

基于矢量控制的永磁同步交流伺服电机控制系统

摘要: 本文详细介绍了永磁同步交流电机的矢量控制理论, 并根据矢量控制理论运用 DSP 实现了对永磁同步交流伺服电机的电流、速度和位置的三闭环控制, 最后给出实验结果及其分析。

关键词: 永磁同步交流伺服电机; 矢量控制; SVPWM; TMS320F2812

1 引言

近年来, 采用全数字控制方法, 以永磁交流电机为控制对象的全数字交流伺服系统正在逐渐取代以直流电机为控制对象的直流伺服系统和采用模拟控制技术的模拟式交流伺服系统。全数字交流伺服系统采用矢量控制方法, 可实现优良的控制品质。

利用高速的数字信号处理器TMS320F2812可实现对交流电机运行的位置、速度和电机电枢电流的高精度控制。

2 矢量控制

2.1 矢量控制理论的提出

1971 年, 由德国 Blaschke 等人首先提出了交流电动机的矢量控制 (Transvector Control) 理论, 从理论上解决了交流电动机转矩的高性能控制问题。其基本思想是在普通的三相交流电动机上设法模拟直流电动机转矩控制的规律, 在磁场定向坐标上, 将电流矢量分解成产生磁通的励磁电流分量 i_M 和产生转矩的转矩电流分量 i_T , 并使两分量互相垂直, 彼此独立, 然后分别进行调节。这样, 交流电动机的转矩控制, 从原理和特性上就与直流电动机相似了。因此, 矢量控制的关键仍是对电流矢量的幅值和空间位置的控制。

矢量控制的目的是为了改善转矩控制性能, 而最终实施仍然是落实在对定子电流 (交流量) 的控制上。由于在定子侧的各物理量 (电压、电流、电动势、磁动势) 都是交流量, 其空间矢量在空间上以同步旋转, 调节、控制和计算均不方便。因此, 需借助于坐标变换, 使各物理量从静止坐标系转换到同步旋转坐标系, 站在同步旋转的坐标系上观察, 电动机的各空间矢量都变成了停止矢量, 在同步坐标系上的各空间矢量就都变成了直流量, 可以根据转矩公式的几种形式, 找到转矩和被控矢量的各分量之间的关系, 实时地计算出转矩控制所需的被控矢量的各分量值——直流给定量。按这些给定量实时控制, 就能达到直流电动机的控制性能。由于这些直流给定量在物理上是不存在的、虚构的, 因此, 还必须在经过坐标的逆变换过程, 从旋转坐标系回到静止坐标系, 把上述的直流给定量变换成实际的交流给定量, 在三相定子坐标系上对交流量进行控制, 使其实际值等于给定值。

2.2 矢量控制中的坐标变换

考虑通常的三相绕组, 在空间位置上互差 $(\frac{2\pi}{3})$ rad 机械角度, 设在三相绕组中通以三相对称电流, 在相位上互差 $(\frac{2\pi}{3})$ rad 电角度, 产生的合成磁场具有以下特点:

(1) 随着时间的推移, 合成磁场的轴线在旋转, 电流交变一个周期, 磁场也将旋转

一周。

(2) 在旋转过程中，合成磁场强度不变，故称圆形旋转磁场。

考虑两相对称绕组，其在空间位置上互相“垂直”，互差 $(\frac{\pi}{2})\text{rad}$ 电角度；两相交变电流在相位上互差 $(\frac{\pi}{2})\text{rad}$ 电角度。将两相对称电流通入两相对称绕组，产生的合成磁场将具有与三相旋转磁场同样的特性。

如果在旋转体 R 上放置 2 个匝数相等、互相垂直的直线绕组 M 和 T ，如图 2.1 所示。

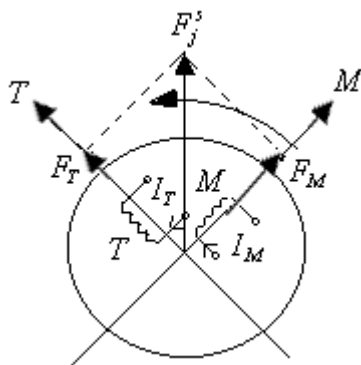


图 2.1 两相直流旋转绕组示意图

则当 2 个绕组内分别通入直流电流 I_M 和 I_T 时，它们的合成磁场仍然是恒定恒定磁场。如果调节任何一个直流电流（ I_M 或 I_T ），则合成磁场的磁场强度也得到了调整。

当 R 旋转时，两绕组同时以同步转速旋转，合成磁动势产生的合成磁通也会旋转，此恒定磁场将子空间形成一个机械旋转磁场，它与前面介绍的三相、两相绕组产生的磁场完全可以等效。当观察者站到铁心上和绕组一起旋转时，看到的将是 2 个通以直流的、相互垂直的固定绕组。如果采取补偿措施补偿掉绕组 T 产生的磁动势 F_T ，电动机

的主磁通只由 M 绕组产生，并和 I_M 成正比。而 T 绕组中电流 I_T 和磁场 Φ 作用将产生

旋转，其大小只与电流 I_T 成正比，这与直流电动机转矩产生的原理非常相似。从直流电动机外部看，定转子通的均是直流电，如站在转子上看，定转子的磁动势均在空间旋转，其旋转速度等于转子转速，方向与转子旋转方向相反。

如果上述三种旋转磁场完全相同（磁极对数相同、磁场强度相等、转速一样），则认为这时的三相磁场系统、两相磁场系统和旋转直流磁场系统是等效的。因此，这三种旋转磁场之间，就可以互相进行等效变换。

矢量控制中，电动机的变量，如电压、电流、电动势、磁通等，均由空间矢量来描述，并通过建立电动机的动态数学模型，得到各物理量之间的实时关系。通过坐标变换，在定向坐标系上实现各物理量的控制和调节。

矢量控制中所用的坐标系有两种，一种是静止坐标系，一种是旋转坐标系。基于三相定子的三相绕组构成的三相定子 $A-B-C$ 坐标系和由固定在 A 轴上的 α 轴和与之垂直的 β 轴所组成的两相定子 $\alpha-\beta$ 坐标系均为静止坐标系。而 d 轴固定在转子轴线上的 $d-q$ 垂直坐标系和 M 轴固定在定向磁链上的 $M-T$ 定向坐标系均为旋转坐标系。

2.2.1 三相定子 $A-B-C$ 坐标系与两相定子 $\alpha-\beta$ 坐标系之间的变换

一个旋转矢量 i 从三相定子 $A-B-C$ 坐标系变换到两相定子 $\alpha-\beta$ 坐标系，称为 Clarke 变换，也叫做 3/2 变换，其矩阵形式为式 (2-1)：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其原理示意图如 1.2 所示。

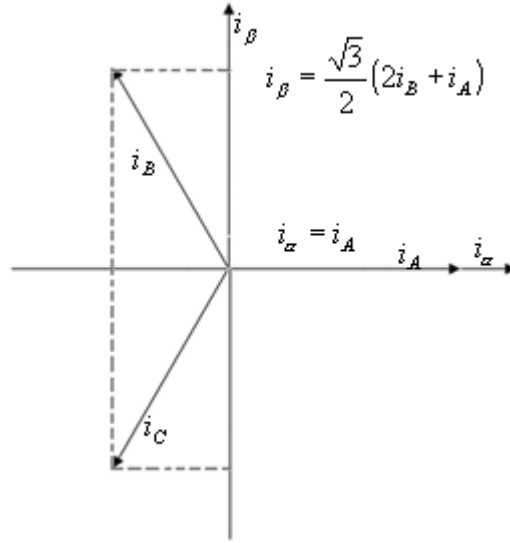


图 2.2 CLARKE 变换示意图

其逆变换，即 Clarke 逆变换或 2/3 变换矩阵式为式 (2-2)：

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

2.2.2 $d-q$ 垂直坐标系与 $M-T$ 定向坐标系之间的变换

一个旋转矢量 i 从 $d-q$ 垂直坐标系变换到 $M-T$ 定向坐标系，称为 Park 变换，也叫做交/直变换，其矩阵形式为式 (2-3)：

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

其变换原理图如图 2.3 所示。

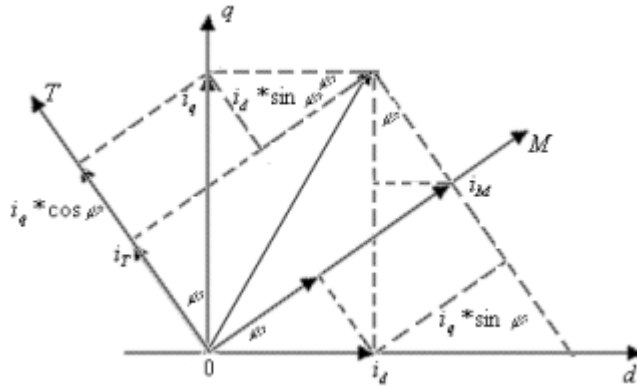


图 2.3 PARK 变换示意图

其逆变换，即 Park 逆变换或直/交变换的矩阵形式为式(2-4)：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

其变换原理图如图 2.4 所示。

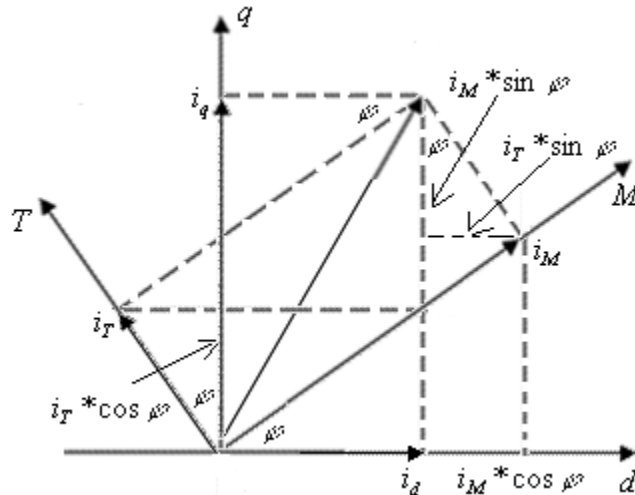


图 2.4 PARK 逆变换示意图

2.3 矢量控制的基本思路与实现

通过以上的讨论，可以将一个三相交流的磁场系统和一个旋转体上的直流磁场系统，以两相系统作过渡，互相进行等效变换，所以，如果将变频器的给定信号变换成类似于直流电动机磁场系统的控制信号，就是说，假想有 2 个互相垂直的直流绕组同处于一个旋转体上，2 个绕组中分别独立地通入由给定信号分解而得的励磁电流信号 i_M^* 和转矩电流信号 i_T^* ，并且把 i_M^* 和 i_T^* 作为基本控制信号，则通过等效变换，可以得到与基本控制信号 i_M^* 和 i_T^* 等效的三相交流控制信号 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* ，进而去控制逆变电路。对于电动机在运行过程中的三相交流系统的数据，由可以等效成两个互相垂直的直流信号，反馈到给定控制部分，用以修正基本控制信号 i_M^* 和 i_T^* 。

进行控制时，可以和直流电动机一样，使其中一个磁场电流信号（ i_M^* ）不变，而控制另一个磁场电流信号（ i_T^* ），从而获得与直流电动机类似的性能。

可以得到矢量控制的基本框图（如图 2.5 所示），控制器将给定信号分解成在两相旋转坐标系下的互相垂直且独立的直流信号 i_{Sqref} 和 i_{Sdref} 。然后通过 Park 逆变换将其分别转换成两相电流信号 V_{Sqref} 和 V_{Sdref} ，再经 Clarke 逆变换，得到三相交流控制信号 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* ，进而去控制逆变桥。

电流反馈用于反映负载的状况，使直流信号中的转矩分量 i_T^* 能随负载而变，从而模拟出类似于直流电动机的工作状况。

速度反馈用于反映拖动系统的实际转速和给定值之间的差异，并使之以合适的速度进行校正，从而提高了系统的动态性能。

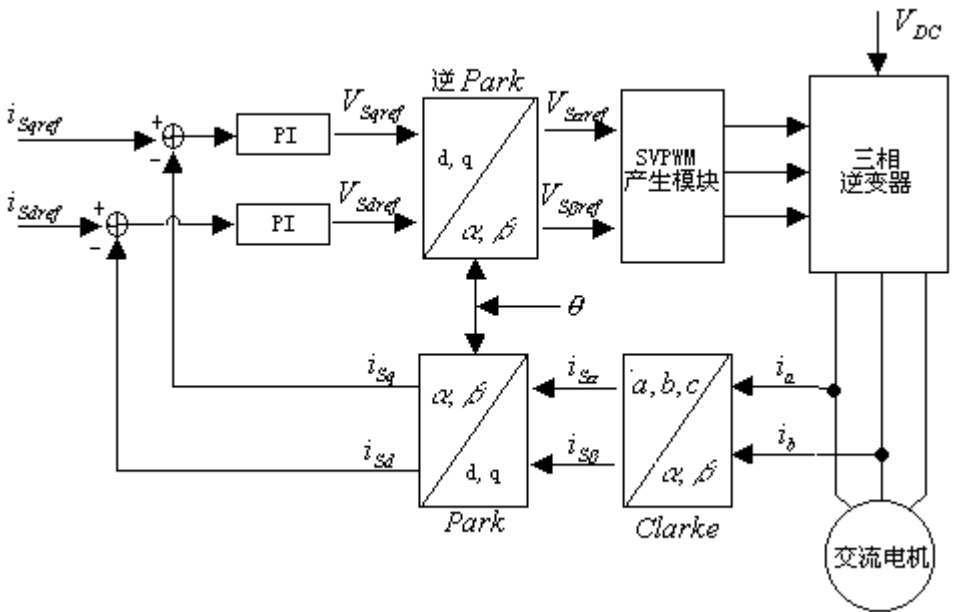


图 2.5 矢量控制原理框图

2.4 空间矢量 PWM 的实现

空间矢量脉宽调制（SVPWM）的英文全称为 Space Vector Pulse Width Modulation，实际上对应永磁同步电机或交流感应电动机中的三相电压源逆变器的功率器件的一种特殊的开关触发顺序和脉宽大小地结合，这种开关触发顺序和组合将在定子线圈中产生三相互差 120° 电角度的波形失真较小的正弦电流。实践和理论都可以证明，与直接的正弦脉宽调制 (SPWM) 技术相比，SVPWM 在输出电压或电机线圈中的电流中都将产生更少的谐波，提高了对电源逆变器直流供电电源的利用效率。

以下是一种典型的三相电压源逆变器的结构，如图 2.6 所示。

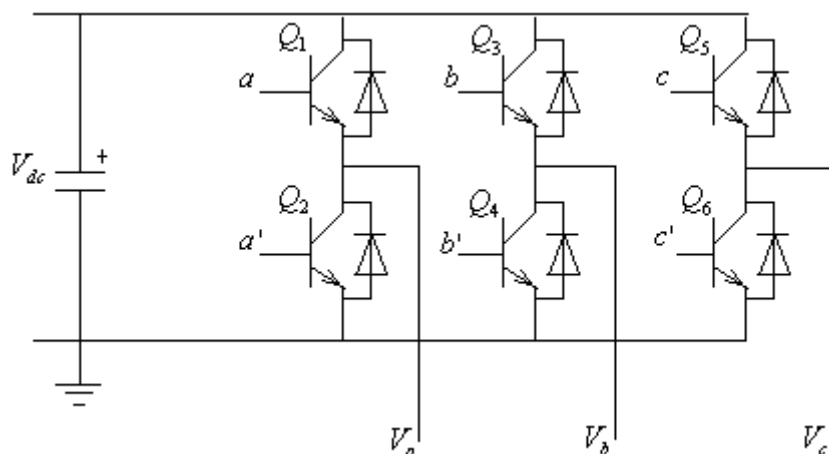


图 2.6 三相电源逆变结构

图中， V_a ， V_b ， V_c 是逆变器的电压输出， Q_1 到 Q_6 是6个功率晶体管，它们分别被 a ， a' ， b ， b' ， c ， c' 这6个控制信号所控制。当逆变桥上半部分的个功率晶体管开通时，即 a 、 b 或 c 为1时，其下半部份相对的功率晶体管被关闭(a' 、 b' 或 c' 为0)所以 a 、 b 和 c 为0或为1的状态，将决定 V_a 、 V_b 、 V_c 三相输出电压的波形情况。

逆变桥输出的线电压矢量 $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T$ 、相电压矢量 $[V_a \ V_b \ V_c]^T$ 和开关变量矢量 $[a \ b \ c]^T$ 的之间的关系可以用式子(2-5)和(2-6)表示：

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

式中： V_{dc} —电压源逆变器的直流供电电压。

从中不难看出，因为开关变量矢量 $[a, b, c]$ 有8个不同的组合值，即逆变桥上半部分的3个功率晶体管的开关状态有8种不同的组合，故其输出的相电压和线电压有8种对应的组合。开关变量矢量 $[a, b, c]$ 与输出的线电压和相电压的对应关系见表1。

表 1 功率晶体管的开关状态和与之对应的输出线电压和相电压的关系

c	b	a	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
1	0	0	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	0	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

表1中 V_{AN} 、 V_{BN} 、 V_{CN} 表示3个输出的相电压， V_{AB} 、 V_{BC} 、 V_{CA} 表示3个输出的线电压。在 (α, β) 坐标系中，输出的三相线电压可以用下面等式(2-7)和(2-8)表示：

$$V_{s\alpha} = V_{AN} \quad (2-7)$$

$$V_{s\beta} = (2V_{BN} + V_{AN}) / \sqrt{3} \quad (2-8)$$

由于逆变桥中，功率晶体管的开关状态的组合一共只有8个，则对应于开关变量矢量 $[a, b, c]^T$ 在 (α, β) 坐标系中的 $V_{s\alpha}$ 、 $V_{s\beta}$ 也只有有限种组合 $V_{s\alpha}$ 、 $V_{s\beta}$ 是空间矢量分解得到的子轴分量，它们的对应关系如表2所列。

表2开关变量矢量与其对应的空间矢量 (α, β) 子轴分量的关系

c	b	a	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$Vector$
0	0	0	0	0	O_0
0	0	1	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	U_0
0	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{120}
0	1	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{60}
1	0	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{240}
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	U_{300}
1	1	0	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	U_{180}
1	1	1	0	0	O_{111}

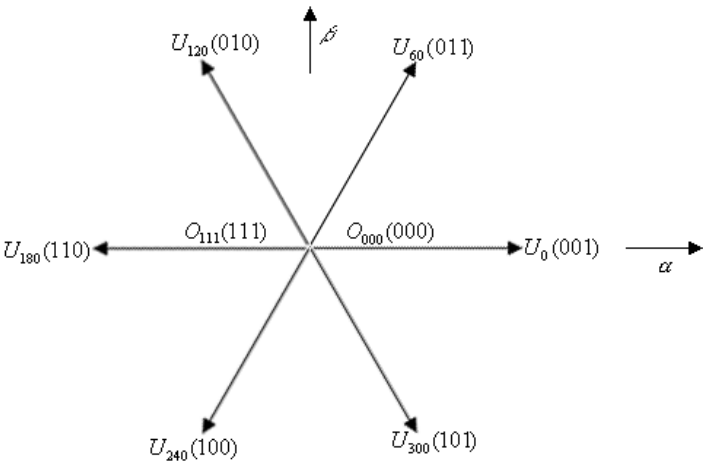


图2.7 基本空间矢量与对应(c, b, a)示意图

表2中 $V_{s\alpha}$ 、 $V_{s\beta}$ 被称为基本空间矢量的 (α, β) 轴分量，每个基本空间矢量与合适的

功率晶体管的开关命令信号组合(c,b,a)相对应。被功率晶体管的开关组合所决定的8个基本的空间矢量如图2.7所示。

空间矢量PWM技术的目的是通过与基本的空间矢量对应的开关状态的组合得到一个给定的定子参考电压矢量 U_{out} 。参考电压矢量 U_{out} 用它的 (α, β) 轴分量 U_{alfa} 和 U_{beta} 表示。图2.8表示参考电压矢量、与之对应的 (α, β) 轴分量 U_{alfa} 和 U_{beta} 和基本空间矢量 U_0 和 U_{60} 的对应关系。

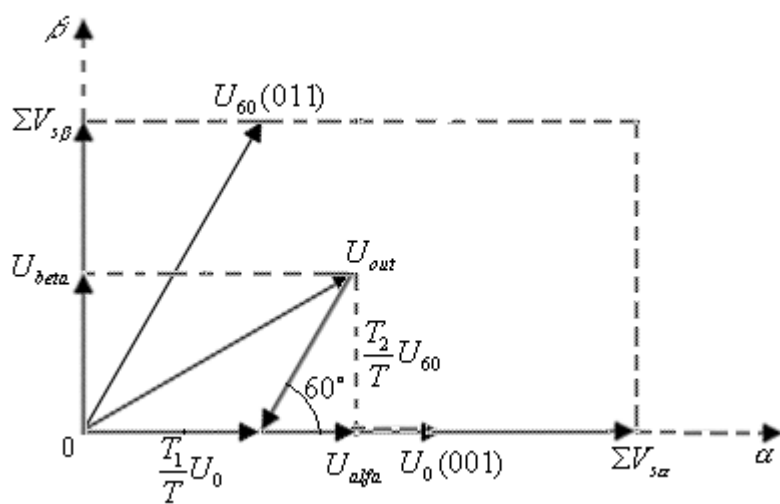


图2.8 U_{out} 和 U_{alfa} 、 U_{beta} 以及 U_0 、 U_{60} 的对应关系图

在图2.8中， $\Sigma V_{s\alpha}$ 表示 U_0 和 U_{60} 的 α 轴分量之和， $\Sigma V_{s\beta}$ 表示 U_0 和 U_{60} 的 β 轴分量之和，结合表2可知基本空间矢量的幅值都为 $\frac{2}{3}V_{DC}$ ，故有如下的等式(2-10)：

$$\begin{cases} \Sigma V_{s\beta} = 0 + \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \\ \Sigma V_{s\alpha} = \frac{2V_{DC}}{3} + \frac{V_{DC}}{3} = V_{DC} \end{cases} \quad (2-10)$$

在图2.8所示的情况中，参考电压空间矢量 U_{out} 位于被基本空间矢量 U_0 、 U_{60} 所包围的扇区中，因此 U_{out} 可以用 U_0 和 U_{60} 两个矢量来表示。于是有如下等式(2-11)：

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ U_{out} = \frac{T_1}{T}U_0 + \frac{T_2}{T}U_{60} \end{cases} \quad (2-11)$$

在上式中 T_1 和 T_2 分别是在周期时间 T 中基本空间矢量 U_0 、 U_{60} 各自作用的时间， T_0 是0矢量的作用时间， T_1 和 T_2 可以由式(2-12)计算：

$$\begin{cases} U_{\delta eta} = \frac{T_2}{T} |U_{60}| \sin 60^\circ \\ U_{\alpha\beta a} = \frac{T_1}{T} |U_0| + \frac{T_2}{T} |U_{60}| \cos 60^\circ \end{cases} \quad (2-12)$$

从前面的表述不难看出，所有的基本空间矢量的幅值都为 $2V_{DC}/3$ ，如果他们取相对于最大的相电压 $V_{DC}/\sqrt{3}$ （最大线电压为 V_{DC} ，则最大的相电压为 $V_{DC}/\sqrt{3}$ ）的标么值，则空间矢量的幅值变成 $2/\sqrt{3}$ ，即经过归一化后的空间矢量的幅值 $|U_0| = |U_{60}| = 2/\sqrt{3}$ ，代入式(2-12)得：

$$T_1 = \frac{T}{2} (\sqrt{3}U_{\alpha\beta a} - U_{\delta eta}) \quad (2-13)$$

$$T_2 = TU_{\delta eta} \quad (2-14)$$

在(2-13)和(2-14)两式中 $U_{\alpha\beta a}$ 和 $U_{\delta eta}$ 表示矢量 U_{out} 相对于最大的相电压 $V_{DC}/\sqrt{3}$ 归一化后的 (α, β) 轴分量， $T_0 = T - T_1 - T_2$ 是0矢量的作用时间。取 T_1 、 T_2 与周期 T 的相对值有如下等式(2-15)和(2-16)：

$$t_1 = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_{\alpha\beta a} - U_{\delta eta}) \quad (2-15)$$

$$t_2 = \frac{T_2}{T} = U_{\delta eta} \quad (2-16)$$

同理，如果 U_{out} 位于被基本空间矢量 U_{60} 、 U_{120} 所包围的扇区中， $|U_{60}| = |U_{120}| = 2/\sqrt{3}$ ，矢量作用时间的相对值可以被表示为：

$$t_1 = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}U_{\alpha\beta a} + U_{\delta eta}) \quad (2-17)$$

$$t_2 = \frac{T_2}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_{\alpha\beta a} + U_{\delta eta}) \quad (2-18)$$

在等式(2-17)和(2-18)中， T_1 是空间矢量 U_{120} 在周期 T 中的作用时间。如果定义如下式的 X 、 Y 、 Z 达3个变量：

$$X = U_{\delta eta} \quad (2-19)$$

$$Y = \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_{\alpha\beta a} + U_{\delta eta}) \quad (2-20)$$

$$Z = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}U_{\alpha\beta a} + U_{\delta eta}) \quad (2-21)$$

在上面的式子中，矢量 U_{out} 位于被基于空间矢量 U_0 、 U_{60} 所包围的扇区（即扇区0），

则可得 $t_1 = -Z$ ， $t_2 = X$ ；在第二例中，矢量 U_{out} 位于被基于空间矢量 U_{60} 、 U_{120} 所包围的扇区（即扇区1），则 $t_1 = Z$ ， $t_2 = Y$ 。同理，当 U_{out} 位于被其它的空间矢量所包围的扇区中，相应的 t_1 和 t_2 也可以用 X 、 Y 或 Z 表示，它们的对应关系如表3所示。

表 3 t_1 、 t_2 与 X 、 Y 和 Z 的对应关系表

扇区	U_0 、 U_{60}	U_{60} 、 U_{120}	U_{120} 、 U_{180}	U_{180} 、 U_{240}	U_{240} 、 U_{300}	U_{300} 、 U_{360}
t_1	$-Z$	Z	X	$-X$	$-Y$	Y
t_2	X	Y	$-Y$	Z	$-Z$	$-X$

已知一个矢量 U_{out} ，如果要利用上表计算 t_1 和 t_2 ，则必须知道 U_{out} 所在的扇区。当电机正转时，只需把现在电机的直轴所在的电角度加上 90° ，就是交轴所在的位置（即 U_{out} 所在的电角度）再通过简单的判断就知道 U_{out} 所在的扇区；同理，在电机反转时，把直轴角度减 90° 就是交轴的角度，用同样的方法就可以判断 U_{out} 的位置。

到此为止，如果已知参考电压矢量 U_{out} 或其在 (α, β) 坐标系中的 (α, β) 轴分量 U_{α} 和 U_{β} ，就可以根据上面的推导计算出与 U_{out} 对应的两个基本空间矢量的作用时间相对 SVPWM 调制周期的比例 t_1 、 t_2 ，如果知道了 t_1 、 t_2 ，又知道要求的 SVPWM 的调制周期 T ，则就可以确定空间矢量分别的作用时间 T_1 、 T_2 ，再加上前面其它的一些推导，就可以很方便地利用 TMS320F2812 实现 SVPWM 算法了。

3 伺服控制器的软件设计

3.1 系统软件的整体结构框图及其说明

本系统的软件结构如图 3.1。

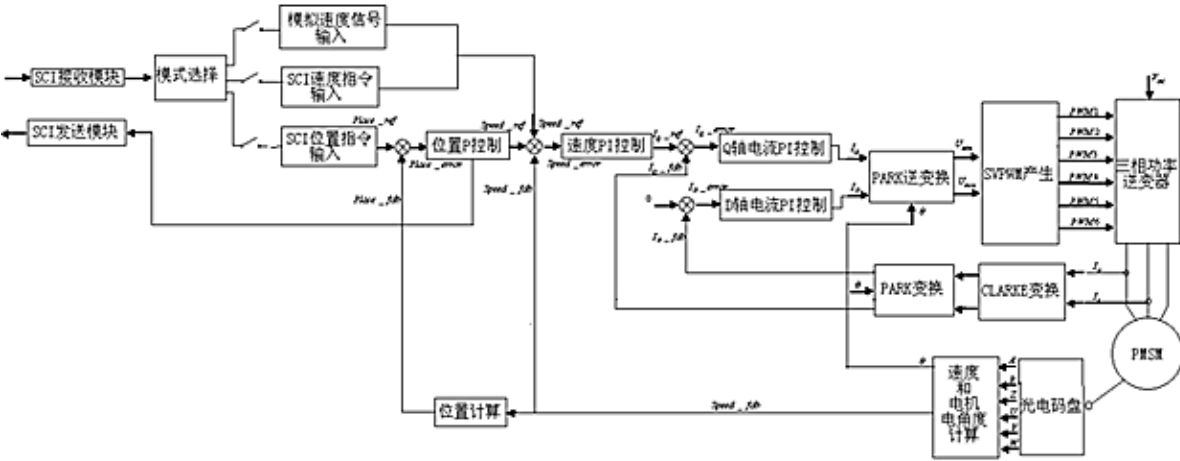


图 3.1 系统软件的整体结构框图

如图 3.1 所示，整个伺服电机驱动器由串行 SCI 接口作为指令输入，通过模式选择

程序，选择位置控制模式和速度控制模式，其中位置控制模式是由 SCI 输入指令位置来完成，当电机定位完成以后，驱动器就会通过 SCI 返回定位完成信息；速度控制模式有两种形式选择：一种是通过 SCI 通讯来输入速度信号；另一种是由外部模拟电压来作为速度控制信号。

当输入位置控制信号，信号回首先输入位置环，位置环输出速度信号，速度环对输入速度信号进行 PI 调节，输出 Q 轴参考电流，D 轴的参考电流始终保持为 0，然后在分别对两电流作 PI 调节，得到两相运动的电流信号，接着通过逆 PARK 变换，变换成两相静止的电流信号，静止的电流信号通过 SVPWM 模块产生出六路 PWM 控制功率逆变器驱动电机。

安装在 U 相和 V 相的电流传感器负责，检测 U 相和 V 相的电流，得到 I_u 和 I_v ，通过 CLARKE 变换静止的两相电流，再通过 PARK 变换把静止的两相电流转换成运动的两相反馈电流，分别送到电流环里运算。

安装再电机尾部的光电码盘，负责测量速度作为速度环的反馈速度和提供 PARK 变换和 PARK 逆变换所需要的电角度。通过位置计算就可以测量电机现在所转过的位置，从而反馈给位置环运算。

3.2 系统程序的框图及其说明

3.2.1 主程序由系统初始化和死循环组成

主程序的作用是对系统程序的初始化，并且设立死循环程序作为液晶显示和按键扫描，等待中断程序的产生。

主程序框图，如图 3.2 所示：

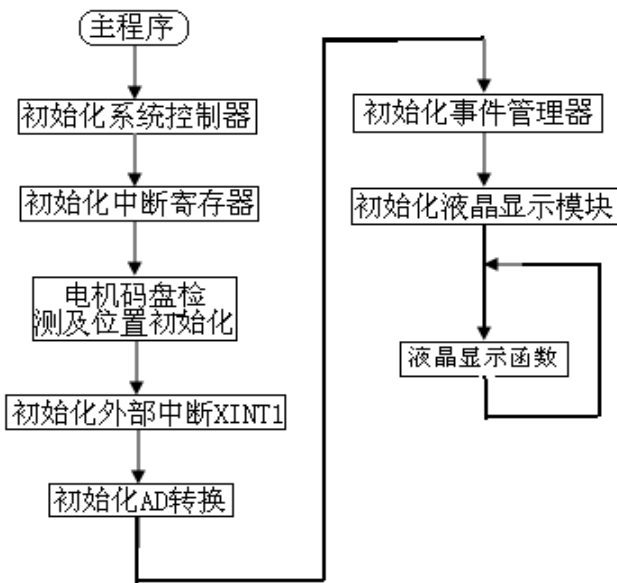


图 3.2 主程序框图

3.2.2 外部中断 XINT1 程序

外部中断程序的作用是检测光电码盘的零位置信号，从而对电机的电角度位置从新校正其程序框图，如图 3.3 所示。

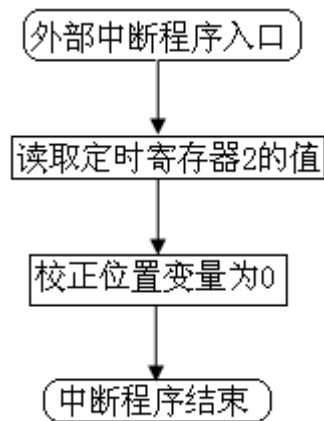


图 3.3 外部中断 XINT1 程序框图

3.2.3 定时器 3 周期中断程序

定时器 3 周期中断程序的作用是处理电机转速及转向、位置环运算和速度环运算。其框图如图 3.4 所示。

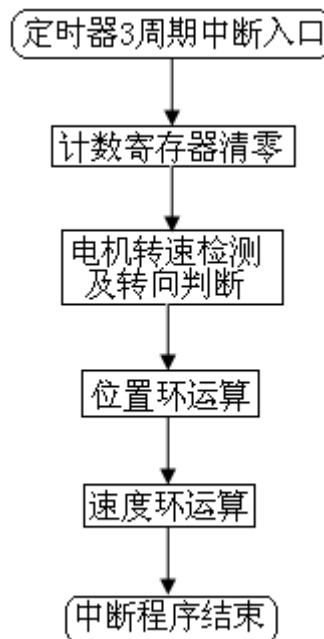


图 3.4 定时器 3 周期中断程序框图

3.2.4 定时器 1 下溢中断：

定时器下溢中断的作用是：

- ① 对 U 相和 V 相电流的检测。
- ② 对所检测到的电流 I_U 和 I_V 进行 CLARKE 变换。
- ③ PARK 变换。
- ④ Q 轴电流环运算。
- ⑤ D 轴电流环运算。
- ⑥ 逆 PARK 变换。
- ⑦ SVPWM 的产生。

程序框图，如图 3.5 所示。

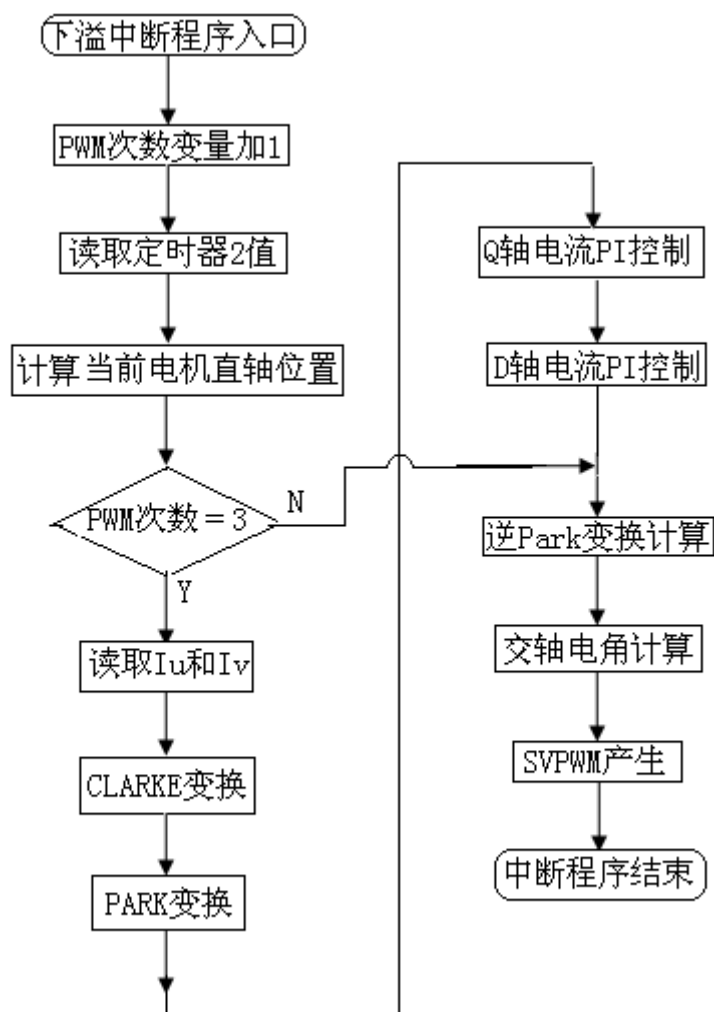


图 3.5 定时器 1 下溢中断框图

3.2.5 SCI 串行通讯接收中断

SCI 串行通讯接收中断主要的作用是：通过所接收到的字符信息判断出发送方所发送的位置命令和速度命令，从而选择位置控制模式还是速度控制模式。其程序框图，如图 3.6 所示。

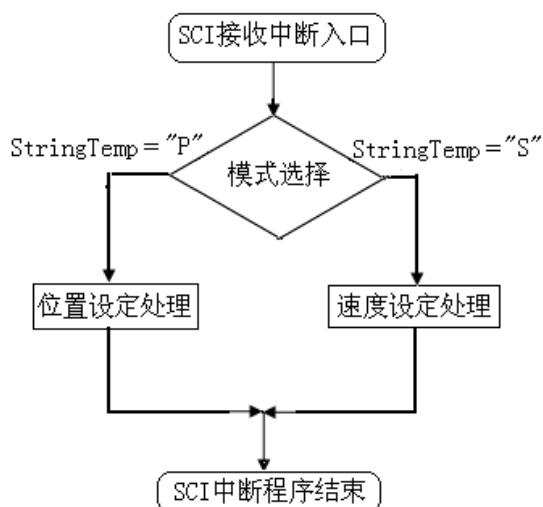


图 3.6 SCI 串行通讯接收中断框图

3.3 利用TMS320F2812实现SVPWM算法

3.3.1 生空间矢量PWM波形的寄存器设置

TMS320F2812的每个事件管理器EV模块具有操作十分简化的对称空间矢量PWM波形产生的内置硬件电路。为了输出空间矢量PWM波形，只需要设置以下寄存器。

- 设置ACTRx寄存器用来定义比较输出引脚的输出方式。
 - 设置COMCONx寄存器来使能比较操作和空间矢量PWM模式，并且把CMPRx的重载入条件设置下溢。
 - 将通用定时器1或2，4或5设置成连续增/减计数模式，并启动定时器。
- 而后，用户需确定在二维(α , β)坐标系下输入到电机的电压 U_{out} ，并分解 U_{out} 为 U_{alfa} 和 U_{beta} ，以确定每个 PWM 周期的以下参数。
- 两个相邻矢量， U_x 和 U_{x+60} (通过确定 U_{out} 所在的扇区数就可以达到此要求)。
 - 根据 SVPWM 的调制周期 T 计算两个基本的空间矢量和 0 矢量分别的作用时间 T_1 、 T_2 和 T_0 。
 - 将相应于 U_x 的开启方式写入到 ACTRx，14~12 位中，并将 1 写入 ACTRx，15 中，或者将 U_{x+60} 的开启方式写入 ACTRx，14~12，并将 0 写入 ACTRx，15 中。
 - 将 $T_1/2$ 的值写入到 CMPR1 或 CMPR4 寄存器，将 $(T_1 + T_2)/2$ 的值写入到 CMPR2 或 CMPR5 寄存器。

3.3.2 空间矢量 PWM 的硬件工作原理

为完成一个空间矢量 PWM 周期，每个事件管理 EV 模块的空间矢量 PWM 硬件工作如下。

- 在每个周期的开始，将 PWM 输出置成由 ACTRx，14~12 设置的新方式 U_y ，此称为第 1 类输出方式。
- 在增计数期间，当 CMPR1 或 CMPR4 和通用定时器 1 或 3 发生第一次匹配时，如果 ACTRx, 15 为 0，则将 PWM 输出开启到方式 U_{y+60} ；如果 ACTRx, 15 为 1，则将 PWM 输出开启到方式 U_{y-60} ($U_{0-60} = U_{300}$ ， $U_{360+60} = U_{60}$)，此称为第 2 类输出方式。
- 在增计数期间，当 CMPR2 或 CMPR5 和通用定时器 1 或 3 发生第 1 次匹配时，即计数器达到 $(T_1 + T_2)/2$ 时，将 PWM 输出开启至方式 000 或 111。它们与第 2 类输出方式之间只有 1 位的差别。
- 在减计数期间，当 CMPR2 或 CMPR5 和通用定时器 1 或 3 发生第 2 次匹配时，将 PWM 输出置回到第 2 类输出方式。
- 在减计数期间，当 CMPR1 或 CMPR4 和通用定时器 1 或 3 发生第 2 次匹配时，将 PWM 输出置回到第 1 类输出方式。

3.3.3 空间矢量 PWM 的边界条件

在空间矢量 PWM 模式中，当两个比较寄存器 CMPR1 和 CMPR2 装入的值都是 0 时，3 个比较输出全都变成无效。因此，在使用空间矢量 PWM 时应满足如下关系式：

$$CMPR1 \leq CMPR2 \leq T1PR \text{ 或 } CMPR4 \leq CMPR5 \leq T3PR$$

否则将导致不可预测的情况发生。

3.3.4 空间矢量 PWM 波形

生成的空间矢量 PWM 波形是关于每个 PWM 周期中心对称的，因此被称为对称空间矢量 PWM 生成法，图 3.7 给出了空间矢量 PWM 波形。

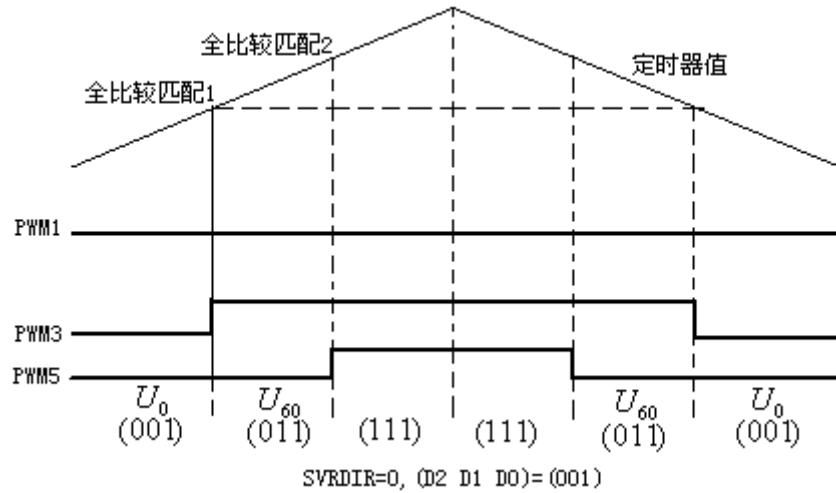


图 3.7 空间矢量 PWM 波形

3.4 积分改良型 PI 控制器的设计

在电机控制中通常会用 PI 调节器进行调节，但如果直接用 PI 调节器进行调节的话，在饱和输出时积分环节往往还停留在一个比较大的值，所以，本设计所使用的电流和速度调节器都是带有积分校正的 PI 控制器，它的好处是，在能非常快的退饱和。其算法框图，如图 3.8 所示。

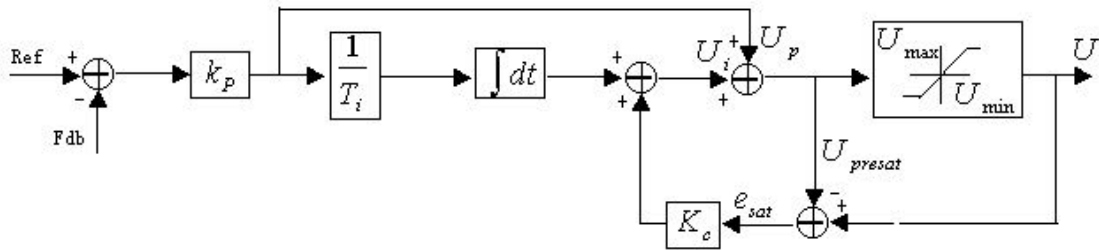


图 3.8 积分改良型 PI 控制器算法框图

具体算法的算式如下。

$$U_p(k) = K_p e(k) \quad (3-1)$$

$$U_i(k) = U_i(k-1) + K_p \frac{T}{T_i} e(k) + K_c (U(k) - U_{\text{Presat}}(k)) \quad (3-2)$$

$$U_{\text{Presat}}(t) = U_p(t) + U_i(t) \quad (3-3)$$

其中： $U_p(k)$ 为比例项的输出值， K_p 为比例系数， $e(k)$ 为当前误差， $\frac{T}{T_i}$ 为积分系数， K_c 为积分项的校正系数， $U_i(k)$ 为积分项的输出值， U_{presat} 为输出限副前的值， U 为输出值， U_{max} 和 U_{min} 为输出限副的最大值和最小值。

(1) K_p 参数分析：

比例系数 K_p 的作用在于加快系统的响应速度，提高系统调节精度。 K_p 越大，系统的响应速度越快，但将产生超调和振荡甚至导致系统不稳定，因此 K_p 值不能取的过大；如果 K_p 值取较小，则会降低调节精度，使响应速度缓慢，从而延长调节时间，使系统动、静态特性变坏。

(2) K_i 参数分析

积分环节作用系数 K_i 的作用在于消除系统的稳态误差。 K_i 越大，积分速度越快，

系统静差消除越快,但 K_i 过大,在响应过程的初期以及系统在过渡过程中会产生积分饱和现象,从而引起响应过程出现较大的超调,使动态性能变差;若 K_i 过小,使积分作用变弱,使系统的静差难以消除,使过渡过程时间加长,

(3) K_c 参数分析

积分饱和校正系数 K_c 的作用在于当控制器输出饱和时,能迅速使得积分项的输出值降下来,避免积分变量因累加过大,控制器输出值不能迅速退饱和而产生过大超调。 K_c 越大,控制器的输出值退饱和越快,但, K_c 过大会使得输出值在饱和值附近产生过大的振荡使得系统反应过慢; K_c 越小,控制器的输出值退饱和越慢,但, K_c 过小会使得输出值长时间不能退饱和使得系统容易产生过大超调。

(4) 参数的整定

本文的电流调节器和速度调节器的 PI 参数的整定,都是通过在线调试多次尝试获得比较好的参数。

3.5 电流环的设计

伺服系统可实现对电机运行的位移、速度和电机电枢电流的控制。电枢电流的控制是一切的基础。有了响应速度快、控制精度高的电流控制器,矢量控制策略才有可能实现。

本系统的电流环的控制周期为 10kHz/s,即每 3 个 PWM 周期控制一次。由于要同时控制 D 轴和 Q 轴的电流,所以电流控制需要两个电流环同时协调工作以达到 Q 轴电流与速度环给定的电流相等,D 轴的电流等于零。Q 轴电流调节和 D 轴电流调节均使用带积分校正的 PI 调节器。

电流调节器的参数整定的操作方法:①、把电机的转子固定,目的是防止电机转动时的反电势;②、给定一个频率为 1kHz 的正反电流信号,目的是对应速度环所给电流信号的速率;③、分别采集给定电流信号和反馈电流信号进行对比,反复尝试调整 PI 参数,直到效果最好为止,从而整定 PI 参数。

3.6 速度环的设计

速度控制也是交流伺服控制系统中极为重要的一个环节,其控制性能是伺服系统整体性能指标的一个重要组成部分。从广义上讲,速度伺服控制应具有高精度、快响应的特性。具体而言,反映为小的速度脉动率、快的频率响应、宽的调速范围等性能指标。选择好的三相交流永磁同步伺服电动机、分辨率高的光电编码器、零漂误差小的电流检测元件以及高开关频率的大功率开关元件,就可以降低转速不均匀度,实现高性能速度控制。但是在实际系统中,这些条件都是受限制的,这就要求用合适的速度调节器来补偿。

速度环的控制周期为 1KHz/s。

要实现速度环控制,首先要测量速度;速度的测量本系统是通过安装在电机上的每转 2500 个脉冲的光电码盘作为测速工具,光电码盘能产生 A、B 两路相位互差 90 度的脉冲输出,分别连接到 F2812 的 QEP1 和 QEP2 上,设置定时器 2 以 QEP 输入为时钟源,则定时器 2 就会根据 A、B 中的那个超前来判断是增计数,还是减计数;同时在寄存器 GPTCONA 中的第 14 位反映出来,当该位置 1,则增计数;否则,减计数。

速度的测量只需要简单的算法就能实现。因为速度的采样速度是 1ms,只需要计算上一次和这一次定时器 2 的计数值的差值,再通过以下计算就可以算出速度。

$$speed_fdb = \text{差值} \times 6 \quad (3-4)$$

测量出速度再通过速度调节器对速度进行调节,本文所选择的速度调节器是带积分

校正的 PI 调节器，因其具有反映速度快、静态误差小等特点。

这里的速度调节器的参数整定跟电流环一样，都是通过反复调试确定的。

3.7 位置环的设计

伺服系统与普通的调速系统有着紧密联系但又有明显不同。普通调速系统希望有足够的调速范围、稳速精度和快且平稳的启、制动性能。而位置伺服系统，一般是以足够的位置控制精度(定位精度)和足够快的跟踪速度来作为它的主要控制目标，前面内环的设计，最终目的也是为了获得位置环的优良性能。

经典的位置调节器采用的是比例调节器，单纯的比例调节器若要使伺服系统没有超调，其响应时间是相当大的，也即是说比例调节根本不能同时满足系统的无超调和快响应的性能要求。解决这一问题的方法有很多：比较简单实用的有基于两自由度的位置调节器方法和位置前馈结合比例调节器的方法；比较先进的有滑模变结构位置调节器方法和基于专家 PID 调节器方法等等。本文采用变结构的比例控制器代替经典的纯比例调节器。

通常情况下，伺服系统定位过程可以划分为四段：加速运行阶段、恒速运行阶段、减速运行阶段和低速趋近定位点阶段。本文根据整个运行过程时间最优的设计原则，在加速运行阶段、恒速运行阶段，位置环采用比例系数为 1 的比例控制，此时电机以最大加速度上升至最大限幅转速，并以此转速迅速使位置偏差 $Place_error$ 减小。当 $|Place_error| < 10000$ 时，系统采用比例调节器的比例系数为 $1/3$ ，并且随着位置偏差的减小，速度也相应减小，最终使电机无超调地逼近 $Place_error = 0$ 。

4 伺服系统硬件设计

本文的硬件系统由 TI 公司最新推出的高速定点 32 位 DSP TMS320F2812，它具有丰富的外设，非常适合驱动交流伺服电机的控制；光电码盘和逆变器驱动都使用了光电隔离。

4.1 TMS320F2812 的简介

- TMS320F281x 系列 DSP 采用高性能的静态 CMOS 技术：
 - ◆ 主频达 150MHZ（时钟周期 6.67ns）；
 - ◆ 低功耗设计；
 - ◆ Flash 编程电压为 3.3V。
- 支持 FTAG 边界扫描接口
- 高性能 32 位 CPU：
 - ◆ 16×16 位和 32×32 位的乘法累加操作；
 - ◆ 16×16 位的双乘法累加器；
 - ◆ 哈佛总线结构；
 - ◆ 快速中断响应和处理能力；
 - ◆ 统一寻址模式；
 - ◆ 4MB 的程序/数据寻址空间；
 - ◆ 高效的代码转换功能（支持 C/C++ 和汇编）；
 - ◆ 与 TMS320F24x/F240x 系列数字信号处理器代码兼容。
- 片上存储器：
 - ◆ 最长达 $128K \times 16$ 位（F2312）的 Flash 存储器；
 - ◆ 最长达 $128K \times 16$ 位的 ROM；

- ◆ 1K×16 位的 OTP ROM;
- ◆ L0 和 L1: 两块 4K×16 位的单周期访问 RAM (SARAM);
- ◆ H0: 一块 8K×16 位的单周期访问 RAM (SARAM);
- ◆ M0 和 M: 两块 1×16 位的单周期访问 RAM (SARAM)。
- 引导 (BOOT) ROM:
 - ◆ 带有软件启动模式;
 - ◆ 数学运算表。
- 外部存储器扩展接口 (F2812):
 - ◆ 最多 1MB 的寻址空间;
 - ◆ 可编程等待周期;
 - ◆ 可编程读/写选择时序;
 - ◆ 3 个独立的片选信号。
- 时钟和系统控制:
 - ◆ 支持动态改变锁相环的倍频系数;
 - ◆ 片上振荡器;
 - ◆ 看门狗定时模块。
- 三个外部中断。
- 外设中断扩展模块 (PIE) 支持个外设中断。
- 三个 32 位 CPU 定时器。
- 128 位保护密码:
 - ◆ 保护 Flash/OTP/ROM 和 L0/L1 SARAM 中的代码;
 - ◆ 防止系统固件被盗取。
- 电机控制外设, 两个与 F240xA 兼容的事件管理器模块, 每一个管理器模块包括:
 - ◆ 两个 16 位的通用目的定时器;
 - ◆ 8 个通道 16 位的 PWM;
 - ◆ 不对称、对称或四个空间矢量 PWM 波形发生器;
 - ◆ 死区产生和配置单元;
 - ◆ 外部可屏蔽功率或驱动保护中断;
 - ◆ 三个完全比较单元;
 - ◆ 三个捕捉单元, 捕捉外部事件;
 - ◆ 正交脉冲编码电路;
 - ◆ 同步模数转换单元。
- 串口通信外设:
 - ◆ 串行外设接口 (SPI);
 - ◆ 两个 UART 接口模块 (SCI);
 - ◆ 增强的 eCAN 2.0B 接口模块;
 - ◆ 多通道缓冲串口 (McBSP)。
- 12 位模数转换模块:
 - ◆ 2×8 通道复用输入接口;
 - ◆ 两个采样保持电路;
 - ◆ 单/连续通道转换;
 - ◆ 流水线最快转换周期为 60ns, 单通道最快转换周期为 200ns;
 - ◆ 可以使用两个事件管理器顺序触发 8 对模数转换。
- 高达 56 个可配置通用目的 I/O 引脚。
- 先进的仿真调试功能:
 - ◆ 分析和断点功能;
 - ◆ 硬件支持适时仿真功能。

- 低功耗模式和省电模式：
 - ◆ 支持 IDLE, STANDBY, HALT 模式；
 - ◆ 禁止外设独立时钟。
 - 179 引脚 BGA 封装或 176 引脚 LQFP 封装 (F2812)。
 - 128 引脚 LQFP 封装 (F2810)。
- 40℃～+85℃或—40℃～+125℃工作温度。

4.2 系统硬件总体结构框图

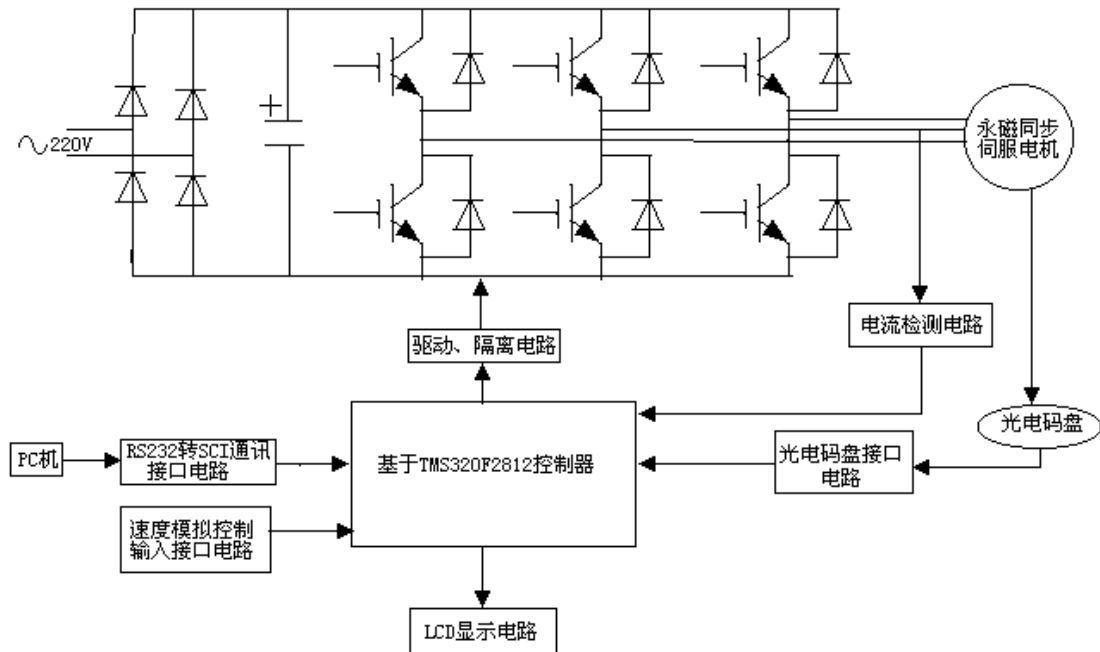


图 4.1 系统硬件总体结构框图

如图 4.1 所示，本系统分为几部分：

- ①、RS232 转 SCI 通讯接口电路用于 PC 机与 DSP 通讯的电平转换。
- ②、速度模拟控制输入接口电路用于速度控制信号以模拟的方式输入。
- ③、LCD 显示电路用于 LCD 显示速度等信息。
- ④、光电码盘接口电路用于光电码盘与 DSP 的连接。
- ⑤、电流检测电路用于 U 和 V 相电流的检测。
- ⑥、驱动、隔离电路用于隔离驱动逆变电路。

4.3 电流检测电路

TMS320F2812 芯片内含 12 位单极性 A/D 转换模块，A/D 采样总共有 16 个通道。最小转换时间为 60ns，可实现对电机的三相电压采样无需进行相位补偿。但由于是单极性的所以对交流采样时要加提升电路，使交流信号电压范围在 0V～3V 之间。本系统中使用了 3 路 A/D 转换输入，分别为两路电流检测和一路模拟信号输入采样。电流检测就是把交流电机的两相定子电流转换成相应的二进制代码，以方便处理。因为本系统是三相平衡系统 $I_A + I_B + I_C = 0$ ，因此只要检测其中两路电流，就可以得到三相电流。系统中检测电机定子电流用霍尔电流传感器，输入输出比为 200:1。由于霍尔元件输出的是弱电流信号，因此，应将该电流信号转换成电压信号，然后经过滤波加法处理，由于霍尔电流传感器的输出为有正负方向的电流信号，而 TMS320F2812 片内 A/D 转换器为单极性输入为 0～3V 的电压信号，因此要有电压偏移电路。为防止电压过高或者过低，设计了由二极管组成的限幅电路。图 4.2 是实现这一系列目的电路原理图。

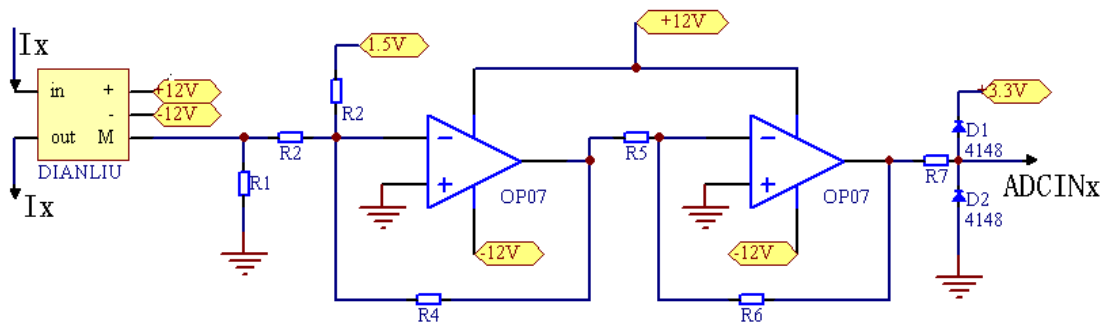


图 4.2 电流检测电路

上述电路最大优点是测量精度高，线性度好，可以做到无接触检测等。

4.4 光电码盘接口电路

每个事件管理器模块都有一个正交编码脉冲电路，该电路可以在编码和计数引脚 CAP1/QEP1 和 CAP2/QEP2 (对于 EVA 模块) 或 CAP3/QEP3 和 CAP4/QEP4 (对于 EVB 模块) 上输入正交编码脉冲。正交编码脉冲电路可用于连接光电编码器以获得旋转机械的位置和速率等信息。

本系统中电动机的转速是通过光电码盘检测的，选用 M 法测速原理——即在某一采样时间内，通过对脉冲的计数来确定电机转速的大小。系统中采用的增量式光电脉冲编码器，它仅输出两相正交的方波脉冲信号 (A、B) 和零位脉冲 (Z) 三路脉冲信号，从 A、B 两相脉冲的脉冲个数和相位超前关系可以得到位置偏移量。实际应用时，由于光电脉冲发生器通常装在电机转子轴上，必然受到较强的电磁干扰，为提高系统的抗干扰性能，它发出的脉冲信号需要经过差动输入和光电隔离元件隔离之后，才能进行处理。速度和位置检测的 QEP 接口隔离电路如图 4.3 所示，这里还利用隔离光耦驱动电压的不同巧妙的解决了外部 +5V 电压与 DSP 的 +3.3V 电压之间的电平转换问题。

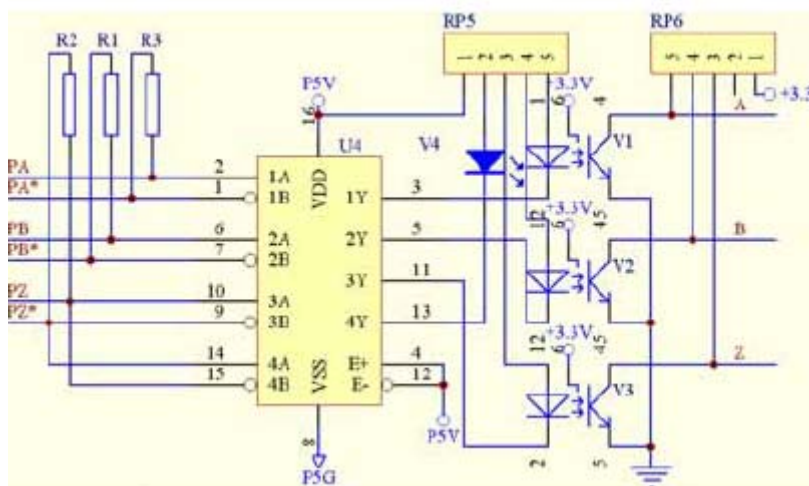


图 4.3 光电码盘接口电路

光电码盘输出的 A、B 两路脉冲信号经光电隔离处理整形后直接送入 QEP 单元的 QEP1、QEP2 引脚，经内部译码逻辑单元产生内部四倍频后的脉冲信号 CLK 和转向信号 DIR。对脉冲信号 CLK 的计数可由 T2 (EVA) 或 T4 (EVB) 计数器完成。计数器的计数方向由 DIR 信号决定。当 QEP1 输入超前时，所选计数器加计数，当 QEP2 输入超前时，计数器减计数。

4.5 三相交流逆变电路

本文所使用的三相交流逆变电路并没有使用三相功率模块，而使用了由 IR 公司所生产的 IR2132 用来驱动 G4PH50UD-E (IGBT)，构建成三相逆变器。

IR2132 是一种高电压、高速度的功率 MOSFET 和 IGBT 驱动器，工作电压为 10~20V，分别有三个独立的高端和低端输出通道。逻辑输入与 CMOS 或 LSTTL 输出兼容，最小可以达到 2.5V 逻辑电压。外围电路中的参考地运行放大器通过外部的电流检测电位器来提供全桥电路电流的模拟反馈值，如果超出设定或调整的参考电流值。IR2132 驱动器的内部电流保护电路就启动关断输出通道，实现电流保护的作用。IR2132 驱动器反映高脉冲电流缓冲器的状态，传输延迟和高频放大器相匹配，浮动通道能够用来驱动 N 沟道功率 MOSFET 和 IGBT，最高电压可达到 600V。

G4PH50UD-E 是一种开关速度高，开关频率可达 100kHz，而且耐压高，最高能承受 1200V 的电压；它具有场效应管的优良的开关特性，但，同时具有晶体管饱和压降小的特性。

下面是逆变电路，三相中的其中一相的电路，如图 4.4 所示。

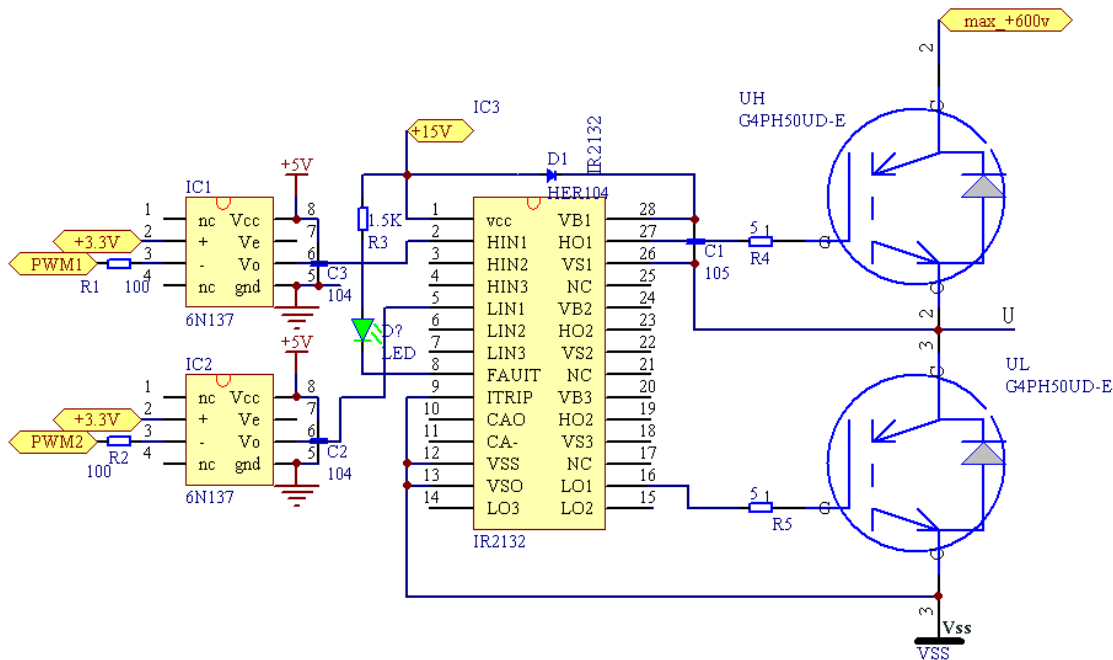
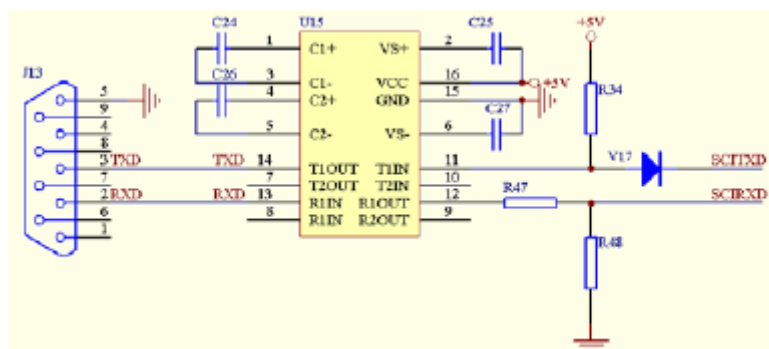


图 4.4 三相交流逆变电路

因为 DSP 所产生的 PWM 波形频率比较高 (33kHz)，用一般的低速光耦会使得驱动电路的开关时间变长，在低速，小负载时会严重影响到电机的低速性能，所以本文选用高速光耦 6N137，该光耦最高开关速度为 10MHz，有效提高逆变器的快速性。

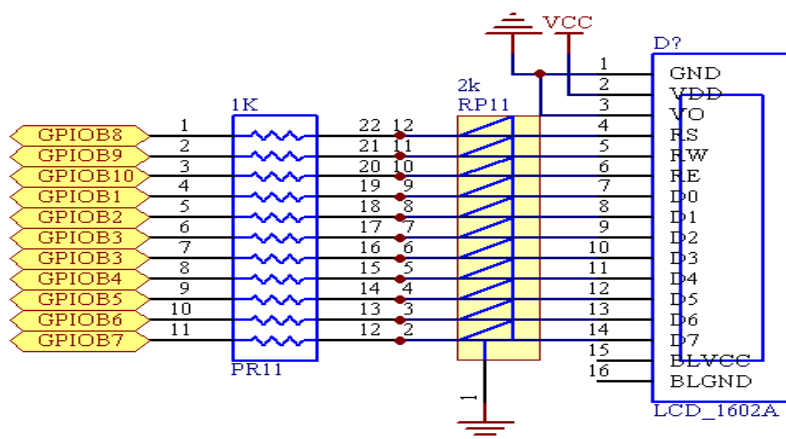
4.6 RS232 转 SCI 通讯接口电路

本系统由于需要与 PC 机通讯，所以需要有一个把 RS232 的正负 12V，转换成 0—+5V，本文应用了专用的 RS232 电平转换芯片 MAX232 作为电平转换。具体电路如图 4.5 所示。



4.7 LCD 显示电路

本系统所使用的显示器件是 型号为 TC1602A 的 LCD, 该 LCD 体积小, 且使用方便。但供电为 5V, 输出电平最高 5V, 这跟 DSP 的 3V 电平不兼容, 为了保险起见, 本文应用了简单电平转换电路, 如图 4.6 所示。



5 实验结果及其分析

本文的控制对象是一台由南京力源强磁有限公司生产的面装式永磁同步电动机, 型号为80SNSA1.6L, 其部分参数如表5.1所示:

表5.1 永磁同步伺服电机部分参数

额定转矩 T	1.6N. M	电气时间常数 Tem	5.5 ms
额定转速 n	3000 r/min	机械时间常数 Tm	2.65 ms
额定电流 I	3.1A	电阻 R	1.82 Ω
转动惯量 J	1.52×10^{-4} Kg. m ²	电感 L	10 mH
额定电压	AC220V		

本文所有的测量结果均通过程序采集数据，再使用 CCStudio_v3.1 编译软件的图形显示功能，把数据作图形化显示。

本文所测量的结果均在 120V 的供电电压（非电机额定电压）下测定。

5.1 电机的相电流观测

交流同步伺服电机的电流是每相互差 120 度的电角度，如图 4.1 所示。

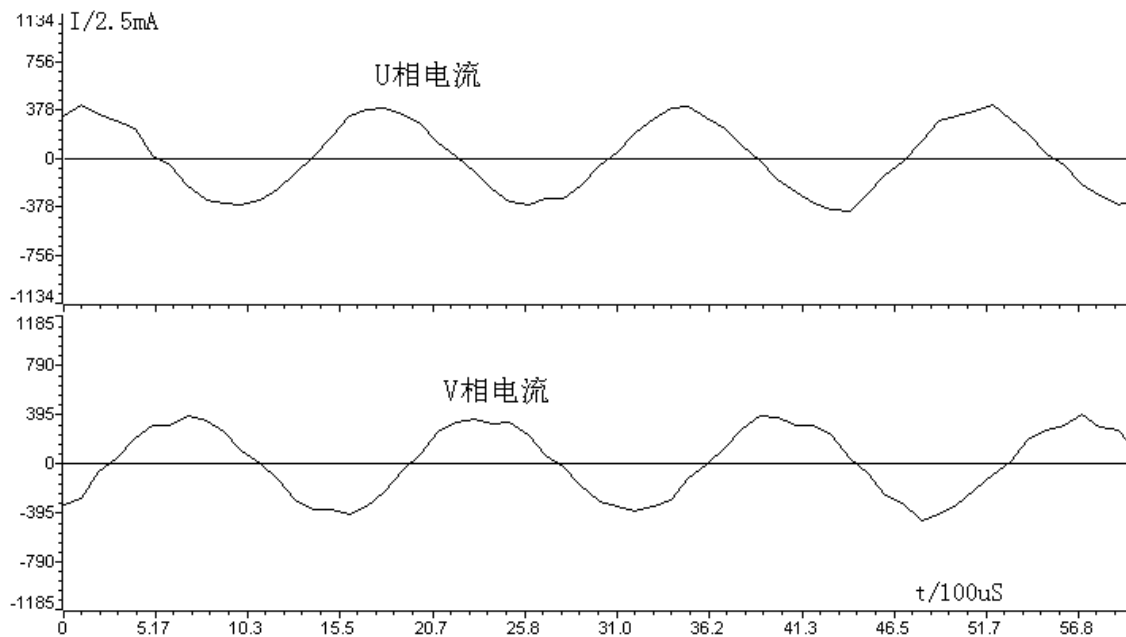


图 5.1 U 相和 V 相的电流波形

5.2 电流环实验

电流环是内环，是高性能伺服系统构成的根本，其动态响应特性直接关系到矢量控制策略的实现。图 5.2 所示的为 Q 轴给定电流与数据变换后 Q 轴反馈电流波形。

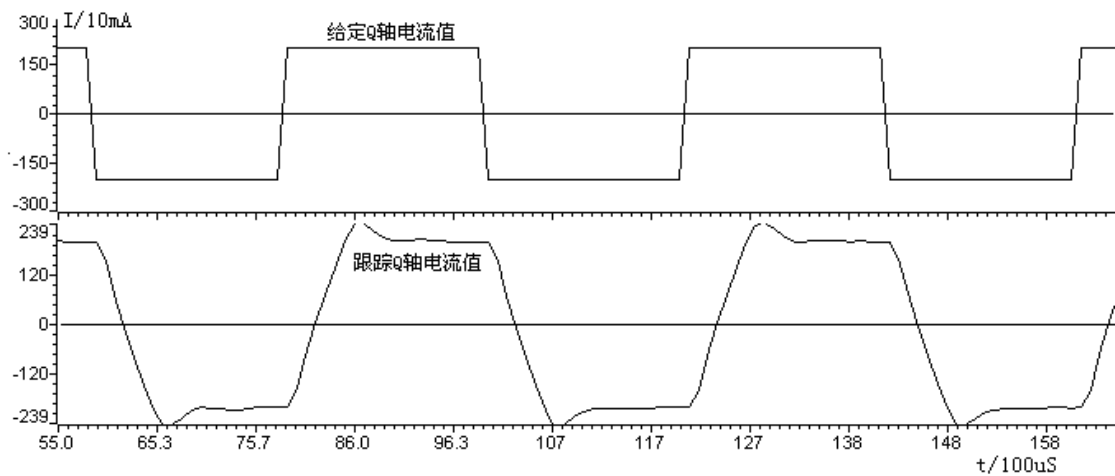


图 4.2 电流环电流跟踪波形

从图 5.2，可以看出反馈的电流基本能很快的跟随给定电流，在给定正负 2A 电流时，反馈电流最大超调只有正负 390mA。而且很快稳定下来。

5.3 速度环实验

本系统的调速范围是 1~2000，调速比为 2000。以下是分别以几种情况的速度实测结果。

5.3.1 电机带固定小负载的情况下的速度跟踪波形

如图 5.3 所示。

从图 5.3 中，可以看出给定电机：频率为 5Hz，速度为 $\pm 1500\text{r/min}$ ，反馈速度能很快的跟随，而且接近无超调。

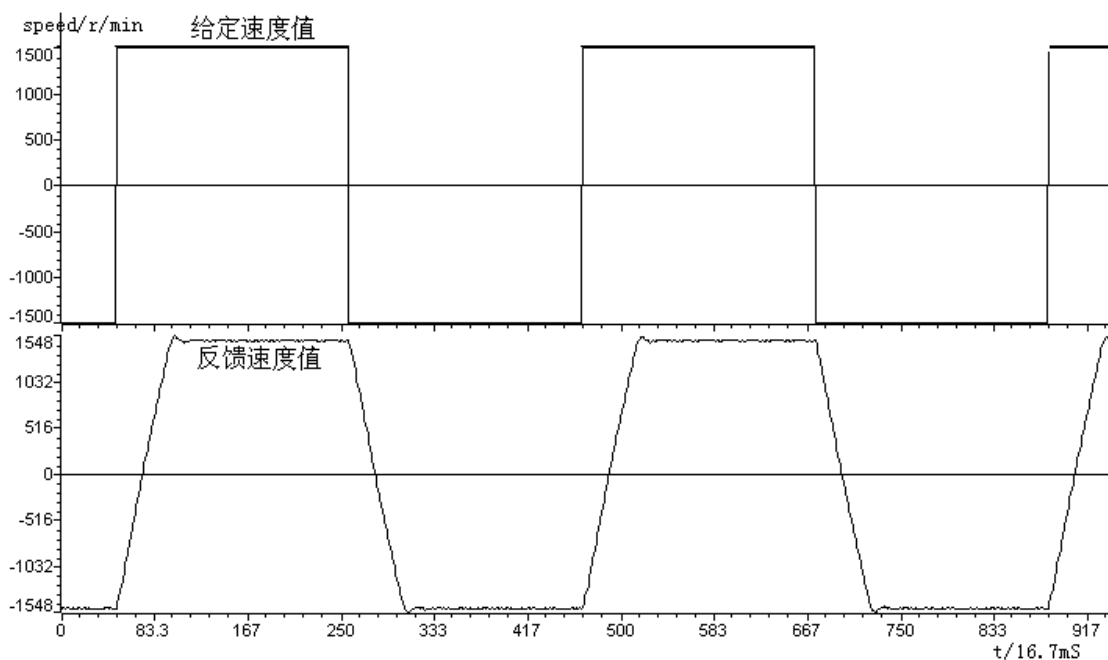


图 5.3 电机带固定小负载的情况下的速度跟踪波形图

5.3.2 电机带可变负载的情况下的速度跟踪波形

让电机带上一个发电机和能耗电阻作为负载，该负载在电机速度为 $\pm 1500\text{r/min}$ 时，所消耗的功率为 171W/h ，对电机的力矩则是 $1.146\text{N}\cdot\text{M}$ ，其速度调节的波形如图 5.4 所示

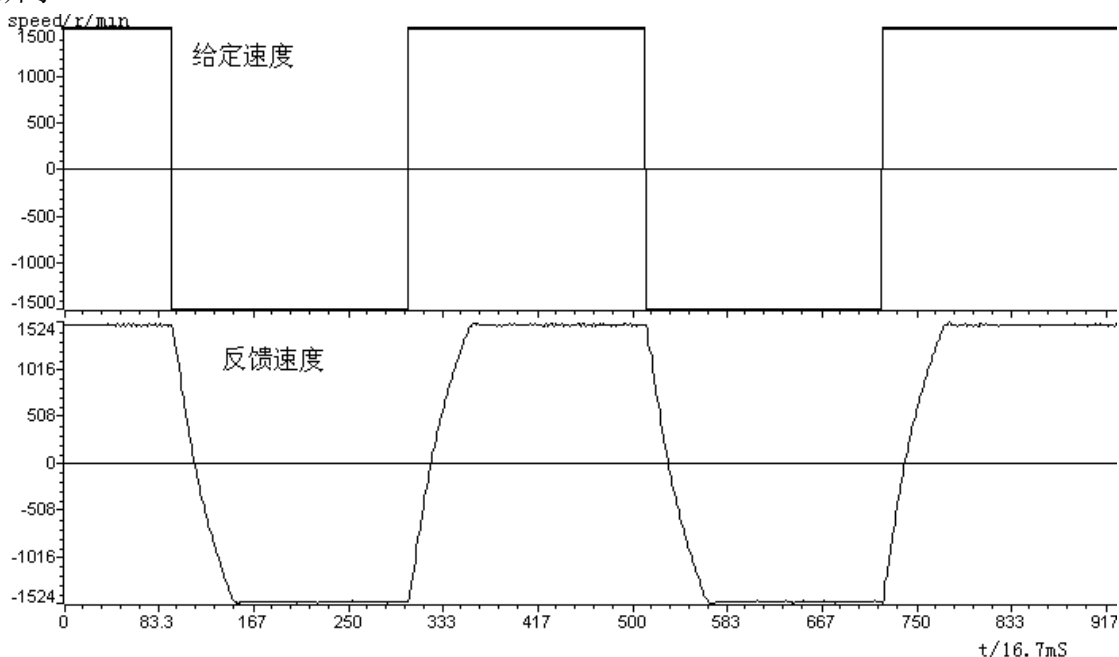


图 5.4 电机带可变负载的情况下的速度跟踪波形图

由于电机所带的负载是随速度的增加而增加，同时电流环以处于饱和值，所以在速度的绝对值上升到一定值时，电机的加速度变小，速度曲线变弯。但，反馈速度值还是很快跟上给定速度值，基本没超调。

5.3.3 电机在恒定转动时突加负载

电机在速度恒定 1500r/min 转动时，突加 $1.146\text{N}\cdot\text{M}$ 的负载力矩，对电机的速度和电流所带来的影响，如图 5.5 所示

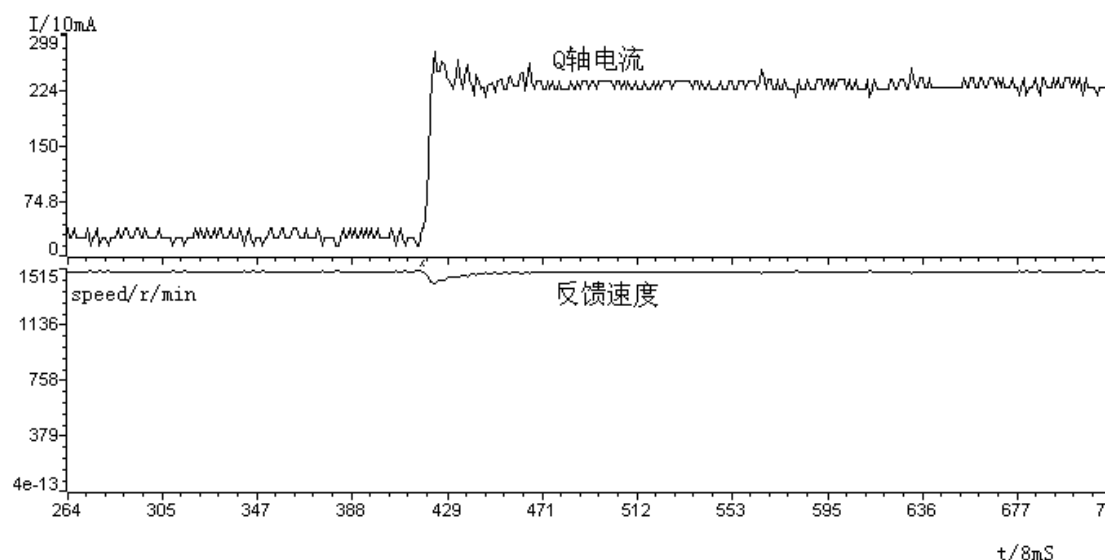


图 5.5 电机转动突加负载时电流和转速图

从图 5.5 中，可看出电机在小负载 1500r/min 时，电流只有 200mA 左右，而且速度也是恒定在 1500r/min；但突加 1.146N.M 的负载，电流马上上升到 2.99A 左右，同时速度也突降到 1420r/min，很快的大概 47mS 又恢复到了 1500r/min。

5.4 位置环实验

位置环是伺服系统区别于普通调速系统的标志之一，位置跟踪的精度、准确性和快速性是最终衡量伺服系统性能好坏的标准，所有前述的内环研究与实验就是为了获得位置外环的性能，以下分两种情况来试验位置环。

5.4.1 电机在小负载时的定位测试

目标位置 30000 脉冲，速度最高限制 2000r/min，其位置和速度的关系，如图 5.6 所示。

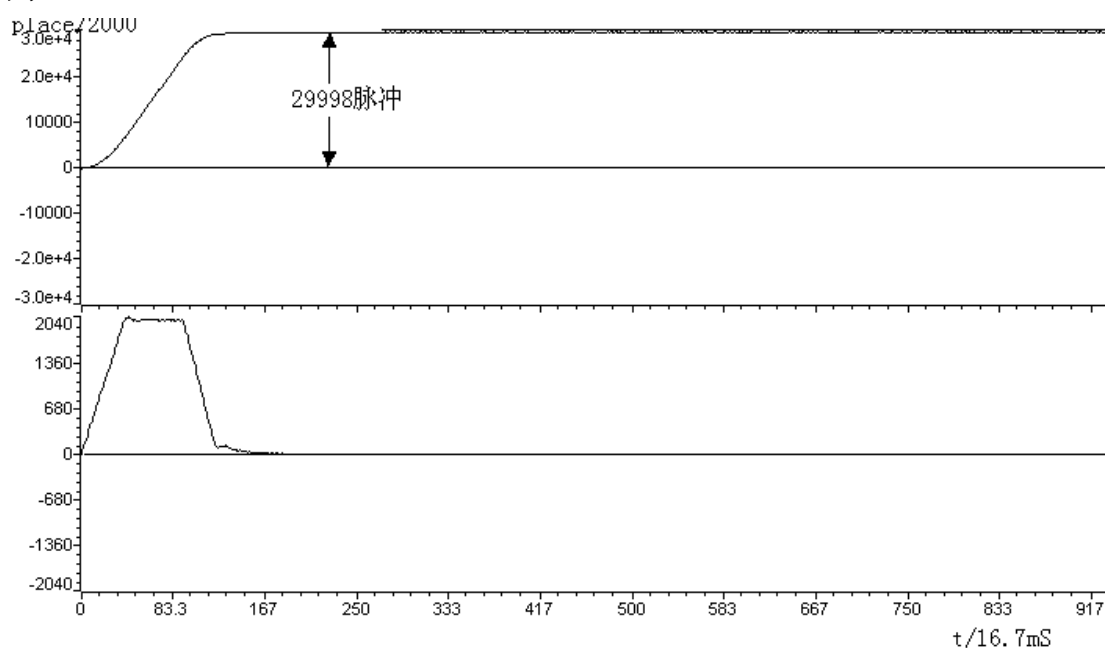


图 5.6 小负载定位测试位置和速度的关系图

从图 5.6 中，可以看出电机在 200mS 就达到了 29998 脉冲，在电机从零位置启动时，速度为零，一直以加速上升到 2000r/min，再衡速运行，快接近指定位置时就开始减速运行，一直到位置差为小于 2 脉冲时，速度为零。

5.4.2 电机在可变负载时的定位测试

电机接上带负载的发电机（跟速度测试的负载一样）做定位测试，同样是 30000 脉冲定位指令，限速 2000r/min，其位置和速度关系，如图 5.7 所示。

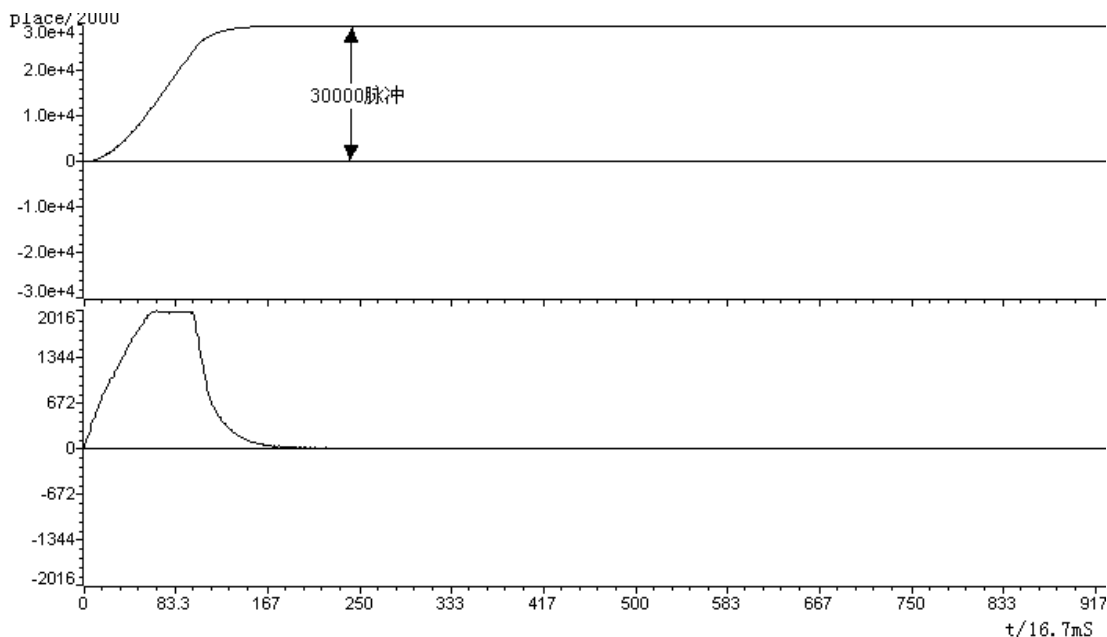


图 5.7 可变负载定位测试位置和速度的关系图

从图 5.7 中，在可变负载的定位时间比小负载时长 40ms 左右，而且无超调，定位误差为零。

5.5 实验结果总结

在以上实验结果表明，基于 DSP 所实现的矢量控制算法，在永磁交流伺服电机驱动的应用上，无论是控制电机的速度；还是控制位置，效果都很理想。

5.6 后续工作

本系统只是在调试阶段，要把它应用在实际生产上，还需要作很多的改进。

- 1、重新设计供电系统，设计体积小巧的开关电源作为模拟和数字电路的供电电源，减小系统的体积。
- 2、使用功率智能模块代替现有大干扰的逆变电路，使得电机运行更稳定、更安全。
- 3、添加电机过流保护电路、电源过压保护电路和制动能耗电路，提高系统的稳定性。
- 4、加入 CAN 总线通讯接口和脉冲输入接口，使得控制指令的输入方式更灵活。

6 结束语

本篇论文的完成，首先感谢母校——肇庆学院的辛勤培育之恩。其次，感谢电子信息工程系给我提供了很好的设计环境，使我学到了许多新的知识。

经过半年的努力，我的毕业设计和论文终于顺利完成了，虽然这个过程是漫长和艰辛的，但是到头来有一种满足的感觉，看到自己的作品，心中充满了欣慰。

本论文是在林益平老师的指导下完成的。林老师渊博的知识，诚恳的为人，使我受益匪浅，在学习上和生活中都给予我许多指导和照顾；同时，还得到了父母的支持和鼓励，使我在设计中克服了一个又一个的困难。在此我衷心地对他们说声：“谢谢你们！”。

参考文献:

- [1] 刘和平等. TMS320LF240X DSP C 语言开发应用. 北京航空航天大学出版社, 2003. 10
- [2] 黄英哲等. TMS320C240 原理与C 语言控制应用实习. 中国水利水电出版社
- [3] 王晓明等. 电动机的DSP 控制——TI 公司DSP 应用. 北京航空航天大学出版社, 2004. 7
- [4] 黄海等. DSP 控制器原理及其在运动控制系统中的应用研究. 清华大学出版社, 2003. 10
- [5] 尹勇等. DSP 集成开发环境 CCS 开发指南. 北京航空航天大学出版社
- [6] 谭建成. 电机控制专用集成电路. 机械工业出版社
- [7] 吕强等. TMS320F2812 原理与开发. 电子工业出版社, 2005. 4
- [8] 陈林康等. DSP C2000 程序员高手进阶. 机械工业出版社, 2005. 1
- [9] 扈宏杰. DSP 控制系统的设计与实现. 机械工业出版社, 2004. 10
- [10][美] Texas Instruments Incorporated 著, 张卫宁 译. TMS320C280X 系列 DSP 的 CPU 与外设(上). 清华大学出版社, 2005. 1
- [11][美] Texas Instruments Incorporated 著, 张卫宁 译. TMS320C280X 系列 DSP 的 CPU 与外设(下). 清华大学出版社, 2005. 1
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 机械工业出版社, 2003. 7
- [13] 王 琰. 基于高性能 DSP 的交流传动系统研究. 华中科技大学硕士学位论文, 2004. 4
- [14] 刘日宝. 全数字用磁交流伺服驱动系统的研究. 南京航空航天大学硕士学位论文, 2004. 3

Permanent magnet AC servo motor system based on vector control

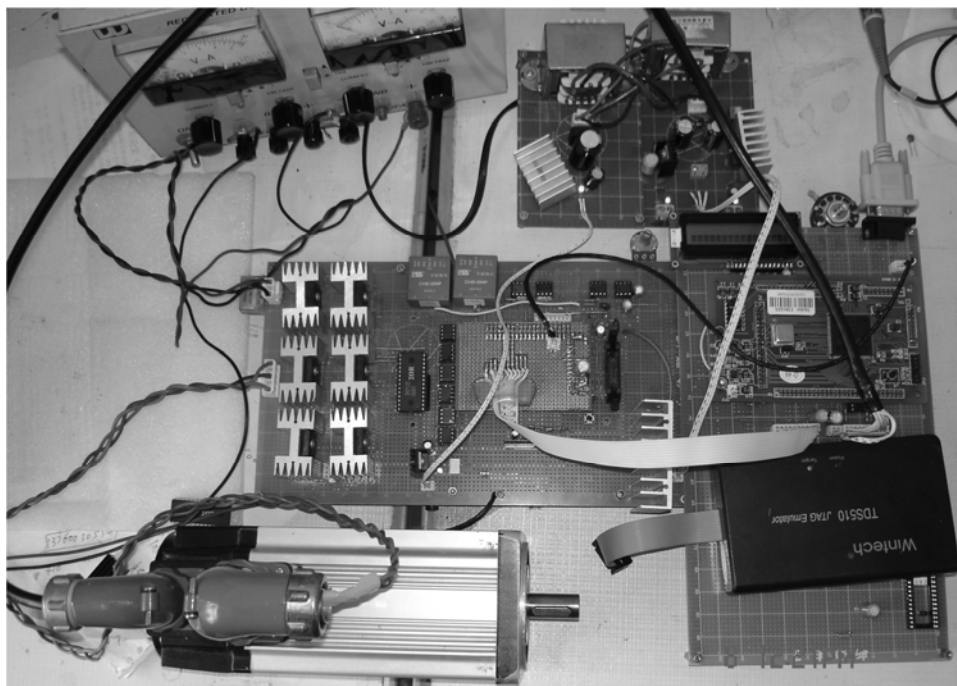
Department of Electronic and Information, Zhaoqing university

Hu Bai-he , Supervisor: Lin Yi-ping

Abstract: This paper presents the theory of Permanent magnet AC servo motor system, which is based on vector control, and fully utilized DSP to achieve the controlling on permanent magnet AC servo motor of current, speed and position according to the theory of vector control. Last, it describes the result and analysis of the experiments.

Keywords: Permanent magnet AC servo motor; Vector control; SVPWM; TMS320F2812

附录:



作品的实物图