

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190367

基于纹波电压前馈的级联 H 桥整流器输出电压平衡策略

袁义生, 陈旭, 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: 对传统的比例式脉冲补偿电压平衡控制策略进行了建模分析。通过分析发现大范围投切载时输出电流扰动对平衡控制的影响不可忽略。在此基础上给出了投切载时系统调整时间、输出电压跌落值与系统特征参数之间的关系曲面。针对投切载时比例式脉冲补偿电压平衡控制下 CHBR 动态性能差的问题, 结合输出电流与输出电压纹波峰值之间的关系, 通过将输出电压纹波峰值引入电压平衡环节, 提出了纹波电压前馈电压平衡控制策略, 并给出了纹波电压峰值的检测方法。最后, 利用三级 CHBR 的仿真模型和实验平台对所提策略与比例式脉冲补偿电压平衡控制策略进行了比较测试。测试结果表明所提策略在切载后各级输出电压间的最大不平衡电压减小了 12 V, 调整时间缩短了 43 ms, 证明了所提策略的正确性和有效性。

关键词: 级联 H 桥整流器; 输出电压平衡; 输出电流; 纹波电压; 动态性能

Output voltage balance strategy based on ripple voltage feedforward for cascaded H-bridge rectifier

YUAN Yisheng, CHEN Xu, MAO Kaixiang

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

Abstract: The traditional proportional pulse compensation voltage balance control strategy is modeled and analyzed. It is found that the influence of output current disturbance on the balance control can not be neglected when a wide range of load is switched on or off. On this basis, the relational surfaces between the system adjustment time, the output voltage drop value and the system characteristic parameters are given. Aiming at the problem of poor CHBR dynamic performance under proportional pulse compensation voltage balance control during load switching, combining the relationship between output current and output voltage ripple peak, a ripple voltage feedforward voltage balance control strategy is proposed by introducing the output voltage ripple peak into voltage balance link, and the detection method of ripple voltage peak is given. Finally, the simulation model and experimental platform of three-stage CHBR are used to compare the proposed strategy with the proportional pulse compensation voltage balance control strategy. The test results show that the maximum unbalance voltage between the output voltages of the proposed strategy is reduced by 12 V and the adjustment time is shortened by 43 ms. The correctness and effectiveness of the proposed strategy are proved.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51467005) and Natural Science Foundation of Jiangxi Province (No. 20181BAB206033).

Key words: cascaded H-bridge rectifier; output voltage balance; output current; ripple voltage; dynamic performance

0 引言

级联 H 桥整流器(Cascaded H-Bridge Rectifier, CHBR)作为多电平变换器的典型代表, 该拓扑高度模块化、可扩展、容易实现冗余设计和模块化设计^[1-2], 且具有耐压等级高、效率高、功率因数高的

特点^[3], 被广泛应用于电力电子变压器^[4-5]、无功补偿^[6-7]、有源滤波^[8]等领域。各级输出电压平衡控制是 CHBR 主要的研究问题^[9-10], 输出电压不平衡可能使得系统失去控制, 增加开关管承受的电压, 严重时会导致系统过压、过流, 甚至是击穿电容^[11]。

近年来, 国内外学者针对 CHBR 输出电压平衡的问题, 提出了多种可行的控制方法, 这些方法主要分为载波调制法、电压排序法和脉冲补偿法三类^[12]。文献^[13]提出了一种空间矢量脉宽调制方法,

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51467005); 江西省自然科学基金项目资助(20181BAB206033)

该方法适用于任意级联数的 CHBR，通过对各矢量作用顺序的优化，使得输入电流的 THD 较小。文献[14]采用了一种改进的同相层叠正弦脉宽调制方法，该方法在负载不平衡和再生负载时均可以实现输出电压的平衡，但是其控制性能会随着所引入的评价指标的改变而改变。文献[15]通过设定电容电压上下限，对超过上下限的 H 桥模块启动平衡控制，降低了开关器件的动作次数，但是各 H 桥单元的输出电压存在一定范围内的偏差。文献[16]基于电压反馈，提出了一种改进的输出电压平衡策略，该策略控制简单且效果良好，但是在空载时系统无法稳定。在此基础上，文献[17]通过控制各级交流侧电压基波相位相同，使得系统在空载条件下能够运行，但是未考虑交流侧电流大小的改变所导致的相位差对电压平衡产生的影响。文献[18]将各级直流侧电流平均值纳入调节范围，通过调节比例补偿系数使得 CHBR 在各种负载工况下都可以很好地实现输出电压的平衡。

综合上述文献中提出的 CHBR 输出电压平衡控制方法可以看出，目前的研究主要针对的是控制方法的改进，对于 CHBR 各级负载突变时，其系统的动态性能的研究较少。实际上，当负载突然变化时，各级输出电压在调整至平衡的过程中存在较大的不平衡电压和较长的调整时间，进而引起各级电路开关管承受的电压和流过的电流不一致。

本文对比例式脉冲补偿电压平衡控制策略进行了建模，给出了大范围投切载时系统对于输出电流的闭环传递函数，通过分析可以发现投切载时输出电流对系统动态性能的影响不可忽略。因此为了提高系统在投切载时的动态性能，可以在电压平衡 PI 控制器的基础上将输出电流前馈，但该方法需要电流传感器对输出电流进行采样，会增加电路的成本、降低功率密度。由于各级输出电流可以通过各级输出电压的纹波峰值转化而来，因此本文提出了基于纹波电压前馈的电压平衡控制策略，并给出了纹波电压峰值的检测方法。最后利用所搭建的三级 CHBR 的仿真模型和实验平台对所提策略进行了验证，仿真和实验证明了所提策略在保证原闭环系统稳定性的基础上能很好地提高负载切换时控制系统的动态性能。

1 CHBR 拓扑结构

CHBR 由 n 级功率单元级联而成，其拓扑结构如图 1 所示。图中： u_{in} 和 i_{in} 为输入电压和电流； L_{in} 和 R_{in} 为输入电感和输入等效电阻； u_{acx} 为各级交流侧电压； u_{ox} 为各级输出电压； C_x 为各级直流电容；

R_x 为各级负载； i_{dcx} 为各级直流电流； i_{cx} 为各级电容电流； i_{ox} 为各级输出电流 ($x=1,2,3,\dots,n$)。

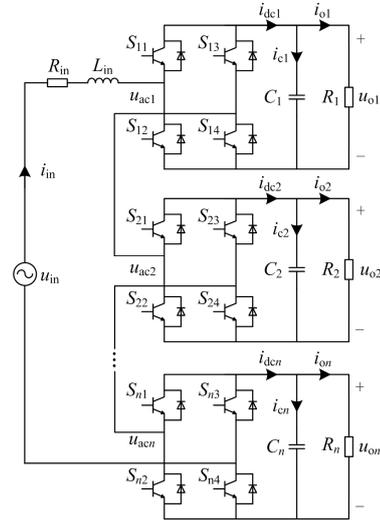


图 1 CHBR 拓扑结构

Fig. 1 Topology structure of CHBR

2 CHBR 控制策略

2.1 CHBR 控制框图

由于 CHBR 的控制指标是维持总输出电压的恒定，实现输入侧单位功率因数和较快的动态响应，同时保证各级输出电压平衡^[19]。因此其控制策略分为整体双闭环控制和输出电压平衡控制两部分，控制框图如图 2 所示。

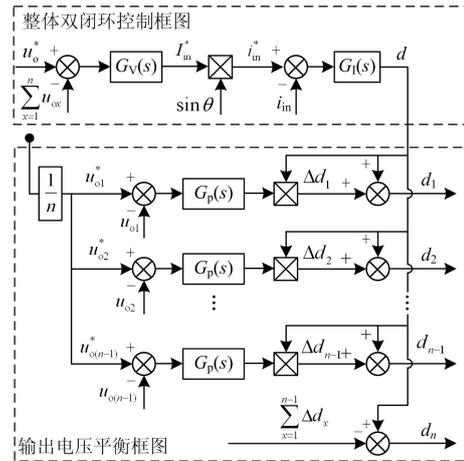


图 2 CHBR 控制框图

Fig. 2 Block diagram of CHBR control

对于整体双闭环控制，电压控制器采用传统的 PI 控制^[20]，电流控制器采用准 PR 控制^[21-22]。准 PR 控制相较于传统的 PR 控制，由于增加了谐振系数，因此控制器在谐振频率处的带宽和增益都可以很好地调节，能够实现对交流量的无静差跟踪以及减小

响, 输出电流对平衡环节的影响则不可忽略。由图 3 可得系统对于扰动信号 i_{o1} 的闭环传递函数为

$$u_{o1}(s) = -\frac{ks}{kC_1s^2 + k_p s + k_i} i_{o1}(s) \quad (17)$$

由于输出电流在大范围投切载时可近似视为阶跃扰动, 将 i_{o1} 视为单位阶跃信号代入式(17), 结合式(13)可得

$$u_{o1}(s) = -\frac{s}{C_1s^2 + 2C_1\zeta\omega_n s + C_1\omega_n^2} \cdot \frac{1}{s} \quad (18)$$

对式(18)进行拉普拉斯反变换可得

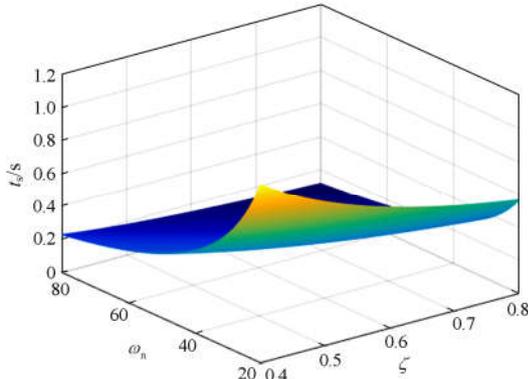
$$u_{o1}(t) = -\frac{1}{\omega_n C_1 \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) \quad (19)$$

由式(19)可得系统的峰值时间 t_p , 调整时间 t_s 和电压跌落值 M_p 分别为

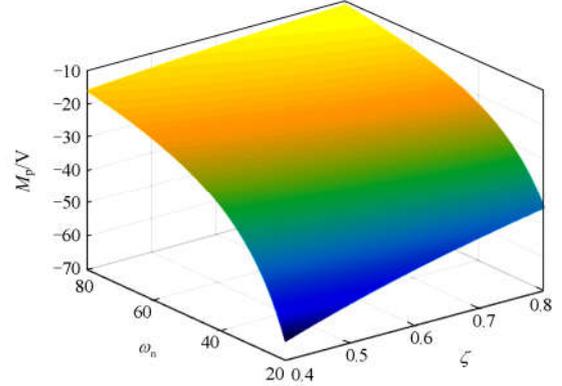
$$\begin{cases} t_p = \frac{\arctan(\sqrt{1-\zeta^2}/\zeta)}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \\ t_s = \frac{1}{\zeta\omega_n} \ln \frac{1}{0.02C_1\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \\ M_p = -\frac{1}{\omega_n C_1} e^{-\zeta\omega_n t_p} \end{cases} \quad (20)$$

根据式(20)可以分别得到调整时间 t_s 和电压跌落值 M_p 与系统自然角频率 ω_n 、阻尼系数 ζ 的关系曲面, 如图 4 所示。

结合图 4 和式(20)可以看出当大范围投切载时, 由于输出电流 i_{o1} 对平衡环节的影响, 系统的调整时间 t_s 较长, 且 u_{o1} 的波动较大。保持 ω_n 不变, 增大 ζ 可以减小调整时间 t_s 和电压跌落值 M_p ; 保持 ζ 不变, 增大 ω_n 也可以减小调整时间 t_s 和电压跌落值 M_p 。在工程中, 通常希望控制系统具有适度的阻尼、较快的响应速度和较短的调节时间, 因此对于二阶控制系统的设计, ζ 的取值不能过大, 一般取 0.4~0.8, 通常情况下取为 0.707。对于 CHBR 而言,



(a) t_s 与 ω_n 、 ζ 的关系曲面



(b) M_p 与 ω_n 、 ζ 的关系曲面

图 4 t_s 、 M_p 与 ω_n 、 ζ 的关系曲面

Fig. 4 Relational surfaces of t_s , M_p and ω_n 、 ζ

为了抑制输出电压上的二倍频 100 Hz 纹波对电压环的输出(即输入电流指令)失真度的影响, 所以 CHBR 的带宽频率通常设计在 20 Hz 以下^[23], 这就限制了自然角频率 ω_n 的取值范围。下面推导 ω_n 的设计公式。

由式(14)可得系统闭环幅频特性为

$$M(\omega) = \frac{\sqrt{[\omega_n^2(\omega_n^2 - \omega^2) + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^2]^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^6}}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^2} \quad (21)$$

根据带宽定义可得

$$\frac{\sqrt{[\omega_n^2(\omega_n^2 - \omega_b^2) + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2]^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^6}}{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2} = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (22)$$

式中, ω_b 为系统带宽角频率。式(22)进一步求解可得

$$\omega_n = \omega_b \sqrt{\sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} - 1 - 2\zeta^2} \quad (23)$$

式(23)为自然角频率 ω_n 的计算公式, 当给定了系统的带宽频率后, 便可以计算得出系统的带宽角频率 ω_b , 将 ζ 和 ω_b 代入式(23)即可求得 ω_n 。

2.3 纹波电压前馈电压平衡控制策略建模

根据上述分析, 为了提高电压平衡控制器在负载切换时的动态特性, 可以在 PI 控制器的基础上加入输出电流前馈, 但该控制方法需要增加电流传感器来对输出电流进行采样, 会增加电路的成本。利用输出电流与纹波电压峰值之间的关系, 可以将输出电流前馈转化为纹波电压前馈。

由式(10)可得, 比例补偿系数 m_x 可表示为

$$m_x = \frac{i_{d_{cx}} - di_{in}}{di_{in}} \quad (24)$$

由于 $i_{d_{cx}}$ 为实时变化的量, 不容易采集, 且各级电容大小相同, 故采用各级负载电流 i_{ox} 和负载电流的平均值来 \bar{i}_o 代替 $i_{d_{cx}}$ 和 di_{in} , 则 m_x 可近似表示为

$$m_x \approx \frac{i_{ox} - \bar{i}_o}{\bar{i}_o} \quad (25)$$

由于各级交流侧电压与直流侧电压相互转换, 各级交流侧的瞬时功率具有二倍频分量, 使得各级输出电压具有二倍频纹波, 忽略 CHBR 损耗, 纹波电压峰值可表示为

$$\tilde{U}_{oxm} = \frac{p_{ox}}{2\omega_0 C_x U_{ox}} \quad (26)$$

式中: p_{ox} 为各级负载输出功率; ω_0 为 50 Hz 交流电压对应的谐振频率; U_{ox} 为各级输出电压平均值。

由式(26)可得

$$i_{ox} = 2\omega_0 C_x \tilde{U}_{oxm} \quad (27)$$

通过式(27)可以将各级输出电流 i_{ox} 通过各级输出电压的纹波峰值转化而来, 将式(27)代入式(25)可得

$$m_x \approx \frac{2\omega_0 C \tilde{U}_{oxm} - (\sum_{x=1}^n 2\omega_0 C_x \tilde{U}_{oxm})/n}{(\sum_{x=1}^n 2\omega_0 C_x \tilde{U}_{oxm})/n} \quad (28)$$

即电压平衡 PI 控制器的输出 m_x 可通过式(28)计算得出, 这为纹波电压前馈策略提供了理论依据, 基于纹波电压前馈的电压平衡策略如图 5 所示。当 CHBR 任意一级突然大范围投切载时, 由于采用了纹波电压前馈控制, 其占空比比例补偿系数 m_x 能够立刻随负载的变化而变化, 因此可以减小输出电压的波动, 使得各级输出电压能够快速恢复平衡。

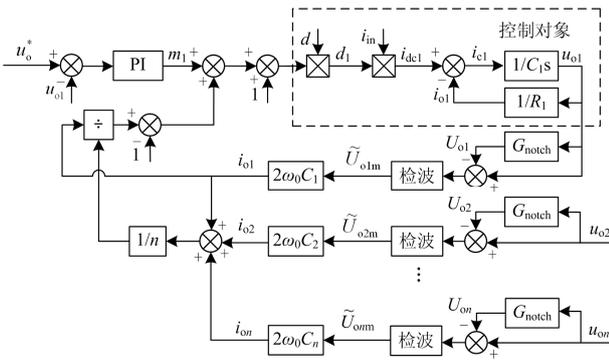


图 5 纹波电压前馈电压平衡控制框图

Fig. 5 Block diagram of ripple voltage feedforward voltage balance control

由于图 5 所示的电压平衡策略是将一个直流量前馈, 所以不会增加 CHBR 输入电流的谐波含量。此外, 该电压平衡策略是基于式(26)推导得到的, 实际中所使用的直流电容 C_x 的实际值与标注值之间会存在偏差, 会影响前馈的动态效果, 但受 PI 调节器的控制, 最终的稳态精度没有影响。而当输

入电压存在畸变时, 式(26)与实际值存在偏差, 但各级间前馈的比例不变, 因此控制效果不变。当 CHBR 在电力电子变压器中使用, 输出侧一般接隔离型 DC-DC 变换器, 其表现出来的动态特性比纯电阻负载投切时响应更慢, 所以也能适应该电压平衡策略。

3 纹波电压峰值的检测

要采用纹波电压前馈的电压平衡控制策略, 首先要获得各级输出的纹波电压, 进而对纹波电压峰值进行检测。

由于各级输出电压都包含平均值和纹波分量, 获得纹波电压的关键在于将平均值和纹波分量分离, 这里采用式(29)所示的二阶陷波器 $G_{notch}(s)$ 来间接提取纹波电压。

$$G_{notch}(s) = \frac{s^2 + (2\omega_0)^2}{s^2 + \frac{(2\omega_0)}{Q}s + (2\omega_0)^2} \quad (29)$$

式中: $2\omega_0$ 为陷波器谐振频率; Q 为陷波器的品质因数。各级输出电压 u_{ox} 经过二阶陷波器 $G_{notch}(s)$ 后的输出即为输出电压的平均值 U_{ox} , 将 u_{ox} 减去 U_{ox} 求取绝对值便可得到纹波电压分量 \tilde{u}_{ox} 。

在得到纹波电压分量后需要对纹波电压的峰值进行检测。主要的检测方法分为包络检波法和同步检波法, 这里采用包络检波法来对纹波电压进行检测, 包络检波法的原理图如图 6 所示。

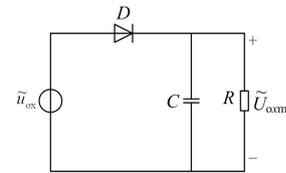


图 6 包络检波法原理图

Fig. 6 Schematic diagram of envelope detection

包络检波法的原理在于二极管的单向导电特性以及包络检波法的滤波电阻 R 、滤波电容 C 的充放电过程。对于图 6 所示的包络检波法可表示为

$$\begin{cases} \tilde{u}_{ox}(t) \geq \tilde{U}_{oxm}(t), \tilde{U}_{oxm}(t) = \tilde{u}_{ox}(t) \\ \tilde{u}_{ox}(t) < \tilde{U}_{oxm}(t), \tilde{U}_{oxm}(t) = RC \frac{d\tilde{U}_{oxm}(t)}{dt} \end{cases} \quad (30)$$

式中: $\tilde{u}_{ox}(t)$ 、 $\tilde{U}_{oxm}(t)$ 分别为包络检波法的输入和输出量, 即第 x 级电路输出电压的纹波分量和纹波峰值。

由于采用硬件对纹波电压峰值进行检测需要增加新的检测电路, 故通过 DSP 软件编程来实现, 将

式(30)写成离散的差分形式为

$$\begin{cases} \tilde{u}_{\alpha} [n] \geq \tilde{U}_{\alpha m} [n], \tilde{U}_{\alpha m} [n] = \tilde{u}_{\alpha} [n] \\ \tilde{u}_{\alpha} [n] < \tilde{U}_{\alpha m} [n], \tilde{U}_{\alpha m} [n] = \frac{RC/\Delta t}{RC/(\Delta t + 1)} \tilde{U}_{\alpha m} [n-1] \end{cases} \quad (31)$$

式中: $\tilde{u}_{\alpha} [n]$ 、 $\tilde{U}_{\alpha m} [n]$ 分别为 $\tilde{u}_{\alpha} (t)$ 、 $\tilde{U}_{\alpha m} (t)$ 的离散化结果; Δt 为时间系数, 由待检测信号的频率确定。

由式(31)所示的差分方程可转化为式(32)所示的 DSP 程序, 利用该程序即可以在数字控制器中编程实现包络检波法的基本原理, 进而可以在不增加检测电路的前提下实现各级输出电压纹波的检测。

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{\alpha} [n] &= \text{fabs}(u_{\alpha} - U_{\alpha}); \\ \text{if}(\tilde{u}_{\alpha} [n] &\geq \tilde{U}_{\alpha m} [n]) \\ \tilde{U}_{\alpha m} [n] &= \tilde{u}_{\alpha} [n]; \\ \text{else} \end{aligned} \quad (32)$$

$$\tilde{U}_{\alpha m} [n] = \tilde{U}_{\alpha m} [n] * \text{rct}/(\text{rct} + 1).$$

式中, rct 为包络检波法中滤波电阻和电容所对应的时间常数。

4 仿真及实验验证

为了验证所提出的纹波电压前馈电压平衡控制策略的正确性, 搭建了三级 CHBR 仿真模型及实验平台, 仿真及实验参数如表 1 所示。

表 1 仿真及实验参数

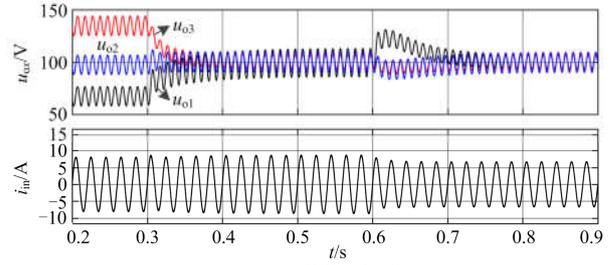
Table 1 Parameters of the simulation and experiment

参数	数值
CHBR 级联数 n	3
输入电压有效值 U_{in}/V	150
输入等效电阻 R_{in}/Ω	0.1
输入电感 L_{in}/mH	1
各级直流电容 $C_x/\mu F$	470
各级输出电压 u_{α}/V	100
开关频率 f_s/kHz	20
各级启动负载 R_x/Ω	24.2、34.5、48.4
切载后各级负载 R_x/Ω	48.4、34.5、48.4

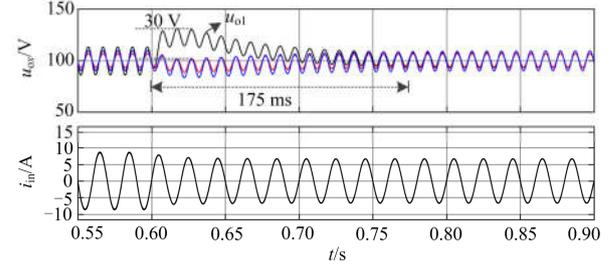
根据表 1 所示的 CHBR 电路参数, 取系统自然角频率 ω_n 为 40, 阻尼系数 ζ 为 0.707, 根据式(13)设计电压平衡 PI 控制器比例系数 k_p 为 0.011, 积分系数 k_i 为 0.321。

4.1 仿真结果及分析

利用 Matlab 的 Simulink 工具箱搭建了三级 CHBR 仿真模型, 对比例式脉冲补偿电压平衡控制和纹波电压前馈电压平衡控制分别进行仿真, 在仿真的过程中, 设置在 0.3 s 时电压平衡控制开始作用, 在 0.6 s 时将第一级电路的负载电阻由 24.2 Ω 增加至 48.4 Ω 。仿真波形如图 7 和图 8 所示。



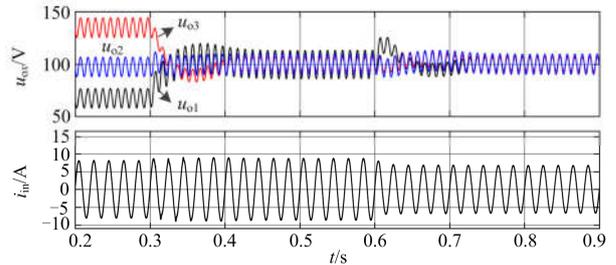
(a) 总仿真波形



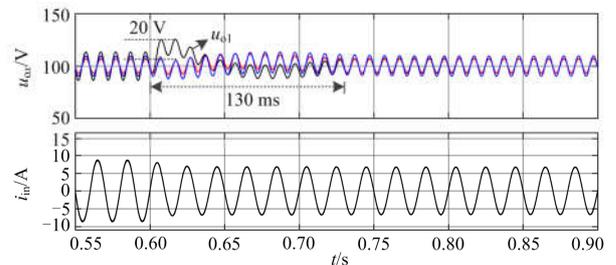
(b) 切载过程仿真波形

图 7 比例式脉冲补偿电压平衡控制仿真波形

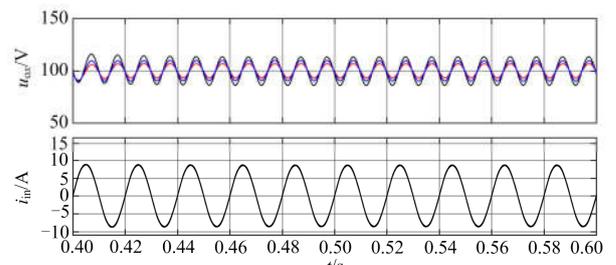
Fig. 7 Simulation waveforms of proportional pulse compensation voltage balance control



(a) 总仿真波形



(b) 切载过程仿真波形



(c) 电压平衡仿真波形

图 8 纹波电压前馈电压平衡控制仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of ripple voltage feedforward voltage balance control

图 7(a)和图 8(a)为两种控制方法下系统的总仿真波形,从图中可以看出在 0.3 s 电压平衡控制开始作用时 u_{o1} 、 u_{o2} 及 u_{o3} 逐渐趋于平衡,在 0.6 s 切载后,各级输出电压也能实现平衡。图 7(b)和图 8(b)为切载过程的仿真波形,切载后在调整至平衡之前,与比例式脉冲补偿电压平衡控制相比,采用纹波电压前馈电压平衡控制时,各级输出电压间的最大不平衡电压减小了 10 V,调整时间缩短了 45 ms,这表明纹波电压前馈电压平衡控制策略能够实现系统在切载后的快速平衡。图 8(c)为纹波电压前馈电压平衡控制策略下系统输出电压平衡后的仿真波形,各级输出电压基本稳定在 100 V,输入电流 i_{in} 具有很好的正弦度。

4.2 实验结果及分析

为了进一步验证理论分析及仿真结果的正确性,搭建了三级 CHBR 实验平台如图 9 所示,数字控制器采用 TMS320F28335,实验电路的参数与仿真参数相同,两种控制方法下的实验波形如图 10 和图 11 所示。在实验过程中,同样在三级输出电压均稳定在 100 V 后对第一级电路进行切载实验,将负载电阻由 24.2 Ω 切换至 48.4 Ω 。

从图 10(a)中可以看出当三级负载不平衡时,比例式脉冲补偿电压平衡控制可以很好地实现输出电压的平衡。对比仿真波形图 7(b)和实验波形图 10(b)可见,切载后系统不能快速稳定,在调整至平衡之



图 9 CHBR 实验平台

Fig. 9 Experimental platform of CHBR

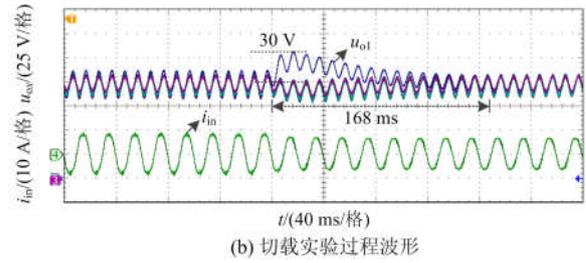
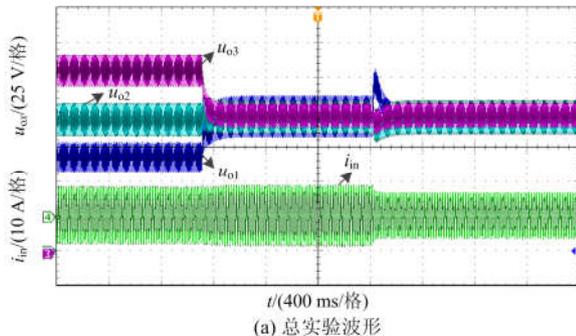


图 10 比例式脉冲补偿电压平衡控制实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of proportional pulse compensation voltage balance control

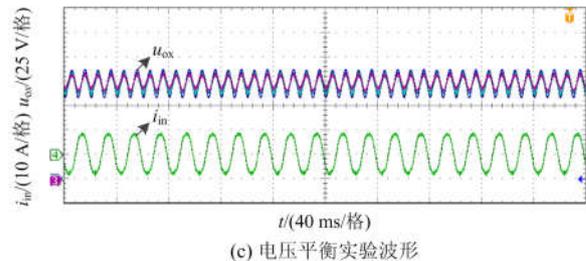
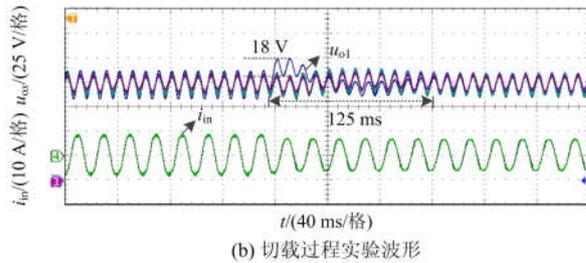
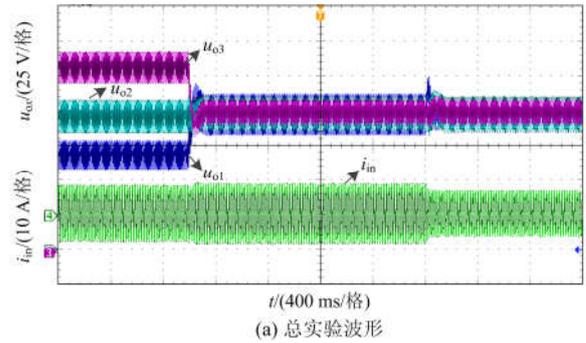


图 11 纹波电压前馈电压平衡控制实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of ripple voltage feedforward voltage balance control

前,各级之间的最大不平衡电压均为 30 V,调整时间分别为 175 ms 和 168 ms,仿真和实验结果基本一致。

从图 11(a)中可以看出与比例式脉冲补偿电压平衡控制一样,纹波电压前馈电压平衡控制同样可以在负载不平衡时实现输出电压的平衡。图 11(c)为电压平衡后的实验波形,各级输出电压均稳定在 100 V,输入电流具有很好的正弦度,这表明纹波电压前馈不会对系统的稳定性造成影响。对比采用纹

波电压前馈电压平衡控制时的仿真波形图 8(b)和实验波形图 11(b)可见,切载后各级之间的最大不平衡电压分别为 20 V 和 18 V,调整时间分别为 130 ms 和 125 ms,仿真和实验结果基本一致。

对比图 10(b)和图 11(b)两种控制方法下切载过程的实验波形可见,采用纹波电压前馈电压平衡控制时,各级之间的最大不平衡电压减小了 12 V,调整时间缩短了 43 ms,与仿真时的 10 V、45 ms 基本相同,证明了纹波电压前馈电压平衡控制在保证原闭环系统稳定性的前提下,能够实现在负载切换时各级输出电压的快速平衡。

5 结论

本文提出了一种输出纹波电压前馈的 CHBR 输出电压平衡控制策略。

1) 所提出的控制策略通过使用输出纹波电压来反映输出电流,其控制原理和特性与输出电流前馈一样,能够抑制输出电流对控制带来的扰动以及提高系统的负载响应特性。

2) 所提出的控制策略无需输出电流传感器,减少了控制所需器件,降低了电路成本。

3) 仿真和实验表明所提策略能改进现有的比例式脉冲补偿电压平衡控制策略,提高负载不平衡下的输出电压动态特性。

4) 所提出的输出纹波电压前馈控制策略也可以广泛用于中间直流母线上含低频纹波的两级式整流或逆变器当中,改善中间直流母线电压的负载响应特性。

参考文献

- [1] QI C, CHEN X Y, TU P F, et al. Cell-by-cell-based finite-control-set model predictive control for a single-phase cascaded H-bridge rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1654-1665.
- [2] 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. Topological relationship and new topology of multilevel converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(1): 92-99.
- [3] MARZOUGH I A, IMANEINI H. Optimal selective harmonic elimination for cascaded H-bridge-based multilevel rectifiers[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(2): 350-356.
- [4] AN F, SONG W S, YANG K X, et al. A simple power estimation with triple phase-shift control for the output parallel DAB DC-DC converters in power electronic traction transformer for railway locomotive application[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(1): 299-310.
- [5] YANG J X, LIU J Q, SHI Y M, et al. Carrier-based digital PWM and multirate technique of a cascaded H-bridge converter for power electronic traction transformers[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(2): 1207-1223.
- [6] 杜少通, 杨擎, 汪山林, 等. 五电平 H 桥级联型 STATCOM 脉冲轮换控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(21): 17-22.
DU Shaotong, YANG Qing, WANG Shanlin, et al. Research on quaternary H-bridge STATCOM pulse rotation control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(21): 17-22.
- [7] 王轩, 魏宏, 朱欧建, 等. 一种抑制 HVDC 换相失败的 STATCOM 补偿方案[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(5): 135-142.
WANG Xuan, WEI Hong, ZHU Oujian, et al. A STATCOM compensation scheme for suppressing HVDC commutation failure[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(5): 135-142.
- [8] 刘文亚, 姚钢, 何雯, 等. 基于级联多电平的有源滤波器直流侧电压平衡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(4): 94-101.
LIU Wenya, YAO Gang, HE Luan, et al. Research of DC voltage balance control based on multi-level cascaded APF[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(4): 94-101.
- [9] BLAHNIK V, KOSAN T, PEROUTKA Z, et al. Control of a single-phase cascaded H-bridge active rectifier under unbalanced load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5519-5527.
- [10] 郑征, 李秋思, 乔美英. 单相两级联 H 桥整流器负载不平衡度范围研究[J]. 高电压技术, 2019, 45(3): 846-854.
ZHENG Zheng, LI Qiusi, QIAO Meiyong. Research on load unbalance degree range of single-phase two-cascade H-bridge rectifier[J]. High Voltage Technology, 2019, 45(3): 846-854.
- [11] 盘宏斌, 朱鸿章, 肖志勇, 等. 级联 H 桥整流器的新型直流电压与无功平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3565-3573.
PAN Hongbin, ZHU Hongzhang, XIAO Zhiyong, et al. New DC voltage and reactive power balance control

- strategy for cascaded H-bridge rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3565-3573.
- [12] 刘秋降, 吴命利, 吴丽然. 级联 H 桥变流器电容电压均衡约束条件[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(15): 113-119.
LIU Qiujiang, WU Mingli, WU Liran. Cascaded H-bridge converter capacitor voltage equalization constraints[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(15): 113-119.
- [13] 王顺亮, 宋文胜, 冯晓云, 等. 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, et al. A single-phase cascaded H-bridge rectifier SVPWM and its capacitor voltage balance control method[J]. Journal of the China Railway Society, 2016, 38(7): 26-33.
- [14] 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. Voltage balance method of new cascaded H-bridge rectifier for locomotive traction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 168-172.
- [15] 武琳, 刘志刚, 洪祥, 等. 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, et al. Capacitor voltage optimization balance control of H-bridge cascaded PWM rectifier[J]. Journal of Electric Machines and Control, 2013, 17(11): 55-60.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] LI X, WANG J, YOU X J, et al. An improved proportional pulse compensation strategy for DC voltage balance of cascaded H-bridge rectifier[C] // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 18-22, 2016, Milwaukee, WI, USA: 1-6.
- [19] VAZQUEZ S, LEON J I, CARRASCO J M, et al. Analysis of the power balance in the cells of a multilevel cascaded H-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2287-2296.
- [20] GUO W M, MU L H, AHMED E H, et al. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62. DOI: 10.1186/s41601-016-0019-8.
- [21] CHEN P, WU F Z. Research and implementation of single-phase AC electronic load based on quasi-PR control[C] // International Conference on Advanced Mechatronic Systems (ICAMEchS), August 30-September 2, 2018, Zhengzhou, China: 157-161.
- [22] 陶彩霞, 陈庆花, 田莉, 等. 准 PR 调节下三相并网逆变器的分岔现象分析[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(12): 100-107.
TAO Caixia, CHEN Qinghua, TIAN Li, et al. Analysis of bifurcation of three-phase grid-connected inverter under Quasi-PR regulation[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(12): 100-107.
- [23] 李龙文. 最新开关电源设计程序与步骤[M]. 北京: 中国电力出版社, 2008.

收稿日期: 2019-04-02; 修回日期: 2019-07-11

作者简介:

袁义生(1974—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子系统及控制技术; E-mail: cloudstone_yuan@aliyun.com

陈旭(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子及电力传动; E-mail: chenxudq@163.com

毛凯翔(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子及电力传动。E-mail: maokaixiang@163.com

(编辑 姜新丽)