

文章编号 :1671 - 683X(2006)01 - 0072 - 03

基于平均电流控制的有源功率因数校正技术

曾庆虹, 杨时杰

(华南理工大学电子与信息学院, 广东 广州 510640)

摘要:就目前最常用而又较先进的一种有源功率因数校正技术,讨论了其电路拓扑及控制策略,对控制策略中的平均电流控制原理作了详细分析,并给出了用于 50 V/20 A 通信电源功率因数校正电路的研究结果.功率因数达到 0.99 以下,适用于大功率应用场合.

关键词:功率因数校正;连续导电模式;平均电流控制

中图分类号:TM 911 文献标识码:A

0 引言

有源功率因数校正(Active Power Factor Correction, APFC)是高效、低污染地利用电能的重要途径,在电力电子技术应用中也可称之为绿色工程.随着现代经济和技术的大发展,电源整机的谐波干扰和对电网的污染问题不容忽视,有源功率因数校正技术已成为现代电源技术研究的一项重要内容.有源功率因数校正,就是从电路上采取措施,通常是在电源输入级插入校正网络,使电源输入电流实现正弦化,并与输入电压保持同相,从而使功率因数接近单位功率因数.

1 APFC 电路拓扑与控制策略

1.1 电路拓扑

电力电子电路的六种基本拓扑(Buck, Boost, Buck-Boost, Flyback, Sepic, Cuk)原则上都可以用作连续导电模式(Continuous Current Mode, CCM)的功率因数校正电路,其中 Boost 拓扑电路简单,方便使用电流进行控制,可以在线电压输入范围内保持高的功率因数,因而常作为优选的一种拓扑^[1].

1.2 控制策略

在 CCM 模式下,采用直接电流控制是发展的主流^[2],它包括峰值电流控制、平均电流控制、滞环电流控制及变频电流复零控制等方式.其中平均电流控制利用了乘法器校正技术,具有电流及

电压双环控制、噪声抑制能力强、无须斜坡补偿等优点,且可应用在任意电路拓扑上^[3,4],是目前 APFC 中应用最多的一种控制策略.

1.3 平均电流控制法原理

平均电流控制,是在峰值电流控制的基础上,在乘法器输出与比较器之间增加了 PI 电流控制器,控制输入电流的平均值,使其精确地跟踪电流设定值,其原理框图^[5]如图 1 所示.

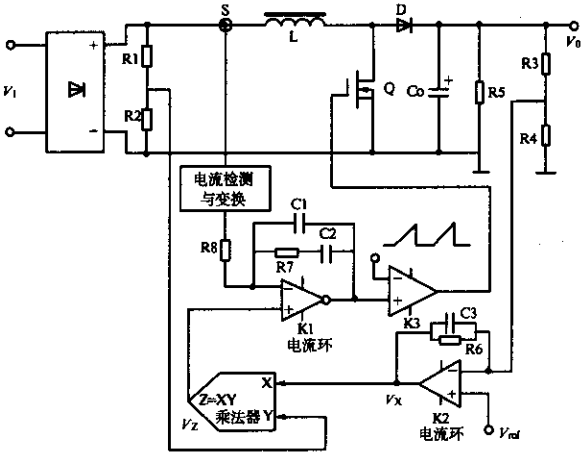


图 1 平均电流控制方式的 PFC 原理框图
Fig.1 The PFC Structure of The Control Mode of Mean Current

图 1 中,主电路为 Boost 拓扑,功率开关管以高频 PWM 方式工作.Boost 变换器的工作分两个阶段,Q 导通时,电源电压全部加到 L 上,IL 线性增大,IL 储能,D 截止,负载(后级 DC/DC 变换器)靠储于电容 Co 的能量维持工作;Q 关断时,电源

收稿日期 2005 - 10 - 28;修订日期 2005 - 12 - 18

作者简介:曾庆虹(1946 -),男,广东广州人,华南理工大学副教授,主要从事非线性电路与系统、功率电子学等领域研究.

电压和电感电动势串联使 D 导通,向负载供电同时向电容 C_o 充电.因此,Boost 变换器的输入电流就是电感电流 i_L 的平均值.由 K_1 、 K_2 、 K_3 及乘法器组成 PFC 控制器,其中 K_1 及外围元件 C_1 、 C_2 、 R_7 、 R_8 构成电流误差放大器, K_2 及外围元件 C_3 、 R_3 、 R_4 、 R_6 构成电压误差放大器, K_3 为 PWM 调制器.可见,图 1 所示的 PFC 控制电路是一个电压-电流双环控制系统.

输出电压 V_o 经 R_3 、 R_4 分压取样与参考电压 V_{ref} 比较,经 K_2 得误差电压 V_x ,它与全桥整流输出电压(由 R_1 、 R_2 分压取样)经乘法器相乘,其乘积送至 K_1 的同相输入端,作为基准电压.因此,基准电压实时地跟随整流输出电压(为半波正弦电压)的变化.而通过 S 节点经电流检测与变换获得的电感电流取样(通过取样电阻或电流检测变压器变换),被送到 K_1 的反相输入端,经电流误差放大器及其补偿网络处理后直接加到 K_3 的同相输入端,与反相输入端的锯齿波电压(来自振荡器)相比较,产生开关 Q 通断所需的 PWM 控制信号.因此,控制信号是随着整流输出正弦电压的瞬时值而周期性变化,即每个周期内功率开关管的导通时间受控于主电路电流的变化.这样,电流环误差放大器的输出直接控制了 PWM 调制器的占空比,强迫电感电流 I_L 迫近其平均值.可见,通过改变功率开关管的驱动信号脉宽,调节每个周期内的电流平均值,可使流过升压电感的电流与工频正弦电压成正比且同相,从而实现了功率因数校正.从控制理论的角度而言,电流环实际上是一个二阶无差系统^[6],它可以无差地跟踪正弦波输入函数,从而使电流控制器的输出电流无差地跟踪主回路的电流,这正是较其他控制模式的先进之处.

2 实验研究

2.1 设计要求

用于 50 V/20 A 通信电源输入级功率因数校正电路输入电压: $V_{IN} = 220 \text{ V} \pm 25\%(\text{AC})$;输出电压: $V_o = 400 \text{ V}(\text{DC})$;开关频率: $f_s = 80 \text{ kHz}$;最大输出功率: $P_{(mas)} = 1\,200 \text{ W}$;功率因数: $PF > 0.99$;总谐波畸变: $\text{THD} < 6\%$

2.2 电路参数选择

主电路:采用 Boost 拓扑,主功率管 Q 选用 MOS 开关管,型号为 IRFP460,二极管 D 选用快恢复二极管,型号为 APT30S60B,按 Boost 电路的有关公式算得占空比 $D = 0.42$,电感 $L = 578 \mu\text{H}$,取 $600 \mu\text{H}$.输出电容 $C_o = 1\,280 \mu\text{F}$,取 $1\,200 \mu\text{F}$.

控制电路:采用美国 Unitrode 公司推出的专用集成组件 UC3854A/B^[6]作 PFC 控制器,它是 UC3854 的改进型号,具有完成平均电流控制所需要的全部控制功能.其中,电流环及电压环的补偿网络均为外接,具体设计如下:

2.2.1 电流环

如前所述,电流误差放大器在控制过程中起着举足轻重的作用,为确保其稳定运行,须对电流环进行相位补偿.要求补偿后,在开关频率附近能提供稳定的增益,此增益是根据使开关打开时电感电流的下降斜率和振荡器产生的锯齿波斜率相匹配的原则而决定的.而在低频零点响应则应提供高增益,零点必须设置在交越频率上或低于交越频率.一般交越频率可取开关频率的 1/6 或更低,只要保证电流环有足够的带宽跟踪线电流即可.如设在交越频率上,相位裕度有 45 度,可使系统低过冲,干扰小,工作稳定.为了减少对噪声的敏感性,极点一般设置在开关频率附近.

$$f_c \leq \frac{1}{6} f_s = \frac{1}{6} \times 80 \approx 13.33 \text{ kHz}, \text{取 } f_z = f_c = 10 \text{ kHz}.$$

取电流检测变压器变比为 1:100,采样等效电阻为 15Ω ,则零点处功率部分的增益

$$\begin{aligned} |G_{id}(s)| &= \frac{V_{RS}}{V_{ca}} = \frac{V_o R_{sense}}{2\pi f_z L V_{se}} \\ &= \frac{400 \times 15/100}{2\pi \times 10 \times 600 \times 6.2} \approx 0.26. \end{aligned}$$

因为交越频率处,整个电流环的环路增益为单位增益,因此电流环增益

$$G_{ca} = \frac{1}{|G_{id}(s)|} = \frac{R_{i1}}{R_{i1}}, \text{取 } R_{i1} = 5.1 \text{ k}\Omega, \text{则}$$

$$R_{i1} = \frac{R_{i1}}{|G_{id}(s)|} = \frac{5.1}{0.26} \approx 19.6 \text{ k}\Omega,$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{i1} C_z},$$

$$C_z = \frac{1}{2\pi f_z R_{i1}} = \frac{1}{2\pi f_c R_{i1}} \approx 812 \text{ pF},$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{i1} \left(\frac{C_z C_p}{C_z + C_p} \right)} \approx \frac{1}{2\pi R_{i1} C_p},$$

$$C_p \approx \frac{1}{2\pi R_{i1} f_p} = \frac{1}{2\pi R_{i1} f_s} \approx 101 \text{ pF}.$$

实际取 $R_7 = R_{i1} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_8 = R_{i1} = 5.1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_p = 100 \text{ pF}$, $C_2 = C_z = 1\,000 \text{ pF}$.

以上各式中: V_{RS} 为检测电阻电压; V_{ca} 为电流放大器输出电压; V_{sense} 为检测电阻; V_{se} 为晶振(振荡器锯齿波)峰峰值; R_{i1} 为从电流检测到电流放

大器反相输入端电阻 $i f_c$ 为交越频率 $i f_z$ 为零点频率 $i f_p$ 极点频率.

2.2.2 电压环

为了使输入电流的畸变尽可能小,必须引入极点进行补偿,使电压环具有足够的相位裕度以保证在相位上能跟踪输入电流,而带宽必须设计得足够低,以衰减输出电容 C_o 上的工频二次谐波.

设线电流二次谐波频率为 f_r , 输出电容纹波(二次谐波)电压峰值为

$$V_{d(PK)} = \frac{P_{in}}{2\pi f_r C_o V_o} = \frac{1\,200/0.95}{2\pi \times 100 \times 1\,200 \times 400} \approx 4.2$$
$$V_{d(PK)} = 4.2\text{ V}$$

按 THD 的设计要求,电压误差放大器输出允许的畸变量 ripple 设定为 1.5%,已知最低线电压时乘法器输出为 1 V,最低线电压最大负载时,电压误差放大器的输出 V_{ea} 最大值为 6 V,因此电压误差放大器上的纹波

$$V_{ea(PK)} = \% \cdot \text{ripple} \cdot \Delta V_{ea} = 0.015 \times (6 - 1) = 0.075\text{ V}$$

电压误差放大器增益

$$|G_{vea}(s)| = \frac{V_{ea(PK)}}{V_{d(PK)}} = \frac{0.075}{4.2} \approx 0.018.$$

整个电压环的环路增益同样为单位增益

$$T_v = G_{ps}(s) \cdot G_{vea}(s) = 1$$

即

$$\frac{P_{in}}{(SC_o)\Delta V_{ea}V_o} \cdot \frac{X_{C_f}}{R_{i2}} = 1$$

取 $R_{i2} = 1.2\text{ M}\Omega$ (取值范围为 $500\text{ k}\Omega \sim 1.5\text{ M}\Omega$),则

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_r G_{vea} R_{i2}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 0.018 \times 1.2} \approx 0.07\text{ }\mu\text{F}$$

$$f_p = \sqrt{\frac{P_{in}}{(2\pi)^2 C_o \Delta_{ea} V_o R_{i2} C_f}} =$$
$$\sqrt{\frac{1\,200/0.95}{(2\pi)^2 \times 1\,200 \times (6 - 1) \times 400 \times 1.2 \times 0.07}} \approx 13\text{ Hz}$$

$$R_{i2} = \frac{1}{2\pi f_p C_f} \approx 175\text{ k}\Omega$$

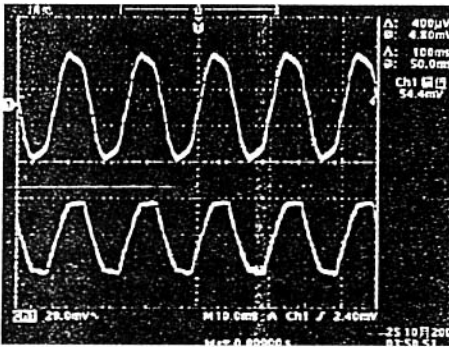
实际取 $R_9 = R_{i2} = 180\text{ k}\Omega$, $C_3 = C_f = 0.1\text{ }\mu\text{F}$,分压电阻 R_3 、 R_4 由电阻 $1\text{ M}\Omega$ 、 $47\text{ k}\Omega$ 及可调电阻 $100\text{ k}\Omega$ 组成.

以上各式中: T_v 为整个电压环增益; G_{ps} 为功率部分的增益;电路效率 η 取 0.95; R_{i2} (R_3)为电压误差放大器反相端输入电阻.

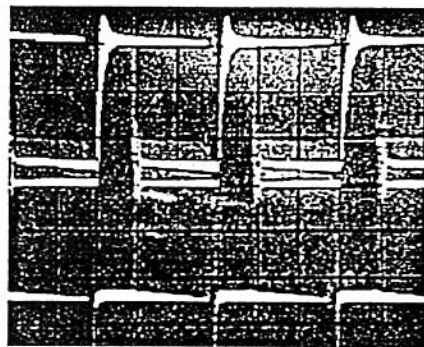
在 UC3854A/B 外围元件设计中,乘法器的设置也是一个重要内容,参数的选择同样至关重要^[7],有关参数的计算从略.

2.3 实验结果

图 2 给出负载为 $500\text{ }\Omega$ 时的输入电流波形以及 MOS 管 V_{GS} 和 V_{DS} 的波形.其中电流波形是用 TEKTRONIX 公司的电流探头(A6362)和示波器(TDS3012)测得,而开关管电压则是用示波器(CA8020)测得.经功率因数仪(PF9800)测试,PF = 0.993,达到设计要求.



(a) 输入电流(上)和输入电压(下)波形



(b) 功率开关管 VDS(上)和 VGS(下)波形

图 2 实验波形

Fig.2 The Experiment waveform

3 结论

采用平均电流控制模式的 APFC 技术,由于具有电流、电压双环控制,与其它控制模式相比,具有突出的优点^[8].跟踪误差小,瞬态特性好,总谐波畸变(THD)和电磁辐射干扰(EMI)小,对噪声不敏感,开关频率固定,控制电路简单.实验表明,功率因数可达到 0.993,是一种较先进和实用的功率因

数校正技术,特别适用于大功率应用场合.

参考文献:

[1] QIAO C, SMEDLEY K M. A topology survey of single-stage power factor correction with a boost type input-current-shape[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2001, 16: 360 ~ 368.

[11] 杨文献 , 姜节胜 . 基于复小波变换的超声信号分析技术研究 [J]. 西北工业大学学报 , 2004 , 22 (4) : 510 ~ 514 .

[12] 马大猷 . 声学手册 [M]. 北京 : 科学出版社 , 1983 . 350 ~ 373 .

Study on Detection Precision of the Ultrasonic Distance
Measurement Device with High Precision

BU Ying – yong , HE Yong – qiang , ZHAO Hai – ming , REN Feng – yue

(College of Mechanical & Electrical Engineering , Central South University , Changsha 410083 , China)

Abstract : In the technology of ultrasonic distance measurement , normally influenced by the temperature and the detection error of time of flight time (TOF) , with the result that the precision of distance measurement is not so high . Therefore , in order to enhance the measuring accuracy of the ultrasonic distance measurement device , this paper has made the improvement in the structure in view of the traditional ultrasonic distance measurement device and installed the standard adjustment appliance which has the function of temperature compensation . At the same time , according to the transmission characteristic of the returned ultrasonic , we use the wavelet analytic method to conduct operation processing the echo signal and propose the peak detection method based on the wavelet envelope principle . The result of experiment indicates these technologies remarkably increase the precision of ultrasonic distance measurement device and strengthen the ultrasonic detection reliability .

Keywords : Ultrasonic distance measurement ; Standard adjustable board ; Wavelet analysis ; Peak detection

(上接第 74 页)

[2] 毛 鸿 , 吴兆麟 . 有源功率因数校正器的控制策略综述 [J]. 电力电子技术 . 2000 , 34 (1) : 58 ~ 61 .

[3] 陈丽敏 . APFC 技术中的平均电流型控制及其应用研究 [J]. 电气传动自动化 , 2001 , 23 (2) : 38 ~ 40 .

[4] 杨 汝 . 平均电流模式的控制电路设计 [J]. 电力电子技术 , 2002 , 36 (4) : 66 ~ 69 .

[5] 张廷鹏 , 吴铁军 . 通信用高频开关电源 [M]. 北京 : 人民邮电出版社 , 1998 .

[6] 刘胜利 . 现代高频开关电源实用技术 [M]. 北京 : 电子工业出版社 , 2001 .

[7] 杨 波 . 通信电源功率因数校正电路的分析和研究 [D]. 广州 : 华南理工大学 , 2002 .

[8] 刘春艳 , 秦福建 , 马跃利 . Boost 型 APFC 电路的控制实现方案 [J]. 青海大学学报 (自然科学版) , 2004 , 22 (6) : 61 ~ 64 .

An Active Power Factor Correction Technique
Based on Average Current Control

ZENG Qing – hong , YANG Shi – jie

(School of Electronic and Information Engineering , South China University of Technology , Guangzhou 510640 , China)

Abstract : In view of a most frequent-used and advanced active power factor correction technique at present , this paper studied on its circuit topology and control strategy , of which the average current control principle is analyzed in detail . The experiment result of a 50V/20A communication power frequency factor correction circuit is also given .

Key words : power factor correction (PFC) ; CCM ; average current control