

doi:10.3969/j.issn.1563-4795.2010.09.025

# 基于双级矩阵变换器的双馈电机控制

沈飘飘, 栗梅

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 以双馈电机为研究对象, 结合双级矩阵变换器和矢量控制的优点, 建立了双级矩阵变换器励磁的定子磁场定向控制系统模型。同时导出了定子磁场定向的双馈电机的数学模型, 给出了以转速控制为外环, 以转子电流控制为内环的双闭环控制系统的设计方法。该系统中的变频器装置可用双级矩阵变换器代替。计算机仿真证明, 其双馈电机的转速在一定范围内从亚同步速到超同步速任意可调, 从而体现了系统的优良特性。

关键词: 双馈电机; 双级矩阵变换器; 矢量控制

## 0 引言

节电是电机调速的主要目的之一, 而如何处理转差功率在很大程度上影响着调速系统的效率。双馈调速的主要优点是其能把转差功率馈送到电网中去, 或由电网馈入, 从而使其能高效利用。由双馈电机构成的双馈调速传动系统就有许多这样的优越性能。特别是在大中型功率交流调速系统中, 变频器传送的是转差功率, 故可采用低压变频装置, 因而可大大降低变频装置的成本, 提高运行的可靠性。

过去通常使用交直交变频器作为双馈电机转子的励磁电源, 该方法虽然有良好的输出, 但输入电流畸变严重, 会污染电网, 且含有中间直流环节, 不利于同步速上下运行时能量的双向流动。而双级矩阵变换器作为一种绿色变频器, 正好能弥补这些不足, 同时具有输入、输出特性好, 能量可双向流动, 输入功率因素可调, 体积小等特点, 非常适合双馈调速系统。

本文建立了基于双级矩阵变换器的双馈电机定子磁场定向矢量控制的仿真模型, 并对其控制方式、输入输出特性和功率双向流动等关键技术及性能进行了分析研究, 从仿真结果来看, 双级矩阵变换器在双馈电机调速系统中, 具有良好的应用性能。

## 1 双馈电机的矢量控制

双馈电机正常运行时, 定子绕组接工频电网电源, 转子绕组由变频器供电。像其它电机一样, 定、转子电流产生的旋转磁场在空间上相对静止, 且必须满足:

$$\omega_1 = \omega_r \pm \omega_2 \quad (1)$$

式中,  $\omega_1$  为定子旋转磁场角速度,  $\omega_r$  为电机转速,  $\omega_2$  为转子旋转磁场角速度。这样, 通过坐标变换, 可以得到电机在两相旋转坐标系上的数学模型为:

$$\begin{cases} u_{M1} = R_1 i_{M1} + p\psi_{M1} - \omega_1 \psi_{T1} \\ u_{T1} = R_1 i_{T1} + p\psi_{T1} + \omega_1 \psi_{M1} \\ u_{M2} = R_2 i_{M2} + p\psi_{M2} - \omega_s \psi_{T2} \\ u_{T2} = R_2 i_{T2} + p\psi_{T2} + \omega_s \psi_{M2} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \psi_{M1} = L_1 i_{M1} + L_m i_{M2} \\ \psi_{T1} = L_1 i_{T1} + L_m i_{T2} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \psi_{M2} = L_2 i_{M2} + L_m i_{M1} \\ \psi_{T2} = L_2 i_{T2} + L_m i_{T1} \end{cases} \quad (4)$$

式中, 下标1和2分别表示定子和转子,  $u$  表示电压,  $i$  表示电流,  $R$  表示电阻,  $L$  表示自感,  $L_m$  表示互感,  $\psi$  表示磁链,  $p$  表示微分算子,  $\omega_s$  表示转差角速度 ( $\omega_s = \omega_1 - \omega_r$ )。

通过比较, 本文采用定子磁链矢量  $\psi_1$  为M轴的定向矢量, 优点是交叉耦合的量很少; 转矩公式简单, 是两个标量之积; 在直接通道中不存在非线性; 只有一个磁链的分量, 形式简单。

以定子磁链定向后,  $\psi_{M1}=\psi_1$ ,  $\psi_{T1}=0$ , 带入(3)式可得:

$$\begin{cases} \psi_{M1}=\psi_1=L_1i_{M1}+L_m i_{M2} \\ \psi_{T1}=0=L_1i_{T1}+L_m i_{T2} \end{cases} \quad (5)$$

若不计定子绕组电阻 ( $R_1=0$ ), 则由上式得:

$$\begin{cases} u_{M1}=p\psi_1 \\ u_{T1}=\omega_1\psi_1 \end{cases} \quad (6)$$

由于双馈电机定子接的是工频电网, 故定子电压可看成三相平衡的正弦电压, 幅值  $U_m$  为常数, 则在M-T坐标系下,  $u_{M1}$ 和 $u_{T1}$ 都是恒定的直流分量, 故有 $\psi_1=u_{T1}/\omega_1$ 为常数,  $p\psi_1=0$ , 因此, (6)式可化为:

$$\begin{cases} u_{M1}=0 \\ u_{T1}=U_1 \end{cases} \quad (7)$$

将(5)式代入(4)式, 并结合(2)式, 即可得出转子的电压方程为:

$$\begin{cases} u_{M2}=R_2i_{M2}+\delta L_2 p i_{M2}-\omega_s \delta L_2 i_{T2} \\ u_{T2}=R_2i_{T2}+\delta L_2 p i_{T2}+\omega_s \delta L_2 i_{M2}+\omega_s \frac{L_m}{L_1} \psi_1 \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\delta$ 为电机漏磁系数,  $\delta=1-\frac{L_m^2}{L_1 L_2}$ ;

在矢量控制系统中, 变频器的控制是通过转子电流给定值和实际电流的误差, 然后通过电流调节器输出量来控制的, 因此, 调节器的输出是触发装置的控制信号, 只要电流误差存在, 触发脉冲就移相, 直至电流误差为零。这种系统的稳态误差等于零, 动态误差不为零, 由于系统始终处于动态, 因此输出电流总是滞后一段时间, 因此应加入电压前馈补偿。

式(8)是转子电压的瞬间方程, 当在同步轴系下, 稳态时的 $i_{M2}$ 和 $i_{T2}$ 为直流量, 其电压表达式变为:

$$\begin{cases} u^*=R_2i_{M2}-\omega_s \delta L_2 i_{T2} \\ u^*=R_2i_{T2}+\omega_s \delta L_2 i_{M2}+\omega_s \frac{L_m}{L_1} \psi_1 \end{cases} \quad (9)$$

在控制系统中, 采用电流给定值来代替实际值, 并综合M轴和T轴的直流调节分量 $\Delta u_{M2}$ 和 $\Delta u_{T2}$ 可得到电压前馈补偿量:

$$\begin{cases} u_{M2}^*=R_2i_{M2}^*-\omega_s \delta L_2 i_{T2}^*+\Delta u_{M2} \\ u_{T2}^*=R_2i_{T2}^*+\omega_s \delta L_2 i_{M2}^*+\omega_s \frac{L_m}{L_1} \psi_1+\Delta u_{T2} \end{cases} \quad (10)$$

同时, 在M-T坐标系下, 电机输入的有功功率P和无功功率Q, 可结合(7)式表示为:

$$\begin{cases} P=u_{M1}i_{M1}+u_{T1}i_{T1}=U_1i_{T1} \\ Q=u_{T1}i_{M1}-u_{M1}i_{T1}=U_1i_{M1} \end{cases} \quad (11)$$

实现上述双馈电机矢量控制的系统框图如图1所示, 图中, 角速度给定值 $\omega^*$ 与反馈值 $\omega$ 之差经速度调节器后, 所输出的转子T轴电流分量给定值 $i_{T2}^*$ 与反馈值 $i_{T2}$ 进行比较再经电流调节器并加上补偿电压, 即可得到转子T轴电压给定值 $u_{T2}^*$ 。同样, 转子M轴电流分量给定值 $i_{M2}^*$ 与反馈值 $i_{M2}$ 比较, 再经电流调节器并加上补偿电压, 就可得到转子M轴电压给定值 $u_{M2}^*$ , 此后再通过2/3变换, 就可获得用于控制变频器输出的转子电压给定值 $u_a$ 、 $u_b$ 和 $u_c$ 。

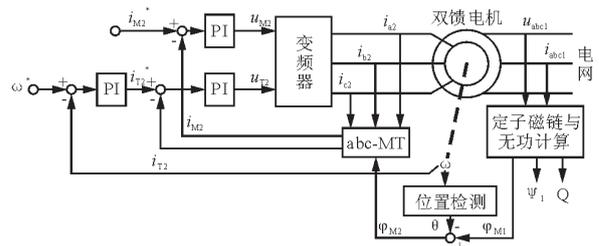


图1 双馈电机矢量控制系统框图

## 2 双级矩阵变换器的调制

上述系统中的变频器装置可用双级矩阵变换器代替。双级矩阵变换器具有功率双向流动且功率因数可调, 无中间直流环节, 输出电压幅值、相位和频率可调等优点, 非常适合双馈电机的励磁电源。图2所示是双级矩阵变换器的拓扑结构。

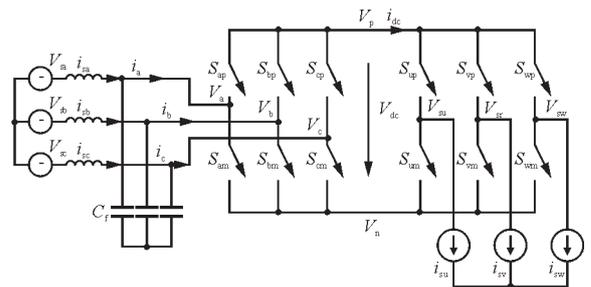


图2 等效双级矩阵变换器拓扑图

双级矩阵变换器三相输入相电压为:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \sin(\omega t) \\ V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \sin\theta_a \\ V_m \sin\theta_b \\ V_m \sin\theta_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

输出三相电流为:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \sin(\omega t + \varphi_0) \\ I_0 \sin(\omega t + \varphi_0 - 2\pi/3) \\ I_0 \sin(\omega t + \varphi_0 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中： $\omega_1$ 和 $\omega_0$ 分别为输入和输出角频率； $\varphi_0$ 为输出相电流的初相位角； $V_m$ 和 $I_0$ 分别为输入相电压和输出相电流的幅值。一般地，双级矩阵变换器的调制可分为整流级调制和逆变级调制。

### 2.1 整流级PWM调制

双向开关整流级的调制目的之一是要在直流侧输出极性为正的直流电压，并保证输入端的单位功率因数整流。

为了使 $V_{pn}>0$ ，并且尽可能地充分利用三相输入线电压，以合成较大的直流电压，可采用本文的调制策略。

由于输入端电压对称平衡，故可将三相正弦输入电压按每划分为1个区间，1个工作周期被划分为6个区间，并使每个区间内有两相的相电压值符号相同，而与第三相符号相反。图3所示是其整流分区示意图，在图3所示的区间1中， $V_{sb}$ 为负， $V_{sa}$ 和 $V_{sc}$ 为正。为了保证中间直流上正下负，可以将 $V_{sb}$ 一直导通，而将 $V_{sa}$ 与 $V_{sc}$ 轮流导通，以实现PWM高频整流。这样，每个开关周期分为2段：第1段整流级开关 $S_{cp}$ 和 $S_{ln}$ 导通，其他开关关断，直流端电压为 $V_{pn}=V_{sc}-V_{sb}$ ；第2段中 $S_{ap}$ 和 $S_{ln}$ 导通，其他开关关断，直流端电压为 $V_{pn}=V_{sa}-V_{sb}$ 。

对于其他5个区间，可采用同样的方法得到如表1所列的开关状态表。

为了调制整流级单位功率因数，其区间1内的各开关占空比与直流端电压平均值如下：

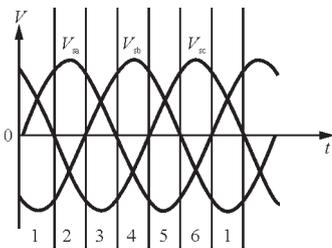


图3 整流分区示意图

表1 PWM整流的开关状态

区间号	段1		段2	
	接通开关	直流电压	接通开关	直流电压
1	$S_{cp}, S_{ln}$	$V_{sc}-V_{sb}$	$S_{ap}, S_{ln}$	$V_{sa}-V_{sb}$
2	$S_{ln}, S_{ap}$	$V_{sa}-V_{sb}$	$S_{cn}, S_{ap}$	$V_{sa}-V_{sc}$
3	$S_{ap}, S_{cn}$	$V_{sa}-V_{sc}$	$S_{lp}, S_{cn}$	$V_{sb}-V_{sc}$
4	$S_{cn}, S_{lp}$	$V_{sb}-V_{sc}$	$S_{an}, S_{lp}$	$V_{sb}-V_{sa}$
5	$S_{lp}, S_{an}$	$V_{sb}-V_{sa}$	$S_{cp}, S_{an}$	$V_{sc}-V_{sa}$
6	$S_{an}, S_{cp}$	$V_{sc}-V_{sa}$	$S_{ln}, S_{cp}$	$V_{sc}-V_{sb}$

$$d_c = -\frac{\sin\theta_c}{\sin\theta_b}$$

$$d_a = -\frac{\sin\theta_a}{\sin\theta_b} \quad (14)$$

$$\bar{V} = \frac{3V_m}{2|\sin\theta_b|}$$

式(14)表明，区间1的整流输出电压 $\bar{V}$ 是 $\sin\theta_b$ 的函数，该电压在整个区间内是一个上正下负的脉动电压，变化范围是 $1.5V_m \sim \sqrt{3}V_m$ 。其他区间的占空比也可用上述分析方法得到，从而实现单位功率因数整流。

### 2.2 逆变器空间矢量调制

本系统的逆变级结构与传统逆变器一样，故可采用性能优良的空间矢量调制策略。为了分析方便，这里假设直流电压 $\bar{V}$ 恒定。

事实上，在A相电压的各个区间内，逆变级的占空比可归纳如下：

$$d_\beta = \frac{T_\beta}{T_s} = m_v \sin_m \cdot \sin\theta_{sv}$$

$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_s} = m_v \sin_m \cdot \sin(60^\circ - \theta_{sv}) \quad (15)$$

$$d_0 = \frac{T_0}{T_s} = 1 - d_\alpha - d_\beta$$

式(15)中， $m_v$ 为调制系数，且 $0 \leq m_v \leq 1$ ； $\theta_{sv}$ 为扇区角； $T_s$ 为开关周期； $T_\alpha$ 、 $T_\beta$ 、 $T_0$ 为开关导通时间； $d_\alpha$ 、 $d_\beta$ 、 $d_0$ 为开关的占空比， $\sin_m$ 为动态调整系数，且有：

$$\sin_m = \max\{|\sin\theta_a|, |\sin\theta_b|, |\sin\theta_c|\} \quad (16)$$

由于整流级每一个开关周期都分为2段。为了协调整流级与逆变级，也可把逆变级每个开关周期也分为2段。在通过式(15)计算得到占空比 $d_\alpha$ 、 $d_\beta$ 、 $d_0$ 之后，再将它们按照整流级占空比分配为2段进行调制。现以整流级工作在区间1，逆变级参考线电压空间矢量在扇区1加以说明。

首先是整流级工作在区间1，处于开关周期的第1段时，逆变级 $V_1$ 、 $V_6$ 和 $V_0$ 的对应占空比可根据下面公式求得：

$$d_{1c} = d_1 d_c = d_1 \left[ -\frac{\sin\theta_c}{\sin\theta_b} \right]$$

$$d_{6c} = d_6 d_c = d_6 \left[ -\frac{\sin\theta_c}{\sin\theta_b} \right] \quad (17)$$

$$d_{0c} = d_0 d_c = d_0 \left[ -\frac{\sin\theta_c}{\sin\theta_b} \right]$$

