

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2011.01.021

# 基于双闭环 PFC 高功率因数的 AC/DC 通信电源

胡雷, 陈勇, 黄琦, 李坚

(电子科技大学 自动化工程学院, 四川 成都 611731)

**摘要:** 针对 AC/DC 通信电源由于非线性器件引起的电流相位滞后, 导致功率因素和效率偏低等问题, 提出了电压、电流双闭环 PFC 技术, 通过建立控制环节和功率环节的数学模型, 确定了功率因素校正部分调节器的 PI 参数, 并采用了 DC/DC 变换器次级倍流式的输出结构和移相控制方法。经试验验证, AC/DC 通信电源输入电流跟随正弦化的线电压, 输入功率因素约等于 1、效率达到 92% 以上。

**关键词:** AC/DC; 高功率因素; PFC; DC/DC

**中图分类号:** TN86 **文献标志码:** A

## High-Power-Factor AC/DC Communication Power Based on Double Closed-Loop PFC

Hu Lei, Chen Yong, Huang Qi, Li Jian

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** For the current phase of AC/DC communication power lag caused by nonlinear devices, resulting in low power factor and efficiency issues, presents the voltage and current double closed loop PFC techniques, to create control loops and power sectors of mathematical models to determine the power factor correction part of the regulator of the PI parameters, While the secondary side of the DC/DC converter using the double output flow and the phase shift control strategy. The input current of AC/DC power supply follows the sinusoidal line voltage, input power factor is about equal to 1, and more than 92% efficiency verified by experiment.

**Keywords:** AC/DC; high power factor; PFC; DC/DC

### 0 引言

通常, AC/DC 通信电源对功率因素、电源效率、精度和谐波等要求较高, 而电源内部非线性器件引起的电流相位滞后于电压, 即存在一个电流相位滞后角, 这就意味着只有一部分电能变为有用功; 同时会引起大量谐波的产生, 这些问题引起了广泛的关注<sup>[1-2]</sup>。通常的功率因素校正方法是用平均电流控制模式进行校正, 但是当电流工作在断续状态下时, 采用平均电流控制模式无法准确描述变换器的特性。故提出电压、电流双闭环 PFC 技术, 使电感电流跟随正弦化的线电压, 并适用于电流断续和电流连续模式。

### 1 通信电源结的构设计

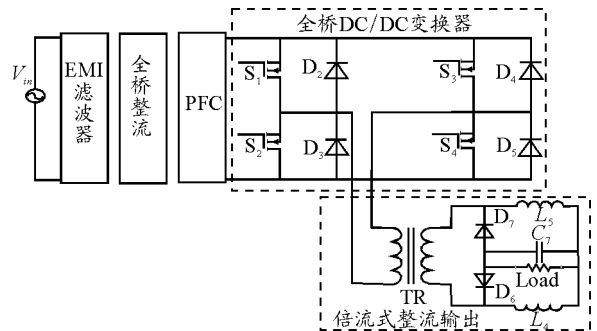
AC/DC 通信电源结构图分别如图 1(a) 和 (b), 由 EMI 滤波器、全桥整流、PFC、全桥 DC/DC 变换器和倍流式整流输出几部分组成。

### 2 各功能模块的详细设计

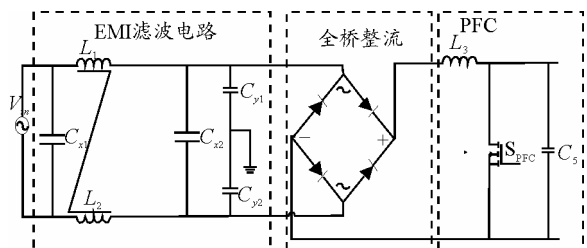
#### 2.1 EMI 滤波电路的设计

EMI 滤波器可以让 50 Hz 或低频电流顺利流过, 而对高频电流产生非常高的阻抗, 能够减小电源内部对电网的干扰, 同时又能抑制电网对电源的干扰。

EMI 电路位于整流桥前端, 在整流桥输入端两电容  $C_{x1}$  和  $C_{x2}$  主要用来抑制差模噪声 (即电源输入线之间的噪声), 共模电感  $L_1$  和  $L_2$  以及电容  $C_{y1}$  和  $C_{y2}$  主要用来抑制共模噪声 (即电源线对地的噪声)。



(a) 整体电路结构图



(b) 部分电路结构图

图 1 AC/DC 通信电源结构图

收稿日期: 2010-08-30; 修回日期: 2010-10-27

基金项目: 四川省杰出青年基金人才培养计划 (09ZQ026-009); 四川省应用基础项目 (2009JY0008)

作者简介: 胡雷 (1985-), 男, 四川人, 硕士, 从事电力电子技术、电源技术等研究。

### 2.2 整流滤波电路的设计

全桥整流电路滤波的基本波形如图 2，当交流电压大于  $V_{in}$  大于滤波电容  $C_5$  两端的电压  $U_d$  时，整流桥导通对电容充电，当  $V_{in}$  小于  $U_d$  时，由电容提供能量。当系统稳定在额定工作状态时，电容充放电平衡时有：

$$\sqrt{2}U_1 \sin(\theta + \delta) \times e^{-\frac{\pi - \theta}{\omega RC}} = \sqrt{2}U_1 \sin \delta \quad (1)$$

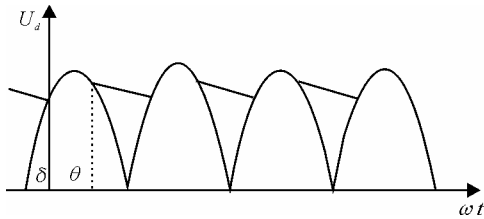


图 2 整流电路滤波的基本波形

其中， $R$  为整流输出端直流等效电阻。由图 2 可知， $\theta + \delta$  为第 2 象限的角，当  $\omega t = \theta$  时有流过整流桥的电流  $i(\theta) = 0$  可推出：

$$\pi - \theta = \delta + \arctan(\omega RC) \quad (2)$$

将式 (2) 代入式 (1) 可得：

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} e^{-\frac{\arctan(\omega RC)}{\omega RC}} e^{-\frac{\delta}{\omega RC}} = \sin \delta \quad (3)$$

如果已知整流后的电压允许波动范围、整流输出端直流等效电阻和输出功率，那么可以计算出滤波电容  $C_5$  的值。

### 2.3 双闭环 PFC 控制设计

功率因数  $PF$  的基本定义是指交流输入有功功率  $P$  与视在功率  $S$  的比值，如下：

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} \quad (4)$$

其中， $V_{RMS}$  是电网电压的有效值， $I_{RMS}$  是交流电流有效值。当电源电压为正弦波时，由整流滤波电容或者非线性负载引起的输入电流波形发生畸变，从而导致功率因数很低。

电压、电流双闭环 PFC 控制系统将采样电压和采样电流通过乘法器、理论电流幅值计算、放大器、滞环模块和加法器的运算得出的信号控制 MOSFET 管的导通。给定输出电压  $U_{vo\text{ref}}$  减去测量到的实际电压  $U_{vo}$  的差值，经过理论电流幅值计算后输出电感电流的幅值指令  $I_L^*$ 。测量到的整流桥输出端电压  $u_d$  除以其幅值  $Um$  后，可以得到表示  $u_d$  波形的量  $u_d'$ ，为幅值为 1 的正弦半波，相位与  $u_d$  相同。 $I_L^*$  与  $u_d'$  相乘，

便可以得到电感电流的指令值  $i_L^*$ 。 $i_L^*$  为与  $u_d$  同相位的正弦半波电流<sup>[2-5]</sup>。PFC 双闭环控制原理如图 3。

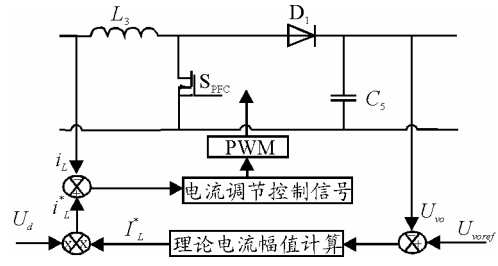


图 3 PFC 双闭环控制原理图

根据假设输入电流完全跟踪电流给定，与输入电压成比例关系，则有：

$$i_L = i_L^* = \sqrt{2} \frac{K_m K_{in}}{K_f^2 U_{ff}^2} U_{rms} U_{vo} |\sin \omega_0 t| \quad (5)$$

式中， $K_{in}$  为输入电压采样系数； $K_{ff}$  为前馈电压计算系数； $K_m$  为电流环给定的计算系数； $U_{ff}$  为前馈电压； $U_{rms}$  为输入电压有效值； $U_{vo}$  为电压环输出。另外：

$$i_L = K_i \frac{\sqrt{2} P_{in}}{U_{rms}} |\sin \omega_0 t| \quad (6)$$

式中， $K_i$  为输入电流采样系数； $P_{in}$  为输入的平均功率。假设电路的效率为 1，则有：

$$U_o I_o = \frac{K_m K_{in}}{K_f K_{ff}^2} \left(\frac{U_{rms}}{U_{ff}}\right)^2 U_{vo} = K U_{vo} \quad (7)$$

式中， $P_{out}$  为输出平均功率； $U_o$ 、 $I_o$  为输出电压电流的稳态分量； $K = \frac{K_m K_{in}}{K_f K_{ff}^2} \left(\frac{U_{rms}}{U_{ff}}\right)^2$  是常数。那么从 PFC 电路的输出侧考虑：

$$i_o = C \frac{du_o}{dt} + \frac{P_{out}}{u_o} \quad (8)$$

按照小信号分析方法分析并将等式两边取拉氏变换，即得到电压环功率级的传递函数：

$$G_v(s) = \frac{\tilde{u}_o}{\tilde{u}_{vo}} = \frac{K}{s C U_o} \quad (9)$$

将电压环数学模型离散化后进行 Z 变换得到电压环功率级的离散数学模型如下：

$$G_{vz}(z) = \frac{K T_s}{C U_o (z - 1)} \quad (10)$$

理论电流幅值计算部分可采用 PI 调节器并建立其离散数学模型：

$$G_{VEA}(z) = K_{pv} + \frac{K_{iv} z}{z - 1} = K_p \frac{z - \zeta}{z - 1} \quad (11)$$

式中， $K_{pv}$  为电压环节的比例调节系数； $K_{iv}$  为电压环节的积分调节系数；其中：

$$\begin{cases} K_p = K_{pv} + K_{iv} \\ \zeta = \frac{K_{pv}}{K_{pv} + K_{iv}} \end{cases} \quad (12)$$

PFC 环节的系统开环传递函数:

$$G_{vopen}(z) = K_{vs} G_{VEA}(z) G_{vh}(z) \quad (13)$$

其中,  $K_{vs}$  为输出电压采样系数。取电压开环的截止频率为  $\omega_c$ , 相角裕度为  $\gamma$ , 即

$$\begin{cases} |G_{vopen}(j\omega_c)| = 1 \\ \angle G_{vopen}(j\omega_c) = -180^\circ + \gamma \end{cases} \quad (14)$$

将式 (10)、式 (11) 和式 (13) 代入式 (14) 得:

$$\begin{cases} |G_{vopen}(j\omega_c)| = K_k \frac{\sqrt{\omega_c^2 + \zeta^2}}{\omega_c^2 + 1} \\ \angle G_{vopen}(j\omega_c) = \angle(-\arctan \frac{\omega_c}{\zeta} + 2 \arctan \omega_c) \end{cases} \quad (15)$$

### 2.4 全桥 DC/DC 变换器的设计

全桥 DC/DC 变换器采用移相 PWM 控制, 不仅保持了零电压准谐振电路开关损耗小的优点, 而且工作在固定的开关频率。同普通的全桥电路相比, 移相全桥 DC/DC 变换器能实现开关器件的零电压开通, 消除了开通损耗, 从而提高了电路的效率。

变压器次级整流通常有 3 种结构: 正激式结构、中心抽头式结构和倍流整流式结构。在倍流型结构中, 次级电压在功率开关管的死区内为零, 2 个整流管在死区时间内同时导通, 因此, 在功率开关管的关断时间内整流管的总损耗就大大减少<sup>[6-7]</sup>。倍流式 DC/DC 次级的电路拓扑如图 4。

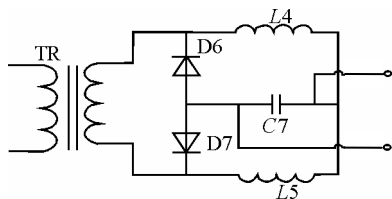


图 4 倍流式 DC/DC 次级的电路拓扑

由于倍流式工作状况对称性, 负载端输出电压为:

$$V_o = \frac{KD V_{in}}{2} \quad (16)$$

输出端采用的闭环电压控制, 通过负载电压的采样调节来控制占空比。

### 3 实验分析验证

以某站通信电源的整体指标如下:

单相交流输入: 220 V(-20%~+15%),  
50 Hz(-10%~+10%);

输出电压  $U_o$ : 50 V(-5%~+5%);

输出电流  $I_o$ : 20 A(-5%~+5%);

额定输出功率  $P_o$ : 1 kW;

开关频率: 20 kHz;

功率因数:  $\cos \Phi \geq 97\%$ ;

电源效率:  $\eta \geq 92\%$ 。

根据给定指标, 设计整流后的电压波动不超过 10%, 也就是说  $\sin \delta \geq 0.9$ , 笔者取  $\sin \delta = 0.9$ , 由此可得出  $\omega RC \geq 25.3496$ 。而整流桥输出的最低电压  $U_{out(min)} = 311 \times (1 - 10\%) = 280$  V, 则整流输出端最小直流等效电阻可由式 (4) 计算。

$$R = \frac{U_{out(min)}^2}{P_o} = \frac{280^2}{1000} = 78.4 \Omega \quad (17)$$

由式 (3)、式 (17) 可得滤波电容  $C_s$  的值为  $C \geq 1$  mF。在双闭环 PFC 控制环节, 设置常数  $K = 518.3$ , 电压采样系数  $K_{vs} = 1/311$ , 取电压开环的截止频率为 20 Hz, 相角裕度为  $45^\circ$ , 由式 (12)、式 (15) 可计算出:  $\zeta = 0.003$ ,  $K_k = 125.7$ ,  $K_{pv} = 0.02$ ,  $K_{iv} = 6$ 。

AC/DC 通信电源的电压、电流输出波形如图 5, 当  $t > 0.25$  s 时,  $U_o$  稳定在 50 V,  $I_o$  稳定在 20 A。输出平均电压、平均电流如图 6。

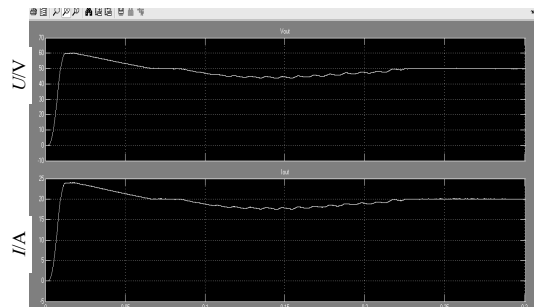


图 5 输出电压电流波形

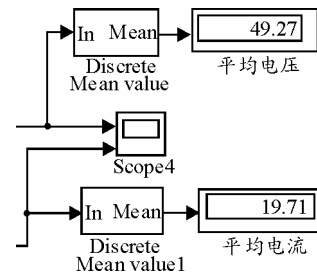


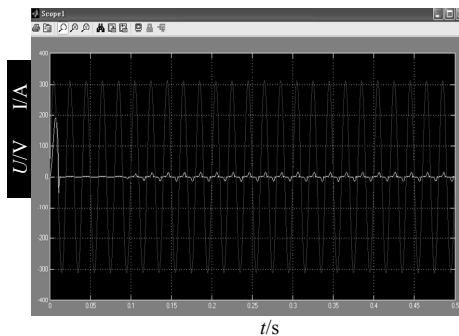
图 6 输出平均电压和平均电流

未加 PFC 控制的输入电压、电流的波形如图 7(a), 在输入交流电压的峰值时才有输入电流。其

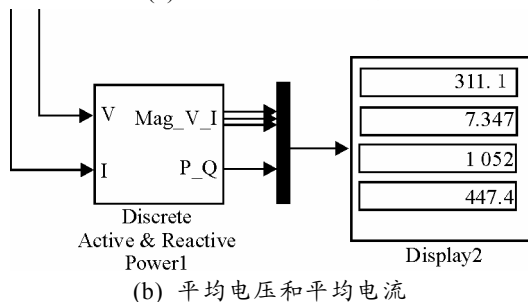
输入有功功率和无功功率如图 7(b)。

$$\begin{cases} \cos \Phi = \frac{1\ 052}{\sqrt{1\ 052^2 + 447^2}} = 92\% \\ \eta = \frac{1\ 000}{\sqrt{1\ 052^2 + 447^2}} = 87.4\% \end{cases} \quad (18)$$

由式 (18) 可知, 未加 PFC 控制的变换器功率因素只有 92%, 而效率只有 87.4%。



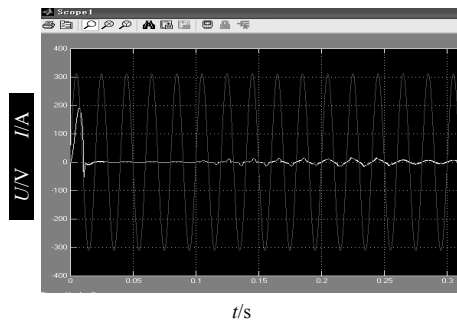
(a) 输入电压电流波形



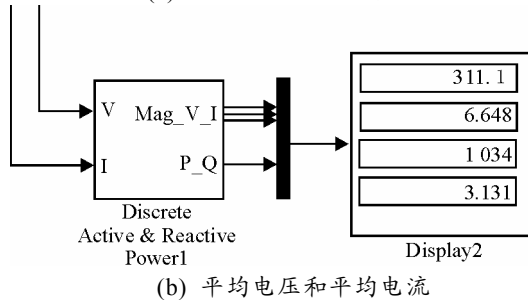
(b) 平均电压和平均电流

图 7 未加 PFC 控制的输入电压、电流的波形

当加入 PFC 控制后, 输入电压、电流的波形如图 8(a), 输入电流在几个周期后便跟随输入电压正弦化了。其输入有功功率和无功功率如图 8(b)。



(a) 输入电压电流波形



(b) 平均电压和平均电流

图 8 加入 PFC 控制的输入电压、电流的波形

$$\begin{cases} \cos \Phi = \frac{1\ 034}{\sqrt{1\ 034^2 + 3.1^2}} \approx 1 \\ \eta = \frac{1\ 000}{\sqrt{1\ 034^2 + 3.1^2}} = 96.7\% \end{cases} \quad (19)$$

由式 (19) 可知, 当加入 PFC 控制后的变换器功率因素约为 1, 而效率达到 96.7%。

在某站通信电源中, 设计了基于 TMS320F28015 的通信专用电源, 并对其进行实验。在 220 V, 50 Hz 的额定输入、负载为 2 个 5 Ω, 1 000 W 的珐琅电阻并联的条件下, 输入电流  $I_{\max} = 6.94\text{ A}$ , 输出电压  $U_o = 50.2\text{ V}$ , 输出电流  $I_o = 19.8\text{ A}$ , 由式 (4) 计算可得专用电源的效率为:

$$\eta = \frac{50.2 \times 19.8}{220 \times 6.94 / 2} = 92.1\% \quad (20)$$

实验表明其效率满足通信专用电源的要求。

### 4 结论

该方法提高了 AC/DC 通信电源的功率因数和效率, 同时适用于电流断续和电流连续模式。通过实验验证, AC/DC 通信专用电源输入功率因素约等于 1、效率达到 92% 以上。高功率因素、高效率的 AC/DC 通信电源大幅度抑制了变换器对信号的干扰, 降低了通信误码率, 有助于提高能源的使用效用和利用率, 具有一定的市场前景。

### 参考文献:

- [1] 姚凯, 阮新波. Boost-Flyback 单级 PFC 变换器[J]. 南京航空航天大学学报, 2009(41): 505-509.
- [2] 张继红, 于志, 吕志伟. 单级并联型高效率 AC/DC 变换器[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2008(40): 952-955.
- [3] F. Chen and D. Maksimović, Digital control for improved efficiency and reduced harmonic distortion over wide load range in boost PFC rectifiers[C]. in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Washington, DC, Feb. 2009: 760-766.
- [4] Bor-Ren Lin, Hsin-Hung Lu. Single-phase power factor correction AC/DC converters with three PWM control schemes[J]. IEEE Transactions on Aerospace And Electronic Systems .2000, 36(1): 189-200.
- [5] H. S. Athab and D.D.C. Lu. A High-Efficiency AC/DC Converter With Quasi-Active Power Factor Correction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2010, 25(5): 1103-1109.
- [6] DO.H.L. Single-stage single-switch power factor correction AC/DC converter[C]. IEE Proc.-Electr. Power Appl., 2005, 152(6): 397-400.
- [7] Ming Xu, Jinghai Zhou, Lee, F.C.. A current-tripler dc/dc converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(3): 693-700.