

新型低感值准无桥有源功率因数校正器

侯孝涵¹, 靳洋², 姜建国¹, 杨喜军¹, 唐厚君¹

(1. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240;

2. 上海空间电源研究所, 上海 200245)

摘要:传统有桥单相有源功率因数校正器可采用分流电阻压降反映电感电流瞬时值用于电流内环控制, 该方法也可直接用于准无桥 APFC。但是 APFC 高频化发展趋势要求使用低感值交流电感, 上述测量电感电流瞬时值的方案不再适用, 因此需要对原有电路拓扑进行改进。提出一种新型低感值准无桥 APFC 电路, 并建立其小信号分析模型, 采用单周期控制芯片 IR1155S 作为控制器, 详细设计了电压外环补偿器, 实现了 1.0 kW 准无桥 APFC 电路, 实验验证了新电路的正确性。

关键词:功率因数校正; 单周期控制; 电压补偿器; 稳定性设计

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19858

A Novel Lower Inductance Quasi-bridgeless Active Power Factor Corrector

HOU Xiaohan¹, JIN Yang², JIANG Jianguo¹, YANG Xijun¹, TANG Houjun¹

(1. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai

200240, China; 2. Shanghai Institute of Space Power-source, Shanghai 200245, China)

Abstract: Single-phase traditional bridged active power factor corrector (APFC) can use the voltage drop of shunt resistor to reflect the instantaneous value of inductor current for current inner loop control. This method can be directly used in quasi-bridgeless APFC. The high frequency development trend of APFC requires the use of low inductance AC inductors and the above scheme for measuring the instantaneous value of inductor current was no longer applicable. So the original topology needs to be improved. A quasi-bridgeless APFC topology suitable for low inductance was proposed. After establishing small-signal analysis model of the topology, the voltage compensator was designed based on one cycle control chip IR1155S. Finally, the 1.0 kW quasi-bridgeless APFC was realized and experiments verify the correctness of the new circuit.

Key words: power factor correction; one cycle control; voltage compensator; stability design

为了减少电力电子变换器输入电流中谐波电流含量, 以满足 IEC61000—3—2, IEC61000—3—12 等针对谐波电流污染的标准, 单相有源功率因数校正器 (active power factor corrector, APFC) 得到迅速发展和应用^[1-3]。单相 APFC 包括功率开关后置的传统有桥 APFC、功率开关前置的有桥 APFC 以及功率开关置于桥中的 APFC。功率开关置于桥中的 APFC 又称为无桥 APFC, 为了便于适用已有的模拟或数字控制电路, 尤其模拟控制电路, 无桥 APFC 还分化出一种功率开关发射极与续流二极管阳极分离的拓扑, 但是目前这种拓扑只有功率模块形式的产品, 仅仅支持 20 kHz 的上限开关频率。目前, 即使传统有桥 APFC 模块

支持的上限开关频率也不超过 40 kHz^[4-6]。

为了克服上述问题, 且能适用已有的模拟或数字控制电路, 准无桥 APFC 应运而生, 并得到了一定程度的研究, 但是已有技术文献所采用的网侧电感取值都较大, 一般大于 500 μH , 仿真分析与实验验证了这种准无桥 APFC 只能适合较大感量情况, 不合适低感值情况。

但是根据目前的发展趋势, 单相 AC-DC 变换器, 包括支持较大功率输出的准无桥单相 APFC 电路, 需要向高频化发展, 从而降低成本和尺寸, 实现在板安装。高频化发展需要更小的网侧感量。恰恰由于感量较小, 在轻载、瞬时网流较低时, 原有准无桥单相 AC-DC 电路中分流电阻

压降不能准确反映电感电流瞬时值,因而控制电路出现偏差,造成控制失败。鉴于全部电感电流起作用,分流电阻需要通过全部电流,因此感值较低时这种控制失败具有必然性,而与开关频率高低无关。

基于以上,文中给出一种新型低感值准无桥 APFC 电路拓扑,详细分析了该拓扑原理,给出小信号数学模型,控制方式采用单周期控制(one cycle control, OCC),详细设计了电压外环补偿器,最后采用 APFC 控制芯片 IR1155S 实现这种准无桥 APFC。

1 新型准无桥 APFC 电路拓扑及数学模型

1.1 新型低感值准无桥 APFC 电路拓扑

图 1 给出了原有准无桥 APFC 的电路拓扑,其中电阻 R_1 为分流电阻,作用是反映流过升压电感的全部电流,即在电网电压正半周中,希望电阻 R_1 上流过升压电感 L_1 的全部电流,电感 L_2 电流为零。在网压负半周中,希望电阻 R_1 上流过升压电感 L_2 的全部电流,电感 L_1 电流为零。当电感 L_1 和 L_2 取值较大时,一般大于 $500 \mu\text{H}$,电阻 R_1 基本上流过升压电感 L_1 和 L_2 的全部电流,作为内环电流控制的检测电流,因而可以获得良好的控制效果。

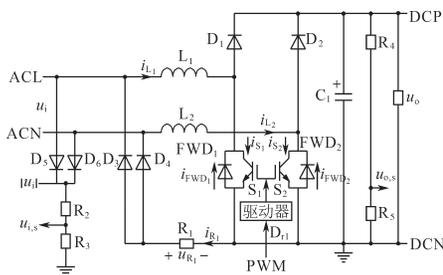


图 1 原有准无桥 APFC 的电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of traditional quasi-bridgeless APFC

在高开关频率发展趋势下,电感 L_1 和 L_2 取值较小,剩余感值会低于 $100 \mu\text{H}$ 。以电源电压正半周为例,当功率开关 S_1 导通时,电感 L_1 储存能量, $i_{L_1} = i_{S_1} = i_{R_1} + i_{FWD_2}$; 当功率开关 S_1 关断时,电感 L_1 释放能量, $i_{L_1} = i_{R_1} + i_{FWD_2}$ 。 i_{R_1} 决定于 R_1 阻值和 D_4 正向压降, i_{FWD_2} 决定于 FWD_2 正向压降和 L_2 压降, i_{R_1} 与 i_{FWD_2} 分流情况取决于上述 2 个支路的压降大小。APFC 控制中希望 $i_{L_1} = i_{R_1}$, 即 $i_{FWD_2} = 0$ 。而当 L_1 电感值较小、电流瞬时值较低时,必然会

使得 $i_{L_1} > i_{R_1}$, 使得分流电阻压降不能准确反映电感电流,因此导致电流内环控制失败。在电网电压负半周,可以得到同样的结论。

为了防止出现正半周 $i_{L_1} \neq i_{R_1}$ 和负半周 $i_{L_2} \neq i_{R_1}$, 需要改进原有准无桥 APFC 的功率电路,消除 i_{FWD_1} 和 i_{FWD_2} 的影响。本文给出一种改进准无桥 APFC 的电路拓扑,如图 2 所示,其中图 2a 为双电感方案,图 2b 为单电感方案,图 2 中只需要在每只功率开关与地之间接入 1 只功率二极管,迫使正半周 $i_{L_1} \neq i_{R_1}$ 和负半周 $i_{L_2} \neq i_{R_1}$ 。

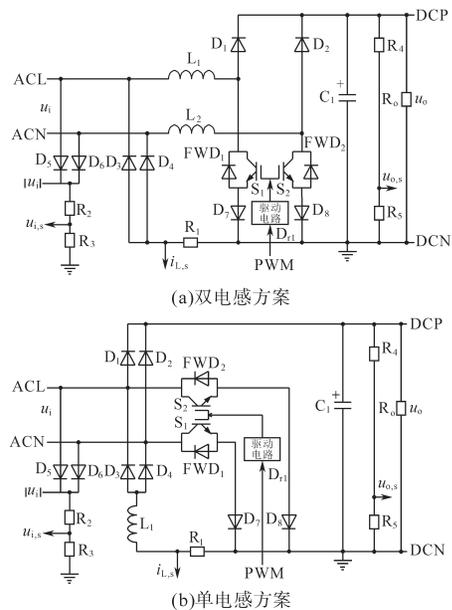


图 2 新型准无桥 APFC 的电路拓扑

Fig.2 Circuit topology of the novel quasi-bridgeless APFC

1.2 功率电路小信号数学模型

单相 APFC 可以等价为前级 AC-DC 变换器、后级 Boost DC-DC 变换器在电路上的顺次串联电路,核心部分为后级 Boost DC-DC 变换器。下面建立图 2a 所示新型准无桥 APFC 功率电路的小信号数学模型。

功率电路小信号建模的方法为^[7-8]:

- 1) 将 Boost 变换器的变量在 1 个开关周期内求平均值,以消除开关纹波的影响;
- 2) 将平均变量分解成直流分量和交流小信号分量,消去直流分量后,得到小信号表达式;
- 3) 对小信号分量进行线性化处理,从而将非线性系统在静态工作点附近近似为线性系统。

在 1 个开关周期内,Boost 功率电路有 2 种工作状态如下所述。

工作状态1:假设占空比为 d ,当 $0 \leq t \leq dT_s$ 时,开关器件 S_1 导通,反向快速恢复二极管 D_1 反向截止,电源电压 u_i 全部施加在电感 L_1 上,电容 C_1 为负载电阻 R_o 供电,则

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{|u_i|}{L_1} \\ \frac{du_{C_1}}{dt} = -\frac{u_{C_1}}{R_o C_1} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{L_1} 为电感 L_1 的电流; u_{C_1} 为电容 C_1 的电压。可得工作状态1下的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{du_{C_1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_o C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ u_{C_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} |u_i| \quad (2)$$

工作状态2:当 $dT_s \leq t \leq T_s$ 时, S_1 关断, D_1 导通,电源和电感同时为 C_1 充电,并为 R_o 供电,则

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} (|u_i| - u_{C_1}) \\ \frac{du_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_{L_1} - \frac{u_{C_1}}{R_o}) \end{cases} \quad (3)$$

可得工作状态2下的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{du_{C_1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_o C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ u_{C_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} |u_i| \quad (4)$$

将式(2)乘以 d 、式(4)乘以 $(1-d)$,可得Boost变换器在1个开关周期内平均状态方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{du_{C_1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L_1} \\ \frac{1-d}{C_1} & -\frac{1}{R_o C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ u_{C_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} |u_i| \quad (5)$$

将电感电流和电容电压的平均值分解为直流分量和交流小信号分量之和,再消去直流分量,可得小信号模型,如下式所示:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}}{dt} = |\hat{u}_i| - (1-D)\hat{u}_{C_1} + u_{C_1} \hat{d} \\ C_1 \frac{d\hat{u}_{C_1}}{dt} = (1-D)\hat{i}_{L_1} - \frac{1}{R_o} \hat{u}_{C_1} - i_{L_1} \hat{d} \end{cases} \quad (6)$$

式中: D 为 d 的稳态值; \hat{d} , \hat{i}_{L_1} , \hat{u}_{C_1} , \hat{u}_i 分别为对应项的小信号分量。

由式(6)可得交流小信号模型如图3所示。

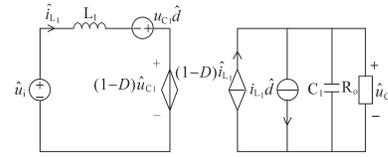


图3 Boost变换器小信号模型
Fig.3 Small signal model of Boost converter

2 单周期控制 APFC 原理

APFC的主要任务包括:产生稳定的直流输出电压,而且电压纹波满足要求;产生高正弦度的与输入电压同相位的输入电流,获得网侧单位功率因数。

单周期控制器的基本原理如图4所示。

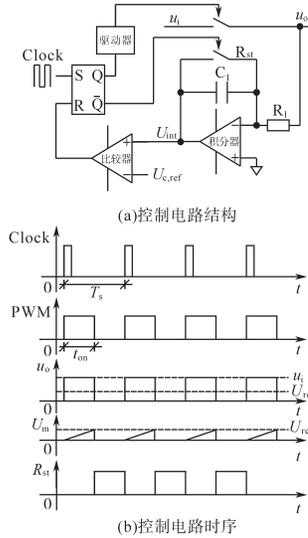


图4 单周期控制器的基本原理
Fig.4 The basic principle of one cycle controller

假定开关频率远高于输入 u_i 的最高频率成分,则可以认为在1个开关周期中输入 u_i 不变,可得输出 u_o 在该开关周期中平均值为

$$u_{o,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} u_i(t) dt \approx u_i(t) d(t) \quad (7)$$

其中 $d(t) = t_{on}/T_s$
式中: $d(t)$ 为占空比; T_s 为开关周期。

如果在该开关周期中,输出 u_o 平均值与参考信号 $U_{C,ref}$ 平均值相等,即

$$\int_0^{dT_s} u_i(t) dt \approx \int_0^{dT_s} U_{C,ref}(t) dt \quad (8)$$

当开关频率远大于参考信号 $U_{C,ref}$ 最大频率时,

$$u_{o,avg} = U_{C,ref} \quad (9)$$

式(9)说明,通过控制作用使得输出 u_o 等于或正比例于参考信号 $U_{C,ref}$,则可以实现由输入 u_i 到输

出 u_o 的变换。

在设计积分器时,如果 R_1, C_1 的取值刚好满足 $RC=T_s$, 则式 (9) 成立。如果 $RC \neq T_s$, 则 $u_{o,avg} = KU_{C,ref}$, 表明输出 u_o 与参考信号 $U_{C,ref}$ 成正比。

上述 OCC 原理表明, OCC 需要快速积分器, 1 个开关周期复位积分 1 次, 受控电量的动态过程维持时间不超过 1 个开关周期, 所以受控量不存在稳态误差和动态误差, 因而具有抗扰强、响应快等优点^[9-11]。

图 5 为单相功率因数校正器的单周期控制器原理图, 其控制目的是使桥后电压与电流之比为常数, 即呈现阻性负载特性, 反射到网侧后, 网侧可以获得单位功率因数。单周期控制的 APFC 与传统控制方式相比, 不需要乘法器, 不需要检测输入电压, 大大简化了电路设计过程, 减小了电路体积, 因此受到广泛应用。

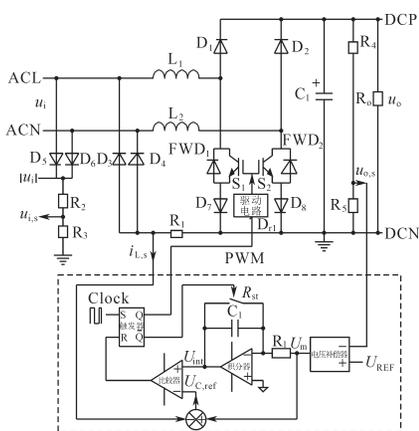


图 5 单相功率因数校正器的单周期控制器原理图
Fig.5 The principle of one cycle controller for APFC

3 电压外环传递函数

3.1 系统小信号模型

IR1155S 是 IR 公司 2011 年推出的单周期 PFC 控制芯片, 基于 IR1155S 的新型准无桥 APFC 功率电路与控制电路如图 6 所示。

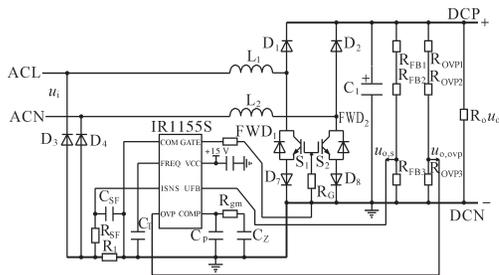


图 6 IR1155S APFC 功率电路与控制电路
Fig.6 Power circuit and control circuit of IR1155S APFC

IR1155S APFC 小信号模型电路如图 7 所示。图 7 中, $H_1(s)$ 为输出分压器传递函数; $H_2(s)$ 为电压误差放大器和补偿器传递函数; $H_3(s)$ 为单周期控制 APFC 调制器传递函数; $G(s)$ 为功率电路的传递函数。

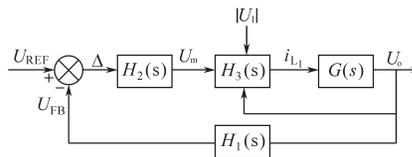


图 7 IR1155S APFC 小信号模型
Fig.7 Small signal model of IR1155S APFC

电压外环监控输出直流电压 U_o , 通过电阻分压器检测输出直流电压瞬时值, 分压器传递函数为 $H_1(s)$ 。利用电压误差放大器, 将反馈电压 U_{FB} 与 IR1155S 内部参考信号 2.5 V 进行比较, 再经误差放大器放大及补偿后得到控制信号 U_m 。误差放大器与补偿网络的传递函数为 $H_2(s)$, 误差放大器为跨导放大器, 其输出与引脚 COMP 相连, 该控制信号直接控制升压电感电流 i_{L1} 。 i_{L1} 与 U_m 之间的传递函数为 $H_3(s)$ 。

APFC 的功率电路与电解电容 C_1 负责维持输出电压 U_o 稳定, 功率电路、电解电容以及负载的传递函数为 $G(s)$, 则整个环路的开关传递函数为

$$T(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s) \cdot G(s) \quad (10)$$

引脚 COMP 与地之间 RC 网络的作用如下:

- 1) 在负载和电源电压波动时, 保持良好的动态响应特性;
- 2) 确保在稳态条件下 2 倍网频纹波电压不引起过大网侧电流畸变。

3.2 各部小信号模型

3.2.1 功率电路增益 $G(s)$

根据 IR1155S 芯片使用手册, IR1155S APFC 功率电路的小信号模型如图 8 所示。

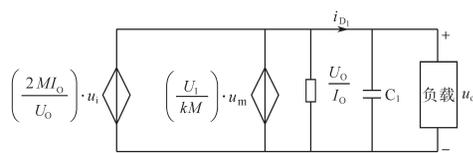


图 8 IR1155S APFC 功率电路的小信号模型
Fig.8 Small signal model of IR1155S APFC power circuit

功率电路传递函数 $G(s)$ 表示了当升压电感电流 i_{L1} 波动时直流输出电压 u_o 的小信号波动状

况,其表达式为

$$G(s) = \frac{u_o}{i_{L_1}} = \left(\frac{u_o}{i_{D_1}}\right) \cdot \left(\frac{i_{D_1}}{i_{L_1}}\right) \quad (11)$$

式中: i_{D_1} 为反向快速恢复二极管 D_1 电流。

对于纯阻负载,因为分流阻抗与系统负载 R_L 并联,在幅值上相等,等效阻抗为 $R_L/2$,传递函数为

$$\frac{u_o}{i_{D_1}} = \frac{\frac{R_L}{2}}{1 + sC_1 \frac{R_L}{2}} \quad (12)$$

假设系统转换效率为100%,则 $U_1 I_{L_1} = U_o I_o$,考虑到平均值 $I_o = I_{D_1}$,则 $U_1 I_{L_1} = U_o I_{D_1}$ 。再用线性化和小信号分析,直流工作点由 U_1 与 U_o 定义, $i_{D_1}/i_{L_1} = U_1/U_o$ 。

对纯阻负载,整个功率电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{U_1}{U_o} \times \frac{\frac{R_L}{2}}{1 + sC_1 \frac{R_L}{2}} \quad (13)$$

3.2.2 OCC PFC调制器传递函数

推导 i_{L_1}/U_m 时,需要采用OCC PWM调制器控制律

$$G_{DC} \cdot R_1 \cdot i_{L_1} = \frac{u_m}{M(d)} \quad (14)$$

其中 $M(d) = U_o/U_1$

式中: G_{DC} 为直流增益,为芯片内部参数,典型值为3.1。

最终 i_{L_1}/U_m 传递函数表达式为

$$H_3(s) = \frac{i_{L_1}}{U_m} = \frac{U_1}{U_o R_1 G_{DC}} \quad (15)$$

3.2.3 输出分压器传递函数 $H_1(s)$

输出分压器采样输出电压与参考信号进行比较,输出电压为

$$U_o = \frac{(R_{FB1} + R_{FB2} + R_{FB3})U_{REF}}{R_{FB3}} \quad (16)$$

式中: U_{REF} 为输出电压参考值。

输出分压器的传递函数为

$$H_1(s) = \frac{U_{REF}}{U_o} \quad (17)$$

3.2.4 输出电压补偿器传递函数 $H_2(s)$

补偿网络一般采用一阶单极点系统,设计考虑如下:

1)增加原点处的1个极点,以增加低频增益和改善输出电压调整率;

2)增加1个低频零点,以增加交越频率处的相位裕度,并能部分补偿上述极点;

3)增加1个高频极点,以衰减开关频率噪声和抑制纹波电压影响。

跨导型电压误差放大器同时满足上述需求条件,该补偿网络如图9所示,补偿器的设计选值的主要标准是合适的电压环带宽。

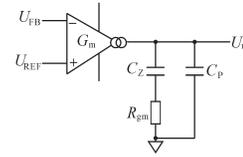


图9 电压环误差放大器补偿网络

Fig.9 Error amplifier and compensation network of voltage loop

电压环误差放大器补偿网络传递函数为

$$H_2(s) = \frac{g_m \cdot (1 + sR_{gm}C_Z)}{s(C_Z + C_P + sR_{gm}C_Z C_P)} \quad (18)$$

式中: g_m 为电压环误差放大器的跨导; R_{gm} 为跨导电阻; C_Z 为软启动电容; C_P 为极点电容。

该补偿网络在传递函数中引入的零点和极点频率分别为

$$f_{z_0} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} \cdot C_Z} \quad (19)$$

$$f_{p_0} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} \frac{C_Z C_P}{C_Z + C_P}} \quad (20)$$

4 输出电压补偿器设计步骤

4.1 第1步:选择软启动电容 C_Z

基于软启动时间选择 C_Z ,软启动时间为20至几百ms,选取典型值40ms。软启动时间内 U_{COMP} 从零升至最大值。

软启动电容为

$$C_Z = \frac{t_{SS} \cdot i_{OVEA}}{U_{COMP(EFF)}} \quad (21)$$

式中: i_{OVEA} 和 $U_{COMP(EFF)}$ 来自使用说明书,代入可得 $C_Z=0.36 \mu F$,可选择 $C_Z=0.33 \mu F$ 。

4.2 第2步:选择跨导电阻 R_{gm}

R_{gm} 的选择应该确保 $H_1(s) \cdot H_2(s)$ 的2倍网频衰减量足够小,以此避免网侧电流畸变。首先计算出2倍网频纹波电压幅值,考虑网频 f_{AC} 为47Hz时出现最大纹波电压,则峰值-零点纹波电压 U_{OPK} 为

$$U_{OPK} = \frac{P_{IN(MAX)}}{2\pi \cdot 2 \cdot f_{AC} \cdot C_O \cdot U_O} = \frac{1041.7 \text{ W}}{2\pi \times 2 \times 47 \text{ Hz} \times 660 \mu\text{F} \times 400 \text{ V}} = 6.68 \text{ V} \quad (22)$$

式中: $P_{IN(MAX)}$ 为最大输入功率; C_O 为输出电容。

输出电压中峰峰纹波电压为 $2 \times U_{OPK}$, 经过电阻分压和误差放大器补偿网络, 该电压反映到 U_{COMP} 后, 引起 ΔU_{COMP} , 与误差放大器输出电压幅值 $U_{COMP(EFF)}$ 相比, ΔU_{COMP} 应足够小, 一般地, $\Delta U_{COMP}/U_{COMP}$ 变化范围为 0.5% ~ 1.0%。选择 0.5% 可以获得优质电流波形。选择 1.0% 可以获得较高相位裕量和在负载阶跃时较低振荡响应。此处选择 1.0%, 1.0% 衰减要求 G_{VA} 为

$$G_{VA} = \frac{U_{COMP(EFF)} \cdot 0.01}{2 \cdot U_{OPK}} = \frac{4.9 \text{ V} \times 0.01}{2 \times 6.68 \text{ V}} = 0.00367 = -48.7 \text{ dB} \quad (23)$$

式中: G_{VA} 为 $H_1(s) \cdot H_2(s)$ 在 2 倍网频下所需的衰减量。

而 $H_1(s) = U_{REF}/U_O$, 即

$$H_1(s) = \frac{5 \text{ V}}{400 \text{ V}} = 0.0125 = -38.1 \text{ dB} \quad (24)$$

因此 2 倍网频处仅仅来自 $H_2(s)$ 的所需衰减为

$$G_{VA} - H_1 = -10.6 \text{ dB} \quad (25)$$

由于电压补偿器极点的设置应该远高于 2 倍网频, 因此 $C_Z \gg C_P$, 则在 2 倍网频处误差放大器传递函数可以近似为

$$H_2(s) \approx \frac{g_m \cdot (1 + sR_{gm}C_Z)}{sC_Z} \quad (26)$$

由于 C_Z 已经确定, 只需计算 R_{gm} , 计算公式为

$$|H_2(j2\pi \cdot f_{AC})| = G_{VA} - H_1 = -10.6 \text{ dB} \quad (27)$$

$$R_{gm} = \sqrt{\left(\frac{G_{VA} - H_1}{g_m}\right)^2 - \left(\frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot f_{AC} \cdot C_Z}\right)^2} \quad (28)$$

代入 $f_{AC}=47 \text{ Hz}$, $g_m=50 \text{ ms}$ 和 $C_Z=0.33 \mu\text{F}$, 可得 $R_{gm}=2.7 \text{ kW}$ 。功率电路传递函数中零点对应频率可以估算为

$$f_Z = \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} \cdot C_Z} = \frac{1}{2\pi \times 2.7 \text{ kW} \times 0.33 \mu\text{F}} = 178 \text{ Hz} \quad (29)$$

功率电路传递函数中的极点频率为

$$f_{PS} = \frac{1}{2\pi \cdot C_O \cdot \frac{R_L}{2}} = \frac{1}{2\pi \times 660 \mu\text{F} \times \frac{150.544 \Omega}{2}} = 3.2 \text{ Hz} \quad (30)$$

4.3 第3步:选择极点电容 C_P

根据高频极点位置选择 C_P 。极点频率的选择应高于交越频率、远低于开关频率, 可以衰减开关噪声以及输出电容的开关频率纹波, 典型值为 $1/6 \sim 1/10$ 的开关频率。本文选择 $f_{p0}=1/6 \times f_{sw}=0.166 \times 100 \text{ kHz}=16 \text{ kHz}$, 可得:

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} \frac{C_Z C_P}{C_Z + C_P}} \approx \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} C_P} \quad (31)$$

$$C_P = \frac{1}{2\pi \times 2.7 \text{ kW} \times 100 \text{ kHz} \times 0.166} = 3.55 \text{ nF} \quad (32)$$

根据上述设计过程, 输出功率 1.0 kW 时, 绘制交流输入电压分别为 85 V 和 264 V 时的电压环响应, 分别如图 10 和图 11 所示。对于 85 V/1.0 kW, 交越频率为 6 Hz, 相位裕量约为 26° 。对于 264 V/1.0 kW, 交越频率为 19 Hz, 相位裕量约为 16° 。在通用供电电源 85 ~ 264 V 时, 该结果满足交越频率和相位裕量的设计要求。

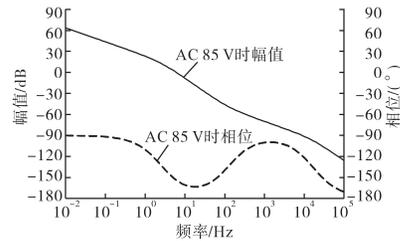


图 10 AC 85 V/1.0 kW 时 OCC APFC 环路的频率特性

Fig.10 Frequency characteristics of the entire loop of OCC APFC at AC 85 V/1.0 kW

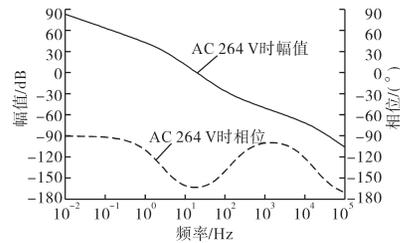


图 11 AC 264 V/1.0 kW 时 OCC APFC 环路频率特性

Fig.11 Frequency characteristics of the entire loop of OCC APFC at AC 264 V/1.0 kW

5 实验结果与分析

实验时标称输入电压有效值 220 V, 升压电感 $240 \mu\text{H}$, 输出电容 $2 \times 330 \mu\text{F}$, 最大功率为 1.5 kW, 分流电阻 $R_1=20 \text{ m}\Omega$, 分压支路 $R_{FB1}=R_{FB2}=499 \text{ k}\Omega$, $R_{FB3}=13 \text{ k}\Omega$ 。过压保护支路 $R_{OV1}=R_{OV2}=499 \text{ k}\Omega$,

$R_{OVP3}=12.8\text{ k}\Omega$ 。谐振电容 $C_f=0.93\text{ nF}$,软启动电容 $C_z=0.33\text{ }\mu\text{F}$,跨导电阻 $R_{gm}=2.7\text{ k}\Omega$,极点电容 $C_p=3.3\text{ nF}$ 。

额定负载 1.0 kW 时,输入电压和输入电流的实测波形如图 12 所示。可以看出,APFC 静态性能稳定,输入电压和输入电流相位相同,网侧实现单位功率因数,实测功率因数为 0.996,输出电压稳定在 398 V。

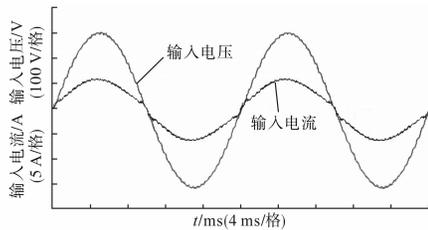


图 12 稳态时输入电压和输入电流的实测波形
Fig.12 Measured waveforms of input voltage and input current at steady state

图 13 为负载变化时 APFC 输出电压和输入电流的实测波形,可以看出,在负载波动时,输出电压调节迅速,能够快速地回到期望值,具有良好的动态特性。

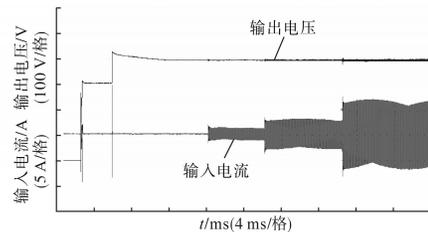


图 13 软启动和变载时输出电压和输入电流的实测波形
Fig.13 Measured waveforms of output voltage and input current during soft start and load change

图 14 为该新型 APFC 输出功率变化时的效率曲线,由图 14 可知,在 50% 负载到 100% 负载范围内,该 APFC 的效率保持在 95% 以上,在额定功率 1.0 kW 时,效率为 96.1%。

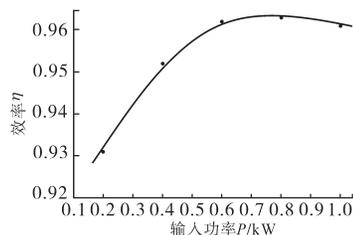


图 14 新型低感值准无桥 APFC 效率曲线
Fig.14 The efficiency curve of the novel lower inductance quasi-bridgeless APFC

6 结论

本文针对传统准无桥 APFC 存在的缺陷,提出了一种适合低电感值的新型准无桥 APFC 拓扑,分析了其数学模型,并应用该电路拓扑以输出电压 400 V、输出功率 1.0 kW 为例详细给出了 IR1155S APFC 电压外环补偿器设计原则,进行了仿真分析和实验验证。

仿真和实验结果表明了该新型准无桥 APFC 拓扑是有效可靠的,电压外环补偿器设计是可行的,整个系统具有简便灵活、性能优异和成本低廉等优点。

参考文献

- [1] Electromagnetic Compatibility. Part 3: Limits—Set.2: Limits for Harmonic Current Emission (Equipment Input Current 16 A Per Phase), IEC61000—3—2[S]. 1995.
- [2] Electromagnetic Compatibility. Part 4: Testing and Measurement Techniques.—Sect.1: Overview of Immunity Tests. Basic EMC Publication, IEC61000—4—1[S]. 1992.
- [3] Electromagnetic Compatibility. Part 4: Testing and Measurement Techniques.—Sect.7: General Guide on Harmonics and Inter-harmonics Measurements and Instrumentation, for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto, IEC61000—4—7[S]. 1991.
- [4] Darly S S, Ranjan P V, Bindu K V, et al. A Novel Dual Boost Rectifier for Power Factor Improvement[C]//1st International Conference Electrical Energy Systems (ICEES2011), 2011: 122-127.
- [5] Chung P, Henry S C, Ken K Y. Boost-type Power Factor Corrector with Power Semiconductor Filter for Input Current Shaping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8293-8311.
- [6] 刘红丽,马正来,聂鹏. 4kW 电动汽车车载充电机的研究与实现[J]. 电气传动, 2017, 47(2): 20-23.
- [7] 徐德宏. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2006.
- [8] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京:中国电力出版社, 2006.
- [9] 陈洲,李志忠. 基于单周控制的单相三电平 APFC 电路的研究[J]. 电气传动, 2014, 44(7): 30-33.
- [10] 唐智,夏泽中,黄刚,等. 单周期控制的双向半桥 AC-DC 变换器[J]. 电气传动, 2017, 47(10): 29-32.
- [11] Smedley K, Cuk Slobodan. Dynamics of One-cycle Controlled Cuk Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 1995, 10(6): 634-639.

收稿日期:2019-01-09

修改稿日期:2019-03-08