

基于单电流传感器的改进相电流重构技术

徐航¹,肖曦¹,谢玉龙¹,王潇¹,曾萍²,刘志刚²

(1. 清华大学 电机工程与应用电子技术系,北京 100080;

2. 国网江西省电力有限公司 吉安供电分公司,江西 吉安 343000)

摘要:在电机闭环控制过程中,电流传感器故障、不同电流传感器的一致性等因素可能导致系统失稳。为提高系统的容错能力,减小故障对控制系统稳定性的影响,提出一种基于单电流传感器的改进相电流重构技术。通过移动脉宽调制的脉冲矢量来消除母线电流采样盲区,进而通过母线电流重构获得三相电流。相比于传统电流重构方法,所提改进方法重构的电流更接近真实电流值,能够减小电流总谐波,降低电磁转矩脉动,提升系统的稳态性能。通过仿真和实验对比2种重构方法,证明了所提改进方法的优越性。结果表明所提改进方法能有效实现电流重构,提升系统稳态性能。

关键词:母线电流;相电流重构;脉冲移位;单电流传感器;电流信号采样;矢量合成

中图分类号:TM301.2

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202311002

0 引言

电机的三相电流数据能够反映电机的输出转矩、功率、磁链等关键运行状态,是实现电机高性能伺服控制所必需的关键数据。对于三相交流电机,往往使用多个电流传感器测量电流信息,分别测量母线电流和相电流,其中母线电流主要用于过流保护,相电流用于电机的闭环控制。在实际应用场景中,一方面,设备老化、外部环境等常导致电流检测通道故障;另一方面,不同传感器在出厂或者使用过程中导致的直流偏置误差也会影响系统的控制性能。在需要高安全性、低故障率场合中,一旦电流检测通道出现故障,要想继续维持电机的高性能运行,就须迅速舍弃故障通道数据,并切换到其他电流检测通道。而单电流传感器技术能在其他传感器出故障时及时提供电流信号数据,大幅提高系统的稳定性^[1-3]。因此,近年来基于单电流传感器的检测相绕组电流技术被许多学者所关注。

单电流传感器检测相绕组电流技术大多采用直流母线采样方案^[4-8]。该方案基于一个脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)周期内不同时间下的母线电流来实时计算三相电流,进而实现闭环控制。但在PWM合成电压矢量幅值较低或者在扇区边界附近时,会因为死区问题导致无法直接通过母线电流采样进行相电流重构。针对死区补偿的问题,目前已有一些方法,如电流补偿法、脉冲移位法、

矢量脉冲插入法、基于调制技术的相电流重构方法等^[4,9-11]。文献[12]总结分析了相电流重构方法的误差来源,并且通过修改开关状态解决盲区内无法进行重构的问题。文献[13]提出一种基于自适应观测器的单电流传感器矢量控制策略,有效削弱了电流谐波,提升了稳态性能。文献[14]将脉冲移位PWM控制策略应用在半桥变换器中,实现了功率器件软开关,提高了变换器可靠性。文献[15]提出一种脉冲移位策略,并且分析移位后的PWM脉冲,保证与给定电压矢量的相位和幅值保持一致。文献[16]基于脉冲移位在低速区产生的电流纹波和重构误差问题,提出了一种基于局部平均电流变化率的方法来进行重构误差抑制。文献[17]在不改变PWM信号的情况下,将电流重构盲区移向电压矢量六边形的轮廓,以避免开关次数增加,提高了驱动性能。

针对母线电流采样重构方法存在的盲区问题,相电流脉冲移位法是一个算法较为简单、易于实现的方案。但是传统方案的重构电流和实际电流存在一定偏差,会影响控制性能。本文提出一种改进脉冲移位法,在保证不影响电压输出矢量的情况下调整脉冲位置,使其满足电流采样要求。相对于传统脉冲移位法,该方法采样的电流值更接近电机的真实电流值。本文对传统方法和改进方法进行仿真比较,并通过实验验证改进方法的可行性。

1 相电流重构

1.1 母线电流采样法基本原理

三相永磁同步电机驱动系统通常如附录A图A1所示,通过采用空间矢量脉冲宽度调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)来驱动电机。在母线处和三相绕组侧通常都安装电流传感器用于获取相应位置的电流信号。

收稿日期:2022-12-07;修回日期:2023-09-11

在线出版日期:2023-11-10

基金项目:国家电网公司总部科技项目(5500-202199520A-0-5-ZN)

Project supported by the Science and Technology Project of the Headquarters of State Grid Corporation of China (5500-202199520A-0-5-ZN)

在矢量控制中,图 1 中通过控制 6 个开关管的开断可以产生 8 个电压矢量,分别为 6 个空间有效矢量和 2 个零矢量。本文分别用 1 和 0 表示上开关管的导通和关断状态,如图 1 中的开关管状态记作代号(1,0,0),其他同理。

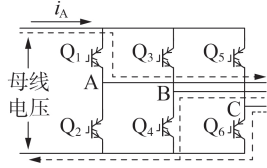


图 1 开关管状态代号为(1,0,0)时的电流路径

Fig.1 Current path of switch tube with status code (1,0,0)

不同开关管状态产生不同的电流回路,并且母线电流值会和其中某相电流保持一致。例如在图 1 的开关管状态下,上开关管 Q_1 导通而 Q_3 、 Q_5 关断,下开关管 Q_2 关断而 Q_4 、 Q_6 导通时,电流从 A 相绕组流入,B、C 相绕组流出,母线电流和流经开关管 Q_1 的 A 相电流 i_A 相等,因此可计算此时 A 相电流。利用此性质即可通过母线电流来计算三相电流,从而进行相电流的重构。开关管状态代号为(1,0,1)时的电流路径如附录 A 图 A2 所示,电流从 B 相绕组流入,此时即可通过母线电流计算 B 相电流。其他不同开关管状态下,母线电流和相电流对应关系如表 1 所示。表中: i_B 、 i_C 分别为 B、C 相电流。

表 1 不同开关管状态下,母线电流和相电流之间的关系

Table 1 Relationship between bus bar current and phase current in different switching tube states

开关管状态代号	母线电流	开关管状态代号	母线电流
(1,0,0)	i_A	(0,1,0)	i_B
(1,1,0)	$-i_C$	(0,1,1)	$-i_A$
(1,0,1)	$-i_B$	(0,0,0)	0
(0,0,1)	i_C	(1,1,1)	0

工程实际中,电流采样和重构都无法瞬间完成,死区时间、开关管开断延迟、信号处理时间、振荡等一系列因素可能会导致存在电流重构盲区,重构无法实现^[18-20]。图 2 为实际电流信号图。为了防止上、下桥臂同时导通而引起短路,通常需要设置一定的死区时间 T_d ;开关管的导通和关断也存在延时时间,分别记为 T_{on} 和 T_{off} ;从图 2 中可以看到,由于电机绕组中电感以及开关管寄生电容的影响,电流在开关管开通或关断后从建立到趋于稳定存在一段时间,并且这个时间相对较长,记为 T_{set} ;在电流信号稳定后,AD 转换器采样所需最短时间记为 T_h 。因此整个电流采样过程需要保证最小采样时间 T_{min} 满足式(1)所示关系^[12]。

$$T_{min} \geq T_d + T_{on} + T_{set} + T_h \quad (1)$$

开关管的开断状态决定了合成电压矢量,因此

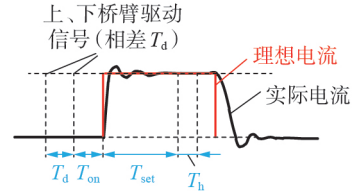


图 2 实际电流信号的最小采样时间

Fig.2 Minimum sampling time of actual current signal

开关管状态和其所控制的合成电压矢量状态保持一致。电压合成矢量图如附录 A 图 A3 所示。可以看出,合成电压矢量可能会位于图中的低调制区或扇区边界区,导致电流存在盲区而无法重构^[12]。当合成电压矢量在扇区边界附近时,会因为其中一个基本电压矢量幅值过小而无法满足最小采样时间要求。例如附录 A 图 A4(a)中,当电压矢量状态标志为(0,1,1)时,母线电流的可采样时间小于 T_{min} ,A 相电流无法通过重构得到。同理,在低调制区内的合成矢量会有 2 个基本电压矢量幅值均过小,导致其中两相电流无法计算。例如附录 A 图 A4(b)中,当电压矢量状态标志为(0,0,1)和(0,1,1)时,母线电流的可采样时间均小于 T_{min} ,所以无法采样母线电流,A 相和 C 相电流均无法通过重构得到。

1.2 改进脉冲移位法

针对盲区内电压开关矢量采样时间不足的问题,可以将 PWM 脉冲信号平移,使得母线电流采样时间满足最小采样时间要求。下面证明平移脉冲信号对电压合成矢量的幅值和相位均不产生影响。

对于一个合成电压矢量 V_{ref} , V_{ref} 可由 6 个空间有效矢量($V_1 \sim V_6$)和 2 个零矢量(V_0 、 V_7)表示为:

$$V_{ref} = (T_{000}V_0 + T_{100}V_1 + T_{110}V_2 + T_{010}V_3 + T_{011}V_4 + T_{001}V_5 + T_{101}V_6 + T_{111}V_7) / T \quad (2)$$

式中: T 为开关周期; T_{000} 为开关管状态代号为(0,0,0)时零矢量 V_0 的作用时间,其他含义类似。注意到:

$$\begin{cases} V_2 = V_1 + V_3 \\ V_4 = V_3 + V_5 \\ V_6 = V_5 + V_1 \\ V_7 = V_1 + V_3 + V_5 \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} T_A = T_{100} + T_{110} + T_{101} + T_{111} \\ T_B = T_{010} + T_{110} + T_{011} + T_{111} \\ T_C = T_{001} + T_{101} + T_{011} + T_{111} \end{cases} \quad (4)$$

式中: T_A 、 T_B 、 T_C 为三相 PWM 脉宽持续时间。将式(4)代入式(2)即可得到:

$$V_{ref} = (T_A V_1 + T_B V_3 + T_C V_5) / T \quad (5)$$

因此合成电压矢量只与 PWM 脉宽持续时间有关。平移某一相或某两相的脉冲以增加可采样时间,使得满足最小采样时间要求。传统的脉冲移位方法如图 3(a)所示^[4,10,14,21],将 C 相宽脉冲向前移,A

相窄脉冲向后移。这样系统现场可编程门阵列(field-programmable gate array, FPGA)模块可以在PWM前半部 T_1 和 T_2 处采样母线电流来进行A相和C相电流重构。对于数字信号处理器(digital signal processor, DSP)而言,它是在增强型脉宽调制(enhanced pulse width modulation, EPWM)模块的计数器减到0时,即DSP计数结束时刻触发中断读取FPGA中保存的电流采样值并用于下一个指令周期的控制计算。显然,这种方法下 T_1 和 T_2 时刻采样的电流值与DSP计数结束时刻电机的真实电流值是有差距的。

本文提出一种改进脉冲移位方法,在每个需要进行重构的PWM周期内,将高电平持续时间最长的宽脉冲后移,或者将高电平持续时间最短的窄脉冲前移,使得相邻的2个PWM脉冲的下降沿之间的时长间隔满足最小采样时间要求($T_s \geq T_{\min}$),如图3(b)所示,将C相宽脉冲向后移,A相窄脉冲向前移。这样系统FPGA可以在PWM前半部 T_3 和 T_4 处采样母线电流进行A相和C相电流重构。

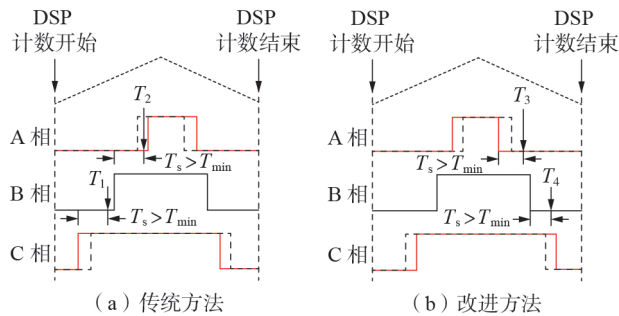


图3 2种脉冲移位方法

Fig.3 Two pulse shifting methods

实际运行中电流采样和计算是离散的,在图3中 T_1 和 T_2 或者 T_3 和 T_4 时刻进行采样,并将结果保存在FPGA中。当DSP的EPWM计数器降至0时,计数周期结束后再读取FPGA中的电流采样值并用于下一个指令周期的控制计算。相比于 T_1 和 T_2 时刻, T_3 和 T_4 时刻距离DSP计数结束更近。因此 T_3 和 T_4 时刻采样的电流值比 T_1 和 T_2 时刻采样的电流值更接近DSP读取时刻电机的真实电流值,即改进重构电流更接近实际电流值。附录A图A5为改进脉冲移位法的整个流程。

2 仿真分析及比较

2.1 仿真模型

为了验证所提方法的可行性,本文设计在电机正常运行时发生相电流检测故障,比较采用传统脉冲移位法和改进脉冲移位法所带来的电磁转矩、实际相电流波动。利用MATLAB/Simulink搭建仿真系统并进行验证。

电机采用三相永磁同步电机,仿真模型的部分

参数如附录A表A1所示,在带载 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 情况下,电机转速从0稳定加速到 $6000\text{ r}/\text{min}$ (约 0.6 s),在 1 s 时引入故障,即此时无法通过相电流传感器测量数值进行电机控制,此时相电流值用母线电流重构后所得结果代替。仿真总时长为 1.2 s 。

2.2 仿真结果分析

故障设置B相采样电流在仿真时间为 1 s 时偏置了 10 A ,C相电流增益为实际C相电流的 70% ,此时采样电流无法用于电机控制。将三相电流的采样值由母线电流重构计算值代替,得到三相重构电流和实际电流对比见附录A图A6。可以看出,传统脉冲移位法和改进脉冲移位法均可实现电流重构,电机运行稳定。

为进一步比较传统脉冲移位法和改进脉冲移位法的控制性能,对2种方法的相电流和电磁转矩分别作快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)分析,对 $1.05\sim 1.12\text{ s}$ 的A相实际电流、电磁转矩进行采样。

图4为传统脉冲移位法和改进脉冲移位法下A相电流采样后的谐波计算结果。图中:F代表基波频率对应的分量大小;2—5分别对应2—5次主要的谐波频率对应的分量,用功率(单位dB)来衡量其大小。可见2种方法下,A相实际电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)分别为 -13.90 dB 和 -16.70 dB ,即 20.18% 和 14.62% 。2种方法的电流波形十分类似,但是改进脉冲移位法下相电流主要的偶次谐波分量明显降低。电磁转矩理论上为直流分量,附录A图A7为分析直流信号的脉动图像,给出了传统脉冲移位法和改进脉冲移位法下的电磁转矩THD结果。可以看到,在 1 s 发生故障后,2种方法的电磁转矩脉动明显增加,因此通过比较直流信号外的谐波分量以比较电磁转矩脉动大小。从图A7中可以看到,电磁转矩的THD分别为 -19.84 dB 和 -27.07 dB ,即 10.19% 和 4.43% ,可见利用改进脉冲移位法得到的相电流进行矢量控制,能减小电流THD和电磁转矩的相对误差,提升系统稳态性能。

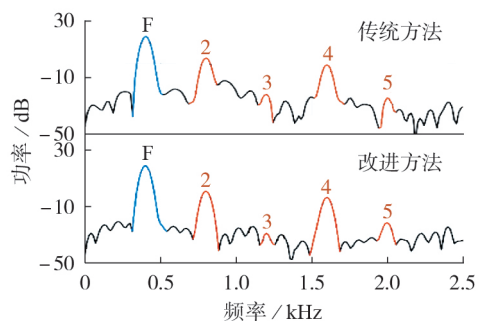


图4 A相电流FFT分析

Fig.4 FFT analysis of phase-A current

3 实验验证及比较

3.1 实验平台搭建

本实验平台采用永磁同步电机负载,实验平台和控制板如附录A图A8所示,主控制板采用TMS320F28335型DSP控制器,系统的电流检测采用霍尔电流传感器。

设置 $T_{set} = 50 \mu s$, AD 采样转换时间 $T_h \leq 5 \mu s$, 死区时间与 IGBT 导通时间之和 $T_d + T_m \leq 2.5 \mu s$, 因此设计最小采样时间 $T_{min} = 60 \mu s$ 。为了实现这一目标,设计系统的控制周期为 $600 \mu s$, 即开关管的开关频率约为 1.66667 kHz 。永磁同步电机负载参数如附录A表A2所示。

3.2 实验结果分析

实验和仿真过程基本一致,对改进脉冲移位法的可行性进行验证。相电流重构方案作为一种电流检测方案,其电流计算的准确性对电机控制性能有较大影响,因此本文从电流平稳性、电磁转矩等常用电机控制性能指标来进行实验结果验证。

实验中,电机负载约为 $14.5 \text{ N}\cdot\text{m}$,总运行时长为 0.45 s 。在相电流检测发生故障后,利用改进脉冲移位法来计算相电流。在 0.275 s 时设置 B、C 两相电流检测分别产生偏置和比例变化,如图5所示,设置 B 相电流采样值比实际值小 16.7 A 、C 相电流采样值为实际值的 1.56 倍的故障。此时电机故障判断需要进行电流重构,相电流检测方法切换成改进脉冲移位法。

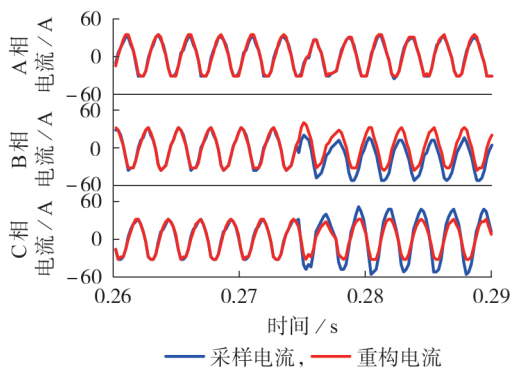


图5 系统发生B、C相电流采样故障后的采样电流与重构电流

Fig.5 Sampling current and reconstruction current after phase-B and phase-C current sampling failures

采用改进脉冲移位法后, $0 \sim 0.45 \text{ s}$ 整个实验过程中电机转速和电磁转矩的性能指标如附录A图A9所示。可以看出,在 0.275 s 电流检测切换成改进脉冲移位方案后转速并无太大波动,电磁转矩在短暂切换过程后迅速恢复。同时由图5可见,在采样电流发生简单偏置和比例变化后,虽然采样电流明显偏离 0.275 s 前的趋势,即此时采样电流和实际电流

不符,但是重构电流并不随着采样电流的偏离而发生偏离,仍和实际电流保持一致,因此符合控制需求,验证了本文所提改进脉冲移位法的可行性。

进一步对比改进脉冲移位法在电磁转矩脉动以及电流谐波上的优势,电磁转矩对比如图6所示。可以看出,2种方法下都存在一定的电磁转矩脉动,改进方法的脉动幅度更小。

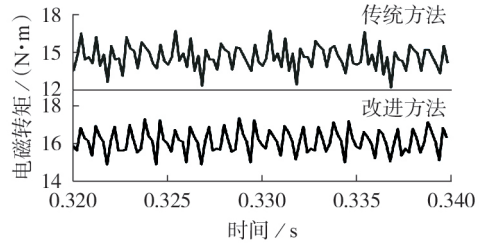
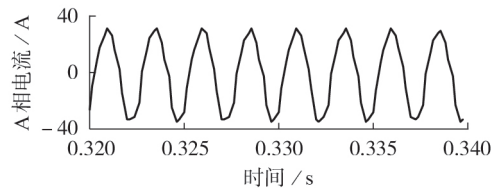
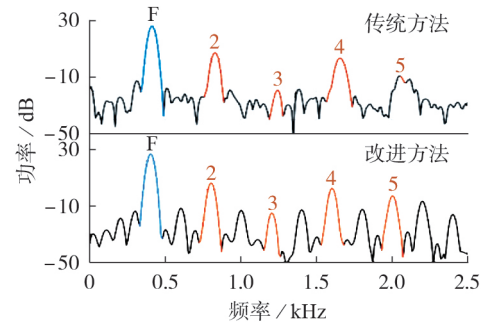


图6 2种方法下电磁转矩脉动细节指标图
Fig.6 Ripple detail index diagram of electromagnetic torque under two methods

图7(a)为改进脉冲移位法下的A相电流波形,相电流在保持三相正弦的同时存在一定的谐波,将影响电机的稳态运行。为量化电流谐波带来的影响,分别计算2种方法下相电流5次及以内的THD,采样窗口为 $0.32 \sim 0.42 \text{ s}$ 的相电流波形,图7(a)截取了 $0.32 \sim 0.34 \text{ s}$ 的波形,可以看到有一定的谐波存在。实际计算结果如图7(b)所示。传统脉冲移位法下相电流THD为 -16.80 dB , 即 14.45% ;改进脉冲移位法下相电流THD为 -18.70 dB , 即 11.61% 。



(a) 改进方法下的A相电流波形



(b) 传统方法与改进方法下的相电流FFT分析

图7 2种方法下相电流FFT分析

Fig.7 FFT analysis of phase current under two methods

实验结果证明了改进脉冲移位法的可行性,并且改进方法在电磁转矩、电流脉动的性能指标上均有提升,提高了系统稳态性能,与仿真以及理论分析

一致。

4 结论

本文提出一种改进脉冲移位法,通过平移脉冲矢量使相电流采样时间满足最小采样时间要求,有效解决了母线电流采样时盲区无法进行采样的问题。本文所提改进脉冲移位法根据脉冲宽窄判断移动方向,选择合适的平移策略。相对于传统脉冲移位法,其采样的电流值更接近DSP计算时刻电机的真实电流值,重构电流贴近实际电流值,提高了电流重构精度,降低了电流THD,减小了电磁转矩脉动,提升了稳态性能。本文通过仿真和实验对比了改进脉冲移位法对控制性能的影响,证明了所提方法的可行性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 闫浩. 基于零电压矢量采样的永磁同步电机相电流重构技术及容错控制[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017.
YAN Hao. Phase current reconstruction and fault tolerant control for PMSM based on zero voltage sampling[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology,2017.
- [2] 尚姝钰,赵亚谦,吕恒志,等. 并网变换器电流重构模型预测容错控制[J]. 电源学报,2021,19(3):77-85.
SHANG Shuyu,ZHAO Yaqian,LÜ Hengzhi, et al. Model predictive fault-tolerant control of grid-connected converters with current reconstruction[J]. Journal of Power supply,2021,19(3): 77-85.
- [3] 鲁家栋. 内置式永磁同步电机无位置传感及复合容错控制关键技术研究[D]. 西安:西北工业大学,2018.
LU Jiadong. Research on key technologies of position sensorless and hybrid-fault-tolerant control for interior permanent magnet synchronous motor drives[D]. Xi'an:Northwestern Polytechnical University,2018.
- [4] 李云辉. 永磁同步电机相电流重构技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014.
LI Yunhui. Research on permanent magnet synchronous motor phase current reconstruction techniques[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology,2014.
- [5] 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):111-117.
CHU Jianbo,HU Yuwen,HUANG Wenxin, et al. Phase current sampling reconstruction for inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(1):111-117.
- [6] 郑子萱,宋东徽,杜凯健,等. 基于超导磁储能和变流器重构的DFIG连续故障穿越方案[J]. 电力自动化设备,2022,42(9):79-86.
ZHENG Zixuan,SONG Donghui,DU Kaijian, et al. DFIG continuous fault crossing scheme based on superconducting magnetic energy storage and converter reconstruction[J]. Electric Power Automation Equipment,2022,42(9):79-86.
- [7] 伍文俊,魏选,王文轩,等. NPC三电平双PWM变换器直流母线电流的重构[J]. 电力自动化设备,2019,39(10):130-135.
WU Wenjun,WEI Xuan,WANG Wenxuan, et al. Reconfiguration of DC bus current for three-level NPC dual-PWM converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(10): 130-135.
- [8] 申永鹏,刘迪,王延峰,等. 误差自校正随机脉冲宽度调制相电流重构研究[J]. 电机与控制学报,2022,26(9):108-118.
SHEN Yongpeng,LIU Di,WANG Yanfeng, et al. Phase current reconstruction of error self-calibration random pulse width modulation[J]. Electric Machines and Control,2022,26(9):108-118.
- [9] 魏海峰,陆彦如,江廷宇,等. 考虑非观测区补偿的永磁同步电机单电阻采样重构[J]. 电工技术学报,2018,33(12):2695-2702.
WEI Haifeng,LU Yanru,JIANG Tingyu, et al. Single resistor sampling reconstruction of PMSM considering non-observation area compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2018,33(12):2695-2702.
- [10] 李述幸. 基于单电流传感器的永磁同步电机相电流重构算法研究[D]. 湘潭:湖南科技大学,2020.
LI Shuxing. Research on phase current reconstruction algorithm of permanent magnet synchronous motor based on single current sensor[D]. Xiangtan:Hunan University of Science and Technology,2020.
- [11] 李世孝. 永磁同步电机单电流传感器矢量控制[D]. 沈阳:沈阳工业大学,2020.
LI Shixiao. Vector control of permanent magnet synchronous motor by using single current sensor[D]. Shenyang:Shenyang University of Technology,2020.
- [12] 马鸿雁,孙凯,魏庆,等. PWM逆变器相电流重构研究与误差分析[J]. 电工技术学报,2011,26(1):108-114,161.
MA Hongyan,SUN Kai,WEI Qing, et al. Phase current reconstruction method for PWM inverter and error analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(1): 108-114,161.
- [13] 肖飞,许钦达,连传强,等. 永磁同步电机单电流传感器系统的三相电流重构策略[J]. 电工技术学报,2022,37(7):1609-1617.
XIAO Fei,XU Guanda,LIAN Chuanqiang, et al. Three-phase current reconstruction strategy of permanent magnet synchronous machine drives using a single current sensor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2022,37(7):1609-1617.
- [14] 郑连清,王学亮,李鹤,等. 脉冲移位PWM控制ZCS电流型半桥逆变器[J]. 电力自动化设备,2011,31(4):36-40.
ZHENG Lianqing,WANG Xueliang,LI Kun, et al. ZCS current type half-bridge converter controlled by pulse shift PWM[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(4):36-40.
- [15] GU Yikun,NI Fenglei,YANG Dapeng, 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):5186-5194.
- [16] ZHU Lianghong,CHEN Feifan,LI Binxing, et al. Phase current reconstruction error suppression method for single DC-link shunt PMSM drives at low-speed region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2022,37(6):7067-7081.
- [17] XU Yongxiang,YAN Hao,ZOU Jibin, 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):3797-3807.
- [18] 王体良,汤宁平,杨帆. 一种SVPWM宽调制制度的相电流重构策略研究[J]. 电气传动,2015,45(5):11-15.
WANG Tiliang,TANG Ningping,YANG Fan. Study of phase current reconstruction strategy on wide modulation of SVPWM[J]. Electric Drive,2015,45(5):11-15.
- [19] 王顺,杨淑英,李一,等. 基于虚拟空间矢量过调制策略的逆变器共模电压抑制方法[J]. 电力自动化设备,2022,42(3):76-81,96.
WANG Shun,YANG Shuying,LI Yi, et al. Common mode voltage suppression method of inverter based on virtual space

- vector overmodulation strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(3): 76-81, 96.
- [20] WANG Wenjie, YAN Hao, XU Yongxiang, et al. New three-phase current reconstruction for PMSM drive with hybrid space vector pulse width modulation technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 662-673.
- [21] 黄政, 陈永军, 刘湃, 等. 基于单电流传感器的永磁同步电机高速控制技术[J]. 微电机, 2022, 55(1): 48-54.
- HUANG Zheng, CHEN Yongjun, LIU Pai, et al. Permanent magnetic synchronous motor high speed control technique based on single current sensor[J]. Micromotors, 2022, 55(1):

48-54.

作者简介:

徐航(1999—),男,博士研究生,主要研究方向为高性能电机控制(**E-mail**: xuh21@mails.tsinghua.edu.cn);

肖曦(1973—),男,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为高性能电机控制、机器人驱动控制技术、海浪发电技术、电力储能与微电网技术(**E-mail**: xiao_xi@tsinghua.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Improved phase current reconstruction technology based on single current sensorXU Hang¹, XIAO Xi¹, XIE Yulong¹, WANG Xiao¹, ZENG Ping², LIU Zhigang²

(1. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100080, China;

2. Ji'an Power Supply Company, State Grid Jiangxi Electric Power Co., Ltd., Ji'an 343000, China)

Abstract: In the process of motor closed-loop control, the failure of current sensors and the inconsistency of different current sensors may lead to the instability of the system. In order to improve the fault tolerance of the system and reduce the influence of faults on the stability of the control system, an improved phase current reconstruction technology based on single current sensor is proposed. By shifting the pulse vector of pulse width modulation, the sampling blind area of the bus bar current is eliminated, and then the three-phase current is reconstructed through the bus bar current. Compared with the traditional current reconstruction method, the current reconstructed by the proposed improved method is closer to the real current value, which can reduce the total current harmonics and the electromagnetic torque ripple, and improve the steady-state performance of the system. Two reconstruction methods are compared by simulation and experiment, which verifies the advantages of the proposed improved method. The results show that the improved method can effectively reconstruct the current and improve the steady-state performance of the system.

Key words: bus bar current; phase current reconstruction; pulse shifting; single current sensor; current signal sampling; vector composing

附录 A

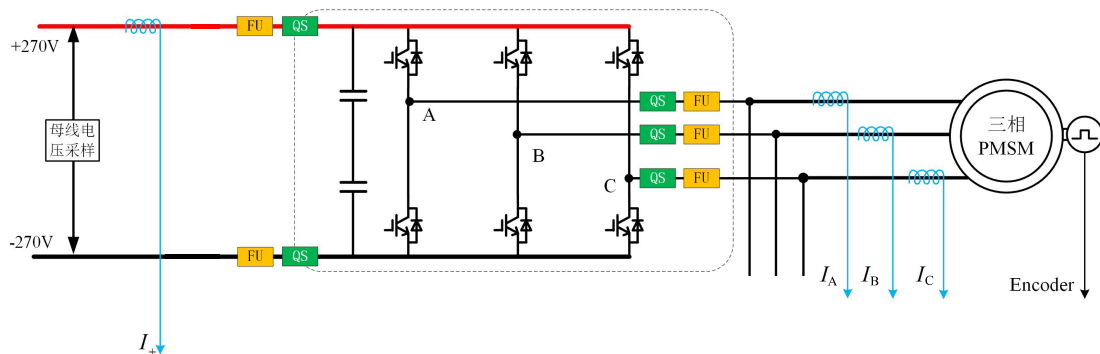


图 A1 永磁同步电机驱动系统

Fig.A1 Permanent magnet synchronous motor drive system

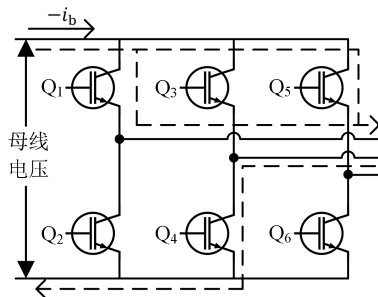


图 A2 开关管状态代号为(1,0,1)时的电流路径

Fig.A2 Current path of switch tube with status code (1,0,1)

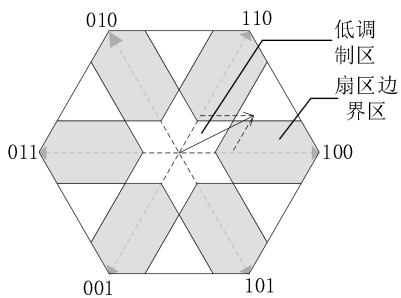
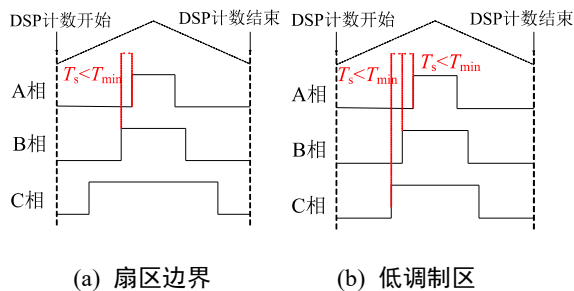


图 A3 电压矢量合成图

Fig.A3 Voltage vector synthesis diagram



(a) 扇区边界

(b) 低调制区

图 A4 无法满足最小采样时间要求的 2 种情况

Fig.A4 Two cases in which minimum sampling time requirement cannot be met

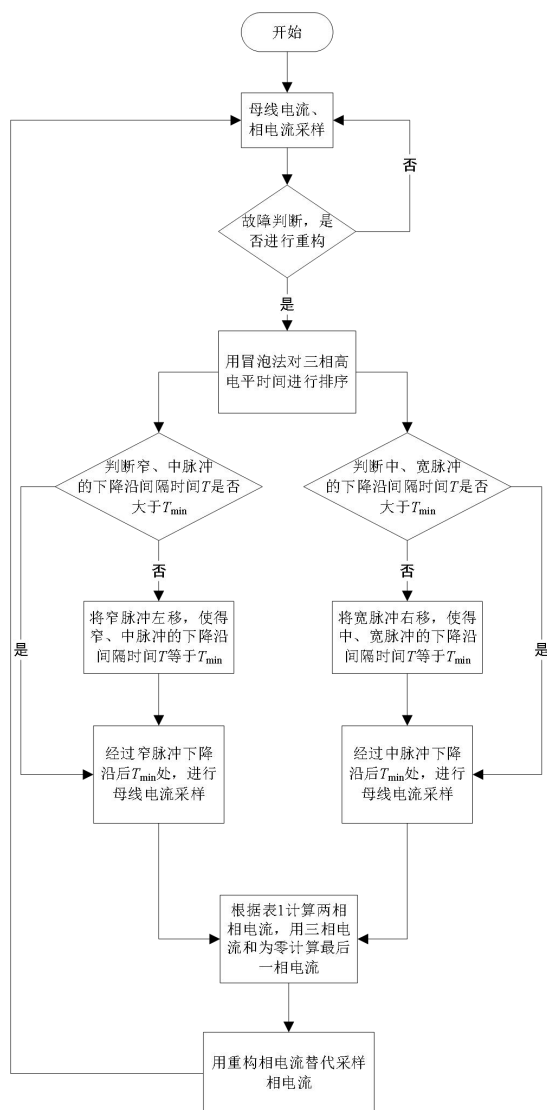


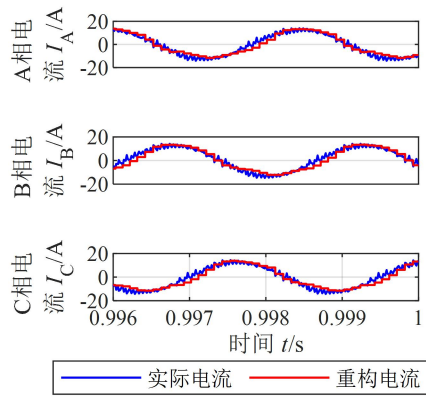
图 A5 改进脉冲移位法流程图

Fig.A5 Flowchart of improved pulse shifting method

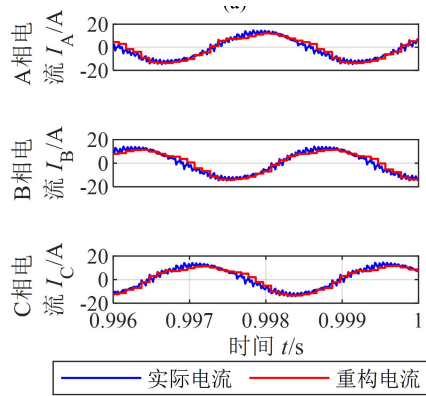
表 A1 仿真模型的部分参数

TableA1 Partial parameters of simulation model

参数	数值
仿真步长 T_{s0}	10^{-6}
控制周期 T_0	10^{-3}
母线电压 V_{dc}	540
Solver(Simulink 解算器)	Ode45(Dorman-Prince)
额定功率/kW	10
额定转速/(r·min ⁻¹)	6000
转子转动惯量/(kg·m ²)	0.015
直轴电感/mH	0.61
交轴电感/mH	1.82
直流相电阻/mΩ (20°C)	82.4
转子极对数	4
永磁磁链/Wb(20°C)	0.09
线反电动势 RMS 值/V	46.23



(a) 传统方法



(b) 改进方法

图 A6 故障前后的三相电流实际值与测量值

Fig.A6 Actual value and measured value of three-phase current before and after fault

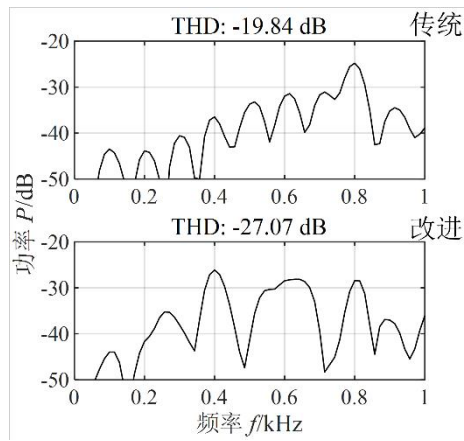


图 A7 电磁转矩 FFT 分析

Fig.A7 FFT analysis of electromagnetic torque

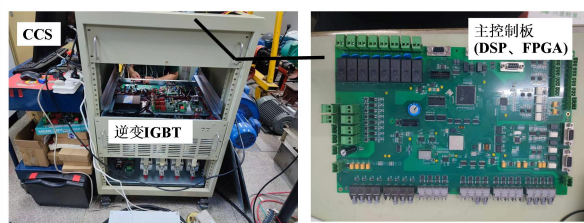


图 A8 实验平台及控制电路板

Fig.A8 Experimental platform and control circuit board

表 A2 永磁同步电机的部分参数

Table A2 Partial parameters of permanent magnet synchronous motor

参数	数值
额定转速/(r·min ⁻¹)	6000
额定功率/kW	10
直流母线电压/V	540
直轴电感/mH	0.61
交轴电感/mH	1.82
转子极对数	4
转动惯量/(kg·m ²)	0.015

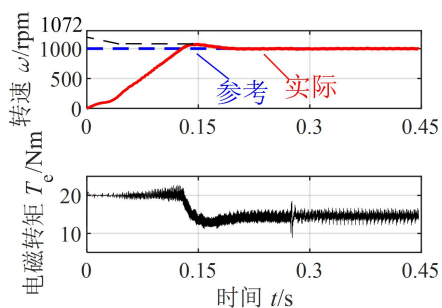


图 A9 采用改进脉冲移位法后的电机指标

Fig.A9 Motor index after adopting improved pulse shifting method