

电力拖动自动控制系统

第 8 章

同步电动机变压变频调速系统

内容提要

- 同步电动机变压变频调速的特点及其基本类型
- 他控变频同步电动机调速系统
- 自控变频同步电动机调速系统

8.1 同步电动机变压变频调速的特点及其基本类型

本节提要

- 概述
- 同步调速系统的类型
- 同步调速系统的特点

1. 概述

同步电动机历来是以转速与电源频率保持严格同步著称的。只要电源频率保持恒定，同步电动机的转速就绝对不变。

采用电力电子装置实现电压-频率协调控制，改变了同步电动机历来只能恒速运行不能调速的面貌。起动费事、重载时振荡或失步等问题也已不再是同步电动机广泛应用的障碍。

■ 同步电机的特点与问题

- 优点：

- (1) 转速与电压频率严格同步；

- (2) 功率因数高到1.0，甚至超前；

- 存在的问题：

- (1) 起动困难；

- (2) 重载时有振荡，甚至存在失步危险；

■ 解决思路

- 问题的根源：

供电电源频率固定不变。

- 解决办法：

采用电压-频率协调控制，可解决由固定频率电源供电而产生的问题。

例如

□ 对于起动问题：

通过变频电源频率的平滑调节，使电机转速逐渐上升，实现软起动。

□ 对于振荡和失步问题：

由于采用频率闭环控制，同步转速可以跟着频率改变，于是就不会振荡和失步了。

2. 同步调速系统的类型

(1) 他控变频调速系统

用独立的变压变频装置给同步电动机供电的系统。

(2) 自控变频调速系统

用电动机本身轴上所带转子位置检测器或电动机反电动势波形提供的转子位置信号来控制变压变频装置换相时刻的系统。

3. 同步调速系统的特点

(1) 交流电机旋转磁场的同步转速 ω_1 与定子电源频率 f_1 有确定的关系

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{n_p} \quad (8-1)$$

异步电动机的稳态转速总是低于同步转速的，二者之差叫做转差 ω_s ；同步电动机的稳态转速等于同步转速，转差 $\omega_s = 0$ 。

同步调速系统的特点（续）

- (2) 异步电动机的磁场仅靠定子供电产生，而同步电动机除定子磁动势外，转子侧还有独立的直流励磁，或者用永久磁钢励磁。
- (3) 同步电动机和异步电动机的定子都有同样的交流绕组，一般都是三相的，而转子绕组则不同，同步电动机转子除直流励磁绕组（或永久磁钢）外，还可能有自身短路的阻尼绕组。

同步调速系统的特点（续）

(4) 异步电动机的气隙是均匀的，而同步电动机则有隐极与凸极之分，隐极式电机气隙均匀，凸极式则不均匀，两轴的电感系数不等，造成数学模型上的复杂性。但凸极效应能产生平均转矩，单靠凸极效应运行的同步电动机称作磁阻式同步电动机。

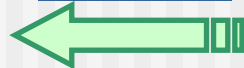
同步调速系统的特点（续）

（5）异步电动机由于励磁的需要，必须从电源吸取滞后的无功电流，空载时功率因数很低。同步电动机则可通过调节转子的直流励磁电流，改变输入功率因数，可以滞后，也可以超前。当 $\cos\varphi = 1.0$ 时，电枢铜损最小，还可以节约变压变频装置的容量。

同步调速系统的特点（续）

(6) 由于同步电动机转子有独立励磁，在极低的电源频率下也能运行，因此，在同样条件下，同步电动机的调速范围比异步电动机更宽。

(7) 异步电动机要靠加大转差才能提高转矩，而同步电机只须加大功角就能增大转矩，同步电动机比异步电动机对转矩扰动具有更强的承受能力，能作出更快的动态响应。



*8.2 他控变频同步电动机调速系统

与异步电动机变压变频调速一样，用独立的变压变频装置给同步电动机供电的系统称作他控变频调速系统。

本节提要

- 转速开环恒压频比控制的同步电动机群调速系统
- 由交-直-交电流型负载换流变压变频器供电的同步电动机调速系统
- 由交-交变压变频器供电的大型低速同步电动机调速系统
- 按气隙磁场定向的同步电动机矢量控制系统
- 同步电动机的多变量动态数学模型

*8.2.1 转速开环恒压频比控制的同步电动机群调速系统

转速开环恒压频比控制的同步电动机群调速系统，是一种最简单的他控变频调速系统，多用于化纺工业小容量多电动机拖动系统中。

这种系统采用多台永磁或磁阻同步电动机并联接在公共的变频器上，由统一的频率给定信号同时调节各台电动机的转速。

■ 系统组成

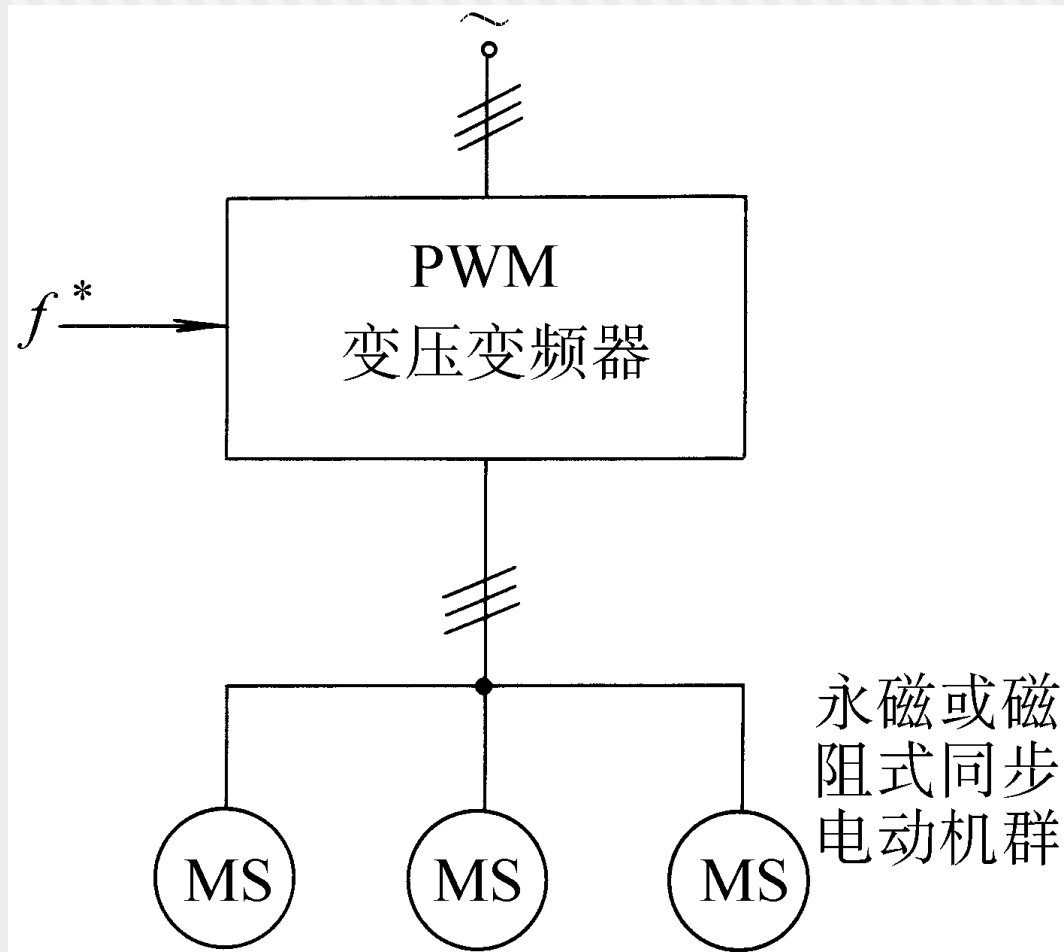


图8-1多台同步电动机的恒压频比控制调速系统

■ 系统控制

- 多台永磁或磁阻同步电动机并联接在公共的电压源型PWM变压变频器上，由统一的频率给定信号 f^* 同时调节各台电动机的转速。
- PWM变压变频器中，带定子压降补偿的恒压频比控制保证了同步电动机气隙磁通恒定，缓慢地调节频率给定 f^* 可以逐渐地同时改变各台电机的转速。

■ 系统特点

- 系统结构简单，控制方便，只需一台变频器供电，成本低廉。
- 由于采用开环调速方式，系统存在一个明显的缺点，就是转子振荡和失步问题并未解决，因此各台同步电动机的负载不能太大。

*8.2.2 由交-直-交电流型负载换流变压变频器供电的同步电动机调速系统

■概述

大型同步电动机转子上一般都具有励磁绕组，通过滑环由直流励磁电源供电，或者由交流励磁发电机经过随转子一起旋转的整流器供电。

对于经常在高速运行的机械设备，定子常用交-直-交电流型变压变频器供电，其电机侧变换器（即逆变器）比给异步电动机供电时更简单，可以省去强迫换流电路，而利用同步电动机定子中的感应电动势实现换相。这样的逆变器称作负载换流逆变器（Load-commutated Inverter，简称LCI）。

■ 系统组成

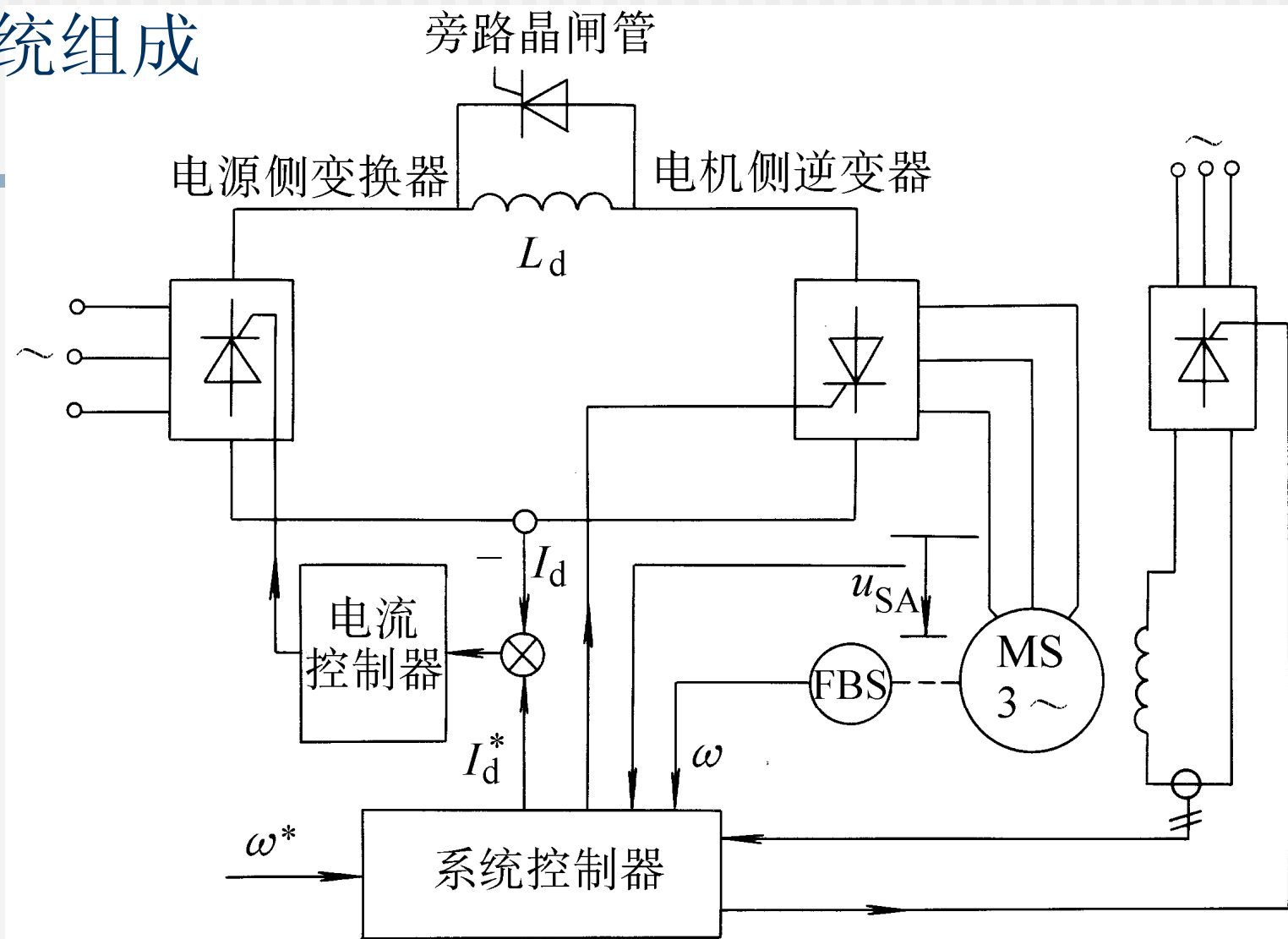


图8-2 由交-直-交电流型负载换流变压变频供电的同步电动机调速系统

■ 系统控制

在图8-2中，系统控制器的程序包括转速调节、转差控制、负载换流控制和励磁电流控制，FBS是测速反馈环节。

由于变压变频装置是电流型的，还单独画出了电流控制器（包括电流调节和电源侧变换器的触发控制）。

■ 换流问题

LCI同步调速系统在启动和低速时存在换流问题，

- 低速时同步电动机感应电动势不够大，不足以保证可靠换流；
- 当电机静止时，感应电动势为零，根本就无法换流。

■ 解决方案

这时，须采用“直流侧电流断续”的特殊方法，使中间直流环节电抗器的旁路晶闸管导通，让电抗器放电，同时切断直流电流，允许逆变器换相，换相后再关断旁路晶闸管，使电流恢复正常。

用这种换流方式可使电动机转速升到额定值的 3%~5%，然后再切换到负载电动势换流。

8.2.3 由交-交变压变频器供电的大型低速同步电动机调速系统

■ 概述

另一类大型同步电动机变压变频调速系统用于低速的电力拖动，例如无齿轮传动的可逆轧机、矿井提升机、水泥转窑等。

该系统由交-交变压变频器（又称周波变换器）供电，其输出频率为20~25Hz（当电网频率为50Hz时），对于一台20极的同步电动机，同步转速为120~150r/min，直接用来拖动轧钢机等设备是很合适的，可以省去庞大的齿轮传动装置。

■ 系统组成

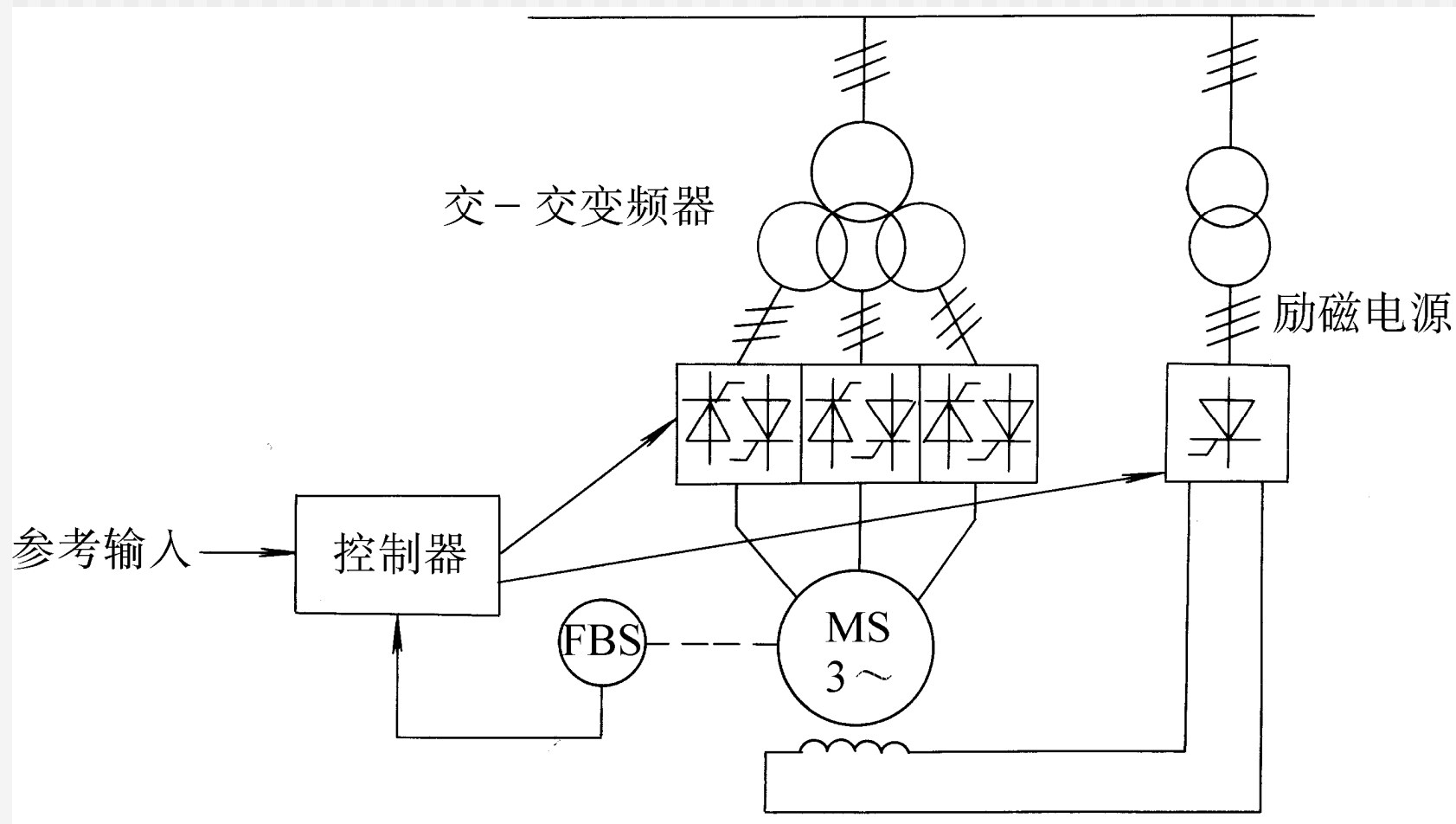


图8-3 由交-交变压变频器供电的大型低速同步电动机调速系统

■ 系统控制

这类调速系统的基本结构画在图8-3中，可以实现4象限运行。

控制器按需要可以是常规的，也可以采用矢量控制，后者在下一小节再详细讨论。

*8.2.4 按气隙磁场定向的同步电动机矢量控制系统

1. 概述

为了获得高动态性能，同步电动机变压变频调速系统也可以采用矢量控制，其基本原理和异步电动机矢量控制相似，也是通过坐标变换，把同步电动机等效成直流电动机，再模仿直流电动机的控制方法进行控制。但由于同步电动机的转子结构与异步电动机不同，其矢量坐标变换也有自己的特色。

2. 系统模型

■ 假定条件

- (1) 假设是隐极电机，或者说，忽略凸极的磁阻变化；
- (2) 忽略阻尼绕组的效应；
- (3) 忽略磁化曲线的饱和非线性因素；
- (4) 暂先忽略定子电阻和漏抗的影响。

其他假设条件和研究异步电动机数学模型时相同，见第6.6.2节。

■ 二极同步电机物理模型

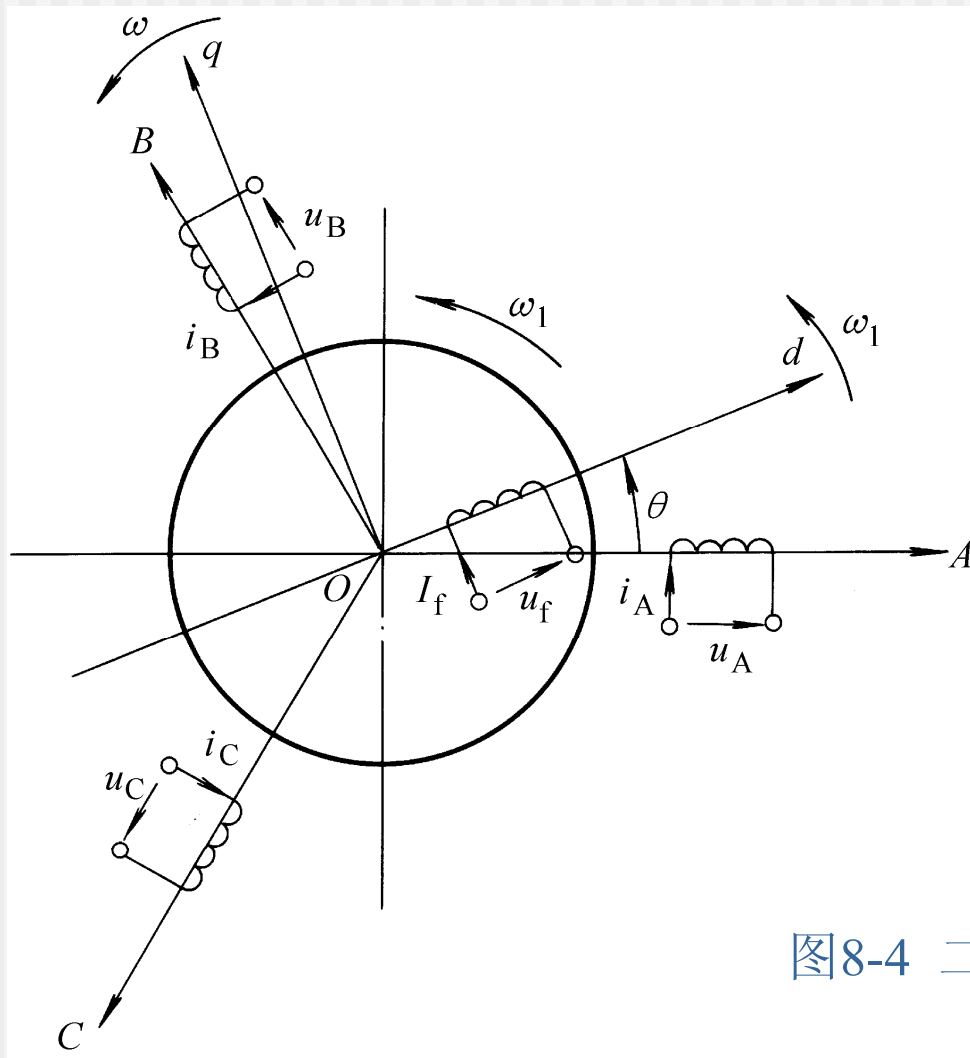


图8-4 二极同步电动机的物理模型

■ 模型描述

图中，定子三相绕组轴线 A、B、C 是静止的，三相电压 u_A 、 u_B 、 u_C 和三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 都是平衡的，转子以同步转速 ω_1 旋转，转子上的励磁绕组在励磁电压 U_f 供电下流过励磁电流 I_f 。沿励磁磁极的轴线为 d 轴，与 d 轴正交的是 q 轴，d-q 坐标在空间也以同步转速 ω_1 旋转，d 轴与 A 轴之间的夹角 θ 为变量。

■ 同步电机的空间矢量

在同步电动机中，除转子直流励磁外，定子磁动势还产生电枢反应，直流励磁与电枢反应合成起来产生气隙磁通，合成磁通在定子中感应的电动势与外加电压基本平衡。

同步电动机磁动势与磁通的空间矢量图示于图8-5a。

同步电机的空间矢量（续）

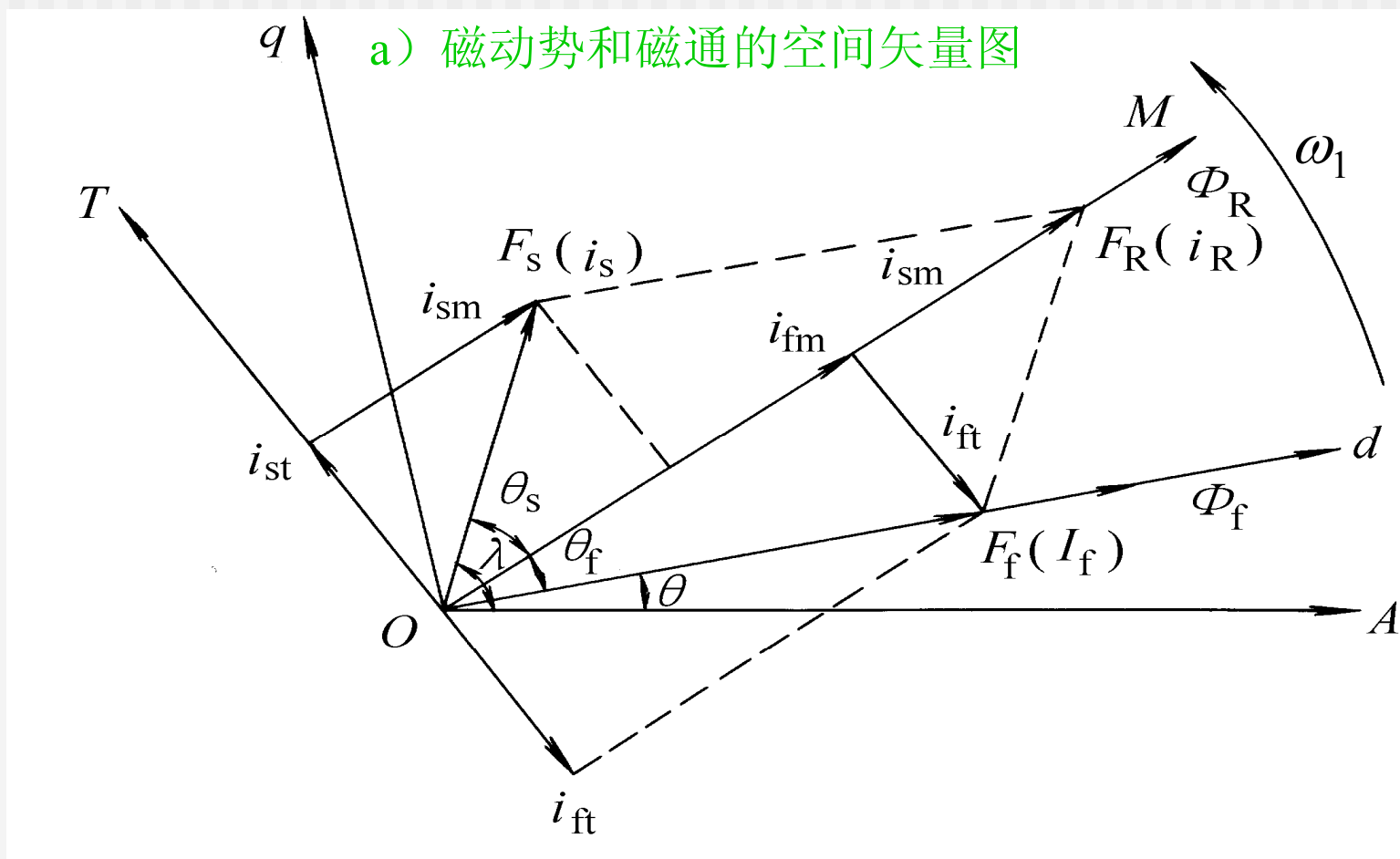


图8-5 同步电动机近似的空间矢量图和时间相量图

同步电机的空间矢量（续）

图中：

F_f 、 Φ_f — 转子励磁磁动势和磁通，沿励磁方向为d轴；

F_s — 定子三相合成磁动势；

F_R 、 Φ_R — 合成的气隙磁动势和总磁通；

θ_s — F_s 与 F_R 间的夹角；

θ_f — F_f 与 F_R 间的夹角。

■ 矢量变换

将 F_s 除以相应的匝数即为定子三相电流合成空间矢量 i_s ，可将它沿M、T轴分解为励磁分量 i_{sm} 和转矩分量 i_{st} 。同样， F_f 与相当的励磁电流矢量 I_f 也可分解成 i_{fm} 和 i_{ft} 。

● 矢量变换公式

由图8-5a不难得出下列关系式

$$i_s = \sqrt{i_{sm}^2 + i_{st}^2} \quad (8-2)$$

$$I_f = \sqrt{i_{fm}^2 + i_{ft}^2} \quad (8-3)$$

$$i_R = i_{sm} + i_{fm} \quad (8-4)$$

$$i_{st} = -i_{ft} \quad (8-5)$$

$$i_{sm} = i_s \cos \theta_s \quad (8-6)$$

$$i_{fm} = I_f \cos \theta_f \quad (8-7)$$

■ 定子电压方程

在图8-5b中画出了定子一相绕组的电压、电流与磁链的时间相量图。

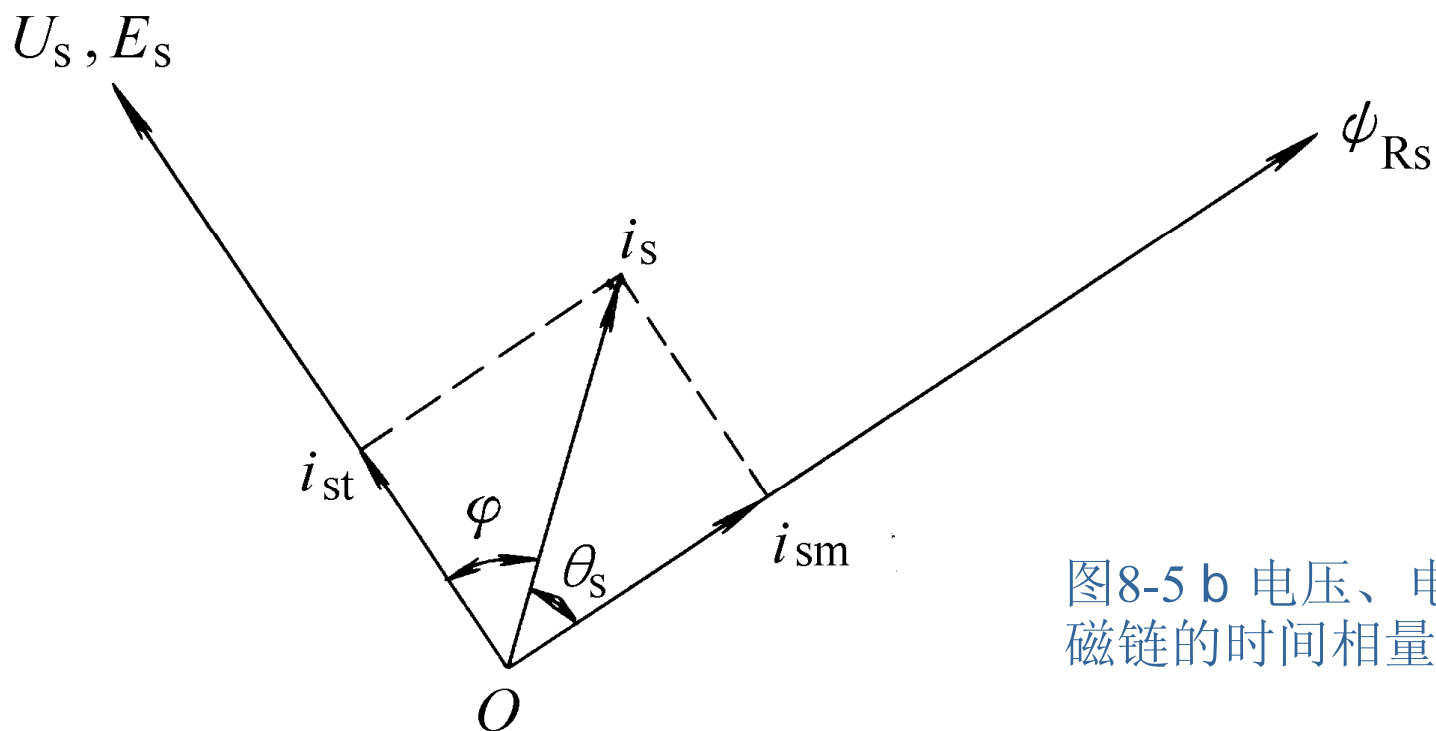


图8-5 b 电压、电流和磁链的时间相量图

定子电压方程（续）

气隙合成磁通 Φ_R 是空间矢量， Φ_R 对该相绕组的磁链 Ψ_{Rs} 则是时间相量， Ψ_{Rs} 在绕组中感应的电动势 E_s 领先于 Ψ_{Rs} 90° 。按照假设条件，忽略定子电阻和漏抗，则 E_s 与相电压 U_s 近似相等，于是

$$U_s \approx E_s = 4.44 f_1 \Psi_{Rs} \quad (8-8)$$

■ 电流关系分析

在图8-5b中， i_s 是该相电流相量，它落后于 U_s 的相角 φ 就是同步电动机的功率因数角。根据电机学原理， Φ_R 与 F_s 空间矢量的空间角差 θ_s 也就是磁链 Ψ_{RS} 与电流 i_s 在时间上的相角差，因此 $\varphi = 90^\circ - \theta_s$ ，而且 i_{sm} 和 i_{st} 也是 i_s 相量在时间相量图上的分量。

电流关系分析（续）

由此可知：定子电流的励磁分量 i_{sm} 可以从定子电流 i_s 和调速系统期望的功率因数值求出。最简单的情况是希望 $\cos\varphi = 1$ ，也就是说，希望 $i_{sm} = 0$ 。

这样，由期望功率因数确定的 i_{sm} 可作为矢量控制系统的一个给定值。

■ 定子电流方程

以A轴为参考坐标轴，则d轴的位置角为 $\theta = \int \omega_1 dt$ ，可以通过电机轴上的位置传感器 BQ 测得（见图8-6）。于是，定子电流空间矢量与 A 轴的夹角 λ 便成为

$$\lambda = \theta + \theta_f + \theta_s \quad (8-9)$$

定子电流方程（续）

由的幅值和相位角可以求出三相定子电流

$$i_A = |i_s| \cos \lambda$$

$$i_B = |i_s| \cos(\lambda - 120^\circ) \quad (8-10)$$

$$i_C = |i_s| \cos(\lambda + 120^\circ)$$

■ 电磁转矩方程

根据机电能量转换原理，同步电动机的电磁转矩可以表达为

$$T_e = \frac{\pi}{2} n_p^2 \Phi_R F_s \sin \theta_s \quad (8-11)$$

定子旋转磁动势幅值

$$F_s = \frac{3\sqrt{2}N_s k_{Ns}}{\pi n_p} i_s \quad (8-12)$$

由式 (8-2) 及式 (8-6) 可知

$$i_s \sin \theta_s = i_{st} \quad (8-13)$$

将定子旋转磁动势幅值表达式 (8-12) 及式 (8-13) 代入式 (8-11)，整理后得

$$T_e = C_m \Phi_R i_{st} \quad (8-14)$$

式中

$$C_m = \frac{3}{\sqrt{2}} n_p N_s k_{Ns}$$

3. 同步电机矢量控制系统

位置传感器

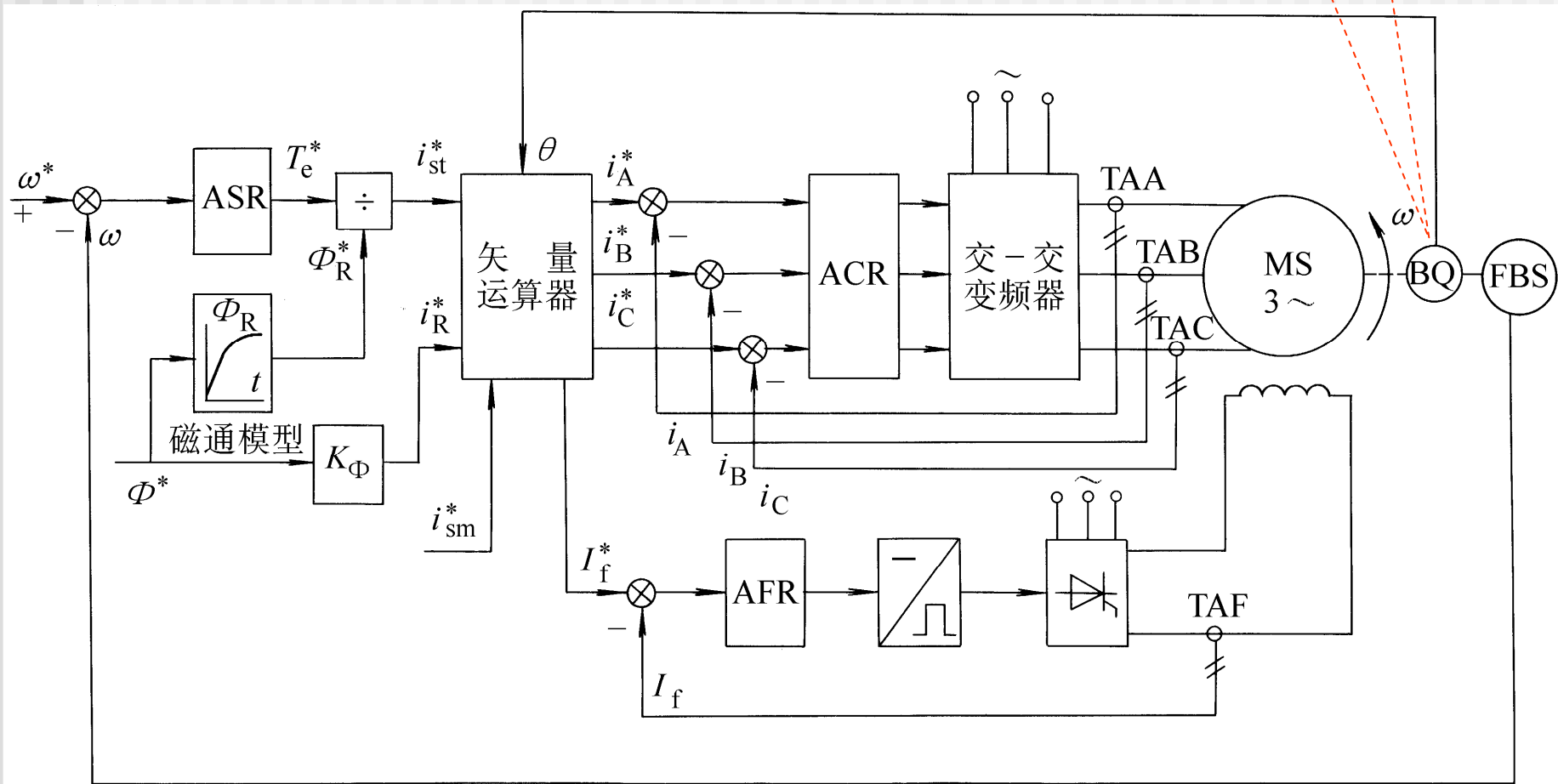


图8-6 同步电动机基于电流模型的矢量控制系统

■ 工作原理

同步电动机矢量控制系统采用了和直流电动机调速系统相仿的双闭环控制结构。

- 转速控制：ASR的输出是转矩给定信号 T_e^* ，按照式（8-14）， T_e^* 除以磁通模拟信号 Φ_R^* 即得定子电流转矩分量的给定信号 i_{st}^* ， Φ_R^* 是由磁通给定信号 Φ^* 经磁通滞后模型模拟其滞后效应后得到的。

● 磁通和电流控制

- (1) Φ^* 乘以系数 K_Φ 即得合成励磁电流的给定信号 i_R^* ，另外，按功率因数要求还可得定子电流励磁分量给定信号 i_{sm}^* 。
- (2) 将 i_R^* 、 i_{st}^* 、 i_{sm}^* 和来自位置传感器 BQ 的旋转坐标相位角 θ 一起送入矢量运算器，按式 (8-7) 以及式 (8-9)、(8-10) 计算出定子三相电流的给定信号 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 和励磁电流给定信号 i_f^* 。

(3) 通过ACR和AFR实行电流闭环控制，可使实际电流 i_A 、 i_B 、 i_C 以及 I_f 跟随其给定值变化，获得良好的动态性能。当负载变化时，还能尽量保持同步电动机的气隙磁通、定子电动势及功率因数不变。

*8.2.5 同步电动机的多变量动态数学模型

■ 假定条件：

如果解除第8.2.4小节中所作的第1、2、4三条假定，即考虑了同步电动机的凸极效应、阻尼绕组和定子电阻与漏抗，则同步电动机的动态电压方程式可写成

■ 同步电动机的动态电压方程式

$$\begin{aligned}u_A &= R_s i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\u_B &= R_s i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\u_C &= R_s i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \\U_f &= R_f I_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\0 &= R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \\0 &= R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}\end{aligned}\tag{8-15}$$

• 方程说明

式中前三个方程是定子A、B、C三相的电压方程，第四个方程是励磁绕组直流电压方程，永磁同步电动机无此方程，最后两个方程是阻尼绕组的等效电压方程。实际阻尼绕组是多导条类似笼型的绕组，这里把它等效成在d轴和q轴各自短路的两个独立绕组。所有符号的意义及其正方向都和分析异步电动机时一致。

■ 坐标变换

将 A-B-C 坐标系变换到 d-q 同步旋转坐标系，并用 p 表示微分算子，则三个定子电压方程变换成

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + p \psi_d - \omega_1 \psi_q \\ u_q &= R_s i_q + p \psi_q + \omega_1 \psi_d \end{aligned} \quad (8-16)$$

坐标变换（续）

三个转子电压方程不变，因为它们已经在 d-q 轴上了，可以改写成

$$\begin{aligned}U_f &= R_f I_f + p \psi_f \\0 &= R_D i_D + p \psi_D \\0 &= R_Q i_Q + p \psi_Q\end{aligned}\tag{8-17}$$

■ 磁链方程

在两相同步旋转（d-q）坐标系上的磁链方程为

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_{sd}i_d + L_{md}I_f + L_{md}i_D \\ \psi_q &= L_{sq}i_q + L_{mq}i_Q \\ \psi_f &= L_{md}i_d + L_{rf}I_f + L_{md}i_D \\ \psi_D &= L_{md}i_d + L_{md}I_f + L_{rD}i_D \\ \psi_Q &= L_{mq}i_q + L_{rQ}i_Q\end{aligned}\tag{8-18}$$

磁链方程（续）

- 式中 L_{sd} —等效两相定子绕组d轴自感， $L_{sd} = L_{ls} + L_{md}$ ；
 L_{sq} —等效两相定子绕组q轴自感， $L_{sq} = L_{ls} + L_{mq}$ ；
 L_{ls} —等效两相定子绕组漏感；
 L_{md} —d轴定子与转子绕组间的互感，相当于同步电动机原理中的d轴电枢反应电感；
 L_{mq} —q轴定子与转子绕组间的互感，相当于q轴电枢反应电感；
 L_{rf} —励磁绕组自感， $L_{rf} = L_{lf} + L_{md}$ ；
 L_{rD} —d轴阻尼绕组自感， $L_{rD} = L_{lD} + L_{md}$ ；
 L_{rQ} —q轴阻尼绕组自感， $L_{rQ} = L_{lQ} + L_{mq}$ ；

■ 矩阵方程式

将式（8-18）代入式（8-16）和式（8-17），整理后可得同步电动机的电压矩阵方程式

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sd}p & -\omega_1 L_{sq} & L_{md}p & L_{md}p & -\omega_1 L_{mq} \\ \omega_1 L_{sd} & R_s + L_{sq}p & \omega_1 L_{md} & \omega_1 L_{md} & L_{mq}p \\ L_{md}p & 0 & R_f + L_{rf}p & L_{md}p & 0 \\ L_{md}p & 0 & L_{md}p & R_D + L_{rD}p & 0 \\ 0 & L_{mq}p & 0 & 0 & R_Q + L_{rQ}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ I_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

(8-19)

■ 转矩和运动方程

同步电动机在d-q轴上的转矩和运动方程为

$$T_e = n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega}{dt} + T_L \quad (8-20)$$

把式（8-18）中的和表达式代入式（8-20）的转矩方程并整理后得

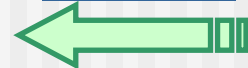
$$T_e = n_p L_{md} I_f i_q + n_p (L_{sd} - L_{sq}) i_d i_q + n_p (L_{md} i_D i_q - L_{mq} i_Q i_d) \quad (8-21)$$

表达式的物理意义

- 第一项 $n_p L_{md} I_f i_q$ 是转子励磁磁动势和定子电枢反应磁动势转矩分量相互作用所产生的转矩，是同步电动机主要的电磁转矩。
- 第二项 $n_p (L_{sd} - L_{sq}) i_d i_q$ 是由凸极效应造成的磁阻变化在电枢反应磁动势作用下产生的转矩，称作反应转矩或磁阻转矩，这是凸极电机特有的转矩，在隐极电机中， $L_{sd} = L_{sq}$ ，该项为0。

表达式的物理意义（续）

- 第三项 $n_p(L_{md} i_D i_q - L_{mq} i_Q i_d)$ 是电枢反应磁动势与阻尼绕组磁动势相互作用的转矩，如果没有阻尼绕组，或者在稳态运行时阻尼绕组中没有感应电流，该项都是零，只有在动态中，产生阻尼电流，才有阻尼转矩，帮助同步电动机尽快达到新的稳态。



8.3 自控变频同步电动机调速系统

本节摘要

- 基本结构与原理
- 梯形波永磁同步电动机（无刷直流电动机）的自控变频调速系统
- 正弦波永磁同步电动机的自控变频调速系统

8.3.0 基本结构与原理

■ 基本结构

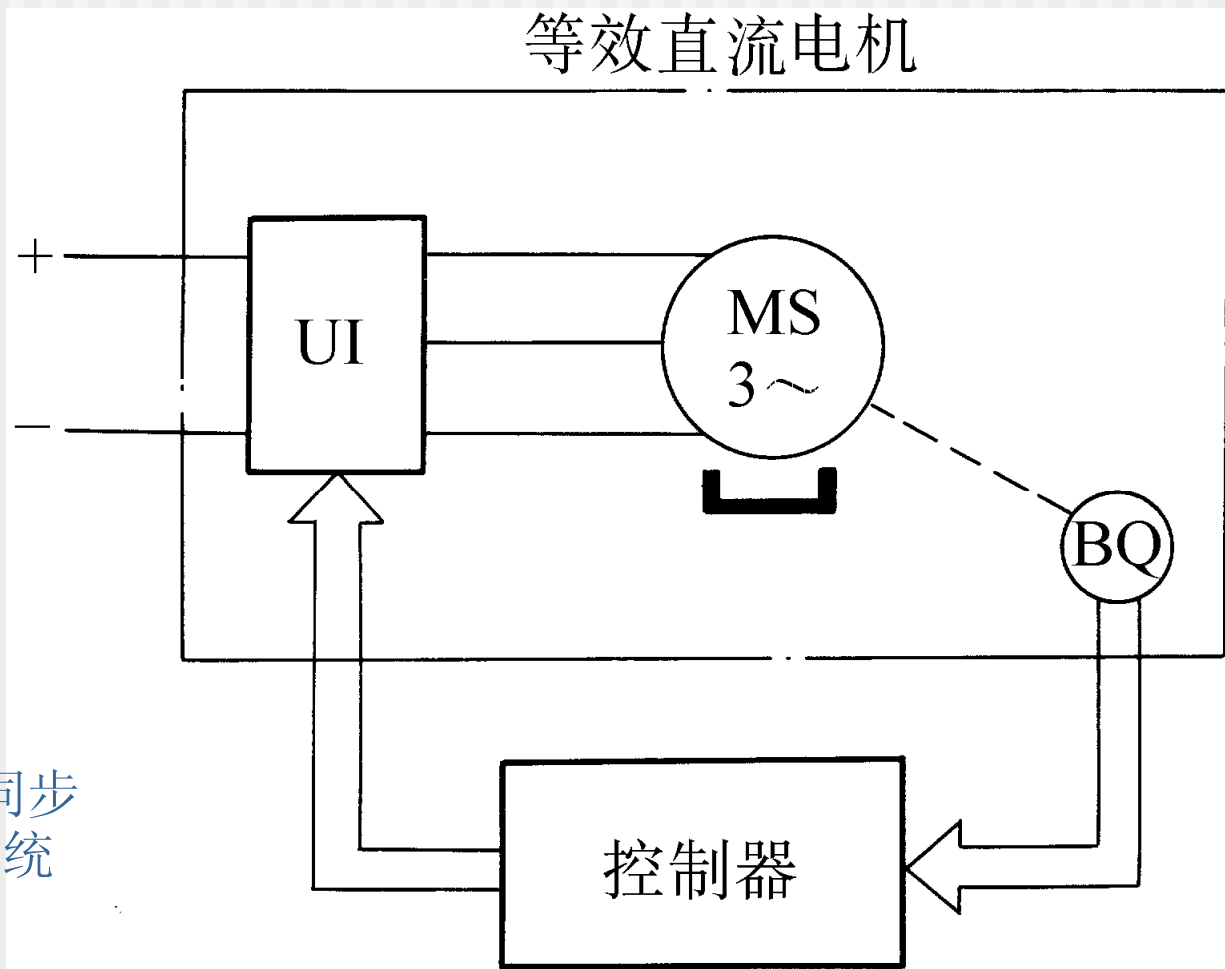


图8-7 自控变频同步电动机调速系统结构原理图

■ 结构特点

(1) 在电动机轴端装有一台转子位置检测器 BQ (见图8-7), 由它发出的信号控制变压变频装置的逆变器 UI 换流, 从而改变同步电动机的供电频率, 保证转子转速与供电频率同步。调速时则由外部信号或脉宽调制 (PWM) 控制 UI 的输入直流电压。

结构特点（续）

（2）从电动机本身看，它是一台同步电动机，但是如果把它和逆变器 UI、转子位置检测器 BQ 合起来看，就象是一台直流电动机。直流电动机电枢里面的电流本来就是交变的，只是经过换向器和电刷才在外部电路表现为直流，这时，换向器相当于机械式的逆变器，电刷相当于磁极位置检测器。这里，则采用电力电子逆变器和转子位置检测器替代机械式换向器和电刷。

■ 自控变频同步电动机的分类

自控变频同步电动机在其开发与发展的过程中，曾采用多种名称，有的至今仍习惯性地使用着，它们是：

- 无换向器电动机
- 三相永磁同步电动机（输入正弦波电流时）
- 无刷直流电动机（采用方波电流时）

■ 永磁电动机控制系统的优点

- 由于采用了永磁材料磁极，特别是采用了稀土金属永磁，因此容量相同时电机的体积小、重量轻；
- 转子没有铜损和铁损，又没有滑环和电刷的摩擦损耗，运行效率高；
- 转动惯量小，允许脉冲转矩大，可获得较高的加速度，动态性能好；
- 结构紧凑，运行可靠。

8.3.1 梯形波永磁同步电动机（无刷直流电动机）的自控变频调速系统

1. 概述

无刷直流电动机实质上是一种特定类型的同步电动机，调速时只在表面上控制了输入电压，实际上也自动地控制了频率，仍属于同步电动机的变压变频调速。

■ 电动势与电流波形

永磁无刷直流电动机的转子磁极采用瓦形磁钢，经专门的磁路设计，可获得梯形波的气隙磁场，定子采用集中整距绕组，因而感应的电动势也是梯形波的。

由逆变器提供与电动势严格同相的方波电流，同一相（例如A相）的电动势 e_A 和电流波 i_A 形图如图8-8所示。

电动势与电流波形（续）

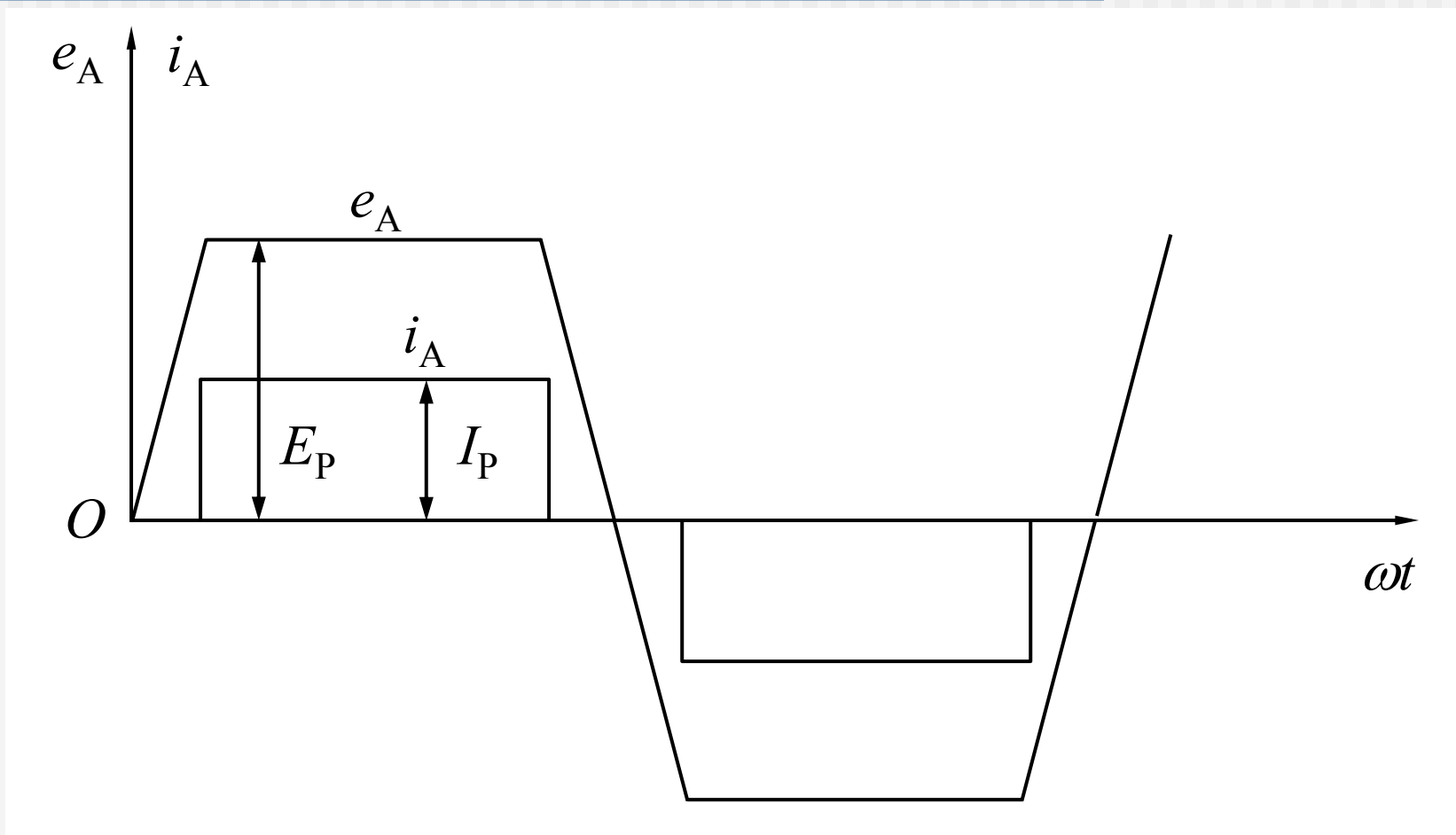


图8-8 梯形波永磁同步电动机的电动势与电流波形图

由于各相电流都是方波，逆变器的电压只须按直流PWM的方法进行控制，比各种交流PWM控制都要简单得多，这是设计梯形波永磁同步电动机的初衷。

然而由于绕组电感的作用，换相时电流波形不可能突跳，其波形实际上只能是近似梯形的，因而通过气隙传送到转子的电磁功率也是梯形波。

■ 转矩脉动

如图8-9所示，实际的转矩波形每隔 60° 都出现一个缺口，而用 PWM 调压调速又使平顶部分出现纹波，这样的转矩脉动使梯形波永磁同步电动机的调速性能低于正弦波的永磁同步电动机。

转矩脉动（续）

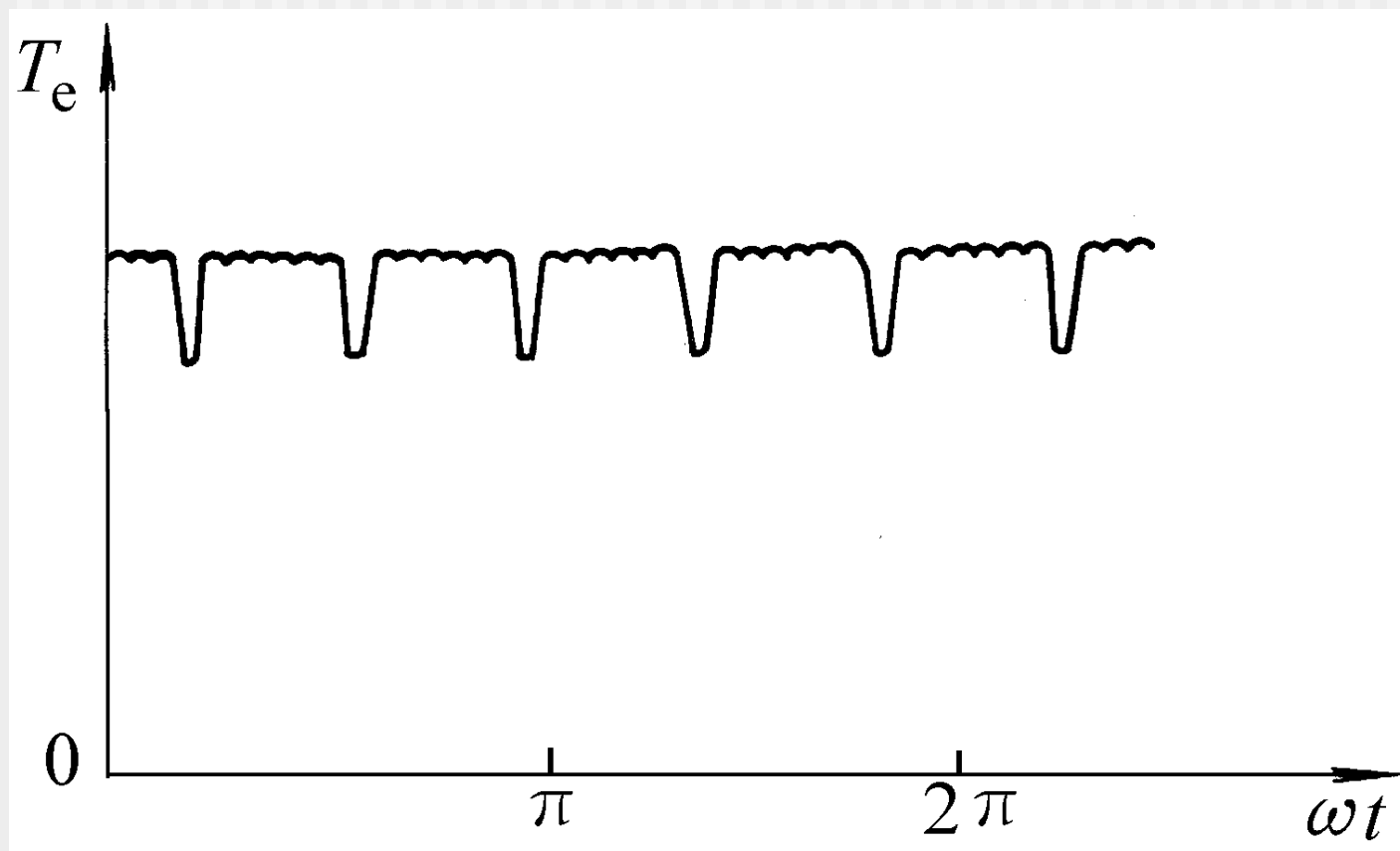


图8-9 梯形波永磁同步电动机的转矩脉动

2. 稳态模型

■ 逆变器电路

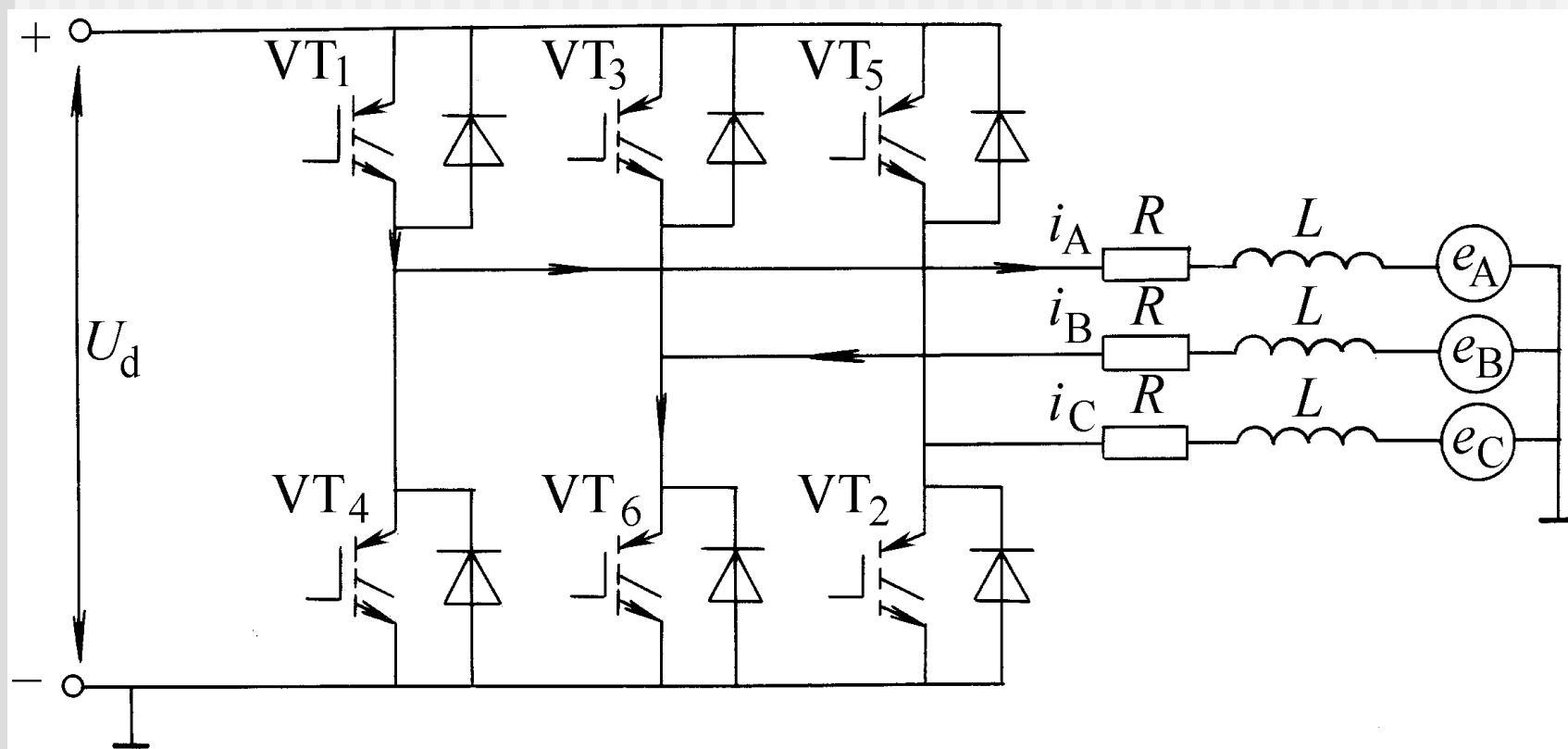


图8-10 梯形波永磁同步电动机的等效电路及逆变器主电路原理图

- 逆变器工作方式

由三相桥式逆变器供电的Y接梯形波永磁同步电动机的等效电路及逆变器主电路原理图如图8-10所示，逆变器通常采用 120° 导通型的，当两相导通时，另一相断开。

■ 电压方程

对于梯形波的电动势和电流，不能简单地用矢量表示，因而旋转坐标变换也不适用，只好在静止的ABC坐标上建立电机的数学模型。

当电动机中点与直流母线负极共地时，电动机的电压方程可以用下式表示

电压方程（续）

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (8-22)$$

式中 u_A 、 u_B 、 u_C ——三相输入对地电压；

i_A 、 i_B 、 i_C ——三相电流；

e_A 、 e_B 、 e_C ——三相电动势；

R_s ——定子每相电阻；

L_s ——定子每相绕组的自感；

L_m ——定子任意两相绕组间的互感。

电压方程（续）

由于三相定子绕组对称，故有

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

则

$$L_m i_B + L_m i_C = -L_m i_A$$

$$L_m i_C + L_m i_A = -L_m i_B$$

$$L_m i_A + L_m i_B = -L_m i_C$$

电压方程（续）

代入式（8-22），并整理后得

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s - L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_s - L_m \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}$$

（8-23）

■ 转矩方程

设图8-8中方波电流的峰值为 I_p ，梯形波电动势的峰值为 E_p ，在一般情况下，同时只有两相导通，从逆变器直流侧看进去，为两相绕组串联，则电磁功率为 $P_m = 2 E_p I_p$ 。忽略电流换相过程的影响，电磁转矩为

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_1} = \frac{2n_p E_p I_p}{\omega_1} = 2n_p \psi_p I_p \quad (8-24)$$

式中 ψ_p —梯形波励磁磁链的峰值，是恒定值。

由此可见，梯形波永磁同步电动机（即无刷直流电动机）的转矩与电流成正比，和一般的直流电动机相当。

这样，其控制系统也和直流调速系统一样，要求不高时，可采用开环调速，对于动态性能要求较高的负载，可采用双闭环控制系统。

注意

无论是开环还是闭环系统，都必须具备转子位置检测、发出换相信号、调速时对直流电压的PWM控制等功能。

现已生产出专用的集成化芯片，比如：MC33033、MC33035等。

3. 动态模型

- 动态电压方程

不考虑换相过程及PWM波等因素的影响，当图8-10中的VT1和VT6导通时，A、B两相导通而C相关断，则可得无刷直流电动机的动态电压方程为

$$u_A - u_B = 2R_s i_A + 2(L_s - L_m) p i_A + 2e_A \quad (8-25)$$

动态模型（续）

在上式中， $(u_A - u_B)$ 是 A、B 两相之间输入的平均线电压，采用 PWM 控制时，设占空比为 ρ ，则 $u_A - u_B = \rho U_d$ ，于是，式（8-25）可改写成

$$\rho U_d - 2e_A = 2R_s (T_l p + 1) i_A \quad (8-26)$$

式中 $T_l = \frac{L_s - L_m}{R_s}$ 为电枢漏磁时间常数。

■ 转矩和电力拖动系统运动方程

根据电机和电力拖动系统基本理论，可知

$$e_A = -e_B = k_e \omega \quad (8-27)$$

$$T_e = \frac{n_p}{\omega} (e_A i_A + e_B i_B) = 2n_p k_e i_A \quad (8-28)$$

$$T_e - T_L = \frac{J}{n_p} p \omega \quad (8-29)$$

■ 无刷直流电动机的动态结构图

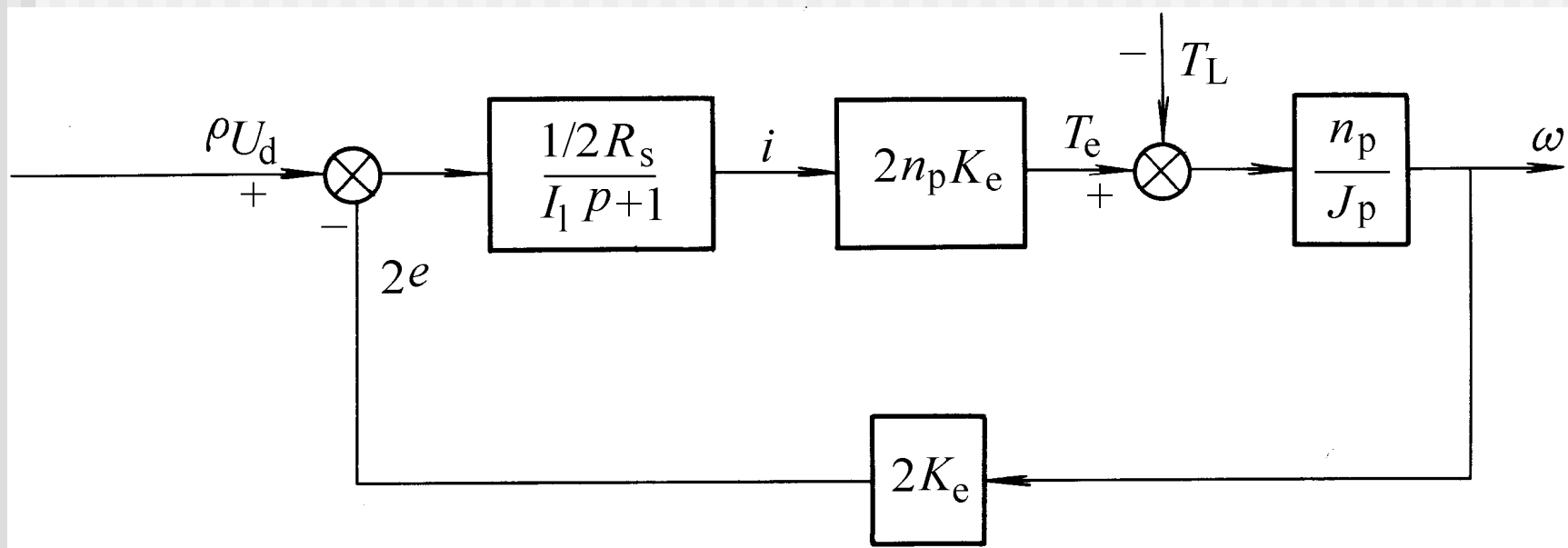


图8-11 无刷直流电动机的动态结构图

8.3.2 正弦波永磁同步电动机的自控变频调速系统

正弦波永磁同步电动机具有定子三相分布绕组和永磁转子，在磁路结构和绕组分布上保证定子绕组中的感应电动势具有正弦波形，外施的定子电压和电流也应为正弦波，一般靠交流PWM变压变频器提供。

1. 转子磁链定向控制模型

正弦波永磁同步电动机一般没有阻尼绕组，转子磁通由永久磁钢决定，是恒定不变的，可采用转子磁链定向控制，即将两相旋转坐标系的d轴定在转子磁链 Ψ_r 方向上，无须再采用任何计算磁链的模型。

- 磁链方程

其在d-q坐标上的磁链方程简化为

$$\psi_d = L_{sd} i_d + \psi_r$$

$$\psi_q = L_{sq} i_q$$

(8-30)

- 电压方程

式（8-19）的电压方程简化为

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_{sd} p i_d - \omega_1 L_{sq} i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_{sq} p i_q + \omega_1 L_{sd} i_d + \omega_1 \psi_r \end{aligned} \quad (8-31)$$

- 转矩方程

式（8-20）的转矩方程变成

$$T_e = n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = n_p [\psi_r i_q + (L_{sd} - L_{sq}) i_d i_q]$$

（8-32）

式中后一项是磁阻转矩，正比于 L_{sd} 与 L_{sq} 之差

•基频以下调速时的电机模型

在基频以下的恒转矩工作区中，控制定子电流矢量使之落在 q 轴上，即令 $i_d = 0$ ， $i_q = i_s$ ，此时磁链、电压和转矩方程成为

$$\begin{aligned}\psi_d &= \psi_r \\ \psi_q &= L_{sq} i_s\end{aligned}\tag{8-33}$$

$$\begin{aligned}u_d &= -\omega_1 L_{sq} i_s = -\omega_1 \psi_q \\ u_q &= R_s i_s + L_{sq} p i_s + \omega_1 \psi_r\end{aligned}\tag{8-34}$$

$$T_e = n_p \psi_r i_s\tag{8-35}$$

由于 ψ_r 恒定，电磁转矩与定子电流的幅值成正比，控制定子电流幅值就能很好地控制转矩，和直流电动机完全一样。

图8-12a绘出了按转子磁链定向并使 $i_d = 0$ 时PMSM的矢量图。

• 同步电动机矢量图

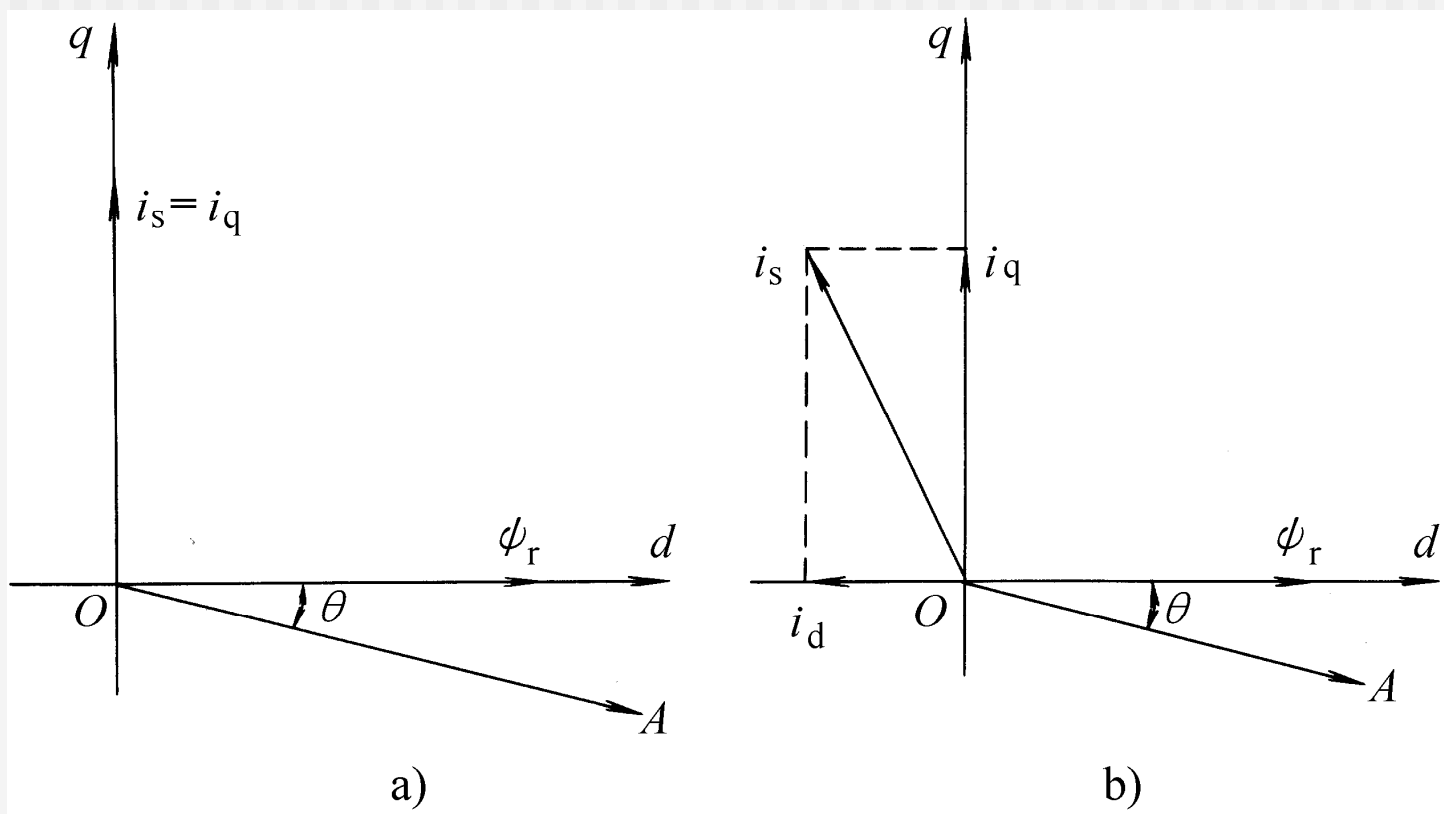


图8-12 按转子磁链定向的正弦波永磁同步电动机矢量图

a) 恒转矩调速 b) 弱磁恒功率调速

这时控制方法也很简单，只要能准确地检测出转子 d 轴的空间位置，控制逆变器使三相定子的合成电流（或磁动势）矢量位于 q 轴上（领先于 d 轴 90° ）就可以了，比异步电动机矢量控制系统要简单得多。

2. 矢量控制系统结构

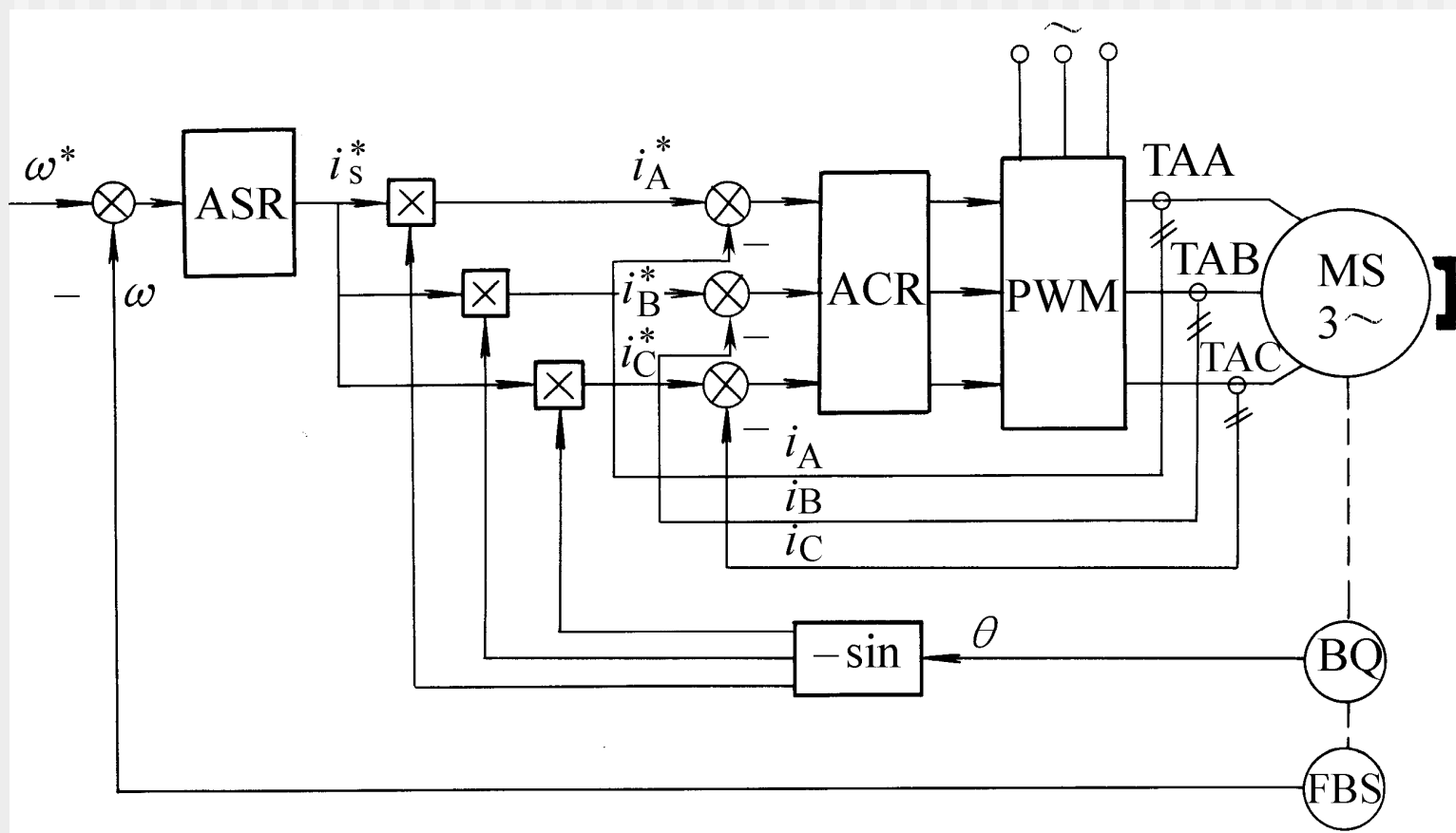


图8-13 按转子磁链定向并使 $i_d=0$ 的PMSM自控变频调速系统

3. 工作原理

按转子磁链定向并使 $i_d = 0$ 的正弦波永磁同步电动机自控变频调速系统和直流电动机调速系统一样，转速调节器ASR的输出是正比于电磁转矩的定子电流给定值。由图8-12a的矢量图可知

$$i_A = i_s \cos(90^\circ + \theta) = -i_s \sin \theta \quad (8-36)$$

$$i_B = -i_s \sin(\theta - 120^\circ) \quad (8-37)$$

$$i_C = -i_s \sin(\theta + 120^\circ) \quad (8-38)$$

工作原理（续）

- θ 角是旋转的d轴与静止的A轴之间的夹角，由转子位置检测器测出，经过查表法读取相应的正弦函数值后，与 i_s^* 信号相乘，即得三相电流给定信号 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 。
- 图中的交流PWM变压变频器须用电流控制，可以用带电流内环控制的电压源型PWM变压变频器，也可以用电流滞环跟踪控制的变压变频器。

- 基速以上的弱磁调速

如果需要基速以上的弱磁调速，最简单的办法是使定子电流的直轴分量 $i_d < 0$ ，其励磁方向与 ψ_r 相反，起去磁作用，这时的矢量图如图8-12b所示。

但是，由于稀土永磁材料的磁阻很大，利用电枢反应弱磁的方法需要较大的定子电流直轴去磁分量，因此常规的正弦波永磁同步电动机在弱磁恒功率区运行的效果很差，只有在短期运行时才可以接受。

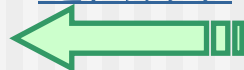
4. 系统的特点

■ 优点：

定子电流与转子永磁磁通互相独立，控制系统简单，转矩恒定性好，脉动小，可以获得很宽的调速范围，适用于要求高性能的数控机床、机器人等场合。

■ 缺点

- (1) 当负载增加时，定子电流增大，使气隙磁链和定子反电动势都加大，迫使定子电压升高。为了保证足够的电源电压，电控装置须有足够的容量，而有效利用率却不大。
- (2) 负载增加时，定子电压矢量和电流矢量的夹角也会增大，造成功率因数降低。
- (3) 在常规情况下，弱磁恒功率的长期运行范围不大。



本章小结

通过本章学习，熟悉和了解同步电动机变压变频调速的基本类型和特点；掌握同步电动机调速的基本原理和控制方法。重点学习无刷直流电动机自控变频调速系统和三相同步电动机自控变频调速系统。

