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,粟梅

(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。

收稿日期:2010-03-08

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:

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

式中,ω,为定子旋转磁场角速度,ω,为电机 转速,ω2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:

$$\begin{aligned}
u_{MI} = R_{1}i_{MI} + p\psi_{MI} - \omega_{1}\psi_{TI} \\
u_{TI} = R_{1}i_{TI} + p\psi_{TI} + \omega_{1}\psi_{MI} \\
u_{M2} = R_{2}i_{M2} + p\psi_{M2} - \omega_{3}\psi_{T2} \\
u_{T2} = R_{2}i_{T2} + p\psi_{T2} + \omega_{3}\psi_{M2} \\
(\psi_{MI} = L_{1}i_{MI} + L_{T}i_{M2}
\end{aligned}$$
(2)

$$\psi_{T1} = L_1 i_{T1} + L_n i_{T2} \tag{3}$$

$$\begin{cases}
\psi_{M2} = L_2 i_{M2} + L_m i_{M1} \\
\psi_{T2} = L_2 i_{T2} + L_m i_{T1}
\end{cases}$$
(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, ψ 表示磁链,p表示微分算子, ω_s 表示转差角速度 ($\omega_s=\omega_1-\omega_t$)。

通过比较,本文采用定子磁链矢量ψ₁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, ψ_{M1}=ψ₁, ψ_{T1}=0, 带入 (3) 式可得:

$$\begin{cases} \psi_{M1} = \psi_1 = L_1 i_{M1} + L_m i_{M2} \\ \psi_{T1} = 0 = L_1 i_{T1} + L_m i_{T2} \end{cases}$$
(5)
若不计定子绕组电阻 (*R*₁=0),则由上式得:

$$\begin{cases} u_{\rm MI} = p\psi_1 \\ u_{\rm TI} = \omega_1 \psi_1 \end{cases} \tag{6}$$

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:

$$\begin{cases} u_{\rm MI}=0\\ u_{\rm TI}=U_1 \end{cases}$$
(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:

$$\begin{cases} u_{M2} = R_2 i_{M2} + \delta L_2 p i_{M2} - \omega_s \delta L_2 i_{T2} \\ u_{T2} = R_2 i_{T2} + \delta L_2 p i_{T2} + \omega_s \delta L_2 i_{M2} + \omega_s \frac{L_m}{L_1} \psi_1 \end{cases}$$
(8)

式中, δ 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*₁₂为直流量,其电压表达式 变为:

$$\begin{cases} u^{*} = R_{2}i_{M2} - \omega_{s}\delta L_{2}i_{T2} \\ u^{*} = R_{2}i_{T2} + \omega_{s}\delta L_{2}i_{M2} + \omega_{s}\frac{L_{m}}{L_{1}}\psi_{1} \end{cases}$$
(9)

在控制系统中,采用电流给设定值来代替实际值,并综合M轴和T轴的直流调节分量 Δu_{M2} 和 Δu_{m2} 可得到电压前馈补偿量:

$$\begin{cases} u^*_{M2} = R_2 i_{M2} - \omega_s \delta L_2 i_{T2} + \Delta u_{M2} \\ v^*_{T2} = R_2 i_{T2} + \omega_s \delta L_2 i_{M2} + \omega_s \frac{L_m}{L_1} \psi_1 + \Delta u_{T2} \end{cases}$$
(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:

$$\begin{array}{l}
P = u_{\rm MI} i_{\rm MI} + u_{\rm TI} i_{\rm TI} = U_{\rm I} i_{\rm TI} \\
Q = u_{\rm TI} i_{\rm MI} - u_{\rm MI} i_{\rm TI} = U_{\rm I} i_{\rm MI}
\end{array}$$
(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 ω^* 与反馈值 ω 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^*_{12} 与反馈值 i_{12} 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^*_{12} 。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_{co}



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:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{m} \sin (\omega_{i}t) \\ V_{m} \sin (\omega_{i}t - 2\pi/3) \\ V_{m} \sin (\omega_{i}t - 4\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{m} \sin \theta_{a} \\ V_{m} \sin \theta_{b} \\ V_{m} \sin \theta_{c} \end{bmatrix}$$
(12)

输出三相电流为:

 $\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \sin (\omega_0 t + \varphi_0) \\ I_0 \sin (\omega_0 t + \varphi_0 - 2\pi/3) \\ I_0 \sin (\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi/3) \end{bmatrix}$ (13)

其中: ω₁和ω₀分别为输入和输出角频率; φ₀ 为输出相电流的初相位角; V_m和I₀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_{ss} 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_{ss} 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_{bn} 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_{bn} 导通, 其他开关关断,直流端电压为 $V_{pn}=V_{sc}-V_{sb}$ 。

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	$S_{ m cp}$ $S_{ m bn}$	$V_{\rm sc} – V_{\rm sb}$	$S_{ m ap}, S_{ m bn}$	${V}_{\rm sa}\!\!-\!{V}_{\rm sb}$
2	$S_{ m bn}$ $S_{ m ap}$	$V_{\rm sa} - V_{\rm sb}$	$S_{\rm cn}, S_{\rm ap}$	${V}_{\rm sa}\!\!-\!{V}_{\rm sc}$
3	$S_{ m ap}$ $S_{ m cn}$	$\boldsymbol{V}_{\rm sa}$ – $\boldsymbol{V}_{\rm sc}$	$S_{\rm bp},~S_{\rm cn}$	${V}_{\rm sb}{-}{V}_{\rm sc}$
4	$S_{\rm cn}$ $S_{\rm bp}$	$V_{\rm sb}\!\!-\!V_{\rm sc}$	$S_{ m an}, S_{ m bp}$	$V_{\rm sb} - V_{\rm sa}$
5	$S_{ m bp}$ $S_{ m an}$	$V_{\rm sb} - V_{\rm sa}$	$S_{\rm cp}, S_{\rm an}$	$V_{\rm sc} - V_{\rm sa}$
6	$S_{ m an}$ $S_{ m cp}$	$V_{\rm sc} - V_{\rm sa}$	$S_{ m bn},S_{ m cp}$	${V}_{\rm sc} {-} {V}_{\rm sb}$

$$d_{e} = -\frac{\sin \theta_{e}}{\sin \theta_{b}}$$

$$d_{a} = -\frac{\sin \theta_{a}}{\sin \theta_{b}}$$

$$\overline{V} = \frac{3V_{m}}{2|\sin \theta_{b}|}$$
(14)

式 (14) 表明,区间1的整流输出电压 \overline{V} 是 sin θ_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~ $\sqrt{3}$ 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*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:

$$d_{\beta} = \frac{T_{\beta}}{T_{s}} = m_{v} \sin_{m} \cdot \sin_{sv}$$

$$d_{\alpha} = \frac{T_{\alpha}}{T_{s}} = m_{v} \sin_{m} \cdot \sin_{\sigma} (60^{\circ} - \theta_{sv}) \qquad (15)$$

$$d_{0} = \frac{T_{0}}{T_{c}} = 1 - d_{\alpha} - d_{\beta}$$

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

 $sin_m = max \{ |sin\theta_a|, |sin\theta_b|, |sin\theta_c| \}$ (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*_α、*d*₉、*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V₁、V₆和V₀的对应占空比可根 据下面公式求得:

$$d_{1c}=d_{1}d_{c}=d_{1}\left[-\frac{\sin\theta_{c}}{\sin\theta_{b}}\right]$$

$$d_{6c}=d_{6}d_{c}=d_{6}\left[-\frac{\sin\theta_{c}}{\sin\theta_{b}}\right]$$

$$d_{0c}=d_{0}d_{c}=d_{0}\left[-\frac{\sin\theta_{c}}{\sin\theta_{b}}\right]$$
(17)

其次是整流级工作在区间1,处于开关周期 的第2段时,逆变级 V_1 、 V_6 和 V_0 对应的占空比可用 下式求得:

$$d_{1a} = d_{1}d_{a} = d_{1}\left[-\frac{\sin\theta_{a}}{\sin\theta_{b}}\right]$$

$$d_{6a} = d_{6}d_{a} = d_{6}\left[-\frac{\sin\theta_{c}}{\sin\theta_{b}}\right]$$

$$d_{0a} = d_{0}d_{a} = d_{0}\left[-\frac{\sin\theta_{c}}{\sin\theta_{b}}\right]$$
(18)

为了使整流级每次换流时电路中的电流都为 零,可采用如图4所示的 PWM 序列方法。整流级 换流时,逆变级都工作在零电压空间矢量状态, 这样可保证零电流换流,整个换流过程比较安全 且简单,这是双级矩阵变换器最突出的优点。整 流级和逆变级工作在其他区间时,也可以用上面 的方法获得相应的开关顺序及占空比的计算公 式。



3 仿真参数及结果分析

本文仿真的电机为三相绕线式异步电机,具体参数为: $P_{\rm N}$ =3.7 kW, $U_{\rm N}$ =380 V,极对数为2, $R_{\rm s}$ =1.115 Ω, $R_{\rm r}'$ =1.083 Ω, $L_{\rm ls}$ =0.005974H, $L_{\rm lr}'$ = 0.005974H, $L_{\rm m}$ =0.2037H。图5 (a)所示是电机由 次同步速130rad/s变到同步速157 rad/s再变到超同 步速190rad/s的转速响应,图5 (b)是电机的转子电 流响应,图5 (c)是电机的转子电压与电流响应。

4 结束语

本文结合双级矩阵变换器和矢量控制的特 点,给出了一个用双级矩阵变换器励磁的定子磁 场定向控制系统的模型。通过对该电机控制系统 的仿真证明,该电机在同步转速附近可以很好地 跟踪给定值,但也存在一定的超调现象,而这可 以通过进一步调节PI参数来解决。



从亚同步到同步再到超同步,其转子电流能 很好的自动变化,以调整相序及大小。另外,由 于转子M轴电流设定值一定,故定子侧无功也一 定,而定子侧电压与电流相序不变。

参考文献

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业 出版社, 2006.
- [2] 粟梅,许新东,李丹云,张泰山.双级矩阵变换器驱动 异步电动机特性研究 [J]. 中南大学学报,2005,36(8):
 658-663
- [3] 粟梅,覃恒思,孙尧,张泰山.矩阵变换器系统的稳定 性分析[J].中国电机工程学报,2005,25(8): 62-69
- [4] Ghedamsi, K, Aouzellag, ,Berkouk,Application of matrix converter for variable speed wind turbine driving an doubly fed induction generator,IEEE, 2006, p S3–38–42
- [5] Dalal,Prasid Syam,Chattopadhyay,Use of matrix converter as slip power regulator in doubly-fed induction motor drive for improvement of power quality, IEEE Power India Conference, 2006, p 6 pp.