



# 一种基于间接定子量的牵引电机 三电平控制技术应用研究

胡亮, 梅文庆, 吕永灿, 付翔宇, 肖新宇  
(中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

**摘要:** 为满足大功率牵引电传动应用场景对电机输出转矩高精度、快响应等要求, 文章提出一种基于间接定子量控制 (Indirect Stator Quantities Control, ISC) 的牵引电机三电平驱动控制方法。首先, 结合ISC控制特点和异步电机模型提出了一种动态弱磁控制方法, 保证了电机在高速弱磁区转矩的高动态响应。其次, 为有效解决传统三电平算法存在的中点电位不平衡问题, 根据中点箝位型 (Neutral Point Clamped, NPC) 三电平逆变器不同开关矢量对中性点电位的作用, 基于电荷周期平衡精准计算和比例积分 (Proportional Integral, PI) 控制器原理, 提出了一种具有平衡精度高、抗干扰性能强的新型中点电位平衡控制策略。最后通过仿真研究与某轨道交通大功率异步电机对拖试验测试, 试验结果表明文章所提出的控制方法具有高动态响应、高中点电位平衡度、高转矩控制精度等优点。

**关键词:** 牵引电机; 间接定子量控制; 弱磁控制; 中点电位平衡

**中图分类号:** TM301.2

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1000-128X (2024) 02-0066-09

## 0 引言

自20世纪80年代德国Depenbrock教授提出直接自控制 (Direct self control, DSC) 算法以来, 该算法在高压大功率、低开关频率 (通常低于500 Hz) 的电机驱动场合得到了广泛应用<sup>[1-4]</sup>, 但该算法开关频率不固定, 存在电流谐波含量高、转矩波动大等缺陷。随后国内外学者提出了各种改进方案, 比如设置多个滞环以对转矩和磁链调节细化, 与无差拍控制、离散空间矢量或者PI调节器等相结合<sup>[5]</sup>。其中, 在大功率牵引传动场合应用较广泛的是Depenbrock和Steimel教授提出的间接定子量控制 (Indirect stator quantities control, ISC), 该算法结合了DSC和空间矢量脉宽调制 (Space vector pulse width modulation, SVPWM) 的优点, 磁链轨迹为圆形、开关频率恒定, 因而转矩脉动小, 具有很好的稳态和动态性能<sup>[6-7]</sup>。

与传统的二电平逆变器相比, 中点箝位式 (Neutral Point Clamped, NPC) 三电平逆变器具有电压容量高、供电电压波形更接近正弦波、输出谐波小等优点, 在高压大功率场合的应用优势十分明显<sup>[8-10]</sup>。但是, 该拓扑结构存在特有的中点电位不平衡问题, 会对整个系统的性能和寿命造成恶劣影响<sup>[11-12]</sup>。为了抑制中点电压波动, 主要从硬件改进<sup>[13]</sup>和软件控制<sup>[14]</sup>两方面入手, 前者增加了硬件成本, 并且对器件参数值较为敏感; 后者包括最近三虚拟矢量、滞环控制和零序分量注入法等, 虽然节省了硬件成本, 但是增加了算法的复杂性, 并且大部分控制方法只在特定条件下有效或者容易导致系统不稳定<sup>[15]</sup>。

为了满足轨道交通、工业传动等领域大功率驱动电机系统的高动态、高精度需求, 本文提出NPC三电平逆变器供电下异步牵引电机ISC控制算法, 特别针对动态弱磁和中点电位平衡等关键问题进行了分析, 提出高性能动态弱磁和新型中点电位平衡控制策略, 并

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2022YFB2502804)

通信作者: 胡亮, 男, 硕士, 工程师, 主要从事变流控制与故障诊断技术方面的研究; E-mail: huliang2@csrzc.com

引用格式: 胡亮, 梅文庆, 吕永灿, 等. 一种基于间接定子量的牵引电机三电平控制技术应用研究[J]. 机车电传动, 2024(2): 66-74. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.008.

Citation: HU Liang, MEI Wenqing, LYU Yongcan, et al. A study on the application of a three-level control technology for traction motors based on indirect stator quantities[J]. Electric drive for locomotives, 2024(2): 66-74. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.008.

结合某轨道交通大功率异步电机参数, 开展了相应的仿真研究和试验测试, 仿真和试验结果验证了本文所提出的方法的有效性。

## 1 高动态 ISC 控制

### 1.1 异步牵引电机模型

两相  $\alpha\beta$  坐标系下, 异步电机的电压方程为:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

磁链方程为:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} &= L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中:  $u$ 、 $i$ 、 $\psi$ 、 $R$  和  $L$  分别为电机电压、电流、磁链、电阻和电感; 下标  $s$ 、 $r$ 、 $m$ 、 $\alpha$  和  $\beta$  分别为定子量、转子量、励磁量、 $\alpha$  轴分量和  $\beta$  轴分量;  $\omega_r$  为转子角频率。

电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p L_\sigma (\psi_{s\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{s\beta} \psi_{r\alpha}) \quad (3)$$

式中:  $n_p$  为转子极对数;  $L_\sigma = L_m / (L_r L_s - L_m^2)$ 。

### 1.2 ISC 基本理论

与直接转矩控制类似, ISC<sup>[16]</sup> 是一种基于定子磁链定向的控制策略。其基于当前转矩和磁链给定值、转矩和磁链实际值计算当前控制周期与下一控制周期的定子磁链差值, 然后依据此差值计算出下一时刻所需的定子电压给定值, 最后基于 SVPWM 输出需要的开关动作信号<sup>[17-18]</sup>。

定子磁链轨迹及其增量示意图如图 1 所示,  $\psi_s(k)$  和  $\psi_s(k+1)$  分别为第  $k$  和  $k+1$  时刻的定子磁链空间矢量, 两者关系为

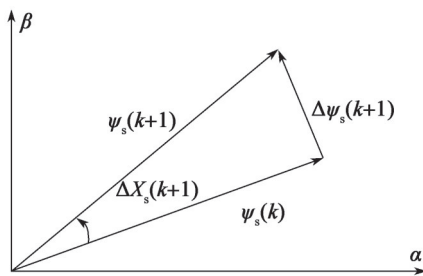


图1 定子磁链轨迹及其增量示意图

Fig. 1 Schematic diagram of stator flux linkage track and its increment

$$\psi_s(k+1) = \left\{ [1 + k_\psi(k+1)] e^{j\Delta X_s(k+1)} \right\} \psi_s(k) \quad (4)$$

式中:  $k_\psi(k+1)$  和  $\Delta X_s(k+1)$  分别为定子磁链幅值和位角增量。

定子磁链空间矢量增量的表达式为

$$\Delta\psi_s(k+1) = \left\{ [1 + k_\psi(k+1)] e^{j\Delta X_s(k+1)} - 1 \right\} \psi_s(k) \quad (5)$$

当控制周期  $T_s$  远小于定子周期时, 可认为第  $k+1$  个控制周期终止时需要输出的电压矢量等于控制周期的定子电压平均值。因此, 根据定子电压方程可得到电压矢量给定值

$$u_s(k+1) = R_s i_s(k+1) + \Delta\psi_s(k+1)/T_s \quad (6)$$

为了得到定子磁链空间矢量的增量, 需要分别求其幅值和位角增量。其中, 幅值增量可通过定子磁链给定值和实际值的差值经过 PI 调节器后得到。位角增量由稳态位角增量  $\Delta X_{s0}$  和动态位角增量  $\Delta X_{sd}$  组成, 即

$$\Delta X_s = \Delta X_{s0} + \Delta X_{sd} \quad (7)$$

稳态位角增量  $\Delta X_{s0}$  为定子磁链在一个控制周期转过的角度, 即

$$\Delta X_{s0} = (\omega_r + \omega_{sl}^*) T_s \quad (8)$$

式中:  $\omega_{sl}^*$  为转差频率给定值, 可由式(9)得到。

$$\omega_{sl}^* = 2R_r T_e^* / (3n_p |\psi_r|^2) \quad (9)$$

动态位角增量  $\Delta X_{sd}$  由  $\omega_{sl}^*$  和实际转差频率  $\omega_{sl}$  经过 PI 调节器得到, 其中  $\omega_{sl}$  为

$$\omega_{sl} = 2R_r T_e / (3n_p |\psi_r|^2) \quad (10)$$

基于 ISC 的牵引电机三电平驱动控制框图如图 2 所示。

### 1.3 高动态弱磁控制

基于 ISC 的特点, 利用转矩动态位角增量实现动态弱磁, 可以保证电机在弱磁区的转矩高动态性能。

动态弱磁下的定转子磁链示意如图 3 所示。动态调节前后的磁链给定值分别为  $\psi_{s,ref1}$  和  $\psi_{s,ref2}$ 。在  $k$  时刻, 转子磁链  $\psi_r(k)$  位于  $A$  点, 定子磁链  $\psi_s(k)$  位于  $B$  点, 两者的夹角为  $\theta$ 。

假设在此时转矩给定增加:

① 如果没有动态弱磁, 即定子磁链仍然为  $\psi_{s,ref1}$ , 则在  $k+1$  时刻, 定子、转子磁链分别旋转到  $D$ 、 $C$  点。在一个控制周期内, 可认为磁链旋转速度基本不变, 定子、转子磁链给定值不变, 因此两者夹角不变仍为  $\theta$ , 实际转矩也不变。

② 采用动态弱磁后, 定子磁链给定值降到  $\psi_{s,ref2}$ , 在  $k+1$  时刻, 定子磁链旋转到  $E$  点, 转子磁链仍然旋转到  $C$  点。此时, 两者的夹角增大了  $\Delta\theta$ , 变为  $\theta + \Delta\theta$ , 因此实际转矩随着转矩给定值增加而快速上升。

如图 3 所示,  $\Delta X_{sd}$  由给定和实际转差的差值得到, 较

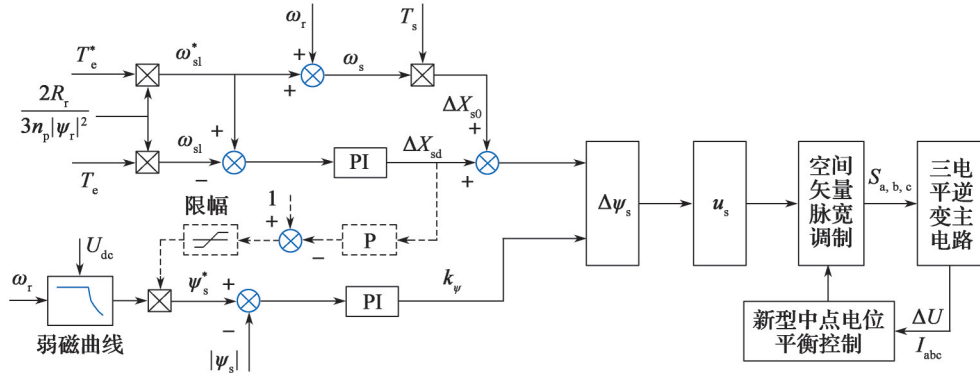


图2 基于ISC的牵引电机三电平驱动控制框图

Fig. 2 Block diagram of three-level drive control for traction motor based on ISC

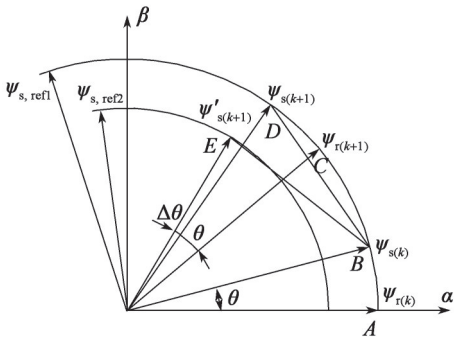


图3 动态弱磁下的定子转子磁链示意图

Fig. 3 Schematic diagram of stator and rotor flux linkage track under dynamic flux weakening

好地包含了转矩动态变化信息。将 $\Delta X_{sd}$ 经过一个P调节器后与常数1相减，经过限幅后与稳态定子磁链（基于弱磁曲线得到）相乘，将其作为最终的定子磁链给定值。

本文提出的动态弱磁方法只需要一个P调节器，参数整定简单，并且直接利用了ISC的中间变量 $\Delta X_{sd}$ ，降低了计算量，此外稳态定子磁链值直接由弱磁曲线得到，因此基速区和弱磁区之间能够平滑切换。

## 2 三电平SVPWM调制

### 2.1 三电平SVPWM基本原理

三电平SVPWM调制<sup>[19-20]</sup>是基于典型的中点箝位型三电平逆变器拓扑结构，如图4所示， $V_{dc}$ 为直流母线电压。可以看出，每相存在4个开关管。以U相为例，当 $VT_1$ 和 $VT_2$ 导通时（ $VT_3$ 和 $VT_4$ 关断），该相输出高电平（ $V_{dc}/2$ ），该相状态可用“P”表示；当 $VT_2$ 和 $VT_3$ 导通时，输出零电平，用“O”表示；当 $VT_3$ 和 $VT_4$ 导通时，输出低电平（ $-V_{dc}/2$ ），用“N”表示。

每相存在3种状态，因此三相逆变器输出27个空间电压矢量，如图5所示。其中，包括6个大矢量（大六边形顶点），6个中矢量（圆与六边形内切点），12个小矢量（小六边形顶点），3个零矢量。

#### 2.1.1 扇区判断

与两电平SVPWM类似，通过判断参考电压矢量

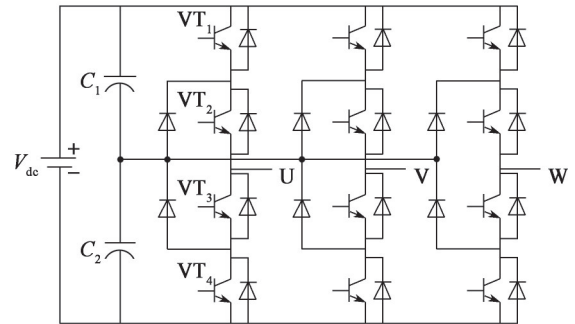


图4 中点箝位型三电平逆变器拓扑结构

Fig. 4 Topology structure of NPC three-level inverter

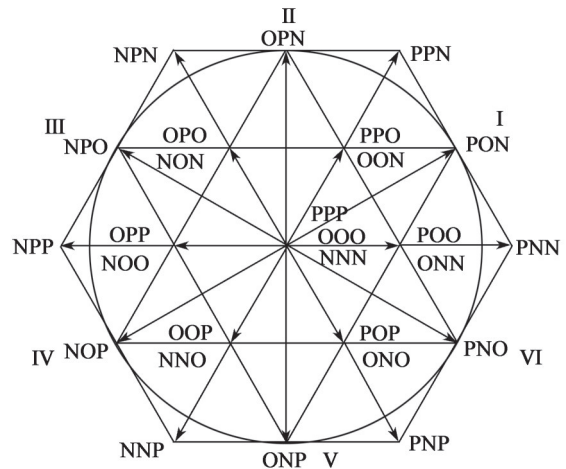


图5 三电平逆变器的空间电压矢量分布图

Fig. 5 Space voltage vector distribution diagram of three-level inverter

与 $\alpha$ 轴的夹角 $\theta$ 大小，可以知道其在哪个大扇区。但三电平SVPWM在每个大扇区可进一步划分4个小区域，如图6所示。

参考电压矢量 $V_{ref}$ 在 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的分量为：

$$\left. \begin{aligned} V_{\alpha} &= V_{ref} \cos \theta \\ V_{\beta} &= V_{ref} \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中： $V_{ref}$ 为参考电压矢量的幅值。

以扇区I为例，通过图6三角形区域3中3条边所在的直线方程，可以得到图7所示的小区域判断流程图。

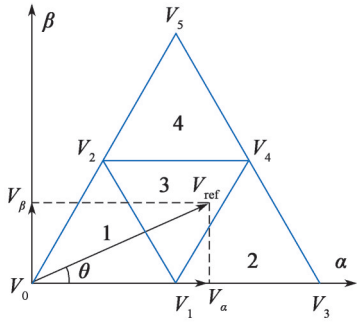


图6 扇区I小区域划分

Fig. 6 Small area division of sector I

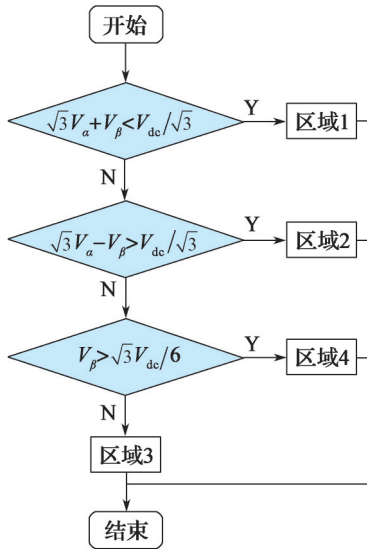


图7 小区域判断逻辑流程图

Fig. 7 Flow chart of small area judgment logic

2.1.2 矢量作用时间

基于伏秒平衡原理, 当参考电压空间矢量在区域3时, 选取该三角形3个顶点所在的基本电压空间矢量来合成该参考电压矢量:

$$\begin{cases} V_1 t_1 + V_2 t_2 + V_4 t_4 = V_{ref} T_s \\ t_1 + t_2 + t_4 = T_s \end{cases} \quad (12)$$

进而推导出基本电压空间矢量的作用时间为:

$$\begin{cases} t_1 = T_s (1 - 2\sqrt{3} V_\beta) \\ t_2 = T_s (1 - 3V_\alpha + \sqrt{3} V_\beta) \\ t_4 = T_s (-1 + 3V_\alpha + \sqrt{3} V_\beta) \end{cases} \quad (13)$$

2.1.3 矢量作用序列

为了尽可能降低逆变器器件损耗和输出谐波, 矢量作用序列需要遵守以下几点原则:

- ① 每次开关矢量变化时, 只有某一相发生变化。
- ② 一个开关周期分为7个基本矢量作用, 并且矢量是对称的。
- ③ 开关量的选择要方便对中性点的控制。
- ④ 为保证在不同区域的矢量在切换过程中变化较小, 通常选取小六边形的6个顶点作为起始矢量。

基于上述原则, 表1给出了当参考矢量在扇区I内

处于不同区域时, 空间电压矢量的作用顺序。

表1 扇区I内空间电压矢量作用顺序

Table 1 Action sequence of space voltage vectors in sector I

序列	区域1	区域2	区域3	区域4
1	ONN	ONN	ONN	OON
2	OON	PNN	OON	PON
3	OOO	PON	PON	PPN
4	POO	POO	POO	PPO
5	OOO	PON	PON	PPN
6	OON	PNN	OON	PON
7	ONN	ONN	ONN	OON

2.2 新型中点电位平衡控制

三电平逆变器存在特有的中点电位不平衡缺陷, 会导致一系列危害: 影响电机调速性能, 器件均压不等导致系统无法正常工作, 降低电容寿命。因此本文提出一种具有中点电位平衡精度高、稳定性好的新型中点电位平衡控制策略用于解决以上问题。

在大矢量作用下, 负载3个端口同时接高电平和低电平, 因此不影响中点电位; 中矢量作用时, 负载3个端口同时接高电平、低电平和零电平, 对中点电位的影响不确定; 小矢量对小中点电位的影响则分两种情况, 如图8所示。当正小矢量POO作用时, 电容C<sub>1</sub>放电, 电容C<sub>2</sub>充电, 使中点电位升高; 当负小矢量ONN作用时, 电容C<sub>1</sub>充电, 电容C<sub>2</sub>放电, 使中点电位降低。

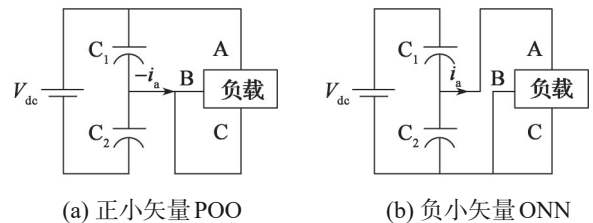


图8 小矢量对电容中点电位影响

Fig. 8 Effect of small vectors on capacitance neutral-point potential

在小矢量作用时间固定的前提下, 合理分配成对正负小矢量的持续时间, 可以在不影响输出电压的情况下, 使中点电位保持不变。具体来说, 当电容中点电位偏高, 即  $V_{C1} < V_{C2}$  时, 需要增加负小矢量作用时间, 让C<sub>1</sub>充电、C<sub>2</sub>放电, 使V<sub>C1</sub>增加、V<sub>C2</sub>降低, 从而让中点电位平衡; 反之, 电容中点电位偏低, 即  $V_{C1} > V_{C2}$ , 则需要增加正小矢量作用时间<sup>[21-22]</sup>。

假设某个小矢量在一个控制周期的作用时间为t<sub>1</sub>, 则正负小矢量的作用时间可分别定义为:

$$\begin{cases} t_p = (1 - \rho) t_1 / 2 \\ t_n = (1 + \rho) t_1 / 2 \end{cases} \quad \rho \in [-1, 1] \quad (14)$$

式中： $\rho$ 为小矢量的时间分配系数，取值规则如下：

- ①  $V_{C_1} = V_{C_2}$ 时， $\Delta U = 0$ ， $\rho = 0$ ；
- ②  $V_{C_1} > V_{C_2}$ 时， $\Delta U < 0$ ， $\rho < 0$ ；
- ③  $V_{C_1} < V_{C_2}$ 时， $\Delta U > 0$ ， $\rho > 0$ 。

其中， $\Delta U = V_{dc}/2 - V_{C_1}$ 。

为了使电容中点的控制更加平滑，控制效果更好，引入PI调节器，即

$$\rho = K_p \left( \Delta U(t) + \frac{1}{\tau_i} \int_0^t \Delta U(t) dt \right) \quad (15)$$

式中： $K_p$ 和 $\tau_i$ 为PI调节器系数。

上述方法只是对 midpoint 电位进行粗略的控制，为了对 midpoint 电位进行精确补偿，需要精确控制在一个控制周期内流入（或流出）电容中点的电荷为零。

定义由逆变器（包括电容中点）到负载端的方向为电流正方向，图9给出了扇区I内各电压空间矢量作用下的中点电流大小和方向。

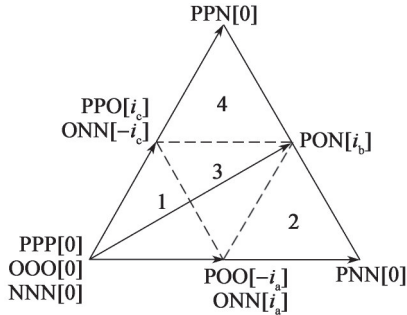


图9 扇区I内各矢量作用下的中点电流大小和方向

Fig. 9 Value and direction of neutral-point current under the action of each vector in sector I

以区域3为例，在一个控制周期，小矢量 $V_1$ 的作用时间为 $t_1$ ，对应的相电流为 $i_{x_1} = i_a$ ；相邻小矢量 $V_2$ 的作用时间为 $t_2$ ，对应的相电流为 $i_{x_2} = i_c$ ；中矢量 $V_4$ 的作用时间为 $t_4$ ，对应的相电流为 $i_{x_4} = i_b$ 。结合式(14)，可知小矢量 $V_1$ 作用时，流入中点的电荷为

$$Q_{x_1} = t_p i_{x_1} - t_n i_{x_1} = \rho t_1 i_{x_1} \quad (16)$$

同理，矢量 $V_2$ 和矢量 $V_4$ 作用时，流入中点的电荷分别为：

$$Q_{x_2} = t_2 i_{x_2} \quad (17)$$

$$Q_{x_4} = -t_4 i_{x_4} \quad (18)$$

要维持电容中点电位恒定，需要保证流入中点的总电荷为零，即满足方程

$$Q_{x_1} + Q_{x_2} + Q_{x_4} = 0 \quad (19)$$

或写为

$$\rho t_1 i_{x_1} + t_2 i_{x_2} - t_4 i_{x_4} = 0 \quad (20)$$

通过以上公式，即可确定小矢量的时间分配系数 $\rho$ 。需要注意的是，如果在其他区域有零矢量或者大矢量作用，两者不会影响中点电荷的变化，因此在分析时不必考虑。

第1种方法没有对 midpoint 电位做出精确补偿，会导致 midpoint 电位有一定程度的波动；第2种方法虽然可以精确控制 midpoint 电位平衡，可以很好地抑制 midpoint 电位波动，但是抗干扰能力较差，不具有在不平衡度较大情况下，将 midpoint 电位拉回平衡点的能力。因此，为了充分利用两种方法的优点，本文提出了基于电荷周期平衡精准计算和PI闭环相结合的新型 midpoint 电位平衡方法，如图10所示。

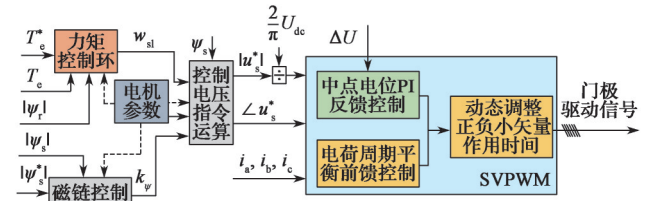


图10 新型中点电位平衡控制方法

Fig. 10 New neutral-point potential balance control method

该方法在不同的中点电平平衡度下均具有较小的电位波动，并具有较强的抗干扰能力。具体实现如下：设定一个电压误差滞环 $\Delta U_{set}$ ，当 $\Delta U > \Delta U_{set}$ 时，即电容电位偏差较大时，采用第1种方法；当 $\Delta U < \Delta U_{set}$ 时，即电容电位偏差较小时，采用第2种方法。

### 3 仿真研究

根据前文提出的控制方案，为验证NPC三电平逆变器供电下的牵引电机ISC控制算法的控制性能，以轨道交通大功率牵引电机对拖试验台的陪试电机驱动系统为对象进行仿真研究。该系统主电路拓扑结构如图11所示。表2、表3为电机对拖陪试电机、驱动器的基本参数。对拖的2台电机参数相同，其中电机1为陪试电机，电机2为被试电机。电机额定功率2800 kW，电机额定转速为690 r/min，电机额定转矩为38753 N·m。

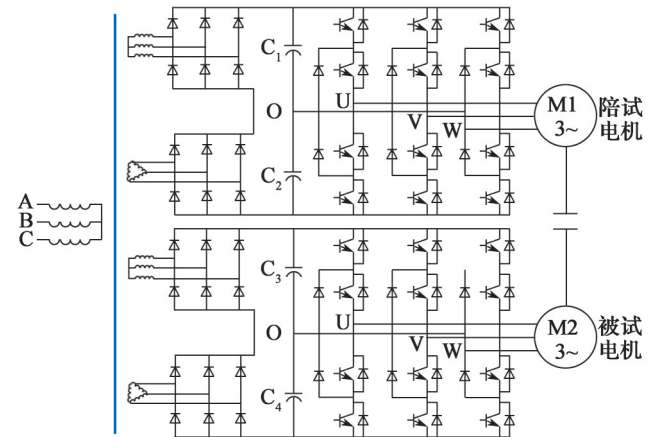


图11 牵引电机对拖台陪试电机驱动系统拓扑图

Fig. 11 Topological diagram of driving system of accompanying test motor on the back-to-back test bench

表2 电机对拖试验台陪试电机参数

Table 2 Parameters of accompanying test motor on the back-to-back test bench

参数项目	参数值	参数项目	参数值
额定功率 $P_n$ /kW	2 800	极对数 $p$	3
额定电压 $U_n$ /V	3 150	转子电阻 $R_r$ /Ω	0.036 5
额定电流 $I_n$ /A	596	定子电阻 $R_s$ /Ω	0.029 8
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	690	定子漏感 $L_{ls}$ /mH	1.176
额定转矩 $T_n$ /(N·m)	38 753	转子漏感 $L_{lr}$ /mH	0.885
额定频率/Hz	34.9	互感 $L_m$ /mH	48.59

表3 电机对拖试验台陪试电机驱动器参数

Table 3 Driver parameters of accompanying test motor on the back-to-back test bench

参数项目	参数值	参数项目	参数值
额定容量/(kVA)	14 000	额定DC电压/V	5 000
输出频率/Hz	0~34.9	开关频率/Hz	500

### 3.1 典型运行特性仿真

#### 3.1.1 全速度范围动态升降速工况

为验证所提出控制方法在全速域动态升降速的性能,开展了全速域内动态升降速性能仿真,采取速度闭环,设置转速从零到额定转速再到零,速度给定斜率 11.5 r/s<sup>2</sup>,仿真结果如图12所示,图中曲线依次为电机指令转矩  $T_g$ 、反馈  $T_e$ 、电机电流  $I_a/I_b/I_c$ 、电机转速指令转速  $W_{nRef}$ 、实际转速  $W_n$ 。

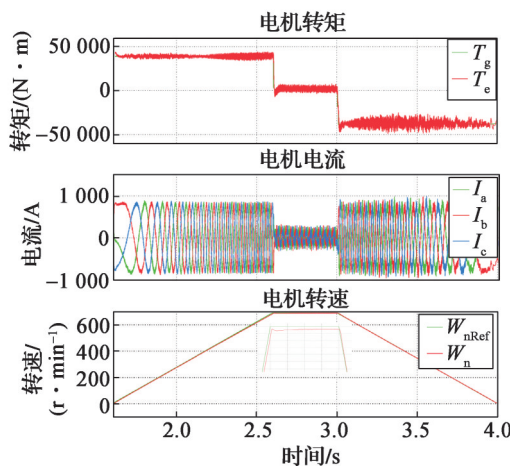


图12 电机全速度扫描仿真波形

Fig. 12 Simulation waveform of motor full-speed scanning

#### 3.1.2 不同转速下转矩阶跃响应仿真

为验证所提方法转矩闭环控制响应性能,将本文所提出高动态ISC直接转矩控制和传统FOC矢量控制进行稳态工况下转矩响应速度对比,如图13所示。仿真模拟了在30%额定转速、60%额定转速、130%额定转速下,电机转矩指令由零阶跃至额定转矩时,2种控制方法转矩阶跃响应时间的仿真测试。

仿真结果汇总如表4所示,使用高动态ISC直接转矩控制较矢量控制转矩阶跃响应速度快2~3倍。

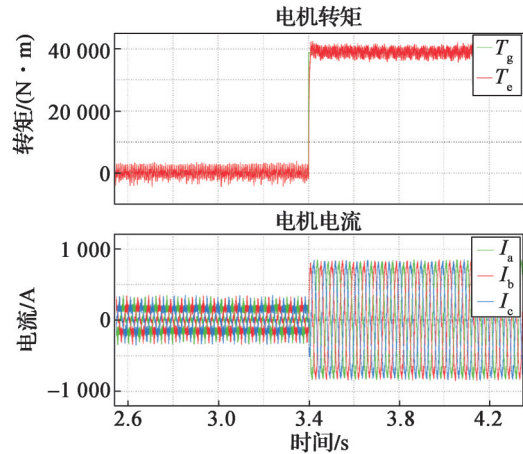


图13 电机转矩阶跃响应仿真

Fig. 13 Step response simulation of motor torque

表4 ISC与FOC转矩阶跃响应时间对比

Table 4 Comparison of torque step response time between ISC and FOC

电机转速/(r·min <sup>-1</sup> )	ISC转矩阶跃响应时间/ms	FOC转矩阶跃响应时间/ms
207	4.2	11.4
414	3.5	15.8
897	7.8	23.5

### 3.2 新型中点电位平衡抑制策略仿真

分别使用2.1节提到的前馈电荷法中点电位平衡(第2种方法)抑制和提出的新型中点电位平衡抑制策略在60%额定转速点满转矩工况进行对比仿真,分别如图14和图15所示。从仿真结果可知,使用前馈电荷法中点电位平衡抑制策略上下电容电压存在稳态偏差;而使用本文提出的新型中点电位平衡控制策略,上下电容电压具有较好的一致性,不平衡度在±0.1%范围以内。

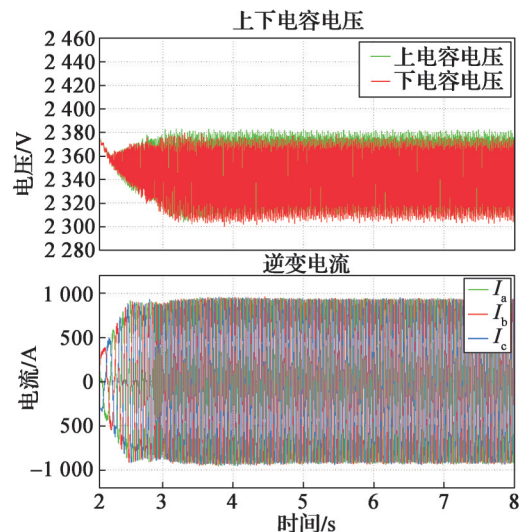


图14 电荷前馈法中点电位平衡控制仿真

Fig. 14 Simulation of neutral-point potential balance control in charge feedforward method

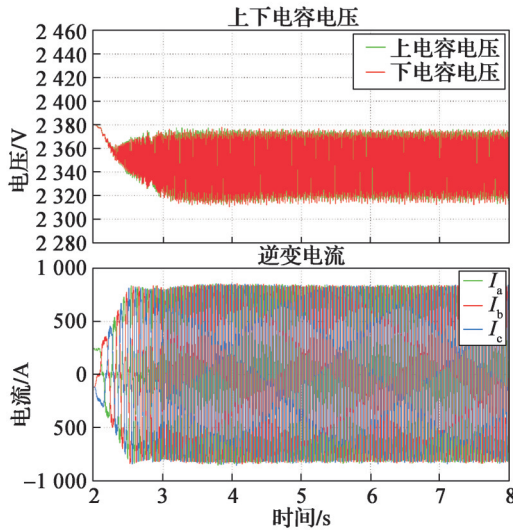


图 15 新型中点电位平衡控制仿真

Fig. 15 Simulation of new neutral-point potential balance control

## 4 试验验证

为进一步验证本文所提出的基于ISC的大功率异步电机三电平控制方法的有效性,以某轨道交通大功率异步电机对拖试验平台的陪试驱动系统为试验对象(参数见第3.1节),从转矩精度、动态响应、全速度动态升降速等方面开展试验研究,以下为现场试验验证结果。

### 4.1 转矩精度测试

通过扭矩仪对输出转矩精度进行测量,如图16所示,转矩输出误差在全速度范围牵引制动工况均小于4%。

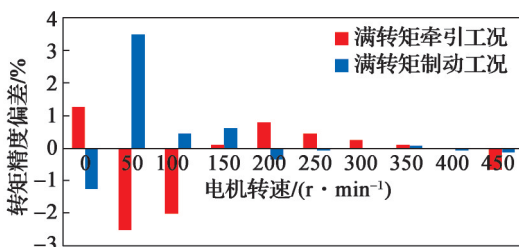


图 16 电机转矩精度测试结果

Fig. 16 Test results of motor torque accuracy

### 4.2 转矩阶跃响应

电机转矩阶跃响应测试结果如图17所示。经试验测试在60%额定转速,转矩阶跃响应时间可以达到3ms,具有较高的转矩动态响应性能。

### 4.3 全速度域扫描波形

经试验测试在0至额定转速(690 r/min)范围实现快速升降速扫描运行,如图18所示。零速至额定转速的升降速时间均为1s,具有高动态响应性能。

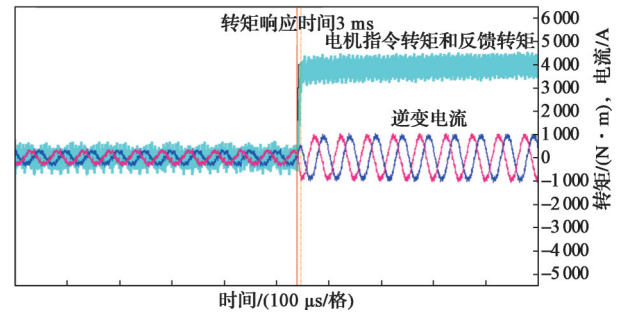


图 17 电机转矩阶跃响应测试结果

Fig. 17 Test results of motor torque step response

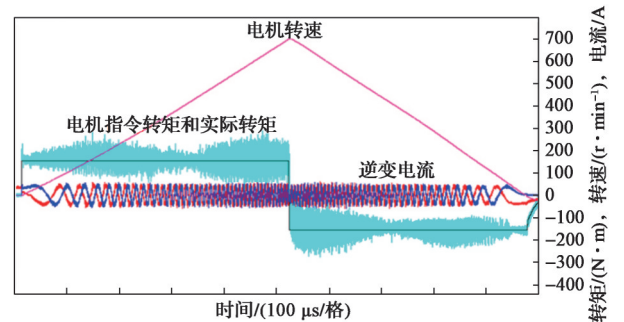


图 18 电机全速度域扫描波形

Fig. 18 Motor full-speed domain scanning waveform

### 4.4 高速弱磁区域波形

电机在高速弱磁区域波形如图19所示,经试验测试在额定转速以上,基于ISC的特点,利用转矩动态位角增量实现动态弱磁,在弱磁区的转矩仍具有高动态性能,0至1500 r/min升速过程仅需3s。

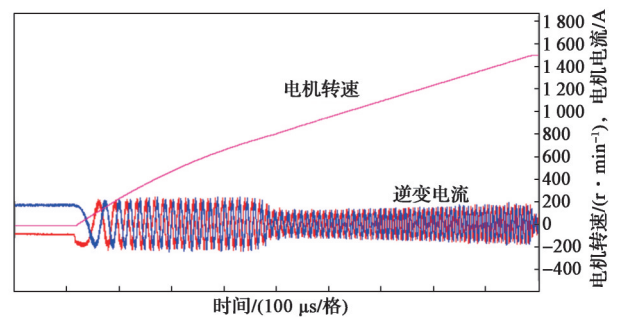


图 19 电机在高速弱磁区域波形

Fig. 19 Waveform of the motor in the high-speed flux weakening region

### 4.5 NPC三电平支撑电容半压均衡情况

支撑电容上下半电压波形如图20所示。从图20可以看出,基于新型中点电位平衡策略的变频器上下半电压一致性较好,可以精确控制中点电位平衡,抑制支撑电容中点电位波动,不平衡度控制在 $\pm 0.15\%$ 以内。

通过以上试验验证结果可知,基于三电平拓扑的高动态性能ISC控制在全速度域具有高动态响应、高中点电位平衡度、高转矩精度等特点。

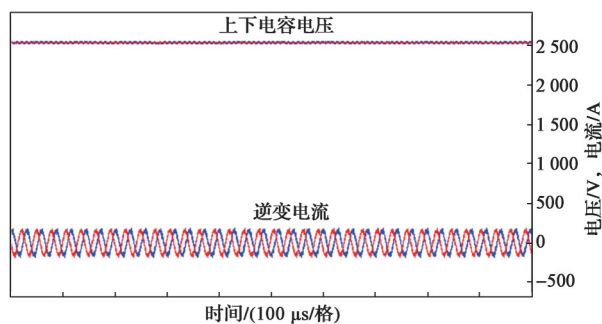


图20 驱动器支撑电容上下半电压波形

Fig. 20 Upper and lower half voltage waveforms of driver capacitor

## 5 结束语

为满足典型大功率电传动应用对异步电机转矩高精度、快响应等要求, 本文提出了一种基于间接定子量控制的异步电机三电平直接转矩控制策略。实现了电机高速弱磁区高动态转矩控制, 并基于SVPWM提出一种电荷前馈计算和PI相结合的新型中点电位平衡控制策略, 解决三电平中点电位不平衡问题。仿真和试验结果表明, 本文所提出的控制方法具有高动态响应、高中点电位平衡度、高转矩控制精度等优点。面向未来, 可将本文所提出的新控制方法与轨道交通大功率牵引传动场景深度融合, 并结合碳化硅SiC新型器件、中点箝位三电平NPC拓扑的高频、高效、低谐波等变流技术优势, 有效助力轨道交通大功率牵引传动系统新发展。

### 参考文献:

- [1] DEPENBROCK M. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine[J]. IEEE transactions on power electronics, 1988, 3(4): 420-429.
- [2] BAADER U, DEPENBROCK M, GIERSE G. Direct self control of inverter-fed induction machine, a basis for speed control without speed-measurement[C]//IEEE. Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego: IEEE, 1989: 486-492.
- [3] 黄济荣. 直接自控制—现代机车交流传动闭环控制策略[J]. 机车电传动, 1994(5): 1-8.  
HUANG Jirong. Direct self control-AC drive closed-loop control strategy for modern locomotives[J]. Electric drive for locomotives, 1994(5): 1-8.
- [4] 冯江华, 陈高华, 黄松涛. 异步电动机的直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 1999, 14(3): 29-33.  
FENG Jianghua, CHEN Gaohua, HUANG Songtao. Direct self-control (DSC) of asynchronous motor[J]. Transactions of China electrotechnical society, 1999, 14(3): 29-33.
- [5] 王坚. 牵引电机无速度传感器间接定子量控制研究[D]. 长沙: 中南大学, 2010.  
WANG Jian. Research on speed sensorless indirect stator quantities control of traction motor[D]. Changsha: Central South University, 2010.
- [6] 尚敬, 刘可安. 电力牵引异步电动机无速度传感器间接定子量控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 22-27.  
SHANG Jing, LIU Kean. Speed sensorless indirect stator-quantities control of induction motor in electric traction[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2007, 22(2): 22-27.
- [7] 王坚, 桂卫华, 年晓红, 等. 牵引电机无速度传感器间接定子量控制系统研究[J]. 铁道学报, 2010, 32(6): 17-21.  
WANG Jian, GUI Weihua, NIAN Xiaohong, et al. Study on speed sensorless indirect stator-quantities control system of traction motor[J]. Journal of the China railway society, 2010, 32(6): 17-21.
- [8] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG Fangzheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [9] MEYNARD T A, FOCH H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters[C]//IEEE. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Toledo: IEEE, 1992: 397-403.
- [10] SALZMANN T, KRATZ G, DAUBLER C. High-power drive system with advanced power circuitry and improved digital control[J]. IEEE transactions on industry applications, 1993, 29(1): 168-174.
- [11] 刘亚军. 三电平逆变器SVPWM控制策略的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2008.  
LIU Yajun. The research on SVPWM control strategies in the three level inverter[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2008.
- [12] CELANOVIC N, BOROYEVICH D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters [J]. IEEE transactions on power electronics, 2000, 15(2): 242-249.
- [13] 董唯光, 梁金平. 二极管中点箝位型三电平变流器改进设计[J]. 电源学报, 2014, 2014(2): 56-61.  
DONG Weiguang, LIANG Jinping. Design and improved of diode neutral point clamped three-level converter[J]. Journal of power supply, 2014, 2014(2): 56-61.
- [14] 李新瑞, 马文忠. NPC型三电平逆变器中点电位平衡算法的研究[J]. 电气应用, 2010, 29(2): 58-62.  
LI Xinrui, MA Wenzhong. Research on neutral point potential balance algorithm for NPC type three level inverters[J]. Electrotechnical application, 2010, 29(2): 58-62.
- [15] 李宁, 王跃, 雷万钧, 等. NPC三电平变换器中点电压控制方法综述[J]. 电力电子技术, 2011, 45(10): 78-80.  
LI Ning, WANG Yue, LEI Wanjun, et al. Overview of neutral point potential fluctuation control strategies in NPC three-level converters[J]. Power electronics, 2011, 45(10): 78-80.
- [16] STAUDT V, STEIMEL A. Stator-flux-oriented control for



- traction drives[C]// IEEE. 2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION). Side: IEEE, 2015: 779-786.
- [17] SPICHARTZ M, STEIMEL A, STAUDT V. Stator-flux-oriented control with high torque dynamics in the whole speed range for electric vehicles[C]//IEEE. 2010 Emobility - Electrical Power Train. Leipzig: IEEE, 2010: 1-6.
- [18] SPICHARTZ M, OETTMEIER M, HEISING C, et al. Stator-flux-oriented control with high torque dynamics for IM and PMSM[C]//IEEE. 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Lille: IEEE, 2010: 1-6.
- [19] 宋文祥, 陈国呈. 三电平中点箝位式逆变器SVPWM方法的研究[J]. 电工电能新技术, 2004, 23(4): 30-33.  
SONG Wenxiang, CHEN Guocheng. Study on SVPWM method for three-level neutral-point-clamped (NPC) inverter [J]. Advanced technology of electrical engineering and energy, 2004, 23(4): 30-33.
- [20] 宋文祥, 陈国呈, 束满堂, 等. 中点箝位式三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 105-109.  
SONG Wenxiang, CHEN Guocheng, SHU Mantang, et al. Research on SVPWM method and its neutral-point-potential control for three-level neutral-point-clamped (NPC) inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 105-109.
- [21] 束满堂, 吴晓新, 宋文祥, 等. 三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制的研究[J]. 电气传动, 2006, 36(8): 26-29.  
SHU Mantang, WU Xiaoxin, SONG Wenxiang, et al. Research on SVPWM method and its neutral-point-potential control for three-level neutral-point-clamped (NPC) inverter [J]. Electric drive, 2006, 36(8): 26-29.
- [22] 余明锋, 刘志刚, 苗春晖. 一种三电平逆变器空间矢量PWM控制算法的实现[J]. 电力电子技术, 2005, 39(1): 48-50.  
YU Mingfeng, LIU Zhigang, MIAO Chunhui. Realization of control algorithm for three-level SVPWM inverter[J]. Power electronics, 2005, 39(1): 48-50.

## A study on the application of a three-level control technology for traction motors based on indirect stator quantities

HU Liang, MEI Wenqing, LYU Yongcan, FU Xiangyu, XIAO Xinyu

(CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

**Abstract:** In order to meet the requirements of high-power traction electric drive applications for high precision and fast response of motor output torque, this paper proposes a three-level drive control method for traction motors based on indirect stator quantities control (ISC). Firstly, a dynamic flux weakening control method based on the characteristics of ISC control and the model of induction motor, was proposed to ensure the high dynamic response of motor torque in the high-speed flux weakening region; then, in order to effectively solve the problem of neutral-point potential imbalance in traditional three-level algorithms, according to the different effects of different switch vectors on the neutral-point potential of the neutral point clamped (NPC) three-level inverter, a new neutral-point potential balance control strategy with high balance accuracy and strong anti-interference performance was proposed based on precise calculation of charge cycle balance and principles of proportional integral (PI) controller. Finally, this method was tested through simulation research and the back-to-back testing with a high-power induction motor for rail transit. The test results show the control method proposed in this paper has advantages of high dynamic response, high neutral-point potential balance, and high torque control accuracy.

**Keywords:** traction motor; indirect stator quantities control; flux weakening control; neutral-point potential balance