

基于单相零脉冲插入的永磁同步电机过调制区域相电流重构策略

宋洪博, 李辉, 向学位, 陈思宇, 蒋鹏

(重庆大学 输变电装备技术全国重点实验室, 重庆 400044)

摘要:针对相电流重构技术在过调制区域时存在的重构盲区,提出一种基于单相零脉冲插入的永磁同步电机过调制区域相电流重构策略。首先,根据调制系数将过调制区域划分成过调制Ⅰ区和过调制Ⅱ区两个区域。其次,对过调制区域的相电流重构盲区进行详细分析,并在传统过调制区域控制算法的基础上,基于“盲区避让”策略提出单相零脉冲插入法,在占空比较大一相插入零脉冲,延长有效电压矢量的作用时间,实现过调制区域的相电流重构。最后,对电机过调制区域的电流重构效果、转速提升范围进行仿真与实验验证,过调制Ⅰ区、Ⅱ区的重构电流与实际电流具有较好的相合性,采用过调制策略后电机的最大转速从1 800 r/min提升至2 030 r/min,提升了12.8%,显著拓宽了电机的运行范围,验证了所提出策略的有效性。

关键词:永磁同步电机;直流母线采样;相电流重构;零脉冲插入;过调制策略;盲区避让

DOI:10.15938/j.emc.2025.03.003

中图分类号:TM341

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)03-0029-10

Overmodulated regional phase current reconstruction strategy of permanent magnet synchronous motor based on single-phase zero-pulse insertion

SONG Hongbo, LI Hui, XIANG Xuewei, CHEN Siyu, JIANG Peng

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract:To address the reconstruction blind spots in phase current reconstruction technology within the overmodulation region, a phase current reconstruction strategy for the overmodulation region of permanent magnet synchronous motors based on single-phase zero-pulse insertion was proposed. Firstly, the overmodulation region was divided into overmodulation region I and overmodulation region II based on the modulation coefficient. Secondly, the phase current reconstruction blind spots in the overmodulation region were analyzed in detail. Building on the traditional overmodulation region control algorithm, a single-phase zero-pulse insertion method was proposed based on the “blind spot avoidance” strategy. By inserting zero pulses into the phase with a larger duty cycle, the duration of the effective voltage vector was extended, enabling phase current reconstruction in the overmodulation region. Finally, the current reconstruction effect and speed improvement range of the motor in the overmodulation region were verified.

收稿日期: 2024-10-15

基金项目: 国家重点研发计划(2022YFB4702100); 中央高校基本科研业务费(2023CDJKYJH076)

作者简介: 宋洪博(2001—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制;

李辉(1973—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子器件应用与可靠性、风力发电技术、特种电机设计与控制;

向学位(1993—), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为电机系统设计、控制与故障诊断;

陈思宇(1999—), 男, 硕士, 研究方向为永磁同步电机控制;

蒋鹏(1997—), 男, 博士研究生, 研究方向为特种电机设计。

通信作者: 向学位

through simulation and experiments. The reconstructed currents in overmodulation regions I and II showed good consistency with the actual currents. After applying the overmodulation strategy, the maximum motor speed increased from 1 800 r/min to 2 030 r/min, representing a 12.8% improvement, significantly expanding the motor's operating range. The effectiveness of the proposed strategy is thus validated.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; DC bus sampling; phase current reconstruction; zero pulse insertion; overmodulation strategy; blind spot avoidance

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其效率高、体积小、结构简单、功率密度大的优点,广泛应用于电动汽车、新能源发电、航空航天等领域^[1]。在传统的永磁同步电机控制系统中,需要三相电流信息完成闭环控制,考虑到使用多个传感器会增加控制器的体积、成本以及不同传感器的采样偏差会降低系统控制准确性和稳定性等问题^[2],许多学者提出基于直流母线单电流传感器的相电流重构技术,然而该技术由于受到电流最小采样时间的限制,存在当参考电压矢量位于低调制区和扇区边界会不可避免地出现重构盲区^[3-5]、导致电流采样失真的固有问题。

目前,基于直流母线单电流传感器的相电流重构技术主要为“脉宽调制波(pulse width modulation, PWM)变形”法^[6-13],通过对 PWM 波形进行调整,实现相电流重构。文献[6]针对变频器交流调速系统,提出一种脉冲移相法,在每个脉宽调制周期,通过对每相 PWM 进行移相来增加有效矢量作用时间,满足采样所需最小时间。文献[8]通过“相移法”改变逆变器的开关状态,分析移位后的 PWM 波,保证实际电压矢量和给定电压矢量幅值、相位一致。文献[9]提出一种改进脉冲移位法,在需要重构的 PWM 周期,将高电平持续时间最短的 PWM 波左移或将高电平持续时间最长的 PWM 波右移,根据脉冲宽窄选择平移策略,提高相电流重构精度。文献[10-12]提出一种测量脉冲插入法,通过在 PWM 周期内插入测量脉冲完成采样,并提出相应的补偿策略,降低重构误差。文献[13]提出基于互补非零矢量的相电流重构算法,以添加互补非零矢量的方式来延长采样时间,降低重构误差。然而,大部分重构策略都未考虑电机处于过调制比区域的情况。对于直流母线单电流传感技术,当参考电压矢量处于过调制区域时,有效电压矢量的持续时间低于最小采样时间,无法直接重构相电流,而且零电压

矢量的持续时间也很短甚至有不存在的情况,因此无法利用“PWM 变形”法通过牺牲零矢量作用时间构建出满足最小采样时间的有效矢量实现相电流重构。

为提高电机的运行范围,目前已有一些过调制区域的相电流重构方法。文献[14]提出过调制区域保持角的概念,借助傅里叶级数,给出保持角与给定调制比的关系,在保持角以外正常合成参考电压矢量,在保持角以内采用不同的调制方式,可以实现相电流重构。文献[15]通过改变采样周期的位置,解决了传统“六步式”过调制策略中无法采样获得电流信息的问题,实现相电流重构。文献[16]将 PWM 移相算法与电压近似法相结合,提出一种过调制策略,扩大电流重构算法的使用范围。文献[17]提出一种同时测量上下桥臂的单电流传感器相电流重构技术,在线性调制区,对两个零电压矢量采样获取电流信息,在过调制区域,针对零电压矢量作用时间不足或不存在的情况,在控制周期末插入一段零电压矢量用以测量,并对有效电压矢量进行补偿,完成电流重构。文献[18-19]改进传统过调制算法,提出一种“盲区避让”的方法,根据调制深度划分过调制 I 区与过调制 II 区,针对 2 个区域的菱形重构盲区,将两个过调制区域的电压轨迹均限制在重构边界上,有效拓宽了基于单电流传感技术的电机运行范围。文献[20]针对两类不可观测区域提出基于单相插入测量矢量或者两者插入测量矢量的直流母线采样电压空间矢量脉冲宽度调制(sampling voltage space vector pulse width modulation, SSVPWM)方法,结合矢量补偿在一定程度上降低电流采样误差和重构的三相电流畸变率。

本文着眼解决直流母线单电流传感下过调制区存在重构盲区的问题,提高电机运行范围。首先,对直流母线采样的相电流重构原理进行介绍;其次,对过调制区域的相电流重构盲区进行分析,根据调制系数划分过调制区域;并基于“盲区避让”策略,提出一种基于单相零脉冲插入法实现过调制区域相电

流重构的控制策略。最后,搭建实验平台,对电机过调制区域的电流重构效果、转速提升范围进行实验验证。

1 基于直流母线电阻采样的相电流重构算法

1.1 直流母线采样基本原理

基于直流母线电阻采样的相电流重构技术基本原理是在一个 PWM 周期内,在不同的有效电压矢量作用时间内,对直流母线电流进行多次采样,将采样结果近似看作同一时刻下的两相电流信息,再通过基尔霍夫电流定律获取第三相电流,进而实现相电流的重构。单电阻采样拓扑如图 1 所示。

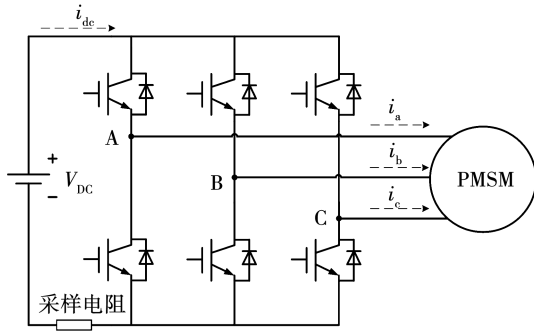


图 1 单电阻采样拓扑结构

Fig. 1 Single resistance sampling topology

三相逆变器一共有 8 种开关状态,可以产生 8 种基本电压矢量,其中包括 6 种非零有效电压矢量 $U_1 \sim U_6$ 和 2 种零电压矢量 U_0 和 U_7 。非零有效电压矢量和三相电流之间的关系如表 1 所示。

表 1 非零电压矢量和三相电流之间的关系

Table 1 Relationship between non-zero voltage vector and three-phase current

电压矢量	对应的相电流
$U_1 (001)$	$+i_c$
$U_2 (010)$	$+i_b$
$U_3 (011)$	$-i_a$
$U_4 (100)$	$+i_a$
$U_5 (101)$	$-i_b$
$U_6 (110)$	$-i_c$

在电压空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 的调制过程中,参考电压矢量由对应扇区的有效电压矢量和零电压矢量等效合成。以第 I 扇区为例,参考电压矢量 U_{ref} 由两个

有效电压矢量 $U_4 (100)$ 和 $U_6 (110)$ 等效合成得到, $U_4 (100)$ 、 $U_6 (100)$ 的作用时间分别为 T_4 、 T_6 。矢量合成示意图如图 2 所示。

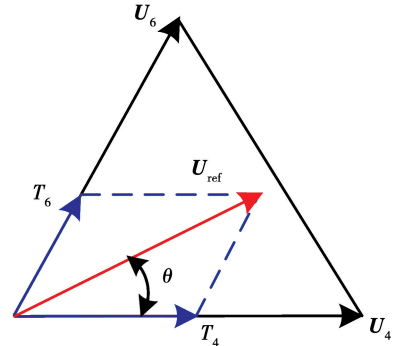


图 2 参考电压矢量合成

Fig. 2 Reference voltage vector synthesis

θ 为电压矢量角,可以由 U_α 和 U_β 反正切求得

$$\theta = \arctan\left(\frac{U_\beta}{U_\alpha}\right) \quad (1)$$

参考电压矢量 U_{ref} 的合成公式为

$$U_{ref} = \frac{T_4}{T_s} U_4 + \frac{T_6}{T_s} U_6 \quad (2)$$

式中 T_s 为 PWM 周期时间。由式(1)和式(2)可得有效电压矢量作用时间满足:

$$\left. \begin{aligned} T_4 &= \sqrt{3} T_s \frac{|U_{ref}|}{U_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); \\ T_6 &= \sqrt{3} T_s \frac{|U_{ref}|}{U_{dc}} \sin\theta. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

两个有效电压矢量作用时间之和满足:

$$\begin{aligned} T_4 + T_6 &= \sqrt{3} T_s \frac{|U_{ref}|}{U_{dc}} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) + \sin\theta \right] = \\ &= \sqrt{3} T_s \frac{|U_{ref}|}{U_{dc}} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right). \end{aligned} \quad (4)$$

由式(4)可知,当 θ 等于 $\pi/6$ 时,参考电压矢量的幅值达到最大,为 $U_{dc}/\sqrt{3}$,此时参考电压矢量正好处于空间电压六边形的内切圆边界。

定义逆变器调制系数为

$$M_i = \frac{2|U_{ref}|}{\pi U_{dc}} \quad (5)$$

从式(5)可以看出,逆变器调制系数与参考电压矢量幅值成正比关系。当调制系数 M_i 大于 0.906 9 时,代表着逆变器进入过调制区域工作。为方便分析,提高电机最大转速、拓宽电机运行范围,可以按照逆变器调制系数 M_i 将过调制区域分为过调制 I 区 ($0.906 9 < M_i < 0.952$) 和过调制 II 区

($M_i \geq 0.952$)^[18],如图3所示。

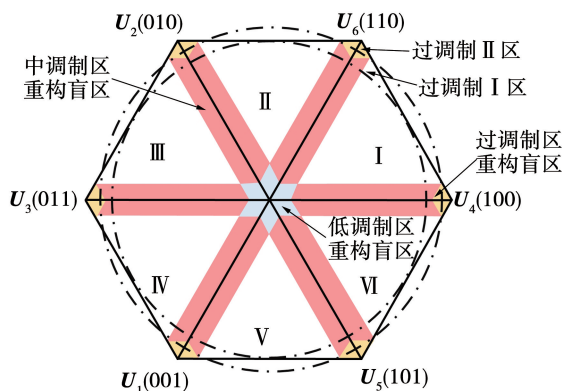


图3 相电流重构盲区

Fig. 3 Phase current reconstruction dead zone

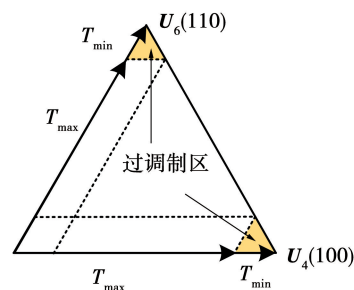
1.2 过调制区域电流重构盲区分析

受最小采样时间 $T_{\min}$ 限制,将一个采样周期内无法采集不同两相电流的区域称为电流重构盲区,为便于分析,将重构盲区分为低调制区重构盲区、中调制区重构盲区和过调制区重构盲区三部分,如图3所示。过调制I区的重构盲区不仅包含一部分过调制区重构盲区,还包含一小部分中调制区重构盲区。

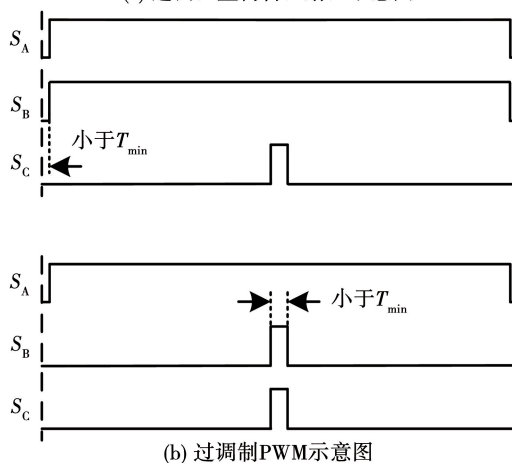
在低调制区重构盲区,两个有效电压矢量的作用时间均小于最小采样时间;在中调制区重构盲区,存在一个有效电压矢量的作用时间 T_e 大于最小采样时间,且满足 $T_s - T_e > T_{\min}$;在过调制区重构盲区,存在一个有效电压矢量的作用时间 T_e 大于最小采样时间,但是 $T_s - T_e < T_{\min}$,图4(a)展示了第I扇区过调制区重构盲区。

在直流母线相电流重构法中,可以通过牺牲零电压矢量的持续时间来构建出满足最小采样时间的有效电压矢量。当参考电压矢量处于低调制区重构盲区和中调制区重构盲区时,可以按照此方法实现相电流重构。而在过调制区重构盲区,特别是在参考电压矢量靠近6个有效电压矢量的情况下,零电压矢量的持续时间太短,达不到最小采样时间要求,此时不管如何对PWM进行处理,都无法构建出采样时间达到最小采样时间的有效电压矢量。以参考电压矢量处于第I扇区为例,如图4(b)所示,当参考矢量靠近 $U_6(110)$ 时,A、B相占空比已经接近1,此时,PWM两端的零电压矢量 $U_0(000)$ 的持续时间已经无法满足最小采样时间限制,无法构建出有效电压矢量 $U_4(100)$;当参考电压矢量接近 $U_4(100)$ 时,PWM中间的零电压矢量 $U_7(111)$ 同

样小于最小采样时间,无法构建出另一有效电压矢量 $U_6(110)$ 。在参考电压矢量处于上述情况时,按照传统方法只能获得其中一相电流,导致无法实现相电流正确重构。



(a) 过调制区重构盲区示意图



(b) 过调制PWM示意图

图4 第I扇区过调制区的示意图

Fig. 4 Diagram of overmodulation area of sector I

因此,通过牺牲零电压矢量的方式可以消除过调制I区中存在的中调制区重构盲区,但过调制区重构盲区仍然存在于过调制I区和过调制II区中,需要设计“盲区避让”策略。

2 基于单相零脉冲插入的过调制区域相电流重构算法

2.1 基于“盲区避让”的过调制策略

在过调制I区,为了降低电压电流的畸变率,采取仍然保持电压矢量相位不变、对电压矢量的幅值进行修改的策略,一旦参考电压矢量靠近过调制区的重构盲区,就将其最大幅值限制在可重构区域的边界上,如图5(a)所示。在过调制II区,对传统的六拍阶梯式算法做出改进,在每个扇区过调制区域的重构盲区边界处各设定一个电压矢量轨迹点,即在一个扇区设定2个电压矢量轨迹点。在整个过调制区域中,电压矢量轨迹一共由12个电压矢量点组

成,如图5(b)所示。

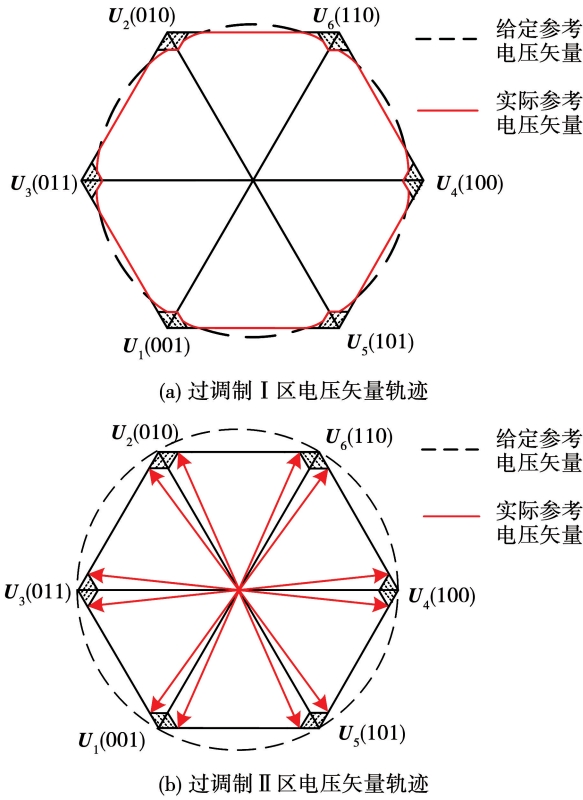


图5 过调制 I、II 区电压矢量轨迹

Fig.5 Overmodulated I, II region voltage vector locus

在过调制 II 区的算法中,12 个电压矢量中每一个的持续时间都为 $\pi/6$,如图6所示,为了分析本算法在过调制区域能够达到的最大调制深度,将12个电压矢量投影到 β 轴,并在时域中使用 β 轴电压进行傅里叶分析,可以计算出 U_{β} 的电压基波幅值,表达式为

$$\begin{aligned}
 U_{\beta_fd} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(\theta) \cos \theta d\theta = \\
 &\frac{2}{\pi} \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \left(\int_0^{\pi/6} \cos \theta d\theta + \frac{T_s - T_{min}}{T_s} \int_{\pi/6}^{\pi/3} \cos \theta d\theta + \right. \\
 &\left. \frac{T_{min}}{T_s} \int_{\pi/3}^{\pi/2} \cos \theta d\theta - \frac{T_{min}}{T_s} \int_{\pi/2}^{2\pi/3} \cos \theta d\theta - \right. \\
 &\left. \frac{T_s - T_{min}}{T_s} \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} \cos \theta d\theta - \int_{5\pi/6}^{\pi} \cos \theta d\theta \right) = \\
 &\frac{2U_{dc}}{\pi} (1 - 0.268\lambda). \quad (6)
 \end{aligned}$$

式中 λ 为最小采样时间与 PWM 周期的比值,表达式为

$$\lambda = \frac{T_{min}}{T_s}. \quad (7)$$

为了量化最小采样时间与调制深度的关系,定义电压调制比 δ 为 β 轴电压基波分量与直流母线电压幅值之比,即

$$\delta = \frac{U_{\beta_fd}}{U_{dc}} = \frac{2}{\pi} (1 - 0.268\lambda). \quad (8)$$

从上式可以看出电压调制比 δ 与 λ 之间的关系,在理想情况下, δ 随 λ 线性变化,最小采样时间越大,系统可达到的调制深度越低。而在实际系统中,还必须考虑死区时间等因素的影响,最大电压调制比会进一步降低。

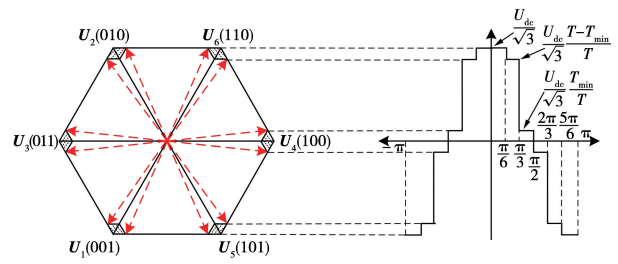


图6 过调制 II 区的 U_{β} 波形

Fig.6 U_{β} waveform in overmodulated region II

在本算法中,将过调制范围分为2个模式。在过调制 I 区的算法中,参考电压矢量轨迹的下限为线性调制区的上限,即可测量区域的边界。以第 I 扇区为例,参考电压矢量轨迹表达式为:

$$U_{ref} = \begin{cases} \frac{(1-\lambda)U_{dc}}{\sin(\pi/3-\theta)} e^{j\theta}, & \theta < \alpha; \\ \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6-\theta)} e^{j\theta}, & \alpha \leq \theta \leq \pi/6 - \alpha; \\ \frac{(1-\lambda)U_{dc}}{\sin \theta} e^{j\theta}, & \pi/3 - \alpha < \theta. \end{cases} \quad (9)$$

式中: θ 为参考电压矢量相位角; α 为能够正常合成的参考电压矢量与6个有效电压矢量的夹角,由过调制区域的重构盲区或者说最小采样时间决定。

在过调制 II 区的算法中,参考电压矢量轨迹为空间电压六边形边界上的12个有源矢量。同样以第 I 扇区为例,2个有源矢量由第 I 扇区的2个有效电压矢量 U_4 、 U_6 与 λ 决定,参考电压矢量轨迹表达式为:

$$U_{ref} = \begin{cases} (1-\lambda)U_4 + \lambda U_6, & \theta \in [0, \pi/6]; \\ \lambda U_4 + (1-\lambda)U_6, & \theta \in [\pi/6, \pi/3]. \end{cases} \quad (10)$$

2.2 单相零脉冲插入法基本原理

当系统处于过调制区,存在其中两相 PWM 占空比接近的情况,此时有效电压矢量持续时间不足以满足最小采样要求,因此无法准确采集两相电流实现三相电流重构。通过对占空比较大的一相插入零脉冲,可以延长有效电压矢量持续时间,完成电流采样,且按照插入多少补偿多少的原则,可以保证插入零脉冲前后不改变占空比大小和 PWM 波对称性。

以第I扇区为例,当参考电压矢量处于 U_4 (100) 电压矢量附近时, B 相和 C 相占空比大小接近, A 相占空比接近于 1, 因此不应向 A 相 PWM 中间插入零脉冲, 选择仅向 B 相 PWM 中间插入零脉冲, 完成电流采样, 如图 7(b) 所示。当参考电压矢量处于 U_6 (110) 电压矢量附近时, A 相和 B 相占空比接近于 1, 为了保证有效电压矢量 U_4 (100) 满足最小采样时间, 需要对 A、B 两相占空比进行限制, 表达式为:

$$\left. \begin{aligned} T_B &\leq T_s - 2T_{\min}; \\ T_0 &= 2T_{\min} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中: T_s 为 PWM 周期时间; $T_{\min}$ 为最小采样时间; T_0 为 A 相 PWM 中间插入的零脉冲时间, 如图 7(c) 所示。

修正之后的参考电压矢量与 PWM 示意图分别如图 7(a) 和图 7(c) 所示。

单相零脉冲的插入必然会产生新的非零基本电压矢量, 见图 7(b) 中的 U_5 和图 7(c) 中 U_3 。需要分析新加入矢量对合成矢量的影响。以图 7(b) 为例, 设 B 相零脉冲插入前后的扇区合成电压分别为 U_{ref} 和 U_{ref}^* , 作用时间均为 T_s 。

根据伏秒平衡原则, 有:

$$U_{\text{ref}} T_s = U_0 T_0 + U_4 T_4 + U_6 T_6 + U_7 T_7; \quad (12)$$

$$\begin{aligned} U_{\text{ref}}^* T_s &= U_0 T_0 + U_4 (T_4 - 2T_{\min}) + U_6 (T_6 + 2T_{\min}) + U_7 (T_7 - 2T_{\min}) + 2U_5 T_{\min} = \\ &= U_{\text{ref}} T_s + 2T_{\min} (U_5 + U_6 - U_4 - U_7)。 \end{aligned} \quad (13)$$

又因为:

$$\left. \begin{aligned} U_0 &= U_7 = 0; \\ U_5 + U_6 - U_4 &= 0。 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

即

$$U_{\text{ref}} T_s = U_4 T_4 + U_6 T_6 = U_{\text{ref}}^* T_s。 \quad (15)$$

因此, 单相零脉冲的插入并没有导致合成电压矢量发生变化, 矢量合成示意图如图 8 所示。

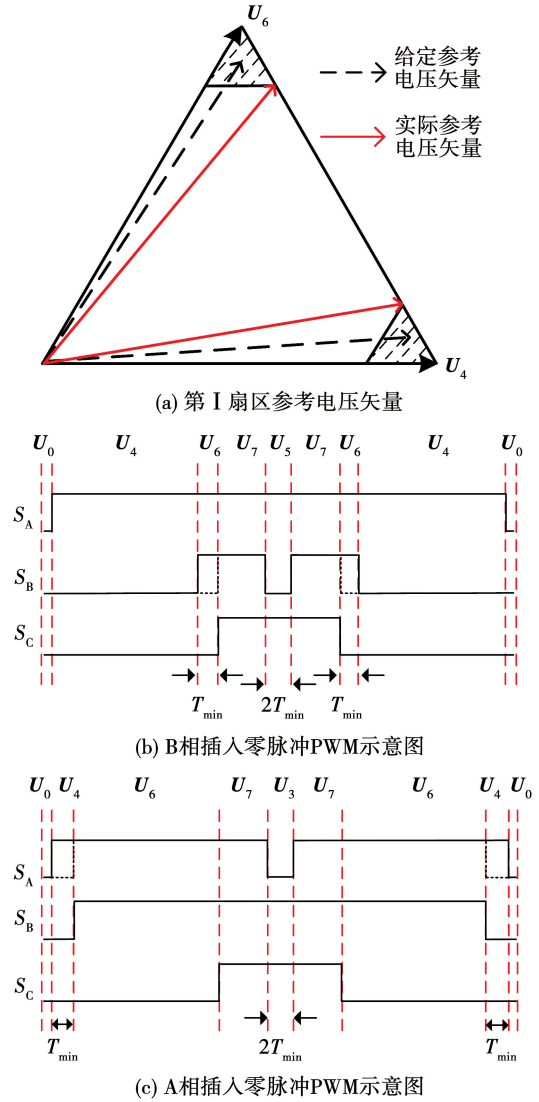


图 7 过调制区域的单相零脉冲插入法

Fig. 7 Single-phase zero pulse insertion method in overmodulated region

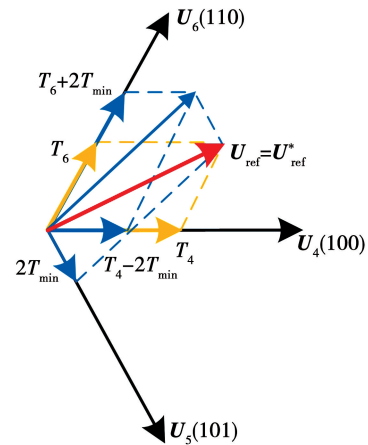


图 8 B 相插入零脉冲前后合成电压矢量示意图

Fig. 8 Diagram of resultant voltage vector before and after B-phase insertion of zero pulse

在过调制区域的零脉冲插入法中,由于仅在其中一相 PWM 中间插入零脉冲,所以各相 PWM 开关次数会不一样,插入的死区时间也不相同,这将导致输出电压有所偏差。因此,需要补偿插入零脉冲的一相 PWM。零脉冲插入法的死区设置如图 9 所示。

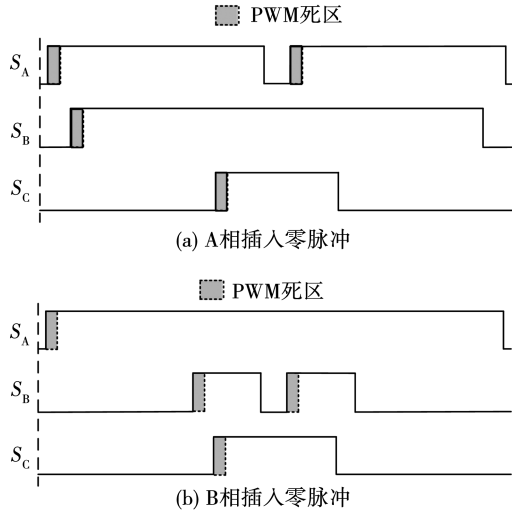


图 9 过调制区域零脉冲插入法的死区设置

Fig. 9 Dead zone setting of the overmodulated region zero pulse insertion method

在图 9 的 2 种情况中,插入零脉冲的情况有所不同,需要分开进行讨论。在图 9(a)中,由于占空比较大的 A 相插入了零脉冲,导致其死区时间变为其他相的 2 倍,需要对 A 相进行补偿,并且还要对 A 相最大占空比进行限制,使其不超过 PWM 周期 T_s ,具体计算公式为:

$$\left. \begin{aligned} T_A^l &= T_A + T_{\text{dead}}; \\ T_A &\leq T_s - T_{\text{dead}} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

在图 9(b)中,针对 B 相插入零脉冲的情况,仅需对其进行死区补偿,不需要进行限制,即

$$T_B^l = T_B + T_{\text{dead}} \quad (17)$$

式中 T_A^l 、 T_B^l 为补偿后的 A、B 相占空比。

3 实验验证

本实验采用 NXPS12ZVM 型数字信号处理器,系统控制频率设置为 5 kHz,最小采样时间设置为 2 μ s。实验所用的 PMSM 电机参数如表 2 所示,为了排除速度环对于电流重构的影响,本节实验未采用速度环,通过给定 i_d 、 i_q 进行电流环闭环控制。图 10 为本实验整体控制框图。搭建的实验平台如图 11 所示。

表 2 PMSM 电机参数

Table 2 PMSM motor parameters

参数	数值
相电阻/ Ω	0.027
额定电流/A	20
额定转速/(r/min)	1 800
极对数	4
直流母线电压/V	13.5
控制频率/kHz	5
开关频率/kHz	10

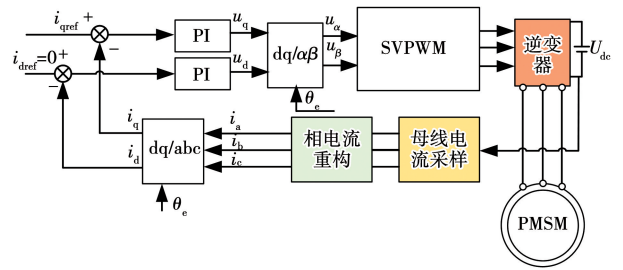


图 10 实验整体控制框图

Fig. 10 Experimental overall control block diagram

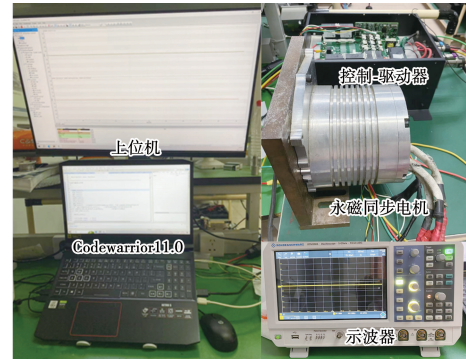


图 11 永磁同步电机实验平台

Fig. 11 PMSM Experimental platform

实验中电机转速为 1 920 r/min,此时电机运行在过调制 I 区,且已达到电机运行在过调制 I 区的极限转速,逆变器的调制系数满足 $0.906\ 9 < M_i < 0.952$,给定电压大于空间电压六边形内切圆、小于六边形外切圆,电压矢量轨迹如图 12(a) 所示,可以看出,图中电压轨迹与图 5(a) 的理论相符。并且在参考电压矢量靠近 6 个有效电压矢量时,都会遵循“盲区避让”的原则,将电压矢量限制在重构盲区的边界处,而在其余区域的电压矢量会被限制在电压六边形上。设置电机转速达到 2 030 r/min,电机运行在过调制 II 区,逆变器的调制系数满足 $M_i \geq$

0.952, 给定电压大于电压六边形外切圆, 此时电机的电压矢量轨迹如图 12(b) 所示, 可以看到电压轨迹与图 5(b) 理论相符, 电压轨迹被限制到设定好的 12 个电压轨迹点上, 电机呈 12 拍步进运行。

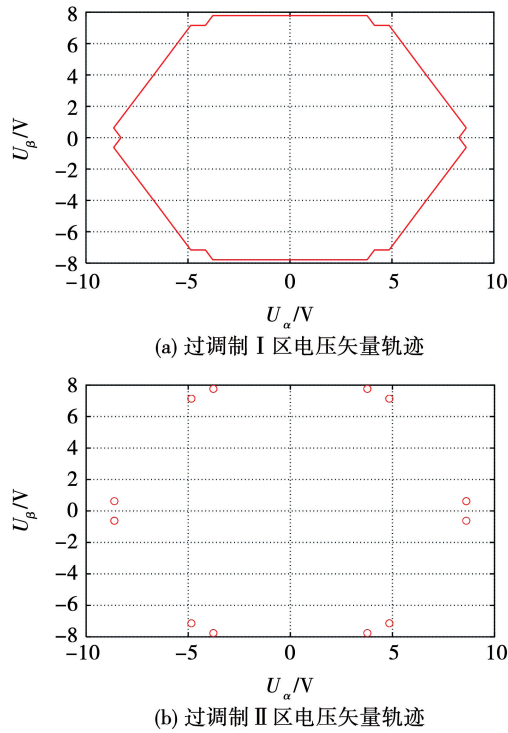


图 12 过调制 I、II 区的电压矢量轨迹

Fig. 12 Voltage vector locus and U_α 、 U_β in overmodulated region I、II

图 13 为不同扇区的过调制区域重构盲区 PWM 示意图。如图 13(a) 所示, 此时参考电压矢量处于第 II 扇区中 A、B 两相占空比接近时的过调制区域重构盲区, 此时 A、C 相不进行零脉冲插入, 选择在 B 相中间插入一段零脉冲, 以延长 U_2 (010) 的作用时间。在图 13(b) 中, 参考电压矢量处于第 I 扇区中 B、C 两相占空比接近时的过调制区域重构盲区, 此时保持 A、C 相不变, 选择对 B 相进行零脉冲插入补偿, 延长 U_6 (110) 的作用时间。

图 14、图 15 分别为电机运行在过调制 I 区、II 区的实际电流与重构电流对比示意图, 对比图 14(a) 与图 15(a), 随着转速提高, 电流基波周期降低。在图 14(a) 中, 电机运行在过调制 I 区时, 重构电流跟随实际电流的效果较好, 重构误差幅值在 $-0.2 \sim 0.2$ A 之间波动, 最大电流误差约为 20%, 如图 14(b) 所示。在图 15(a) 中, 电机运行在过调制 II 区, 可以看出电流畸变率比较大, 重构电流存在

明显的高频振动, 但基本能重构出实际相电流, 重构误差幅值约在 $-0.5 \sim 0.5$ A 之间波动, 最大电流误差接近 50%, 如图 15(b) 所示。

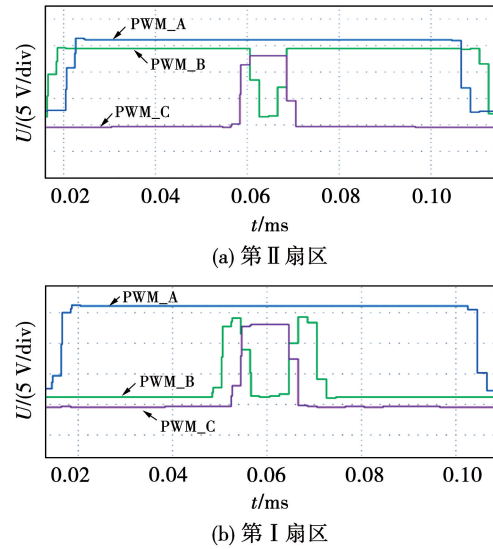


图 13 不同扇区的过调制区域重构盲区 PWM 示意图

Fig. 13 PWM diagram of overmodulated region reconstruction blind area in different sectors

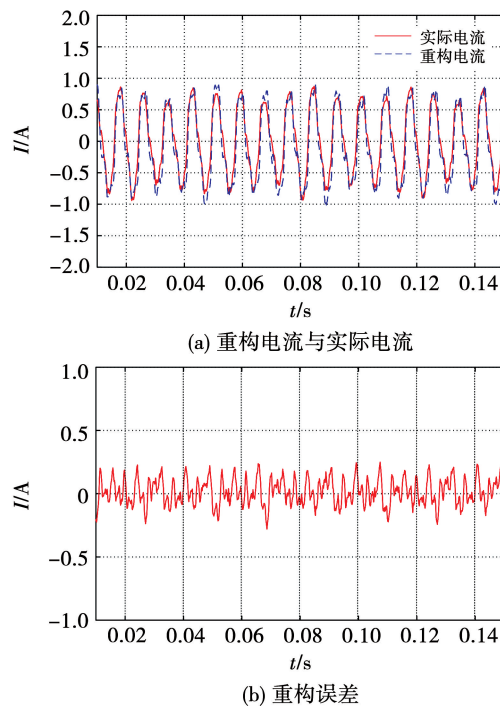


图 14 过调制 I 区重构电流与实际电流及重构误差

Fig. 14 Reconstruction current and actual current in overmodulated region I and the reconstruction error

线性调制区和过调制区达到的最大转速波形通过上位机截图导出, 如图 16 所示。

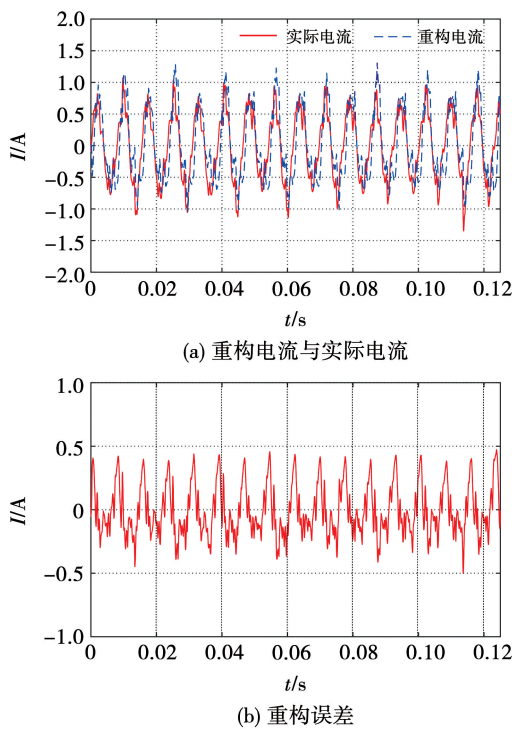


图15 过调制Ⅱ区重构电流与实际电流及重构误差

Fig. 15 Reconstruction current and actual current in overmodulated region II and the reconstruction error

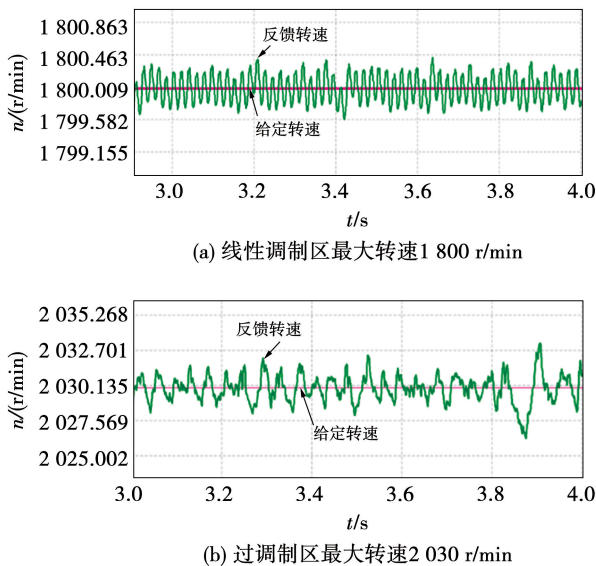


图16 线性调制区与过调制区最大转速

Fig. 16 Maximum speed in linear and overmodulated regions

如图16(a)所示,给定电机转速为1 800 r/min,此时电机仍运行在线性调制区,电机转速波动在0.5 r/min以内,且电机实际转速规律性波动。如

图16(b)所示,给定电机转速为2 030 r/min,此时电机运行于过调制Ⅱ区,达到极限转速。由于过调制Ⅱ区的控制策略为了满足更大的调制深度,修改了电压矢量的相位角,将正弦波改为方波驱动,因此电机的转速波动大于线性调制区,在2 r/min左右。

4 结 论

本文提出一种基于单相零脉冲插入的过调制区域相电流重构算法,通过理论分析、仿真与实验验证表明了所提出策略在过调制区域的正确性与有效性,并得出以下结论:

1)过调制区域的调制深度受到最小采样时间的限制,调制深度随最小采样时间增大而减小。

2)过调制Ⅰ区保证了参考电压矢量轨迹的连续性,保持了电压矢量相位不变,电流重构误差在20%左右;过调制Ⅱ区对参考电压矢量的相位以及幅值均进行改变,重构误差会明显上升,达到50%左右,但在两个过调制区域,重构电流仍可以较好地跟随实际电流。

3)文中提出的过调制算法有效地拓宽了电机的运行范围,电机最大转速从1 800 r/min提升到2 030 r/min,提升了12.8%。过调制Ⅰ区的转速波动大约在0.5 r/min,过调制Ⅱ区的转速波动大约在2 r/min。

参 考 文 献:

- [1] 王宇, 张成糕, 郝雯娟, 等. 永磁电机及其驱动系统容错技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(1): 351.
WANG Yu, ZHANG Chenggao, HAO Wenjuan, et al. Overview of fault-tolerant technologies of permanent magnet brushless machine and its control system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(1): 351.
- [2] 申永鹏, 刘迪, 梁伟华, 等. 三相桥式逆变电路电流检测方法综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 465.
SHEN Yongpeng, LIU Di, LIANG Weihua, et al. Review of current detection methods for three-phase bridge inverter circuits[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 465.
- [3] 魏宇峰, 胡文斌. 无位置传感器异步电机矢量控制系统研究[J]. 电气技术, 2016(8): 19.
WEI Yufeng, HU Wenbin. Research on position sensorless asynchronous motor vector control system[J]. Electrical Engineering, 2016(8): 19.
- [4] WANG G. Current reconstruction considering time-sharing sampling errors for single DC-Link shunt motor drives[J]. IEEE

- Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5760.
- [5] HA J I. Current prediction in vector-controlled PWM inverters using single DC-link current sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(2): 716.
- [6] 郑晔明, 张建忠. 基于单母线电流传感器的三相永磁同步电机驱动方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5164.
ZHENG Yeming, ZHANG Jianzhong. A single DC-link current sensor drive technology of three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5164.
- [7] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 一种变频器相电流采样重构技术[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 111.
CHU Jianbo, HU Yuwen, HUANG Wenxin, et al. Phase current sampling reconstruction for inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(1): 111.
- [8] GU Y, NI F, YANG D, et al. Switching-state phase shift method for three-phase-current reconstruction with a single DC-link current sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11): 5186.
- [9] 徐航, 肖曦, 谢玉龙, 等. 基于单电流传感器的改进相电流重构技术[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(6): 96.
XU Hang, XIAO Xi, XIE Yulong, et al. Improved phase current reconstruction technology based on single current sensor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(6): 96.
- [10] HA J I. Voltage injection method for three-phase current reconstruction in PWM inverters using a single sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 767.
- [11] KIM H, JAHNS T M. Phase current reconstruction for AC motor drives using a DC link single current sensor and measurement voltage vectors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1413.
- [12] XU Y, YAN H, ZOU J, et al. Zero voltage vector sampling method for PMSM three-phase current reconstruction using single current sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3797.
- [13] 申永鹏, 武克轩, 吴成中, 等. 互补非零矢量单传感器相电流重构策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(8): 2126.
SHEN Yongpeng, WU Kexuan, WU Chengzhong, et al. Complementary non-zero vector current reconstruction strategy with single sensor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(8): 2126.
- [14] LEE H, HONG S, CHOI J, et al. Sector-based analytic overmodulation method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7624.
- [15] JUNG B, LEE T, NAM K. Overmodulation strategy for inverters with a single DC-Link current sensor[C]//2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, October 11 – 15, 2020, Detroit, USA. 2020: 2649 – 2655.
- [16] PARK J, JUNG S, HA J. Phase current reconstruction with single DC-Link current sensor for six-step operation in three phase inverter[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, September 20 – 24, 2015, Montreal, Canada. 2015: 906 – 912.
- [17] 王体良, 汤宁平, 杨帆. 一种 SVPWM 宽调制度的相电流重构策略研究[J]. 电气传动, 2015, 45(5): 11.
WANG Tiliang, TANG Ningping, YANG Fan. Study of phase current reconstruction strategy on wide modulation of SVPWM[J]. Electric Drive, 2015, 45(5): 11.
- [18] 卢伟. 基于单电流传感器的 PMSM 宽运行范围相电流重构算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
- [19] SUN K, WEI Q, HUANG L P, et al. An overmodulation method for PWM-inverter-fed IPMSM drive with single current sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3395.
- [20] 申永鹏, 郑竹风, 杨小亮, 等. 直流母线电流采样电压空间矢量脉冲宽度调制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1617.
SHEN Yongpeng, ZHENG Zhufeng, YANG Xiaoliang, et al. A compatible SVPWM method for DC bus current sampling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1617.

(编辑: 邱赫男)