

三相四线制有源电力滤波器均压环优化设计

黄海宏, 郑小鹏, 王海欣

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:在三相四线制电容分裂式有源电力滤波器应用中,受限于硬件参数以及控制策略的影响,电容中点电位易发生偏移,使得上、下电容电压失衡,严重影响系统运行的安全性以及有源电力滤波器的补偿性能。为改善传统均压环设计的不足,基于Butterworth二阶陷波器对均压环输出值进行陷波,通过输出反馈提高系统动态响应能力的方式对传统均压环设计进行改进,从而降低传统均压环输出电压脉动对滤波器补偿性能的影响,并在保证直流侧电容电压稳态精度的同时加快均压响应速度。在MATLAB仿真中验证了改进型均压环设计的有效性,并搭建以DSP为控制芯片的实验平台验证了改进型均压环设计的可行性。

关键词:有源电力滤波器;陷波器;均压环;输出反馈;动态响应

中图分类号:TN 713

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202007021

0 引言

随着社会的发展,大量使用电力电子装置造成的电网谐波污染严重威胁电网和电气设备的安全运行与正常使用^[1-2],有源电力滤波器(APF)得到了广泛应用。三相四线制APF具备补偿任意不平衡无功与负载谐波的特性,加之我国输电线路普遍采用三相四线制,使其逐渐成为广大学者研究的热点^[3]。在网侧三相电流平衡补偿下,面对不平衡负载时,三相补偿电流中含有有功分量,易使得直流侧上、下电容电压失去平衡,电压严重波动时会对电容等器件造成损害,导致APF无法工作。因此直流侧上、下电容的均压效果将直接影响APF的补偿性能。文献[4]基于模糊控制策略,具有较好的稳态性能,但系统动态性能较弱。文献[5]基于重复控制与比例积分(PI)控制并联,使得系统参数整定复杂,较难达到工程实践效果。文献[6]在有效滤除高频分量的同时使得系统延时加剧,动态响应能力不足,且未针对高频分量对网侧电流的影响进行后续分析。本文基于三相四线制电容分裂式APF对不平衡负载^[7]进行补偿时,在平衡三相网侧电流、优化网侧中线电流的前提下,分析均压环输出对网侧三相电流平衡造成的影响,采用Butterworth二阶陷波器对电压脉动影响进行抑制,利用均压环输出反馈控制,使得其在动态响应、稳态精度以及工程实践可行性上得到兼容。仿真与实验验证了优化设计的有效性。

1 均压环输出成分分析及优化设计

1.1 补偿电流与直流侧电压二次脉动的关系分析

图1为三相四线制APF拓扑。图中, $e_m(m=a,b,c)$ 为三相电网电压; i_m 为网侧三相电流; L 为桥侧滤波电感; i_{mf} 为三相补偿电流,以流入桥侧为正方向;

i_{lm} 为三相负载电流; R_{lm} 为三相负载电阻; C_{lm} 为三相负载电容; $C_1、C_2$ 分别为直流侧上、下电容,上、下电容值理论上应保持相等; $U_{dc1}、U_{dc2}$ 分别为直流侧上、下电容电压; n 为中性点; $i_{c1}、i_{c2}$ 分别为流经上、下电容的电流。设 e_a 的离散形式为 $U_1 \sin(\omega kT + \theta_1)$,其中 ω 为电网电压角频率, U_1 为电压幅值, θ_1 为初相角。

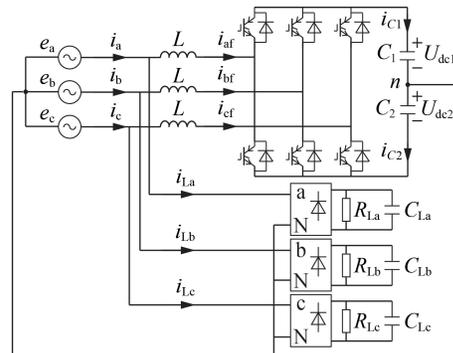


图1 三桥臂三相四线APF拓扑

Fig.1 Topology of three-leg three-phase four-wire APF

由于负载的不平衡性,正序、负序、零序电流均有可能存在,APF对不同电流的补偿将会产生不同的影响。系统设计中由于APF补偿谐波与无功并进行有功均流,因而网侧三相电流平衡、中线电流为0是不平衡补偿后的最佳效果,下面先对补偿电流与直流侧电压的脉动关系进行分析^[8-9]。

在对负载进行谐波补偿时,直流侧电压脉动分量会对补偿效果造成影响,其中二次脉动含量最丰富,由文献[10-11]可知,在补偿基波负序电流与3次谐波电流正序分量时会产生二次脉动。设基波负序电流分别为 $i_a^- = I_{1N} \sin(\omega t + \theta)$ 、 $i_b^- = I_{1N} \sin(\omega t + \theta + 2\pi/3)$ 、 $i_c^- = I_{1N} \sin(\omega t + \theta - 2\pi/3)$,其中 $I_{1N}、\theta$ 分别为基波负序电流幅值、初相角。由能量双向流动关系对上电容电压脉动情况进行分析^[12]。

在一个开关周期 T 中电容上电压变化为:

$$\Delta U_{dc1} = i_{c1} \Delta t / C_1 = (i_a T d_a + i_b T d_b + i_c T d_c) / C_1 \quad (1)$$

其中, ΔU_{dc1} 为 U_{dc1} 在一个开关周期内的电压差值; Δt 为一个开关周期内上桥臂导通时间; d_a 、 d_b 、 d_c 为三相占空比, 其值可近似由式(2)确定^[13]。

$$d_m \approx e_m / U_{dc} + 1/2 \quad m = a, b, c \quad (2)$$

其中, U_{dc} 为直流侧总电压。

对三相电流以开关周期 T 进行离散化可得:

$$\begin{cases} i_a^- = I_{1N} \sin(\omega T + \theta) \\ i_b^- = I_{1N} \sin(\omega T + \theta + 2\pi/3) \\ i_c^- = I_{1N} \sin(\omega T + \theta - 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

将式(2)、(3)代入式(1)化简可得:

$$\Delta U_{dc1} C_1 / T = -\frac{3I_{1N}U_1}{2U_{dc}} \cos(2\omega T + \theta + \theta_1) \quad (4)$$

对式(4)进行积分处理并化简得到:

$$U_{dc1} = \int \left[-\frac{3I_{1N}U_1}{2U_{dc}C_1} \cos(2\omega t + \theta + \theta_1) \right] dt = -\frac{3I_{1N}U_1}{4U_{dc}C_1\omega} \sin(2\omega t + \theta + \theta_1) \quad (5)$$

对 U_{dc2} 进行电压脉动分析可得:

$$\Delta U_{dc2} C_2 = -i_a T (1 - d_a) - i_b T (1 - d_b) - i_c T (1 - d_c) = i_a T d_a + i_b T d_b + i_c T d_c \quad (6)$$

其中, ΔU_{dc2} 为 U_{dc2} 在一个开关周期内的电压差值。

对式(6)进行积分处理并化简得到:

$$U_{dc2} = \int \left[-\frac{3I_{1N}U_1}{2U_{dc}C_2} \cos(2\omega t + \theta + \theta_1) \right] dt = -\frac{3I_{1N}U_1}{4U_{dc}C_2\omega} \sin(2\omega t + \theta + \theta_1) \quad (7)$$

由此可知, 补偿基波负序电流时直流母线电压脉动分量 $U_{dc_{1N}}$ 为:

$$U_{dc_{1N}} = U_{dc1} + U_{dc2} = -\frac{3I_{1N}U_1}{4U_{dc}\omega} \sin(2\omega t + \theta + \theta_1) \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (8)$$

在补偿3次谐波电流正序分量时, 离散化后电流 $i_a^+ = I_{3p} \sin(3\omega T + \theta_3)$ 、 $i_b^+ = I_{3p} \sin(3\omega T + \theta_3 - 2\pi/3)$ 、 $i_c^+ = I_{3p} \sin(3\omega T + \theta_3 + 2\pi/3)$, 其中 I_{3p} 、 θ_3 分别为3次谐波电流正序分量幅值、初相角。与上述推导过程同理, 易得由3次谐波电流正序分量导致的直流母线电压脉动分量 $U_{dc_{3P}}$ 为^[14]:

$$U_{dc_{3P}} = \frac{3I_{3p}U_1}{4U_{dc}\omega} \sin(2\omega t + \theta_3 - \theta_1) \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (9)$$

1.2 传统均压环输出影响分析及优化设计

传统均压环如图2所示。图中, ΔU 为 U_{dc1} 与 U_{dc2} 的差值; K_p 、 K_i 分别为比例、积分系数; i^* 为均压环输

出电流指令。均压环作用分析如下^[15]: 当 $U_{dc1} > U_{dc2}$ 时, i^* 为负的直流分量, 使 U_{dc1} 平均值下降、 U_{dc2} 平均值上升, 从而使 $U_{dc1} = U_{dc2}$; 当 $U_{dc1} < U_{dc2}$ 时, i^* 为正的直流分量, 补偿电流中含有正的直流分量, 使 U_{dc1} 平均值上升、 U_{dc2} 平均值下降。如此, 实现了直流侧上、下电容电压的动态平衡。

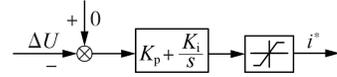


图2 传统均压环设计

Fig.2 Design of traditional voltage-balance loop

在网侧三相电流平衡调节下进行的谐波补偿将包含负序、正序及零序电流的补偿。由文献[16-17]易知, 传统均压控制环在输出直流分量的同时叠加直流侧电压二次脉动进入电流环, 造成谐波基波负序电流的过补偿, 影响网侧三相电流平衡, 进而影响系统的补偿性能。此外, 传统均压控制环为达到较高的稳态精度, 比例系数较小, 在负载切换与启动过程中, 均压环动态响应能力较弱。针对上述传统均压环在谐波补偿以及动态响应能力方面存在的不足, 本文基于 Butterworth 二阶陷波器以及均压环输出反馈进行优化设计。

常用滤波器有 Butterworth、Chebychew、Bessel 和 Elliptic 滤波器, 其中 Butterworth 滤波在线性相位、衰减频率和加载特性 3 个方面特性均衡, 考虑到综合效果, 本文选用 Butterworth 滤波器。对于陷波器设计而言, 阶数选得越高, 尽管理论上能提高检测精度, 但会增加延时, 减慢动态响应过程, 因此确定滤波器阶数时, 须兼顾检测精度与动态响应过程的可实现性, 实际使用中阶数取 2 时, 陷波器表现较优异。

陷波器传递函数 $A(s)$ 为:

$$A(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \omega_n s / Q + \omega_n^2} \quad (10)$$

其中, Q 为品质因数; ω_n 为陷波器中心角频率, 对应中心频率为 $\omega_n / (2\pi)$, 该频率处衰减最大; $\omega_n / (2\pi Q)$ 表示带宽限制范围。

设计二阶陷波器时, 取 $\omega_n / (2\pi) = 100$ Hz、 $Q = 1$ 。实验主电路开关频率为 9 kHz, 采用不对称规则采样, 采样频率为开关频率的 2 倍, 则可知采样时间 $T_s = 1 / (9000 \times 2)$ s。离散化后计算可得:

$$A(z) = \frac{y(z)}{r(z)} = \frac{a_0 z^2 + a_1 z + a_0}{z^2 + b_1 z + b_0} \quad (11)$$

$$a_0 = 0.9828598, \quad a_1 = b_1 = -1.964524 \\ b_0 = 0.9657195$$

传统控制环中, PI 环节在低频段造成 90° 相位滞后, 为有效提升系统动态响应速度, 在控制环中加入负反馈, 引入零点, 减小低频段信号传输相位延迟。

加入负反馈后, 控制环闭环传递函数 $B(s)$ 为:

$$B(s) = \frac{K_p s + K_i}{(K_f K_p + 1)s + K_f K_i} A(s) \quad (12)$$

其中, K_f 为反馈系数。

新型均压环优化控制框图如图 3 所示,均压环优化系统的 Bode 图如图 4 所示。

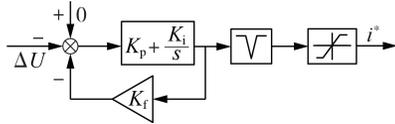


图 3 均压环优化设计

Fig.3 Optimal design of voltage-balance loop

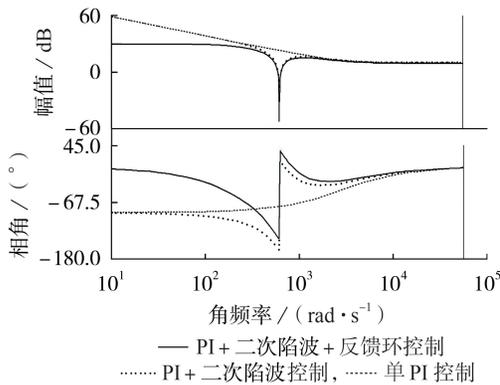


图 4 均压环优化系统 Bode 图

Fig.4 Bode diagram of optimal system of voltage-balance loop

由图 4 可见,在 628 rad/s (即 (100 ± 2) Hz) 处的幅值衰减达到 -27 dB, 衰减近 96%, 起到很好的二次滤波效果, 同时在保证一定的幅频特性的情况下, 低频段信号传递过程中有较小相位延时, 动态响应能力加快, 其性能相比传统均压环有明显提升。

2 仿真与实验结果分析

2.1 仿真分析

为验证本文设计的正确性, 在 MATLAB / Simulink 模块中搭建三相四线制 APF 系统。仿真中, 滤波器电感为 2 mH, 直流侧电容为 2.5 mF, 电网线电压有效值为 380 V, 直流侧额定电压为 730 V。加入陷波器前、后, 均压环输出二次脉动分量和指令电流基波负序分量变化分别见图 5(a)、(b)。加入陷波器前、后网侧三相电流变化见图 6。由图 5 和图 6 可见, 陷波器能够有效去除均压环二次脉动分量, 进而有效降低对基波负序电流的过补偿, 降低对网侧三相电流平衡度的影响, 使得网侧三相电流峰值基本一致。

采用二极管箝位型三电平拓扑结构, 当直流侧电压为 730 V 时, 上、下电容电压理想情况下为 365 V。仿真中, 在传统均压环参数调节过程中, 由于 PI 参数较小, 上、下电容电压平衡过程较为缓慢, 难以满足系统动态性能的要求, 见图 7(a); PI 参数过

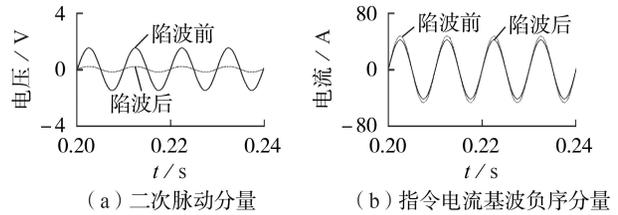


图 5 加入陷波器前、后二次脉动分量与指令电流基波负序分量

Fig.5 Secondary pulsation component and fundamental wave negative-sequence component of instruction current with and without notch filter

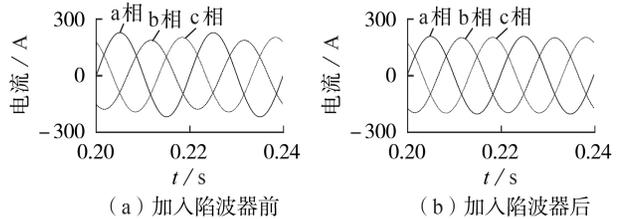


图 6 加入陷波器前、后网侧三相电流波形

Fig.6 Waveforms of grid-side three-phase current with and without notch filter

大时, 虽然动态响应能力得到大幅改善, 上、下电容电压平衡过程迅速, 但极易引起上、下电容电压振荡, 在硬件选型中, 一般电容耐压值的选择依据为在直流侧总电压的 1/2 的基础上考虑一定裕量, 因此电压振荡极易造成过压, 导致设备损坏, 见图 7(b); 传统均压环较难实现稳态精度与动态响应两者间的平衡, 优化改进中, 通过误差输出反馈, 加快响应, 在一定程度上降低 PI 参数整定的难度, 使得在保证系统均压稳态精度的同时加快响应的快速性, 见图 7(c)。

2.2 实验验证与分析

为验证所提策略的有效性, 搭建三相四线制 APF 样机进行实验。直流侧电容为 2 mF, 控制芯片为 DSP 芯片 TMS320F2812, 负载为不控桥接阻容、阻感负载, 为了在实验中获得不同参数下直流侧均压情况的波形, 并考虑实验的安全性以及补偿效果, 取线电压有效值为 200 V, 直流侧电压为 400 V^[18], 上、下电容电压理想值为 200 V。

图 8 为加入陷波器前、后网侧三相电流波形。可见, 三相电流对称性得到显著改善, 幅值趋近一致。

质量分析仪测得网侧电流不平衡度由 1.34% 降低至 0.58%, 加入陷波器前、后网侧三相电流不平衡度图如附录中图 A1 所示, 可见加入陷波器后网侧不平衡度得到较好抑制。加入陷波器前、后中线电流变化如图 9 所示。可见加入陷波器后, 中线电流幅值得到有效降低, 补偿效果得到有效改善。

由图 7(b) 可知, 均压环 PI 参数整定不当时, 上、下电容电压极易发生振荡, 使得电容电压超过所选型电容的耐压值以致损坏设备, 因此实验多以

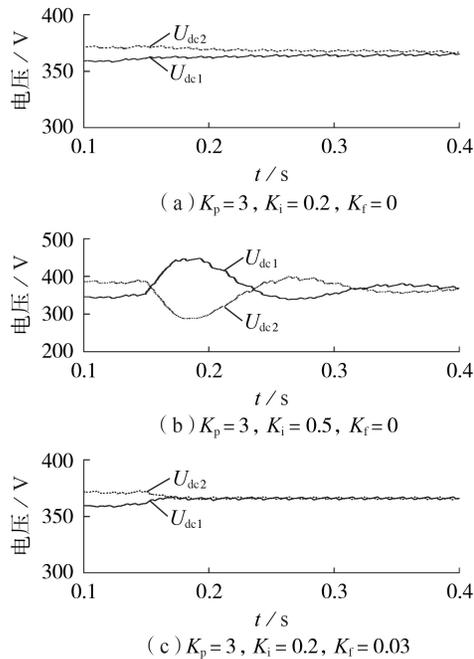


图7 不同控制策略下上、下电容电压均压过程

Fig.7 Balance process of upper and lower capacitor voltages under different control strategies

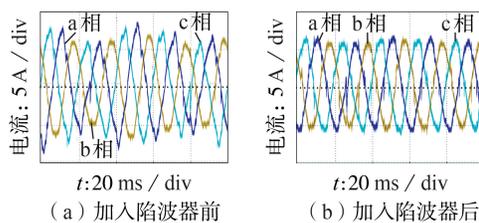


图8 加入陷波器前、后网侧三相电流波形

Fig.8 Waveforms of grid-side three-phase current with and without notch filter

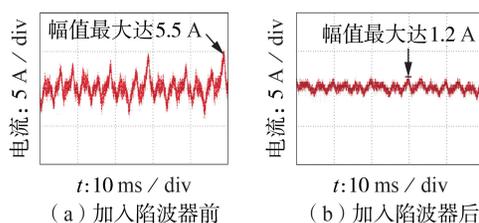


图9 加入陷波器前、后网侧中线电流波形

Fig.9 Waveform of power grid-side midline current with and without notch filter

较小的PI参数进行调节,片面导致了系统在快速性上的不足,调节过程缓慢。设置参数 $K_p=0.6$ 、 $K_i=0.006$ 、 $K_f=0$ 获取实验波形,均压效果如图10(a)所示,虽然最终较好地实现了直流侧上、下电容电压的平衡,但是系统调节时间过长,约为2.6 s,动态性能不足。为突出引入反馈环后均压环优化设计的优越性,首先在实验中增大PI参数(设置 $K_p=0.6$ 、 $K_i=0.015$ 、 $K_f=0$),系统上、下电容电压产生了较大波动,加入反馈后(设置 $K_p=0.6$ 、 $K_i=0.006$ 、 $K_f=0.0032$),约

100 ms实现均压并保持稳定,上、下电容电压均压快速性与稳定性得到显著改善,如图10(b)所示。

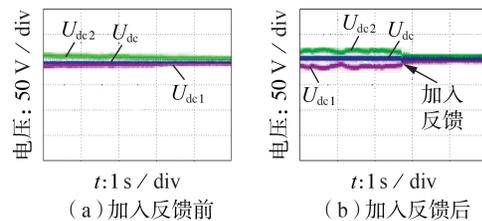


图10 加入反馈前、后均压环调节过程

Fig.10 Voltage-balance process with and without feedback

3 结论

本文针对传统控制环输出直流分量的同时叠加二次脉动的情况进行了分析,并推导了直流侧电压波动与补偿电流之间的关系,分析得出直流侧二次脉动将会通过传统均压环输出多余的电流基波负序分量进而影响网侧三相电流的不平衡,导致中线电流较大,影响电力设备的运行。在此基础上,提出基于二阶陷波器的控制策略来有效降低输出侧的二次脉动,进而使网侧三相电流平衡,有效改善了补偿性能。同时,针对传统控制环在动态响应能力方面存在的不足,提出输出反馈控制方式,提高了检测的快速性,增强了系统的动态响应能力。仿真实验结果证明了所提优化改进方案的有效性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 汪颖,罗代军,肖先勇,等. IEEE ICHQP2018与电能质量发展方向[J]. 电力自动化设备,2019,39(4):203-209.
WANG Ying, LUO Daijun, XIAO Xianyong, et al. IEEE ICHQP2018 and development directions of power quality[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4): 203-209.
- [2] 惠锦,杨洪耕,叶茂清. 多谐波源条件下的谐波污染责任划分研究[J]. 中国电机工程学报,2011,31(13):48-54.
HUI Jin, YANG Honggeng, YE Maoqing. Research on the responsibility partition of harmonic pollution of multiple harmonic sources[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(13): 48-54.
- [3] 粟梅,王辉,孙尧,等. 基于改进重复控制器的三相四线逆变器设计[J]. 中国电机工程学报,2010,30(24):29-35.
SU Mei, WANG Hui, SUN Yao, et al. Design of three-phase four-leg inverter based on modified repetitive controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(24): 29-35.
- [4] 李琼林,刘会金,孙建军,等. 基于模糊逻辑的参数自整定PI控制在有源滤波器中的应用[J]. 电力自动化设备,2005,25(10):17-21.
LI Qionglin, LIU Huijin, SUN Jianjun, et al. Fuzzy-PI control used in APF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(10): 17-21.
- [5] 金金,姚钢,周荔丹,等. 电容分列式三相四线制APF新型控制方法[J]. 电力电子技术,2016,50(5):53-57.
JIN Jin, YAO Gang, ZHOU Lidan, et al. New control method for split-capacitor-type three-phase four-wire APF[J]. Power Electronics, 2016, 50(5): 53-57.
- [6] 冯霞,钟晓剑,徐群伟,等. 新型三相四线制APF直流侧电压控

- 制策略[J]. 浙江大学学报(工学版),2014(7):1312-1317.
FENG Xia,ZHONG Xiaojian,XU Qunwei, et al. Novel DC bus voltage control strategy for three-phase four-wire active power filter[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science), 2014(7):1312-1317.
- [7] 陈迅,郭敬梅,曾德辉,等. 考虑直流侧响应的VSC-MTDC系统协调控制[J]. 电力自动化设备,2018,38(12):180-186.
CHEN Xun, GUO Jingmei, ZENG Dehui, et al. Coordinated control of VSC-MTDC system considering DC-side response[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(12):180-186.
- [8] 黄海宏,杨佳能,吴晓,等. 改进单相谐波检测算法在三相四线制APF的应用[J]. 电子测量与仪器学报,2016,30(1):133-140.
HUANG Haihong, YANG Jianeng, WU Xiao, et al. Application of the improved single-phase harmonics detection algorithm in three-phase four-wire active power filter[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(1):133-140.
- [9] 许加柱,韦杰,潘宏杰,等. 基于双主动桥输入输出电流协调控制的二次纹波电压抑制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(4):76-83.
XU Jiazhu, WEI Jie, PAN Hongjie, et al. Secondary ripple voltage suppression strategy based on coordinated control of input and output currents for dual active bridge[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4):76-83.
- [10] XAVIER L S, CUPERTINO A F, JOSE T R, et al. Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters[J]. Electric Power Systems Research, 2017, 142:84-95.
- [11] ZENG Z, ZHENG W, ZHAO R, et al. Modeling, modulation, and control of the three-phase four-switch PWM rectifier under balanced voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7):4892-4905.
- [12] 李红波,张凯,赵晖,等. 高功率密度单相变换器的直流有源滤波器研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(15):40-47.
LI Hongbo, ZHANG Kai, ZHAO Hui, et al. Researches on DC active power filters for high power density single phase converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15):40-47.
- [13] 石健将,王文杰,龙江涛,等. 三相四线PWM整流器的一种新型零静差控制策略研究[J]. 电工技术学报,2013,28(6):114-119,126.
SHI Jianjiang, WANG Wenjie, LONG Jiangtao, et al. A novel control strategy for 400 Hz three-phase four-wire PWM rectifiers with zero steady-state error[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(6):114-119,126.
- [14] 黄海宏,韦伟,沈冶萍,等. 并联型有源电力滤波器电压环优化设计[J]. 电子测量与仪器学,2015,29(10):1529-1535.
HUANG Haihong, WEI Wei, SHEN Yeping, et al. Optimization design of voltage loop for shunt active power filter[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(10):1529-1535.
- [15] WANG C, LI Y. Analysis and calculation of zero-sequence voltage considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7):2262-2271.
- [16] 黄海宏,高瑞,江念涛,等. APF二次脉动的指令电流放大效应及其影响[J]. 电子测量与仪器学报,2017(6):968-973.
HUANG Haihong, GAO Rui, JIANG Niantao, et al. Reference current amplification effect of secondary pulsation and its influence for APF[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017(6):968-973.
- [17] 谢斌,戴珂,张树全,等. 并联型有源电力滤波器直流侧电压优化控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(9):23-29.
XIE Bin, DAI Ke, ZHANG Shuquan, et al. Optimization control of DC link voltage for shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9):23-29.
- [18] 黄海宏,王钰,许若冰,等. 双环重复控制三相四线制有源电力滤波器[J]. 电力自动化设备,2016,36(4):40-45.
HUANG Haihong, WANG Yu, XU Ruobing, et al. Three-phase four-wire active power filter with dual-loop repetitive control [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(4):40-45.

作者简介:



黄海宏

黄海宏(1973—),男,江西樟树人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力电子技术、自动控制(**E-mail**:hhaihong741@126.com);

郑小鹏(1993—),男,安徽阜阳人,硕士研究生,主要研究方向为有源电力滤波器(**E-mail**:zxiaopeng2631@126.com);

王海欣(1976—),女,河南邓州人,高级实验师,主要研究方向为DSP应用技术(**E-mail**:w_haixin@126.com)。

(编辑 李莉)

Optimal design of voltage-balance loop for three-phase four-wire APF

HUANG Haihong, ZHENG Xiaopeng, WANG Haixin

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: In the application of three-phase four-wire capacitor split APF (Active Power Filter), due to the influence of actual hardware parameters and control strategy, the neutral point potential of capacitor fluctuates and the capacitor voltage is not balanced, which seriously affects the security of system operation and the compensation performance of APF. To improve the shortcomings of traditional voltage-balance loop design, the Butterworth second-order notch filter is used to notch the output value of voltage-balance loop, and the output feedback is used to effectively improve the response ability of voltage equalizing. The influence of the output voltage ripple of traditional voltage-balance loop on the compensation performance of APF is reduced, and the response speed of the voltage-balance loop is accelerated while the steady-state accuracy of the DC side capacitor voltage is guaranteed. The validity of the improved voltage-balance loop design is verified by MATLAB simulation, the experimental platform based on the DSP chip is built to verify the feasibility of the improved voltage-balance loop design.

Key words: active power filter; notch filter; voltage-balance loop; output feedback; dynamic response

附录



(a) 加入陷波器前



(b) 加入陷波器后

图 A1 网侧电流不平衡度

Fig.A1 Three-phase current unbalance degree