文章编号:1674-2974(2024)10-0145-09 DOI:10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2024208

一种高调制比单电阻采样三相电流重构策略

胡亚山†,汪涛 ,刘理 ,劳振图
(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘 要:为了减小空间电压矢量合成区域内的电流不可观测区域,提升输出电压调制比,提出一种高调制比单电阻采样三相电流重构策略.该策略根据开关状态和实际硬件采样延时的不同将开关状态相移过程分为3个阶段,分别进行不同开关状态相移处理,在不改变原有电路拓扑的情况下提升了输出电压调制比.该策略在一个脉宽调制(Pulse Width Modulation,PWM)周期的前半周期内完成电流采样,后半周期实现电流重构,而且能充分利用零矢量的导通时间,减小电流不可观测区域,实现三相电流的完整重构.仿真和实验验证了该策略的可行性和有效性.

关键词:三相电流重构;单电阻采样;开关状态相移;电压调制比;脉宽调制
中图分类号:TM464 **文献标志码**:A

A Strategy of Three-phase Current Reconstruction for Single Resistor Sampling with High Modulation Ratio

HU Yashan†, WANG Tao, LIU Li, LAO Zhentu
(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: To reduce the current unobservable region within the spatial voltage vector synthesis region and increase the output voltage modulation ratio, a strategy of three-phase current reconstruction for single resistor sampling with high modulation ratio is proposed. The switching state phase shift process is divided into three stages according to the difference between the switching state and actual hardware sampling delay, and the process with difference switches is carried out, which increases the output voltage modulation ratio without any modification of the original circuit topology. The currents are sampled during the first half Pulse Width Modulation (PWM) period and reconstructed in the second half PWM period. Meanwhile, it fully utilizes the turn-on time of the zero vector, reduces the unobservable area, and realizes the complete reconstruction of the three-phase current. Finally, the feasibility and effectiveness of the strategy are verified by simulations and experiments.

Key words: three-phase current reconstruction; single resistor sampling; switching state phase shift; voltage modulation ratio; pulse width modulation

---

* **收稿日期**:2023-10-31
基金项目:湖南省自然科学基金资助项目(2023JJ30133), Natural Science Foundation of Hunan Province(2023JJ30133)
作者简介:胡亚山(1982—),男,湖北荆州人,湖南大学副教授,博士生导师
† 通信联系人,E-mail: huyashan@hnu.edu.cn

传统相电流采样方案是采用三个电流传感器对三相电流同时采样,或者在三相电流和为零的前提条件下同时采样两相电流.母线侧单电阻采样方案则是在一个脉宽调制(Pulse Width Modulation,PWM)周期内,在有效基本电压矢量的作用时间内对母线电流进行采样,结合PWM开关状态,重构出三相电流[1-4].基于母线侧单电阻采样的三相电流重构技术能减小驱动系统的体积,降低成本,适用于一些低成本的电机控制场合,在工业、自动化控制领域均得到了广泛的应用[5-8].

单电阻采样电流重构方案中,在理想情况下,即使有效基本电压矢量的作用时间很短,也可以实现采样.然而在实际硬件系统中,由于开关切换暂态过程以及模数转换时间等因素,存在由硬件决定的能够进行正确电流采样的最小采样时间,若在某些情况下有效基本电压矢量的作用时间小于最小采样时间,将导致无法重构出三相电流[9-11].

为了解决PWM周期内有效基本电压矢量作用时间太短导致电流无法重构的问题,学者们提出了许多方法[12-16].黄科元等[12]和王文杰等[13]采用的方法是在一个开关周期中插入一个测量矢量,并在测量矢量持续时间内对电流进行采样,电流采样点位于插入的测量矢量作用时间的中心点.该方法在保证相电压输出不变的同时,实现测量矢量的插入,但是该方法未能充分利用零矢量的作用时间,使得输出电压调制比不高,并且测量矢量的插入使得逆变器在一个周期内的开关次数增加,增大了开关损耗.储剑波等[14]采用传统的七段式空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation,SVPWM)开关状态相移法,该方法遵循"前半周期移动,后半周期补偿原则".Gu等[15]通过饱和处理将PWM开关状态中两相电平整体右移来提升电压利用率,使得输出电压调制比得到进一步提升.该方法缺点在于依然未能充分利用零矢量的作用时间,使得输出电压调制比受到一定限制.

为了充分利用零矢量的作用时间,进一步提高输出电压调制比,马鸿雁等[16]提出了一种在高调制比情况下采用"五段式"矢量合成的方法,使得构造的有效基本矢量导通时间大于实际所需最小采样时间.理论上,该方法能完全利用零矢量$\boldsymbol{V}_0(000)$和$\boldsymbol{V}_7(111)$的导通时间,最大限度地提高输出电压调制比.但是由于两个电流采样点分别处于PWM周期的前、后半个周期,使得电流重构及矢量控制程序运算的时间不固定.当电压调制比较高时,会出现矢量控制程序运行时间不足及不同步的问题.

本文基于传统七段式SVPWM开关状态相移法,提出了一种高输出电压调制比的单电阻采样三相电流重构策略,在保证三相电流完整重构的前提下,提升了输出电压调制比.该策略在不改变电路拓扑结构的情况下,能充分利用零矢量的导通时间,减小电流不可观测区域.该策略在前半周期进行两相电流采样,在后半周期进行电流重构运算及矢量控制,保证数字信号处理程序有固定的最大运行时间,便于开发实现,而且不会造成开关损耗的增大.

1 传统单电阻采样电流重构原理

1.1 相电流重构的基本原理

可以认为三相阻感负载的相电流在PWM的一个周期内近似保持不变,直流侧母线电流与相电流的关系由三相逆变器开关状态决定.传统SVPWM调制策略中,在每个PWM周期内,参考电压矢量由相邻的两个基本电压矢量和零矢量来合成,在基本电压矢量作用时通过母线电流采样可分别获得其中两相的电流值.图1为基本电压矢量为$\boldsymbol{V}_4(100)$时电流通路,此时直流母线侧为A相电流.

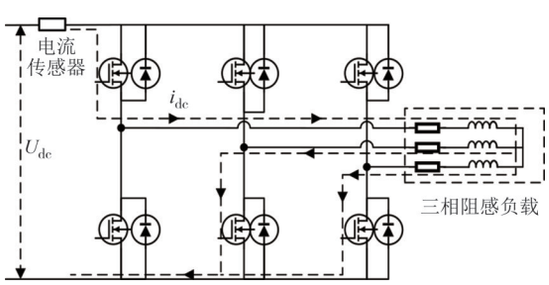


图1 基本电压矢量为$\boldsymbol{V}_4(100)$时电流通路

Fig.1 Current path when the basic voltage vector is $\boldsymbol{V}_4(100)$

基本电压矢量与母线电流的关系如表1所示,在采样获得两相电流后通过基尔霍夫电流定律计算得到第三相的电流值.

表1 基本电压矢量与母线电流的关系

Tab.1 The relationship between the basic voltage vector and the DC bus current

基本电压矢量	母线电流	基本电压矢量	母线电流
$\boldsymbol{V}_4(100)$	i_A	$\boldsymbol{V}_5(101)$	$-i_B$
$\boldsymbol{V}_3(011)$	$-i_A$	$\boldsymbol{V}_1(001)$	i_C
$\boldsymbol{V}_2(010)$	i_B	$\boldsymbol{V}_6(110)$	$-i_C$

图2为传统单电阻电流采样示意图.由于开关切换暂态过程以及模数转换时间等因素,两个基本电压矢量[图2中采样点1 $\boldsymbol{V}_4(100)$、采样点2 $\boldsymbol{V}_6(110)$]的导通时间必须大于实际硬件最小采样时间 $T_{\min,\mathrm{real}}$ 才能采到正确的相电流.

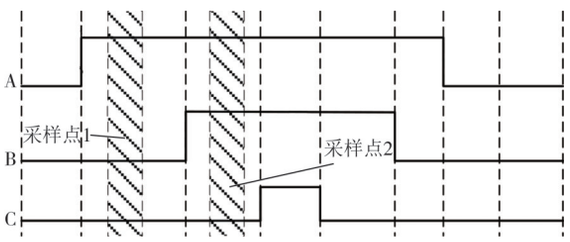


图2　传统单电阻电流采样示意图

Fig.2　Schematic diagram of traditional single resistor current sampling

使用传统SVPWM调制策略时,单电阻采样无法重构三相电流的区域,电流采样盲区示意图如图3所示,可以分为以下2种:①参考电压矢量处于低调制比区域,此时参考电压矢量的幅值较小,两个基本电压矢量作用时间均小于 $T_{\min,\mathrm{real}}$,这种情况一般在电压调制比较低时出现;②参考电压矢量处于扇区边界区域,两个基本电压矢量中有一个基本电压矢量作用时间大于 $T_{\min,\mathrm{real}}$,而另外一个基本电压矢量的作用时间小于 $T_{\min,\mathrm{real}}$,这种情况一般发生在参考电压矢量接近扇区边界区域.

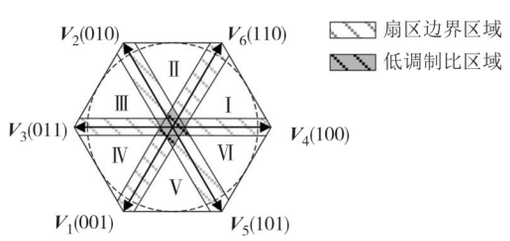


图3　电流采样盲区示意图

Fig.3　Schematic diagram of current sampling unobservable area

传统的开关状态相移方法是把前半个PWM周期内的零矢量一部分作用时间分给有效基本电压矢量,在后半周期补偿作用时间相同、方向相反的有效基本电压矢量,即“前半周期移动,后半周期补偿”[14-15,17].但是随着电压调制比升高,在输出电压高调制区域内零矢量的作用时间减少,会出现PWM相移后前半个PWM内有效基本电压矢量的作用时间仍然小于实际硬件最小采样时间 $T_{\min,\mathrm{real}}$,无法在一个PWM周期内对三相电流进行重构,此时输出电压调制比将受到限制.下面对高调制比下参考电压矢量合成过程进行分析,并详细说明传统单电阻采样三相电流重构算法存在的问题.

1.2　高调制比下电流重构问题分析

在采用传统单电阻电流采样方案处理后电流采样盲区示意图如图4所示.图4中白色区域内的低调制比区域以及部分扇区边界区域已实现正常采样,灰色区域表示的是电流不可观测的区域;图4中六边形内切圆(外圆)表示调制比为1的电压矢量圆.在保证电流完整重构的前提条件下,要想提高电压调制比,则需要进一步解决图4中灰色区域无法采样的问题.

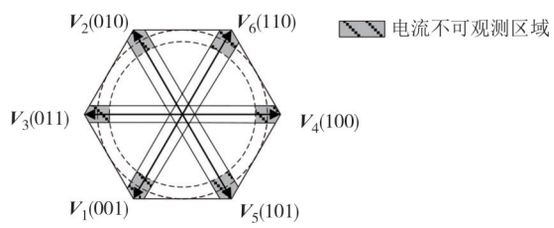


图4　传统单电阻电流采样方案处理后电流采样盲区示意图

Fig.4　Schematic diagram of current sampling unobservable area after processing with traditional single resistance current sampling scheme

合成电压矢量示意图如图5所示.假设有一参考电压合成矢量 $\boldsymbol{V}_S$,由基本电压矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$、$\boldsymbol{V}_6(110)$合成.由于矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$导通时间太短,故无法采到正确的电流.

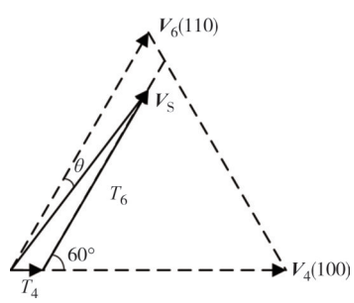


图5　合成电压矢量示意图

Fig.5　Schematic diagram of synthesized voltage vector

直流侧电源电压为 U_{dc},基本电压矢量幅值为 $2U_{\mathrm{dc}}/3$,假定输出电压调制比为 M,则合成矢量 $\boldsymbol{V}_S$ 的幅值为 $M(U_{\mathrm{dc}}/\sqrt{3})$,由三角形边角关系可得:

$$\frac{T_4}{\sin\theta}=\frac{T_6}{\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right)}=\frac{M\frac{\sqrt{3}}{2}T_{\mathrm{pwm}}}{\sin\frac{2\pi}{3}} \tag{1}$$

式中:T_4、T_6 分别表示基本电压矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$、$\boldsymbol{V}_6(110)$的导通时间;θ 为合成矢量 $\boldsymbol{V}_S$ 与邻近基本电压矢量 $\boldsymbol{V}_6(110)$之间的夹角,取值范围为 $[0,\pi/6]$;M 取0~

1.15;T_{pwm}为PWM开关周期.在获得基本电压矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)、 $\boldsymbol{V}_6$(110)的导通时间后,零矢量的导通时间T_0为:

$$T_0 = T_{pwm} - T_4 - T_6 \tag{2}$$

由式(1)和式(2)可得:

$$\begin{cases} T_6 = MT_{pwm}\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_4 = MT_{pwm}\sin\theta \\ T_0 = \left(1 - \sin\left(\dfrac{\pi}{3} + \theta\right)M\right)T_{pwm} \end{cases} \tag{3}$$

由式(3)可知,当电压调制比较低时,基本电压矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)、$\boldsymbol{V}_6$(110)的导通时间较短,零矢量的导通时间长.在采用传统的开关状态相移后,电流能够实现完整重构;但是当电压调制比较高时,零矢量的导通时间短,在采用传统开关状态相移处理时,零矢量导通时间不足,即使采用相移处理后,仍然无法进行电流采样,会出现电流重构死区.

2 单电阻采样电流重构策略

为了进一步提升输出电压调制比,本文提出了一种高输出电压调制比的单电阻采样三相电流重构策略.以图5中参考电压矢量$\boldsymbol{V}_S$为例,对其进行3个阶段的相移处理并对相移过程进行分析.假定实际硬件最小采样时间$T_{min,real}$为8 μs,PWM开关周期T_{pwm}为100 μs.

2.1 第1阶段

在不进行开关状态相移处理时,基本电压矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间短,无法实现三相电流的正常重构.为了延长矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间,将SVPWM三相电平中A相高电平的上升沿和下降沿左移$T_{min1*}-T_4/2$,使得相移后矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间变为T_{min1*},T_{min1*}表示第1阶段相移处理后满足调制比M=1时三相电流完整重构的电流采样最小时间窗口.第1阶段相移示意图如图6所示,虚线代表相移前的开关状态,实线代表相移后的开关状态.

在第1阶段,A相高电平所能左移的极限是使A相的上升沿移至PWM周期最左侧,此时矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间已变为$T_0/4+T_4/2$,因此,若第1阶段相移中实现三相电流完整重构,$T_{min,real}$应满足:

$$T_{min,real} \leqslant \left(\frac{T_4}{2} + \frac{T_0}{4}\right)_{min} \tag{4}$$

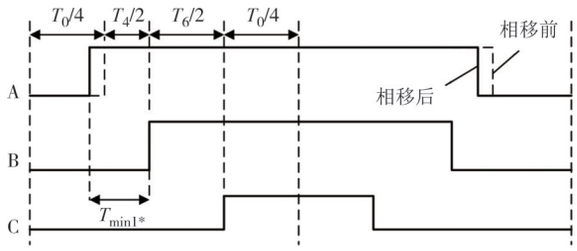


图6 第1阶段相移示意图

Fig.6 Schematic diagram of switching phase shift in the first stage

已知PWM开关周期T_{pwm}=100 μs,令输出电压调制比M=1,以角度θ为X轴,矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间为Y轴作图,如图7所示.

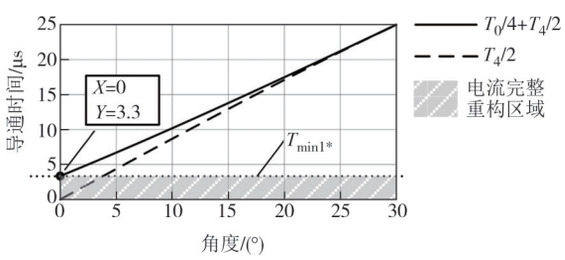


图7 第1阶段最大导通时间示意图

Fig.7 Schematic diagram of maximum on-time in the first stage

从图7中可以看出,当不采用第1阶段相移处理时,矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间$T_4/2$在θ接近零时也趋近于零;而采用第1阶段相移后,在θ接近零时矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)至少有3.3 μs的导通时间.

当$T_{min,real}$≤3.3 μs时,仅采用第1阶段的PWM开关状态相移处理,能在输出电压调制比小于1时实现三相电流正常重构;当$T_{min,real}$>3.3 μs则需要将调制比M变小才能保证三相电流正常重构.当θ取值范围为[0,π/6]时,$T_0/4+T_4/2$为单调递增;当θ=0时,$T_0/4+T_4/2$取得最小值.将θ=0代入式(4)可得$T_{min,real}$与调制比M的关系为:

$$\begin{cases} \left(\dfrac{T_4}{2} + \dfrac{T_0}{4}\right)_{min} = \dfrac{T_{pwm}\left(1 - \dfrac{\sqrt{3}}{2}M\right)}{4} \\ T_{min,real} \leqslant \dfrac{T_{pwm}\left(1 - \dfrac{\sqrt{3}}{2}M\right)}{4} \end{cases} \tag{5}$$

将实际硬件最小采样时间$T_{min,real}$=8 μs代入式(5)可算出输出调制比M最大值为0.785.因此,在仅采用第1阶段算法时,当电压调制比M≤0.785时,可以实现完整的三相电流重构;若M>0.785则会出现电

流重构错误.

2.2 第2阶段

为了使M>0.785时仍然能实现完整的三相电流重构,将通过第2阶段PWM开关状态相移处理将矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间增大为$T_{\mathrm{min2*}}$,$T_{\mathrm{min2*}}$表示第2阶段相移处理后满足调制比M=1时三相电流完整重构的电流采样最小时间窗口.在第1阶段相移达到极限后,此时A相的上升沿与PWM周期的左侧重合,将SVPWM的三相电平中B相高电平的上升沿和下降沿右移,使得矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间继续增大,直至满足采样的需求.第2阶段相移示意图如图8所示.

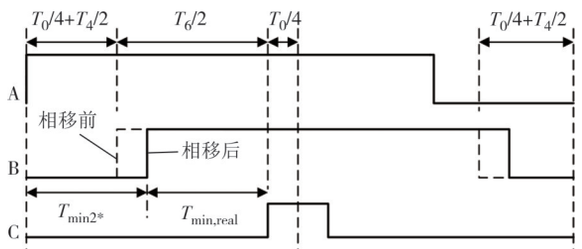


图8　第2阶段相移示意图

Fig.8　Schematic diagram of switching phase shift in the second state

B相高电平在向右平移的过程中存在以下限制:B相的下降沿不能超过PWM的右侧;B相上升沿与C相上升沿之间的矢量$\boldsymbol{V}_6$(110)的导通时间必须保证仍然大于$T_{\mathrm{min,real}}$.下面针对以上限制进行分析.

假设第2阶段B相的下降沿先一步达到边界,并且矢量$\boldsymbol{V}_6$(110)的导通时间仍然大于$T_{\mathrm{min,real}}$,则当B相下降沿右移至右侧边界时,矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间增大为2(T_0/4+T_4/2).从图8可以看出,此时$T_{\mathrm{min,real}}$应当满足:

$$\begin{cases}\dfrac{T_6}{2}-T_{\mathrm{min,real}}\geqslant\left(\dfrac{T_4}{2}+\dfrac{T_0}{4}\right)\\ 2\left(\dfrac{T_4}{2}+\dfrac{T_0}{4}\right)\geqslant T_{\mathrm{min,real}}\end{cases}\tag{6}$$

由式(6)可得:

$$\begin{cases}\left(\dfrac{T_6}{2}-\left(\dfrac{T_4}{2}+\dfrac{T_0}{4}\right)\right)_{\min}\geqslant T_{\mathrm{min,real}}\\ 2\left(\dfrac{T_4}{2}+\dfrac{T_0}{4}\right)_{\min}\geqslant T_{\mathrm{min,real}}\end{cases}\tag{7}$$

已知PWM开关周期T_{pwm}=100 μs,令调制比M=1,以角度θ为X轴,矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间为Y轴作图,如图9所示.

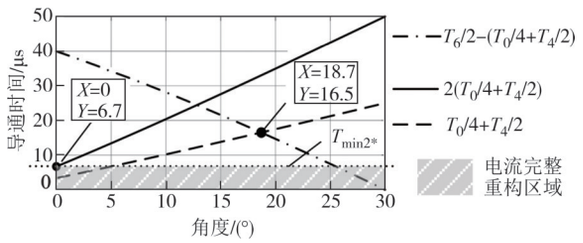


图9　第2阶段最大导通时间示意图

Fig.9　Schematic diagram of maximum on-time in the second stage

从图9中可以看出,当$T_{\mathrm{min,real}}$<16.5 μs时可以分为以下2种情况:

1)当$T_{\mathrm{min,real}}$<T_0/4+T_4/2时,采用第1阶段算法能实现三相电流完整重构.

2)当$T_{\mathrm{min,real}}$>T_0/4+T_4/2时,必定满足B相的下降沿先一步达到右侧边界,且B相上升沿与C相上升沿之间的矢量$\boldsymbol{V}_6$(110)的导通时间大于$T_{\mathrm{min,real}}$,此时可采用第2阶段算法使矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间增大至2(T_0/4+T_4/2).

因此,当$T_{\mathrm{min,real}}$≤6.7 μs时,在采用第2阶段相移处理后,能实现输出电压调制比M小于1时的三相电流正常重构;当6.7 μs<$T_{\mathrm{min,real}}$<16.5 μs时,则需要将调制比M变小才能保证三相电流完整重构.当θ=0时,2(T_0/4+T_4/2)取得最小值,将θ=0代入式(7)可得$T_{\mathrm{min,real}}$与调制比M的关系为:

$$\begin{cases}2\left(\dfrac{T_4}{2}+\dfrac{T_0}{4}\right)_{\min}=\dfrac{T_{\mathrm{pwm}}\left(1-\dfrac{\sqrt{3}}{2}M\right)}{2}\\ T_{\mathrm{min,real}}\leqslant\dfrac{T_{\mathrm{pwm}}\left(1-\dfrac{\sqrt{3}}{2}M\right)}{2}\end{cases}\tag{8}$$

将实际硬件最小采样时间$T_{\mathrm{min,real}}$=8 μs代入式(8)可算出调制比M最大值为0.967.在采用第2阶段算法处理后,当电压调制比M≤0.967时可以实现完整的三相电流重构;若M>0.967则会出现电流重构错误.

2.3 第3阶段

为了使M>0.967时仍然能实现完整的三相电流重构,将通过PWM开关状态相移处理将矢量$\boldsymbol{V}_4$(100)的导通时间进一步增大为$T_{\mathrm{min3*}}$,$T_{\mathrm{min3*}}$表示第3阶段相移处理后满足调制比M=1时三相电流完整重构的电流采样最小时间窗口.在经过第2阶段的相移处理后,A相的上升沿与PWM周期的左侧重合,B相的下降沿与PWM周期的右侧重合,如图10所示.

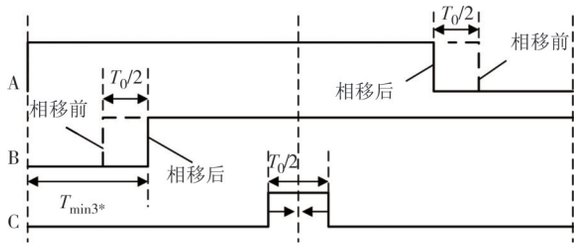


图 10 第 3 阶段相移示意图

Fig.10 Schematic diagram of switching phase shift in the third stage

为了使矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$ 的导通时间继续增大,可以将矢量 $\boldsymbol{V}_6(110)$ 和零矢量 $\boldsymbol{V}_7(111)$ 的导通时间缩短,增加总导通时间相同的矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$ 和 $\boldsymbol{V}_2(010)$,满足改变前后合成矢量不变,即

$$T_0\boldsymbol{V}_6(110)+\frac{T_0}{2}\boldsymbol{V}_7(111)=\frac{T_0}{2}\boldsymbol{V}_6(110)+\frac{T_0}{2}\boldsymbol{V}_4(100)+\frac{T_0}{2}\boldsymbol{V}_2(010) \tag{9}$$

当零矢量 $\boldsymbol{V}_7(111)$ 的导通时间缩短为零时,第 3 阶段矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$ 的导通时间增大到极限,因此在第 3 阶段相移后要想实现电流完整重构,$T_{\min,\mathrm{real}}$ 应满足:

$$\left(2\left(\frac{T_4}{2}+\frac{T_0}{4}\right)+\frac{T_0}{2}\right)_{\min}\geqslant T_{\min,\mathrm{real}} \tag{10}$$

已知 PWM 开关周期 T_{pwm}=100 μs,令调制比 M=1,以角度 θ 为 X 轴,矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$ 的导通时间为 Y 轴作图,如图 11 所示. 在采用第 3 阶段相移算法后,在 θ 接近零时,矢量 $\boldsymbol{V}_4(100)$ 的导通时间可增加至 13.4 μs. 因此,在 $T_{\min,\mathrm{real}}\leqslant$13.4 μs 时,能实现输出电压调制比小于 1 时三相电流完整重构,当 13.4 μs< $T_{\min,\mathrm{real}}$<16.5 μs 时,则需要将调制比 M 变小才能保证三相电流完整重构.

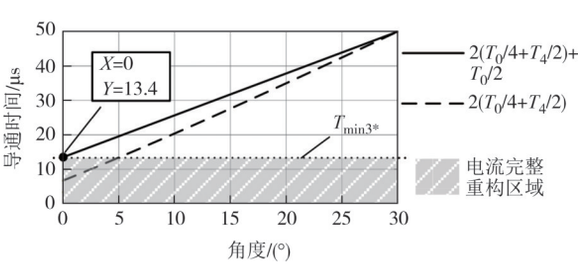


图 11 第 3 阶段最大导通时间示意图

Fig.11 Schematic diagram of maximum on-time in the third stage

同样将 θ=0 代入式(10)可得 $T_{\min,\mathrm{real}}$ 与调制比 M 的关系为:

$$T_{\min,\mathrm{real}}\leqslant T_{\mathrm{pwm}}\left(1-\frac{\sqrt{3}}{2}M\right) \tag{11}$$

将实际硬件最小采样时间 $T_{\min,\mathrm{real}}$=8 μs 代入式(11)可得到调制比 M 最大值为 1.060,所有零矢量的导通时间已被完全利用. 采用第 3 阶段算法后,当电压调制比 $M\leqslant$1.060 时,均可以实现完整的三相电流重构.

2.4 小 结

下面将对 3 个阶段相移处理之后的结果进行对比和分析,3 个阶段开关相移对比如表 2 所示.

表 2 3个阶段开关相移对比

Tab.2 Comparison among the three stages of switching phase shift

相移阶段	当 M=1 时给定采样窗口取值/μs	$T_{\min,\mathrm{real}}$=8 μs 时最大输出电压调制比 M
1	0~3.3	0.785
2	0~6.7	0.967
3	0~13.4	1.060

相较于传统开关状态相移处理(第 1 阶段),第 3 阶段的相移处理能够在相同硬件条件下实现完整电流采样的最大输出电压调制比 M 由 0.785 提升至 1.060. 以实际硬件最小采样时间 $T_{\min,\mathrm{real}}$ 为 X 轴,实现完整电流采样的最大电压调制比 M 为 Y 轴,绘制出经过 3 个阶段的相移处理后对应阶段的最大电压调制比曲线,如图 12 所示. 在提升最大电压调制比 M 的同时,实现电流完整重构的区域也得到了增大,如图 13 所示. 但是,在逐个阶段进行开关状态相移处理的同时,原来的七段式 SVPWM 会被改变为五段式 SVPWM,电流中高次谐波含量增大[4,18]. 因此,应当根据实际硬件最小采样时间 $T_{\min,\mathrm{real}}$ 选择相应的相移处理阶段,在满足三相电流完整重构的条件下减少高次谐波的引入.

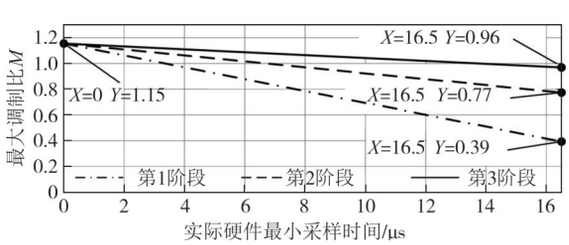


图 12 在不同阶段最大调制比与实际硬件最小采样时间关系

Fig.12 Relation between maximum modulation ratio and actual hardware minimum sampling time in different stages

综上所述,本文提出的单电阻采样三相电流重构策略能有效提升最大电压调制比,减小电流的不可观测区域,大大提升输出电压调制比. 下面将通过

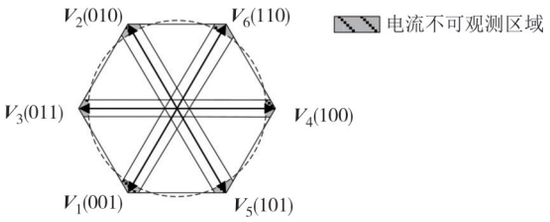


图 13　改进的电流重构算法处理后电流采样盲区示意图

Fig.13　Schematic diagram of current sampling unobservable area after processing by improved current reconstruction algorithm

仿真和实验来验证该算法的可行性和有效性.

3　仿真与实验

3.1　仿真验证

为了验证该单电阻采样三相电流重构策略的可行性,在 MATLAB/Simulink 平台上进行了仿真验证,控制周期 T_{pwm} 设为 100 μs,实际硬件最小采集时间 $T_{min,real}$ 设为 6.4 μs. 当采用传统开关状态相移策略进行三相电流重构时,实际电流与重构电流仿真对比(改进算法前)如图 14 所示.由图 14 可知,在低调制比区域,能够实现正常电流重构;随着调制比升高,输出电压变大,电流重构时出现了错误.由此可见,传统开关状态相移法在调制比较低时能消除电流重构错误,但是在调制比较高时出现不可观测区,导致电流重构出现错误.

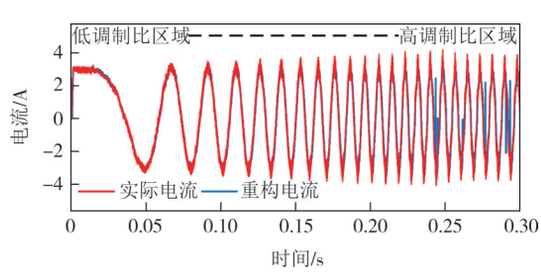


图 14　实际电流与重构电流仿真对比(改进算法前)

Fig.14　Comparison of actual current and reconstructed current in simulation (without proposal)

当采用本文提出的开关状态相移策略第 3 阶段相移处理时,实际电流与重构电流仿真对比(改进算法后)如图 15 所示.由图 15 可知,当调制比处于低调制比区域时能够实现正常电流重构,在高调制比区域中重构电流波形也始终正常,所以本文提出的开关状态相移策略能够完整地实现相电流重构.

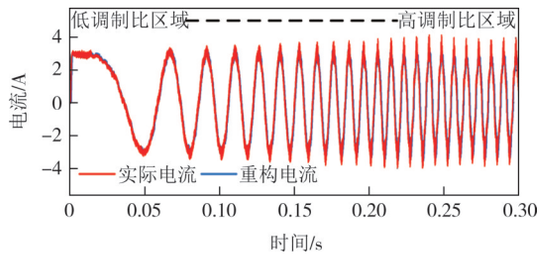


图 15　实际电流与重构电流仿真对比(改进算法后)

Fig.15　Comparison of actual current and reconstructed current in simulation (with proposal)

3.2　实验结果与分析

为进一步验证所提出方法的有效性,搭建了实验平台并进行了实验验证,如图 16 所示.实验采用控制芯片为数字信号处理器(DSP)TMS320F28035 的控制板和驱动板一套,控制周期 T_{pwm}=100 μs. 控制板和驱动板电路上的实际硬件最小采样时间 $T_{min,real}$ 经测试为 6.4 μs. 控制器在 PWM 的前半周期进行两相电流采样,后半周期进行三相电流重构并计算下一周期寄存器值.电流波形的测量方法是使用电流钳与示波器对相电流进行测量,然后观察上位机重构电流波形和示波器采样的波形.

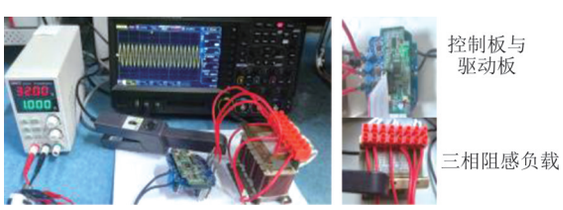


图 16　实验平台

Fig.16　Experimental platform

由于实际硬件最小采样时间为 6.4 μs,PWM 控制周期为 100 μs,根据第 2 节中公式计算第 1 阶段最大电压调制比 M 为 0.87;第 2 阶段最大电压调制比 M 为 1.00;第 3 阶段最大电压调制比 M 为 1.08. 下面通过比较电流重构波形与实际电流波形来验证本文所提出的电流重构策略.

若电压调制比为 0.50,此时调制比较低,仅有第 1 阶段的传统开关状态相移法起作用,电流重构波形如图 17 所示,由图 17 可以发现,电流重构效果良好,并未出现电流重构错误.

若电压调制比为 0.90,仅采用第 1 阶段的传统开关状态相移法时,电流重构波形如图 18 所示,可以发现当调制比较高时传统开关状态相移法重构的电流出现明显错误.若电压调制比为 0.90 且采用重构

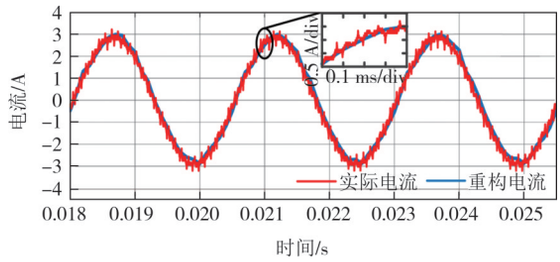


图 17 当 M=0.50 时实际电流与重构电流实验对比
(仅使用第 1 阶段算法处理)

Fig.17 Comparison of the actual current and reconstructed current in the experiment for M=0.50 (with algorithm only in the first stage)

策略的第 2 阶段相移处理,得到的电流重构波形如图 19 所示.由图 19 可以发现,重构策略的第 2 阶段相移处理能够实现相电流完整重构.

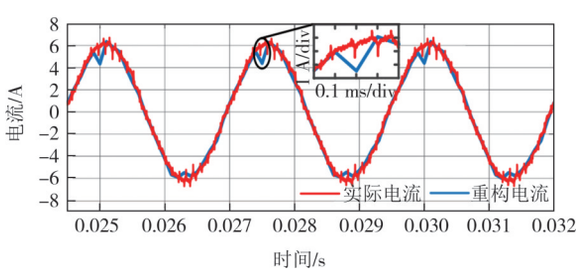


图 18 当 M=0.90 时实际电流与重构电流实验对比
(仅使用第 1 阶段算法处理)

Fig.18 Comparison of the actual current and reconstructed current in the experiment for M=0.90 (with algorithm only in the first stage)

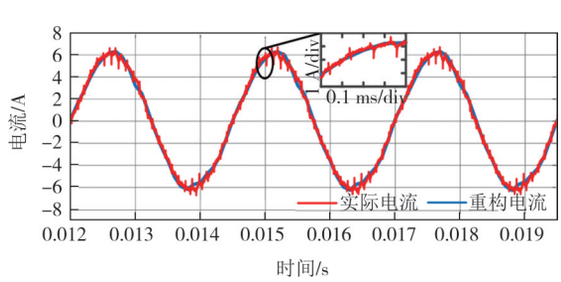


图 19 当 M=0.90 时实际电流与重构电流实验对比
(使用第 2 阶段算法处理)

Fig.19 Comparison of the actual current and reconstructed current in the experiment for M=0.90 (with algorithm in the second stage)

当电压调制比为 1.07,仅采用重构策略的第 2 阶段相移处理时,电流重构波形如图 20 所示.由图 20 可见,随着电压调制比提高至 1.07,第 2 阶段相移处理无法实现电流正常重构.当电压调制比为 1.07 且采用重构策略的第 3 阶段相移处理后,电流重构波形如图 21 所示,此时图 20 中电流重构错误已消除.

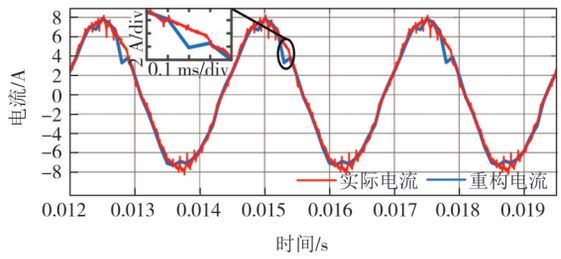


图 20 当 M=1.07 时实际电流与重构电流实验对比
(使用第 2 阶段算法处理)

Fig.20 Comparison of the actual current and reconstructed current in the experiment for M=1.07 (with algorithm in the second stage)

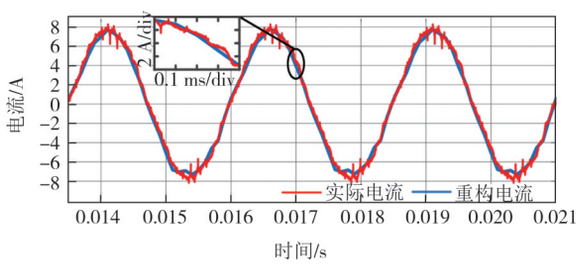


图 21 当 M=1.07 时实际电流与重构电流实验对比
(使用第 3 阶段算法处理)

Fig.21 Comparison of the actual current and reconstructed current in the experiment for M=1.07 (with algorithm in the third stage)

由上述实验结果和分析可得,本文提出的三相电流重构策略能有效地提升电压调制比,减小电流不可观测区域.

4 结 论

本文针对传统单电阻采样三相电流重构算法在高输出电压调制比情况下,无法实现三相电流完整重构的问题,提出了一种高输出电压调制比的单电阻采样三相电流重构策略.通过对合成电压矢量过程中各基本电压矢量的导通时间进行建模与分析,将七段式 SVPWM 开关状态相移过程分为 3 个阶段,分别建立了最小采样时间窗口与输出电压调制比和 PWM 开关状态之间的关系.所提出的策略在前半周期进行两相电流采样,后半周期进行数字信号处理,确保程序有固定的最大执行时间.同时能充分利用零矢量的导通时间,在不改变原有电路拓扑结构的情况下,提升母线电压利用率,减小电流不可观测区域,仿真和实验验证了该方法的可行性和有效性.

参考文献

[1] WANG G L, CHEN F F, ZHAO N N, et al. Current reconstruction considering time-sharing sampling errors for single DC-link shunt motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5760-5770.

[2] LU J D, HU Y H, LIU J L. Analysis and compensation of sampling errors in TPFS IPMSM drives with single current sensor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3852-3855.

[3] WANG W J, YAN H, XU Y X, et al. New three-phase current reconstruction for PMSM drive with hybrid space vector pulsewidth modulation technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 662-673.

[4] 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):5164-5175.
ZHENG Y M, ZHANG J Z. A single DC-link current sensor drive technology of three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5164-5175. (in Chinese)

[5] 高强,刘桂花,王卫,等. 一种永磁同步压缩机三相电流重构方法[J]. 电机与控制学报,2009,13(2):267-271.
GAO Q, LIU G H, WANG W, et al. Method to three-phase current reconstruction of PMSM compressor[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(2): 267-271. (in Chinese)

[6] 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 Y P, LIU D, WANG Y F, et al. Phase current reconstruction of error self-calibration random pulse width modulation [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(9): 108-118. (in Chinese)

[7] 申永鹏,王前程,王延峰,等. 直流母线单电流传感器零点漂移误差自校正策略[J]. 电机与控制学报,2023,27(7):133-142.
SHEN Y P, WANG Q C, WANG Y F, et al, Self-correction strategy of zero-point drift error of DC bus single current sensor[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(7): 133-142. (in Chinese)

[8] HAN J, SONG J H. Phase current-balance control using DC-link current sensor for multiphase converters with discontinuous current mode considered [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4020-4030.

[9] 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 (ECCE), October 11-15, 2020. Detroit, MI, USA: IEEE, 2020: 2649-2655.

[10] SUN Q G, ZHU X L, NIU F. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on new sliding mode observer with single resistor current reconstruction[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2022, 6(4): 378-383.

[11] WANG H C, ZHANG Y, WEI H F, et al. Research on phase current reconstruction with single current sensor using vector pulse interpolation method [C]//2020 IEEE 3rd International Conference on Electronics Technology (ICET), May 8-10, 2020. Chengdu, China: IEEE, 2020: 161-165.

[12] 黄科元, 伍瑞泽, 黄守道, 等. 单电阻采样的永磁同步电动机相电流重构策略[J]. 电力系统及其自动化学报,2018,30(9): 114-120.
HUANG K Y, WU R Z, HUANG S D, et al. Phase current reconstruction strategy for PMSM using one-shunt current sampling[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(9): 114-120. (in Chinese)

[13] 王文杰,闫浩,邹继斌,等. 基于混合脉宽调制技术的永磁同步电机过调制区域相电流重构策略[J]. 中国电机工程学报,2021,41(17):6050-6059.
WANG W J, YAN H, ZOU J B, et al. Phase current reconstruction strategy of PMSM under overmodulation mode based on a hybrid space vector pulse width modulation technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(17): 6050-6059. (in Chinese)

[14] 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 J B, HU Y W, HUANG W X, et al. Phase current sampling reconstruction for inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(1): 111-117. (in Chinese)

[15] GU Y K, NI F L, YANG D P, 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] 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.
MA H Y, SUN K, WEI Q, et al. Phase current reconstruction method for PWM inverter and error analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26 (1): 108-114. (in Chinese)

[17] 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 H F, LU Y R, JIANG T Y, et al. Single resistor sampling reconstruction of permanent magnet synchronous motor considering non-observation area compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2695-2702. (in Chinese)

[18] LU H F, CHENG X M, QU W L, et al. A three-phase current reconstruction technique using single DC current sensor based on TSPWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1542-1550.