



第4章 风电变流器及其控制

4.1

风力发电系统概述

4.2

双馈型风力发电机及其变流器控制

4.3

全功率型风电变流器及其控制



4.3全功率型风电变流器及控制

4.3.1

永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

4.3.2

永磁同步全功率风电变流器控制策略

4.3.2

异步全功率型风力发电机及其变流器控制

4.3.3

异步全功率型风电变流器控制策略



4.3全功率型风电变流器及控制

4.3.1

永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

4.3.2

永磁同步全功率风电变流器控制策略

4.3.2

异步全功率型风力发电机及其变流器控制

4.3.3

异步全功率型风电变流器控制策略



4.3.1 永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

1. 概述

- 全功率型风力发电机的突出特征是发电机与电网之间通过风电变流器联接，从而实现了发电机与电网的**解耦**。其发电机主要包括**永磁同步发电机、电励磁同步发电机以及笼型异步发电机**等。
- 电力电子技术的发展使得大功率变流器的**成本不断降低，可靠性和技术成熟度不断提高**；
- 大规模风力发电的开发利用使得风力发电的电网**兼容性问题**日渐突出，相对与双馈型风力发电机而言，全功率型风力发电机因全功率变流器的引入使得发电机与电网完全隔离，进而使其具有更好的电网兼容性；
- 商业化运行的双馈风力发电机依然采用**有刷**双馈电机，**电刷的运行维护**限制了其在海上风电场的应用；
- 全功率型风力发电机可以获得**更大的调速范围**，进而可以获得更好的风况适应性；
- **多级式低速永磁同步电机的成功研制**，可以实现风力发电机的**无齿轮设计**，进一步促进了全功率型风力发电机的发展。

4.3.1 永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

2. 永磁同步直驱风力发电机的机舱结构

- 基于永磁同步发电机设计的风力发电机多采用**无齿轮箱的直驱式**设计方案。这种直驱式设计方案将发电机转子与风力机转子直接相连接，永磁同步发电机采用**多级低速设计**，由于省去了变速齿轮箱，其整机运行效率高、故障率低。
- 图4-3-2所示为Enercon E126全功率永磁同步直驱风力发电机的机舱结构示意图。



01—桨叶，02—轮毂，
03—桨叶安装匹配接口，
04—低速永磁同步发电机，
05—支撑点，06—偏航控制结构



4.3.1 永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

3. 永磁同步直驱型风力发电系统拓扑分类

永磁同步直驱型
风力发电系统拓扑

基于**两电平**背靠背变流器的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

基于**三电平**背靠背变流器的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

基于**机侧不控整流**的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

4.3.1 永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

3. 永磁同步直驱型风力发电系统拓扑分类

■ 基于两电平背靠背变流器的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

全功率型风力发电机所需变流器容量相对较大，必要时需采用多变流器并联和多电平拓扑结构。在商用低压大功率风力发电系统中，其变流器拓扑通常采用两电平背靠背变流器拓扑设计。

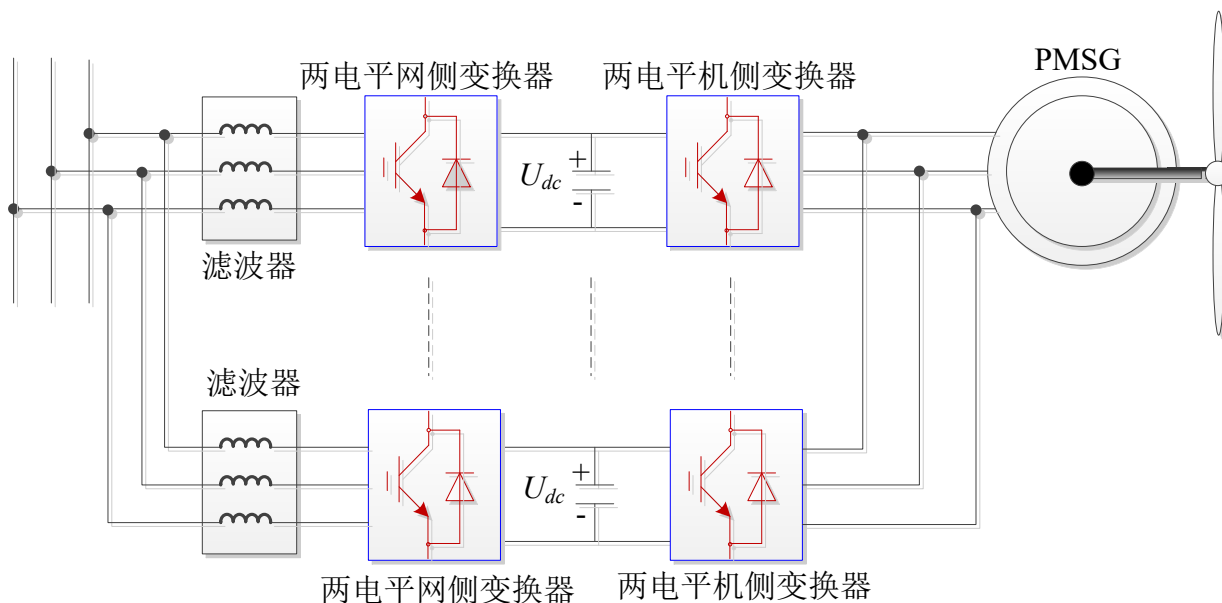


图4-3-1 基于两电平背靠背变流器的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

4.3.1 永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

3. 永磁同步直驱型风力发电系统拓扑分类

■ 基于三电平背靠背变流器的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

随着风力发电机组容量的不断增加，低压系统已不能满足工程设计要求，中压全功率型风力发电技术得以发展起来(额定电压3300V，额定发电功率一般在3MW以上)，其拓扑通常采用二极管箝位型三电平变流器拓扑设计。

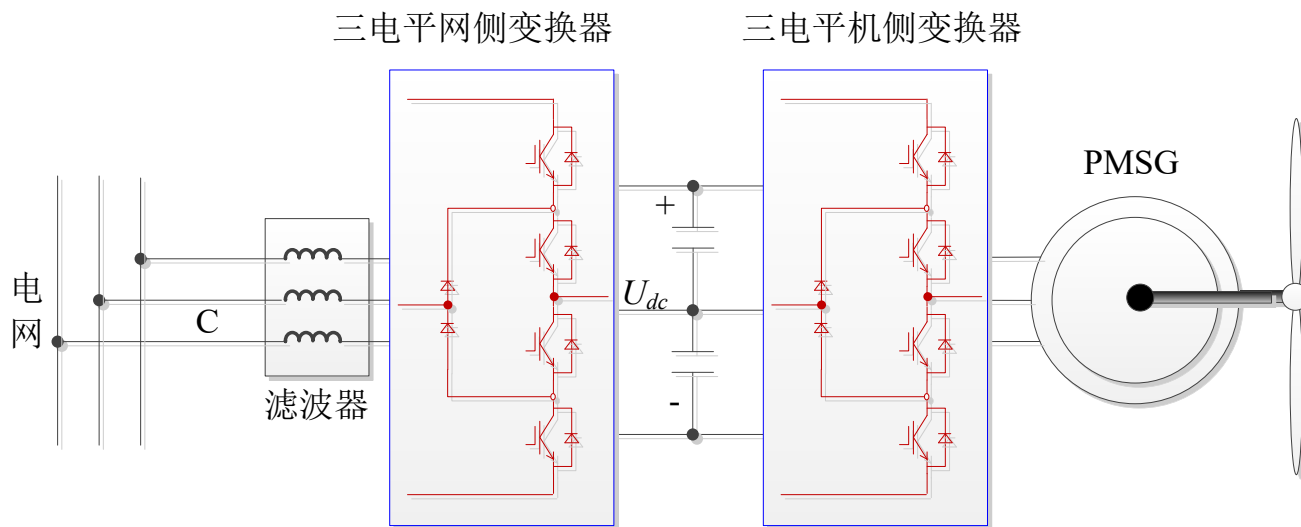


图 4-3-3 基于三电平背靠背变流器的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

4.3.1 永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

3. 永磁同步直驱型风力发电系统拓扑分类

■ 基于机侧不控整流的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑

在风力发电系统中，由于能量流动方向通常是由**发电机流向电网**，一般**无需双向能量流控制**。为了降低变流器成本，减小系统控制复杂度，其机侧可采用不控整流器代替可控制整流器，为了满足并网控制时的直流电压控制要求，这种不控整流器输出一般需要增加一级**升压变换器**（Boost变换器）。

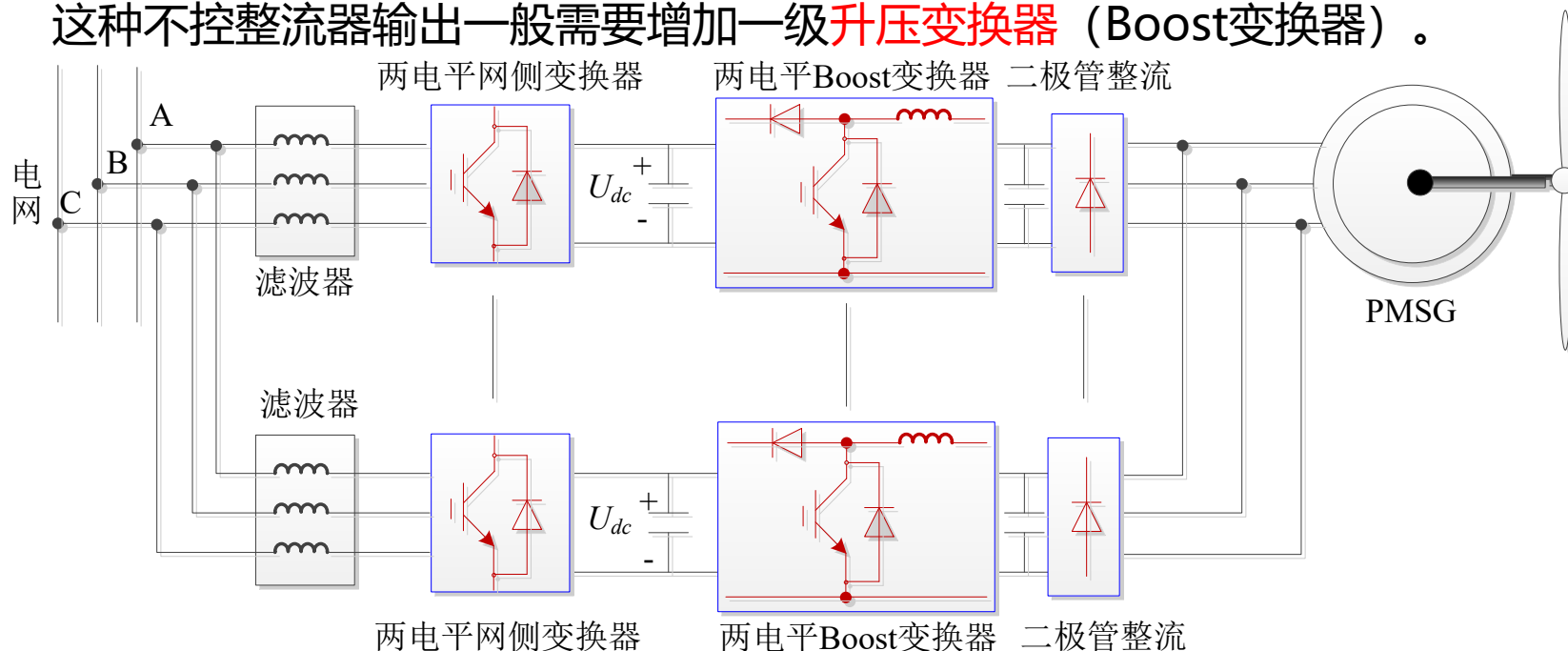


图 4-3-4 基于机侧不控整流的永磁同步直驱型风力发电系统拓扑



4.3全功率型风电变流器及控制

4.3.1

永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

4.3.2

永磁同步全功率风电变流器控制策略

4.3.2

异步全功率型风力发电机及其变流器控制

4.3.3

异步全功率型风电变流器控制策略



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

- 在**转子磁链定向**的同步旋转dq坐标系中，永磁同步电机的数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (4-3-1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-3-2)$$

其中， u_d 和 u_q 为同步旋转dq坐标系上的**定子电压**， i_d 和 i_q 为同步旋转dq坐标系上的**定子电流**， L_d 和 L_q 分别为dq轴**定子电感**， R_s 为定子电阻， ψ_f 为**永磁体磁链**， ω_r 为**电角速度**， p 是**微分算子**， ψ_{sd} 和 ψ_{sq} 分别为同步旋转dq坐标系上的定子磁链。



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

■ 对式(4-3-1)进行坐标变换


$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$


同步旋转dq坐标系

(坐标转化)



两相静止αβ坐标系


$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$




4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

■ 将式(4-3-1)转换到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系上, 得

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + (L_s(\theta_r) p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}) + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-3)$$

其中, u_α 和 u_β 分别为两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中的**定子电压**, i_α 和 i_β 分别为两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中的定子电流, $L_s(\theta_r)$ 为**电感矩阵**。

■ **电感矩阵** $L_s(\theta_r)$
可描述为

$$L_s(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_0 + \Delta L \cos 2\theta_r & \Delta L \sin 2\theta_r \\ \Delta L \sin 2\theta_r & L_0 - \Delta L \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-4)$$

其中, L_0 为均值电感, ΔL 为差值电感。

■ L_0 为均值电感, ΔL 为差值电感可
分别用交、直轴电感表示为

$$\begin{cases} L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \\ \Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \end{cases} \quad (4-3-5)$$



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

■ 在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系上，定子磁链为

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int (u_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt \\ \int (u_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt \end{bmatrix} \quad (4-3-6)$$

其中， $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$ 为两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中的**定子磁链**。

■ 联立式(4-3-3)和(4-3-6)可得

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = L_s(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-7)$$



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

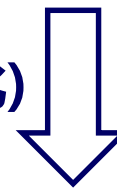
■ 对于**表贴式永磁同步电机**，由于， $L_d = L_q = L_s$ ，(4-3-3)可化简

(简化) 

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + (L_s(\theta_r) p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}) + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-3)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-8)$$

■ 同样的，对式 (4-3-7) 也可以进行化简

(简化) 

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = L_s(\theta_r) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-7)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-9)$$



4.3.2 永磁同步电机

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (4-3-1)$$

1. 永磁同步电机数学模型

◆ 由式(4-3-1)可知，**插入式**永磁同步电机和**表贴式**永磁同步电机在同步旋转坐标系上数学模型的**本质区别**在于：**表贴式永磁同步电机**因其**交、直轴电感相等**而使其系数矩阵具有**对称性**。**插入式永磁同步电机**系数矩阵是**不对称的**，这导致在两相静止坐标系中的永磁同步电机数学模型其**电感矩阵**中存在转子位置角度的**2倍频分量**。

◆ 通过对式(4-3-1)中系数矩阵进行对称性改造，使其对称性不受交、直轴电感相等与否的影响。基于这一思想，可将**永磁电机的状态方程重新表述**为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f + (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) \end{bmatrix} \quad (4-3-10)$$

■ 此时可得两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系上**插入式永磁同步电机**的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_d & \omega_r (L_d - L_q) \\ -\omega_r (L_d - L_q) & pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + [\omega_r \psi_f + (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q)] \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-11)$$



4.3.2 永磁同步电机

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (4-3-1)$$

1. 永磁同步电机数学模型

■ (4-3-11) 式的最后一项为**扩展反电动势** $e_{k\alpha}$ 和 $e_{k\beta}$ ，其表达式为：

$$\begin{bmatrix} e_{k\alpha} \\ e_{k\beta} \end{bmatrix} = \left[\omega_r \psi_f + (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) \right] \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-12)$$

对比式(4-3-3)和式(4-3-12)可知，基于**扩展反电动势**的插入式永磁同步电机的数学模型**得到简化**，主要体现在其**电感矩阵**不再含有转子位置角的**2倍频分量**，与表贴式永磁同步电机表达式相似，只有反电动势 $e_{k\alpha}$ 和 $e_{k\beta}$ 项中包含转子位置信息。

■ 实际上，为将式 (4-3-1) 所示的状态方程系数矩阵表示成**对称形式**，也可将电压方程写成如下形式。

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_q & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d - L_q)p i_d \\ \omega_r [\psi_f + (L_d - L_q)i_d] \end{bmatrix} \quad (4-3-13)$$

■ 同样可获得两相静止 $\alpha\beta$ 标系上的数学模型





4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_q & 0 \\ 0 & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + (L_d - L_q)pi_d \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} + \omega_r [\psi_f + (L_d - L_q)i_d] \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-14)$$

■ 将式(4-3-14)后两项合并，可进一步表示为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_q & 0 \\ 0 & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \left([\psi_f + (L_d - L_q)i_d] \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \right) \quad (4-3-15)$$

■ 显然，式(4-3-15)最后一项可看作为插入式永磁同步电机**等效转子磁链**，将其**定义**为**有效磁链** ψ_α 和 ψ_β ，即

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \psi_a \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-3-16)$$

其中， ψ_a 表示有效磁链幅值，即

$$\psi_a = \psi_f + (L_d - L_q)i_d \quad (4-3-17)$$



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

■ 根据定义的有效磁链，式(4-3-15)可进一步简化表示

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_q & 0 \\ 0 & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \left(\left[\psi_f + (L_d - L_q)i_d \right] \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \right) \quad (4-3-15)$$

↓
(简化)

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_q & 0 \\ 0 & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (4-3-18)$$

■ 此时，定子磁链可表示为：

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (4-3-19)$$

对比表明，**有效磁链概念**的引入使得两种结构的永磁电机数学模型在**形式上得到了统一**。进一步研究表明，基于**有效磁链的概念还可以统一所有交流电机的数学模型**，如异步电机、永磁同步电机、磁阻电机等。

4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

1. 永磁同步电机**数学模型**

基于**有效磁链**的概念，可得插入式PMSG的相量图，如图2.1所示。

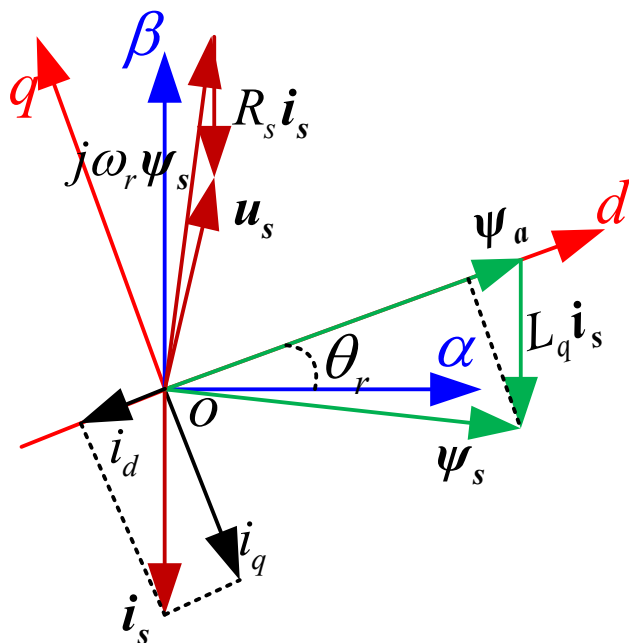


图4-3-5 基于有效磁链的插入式永磁同步发电机相量图

4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

2. 永磁同步电机矢量控制

永磁同步全功率型风力发电变流器控制：**网侧变流器**的控制策略可以参见并网逆变器章节内容，**机侧变流器**控制策略讨论如：

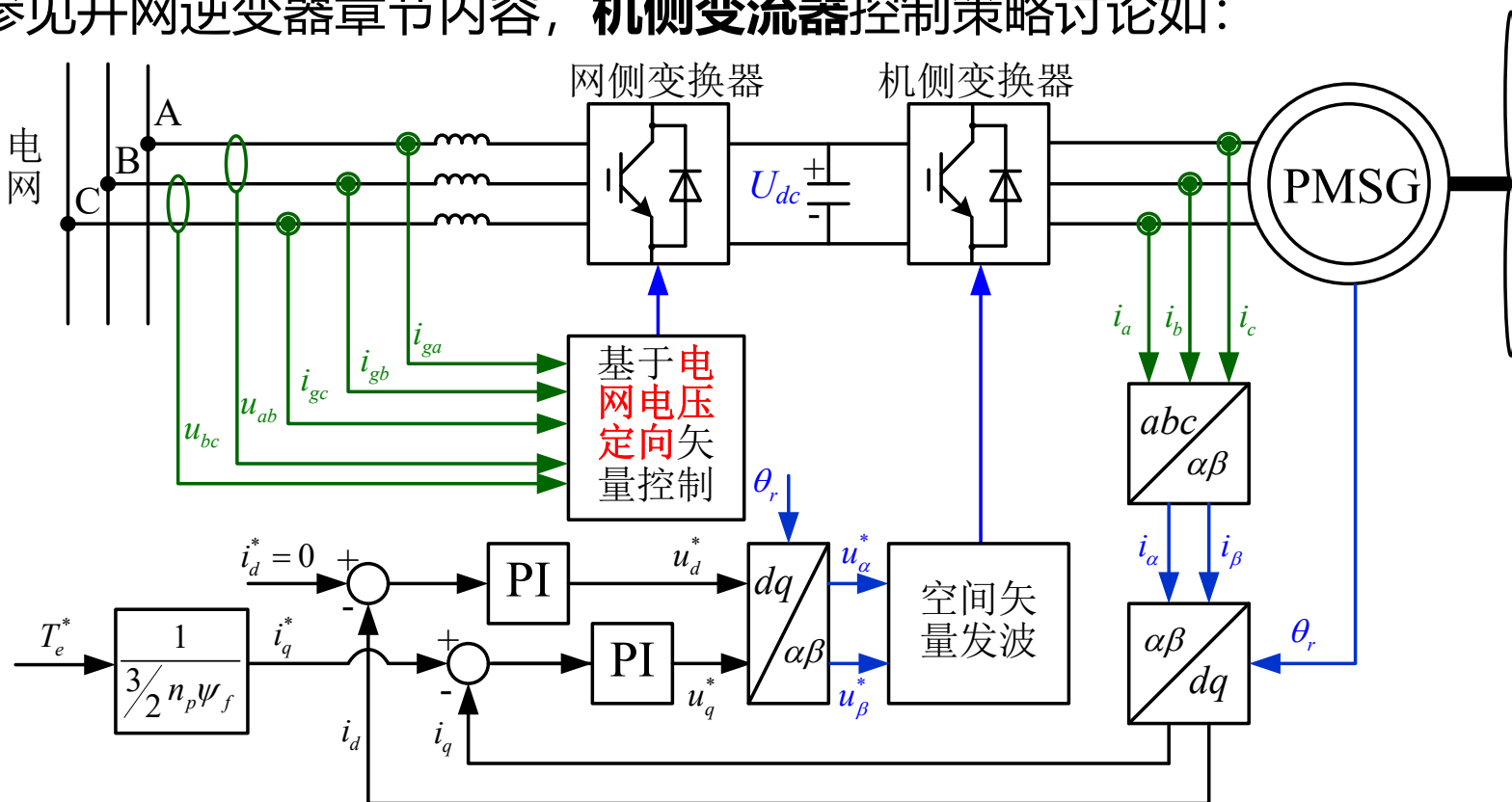


图4-3-6 永磁同步全功率型风力发电变流器控制结构



4.3.2 永磁同步电机

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (4-3-1)$$

3. 永磁同步电机的矢量控制原理

与前述双馈电机矢量控制类似，永磁同步电机依然可以采用矢量控制策略，对其运行状态进行控制。考虑到**表贴式永磁同步电机**是插入式永磁同步电机的**特殊形式**，以下主要讨论**插入式永磁同步电机**。

■ 由式 (4-3-1) 可将永磁同步电机定子电压方程重新表述为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d s i_d - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q s i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (4-3-20)$$

■ d、q轴控制通道之间存在**交叉耦合项**，可类似地采用前馈解耦的方式进行电流环的设计。

$$\begin{cases} u_d^* = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \omega_r L_q i_q \\ u_q^* = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (4-3-21)$$

4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

3. 永磁同步电机的矢量控制原理

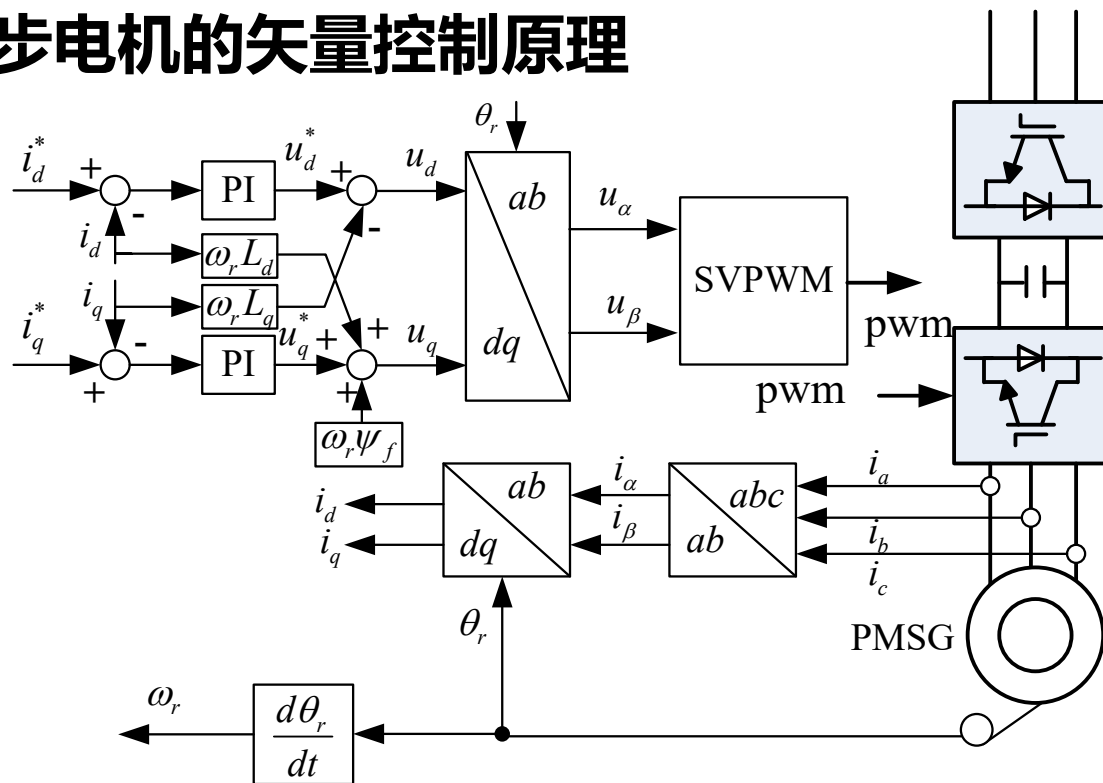


图4-3-7 永磁同步电机矢量控制中电流环解耦控制结构

电流环的**指令电流**通常由风力发电机主控制系统下发的**功率**或**转矩**指令换算而得，通常基于**两种模式**进行转矩—电流指令的换算，即 **$i_d = 0$ 控制模式**和**最大转矩电流比**（MTPA）控制模式。



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

3. 永磁同步电机的矢量控制原理

■ 永磁同步电机的**电磁转矩方程**可描述为：

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (4-3-22)$$

电磁转矩 T_e 由 i_d 、 i_q 两个分量共同决定。如果使定子电流合成矢量位于q轴，而**使d轴电流分量为0**，则定子电流全部用来产生转矩，使永磁同步电机具有和**传统他励直流电机类似的运行性能**。

■ 电磁转矩方程可进一步表示为

$$T_{em} = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \quad (4-3-23)$$

对插入式永磁同步电机而言，该控制方案由于没有利用其插入特性所产生的磁阻转矩，因此限制了电机的出力能力。为此，可对插入式永磁同步电机采用**最大转矩电流比控制**，其本质就是通过合理配置 i_d 、 i_q 值，使永磁同步电机能够获得**单位电流控制时最大电磁转矩和电磁功率输出**。



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

3. 永磁同步电机的矢量控制原理

- 若定子电流相量与d轴（转子磁链方向）的夹角（即称为**功角**）为 δ ，则定子电流d、q轴分量可表示为

$$\begin{cases} i_d = i_s \cos \delta \\ i_q = i_s \sin \delta \end{cases} \quad (4-3-24)$$

- 此时，电磁转矩也可表示为**功角** δ 的函数，即

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \left[\psi_f i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\delta \right] \quad (4-3-25)$$

对**表贴式**永磁同步电机而言，由于其交、直轴电感相等，因而当**功角为90°**时即可获的**单位电流最大转矩控制**。而对于**插入式**永磁同步电机而言，由于其交、直轴电感不相等，因此式（4-3-25）中等式右边第二项（磁阻转矩）不为0，从而使得**最大转矩电流比控制的实现更加复杂**。



$$4.3.2 \quad T_e = \frac{3}{2} p_n \left[\psi_f i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\delta \right] \quad (4-3-25)$$

3. 永磁同步电机的矢量控制原理

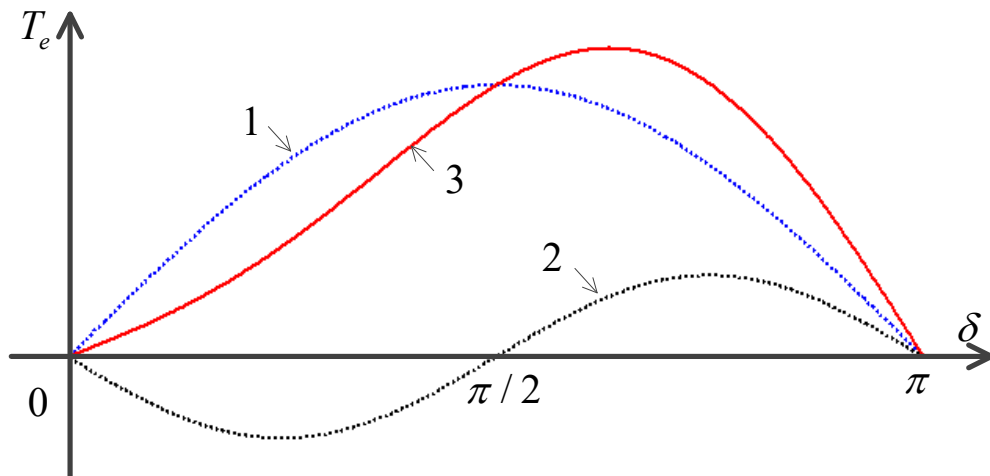


图4-3-8 插入式永磁同步电机转矩随功角的变化

■ 通过对式 (4-3-25) 计算, 可以获得按给定定子电流幅值 i_s 控制的最大转矩输出时所对应的功角, 进而计算出交、直轴电流分量, 即

$$i_d = \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_s^2}}{4(L_q - L_d)} \quad (4-3-26)$$

- 图中, **曲线1**对应式 (4-3-25) 等式**右边第一项**, 相当于表贴式永磁同步电机转矩随功角的变化特性, **曲线2**对应式 (4-3-25) 等式右边第二项, 是插入式永磁同步电机的插入特性所产生的**磁阻转矩**, **曲线3**为插入式永磁同步电机的合成转矩随功角 δ 的变化关系。
- 对插入式永磁电机而言, **当功角大于 $\pi/2$ 时, 就能够获得单位电流控制时的最大转矩输出特性。**

$$i_q = \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \quad (4-3-27)$$



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

4. 永磁同步电机的弱磁控制

◆ 当永磁同步电机运行于**额定速度以下**时，其端电压**小于**额定电压。而当永磁同步电机运行转速**超过额定转速**时，若不进行弱磁控制，其端电压会**超过额定电压**，甚至超出变流器所设计的电压输出能力，造成电机失控。

■ 为使变流驱动系统能安全可靠运行，其**电流不能超过变流器的最大输出电流**，即

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{s\max}^2 \quad (4-3-28)$$

其中， $i_{s\max}$ 为变流器输出电流最大值。

■ 对于定子电压其限制一般为变流器设计输出的最大电压。在忽略定子电阻 R_s 的稳态情况下，**定子电压幅值**可表示为

$$u_d^2 + u_q^2 = \left(\omega_r L_q i_q \right)^2 + \left(\omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \right)^2 \quad (4-3-29)$$

■ 电压限制可表示为



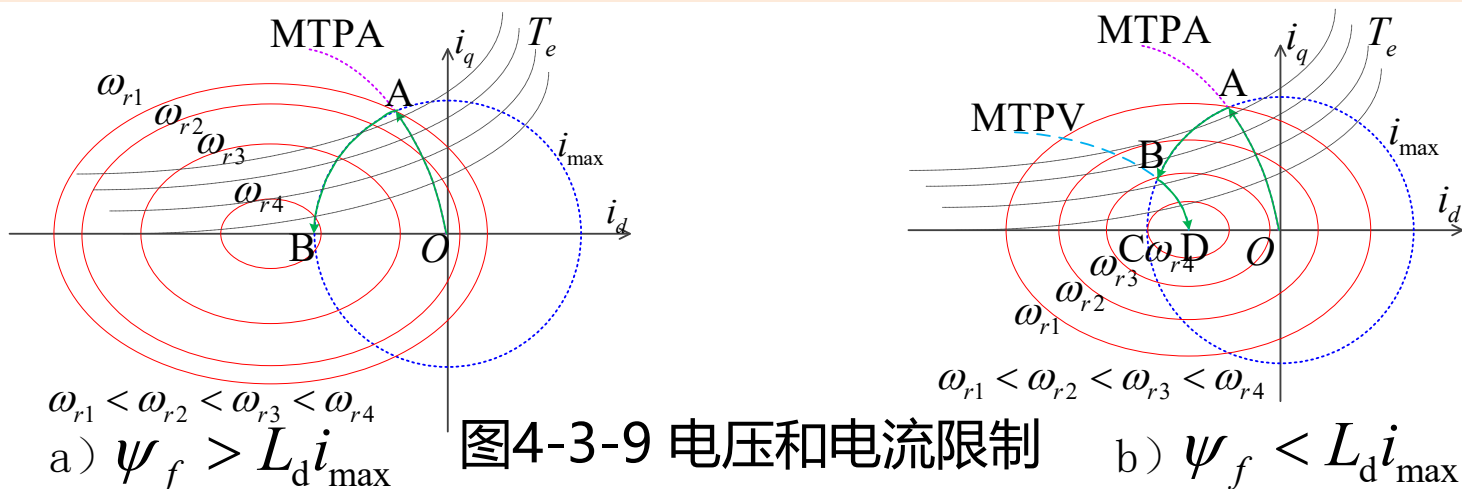
4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

4. 永磁同步电机的弱磁控制

$$\left(\frac{i_q}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{i_d}{L_q} + \frac{\psi_f}{L_d L_q}\right)^2 < \left(\frac{V_{\max}}{\omega_r L_d L_q}\right)^2 \quad (4-3-30)$$

其中， $V_{\max}$ 一般由变流器**直流电压额定值**决定，如采用SPWM调制，其线性最大输出电压为 $V_{dc}/2$ ，而采用SVPWM调制时，其线性最大输出电压为 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 。

■ 式 (4-3-28) 和式 (4-3-30) 所描述的电流和电压限制边界如下图。





4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

4. 永磁同步电机的弱磁控制

- ◆ 当**转速较低**或者**带载较轻**时，永磁同步电机定子电压**低于**最大电压限制，此时可沿**MTPA**轨迹运行。当电机运行在**A点**时，电机达到最大**转矩**，此时若转速达到了**基准转速 ω_{base}** ，则**电压限制的椭圆边界轨迹**也将交于**A点**。
- ◆ 随着电机转速的增高，电压限制的椭圆边界继续向里收缩，而电流边界轨迹将偏离MTPA边界，沿着**电流限制的圆边界轨迹AB**运行，这一边界区域通常称为“**弱磁一区**”。此时交、直轴的**优化电流分配**转变为

$$i_d = \frac{L_d \psi_f - \sqrt{(L_d \psi_f)^2 + (L_q^2 - L_d^2)(\psi_f^2 + (L_d i_s)^2 - (V_{\max} / \omega_r)^2)}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (4-3-31)$$

$$i_q = \sqrt{i_{\max}^2 - i_d^2} \quad (4-3-32)$$



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

4. 永磁同步电机的弱磁控制

■ 对表贴式永磁同步电机和插入式永磁同步电机其转折基准速度可分别表示为

$$\omega_{base,SPMSM} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{\psi_f^2 + (L_s I_{\max})^2}} \quad (4-3-33)$$

$$\omega_{base,IPMSM} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{(L_d i_{d1} + \psi_f)^2 + (L_q i_{q1})^2}} \quad (4-3-34)$$

■ 对于 $\psi_f > L_d i_{\max}$ 的情况，当电机运行到B点时，若转速再升高，电压限制椭圆和电流限制圆的边界轨迹将没有交点，因此B点是其运行的最高转速点。对表贴式永磁同步电机和插入式永磁同步电机其最高速度可分别表示为

$$\omega_{\max,SPMSM} = \frac{V_{\max}}{\psi_f - L_s I_{\max}} \quad (4-3-35) \quad \omega_{\max,IPMSM} = \frac{V_{\max}}{\psi_f - L_d I_{\max}} \quad (4-3-36)$$



4.3.2 永磁同步全功率风电变流器控制策略

4. 永磁同步电机的弱磁控制

- ◆ 对 $\Psi_f < L_d i_{max}$ 的永磁同步电机，因电压限制的椭圆边界中心位于电流限制的圆边界内部，因此，**理论上转速可以达到无穷大**，也即此时电机转速仅受机械强度限制。当电机运行到图4-3-8 (b) 所示的B点后，将沿MTPV边界轨迹线向电压限制的椭圆边界轨迹的中心移动，此时B点对应的转速称为临界转速 ω_c ，该运行区域通常称为 **“弱磁二区”**。
- ◆ 在“弱磁一区”运行时，电机同时受到电压和电流极限的限制，近似为**恒功率**运行区域；而若随着转速的继续升高，电机进入“弱磁二区”，此时，电机的运行状态受到电压极限限制，输出功率会因电流的减小而降低。受电机制造工艺和成本限制，为满足**宽调速范围**需求，通常需要**弱磁控制**。而对风力发电应用场合而言，因风力机需求的运行范围较窄，一般不会发生“弱磁二区”的工作情况。



4.3全功率型风电变流器及控制

4.3.1

永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

4.3.2

永磁同步全功率风电变流器控制策略

4.3.3

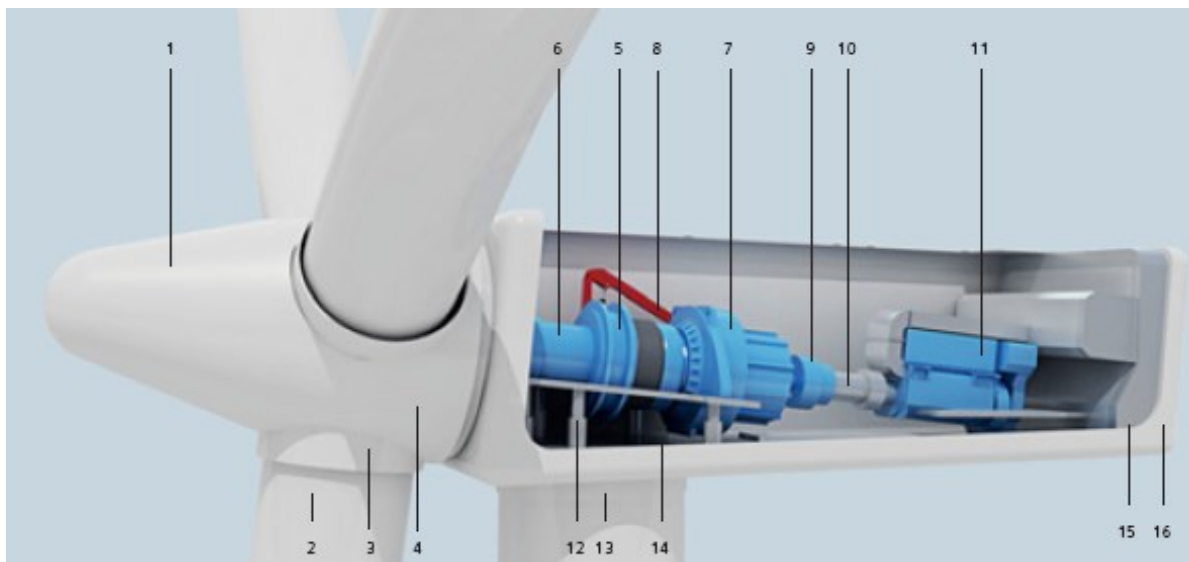
异步全功率型风力发电机及其变流系统

4.3.4

异步全功率型风电变流器控制策略

4.3.3 异步全功率型风力发电机及其变流系统

- ◆ 异步全功率型风力发电机采用**笼型异步电动机**作为发电机，而笼型异步电机（SCIG）具有**技术成熟、价格低廉、免维护**等一些列优点，使得异步全功率型风力发电机在兆瓦级大功率风力发电中得到应用。



- 1.轮毂 2.桨叶
- 3.轮毂支架 4.轴承
- 5.主轴承 6.主轴
- 7.齿轮箱 8.伺服
- 9.制动盘 10.连接器
- 11.发电机 12.偏航齿轮
- 13.塔筒 14.偏航环
- 15.发电机 16.主机盖

图4-3-16西门子SWT-3.6-107型异步全功率型风力发电机机舱结构示意图

4.3.3 异步全功率型风力发电机及其变流系统

- ◆ 与直驱型风力发电机类似，异步全功率型风力发电机也采用**全功率背靠背变流器**作为并网接口，异步发电机和电网之间无耦合，具有较好的电网适应性。

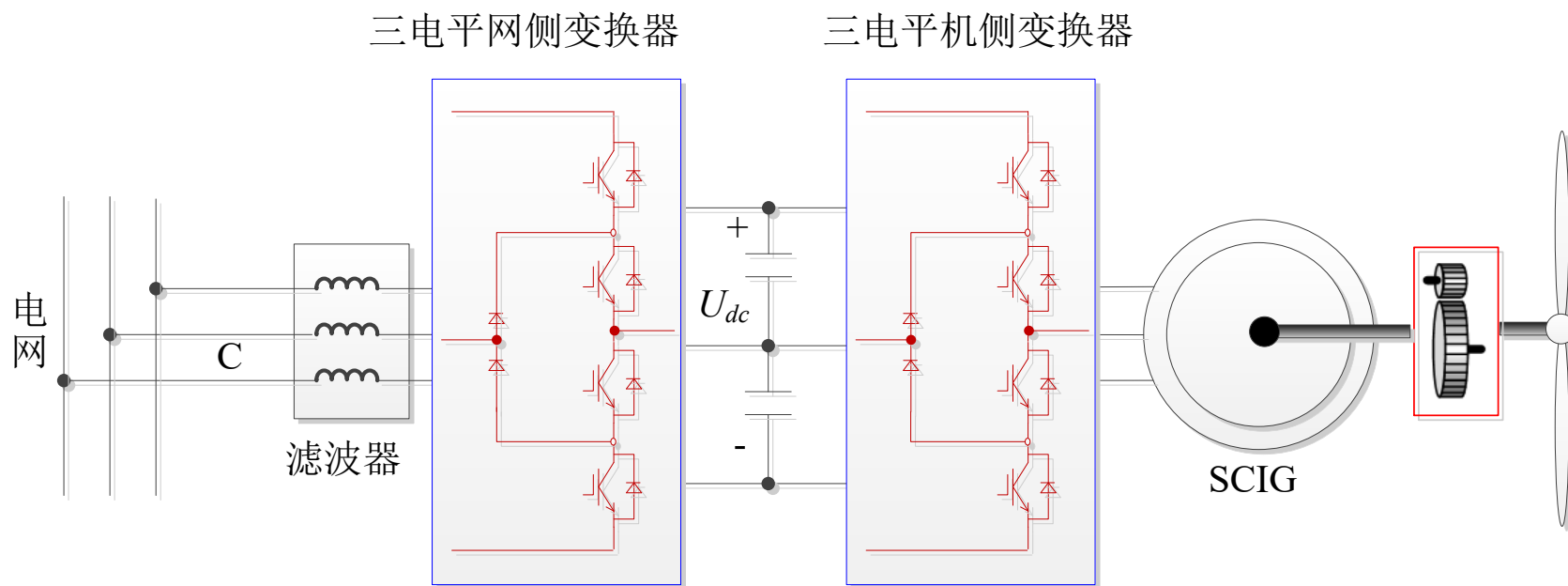


图4-3-17 异步全功率型风力发电机与变流器拓扑



4.3全功率型风电变流器及控制

4.3.1

永磁同步全功率型风力发电机及其变流系统

4.3.2

永磁同步全功率风电变流器控制策略

4.3.3

异步全功率型风力发电机及其变流系统

4.3.4

异步全功率型风电变流器控制策略

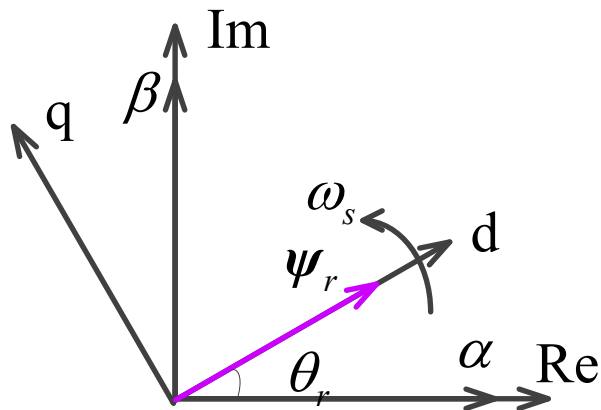
4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

1. 转子链定向坐标系下的异步电机数学模型

- 在转子磁场定向同步旋转dq坐标系中，**d轴方向**与转子磁链 ψ_r 的方向一致，而q轴方向则垂直与转子磁链方向，即

$$\psi_{rd} = \psi_r \quad \psi_{rq} = 0 \quad (4-3-60)$$

■ 异步电机的**磁链**和**电压**方程可以分别描述为



$$\begin{cases} \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_r = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad \begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_s \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_s \psi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + p\psi_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases}$$

图4-3-18 转子链定向同步旋转坐标系

(4-3-61)

(代入)



(4-3-62)





4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

1. 转子链定向坐标系下的异步电机**数学模型**

■ 将式 (4-3-61) 所示磁链方程代入式 (4-3-62) , 可得

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_s L_s & L_m p & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + L_s p & \omega_s L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_r + L_r p & 0 \\ \omega_{sl} L_m & 0 & \omega_{sl} L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (4-3-63)$$

■ 在**稳态情况下**, 各微分项为0, 此时由式 (4-3-63) 矩阵第三行可知, 转子电流d轴分量 $i_{rd} = 0$ 。结合式 (4-3-61) 所示磁链方程, 有

$$\psi_r = L_m i_{sd} \quad (4-3-64)$$

因此, 在稳态情况下, **转子磁链仅由定子电流的励磁分量产生**, 因此**转子磁链定向控制**则实现了**转矩电流和励磁电流的解耦控制**。在**动态过程中**, 有电压方程式 (4-3-63) 中的矩阵第三行可得





4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

1. 转子链定向坐标系下的异步电机**数学模型**

$$i_{rd} = -\frac{L_m}{R_r} \frac{p}{T_r p + 1} i_{sd} \quad (4-3-65)$$

其中， T_r 为转子时间常数。

■ 将上式代入磁链方程，此时**转子磁链**可表示为

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd} \quad (4-3-66)$$

显然在动态过程中，**定子电流励磁分量**的变化，将引起**转子电流励磁分量**的动态响应过程，也将引起转子磁链的动态响应过程，且该响应过程具有一**阶惯性响应**特征，其响应的时间常数为**转子时间常数**。

■ 在转子磁链定向坐标系下，由 $\psi_{rq} = 0$ 可知

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (4-3-67)$$

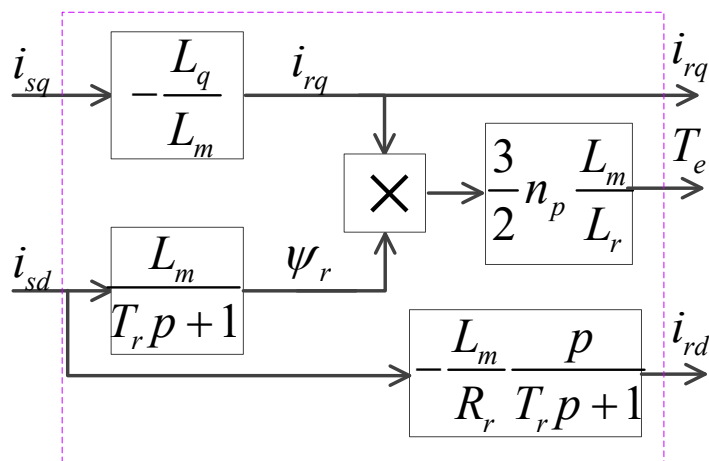
异步电机转子电流的q轴分量 i_{rq} 直接受定子电流q轴分量 i_{sq} 控制，且该控制过程因q轴无转子磁链而**没有任何惯性延迟**。

4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

1. 转子链定向坐标系下的异步电机数学模型

■ 综上所述，异步电机的电磁转矩可描述为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sq} \quad (4-3-68)$$



在**转子磁链不变**的情况下，电磁转矩与定子电流的q轴分量 i_{sq} **成正比**，同时也与转子电流的q轴分量 i_{rq} **成正比**，因此，定、转子电流的q轴分量均称为**转矩分量**。与他励直流电机类似，在转子磁链不变的情况下，异步电机也能够获得较快的动态响应特性。

图4-3-18 异步电机数学模型结构



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

1. 转子链定向坐标系下的异步电机**数学模型**

- 定义空间复矢量 $X = X_d + jX_q$ ，则可将**异步电机电压方程**进一步表示成矢量的形式，即

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s^{dq} = R_s \mathbf{i}_s^{dq} + p(L_s \mathbf{i}_s^{dq} + L_m \mathbf{i}_r^{dq}) + j\omega_s (L_s \mathbf{i}_s^{dq} + L_m \mathbf{i}_r^{dq}) \\ 0 = R_r \mathbf{i}_r^{dq} + p(L_m \mathbf{i}_s^{dq} + L_r \mathbf{i}_r^{dq}) + j\omega_{sl} (L_m \mathbf{i}_s^{dq} + L_r \mathbf{i}_r^{dq}) \end{cases} \quad (4-3-69)$$

- 在**稳态情况下**，式 (4-3-69) 改写为

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s^{dq} = R_s \mathbf{i}_s^{dq} + j\omega_s (L_s \mathbf{i}_s^{dq} + L_m \mathbf{i}_r^{dq}) \\ 0 = R_r \mathbf{i}_r^{dq} + j\omega_{sl} (L_m \mathbf{i}_s^{dq} + L_r \mathbf{i}_r^{dq}) \end{cases} \quad (4-3-70)$$

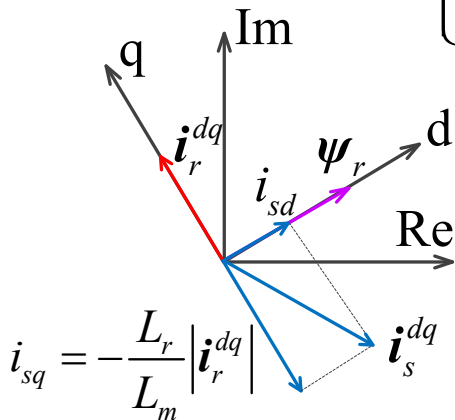


图4-3-19 异步电机**稳态矢量关系图**

- 图4-3-19表明，在**稳态情况下**

$$\mathbf{i}_{sd} = \mathbf{i}_s^{dq} + \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r^{dq} \quad (4-3-71)$$

- 将式 (4-3-71) 代入 (4-3-70))，可得：



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

1. 转子链定向坐标系下的异步电机**数学模型**

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s^{dq} = R_s \mathbf{i}_s^{dq} + j\omega_s \sigma L_s \mathbf{i}_s^{dq} + j\omega_s \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_{sd} \\ 0 = R_r \mathbf{i}_r^{dq} + j\omega_{sl} L_m \mathbf{i}_{sd} \end{cases} \quad (4-3-72)$$

其中,

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$$

■ 考虑到 $\omega_{sl} = s\omega_s$, 上式中**转子电压方程**可进一步表示为

$$0 = R_r \mathbf{i}_r^{dq} + js\omega_s L_m \mathbf{i}_{sd} \quad (4-3-73)$$

$$0 = \frac{R_r}{s} \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_r^{dq} + j\omega_s \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_{sd} \quad (4-3-74)$$

**转子电压方程
与定子电压方程
之间有公共支路**

■ 结合式 (4-3-74) 和 (4-3-72), 可得dq坐标系下**异步电机等效电路**



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

1. 转子链定向坐标系下的异步电机数学模型

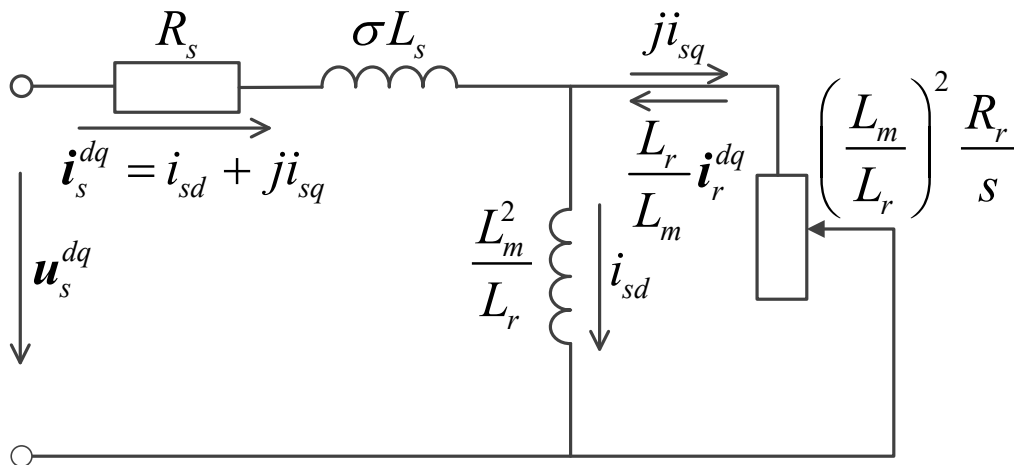


图4-3-20 dq坐标系下异步电机等效电路

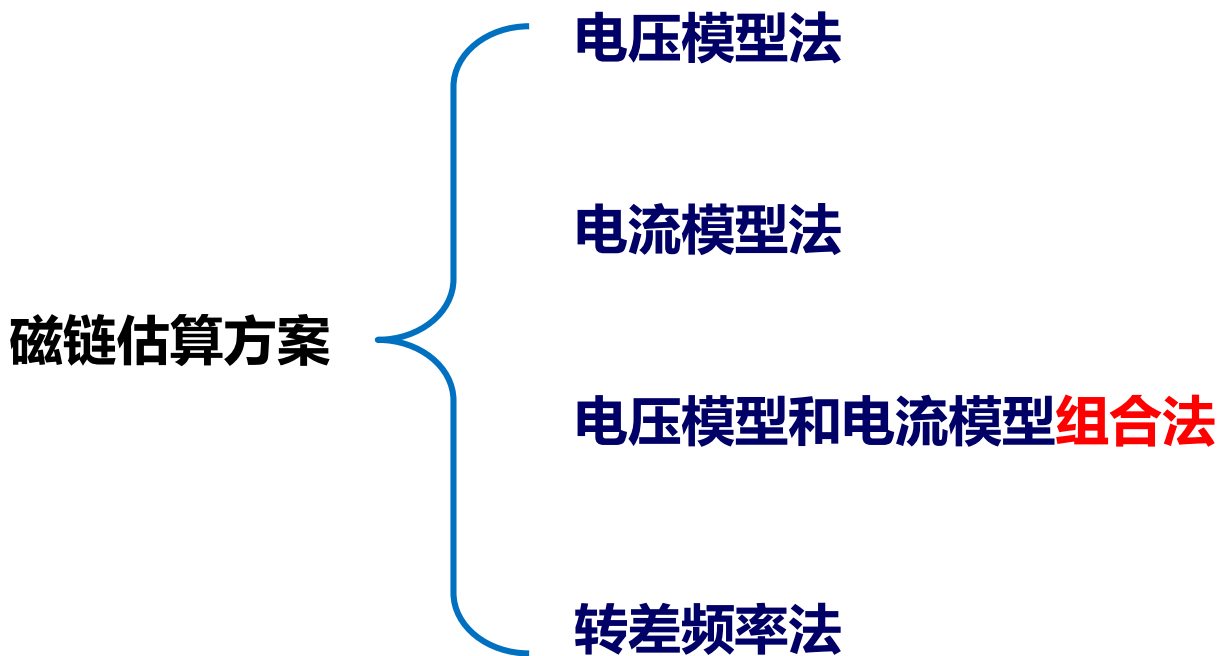
图4-3-20表明了，在转子磁链定向坐标系中，异步电机定子电流的励磁分量和转矩分量实现了解耦。



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

- ◆ 转子磁链定向矢量控制能够实现异步电机的解耦控制，使异步电机具有较好的动态响应性能，但**若磁场定向不准确**，则无法实现励磁电流和转矩电流间的解耦控制，从而影响异步电机矢量控制性能。





4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

电压模型法

■ 在静止坐标系下，**定子电压**和**转子磁链**方程可分别描述为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p(L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}) \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + p(L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}) \end{cases} \quad (4-3-75)$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (4-3-76)$$

■ 将式 (4-3-76) 代入式 (4-3-75)，消除**转子电流**，得

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s p i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_{r\alpha} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s p i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_{r\beta} \end{cases} \quad (4-3-77)$$

■ **转子磁链**的电压模型估算方法

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (4-3-78)$$



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

电压模型法

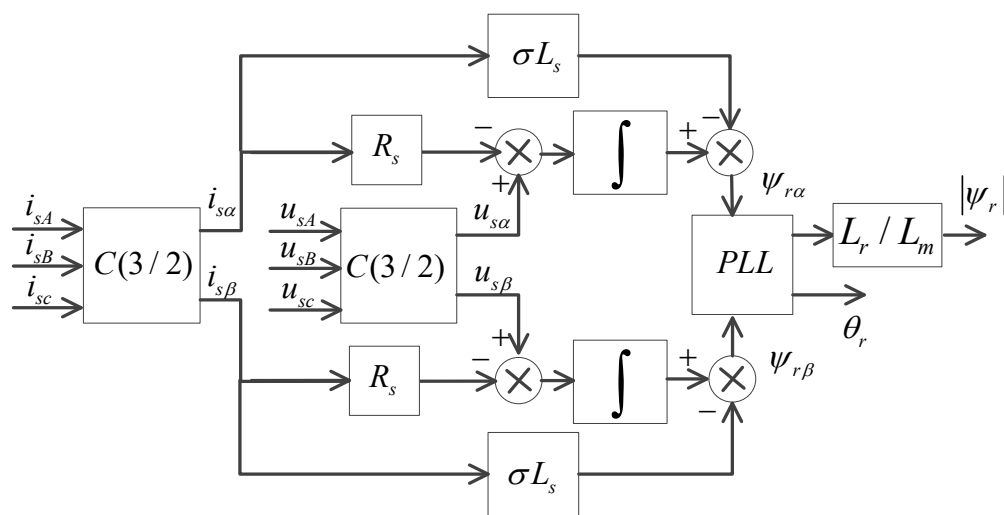


图4-3-21 电压模型法的算法结构

电压模型法获得磁链主要受**定子电阻**的影响，在中、高速范围运行时，因电阻压降相对较小，其影响也较小，具有较好的参数鲁棒性。同时，在高速范围内，因频率较高，纯积分问题的解决也相对较为容易。因此电压模型法，在对**低速性能要求不高的场合**较为适用。这点与风力发电应用需求相一致。然而，在低速场合，不仅定子电阻、逆变器的非线性对计算精度影响较大，而且**低频情况下的纯积分问题**也难以有效解决。



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

电流模型法

■ 由式 (4-3-63) 异步电机 **电压方程第四行** 可知,

■ 将式 (4-3-65)、(4-3-67) 代入上式可得

(4-3-65)

$$i_{rd} = -\frac{L_m}{R_r} \frac{p}{T_r p + 1} i_{sd}$$

(4-3-67)

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq}$$

$$\omega_{sl} = -\frac{R_r i_{rq}}{L_m i_{sd} + L_r i_{rd}} \quad (4-3-79)$$

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sq}}{T_r \frac{i_{sd}}{T_r p + 1}} \quad (4-3-80)$$

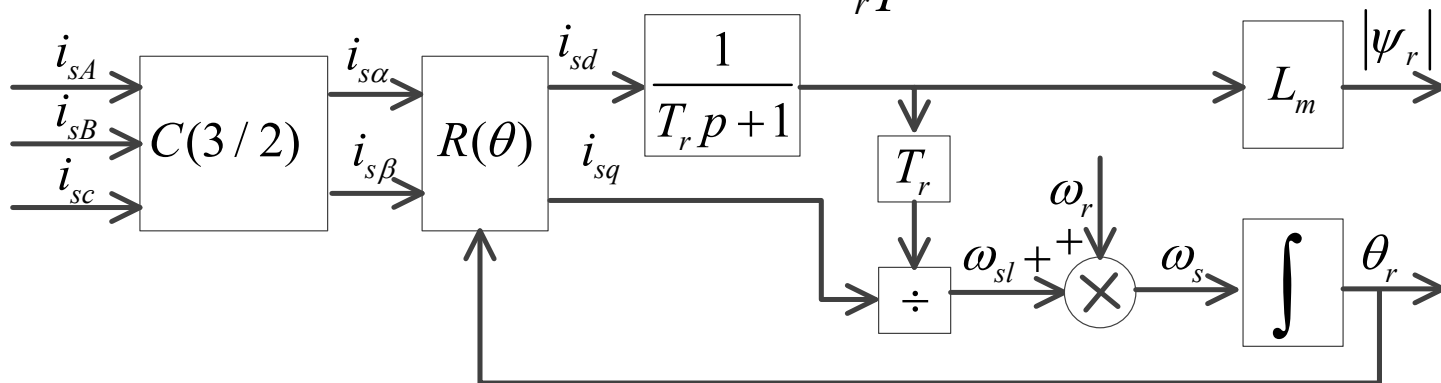


图4-3-22 电流模型法的算法结构



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

电流模型法

- 电流模型法也可以直接由**静止坐标系下**转子电压方程式进行构造。静止坐标系下**转子电压**与**磁链**方程式可分别表示为

$$\begin{cases} p\psi_{r\alpha} + \omega\psi_{r\beta} + R_r i_{r\alpha} = 0 \\ p\psi_{r\beta} - \omega\psi_{r\alpha} + R_r i_{r\beta} = 0 \end{cases} \quad (4-3-81)$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (4-3-82)$$

- 将式 (4-3-82) 代入式 (4-3-81) , 并**消除转子电流**可得

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{r\alpha} - T_r \omega_r \psi_{r\beta}) \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{r\beta} + T_r \omega_r \psi_{r\alpha}) \end{cases} \quad (4-3-83)$$

4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

电流模型法

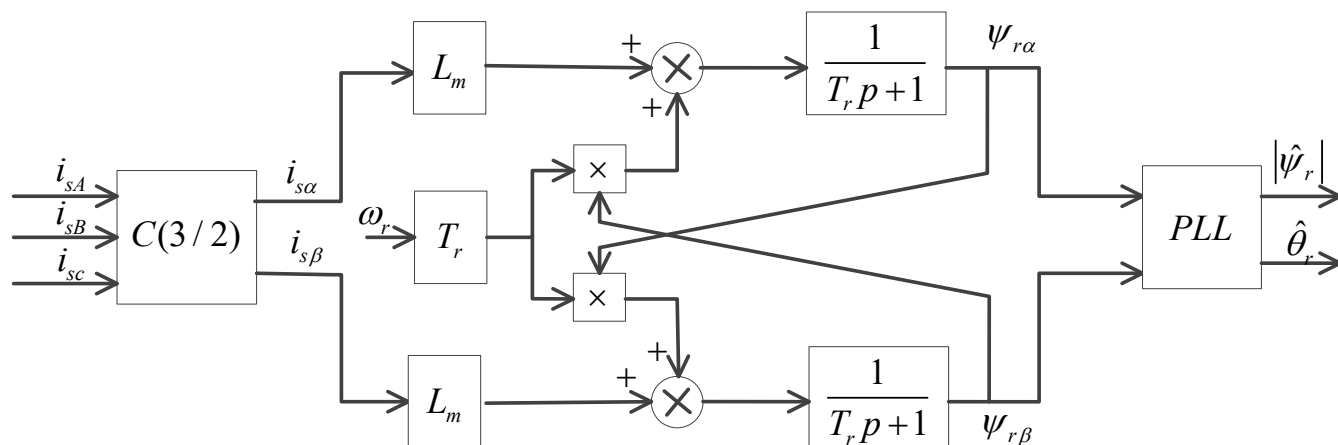


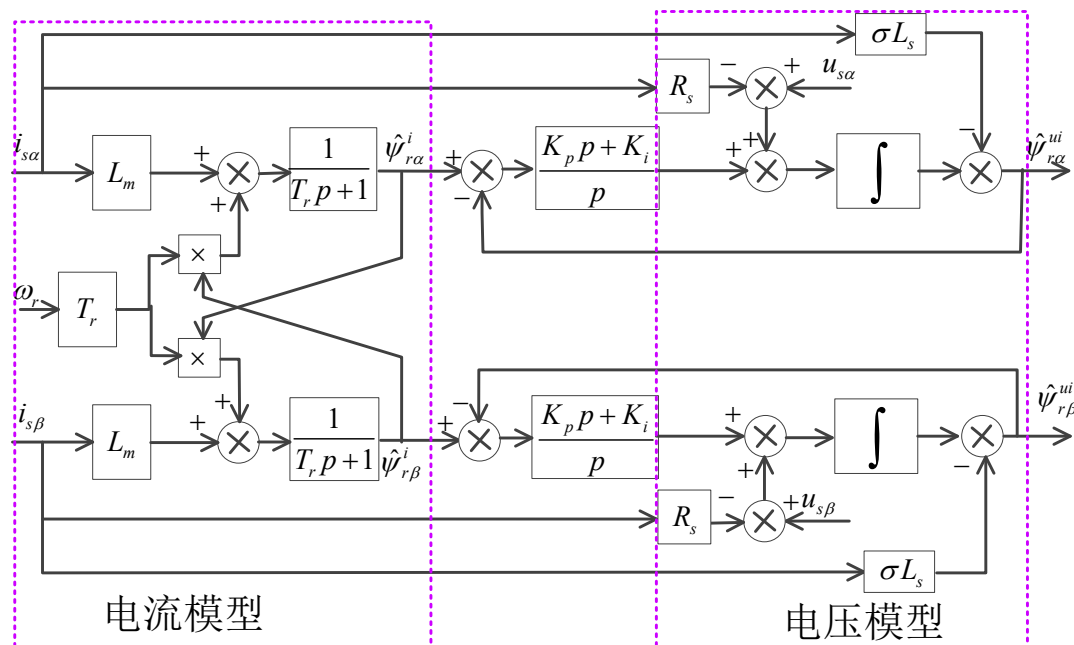
图4-3-23 静止坐标系下电流模型法的算法结构

电流模型法受**转子电阻**和**互感参数**影响较大，且这两个参数受工作状态和温度的影响较大，因此电流模型法参数较为敏感。但电流模型法不存在积分运算，且无需定子电压，因此多在低速场合替代电压模型法。

4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

电压模型和电流模型组合法



通过合适的PI调节器参数设计，便可实现电流模型和电压模型间的平滑过渡，从而获得更好精度的转子磁链观测。当然，这种组合式的磁链估算方案也属于闭环磁链观测法，在设计时需要注意控制稳定性问题。通过对所获得的静止坐标系下的转子磁链进行锁相跟踪，便可实现转子磁链的**定向控制**。另外，这种组合模型法中的电流模型也可以在旋转坐标系下实现，其坐标变换角度可采用锁相获得的**磁链角**。

图4-3-25 电压模型和电流模型**组合估算**磁链



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

转差频率法

- 转差频率法主要考虑了**转子磁链的电流模型**。在电流环设计恰当的情况下，无论定向准确与否，电机实际定子电流将跟踪其指令电流，即

$$I_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} = \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}} \quad (4-3-84)$$

式中， I_s 表示定子**电流幅值**，上标 ‘*’ 表示相应的指令值。

- 如果要实现**转子磁链定向**，即实现定子电流的解耦控制，则d、q轴电流的指令值必须满足

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \quad (4-3-85)$$

- 在同时满足上述约束条件下，则必然有

$$\begin{cases} i_{sq} = i_{sq}^* \\ i_{sd} = i_{sd}^* \end{cases} \quad (4-3-86)$$



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

2. 异步电机转子磁链估算

转差频率法

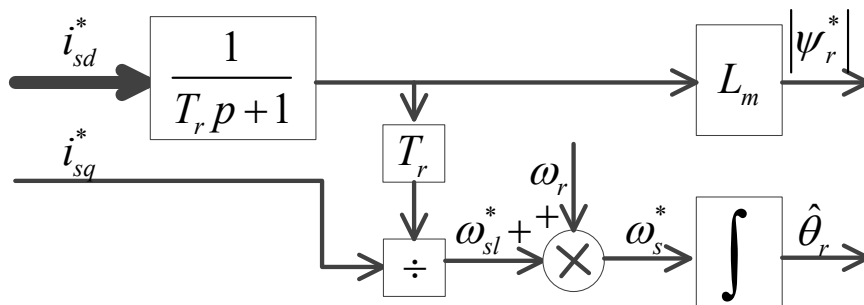


图4-3-24转差频率法算法结构

转差频率法同样对转子电阻和互感参数偏差较为敏感，但由于其算法实现较为简单，且控制稳定性好，因而在实际工程中得到了广泛应用。



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

3. 异步电机的矢量控制结构

■ 在转子磁链定向同步旋转坐标系下，异步电机的电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_r \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r \end{cases} \quad (4-3-91)$$

■ 上式表明：

- 对定子电流而言，三相异步电机表现为一阶惯性环节，其惯性时间常数为异步电机暂态时间常数 $\sigma L_s / R_s$
- d、q轴电流控制因旋转电动势的存在而出现耦合，即改变d轴定子电压，则d、q轴电流会相应变化，而改变q轴电压也存在类似的过程
- 转子磁链所形成的旋转反电动势以及转子磁链幅值的变化所形成的感应电动势都将影响到定子电流。



4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

3. 异步电机的矢量控制结构

- 为提升电流控制性能，可以设计**电压解耦网络**，并且期望其输出的**补偿量**为：

$$\begin{cases} u_{sdc} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_r \\ u_{sqc} = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r \end{cases} \quad (4-3-92)$$

- 此时**调节器的期望输出量**为

$$\begin{cases} u'_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} \\ u'_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} \end{cases} \quad (4-3-93)$$

4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

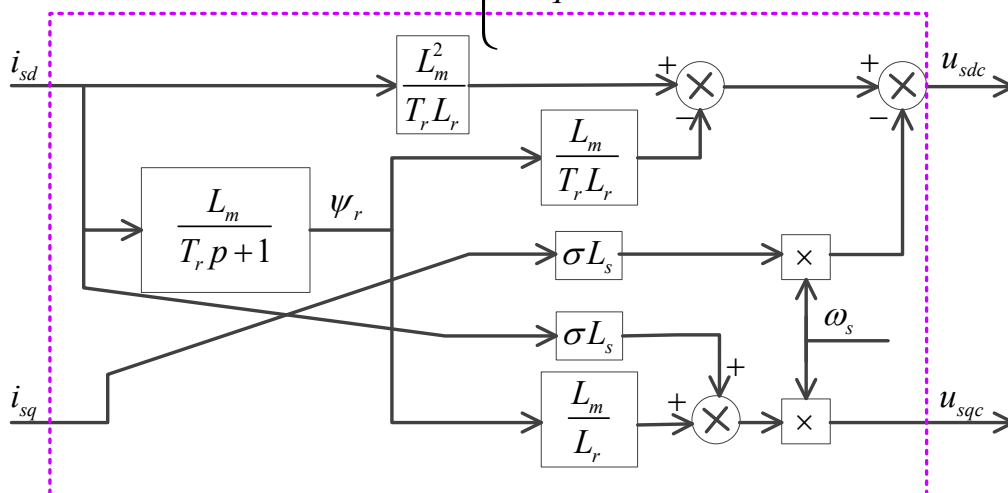
3. 异步电机的矢量控制结构

■ 由**转子磁链表达式**，可得

$$p\psi_r = -\frac{1}{T_r}\psi_r + \frac{L_m}{T_r}i_{sd} \quad (4-3-94)$$

■ 将式 (4-3-94) 带入式 (4-3-92) 可得：

$$\begin{cases} u_{sdc} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m^2}{T_r L_r} i_{sd} - \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_r \\ u_{sqc} = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r \end{cases} \quad (4-3-95)$$



该解耦网络的输入电流理论上应该是实际电流，但工程上考虑到实现稳定性，也常用电流的指令值作为电压解耦网络的输入电流。

图4-3-27 电压解耦网络算法结构

4.3.4 异步全功率型风电变流器控制策略

3. 异步电机的矢量控制结构

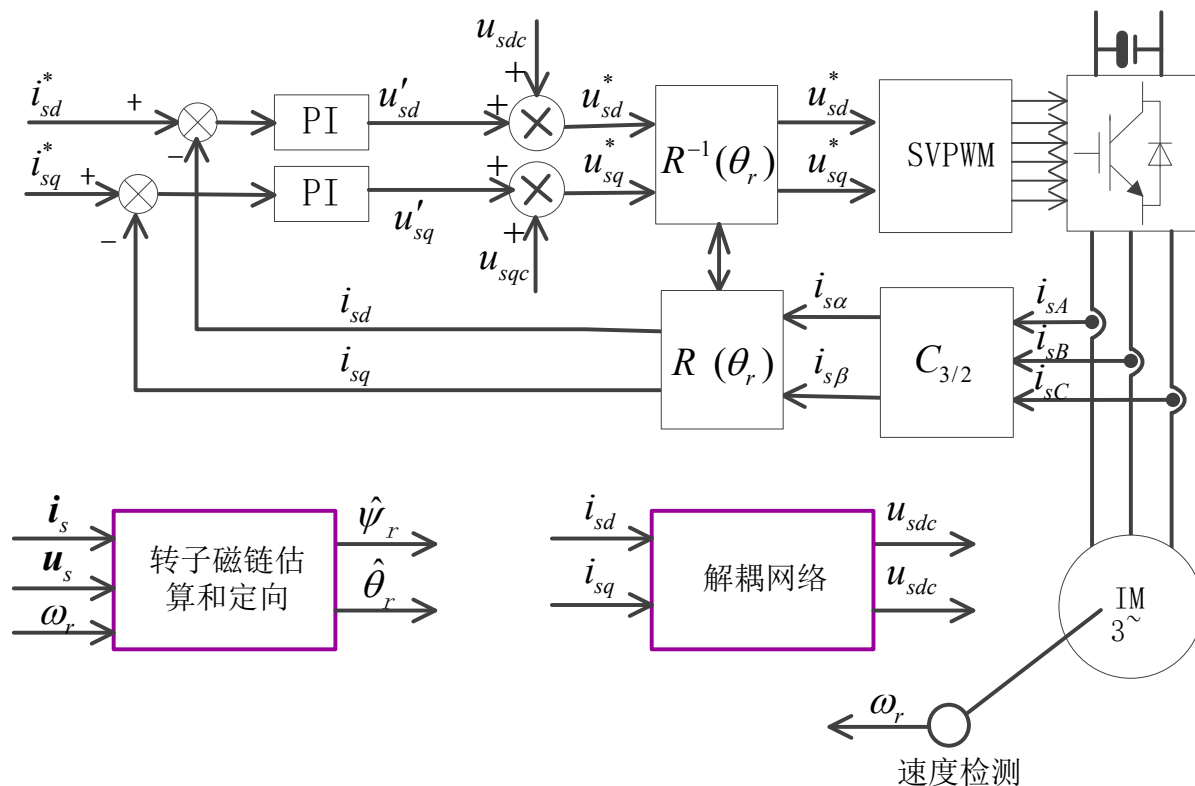


图4-3-28 三相异步电机矢量控制结构

图中转子磁链的估算和定向可以采用以上讨论的几种方案，如采用转差频率法等。

4.3 全功率型风电变流器及控制

4.3.2 异步全功率型风力发电机及其变流器控制

据此，三相异步电机的矢量控制结构可描述为图4-3-28所示。

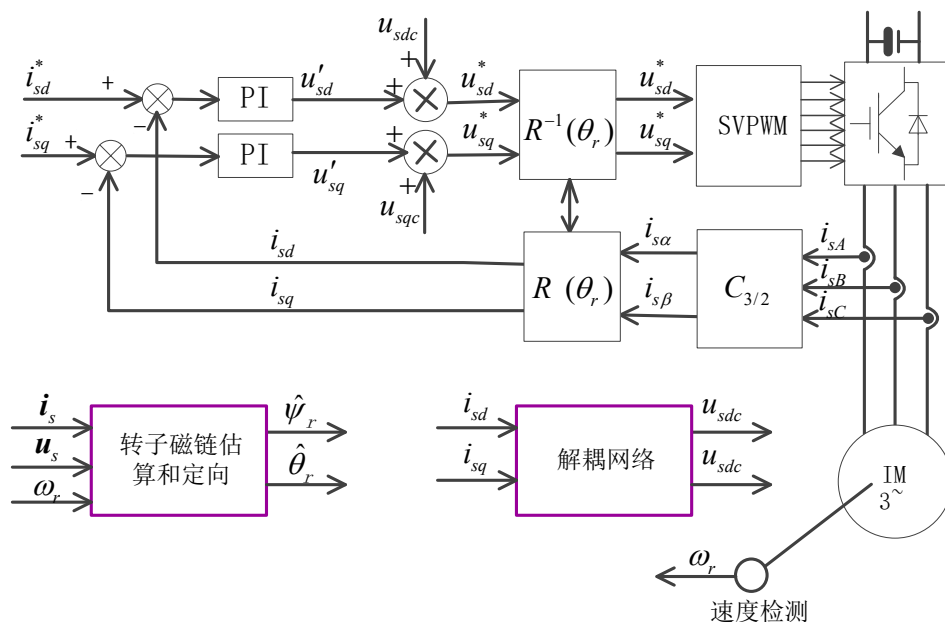


图4-3-28 三相异步电机矢量控制结构

图中转子磁链的估算和定向可以采用以上讨论的几种方案，如采用**转差频率法**等。