

双三相感应电机谐波平面电压注入法在线辨识 定子电阻和漏感策略

盛爽¹, 陆海峰¹, 瞿文龙¹, 郭瑞杰², 李毅拓¹, 杨金磊³

- (1. 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室(清华大学电机系), 北京市 海淀区 100084;
2. 东北电力大学电气工程学院, 吉林省 吉林市 132000;
3. 北京中瑞蓝科电动汽车有限公司, 北京市 大兴区 100176)

The Stator Resistance and Leakage Inductance On-line Identification Strategy of Dual Three-phase Induction Motors by Voltage Vector Injection in Harmonic Subspace

SHENG Shuang¹, LU Haifeng¹, QU Wenlong¹, GUO Ruijie², LI Yituo¹, YANG Jinlei³

- (1. State Key Laboratory of Control and Simulation of Power Systems and Generation Equipments (Department of Electrical Engineering, Tsinghua University), Haidian District, Beijing 100084, China; 2. College of Electrical Engineering, Northeast Dianli University, Jilin 132000, Jilin Province, China; 3. Beijing ZRLK SinoEV Tech Co., Ltd, Daxing District, Beijing 100176, China)

ABSTRACT: To improve the robustness of parameters on-line identification strategy of dual three phase induction motor, and supply accurate machine parameters to control system, this paper introduces a novel method of on-line identifying the stator resistance and leakage inductance of dual three phase induction motor. According to the machine mathematical model in harmonic subspace, the voltage vector injection in this space causes a clockwise rotated current vector, meanwhile can also keeps reference voltage in fundamental subspace unchanged and without bringing the torque and flux oscillation. The stator resistance and leakage can be calculated by the injected voltage vector and sampled stator currents. The principle of the parameters on-line identification and voltage vector injection strategy which can also keep the amplitude and phase of the generated currents in harmonic space under control is presented and analyzed in detail. Experimental results proved the feasibility and validity of proposed method.

KEY WORDS: dual three-phase induction motor; voltage vector injection; harmonic subspace; stator resistance; parameters on-line identifying

摘要: 为了提高双三相感应电机参数辨识的鲁棒性, 并为控制系统提供准确的电机参数, 介绍了一种新颖的在线辨识双三相异步感应电机的定子电阻和定子漏感的方法。根据电机

在谐波平面的数学方程, 注入该平面的电压矢量会在这个平面产生顺时针旋转的电流矢量, 同时也能保持基波平面参考电压不变, 且不引入转矩和磁链脉动。根据注入的电压矢量和采样的定子电流可以计算定子电阻和漏感。该文介绍了参数在线辨识以及谐波平面电流幅值和相位可控的谐波平面电压矢量注入方法的原理。实验结果验证了方法的有效性。

关键词: 双三相感应电机; 电压矢量注入; 谐波子空间; 定子电阻; 参数在线辨识

0 引言

与三相电机相比, 多相电机具有转矩脉动低、可靠性高、容错性能强等优点^[1-3]。双三相电机是多相电机中应用与研究最为广泛的一种, 其两套定子绕组在空间上相差 30°, 中性点未连接, 可有效消除 6 次谐波转矩脉动, 并明显减少转子电流谐波分量, 从而降低转子损耗^[4]。

双三相电机数学模型方程经过降维后, 其磁链与转矩控制方程与三相电机具有相同的形式。因此, 双三相电机参数对控制性能的影响与三相电机类似, 尤其是定转子电阻和互感参数的准确程度对控制性能的优劣起着决定性的作用。在早期的电机控制系统中, 对转子时间常数精度要求很高的转子磁场定向矢量控制系统应用较为广泛^[5], 因而对转子电阻和互感参数辨识的研究得到了众多学者的关注。随着近年来无速度传感器^[6]和直接转矩控制 (direct torque control, DTC)^[7]方法研究的兴起, 越

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277102); 国家 863 高技术基金项目(2012AA110801); 清华大学自主科研计划(2011Z02167)

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51277102); The National High Technology Research and Development of China 863 Program (2012AA110801); Project Supported by Tsinghua University (2011Z02167).

来越多的学者开始关注定子电阻参数的辨识。

在多数无速度传感器算法中，无论是基于电机模型的直接计算，还是通过模型参考自适应(model reference adaptive system, MRAS)估算转速，都需要精确的电机参数(包括定子电阻)。而在传统的直接转矩控制中，定子磁链的计算一般采用电压-电流模型，在低速时由于定子电阻压降的影响不能忽略，定子电阻随温度变化，定子磁链发生比较严重的畸变，从而影响系统的性能。同理，许多利用电压模型推算转子磁通和电机转速的方案，必然会遇到电机参数变化引起的控制性能下降的问题，尤其是低速运行时定子电阻变化对系统稳定性和速度控制精度有很大影响^[8]。因此，如何准确检测定子电阻的变化一直是改善系统性能的首要问题，得到了许多专家学者的关注。

目前关于定子电阻在线辨识的算法主要可以分为三类：1) 利用一些测量值以及相应的感应电机稳态模型直接计算定子电阻，如利用反电动势模型、电压-电流模型等^[9-12]；2) 通过自适应策略进行辨识，包括基于观测器的方法和模型参考自适应方法^[13-17]；3) 基于人工智能的方法，如神经网络、模糊控制等^[18-22]。以上方法主要应用于三相感应电机，而鉴于双三相感应电机和传统三相电机数学模型的相似性，目前对双三相感应电机参数的辨识方法也主要为上述方法。但这些方法主要存在以下问题：1) 大部分的辨识结果不具备鲁棒性，依赖电机其他参数的准确性；2) 算法复杂，计算量大，不具有通用性。

本文充分利用双三相异步感应电机自由度高、可控变量多的特点，在对其转矩和磁链没有影响的谐波平面里辨识定子电阻和定子漏感。根据谐波平面双三相电机的数学模型，在该平面注入的电压矢量会在此平面产生顺时针旋转的电流矢量。注入的电压和产生的电流矢量可以分别由开关状态和采样的相电流重构出来。为了提高算法的准确性和稳定性，消除死区的影响，本文提出了谐波平面电流矢量幅值和相位可控的电压矢量注入方法，通过在线调节参考定子电阻和漏感的数值，使得谐波平面电流的幅值和相位达到给定值，从而得到准确的电机参数。最后通过实验结果证明了提出方法的可行性和有效性。

1 双三相感应电机谐波平面电压注入原理

1.1 开关电压矢量分布

按照空间矢量分解变换原理^[23]可得到双三相

异步感应电机在 $\alpha\text{-}\beta$ 、 $z_1\text{-}z_2$ 和 $o_1\text{-}o_2$ 坐标系下的电机方程。 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下的电机方程与三相电机静止坐标系下的电机方程一致，产生旋转磁动势，完成机电能量转换； $z_1\text{-}z_2$ 坐标系与 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系垂直，和电机磁链与转矩控制无关；又由于双三相电机两套绕组中性点独立(未连接)，所以 $o_1\text{-}o_2$ 平面不会产生电压和电流。因此在控制双三相电机时，一般需满足 $\alpha\text{-}\beta$ 平面所选择开关电压矢量的平均伏秒积与参考电压矢量和 PWM 周期的乘积相等， $z_1\text{-}z_2$ 平面开关电压矢量的平均伏秒积为 0。

假设 x 相($x=a, b, c, u, v, w$)桥臂导通信号为 S_x ，当 S_x 为 1 时表示上桥臂导通， S_x 为 0 时表示下桥臂导通。六相桥臂开关导通矢量为 S_{abcuvw} ：

$$S_{abcuvw} = [S_a \ S_b \ S_c \ S_u \ S_v \ S_w]^T \quad (1)$$

则当 $S_a S_b S_c S_u S_v S_w$ 从 000000 变化到 111111 时，采用式(2)可以计算得到所有开关组合对应的电压矢量在 $\alpha\text{-}\beta$ 平面和 $z_1\text{-}z_2$ 平面的分布，如图 1 所示。

$$S_{\alpha\beta z_1 z_2 o_1 o_2} = [S_\alpha \ S_\beta \ S_{z_1} \ S_{z_2} \ S_{o_1} \ S_{o_2}]^T = T_6 S_{abcuvw} U_{dc} \quad (2)$$

式中： U_{dc} 为直流母线电压； T_6 为变换矩阵。

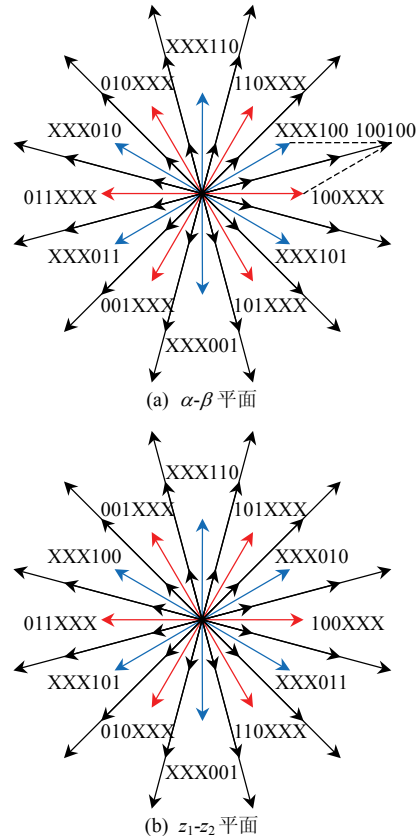


图 1 开关矢量在 $\alpha\text{-}\beta$ 和 $z_1\text{-}z_2$ 平面的分布
Fig. 1 Distribution of switching vectors in $\alpha\text{-}\beta$ and $z_1\text{-}z_2$ planes

$$T_6 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

双三相电机的定子绕组可以看作两套空间互差 30° 的三相绕组，由于其中性点独立，所以两套绕组可以独立运行。当只有一套绕组运行时，另外一套绕组的开关状态为 000 或 111，统一标识为 XXX。当两套绕组同时运行时，开关矢量应为两套绕组开关矢量的合成。以 α - β 平面为例，开关状态 100100 对应的电压矢量为 ABC 绕组单独运行时开关状态 100 对应的电压矢量与 UVW 绕组单独运行时开关状态 100 对应的电压矢量之和。因此由图 1 中两套绕组独立运行的 12 个开关矢量可以合成其余的开关矢量，这也与式(2)的计算结果吻合。

同理， z_1 - z_2 平面中所有的开关矢量也是由两套绕组单独作用的开关矢量合成，但值得注意的是，ABC 绕组的开关矢量在 α - β 平面和 z_1 - z_2 平面中的分布是关于横轴对称的，即 101XXX 与 110XXX，001XXX 与 010XXX 分别对调了位置；而 UVW 绕组的开关矢量在 α - β 平面和 z_1 - z_2 平面中的分布是关于纵轴对称的。

1.2 z_1 - z_2 谐波平面电压注入方法

现在假设通过矢量控制调节器或者恒压频比 V/f 调速系统给定得到了 α - β 平面的参考电压 $u_{s\alpha}^*$ 和 $u_{s\beta}^*$ ，即参考电压矢量 U_{ref} ，如图 2 所示。这时由就近原则，ABC 绕组的开关矢量应选择 U_{32} (100000)

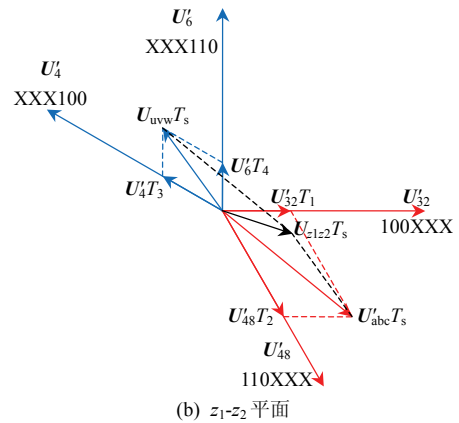
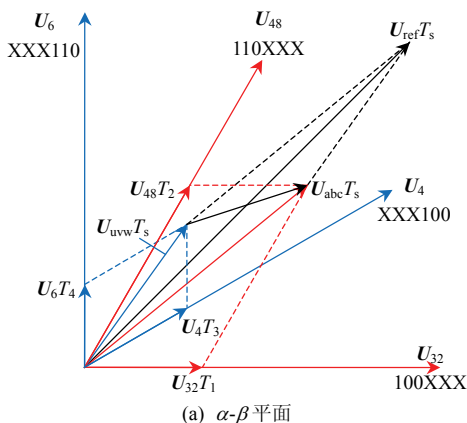


图 2 α - β 和 z_1 - z_2 平面产生的电压矢量的关系
Fig. 2 Relationship between the voltage vectors generated in α - β and z_1 - z_2 planes

和 U_{48} (110000)，UVW 绕组的开关矢量应选择 U_4 (000100)和 U_6 (000110)，并假设上面 4 个电压矢量作用时间分别为 T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 ，PWM 周期为 T_s ，ABC 绕组和 UVW 绕组的参考电压矢量分别为 U_{abc} 和 U_{uvw} ，则有

$$\begin{cases} U_{abc}T_s = U_{32}T_1 + U_{48}T_2 \\ U_{uvw}T_s = U_4T_3 + U_6T_4 \end{cases} \quad (4)$$

两套绕组的参考电压矢量和作用时间需满足：

$$\begin{cases} U_{ref} = U_{abc} + U_{uvw} \\ T_1 + T_2 \leq T_s \\ T_3 + T_4 \leq T_s \end{cases} \quad (5)$$

同理，在 z_1 - z_2 平面有：

$$\begin{cases} U'_{abc}T_s = U'_{32}T_1 + U'_{48}T_2 \\ U'_{uvw}T_s = U'_4T_3 + U'_6T_4 \\ U'_{z1z2} = U'_{abc} + U'_{uvw} \end{cases} \quad (6)$$

由图 1 可知， $U_{32} = U'_{32}$ ， $U_6 = U'_6$ ， U_{48} 和 U'_{48} 关于横轴对称， U_4 和 U'_4 关于纵轴对称。因此，最终 ABC 绕组在 α - β 平面合成的电压矢量 U_{abc} 和在 z_1 - z_2 平面合成的电压矢量 U'_{abc} 关于横轴对称；UVW 绕组在 α - β 平面合成的电压矢量 U_{uvw} 和在 z_1 - z_2 平面合成的电压矢量 U'_{uvw} 关于纵轴对称，如图 2 所示。

假设 $\Delta U = (\Delta u_{s\alpha}, \Delta u_{s\beta})$ 为两套绕组参考电压矢量之差，其定义见式(7)。

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_{abc} - U_{uvw} = 2U_{abc} - U_{ref} = \\ &U_{ref} - 2U_{uvw} = (\Delta u_{s\alpha}, \Delta u_{s\beta}) \end{aligned} \quad (7)$$

而 $U_{z1z2} = (u_{sz1}, u_{sz2})$ 为 z_1 - z_2 平面最终产生的电压矢量，则由图 2 中的几何关系可得

$$\begin{cases} \Delta u_{s\alpha} = u_{sz1} \\ \Delta u_{s\beta} = -u_{sz2} \end{cases} \quad (8)$$

即 z_1 - z_2 平面产生的电压矢量与 α - β 平面给定的两

套绕组的参考电压矢量的差幅值相等，角度关于横轴对称。因此当 U_{ref} 已知时，调整 ABC 绕组和 UVW 绕组的参考电压 U_{abc} 和 U_{uvw} ，使得两者之和仍为 U_{ref} ，但两者之差为零，则可在 z_1 - z_2 平面产生电压矢量。为便于计算，可令：

$$\begin{cases} U_{abc} = \frac{U_{ref}}{2} + \frac{\Delta U}{2} = \left(\frac{u_{s\alpha}^* + \Delta u_{s\alpha}}{2}, \frac{u_{s\beta}^* + \Delta u_{s\beta}}{2} \right) = \\ \left(\frac{u_{s\alpha}^* + u_{sz1}}{2}, \frac{u_{s\beta}^* - u_{sz2}}{2} \right) \\ U_{uvw} = \frac{U_{ref}}{2} - \frac{\Delta U}{2} = \left(\frac{u_{s\alpha}^* - \Delta u_{s\alpha}}{2}, \frac{u_{s\beta}^* - \Delta u_{s\beta}}{2} \right) = \\ \left(\frac{u_{s\alpha}^* - u_{sz1}}{2}, \frac{u_{s\beta}^* + u_{sz2}}{2} \right) \end{cases} \quad (9)$$

如果将 $U_{z_1z_2}$ 作为给定，由式(9)可计算出两套绕组的参考电压矢量，再根据传统的三相空间电压矢量调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)策略可得出对应桥臂开关器件的导通与关断状态和相应时间。因此，在 z_1 - z_2 谐波平面注入电压矢量的方法可由图 3 所示控制框图给出。由于 UVW 绕组在空间上领先 ABC 绕组 30° ，对应的其开关矢量的分布也领先 30° ，所以需要将 UVW 绕组计算的参考电压矢量再顺时针旋转 30° 后送入 PWM 发生模块，具体计算参考式(10)。

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha}^*_{uvw} \\ u_{s\beta}^*_{uvw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 30^\circ & \sin 30^\circ \\ -\sin 30^\circ & \cos 30^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha}^*_{uvw} \\ u_{s\beta}^*_{uvw} \end{bmatrix} \quad (10)$$

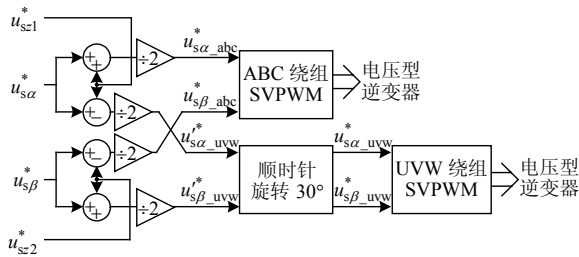


图 3 谐波平面电压矢量注入策略控制框图
Fig. 3 Control diagram of the strategy of voltage vector injection in harmonic plane

采用该方法直接在 z_1 - z_2 平面注入电压的缺点是，无法控制谐波平面产生电流的幅值和相位，从而对实际的电机定子电流也会产生难以估计的影响，具体为：1) 定子电流相位发生改变；2) 两套绕组之间电流幅值不相等。前者对于采取判断电流过零点进行死区补偿的策略会降低甚至恶化其性能；后者可能会引起电流幅值偏大的一套绕组过流。因此，要在 z_1 - z_2 平面注入电压，必须使得由此

产生的谐波平面电流不会改变定子绕组电流的相位，并且绕组之间相电流的幅值之差也是可控的。

2 定子电阻和漏感在线辨识原理

2.1 α - β 和 z_1 - z_2 平面电机方程

双三相电机在 α - β 平面下定转子侧电压方程为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + D\psi_{s\alpha} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + D\psi_{s\beta} \\ u_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + D\psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} \\ u_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + D\psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (11)$$

式中： $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别为静止坐标系下 α 轴与 β 轴定子电流； $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ 分别为静止坐标系下 α 轴与 β 轴转子电流； R_s 为定子电阻； R_r 为转子电阻； ω_r 为转子电角速度； D 为微分算子。

定转子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (12)$$

式中： L_s 为定子电感； L_m 为定转子互感； L_r 为转子电感。

电磁转矩方程为

$$T_e = 3n_p (\psi_{r\beta} i_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} i_{r\beta}) \quad (13)$$

双三相感应电机在 z_1 - z_2 平面下电机定子绕组的电压和磁链方程为

$$\begin{cases} u_{sz1} = R_s i_{sz1} + D\psi_{sz1} \\ u_{sz2} = R_s i_{sz2} + D\psi_{sz2} \\ \psi_{sz1} = L_{ls} i_{sz1} \\ \psi_{sz2} = L_{ls} i_{sz2} \end{cases} \quad (14)$$

式中： L_{ls} 为定子漏感； n_p 为转子极对数； u_{sz1} 、 u_{sz2} 为 z_1 - z_2 平面电压； i_{sz1} 、 i_{sz2} 为 z_1 - z_2 平面电流。

由式(11)——(14)可以看出， z_1 - z_2 平面电流不会影响 α - β 平面磁链和转矩；且由 z_1 - z_2 平面电机方程可直接得出定子电阻和漏感的计算公式：

$$\begin{cases} L_{ls} = \frac{u_{sz1} i_{sz2} - u_{sz2} i_{sz1}}{i_{sz2} D i_{sz1} - i_{sz1} D i_{sz2}} \\ R_s = \frac{u_{sz1} D i_{sz2} - u_{sz2} D i_{sz1}}{i_{sz1} D i_{sz2} - i_{sz2} D i_{sz1}} \end{cases} \quad (15)$$

采用式(15)直接计算定子电阻和漏感存在的问题是，一般电机控制系统里都没有定子电压的采样，因此 u_{sz1} 和 u_{sz2} 只能通过开关状态重构，这与采取的具体的 PWM 算法有关，不同的 PWM 算法

在 z_1 - z_2 平面产生的电压矢量不同, 因此增加了上述算法应用的复杂性; 另外式(15)在数学计算上存在抗干扰性差(含微分)的弱点, 特别是电机启动时电流很小, 式(15)的分子接近于 0, 计算值与实际值有较大误差。文中 1.2 节介绍了在 z_1 - z_2 平面产生电压矢量的方法, 该方法的优点是可直接利用传统的三相 SVPWM 策略, 使控制算法大大简化; 下面对该算法进行改进, 使得 z_1 - z_2 平面产生的电流可控。

2.2 z_1 - z_2 平面电流可控的电压注入方法

假设 z_1 - z_2 平面注入谐波电压 $\mathbf{U}_{z1z2} = (u_{sz1}, u_{sz2})$ 后, 两套绕组相电流相位不变, 第一套绕组幅值为 I_1 , 第二套绕组幅值为 I_2 , 则六相定子电流可以表示为

$$\begin{cases} i_{sa} = I_1 \cos \theta \\ i_{sb} = I_1 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sc} = I_1 \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ i_{su} = I_2 \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \\ i_{sv} = I_2 \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) \\ i_{sw} = I_2 \cos(\theta - \frac{3\pi}{2}) \end{cases} \quad (16)$$

将六相电流变换到 α - β - z_1 - z_2 坐标系, 可得

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{I_1 + I_2}{2} \cos \theta \\ i_{s\beta} = -\frac{I_1 + I_2}{2} \sin \theta \\ i_{sz1} = \frac{I_1 - I_2}{2} \cos \theta \\ i_{sz2} = \frac{I_1 - I_2}{2} \sin \theta \end{cases} \quad (17)$$

令 $k = (I_1 - I_2)/(I_1 + I_2)$, 则 $i_{sz1} = ki_{s\alpha}$, $i_{sz2} = -ki_{s\beta}$, 说明在 z_1 - z_2 平面注入谐波电压后, 如果两套绕组相电流相位不变, 只有幅值发生变化, 则 z_1 - z_2 平面电流幅值为两套绕组电流幅值之差的 1/2, 角度关于横轴对称($k > 0$)或关于纵轴对称($k < 0$)。且由式(17)可以看出, z_1 - z_2 平面电流 $\mathbf{I}_{z1z2} = (i_{sz1}, i_{sz2})$ 顺时针旋转, 电角速度与定子同步旋转速度 ω_s 相同。

假设 z_1 - z_2 平面参考电流矢量 \mathbf{I}_{z1z2}^* 幅值为 I_{zref}^* , 则根据上述讨论, 为不影响相电流相位, 其给定需满足:

$$\begin{cases} i_{sz1}^* = I_{zref}^* \frac{i_{s\alpha}}{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \\ i_{sz2}^* = -I_{zref}^* \frac{i_{s\beta}}{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \end{cases} \quad (18)$$

因此, 根据式(14), 为使 z_1 - z_2 平面电流可控, 注入的电压需满足:

$$\begin{cases} u_{sz1}^* = R_s i_{sz1}^* + L_{ls} D i_{sz1}^* \\ u_{sz2}^* = R_s i_{sz2}^* + L_{ls} D i_{sz2}^* \end{cases} \quad (19)$$

由于实际的定子电阻与漏感值是未知的, 所以根据估计的定子电阻与漏感值来给定谐波平面注入的电压矢量, 必然使得实际产生的谐波平面电流与给定值不一样。根据谐波平面电流的反馈值与给定值可以实时修正定子电阻与漏感参数。

2.3 定子电阻与漏感在线辨识策略

为便于计算, 将 z_1 - z_2 坐标系旋转到同步旋转 m - t 坐标系, 可得电压方程为

$$\begin{cases} u_{sm} = R_s i_{sm} + \omega_s L_{ls} i_{st} + L_{ls} D i_{sm} \\ u_{st} = R_s i_{st} - \omega_s L_{ls} i_{sm} + L_{ls} D i_{st} \end{cases} \quad (20)$$

如果选取 m 轴方向与 \mathbf{I}_{z1z2} 方向一致(如图 4 所示), 则 t 轴电流为 0, 稳态时电机方程为

$$\begin{cases} u_{sm} = R_s i_{sm} \\ u_{st} = -\omega_s L_{ls} i_{sm} \end{cases} \quad (21)$$

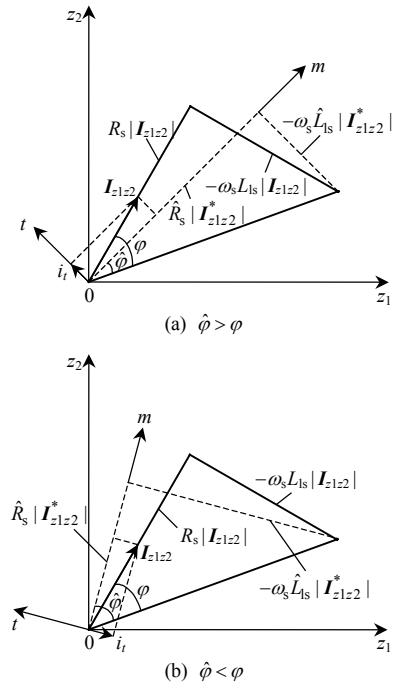


图 4 z_1 - z_2 平面坐标变换

Fig. 4 Coordinate transformation in z_1 - z_2 plane

假设定子电阻与漏感参数的估计值与实际值相等, 则为了保证注入的电压在谐波平面产生的电流不影响相电流的相位, 则电压给定应为

$$\begin{cases} u_{sm}^* = \hat{R}_s i_{sm}^* \\ u_{st}^* = -\omega_s \hat{L}_{ls} i_{sm}^* \end{cases} \quad (22)$$

此时 m 轴与给定电流矢量 $\mathbf{I}_{z_1z_2}^*$ 重合, 由 z_1 - z_2 坐标系到 m - t 坐标系的旋转变换矩阵为

$$\mathbf{T}(\gamma) = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中 γ 为 $\mathbf{I}_{z_1z_2}^*$ 与 z_1 坐标轴的夹角。

由式(18)可以计算的得到 $\gamma = \arctan(i_{sz2}^*/i_{sz1}^*)$ 或者 $\gamma = \arctan(-i_{s\beta}/i_{s\alpha})$ 。在 m - t 坐标系下的电流参考值为 $i_{sm}^* = |\mathbf{I}_{z_1z_2}^*| = I_{zref}^*$, $i_{st}^* = 0$ 。

若辨识得到的定子电阻和漏感参数不准, 则式(22)中给定的参考电压使得实际产生的谐波平面电流和给定值不相等, 则实际的电机方程为

$$\begin{cases} u_{sm}^* = R_s i_{sm} + \omega_s L_{ls} i_{st} \\ u_{st}^* = R_s i_{st} - \omega_s L_{ls} i_{sm} \end{cases} \quad (24)$$

定义阻抗角 φ 的正切值为

$$\tan \varphi = \frac{\omega_s L_{ls}}{R_s} \quad (25)$$

其估计值为

$$\tan \hat{\varphi} = \frac{\omega_s \hat{L}_{ls}}{\hat{R}_s} \quad (26)$$

由式(22)及式(24)~(26), 可得

$$\tan \hat{\varphi} - \tan \varphi = -\frac{\omega_s^2 \hat{L}_{ls}^2 + \hat{R}_s^2}{R_s \hat{R}_s (i_{sm}^2 + i_{st}^2)} i_{sm}^* i_{st} = C i_{st} \quad (27)$$

式中 $C = -\{(\omega_s^2 \hat{L}_{ls}^2 + \hat{R}_s^2) / [R_s \hat{R}_s (i_{sm}^2 + i_{st}^2)]\} i_{sm}^* < 0$ 。

由式(27)可以得出如下结论:

1) 当 $i_{st} < 0$ 时, $\tan \hat{\varphi} > \tan \varphi$, 给定的 $\hat{\varphi}$ 比实际的 φ 大;

2) 当 $i_{st} > 0$ 时, $\tan \hat{\varphi} < \tan \varphi$, 给定的 $\hat{\varphi}$ 比实际的 φ 小;

3) 当且仅当 $\tan \hat{\varphi} = \tan \varphi$ 时, $i_{st} = 0 (C \neq 0)$ 。

因此, 当给定定子电阻与漏感的估计值 \hat{R}_s 与 \hat{L}_{ls} 后, 可计算出 z 平面的参考电压 u_{sm}^* 和 u_{st}^* , 并旋转到 z_1 - z_2 坐标系得到 u_{sz1}^* 和 u_{sz2}^* , 按照式(9)分别计算出 ABC 和 UVW 绕组的参考电压发送到 PWM 模块。这时, 将从 AD 采样的电流变换到 z_1 - z_2 坐标系, 再旋转到 m - t 坐标系, 如果 t 轴电流不为 0, 说明给定的阻抗角 $\hat{\varphi}$ 有误差 (\hat{L}_{ls} 与 \hat{R}_s 的比值有误差)。可构造 t 轴电流的 PI 调节器, 输入值为 i_{st} , 输出值为观测的阻抗角正切值 $\tan \hat{\varphi}$:

$$\tan \hat{\varphi} = \tan \varphi_0 + k_{p1} i_{st} + k_{i1} \int i_{st} dt \quad (28)$$

式中 φ_0 为初始给定值, 一般电机启动速度为 0, 所以 φ_0 初始值为 0。

而当 $\hat{\varphi} = \varphi$ 时, $i_{st} = 0$, $R_s = u_{sm}^*/i_{sm}^*$, $\hat{R}_s = u_{sm}^*/i_{sm}^*$, 则观测的定子电阻误差为

$$\Delta \hat{R}_s = \hat{R}_s - R_s = \frac{u_{sm}^*}{i_{sm}^*} - \frac{u_{sm}^*}{i_{sm}} = \frac{i_{sm} - i_{sm}^*}{i_{sm}^* i_{sm}} u_{sm}^* = -\frac{\Delta i_{sm}}{i_{sm}^* i_{sm}} u_{sm}^* \quad (29)$$

由式(29)可以得出如下结论:

1) 当 $i_{sm} < i_{sm}^*$ 时, $\hat{R}_s < R_s$;

2) 当 $i_{sm} > i_{sm}^*$ 时, $\hat{R}_s > R_s$;

3) 当且仅当 $\hat{R}_s = R_s$ 时, $i_{sm} = i_{sm}^*$ 。

因此, 同理可构造 m 轴电流的 PI 调节器, 输入值为 m 轴电流参考值与反馈值误差, 输出值为定子电阻的观测值 \hat{R}_s , 其计算方程为

$$\hat{R}_s = R_{s0} + k_{p2} (i_{sm}^* - i_{sm}) + k_{i2} \int (i_{sm}^* - i_{sm}) dt \quad (30)$$

根据式(28)、(30)计算出定子电阻与阻抗角正切值, 可以计算出定子漏感为

$$\hat{L}_{ls} = \hat{R}_s \tan \hat{\varphi} / \omega_s \quad (31)$$

由于漏感不随电机工况改变而发生变化, 所以也可以可按上述方法先离线测出定子漏感参数, 从而减小在线辨识程序的计算量。

2.4 电压模型磁链观测器验证定子电阻观测精度

由式(11)、(12)可得电压模型的转子磁链观测器观测得到的转子磁链幅值 $|\hat{\psi}_r|$, 其与真实值 $|\psi_r|$ 的比值和定子电阻参考值的误差 $\Delta \hat{R}_s$ 的关系式为

$$\frac{|\hat{\psi}_r|}{|\psi_r|} = \sqrt{a \Delta \hat{R}_s^2 + b \Delta \hat{R}_s + 1} \quad (32)$$

式中: $a = [L_r / (\omega_s L_m^2)]^2 (\omega_{s1}^2 \tau_r^2 + 1)$; $b = 2L_r \omega_{s1} \tau_r / (\omega_s L_m^2)$ 。可见, 当工况(转速、转矩)一定时, 转子磁链幅值的真实值 $|\psi_r|$ 是一个定值。当给定转差频率 ω_{s1} 很小时, 可认为 $\omega_{s1} \approx 0$, 从而式(32)可以简化为

$$\frac{|\hat{\psi}_r|}{|\psi_r|} = \sqrt{\left(\frac{L_r}{\omega_s L_m}\right)^2 \Delta \hat{R}_s^2 + 1} \quad (33)$$

假设定子电阻真实值为 0.5Ω , 式(33)所示关系可用图 5 表示。从图 5 可以看出, 当且仅当参考定

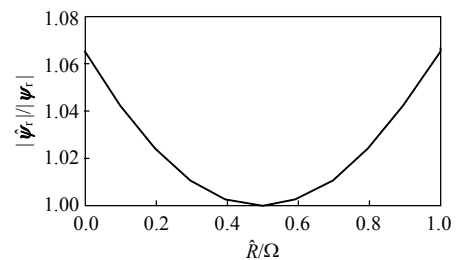


图 5 $|\hat{\psi}_r|$ 和 $|\psi_r|$ 的比值与参考定子电阻 \hat{R}_s 的函数关系
Fig. 5 Ratio of $|\hat{\psi}_r|$ and $|\psi_r|$ as a function of reference stator resistance \hat{R}_s

子电阻与真实值相等时,电压模型观测的转子磁链幅值才与真实值相等,且为最小值;当辨识的定子电阻不准时,观测的磁链幅值都比真实值大。因此,可以根据电压模型观测的磁链幅值来判断在线辨识的定子电阻的准确度。

3 实验结果

本文采用 TMS320F2812 作为控制单元,两套逆变器并联由同一直流母线电压供电,驱动额定功

率 2.5 kW, 额定转速 1 000 r/min 的双三相异步感应电机进行实验来验证提出的方法。直流侧母线电压 100 V, 开关频率 5 kHz。

实验采取转子磁场定向的矢量控制方案,程序控制框图如图 6 所示。对双三相电机采样的相电流进行坐标变换,得到 α - β 坐标系和 z_1 - z_2 坐标系下的电流。其中, $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 用于矢量控制和死区补偿, i_{sz1} 和 i_{sz2} 用于参数在线辨识,参数在线辨识单元和死区补偿单元在图 6 中用虚线框标出。

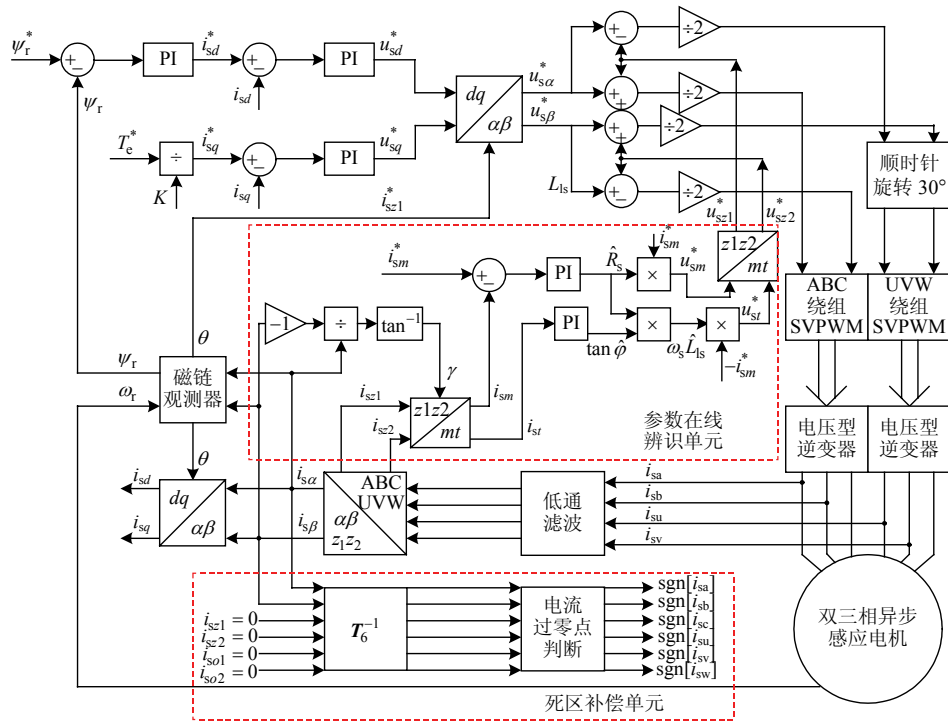


图 6 双三相电机定子电阻和漏感在线辨识框图

Fig. 6 Diagram of stator resistance and leakage inductance of dual three phase machine on-line identification

在参数辨识单元中,通过 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 计算出谐波平面参考电流与 z_1 轴的角度,即 z_1 - z_2 坐标系到 m - t 坐标系旋转变换的角度;然后将 i_{sz1} 和 i_{sz2} 变换到 m - t 坐标系,得到实际的 i_{sm} 和 i_{st} ,其中 t 轴反馈电流与 0 比较,通过 PI 调节器得到阻抗角正切值 $\tan \hat{\varphi}$; m 轴电流与给定值的误差通过 PI 调节器得到定子电阻的辨识值 \hat{R}_s ;按照式(31)可计算定子漏感。通过辨识得到的参数再给定 z_1 - z_2 平面参考电压 u_{sm}^* 和 u_{st}^* ,与 α - β 平面的参考电压 $u_{s\alpha}^*$ 和 $u_{s\beta}^*$ 一起计算两套绕组分别的参考电压,最后按照三相脉宽调制策略计算逆变器开关矢量组合与作用时间。

由于死区效应的影响,相电流中产生的 5、7 次谐波会投影到 z_1 - z_2 平面,一方面不利于提取出注入的谐波电流,另一方面也使得参数辨识单元的调节器不稳定,所以必须对死区进行补偿。由于 α - β

平面电流不受死区、过调制等影响,只包含基波以及部分高次谐波,所以可利用 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 重构六相电流,从而判断各相电流的过零点,对死区进行有效的补偿^[24]。但该方法利用的前提是各相电流的相位不变,否则 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 重构的相电流和实际相电流的相位不一致,会使得电流过零点判断不准。采取本文提出的 z_1 - z_2 平面电流可控的谐波电压注入法,使得注入的谐波电压产生的电流幅值为 1 A,并且不改变原相电流相位,则死区补偿前后 z_1 - z_2 平面电流波形如图 7 所示。实验证明谐波平面电流幅值被控制在给定值,且有效消除了死区效应对谐波平面电流的影响。图 8 给出了在死区补偿下,采用参数辨识策略前后的相电流波形,可看出死区得到了有效补偿,相电流波形也得到改善。图 8(a)为参数辨识前的相电流波形,图 8(b)为采取参数在线辨识后的

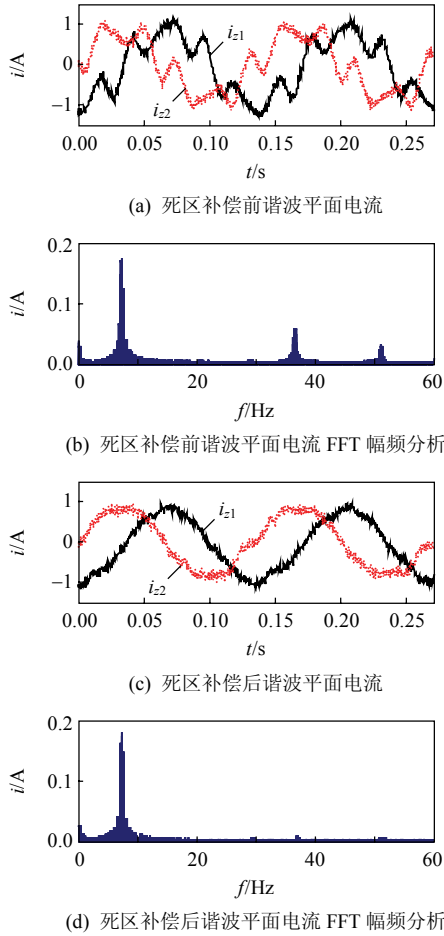


图 7 死区补偿前后 z_1 - z_2 平面电流波形及谐波分析
 Fig. 7 Waveform and harmonic analysis of currents in z_1 - z_2 plane before and after dead-time compensation

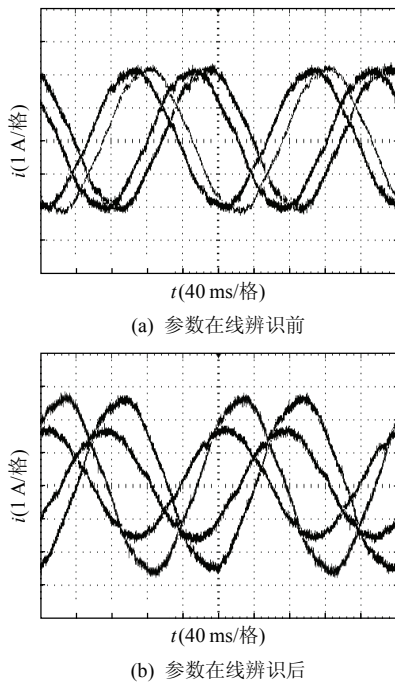


图 8 参数在线辨识前后相电流波形
 Fig. 8 Waveform of phase currents before and after parameter on-line identification

相电流波形，证明采取本文提出的 z_1 - z_2 平面电流可控的电压注入法后，两套绕组相电流的相位并未发生变化，且电流幅值之差被控制在给定值。

图 9 给出了采取本文提出的参数在线辨识策略后 AU 相电流、励磁电流和转矩电流的波形。该实验中磁链观测器为电流模型。在 0.5 s 时开始辨识策略后，在 z_1 - z_2 谐波平面注入的电压虽然对相电流的幅值产生了影响，但并未改变励磁电流和转矩电流，从而不影响双三相电机的磁链和转矩。所以，采取本文提出的参数在线辨识策略不会对矢量控制系统的动静态性能产生不良影响。

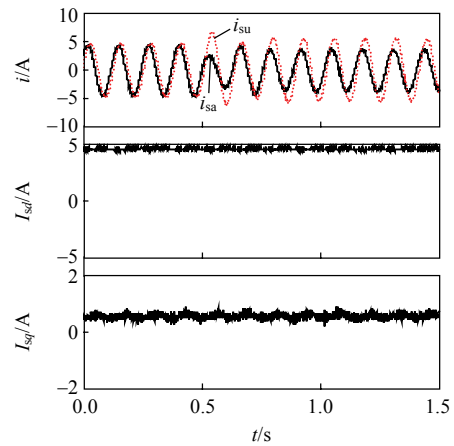
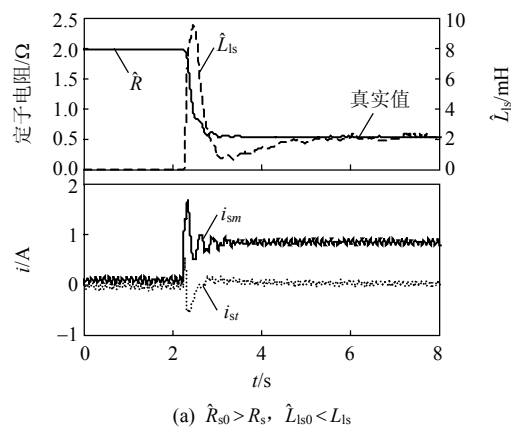


图 9 参数在线辨识策略对励磁和转矩电流的影响
 Fig. 9 Impact of the parameter on-line identification strategy on the exciting current and torque current

图 10 为给定不同初始值时定子电阻和定子漏感的在线辨识结果。参数辨识算法开始后，经过约 1 s 的时间 m - t 坐标系电流调节到指定值，定子电阻和漏感观测值也迅速收敛到稳定值。其中定子电阻的辨识值为 0.505Ω ，定子漏感约为 2 mH 。采用直流法测得定子电阻为 0.48Ω ，两者误差约为 5%。而直流法是离线辨识，本文提出方法是在线辨识，实际的定子电阻也随工况而实时改变。



(a) $\hat{R}_{s0} > R_s, \hat{L}_{ls0} < L_{ls}$

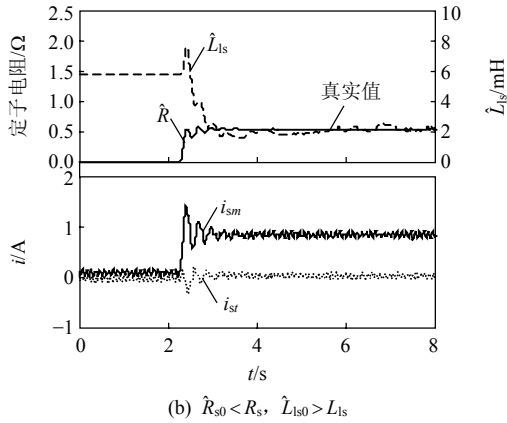


图 10 参数在线辨识结果

Fig. 10 Parameter on-line identification results

为了进一步验证定子电阻辨识的准确性，用电压模型的磁链观测器观测的转子磁链幅值与图 6 所示曲线进行比较。实验中给定转差频率约为 0.5%，转速约为 100 r/min。参数辨识前给定定子电阻参考值初始值分别为 0、0.5 和 1 Ω，即分别小于、等于与大于定子电阻的真实值。转子磁链观测与定子电阻在线辨识的结果如图 11 所示。由图 11 可知，当辨识的定子电阻小于或大于真实值时，电压模型观测的转子磁链幅值都大于真实值；只有当辨识的定子电阻等于真实值时，观测的转子磁链幅值才是最

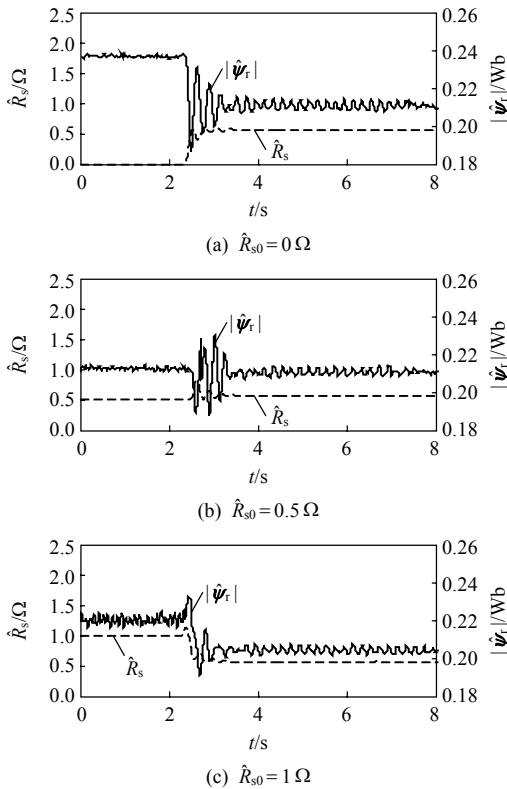


图 11 转子磁链观测与定子电阻在线辨识结果
 Fig. 11 Results of rotor flux observation and stator resistance on-line identification

小值，也是真实值。这与图 6 所示的分析结果一致。证明本文提出算法能准确地在线辨识定子电阻。

4 结论

定子电阻的准确值对提高定转子磁链观测的精度，无速度传感器在低速范围运行的性能以及直接转矩控制系统的性能有重要影响。为了在控制系统中实时获得定子电阻的准确值，本文利用双三相异步感应电机高自由度的特点，提出在谐波平面注入电压矢量的方法在线辨识定子电阻，同时可附带获得定子漏感，从而将定子漏感与转子漏感分离。该算法具有以下优点：

1) 不影响转矩与磁链控制性能。注入的谐波电压矢量使得两套绕组的电压参考矢量幅值和相位分离，但并不影响合成的参考电压矢量；另外，谐波平面电流矢量的幅值和相位可以调节，从而可以控制两套绕组相电流的幅值差，并保证相位不发生改变；

2) 具有参数鲁棒性。利用谐波平面电机方程的特性对定子电阻和漏感进行辨识，完全不依赖电机其他参数，如转子电阻与互感等等，对电机其他参数的变化具有鲁棒性；

3) 算法简单，硬件上需要两套并联的逆变器提供电源，并增加两个电流霍尔传感器对相电流进行采样，易于应用于双三相感应电机工作的各种场合；

4) 响应速度快，调节器可保证参数快速收敛到准确值。

该算法的缺点是会造成两套绕组之间相电流的不平衡，所以需要控制相电流的幅值之差；另外一点是谐波平面产生的电流会增加定子绕组上的损耗，从而使得绕组发热增加、效率有所降低，但在对谐波电流幅值进行控制后其影响不大。并且由于定子电阻的变化毕竟是缓慢的，可以每隔一段时间注入一次谐波电压对其进行辨识，所以以上缺点对系统的正常运行影响不大。

参考文献

[1] Levi E. Multiphase electric machines for variable-speed applications[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2008, 55(5): 1893-1909.
 [2] Levi E, Jones M, Vukosavic S N, et al. A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2): 320-335.
 [3] Singh G K. Multi-phase induction machine drive

- research-A survey[J]. Electric Power Systems Research, 2002, 61(2): 139-147.
- [4] Nelson R H, Krause P C. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple windings sets[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1974, 93(3): 841-848.
- [5] Webster J G. Wiley encyclopedia of electrical and electronic engineering[M]. New York: Wiley, 1999: 242-260.
- [6] Rajashekara K, Kawamura A, Matsuse K. Sensorless control of AC motor drives[M]. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996.
- [7] Takahashi I, Noguchi T. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1986, 22(5): 820-827.
- [8] Armstrong G J, Atkinson D J. A comparison of model reference adaptive system and extended Kalman filter estimation for sensorless vector drives[C]//European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norway: Eur. Power Electron. & Drives Assoc, 1997: 424-429.
- [9] Umanand L, Bhat S R. Online estimation of stator resistance of an induction motor for speed control applications[J]. IEEE Proceedings—Electric Power Applications, 1995, 142(2): 97-103.
- [10] Kerkman R J, Sebel B J, Rwan T M, et al. A new flux and stator resistance identifier for ac drive systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(3): 585-593.
- [11] Habetler T G, Profumo F, Griva G, et al. Stator resistance tuning in a stator-flux field-oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(1): 125-133.
- [12] 陈硕, 辻峰男, 山田英二, 等. 感应电机无速度传感器矢量控制系统的定子电阻在线辨识[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 92-96.
Chen Shuo, Tsuji Mineo, Yamada Eiji, et al. On-line identification of stator resistance for sensorless vector control system of induction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 92-96(in Chinese).
- [13] Zhen L, Xu L. Sensorless field orientation control of induction machines based on mutual MRAS scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45: 824-831.
- [14] Mitronikas E D, Safacas A N, Tatakis E C. A new stator resistance tuning method for stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(6): 1148-1157.
- [15] Kim J S, Kin, Y S, Shin J H. H^∞ speed control of an induction motor with the two-pass resonant system by LMI[J]. IEEE Industrial Electronics Conference Proceedings, 1998, 2(34): 1439-1444.
- [16] Weng H Q, Liu C W, Li F H. A new observer of induction motor by H^∞ optimization[C]//IEEE Industrial Applications Conference. Chicago, IL, USA: IEEE, 2001: 1795-1799.
- [17] 王高林, 于泳, 陈伟, 等. 基于改进 MRAS 观测器无速度传感器感应电机转速估计方法[J]. 电气传动, 2009, 39(1): 15-18.
Wang Gaolin, Yu Yong, Chen Wei, et al. Improved speed estimation method based on MRAS observer for sensorless induction motor[J]. Electric Drive, 2009, 39(1): 15-18(in Chinese).
- [18] Cabrera L A, Elbuluk E, Hsain I. Tuning the stator resistance of induction motors using artificial neural network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(5): 779-787.
- [19] Bose B K, Patel N R. Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(3): 401-409.
- [20] Mir S, Elbuluk M E, Zinger D S. PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(2): 279-287.
- [21] Zhong L, Rahman M F, Lim K W, et al. A fuzzy observer for induction motor stator resistance for application in direct torque control[C]//Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore: IEEE, 1997: 91-96.
- [22] 李健, 程小华. MRAS 感应电机定子电阻的在线辨识[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(6): 620-624.
Li Jian, Cheng Xiaohua. Online identification based on model reference adaptive system for stator resistance of induction motor[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(6): 620-624(in Chinese).
- [23] Zhao Y F, Lipo T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100-1109.
- [24] Bojoi R, Lazzari M, Profumo F, et al. Digital field-oriented control for dual three-phase induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 752-760.



盛爽

收稿日期: 2013-09-28。

作者简介:

盛爽(1985), 男, 博士研究生, 研究方向为电动汽车高性能控制, 主要包括六相异步电机的矢量控制算法和冗余措施, chengs08@mails.tsinghua.edu.cn;

陆海峰(1976), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子与电机驱动, luhai Feng@mail.tsinghua.edu.cn。

(责任编辑 李婧妍)