

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2013.05.027

基于DSP的单相PFC控制器的建模与仿真

刘 淼,何南南,梅燊华

(深圳机械院建筑设计有限公司,广东深圳 518027)

摘要: 为了减少电力电子装置对电网引起的谐波污染,用电装置电源前端加入功率因数校正(PFC)电路是一种主要手段。讨论了以Boost变换器为主拓扑结构的双闭环PFC数字控制系统;根据电路的等效原理,建立了Boost变换器平均电路下的等效电路模型,并采用小信号分析法,将模型中直流信号量和交流小信号量分离,最终建立了Boost电路的小信号模型,在此基础上,采用Bode图法,以闭环系统的带宽和相位裕量为指标,设计了控制系统的PI调节器;最后Saber仿真工具进行了相应的仿真实验。研究表明,该控制系统模型可以有效地控制PF值在99%以上,将THD降低到5%以下,达到了理想的控制效果。

关键词: 功率因数校正; PI调节器; Saber仿真; 数字信号处理

中图分类号: TM761

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2013)05-0627-05

Modeling and simulation of single phase PFC controller based on DSP

LIU Miao, HE Nan-nan, MEI Shen-hua

(Shenzhen Machinery Institute Architectural Design Co.,Ltd., Shenzhen 518027, China)

Abstract: In order to reduce the harmonic pollution caused by power electronic devices, adding a power factor correction (PFC) circuit in the front end of the power supply of electric device is a mainly means. The double closed loop PFC digital control system, with Boost converter as mainly topological structure was discussed. According to the circuitual principle of equal effects, the equivalent circuit model of Boost converter was established under the average circuit mode, and alternating current small semaphore was separated from the direct semaphore using small-signal analysis method, and finally the Boost circuitual small signal model was established. On this basis, with the bandwidth and phase margin of closed-loop system as the index, the PI regulator of the control system was designed by using Bode diagram method. Finally, the simulation test was done with Saber. The results show that the control system model can effectively control PF value in more than 99%, THD will be reduced to less than 5%, has achieved the desired control effect.

Key words: power factor correction(PFC); PI regulator; Saber simulation; digital signal processing(DSP)

0 引言

随着电力电子产品的广泛应用,其对电网造成的谐波污染也变得严重;这使得功率因数校正技术成为提高电能质量的一个重要的研究方向^[1]。而控制系统中被控对象的建模作为该技术研究的第一步,其精准性直接影响着产品开发的效率及整个产品的质量。过去常常采用常规的状态空间平均法^[2]进行建模,虽然可以通过公式推导的方法逐步得到电路的各个传递函数,但当考虑元件的寄生参数时该方法显得有些困难。

鉴于以上原因,本研究应用基于平均电路的小信号建模法,并考虑电感电容及MOSFET开关器件的等效阻抗^[3-4],通过建立电路的平均模型,得到电路的小信号模型和传递函数。另外,本研究采用Saber软件仿真,利用其CosmosScope工具,自由点击查看每个结点及器件所通过的电流和电压波形。

1 系统概况

基于DSP的单相PFC控制器主电路采用Boost升压电路,控制系统采用传统的双闭环控制结构,即外

收稿日期: 2012-10-29

作者简介: 刘 淼(1986-),男,陕西大荔人,主要从事建筑电气方面的设计与研究. E-mail:490864186@qq.com

环为电压控制环,内环为电流控制环;为了满足输入电流波形不发生畸变,完全跟随输入电压波形,电压环对电网输入电压的采样值处理后,作为电流环的输入基准,输入电流在内环的控制作用下跟随输入电压波形的变化而变化。

本研究采用电压前馈,以解决输入功率随输入电流的变化而变化的问题。平均电流法是升压 PFC 系统最常用的一种方法,它不仅能防止噪声的影响,而且平均值和峰值之间的误差很小,可以得到较好的电流控制效果,因此,系统采用平均电流控制方案。

PFC 控制回路图如图 1 所示。

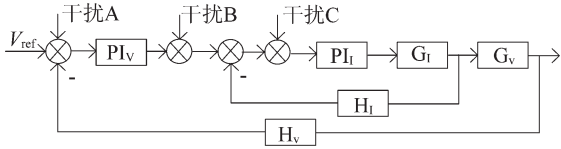


图 1 平均电流控制的 PFC 控制回路图

2 PFC 电路数学模型分析

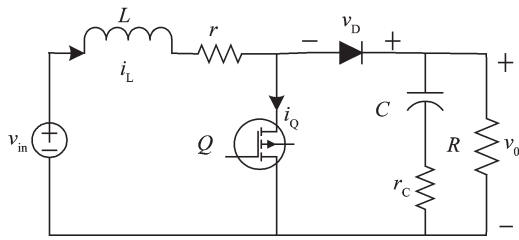
2.1 小信号模型分析

PFC 电路实际上就是电流环与电压环组成的一个双闭环控制系统。下面分别对电流环功率级、电压输出、PWM 这 3 个环节进行小信号模型建立。

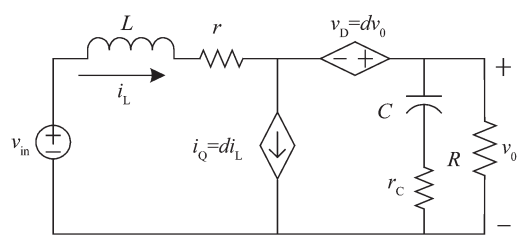
Boost 变换器平均电路模型的建立,即 Boost 电路及其 Boost 电路 CCM 平均电路模型如图 2 所示。在图 2 中以电流源 i_Q 等效表示流过功率级电力电子开关器件 MOSFET (场效应管) 的平均电流,以电压源 v_D 等效表示二极管上面所承受的平均电压,有:

$$\begin{cases} i_Q = di_L \\ v_D = dv_0 \\ r = r_L + Dr_{DS} + (1-D)r_F \end{cases} \quad (1)$$

式中: r_L , r_{DS} , r_F — L 等效阻抗, Q 、 D 的导通阻抗。



(a) Boost 电路



(b) Boost 电路 CCM 平均模型

图 2 平均电路建立

本研究针对小信号模型分析,必须分离出稳态量和暂态扰动量。因此,本研究在分析电路时,假设电路处于稳定状态,并假定电感电流和输出电压的值各为 V_0 及 I_L ,在此基础上加进小信号的波动量,由于 \hat{d} 、 \hat{i}_L 及 \hat{v}_0 表示系统的小信号扰动量。当且仅当系统中小信号扰动量极为小时,也就是 $\hat{i}_L \ll I_L$, $\hat{v}_0 \ll V_0$ 及 $\hat{d} \ll D$ 时,就可以忽略高阶无穷小扰动量。由此可得如下表达式:

$$\begin{cases} i_Q = (D + \hat{d})(I_L + \hat{i}_L) = DI_L + D\hat{i}_L + \hat{d}I_L \\ v_D = (D + \hat{d})(V_0 + \hat{v}_0) = DV_0 + D\hat{v}_0 + \hat{d}V_0 \end{cases} \quad (2)$$

式(2)将电路模型分为直流信号模型和交流小信号模型两部分,去掉大信号的影响可得到小信号模型如图 3 所示。其中,输入量为 d , v_i 和 i_0 , 输出量为 v_0 和 i_L 。令 $v_i = 0$, $i_0 = 0$, 可以得到占空比到电感电流的传递函数^[5] $G_{id}(s)$ 。

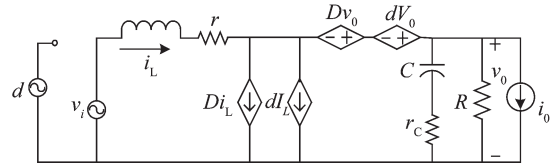


图 3 阻性负载 Boost 电路交流小信号模型

设:

$$Z_1 = sL + r \quad (3)$$

$$Z_2 = \left(\frac{1}{sC} + r_c\right) \parallel R \quad (4)$$

由基尔霍夫电流定律可得到:

$$i_L = Di_L + dI_L + i \quad (5)$$

$$i = \frac{v_0}{Z_2}, \quad i = \frac{I_0}{(1-D)} \quad (6)$$

$$v_0 = (1-D)i_L Z_2 + d \frac{V_0 Z_2}{R(1-D)} \quad (7)$$

由基尔霍夫电压定律可得到:

$$-i_L Z_1 + Dv_0 + dV_0 - v_0 = 0 \quad (8)$$

$$v_0 = \frac{dV_0 - i_L Z_1}{1-D} \quad (9)$$

根据式(7)和式(9)可以得到:

$$G_{id} = \frac{i_L}{d} = V_0 \frac{1 + \frac{Z_2}{R}}{Z_2(1-D)^2 + Z_1} \quad (10)$$

即:

$$G_{id}(s) = \frac{i_L}{d} = V_0 \frac{1 + \frac{(\frac{1}{sC} + r_c) \parallel R}{R}}{(1-D)^2 [(\frac{1}{sC} + r_c) \parallel R] + sL + r} \quad (11)$$

同理可以得到输入电压到电感电流的传递函数 G_{vi} 与输出电流到电感电流的传递函数 G_{ii} 。

2.2 双闭环控制系统分析设计

由双闭环控制系统知,电压环的回路增益为^[6-7]:

$$T_v = K_d G_{vea} G_{vi} \quad (12)$$

对于穿越频率为 f_{cv} 的电压外环,当 $f_c = f_{cv}$ 时, T_v 就为 1,幅频特性曲线过零,因此,所需的电压环补偿增益为:

$$G_{vea} = 1/K_d G_{vi} \quad (13)$$

同理,电流环的回路增益为:

$$T_i = K_s G_{id} G_{ca} F_m \quad (14)$$

当调制器的输入 U_∞ 为 1 时,调制器的输出占空比设为 100%,这就意味着占空比函数 $F_m = 1$ 。因此,对于穿越频率为 f_{ci} 的电流内环,当 $f_c = f_{ci}$, $T_i = 1$,幅频特性曲线过零点,所需的电流环补偿增益为:

$$G_{ca} = 1/K_s G_{id} F_m \quad (15)$$

本研究采用简单的PI调节器对固有模型进行补偿。为了保持一定的相位裕量,补偿零点 $\omega_z = 2\pi f_z = 1/T_1$,通常选择得比穿越频率 f_{ci} 要小。

2.3 元器件选择及PI调节器参数确定

2.3.1 元器件选择

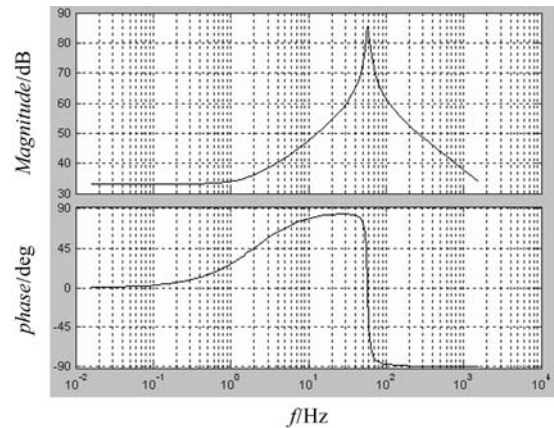
PFC电路的元器件选择也是非常关键的,对于产品的性能、质量、价格起着决定性的作用。电感值的大小在对输入侧高频纹波的调节中起到了极大的作用。通常来说,纹波电流 ΔI 峰值的大小要小于电网侧输入电流峰值大小的 20%。同样,输出电容的选取也由系统所产生的维持时间、纹波电压等因素所决定。在选取二极管时,应选择反向恢复时间较小而且器件的正向压降也较小、软恢复特性比较好的二极管作为实验中主电路二极管的选材。主开关器件 MOSFET 有“输入阻抗较高,关断和开通时不宜产生余电流,而且过程中损耗较小”等许多优点,因此在此应用非常合适。经过简单计算,本研究取主电路中的感容滤波装置中 L 的阻感值设置为 $1 \mu\text{H}$,电容值设置为 $1400 \mu\text{F}$,输入交流 220 V,输出 418 V 直流,电阻 116Ω ,输出功率 1500 W。另外,主电路开关频率选择 100 kHz,为了使电流环不受到开关噪音的干扰,同时电流环也不能因带宽过低而影响电流波形对电压波形跟随效果,笔者设计的电流环的带宽确定为开关频率的 1/10 左右,即 10 kHz 左右。

2.3.2 PI调节器参数确定

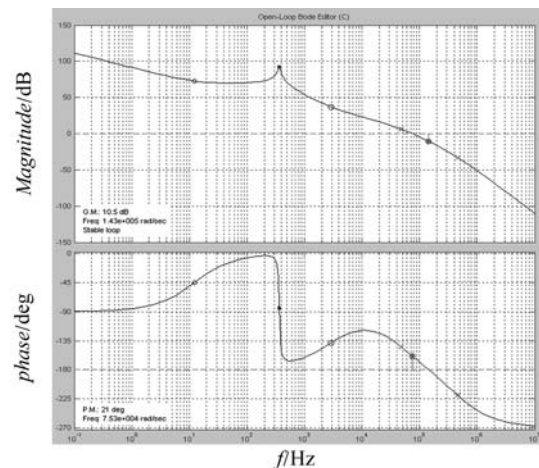
PI控制是一种简单、易实现、性能优异的控制方式,通过比例环节和积分环节的线性组合来实现对系统的控制。通过比较闭环控制算法和PI控制算法后得出同样的结论,但明显PI算法简单实用,因此该试

验采用PI控制算法。本研究通过对小信号模型分析,确定出了PFC电路的固有模型式(11),再通过代入数值计算可知电流环固有传递函数,应用Matlab中Sisotool工具,得出固有模型Bode图;由于PI调节器基本结构模式为 $G = K_p + K_i/S = (K_p S + K_i)/S$,在采用Bode图法时,PI调节器就转化为零点设置问题,即只需要设定一个合理的零点即可,然后根据Bode图所反映的比例,确定 K_p 及 K_i 值,电流环系统的Bode图如图4所示。

电流环固有模型如图4(a)所示,由于在对主电路建模时也是基于一种假设的理想条件,在基于该模型的仿真Bode图中远处的零点是忽略掉的;为了尽可能真实地反映固有系统并对其进行校正,可以在大于穿越频率的远处加上1~2个虚拟零点,再加入PI调节器零点进行调节,经过PI调节器后的电流环Bode图如图4(b)所示,使得Bode图零点输入后,尽量保持系统稳定,最终得到一对系统相对稳定的PI参数 K_p' 和 K_i' 。 K_p' 和 K_i' 就是电流环控制器的理论参数。因为模型是基于假定条件下建立的,与实际会有些误差,这些参数在 Saber 软件仿真时进行微调,使得仿真结果最佳,最后得到较为可靠的PI调节器参数。电压环PI控制中比例系数 K_p 为 4.5,积分系数 K_i 为 150,电流环PI控制系统中,



(a) 电流环固有模型Bode图



(b) 经过PI调节器后的电流环Bode图

图4 占空比到电感电流系统Bode图

比例系数 K_p 为0.005,积分系数 K_i 为10。结合图4(b)可以看出,设置的零点在2 000 rad/s附近,穿越频率为 7×10^4 rad/s,即电流环带宽约为11 kHz。

3 仿真实验

本研究采用Saber仿真工具来进行相应的实验。

Saber仿真工具的特点如下:

(1)集成度高。从调用画图程序到仿真模拟,可以在一个环境中完成,不用四处切换工作环境。

(2)完整的图形查看功能。Saber提供了SaberScope和DesignProbe来查看仿真结果,而SaberScope功能更加强大。

(3)各种完整的高级仿真。研究者可进行偏置点分析、DC分析、AC分析、瞬态分析、温度分析、参数分析、傅里叶分析、蒙特卡诺分析、噪声分析、应力分析、失真分析等。

(4)模块化和层次化。研究者可将一部分电路块创建一个符号表示,用于层次设计,并可对子电路和整体电路仿真模拟。

(5)模拟行为模型。研究者对电路在实际应用中的可能遇到的情况(如温度变化及各部件参数漂移等),可进行仿真模拟。

在工程上经常用到基准电压值为418 V,这是一个经验参考电压。此次建模仿真也采用418 V为基准电压值,那么输出功率可达1 500 W。主电路开关频率选择为100 kHz,这个频率的选择是基于电源系统的功率密度,效率和功率开关器件MOSFET的特性。控制系统模型是采用离散型数字控制,因为要屏蔽掉信号中的高频噪声,同时,也因为采样过程会对电流

造成污染,采样频率选定为100 kHz,每个开关周期内采样一次,并通过一定采样算法使得采样点选择在开关周期的中点时刻,尽量避免采样点和开关点重合,这里采样值只需要一个幅值,并不需要去复原一个完整的电流波形。因此,这是不违反香农定理的,也不必考虑欠采样造成的影响。

PFC控制电路仿真模型如图5所示。

仿真后主电路输入电压电流、输出电压、FFT频谱分析及负载的动态特性如图6所示。

分析所得电流 $THD \leq 4.9\%$ ^[8], $PF \geq 0.99$;同时本研究设计的整个闭环系统是稳定系统,并且动态性能良好,在负载突变时,系统输出出现过冲现象,然后在没有出现振荡的情况下慢慢恢复到整定值,所以系统是属于过阻尼系统。

最后,把带有PI算法的代码烧入DSP之前,研究者还要将上面求得的连续域传递函数转化为离散域,再对得出的离散域 K_p 和 K_i 进行合理的 Q 值定标,因为通常情况下离散域的 K_p 和 K_i 是较小的纯小数,而目前市场上的大多数DSP都是定点数处理器^[9-10],例如TI公司的28××系列。同时,定标必须满足给定值和反馈值在同一数量级上。

4 结束语

本研究以Boost电路为基本拓扑实现了基于DSP的单相PFC控制器的建模与仿真,重点分析了boost主电路模型,并采用PI调节器对控制系统进行校正,使得输入电流THD值降至4.9%,将功率因数有效地提高至0.99以上;另外,通过对系统的分析与仿真,使更多的电气设计研究人员能够清楚地认识到PFC电路的原理及

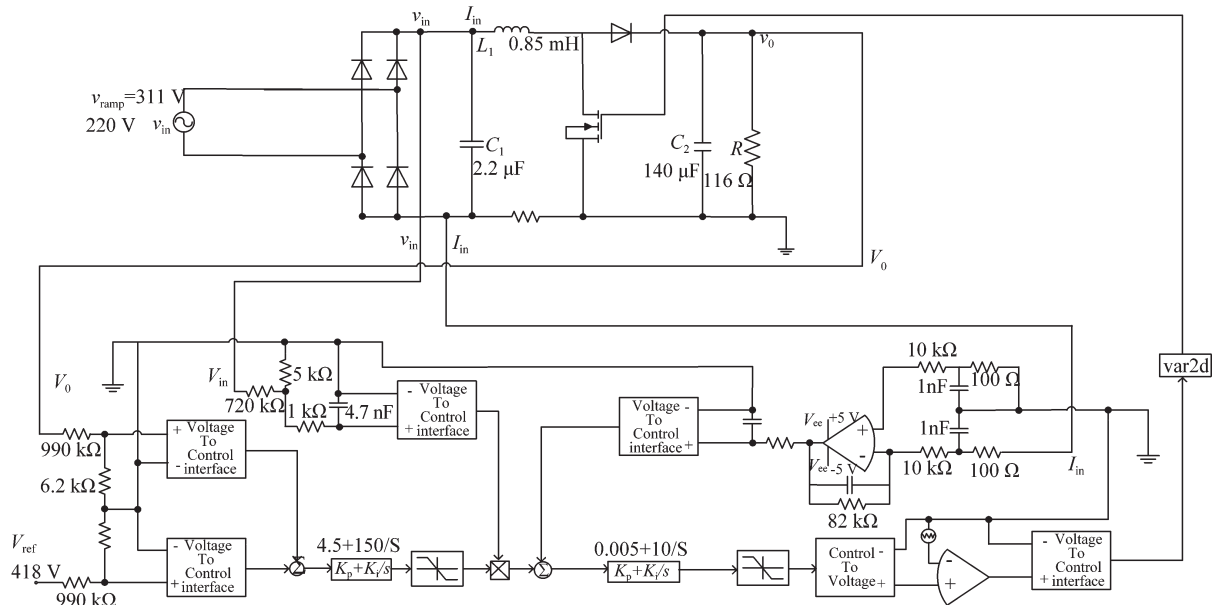
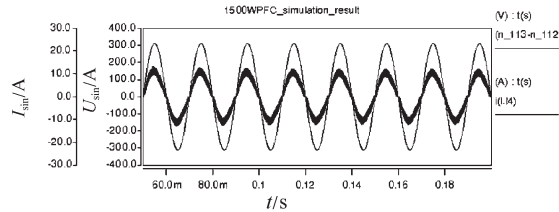
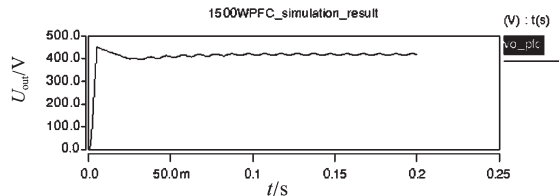


图5 基于saber的PFC控制电路仿真模型

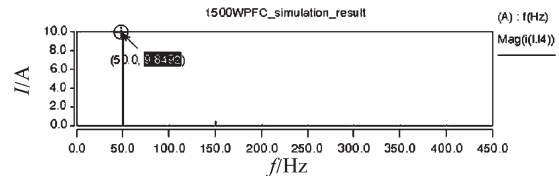
分析方法,有利于PFC技术的推广应用,例如,风电在照明中的应用、可调光电子镇流器等科研设计研究。



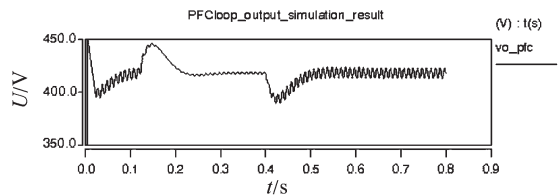
(a) 输入电源电压 U_{in} 与电流 I_{in} 波形



(b) 输出电压波形



(c) PFC电路的FFT频谱分析图



(d) PFC系统负载的动态特性波形

图6 仿真结果

参考文献(References):

- [1] RAYW F, DAV IS R M. The Definition and Importance of Power Factor for Power Electronics Converters[C]// European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 1988: 799-805.
- [2] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005: 24-27.
- [3] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [4] SKVARENINA T L. The Power Electronics Handbook[M]. CRC Press LLC, 2001.
- [5] RIDLEY R B. Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit [C] // VPEC Seminar Proceedings, 1990: 108-120.
- [6] 夏德铃, 翁贻方. 自动控制理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [7] 刘豹, 唐万生. 现代控制理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [8] SUNTIO T. Unified average and small-signal modeling of direct-on-time control[J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006, 53(1): 287-295.
- [9] 余佳鑫, 彭达洲, 胥布工. 一种基于DSP的数字功率因数校正设计[J]. 机电工程技术, 2007, 37(11): 62-65.
- [10] 李晓明, 吕征宇. 基于DSP的单相Boost型数字PFC控制技术[J]. 机电工程, 2008, 25(1): 108-110.

[编辑:李 辉]

(上接第590页)

参考文献(References):

- [1] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 一种变频器相电流采样重构技术[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 111-117.
- [2] 高强, 王卫. 永磁同步电机单电阻无传感器控制研究[J]. 电工技术学报, 2007, 22(1): 149-152.
- [3] LI Ying, ERTUGRUL N. An observer-based three-phase current reconstruction using DC link measurement in PMAC motors[C]// IEEE 5th international Power Electronics and motion Control Conference. Shanghai: IEEE Press, 2006: 1-5.
- [4] LEE W C, HYUN D S, LEE T K. A novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2000, 15(5): 861-870.
- [5] KIM H, JAHNS T M. Phase current reconstruction for AC motor drives using a DC link single current sensor and measurement voltage vectors [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2006, 21(5): 1413-1419.
- [6] 卜树坡. 基于电流重构技术的直接功率控制并网逆变器[J]. 电力电子技术, 2009, 43(4): 15-17.
- [7] 高强, 刘桂花, 王卫, 等. 一种永磁同步压缩机三相电流重构方法[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(2): 267-271.
- [8] 陈小波, 胡育文, 黄文新, 等. 基于单电阻电流采样的矢量控制算法研究[J]. 电气传动, 2011, 41(5): 15-19.
- [9] BLAABJERG F, PEDERSEN J K, JAEGER U, et al. Single current sensor technique in the dc link of three-phase PWM-VS inverters: a review and a novel solution [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1997, 33(5): 1241-1253.
- [10] 顾义坤, 倪风雷, 杨大鹏, 等. 基于母线电流传感器的相电流重构方法[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6): 811-816.

[编辑:李 辉]