DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.331 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

变扩展空间矢量的永磁同步电机三电平模型预测电流控制

常九健，薛大伟(中国电源学会学生会员)
(合肥工业大学汽车与交通工程学院，合肥 230009)

摘要：针对中点钳位NPC(neutral point clamped)型三电平逆变器传统模型预测电流控制策略输出电流谐波较大、计算复杂且需要额外设定中点电压权重系数的问题，提出一种变扩展空间矢量模型预测电流控制VESVMPCC(variable extended space vector model predictive current control)策略。首先，基于无差拍思想，在旋转60°坐标系下对电压矢量进行滚动优化；然后，根据与参考电压矢量幅值和相角误差的大小动态改变占空比，从而合成可变的扩展空间矢量集，并将备选电压矢量集减少至8个；接着，通过构建虚拟矢量并引入中点平衡因子，省去了中点电压权重系数并具有良好的中点电压平衡能力；最后，通过实验验证了所提策略的有效性。

关键词：永磁同步电机；中点钳位型三电平逆变器；模型预测电流控制；变扩展空间矢量；中点电压平衡

Three-level Model Predictive Current Control for PMSM Based on Variable Extended Space Vectors

CHANG Jiujian, XUE Dawei, *Student Member*, *CPSS*
(School of Automotive and Transportation Engineering, Hefei University of Technology, HeFei 230009, China)

Abstract: To address the problems of large current output harmonic, complex calculation and the need for additional setting of the neutral-point voltage weighting coefficient in conventional model predictive current control strategy for neutral point clamped three-level inverter, a variable extended space vector model predictive current control strategy is proposed. First, based on the deadbeat principle, the voltage vectors are optimized in the rotating 60° coordinate system; then, the duty ratio is dynamically changed according to the magnitude of the amplitude and phase errors between the reference voltage vector and the actual voltage vector, thus synthesizing a variable extended space vector set with reduced candidate voltage vector set to 8; subsequently, by constructing virtual vectors and introducing the neutral point balancing factor, the neutral point voltage weight coefficient is eliminated and has good neutral point voltage balancing ability; finally, the effectiveness of the proposed strategy is validated through experiments.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); neutral point clamped (NPC) three-level inverter; model predictive current control; variable extended space vector; neutral-point voltage balancing

永磁同步电机PMSM(permanent magnet synchronous motor)因具有高可靠性、高效率和良好的控制特性，被广泛应用于电力系统中[1]。传统两电平逆变器不能满足高压大容量电力控制系统的需求，因此，多电平逆变电路的研究得到了越来越多的关注，其中，中点钳位NPC(neutral point clamped)型三电平逆变器应用最为广泛[2]。

然而，中点电压不平衡是NPC三电平逆变器一个固有的问题，其可导致输出波形质量降低，甚至可能损坏开关器件[3]。目前中点电位平衡的研究主要集中在调制策略方面：文献[4]在传统空间矢量

收稿日期：2024-12-25；**修回日期**：2025-02-03，2025-02-19；
录用日期：2025-03-10；**网络首发日期**：2025-04-11
基金项目：安徽省重点研发计划资助项目(202304a05020076)；安徽省自然科学基金资助项目(2408085ME105)
This work is supported by Anhui Province Key Research and Development Program Project under the grant 202304a05020076; Anhui Province Natural Science Foundation under the grant 2408085ME105

脉冲宽度调制 SVPWM (space vector pulse width modulation)策略的基础上提出一种利用正负小矢量构建虚拟小矢量并引入中点平衡因子的方法，以实现对中点电压的控制，但在高调制比下，虚拟小矢量作用减弱，中点电压平衡能力变弱；文献[5]针对高调制深度下三电平 NPC 逆变器中点电位均衡能力下降的问题，提出一种中点电位快速均衡控制方法，提高了高调制深度工况下的中点电压平衡性能，但该方法对电流跟踪性能及计算复杂度的综合优化仍有进一步研究空间。

随着微处理器的快速发展，模型预测控制 MPC(model predictive control)受到学者的广泛关注[6-7]。针对传统模型预测控制 CMPC(conventional model predictive control)策略稳态性能较差的问题，文献[8]引入零矢量作为第二电压矢量，以扩展电压矢量集，但其只改变基本电压矢量的幅值，不改变相角，控制能力有限；文献[9]用 2 个非零电压矢量合成参考电压矢量，并通过虚拟斜率划分区间，减小备选矢量的范围，虽然该策略取得了较好的控制效果，但需要在线计算较为复杂的占空比；文献[10]针对 NPC 型三电平逆变器提出固定开关频率的改进 MPC 策略，在保持 MPC 动态性能的同时改善了开关频率不固定的问题，但该类方法仍需兼顾控制性能、中点电压平衡和计算复杂度之间的协调；文献[11]将 2 个相邻的基本电压矢量以占空比为 1/2 的方式合成虚拟电压矢量，并不断重复这个过程以扩展电压矢量集，虽然提出了区域快速搜索电压矢量的方法，但其计算量仍比较大。

传统模型预测电流控制 CMPCC(conventional model predictive current control)需要同时兼顾电流和中点电压平衡控制，它们之间存在耦合关系，没有通用的整定标准，并且在实际工作中负载、直流侧电容会随时间发生变化，这些参数会影响中点电压波动情况，进而影响中点电压权重系数的最优值。针对 CMPC 需要额外设计权重系数的问题，文献[12]根据上、下电容电压差不断调整备选电压矢量，但在高调制比下中点电压控制能力减弱；文献[13]提出一种无权重系数的 MPC 算法，构建幅值相等、中点电流不同的虚拟小矢量和中矢量，但当直流侧两端电容电压差较大时，其中点电压平衡能力较弱。

因此，本文首先搭建扩展空间矢量模型预测电流控制 ESVMPCC(extended space vector model predictive current control)策略。然后针对该策略合成电压矢量占空比固定，采用正负小矢量切换的方式平衡中点电压时中点电压波动较大的问题，提出一种变扩展空间矢量模型预测电流控制 VESVMPCC (variable extended space vector model predictive current control)策略。该策略能够动态合成幅值与相角可变的电压矢量，并将备选电压矢量集减少到 8 个，不仅省去了中点电压权重系数的设计，且仍具有良好的中点电压平衡能力。最后通过实验对比，验证了 VESVMPCC 策略的有效性。

1 CMPCC 策略

1.1 PMSM 数学模型

忽略磁心材料饱和、涡流损耗和磁滞损耗，PMSM 在 dq 坐标系下的定子电压电流方程为

$$\begin{cases} u_d = R_{\mathrm{s}} i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{e}} L_q i_q \\ u_q = R_{\mathrm{s}} i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{e}} L_d i_d + \omega_{\mathrm{e}} \psi_{\mathrm{f}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为 PMSM 定子 d 轴和 q 轴电压；R_{s} 为电机相电阻；i_d、i_q 分别为 PMSM 定子 d 轴和 q 轴电流；L_d、L_q 分别为 PMSM 定子 d 轴和 q 轴电感；ω_{e} 为电机电角速度；ψ_{f} 为永磁体磁链。

1.2 NPC 三电平逆变器拓扑结构

NPC 三电平逆变器拓扑结构如图 1 所示。图中：U_{dc} 为直流母线电压；C_1、C_2 分别为直流侧上、下电容。以 a 相为例，当开关管 S_{a1} 与 S_{a2} 开通、开关管 S_{a3} 与 S_{a4} 关断时，逆变器输出电压为 $U_{\mathrm{dc}}/2$，记为 P 状态；当 S_{a2} 与 S_{a3} 开通、S_{a1} 与 S_{a4} 关断时，逆变器输出电压为 0，记为 O 状态；当 S_{a3} 与 S_{a4} 开通、S_{a1} 与 S_{a2} 关断时，逆变器输出电压为$-U_{\mathrm{dc}}/2$，记为 N 状态。记开关管“1”为开通，“0”为关

断。三电平逆变器共有 27 种开关状态，根据基本空间电压矢量幅值的大小，可分为大矢量($2U_{dc}/3$)、中矢量($\sqrt{3}\,U_{dc}/3$)、小矢量($U_{dc}/3$)和零矢量(0)，空间电压矢量状态分布如图 2 所示。

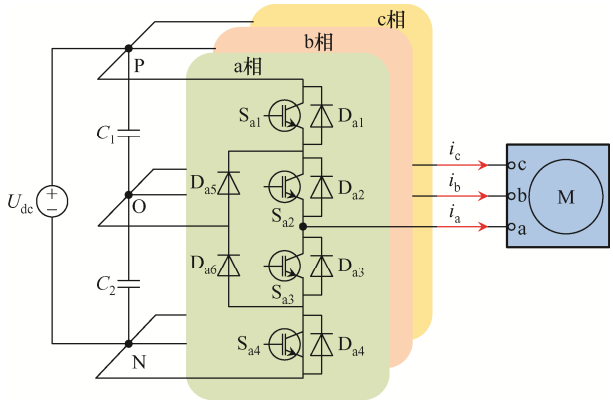


图 1　NPC 三电平逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of NPC Three-level inverter

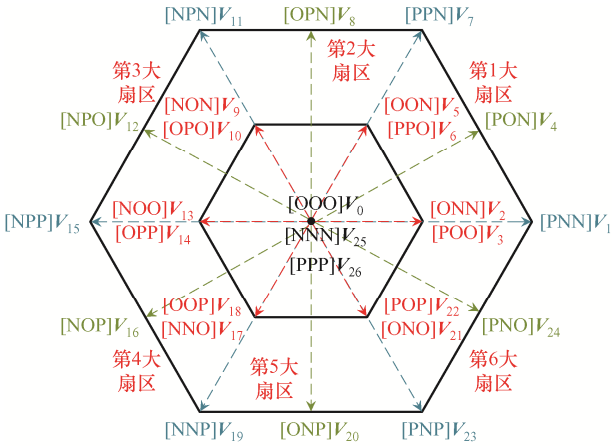


图 2　空间电压矢量状态分布

Fig. 2 Distribution of space voltage vectors

1.3　中点电流

定义 NPC 三电平逆变器中点电流 i_o 流出为正，i_o 与中点电压 u_o 可分别表示为

$$\begin{cases} i_o = \sum\limits_{j=a,b,c} (1-|S_j|)i \\ u_o = \dfrac{U_{C_1} - U_{C_2}}{2} \end{cases} \tag{2}$$

式中：S_j 为逆变器的输出状态；U_{C_1}、U_{C_2} 分别为 C_1、C_2 的电压。当 S_j=±1 时，i_o=0；当 S_j=0 时，i_o≠0，即中矢量和小矢量会产生 i_o。由基尔霍夫定律可得 i_o 为

$$i_o = i_{C_1} - i_{C_2} \tag{3}$$

式中，i_{C_1}、i_{C_2} 分别为 C_1、C_2 电流。

一般情况下，令 C_1=C_2=C。结合式(2)与式(3)可得

$$\frac{du_o}{dt} = -\frac{1}{2C}\left(\sum_{j=a,b,c} |S_j^k|\, i_j^k\right) \tag{4}$$

式中：k 为采样时刻；S_j^k 和 i_j^k 分别为 k 时刻第 j 相的开关状态与相电流。

1.4　代价函数

CMPCC 需要在线滚动优化 27 次，计算量大，故引入无差拍思想，即令 $i_d^{k+1}=i_d^*$、$i_q^{k+1}=i_q^*$(i_d^* 和 i_q^* 分别为 d 轴和 q 轴的参考电流)将电流滚动优化转换为电压滚动优化。由于控制器中存在计算延迟，故需要两步预测来进行延迟补偿。补偿后的 d 轴和 q 轴电压分量与代价函数分别为

$$\begin{cases} u_d^{k+1} = R_s i_d^{k+1} + \dfrac{L_d}{T_s}(i_d^* - i_d^{k+1}) - \omega_e L_q i_q^{k+1} \\ u_q^{k+1} = R_s i_q^{k+1} + \dfrac{L_q}{T_s}(i_q^* - i_q^{k+1}) + \omega_e (L_d i_d^{k+1} + \psi_f) \end{cases} \tag{5}$$

$$g_i = |u_d^{k+1} - u_{id}|^2 + |u_q^{k+1} - u_{iq}|^2 + \lambda_o |u_o^{k+1}| \tag{6}$$

式中：T_s 为时间周期；u_{id}、u_{iq} 分别为空间电压矢量的 d 轴和 q 轴分量，i=0, 1, ⋯, 26；λ_o 为该策略下的中点电压平衡因子。

2　ESVMPCC 策略

2.1　扩展电压矢量构建

为了快速筛选出最优电压矢量，将电压矢量划分为角度范围为 60° 的 6 个扇区；同时为降低共模电压，舍去冗余零矢量 $\boldsymbol{V}_{25}$ 与 $\boldsymbol{V}_{26}$。结合占空比优化算法，合成不同幅值与角度的电压矢量，电压矢量的计算公式为

$$\boldsymbol{V}_{EX} = a\boldsymbol{V}_x + (1-a)\boldsymbol{V}_y \tag{7}$$

式中：a 为占空比，0≤a≤1；$\boldsymbol{V}_x$、$\boldsymbol{V}_y$ 为参与合成的 2 个基本矢量，$\boldsymbol{V}_x$、$\boldsymbol{V}_y$∈{$\boldsymbol{V}_0$, $\boldsymbol{V}_1$, $\boldsymbol{V}_2$, ⋯, $\boldsymbol{V}_{24}$}。以第 1 大扇区为例，扩展电压矢量合成方式见表 1，其在空间中的矢量分布如图 3 所示。当参考电压矢量 $\boldsymbol{V}_r$ 位于第 1 大扇区时，备选矢量控制集为{$\boldsymbol{V}_0$, $\boldsymbol{V}_1$, $\boldsymbol{V}_2$/$\boldsymbol{V}_3$, $\boldsymbol{V}_4$, $\boldsymbol{V}_5$/$\boldsymbol{V}_6$, $\boldsymbol{V}_7$, $\boldsymbol{V}_{27}$, $\boldsymbol{V}_{28}$, $\boldsymbol{V}_{29}$, $\boldsymbol{V}_{30}$, $\boldsymbol{V}_{31}$, $\boldsymbol{V}_{32}$, $\boldsymbol{V}_{33}$}。

2.2　中点电压平衡

正、负小矢量之间幅值相等、相角相同，但中

点电流流向相反，故合理选择正、负小矢量可以有效平衡中点电压。扩展电压矢量 $\boldsymbol{V}_{27}$、$\boldsymbol{V}_{28}$、$\boldsymbol{V}_{30}$、$\boldsymbol{V}_{31}$、$\boldsymbol{V}_{32}$ 可以由正、负 2 个小矢量进行调制。因此在优化代价函数之前，根据合理选取中点电压的正、负，合成扩展电压矢量的小矢量，从而实现对中点电压的平衡。

表 1 扩展电压矢量合成方式

Tab. 1 Synthesis methods of expanded voltage vectors

电压矢量	合成方式
$\boldsymbol{V}_{27}$	$0.25\boldsymbol{V}_7+0.75\boldsymbol{V}_2(\boldsymbol{V}_3)$
$\boldsymbol{V}_{28}$	$0.75\boldsymbol{V}_1+0.25\boldsymbol{V}_5(\boldsymbol{V}_6)$
$\boldsymbol{V}_{29}$	$0.75\boldsymbol{V}_1+0.25\boldsymbol{V}_7$
$\boldsymbol{V}_{30}$	$\boldsymbol{V}_4/3+\boldsymbol{V}_2(\boldsymbol{V}_3)/3+\boldsymbol{V}_5(\boldsymbol{V}_6)/3$
$\boldsymbol{V}_{31}$	$0.25\boldsymbol{V}_1+0.75\boldsymbol{V}_5(\boldsymbol{V}_6)$
$\boldsymbol{V}_{32}$	$0.75\boldsymbol{V}_7+0.25\boldsymbol{V}_2(\boldsymbol{V}_3)$
$\boldsymbol{V}_{33}$	$0.75\boldsymbol{V}_7+0.25\boldsymbol{V}_1$

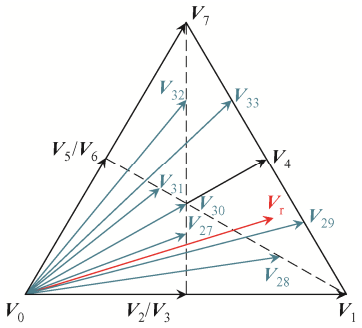


图 3 扩展电压矢量分布

Fig. 3 Distribution of expanded voltage vectors

3 VESVMPCC 策略

3.1 旋转 60° 坐标系的建立

为简化空间矢量在 $\alpha\beta$ 坐标系下的计算过程，采用旋转 60° 坐标系(gh)。当 $\boldsymbol{V}_r$ 位于其他大扇区时，可以将其转化在第 1 大扇区[14]，其建立过程为

$$\begin{bmatrix} u_{g\gamma_k} \\ u_{h\gamma_k} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\gamma_k+\pi/3) & -\cos(\gamma_k+\pi/3) \\ -\sin\gamma_k & \cos\gamma_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \tag{8}$$

式中：$u_{g\gamma_k}$ 和 $u_{h\gamma_k}$ 分别为 k 时刻 $\boldsymbol{V}_r$ 在旋转 60° 坐标系 gh 下 g 轴与 h 轴的分量；$\gamma_k=(N-1)\pi/3$；N 为大扇区数，$N\in\{1,2,3,4,5,6\}$；u_α、u_β 为电机在 $\alpha\beta$ 坐标下的电压分量。

3.2 变扩展集电压矢量的构建

ESVMPCC 策略采用定占空比的方法，其扩展电压矢量数量多且与参考电压矢量误差较大。因此，本文提出可变占空比的方法合成电压矢量，即式(7)中 a 根据 $\boldsymbol{V}_r$ 的不同实时变化，以最大程度减小合成电压矢量与参考电压矢量之间的误差。

当 $\boldsymbol{V}_x=\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_y=\boldsymbol{V}_5$ 或 $\boldsymbol{V}_6$ 时，根据 a 的大小可得出变扩展电压矢量 $\boldsymbol{V}_{EX1}$ 的合成轨迹，如图 4(a)所示；当 $\boldsymbol{V}_x=\boldsymbol{V}_7$、$\boldsymbol{V}_y=\boldsymbol{V}_2$ 或 $\boldsymbol{V}_3$ 时，可得出变扩展电压矢量 $\boldsymbol{V}_{EX2}$ 的合成轨迹，如图 4(b)所示；当 $\boldsymbol{V}_x=\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_y=\boldsymbol{V}_7$，可得出变扩展电压矢量 $\boldsymbol{V}_{EX3}$ 的合成轨迹，如图 4(c)所示。分析可知，不论 a 取何值，合成的电压矢量 $\boldsymbol{V}_{EX}$ 的顶点总是在一条线段上分布。

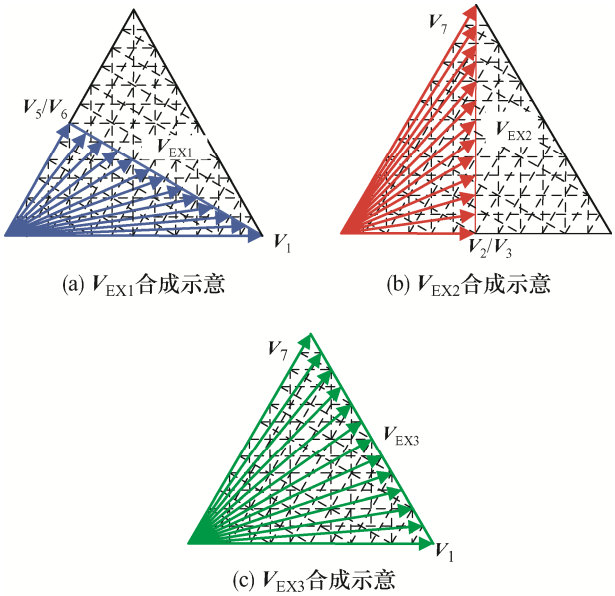


图 4 变扩展集电压矢量合成

Fig. 4 Variable expanded set voltage vectors synthesis

3.3 小扇区划分

因在合成 $\boldsymbol{V}_{EX3}$ 时逆变器会从 N 状态跳变为 P 状态，开关管会产生较大的电压跳变，甚至可能会损坏逆变器，故最终选择合成的电压矢量为 $\boldsymbol{V}_{EX1}$ 和 $\boldsymbol{V}_{EX2}$。

小扇区划分如图 5 所示。图中：$h=4/3-g$ 的选取原则为线上一点到 $\boldsymbol{V}_{EX1}$、$\boldsymbol{V}_{EX2}$ 顶点所在线段的垂直距离相等；$g=h$ 则为过原点及 $\boldsymbol{V}_{EX1}$、$\boldsymbol{V}_{EX2}$ 所在线段交点的直线。定义小扇区 1 的范围为

$$(h+g-4/3<0\cap h-g>0)\cup(h+g-4/3>0\cap h-g<0) \tag{9}$$

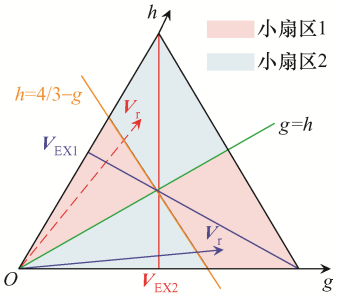


图 5　小扇区划分

Fig. 5 Small sector division

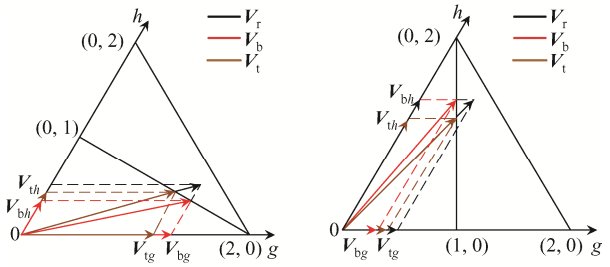
定义小扇区 2 的范围为

$$(h+g-4/3>0\cap h-g>0)\cup(h+g-4/3<0\cap h-g<0) \tag{10}$$

因存在 2 种不同的电压矢量，故需要根据 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 所在的位置快速选择 $\boldsymbol{V}_x$、$\boldsymbol{V}_y$ 以合成最优的扩展电压矢量。当 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 位于小扇区 1 时，备选电压矢量集为{$\boldsymbol{V}_0$, $\boldsymbol{V}_1$, $\boldsymbol{V}_2$/$\boldsymbol{V}_3$, $\boldsymbol{V}_4$, $\boldsymbol{V}_5$/$\boldsymbol{V}_6$, $\boldsymbol{V}_7$, $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX1}}$}，$\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX1}}$ 在幅值上更接近 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$，因此误差较小；当 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 位于小扇区 2 时，备选电压矢量集选择{$\boldsymbol{V}_0$，$\boldsymbol{V}_1$, $\boldsymbol{V}_2$/$\boldsymbol{V}_3$, $\boldsymbol{V}_4$, $\boldsymbol{V}_5$/$\boldsymbol{V}_6$, $\boldsymbol{V}_7$, $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX2}}$}，$\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX2}}$ 更接近 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$。VESVMPCC 策略将电压矢量选择范围进一步减小，缩短了运算时间；同时扩展的电压矢量更接近 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$。

3.4　$\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX}}$ 合成

$\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX}}$ 是可变幅值与角度的电压矢量，本节根据 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX}}$ 与 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 幅值和相角误差的大小，提出 2 种确定 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX}}$ 的方法，即幅值相近法和相角相等法，合成方法如图 6 所示。图中：$\boldsymbol{V}_{\mathrm{b}}$、$\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}}$ 分别为合成的变扩展电压矢量；$\boldsymbol{V}_{\mathrm{bg}}$、$\boldsymbol{V}_{\mathrm{tg}}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{b}h}$、$\boldsymbol{V}_{th}$ 分别为电压矢量在旋转 60° 坐标系下的 g 轴和 h 轴分量。



(a) $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX1}}$合成方法　　(b) $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX2}}$合成方法

图 6　变扩展电压矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX}}$ 合成方法

Fig. 6 Synthesis methods of variable expanded voltage vector $\boldsymbol{V}_{\mathrm{EX}}$

3.4.1　幅值相近法

幅值相近法合成的变扩展电压矢量与参考电压矢量的 g 轴电压分量相等，合成的电压矢量与参考电压矢量幅值误差最小，即当 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 位于小扇区 1 时，令 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{bg}}$=$\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}$ 合成 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{b}}$。由式(7)可得

$$\begin{cases} a=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}|/|\boldsymbol{V}_1|=1/2|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}| \\ \boldsymbol{V}_{\mathrm{b1}}=1/2|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}|\boldsymbol{V}_1+\boldsymbol{V}_{\mathrm{w}}(1-|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}|/2) \end{cases} \tag{11}$$

同理，当 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 位于小扇区 2 时，令 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{b}h}$=$\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}h}$，则有

$$\begin{cases} a=1/2|\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}h}| \\ \boldsymbol{V}_{\mathrm{b2}}=1/2|\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}h}|\boldsymbol{V}_7+\boldsymbol{V}_{\mathrm{z}}(1-|\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}h}|/2) \end{cases} \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{V}_{\mathrm{b1}}$、$\boldsymbol{V}_{\mathrm{b2}}$ 分别为幅值相近法在小扇区 1 和 2 合成的电压矢量；$\boldsymbol{V}_{\mathrm{w}}$ 为 $\boldsymbol{V}_5$ 或 $\boldsymbol{V}_6$；$\boldsymbol{V}_{\mathrm{z}}$ 为 $\boldsymbol{V}_2$ 或 $\boldsymbol{V}_3$。

3.4.2　相角相等法

相角相等法依据与参考电压矢量相角相等来进行变扩展电压矢量的合成，如图 7 所示，其中 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{t1}}$、$\boldsymbol{V}_{\mathrm{t2}}$ 分别为相角相等法在小扇区 1 和 2 合成的电压矢量。当 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 位于小扇区 1 时，$\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}}$ 如图 7(a)所示，$\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}\alpha}$、$\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}\alpha}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}\beta}$、$\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}\beta}$ 分别为电压矢量在 α 轴和 β 轴的分量。分析可知，$\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}}$ 在直线 L_1 上的投影始终为 M 点，由三角形关系可知

$$\begin{cases} L_{\mathrm{RM}}=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}|\cos(\pi/3-\theta)-L_{\mathrm{OM}} \\ \Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}|=\dfrac{L_{\mathrm{RM}}}{\cos(\pi/3-\theta)} \\ \Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}\alpha}|=\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}|\cos\theta \\ \Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}\beta}|=\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}|\sin\theta \end{cases} \tag{13}$$

式中：L_{RM} 为 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}}$ 沿边界方向投影后相对于 L_{OM} 的差值，即点 R 到点 M 的距离；$\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}|=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}|-|\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}}|$；$\theta$ 为 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 与 α 轴之间的夹角；L_{OM} 为原点 O 到点 M 的距离。由式(8)和式(13)可求出 $\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rtg}}|$，则有

$$\begin{cases} a=1/2(|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}|-\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rtg}}|) \\ \boldsymbol{V}_{\mathrm{t1}}=1/2(|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}|-\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rtg}}|)\boldsymbol{V}_1+1/2(2-|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rg}}|+\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rtg}}|)\boldsymbol{V}_{\mathrm{w}} \end{cases} \tag{14}$$

当 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 位于小扇区 2 时，合成矢量如图 7(b)所示，$\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}\alpha}$ 到 O 点的距离为 1，则 $\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}\alpha}|=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}\alpha}|-|\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}\alpha}|=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}\alpha}|-1$。由三角形关系可知，$\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}\beta}|=\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}\beta}|\tan\theta$，通过式(8)计算得出 $\Delta|\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}h}|$，则有

$$\begin{cases} a = 1/2(|\boldsymbol{V}_{rh}| - \Delta|\boldsymbol{V}_{rth}|) \\ \boldsymbol{V}_{t2} = 1/2(|\boldsymbol{V}_{rh}| - \Delta|\boldsymbol{V}_{rth}|)\boldsymbol{V}_7 + 1/2(2 - |\boldsymbol{V}_{rh}| + \\ \qquad \Delta|\boldsymbol{V}_{rth}|)\boldsymbol{V}_z \end{cases} \tag{15}$$

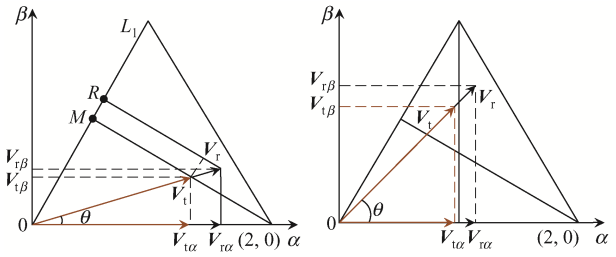


图 7 相角相等合成法

Fig. 7 Equal phase angle synthesis method

3.5 中点电位平衡

VESVMPCC 策略利用正、负小矢量平衡中点电压，但电压波动较大，故本节采用构建虚拟电压矢量的方法来平衡中点电压。以第 1 大扇区为例，虚拟电压矢量合成方式见表 2。

表 2 虚拟电压矢量合成方式

Tab. 2 Synthesis methods of virtual voltage vectors

虚拟电压矢量		合成方式
$\boldsymbol{V}_b$	$\boldsymbol{V}_{s1}$	$0.5\boldsymbol{V}_2+0.5\boldsymbol{V}_3$
	$\boldsymbol{V}_{s2}$	$0.5\boldsymbol{V}_5+0.5\boldsymbol{V}_6$
	$\boldsymbol{V}_{s3}$	$1/3\boldsymbol{V}_2+1/3\boldsymbol{V}_5+1/3\boldsymbol{V}_4$
	$\boldsymbol{V}_{b1}$	$a\boldsymbol{V}_1+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_5+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_6$
	$\boldsymbol{V}_{b2}$	$a\boldsymbol{V}_7+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_2+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_3$
$\boldsymbol{V}_t$	$\boldsymbol{V}_{t1}$	$a\boldsymbol{V}_1+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_5+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_6$
	$\boldsymbol{V}_{t2}$	$a\boldsymbol{V}_7+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_2+0.5(1-a)\boldsymbol{V}_3$

因合成虚拟电压矢量与基本电压矢量幅值相等、相角相同，故使用虚拟电压矢量合成变扩展集电压矢量，可实现在每个时间周期内流经中点的平均电流保持为 0，并省去代价函数中点电压的滚动优化。变换后的代价函数为

$$g_i = |u_g^{k+1} - u_{ig}|^2 + |u_h^{k+1} - u_{ih}|^2 \tag{16}$$

式中，u_{ig}、u_{ih} 分别为第 i 个备选电压矢量在 g 轴和 h 轴的分量。

在实际工作中，中点电压受外部干扰、电机参数变化等的影响，会产生较大的波动。因此，本节引入中点电压平衡因子 r，在中点电位产生波动时使其快速恢复至平衡状态。重新定义虚拟电压矢量为

$$\begin{cases} \boldsymbol{V}'_{s1} = \dfrac{(1+r)}{2}\boldsymbol{V}_2 + \dfrac{(1-r)}{2}\boldsymbol{V}_3 \\ \boldsymbol{V}'_{s2} = \dfrac{(1+r)}{2}\boldsymbol{V}_6 + \dfrac{(1-r)}{2}\boldsymbol{V}_5 \\ \boldsymbol{V}'_{b1} = \boldsymbol{V}'_{t1} = a\boldsymbol{V}_1 + \dfrac{(1-a+r)}{2}\boldsymbol{V}_6 + \dfrac{(1-a-r)}{2}\boldsymbol{V}_5 \\ \boldsymbol{V}'_{b2} = \boldsymbol{V}'_{t2} = a\boldsymbol{V}_7 + \dfrac{(1-a+r)}{2}\boldsymbol{V}_2 + \dfrac{(1-a-r)}{2}\boldsymbol{V}_3 \end{cases} \tag{17}$$

以 $\boldsymbol{V}'_{b1}$ 为例，其在一个 T_s 内中点流出的电荷量 Q_s 为

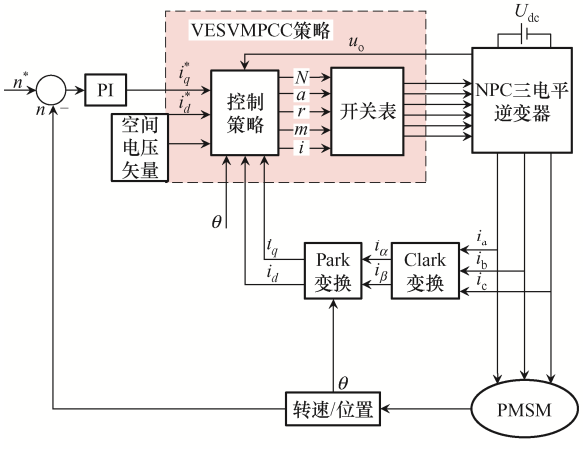
$$Q_s = -ri_cT_s \tag{18}$$

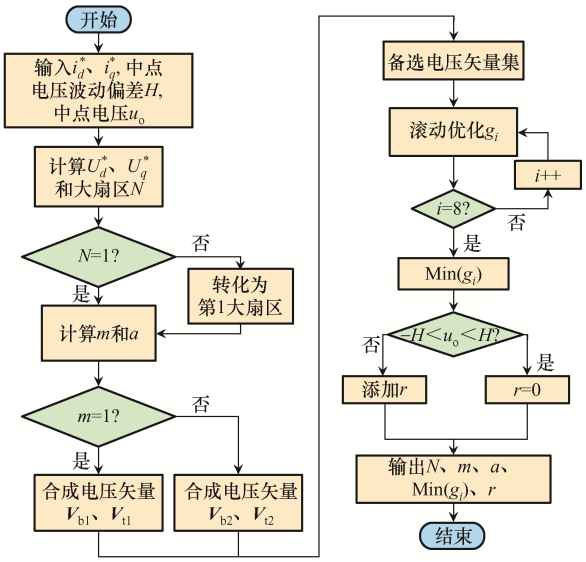
式中，i_c 为 c 相电流。

设 u_o 的偏差允许值为 H。当 $-H \leqslant u_o \leqslant H$ 时，无需进行中点平衡控制，r 取 0。当 $u_o > H$ 时，需满足 $Q_s<0$，若 $i_c>0$，则 r 取正值；若 $i_c<0$，则 r 取负值。当 $u_o<-H$ 时，需满足 $Q_s>0$，若 $i_c>0$，则 r 取负值；若 $i_c<0$，则 r 取正值。

以第 1 大扇区为例，备选电压矢量为{$\boldsymbol{V}_0$，$\boldsymbol{V}_1$，$\boldsymbol{V}'_{s1}$，$\boldsymbol{V}'_{s2}$，$\boldsymbol{V}'_{s3}$，$\boldsymbol{V}_7$，$\boldsymbol{V}'_{b1}/\boldsymbol{V}'_{t1}$，$\boldsymbol{V}'_{b2}/\boldsymbol{V}'_{t2}$}。

综上，本策略输出控制流程如图 8 所示，m 为小扇区数，$m \in \{1, 2\}$。





(b) 算法流程

图 8　VESVMPCC 策略

Fig. 8 Strategy of VESVMPCC

4　实验验证

为验证所提策略的有效性，搭建 NPC 型三电平逆变器实验平台，并给定 U_{dc}=48 V，直流侧电容采用 14 个 470 μF 的电容并联，采样频率为 10 kHz。实验平台如图 9 所示，主要包括 dSPACE、驱动电机、直流电源、NPC 型三电平逆变器、上位机、负载电机及其控制器。驱动电机参数见表 3，负载电机与驱动电机参数一致。

4.1　运行时间对比

为验证 VESVMPCC 策略在降低计算量方面的有效性，使用 dSPACE 的 I/O 端口记录算法执行时间，即在算法开始时输出高电平，算法结束后输出低电平。3 种策略运行时间如图 10 所示，其中 VESVMPCC 策略表现出最短的执行时间，充分证明了其在计算效率上的优势。

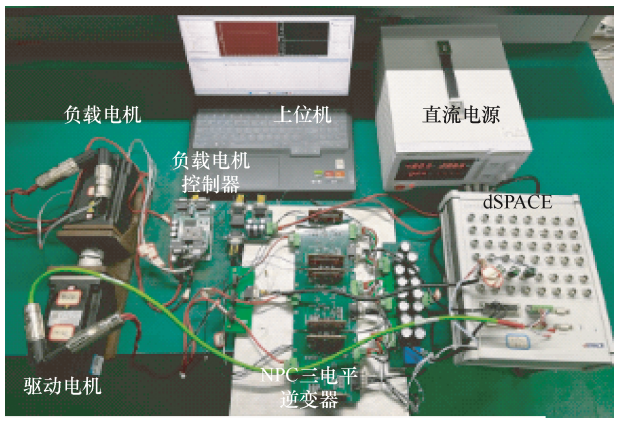


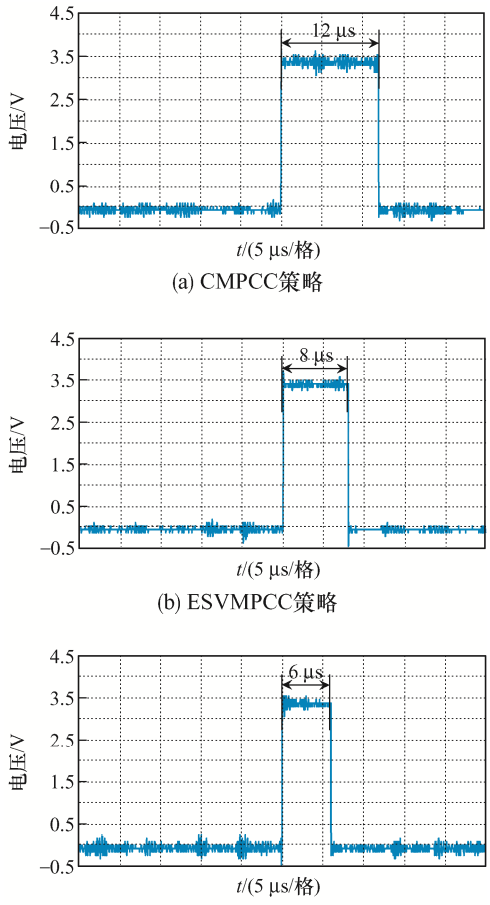
图 9　实验平台示例

Fig. 9 Example of experimental platform

表 3　PMSM 参数

Tab. 3 Parameters of PMSM

电机参数	数值
额定功率/kW	1.0
额定电压/V	48
额定电流/A	29.6
额定转速/(r·min^{-1})	3 000
直轴电感/mH	0.22
交轴电感/mH	0.22
电阻/Ω	0.033 5
极对数	4



(a) CMPCC策略

(b) ESVMPCC策略

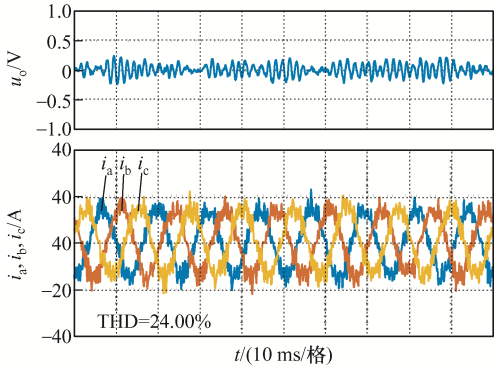
(c) VESVMPCC策略

图 10　3 种策略的算法执行时间

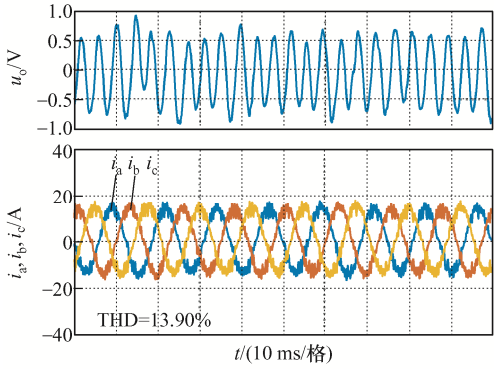
Fig. 10 Execution times of algorithms for three control strategy

4.2 稳态性能对比

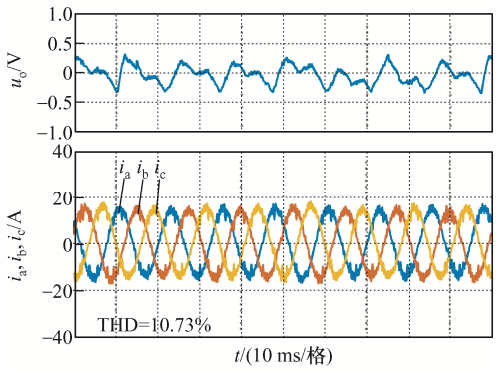
设定 ESVMPCC 和 VESVMPCC 策略 H=0.3 V，CMPCC 策略 λ_o=1。图 11 为 CMPCC、ESVMPCC 和 VESVMPCC 3 种控制策略在转速为 1 200 r/min、负载为 1.0 N·m 下的三相电流与中点电压的对比。



(a) CMPCC策略



(b) ESVMPCC策略



(c) VESVMPCC策略

图 11 稳态条件下 3 种策略三相电流与中点电压对比波形

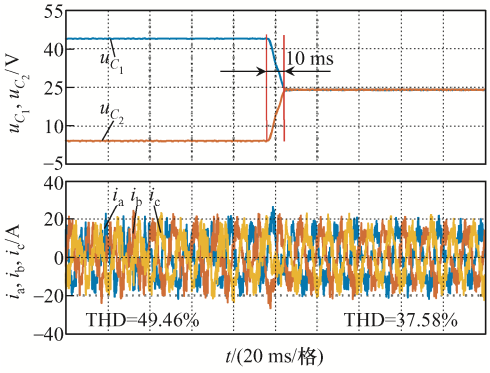
Fig. 11 Comparison waveforms of three-phase currents and neutral-point voltage for three strategies under steady-state conditions

从图中可以看出，3 种策略的中点电压波动均能够保持平衡，其中 VESVMPCC 策略能够将中点电压波动抑制在±0.3 V 范围内，但 ESVMPCC 策略中点电压波动范围大于设定值。这是因为 VESVMPCC 策略采用虚拟矢量合成新的电压矢量，在中点电压平衡范围内对中点电压影响较小，所以能够维持在±0.3 V 范围内；而当 ESVMPCC 策略中点电压波动在±H 范围内时，正、负小矢量切换输出具有随机性。当 k 时刻中点电压小于 0.3 V 时，若 k+1 时刻输出的小矢量会使中点电压升高，则该中点电压会超过 0.3 V，虽超过设定的范围，但也能够维持中点电压平衡。在输出电流质量方面，3 种策略相差较大，对 a 相电流进行快速傅里叶变换分析，3 种策略的电流总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion) 分别为 24.00%、13.90%、10.73%，VESVMPCC 策略的 THD 较低。

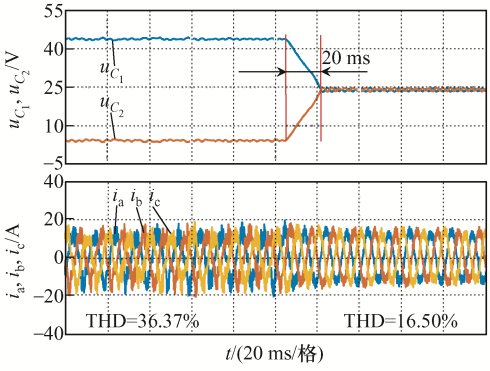
4.3 中点电压平衡能力对比

给定转速 n 为 1 500 r/min，负载为 1.0 N·m，初始时给定上、下 2 个电容电压偏差为 20 V，3 种策略的三相电流 THD 与直流侧电容电压如图 12 所示。

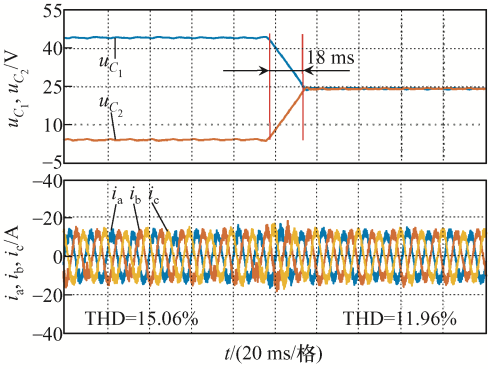
中点电压平衡前、后，CMPCC 策略的电流 THD 分别为 49.46%与 37.58%，ESVMPCC 策略分



(a) CMPCC策略



(b) ESVMPCC策略



(c) VESVMPCC策略

图 12　3 种策略中点平衡能力对比波形

Fig. 12 Comparison waveforms of neutral-point balancing capability of three strategies

别为 36.37%和 16.50%，VESVMPCC 策略分别为 15.06%和 11.96%。CMPCC 在中点电压不平衡时电流 THD 较大，比平衡时大 11.88%；而 VESVMPCC 策略仅大 3.10%。在中点电压不平衡时，相较于其他 2 种策略，VESVMPCC 策略仍能够保持较低的电流 THD。

3 种策略达到中点电压平衡的时间分别为 10、20、18 ms，其中 CMPCC 策略所需时间最短。这是因为中点电压不平衡时 CMPCC 策略主要输出小矢量与中矢量，其在 1 个 T_s 内输出的 Q_s 为 i_oT_s；而 ESVMPCC 策略和 VESVMPCC 策略输出扩展电压矢量时，存在输出中点电流为 0 的大矢量，故单个周期输出的电荷量小于 CMPCC 策略。ESVMPCC 策略输出扩展电压矢量时，1 个 T_s 内最多输出 $3i_oT_s/4$ 的电荷；而 VESVMPCC 策略能够输出 ai_oT_s 的电荷，所以平衡时间加长，但仍具有较好的中点电压平衡能力。

4.4　动态性能对比

设定转速为 900 r/min，在某一时刻，将转矩由原来的 1.0 N·m 变为 2.0 N·m，3 种策略下的转速、中点电压、a 相电流响应情况如图 13 所示。

从图中可以看出，当转矩发生突变时，3 种策略的转速平衡时间几乎相同，但 CMPCC 策略中转速波动较大，a 相电流存在较多的谐波。当负载增大时，CMPCC 策略和 ESVMPCC 策略的中点电压波动会增大，而 VESVMPCC 策略大部分时间维

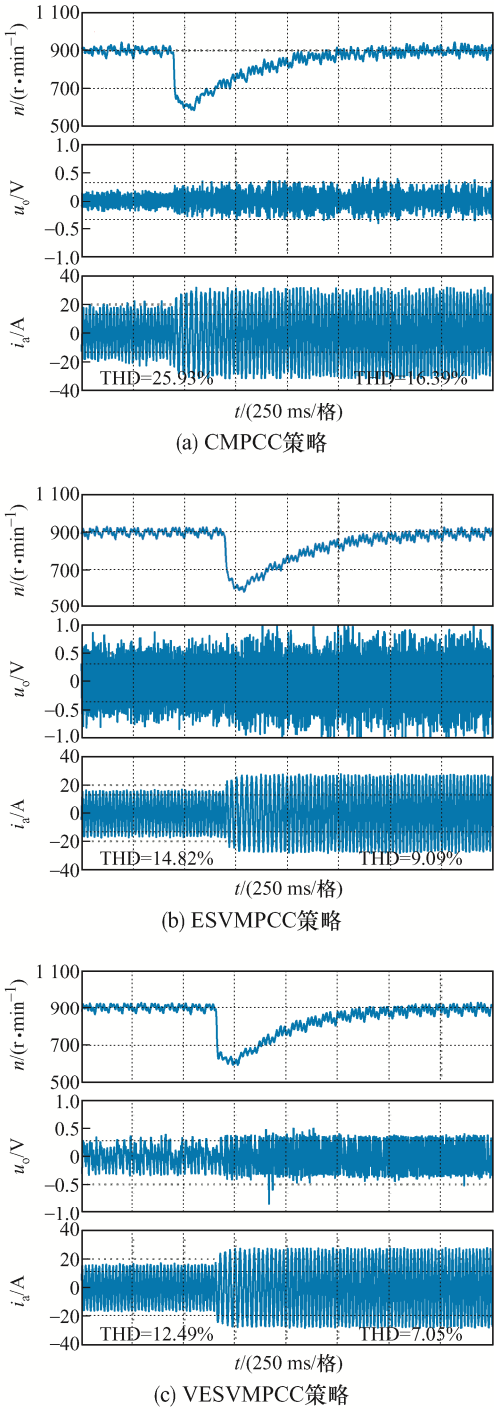


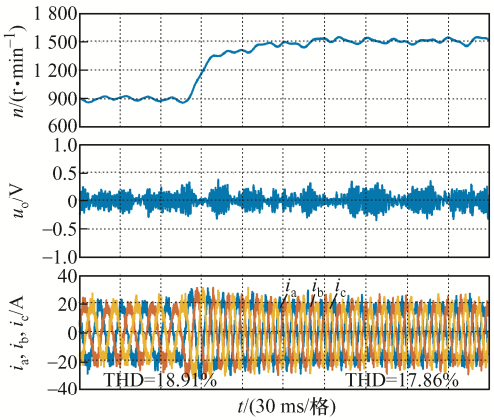
图 13　转矩突变时转速、中点电压和三相电流对比波形

Fig. 13 Comparison waveforms of speed, neutral-point voltage, and three-phase current during speed fluctuation

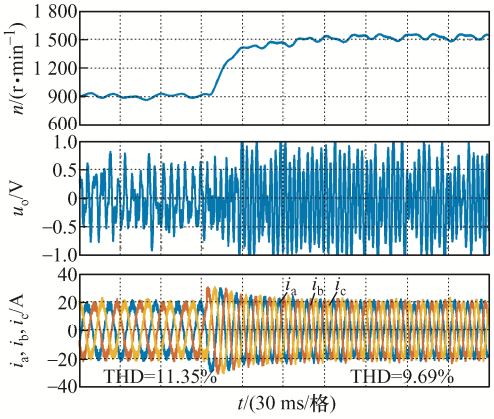
持在±0.3 V 范围内。转矩突变前，3 种策略的电流 THD 分别为 25.93%、14.82%和 12.49%；转矩突变后，3 种策略的电流 THD 分别为 16.39%、9.09%和 7.05%。

设定转知为 1.5 N·m，在某一时刻，转速由

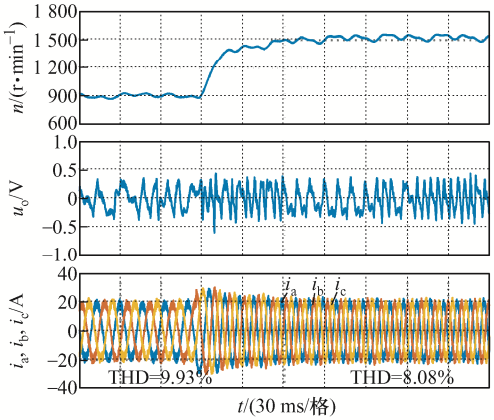
900 r/min 跳转到 1 500 r/min，3 种策略的响应波形如图 14 所示。转速突变时 3 种策略的响应时间几乎相同，中点电压能够保持稳定，证明了 VESVMPCC 策略动态响应的有效性。在 900 r/min 工况下，3 种策略的电流 THD 分别为 18.91%、11.35%和 9.93%；1 500 r /min 工况下，3 种策略的电流 THD 分别为 17.86%、9.69%和 8.08%。



(a) CMPCC策略



(b) ESVMPCC策略



(c) VESVMPCC策略

图 14 转速突变时转速、中点电压和三相电流对比波形

Fig. 14 Comparison waveforms of speed, neutral-point voltage and three-phase current during torque surge

5 结语

本文提出一种 VESVMPCC 策略，将备选集减小到 8 个，并采用旋转 60° 坐标系对电压矢量进行滚动优化，减少处理器的运算负担。所提策略无需设计中点电压权重系数，以控制输出电流为目标，根据中点电压波动范围改变占空比，进而达到中点电压平衡，且当负载发生突变时，中点电压波动范围仍保持不变，具有良好的中点电压平衡能力。通过实验对比，不仅证明了 VESVMPCC 策略在减小电流 THD 方面的有效性，还证明了其具有良好的稳态和动态性能。

参考文献：

[1] Xiao Meng, Shi Tingna, Yan Yan, et al. Predictive torque control of permanent magnet synchronous motors using flux vector [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 4437-4446.

[2] Xia Changliang, Zhang Guozheng, Yan Yan, et al. Discontinuous space vector PWM strategy of neutral-point-clamped three-level inverters for output current ripple reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5109-5121.

[3] Guo Feng, Yang Tao, Diab A M, et al. An overmodulation algorithm with neutral-point voltage balancing for three-level converters in high-speed aerospace drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2021-2032.

[4] 胡存刚, 王群京, 李国丽, 等. 基于虚拟空间矢量的三电平 NPC 逆变器中点电压平衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 100-107.
Hu Cungang, Wang Qunjing, Li Guoli, et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level inverter based on virtual-space-vector [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 100-107. (in Chinese)

[5] 杨清, 黄景涛, 关海平, 等. 高调制深度下三电平 NPC 逆变器中点电位快速均衡控制[J]. 电源学报, 2025,

23(7): 36-44.

Yang Qing, Huang Jingtao, Guan Haiping, et al. Fast neutral-point potential balancing control of three-level NPC inverter under high modulation depth [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 36-44. (in Chinese)

[6] 陈荣, 翟凯淼, 舒胡平. 永磁同步电机双矢量固定开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3812-3823.

Chen Rong, Zhai Kaimiao, Shu Huping. Predictive control of dual vector fixed switching frequency model for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3812-3823. (in Chinese)

[7] Vazquez S, Rodriguez J, Rivera M, et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.

[8] Zhang Yongchang, Yang Haitao. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593-6603.

[9] 於锋, 朱晨光, 吴晓新, 等. 基于矢量分区的永磁同步电机三电平双矢量模型预测磁链控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(10): 2130-2140.

Yu Feng, Zhu Chenguang, Wu Xiaoxin, et al. Two-vector-based model predictive flux control of three-level based permanent magnet synchronous motor with sector subregion [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(10): 2130-2140. (in Chinese)

[10] 王朝晖, 冯凌, 杨顺风, 等. 基于 NPC 型三电平逆变器的固定开关频率改进模型预测控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 79-87.

Wang Zhaohui, Feng Ling, Yang Shunfeng, et al. Improved model predictive control strategy with fixed switching frequency based on NPC three-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 79-87. (in Chinese)

[11] Gu Xin, Xu Wenyuan, Zhang Guozheng, et al. Three-level inverter-PMSM model predictive current control based on the extended control set [J]. Electronics, 2023, 12(3): 557.

[12] Yang Yong, Wen Huiqing, Fan Mingdi, et al. Fast finite-switching-state model predictive control method without weighting factors for T-type three-level three-phase inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(3): 1298-1310.

[13] 张树林, 康劲松, 盛业哲. 一种无权重系数的三电平 NPC 逆变器低共模电压 FCS-MPC 算法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(19): 7614-7625.

Zhang Shulin, Kang Jinsong, Sheng Yezhe. A low common mode voltage FCS-MPC scheme for three-level NPC inverter without weighting factor [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(19): 7614-7625. (in Chinese)

[14] 李文善, 温旭辉, 张剑, 等. 一种三电平虚拟空间矢量调制简化方法[J]. 电力电子技术, 2021, 55(9): 112-114.

Li Wenshan, Wen Xuhui, Zhang Jian, et al. Simplified implementation of virtual space vector modulation for three level [J]. Power Electronics, 2021, 55(9): 112-114. (in Chinese)



常九健

作者简介：

常九健(1984—)，男，博士，副研究员。研究方向：新能源汽车电机及电驱系统。E-mail：2017800512@hfut.edu.cn。

薛大伟(1999—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电机控制系统。E-mail：xue_dawei@163.com。

(责任编辑：孙美菊)