

一种间接三电平电流源PWM变换器策略的设计与研究

曹振军¹, 陈丽颖², 王欢², 张雷³

(1. 河北机电职业技术学院 电气工程系, 河北 邢台 054000;

2. 天津电气科学研究院有限公司, 天津 300301;

3. 优美科催化剂(天津)有限公司, 天津 300280)

摘要:与基于载波的正弦脉宽调制(SPWM)相比,空间矢量脉宽调制(SVPWM)因其较高的电流(电压)利用率,在电压源变换器(VSC)中获得了广泛应用,而在电流源变换器(CSC)中,SVPWM技术较难实现。为了在CSC中使SVPWM技术的实现更加容易,提出了一种间接PWM调制方法,该方法通过将双逻辑信号转换为三逻辑电平信号,从三相VSC的调制策略中得到三相CSC的调制策略,提出了一种七段调制方法。通过仿真结果验证表明,间接PWM调制方法具有易于实现、交流侧电流谐波小、直流侧电流脉动小等优点。

关键词:间接PWM调制方法;七段调制;三电平;空间矢量脉宽调制

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20822

Design and Research of an Indirect Three-level Current Source PWM Converter

CAO Zhenjun¹, CHEN Liying², WANG Huan², ZHANG Lei³

(1. Department of Electrical Engineering, Hebei Electrotechnical Vocational and Technical College, Xingtai 054000,

Hebei, China; 2. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300301,

China; 3. Umicore Catalyst(Tianjin)Co., Ltd., Tianjin 300280, China)

Abstract: Compared with sinusoidal pulse width modulation (SPWM) based on carrier, space vector pulse width modulation (SVPWM) is widely used in voltage source converters (VSC) for its high current (voltage) utilization. In current source converters (CSC), SVPWM is difficult to realize. In order to make the realization of SVPWM technology easier in CSC, an indirect PWM modulation method was proposed. This method could obtain the modulation strategy of three-phase CSC from the modulation strategy of three-phase VSC by converting the double-logic signal into the three-logic level signal, and a seven-phase modulation method was proposed. Finally, the simulation results show that the indirect PWM modulation method has the advantages of easy implementation, low harmonic current at the AC side and low current ripple at the DC side, etc.

Key words: indirect PWM modulation method; seven-segment modulation; three-logic level; space vector pulse width modulation (SVPWM)

PWM整流器以其优良的性能成为发展的趋势,根据直流储能形式的不同,PWM变换器可以分为电压源变换器(VSC)和电流源转换器(CSC)^[1-2]。由于CSC需要大直流储能电感和交流侧LC滤波环节,会引发电流畸变、振荡问题,因此发展受到一定的限制,长期以来,研究主要集中在VSC上。随着超导技术的发展和超导储能技术的应

用,CSC也开始得到发展。CSC具有可调功率因数、低电流谐波在交流端、直接控制输出电流、低输出电压等优点,可应用于调速驱动、电池充电、静态同步补偿器、光伏功率转换、燃料电池及太阳能等领域^[3-6]。随着CSC控制策略和半导体开关技术的快速发展,CSC将在行业中得到更广泛的应用。

因此,许多脉冲宽度调制(PWM)技术,如选择性谐波消除(SE-PWM),正弦脉宽调制技术(SPWM)和空间矢量脉宽调制技术(SVPWM),已经转而研究如何更好地应用于CSC中。文献[7-8]采用了一种通用的SPWM策略来生成转换器的选通信号。此外,还研究了三电平SPWM的数字实现,该方法的优点是易于实现SPWM发生器,缺点是高谐波和开关损耗。文献[9]提供了一种直接的SVPWM策略,该方法可以大幅度减少开关次数,但门禁信号的产生比较复杂。

与传统的SPWM策略相比,SVPWM方法可以提高15%的直流母线利用率,减少1/3的切换次数,降低总谐波失真^[9]。由于SVPWM具有更容易的数字实现和更好的直流母线利用率,因此在工业中使用SVPWM的趋势日益凸显。然而,对于三相CSC,有9个空间向量,这使得直接SVPWM控制难以实现。文献[10]研究了SVPWM方法并提出了一种模拟实现方法,但在空间矢量序列中只有3个分量,会导致交流侧产生高谐波。

本文首先介绍了一种七段间接SVPWM技术应用于CSC中,以取代原始的直接SVPWM技术。通过三相VSC的SVPWM转换实现三相CSC的三电平SVPWM。然后,研究了间接PWM的数字实现方法。最后,提出了一种基于仿真开发的SVPWM方法,论证了提出的调制方法的性能和优点,并说明了其优点。

1 SVPWM在CSC和VSC中的研究

三相VSC拓扑结构如图1所示^[9]。图1中, e_a, e_b, e_c 为电压源; i_a, i_b, i_c 为输入电流。 L, C 分别为直流端电感和交流侧电容。每个电源交换装置都由1个IGBT组成。上、下桥臂的信号不同。因此,有8个开关状态($V_0 \sim V_7$),其中包括6个活动向量($V_1 \sim V_6$)和2个零向量(V_0 和 V_7),VSC空间向量示意图如图2所示。

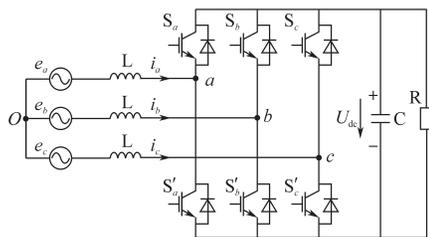


图1 三相VSC拓扑结构

Fig.1 Structure of three-phase VSC

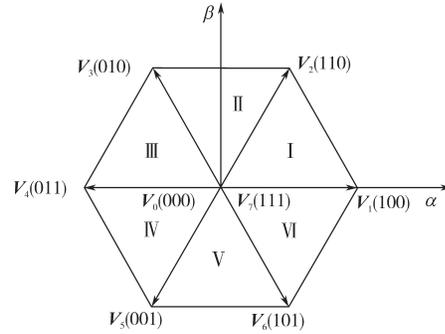


图2 VSC空间向量示意图

Fig.2 Space vectors for VSC

三相CSC的拓扑结构如图3所示。图3中,电感电容LC滤波器过滤出PWM所产生的电流谐波,电感 L_{ll} 的作用为使直流波的波痕平滑。在CSC中,只有1个上桥臂和1个下桥臂同时打开。通过1个三逻辑电平转换函数控制,如图4所示的9个开关状态 $I_1 \sim I_9$,其中, $I_1 \sim I_6$ 为活动向量, $I_7 \sim I_9$ 为零向量。

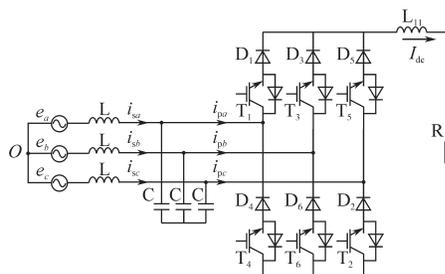


图3 三相CSC拓扑结构

Fig.3 Structure of three-phase CSC

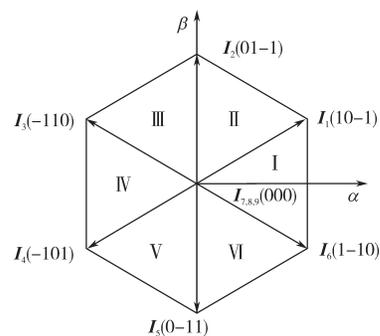


图4 CSC空间向量示意图

Fig.4 Space vectors for CSC

开关功能 S_j 的定义如下:

$$S_j = \begin{cases} -1 & \text{上桥臂关闭, 下桥臂打开} \\ 0 & \text{上桥臂下桥臂都打开或者关闭} \\ 1 & \text{上桥臂打开, 下桥臂关闭} \end{cases} \quad (1)$$

其中, $j=a, b, c$ 。

2 间接PWM调制方法

从图1和图3可以看出,VSC和CSC具有一些类似的特性,如交流侧电流、电压和电感、电容电流等。基于这一认识,CSC和VSC的研究可以相互借鉴。在本节中,我们提出了一种将VSC的双逻辑PWM策略转换为三电平信号,供CSC使用的方法。

本节使用了一种七段调制方法。向量的序列是2个活动向量和1个零向量。一旦活动向量是固定的,零向量的选择决定了开关时间。CSC控制器在不同活动扇区的零向量的选择如表1所示,开关序列如表2所示。

表1 不同扇区的零向量选择表

Tab.1 Zero vector selection for different sectors

扇区	I	II	III	IV	V	VI
零向量	I_7	I_9	I_8	I_7	I_9	I_8

表2 不同扇区的开关序列

Tab.2 Switching sequence for different sectors

扇区	开关序列						
I	I_7	I_1	I_6	I_7	I_6	I_1	I_7
II	I_9	I_1	I_2	I_9	I_2	I_1	I_9
III	I_8	I_9	I_8	I_8	I_9	I_8	I_8
IV	I_7	I_9	I_8	I_7	I_9	I_8	I_7
V	I_9	I_9	I_8	I_9	I_9	I_8	I_9
VI	I_8	I_9	I_8	I_8	I_9	I_8	I_8

从图2和图4中可以看出,VSC的PWM信号的相位超前于CSC的PWM信号 30° ,这可能导致CSC的线电流和VSC相位电压耦合,此处我们设计一个解耦块用于克服线电流耦合的这一缺点。七段调制方式表达式如下式:

$$\begin{bmatrix} u'_{ma} \\ u'_{mb} \\ u'_{mc} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ma} \\ u_{mb} \\ u_{mc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_{ma}, u_{mb}, u_{mc} 为初始调制波形; $u'_{ma}, u'_{mb}, u'_{mc}$ 为变换后调制波形。

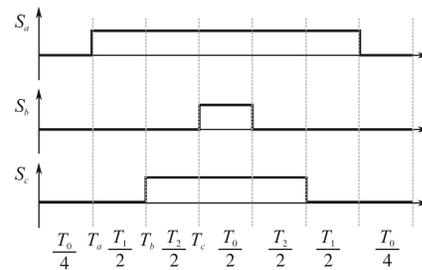
解耦后,线电流与调制信号 u_{ma}, u_{mb}, u_{mc} 同步。

经过变换后,第VI扇区的VSC向量转化为第I扇区的CSC向量,如图5所示。通过类比可以推断出其他部分的向量。

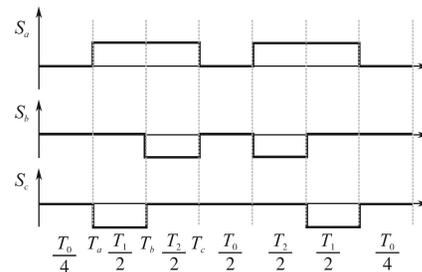
间接三逻辑PWM的数字实现如图6所示。图6中, B_{ak}, B_{bk}, B_{ck} 为三相双逻辑PWM信号,可以由三相VSC的PWM信号产生; S_{ak}, S_{bk}, S_{ck} 是通过双逻辑信号 B_{ak}, B_{bk}, B_{ck} 的异或运算得到的,它们

是成对计算的。众所周知, S_{ak}, S_{bk}, S_{ck} 不仅包含上桥臂切换信号,还包含下桥臂切换信号。为了将上桥臂和下桥臂的开关信号从 S_{ak}, S_{bk}, S_{ck} 中分离出来,使用AND操作,如下式:

$$\begin{cases} X_{ak1} = S_{ak}(\text{AND})B_{ak} \\ X_{ak2} = S_{ak}(\text{AND})B_{bk} \\ X_{bk1} = S_{bk}(\text{AND})B_{bk} \\ X_{bk2} = S_{bk}(\text{AND})B_{ck} \\ X_{ck1} = S_{ck}(\text{AND})B_{ck} \\ X_{ck2} = S_{ck}(\text{AND})B_{ak} \end{cases} \quad (3)$$



(a)VSC双逻辑电平(VI扇区)



(b)CSC三逻辑电平(I扇区)

图5 双逻辑电平转换为三逻辑电平时序图

Fig.5 Transition of bi-logic SVPWM to three-logic level SVPWM

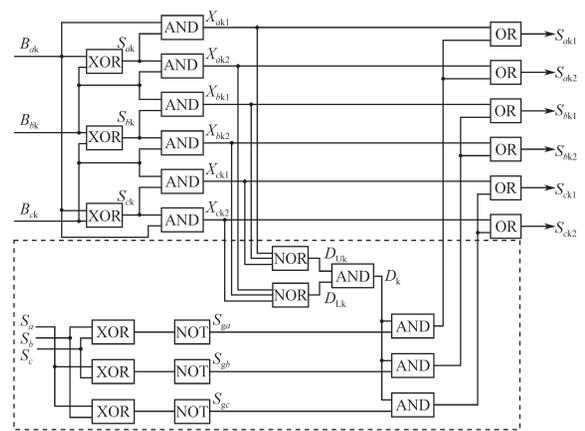


图6 间接PWM方法的数字化模型

Fig.6 Digital implementation for indirect PWM

显然, X_{pk1} 和 X_{pk2} ($p=a, b, c$)信号不能直接用于控制CSC的开关。为了确保一个桥上的上桥臂和下桥臂开关都打开,需要加入零向量。如图6所示,利用虚线中的电路来生成和分配零向

量。 S_{ak}, S_{bk}, S_{ck} 是与三相调制波同步的方波信号。当调制波大于0时,方波等于1;当调制波小于0时,方波等于0。

3 仿真与结果

CSC的控制器的2个主要目标为:1)交流侧的单位功率因数;2)直流侧的稳定电流。为了实现这些目标,提出了一种基于坐标变换的双环控制策略,如图7所示。

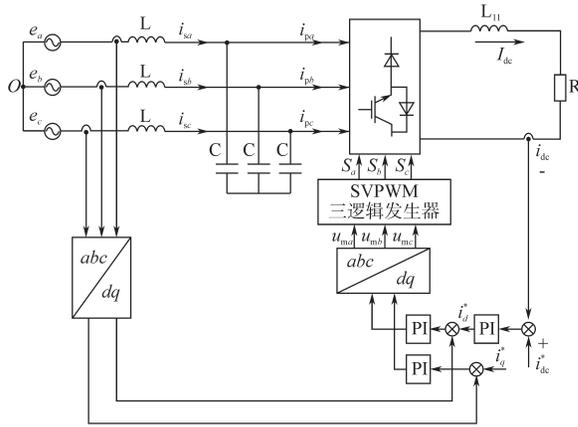


图7 CSC控制策略

Fig.7 Control strategy of CSC

控制系统由直流电流回路、交流电流回路和三逻辑SVPWM发生器3部分组成。在直流电流控制回路中,将采样电流与给定电流进行比较。误差被发送到PI调节器,其输出作为有源电流内环的输入。交流侧有功电流和无功电流通过坐标变换分离。为了使交流侧的电压和电流相同,将给定的无功电流设为零。在Simulink中测试了该调制控制策略的性能。系统的主要参数为:电网相电压311 V,转换频率5 kHz,直流侧电流20 A,直流侧电感150 mH,电网频率50 Hz,负载电阻15 Ω ,电网侧电感10 mH,电网侧电容3 μF 。

图8和图9给出了CSC的控制器在新型七段SVPWM与传统SVPWM调制的比较曲线。由图8a、图8b可知,交流侧的电流和电压是相对应的,同时,交流侧的电流几乎是正弦的;图8c为CSC输入电流 I_{sa} 的谐波谱,可以看出线路电流总谐波失真THD低至1.48%。在直流侧,输出电流可以控制在要求的范围内,如图8d所示。从图9可以看出,传统SVPWM方法调制后的CSC相电流发生了畸变(THD=4.08%)。

图10为6个开关的七段开关信号。比较发

现,波形在交流侧和直流侧均取得了良好的性能。由此可知,利用双逻辑SVPWM生成七段三逻辑SVPWM的方法是可行的。

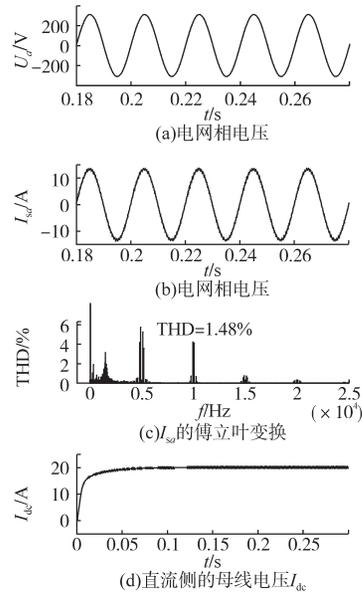


图8 七段三电平PWM方法仿真图

Fig.8 Simulation results for the proposed SVPWM

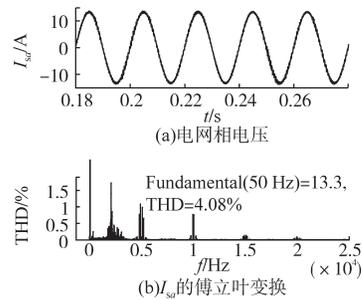


图9 传统SVPWM方法仿真结果

Fig.9 Simulation results for conventional SVPWM

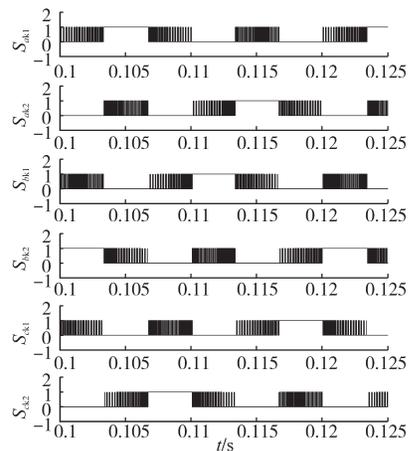


图10 七段三电平PWM的门控信号

Fig.10 Gating signals for the novel SVPWM

4 结论

本文提出了一种应用于CSC控制器的间接PWM策略及其数字实现方法。采用该策略,从传统VSC的SVPWM信号中生成七段三电平PWM信号。与其他CSC调制相比,该方法易于实现,同时可以减小电网电流的谐波。仿真结果验证了该系统的性能。结果表明,该方法具有原理简单、易于实现、电流波形好、切换次数少、频率高等优点。

参考文献

- [1] Rodríguez J R, Dixon J W. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Arts [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2005, 52(1): 5-22.
- [2] Huang S, Pham D C. Space Vector PWM Techniques for Current and Voltage Source Converters: A Short Review [C]//In 15th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2012 26(12): 1-6.
- [3] Bendre A, Wallace I, Nord J. A Current Source PWM Inverter with Actively Commutated SCRs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(4): 461-468.
- [4] Wu B, Pontt J, Rodríguez J, *et al.* Current-source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-voltage Drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2786-2797.
- [5] Metidji R. Design and Implementation of a Unity Power Factor Fuzzy Battery Charger Using an Ultrasparse Matrix Rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2269-2276.
- [6] Bilgin H F, Ermis M. Design and Implementation of a Current-source Converter for Use in Industry Applications of D-STATCOM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 1943-1957.
- [7] Bai Z, Zhang Z. A Generalized Three-phase Multilevel Current Source Inverter with Carrier Phase-shifted SPWM [C]//2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007, 23(5): 2055-2060.
- [8] Lopes L A, Naguib M F. Space Vector Modulation for Low Switching Frequency Current Source Converters with Reduced Low-order Noncharacteristic Harmonics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4): 903-910.
- [9] Zhang S, Zhang K, Jiang Z, *et al.* Modeling and Simulation of Three-phase Rectifier Based on SVPWM [C]//2010 Third International Conference on Information and Computing, 2010, 3(10): 318-321.
- [10] Espinoza J, Joós G. Current-source Converter On-line Pattern Generator Switching Frequency Minimization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(2): 198-206.

收稿日期:2019-09-05

修改稿日期:2019-09-30