

# 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

孙毅超, 赵剑锋, 季振东

(东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096)

**摘要:** 通过建立级联型 H 桥变换器的数学模型, 详细分析了各个 H 桥之间直流侧电压、传输功率产生不平衡的原因和机理, 并提出了一种新的基于调制波矢量重构技术的电压平衡和功率均衡控制策略。该方法在传统级联型 H 桥变换器双闭环控制以及直流电压平衡控制的基础上, 通过引入调制波矢量误差分量对初始调制波矢量进行重构, 不仅保证了直流侧电压平衡, 而且能够使得各个 H 桥之间有功率按需分配、无功功率等量分配。同时, 基于线性调制理论, 所提方法与直接修改调制比的电压平衡方法相比具有更宽的约束范围, 能适用于更大负载不平衡度工况; MATLAB/Simulink 仿真验证了所提控制策略的正确性与有效性。

**关键词:** 多电平技术; 级联 H 桥; 变换器; 直流电压平衡; 功率均衡; 调制波矢量重构; 电压控制

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.01.010

## 0 引言

近年来, 随着智能电网中柔性交流输电技术应用的不断推进, 电力电子装置在高压大功率场合获得了越来越普遍的应用; 同时, 由于 IGBT 等器件耐压水平的制约, 多电平技术<sup>[1]</sup>已成为电力电子装置应用于高压大功率场合的核心技术。

级联型 H 桥变换器源于多电平技术, 与箝位二极管和箝位电容式拓扑结构相比, 它具有结构简单、易于模块化实现、可冗余运行等多种优点, 因此, 级联型结构成为高压大功率电力电子装置中的主流<sup>[2-5]</sup>, 广泛应用于静止同步补偿器、光伏并网逆变器、电力电子变压器等实用场合。

各个 H 桥直流侧电压的建立需要网侧提供一定的有功功率, 且该有功功率大小受到其自身损耗的影响, 另外, 在光伏并网逆变器、电力电子变压器等工况中, 各 H 桥直流侧都能够向网侧提供或者从网侧获得一定的有功功率。因此, 各 H 桥流经的有功功率不可能完全一致, 甚至差别较大, 而在传统控制下, 有功功率差异正是引起各个 H 桥直流侧电压不平衡的根本原因。文献[6-9]针对链式静止同步补偿器工况提出了相应的直流侧电压平衡算法, 文献[10-11]针对级联型电力电子变压器工况提出了相应的电压平衡控制算法。

目前, 国内外学者主要侧重于对并网型级联型 H 桥变换器直流侧电压平衡的研究, 并提出了若干种可行的控制策略<sup>[6-16]</sup>。这些方法的基本思想是通过增加一个电压平衡环节来实现各个 H 桥直流侧电压的平衡。然而, 这些控制方法仅以直流侧电压为控制目标, 必然会引起各个 H 桥无功功率的分配不均, 在负载不平衡度大以及无功补偿任务重等情况下可能无法正常工作。

针对级联型 H 桥的功率平衡, 研究主要集中在逆变器情况下调制方法的改进或是通过后级电路进行控制<sup>[10, 17]</sup>, 文献[18]以功率平衡为目标提出相应控制算法, 但不能保证各个 H 桥直流侧电压平衡, 只能在特定场合下使用。

本文提出了一种基于调制波矢量重构技术的级联型 H 桥变换器电压平衡以及功率均衡的控制策略, 在保证各个 H 桥直流侧电压平衡的基础上, 使得有功功率按需分配、无功功率等量分配, 同时分析讨论了该控制算法的约束条件, 并通过仿真验证了算法的正确性与有效性, 与已有方法相比适用于更大负载不平衡度工况。

## 1 数学模型

### 1.1 拓扑结构及矢量分析

级联型 H 桥变换器的拓扑结构如图 1 所示, 忽略交流电感  $L$  内阻, 用  $R$  等效各个 H 桥的自身损耗以及传输的有功功率。

系统稳态运行时网侧矢量图如图 2 所示, 该工况下, 变换器从电网吸收有功功率, 向电网提供感性无功功率。文中采用粗体表示变量的矢量形式, 非粗体表示其标量形式, 由图可得如下数学模型:

收稿日期: 2012-10-31; 修回日期: 2013-11-01

基金项目: 江苏省产学研前瞻性联合研究项目(BY2011156); 江苏省普通高校研究生科研创新计划资助项目(CXZZ13\_0094)

Project supported by the Joint Innovation Foundation of Jiangsu Province(BY2011156) and the Scientific Innovation Research Foundation of College Graduate in Jiangsu Province(CXZZ13\_0094)

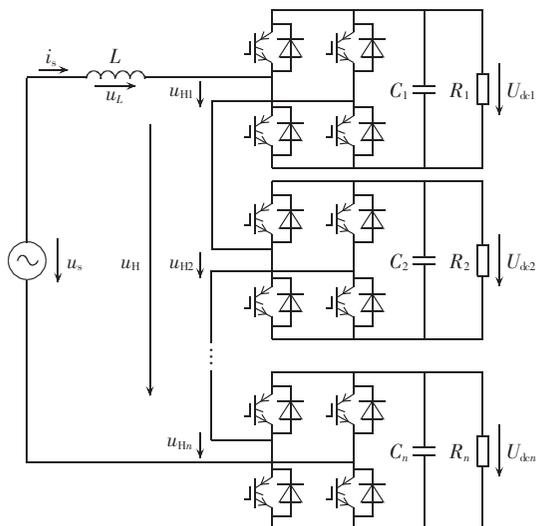


图 1 级联型 H 桥变换器拓扑结构

Fig.1 Topological structure of cascaded H-bridge converters

$$\begin{cases} U_s = U_L + U_H \\ U_H = U_{H1} + U_{H2} + \dots + U_{Hn} \\ U_H = U_{Hd} + U_{Hq} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $U_{Hd}$  和  $U_{Hq}$  分别为变换器交流侧电压  $U_H$  在网侧电流  $I_s$  轴及其垂直轴上的投影,也可称为  $U_H$  的有功分量和无功分量。

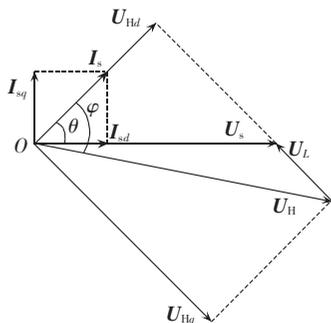


图 2 网侧稳态运行矢量图

Fig.2 Steady-state vector diagram of AC side

电网提供的视在功率为:

$$S_s = P_s + jQ_s = U_s I_{sd} + j(-U_s I_{sq}) \quad (2)$$

其中,负号表示无功功率由变换器向电网提供,下同。

各个 H 桥输入的视在功率为:

$$S_i = P_i + jQ_i = U_{Hdi} I_s + j(-U_{Hqi} I_s) \quad i=1, 2, \dots, n \quad (3)$$

忽略 H 桥的自身损耗,则各个 H 桥输出的视在功率为:

$$S_i = \frac{U_{dci}^2}{R_i} + jC_i U_{dci} \frac{dU_{dci}}{dt} \quad i=1, 2, \dots, n \quad (4)$$

## 1.2 直流电压及功率不平衡机理

根据 H 桥线性调制理论<sup>[8,19]</sup>可得:

$$U_{Hi} = U_{dci} D_i \quad (5)$$

其中,  $D_i$  为第  $i$  个 H 桥的调制波矢量。

由式(3)~(5)可得:

$$D_{id} I_s = U_{dci} / R_i \quad (6)$$

其中,  $D_{id}$  为第  $i$  个 H 桥的调制波矢量在网侧电流轴上的有功分量。

由式(6)可知,若采用传统的双闭环控制策略,即  $D$  保持不变,此时  $D_{1d} = D_{2d} = \dots = D_{nd}$ ,则:

$$\frac{U_{dci}}{R_1} = \frac{U_{dci}}{R_2} = \dots = \frac{U_{dci}}{R_n} \quad (7)$$

由式(7)可知,在  $R$  不完全相等时,各 H 桥直流侧电压无法保持平衡,且功率不能均衡,如图 3 所示,  $R$  越大,  $U_{dc}$  越大,  $P$  和  $Q$  越大。图 3 中,电流矢量  $I_s^*$  用标么值  $I_s^*$  表示,则电流轴与其垂直轴分别可以表示有功和无功功率。

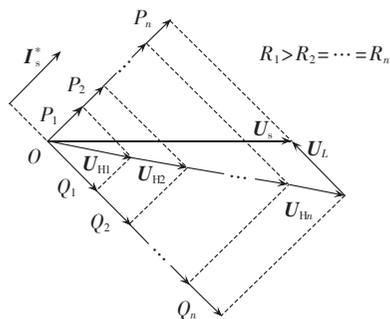


图 3 仅双闭环控制下稳态矢量图

Fig.3 Steady-state vector diagram under double closed loop control

若采用直接修改调制比的方法<sup>[9-13]</sup>,即  $U_{dc}$  保持不变,此时  $U_{dci} = U_{dci} = \dots = U_{dci}$ ,则:

$$(1+m_1)DR_1 = (1+m_2)DR_2 = \dots = (1+m_n)DR_n \quad (8)$$

其中,  $m_i$  为各个 H 桥调制比的修正系数,并且  $m_1 + m_2 + \dots + m_n = 0$ ,即保证总功率守恒。

由式(8)可知,通过各个 H 桥的调制比修正系数  $m_i$  匹配它们之间的负载差异,直流侧电压能达到平衡,但功率仍然不能均衡,如图 4 所示,  $R$  越大,  $m_i$  越小,  $U_{dc}$  不变,  $P$  和  $Q$  越小。

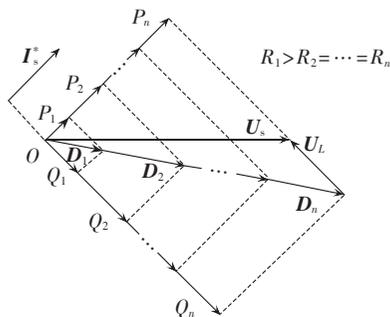


图 4 电压平衡控制下稳态矢量图

Fig.4 Steady-state vector diagram under DC voltage balance control

## 2 调制波矢量重构机理

### 2.1 直流电压平衡及功率均衡方法

本文在电压平衡控制的基础上,为使各个 H 桥无功功率均衡分配,引入了调制波矢量误差分量,将

其叠加到原调制波矢量中,得到改进后的调制信号,如图 5 所示。

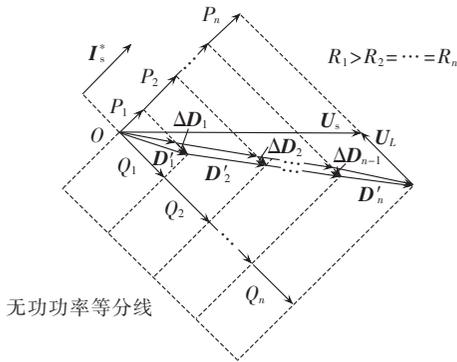


图 5 电压平衡及功率均衡控制下稳态矢量图

Fig.5 Steady-state vector diagram under DC voltage balance and power equilibrium control

图 5 中,  $\Delta D_i (i=1, 2, \dots, n)$  为调制波矢量误差分量,与电流矢量  $I_s^*$  垂直;  $D'_i$  为重构后的调制波矢量,则:

$$\begin{cases} D'_i = D_i - \Delta D_{i-1} + \Delta D_i \\ D_i = (1+m_i)D \\ \Delta D_0 = \Delta D_n = 0 \end{cases} \quad (9)$$

由递推公式(9)可求得各个 H 桥的重构调制波矢量,其中误差分量的计算如图 6 所示。

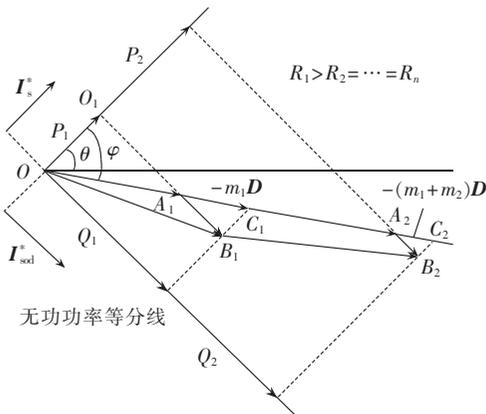


图 6 均衡控制稳态矢量图局部放大图

Fig.6 Partial enlarged steady-state vector diagram under equilibrium control

图 6 中  $\triangle OO_1A_1$  与  $\triangle C_1B_1A_1$ 、 $\triangle C_2B_2A_2$  互为相似三角形,因此  $\angle A_1C_1B_1 = \angle A_2C_2B_2 = \varphi$ , 则:

$$\begin{cases} A_i B_i = A_i C_i \sin \varphi \\ A_i C_i = -\sum_{j=1}^i m_j d_m \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $i=1, 2, \dots, n$ ;  $d_m$  为未加平衡控制算法时的调制比,即  $D$  的幅值。

由式(8)~(10)可得各个 H 桥的重构调制波矢量计算公式为:

$$D'_i = (1+m_i)D - m_i d_m \sin \varphi I_{sod}^* \quad i=1, 2, \dots, n \quad (11)$$

其中,  $I_{sod}^*$  为滞后  $I_s^*$   $90^\circ$  的单位矢量。

## 2.2 约束条件

根据线性调制理论<sup>[19]</sup>,可得计算式(11)的约束条件为  $|D'_i| < 1$  且  $1+m_i > 0$ ,代入式(11)可得:

$$\begin{cases} d'_{mi} = \begin{cases} d_m \sqrt{(1+m_i)^2 + (m_i \sin \varphi)^2} & -1 < m_i \leq 0 \\ d_m \sqrt{(1+m_i)^2 - (m_i \sin \varphi)^2} & m_i > 0 \end{cases} \\ d'_{mi} < 1 \quad i=1, 2, \dots, n \end{cases} \quad (12)$$

根据式(12)可作出其函数图如图 7 所示。

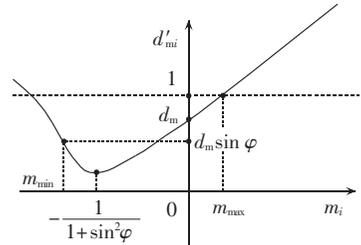


图 7 重构调制比-修正系数函数图

Fig.7 Reconstruction of modulation ratio-correction factor function

由式(12)可解得:

$$\begin{cases} m_{\max} = -\frac{1}{1-\sin^2 \varphi} + \frac{\sqrt{1-(1-d_m^2)\sin^2 \varphi}}{d_m(1-\sin^2 \varphi)} \\ m_{\min} = -1 \end{cases} \quad (13)$$

结合式(8)和(13)可得:

$$\eta_i = \frac{R_1/R_i}{\left(\sum_{i=1}^n \frac{R_1}{R_i}\right)/n} < m_{\max} + 1 = \varepsilon_2 \quad i=1, 2, \dots, n \quad (14)$$

若设  $R_1$  为基准负载,则  $R_1/R_i$  可以表示为各个 H 桥的负载比,  $\eta_i$  可以表示为第  $i$  个 H 桥的负载不平衡度,  $\varepsilon_2$  表示约束范围,因此式(14)具体反映了各个 H 桥之间负载差异的约束条件。

采用直接修改调制比方式的电压平衡控制方法时,根据式(8)可得该方式下的约束范围  $\varepsilon_1 = m_{\max} + 1 = 1/d_m$ ,其与本文提出的功率均衡控制方法的对比如图 8 所示,在功率均衡控制下,负载不平衡度的约束范围更宽,适用于更大负载差异的应用场合。

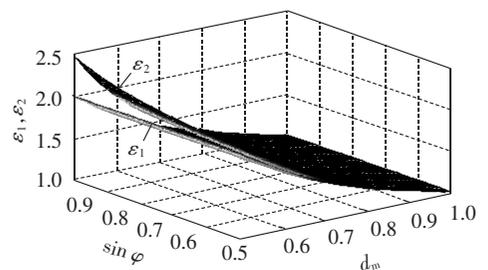


图 8 2 种控制方法约束范围对比图

Fig.8 Comparison of restraint areas between two control schemes

## 3 控制策略

基于计算式(11),本文描述的级联型 H 桥变换器控制策略主要由双闭环控制、电压平衡控制以及

功率均衡控制 3 个部分组成,如图 9 所示。

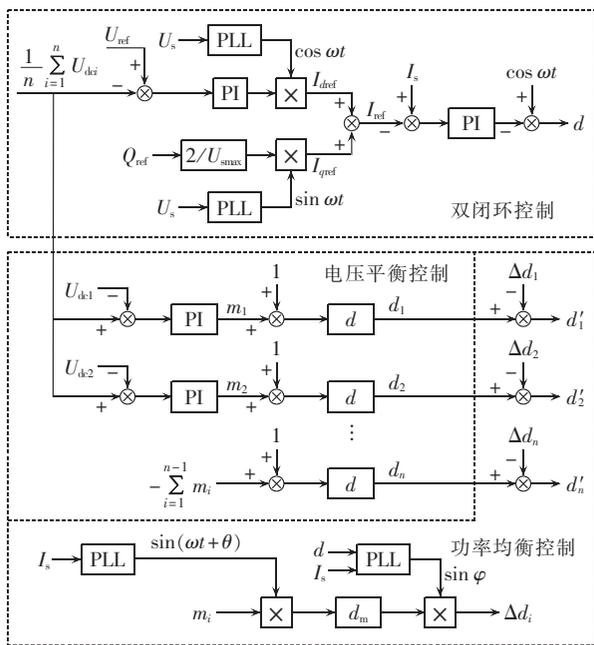


图 9 级联型 H 桥电压平衡及功率均衡控制策略

Fig.9 Control scheme of DC voltage balance and power equilibrium for cascaded H-bridge converters

双闭环控制由传统的双 PI 控制构成,电压外环稳定 H 桥直流侧电压均值,并形成有功电流指令,无功电流指令为外部给定;电流环采用电压前馈式控制,有效提高了系统的动态响应。

电压平衡控制为直接修改调制比方式,任意一个 H 桥直流侧电压受到各个 H 桥直流电压的影响<sup>[8]</sup>,因此每个 H 桥直流侧电压与直流侧电压均值比较后经过独立的 PI 作用后形成调制比修正系数  $m_i$ ,通过  $m_i$  消除各个 H 桥直流侧电压之间的差异。

功率均衡控制在以上控制的基础上,通过式(11)计算各个 H 桥的调制波矢量误差分量,分别得到重构调制波矢量。其中,  $\sin(\omega t + \theta)$  由  $I_s$  经锁相环后得到;  $\sin \varphi$  由  $I_s$  与  $d$  亦经锁相环后得到。

## 4 仿真研究

为验证所提电压平衡和功率均衡控制策略的有效性,在 MATLAB/Simulink 中搭建了 3 个单元级联型变换器及其控制系统,仿真系统主要参数为:输入电压峰值  $U_{sm}=1500\text{ V}$ ,直流电压  $U_{dci}=1000\text{ V}$ ,基准负载  $R_1=50\ \Omega$ ,无功功率  $Q=-100\text{ kvar}$ ,直流电容  $C_i=3000\ \mu\text{F}$ ,滤波电感  $L=2\text{ mH}$ ,开关频率  $f=1\text{ kHz}$ 。

本文调制环节采用载波移相调制策略,能够利用较低的开关频率实现较高的等效开关频率,下文将分三部分分别验证本文所述的控制策略。

### 4.1 级联 H 桥直流电压平衡

基于式(8),通过直接修改各 H 桥调制比的方法使直流侧电压平衡,仿真时间为 3 s,1 s 时加入平衡

控制,仿真结果如图 10 所示。如图 10(a)所示,平衡后的直流侧电压波动各不相同,负载越重,纹波越大;各 H 桥的传输功率如图 10(b)和 10(c)所示,负载越重,有功及无功功率越大,与理论分析结果一致;3 个 H 桥调制波仅调制比不同,如图 10(d)所示。

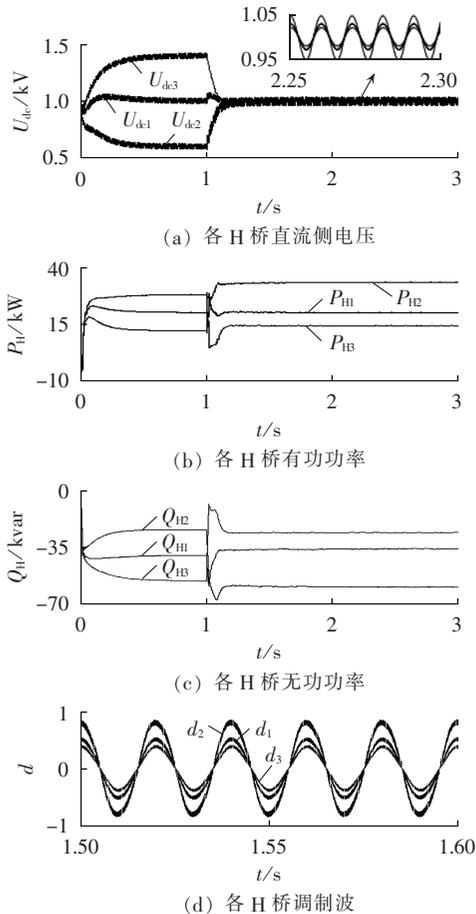


图 10 电压平衡控制时波形

Fig.10 Waveforms of DC voltage balance control

### 4.2 级联 H 桥功率均衡

基于本文提出的控制算法,仿真波形如图 11 所示,仿真时间为 3 s,1 s 时加入均衡控制。由图 11(a)可知,各 H 桥直流侧电压纹波基本保持一致,与负载轻重无关;各 H 桥有功功率与图 10(b)相同,按需分配,而无功功率趋于一致,各 H 桥平均分配网侧需要的无功,与负载轻重无关,如图 11(b)和 11(c)所示;3 个 H 桥调制波幅值与相位均不同,与理论分析一致,如图 11(d)所示。

### 4.3 负载不平衡的约束比较

取不平衡负载  $R_2=20\ \Omega, R_3=180\ \Omega$ ,由式(14)可计算负载的最大不平衡度  $\eta_{\max}=1.985$ ,在本文仿真工况下,可计算出初始调制比  $d_m=0.56, \sin \varphi=0.85$ ,根据图 8 可知,该负载不平衡度满足功率均衡下的约束条件,而不满足仅电压平衡时的约束条件。

仿真时间为 3 s,1 s 时加入电压平衡控制,2 s 时加入功率均衡控制,如图 12 所示。

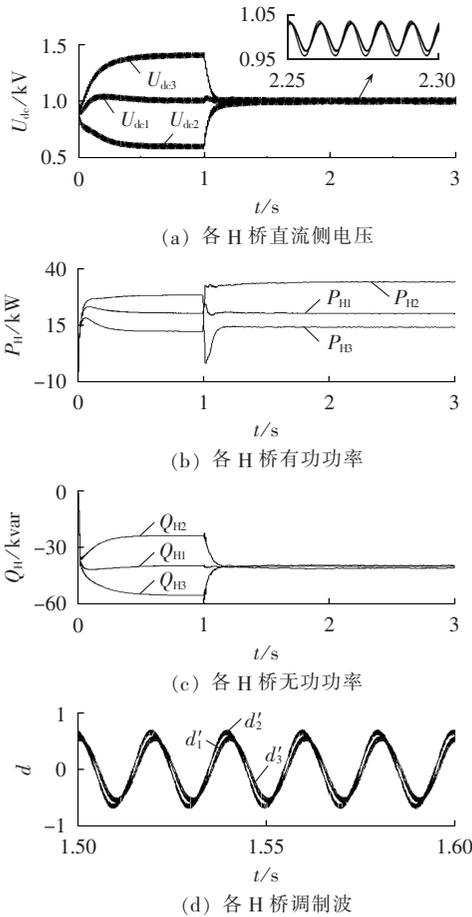


图 11 电压平衡及功率均衡控制时波形  
Fig.11 Waveforms of DC voltage balance and power equilibrium control

由图 12(a)可知,由于负载不平衡度超过了其约束条件,故仅电压平衡控制无法使直流侧电压仍然保持平衡,且各直流侧电压波动差别大;2 s 加入功率均衡控制后,由于约束范围的扩大,使得负载不平衡度重新回到约束范围内,故直流侧电压仍然能保持平衡状态。

图 12(b)和图 12(c)为功率变化图,同理,由于超出了电压平衡控制的约束范围,各 H 桥有功和无功功率均不满足与负载呈线性关系;2 s 加入功率均衡控制后,有功功率重新按需分配,无功功率均衡分配。

图 12(d)为加入功率均衡控制前后各 H 桥调制波波形,控制前  $d_2$  明显超出了线性调制区的范围,且各调制波均已出现畸变;而均衡控制后, $d_2$  重新回到约束范围以内,保证了控制的有效性。

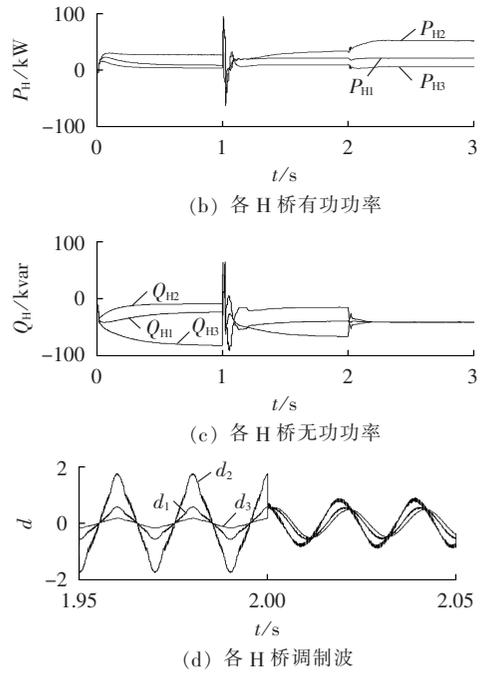
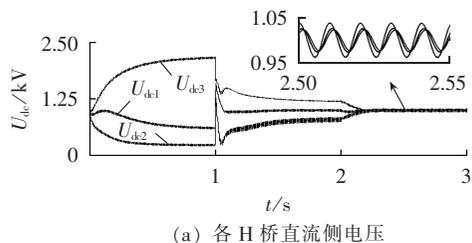


图 12 大负载不平衡度下 2 种控制方法对比图  
Fig.12 Comparison of waveforms between two control schemes for large load unbalance

### 5 结论

本文提出了一种新的基于调制波矢量重构技术的级联型 H 桥变换器电压平衡及功率均衡控制方法,与直接修改调制比的电压平衡方法相比,该方法具有如下优点:

- a. 直流侧平衡电压纹波基本一致;
- b. 各 H 桥流经有功功率按需分配;
- c. 各 H 桥流经无功功率等量分配;
- d. 负载不平衡度的约束范围更宽,即线性调制范围更大,适用场合更广。

### 参考文献:

[1] 何湘宁,陈阿莲. 多电平变换器的理论和应用技术[M]. 北京:机械工业出版社,2006:14-17.

[2] MALINOWSKI M,GOPAKUMAR K,RODRIGUEZ J,et al. A survey on cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2010,57(7):2197-2206.

[3] 杨昆,陈磊,陈国柱. DSTATCOM 补偿不平衡负载分序控制策略[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):36-41.

YANG Kun,CHEN Lei,CHEN Guozhu. Individual sequence control of DSTATCOM compensation for unbalanced load[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(7):36-41.

[4] SHI J J,GOU W,YUAN H,et al. Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer [J]. IEEE Trans on Power Electronics,2011,26(4):1154-1166.

[5] 高志刚,冬雷,廖晓钟,等. 一种新型四象限多电平变流器[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):52-57.

GAO Zhigang,DONG Lei,LIAO Xiaozhong,et al. Four-quad multi-level converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,

- 33(6):52-57.
- [6] 刘文华,宋强,滕乐天,等. 基于链式逆变器的50 MVA静止同步补偿器的直流电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2004,24(4):145-150.  
LIU Wenhua,SONG Qiang,TENG Letian,et al. Balancing control of DC voltages of 50 MVA STATCOM based on cascaded multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(4):145-150.
- [7] YANG X W,JIANG J G,LIU Shichao. A novel design approach of DC voltage balancing controller for cascaded H-bridge converter-based STATCOM[C]//IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan,China:IEEE,2009:2359-2364.
- [8] ZYGMANOWSKI M,GRZESIK B,MICHALAK J. Power conditioning system with cascaded H-bridge multilevel converter-DC-link voltage balancing method[C]//Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications. Birmingham, England:IEEE,2011:1-10.
- [9] BARRENA J A,MARROYO L,RODRIGUEZ M A,et al. Comparison of DC-bus voltage balancing strategies for three-phase DSTATCOM based on cascaded H-bridge multilevel converter[C]//Proceedings of IEEE Conference on Power Electronics. Rhodes,Greece:IEEE,2008:4819-4824.
- [10] ZHAO T F,WANG G Y. Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer[C]//Proceedings of IEEE Conference on Applied Power Electronics and Exposition. Palm Springs,CA,USA:IEEE,2010:761-767.
- [11] REZAEI M A,FARHANGI S,IMAN-EINI H. Extending the operating range of cascaded H-bridge based multilevel rectifier under unbalanced load conditions[C]//Proceedings of IEEE Conference on Power and Energy. Kuala Lumpur,Malaysia:IEEE,2010:780-785.
- [12] 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.
- [13] TAO X H,LI Y D,SUN M. A PI-based control scheme for primary cascaded H-bridge rectifier in transformerless traction converters[C]//Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Systems. Incheon,Korea:IEEE,2010:824-828.
- [14] 雷霄,肖湘宁,徐永海,等. 并联型级联多电平逆变器直流电容电压控制方法[J]. 电网技术,2010,34(7):30-35.  
LEI Xiao,XIAO Xiangning,XU Yonghai,et al. A method to control DC capacitor voltage of shunt cascaded multilevel inverter[J]. Power System Technology,2010,34(7):30-35.
- [15] KESHAVARZIAN A,IMAN-EINI H. A new strategy for control of cascaded H-bridge rectifiers with unequal loads[C]//Proceedings of IEEE Conference on Power Electronics,Drive System and Technologies. Tehran,Iran:IEEE,2011:38-43.
- [16] BARRENA J A,MARROYO L,et al. Individual voltage balancing strategy for PWM cascaded H-bridge converter-based STATCOM[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2008,55(1):21-29.
- [17] 孙宜峰,阮新波. 级联型多电平逆变器的功率均衡控制策略[J]. 中国电机工程学报,2006,26(4):126-133.  
SUN Yifeng,RUAN Xinbo. Power balance control schemes for cascaded multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(4):126-133.
- [18] 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 Trans on Industrial Electronics,2010,57(7):2287-2296.
- [19] 徐德鸿,马皓,汪栖生,等. 电力电子技术[M]. 北京:科学出版社,2006:200-250.

#### 作者简介:



孙毅超

孙毅超(1987-),男,江苏丹阳人,博士研究生,主要研究方向为高压大功率电力电子技术在电力系统中的应用(E-mail:longquan\_18@126.com);

赵剑锋(1972-),男,浙江临海人,教授,博士研究生导师,主要从事电力电子技术在电力系统中的应用研究。

## Control strategy of DC voltage balance and power equilibrium for grid-connected cascaded H-bridge converters

SUN Yichao,ZHAO Jianfeng,JI Zhendong

(College of Electrical Engineering,Southeast University,Nanjing 210096,China)

**Abstract:** The mathematical model of cascaded H-bridge converters is established and the causes of unbalanced DC voltage between H-bridges and inequilibrium power transfer are discussed in detail. A control scheme is proposed based on the vector reconstruction of modulation wave, which, by introducing the modulation wave error component to traditional double closed loop control and DC voltage balance control, reconstructs the initial modulation wave to distribute the active power as required and the reactive power equally among H-bridges for ensuring the DC voltage balance. The restraint area of the proposed control scheme based on linear modulation theory is wider than that based on direct modulation ratio adjustment, suitable for larger load unbalance. Its correctness and effectiveness are tested and verified by simulation with MATLAB/Simulink.

**Key words:** multilevel technology; cascaded H-bridge; electric converters; DC voltage balance; power equilibrium; modulation wave reconstruction; voltage control