献,而且会在建筑物的供电导线中产生热量。供电线路导线过热会加速绝缘层的损坏,易引起火灾事故的发生。因此,在很多国家现行的建筑条例中,都规定有必须使用功率因数不低于 0.9 的镇流器。

四是电子镇流器的功率因数低会限制家用电器的负荷,甚至会增加照明费用。当变压器容量和供电线路导线线径一定时,负荷的功率因数愈低,能够带动的家用电器数量就愈少。一个 40W 荧光灯的额定工作电流一般为 0.4A。如果镇流器功率因数仅为 0.5,所需电流往往会增加 1 倍,达 0.8A。在这 0.8A 的电流中,有 0.4A 对有功功率没有贡献,按理是不用支付电费的。但有些电力管理公司收取电费常常将输送的异相电流包括在内。

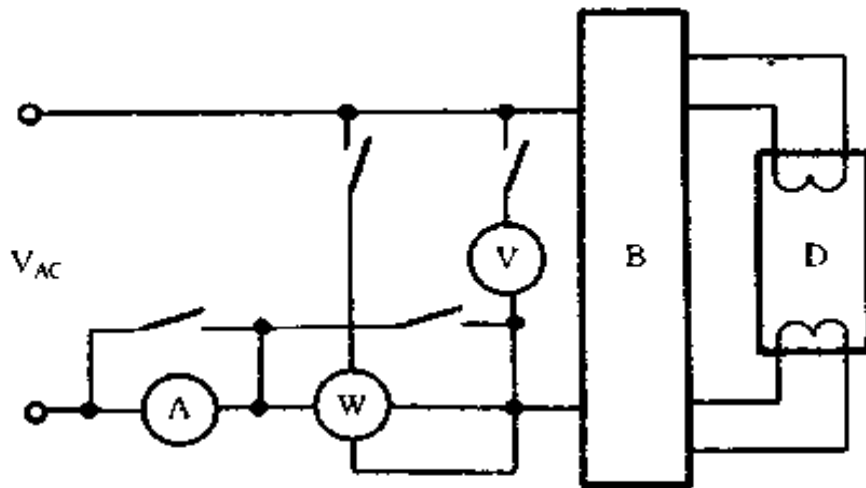
综上所述,不论是从保证电力系统的安全经济运行,还是从保护用户设备、家用电器和人身及财产安全来看,都必须使用高功率因数电子镇流器。

五、关于电子镇流器线路功率因数的测试

对于未采取有效措施的电子镇流器,由于输入端的电源电流会出现严重畸变,已不是正弦波,如果利用普通工频 $\cos\varphi$ 表测量功率因数是不正确的。 $\cos\varphi$ 只适用于 50Hz(或 60Hz)的正弦波的测试,如用其测量输入电流波形严重失真的电子镇流器功率因数,必然会出现非常大的测量误差。为防止人们利用 $\cos\varphi$ 表测量镇流器的线路功率因数,在产品标准 GB/T15144 中给出了图 6-6 示出的测试线路,并要求按下面的公式去计算线路功率因数:

$$\lambda = \frac{W}{V \cdot I} \quad (6-16)$$

式中, W 为线路功率, 单位是瓦(W); V 为输入电压, 单位是伏(V); I 为输入电流, 单位是安(A)。式(6-16)及其文字符号直接引用了国家标准 GB/T15144 给出的结果, 线路功率的文字符号没有用 P 表示, 而是采用 W 。



A—电流表; V—电压表; W—功率表
B—待测镇流器; D—基准荧光灯

图 6-6 电子镇流器线路功率因数的测试线路

由于电子镇流器输入端的电源电流除因整流和电容滤波引起的畸变外, 往往还叠加有从开关电路反馈回来的高频分量, 这就使得输入端电量的测试更加复杂。为准确获得测量结果, 必须采用专门的真有效值数字化测试分析仪器仪表。电子镇流器专业测试仪器传感器的选用或制作、输入阻抗、数据采集与处理和软件编制都必须符合与 IEC1000-3-2 等效的新国家标准。电子镇流器工作频率一般为 20~60kHz, 但有些采用 MOSFET 作为开关的电子镇流器, 振荡频率可达 100kHz。根据采样定理, 只有采样频率至少是信号频率的两倍时, 才能保证波形的还原性, 使采样得到的离散信号无失真地恢复到原来的信号。因此,

模一数(A/D)转换速度不能低于 200kHz。这样高的采样频率虽能保证不会丢失必要的信息,但为将测量误差控制在 3‰之内,还必须采用 12 位以上的高精度 A/D 转换器芯片。虽然电子镇波器是一种小家电产品,但其检测仪器却是以硬件精确取样、由计算机软件分析计算的现代高科技产品。

未采取功率因数校正措施的电子镇流器,线路功率因数约为 0.6。但由于测量时使用了普通电压表、电流表和功率表,将测量结果代入式(6-16)后,所计算出来的线路功率因数与实际偏离较大,有的出现接近于 1 甚至大于 1 的虚假现象。之所以会得到这种错误的结果,原因就是使用了不能满足频率响应要求且只适用于正弦波测量的仪表。使用普通仪表测量含有大量谐波成份的非正弦信号,测出的结果只能大体反映基波值,高频分量的误差很大。由于电子镇流器输入电压波形接近正弦波,基波电压的有效值接近于输入电压有效值,故用普通电压表测得的结果误差较小。根据三角函数的正交性,使用普通功率表测得的结果与实际值偏离也不大。但是,使用普通电流表测量电子镇流器电源电流,由于波形严重失真,必然会引入相当大的误差。其测量误差不仅取决于各次谐波幅度,而且也取决于它们的相位。多数电流表是按正弦电流有效值来分度的。这种电流表测得的是电流平均值(实际上是假有效值),只有再乘以正弦波的波形因数(即有效值与平均值之比值) $\pi/2\sqrt{2}$ (≈ 1.11),才能作为电流的有效值。用这种电流表去测量非正弦波时,因为波形因数已不再是 $\pi/2\sqrt{2}$,所以误差很大,而且测量结果都呈偏小规律,故代入式(6-16)后,计算出的 λ 偏高。

某一个电子镇流器采用两种不同仪表测试结果如表 6-3 所示。

表 6-3 同一个电子镇流器的两种测试结果对比

仪表	电参数 结果	功率 (W)	电压 (V)	电流 (A)	功率因数 (λ)
普通电工仪表		37.0	220	0.170	0.99
HB-3A 电子镇流器谐波分析系统		37.2	220	0.288	0.59

从表 6-3 给出的测量数据可以看出,两种不同仪表对功率和电压的测量结果相差很小,甚至相同,而测得的电流值二者相差很大。使用普通电流表测得的结果比谐波分析系统测出的真有效值小 0.118A,误差高达 41%。因此,根据测试数据计算出来的线路功率因数大不相同,二者相差 0.4 之多。勿庸置疑,用普通电工仪表得到的高达 0.99 的功率因数是一个虚假值,无任何价值可言。

目前已有近十种国产电子镇流器综合参数测试仪和谐波分析系统,都能很方便地测量并自动打印出线路功率因数等参数的测量结果。随着微电子技术和计算机技术日新月异的飞速发展,此类仪表及分析系统的精度与性能必然会继续得到提高。

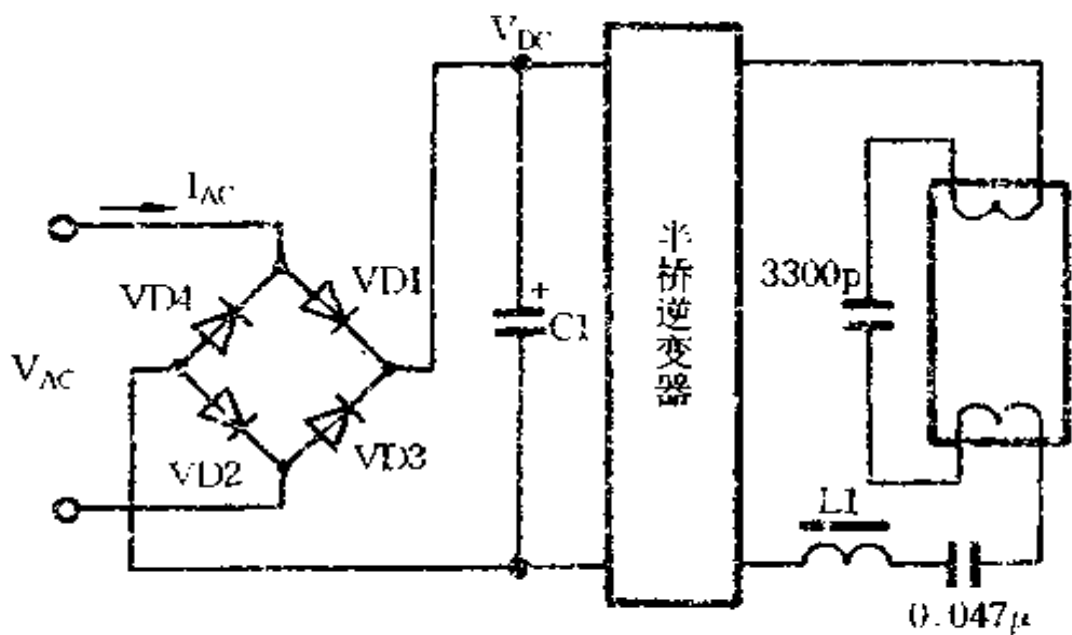
第七章

电子镇流器的无源功率因数校正 (PPFC) 电路

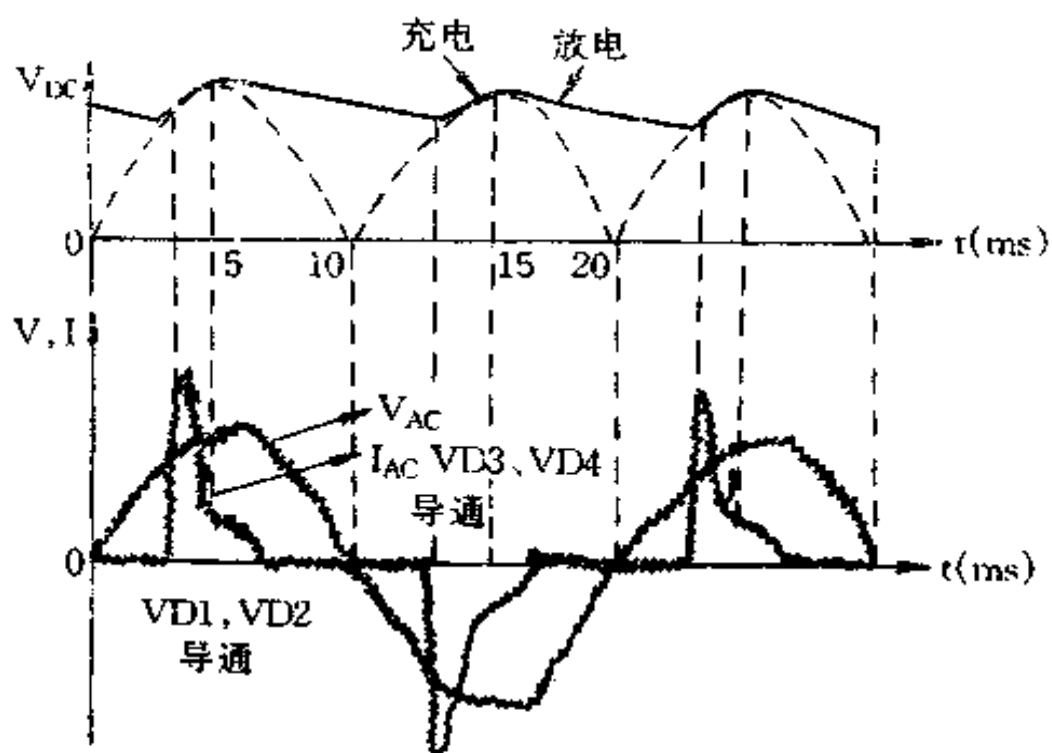
功率因数校正(英文是 Power Factor Correction, 缩写为 PFC) 亦称谐波滤波, 是荧光灯交流电子镇流器的关键技术之一。

从图 7-1 示出的桥式整流电容滤波电路的输入电源电压 V_{AC} 、电流 I_{AC} 和输出直流电压 V_{DC} 波形可以看出, 只有在 V_{AC} 瞬时值高于电容 C1 上的电压时, 整流二极管才导通。虽然所获得的直流电压比较平滑, 但整流二极管的导通角由于明显减小, 才导致电源电流波形失真。PFC 电路的基本功能就是增大整流二极管的导通角, 抑制电源电流的波形畸变, 提高线路功率因数。

PFC 技术分无源 PFC(简称 PPFC)和有源 PFC(简称 APFC)两种主要方案。本章只对 PPFC 的基本电路组成及几种具有代表性的电路作一介绍。对于 APFC 技术将在下一章进行讨论。



(a)



(b)

图 7-1 普通桥式整流电容滤波电路及其相关波形

第一节 两种典型的无源功率 因数校正(PPFC)电路

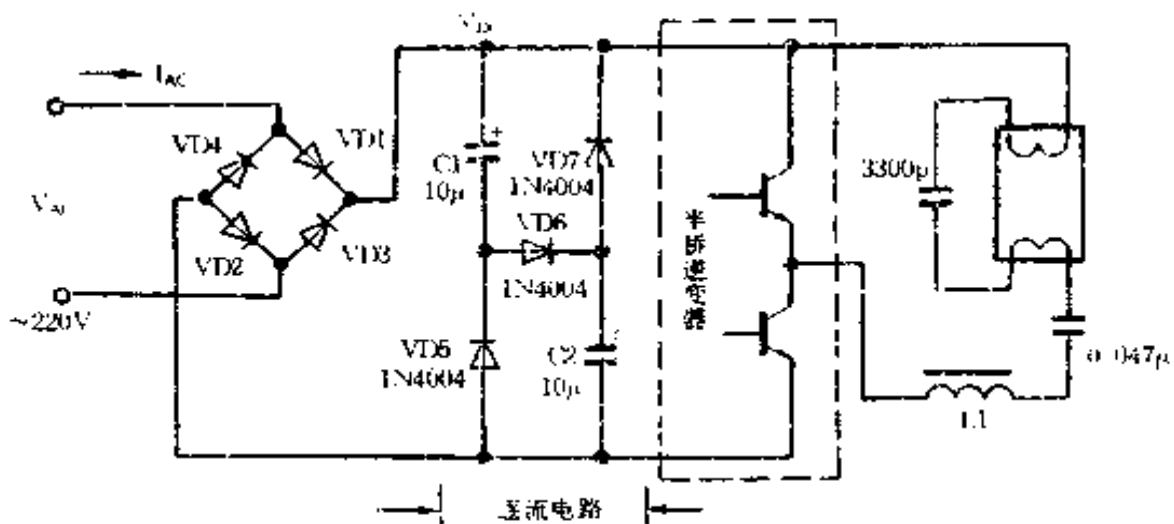
电子镇流器的 PPFC 电路中不含有有源元件,而是全部由电容、二极管、电感和电阻等无源元件连接而成。目前比较流行的 PPFC 典型电路主要有以下两种类型:无源谐波滤波逐流电路和高频能量反馈式无源谐波滤波电路。

一、无源谐波滤波逐流电路

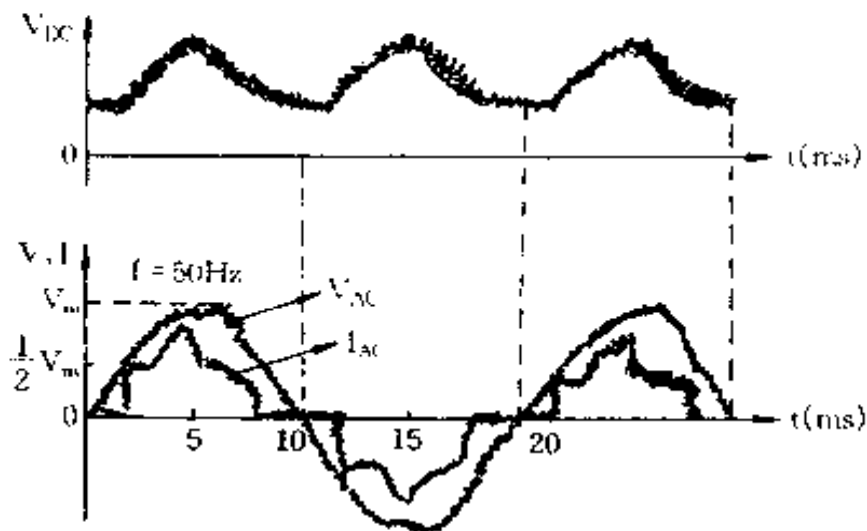
所谓逐流,意指电子镇流器交流输入端的电源电流追逐电源电压瞬时变化轨迹,既含有追逐、又含有续流之内涵。典型的逐流电路如图 7-2(a)所示。这种无源谐波滤波网络由两个电容 C_1 、 C_2 和三个二极管 $VD_5 \sim VD_7$ 组成,用以替代普通桥式整流电容滤波电路中的单只滤波电容。

由两个电容和三个二极管组成的无源滤波电路,最早出现于美国的 120V、NCIL 电子镇流器中。进入 90 年代后,它在我国开始流行。由于 APFC 控制器 IC 的飞速发展及其广泛应用,逐流电路在发达国家早就销声匿迹了。但由于其可以将线路功率因数轻而易举地提高到 0.9 以上,电源电流谐波总含量可以降至 30% 左右,达到 H 级水平,比较经济实用,故该谐波滤波电路在我国仍未被淘汰。

逐流电路的工作原理基于降低输出直流电压,在每一个半周期内,将交流输入电压高于直流输出电压的时间拉长,整流二极管的导通角就可以增大,电源电流过零的死区时间则缩短。现结合图 7-2(a)所示的电路,来说明逐流电路的原理与功能。



(a)



(b)

图 7-2 典型的逐流电路及其相关波形

在桥式整流器输入端, 50Hz 的交流电压 $V_{AC} = V_m \sin \omega t$ ($\omega = 2\pi f$) 以正弦规律由零向峰值变化的 $\frac{1}{4}$ 周期内, 即在 $0 < t \leq 5\text{ms}$ 期间, 全桥整流器中的二极管 VD1、VD3 因正向偏置而导通, VD2、VD4 则因反偏而截止, 电源电流经 VD6 对串联电容 C1 和 C2 充电。当 V_{AC} 上升到 V_m 时, C1 和 C2 上的电压 $V_{C1} = V_{C2}$

$\approx \frac{1}{2} V_m$, 此刻 DC 输出电压 $V_{DC} \approx V_m$ 。在 $5\text{ms} \leq t \leq 10\text{ms}$ 期间, V_{AC} 按正弦规律下降。当 V_{AC} 瞬时值刚开始下降时, 对普通桥式整流(单只)电容滤波电路来说, VD1 和 VD2 则将截止, 但对于逐流电路, 电容 C1 就迅速通过负载和 VD5 放电, 并且放电速率比正弦下降来得快。直到 $V_{AC} = \frac{1}{2} V_m$, VD1、VD2 则一直导通, 有电流通过。C1 两端的电压从 $\frac{1}{2} V_m$ 开始放电, 直到下降为零。当 V_{AC} 瞬时值小于 $\frac{1}{2} V_m$, VD7 因正向偏置而导通, 电容 C2 开始以指数规律通过 VD7 和负载放电。在此之后, 输入 AC 电压低于 V_{DC} , 所以 VD1、VD2 截止, 电源电流 I_{AC} 出现死区。当 $t \geq 10\text{ms}$ 、 V_{AC} 为负半周时, VD1、VD2 截止。但在 $t \geq 10\text{ms}$ 后的开始一段时间内, 由于 V_{AC} 仍小于 V_{DC} , VD3、VD4 仍因反偏而不能马上进入导通, 电流 I_{AC} 继续中断。只要 V_{AC} 高于 DC 输出电压最小值 $V_{DC(\min)}$, VD3、VD4 则开始导通, 电源电流再一次对 C1、VD6 和 C2 充电, V_{DC} 又开始追踪 V_{AC} 按正弦规律上升, 于是出现与 V_{AC} 正半周类似情况。如此周而复始, 得到如图 7-2(b) 所示的电压及电流波形。

与图 7-1(b) 所示的全桥整流电容滤波电路电压与电流波形比较, 可以发现逐流电路的输入端电源电流波形的幅值明显降低, 死区时间大大地缩短, 整流二极管导通角达 120° 以上, 波形趋于连续, 其包迹波趋于正弦波形。但是, 从直流输出电压的质量来看, 逐流电路的输出电压纹波较大, 脉动系数较大, 直流电压值约为 230V, 比较接近于交流输入电源电压的有效值, 至少比桥式整流电容滤波电路的直流输出电压低 15%。

在电子镇流器其它电路完全相同, 且负载均是同一个 2D

型 16W 节能灯这一前提条件下,使用“青智”牌 8793 型和 8796 型节能灯电子镇流器专用测试仪进行测量,采用逐流电路和单只电容滤波电路的有关参数的实测结果比较见表 7-1。

表 7-1 逐流电路与桥式整流电容滤波电路参数测试结果对比

参数	电路类型	逐流电路(两个电容、三个二极管滤波)				普通桥式整流电容滤波电路(一个电容滤波)			
		奇次		偶次		奇次		偶次	
电流谐波分量(%)		n01	100	n02	2.7	n01	100	n02	4.5
		n03	10.8	n04	0.9	n03	71.1	n04	2.9
		n05	18.2	n06	1.9	n05	49.9	n06	1.1
		n07	6.0	n08	0.7	n07	40.5	n08	2.1
		n09	8.7	n10	1.5	n09	38.8	n10	2.8
		n11	4.1	n12	1.2	n11	29.9	n12	2.2
		n13	8.2	n14	1.5	n13	20.1	n14	1.8
		n15	3.9	n16	0.9	n15	15.7	n16	2.4
		n17	0.8	n18	0.6	n17	11.1	n18	2.4
		n19	3.3	n20	0.6	n19	4.8	n20	1.6
		n21	2.9	n22	0.6	n21	2.4	n22	1.0
		n23	2.0	n24	0.4	n23	4.1	n24	0.9
		n25	2.4	n26	0.2	n25	6.8	n26	0.9
		n27	3.2	n28	1.0	n27	8.7	n28	0.5
		n29	1.3	n30	0.1	n29	8.8	n30	0.1
		n31	0.4	n32	0.6	n31	8.4	n32	0.9
		n33	2.3	n34	0.4	n33	7.5	n34	1.3
		n35	2.0	n36	0.5	n35	5.4	n36	1.1
		n37	0.1	n38	0.2	n37	3.7	n38	0.6
		n39	1.3	n40	1.0	n39	2.9	n40	0.4
电流总谐波含量 THD (%)		28.0				117.5			
线路功率因数 (λ)		0.945				0.592			
灯电流波峰系数		2.01				1.63			

从表 7-1 可以看出,在桥式整流器输出用两个电容和三个二极管组成的逐流电路取代单只电容滤波后,三次谐波分量由 77.1% 降至 10.8%, *THD* 由 117.5% 降低到 28%, 线路功率因数 λ 由 0.592 提高到 0.945。但是,灯电流波峰系数却由 1.63 升高到 2.01,这是我们所不希望的。

波峰系数也称波峰比。GB/T15144 标准中定义:“高频电流的波峰系数是经调制或未经调制的包迹波的电流峰值与电流有效方均根值的比值”。同时还规定:“灯电流的峰值与方均根值的最大比值不得超过 1.7”;“单个高频波的波峰系数不得超过 1.7”;“在网路电源频率下调制高频,对已调制的波形灯电流的最大波峰系数不得超过 1.7”。而日本在 JISC8117 中只要求灯电流波峰比 ≤ 2.1 。由此可见,采用以逐流电路为代表的 PFC 措施的电子镇流器,虽然灯管电流的波峰比达不到 IEC929 和 GB/T15144 等标准规定要求,但只要将该参数指标控制在 2.1 以下,则可以出口日本等国。如果灯管电流的波峰比过高,在标准规定的流明系数下,灯电流在周期内某些时间会超过阴极电子发射的极限值,从而加速了阴极的损坏,导致灯使用寿命缩短。尤其是在灯使用一段时间以后,阴极发射电子的能力下降会更加明显。

在图 7-2(a)中,如果在二极管 VD6 串联一个 $47\Omega/0.5W$ 的电阻,线路功率因数可提高约 0.01。

二、高频能量反馈式无源谐波滤波电路

高频能量反馈式无源谐波滤波电路是一种利用高频能量控制电容充电过程的 PFC 网络,如图 7-3 所示。

在图 7-3(a)中,高频信号是从输出端电容 C2、C3 与灯管阴极的公共连接点取出,经高速开关二极管 VD6 整流馈送到电

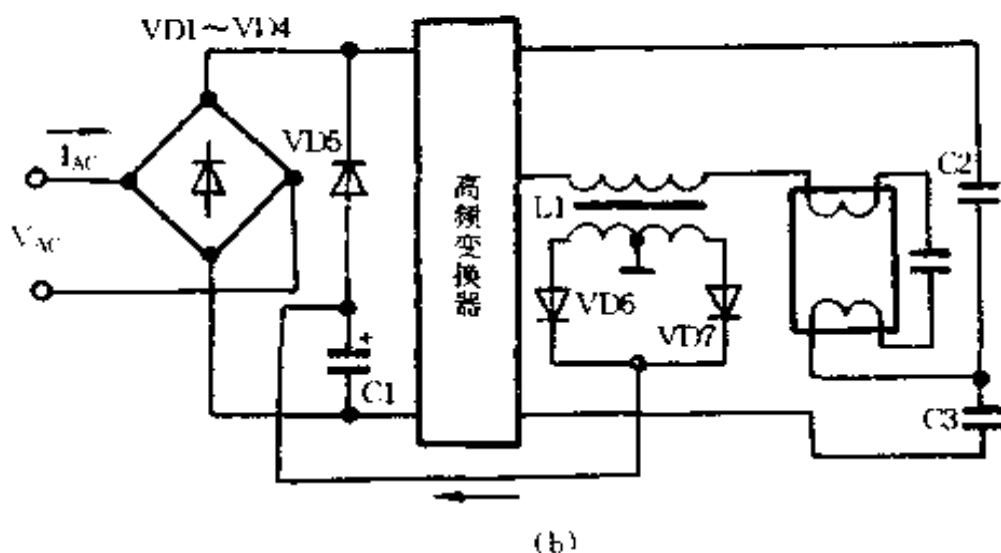
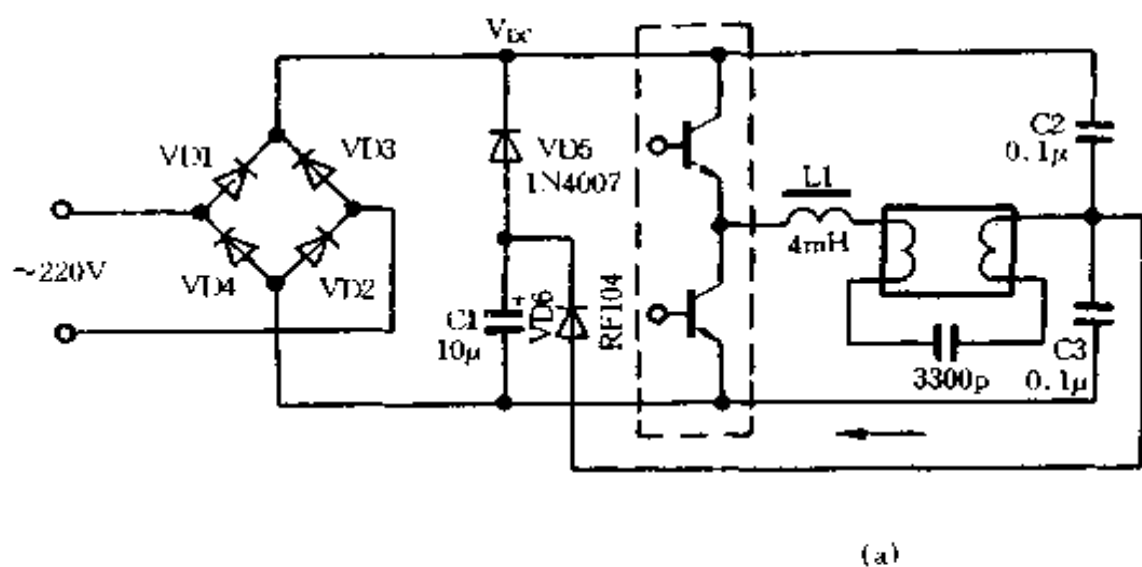


图 7-3 高频反馈充电式 PFC 电路简图

容 C_1 。而在图 7-3(b)所示的电路中,高频信号是从输出级稳流扼流圈的辅助绕组取出,尔后经二极管 VD_6 、 VD_7 全波整流馈送到电容 C_1 上。现在我们以图 7-3(a)为例,来说明 PFC 的基本原理。

当整流输出电压 V_{DC} 高于电容 C_1 两端的电压 V_{C1} 时,二极管 VD_5 因反向偏置而阻断,整流电压对高频变换电路供电。当 $V_{DC} < V_{C1}$ 时, VD_5 则正向偏置, C_1 通过 VD_5 向高频变换器放电,此时整流电路中只对负载输出电流,高频变换器依靠 C_1 中的储

能维持工作。直到下半个周期整流输出电压幅值高于 V_{C1} 时, VD5 则反偏而截止, 高频能量再一次馈送到 C1, 对 C1 充电。由于电容 C1 不是直接连接到整流电路的输出端, 而被二极管 VD5 隔离, 所以整流电路不能直接对电容 C1 充电。因此, 在电源输入电流中, 不会出现对电容充电形成的尖峰电流, 于是得到图 7-4 所示的电压 V_{AC} 和电流 I_{AC} 波形。

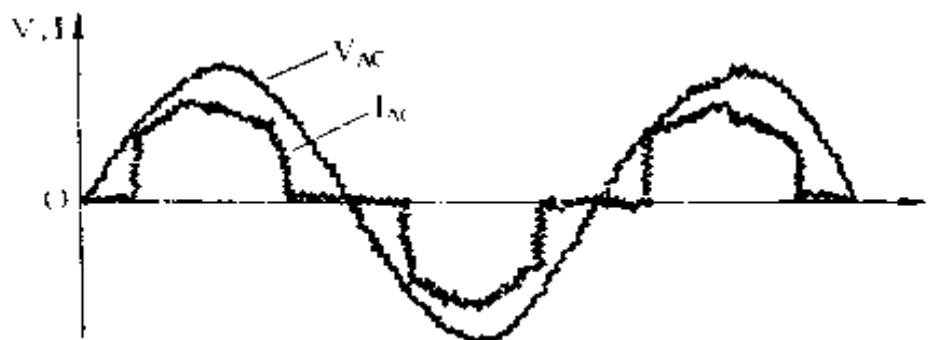


图 7-4 高频反馈充电式 PFC 电路全桥整流器输入电压与电流波形

高频能量反馈式无源谐波滤波网络可使电子镇流器的电流总谐波含量 THD 被控制在 20% 左右, 线路功率因数 λ 达 0.95 ~ 0.97, 但灯管电流波峰系数达 2.1 ~ 2.6, 比逐流滤波电路还要高。

表 7-2 给出了采用图 7-3(a) 示出的高频能量反馈式无源滤波网络的 16W2D 型电子节能灯电流谐波含量、线路功率因数和灯电流波峰系数等实测参数指标。除 PFC 电路结构不同外, 被测电子镇流器电路与配接的灯管与图 7-2(a) 所示的带逐流电路的电子镇流器及灯管完全相同, 并且使用了相同的测试线路和测试仪表, 目的就是为使表 7-2 中的测试结果与表 7-1 给出的数据有较好的可比性。

就整流二极管的导通角而言, 高频能量反馈式滤波电路与逐流电路大体相当。之所以在电流谐波含量和线路功率因数方

面能比逐流电路得到改善和提高,原因就在于高频能量反馈式滤波网络的电流波形中消除了逐流电路因对电容充电形成的尖峰。但是,就直流输出电压的质量来说,平滑程度要比逐流滤波电路更差一些,对经调制的高频灯电流包迹波波形影响会更大一些。因此,高频能量反馈式无源谐波滤波电路比逐流电路对灯电流波峰系数产生的不良影响也就更加明显。

表 7-2 带高频能量反馈式无源滤波电路的电子镇流器实测参数指标

参数名称	参数指标							
	奇次		偶次		奇次		偶次	
电流谐波分量 (%)	n01	100	n02	2.1	n21	2.9	n22	0.2
	n03	2.0	n04	1.2	n23	3.0	n24	0.8
	n05	11.7	n06	1.2	n25	1.1	n26	0.2
	n07	11.4	n08	0.1	n27	1.2	n28	0.4
	n09	6.6	n10	0.7	n29	1.7	n30	0.5
	n11	0.9	n12	0.6	n31	2.1	n32	0.4
	n13	5.4	n14	0.6	n33	0.9	n34	0.9
	n15	3.7	n16	0.2	n35	1.1	n36	0.3
	n17	1.6	n18	0.3	n37	2.0	n38	0.4
总谐波含量 THD (%)	n19	0.6	n20	0.520	n39	1.4	n40	0.4
功率因数 λ	$V_{rms} = 221V \quad I_{rms} = 0.079A \quad P = 17W$ $\lambda = P / V_{rms} \cdot I_{rms} = 0.974$							
灯电流波峰系数	2.48							

第二节 改进型的无源功率因数校正(PPFC)电路

随着电子节能灯的推广应用,一些改进型的 PPFC 电路应运而生。在改进型的 PPFC 电路中,元件数目虽然增加不多甚至是并不增加,但由于在元件之间的排列与组合上更加科学和巧妙,从而使得电子镇流器的性能不同程度地得到改善和提高。下面对部分改进型或新式无源谐波滤波网络作简单介绍。

一、改进型高频能量反馈式 PPFC 电路

在改进型的 PPFC 电路中,高频能量反馈式谐波滤波网络占主导地位。

图 7-5 所示为带预充电功能的高频能量反馈式抑制谐波电路。与图 7-3 给出的高频能量反馈式 PPFC 电路比较,主要不同点就是在隔离二极管 VD5 的两端并联了一个压敏元件 RV。RV 的作用是为给电容 C5 预充电提供了一条低阻抗通路。只要全波整流器输出电压大于 RV 的压敏击穿电压与 C5 两端电压 V_{C5} 之和,VD5 则反偏而截止,RV 则击穿导通,对 C5 预充电。当 V_{C5} 升高到预定值之后,RV 两端电压就降低到其击穿电压以下,于是呈现高阻关断状态,中止对 C5 的充电。一旦预充电结束,则改由高频反馈电流对 C5 充电。当交流电源电压瞬时值低于整流输出电压时,桥式整流器中二极管则截止,电容 C5 则通过 VD5 对高频变换器及灯负载放电。而在其它时间中,则由整流输出给负载供电。RV 还有一个作用就是与 C5 一起吸收电路中出现的瞬态浪涌电压,保护镇流器中的元件免遭损坏。

在交流电源输入端设置了 EMI 滤波器,可以抑制干扰信号,滤除电源电流噪声,降低谐波含量,使线路功率因数约提高 0.01~0.05。从功率因数校正功能上讲,EMI 滤波器又是一种辅助 PFC 电路。对 PFC 的效果具体由 EMI 滤波器电路的型式及其元件参数而定。

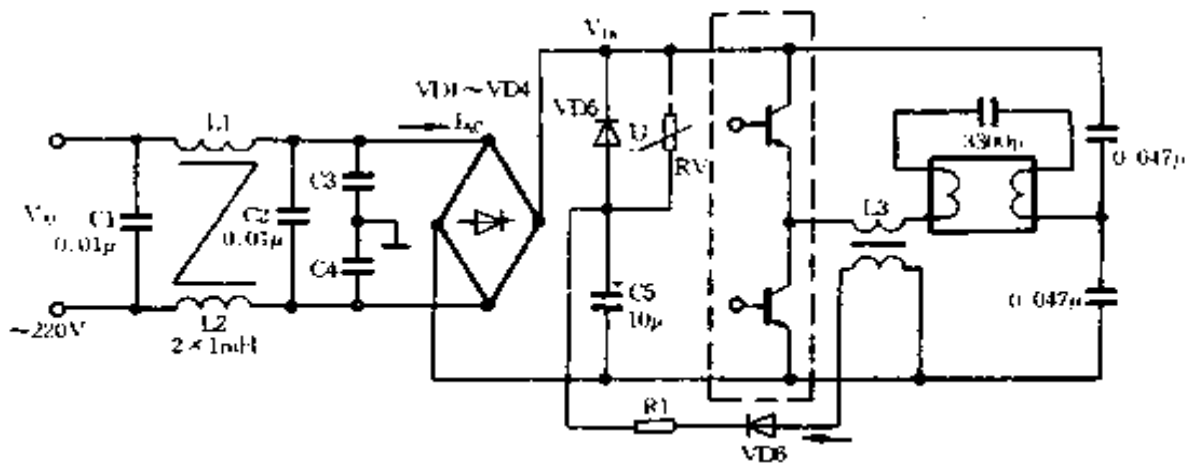


图 7-5 带预充电功能的高频能量反馈式谐波抑制电路

图 7-6 所示是高频输出反馈至整流输入滤波网络的 PFC 电路方框图。在图 7-6(a)中,高频信号通过镇流器输出变压器的辅助绕组取出,尔后馈送至桥式整流器的输入端,对电源输入电流整形,以减小波形畸变。小电容 C2 对 50Hz 的工频呈现高阻抗,而对高频信号则呈现低阻抗。在图 7-6(b)中, L3、L4 和 L5、C3 和 C4 以及 VD5 等组成 PFC 电路。电子镇流器高频变换器输出功率网络的高频信号被采样后通过 L5 耦合至 L4。小电容 C3 用作滤除高频成份。L3、L4 中的电流是不能突变的,并且对高频呈现高阻抗。不论是输入电源出现瞬态过电压冲击,还是电容 C4 充电或输出工作电流出现突变,通过电感的电流都会在一定时间内保持相对稳定。这种型式的 PFC 电路,对抑制输入电源电流的波形畸变和提高线路功率因数,效果还是比较明显的。

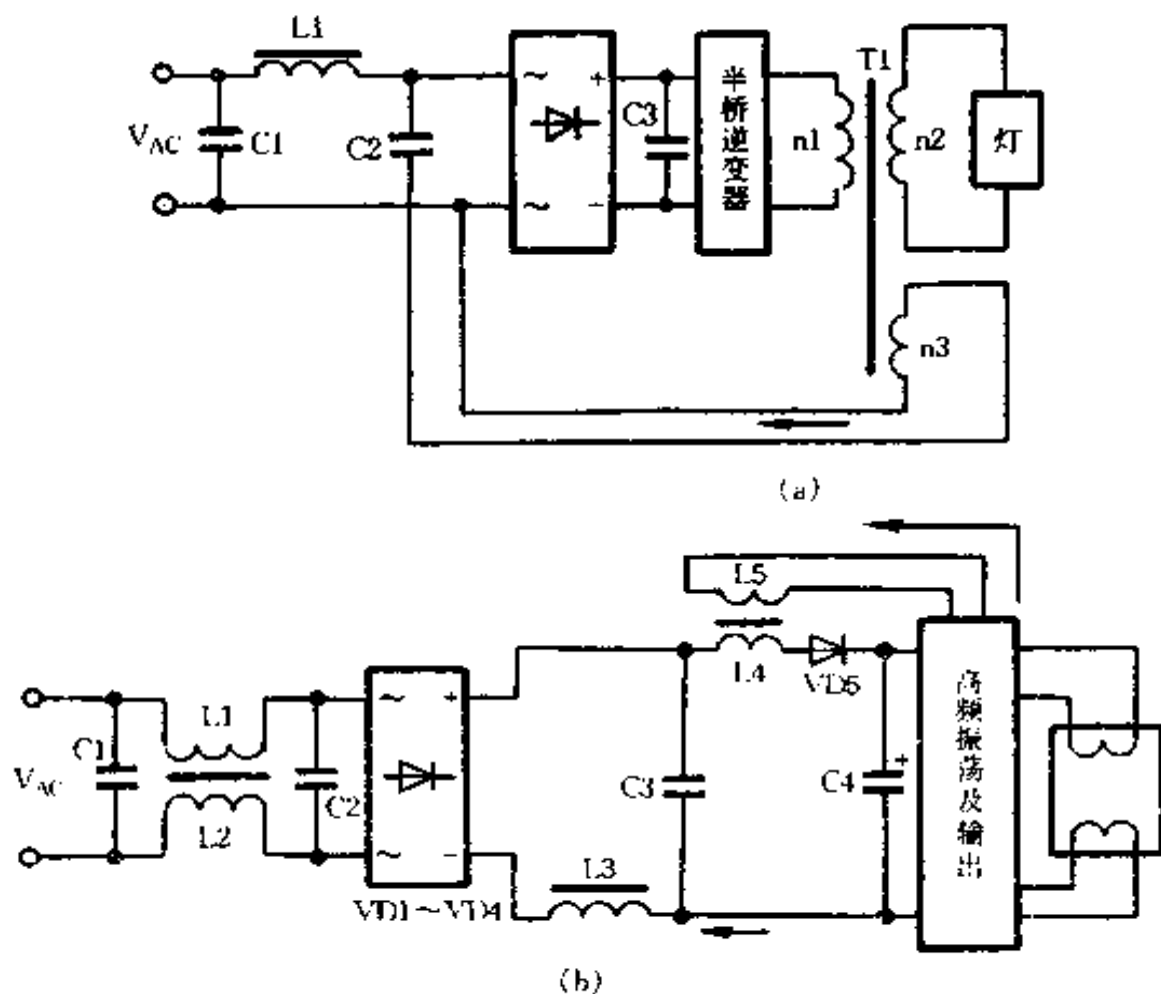


图 7-6 高频输出反馈至整流输入或滤波网络的 PFC 电路方框图

带再生电流充电式滤波网络的双管荧光灯电子镇流器电路原理图如图 7-7 所示。该电路已获美国专利(专利号: 5032767)。电容 C_1 和 C_2 、电感 L_3 、 L_4 和 L_5 及二极管 VD_5 、 VD_6 等组成无源谐波滤波网络,实际上属于一种高频能量反馈式 PFC 电路。电感绕组 L_3 耦合至 L_4 的电流经 VD_6 、 L_5 对 C_2 充电,只要 C_2 上的电压高于整流输出母线电压, VD_5 则导通, C_2 上的电荷就通过 VD_5 给负载供电。这种 PFC 电路可为镇流器的高频变换电路提供可换向的辅助电源电压。只要电路中元件选取适当,系统功率因数 λ 可达 0.99,电流总谐波畸变 $THD \leq 18\%$,接近 I 级水平,灯电流波峰系数可以接近或达到 ≤ 1.7 的

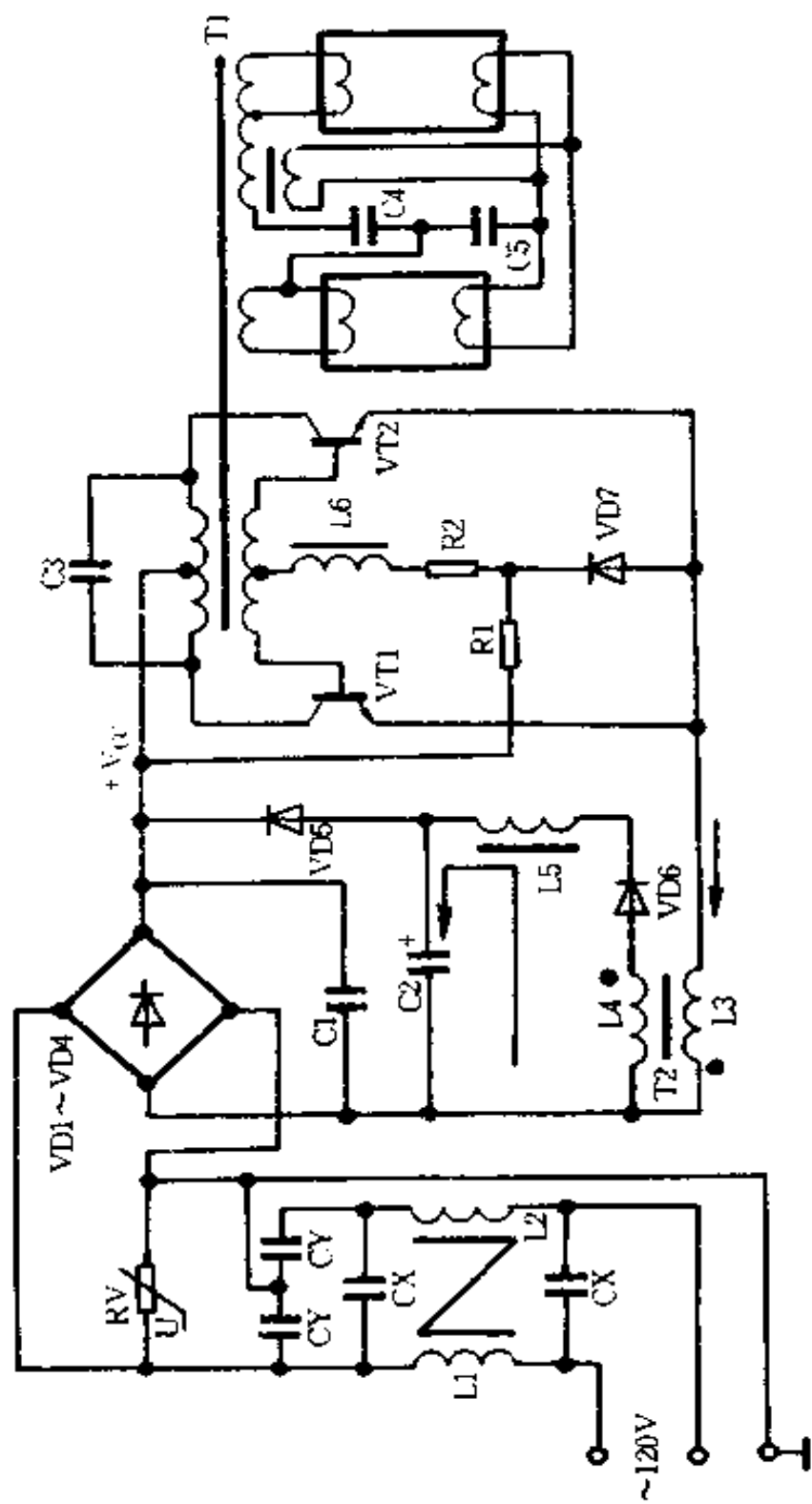


图 7-7 带再生电流充电式滤波网络的电子镇流器电路原理图

要求。

在申请并获得专利的 PFC 电路中,高频能量反馈式电路占有较大的比率。

二、带高频反馈环路的改进型逐流电路

图 7-8 为带高频反馈环路的改进型逐流电路。在这种复合型的 PFC 电路中,电容 C2、C5 和二极管 VD5、VD6(VD7)和 VD8 组成普通逐流电路;VD7、C5 和 VD8 等又组成典型的高频反馈滤波电路;小电容 C3、C4 对较高频率的信号呈现低阻抗。C2 和 C5 及 C3 与 C4 都是串联连接的,可以使用耐电压为 250V 的电容器。这种集逐流电路与高频反馈式无源滤波网络于一体的 PFC 电路, $\lambda \geq 0.95$, $THD \leq 25\%$,灯工作电流波峰比为 1.7~1.8。在其主要参数指标方面,灯管电流波峰系数是一项比较重要的改善。

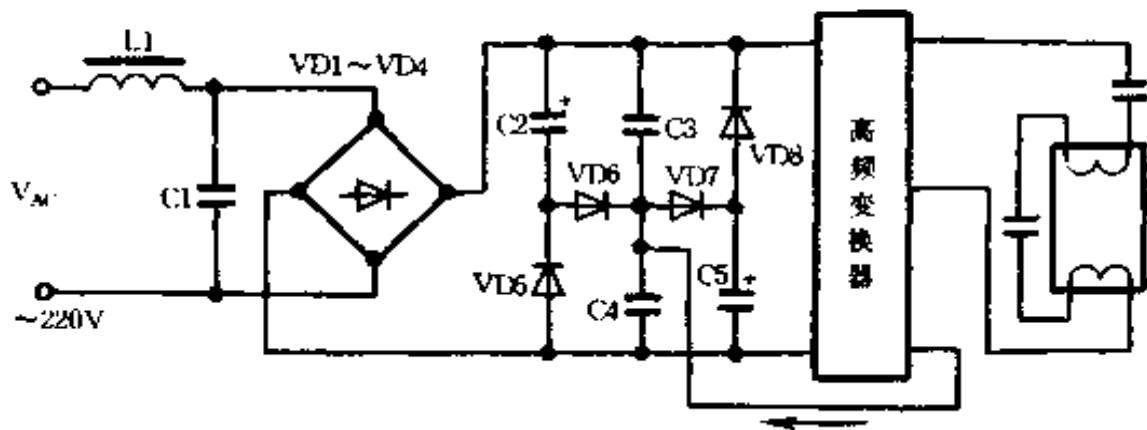


图 7-8 带高频反馈环路的改进型逐流电路

改进型的 PFC 电路,通常是指以逐流电路和高频能量反馈式无源谐波滤波网络两种基本电路结构为基础,增加少量无源元件并改变元件之间的连接方式,在某项参数指标或总体技术性能上有所改善和提高的 PFC 电路。除了改进型 PFC 电路外,还有一些在结构上别具一格的新式 PFC 电路。不论是

哪一种型式的 PFC 电路,都各有其特点。

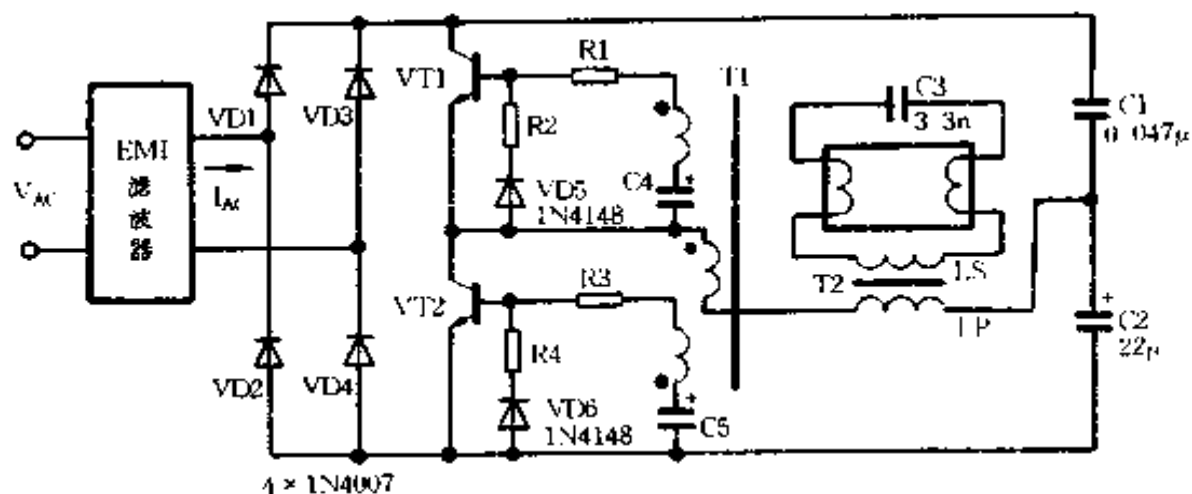
第三节 新型无源谐波滤波电路

荧光灯交流电子镇流器无源谐波滤波技术经众多工程技术人员们的艰苦攻关,陆续开发出一些新型实用的电路。面对以功率因数控制器 IC 为核心的有源谐波滤波技术的迅速发展,高性能 PFC 电路的出现,为无源谐波滤波技术注入了新的生机与活力。下面将对几种具有代表性的电路作简单介绍。

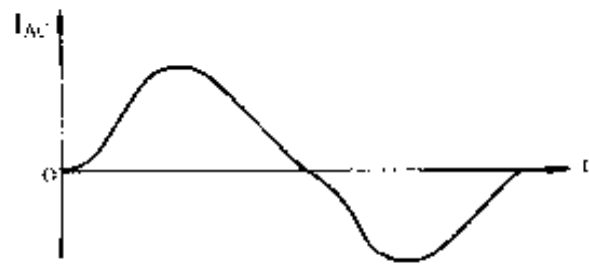
一、感性负载电流谐波抑制电路

图 7-9(a)所示为感性负载电流谐波抑制电路原理图。在这个电路中,灯通过变压器 T2 驱动。小电容 C1 是镇流器工作频率下的谐振电容,对直流起隔离作用。电解电容 C2 是交流线路频率下的滤波电容,只有在功率开关晶体管 VT1 饱和导通时 C2 才被充电。半桥逆变器与负载组成反馈环路,依靠电流正反馈使高频变换器形成自激振荡。

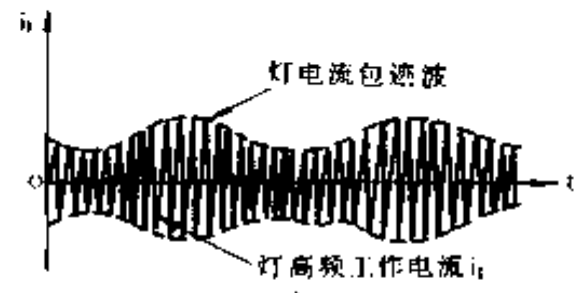
在稳态工作条件下,当功率开关晶体管 VT2 导通时,桥式整流器输出电流被切断,滤波电容 C2 放电,放电电流从 C2 经 T2 的初级电感绕组 LP 和脉冲变压器 T2 的初级绕组到 VT2。C2 放电发生于交流输入电源电压的半峰值附近。随 C2 放电,C2 上电压降低。当 C1 和 C2 的总电压低于输入电网瞬时电压时,整流器中二极管开始导通,形成输入电流。当功率开关晶体管 VT2 关断而 VT1 导通时,整流电压经 VT1 和负载电感等对电容 C2 充电。只要合理并且巧妙地选择振荡电路元件参数,可以



(a)



(b)



(c)

图 7-9 新式谐波滤波电路及相关波形

保持 VT1、VT2 导通周期的总和基本恒定,而工作频率略有偏移,使 VT1 导通期间在过零点附近略有延长,而在峰值附近略加缩短,从而能使谐波更有效地得到抑制。图 7-9(b)所示是电子镇流器电源电流 I_{AC} 的实测波形。该波形基本消除了过零死区而趋于连续,大体呈正弦波, $THD \leq 15\%$, $\lambda \geq 0.98$ 。图 7-9(c)为灯工作电流波形。其中,灯电流包迹波为实测波形,灯高频工作电流波形是将周期有意放大的示意图。这种借用有源元

件 VT1 与 VT2 对无源滤波元件 C2 充电和放电的谐波抑制电路,实际上是一种介于无源与有源滤波电路之间特殊网络。由于没有新增加有源元件,通常人们将此类电路仍归属于无源谐波滤波电路。对于图 7-9(a)所示的无源滤波电路,能使灯电流波峰比不大于 1.7,这是在技术性能方面的一项较大的提高。

二、双向自供辅助电源式 PFC 电路

一种双向自供辅助电源式新型 PFC 电路如图 7-10 所示。小电容 C1、C2 和电解电容 C3、C4 及二极管 VD1 ~ VD4 等,组成 PFC 电路。在电子镇流器接通电源后的短时间内,大容量的电容 C3、C4 与二极管 VD1 ~ VD4 组成寄生二极管—电容滤波电路,使电子镇流器开始工作。在灯点亮进入稳态工作后,高频电流的一部分经过 C1、C2 返回电源,另一部分经 VD1、C4 和 VD2、C3 整流滤波,产生正、负两个辅助电压 $\pm \Delta V$,并分别通过 VD3、VD4 与全波整流后的 100Hz 脉动直流叠加,形成纹波较小的直流电压 V_{CC} ,作为半桥逆变器的供电电压。只要电路中元件数值选取合适,灯电流波峰系数可以不超过 1.7。这种同时被称

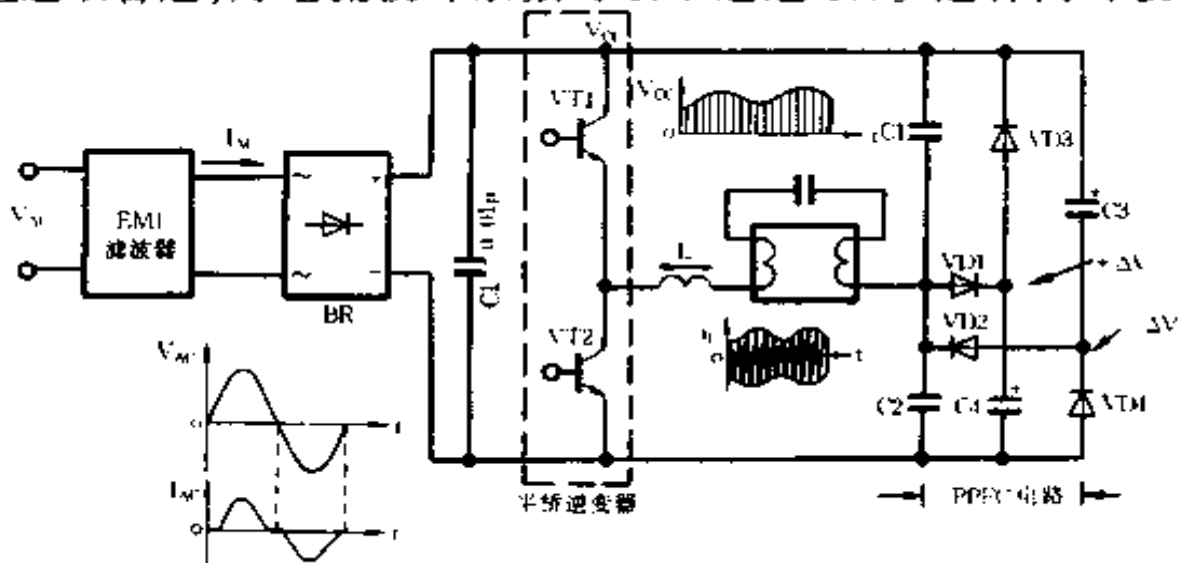


图 7-10 双向自供辅助电源式 PFC 电路

为双泵式的 PFC 电路, THD 指标只能达到 H 级水平, $\lambda \geq 0.93$, 与逐流滤波电路相当, 但灯电流波峰比指标比传统的 PFC 电路有明显改善。

三、高频泵式 PFC 电路

图 7-11 所示是一种带高频泵式 PFC 电路的电子镇流器电路原理图。二极管 VD1、VD2 和高频能量反馈环路中的电容 C1、C2 及大容量滤波电容 C3 等组成无源谐波滤波电路。高频电流正半周通过二极管 VD2 对电解电容 C3 充电。在高频电流负半周则通过 VD1 返回电源。只要适当调整有关元件的参数, 使高频反馈电流通过 VD2 对 C3 充电时恰好去填充整流电压的低谷, 就可以减小在 C3 两端输出直流电压的纹波峰—峰值, 降低脉动系数, 从而改善灯电流的波峰系数。

高频泵式 PFC 电路直流输出电压达 300V 以上, 比普通桥式整流、单只电解电容滤波电路的输出电压高 30V 左右。电压脉动系数的有效减小, 使灯电流波峰比可以降低到 1.7 以下。这种类型的 PFC 电路, 输入电流三次谐波可低于 10%, $THD \leq 10\%$, 线路功率因数 $\lambda \geq 0.99$ 。从这些指标上看, 高频泵式 PFC 电路具有较高的性能。

第四节 关于 PFC 电路的设计考虑

电子镇流器采用 PFC 电路只需要很少量的无源元件, 成本很低, 非常适应于我国目前消费水平仍然不高的国情。同时, 由于 PFC 电路结构简单, 在电路板上只占用较小的面积和空

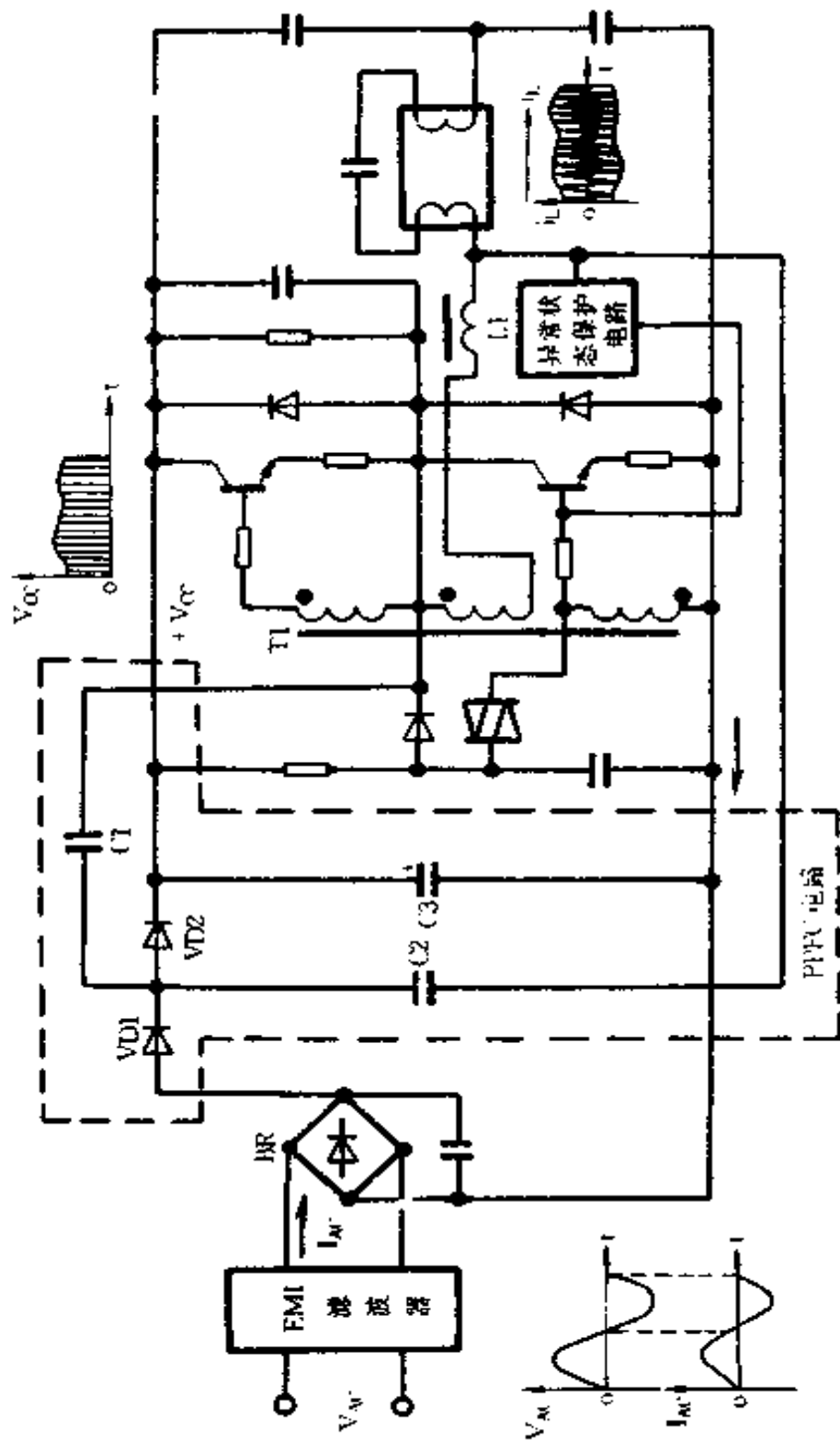


图 7-11 带高频泵式 PFC 电路的电子镇流器电路原理图

间,因此,特别适用于体积有限的自镇流节能灯中。

但是,尽管不论是何种型式的 PPFC 电路,都可以轻而易举地将系统功率因数提高到 0.9 以上,然而绝大多数 PPFC 电路对输入电源电流的谐波抑制远达不到 L 级低畸变水平,灯电流波峰比高于产品标准规定(≤ 1.7)要求。其中有些较高水平的 PPFC 电路,或者因为线路过于复杂,使成本剧增,或者由于可靠性较差,因而并没有在大批量生产中被采用。PPFC 电路能否在电子镇流器中与有源谐波滤波电路齐驾并驱,继续占有一席之地并获得发展,关键在于在技术上能否不断创新,在可靠性上能否让用户达到满意。否则,随着有源元件成本的不断降低,就有可能被性能优异的 APFC 技术所取代。

开发新型高水平的 PPFC 电路,在设计中必须考虑并妥善处理以下几方面的问题:

首先要兼顾电子镇流器的综合参数指标。涉及 PPFC 电路的主要参数有电源电流谐波含量、线路功率因数和灯电流波峰比。降低电流谐波含量与提高功率因数是一致的,在技术措施的实施上有较好的统一性。但是,抑制电流谐波含量与降低灯电流波峰比往往是互相矛盾的。这两个参数之间的矛盾采用 APFC 技术则迎刃而解,但必须付出成本上的代价。采用 PPFC 技术的难点就在于如何使电流谐波达到或接近 L 级水平,同时将灯电流波峰比降低到标准规定要求。很多人往往忽视灯电流波峰比这个参数指标要求,实际上该参数要求正是 PPFC 技术要解决的关键课题。道理非常明显,如果不管这个参数指标要求,只追求电流谐波含量和线路功率因数的高指标,根本就无需采用其它任何措施,只要将桥式整流器输出端的滤波用电解电容拿掉,就可使整流二极管导通角几乎达到 180° ,输入电流呈正弦波形,THD 趋于 0, λ 则趋于 1。然而,一旦取消这只滤波电

容,灯电流波峰比不仅会高于 2,而且灯往往会出现闪烁,镇流器中功率开关晶体管也极易发生击穿。灯电流波峰比包括灯高频工作电流(单个波形)的波峰比和灯电流包迹波的波峰比。灯电流波形不同,波峰系数也就不同。对于广为流行的串联谐振式电子镇流器来说,灯高频电流大体呈正弦波,故波峰系数趋于 $1.41(\sqrt{2})$ 。但是,灯电流包迹波的波峰系数往往不能满足要求。事实上,灯电流包迹波波形仅与整流滤波输出直流电压纹波波形有关。灯高频电流则被一个和滤波电压波形相似的包迹波所调制。滤波后的直流电压波形不同,灯电流包迹波则不同,灯电流波峰比也就不同。滤波电压纹波越小,脉动系数(S)越小,灯电流包迹波则越平滑,灯电流波峰比也就越小。但是,输入端电源电流的波形失真往往就越严重。普通桥式整流电容滤波电路虽然整流二极管导通角很小,但只要滤波电容的容量值足够大,其两端的输出直流电压脉动系数则很小,故灯电流波峰比可以满足要求。而大多数 PFC 电路的输出直流电压纹波峰—峰值都较大,脉动系数比单只电容滤波时要高得多,因此,尽管输入电流谐波含量降低,功率因数提高,但灯电流波峰系数一般难以达到规定要求。欲增大整流电路中二极管的导通角,滤波电路的输出直流电压及其纹波谷值应尽可能低,这必然会导致灯电流包迹波脉动系数的增大,从而引起波峰比超标。设计新型 PFC 电路,着眼点就要采取科学而巧妙的电路,即使整流二极管的导通角足够大,同时还要保证滤波网络的直流输出电压的脉动系数尽可能小一些,以解决降低电流谐波含量与减小灯电流波峰比之间所存在的矛盾。在采用推挽式逆变器电路和并联谐振式的电子镇流器中,设计低电流谐波畸变和低灯电流波峰比的 PFC 电路要比半桥逆变、串联谐振型电子镇流器容易得多。对于这一点,并没有引起人们的充分重视。

PPFC 电路的设计必须确保不影响电子镇流器的可靠性。如果 PPFC 电路设计不当,就会影响电子镇流器各部分电路之间的能量传递与转换,易在功率开关晶体管等关键元件或部位出现能量集中与冲击,从而引起元件击穿。有些采用 PPFC 技术的电子镇流器,实测指标比较令人满意,但其使用寿命却令人失望。之所以在可靠性方面存在问题,根本原因就在于电路设计上存在隐患,在元器件选用上没有质量保证手段。尽管在实验室做出的样品水平比较高,但在实验室中不可能完全模拟出实际使用中随机出现的各种环境条件和工作条件。因此,大批量生产出的产品进入千家万户之后,会出现很多预料不到的问题。

设计 PPFC 电路还要考虑确保其线路简单和成本低廉的固有特点。如果在 PPFC 电路设计上过于复杂,即使技术水平相当高,也不会得到实际应用,原因是这样的电路必然会被 APFC 电路所取代。从技术水平上讲,PPFC 电路是难以与 APFC 电路媲美的。当 PPFC 电路的复杂程度和成本与 APFC 电路相接近时,显然人们会选用 APFC 技术。开发新一代 PPFC 电路,追求的目标并非完全是高性能,而是高性能价格比。

开发新型 PPFC 电路,必须依靠高品质的测试仪器或分析系统。PPFC 电路往往带有反馈环节,与镇流器中其它电路之间相互影响,相互牵制,单靠理论上的定量计算是无济于事的。事实上,定量计算的结果往往与实际偏离甚大。只有借助于先进的电子镇流器综合参数测量仪和谐波分析系统,才能科学地定量分析所设计电路的性能,从而找出存在的不足和制订改进的方案。

第八章

电子镇流器的有源功率因数校正 (APFC) 技术

第一节 概 述

一、APFC 的基本类型

有源功率因数校正 (APFC) 电路与 PFC 电路的主要不同点就是除了使用了无源元件外,还采用了晶体管和专用集成电路 (ASIC)。在谐波滤波电路中,只要使用了一个像晶体三极管这类有源元件,就称作 APFC 电路。

APFC 电路置于桥式整流器与滤波用电解电容器之间,实际上是一种 DC - DC 变换器。APFC 变换器电路主要有升压、降压、升压—降压和回扫四种类型,如图 8 - 1 所示。在图 8 - 1 中,开关 S1 一般由功率开关晶体管并且几乎全部是由 MOSFET 或 IGBT 担当。在回扫型 APFC 电路中,输出电压既可以低于输入电压,也可以高于输入电压。但在多数情况下,这种隔离式变

换器的输出电压都低于输入电压。由于升压型 APFC 电路在一定的输出功率下可以减小输出电流,因而可以减小输出滤波电容的容值和体积,故在电子镇流器中被广泛采用。

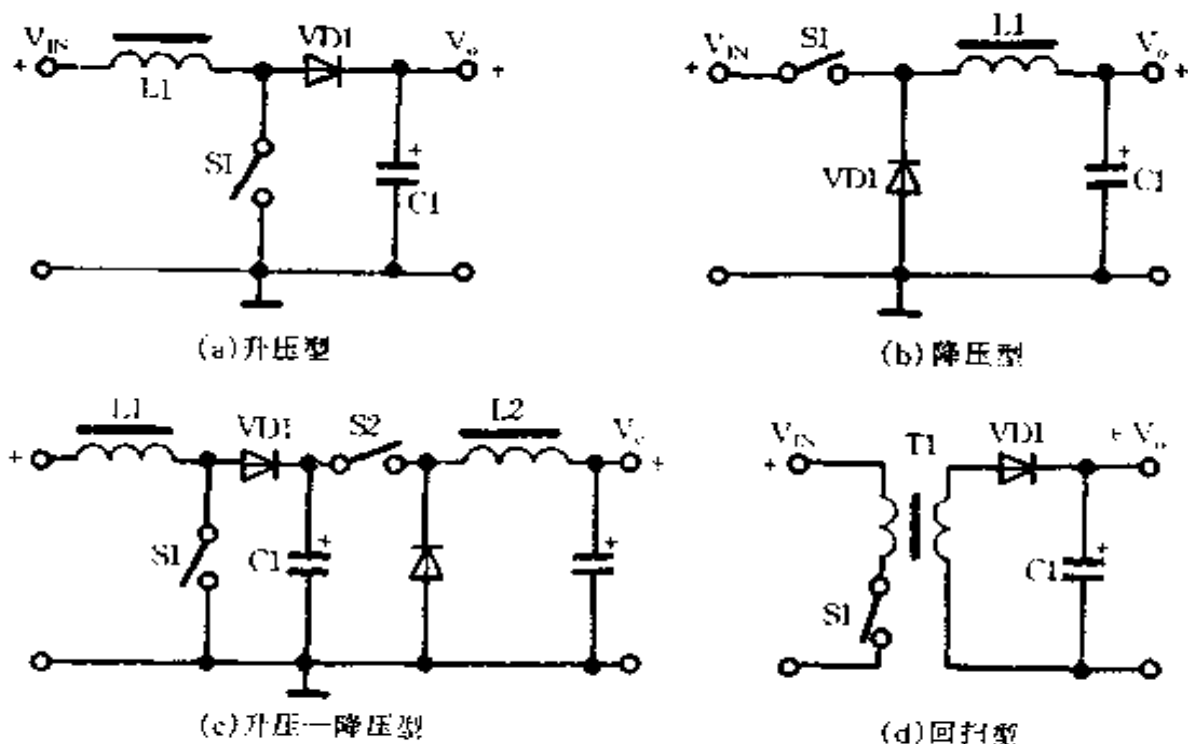


图 8-1 APFC 变换器电路主要类型

APFC 变换器可以采用不同的方法进行控制。从变换器工作频率上可分为固定频率和可变频率两种基本型式;从电流控制方法上分,主要有峰值电流控制和平均电流控制两种模式;在电感扼流圈电流控制方式上,主要有连续传导模式(CCM)和断续传导模式(DCM)两种,前者适用于输出功率较大的场合,后者适用于 300W 以下较低功率的 APFC 变换器;在开关控制模式上,又分零电流开关(ZCS)和零电压开关(ZVS)两种主要类型。在电子镇流器中,升压型 APFC 预调整器最为流行。在控制方法上,电感电流断续传导模式和峰值电流控制方法,在 40 ~ 300W 荧光灯电子镇流器中倍受青睐。固定频率平均电流控制连续传导模式的 APFC 变换器,在 300W 以上乃至数千瓦(kW)

的高强度放电灯电子镇流器中则占主导地位。

二、APFC 预调整器基本原理

升压式 APFC 变换器电路原理图如图 8-2 所示。APFC 电路主要由控制器 IC、功率开关 MOSFET(VT1)、升压电感器 L1、升压二极管 VD5、输出滤波电容 C1 及反馈环路所组成,其核心就是 PFC 控制器 IC。APFC 变换器的工作原理基于升压电感 L1 电流与电压之间的物理关系。在 VT1 导通时,升压二极管 VD5 则截止,滤波电容 C1 通过负载放电。当 VT1 由导通跃变为关断时,L1 产生的突变电势使 VD5 正向偏置而导通,L1 中的储能经 VD5 释放,对 C1 充电。由于 VT1 和 VD5 交替导通,使整流器输出电流经 L1 连续流动。这就意味着整流二极管在交流电源电压的半个周期内,导通角趋于 180° 。APFC 变换器一般都采用

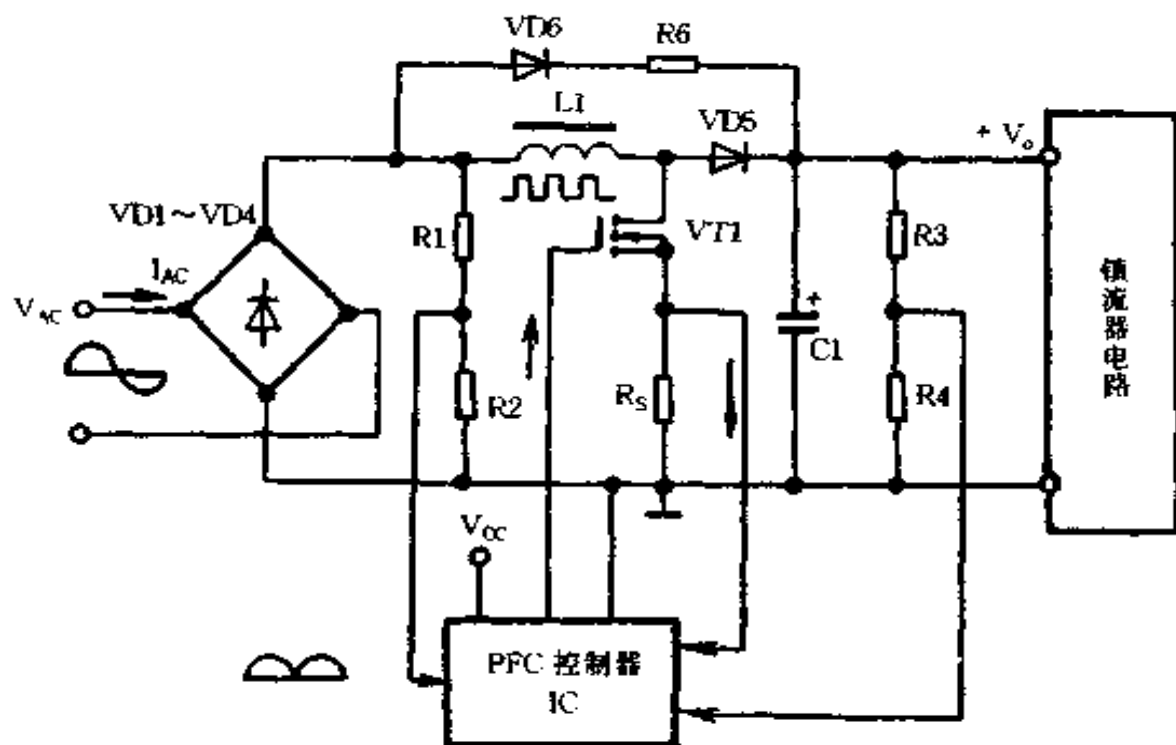


图 8-2 升压型 APFC 预调整器电路原理图

双环反馈控制方法。网侧内环反馈的作用是将全波整流输出直流脉动电压(实质上即是交流输入电压)通过 R1、R2 组成的电阻分压器取样输入到 PFC 控制器 IC,以保证通过 L1 的电流时刻跟踪输入电压按正弦规律变化的轨迹。通过 L1 的三角形高频电流的峰值包迹波正比于输入交流电压,其平均电流则呈正弦波形,这就意味着电源输入电流也呈正弦波。外环用作 APFC 变换器输出直流电压的反馈控制。直流输出电压被检测后输入到 IC,IC 输出 PWM 驱动信号调节功率开关的占空比,以使输出电压稳定。

APFC 预调整器应用于电子镇流器的作用及效果主要有:一是有效地抑制了输入电源电流的波形失真,完全可以达到并可以远远低于 L 级低畸变指标要求;二是能将系统功率因数提高到几乎是 1 的水平;三是输出低纹波的直流电压,能确保镇流器配接的灯管电流波峰系数小于 1.7;四是当输入交流电压在较大范围内波动时,可以获得稳定的直流电压,既消除或减小了瞬态能量对电子元器件的冲击,提高了电子镇流器的可靠性与安全性,同时可以保证灯管的灯电压和灯电流稳定,使灯光输出恒定,有利于延长灯管使用寿命。

三、APFC 技术的发展

荧光灯交流电子镇流器在 70 年代末 80 年代初问世不久,国际电工委员会 IEC 就制订了 IEC555-2(1982)标准,对电子镇流器和开关电源等产品引起的高次谐波污染作出了限制性规定要求。发达国家开发电子镇流器的起点非常高,早在 80 年代初就注意到谐波抑制问题,并采用了 APFC 技术。例如飞利浦公司研制的 BHF132H 12 和 BHF 232 12 型 32 W 'TL' D 荧光灯单管与双管电子镇流器,就利用分立元器件设计了有源谐波滤波器

电路,使线路功率因数 $\lambda \geq 0.96$,输入端电源电流谐波含量可达到低畸变 L 级水平。这种镇流器总计使用了 110 余只元器件,尺寸为 $428 \times 40 \times 32\text{mm}$,外形美观,工艺精良,工作频率 $f \geq 25\text{kHz}$,启动时间不大于 1 秒,功能比较完善,在 1985 年的国际市场上的价格达 50 美元。在日本和美国,也曾利用分立元器件设计出一批不同类型的 APFC 电路,并受到专利保护。由于利用分立元器件设计高品质的 APFC 电路会使电路结构过于复杂,导致镇流器的尺寸、重量和成本增加,因此,限制了其广泛应用。

微电子技术的飞速发展使由分立元器件设计的 APFC 电路集成化成为可能。在 20 世纪 80 年代中期,西门子公司率先推出了电子镇流器和开关电源用 APFC 控制器 IC,具体型号是 TDA4812、TDA4813、TDA4814、TDA4816 和 TDA4817(后来已发展到 TDA4862)等。这些专用集成电路(ASIC)只需外加少量的元件,就可以组成高性能的 APFC 预调整器。世界著名的一些半导体厂商,瞄准了 APFC 控制器 IC 巨大的显在市场和潜在市场,自 80 年代末以来,都争先恐后地开发生产这类 IC,从而有力地推进了 APFC 技术的发展。目前 APFC 控制器 IC 的品种繁多,可以满足不同的要求和需要。从功能上看,已由单一的 PFC 功能发展到集 PFC 与镇流器驱动、控制、预热启动和各种保护功能于一体,从而使电子镇流器电路大为简化。在价格上也已逐步降低。

APFC 技术在 40W 以上荧光灯和高压钠灯、金卤灯及其它高强度放电灯电子镇流器中的应用,具有 PFC 技术所不能取代的优势。从输出功率上看,APFC 预调整器已高达 4.5kW。除电子镇流器外,APFC 技术比较大的应用领域就是开关电源和变频调速器。随着在 IEC555 - 2 及其修订版本基础上制订的

IEC1000-3-2《家用电器及类似电气设备发出的谐波电流限制》标准的实施,APFC技术的应用范围会日益扩大。

中国对于 APFC 技术的研究与应用比发达国家落后近十年。目前国内已开发出 40W 以上荧光灯、70~400W 金属卤化物灯以及 100W、150W 和 250W 高压钠灯电子镇流器,并采用了 APFC 技术。由于受到国内市场承受能力的限制,采用 APFC 技术的电子镇流器并不多见。APFC 技术是一种新兴技术,其应用价值已被越来越多的工程技术人员所认识。

第二节 断续模式不定频率峰值电流 控制 APFC 升压变换器

升压电感器电流工作于断续模式、不定频率、峰值电流控制型 APFC 预调整器在 300W 以下的电子镇流器中应用比较常见。由于电感电流在过零时,有一个没有电流的间隙存在,但并不存在死区时间,因此,更确切地讲,这种 APFC 升压变换器实际上是工作于准(或者类似)断续电流模式。变换器中使用的 PFC 控制器 IC,大多采用双列直插式或表面贴装 8 脚封装,如图 8-3 所示。此类 IC 属于低成本经济型器件,是价格最低的 APFC 控制器之一。

一、基本功能与原理

变化频率电感电流准断续型的 APFC 控制器 IC 大多都由一象限乘法器、误差放大器、电流检测(或传感)比较器、零电流检测器、逻辑电路及驱动输出级等部分组成,是集模拟与数字电路于一体的 ASIC。利用这种类型的 IC 只需外加少量的元件,

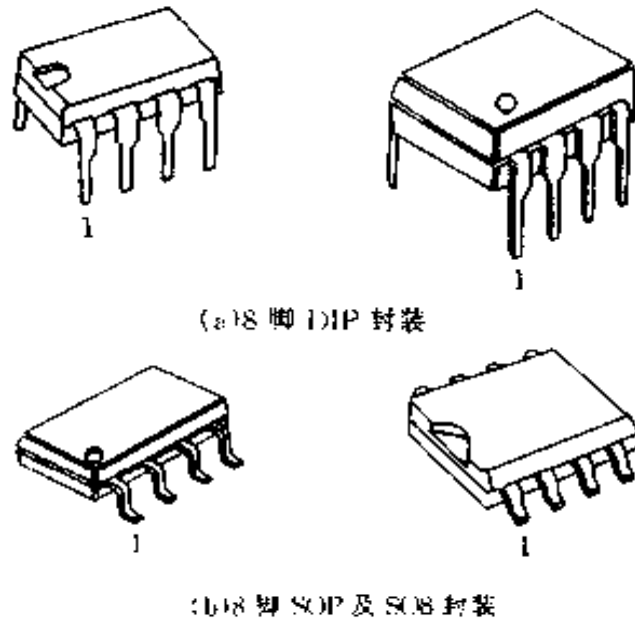


图 8-3 APFC 控制器 IC 8 脚封装外形图

就可组成如图 8-4 所示的 APFC 升压型变换器。

APFC 控制器 IC 作为有源谐波滤波器驱动升压型变换器, APFC 变换器的工作频率随输入交流电压和负载而变化。功率开关 MOSFET(VT1)的关断时间(t_{off})取决于变换器直流输出电压(V_o)与输入电压(V_{IN})之间的差值。为保证工作频率不降至可听见的音频范围并保证变换器稳定工作,一般要求变换器输出电压至少比输入电压峰值高 15% 以上(大多达 25% ~ 30%)。对于 220V 的交流输入电压, APFC 升压变换器的直流输出电压一般为 400V。

在图 8-4 中,小电容 C1 用作高频滤波。如果 C1 换成大容量的电解电容, APFC 功能将会失效,原因是 IC 对输入电压波形的取样信号将会出现严重失真,不能有效地对输入电流进行控制。AC 输入电压 V_{IN} 经桥式整流,输出 100Hz 的正弦半波直流脉动电压 V_R 。能够比较真实反映 AC 输入电压波形的全波整流电压,由 R1 和 R2 组成的电阻分配器分压,在 R2 上的取样电压 V_M 经小电容 C2 滤除高频噪声输入到乘法器。升压变换器

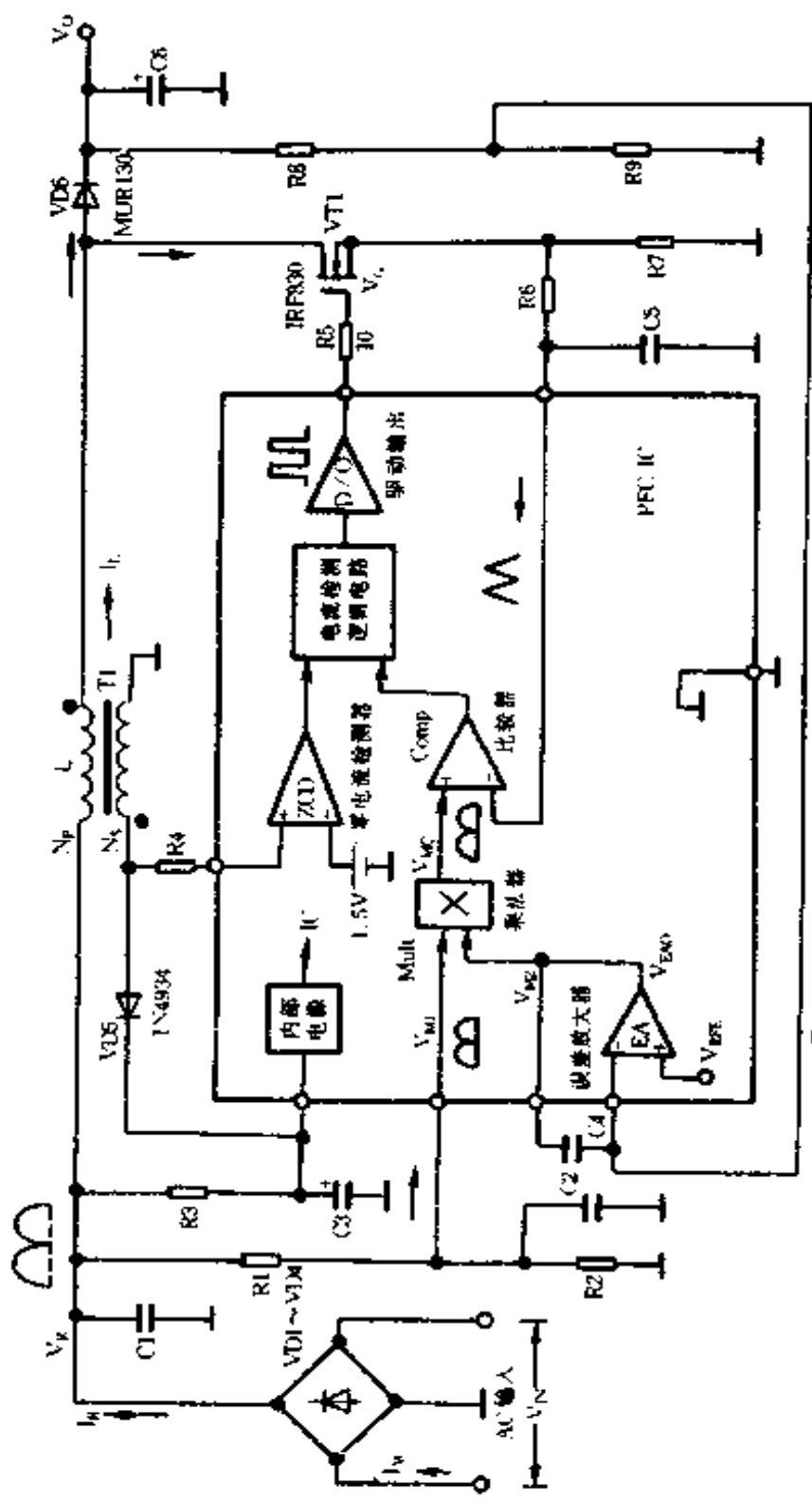


图 8-4 APFC 升压型变换器原理图

在滤波电容 C6 两端的输出直流电压 V_O 通过 R8、R9 分压输入到 IC 的误差放大器反相输入端, 并与 IC 内误差放大器同相端的精密参考电压 V_{RFE} 比较, 产生一个 DC 误差电压 V_{EAO} , 作为乘法器的另一路输入 V_{M2} 。乘法器的输出 V_{MO} 是两路输入 (V_{M1} 和 V_{M2}) 的结果。如果乘法器增益为 K (一般约为 0.65), 那么乘法器输出可表示为:

$$V_{MO} = K \cdot V_{M1} \cdot (V_{EAO} - V_{RFE})$$

上式中, V_{M1} 一般为 0 ~ 2V, V_{EAO} 一般为 2.5 ~ 3.5V, V_{RFE} 一般为 2.5V。当 AC 输入电压从零依正弦规律变化到其峰值时, 乘法器的输出 V_{MO} 控制 IC 电流传感比较器的门限, 迫使通过 MOSFET (VT1) 的峰值电流跟踪 AC 输入电压的变化轨迹。通过 MOSFET 的电流在其源极电阻 R7 上转换为电压信号, 经过 R6 和 C5 组成的 RC 低通滤波器, 输入到 IC 中的电流传感比较器反相输入端。电感电流 I_L 的波形呈高频锯齿三角波, 在 I_L 从 0 增长到峰值过程中, VT1 是导通的。乘法器的输出则是电感峰值电流的参考电压, 只要在 R7 上的传感电压超过电流传感比较器的门限电压, IC 中电流检测逻辑电路的闩锁则复位, 关断 MOSFET。

升压电感器 L 的副绕组 N_S 的作用, 一是将感生电压经 VD5 整流和 C3 滤波, 作为 IC 启动后的辅助电源; 二是用作 L 的高灵敏度的电流传感器。 N_S 将流过 L 的电流检测后, 经限流电阻输入到 IC 的零电流检测器。只要电感电流一降至零电平, 零电流检测器则通过置位 RS 闩锁驱动 MOSFET 导通。在 MOSFET 导通时, 升压二极管截止, 输出电容 C6 中的储能通过负载释放。当电感电流达到峰值时, 通过乘法器输出建立的门限电平将指令 MOSFET 关断, 电感电流沿斜坡下降。直到电感电流下降到零之前, MOSFET 则一直关断。在 MOSFET 关断时, 升压二极管

则导通。IC 的电流检测逻辑电路同时受电流检测比较器和零电流检测器两个输出的控制,并可以确保在同一时刻 IC 的 PWM 输出只有一种状态的驱动信号出现。在功率开关接通和关断期间,电流流向如图 8-5 所示。

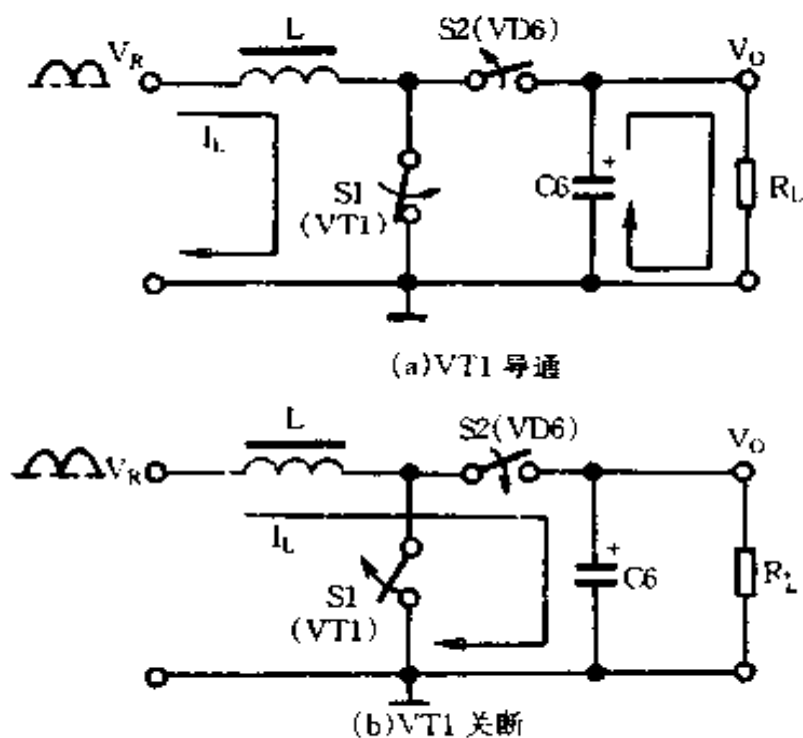


图 8-5 APFC 电路功率开关开通和关断时电流流向示意图

由于在电感电流下降到零之前, MOSFET 不会导通,而在 MOSFET 导通期间,升压二极管则一直截止,所以对升压整流二极管的反向恢复时间要求并不是十分苛刻。在两个周期之间,电感电流在零电平没有死区时间,能使 AC 输入电流连续流动,并限制峰值开关电流恰为整流平均电流(I_R)的两倍。整流输出平均电流实际上即为平均电源输入电流。图 8-6 所示为 APFC 电路中 MOSFET 栅极驱动电压 V_G 、电感电流 I_L 、AC 输入电压 V_{IN} 及全波整流平均电流 I_R 波形。APFC 升压变换器相关波形如图 8-7 所示。

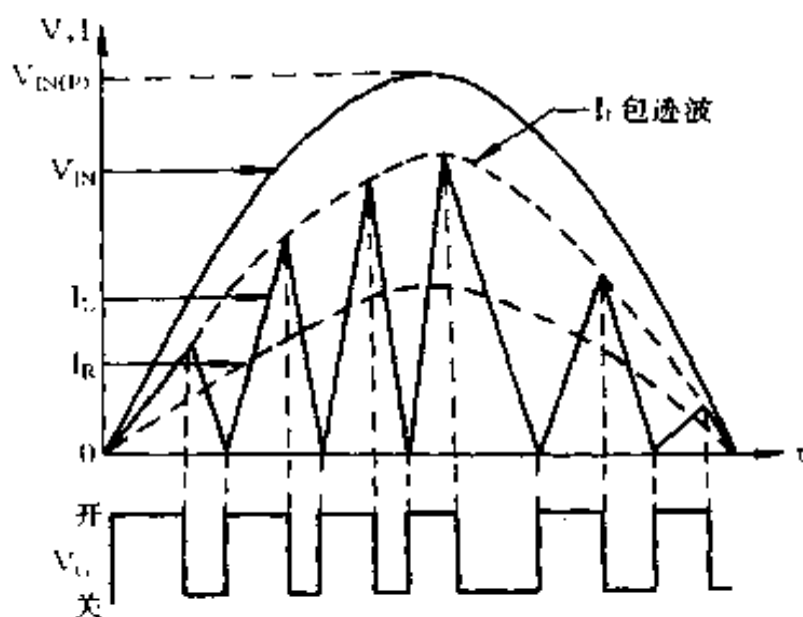


图 8-6 MOSFET 栅极驱动电压、电感电流、
输入电压和整流电流波形

从图 8-7 可以看出,电源输入电流 I_{IN} 为正弦波,且与输入电压 V_{IN} 保持同相位,因而系统功率因数可以接近于 1。APFC 升压变换器的输出直流电压 V_O 高于输入电压峰值,纹波很小,且呈 100Hz(工频的两倍)的正弦波。

在图 8-6 和图 8-7 中,电感电流 I_L 波形只是示意图。为了方便图示,故意将开关周期放大。在输入电压的每一个半周期内,开关频率不是固定的,而是变化的。APFC 变换器工作频率可以表示为:

$$f(\omega t) = \frac{V_{IN}^2 \cdot \eta}{2 \cdot L \cdot V_O \cdot P_O} (V_O - \sqrt{2} V_{IN} \sin \omega t) \quad (8-1)$$

式中, V_{IN} : 交流输入电压(V);

η : 变换器效率(%);

L : 电感量(H);

V_O : 变换器输出直流电压(V);

P_O : 变换器输出功率(W)。

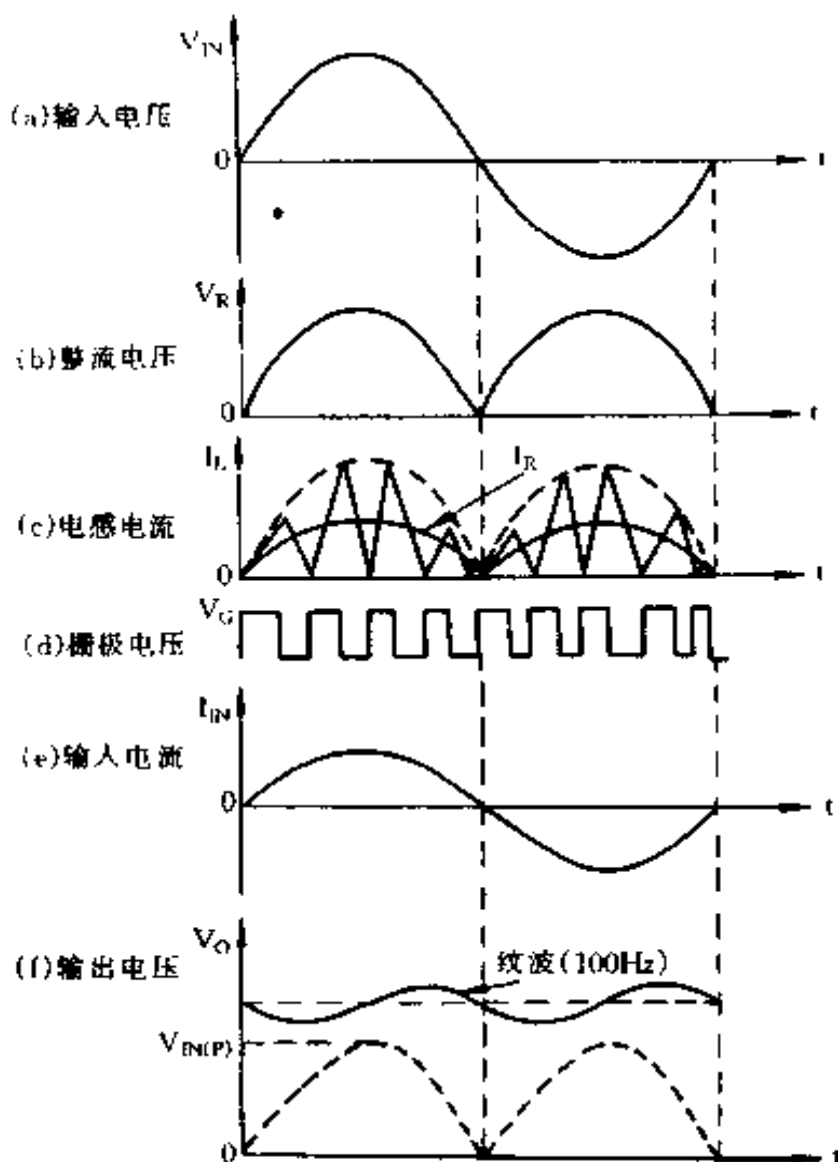


图 8-7 断续模式不定频率峰值电流控制
APFC 变换器相关波形

若令 $V_{IN} = 120V$, $\eta = 90\%$, $L = 450\mu H$, $V_O = 230V$, $P_O = 75W$, 在输入电压 V_{IN} 从 0 按正弦规律增长到峰值的过程中, 工作频率变化的结果可以根据式(8-1)求出, 如表 8-1 所示。

表 8-1 不同瞬时输入电压下 APFC 变换器工作频率

ωt	$V_{IN}(\omega t)$	$f(\omega t)$
$\frac{\pi}{12}$	43.9V	155.3kHz
$\frac{\pi}{6}$	84.9V	121.2kHz
$\frac{\pi}{4}$	120V	91.8kHz
$\frac{\pi}{2}$	169.7V	50.3kHz

根据表 8-1 给出的结果可以发现, APFC 升压变换器的工作频率是变化的。在 AC 输入电压按正弦规律从 0 增大到峰值时, 工作频率逐渐减小。在峰值 AC 输入电压附近, 变换器开关周期最大, 而频率则最小。

二、代表性 APFC 控制器 IC 及其应用

1. 功率因数控制器 SG3561A

SG3561A 是美国硅通 (SiLiCon General) 公司于 1992 年公布的 APFC 控制器 IC。该单片 IC 采用双列直插式 8 脚(或 14 脚) DIP 及 8 脚 SOIC 封装, 内部结构方框图如图 8-8 所示。引脚功能见表 8-2。

SG3561A 电源电压范围从 $-0.3V$ 到 $28V$, 推荐工作条件为 $11 \sim 25V$; 启动电流仅为 $250\mu A$, 启动门限电压是 $10 \pm 0.8V$, 欠电压锁定滞后为 $2 \pm 0.4V$, 稳态下工作电流典型值是 $6mA$; 最大峰

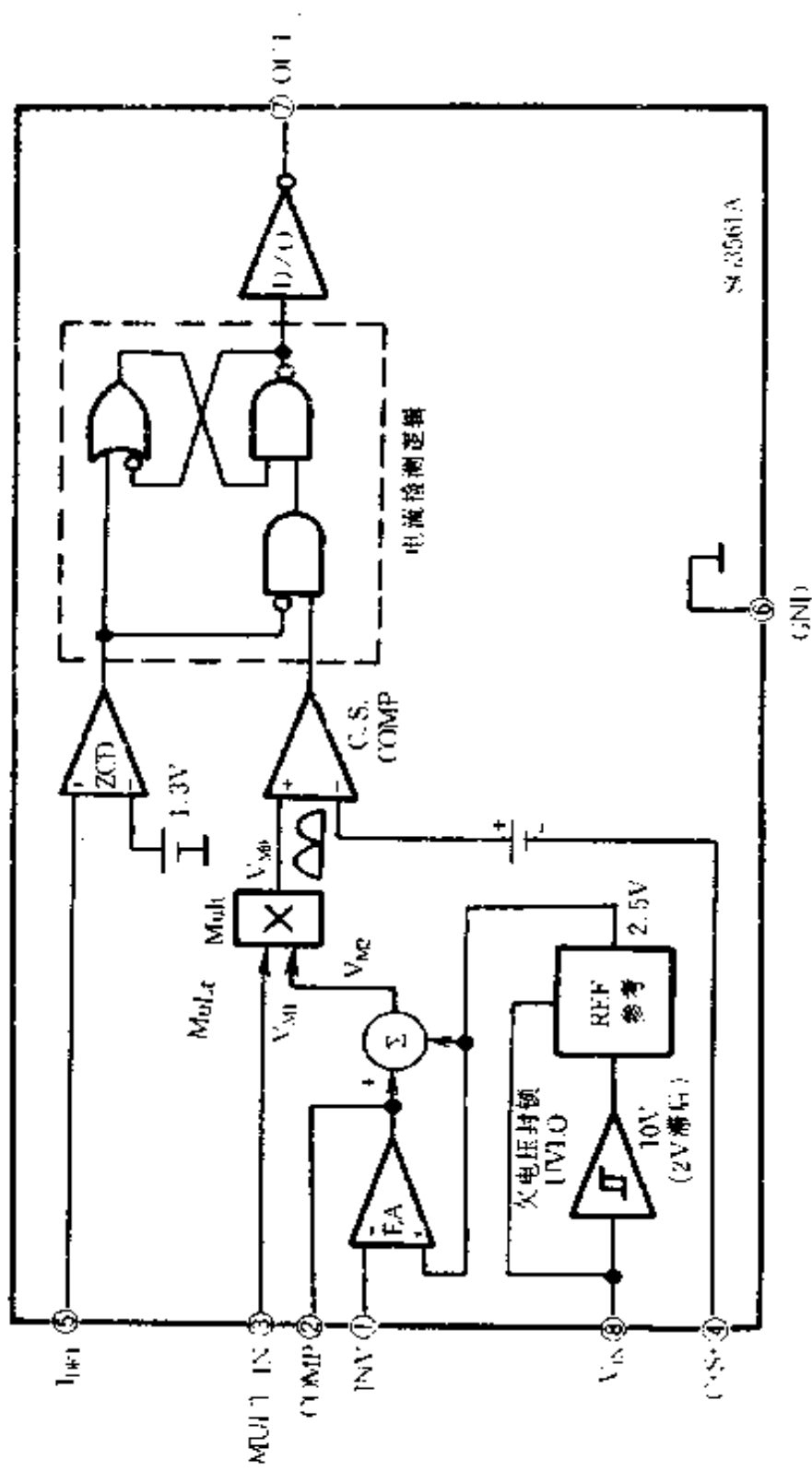


图 8-8 SG3561A 内部电路框图

值驱动输出电流为 $\pm 500\text{mA}$, 推荐值是 $\pm 300\text{mA}$; 误差放大器 (EA)、乘法器 (Mult) 和比较器 (C.S. COMP) 输入电压最大范围是 $-0.3 \sim +6\text{V}$, 零电流检测器 (ZCD) 输入电压最大范围是 $0.95 \sim 6\text{V}$; 最高结温为 150°C , 工作环境温度范围是 $-25 \sim 85^\circ\text{C}$ 。

表 8-2 SG3561A 引脚功能

引脚	符号	功 能
①	INV	误差放大器反相输入。升压变换器输出通过电阻分压器分压 2.5V 连接到该脚
②	COMP	误差放大器输出。该脚与 INV 脚之间设置一个反馈补偿网络
③	MULT IN	乘法器的一路输入。全波整流电压被分压输入到该脚, 并且分压值应低于 2.5V
④	C.S.	PWM 比较器输入。功率开关 MOSFET 中电流通过源极电阻被检测, 并经低通滤波器输入到该脚
⑤	I _{DET}	在升压电感电流降至零电平时, 电感器次级绕组传感回扫电压, 并通过限流电阻输入到该脚, 被零电流检测器接收
⑥	GND	电源输入电压回复, 使其它所有引脚电位都以该脚为参考点, 该脚处于最低电位
⑦	OUT	PWM 输出脚。为直接驱动外接 MOSFET, 专门设计了图腾柱(推拉式)输出级电路
⑧	V _{IN}	电源输入电压。 $V_{\text{IN}} \leq 8\text{V}$, $I_{\text{IN}} \leq 0.5\text{mA}$; $V_{\text{IN}} \geq 10\text{V}$, $I_{\text{IN}} \leq 15\text{mA}$; $V_{\text{IN(max)}} < 25\text{V}$

图 8-9 所示为 80W 荧光灯电子镇流器采用 SG3561A 控制的 APFC 升压变换器电路。该变换器输入电压为 220V, 输出直流电压是 400V, 满载下效率 $\eta = 95\%$, 功率因数 $\lambda \geq 0.99$, 总谐波畸变 $THD < 10\%$ 。升压电感器 L1 用 PQ282D 铁芯和 # 24-AWG(美国线规)漆包线绕制, $N_1 = 80T$, $N_2 = 4T$, $N_3 = 7T$ 。其中, N_1 电感绕组为 1.2mH, N_2 是 IC 辅助电源绕组, N_3 是零电流检测绕组。R11、C7、双向触发二极管 HT32(VD7)和 R5、R12 等在接通电源期间和在 I_{DET} 绕组接收工作之前, 用作提供触发信号以启动变换器工作。触发信号也可以由镇流器中高频电压产生器电路提供。这个外加触发信号应足够小, 以保证在正常工作时使检测绕组 N_3 中的电压能占支配地位。

2. KA7524 型 PFC 控制器

KA7524 是韩国三星公司的产品, 主要参数性能与 KA7514 并无多少区别。KA7524 与 SG3561A 封装型式与内部结构大同小异, 只是部分引脚符号有所不同, 如图 8-10 所示。KA7524 也是微功率启动型 IC, 启动电流典型值是 0.25mA, 软启动时间为 12ms。该 IC 的电源电压 V_{CC} 被 17V 的齐纳二极管所钳位。KA7524 带有欠电压封锁电路和 5% 的精密电压源, 基准电压为 2.5V。IC 最大峰值驱动电流为 0.5A。

图 8-11 所示为采用 KA7524 设计的 40W 双管荧光灯电子镇流器 APFC 预调整器电路。在桥式整流电路输入端, 带有标准型的射频干扰(RFI)滤波器。压敏电阻 RV 用作吸收交流电网出现的瞬态过电压, NTC 热敏元件用作抑制加电时产生的浪涌电流冲击。升压扼流圈用 EI(PC30)磁芯制作, 气隙 0.5mm, 初级 $N_S = 70T$, 次级检测绕组 $N_P = 4T$ 。C8、R7 和 R8 是 IC 内误差放大器的补偿元件。C8 主要用作抑制 APFC 升压变换器输出

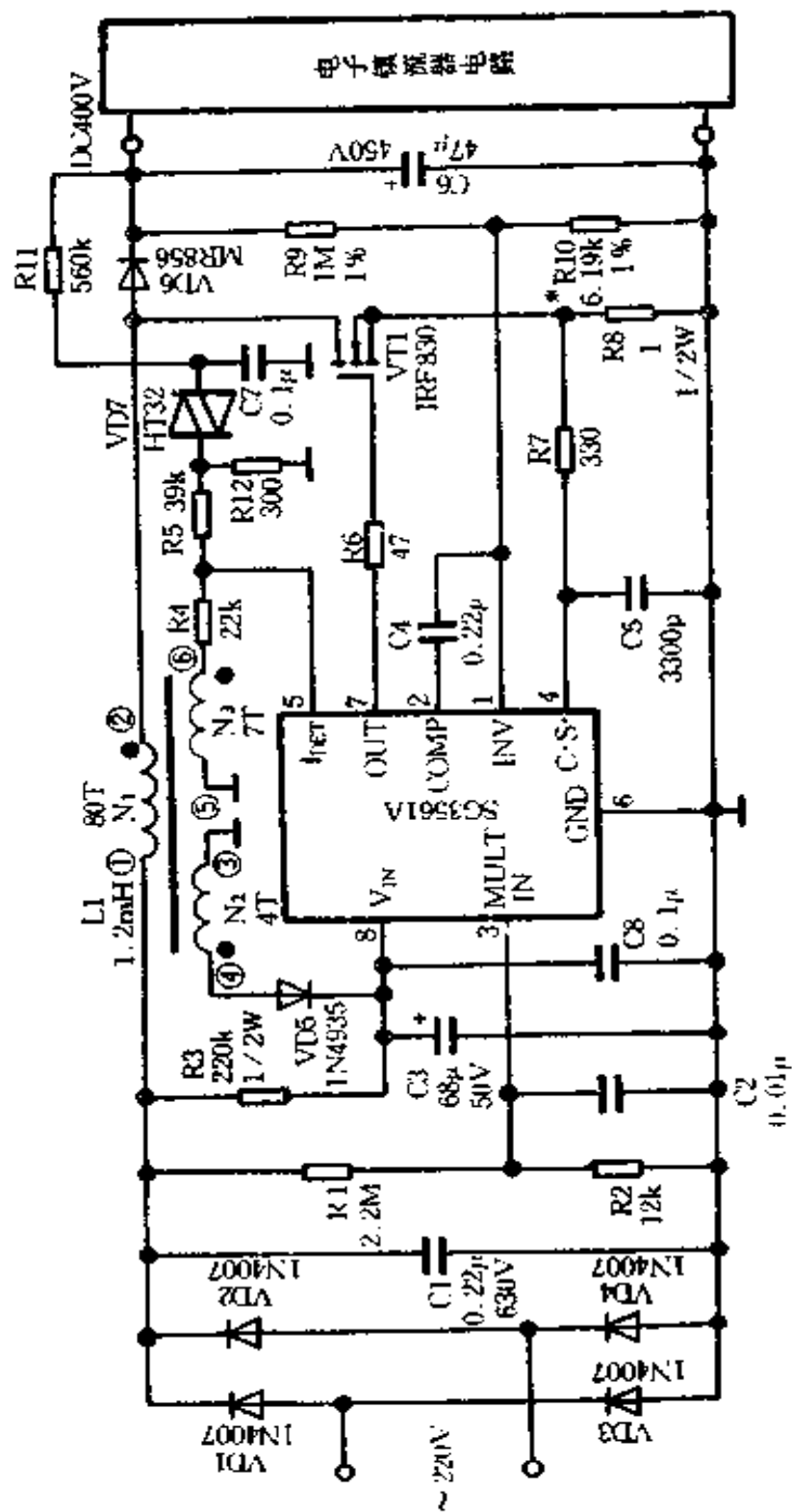


图 8-9 SG3561A 在 80W 荧光电子镇流器 APFC 预调整器中的典型应用

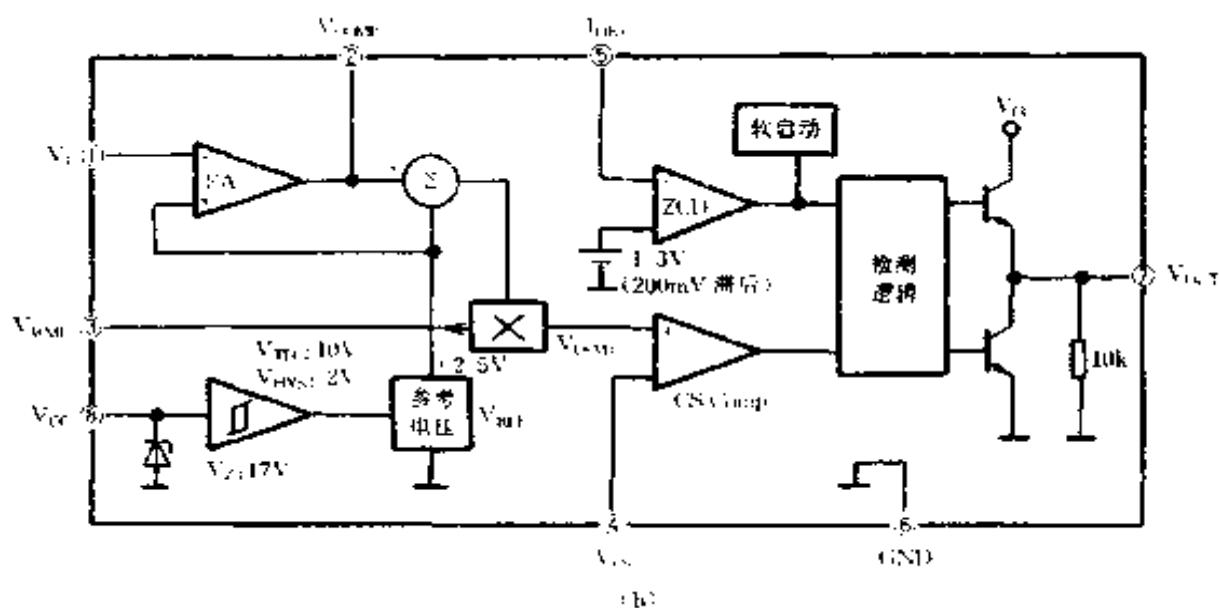
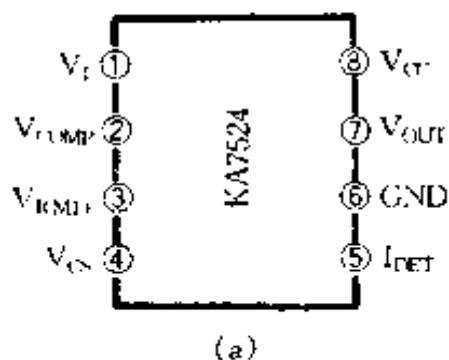


图 8-10 KA7524 封装顶视图及内部结构框图

电压(400V_{DC})100Hz 的纹波。

对于图 8-11 所示的 APFC 电路,表 8-3 列出了有关测试数据。

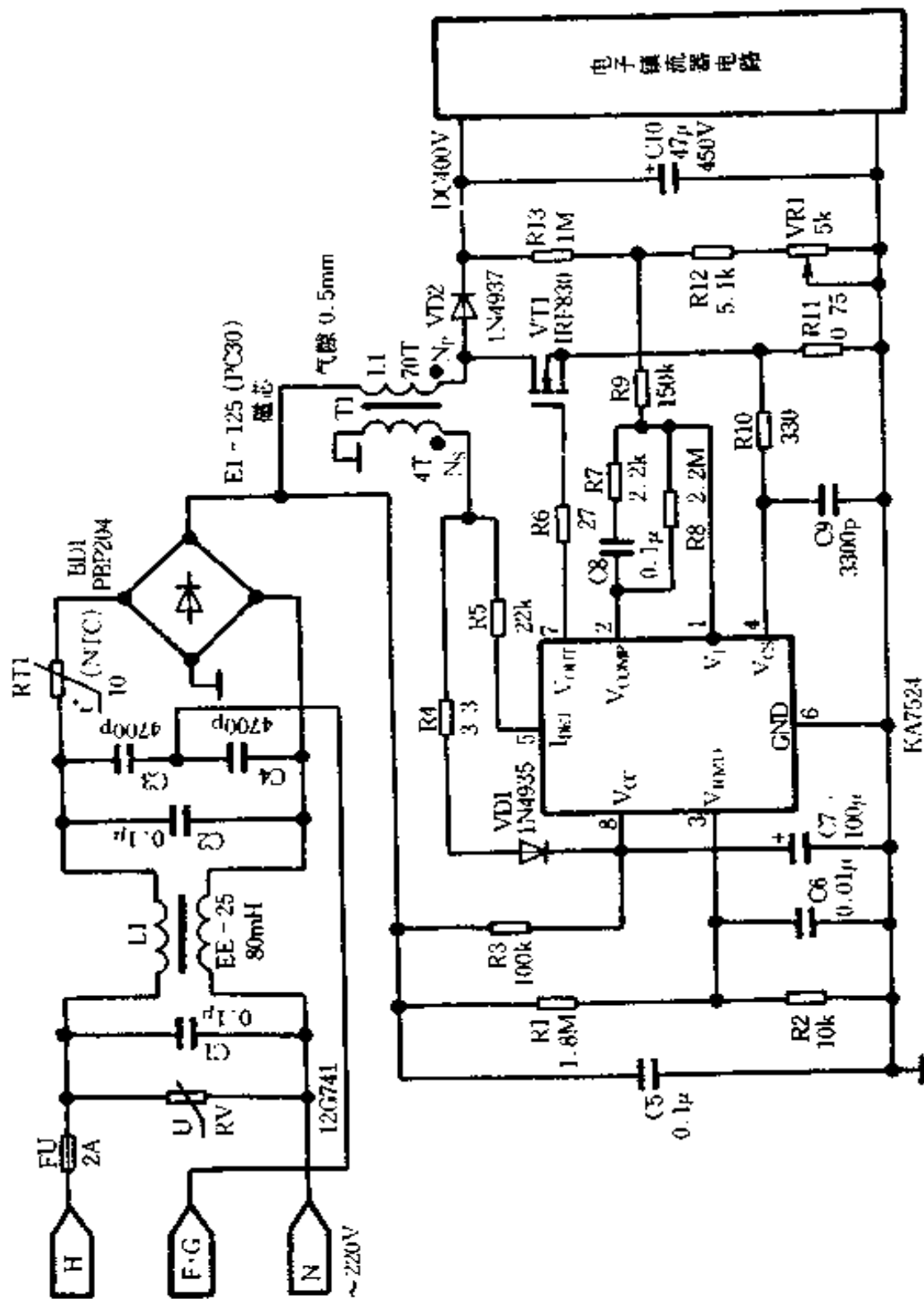


图 8-11 40W 双管荧光灯电子镇流器 APFC 预调整器电路

表 8-3 由 KA7524 控制的 80W 升压型 APFC 变换器有关测试数据

参数名称	测试结果	参数名称	测试结果	
输入电压(AC)	221.0V	电流谐波分量(%)	AH02	0.51
输入电流(AC _{rms})	0.3488A		AH03	9.61
输入有功功率	76.81W		AH04	0.07
功率因数	0.993		AH05	4.73
输入电流(基波)	0.3340A		AH06	0.01
输入电流总谐波含量	10.99%		AH07	1.46
输入电压总谐波含量	4.23%		AH08	0.03
			AH09	1.85
			AH10	0.02
			AH11	0.36
			AH12	0.08
			AH13	0.17

3. 功率因数控制器 TDA4817/TDA4862

(1) TDA4817 型 APFC 控制器 IC

TDA4817 是西门子公司在 TDA4814 和 TDA4816 的基础上生产的采用 P-DIP-8 和 P-DSO-8 封装的经济型 IC。TDA4814 和 TDA4816 是复合型的 IC, 都将 PFC 电路和镇流器启动与故障监控电路集成到同一芯片上。TDA4817 的内部结构与 TDA4814/TDA4816 控制器中的 PFC 电路相同, 只是个别参数存在差异。图 8-12 为 TDA4817 在 60W 升压型 APFC 变换器中的典型应用原理图。该 APFC 预调整器的 AC 输入电压为 170~250V, DC 输出电压是 400V, 线路功率因数 $\lambda \geq 0.99$, 输入电流总谐波畸变 $THD \leq 15\%$ 。

TDA4817 作为有源谐波滤波器, 控制工作于不定频率断续模式的升压变换器。TDA4817 有一个内部电源调节电路, 允许

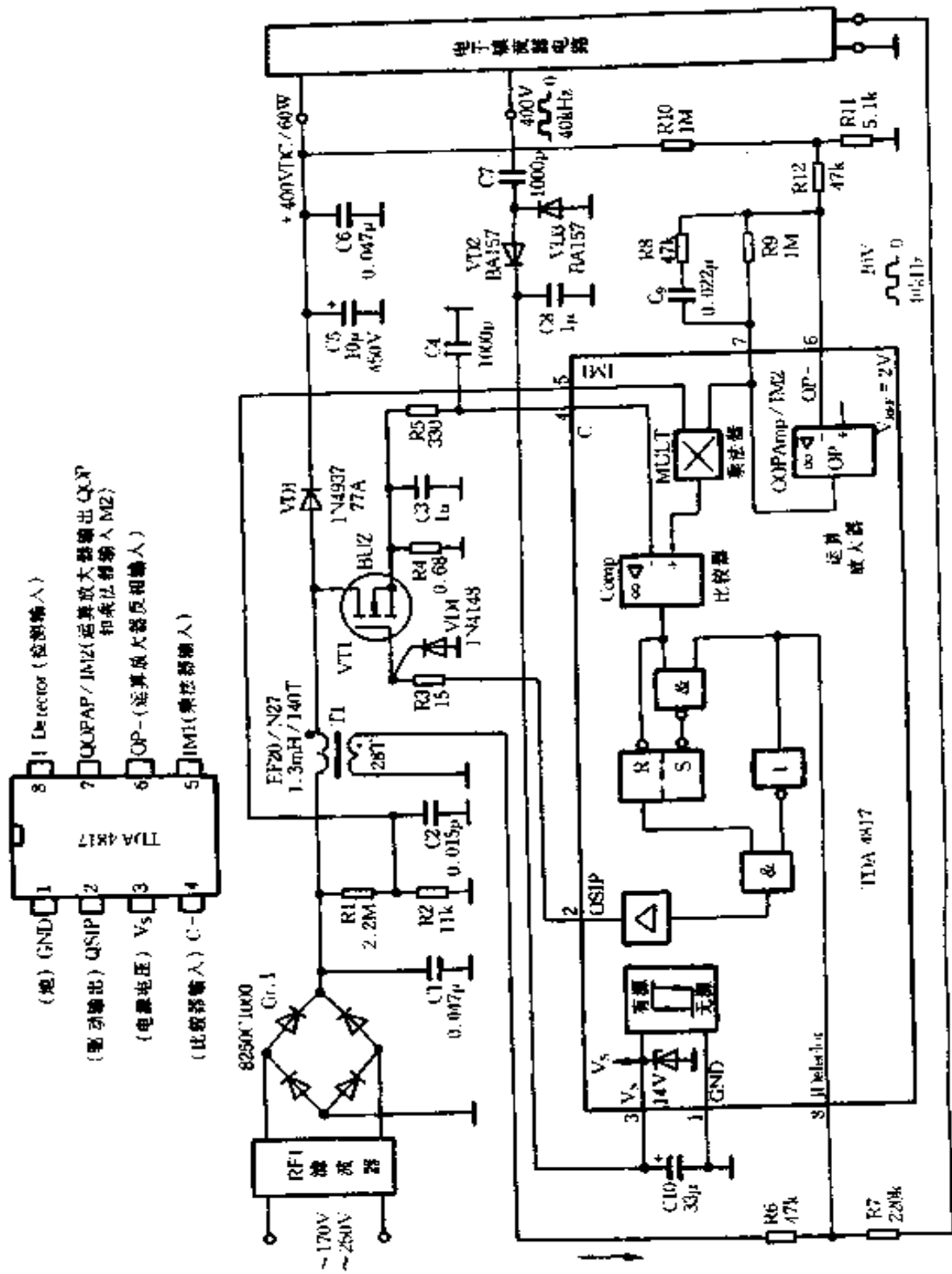


图 8-12 TDA4817 在 60W 升压型 APFC 变换器中的典型应用

IC 在低于 0.5mA 的电流下等待工作。从镇流器半桥逆变电路引入一个约 40kHz 的高频电压,经 C7 耦合至由 VD2、VD3 和 C8、C10 组成的整流滤波电路施加到 IC 的 V_s 脚,作为 IC 的电源。IC 的驱动输出(QSIP)由检测器输入和电流比较器的输出控制。运算放大器被连接成一个控制放大器,一旦 APFC 升压变换器负载和输入电压发生变化时,运算放大器能稳定变换器的输出 DC 电压。运算放大器将变换器 DC 输出电压的采样信号与 IC 内 2V 的精密参考电压进行比较,其输出即为一象限乘法器的一个输入。乘法器的另一个输入则是来自全波整流输出电压。乘法器输出是瞬时幅值变化的正弦量值,用作设定电流比较器的关闭门限。只要变换器升压扼流圈电流一达到峰值,比较器则通过逻辑电路指令驱动输出级电路关断。升压扼流圈工作状态由 IC 检测器输入(⑧脚)监控。检测器输入高电平,意味着扼流圈放电和输出驱动器阻断。当检测器输入高电平时,IC 内触发器被置位,用作存储电流传感比较器的关闭指令。扼流圈退磁一结束,则电压反转,检测器输入低电平,IC 则驱动 MOSFET (VT1)由关断变为饱和导通。

如果扼流圈出现磁饱和,或者变换器 DC 输出电压与 AC 输入电压之间差值太低,没有检测信号的情况可能会出现。为此,从镇流器高频变换器电路引入一个触发信号经 R7 连接于 IC 的检测输入(⑧脚)。该辅助触发信号电平应远远低于来自扼流圈副绕组的检测信号,以在正常工作状态下被充分抑制。

(2) TDA4862 型 APFC 控制器

TDA4862 是以 TDA4817 为基础改进的双极型单片 IC,内含启动定时器、高增益电压放大器、一象限乘法器、电流传感比较器、零电流检测器、PWM 与逻辑电路和推拉式 MOSFET 栅极驱动器。TDA4862 具有比较完善的保护功能,具体包括:随滞后欠

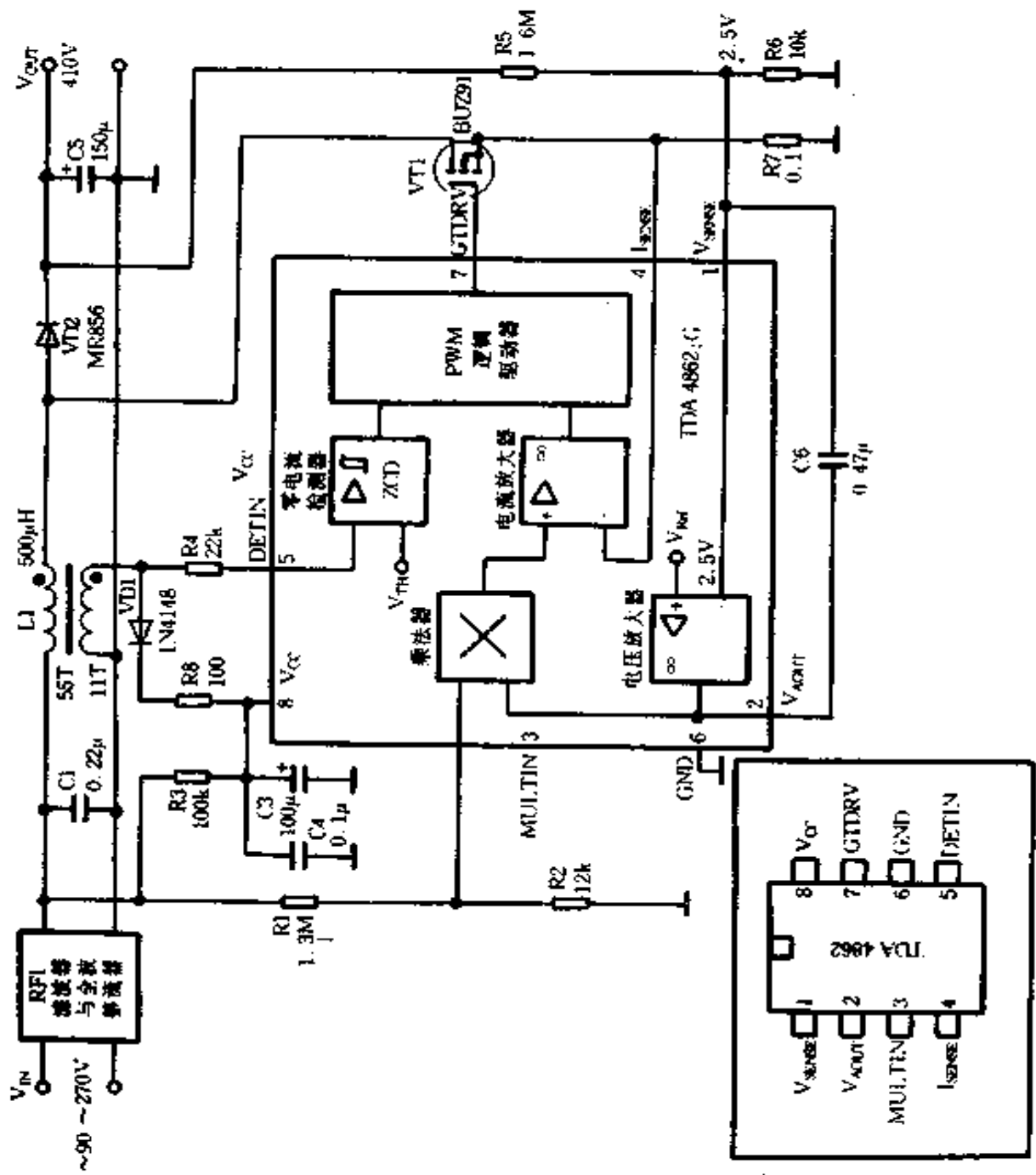


图 8-13 TDA4862 控制与驱动的 150W 升压型 APFC 变换器电路原理图

电压锁定、电源电压 V_{CC} 钳位、一周接一周的电流限制和快速过电压调整等。TDA4816 内部带有一个低通滤波器,从而使外部电路简化。该 IC 对 APFC 升压变换器输出电压具有高精度调整能力,无需选择开关,适用于世界各国的电网电压。

TDA4862 最高电源电压被齐纳二极管钳位于 17V, V_{CC} 脚导通门限电压为 11V,关断门限电压为 8.5V,导通/关断滞后约 2.3V。其最大峰值驱动电流为 $\pm 500\text{mA}$ 。

图 8-13 是用 TDA4862 控制与驱动的 150W 升压型 APFC 变换器电路原理图。其 AC 输入电压范围从 90V 到 270V,DC 输出电压为 410V,纹波峰-峰值为 $8V_{PP}$ 。在 AC 输入电压 $V_{IN(\min)} = 90\text{V}$ 时, $\lambda = 0.998$, $THD = 2.8\%$; 当 $V_{IN(\max)} = 270\text{V}$ 时, $\lambda \approx 0.973$, $THD \approx 9.5\%$, $\eta = 96.8\%$ 。

4. APFC 控制器 L6560

L6560 是意法半导体公司采用双极与 CMOS 混合工艺生产的 APFC 控制器。图 8-14 为 L6560 引脚排列及其内部结构方框图。该单片 IC 除含有误差放大器、一象限乘法器、电流传感比较器、精密温度补偿带隙基准电压源、逻辑电路及输出驱动器外,还设置有启动定时器和输出过电压保护(OVP)电路。L6560 同系列产品还有 L6561 等。

L6560 的导通门限电压是 $14.5\text{V} \pm 1\text{V}$,关闭门限电压是 10V,导通/关闭滞后电压典型值是 4.7V。IC 的电源电压 V_{CC} 被 20V 的齐纳二极管所钳位。IC 在导通前的启动电流仅为 0.3mA,导通后电源电压不大于 18V,工作电流低于 3.5mA。在 IC 的 INU、COMP、MULT 和 CS 脚上的输入或输出电压最大范围从 -0.3V 到 7V,输出驱动最大峰值电流为 $\pm 700\text{mA}$ 。当输出过电压时,IC 自动关断其输出。

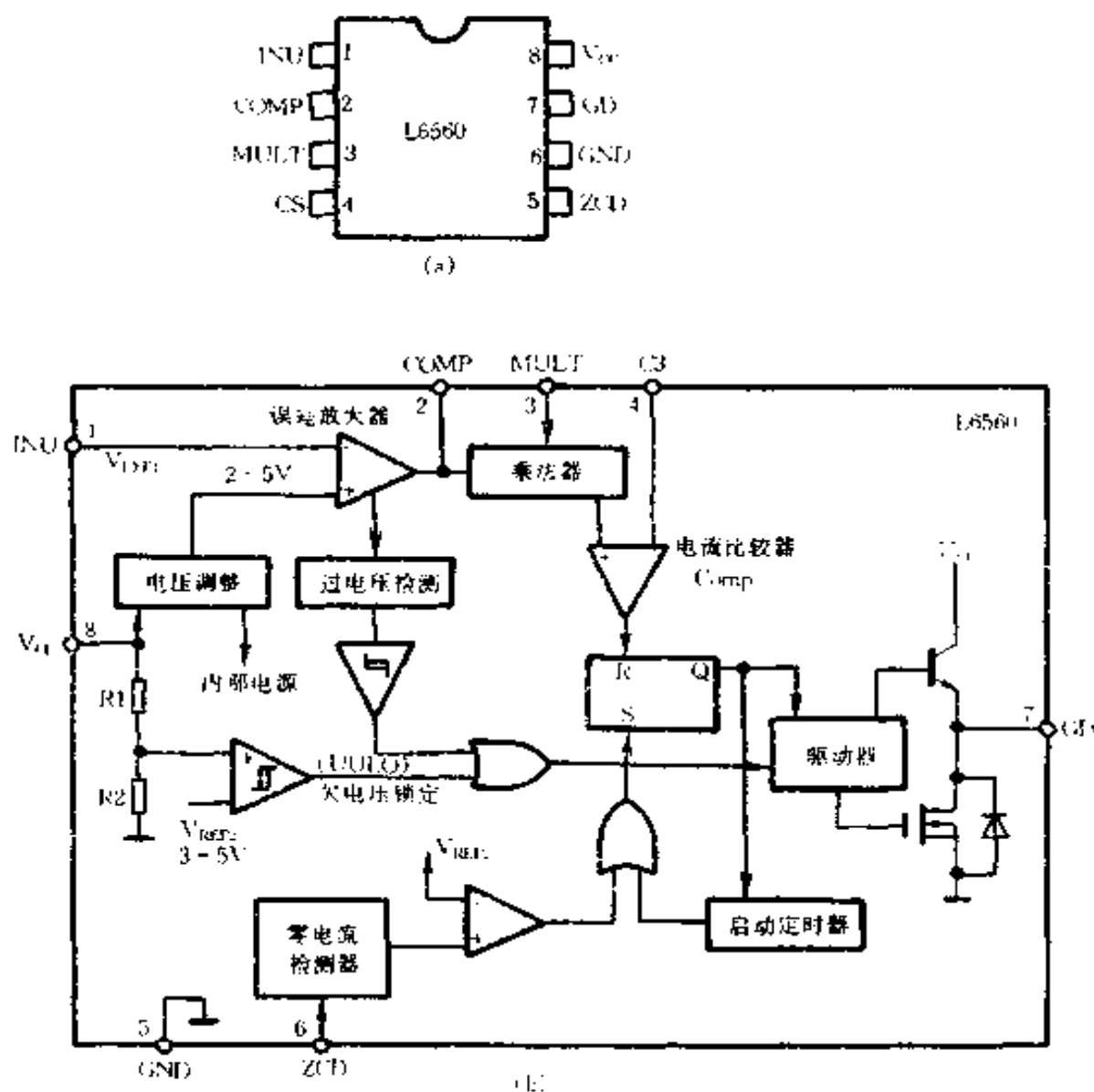


图 8-14 L6560 引脚排列及其内部结构框图

用 L6560 设计的 120W 升压式 APFC 变换器如图 8-15 所示。APFC 升压变换器的输入电压为 175 ~ 265V, 输出 DC 电压是 400V, 输出功率为 120W, 线路功率因数 $\lambda \geq 0.99$, 输入电流总谐波含量 $THD \leq 10\%$ 。

5. LX1562/LX1563 型 APFC 控制器

LX1562/LX1563 是美国 LINFINITY 公司生产的 APFC 控制

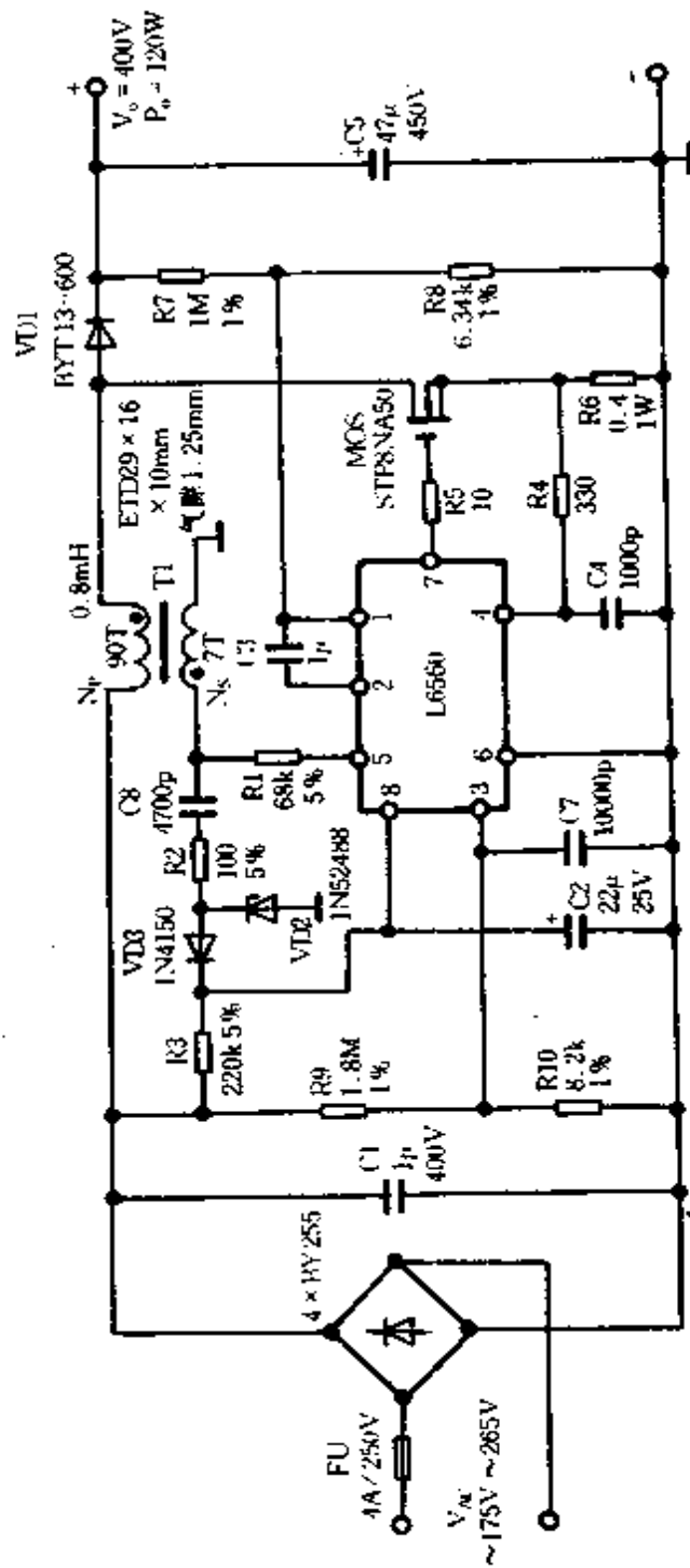


图 8-15 用 L6560 设计的 120W 升压式 APFC 变换器电路

器。除了 LX1562 的启动电压(13.1V)与 LX1563 的启动电压(9.8V)不同外,两种型号单片 IC 的引脚排列及其内部结构是相同的。

图 8 - 16 所示是 LX1562/LX1563 的功能原理图。与 SG3561A 比较,LX1562/LX1563 有许多改进。因此,有人将其称为第二代 APFC 控制器。IC 内部的启动定时器电路为自动启动预变换器提供了可靠手段。如果闩锁输出(\bar{Q})进入到错误的状态(H1),IC 内的定时电容(C_T)向上的斜坡电压将闩锁复位到低电平,驱动输出级电路导通。当允许变换器独立工作时,启动定时器电路可以消除 IC 外部的振荡器元件。消隐电路可以抑制 IC 的 C.S.(④脚)检测信号前沿尖峰,无需外加 RC 低通滤波器,从而使 APFC 预调整器电路简化。误差放大器和乘法器输出钳位可消除导通时的过冲并对电流起限制作用。输出驱动钳位可以保证输出驱动器电压低于设定值(13.8V),无需在外接功率开关 MOSFET 的栅—源极之间再设置齐纳二极管钳位保护电路。此外,为阻止无载时出现的失控,IC 还加入了专门的控制电路。LX1562/LX1563 的这些改进,使总体性能比 SG3561A、KA7524 和 TDA4817 等都先进得多。

LX1562/LX1563 的极限参数(范围)为:电源电压从 -0.3V 到 28V,峰值驱动输出电流为 $\pm 500\text{mA}$,误差放大器、乘法器、比较器和检测器输入电压范围是 -0.3V 到 6V,驱动器输出和零电流检测器钳位二极管电流为 $\pm 10\text{mA}$,工作结温(M 或 DM 塑料封装)为 150°C 。LX1562 的启动门限电压典型值是 13.1V,LX1563 的启动门限电压为 9.8V,欠电压封锁滞后电压分别是 5.2V 和 2.1V。推荐工作条件是:电源电压 $V_{\text{IN}} = 11 \sim 25\text{V}$,峰值驱动输出电流为 $\pm 200\text{mA}$,工作环境温度为 $0 \sim 100^\circ\text{C}$ 。LX1562/LX1563 适用于 300W 以下 APFC 升压变换器。

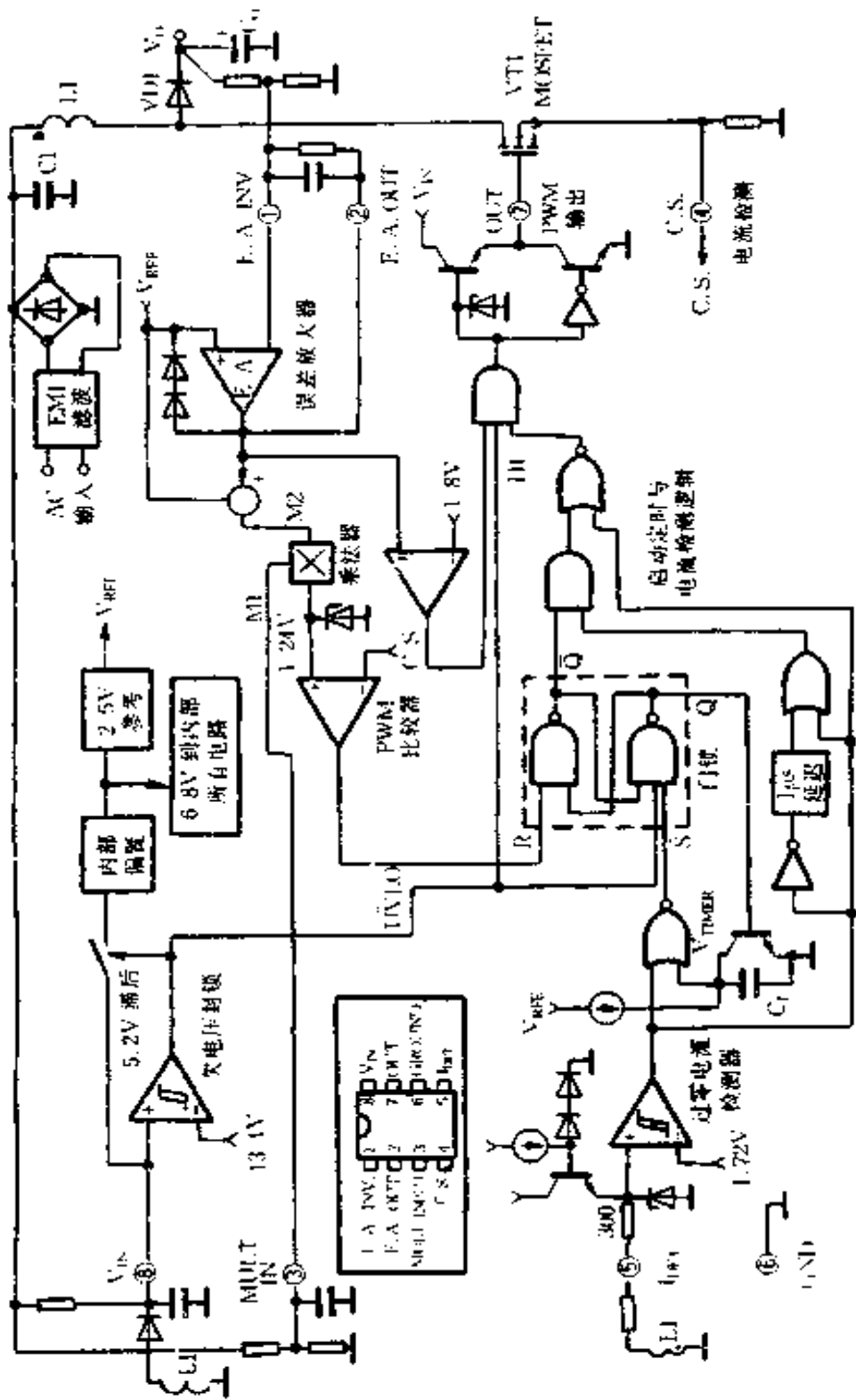


图 8-16 LX1562/LX1563 功能原理图

由 LX1562 控制与驱动的 80W 电子镇流器 APFC 预调整器电路如图 8-17 所示。该变换器输入电压是 AC 220V, 输出电压是 DC400V, 输出电流是 200mA, 系统功率因数 $\lambda \geq 0.99$, 输入电流总谐波畸变 $THD < 10\%$, 效率 $\eta \geq 95\%$ 。升压扼流圈电感器 L1 有两个副绕组, 分别用作零电流检测传感器和 IC 辅助电源的高频感生电压线圈。L1 采用 PQ2625/H7CI 磁芯 (TDK) 和 #24AWG (美国线规) 漆包线绕制, 匝数分别是 80T、7T 和 4T。在 VT1 源极电阻 R6 上的电流检测信号直接加到 IC 的 C.S. (④脚), 无需 RC 低通滤波网络。

6. APFC 控制器 MC34261/MC33261

MC34261/MC33261 是摩托罗拉公司生产的 APFC 控制器。MC34261 的工作温度为 $0 \sim 70^{\circ}\text{C}$, 而 MC33261 的工作温度为 $-55 \sim +150^{\circ}\text{C}$ 。MC34261/MC33261 都采用 8 脚双列直插式和 SO8 表面贴装封装, 内部结构基本相同。MC34261/MC33261 由启动定时器、一象限乘法器、高增益误差放大器、2% 的精密带隙参考 (电压)、电流传感比较器、逻辑电路和推拉式驱动输出级等部分组成, 具有输入欠电压封锁和一周接一周的电流限制等保护功能。

MC34261/MC33261 的总电源电流与齐纳二极管电流之和 ($I_{CC} + I_Z$) 最大值是 30mA, 电源电压 V_{CC} 被齐纳二极管钳位于 36V。IC 的待机状态, 在 V_{CC} 为 7V 下, 所消耗的电流小于 0.5mA。IC 启动门限电压为 10V, 关闭门限电压是 8V, 带 2V 的滞后。启动电流为 0.3mA, 工作电流约 7.1mA。电流传感 C.S.、乘法器输入 MULT IN 和误差放大器输入 V_{FB} (即④脚、③脚和①脚) 最大电压范围为 $-1 \sim +10\text{V}$, 零电流检测输入 I_{DET} (⑤脚) 电流范围为 $-10 \sim +50\text{mA}$ 。峰值驱动输出电流为 $\pm 500\text{mA}$ 。

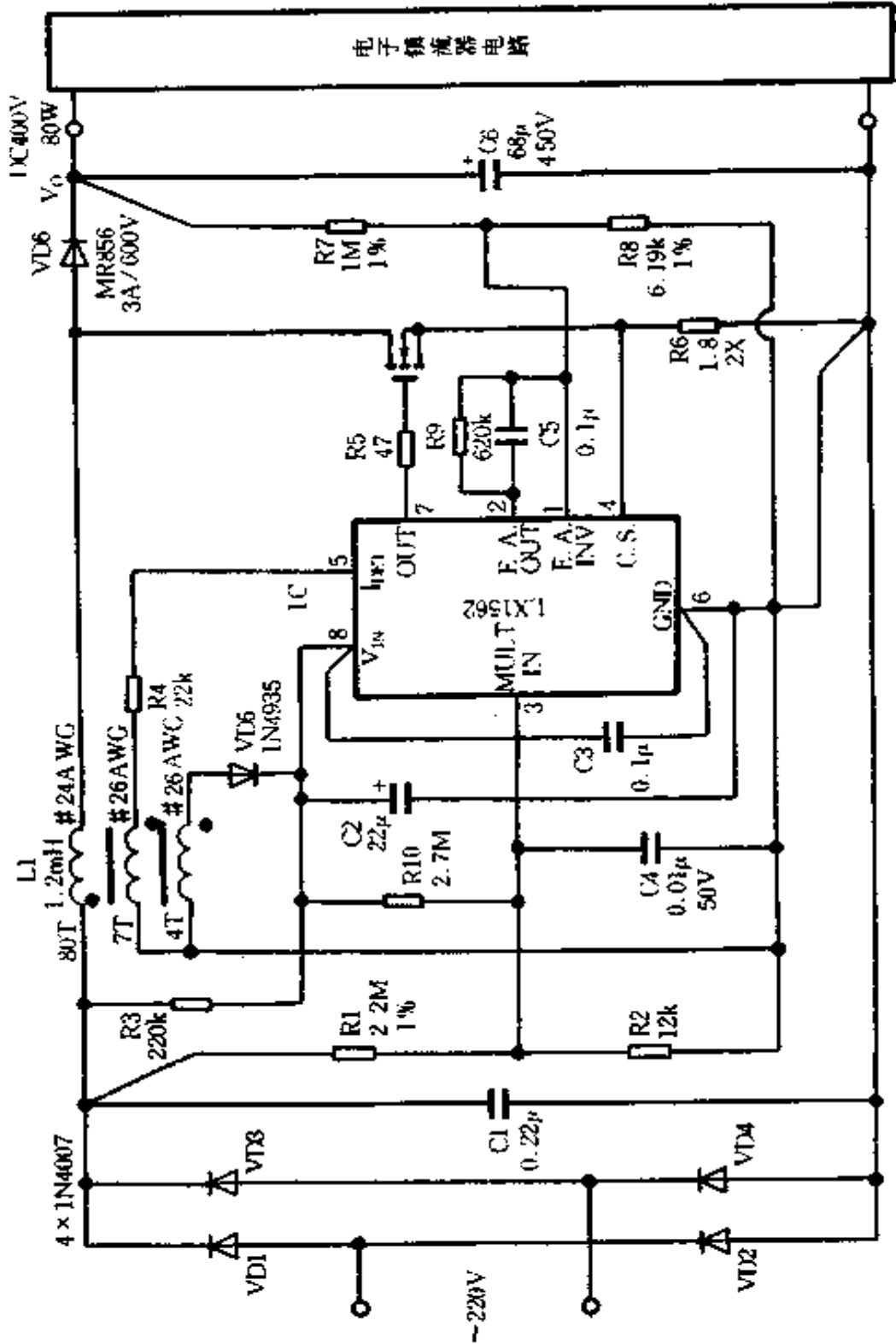


图 8-17 由 LX1562 控制与驱动的 80W 电子镇流器 APFC 预调整电路

MC34261/MC33261 引脚功能与排列与 SG3561A 相同,性能等效于 TDA4817,但引脚排列不同。

图 8-18 所示是用 MC34261 设计的 175W 有源功率因数校正预调整器电路。该 APFC 升压变换器 AC 输入电压 $V_{IN} = 85 \sim 265V$, DC 输出电压是 400V, 输出电流是 0.44A。T1 初级绕组 N_P 用作升压扼流圈, 电感量 $L_{NP} = 870\mu H$ 。T1 用 PT4215、EE42-15 磁芯制作, 初、次级线圈绕线规格分别为 #16AWG 和 #18AWG, $N_P = 78$ 匝, $N_S = 6$ 匝, 气隙 2.64mm。

表 8-4 给出了用 PM1000 型 AC 电源分析仪对图 8-18 所示的 APFC 升压变换器输入与输出参数的测试结果。

表 8-4 175W 有源功率因数校正预调整器参数测试结果

AC 输入								DC 输出				
V_{IN}	P_{IN}	λ	电流谐波含量(%)					$V_{O(P-P)}$	V_O	I_O	P_O	$\eta(\%)$
			THD	2次	3次	5次	7次					
90	187.5	0.998	2.0	0.10	0.98	0.90	0.78	8.0	400.7	0.436	174.7	93.2
120	184.6	0.997	1.8	0.09	1.3	1.3	0.93	8.0	400.7	0.436	174.7	94.6
138	183.6	0.997	2.3	0.05	1.6	1.5	1.0	8.0	400.7	0.436	174.7	95.2
180	181.0	0.995	4.3	0.16	2.5	2.0	1.2	8.0	400.6	0.436	174.7	95.6
240	179.3	0.993	6.0	0.08	3.7	2.7	1.4	8.0	400.6	0.436	174.7	97.4
268	178.6	0.992	6.7	0.16	2.8	3.7	1.7	8.0	400.6	0.436	174.7	97.8

电压单位: V; 功率单位: W; 电流单位: A。

摩托罗拉公司生产的功率因数控制器除了 MC34261/MC33261 外, 还有 MC34262/MC33262 以及 MC33368 等。MC34262/MC33262 与 MC34261/MC33261 比较, 内部增加了过电压比较器和快速启动等电路, 可以应用于输出功率直达 500W 的 APFC 预调整器电路中。MC33368 内部还增加了前沿消隐、频率钳位、低负载检测和看门狗定时器等电路。MC33368 集成了 240 余只有源元件, 它是一种高压型控制器 IC, 驱动器输出电

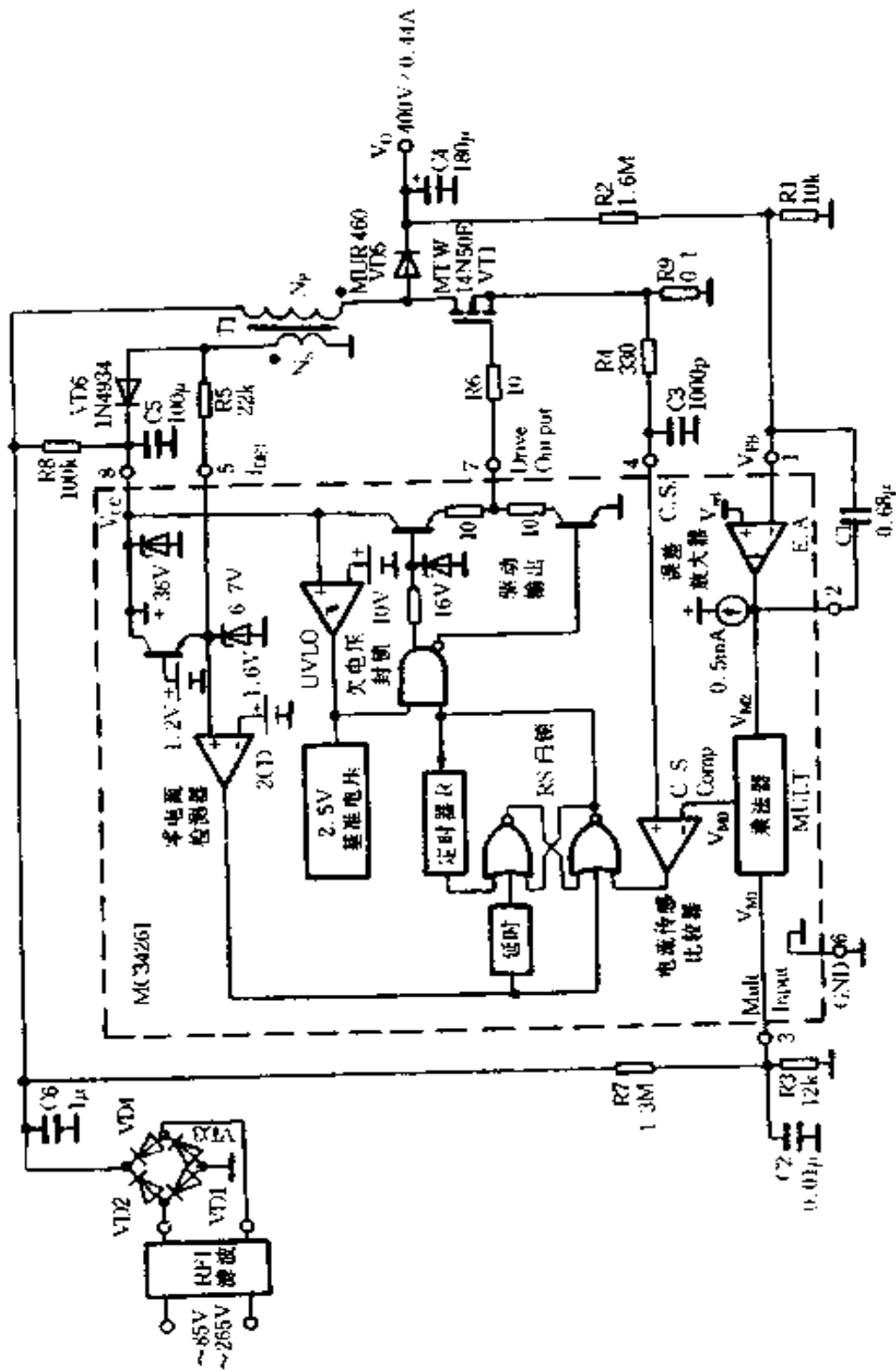


图 8-18 用 MC34261 设计的 175W 有源功率因数校正预调整器电路

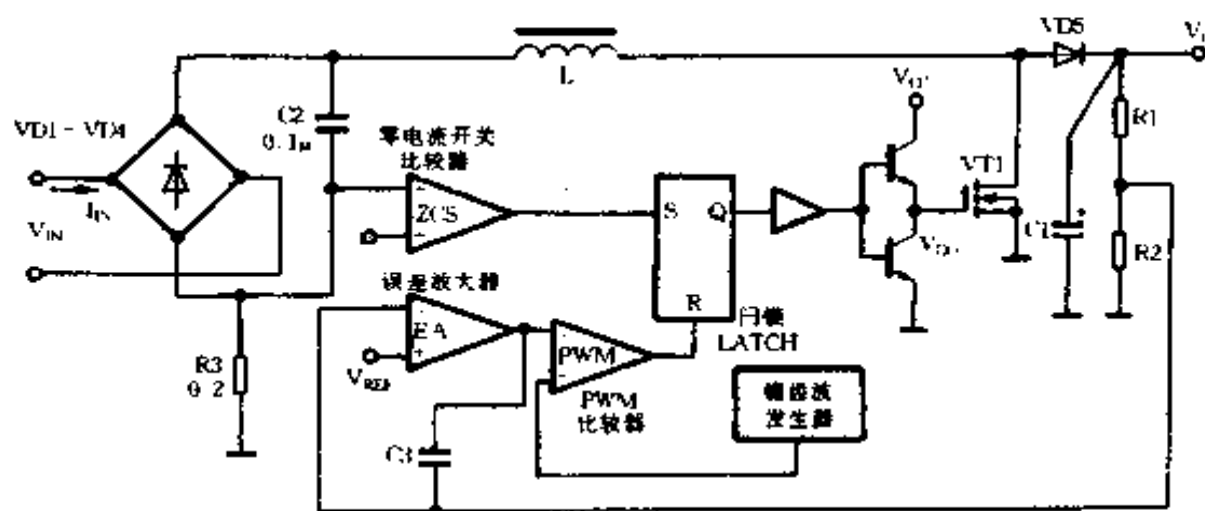
流容量可达 $\pm 1.5A$ (峰峰值)。前沿消隐电路无需在电流传感输入(CS)脚外部设置 RC 低通滤波器。过电压比较器能在输出端一旦出现过电压时禁止 IC 产生驱动输出。频率钳位电路则可以保证 AC 输入电压在过零时, AC 输入电流跟踪 AC 输入电压的变化轨迹,呈正弦波波形,从而进一步地提高了线路功率因数,抑制了电波谐波畸变。MC33368 在同类 APFC 控制器中,是性能最先进的 IC 之一。

第三节 固定开通时间零电流开关(ZCS) 升压式 APFC 预调整器

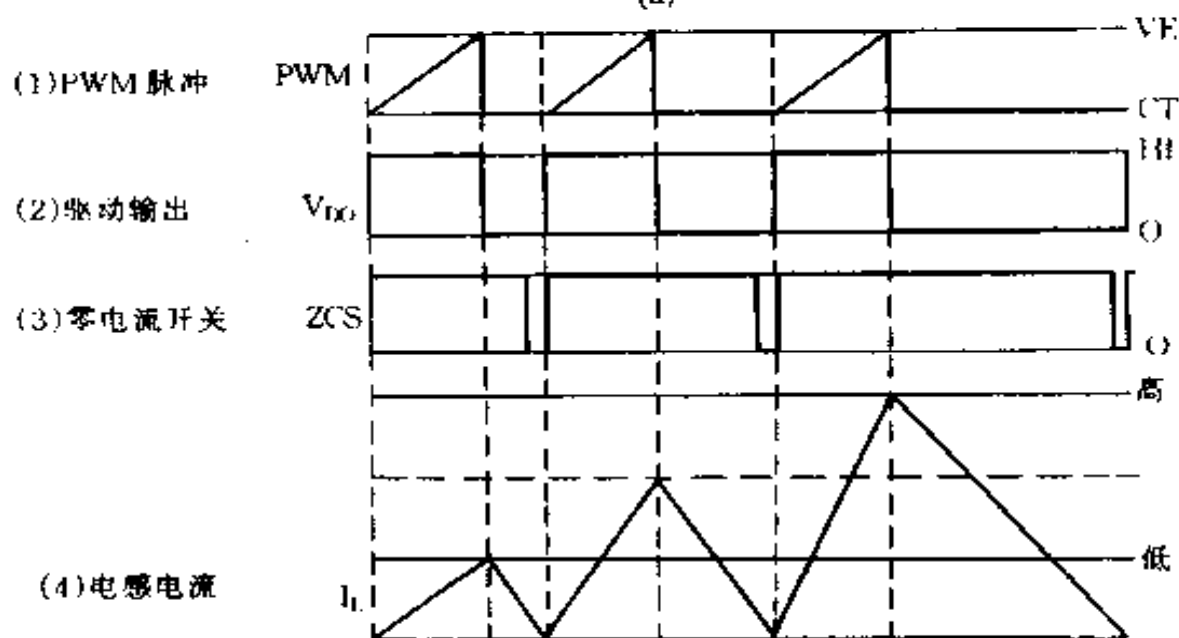
一、基本控制电路及特点

开通时间受控制的零电流开关(ZCS)技术,是 APFC 升压式预调整器常采用的一种控制方法。开通时间控制技术可使开关接通时间基本不变,因此可以认为开通时间是“固定”的。但是,开关的关闭时间是变化的,并且在电感器电流过零时没有死区时间存在,新的一个周期又开始,所以 APFC 变换器工作于不定频率断续电流模式。

固定开通时间零电流开关 APFC 升压变换器,电路框图及相关波形如图 8-19 所示。从图 8-19(a)可以看出,这种类型的 APFC 变换器中的控制电路不含有乘法器。变换器输出电压的调整环路和输入电压前馈都对准开关接通时间。误差放大器监控 APFC 预调整器输出电压,在其反相输入端的检测电压与同相端上的精密参考电压进行比较。对于给定的输入线电压半周期内,为使开关接通时间固定,误差放大器环路响应带宽在



(a)



(b)

图 8-19 固定开通时间零电流开关 APFC 变换器电路

方框图及相关波形

20Hz 以下。误差放大器输出与 PWM 比较器的锯齿波电压比较,产生一个固定接通时间脉冲宽度。PWM 比较器输出触发门
锁使输出级电路产生驱动输出脉冲,驱动作为开关使用的 MOS-
FET 导通。在功率开关接通期间,电感电流从 0 线性增加到其
峰值。一旦固定开通时间达到后,控制电路则将 MOSFET 关断,

电感电流开始线性下降。直到电感电流降落到零之前,开关则一直关断。只要电感电流一回落到零,ZCS 控制电路将触发下一个周期。虽然 ZCS 技术隐含着谐振或准谐振开关技术,但这个方法仍属于非谐振方式。

固定或可控接通时间控制方法,同样会使峰值电感电流包迹波跟踪 AC 输入电压 V_{IN} 的变化轨迹,利用几何学上的关系,平均输入电流 \bar{I}_{IN} 等于峰值三角形电感电流的一半,如图 8-20

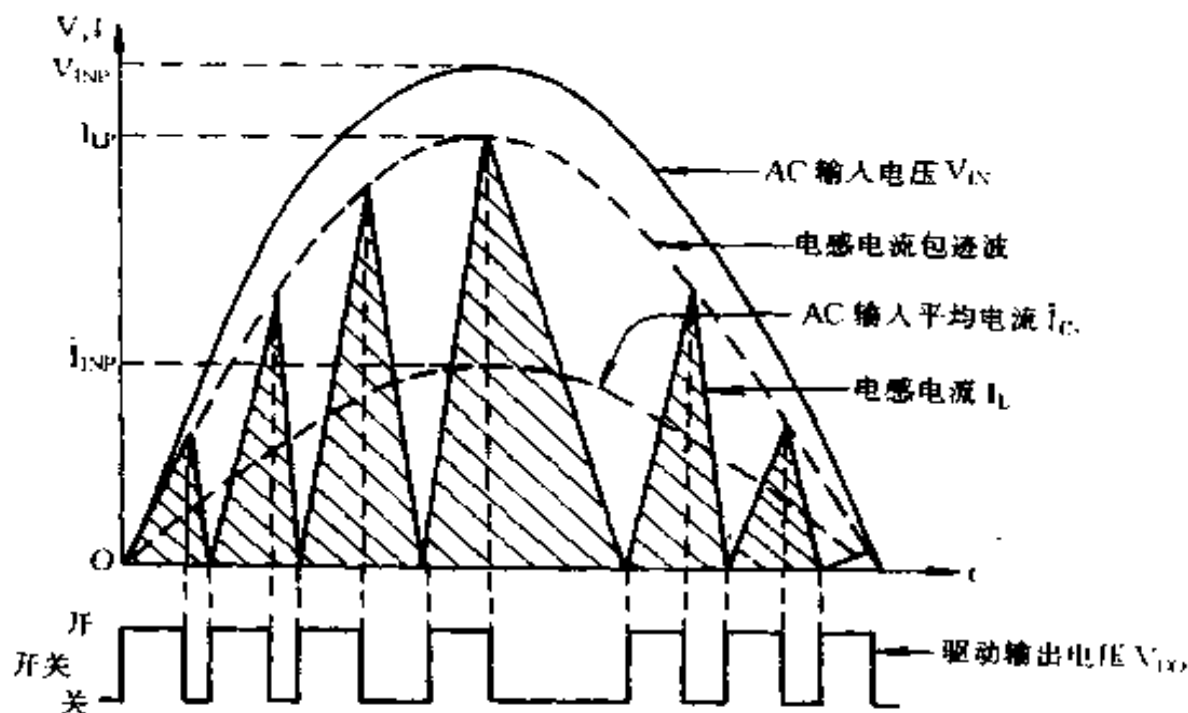


图 8-20 固定开通时间零电流开关 APFC 升压变换器驱动输出
电感电流、输入电压和输入电流波形

所示。随着前一个周期结束,ZCS 迫使一个新的周期开始。由于电感电流回落到零后没有死区时间存在,因而导致输入电流 I_{IN} 连续流动,并按正弦规律跟踪 AC 输入电压 V_{IN} 的瞬时变化轨迹,从而使线路功率因数趋于 1。固定开通时间 ZCS 控制方法无需一象限乘法器,只需外接较小的电感器和少量元件,可获得较大的峰值开关电流和输入电流低谐波畸变。

二、APFC 控制器 IC 及其应用电路

可控开通时间、ZCS 控制器 IC 的代表性产品是美国尤尼创 (UNITRODE) 公司的 UC1852/UC2852/UC3852。UC1852 的工作温度范围为 $-55 \sim +125^{\circ}\text{C}$, 而 UC2852、UC3852 的工作温度范围分别为 $-25 \sim +85^{\circ}\text{C}$ 和 $0 \sim +70^{\circ}\text{C}$ 。这三种型号的 APFC 控制器 IC 采用 DIL-8 和 SO-8 封装, 引脚排列及内部结构如图 8-21 所示。表 8-5 给出了 IC 的引脚功能。

表 8-5 UC1852/UC2852/UC3852 引脚功能

引脚序号	引脚符号	功 能
①	VFB	误差放大器反相输入
②	ISNS	零电流比较器和过电流比较器输入
③	ISET	对 RAMP(④脚)编程充电电流,同时还用作参考输出和故障输出
④	RAMP	该脚与地之间的电阻编程可控开通时间 PWM 定时器电流,与地之间的定时电容设定导通时间
⑤	GND	IC 地
⑥	OUT	驱动器输出,峰值驱动电流为 $\pm 500\text{mA}$
⑦	V_{CC}	电源电压,导通门限为 16.3V,关断门限为 11.5V,钳位电压是 33V
⑧	COMP	误差放大器输出和 PWM 比较器输入。为限制 PWM 开通时间,该脚被钳位于 10V

UC1852/UC2852/UC3852 的极限参数是:

电源电压(低阻抗源)	30V
电源电流(高阻抗源)	30mA
输出电流(峰值)	$\pm 1\text{A}$
输出能量(容性负载)	$5\mu\text{J}$
ISNS(②脚)输入电压	$\pm 5\text{V}$
VFB(①脚)输入电压	$-0.3 \sim +10\text{V}$

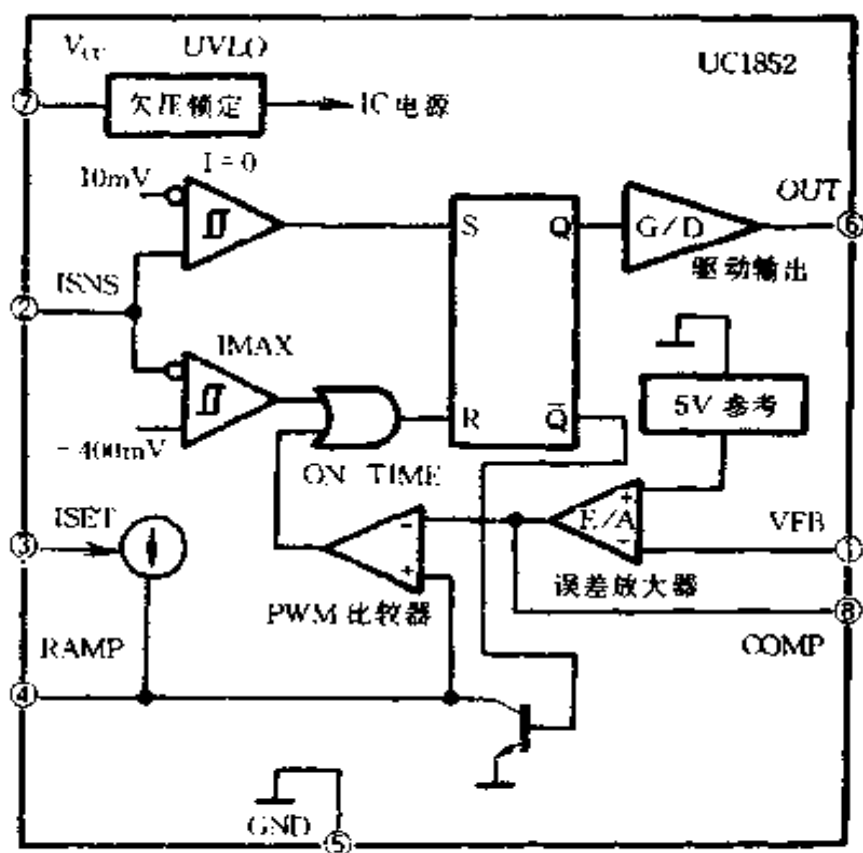
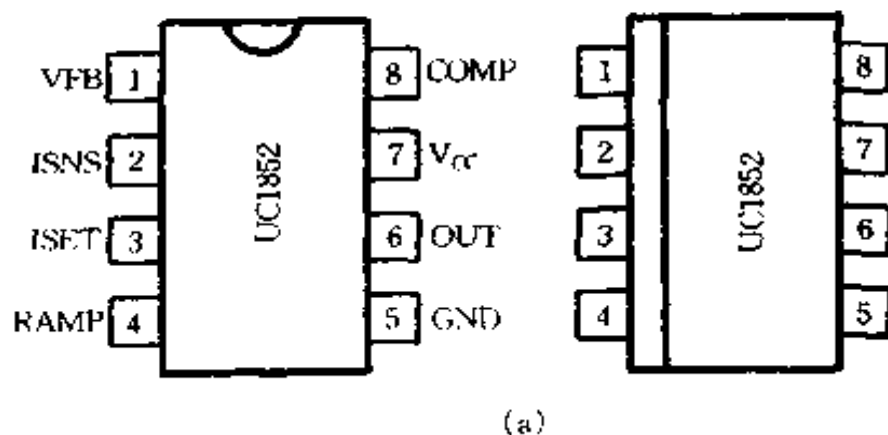


图 8-21 UC1852 引脚排列及内部结构框图

COMP(⑧脚)电流	$\pm 10\text{mA}$
ISET(③脚)电流	-10mA
功率耗散 ($T_a \leq 25^\circ\text{C}$, DIL-8 封装)	1W
储存温度	$-65 \sim +150^\circ\text{C}$

引线温度(焊锡,10秒) 300℃

UC1852/UC2852/UC3852 提供开关接通时间可控功能,其关闭时间由 IC 外部的升压电感器限定。零电流检测电路启动新的周期,开关频率随负载和瞬时输入电源电压而变化。IC 的保护功能包括输入欠电压锁定、输出钳位、峰值电流限制和最小与最大频率限制等。

UC1852 系列 IC 实现零电流开关,只需外加很少量的元件,就可以组成 $\lambda > 0.99$ 的 APFC 预调整器。图 8-22 所示是由 UC1852 控制的 APFC 预调整器电路。该 APFC 升压型变换器输入电压 $V_{IN} = 188 \sim 264V$, $\lambda \geq 0.996$, $THD \leq 6\%$, 输出直流电压 $V_O = 400V$, 输出功率 $P_O = 100W$, 开关频率 $f \geq 30kHz$ 。

在图 8-22 中,升压扼流圈的次级绕组(N_S)、二极管 VD5 和电容 C2 组成 IC1(UC1852)的电源电路, N_S 绕组不再兼作零电流传感器。R2 为电流传感电阻。变换器加电后,桥式整流器 VD1 ~ VD4 输出 100Hz 的直流脉冲电压,通过 R1 的电流对电容 C2 充电。当 C2 两端的电压被充电升高到 IC1 电源门限电压(典型值是 16.3V)以上时,IC1 被启动开始工作。IC1 在 OUT(⑥脚)输出 PWM 脉冲,驱动作为开关使用的 MOSFET(VT1)。开关导通时间由 IC1 控制,可以认为它是“固定”的。IC1 的②脚接收电流信号,输入到零电流和过电流比较器,该电流传感输入脚允许 $\pm 5V$ 的动态范围。零电流比较器的参考电压是 $-10mV$,只要电流检测电阻 R2 上的电压高于 IC 内零电流比较器的参考电压,比较器则被触发,IC1 输出驱动脉冲,下一个开关周期开始。过电流比较器的参考电压为 $-400mV$,只要 IC1 的②脚输入电压高于该参考电压,过电流比较器就会启动提供必要的保护功能。APFC 升压变换器输出直流电压经 R7 和 R8 与 RP1 电阻分配器分压,由 IC1 的 VFB(①脚)监控。R3 用作编程 RAMP 充电电流,

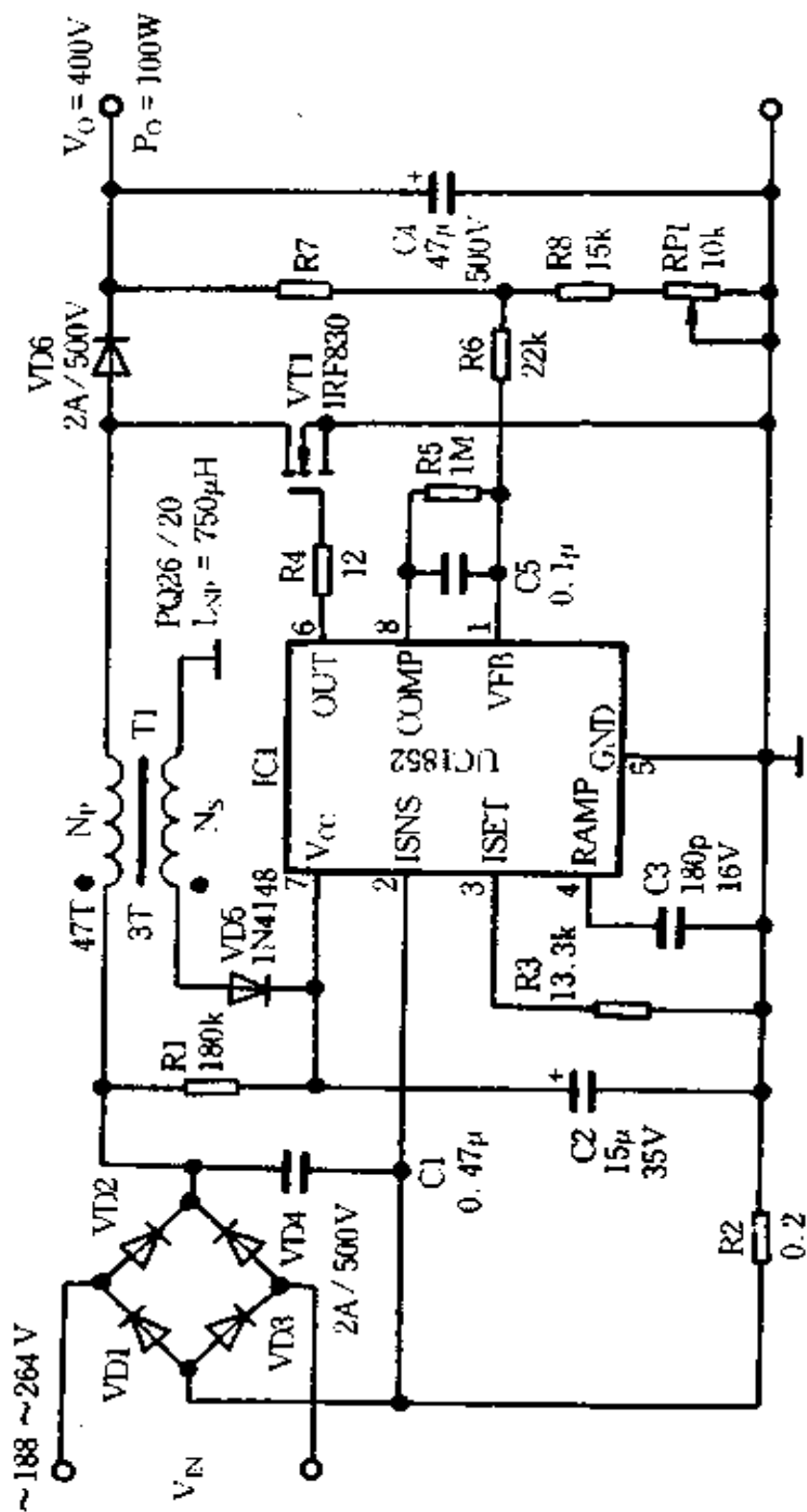


图 8-22 由 UC1852 控制的 APFC 预调整器电路

流过 R3 的电流为 $100 \sim 500\mu\text{A}$ 。电容 C3 与 COMP 脚上的电压共同设定开关开通时间, C3 的容值为 $1000 \sim 10000\text{pF}$ 。该 APFC 变换器实现零电流开关, 在 AC 输入端产生与 AC 输入电压同相位的正弦波输入电流。

用 UC1852 设计 APFC 升压变换器, 功率可达 500W , 并具有输入电源谐波畸变小、线路功率因数高和电路简单等比较明显的特征。

第四节 固定频率平均电流型 控制 APFC 升压变换器

固定频率平均电流控制型 APFC 升压变换器, 既可以工作于电感电流连续模式, 也可以工作于电感电流断续模式。其中, 前者在实际应用中占主流。

一、电路组成及其特点

图 8-23 所示为固定频率平均电流型 APFC 升压式预调整器电路组成方框图。这种类型的 APFC 变换器控制电路一般仍由单片 IC 担任。升压电感器(L1)、功率开关(VT1)、高频整流二极管(VD5)和输出电容(C_0)等, 构成 APFC 变换器的主电路。定频平均电流模式 APFC 升压变换器, 不仅带有 DC 输出电压和 AC 输入电压闭环控制电路, 而且带有电流传感环路。控制器 IC 除含有 DC 输出电压传感误差放大器, 模拟乘法器、电流放大器、电流检测逻辑和 MOSFET 栅极驱动器外, 一般都还含有固定高频振荡器。控制器输出 PWM 驱动脉冲的占空比取决于 APFC 升压变换器 DC 输出电压与 AC 输入电压之间的比率, 并遵循所

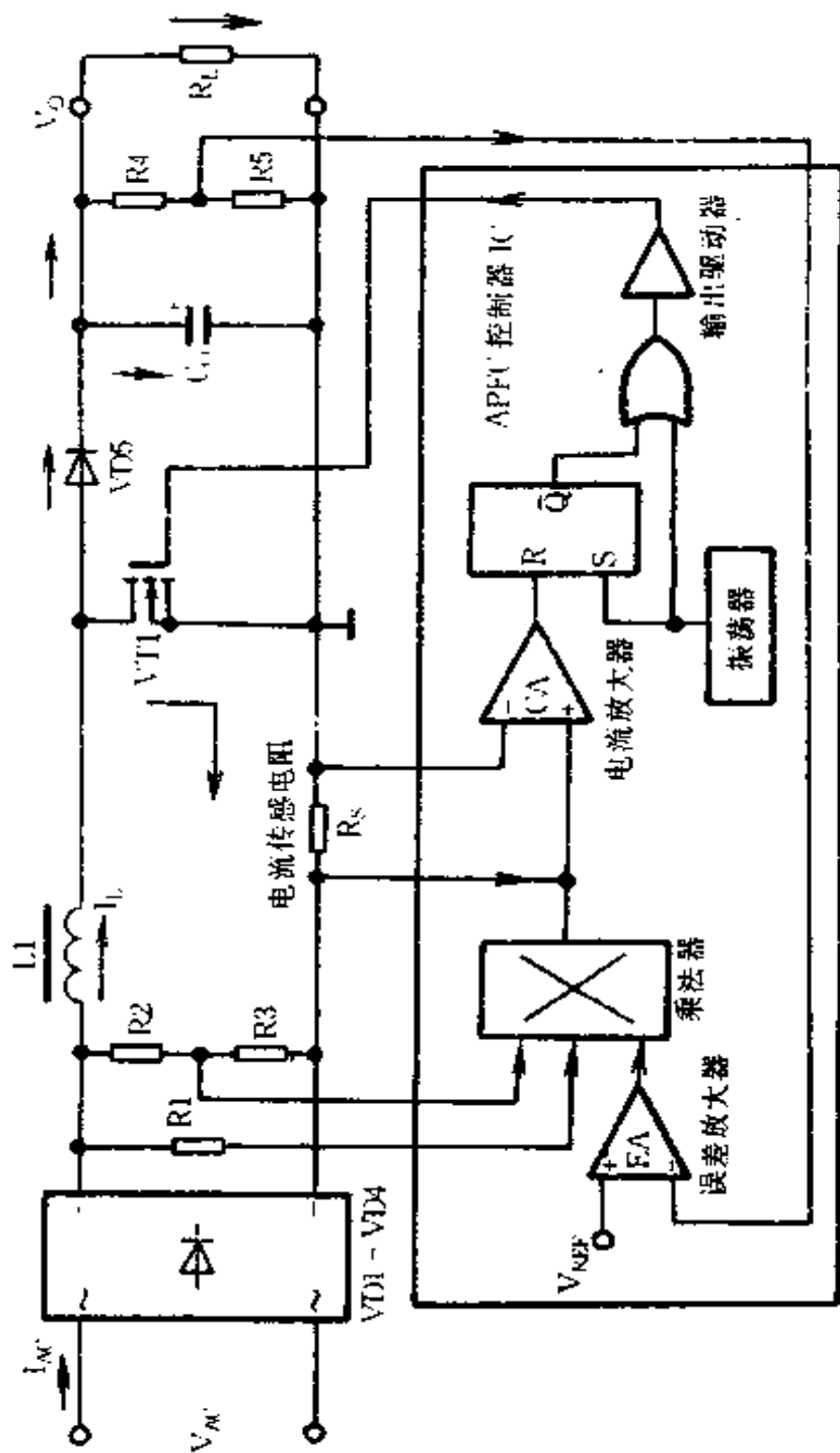


图 8-23 固定频率平均电流控制 APFC 升压式预调整器电路方框图

谓正弦脉宽调制 (SPWM)。当功率开关 (MOSFET) 开通时, 流过升压扼流圈的电流 (I_L) 增加, 并流回低值电流传感电阻 (R_S)。在此期间, 由于高频整流二极管 (VDS) 反向偏置, 输出储能电容 (C_0) 为负载 (R_L) 提供电流。当电流“指令”和电流反馈信号达到平衡时, 功率开关 (MOSFET) 关断, 电感电流由于流入储能电容 (C_0) 而衰减。通过电感器的实际电流 (I_L) 带有与开关频率相同的纹波, 其平均电流则按正弦规律跟踪全桥整流正弦半波直流脉动电压的瞬时变化。因此, 在桥式整流器输入端的 AC 电流则呈正弦波, 且与 AC 输入电压同相位, 使系统功率因数几乎达到等于 1 的水平。APFC 升压变换器的输出直流电压通过闭环反馈控制, 不随输入电压和负载的变化而变化, 始终保持在一个稳定值。图 8-24 所示为固定频率平均电流型 APFC 升压变

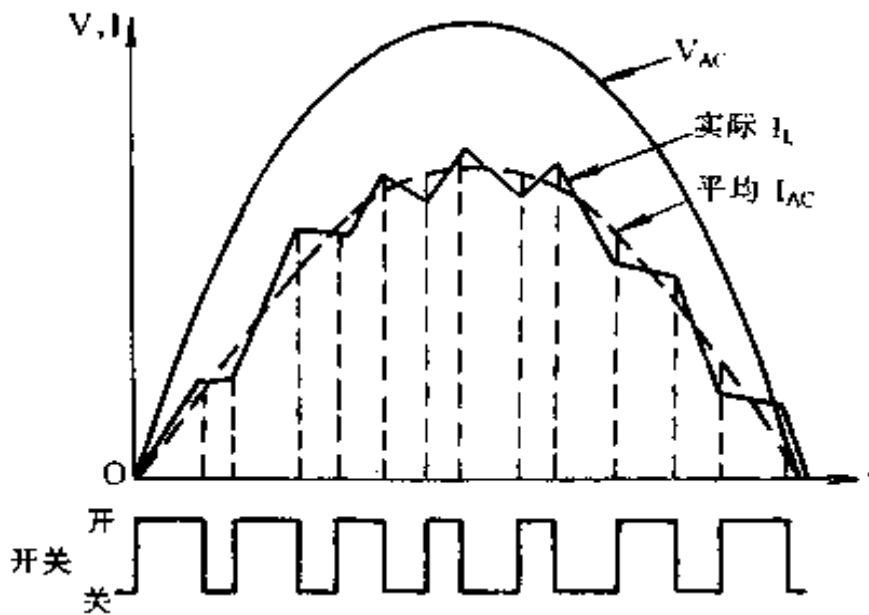


图 8-24 固定频率平均电流型控制
APFC 变换器相关波形

换器的相关波形。此种类型的 APFC 变换器的开关占空比是变化的, 但每一个开关周期是相同的, 因而, 开关频率是固定不变的。

固定频率平均电流型控制 APFC 升压式预调整器电源输入电压范围从 85V 到 270V, 输入电流总谐波含量 $THD < 5\%$, 输出功率从 200W 直到 4.5kW, 特别适用于大功率气体放电灯电子镇流器和大功率开关型电源及变频调速器的功率因数控制。采用固定高频 PWM 电流平均技术, 并不需要斜率补偿。无论是工作于电流连续模式还是断续模式, 与峰值电流检测和零电流开关方法相比, 只需要一个小的磁性元件, 则可获得更低的电流谐波畸变。

二、固定频率平均电流型 APFC 控制器 UC1854/ UC2854/UC3854 及其典型应用

1. UC1854/UC2854/UC3854 型 APFC 控制器 IC

美国尤尼创公司生产的 UC1854/UC2854/UC3854 单片 IC, 是固定频率平均电流型 APFC 控制器 IC 的代表性产品。由其控制的 APFC 升压变换器, 电感电流工作于连续模式。UC1854/UC2854/UC3854 采用 DIL - 16、SOIC - 16 和 PLCC - 20、LCC - 20 塑料或陶瓷封装, 顶视图如图 8 - 25 所示。UC1854、UC2854 和 UC3854 工作温度范围分别为 $-55 \sim 125^{\circ}\text{C}$ 、 $-40 \sim 85^{\circ}\text{C}$ 和 $0 \sim 75^{\circ}\text{C}$ 。

UC1854/UC2854/UC3854 内部结构包括电压放大器、模拟乘法器/除法器、电流放大器、高频振荡器、逻辑电路、MOSFET 栅极驱动器、7.5V 的电压基准、过电流比较器、低电源电压检测器、负载赋能比较器和总线预测器等部分。

UC1854/UC2854/UC3854 的主要最大额定参数如下:

电源电压 V_{CC} 35V
GTDRV(⑩脚)驱动电流

连续 0.5A
 50% 占空比 1.5A
 输入电压
 VSENSE(⑩脚)、VRMS(⑧脚)
 11V
 ISDENSE(④脚)、MULTOUT(⑤脚)
 11V
 PKLMT(②脚) 5V
 输入电流
 RSET(⑫脚)、IAC(⑥脚)、
 PKLMT(②脚)、ENA(⑩脚)
 10mA
 功率耗散 1W
 储存温度 -65 ~ +150℃
 引线温度(焊锡, 10 秒) 300℃

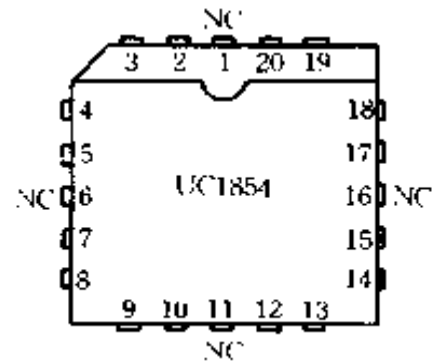
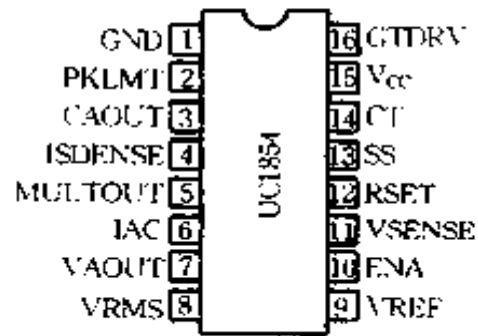


图 8-25 UC1854 系列 IC 封装顶视图

UC1854/UC2854/UC3854 的电源电压开通门限为 $16 \pm 1.5V$, 关断门限为 $10 \pm 2V$; 导通电源电流典型值是 10mA, 关断电流典型值是 1.5mA。

2. 用 UC3854 控制的 250W 升压式 APFC 预调整器电路

图 8-26 所示是 UC3854 控制器 IC 在 250W 升压式 APFC 预调整器中的典型应用电路。其 AC 输入电压范围为 80 ~ 260V, 直流输出电压为 385V, PWM 振荡器频率是 100kHz, 系统功率因数 $\lambda \geq 0.99$, 输入电源电流总谐波畸变 $THD < 5\%$ 。

当 APFC 升压变换器加电之后, AC 输入电压经全桥整流器整流, 输出 100Hz 的直流脉动电压。通过电阻 R6 的电流对启动电容 C6 充电, 当 C6 两端电压升至 UC3854 电源电压 V_{CC} 的门限

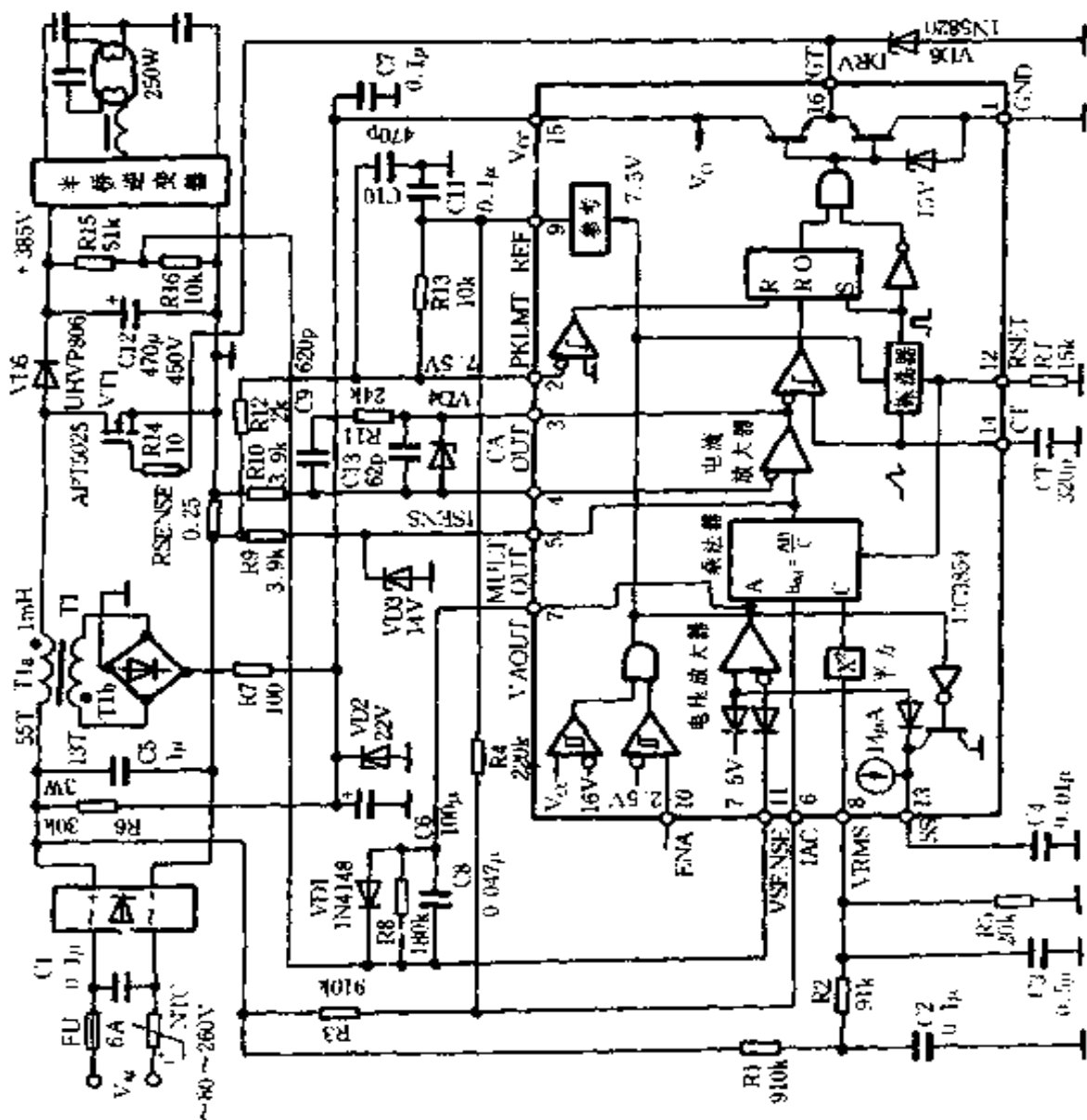


图 8-26 UC3854 在 250W 升压式 APFC 预调整器中的典型应用电路

值后, IC 则被启动。升压扼流圈(T1a)的次级绕组 T1b 中感生的高频电压经桥式整流器整流、电容 C6 和 C7 滤波, 齐纳二极管 VD2 稳压, 施加到 IC 的⑬脚, 作为 IC 的供电电源。在稳态条件下, V_{CC} 不能低于 17V, 电源电流 I_{CC} 至少是 20mA。

UC3854 在⑯脚输出 PWM 脉冲, 以驱动外接功率开关 MOS-FET。输出占空比同时受到⑫脚(VSENSE)、⑥脚(IAC)、④脚/⑤(ISENSE/MULTOUT)和⑧脚(VRMS)四个输入的控制。

APFC 升压变换器 DC 输出电压经 R15、R16 电阻分配器分压, 通过 IC 的⑪脚输入到 IC 内的电压放大器。⑪脚与电压放大器输出端⑦脚之间的外接反馈电容 C8 用作抑制 DC 输出电压中的 100Hz 的纹波。⑪脚的门限电压是 7.5V, 输入偏置电流典型值是 50nA。为使输出偏移最小, 电压放大器带有不变的低频增益。

为使输入电源电流波形跟随 AC 输入电压而变化, 经全波整流的 AC 电压被引入到 IC 的⑥脚输至模拟乘法器, 并与电压放大器输出相乘, 为电流控制环路产生一个参考信号。⑥脚的线路波形输入由 R3、R4 电阻分配器调定, 维持在 6V 上。该输入是电流(I_{AC}), 而不是电压。流入⑥脚的电流从 0 到 400 μ A 峰值变化, 据此可以确定 R3 和 R4 的数值:

$$R_3 = \frac{V_{INP(max)}}{I_{INP(max)}} = \frac{260 V_{AC} \times \sqrt{2}}{400 \mu A} = 910(k\Omega)$$

R4 一般按 R3 阻值的四分之一选取, 可选用 220k Ω 。

以 UC3854 为核心的 APFC 升压预调整器的一个重要特征就是 AC 输入电压范围可以从美国 85V 的低线路电压到欧洲 255V 的高线路电压。在输出功率不变时, 利用前馈线路调整技术, 可在 AC 输入电压变化时保持输入功率不变。正比于经过全波整流的 AC 线路电压的平均值和有效值(RMS)电压加至 IC

的⑧脚,在 IC 内被平方后在乘法器中作除数。

电流传感电阻 R_{SENSE} (0.25Ω) 两端的电压施加至 IC 的④脚和⑤脚。IC 中的电流传感放大器有一个较高的低频增益,但电流控制环路的带宽很大,能使 AC 输入电流紧随 AC 输入电压变化成为可能。电流放大器约在 500Hz 上有一个零点,此后增益约 18dB 。乘法器在⑤脚的输出电流随 IC⑥脚输入电流和⑦脚电压的增加而增加,随⑧脚输入电压平方的增加而减小。

UC3854 的 PWM 振荡器频率是 100kHz 。该频率由④脚上的 CT 和⑫脚上的 RT 所决定。RT 影响乘法器的最大输出电流 $I_{\text{MULT(max)}}$ 。若取 $RT = 15\text{k}\Omega$,乘法器输出最大电流则为:

$$I_{\text{MULT(max)}} = \frac{-3.75\text{V}}{R_{\text{SET}}} = \frac{-3.75\text{V}}{15\text{k}\Omega} = -250(\mu\text{A})$$

从乘法器输出⑤脚到电流传感电阻 R_{SENSE} 用电阻 R_9 ($3.9\text{k}\Omega$) 相连接,通过 R_{SENSE} 的最大电流为:

$$I_{\text{SENSE(max)}} = \frac{-I_{\text{MULT(max)}} \times R_9}{R_{\text{SENSE}}} = \frac{-250\mu\text{A} \times 3.9\text{k}}{0.25\Omega} \approx -4(\text{A})$$

具有辅助控制性质的保护输入由 IC⑩脚、⑬脚和②脚提供。

⑩脚(ENA)输入在⑨脚(REF)和⑯脚(GTDRV)输出启动之前必须达到 2.5V 。一旦出现故障,该脚能使 MOSFET 的栅极驱动关断。在加电时该脚能提供软启动延时。⑮脚直接提供欠电压保护功能。若⑩脚不用,宜在⑩脚与⑮脚之间连接一个 $100\text{k}\Omega$ 的限流电阻。

⑬脚的功能为软启动。如果 IC 的 V_{CC} 太低或由其它某些原因而无法正常工作,该脚维持“地”电位。在 V_{CC} 和 IC 正常情况下,该端口将被内部 $14\mu\text{A}$ 的电流源充电至 8V 以上。如果该脚电压低于 7.5V 的基准电压,则充当电压放大器的参考输

入。在故障情况下,软启动电容 C4 将迅速放电,使 PWM 驱动输出关闭。

②脚为峰值电流限制脚,其门限电压是 0V。电流传感电阻两端的电压降为:

$$V_{RS} = \frac{V_{REF} \cdot R_{12}}{R_{13}} = \frac{7.5V \times 2k}{10k} = 1.5(V)$$

因此,流过电流传感电阻 R_{SENSE} 的最大电流为:

$$I_{RS} = \frac{V_{RS}}{R_{SENSE}} = \frac{1.5V}{0.25\Omega} = 6(A)$$

在功率开关 MOSFET 导通期间,只要流过电流传感电阻 R_{SENSE} 的电流达到 6A, IC②脚上的门限电压则会达到 0V。从②脚到地之间连接的一个 470pF 的电容 C10,用作滤除高频噪声。

采用 UC3854 设计的 250W 升压式 APFC 预调整器看起来似乎在电路结构上比较复杂,实际上所需用的元件并不是很多,成本也并不高。

三、其它几种代表性 APFC 控制器简介

固定频率平均电流型 APFC 控制器适合于用作设计大功率气体放电灯电子镇流器 APFC 升压型预调整器。此类 IC 除 UC1854/UC2854/UC3854 外,还有很多世界著名的半导体制造商也生产同类产品。表 8-6 列出了几种有代表性的 APFC 控制器的型号、封装、厂商及其主要特征,供读者选用时参考。

表 8-6 固定频率平均电流型 APFC 控制器其它几种代表性单片 IC

型 号	封 装	制 造 商	主 要 特 点
TK81854 TK82854 TK83854	16 脚 DIP 20 脚 PLCC LCC	日本东光 (TOKO)	内部结构、封装、引脚排列及参数几乎与 UC1854/UC2854/UC3854 完全相同,可互相代换

续表

型 号	封 装	制 造 商	主 要 特 点
ML4821	18脚 DIP 20脚 SOIC	美国微线性 (Micro Linear)	工作于连续传导模式。内部结构主要包括平均电流误差放大器、输出电压误差放大器、电流乘法器、峰值电流限制比较器、过电压保护比较器、PWM比较器、振荡器、逻辑电路和输出驱动器。启动门限电压最大是16.5V,启动电流0.6mA,工作电流26mA,输出峰值驱动电流为 $\pm 1A$
LT1248	16脚 DIP 16脚 SOIC	美国线性 技术(LT)	内部结构类似于UC1854,工作于断续或连续电流模式。内部乘法器具有平方增益功能。启动电流250 μA ,静态电流9mA,工作频率高达300kHz,峰值驱动电流为1.5A,调整功率可达1.5kW
LT1249	8脚 DIP 8脚 SOIC	美国线性 技术(LT)	将LT1248的某些程控功能改为固定功能,使APFC预调整器电路进一步简化。工作频率为100kHz
MSC60028	14脚 DIL 18脚 DIL 20脚 DIL SSOP	英国普理斯 (GPS)	工作于电感电流连续模式。启动电压门限为8V,工作电压仅10V,工作电流为10mA,采用低功耗CMOS工艺,峰值驱动电流为 $\pm 225mA$,适用于20~100W电子镇流器。该控制器是同类IC中调整负载功率最低的一种
LA981	20脚 DIP 20脚 SO	意法半导体 (ST)	采用双极与CMOS混合工艺,大电流双极和DMOS推拉式输出,提供高于1A的峰值电流驱动外接MOSFET或IGBT,工作频率达200kHz,具有欠电压封锁、软启动、过电压和过电流保护、最大峰值电流限制等保护功能

在表 8-6 所给出的 APFC 控制器中,除 MSC60028 外,均可用作设计 200W 以上的 APFC 预调整器。目前人们利用 UC3854 已成功地设计出 3.5~4.5kW 的 APFC 升压型变换器。为简化 APFC 变换器电路,不仅将桥式整流器做成了模块,而且还将变换器中的功率开关 MOSFET 与升压二极管封装于同一模块中。

固定频率 PWM 驱动平均电流控制 APFC 预调整器,在高压钠灯和金属卤化物灯及其它高强度放电灯电子镇流器中用作功率因数校正,是目前比较理想的选择。

第五节 零电压开关(ZVS) 平均电流型 APFC 电路

零电压开关(ZVS)也称为零电压转换(ZVT)。ZVS 是一种软开关,具有非常低的开关损耗。ZVS 平均电流型 APFC 控制器有 ML4822、UC1855/UC2855/UC3855 等。现以 ML4822 为例,简单介绍 ZVS 功率因数校正控制原理。

一、ZVS 平均电流型 APFC 控制器 ML4822

美国微线性公司生产的 ZVS 平均电流型 APFC 控制器 ML4822,采用 14 脚 DIP 和 16 脚 SOIC 封装,顶视图如图 8-27(a)所示。ML4822 单片 IC 内部组成主要包括有(互导)电压误差放大器、电流误差放大器、乘法器、振荡器、零电压比较器、过电压比较器、电流限制比较器、ZVS 输出驱动器、PFC 输出驱动器、逻辑电路和 7.5V 的电压基准等,结构框图如图 8-27(b)所示。

ML4822 的最高电源电压被 IC 内 13.5V 的齐纳二极管所钳

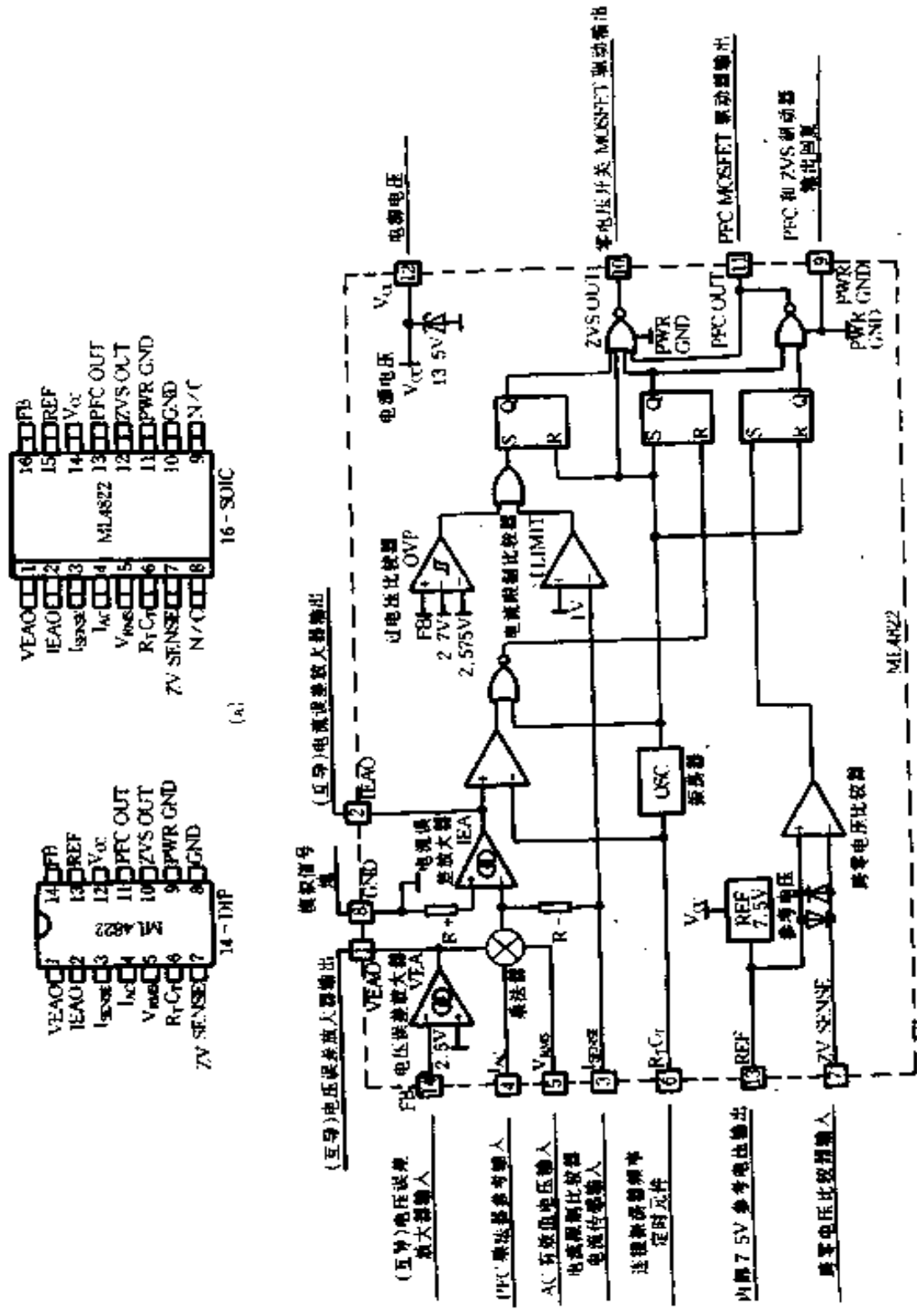


图 8-27 ZVS 平均电流 APFC 控制器 ML4822 封装及内部组成框图

位,最大电源电流为 55mA。其导通阈限电压典型值是 12.9V,关断滞后电压为 2.8V;启动电流约 0.7mA;工作电流典型值为 22mA;最大模拟输入电压范围从 -0.3V 到 7V;最大峰值驱动输出电流为 $\pm 500\text{mA}$;最高结温是 150°C 。

ML4822 除具有连续模式、平均电流型 APFC 控制功能外,还实现 ZVS,为 APFC 升压变换器提供最小的开关损耗和高于 95% 的转换效率。

二、ZVS 平均电流型 APFC 升压电路

图 8-28 所示为用 ML4822 作为控制器的 ZVS 平均电流型 APFC 升压变换器电路。在该电路中,电阻 R5、R6 和电容 C16 等组成 ML4822 的启动电路。二极管 VD5 和 VD6,升压电感 L1 副绕组 N_s 、电容 C10~C12 和 C15 与 C16、电阻 R6 等组成 IC 电源电路。 R_s 为电流传感电阻。与 IC⑥脚相连接的 R_T 和 C_T ,决定 IC 振荡器频率。APFC 升压变换器 AC 输入电压范围 $V_{\text{IN}} = 85 \sim 270\text{V}$,DC 输出电压 $V_{\text{OUT}} = 400\text{V}$,输出功率 $P_{\text{OUT}} = 200\text{W}$,线路 $\lambda > 0.98$, $\text{THD} < 10\%$,转换效率 $\eta > 95\%$ 。

ML4822、主开关 VT1、升压电感 L1、升压二极管 VD1 和升压输出电容 C5 等,组成普通 APFC 升压电路。ZVS MOSFET (VT2)、谐振电感 L2、二极管 VD2 和连接于 VT1 漏—源极之间的 ZVS 谐振电容 C_{ZVS} 等组成 VT1 的 ZVS 电路。图 8-29 的简化电路方框图如图 8-29 所示。

ML4822⑦脚(ZV SENSE)检测 PFC 主开关 VT1 的漏极电压,该脚门限电压为参考电压 $V_{\text{REF}}(7.5\text{V})$ 。IC⑩脚输出 ZVS 驱动控制信号。图 8-30 所示是 ZVS 平均电流型 APFC 升压变换器相关波形。

在每一个周期期间,VT2 在 VT1 导通之前就导通,流过电感

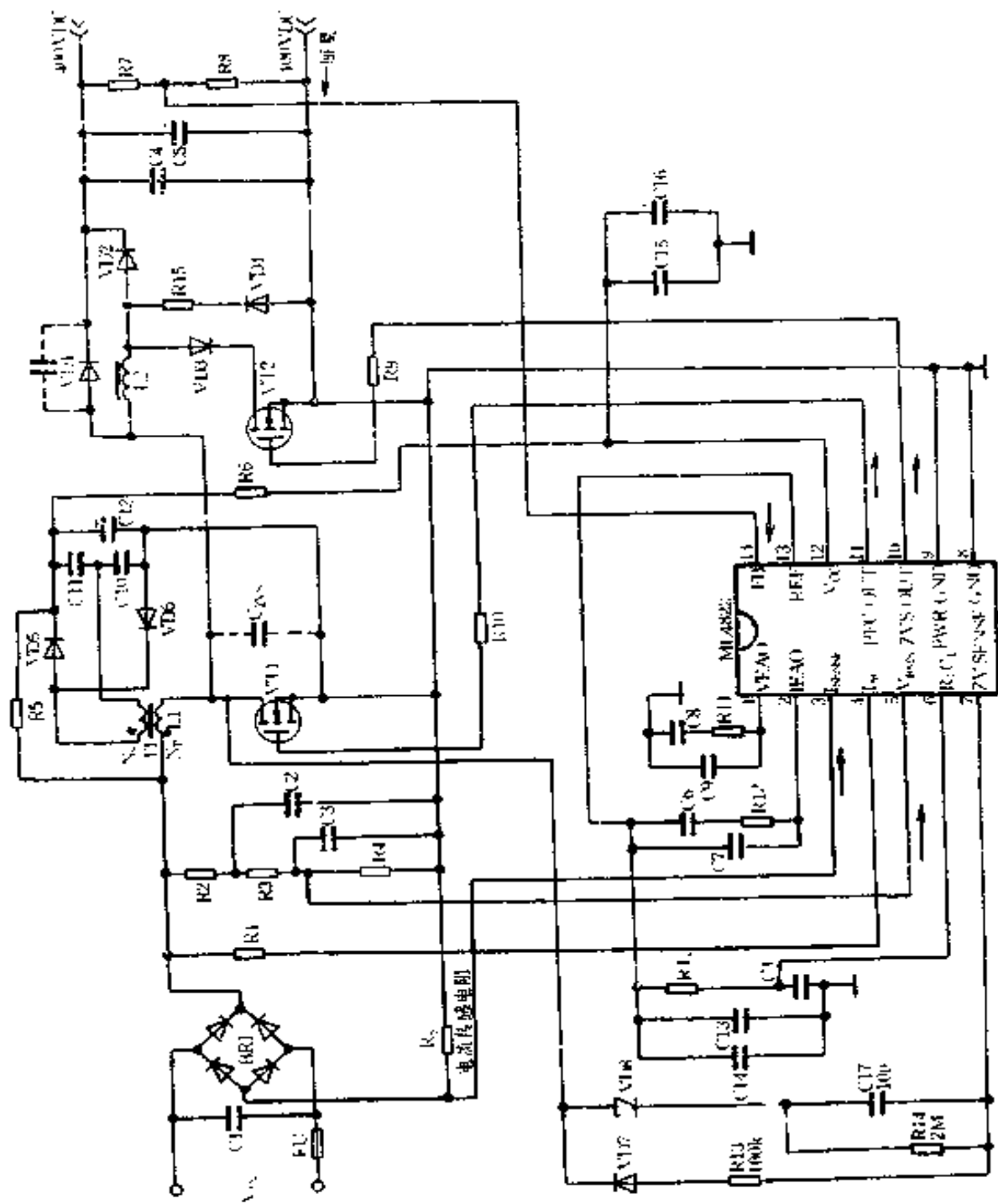


图 8-28 用 ML4822 控制的 ZVS 平均电流型 APFC 升压变换器电路

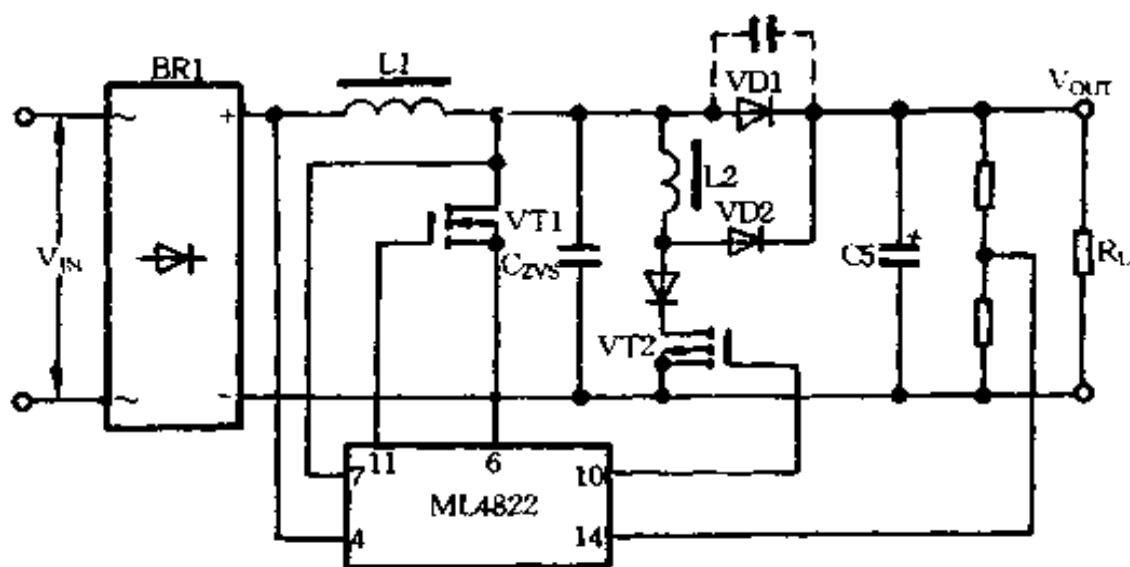


图 8-29 ZVS 平均电流型 APFC 升压电路方框图

L1 的电流离开 VD1 转而流入 L2, 通过 L2 的电流线性地增加, 直到在时间达到 t_2 (见图 8-30(g) 所示) 与通过 L1 的电流相等为止。在 $t = t_2$ 时, L1 的放电电流对 L2 和 VT2 充电, VT1 漏—源极电压 (V_{DS1}) 开始下降 (见图 8-30(f))。当 $t = t_3$ 时, V_{DS1} 已经降至足够低的地步, ML4822 控制器则使 VT2 关闭, 并驱动 VT1 导通。L2 和连接于 VT1 漏—源极之间的 ZVS 电容 C_{ZVS} 发生电压谐振, 使 VT1 实现 ZVS。由于 IC 采用前沿脉冲宽度调制, 故在振荡器定时电容 C_T 上的斜坡电压的结束端 VT1 则关断。在 C_T 放电期间, IC 内的 ZVS 触发器闩锁, 当 VT1 关断后, 其漏极电压升高, 当 IC ⑦脚 (ZV SENSE) 上电压超过 7.5V 后则复位。ZVS 的关断过程所经历的时间 $t_{ZVS(OFF)}$, 是指电压由 0 升高到直流母线电压 V_{BUS} 时的过渡时间。ZVS 关断时间必须远远小于振荡器放电时间:

$$t_{ZVS(OFF)} \ll \frac{\Delta V \cdot C_T}{\Delta I} = \frac{2.5 \cdot C_T}{4.5 \times 10^{-3}} \quad (\text{s}) \quad (8-2)$$

式中, $\Delta V = 2.5\text{V}$, 为 C_T 两端电压峰—谷值之差;

$\Delta I = 4.5 \times 10^{-3}\text{A}$, 为振荡器放电电流。

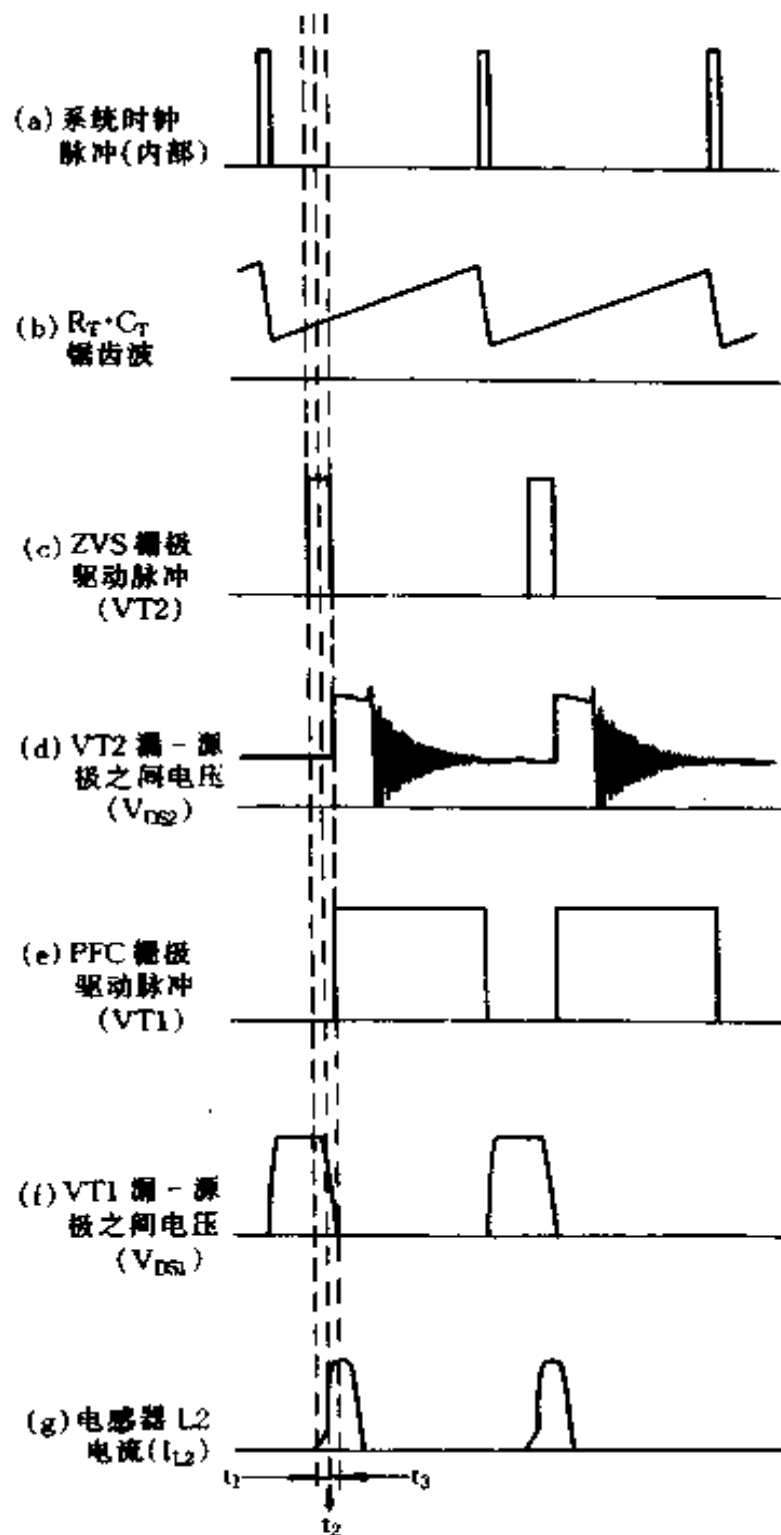


图 8-30 ZVS 平均电流型 APFC 变换器相关波形

当 VT2 导通后,通过 L2 的电流线性增加到与通过 L1 的电

流相等($I_{L2} = I_{L1}$)时所经过的时间为 t_{IL2} , $L2$ 与 C_{ZVS} 发生谐振过程的时间为 t_{RES} 。为使传导与辐射被抑制到较小的程度,则要求:

$$t_{IL2} + t_{RES} = 400\text{ns} \quad (8-3)$$

$L2$ 与 C_{ZVS} 的谐振周期设定为 800ns , 谐振过程发生于正弦周期的 $1/4$ 时间(即 200ns)内:

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L2 \cdot C_{ZVS}}} = \frac{1}{4 \cdot t_{RES}} = 1.25(\text{MHz}) \quad (8-4)$$

电感 $L2$ 的选择应保持工作在断续模式(而 $L1$ 的选取应按照电流连续模式计算):

$$L_2 = \frac{V_{BUS} \cdot V_{RMS(\min)} \cdot t_{IL2}}{\sqrt{2} \cdot P_{OUT}} \quad (8-5)$$

公式中, $V_{RMS(\min)}$ 为最低 AC 输入电压有效值。根据式(8-4), $L2$ 可用下面公式计算:

$$L_2 = \frac{4 \cdot t_{RES}^2}{\pi^2 \cdot C_{ZVS}} \quad (8-6)$$

根据式(8-5)和(8-6),可以导出 C_{ZVS} 计算公式:

$$C_{ZVS} = \frac{4 \cdot t_{RES}^2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{OUT}}{\pi^2 \cdot V_{BUS} \cdot V_{RMS(\min)} \cdot t_{IL2}} \quad (8-7)$$

由于已设定 $t_{RES} = 200\text{ns}$, 根据式(8-3)可知: $t_{IL2} = 400\text{ns} - t_{RES} = 200\text{ns}$ 。因此,在 APFC 升压变换器技术指标已知后, ZVS 谐振元件 $L2$ 和 C_{ZVS} 可根据式(8-5)或式(8-6)及式(8-7)求出。

用于 ZVS 谐振电感 $L2$ 和电容 C_{ZVS} 数值均较小,所产生的峰值电压也不高,它们的损耗均较小。ZVS 控制器能减小 APFC 电路中升压二极管的反向恢复时间,有效地降低功率 MOSFET

的开关损耗和开关噪声,提高转换效率。

第六节 回扫式 APFC 控制器及其应用

回扫式 APFC 预调整器适合于较低功率荧光灯电子镇流器及开关电源的功率因数校正。当要求 APFC 变换器输出电压低于(峰值)AC 输入电压或者要求输出需要隔离时,则可以采用回扫式 APFC 电路。回扫式 APFC 控制器在 APFC 控制器大家族中,形成一个独立的分支。其中,ML4813 则是代表性产品之一。

一、ML4813 回扫式 APFC 控制器

ML4813 回扫式 APFC 控制器,采用 16 脚 DIP 或 16 脚 SOIC 封装,顶视图分别如图 8-31(a)和图 8-31(b)所示。ML4813 内部结构包括 5V 的电压基准、振荡器、误差放大器、PWM 比较器、运算放大器、电流限制比较器、过电压保护比较器、软启动与欠电压封锁电路、逻辑电路以及大电流推挽式驱动输出级等,方框图如图 8-31(c)所示。

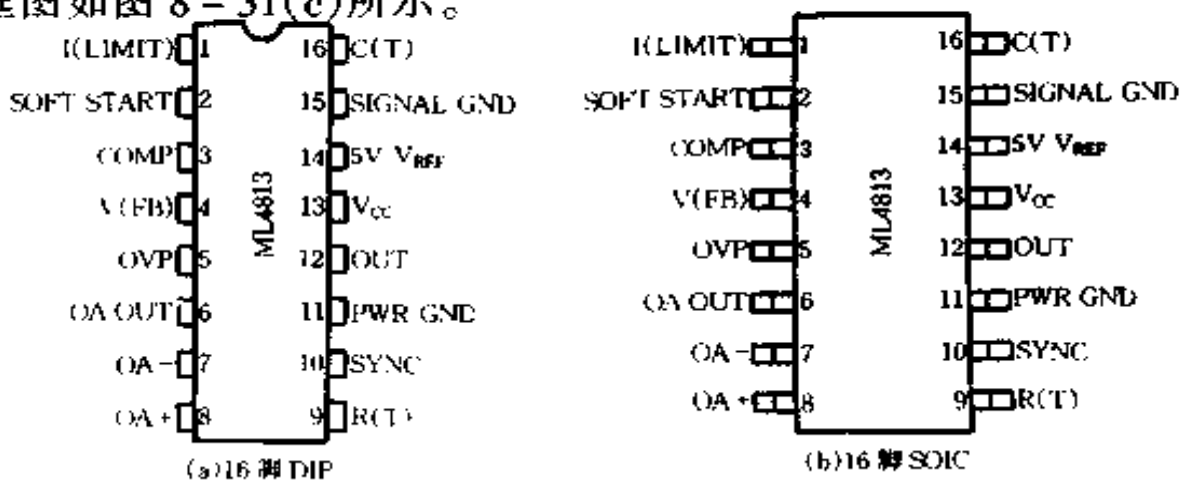
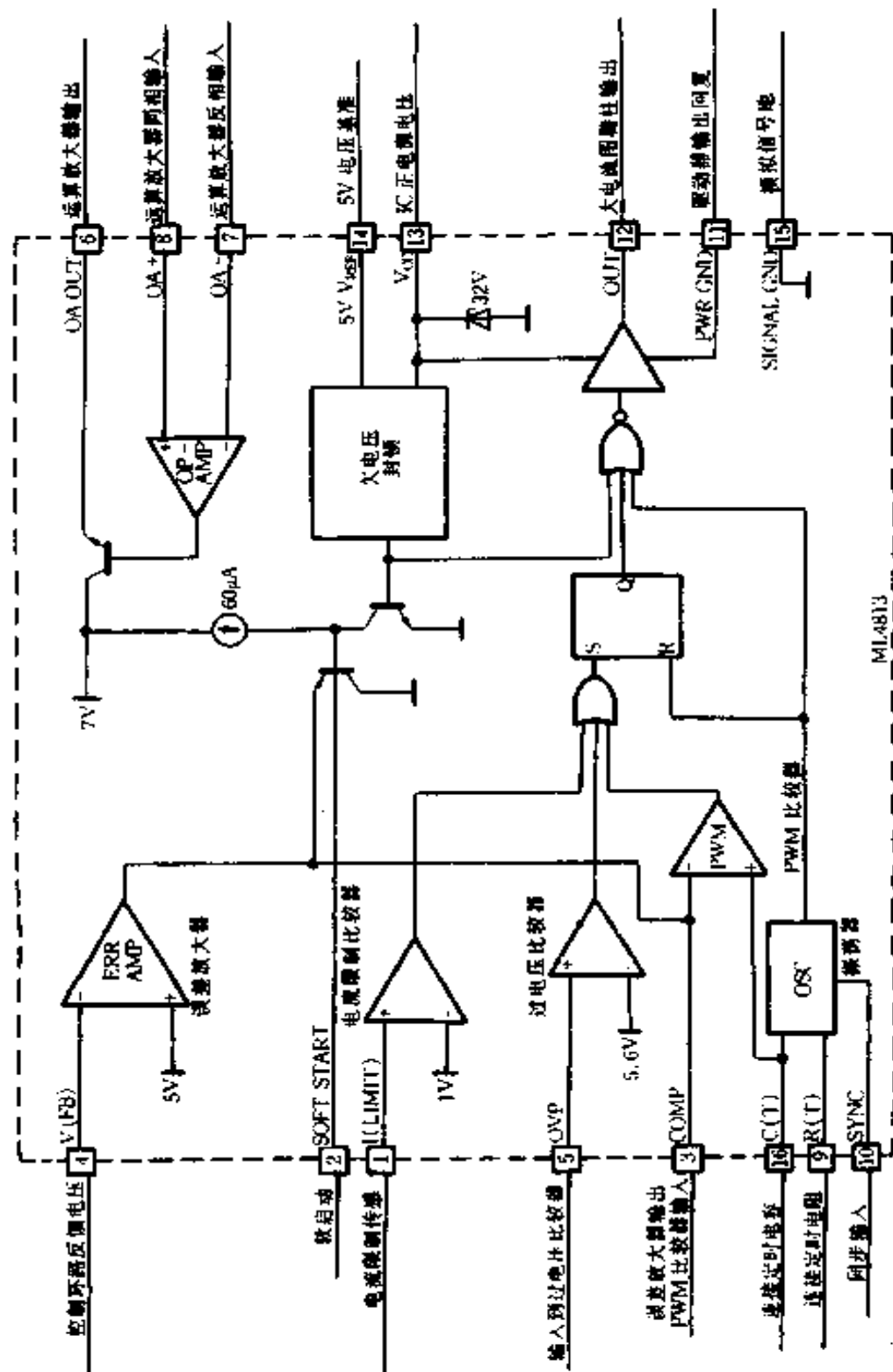


图 8-31 ML4813 外形图及内部结构框图



ML4813

(c)内部结构框图

图 8-31 ML4813 外形图及内部结构框图 (续)

ML4813 电源启动门限电压为 $16 \pm 1V$, 关断阈值电压为 $10 \pm 1V$, 启动电流约 $0.9mA$, 工作电源电流典型值是 $20mA$ 。IC 振荡器最大充电电流为 $5mA$, ①脚和③脚~⑧脚模拟输入电压范围从 $-0.3V$ 到 $5.5V$, 最大峰值驱动输出电流(DC)为 $1A$ 。

ML4813 用作控制电感电流断续传导模式回扫或降压—升压型 APFC 变换器。ML4813 在 PC 电源特别是在电子镇流器的典型应用中, 作为一个电压型调整控制器, 通过保持不变的占空比, 迫使电源输入电流跟踪 AC 输入电压变化, 且相位差几乎趋于 0, 从而使整个回扫式 APFC 电路阻抗呈现纯电阻性, 系统功率因数达到 0.99 以上, 并且只需用很小的输出电感器和很少量的外部元件。

二、ML4813 典型应用电路

图 8-32 为利用 ML4813 作为控制器的 80W 回扫式 APFC 预调整器电路。该电路是一个非隔离式的 APFC 电路, 其负输出端 $V_{OUT}(-)$ 即桥式整流输出电压, 即为回扫变换器的输入电压, 是以 PGND 为参考点的。正输出端电位 $V_{OUT}(+)$ 叠加于 $V_{OUT}(-)$ 之上, 如图 8-33 所示。

当接通 AC 电源后, 在图 8-32 中的启动电路(虚线框内电路)中作为开关使用的 VT2 导通, 对电容 C8 迅速充电。当 C8 上的电压升至 IC 的门限(16V)值后, IC 则被启动。回扫电感 L3 的副绕组、二极管 VD5 和电容 C8、C9 组成 ML4813 的偏置电源电路。IC 启动之后, 偏置电源电压 V_{CC} 施加至 IC ⑬脚。变换器加电后, IC 启动时间不超过 1 秒。若用一个 $39k\Omega/2W$ 的电阻取代图 8-32 中虚线内有源启动电路, 可以降低成本, 只是启动过程时间较长(在较低 AC 输入电压 90V 下, 启动时间可达 15 秒)。

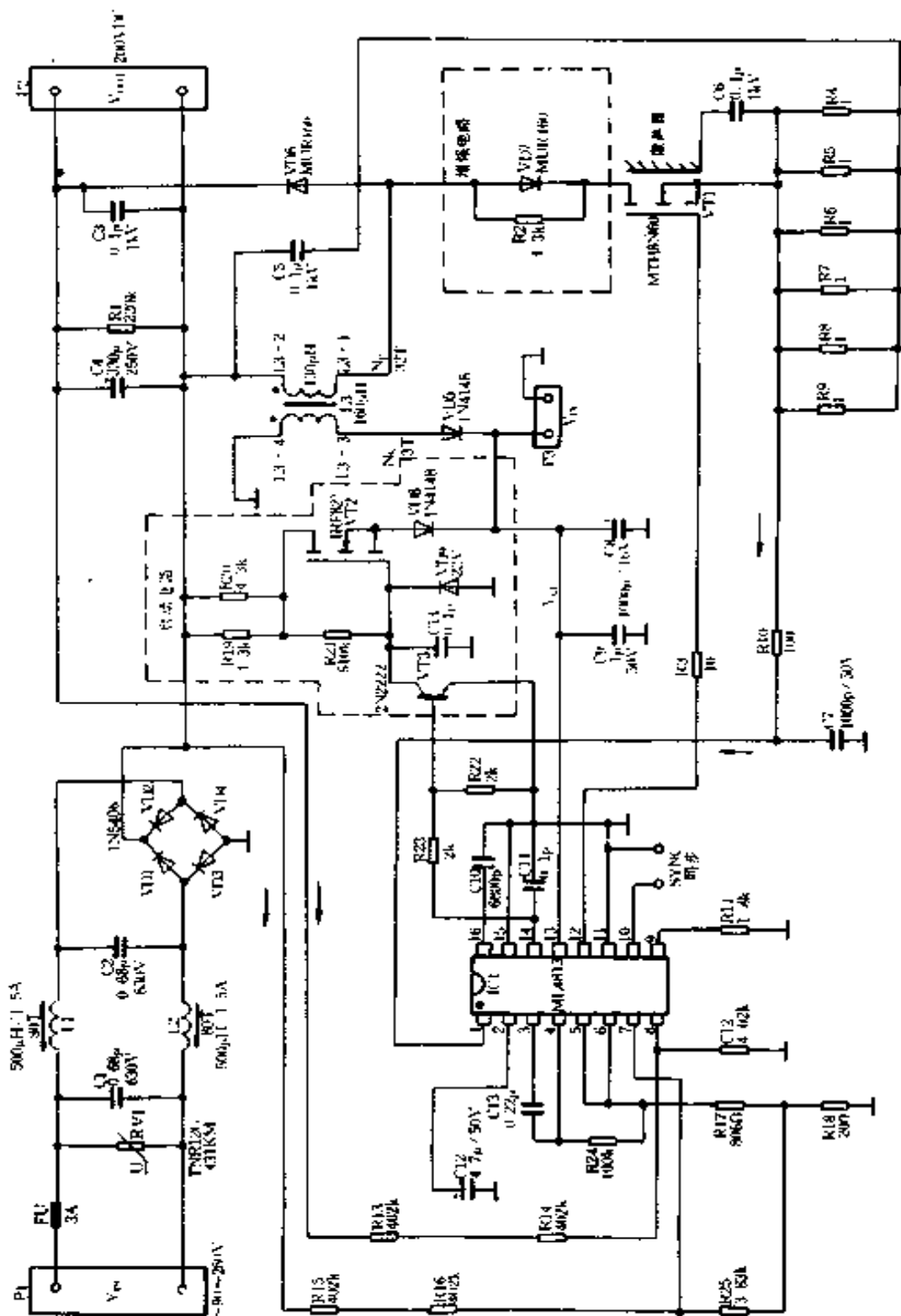


图 8-32 利用 ML4813 作为控制器的 80W 回扫式 APFC 预调整器电路

ML4813⑫脚输出控制电压驱动功率开关 VT1。调整器工作在断续电感电流传导模式。在 VT1 导通期间,电感器 L3 储存能量;当 VT1 截止时,L3 的储能通过输出电容(C4)全部释放。流过 L3 的电流为三角波波形,在 VT1 导通期间,通过 L3 的电流从 0 沿斜坡向上升到峰值,峰值电感电流的大小取决于经全波整流的瞬时电压值。在 VT1 关断期间,L3 中电流从峰值沿向下的斜坡直至降落到 0,于是下一个周期再次开始。

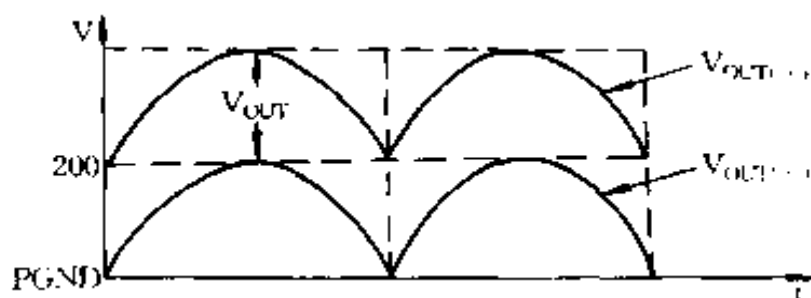


图 8-33 回扫式 APFC 变换器输出
电压以 PGND 为参考点

开关 VT1 的导通时间与 IC 内误差放大器、PWM 比较器及 L3 电感量等有关。图 8-34 为电感电流、开关电流、峰值电感电流包络及平均 AC 输入电流波形。从图 8-34 可以发现,桥式整流器输出电流即为三角波开关电流的平均值,其波形为正弦波。该平均电流实际上即 AC 输入电流。

电感(L3)峰值电流可由下式给出:

$$I_L(\theta) = \frac{V_{IN}(\theta) \cdot t_{ON}}{L} \quad (8-8)$$

式中, $I_L(\theta)$: 瞬时峰值电感电流(A);

t_{ON} : 功率开关导通时间(s);

$V_{IN}(\theta) = V_{IN(PK)} \cdot \sin\theta$: 瞬时输入电压(V);

$V_{IN(PK)}$: 输入峰值电压(V)。

峰值电感电流包迹波呈正弦波形,若包迹波峰值电流为



- 电感(L3)电流
- - - - 峰值电感电流正弦包迹波
- 开关(VT1)电流
- - - - AC输入平均电流

图 8-34 回扫式 APFC 电路电感电流、
开关电流及 AC 输入平均电流波形

I_{PK} , 那么:

$$I_L(\theta) = I_{PK} \cdot \sin\theta \quad (8-9)$$

根据式(8-8)和(8-9), 开关开通时间为:

$$\begin{aligned} t_{ON} &= \frac{L \cdot I_L \theta}{V_{IN} \theta} = \frac{L \cdot I_{PK} \cdot \sin\theta}{\sqrt{2} V_{IN(RMS)} \cdot \sin\theta} \\ &= \frac{L \cdot I_{PK}}{\sqrt{2} V_{IN(RMS)}} \end{aligned} \quad (8-10)$$

式中, $V_{IN(RMS)}$ 为 AC 输入电压有效值。

开关电流平均值可以表示为:

$$I_{AVG}(\theta) = \frac{t_{ON}}{2T} \cdot I_{PK} \cdot \sin\theta \quad (8-11)$$

式中, T 为开关周期。将式(8-10)代入式(8-11), 可得:

$$I_{AVG}(\theta) = \frac{L \cdot I_{PK}^2}{2\sqrt{2} \cdot T \cdot V_{IN(RMS)}} \quad (8-12)$$

式(8-12)清楚地展示了开关电流的平均值呈正弦波形, 且与输入电压同相位。平均电流的峰值(此时 $\theta = 90^\circ$, $\sin\theta = 1$)则为:

$$I_{\text{AVG(PK)}} = \frac{L \cdot I_{\text{PK}}^2}{2\sqrt{2} \cdot T \cdot V_{\text{IN(RMS)}}} \quad (8-13)$$

平均电流峰值也可以表示为：

$$I_{\text{AVG(PK)}} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{\text{IN}}}{V_{\text{IN(RMS)}}} \quad (8-14)$$

根据式(8-13)和式(8-14),可得到输入功率的表达式：

$$P_{\text{IN}} = \frac{1}{4} L \cdot I_{\text{PK}}^2 \cdot f \quad (8-15)$$

公式中, $f = 1/T$, 为开关频率。

电感电流应当在最低 AC 输入电压和满负荷条件上, 处于连续边缘, 以保证最佳工作特性和最小的电感峰值电流, 因此要求：

$$I_{\text{PK}} \leq \frac{V_{\text{INPK(MIN)}} \cdot V_{\text{OUT}}}{f \cdot L \cdot (V_{\text{INPK(MIN)}} + V_{\text{OUT}})} \quad (8-16)$$

公式中, $V_{\text{INPK(MIN)}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{IN(RMS(MIN))}}$, 为最低 AC 输入峰值电压, V_{OUT} 为回扫变换器输出电压。

根据式(8-15)和式(8-16)可以确定回扫电感器(L3)的最高上限电感值：

$$L \leq \frac{V_{\text{INPK(MIN)}}^2 \cdot V_{\text{OUT}}^2}{4f \cdot P_{\text{IN}} \cdot [V_{\text{INPK(MIN)}} + V_{\text{OUT}}]^2} \quad (8-17)$$

只要根据式(8-17)选择电感值, 就可保证 APFC 预调整器在断续模式下工作。否则, 就会使预调整器工作在连续模式, 平均输入电流将不再呈正弦波形。在设计中, 电感量数值一般比式(8-17)右边计算结果小 10% ~ 20%。

回扫电感 L3 同时为 IC 提供工作电源电压, 当采用飞利浦公司生产的 3019 PL00-3F3 型带隙铁氧体磁芯时, $N_p = 32$ 匝, 副绕组 $N_s = 3$ 匝。

回扫式 APFC 预调整器的输出电压经过控制环路反馈到 IC 的④脚输入到误差放大器的反相输入端。误差放大器的同相输入端在 IC 内与 5V 的基准电压相连接。误差放大器产生一个误差电压在 IC 内输入到 PWM 比较器。由于输出电压不是以地作参考, IC 内的差分放大器被连接用作测量放大器。输出电压 $V_{OUT}(-)$ 和 $V_{OUT}(+)$ 分别经电阻 R15、R16 和 R13、R14 通过 IC ⑦脚和⑧脚输入到差分放大器。差分放大器在 IC ⑥脚产生输出, 经外接电阻 R24 和电容 C13, 并通过 IC ④脚、③脚分别输入到 IC 内的误差放大器和过电压保护 (OVP) 比较器。ML4813 中用作差分放大的运算放大器(OA)输入与输出相关电路如图 8-35 所示。

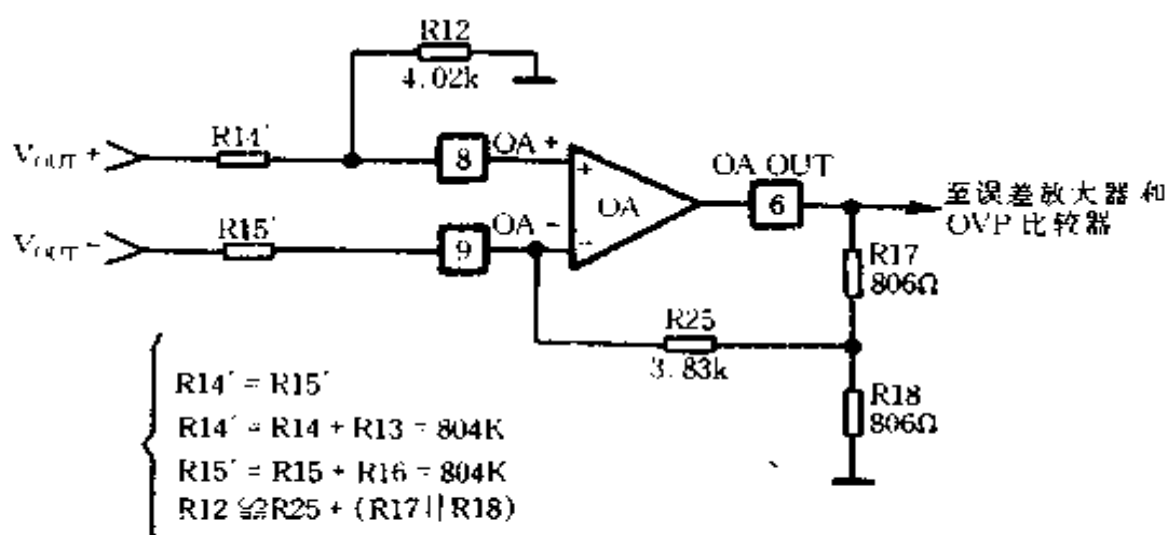


图 8-35 ML4813 内运算放大器输入与输出相关电路

APFC 回扫变换器的输出电压可由 IC 的基准电压 $V_{REF}(5V)$ 和控制环路中电阻决定:

$$V_{OUT} = \left(\frac{5V \times R_{18}}{R_{17} + R_{18}} \right) \cdot \left(\frac{R_{15}'}{R_{15}' + R_{25}} \right) \cdot \left(\frac{R_{14}'}{R_{12}} + 1 \right) \quad (8-18)$$

由于 $R_{25} \ll R_{15}'$, 所以式(8-18)右边第二项约为 1, 右边第三项约为 200, 因此, 式(8-18)可以简化为:

$$V_{\text{OUT}} \approx 1000 \times \left(\frac{R_{18}}{R_{17} + R_{18}} \right) \approx 200(\text{V})$$

回扫变换器输出过电压被 ML4813 ⑤脚检测。当 ⑤脚直接与 ⑥脚相连接时, OVP 启动电压低于 $1.12 \times V_{\text{OUT}}$ (即 224V)。在 PFC 开关 VT1 导通期间, 流过 VT1 源极传感电阻的电流经 R10、C7 组成的低通滤波器滤波后, 通过 IC ①脚输入到电流限制比较器。电流限制比较器输入门限电压是 1V。VT1 漏极上连接的 R2 和 VD7 组成功率因数增强电路。L3 与 VT1 的寄生电容 C_{DS} 会产生振荡, 在下一个开关周期开始时, 往往使电感电流起点非零化, 从而引起 AC 输入电流出现波形失真。R2 和 VD7 用作阻尼器, 可以有效地抑制电感振铃, 提高系统功率因数。

桥式整流器输入端 EMI 滤波器中电感 L1、L2 采用 T68 - 26D 磁芯、 $\phi 0.56\text{mm}$ 漆包线绕制。L1 和 L2 各为 80 匝, 电感量均为 0.5mH。

第七节 其它 IC 控制与驱动的 APFC 电路

除以上各节介绍的 APFC 控制器外, 还有固定频率固定占空比平均电流控制 APFC 控制器、固定频率峰值电流控制 APFC 控制器 (如 ML4812)、固定频率平均电流控制 ZCS 隔离式 APFC 控制器 (如 UCC1857/UCC2857/UCC3857) 等。这些 APFC 控制器 IC, 都是为电子镇流器 (其中有些可用作开关电源) 而专门设计。事实上, 不采用 APFC 专用 IC, 而利用开关电源专用芯片等 IC, 也可以组成 APFC 预调整器电路。像开关电源专用 IC, 大多本身并不具有 APFC 功能, 但有一些同样可以用作设计 APFC 升压