不平衡电压条件下双馈感应发电机混合直接功率控制策略

王一翔¹,孙士涛²,程 鹏¹,马 静¹,贾利民^{1,3}
 (1. 华北电力大学 国家能源交通融合发展研究院,北京 102206;
 2. 华北电力科学研究院有限责任公司,北京 100045;
 3. 北京交通大学 轨道交通控制与安全国家重点实验室,北京 100044)

摘要:提出了一种适用于不平衡电压条件下双馈感应发电机的混合直接功率控制(H-DPC)策略。首先,在静止坐标系下构建定子有功功率和无功功率的调制电压,可在无锁相环的条件下实现功率无差跟踪控制。然后,将拓展有功功率和无功功率引入控制系统,并结合常规有功功率和无功功率,构造混合功率反馈量,在不平衡电压条件下实现恒定的有功功率和无功功率以及三相平衡的定子电流运行控制目标。该方法无需对电压、电流进行相序分离与提取,简化了控制系统的实施。最后,硬件在环实验结果验证了所提H-DPC策略的有效性。

关键词:混合直接功率控制;双馈感应发电机;拓展功率理论;不平衡电压 中图分类号:TM 315 文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202204004

0 引言

近年来,基于双馈感应发电机(DFIG)的风电机 组因具有变速运行、功率解耦控制、变频器额定容 量较低等优点而得到了广泛的应用^[1-2],其主要控 制策略包括矢量控制(VC)、直接功率控制(DPC)两 大类。VC通过电压矢量定向与旋转坐标系变换将 三相电流解耦为有功电流、无功电流,分别构成有功 电流、无功电流的闭环控制。DPC可在无需电压矢 量定向和旋转坐标变换的条件下,构造有功功率、无 功功率的闭环控制,实现功率的无差跟踪控制。

然而,查表法 DPC 策略使用了滞环控制器,会导致开关频率不固定、纹波大等现象发生。为了获取固定的开关频率,主要改进方法包括基于模型预测控制的直接功率控制(MPC-DPC)^[3]和基于空间矢量调制的直接功率控制(SVM-DPC)^[46]两大类:MPC-DPC通过构造目标函数以获取固定开关频率,但这种非线性控制的实施较复杂,计算负担大;SVM-DPC通过空间矢量调制进行调制电压合成,可在采用常规线性控制器的条件下获取固定的开关频率,具有控制结构简单、易于实现等优点。

近年来,文献[7-12]在SVM-DPC结构框架下对 不平衡电压条件下DFIG的控制进行了研究。文献 [7-8]通过在有功功率、无功功率参考值中加入相应 的功率补偿项,实现了并网功率、负序电流的灵活控 制;文献[9]构造了2倍频功率控制器,以获取相应 的负序励磁电压。上述控制策略需根据正、负序电

收稿日期:2021-09-05;修回日期:2022-02-13 在线出版日期:2022-03-20 基金项目:国家自然科学基金资助项目(51777070)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51777070)

压和电流分量计算2倍频功率分量,从而获取适用 于不平衡电压条件下2倍频功率控制的励磁电压。 文献[10-12]引入拓展无功功率理论,通过组合常规 功率与拓展功率,可在无需对并网电流进行正、负序 分离的情况下消除有功功率或无功功率的2倍频波 动分量。然而,上述控制策略着眼于构建适用于不 平衡电压条件下有功功率、无功功率的目标指令,很 少关注多运行目标下功率反馈值的灵活配置。

为此,本文结合常规功率与拓展功率,提出了混 合直接功率控制(H-DPC)策略:首先,构造了有功功 率、无功功率的调制电压,可在无需锁相同步的条件 下实现对 DFIG 定子有功功率、无功功率的无差跟踪 控制;然后,通过常规功率与拓展功率的灵活组合, 在无需电压、电流相序分离的条件下,设计了可消除 DFIG 定子有功功率 / 无功功率的2倍频波动分量 及定子负序电流的功率反馈量;最后,基于 RTLAB 硬件在环实验验证了所提 H-DPC 策略的有效性。

1 数学模型

1.1 功率分析

在本文的研究中,假设三相三线电网含有负序 电压,且没有零序电压和谐波畸变,则在 αβ 两相静 止坐标系下的电压、电流可分别表示为:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_{s\alpha+} + u_{s\alpha-} = U_{s+}\cos(\omega_g t + \theta_{u+}) + U_{s-}\cos(-\omega_g t + \theta_{u-}) \\ u_{s\beta} = u_{s\beta+} + u_{s\beta-} = U_{s+}\sin(\omega_g t + \theta_{u+}) + U_{s-}\sin(-\omega_g t + \theta_{u-}) \end{cases}$$
(1)

$$\begin{cases} l_{sa} - l_{sa+} + l_{sa-} - I_{s+} \cos(\omega_{g}t + \theta_{i+}) + I_{s-} \cos(-\omega_{g}t + \theta_{i-}) \\ l_{s\beta} = l_{s\beta+} + l_{s\beta-} = I_{s+} \sin(\omega_{g}t + \theta_{i+}) + I_{s-} \sin(-\omega_{g}t + \theta_{i-}) \end{cases}$$
(2)

式中: $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 和 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别为DFIG定子电压和电流的 α 、 β 轴分量;下标"+"、"-"分别表示正序、负序分量; U_{s+}, U_{s-} 和 I_{s+}, I_{s-} 分别为正、负序电压和电流的幅值; θ_{u+}, θ_{u-} 和 θ_{i+}, θ_{i-} 分别为正、负序电压和电流的初始 相位; ω_{u} 为电网角频率。

根据常规功率理论,DFIG定子的视在功率可表示为:

$$S_{s} = 1.5 U_{s\alpha\beta}^{*} I_{s\alpha\beta} = P_{s} - jQ_{s}$$
(3)

式中: S_s 、 P_s 、 Q_s 分别为DFIG定子的常规视在功率、 有功功率、无功功率; $U_{s\alpha\beta} = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$ 、 $I_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$ 分别 为定子电压、电流矢量;上标"*"表示共轭。

在不平衡电压条件下,DFIG定子的常规有功 功率、无功功率均包含平均分量和2倍频波动分量,即:

$$\begin{cases} P_{s}=1.5 \operatorname{Re}(U_{s\alpha\beta}^{*}I_{s\alpha\beta})=P_{s_{.0}}+P_{s_{.i2}}+P_{s_{.u2}}\\ Q_{s}=-1.5 \operatorname{Im}(U_{s\alpha\beta}^{*}I_{s\alpha\beta})=Q_{s_{.0}}+Q_{s_{.i2}}+Q_{s_{.u2}} \end{cases}$$
(4)

$$\begin{cases} P_{s_{.0}} = 1.5 [U_{s_{+}}I_{s_{+}}\cos(\theta_{u_{+}}-\theta_{i_{+}})+U_{s_{-}}I_{s_{-}}\cos(\theta_{u_{-}}-\theta_{i_{-}})] \\ P_{s_{.i2}} = 1.5U_{s_{+}}I_{s_{-}}\cos(2\omega_{g}t+\theta_{u_{+}}-\theta_{i_{-}}) \\ P_{s_{.u2}} = 1.5U_{s_{-}}I_{s_{+}}\cos(-2\omega_{g}t+\theta_{u_{-}}-\theta_{i_{+}}) \end{cases}$$
(5)
$$\begin{cases} Q_{s_{.0}} = 1.5 [U_{s_{+}}I_{s_{+}}\sin(\theta_{u_{+}}-\theta_{i_{+}})+U_{s_{-}}I_{s_{-}}\sin(\theta_{u_{-}}-\theta_{i_{-}})] \\ Q_{s_{.i2}} = 1.5U_{s_{+}}I_{s_{-}}\sin(2\omega_{g}t+\theta_{u_{+}}-\theta_{i_{+}}) \\ Q_{s_{.u2}} = 1.5U_{s_{-}}I_{s_{+}}\sin(-2\omega_{g}t+\theta_{u_{-}}-\theta_{i_{-}}) \end{cases} \end{cases}$$
(6)

式中:Re、Im分别表示实部、虚部;P_{*.0}、Q_{*.0}分别为常 规有功功率、无功功率的平均分量;P_{*.12}、Q_{*.2}分别为 由正序电压和负序电流引起的常规有功功率、无功 功率的2倍频波动分量;P_{*.22}、Q_{*.22}分别为由负序电 压和正序电流引起的常规有功功率、无功功率的2 倍频波动分量。

拓展功率理论采用1/4周期延时(滞后90°)的电 压与实时测量电流作为变量,其中1/4周期延时的电 压可表示为:

$$\begin{cases} u'_{s\alpha^{+}} = u_{s\beta^{+}}, \quad u'_{s\beta^{+}} = -u_{s\alpha^{+}} \\ u'_{s\alpha^{-}} = -u_{s\beta^{-}}, \quad u'_{s\beta^{-}} = u_{s\alpha^{-}} \end{cases}$$
(7)

式中:上标""表示1/4周期延时。

则 DFIG 定子的拓展有功功率 $P_{s_{ex}}$ 和拓展无功 功率 $Q_{s_{ex}}$ 可表示为:

$$\begin{cases} P_{s_ex} = 1.5 \operatorname{Im}(U_{s\alpha\beta}^{**}I_{s\alpha\beta}) = P_{s_ex0} + P_{s_exi2} + P_{s_exu2} \\ Q_{s_ex} = 1.5 \operatorname{Re}(U_{s\alpha\beta}^{**}I_{s\alpha\beta}) = Q_{s_ex0} + Q_{s_exi2} + Q_{s_exu2} \end{cases}$$
(8)

$$\begin{cases} P_{s_{-}ex0} = 1.5 \left[U_{s+}I_{s+}\cos(\theta_{u+}-\theta_{i+}) - U_{s-}I_{s-}\cos(\theta_{u-}-\theta_{i-}) \right] \\ P_{s_{-}exi2} = 1.5 U_{s+}I_{s-}\cos(2\omega_{g}t + \theta_{u+}-\theta_{i+}) \\ P_{s_{-}exu2} = -1.5 U_{s-}I_{s+}\cos(-2\omega_{g}t + \theta_{u-}-\theta_{i-}) \\ \\ Q_{s_{-}ex0} = 1.5 \left[U_{s+}I_{s+}\sin(\theta_{u+}-\theta_{i+}) - U_{s-}I_{s-}\sin(\theta_{u-}-\theta_{i-}) \right] \\ Q_{s_{-}exi2} = 1.5 U_{s+}I_{s-}\sin(2\omega_{g}t + \theta_{u+}-\theta_{i+}) \\ Q_{s_{-}exu2} = -1.5 U_{s-}I_{s+}\sin(-2\omega_{g}t + \theta_{u-}-\theta_{i-}) \end{cases}$$
(10)

式中:P_{s exi2}、Q_{s exi2}分别为由正序电压和负序电流引

起的拓展有功功率、无功功率的2倍频波动分量; P_{s_exu2}、Q_{s_exu2}分别为由负序电压和正序电流引起的 拓展有功功率、无功功率的2倍频波动分量;U^{*}_{sep}为 1/4周期延时后的定子电压共轭矢量。

通过对比式(5)、(6)、(9)、(10),可得:

$$\begin{cases} P_{s_{.0}} \approx P_{s_{.ex0}}, \quad Q_{s_{.0}} \approx Q_{s_{.ex0}} \\ P_{s_{.i2}} = P_{s_{.exi2}}, \quad P_{s_{.u2}} = -P_{s_{.exu2}} \\ Q_{s_{.i2}} = Q_{s_{.exi2}}, \quad Q_{s_{.u2}} = -Q_{s_{.exu2}} \end{cases}$$
(11)

可见,由正序电压和负序电流引起的常规与拓展有功功率 / 无功功率的2倍频波动分量相等,而 由负序电压和正序电流引起的常规与拓展有功功 率 / 无功功率的2倍频波动分量互为相反数。需要 指出的是,由负序电压和电流产生的平均有功功率 和无功功率相对较小,可将其近似视为0,因此,在 不平衡电压条件下,常规有功功率 / 无功功率与拓 展有功功率 / 无功功率的平均分量相等。

1.2 DFIG 模型

漏电感。

两相静止坐标系下 DFIG 的等效电路如图 1 所示,则 DFIG 电压和磁链的动态方程分别为:

$$\begin{cases} U_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + d\Psi_{s\alpha\beta}/dt \\ U_{r\alpha\beta} = R_r I_{r\alpha\beta} + d\Psi_{r\alpha\beta}/dt - j\omega_r \Psi_{r\alpha\beta} \end{cases}$$
(12)
$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha\beta} = L_s I_{s\alpha\beta} + L_m I_{r\alpha\beta} \end{cases}$$
(13)

 $| \boldsymbol{\psi}_{rc\beta} = L_{m} I_{sc\beta} + L_{r} I_{rc\beta}$ 式中: $\boldsymbol{\psi}_{sc\beta} \cdot \boldsymbol{\psi}_{rc\beta}$ 分别为定、转子磁链矢量; $U_{rc\beta} \cdot I_{rc\beta}$ 分 别为转子电压、电流矢量; $R_{s} \cdot R_{r}$ 分别为定子、转子电 阻; $\boldsymbol{\omega}_{r}$ 为转子角频率; L_{m} 为互感; $L_{s} = L_{m} + L_{1s} \cdot L_{r} = L_{m} + L_{b}$ 分别为定子、转子自感, $L_{t} \cdot L_{t}$ 分别为定子、转子的



图1 静止参考系下DFIG的等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of DFIG in stationary reference frame

根据式(13), DFIG 的转子磁链、转子电流可分 别表示为:

$$\boldsymbol{\psi}_{r\alpha\beta} = \frac{L_{r}}{L_{m}} \boldsymbol{\psi}_{s\alpha\beta} - \frac{\sigma L_{r} L_{s}}{L_{m}} \boldsymbol{I}_{s\alpha\beta}$$
(14)

$$I_{ro\beta} = \frac{\psi_{so\beta}}{L_{m}} - \frac{L_{s}}{L_{m}} I_{so\beta}$$
(15)

式中: $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 为漏磁系数。 将式(14)和式(15)代入式(12)的转子电压动态 方程中,可得DFIG定子电流的动态方程为:

$$\frac{\sigma L_{r}L_{s}}{L_{m}} \frac{\mathrm{d}I_{s\alpha\beta}}{\mathrm{d}t} = \frac{L_{r}}{L_{m}} \left[U_{s\alpha\beta} + \left(\frac{R_{r}}{L_{r}} - j\omega_{r}\right) \psi_{s\alpha\beta} \right] - \frac{L_{r}L_{s}}{L_{m}} \left(\frac{R_{s}}{L_{s}} + \frac{R_{r}}{L_{r}} - j\omega_{r}\sigma\right) I_{s\alpha\beta} - U_{r\alpha\beta} \quad (16)$$

由于转子电阻 R_r 远小于转子自感 L_r ,定子电阻 R_s 远小于定子自感 L_s ,为了简化模型,可以认为式 (16)中的 R_r/L_r 、 R_s/L_s 为0,则定子电流的动态方程可 简化为:

$$\frac{\sigma L_{r}L_{s}}{L_{m}}\frac{\mathrm{d}I_{s\alpha\beta}}{\mathrm{d}t} = \frac{L_{r}}{L_{m}}\left(U_{s\alpha\beta} - j\omega_{r}\psi_{s\alpha\beta}\right) + j\frac{\omega_{r}\sigma L_{r}L_{s}}{L_{m}}I_{s\alpha\beta} - U_{r\alpha\beta}$$
(17)

根据式(1)和式(7),DFIG定子电压的动态方程 可表示为:

$$\mathrm{d}U^*_{\mathrm{sa\beta}}/\mathrm{d}t = -\omega_{\mathrm{g}}U^{\prime*}_{\mathrm{sa\beta}} \tag{18}$$

则DFIG视在功率的动态方程可表示为:

$$\frac{\mathrm{d}S_{\mathrm{s}}}{\mathrm{d}t} = 1.5 U_{\mathrm{sa\beta}}^* \frac{\mathrm{d}I_{\mathrm{sa\beta}}}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{g}} S_{\mathrm{s}_{\mathrm{ex}}}$$
(19)

式中: $S_{s_{ex}}=1.5U_{s\alpha\beta}^{'*}I_{s\alpha\beta}=Q_{s_{ex}}+jP_{s_{ex}}$ 为DFIG定子的拓展视在功率。

将式(17)代入式(19),可得:

$$\frac{\sigma L_{\rm r}L_{\rm s}}{L_{\rm m}}\frac{\mathrm{d}S_{\rm s}}{\mathrm{d}t} = 1.5U_{\rm so\beta}^{*}\left(\frac{L_{\rm r}}{L_{\rm m}}U_{\rm so\beta} - U_{\rm re\beta}\right) - j\frac{1.5\omega_{\rm r}L_{\rm r}}{L_{\rm m}}U_{\rm so\beta}^{*}\psi_{\rm so\beta} + j\frac{\omega_{\rm r}\sigma L_{\rm r}L_{\rm s}}{L_{\rm m}}S_{\rm s} - \omega_{\rm l}\frac{\sigma L_{\rm r}L_{\rm s}}{L_{\rm m}}S_{\rm s_ex}$$
(20)

式中:ω1为电网的标称角频率。

考虑到电网的实际频率偏差相对较小^[13-14],为 了简化控制模型,在基频频率为50 Hz的电网环境 下,可采用标称角频率 ω_1 =100 π rad/s代替式(19) 中的实际角频率 ω_s 。因此,式(20)可改写为:

$$\frac{\sigma L_{r}L_{s}}{L_{m}} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} P_{s} \\ Q_{s} \end{bmatrix} = 1.5 \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\beta} & -u_{s\alpha} \end{bmatrix} \left(\frac{L_{r}}{L_{m}} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} \right) - \frac{\sigma L_{r}L_{s}}{L_{m}} \begin{bmatrix} \omega_{1}P_{s-ex} + \omega_{r}Q_{s} \\ \omega_{1}Q_{s-ex} - \omega_{r}P_{s} \end{bmatrix} + \frac{1.5\omega_{r}L_{r}}{L_{m}} \begin{bmatrix} u_{s\beta} & u_{s\alpha} \\ u_{s\alpha} & -u_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$(21)$$

可以注意到,在式(21)中DFIG有功功率和无功 功率的动态方程含有与交流电压相关的系数,这使 其成为时变系统。为了将时变系统变为时不变系 统,将有功功率的调制电压u_p和无功功率的调制电 压u_o定义为:

$$\begin{bmatrix} u_{P} \\ u_{Q} \end{bmatrix} = \frac{L_{r}}{L_{m}} \begin{bmatrix} U_{sm}^{2} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\beta} & -u_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix}$$
(22)

$$U_{\rm sm} = \sqrt{u_{\rm s\alpha}^2 + u_{\rm s\beta}^2} \tag{23}$$

式中:Usm为定子电压的幅值。

由于引入了有功功率和无功功率的调制电压,

则DFIG有功功率和无功功率的动态方程可简化为:

$$\frac{\sigma L_{r}L_{s}}{L_{m}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P_{s} \\ Q_{s} \end{bmatrix} = 1.5 \begin{bmatrix} u_{P} \\ u_{Q} \end{bmatrix} - \frac{\sigma L_{r}L_{s}}{L_{m}} \begin{bmatrix} \omega_{1}P_{s_ex} + \omega_{r}Q_{s} \\ \omega_{1}Q_{s_ex} - \omega_{r}P_{s} \end{bmatrix} + \frac{1.5\omega_{r}L_{r}}{L_{m}} \begin{bmatrix} u_{s\beta} & u_{s\alpha} \\ u_{s\alpha} & -u_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix}$$
(24)

由式(24)可见,由于引入了DFIG有功功率和无 功功率的调制电压,DFIG有功功率和无功功率的时 变微分方程被转化为时不变常系数方程,为采用比 例-积分等线性控制器提供了理论基础。

2 控制系统

2.1 控制系统设计

不平衡电压会导致DFIG定子出现不平衡电流、 2 倍频波动功率等负面效应,继而进一步恶化DFIG 的运行性能。为了增强DFIG对不平衡电网环境的 适应性,可设置如下3个控制目标:①目标1,消除 DFIG定子有功功率的2倍频波动分量;②目标2,消 除DFIG定子无功功率的2倍频波动分量;③目标3, 消除DFIG定子的负序电流。

1)针对目标1,由于DFIG定子有功功率的2倍 频波动分量为0,根据式(5),有 $P_{s,12}$ + $P_{s,u2}$ =0,则DFIG 定子负序电流的幅值与相位可表示为:

$$\begin{cases} I_{s-} = U_{s-}I_{s+}/U_{s+} \\ \theta_{i-} = \theta_{u+} - \theta_{i+} + \theta_{u-} + \pi \end{cases}$$
(25)

则 DFIG 定子拓展无功功率的2 倍频波动分量 可表示为:

 $Q_{s exi2} = 1.5 U_{s+} I_{s-} \sin(2\omega_{g}t + \theta_{u+} - \theta_{i-}) =$

 $1.5U_{s-}I_{s+}\sin(-2\omega_{g}t+\theta_{u-}-\theta_{i+})=-Q_{s\,exu2}$ (26)

可见,DFIG定子拓展无功功率的2倍频波动分量互为相反数,则DFIG定子的拓展无功功率为恒定 直流量形式。换言之,当设置目标1时,DFIG定子 常规有功功率和拓展无功功率的2倍频波动分量可 同时被消除。因此,DFIG功率控制闭环的反馈量可 设置为:

$$P_{\rm sfb} = P_{\rm s}, \quad Q_{\rm sfb} = Q_{\rm s_ex} \tag{27}$$

式中: P_{sh}、Q_{sh}分别为 DFIG 定子有功功率、无功功率的闭环反馈量。

2)针对目标2,由于DFIG定子无功功率的2倍 频波动分量为0,根据式(6),有 $Q_{s,i2}$ + $Q_{s,u2}$ =0,则DFIG定 子负序电流的幅值与相位可表示为:

$$\begin{cases} I_{s-} = U_{s-} I_{s+} / U_{s+} \\ \theta_{i-} = \theta_{u+} - \theta_{i+} + \theta_{u-} \end{cases}$$
(28)

DFIG 定子拓展有功功率的2 倍频波动分量可表示为:

$$P_{s_{exi2}} = 1.5U_{s+}I_{s-}\cos(2\omega_{g}t + \theta_{u+} - \theta_{i-}) = 1.5U_{s-}I_{s+}\cos(-2\omega_{g}t + \theta_{u-} - \theta_{i+}) = -P_{s_{exi2}}$$
(29)

可见,DFIG定子拓展有功功率的2倍频波动分 量互为相反数,则DFIG定子的拓展有功功率为恒定 直流量形式。换言之,当设置目标2时,DFIG定子 常规无功功率和拓展有功功率的2倍频波动分量可 同时被消除。因此,DFIG功率控制闭环的反馈量可 设置为:

202

$$P_{\rm sfb} = P_{\rm s_ex}, \quad Q_{\rm sfb} = Q_{\rm s} \tag{30}$$

可以注意到,基于式(12),DFIG定子拓展功率 和常规功率的平均值相等,若按照式(28)正确输入 负序电流,则DFIG定子拓展有功功率和常规无功功 率的2倍频波动分量为恒定值。

3)针对目标3,由于DFIG定子的负序电流为0, 由负序电流和正序电压引起的常规有功功率和 无功功率的2倍频波动分量为0,即 $P_{s,i2}=Q_{s,i2}=0$ 。 但是,由负序电压和正序电流引起的常规有功功 率和无功功率的2倍频波动分量仍然存在,即 $P_{s,u2}\neq0, Q_{s,u2}\neq0$ 。

由于DFIG 定子常规和拓展有功功率 / 无功功 率的2倍频波动分量总是相反且与负序电流无关, 通过将常规和拓展功率相加,可获得恒定的功率反 馈。由于相加后总的平均分量是恒定功率参考值的 2倍,为了保证平均功率输出,需乘以取值为0.5的 附加系数,则 DFIG 功率控制闭环的反馈量可设 置为:

$$\begin{cases} P_{sfb} = 0.5(P_{s_ex} + P_s) \\ Q_{sfb} = 0.5(Q_{s_ex} + Q_s) \end{cases}$$
(31)

根据上述分析可知,在不平衡电压条件下,实现 消除有功功率和无功功率的2倍频波动分量以及定 子负序电流这3个控制目标所需注入的负序电流各 不相同,则无法控制DFIG同时实现上述3个控制 目标。

2.2 控制系统实施

在不平衡电压条件下,为了实施对 DFIG 定子 功率平均直流量与2倍频交流量的无差跟踪控制, 可采用比例-积分-谐振 PI+R (Proportional Integral plus Resonant)调节器。由于实际电网频率与额定 电网频率之间存在微小偏差,为了降低实际电网频 率与额定电网频率之间的偏差对 PI+R 调节器的影 响,通常引入截止角频率 ω_{e} ,则 PI+R 调节器的传递 函数 G(s)可表示为:

$$G(s) = k_{\rm p} + \frac{k_{\rm i}}{s} + \frac{2k_{\rm r}\omega_{\rm e}s}{s^2 + 2\omega_{\rm e}s + (2\omega_{\rm 1})^2}$$
(32)

式中: k_{p} 、 k_{i} 、 k_{r} 分别为比例、积分、谐振系数;后续研 究中设置截止角频率 ω_{e} 的取值为10 rad / s。

根据式(24),可计算得到DFIG定子有功功率、 无功功率的调制电压为:

$$\begin{cases} u_{P} = \underbrace{\frac{2}{3}}_{\overline{k} \oplus \overline{k}} + \underbrace{\frac{2\sigma L_{r}L_{s}}{3L_{m}} \left(\omega_{1}P_{s_ex} + \omega_{r}Q_{s}\right) - \omega_{r}\left(u_{s\beta}\psi_{s\alpha} + u_{s\alpha}\psi_{s\beta}\right)}_{\text{frigh}} \\ u_{Q} = \underbrace{\frac{2}{3}}_{\overline{k} \oplus \overline{k}} + \underbrace{\frac{2\sigma L_{r}L_{s}}{3L_{m}} \left(\omega_{1}Q_{s_ex} - \omega_{r}P_{s}\right) - \omega_{r}\left(u_{s\alpha}\psi_{s\alpha} - u_{s\beta}\psi_{s\beta}\right)}_{\text{frigh}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_P = G(s)(P_{\text{sref}} - P_{\text{sfb}}) \\ v_Q = G(s)(Q_{\text{sref}} - Q_{\text{sfb}}) \end{cases}$$
(34)

式中: v_p 、 v_q 分别为有功、无功功率控制器的输出; P_{sref} 、 Q_{sref} 分别为DFIG定子有功功率、无功功率的目标参考值。

根据式(22),在两相静止坐标系下,DFIG转子 励磁电压与有功功率、无功功率调制电压之间的关系可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{U_{sm}^2} \begin{bmatrix} u_{s\beta} & u_{s\beta} \\ u_{s\beta} & -u_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix}$$
(35)

然后,结合转子的位置角,获取在转子两相静止 坐标系(相对定子两相静止坐标系以转子角频率旋转)下DFIG转子励磁电压,如式(36)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{r\alpha_r} \\ u_{r\beta_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix}$$
(36)

式中: $u_{r\alpha_r}$ 、 u_{θ_r} 为DFIG转子两相静止坐标系下的转 子电压; θ_r 为转子的位置角。

H-DPC结构框图如图2所示。图中: u_{sabe}和 i_{sabe} 分别为三相定子电压和电流; V_{de}为直流侧电压。可 见, H-DPC结构主要包括3个环节:①功率反馈生成 环节,可结合设置的控制目标,根据式(27)、(30)、 (31),生成相应的功率反馈量;②功率跟踪环节,采 用 PI+R 调节器实现呈现平均直流量与2倍频交 流量形式的混合功率对目标功率的无差跟踪控制; ③励磁电压生成环节,根据式(35)和式(36)实现有





功功率、无功功率调制电压与DFIG转子励磁电压之间的转换。可见,采用本文所提H-DPC策略,在两相静止坐标系下构建有功功率、无功功率调制电压而无需锁相电压矢量定向,同时可在无需对电压、电流进行相序分离与提取的情况下,实现对DFIG定子功率的2倍频分量与负序电流的控制,增强DFIG应对不平衡电压的运行控制能力。

3 硬件在环实验

为了验证本文所提 H-DPC 策略的有效性,在 RTLABOP5700 与 NIPXIe 1071 构成的硬件在环实 验平台上进行实验研究,硬件在环实验平台和 DFIG 相关参数分别见附录 A 图 A1 和表 A1。

在硬件在环实验中,主电路运行在 RTLAB 中, 通过模拟输出 H-DPC 实施所需的电压、电流信息; H-DPC 策略运行在 NI PXIe 1071 中,输出控制变流 器的脉冲信号,并设置以下4种运行模式。

1)模式1:采用式(4)给出的常规有功功率、无 功功率作为功率反馈量。

2)模式2:以消除DFIG定子有功功率的2倍频 波动分量为目标,采用式(27)所示混合功率作为功 率反馈量。

3)模式3:以消除DFIG定子无功功率的2倍频 波动分量为目标,采用式(30)所示混合功率作为功 率反馈量。

4)模式4:以消除 DFIG 定子的负序电流为目标,采用式(31)所示混合功率作为功率反馈量。

平衡电压条件下 DFIG 功率阶跃实验结果如 图 3 所示。由于电机的机械时间常数与电磁时间 常数存在数量级差别,可假设 DFIG 的转子速度为 1.2 p.u.(超同步)。在硬件在环实验中,DFIG采用运行 模式 2,即以常规有功功率、拓展无功功率作为功率 反馈量,其有功功率目标参考值设定为 1.0 MW,在 200 ms时阶跃为 1.6 MW,在 450 ms时恢复为 1.0 MW, 而其无功功率目标参考值设定为 0,在 300 ms 时阶 跃为 0.4 Mvar(容性),在 400 ms时恢复为 0。可见, DFIG 的有功功率和无功功率可以快速、无差地跟踪 其目标参考值,且其定子电流和转子电流保持高正





Fig.3 Experimental results of DFIG power step under balanced voltage condition

弦度,总谐波畸变率(THD)分别为2.3%和2.2%。

不平衡电压条件下 DFIG 多目标控制的实验 结果如图4所示(图中T,为电磁转矩)。其中,DFIG 定子有功功率、无功功率的目标参考值分别设置为 2.0 MW、0。在[0,100] ms内,采用运行模式1,DFIG 定子有功功率、无功功率的2倍频波动分量得到 抑制,但DFIG定子电流存在明显的谐波畸变,THD 为10.2%,其中以3次谐波含量最高,达到9.9%。在 100 ms后,采用H-DPC策略,DFIG定子电流谐波得 到明显抑制,THD下降为1.8%。在(100,200] ms内, 采用运行模式2,可消除DFIG定子有功功率的2倍 频波动分量,而DFIG定子无功功率的波动幅度达 到19.8%,同时引入表征负序电流幅值与正序电流 幅值比值的电流不平衡度 CUF(Current Unbalance Factor),其值约为10.8%。在(200,300] ms内,采用 运行模式3,DFIG定子无功功率的2倍频波动分量 得到明显抑制,但其定子有功功率的波动幅度升 高到19.2%,定子三相CUF为9.1%。在(300,400] ms 内,采用运行模式4,DFIG 定子电流三相平衡,其 CUF下降为0.1%,此时DFIG有功、无功功率的波动 幅度分别为9.3%、9.6%。可见,采用H-DPC策略可 在保证 DFIG 定子电流高正弦度的基础上,实现对 DFIG 定子有功功率、无功功率2倍频波动分量以及 定子负序电流的有效抑制,增强DFIG在不平衡电压 条件下的运行能力。



图4 不平衡电压条件下DFIG多目标控制的实验结果 Fig.4 Experimental results of multi-objective control

for DFIG under unbalanced voltage condition

为了对比不同的运行模式下DFIG的并网特性, 表1给出了DFIG定子电流THD、CUF以及定子有功 功率、无功功率2倍频分量的波动幅度。由表可知, 相较于运行模式1,H-DPC可显著降低DFIG定子电 流的THD,保证高正弦度DFIG定子电流输出,实现 对有功和无功功率2倍频波动分量及DFIG定子负 序电流的有效抑制,有效降低DFIG电磁转矩的2倍 频波动分量,削弱不平衡电压对DFIG运行特性的负 面影响,增强不平衡电压下DFIG的运行控制能力。

表1 不平衡电压条件下DFIG的运行性能比较

Table 1 Comparison of DFIG's operation performance

under unbalanced voltage condition

运行 模式	定子 电流 THD / %	定子 CUF / %	有功功率2倍 频分量波动 幅度/%	无功功率2倍 频分量波动 幅度/%	电磁转矩2倍 频分量波动 幅度/%
1	10.2	1.1	0.4	0.4	19.6
2	1.8	10.8	0.4	19.8	19.3
3	1.8	9.1	19.2	0.4	0.4
4	1.8	0.1	9.3	9.6	11.4

为了进一步验证采用 H-PDC 策略的 DFIG 在瞬态不平衡电压扰动下的动态性能,图 5 给出了在10% 瞬时不平衡电压下 DFIG 暂态响应的实验结果,其中在200 ms 时出现 10% 瞬态不平衡电压。在实验中,DFIG 的有功功率、无功功率的目标参考值分别设置为 2.0 MW、0,且采用运行模式 2,即以消除 DFIG 定子有功功率的 2 倍频波动分量为目标。为了消除 DFIG 定子有功功率的 2 倍频波动分量,需注入式(28)所示的 DFIG 定子负序电流,这不可避免地导致 DFIG 转子电流存在 110 Hz 谐波分量。在瞬态负序电压扰动发生后,H-DPC 可快速消除定子有功功率的 2 倍频波动分量,并实现反馈功率的无差跟踪控制,且 DFIG 的暂态响应时间约为 15 ms。



图 5 不平衡电压条件下 DFIG 暂态响应的 实验结果(模式2)

Fig.5 Experimental results of DFIG's transient response under unbalanced voltage condition(Mode 2)

4 结论

本文提出了不平衡电压条件下 DFIG 的 H-DPC 策略。该控制策略在两相静止坐标系下构建有功功

率、无功功率的调制电压,可在无需锁相矢量定向的 情况下实现对有功功率、无功功率的无差跟踪。同 时,通过常规功率理论和拓展功率理论的组合,构造 了可消除有功功率 / 无功功率2倍频波动分量和负 序定子电流的混合功率反馈量,避免了DFIG定 / 转 子电流的正、负序分离与提取,实现了既定的运行控 制目标,增强了DFIG在不平衡电压条件下的运行能 力。最后,通过硬件在环实验验证了所提H-DPC策 略的有效性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1] BLAABJERG F, MA K. Wind energy systems [J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11):2116-2131.
- [2] YARAMASU V, WU B, SEN P C, et al. High-power wind energy conversion systems:state-of-the-art and emerging technologies[J]. Proceedings of the IEEE, 2015, 103(5):740-788.
- [3] ZHANG Y C, JIAO J, XU D L, et al. Model predictive direct power control of doubly fed induction generators under balanced and unbalanced network conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1):771-786.
- [4] ZHANG Y C, JIAO J, XU D L. Direct power control of doubly fed induction generator using extended power theory under unbalanced network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12); 12024-12037.
- [5] 罗德荣,周小艳,姬小豪,等. 基于虚拟磁链的PWM整流器 模型预测直接功率控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(12): 123-129.

LUO Derong, ZHOU Xiaoyan, JI Xiaohao, et al. Virtual-fluxbased model predictive direct power control for PWM rectifiers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12): 123-129.

- [6] 邵昊舒,王磊,蔡旭.提高双馈风电机组LVRT能力的改进直接功率控制[J].电力自动化设备,2019,39(7):15-22.
 SHAO Haoshu,WANG Lei,CAI Xu. Modified direct power control for improving LVRT ability of doubly fed induction generator[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 15-22.
- [7] KABIRI R, HOLMES D G, MCGRATH B P. Control of active and reactive power ripple to mitigate unbalanced grid voltages
 [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1660-1668.
- [8] 宋平岗,董辉,周振邦,等.基于最优潮流理论的 MMC-MTDC 直接功率控制策略[J].电力自动化设备,2018,38(6):183-189.
 SONG Pinggang,DONG Hui,ZHOU Zhenbang, et al. Direct power control strategy of MMC-MTDC based on optimal power flow[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6): 183-189.
- [9] GAO S N,ZHAO H R,GUI Y H, et al. A novel direct power control for DFIG with parallel compensator under unbalanced grid condition[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021,68(10):9607-9618.
- [10] SUN D, WANG X H, NIAN H, et al. A sliding-mode direct power control strategy for DFIG under both balanced and unbalanced grid conditions using extended active power[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (2):1313-1322.



- [11] 张永昌,彭玉宾,曲昌琦.不平衡电网电压下的PWM整流器预测电流控制[J].电工技术学报,2016,31(4):88-94.
 ZHANG Yongchang,PENG Yubin,QU Changqi. Predictive current control of PWM rectifier under unbalanced grid voltage condition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016,31(4):88-94.
- [12] ZHANG Y C,QU C Q. Direct power control of a pulse width modulation rectifier using space vector modulation under unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10):5892-5901.
- [13] 中国国家标准化管理委员会. 电能质量电力系统频率偏差; GB/T 15945-2008[S]. 北京:中国标准出版社,2008.
- [14] International Electrotechnical Commission. Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply system: IEC 61000-2-2-2002

[S]. [S.l.]:International Electrotechnical Commission, 2002.

作者简介:



王一翔

王一翔(1997—),男,硕士研究生,主 要研究方向为新能源电力系统(E-mail; wangyixiang@ncepu.edu.cn);

孙士涛(1989—),男,高级工程师,硕 士,主要研究方向为发电机运行监测及故障 诊断、新能源并网(E-mail:sst631@163.com);

程 鹏(1988—),男,助理研究员,博 士,通信作者,主要研究方向为新能源电

力系统、交通能源系统(E-mail: p.cheng@ncepu.edu.cn)。

(编辑 陆丹)

Hybrid direct power control strategy of doubly-fed induction generator under unbalanced voltage conditions

WANG Yixiang¹, SUN Shitao², CHENG Peng¹, MA Jing¹, JIA Limin^{1,3}

(1. China Institute of Energy and Transport Integrated Development,

North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. North China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Beijing 100045, China;

3. State Key Laboratory of Rail Traffic Control and Safety, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: A H-DPC (Hybrid Direct Power Control) strategy of doubly-fed induction generator under unbalanced voltage conditions is proposed. Firstly, the modulated voltages of stator active power and reactive power are constructed in the stationary reference frame, which can realize the power no-difference tracking control without phase locked loop. Then, the extended active power and reactive power are introduced into the control system, and combined with the conventional active power and reactive power, the hybrid power feedback is constructed to realize the operation control objectives of constant active power, constant reactive power and three-phase balanced stator current under unbalanced voltage conditions. This method does not need phase separation and extraction of voltage and current, which simplifies the implementation of the control system. Finally, the results of hardware-in-the-loop experiment verify the effectiveness of the proposed H-DPC strategy.

Key words: hybrid direct power control; doubly-fed induction generator; extended power theory; unbalanced voltage

附录 A



图 A1 硬件在环实验平台 Fig.A1 Hardware-in-the-loop experimental platform

表 A1 DFIG 相关参数 Table A1 Related parameters of DFIG							
参数	取值	参数	取值				
额定功率	2.0 MW	额定电压	690 V				
$R_{ m s}$	0.0083 p.u.	直流电压	1100 V				
$R_{ m r}$	0.0069 p.u.	L_{ls}	0.090 p.u.				
$L_{\rm m}$	4.810 p.u.	$L_{ m lr}$	0.065 p.u.				
定/转子变比	0.33	极数	4				
$k_{ m p}$	20	ki	40				
kr	500	ω	10				