

文章编号:0254-0096(2018)09-2617-07

# 级联无刷双馈电机低压穿越分析和改进

谷海青, 于洋, 侯晓鑫

(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组机侧控制器,在任意  $mt$  坐标系的数学模型下,推导功率电机有功功率和无功功率方程,由此提出一种基于功率电机定子电压定向的直接功率控制方法。电网电压对称跌落下,分析控制电机定子电流和控制电机定子反电动势的暂态响应,应用比例积分谐振控制器来降低控制电机定子暂态电流脉动,提高系统的稳定性和机组低压穿越能力。仿真结果证明理论分析的正确性和改进方法的有效性。

**关键词:** 级联无刷双馈电机; 功率控制; 低压穿越; PIR 控制器

**中图分类号:** TM301

**文献标识码:** A

## 0 引言

近年来风力发电技术的发展迅猛,电网中风力机容量比重也逐步增大,风电机组对电网系统稳定性的影响也更加显著。电网电压发生故障时,为了使电网系统能够保持稳定,要求风力发电系统能够不间断运行。低压穿越(low voltage ride through, LVRT)是对并网风力机在电网出现电压跌落时仍保持并网的一种特定的运行功能要求。

无刷双馈电机(brushless doubly fed machine, BDFM)取消了电刷和滑环,降低了维护费用,提高了可靠性。而且无刷双馈电机保留了有刷双馈电机降低变频器容量的优点,可实现小功率控制大功率,大大降低了系统成本,励磁能量可双向流动,方便调节有功和无功功率<sup>[1]</sup>。因此在变速恒频风力发电系统中有广阔的应用前景。国内外针对 BDFM 低压穿越研究较少<sup>[2,3]</sup>。文献[2]首次研究了 BDFM 低压穿越,文中针对性提出 2 种提高 BDFM 低压穿越能力方法:增加撬棒保护电路和 SDR 串联动态电阻电路,在电网电压对称跌落时,BDFM 低压穿越能力能够有所改善。文献[3]对双馈感应发电机和无刷双馈感应发电机进行了对比研究,分析 2 种电机的相同点和不同点,比较两电机机侧控制器无功功率外环和转速外环控制策略。在电压对称跌落期间,比较两电机的磁链幅值、定子电流、转矩、有功和无功功率,仿真和实验结果表明无刷双馈感应发电机的低压穿越能力优于双馈感应发电机。文献[2,3]均未针对 BDFM 机侧控制器在控制方法进行优化改进。

本文针对级联无刷双馈电机组机侧控制器,在控制电机任意  $mt$  坐标系下提出一种基于功率电机定子电压定向的直接功率控制方法。在电网电压对称跌落下,推导控制电机定子暂态电流和控制电机定子反电动势暂态方程,分析 CBDFM 的暂态响应。应用比例积分谐振(proportion integral resonance, PIR)控制器在谐振频率处具有更高增益的特性,来降低控制电机定子电流脉动,提高 CBDFM 的低压穿越能力。仿真结果证明在直接功率控制方法条件下 PIR 控制器的有效性。

1 级联无刷双馈电机数学模型

无刷双馈电机由级联无刷双馈电机(CBDFM)发展而来,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,如图 1 所示。2 台电机分别称为功率电机(power machine, PM)和控制电机(control machine, CM),功率电机为  $p_p$  对极( $A_p, B_p, C_p$  分别为定子三相绕组; $a_p, b_p, c_p$  分别为转子三相绕组),接恒定供电电压,控制电机为  $p_c$  对极( $A_c, B_c, C_c$  分别为定子三相绕组; $a_c, b_c, c_c$  分别为转子三相绕组),接变频器。

收稿日期: 2016-05-30

基金项目: 国家高技术研究发展(863)计划(2011AA11A259)

通信作者: 谷海青(1982—),男,博士研究生,主要从事控制理论与应用、电力电子装置及系统等方面的研究。ghq20000@163.com

通过对控制电机定子电压的控制来达到对有功率和无功功率的控制。

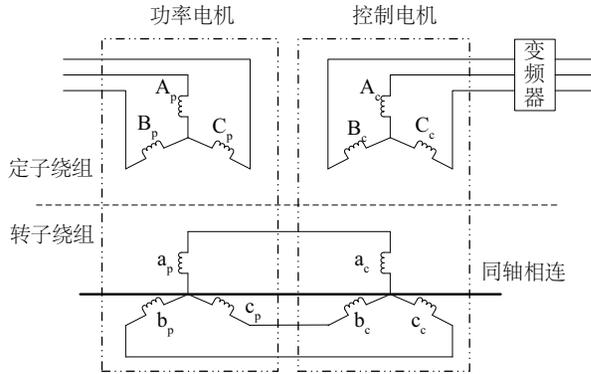


图1 级联无刷双馈电机结构图

Fig. 1 Structure graph of CBDFM

CBDFM 在转子坐标系下数学模型<sup>[4,5]</sup>:

$$\begin{cases} \vec{u}_{ps}^{dq} = r_{ps} \vec{i}_{ps}^{dq} + j p_p \omega_r \vec{\psi}_{ps}^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_{ps}^{dq}}{dt} \\ \vec{u}_{cs}^{dq} = r_{cs} \vec{i}_{cs}^{dq} + j p_c \omega_r \vec{\psi}_{cs}^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_{cs}^{dq}}{dt} \\ 0 = r_r \vec{i}_r^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_r^{dq}}{dt} - \frac{d\vec{\psi}_{cr}^{dq}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

磁链方程为:

$$\begin{cases} \vec{\psi}_{ps}^{dq} = l_{ps} \vec{i}_{ps}^{dq} + l_{pm} \vec{i}_{pr}^{dq} \\ \vec{\psi}_{cs}^{dq} = l_{cs} \vec{i}_{cs}^{dq} + l_{cm} \vec{i}_{cr}^{dq} \\ \vec{\psi}_{cr}^{dq} = l_{cm} \vec{i}_{cs}^{dq} + l_{cr} \vec{i}_{cr}^{dq} \\ \vec{\psi}_r^{dq} = l_{pm} \vec{i}_{ps}^{dq} + l_{pr} \vec{i}_{pr}^{dq} \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $p$  —— 电机的极对数;  $r$ 、 $l_m$ 、 $l$  —— 电阻、互感、电感;  $\omega_r$  —— 转子机械角速度;  $\vec{i}$ 、 $\vec{\psi}$  —— 电流矢量和磁链矢量;  $\vec{u}_{ps}^{dq}$  —— 功率电机定子电压矢量,  $\vec{u}_{ps}^{dq} = u_{pds} + j u_{pqs}$ ;  $\vec{u}_{cs}^{dq}$  —— 控制电机定子电压矢量,  $\vec{u}_{cs}^{dq} = u_{c ds} + j u_{c qs}$ ; 下标 c、p —— 分别表示控制电机和功率电机; 下标 r、s —— 分别表示转子和定子。

CBDFM 稳定运行时, 功率电机和控制电机转子电流频率相等, 相序相反, 也就是说功率电机相关变量相对于转子坐标系的旋转角速度与控制电机相关变量相对于转子坐标系的旋转角速度大小相等, 方向相反。因此, 如果直接基于转子坐标系下的数学模型经过坐标变换向任意坐标系下转换, 则会引入关于转差角的正弦函数和余弦函数, 如文献[5]电机模型相当复杂。类似统一坐标系方法<sup>[6]</sup>, 将控制电机矢量进行负共轭转换, 得到旋转方向相

反的新矢量, 即  $\vec{i}_{cs}^{dq} = -\vec{i}_{cs}^{dq*}$ ,  $\vec{u}_{cs}^{dq} = -\vec{u}_{cs}^{dq*}$ 。功率电机矢量保持不变, 为了统一表示, 记为  $\vec{i}_{ps}^{dq} = \vec{i}_{ps}^{dq}$ ,  $\vec{u}_{ps}^{dq} = \vec{u}_{ps}^{dq}$ ,  $\vec{i}_r^{dq} = \vec{i}_{pr}^{dq} = \vec{i}_{pr}^{dq}$ 。控制电机新矢量与功率电机矢量相对转子坐标系的旋转角速度大小相等, 方向相同。为电机控制策略的分析和研究带来便利。

变换后 CBDFM 在转子坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} \vec{u}_{ps}^{dq} = r_{ps} \vec{i}_{ps}^{dq} + j p_p \omega_r \vec{\psi}_{ps}^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_{ps}^{dq}}{dt} \\ \vec{u}_{cs}^{dq} = r_{cs} \vec{i}_{cs}^{dq} - j p_c \omega_r \vec{\psi}_{cs}^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_{cs}^{dq}}{dt} \\ 0 = r_r \vec{i}_r^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_r^{dq}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

磁链方程:

$$\begin{cases} \vec{\psi}_{ps}^{dq} = l_{ps} \vec{i}_{ps}^{dq} + l_{pm} \vec{i}_{pr}^{dq} \\ \vec{\psi}_{cs}^{dq} = l_{cs} \vec{i}_{cs}^{dq} + l_{cm} \vec{i}_{cr}^{dq} \\ \vec{\psi}_r^{dq} = l_{cm} \vec{i}_{cs}^{dq} + l_{pm} \vec{i}_{ps}^{dq} + l_r \vec{i}_r^{dq} \end{cases} \quad (4)$$

电磁转矩方程:

$$T_e = p_p l_{pm} \text{Im}\{\vec{i}_{ps}^{dq} \vec{i}_r^{dq*}\} - p_c l_{cm} \text{Im}\{\vec{i}_{cs}^{dq} \vec{i}_r^{dq*}\} \quad (5)$$

转子坐标系下控制电机和功率电机各变量为交流量, 直接应用 PI 控制器难以消除静态误差, 因此要将转子坐标系下数学模型转换到任意坐标系下, 如图 2 所示。

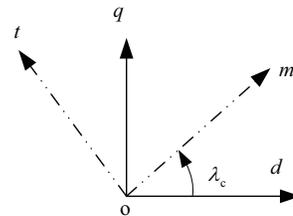


图2 转子坐标系与任意 mt 坐标系的关系

Fig. 2 Relation between rotor reference frame and arbitrary reference frame

转子坐标系转换到任意旋转坐标系变换关系:

$$\chi^{mt} = e^{-j\lambda_c} \chi^{dq} \quad (6)$$

将式(6)代入 CBDFM 的转子坐标系模型中可得任意  $mt$  坐标系下模型:

$$\begin{cases} \vec{u}_{ps}^{mt} = r_{ps} \vec{i}_{ps}^{mt} + j(p_p \omega_r + \dot{\lambda}_c) \vec{\psi}_{ps}^{mt} + \frac{d\vec{\psi}_{ps}^{mt}}{dt} \\ \vec{u}_{cs}^{mt} = r_{cs} \vec{i}_{cs}^{mt} - j(p_c \omega_r - \dot{\lambda}_c) \vec{\psi}_{cs}^{mt} + \frac{d\vec{\psi}_{cs}^{mt}}{dt} \\ 0 = r_r \vec{i}_r^{mt} + \frac{d\vec{\psi}_r^{mt}}{dt} + j \dot{\lambda}_c \vec{\psi}_r^{mt} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \vec{\psi}_{ps}^{mt} = l_{ps} \vec{i}_{ps}^{mt} + l_{pm} \vec{i}_{pr}^{mt} \\ \vec{\psi}_{cs}^{mt} = l_{cs} \vec{i}_{cs}^{mt} + l_{cm} \vec{i}_{cr}^{mt} \\ \vec{\psi}_r^{mt} = l_{cm} \vec{i}_{cs}^{mt} + l_{pm} \vec{i}_{ps}^{mt} + l_r \vec{i}_r^{mt} \end{cases} \quad (8)$$

$$T_e = T_{ec} + T_{ep} = p_c \operatorname{Im} \left\{ \vec{\psi}_{cs}^{mt*} \vec{i}_{cs}^{mt} \right\} + p_p \operatorname{Im} \left\{ \vec{\psi}_{ps}^{mt*} \vec{i}_{ps}^{mt} \right\} \quad (9)$$

$$P = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[ \vec{u}_{ps}^{mt*} \vec{i}_{ps}^{mt} \right] \quad (10)$$

$$Q = \frac{3}{2} \operatorname{Im} \left[ \vec{u}_{ps}^{mt*} \vec{i}_{ps}^{mt} \right] \quad (11)$$

## 2 级联无刷双馈电机直接功率控制

忽略转子电阻,由式(7)、式(8)可得到:

$$\vec{i}_r^{mt} = -\frac{l_{pm}}{l_r} \vec{i}_{ps}^{mt} - \frac{l_{cm}}{l_r} \vec{i}_{cs}^{mt} \quad (12)$$

将式(12)代入式(8)中可得到磁链方程新的表达式:

$$\begin{cases} \vec{\psi}_{ps}^{mt} = L_{ps} \vec{i}_{ps}^{mt} + L_{pc} \vec{i}_{cs}^{mt} \\ \vec{\psi}_{cs}^{mt} = L_{pc} \vec{i}_{ps}^{mt} + L_{cs} \vec{i}_{cs}^{mt} \end{cases} \quad (13)$$

其中,  $L_{ps} = l_{ps} - \frac{l_{pm}^2}{l_r}$ ,  $L_{pc} = -\frac{l_{pm} l_{cm}}{l_r}$ ,  $L_{cs} = l_{cs} - \frac{l_{cm}^2}{l_r}$ 。

$mt$  坐标系下采用功率电机定子电压定向,即将任意坐标系中  $m$  轴与功率电机定子电压矢量重合:

$$\begin{cases} u_{pms} = u_{ps} \\ u_{pqs} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(7)、式(10)~式(13)中可得到CBDFM 功率电机有功功率和无功功率方程:

$$P = \frac{3}{2} u_{ps} i_{pms} = \frac{3u_{ps}^2}{2r_{ps}} + \frac{3u_{ps}(p_p \omega_r + \lambda_c) L_{pc}}{2r_{ps}} i_{cfs} + \frac{3u_{ps}(p_p \omega_r + \lambda_c) L_{ps}}{2r_{ps}} i_{pqs} - \frac{3u_{ps}}{2r_{ps}} \frac{d\psi_{pms}}{dt} \quad (15)$$

$$Q = -\frac{3}{2} u_{ps} i_{pqs} = -\frac{3u_{ps}^2}{2r_{ps}} - \frac{3u_{ps}(p_p \omega_r + \lambda_c) L_{pc}}{2r_{ps}} i_{cfs} - \frac{3u_{ps}(p_p \omega_r + \lambda_c) L_{ps}}{2r_{ps}} i_{pms} + \frac{3u_{ps}}{2r_{ps}} \frac{d\psi_{pqs}}{dt} \quad (16)$$

式(15)和式(16)分别说明了功率电机定子有功功率  $P$  与励磁电流  $i_{cfs}$  之间的关系,功率电机定子无功功率  $Q$  与励磁电流  $i_{cfs}$  之间的关系。功率电机定子电压定向后,功率电机相关变量  $i_{pms}$ 、 $i_{pqs}$ 、 $\psi_{pms}$ 、 $\psi_{pqs}$  在稳态下为直流量,而控制电机相关变量  $i_{cfs}$ 、 $i_{cfs}$  为交流量。在  $mt$  坐标系下,式(15)和式(16)等号右边第 1、3、4 项均可视为扰动,可得出功率电机

定子有功功率  $P$  可由  $i_{cfs}$  直接控制,功率电机定子无功功率  $Q$  可由  $i_{cfs}$  直接控制。如图 3 所示,由于对功率电机定子有功功率和无功功率的扰动在稳态下都是直流量,所以采用有功功率和无功功率外环 PI 控制器就可实现无静差调节。

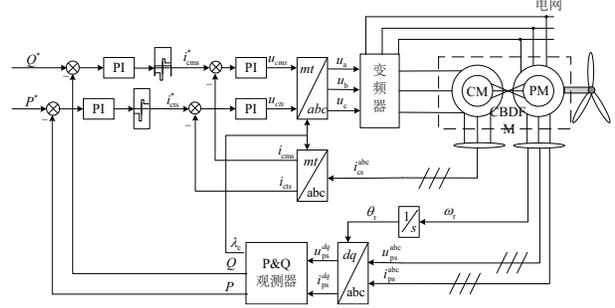


图3 直接功率控制框图

Fig. 3 Diagram of direct power control

## 3 级联无刷双馈电机低压穿越分析

在电网电压发生三相对称跌落故障的极短时间内,忽略电网电压跌落时自身振荡的过程<sup>[3]</sup>,功率电机定子电压会随着电网电压的跌落而发生跌落,由  $u_{ps}^{mt} \rightarrow (1 - \Delta d) \vec{u}_{ps}^{mt}$ ,忽略定子电阻上的压降,可得:

$$\vec{\psi}_{ps}^{mt} \approx \frac{\vec{u}_{ps}^{mt}}{j\omega_p} \quad (17)$$

在电网电压发生故障后,会在功率电机定子磁链中产生瞬间的直流分量和交流暂态分量:

$$\vec{\psi}_{ps}^{mt}(t) = \frac{(1 - \Delta d) \vec{u}_{ps}^{mt}}{j\omega_p} + \frac{\Delta d \vec{u}_{ps}^{mt}}{j\omega_p} e^{-j\omega_p t} e^{-\delta_0 t} \quad (18)$$

式中,  $\delta_0$  ——功率电机定子磁链衰减系数(与功率电机定子电阻和定子电感相关);  $\omega_p$  ——振荡频率。

电机定子磁链将以 50 Hz 振荡,并最终逼近于故障后电压条件下的新的稳态工作点。将式(13)代入式(7)可得到式(19),根据式(19)功率电机定子磁链变化会使得控制电机定子电流也发生变化:

$$\frac{d\vec{\psi}_{ps}^{mt}}{dt} = \vec{u}_{ps}^{mt} + \frac{r_{ps} L_{pc}}{L_{ps}} \vec{i}_{cfs}^{mt} - \left( \frac{r_{ps}}{L_{ps}} + j\omega_p \right) \vec{\psi}_{ps}^{mt} \quad (19)$$

由式(18)和式(19)即可推导出由电网电压三相对称跌落下控制电机定子电流表达式:

$$\vec{i}_{cfs}^{mt}(t) = \frac{L_{ps}}{r_{ps} L_{pc}} \left( \frac{r_{ps}}{L_{ps}} - \delta_0 \right) \frac{\Delta d \vec{u}_{ps}^{mt}}{j\omega_p} e^{-j\omega_p t} e^{-\delta_0 t} + \left( \frac{1 - \Delta d}{j\omega_p L_{pc}} - \frac{L_{ps}}{r_{ps} L_{pc}} \right) \vec{u}_{ps}^{mt} \quad (20)$$

由式(20)第 1 项可看出,在电网电压发生三相不对称故障时,控制电机定子电流也会产生暂态交流分量,振荡频率和衰减系数与功率电机定子磁链相同。电网电压跌落幅值越深,引起的控制电机定子电流暂态分量的幅值越高。

由式(7)、式(13)、式(19)可推导出:

$$\vec{u}_{cs}^{mt} = R'_{cs} \vec{i}_{cs}^{mt} + L'_{cs} \frac{d\vec{i}_{cs}^{mt}}{dt} - j(p_c \omega_r - \lambda_c) L'_{cs} \vec{i}_{cs}^{mt} + \vec{E}'_{cs} \quad (21)$$

其中,  $R'_{cs} = r_{cs} + \frac{r_{ps} L_{pc}^2}{L_{ps}^2}$ ,  $L'_{cs} = L_{cs} - \frac{L_{pc}^2}{L_{ps}}$ 。

$$\vec{E}'_{cs} = \frac{L_{pc}}{L_{ps}} \left[ \frac{d\vec{\psi}_{ps}^{mt}}{dt} - \left( \frac{r_{ps}}{L_{ps}} + j(p_p + p_c) \omega_r \right) \vec{\psi}_{ps}^{mt} \right] \quad (22)$$

式中,  $R'_{cs}$ 、 $L'_{cs}$ 、 $E'_{cs}$  —— 电网电压对称故障下、控制电机瞬态电阻、瞬态电感和定子反电动势。

可得到控制电机定子侧瞬态等效电路图,如图 4 所示<sup>[2]</sup>。

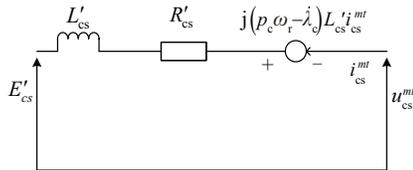


图 4 控制电机定子侧瞬态等效电路

Fig. 4 Stator transient equivalent circuit of CM

将式(18)代入式(22),忽略功率电机定子电阻,可得到控制电机定子反电动势方程:

$$\vec{E}'_{cs}(t) = \frac{L_{pc}}{L_{ps}} \left[ s(1 - \Delta d) \vec{u}_{ps}^{mt} - (1 - s) \Delta d \vec{u}_{ps}^{mt} e^{-j\omega_p t} e^{-\delta_0 t} \right] \quad (23)$$

式中,定义转差率  $s = \frac{\omega_p - (p_p + p_c) \omega_r}{\omega_p}$ 。

第 1 部分是因电压跌落产生的直流稳态分量,第 2 部分是交流暂态分量。控制电机定子反电动势以 50 Hz 频率振荡,对控制电机电流内环产生扰动。

在电网电压三相跌落过程中,控制电机定子反电动势交流暂态分量的幅值一般远高于直流稳态分量的幅值,而且电网电压跌落幅度越大,引起控制电机定子反电动势越大,当交流暂态分量幅值高于中间直流母线电压时,会引起控制电机定子过电流,对控制系统稳定性产生影响,严重时会出现故障。

## 4 级联无刷双馈电机低压穿越改进

为了降低控制电机定子电流脉动,提高 CBDFM 低压穿越能力,本文采用 PIR 控制器<sup>[7]</sup>来进行改进,如图 5 所示。PIR 控制器是在原平衡电网条件下设计的 PI 控制器基础上嵌入一个 50 Hz 电网频率的广义积分器(R)来实现对电网电压对称跌落产生的控制电机定子暂态电流的抑制。PIR 控制器能够同时实现对基波直流量和谐振交流量的无静差控制<sup>[8]</sup>。

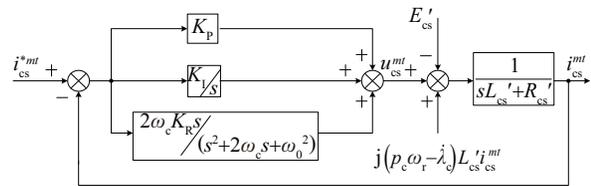


图 5 应用 PIR 控制器的控制电机定子电流控制策略

Fig. 5 Control theory of CM stator current in PIR

常规的谐振控制器<sup>[9]</sup>(R)的传递函数为:

$$G_R(s) = \frac{K_R s}{s^2 + \omega_0^2}$$

由控制电机定子侧等效电路,在应用 PI 控制器下,控制电机侧定子电流控制系统闭环传递函数为:

$$F_{ii}(s) = \frac{i_{cs}^{mt}(s)}{i_{cs}^{*mt}(s)} = \frac{\left( K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_0^2} \right)}{sL'_{cs} + r'_{cs} + \left( K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_0^2} \right)} \quad (24)$$

当输入控制电机定子电流  $i_{cs}^{*mt}(s)$  中含有  $s = j\omega_0$  的交流分量时,代入式(24)可得  $F_{ii}(s) = 1$ ,可看出谐振控制器能实现对谐振交流量的无静差控制。在工程中应用谐振控制器时,为防止在谐振点处产生无穷大的增益,出现不稳定的现象,通常设置一个较小的截止频率  $\omega_c$ 。

由此得到 PIR 传递函数为:

$$G_{PIR}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{2\omega_c K_R s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (25)$$

式中,  $K_p$  —— 比例系数;  $K_i$  —— 积分系数;  $K_R$  —— 谐振系数;  $\omega_c$  —— 截止频率, Hz;  $\omega_0$  —— 谐振频率, Hz。

图 6 所示 PI 和 PIR 控制器下系统开环伯德图。控制电机系统是单位反馈的最小相位系统。

对于单位反馈系统来说,闭环系统的动态响应特性完全由开环传递函数来决定。在工程应用中,为了得到满意的系统稳定性和动态特性,一般取相位裕量在  $40^\circ\sim 70^\circ$  之间。PIR 和 PI 的相位裕量分别为  $54.2^\circ$  和  $81.86^\circ$ ,PIR 控制器具有更好的稳定性。

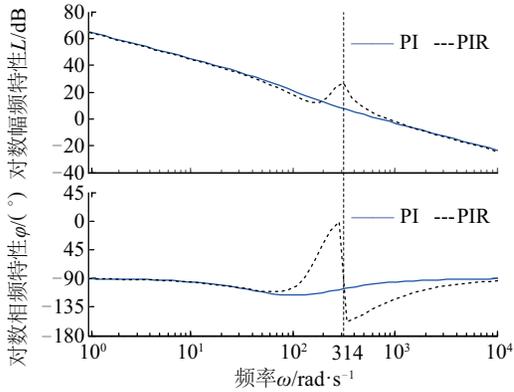


图6 PI 和 PIR 控制器下系统开环伯德图

Fig. 6 Bode plot (open loop) of system in PI and PIR

分别应用 PI 和 PIR 控制器得到控制电机系统开环伯德图。从图 6 中可看出,在低于 50 Hz 谐振频率的低频阶段,2 种控制器幅值特性和相角特性几乎相同,在 50 Hz 谐振频率处,PIR 控制器具有更高的增益和相角特性,因而可实现对控制电机定子电流的基波直流量和谐振交流量的无静差控制。

### 5 仿真验证

在 Matlab/Simulink 环境下搭建 CBDFM 发电系统机组仿真模型。其中所用电机参数为:

额定电压:380 V,电机功率:  $P_p = P_c = 3.73 \text{ kW}$ ;

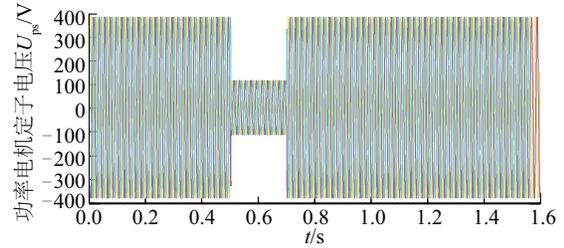
功率绕组:极对数  $p_p = 1$ ,电阻  $r_{ps} = 1.77 \Omega$ ,电感  $l_{ps} = 0.461 \text{ H}$ ,互感  $l_{pm} = 0.4575 \text{ H}$ ;

控制绕组:极对数  $p_c = 3$ ,电阻  $r_{cs} = 1.64 \Omega$ ,电感  $l_{cs} = 0.136 \text{ H}$ ,互感  $l_{cm} = 0.115 \text{ H}$ ;

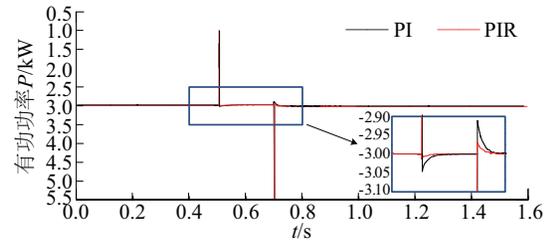
转子绕组:电阻  $r_r = 6.0028 \Omega$ ,电感  $l_r = 0.597 \text{ H}$ ,转动惯量:  $J = 0.05 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。

电网电压 0.5 s 对称跌落到 30%,0.7 s 恢复到初值。如图 7b 和图 7c 所示,有功和无功功率在 PI 和 PIR 控制条件下均能跟踪给定值,相比 PI 控制而言,应用 PIR 控制的  $P$ 、 $Q$  振荡幅度更小,衰减速度更快。图 7d 和图 7e 所示为控制电机定子电流和功率电机定子电流幅值。可看出,应用 PIR 控制可抑制电网电压跌落产生的控制电机定子暂态电

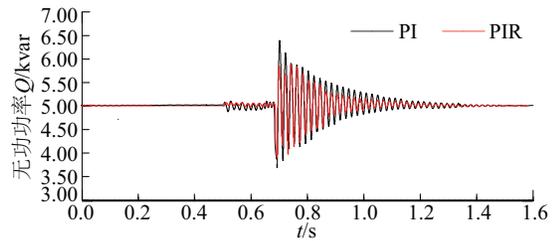
流和功率电机定子暂态电流,过流相对较小。图 7f 和图 7g 所示为控制电机定子磁链和功率电机定子磁链幅值仿真曲线。可看出,在 PIR 控制条件下,两磁链衰减速度更快,幅值更小。如图 7h 所示,PI 控制下电机转矩振荡幅度更高,且衰减缓慢。PIR 控制下电机转矩更快趋于平稳。



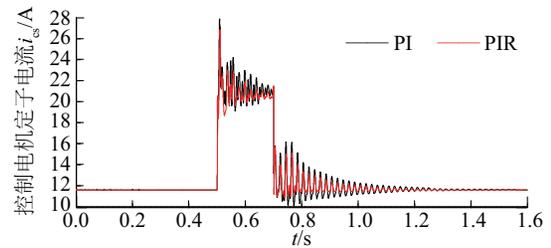
a. 功率电机定子电压 70% 跌落波形



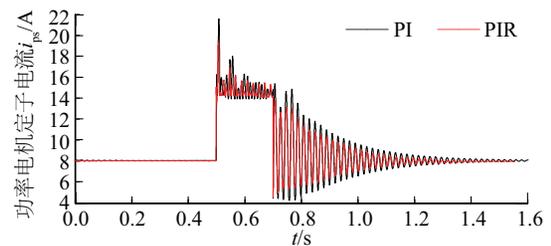
b. 有功功率波形



c. 无功功率波形



d. 控制电机定子电流波形



e. 功率电机定子电流波形

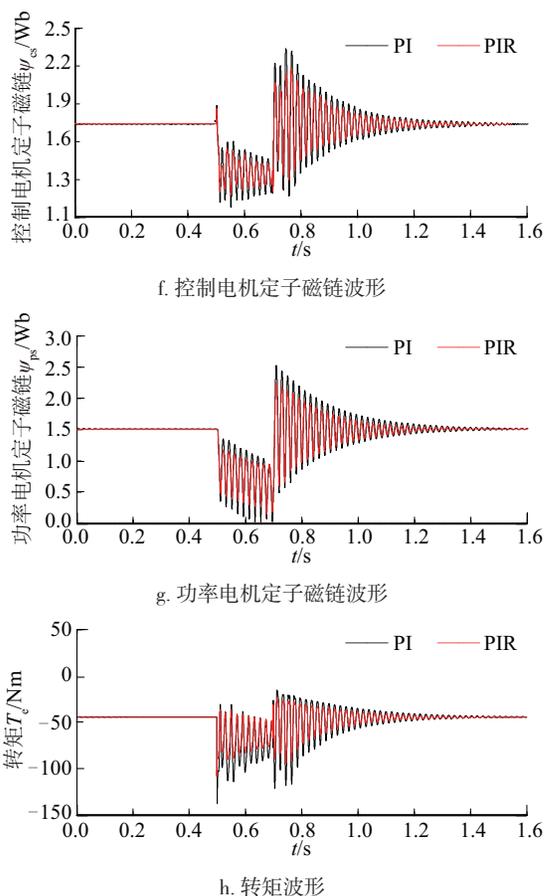


图7 电网电压70%跌落下应用PI和PIR控制器仿真波形  
Fig. 7 Simulation figures in PI and PIR under 70% symmetrical grid voltage dip

综上所述,  $mt$  坐标系下的直接功率控制方法正确有效。在电网电压对称跌落和恢复过程中, PIR 控制器比 PI 控制器更有效抑制控制电机和功率电机定子过流, 磁链、转矩衰减速度更快, 具有更好的低压穿越能力。

## 6 结 论

本文针对在电力系统发生故障时, 并网端产生电压跌落的问题, 研究 CBDFM 的低压穿越策略:

1) 在控制电机任意  $mt$  坐标系功率电机定子电压定向下, 给出 CBDFM 有功功率和无功功率方程, 提出一种基于功率电机定子电压定向的直接功率控制方法。

2) 推导电网电压对称跌落时控制电机定子暂态电流和控制电机定子反电动势暂态方程, 分析 CBDFM 的暂态响应。

3) 设计 PIR 控制器提高 CBDFM 低压穿越能

力, 通过仿真结果验证了改进策略的有效性。

### [参考文献]

- [1] 黄守道, 王耀南, 王毅, 等. 无刷双馈电机有功和无功功率控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(4): 87—93.
- [1] Huang Shoudao, Wang Yaonan, Wang Yi, et al. A study of active and reactive power control for brushless doubly-fed machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(4): 87—93.
- [2] Long Teng, Shao Shiyi, Maliband P. Crowbarless fault ride-through of the brushless doubly fed induction generator in a wind turbine under symmetrical voltage dips[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2833—2841.
- [3] Tohidia S, Tavnerb P, McMahonc R. Low voltage ride-through of DFIG and brushless DFIG: Similarities and differences[J]. Electric Power Systems Research, 2014, 110: 64—72.
- [4] Li R, Wallace A, Spee R. Two-axis model development of cage-rotor brushless doubly-fed machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1991, 6(3): 453—460.
- [5] 王乐英, 夏超英. 级联无刷双馈电机的磁场定向直接反馈控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 132—139.
- [5] Wang Leying, Xia Chaoying. Field-oriented direct feedback control for cascaded brushless double-fed machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(30): 132—139.
- [6] 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.
- [7] 张禄, 金新民, 唐芬, 等. 电网电压对称跌落下的双馈感应发电机 PI-R 控制及改进[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 106—116.
- [7] Zhang Lu, Jin Xinmin, Tang Fen, et al. Improved PI-R control for doubly fed induction generators under grid voltage symmetrical dip[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 106—116.
- [8] Hu Jiabing, He Yikang, Xu Lie, et al. Improved control of DFIG systems during network unbalance using PI\_R current regulators [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 439—451.
- [9] Sato Yukihiko, Ishizuka Tomotsugu, Nezu Kazuyoshi. A

new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current

[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3): 480—486.

## LOW VOLTAGE RIDE THROUGH ANALYSIS AND IMPROVEMENT OF CASCADE BRUSHLESS DOUBLY-FED MACHINE

Gu Haiqing, Yu Yang, Hou Xiaoxin

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

**Abstract:** As the increasing of the proportion of wind power capacity, a higher request is brought forward for the ability to operate without taking off the grid when the voltage drop occurs at the grid interconnection. Compared with the brush double-fed motor, the brushless doubly-fed machine cancels the slip rings and brushes that significantly reduces the maintenance cost and improves the reliability, showing broad prospect in wind turbine generation system. This paper deduces the active power and reactive power equation of cascade brushless doubly-fed machine (CBDFM) in arbitrary reference frame and then a stator-voltage-oriented direct power control scheme is proposed. During the symmetrical grid voltage dip, we analyze the transient response of control machine stator current and control machine stator electromotive force. According to the expression, proportion integral resonance control is presented to accelerate the damping rate of the transient control machine stator current, improving the stability of control system and guaranteeing the ability of low voltage ride through of CBDFM. Simulation results validate the accuracy of theoretical analysis and the effectiveness of the proposed control algorithm.

**Keywords:** cascade brushless doubly-fed machine; power control; low voltage ride through; proportion integral resonance control