

开关磁阻电动机新型驱动控制系统

A New Driving Control System for Switched Reluctance Motor

孙冠群¹, 林辉¹, 张福增², 齐蓉¹, 崔建峰¹

(1.西北工业大学, 陕西 西安 710072; 2. 清华大学, 北京 100084)

Sun GuanQun Lin Hui Zhang FuZeng Qi Rong Cui JianFeng

(1.NorthWestern Polytechnical University, xi' an, 710072, shanxi, China; 2. Qinghua University, Beijing, 100084, China)

摘要: 本文结合一台 5.5KW 的四相 SR 电动机展开驱动控制系统的设计。功率变换器采用当前四相电机性价比最高的最少主开关器件主电路形式。控制器以目前先进的 DSP TMS320LF240 为核心主控单元, 使得硬件电路简单可靠, 并提高了控制精度。在调速控制方法上采用模糊智能控制技术, 无需电机的精确数学模型达到理想的控制效果。采用电压 PWM 的调速方式, 通过调节 PWM 波的占空比实现调速。另外在以上基础上实现了电机的双相绕组同时通电的稳定运行和良好调速。

关键词: 开关磁阻电动机 (SR); 功率变换器; DSP F240; 控制器; 模糊控制; 电压 PWM; 双相运行

Abstract: A new driving control system is designed for a 5.5KW four phase SRM. A Power converter circuit of the best performance and rate is introduced. The system adopt DSP TMS320LF240 as main control chip of controller. It's circuit is simple and improve control precision. Fuzzy theory is adopted on method of control, it don't need math model of electric machine and can achieve perfect control effect. Control mode adopt voltage PWM, regulating open time to timing. With the projects, author realize steady run and convenient timing for simultaneous electrify two phase loop.

Key words: switched reluctance motor(SR); power converter; DSP F240; controller; fuzzy-control; voltage PWM; simultaneous electrify two phase loop

1 引言

开关磁阻电动机调速系统(简称 SRD)是一新型的机电一体化交流调速系统,它融新的电动机结构——开关磁阻电动机(简称 SR 电机)与现代电力电子技术、控制技术为一体,是当前国内外现代交流调速领域热门的研究课题。系统组成如图 1 所示。

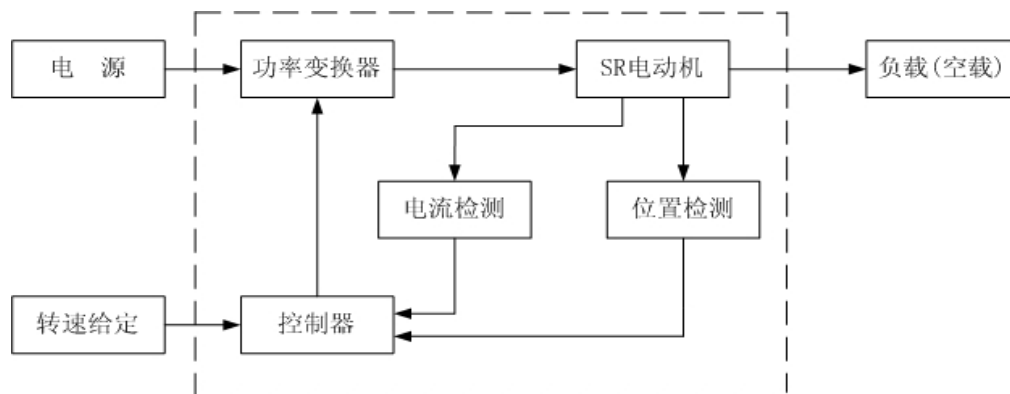


图 1 SRD 组成

开关磁阻电机的转矩是磁阻性质, 其运行原理遵循“磁阻最小原理”——磁通总是要沿

磁阻最小的路径闭合，因磁场扭曲而产生切向磁拉力。当转子凸极与定子凸极错位时，气隙大、磁阻大；一旦定子磁极绕组通电，就会形成对转子凸起的磁拉力，使气隙变小——磁路磁阻变小。与此同时用驱动开关按一定逻辑关系切换定子磁极绕组的通电顺序，即可形成连续旋转的力矩。SR 电机的调速功能是由 SR 电机转子位置传感器、功率变换器和控制器共同配合实现的。

与传统的交直流传动系统相比，SR 电机不但保持了感应电动机的全部优点，而且其控制器简单、经济，控制方法、控制方式灵活，在交流调速领域异军突起，成为当代电气传动领域的热门课题之一。

本文结合一台 5.5KW 的四相 SR 电动机展开驱动控制系统的设计。

2 系统构成

2.1 SR 电动机

电机为四相 8/6 极结构，定子 8 极，转子 6 极，定子绕组对称的两极串为一相。转子纯粹由叠压的带凸极凹槽的硅钢片制成，相对鼠笼型注铝或嵌入铜条的感应电机转子，结构更简单可靠，成本更低。电机绕组缠绕于定子的凸极上，因此电机的散热较块，承受长期不间断、并频繁变速变载等高难度运行的能力较强。

电机内置光敏式位置传感器（GK122）两个，它由光电脉冲发生器和转盘组成，转盘有与转子凸极、凹槽数相等的齿、槽，且齿、槽均匀分布。转盘固定在转子轴上，光电发生器固定在定子上。采用半数检测方案，因此四相电机可用两个光电发生器，之间的夹角为 75 度。

2.2 功率变换器

先前常用的四相电机功率变换器主电路主要是双极性电源型和不对称半桥型。双极性电源型功率变换器每相只用一只主开关是其主要优点，未用足开关器件的额定电压和电源的容量。在双相运行时，相电流可能流过 $dL/d\theta < 0$ 的区域，这时电动转矩的有效性将降低，而且，两相同时通电，电机磁路饱和加剧，进一步降低了电流产生电动转矩的有效性。不对称半桥型用足了主开关管的额定电压；可避免电机与电源间的无功能量交换，增加转矩、提高功率变换器容量的利用率、减少斩波次数、抑制电源电压波动、降低转矩脉动都是有利的。但每相需 2 只主开关，未能充分体现较其他交流调速系统变流器固有的优势。

可以看出，从性能上看，不对称半桥型较双极性电源型有很大优势，其唯一不足是所用开关器件数量多，明显增加了功率变换器的成本，经济性差。对作者本项目的四相（8/6）SRD 而言，采用双相运行时，因为其中两相间的电流一般不会重叠，因此，传统不对称半桥结构中，两相一组分别可共用一只上臂主开关（共用一只下臂时相对需多增加两套独立的驱动电路供电电源，增加了成本），从而减少 2 个主开关，构成如图 2 所示的四相功率变换器主电路。

这种主电路方案具有较高的性能价格比。只是应用中要注意，要保证在双相运行时，A 相与 C 相或 B 相与 D 相之间不能同时导通，比如可以按 AB→BC→CD→DA→AB…顺序导通，否则上部的开关管将承受更大的压力。

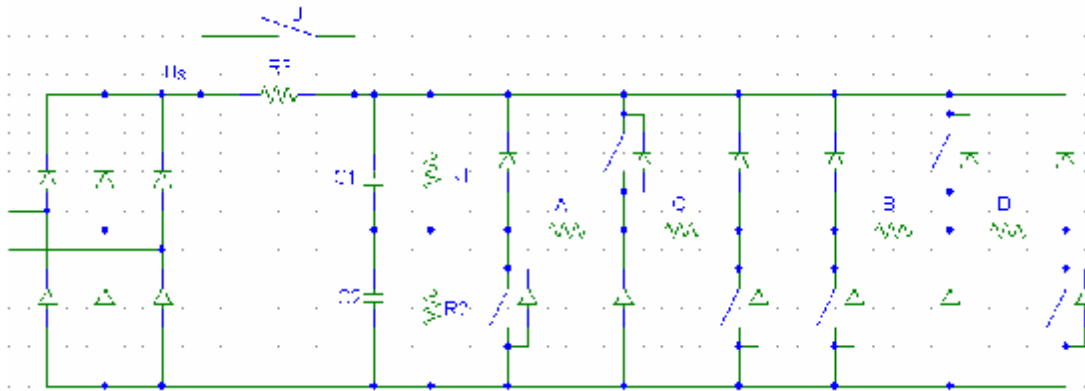


图2 功率变换器主电路

(图中：J为继电器；A~D为电机绕组)

系统采用三相交流电源（线电压 380V、50Hz）供电。系统中使用的整流电路为三相三线制电路，分为二极管整流部分和电容滤波部分。电解电容 C1、C2 对整流电路的输出起到滤波作用，而电阻 R1、R2 起到平衡两个电容上的电压及整个系统关闭时对 C1、C2 电容放电的作用。在系统加电开始工作的瞬间，为了防止滤波电容开始充电所引起的过大的浪涌电流，需要采取一定的保护措施，系统采用了电阻-继电器并联网路。

绝缘栅双极晶体管（IGBT）综合了 MOSFET 控制极输入阻抗高和 GTR 通态饱和压降低的优点，其工作频率较高、驱动电路简单，目前是中、小功率开关磁阻电机功率变换器较理想的主开关元件。本项目选用 IGBT 作为系统的主开关元件。

对于 IGBT 的驱动电路，EXB840 是日本富士公司提供的 150A/600V 和高达 75A 的 1200V 快速型 IGBT 专用驱动模块。整个电路信号延迟时间不超过 $1\mu\text{S}$ ，最高工作频率可达 40KHz-50KHz，它只需外部提供一个 +20V 的单电源，内部自己产生一个 -5V 反偏压。对本系统比较适用。

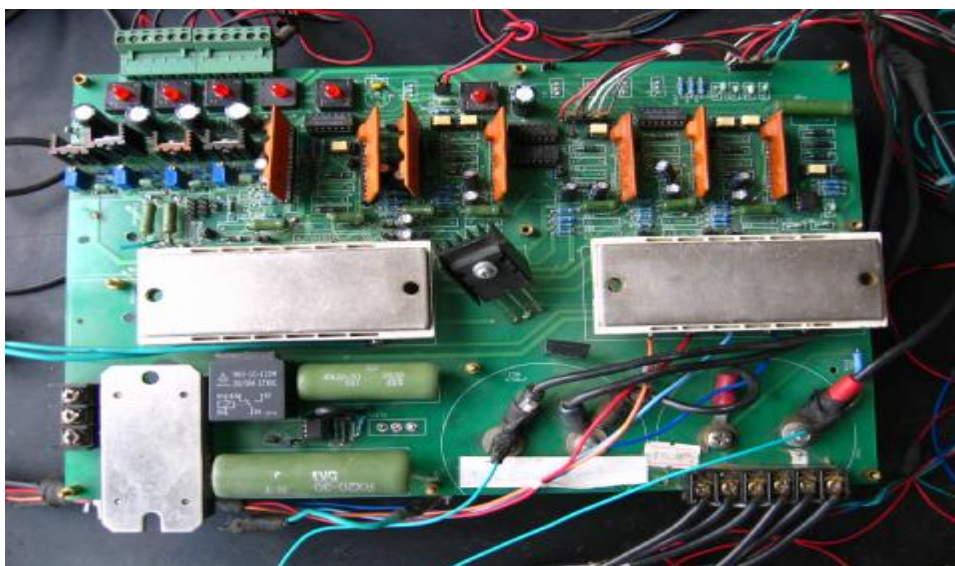


图3 功率变换器实验板实物照片

2.3 控制器

DSP 是一款高性能的单片机，在 DSP 领域，美国德州仪器公司（TI）的产品及其配套技术与开发工具具有强大的竞争力，其中 TMS320 DSP 是它的代表系列，本项目采用其 TMS320LF240 作为主控单元，F240 是 TI 公司专门针对电机、逆变器、机器人等控制而设计

的。它配置了完善的外围设备。

本系统中 DSP 负责判断转子的位置信息,并综合各种保护信号和给定信息、转速情况,给出相通断信号,以及产生一路定频调宽的 PWM 信号。速度给定是通过调整一个外接电位器输入 DSP 的 A/D 端口实现的。控制简单、方便。

实验期间使用高速 CMOS 片外程序随机存储器 CY7C199-15PC,使用专用的仿真机向存储器下载软件程序,这样可方便的进行软件程序的调试。

由于功率变换器主电路采用了上下桥臂双开关,如果上、下桥臂的两个开关瞬时同时开通或同时关断,开关器件上将同时出现尖峰电压,对 IGBT 的耐压值就要求很高,提高了成本。本项目设计了一个 PWM 调理电路解决此问题,这样可使上、下桥臂开通、关断的时刻错开,但又能使整个桥臂开通、断开的总效果不变。

此外,在过电流、欠电压保护方面也采取了相应的措施,均通过硬件电路形式,作用是使 DSP 复位的方式保障安全。

2.3.1 位置检测外围输入及其信号变换电路

本系统为 8/6 极四相 SR 电动机,因此选用两路检测电路。位置传感器的转盘齿、槽数与转子的凸极、凹槽数一样为 6,且均匀分布,所占角度均为 30° ,转盘安装在转子轴上并同步旋转,夹角为 75° 的两光电脉冲发生器 S、P 分别固定在定子极的中心线的左右两侧 $75^\circ/2$ 处。

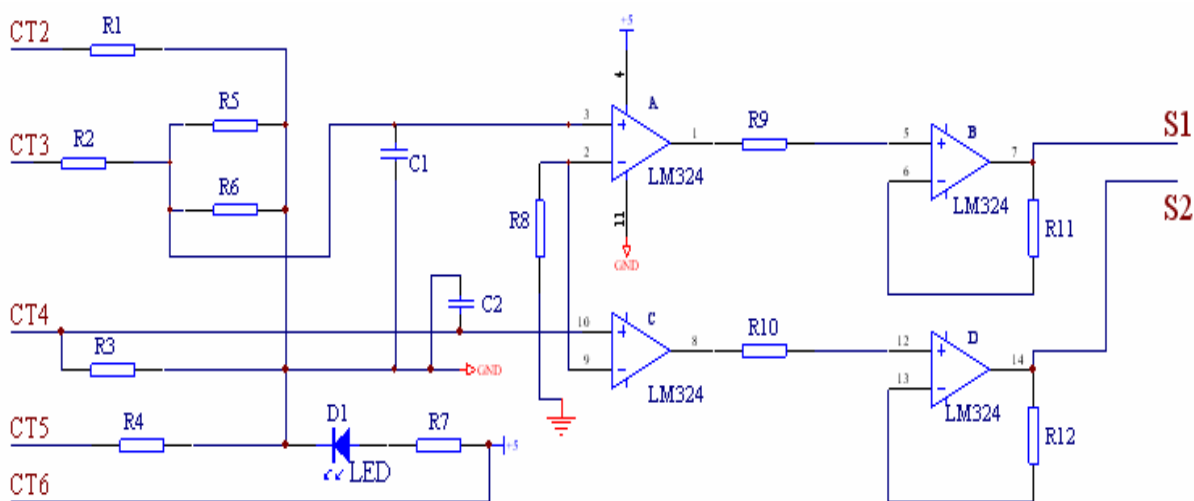


图 4 传感器外围电路

图中 CT3、CT4 为传感器输出信号,CT2、CT5、CT6 为传感器用电源输入,S1、S2 为经过 LM324 处理后所需的输出信号。

S1、S2 输出后分为两路,一路直接送给 DSP 的 IOPC 口以进行转子位置判断;一路是把两个信号进行异或,变成 30° 的方波信号 S,此方波信号又分为两路,一路直接送到 DSP 的捕获中断口 CAP4 用于计算电动机转速及作为计算角度的参考点,另一路送给角度细分电路,进行角度细分以后,送给 DSP 的 TMRCLK 口进行计数,进行角度位置控制。

30° 方波信号 S 可直接用于定角度的电流斩波和电压 PWM 控制,但不能用于角度控制。因为角度控制的分辨率要求很高,可以利用角度细分电路将 30° 的方波细分,使 DSP 实现角度控制所需的角度的精确定位。角度细分电路采用数字锁相环 CD4046 和 12 进制计数器 CD4040,将两路位置传感器信号异或以后的 30° 方波信号倍频为 512 个小周期信号(对应约 0.06°),提高角度控制的分辨率,细分后的信号送到 DSP 的 TMRCLK 端口。在 DSP 发生捕获中断时,对

TMRCLK 端口的信号进行计数，来决定关断角和导通角。

2.3.2 电流限幅（低速斩波）电路

根据电机电压平衡方程式：

$$\begin{aligned}
 U_k &= R_k i_k + \frac{\partial y_k}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial y_k}{\partial q} \frac{dq}{dt} \\
 &= R_k i_k + (L_k + i_k \frac{\partial L_k}{\partial i_k}) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{\partial L_k}{\partial q} \frac{dq}{dt}
 \end{aligned}$$

当电动机低速运行时，由于电机速度值很小，因而运动电动势（上式中的第三项）很小；且电机电动工作方式时电源电压 U_s 不变，在相导通的一段时间内，增量电感 L 不变，故绕组的 di/dt 会很大。为了保护功率开关元件和电机，使之不致因电流过大而损坏，在低速运行时必须采用限流措施，电路如下。特别说明的是，此电路若经适当更改，完全可用于低速电流斩波控制的主电路。

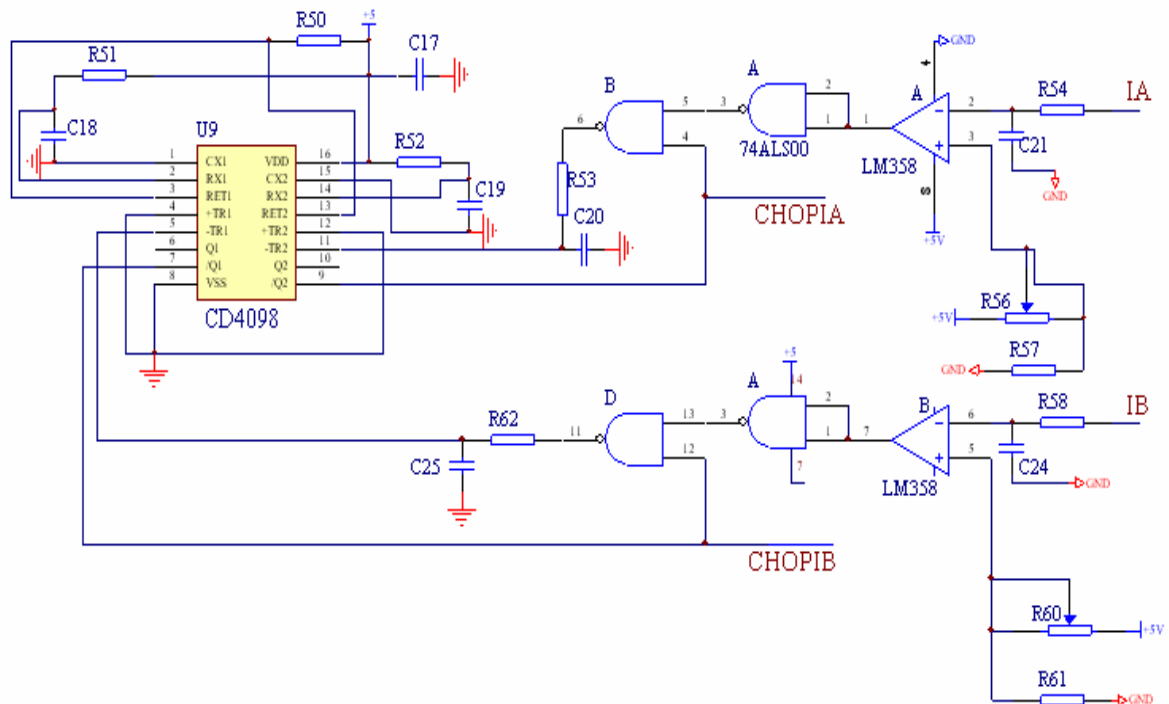


图 5 电流限幅（低速电流斩波）电路

IA、IB 为绕组电流经过电流—电压变换、隔离放大后的信号。CD4098 是双路单稳态多频振荡触发器，输出的单稳态脉冲的宽度可以外接设置。其输出的两路信号 CHOPIA、CHOPIB 与从 DSP 输出的相通断、PWM 信号共同经 GAL 元件逻辑综合后输出给电机驱动部分。

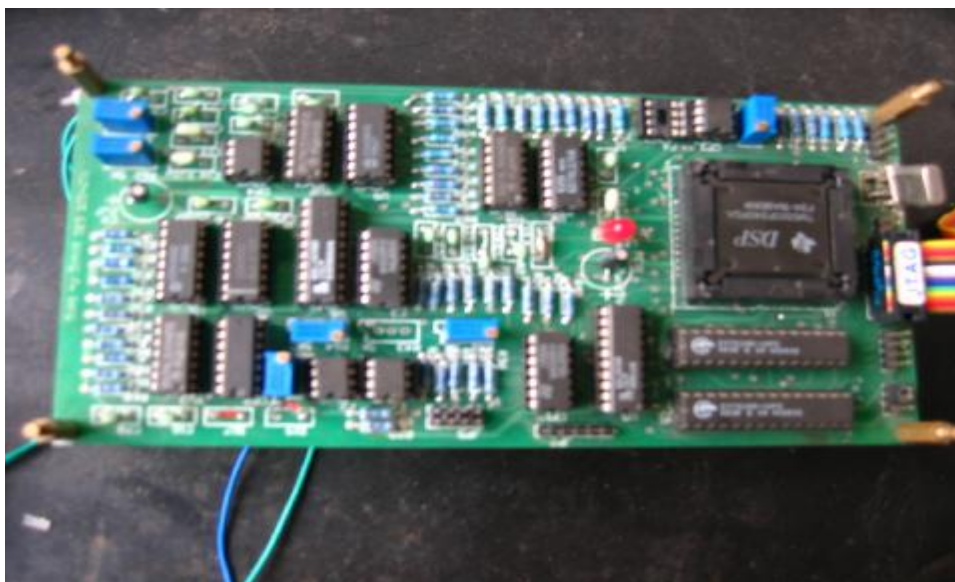


图 6 控制器实验板实物照片

2.4 控制方式与方法

SR 电动机的可控变量为加于相绕组两端的电压 $\pm U_s$ 、开通角 q_{on} 和关断角 q_{off} 三个参数。SR 电动机的控制方式主要针对以上三个可控变量的优化控制，一般分为：角度位置控制 (APC)、电流斩波控制(CCC)和电压斩波控制（电压 PWM）。

对于 APC 控制方式，当 SR 电机在高于基速的速度范围内运行时，因旋转电动势较大，且各相主开关器件导通时间较短，电流较小。通过控制开通角 q_{on} 和关断角 q_{off} ，来对电流脉动的大小和相对位置实行间接控制。对各相绕组进行导通位置和导通期长短的控制可以获得最大功率输出特性。

对于 CCC 方式，如前所述，当电机低速运行时，旋转电动势很小，电压主要表现为变压器电动势（式中第二项），致使电流较大，通过限流，即通过 DSP 输出信号调节限流幅的大小，可控制输出转矩变化，进而调节转速，同时可有效防止电流过大。

对于电压斩波控制方式，在 $q_{on} - q_{off}$ 导通区间内，使功率开关按 PWM 方式工作。其脉冲周期 T 固定，占空比 $T1 / T$ 可调。改变占空比，则绕组电压的平均值 \bar{U} 变化，绕组电流也相应变化，从而实现转速和转矩的调节。因而此调速方式可用于低速和高速。但此方式最好在电机启动和低速时能有对绕组电流的限制措施。

本文主要采用电压斩波方式，适用于电机的低速和高速运行，编程实现占空比按给定要求自动调节。需说明的是，在软件和硬件电路上预留了角度位置控制和电流斩波控制方式，其中角度位置控制通过增加子程序实现，电流斩波只需将限幅电路中的 IA、IB 端的比较器另一端接为从 DSP 的 I/O 口经 D/A 转换引入的控制信号

采用的调速方法是使用 DSP 的一路 A/D 端口，电位器模拟电压信号经 A/D 输入转变为给定的数字速度信号，通过调节电位器的电压值即可调节电机转速。

但仅仅用以上方法显然不能得到较好的调速性能，模糊控制作为以模糊理论为基础的反馈控制方法，无需数学模型，结构简单，易于实现，成本低廉，系统稳定性和抗干扰能力强。具体说，当改变电位器电压值后，相应改变了程序中的速度设定值，根据测出的真实速度值与设定值只差 E，以及当前实时速度得变化方向（实为前后两次实测速度差 EC），运用模糊控

制方法。由于本系统目前采用电压 PWM 方式，则模糊控制输出为 DSP 比较寄存器的比较值，比较寄存器的比较值变化，从而改变 PWM 占空比，改变速度。

输入变量 E、输出变量 U 取七个语言变量值：NL(负大)、NM(负中)、NS(负小)、ZE(零)、PS(正小)、PM(正中)、PL(正大)；EC 为八个语言变量值，将 ZE 分为了 NE(负零)和 PE(正零)，主要目的在于提高了控制的精度。

表 1 模糊控制规则表

U \ EC	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	PL	PL	PL	PL	PL	PM	PS
NM	PL	PL	PL	PM	PM	PS	ZE
NS	PL	PL	PM	PM	PM	ZE	NS
NE	PS	PS	PS	ZE	ZE	NS	NM
PE	PS	PS	ZE	ZE	NS	NS	NM
PS	ZE	ZE	ZE	ZE	NM	NM	NL
PM	ZE	ZE	NS	NS	NM	NL	NL
PL	ZE	NS	NS	NM	NL	NL	NL

2.5 调速软件

本调速软件采用 DSP (TMS320F240) C 语言编程，实行模块化设计，增加了程序的可读性和移植性。软件程序主要组成模块有：主程序、启动子程序、中断服务程序、测速子程序、运行子程序、相判断子程序、模糊调速子程序、角度控制子程序等。

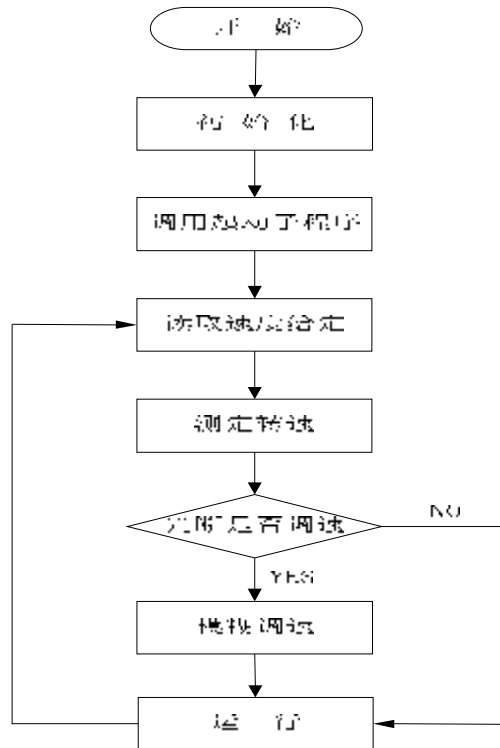


图 7 程序流程

3 实验结果:

实验电机参数为：功率 5.5KW，额定转速 1500r/min，额定电压直流 260V，调速范围 50

—2000r/min。试验结果表明，本电机驱动控制系统有良好的调速性能，调速范围满足要求，由于采用了模糊控制技术，电机运行稳定性和抗干扰性亦明显增强。

由于 SR 电机的特点，当电机在单相运行时，绕组电流、转矩脉动较大。以前相关的一些实验是采用双相启动，以利于减小单绕组启动电流并加大启动转矩，启动后转入单相运行。本项目通过合理的双相电流投入切换，并加入 PWM 调理电路，成功实现了电机的双相启动、双相稳定运行，大大减小了转矩脉动与绕组电流，空载条件下额定相绕组电流有效值为 0.97A。图 8 显示了在典型电压 PWM 控制方式下的双相运行时两相绕组的电流波形。

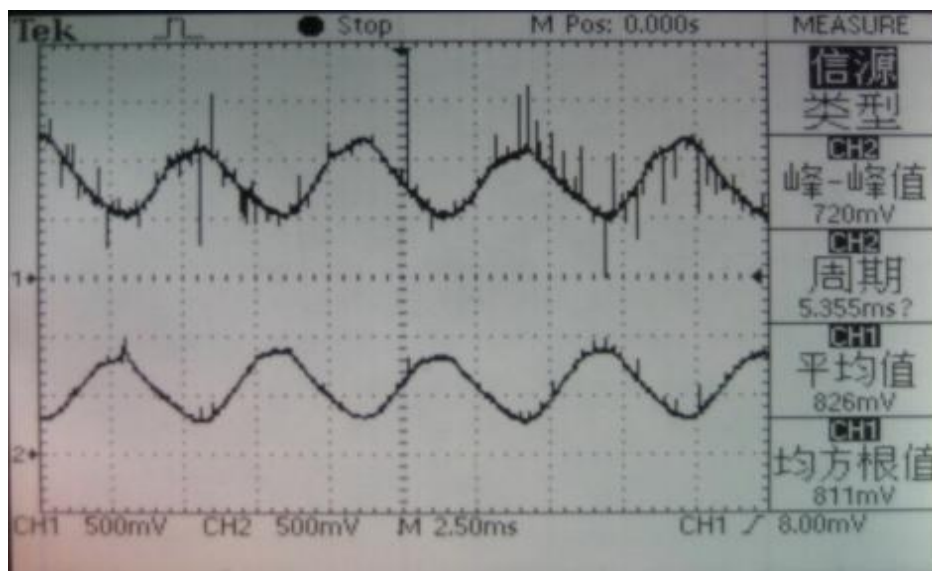


图 8 双相运行电流波形

4 结论

本文结合一台 5.5KW 的四相 SR 电动机展开驱动控制系统的设计。功率变换器采用当前四相电机性价比最高的最少主开关器件主电路形式，较之先前常用的双极性电源型和不对称半桥型，无论在主开关器件容量的有效利用，还是降低成本方面，均取得进步。控制器以目前先进的 DSP TMS320LF240 为核心主控单元，取代 196、51 等单片机，从而相比使得硬件电路趋于简单，并提高了控制精度及反映速度。由于 SR 电机精确的非线性数学模型实难建立，而在调速控制方法上采用模糊智能技术，这样无需电机的精确数学模型也能达到理想的控制效果。由于电压 PWM 控制方式适用于电机的低、高速运行，采用这种方式避免了调速方式切换可能带来的一些问题；但本项目基于 CCC 和 APC 控制方式的优势，预留了变换调速方式的软硬件条件，如电流限幅电路可方便的通过引入一路 DSP 的 D/A 控制信号而变为 APC 方式的主电路。最后在此软硬件条件下，实现了电机的双相绕组同时通电的稳定运行和良好调速。

参考文献

- 【1】 王宏华. 开关型磁阻电动机调速控制技术. 机械工业出版社, 1995
- 【2】 胡崇岳. 现代交流调速系统. 机械工业出版社, 1998 年 10 月
- 【3】 章云等. DSP 控制器及其应用, 机械工业出版社, 2001 年 8 月
- 【4】 章卫国等. 模糊控制理论与应用, 西北工业大学出版社, 1999 年 10 月

作者简介及联系方式:

孙冠群（1974～），男，硕士研究生，研究方向为电力电子及电力传动。

通信地址：陕西省西安市友谊西路 127 号西北工业大学 438 信箱（710072）；

手机：13509186577； 邮箱：sgq741129@126.com。