

基于重复- H_∞ 控制的三电平PWM变流器研究

张强,王雷,吴延飞,张玉川

(河北工业大学 人工智能与数据科学学院,天津 300131)

摘要: 为了提高三相三电平PWM变流器系统的动态性能和静态性能以及鲁棒性,提出了一种基于重复- H_∞ 控制的变流器系统双闭环控制策略。针对三电平变流器在两相静止坐标系下无耦合的特点,建立了基于静止坐标系下的数学模型,进而对三电平变流器进行状态空间建模,在此基础上利用 H_∞ 理论设计满足稳定性要求的电流内环重复- H_∞ 控制器。最后在Matlab/Simulink中搭建仿真模型,并且搭建了三相三电平变流器的实验样机对以上控制策略进行验证,结果证明了该控制算法的有效性和合理性。

关键词: 三电平PWM变流器;数学模型;重复- H_∞ 控制;鲁棒性

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19839

Research on Three-level PWM Converter Based on Repeat- H_∞ Control

ZHANG Qiang, WANG Lei, WU Yanfei, ZHANG Yuchuan

(School of Artificial Intelligence, Hebei University of Technology, Tianjin 300131, China)

Abstract: In order to improve the dynamic performance, static performance and robustness of three-phase three-level PWM converter system, a double closed-loop control strategy for converter system based on repetitive- H_∞ control was proposed. Aiming at the uncoupled characteristic of three-level converter in two-phase static coordinate system, a mathematical model based on static coordinate system was established, and then the state space model of three-level converter was established. On this basis, the current inner loop repetitive- H_∞ controller satisfying the stability requirement was designed by using H_∞ theory. Finally, a simulation model was built in Matlab/Simulink, and an experimental prototype of three-phase three-level converter was built to verify the above control strategy. The results verify the effectiveness and rationality of the control algorithm.

Key words: three-level PWM converter; mathematical model; repeat- H_∞ control; robustness

近年来,能源危机对人类生产生活产生越来越重要的影响,太阳能、风能发电、新能源汽车等新型能源装置越来越具有广阔的应用前景^[1]。中点钳位型三电平变流器相较于两电平变流器^[2]而言具有一定优势,从而在中高压大功率的场合得到了广泛应用。但三电平变流器需要更多数量的开关器件,其控制程度相比两电平更加复杂^[3]。

文献[4-5]分析了在相同开关频率下三电平变流器相比于两电平具有更低的开关损耗;文献[6]采用前馈解耦的控制方法;文献[7]采用模糊控制,提高系统鲁棒性,但信息简单的模糊处理造成系统控制精度低,动态品质变差;文献[8]采用重复控制,单独重复控制需要设计相位补偿器和幅值补偿器等来满足系统稳定运行的要求,对设

计参数依赖性较大,难以抑制外界干扰。文献[9-10]将 H_∞ 控制理论应用于并联型有源滤波器中,提高了系统的稳定性和鲁棒性。

本文提出直流侧采用PI控制器,内环采用基于重复- H_∞ 复合控制器,弥补了重复控制系统设计繁琐的不足,同时能够保证控制精度,实现了电流无静差跟踪。 H_∞ 控制环节增强了系统的鲁棒性,有效地提高了系统抗干扰性能。

1 系统主回路数学模型

图1所示为三电平NPC变流器的拓扑结构。NPC变流器采用网侧L滤波器,桥臂为4个IGBT串联,二极管进行中点钳位的结构。直流侧通过电容储能,因此表现出电压源特性。假设三相电压完全对称,开关管为理想状

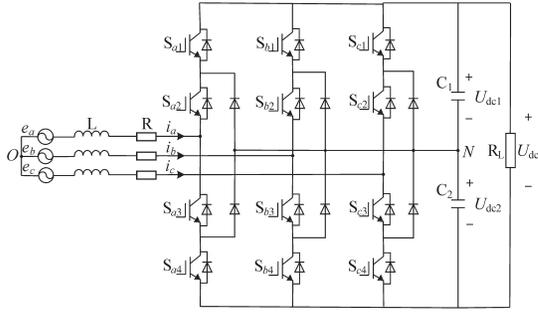


图1 三电平二极管钳位型整流器拓扑结构

Fig.1 Topology of three-level diode clamp type rectification

态,忽略开关损耗,网侧电感线性,并且开关频率远大于电网频率。由基尔霍夫定律再经变换矩阵 $T_{abc/\alpha\beta}^{[11]}$,得到两相静止坐标下的数学模型为

$$\dot{X}' = A'X' + B'U' \quad (1)$$

其中

$$A' = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & -S_{\alpha p}/L & S_{\alpha n}/L \\ 0 & -R/L & -S_{\beta p}/L & S_{\beta n}/L \\ S_{\alpha p}/C & S_{\beta p}/C & 0 & 0 \\ -S_{\alpha n}/C & -S_{\beta n}/C & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$X' = [i_{\alpha} \ i_{\beta} \ U_{dc1} \ U_{dc2}]^T$$

$$B' = \text{diag}[1/L \ 1/L \ 1/C \ 1/C]$$

$$U' = [e_{\alpha} \ e_{\beta} \ -i_{dc} \ -i_{dc}]$$

式中: R, L, C, R 分别为网侧等效电阻、网侧电感、直流侧电容和负载; i_{α}, i_{β} 为两相静止坐标系下网侧电流; e_{α}, e_{β} 为两相静止坐标系下网侧电压; U_{dc1}, U_{dc2} 分别为直流侧上、下电容电压; i_{dc} 为直流电流; $S_{jp}, S_{jn}(j=\alpha, \beta)$ 为静止坐标下的开关函数。

定义开关函数为

$$S_i = \begin{cases} 1 & S_{i1} \text{和} S_{i2} \text{导通} \quad S_{i3} \text{和} S_{i4} \text{关断} \\ 0 & S_{i2} \text{和} S_{i3} \text{导通} \quad S_{i1} \text{和} S_{i4} \text{关断} \\ -1 & S_{i3} \text{和} S_{i4} \text{导通} \quad S_{i1} \text{和} S_{i2} \text{关断} \end{cases} \quad (2)$$

其中 $i = a, b, c$

2 基于重复-H_∞控制的电流内环控制器设计

针对三电平变流器控制系统,根据H_∞理论,电流内环控制器结构如图2所示, P 为被控对象模型, M 为重复控制器。设计思路:根据 P 和 M 构造广义 \tilde{P} ,构成标准H_∞问题。通过对这一问题求解得到补偿器 C ,满足系统稳定性和鲁棒性约束。应用于三电平变流器电流控制的重复-H_∞控制算法如图3所示,所设计的电流内环控制器 G_R 的传递函数为

$$G_R(s) = M(s)C(s) \quad (3)$$

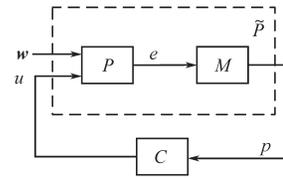


图2 重复-H_∞控制算法的一般形式

Fig.2 General form of repetitive-H_∞ control algorithms

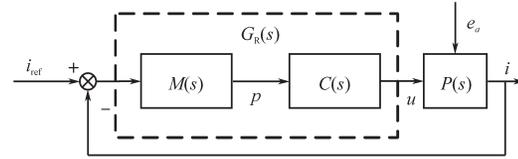


图3 应用于三电平变流器电流控制的重复-H_∞控制算法

Fig.3 Repetitive-H_∞ control algorithm for current control of three-level converter

对比图2和图3,电流参考给定值 i_{ref} 和网侧电压 e_{α} 组成系统扰动信号 w 。 e 为误差控制信号, p 为重复控制器输出, u 为补偿器 $C(s)$ 的输出。

标准H_∞问题的求解是建立在状态空间模型的基础上的,因此本节将对变流器 P 和重复控制器 M 进行状态空间建模,并基于模型推导出最终标准H_∞问题。对得到的电流内环控制器利用H_∞范数判断系统稳定性。

本文电压外环采用PI控制,如图4所示。

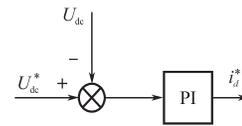


图4 直流电压PI控制

Fig.4 The PI controller of DC voltage

2.1 三电平变流器模型P

根据数学模型,定义状态变量 $x=i_{\alpha}$,系统外部输入 $w=[i_{\alpha}^* \ e_{\alpha}]^T$,控制输入 $u=u_{\alpha}$,输出稳态误差 $e=i_{\alpha}^* - i_{\alpha}$ 作为 P 的输出。得到 P 的状态空间表达式和输出方程如下式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1w + B_2u \\ y = e = Cx + D_1w + D_2u \end{cases} \quad (4)$$

将其表示为下式:

$$P = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C & D_1 & D_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 $A=[R/L]$ $B_1=[1/L \ 0]$ $B_2=[-1/L]$

$C=[-1]$ $D_1=[0 \ 1]$ $D_2=[0]$

2.2 重复-H_∞控制器设计

以 α 轴电流为例,内环控制框图如图5所示。忽略采样和控制延时,图5中,重复-H_∞控制器包

括重复控制环节 $M(s)$ 和鲁棒控制器 $C(s)$, 接下来构建基于重复-H_∞控制器的数学模型, 设计控制系统中的传递函数 $F(s)$ 和鲁棒控制器 $C(s)$ 。

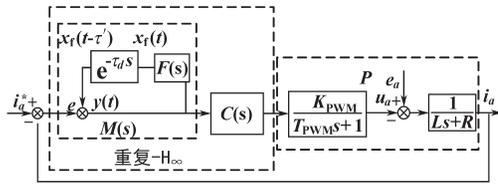


图5 电流内环重复H_∞控制框图

Fig.5 Current inner loop repetitive H_∞ control block diagram

图5中, $M(s)$ 由时间常数为 τ_d 的延时环节 $e^{-\tau_d s}$ 和一阶低通滤波器 $F(s)$ 组成, 为保证系统稳定性和鲁棒性, $F(s)$ 表达式为

$$F(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (6)$$

得到 $F(s)$ 的状态空间表达式如下式:

$$F = \begin{bmatrix} A_\omega & B_\omega \\ C_\omega & D_\omega \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中 $A_\omega = -\omega_c$ $B_\omega = \omega_c$ $C_\omega = 1$ $D_\omega = 0$ 式中: ω_c 为截止角频率。

现令图5中 $x_f(t - \tau')$ 为 $M(s)$ 中延时环节的延时输出, $x_f(t)$ 为 $F(s)$ 的输出, 则 $M(s)$ 的状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{x}_f(t - \tau') = A_\omega x_f(t) + B_\omega x_f(t - \tau') + B_\omega e(t) \\ y(t) = e(t) + x_f(t - \tau') \end{cases} \quad (8)$$

可以得到重复控制器矩阵形式:

$$M(s) = \begin{bmatrix} A_\omega & B_\omega & B_\omega \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

根据上述求得的状态空间模型 $P(s)$, $M(s)$, 构建标准 H_∞ 问题。将重复控制器中的延时输出 $x_f(t - \tau')$ 作为不确定性扰动 v , 把延时模块的输入 b 和输出 a 添加为新模型的输入和输出, $y(s)$ 和控制器输出信号 u_a 看做系统的评价输出, 引入权重系数 ζ 和 μ 调整所设计控制器的性能; 可将重复控制器中补偿器的求解问题转化为标准 H_∞ 问题, 即求解最优控制器 $C(s)$, 所形成的标准问题如图6所示。图6中, $\tilde{w} = [w \ v]^T$, $\tilde{z} = [x_f(t) \ u_a]^T$ 。

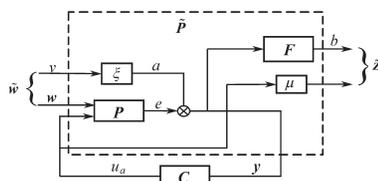


图6 标准H_∞控制问题结构图

Fig.6 Structure of standard H_∞ control problem

由图6得到 H_∞ 标准问题下系统输入和输出关系:

$$\begin{cases} \tilde{z} \\ y \\ u_a = Cy \end{cases} = \tilde{P} \begin{bmatrix} \tilde{w} \\ u_a \end{bmatrix} \quad (10)$$

将式(1)和式(9)代入式(10)中可求得 \tilde{P} 为

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} -A & 0 & 0 & B_1 & C \\ -1 & A_\omega & B_\omega & D_1 & D_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu \\ C & D_2 & C_\omega & D_1 & D_\omega \end{bmatrix} \quad (11)$$

图7为截止频率 ω_c 和 μ 不同取值 Bode 图。

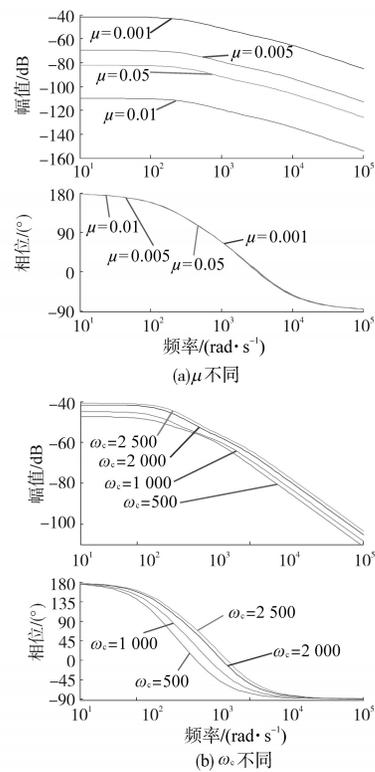


图7 ω_c 和 μ 取不同参数影响分析

Fig.7 Influence analysis of different parameters of ω_c and μ

由图7可看出, μ 值主要影响控制器的幅频增益, 对相频特性几乎没有影响, ω_c 主要影响控制器高频段特性。通过综合分析最终确定仿真参数取值: $R=0.01 \Omega$, $L=5 \text{ mH}$, $\omega_c=1 \text{ kHz}$, $\mu=0.01$ 。利用 Matlab/Robust-Toolbox 中的 hinflmi 函数求解出 H_∞ 控制器表达式并将其离散化:

$$C(s) = \frac{3.861(s - 1006)}{(s + 254.3)(s + 2738)} \quad (12)$$

$$C(z) = \frac{2.65e - 4(z - 1.244)(z + 1)}{(z - 0.9504)(z - 0.5701)} \quad (13)$$

2.3 基于 H_∞ 范数的稳定性验证

根据文献[12]所述可知, 当外部输入扰动为 0

时,通过求取从 a 到 b 传递函数的无穷范数进而判断系统的稳定性。从上述可知,本文外部输入 w 为电流给定信号 i_a^* 和网侧电压 e_a ,当 $w=0$ 时,已知系统参数,由式(4)可得 \tilde{P} 的传递函数:

$$y = [\tilde{P}_1 \quad \tilde{P}_2] \begin{bmatrix} \tilde{w} \\ u_a \end{bmatrix} \quad (14)$$

由此可以计算得到从 b 到 a 的传递函数如下式:

$$T_{ba} = F(I - \tilde{P}_2 C)^{-1} \quad (15)$$

式中: F 为低通滤波器传递函数; I 为单位矩阵。

可由 Matlab 中 `hinfnorm` 函数计算得到 $\|T_{ba}\|_\infty < 1$,故图6所示系统稳定。

3 仿真和试验结果分析及结论

本文在 Matlab/Simulink 中搭建了三电平 PWM 变流器,仿真参数如下:网侧相电压有效值 220 V,网侧滤波电感 5 mH,直流侧滤波电容 4 700 μ F,开关频率为 6 400 Hz,负载电阻为 20 Ω 。并在 PI 控制、重复控制、重复-H_∞控制下进行仿真分析。

图8~图10为电流内环采用 PI、重复和重复-H_∞控制的波形。可以看出具有较高的功率因数,但 PI 控制下电流畸变较为严重,调节时间接近 1.5 个工频周期。重复控制下电流启动过程大大改善,但仍有较大的超调和谐波成分,而重复-H_∞控制下将近 1/2 个工频周期电流达到稳定状态。

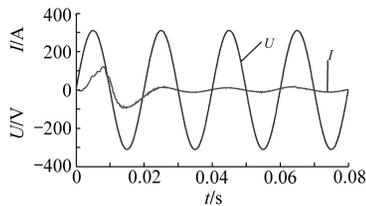


图8 PI控制下网侧电流启动
Fig.8 Network side current start-up under PI control

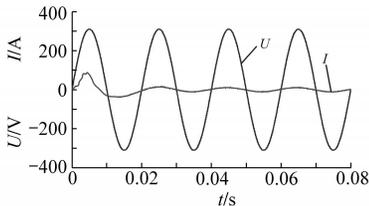


图9 直接重复控制下网侧电流启动
Fig.9 Grid side current start-up under repetitive control

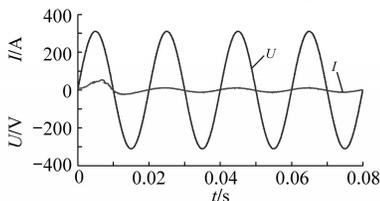


图10 重复-H_∞控制下网侧电流启动
Fig.10 Network side current start-up under repetitive -H_∞ control

图11~图13为3种控制策略下系统稳定运行时网侧电流谐波分析。可以看出PI控制下奇次谐波含量较大,重复-H_∞控制下谐波含量较少。

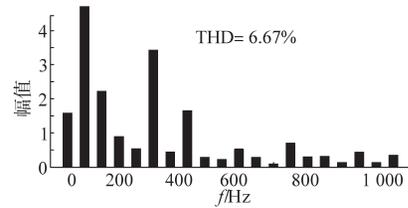


图11 PI控制下网侧电流 THD
Fig.11 THD on network side under PI control

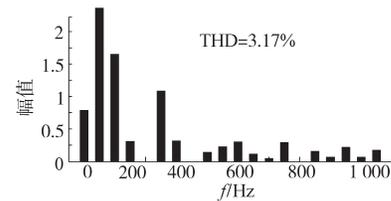


图12 重复控制下网侧电流 THD
Fig.12 THD on the network side under repeated control

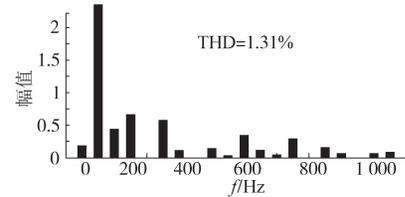


图13 重复-H_∞控制下网侧电流 THD
Fig.13 THD on the network side under repeated-H_∞ control

图14~图16为3种控制算法下直流电压启动波形,以及给定由 500 V 到 700 V 的动态过程,直流电压给定 500 V,在 0.06 s 处将给定电压增大到 700 V,可以看出,在启动过程中 PI 控制下具有较大的超调量,超过给定值 100 V 左右,不利于在高压下运行;重复控制下虽然控制效果优于 PI 控制,但过渡过程仍存在抖动,且直流电压有波动;

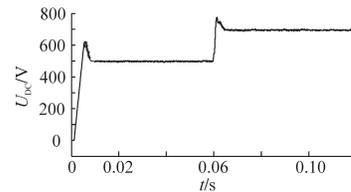


图14 PI控制下直流电压启动
Fig.14 DC voltage starting under PI control

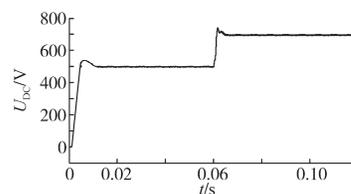
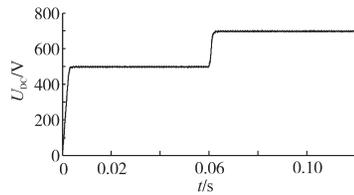


图15 重复控制下直流电压启动
Fig.15 DC Voltage starting under repetitive control

图16 重复-H_∞控制下直流电压启动Fig.16 DC Voltage starting under repetitive -H_∞ control

重复-H_∞控制时电压启动过程和突变过程均较为平滑,且稳定运行后能够准确地跟踪给定值,具有较小的谐波含量,能够有效地抑制直流电压突变给系统带来的扰动。

图17~图19为3种控制器下电压给定突变时网侧电流的抖动过程,通过波形对比可以看出,PI控制下电流震荡较为严重,调节时间较长,重复控制对电流的波动有一定的抑制作用,但相比于重复-H_∞的控制效果仍不理想。使用第2小节设计的控制具有更好的控制效果。

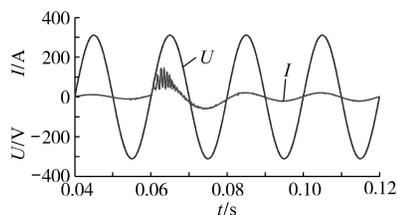


图17 PI控制下网侧电流抖动过程

Fig.17 Current jitter process on network side under PI control

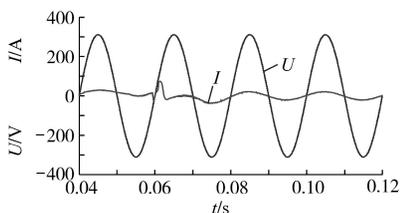
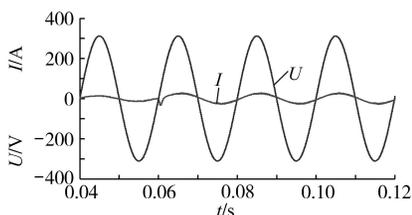


图18 重复控制下网侧电流抖动过程

Fig.18 Current jitter process on grid side under repetitive control

图19 重复-H_∞控制下网侧电流抖动过程Fig.19 Current jitter process on grid side under repetitive -H_∞ control

本文搭建了功率为5 kW,开关频率为6.4 kHz的三电平PWM变流器的实验样机。采用PC104工控微机与FPGA(EP4CE10)做为控制核心控制样机系统,验证本文所提方法的实用性以及控制效果。样机主电路参数:网侧线电压有效值 $e_{ab} =$

100 V,基波频率 $f=50$ Hz,系统开关频率 $f_{sw}=6.4$ kHz,网侧滤波电感 $L=5$ mH,网侧电感内阻 $R=0.01$ Ω,直流侧电容 $C=4\ 700$ μF,直流侧负载电阻 $R_L=20$ Ω。

图20、图21分别为实验样机在PI和重复-H_∞控制下网侧电压电流相位波形。

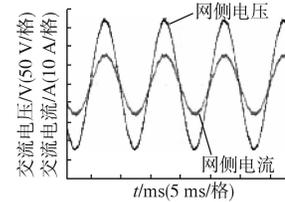
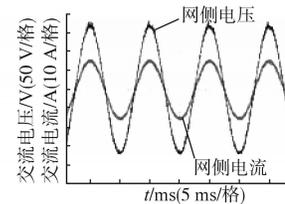


图20 PI控制下电压电流

Fig.20 Voltage and current under PI control

图21 重复-H_∞控制下电压电流Fig.21 Voltage and current under repetitive-H_∞ control

可以看出,PI控制下电流波形谐波含量较大,在电流的峰值处略有缺损,而重复-H_∞控制下波形较为平滑,并且具有较高的功率因数,可以看出该控制策略的控制效果优越于传统PI控制。

图22、图23分别为PI控制和重复-H_∞控制下并网电流THD。可以看出,PI控制下具有较高的谐波成分,采用重复-H_∞控制器可以有效地降低电流谐波含量。

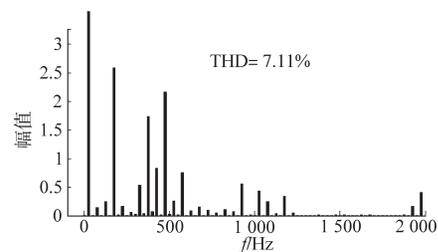


图22 PI控制下网侧电流THD

Fig.22 THD on network side under PI control

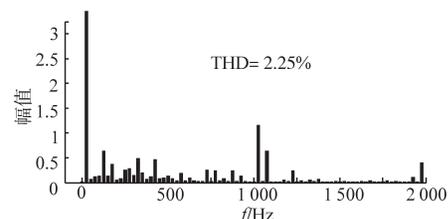
图23 重复-H_∞控制下网侧电流THDFig.23 THD on the network side under repeated -H_∞ control

图24、图25为PI和重复- H_∞ 控制下样机直流电压突变过程,直流电压给定均由300V突变到450V,通过对比可以看出重复- H_∞ 控制下直流电压突变过程较为平缓,运行过程干扰毛刺较少。

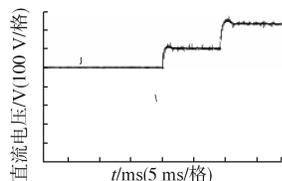


图24 PI控制下直流电压突变

Fig.24 DC voltage mutation under PI control

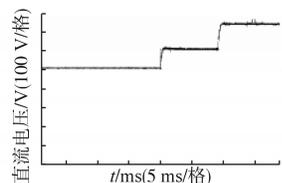


图25 重复- H_∞ 控制下直流电压突变

Fig.25 DC voltage mutation under repetitive - H_∞ control

图26、图27为两种控制策略下直流电压稳态波形,直流电压 $U_{ref}=300V$,PI控制下直流电压始终处于波动状态,说明系统不稳定。而重复- H_∞ 控制时直流电压稳定在给定值,谐波含量较少。

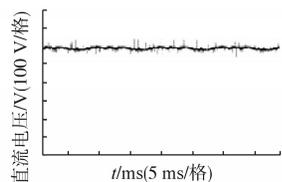


图26 PI控制下直流电压

Fig.26 DC Voltage controlled under PI control

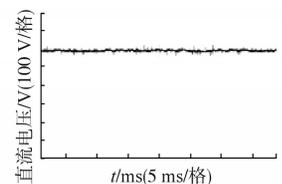


图27 重复- H_∞ 控制下直流电压

Fig.27 DC voltage under repetitive - H_∞ control

图28为FPGA输出的PWM信号,通过驱动板直接作用到IGBT;图29为交流侧A、B相桥臂线电压波形,均可以看出系统较为稳定,具有较强的鲁棒性。

本文将重复- H_∞ 策略应用到三电平PWM变流器的电流内环控制中,有效地减少了网侧电流谐波含量,提高了系统鲁棒性,并通过仿真和样机实验验证了控制策略的有效性。

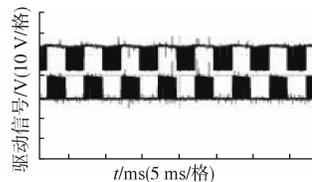


图28 驱动信号

Fig.28 Driving signal

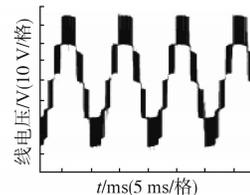


图29 交流侧线电压

Fig.29 AC side line voltage

参考文献

- [1] 金红远,邹云屏,林磊,等. 三电平PWM整流器双闭环控制技术及中点电位平衡控制技术研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(20):64-68.
- [2] 张崇巍,张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2003.
- [3] 王颢雄,马伟明,张狄林,等. 利用矢量合成的三电平变流器SVPWM过调制技术[J]. 高压技术,2011,37(1):234-240.
- [4] Chaturvedi P, Jain S, Agarwal P. Carrier-based Neutral Point Potential Regulator with Reduced Switching Losses for Three-level Diode-clamped Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(2):613-624.
- [5] 严刚,姚文熙,李宾,等. 混合导通模式三相三电平VIENNA整流器控制策略[J]. 电工技术学报,2012,27(12):87-93.
- [6] 陈鑫兵,何礼高. 基于模糊控制的三电平逆变器中点电位平衡策略[J]. 电工技术学报,2007,22(10):103-108.
- [7] Ahmed K Y, Yahaya N Z, Asirvadani V S, et al. Ibrahim, Comparison of Fuzzy Logic Control and PI Control for a Three-level Rectifier Based on Voltage Oriented Control[C]// International Conference on Power and Energy,2016:127-130.
- [8] 张国月,曲轶龙,齐冬莲,等. 基于重复控制的三电平光伏逆变技术[J]. 2012,46(7):1339-1344.
- [9] 刘瑞叶,武孝东,张玉. H_∞ 控制理论在并联型有源滤波器中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报,2008,20(3):105-110.
- [10] Jiang Suxia, Cui Guangzhao, Cao Lingzhi, et al. Design of H_∞ Robust Control for Single-phase Shunt Active Power Filters[C]//2008 7th World Congress on Intelligent Control and Automation. 2008:4639-4642.
- [11] 詹长江,秦荃华,韩英铎,等. 三电平脉宽调制高频整流器系统数学模型及仿真分析[J]. 中国电机工程学报,1999,19(7):46-49.
- [12] Wsiss G, Häfele M. Repetitive Control of MIMO Systems Using H_∞ Design[J]. Automatica,1999,35(7):1185-1199.

收稿日期:2019-01-04

修改稿日期:2019-02-23