六相感应电机驱动系统的简易制动方案设计

白敬彩，王国柱，范峥，杜志勇
（河南工学院 电气工程与自动化学院，河南 新乡 453003）

摘要：前端采用二极管整流器的六相感应电机驱动系统无法实现再生制动，针对这个问题，提出了一种六相感应电机驱动系统的简易制动方案。不同于传统制动方案需配置额外硬件以消耗制动功率，新型简易制动方案通过控制软件重构实现了在逆变器和电机内部消耗制动功率，避免了制动电阻的使用。新方案基于六相电机驱动系统的额外自由度来增加制动损耗的同时并不会产生转矩扰动。基于六相感应电机驱动试验平台对新制动方案进行了测试。试验结果表明，新方案可在控制器较少变化下实现电机的制动。

关键词：六相感应电机；制动方案；磁场定向控制；电机驱动
中图分类号：TM346 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd19724

Simple Braking Method Design of Six-phase Induction Motor Driving System

BAI Jingcai，WANG Guozhu，FAN Zheng，DU Zhiyong
（*School of Elecrtical Engineering and Automation，Henan Institute of Technology，Xinxiang* 453003，*Henan*，*China*）

Abstract: A six-phase induction motor driving system supplied from diode front-end rectifiers can′t realize regenerative braking. To solve it，a simple braking scheme for a six-phase induction motor driving system was proposed. Different from the traditional braking scheme based on additional hardware to consume the braking power，the simple braking scheme realized the braking power consumption in the inverter and the motor by control software reconfiguration，avoiding the braking resistor. New scheme based on the additional degrees of freedom of the six-phase motor driving system to increase the braking losses without disturbing the torque production at the same time. The new simple braking scheme was tested based on the six-phase induction motor driving system test platform. The test results show that the new scheme can achieve motor braking with less changes in the controller.

Key words: six-phase induction motor；braking method；field-oriented control（FOC）；motor driving

感应电机驱动控制最有效的制动方法是再生制动[1-2]。然而，再生制动需前端采用可控整流器，这对于大功率应用有优势[3]，但小型感应电机驱动器前端优先采用的是二极管整流器[4]，由于制动功率只能消耗在系统中，故传统设计是增加制动电阻，这增加了系统复杂度和尺寸。因此，有诸多学者对无额外硬件下的驱动器制动方案进行了研究[5]。考虑到低功率感应电机驱动系统中的铜耗有助于实现电机制动过程，文献[6-7]分别设计了一种直流制动方案和高滑差制动方案，通过增加系统损耗来提高制动转矩，但转子磁链小，使得系统从制动到驱动模式的转换变得很复杂。

高性能制动方法通常基于磁场定向控制（FOC）设计，最常用的是磁链制动方案[8]。但高磁链容易使电机过度磁化，导致电磁噪声和弱磁区过电压[9]。文献[10]提出了注入电流谐波来增加损耗制动的方案，但带来了额外的转矩脉动。对于三相感应电机，增加铜损通常通过控制d，q轴电流实现，因此带来上述一些问题。但对于多相电机，则存在额外的自由度[11-12]，即由矢量空间分解[13]（vector space decomposition，VSD）在次级平面中提供了附加x，y轴分量。因此，本文在前述文献研究基础上，综合使用x，y轴电流来产生额外损耗，设计了一种新型的简易制动方案。新方案省去了传统方案中的额外硬件配置。最后，通过感应电机驱动试验平台开展了电机制动试验，试验结果验证了新方案的有效性。

基金项目：河南省科技攻关项目（182102210033，182102210261）
作者简介：白敬彩（1979—），女，硕士，讲师，Email：okbjc@163.com

1 感应电机制动过程分析

感应电机的动力学方程为

$$T_e - T_L = J\frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \tag{1}$$

式中：T_e为电磁转矩；T_L为负载转矩；J为转动惯量；ω_m为电机机械角速度；B为摩擦系数。

从式(1)可以看出，在制动过程中控制电磁转矩T_e为负。

制动过程的功率分析如图1所示，T_e和T_L与旋转方向均相反，可加快减速，这时有功功率反向，当能量可双向流动时，制动功率反馈回电源。但前端采用二极管整流，或前端采用可控整流但电网故障电压骤降时，能量只能在直流侧聚集，从而抬升直流电压，将导致直流过压。故此时只能增加系统损耗来制动，传统方法为直流制动，即定子磁链不旋转，气隙功率P_δ为0。直流制动方案只有转子损耗用于制动，制动功率小，且电机减速以不受控方式完成。文献[14]将制动方案集成在FOC控制器中，通过注入d轴电流值来增加损耗，但也会增加额外的扰动。综上，制动控制要求为：1)不抬升直流母线电压；2)最大化系统损耗，提高制动功率；3)制动方案须集成在控制器中；4)不引起磁链异常和转矩脉动。

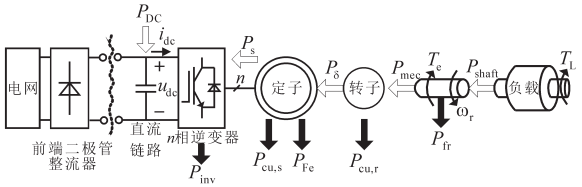

图1 制动过程的功率分析

Fig.1 Power analysis of the braking process

2 六相感应电机驱动系统制动方案设计

2.1 非对称六相感应电机的损耗

非对称六相感应电机的数学模型为[13]

$$\begin{cases}
[\,i_{\alpha s}\quad i_{\beta s}\quad i_{xs}\quad i_{ys}\,]^T = \boldsymbol{T}\cdot[\,i_{a1}\quad i_{b1}\quad i_{c1}\quad i_{a2}\quad i_{b2}\quad i_{c2}\,] \\
u_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + L_s\dfrac{di_{\alpha s}}{dt} + M\dfrac{d}{dt}i_{\alpha r} \\
u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + L_s\dfrac{di_{\beta s}}{dt} + M\dfrac{d}{dt}i_{\beta r} \\
u_{xs} = R_s i_{xs} + L_{ls}di_{xs}/dt \\
u_{ys} = R_s i_{ys} + L_{ls}di_{ys}/dt \\
0 = R_r i_{\alpha r} + L_r di_{\alpha r}/dt + \omega_r L_r i_{\beta r} + Mdi_{\alpha r}/dt + \omega_r M i_{\beta r} \\
0 = R_r i_{\beta r} + L_r di_{\beta r}/dt - \omega_r L_r i_{\alpha r} + Mdi_{\beta r}/dt - \omega_r M i_{\alpha r} \\
T_e = pM\,(i_{\beta r}i_{\alpha s} - i_{\alpha r}i_{\beta s})
\end{cases} \tag{2}$$

其中

$$\boldsymbol{T} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix}
1 & -1/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\
0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\
1 & -1/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\
0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1
\end{bmatrix}$$

$$M=3L_m \quad L_s=L_{ls}+3L_m \quad L_r=L_{lr}+3L_m \quad \omega_r=p\omega_m$$

式中：$\boldsymbol{T}$为等功率Clarke变换矩阵；i_{a1}，i_{b1}，i_{c1}，i_{a2}，i_{b2}，i_{c2}为定子六相电流；$i_{\alpha s}$，$i_{\beta s}$，i_{xs}，i_{ys}为α，β轴和x，y轴定子电流；$i_{\alpha r}$，$i_{\beta r}$为α，β轴转子电流；L_m为互感；L_{ls}，L_{lr}为定子和转子电感；R_s，R_r为定子和转子电阻；ω_r为转子电角速度；ω_m为转子机械角速度；p为极对数。

式(2)表明，电磁转矩仅限于$\alpha\beta$子空间，而x，y轴电流仅产生铜耗。同时，$\alpha\beta$和xy子空间是正交的，可独立控制。设六相感应电机有2个隔离中性点，则可将不存在通路的零序电流省略。进一步为了使用线性控制器，采用Park变换将$\alpha\beta$子空间变换到dq子空间，使磁链和转矩独立控制。在式(2)中忽略的涡流和磁滞引起的铁心损耗由定子磁链和频率决定，通过将d轴电流参考值设置为$i_{ds}^* = i_{dsn}$，可获得较高的铁耗。而铜耗为

$$P_{cu} = P_{cu,s} + P_{cu,r} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + i_{xs}^2 + i_{ys}^2) + R_r i_{qs}^2 \tag{3}$$

式中：P_{cu}为总铜耗；$P_{cu,s}$，$P_{cu,r}$分别为定子铜耗和转子铜耗；i_{ds}，i_{qs}分别为d，q轴定子电流。

由式(3)可知，增大x，y轴电流可增加铜耗。

2.2 基于x，y轴电流注入的铜耗提高

新制动方案通过注入x，y轴电流可转移传递到直流侧的能量。图2为制动过程中能量耗散原理图。图2中所示，电机转速从n_1制动到n_2。在t_0时刻开始减速，如图2a所示，传统制动导致直流侧电压抬升，如图2b所示。当采用x，y轴电流注入时，传递到直流侧的能量可作为铜耗，使得直流侧功率维持不变，如图2c所示。在t_1时刻，制动过程结束，注入电流取消，如图2d所示。

从式(2)可看出：1)注入x，y轴电流不会影响磁链和转矩；2)x，y轴电流的控制是独立的；3)由于时间常数小，x，y轴电流可实现快速注入；4)因为x，y子空间阻抗较低。注入x，y轴电流只需较低的x，y电压，故注入x，y轴电流进行制动是理想选择。

对制动策略而言，需考虑电机低速时的电流约束，而定子电流同时受到电机和逆变器额定参数限制，通常感应电机短时电流可达到其标称电

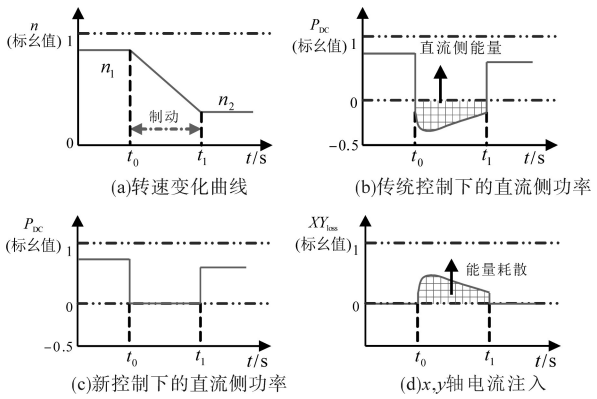

图2　电机制动过程中能量耗散原理图

Fig.2　Schematic diagram of energy dissipation during motor braking

流的4倍,故注入x,y轴电流实际上受到逆变器额定值限制。考虑到逆变器具备短时过载能力,故系统瞬态最大允许电流高于额定值($I_{max}=\alpha I_n$,$\alpha>1$)。综合考虑d,q轴和x,y轴电流,有:

$$i_{xs}^2+i_{ys}^2\leqslant 6I_{max}^2-i_{ds}^2-i_{qs}^2 \tag{4}$$

式中:I_{max}为系统瞬态最大允许电流。

式(4)中的电流约束仅适用于电机相电流平衡的情况。虽然这是x,y轴电流取零值时的电机运行的标准情况,但如果没有以适当的方式注入x,y轴电流,则可能不成立。这将提供一个次优解,故需进一步分析。对式(2)进行逆变换,相电流可写为

$$\begin{cases} i_{a1}=(i_{\alpha s}+i_{xs})/\sqrt{3} \\ i_{b1}=(-i_{\alpha s}/2+\sqrt{3}\,i_{\beta s}/2-i_{xs}/2-\sqrt{3}\,i_{ys}/2)/\sqrt{3} \\ i_{c1}=(-i_{\alpha s}/2-\sqrt{3}\,i_{\beta s}/2-i_{xs}/2+\sqrt{3}\,i_{ys}/2)/\sqrt{3} \\ i_{a2}=(\sqrt{3}\,i_{\alpha s}/2+i_{\beta s}/2-\sqrt{3}\,i_{xs}/2+i_{ys}/2)/\sqrt{3} \\ i_{b2}=(-\sqrt{3}\,i_{\alpha s}/2+i_{\beta s}/2+\sqrt{3}\,i_{xs}/2+i_{ys}/2)/\sqrt{3} \\ i_{c2}=-(i_{\beta s}+i_{ys})/\sqrt{3} \end{cases} \tag{5}$$

满足相电流等幅度要求的解如下:

$$\begin{cases} i_{xs}=\gamma i_{\beta s} \\ i_{ys}=\gamma i_{\alpha s} \end{cases} \tag{6}$$

式中:γ为控制器参数,用于调节注入的电流量。将式(6)代入式(3)可得:

$$P_{cu}=P_{cu,s}+P_{cu,r}=(1+\gamma^2)R_s(i_{ds}^2+i_{qs}^2)+R_r i_{qs}^2 \tag{7}$$

从式(5)可看出,$\alpha\beta$子空间中($\bar{i}_{\alpha\beta s}=i_{\alpha s}+ji_{\beta s}$)和$xy$子空间中($\bar{i}_{xys}=i_{xs}+ji_{ys}$)均以基频旋转,但方向相反。

3　简易制动控制器设计

3.1　制动控制器设计

由于xy子空间的矢量逆同步旋转,若采用Park变换将产生2倍频正弦波,需采用宽带宽控制器或谐振控制器,导致控制结构复杂,参数设计难。因此,可采用Park逆变换得到直流形式的x,y轴电流,进而使用较为简单的PI调节器,如下所示:

$$\begin{cases} i'_{xs}=\gamma i_{qs} \\ i'_{ys}=\gamma i_{ds} \end{cases} \tag{8}$$

式中:i'_{xs},i'_{ys}为逆Park变换后得到的x,y轴电流。VSD(d,q—x,y)和双d,q(d_1q_1—d_2q_2)变换之间的关系如下所示为

$$\begin{cases} i_{ds}=\sqrt{1/2}\ (i_{d1s}+i_{d2s}) \\ i_{qs}=\sqrt{1/2}\ (i_{q1s}+i_{q2s}) \\ i'_{xs}=\sqrt{1/2}\ (i_{d1s}-i_{d2s}) \\ i'_{ys}=\sqrt{1/2}\ (i_{q2s}-i_{q1s}) \end{cases} \tag{9}$$

联立式(8)和式(9)可得到:

$$\begin{cases} i_{d1s}=(i_{ds}+\gamma i_{qs})/2 \\ i_{d2s}=(i_{ds}-\gamma i_{qs})/2 \\ i_{q1s}=(i_{qs}-\gamma i_{ds})/2 \\ i_{q2s}=(i_{qs}+\gamma i_{ds})/2 \end{cases} \tag{10}$$

式(10)的物理意义为:在驱动模式($\gamma=0$),两套绕组对磁链和转矩的贡献相等,但制动模式下($\gamma>0$),第1套绕组将对磁链的贡献更大。故相电流在制动期间仍保持平衡,但电流属性改变,反映为x,y轴电流上升。两套绕组的d,q矢量幅值和相位如下:

$$\begin{cases} |i_{dq1s}|=|i_{dq2s}|=\dfrac{1}{2}\left[(1+\gamma^2)i_{ds}^2+(1+\gamma^2)i_{qs}^2\right]^{\frac{1}{2}} \\ \varphi_{12}=\tan^{-1}\left(\dfrac{\gamma i_{ds}+i_{qs}}{i_{ds}-\gamma i_{qs}}\right)-\tan^{-1}\left(\dfrac{i_{qs}-\gamma i_{ds}}{\gamma i_{qs}+\gamma i_{ds}}\right) \end{cases} \tag{11}$$

进一步,式(4)可写为与γ相关的形式,如下式:

$$\gamma\leqslant\sqrt{6I_{max}^2/(i_{ds}^2+i_{qs}^2)-1} \tag{12}$$

制动控制器还需考虑注入x,y轴电流的时间点,这个时刻可定为直流侧功率P_{DC}变为负的时刻,这需要测量直流电流I_{DC},即需配置直流侧电流传感器。为了避免增加额外硬件,制动控制器选取的激活时间点为定子功率P_s变为负的时刻。P_s表达式为

$$P_s=u_{\alpha s}i_{\alpha s}+u_{\beta s}i_{\beta s}+u_{xs}i_{xs}+u_{ys}i_{ys} \tag{13}$$

此外,将式(8)和式(10)中的γ作为输出,考虑到制动控制器的目标是将定子功率维持在一个固定阈值(通常为$P_{threshold}=0$)以上,以避免直流侧逆功率,故将P_s作为输入。

3.2 控制器系统

图3为所设计的完整的六相感应电机驱动系统控制器，包含了FOC控制模块、制动控制模块和直流电压控制模块。

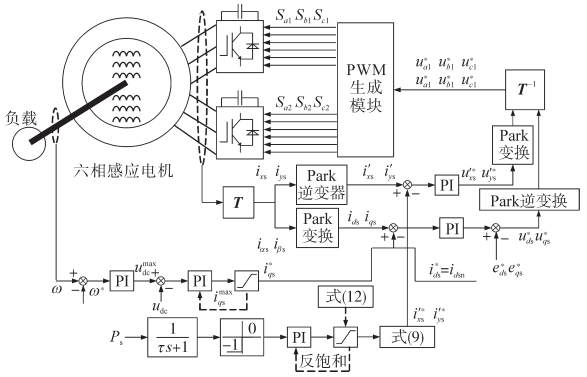

图3 含制动环节的六相感应电机驱动控制器框图

Fig.3 Block diagram of six-phase induction motor driving controller with brake inside

1）FOC控制模块为转速控制外环和电流控制内环组成的常规VSD控制方案。其中，q轴电流参考由速度外环输出，d轴电流参考设置为恒值；x，y轴电流参考由制动控制器提供。电流内环输出为电压参考值u_{ds}^{*}，u_{qs}^{*}，u_{xs}^{*}和u_{ys}^{*}，经由Park变换和Park逆变换后供给PWM生成模块。

2）制动控制模块集成在FOC控制模块中。当处于电机驱动工况下（$P_s>P_{threshold}=0$），制动控制模块不工作，当处于电机制动工况下（$P_s<P_{threshold}=0$）时，制动控制模块提供额外的x，y轴电流参考以增加损耗进行制动，无需增加额外的控制切换配置。

3）电压控制模块主要功能是辅助制动控制模块，包含一个PI调节器，输入为直流侧电压误差，输出为q轴电流参考值上限。

4 试验验证与结论

为了验证所设计制动方案的性能，搭建了如图4所示试验平台。图4中，六相感应电机和直流电机构成了对拖系统，两组Semikron公司的SKS22F模块构建了三相两电平变频器驱动电机，试验系统主要参数为：额定功率P_N=400 W，峰值电流i_{peak}=2.6 A，额定d轴电流i_d=1.1 A，额定q轴电流i_q=3 A，额定转速n_m=1 000 r/min，直流侧电压u_{dc}=300 V，定子电感L_{ls}=4.2 mH，定子电阻R_s=4.2 Ω，转子电感L_{lr}=55 mH，转子电阻R_r=2 Ω，互感L_m=420 mH，开关频率f_s=10 kHz，负载电阻R_{load}=25 Ω。控制器由DSP芯片TMS320F28335实现。电流采集由LEM传感器LAH25-NP实现，转速由数字编码器GHM510296R/2500处理。

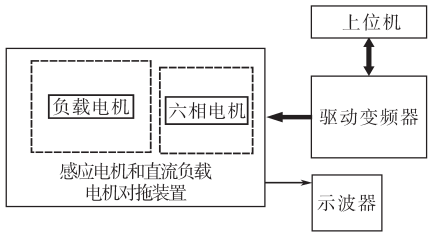

图4 六相感应电机驱动系统

Fig.4 Six-phase induction motor driving system

如前所述，制动、启动在定子功率反转的时刻，故设置x，y轴电流注入时阈值为零，见图2c所示。但出于试验系统安全考虑，将阈值设置为70 W，此时控制目标是将功率维持在70 W以上。为了充分验证，采用了同样工况下不增加和增加制动控制的对比试验，电机转速首先控制在250 r/min，然后速度参考以斜坡方式在t=5 s时下降至150 r/min。

图5为在无制动控制时的试验结果。其中图5a所示为电机转速波形，可以看出，稳态和减速暂态时电机的转速跟踪性能均较好；图5b为d，q轴电流波形，可以看出，d轴电流控制在1.1 A，并与q轴电流完全解耦，q轴电流在减速期间降低，以满足动态要求；图5c、图5d和图5e为x，y轴电流波形、x，y轴电压波形和控制参数γ波形，可以看出，由于屏蔽了制动环节，x，y轴电流、x，y轴电压和控制参数γ均保持为零；如图5f为定子功率波形，可以看出，在t=5 s启动减速后，定子功率出现小于阈值70 W的时刻。

图6为在采用新型控制方案时的试验结果。其中，图6a和图6b为电机转速波形和d，q轴电流波形，可以看出，增加制动控制环节后，无论是系统稳态运行或处于减速暂态时，电机的转速跟踪性能和d，q轴电流跟踪性能均较好，没有受到制动控制的影响；图6c、图6d和图6e为x，y轴电流波形、x，y轴电压波形和控制参数γ波形，可以看出，当减速产生低于阈值$P_{threshold}$时，即t约为6 s时，x，y轴电流注入启动，以维持定子功率高于阈值，定子功率波形如图6f所示。正如预期的那样，当制动完成后，x，y轴电流不再注入到系统中，故整个控制过程没有控制器切换产生。同时可以注意到，制动过程中注入x，y轴电流所需的x，y轴电压幅值较小，小于10 V。

本文设计了一种六相感应电机驱动系统的

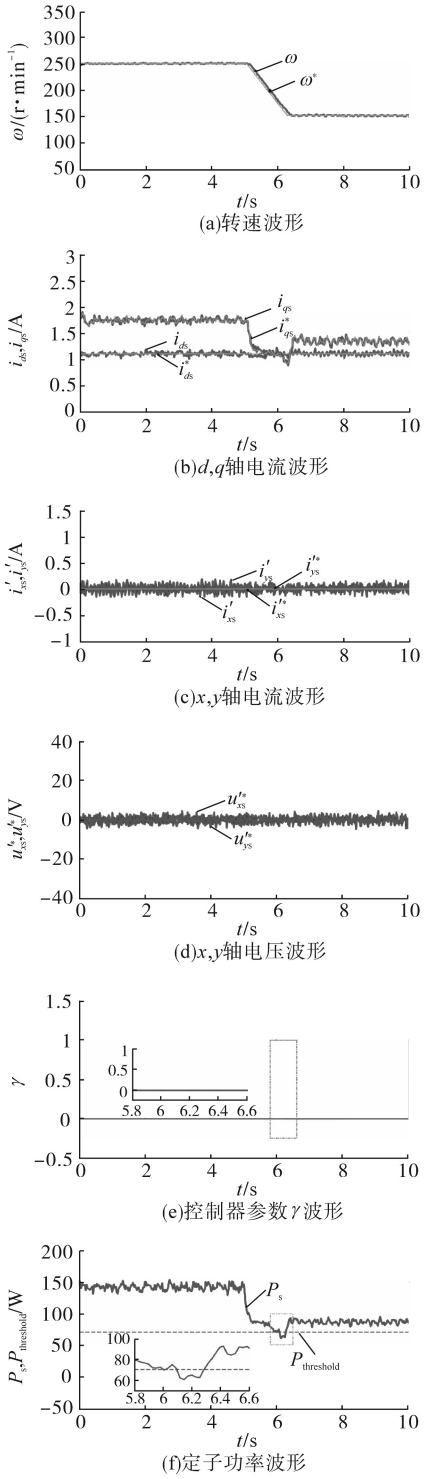

图5　无制动控制的电机制动试验结果

Fig.5　Motor brake test results without brake control

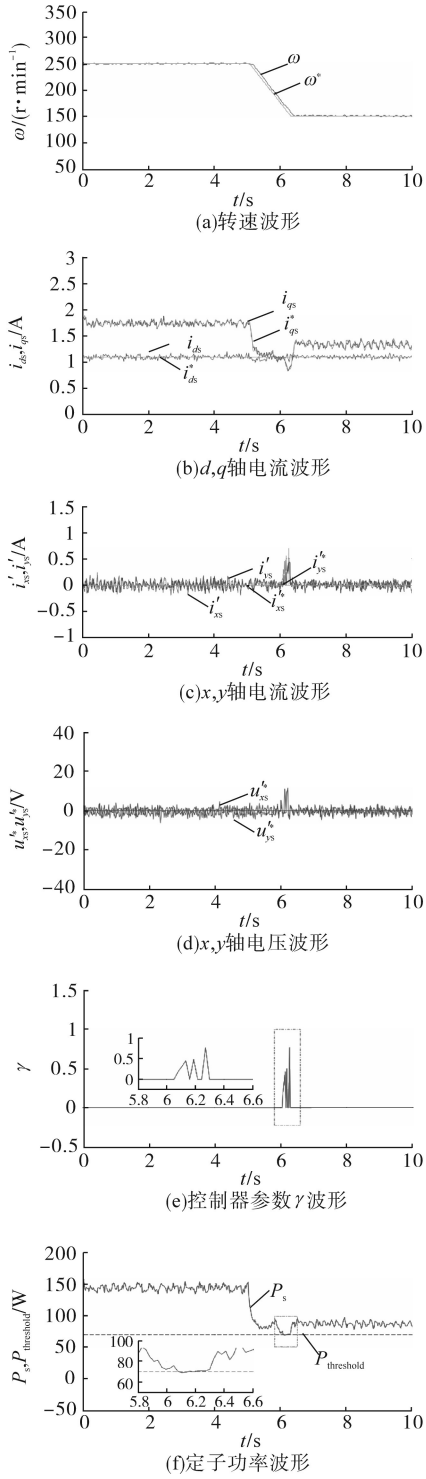

图6　含制动控制的电机制动试验结果

Fig.6　Motor brake test results with brake control

简易制动方案。新方案集成于常规感应电机FOC控制器中,无需额外的控制结构切换。总结全文可得到:

1)不同于传统制动方案,新方案无需额外硬件,完全由软件实现,且不需要对FOC控制器进行大幅更改,同时制动环节激活是自动完成的。

2)新方案在制动过程中注入x,y轴电流以增加系统损耗,这是独立于d,q轴电流控制的,也即是与系统转矩和磁链控制解耦,不会增加额外的转矩脉动,同时也消除了电机过度磁化的风险。

3)由于x,y子空间的低阻抗特性,注入x,y轴

(下转第52页)

恢复至稳态所需的时间较PI控制方法有所缩短；

3）实验结果表明，控制方法的输出电压最大降幅为3%，小于5%，符合标准中对电源输出电压波动的要求，且电压恢复至初始值所需的时间较PI控制方法有所缩短，在切除负载瞬间，输出功率能在更短的时间内取得稳定，为电动汽车无线充电系统的研制奠定了基础。

参考文献

[1] 李琼慧，王彩霞. 从电力发展“十三五”规划看新能源发展[J]. 中国电力，2017，50（1）：30-36.

[2] 赵争鸣，刘方，陈凯楠. 电动汽车无线充电技术研究综述[J]. 电工技术学报，2016，31（20）：30-40.

[3] 南方电网公司. Q/CSG 11516.2—2010，电动汽车充电站及充电桩设计规范[S]. 广州：中国南方电网有限责任公司，2010.

[4] 张谦，唐飞，刘涤尘，等. 计及电动汽车充电和负荷波动极限的电力系统静态电压稳定性评估方案[J]. 电网技术，2017，41（6）：1893-1900.

[5] 臧越，王剑. V～2C控制的降压变换器建模分析[J]. 工业控制计算机，2017，30（7）：142-143.

[6] 李伟，刘庆想，张政权，等. 基于高频交流链接技术的大功率高压直流电源[J]. 电工技术学报，2016，31（16）：65-71.

[7] 刘晓东，汪中勇，方炜，等. 单-双环控制ZVS电动汽车充电电源研究[J]. 电源技术，2014，38（4）：737-740.

[8] 刘其辉，逯胜建. 参与微电网调频的电动汽车虚拟同步机充放电控制策略[J]. 电力系统自动化，2018，42（9）：171-179.

[9] 罗旭，张淦胜，谢巍. Buck变换器线性参数变化模型的增益调度控制[J]. 上海交通大学学报，2017，51（6）：698-703.

[10] 凌亚涛，赵争鸣，杨祎，等. 考虑非理想器件模型的电力电子系统状态方程分析法[J]. 电工技术学报，2017，32（13）：51-59.

[11] Suvendu S，Akshay K R. Small Signal Modeling and Closed-loop Control of Parallel-series/series Resonant Converter for Wireless Inductive Power Transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2019，66（1）：172-182.

[12] Wen Shuhuan，Zhang Baowei，Hao Pengcheng，*et al.* Fuzzy Fractional Order Force Control of 6PUS-UPU Redundantly Actuated Parallel Robot Based on Inner Model Position Control Structure [J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence，2017，65（7）：200-211.

[13] 陈萌，肖湘宁. 基于分布式内模设计的微电网协调二次控制策略[J]. 电工技术学报，2017，32（10）：145-153.

[14] 陈坚. 电力电子学—电力电子变换和控制技术[M]. 北京：高等教育出版社，2002.

[15] Mai Ruikun，Yue Pengfei，Liu Yeran，*et al*. A Dynamic Tuning Method Utilizing Inductor Paralleled with Load for Inductive Power Transfer [J]. Thirty-third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition，2018，33（12）：10924-10934.

[16] Fu M F，Yin H，Zhu X E，*et al*. Analysis and Tracking of Optimal Load in Wireless Power Transfer System[J]. IEEE Trans on Power Electronics，2015，30（7）：3952-3963.

收稿日期：2019-02-15
修改稿日期：2019-03-01

（上接第7页）

电流所需的电压幅值较小，注入可以较快较易实现。制动控制器可使定子功率保持高于阈值。

4）进一步可将新型制动控制设计推广到分布式绕组的其他多相电机制动控制中。

参考文献

[1] 王云飞，杨耕. 通用变频器—感应电机系统的电机耗能型制动控制方法[J]. 电工技术学报，2006，21（1）：12-18.

[2] 韦统振，吴理心，韩立博，等. 基于超级电容器储能的交直交变频驱动系统制动能量综合回收利用方法研究[J]. 中国电机工程学报，2014，34（24）：4076-4083.

[3] 韩啸，高强，寇佳宝，等. 负载换流逆变器驱动同步电机能量回馈的研究[J]. 电气传动，2018，48（1）：13-18.

[4] 刘莹，王辉，漆文龙. 电动汽车驱动系统与蓄电池充电一体化混合拓扑研究综述[J]. 电力自动化设备，2013，33（10）：143-149.

[5] 张寅孩，葛金法，汪松松. 基于Bang-Bang最优理论的感应电机能耗制动相轨迹分析[J]. 电工技术学报，2011，26（2）：74-80.

[6] Hinkkanen M，Luomi J. Braking Scheme for Vector-controlled Induction Motor Drives Equipped with Diode Rectifier Without Braking Resistor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2006，2（5）：1257-1263.

[7] Swamy M M，Kume T J，Fujii S，*et al.* A Novel Stopping Method for Induction Motors Operating from Variable Frequency Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2004，19（4）：1100-1107.

[8] 喻寿益，汪少军，贺建军，等. 异步电机直接转矩控制快速正反转控制策略[J]. 控制工程，2010，17（5）：682-685.

[9] Jiang J，Holtz J . An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives with a Diode Rectifier Front End[J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2001，37（5）：1299-1307.

[10] Rastogi M，Hammond P W. Dual-frequency Braking in AC Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2002，17（6）：1032-1040.

[11] 鲍宇，耿乙文. 6相感应电机的内模矢量控制系统研究[J]. 电气传动，2016，46（2）：3-6.

[12] 耿乙文，鲍宇，王昊，等. 六相感应电机直接转矩及容错控制[J]. 中国电机工程学报，2016，36（21）：5947-5956.

[13] 陈健，王政，程明. 一种基于矢量空间解耦的三电平六相逆变器空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报，2016，31（9）：101-111.

[14] Jiang J，Holtz J . An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives with a Diode Rectifier Front End[J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2001，37（5）：1299-1307.

收稿日期：2018-11-27
修改稿日期：2019-01-24