

Indirect Torque Control of Induction Motor Based on Two-Stage Matrix Converter

Su Mei¹, Xie HongJun²

1)Central South University,Changsha,410083,China (E-mail: sumeicsu@yahoo.com.cn)

2)Central South University,Changsha,410083,China(E-mail:HongJunX@gmail.com)

Abstract—Two-stage matrix converter, which can achieve all the traditional matrix converter features, has relatively small number of switching devices, greatly simplified clamp circuit, reliable commutation, simple modulation strategy and easy to be implemented. After a brief analysis of the two-stage matrix converter topology, this paper gives a detailed deduction of indirect torque control algorithm of induction motor. Finally, with the compensation of intermediate DC voltage modulation strategy, system simulation model is built up based on Matlab/Simulink. The simulation results show the correctness and effectiveness of the algorithm.

Keywords—matrix converter, indirect torque control, space vector modulation, zero current commutation

基于双级矩阵变换器的异步电机间接转矩控制

粟梅¹ 谢红军²

1)中南大学信息科学与工程学院 长沙 410083

2)中南大学信息科学与工程学院 长沙 410083

摘要 双级矩阵变换器不仅能够实现传统矩阵变换器的所有功能,并且具有开关器件相对较少,箝位电路大大简化、换流简单可靠、调制策略简单、易于实现等优点。本文在对双级矩阵变换器拓扑结构进行简要分析之后,详细推导了感应电机间接转矩控制算法,最后结合双级矩阵变换器补偿中间直流电压空间矢量调制算法,搭建了基于Matlab/Simulink仿真模型,仿真结果验证了算法的正确性和有效性。

关键词 矩阵变换器, 间接转矩控制, 空间矢量调制, 零电流换流

1. 引言

控制技术、微电子技术和计算机技术的飞速发展极大地推动了电力电子技术的发展。随着人们对电网质量要求的提高以及谐波治理力度的加大,矩阵变换器日趋受到人们的重视,成为近年来电力变换器中的研究热点。矩阵变换器作为一种“绿色”全硅型交-交变换装置^[1],具有能量双向流动、正弦输入输出电流、输入功率因数可控、功率密度高等特点。自20世纪80年代以来,虽然矩阵变换器的研究取得了很大进展^[2-5],但至今仍停留在理论研究和实验室样机阶段。其最主要的原因是传统单级矩阵变换器存在开关器件数量多(一般需要18个IGBT和18个二极管)、控制算法复杂以及换流困难等问题。双级矩阵

变换器一定程度上解决了传统矩阵变换器所面临的问题。双级矩阵变换器不仅能够实现传统矩阵变换器的所有功能,并且具有功率开关器件相对较少、箝位电路大大简化、换流简单可靠、调制算法复杂度降低等优点。

异步电机间接转矩控制源于直接转矩控制,以电磁转矩作为内环控制对象,控制算法基于静止坐标系,无须复杂的旋转变换。所不同的是,直接转矩控制采用砰-砰控制和查开关表的方法来控制定子磁链,系统电流、转矩脉动大,且开关频率不固定。而间接转矩控制内环均为PI调节器,理论上可以合成任意方向的电压空间矢量。逆变器采用SVM调制策略,能够恒定开关频率,便于输入、输出滤波器设计。由于异步电机间接转矩控制输出定子电压空间矢量,因此可以直接作为双级矩阵变换器逆变级给定,只需在占空比计算时对直流母线电压进行补偿即可,几乎不增加调制复杂度,感应电机间接转矩控制与矩阵变换器能够实现完美结合。

国家自然科学基金项目(资助号:60674065)

2. 双级矩阵变换器拓扑结构

双级矩阵变换器的一种拓扑结构如图 1 所示。双级矩阵变换器由整流级和逆变级两部分组成，共需要 15 个 IGBT 和 18 个二极管^[2]。相对于传统矩阵变换器，双级矩阵变换器开关数量减少，因此双级矩阵变换器也被称为稀疏矩阵变换器 (Sparse Matrix Converter)^[3]。此外，传统矩阵变换器箝位电路复杂，需要一组二极管与电容器件^[4]。而双级矩阵变换器箝位电路则大大简化，如图 1 中 D_c 与 C_c 的串联部分。

从图 1 可以看到，双级矩阵变换器的结构类似于 AC-DC-AC 变换器，不同的是没有大的中间储能电容。其控制方式也分为两级控制，其整流段采用简化 PWM 控制，逆变端采用 SVPWM 控制^[7]。由于没有中间电容的硬件解耦，因此双级矩阵变换器输入输出直接耦合，整流级与逆变级需要协调控制。如果在整流级换流时刻，逆变级输出零空间矢量，迫使直流端输出开路，那么整流端的开关就可以在零电流的条件下自由换流，几乎没有开关损耗^[4]，并且由于整流部分功率开关数占总开关数量的 2/3，因此开关导通损耗大幅度降低。

3. 矩阵变换器驱动异步电机间接转矩控制系统

图 2 为双级矩阵变换器驱动的异步电机间接转矩控制原理框图，系统主要由转速、磁链 PI 调节器、转矩 PI 调节器、磁链与转矩观测器、定子磁链预测、SVPWM 调制模块等组成。磁链与转矩观测器用于观测定子磁链和电磁转矩，磁链观测值与给定相比较后，经磁链 PI 调节产生磁链幅值增量 k_ϕ 。转矩调节器输出动态角度增量 $\Delta\theta_d$ ，动态

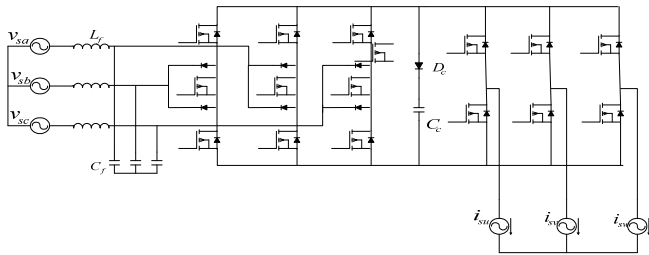


图 1 双级矩阵变换器拓扑结构图

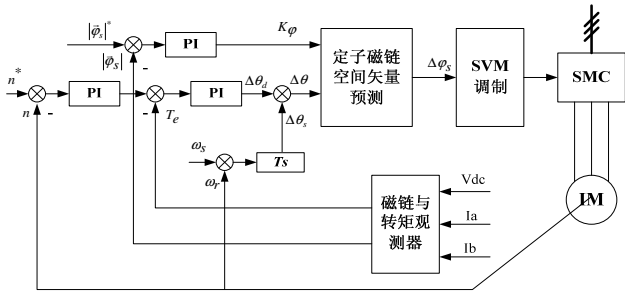


图 2 双级矩阵变换器驱动的异步电机间接转矩控制原理框图

角度增量与静态角度增量 $\Delta\theta_s$ 的和即为定子磁链需要增加的角度 $\Delta\theta$ 。定子磁链空间矢量模块预测得到下一拍的磁链增量 $\Delta\phi_s$ ，SVPWM 调制策略根据 $\Delta\phi_s$ 计算相应空间矢量的占空比，控制其开关导通时间，最终达到控制转速的目的。

3.1 间接转矩控制

根据电机统一理论，感应电机电磁转矩有如下形式^[6]：

$$T_e = \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r} |\bar{\phi}_s| |\bar{\phi}_r| \sin \theta = k |\bar{\phi}_s| |\bar{\phi}_r| \sin \theta \quad (1)$$

式中 k 为与电动机参数相关的常数， $|\bar{\phi}_s|$ 为定子磁链幅值， $|\bar{\phi}_r|$ 为转子磁链幅值， θ 为磁链角。在维持气隙磁通恒定的情况下，改变 θ 能够有效地改变电磁转矩。并且，由于定子时间常数比转子时间常数小，这样就可以方便地通过改变定子磁链的旋转速度来改变磁链角。如图 3：

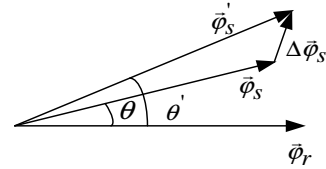


图 3 定子磁链与转子磁链关系图

从图 3 中可以看到，通过施加一个 $\Delta\phi_s$ ，就可以改变定子磁链的幅值和磁链角。 $\Delta\phi_s$ 的作用可以理解为分两步完成：第一步将 $\bar{\phi}_s$ 拉长至 $\bar{\phi}_s'$ ；第二步将拉长后的 $\bar{\phi}_s'$ 逆时针旋转一个角度 $\Delta\theta$ 。间接转矩控制的核心就是如何合成需要的 $\Delta\phi_s$ 。

为了便于数字实现，将图 3 中 $\bar{\phi}_s$ 记为 $\bar{\phi}_s(k-1)$ ， $\bar{\phi}_s'$ 记为 $\bar{\phi}_s(k)$ ， $\Delta\phi_s$ 记为 $\Delta\phi_s(k)$ 。于是有关系式：

$$\Delta\phi_s(k) = \bar{\phi}_s(k) - \bar{\phi}_s(k-1) = \{ [1 + K_\phi(k)] * e^{j\Delta\theta(k)} - 1 \} * \bar{\phi}_s(k-1) \quad (2)$$

上式不便于数值运算，必须作某种近似。在一拍之内，由于 $\Delta\theta$ 、 $K_\phi(k)$ 很小，因此近似有：

$$\cos \Delta\theta = 1, \sin \Delta\theta = \Delta\theta, K_\phi(k) * \Delta\theta = 0 \quad (3)$$

于是 (2) 式可以近似为：

$$\Delta\phi_s(k) \approx [K_\phi(k) + j\Delta\theta(k)] * \bar{\phi}_s(k-1) \quad (4)$$

对于 α 、 β 两相静止坐标系有：

$$\Delta\phi_{s\alpha}(k) + j\Delta\phi_{s\beta}(k) = [K_\phi(k) + j\Delta\theta(k)] * [\phi_{s\alpha}(k-1) + j\phi_{s\beta}(k-1)] \quad (5)$$

因此：

$$\begin{cases} \Delta\varphi_{s\alpha}(k) = K_\varphi(k) * \varphi_{s\alpha}(k-1) - \Delta\theta * \varphi_{s\beta}(k-1) \\ \Delta\varphi_{s\beta}(k) = \Delta\theta * \varphi_{s\alpha}(k-1) + K_\varphi(k) * \varphi_{s\beta}(k-1) \end{cases} \quad (6)$$

由式(5)推导得到的 $\Delta\varphi_{s\alpha}$ 和 $\Delta\varphi_{s\beta}$, 我们有:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \frac{\Delta\varphi_{s\alpha}}{T_s} + R_s i_{s\alpha} \\ u_{s\beta} = \frac{\Delta\varphi_{s\beta}}{T_s} + R_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (7)$$

这样我们就可以计算得到需要施加的电压空间矢量在 α 、 β 坐标轴上的电压分量。

假定待合成电压空间矢量 \vec{u}_s 位于区间一, 如图 4 所示, 根据正弦定理容易得到:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} m_v \sin(\pi/3 - \theta) \\ d_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} m_v \sin\theta \end{cases} \quad (8)$$

d_1 、 d_2 分别为 u_1 、 u_2 的占空比, m_v 为调制系数, 零空间矢量占空比 $d_0 = 1 - d_1 - d_2$ 。

事实上, 中间直流是一个脉动的电压, 因此需要对占空比进行补偿^[7], 补偿后的占空比计算公式为:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} m_v \cos\theta_a \sin(\pi/3 - \theta) \\ d_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} m_v \cos\theta_a \sin\theta \\ d_0 = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (9)$$

由于整流级每个 PWM 周期分为两段, 为了协调控制并实现零电流换流, 逆变级的每个 PWM 周期也分成两段。通过式 (9) 计算得到的占空比, 再按照整流级占空比分配为两段进行调制。以整流级工作在区间 1, 逆变级参考电压空间矢量位于扇区 1 加以分析。根据文献[7], 假定整流级

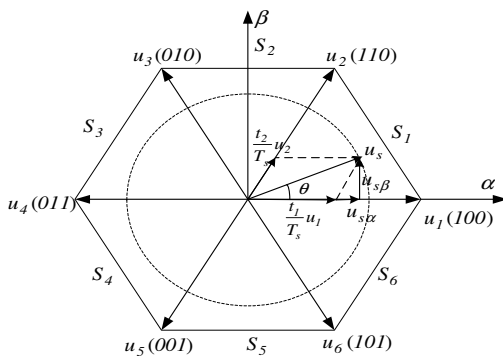


图4 逆变级电压空间矢量分布图

区间 1 得到的 V_{ab} 、 V_{ac} 的占空比为 d_b 、 d_c 。

a. 在整流级区间 1 第 1 段时, 逆变级 u_1 、 u_2 、 u_0 的占空比计算公式为:

$$\begin{cases} d_{1b} = d_1 d_b = d_1 \left(-\frac{\cos\theta_b}{\cos\theta_a} \right) \\ d_{2b} = d_2 d_b = d_2 \left(-\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_a} \right) \\ d_{0b} = d_0 d_b = d_0 \left(-\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_a} \right) \end{cases} \quad (10)$$

b. 在整流级区间 2 第 2 段时, 逆变级 u_1 、 u_2 、 u_0 的占空比计算公式为:

$$\begin{cases} d_{1c} = d_1 d_c = d_1 \left(-\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_a} \right) \\ d_{2c} = d_2 d_c = d_2 \left(-\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_a} \right) \\ d_{0c} = d_0 d_c = d_0 \left(-\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_a} \right) \end{cases} \quad (11)$$

因此逆变级开关序列如图 5 所示。

4. 系统仿真研究

根据上文所述的间接转矩控制算法及间接转矩控制与双级矩阵变换器相结合的调制策略, 建立了基于 Matlab/Simulink 的系统仿真模型。调制算法部分采用 S 函数编写。系统仿真参数如下:

输入电源: 三相对称 220V/50Hz, 输入滤波器^[10]: $L_f = 460\mu H$, $C_f = 22\mu F$ 。

电机: 功率 $P = 30HP$, 额定电压 220V, 额定工作频率 50Hz, 定子电阻 $R_s = 0.435\Omega$, 定子漏感: $L_{ls} = 2e-3H$, 转子电阻: $R_r = 0.816$, 转子漏感: $L_{lr} = 2e-3H$, 互感: $L_m = 69.31e-3H$, 转动惯量: $J = 0.089kg.m^2$, 极对数: $P = 2$ 。

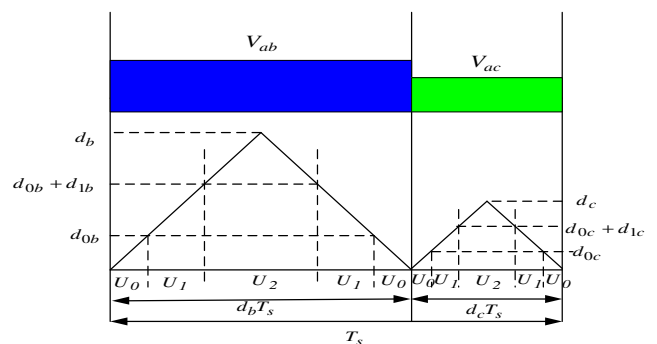


图5 逆变级扇区 1 开关序列

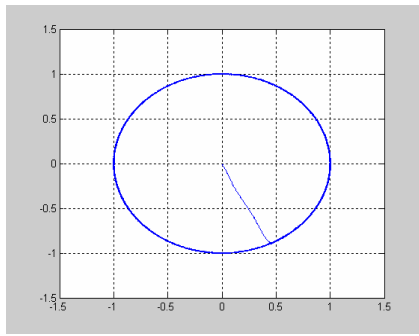


图6 定子磁链轨迹

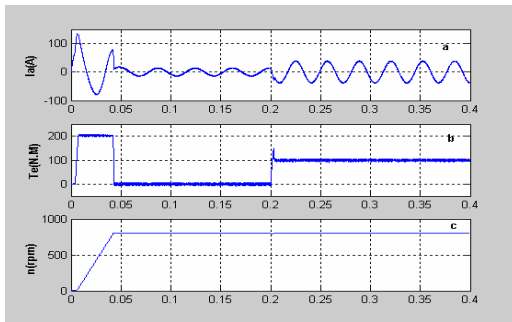


图7 a、电机定子电流波形 b、电磁转矩波形 c、转速波形

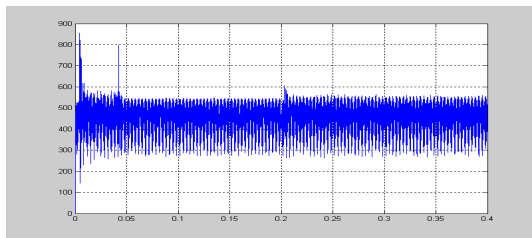


图8 矩阵变换器中间直流电压波形

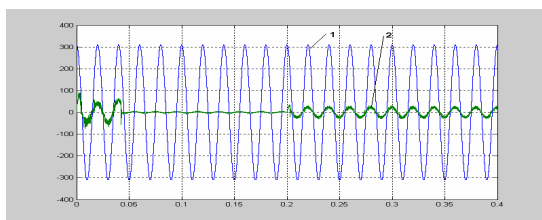


图9 输入电压电流波形: 1、电压波形 2、电流波形

系统仿真采用离散算法, 仿真步长 $10\mu s$, 调制频率 $10KHz$, 电机转速给定 800 转/分, 磁链幅值给定 $1wb$ 。

图6为电机定子圆形磁链轨迹, 图7给出了电机定子A相电流波形、电磁转矩波形和速度波形。在 0.2 秒的时候突加 $100N.M$ 的负载转矩, 可以看到转矩响应非常迅速。图8为双级矩阵变换器中间直流电压波形, 图9为输入电压电流波形, 可以看到在带负载情况下, 输入端电流非常接近正弦且功率因数接近 1 。

5. 结论

a 间接转矩控制继承了直接转矩控制的优点: 算法基于静止坐标变换, 简单易于实现, 能够获得快速的转矩响应。不同的是间接转矩控制的转矩和磁链调节器均采用 PI 调节器, 使得电流、转矩脉动相比于直接转矩砰-砰控制要小。此外, 逆变级采用的是空间矢量调制, 能够恒定开关频率, 这样高次谐波主要集中在开关频率附近, 便于输入输出滤波器的设计。

b 双级矩阵变换器具有传统矩阵变换器的所有功能, 并且其开关数相对较少, 换流简单可靠, 调制简单, 箝位电路大大简化等特点。

c 文章介绍了双级矩阵变换器的常见拓扑结构, 详细推导了间接转矩控制的控制算法, 并结合双级矩阵变换器, 得到了系统整流级和逆变级的调制策略。仿真结果表明双级矩阵变换器与间接转矩控制结合的感应电机驱动系统能够获得非常好的动静态性能, 并且能够满足日益严格的电网质量的要求。

参考文献

- [1] 陈伯时, 陆海慧. 矩阵式交-交变换器及其控制[J]. 电力电子技术. 1999(1):8-11
- [2] J.W Kolar, M.Baumann, F.Schafmister, H.Ertl. Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix converter. Proceedings of the 17th IEEE Applied Power Electronics Conference. Dallas, USA. March 10-14, 2002, Vol.2, pp.777-791
- [3] L.Wei and T.A.Lipo. "Matrix converter with reduced number of switches"[C], In Conf. Record of the 20th WEMPEC anniversary meeting, Madison, WI, USA, Oct. 24 -25th, 2001.
- [4] Huber L, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction [J] IEEE Trans on Industry Applications. 1995, 31(6):1234-1246
- [5] Klumpner C, Blaabjerg F. A new cost-effective multi-drive solution based on a two-stage direct power electronic conversion topology[A]. Proc of IAS'02[C]. 2002:444-452
- [6] 李凤. 异步电机直接转矩控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [7] 粟梅, 许新东等. 双级矩阵变换器驱动异步电动机的特性分析 [J]. 中南大学学报 (自然科学版) 2005 (8): 658-663
- [8] Giuseppe S. Buja, Marian P. Kazmierkowski. Direct torque control of PWM Inverter-Fed AC Motors-----A Survey [J] IEEE Trans. on Industrial Electronics. 2004(8) .741-757
- [9] T.G. Habetler, E. Profumo, M. Pastorelli and I.M. Tolbert. "Direct torque control of induction machines using space vector modulation" [J]. IEEE Trans. Ind. Application. Vol. 28. 1992.
- [10] 粟梅, 孙尧, 覃恒思, 张泰山. 矩阵变换器输入滤波器的多目标优化设计 [J]. 中国电机工程学报 2007 (1) 70~75