

基于 PCPR 控制的 APF 死区补偿策略

曹彬¹, 李胜², 吕虎伟¹, 黄松涛¹

(1. 华中科技大学 人工智能与自动化学院, 湖北 武汉 430074;

2. 中核兰州铀浓缩有限公司, 甘肃 兰州 730065)

摘要: 为解决有源电力滤波器(APF)实际输出电流频率范围宽, 而传统基于比例谐振控制器(PR)的死区补偿方法补偿频率范围有限的问题, 分析死区效应机理及PR控制器的局限性, 提出一种基于零极点配置的相位补偿比例谐振(PCPR)控制的死区补偿策略。该方法能够在死区补偿控制器谐振频率超过系统截止频率时对死区效应引起的电流畸变进行精确补偿, 不但扩大死区引起谐波电流的补偿范围而且改善了系统动态性能。仿真和实验结果验证了所提补偿策略能有效减小APF网侧输出电流总谐波畸变率。

关键词: 死区补偿; 相位补偿比例谐振; 零极点配置

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21069

APF Dead Zone Compensation Strategy Based on PCPR Control

CAO Bin¹, LI Sheng², LÜ Huwei¹, HUANG Songtao¹

(1. School of Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China;

2. Lanzhou Nuclear Enrichment Ltd., Lanzhou 730065, Gansu, China)

Abstract: The range of output current frequency of active power filter (APF) under the actual working conditions is wide, but the traditional dead band compensation method based on proportional resonance controller (PR) compensates has the limited frequency range. In order to solve this problem, based on the analysis of the dead-band effect mechanism and the limitations of the PR controller, a dead-band compensation strategy based on zero-pole configuration with phase-compensated proportional resonance (PCPR) control was proposed. This method can accurately compensate the current distortion caused by the dead-band effect when the resonant frequency of the dead-band compensation controller exceeds the system cut-off frequency, which not only enlarges the compensation range of the harmonic current caused by the dead zone, but also improves the dynamic performance of the system. Simulation and experimental results verify that the proposed compensation strategy can effectively reduce the total harmonic distortion rate of APF grid-side output current.

Key words: dead zone compensation; phase compensation proportional resonance (PCPR); zero-pole configuration

有源电力滤波器变换器单个桥臂上、下管的驱动信号互补, 在驱动信号上升沿加入死区时间可以有效防止上、下管“直通”引起变换器短路。但每个开关周期的死区时间在整个基波周期的累积效应会造成桥臂输出电压畸变, 且开关频率越高畸变越严重, 该现象称为死区效应。如何减小死区效应引起变换器桥臂输出电压畸变是学术界研究的热点。

死区补偿方法大致可以分为两类。一类是

通过判断变换器输出电流极性直接从源头上补偿输出电压。文献[1-3]通过判断电流极性计算死区效应造成的输出电压误差, 根据电压误差计算的补偿指令修正调制信号指令; 文献[4-5]通过检测电流极性判断具体引起误差的脉冲上升沿, 并对上升沿到来时间进行调整; 文献[6-7]在不同电流极性下确定无效开关, 防止死区时间引入。以上方法对电流极性的检测精度要求极高。另一类是通过在控制回路加入控制器对死区效应

引入的输出电流谐波进行抑制,从而补偿死区。文献[8]通过重复控制器对死区效应引起的基波奇数次电流谐波进行补偿,但是重复控制器会导致系统响应时间变慢;文献[9-10]通过预测控制对死区效应引起的电流谐波进行抑制,但该方法对系统模型和权重函数的依赖度高;文献[11-13]通过前馈控制对死区引起电压分量进行控制,但死区引起电压分量的分离难度较大。

本文首先对死区效应机理进行推导,提出了一种基于闭环零极点配置的PCPR控制方法,对死区引入的输出电流谐波进行补偿。

该方法避免了电流极性的检测,能够对超过系统截止频率的死区效应引起电流谐波进行精确补偿,扩大了谐波电流的补偿范围并且改善了系统动态性能。最后通过仿真和实验验证了所提方法抑制死区效应引起输出电流谐波的有效性。

1 死区效应

H桥变换器是单相有源电力滤波器的核心组成部分,在单个桥臂上、下管的驱动信号加入死区时间可以防止桥臂“直通”,变换器模型如图1所示。加入死区会导致输出电压和理想模型有误差,以直流端电容负端为参考地,以变换器输出功率的方向为正方向并在单极性倍频调制方式下对死区效应进行分析。

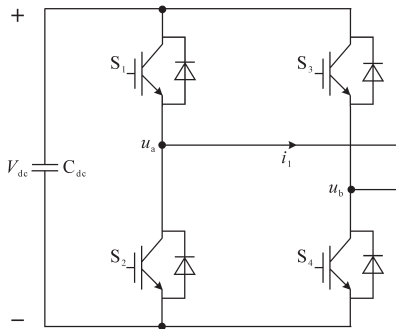


图1 变换器电路模型

Fig.1 Converter circuit model

将开关管驱动信号上升沿延迟的时间称为死区时间。死区效应原理示意图如图2所示,死区时间为 t_d ,桥臂输出方波电压幅值为 V_{dc} ; $g_{s1} \sim g_{s4}$ 为各开关管的理想驱动信号, $g'_{s1} \sim g'_{s4}$ 为加入死区时间后的驱动信号,驱动信号为脉冲,有0,1两个电平; u_{ab} 和 u'_{ab} 分别为桥臂理想输出电压和桥臂实际输出电压, Δu_{ab} 为桥臂实际和理想输出电压的误差。

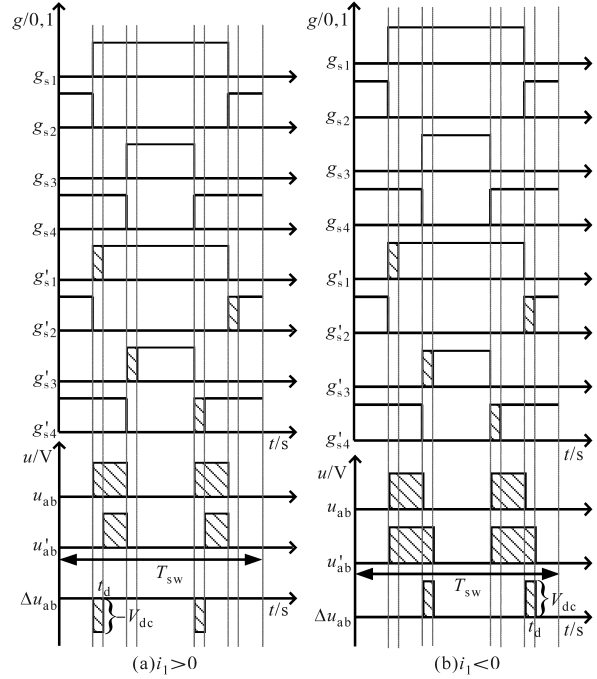


图2 死区效应原理示意图

Fig.2 Schematic diagram of dead zone effect principle

由图2可知,单个开关周期死区电压如下式:

$$U_{dead}(t) = \frac{2t_d}{T_{sw}} V_{dc} \text{sgn}(i_1) \quad (1)$$

式中: U_{dead} 为死区电压; T_{sw} 为开关周期。

本文以幅值为 A 、角频率为 ω 、初始相位为 θ 的正弦量为变换器输出电流 i_1 进行分析,开关函数 $\text{sgn}(i_1)$ 是时间 t 的周期为 $2\pi/\omega$ 的周期复合函数,傅里叶级数如下式:

$$\text{sgn}(i_1) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4}{n\pi} \sin[n(\omega t + \theta)] \quad (2)$$

从而得到死区电压傅里叶级数为

$$U_{dead}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} -\frac{8t_d V_{dc}}{n\pi T_{sw}} \sin[n(\omega t + \theta)] \quad (3)$$

由式(3)可知,死区电压是奇数倍输出电流谐波相叠加,幅值与死区时间 t_d 、直流电压 V_{dc} 成正比,与谐波次数 n 、开关周期 T_{sw} 成反比,死区效应引入的奇数倍输出电流谐波严重阻碍了有源电力滤波器性能提高。

2 基于PR控制器死区补偿方法的局限性

本文以LCL型滤波器作为有源电力滤波器的输出滤波器,结构如图3所示。

有源电力滤波器控制框图如图4所示, $i_{ref}(s)$ 为电流给定量, $G_c(s)$ 为电流控制器传递函数, $G_e(s)$ 为变换器模型, $G_{f1}(s)$ 和 $G_{f2}(s)$ 为滤波器模型。

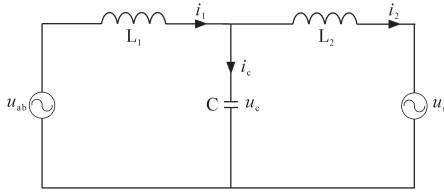


图3 LCL型滤波器结构

Fig.3 LCL type filter structure

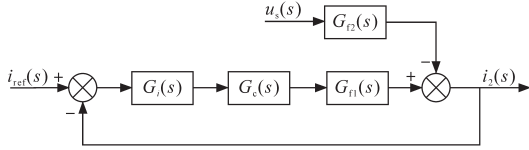


图4 APF系统控制框图

Fig.4 APF system control block diagram

由图4可知,电网电压 u_s 对整个系统相当于外界干扰量,可通过前馈控制等方法消除其引起的稳态误差。

由于系统正常工况输出电流频率即滤波器谐振频率以下范围内L型和LCL型滤波器特性几乎一致,本文用L型输出滤波器替代LCL型输出滤波器,电感值为 (L_1+L_2) 。图4中各模块传递函数如下:

$$\begin{cases} G_c(s) = \frac{1 - 0.5T_s s}{(1 + 0.5T_s s)^2} \\ G_{f1}(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \\ G_{f2}(s) = \frac{L_1 C s^2 + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \end{cases} \quad (4)$$

PR控制器包含正弦信号的内模,可以实现对正弦信号的跟踪,基于PR控制器的死区补偿方法能够有效抑制死区效应引入的输出电流奇数次谐波分量。抑制多个电流谐波时,需要谐振多个谐振控制器并联。

PR控制器的传递函数为

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5)$$

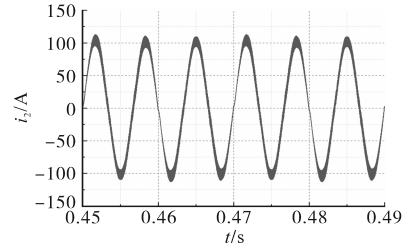
式中: ω_0 为谐振频率。

系统开环传递函数为

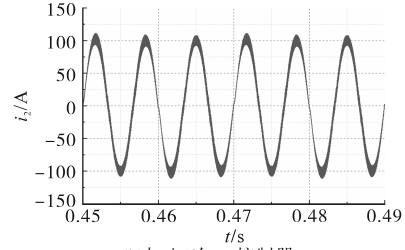
$$G_{open}(s) = \frac{1 - 0.5T_s s}{1 + 0.5T_s s} \cdot \frac{1}{(L_1 + L_2)s} \cdot G_{PR}(s) \quad (6)$$

做两组单相有源电力滤波器仿真实验,分别补偿3次和21次谐波,并对死区谐波进行补偿,均采用PR控制器。死区谐波中3倍于给定电流频率的分量含量最高,因此对给定电流3倍频即9次和63次死区谐波电流进行补偿,分别加入9次和63次PR控制器。加入9次PR控制器输出

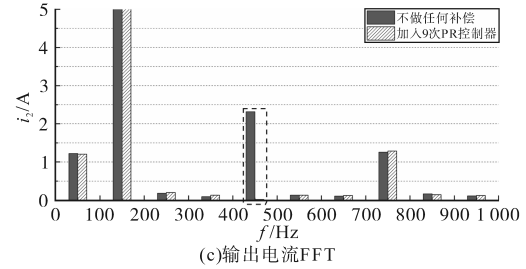
电流仿真结果如图5所示,电流9次谐波分量几乎完全被偿。



(a) 不做任何补偿



(b) 加入9次PR控制器



(c) 输出电流FFT

图5 加入9次PR控制器后输出电流及其FFT

Fig.5 Output current after adding 9 times PR controller and FFT

当加入63次PR控制器后,输出电流波形如图6所示,其震荡发散。

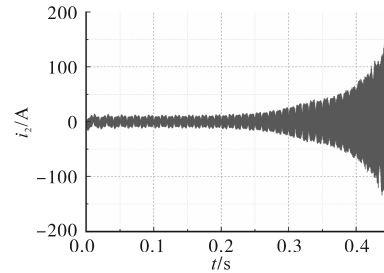


图6 加入63次PR控制器后输出电流

Fig.6 Output current after adding 63 times PR controller

电流控制环节仅有21次PR控制器以及并联63次PR控制器时系统开环传递函数Bode图如图7所示,两种情况系统在1050Hz附近都存在相角正负穿越 -180° 各一次的幅值0dB以上穿越点。但加入63次PR控制器后,3150Hz附近多了两个幅值分别大于和小于0的相角 -180° 穿越点,而系统在复平面右半平面无开环极点,由奈奎斯特判据可知,加入63次PR控制器后系统不稳定。由Bode图可知,PR控制器谐振频率大于系统截止频率时,引入了幅值0dB上下的相角 -180°

穿越,引起输出电流发散。因此PR控制器作为死区补偿控制器,存在无法补偿超过系统截止频率谐波电流的局限。

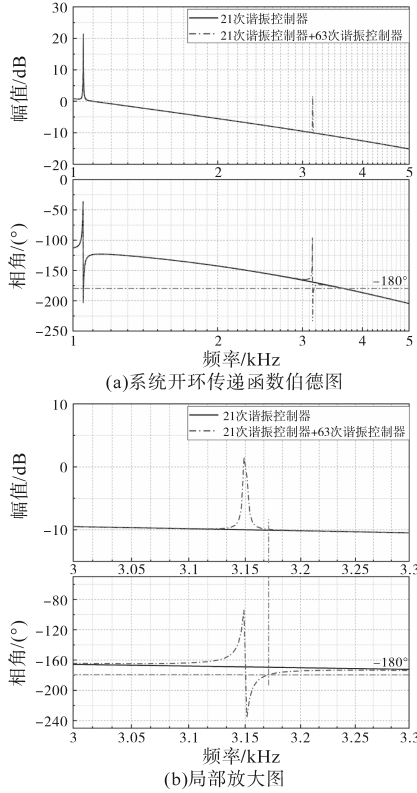


图7 63次PR控制器对系统稳定性影响

Fig.7 Impact of 63 PR controller on system stability

3 基于闭环零极点配置的PCPR控制器

针对上第2节出现的死区补偿PR控制器谐振频率超过系统截止频率时系统不稳定的问题,本文提出了基于闭环零极点配置的PCPR(phase compensation proportional resonance)控制器。

PCPR控制器基于比例谐振控制器内模控制原理,对输入信号内模进行改造以改善谐振频率附近的相位滞后。PR和PCPR控制器谐振项的比较如下式:

$$\begin{cases} \cos(\omega_0 t) \rightarrow \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \\ \cos(\omega_0 t + \theta) = \cos(\omega_0 t)\cos\theta - \sin(\omega_0 t)\sin\theta \\ \rightarrow \frac{s\cos\theta - \omega_0\sin\theta}{s^2 + \omega_0^2} \end{cases} \quad (7)$$

式中: θ 为谐振频率 ω_0 处的补偿角度。

PCPR控制器的传递函数为

$$G_{PCPR}(s) = K_p + K_r \frac{s\cos\theta - \omega_0\sin\theta}{s^2 + \omega_0^2} \quad (8)$$

采用PCPR控制时系统开环传递函数为

$$G_{open}(s) = \frac{1 - 0.5T_s s}{1 + 0.5T_s s} \cdot \frac{1}{(L_1 + L_2)s} \cdot G_{PCPR}(s) \quad (9)$$

当补偿角度 $\theta=0$ 时,PCPR控制器即为PR控制器,即PR控制器为PCPR控制器的一种特殊形式,其幅相特性如图8所示。根据式(6)和式(9),采用两种电流控制器的开环传递函数 $G_{open}(s)$ 在谐振频率 ω_0 附近的相角如下式:

$$\begin{cases} \text{PR: } \angle G_{open}(j\omega) \\ = \arctan \frac{K_r \omega}{K_p(\omega_0^2 - \omega^2)} - 3 \arctan 0.5T_s - \frac{\pi}{2} \\ \text{PCPR: } \angle G_{open}(j\omega) \\ = \arctan \frac{K_r \omega}{\frac{K_p(\omega_0^2 - \omega^2)}{\cos\theta} - K_r \omega_0 \tan\theta} - 3 \arctan 0.5T_s - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (10)$$

将两式作差有

$$\begin{aligned} \Delta \angle G_{open}(j\omega) &= \arctan \frac{K_r \omega}{\frac{K_p(\omega_0^2 - \omega^2)}{\cos\theta} - K_r \omega_0 \tan\theta} - \arctan \frac{K_r \omega}{K_p(\omega_0^2 - \omega^2)} \\ &= \begin{cases} (\theta - \frac{\pi}{2} + \pi) - \frac{\pi}{2} = \theta & \omega < \omega_0 \cap \omega \rightarrow \omega_0 \\ (\theta - \frac{\pi}{2}) - (-\frac{\pi}{2}) = \theta & \omega > \omega_0 \cap \omega \rightarrow \omega_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

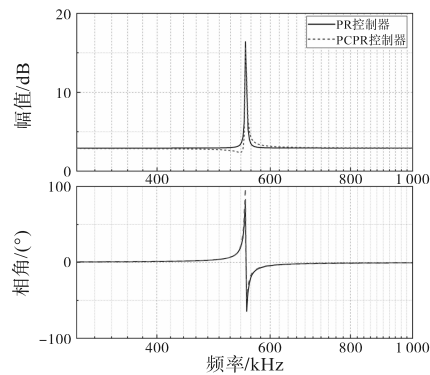


图8 采用PR控制器系统开环幅相特性

Fig.8 Open-loop amplitude and phase characteristics of PCPR controller system

在谐振频率附近,系统采用PCPR控制器比PR控制器相位超前 θ 。图9所示为采用PCPR控制器时以 1° 为补偿相位扫描步长的系统闭环零极点分布,包含3个闭环零点和5个闭环极点。

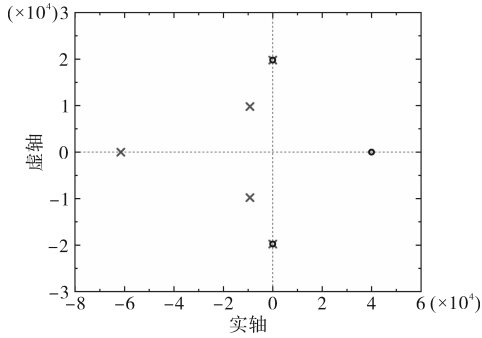


图9 系统闭环零极点分布图

Fig.9 System closed-loop pole-zero distribution

图9中,实轴上的零极点是固定的,不随着 θ 的变化而变化,即对不同补偿相位 θ 的系统影响是相同的。其余的两对共轭极点和一对共轭零点随着补偿相位的变化存在很小的变化,对于远离虚轴的一对非主导共轭极点,这种变化的影响可以忽略,而对于在虚轴附近的共轭零极点,这种变化可影响系统稳定性。

根据共轭零极点的对称性,现将虚轴上半平面零极点附近进行放大处理,如图10所示。补偿相位 θ 从0增大过程中,闭环极点从右半平面逐渐靠近虚轴,穿越虚轴并远离虚轴,闭环零点从左半平面靠近虚轴,穿越虚轴并远离虚轴。在 θ_0 处闭环极点位于虚轴上,此时系统处于临界稳定状态, θ_0 为系统临界补偿相位。由奈奎斯特稳定判据可知,补偿相位 θ 为 $[0, \theta_0)$ 时系统不稳定, θ 大于 θ_0 时系统稳定。对于采用PCPR控制器的任一谐波补偿系统,其零极点分布都可用上述方法进行研究,零极点随 θ 的变化有类似规律。

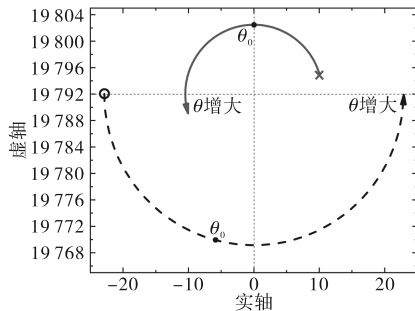


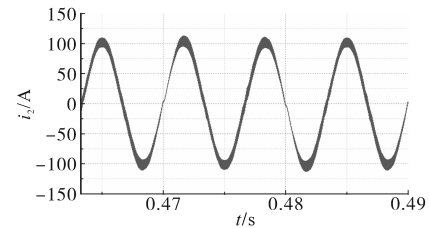
图10 系统闭环零极点局部放大图

Fig.10 System closed-loop zero-pole partial enlargement

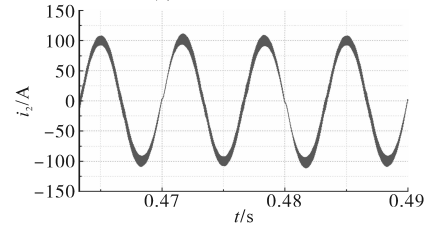
系统中闭环极点离虚轴越远,该极点对应的分量衰减越快,对系统影响越小,系统稳定裕度越高,闭环零点离虚轴越近,系统动态性能越好,但是超调量也越大。单相APF对于输出电流的响应速度要求高,因此对系统控制设计提出有以下要求:1)系统闭环极点在复平面虚轴以左以保

证系统稳定;2)闭环极点远离虚轴,闭环零点靠近虚轴;3)为避免闭环零点离虚轴过近导致超调过大,达到稳态时间过长,结合实际的时域响应效果对补偿相位 θ 进行取值。

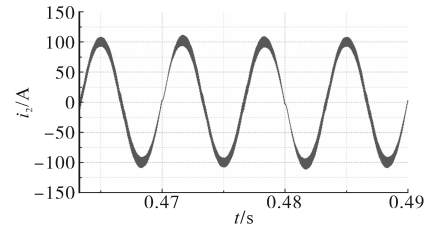
对于幅值100 A、频率150 Hz的输出给定电流,死区效应会引起9次、15次、21次等电流谐波,分别加入相应谐振频率的PR控制器和PCPR控制器对死区谐波进行抑制。仿真结果如图11所示,在截止频率以下,两种控制器都能有效抑制死区效应引起的谐波电流,效果相差不大。



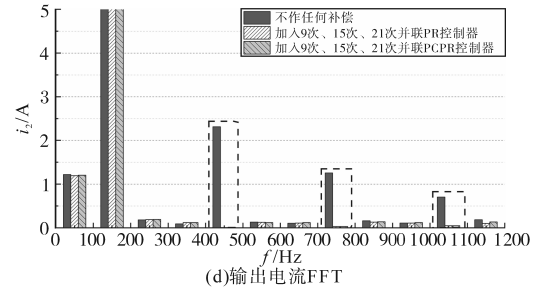
(a)不做任何补偿



(b)加入9次、15次、21次PR控制器



(c)加入9次、15次、21次PCPR控制器



(d)输出电流FFT

图11 加入9次、15次、21次PR和PCPR控制器输出电流及FFT

Fig.11 Output current after adding 9, 15, 21 times PCPR controllers and its FFT

有源电力滤波器中,针对幅值100 A、频率21次的输出给定电流对应的63次死区谐波,加入谐振频率为63次的PCPR控制器的仿真结果如图12所示,63次PCPR控制器几乎完全补偿对应频率分量的谐波电流。仿真结果表明,基于闭环零极点配置的PCPR控制器不但提高了补偿频率范

围,而且能有效补偿超过系统截止频率的谐波电流分量。

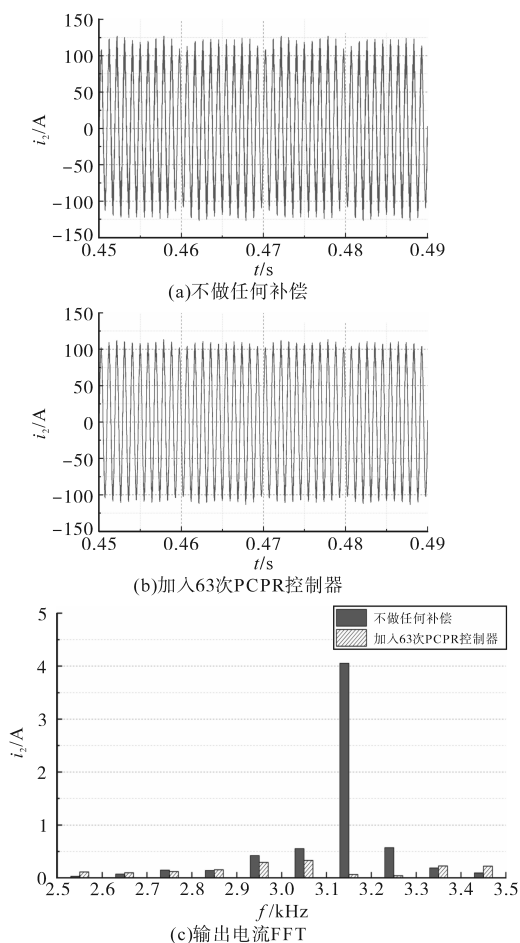


图12 加入63次PCPR控制器后输出电流及其FFT

Fig.12 Output current after adding 63 times PCPR controller and its FFT

4 实验结果分析

本文利用单相并联型APF为物理实验平台,控制回路采用FPGA+ARM体系结构为控制核心,控制芯片分别为EP4CE55F2317和LPC1788搭配电压电流采样模块、数字信号隔离模块、故障诊断模块以及外部通讯模块等外围电路,实验参数为:交流电压393 V,额定功率80 kW,直流容量5 000 μ F,直流电压800 V,开关频率10 kHz,死区时间1.8 μ s,变换器侧电感 $L_1=180 \mu$ H,滤波电容 $C=6 \mu$ F,网侧电感 $L_2=20 \mu$ H,电流环比例系数1.6,电流环谐振系数64。

输出给定电流频率150 Hz,幅值100 A,实验波形如图13所示。对于3次给定电流带来的死区谐波电流中的9次、15次谐波,采用PCPR控制器对其进行补偿,有效抑制了相应谐波电流。

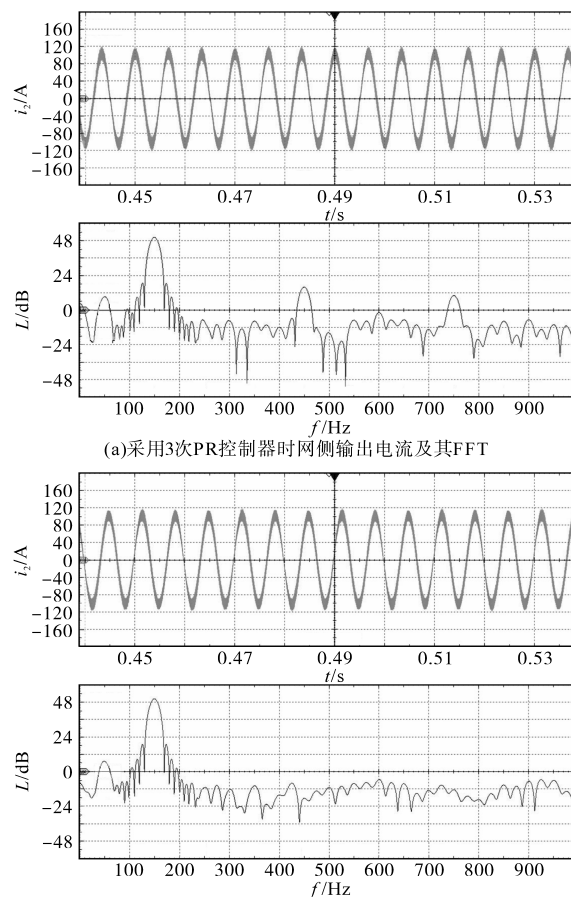


图13 PCPR控制器补偿死区电流实验波形

Fig.13 PCPR controller compensation for dead-time current experimental waveforms

为验证相位补偿比例谐振控制器对于补偿电流频带范围的改善,设置输出给定电流频率1 050 Hz,幅值100 A,相关实验波形如图14和表1所示。对于21次给定电流带来的死区谐波电流中最大分量为63次谐波,分别采用PR和PCPR控制器对其进行补偿,均在达到稳定后加入死区补偿环节。加入63次PR控制器后系统输出电流震荡发散导致系统过流停机;而引入63次PCPR控制器后,对应63次谐波分量衰减率达到96.02%。

表1 关键频率点及其幅值

Tab.2 Key frequency points and their amplitudes

频率/Hz	幅值/dB	
	21次PR控制器	21次PR+63次PCPR控制器
1 050	50.0	50.3
3 150	24.5	-3.5

该实验验证了PCPR控制器能有效提高死区谐波电流的补偿范围,对于高于系统截止频率的死区谐波电流有很好的抑制效果,提高了系统的稳定性。

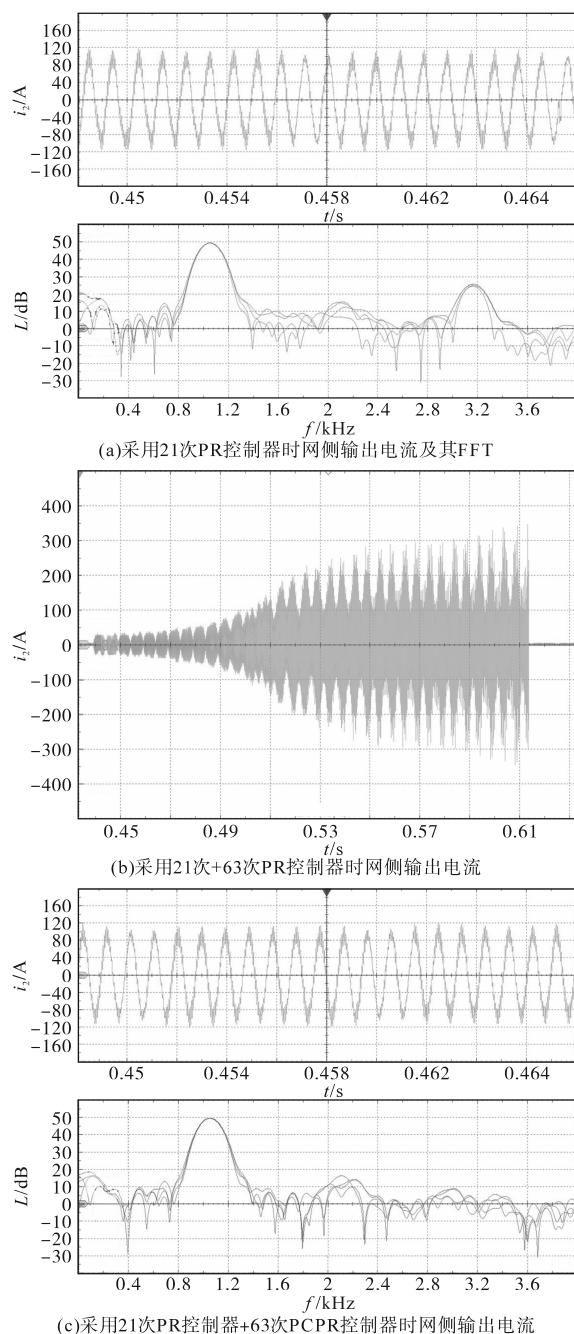
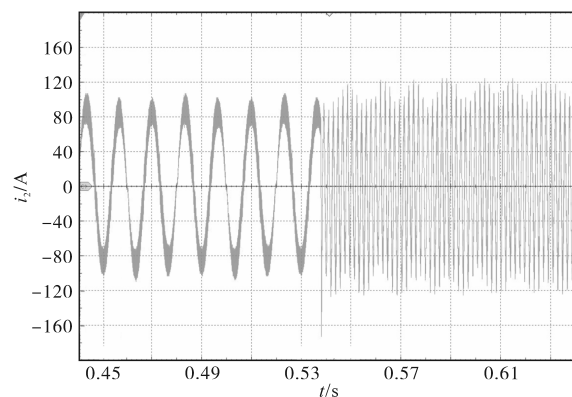


图14 PCPR控制器提高补偿电流频带实验波形

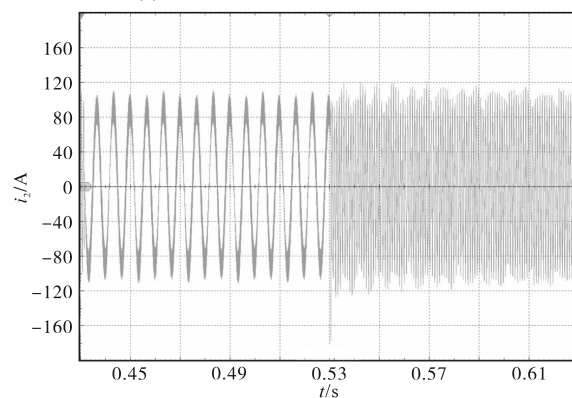
Fig.14 PCPR controller improves current band experimental waveforms

相位补偿对动态特性的影响实验波形如图15所示。输出电流给定幅值均为100 A,给定频率从150 Hz突变到1 050 Hz,该实验中关于21次谐波对应控制器分别为PR控制器和PCPR控制器。

按照本文所述基于零极点配置方法将补偿相位设计为 30° ,从图中可以看出,采用PCPR控制器后系统输出电流超调量减小、调整时间也较小。此实验验证了相位补偿谐振控制设计方法的有效性以及对改善系统动态性能、优化补偿效果的有效性。



(a)采用21次PR控制器时网侧输出电流



(b)采用21次PCPR控制器时网侧输出电流

图15 相位补偿设计方法有效性验证实验波形

Fig.15 Phase compensation design method validation experimental waveforms

5 结论

本文研究了单相并联型APF中死区效应引起的频率超过系统截止频率的谐波电流抑制策略。死区效应引起输出电流的一系列奇数次谐波分量电流严重影响了APF的输出性能。本文提出的基于闭环零极点配置的PCPR控制器,有效提高了死区效应引起的频率超过系统截止频率的谐波电流的补偿频带范围,改善了系统动态性能,优化了补偿效果。最后,搭建了单相并联型APF物理实验平台,对文中提出方法的有效性进行了验证。

参考文献

- [1] 刘和平,路莹超,王华斌,等.电压型逆变器分段死区补偿调制策略[J].电机与控制学报,2018,22(3):25-32.
- [2] Lewicki A. Dead-time effect compensation based on additional phase current measurements[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7):4078-4085.
- [3] Blahník V, Peroutka Z, Žák J, et al. Elimination of dead-time effect causing current distortion of single-phase power con-

(下转第51页)

4 结论

重点利用多端口能量路由器解决微电网的集群化问题。为了使各微电网及配电网可通过交换功率提供相互支撑,同时保证系统的可靠性和“即插即用”的灵活性,提出了一种无需中央控制器的分布式控制策略。该策略中,能量路由器各端口分别与所连接微电网通信,根据母线电压自主决定功率传输量。仿真结果表明,该策略有效实现了系统高效集成,为微电网集群的发展提供了一定的理论支撑,具有实际的应用价值和理论价值。

参考文献

- [1] 殷伟斌,熊连松,赵涛.并网逆变器发电系统稳定性分析方法综述[J].南方电网技术,2019,13(1):14-26.
- [2] 刘念,赵璟,王杰,等.基于合作博弈论的光伏微电网群交易模型[J].电工技术学报,2018,33(8):31-35.
- [3] 熊连松,刘小康,卓放,等.光伏发电系统的小信号建模及其控制器参数的全局优化设计方法[J].电网技术,2014,38(5):1234-1241.
- [4] 周小平,陈燕东,周乐明,等.一种微电网架构及其自主协调控制策略[J].电工技术学报,2017,32(10):123-134.
- [5] 熊连松,卓放,刘小康,等.静止同步补偿器抑制电网功率振荡的机理研究[J].西安交通大学学报,2017,51(12):112-120.
- [6] 段青,盛万兴,李振,等.电能路由器接入电力电子化配电网稳定性初步分析[J].电网技术,2019,43(1):227-235.
- [7] 肖迁,何晋伟,王浩,等.电网故障下的电能路由器直流电容电压平衡控制策略[J].电力系统自动化,2018,42(2):20-25.
- [8] 王聪,徐晓贤,沙广林,等.基于能量路由器的交直流混合微网潮流计算[J].电工电能新技术,2018,37(7):33-40.
- [9] 陈敏,李义强,田浩,等.户用型能量路由器的微电网应用技术[J].太阳能,2018,(1):58-61.
- [10] 郭慧,汪飞,张笠君,等.基于能量路由器的智能型分布式能源网络技术[J].中国电机工程学报,2016,36(12):3314-3324.
- [11] 宗升,何湘宁,吴建德,等.基于电力电子变换的电能路由器研究现状与发展[J].中国电机工程学报,2015,35(18):4559-4570.
- [12] 冯高辉,赵争鸣,袁立强.基于能量平衡的电能路由器综合控制技术[J].电工技术学报,2017,32(14):34-44.
- [13] 刘凯,陈才学,文军,等.基于能量分层协调控制的能量路由器[J].太阳能学报,2018,39(5):1388-1395.
- [14] 施灵卫,刘桂英.多LAN端口能量路由器切换控制策略研究[J].电力科学与技术学报,2019,34(2):84-90.
- [15] 赖柏竹,吴靖,章玮明,等.基于电力电子变压器的能量路由器研究[J].浙江电力,2017,36(8):7-12.
- [16] 熊连松,卓放,刘小康,等.不对称电网同步相位的快速开环捕获方法研究[J].中国电机工程学报,2015,35(22):5682-5691.
- [17] 熊连松,修连成,康志亮,等.不平衡工况下电网电压序分量快速提取方法[J].电力系统自动化,2019,43(11):144-152.

收稿日期:2019-12-10

修改稿日期:2019-12-22

(上接第39页)

- verters[C]//2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012: 3-6.
- [4] Tang Z, Akin B. A new LMS algorithm based deadtime compensation method for PMSM FOC drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6472-6484.
- [5] 闫朝阳,张喆,李建霞,等.单相高频链逆变器的解耦单极性移相调制及其死区优化[J].电工技术学报,2018,33(6):1337-1346.
- [6] 沈凤龙,满永奎,王建辉,等.变换器死区补偿方法[J].辽东学院学报(自然科学版),2016,23(3):192-198.
- [7] Herran M A, Fischer J R, Gonzalez S A, et al. Adaptive dead-time compensation for grid-connected PWM inverters of single-stage PV systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6):2816-2825.
- [8] 覃发梧.基于PI控制和重复控制的光伏单相并网逆变器的研究[D].南宁:广西大学,2018.
- [9] Ha J I. Current prediction in vector-controlled PWM inverters using single DC-link current sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(2):716-726.
- [10] Dong J, Fei W. Variable switching frequency PWM for three-phase converters based on current ripple prediction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4951-4961.
- [11] 吴云亚,谢少军,阚加荣,等.逆变器侧电流反馈的LCL并网逆变器电网电压前馈控制策略[J].中国电机工程学报,2013,33(6):54-60.
- [12] Liao Y H. A novel reduced switching loss bidirectional AC/DC converter PWM strategy with feedforward control for grid-tied microgrid systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(3):1500-1513.
- [13] 高吉磊,张雅静,林飞,等.单相PWM整流器谐波电流抑制算法研究[J].中国电机工程学报,2010,30(21):32-39.

收稿日期:2019-10-31

修改稿日期:2020-02-03