

基于双级矩阵变换器的永磁同步电机矢量控制

刘 见, 粟 梅, 孙 尧, 周 峰

(中南大学, 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 分析了永磁同步电机 (PMSM) 矢量控制的基本原理以及双级矩阵变换器的调制策略, 针对常规 PI 控制器适应范围的局限性, 引入了一种非线性 PI 控制方法。该方法以提高 PMSM 调速性能为目的, 根据误差的大小动态改变 PI 控制器参数。基于 TMS320F28335 和 EP2C8T144C8N 开发了一套双级矩阵变换器驱动 PMSM 矢量控制系统, 通过实验实现了 PMSM 的高性能调速, 改善了功率变换器网侧电能质量。

关键词: 双级矩阵变换器; 永磁同步电机; 矢量控制

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X (2010)11-0065-04

Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Based on Two-stage Matrix Converter

LIU Jian, SU Mei, SUN Yao, ZHOU Feng

(Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: The basic principle of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) vector control and the modulation strategies of double matrix converter are analyzed, then a nonlinear PI control method is introduced in accordance with the limited subject range of PI controller, it can alter the parameters of PI controllers depending on the errors, then the performance of the PMSM speed regulation can be improved. In addition, a set of two-stage matrix converter which is based on TMS320F28335 and the EP2C8T144C8N chip is developed to feed PMSM with vector control method. The experiments are carried out on the system, the results prove that the high-performance speed regulation of PMSM can be realized, and the quality of electric power net side converter can be improved.

Keywords: two-stage matrix converter; permanent magnet synchronous motor; vector control

Foundation Project: Supported by National Natural Science Foundation of China (No.60674065)

1 引言

矩阵变换器是近年发展起来的一种新型直接变换型 AC/AC “绿色”电力变换器, 具有输入电流谐波含量少、体积容量比小、输入功率因数可控的优点, 可实现能量的双向流动, 尤其适用于电能需要双向流动的场合。根据拓扑结构的不同, 矩阵变换器可分为单级和双级两种, 比较而言, 后者的箝位电路、控制策略和换流算法更加简单。

在交流调速领域, 永磁同步电机 (PMSM) 以其效率高、转矩体积比高及控制灵活简单、动态性能好、稳态精度高等优点而备受关注。在高性能交流调速和伺服控制场合^[1], 目前矢量控制和直接转矩控制的应用最为广泛^[2]。将矢量控制应用于 PMSM 调速可使其调速性能、动静态特性接近直

流电机调速的性能指标。PMSM 矢量控制所用功率变换器一般为双 PWM 变换器和不控整流 PWM 逆变器, 基于矩阵变换器的 PMSM 控制不多, 但一般为单级矩阵变换器驱动。

在此主要综合双级矩阵变换器和 PMSM 矢量控制的优点, 设计和开发了一套基于双级矩阵变换器的 PMSM 矢量控制系统, 通过引入非线性 PI 控制算法证明该系统既可实现 PMSM 良好的传动性能, 又可保证双级矩阵变换器电网侧电流波形质量, 同时做到单位功率因数, 达到提高网侧电能质量的目的。

2 永磁同步电机矢量控制基本原理

PMSM 矢量控制的基本思路是在 PMSM 上模拟直流电机的转矩控制规律, 通过同步旋转坐标变换, 将三相定子电流分解为同步旋转坐标系上的直轴电流分量和交轴电流分量, 将转子磁链矢量与同步旋转坐标系直轴重合, 就可分别控制两个轴上的电流分量, 从而达到独立控制电磁转矩和转子磁链的目的, 这正是直流电机调速的特点。

基金项目: 国家自然科学基金项目 (60674065)

定稿日期: 2010-10-13

作者简介: 刘 见 (1986-), 男, 湖南茶陵人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

2.1 永磁同步电机的数学模型

PMSM 在转子磁场定向的同步旋转 $d-q$ 坐标系上的数学模型如下：

$$u_d = r_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_1 \Psi_q, \quad u_q = r_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_1 \Psi_d \quad (1)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f, \quad \Psi_q = L_q i_q \quad (2)$$

$$T_e = 3n_p [\Psi_f i_d + (L_d - L_q) i_d i_q], \quad T_L = T_e - \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3)$$

式中 r_s 为 PMSM 定子电阻； L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 坐标系直轴和交轴电感； i_d 、 i_q 、 i_d 、 i_q 、 Ψ_d 、 Ψ_q 分别为直轴与交轴电压、电流、磁链； Ψ_f 为转子永磁体磁链； n_p 、 J 分别为 PMSM 极对数和转动惯量； T_e 、 T_L 分别为电磁转矩和负载转矩； ω_1 、 ω 分别为同步角速度和转子电气角速度。

对式 (1)~(3) 进行转化，可得到矢量控制的基本方程如下：

$$\frac{d\omega}{dt} = 3n_p^2 \frac{[\Psi_f i_d + (L_d - L_q) i_d i_q]}{J} - n_p \frac{T_L}{J} \quad (4)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d - r_s i_d + \omega_1 L_q i_q}{L_d} \quad (5)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_q - r_s i_q - \omega_1 L_d i_d - \omega_1 \Psi_f}{L_d} \quad (6)$$

2.2 系统工作原理

图 1 为基于双级矩阵变换器的 PMSM 矢量控制系统原理框图。速度给定信号 ω^* 与速度反馈信号 ω 相比较得到速度误差信号，通过速度 PI 调节器产生交轴电流分量的给定参考值 i_q^* （转矩电流分量）；转子磁场定向后，直轴电流给定值 i_d^* （励磁电流分量）为常量。分析式 (5)、(6) 可知，将式 (5) 中 $\omega_1 L_q i_q$ ，式 (6) 中第二项、第三项作为干扰项，可分别通过控制 u_d 、 u_q 达到控制反馈信号 i_d 、 i_q 的目的，因此可设计电流内环，如图 1 所示。将 i_d^* 、 i_q^* 分别与 i_d 、 i_q 比较产生两个电流 PI 控制器的误差输入，PI 控制器的输出为 u_d 、 u_q ，将其变换为三相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 作为双级矩阵变换器逆变级调制策略的参考给定，通过双级矩阵变换器调制产生 PMSM 定子侧三相电压。

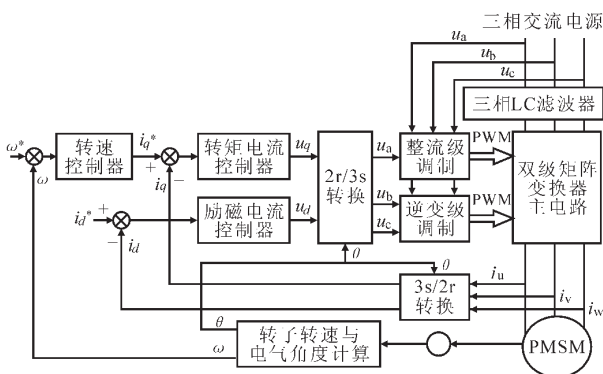


图 1 系统原理框图

2.3 非线性 PI 控制器算法

PID 控制算法以其结构简单、易理解、强适应性等特点得到广泛应用，然而常规的 PID 控制算法在控制器结构固定的情况下通过仅改变控制器参数的方式适用范围有限，对于 PMSM 这样高阶、强耦合、非线性的控制对象，在要求大范围、高性能调速时，往往力不能及，因此通常的做法是在常规 PID 控制算法基础上，结合其他控制算法的优越性形成改进 PID 控制算法，从而满足要求。常用的改进 PID 包括非线性 PID、模糊 PID 等，在此选择非线性 PI 控制算法作为速度控制器、直轴和交轴电流环控制器的控制算法，它与常规 PI 控制算法相比，算法复杂度并没有增加太大，但却大大优化了控制效果，其结构如图 2 所示，根据控制器输入端控制误差，选择不同的 PI 控制器参数，图 1 中非线性控制率根据误差 $erro$ 的大小选择不同的 PI 参数，调整 PI 控制器。图 2 所示控制器代替图 1 中的转速控制器、转矩电流控制器和励磁电流控制器，并适当地调整控制器参数即可达到期望的控制要求。

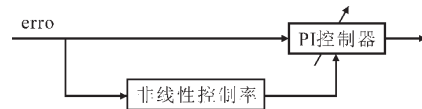


图 2 非线性 PID 控制器结构图

3 双级矩阵变换器调制策略

在此双级矩阵变换器整流级采用电流空间矢量调制策略，逆变级采用载波调制策略，这样可以大大简化双级矩阵变换器调制的复杂度。

3.1 整流级调制算法

双级矩阵变换器整流级调制的目标是在保证三相输入电流对称正弦且功率因数满足要求的前提下最大化中间直流电压。电流空间矢量是实现该要求的最有效算法，其思路是将三相电信号变换为空间矢量进行处理。若要求输入侧为单位功率因数，则电流空间矢量的基本原理可叙述如下：根据整流级输入三相相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 的正负极性，将一个周期分为 6 个扇区，如图 3 所示，在每个扇区，选择使输出直流电压较大的两个开关状态，以第 1 扇区为例，由于 $u_a > 0$ 、 $u_b < 0$ 、 $u_c < 0$ ，于是选择使输出直流电压为 u_{ab} 和 u_{ac} 所对应的开关状态。记一个 PWM 周期中这两种开关状态的占空比为 d_{ab} 和 d_{ac} ，其计算公式如下：

$$d_{ab} = -\frac{u_b}{u_a}, \quad d_{ac} = -\frac{u_c}{u_a} \quad (7)$$

则中间环节平均直流电压为：

$$U_{dc} = d_{ab}(u_a - u_b) + d_{ac}(u_a - u_c) \quad (8)$$

类似可得其他扇区中的开关状态以及对应的占空比和平均直流电压。

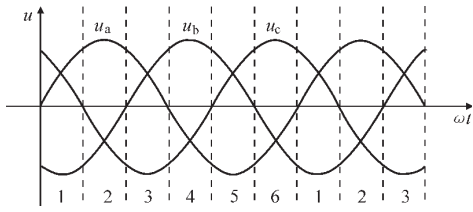


图3 整流级输入相电压扇区划分图

3.2 逆变级调制算法

逆变级调制的目标是使逆变级输出电压跟踪给定的三相输出相电压，常用方法有电压空间矢量调制(SVPWM)和载波调制算法。SVPWM算法电压利用率高，但是算法复杂，而常规的载波调制算法电压利用率较低。通过改进的常规载波调制算法，使直流电压利用率高的同时算法亦简单。

逆变级的期望三相输出相电压为 u_a, u_b, u_c ，为提高直流电压利用率，通常的思路是在 u_a, u_b, u_c 上叠加一个零序分量 u_0 ，使 u_a, u_b, u_c 出现最大值衰减 u_0 的计算方法为：

$$u_0 = -\frac{\max(u_a, u_b, u_c) + \min(u_a, u_b, u_c)}{2} \quad (9)$$

因此得到修正的期望输出相电压为：

$$u_i' = u_i + u_0, \quad i = a, b, c \quad (10)$$

载波调制中三相分别调制，每相在一个PWM周期中只有两个开关状态，即上桥臂导通下桥臂关断和上桥臂关断下桥臂导通，记前者占空比为 d_i ，其计算原则是合成的平均电压等于期望的电压，以a相为例 d_a 的表达式如下：

$$d_a = 0.5 + u_a' / U_{dc} \quad (11)$$

同理可得到 d_b, d_c 的表达式为：

$$d_b = 0.5 + u_b' / U_{dc}, \quad d_c = 0.5 + u_c' / U_{dc} \quad (12)$$

对于双级矩阵变换器，由于整流级与逆变级没有大电容相连接，在调制策略上要求整流级和逆变级的调制状态满足一定的约束条件，通常在一个PWM周期内，根据整流级两个开关状态将逆变级每相调制的两个开关状态分为两段进行调制，如图4所示。

以第1扇区为例，图中整流级开关状态1对应占空比 d_{ab} ；整流级开关状态2对应占空比 d_{ac} ；逆变级开关状态中，以逆变级a相为例，各变量计算如下：

$$\begin{cases} t_{1a} = T_s d_{ab} d_a, & t_{1b} = T_s d_{ab} (1 - d_a) \\ t_{2a} = T_s d_{ac} d_b, & t_{2b} = T_s d_{ac} (1 - d_b) \end{cases} \quad (13)$$

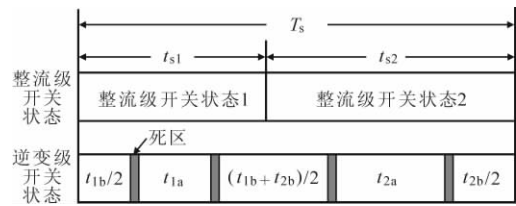


图4 一个PWM周期内开关状态图

t_{1a}, t_{2a} 对应开关状态为上桥臂导通下桥臂关断； t_{1b}, t_{2b} 对应开关状态为上桥臂关断下桥臂导通，同理可得其他扇区的开关状态及各状态在一个PWM周期内的持续时间。

4 系统设计及实验

针对上述控制策略，设计开发了一套实验系统，其硬件框图如图5所示。双级矩阵变换器主电路由整流级、箝位电路以及逆变级构成。逆变级由IPM模块PM75RLA120组成的通用逆变器构成，它自带驱动电路，极大地简化驱动电路的设计。整流级由分立式IGBT 1MBH60D-100构成的共发射极双向开关组成的三相整流器构成；控制电路由TMS320F28335型DSP和EP2C8T144C8N型FPGA组成，分别负责系统控制算法和矩阵变换器调制策略的实现，同时TMS320F28335型DSP还负责与上位机串行通信；双级矩阵变换器输入滤波电路采用滤波电容星形连接的三相LC滤波器结构，为在滤除电流高次谐波的同时减小对基波电流、电压的影响。在滤波电感两端并联一个小电阻，其中滤波电感为0.6mH，滤波电容为30μF，并联小电阻阻值为30Ω；该系统所用的PMSM参数为：额定功率1.5kW，额定转速1500r·min⁻¹， $r_s = 2.4\Omega$ ， $L_d = 10.469\text{mH}$ ， $L_q = 8.682\text{mH}$ ，极对数为2。

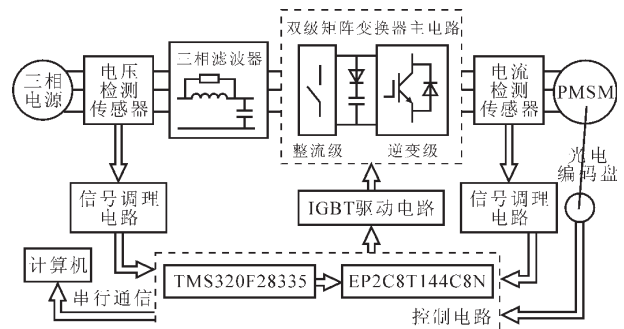


图5 系统硬件框图

DSP软件主中断服务程序由CPU定时器周期中断启动，周期为100μs，图6示出中断服务程序流程。DSP中断服务程序完成系统的信号检测、控制算法、信号变换以及双级矩阵变换器调制策略

部分的调制时间计算,并将计算得到的时间信息发送给 FPGA,由 FPGA 完成双级矩阵变换器的调制过程。整个程序采用模块化设计思想编写,PMSM 矢量控制算法与双级矩阵变换器调制算法的接口为矩阵变换器期望的三相输出电压,即矢量控制的最后输出环节电压 $2r/3s$ 变换的输出为期望的逆变级调制输出电压,即双级矩阵变换器期望的参考输出电压。

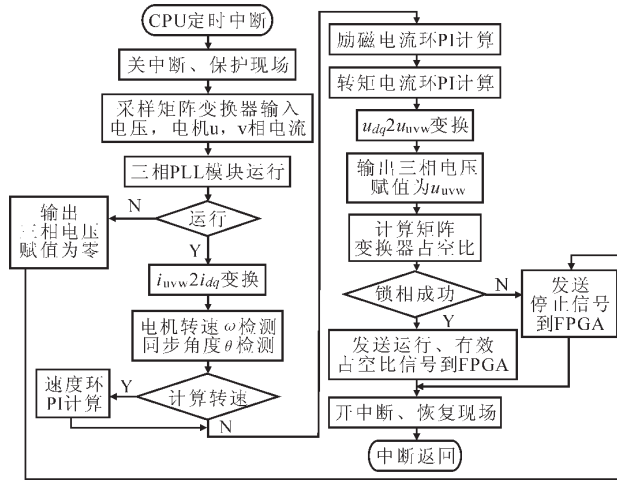


图 6 中断服务程序流程图

图 7a 为双级矩阵变换器整流级输入 a 相电压电流波形。可见,虽然调制时整流级参考电流与电网电压同相位,但双级矩阵变换器输入滤波器呈容性,因此矩阵变换器输入侧呈容性,即相电流相位超前相电压相位,但是超前的相位差不大,输入侧基本呈现出单位功率因数。

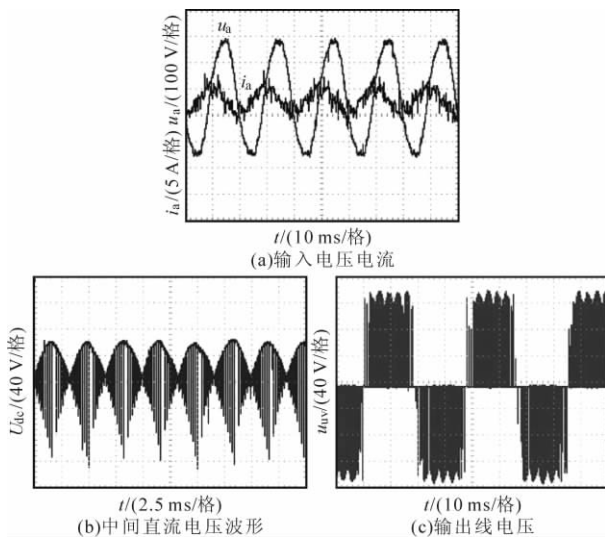


图 7 相关电压实验波形

图 7b、c 为闭环调速时双级矩阵变换器中间直流电压和输出线电压稳态波形。可见,PMSM 调速过程中,双级矩阵变换器中间直流电压及输出电压波形良好。图 8a 为实际转速波形;图 8b 为对应的电磁转矩动态波形。在实验过程中转速给定初始值为 $1000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$,在 1 s 时,转速给定变为 $600 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。启动时转速的上升时间约为 0.22 s,在启动和转速变化过程中,电磁转矩响应快速,稳态时,转速稳态误差小,电磁转矩变化平稳。

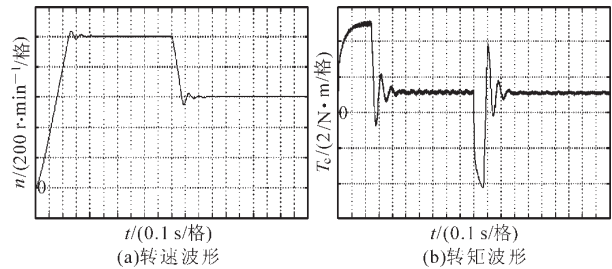


图 8 转矩和转速实验波形

5 总结

分析了双级矩阵变换器的调制策略以及永磁同步电机矢量控制的基本原理,为改善调速性能和扩大调速范围,引入非线性 PI 控制算法;同时设计一套基于双级矩阵变换器的永磁同步电机矢量控制系统,以 TMS320F28335 为主控制芯片完成速度控制、矢量控制算法,以 EP2K8T144C8N 作为辅助控制芯片完成了双级矩阵变换器调制,并且在此系统上进行了实验研究。实验结果验证了永磁同步电机可以实现高性能调速,同时其网侧基本上实现了单位功率因数,达到了很好的实验效果。

参考文献

- [1] 刘果,欧阳红林,曲全磊,等.基于 TMS320F28335 的 PMSM 伺服系统的设计[J].电力电子技术,2008,42(10):16-17.
- [2] 李永东.交流电机数字控制系统[M].北京:机械工业出版社,2002.
- [3] 粟梅,覃恒思,余岳.基于双级矩阵变换器的直接转矩控制系统[J].电力电子技术,2008,42(3):49-51.
- [4] F281x PMSM3_4 Sensored Position Control of PMSM Using QEP[Z].USA:Texas Instruments Inc,2005,(11):53-55.
- [5] 粟梅,许新东,李丹云,等.双级矩阵变换器驱动异步电机的特性分析[J].中南大学学报(自然科学版),2005,36(4):658-663.