

三电平变流器多载波 PWM 控制技术研究

康劲松¹, 巫影², 张焱¹, 陶生桂¹

(1. 同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804; 2. 海军工程大学 船动学院, 湖北 武汉 430023)

摘要: 对二极管箝位型和飞跨电容型两种三电平变流器拓扑的多载波 PWM(脉冲宽度调制)控制策略进行研究, 重点对这两种拓扑结构中存在的中性点电位不平衡问题, 以及不同拓扑结构所适用的多载波 PWM 方法, 进行了理论分析和论证; 通过 Matlab/Simulink 软件的仿真研究, 分析了在不同调制度下输出电压的谐波分布和谐波畸变率, 确定了载波层叠法与载波移相法的拓扑结构实用类型, 论证了多载波 PWM 控制策略的实用性和可行性。

关键词: 三电平变流器; 多载波 PWM 控制; 中性点电位偏离; 谐波分布

中图分类号: TM 921

文献标识码: A

Carrier-PWM Control Strategies of Three-Level Converters

KANG Jingsong¹, WU Ying², ZHANG Ye¹, TAO Shenggui¹

(1. College of Electronic and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China; 2. College of Naval Architecture and Power, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: This paper presents researches on the pulse width modulation(PWM) strategies and the principal for three-level diode-clamped and flying-capacitor converters, especially, the neutral-point unbalanced problem and the control strategies for different topological structures. An investigation was made of the harmonic wave distribution and the aberration rate of the line-voltage in different modulation rates on the basis of the Matlab/Simulink software, which determines the practical topology types in two different modulation strategies (phase disposition and phase shift). Both the theoretical and experimental results prove its practicability and feasibility.

Key words: three-level inverters; carrier-PWM strategies; neutral-point departure; harmonic-wave distribution

变流器拓扑结构类型通常分为两电平以及多电平两类^[1]. 两电平高压变流器存在很高的 dV/dt 和共模电压, 对负载电机绕组绝缘构成严重威胁, 且存在串联器件同时导通和关断问题. 20 世纪 80 年代以来, 多电平变流器拓扑结构和控制策略一直是一个研究热点. 多电平变流器与传统的两电平变流器相比, 有很多优势: 输出电平数增加, 输出波形阶梯增多, 更加接近目标控制波; 降低了输出电压的跳变, 输出电压谐波含量减少; 阶梯波控制时, 器件在基频下开通关断, 损耗小, 效率高. 因此, 在高压大功率领域具有广阔的应用前景.

本文介绍了多电平变流器常用的两种拓扑结构和工作原理, 对基于多载波 PWM (pulse width modulation, 脉冲宽度调制) 的控制技术进行了理论分析; 重点对多电平变流器中性点不平衡问题的内在原因进行了探讨; 以三电平二极管箝位型和飞跨电容型为对象, 对应用于多电平变流器的两种多载波 PWM 控制技术进行了分析研究.

1 多电平变流器拓扑结构和工作原理

多电平变流器是指输出电压波形中的电平数等于或大于 3 的变流器类型^[2-3]. 这种变流器主要有两种结构形式, 一种是在传统两电平半桥式结构的基础上, 通过增加直流分压电容将直流分压电容分压成多种直流电压, 通过加入箝位电路和增加开关管的串联数构成半桥式变流器; 另一种是利用单相全桥式变流器, 通过直接串联叠加, 组成级联式多电平变流器, 每一个单相全桥式变流器的直流电源必须是独立的直流电源. 笔者针对第一种结构形式的两种拓扑结构——二极管箝位型和飞跨电容型进行

收稿日期: 2008-10-16

作者简介: 康劲松(1972—), 男, 副教授, 工学博士, 主要研究方向为电力电子与电力传动、新能源变换与控制技术.

E-mail: jingsongkang@163.com

分析研究.

1.1 二极管箝位型变流器拓扑结构

三电平二极管箝位型变流器单相结构如图 1a 所示. 直流母线电压被两个串联连接的电容器 C1, C2 分成两个电平. 通过表 1 所示的开关状态, 就可以得到 P, N, O 三个电平. 表 1 说明, 主开关 S1, S3 与主开关 S2, S4 是两对互补开关管, 即相邻的两个开关器件必须同时导通或关断 (S1/S2, S2/S3, S3/S4 同时导通或关断). 由于每一种电平状态对应一种开关组合, 所以对于相电压而言, 无法采用优化控制策略的办法来平衡各个直流分压电容的充放电. 箝位二极管的作用是使每个主开关只承受一半的直流母线电压. 但随着电平数的增加, 二极管数目快速增加, 增加了成本, 系统可靠性也随之降低. 因此, 这个拓扑结构输出电平数不可能很高, 一般被限制在五个.

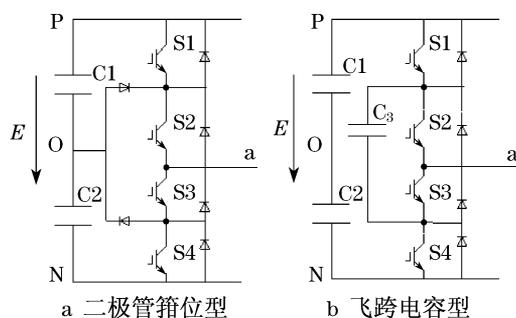


图 1 三电平两种拓扑结构

Fig.1 Two topologies of three-level converter

表 1 二极管箝位型三电平变流器开关状态

Tab.1 Statements of the diode-clamp converter

输出电压	开关状态			
	S1	S2	S3	S4
$E/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-E/2$	0	0	1	1

注:“1”表示导通,“0”表示关断. 后同.

1.2 飞跨电容型变流器拓扑结构

图 1b 是三电平飞跨电容型变流器单相结构图. 它的基本原理就是用飞跨电容取代了箝位二极管进行箝位. 箝位电容的加入使得主开关管 S2 与 S3 不能同时导通. 但是由于电容的引进, 开关状态的选择变得更加灵活, 电压合成的选择增多, 通过在同一电平上不同开关状态的组合, 可使电容电压保持均衡, 起到了保持中点电位平衡的作用. 在高压大容量的应用场合中, 由于耐压的提高, 所使用的飞跨电容体

积很大, 因此不利于系统集成化. 并且飞跨电容的预充电问题也使得系统变复杂. 表 2 所示即为其开关状态选择.

表 2 飞跨电容型三电平变流器开关状态

Tab.2 Statements of the fly capacitor converter

输出电压	开关状态			
	S1	S2	S3	S4
$E/2$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	0	1	
$-E/2$	0	0	1	1

2 多电平变流器多载波 PWM 控制

基于载波的多电平变流器 PWM 控制方法, 是最常用的多电平 PWM 控制方法之一, 是两电平 SPWM (sinusoidal PWM, 正弦波脉宽调制) 技术在多电平中的直接拓展. 由于多电平逆变电路拓扑的复杂性以及基本拓扑的多样性, 较之两电平变流器, 其 PWM 控制方法更加多样化^[4-5]. 多电平变流器 PWM 主要的控制目标有两个, 一是控制输出电压, 即变流器输出的脉冲矩形波序列在伏秒意义上与目标参考波形等效; 二是控制多电平变流器本身运行状态, 包括直流分压电容上的电压平衡控制、输出谐波的控制、所有功率开关管的输出功率平衡控制和器件的开关损耗控制等.

2.1 载波层叠法 (phase disposition, PD)

在两电平载波控制算法中, 主电路拓扑中单相桥臂只有两个主开关管, 而上下两个主开关管开关动作互补. 因此, 只需要 1 条三角载波. 而 n 电平变流器主电路单相桥臂需要的主开关管数为 $2(n-1)$, 上下桥臂主开关管动作互补. 因此, 共需要 $(n-1)$ 条三角载波. 为了提高直流电压利用率, 把载波幅值缩为原来的 $1/2$, 并把这条载波向上平移 $1/2$ 个单位, 得到载波 1, 向下平移 $1/2$ 个单位, 得到载波 2. 将正弦控制波与这 2 条载波比较, 当控制波幅值大于载波时, 相应开关开通; 小于载波幅值时, 开关关断^[6-7]. 如图 2 所示. 根据双重傅里叶级数的定义

$$F(x, y) = \frac{1}{2}A_{0,0} + \sum_{n=1}^{+\infty} [A_{n,0} \cos(nx) + B_{n,0} \sin(nx)] + \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [A_{n,m} \cos(nx + my) + B_{n,m} \sin(nx + my)] \quad (1)$$

其中

$$F_{n,m} = A_{n,m} + iB_{n,m} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(x,y) e^{i(n\alpha + my)} d\alpha dy \quad (2)$$

式中, A, B 为常数.

当三相采用对称正弦波调制时,

$$\left. \begin{aligned} U_{as} &= U_s \sin \omega_s t \\ U_{bs} &= U_s \sin(\omega_s t + 2\pi/3) \\ U_{cs} &= U_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: U_{as}, U_{bs}, U_{cs} 表示正弦波.

可以计算得到输出相电压波形^[8]. 从输出的相电压波形中, 可以知道谐波主要集中在载波及其边带谐波附近. 此外, 由于其易于实现, 适用于任何电平数的多电平变换器, 可以在调制比的所有变化范围内工作.

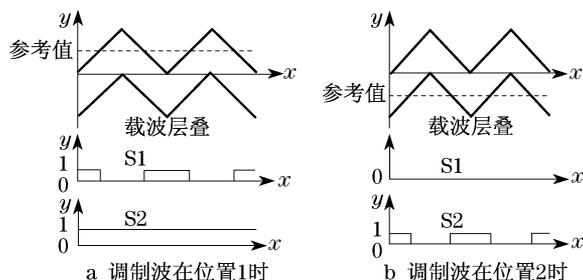


图 2 PD型调制开关动作产生机理

Fig. 2 Mechanism of PD control strategy

2.2 载波移相法 (phase shift, PS)

$(n-1)$ 条三角载波依坐标 x 轴上下对称分布, 由于相邻载波间有一个相移, 使得所产生的 SPWM 脉冲在相位上错开, 从而使最终叠加输出的 SPWM 波形等效开关频率提高到原来的 $(n-1)$ 倍. 当相差 $360^\circ/(n-1)$ 时, 输出谐波含量最少. 三电平变流器载波平移控制算法及其开关动作如图 3 所示. 当对三相采用对称正弦波调制时, 根据双重傅里叶级数^[9]的定义, 可以计算得到变流器输出相电压与线电压表达式.

一相电压

$$U_{ao} = ME \sin \omega_s t / 2 \pm \frac{E}{m\pi} \cdot \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} e^{-jma} J_n(mM\pi) \cdot \sin[(mF+n)\omega_s t] \quad (4)$$

线电压

$$U_{ab} = ME \sin \omega_s t \pm \frac{2E}{m\pi} \cdot$$

$$\sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} J_n(mM\pi) \cdot e^{-jma} \sin[(mF+n)\omega_s t] \quad (5)$$

其中: M 为调制度; F 为载波比; E 为调制得到的脉宽; a 为三角载波的初相位角. 由式(4)可知, 输出相电压的谐波主要集中在载波及其倍频波附近, 而输出的线电压中, 将消除 $m=1$ 的载波谐波及其上下边带谐波.

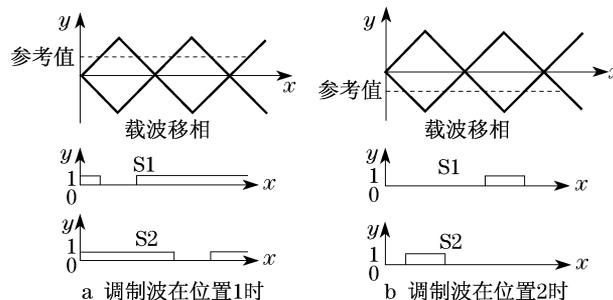


图 3 PS型调制开关动作产生机理

Fig. 3 Mechanism of PS control strategy

3 中点电位平衡控制技术

3.1 开关状态对中点电位的影响

中点电位的不平衡是由直流分压电容的充放电不平衡引起的. 直流侧电容由于在一个周期内流入和流出的电流不同, 造成某些分压电容总在放电, 而另一些则总在充电. 这样一来, 电容电压充放电不均衡, 最终导致输出电平不准确. 中点电压的偏移会影响输出电压的对称性, 提高对主管阻断耐压的要求, 增大线电压谐波含量, 对整个系统工作不利. 在三电平变流器控制中, 控制方案对分压电容中点电位有很大的影响, 不同的开关状态对中点电位有不同的充放电作用. 图 4 说明, 单相电路中不同开关状态对中点电位的影响. 由图 4 可见, P, N 电平对中点电位没有影响; 图 4c 中, 电流流入中点电位, 使中点电位升高, 图 4d 中电流方向相反, 使中点电位下降. 因此, 飞跨电容的零电平的两种冗余开关状态对中点电位的影响刚好相反. 因此, 可充分利用零电平的冗余状态, 适当选择合适的开关状态, 使整个周期中点的充放电大致平衡. 对于三电平三相电路中点电位的平衡问题, 其空间矢量中的长矢量和零矢量对中点电位没有影响, 中矢量对中点电位的影响不能消除, 是个不控量. 因此, 只能从短矢量的冗余开关状态中进行优化选择.

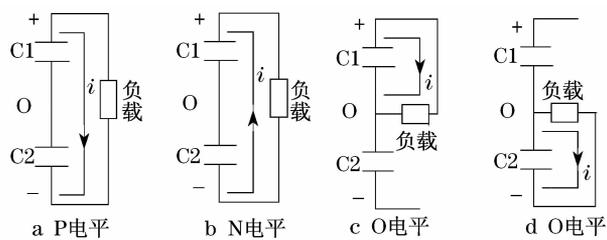


图4 开关状态对中性点电位的影响

Fig.4 Influence of neutral-point by switch statements

3.2 多载波 PWM 策略中性点电位分析

根据前面的分析,二极管箝位型由于自身的特点,其单相零电平并没有冗余的开关状态. PD型和PS型调制时,仅有S1为0与S2为1这个开关状态对其起作用,此时,中点电流一直为流出.因此,这两种调制方法都无法平衡这种拓扑结构电路任一相的中点电位.由表1所示的开关状态知道,PS型控制策略应用于二极管箝位型3电平变流器,将产生多余的开关状态(1,0),会加大器件的开关损耗,因此并不适合.对于PD型控制策略,其产生的开关状态只有(1,1),(0,1),(0,0)三种,这种控制策略对一相直流分压电容只起到放电作用,不能有效平衡中点

电位.而PS型控制策略的开关状态有(1,1),(0,1),(1,0),(0,0)四种,其中,(0,1),(1,0)两个冗余状态对分压电容的充放电互补调节.因此,对比只有三个开关状态的PD型调制算法,PS型调制对飞跨电容型3电平变流器的中点电位平衡起到了更好的作用.以上对PD与PS型控制策略在3电平中的分析,同样适用于更高电平的变流器.

4 仿真分析

运用 Matlab/Simulink 仿真软件,构建多电平变流器仿真分析模型.如图5所示.以PD和PS型控制策略,分别对二极管箝位型和飞跨电容型三电平电路拓扑进行仿真研究,并比较这两种控制策略在不同调制区的特性.实验参数为:根据实际的应用系统,直流母线电压取 $U_{dc} = 1500$ V,三相感性负载容量为 25 kW,正弦调制波的频率为 50 Hz,载波比 $m_f = 25$,取6个不同的调制度 m 进行仿真 ($m = 0.30, 0.50, 0.60, 0.80, 1.00, 1.15$),调制波与载波的相位差 $\theta = 0^\circ$,飞跨电容容量为 10^{-3} F,3个电容的容量一致.对不同调制区仿真结果分析如下:

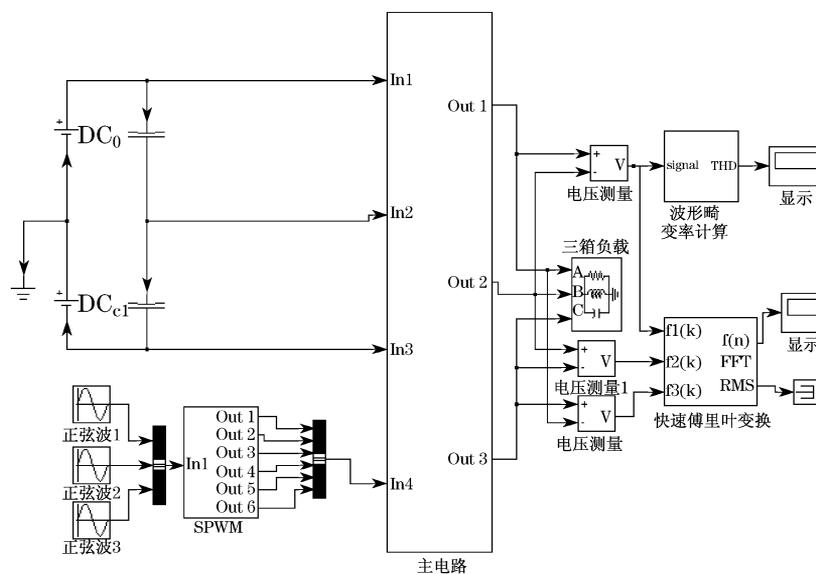


图5 主电路拓扑

Fig.5 Main-circuit topology

图6为在调制度 $m = 0.30, 0.80, 1.15$ 时,在二极管箝位型拓扑中分别应用PD型和PS型两种控制策略得到的线电压波形.从对比图中看出,PS型调制得到的线电压波形毛刺含量很大,波形质量不如PD型调制.这主要是由于PS型调制的冗余开关状态在二极管箝位拓扑中应用不到,使开关频率下降,造成合成波形质量下降.图7为在以上三种调制度

下,将PD型和PS型应用于飞跨电容型拓扑结构中得到的频谱图(FFT).对比PD调制下的频谱图可知,PS型控制策略能更有效地消除谐波,特别是对载波频带谐波、边带谐波,有很好的抑制能力.这与之前的量化分析结果一致.从图8的线电压总谐波畸变率($D_{th}, \%$)可以看出,对比PD型控制策略,PS型应用在飞跨电容型中能更有效地抑制谐波.而在

二极管箝位中,PD 型控制策略的 D_{th} 要比应用 PS 型 了前面的理论分析. 明显小得多,特别是在 $m > 0.5$ 区间. 仿真结果论证

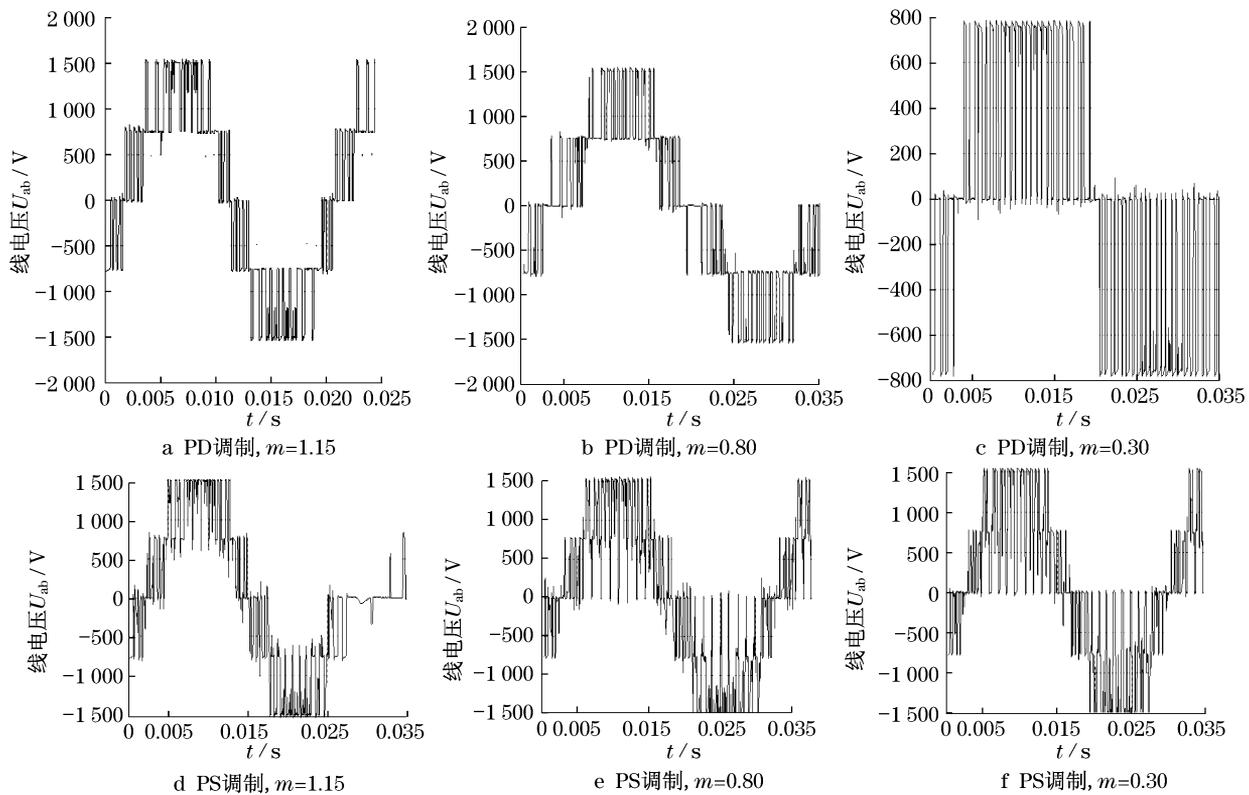


图 6 二极管箝位型在不同调制率下应用 PD 与 PS 型调制线电压

Fig.6 NPC's output wave under the PD and PS control in different modulation rates

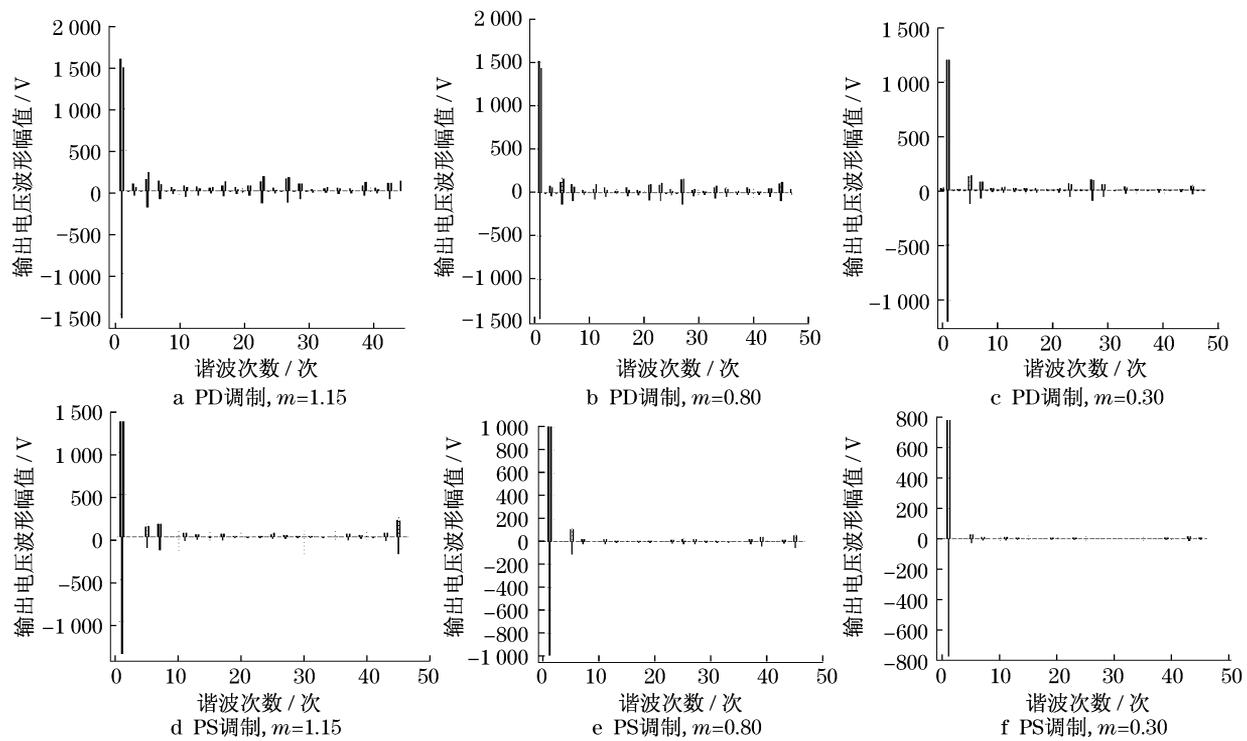


图 7 飞跨电容型在不同调制率下的频谱图比较

Fig.7 Comparison of flying capacitor's FFT in different modulation rates

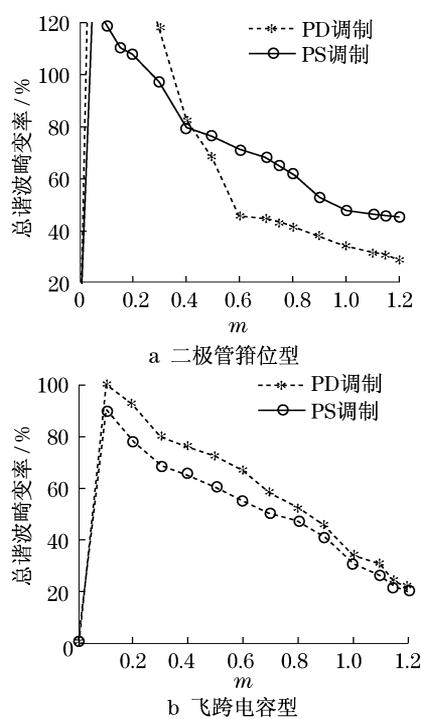


图8 不同调制度下两种拓扑结构的总谐波畸变率比较
Fig.8 THD comparison in different modulation rates

5 结论

在解决中点电位偏移问题上,对于二极管箝位型三电平变流器,PD和PS两种控制策略都不能够解决;对于飞跨电容型三电平变流器,PD和PS两种控制策略都能够解决,相对而言,PS更能有效解决中点电位偏移问题.

在研究控制策略问题上,对于二极管箝位型三电平变流器,在相同的调制比下,PD型PWM控制技术比PS型PWM控制技术得到的线电压总谐波畸变率小,因此,PD控制策略更适用二极管箝位型三电平变流器;对于飞跨电容型三电平变流器,在相同的调制比下,PS型PWM控制技术比PD型PWM控

制技术得到的线电压总谐波畸变率小,因此,PS控制策略更适用于飞跨电容型三电平变流器.

本文是以三电平变流器为对象得到的研究结论.该研究方法和结论也适用于更高电平变流器.

参考文献:

- [1] Nikola Celanovic, Dushan Boroyevich. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters[J]. Industry Applications, IEEE Transactions, 2001, 37(2): 637.
- [2] JoséRodríguez, LAI Jihsheng, FANG Zhengpeng. Multilevel Inverters: a survey of topologies controls and applications[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions, 2002, 49(2): 724.
- [3] Sneineh, Anees Abu, Wang Mingyan, et al. A hybrid capacitor-clamp cascade multilevel converter [J]. IEEE Industrial Electronics, 2006(11): 2031.
- [4] McGrath B P, Holmes D G. A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters[J]. Power Electronics Specialists Conference, 2000, 218(23): 674.
- [5] FENG Chunmei, LIANG Jun, Vassilios G Agelidis. Modified phase-shifted PWM control for flying capacitor multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power electronics, 2007, 22(1): 178.
- [6] Bakari Mwinyiwiwa, Zbigniew Wolanski. Multimodular multilevel converters with input/output linearity [J]. Industry Applications, IEEE Transactions, 1997, 33(5): 1214.
- [7] 王小峰, 何湘宁, 邓焰. 载波交叠特性 PWM 方法在飞跨电容多电平逆变器中的应用研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 98.
WANG Xiaofeng, HE Xiangning, DENG Yan. PWM methods with carrier-overlapping characteristics in flying-capacitor multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10): 98.
- [8] Carrara G, Gardella S, Marchesoni M, et al. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis[J]. Power Electronics, IEEE Transactions, 1992, 7(3): 497.
- [9] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
LIU Fengjun. The technology and application of the multi-level inverter[M]. Beijing: China Machine Press, 2007.