

基于 LCL 滤波器的并联有源电力滤波器 电流闭环控制方法

仇志凌, 杨恩星, 孔洁, 陈国柱

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

Current Loop Control Approach for LCL-based Shunt Active Power Filter

QIU Zhi-ling, YANG En-xing, KONG Jie, CHEN Guo-zhu

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

ABSTRACT: Shunt active power filter (APF) is suitable for compensation of current-type harmonics generated by nonlinear load, but high compensation precision is difficult to be achieved due to very high slew rate of harmonic current, output impedance of voltage source converter (VSC) and control loop phase lag. LCL-filter reserving sufficient attenuation ration for switching ripple with small LC parameters is suitable to be used as output filter to get high slew rate of compensation current. However, LCL-filter, as a three order one, is difficult to be stable. A simple control method is proposed with one beat delay introduced to feedback current. Meanwhile, repetitive control algorithm, as outer control loop, is adopted to eliminate steady-state error of the whole control system. Based on this double-loop control scheme, very high quality steady-state grid current waveform and fast dynamic response can be obtained. Simulation results validate the feasibility of the method proposed by this paper.

KEY WORDS: shunt active power filter; high quality grid current waveform; LCL-filter stabilize; repetitive control

摘要: 并联有源电力滤波器(active power filter, APF)需要具有较高的补偿带宽和较低的开关纹波含量。LCL 滤波器由于可以兼顾低频段增益和高频段的衰减, 是 APF 输出滤波器的较好选择, 但 LCL 滤波器是 3 阶系统, 增加了控制难度。通常应用于 APF 电流控制的瞬时值反馈内环结合重复控制外环的双环控制性能较好, 但其主要是针对单电感滤波器进行设计, 难以直接应用于 LCL 滤波器控制。提出一种简单的内环方案, 利用数字控制固有的一拍计算延时进行 LCL 滤波器的稳定控制, 只需一个反馈量, 结构简单; 由于内环有效地改善了系统的特性, 作为外环的重复控制器的

设计相对简单。基于 LCL 滤波器的双环控制方案赋予了系统较高的稳态补偿精度和快速的动态响应。实验结果证明了所提出控制方法的有效性。

关键词: 并联型有源电力滤波器; 高质量电网电流; LCL 滤波器稳定控制; 重复控制

0 引言

随着交流电机调速和计算机电源等电力电子设备的广泛应用, 电能质量问题越来越严重。被控制为电流源的并联型有源电力滤波器适用于补偿电流型谐波^[1-4]。

补偿电流闭环控制算法对 APF 的补偿性能有较大影响。瞬时值反馈内环结合重复控制外环的双环控制被证明拥有较好的稳态精度和快速动态响应^[5-11], 但其针对单电感滤波器进行设计, 不能直接应用于 LCL 滤波器控制。

APF 需要在保证一定补偿带宽的同时具有较低的开关纹波含量, 和单电感滤波器相比, 3 阶的 LCL 滤波器可兼顾通带和阻带性能, 是现阶段的研究热点, 但 LCL 滤波器存在稳定控制方面的困难, 将双环控制应用于其控制的困难在于内环的镇定。文献[12]提出一种采用超前-滞后校正环节且反馈电容电压的方案, 但其外环的控制量是变流器侧电流, 因此不能抑制网侧电感和滤波电容的潜在振荡倾向。文献[13]提出一种反馈电容电流的方法, 需要额外的传感器。文献[14]提出一种状态反馈和无差拍控制方法, 性能较好, 但需要较多的传感器。文献[15]提出一种控制器参数和滤波器 LC 参数互相折衷的控制方法, 但滤波器参数应该主要由电路设计来决定。文献[16]指出额外的延时可提高系统

基金项目: 新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-06-0512)。

Project Supported by Program for New Century Excellent Talents in University(NCET-06-0512).

的稳定性,但其控制量仍是变流器侧电流,而非电网侧电流。文献[17]提出了状态反馈极点配制的方法,但没有讨论电网电感变化对控制系统性能的影响,存在潜在的参数鲁棒性问题。上述方法的局限性在于反馈变量较多,部分方法只能对变流器侧电流进行闭环控制。

本文提出了利用数字控制固有的一拍计算延时对LCL滤波器进行稳定控制的内环控制方法,保证系统快速性。该方法只需检测补偿电流,不需要增加额外的传感器,具有结构简单、成本低的优点。根据外环的重复控制对内环进行了针对性设计,保证了系统的稳态精度。实验结果证明了所提方法的有效性。

1 控制模型分析

带有LCL滤波器的并联APF主电路如图1所示。图中, u_g 为电网相电压, L_g 为电网电感, L_i 为二极管整流桥进线电感, R_L 为负载电阻, L_1 为变流器侧滤波电感, L_2 为电网侧滤波电感, C 为滤波电容, R_d 为阻尼电阻, C_{dc} 为逆变器直流母线电容。

在三相对称电路中,可以只分析单相模型,如图2所示。其中, u_i 是逆变器输出电压, i_2 是补偿电流。

LCL滤波器可由以下方程描述:

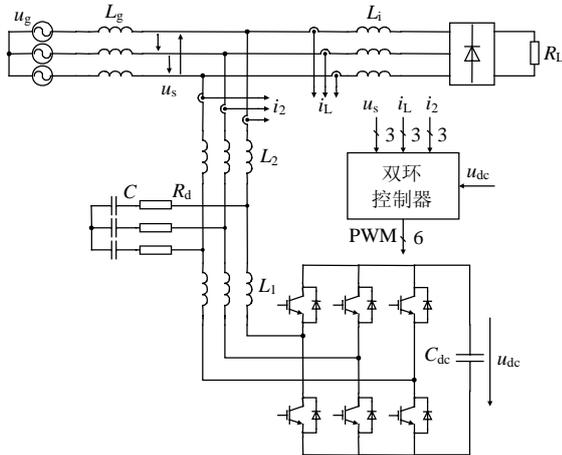


图1 并联型 APF 系统结构
Fig. 1 Main circuit of Parallel APF

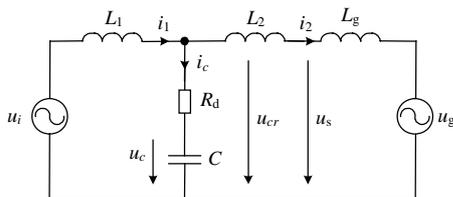


图2 LCL 滤波器等效电路
Fig. 2 LCL filter equivalent circuit

$$L_1(di_1/dt) = R_1i_1 + u_i - u_c - R_d i_c \quad (1)$$

$$C(du_c/dt) = i_1 - i_2 \quad (2)$$

$$(L_2 + L_g)(di_2/dt) = R_2i_2 + u_c + R_d i_c - u_g \quad (3)$$

式中: R_1 和 R_2 分别为 L_1 和 L_2 的等效串联电阻。考虑到 R_1 和 R_2 很小,可以忽略,因此从输入 U_1 到输出 I_2 的传递函数 $G(s)$ 为

$$G(s) = i_2 / u_1 = (R_d Cs + 1) / [L_1(L_2 + L_g)Cs^3 + (L_1 + L_2 + L_g)R_d Cs^2 + (L_1 + L_2 + L_g)s] \quad (4)$$

设LCL滤波器的参数为: $L_1=0.15$ mH, $L_2=0.05$ mH, $L_g=0.03$ mH, $C=8$ μ F, $R_d=0.1$ Ω , 则传递函数 $G(z)$ 的波特图和奈奎斯特曲线分别如图3、4所示。由图3可见, $G(z)$ 有3个0 dB穿越点,前2个穿越点的相角都在 -180° 以内,谐振频率点以后相角从 -90° 急剧滞后到 -270° 。对具有3个0 dB穿越点的控制对象不易通过相角裕度判断闭环稳定性,这里采用奈奎斯特稳定性判据。由图4可见, $G(z)$ 的奈奎斯特曲线包围了临界点 $(-1, j0)$,根据奈氏判据, LCL滤波器闭环不稳定,必须进行校正。

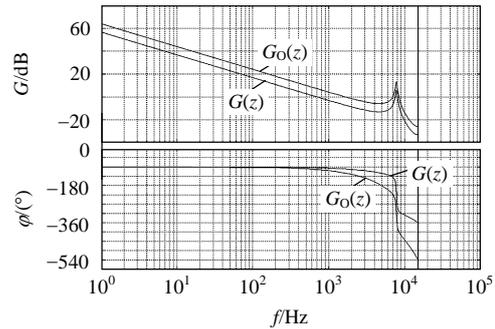


图3 $G(z)$ 和 $G_0(z)$ 的波特图
Fig. 3 Bode plots of $G(z)$ and $G_0(z)$

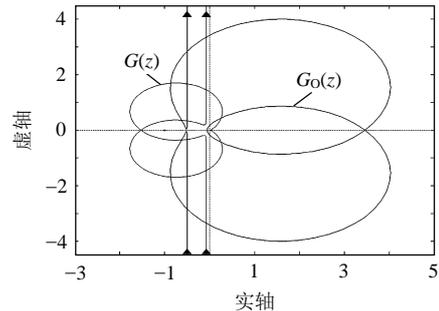


图4 $G(z)$ 和 $G_0(z)$ 的奈奎斯特曲线
Fig. 4 Nyquist diagrams of $G(z)$ and $G_0(z)$

2 基于控制延时的瞬时值反馈内环

瞬时值反馈内环的控制结构框图如图5所示。 $C(z)$ 为数字控制器,一拍延时 $1/z$ 表示数字控制的采样、计算延时。电网电压 u_s 被前馈入控制环,对电网电压变化进行快速响应,防止电网故障时电压突

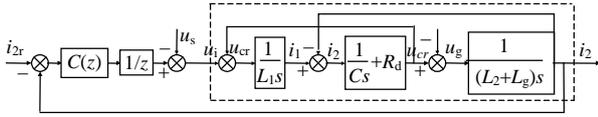


图 5 内环控制框图

Fig. 5 Inner control loop block diagram

变引起补偿电流过流。

如前分析,LCL滤波器给稳定控制带来了难度。若采用超前校正,由于相角滞后太多需要 2 个超前环节,又会导致开环带宽过宽,需要较高的采样频率,无法数字实现;若采用滞后校正,将谐振峰抑制到 0 dB 以下,则会连带减小开环系统低频段增益,影响闭环系统稳态精度。

考虑数字控制的一拍控制延时,控制对象的传递函数 $G(s)$ 由零阶保持器法变换到 z 域传函 $G(z)$,采样频率为 30kHz,则内环的开环传递函数为

$$G_o(z) = C(z)G(z) \cdot 1/z \quad (5)$$

控制器 $C(z)$ 为简单的比例控制器:

$$C(z) = K \quad (6)$$

式中 K 为 2.2。

图 3、4 分别为传递函数 $G(z)$ 和开环传递函数 $G_o(z)$ 的波特图和奈奎斯特曲线。可见,相角在穿越 -180° 的频率点幅值大于 0 dB,从而导致 $G(z)$ 的奈奎斯特曲线包围临界点 $(-1, j0)$;而数字控制的一拍延时 $1/z$ 对 $G(z)$ 引入了额外的相移,降低了相角穿越 -180° 时的频率,该频率点处幅值为 -6.7 dB,因此开环传函 $G(z)$ 不包围临界点 $(-1, j0)$,内环稳定。因为内环的稳定性并非通过衰减谐振峰来保证,所以此控制方法不会造成低频段开环增益的损失。所需的相位滞后并不一定需要通过一拍延时获得,还可以在补偿电流反馈通道中加入低通滤波器甚至多拍延时获得。

内环闭环传递函数为

$$G_c(z) = G_o(z) / [1 + G_o(z)] \quad (7)$$

图 6 为 $G_c(z)$ 波特图,可见,在 2.5 kHz 的补

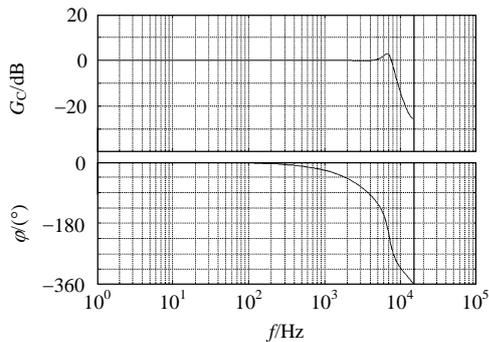


图 6 $G_c(z)$ 的波特图

Fig. 6 Bode plot of $G_c(z)$

偿带宽内,内环在 1 kHz 处存在 24° 的相移,在 2 kHz 处存在 48.5° 的相移,这会严重影响补偿效果,需要采用高稳态精度的外环保证稳态补偿效果。

3 重复控制外环分析与设计

得益于重复内模对谐波信号提供的高增益,重复控制适合于处理 APF 的谐波跟踪问题。

重复控制的系统结构框图如图 7 所示。谐波电流指令 i_{2r} 除输入给重复控制外环,还送给内环进行前馈控制,使系统可对 i_{2r} 的变化进行快速响应。重复控制包括重复内模(正反馈回路)、周期延迟环节 z^{-N} 和校正器 $C(z)$ 。内部模型的传递函数为

$$G_{im}(z) = \frac{e_o(z)}{e_i(z)} = \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (8)$$

式中 $Q(z)$ 为衰减滤波器,通常是小于 1 的常数,本文取 $0.95^{[18]}$,以保证稳定性。

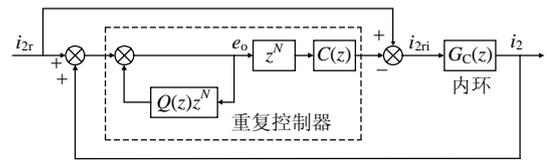


图 7 重复控制外环结构框图

Fig. 7 Repetitive control loop diagram

式(8)的差分方程形式为

$$e_o(k) = e_i(k) + 0.95e_o(k - N) \quad (9)$$

式(9)表示重复内模以电网周期为步长对误差进行积分,直到误差小于重复内模输出信号的 0.05 倍。这样,类似于 PI 控制器对直流信号进行积分,重复内模可对谐波进行积分,对谐波提供高增益,在理论上做到无静差。更大的 $Q(z)$ 可得到更小的稳态误差,但会减小稳定裕度。

将重复控制用作双环控制外环控制器的关键在于校正器 $C(z)$ 的设计,其对闭环系统的稳定性和稳态误差起决定性作用。

1) 重复控制系统的稳定性。

根据小增益原理,重复控制的稳定性条件为

$$|Q(e^{j\omega T}) - C(e^{j\omega T})G_c(e^{j\omega T})| < 1, \quad \omega \in [0, \pi/T] \quad (10)$$

式中 T 为采样周期。

式(10)的几何特性如图 8 所示,系统稳定的条件为:频率 ω 从 0 变化到 π/T ,矢量 $C(e^{j\omega T})G_c(e^{j\omega T})$ 的末端划过的轨迹不超出以 $(Q(e^{j\omega T}), 0)$ 为圆心的单位圆。

2) 稳态误差。

重复控制的稳态误差为

$$e(e^{j\omega T}) = \frac{1 - Q(e^{j\omega T})}{1 - Q(e^{j\omega T}) + C(e^{j\omega T})G_C(e^{j\omega T})} \cdot r(e^{j\omega T}) \quad (11)$$

式(11)说明 $Q(e^{j\omega T})$ 越接近1, 或 $C(e^{j\omega T})G_C(e^{j\omega T})$ 越大, 误差 $e(e^{j\omega T})$ 就越小。由图8可知, $C(e^{j\omega T})G_C(e^{j\omega T})$ 的相位滞后越小, 在稳定范围之内其幅值可以越大。 $C(e^{j\omega T})G_C(e^{j\omega T})$ 在II、III象限的幅值越小, $Q(e^{j\omega T})$ 可以越接近于1。

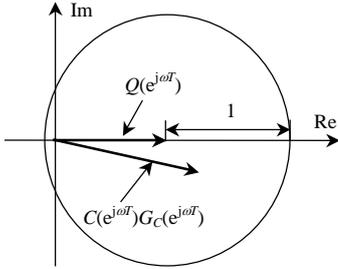


图8 稳定性条件的几何解释

Fig. 8 Geometry explanation of stability condition

3) $C(z)$ 的设计。

根据本文分析, 在2.5 kHz以下的APF要求的补偿带宽内, $C(z)G_C(z)$ 的频率特性应被校正为0 dB和 0° , 以在保证足够的稳定裕度前提下满足稳态误差要求。根据图6, 内环闭环传函 $G_C(z)$ 的幅值是0 dB, 只需用超前环节校正其相位滞后。在谐振频率点以后, $G_C(z)$ 剧烈的相位滞后导致难以把相角校正为 0° , 为保证稳定性需要进行幅值衰减。

由图6可见, 内环在6.8 kHz处有3 dB的谐振峰, 谐振峰会对重复控制的稳定性造成威胁, 可采用陷波器进行抑制。

$$F_1(z) = \frac{z^4 + 2z^2 + 1}{4z^2} \quad (12)$$

根据稳定性条件, 采用2阶滤波器 $F_2(z)$ 进行高频段衰减, 其在s域中的传递函数为

$$F_2(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (13)$$

式中: ω_n 为谐振频率点; ξ 为阻尼比。

内环闭环传函 $G_C(z)$ 和2阶滤波器 $F_2(z)$ 的相角滞后可采用四拍超前环节 z^4 进行补偿, 所以重复控制补偿器 $C(z)$ 为

$$C(z) = F_1(z)F_2(z)z^4 \quad (14)$$

式中 $F_2(z)$ 为 $F_2(s)$ 采用双线性变换法变换到z域的传递函数。

重复控制外环的开环传递函数 $C(z)G_C(z)$ 的波特图如图9所示。在2.5 kHz以下的补偿带宽内, $C(z)G_C(z)$ 的幅值和相位非常接近于0 dB和 0° , 保证了较高的稳态精度; 在2.5~15 kHz的高频段, 相

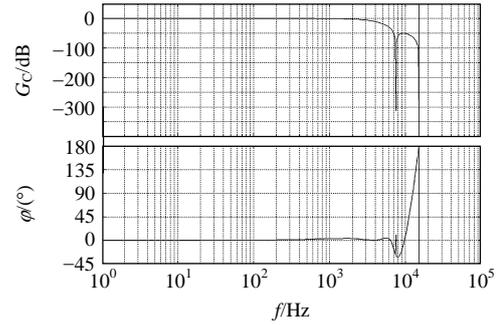


图9 $C(z)G_C(z)$ 的波特图

Fig. 9 Bode plot of $C(z)G_C(z)$

位难以校正到 0° , 但 $C(z)G_C(z)$ 的幅值急剧衰减, 其在II、III象限的轨迹始终被以(0.95, 0)为圆心的单位圆包围, 如图10所示, 因此重复控制外环稳定。

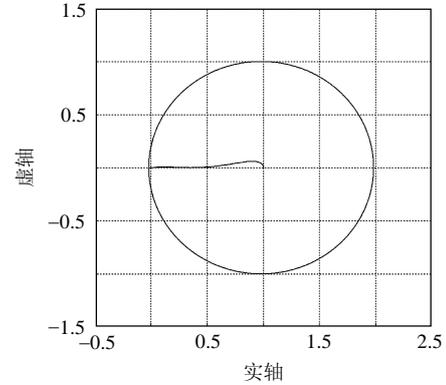


图10 $C(z)G_C(z)$ 末端轨迹

Fig. 10 End trace of $C(z)G_C(z)$

4 实验结果与分析

对本文所提出的控制方法进行了实验验证。主要电路参数为: 三相电网电压240 V/50 Hz; 用三相整流桥模拟非线性负载, 负载电阻 $R_L=15 \Omega$; 直流母线电压 $U_{dc}=640 \text{ V}$; 开关频率 $f_{sw}=15 \text{ kHz}$; $L_1=0.15 \text{ mH}$; $L_2=0.05 \text{ mH}$; $L_g=0.03 \text{ mH}$; $C=8 \mu\text{F}$; $R_d=0.1 \Omega$ 。主控制芯片采用TI公司的TMS320F2812 32位DSP, 主频150 MHz, 采样频率 $f_c=30 \text{ kHz}$ 。

图11、12分别为只有瞬时值反馈内环和加上重复控制外环的电流实验波形和频谱。装置投入补偿前电网电流 η_{THD} 为29.2%, 5、7次谐波含量分别为22%、12%, 在只投入内环的情况下, 补偿后的电网电流 η_{THD} 为11.2%, 5、7次谐波分别为6.2%、3%, 电流仍然存在明显畸变; 投入重复控制外环后, 电网电流波形有了明显改善, η_{THD} 降为3.45%, 5、7次谐波含量均降为0.7%。这说明, 重复控制对提高稳态补偿质量有重要意义。补偿后的电网电流频谱中出现了2次谐波, 这是由电流检测通道的不对称引入的。

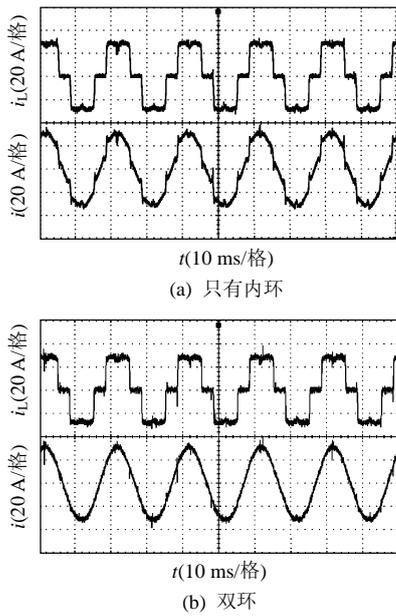


图 11 稳态实验波形

Fig. 11 Steady-state experimental current waveform

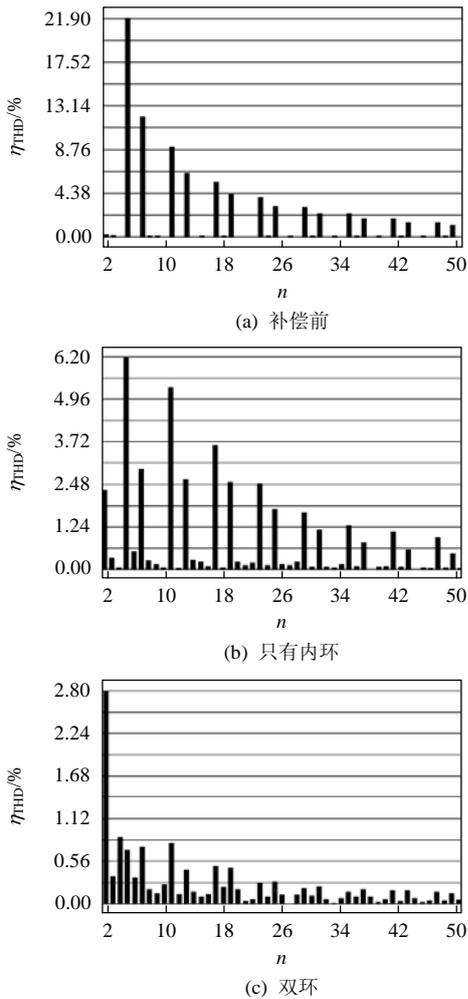


图 12 电网电流频谱

Fig. 12 Grid current spectrum

图 13 为负载从 50 % 突加到 100 %，纯重复控

制和双环控制的动态电流波形对比。可见，纯重复控制由于周期延时环节在负载突变的第 1 个周期内补偿电流不变，降低了电网电流波形质量，整个动态过程需要 4 个电网周期；而双环控制的内环可对谐波电流指令作出快速响应，大大提高了在负载突变第 1 个基波周期内电网电流质量，随后重复控制对内环剩余的误差进行抑制，整个动态过程只需 2 个电网周期。内环明显提高了动态性能。

图 14 为纯重复控制和双环控制的系统启动过程电流波形对比。可见，纯重复控制需要 8 个基波

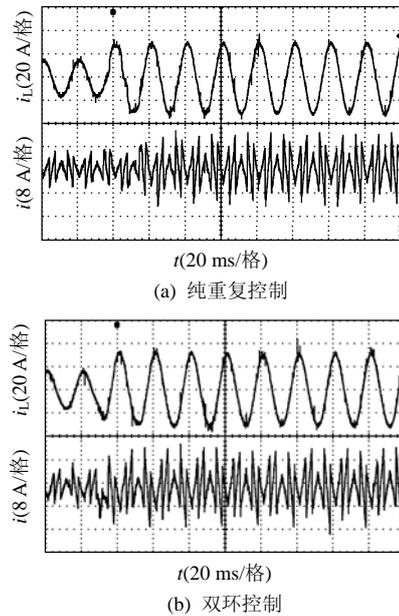


图 13 突加负载时的电流波形(50%~100%)
Fig. 13 Current waveform with load step from 50% to 100%

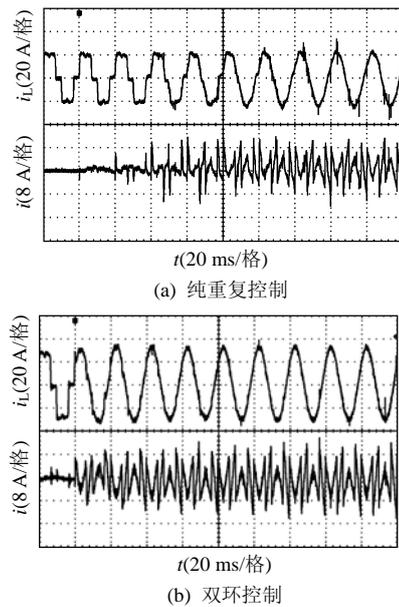


图 14 系统启动时的电流波形
Fig. 14 Current waveform with system start-up

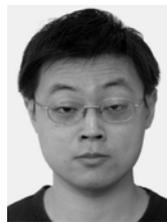
周期才能进入稳态,特别是在初始的2个周期补偿电流较小;采用双环控制的系统启动过程明显加快,经过4个基波周期可以进入稳态。

5 结论

将瞬时值反馈结合重复控制的双环控制应用于基于LCL滤波器的APF电流闭环控制的重点在于内环设计。本文提出一种新颖的内环控制方法对LCL滤波器进行稳定控制。该方法利用数字控制固有的一拍延时提高幅值裕度,并且只需检测补偿电流,不需要额外的传感器,和传统的有源阻尼方案相比,具有传感器数量少、结构简单、成本低的优点。研究中还发现,对于具有多个0dB穿越点的控制对象,常用的基于相角裕度的稳定性判断方法有欠缺,需要用奈奎斯特稳定性判据。由于内环有效改善了LCL滤波器的特性,外环重复控制器的设计相对简单。实验结果表明,内、外环分别起到了改善系统动态响应和稳态精度的作用,证明了本文所提控制方案的有效性。

参考文献

- [1] 顾建军,徐殿国,刘汉奎,等.有源滤波技术现状及其发展[J].电机与控制学报,2003,7(2):126-132.
Gu Jianjun, Xu Dianguo, Liu Hankui, et al. Active power filter technology and its development[J]. Electric Machines and Control, 2003, 7(2): 127-132(in Chinese).
- [2] 陈国柱,吕征宇,钱照明.有源电力滤波器的一般原理及应用[J].中国电机工程学报,2000,20(9):17-21.
Chen Guozhu, Lü Zhengyu, Qian Zhaoming. The general principle of active filter and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(9): 17-21(in Chinese).
- [3] 唐欣,罗安,涂春鸣.基于递推积分PI的混合型有源电力滤波器电流控制[J].中国电机工程学报,2003,23(10):38-41.
Tang Xin, Luo An, Tu Chunming. Recursive integral PI for current control of hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 38-41(in Chinese).
- [4] 戴朝波,林海雪,雷林绪.两种谐波电流检测方法的比较研究[J].中国电机工程学报,2002,22(1):80-84.
Dai Chaobo, Lin Haixue, Lei Linxu. A study of the comparison of two harmonic current detecting methods[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 80-84(in Chinese).
- [5] Escobar G, Martínez P R, Ramos J L, et al. A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1383-1386.
- [6] Escobar G, Martínez P R, Ramos J L. Analog circuits to implement repetitive controllers with feedforward for harmonic compensation [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 567-573.
- [7] Castelló R C, Griñó R, Fossas E. Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(4): 1060-1068.
- [8] Griñó R, Cardoner R, Costa-Castelló R, et al. Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1495-1503.
- [9] Cerrada A G, Ardila O P, Battle V F, et al. Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(1): 237-246.
- [10] Mattavelli P, Marafão F P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2004, 51(5): 1018-1024.
- [11] 魏学良,戴珂,方昕,等.三相并联型有源电力滤波器补偿电流性能分析与改进[J].中国电机工程学报,2007,27(28):113-119.
Wei Xueliang, Dai Ke, Fang Xin, et al. Performance analysis and improvement of output for three phase shunt active power filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(28): 113-119(in Chinese).
- [12] Blasko V, Kaura V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter[J]. IEEE Trans. on Industrial Applications, 1997, 33(2): 542-550.
- [13] Twining E, Holmes D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-895.
- [14] Wu E, Lehn P W. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 21(5): 1364-1373.
- [15] Teodorescu R, Blaabjerg F, Liserre M, et al. A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping[J]. Proceedings of IAS, 2003(3): 1552-1557.
- [16] Liserre M, Dell'Aquila A, Blaabjerg F. Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier[J]. Proceedings of PESC, 2002(3): 1195-1201.
- [17] 刘飞,邹云屏,李辉.基于重复控制的电压源型逆变器输出电流波形控制方法[J].中国电机工程学报,2005,25(19):58-63.
Liu Fei, Zou Yunping, Li Hui. The repetitive control algorithm based current waveform correction for voltage source inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19): 58-63(in Chinese).
- [18] Tzou Y Y, Ou R S, Jung S L, et al. High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(4): 715-725.



仇志凌

收稿日期:2008-12-14。

作者简介:

仇志凌(1978—),男,博士研究生,研究方向为风力发电、电能质量控制, z1qiue@yahoo.com.cn;

杨恩星(1977—),博士研究生,研究方向为风力发电;

孔洁(1984—),女,硕士研究生,研究方向为电能质量控制;

陈国柱(1967—),男,教授,博士生导师,从事电力电子技术装置及其数字控制、电力电子在电力系统中的应用、较大功率和较特殊电力电子变换技术等方面的研究。

(编辑 张玉荣)