

一种用于并网电流控制器的有源 高频阻尼方法

张琦^{1,2}, 李锐¹, 任碧莹¹, 孙向东^{1,2}, 陈寿洛¹

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048;

2. 西安理工大学 陕西省复杂系统控制与智能信息处理重点实验室, 陕西 西安 710048)

摘要:在数字控制器的应用中, 并网逆变器的电感电流控制增益总是受到电感值、控制频率以及数字控制器实现时的控制延时限制。增加控制增益和提高系统稳定裕度之间存在固有矛盾。因此, 针对大增益引起的谐波和稳定性问题, 进行根本原因分析, 提出了一种虚拟高频阻尼方法(VHD)来解决数字控制器对于电流控制增益的限制, 并且也提出了一种改进的电流预测(CP)单元。Matlab 仿真和实验结果验证了虚拟高频阻尼方法的有效性, 并且电流环增益得到了放大。

关键词:数字控制器; 稳定性问题; 电流控制; 谐波; 有源阻尼方法

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19328

An Active High Frequency Damping Scheme for the Current Control of Grid-connected Interface

ZHANG Qi^{1,2}, LI Rui¹, REN Biying¹, SUN Xiangdong^{1,2}, CHEN Shouluo¹

(1. College of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China; 2. Shaanxi Key Laboratory of Complex System Control and Intelligent Information Processing, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China)

Abstract: The inductor current control gain of grid connected inverter is always limited by inductance value and control frequency as well as control delay when the implementation of digital control. There is an inherent contradiction between increasing the control gain and improving the system stability margin of the system. Therefore, for the problems of harmonic and stability by the increase of gain, the basic reason was analysed. A virtual high-frequency damping (VHD) method was proposed to overcome the digital control limitations for the current control gain, and an improved current predictive (CP) unit was provided as well. The effectiveness of the proposed VHD has been verified by Matlab simulations and experimental results, and the current loop gain has been greatly expanded.

Key words: digital control; stability issue; current control; harmonics; active damping methods

在电力电子系统中, 电感电流控制器是很重要的, 不管是电流源还是电压源变换器, 通常都通过控制电感电流来实现, 并且电流内环控制增益总是决定着多环控制系统的允许带宽。在并网逆变系统中, L 或者 LCL 滤波器可以降低开关噪声以及系统谐波, 因此电感电流通常被直接选作内环的控制对象。电流环的状态反馈系数或者环路增益决定系统的稳定收敛速度。但是, 在数字控制系统中很难提高电流控制器的稳定裕

度, 尤其在小开关频率、小电感值的高功率设备中尤为明显。

由数字控制器控制的逆变器系统中存在采样计算延迟和 PWM 传递延迟^[1], 当电流内环控制时间常数远大于采样周期时, 这些延迟单元可以忽略。在这种情况下, 只有比例控制器 P 参数较大时, 才能满足动态响应和静态跟踪误差要求, 但是 P 参数的范围在大多数情况下是受限制的, 参数值过大会引入高频谐波问题, 甚至使系

基金项目:国家自然科学基金项目(51607142); 陕西省自然科学基金项目(2017JQ5102);
陕西省教育厅重点实验室基金(17JS087)

作者简介:张琦(1982-), 男, 博士, 讲师, Email: zhangqi@xaut.edu.cn

统不稳定。那么,当P参数较小时,可以实现有效的稳定裕度,但是动态响应速度降低、稳态误差增大,且低频谐波问题变差。对于系统,比例积分(PI)控制器常用于同步结构中改善低频增益^[2],但是积分控制的有效带宽在基频处很窄,甚至是无效的。文献[3-11]采用比例谐振(PR)控制器和矢量比例积分(VPI)控制器来扩大它们谐振频率处的增益,这些直接电流控制方法跟踪精度高、动态响应快,且是线性控制器,易于控制。目前,通过大量的研究工作来改善PI,PR控制器性能,使得PR控制器^[8]、PI-R控制器^[9]、PI-VPI(并联矢量比例积分)控制器^[10]能够满足电流控制的谐波要求和跟踪误差。但是,为了消除电流谐波成分,势必会增加谐振频率点的数量,使得控制器结构变得复杂^[11],并且理想的PR控制器在基频处的带宽很小,不易实现;准PR较理想PR控制器具有较大的带宽和较好的频率特性,易于实现,但是会在实现过程中发生频率偏移;重复控制器被广泛应用于当动态响应和对频率改变的敏感性需要改善^[12]时,来调整一系列谐波成分,但是重复控制本质上属于延时控制,单独的重复控制器是无法工作的,需要比例控制器并联使用来保证控制系统的动态特性。以上常见的控制器均与比例控制器相关联,但控制过程中增益以及稳定裕度、响应速度、稳态误差均因一些因素受到限制。

事实上,如果延迟单元的影响被消除,那么P参数的取值范围就会扩大,使得电流环的控制带宽扩大,动态响应速度加快,控制器增益水平在整个通频带也会得到改善^[13]。文献[14-22]研究了有源阻尼控制方法,但这些研究都集中在通频带实现阻尼控制,并没有考虑大增益控制器使用在高频范围所引起的诸多问题。

本文提出了一种电流预测(current prediction, CP)方法来减小延迟单元的影响,同时提出一种虚拟高频阻尼(virtual high frequency damping, VHD)方法来抑制由大P参数值所引起的高频振荡稳定问题。

1 大增益对电流控制器的影响

图1a为基本的三相逆变器拓扑结构和在 α - β 静止坐标系下的传统数字控制器结构。由图1a可知,数字实现过程中的采样计算延迟为 T_s (T_s 为采样周期),一般就实际系统中的单周期采样而

言,采样计算延时是小于 $1T_s$,因为当采样值经过A/D转换到装载,可能在很短时间内完成,到载波谷底或顶点处更新指令值时存在一定的等待时间,它们之间的时间就是真正的采样计算延时。目前大量研究均认为采样计算延时为 T_s ,PWM传递延迟为 $0.5T_s$ 。为了减小由直流母线电压 u_{dc} 和并网电压 u_g 的波动所引起的干扰问题,通常采用前馈解耦控制,如图1b所示。其中, λ 为母线电压利用率。数字延时也可以被分成图1b中的2部分,电流参考延迟在仅考虑环路特性时可以忽略。那么控制系统可以被简化为图1c,并且系统闭环传递函数 $G_{in}(s)$ 如下式所示:

$$G_{in}(s) = \frac{e^{-0.5T_s s}}{\tau_{in}s + e^{-1.5T_s s}} \quad (1)$$

其中

$$\tau_{in} = L/k_{in} \quad G_c(s) = k_{in}$$

式中: k_{in} 为比例控制器 $G_c(s)$ 的P参数,即图1c中的比例控制器; τ_{in} 为 $G_{in}(s)$ 的时间常数。

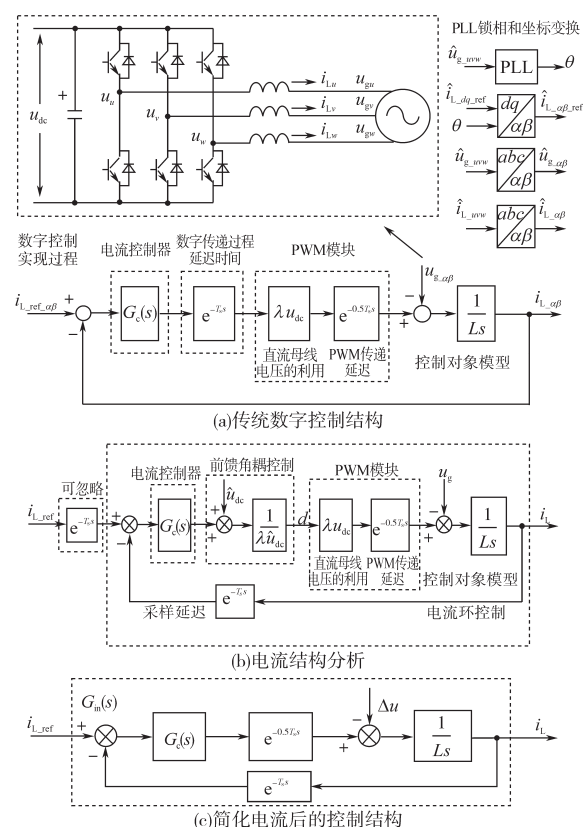


图1 三相逆变器在 α - β 坐标系下的数字控制结构

Fig.1 Three phase inverter model with its digital control structure in α - β stationary coordinate

对采样频率等于开关频率 f_s 的数字系统,通常关注 $f_s/2$ 频率内的特性,并且相位穿越 180° 总是出现在 $f_s/2$ 处。由式(1)可知系统整体表现出

$1.5T_s$ 延迟特性,对应的在Bode图的 $f_s/6$ 处会产生谐振,从而影响系统的稳定性,如图2a所示。这是因为数字延时会导致系统相位滞后,限制系统的带宽和稳定裕度,且在低频 $f_s/6$ 处产生振荡,从而对系统稳定性产生影响,如图2b所示。

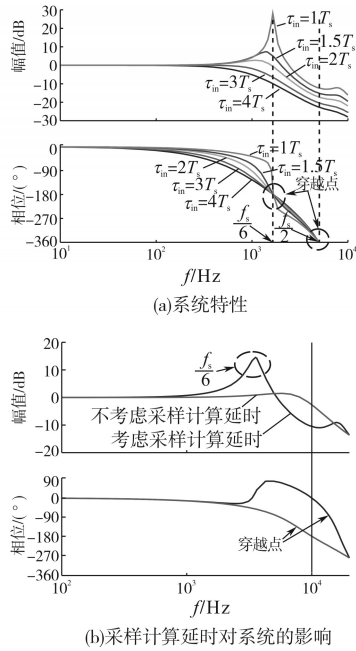


图2 采样计算延时对系统的影响

Fig.2 The impact of sampling calculation delay on the system

当 $G_m(s)$ 的时间常数 τ_m 从 $4T_s$ 降到 T_s ,意味着 k_m 逐渐增加,对应 $G_m(s)$ 的Bode图如图3所示,其中 $f_s=10$ kHz, $L=3.8$ mH。图3中表明,当 τ_m 逐渐接近 T_s 时,相位裕度减小,谐振峰明显增加,表明了系统对于谐振频率附近的频率干扰敏感性很高。实际上,从式(1)中可以得到 τ_m 应该大于 $1.5T_s$ 来满足系统稳定性要求。

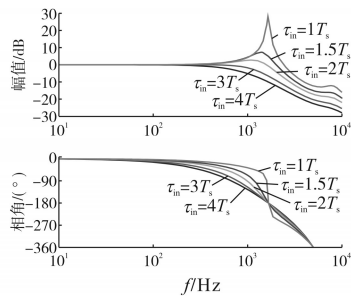


图3 $G_m(s)$ 的Bode图分析

Fig.3 Bode diagrams of $G_m(s)$

2 电流预测方法的改进

为减小延时对系统的影响,一般电流采样计

算延迟通过预测单元来补偿,这种方法常常出现在模型预测控制(model predictive control, MPC)中^[13-14],即用电路模型参数中已知的周期变量预测下一个周期电流。如果不考虑控制模型中的模型误差(见图1b),根据MPC可以得到 nT_s 中的电流值,如下式:

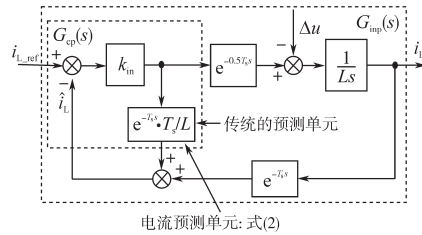
$$\hat{i}_{L_{\alpha\beta}}(n) = i_{L_{\alpha\beta}}(n-1) + [d_{\alpha\beta}(n-1)\lambda\hat{u}_{dc} - \hat{u}_{g_{\alpha\beta}}]T_s/L \quad (2)$$

式中: $\hat{i}_{L_{\alpha\beta}}(n)$ 为电流预测值; $i_{L_{\alpha\beta}}(n-1)$ 为已知周期变量; $\hat{u}_{dc}, \hat{u}_{g_{\alpha\beta}}$ 为直流母线电压和电网电压的瞬时值; λ 为调制比; T_s 为采样周期, $T_s=1/f_s$; L 为滤波电感值。

这种预测单元很容易被应用到连续域,如图4所示。控制器传递函数 $G_{cp}(s)$ 和电流环传递函数 $G_{in}(s)$ 如下式:

$$G_{cp}(s) = \frac{k_m}{1 + k_m T_s e^{-T_s s} / L} \quad (3)$$

$$G_{in}(s) = \frac{e^{-0.5T_s s}}{\tau_m s + T_s s e^{-T_s s} + e^{-1.5T_s s}} \quad (4)$$



电流预测单元: 式(2)

图4 传统MPC方法补偿采样通道 T_s 的延迟的框图

Fig.4 Basic theory of traditional MPC method to compensate T_s delay in sampling path

在 τ_m 取不同值时, $G_{in}(s)$ 的Bode图如图5所示,相比于 $G_m(s)$,谐振峰值在 $\tau_m > T_s$ 时得到抑制,并且 $G_{in}(s)$ 的带宽扩大,表明相同增益下,高频谐波得到抑制。但是由于预测单元的存在,系统的稳定性会变差,在 $f_s/2$ 处的稳定裕度减小,且当 $\tau_m < T_s$ 时系统将不稳定。

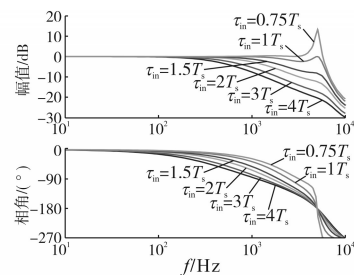


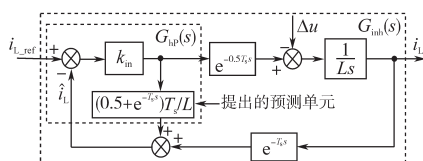
图5 $G_{in}(s)$ 的Bode图分析

Fig.5 Bode diagrams of $G_{in}(s)$

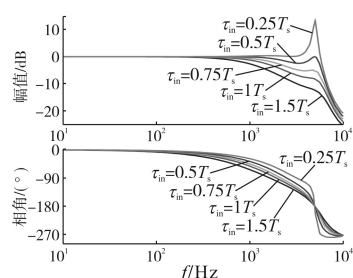
状态变量反馈控制或已知控制器输出反馈控制方法广泛应用于系统控制中,但是在下一个控制周期中控制器输出“未知”的反馈控制方法却很少在文献中看到,本文就采用了这种方法。为了很好地补偿时间延迟,将图4中的预测单元进行改进,如图6所示,控制器的输出通过增加了系数 $0.5T_s/L$ 进行反馈。加入改进后的电流预测单元,频率特性穿越 -180° 的穿越点右移,系统带宽扩大。控制器传递函数 $G_{hp}(s)$ 和电流环传递函数 $G_{inh}(s)$ 如下式:

$$G_{hp}(s) = \frac{k_{in}}{1 + k_{in}T_s(0.5 + e^{-0.5T_s s})/L} \quad (5)$$

$$G_{inh}(s) = \frac{e^{-0.5T_s s}}{\tau_{in}s + T_s(0.5 + e^{-T_s s})s + e^{-1.5T_s s}} \quad (6)$$

图6 提出的补偿 $0.5T_s$ 传递延迟的预测单元Fig.6 Proposed predictive unit for $0.5T_s$ transport delay

$G_{inh}(s)$ 的频率特性如图7所示,增加了 $0.5T_s$ 的补偿,使得系统稳定裕度大于 $G_{imp}(s)$ 的稳定裕度,并且扩大了系统的增益范围。但是,在频率 $f_s/2$ 处的稳定性问题依然存在,此时,系统在 $\tau_{in} > 0.5T_s$ 时是不稳定的。为了使系统稳定运行,必须满足6 dB增益裕度要求,因此在不影响其他频带的情况下可以在 $f_s/2$ 处增加适当的阻尼来扩大增益值的有效范围。

图7 $G_{inh}(s)$ 的Bode图分析Fig.7 Bode diagrams of $G_{inh}(s)$

3 提出的虚拟高频阻尼方法

为了解决由新的预测单元所引起的稳定性问题,提出了一种虚拟高频阻尼(VHD)方法,控制框图如图8所示。

将VHD控制块 $G_{dp}(s)$ 加入 $G_{inh}(s)$ 控制系统内,

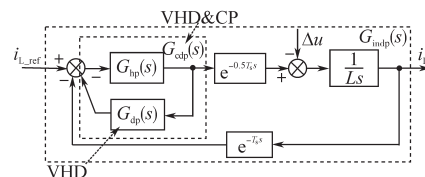


图8 VHD的控制结构

Fig.8 VHD control structure

电流控制器的传递函数变为 $G_{cdp}(s)$ 。 $G_{dp}(s)$ 和 $G_{cdp}(s)$ 如下式所示:

$$G_{dp}(s) = \delta \cdot (1 - e^{-T_s s}) \quad (7)$$

$$G_{cdp}(s) = \frac{k_{in}}{1 + k_{in}[(\frac{T_s}{2L} + \delta) + (\frac{T_s}{L} - \delta)e^{-T_s s}]} \quad (8)$$

式中: δ 为阻尼系数。

在 $G_{cdp}(s)$ 的作用下,电流环传递函数 $G_{indp}(s)$ 以及 $G_{indp}(s)$ 的泰勒近似展开式可以表示为下式:

$$G_{indp}(s) = \frac{e^{-0.5T_s s}}{\tau_{in}s + (0.5T_s + L\delta)s + (T_s - L\delta)s e^{-T_s s} + e^{-1.5T_s s}} \\ \approx \frac{e^{-0.5T_s s}}{L\delta T_s s^2 + \tau_{in}s + 1} \quad (9)$$

VHD控制块的加入,只是通过有源阻尼算法实现控制,实际上并未改变控制器的结构。其本质就是在电流环引入一个二阶微分阻尼,在适当阻尼系数 δ 下,这种方法在高频带是有效的,因此在本文中这种方法被命名为虚拟高频阻尼方法(VHD)。

图9为 τ_{in} 值不同时VHD对应的系统传递函数的Bode图,通过频率特性曲线可以看出VHD的效果。当加入VHD方法,随着 δ 的增大,从Bode图上可以看出,在 $f_s/2$ 处的对数幅频特性的

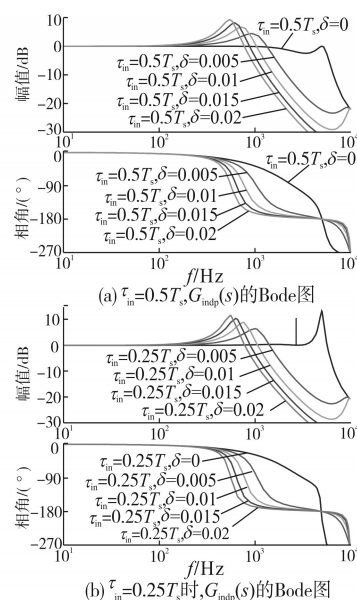


图9 VHD对应的系统传函的Bode图

Fig.9 The VHD Bode diagram of system transmission function

幅值被降低,稳定性问题得到解决。在图9a中,当 $\tau_{in}=0.5T_s$ 时,在频率 $f_s/2$ 处的增益随 δ 的增加而受到抑制。并且可以很明显的看到,当 $\delta>0.005$ 时,可以获得足够的相位裕度。说明加入电流预测与虚拟高频阻尼方法后,系统带宽扩大,控制增益范围也扩大,且获得的足够的相位裕度, $f_s/2$ 处的稳定性问题也得到解决。但应当注意的是,随着 δ 的增加,中频带增益会有小幅度的增加,但对加入适当阻尼系数的系统产生的影响很小,这是因为在谐振频率处拥有足够的相位裕度。为了进一步提高控制增益,图9b中令 $\tau_{in}=0.25T_s$,从图9b中可知, δ 值应大于图9a中的 δ 才能保证增益裕度。以上分析表明,由于VHD的提出,电流环的增益范围扩大。另外,提出的电流预测单元和虚拟高频阻尼方法仅通过改变P控制器的结构来实现,这种结构在数字控制系统中很容易实现。

4 实验结果

将 $G_{cnp}(s)$ 应用于如图1a所示的逆变系统的电流控制器中,搭建实验验证平台,其中,开关频率和采样频率均为10 kHz, $L=3.8$ mH, $u_{dc}=300$ V, u_g 的峰值电压为50 V。实验结果由DSP控制平台提供。

图10为不同控制器之间的波形比较。将控制器增益 k_m 标么化后用 k_s 表示,即 $k_m=k_s \cdot (T/L)$ 。当采用图1c所示传统数字控制结构,取 $k_s=0.8$, $\tau_{in}=1.25T_s$ 时,输出电流如图10a所示。对于低控制增益系统,低频谐波含量以及频率略小于 $f_s/6$ 处(约1.33 kHz)的谐波含量很大。这是由系统延时造成的,延时限制系统的稳定裕度,从而控制增益受限,不能过大。若继续增大控制增益 k_s ,系统会振荡发散,说明在传统(P)数字控制结构的控制下, k_s 增益取值范围是很小的。为解决由采样计算延时造成的稳定性问题所带来的控制器增益受限问题,引入如图6所示的电流预测单元后,增益值 k_s 增加至1即 τ_{in} 减小至 $1T_s$ 时,电流波形如图10b所示。尽管较大的增益值可以使低频谐波含量减小,但是输出电流的波形显示它对高频干扰信号更为敏感,当控制增益 k_s 继续增加时,低频以及高频均发生振荡,电流会失控,如图10c所示。将提出的电流预测单元和虚拟高频阻尼方法结合,同时应用于一个系统中,根据上位机PC监测三相电流,加入VHD后,当 $\delta=0.01$ 时, k_s 可以继续增大,增加至1.3即 τ_{in} 减小至 $0.77T_s$ 时,如图10d所示,电流含有高频谐波,会发生振荡,此时如果不

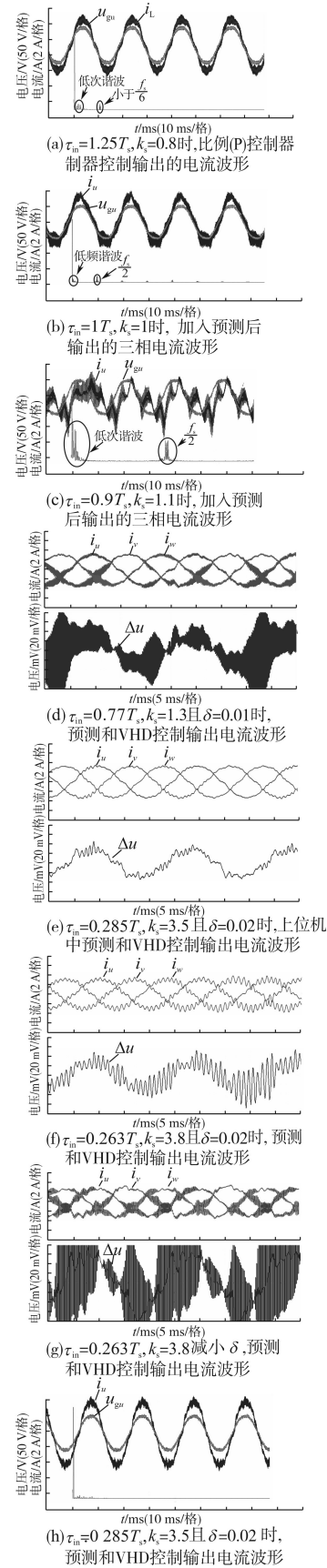


图10 不同控制器之间的波形比较

Fig.10 Waveforms comparison between different controllers

增加 δ ,只继续增大 k_s ,系统不稳定,从而振荡发散,出现过流保护,说明控制器增益取值范围受虚拟阻尼 δ 大小的限制。因此,继续增大 δ 至0.02时, k_s 取值范围扩大, k_s 增加至3.5即 τ_m 减小至0.285 T_s 时,如图10e、图10h所示,系统仍含有少量低频谐波,但仍可保持稳定。继续增大 k_s 至3.8时,电流波形发生振荡,如图10f所示,此时在大增益 k_s 下,减小 δ ,系统会发生高频振荡,如图10g所示。以上说明加入VHD后,随着 δ 的逐渐加大,控制增益 k_s 取值范围扩大。证明了VHD方法的有效性。

5 结论

本文阐明了传统比例(P)控制系统中存在的谐波问题和预测控制系统中的稳定性问题。为了解决这些问题,提出了基于电流预测单元的虚拟高频阻尼方法来扩展电流控制增益的允许范围,这种方法通过改变P控制器的结构即可实现。按照所提出的方法,在不影响系统稳定性的情况下带宽和P参数显著提高,且动态和静态误差减小,高质量电流波形仅需通过P控制器就可以得到。实验结果证明,VHD方法和CP方法是有效的,其在数字控制系统中很容易实现,这也使得这种方法很容易应用在其他工程应用领域。

参考文献

- [1] Buso S, Mattavelli P. Correction to Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 37(1): 1846-1854.
- [2] Sakda Somkun, Viboon Chunkag. Unified Unbalanced Synchronous Reference Frame Current Control for Single-phase Grid-connected Voltage-source Converters [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2016, 63(9): 5425-5436.
- [3] Yan Qingzeng, Wu Xiaojie, Yuan Xibo. An Improved Grid-voltage Feedforward Strategy for High-power Three-phase Grid-connected Inverters Based on the Simplified Repetitive Predictor [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2016, 31(5): 3880-3897.
- [4] 刘红, 张晓忠, 李赞. 应用于三相并网逆变器的比例双谐振控制器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 2026-2031.
- [5] Lasca C, Asiminoaei L, Boldea I, et al. High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2007, 22(5): 1826-1835.
- [6] Lasca C, Asiminoaei L, Boldea I, et al. Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2009, 56(2): 337-347.
- [7] Wang W, Yan L, Zeng X. Principle and Design of a Single-phase Inverter Based Grounding System for Neutral-to-ground Voltage Compensation in Distribution Networks [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2016, 64(99): 1204-1213.
- [8] 谢永流, 李永东, 程志江, 等. 基于LCL型并网三相逆变器的改进PR控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(21): 74-78.
- [9] Zmood D N, Holmes D G. Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-state Error [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2003, 18(3): 814-822.
- [10] Xu H, Hu J, He Y. Operation of Wind-turbine-driven DFIG Systems under Distorted Grid Voltage Conditions: Analysis and Experimental Validation [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2012, 27(5): 2354-2366.
- [11] Wang Q, Cheng M, Chen Z, et al. Steady-state Analysis of Electric Springs with a Novel & Control [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2015, 30(12): 7159-7169.
- [12] 刘飞, 查晓明, 周彦, 等. 基于极点配置与重复控制相结合的三相光伏发电系统的并网策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(12): 130-136.
- [13] 陈东, 张军明, 钱照明. 带LCL滤波器的并网逆变器单电流反馈控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 10-15.
- [14] Nian H, Song Y. Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generator under Distorted Grid Voltage [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2014, 29(2): 894-905.
- [15] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. LCL滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27-33.
- [16] Gonzalez-Espin F, Garcera G, Figueres E. An Adaptive Control System for Three-phase Photovoltaic Inverters Working in a Polluted and Variable Frequency Electric Grid [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2012, 27(10): 4248-4261.
- [17] He Jinwei, Li Yunwei. Hybrid Voltage and Current Control Approach for DG-grid Interfacing Converters with LCL Filters [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2013, 60(5): 1797-1809.
- [18] 周乐明, 罗安, 陈燕东, 等. LCL型并网逆变器的鲁棒并网电流反馈有源阻尼控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(10): 2742-2752.
- [19] Mohamed Trabelsi, Sertac Bayhan, Khalid Ahmed Ghazi, et al. Finite-control-set Model Predictive Control for Grid-connected Packed-U-cells Multilevel Inverter [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2016, 63(11): 7286-7295.
- [20] 李军, 李玉玲, 陈国柱. 无阻尼LCL滤波器的并网变流器稳定性控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 110-116.
- [21] Kojabadi H M, Yu Bin, Gadoura I A, et al. A Novel DSP-based Current-controlled PWM Strategy for Single Phase Grid Connected Inverters [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2006, 21(4): 985-993.
- [22] 陈新, 韦微, 胡雪峰, 等. 三相并网逆变器LCL滤波器的研究及新型有源阻尼控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 71-79.

收稿日期:2018-07-21

修改稿日期:2019-01-14