

基于DTC的风力发电系统转矩脉冲 时间乘积平衡控制策略

丁强^{1,2},朱洁³,江莹旭⁴

1. 南京工业职业技术大学 电气工程学院,江苏 南京 210023;
2. 江苏省风力发电工程技术中心,江苏 南京 210023;
3. 南京交通技师学院 机电工程系,江苏 南京 210049;
4. 苏州新智机电工业有限公司,江苏 苏州 215156)

摘要:直驱电励磁电机由于结构简单、成本低的优势,在风力发电系统中得到广泛应用。首先介绍了电励磁电机的数学模型,并在该模型的基础上推导了直接转矩控制算法。针对直驱风机采用背靠背的变换器拓扑实现电能并网的特点,重点研究负载突变时变换器系统直流环节(母线电压)的动态响应能力。为了提高母线电压的动态响应速度,研究了一种基于直接转矩控制的转矩脉冲时间积平衡控制算法,该算法通过分析负载突变过程中母线电压稳定的平衡条件,计算得到最优的电压矢量序列,仅通过一次调节便可让母线电压快速从动态过程恢复至稳态过程。最后,通过仿真和实验验证了该算法的有效性。

关键词:电励磁电机;直接转矩控制;转矩脉冲时间积平衡;风力发电

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd23824

DTC Based Control Strategy with Product Balance of Torque and Impulse Time for Wind Power Generation System

DING Qiang^{1,2}, ZHU Jie³, JIANG Yingxu⁴

1. College of Electrical Engineering, Nanjing Vocational University of Industry Technology, Nanjing 210023, Jiangsu, China;
2. Jiangsu Wind Power Engineering Technology Center, Nanjing 210023, Jiangsu, China;
3. Department of Mechanical & Electrical Engineering, Nanjing Communications Technician College, Nanjing 210049, Jiangsu, China;
4. Suzhou Xinzhi Electromechanical Industry Co., Ltd., Suzhou 215156, Jiangsu, China)

Abstract: Direct-drive electrically excited synchronous motor (EESM) is obtained widespread utilization in wind power generation system due to its advantages of simple construction and low cost. Firstly, a mathematical model of EESM was derived and the direct torque control (DTC) algorithm for EESM was introduced based on the mathematical model. Aiming at the characteristics of adopting back-to-back power converter to combine to the grid, dynamic response capability of the direct current component (bus voltage) was investigated during a sudden change of the load. To improve the dynamic response of bus voltage, a DTC-based control algorithm of product balance of torque and impulse time was studied. By analyzing the balance condition to stabilize the bus voltage in the process of sudden change of the load, optimal voltage vector series were calculated to stabilize the bus voltage by experiencing only one time control adjustment. Finally, the effectiveness of the proposed control algorithm was verified by simulation and experiments.

Key words: electrically excited synchronous motor (EESM); direct torque control (DTC); product balance of torque and impulse time; wind power generation

在全球化石燃料逐渐枯竭、碳排放日益增长的大环境背景下,开发利用可再生清洁能源,

基金项目:南京工业职业技术大学引进人才启动基金(YK19-02-07);南京工业职业技术大学自然培育基金(YK19-02-09);
江苏风力发电工程技术中心开放基金(ZK19-03-06)

作者简介:丁强(1981—),男,博士,高级工程师,Email:dingq@niit.edu.cn

摆脱石油煤炭等化石能源的依赖将是我国长期的能源战略^[1-3]。目前,在各种新能源形式中,风能作为一种分布广泛的一次能源,在我国电力行业中已经得到了大量的开发利用。

风力发电系统的电机类型一般有永磁同步电机、双馈型异步电机、电励磁电机(EESM)等类型。按照驱动方式也可分为直驱、半直驱和带变速箱的驱动形式^[4]。其中,直驱型电励磁电机由于其自身的优势,在风电系统中得到了广泛的应用^[5-8]。相比于永磁电机,EESM的优势主要有以下几点:1)随着稀土资源的大量使用,稀土永磁材料价格逐年上升,而EESM通过励磁绕组实现励磁,因此在成本上更加经济;2)EESM由于励磁可控,在故障状态下可实现可靠灭磁,安全性更高;3)可通过控制励磁实现深度弱磁,获得更宽的调速范围,在各种风速段均能获得较好的发电性能。虽然其由于转子励磁绕组的原因体积较大,并且存在一定转子损耗,效率略逊于永磁电机,但在体积不敏感的风电场合,直驱型的EESM仍然受到青睐。

目前学术界对EESM的研究集中于对电机模型的研究。文献[9]设计了一种速度观测器,考虑了负载换相模式给速度观测带来的影响。文献[10]设计了一种基于电励磁同步电机的模型观测器,重点分析了负载变化给观测带来的影响。文献[11]基于模型参考自适应系统对电机转速辨识算法进行了研究,通过电压型磁链改进观测模型,简化了实现电流型磁链观测的方法。这些文献均是从EESM模型本身出发做了相关的研究,分析了负载变化、参数影响对模型的影响,但未考虑模型收敛时间对电机动态性能的影响,也没有给出对应的优化方案。文献[12]提到,在高速精轧机的应用中,需要驱动系统对负载快速变化时有着较好的动态响应特性,因此将模型预测控制算法应用于电励磁电机的控制中,提出的单级模型预测控制方法能够避免多级控制带来的短板问题,提高系统的动态响应性能,降低硬件成本并提高系统运行的可靠性。该文献从模型角度优化了转矩响应能力,但在电机的速度外环上的动态性上,和传统方案相比并没有本质区别。

电励磁直驱风机系统构成形式一般如图1所示,风机扇叶通过传动机构直接与电励磁同步电机连接,由于采用了直驱的形式,电机绕组发出的电压频率不固定,无法直接并网,需要通过电

力电子器件,先将频率幅值不固定的交流电整流为直流,通过直流母线上的电容滤波后,再逆变为三相交流电,通过LCL滤波器并入电网^[13-16]。直流励磁装置为电励磁电机输出可控的恒流励磁,其工作方式原理不一,有的从上述的背靠背中直流母线取电,通过DC-DC变换器输出;有的从电网取电,通过晶闸管整流输出直流励磁。

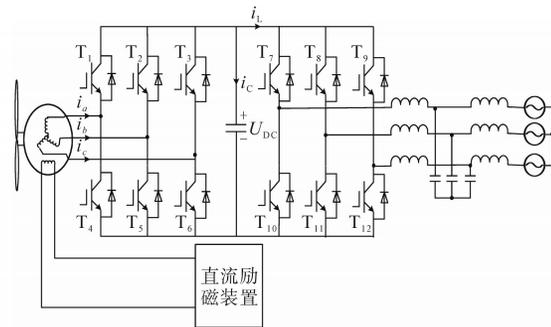


图1 电励磁电机风力发电系统拓扑

Fig.1 Wind power generation system of EESM

在上述的背靠背结构中,电能通过交-直-交的形式完成并网,其中直流母线作为电机侧和电网侧能量交换的中间环节,其稳定性对整个系统的工作至关重要。当负载侧的电流发生突变时,电机侧和电网侧能量就会发生瞬时的不平衡,导致母线电容上的电压发生抬高或者跌落,如果电机侧在较长一段时间无法响应负载的变化,就会发生母线过压或者欠压故障。因此母线的动态响应能力是系统鲁棒性的一个重要指标,也是本文重点研究的内容。

学界针对此类功率变换器的动态性能问题做出了不少的相关研究。文献[17]分析了变换器直流输出在动态过程中的阻抗稳定的边界,为动态性能分析提供了分析方法和理论基础。文献[18]中将并网逆变器的功率指令前馈至PWM整流器端,通过联合控制获得较好的动态性能。文献[19]在Buck变换器中提出了一种电容充放电平衡控制策略来改善动态性问题。文献[20]又进一步将该策略应用于PWM整流器中。

本文首先在推导EESM数学模型的基础上,介绍了直接转矩控制(DTC)算法的实现原理。然而,虽然DTC在转矩动态响应方面具有天然的优势,但母线电压外环的PI控制器仍然是限制动态性能的瓶颈因素。针对此问题,本文在电机系统中采用电容电荷冲量平衡算法,研究一种转矩脉冲时间积平衡控制算法,理论分析了该算法在电励磁DTC控制下实现的原理,并通过仿真和实验

验证了该算法的可行性和有效性。

1 EESM模型及DTC算法

1.1 EESM数学模型

交流电机的数学模型一般由三组重要的方程构成,分别为磁链方程、电压方程和运动方程。

电励磁电机磁链方程如下:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_f \\ \Psi_{Dd} \\ \Psi_{Dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & L_{mq} \\ L_{md} & 0 & L_f & L_{md} & 0 \\ L_{md} & 0 & L_{md} & L_{Dd} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & 0 & L_{Dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \\ i_{Dd} \\ i_{Dq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: Ψ_{sd} , Ψ_{sq} , Ψ_{Dd} 和 Ψ_{Dq} 分别为定子磁链和阻尼绕组磁链在 d, q 轴上的分量; Ψ_f 为励磁绕组磁链; L_d, L_q, L_{md} 和 L_{mq} 分别为同步电感和电枢反应电感在 d, q 轴上的分量; i_{sd}, i_{sq}, i_{Dd} 和 i_{Dq} 分别为定子绕组和阻尼绕组中的电流在 d, q 轴上的分量; i_f 为转子励磁绕组中的直流励磁电流。

需要注意的是 i_{Dd}, i_{Dq} 以及 i_f 并非是指真实的电流大小,而是经过折合,等效到定子侧的电流大小。

式(1)各电感之间满足如下关系:

$$\begin{cases} L_d = L_{md} + L_s \\ L_q = L_{mq} + L_s \\ L_f = L_{md} + L_{f1} \\ L_{Dd} = L_{md} + L_{Dd1} \\ L_{Dq} = L_{mq} + L_{Dq1} \end{cases} \quad (2)$$

式中: L_s, L_{f1}, L_{Dd1} 和 L_{Dq1} 分别为定子漏感、转子漏感以及阻尼绕组 d, q 轴漏感。

电励磁电机的电压方程如下:

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{Dd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{Dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \\ i_{Dd} \\ i_{Dq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_f \\ \Psi_{Dd} \\ \Psi_{Dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_r \Psi_{sq} \\ \omega_r \Psi_{sd} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: R_s, R_f, R_{Dd} 和 R_{Dq} 分别为定子电阻、转子电阻以及阻尼绕组 d, q 轴电阻; U_{sd}, U_{sq} 和 U_f 分别为定子 d, q 轴电压和转子绕组电压; ω_r 为转子角频率。阻尼绕组由于是闭合绕组,因此端电压为零。同样的,转子和阻尼绕组相关的量均为折合至定子侧的等效值。

电机的电磁转矩以及运动方程表达式如下:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (4)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5)$$

式中: T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; p 为极对数; J 为电机惯量。

1.2 DTC算法

DTC算法基本原理在于控制定子磁链幅值恒定基础,通过控制定子磁链与气隙磁链夹角实现对转矩的直接控制。根据磁链方程可以推导出定子磁链和气隙磁链之间的关系:

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_{md} (i_{sd} + i_f + i_{Dd}) = L_s i_{sd} + \Psi_{\sigma d} \\ \Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_{md} (i_{sq} + i_{Dq}) = L_s i_{sq} + \Psi_{\sigma q} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\Psi_{\sigma d}, \Psi_{\sigma q}$ 为气隙磁链在 d, q 轴上的分量。

式(6)表明,定子磁链可以表示为气隙磁链和漏磁链之和。进一步的,可以将定子侧电流表示为和磁链相关的表达式:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Psi_{sd} - \Psi_{\sigma d}}{L_s} \\ i_{sq} = \frac{\Psi_{sq} - \Psi_{\sigma q}}{L_s} \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(4),转矩的表达式中可消去和电流相关的量,并转换为和磁链相关的表达式:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3p}{2L_s} (\Psi_{sq} \Psi_{\sigma d} - \Psi_{sd} \Psi_{\sigma q}) \\ &= \frac{3p}{2L_s} |\Psi_s| |\Psi_{\sigma}| \sin \theta_{sm} \end{aligned} \quad (8)$$

式中: θ_{sm} 为定子磁链和气隙磁链的夹角。

从式(8)可以看到,电磁转矩正比于定子磁链和气隙磁链幅值的乘积,并且正比于二者夹角的正弦值。在电励磁电机中,由于阻尼绕组的存在,当定子侧电流瞬间变化时,阻尼绕组中总是会感应出相应的电流抵消定子电流对气隙磁场的影响,因此气隙磁场的变化相对缓慢,其时间常数往往在百ms级别。相比于开关周期,通常可认为气隙磁链恒定不变,因此可以通过控制定子磁链来控制转矩的大小。根据式(8),可以看出电机的转矩是多变量耦合的系统,为了能够实现转矩的解耦控制,可控制磁链幅值保持恒定来减少转矩的影响变量,通过控制定子磁链与气隙磁链的夹角变化来实现对转矩的控制。定子磁链的表达式可以写为

$$\Psi_s = \int (U_s - i_s R_s) dt \quad (9)$$

式中: U_s, i_s 分别为逆变器输出的三相电压和电流的合成矢量。

考虑到在高速时,定子电阻压降项较小,因此可以近似认为定子磁链是电压的积分。显然,通过选择不同的电压矢量,即可使得定子磁链朝着预期的方向变化。

将每个桥臂上管开通,下管关断的状态定义为“1”,相反的状态定义为“0”,逆变器的三个桥臂总共会形成8个电压矢量,包括6个有效电压矢量和2个零矢量,各个电压矢量空间分布如图2所示。将磁链所处的扇区按照 60° 等间距划分为6个区域,以图中定子磁链位于扇区 I 为例,若电机逆时针旋转,由于定子磁链是电压矢量积分形式,因此定子磁链会朝着电压矢量方向变化。当施加电压矢量 U_6 时,定子磁链和气隙磁链的夹角 θ_{sm} 增大,此时电机转矩增大,定子磁链幅值 $|\Psi_s|$ 增大;当施加电压矢量 U_2 , 夹角 θ_{sm} 增大,定子磁链幅值 $|\Psi_s|$ 增大;当施加电压矢量 U_1 时,夹角 θ_{sm} 减小,定子磁链幅值 $|\Psi_s|$ 减小;当施加电压矢量 U_5 , 夹角 θ_{sm} 减小,定子磁链幅值 $|\Psi_s|$ 增大。因此在选择电压矢量时,需要综合转矩和磁链的变化趋势。

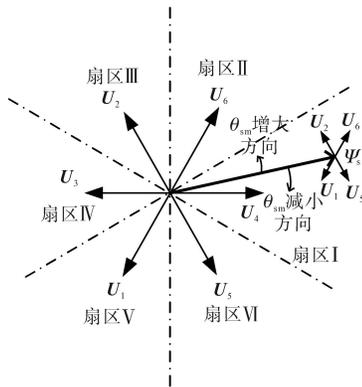


图2 DTC磁链扇区和电压矢量分布示意图

Fig.2 Flux linkage sector and voltage vector distribution of DTC

根据上述原理,可以根据定子磁链和电磁转矩的误差讨论,定义两个相关的状态变量 ϕ 和 τ 来描述电机当前磁链和转矩与设定值之间的关系。当实际磁链低于目标磁链时,期望实际磁链增大,开关量 ϕ 的函数值为1,反之则为0。 τ 本质上为一个转矩滞环比较器,当实际转矩小于目标转矩并且超过一定误差时,期望实际转矩增大, τ 取1,反之取-1。为避免开关频率过高,当目标转矩和实际转矩偏差在一定范围内时,期望实际转矩不变化。以上描述可用公式表示为

$$\phi(k) = \begin{cases} 1 & \Psi_s^* - |\Psi_s| > 0 \\ 0 & \Psi_s^* - |\Psi_s| < 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$\tau(k) = \begin{cases} 1 & T_e^* - T_e > \Delta T \\ 0 & |T_e^* - T_e| \leq \Delta T \\ -1 & T_e^* - T_e < -\Delta T \end{cases} \quad (11)$$

式中: Ψ_s^* 为定子磁链的设定值; T_e^* 为转矩的设定值; ΔT 为转矩允许的误差带。

进一步的,可以枚举出在不同状态变量下的开关选择原则,如表1所示。

表1 DTC开关矢量选择表

Tab.1 Switch vector selection table of DTC

ϕ	τ	扇区					
		I	II	III	IV	V	VI
1	1	U_6	U_4	U_3	U_1	U_5	U_4
	0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0
	-1	U_5	U_4	U_6	U_2	U_3	U_2
0	1	U_2	U_3	U_1	U_5	U_4	U_6
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	-1	U_1	U_5	U_4	U_6	U_2	U_3

根据上述DTC控制的原理,可以得到风电系统中电励磁电机的控制框图,如图3所示。在该系统中,驱动风机的逆变器工作在能量回馈状态,将电机的机械能转换为电能并馈入母线。为了维持后续系统的正常工作,需要以母线电压恒定为控制目标,因此将给定的母线电压和采样的实际母线电压作差后,通过PI控制器得到转矩设定。磁链观测器和转矩观测器将磁链的幅值相位和转矩信息反馈并做闭环,结合转矩滞环 τ 和磁链滞环 ϕ 的输出开关信息,可以选取合适的电压矢量,从而实现转矩的快速跟踪,并最终达到母线电压恒定的控制目标。磁链观测器一般包含定子磁链和气隙磁链观测两部分,其形式一般如图3中 Ψ_s 和 Ψ_g 所示,通过对电压矢量的积分换算后计算得到磁链信息。值得注意的是,电励磁的气隙磁链和永磁机的永磁磁链相比而言,其并非是完全恒定的值。虽然从开关暂态的角度而

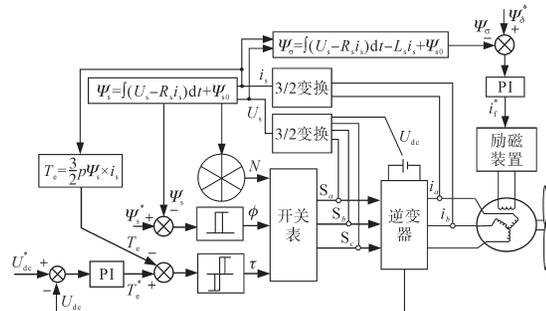


图3 电励磁电机DTC控制框图

Fig.3 Control diagram of DTC for EESM

言,其变化缓慢,近似恒定,但从更长的时间尺度看,气隙磁链仍然会随着负载大小的变化而变化,因此需要通过转子侧的励磁电流闭环调节将其控制为恒定值。

2 转矩脉冲时间积平衡算法

在上述DTC控制环路中,母线电压的动态性能是至关重要的性能。当后级突加或者突卸负载时,母线电压会发生相应的波动。若响应不够快,很容易导致系统过压或者欠压故障,不仅影响自身的安全性,还会造成后级并网逆变器故障停机。由于DTC采用了转矩滞环,也即Bang-Bang控制,因此本质上属于一种时间最优的控制算法,因此在动态响应时间方面,和传统的矢量控制相比具有优势,然而电压外环的PI控制器仍然是限制母线电压响应的瓶颈因素。PI控制器基于误差调节,为获得较好的动态响应,需要将PI参数设置到较为靠近稳定域的边界处,因此不可避免地会产生超调震荡等问题。为了实现母线电压的快速动态响应,本节首先分析负载突变过程中母线电压稳定平衡的条件。

图4给出EESM风力发电系统与后级负载连接方式示意图,用以描述系统动态过程的母线电压调节过程。

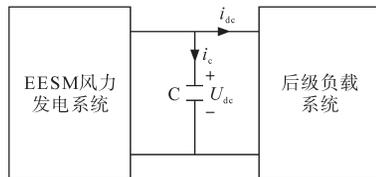


图4 EESM风力发电系统与后级负载连接示意图

Fig.4 Connection diagram of EESM wind power generation system and load

假设 t_s 时刻负载突变进入动态过程, t_e 时刻系统重新进入稳态。根据图4和电容充放电电压方程可以写出如下方程:

$$U_{dc}(t_e) - U_{dc}(t_s) = \frac{1}{C} \int_{t_s}^{t_e} i_c dt \quad (12)$$

根据能量守恒原则,电机发电功率和母线对外输出功率相等,因此可以有:

$$(i_c + i_{dc})U_{dc} = T_e \omega_r \quad (13)$$

考虑到母线电压闭环控制时 $U_{dc}(t_e) = U_{dc}(t_s) = U_{dc}$,且根据图4,电容电流 i_c 满足:

$$i_c = T_e \omega_r / U_{dc} - i_{dc} \quad (14)$$

将式(14)代入式(12)可以得到:

$$\int_{t_s}^{t_e} T_e \omega_r dt = \int_{t_s}^{t_e} U_{dc} i_{dc} dt \quad (15)$$

式(15)表明,EESM发电系统对电容C的充电功率($T_e \omega_r$)与电容C对负载的放电功率($U_{dc} i_{dc}$)相等是母线电压平衡的条件。

依据上述推导分析,为了提高母线电压控制的动态响应,只需要在负载突变的动态过程中对母线电容C的充放电过程合理控制,使其经过一次充电过程和一次放电过程就达到充放电能量的平衡,便能实现母线电压快速的动态稳定控制。

为便于分析,将后级负载突变等效为前级EESM风力发电系统的负载转矩突变。由于电机工作在发电状态,图5以转速为负、转矩为正为例画出示意图。

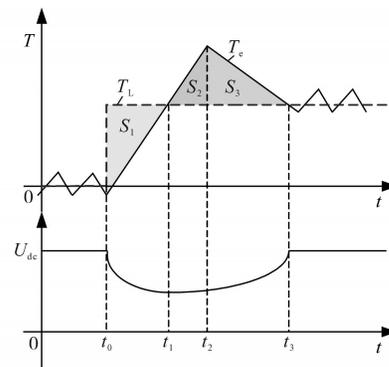


图5 负载阶跃突变动态调节过程

Fig.5 Transient adjusting process of sudden load step

负载阶跃突变动态调节过程如下:

1) t_0 时刻,后级突加负载且等效负载转矩为 T_L 。由于EESM发电系统中存在电感,电磁转矩 T_e 需要经历一定调节时间才能跟负载转矩 T_L 平衡。此时母线电容放电提供一部分负载电流,导致母线电压跌落。

2) t_1 时刻,电磁转矩 T_e 与转矩 T_L 平衡,母线电压停止跌落。由于 t_0 至 t_1 间母线电容处于放电状态,此时母线电压低于设定值。为了使母线电压回到设定值,电磁转矩 T_e 需要继续增加给母线电容提供充电能量(电流)。

3) t_2 时刻,电磁转矩 T_e 达到整个调节过程中的极大值,如果电机转矩超过该值,则需要在回调过程中花费更多的时间去和负载平衡,无法实现最优。此时母线电压仍未回到设定值。随后电磁转矩 T_e 开始减小,继续给母线电容充电并抬升母线电压。影响电磁转矩 T_e 极大值的因素主要为母线电容的容值和负载转矩的大小。

4) t_3 时刻,电磁转矩 T_e 和负载转矩 T_L 平衡。母线电容充电结束且母线电压回到设定值。动态调节过程完成。

可以看出,若能保证图5中 S_1 和 S_2+S_3 的面积相等,则经过一次动态调节过程就可实现母线电压动态过程的快速稳定调节。而 $S_1=S_2+S_3$ 的数学描述为

$$\int_{t_0}^{t_1} T_e dt = \int_{t_1}^{t_2} T_e dt + \int_{t_2}^{t_3} T_e dt \quad (16)$$

式(16)表明,对于EESM风力发电系统,要实现负载突变过程母线电压快速稳定调节必须满足母线电容C充放电过程中电磁转矩 T_e 的脉冲时间积平衡。欲保证式(16)成立,如何确定动态调节过程的 t_2 和 t_3 时刻是算法实现的关键。将 $S_1=S_2+S_3$ 改写为如下形式:

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{1}{2} m_1 (t_1 - t_0)^2 = S_2 + S_3 \\ &= \frac{m_1 - m_2}{-m_2} \cdot \frac{1}{2} m_1 (t_2 - t_1)^2 \end{aligned} \quad (17)$$

式中: m_1, m_2 分别为施加零电压矢量和后退电压矢量时电磁转矩 T_e 的变化率。

依据式(17)以及 S_2 和 S_3 间的比例关系可以得到:

$$\begin{cases} t_2 = \sqrt{-m_2/(m_1 - m_2)} (t_1 - t_0) + t_1 \\ t_3 = t_2 - (m_1/m_2)(t_2 - t_1) \end{cases} \quad (18)$$

其中, t_0 时刻可根据负载突变时刻确定; t_1 时刻可根据 $dU_{dc}/dt=0$ 时刻确定,当检测到母线电容电压变化率由负转正时,表明电磁转矩和负载转矩平衡,即可确定 t_1 时刻。于是确定 t_2 和 t_3 关键在于确定 m_1/m_2 。

考虑到电励磁电机中存在阻尼绕组,通常采用气隙磁链定向控制策略。将式(3)中的 d, q 轴下的电压方程转化至 m, t 轴下并化简得到:

$$\begin{cases} U_{sm} = R_s i_{sm} + \frac{d(\Psi_\sigma + L_s i_{sm})}{dt} - (\omega_r + \omega_\sigma) L_s i_{st} \\ U_{st} = R_s i_{st} + L_s \frac{di_{st}}{dt} + (\omega_r + \omega_\sigma)(\Psi_\sigma + L_s i_{sm}) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $U_{sm}, U_{st}, i_{sm}, i_{st}$ 为参照气隙磁链角度定向后 m, t 轴上的电压和电流分量; ω_σ 为气隙磁链的角频率。

忽略气隙磁链的微分项,式(19)可以化简为

$$\begin{cases} \frac{di_{sm}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sm} + \frac{U_{sm}}{L_s} + \omega_s i_{st} \\ \frac{di_{st}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{st} - \omega_s i_{sm} + \frac{U_{st}}{L_s} - \frac{\omega_s \Psi_\sigma}{L_s} \end{cases} \quad (20)$$

式中: ω_s 为气隙磁链和转子对应的电角频率之和。依据式(20)可以推导零电压矢量作用时转矩电流表达式,将 $U_{sm}=0$ 和 $U_{st}=0$ 代入并求解微分方程

得到:

$$i_{st} = e^{-R_s t/L_s} [c_1 \cos(\omega_s t) + c_2 \cos(\omega_s t)] + c \quad (21)$$

其中

$$\begin{aligned} c &= \frac{\Psi_\sigma R_s \omega_s}{L_s^2 \omega_s^2 + R_s^2} \\ c_1 &= i_{st0} - \frac{\Psi_\sigma R_s \omega_s}{L_s^2 \omega_s^2 + R_s^2} \\ c_2 &= -i_{sm0} + \frac{\Psi_\sigma}{L_s} - \frac{\Psi_\sigma R_s^2}{L_s^3 \omega_s^2 + L_s R_s^2} \end{aligned}$$

式中: $i_{sm,0}, i_{st,0}$ 为 m, t 轴电流的初始值。

同理,后退电压矢量作用时转矩电流表达式如下:

$$i_{st} = e^{-R_s t/L_s} [c_1 \cos(\omega_s t) + c_2 \cos(\omega_s t)] + c' \quad (22)$$

其中

$$c' = -\frac{L_s^2}{L_s^2 \omega_s^2 + R_s^2} \left(-\frac{\omega_s \Psi_\sigma R_s}{L_s^2} + \frac{\omega_s U_{sm}}{L_s} + \frac{R_s U_{st}}{L_s^2} + \frac{1}{L_s} \frac{dU_{st}}{dt} \right)$$

考虑到转矩电流动态电流调节过程中上升和下降阶段线性度较高,可以近似用直线来替代。假设零电压矢量和后退电压矢量作用时,转矩电流变化量分别为 n_1 和 n_2 ,依据式(21)和式(22)可以得到:

$$\begin{cases} n_1 = -c/[2R_s/L_s + (\omega_s^2 + R_s^2/L_s^2)T] \\ n_2 = -c'/[2R_s/L_s + (\omega_s^2 + R_s^2/L_s^2)T] \end{cases} \quad (23)$$

考虑到电磁转矩变化率与转矩电流变化率成正比关系,则有

$$\frac{m_1}{m_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{\omega_s \Psi_\sigma R_s}{-\omega_s \Psi_\sigma R_s + L_s \omega_s U_{sm} - R_s U_{st}} \quad (24)$$

将式(24)代入式(18)可以计算得到 t_2 和 t_3 时刻。在 t_2 时刻之前一直发送零电压矢量,在 t_2 时刻之后发送后退电压矢量,即可使得母线电压经过一次调节后恢复平衡。

3 仿真与实验

为了验证上述算法的有效性,在Matlab/Simulink中搭建了仿真模型验证,仿真所用的EESM参数如下:额定功率 $P_N=5.5$ kW,额定电压 $U_N=380$ V,额定电流 $I_N=8$ A,额定频率 $f_N=50$ Hz,额定转速 $n=1500$ r/min,极对数 $p=2$,定子漏感 $L_s=0.0358$ H, d 轴互感 $L_{md}=0.322$ H, q 轴互感 $L_{mq}=0.0148$ H,定子电阻 $R_s=2.5$ Ω ,阻尼绕组 d 轴时间常数为376 ms,阻尼绕组 q 轴时间常数为286 ms。

图6对比了传统矢量控制和DTC控制下的阶跃转矩响应波形。从图中可以看到,DTC的转矩纹波更大,这是DTC特性本身决定的,但本文重

点关注动态性能,该问题不在讨论范畴。从动态过程中可以看到,传统矢量控制转矩达到设定值约花费了 8 ms,相比而言 DTC 控制由于转矩采用的是 Bang-Bang 控制,仅用了约 2 ms 便跟踪到设定值,体现出了较优的动态性能。

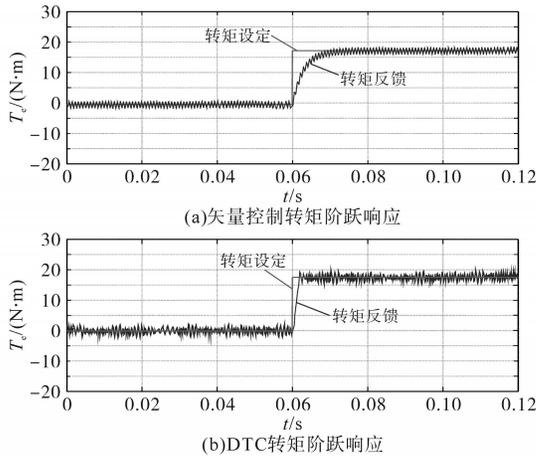


图6 传统矢量控制和DTC的转矩阶跃响应

Fig.6 Torque step response of traditional vector control and DTC

当电压外环采用传统的PI控制器时,选取一组较优的PI参数^[20]。从图7可以看出,在突加载的工况下,经过了2个周期的波动后,调节回到了稳态。在整个过程中,电压最大跌落约 20 V,调节时间约为 55 ms。

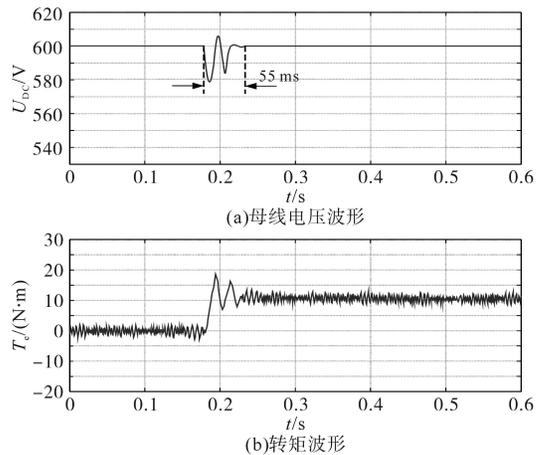


图7 PI控制时突加载母线电压和转矩仿真波形

Fig.7 Bus voltage and torque simulation waveforms of PI controller

图8和图9为电压外环采用了转矩脉冲时间积平衡控制算法时,突加、突卸电机额定负载下的母线电压波形。从图8可以看到,在一次后退电压矢量作用下和一次零电压矢量作用下,母线电压跌落的值仅为 7 V 左右,调节时间仅为 13 ms。图9中突卸负载后,母线向上波动约 9 V,调节时间 15 ms。相比PI控制,动态性能得到了有效的改善。电压跌落降低为原来的 1/3~1/2,调节时间缩短为原来的 1/3~1/4。

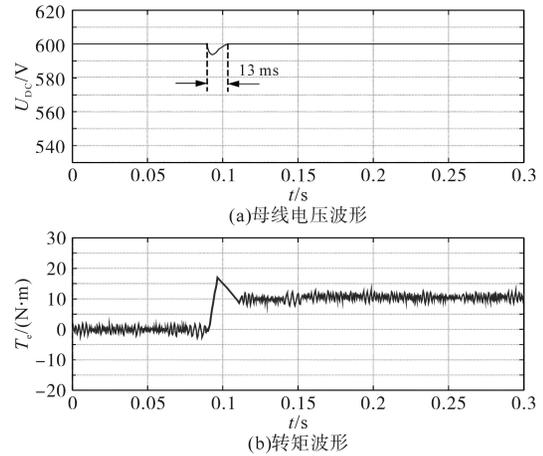


图8 转矩脉冲时间积平衡控制下的突加载母线电压和转矩波形

Fig.8 Bus voltage and torque simulation waveforms of product balance of torque and impulse time when load was increased suddenly

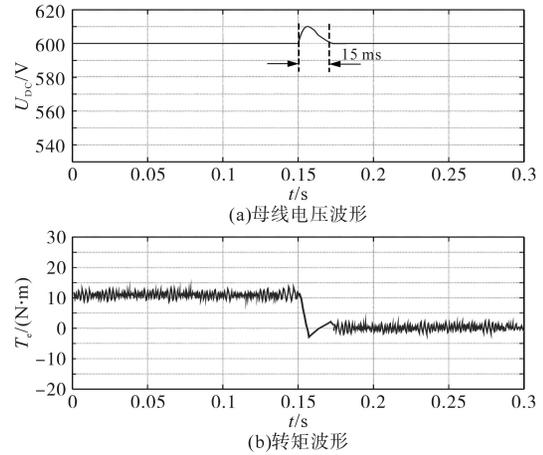


图9 转矩脉冲时间积平衡控制下的突卸负载母线电压和转矩波形

Fig.9 Bus voltage and torque simulation waveforms of product balance of torque and impulse time when load was dumped suddenly

为进一步验证算法的可行性,搭建EESM的实验平台,如图10所示,原动机运行在恒转速模式模拟风力机的扇叶,为EESM提供动力。

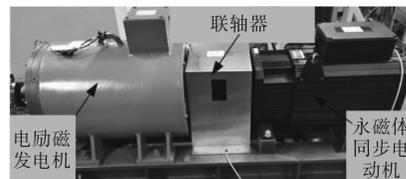


图10 实验平台

Fig.10 Experimental platform

在 $k_p=2.5, k_i=0.6$ 时,实验的波形如图11所示,母线电压经过震荡调整后,收敛至稳定值。整个过程的调节时间大约为 25 ms,母线电压最大跌落值约为 16 V 左右。

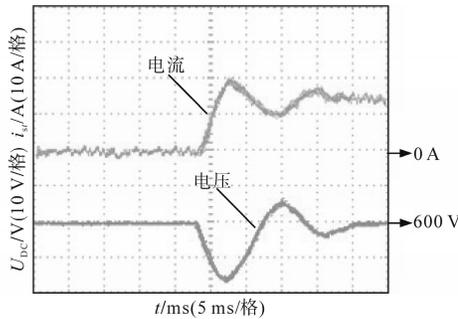


图11 PI控制时突加负载母线电压和转矩电流实验波形

Fig.11 Bus voltage and torque current experimental waveforms of PI controller when load was increased suddenly

通过调节不同的PI参数,可以获得不同的母线电压的动态性能。表2为调整PI参数后的实验结果。可以看出,PI参数加强后,在一定程度上能够减小跌落的电压,但其调节时间显著变长,这是由于震荡次数过多导致。当增大到一定程度后,系统对母线跌落的抑制已经无法起到明显的改善作用,甚至出现无法稳定,出现母线震荡发散的现象。

表2 PI控制时的母线动态性能结果

Tab.2 Transient performance of bus voltage of PI controller

PI参数取值	跌落/V	超调/V	调节时间/ms
$k_p=1.25$ $k_i=0.35$	30	3	52
$k_p=2.50$ $k_i=0.60$	16	6	25
$k_p=4.00$ $k_i=1.00$	15	10	22
$k_p=5.00$ $k_i=1.20$	14	12	30
$k_p=6.00$ $k_i=2.00$		无法稳定	

图12为转矩脉冲时间积平衡控制下的母线电压波形。可以看到突加负载时,定子的转矩电流迅速增大,并通过一次回调使母线恢复稳定。整个过程的调节时间大约为5ms,母线电压跌落6V,相比于PI控制,动态性能有了大幅改善。

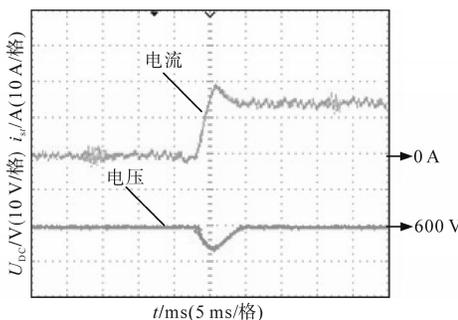


图12 转矩脉冲时间积平衡控制时突加负载母线电压和转矩电流波形

Fig.12 Bus voltage and torque current experimental waveforms of product balance of torque and impulse time when load was dumped suddenly

4 结论

针对风力发电系统中电励磁发电机控制的动态性能进行深入研究。为了改善背靠背功率变换拓扑中母线电压环节的动态性能,在推倒了电机数学模型的基础上,分析了DTC控制的实现原理。为了进一步解决母线电压外环的PI控制器响应慢的问题,研究基于DTC的转矩脉冲时间积平衡控制算法。该算法通过非线性的开关矢量选择,仅需一次调节即可实现电压的恢复稳定。通过理论推导分析了该算法的实现原理,并通过仿真验证了其可行性。最后通过实验对比了转矩脉冲时间积平衡控制和传统PI控制的效果。实验结果表明,转矩脉冲时间积平衡控制能够大大抑制母线电压在负载突变时的波动,起到了较好的动态调节作用。

参考文献

- [1] 黄守道,张阳,荣飞. 基于Z源逆变器的永磁直驱风电系统不对称故障穿越策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S1): 92-101.
Huang S D, Zhang Y, Rong F. A ride-through strategy of D-permanent magnet synchronous generator system based on Z-source inverter during the asymmetrical faults[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(S1): 92-101.
- [2] 林立,何洋,周建华,等. 直驱永磁同步风力发电机侧系统建模及仿真[J]. 电气传动, 2020, 50(2): 73-76.
Lin L, He Y, Zhou J H, et al. Modelling and simulation for generator side of direct-driven permanent magnet synchronous generator wind energy systems[J]. Electric Drive, 2020, 50(2): 73-76.
- [3] 李和明,张祥宇,王毅,等. 基于功率跟踪优化的双馈风力发电机组虚拟惯性控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(7): 32-39.
Li H M, Zhang X Y, Wang Y, et al. Virtual inertia control of DFIG-based wind turbines based on the optimal power tracking [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(7): 32-39.
- [4] 龙世鹏. 并网型电励磁同步电机风力发电系统研究[D]. 福州:福州大学, 2014: 3-6.
Long S P. Investigation of the electrically excited synchronous generator wind power generation system connected to grid[D]. Fuzhou: Fuzhou University, 2014: 3-6.
- [5] 李帅兵,董海鹰,李晓青. 电励磁同步风力发电机输出电压DL-H ∞ 控制[J]. 电气传动, 2015, 45(1): 64-68.
Li S B, Dong H Y, Li X Q. Voltage control of electrically excited synchronous wind generator via DL-H ∞ strategy[J]. Electric Drive, 2015, 45(1): 64-68.
- [6] 吕彦. 电励磁同步电机调速系统关键技术研究[D]. 徐州:中国矿业大学, 2017: 4-6.

- Lü Y. Study of the electrically excited synchronous motor speed control system[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2017:4-6.
- [7] 周扬忠,胡育文,黄文新. 低转矩磁链脉动型电励磁同步电机直接转矩驱动系统的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(7):152-157.
- Zhou Y Z, Hu Y W, Huang W X. Research on a direct torque control for electrically excited synchronous motor drive with low ripple in flux and torque[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(7):152-157.
- [8] 赵新,吴学智,李葛亮,等. 利用虚拟阻抗改善电励磁同步发电机弱磁控制性能[J]. 电工技术学报, 2015, 30(22):55-62.
- Zhao X, Wu X Z, Li G L, *et al.* Improving the flux weakening control performance of electrically excited synchronous generators based on virtual impedance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(22):55-62.
- [9] Kou Jiabao, Gao Qiang, Xu Ke, *et al.* A sensorless rotor position estimation method based on the field current harmonic for an LCI-fed EESM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4):2561-2569.
- [10] Hasegawa C, Nishikata S. A sensorless rotor position detecting method for self-controlled synchronous motors[C]//2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, China, 2008:1017-1021.
- [11] 高巧玲. 兆瓦级高压电励磁同步电机无速度传感器矢量控制应用研究[J]. 电子测量技术, 2018, 41(10):97-101.
- Gao Q L. Application research megawatt high voltage electrically excited synchronous motor speed sensor-less vector control[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(10):97-101.
- [12] 寇佳宝,高强,滕咏喆,等. 负载换流逆变器驱动电励磁同步电机无速度传感器模型预测控制方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1):68-76.
- Kou J B, Gao Q, Teng Y X, *et al.* Speed sensorless model predictive control for load commutated inverter-fed electrically excited synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1):68-76.
- [13] Rahoui A, Mesbah K, Boukais B, *et al.* Frequency-adaptive neural network based virtual flux estimation for sensorless control of PWM converters under unbalanced conditions[C]//2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2020.
- [14] 郭健,陈燕东,王翔宇,等. 负荷虚拟同步机的宽频带 dq 阻抗建模及弱电网下与传统 PWM 整流器的稳定性对比分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15):4758-4769.
- Guo J, Chen Y D, Wang X Y, *et al.* Wideband dq -frame impedance modeling of load-side virtual synchronous machine and its stability analysis in comparison with conventional PWM rectifier in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15):4758-4769.
- [15] 李辉,王坤,胡玉,等. 双馈风电系统虚拟同步控制的阻抗建模及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(12):3434-3442.
- Li H, Wang K, Hu Y, *et al.* Impedance modeling and stability analysis of virtual synchronous control based on doubly-fed wind generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12):3434-3442.
- [16] Liu Huakun, Xie Xiaorong. Comparative studies on the impedance models of VSC-based renewable generators for SSI stability analysis[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3):1442-1453.
- [17] Lu Dapeng, Wang Xiongfei, Blaabjerg F. Impedance-based analysis of DC-link voltage dynamics in voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4):3973-3985.
- [18] 王锋,姜建国. 风力发电机用双PWM变换器的功率平衡联合控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(22):134-139.
- Wang F, Jiang J G. Research of power-balancing combined control scheme for back to back PWM converters used in the wind generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22):134-139.
- [19] 刘晓东,蒋昌虎,邱亚杰,等. Buck变换器动态过程电容充电平衡控制策略[J]. 电机与控制学报, 2010, 27(3):1314-1326.
- Liu X D, Jiang C H, Qiu Y J, *et al.* A control algorithm based on capacitor charge balance during transient for Buck converter[J]. Electric Machines and Control, 2010, 27(3):1314-1326.
- [20] 耿亮. 三相电压型PWM整流器的电容电荷平衡控制研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2019:15-17.
- Geng L. The research of capacitor charge balance control strategy on three-phase voltage PWM rectifier[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019:15-17.

收稿日期:2021-07-11

修改稿日期:2021-08-07