

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

王帅,解伟,林晓刚,施振川.
基于矢量控制的定子笼型十二相
感应电机极对数切换策略.
电机与控制应用, 2021,48(8):1.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



科技改变未来
智慧创造价值

· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号

手机: 18918357509

电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904

邮箱: wangcj@seari.com.cn

基于矢量控制的定子笼型十二相感应电机极对数切换策略^{*}

王 帅, 解 伟, 林晓刚, 施振川

(中国科学院海西研究院 泉州装备制造研究所, 福建 泉州 362000)

摘 要: 针对传统感应电机(IM)恒功率调速区间有限, 额定点外效率降低以及受使用场景约束的问题, 为了拓宽调速和高效率工作区间以及适应多种环境运行需求, 采用定子鼠笼型十二相 IM 替代传统分布式绕组三相 IM。经过转子磁场定向矢量控制解耦出不同平面的谐波电流从而驱动电机旋转, 通过控制函数对所有平面的谐波电流进行调控, 能方便快捷地实现电机的极对数切换。对所提出的控制函数调控矢量解耦平面实现极对数切换的方法进行仿真验证, 仿真结果表明所提极对数切换技术能够实现十二相 IM 在不同转速下的极对数切换, 拓宽了转速调节区间, 满足了不同工况工作下的高效率运转。

关键词: 十二相感应电机(IM); 矢量控制; 极对数切换; 谐波平面

中图分类号: TM 301 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)08-0001-07

doi: 10.12177/emca.2021.057

Pole-Pair Switching Strategy of Stator Cage Twelve-Phase Induction Motor Based on Vector Control^{*}

WANG Shuai, XIE Wei, LIN Xiaogang, SHI Zhenchuan

(Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Haixi Institutes, Chinese Academy of Sciences, Quanzhou 362000, China)

Abstract: The constant power speed regulation interval of the traditional induction motor (IM) is limited, the outside rated point efficiency is reduced, and the use of the traditional motor is constrained by the use scene. In order to broaden the speed regulation and high-efficiency working range and adapt to the operation requirements of various environments, a stator squirrel cage twelve-phase IM is used to replace the traditional distributed winding three-phase IM. Through the rotor field-oriented vector control, the harmonic currents of different planes are decoupled to drive the motor to rotate, the harmonic currents of all planes are regulated through the control function, which can easily and quickly switch the number of pole pairs of the motor. The proposed method of the controlling the vector decoupling plane of the control function to achieve pole pair switching is simulated and verified. The simulation results show that the proposed pole pair switching technology can realize the pole pair switching of twelve-phase IM at different speeds. The speed adjustment range is widened to meet the high-efficiency operation under different working conditions.

Key words: twelve-phase induction motor (IM); vector control; pole-pair switching; harmonic plane

收稿日期: 2021-03-23; 收到修改稿日期: 2021-06-04

^{*} 基金项目: 中科院“百人计划”C类项目(2017-123)

作者简介: 王 帅(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机本体设计及电机控制。

解 伟(1982—), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向为电动汽车主驱系统、工业伺服系统等。

0 引言

多相感应电机(IM)同时具有IM结构简单、造价低,及多相电机空间矢量资源充足、控制自由度多、容错性能好等双重优势,在舰船推进、航空航天器驱动、新能源汽车驱动等领域的应用越来越广泛^[1]。随着IM的广泛应用,不同场合对电机的性能要求也越来越高,既要求电机能在低速时提供大扭矩,又要求其在恒功率条件在具有宽广的调速范围。传统的IM调速方式是通过改变变频器逆变输出的电压频率来调节转子转速,但变频器变频范围有限,且恒功率模式下电机端电压随频率增大而缓慢升高,变频器供电最大电压也会限制调速范围,采用调速范围更宽的高性能变频器成本高、体积大,且在不同的转速、转矩区间内难以始终满足较高的运行效率^[2]。上述问题阻碍了IM在一些对调速范围及效率同时具有较高要求场合的应用。

Dajaku等^[3]提出了一种新型定子绕组结构,并应用该结构设计出了定子笼型IM。定子笼型IM的定子槽中由大块的铝制导条取代铜制绕线,端部由铝制圆环短接,每根导条独立供电,从而使不同导条通电的相序、频率和幅值可以做出及时调整(即使电机处于运行状态),通过改变导条通电电流可以实现电机极对数的改变,为极对数切换策略提供理论支持。

极对数切换调速策略的提出,可有效解决调速范围和高效率工作区域窄、适用环境单一的问题。特别是对于多相电机而言,不同极对数间的切换使电机在同一转速、转矩工作环境下有多种组合方式,根据转速、转矩的机械特性,低速多对极,高速少对极可保证在不同转速区间内均可获得较高的系统效率,真正实现异步电机在复杂工况下的宽调速运行^[4]。一些传统的极对数切换方法,如通过降低反电动势、低速区使用多极对数、高速区使用少极对数来拓宽恒功率时的调速范围。这些方法,切换时必须停电操作,而且切换瞬间会有较大的电流冲击、无转矩输出,使整个切换过程不连续不平滑^[5]。本文提出一种基于磁场定向矢量控制的极对数切换技术,通过转速、电流的双闭环控制,可确保十二相IM在不停电情况下、不同工况下进行极对数的连续平滑切换。

1 十二相IM数学模型和矢量控制

1.1 电压和转矩方程

自然坐标系下,IM电压方程为

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U_s 、 I_s 、 R_s 和 L_s 分别为定子侧电压、电流、电阻和电感;同理 U_r 、 I_r 、 R_r 和 L_r 分别为转子侧电压、电流、电阻和电感; L_{sr} 和 L_{rs} 为定、转子电感。

转矩方程和运动方程为

$$\begin{cases} T_e = p(i_{sq}\psi_{sd} - i_{sd}\psi_{sq}) \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L \end{cases} \quad (2)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为极对数; i_{sq} 、 i_{sd} 分别是定子 q 轴、 d 轴电流; ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 分别为定子 d 轴、 q 轴磁链; J 为机组的转动惯量; T_L 为电机所加负载。

1.2 基于转子磁场定向的矢量控制

矢量控制的基本思想是对三相IM采用旋转变换,将自然坐标系下的电压电流方程变到 dq 旋转坐标系下,再通过磁场定向(本文采用定子磁场定向),将 d 轴沿定子磁链方向,而 q 轴与 d 轴正交,使磁场由 d 轴仅有电流 i_{sd} 产生,转矩仅由 q 轴电流 i_{sq} 产生,从而实现转矩分量和励磁分量解耦,通过分别控制 d 、 q 轴电流分量,从而获得和直流电机相媲美的高精度和快速响应性能^[6]。定子磁场定向指的是将同步旋转坐标系 dq 在定子磁场方向上定向,同气隙磁场一样。将IM通过双闭环的PI调控,能够有效削减极对数切换过程中存在的转速和转矩波动,且PI控制器结构简单、鲁棒性和适应性强,对于不同极对数下的转速具有良好的跟踪调节能力。

根据多相IM磁场定向矢量控制,以基波平面作工作平面为例,该平面的转矩电流分量 i_{sq1} 、励磁电流分量 i_{sd1} 和转差角频率 $(\omega_1 - \omega_r)$ 分别为

$$i_{sq1} = \frac{1}{p} \frac{L_{r1} T_{e1}}{L_{m1} \psi_{rd1}} \quad (3)$$

$$i_{rd1} = \frac{1 + T_{r1} p}{L_{m1}} \psi_{rd1} \quad (4)$$

$$\omega_1 - \omega_r = \frac{R_{r1} L_{m1} i_{sq1}}{L_{r1} \psi_{rd1}} \quad (5)$$

式中:脚标为“1”的参数均表示以基波平面为工

作平面时的量; T_{r1} 为转子电磁时间常数, $T_{r1} = L_{r1}/R_{r1}$; ω_1 和 ω_r 分别为定子磁场旋转电角速度和转子旋转机械角速度^[7-8]。

以基波平面作为工作平面,整个闭环系统由转速和 q 轴电流形成双环控制,该十二相 IM 转子磁场定向矢量控制制框图如图 1 所示。

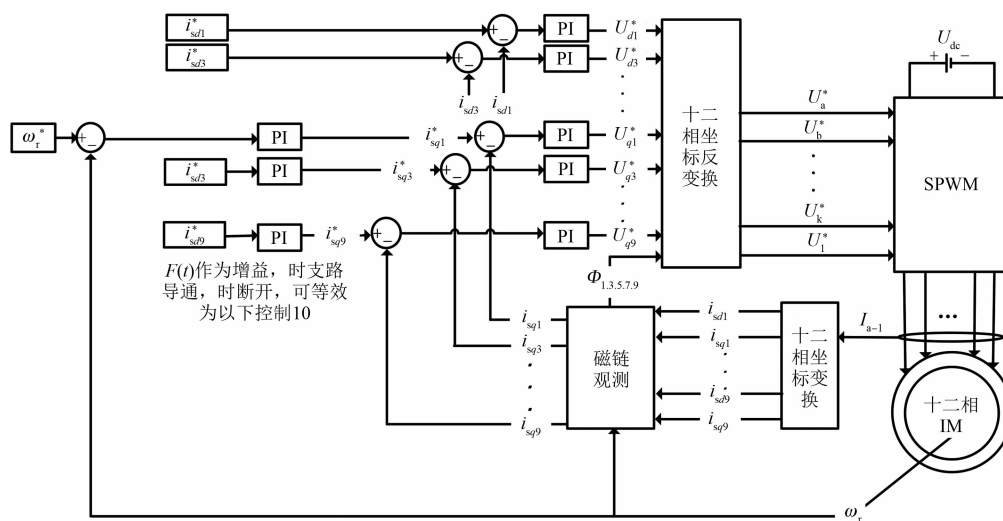


图 1 十二相 IM 矢量控制框图

2 基于空间矢量解耦技术和转子磁场定向控制的极对数切换技术

2.1 十二相感应极对数切换原理

根据式(1)将自然坐标系下的定子电压和电

流经过坐标变换,转变为旋转坐标系下的直流分量,实现电机的解耦,便于对电极的转矩分量和励磁分量的精准调控。对所采用的十二相 IM 进行恒功率坐标变换,从而实现十二相系统解耦,为极对数切换提供理论依据,变换矩阵为

$$\mathbf{c} = \sqrt{\frac{2}{12}} \times \begin{bmatrix} \cos \phi_1 & \cos\left(\phi_1 - \frac{2\pi}{12}\right) & \cos\left(\phi_1 - \frac{4\pi}{12}\right) & \cdots & \cos\left(\phi_1 - \frac{22\pi}{12}\right) \\ \sin \phi_1 & \sin\left(\phi_1 - \frac{2\pi}{12}\right) & \sin\left(\phi_1 - \frac{4\pi}{12}\right) & \cdots & \sin\left(\phi_1 - \frac{22\pi}{12}\right) \\ \cos \phi_3 & \cos\left(\phi_3 - \frac{6\pi}{12}\right) & \cos\left(\phi_3 - \frac{12\pi}{12}\right) & \cdots & \cos\left(\phi_3 - \frac{66\pi}{12}\right) \\ \sin \phi_3 & \sin\left(\phi_3 - \frac{6\pi}{12}\right) & \sin\left(\phi_3 - \frac{12\pi}{12}\right) & \cdots & \sin\left(\phi_3 - \frac{66\pi}{12}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \cos \phi_9 & \cos\left(\phi_9 - \frac{18\pi}{12}\right) & \cos\left(\phi_9 - \frac{36\pi}{12}\right) & \cdots & \cos\left(\phi_9 - \frac{198\pi}{12}\right) \\ \sin \phi_9 & \sin\left(\phi_9 - \frac{18\pi}{12}\right) & \sin\left(\phi_9 - \frac{36\pi}{12}\right) & \cdots & \sin\left(\phi_9 - \frac{198\pi}{12}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \cdots & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \cdots & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: ϕ_1 为基波下一对极运行时的转子电角度; ϕ_k 为不同谐波下的转子电角度 $\phi_k = k\phi_1$ 。

矩阵中,第1、2行构成 d_1 - q_1 基波平面,也叫一对极控制平面;第3、4行构成 d_3 - q_3 3次谐波平

面,也叫三对极控制平面;其后有 5 次谐波平面、7 次谐波平面和 9 次谐波平面,即十二相 IM 具有 5 个控制平面,5 个平面相互正交,基波、3 次、5 次、7 次和 9 次谐波在旋转坐标系下完成解耦^[9]。

以 d_1-q_1 为基波平面、 d_k-q_k 为 k 次谐波平面

的电压、转矩^[10]分别为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_{sd1} \\ u_{sq1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{s1}p & -\omega_1 L_{s1} & L_{m1}p & -\omega_1 L_{m1} \\ \omega_1 L_{s1} & R_s + L_{s1}p & \omega_1 L_{m1} & L_{m1}p \\ L_{m1}p & -(\omega_1 - \omega_r)L_{m1} & R_{r1} + L_{r1}p & -(\omega_1 - \omega_r)L_{r1} \\ (\omega_1 - \omega_r)L_{m1} & L_{m1}p & (\omega_1 - \omega_r)L_{r1} & R_{r1} + L_{r1}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{rd1} \\ i_{rq1} \end{bmatrix} \\ T_{e1} = pL_{m1}(i_{sd1}i_{rq1} - i_{rd1}i_{sq1}) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_{sdk} \\ u_{sqk} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sk}p & -\omega_k L_{sk} & L_{mk}p & -\omega_k L_{mk} \\ \omega_k L_{sk} & R_s + L_{sk}p & \omega_k L_{mk} & L_{mk}p \\ L_{mk}p & -(\omega_k - k\omega_r)L_{mk} & R_{rk} + L_{rk}p & -(\omega_k - k\omega_r)L_{rk} \\ (\omega_k - k\omega_r)L_{mk} & L_{mk}p & (\omega_k - k\omega_r)L_{rk} & R_{rk} + L_{rk}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdk} \\ i_{sqk} \\ i_{rdk} \\ i_{rpk} \end{bmatrix} \\ T_{ek} = pL_{mk}(i_{sdk}i_{rpk} - i_{rdk}i_{sqk}) \end{cases} \quad (8)$$

$$T_e = T_{e1} + T_{e3} + T_{e5} + T_{e7} + T_{e9} \quad (9)$$

式中: p 为微分算子; $L_{s1} = L_{m1} + L_{s01}$, $L_{r1} = L_{m1} + L_{r01}$, $L_{sk} = L_{mk} + L_{s0k}$, $L_{rk} = L_{mk} + L_{r0k}$; u_{sd1} 、 u_{sq1} 和 u_{sdk} 、 u_{sqk} 分别为基波和 k 次谐波的定子侧 d 、 q 轴电压分量; i_{sd1} 、 i_{sq1} 、 i_{rd1} 、 i_{rq1} 和 i_{sdk} 、 i_{sqk} 、 i_{rdk} 、 i_{rpk} 分别为基波和 k 次谐波定子侧和转子侧 d 、 q 轴电压、电流分量; L_{m1} 、 L_{s01} 、 L_{r01} 和 L_{mk} 、 L_{s0k} 、 L_{r0k} 分别为基波和 k 次谐波的定子励磁电感、定子漏感和转自漏感; R_{r1} 、 R_{rk} 和 R_s 分别为基波、 k 次谐波折算后转子电阻和定子电阻; ω_1 、 ω_k 、 ω_r 分别为定子基波、 k 次谐波电角度和转子机械角度; T_{e1} 、 T_{ek} 和 T_e 分别为基波、 k 次谐波和总的电磁转矩^[11-12]。

对于十二相 IM 的 5 个可控平面, 由式(6)的坐标变换矩阵对该电机在基波、3 次、5 次、7 次和

9 次谐波空间平面进行矢量解耦, 基波为工作时电机以一对极运转, 此时基波平面的 PI 控制器, 逆变器与十二相 IM 本体形成双闭环控制; 当电机以三对极运转时, 切断 3 次谐波外的其他谐波回路, 将 d_3-q_3 平面作为工作平面, 与 PI 控制器, 逆变器和电机本体形成双闭环控制, 其他对极切换原理相同^[13-14]。

为了实现回路的选择和通断, 达到不断电连续极对数切换, 通过在转速 PI 控制器前加控制函数, 将函数值作为增益来控制输入到 PI 调节器中的量。本文采用阶跃函数作为控制函数, 用阶跃函数的 0-1 变化模仿开关的断开闭合从而实现回路切换, 极对数切换流程图如图 2 所示。

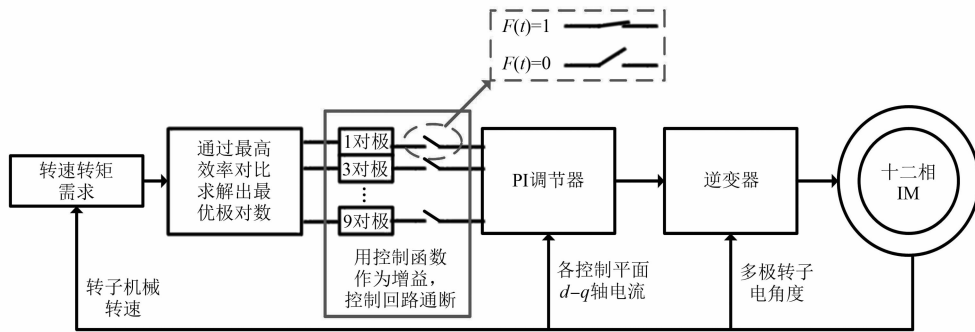


图2 矢量控制极对数切换流程图

2.2 极对数瞬时切换策略

采用阶跃函数作为极对数切换的临界条件, 在指定时刻执行极对数切换操作, 替代实际环境下电机根据转矩和转速需求所做出的极对数切换响应依据。

基于转子磁场定向矢量控制的十二相 IM 极对数切换控制框图如图 3 所示。其中, $F_1(t) \sim F_5(t)$ 为时间相关的阶跃函数, 取值为 0 或 1, 每个阶跃函数管控一个谐波回路, 而谐波回路对应着不同极对数的控制平面, 通过函数的 0-1 转换实

现回路的通断,0 为断开、1 为导通,实现不同极对数间的切换。将基波下的电机极对数设置为 1,当为一对极运转时 $F_1(t)=1$,其他函数值为 0。阶跃函数所连支路、逆变器、IM 构成双闭环回路,此时电机的励磁分量和转矩分量由 i_{sd1}^* 和 i_{sq1}^* 控制,若电机有 t_0 时刻由 1 对极向 3 对极切换,控制函数表示为

$$\begin{cases} F_1(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < t_0 \\ 0, & t_0 \leq t \end{cases} \\ F_2(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < t_0 \\ 1, & t_0 \leq t \end{cases} \\ F_3(t) = 0, 0 \leq t \\ F_4(t) = 0, 0 \leq t \\ F_5(t) = 0, 0 \leq t \end{cases} \quad (10)$$

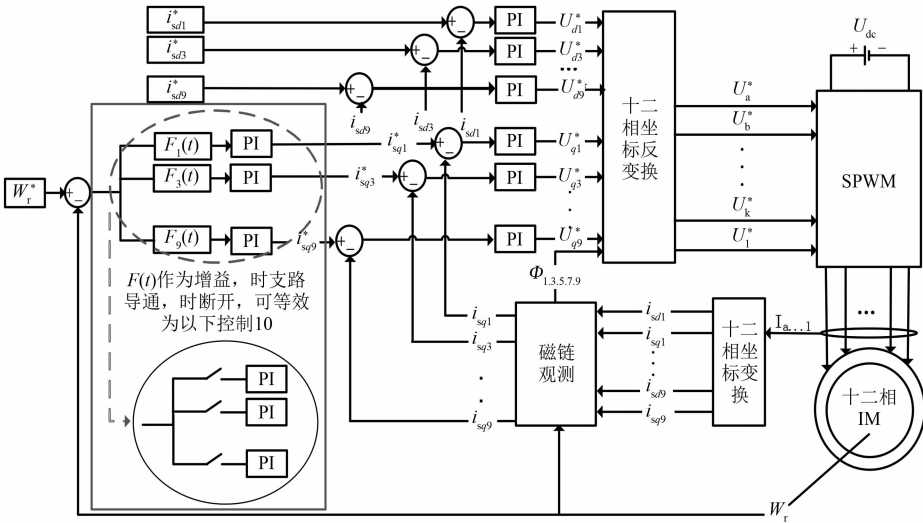


图3 十二相IM 矢量控制极对数切换框图

由切换原理可知,2 个极对数之间的切换实质就是使电机运转在不同次数基波或谐波电流下,极对数的倍数关系等同于不同基波或谐波电流间次数的倍数关系^[15]。因此可以通过改变工作平面的电流次数实现极对数切换,通过阶跃函数,闭环回路的电流次数得到控制,函数值为 1 时,支路导通,所处平面即为工作平面;函数值为 0 时,支路断开,失去对电机的控制作用。

3 仿真结果

3.1 电机仿真参数

使用 SPWM 型逆变器,载波频率为 10 kHz,电机额定相电压为 220 V,额定频率 50 Hz,仿真中采用离散系统,转速环和电流环的采样时间分别为 10^{-4} s 和 10^{-5} s,转动惯量、相关的电阻、电感参数如表 1 所示。

3.2 结果分析

仿真模型如图 3 所示,仿真分为 3 种运行状

表 1 电机参数

参数名称	1 对极	3 对极	5 对极	7 对极	9 对极
R_s/Ω	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8
$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04
R_r/Ω	0.489 4	0.416 1	0.410 5	0.409 3	0.408 5
L_s/H	0.258 1	0.034 0	0.016 4	0.011 9	0.010 8
L_r/H	0.264 3	0.040 2	0.025 1	0.020 3	0.019 2
L_m/H	0.252 2	0.028 0	0.010 1	0.005 1	0.002 5

态:(1)匀速切换;(2)升速切换;(3)降速切换。匀速极对数切换时,电机在 0.3 s 时加上 10 N·m 负载,给定转速 500 r/min,电机恒速有 1 对极向 9 对极不断电连续变换,转矩转速的状态如图 4、图 5。

恒转速极对数切换时,在切换瞬间转速和转矩会出现短时间的微小波动,因为低对极向高对极切换瞬间,转子切换前电角度低于切换后电角度,所以会出现转矩的偏大波动以实现转速的稳定跟随。

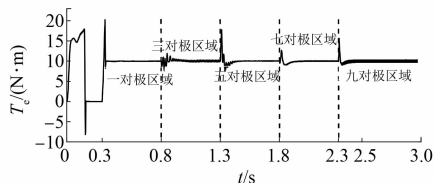


图4 恒速切换转矩

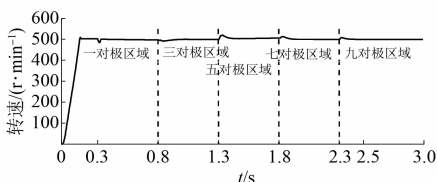


图5 恒速切换转速

对该电机进行恒负载变转速极对数切换,给定转速为1对极1000 r/min,3对极700 r/min,5对极500 r/min,7对极300 r/min,9对极150 r/min。电机分别进行升级降速和降级升速2种情况进行仿真,由空载起动,在0.2 s时加上负载,0.5 s时开始每隔0.5 s向相邻极对数切换。

由低速向高速,9对极向1对极不断电连续切换,该十二相IM的转矩、转速和定子 q 轴电流情况如图6~图8所示。

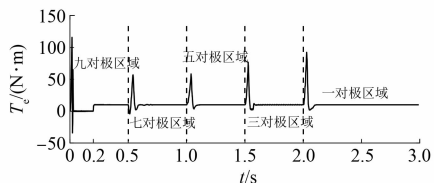


图6 升速切换转矩

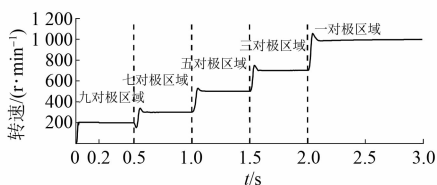
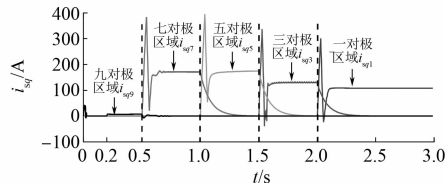


图7 升速切换转速

较恒转速极对数切换,升速切换时,转速波动更变大,转速在2种给定速度之间切换时存在超调现象,为了在短时间内使转速达到给定值,电磁转矩变大,稳态时转速和转矩波动小。

对该电机进行恒负载降转速极对数切换,切

图8 升速切换定子 q 轴电流

换过程与升速切换相反,其他条件等同。转矩、转速和 q 轴电流如图9~图11所示。

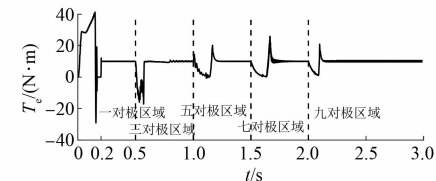


图9 降速切换转矩

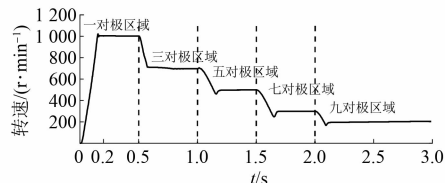
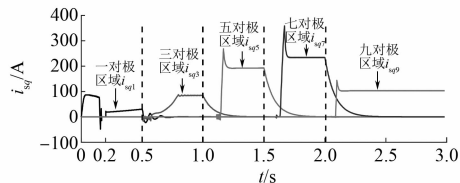


图10 降速切换转速

图11 降速切换定子 q 轴电流

对比升速切换,降速切换时 q 轴电流变化滞后,电磁转矩在滞后期下降,电机表现为电磁制动,以此来快速降低转子转速。实现转速的跟踪调节。

据文献[1-5]和文献[11-15]描述和试验数据所得,极对数切换能有效拓宽IM调速区间,满足IM转速公式: $n = \frac{60f}{p}(1-s)$,当变频器输出频率达到上限,减少IM极对数可使IM调速上限得到极大提升。阶跃函数在有效提高切换速度的同时也产生了较大的转速和转矩冲击,阶跃函数的突变型使电机在极对数切换瞬间,预切入的极对数回

路由 0 态输入,到预期状态的瞬态输入,使 PI 调节器不能有效跟踪调节,而且滞留状态的转速转矩使调节过程出现超调现象,但阶跃函数的快速切换能够满足电机在实际应用中,转速或转矩瞬间变化的响应需求。

4 结 语

为了解决传统三相 IM 难以兼顾宽调速范围与高效率运行的矛盾,本文提出一种基于矢量控制的十二相 IM 极对数切换策略。利用空间矢量解耦技术将各个控制平面解耦成不同极对数的子平面,在不同工况下选择不同的子平面提供电磁转矩,可以实现极对数的切换。此外,针对传统策略切换过程中断电和电流冲击大的问题,提出通过控制函数变换矢量控制回路,可确保实现极对数的不断电平滑切换。仿真结果验证了此极对数切换策略的可行性,由仿真数据可以看出切换瞬间转矩脉动较大,切换条件不满足实际应用,在不改变所用逆变器的情况下对电机实体的转速区间拓宽范围也并未涉及,在电机实体上的表现也有待试验测定,这也是本课题下一步要研究的问题。

【参 考 文 献】

- [1] 杨家强,高健,金玉龙,等. 基于矢量控制的多相感应电机电子变极调速技术[J]. 电工技术学报, 2014,29(3): 96.
- [2] 杨家强,黄进,康敏,等. 多相感应电机的电子变极技术[J]. 电机与控制学报,2009,13(3): 322.
- [3] DAJAKU G, GERLING D. Low costs and high efficiency asynchronous machine with stator cage winding[C]//2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), 2014.
- [4] DAJAKU G, BACHHEIBL F, PATZAK A, et al.

Intelligent stator cage winding for automotive traction electric machines[C]//EVS28 International Electric Vehicle Symposium & Exhibition, 2015.

- [5] KUME T, SWAMY M. A quick transition electronic winding changeover technique for extended speed ranges [C] // 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551), 2004.
- [6] 汤浩. 九相感应电机矢量控制系统的研究[D]. 杭州:浙江大学, 2013.
- [7] 徐磊,邓建国,宋冰. 基于 MATLAB 五相感应电机仿真研究[J]. 微计算机信息, 2009, 25(4): 199.
- [8] 周桂珍,张立飞. 异步电动机的 SPWM 变频调速仿真研究[J]. 机电信息, 2015(24): 104.
- [9] 杨晓楠. 多相电机的建模与控制[D]. 北京:北京交通大学, 2016.
- [10] 尹溶森,杨磊,杨家强,等. 五相感应电机转矩跟踪电子变极方法[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(1): 1.
- [11] 杨家强,高健,黄进. 多相感应电机指数响应电子变极方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 105.
- [12] 孙东森,葛宝明,吴伟亮,等. 极相调制感应电机的建模与控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 80.
- [13] YANG J, YIN R, ZHANG X, et al. Exponential response electrical pole-changing method for a five-phase induction machine with a current sliding mode control strategy[J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2017, 18(8): 1151.
- [14] 高健. 五相感应电机电子变极控制策略的研究[D]. 杭州:浙江大学, 2014.
- [15] 汤蕴璆. 电机学[M]. 5 版. 北京:机械工业出版社, 2014.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部