DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2013.04.017

# 基于单电阻的变频压缩机相电流重构方法\*

李 岳,徐 鸣,黄跃进, 顾江萍,沈 希\* (浙江工业大学 机械工程学院, 浙江 杭州 310014)

**摘要:**为了提高直流变频压缩机的控制效率,降低运行成本,需要对其电动机的定子相电流的精确采样。针对电机三相相电流与直流母线电流及逆变器开关状态的关系,结合压缩机电机的数学模型,采用了一种基于单电阻采样母线电流的电机相电流重构方法。 首先,结合永磁同步电机(PMSM)的数学模型,对单电阻电流采样重构三相电流技术及其难点进行了原理上的分析;然后,在空间矢量PWM调制过程中的中、高频调制区的非观测区域采用了预测状态观测器的数学方法,正确、有效地完成了三相电流的重构;最后, 基于STM32芯片设计了一套无传感器直流变频压缩机控制的平台。实验结果表明,该方法能够实现正确重构相电流,在低成本的变频冰箱领域具有很高的实际应用价值。

关键词:变频压缩机;矢量控制;单电阻测量;相电流重构;永磁同步电机 中图分类号:TM925;TH45;TB657 文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2013)04-0454-05

## Study on phase current reconstruction of inverter compressor based on single-resistor sampling

LI Yue, XV Ming, HUANG Yue-jin, GU Jiang-ping, SHEN Xi

(College of Mechanical Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China)

Abstract: In order to improve the control efficiency of the DC inverter compressor and reduce cost, the phase current of motor stator should be sampled. Aiming at the relationship between the motor three-phase current, DC bus current and inverter switch states, three-phase current reconstruction using only a single-resistor in the inverter DC link was proposed. Firstly, based on the mathematical model of permanent magnet synchronous motor (PMSM), the key technology and difficulties in reconstructing three-phase current by single-resistor sensor were analyzed. Then, a mathematical method of using predictive state observer to the non-observable regions of the middle and high frequency modulation region in the process of space vector PWM modulated was adopted. The three-phase current was constructed effectively and accurately. Finally, based on STM32 chip, a system of senseless DC inverter compressor control was designed. The hardware circuit of the single-resistor sensor was given. The results indicate that this method can correctly reconstruct the phase current and has a high practical value in the field of low-cost frequency conversion refrigerator.

Key words: inverter compressor; vector control; single-resistor current sampling; phase current reconstruction; permanent magnet synchronous motor(PMSM)

0 引 言

近年来,采用磁场定向控制技术(FOC)的直流变 频压缩机驱动技术在变频冰箱、变频空调系统中得到 了广泛的应用。为了实现压缩机电机的高性能控制, 精确地采样定子相电流是至关重要的。目前的采样 方法包括双电阻采样方法和单电阻采样方法。双电 阻采样方式实际上是在三相逆变器下桥臂串联3个采 样电阻进行电流采样。但是该方法不适合下桥臂不 开放的智能功率模块(IPM)的应用场合,而且三电阻

收稿日期: 2012-10-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51076143)

作者简介: 李 岳(1986-),男,山东德州人,主要从事机电一体化技术方面的研究. E-mail:liyue52133@163.com 通信联系人: 沈 希,男,博士,教授,硕士生导师. E-mail:sx@zjut.edu.cn

需要较大的PCB布板面积并造成一定的电路损耗<sup>[1]</sup>。 而单电阻采样法则很好地解决了这些问题。因此单 电阻采样法被广泛研究与应用。

压缩机电动机运行过程中,系统可以对直流母线 电流进行检测,重构三相电流,来实现电流闭环控 制。Green<sup>[2]</sup>首次提出利用母线电流来重构电动机相 电流波形。Lee等<sup>[3]</sup>对单电阻电流重构技术进行了一 系列的研究,并提出了PWM波移相的方法和电流观 测器的方法。储剑波等人<sup>[4]</sup>提出了一种易于DSP实现 的空间矢量移相方法。

本研究拟采用电流观测器的方法,通过对母线电流的采样值和相应的开关量进行分析计算,建立预测电流观测器,从而完成对三相相电流的重构,实现电机电流闭环控制。

1 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机在三相静止坐标系下定子绕组电 压平衡方程如下<sup>[5]</sup>:

$$V_{a} = Ldi_{a}/dt + Ri_{a} + e_{a}$$

$$V_{b} = Ldi_{b}/dt + Ri_{b} + e_{b}$$

$$V_{c} = Ldi_{c}/dt + Ri_{c} + e_{c}$$
(1)

式中: $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ —三相坐标轴定子电压; R—三相绕 阻;  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ —三相相电流; L—三相绕组的电感;  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$ —电压反电动势。

通过 Park 变换可以将三相电流变换到同步旋转 d-q坐标系上。三相电流不一定是对称的或平衡的,但 是它们瞬时的矢量综合一定等于零,即 $i_a+i_b+i_c=0$ ,那 么它们在静止坐标系( $\theta=0$ )下,可以由下面的公式表 示:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{d} \\ \dot{i}_{q} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{vmatrix} \dot{i}_{a} \\ \dot{i}_{b} \\ \dot{i}_{c} \end{vmatrix}$$
(2)

### 2 单电阻采样电流原理及其难点分析

本研究的控制对象为变频压缩机,实质是对永磁 同步电机的控制,其控制方法为空间矢量电压法 (SVPWM),其主要思想为:以三相对称正弦波电压供 电式交流电动机的定子理想磁链圆为参考标准,以三 相逆变器不同开关模式作适当的切换,从而形成PWM 波,以所形成的实际磁链矢量来追踪其准确磁链圆<sup>[6]</sup>。

根据每相下桥臂  $T_2$ 、 $T_4$ 、 $T_6$ 的开关状态,可以产 生 6 组基本的非零空间矢量,即 $V_1(001)$ , $V_2(010)$ ,  $V_3(011)$ , $V_4(100)$ , $V_5(101)$ , $V_6(110)$ 和 2 组零矢量  $V_0(000)$ , $V_7(111)$ <sup>[7]</sup>。而 $T_1$ 、 $T_3$ 、 $T_5$ 的开关状态与 $T_2$ 、  $T_4$ 、 $T_6$  互补。单电阻相电流检测电路如图1所示。在 不同的非零空间矢量作用下逆变器的开关状态不同, 直流母线电流对应的相电流也不同。研究者在使用 非零的基本矢量时,通过采样母线电流 *I*<sub>4</sub>,就可以根据 公式 *i*<sub>4</sub>+*i*<sub>6</sub>+*i*<sub>6</sub>=0,通过逻辑分析分解出各相电流的 值,从而完成对三相电流的重构。母线电流与三相电 流之间的关系如表1所示。



电压矢重	<b></b>
$V_1 = (100)$	$+i_{a}$
$V_2 = (110)$	$-i_{c}^{a}$
$V_3 = (010)$	$+i_{k}$
<b>V</b> <sub>4</sub> =(011)	$-i_a$
$V_5 = (001)$	$+i_{a}$
$V_6 = (101)$	- <i>i</i> ,
$V_7 = (111)$	0
$V_0 = (000)$	0

以第1扇区为例,其SVPWM波形示意图如图2所示。参考电压矢量 $V_{ref}$ 由 $V_1(100)$ , $V_2(110)$ , $V_7(111)$ 和零矢量合成,采用中心对称模式,一个PWM周期被分为7个时间段。在 $V_7(111)$ 和 $V_0(000)$ 作用的3个时间段内,电阻中的电流为0。在其余的时间段,由于PWM为



中心对称模式,电阻中的电流是对称的。当 $V_1(100)$ 作 用时,通过检测母线电流 $I_{de}$ ,可以得到 + $i_a = I_{de}$ ,此时 母线上的电流等于 A 相电流。同理,当 $V_2(110)$ 作用 时,可以得到 C 相的电流 $i_e$ ,那么由 $i_a + i_b + i_e = 0$ 计算 求得 $i_b = -i_a - i_e$ 。

上述方法存在的局限性在于必须有一个最小时间量*T*<sub>min</sub>来确保电阻上的电流被采样到,即:

$$T_{\min} = T_d + T_{\text{Rise}} + T_{ad} \tag{3}$$

式中: $T_a$  — 死区时间,避免上、下桥臂同时导通;  $T_{\text{Rise}}$  — 确保采样前母线电流完全建立需要的稳定时间,这段时间内还包括了IGBT的和驱动电路的延迟时间; $T_{\text{ad}}$  — A/D采样和保持时间。

如果减少了  $T_d$ 、 $T_{Rise}$ 和  $T_{ad}$ ,那么 PWM 信号的持续时间将会减少。也就是说参考电压矢量处于低调制区域或者非可观测区域时,是不可能得到最短时间 $T_{min}$ 的。相电流不可测区域电压矢量图如图 3 所示。



参考电压矢量处于低调制区域的情况如图3(a) 所示,3个桥臂的占空比几乎相同。在这种情况下,7 个子时间段变成3个,在3个时间段中,流过采样电阻 的电流为0。也就意味着当电压矢量进入如图3(b)所 示的阴影区域时,无法采到相电流。

参考电压矢量处于在中、高调制区的情况如图3 (c)所示。在相邻的两个空间矢量扇区的边界区域, 有两个桥臂的占空比几乎相同。在这种情况下,7个 子时间段变成了5个,两个相电流只能准确获得一相 的电流,不能实现三相电流的重构。非观测区域如图 3(d)所示,在6个扇区中,阴影部分表示只有一相电流 可以被测量出,这个区域为非观测区域。以第一扇区 为例,当参考电压矢量进入阴影区域,即非观测区域 区域时,电压矢量 $V_1(100)$ 作用的时间足够长,可以通过母线电流重构获得A相的电流  $+i_a$ 。但是 $V_2(110)$ 作用时间非常短,不能通过采样电流重构获得 $-i_c$ 。

## 3 通过预测状态观测器计算 I<sub>dq</sub>

为了解决上述问题,文献[7]提出了附加矢量的 方法,通过调整一个开关周期内的占空比,获得一个 具有不同相位和幅值的附加矢量来减少零向量的作 用时间,从而使得能够重构相电流的母线电流可以被 采样到。但是这种方法使得PWM产生过程中切换模 式变为不再对称,增加了开关损耗,另外,在利用DSP 处理时不易实现。文献[3]采用了PWM波移相的方 法,将一个PWM周期内占空比最大和最小的对应的 PWM波进行前后平移,来获得足够的采样时间。但是 该方法的局限在于:在高调制区域,非观测区域内零 矢量的作用时间非常小,通过PWM移相后只能准确 获得其中一相的电流值。

本研究采用电流观测器的方法,在中、高调制区 域通过一相的电流值,可以很好地获得相对准确的三 相电流值<sup>[9-10]</sup>。电流观测器的输入量为采样电流与预 测电流的误差和相应的开关量等。输出量则为电机 定子坐标系下的电流*i<sub>d</sub>*,*i<sub>q</sub>*。对式(1)进行整理可得:

$$di_{s}/dt = Ai_{s} + B(V_{s} - e_{s})$$
(4)  
其中:  $s = (d,q)^{T}, i_{s} = (i_{d},i_{q})^{T}, u_{s} = (u_{d},u_{q})^{T}, e_{s} = (e_{d},e_{q})^{T},$   
 $A = \begin{bmatrix} -R/L & 0\\ 0 & -R/L \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1/L & 0\\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \circ$   
对式(4)进行离散化处理可以得到:  
 $i_{s}(n+1) = Fi_{s}(n) + G(V_{s}(n) - e_{s}(n))$ (5)  
其中:

$$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{e}^{ATs} \boldsymbol{I}_2$$
,  $\boldsymbol{G} = \boldsymbol{B}(1 - \boldsymbol{e}^{ATs}) \boldsymbol{I}_2$ 

式中: $T_s$ —采样周期, $I_2$ —二阶单位矩阵。

通过式(5)可以构建一个简单的开环状态观测器,利用实际电流矢量预测下一个采样时刻。但是, 这样做存在着预测误差,只能初步得到电流的估计值 或整流器的参数值。因此,研究者可以定义一个附加 项z,将其与估计值和误差相结合,以得到一个闭环的 电流观测器:

$$\hat{i}_{s}(n+1) = F\hat{i}_{s}(n) + G(V_{s}(n) - e_{s}(n) + z(n))$$
(6)

$$z(n) = k \operatorname{sign}(\hat{i}(n) - i_s(n))$$
(7)

其中:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix}, \ k < 0 \ , \ e_s(n) = 1 - r_s T/L_s$$

式中:T一采样时间。

第4期

且:

$$\operatorname{sign}(\hat{i}(n) - i_{s}(n)) = \begin{cases} 1, \hat{i}(n) - i_{s}(n) > 0\\ 0, \hat{i}(n) - i_{s}(n) = 0\\ 1, \hat{i}(n) - i_{s}(n) < 0 \end{cases}$$

式中: $i_s(n)$  —采样到的电流矢量, $\hat{i}(n)$  —预测的电流 矢量。

则采样电流与预测电流的误差 ε=i(n)-i<sub>s</sub>(n),对 于使用单传感器控制器时,直接获得 i<sub>s</sub>(n) 是不可能 的,只能通过采样母线电流去计算得出。

因此当只有 A 相电流被精确检测到时,补偿差值  $\varepsilon = i_a - \hat{i}_a$ ,  $i_b = \hat{i}_b - \varepsilon/2$ ,  $i_c = \hat{i}_c - \varepsilon/2$ , 而且  $i_a + i_b + i_c = 0$ ,  $\hat{i}_a + \hat{i}_b + \hat{i}_c = 0$ 。

则由公式(5~7),可以得到:

$$\begin{bmatrix} \vec{i}_{a} \\ i_{q} \\ i_{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{i}_{a} \\ (\vec{i}_{b} - \vec{i}_{c}) / \sqrt{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{i}_{a} \\ (\hat{i}_{b} - \hat{i}_{c}) / \sqrt{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{a} \\ \hat{i}_{q} \\ \hat{i}_{q} \end{bmatrix}$$
(8)

当只有 B 相电流被精确检测到时,补偿差值  $\varepsilon = i_b - \hat{i}_b$ ,  $i_a = \hat{i}_a - \varepsilon/2$ ,  $i_c = \hat{i}_c - \varepsilon/2$ 。

则:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{a}^{s} \\ i_{q}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{a} - \varepsilon/2 \\ (\hat{i}_{b} - \hat{i}_{c} + \varepsilon/2)/\sqrt{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3\hat{i}_{a}^{s}/4 - \sqrt{3}i_{q}^{s}/4 - i_{b}/2 \\ \sqrt{3}\hat{i}_{d}^{s}/4 + i_{q}^{s}/4 + \sqrt{3}i_{b}/2 \end{bmatrix}$$
(9)

同理,当只有 C 相电流被精确检测到时,补偿值  $i_a = \hat{i}_a - \varepsilon/2$ ,  $i_b = \hat{i}_b - \varepsilon/2$ 。

则:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{d} \\ \hat{i}_{q}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{a} - \varepsilon/2 \\ (\hat{i}_{b} - \hat{i}_{c} - \varepsilon/2) / \sqrt{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3\hat{i}_{d}^{s}/4 - \sqrt{3}i_{q}^{s}/4 - \hat{i}_{c}/2 \\ -\sqrt{3}\hat{i}_{d}^{s}/4 + \hat{i}_{q}^{s}/4 - \sqrt{3}\hat{i}_{b}/2 \end{bmatrix} (10)$$

本研究基于电机数学模型的电流观测器的估算 电流和实际电流误差,由公式(8~10)建立了电流观测 器,得到了非观测区域的电流值,结合上面得出的可 观测区域的电流值,完成了对三相电流的重构,为转 子位置的检测与闭环控制提供了参考依据。

4 实验结果分析

该实验基于STM32F103RB控制芯片的变频器的 硬件平台。STM32F103RB的A/D转换精度为12位, 最快转换速度为1 MHz。A/D转换的值通过DMA中 断进行平均值计算,能够保证采样数据的稳定性。本 研究采用STM32F103RB内的高级定时器TIM1的4个 通道进行SVPWM的产生和ADC的触发采样。相电流 的ADC转换由PWM4的上升沿触发,可以保证A/D电 流采样和SVPWM输出的同步性。

该实验选取压缩机参数最大电流为3A,极对数为2。逆变器采用SANKEN公司生产的智能功率模块

SLA6805,该模块集成了6个IGBT及其前置驱动、过流保护、死区控制等功能模块。

电流采样电路如图4所示,包括一个放大电路、一 个光耦隔离电路和一个信号调理电路。在电流采样过 程中,STM32内部设置A/D采样时间 $T_{ad}$ 为2.55  $\mu$ s,  $T_{Rise}$ 约为1 $\mu$ s,死区时间 $T_{d}$ 为1.5  $\mu$ s。则为了能够正确的重 构相电流信号,最小检测时间 $T_{min}$ 设置为10 $\mu$ s,同时 这个时间可以根据实际情况进行恰当的增加和减少。



整个系统的参数如表2所示。

表2 系统参数

定子电感 $L_{d}/L_{q}$	输入 电压	母线 电压 /V	负载 电阻 <i>R</i> /Ω	采样 时间 <i>T</i> /µs
64 mH/105 mH	220 V/50 Hz	300	10.6	10

采样电阻上的采样信号经放大调理得到的波形 如图5所示。通过对母线电流采样后计算重构得到的 A相的相电流波形如图6(a)所示。通过示波器实测 得到的电动机 A相电流波形如图6(b)所示。由图6 可以知道,重构的相电流与实际电机的相电流较吻 合,表明相电流重构技术有效。



图5 单电阻上的采样信号

5 结束语

对于无位置传感器的永磁同步压缩机,单电阻检



图6 A相相电流波形

测母线电流并重构三相电流具有成本低、硬件简单、精 度高、易实现等优点。本研究对单电阻电流采样重构 三相电流技术进行了原理上的分析,并针对中、高频 调制区域的非观测区域采用了预测状态观测器的数 学方法。实验结果证实,该方法能够用于正确重构相 电流,对于冰箱领域压缩机的控制具有很高的实际应 用意义。

#### (上接第453页)

- [5] 熊有伦,熊蔡华.机器人多指抓取的研究进展和展望[J]. 华中科技大学学报:自然科学版,2004,32:5-10.
- [6] MARIAPPAN M, JAN S M M, IFTIKHAR M. A Novel approach for classification of underactuated mechanism in myoelectric hand [J]. American Journal of Biomedical Engineering, 2011, 1(1):35–40.
- [7] PONS J L, ROCON E, CERES R, et al. The MA-NUS-HAND Dextrous robotics upper limb prosthesis: Mechanical and manipulation aspects [J]. Autonomous Robots, 2004, 16(2): 143–163.
- [8] 林德龙. 舵机驱动仿生四足机器人设计[J]. 机械,2011, 38(2):66-69.
- [9] 程卫卫,韩建海,陈 捡.下肢行走康复训练机器人机械 结构设计[J].机电工程技术,2011,40(9):77-79.
- [10] MASSA B, ROCCELLA S, CARROZZA M C, et al. Design and Development of an Underactuated Prosthetic Hand

#### 参考文献(References):

- [1] 陈小波,黄文新,胡育文,等. 变频器单电阻电流采样及相 电流[J]. 电气传动,2010,40(8):3-6
- [2] GREEN T C, WILLIAMS B W. Derivation of motor line-current wave forms from the dc-link current of an inverter[J]. Proc. Inst. Elect. Eng, 1989, 136(4):196-203.
- [3] LEE W C, LEE T K, HYUN D S. Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage-source PWM converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(3):491-505.
- [4] 储剑波,胡育文.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.
- [5] HARTANI K, MILOUD Y. Control strategy for three phase voltage source PWM rectifier based on the space vector modulation [J]. Advances in Electrical and Computer Engineering, 2010, 10(3):61-65.
- [6] 高 强,刘桂花. 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.
- [7] 陈小波,胡育文.基于单电阻电流采样的矢量控制算法研 究[J].电气传动,2011,41(5):15-19
- [8] SARITHAAND B, JANAKIRAMAN P A. Sinusoidal three-phase current reconstruction and control using a DC-link current sensor and acurve-fitting observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (5):2657-2664.
- [9] LI Ying, ERTUGRUL N. An Observer-based Three-Phase Current Reconstruction using DC Link Measurement in PMAC Motors[C]//IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. Shanghai: IEEE Press, 2006: 1–5.
- [10] CHI S, WANG X. A Current reconstruction Scheme for Low-Cost PMSM Drives using Shunt Resistorsr[C]//APEC 2007. Benton Harbor:[s.n.],2007:1701-1706.

[编辑:李 辉]

[C]// Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Robotics & Automation, Washington DC: [s.n.], 2002:3374-3379.

- [11] Texas Instruments Incorporated. Selecting the right level-translation solution[M]. Texas Instruments Incorporated, 2004.
- [12] Interlink Electronics Incorporated. Force sensing resistor integration guide and evaluation parts catalog. [EB/OL]. [日期不详]. http://www.interlinkelectronics.com.
- [13] Texas Instruments Incorporated. TMS320x281x DSP Event Manager (EV) Reference Guide [M]. Texas Instruments Incorporated, 2007.
- [14] Texas Instruments Incorporated. TMS320x281x DSP Analog-to-Digital Converter (ADC) reference guide [M]. Texas Instruments Incorporated, 2005.