

NNPC 四电平逆变器共模电压抑制技术研究

郭小强, 王学惠, 贺 冉

(燕山大学电气工程学院, 秦皇岛 066004)

摘 要: 针对嵌套式中点钳位 NNPC 四电平逆变器提出一种减小共模电压的载波调制策略。与传统四电平正弦脉宽调制(SPWM)相比,提出的调制策略只采用2个三角载波可将共模电压减小到直流母线电压的1/18,同时具有电容电压平衡能力。最后对传统调制方案和该文提出的调制方案进行稳态和暂态测试,结果验证提出的方案的有效性。

关键词: 共模电压; 中点钳位逆变器; 多电平逆变器; 脉宽调制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

0 引 言

光伏发电受到世界各国的广泛关注^[1~3],其中多电平逆变器通常应用于光伏电场中^[4~7]。而实际运行中多电平逆变器会产生共模电压,引发电磁干扰问题,而电磁干扰抑制问题是光伏电场运行中的关键问题^[8,9]。传统多电平逆变器拓扑目前主要有3种^[10~12]:1)飞跨电容(flying capacitors, FC)拓扑结构;2)级联式H桥(cascaded H bridges, CHB)拓扑结构;3)二极管钳位式(neutral point clamped, NPC)拓扑结构。与传统两电平逆变器相比,多电平逆变器具有以下优点:1)可使用耐压较低功率开关器件,输出较高电压;2)输出电压波形由多个台阶组成,通过提高电平数目能产生近似正弦的输出电压;3)输出电压 dv/dt 相对较低,虽可降低器件封装绝缘,但为实现多电平输出,需要大量的器件和箝位器件。为解决此问题,文献[13]提出一种新型四电平逆变拓扑——NNPC(nested neutral point clamped)拓扑,与传统四电平拓扑不同,该拓扑无需额外硬件电路设计就可实现电容电压平衡,但未对共模电压问题进行分析。

本文结合前期工作基础,以 NNPC 四电平逆变器为研究对象,首先对系统开关状态和共模电压进行分析,进而提出一种新型控制方案,该

方案不仅能实现电容电压平衡,同时还可实现系统共模电压的有效抑制,最后对该方案进行验证。

1 四电平 NNPC 逆变器工作原理分析

图1为四电平 NNPC 逆变器原理图,其电压等级可达到 $2.3\sim 7.2\text{ kV}$ ^[13]。如图1所示,逆变器每相含有6个开关管,2个二极管和2个飞跨电容。当飞跨电容端电压达到 $V_{DC}/3$ 时,通过控制开关器件的开通与关断可实现输出电压四电平变化。下面以a相为例对其工作原理进行分析。

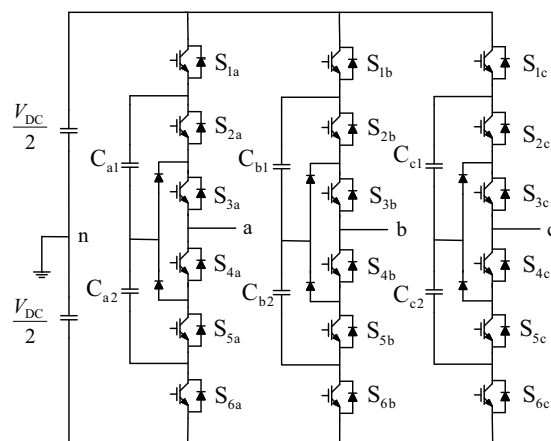


图1 四电平 NNPC 逆变器

Fig. 1 Four-level NNPC inverter

表1给出了a相 NNPC 逆变器6种工作状态。

收稿日期: 2016-11-21

基金项目: 河北省杰出青年基金(E2016203133); 河北省引进留学人员资助项目(CL201622)

通信作者: 郭小强(1979—), 男, 博士、教授、博士生导师, 主要从事分布式发电和微电网技术方面的研究。yeduming@163.com

当开关器件导通时,开关器件对应表 1 中状态 1;当开关器件关断时,开关器件对应表 1 中状态 0。相电压的 4 种电平数记为 3、2、1、0,分别对应拓扑中 $V_{DC}/2$ 、 $V_{DC}/6$ 、 $-V_{DC}/6$ 、 $-V_{DC}/2$ 。

与传统二极管钳位四电平逆变器不同,NNPC 逆变器处于 1 电平和 2 电平状态时存在 2 种冗余状态。其中,1 电平对应表 1 中的 1A 和 1B,2 电平对应表 1 中的 2A 和 2B。由于 NNPC 拓扑存在飞跨电容,因此需要考虑开关状态对电容电压的影响,即 NNPC 拓扑飞跨电容电压平衡问题。不同电平状态对电容的充放电状态造成的影响不同。如

表 1 所示,当 a 相逆变桥输出电平 2A 时,只对飞跨电容 C_{a1} 充电造成影响,对飞跨电容 C_{a2} 不进行充电和放电。另一方面,当 a 相逆变桥输出电平 2B 状态时,对飞跨电容 C_{a1} 和 C_{a2} 都会进行充放电。值得注意的是,电流方向不同,频率, T_s 为系统采样周期。对电容充放电影响也不同,以电平 2A 为例,当电流 $i_a > 0$ 时,对电容 C_{a1} 充电;当电流 $i_a < 0$ 时,对电容 C_{a1} 放电。

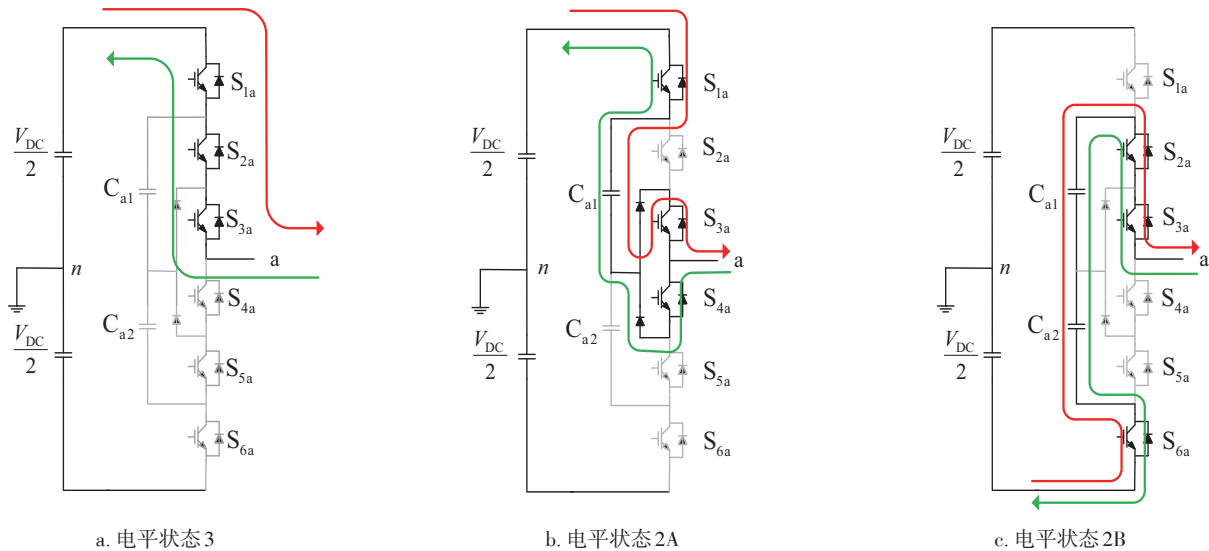
为便于对电容充放电进行理解和进一步解释表 1 中的信息,图 2 给出了 NNPC 拓扑 a 相的 6 种工作状态,并与表 1 进行一一对应。

表 1 NNPC 逆变器 a 相电平,开关管状态与飞跨电容电压

Table 1 Phase-a states, switching states and flying capacitors voltage of NNPC inverter

电平	冗余状态	开关管状态						飞跨电容端电压		相电压
		S_{1a}	S_{2a}	S_{3a}	S_{4a}	S_{5a}	S_{6a}	C_{a1}	C_{a2}	V_{an}
3	D	1	1	1	0	0	0	无影响	无影响	$V_{DC}/2$
2	2A	1	0	1	1	0	0	充电($i_a > 0$) 放电($i_a < 0$)	无影响	$V_{DC}/6$
	2B	0	1	1	0	0	1	放电($i_a > 0$) 充电($i_a < 0$)	放电($i_a > 0$) 充电($i_a < 0$)	
1	1A	1	0	0	1	1	0	充电($i_a > 0$) 放电($i_a < 0$)	充电($i_a > 0$) 放电($i_a < 0$)	$-V_{DC}/6$
	1B	0	0	1	1	0	1	无影响	放电($i_a > 0$) 充电($i_a < 0$)	
0	0	0	0	0	1	1	1	无影响	无影响	$-V_{DC}/2$

注:A、B、D 分别代表不同冗余状态。



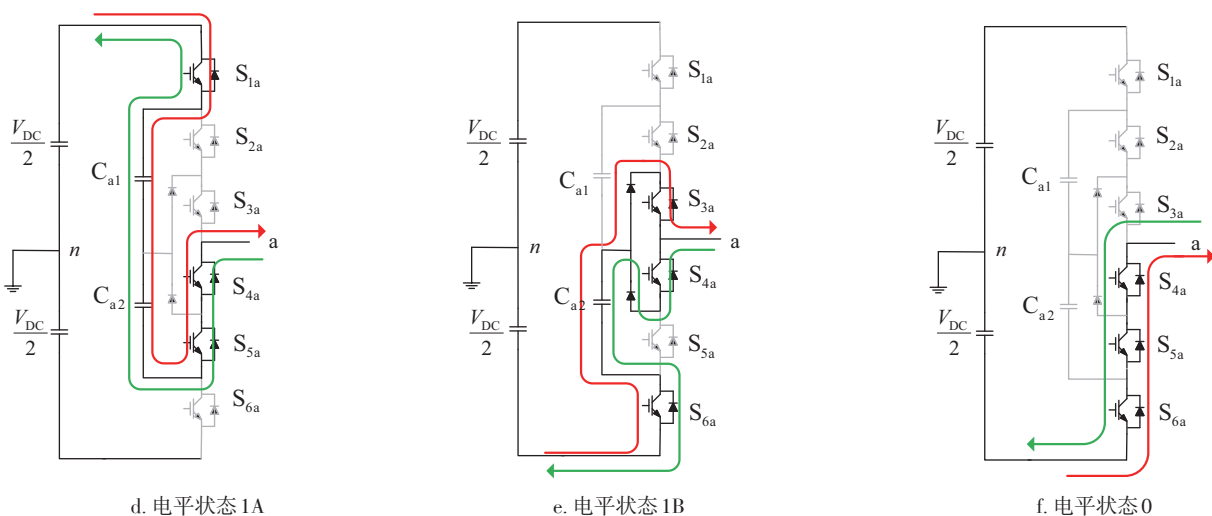


图2 NNPC逆变器电平状态

Fig. 2 States of NNPC inverter

值得注意的是,对于四电平逆变拓扑电容电压平衡问题的研究相对较少^[14,15],一般通过增加硬件电路来实现电容电压平衡。NNPC 拓扑由于自身的特殊性,同一电平存在不同开关状态,并且对电容电压影响不同,因此,通过选择合适的状态,可以在不增加硬件电路的情况下实现电容平衡,具体实现方法将在第 3 节中介绍。

2 四电平 NNPC 逆变器共模电压分析

图 1 中,逆变器的共模电压可表示为:

$$v_{cm} = \frac{v_{an} + v_{bn} + v_{cn}}{3} \quad (1)$$

式中, v_{cm} ——共模电压; v_{an} 、 v_{bn} 、 v_{cn} ——三相输出端对直流侧中点电压。

由于四电平拓扑每相都存在 4 种开关状态,因此 NNPC 拓扑存在 64 种开关状态,共模电压与开关状态的对应关系如表 2 所示。以表 2 中“000”为例,表示 NNPC 拓扑 a 相输出电平为 0 电平,b 相输出电平为 0 电平,c 相输出电平为 0 电平。

从表 2 可看出 NNPC 拓扑共模电压存在 $\pm V_{DC}/2$, $\pm 7V_{DC}/18$, $\pm 5V_{DC}/18$, $\pm V_{DC}/6$ 和 $\pm V_{DC}/18$ 共 10 种电平。采用传统调制方案会用到各种开关状态,因此不能够实现共模电压最小化。若调制方案选择共模电压为 $\pm V_{DC}/18$ 的两组开关状态,则共模电压只会在 $\pm V_{DC}/18$ 这 2 个电平之间变化,从而实现共模电压最小化。图 3 列出了四电平逆变拓

扑的空间矢量图,图中标记出了共模电压为 $\pm V_{DC}/18$ 的 24 个基本电压矢量。

表2 NNPC 拓扑共模电压与开关状态表

Table 2 Switching states and common-mode voltage of NNPC inverter

共模电压	开关状态
$-V_{DC}/2$	000
$-7V_{DC}/18$	001, 010, 100
$-5V_{DC}/18$	002, 011, 020, 101, 110, 200
$-V_{DC}/6$	003, 021, 012, 030, 102, 111, 120, 201, 210, 300
$-V_{DC}/18$	013, 022, 031, 103, 112, 121, 130, 202, 211, 220, 301, 310
$V_{DC}/18$	023, 032, 113, 122, 131, 203, 212, 221, 230, 302, 311, 320
$V_{DC}/6$	033, 123, 132, 213, 222, 231, 303, 312, 321, 330
$5V_{DC}/18$	133, 223, 232, 313, 322, 331,
$7V_{DC}/18$	233, 323, 332
$V_{DC}/2$	333

3 提出的共模电压减小载波调制策略

由上文分析可知,若选择共模电压 $\pm V_{DC}/18$ 的

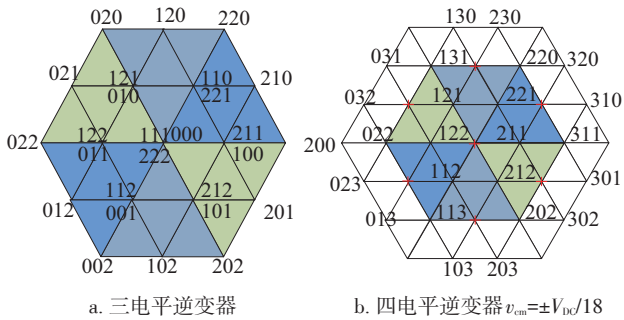


图3 电压矢量图
Fig. 3 Space vector diagram

开关状态,则可以实现共模电压最小化。基于此,本文提出一种新型调制策略,分为 2 部分。第 1 部分通过载波调制或者空间矢量调制实现期望的电平排列顺序,第 2 部分通过比较飞跨电容端电压和判断相电流方向来选择电平冗余状态,实现飞跨电容平衡。具体分析如下。

3.1 电平排列顺序设计

根据图 3 可看出,选中的 24 个开关状态电压矢量排列与三电平电压矢量排列具有相似性。如果不考虑最外层的四电平电压矢量(例如 130 和 230),会发现三电平电压矢量与选中的四电平电压矢量存在一一对应关系。以扇区 A1 为例,当三电平电压矢量为 000(冗余矢量为 111 和 222)时,对应四电平电压矢量为虚拟矢量(图 3(b)中红色十字表示为虚拟矢量);当三电平电压矢量为 211(冗余矢量为 100)时,对应四电平电压矢量为 211;当三电平电压矢量为 200 时,对应四电平电压矢量为 311。以此类推,表 3 列出了二者的具体对应关系,

表3 三电平与四电平电压矢量对应关系

Table 3 Relationship between three and four-level vectors			
三电平矢量	四电平矢量	三电平矢量	四电平矢量
211, 100	211	022	022
200	311	012	虚拟矢量
210	虚拟矢量	112, 001	112
221, 110	221	002	113
220	220	102	虚拟矢量
120	虚拟矢量	212, 101	212
121, 010	121	201	虚拟矢量
020	131	202	202
021	虚拟矢量	000, 111, 222	虚拟矢量
122, 011	122	—	—

限于篇幅,这里不再赘述。对于虚拟矢量,可以通过矢量合成来实现,以扇区 A1 的虚拟矢量为例,它可以通过:1)电压矢量 221 和 310 合成;2)电压矢量 220 和 311 合成;3)电压矢量 320 和 211 合成。图 4 给出了矢量合成图,从图 4 可看出,若合成矢量作用的时间相等,则可以实现与虚拟矢量一样的效果。

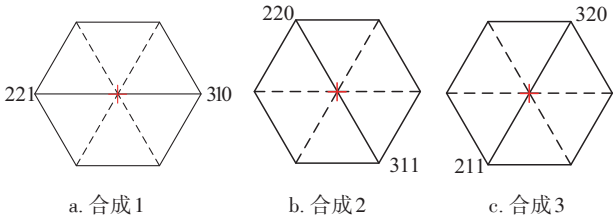


图4 虚拟矢量合成图

Fig. 4 Virtual vector synthesis diagram

表4 四电平虚拟矢量与相应合成矢量

Table 4 Relationship between virtual and synthesis vectors	
虚拟矢量	合成矢量
210	扇区 A1∩B1 221 和 310
210	扇区 A1∩B2 211 和 320
120	扇区 A2∩B2 121 和 230
120	扇区 A2∩B3 221 和 130
021	扇区 A3∩B3 122 和 031
021	扇区 A3∩B4 121 和 032
012	扇区 A4∩B4 112 和 023
012	扇区 A4∩B5 122 和 013
102	扇区 A5∩B5 212 和 103
102	扇区 A5∩B6 112 和 203
201	扇区 A6∩B6 211 和 302
201	扇区 A6∩B1 212 和 301

根据以上分析,本文提出一种针对四电平 NNPC 拓扑的新型调制方式。首先通过两个三角载波与正弦调制波进行比较,得到图 3 中三电平电压矢量的效果,当出现表 3 中三电平的电压矢量时,通过逻辑变换,输出电压矢量为表 3 中相应的四电平电压矢量。对于虚拟矢量的合成矢量的选择,考虑到矢量选择对称性和相电压,线电压对称性,合成方法如表 4 所示。双载波调制选择载波正向层叠(IPD)调制,选择该调制方式存在以下 2 个优点:

1)IPD 调制电压矢量遵守“近三矢量原则”,即对应的四电平电压矢量不再存在两个电平的跳跃。

2)以扇区 A1 为例,IPD 调制在一个开关周期内,电压矢量 210(即对应四电平虚拟矢量的三电平电压矢量)在前半个开关周期和后半个开关周期内

作用的时间相等,因此可简单实现表 4 中的矢量合成(在前 $T_s/2$ 用一个合成矢量作用,在后 $T_s/2$ 用另一个合成矢量作用)。

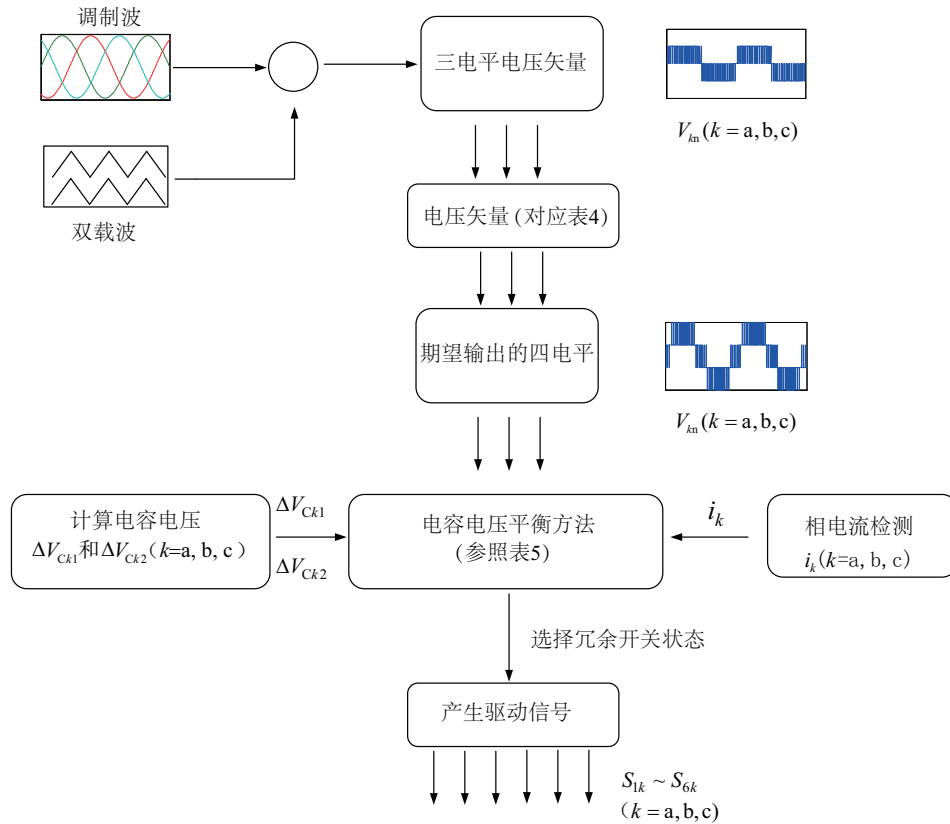


图5 NNPC拓扑控制框图

Fig. 5 Controller diagram of NNPC inverter

3.2 两电平冗余状态选择实现飞跨电容平衡

由上文分析可知,通过载波调制+逻辑变换可生成期望的电平排列顺序。但 NNPC 拓扑一电平和两电平存在冗余状态,并且不通过冗余状态选择无法实现电容平衡。

以 a 相为例,定义飞跨电容端电压变化量为:

$$\Delta V_{Ci} = V_{Ci} - V_{DC}/3 \quad (2)$$

式中, V_{Ci} ——飞跨电容端电压, $i=1, 2$ 。电容平衡策略的本质实现 ΔV_{Ci} 最大程度接近零。

冗余状态选择方法如下,将选择条件以表格形式列出,具体分析见表 5。从表 5 可看出,保持电容 C_1 平衡只通过选择 2 电平冗余状态来实现,保持电容 C_2 平衡只通过选择 1 电平冗余状态来实现,因此实现过程简单。系统总体控制框图如图 5 所示。

通过该控制方法可以实现输出相电压四电平变化,共模电压控制在 $\pm V_{DC}/18$ 同时具有电容电压平衡能力。

表5 飞跨电容控制表

Table 5 Control table for balancing capacitor voltage

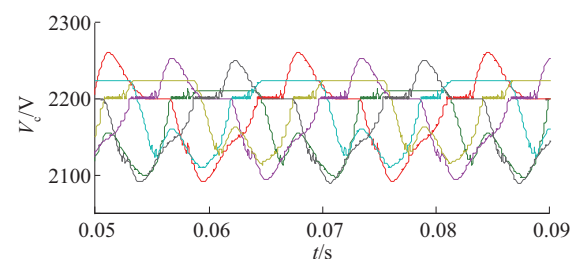
电平	ΔV_{Ci}	相电流 i_a	冗余状态
2	$\Delta V_{C1} < 0$	< 0	2B
		≤ 0	2A
	$\Delta V_{C1} \geq 0$	< 0	2A
		≥ 0	2B
1	$\Delta V_{C2} < 0$	< 0	1B
		≥ 0	1A
	$\Delta V_{C2} \geq 0$	< 0	1A
		≥ 0	1B

4 仿真实证

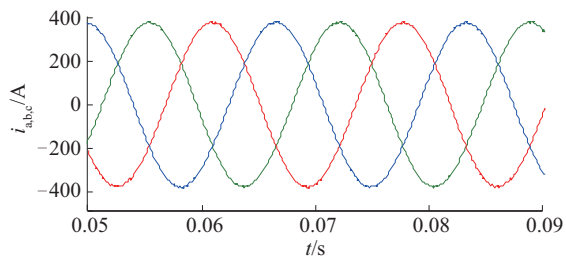
为验证本文提出的控制方法的有效性,对NNPC拓扑在不同调制策略下进行了仿真,系统参数如下:直流输入电压 6.6 kV,输出频率 60 Hz,飞跨电容 2200 μF ,调制度 0.95,输出电感 5 mH,输出电阻 7.5 Ω ,仿真结果图 6~图 9 所示。

4.1 稳态分析

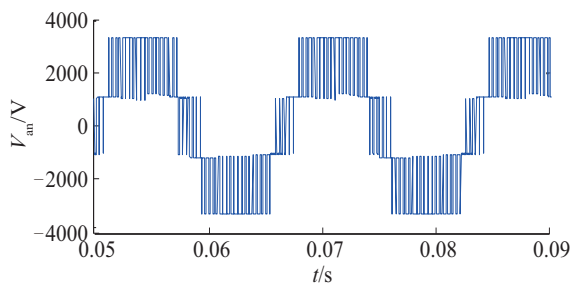
由图 6 和图 7 可知 2 种调制方法中所有的飞跨电容电压被平衡在 2200 V ($V_{\text{dc}}/3$),并且纹波小于



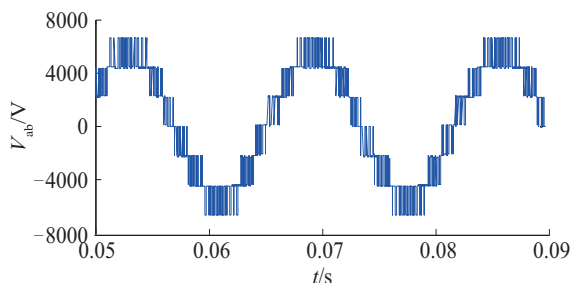
a. 飞跨电容电压



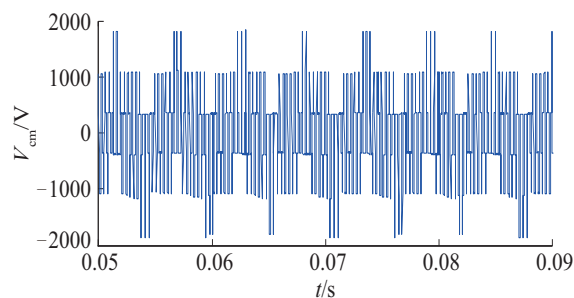
b. 输出电流波形



c. 相电压波形



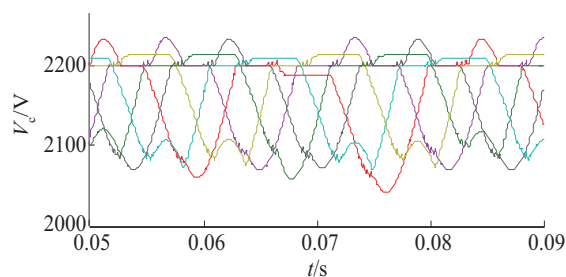
d. 线电压波形



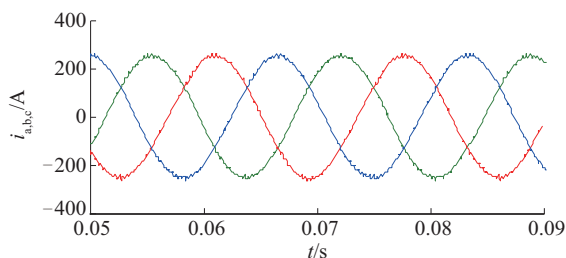
e. 共模电压波形

图6 传统调制策略下的仿真结果

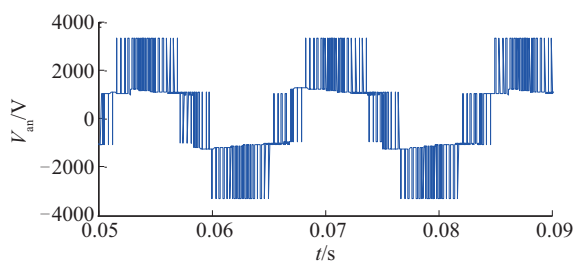
Fig. 6 Simulation results with conventional modulation



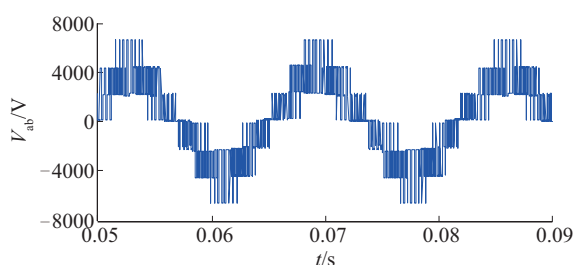
a. 飞跨电容电压



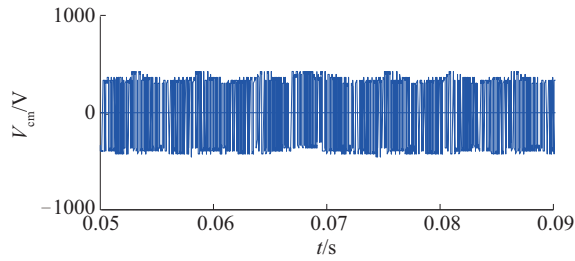
b. 输出电流波形



c. 相电压波形



d. 线电压波形



e. 共模电压波形

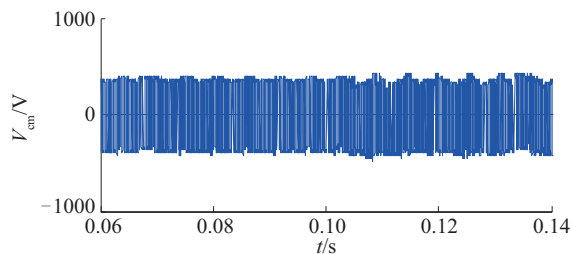
图7 提出调制策略下的仿真结果

Fig. 7 Simulation results with proposed modulation

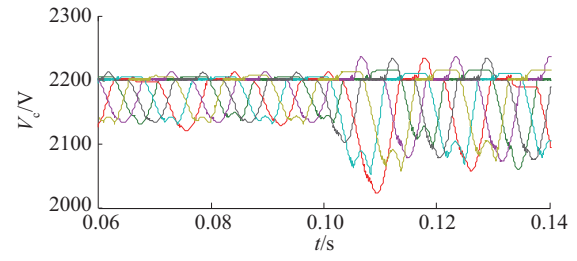
7.5%。2种调制方式输出相电压均为4电平,线电压均为7电平。对输出电流进行快速傅里叶分析,传统调制下输出电流基波幅值为375 A, THD 为0.93%;新型载波调制下,输出电流基波幅值为252.2 A, THD 为2.45%。值得注意的是,新型载波调制的输出电流基波幅值比较低,原因是空间矢量图中最外层电压矢量未利用。实际应用中可以通过注入零序分量的方式提高电压利用率。另一方面,对比共模电压波形可以看出,传统调制下共模电压变化范围为 $\pm V_{DC}/18$, $\pm 3V_{DC}/18$, $\pm 5V_{DC}/18$,电压波动幅度较大。而提出的新型调制策略将共模电压控制在 $\pm V_{DC}/18$ 范围,幅值降低到传统调制方案的1/5,共模电压得到有效抑制。

4.2 暂态分析

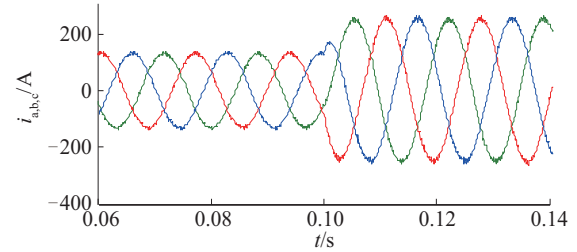
为进一步验证提出调制策略的有效性,进行系统动态测试,在 $t=0.1$ s时进行负载突变,仿真结果如图8所示。由图8可知,负载在0.1 s发生突变,电流幅值变大,突变前后电流波形均呈正弦,且系统具有良好的动态性能。系统共模电压在负载突变前后均维持在 $\pm V_{DC}/18$ 范围。另一方面,由于负载电流增大,电容电压波动范围随之增大,但波动幅度低于7.5%,验证了提出方案具有良好的稳态性能和动态性能。



a. 共模电压波形



b. 飞跨电容电压



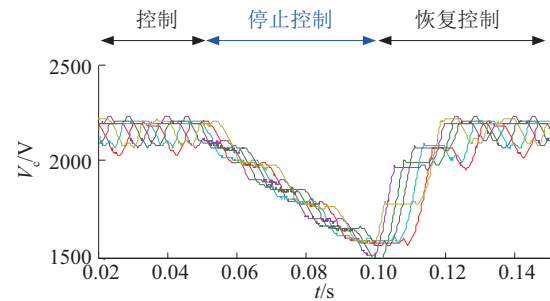
c. 输出电流波形

图8 动态仿真结果

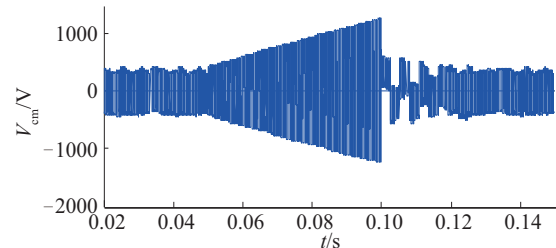
Fig. 8 Dynamic simulation results

4.3 电容电压平衡方案验证

为验证本文飞跨电容电压平衡方案的有效性,进行了仿真验证,如图9所示。在 $t=0.05$ s时停止对飞跨电容的控制, $t=0.1$ s时恢复对飞跨电容的控制,仿真波形见图9。从图9可知,当停止对飞跨电容的控制时,飞跨电容电压开始逐渐衰减,系统共模电压开始逐渐增大,呈现高频变化,说明电容电



a. 飞跨电容电压



b. 共模电压波形

图9 电容电压平衡控制仿真结果

Fig. 9 Simulation results with and without cap balancing

压平衡对共模电压有影响。在 $t=0.1\text{ s}$ 恢复对飞跨电容的控制后,共模电压和电容电压均能很快恢复到正常运行状态,从而验证本文电容电压平衡控制方案的有效性。

5 结 论

本文针对四电平 NNPC 逆变器,提出一种新型共模电压减小的调制策略并进行验证,得出以下结论:四电平 NNPC 逆变器采用传统调制策略时开关状态较多,导致共模电压较大。另一方面,本文提出的调制策略可将四电平 NNPC 逆变器共模电压降至 $\pm V_{\text{DC}}/18$ 范围内,同时具有电容电压平衡能力。此外,和传统载波调制策略相比,本文提出的调制方法将载波个数由 3 个减少为 2 个,原理简单,易于实现,性能对比结果验证了本文提出的方法具有良好的稳态性能和动态性能。

[参考文献]

- [1] 郭小强. 光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3393—3399.
- [1] Guo Xiaoqiang. Generalized proportional complex integral control scheme for PV grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(13): 3393—3399.
- [2] 郭小强. 三相 H7 电流源光伏逆变器共模电流抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4665—4671.
- [2] Guo Xiao qiang. Common mode current suppression for transformerless three-phase H7 current source photovoltaic inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4665—4671.
- [3] 郭小强, 刘文钊, 王宝诚, 等. 光伏并网逆变器不平衡故障穿越限流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(20): 5155—5162.
- [3] Guo Xiaoqiang, Liu Wenzhao, Wang Baocheng, et al. Fault ride through control of PV grid-connected inverter with current-limited capability under unbalanced grid voltage conditions [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(20): 5155—5162.
- [4] Nademi H, Das A, Burgos R, et al. A new circuit performance of modular multilevel inverter suitable for photovoltaic conversion plants [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 393—404.
- [5] Essakiappan S, Krishnamoorthy H, Enjeti P, et al. Multilevel medium-frequency link inverter for utility scale photovoltaic integration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3674—3684.
- [6] Hamzeh M, Ghazanfari A, Mokhtari H, et al. Integrating hybrid power source into an islanded MV microgrid using CHB multilevel inverter under unbalanced and nonlinear load conditions [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(3): 643—651.
- [7] Liu Liming, Li Hui, Xue Yaosuo, et al. Decoupled active and reactive power control for large-scale grid-connected photovoltaic systems using cascaded modular multi-level converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 176—187.
- [8] Araneo R, Lammens S, Grossi M, et al. EMC issues in high-power grid-connected photovoltaic plants [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2009, 51(3): 639—648.
- [9] Chen Wenjie, Duan Yiming, Guo Lei, et al. Modeling and prediction of radiated emission from solar cell in a photovoltaic generation system [J]. IEEE Journal Photovoltaics, 2016, 6(2): 540—545.
- [10] 叶满园, 周琪琦, 蔡 鸿, 等. 基于捕食策略遗传算法的 3 电平中点箝位型逆变器特定谐波消除脉宽调制技术 [J]. 高电压技术, 2014, 40(11): 3569—3576.
- [10] Ye Manyuan, Zhou Qiqi, Cai Hong, et al. SHEPWM technique applied to tri-level neutral pointed clamped inverter based on predation strategies genetic algorithm [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(11): 3569—3576.
- [11] 郭小强, 李 建, 魏宝泽, 等. 无变压器非隔离型三电平光伏逆变器载波调制对系统漏电流影响分析 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4167—4174.
- [11] Guo Xiaoqiang, Li Jian, Wei Baoze, et al. Analysis of carrier-based modulation for leakage currents in transformerless three-level photovoltaic inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4167—4174.
- [12] Kouro S, Malinowski M, Gopakumar K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2553—2579.
- [13] Narimani M, Wu Bin, Cheng Zhongyuan, et al. A new

- nested neutral point clamped (NNPC) converter for medium-voltage (MV) power conversion [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (12): 6375—6382.
- [14] Boora A A, Nami A, Zare F, et al. Voltage-sharing converter to supply single-phase asymmetrical four-level diode-clamped inverter with high power factor loads [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (10): 2507—2520.
- [15] Yaramasu Venkata, Wu Bin, Chen Jin. Model-predictive control of grid-tied four-level diode-clamped inverters for high-power wind energy conversion systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (6): 2861—2873.

CMV REDUCTION OF FOUR-LEVEL NESTED NEUTRAL POINT CLAMPED INVERTER

Guo Xiaoqiang, Wang Xuehui, He Ran

(Institute of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: A new double-carrier-based modulation method is proposed for the common-mode voltage reduction in four-level nested neutral point clamped (NNPC) inverter. Compared with conventional sinusoidal pulse width modulation (SPWM), the common-mode voltage in the proposed method can be reduced to 1/18 of DC-link voltage with only two carriers. Meanwhile, it can achieve the capacitor balancing. Finally, the proposed method is verified by both the steady-state and dynamic test results.

Keywords: common-mode voltage; neutral point clamped inverter; multilevel inverter; pulse-width modulation