

电力与传动控制

一种基于可变虚拟中矢量的三电平 SVPWM 调制策略

林珍君, 刘永江, 李 华, 刘海涛, 李聪烜, 薛 新

(株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: T 型三电平拓扑因具有高效率、低谐波输出等优点而被广泛应用于电能变换器中, 其电容中点电压控制的效果将直接影响变流器性能。文章分析了 T 型三电平主电路中点电压不平衡问题, 提出了一种基于变虚拟空间矢量的调制策略, 其利用正、负小矢量和中矢量合成的变虚拟中矢量参与空间矢量调制, 有效控制了中点电压的偏移。仿真和实验结果验证了该 T 型三电平拓扑调制策略在地铁系统中应用的可行性与优越性。

关键词: 牵引变流器; T 型三电平拓扑; 变虚拟空间矢量; 中点电压箝位

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2018)03-0027-06

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2018.03.100

A Three-level Space Vector PWM Strategy Based on Variable Virtual Middle Vector

LIN Zhenjun, LIU Yongjiang, LI Hua, LIU Haitao, LI Congda, XUE Xin

(Zhuzhou CRRC Electric Times Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: T-type three-level topology has been widely applied in power converters for its high efficiency and low output harmonics, and the performance of this converter is determined by the effect of its capacitor neutral point voltage control. This paper analyzed the neutral point voltage balance in T-type three-level circuit and proposed a variable virtual space vector PWM (VVSVPWM) strategy. By modulating the reference space vector using variable virtual middle vector which is constructed by plus or minus small vector and middle vector, the neutral point voltage has been effectively controlled. The feasibility and superiority of the T-type three-level topology applied on metro traction converter system has been verified by model simulation and experiments.

Keywords: traction converter; T-type three-level topology; variable virtual space vector; neutral point control (NPC)

0 引言

传统的地铁牵引变流器系统主要是由两电平三相逆变器构成, 其因结构简单、可靠性高而被广泛应用。随着变流器大功率、轻量化发展趋势不断推进, 两电平拓扑结构的牵引逆变器受到 IGBT 功率器件电压和电流等级的限制, 很难实现变流器功率密度的提升^[1-2]。T 型三电平拓扑结构能很好地解决这一问题。与典型两电平拓扑相比, 该拓扑可使逆变器具有输出谐波小、系统损耗低和电磁兼容性好等优势; 与传统 I 型三电平拓扑(即二极管箝位三电平逆变器)相比, 其减少了箝位二极管数量, 提高了效率等^[3], 因此特别适合于中低压、大功

率应用场合。由于三电平变换器自身拓扑结构的特点, 逆变器输出功率时会出现上下电容电压的不平衡现象, 导致逆变器输出电压畸变、电流谐波增大, 最终引起转矩脉动的增大^[4]。因此, 要将该电路拓扑应用于地铁牵引逆变器系统中, 首先必须解决中点电压平衡问题。现有技术主要在空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略的基础上通过合理利用小矢量对中点电荷的调控作用来实现中点电压平衡, 但由于无法控制中矢量对中点电压的影响, 从而降低了对中点电压控制的能力^[5]。文献[6]提出了一种无需中矢量参与电压合成的调制方法, 但该方法会降低电压调制的平滑性并增加输出电压的谐波。文献[7]提出通过中矢量和负小矢量合成虚拟中矢量的方法来避免中点电压的偏移, 理论上该方法不会影响中点电压的平衡, 但由于电路参数的偏差、负载的不平衡和开

收稿日期: 2017-12-04

作者简介: 林珍君(1987-), 男, 博士, 工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFB1201304-25)

关延时等因素，必然会导致电容中点电压发生偏移且不受控制。文献 [8] 提出了一种混合调制策略，在某些空间调制区域内，通过切换空间矢量调制和虚拟空间矢量调制这 2 种方法来达到控制中点的目的，但实现过程较为复杂。

本文结合虚拟空间矢量调制法的基本思想，提出了一种中点电压平衡控制策略，其可应用于 T 型三电平逆变器中。该方法需要构建一个长度可变化的虚拟中矢量来参与矢量调制，将 3 个相邻矢量按矢量合成的法则构建参考矢量，通过调整虚拟中矢量来对中点电压进行控制。仿真结果和样机试验验证了该调制策略的正确性与有效性。

1 T 型三电平变换器

1.1 工作原理

T 型三电平逆变器的主电路结构如图 1 所示，其中 u_{dc} 为其电源电压，支撑电容 C_1 和 C_2 的中点 O' 与桥臂的 AC 输出端之间采用共发射极且带续流二极管的 IGBT 功率模块相连接。本文以 A 相模块作为分析对象来描述其工作机理。

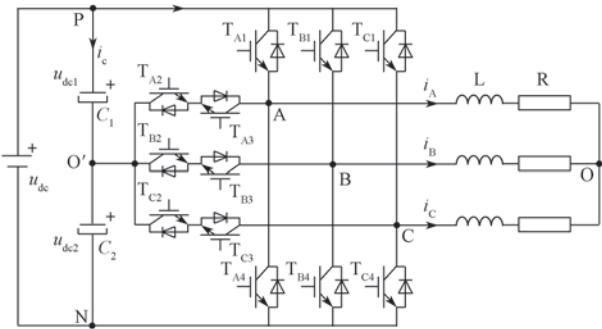


图 1 T 型三电平拓扑结构
Fig.1 T-type three-level topology

当 T_{A1} 与 T_{A2} 导通、 T_{A3} 与 T_{A4} 关断时，A 点相对于 O' 点输出的电压为 $u_{dc}/2$ ；当 T_{A2} 与 T_{A3} 导通、 T_{A1} 与 T_{A4} 关断时，A 点相对于 O' 点输出的电压为 0；当 T_{A3} 与 T_{A4} 导通、 T_{A1} 与 T_{A2} 关断时，A 点相对于 O' 点输出的电压为 $-u_{dc}/2$ 。因此可以输出 $u_{dc}/2$ ，0， $-u_{dc}/2$ 三种电压，分别对应 P，O，N 三种电平。其负载电流为 i_x ，其中 $x=A,B,C$ 。输出电平 u_{xo} 与开关管通断状态关系见表 1。

表 1 输出电平及开关管状态
Tab.1 Output voltages and switch states

电平	u_{xo}	T_{x1}	T_{x2}	T_{x3}	T_{x4}
P	$+u_{dc}/2$	on	on	off	off
O	0	off	on	on	off
N	$-u_{dc}/2$	off	off	on	on

注：表中 on 表示导通，off 表示关断。

由表 1 可知，每一个相模块均能输出 3 种电平，因

此该拓扑具有 27 个基本电压矢量，可用来合成参考矢量。图 2 示出电压空间矢量图。以 A 相为例，当 A 相输出为正电平、B 相输出为零电平、C 相输出为负电平时，在矢量图中标识为 PON。

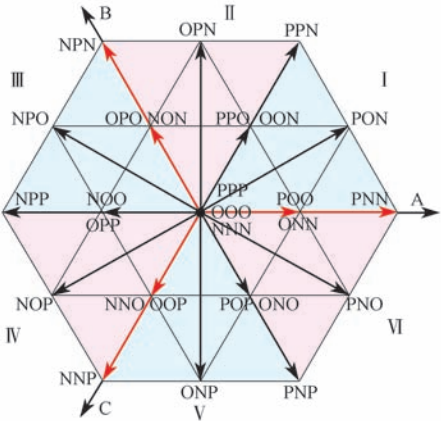


图 2 电压空间矢量图
Fig.2 Voltage space vector diagram

根据空间矢量的长度，可将 27 个基本电压矢量分为长矢量 ($|V_L|=2u_{dc}/3$)、中矢量 ($|V_M|=\sqrt{3}u_{dc}/3$)、小矢量 ($|V_S|=u_{dc}/3$) 和零矢量 ($|V_Z|=0$) 4 类。整个复平面被长矢量分成了 6 个大扇区，每个大扇区又被中矢量平分为 2 个小扇区。

1.2 换流过程

以 A 相模块为例，假设电流流向负载时为正，并考虑为防止上下管直通而设置的死区时间，负载电流从 P 经过 O 再到 N 的换流过程如图 3 所示。当 T_{A1} 与 T_{A2} 开通、 T_{A3} 与 T_{A4} 关断时，A 端为 P 电平，电流经 T_{A1} 流出（图 3 (a)）；A 端向 O 点切换的过程为 T_{A1} 先关断，进入死区，电流经 T_{A2} 与 D_{A3} 流出，A 端变换为 O 电平（图 3 (b)）；当 T_{A2} 与 T_{A3} 开通时，电流依然流经 T_{A2} 和 D_{A3} ，同时 A 端仍然输出 O 电平（图 3 (c)）；A 端向 N 点切换的过程为 T_{A2} 先关断，进入死区，电流经 D_{A4} 流出，即 A 端变换为 N 电平（图 3 (d)）；当 T_{A3} 与 T_{A4} 开通时，电流依然流经 D_{A4} ，同时 A 端仍然输出 N 电平（图 3 (e)）。负载电流反向时的换流过程如图 4 所示。

2 具有中点箝位作用的变虚拟空间矢量调制策略

由 T 型三电平 SVPWM 调制方式可知^[6]，若参考矢量只由长矢量和零矢量合成，则不会影响上下电容电压的平衡。只有当正负小矢量和中矢量参与矢量合成才会使得电容中点的电压发生偏移，这主要是由于负载电流通过正负小矢量和中矢量与电容中点构成了通路，由流进和流出中点的电荷不平衡所导致。中点电流与正负小矢量和中矢量的关系如表 2 所示。

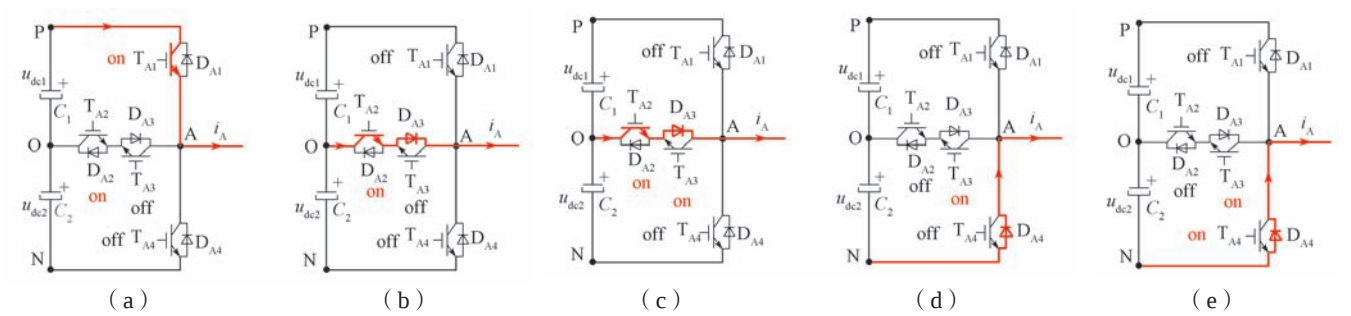


图 3 电流为正时，P-O-N 的换流过程
Fig.3 Commutation process of P-O-N at positive current

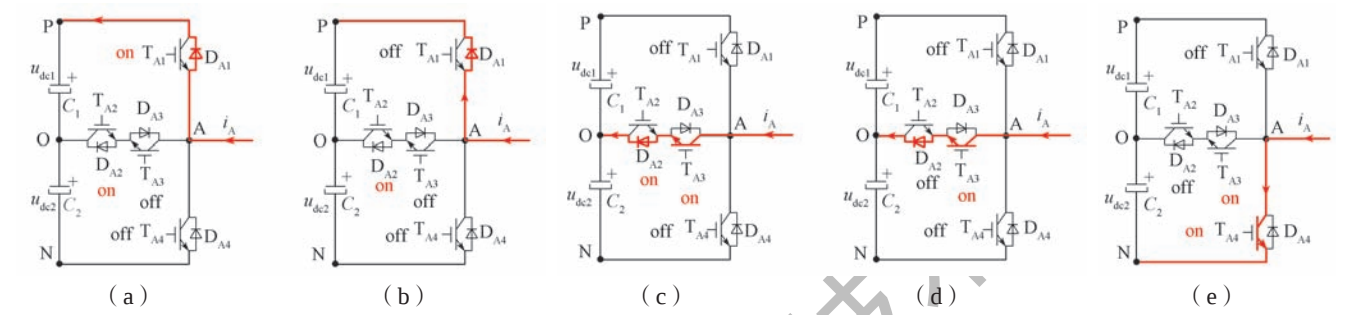


图 4 电流为负时，P-O-N 的换流过程
Fig.4 Commutation process of P-O-N at negative current

表 2 中点电流与中、小矢量的关系
Tab.2 Relationship between load current and middle or small vector

正小矢量	中点电流	负小矢量	中点电流	中矢量	中点电流
V_{POO}	$-i_A$	V_{ONN}	i_A	V_{PON}	i_B
V_{PPO}	$-i_C$	V_{OON}	$-i_C$	V_{OPN}	i_A
V_{OPO}	$-i_B$	V_{NON}	i_B	V_{NPO}	i_C
V_{OPP}	i_A	V_{NOO}	$-i_A$	V_{NOP}	i_B
V_{OOP}	$-i_C$	V_{NNO}	i_C	V_{ONP}	i_A
V_{POP}	i_B	V_{ONO}	$-i_B$	V_{PNO}	i_C

由表 2 可知，同方向的正、负小矢量对中点电荷作用相反，由此可控制正、负小矢量的作用时间来平衡中点电压。根据这一原理，构造一个长度可变化的虚拟中矢量来参与矢量的调制。下面将以第一扇区为例进行说明。

通常，三相对称负载电流在一个开关周期 T_s 内变化很小，且有

$$i_A+i_B+i_C=0$$

(1)

通过中矢量 V_{PON} 和小矢量 (V_{PPO} , V_{ONN}) 构造一个长度可变的虚拟中矢量：

$$V_M=(\frac{k_1}{2}V_{ONN}+\frac{k_2}{2}V_{PON}+\frac{k_1}{2}V_{PPO})$$

(2)

式中： k_1 , k_2 ——合成虚拟矢量的比例系数， $k_1>0$, $k_2>0$ 且 $k_1+k_2=1$ 。

一个开关周期内虚拟矢量的作用时间为 T_M ($T_M<T_s$)，在此期间，负载电流在特定的时间段内流过中点。假设在 T_M 内，流入电容中点的电荷量 Q_M 为

$$Q_M=\int_0^{\frac{k_1T_M}{2}} i_A dt + \int_0^{\frac{k_2T_M}{2}} i_B dt + \int_0^{\frac{k_1T_M}{2}} i_C dt = (\frac{k_1}{2}i_A + k_2i_B + \frac{k_1}{2}i_C)T_M$$

(3)

将式 (1) 代入式 (3) 可得

$$Q_M=(1-\frac{3k_1}{2})i_BT_M$$

(4)

假设支撑电容中点的电压偏差 $\Delta u_M=u_{dc1}-u_{dc2}$ ，根据式 (4) 可知：

(1) 若 $k_1=2/3$ ，则虚拟矢量 V_M 指向 b 点 (图 5(b))，可得 $Q_M=0$ ，即对电容中点电荷没有影响；

(2) 若 $k_1=5/6$ ，则虚拟矢量 V_M 指向 a 点 (图 5(a))，如果 $i_B>0$ ，那么 $Q_M<0$ ，下电容电压升高，即 $\Delta u_M<0$ ；如果 $i_B<0$ ，那么 $Q_M>0$ ，上电容电压升高，即 $\Delta u_M>0$ ；

(3) 若 $k_1=1/3$ ，则虚拟矢量 V_M 指向 c 点 (图 5(c))，如果 $i_B>0$ ，那么 $Q_M>0$ ，下电容电压升高，即 $\Delta u_M<0$ ；如果 $i_B<0$ ，那么 $Q_M>0$ ，上电容电压升高，即 $\Delta u_M<0$ 。

当中点电压发生不平衡时，即 $\Delta u_M \neq 0$ ，根据电容电压与电荷之间的物理关系可得

$$\Delta u_M=\frac{Q_M}{C_d}$$

(5)

式中： C_d ——单个电容器容值， $C_d=C_1=C_2$ 。

由式 (4) 和式 (5) 可得参数 k_1 的范围。本文采用 bang-bang 控制模式实时调整虚拟中矢量的合成系数 k_1 从而控制中点电压，由上下电容电压的偏差和负载电流情况来确定 k_1 为 1/3, 2/3 还是 5/6。

假设滞环宽度为 δu_{dc} ，可得平衡控制策略：

- (1) 若 $-\delta u_{dc} \leq \Delta u_M \leq \delta u_{dc}$ ，则 $k_1=2/3$ ， $V_M=V_{Mb}$ 。
- (2) 若 $\Delta u_M \geq \delta u_{dc}$ ，当 $i_B \geq 0$ 时，则 $k_1=5/6$ ， $V_M=V_{Ma}$ ；当 $i_B \leq 0$ ，则 $k_1=1/3$ ， $V_M=V_{Mc}$ 。
- (3) 若 $\Delta u_M \geq -\delta u_{dc}$ ，当 $i_B \geq 0$ 时，则 $k_1=1/3$ ， $V_M=V_{Mc}$ ；当 $i_B \leq 0$ 时，则 $k_1=5/6$ ， $V_M=V_{Ma}$ 。

图 5 示出可变虚拟中矢量 V_M 在 a 点、b 点和 c 点的切换过程。

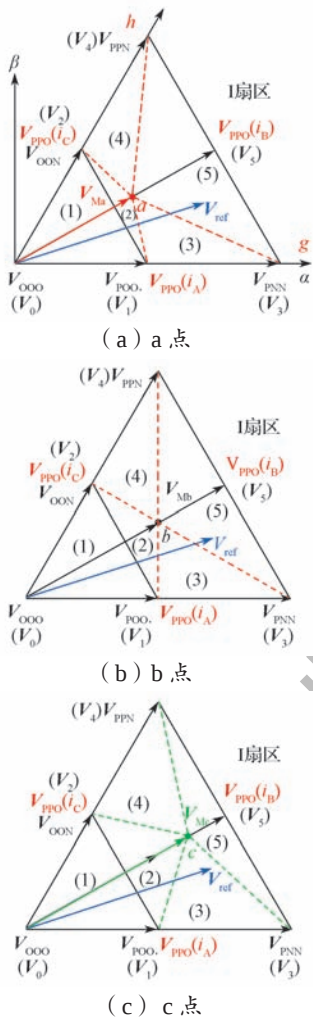


图 5 虚拟中矢量切换过程

Fig.5 Switching process of the virtual middle space vector

合成参考矢量所选用的基本矢量以及矢量的作用顺序如表 3 所示。

表 3 矢量作用顺序
Tab.3 Action sequences of vectors

小区域	矢量作用顺序
(1) V_0, V_1, V_2	PPO, POO, OOO, OON, ONN, OON, OOO, POO, PPO
(2) V_1, V_2, V_M	PPO, POO, PON, OON, ONN, OON, PON, POO, PPO
(3) V_1, V_3, V_M	PPO, POO, PON, PNN, ONN, PNN, PON, POO, PPO
(4) V_2, V_4, V_M	PPO, PPN, PON, OON, ONN, OON, PON, PPN, PPO
(5) V_3, V_4, V_M	PPO, PPN, PON, PNN, ONN, PNN, PON, PPN, PPO

为了合成参考矢量 $V_{ref} (V_a, V_\beta)$ ，可将参考矢量

在 $g-h$ 平面上进行分解，如图 6 所示。以第 I 扇区的 (2) 小区域为例：

$$\left. \begin{aligned} V_g &= V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} V_\beta \\ V_h &= \frac{2}{\sqrt{3}} V_\beta \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

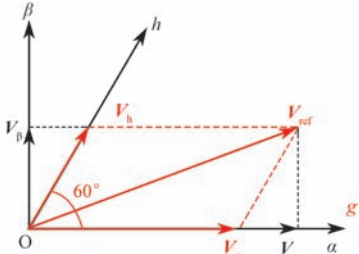


图 6 $g-h$ 平面分解参考矢量
Fig.6 Vector decomposition in $g-h$ plane

根据平行四边形法则和伏秒平衡原理，可建立如下方程：

$$\left. \begin{aligned} T_s V_g &= U_d T_1 + X T_M \\ T_s V_h &= U_d T_2 + X T_M \\ T_s &= T_1 + T_2 + T_M \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中： T_1, T_2 —— V_1 和 V_2 矢量的作用时间； X ——虚拟中矢量在 $g-h$ 坐标系中向两个轴投影的长度， $X=U_d(1-k_1/2)$ ； U_d ——小矢量的模长 $U_d=u_{dc}/3$ 。

由式 (6) 和 (7) 可得 V_1, V_2 和 V_M 这 3 个矢量合成参考矢量的作用时间：

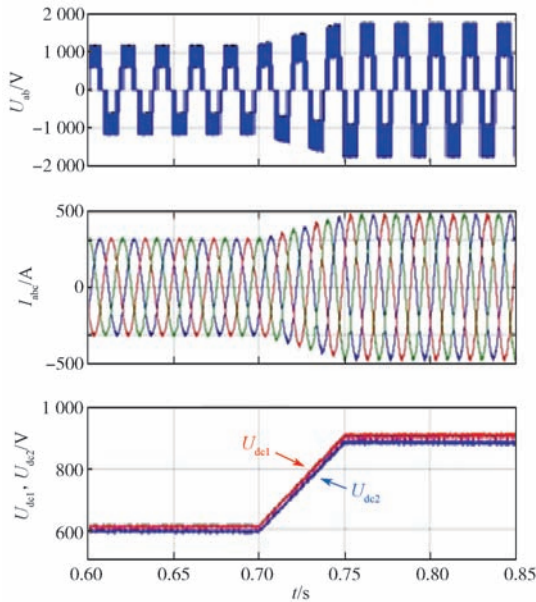
$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{T_s [V_h X + V_g (U_d - X) - U_d X]}{U_d (U_d - 2X)} \\ T_2 &= \frac{T_s [V_g X + V_h (U_d - X) - U_d X]}{U_d (U_d - 2X)} \\ T_M &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

同理，可得其他小区域中各矢量的作用时间；通过归一化处理，可得其他扇区的矢量作用时间。

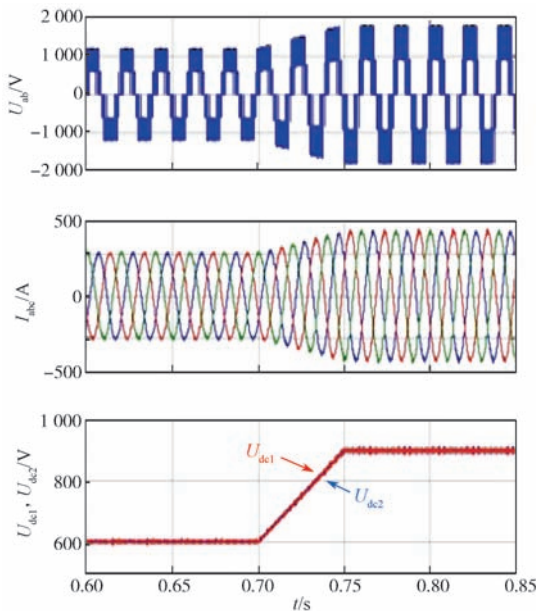
3 仿真实证

为了验证本文所提具有中性点箝位功能的 T 型三电平 SVPWM 调制策略，建立 Matlab/Simulink 仿真模型，其参数为：直流母线电压 $u_{dc}=1\,800\text{ V}$ ，直流母线支撑电容 $C_d=C_1=C_2=2\,200\text{ }\mu\text{F}$ ，负载为三相感应电机负载，开关频率为 1 kHz ，输出电压基波频率为 50 Hz 。为了与本文所提中点电压控制平衡策略进行比较，对传统三电平 SVPWM 调制策略进行了仿真。仿真波形如图 7 所示，仿真启动时直流电压为 $1\,200\text{ V}$ ，在 0.7 s 与 0.75 s 时刻之间线性升高至 $1\,800\text{ V}$ 。图 7 中， U_{ab} 为逆变器输出线

电压， I_{abc} 为三相交流电压， U_{dc1} ， U_{dc2} 分别为上、下支撑电容器电压。



(a) 传统三电平调制策略



(b) 本文所提调制策略

图 7 T 型三电平变换器的电压、电流仿真波形
Fig.7 Simulated voltage and current waveforms of the T-type three-level converter

由图 7 可以看出，当直流电压发生快速变化时，若采用传统三电平 SVPWM 调制策略，上、下电容器电压发生偏移，且很难回到平衡状态；而采用本文所提出的调制策略在直流电压发生变化时，上、下电容器电压在整个过程中均保持相等，偏差的幅值维持在 20 V 以内。

为了验证所提调制策略对中点电压平衡控制的能力，先让上、下电容器电压产生 100 V 的偏差，再通过指令让中间电压平衡，整个动态过程如图 8 所示。可以看出，上、下电容器电压从不平衡到平衡的过程非常迅速（在 5 ms 内）。

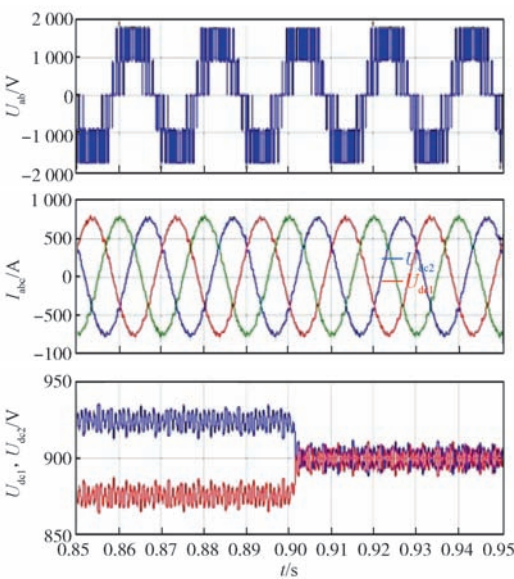


图 8 中点电压平衡控制仿真波形
Fig.8 Simulated waveforms of the neutral point voltage of the converter with balance control

4 试验验证

根据 Matlab 仿真算法搭建基于 TMS320F28335 型 DSP 和 EP3C10144C8 型 FPGA 的实验平台，利用 DSP 完成逆变控制算法的运算，利用 FPGA 实现虚拟空间矢量调制测量并进行脉冲分配。实验负载为三相异步牵引电机，中间直流电压为 1 800 V，上、下电容器容值 $C_1=C_2=2.2\text{ mF}$ ，开关频率为 1 kHz。

实验过程与仿真实验一致，通过调节中间直流回路，使输入受控电压源从 1 200 V 线性升高至 1 800 V，实验波形如图 9 所示。可以看出，在输入直流电压变化过程中，上、下直流电容器电压保持相同的变化趋势，且电压值相等（图 9 中，为了观察 U_{dc1} 、 U_{dc2} 变化趋势，记录波形时，有意将参考点错开了 100 V）。

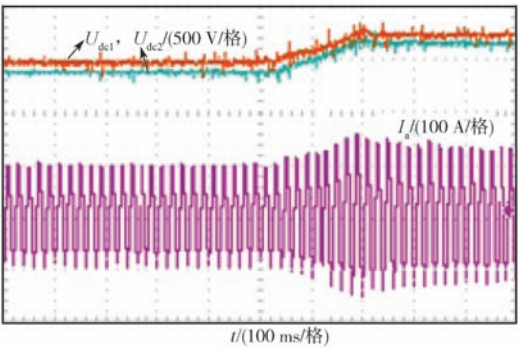


图 9 改变输入直流电压试验波形
Fig.9 Experimental waveforms of the neutral point voltage as the input voltage changing

为了验证所提调制策略对控制中点电压平衡的能力，先使上、下电容器电压产生 100 V 的压差，在运行过程中给出电压偏差为 0 的指令，动态平衡过程如图 10 所示。可以看出，当平衡指令给出后，上、下电容器电

压能较快地被控制至平衡状态。

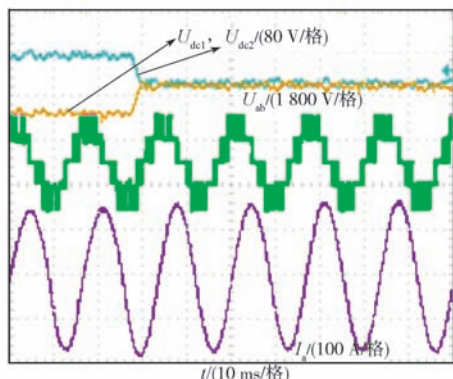


图 10 中点电压平衡控制实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of the neutral point voltage of the converter with balance control

为了验证在加负载时中点电压控制的效果，给感应电机突加 100 kW 负载，其波形如图 11 所示。可以看出，在突加负载的过程中，上、下电容器电压一直维持平衡状态，证明所提调制策略在负载电流发生变化时也能起到很好的中点箝位作用。

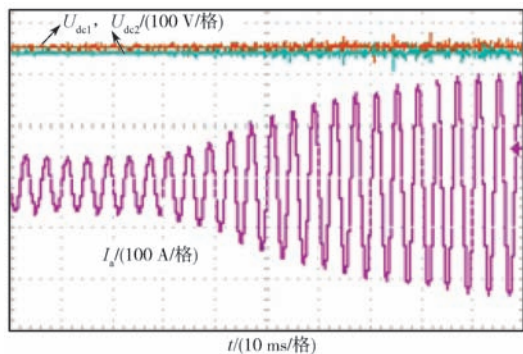


图 11 突加负载实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of the neutral point voltage as the load imposing

5 结语

本文提出一种基于可变虚拟中矢量的三电平 SVPWM 调制策略，通过合理地选择正、负小矢量和中矢量合成可变的虚拟中矢量参与矢量合成，达到控制中点电压平衡的目的；通过仿真和样机实验验证了所提控制策略的

正确性与可行性，为 T 型三电平逆变器应用于地铁牵引变流系统解决了中点电压平衡问题，有效提高了系统的稳定性和可靠性。

参考文献:

- [1] 翁星方, 忻力, 胡家喜, 等. 简化地铁车辆 IGBT 牵引逆变器 [J]. 机车电传动, 2011(3): 44-48.
- WENG X F, XIN L, HU J X, et al. The Simplification of IGBT Traction Inverter for Metro Vehicle [J]. Electric Drive for Locomotive, 2011 (3): 44-48.
- [2] 丁荣军, 黄济荣. 现代交流技术与电气传动 [M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- [3] 王付胜, 邵章平, 张兴, 等. 多机 T 型三电平光伏并网逆变器的环流抑制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 40-49.
- WANG F S, SHAO Z P, ZHANG X, et al. Circulating Current Reduction for T-type Three-level Grid-connected Photovoltaic Inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 40-49.
- [4] 林磊, 邹云屏, 钟和清, 等. 基于固定合成矢量的三电平异步电机直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(27): 120-125.
- LIN L, ZOU Y P, ZHONG H Q, et al. DTC Algorithm of Induction Motors Fed by Three-level Inverter Based on Fixed Synthesizing Vector [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(27): 120-125.
- [5] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.
- SONG W X, CHEN G C, WU H, et al. A Novel SVPWM Strategy and Its Implementation Considering Neutral-point Potential Balancing for Three-level NPC Inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 95-100.
- [6] GRIGOLETTO F B, PINHEIRO H. A space vector PWM modulation scheme for back-to-back three-level diode-clamped converters [C] // Power Electronics Conference, 2009. Brazilian, Brazil: IEEE, 2009: 1058-1065.
- [7] MONGE S B, SOMAVILLA S, BORDONAU J, et al. Capacitor Voltage Balance for the Neutral-Point-Clamped Converter using the Virtual Space Vector Concept With Optimized Spectral Performance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1128-1135.
- [8] 周京华, 贾斌, 章小卫, 等. 混合式三电平中点电位平衡控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 82-89.
- ZHOU J H, JIA B, ZHANG X W, et al. A Hybrid Three-level Neutral-point Balance Control Strategy [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 82-89.

(上接第 26 页)

- [8] BOLDEA I, NASAR S A. A general equivalent circuit (GEC) of electrical machines including cross-coupling saturation and frequency effects [J]. IEEE Trans. Energy Convers., 1988, 3(3): 689-695.
- [9] 薛志强, 周羽, 李槐树. 考虑定转子双边开槽时表贴式永磁电机空载磁场解析计算 (英文) [J]. 中国电机工程学报, 2017(8): 2399-2408.
- XUE Z Q, Z Y, L H S. Analytical Calculation of Open-Circuit Field in Surface-Mounted Permanent-Magnet Machines Accounting for Slots in Stator and Rotor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017(8): 2399-2408.
- [10] 徐磊, 林明耀, 付兴贺. 双定子直线旋转永磁电机特性分析与

实验研究 [J]. 中国电机工程学报, 2017(16): 4791-4799.

XU L, LIN M Y, FU X H. Characteristics Analysis and Experimental Study of a Double Stator Linear and Rotary Permanent Magnet Motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017(16): 4791-4799.

- [11] LEVI E, LEVI V A. Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models [J]. IEEE Trans. Energy Convers, 2000, 15(2): 224-230.
- [12] QI G, CHEN J T, ZHU Z Q, et al. Influence of Skew and Cross-Coupling on Flux-Weakening Performance of Permanent-Magnet Brushless AC Machines [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2009, 45(5): 2010-2017.