

一种具有中点电位平衡功能的 混合箝位型多电平逆变器

陈阿莲, 何湘宁

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

A HYBRID CLAMPED MULTILEVEL INVERTER WITH NEUTRAL POINT VOLTAGE BALANCING ABILITY

CHEN A-lian HE Xiang-ning

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: A multilevel inverter topology clamped together by active and passive devices is proposed in this paper, which is based on the analysis of the existing three types of multilevel converter topologies. The new topology can balance the DC link capacitor voltages by itself without additional circuit and separated DC voltage sources, regardless of the load characteristics. It can be used in real power and reactive power conversion applications. The topology structure, operating principle and self-voltage balancing ability are analyzed. Finally, the validity is confirmed by simulations and experiments based on a five level inverter.

KEY WORDS: Power electronics; Multilevel; Inverter; Hybrid clamped; Neutral point voltage balancing

摘要: 在分析了现有三类基本多电平变换器拓扑的基础上, 提出了一种通过无源器件和有源器件共同实现箝位的混合箝位型多电平拓扑。该拓扑不需要附加电压平衡电路和使用独立直流电压源, 不管在什么负载特性下, 自身都能够实现中点电位平衡。可以应用于有功和无功变换场合。该文分析了该拓扑的结构和工作原理, 并以五电平半桥电路进行了仿真和实验, 结果验证了该拓扑的正确性。

关键词: 电力电子; 多电平; 逆变器; 混合箝位; 中点电位平衡

1 引言

近几年来, 多电平变换器由于其许多优点而成为高压大功率应用场合的研究热点。一般认为, 二极管箝位型、飞跨电容型和具有独立直流电压源的级联型为三类基本的多电平拓扑^[1,2]。当传递

有功功率时, 二极管箝位型需要独立的直流电压源或附加电路或复杂的平衡控制方法来解决电容电压不平衡问题^[3~6], 因此它们在有功变换的应用场合中受到一定的局限性。飞跨电容型在合适的调制方法下^[7,8], 虽然能够用于有功和无功传输, 但在纯无功情况下, 不能保证电容电压平衡, 因此不能用于无功补偿等场合^[9]。文[10]提出一种具有电容电压自平衡功能的通用多电平拓扑, 图 1 为该拓扑的五电平单臂电路。该拓扑不受负载特性的影响, 能应用于有功和无功变换场合。但是该拓扑需要大量的无源和有源器件, 这一缺点限制了它在实际中的应用。本文提出一种新的具有中点电位自平衡功能的多电平拓扑, 它具有图 1 电路相同的优点, 但对于相同电平数, 所需的元件数比图 1 少很多。

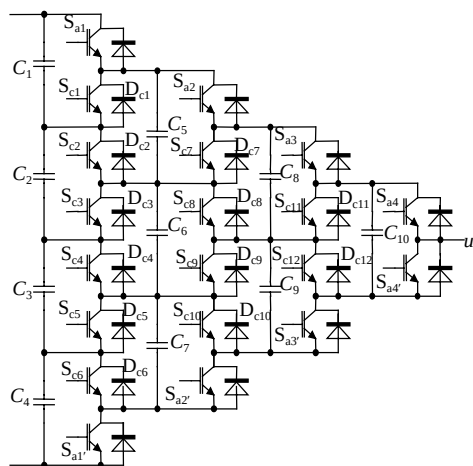


图 1 文[10]中提出拓扑的五电平单臂电路

Fig. 1 One-leg of five-level circuit proposed in [10]

基金项目: 国家自然科学基金项目(50277035)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50277035).

2 新拓扑的结构特点及其工作原理

2.1 新拓扑的结构特点

图 2 为新拓扑的五电平单臂电路,其中, $S_{a1} \sim S_{a4}$ 以及 $S_{a1'} \sim S_{a4'}$ 为主开关管, 用来实现期望的输出电压; $S_{c1} \sim S_{c6}$ 为箝位开关管, $D_{c1} \sim D_{c12}$ 为箝位二极管, 它们共同实现箝位功能; 同时 $S_{c1} \sim S_{c6}$ 和辅助电容 $C_5 \sim C_7$ 能够保证直流端每个电容 $C_1 \sim C_4$ 的电压平衡。从图中可以看出, 除了最靠近直流侧的一系列箝位元件为有源开关和二极管反并构成的开关以外, 其他均为二极管箝位。该拓扑容易拓展到任意电平。对于 M 电平的单臂电路, 该拓扑需要 $(M-1)$ 个直联连接电容, $2(M-1)$ 个主开关管, $2(M-2)$ 个箝位开关管, $(M-1) \times (M-2)$ 个箝位二极管和 $(M-2)$ 个辅助电容。所有电容分担相同的电压, 所有开关管和二极管都有相同的电压应力, 均为直流母线电压的 $1/(M-1)$ 。

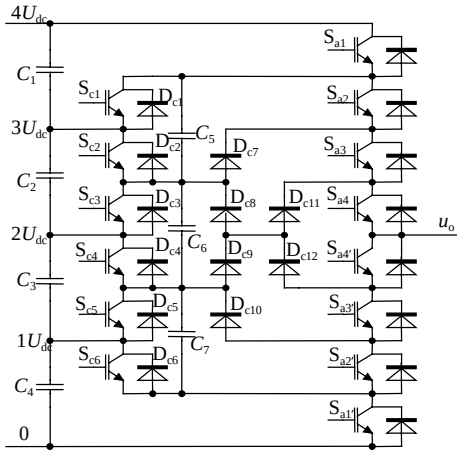


图 2 具有中点电位平衡功能的混合箝位型五电平单臂电路
Fig. 2 One-leg of hybrid clamped five-level inverter with neutral point voltage balancing ability

2.2 新拓扑合成多电平的原理

以五电平为例来说明新拓扑生成多电平波形的原理。在图 2 中, 取直流电压负母线作为参考点, 对应于 5 个电平, 分别由 5 种开关状态来合成:

对于 $U_1=0U_{dc}$, 开通 $S_{a4'} \sim S_{a1'}$ 四个主开关管以及 S_{c1} 、 S_{c3} 、 S_{c5} 三个箝位开关管;

对于 $U_2=1U_{dc}$, 开通 S_{a4} , $S_{a4'}$, $S_{a3'}$, $S_{a1'}$ 四个主开关管以及 S_{c1} 、 S_{c3} 、 S_{c5} 三个箝位开关管;

对于 $U_3=2U_{dc}$, 开通 S_{a3} , S_{a4} , $S_{a4'}$, $S_{a1'}$ 四个主开关管以及 S_{c1} 、 S_{c3} 、 S_{c5} 三个箝位开关管;

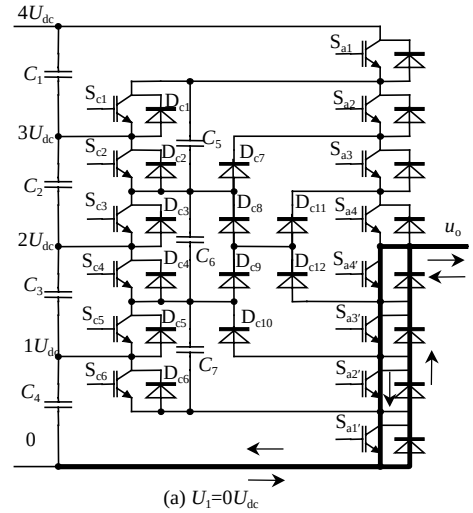
对于 $U_4=3U_{dc}$, 开通 S_{a2} , S_{a3} , S_{a4} , $S_{a1'}$ 四个主开关管以及 S_{c1} 、 S_{c3} 、 S_{c5} 三个箝位开关管;

对于 $U_5=4U_{dc}$, 开通 $S_{a1} \sim S_{a4}$ 四个主开关管以及

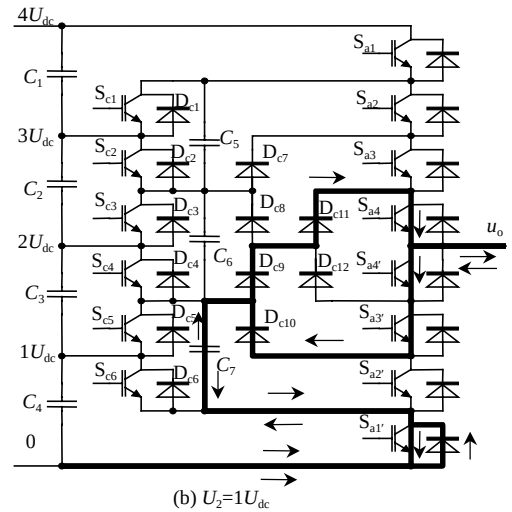
S_{c2} 、 S_{c4} 、 S_{c6} 三个箝位开关管;

由于 (S_{a1}, S_{c1}) , (S_{c1}, S_{c2}) , (S_{c2}, S_{c3}) , (S_{c3}, S_{c4}) , (S_{c4}, S_{c5}) , (S_{c5}, S_{c6}) , $(S_{c6}, S_{a1'})$ 分别并在电容 C_1 , C_5 , C_2 , C_6 , C_3 , C_7 , C_4 两端, 所以它们要互补导通, 即如果开关对中的一个导通, 另一个一定关断, 反之亦然。表 1 归纳出输出电压 u_o 与开关状态之间的关系, 图 3 为对应于每个电平的双向电流通路。

由以上分析可以看出, 开关状态必须遵守如下规则: ① 对应于每个开关状态, 有 4 个主开关管和 3 个箝位开关管同时导通; ② S_{a1} 与 $S_{a1'}$ 互补导通, $S_{a2} \sim S_{a4}$ 以及 $S_{a4'} \sim S_{a2'}$ 6 个开关中, 相邻的 3 个开关连续导通, 即 $(S_{a1}, S_{a1'})$, $(S_{a2}, S_{a4'})$, $(S_{a3}, S_{a3'})$, $(S_{a4}, S_{a2'})$ 为互补工作的开关对, 如果开关对中的一个导通, 另一个一定关断, 反之亦然; ③ S_{a1} 与 S_{c1} 互补导通; ④ 箝位开关 $S_{c1} \sim S_{c6}$ 中, 相邻的 2 个开关互补导通。



(a) $U_1=0U_{dc}$



(b) $U_2=1U_{dc}$

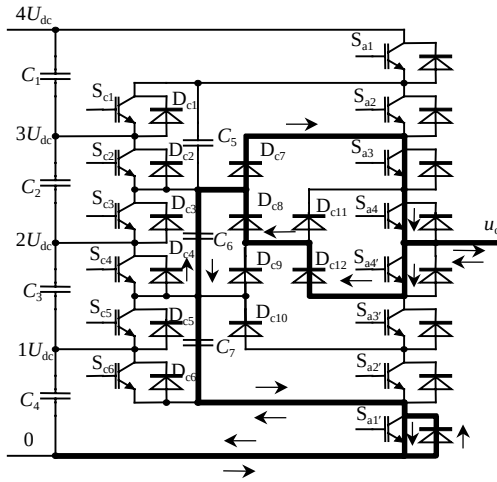
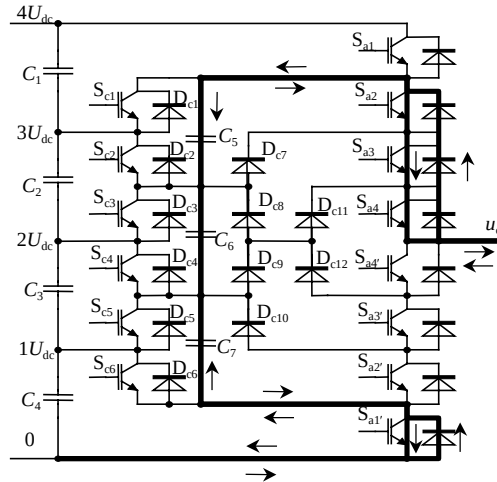
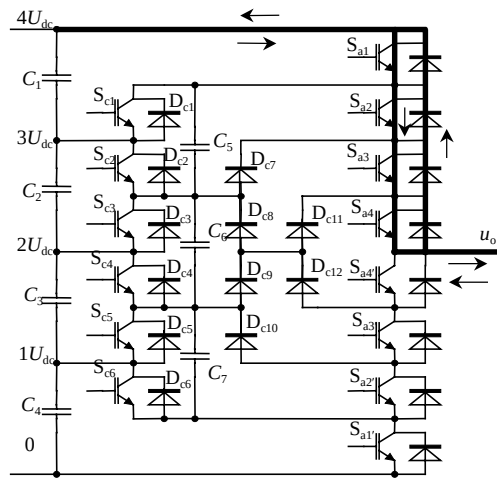
(c) $U_3=2U_{dc}$ (d) $U_4=3U_{dc}$ (e) $U_5=4U_{dc}$

图3 新拓扑中对应于每个电平的电流双向通路

Fig. 3 Bi-directional current paths corresponding to each voltage level in the new topology

表1 输出电压 u_o 与开关状态之间的关系Tab. 1 Relationship between output voltage u_o and switching states

	输出电压 u_o				
	$U_1=0U_{dc}$	$U_2=1U_{dc}$	$U_3=2U_{dc}$	$U_4=3U_{dc}$	$U_5=4U_{dc}$
S_{a1}	0	0	0	0	1
S_{a2}	0	0	0	1	1
S_{a3}	0	0	1	1	1
S_{a4}	0	1	1	1	1
$S_{a1'}$	1	1	1	1	0
$S_{a2'}$	1	0	0	0	0
$S_{a3'}$	1	1	0	0	0
$S_{a4'}$	1	1	1	0	0
S_{c1}	1	1	1	1	0
S_{c2}	0	0	0	0	1
S_{c3}	1	1	1	1	0
S_{c4}	0	0	0	0	1
S_{c5}	1	1	1	1	0
S_{c6}	0	0	0	0	1

3 直联联接电容电压自平衡功能的实现

本文所提拓扑的电容电压自平衡功能是通过辅助电容和箝位开关来实现的。当 S_{a1} 导通时, 根据上述的开关规则, 箝位开关 S_{c2} , S_{c4} 和 S_{c6} 都应导通, 此时 C_1 跟 C_5 , C_2 跟 C_6 , C_3 跟 C_7 分别并联连接, 因此 $U_{c1}=U_{c5}$, $U_{c2}=U_{c6}$, $U_{c3}=U_{c7}$; 当 S_{a1} 关断时, 根据上述的开关规则, 箝位开关 S_{c1} , S_{c3} 和 S_{c5} 都应导通, 此时 C_2 跟 C_5 , C_3 跟 C_6 , C_4 跟 C_7 分别并联连接, 因此 $U_{c2}=U_{c5}$, $U_{c3}=U_{c6}$, $U_{c4}=U_{c7}$ 。当 S_{a1} 由导通变为关断时, 可以得到 $U_{c1}=U_{c2}$, $U_{c2}=U_{c3}$, $U_{c3}=U_{c4}$, 即 $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}$ 。所以, 在一个周期中, 只要 S_{a1} 的开关状态改变一次, 就能保证直联联接电容的电压平衡。

从上述分析可以看出, 该拓扑的电压自平衡方法不同于采用冗余开关状态组合的自平衡方法。所谓采用冗余开关状态组合的自平衡方法, 是指通过选取两种或多种开关状态来实现多电平变换器中间电平的输出, 其中某些开关状态对直流电容充电, 另一些开关状态对直流电容放电, 最终在一个周期内保证直流电容的充放电平衡。该方法的典型例子是应用于飞跨电容型多电平变换器的相移 PWM 方法, 但在纯无功情况下不能保证电容电压的平衡。文[5]提出了一种用于二极管箝位型逆变器的基于空间矢量的直流电压平衡方法, 该方法通过选取使电容电压偏离基准程度最小的冗余开关状态来维持电容电压平衡并产生所期望的输出电压波形, 但同时要舍去大量的导致电容电压本质不平衡的中长矢量为代价。以

此方法实现电容电压平衡需要复杂的控制，并且受负载性质的影响。而本文的电压平衡方法是把辅助电容作为中间媒介，通过它与不同直联联接电容间的并联来实现直联联接电容的电压平衡。该方法不需要复杂的控制方法，只要保证辅助电容在一个基频周期中能分别与相邻的两个直流电容分别并联即可，也即只要箝位开关的状态能够在一个基频周期中至少改变一次即可，而这是在该拓扑中为了得到期望的输出必须满足的条件。并且，该方法不受负载特性的影响，能够在各种负载情况下保证电压平衡。

4 开关器件和二极管的箝位机理

拓扑中的主开关器件关断时，都通过有源箝位开关和无源箝位二极管共同箝位到相应的直联联接电容，本文称其为混合箝位型多电平变换器。同时，在该拓扑中，不仅主开关被箝位到 $1U_{dc}$ ，而且箝位开关和箝位二极管也被箝位到 $1U_{dc}$ 。为了便于分析，把该拓扑拆分为图 4(a)所示阴影和图 4(b)所示阴影两部分。其中，图 4(a)阴影部分为一改进的二极管箝位型四电平变换器单臂电路，文[11]对它的箝位机理进行了详细的分析，其中的每个主开关管和箝位二极管都被直接或间接箝位到 C_5, C_6, C_7 。然后根据箝位开关的导通状态，如果 S_{c1}, S_{c3}, S_{c5} 导通，则它们通过箝位开关分别被箝位到 C_2, C_3, C_4 ；如果 S_{c2}, S_{c4}, S_{c6} 导通，则它们通过箝位开关分别被箝位到 C_1, C_2, C_3 。所以对整个拓扑来说，图 4(a)阴影中的器件都通过箝位开关和箝位二极管被间接箝位到相应的直流端电容。对于图 4(b)阴影部分的开关器件，它们都被直接箝位到相应的直流端电容。由于它们之间具有互补导通的开关规则，

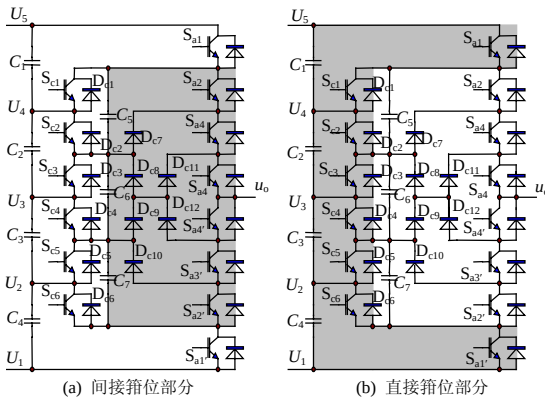


图 4 混合箝位型五电平逆变器拓扑的拆分

Fig. 4 Split of the hybrid clamped five-level inverter

当 S_{a1} 关断时，通过 S_{c1} 直接箝位到 C_1 ；当 S_{c1}, S_{c3}, S_{c5} 关断时，分别通过 S_{a1}, S_{c2}, S_{c4} 直接箝位到 C_1, C_2, C_3 ；当 S_{c2}, S_{c4}, S_{c6} 关断时，分别通过 $S_{c3}, S_{c5}, S_{a1'}$ 直接箝位到 C_2, C_3, C_4 ，当 $S_{a1'}$ 关断时，通过 S_{c6} 直接箝位到 C_4 。这样拓扑中的所有器件都通过有源开关和(或)无源二极管箝位到相应的直联联接电容。

5 仿真和实验验证

为了验证所提拓扑的有效性，建立了一个该拓扑的五电平半桥逆变电路进行了仿真和实验研究，调制方法采用消谐波 PWM 调制。图 5 给出了两种不同负载情况下的仿真波形，图 5 (a)、(b)为 85Ω 的阻性负载，图 5 (c)、(d)为 $15mH$ 的电感与 20Ω 电阻串联的阻感负载。图 6 给出了对应于上述两种

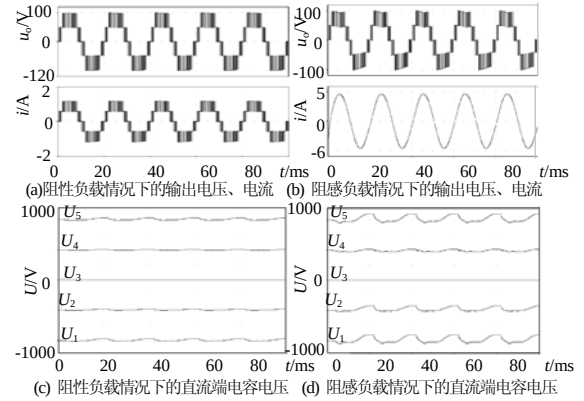


图 5 混合箝位型五电平半桥逆变电路的仿真结果

Fig. 5 Simulated results of the hybrid clamped five-level single-phase inverter

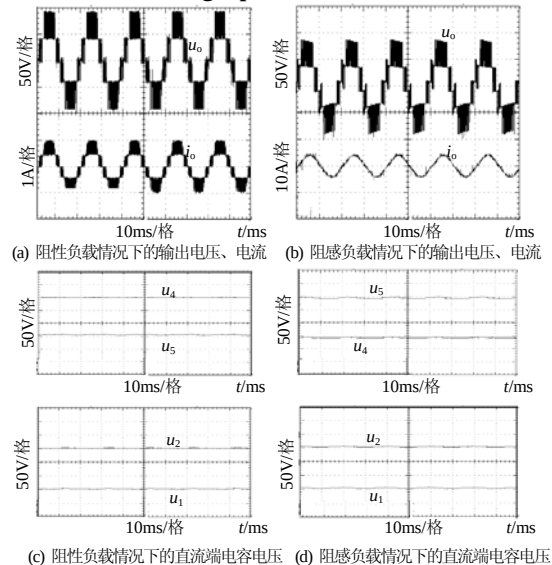


图 6 混合箝位型五电平单相半桥逆变电路的实验结果

Fig. 6 Experimental results of the hybrid clamped five-level single-phase inverter

种负载情况的实验波形,可以看出仿真结果与实验结果一致,验证了该拓扑的正确性及中点电位平衡功能。通过组合3个相同的单臂电路,可以容易得到该拓扑的三相电路。图7为三相电路的仿真波形,其中给出了每一相的电压和线电压。

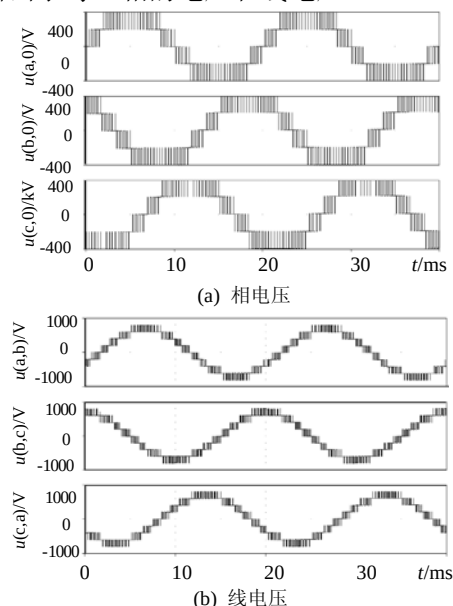


图7 混合钳位型五电平三相逆变电路的仿真波形

Fig. 7 Simulated results of the hybrid clamped five-level three-phase inverter

6 结论

本文提出了一种新型的多电平逆变器拓扑,它通过有源和无源元件共同实现钳位,并且具有中点电位平衡功能。混合钳位概念的提出为生成新的多电平变换器拓扑提供了一条新的思路。同时该拓扑也提供了一种实现直流联接电容电压自平衡的新方法。虽然该拓扑需要有源钳位开关,但是它不需要附加电路就能通过简单的控制应用于有功和无功变换场合。本文以一个五电平的半桥逆变电路对该拓扑进行了仿真和实验验证,结果证明了该拓扑的有效性。

参考文献

[1] Lai Jinsheng, Peng Fangzheng. Multilevel converters—a new breed of power converters [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996,

32(3): 509-517.

- [2] Rodriguez, J, Lai Jih-Sheng, Peng Fangzheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-736.
- [3] Mario Marchesoni, Pierluigi Tenca. Diode-clamped multilevel converters: a practicable way to balance DC-link voltages [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49 (4) : 752-765.
- [4] 金舜, 钟彦儒, 明正峰, 等. 一种控制中点电位并消除窄脉冲的三电平 PWM 方法 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (10) : 114-118.
Jin Shun, Zhong Yanru, Ming Zhengfeng, et al. A three-level PWM method of neutral-point balancing and narrow pulse elimination[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23 (10) : 114-118.
- [5] 王广柱. 二极管钳位式多电平逆变器直流侧电容电压不平衡机理的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 111-117.
Wang Guangzhu. Mechanism of DC bus voltage unbalance in diode-clamped multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 111-117.
- [6] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 控制与 SVPWM 控制法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22 (5): 10-15.
Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship between multilevel carrier-based PWM and SVPWM and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22 (5): 10-15.
- [7] Xiaoming Yuan, Herbert Stemmler, Ivo Barbi. Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16 (2) : 256-263
- [8] 严干贵, 刘文华, 陈远华, 等. 悬浮电容多电平逆变器的通用 PWM 控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (6): 35-40.
Yan Gangui, Liu Wenhua, Chen Yuanhua, et al. A generic control method for flying capacitor inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23 (6): 35-40.
- [9] Xiaoming Yuan, Herbert Stemmler, Ivo Barbi. Investigation on the clamping voltage self-balancing of the three-level capacitor clamping inverter [A]. IEEE Proc. of PESC [C]. '99, 1999: 1059-1064.
- [10] Peng Fangzheng. A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2001, 37 (2): 611-618.
- [11] Xiaoming Yuan, Ivo Barbi. A new diode clamping multilevel inverter [A]. IEEE Proc. of PESC[C]. 1999: 495-501.

收稿日期: 2004-05-15。

作者简介:

陈阿莲(1976-), 女, 博士研究生, 从事电力电子技术及其工业应用的研究;

何湘宁(1961-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 从事电力电子技术及其工业应用方面的研究和工程设计工作。