

基于负载电流前馈的级联 H 桥整流器直流电压平衡策略

袁义生,毛凯翔

(华东交通大学 电气与自动化工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:针对级联 H 桥整流器输出电压平衡问题,采用比例脉冲补偿法进行了建模和分析,分析了负载电流扰动对平衡环节的影响,给出了扰动下系统跌落值和调整时间与系统动态指标之间的关系曲线。针对比例脉冲补偿法在负载大范围切换时动态特性差的问题,通过将负载电流引入平衡控制环路,提出了一种基于比例脉冲补偿法的负载电流前馈电压平衡控制策略,其可以在不影响原闭环系统稳定性的基础上,大幅提高平衡控制器的动态特性,并给出了电压平衡比例-积分(PI)控制器参数的设计公式。最后,基于级联 H 桥整流器的仿真模型和实验样机进行了比较测试,结果显示所提方法在切载情况下各单元之间的最大电压差降低了 23 V,调整时间减小了 75%。

关键词:级联 H 桥整流器;直流电压平衡;电流前馈;动态特性;补偿

中图分类号:TM 461

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.06.005

0 引言

近年来,级联 H 桥整流器(CHBR)作为多电平结构的典型代表,由于其具有控制简单、可靠性高、模块化设计等优点^[1]被广泛应用于电力电子变压器^[2-3]、无功补偿^[4-5]、多电平逆变器^[6]等高压大功率场合。CHBR 是由多个 H 桥单元级联而成,其直流侧电容相互独立。但是,由于每个 H 桥单元流过的电流相同,在各单元元器件参数和负载存在差异时其输出电压会出现不平衡,从而导致系统不稳定,严重时会引起开关管出现过电压、过电流等问题。因此,维持各单元输出电压平衡对于系统的稳定运行具有至关重要的作用^[7-8]。

对于 CHBR 输出电压平衡控制策略,可分为电压排序法^[9-10]、载波调制法^[11-14]和脉冲补偿法^[15-18]。电压排序法^[9]根据各级电容电压的高低来实时确定各级电容的充放电状态,从而选择相应的开关状态,这种方法实现简单,具有良好的鲁棒性,但需要不停地进行状态切换,计算量和开关损耗较大。改进电压排序平衡策略^[10]通过允许直流电压在一定区间内波动以减少控制器的计算量,降低了开关频率,但没有深入研究区间的优化设置问题。载波调制法通过改变各 H 桥单元调制波的方式来进行直流电压平衡控制。针对负载不对称情况下的电压平衡,采用基于改进的载波同相层叠正弦脉宽调制(SPWM)方法^[11]和基于电压补偿分量注入的单极性载波移相脉宽调制方法^[12]能达到很好的效果。文献[13]

采用了二维调制技术,得到了较快的电容电压平衡控制速度。文献[14]采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术,通过叠加补偿分量调节冗余基本矢量作用时间达到电压平衡。载波调制法控制器少,系统响应快,但增加了调制的复杂度,同时也增加了 DSP 实现的难度。脉冲补偿法通过对各 H 桥输出电压设置独立的电压闭环,对其占空比进行微调从而实现电压平衡。文献[15]采用基于电压反馈的直流电压平衡方案,该方案控制简单且效果良好,但是在空载情况下系统无法稳定。在此基础上,文献[16]通过使各功率单位的交流侧电压基波相位保持相同来实现空载条件下的电压控制,但是没有考虑交流侧电流大小的改变所导致的相位差对电压平衡的影响。文献[17]通过反馈的直流电压重新配置调制比以调节各路直流电压,使之达到平衡。文献[18]采用调节补偿比例系数的方式来实现脉冲补偿,并将交流电流引入调节环节,提高了负载适应性,并达到了很好的效果。综合上述电压平衡控制策略,比例脉冲补偿法由于其控制效果好,系统反应快,目前被广泛使用。但是,主要针对其控制算法的改进,当 CHBR 各单元负载发生突变时,对于其输出电压平衡的恢复速度的研究较少。事实上,在负载突变时,由于原先的平衡被打破,在系统电压恢复到指令值的过程中各单元之间的电压相差会很大,从而引起各单元开关管承受的电压、电流均不一致。

本文以比例脉冲补偿法为基础,对 CHBR 的电压平衡策略进行了建模和分析。针对传统的脉冲补偿法在负载切换时无法快速使输出电压达到平衡的问题,提出了基于负载电流前馈的电压平衡策略。由于负载电流前馈的存在,对于各单元电压平衡比例-积分(PI)控制器无需重复设计,采用同样的参数即可,简化了设计过程;在负载切换的过程中,各单元电压依然可以继续维持平衡,其电压差很小,从而

收稿日期:2018-05-25;修回日期:2019-04-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51567009);江西省自然科学基金资助项目(20181BAB206033)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51567009) and the Natural Science Foundation of Jiangxi Province(20181BAB206033)

保证了系统的安全性和稳定性。最后,通过 3 级 CHBR 的仿真模型和实验样机验证了所提方法的有效性。

1 CHBR 的控制原理

CHBR 是由 n 个 H 桥单元级联而成,其直流侧电容相互独立,拓扑结构如图 1 所示。图中, u_s 和 i_s 分别为交流电压和电流; L_s 和 R_s 分别为输入电感和等效电阻; u_{abx} 、 u_{dx} 分别为各单元整流桥交流侧和直流侧电压, C_x 为各单元直流电容, R_x 为各单元负载, i_{dcx} 、 i_{cx} 和 i_{dx} 分别为各单元直流电流、电容电流和负载电流,其中下标 $x=1,2,\dots,n$ 。

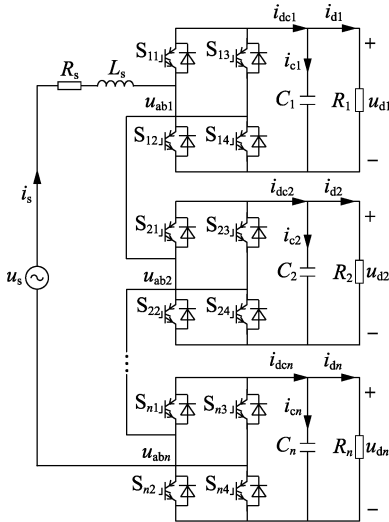


图 1 CHBR 拓扑结构

Fig.1 Topological structure of CHBR

1.1 CHBR 控制策略

对于 CHBR,其控制可分为整体控制和输出电压平衡控制^[18]两部分,控制框图如图 2 所示。图中, u_d^* 为各单元输出电压总和的指令值; I_s^* 为交流电流幅值的指令值; θ 为交流电压相位角; d 为公共占空比。

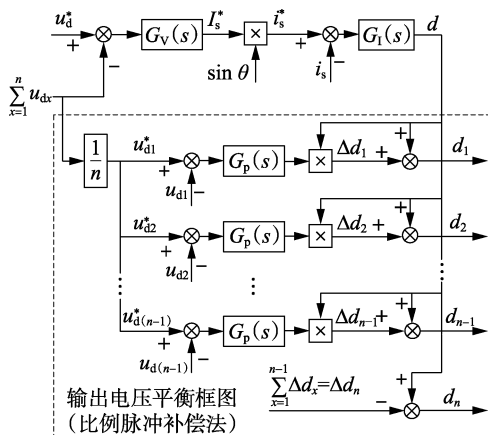


图 2 CHBR 控制框图

Fig.2 Control block diagram of CHBR

对于系统整体控制,采用电压电流双闭环控制,其直流电压的反馈为各单元直流电压总和。电压外环 $G_v(s)$ 采用 PI 控制器实现对总电压的控制,电流内环 $G_i(s)$ 采用基于比例-谐振(PR)控制器的准 PR 控制器实现对交流电流的无静差跟踪^[19]。

由于 CHBR 的整体控制策略只能实现各单元输出电压总和的控制,因此采用图 2 虚框部分所示的比例脉冲补偿法使其保持平衡。其中, u_{dx}^* 为各单元电压指令值,其值为各单元输出电压总和的平均值; $G_p(s)$ 为电压平衡 PI 控制器; Δd_x 和 d_x 分别为各单元占空比补偿量和实际占空比。

1.2 比例脉冲补偿电压平衡策略

忽略电路损耗,则各 H 桥单元前、后传递的瞬时功率相等,即:

$$u_{abx} i_s = u_{dx} i_{dcx} \quad (1)$$

定义占空比 $d_x = u_{abx} / u_{dx}$, 则:

$$i_{dcx} = d_x i_s \quad (2)$$

为了消除基本双闭环控制器与电压平衡控制器之间的相互耦合关系,即保证总功率的守恒,必须满足^[10,18]:

$$\Delta d_1 + \Delta d_2 + \dots + \Delta d_{n-1} + \Delta d_n = 0 \quad (3)$$

则根据图 2 和式(2)、(3)可得,各单元 i_{dcx} 和 i_s 之间的关系为:

$$\begin{cases} i_{dcx} = d_x i_s = d i_s + \Delta d_x i_s & x=1,2,\dots,n-1 \\ i_{dcn} = d_n i_s = d i_s - \Delta d_n i_s = d i_s - \left(\sum_{x=1}^{n-1} \Delta d_x \right) i_s \end{cases} \quad (4)$$

定义 CHBR 各单元平均直流电流 $\bar{i}_{dc}$ 为:

$$\bar{i}_{dc} = \frac{1}{n} (i_{dc1} + i_{dc2} + \dots + i_{dcn}) = d i_s \quad (5)$$

则第 x 单元直流电流的偏差量 Δi_{dcx} 为:

$$\Delta i_{dcx} = i_{dcx} - \bar{i}_{dc} = \Delta d_x i_s \quad (6)$$

定义补偿比例系数 m_x 为:

$$m_x = \frac{\Delta d_x}{d} \quad (7)$$

可得:

$$\Delta i_{dcx} = \Delta d_x i_s = m_x d i_s \quad (8)$$

根据式(6)、(8)可得:

$$i_{dcx} = \bar{i}_{dc} + \Delta i_{dcx} = (1 + m_x) d i_s \quad (9)$$

由 CHBR 的拓扑可得,第 x 单元的电容电流为:

$$i_{cx} = i_{dcx} - i_{dx} \quad (10)$$

则根据图 2 和式(7)、(9)、(10)可得第 x 单元的输出电压平衡控制框图如图 3 所示,本文以单元 1 为例进行分析。图中, k_p 、 k_i 分别为电压平衡 PI 控制器的比例系数和积分系数。

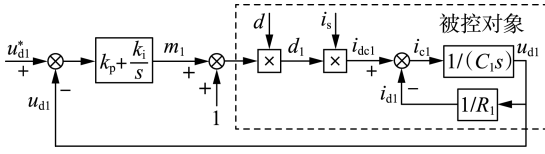


图 3 比例脉冲电压平衡控制框图

Fig.3 Control block diagram for voltage balance of proportional pulse

对于图 3 所示的电压平衡控制环节,其负载电流 i_{d1} 为一个扰动量,在 i_{d1} 较小或变化范围不大时,可以将其忽略。但是,当各单元负载进行大范围投切时,由于受电压平衡 PI 控制器带宽的影响, i_{d1} 对平衡环节的影响则不可忽略。根据图 3 可得,系统对于扰动信号 $i_{d1}(s)$ 的闭环传递函数为:

$$u_{d1}(s) = -\frac{ks}{kC_1s^2 + k_p s + k_i} i_{d1}(s) \quad (11)$$

其中, $k = 1/(di_s)$ 。

根据式 (11) 可得系统自然角频率 ω_n 、有阻尼自然角频率 ω_d 和阻尼系数 ζ 为:

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{k_i}{kC_1}} \\ \omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \\ \zeta = \frac{k_p}{2\sqrt{kC_1k_i}} \end{cases} \quad (12)$$

在负载进行大范围投切时,其输出电流可近似视为阶跃扰动。下面以 $i_{d1}(s)$ 为单位阶跃信号为例,对其进行分析。

根据式 (12) 可将式 (11) 表示为:

$$u_{d1}(s) = -h \frac{\omega_n^2 s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \frac{1}{s} \quad (13)$$

其中, $h = 1/(\omega_n^2 C_1)$ 。

对式 (13) 进行拉氏反变换可得:

$$u_{d1}(t) = -h \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_d t) \quad (14)$$

则系统的各关键指标峰值时间 t_p 、跌落值 M_p 、调整时间 t_s 可分别表示为:

$$t_p = \frac{\arctan(\sqrt{1-\zeta^2}/\zeta)}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (15)$$

$$M_p = -h\omega_n e^{-\zeta\omega_n t_p} \quad (16)$$

$$t_s = \frac{1}{\zeta\omega_n} \ln \frac{h\omega_n}{0.02\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (17)$$

由式 (16) 和 (17) 可得 M_p 、 t_s 和 ω_n 、 ζ 的关系曲线如附录中图 A1 所示。由于受 i_{d1} 的影响,使 u_{d1} 在负载切换时有很大的波动,且存在较长的调整时间。

通过提高系统的 ω_n 和 ζ 可降低其影响,但是为了抑制二次纹波电压对平衡环节的影响,不能无限提高系统的动态指标。故在某一单元负载大范围投切时,会导致该单元输出电压出现大幅度波动,进而导致各单元输出电压不能迅速达到平衡,使各单元出现过电压、过电流等问题,严重时可能使平衡环节失调,进而影响系统的稳定性。

2 基于负载电流前馈的电压平衡策略

为了抑制负载大范围投切时负载电流对电压平衡控制环节的影响,可在原有 PI 控制器的基础上加入负载电流前馈,则基于负载电流前馈的电压平衡控制框图如图 4 所示。

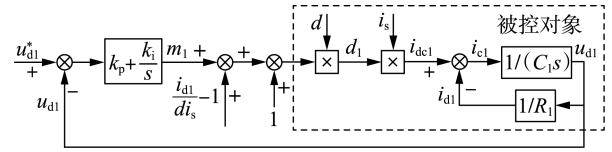


图 4 负载电流前馈电压平衡控制框图

Fig.4 Control block diagram for voltage balance of load current feedforward

由图 4 可知,通过 i_{d1} 前馈的引入可以消除 i_{d1} 变化时对电压平衡控制的影响。下面通过理论分析和推导来对电流前馈方法进行验证。由式 (9) 可得占空比补偿比例系数 m_x 亦可表示为:

$$m_x = \frac{i_{dcx}}{di_s} - 1 \quad (18)$$

即电压平衡 PI 控制器的输出 m_x 可通过式 (18) 计算得出,这就为负载电流前馈策略提供了理论依据。则由图 4 可得其简化框图如图 5 所示。

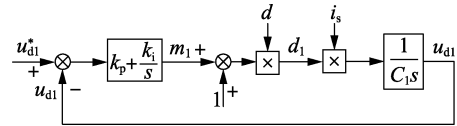


图 5 负载电流前馈电压平衡控制简化框图

Fig.5 Simplified block diagram for voltage balance of load current feedforward

由图 5 可得基于负载电流前馈的系统闭环传递函数为:

$$u_{d1}(s) = \frac{k_p s + k_i}{kC_1 s^2 + k_p s + k_i} u_{d1}^*(s) \quad (19)$$

与图 3 所示的控制框图相比,图 5 所示的负载电流前馈策略消除了负载电流 i_{d1} 扰动对系统的影响,这样设计出来的 PI 控制器在负载切换时仍可继续维持输出电压的平衡。对于控制器参数的设计,根据式 (19),通过给定系统阻尼比 ζ 、自然频率 ω_n 等动态指标即可得出:

$$\begin{cases} k_p = 2C_1\omega_n\zeta k \\ k_i = C_1\omega_n^2 k \end{cases} \quad (20)$$

对于电压平衡 PI 控制器的设计,由于 CHBR 的瞬时输入功率以 2 倍频脉动,导致输出直流电压中含有 2 次纹波电压。为了抑制 2 次纹波电压对电压平衡控制环节的影响,PI 控制器的带宽一般设计得很小。但是由于负载电流前馈作用,系统在某一单元负载突然切换时,其占空比补偿比例系数 m_x 能迅速变化,使各单元的输出电压能迅速恢复平衡。而负载电流前馈的引入并不会影响原闭环系统的稳定性,且闭环控制的存在,大幅降低了对负载电流的检测精度。

3 仿真及实验分析

为了验证所提方案的有效性,搭建了 3 级 CHBR 的 MATLAB 仿真模型及实验样机,相关仿真及实验参数见附录中表 A1。

根据表 A1 所示的电路参数,设计电压平衡控制器 $G_p(s)$ 的特征参数如下: $\zeta = 0.707$, $\omega_n = 40 \text{ rad/s}$ 。CHBR 各单元电压平衡 PI 控制器的参数一致。CHBR 启动和单元 1 负载切换时各单元负载如附录中表 A1 所示。综合图 2 和图 5 可得,CHBR 基于负载电流前馈电压平衡控制策略的完整实验框图如图 6 所示。

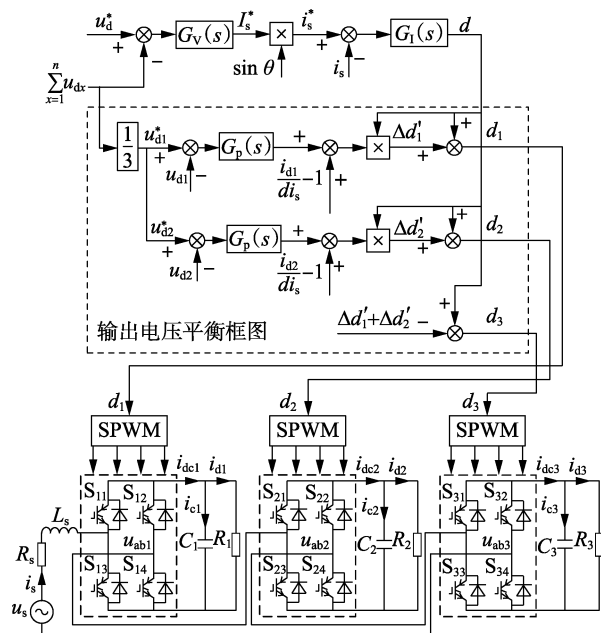


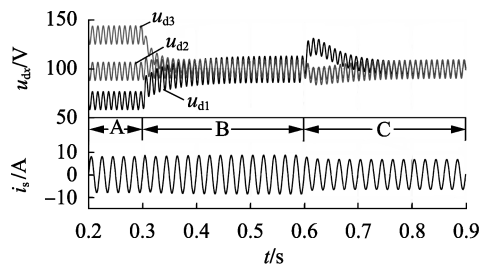
图 6 基于负载电流前馈控制的 CHBR 实验框图

Fig.6 Experimental block diagram of CHBR based on load current feedforward control

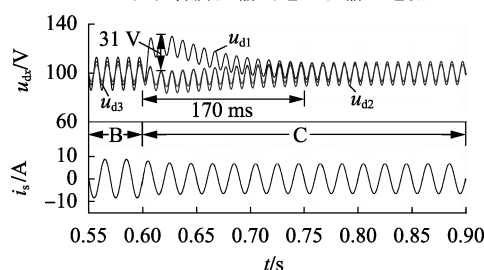
3.1 仿真分析

根据图 6 利用 MATLAB/Simulink 搭建了 3 级 CHBR 的仿真模型,设置 CHBR 第一单元的负载在 0.6 s 时由 24.2Ω 切换至 48.4Ω ,比例脉冲补偿电压平衡和负载电流前馈电压平衡策略下的仿真波形分

别如图 7 和 8 所示。图中,A 为带不平衡负载启动阶段,B 为电压平衡 PI 控制器作用阶段,C 为单元 1 切载阶段。



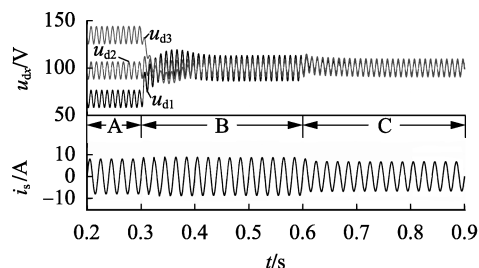
(a) 各阶段输出电压和输入电流



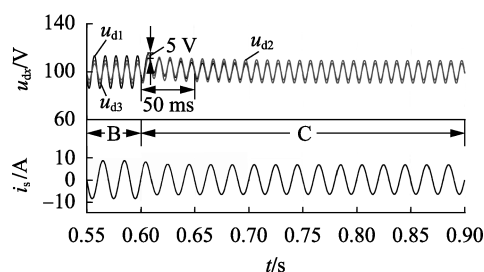
(b) 单元 1 切载过程输出电压和输入电流

图 7 比例脉冲补偿电压平衡控制下的仿真波形

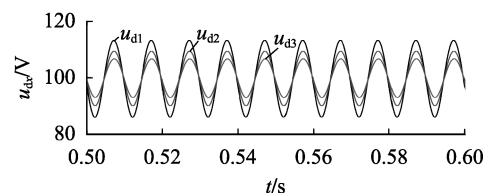
Fig.7 Simulative waveforms under voltage balance control of proportional pulse compensation



(a) 各阶段输出电压和输入电流



(b) 单元 1 切载过程输出电压和输入电流



(c) 阶段 B 各单元输出电压

图 8 负载电流前馈电压平衡控制下的仿真波形

Fig.8 Simulative waveforms under voltage balance control of load current feedforward

对比图 7 和图 8 可知,本文所提方案可在单元 1 负载切载时快速恢复电压平衡,且各单元之间输出

电压最大电压差较比例脉冲补偿法减小了 26 V,调整时间缩短了 120 ms。由此可见,本文提出的方案具有很好的动态特性,在负载切换时能快速实现输出电压平衡。对比图 7(b)和图 8(b)可知,二者均可保证 CHBR 各单元在不平衡负载下的输出电压平衡,且控制效果一致,证明了负载电流前馈的引入并不会影响原闭环系统的稳定性。由图 8(c)可知,在阶段 B 稳态下,各单元平均电压均能够维持在指令电压 100 V,且交流电流 i_s 基本保持正弦。

3.2 实验分析

为了验证上述仿真结果的正确性,搭建了 3 级 CHBR 实验样机,如附录中图 A2 所示。两者的实验波形分别如图 9 和 10 所示。

由图 9(a)中阶段 A 到 B 的过渡过程可知,比例脉冲补偿法可以很好地在不平衡负载下 CHBR 的各单元输出电压平衡;但是,在单元 1 负载由半载切换至满载时,由图 9(b)可知,各单元电压不能快速维持平衡,且在调整至平衡的过程中,各单元之间的最大电压差为 32 V,调整时间为 180 ms,与仿真结果基本保持一致。对比图 9 和图 10 可知,采用所提的负载电流前馈电压平衡控制策略可以迅速地实现在负载切换时的各单元电压平衡,且与仿真结果能够基本保持一致。图 10(b)中,在阶段 B 到 C 的负载切换过程中,各单元间的最大电压差仅为 9 V,调整时间为 45 ms,与图 9(b)相比,最大电压差降低了 23 V,调整时间缩短了 75%,实现了在负载切换时的快速平衡,具有很好的动态特性。由图 10(c)可知,由于各单元负载不平衡,负载越大,2 次纹波越大,实验波形与图 8(c)的仿真波形基本一致,这证明了采用图 6 所示的控制策略可以很好地实现对 CHBR 输出总电压和各单元输出电压平衡的控制,同时由于电流内环采用了准 PR 控制,输入电流畸

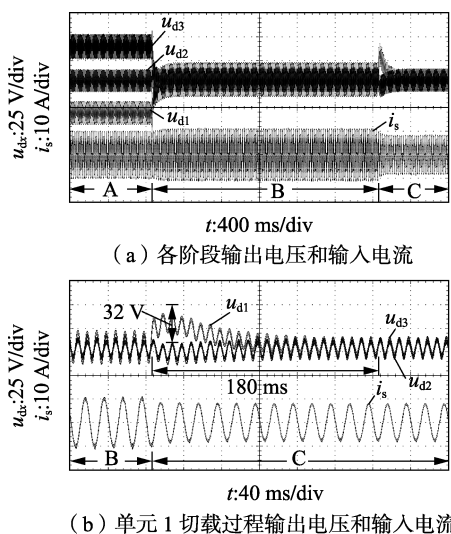


图9 比例脉冲补偿电压平衡控制实验波形

Fig.9 Experimental waveforms under voltage balance control of proportional pulse compensation

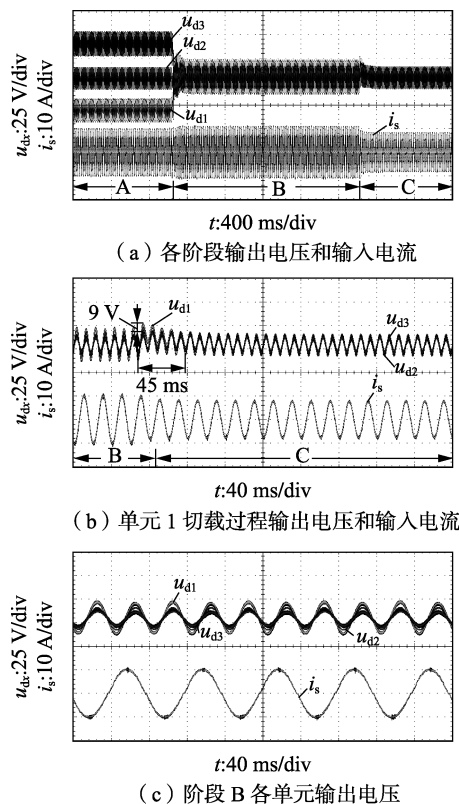


图10 负载电流前馈电压平衡控制实验波形

Fig.10 Experimental waveforms under voltage balance control of load current feedforward

变程度较小。

4 结论

本文针对 CHBR 输出电压不平衡问题,以比例脉冲补偿法为基础,对电压平衡策略进行了建模和分析,分析了负载电流扰动对于平衡环节的影响,给出了扰动下系统跌落值 M_p 和调整时间 t_s 与系统动态指标 ω_n , ζ 之间的关系;针对传统的比例脉冲补偿法在负载切换时动态特性差的问题,提出了基于负载电流前馈的电压平衡策略,在不影响原闭环系统的稳定性的基础上,大幅提高了电压平衡控制在负载切换时的动态特性,并给出了电压平衡 PI 控制器参数的设计公式。最后,通过 3 级 CHBR 仿真模型和实验样机证明了所提负载电流前馈电压平衡策略的有效性和可行性。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 王琛琛,李永东. 多电平变换器拓扑关系及新型拓扑[J]. 电工技术学报,2011,26(1):92-99.
WANG Chenchen, LI Yongdong. Multilevel converter topologies and two novel topologies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(1): 92-99.
- [2] 刘教民,孙玉巍,李永刚,等. 级联式电力电子变压器混合脉宽调制谐波分析及均衡控制[J]. 电力系统自动化,2017,41(7):

- 101-107.
- LIU Jiaoming, SUN Yuwei, LI Yonggang, et al. Harmonic analysis and balancing control of cascade power electronic transformer based on hybrid pulse width modulation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(7): 101-107.
- [3] 刘闯, 齐瑞鹏, 刘海军, 等. 一种减小三相级联型 PET 各中间直流侧电容的方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(11): 46-53.
- LIU Chuang, QI Ruipeng, LIU Haijun, et al. Method of decreasing intermediate DC-link capacitors for three-phase cascaded power electronics transformers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 46-53.
- [4] 于雁南, 杨荣峰, 武健, 等. 基于反馈线性化控制的级联 H 桥 SVG 的控制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(3): 139-145.
- YU Yannan, YANG Rongfeng, WU Jian, et al. Cascaded H-bridge SVG control based on feedback linearization control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3): 139-145.
- [5] 成佳富, 何志兴, 周钦贤, 等. LC 耦合式级联 STATCOM 及其控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(10): 127-132, 139.
- CHENG Jiafu, HE Zhixing, ZHOU Qinxian, et al. LC coupled cascaded STATCOM and its control strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(10): 127-132, 139.
- [6] 章勇高, 熊健. 级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(7): 148-154.
- ZHANG Yonggao, XIONG Jian. Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 148-154.
- [7] 孙毅超, 赵剑锋, 季振东. 并网型级联 H 桥变换器直流电压平衡和功率均衡控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(1): 55-60.
- SUN Yichao, ZHAO Jianfeng, JI Zhendong. Control strategy of DC voltage balance and power equilibrium for grid-connected cascaded H-bridge converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 55-60.
- [8] 吴丽然, 吴命利. 级联 H 桥型变流器直流电压均衡控制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10): 100-106.
- WU Liran, WU Mingli. DC voltage balancing control for cascaded H-bridge converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 100-106.
- [9] IMAN-EINI H, SCHANEN J L, FARHANGI S, et al. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded H-Bridge rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2428-2442.
- [10] 武琳, 刘志刚, 洪祥. 一种 H 桥级联型 PWM 整流器的电容电压优化平衡控制[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(11): 55-60.
- WU Lin, LIU Zhigang, HONG Xiang. An optimized capacitor voltage balance control for cascaded H-bridge PWM rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(11): 55-60.
- [11] 顾春阳, 郑泽东, 李永东. 用于机车牵引的新型级联 H 桥整流器电压平衡方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 168-172.
- GU Chunyang, ZHENG Zedong, LI Yongdong. A novel voltage balancing method of cascaded H-Bridge rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 168-172.
- [12] 王顺亮, 宋文胜, 冯晓云. 基于电压补偿分量注入的单相级联 H 桥整流器载波调制与电容电压平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(12): 3117-3123.
- WANG Shunliang, SONG Wensheng, FENG Xiaoyun. Carrier-based modulation and capacitor voltage balance control method with voltage offset injection of single phase cascaded H-bridge rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(12): 3117-3123.
- [13] 王聪, 张国澎, 王俊, 等. 一种适用于级联 H 桥整流直流侧电容电压快速平衡的新型调制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 120-127.
- WANG Cong, ZHANG Guopeng, WANG Jun, et al. A novel modulation method for fast balancing DC-link capacitor voltages of cascaded H-bridge rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 120-127.
- [14] 王顺亮, 宋文胜, 冯晓云. 一种单相级联 H 桥整流器 SVPWM 及其电容电压平衡控制方法[J]. 铁道学报, 2016, 38(7): 26-33.
- WANG Shunliang, SONG Wensheng, FENG Xiaoyun. A SVPWM method with capacitor voltage balancing control for single phase cascaded H-bridge rectifiers[J]. Journal of China Railway Society, 2016, 38(7): 26-33.
- [15] DELL'AQUILA A, LISERRE M, MONOPOLI V G, et al. Overview of PI-based solutions for the control of DC buses of a single-phase H-bridge multilevel active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(3): 857-866.
- [16] 陶兴华, 李永东, 宋义超, 等. H 桥级联型整流器直流电压平衡控制改进算法[J]. 高电压技术, 2012, 38(2): 505-512.
- TAO Xinghua, LI Yongdong, SONG Yichao, et al. Improved DC-link voltage balancing method for cascaded H-bridge rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(2): 505-512.
- [17] 陶兴华, 李永东, 孙敏. 一种 H 桥级联型 PWM 整流器的直流母线电压平衡控制新方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 85-90.
- TAO Xinghua, LI Yongdong, SUN Min. A novel DC-link voltages balancing control method for cascaded H-bridge rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 85-90.
- [18] LI Xiang, WANG Jian, YOU Xiaojie, et al. An improved proportional pulse compensation strategy for DC voltage balance of cascaded H-bridge rectifier[C] // Energy Conversion Congress and Exposition. Milwaukee, WI, USA; IEEE, 2016: 1-6.
- [19] 孟建辉, 石新春, 付超, 等. 基于 PR 控制的光伏并网电流优化控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(2): 42-47.
- MENG Jianhui, SHI Xinchun, FU Chao, et al. Optimal control of photovoltaic grid-connected current based on PR control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(2): 42-47.

作者简介:



袁义生

袁义生 (1974—), 男, 江西上高人, 教授, 博士, 主要研究方向为电力电子系统及其控制 (E-mail: cloudstone_yuan@aliyun.com);

毛凯翔 (1993—), 男, 山西平遥人, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子系统及其控制 (E-mail: maokaixiang@163.com)。

(下转第 53 页 continued on page 53)

作者简介:

冯兴田(1978—),男,山东东营人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子技术应用、电能质量分析控制与治理技术(E-mail:topfxt@163.com);

万满满(1991—),女,山东巨野人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变流器的应用(E-mail:1585980240@qq.com);



冯兴田

马文忠(1968—),男,山东东营人,教授,博士,主要研究方向为电力电子技术与智能电网技术(E-mail:181652512@qq.com)。

Variable mode control strategy of three-phase staggered-parallel LLC resonant converter based on load matching

FENG Xingtian¹, WAN Manman², MA Wenzhong¹, SHAO Kang¹, TAO Yuanyuan¹

(1. College of Information and Control Engineering, China University of Petroleum(East China), Qingdao 266580, China;

2. China Institute of Atomic Energy, Beijing 102413, China)

Abstract: A variable mode control strategy is proposed for a three-phase staggered-parallel LLC resonant converter, in which the load matching for load conditions is considered. In the case of rated load conditions, the PFM(Pulse Frequency Modulation) control method is used to maximize its performance efficiency. On the light load condition, the symmetrical PWM(Pulse Width Modulation) control strategy is designed, and the switching frequency that considers the characteristics of the load-independent point in the voltage gain curve is designed, which not only realizes soft switching, but also restricts the increase of switching frequency. The working principle and gain characteristics of symmetrical PWM control are studied, and the linear and nonlinear control zone of the converter are analyzed in detail. On the extremely light load and no load conditions, the Burst control method is employed to enable an effective control of the output voltage. Besides, the selection of switching points between different control strategies is analyzed and designed in detail, and the variable mode control strategy is realized accurately and reliably. The converter experimental prototype is developed based on SiC devices to verify the effectiveness and rationality of the performance analysis and variable mode control strategy of the converter.

Key words: LLC resonant converter; soft switching; symmetrical PWM; variable mode control; SiC

(上接第 38 页 continued from page 38)

DC voltage balance strategy for cascaded H-bridge rectifier based on load current feedforward

YUAN Yisheng, MAO Kaixiang

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: As for the output voltage balance problem of cascaded H-bridge rectifier, the proportional pulse compensation method is employed for modeling and analyzing. Then, the influence of load current disturbance on the balance link is analyzed, and the relationship curves among voltage drop value, adjustment time and dynamic indexes under disturbances are given. As for the bad dynamic characteristics of proportional pulse compensation method in large-scale load switching, a load current feedforward voltage balance control strategy based on proportional pulse compensation is proposed, which introduces the load current into the balance control link. It can greatly improve the dynamic characteristics of the balance controller without affecting the stability of the original closed-loop system, and the designing formula of parameters for the voltage balance PI controller is given. Finally, the simulation model and experimental prototype based on cascaded H-bridge rectifier are compared and tested, and the results show that the maximum voltage difference between the units is reduced by 23 V and the adjustment time is reduced by 75% under load shedding.

Key words: cascaded H-bridge rectifier; DC voltage balance; current feedforward; dynamic characteristics; compensation

附录

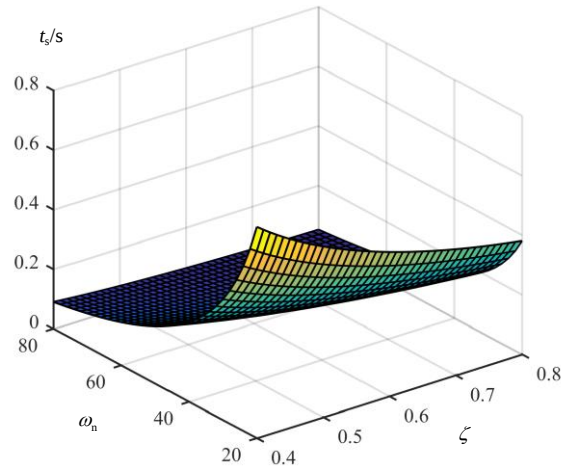
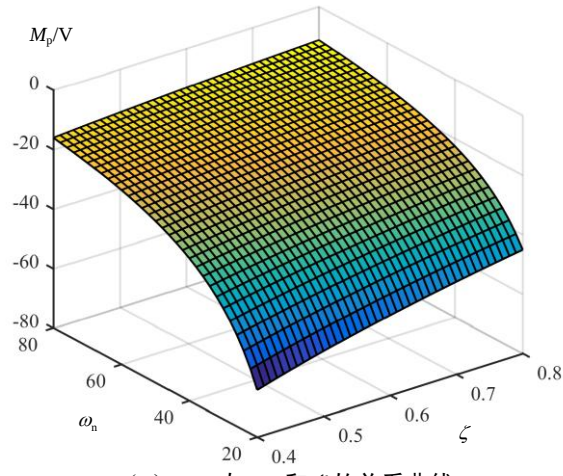


图 A1 M_p 、 t_s 与 ω_n 、 ζ 的关系曲线

Fig.A1 Relation curves of M_p , t_s and ω_n , ζ

表 A1 仿真及实验参数

Table A1 Parameters of simulation and experiment

参数	数值			
CHBR 级联数 n	3			
交流电压 u_g/V	150			
输入电感 L_g/mH	1			
输入等效电阻 R_g/Ω	0.1			
开关频率 f_g/kHz	20			
各单元输出直流电压 u_{dx}/V	100			
各单元直流电容 $C_x/\mu\text{ F}$	470			
各单元负载 R_x/Ω	启动	24.2	48.4	34.5
	切载	48.4	48.4	34.5

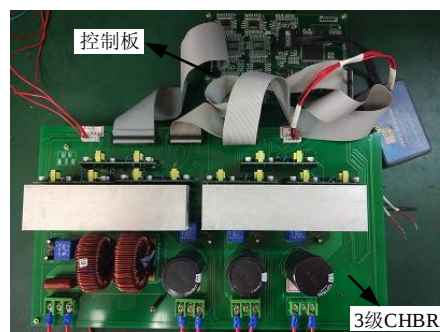


图 A2 CHBR 实验样机

Fig.A2 Experimental prototype of CHBR