第4章 风电变流器及其控制

第4章 风电变流器及其控制

4.1 风力发电系统概述

4.1.1 风力发电机的基本构成

4.1.2 风电机组的基本类型

4.1 风力发电系统概述

4.1.1 风力发电机的基本构成

风力发电机是一种将风能转换为电能的能量转换装置，它包括**风力机**和**发电机**两大部分，空气流动的动能作用在风力机风轮上，从而推动风轮旋转，将空气动力能转变成风轮旋转的机械能。风轮的轮毂固定在风力机轴上，通过传动系统驱动发电机转子旋转，进而通过发电机将机械能转变成电能，共给本地负载或输送给电力系统。图4-1-1所示为一典型风力发电机的能量转换与传递过程。

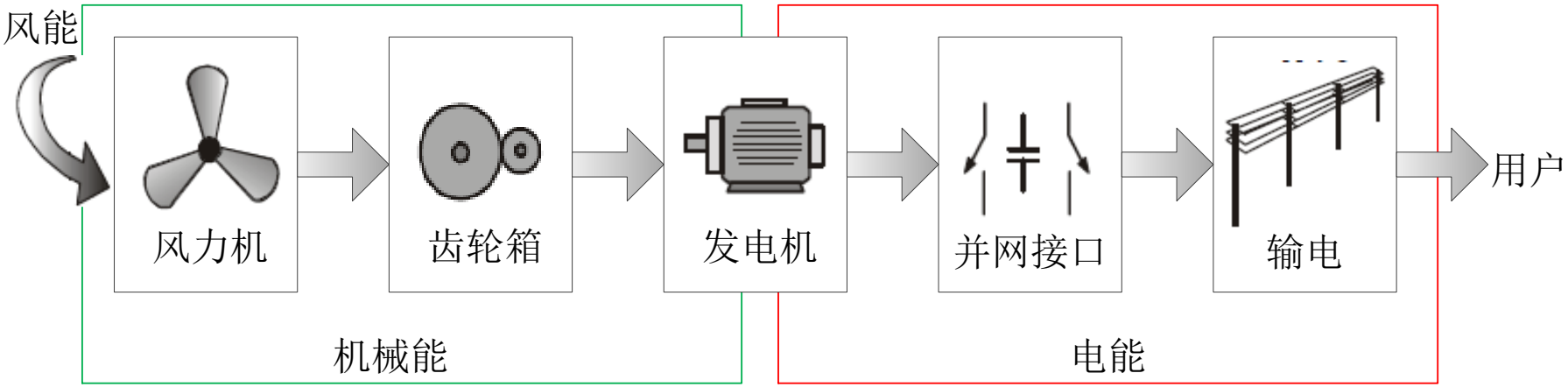


图 4-1-1 风力发电机的典型结构

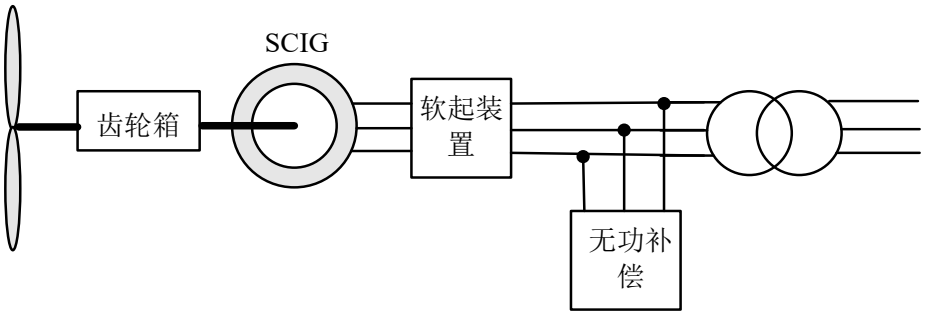
4.1 风力发电系统概述

4.1.2 风电机组的基本类型

- 风电机组类型
  - 可用发电量大小
    - 小容量（2kW以下）
    - 中等容量(2～100kW)
    - 大容量(100kW以上)
  - 风机旋转速度是否变化
    - 定速风力发电机
    - 变速风力发电机
      - 同步直驱风力发电机
      - 双馈型风力发电机
  - 风力机轴向
    - 竖直轴风力发电机
    - 水平轴风力发电机
  - 风力机风轮叶片数
    - 双叶式风力发电机
    - 三叶式风力发电机
    - 多叶式风力发电机

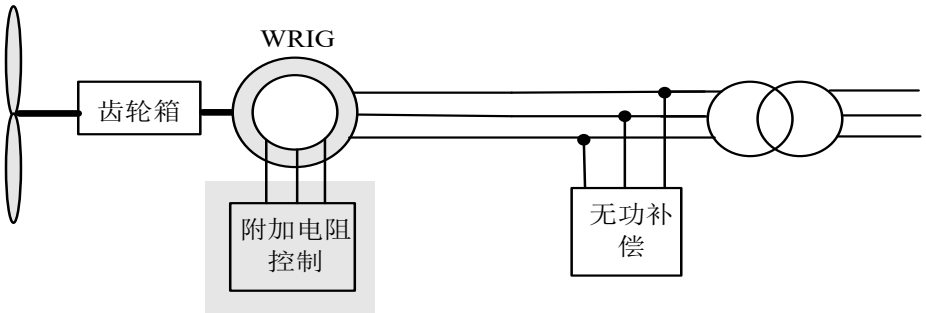
4.1 风力发电系统概述

4.1.2 风电机组的基本类型



a）定速型（A型）

笼型异步电机（SCIG）作为发电机，电机定子通过软启动控制装置和变压器升压后直接与电网相连，通常将这一类型的风力发电机归为A型风力发电机。



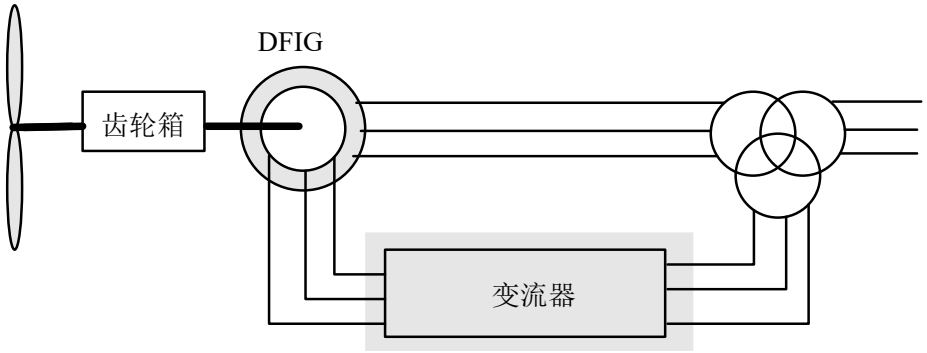
b）转差控制型（B型）

绕线式异步电机（WRIG）的转差控制型风力发电机，通常把这一类型的风力发电机归为B型风力发电机。

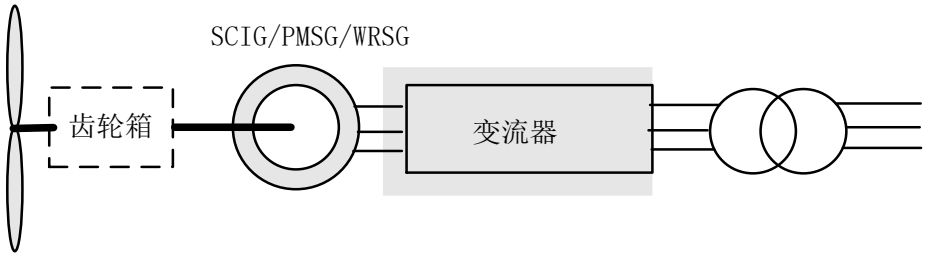
图4-1-3 风力发电机的主要机型拓扑结构

4.1 风力发电系统概述

4.1.2 风电机组的基本类型



c）双馈型（C型）



d）全功率变流器型（D型）

图4-1-3 风力发电机的主要机型拓扑结构

双馈电机（DFIG）作为发电机的双馈型风力发电机，通常将其归为C型风力发电机。

全功率变流器实现风力发电机的全范围调速，所采用的发电机可以为永磁同步发电机（PMSG）、异步感应发电机（SCIG）或绕线式同步发电机（WRSG）等，通常称之为D型风力发电机。

4.1 风力发电系统概述

4.1.2 风电机组的基本类型

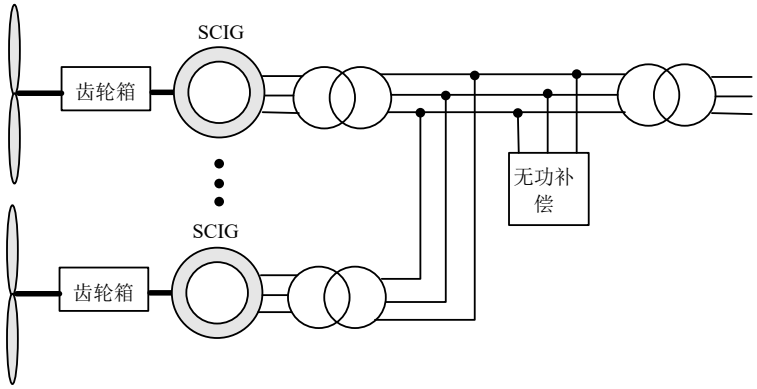
相对定速风力发电机，变速风力发电机**主要优点**可概括如下:

- 具有较高的性价比，并且能够降低变桨距机构的控制要求，在变速情况下，变桨距机构通常是只用于在高风速时限制风力机的最大风能捕获
- 变速风力发电机具有较小的机械应力，并且能够利用机械惯性对阵风进行储能
- 能够对塔影效应引起转矩和功率的低频脉动进行动态补偿
- 能够提高系统的效率和发电量，即变速风力发电系统能够使其转速随着风速改变而改变，从而实施最大风能捕获（MPPT）控制
- 能够降低运行噪音。

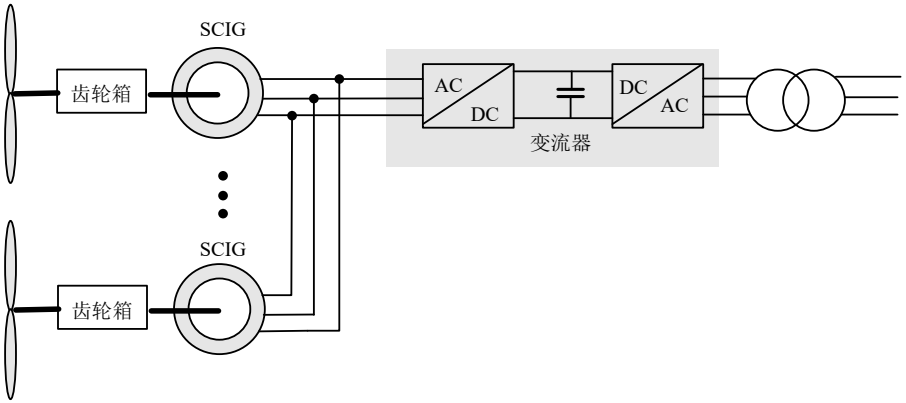
4.1 风力发电系统概述

4.1.2 风电机组的基本类型

在风力发电当中，尤其是在大规模风电场的建设中，除了采用单台风机独立控制外，还可采取**多台风机群控**的模式，如多台笼型异步电机的联合控制等。这种多风力发电机系统不仅是新型风电场建设的一个可行方案，也是对已建风电场进行变速改造的一个有效方案。图4-1-4为风电场几种多个风力发电机系统并网构架方案。



a）常规定速风力发电机**多机并网**结构

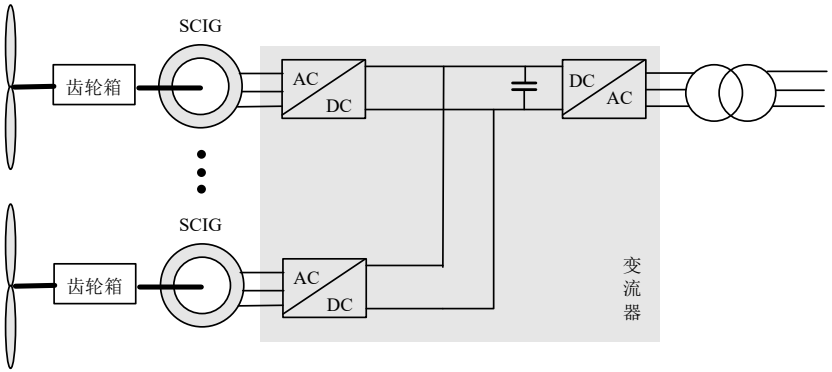


b）**共交流母线**的群空结构

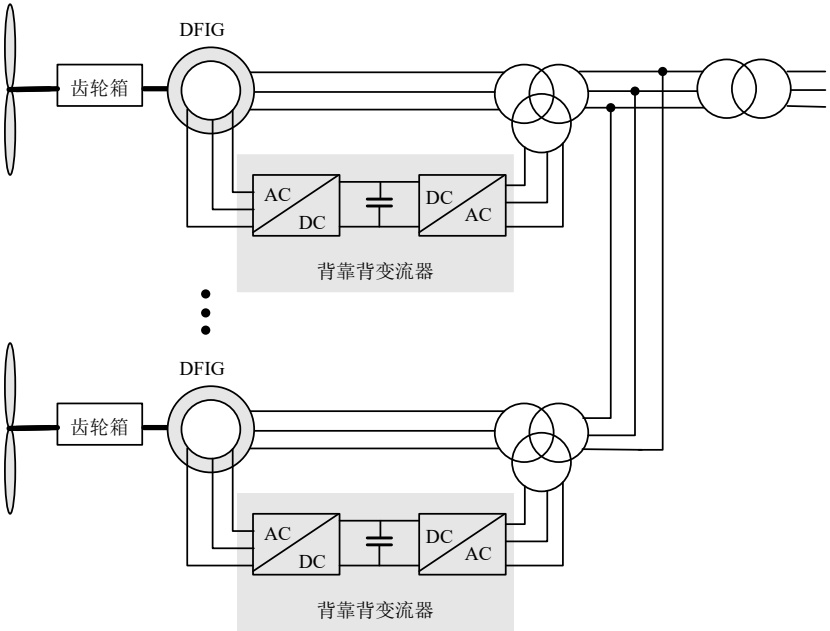
图4-1-4 风电场多风力发电机系统的几种并网结构

4.1 风力发电系统概述

4.1.2 风电机组的基本类型



c）共直流母线控制结构



d）双馈电机的多机并网结构

图4-1-4 风电场多风力发电机系统的几种并网结构

第4章 风电变流器及其控制

4.2 双馈型风力发电机及其变流器控制

4.2.1 双馈型风力发电机及其变流系统

4.2.2 双馈电机数学模型

4.2.3 双馈电机的工作原理及工作状态

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

4.2 双馈型风力发电机及其变流器控制

4.2.1 双馈型风力发电机及其变流系统

4.2.2 双馈电机数学模型

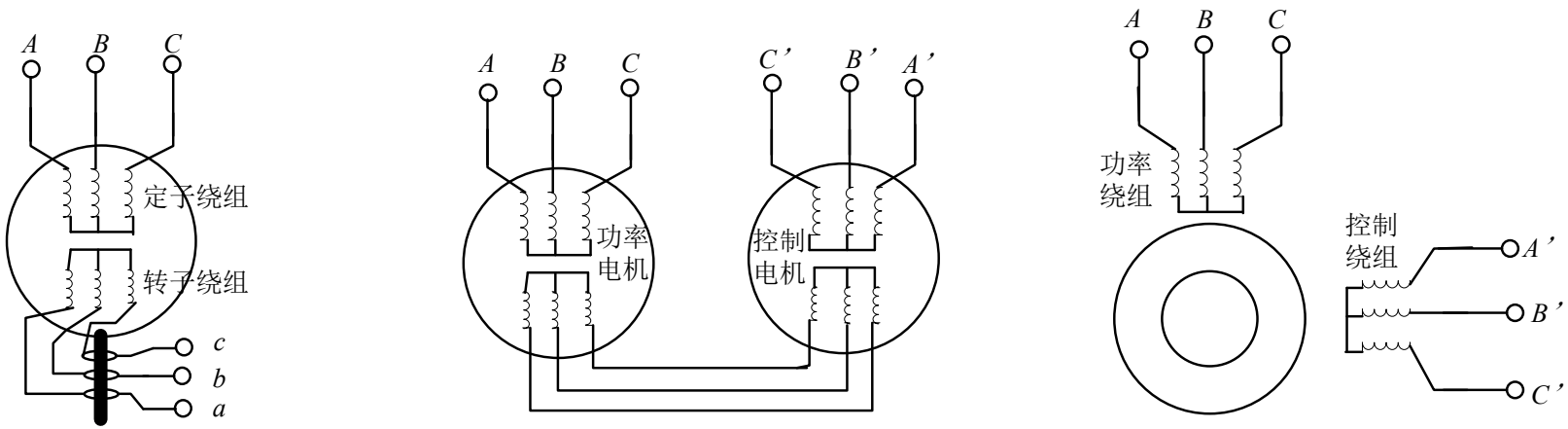
4.2.3 双馈电机的工作原理及工作状态

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

4.2.1双馈型风力发电机及其变流系统

1.双馈型风力发电机

双馈电机分为**有刷双馈电机**和**无刷双馈电机**，其结构如图4-2-1所示



a）有刷双馈电机　　b）级联式无刷双馈电机　　c）独立式无刷双馈电机

图4-2-1 双馈电机结构示意图

4.2.1双馈型风力发电机及其变流系统

随着双馈电机应用的发展，为了适应不同应用场合尤其风力发电的应用场合，出现了多种不同形式的拓扑控制结构。其中双馈型风力机发**典型变流拓扑与控制结构**如图4-2-2所示。

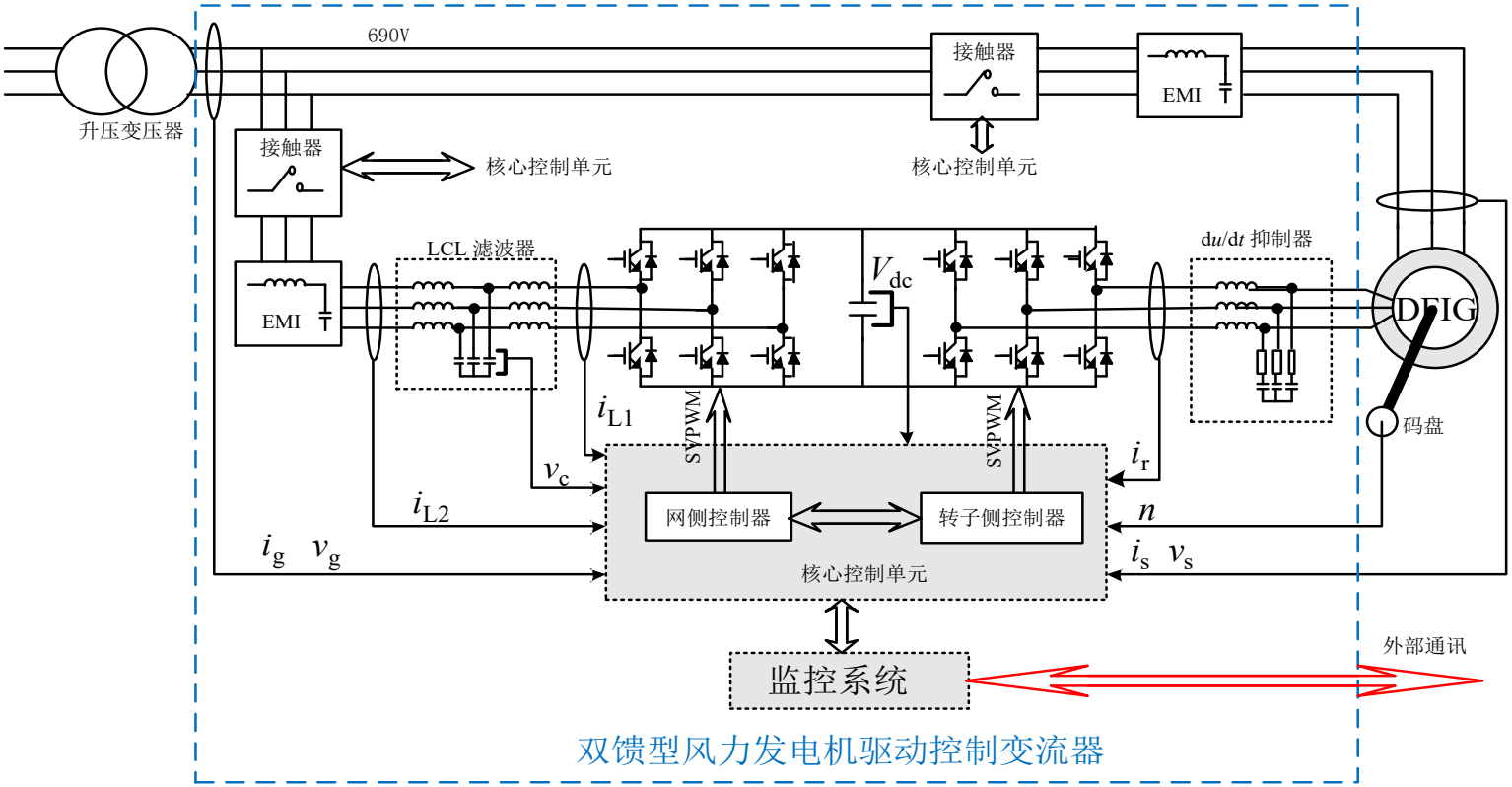


图4-2-2 双馈型风力发电机**典型变流拓扑与控制结构**

4.2.1双馈型风力发电机及其变流系统

- 在双馈型风力发电机典型变流拓扑与控制结构中，主电路开关管多采用IGBT功率器件，开关频率通常为2~3kHz，其变流器输出的PWM电压脉冲的上升时间通常只有几微妙，从而使变流器输出电压具有较高的电压变化率（du/dt），而较高的du/dt 所产生的危害主要有:
  - 损坏电机的绝缘
  - 产生轴电流
  - 在长线驱动中产生波反射现象，使得电机接线端子处出现过电压，进一步威胁电机的绝缘安全

4.2.1双馈型风力发电机及其变流系统

■ **解决方法:**

为了克服d*u*/d*t* 不利影响，通常需要在变流器输出设计安装d*u*/d*t* 滤波器

■ **应用于变流器输出端的du/dt 滤波器主要有**

a) *LR*滤波器

b) *RLC*滤波器

c) *LC* 与*RLC* 串联滤波器

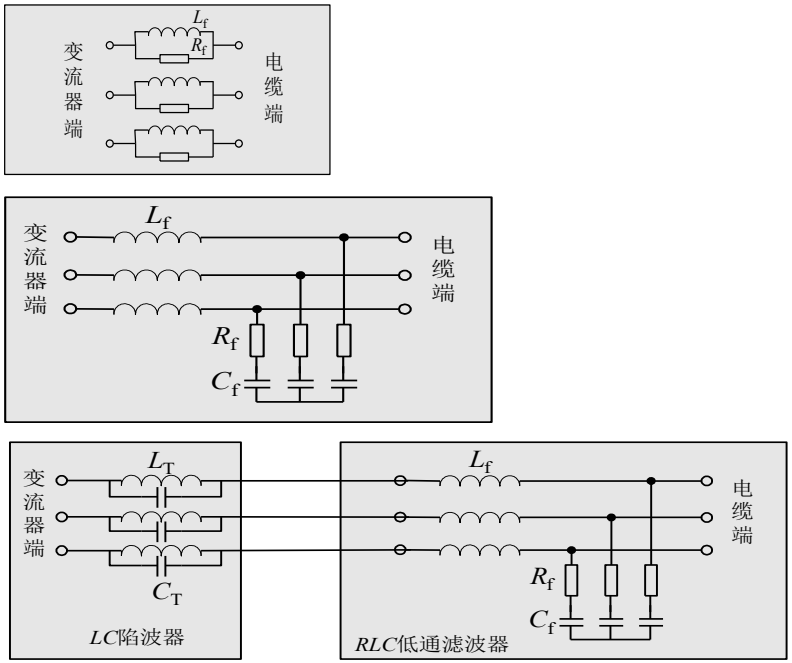


图4-2-3 变流器输出*du/dt*滤波器

4.2.1双馈型风力发电机及其变流系统

2.双馈型风力发电机的控制结构

就双馈型风力发电变流控制结构而言，理论上主要有**三种结构形式**

a）典型变流控制结构

b）串联控制型变流结构

c）全控型变流控制结构

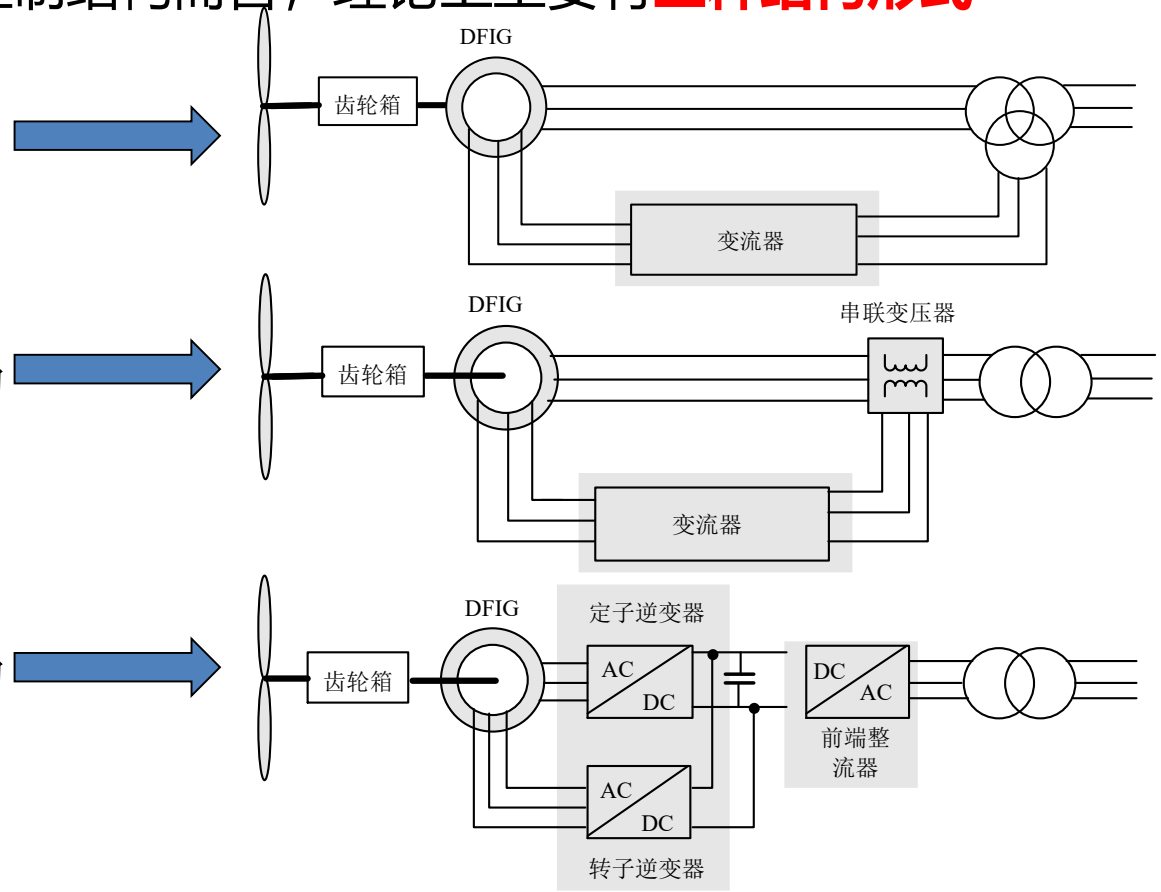


图4-2-4 双馈型风力发电的变流控制结构

4.2 双馈型风力发电机及其变流器控制

4.2.2 双馈电机数学模型

1. 三相静止坐标系ABC下的多变量数学模型

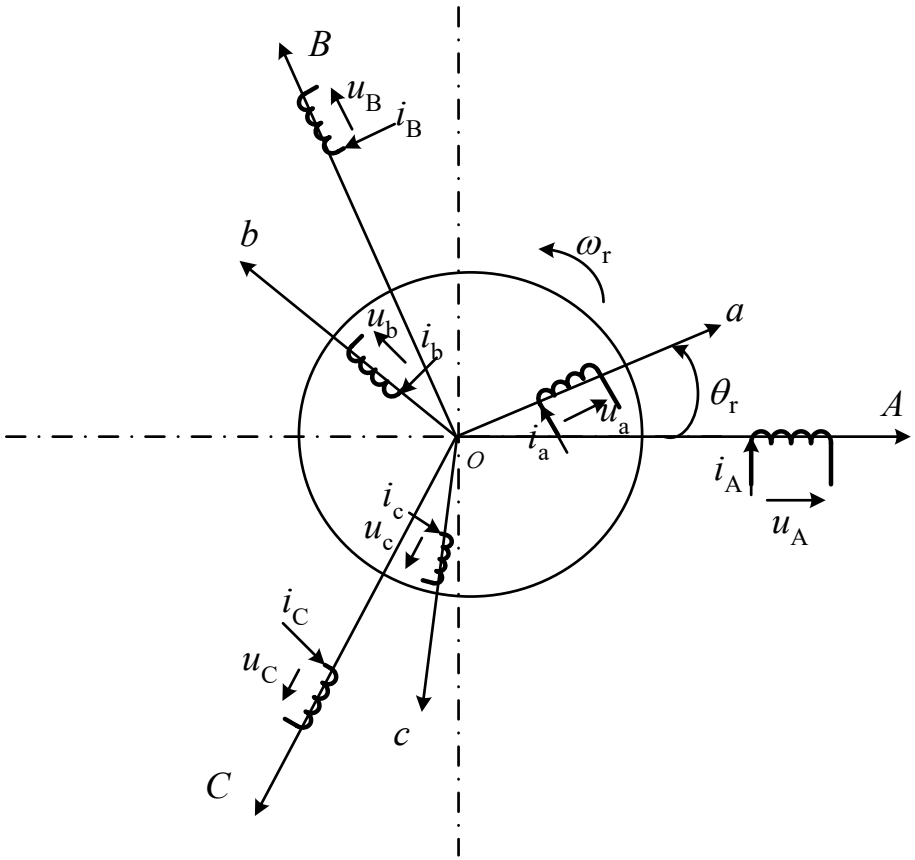


图4-2-5 双馈电机的等效**物理模型**结构

- **定子三相绕组**A、B、C 空间位置固定，且互差120°，并以此作为定子三相静止坐标系（ABC）的坐标参考轴。转子绕组的轴线随转子旋转而旋转，并假定**转子a轴**和**定子A轴**之间夹角的电角度为θ_r（θ_r是空间角位移变量）
- 采用**电动机惯例**，可列出双馈电机的**电压方程**、**磁链方程**、**转距方程**和**运动方程**。

4.2.2 双馈电机数学模型

1. 三相静止坐标系ABC下的多变量数学模型

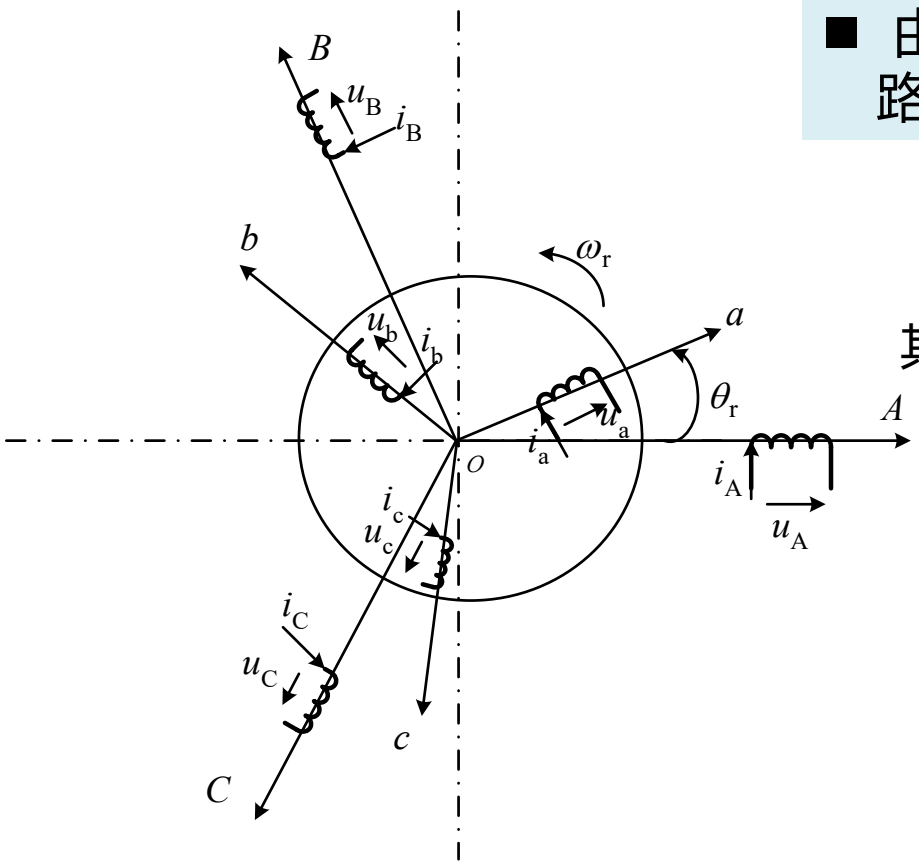


图4-2-5 双馈电机的等效**物理模型**结构

■ 由基尔霍夫定律和楞次定律可得定子回路和转子回路的电压平衡方程:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\Psi} \qquad (4\text{-}2\text{-}1)$$

其中，$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C & u_a & u_b & u_c \end{bmatrix}^T$

$$R = \mathrm{diag}\left(\begin{bmatrix} R_s & R_s & R_s & R_r & R_r & R_r \end{bmatrix}\right)$$

$$\boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \psi_A & \psi_B & \psi_C & \psi_a & \psi_b & \psi_c \end{bmatrix}^T$$

$$\boldsymbol{i} = \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C & i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T$$

其中，u_{ABC}表示定子电压；u_{abc}表示转子电压；i_{ABC}表示定子电流；i_{abc}表示转子电流；R_s表示定子绕组电阻；R_r表示转子绕组电阻；Ψ_{ABC}表示定子绕组的全磁链；Ψ_{abc}表示转子绕组的全磁链。

4.2.2 双馈电机数学模型

1. 三相静止坐标系ABC下的多变量数学模型

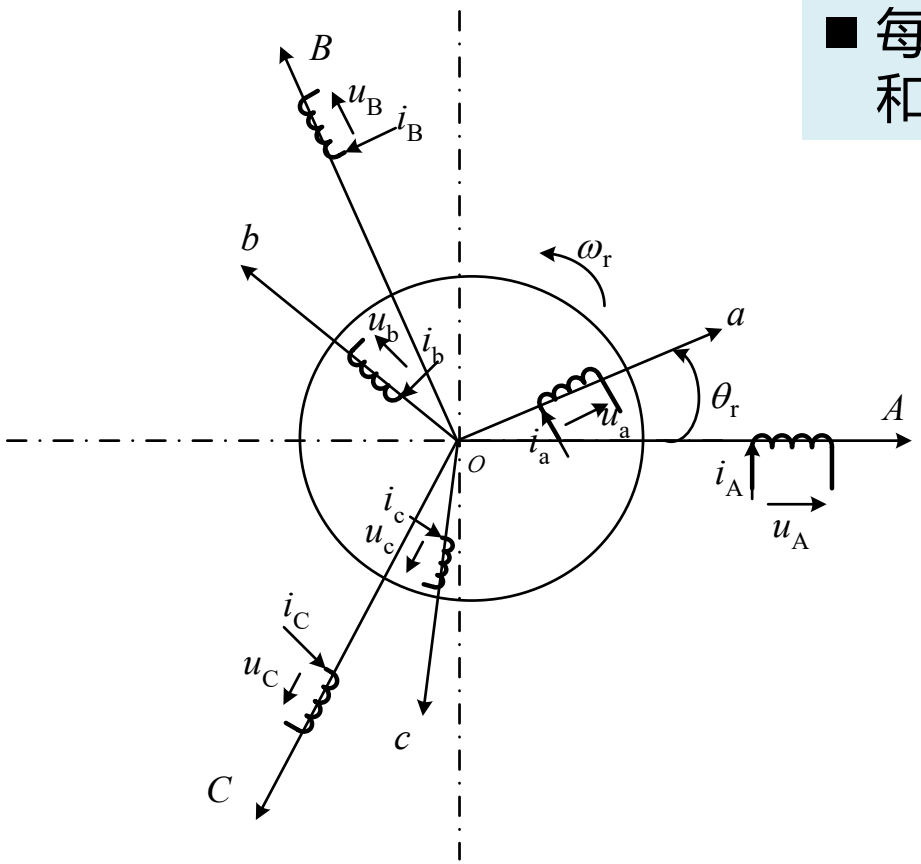


图4-2-5 双馈电机的等效物理模型结构

■ 每相绕组的全磁链是它本身的自感磁链和其它绕组对它的互感磁链之和，即:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{ss} & \boldsymbol{L}_{sr} \\ \boldsymbol{L}_{rs} & \boldsymbol{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_s \\ \boldsymbol{i}_r \end{bmatrix} = \boldsymbol{L}\boldsymbol{i} \quad (4\text{-}2\text{-}2)$$

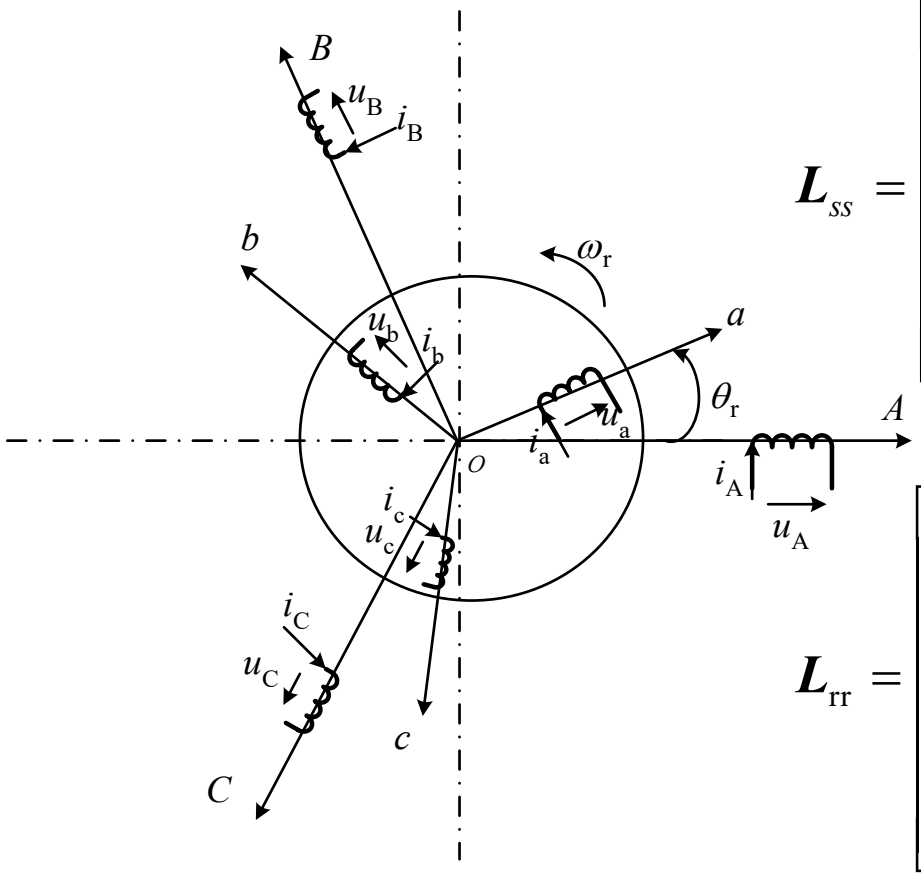
其中，

$$\boldsymbol{\Psi}_s = [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C]^T \quad \boldsymbol{\Psi}_r = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^T$$

$$\boldsymbol{i}_s = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T \qquad \boldsymbol{i}_r = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$$

4.2.2 双馈电机数学模型

1. 三相静止坐标系ABC下的多变量数学模型



$$\boldsymbol{L}_{ss}=\begin{bmatrix} L_{ms}+L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms}+L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms}+L_{ls} \end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}3)$$

$$\boldsymbol{L}_{rr}=\begin{bmatrix} L_{ms}+L_{lr} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms}+L_{lr} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms}+L_{lr} \end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}4)$$

图4-2-5 双馈电机的等效**物理模型**结构

4.2.2 双馈电机数学模型

1. 三相静止坐标系ABC下的多变量数学模型

$$\mathbf{L}_{\mathrm{rs}}=\mathbf{L}_{\mathrm{sr}}^{\mathrm{T}}=L_{ms}\begin{bmatrix}\cos\theta_r & \cos(\theta_r-120^o) & \cos(\theta_r+120^o)\\ \cos(\theta_r+120^o) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r-120^o)\\ \cos(\theta_r-120^o) & \cos(\theta_r+120^o) & \cos\theta_r\end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}5)$$

其中，L_{ms}为与定子或转子一相绕组交链的**最大互感磁链**对应的定子或转子绕组**互感**；L_{ls}为定子各相绕组的漏磁链对应的定子漏感；L_{lr}为转子各相绕组漏磁链对应的转子漏感。

■ 将式（4-2-2）代入式（4-2-1）得

$$\boldsymbol{u}=\boldsymbol{R}\boldsymbol{i}+\boldsymbol{L}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{L}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{i} \quad (4\text{-}2\text{-}6)$$

4.2.2 双馈电机数学模型

1. 三相静止坐标系ABC下的多变量数学模型

■ 在三相静止坐标系下，双馈电机电磁转距方程可表示为

$$T_e = \frac{1}{2} n_p \boldsymbol{i}^{\mathrm{T}} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\theta_{\mathrm{r}}} \boldsymbol{L}_{\mathrm{sr}} \\ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\theta_{\mathrm{r}}} \boldsymbol{L}_{\mathrm{rs}} & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{i} \qquad (4\text{-}2\text{-}7)$$

其中，n_p为双馈电机的极对数。

■ 将电感方程(4-2-5)代入上式得

$$T_e = -n_p L_{ms}[(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c)\sin\theta_{\mathrm{r}} + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a)\sin(\theta_{\mathrm{r}} + 120^o)$$

$$+ (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b)\sin(\theta_{\mathrm{r}} - 120^o)] \qquad (4\text{-}2\text{-}8)$$

■ 假设作用在双馈电机转轴上的力矩为T_{L}，在考虑转轴旋转摩擦作用的情况下可得双馈电机自身的运动方程式为

$$\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t} = \frac{n_{\mathrm{p}}}{J_{\mathrm{g}}}(T_{\mathrm{e}} - T_{\mathrm{L}}) - \frac{1}{J_{\mathrm{g}}} B_g \omega_{\mathrm{r}} \qquad (4\text{-}2\text{-}9)$$

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相$\alpha\beta$坐标系下的数学模型

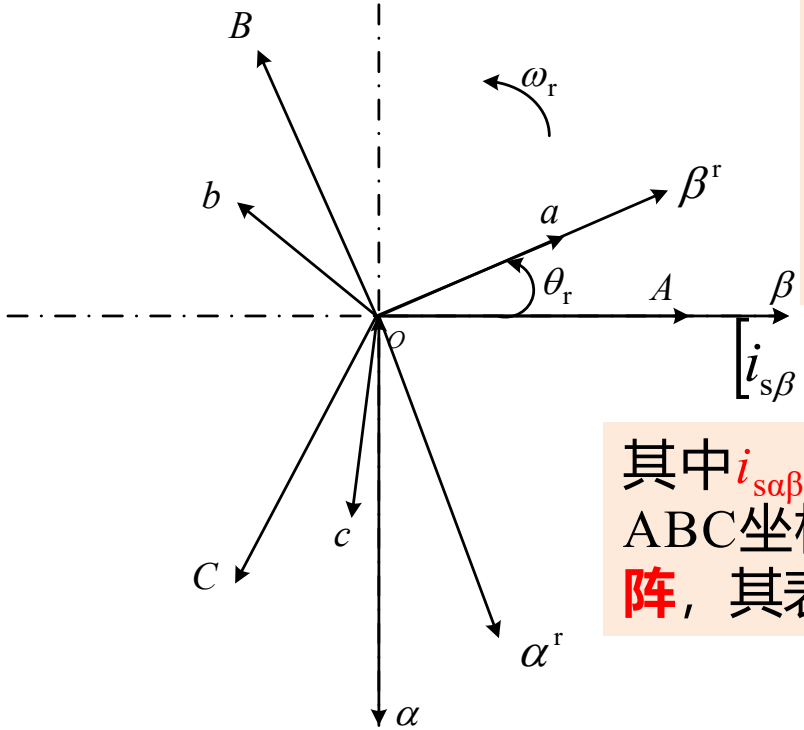


图4-2-6 转子坐标系与定子坐标系的位置关系

■ 令两相$\alpha\beta$坐标系的**β轴**与三相坐标系**A轴**保持**重合**状态，如图4-2-6所示。将双馈电机定子三相静止坐标系ABC中的量（这里以电流i_{ABC}为例），变换到定子两相$\alpha\beta$坐标系中的坐标变换关系为：

$$\begin{bmatrix} i_{s\beta} & i_{s\alpha} & i_{s0} \end{bmatrix}^T = \boldsymbol{M}_{3s/2s} \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \end{bmatrix}^T \quad (4\text{-}2\text{-}10)$$

其中$i_{s\alpha\beta0}$为$\alpha\beta$坐标系中的**定子电流**；$\boldsymbol{M}_{3s/2s}$为三相ABC坐标系到两相$\alpha\beta$坐标系的坐标变换的**变换矩阵**，其表达式为：

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

式（4-2-10）中的变换同样适用于**定子电压**和**定子磁链**。

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相$\alpha\beta$坐标系下的数学模型

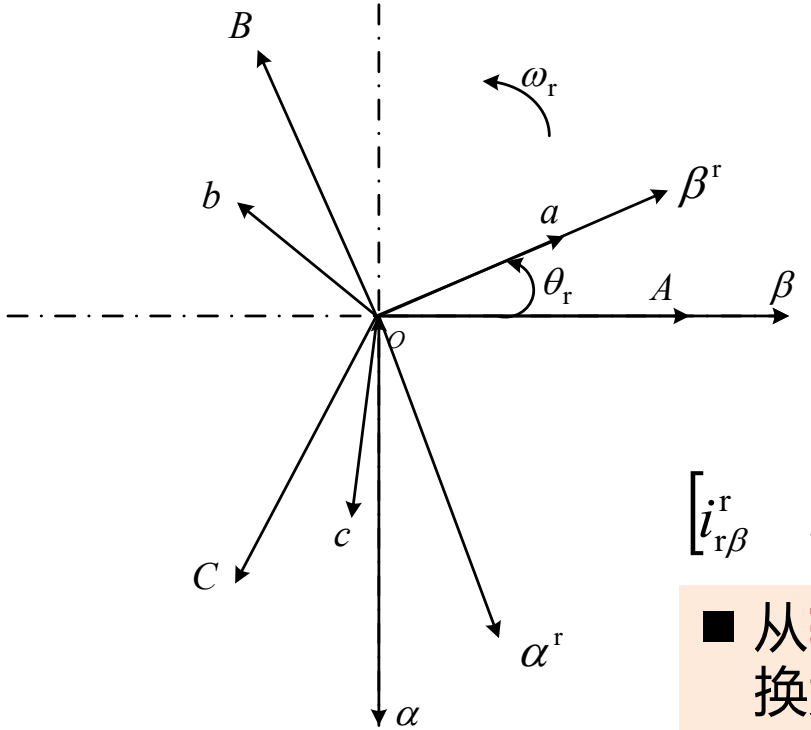


图4-2-6 转子坐标系与定子坐标系的位置关系

- 双馈电机转子三相abc坐标系是以**转子速度**同步旋转，并相对于转子绕组静止的坐标系，如图4-2-6所示。
- $\alpha^r\beta^r$表示与转子同步的两相坐标系。从转子abc坐标系到$\alpha^r\beta^r$坐标系的变换可以看作为三相“静止”坐标系到两相“静止”坐标系的坐标变换，即:

$$\begin{bmatrix} i_{r\beta}^{r} & i_{r\alpha}^{r} & i_{r0}^{r} \end{bmatrix}^{T} = \boldsymbol{M}_{3s/2s}\begin{bmatrix} i_{ra} & i_{rb} & i_{rc} \end{bmatrix}^{T} \quad (4\text{-}2\text{-}11)$$

- 从**转子abc坐标系**到**定子$\alpha\beta$坐标系**的坐标变换为旋转变换的**逆变换**，其变换可描述为:

$$\begin{bmatrix} i_{r\beta} & i_{r\alpha} & i_{r0} \end{bmatrix}^{T} = \mathbf{M}_{2r/2s}\begin{bmatrix} i_{r\beta}^{r} & i_{r\alpha}^{r} & i_{r0}^{r} \end{bmatrix}^{T}$$

$$= \mathbf{M}_{2r/2s}\mathbf{M}_{3s/2s}\begin{bmatrix} i_{ra} & i_{rb} & i_{rc} \end{bmatrix}^{T} \quad (4\text{-}2\text{-}12)$$

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相$\alpha\beta$坐标系下的数学模型

（4-2-12）中 $$\boldsymbol{M}_{2r/2s}=(\boldsymbol{M}_{2r/2s})^{-1}=\begin{bmatrix}\cos\theta_r & \sin\theta_r\\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r\end{bmatrix}$$

$i_{r\alpha}^{r}$，$i_{r\beta}^{r}$分别表示转子电流在转子$\alpha^r\beta^r$坐标系中的坐标轴分量；$i_{r\alpha}$，$i_{r\beta}$分别表示转子电流在定子$\alpha\beta$坐标系中的坐标轴分量。

■ 对双馈电机**定子电压方程**进行三相坐标系ABC到$\alpha\beta$两相坐标系的坐标变换，得

$$\begin{bmatrix}u_{s\beta}\\ u_{s\alpha}\end{bmatrix}=R_s\begin{bmatrix}i_{s\beta}\\ i_{s\alpha}\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\psi_{s\beta}\\ \psi_{s\alpha}\end{bmatrix}\qquad(4\text{-}2\text{-}13)$$

其中，$u_{s\alpha}$，$u_{s\beta}$分别表示**定子电压**在**定子$\alpha\beta$坐标系**中的坐标轴分量；$\Psi_{s\alpha}$，$\Psi_{s\beta}$分别表示**定子磁链**在**定子$\alpha\beta$坐标系**中的坐标轴分量。

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相$\alpha\beta$坐标系下的数学模型

■ 同理，对双馈电机**转子电压方程**进行三相abc坐标系到定子两相$\alpha\beta$坐标系的**坐标变换**，可将**定子两相$\alpha\beta$坐标系下**的转子电压方程表述为

$$\begin{bmatrix} u_{r\beta} \\ u_{r\alpha} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{r\beta} \\ i_{r\alpha} \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} \end{bmatrix} + \omega_{\mathrm{r}} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ -\psi_{r\beta} \end{bmatrix} \qquad (4\text{-}2\text{-}14)$$

其中，$u_{r\alpha}$, $u_{r\beta}$分别表示**转子电压**在**定子$\alpha\beta$坐标系**中的坐标轴分量；$\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$分别表示**转子磁链**在**定子$\alpha\beta$坐标系**中的坐标轴分量。

■ 同理，对**磁链方程式（4-2-2）**进行三相ABC（abc）坐标系到定子两相$\alpha\beta$坐标系的坐标变换，得

$$\begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{s}\beta} \\ \psi_{\mathrm{s}\alpha} \\ \psi_{\mathrm{s}0} \\ \psi_{\mathrm{r}\beta} \\ \psi_{\mathrm{r}\alpha} \\ \psi_{\mathrm{r}0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{M}_{3s/2s} & 0 \\ 0 & \boldsymbol{M}_{2\mathrm{r}/2\mathrm{s}}\boldsymbol{M}_{3\mathrm{s}/2s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{sA}} \\ \psi_{\mathrm{sB}} \\ \psi_{\mathrm{sC}} \\ \psi_{\mathrm{rA}} \\ \psi_{\mathrm{rB}} \\ \psi_{\mathrm{rC}} \end{bmatrix} \qquad (4\text{-}2\text{-}15)$$

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相$\alpha\beta$坐标系下的数学模型

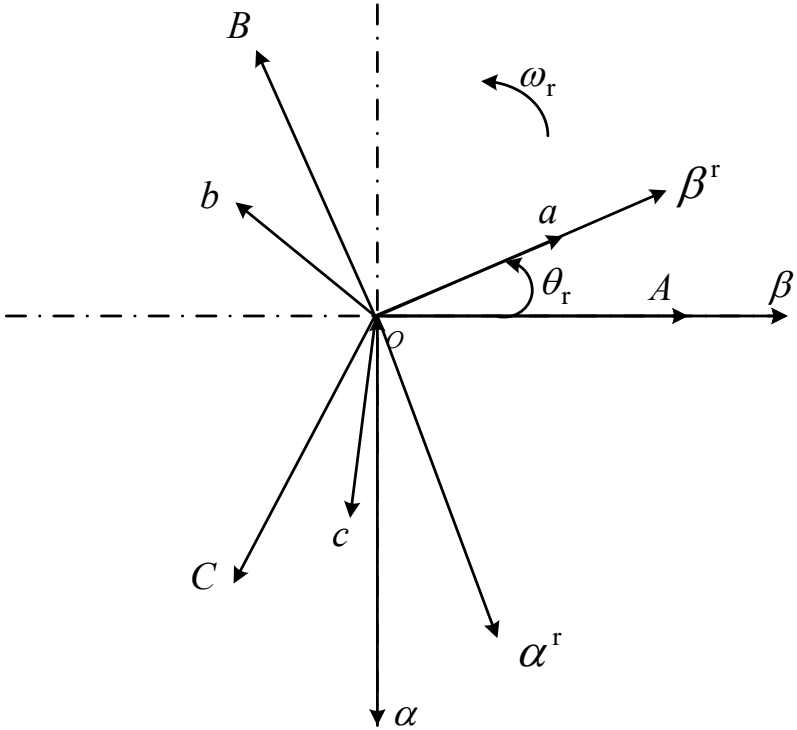


图4-2-6 转子坐标系与定子坐标系的位置关系

■ 将式（4-2-2）代入式（4-2-15），并且利用坐标变换将三相坐标系中**定子和转子的电流**表示成$\alpha\beta$坐标系中的形式，得

$$\begin{bmatrix}\psi_{s\beta}\\ \psi_{s\alpha}\\ \psi_{s0}\\ \psi_{r\beta}\\ \psi_{r\alpha}\\ \psi_{r0}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{M}_{3s/2s} & 0\\ 0 & \mathbf{M}_{2r/2s}\mathbf{M}_{3s/2s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr}\\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{rr}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}(\mathbf{M}_{3s/2s})^{-1} & 0\\ 0 & (\mathbf{M}_{2r/2s}\mathbf{M}_{3s/2s})^{-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{s\beta}\\ i_{s\alpha}\\ i_{s0}\\ i_{r\beta}\\ i_{r\alpha}\\ i_{r0}\end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}16)$$

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相$\alpha\beta$坐标系下的数学模型

■ 通过**矩阵运算**，式（4-2-16）可以简化为

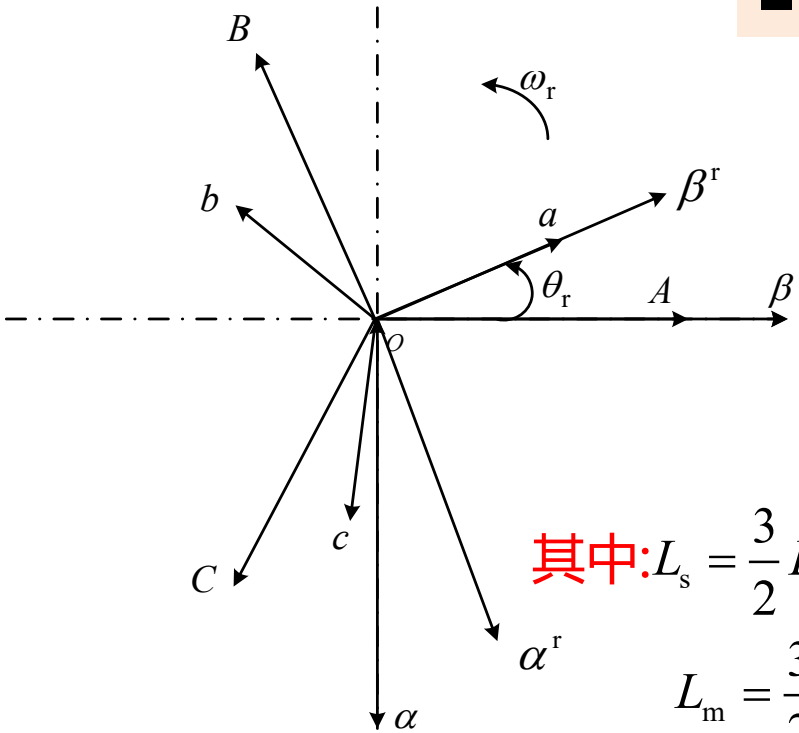


图4-2-6 转子坐标系与定子坐标系的位置关系

$$\begin{bmatrix}\psi_{s\beta}\\ \psi_{s\alpha}\\ \psi_{s0}\\ \psi_{r\beta}\\ \psi_{r\alpha}\\ \psi_{r0}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0\\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0\\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0\\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0\\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{s\beta}\\ i_{s\alpha}\\ i_{s0}\\ i_{r\beta}\\ i_{r\alpha}\\ i_{r0}\end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}17)$$

其中:$L_s=\frac{3}{2}L_{ms}+L_{ls}$为$\alpha\beta0$坐标系等效二相定子绕组的**互感;**

$L_m=\frac{3}{2}L_{ms}$ 为$\alpha\beta0$坐标系下同轴等效定子与转子绕组间的**互感**;

$L_r=\frac{3}{2}L_{ms}+L_{lr}$ 为$\alpha\beta0$坐标系等效二相转子绕组的**自感**。

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相αβ坐标系下的数学模型

■ 将式（4-2-17）代入式（4-2-13）、（4-2-14）得**αβ坐标系中双馈电机的电压方程**为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & -\omega_r L_m & R_r + pL_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & pL_m & \omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}18)$$

其中，p为微分算子。

■ 据此，可将双馈电机的“T”型等效电路描述为如图4-2-7所示

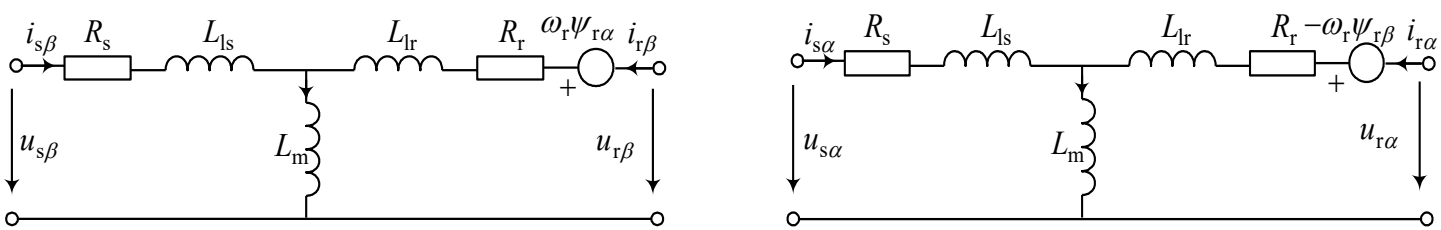


图4-2-7 αβ 坐标系下双馈电机的“T”型等效电路

4.2.2 双馈电机数学模型

2. 两相$\alpha\beta$坐标系下的数学模型

■ “T”型等效电路进一步简化成“Γ”型等效电路的形式，如图4-2-8所示。

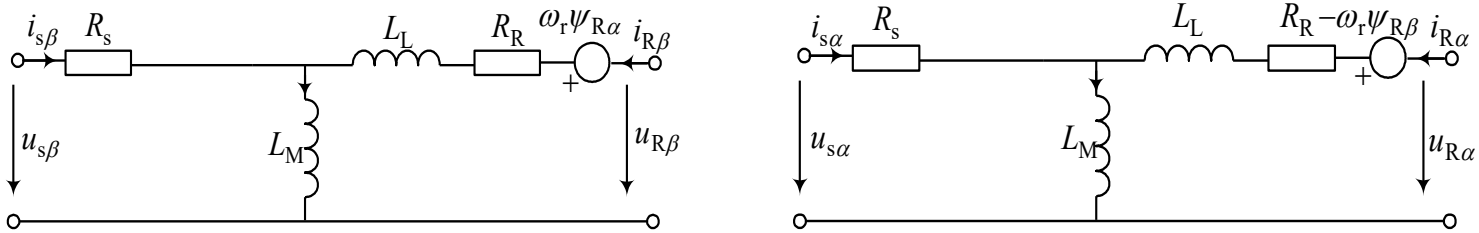


图4-2-8 $\alpha\beta$ 坐标系下双馈电机的“Γ”型等效电路

其中 $\psi_{R\alpha(\beta)}=\gamma\psi_{r(\beta)}$ $\quad i_{R\alpha(\beta)}=\gamma i_{r\alpha(\beta)}$ $\quad L_M=\gamma L_m$

$$R_R=\gamma^2 R_r \qquad L_L=\gamma L_{ls}+\gamma^2 L_{lr} \qquad \gamma=\frac{L_s}{L_m}$$

■ 将相应的坐标变换运用于**电磁转矩方程**，可得$\alpha\beta$坐标系下的电磁转矩方程为：

$$T_e=\frac{3}{2}n_p(\psi_{s\alpha}i_{s\beta}-\psi_{s\beta}i_{s\alpha}) \qquad (4\text{-}2\text{-}19)$$

4.2.2 双馈电机数学模型

3. 两相同步旋转dq坐标系下的数学模型

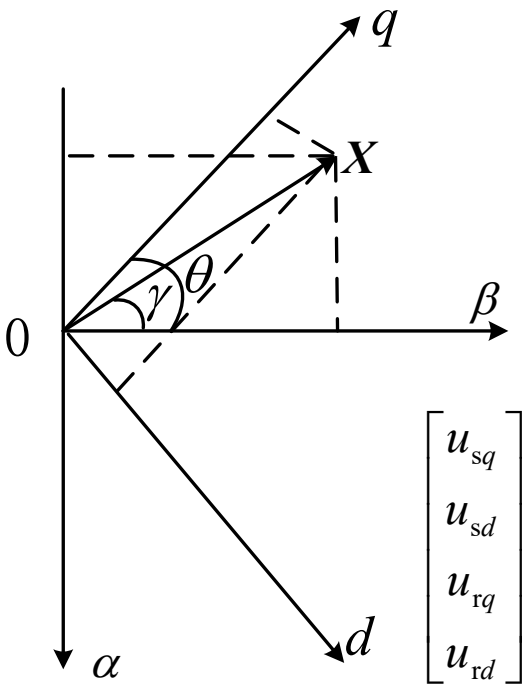


图4-2-9 $\alpha\beta$ 坐标系与dq坐标系间的位置关系

- 对于对称**正弦量**而言，当采用坐标变换将其表示为同步旋转dq坐标系中时，相应的量值将会变换为**直流量**，从而可以使系统的分析得以简化。
- 将**Park变换**运用于双馈电机数学模型中，便可将两相$\alpha\beta$坐标系下双馈电机的数学模型变换成同步旋转dq坐标系下双馈电机的数学模型，如下式：

$$\begin{bmatrix} u_{sq} \\ u_{sd} \\ u_{rq} \\ u_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & \omega_{sl} \\ 0 & 0 & -\omega_{sl} & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ \psi_{sd} \\ \psi_{rq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}20)$$

其中：ω_s为同步角频率；ω_{sl}为转差角频率（$\omega_{sl}=s\omega_s$，s为转差率）；下标d表示d轴分量，下标q表示q轴分量。

4.2.2 双馈电机数学模型

3. 两相同步旋转dq坐标系下的数学模型

■ 磁链方程

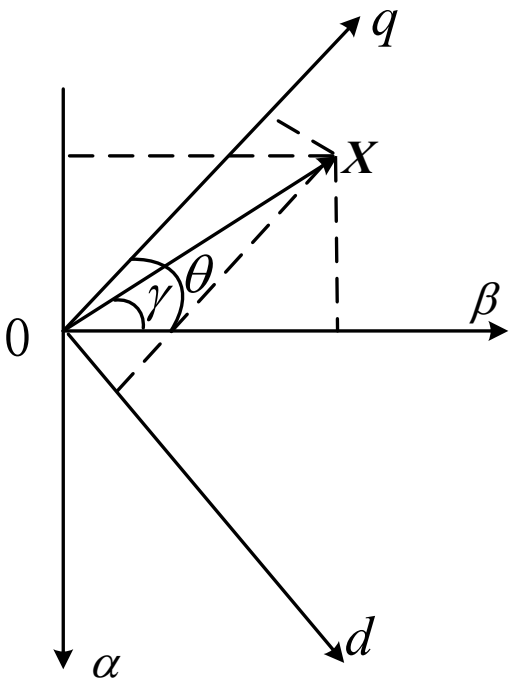


图4-2-9 $\alpha\beta$ 坐标系与dq坐标系间的位置关系

$$\begin{bmatrix}\psi_{sq}\\ \psi_{sd}\\ \psi_{s0}\\ \psi_{rq}\\ \psi_{rd}\\ 0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{M}_{2s/2r} & 0\\ 0 & \mathbf{M}_{2s/2r}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\psi_{s\beta}\\ \psi_{s\alpha}\\ \psi_{s0}\\ \psi_{r\beta}\\ \psi_{r\alpha}\\ \psi_{r0}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{M}_{2s/2r} & 0\\ 0 & \mathbf{M}_{2s/2r}\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0\\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0\\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0\\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0\\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{M}_{2r/2s} & 0\\ 0 & \mathbf{M}_{2r/2s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sq}\\ i_{sd}\\ i_{sq}\\ i_{rq}\\ i_{rd}\\ i_{r0}\end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}21)$$

其中，坐标变换矩阵$\boldsymbol{M}_{2s/2r}$及其逆矩阵$\boldsymbol{M}_{2r/2s}$所用的角度为θ_s，对应于同步旋转角频率ω_s，即$p\theta_s = \omega_s$

4.2.2 双馈电机数学模型

3. 两相同步旋转dq坐标系下的数学模型

■ 对式（4-2-21）进行矩阵运算，便得出dq坐标系双馈电机的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ \psi_{sd} \\ \psi_{s0} \\ \psi_{rq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{s0} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \tag{4-2-22}$$

■ 将式（4-2-22）代入（4-2-20）得

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+pL_s & -\omega_s L_s & pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s+pL_s & \omega_s L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r+pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r+pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{4-2-23}$$

4.2.2 双馈电机数学模型

3. 两相同步旋转dq坐标系下的数学模型

■ 对式（4-2-19）进行坐标变换，得双馈电机dq坐标系电磁转距表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}] \qquad （4\text{-}2\text{-}24）$$

■ 同理可以画出dq 坐标系下双馈电机的等效电路模型如图4-2-10所示

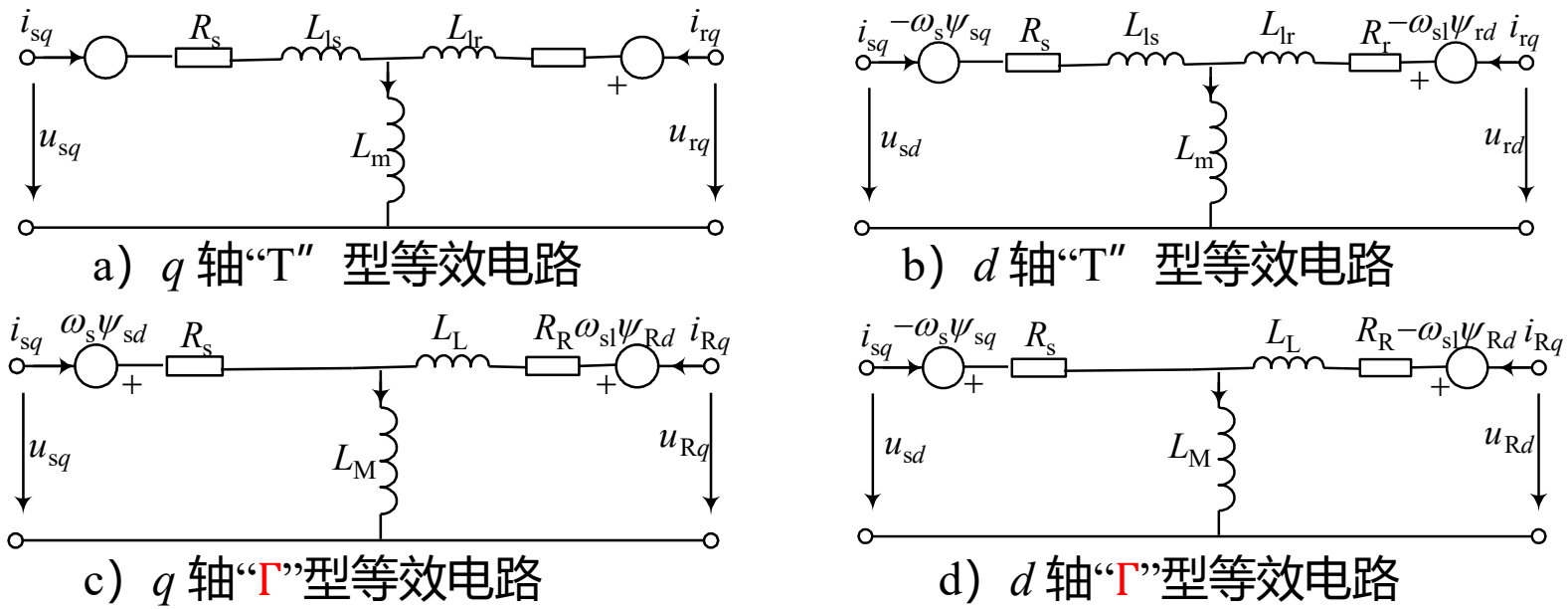


图4-2-10 双馈电机dq 坐标系中的等效电路

4.2.2 双馈电机数学模型

4. 降阶的简化数学模型

- 以上所建立的双馈电机的数学模型均是**5阶**数学模型。为简化分析，在一些工程应用时并不需要对双馈电机内部的电磁过渡过程进行精确描述，因此可以对双馈电机数学模型进行降阶简化。
- 由双馈型风力发电系统的拓扑结构可知，双馈电机定子直接与电网相连，且通常可认为**电网电压基本不变**。因此，在数学模型的简化中，可**忽略定子磁链的动态过程**，即忽略式（4-2-20）中定子磁链的微分项。于是，可得双馈电机的3阶简化数学模型:

$$
\begin{cases}
u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \psi_{sd} \\
u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \psi_{sq} \\
u_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} + \dfrac{d\psi_{rq}}{dt} \\
u_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_{sl} \psi_{rq} + \dfrac{d\psi_{rd}}{dt} \\
\dfrac{d\omega_r}{dt} = \dfrac{n_p}{J_g}(T_e - T_L) - \dfrac{1}{J_g} B_g \omega_r
\end{cases}
\qquad (4\text{-}2\text{-}38)
$$

4.2 双馈型风力发电机及其变流器控制

4.2.3 双馈电机的工作原理及工作状态

1. 工作原理

■ 基于背靠背变流器**转子励磁控制**的双馈发电系统拓扑结构如图4-2-14所示。

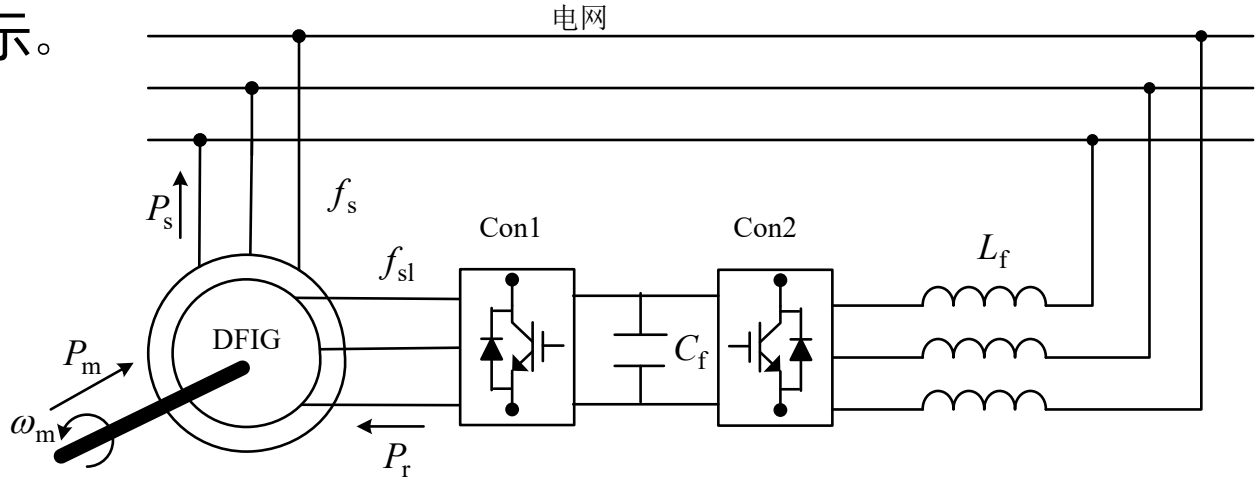


图4-2-14 基于背靠背变流器的双馈系统拓扑结构

■ 依照异步电机的运行规则，稳态运行时，双馈电机**定子磁场**与**转子磁场**具有**相同的旋转速率**，即

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \qquad (4\text{-}2\text{-}39)$$

其中，ω_s为双馈电机**定子角频率**（rad/s）；ω_r为双馈电机**转子转速**对应的**电角频率**（rad/s）；ω_{sl}为双馈电机**转差角频率**（rad/s）。

4.2.3 双馈电机的工作原理及工作状态

1. 工作原理

- 由异步电机相关理论可知，双馈电机的稳态等效电路可表示为图4-2-15所示

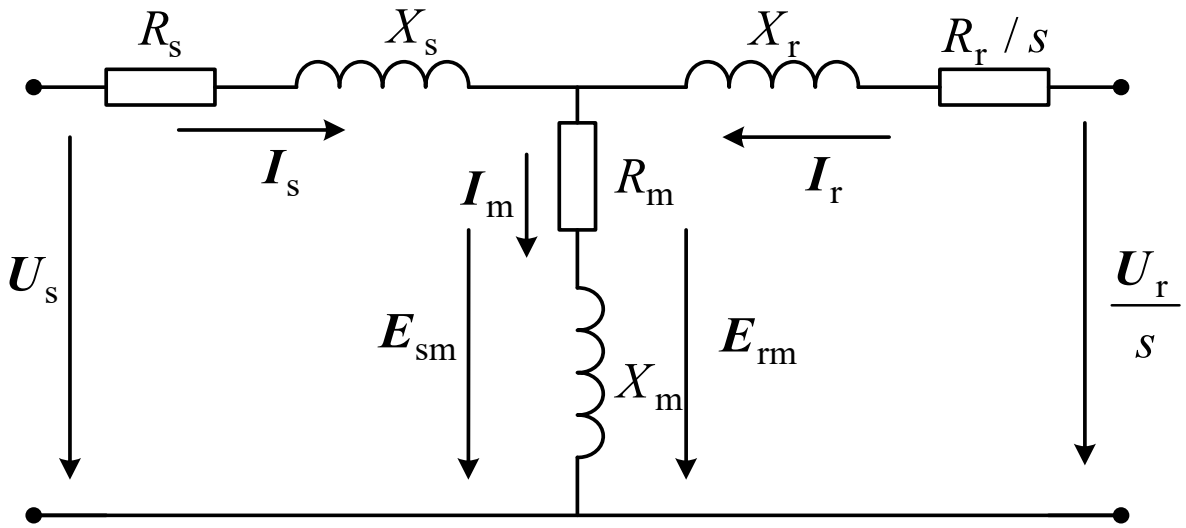


图4-2-15 双馈电机的等效电路

其中，R_s为定子电阻；X_s为定子漏抗；R_r为归算后转子绕组的电阻；X_r为归算后转子绕组的漏抗；X_m表示与主磁链相对应的铁心电路的励磁电抗；Rm为与铁心损耗相对应的等效电阻。

4.2.3 双馈电机的工作原理及工作状态

1. 工作原理

- 双馈电机的等效电路，转子电流矢量I_r、定子电流矢量I_s、定转子电流矢量间的关系，以及定转子侧励磁电动势E_{sm}、E_{rm}之间的关系可分别表述为

$$\mathbf{I}_r = \frac{\mathbf{U}_r / s + \mathbf{E}_{rm}}{R_r / s + jX_r} \qquad (4\text{-}2\text{-}40)$$

$$\mathbf{I}_s = \frac{\mathbf{U}_s + \mathbf{E}_{sm}}{R_s + jX_s} \qquad (4\text{-}2\text{-}41)$$

$$\mathbf{I}_r = \mathbf{I}_m - \mathbf{I}_s \qquad (4\text{-}2\text{-}42)$$

$$\boldsymbol{E}_{sm} = \boldsymbol{E}_{rm} \qquad (4\text{-}2\text{-}43)$$

显然，通过对**双馈电机转子端电压**的**控制**便可实现对其**定子电流**的控制，进而实现对**定子有功功率和无功功率**的**控制**，这即为双馈电机通过转子侧变流器实现功率控制的**基本原理。**

4.2.3 双馈电机的工作原理及工作状态

2. 工作状态分析

- 在双馈型风力发电系统中，双馈电机有四种运行状态:超同步发电运行、超同步电动运行、次同步发电运行以及次同步电动运行中的能量流动关系如图4-2-16所示。

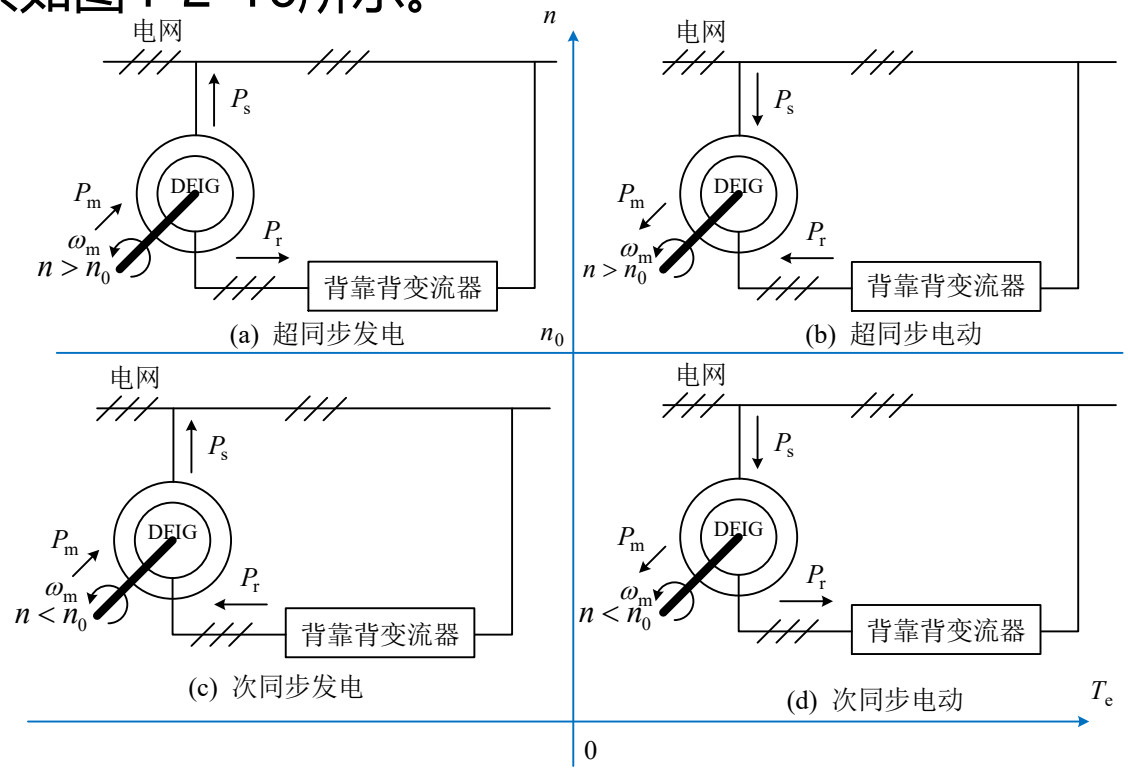


图4-2-16 双馈型风力发电系统中双馈电机四种不同运行状态

4.2.3 双馈电机的

2. 工作状态分析

- 双馈电机的四种不同的运行状态所对应的定子、转子之间的电压、电流等间的关系如图4-2-17所示。

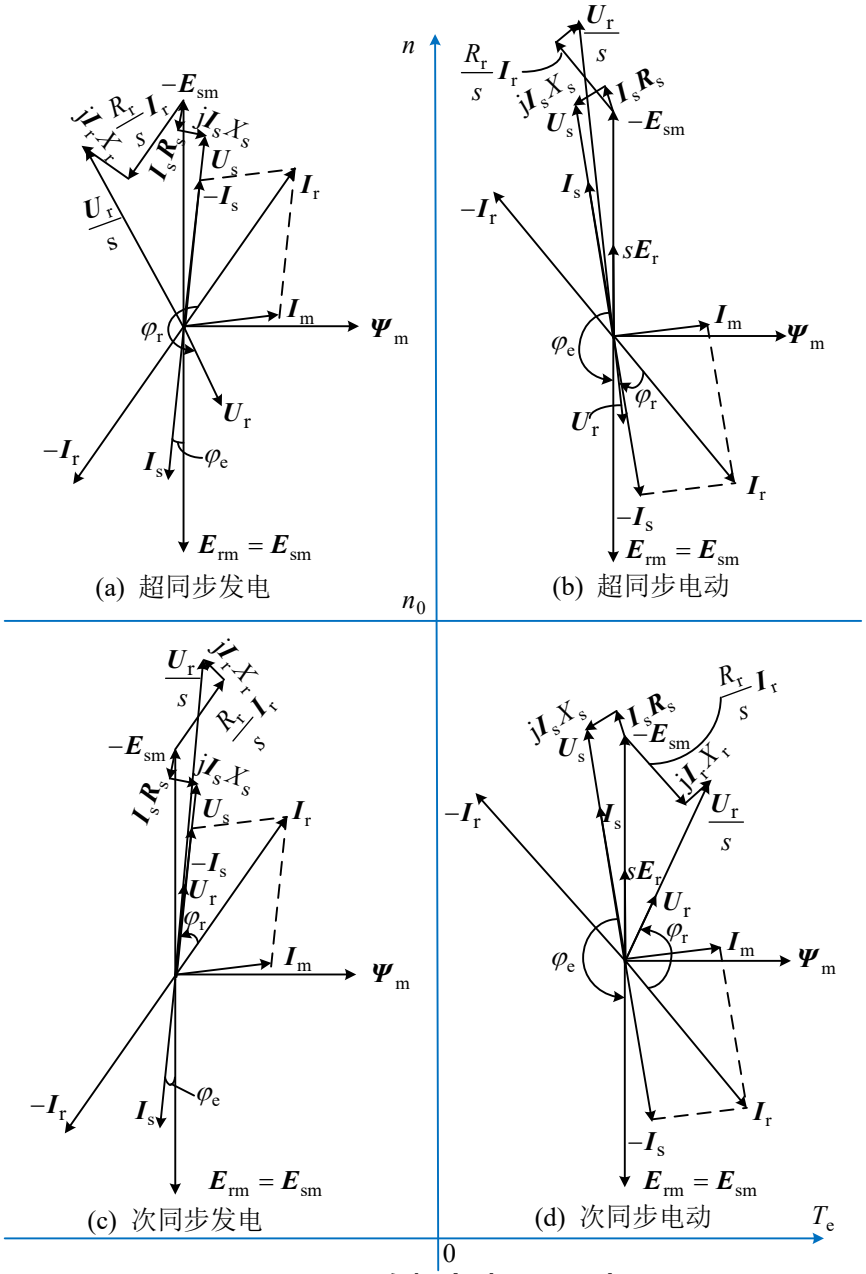


图4-2-17 双馈电机四种不同运行状态下对应的矢量图

4.2 双馈型风力发电机及其变流器控制

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

- 在双馈电机定子磁场定向的矢量控制策略中，通常将同步旋转坐标系的d轴与双馈电机定子磁场相重合，逆时针旋转90°的方向作为q轴的方向，如图4-2-18所示。
- 在定子磁场定向的同步旋转坐标系中，同步旋转角度θ_s可表述为

$$\theta_s = \angle \boldsymbol{\Psi}_s^s + 90^\circ \qquad (4\text{-}2\text{-}48)$$

其中：Ψ_s^s是定子静止ABC坐标系下的定子磁链矢量。上式表明**同步坐标系的旋转角度**可以通过ABC坐标系下的定子磁链矢量获得。根据坐标系之间的关系，定义同步旋转坐标系中的矢量为$X = X_d - jX_q$为分别为矢量X在d轴和q轴上的投影，则同步旋转坐标系下定子磁链可描述为

$$\boldsymbol{\Psi}_{sdq} = \boldsymbol{\Psi}_{s'}^{s} e^{-j(\hat{\theta}_s + 90^\circ)} = -j\psi_s e^{j\tilde{\theta}_s} \qquad (4\text{-}2\text{-}49)$$

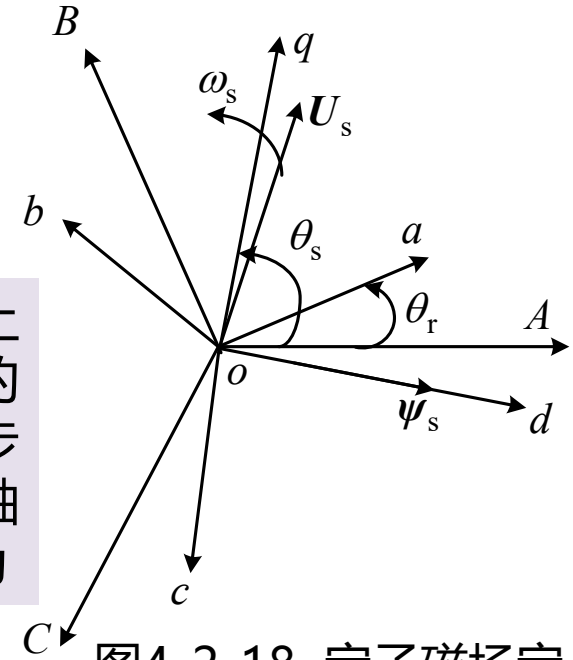


图4-2-18 定子磁场定向同步旋转坐标系

其中: Ψ_{sdq}为dq同步旋转坐标系的磁链矢量；$\hat{\theta}_s$为同步旋转角度θ_s的估计值, $\tilde{\theta}_s = \theta_s - \hat{\theta}_s$；$\Psi_s$为定子磁链的幅值。

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

- 若同步旋转角度能够准确获得，即同步旋转坐标系能够准确定向的情况下，$\tilde{\theta}_s = 0$， 则式（4-2-49）可重新写作

$$\boldsymbol{\Psi}_{sdq} = -\mathrm{j}\psi_s \qquad (4\text{-}2\text{-}50)$$

上式表明，同步旋转坐标系中的定子磁链Ψ_{sdq}正好落在同步旋转坐标系的d轴上，即在同步旋转dq坐标系中定子磁链可表述为

$$\begin{cases} \psi_{sq} = 0 \\ \psi_{sd} = \left|\boldsymbol{\Psi}_{sdq}\right| = \psi_s \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}51)$$

其中，Ψ_s为定子磁链的幅值。

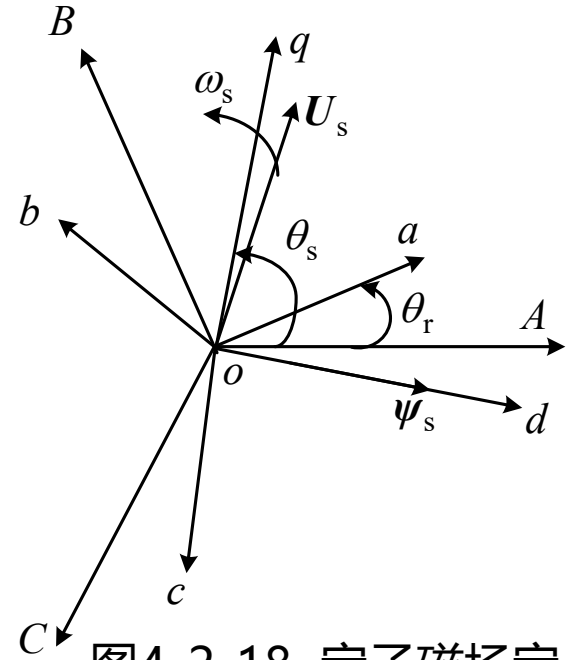


图4-2-18 定子磁场定向同步旋转坐标系

- 因此，在定子磁场定向的情况下，在同步旋转坐标系中双馈电机的数学模型可**重新写为**

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

$$\begin{bmatrix} u_{sq} \\ u_{sd} \\ u_{rq} \\ u_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & \omega_{sl} \\ 0 & 0 & -\omega_{sl} & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ \psi_{sd} \\ \psi_{rq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}52)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \psi_s \\ \psi_{rq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}53)$$

由式（4-2-52）、式（4-2-53）可得

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

$$\begin{cases} i_{sq} = -\dfrac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = \dfrac{L_m}{L_s}(i_{ms} - i_{rd}) \\ \psi_s = L_m i_{ms} \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}54)$$

其中，i_{ms}定义为通用励磁电流。

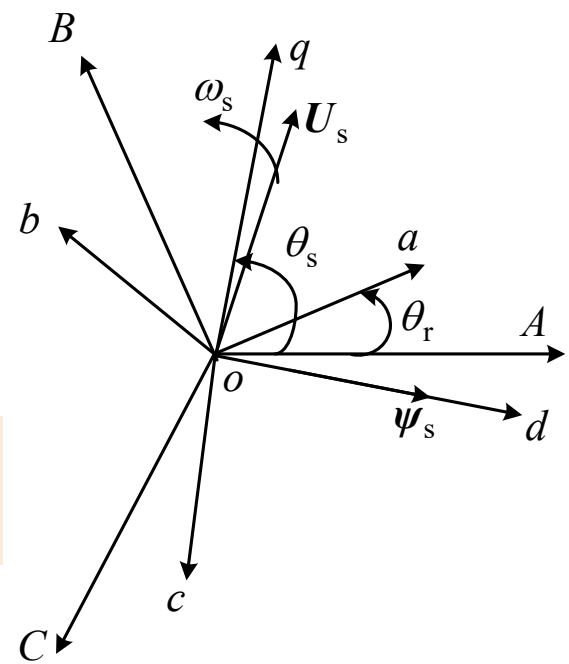


图4-2-18 定子磁场定向同步旋转坐标系

- 将式（4-2-54）代入式（4-2-53）的第三行和第四行可得

$$\begin{cases} \psi_{rq} = (L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) i_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \\ \psi_{rd} = \dfrac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{rd} \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}55)$$

其中，$\sigma = \dfrac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$ 为漏磁系数。

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

■ 将式（4-2-55）代入式（4-2-52）的第三行和第四行得**转子电压方程**

$$\begin{cases} u_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \dfrac{di_{rq}}{dt} + \omega_{sl}\left(\dfrac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}\right) \\ u_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \dfrac{di_{rd}}{dt} - \omega_{sl}\sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}56)$$

■ 双馈电机**转子电流采用PI调节器**，并令PI调节器的传递函数为：$K_{riP} + K_{riI}/s$，若以PI调节器来控制式（4-2-56）中的转子电流动态项，而扰动项采用前馈补偿算法时，则转子电压控制方程如下

$$\begin{cases} u_{rq} = \left(K_{irP} + \dfrac{K_{irI}}{s}\right)(i_{rq}^* - i_{rq}) + \omega_{sl}\left(\dfrac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{rd}\right) \\ u_{rd} = \left(K_{irP} + \dfrac{K_{irI}}{s}\right)(i_{rd}^* - i_{rd}) - \omega_{sl}\sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}57)$$

其中，K_{riP}、K_{riI}为转子电流内环**比例**调节增益和**积分**调节增益；i_{rq}^*、i_{rd}^*分别为转子电流q轴分量、d轴分量的指令值。

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

■ 整理得:

$$s\begin{bmatrix} i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_r}[R_r + (K_{irP} + \frac{K_{irI}}{s})] & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_r}[R_r + (K_{irP} + \frac{K_{irI}}{s})] \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} + (K_{irP} + \frac{K_{irI}}{s})\begin{bmatrix} i_{rq}^* \\ i_{rd}^* \end{bmatrix} \quad (4\text{-}2\text{-}58)$$

（4-2-59）

式（4-2-58）表明：采用式（4-2-57）中的前馈补偿算法后，使双馈电机转子电流内环实现了d、q轴的解耦控制。

■ 将式（4-2-54）、式（4-2-55）代入双馈电机的**转矩方程**，可得基于定子磁场定向的同步旋转坐标系中**双馈电机电磁转矩表达式**为

$$T_e = 1.5 n_p \psi_{sd} i_{sq} = 1.5 n_p L_m i_{ms} i_{sq} = 1.5 n_p L_m i_{ms}(-\frac{L_m}{L_s} i_{rq}) = -1.5 n_p \frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} i_{rq} \quad (4\text{-}2\text{-}59)$$

分析式（4-2-59）表明： 双馈电机在其定子磁场不变，即i_{ms}恒定的情况下，其电磁转矩的大小与转子电流q轴分量成正比。

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

■ 将式（4-2-54）代入双馈电机的功率方程，忽略定子电阻的情况下有:

$$\begin{cases} P_s = -\dfrac{3}{2}\dfrac{L_m}{L_s} u_{sq} i_{rq} \\ Q_s = \dfrac{3}{2}\dfrac{L_m}{L_s} u_{sq}(i_{ms} - i_{rd}) \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}60)$$

式（4-2-60）表明：利用**转子电流q轴分量i_{rq}控制**双馈电机**电磁转矩**的同时也控制了定子侧**有功功率**，定子侧**无功功率**的调节可通过**转子电流的d轴分量i_{rd}**进行控制，相应指令值i_{rd}^*取决于系统的定子电压和无功控制要求。

■ 当双馈电机进行调速控制时，通常采用速度外环和电流内环的双闭环控制，若速度外环采用PI调节器，则由**运动方程**推导出双馈电机电磁转距的控制方程为

$$T_e^* = (K_{nP} + \frac{K_{nI}}{s})(n^* - n) \quad (4\text{-}2\text{-}61a)$$

其中，K_{nP}、K_{nI}分别为**速度外环**的**比例调节增益**和**积分调节增益**；n^*为双馈电机的**转速指令值**。

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

- 将（4-2-61a）表述成电流指令的形式，即

$$i_{rq}^{*}=-\frac{2}{3}\frac{L_{s}}{n_{p}L_{m}^{2}i_{ms}}(K_{nP}+\frac{K_{nI}}{s})(n^{*}-n) \qquad (4\text{-}2\text{-}61b)$$

- 对于**定子电压模型法**，即将检测到的定子电压、定子电流经三相静止到两相静止坐标系的Clark变换，再由**双馈电机的定子电压方程**，即可求出两相静止$\alpha\beta$坐标系中定子磁链的α分量Ψ_{α}和β分量Ψ_{β}，即

$$\begin{cases}\psi_{s\alpha}=\int(u_{s\alpha}-R_{s}i_{s\alpha})\mathrm{d}t\\ \psi_{s\beta}=\int(u_{s\beta}-R_{s}i_{s\beta})\mathrm{d}t\end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}62)$$

- 对于**定转子电流模型法**，即将检测到的定子电流、转子电流经三相静止到两相静止坐标系的Clark变换，再由**双馈电机的磁链方程**，即可求出两相静止$\alpha\beta$坐标系中定子磁链的α分量Ψ_{α}和β分量Ψ_{β}，即

$$\begin{cases}\psi_{s\alpha}=L_{s}i_{s\alpha}+L_{m}i_{r\alpha}\\ \psi_{s\beta}=L_{s}i_{s\beta}+L_{m}i_{r\beta}\end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}63)$$

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

■ 于是，有

$$\begin{cases} \psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \theta_s = \tan^{-1}\left(\dfrac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}64)$$

◆ 相对于**定子电压模型**而言，**定转子电流模型法**可以**避免积分**或者**准积分运算**，但定转子电流模型法也有自身的缺陷，因此**定子磁场通常可以采用准积分电压模型法获得**，其准积分模型的表达式为

$$G_{bp}(s) = \frac{s}{s^2 + 3\pi s + 2\pi^2} \quad (4\text{-}2\text{-}65)$$

上式所表达的准积分环节与纯积分环节的特性对比如图4-2-19所示。

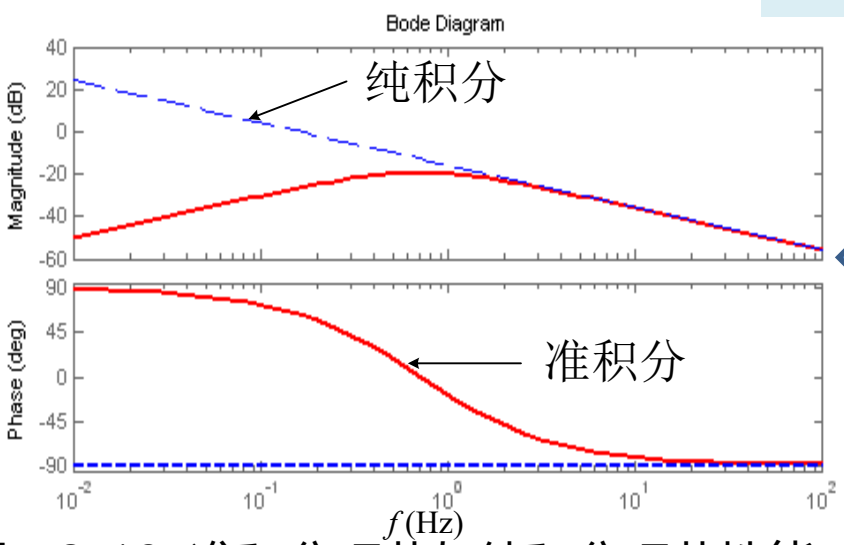


图4-2-19 准积分环节与纯积分环节性能对比

准积分环节对于**高频交流部分**具有与纯积分环节相同的特性，而对**低频部分**，准积分滤波器具有较好的**直流分量滤除性能。**

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

1. 基于定子磁场定向的矢量控制

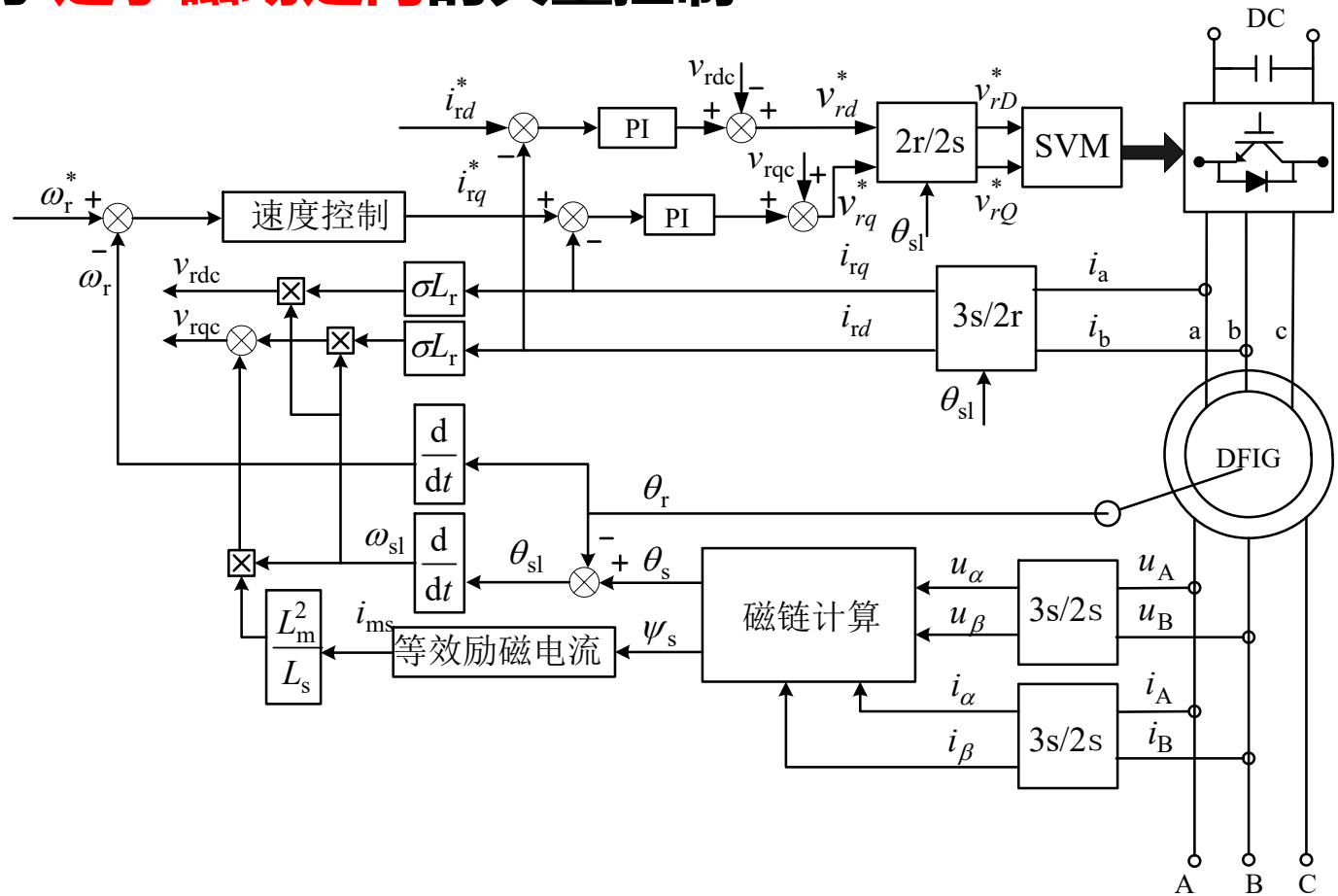


图4-2-20 基于定子磁场定向的双馈电机矢量控制并网发电系统结构

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于定子电压定向的矢量控制

- 采用**磁场定向**的矢量控制策略对双馈电机实施控制时：磁链观测的准确性不高，双馈电机定子侧有功功率和无功功率之间存在着耦合，影响控制系统的稳定性。

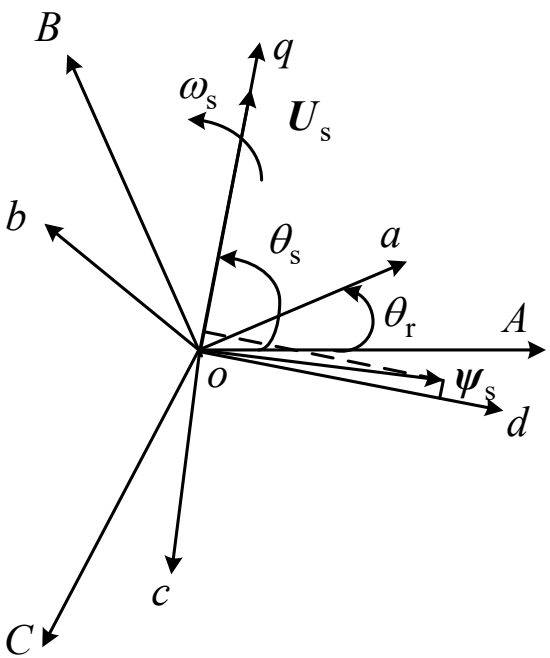


图4-2-21 定子电压定向同步旋转坐标系

基于定子电压定向（或称**电网磁连定向**）是将同步旋转坐标系的**q轴**与**定子电压矢量重合**，顺时针旋转90°的方向为**d轴方向**，并且dq坐标系与电压矢量以相同的速度旋转，如图4-2-21所示。

- 与定子磁链定向类似，在**定子电压定向**系统中，同步旋转坐标系的**旋转角度**，可以用静止坐标系下定子电压矢量表示，即:

$$\theta_s = \angle \boldsymbol{U}_s^s \qquad (4\text{-}2\text{-}66)$$

其中,$\boldsymbol{U}_s^s$为定子静止ABC坐标系下的定子电压矢量。

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于定子电压定向的矢量控制

- 在定子电压矢量定向的dq同步旋转坐标系中，采用与定子磁链矢量定向相同的矢量定义方法，则在dq同步旋转坐标系中的**定子电压矢量**可描述为：

$$\mathbf{U}_{sdq} = \mathbf{U}_{s}^{s} e^{-j\hat{\theta}_s} = u_s e^{-j\tilde{\theta}_s} \qquad (4\text{-}2\text{-}67)$$

其中: $\boldsymbol{U}_{sdq}$为dq同步旋转坐标系的磁链矢量；u_s为定子磁链的幅值。

- 同步旋转坐标系准确定向情况下，$\tilde{\theta}_s$ =0，式（4-2-67）可改写为

$$\boldsymbol{U}_{sdq} = u_s \qquad (4\text{-}2\text{-}68)$$

- 式（4-2-68）表明，在定子电压矢量定向的同步旋转坐标系中，定子电压矢量恰好位于该坐标系的q 轴上，即

$$\begin{cases} u_{sq} = u_s \\ u_{sd} = 0 \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}69)$$

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于**定子电压定向**的矢量控制

- 在定子静止坐标系中，若**忽略定子电阻**，则**定子电压**与**定子磁链间**的关系为

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{s}}=\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{s}}}{\mathrm{d}t} \qquad (4\text{-}2\text{-}70)$$

- 在同步旋转坐标系中，式（4-2-70）可描述为

$$\boldsymbol{U}_{sdq}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{s}}\boldsymbol{\Psi}_{sdq} \qquad (4\text{-}2\text{-}71)$$

以上分析表明，在**忽略定子电阻**的情况下，双馈电机的**定子电压矢量超前**于**定子磁链矢量**，因此，基于定子电压矢量定向的同步旋转坐标系与基于定子磁链定向的同步旋转坐标系具有**统一性**。

- 双馈电机**定子电压方程**在定子电压矢量定向的同步旋转坐标系中可重新写为

$$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{s}} \\ 0 \\ u_{\mathrm{rq}} \\ u_{\mathrm{rd}} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_{\mathrm{s}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{\mathrm{s}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{\mathrm{r}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{\mathrm{r}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{sq}} \\ i_{\mathrm{sd}} \\ i_{\mathrm{rq}} \\ i_{\mathrm{rd}} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \mathrm{p} & \omega_{\mathrm{s}} & 0 & 0 \\ -\omega_{\mathrm{s}} & \mathrm{p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{p} & \omega_{\mathrm{sl}} \\ 0 & 0 & -\omega_{\mathrm{sl}} & \mathrm{p} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{sq}} \\ \psi_{\mathrm{sd}} \\ \psi_{\mathrm{rq}} \\ \psi_{\mathrm{rd}} \end{bmatrix} \qquad (4\text{-}2\text{-}72)$$

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于定子电压定向的矢量控制

- 由双馈电机的**定子磁链方程**可得

$$\begin{cases} i_{sq} = \dfrac{1}{L_s}\psi_{sq} - \dfrac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = \dfrac{1}{L_s}\psi_{sd} - \dfrac{L_m}{L_s} i_{rd} \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}73)$$

- 在将式（4-2-73）代入到双馈电机的**转子磁链方程**，可得

$$\begin{cases} \psi_{rq} = (L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) i_{rq} + \dfrac{L_m}{Ls}\psi_{sq} \\ \psi_{rd} = (L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) i_{rd} + \dfrac{L_m}{Ls}\psi_{sd} \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}74)$$

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于定子电压定向的矢量控制

■ 将式（4-2-74）代入式（4-2-72）得

$$\begin{cases} u_{rq} = (R_r + \dfrac{L_m^2}{L_s^2} R_s) i_{rq} + (L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) \dfrac{di_{rq}}{dt} + \dfrac{L_m}{L_s} u_s - \dfrac{L_m}{L_s} (\dfrac{R_s}{L_s} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd}) + \omega_{sl} (L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) i_{rd} \\ u_{rd} = (R_r + \dfrac{L_m^2}{L_s^2} R_s) i_{rd} + (L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) \dfrac{di_{rd}}{dt} - \dfrac{L_m}{L_s} (\dfrac{R_s}{L_s} \psi_{sd} + \omega_r \psi_{sq}) - \omega_{sl} (L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) i_{rq} \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}75)$$

■ 双馈电机，尤其是MW级大功率双馈电机，其**定子电阻**与其**感抗**相比通常可以忽略，因此，忽略定子电阻时，式（4-2-75）在可简化为

$$\begin{cases} u_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \dfrac{di_{rq}}{dt} + \dfrac{L_m}{L_s} u_s - \dfrac{L_m}{L_s} \omega_r \psi_{sd} + \omega_{sl} \sigma L_r i_{rd} \\ u_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \dfrac{di_{rd}}{dt} - \dfrac{L_m}{L_s} \omega_r \psi_{sq} - \omega_{sl} \omega_{sl} \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}76)$$

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于定子电压定向的矢量控制

- 在定子电压矢量定向情况下，双馈电机定子侧**有功功率**和**无功功率**的表达式为

$$\begin{cases} P_s = \dfrac{3}{2} u_s i_{sq} \\ Q_s = \dfrac{3}{2} u_s i_{sd} \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}77)$$

- 将式（4-2-73）代入式（4-2-77）得

$$\begin{cases} P_s = \dfrac{3}{2} \dfrac{1}{L_s} u_s (\psi_{sq} - L_m i_{rq}) \\ Q_s = \dfrac{3}{2} \dfrac{1}{L_s} u_s (\psi_{sd} - L_m i_{rd}) \end{cases} \qquad (4\text{-}2\text{-}78)$$

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于定子电压定向的矢量控制

- 采用与定子磁链定向双馈电机矢量控制策略相类似的方法，将扰动项前馈补偿控制后，若采用PI调节器对式（4-2-76）中转子电流动态项进行控制时，双馈电机的转子电压控制方程可表述为：

$$\begin{cases} u_{rq}^{*} = (K_{irP} + \dfrac{K_{irI}}{s})(i_{rq}^{*} - i_{rq}) + u_{rqc} \\ u_{rd}^{*} = (K_{irP} + \dfrac{K_{irI}}{s})(i_{rd}^{*} - i_{rd}) - u_{rdc} \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}79)$$

其中，

$$\begin{cases} u_{rqc} = \dfrac{L_m}{L_s} u_s - \dfrac{L_m}{L_s}(\dfrac{R_s}{L_s}\psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd}) + \omega_{sl}(L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) i_{rd} \\ u_{rdc} = \dfrac{L_m}{L_s}(\dfrac{R_s}{L_s}\psi_{sd} + \omega_r \psi_{sq}) + \omega_{sl}(L_r - \dfrac{L_m^2}{L_s}) i_{rq} \end{cases} \quad (4\text{-}2\text{-}80)$$

4.2.4 双馈型风电变流器的控制策略

2. 基于定子电压定向的矢量控制

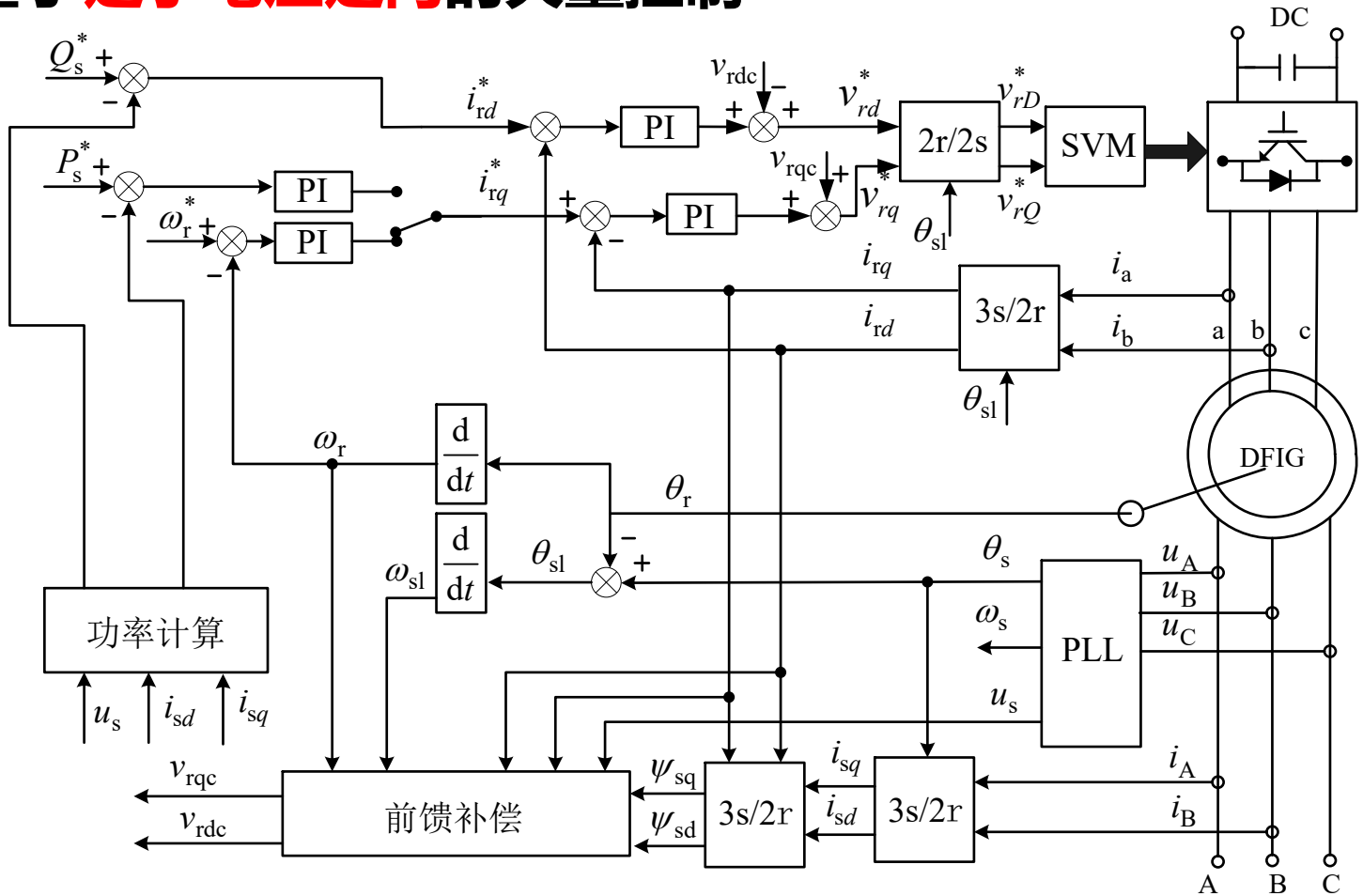


图4-2-22 双馈电机定子电压定向控制结构图