

PR 控制在抑制逆变器输出变压器直流偏磁中的应用

张海钰, 王正仕*, 陈辉明

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 逆变器输出变压器的直流偏磁会对逆变器、输出变压器以及交流负载产生不良的影响, 严重威胁逆变器的可靠运行。针对逆变器输出变压器直流偏磁问题, 提出了一种简单、实用的基于 PR 控制策略的数字信号处理器(DSP)实现方案, 并在理论研究的基础上, 通过一台 50 Hz/3 kW 单相逆变器验证了该方案的有效性。实验结果表明, 该方案不但可以实现对直流偏磁的良好抑制, 还可以实现控制系统良好的动、静态特性, 具有很好的实用性。

关键词: 逆变器; 变压器; PR 控制; 直流偏磁; 数字信号处理器

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)08-0986-05

Application of PR control in restraining DC magnetic bias for output transformer of inverter

ZHANG Hai-yu, WANG Zheng-shi, CHEN Hui-ming

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The inverter itself, output transformer and AC loads would be influenced greatly by DC magnetic bias for output transformer of inverter which threatens the reliable operation of inverter seriously. Thus, aiming at DC magnetic bias for output transformer of inverter, a simple and applied approach involving PR control achieved by digital signal processor(DSP) was proposed, and according to theoretical researches, the effectiveness was verified by a 50 Hz/3 kW single phase inverter. The experimental results show that, the effectual restraint of DC magnetic bias for output transformer of inverter can be accomplished successfully. The good performances of dynamic and steady characteristics of the control system are realized. Its effectiveness is demonstrated through both of them.

Key words: inverter; transformer; PR control; DC magnetic bias; digital signal processor (DSP)

0 引 言

如今, 单相逆变器已经广泛应用于新能源、UPS 等生产生活的各个领域, 以满足用电负载对供电质量的不同要求。在理想情况下, 逆变器的输出不应含有直流分量。但是在实际工程应用中, 对于采用 SPWM 调制技术的逆变器, 由于基准正弦波的直流分量、采样调理电路中的直流偏置、开关器件的不一致以及驱动信号和死区时间的不对称等原因, 都会使其输出电压脉冲序列在基波周期内正负伏秒值不平衡, 这种情况对于需要用变压器进行升降压或者与负载进行电气隔离

的场合尤为明显, 从而导致加在逆变器输出变压器原边的电压含有直流分量, 造成直流偏磁。偏磁严重时会导致变压器铁芯出现饱和, 加大了变压器的损耗, 引起输出波形畸变和功率器件的损坏, 甚至引起逆变颠覆, 同时也会对交流负载的正常工作产生严重的影响。

近年来, 针对这个问题已经提出了各种各样的解决方案, 以消除逆变器输出变压器的直流偏磁, 例如输出变压器初、次级电流检测法^[1-2]。该方法通过检测变压器初、次级电流来达到消除直流偏磁的目的, 但控制实现较为复杂且成本较高。还有一种方法通过检测逆变器桥端输出电压序列的直流分量并对其进行实时补偿, 实现对直流分量的抑制^[3-4]。这种方法可以有效地

收稿日期: 2010-12-01

作者简介: 张海钰(1985-), 男, 天津人, 主要从事并网逆变器和 LED 驱动电源方面的研究。E-mail: zhanghaiyu2006@126.com

通信联系人: 王正仕, 教授, 硕士生导师。E-mail: wzs@zju.edu.cn

抑制多种因素造成的直流偏磁,但也加大了系统软硬件的负担。

本研究在综合考虑目前研究以及详细分析直流偏磁产生原因的基础上,提出了将 PR 控制应用于 50 Hz/3 kW 单相逆变器的方案。

1 系统结构与模型的建立

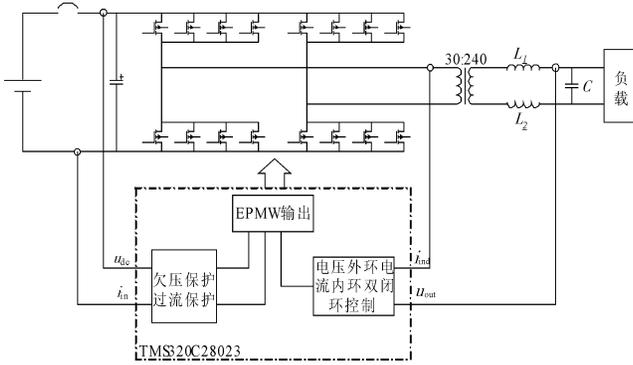


图 1 50 Hz/3 kW 单相逆变器结构图

L_1, L_2 —逆变器输出滤波电感; C —逆变器输出滤波电容; u_{dc} —母线电压; i_{in} —直流侧输入电流; i_{ind} —逆变器输出电流,即输出变压器原边电流; u_{out} —系统输出电压

50 Hz/3 kW 单相逆变器的结构图如图 1 所示。

$$G(s) = \frac{u_{out}}{u_{ref}} = \frac{G_u(s) G_i(s) \frac{E}{K_{pwm}}}{LCs^2 + s(\frac{L}{R} + Ck_i G_i(s) \frac{E}{K_{pwm}}) + k_u G_u(s) G_i(s) \frac{E}{K_{pwm}} + k_i G_i(s) \frac{EL}{RCK_{pwm}} + 1} \tag{1}$$

2 控制策略分析

在该电压电流双闭环控制方案中,为了简化控制参数设计的复杂性,电流内环依然采用 PI 控制器,其比例环节用来增加逆变器的阻尼系数,保证系统的稳定工作并且具有很好的鲁棒性,积分环节则用来消除电流内环的稳态误差。而在电压外环采用 PR 控制器,以达到抑制逆变器输出变压器直流分量的目的。电流内环 PI 调节器的传递函数如下所示:

$$G_i(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{S} \tag{2}$$

式中: k_{pi}, k_{ii} —PI 调节器的比例和积分系数。

电压外环 PR 调节器的传递函数如下式所示^[5-7]:

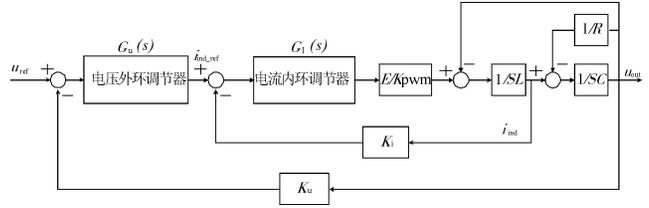


图 2 电流电压双闭环控制框图

电压外环参考 u_{ref} —从 DSP 内部的正弦表产生的标准正弦参考; $i_{ind-ref}$ —电压外环调节器的输出作为电流内环的参考; L — L_1 和 L_2 的和; R —负载; k_i, k_u —电流内环和电压外环的环路增益; $G_i(s), G_u(s)$ —电流内环和电压外环调节器的传递函数

蓄电池 48V 的输出电压作为 H 桥单相逆变器的输入,其输出经过变压器升压和 LC 滤波后为负载提供能量。系统控制部分采用 TI DSP TMS320F28023 控制芯片,通过检测变压器原边电流和输出电压构成电压电流双闭环结构,内环的控制器输出送到 EPWM 模块产生 SPWM 驱动信号,并通过采样直流母线电压和输入电流实现欠压保护和过流保护。

本研究根据系统的工作原理建立的逆变器电流内环电压外环的双闭环控制框图如图 2 所示。从图 2 所示的控制框图得到逆变器系统的闭环传递函数:

$$G_u(s) = G_{PR}(s) = k_{PR} + \frac{2k_c \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \tag{3}$$

式中: k_{PR} —PR 控制器的比例系数; k_c —谐振系数; ω_c —决定了谐振峰值的宽度,通常满足 $\omega_c \ll \omega_0$; ω_0 —PR 控制器的截止频率。

PI 控制器和 PR 控制器的伯德图如图 3 所示。通过比较可以知道 PR 控制器在低频出的幅值增益很小,接近于零,这个特性使得系统对直流分量起到很好的抑制效果,同时在选择谐振频率处有一个较大的增益,这对于减小系统的静态误差有着非常重要的作用。

根据图 2 以及式(2)可以得到电流内环的闭环传递函数:

$$G_1(s) = \frac{i_{ind}}{i_{ind-ref}} = \frac{\frac{E}{K_{pwm}}(k_{pi}s + k_{ii})(RCs + 1)}{RCLs^3 + s^2(RCk_{pi}k_i \frac{E}{K_{pwm}} + L) + s(k_{pi}k_i \frac{E}{K_{pwm}} + RCk_{ii}k_i \frac{E}{K_{pwm}} + R) + k_{ii}k_i \frac{E}{K_{pwm}}} \quad (4)$$

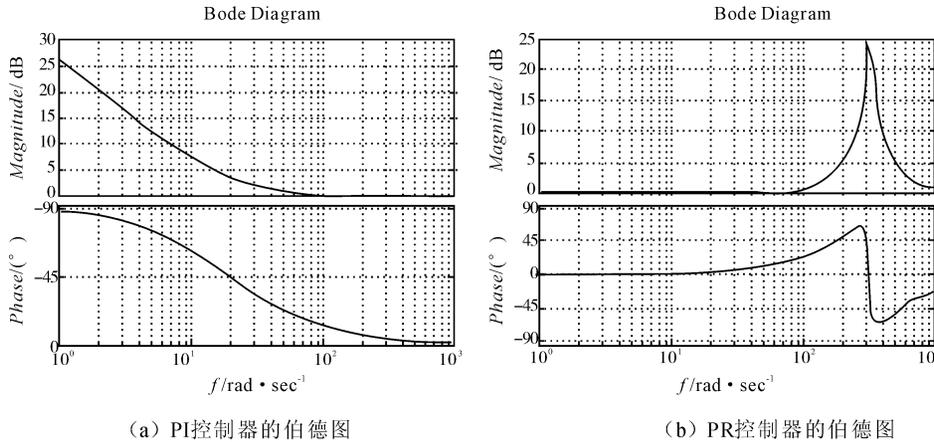


图 3 PI、PR 控制器的伯德图

根据劳斯稳定性判据可知,系统稳定的必要条件是特征方程的系数均大于零,同时 PI 参数的设计要考虑系统对参考信号的响应,根据频率响应设计法,比例系数 k_{pi} 的设计要保证其截止频率小于功率器件的开关频率,以最大限度地减小开关噪声对系统的影响,而且 PI 补偿环节的转折频率一般为系统截止频率的 1/10。在此基础上,可以解出电流内环控制器的控制参数,经过离散化和归一化可以得到实际 DSP 程序中的控制器参数^[8-9]。

经过参数整定后的电流内环闭环传递函数的伯德图如图 4 所示。从图中可以看出在 314 rad/s 处,系统的相角裕量约为 90°,稳定性较高,但同时截止频率较大,输出含有大量的高频分量,这些可以通过电压外环调节器参数的设计来优化。

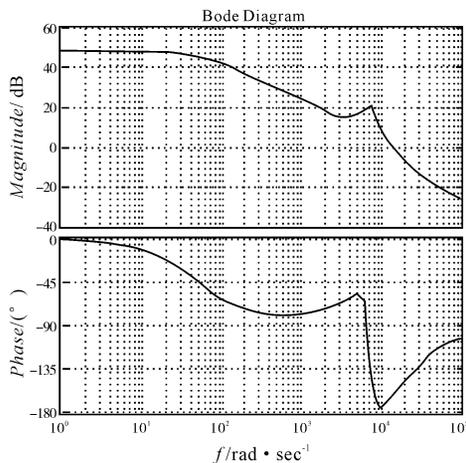


图 4 电流内环闭环传递函数控制器的伯德图

根据图 2 以及式(3)可得,在引入电压外环 PR 调节器后,整个系统的闭环传递函数为:

$$G(s) = \frac{u_{out}}{u_{ref}} = \frac{RG_1(s)(k_{PR} \cdot \Delta + 2k_c \omega_c s)}{(RCs + 1)\Delta + Rk_u G_1(s)(k_{PR} \cdot \Delta + 2k_c \omega_c s)} \quad (5)$$

$$\Delta = s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2$$

显然,上述系统是一个高阶系统,通常根据工程设计方法选择 ω_0 为 100π rad/s,从而使系统有较低的截止频率, ω_c 越小,PR 控制器谐振峰值的宽度越窄,也就是说选择性越好,但是 ω_c 太小将使滤波器对频率的变化非常敏感,所以一般 ω_c 在 5 rad/s ~ 15 rad/s 的范围内取值。 k_{PR} 决定了系统的带宽、幅值裕量和相角裕量,按照相角裕量在 30° ~ 60° 之间而幅值裕量大于 6 dB 的原则可以得到 k_{PR} 大体上在 15 ~ 25 之间取值。 k_c 则在工程上通常取 10 左右的值,在实际建模中可能还需要适当地调整。在确定了 PR 调节器的控制参数之后,通过双线性变换法 (Tustin 变换)^[10],对调节器进行离散化,从而得到 PR 控制器的离散方程:

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (6)$$

$$G_{PR} = k_{PR} + \frac{a_0 z^{-1} - a_1 z^{-2}}{b_0 - b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (7)$$

$$a_0 = a_1 = 2k_c k_T \omega_c$$

$$b_0 = b_2 = k_T^2 + 2k_T^2 \omega_c + \omega_0^2$$

$$b_1 = 2k_T^2 - 2\omega_0^2$$

$$y(n) = k_{PR}x(n) + \frac{1}{b_0} \{ a_0 [x(n-1) -$$

$$x(n-2)] + b_1 y(n-1) - b_2 y(n-2)$$

式中: T —采样周期, k_T —等于 2 倍的采样频率。

采用 PR 控制器的电压外环传递函数的伯德图如图 5 所示。从图中可以清楚地看到系统在低频段的幅值裕量和相角裕量均接近于零,从而可以有效地抑制系统的直流分量,同时保证系统具有良好的稳态精度。此外,较宽的带宽也带来了动态响应快的优势,确保该单相逆变器负载切换时可以稳定工作。

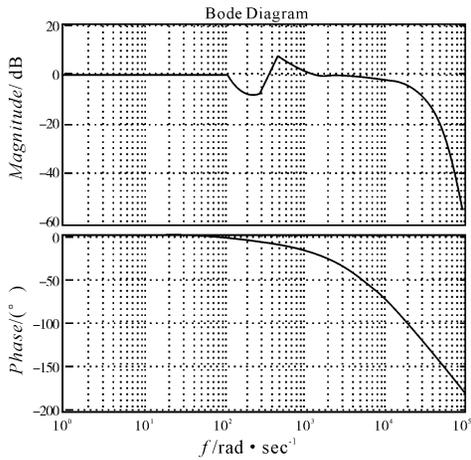


图 5 电压外环闭环传递函数的伯德图

3 实验结果

基于上述的讨论,电压外环采用 PR 控制器后可

以有效地消除原来 PI 控制器所可能产生的逆变器输出变压器的直流偏磁。为此,本研究在一台 50 Hz/3 kW 的单相逆变器上验证了该方案的可行性。

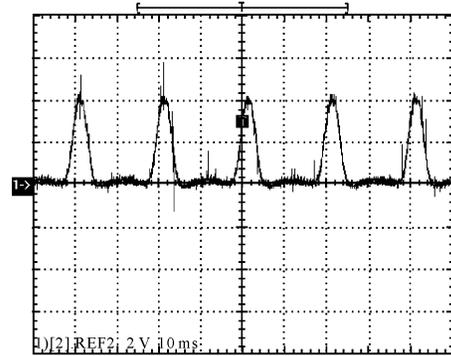
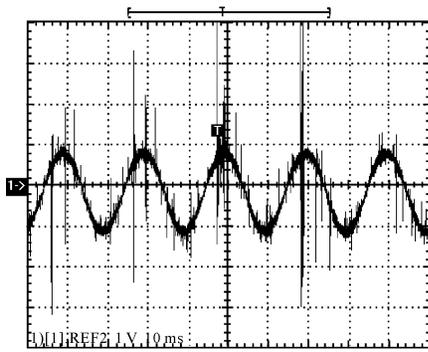
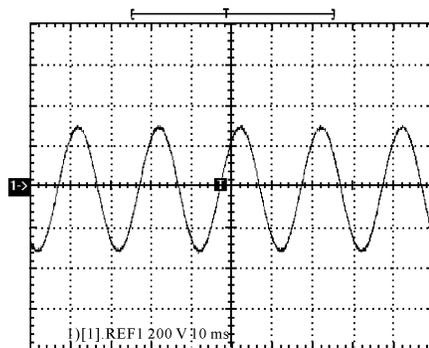


图 6 电压外环采用 PI 调节器时输出变压器原边电流波形(1 kW)

由电流霍尔传感器测出的电压外环采用 PI 调节器时,输出的变压器原边电流波形(1 kW)如图 6 所示。从图中可以看出,该单相逆变器输出变压器直流偏磁情况很严重,不但严重影响到整个逆变系统的可靠工作,而且还存在空载损耗很大的问题。此时,用钳形表测得的逆变器输出变压器原边电流将近 12 A。

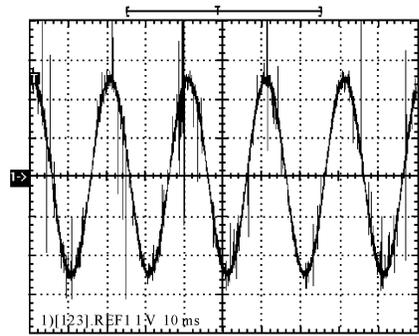


(a) 电流波形

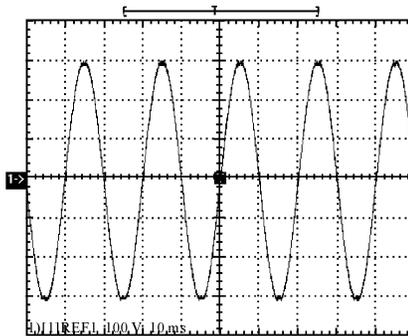


(b) 电压波形

图 7 1 kW 时电压外环采用 PR 调节器时输出的变压器原边电流波形和电压波形



(a) 电流波形



(b) 电压波形

图 8 3 kW 时电压外环采用 PR 调节器时输出变压器原边电流波形和电压波形

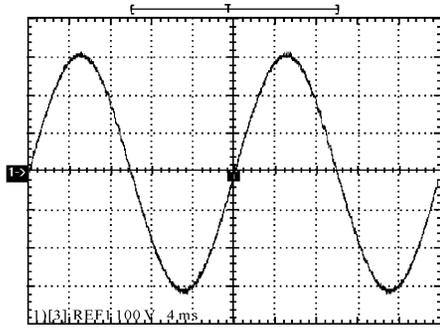
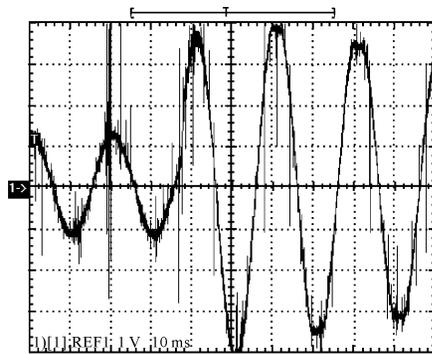
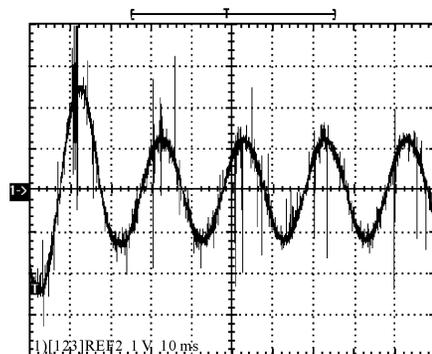


图 9 电压外环采用 PR 调节器时空载输出电压波形

单相逆变器电压外环采用 PR 控制器后,系统分别在 1 kW 和 3 kW 时逆变器输出的变压器原边电流



(a) 从 2 kW 到 3 kW



(b) 从 3 kW 到 2 kW

图 10 电压外环采用 PR 调节器时负载跳变情况下输出变压器原边电流波形

波形和逆变器输出电压波形,分别如图 7、图 8 所示。从图中可以看出,在采用 PR 控制器后,原来存在于系统中的逆变器输出变压器原边电流波形正负半波不对称的情况得到了很好的抑制,逆变器输出变压器直流偏磁问题得到了基本解决。

电压外环采用 PR 控制器后空载输出电压波形如图 9 所示。这时用钳形表测得的逆变器输出变压器原边电流将近 2 A,可见空载损耗大大降低了。

该逆变器系统在采用电压外环 PR 控制器后,跳负载时逆变器输出变压器原边电流波形如图 10 所示。从图中可以看出,即使在负载跳变的工作情况下,系统依然可以有效地抑制直流偏磁,同时可以很快地进入稳态,显示出其良好的动态性能。

4 结束语

综上所述,PR 控制器可以有效地处理诸如采样调电路的直流偏置、驱动信号的不一致、功率器件的不对称、软件控制算法的累积误差和死区时间不一致等多种因素造成的逆变器输出变压器直流偏磁的问题,且实现简单,同时还可以保证系统具有较好的稳态和动态性能指标,是一种非常实用的解决方案。

参考文献 (References) :

[1] 刘 刚,张东来,曾建友. 单相桥式逆变电路变压器直流偏磁研究与抑制[J]. 电力电子技术, 2006, 40(3): 77-79.

[2] 孙 立,聂建红,杨贵杰. SPWM 中频电源输出变压器偏磁分析与控制[J]. 电机与控制学报,2001, 5(3): 166-170.

[3] 杨莉莎,杨荫福,李 勋. 单相桥式逆变电路输出变压器直流偏磁的抑制[J]. 电力电子技术, 2003, 37(2): 44-45.

[4] 吴华波. 太阳能并网逆变电源变压器直流偏磁的抑制

[J]. 电力电子技术, 2009, 43(7): 58-62.

[5] TEODORESCU R, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. Proportional-resonant controller and filter for grid-connected voltage-resource converter[J]. **IEEE Proceeding of Electrical Power Application**, 2006, 153(5): 750-762.

[6] TAN P C, LOH P C, HOLMES D G. High performance harmonic extraction algorithm for a 25 kV traction power quality conditioner[J]. **IEEE Proceeding of Electrical Power Application**, 2004, 151(5): 502-512.

[7] SHEN Ke, WANG Jian-ze, GAO Zhi-qiang, et al. Yanchao Ji. Dynamic voltage restorer based on proportional-resonant control [C]. Asia-pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC 2010), IEEE Power&Energy Society (PES), 2010.

[8] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2007.

[9] BUSO S, MATTAVELI P. Digital Control in Power Electronics[M]. 2006: 33-78.

[10] 席爱民. 计算机控制系统[M]. 北京:高等教育出版社, 2004.

[编辑:张 翔]