

文章编号:1671-251X(2011)08-0075-04

DOI:CNKI:32-1627/TP.20110807.1135.022

单相有源前端直流电压脉动研究

杨艳¹, 朱荣伍²

(1. 淮阴工学院电子与电气工程学院, 江苏 淮安 223003;

2. 中国矿业大学信电学院, 江苏 徐州 221008)

摘要:单相 PWM 整流器作为串联 H 桥多电平变频器的有源前端,可以满足矿井提升机对电气传动系统能量双向流动能力的要求,但是其输出 2 次脉动电压使得网侧电流存在 3 次谐波。针对上述问题,提出了一种稳态误差前馈补偿的方法,即将输出直流电压的二倍频正弦误差信号补偿至直流电压给定信号,以减小电压脉动对电网电流畸变的影响。仿真及硬件实验验证了该方法的有效性。

关键词:提升机; 电气传动; 单相有源前端; 直流电压脉动; 网侧电流; 前馈补偿

中图分类号:TD614; TM461

文献标识码:A

网络出版时间:2011-08-07 11:35

网络出版地址:<http://www.cnki.net/kcms/detail/32.1627.TP.20110807.1135.022.html>

Research of DC Voltage Ripple of Single-phase AFE

YANG Yan¹, ZHU Rong-wu²

(1. School of Electronic and Electrical Engineering of Huaiyin Institute of Technology,

Huai'an 223003, China.

2. School of Information and Electrical Engineering of CUMT., Xuzhou 221008, China)

Abstract: To take single-phase PWM rectifier as AFE of cascaded H-bridge multi-level frequency converter can satisfy requirement that electric drive system of coal mine hoist must have capacity of bidirectional energy flowing, but there are third harmonic in its AC-side current because of the second ripple of output voltage. To solve the problem, a method of steady-state error feed-forward compensation was put forward, namely frequency-doubled sinusoidal error signal of output DC voltage is compensated to set signal of DC voltage in order to reduce influence of voltage ripple on distorted current of power grid. The results of simulation and hardware experiment showed that the method is effective.

Key words: hoist, electric drive, single-phase AFE, ripple of DC voltage, AC-side current, feed-forward compensation

0 引言

单相有源前端(AFE)是将变频器的输入与输出都采用 IGBT 做功率单元,即采用 PWM 整流代替二极管整流,可以实现四象限运行,且输入电流近似正弦,谐波小,网侧可实现单位功率因数运行。单

相 PWM 整流器作为串联 H 桥多电平变频器的有源前端^[1],弥补了常规二极管整流时,能量无法向电网回馈,导致变频器制动能力弱的缺陷^[2],从而可以满足矿井提升机对电气传动系统能量双向流动能力的要求^[3],同时整流变压器无需再移相,进而简化了变压器的设计,整流侧和逆变侧结构完全相同,便于模块化,可有效降低系统成本。

单相 AFE 主电路结构如图 1 所示, u_s 为电网电压, L 为网侧滤波电感, R 为其等效电阻, C 为直流储能滤波电容。主电路只有 2 个桥臂,采用 4 个 IGBT 功率器件实现整流,对于九电平变频系统,比

收稿日期:2011-05-18

作者简介:杨艳(1984-),女,江苏徐州人,讲师,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: yangyan0251094@126.com

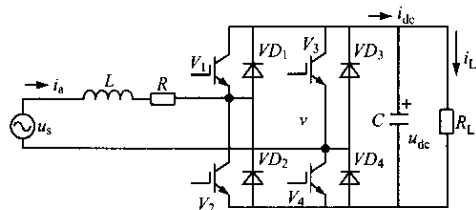


图1 单相 AFE 主电路结构

采用三相 PWM 整流方式节省 33% 的整流器件。从图 2 可看出,单相 AFE 控制系统无需坐标变换,检测量较少,相对于三相控制系统结构较简单。但是,由于单相 AFE 输出直流侧电压一个周期脉动两次,含有高次谐波及低次谐波分量。要减小 2 次谐波含量就需要增大直流侧滤波电容容量。如何通过一定的控制策略,在不增大电容容量的基础上减小直流侧电压的 2 次谐波是一个有待研究解决的问题。

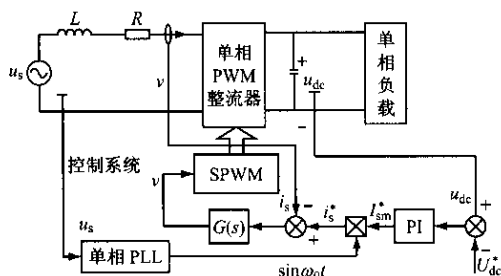


图2 单相 AFE 双闭环控制系统结构

1 直流电压脉动研究

1.1 直流电压 2 次谐波分析

设网侧的电压电流为

$$\begin{cases} u_s = U_m \cos \omega t \\ i_s = I_m \cos (\omega t + \theta) \end{cases} \quad (1)$$

可以得到网侧输入功率为

$$p_i = u_s i_s = \frac{U_m I_m}{2} \cos (2\omega t - \theta) + \frac{U_m I_m}{2} \cos \theta \quad (2)$$

式中: \$u_s\$、\$U_m\$ 分别为网侧电压瞬时值和幅值; \$i_s\$、\$I_m\$ 分别为网侧电流瞬时值和幅值; \$\theta\$ 为网侧电流和电压的相位差。

由于网侧功率因数可控,那么 \$\theta\$ 为恒定值。由式(2)可知,输入功率由 2 个部分组成,一部分为恒定值,另一部分为二次谐波功率。

整流器输出功率为

$$p_{out} = i_L U_{dc} + C U_{dc} \frac{du_{dc}^{\%}}{dt} \quad (3)$$

式中: \$i_L\$ 为负载电流; \$U_{dc}\$ 为输出直流电压平均值; \$C\$ 为网侧滤波电容; \$u_{dc}^{\%}\$ 为母线电压的波动分量。

由式(3)可知,整流器输出功率由 2 个部分组成,一部分为恒定值,另一部分为扰动功率。忽略电路中的功率损耗,可以得到输入功率等于输出功率。根据对应量相等的原则可得

$$\frac{U_m I_m}{2} \cos (2\omega t - \theta) = C U_{dc} \frac{du_{dc}^{\%}}{dt} \quad (4)$$

直流侧输出纹波电压为

$$u_{dc}^{\%}(t) = -\frac{U_m I_m}{4\omega C U_{dc}} \sin (2\omega t + \theta) \quad (5)$$

由于交流输入能量以二倍的基波频率脉动,如式(5)所示,直流电压不可避免地叠加了 2 次谐波分量^[4]。

1.2 直流电压脉动对网侧电流的影响及解决办法

在整流器双闭环控制系统(见图 2)中,直流电压外环输出值和电网电压相乘获得电流内环给定,而直流侧电压含有 2 次谐波分量,电流内环指令将不可避免地含有 3 次谐波^[5],如式(7)所示:

$$\begin{aligned} i_s^* &= K_p [U_{dc}^* - u_{dc}] \sin \omega t = \\ &K_p [U_{dc}^* - (U_{dc} + u_{dc}^{\%})] \sin \omega t \end{aligned} \quad (6)$$

将式(5)代入式(6),得

$$\begin{aligned} i_s^* &= K_p (U_{dc}^* - u_{dc}) \sin (\omega t) - \\ &\frac{K_p U_m I_m}{8\omega C U_{dc}} [\cos (3\omega t + \theta) - \cos (\omega t - \theta)] \end{aligned} \quad (7)$$

式中: \$i_s^*\$ 为网侧电流给定值; \$K_p\$ 为电压调节器比例增益; \$U_{dc}^*\$ 为直流电压给定值; \$u_{dc}\$ 为直流电压实际值; \$U_{dc}\$ 为输出直流电压直流分量。

目前较多采用低通滤波器或陷波器^[5-6]滤除电流幅值给定中的 2 次谐波,另一种方法是纹波电压补偿的控制方法^[7],减少纹波电压流入电压控制环,改善给定电流的波形,从而减少输入电流的畸变,但是,补偿信号需要的测量量多,使控制系统变得复杂。

由上文分析可知,稳态时,直流输出电压误差信号只有二倍频正弦信号,可将此信号看作网侧电流给定的干扰信号,直接将稳态误差作为补偿信号加到直流电压即可。为抑制干扰信号的影响,本文提出一种将输出直流电压的二倍频正弦误差信号前馈补偿至直流电压给定信号的方法。

前馈补偿的基本思想是针对外部干扰,设置一个前向通道来补偿干扰的影响,前馈补偿的关键是寻找一个可观测的变量来设计前向通道,使得补

偿后系统保持在最佳的工作状态。如果将稳态时直流电压的2次谐波作为电流给定信号的干扰信号,可以设计干扰信号的前馈补偿控制框图,如图3所示。图3中, U_{dc}^* 为整流器直流电压给定信号, $u_{dc}^*(s)$ 为前馈补偿后的直流电压给定信号, $e(s)$ 为前馈补偿后的直流电压误差信号。电压外环采用PI调节器控制。

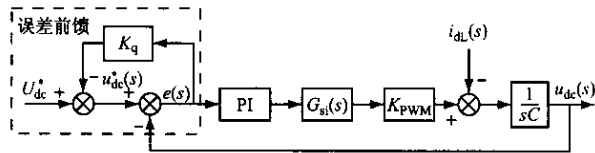


图3 稳态误差前馈补偿方法控制框图

稳态时,单相PWM整流器输出直流电压含直流分量和二倍频正弦分量,即

$$u_{dc}(t) = U_{dc} + e_0(t) \quad (8)$$

式中: $u_{dc}(t)$ 为直流电压实际值; $e(t)$ 为稳态时直流脉动信号; $U_{dc} = U_{dc}^*$; $e_0(t) = E \sin(2\omega_0 t)$ 。

$$e(t) = u_{dc}^*(t) - u_{dc}(t) = U_{dc}^* - K_q e(t) - u_{dc}(t) \quad (9)$$

式中: K_q 为前馈系数。

将式(8)代入式(9)可得

$$e(t) = \frac{1}{1+K_q} [U_{dc}^* - u_{dc}(t)] = \frac{1}{1+K_q} e_0(t) \quad (10)$$

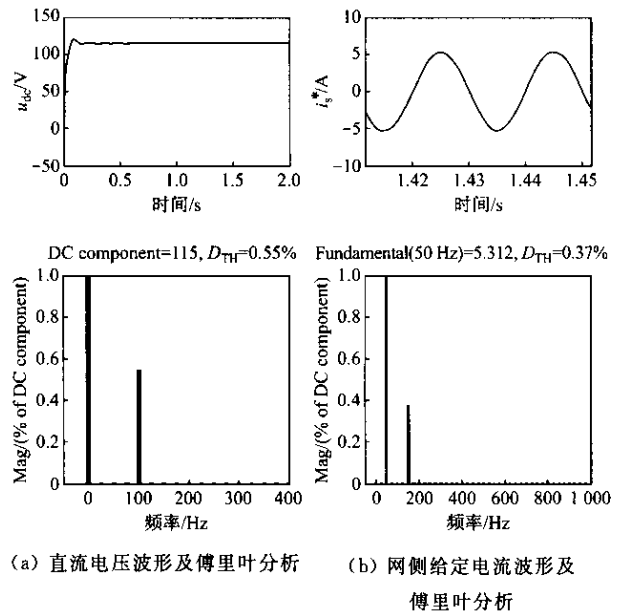
由式(10)可知,如果 K_q 取值足够大,则 $e(t)$ 趋于零,即可实现直流电压脉动对网侧电流给定信号干扰的完全消除。但是,前馈系统对误差的衰减作用影响了控制系统的响应速度, K_q 取值应综合考虑系统响应速度及网侧电流谐波含量的要求选取,下面将通过仿真实验分析系统响应和网侧电流谐波含量。

表1为不同前馈系数下,网侧电流给定信号的 D_{TH} (总谐波畸变率 Total Harmonic Distortion)和直流输出电压达到稳定的时间(直流电压平均值达到 U_{dc}^* ,且等幅脉动的时间)。分析表1中数据可知,随着前馈系数 K_q 的增大,网侧给定信号的谐波含量减小,基本可以实现完全消除,但是直流电压调节时间变慢。具体情况需要综合考虑选取前馈系数 K_q 。

表1 不同前馈系数下的系统响应

K_q	0	5	10	15	25	50	100
$D_{TH}/\%$	3.16	0.5	0.28	0.19	0.11	0.06	0.03
t/s	0.2	0.3	0.8	1.0	1.2	1.4	1.8

图4为当 $K_q=7$ 时,直流电压和网侧电流响应波形。从图4可看出,网侧电流给定的畸变率由3.16%减小为0.37%,效果明显,且直流电压输出依然可以保持稳定工作,受影响较小。



(a) 直流电压波形及傅里叶分析 (b) 网侧给定电流波形及傅里叶分析

图4 $K_q=7$ 时,直流电压和网侧电流响应波形

2 仿真和实验验证

利用TI公司生产的F2812 DSP控制器、专用驱动芯片IR2233、IGBT以及驱动隔离、外围电源、LEM电压电流传感器等搭建单相AFE样机。其中主电路参数:交流电源电压 $u_s=150$ V, $f_s=50$ Hz;网侧电感及内阻 $L=5$ mH, $R=0.1$ Ω ;直流侧滤波电容 $C=3300$ μ F;负载电阻 $R_L=120$ Ω 。控制电路参数:PI电压调节器 $K_p=0.2$, $K_I=0.2$;PR电流调节器 $K_p=10$, $K_R=600$;前馈系数 $K_q=5$ 。

图5(a)为网侧电压和电流波形。从图5(a)可看出,网侧实现了单位功率因数,电流波形也接近正弦波形。图5(b)为直流母线电压为300 V时的波形,图5(c)为电网频率为50 Hz时,网侧电流谐波分析,网侧电流的 D_{TH} 为2.52%,3次谐波分量为1.15%,开关频率附近的谐波,99次谐波分量为1.09%,101次谐波分量为1.12%。实验结果表明,本文提出的控制方法不仅可以使整流器网侧电流和电压相位相同,同时畸变率较低,可以减小网侧直流电压脉动对网侧电流3次谐波的影响。

3 结语

对单相AFE输出直流电压2次谐波产生的过程进行了理论推导,并分析了其对网侧电流的影响。

文章编号:1671-251X(2011)08-0078-04

DOI:CNKI:32-1627/TP.20110807.1136.023

模糊控制器在车顶空气闪络监测中的应用

刘恩鹏, 贾存良, 李安迎, 金立

(中国矿业大学信电学院, 江苏 徐州 221008)

摘要:采用尖一板放电模型模拟车顶空气闪络现象,通过对实验数据的分析,验证了以脉冲数与工频电流2个特征量监测机车空气闪络的可行性,并获得了2个特征量的变化范围。以脉冲数和工频电流作为输入变量设计了模糊控制器用以监测闪络的发生,并以实验室采集的数据对控制器进行了验证。结果表明,该模糊控制器可以较好地判断出某一时刻空气的放电状态,利用其监测车顶空气闪络的发生是可行的。

关键词:电机车;车顶空气;空气闪络;闪络监测;模糊控制器;脉冲;工频电流;LabVIEW

中图分类号:TD524

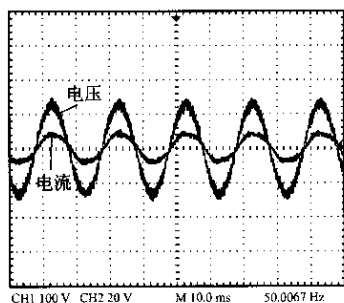
文献标识码:A

网络出版时间:2011-08-07 11:36

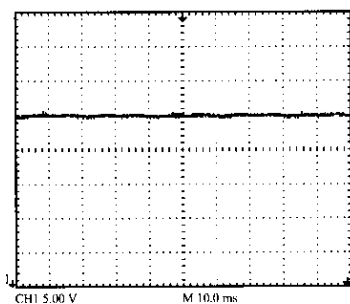
网络出版地址:<http://www.cnki.net/kcms/detail/32.1627.TP.20110807.1136.023.html>

收稿日期:2011-04-27

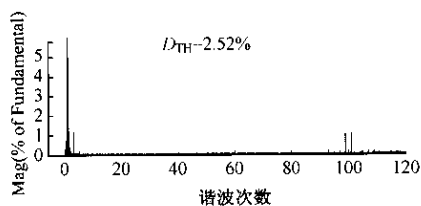
作者简介:刘恩鹏(1986-),男,山东日照人,硕士研究生,研究方向为计算机控制技术。E-mail:feifanlep@gmail.com



(a) 网侧电压和电流波形



(b) 直流母线电压波形



(c) 网侧电流谐波分析

图5 实验输出波形

在比较现有方法的基础上,提出了可减小电压脉动对电网电流畸变影响的基于稳态误差前馈补偿的方法,仿真及硬件实验验证了该方法具有较好的补偿效果。

参考文献:

- [1] PONTT J, SILVA L, LEZANA P. High-voltage Multilevel Converter with Regeneration Capability[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2008, 55(3):1059-1066.
- [2] 竺伟,陈伯时.单元串联式多电平高压变频器的起源、现状和展望[J].电气传动,2006,36(6):3-7.
- [3] 顾永辉.煤矿电工手册(修订本)第三分册[M].北京:煤炭工业出版社,1997.
- [4] 张崇巍,张兴.PWM整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2003:1-219.
- [5] 王成智,邹云屏.基于SPWM调制的单相大功率整流器研究[J].电力电子技术,2008,42(1):69-71.
- [6] 单栋梁,宋书中,马建伟,等.能量回馈式电压型PWM整流器的研究[J].工矿自动化,2010(6):81-84.
- [7] SOMKUM S, SETHAKUL P, CHUNKAG V. Novel Control Technique of Single-phase PWM Rectifier by Compensating Output Ripple Voltage[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2005(12): 969-974.