

# 级联 H 桥整流器谐波分析及混合控制

陶海军<sup>1,2</sup>, 张晨杰<sup>1</sup>, 赵蒙恩<sup>1</sup>, 宋佳瑶<sup>1</sup>, 张国澎<sup>1,2</sup>

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000; 2. 河南省智能装备直驱技术与控制  
国际联合实验室, 河南 焦作 454000)

**摘要:** 针对单相级联 H 桥整流器(cascaded H-bridge rectifier, CHBR)输入输出瞬时功率不平衡导致直流侧电压中含有二倍频纹波, 造成网侧电流低次谐波污染的问题, 提出了一种嵌入  $N$  次陷波滤波器的混合控制策略。首先根据 CHBR 数学模型和双闭环控制策略, 分析 CHBR 网侧电流谐波产生的机理及推导其谐波分布规律。其次在  $dq$  旋转坐标系下的前馈解耦控制基础上, 引入瞬态直接电流控制思想。然后分析了  $N$  次陷波滤波器对网侧电流谐波的抑制效果, 给出  $N$  次陷波滤波器参数设计和离散方法。接着详细讨论了  $N$  次陷波滤波器嵌入电流内环控制的设计方法, 该方法有效抑制了网侧电流的 3、5、7 次等低次谐波, 减少了 PI 控制器的负荷。最后, 实验结果表明所提控制策略具有更小的电压超调和更短的动态响应时间, 明显降低了网侧电流畸变率。

**关键词:** 级联 H 桥整流器; 动态响应; 二倍频纹波; 混合控制;  $N$  次陷波滤波器

## Harmonic analysis and hybrid control of a cascaded H-bridge rectifier

TAO Haijun<sup>1,2</sup>, ZHANG Chenjie<sup>1</sup>, ZHAO Meng'en<sup>1</sup>, SONG Jiayao<sup>1</sup>, ZHANG Guopeng<sup>1,2</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China;  
2. Henan International Joint Laboratory of Direct Drive and Control of Intelligent Equipment, Jiaozuo 454000, China)

**Abstract:** There is a problem that the instantaneous power imbalance between the input and output of the single-phase cascaded H-bridge rectifier (cascaded H-bridge rectifier, CHBR) causes the DC side voltage to contain double frequency ripple, causing low-order harmonic pollution of the grid-side. Therefore a hybrid control strategy embedding an  $N$  times notch filter is proposed. First, using the CHBR mathematical model and double closed-loop control strategy, the mechanism of generation of CHBR grid side current harmonics is analyzed and its harmonic distribution rules are deduced. Second, based on the feedforward decoupling control in the  $dq$  rotating coordinate system, the idea of transient direct current control is introduced. Then the suppression effect of the  $N$  times notch filter on the grid-side current harmonics is theoretically analyzed, and  $N$  times notch filter parameter design and discrete method are given. Then the design method of  $N$  times notch filter embedded in current inner loop control is discussed in detail. This method effectively suppresses the 3rd, 5th, 7th and other low-order harmonics of the grid-side current, reducing the load of the PI controller. Finally, the experimental results show that the proposed control strategy has smaller voltage overshoot and shorter dynamic response time, and significantly reduces the grid-side current distortion rate.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U1804143).

**Key words:** cascaded H-bridge rectifier; dynamic response; double frequency ripple; hybrid control;  $N$  times notch filter

## 0 引言

近年来, 多电平变换器因其结构简单、模块化程度高、易扩展电平数和可靠性高等优点<sup>[1-2]</sup>, 被广泛研究并应用在新能源与微电网系统<sup>[3]</sup>、电力电子

变压器<sup>[4]</sup>和静止同步补偿器<sup>[5-6]</sup>等大功率系统中。多电平变换器主电路拓扑可分为二极管钳位型、飞跨电容型和级联 H 桥型。其中, 使用最广泛的是级联 H 桥(cascade H-bridge, CHB)型拓扑。当级联 H 桥型多电平变换器作为单相整流器工作时, 其控制目标是实现网侧单位功率因数维持各 H 桥模块直流侧电压均衡, 网侧电流具有较低的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)含量, 控制系统具有快速

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(U1804143); 河南省科技攻关项目资助(222102220014)

动态响应及优异的稳态性能。

级联 H 桥整流器(cascaded H-bridge rectifier, CHBR)具有较高的功率因数、较低的谐波含量和能够双向功率流动等优点, 但受到各种因素的影响, 网侧电流谐波含量并不能完全消除。随着 CHBR 的广泛应用, 提高网侧电流质量的研究受到越来越多的关注, 因此研究网侧电流谐波的产生以及如何抑制谐波具有重要的意义。由于 CHBR 直流侧电压中含有二次纹波电压<sup>[7]</sup>, 该二次纹波电压会通过闭环控制系统反馈到控制系统的电压外环中, 因而导致网侧电流设定值中产生三次谐波分量, 严重影响了网侧电流的质量。抑制二次纹波电压最简单的办法就是增加直流侧电容的容量<sup>[8]</sup>, 但是电容体积较大、寿命短, 而且二次纹波电压也没有全部消除。在网侧电流谐波抑制方面, 文献[9]提出一种有限集模型预测电流控制策略, 通过建立和优化相应数学模型从而达到抑制谐波的目的, 但是对控制器有较高的要求。文献[10]采用特定谐波消除脉冲宽度调制方法, 利用离线方式计算最优导向角, 从而消除特定次谐波, 但是求解非线性过程难以保证电流实时跟踪系统响应。文献[11]提出将  $N$  次陷波滤波器与重复控制器结合的方法, 减少网侧电流的低次谐波含量, 但是该方法在实际应用中具有占用内存大、响应速度慢等缺点。文献[12]提出在比例积分滤波控制器上并联陷波滤波器, 能够有效滤除脉动电压, 且不影响系统动态响应, 但该方法只针对二次脉动电压。文献[13]提出在锁相环中添加滤波环节, 可以减少多次谐波和直流成分, 但效果不理想。

针对 CHBR 的动态性能问题, 很多学者已经提出了相应的控制方法, 主要分为“电流控制”和“功率控制”。其中, “电流控制”主要分为“间接电流控制”和“直接电流控制”。“间接电流控制”具有输入电流动态性能差、鲁棒性差等缺点, 限制其广泛应用, 而“直接电流控制”具有结构简单、动态响应快、鲁棒性好等优点, 因此“直接电流控制”逐渐占据了主导地位。“直接电流控制”包括比例谐振(proportional resonance, PR)电流控制<sup>[14]</sup>、瞬态直接电流控制<sup>[15]</sup>、滞环电流控制<sup>[16]</sup>、模型预测电流控制<sup>[17]</sup>和  $dq$  电流解耦控制<sup>[18]</sup>。文献[15]采用瞬态直接电流控制, 其具有良好的动态性能, 但由于使用了比例 P 控制器, 存在一定的稳态误差。文献[18]将  $dq$  旋转坐标系下的前馈解耦控制应用到单相 PWM 整流器中, 该控制方法通过控制网侧电流的有功分量和无功分量对系统的有功功率和无功功率进行解耦控制, 提高了控制系统的动态性能并减少了稳态误差, 但需要设定多个 PI 控制器的参数, 增加了系

统的复杂性。文献[19]提出一种在  $dq$  电流解耦上引入有功电流和无功电流的有效值闭环控制, 提高了控制系统的动态性能。文献[20]提出一种双环混合控制, 该控制方法提高系统的动态性能, 但是此控制方法开关频率不固定。文献[21]提出一种在  $dq$  坐标系下的瞬时电流控制方法, 与传统的  $dq$  解耦控制相比有更快的动态响应速度。

综合上述文献中的控制算法可以发现, 多数方法都是通过改进控制器 PI 或优化前馈控制来实现。这些算法各有优点和缺陷, 但是对于结合两种控制算法的研究较少。瞬态直接电流控制具有结构简单、易于实现和动态性能好等优点, 但是由于采用了比例 P 控制器, 在稳态时存在一定的误差, 而基于  $dq$  旋转坐标系的前馈解耦控制在稳态时电压波动小。因此, 通过结合这两种方法, 即在  $dq$  坐标系下的前馈解耦控制基础上引入瞬态直接电流控制思想, 形成了新的电流内环控制算法, 即混合控制算法。该方法有效提高了控制系统的动态性能且在稳态时电压波动较小。本文在兼顾 CHBR 优化动态性能的同时, 提出一种将  $N$  次陷波滤波器置于电流内环的方法, 有效抑制了网侧电流指令值分量中 2 倍、4 倍和 6 倍电网频率的直流侧脉动电压, 并减轻了 PI 控制器的负荷。这种方法不需要安装无源或有源滤波器, 可以大大节约成本和减小系统体积。

本文以单相 CHBR 为研究对象, 以有效抑制网侧电流谐波和提高系统的动态性能为目标。首先建立四级 CHBR 数学模型, 接着设计了 CHBR 的控制策略, 其次分析网侧电流谐波的产生机理, 然后设计一种将  $N$  次陷波滤波器嵌入混合控制的方法, 用快速傅里叶变换(fast fourier transform, FFT)对网侧电流进行分析, 得出网侧电流的谐波含量降低, 该方法也提高了控制系统的动态性能。最后通过实验平台进行对比试验, 验证了所提控制方法的有效性。

## 1 CHBR 数学建模及控制策略

### 1.1 CHBR 数学建模

单相 CHBR 拓扑如图 1 所示。图中:  $U_s$ 、 $i_s$  分别为网侧电压和电流;  $L$  为网侧电感;  $U_o$  为交流侧输入电压;  $S_{i1}$ 、 $S_{i2}$ 、 $S_{i3}$ 、 $S_{i4}$  ( $i=1,2,3,4$ ) 为第  $i$  个 H 桥的开关器件;  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  为各 H 桥模块储能电容;  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$  为各 H 桥模块直流侧等效负载;  $U_{dc1}$ 、 $U_{dc2}$ 、 $U_{dc3}$ 、 $U_{dc4}$  为各 H 桥模块直流侧电压。

为了方便分析, 定义各级联 H 桥的开关函数为  $S_i$ , 根据 CHBR 的工作原理可知, 开关函数  $S_i$  取值

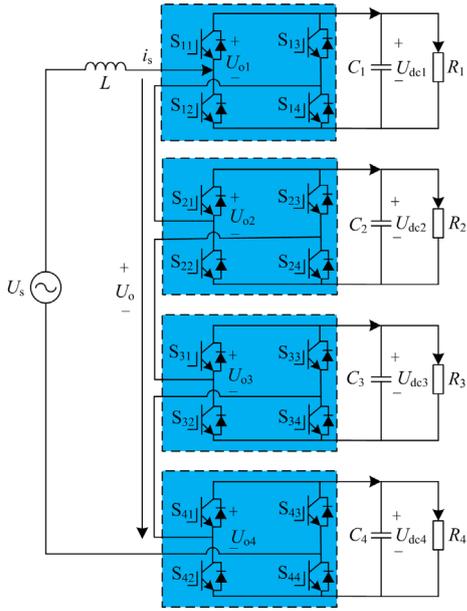


图 1 单相级联 H 桥整流器拓扑结构图

Fig. 1 Topological structure diagram of single-phase cascaded H-bridge rectifier

方式为

$$S_i = \begin{cases} 1 & S_{i1}, S_{i4} \text{ 开通} \\ 0 & S_{i1}, S_{i3} \text{ 或 } S_{i2}, S_{i4} \text{ 开通} \\ -1 & S_{i2}, S_{i3} \text{ 开通} \end{cases} \quad (1)$$

根据基尔霍夫电压和电流定律, 可得该拓扑的数学模型为

$$\begin{cases} U_s - L \frac{di_s}{dt} = \sum_{i=1}^4 S_i U_{dc_i} = U_{dc} \\ C_i \frac{dU_{dc_i}}{dt} = S_i i_s - \frac{U_{dc_i}}{R_i} \end{cases} \quad i = (1, 2, 3, 4) \quad (2)$$

式中,  $U_{dc}$  为直流侧总电压。

对于上述 CHBR 的数学模型考虑一个控制周期的情况, 采用平均算子  $\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(t) dt$  对基于开关函数的数学模型进行移动平均化, 可得到该拓扑平均意义下的数学模型为

$$\begin{cases} \bar{U}_s - L \frac{d\bar{i}_s}{dt} = \sum_{i=1}^n d_i \bar{U}_{dc_i} = \bar{U}_{dc} \\ C_i \frac{d\bar{U}_{dc_i}}{dt} = d_i \bar{i}_s - \frac{\bar{U}_{dc_i}}{R_i} \end{cases} \quad i = (1, 2, 3, 4) \quad (3)$$

式中:  $\bar{U}_s$  为网侧电压的平均值;  $\bar{i}_s$  为网侧电流的平均值;  $\bar{U}_{dc_i}$  为第  $i$  个 H 桥直流侧电压的平均值;  $\bar{U}_{dc}$  为直流侧总电压的平均值;  $d_i$  为开关管的调制比,

在高频开关周期内, 用调制比  $d_i$  代替开关函数  $S_i$ , 使后面的分析更加简单。

### 1.2 CHBR 控制策略

$N$  次陷波滤波器嵌入混合型控制框图如图 2 所示。由于 CHBR 的控制目标是运行于单位功率因数状态, 维持各 H 桥模块直流侧电压均衡以及控制系统快速动态响应, 其控制策略可分为系统整体控制和电压均衡控制两部分。在系统整体控制中, 电压外环采用 PI 控制器, 电流内环采用一种在  $dq$  坐标系下的前馈解耦控制基础上引入瞬态直接电流控制思想的方法。电压均衡控制则采用调制比重构控制的电压均衡算法, 各级采用相同调制比  $d$ , 然后通过计算各级输出电压的调制比增量  $\Delta d_i$  来重新配置各级的调制比, 以实现各级输出电压的均衡。由于 CHBR 直流侧电压中含有二次纹波电压, 该二次纹波电压将导致网侧电流低频次谐波污染, 影响网侧电流质量, 为了解决这个问题, 将  $N$  次陷波滤波器嵌入混合控制以抑制网侧电流谐波。

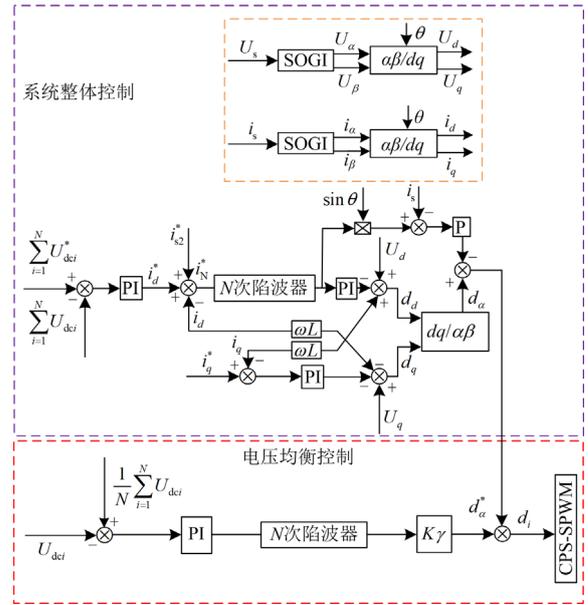


图 2  $N$  次陷波滤波器嵌入混合型控制框图

Fig. 2 Block diagram of  $N$  times notch filter embedded hybrid control

## 2 网侧电流谐波的产生机理

假设网侧电压只含基波整数倍的谐波电压, 网侧电感电流  $i_s$  为正弦波, 不含任何谐波分量且与网侧电压基波有相同的相位, 定义网侧电压  $U_s$  和网侧电流  $i_s$  分别为

$$U_s = U_{sm} \cos(\omega t) + \sum_{k=2}^n U_{smk} \cos(k\omega t) \quad (4)$$

$$i_s = I_{sm} \cos(\omega t) \quad (5)$$

式中:  $U_{sm}$  和  $I_{sm}$  分别为网侧电压基波幅值和网侧电流基波幅值;  $\omega$  为电网电压角频率;  $k$  为谐波次数;  $U_{smk}$  为第  $k$  次谐波电压幅值。

根据式(4)和式(5)可得输入的瞬时功率  $P_{in}$  为

$$P_{in} = \frac{U_{sm} I_{sm}}{2} + \frac{U_{sm} I_{sm}}{2} \cos(2\omega t) + \sum_{k=2}^n \frac{U_{smk} I_{sm}}{2} \{ \cos[(k+1)\omega t] + \cos[(k-1)\omega t] \} \quad (6)$$

输出功率  $P_{out}$  可表示为

$$P_{out} \approx \bar{U}_{dci} \bar{i}_{Ri} + C_i U_{dci} \frac{d\bar{U}_{dci}}{dt} \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (7)$$

式中:  $\bar{i}_{Ri}$  为负载电流  $i_{Ri}$  的平均值;  $\bar{U}_{dci}$  为直流侧电压  $U_{dci}$  的脉动值。

假设不考虑开关器件的损耗, 则输入功率等于输出功率, 有

$$P_{in} = P_{out} \quad (8)$$

将式(6)和式(7)代入式(8)中, 可得直流侧电压脉动值  $\bar{U}_{dci}$  为

$$\bar{U}_{dci} = \frac{U_{sm} I_{sm} \sin(2\omega t)}{4U_{dci} C_i \omega} + \sum_{k=2}^n \frac{U_{smk} I_{sm} \sin[(k+1)\omega t]}{2(k+1)U_{dci} C_i \omega} + \sum_{k=2}^n \frac{U_{smk} I_{sm} \sin[(k-1)\omega t]}{2(k-1)U_{dci} C_i \omega} \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (9)$$

从式(6)一式(9)可以看出, 网侧谐波电压的存在, 使得输入到 CHBR 的功率不仅含有直流分量和二倍频分量, 而且还含有其他网侧电压频率整数倍的谐波含量, 因此导致直流侧电压产生相应频率的脉动电压。

假设 CHBR 控制系统采用电压电流双闭环控制, 为了简化分析, 忽略前馈控制, 使用比例控制器 P 代替 PI 控制器, 可得网侧电流给定值  $i_s^*$  为

$$i_s^* = K_{vp} (U_{dci}^* - \bar{U}_{dci} - \bar{U}_{dci}) \cos(\omega t) = K_{vp} (U_{dci}^* - \bar{U}_{dci}) \cos(\omega t) - K_{vp} \bar{U}_{dci} \cos(\omega t) = K_{vp} (U_{dci}^* - \bar{U}_{dci}) \cos(\omega t) - \frac{K_{vp} U_{sm} I_{sm} [\sin(3\omega t) + \sin(\omega t)]}{8U_{dci} C_i \omega} - \sum_{k=2}^n \frac{K_{vp} U_{smk} I_{sm} \sin[(k+2)\omega t]}{4(k+1)U_{dci} C_i \omega} - \sum_{k=2}^n \frac{K_{vp} U_{smk} I_{sm} \sin(k\omega t)}{4(k+1)U_{dci} C_i \omega} - \sum_{k=2}^n \frac{K_{vp} U_{smk} I_{sm} \sin(k\omega t)}{4(k-1)U_{dci} C_i \omega} - \sum_{k=2}^n \frac{K_{vp} U_{smk} I_{sm} [\sin(k-2)\omega t]}{4(k-1)U_{dci} C_i \omega} \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (10)$$

式中:  $K_{vp}$  为比例控制器 P 的比例系数;  $U_{dci}^*$  为第  $i$  个 H 桥直流侧电压的指令值。

当假设网侧电压中不含  $k$  次谐波时, 则有  $U_{smk} = 0$ , 化简式(10)可得

$$i_s^* = K_{vp} (U_{dci}^* - \bar{U}_{dci}) \cos(\omega t) - \frac{K_{vp} U_{sm} I_{sm} [\sin(3\omega t) + \sin(\omega t)]}{8U_{dci} C_i \omega} \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (11)$$

由式(11)可知, 网侧电流给定值中含有三次谐波。通过上述分析可知, 如果将网侧电流中的三次谐波再次通过 CHBR 系统后, 必然会导致网侧电流中含有 5 次谐波, 依次类推可以得出网侧电流中含有 3、5、7、9 次等奇次谐波分量。

### 3 基于混合控制网侧电流谐波的抑制

文献[14, 17]分别提出了瞬态直接电流控制算法和在  $dq$  坐标系下的前馈解耦控制算法, 对 CHBR 相应的控制策略进行了详细介绍, 本文不再赘述。

本文通过在  $dq$  坐标系下的前馈解耦控制基础上引入瞬态直接电流控制思想, 提出一种混合控制策略。

该混合控制电压外环采用 PI 控制器, 电流内环则采用一种在  $dq$  旋转坐标系下的前馈解耦控制基础上引入瞬态直接电流控制思想的方法, 其由系统整体控制和电压均衡控制构成。系统整体控制由二阶广义积分(second-order generalized integral, SOGI)算法和双闭环控制(内环、外环)两部分组成, 本文利用 SOGI 算法对网侧电压和电流构建虚拟的正交电压分量和电流分量。二阶广义积分结构框图如图 3 所示。

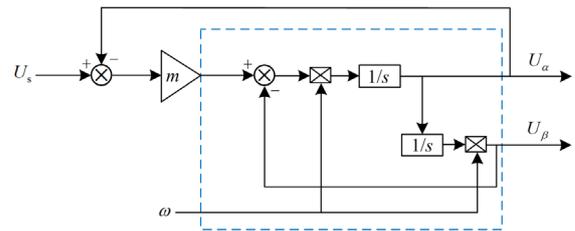


图 3 二阶广义积分结构图

Fig. 3 Structure diagram of the second-order generalized integral

由图 3 可得 SOGI 闭环传递函数为

$$\begin{cases} D(s) = \frac{U_\alpha(s)}{U_s(s)} = \frac{m\omega s}{s^2 + m\omega s + \omega^2} \\ Q(s) = \frac{U_\beta(s)}{U_s(s)} = \frac{m\omega^2}{s^2 + m\omega s + \omega^2} \end{cases} \quad (12)$$

虚线框中的传递函数为一个谐振环节, 表示为

$$G_R(s) = \frac{\omega s}{s^2 + \omega} \quad (13)$$

以 SOGI 构建网侧电压为例, 图 3 中  $U_s$  为网侧电压,  $m$  为阻尼系数,  $U_\alpha$  为网侧电压  $U_s$  通过滤波后得到的正交电压分量(与  $U_s$  同频同相, 基波幅值相等),  $U_\beta$  与  $U_\alpha$  幅值相等, 两者相位差为  $90^\circ$ 。构建虚拟的电流分量也可以通过同样的方式实现, 本文不再分析。

在稳态情况下, 由 SOGI 构建的正交电压分量和电流分量在两相静止坐标系( $\alpha\beta$  坐标系)中可以表示为

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = U_s = U_{sm} \cos \theta \\ U_{s\beta} = U_{sm} \sin \theta \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_s = I_{sm} \cos(\theta - \varphi) \\ i_{s\beta} = I_{sm} \sin(\theta - \varphi) \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$  分别为网侧电压的交流分量;  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$  分别为网侧电流的交流分量;  $\theta = \omega t$ ;  $\varphi$  为网侧电压与网侧电流的相位差。

将两相静止坐标系( $\alpha\beta$  坐标系)到两相旋转坐标系( $dq$  坐标系)进行 Park 变换, 得到

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中:  $U_{sd}$ 、 $U_{sq}$  分别为网侧电压的直流分量;  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为网侧电流的直流分量。

因  $d$ 、 $q$  轴电流不仅受网侧电压、交流侧输入电压的影响, 而且还会受电流交叉耦合  $-\omega Li_{sd}$ 、 $\omega Li_{sq}$  的影响, 根据式(3)列出 CHBR 在  $dq$  坐标系下的电路方程表示为

$$\begin{cases} L \frac{di_{sd}}{dt} = U_{sd} - \begin{pmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N U_{dci} d_{di} \\ \sum_{i=1}^N U_{dci} d_{qi} \end{bmatrix} \\ L \frac{di_{sq}}{dt} = U_{sq} - \begin{pmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N U_{dci} d_{di} \\ \sum_{i=1}^N U_{dci} d_{qi} \end{bmatrix} \\ C_i \frac{dU_{dci}}{dt} = d_{di} i_{sd} + d_{qi} i_{sq} - \frac{U_{dci}}{R_i} \quad (i=1, 2, \dots, N) \end{cases} \quad (17)$$

式中,  $d_{di}$ 、 $d_{qi}$  分别为  $dq$  坐标系下第  $i$  个 H 桥模块调制比的  $d$ 、 $q$  轴分量。

由式(17)可以得到 CHBR 在  $dq$  坐标系下平均调制比数学模型的等效电路, 如图 4 所示。

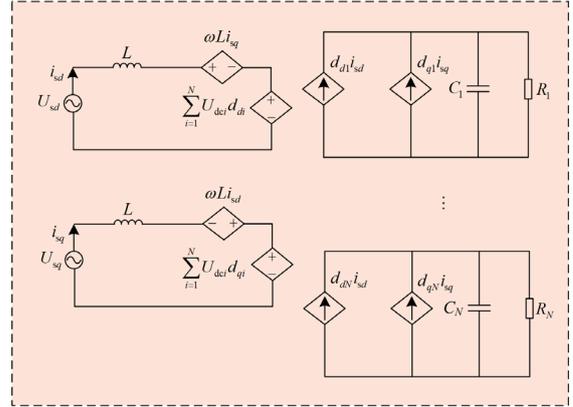


图 4  $dq$  坐标系下 CHBR 数学模型的等效电路  
Fig. 4 Equivalent circuit of CHBR mathematical model in  $dq$  coordinate system

将双闭环控制中各 H 桥单元直流侧电压之和与各 H 桥单元直流侧指令电压之和进行比较, 比较值通过电压控制器 PI 后, 将其输出作为  $d$  轴有功电流分量  $i_d$  的指令值  $i_d^*$ 。根据功率守恒定理, 由直流侧电流  $i_g$  与直流侧总电压  $U_{dc}$  的乘积, 再除以网侧电压  $U_s$  的峰值, 可以得到网侧电流指令值分量  $i_{s2}^*$ , 然后将  $i_d^*$  和  $i_{s2}^*$  这两个分量之和与  $d$  轴有功电流分量  $i_d$  作差得到  $d$  轴电流参考值  $i_N^*$ 。

$$i_d^* = (K_{op} + \frac{K_{oi}}{s}) (\sum_{i=1}^N U_{dci}^* - \sum_{i=1}^N U_{dci}) \quad (18)$$

$$i_{s2}^* = U_{dc} i_g / (\sqrt{3} U_s) \quad (19)$$

$$i_N^* = i_d^* + i_{s2}^* - i_d \quad (20)$$

式中:  $K_{op}$  为比例系数;  $K_{oi}$  为积分系数。

为了使 CHBR 运行于单位功率因数状态, 则  $q$  轴无功电流分量指令值  $i_q^*$  为 0。通过电流内环和网侧电压前馈控制后, 输出有功调制比分量  $d_d$  和无功调制比分量  $d_q$ , 再通过 Park 反变换后得到总调制比  $d_\alpha$ , 舍弃总调制比  $d_\beta$ 。通过引入瞬态直接电流控制, 将  $i_N^* \sin \theta$  与网侧电流  $i_s$  进行比较, 经过比例控制器 P, 将其输出与总调制比分量  $d_\alpha$  比较得到总调制比  $d_\alpha^*$ 。

$$\begin{cases} d_\alpha = -(K_{op} + \frac{K_{oi}}{s}) i_N^* + \omega L i_q + U_d \\ d_\beta = -(K_{op} + \frac{K_{oi}}{s}) i_N^* - \omega L i_d + U_q \end{cases} \quad (21)$$

$$d_\alpha^* = d_\alpha - K_{ip} (i_N^* \sin \theta - i_s) \quad (22)$$

式中,  $K_{ip}$  为比例控制器 P 的比例系数。

电压均衡控制在 CHBR 中也非常重要, 其目的是保证每个功率模块的直流侧电容电压均衡。文献 [22-28] 对 CHBR 相应的直流侧电压均衡控制策略进行了详细介绍。本文只讨论调制比重构控制的直流电压均衡算法, 如图 5 所示。

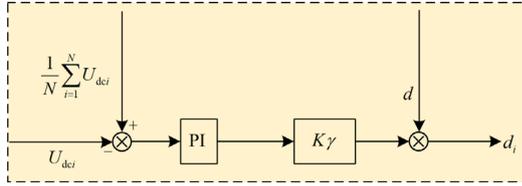


图 5 直流侧电压均衡算法

Fig. 5 DC side voltage equalization algorithm

图 5 中:  $K = \frac{C}{T_s}$ ;  $T_s$  为开关周期;  $\gamma = \cos(\omega t + \theta_u)$ ,  $\theta_u$  为网侧电压的相位差。

因 CHBR 直流侧电压存在二次纹波电压, 受该二次纹波电压的影响, 使网侧电流中存在 3、5、7 次等低次谐波。为了有效抑制混合控制中网侧电流谐波, 本文采用  $N$  次陷波滤波器嵌入混合控制抑制网侧电流中的谐波。陷波滤波器是一种特殊的带阻滤波器, 可以有效抑制特定频率的谐波分量, 且不影响其他频率段的控制性能。本文陷波滤波器选用二阶陷波滤波器, 其传递函数为

$$G(s) = A_0 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \omega_n s / Q + \omega_n^2} \quad (23)$$

式中:  $A_0$  为陷波滤波器的增益;  $\omega_n$  为特征角频率, 决定滤除的谐波频率;  $Q$  为等效品质因数, 决定陷波滤波器的带宽。

为了抑制二倍频直流侧电压, 本文取增益系数  $A_0 = 1$ , 特征角频率  $\omega_n = 2\pi f_n = 200\pi$ ,  $f_n$  为频率。分别取  $Q = 1$ 、 $Q = 10$ 、 $Q = 20$  可以得到陷波滤波器的幅频相频特性如图 6 所示。从图 6 可知, 当  $Q$  由 1 变为 20 时, 相位变化越来越小; 幅值在中心频率也可以快速衰减, 且当  $Q$  由 1 变为 20 时, 幅值衰减越来越小。在  $Q = 1$ 、 $Q = 10$ 、 $Q = 20$  时, 在特征频率 100 Hz 处信号幅值衰减高达 -300 dB, 且其他频率段的信号幅值增益为 0 dB, 因此陷波滤波器可以抑制中心频率为 100 Hz 的信号, 且不会影响其他频率段的控制性能。综上所述, 选择等效品质因数  $Q = 10$ 。

在 CHBR 系统中, 网侧电流中 3、5、7 次谐波含量较多, 这是由直流侧电压 2 倍、4 倍、6 倍电网频率的脉动电压所导致的。为了抑制直流侧脉动电压, 分别设计中心频率为 100 Hz、200 Hz、300 Hz 的陷波滤波器, 将其进行串联构成  $N$  次陷波滤波器,

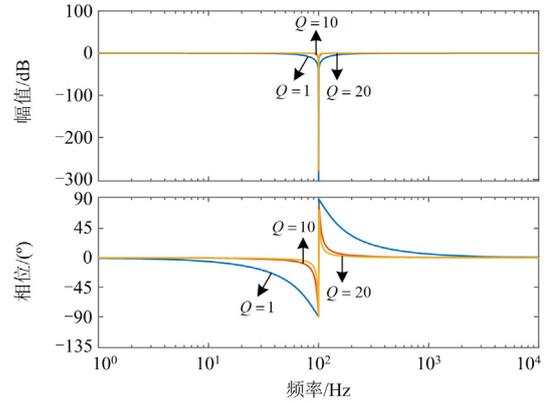


图 6 陷波滤波器幅频相频特性图

Fig. 6 Amplitude-frequency-phase-frequency characteristic diagram of notch filter

以抑制网侧电流中的 3、5、7 次谐波分量。

$N$  次陷波器的传递函数为

$$G_N(s) = \sum_{h=2,4,6} \frac{s^2 + (h\omega_n)^2}{s^2 + h\omega_n s / Q + (h\omega_n)^2} \quad (24)$$

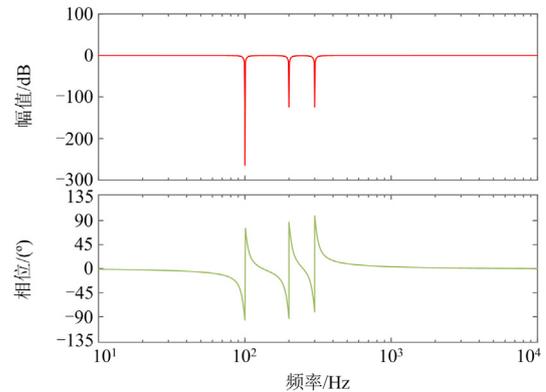
式中,  $h$  为 CHBR 直流侧电压谐波分量。

对  $N$  次陷波器使用修正 Tustin 变化法离散后

$$G_N(z) = G_N(s) \Big|_{s = \frac{h\omega_n}{\tan(h\omega_n T/2)} \frac{z-1}{z+1}} = \sum_{h=2,4,6} \frac{s^2 + (h\omega_n)^2}{s^2 + h\omega_n s / Q + (h\omega_n)^2} \Big|_{s = \frac{h\omega_n}{\tan(h\omega_n T/2)} \frac{z-1}{z+1}} \quad (25)$$

式中,  $T = 1 \times 10^{-4}$ 。

$N$  次陷波滤波器的幅频相频特性如图 7 所示, 从图 7 可知, 本文设计的  $N$  次陷波滤波器可以有效抑制 2 倍、4 倍和 6 倍电网频率的直流侧脉动电压, 且不会影响其他频率段的控制性能。

图 7  $N$  次陷波滤波器幅频相频特性图Fig. 7 Amplitude-frequency-phase-frequency characteristic diagram of  $N$  times notch filter

为了有效抑制混合控制中网侧电流的 3、5、7 次谐波, 本文分析对比两种方法。第一种方法:  $N$  次陷波滤波器串联在电压外环输入侧, 在直流侧电压  $U_{dc}$  经过  $N$  次陷波滤波器后可以实现对中心频率为 100 Hz、200 Hz、300 Hz 的谐波进行抑制, 但由于混合控制中引入了网侧电流指令值分量  $i_{s2}^*$ , 又使系统增加了 2 倍、4 倍和 6 倍电网频率的直流侧脉动电压, 此方法滤波效果不好, 而且加重了 PI 控制器的负荷。第二种方法: 将  $N$  次陷波滤波器置于电流内环中, 可以实现对中心频率为 100 Hz、200 Hz、300 Hz 的谐波进行抑制, 且有效抑制了网侧电流指令值分量  $i_{s2}^*$  中 2 倍、4 倍和 6 倍电网频率的直流侧脉动电压, 减轻了 PI 控制器的负荷。第二种方法非常适用于本文的混合控制, 既有效抑制了重新引入的二次脉动电压, 又不影响控制系统的动态性能。因此本文使用第二种方法。

#### 4 实验验证

为验证本文所提控制方法的有效性, 本文基于 TMS320-F28335DSP+单相 4 级 CHBR 实验平台, 网侧使用  $L$  型滤波器, 各模块直流侧电容相等, 直流侧负载为纯阻性负载。实验平台参数如表 1 所示。

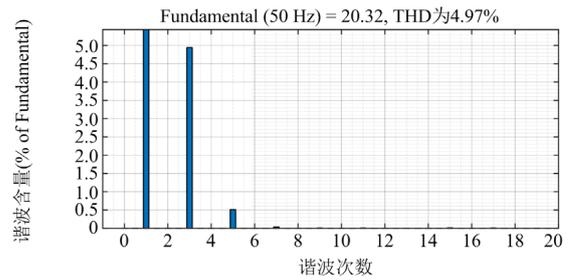
表 1 实验参数表

Table 1 Experimental parameter

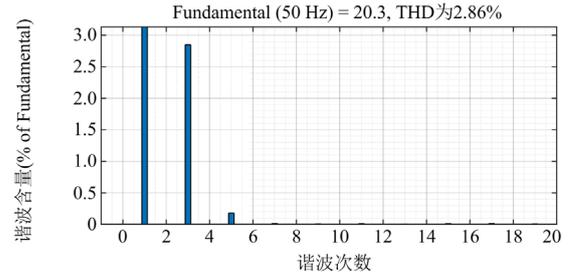
参数	数值
CHBR 级联数	4
网侧电压幅值 $U_s/V$	310
四模块直流侧给定电压 $U_{dc}^*/V$	435
网侧输入电感 $L/mH$	4.5
直流侧电容 $C/\mu F$	2200
直流侧负载电阻 $R/\Omega$	10
开关频率 $f/kHz$	10

本文对所采用的  $N$  次陷波器嵌入混合控制的有效性进行了实验验证。为观察 CHBR 系统网侧电流谐波分量, 针对 CHBR 系统采用快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT) 对网侧电流进行分析, 如图 8 所示。由图 8(a)可知, 未使用陷波滤波器时, 网侧电流谐波 THD 为 4.97%, 由图 8(b)可知,  $N$  次陷波滤波器串联在电压外环输入侧时, 网侧电流谐波 THD 为 2.86%, 由图 8(c)可知  $N$  次陷波器置于电流内环时, 网侧电流谐波 THD 为 0.18%。

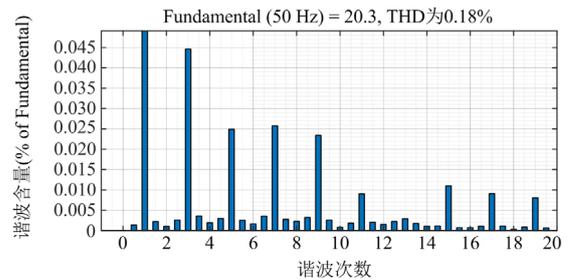
从图 8 可以看出, 在 CHBR 系统未使用陷波滤波器时, 其 FFT 中三次谐波(150 Hz)含量为 4.94%, 而在  $N$  次陷波滤波器串联在电压外环输入侧时, 其三次谐波含量为 2.85%, 而  $N$  次陷波滤波器置于电流内环时, 其三次谐波含量为 0.05%。详细的网侧电流谐波含量如表 2 所示。



(a) 未使用陷波滤波器



(b)  $N$ 次陷波滤波器串联在电压外环输入侧



(c)  $N$ 次陷波滤波器置于电流内环

图 8 网侧电流的 FFT 分析

Fig. 8 FFT analysis of grid side current

表 2 网侧电流谐波含量对比表

Table 2 Comparison of grid side current harmonic content

	无陷波器	串联陷波器	陷波器置于电流内环
3 次谐波含量/%	4.94	2.85	0.05
5 次谐波含量/%	0.51	0.18	0.03
7 次谐波含量/%	0.04	0.01	0.03

由图 8 和表 2 可以看出, 当采用  $N$  次陷波滤波器嵌入电流内环时, CHBR 网侧电流畸变率降低了 4.79%, 验证了  $N$  次陷波滤波器嵌入混合控制的有效性。

负载在  $R = 10 \Omega$  情况下启动, 在某时刻负载由  $10 \Omega$  突变为  $15 \Omega$ , 图 9 为 3 种控制策略下单相 9 电平级联 H 桥整流器负载突变时直流侧电压实验波形。通过图 9(a)可以看出, 系统在瞬态直接电流控制策略下, 突变电压波动为 8.5 V 左右, 突变时间调节为 155 ms 左右。从图 9(b)可以看出, 系统在  $dq$  坐标系下的前馈解耦控制策略下, 突变电压波动

为 13 V 左右, 突变时间调节为 230 ms 左右。从图 9(c)可以看出, 系统在混合控制策略下, 突变电压波动为 5 V 左右, 突变时间调节为 90 ms 左右。实验结果与理论分析基本一致。

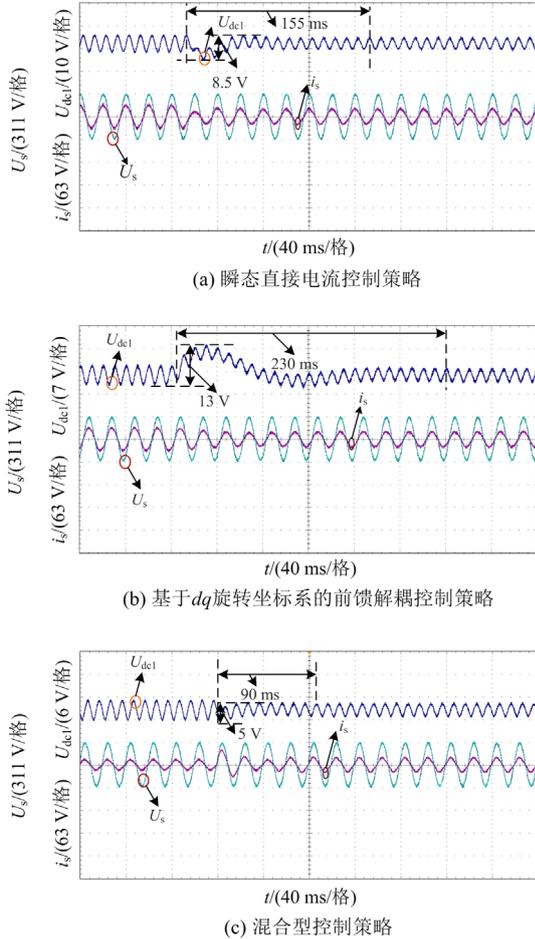


图 9 负载突变前后直流侧电压波形

Fig. 9 DC side voltage waveform before and after load mutation

系统在直流侧电压给定值  $U_{dc}^* = 435$  V 时启动, 在某时刻直流侧电压给定值由 435 V 增加到 500 V, 图 10 为 3 种控制策略下单相 9 电平级联 H 桥整流器直流侧电压给定值突变时直流侧电压实验波形。在 3 种控制策略下, 三者直流侧电压超调波动仅为 1 V, 不再对比分析。通过图 10(a)可以看出, 系统在瞬态直接电流控制策略下, 直流侧电压在 200 ms 左右时可以准确跟踪直流侧电压给定值。从图 10(b)可以看出, 系统在  $dq$  坐标系下的前馈解耦控制策略下, 直流侧电压在 300 ms 左右时可以准确跟踪直流侧电压给定值。从图 10(c)可以看出, 系统在混合控制策略下, 直流侧电压在 160 ms 左右时可以准确跟踪直流侧电压给定值。

通过图 9 和图 10 可以看出, 与以上两种控制策略相比, 混合控制策略在电压波动和突变时间调节

方面有明显的改善, 优化了控制系统的动态性能, 而且有良好的稳定性。在负载突变时, 与最大直流侧电压超调差相比降低了 61.5%, 与最长调整时间相比减少了 60.8%, 在直流侧电压给定值突变时, 与最长调整时间相比减少了 46.7%。

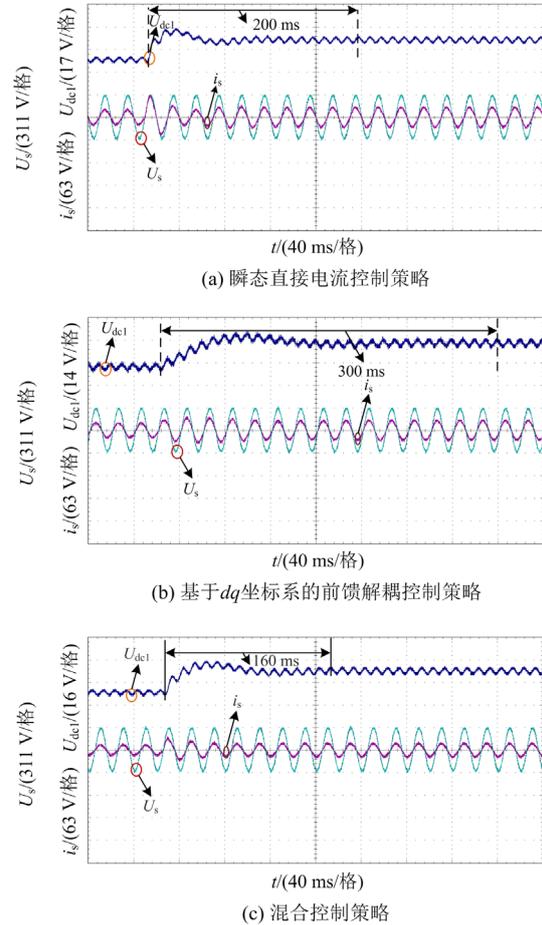


图 10 直流侧电压给定值阶跃波形

Fig. 10 Step waveform of DC side voltage given value

## 5 结论

本文以四级 CHBR 为研究对象, 以更低网侧电流谐波和更好的动态性能为研究目标, 提出一种将  $N$  次陷波滤波器嵌入混合控制的方法, 得到如下结论。

1) 对比混合控制中无陷波滤波器、 $N$  次陷波滤波器串联在电压外环输入侧、 $N$  次陷波滤波器置于电流内环的网侧电流谐波含量, 实验平台验证了  $N$  次陷波滤波器嵌入电流内环时 CHBR 有更低的 THD 值, 且有效抑制了 3、5、7 次谐波含量。

2) 对比瞬态直接电流控制、 $dq$  坐标系下前馈解耦控制和混合控制的动态性能, 通过负载突变和直流侧电压给定值突变两种情况下, 验证了本文所提

的混合控制在相同参数下有更小的电压超调和更短的调节时间, 控制系统有更好的动态性能。

### 参考文献

- [1] 张玉斌, 杨张斌, 温英科, 等. 模块化多电平变换器电热耦合模型研究[J]. 高压电器, 2022, 58(7): 119-127.  
ZHANG Yubin, YANG Zhangbin, WEN Yingke, et al. Research on electro-thermal coupling model of modular multilevel converter[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 119-127.
- [2] 倪翰文, 李庚, 鲍刚, 等. 基于能量平衡的模块化多电平变换器调制方法[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(7): 9-15, 24.  
NI Hanwen, LI Geng, BAO Gang, et al. A modulation method of modular multilevel converter based on energy balance[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(7): 9-15, 24.
- [3] 程杉, 汪业乔, 廖玮霖, 等. 含电动汽车的新能源微电网多目标分层优化调度[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(12): 63-71.  
CHENG Shan, WANG Yeqiao, LIAO Weilin, et al. Bi-level multi-objective optimization of a new energy microgrid with electric vehicles[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(12): 63-71.
- [4] HAN J, KONG X, LI P, et al. A novel low voltage ride through strategy for cascaded power electronic transformer[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(3): 227-238.
- [5] 毛俞杰, 孙海顺, 韩应生, 等. 采用 STATCOM 抑制多机系统次同步振荡的理论与仿真[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(6): 23-32.  
MAO Yujie, SUN Haishun, HAN Yingsheng, et al. Theory and simulation of STATCOM for damping subsynchronous oscillation of a multi-machine system[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(6): 23-32.
- [6] 李晶, 杨亮. 基于 MMC-STATCOM 的广域电压控制研究[J]. 供用电, 2021, 38(12): 49-54, 73.  
LI Jing, YANG Liang. Research on wide-area voltage control based on MMC-STATCOM[J]. Distribution & Utilization, 2021, 38(12): 49-54, 73.
- [7] 袁义生, 陈旭, 毛凯翔. 基于纹波电压前馈的级联 H 桥整流器输出电压平衡策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(2): 9-17.  
YUAN Yisheng, CHEN Xu, MAO Kaixiang. Output voltage balance strategy based on ripple voltage feedforward for cascaded H-bridge rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(2): 9-17.
- [8] 王春宁, 杨艳, 李晓康, 等. H6 型单相光伏并网逆变器并网电流的改善[J]. 电测与仪表, 2019, 56(16): 116-122.  
WANG Chuning, YANG Yan, LI Xiaokang, et al. Improvement of grid-connected current of H6 topology single phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(16): 116-122.
- [9] 蒋蔚, 刘碧, 曹梦华, 等. 单相级联多电平 H 桥整流器有限集模型预测电流控制[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(11): 36-43.  
JIANG Wei, LIU Bi, CAO Menghua, et al. Finite-control-set model predictive current control scheme for single phase cascaded multilevel H bridge rectifiers[J]. New Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(11): 36-43.
- [10] ABOADLA E H E, KHAN S, HABAEBI M H, et al. Modulation optimization effect on total harmonic distortion of single phase H-bridge inverter based selective harmonics elimination technique[C] // 2016 international conference on computer and communication engineering (ICCCCE), July 26-27, 2016, Kuala Lumpur, Malaysia: 200-203.
- [11] 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.  
GAO Jilei, ZHANG Yajing, LIN Fei, et al. Research on harmonic current elimination method of single-phase PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(21): 32-39.
- [12] 袁义生, 毛凯翔. 单相 PWM 整流器控制器设计与动态特性的改善[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 34-42.  
YUAN Yisheng, MAO Kaixiang. Design of the controller and improvement of the dynamic performance for single-phase PWM rectifiers[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 34-42.
- [13] 童涛, 张新燕, 张家军, 等. 抑制电网谐波和直流电压的新型锁相环研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(16): 79-84.  
TONG Tao, ZHANG Xinyan, ZHANG Jiajun, et al. Research on a novel phase-locked loop for suppressing grid harmonic and DC voltage[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(16): 79-84.
- [14] 宋绍剑, 阳喜, 刘斌, 等. 基于电网阻抗的并网逆变器准比例谐振控制[J]. 中国电力, 2019, 52(12): 90-96.  
SONG Shaojian, YANG Xi, LIU Bin, et al. Quasi-proportional resonance control of grid-connected inverter based on grid impedance[J]. Electric Power, 2019, 52(12): 90-96.
- [15] BRENNA M, FOIADELLI F, ZANINELLI D. New

- stability analysis for tuning PI controller of power converters in railway application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(2): 533-543.
- [16] 敖志勇, 张加胜, 陈荣. 滞环电流控制双 Buck-Boost 逆变器[J]. 电测与仪表, 2014, 51(5): 87-90, 95.  
AO Zhiyong, ZHANG Jiasheng, CHEN Rong. Hysteresis current controlled dual Buck-Boost inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2014, 51(5): 87-90, 95.
- [17] 吴振军, 谢欢, 代东任, 等. T 型三电平并网变换器电流重构模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(17): 117-124.  
WU Zhenjun, XIE Huan, DAI Dongren, et al. Model predictive control strategy for current reconstruction of a T-type three-level grid-tied converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(17): 117-124.
- [18] SALAET J, ALEPUZ S, GILABERT A, et al. DQ modeling and control of a single-phase three-level boost rectifier with power factor correction and neutral-point voltage balancing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 2(2): 514-519.
- [19] 范声芳, 熊健, 张凯, 等. 大功率机车牵引四象限变流器解耦控制方案[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 63-70.  
FAN Shengfang, XIONG Jian, ZHANG Kai, et al. A decoupling control scheme of high power four-quadrant converters for traction[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(21): 63-70.
- [20] LI X, SUN Y, WANG H, et al. A hybrid control scheme for three-phase Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1): 629-640.
- [21] 阮白水, 张钢, 蒋李晨昕, 等. 动车组网侧变流器改进型 dq 解耦控制方法研究[J]. 铁道学报, 2015, 37(12): 25-30.  
RUAN Baishui, ZHANG Gang, JIANG Lichenxin, et al. Research of line-side converter in motor train based on modified dq decoupling control[J]. Journal of the China Railway Society, 2015, 37(12): 25-30.
- [22] 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 balance method for cascaded H-bridge rectifiers[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(2): 505-512.
- [23] 张国澎, 贾赞, 陶海军, 等. 级联整流二维调制多维扩展策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(15): 3224-3234.  
ZHANG Guopeng, JIA Zan, TAO Haijun, et al. Multi-dimensional modulation for cascaded H-bridge rectifier based on two-dimensional modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(15): 3224-3234.
- [24] 张婕, 曾国辉, 赵晋斌, 等. 基于改进冒泡排序的模块化多电平换流器电容电压均衡策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(6): 92-99.  
ZHANG Jie, ZENG Guohui, ZHAO Jinbin, et al. Modular multilevel converter capacitor voltage balancing strategy based on improved bubble sorting[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(6): 92-99.
- [25] 袁义生, 陈旭, 兰梦罗. 级联 H 桥整流器输出电压平衡模糊 PI 控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(11): 116-122.  
YUAN Yisheng, CHEN Xu, LAN Mengluo. Fuzzy PI control strategy for output voltage balance of cascaded H-bridge rectifier[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(11): 116-122.
- [26] 张彬桥, 李成, 李振兴, 等. 基于子模块电容电压允许值的 MMC 均压控制策略[J]. 中国电力, 2023, 56(1): 126-131.  
ZHANG Binqiao, LI Cheng, LI Zhenxing, et al. A voltage balancing control strategy for modular multilevel converter based on allowable capacitance voltage of sub-modules[J]. Electric Power, 2023, 56(1): 126-131.
- [27] 袁义生, 毛凯翔. 基于负载电流前馈的级联 H 桥整流器直流电压平衡策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(6): 33-38, 53.  
YUAN Yisheng, MAO Kaixiang. DC voltage balance strategy for cascaded H-bridge rectifier based on load current feedforward[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6): 33-38, 53.
- [28] 王坤, 刘开培, 王思茹, 等. 基于排序算法的 MMC 电容电压均衡策略对比研究[J]. 电力建设, 2017, 38(11): 9-18.  
WANG Kun, LIU Kaipei, WANG Siru, et al. Comparative analysis on MMC capacitor voltage balancing strategy based on sorting algorithm[J]. Electric Power Construction, 2017, 38(11): 9-18.

收稿日期: 2023-03-31; 修回日期: 2023-08-25

作者简介:

陶海军(1980—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为大功率开关电源及其控制; E-mail: taohj99@hpu.edu.cn  
张晨杰(2000—), 男, 硕士, 研究方向为级联 H 桥整流器。E-mail: 2374644193@qq.com

(编辑 许威)