

基于模糊自适应的无刷直流电动机新型 σ - \dot{Y} - \hat{n} 系统研究

程 远, 卢 嫚

(西安工程大学, 西安 710314)

摘 要: 在传统的 σ - \dot{Y} - \hat{n} 中引入带有微分步长因子的反馈通道消除测量噪声与相位滞后的影响, 同时, 针对 σ - \dot{Y} - \hat{n} 中非线性反馈控制 \hat{n} 参数难以实现最优整合, 提出模糊自适应与引入反馈通道的自抗扰控制策略相结合, 并应用于无刷直流电动机矢量控制系统中, 有效克服了系统测量噪声与相位滞后的影响, 同时实现了控制器参数在线优化修正。构建了完整的仿真模型与实验平台, 仿真与实验结果表明, 设计的模糊自适应自抗扰优化了控制器参数, 改善了系统控制精度, 减小超调并提高了响应速度, 动静态性能良好。

关键词: 无刷直流电动机; 模糊自适应; 自抗扰状态观测; 鲁棒性; 仿真实验

中图分类号: TP391.7 文献标识码: A 文章编号: 1004-7027(2019)01-0000-00

基金项目: 国家自然科学基金(51776144); 陕西省自然科学基金(2018JM1010); 西安工程大学科研启动基金(2018QD001)

收稿日期: 2018-12-15

(西安工程大学, 西安 710314)

0 引言: 随着工业技术的发展, 无刷直流电动机在工业领域得到了广泛的应用。传统的 σ - \dot{Y} - \hat{n} 控制策略在工程实践中存在一些问题, 如测量噪声、相位滞后等, 影响了系统的控制精度和动态性能。本文提出了一种基于模糊自适应的无刷直流电动机新型 σ - \dot{Y} - \hat{n} 系统, 旨在解决上述问题。该系统通过引入带有微分步长因子的反馈通道, 有效消除了测量噪声和相位滞后的影响。同时, 结合模糊自适应控制策略, 实现了对非线性反馈控制参数 \hat{n} 的在线优化修正。通过构建完整的仿真模型和实验平台, 验证了该系统的优越性能。仿真和实验结果表明, 该系统在控制精度、响应速度和动静态性能方面均表现出色。

1 引言

永磁无刷直流电动机(以下简称 σ - \dot{Y} - \hat{n}) 较有刷直流电机而言, 通过采用电子开关实现机械换相, 取消了电刷部件, 提高了系统运行可靠性, 具有运行效率高、调速性能好等特点, 在国防、汽车、电子、家用电器等领域中得到了越来越广泛的应用^[1]。

自抗扰控制器(以下简称 σ - \dot{Y} - \hat{n}) 是由我国韩京清结合经典控制理论, 基于误差来消除误差的思想, 与现代理论丰富的信号处理方法而构建的新型非线性控制策略, 其思想新颖独特, 特别适合实现数字控制, 同时动静态性能良好、抗扰动能力强, 因此广泛应用于众多非线性控制领域, 尤其是电动机控制中的一种新的非线性控制算法^[2]。其中文献^[3]设计实现了无刷直流电动机的滑模变结构控制, 削弱了滑模变结构控制的抖振, 但其响应速度较慢且伺服控制精度较低; 文献^[4]提出了 σ - \dot{Y} - \hat{n} 速度一阶自抗扰控制系统, 系统超调小、响应速度较快, 然而转矩脉动大, 仍存在较大超调, 且自抗扰控制器参数众多难以调节, 给系统设计带来一定困难。

传统的 σ - \dot{Y} - \hat{n} 用于工程实践时, 系统实际输出一般都会包含一定的噪声, 通过在传统 σ - \dot{Y} - \hat{n} 控制中引入了反馈通道来消除测量噪声的不利影响, 规避滤波所造成的系统相位误差, 结合引入补偿因数的反馈通道, 同时, 针对非线性反馈控制参数难以最优整合问题, 利用模糊控制器进行模糊辨识, 实现控制器参数在线修正, 自动逼近最优参数, 为系统参数选取提供了较大裕度, 并将其用于永磁无刷直流电动机调速系统, 有效地实现了系统参数最优并提高了鲁棒性。

2 数学模型

σ - \dot{Y} - \hat{n} 伺服控制系统主要由电机本体、传感器与电子开关构成, 交流电压通过半桥 \hat{i} 逆变开关电路对定子绕组供电, 其中通过检测转子位置输出 \hat{i} 信号控制 \hat{i} 的开关。由于转子是永磁的, 因此转子的影响可以忽略不计, 在此直接利用电机本身的相变量建立其数学模型。

本文以三相六状态的 σ - \dot{Y} - \hat{n} 为例, 假定三相电枢电感分别为 \hat{y} 、 \hat{y} 、 \hat{y} ; 三相定子绕组互感为 \hat{i} , 则可得 σ - \dot{Y} - \hat{n} 状态方程式如下所示。三相

电压平衡方程:

$$\begin{cases} \ddot{Q}_0 \dot{I}_0 \dot{n}_0 \dot{e}(\dot{y}_a \dot{I}) \dot{Y}_n \dot{e}_a \dot{o} \\ \ddot{Q}_c \dot{I}_c \dot{n}_c \dot{e}(\dot{y}_a \dot{I}) \dot{Y}_n \dot{e}_a \dot{c} \\ \ddot{Q}_E \dot{I}_E \dot{n}_E \dot{e}(\dot{y}_a \dot{I}) \dot{Y}_n \dot{e}_a \dot{E} \end{cases} \quad (\dot{y})$$

转矩方程:

$$\dot{I}_E \dot{I} \frac{\dot{a}_0 \dot{n}_0 \dot{e}_a \dot{c} \dot{n}_c \dot{e}_a \dot{A} \dot{n}_E}{\dot{o}} \quad (\dot{y})$$

运动方程:

$$\dot{U} \frac{\dot{B} \dot{o}}{\dot{B} \dot{O}} \dot{I} \dot{a} \dot{o} \dot{o} \dot{e} \dot{I}_E \dot{e} \dot{a} \dot{n} \quad (\dot{E})$$

式中: \dot{y} 为绕组电感; \dot{I}_0 为绕组电阻; \dot{o} 为阻尼系数; \dot{o} 为电机机械角速度; \dot{I}_E 为负载转矩; \dot{I}_c 为电磁转矩; \dot{U} 为电机的转动惯量; $\ddot{Q}_0, \ddot{Q}_c, \ddot{Q}_E$ 表示电机三相相电压; $\dot{a}_0, \dot{a}_c, \dot{a}_E$ 表示电机各相反电动势; $\dot{n}_0, \dot{n}_c, \dot{n}_E$ 表示电机三相相电流; \dot{I} 为定子绕组互感; \dot{Y} 为微分算子 ($\dot{Y} \dot{E} \dot{B} \dot{C} \dot{B} \dot{O}$)

自抗扰策略原理

自抗扰控制器结构框图如图 1 所示,从图 1 可以看到,传统意义上的 $\frac{1}{s^2} \dot{U} \dot{a}$ 主要包含有 $\frac{1}{s^2}$ 环节 \dot{y} $\dot{O} \dot{D} \dot{A}$ 观测器与 $\dot{E} \dot{E} \dot{D} \dot{O} \dot{O}$ 控制 $[\dot{N} \dot{a} \dot{E}]$

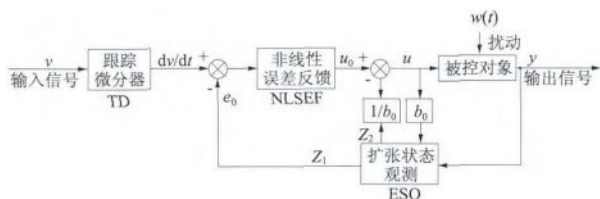


图 1 传统 $\frac{1}{s^2} \dot{U} \dot{a}$ 结构图

$\dot{y} \dot{Y}$ 跟踪微分器 $\frac{1}{s^2}$

从控制工程理论出发,实际系统给定往往为非零值,当输入给定发生改变时,实际输出由于惯性由初始状态渐进增大,即输出控制量不能实时跟踪输入信号的变化。若直接选取输出信号与输入信号原始误差的加权和构成输出,比例参数增大虽可使得初始误差立刻减小,原始误差所导致的系统超调则不可避免。通过引入跟踪微分环节,从而给输入信号安排合适的过渡过程,在系统阻尼系数恒定的情况下,减小起始误差,使得系统超调与快速响应达到有效均衡。

本文构建的反馈微分器方程:

$$\begin{cases} \ddot{O} \dot{I} \dot{o} \dot{c} \dot{d} \dot{o} (\dot{Q}_0, \dot{Q}_c, \dot{Q}_a) \\ \ddot{E}_y (\dot{e} \dot{e} \dot{y}) \dot{I} \dot{E}_y (\dot{e}) \dot{e} \dot{a} \dot{E}_y (\dot{e}) \\ \ddot{E}_y (\dot{e} \dot{e} \dot{y}) \dot{I} \dot{E}_y (\dot{e}) \dot{e} \dot{a} \dot{O} \\ \dot{a} \dot{I} \dot{A}_y (\dot{e}) \dot{a} \dot{O} \dot{E} (\dot{e}) \end{cases} \quad (\ddot{u})$$

式 (2) 中, $\dot{o} \dot{c} \dot{d} \dot{o} (\dot{Q}_0, \dot{Q}_c, \dot{Q}_a)$ 为最速离散控制综合函数 \dot{y} $\dot{E} \dot{y}$ 扩张状态观测器 $\dot{O} \dot{D} \dot{A}$

$\frac{1}{s^2} \dot{U} \dot{a}$ 通过 $\dot{O} \dot{D} \dot{A}$ 可以确定系统内部状态信息,

其本质就是利用给定信号和测量输出重构系统状态。假设如下二阶系统:

$$\ddot{O} \dot{I} \dot{o}_p \dot{O} \dot{e} \dot{d} \dot{y} \dot{O} \dot{e} \dot{C} \dot{O} \dot{e} \dot{o} \quad (\dot{o})$$

式中: \ddot{O} 和 \dot{O} 分别为系统输入/输出量; \dot{o} 为外部扰动。假设 \dot{o}_p 和 \dot{o}_y 是未知参数; \dot{C}_p 是参数的已知部分。系统可以重新写成如下形式:

$$\ddot{O} \dot{I} \dot{u} \dot{e} \dot{C}_p \dot{O} \quad (\dot{u})$$

式中: $\dot{u} \dot{E} \dot{o}_p \dot{O} \dot{e} \dot{d} \dot{y} \dot{O} \dot{e} \dot{C}_p \dot{O} \dot{e} \dot{o}$ 。利用 \dot{u} 的观测值 \dot{u} 可将原非线性系统转换为线性系统。则式 (3) 可写为:

$$\ddot{O} \dot{I} (\dot{u} \dot{u}) \dot{e} \dot{O}_p \quad (\dot{N})$$

式中: $\dot{O}_p \dot{E} \dot{C}_p \dot{O} \dot{e} \dot{d} \dot{y} \dot{O} \dot{e} \dot{u}$

$\dot{y} \dot{e} \dot{u}$ 非线性误差反馈 $\dot{E} \dot{E} \dot{D} \dot{O} \dot{O}$

$\dot{E} \dot{E} \dot{D} \dot{O} \dot{O}$ 的离散形式可表示:

$$\begin{cases} \dot{a}_y \dot{I} \dot{E} \dot{a} \dot{A}_y \\ \ddot{O}_p \dot{I} \dot{e}_y \dot{a}_p \\ \ddot{O} \dot{I} \frac{\ddot{O}_p \dot{a} \dot{A}_y}{\dot{C}_p} \end{cases} \quad (\dot{A})$$

选取适当参数,即可实现小误差大增益/大误差小增益 \dot{o} 的非线性误差控制,强迫输出实时跟踪给定量,加快响应速度同时减小初始超调。

模糊自适应新型自抗扰设计

为避免跟踪微分过程所带来的相位滞后与测量噪声,引入带有微分预测补偿因子的反馈通道,其中反馈通道的 $\frac{1}{s^2}$ 主要用来对输出测量值进行滤波,同时得到被控对象的各个状态变量。

$\frac{1}{s^2} \dot{U} \dot{a}$ 用于工程设计时,其难点在于控制器参数多样难以实现最优整合,其中 $\dot{E} \dot{E} \dot{D} \dot{O} \dot{O}$ 与经典线性 $\dot{I} \dot{I} \dot{I}$ 参数整定十分相似,往往需要根据不同的工作条件实现实时整定,且较大程度上依赖于工程设计者的专业知识与工程经验,参数变化时稳定性变差。因此,提出将模糊逻辑控制引入传统的自抗扰控制器,有效地利用模糊规则的自适应能力,从而实现控制器参数在线修正,自动逼近最优 \dot{u}_{py} , \dot{u}_{py} 参数值,提高系统控制精度 $[\dot{u}_{py}]$ 。根据以上分析,本文设计采用的模糊自适应 $\frac{1}{s^2} \dot{U} \dot{a}$ 原理框图,如图 2 所示。

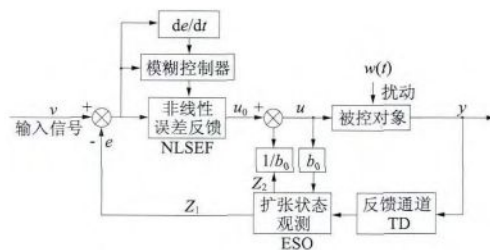


图 2 模糊自适应新型 $\frac{1}{s^2} \dot{U} \dot{a}$ 框图

如图 2 所示,模糊自适应新型 $\frac{1}{s^2} \dot{U} \dot{a}$ 以原始误

差及相应的偏差微分信号作为整定输入,其中原始误差 \hat{a} 及误差微分 $\frac{\partial \hat{a}}{\partial \theta}$ 论域均归一为 $[\bar{u}, \bar{u}]$ 内 p 选定 \hat{a}_y 和 \hat{a}_y 的论域为 $[\bar{u}\bar{u}\bar{u}]$, 模糊论域为 $[\bar{u}\bar{y}\bar{y}]$, 模糊控制子集分别为 \bar{u} 正大 $\phi(\bar{I}\bar{O})$, \bar{u} 正小 $\phi(\bar{I}\bar{D})$, \bar{u} 零 $\phi(\bar{A}\bar{A})$, \bar{u} 负小 $\phi(\bar{E}\bar{D})$, \bar{u} 负大 $\phi(\bar{E}\bar{O})$, 选用三角形隶属度函数, 表 \bar{y} 为采用的模糊规则 p

表 9 \dot{u}_{hy} , $\dot{u}_{h\bar{y}}$ 的模糊规则

à _y	à _y				
	ÈÓ	ÈÐ	ÃÁ	ÎÐ	ÍÓ
ÈÓ	ÍÓ	ÎÐ	ÎÐ	ÎÐ	ÃÁ
ÈÐ	ÎÐ	ÎÐ	ÎÐ	ÃÁ	ÈÐ
ÃÁ	ÎÐ	ÎÐ	ÃÁ	ÈÐ	ÈÐ
ÎÐ	ÎÐ	ÃÁ	ÈÐ	ÈÐ	ÈÐ
ÍÓ	ÃÁ	ÈÐ	ÈÐ	ÈÐ	ÈÓ

其修正参数代入如下表达式:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{u}_{py} \quad \hat{=} \quad \dot{u}_{py}^{\check{A}} \quad \hat{=} \quad \{\dot{a}_{\check{y}}, \dot{a}_{\check{y}}\} \\ \dot{u}_{p\check{y}} \quad \hat{=} \quad \dot{u}_{p\check{y}}^{\check{A}} \quad \hat{=} \quad \{\dot{a}_{\check{y}}, \dot{a}_{\check{y}}\} \end{array} \right\} \quad (\dot{u})$$

同时结合各模糊子集的隶属度赋值表 \hat{y} 模糊控制模型与自抗扰控制器参数选取的一般规则,即可使相应的模糊自适应自抗扰控制器实现参数最优优化 \hat{p}

û 仿真分析

针对转速伺服子系统, 结合式(6)可设计如下方程作为未知扰动:

$$\left. \begin{array}{l} \hat{I}_{\hat{y}} \hat{I} \frac{\hat{a}\hat{o} \hat{o} \hat{e}\hat{i}}{\hat{U}} \hat{e} \\ \hat{I}_{\hat{y}} \hat{I} \frac{\hat{a}}{\hat{U}} \end{array} \right\} \quad (\text{ýþ})$$

则式(Ê)可转换为:

$$\frac{\beta \hat{\theta}}{\beta \tilde{\theta}} \hat{\mathbf{I}}_y \hat{\mathbf{e}}_y \tilde{\mathbf{n}} \quad (\text{yy})$$

从上式中可以看到,负载转矩与外界未知扰动给电机转速所带来的波动为 ΔT_L , 利用 $\hat{\omega}_m$ 可以实现实时观测与补偿,因此电机转速子系统可以等效为一阶积分环节。转矩子系统以半桥逆变桥直流侧电压作为输入变量,电磁转矩为量测信号。在此只给出转速子系统与 $\hat{\omega}_m$ 轴电流相应的 ΔT_L 方程, β 轴电流设计思路与之类似。

$$\left. \begin{array}{l} \acute{\text{e}}_{\text{êy}} \quad \hat{\text{e}} \quad \acute{\text{e}}_{\text{êy}} \quad \text{êâí} \\ \acute{\text{e}}_{\text{êv}} \quad \hat{\text{e}} \quad \acute{\text{e}}_{\text{êv}} \quad \text{êâÖ} \end{array} \right\} \quad (\acute{\text{y}}\ddot{\text{y}})$$

 $\ddot{U}\hat{a}\dot{U}$

[illegible]

öÿâÛï

[illegible]

电流内环响应时间一般要求要远小于系统外环,则可设计 \hat{U} 轴电流环自抗扰:

 $\ddot{U} \hat{a} \dot{U}$

$$\begin{array}{l} \hat{a}_p \hat{1} \hat{A}_{\hat{y}\hat{A}} \hat{a}\hat{n} \hat{A} \quad \S \\ \hat{A}_{\hat{y}\hat{A}} \hat{1} \hat{A}_{\hat{y}\hat{x}(\hat{e})} \hat{e}\hat{a}\hat{A}(\hat{y}\hat{x} \quad \hat{u}_{\hat{y}\hat{y}} \hat{a}_{\hat{x}} \hat{e} \frac{\ddot{O}_{\hat{x}}}{\hat{y}_{\hat{x}}}) \# \quad (\hat{y}\hat{o}) \\ \hat{A}_{\hat{y}\hat{A}} \hat{1}\hat{a}\hat{a} \quad \hat{u}_{\hat{y}\hat{o}} \hat{o}\hat{d}\hat{x}(\hat{a}_{\hat{x}}, \hat{b}\hat{e}\hat{y}\hat{o}, \hat{x}) \quad \frac{1}{1} \end{array}$$

 $\ddot{y} = \ddot{u}$

àĩñ [°] ãñ } (ýù)
 Ö î ë óðæ(à, ,béýø, ð)

式(1)~式(4)中, \hat{e}_{ay} 与 \hat{e}_{ay} 为转矩子系统经过 \hat{e} 环节的输出信号; Q 表示系统信号双测值; \hat{Q} 为系统误差所产生的总扰动的估计; \hat{e} 为输出控制信号; $\hat{e} \times$ 为幂次函数 b

利用 MATLAB 构建完整的控制系统仿真模型,如图 3 所示,从图 3 中可以看到,主要包括电机模型、坐标变换、位置检测、矢量调制、位置速度与电流模糊自抗扰等模块。本文所选用的电机仿真参数分别为:额定转速 $n_n = 1500 \text{ r/min}$;交、直流电感 $L_{\sigma} = 0.001 \text{ H}$;相间电阻 $R_s = 0.001 \text{ }\Omega$;转子惯量 $J = 0.001 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。

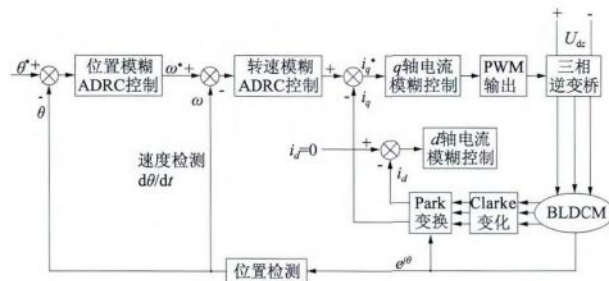


图 4 仿真结构图

针对转学子系统,给定输入单位阶跃信号,分别采用了线性 \dot{y} 串级 \dot{y} (两个一阶 \dot{y} 串联为二阶系统)及本文提出的新型自抗扰结构进行了仿真分析研究。其中图 5 图 6 为线性 \dot{y} 与串级 \dot{y} 低速运行时响应曲线,图 7 为采用本文模糊 \dot{y} 的响应波形。

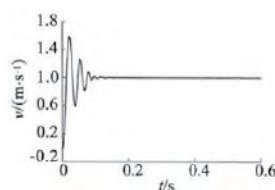


图 6 经典 IP 低速
输出响应

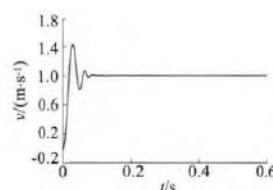


图 ü 串级 ÷ Êi Æ
低速输出响应

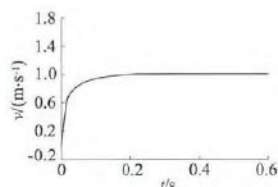


图 5 模糊新型 低速输出响应

从图 5 对比图 4 可见,经典 PID 控制算法与传统 PID 相比,采用 PID 时速度输出振荡次数较少,且超调量明显降低,然而由于自抗扰控制器参数多样,仍然存在较大误差,因此提出模糊自适应 PID 进行系统参数优化。从图 5 可以看出,当采用模糊自适应 PID 时,系统在较好的满足快速性的同时几乎不存在超调现象,系统输出性能良好。

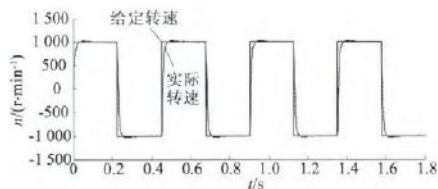


图 6 新型模糊 高速响应曲线

图 6 为电机额定运行时采用模糊新型 PID 速度响应曲线,明显可以看到,额定转速运行时,转速估计精度性能良好,在 0.4s 左右可达到稳态运行,基本不存在超调现象。

基于此,为进一步验证系统控制性能,面向电机位置实时跟踪伺服进行了仿真分析,如图 7 所示。

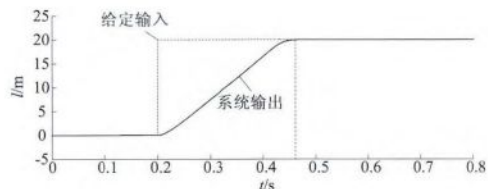


图 7 新型模糊 位置输出响应

从图 7 可以看出,采用模糊自适应 PID 位置控制系统响应较快,位置输出相应经过 0.4s 左右达到输出稳态,其输出误差峰值只有 0.5,系统可以快速无超调的到达给定位置。

图 8 与图 9 分别为采用新型模糊 PID 时,系统转矩与三相输出电压以及电流输出波形。从上述图中可以看到,在采用模糊自适应 PID 控制时,三相反电动势均呈梯形分布,转矩脉动与三相输出电流小,仿真结果表明本文提出的模糊自适应

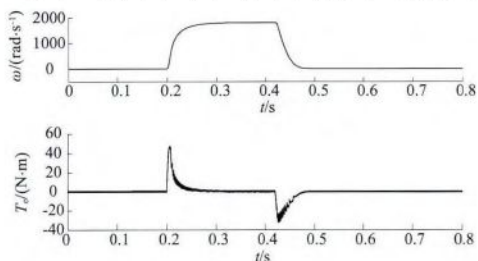


图 8 转矩与角速度输出波形

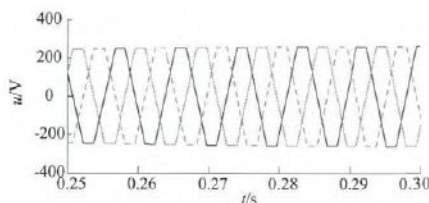


图 9 三相输出电压

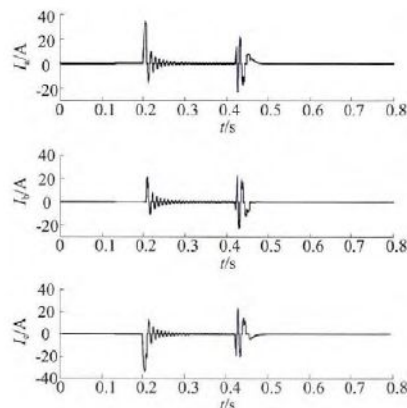


图 10 三相输出电流

用于模糊自适应控制系统时基本不存在超调现象,且控制器参数裕度较大,具有良好的控制性能。

实验方案简介

为验证本文设计的控制方案的正确性,在实验室搭建了完整的实验平台,如图 11 所示。其中电动机采用的三相半桥逆变电路,在采用正弦脉宽调制之后,对三相电枢绕组进行供电,开关管驱动采用 Intel 公司的智能模块,以 IP 公司的 iPA-E 系列 EAI 为控制核心,功率选用 100W 的 BLDCM,中断周期与采样周期选取为 100μs,码盘选为 10 条码道的接触码盘。



图 11 系统实验框图

分别给定系统速度输入为幅值 1000 rad/s 的阶跃信号,位置给定为正弦信号,其余参数与系统仿真参数保持一致,分别进行了实验分析验证,其波形如图 12 与图 13 所示。

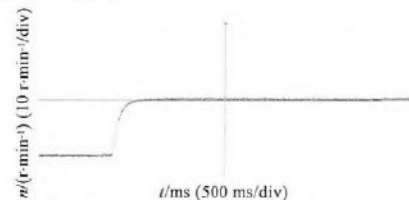


图 12 速度实验响应

(下转第 10 页)