

级联无刷双馈电机定子磁场定向的直接反馈控制

王乐英, 夏超英

(天津大学 电气与自动化工程学院, 天津 300072)

摘要: 针对级联无刷双馈电机, 提出了一种采用控制电机定子磁场定向的直接反馈控制方法. 首先推导出级联无刷双馈电机在控制电机定子磁场定向坐标系下的磁链方程和转矩方程. 然后将功率电机对控制电机的影响视为扰动, 在分析磁链方程和转矩方程的基础上得出磁链和转矩分别可由控制电机定子电流的直轴分量和交轴分量进行控制的结论. 该方法回避了解复杂非线性方程的困难, 控制算法简单, 对电机参数的依赖性小. 仿真实验结果证明了该方法的有效性.

关键词: 级联无刷双馈电机; 直接反馈控制; 定子磁场定向; 变速恒频

中图分类号: TM301 文献标识码: A

Stator-field-oriented direct-feedback control for cascaded brushless double-fed machine

WANG Le-ying, XIA Chao-ying

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: For a cascaded brushless double-fed machine, we propose a stator-field-oriented direct-feedback control scheme. First, the flux equation and the torque equation in stator-field-oriented coordinates are derived, in which the influence from the power machine to the controlled machine is regarded as the disturbance. On the basis of the flux equation and the torque equation, we reach the conclusion that the flux and the total torque can be controlled respectively by the d-axis and q-axis currents of the controlled machine. This method avoids the complex nonlinear equation; it is simple and depends less on machine parameters. Simulation results validate this method.

Key words: cascaded brushless double-fed machine; direct feedback control; stator field oriented; variable speed constant frequency

1 引言(Introduction)

无刷双馈电机(brushless double-fed machine, BDFM)取消了电刷和滑环, 弥补了绕线式双馈电机的缺点而越来越受到关注. 国内外学者对无刷双馈电机模型及控制方法进行了广泛的研究, 建立了网路数学模型、两相旋转坐标数学模型和双同步坐标数学模型等不同的数学模型, 提出了多种控制策略, 如标量控制、直接转矩控制、矢量控制等. 标量控制算法^[1]动态响应性能不高; 直接转矩控制^[2]转矩脉动大; 而矢量控制各方面的性能都较为优良, 研究也较多. 目前文献中介绍的对无刷双馈电机的矢量控制主要有两大类, 一类是基于双同步坐标系的矢量解耦控制方法^[3-6], 该方法把无刷双馈电机分为功率子系统和控制子系统, 功率子系统采用功率侧定子磁场定向, 控制子系统采用控制侧转子磁场定向, 以实现无刷双馈电机总转矩和控制侧磁链的解耦控制. 但是该控制方法过程复杂, 对参数的依赖性大. 另一类是基于统一同步坐标系下

采用功率侧定子磁场定向对转矩和磁链进行解耦控制^[7-10], 相对于第一类得到了简化, 但是该方法只考虑了稳态过程而无法实现动态过程中对双馈电机转矩和磁链的控制.

为了实现稳态和动态过程中对BDFM的磁链和转矩的准确控制, 减少对电机参数的依赖性, 简化控制方法, 本文针对级联无刷双馈电机(cascaded brushless double-fed machine, CBDFM)提出了一种基于控制电机定子磁场定向的直接反馈控制(direct feedback control, DFC)方法. 该方法将CBDFM模型转换到控制电机定子磁场定向坐标系下, 视功率电机对控制电机的影响为扰动, 根据反馈控制的基本原理设计了相应的控制器对转矩和磁链进行控制, 仿真结果证明了这种控制方法的有效性.

2 CBDFM在转子坐标下的数学模型(Model of CBDFM in rotor coordinate)

级联无刷双馈电机作为BDFM的一种典型形式,

其结构相当于2台绕线式异步电机同轴串联而成, 2套转子绕组反相序相连, 从而避免了电刷和滑环, 2台电机分别称为功率电机(PM)和控制电机(CM), PM接恒定供电电压, CM接逆变器。

CBDFM在转子坐标系下的数学模型^[3-4]如式(1)所示:

$$\begin{cases} u_{pds}^r = r_{ps}i_{pds}^r - p_p\omega_r(l_{ps}i_{pqs}^r + l_{pm}i_{pqr}^r) + \\ p(l_{ps}i_{pds}^r + l_{pm}i_{pdr}^r), \\ u_{pqs}^r = r_{ps}i_{pqs}^r + p_p\omega_r(l_{ps}i_{pds}^r + l_{pm}i_{pdr}^r) + \\ p(l_{ps}i_{pqs}^r + l_{pm}i_{pqr}^r), \\ u_{c ds}^r = r_{cs}i_{c ds}^r - p_c\omega_r(l_{cs}i_{c qs}^r + l_{cm}i_{pqr}^r) + \\ p(l_{cs}i_{c ds}^r - l_{cm}i_{pdr}^r), \\ u_{c qs}^r = r_{cs}i_{c qs}^r + p_c\omega_r(l_{cs}i_{c ds}^r - l_{cm}i_{pdr}^r) + \\ p(l_{cs}i_{c qs}^r + l_{cm}i_{pqr}^r), \\ 0 = (r_{pr} + r_{cr})i_{pdr}^r + \\ p[l_{pm}i_{pds}^r - l_{cm}i_{c ds}^r + (l_{pr} + l_{cr})i_{pdr}^r], \\ 0 = (r_{pr} + r_{cr})i_{pqr}^r + p[l_{pm}i_{pqs}^r + l_{cm}i_{c qs}^r + \\ (l_{pr} + l_{cr})i_{pqr}^r]. \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = p_p l_{pm} (i_{pqs}^r i_{pdr}^r - i_{pds}^r i_{pqr}^r) - p_c l_{cm} (i_{c qs}^r i_{pdr}^r + i_{c ds}^r i_{pqr}^r). \quad (2)$$

运动方程为

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L, \quad (3)$$

其中: $u_{pds}^r, u_{pqs}^r, i_{pds}^r, i_{pqs}^r, i_{pdr}^r, i_{pqr}^r$ 表示PM定子电压和定、转子电流在转子坐标系下 d - q 轴的分量; $u_{c ds}^r, u_{c qs}^r, i_{c ds}^r, i_{c qs}^r$ 表示CM定子电压和定子电流在转子坐标系下 d - q 轴的分量; $r_{ps}, r_{cs}, r_{pr}, r_{cr}, l_{ps}, l_{cs}, l_{pr}, l_{cr}, l_{pm}, l_{cm}$ 分别表示PM和CM定、转子电阻、电感和互感; ω_r 表示CBDFM转子角频率; J 表示转子轴上的等效转动惯量; T_e 表示电磁转矩; T_L 表示负载转矩, p_p, p_c 分别表示PM, CM的极对数; p 表示求导。

3 CBDFM的直接反馈控制(Direct feedback control of CBDFM)

CBDFM的PM定子给恒频恒压供电, 其磁链幅值和旋转速度基本恒定, 一般不控制, 通过对CM定子供电电压的控制, 来实现对CM磁链和总转矩的控制. 实际中对CM的控制是通过有电流环的电压型逆变器实现的, CM定子电流快速跟踪电流给定, 可将其等效为电流源供电, 即输入为功率电机定子电压和控制电机定子电流, 因此可以去掉CM定子电压方程, 则转子坐标系下式(1)所示的六阶数学模型可降为四阶, 如式(4)所示:

$$\begin{cases} u_{pds}^r = r_{ps}i_{pds}^r - p_p\omega_r(l_{ps}i_{pqs}^r + l_{pm}i_{pqr}^r) + \\ p(l_{ps}i_{pds}^r + l_{pm}i_{pdr}^r), \\ u_{pqs}^r = r_{ps}i_{pqs}^r + p_p\omega_r(l_{ps}i_{pds}^r + l_{pm}i_{pdr}^r) + \\ p(l_{ps}i_{pqs}^r + l_{pm}i_{pqr}^r), \\ l_{cm}p i_{c ds}^r = (r_{pr} + r_{cr})i_{pdr}^r + p[l_{pm}i_{pds}^r + \\ (l_{pr} + l_{cr})i_{pdr}^r], \\ -l_{cm}p i_{c qs}^r = (r_{pr} + r_{cr})i_{pqr}^r + \\ p[l_{pm}i_{pqs}^r + (l_{pr} + l_{cr})i_{pqr}^r]. \end{cases} \quad (4)$$

转子坐标系下CM定子磁链如下式所示:

$$\begin{cases} \psi_{c ds}^r = l_{cs}i_{c ds}^r + l_{cm}i_{c dr}^r, \\ \psi_{c qs}^r = l_{cs}i_{c qs}^r + l_{cm}i_{c qr}^r. \end{cases} \quad (5)$$

又因为在转子坐标系下PM的转子电流与CM转子电流有如下关系存在:

$$\begin{cases} i_{pdr}^r = -i_{c dr}^r, \\ i_{pqr}^r = i_{c qr}^r. \end{cases} \quad (6)$$

将式(5)(6)带入式(4), 由式(4)的后两行可得转子坐标系下CM定子磁链的方程为

$$\begin{cases} \psi_{c ds}^r = \\ \frac{(r_{pr} + r_{cr})l_{cs} + [(l_{pr} + l_{cr})l_{cs} - l_{cm}^2]s}{(r_{pr} + r_{cr}) + (l_{pr} + l_{cr})s} i_{c ds}^r + \\ \frac{l_{pm}l_{cm}s}{(r_{pr} + r_{cr}) + (l_{pr} + l_{cr})s} i_{pds}^r, \\ \psi_{c qs}^r = \\ \frac{(r_{pr} + r_{cr})l_{cs} + [(l_{pr} + l_{cr})l_{cs} - l_{cm}^2]s}{(r_{pr} + r_{cr}) + (l_{pr} + l_{cr})s} i_{c qs}^r - \\ \frac{l_{pm}l_{cm}s}{(r_{pr} + r_{cr}) + (l_{pr} + l_{cr})s} i_{pqs}^r. \end{cases} \quad (7)$$

转子坐标系下PM定子磁链如下式所示:

$$\begin{cases} \psi_{pds}^r = l_{ps}i_{pds}^r + l_{pm}i_{pdr}^r, \\ \psi_{pqs}^r = l_{ps}i_{pqs}^r + l_{pm}i_{pqr}^r. \end{cases} \quad (8)$$

将式(5)(8)带入式(2), 则转子坐标系下转矩方程可重写为如下形式:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (i_{pqs}^r \psi_{pds}^r - i_{pds}^r \psi_{pqs}^r) + \frac{3}{2} p_c (i_{c qs}^r \psi_{c ds}^r - i_{c ds}^r \psi_{c qs}^r). \quad (9)$$

式(7)所示的磁链方程和式(9)所示的转矩方程中各变量在动态和稳态运行条件下都是交流量, 则PI调节器难以消除静态误差, 为此将其转换到CM同步坐标系下. CM同步速M-T坐标系与转子 d^r - q^r 坐标系之间的关系如图1所示. 图中: λ_c 代表CM同步坐标系与转子坐标系之间的夹角; ω_c 表示CM同步坐标系的旋转角速度. 因此 d^r - q^r 坐标系向M-T坐标系转

换时的转换矩阵为

$$T = \begin{bmatrix} \cos \lambda_c & \sin \lambda_c \\ -\sin \lambda_c & \cos \lambda_c \end{bmatrix}. \quad (10)$$

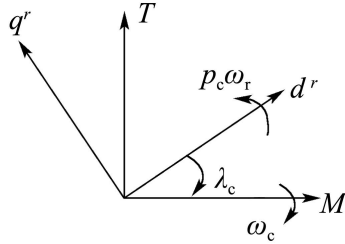


图1 d^r - q^r 坐标系与MT坐标系之间的关系图

Fig. 1 Relationship between d^r - q^r coordinate and M-T coordinate

在同步坐标系下采用CM定子磁场定向, 则有

$$\begin{cases} \psi_{cms} = \psi_{cs}, \\ \psi_{cts} = 0. \end{cases} \quad (11)$$

由式(7)(10)(11)可得CM定子磁场定向坐标系下CM定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{cs} = \\ \frac{1}{(r_{pr} + r_{cr}) + (l_{pr} + l_{cr})s} \\ \{[(r_{pr} + r_{cr})l_{cs} + (l_{pr}l_{cs} + l_{cr}l_{cs} - l_{cm}^2)p]i_{cms} - \\ \dot{\lambda}_c(l_{pr}l_{cs} + l_{cr}l_{cs} - l_{cm}^2)i_{cts} + \\ l_{pm}l_{cm}[\cos(-2\lambda_c)pi_{pms} + \sin(-2\lambda_c)pi_{pts}] - \\ \dot{\lambda}_cl_{pm}l_{cm}[-\sin(-2\lambda_c)i_{pms} + \cos(-2\lambda_c)i_{pts}]\}, \\ \dot{\lambda}_c(l_{pr} + l_{cr})\psi_{cs} = \\ [(r_{pr} + r_{cr})l_{cs} + (l_{pr}l_{cs} + l_{cr}l_{cs} - l_{cm}^2)p]i_{cts} + \\ \dot{\lambda}_c(l_{pr}l_{cs} + l_{cr}l_{cs} - l_{cm}^2)i_{cms} - \\ l_{pm}l_{cm}[-\sin(-2\lambda_c)pi_{pms} + \cos(-2\lambda_c)pi_{pts}] - \\ \dot{\lambda}_cl_{pm}l_{cm}[\cos(-2\lambda_c)i_{pms} + \sin(-2\lambda_c)i_{pts}]. \end{cases} \quad (12)$$

式(12)的第1式体现了CM定子磁链 ψ_{cs} 与励磁电流 i_{cms} 之间的关系, 等号右边第2部分为CM自身的交叉耦合项, 第3、4部分为PM对CM的影响. 显然, 采用CM磁场定向后, 式(12)中CM的相关变量如 i_{cms} , i_{cts} 在稳态时将会是直流量, 但是PM的相关变量, 如 i_{pms} , i_{pts} 仍然是交流量, 且在稳态下相对于CM的M-T坐标系以2倍的转差角频率, 即 $-2\lambda_c$ 旋转. 因此, 右边第3部分中 $\cos(-2\lambda_c)pi_{pms} + \sin(-2\lambda_c)pi_{pts}$ 和第4部分中 $-\sin(-2\lambda_c)i_{pms} + \cos(-2\lambda_c)i_{pts}$ 分别表示与M-T坐标系夹角为 $-2\lambda_c$ 的单位向量与PM定子电流导数向量的点积, 和该单位向量与PM定子电流向量的叉积, 在稳态下都是常值. 所以, 在CM同步坐标系下, 式(12)中第1式等号右边在稳态下是直流量,

将右边第2、3、4部分视为扰动, 可得出CM磁链 ψ_{cs} 可由 i_{cms} 进行直接控制的结论. 在磁场定向坐标系下, 式(12)的第2式为代数方程, 体现了转差角频率与各变量之间的关系.

同理, 由式(9)-(11)可得CM定子磁场定向下电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2}p_p(i_{pts}\psi_{pms} - i_{pms}\psi_{pts}) + \frac{3}{2}p_c i_{cts}\psi_{cms}. \quad (13)$$

该式体现了电机转矩 T_e 与转矩电流 i_{cts} 之间的关系. 等式右边第1部分为PM对电机总转矩的贡献, 正比于PM电流和磁链的叉积, 显然, 在稳态下也是直流量. 将其视为扰动, 则可得出电磁转矩 T_e 由 i_{cts} 进行直接控制的结论.

由上面的分析看出, 因为式(12)第1式和式(13)中对CM磁链和电机总转矩的扰动在稳态下都是直流量, 故在同步坐标系下的电流内环的基础上, 采用磁链和转矩外环, PI调节就可以实现对磁链和转矩的有效调节, 做到无静态误差.

其中为得到磁链和转矩的反馈量, 构建了转子坐标系下的磁链观测器和转矩观测器模型. 转子坐标系下的CM定子磁链可由式(7)进行观测, 由观测到的定子磁链及测量的定子电流按式(9)所示进行叉积运算就可以得到转矩的观测值.

综上所述可得到基于CM定子磁场定向的级联CBDFM直接反馈控制控制框图如下图2所示.

式(7)所示的观测器模型需要的电机参数较多, 为进一步降低观测器模型对电机参数的依赖性, CM定子磁链和PM定子磁链也可以用两相静止坐标系下的电压电流模型进行观测. 将式(5)(6)代入式(1)的3、4两行, 消去转子电流, 再将其转换到 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下就可得到CM定子磁链的电压电流观测模型, 为

$$\begin{cases} \dot{\psi}_{c\alpha s} = \int (u_{c\alpha s} - r_{cs}i_{c\alpha s})dt, \\ \dot{\psi}_{c\beta s} = \int (u_{c\beta s} - r_{cs}i_{c\beta s})dt. \end{cases} \quad (14)$$

该磁链观测器模型仅仅用到了定子电阻参数, 对电机参数的依赖性小, 但是纯积分作用对初始条件敏感和无法避免零点漂移的影响是它的固有缺点, 现已有不少方法可以对漂移进行有效抑制, 详见文献[11-13], 本文采用低通滤波器和饱和反馈积分器两种方法来抑制零漂, 在此不做详细说明.

由上所述可知, 该方法将PM的影响视为扰动, 从CBDFM复杂的数学模型里抽取出来被控量与控制量之间的关系进行直接控制. 根据反馈控制的基本原理得到控制量来实现对CM磁链幅值和电机总转矩的有效控制, 避免了求解复杂的非线性函数, 减小了对电机参数的依赖性.

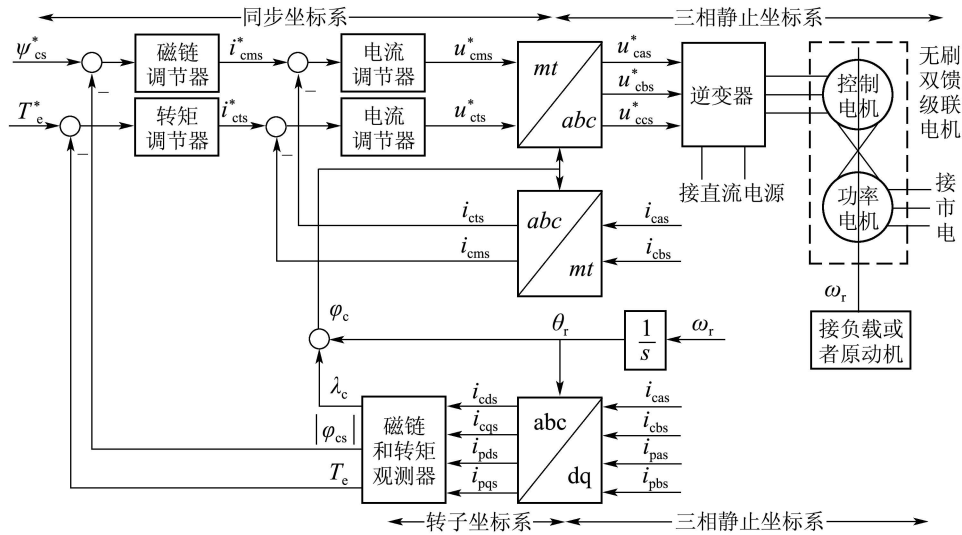


图2 CBDFM的控制框图

Fig. 2 Control diagram of CBDFM

4 仿真结果(Simulation results)

下面给出了采用控制电机定子磁场定向的CBDFM直接反馈控制的仿真结果, 其中采用的级联电机的参数为

$$\begin{aligned}
 r_{ps} &= 0.02 \Omega, r_{cs} = 0.02 \Omega, r_{pr} = 0.02 \Omega, \\
 r_{cr} &= 0.02 \Omega, l_{ps} = 0.0031 \text{ H}, l_{cs} = 0.0031 \text{ H}, \\
 l_{pr} &= 0.0031 \text{ H}, l_{cr} = 0.0031 \text{ H}, l_{pm} = 0.003 \text{ H}, \\
 l_{cm} &= 0.003 \text{ H}, p_p = 3, p_c = 1, f_p = 120 \text{ Hz}.
 \end{aligned}$$

图3是在给定转矩发生变化的条件下所得的波形图, 图4是在将转矩外环改为转速外环的基础上, 给定转速在1 s时由300 rad/min升为600 rad/min, 并且在1.5 s是加负载10 Nm的条件下得到的结果. 由图3和图4可看出在本文所提出的直接反馈控制方法下实际波形能很好的跟踪给定波形, 当负载发生变化时, 实际转速经微小波动后很快又重新回到原值, 而CM转子磁链在转矩、转速和负载发生变化时有微小波动但很快就保持稳定, 体现了其快速性和抗扰性. 总之, 由图3和图4可看出本文所提出的直接反馈控制方法有较好的动态性能和抗扰性能.

5 结论(Conclusion)

本文给出了CBDFM的一种基于定子磁场定向的直接反馈控制方法, 并对其进行了仿真验证. 该方法结构简单, 抗扰能力强, 可以实现动态过程中对磁链和转矩的有效控制; 应用反馈控制的方法得到控制量, 回避了求解复杂非线性方程的困难, 简化了控制算法. 也可以用该方法实现对电机有

功率和无功功率的控制, 应用于风力发电和变速恒频发电场合.

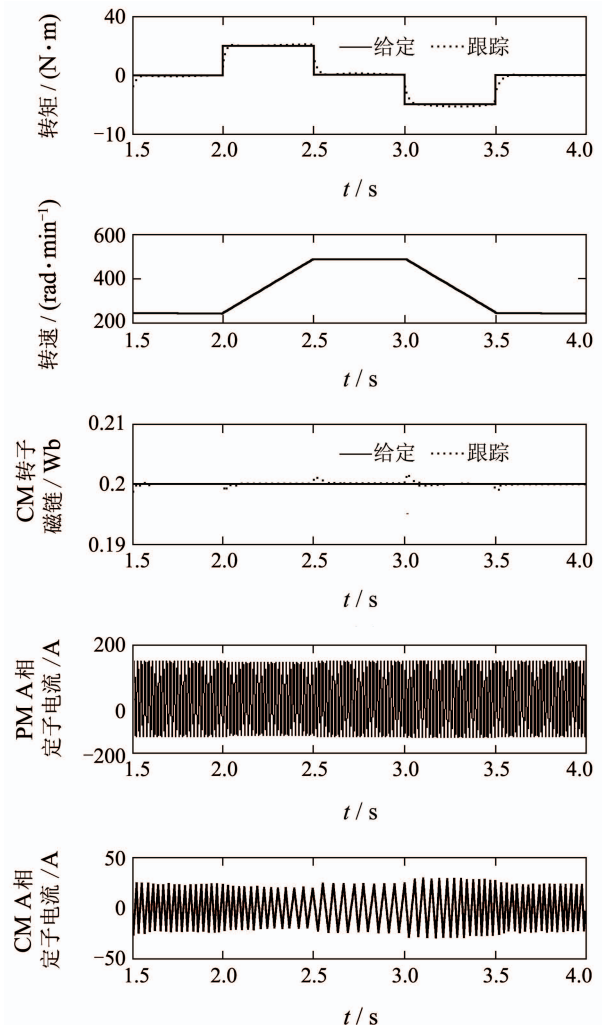


图3 CBDFM在给定转矩发生变化下的波形图

Fig. 3 CBDFM responses to torque change

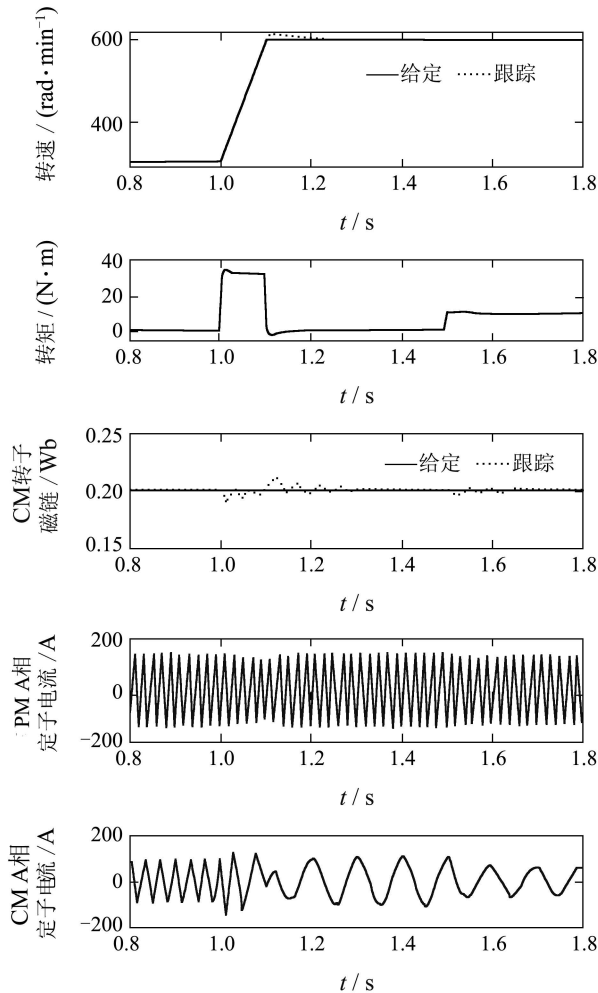


图 4 CBDFM在给定转速发生变化下的波形图
Fig. 4 CBDFM responses to speed change

参考文献(References):

- [1] POZA J, OYARBIDE E, ROYE D, et al. Stability analysis of a brushless doubly fed machine under closed loop scalar current control[C] //IEEE Industrial Electronics Society Conference. Piscataway, NJ: IEEE, 2006: 1527 – 153.
- [2] BRASSFIELDW R, SPEE R, HABELTLER T G. Direct torque control for brushless doubly fed machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(5): 1098 – 1104.
- [3] ZHOU D S, SPEE R. Synchronous frame model and decoupled control development for doubly fed machines[C] //Proceedings of the 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Piscataway, NJ: IEEE, 1994: 1229 – 1236.
- [4] ZHOU D, SPEE R, ALEXANDER G C, et al. Simplified method for dynamic control of brushless doubly fed machines[J]. *IECON Proceedings*, 1996, 2: 946 – 951.
- [5] ZHOU D, SPEE R, ALEXANDER G C. Experimental evaluation of a rotor flux oriented control algorithm for brushless doubly fed machines[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(1): 72 – 78.
- [6] ZHOU D S, SPEE R. Field oriented control development for brushless doubly fed machines[C] //Conference Record of the 31st IEEE Industry Applications IAS Annual Meeting. Piscataway, NJ: IEEE, 1996: 304 – 310.
- [7] POZA J, OYARBIDE E, ROYE D, et al. Unified reference frame dq model of the brushless doubly fed machine[J]. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 2006, 153(5): 726 – 734.
- [8] POZA J, OYARBIDE E, SARASOLA I, et al. Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine[J]. *IET Electric Power Applications*, 2009, 3(4): 247 – 256.
- [9] POZA J, OYARBIDE E, ROYE D. New vector control algorithm for brushless doubly fed machines[C] //Proceedings of the 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway, NJ: IEEE, 2002: 1138 – 1143.
- [10] SHAO S Y, EHSAN A, RICHARD M. Vector control of the brushless doubly fed machine for wind power generation[C] //2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. Piscataway, NJ: IEEE, 2008: 322 – 327.
- [11] SHINNAKA S. New hybrid vector control for induction motor without velocity and position sensors[C]. *Proceedings of the 23rd Annual International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, Piscataway, NJ: IEEE, 1997: 954 – 959.
- [12] SHIN M H, HYUN D S, CHO S B, et al. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motor[C] //Proceedings of the 29th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Piscataway, NJ: IEEE, 1998: 1581 – 1586.
- [13] BOSE B K, SIMOES G M, CRECELIUS D R, et al. Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive[C] //Conference Record of the 30th IEEE Industry Applications IAS Annual Meeting. Piscataway, NJ: IEEE, 1995: 137 – 143.

作者简介:

王乐英 (1985—), 女, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子、双馈电机控制, E-mail: wangleying@126.com.

夏超英 (1958—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为控制理论与应用、自适应控制理论与应用、电力电子技术与装置、交流驱动控制系统与技术、纯电动汽车和混合动力汽车等, E-mail: xiachaoying@126.com.