单级功率因数校正（PFC）变换器的设计

李广全，王志强，张梅

（华南理工大学电力学院，广东 广州 510640）

摘要：介绍了一种单级功率因数校正（PFC）变换器，重点讨论了变换器的主要设计。

关键词：变换器；单级功率因数校正；设计

1 引言

为了减少对交流电网的谐波污染，国际上推出了一些限制电流谐波的标准，如 IEC 1000- 3-2，它要求开关电源必须采取措施降低电流谐波含量。

为了使输入电流谐波满足要求，必须加入功率因数校正（PFC）。目前应用得最广泛的是 PFC 级＋DC/DC 级的两级方案，它们有各自的开关器件和控制电路。这种方案能够获得很好的性能，但它的缺点是电路复杂，成本高。

在单级功率因数校正变换器[1]中，PFC 级和 DC/DC 级共用一个开关管和一套控制电路，在获得稳定输出的同时实现功率因数校正。这种方案具有电路简单、成本低的优点，适用于小功率场合。本文介绍了一种单级 PFC 变换器的基本原理及其设计过程。

2 单级 PFC 变换器

单级 PFC 变换器的原理图如图 1 所示，是一种基于脉宽调制（PWM）的变换器。变换器的 PFC 级采用 Boost 电感电路，而 DC/DC 级采用双管单端正激电路结构。

PWM 集成芯片采用了 UC3842，是一种电流型控制的专用芯片，具有电压调整率高、外围元器件少、工作频率高、启动电流小的特点。其输出驱动信号通过隔直电容，连接在驱动变压器原边。驱动变压器采用副边双绕组结构，得到两路同相隔离的驱动信号，从而实现了 DC/DC 级的双管驱动。

变换器的过流保护由电阻 R9 检测到开关管的过流信号，封锁 UC3842 的输出信号，实现过流保护。电压负反馈控制由电阻 R12 和 R13 获得输出电压信号。

变换器的工作原理简述如下：当变换器接通电源时，输入交流电压整流后的直流电压经电阻 R17 降压后，给 UC3842 提供启动电压。进入正常工作后，二次绕组 N3 提供 UC3842 的工作电压（12 V）；绕组 N2 的高频电压经整流滤波，由 TL431 获得偏差信号，经光耦隔离后反馈到 UC3842，去控制开关管的导通与截止，实现稳压的目的。在一个开关周期 Ts 内，控制 Boost 电感工作在不连续导电模式（DCM）下，使得输入电流波形自然跟随输入电压波形，从而实现了功率因数校正。

3 变换器的设计

3.1 EMI 滤波器的设计

EMI 滤波器能有效地抑制电网噪声，提高电子仪器、计算机和测控系统的抗干扰能力及可靠性[2]。单级 PFC 变换器的 PFC 级工作在不连续导电模式下，其输入电流波形为脉动三角波，因此其前端需添加 EMI 滤波器以滤除高频纹波。

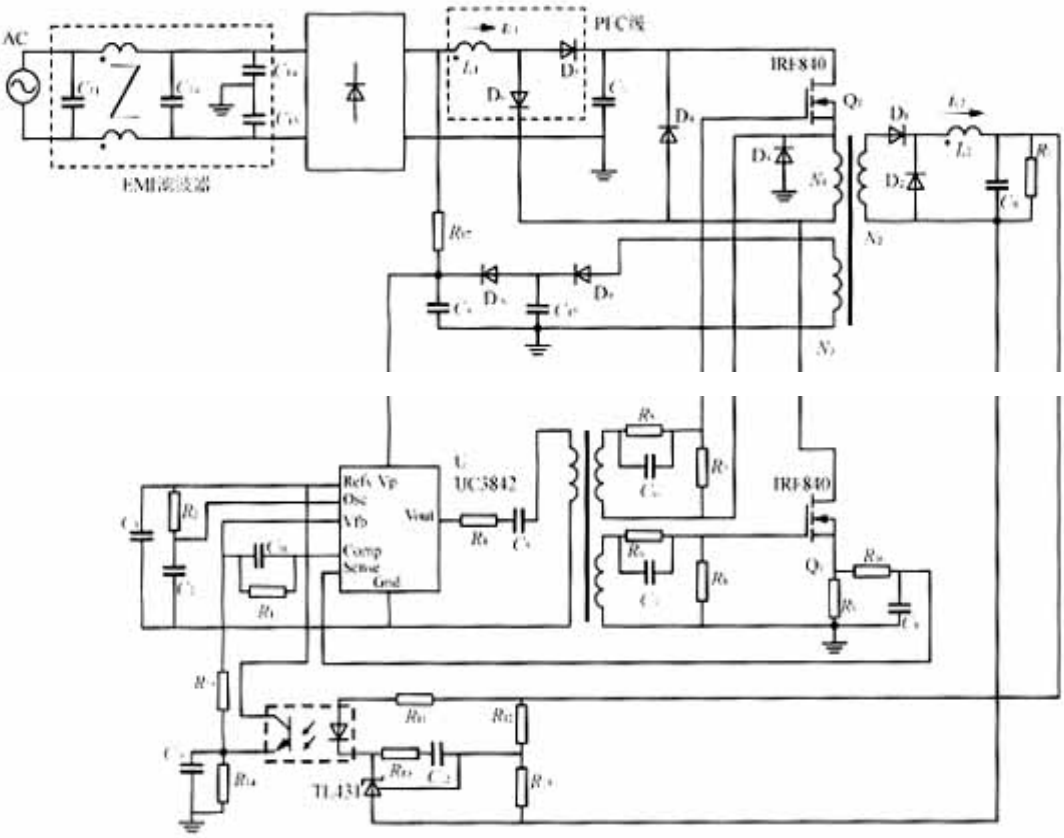

图 1　单级功率因数校正变换器的原理图

EMI 滤波器电路如图 1 所示，包括共模扼流圈（亦称共模电感）和滤波电容。共模电感主要用来滤除共模干扰，其电感量与 EMI 滤波器的额定电流有关。本文中的单级 PFC 变换器的额定电流为 1 A，取共模电感值为 15 mH。滤波电容 C11 和 C13 主要滤除串模干扰，容量大致为 0.01μ F～0.47 μ F。C14 和 C15 跨接在输入端，并将电容器的中点接地，能有效抑制共模干扰，容量范围是 2200 pF～0.1 μ F。

3.2 功率器件的选取

变换器的开关器件一般均选用功率场效应管（MOSFET），依据输入最高电压时输出最大电流的要求来确定其电压与电流等级，并预留有 1.5～2 倍的电压和 2～3 倍的电流裕量。在单管变换器中，开关器件的电压 UCEO 通常可按经验公式选取

$$U_{CEO} = U_{dmax} / (1 - D) \qquad (1)$$

式中：Udmax 为漏源极的最大电压；

D 为占空比。

开关器件的电流按高频变压器一次绕组的最大电流来确定。本文中，由于采用双管电路结构，每个开关管所承受的电压为 UCEO 的一半，故选用耐压 500 V、电流 8 A 的 IRF840。

变换器中 PFC 级的二极管选用了超快速恢复二极管，而 DC/DC 级整流输出端选用肖特基整流二极管，以减小二极管的压降。

3.3 变换器电感的设计

在单级 PFC 变换器中，为了实现功率因数校正，通常控制 PFC 级的 Boost 电感工作在不连续导电模式；而为了提高变换器的效率，DC/DC 级一般采用连续导电模式，在一个开关周期内，通过 L1 和 L2 的电流如图 2 所示。

为了使 Boost 电感工作于 DCM，则有

$$\frac{2L_1}{R_L T_s} < \frac{f(D)\eta D^2 U_{C1}^2}{\pi U_o^2} \qquad (2)$$

$$f(D) \approx \{\exp 1.96/[1/(1-D)^{1/2}-1]-1\}/1.6 \qquad (3)$$

式中：RL 为变换器的负载电阻；

L_1为Boost电感值；

T_s为变换器的开关周期；

D 为占空比；

η为变换器的效率；

U_{C1}为中间储能电容上的电压；

U_o为输出电压。

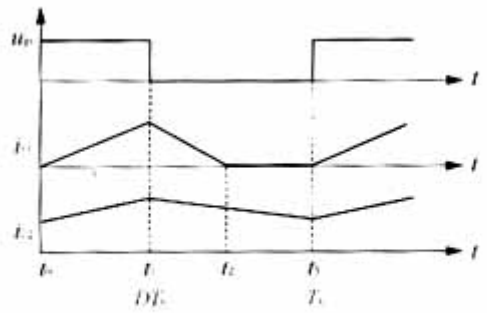

图 2　开关周期内通过 L_1 和 L_2 的电流

为了使得 DC/DC 级工作在连续导电模式下，则有

$$\frac{2L_2}{R_L T_s} > (1-D) \qquad (4)$$

式中：L2 为 DC/DC 级的储能电感值。

在本文中，要求 Ts=8.33 μ s，D=0.2， Uo=16 V，RL=2.133 Ω，UC1=380 V。故选取 L1=100 μH，L2=20μH。

功率因数校正的实验结果如图 3 所示。图中，第一条波形是交流输入电压经整流桥后的电压波形，第二条波形是流经 Boost 电感 L1 的电流波形，近似于正弦波。实验得到的功率因数为 0.97。

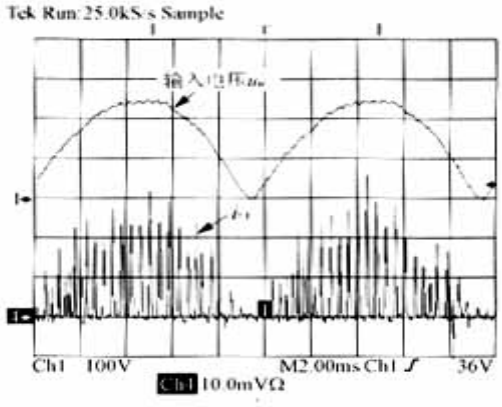

图 3　输入电压 V_{in} 与电流 i_{L1}

3.4 高频变压器的设计

高频变压器是变换器的核心元件，它的性能好坏不仅影响其本身的发热和效率，而且还会影响到变换器的技术性能和可靠性。

1） 磁芯的选用

本文的负载设计为 Uo=16V，Io=7.5A，由高频变压器的二次绕组 N2 绕组提供。而绕组 N3 提供 UC3842 的工作电源，其输出功率很小，可忽略。由设定条件可知，高频变压器的输出功率为

$$P_2 = 16 \times 7.5 = 120\ \text{W}$$

根据文献[3]给出的输出功率与磁芯尺寸的关系，选用了PQ32－30 磁芯，其有效截面积为 167mm^2。

2） 绕组匝数的确定

变压器初级绕组电压幅值 UP1 为

$$U_{P1} = U_{C1} - \Delta U_1 \approx U_{C1} = 380\ \text{V} \qquad (5)$$

式中：UC1 是变压器输入直流电压(等于中间储能电容上的电压)；

ΔU1 是变压器初级绕组的电阻压降与开关管的导通压降之和，在实际计算中可以忽略。

变压器二次绕组 N2 的电压幅值 UP2

$$U_{P2} = \frac{U_o + \Delta U_2}{D} = \frac{16 + 0.7}{0.2} = 83.5\ \text{V} \qquad (6)$$

式中：ΔU2 是变压器二次绕组的电阻压降与整流管的压降之和。

初级绕组匝数 N1 为

$$N_1 = \frac{U_{P1} D}{f \Delta B_m A_e} \qquad (7)$$

式中：f 是开关频率（120 kHz）；

ΔBm 是磁通增量，此处取 ΔBm=0.15T。

$$N_1 = \frac{380 \times 0.2}{120 \times 10^3 \times 0.15 \times 1.67} \times 10^4 = 25.3\ \text{匝} \quad (8)$$

实际取 N_1 为 26 匝

二次绕组 N_2 匝数为

$$N_2 = \frac{U_{P2}}{U_{P1}} N_1 = \frac{83.5}{380} \times 26 = 5.7 \approx 6\ \text{匝} \qquad (9)$$

二次绕组 N3 提供 UC3842 的 12V 工作电压，其匝数由下式得到

$$N_3 = \frac{U_{P3}(1 - D)}{U_{P1} D} N_1 = \frac{12(1 - 0.2)}{380 \times 0.2} \approx 4\ \text{匝} \quad (10)$$

式中：UP3 为二次绕组 N3 的电压幅值。

4 结语

应用脉宽调制集成控制芯片 UC3842 构成的单级 PFC 变换器，具有电路结构简单、成本低等优点。不仅获得稳定的输出，而且实现了功率因数校正。