

## 1.1 引言

## 1.2 交流伺服系统简介

### 1.2.1 交流伺服控制系统的发展

虽然交流电机早已出现，但在伺服系统中控制复杂，无法达到人们理想的效果，使得应用受到局限。而直流电机控制简单，因此应用广泛。1971年，德国西门子工程师Blaschke提出了通过**矢量控制方法**控制电机，使交流电机能够和直流电机的控制性能相媲美，解决了长期阻碍交流电机发展的控制问题。**交流电机才开始广泛在伺服控制领域应用起来，未来必将取代直流电机，在伺服控制领域中占主导地位。**

由于各项相关技术理论的快速发展，其实用技术也愈发成熟，发达国家的电器公司在伺服控制领域，**直流电机已经由交流电机完全代替**。目前，虽然交流伺服控制在国外的应用与发展都获得了巨大的成功与发展，但在我国由于交流伺服控制系统研究和应用起步较晚，距离发达国家还有很大的差距。由于工业制造业对交流伺服电机的需求使交流伺服控制器的研究逐年变热。目前，国家高度重视交流伺服控制的发展，已将其加入专项计划，提高交流伺服系统的研发与应用。根据交流伺服电机控制系统的发展趋势，可以得出以下结论：

#### (1)直流伺服开始由交流伺服取代

在发达国家，交流伺服电机占有率超过了80%，但目前在国内占有率仍然较低，随着交流伺服技术提高，交流伺服电机迟早会取代直流伺服电机以满足高精度的工业要求。

#### (2)实现数字化控制

**交流伺服系统的核心是交流伺服控制器，需要其能够快速完成一些复杂的算法，控制器的性能对系统的影响很大。**随着科技的进步，集成芯片运算处理速度日益加快，如DSP有强大的数字信号处理能力，能够对先进的控制算法进行快速处理，因此包括交流伺服控制系统在内的各种领域选择DSP作为核心单元。

#### (3)智能化

智能化是未来的趋势，要求系统不仅能够储存伺服系统中的参数，还能够根据系统不同的运行状态和控制要求，对系统中的参数自整定，当系统出现问题时，能够显示故障的原因和类型。在许多情况下，我们无法轻易的获得精确的数学模型，因此难以设定初始参数，但智能控制可以利用智能算法的优越性，反复多次运算寻找最优值，降低了设计开发的难度。

### 1.2.2 交流伺服系统的组成

交流伺服系统主要由交流伺服电机、检测元件、功率驱动变换器以及三个控制环组成，如图1.1所示。

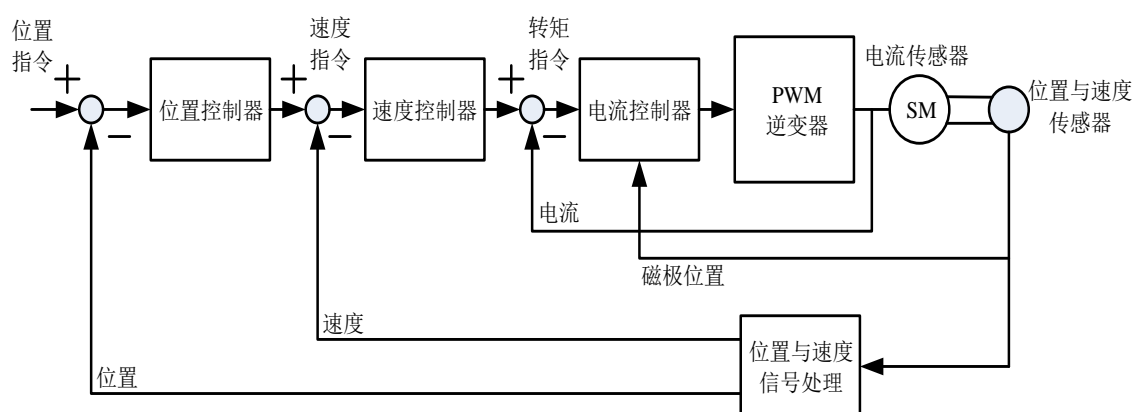


图 1.1 三环控制系统结构

交流伺服系统通常采取位置环、速度环、电流环组成的三闭环的控制结构。位置环为外环，用于保证稳态精度和动态的跟踪能力，反馈直接影响系统的精度，在实际应用中使用较少。速度环和电流环组成双闭环控制系统称之为内环。其中速度环是用来保证系统的抗负载扰动的能力并实现稳态无静差，速度环的输入就是位置环PID调节后的输出，其反馈值来自于编码器脉冲输入后经过速度计算得到的。

位置环和速度环的实质是慢回路，而电流环实质是快回路使系统能够快速响应，跟踪指令电流信号以确保电机有足够的转矩使其转动，系统能够快速响应。为了生产实践的安全，要求限制电枢电流的最大值。电流环的输入来源于速度环控制器PID整定后的值，其反馈来自于霍尔电流传感器和数字滤波后的三相定子电流值 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ，由于本文采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方式，故需要将三相旋转电流经过坐标变换为两相旋转电流作为电流环的反馈值。

### 1.2.3 交流伺服系统控制策略

交流伺服电机主要控制策略有：矢量控制、直接转矩控制、智能控制等。

#### （1）矢量控制

矢量控制的原理为：以转子磁链旋转空间矢量作为参考坐标系，将定子电流分解为相互正交的转矩分量和励磁分量，通过使定子电流与转子永磁通相解耦，分别对其进行独立控制。应用矢量控制策略的优点是调速范围很宽、动态性能好、结构相对简单且转矩易控制，对于性能要求较高的场合能充分发挥其优越性，非常适用于交流电机。使交流电机的动态特性堪比直流电机。

#### （2）直接转矩控制

直接转矩控制策略（DTC）是继矢量控制策略之后发展获得的一种新的变频调速方法，其方法是在定子坐标系下分析电机数学模型，通过控制定子磁链来直接控制电机的电磁转矩。在定子坐标系下观测电机定子磁链和电磁转矩，将转矩、磁链观测值与给定值作差并经过两值滞环比较器后得到转矩和磁链控制信号。其与矢量控制的区别在于不需要转子的位置信息和电机转子的参数，不需要将交流电机和直流电机进行等效，省去

了复杂的旋转坐标变换和电机模型的推导，只需通过检测定子电阻即可观测电机定子磁链。而且直接转矩策略通过控制磁场定向采用的是定子磁链，而定子磁链的观测模型要比转子磁链观测模型简单，受电机参数变化的影响较小。因为直接转矩控制是在三相静止坐标系内进行直接控制，目前还不能实现基于磁场定向那样的线性和解耦控制，且由于其对实时性要求较高，计算处理量大、对处理器的性能要求较高，阻碍了其发展。

### （3）智能控制

传统的控制方法由于其自身的局限性，如依赖精确的数学模型的建立、在处理非线性等模型方面效果不尽人意，智能控制的出现和发展在一定程度上解决了这些问题，国内外对其理论和应用研究都十分活跃，出现了许多不同的智能控制方法，如模糊控制、遗传算法、蚁群算法、粒子群算法、神经网络控制等。智能控制作为一种新的控制理论，与传统的控制方法相比较，具有许多特别之处，如其通常只按照实际效果来对系统进行控制、模拟人的思维方式来控制系统等，如前文所述，其对参数变化、数学模型难以建立、非线性等系统控制方面优势明显，但其缺点在于控制精确性较低，系统控制策略复杂，不过，将传统的控制理论与智能控制理论通过变结构等方法有机结合起来使系统能兼具两种不同的控制方法的优点。将智能控制应用于交流伺服系统中，目前仍然存在许多难点，如智能控制需要经验作支撑，并且在设计实际系统时需要获得大量的数据，其对系统的非常重要的稳定性和鲁棒性通常缺少基于客观事实的理论预见性，设计出的系统稳定性差，易受到干扰的影响等，运行性能不理想。

## 1.3 PID 控制器

1922年，汨罗斯基(N. Minorsky)详细分析了位置控制系统，根据PID三个各自的作用，组合总结出了控制规律公式。从PID控制器问世至今已进百年历史，由于其控制方法简单，使用性强，广泛的应用在不同领域，PID 控制器技术也随着应用加深不断进步，在工业制造中是可靠而又稳定的控制策略。。

衡量控制系统的性能优劣主要有稳、准、快三个指标。稳是指系统的稳定性(stability)，稳定性是系统的首要任务，不稳定的系统没有控制意义，稳定的系统响应曲线是收敛的；准是指控制系统的控制精度，通常用稳态误差来(Steady – state error)描述，体现了系统的准确性，输出值与期望值之差越小，系统的准确性越高；快是指控制系统响应的速度，通常上升时间越短，我们称系统的响应快。

PID几乎囊括了自动控制理论的所有问题，因此PID应用广泛且经久不衰。对PID的参数进行调节，使系统稳定的前提下，提高系统的快速性和控制精确，增强带负载能力和抗干扰能力。

### 1.3.1 PID 控制器结构与原理

PID控制是信息估计的交叉控制算法，其中P代表“过去”，I代表“现在”，D代表“将来”。控制系统框图如图 1.2 所示，其中虚线内部为PID控制器。常规的PID是线性控制器，给定值与输出值有偏差 $e(t)$ ，将偏差 $e(t)$ 通过比例环节、积分环节和微分环节结果线性叠加为总的控制量，输出给被控对象。

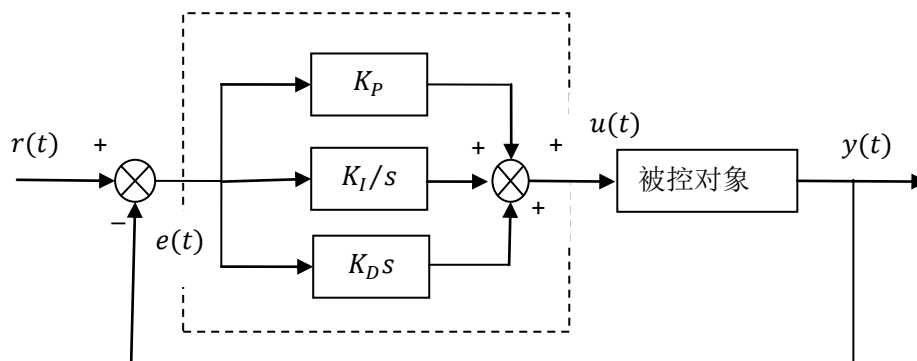


图 1.2 PID 控制系统结构框图

Figure 1.2 The diagram of PID control system structure

当系统是连续控制时，PID控制器的输出 $u(t)$ 与输入 $e(t)$ 之间会存在比例、积分、微分的关系，用下式表示出来，

$$u(t) = k_c \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (1-1)$$

也可写成常见的传递函数形式：

$$U(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (1-2)$$

式中， $e(t) = r(t) - y(t)$ 是偏差信号， $K_c$ 是比例增益， $T_i$ 是积分时间， $T_d$ 是微分时间。

在计算机控制系统中，也普遍采用PID控制思想。此时，调节器的输出与输入之间的关系为： $k = 0, 1, 2, \dots$

$$u(kT) = K_c \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k e(iT) + \frac{T_d}{T} [e(kT) - e(kT - T)] \right\} \quad (1-3)$$

其中： $K_c$ 、 $T_i$ 、 $T_d$ 分别为比例系数、积分时间常数和微分时间常数； $T$ 为采样周期； $k$ 为采样序号； $u(kT)$ 为第 $k$ 次采样输出值； $e(kT)$ 为第 $k$ 次采样的输入偏差值； $e(kT - T)$ 为第 $(k - 1)$ 次采样的输入偏差值。

### 1.3.2 PID 控制器各参数对控制性能的影响分析

比例环节的特点包括输出没有失真、没有延迟、成比例的复现输入信号的波动变化，即信号的传递不惯性。它的作用是放大作用，反映系统误差的大小，一旦系统误差变大，控制器会立刻增大比例系数，将误差降到控制值。积分环节的特点是当输入为单位阶跃信号时，输出对应于输入对时间的积分，输出 $y(t)$ 随着时间的变化呈直线增长<sup>[7]</sup>。它的作

用是提高系统的精度，消除系统的静态误差。积分作用的强弱受积分时间常数 $T_I$ 的大小的影响， $T_I$ 越小，积分作用越强，相反， $T_I$ 越大，积分作用越弱。微分环节具有预测作用，能成比例的输出系统误差信号的微分。能够预测误差的变化趋势，提前计算出应对误差变化的修正值。如果微分时间常数太大，也会影响系统的稳定性，系统的鲁棒性难以保证。由于数字PID控制器具有曲线拟合精度高、控制精度高、没有超调、响应速度快等优点，所以在多数精密控制系统和复杂控制系统中，模拟控制器都被数字控制器所取代。

### 1.3.3 PID 控制器的参数整定

PID 控制器中的三个参数 $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$ 决定着 PID 控制器对系统的控制性能的好坏，因此寻找更合适的一组 $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$ 参数值直接影响控制的品质，所以 PID 的参数整定成为最为主要的工作。现在主要通过理论计算法和工程整定法两种方法来整定 PID 控制器的参数。理论计算主要依托于系统的数学模型，通过对数学模型的分析，利用智能控制算法和经验公式计算出最优的 PID 控制参数。相比较于理论计算法，工程整定法更为简单方便，Ziegler-Nichols 整定方法是最为常用的工程整定法，在对 PID 控制器的参数整定中有很理想的整定效果。

#### 1.3.3.1 Z - N法

Ziegler - Nichols法也称之为动态特性参数法，是一种曾在工程上得到广泛应用的经典的PID控制器参数的开环整定方法。1942年，Ziegler和Nichols提出了PID参数整定的经验公式，其主要适用对象为滞后时间与时间常数之比在0.1~1内的带纯时滞的一阶惯性环节（FOPDT）。以被控对象的阶跃响应为依据，根据给定的性能指标可推导出整定出PID控制器的三个控制参数的经验公式。

Ziegler - Nichols法也是基于频域设计PID控制器的方法，此方法的优点是在一定程度上不依赖精确的系统建模，因此具有明确的物理意义，比常规的PID控制应用范围更广。其他基于频域设计PD控制器的方法还有Cohen - Coon法等。在实际的工业控制系统中，大多数的被控对象可简化为一阶惯性加纯滞后环节，即：

$$G(s) = \frac{k}{Ts+1} e^{-\tau s} \quad (1-4)$$

在上式中K是放大系数，T是时间常数， $\tau$ 是延时时间，Ziegler - Nichols法是根据给定对象的瞬态响应特性来确定PID控制器的参数。Ziegler - Nichols是在系统开环并处于稳定的条件下，通过反复试验获取被控对象的单位阶跃响应。

利用延时时间 $\tau$ 、放大系数K和时间常数T，根据表1.1中的公式确定PID控制器比例系数 $K_p$ ，积分时间 $T_I$ 和微分时间 $T_D$ 的值。

表 1.1 Ziegler - Nichols法整定控制器参数

控制器类型	比例度 $\delta / \%$	积分时间 $T_I$	微分时间 $T_D$
P 控制	$T / k\tau$	$\infty$	0

PI 控制	$0.9T/k\tau$	$\tau/0.3$	0
PID 控制	$1.2T/k\tau$	$2.2\tau$	$0.5\tau$

PD 参数整定是一个反复调整测试的过程，可使用 $matlab$ 软件中的 $simulink$ 功能来完成这个工作，以节省操作时间。

选取传递函数为一阶惯性加纯滞后环节控制系统：

$$G(s) = \frac{4}{360s + 1} e^{-180s}$$

使用 $Ziegler-Nichols$ 法的第一步是先获取开环系统的单位阶跃响应，再在 $simulink$ 工具中构造一个闭环控制系统，如下图 1.3 所示，断开系统的反馈回路即得到需要的开环环境。

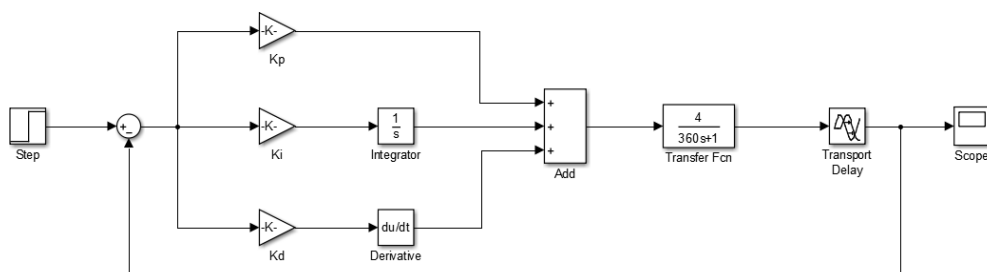


图 1.3 控制系统的 $simulink$ 模型图

具体操作步骤是先把 $K_p$ 置为 1，断开积分环节和微分环节与 Add 的连线，同时断开反馈连线，这样系统就运行在纯比例调节开环控制环境下，选定仿真时间，若是大时滞的被控对象时，仿真时间需要作出相应的延长。进行 $simulink$ 仿真，得到系统开环单位阶跃响应曲线图。在 $simulink$ 环境下双击 $scope$ 得到系统的单位阶跃响应曲线见图1.4所示，此时按照S形曲线的参数求法，得到系统延时时间 $\tau$ ，放大系数 $K$ 和时间常数 $T$ 的值，该系统中延时时间 $\tau = 180$ ，放大系数 $K = 4$ ，时间常数 $T = 360$ 。然后查上表1.1的经验公式，可计算得到不同控制类型下的PID控制器的三个参数值。

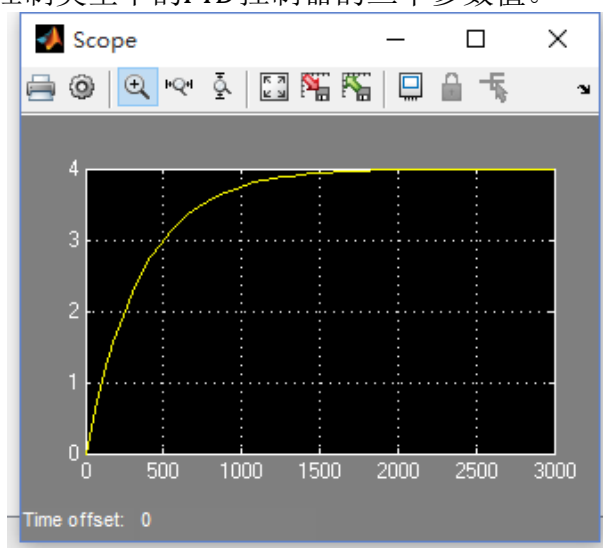


图 1.4 系统开环单位阶跃响应曲线图

当被控系统是单纯的比例环节控制时，查上表 1.1 根据表中的经验公式可计算出比例系数  $K_p = \frac{T}{K \times \tau} = \frac{360}{4 \times 180} = 0.5$ ，在 *simulink* 模型中设置参数  $K_p = 0.5$ ， $K_I = 0$ ， $K_D = 0$  进行运行仿真，双击 *scope* 得出纯响应曲线效果图，见图 1.5 所示。图中曲线经过震荡后逼近数值 0.65，与目标值 1 比较存在一定的误差，当系统出现误差时，我们采用 PI 控制器消除稳态误差，控制器的积分作用就会执行，直至误差消除，积分调节停止，此时积分调节环节输出一个常数值。在此引入积分调节环节，构成 PI 双作用控制器以消除系统的稳态误差。

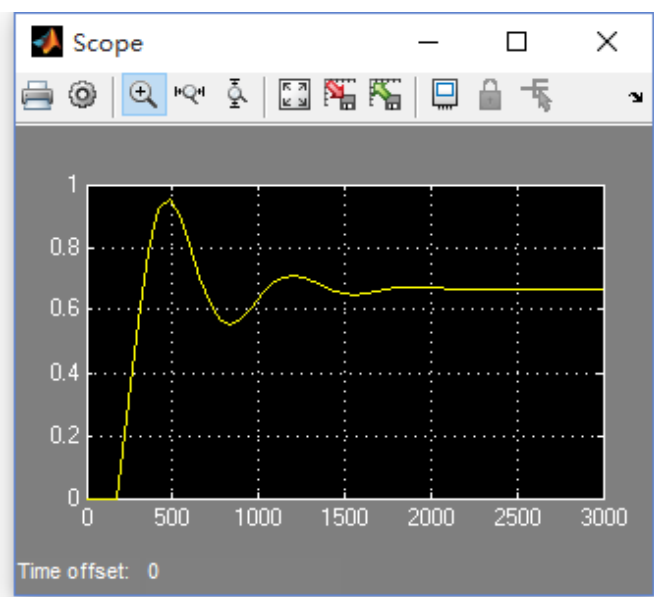


图 1.5 系统纯比例作用下的单位阶跃响应曲线图

当被控系统是 PI 控制时，查表 1.1 由经验公式计算可计算得到控制器的比例系  $K = \frac{0.9 \times T}{K \tau} = \frac{0.9 \times 360}{4 \times 180} = 0.45$ ，积分时间  $T_I = \frac{\tau}{0.3} = \frac{180}{0.3} = 600$ ，微分时间  $T_D = 0$ ，因此在 *simulink* 中设置  $K_p = 0.45$ ， $K_I = \frac{K_p}{T_I} = \frac{0.45}{600} = 0.00075$ ， $T_D = 0$ ，运行仿真，得到 PI 调节下的控制响应曲线如图 1.6 所示，PI 有效消除误差。

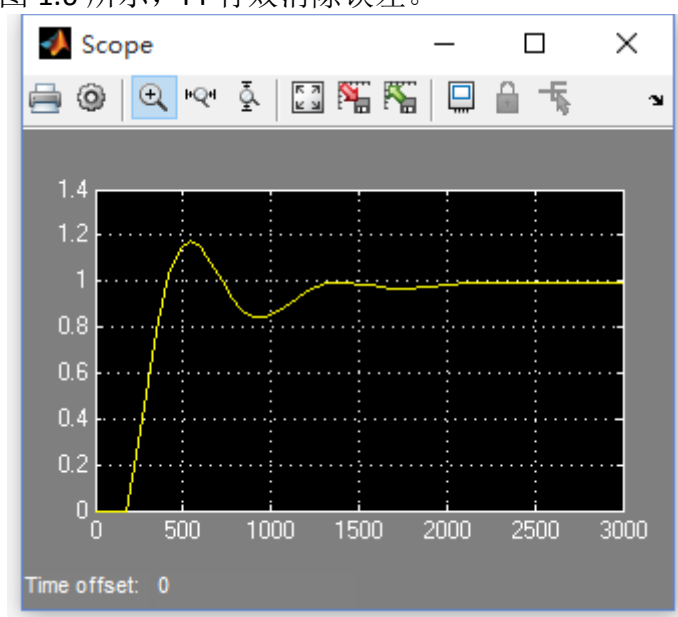


图 1.6 系统 PI 控制时的单位阶跃响应曲线图



当被控系统是 PID 三项作用控制时, 查表 1.1 由经验公式计算得: 控制器的比例系数  $K_p = 1.2 \times \frac{T}{(K \times \tau)} = 1.2 \times \frac{360}{4 \times 180} = 0.6$ , 积分时间  $T_I = 2.2 \times \tau = 2.2 \times 180 = 396$ ,  $T_D = 0.5 \times \tau = 0.5 \times 180 = 90$ , 在 simulink 中设置参数  $K_p = 0.6$ ,  $K_I = \frac{K_p}{T_I} = \frac{0.6}{396} = 0.0015$ ,  $K_D = T_D \times K_p = 90 \times 0.6 = 54$   $K_D = T_D \times K_p = 90 \times 0.6 = 54$  运行仿真, 得出在 PID 调节下的控制响应曲线效果图, 见图 1.7 所示。

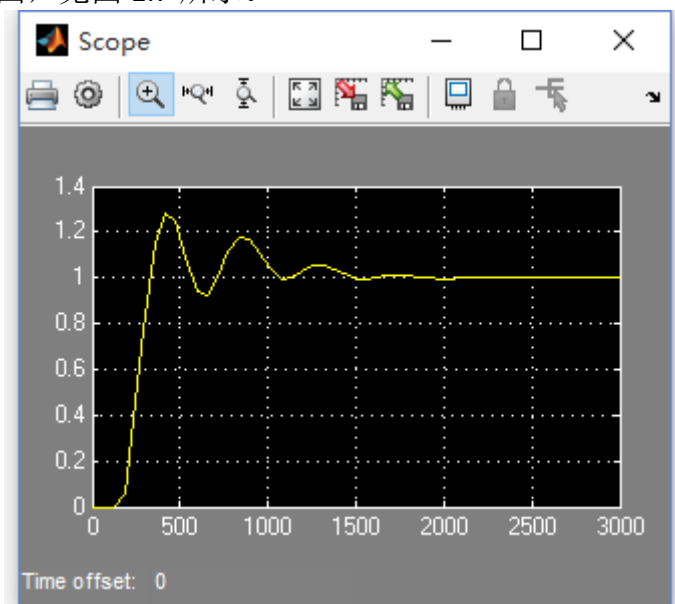


图 1.7 Z-N 系统 PID 控制时的单位阶跃响应曲线图

### 1.3.3.2 Cohen – Coon法

Cohen – Coon法是对Ziegler – Nichols的改进与完善, 同属于动态特性整定法。它设计的主要指标是负载扰动响应, 主要工作原理是通过配置系统的主导极点使对象的过渡曲线按4:1的衰减率衰减, 从而得到最优的PID参数整定值。

表1.2 Cohen – Coon法不同类型的参数整定规则

控制器参数	$K_p$	$T_I$	$T_D$
P	$\frac{1}{a} \left( 1 + \frac{0.35L}{1-L} \right)$		
PI	$\frac{0.9}{a} \left( 1 + \frac{0.92L}{1-L} \right)$	$\frac{3.3 - 3L}{1 + 1.2L} \tau$	
PD	$\frac{1.24}{a} \left( 1 + \frac{0.13L}{1-L} \right)$		$\frac{0.27 - 0.36L}{1 - 0.87L} \tau$
PID	$\frac{1.35}{a} \left( 1 + \frac{0.18L}{1-L} \right)$	$\frac{2.5 - 2L}{1 - 0.39L} \tau \frac{2.5 - 2L}{1 - 0.39L}$	$\frac{0.37 - 0.37L}{1 - 0.81L} \tau$

表中,  $a = \frac{k\tau}{T}$ ,  $L = \frac{\tau}{\tau + T}$ 。

选取控制模型为  $G(s) = \frac{4}{360s + 1} e^{-180s}$

根据上述公式可知,  $a = \frac{k\tau}{T} = 2$ ,  $L = \frac{\tau}{\tau + T} = \frac{1}{3}$ , 根据表1.2得出Cohen – Coon的



PID控制器参数： $K_p = 0.735$ ， $T_I = 379.3$ ， $T_D = 60.82$ 由这些PID控制器参数，得到PID控制器闭环控制效果比较图如下：

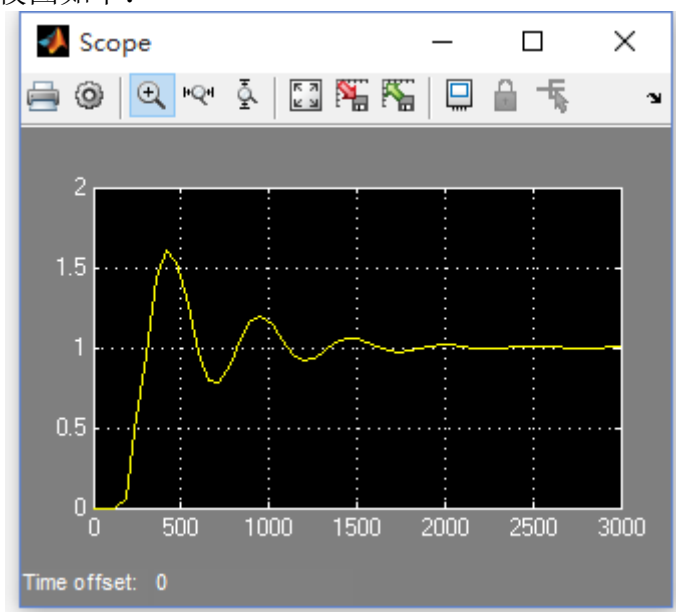


图1.8 Cohen – Coon系统PID控制时的单位阶跃响应曲线图

由图 1.7 和图 1.8 对比可知Cohen – Coon法的闭环控制效果要差于Z – N法得到的闭环控制效果，在调节时间相当的情况下，前者的超调量较大。

近年来，随着各种数学算法的推广，智能控制发展迅速，所以各种各样的智能控制及算法也被应用到PID参数整定中来。当中包括模糊控制、人工神经网络控制、遗传算法、克隆选择算法、粒子群算法、免疫优化算法等等，下面简单介绍这几种算法的特点和优缺点。

### ① 遗传算法

遗传算法是通过利用对群体的搜索技术，对种群进行选择、交叉、变异等操作产生下一代种群，每一代种群的适应度被评价，逐步进化到近似最优解，以便得到理想的PID控制器的三个参数，从而来实现PID控制器参数的自整定。遗传算法的优点是具有快速随机的搜索能力，具有潜在的并行性，具有随机性和扩展性。缺点是编程实现比较复杂，算法的搜索速度比较慢，想得到较精确地控制参数需要较多的训练时间，而且遗传算法对种群的选择具有较强的依赖性。

### ② 人工神经网络控制算法

人工神经网络能够模拟人的思维方式，具有非常强的学习能力和非线性表达能力，在网络模型与算法研究的基础上，利用人工神经网络组成实际的应用系统。神经网络能够根据系统的运行状态输出PID控制的三个参数，从而实现PID控制器的参数自整定。神经网络算法的优点包括具有很强的非线性拟合能力，可映射任意的复杂多变的非线性关系，而且简单易懂，方便于计算机的实现。神经网络控制算法有很强的鲁棒性、记忆能力强、非线性映射能力强以及自适应学习能力强等优点，在智能控制中有很大的应用

市场。缺点是不能向用户提出必要的询问，当数据不充分时就无法进行工作，把一切推理的结果都数字化，以免丢失必要的信息。

### ③基于遗传算法的神经网络控制算法

遗传算法在复杂的、多峰的、非线性及不可微的空间中实现全局搜索，不需要梯度信息，这在难以获取这些信息的情况下具有独特的优点，但当容易获得梯度信息的情况下，其进化速度就不一定强于 BP 算法，BP 算法在用于局部搜索时显得比较有效。遗传算法能以较快的速度搜索到最优值的 90% 左右，再继续搜索时，由于各染色体结构相同或相似，并且变异概率比较小，难以维持群体的多样性，所以很难产生新的个体，从而使收敛速度减慢，或陷入局部最小。BP 算法除了全局搜索能力比较弱外，另外一个弱点就是过分依赖于网络的初始状态，初始状态不当，所得效果可能很差或者不收敛。

因而，将遗传算法和 BP 算法结合是一个可行途径。首先用遗传算法较快地搜索到最优解附近，在解空间中定位出一个较好的搜索空间，并给 BP 网络提供较好的初始值，然后采用 BP 算法在这个小的搜索空间搜索出最优解。遗传算法与 BP 算法之间的切换可通过误差的大小来实现，如果误差大于某个值时采用遗传算法，当小于该值时采用 BP 算法，直到达到所限制的精度或最大步数为止。

### ④模糊控制

模糊 PID 控制算法是应用模糊数学的原理及其方法将控制系统的信息进行模糊化之后传递给模糊推理机构，模糊推理机构通过对模糊化变量的推断与调整给出一组优化的 PID 参数整定值，从而实现 PID 参数自整定。模糊控制算法的优点是不需要精确地被控对象的数学模型，自适应能力强，鲁棒性强。缺点是太依赖于工作人员的经验，不同的工作人员控制经验不同，导致控制效果也不同。

## 1.5 论文的主要内容



## 第二章 永磁同步电机的数学模型及控制策略

### 2.1 永磁同步电机控制系统的结构

永磁同步电机控制系统主要由永磁同步电机、电流传感器，逆变器、速度传感器、位置传感器和电流控制器等部分构成。如图 2-1 所示：

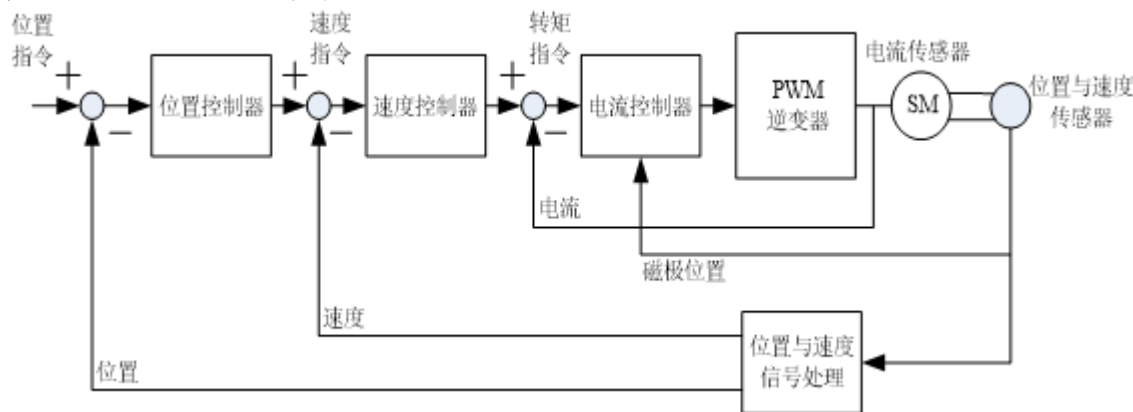


图 2.1 PMSM 控制系统方框图  
Fig. 2.1 The plot of PMSM control system

### 2.2 永磁同步电机的结构与种类

永磁同步电机在结构上由定子和转子两大部分组成，如下图 2.2 所示。定子主要包括三相对称电枢绕组和定子铁心，电枢绕组通常以 Y 型连接；转子主要包括永磁体、磁导轭以及转轴。当对称的三相电流通过永磁同步电机的电枢绕组时，电机定子将在气隙中产生一个以同步转速推移的旋转磁场。电机运行稳态时，转子的转速与磁场的同步转速相同。据此，定转旋转的磁场与磁体产生的主轴磁场、相对静止维持它们之间的相互作用，产生电磁转矩，从而有效的推动转子旋转，电能转化为机械能。当负载发生变化时，转子的瞬时速度发生变化，这时，需要通过传感器来检测转子速度和位置，根据磁场的永磁体转子的位置，用变频器来控制定子绕组中通过的电流的大小，相位和频率，并能产生连续扭矩应用于转子，这就是**永磁同步电动机的闭环控制原理。**

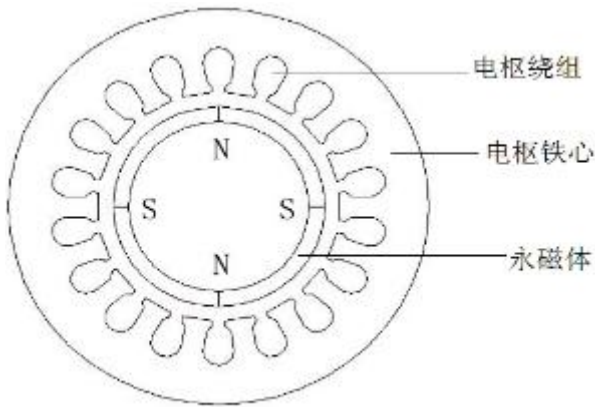


图 2.2 永磁同步电机（PMSM）的结构简化图

Fig. 2.2 The structure of the permanent magnet synchronous motor

按永磁体转子结构位置的不同可以分为三类，分别为凸装式、内置式和嵌入式三种结构形式。如图 2.3 所示

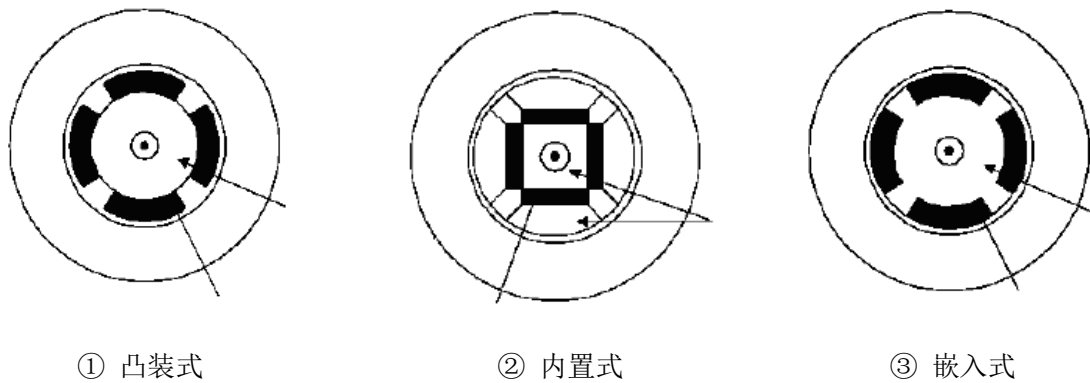


图 2.3 永磁同步电机（PMSM）转子示意图

Fig. 2.3 Permanent magnet synchronous motor rotor structure

## 2.3 永磁同步电机的数学模型

我们为了研究被控对象的本质规律，方便于对控制对象的控制和研究分析，研究系统的响应特性，对控制对象建立数学模型是非常必要的。PMSM 的基本方程包括电动机的运动方程、磁链方程、电压方程、转矩方程和机械方程，通过这些方程描述永磁同步电机的数学模型。

### 2.3.1 坐标变换

我们为了研究被控对象的本质规律，方便于对控制对象的控制和研究分析，研究系统的响应特性，建立起控制对象的数学模型是非常必要的。根据永磁同步电机的电磁规律可知，永磁同步电机的微分方程的系数不是恒定不变的，服从于转子和定子相对位置

变化的时间函数。对于同步电机系统来说，是一个非线性、多变量的控制系统，求解它的微分方程很不容易，因此我们要借助于数值方法来加以实现。从 1920 年左右至今，人们提出几种坐标变换形式，为交流电机的数学模型的建立奠定了基础。

模型在不同的坐标系下产生的磁动势相同是坐标变换遵循的原则。

### (1) Clarke 变换

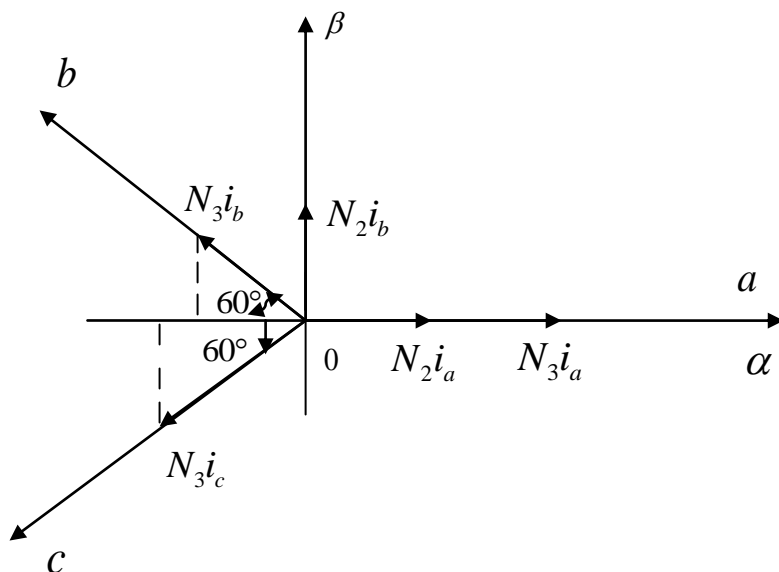


图2.4 静止三相和两相坐标系与绕组磁动势的空间矢量

图2.4绘出了静止三相/静止两相两个坐标系的磁动势矢量。将两相坐标系中的 $\alpha$ 轴与三相坐标系中的A轴重合，并设每相绕组的磁动势为正弦分布；三相绕组每相的有效匝数为 $N_3$ ，两相绕组每相的有效匝数为 $N_2$ ；当进行静止三相/两相坐标变换时，三相总磁动势应与两相总磁动势相等，两套绕组瞬时总磁动势在 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴上投影得到的磁动势应相等，即

$$N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos \frac{\pi}{3} - N_3 i_C \cos \frac{\pi}{3} = N_3 \left( i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \quad (2-1)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_B \sin \frac{\pi}{3} - N_3 i_C \sin \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{3} N_3 (i_B - i_C) \quad (2-2)$$

为了便于利用功率不变条件下的坐标变换矩阵，需将变换阵变为方阵，因此，增设零轴磁动势 $N_2 i_0$ ，定义为

$$N_2 i_0 = K N_3 (i_A + i_B + i_C) \quad (2-3)$$

按照变换前后总功率不变，可以证明，匝数比为

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2-4)$$

将 (2-1) (2-2) (2-3) (2-4) 写成矩阵形

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

在  $ABC$  坐标系和  $\alpha\beta$  坐标系统中, 坐标系是静止不动的, 而电流、电压和磁链是交变的。

### (2) Park 变换 (静止两相/旋转两相坐标变换)

从静止两相坐标系  $\alpha\beta$  到旋转两相坐标系  $d, q$  之间的变换称为两相/两相旋转变换, 即为  $2s/2r$  变换, 是交直流之间的转换。变化的原则依旧是产生相等的磁动势。

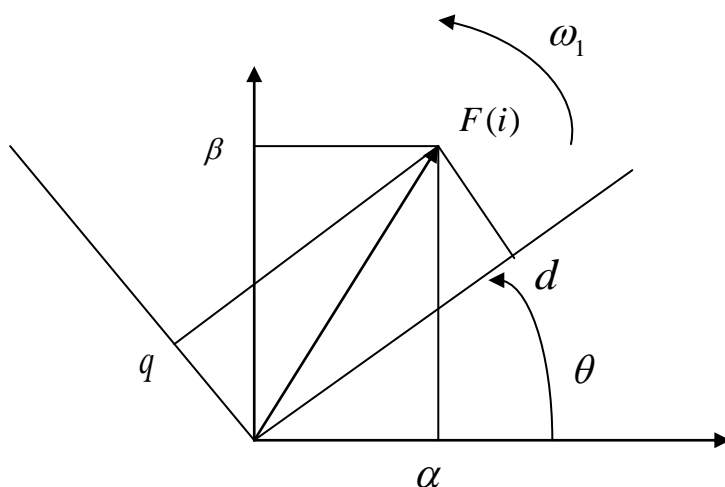


图 2.5 静止两相和旋转两相坐标系与绕组磁动势的空间矢量

图 2.5 绘出了静止两相坐标系和旋转两相坐标系的磁动势矢量,  $d$ 轴、 $q$ 轴都以同步角速度 $\omega_1$ 旋转,  $i_d$ 和 $i_q$ 分量的大小不变, 相当于 $d$ 和 $q$ 绕组的直流磁动势, 因为各绕组中的匝数都相同时, 在磁动势中的匝数可以消去而直接标上电流。 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴静止不动, 分量 $i_\alpha$ 和 $i_\beta$ 的大小却随时间而变化, 相当于 $\alpha$ 和 $\beta$ 绕组中的交流磁动势的瞬时值。 $d$ 轴和 $\alpha$ 轴之间的夹角 $\theta$ 是随时间而变化的, 而 $d$ 轴和转子总磁链空间矢量方向重合, 由图 2.5 可知

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

式 (2-6) 中, 为  $d$ - $q$  坐标系  $d$  轴与坐标系轴之间的夹角, 是  $d$ - $q$  旋转坐标系的旋转角速度。为两相旋转到两相静止坐标系的变换矩阵。即

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

### (3) 静止三相/旋转两相坐标变换

在得到三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换和两相静止到两相旋转的变换矩阵后, 也可以得到三相静止坐标系到两相任意旋转坐标系的变换

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2s/2r} C_{3s/2s} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s/2r} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

式中，三相静止坐标系到两相任意旋转坐标系的变换矩阵为

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \cos(\varphi - 120^\circ) & \cos(\varphi + 120^\circ) \\ -\sin \varphi & -\sin(\varphi - 120^\circ) & -\sin(\varphi + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

相应的两相任意旋转坐标系到三相静止坐标系的变换矩阵为

$$C_{2r/3s} = C_{3s/2r}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

### 2.3.2 永磁同步电机的基本方程

永磁同步电机是一个多变量、非线性、强耦合的系统，因此它的数学模型中含有时变参数，磁路关系复杂多变，为了突出主要问题，可以忽略一些次要问题。我们做如下假设：

- 1) 定子三相绕组分布对称，气隙均匀。
- 2) 转子和永磁体无阻尼作用。
- 3) 反电动势波形是正弦。
- 4) 不计涡流损耗和磁滞损耗。
- 5) 忽略电机磁路的饱和原因。
- 6) 忽略永磁材料的电导率。
- 7) 忽略谐波效应。

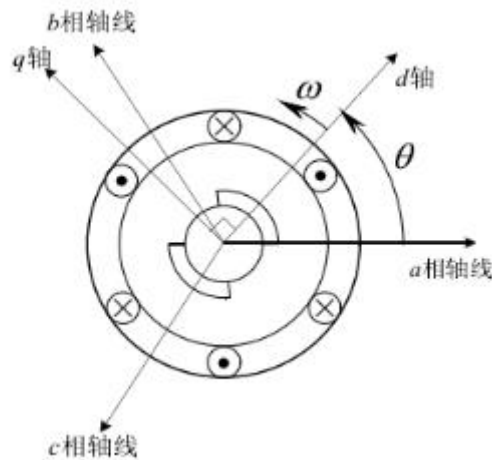


图 2.6 PMSM 结构简化图

Fig.2.6 The plot of PMSM structure diagram

图 2.6 为永磁同步电机的结构简化图，如右图所示静止坐标系轴与相绕组重合，由



此分析永磁同步电机的数学模型。

永磁同步电机定子每相绕组的端电压与该相绕组上的电阻压降以及产生的反电动势相平衡，由此可以得到永磁同步电机在三相静止坐标系下对称三相绕组的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

式中： $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 为定子三相绕组的端电压；

$i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 为定子三相绕组的电流

$R_a$ 、 $R_b$ 、 $R_c$ 为定子绕组的电枢电阻；

$\psi_a$ 、 $\psi_b$ 、 $\psi_c$ 为定子三相绕组磁链的磁链；

电机在三相静止坐标系下的磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = L_m \begin{bmatrix} \cos 0^\circ & \cos 120^\circ & \cos 240^\circ \\ \cos 240^\circ & \cos 0^\circ & \cos 120^\circ \\ \cos 120^\circ & \cos 240^\circ & \cos 0^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

式中： $L_m$ 为定子的自感；

$\psi_f$ 为转子永磁体的磁链， $\theta$ 为转子磁极位置与 $a$ 相轴线的夹角。

通过上节推导的坐标变换矩阵，在三相静止坐标系下的数学模型乘以 Clark 变换矩阵，将数学模型变换到两相静止坐标系下，可得永磁同步电机在两相静止坐标系下的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中：

$u_\alpha$ 、 $u_\beta$ 为 $\alpha\beta$ 轴电压；

$i_\alpha$ 、 $i_\beta$ 为 $\alpha\beta$ 轴电流；

$\psi_\alpha$ 、 $\psi_\beta$ 为 $\alpha\beta$ 轴磁链；

在两相静止坐标系下的磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

式中：

$L_s$ 为 $\alpha\beta$ 轴电感；

在两相静止坐标的基础上，进行 Park 变换，将永磁同步电机的数学模型由两相静止坐标系变换到两相旋转坐标系下，可以得到电机在两相旋转坐标系下的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

式中: $u_d$ 、 $u_q$ 为dq轴电压;

$u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 为三相交流电压

电流方程:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \cos(\varphi - 120^\circ) & \cos(\varphi + 120^\circ) \\ -\sin \varphi & -\sin(\varphi - 120^\circ) & -\sin(\varphi + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

在同步电机物理模型中假定是Y型连接, 故 $i_0 = 0$ , 则方程进一步化简得到以下式子:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

故在dq旋转坐标中, PMSM电流、电压、磁链和电磁转矩的数学方程为:

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p_n \omega_r i_q \quad (2-20)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p_n \omega_r i_d - \frac{\varphi_f p_n \omega_r}{L_q} \quad (2-21)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2-22)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \varphi_f \quad (2-23)$$

$$\psi_f = i_f L_{md} \quad (2-24)$$

转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q - (L_q - L_d) i_d i_q] \quad (2-25)$$

式中: $T_e$ 为电磁转矩;

$n_p$ 为转子磁极对数。

运动方程:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_L \quad (2-26)$$

式中: $T_L$ 为负载转矩;

$J$ 为电机与负载转动惯量之和;

$\omega_r$ 为转子机械角速度。

由式(2-20) - (2-26)可纳三相永磁同步电机在 d-q 轴坐标系下的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} i_q \\ \frac{d}{dt} \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & p_n \omega_r & 0 \\ -p_n \omega_r & -\frac{R}{L} & \frac{\psi_f p_n}{L} \\ 0 & \frac{2\psi_f p_n}{3J} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} u_d \\ \frac{1}{L} u_q \\ -\frac{TL}{J} \end{bmatrix}$$

以上方程构成了三相永磁同步电机的数学模型，这个数学模型为应用矢量控制算法对变量解耦提供了有力的数学依据。

## 2.5 SVPWM 原理与实现

### 2.5.1 SVPWM 的定义

交流电动机需要输入三相正弦电流是为了产生恒定的电磁转矩，需要在电动机空间形成圆形的旋转磁场。在电压矢量控制中，采用“磁链跟踪控制”，所谓“磁链跟踪控制”就是把逆变器和交流电动机视为一体，以形成圆形旋转磁场为目的来协调逆变器的工作。磁链轨迹控制是通过使用不同的电压空间矢量进行实现的，所以又称为“电压空间矢量 PWM (space vector PWM, SVPWM) 控制”。所谓空间矢量控制的方法是通过使功率器件的功率变化，也就是 IGBT 的导通和关断，得到不同的电压矢量，再通过不同方向的电压的空间组合，形成类似于圆形的磁场。交流电动机的绕组的物理量是时变的，例如：电压、电流、磁链等，因为这些物理量所在的空间位置的差异，我们称之为不同的空间矢量。所以 SVPWM 原理的核心点就在于空间矢量<sup>[14]</sup>。

如图 2.8 所示，A、B、C 为永磁同步电机三相定子绕组坐标系，当在三相对称绕组上通上正弦波电源，定子绕组在空间上互差 $120^\circ$ 。对称电压可以表示：

$$\begin{aligned} u_A &= U_m \cos \omega t \\ u_B &= U_m (\cos \omega t - 2\pi/3) \\ u_C &= U_m (\cos \omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.32)$$

式中： $U_m$ 代表相电压的幅值。

我们将空间分成三个区域，然后把三相电压的矢量定义为 $u_A = u_A e^{j0^\circ}$ ， $u_B = u_B e^{j120^\circ}$ ， $u_C = u_C e^{-j120^\circ}$ ，他们分别处于轴线方向，每一相分别以正弦规律脉动、每相间隔 $120^\circ$ 空间角。

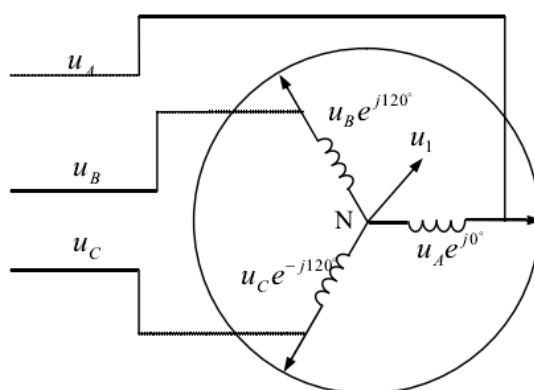


图 2.8 空间电压矢量的示意图

Fig. 2.8 The diagram of space voltage vector

如下图 2.9 所示，为电压源型逆变器，输出的电压我们表示成  $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$ 。他们分别由 6 个 PWM 信号控制  $V_1$  到  $V_6$  的六个功率晶体管，而是得到电压  $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$ 。

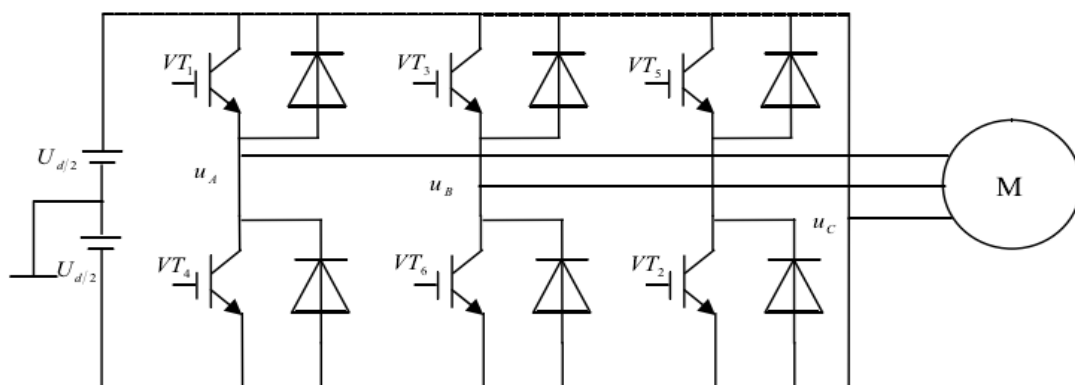


图 2.9 电压型逆变器的结构示意图

Figure 2.9 The structure of the voltage type inverter

逆变器采用上下管进行换流，1 表示为导通状态，0 表示为关断状态，因而可以形成 8 中开关状态，即：000、001、101、111、100、110、011、010。这 8 种开关状态只有 6 种是有效的，在电机中分别作用于六个矢量电压。有两个开关状态是无效的，不输出电压，所以被称之为零矢量。直流电压的大小还有开关的持续时间都决定了六种矢量电压的大小。空间矢量示意图如图 2.10 所示，通过不同开关模式时产生的电压作用于电机三相绕组，将不同开关模式时作用于电动机三相绕组上的电压由  $abc$  坐标系变换到  $\alpha-\beta$  坐标系， $u_1$  到  $u_6$  为幅值相同方向不同的工作电压，每一项互差  $60^\circ$  的相位角，我们规定矢量电压的方向和定子磁链的运动方向是一致的，电压矢量的大小与定子的磁链的变化率息息相关<sup>[15]</sup>。

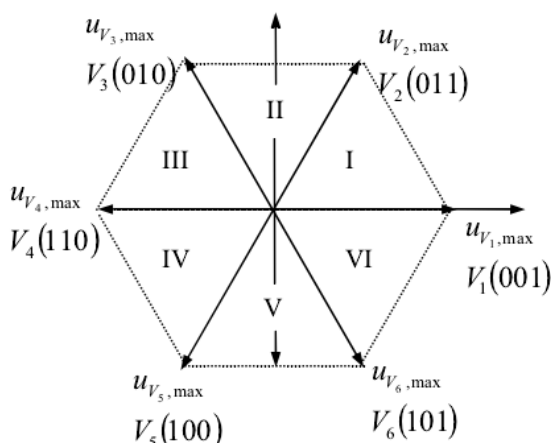


图 2.10 空间矢量电压的结构示意图

Figure 2.10 The structure of the voltage space vector diagram

定子磁链会沿着与 $u_1$ 到 $u_6$ 平行的方向进行逆时针移动，形成了正六边形的旋转磁场。

### 2.5.2 基本的空间电压矢量

理想型的三相变压器电源的桥臂分为三组开关，一般正常工作的情况下，上臂开关和下臂的开关的动作是相反的。我们把开关开通时记为 1，把开关关闭时记为 0，当上臂的状态为 1 时，下臂的状态为 0，反之也成立。上臂开关包括 $VT_1$ 、 $VT_3$ 、 $VT_5$ ，下臂开关包括 $VT_2$ 、 $VT_4$ 、 $VT_6$ 。开关状态与空间矢量的变化关系如下表格所示。

表 2.1 开关状态与空间矢量的关系

Table 2.1 The relationship between the space vector and the switch state

各桥臂的 开关状态	A	0	1	1	0	0	0	1	1
	B	0	0	1	1	1	0	0	1
	C	0	0	0	0	1	1	1	1
基本电压矢量	$u_{V_0}$	$u_{V_1}$	$u_{V_2}$	$u_{V_3}$	$u_{V_4}$	$u_{V_5}$	$u_{V_6}$	$u_{V_7}$	
电压矢量的方向	$V_0$	$V_1$ $e^{j0^\circ}$	$V_2$ $e^{j60^\circ}$	$V_3$ $e^{j120^\circ}$	$V_4$ $e^{j180^\circ}$	$V_5$ $e^{j240^\circ}$	$V_6$ $e^{j300^\circ}$	$V_7$	

对于表 2.1，有如下解释：

①电机的八种电压状态可以用 8 组开关状态表示，利用二进制代码表示开关的闭合状态。

②六种有效的开关状态在其开通的一段时间后，将永磁同步电机施加一个电压矢量（ $u_1$ 到 $u_6$ ），我们称之为基本的电压矢量。状态（000）和（111）无效，称为零电压矢量。当添加零矢量时，要遵循开关次数最少的原则来选择（000）和（111）状态。

### 2.5.3 空间矢量脉宽调制算法

#### (1) 扇形区域的判断

为了得到我们想要的类似于圆形的磁场,如果定子形成的旋转磁场非正六边形也没有关系,只要是正多边形,都可以近似成圆形,边数越多,效果越好。把六个电压矢量在复平面上分为六个扇区,每个扇区所对应的圆心角为  $60^\circ$  角。在元件实际的工作中需要判断电压矢量所在扇区的位置,才能精确的计算出导通的时间。我们选择 SVPWM 算法,综合测定所合成电压矢量所处的扇区的位置,电压矢量  $u$  可以根据相邻的基本电压矢量相加得到。电压矢量  $u$  可以通过控制逆变器开关的状态来得到。扇区的判断可以根据  $\theta$  的值直接进行判断如表 2-2 所示。

表 2.2 扇区的判断  
Table 2.2 The judgment of sector

扇区的编号	I	II	III	IV	V	VI
$\theta$ 的上限	0	$\pi/3$	$2\pi/3$	$\pi$	$4\pi/3$	$5\pi/3$
$\theta$ 的下限	$\pi/3$	$2\pi/3$	$\pi$	$4\pi/3$	$5\pi/3$	$2\pi$

如上表所示,矢量  $u$  所在的扇区位置可以通过下式判断而知:

$$S_n = \text{int}\left(\frac{\theta}{60^\circ}\right) + 1 \quad (2.33)$$

$$\gamma = \text{rem}\left(\frac{\theta}{60^\circ}\right)$$

上式中:  $S_n$  为电压矢量  $u$  所在的扇区编号;  $\gamma$  为扇区对应的角度;  $\theta$  为电压矢量的角度。

#### (2) 电压矢量作用时间的计算

我们用  $t_1$  和  $t_2$  来表示电压矢量作用的时间,矢量方向是持续变换的。所以我们要不间断的来计算电压矢量作用的时间,所以要算出在一个调制周期内的基本矢量作用的时间  $t_1$  和  $t_2$  即可。然后结合扇区的判断结果确定出电压矢量  $u$  的基本电压分量。因为电压矢量  $u$  所在的扇区位置的不同,可以总结出如下公式来表示合成每个电压矢量  $u$  的  $t_1$  和  $t_2$  的关系

$$Tu = t_1 u_i + t_2 u_j \quad (2.34)$$

当  $u$  位于其他扇区时,也可以用这种方法计算出所在扇区的两个有效电压矢量导通的时间百分比。变量  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  可以通过三相电压  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  两两做差的方式所得到。

$$X = \frac{3}{2} \cdot \frac{T}{V_{dc}} (V_b - V_a)$$

$$Y = \frac{3}{2} \cdot \frac{T}{V_{dc}} (V_a - V_c) \quad (2.35)$$

$$Z = \frac{3}{2} \cdot \frac{T}{V_{dc}} (V_b - V_c)$$

电压矢量作用的时间 $t_1$ 和 $t_2$ 可以通过变量 $X$ 、 $Y$ 、 $Z$ 来获取，如下表格所示。

表 2.3 基本矢量的作用时间表  
Table 2.3 The effect of basic vector time table

扇区编号	I	II	III	IV	V	VI
$t_1$	$Z$	$Y$	$-Z$	$-X$	$X$	$-Y$
$t_2$	$Y$	$-X$	$X$	$Z$	$-Y$	$-Z$

(3) 计算电压矢量的切换点

$$\text{令 } T_a = \frac{t_0}{4} = \frac{T_{sw}-t_1-t_2}{4}, \quad T_b = T_a + \frac{t_1}{2}, \quad T_c = T_b + \frac{t_2}{2}$$

结合电压矢量的输出时序定理，进一步得到扇区的矢量切换点，如下表所示：

表 2.4 扇区矢量的切换点表格  
Table 2.4 The table of sector vector switch

扇区编号	I	II	III	IV	V	VI
$T_1$	$T_b$	$T_a$	$T_a$	$T_c$	$T_c$	$T_b$
$T_2$	$T_a$	$T_c$	$T_b$	$T_b$	$T_a$	$T_c$
$T_3$	$T_c$	$T_b$	$T_c$	$T_a$	$T_b$	$T_a$

(4) SVPWM 控制模式特点的总结

①每个小区都以（000）矢量状态开始，又都以（111）矢量状态结束。

②每个小区内虽然进行多次开关状态的切换，但是每次切换所用到的功率器件有且只有一个，都产生较小的损耗，可以忽略不计。

③三相 PWM 波可利用电压空间矢量来直接生成，节省了很多的计算量。

④为了得到更准确的圆形旋转磁场，将每个扇区再分成若干个小小区，每个小小区越短，被分成的区间越多，旋转磁场越类似于圆形，但是也将受到功率开关器件允许开关频率大小的制约<sup>[16]</sup>。

⑤在采用 SVPWM 控制时，逆变电路输出线电压基波的最大值等于直流母线电压的测量值，这比一般的 SVPWM 逆变电路输出电压提升了 15%左右。

## 本章小结

本章详细介绍了交流永磁同步电机的结构及其数学模型的详细推导过程，介绍了坐标变换的原理与方法，分析了永磁同步电机的矢量控制原理及其 $i_d = 0$ 控制策略，并分析了 SVPWM 调制技术。



## 第三章 基于遗传算法改进 BP 神经网络的 PID 控制器设计与仿真

### 3.1 遗传算法

#### 3.1.1 遗传算法的概述

遗传算法简称GA，是美国学者Hollands教授在上世纪60年代提出的。他在1975年出版的《Adaptation in natural and Artificial Systems》标志着遗传算法的诞生。

遗传算法是受达尔文的进化论及自然选择启发而创建的，异种之间相互交配或者因为某些原因，物种通过变异产生得到新的物种，若新的物种能够适应环境，则在增殖中一代一代的遗传下来，如果新的物种不能适应环境，就会在增殖中被淘汰。

遗传算法基于进化中优胜劣汰、自然选择、适者生存和物种遗传思想建立起来的一种搜索和优化算法。它模拟了生物界“生存竞争，优胜劣汰，适者生存”的机制，用逐次迭代，迅速缩小最优值范围，从而快速获得最优值。其突出特点在于它引入优化参数形成的编码串联群体，不是参数本身，减少了约束条件的影响。

遗传算法的搜索是同时在全局进行的，像布满天空的“星星”（一个串编码相当于一个星星），位串在布满星星的天空中随机选取，由于选取范围遍布全局，大大减少了陷入局部解的可能性。由于遗传算法是同时对每一个“星星”进行独立处理，因此具有高度的适应能力，对不确知的，难以建模的，严重非线性系统有很强的适应能力。按照所选的适配函数对复制、交叉以及变异中的每个个体进行筛选，适配值高的对环境的适应能力较强，则被保留下来，反之则被淘汰。保留下来的群体重组成新的群体，新的群体既保留了上一代的信息，适配值又高于上一代，缩小了最优值的范围。这样周而复始，由于个体的适配值不断提高，新的群体的适配值也不断提升，直到满足一定的条件，得到最优的群体。

遗传算法对求解复杂系统的具有通用性，应用范围广。因此应用于很多学科，下面是遗传算法主要应用的领域：生产调度问题；函数优化；组合优化；自动控制；机器人学；图像处理；遗传编程。

#### 3.1.2 遗传算法的设计与实现

##### 1) 编码方案

对于一个实际的待优化问题，我们需要用适合遗传算法操作的形式来表示。编码就是将实际待解决的问题转换为适合遗传算法的形式，对所求问题的遗传表

达,遗传算法的复制、交叉、变异都是在编码基础之上的。编码方法主要有实数编码、二进制编码。

二进制编码方案:二进制编码顾名思义,每个参数都由 0 和 1 组成的定长串编码表示。若每个参数都可以由定长二进制码表示,则用定长二进制码把每个参数表示出来,然后把所有参数的二进制码连接形成一个长的基因编码。二进制编码方案的优点是易于设计遗传操作。但缺点也十分突出,即:①表示不直观;②精度不高;这是由于将实际参数用二进制编码实际上就是用离散值逼近参数,有可能因为实数无法精准表达从而训练失败;

实数编码方案:实数编码方案表示每个连接权都采用实数表示,这种编码方案与二进制编码相比要直观的多,精度高,编码长度短等优点。

## 2) 适应度函数

生物学家常使用适应度这个专业术语来衡量物种对环境的适应能力。评价函数在遗传算法中占有十分重要的位置。遗传算法以与个体适应度成正比的概率来决定当前种群中每个个体遗传到下一代种群中的概率多少,它是用来评价潜在解适应度的函数,在遗传算法中起环境的作用。

## 3) 遗传算子

遗传算子是对种群进行遗传操作的算法,是群体进化的原动力,主要由选择、交叉和变异组成。

选择也称复制或繁殖,是从一个旧群体中选择生命力强的个体位串产生新种群的过程。选择的依据是个体适应度,适应度  $f$  大的个体接受复制;反之,适应度  $f$  小的个体则予以删除,使种群的平均适应度  $f$  得到提高,充分体现了达尔文“适者生存”的原则。最通常的实现方法是轮盘赌选择法,期待值法、两两竞争法等。

交叉:将被选择后的种群中的个体,放入匹配池,随即地配对。两个个体的基因链按照选定的交叉方式和交叉概率,把成对个体的基因,部分的进行交换,生成一对子代。交叉是遗传算法产生新个体的主要手段,体现了自然界信息交换的思想。常用的实现方法有:实值交叉(包括离散交叉、中间交叉、线性交叉等)和二进制交叉(包括单点交叉、多点交叉、均匀交叉等)。

变异:将交叉操作生成的子代的基因链上,按设定的变异概率进行变异,对二值基因链(0, 1 编码)来说即是取反。变异是产生新个体的另一种手段。常用的实现方法有实值变异(均匀变异,多重均匀变异、多重高斯变异算子等)和二进制变异等。

遗传算法的有效性,主要是选择和交叉操作。起核心作用的是交叉,它是遗传算法区别于其它寻优算法的特征之处,可以将父代优良的品质传到下一代。交叉后,子代的基因链是父代的继承与重组,并且,子代之一的适应度比父代双亲

的都高。变异是第二位的，是不可少的。当种群陷入某超平面，单一的交叉操作不能使其从中摆脱时，变异有可能使之跳出，但交叉形成的优质个体，有被变异破坏的可能。

在上述概念中可以看出，遗传算法对生物的进化过程进行了模拟，对于不同的应用对象，遗传算法的初始种群产生、适应度计算、复制、交叉、变异操作也不尽相同，本章针对遗传算法在 PMSM 伺服系统 PI 参数整定上的应用对遗传算法进行了设计。遗传算法的流程图图 3.1 所示。

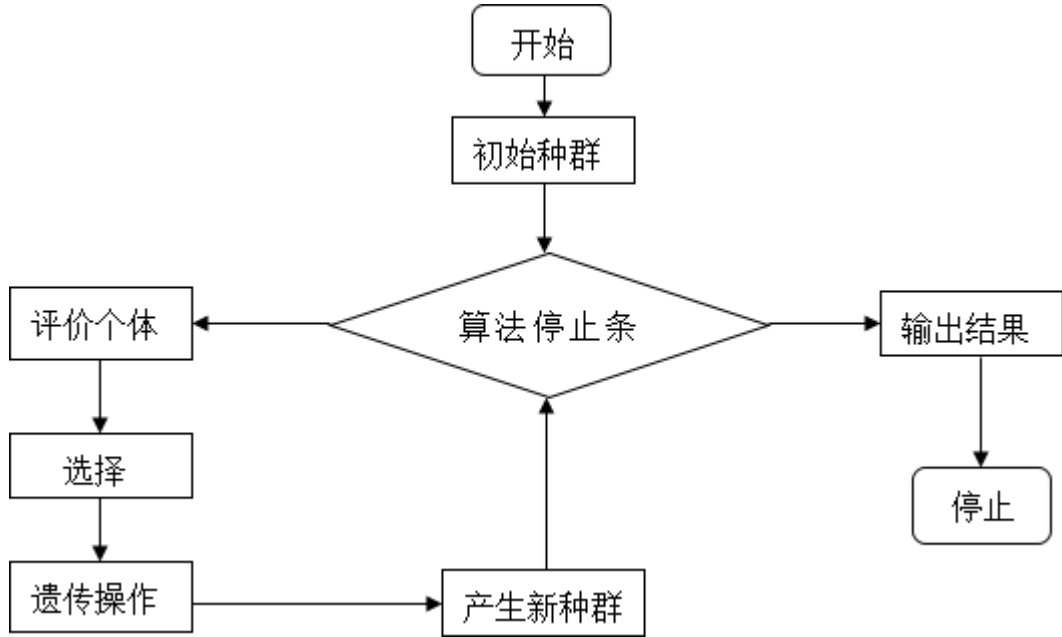


图 3.1 遗传算法流程图

Fig.3.1 The flow chart of genetic algorithm

### 3.1.3 遗传算法整定 PMSM 伺服系统 PI 参数的过程设计

#### Step1: 编码

遗传算法的初始种群是通过编码来产生的，比较常用的编码方式有两种，二进制编码和浮点数编码。而二进制编码是目前使用最多的编码方式，其思想是首先假设某一参数取值范围为 $x_{\min} \sim x_{\max}$ ，若采用长度为  $L$  的二进制串来表示，那 $x_{\min}$ 表示 000...000， $x_{\max}$ 表示 111...111。二进制编码方法的精度为：

$$\delta = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^L - 1} \quad (3.1)$$

若一个个体的 $X$ 的编码为 $x: b_L b_{L-1} \dots b_2 b_1$ ，其解码公式为：

$$x = x_{\min} + \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^L - 1} \sum_{i=1}^L b_i \times 2^{i-1} \quad (3.2)$$

二进制编码具有简单、有利于交叉变异操作，但此编码方式不能够反映参数的实际特性。对于待寻优的较大参数需要很长的二进制数表达，导致系统搜索空

间增大。本文采用遗传算法对 PMSM 控制系统 PID 参数整定中，由于参数较大，因此二进制编码不太合适本文的遗传算法，本文采用浮点数编码方式。

浮点数编码与十进制编码相似，用一个特定范围内的浮点数来表示每个个体的基因值。需要寻优的 PID 控制器三个参数就是编码的长度，十进制编码适合在遗传算法中表示范围较大的数，适合 PID 控制器参数的编码且不需要译码环节。因此，本文选择浮点数编码（十进制编码）方法编码。

#### Step2: 适应度函数

适应度函数是衡量个体或解的优差性的评判函数，根据问题的种类不同，适应度函数的定义方式也千差万别。遗传算法中每个个体均对应一个适应度函数，也称为目标函数。遗传算法的寻优效果取决于适应度函数的好坏。通常 PMSM 控制系统中 PID 控制器参数整定时测试信号选用单位阶跃信号。为了使控制系统具有优越的动静态控制品质，本文采用式 (3.3) 作为遗传算法的目标函数  $f(x)$ ：

$$f(x) = \int_0^{\infty} (\omega_1 |e(t)| + \omega_2 u^2(t)) dt + \omega_3 t_u \quad (3.3)$$

上式中， $|e(t)|$  表示系统误差绝对值、 $u(t)$  表示控制器输出参数、 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ 、 $\omega_3$  为权系数、 $t_u$  表示上升时间。由于 PMSM 控制系统中 PID 控制器输出有限幅，因此设置  $\omega_2 = 0$ ，而上升时间  $t_u$  变长，误差绝对值  $|e(t)|$  也随之变大，因此可将  $\omega_3$  设置为 0。由公式 (3.3) 可得，当目标函数  $f(x) > 0$  时，遗传算法整定的 PID 控制器参数个体目标函数  $f(x)$  越小越好。本文取适应度函数为目标函数  $f(x)$  的倒数，即：

$$F(x) = \frac{1}{f(x)} \quad (3.4)$$

#### Step3: 复制

复制操作中需要考虑相对适应度的概念，如式 (3.5) 所示：

$$P_i = \frac{F_i}{\sum F_i} \quad (3.5)$$

如上式所示，相对适应度  $P_i$  的值越大，被保留下来的概率就越大；为了避免早熟现象  $P_i$  值较小的也存在被保留下来的可能性。本文按照 (3.5) 计算出个体的适应度值，然后根据式子 (3.6) 统计出各个个体的累积概率  $Q_i$ ，接着随机产生一个 0 到 1 之间的随机数  $r$ ，若  $Q_{i-1} < r < Q_i$ ，则个体  $i$  被复制进入下一代新种群。重复以上步骤，直到下一代的群体规模与上一代群体规模数量达到相同。

$$Q_i = \sum_{j=0}^i P_j \quad (3.6)$$

#### Step4: 交叉

在浮点数编码方式的过程中，交叉操作和变异操作都需要在各基因的交界处进行。本文浮点数采用的编码长度为 3，因此产生两个交叉点，随机地选取 1 到 2 个基因进行交叉产生新的个体种群。

#### Step5: 变异

本文采用均匀变异方法进行遗传算法的变异操作，其具体操作是：首先设置系统的变异概率 $P_m$ ，然后随机的产生 0 到 1 之间的浮点数 $r$ ，对个体的每个基因个体进行遍历操作，若 $r < P_m$ ，则将遍历到的基于浮点数编码的基因重新编码，产生新的基因和个体。

#### 3.1.4 遗传算法 PMSM 交流伺服系统 PI 参数整定仿真模型

结合第二章图 2.1 和本章所介绍的遗传算法设计了 PMSM 交流矢量控制 PID 参数的系统框图 3.2, 如下图 3.2 所示。在 Matlab/Simulink 中搭建了 PMSM 交流控制系统的仿真模型, 并编写了遗传算法的程序。

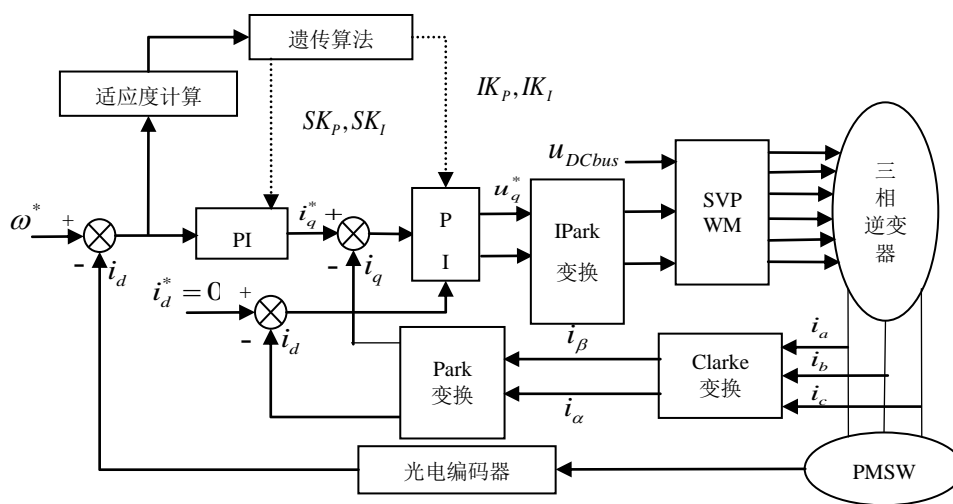


图 3.2 基于遗传算法的永磁同步电机系统框架图

Fig. 3.2 Permanent magnet synchronous motor system frame based on genetic algorithm

为了便于模型在 Matlab 中仿真，模型中的电流环和速度环 PID 控制器以及遗传算法程序均用 Matlab 语言编写，在 Simulink 中调用。仿真中 PMSM 交流控制电机参数选用 130ST-M15015 的永磁同步电机参数，电机型号具体参数如表 3.1 所示：

表 3.1 PMSM 交流控制电机参数

Table3.1 Ac control motor parameters

电机功率	2.3kw	额定转速	1500r/min
额定转矩	15Nm	定子相电感	2.45mH
额定电流值	9.5A	允许最大过流倍数	3
定子相电阻	0.47Ω	转矩系数	1.58Nm/A
极对数	4	反电动势系数	4.56 V/Kr/min

转子转动惯量	$3.24 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	电气时间常数	5.21ms
相反电动势常数	67.81 V/Kr/min	机械时间常数	1.83ms

3.1.5 系统仿真实验

采用以上 Matlab/Simulink 模型对控制系统 PID 控制器参数进行寻优，遗传算法参数和系统参数的设定如下表 3.2 所示：

表 3.2 仿真系统参数的取值范围

Table3.2 The simulation system parameter range

交叉频率	0.9	每一代基因数 ( POOSIZE )	30
变异概率 ( $P_m$ )	0.1	最大迭代代数 ( MAXGEN )	30
给定阶跃转速	200rpm	目标函数超调惩罚倍速	0
$IK_p$ 的取值范围	0 ~ 10000	$IK_i$ 的取值范围	0 ~ 10000
$IK_D$ 的取值范围	0 ~ 50	$SK_p$ 的取值范围	0 ~ 10000
$SK_i$ 的取值范围	0 ~ 10000	$SK_D$ 的取值范围	0 ~ 50

选用表 3.1 和 3.2 中的参数，在 Matlab/Simulink 平台下进行程序仿真，如下图所示：

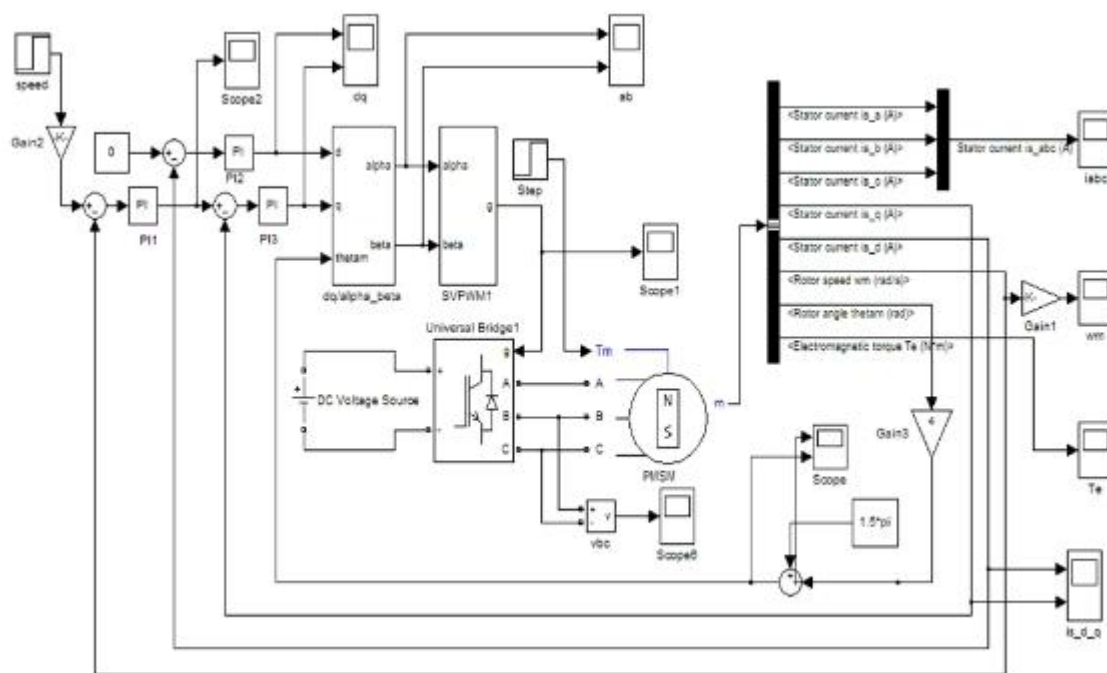


图 3.3 Simulink 仿真图

Fig. 3.3 Simulink simulation diagram

得到系统目标函数的优化曲线图和 PMSM 交流控制电机的速度单位阶跃曲线分别如图 3.4、3.5 所示。最终得到的 PID 控制器参数：

$$SK_p = 21672、SK_i = 1.65、SK_d = 0.87、IK_p = 1200、IK_i = 812.3、IK_d = 0.56。$$

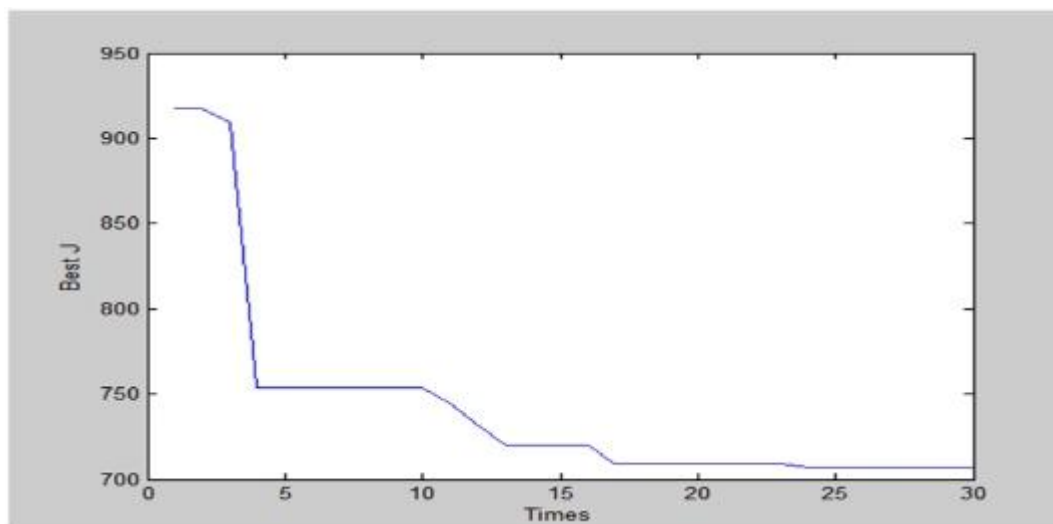


图 3.4 目标函数优化曲线图

Fig. 3.4 The objective function optimization curve



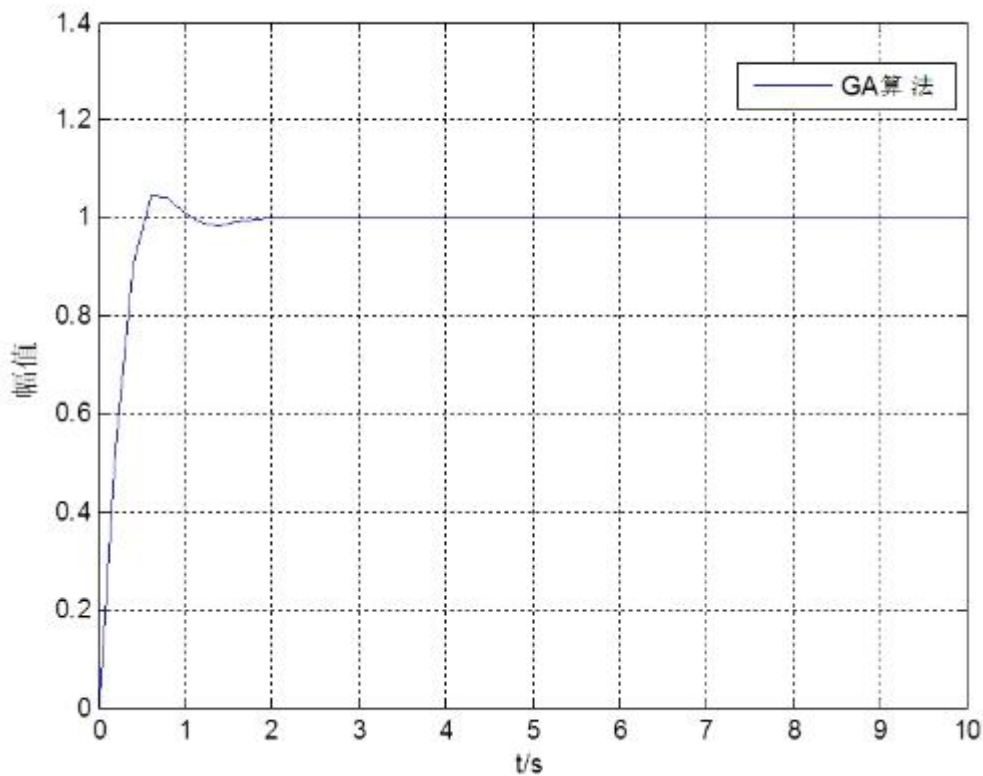


图 3.5 系统闭环单位阶跃曲线图

Fig.3.5 The plot of Unite step response for the closed-loop control system

从图 3.4、3.5 可以看出基于遗传算法整定的 PMSM 交流控制系统的 PID 控制器参数是行之有效的。虽然存在一定的稳态误差，其总体控制品质符合永磁同步电机调速系统对速度的控制要求。

### 3.2 BP 神经网络

#### 3.2.1 BP 神经网络概述

反向传播神经网络(Back Propagation Network)简称 BP 网络，是科学家 Rumelhart 等人于 1986 年提出的一种学习算法<sup>[5]</sup>。BP 学习算法是由信号的前向传递及误差的逆向传递两种过程所组成，属于多层前馈神经网络(Multilayer Feedforward Neural Network，简称 MFNN)，其结构如下图(6)所示。BP 算法的学习过程是在输入层输入学习样本，传递到隐层(中间层)各个神经元，隐层对接受到的信息进行处理然后传给输出层，最后由输出层将结果传出。当输出的实际结果与期望结果不符合时，转入误差的逆向传递过程，通过输出层将误差分配到每层所有单元按照梯度下降的方法修改各层权值。信息的前向传递与误差的逆向传递过程循环进行使得权值朝着误差减小的方向变化，直到输出结果符合要求或达到设定的学习次数，学习过程停止。此过程也是 BP 算法学习训练的过程。由于

该算法结构简单、可调参数多且可操作性好等优点使得 BP 网络得到广泛应用。

### 3.2.2 BP 神经网络的具体操作步骤

本文以三层 BP 网络为例，简要介绍其算法的学习规则及过程：

Step1: 初始化。设 $w_{ij}$ 为输入层到隐含层的连接权值， $w_{jl}$ 为隐含层到输出层的连接权值， $\theta_j$ 为隐含层的输出阈值， $\gamma_t$ 为输出层的输出阈值，对以上四个参数赋予 $(-1, 1)$ 随机值。

Step2: 提供输入与目标样本给 BP 网络，设其输入样本为 $P_k = (a_1^k, a_2^k, \dots, a_n^k)$ ，目标样本 $T_k = (s_1^k, s_2^k, \dots, s_n^k)$ 。

Step3: 计算隐含层输入 $s_j$ ，然后用 $s_j$ 计算隐含层输出 $b_j$ 。

$$s_j = \sum_{i=1}^n w_{ij} a_i - \theta_j \quad j = 1, 2, \dots, p$$

$$b_j = f(s_j) \quad j = 1, 2, \dots, p$$

Step4: 计算输出层输入 $L_t$ ，然后计算输出层响应 $C_t$ 。

$$L_t = \sum_{j=1}^p w_{jl} b_j - \gamma_t \quad t = 1, 2, \dots, q$$

$$C_t = f(L_t) \quad t = 1, 2, \dots, q$$

Step5: 根据以上所得数据计算输出层各单元误差 $d_t^k$ 。

$$d_t^k = (y_t^k - C_t) C_t (1 - C_t) \quad t = 1, 2, \dots, q$$

Step6: 根据以上所得数据计算隐含层各单元误差 $e_j^k$ 。

$$e_j^k = [\sum_{t=1}^q d_t \cdot w_{jl}] \cdot b_j (1 - b_j)$$

Step7: 根据以上所得数据修正连接权 $w_{jl}$ 和阈值 $\gamma_t$ 。

$$w_{jl}(N+1) = w_{jl}(N) + \alpha \cdot d_t^k \cdot b_j$$

$$\gamma_t(N+1) = \gamma_t(N) + \alpha \cdot d_t^k$$

Step8: 根据以上数据修正连接权 $w_{ij}$ 和阈值 $\theta_j$ 。

$$w_{ij}(N+1) = w_{ij}(N) + \beta \cdot e_j^k \cdot a_i^k$$

$$\theta_j(N+1) = \theta_j(N) + \beta \cdot e_j^k$$

Step9: 随机选取一组样本数据提供给 BP 网络返回到 Step3，直到所有样本训练完毕

Step10: 再次从样本中随机选取一组提供给 BP 网络返回到 Step3, 直到误差符合要求即网络收敛, 学习结束。

在上述的学习过程及规则中, Step7、Step8 属于误差的逆向传播过程, Step9、Step10 属于学习训练过程。

### 3.2.3 基于 BP 神经网络的 PID 控制器结构与参数整定原理

#### 3.2.3.1 基于 BP 神经网络的 PID 控制器结构

在设计基于 BP 神经网络的 PID 控制器结构时, 重点考虑控制器实用性, 采用模块化设计的思想, 将 PID 控制器与参数自整定神经网络分为两个独立模块, 这样在实际使用中可根据具体被控对象复杂程度和控制器参数调整难易程度来选择是否与神经网络模块组合; 同样, 当控制器参数整定结束后也可根据具体情况决定是否切除神经网络模块。采用这样的结构形式大大地提高了控制器实际应用的灵活性。

##### 3.2.3.1 神经网络结构的确定

神经网络结构的确定主要包括输入层、隐层和输出层, 输入层输入节点考虑当前时刻和前一刻的误差和误差变化率, 输出层节点数由 PID 控制器可调参数个数决定, 而隐层节点个数的选择本文是以尽可能少而又可行为原则, 选择隐层由 5 个节点构成, 这样神经网络的结构形式即为 4-5-3, 如图 5.12 所示 (图中要给出各位置表示符号)。图 5.13 给出的是基于 BP 神经网络的参数自整定 PID 控制器结构图。

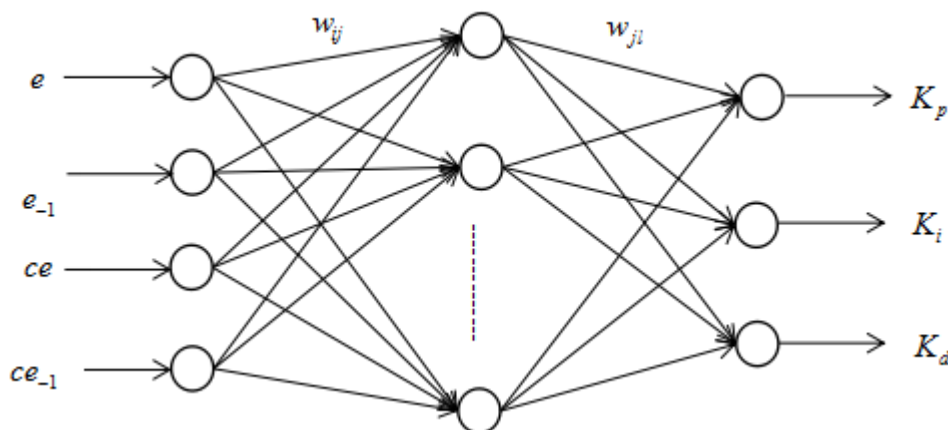


图 BP 神经网络结构图

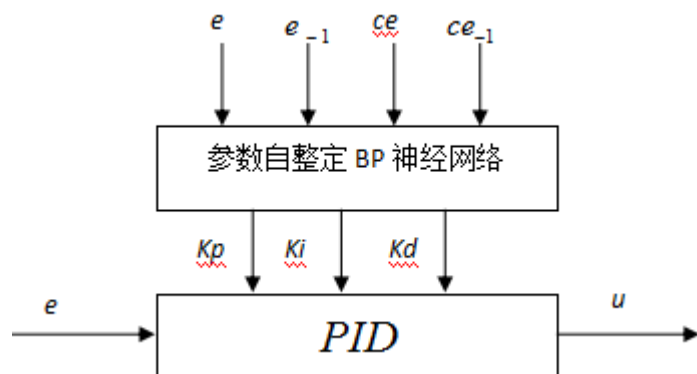


图 5.13 基于 BP 神经网络的控制器结构图

### 3.2.4 基于 BP 神经网络的 PID 控制器参数整定算法

#### 3.2.4.1 神经网络各层输出计算

根据网络结构可给出各层输入输出的数学表达式如下：

1) 输入层表达式

$$O_i^{(1)} = X(j), \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (5.39)$$

$$X = (x_1, x_2, x_3, x_4) = (e, e_{-1}, ce, ce_{-1}) \quad (5.40)$$

2) 隐层各节点的输入和输出表达式

$$net_j^{(2)}(k) = \sum_{i=1}^4 w_{ij}^{(2)} O_i^{(1)}, \quad (5.41)$$

$$O_j^{(2)}(k) = f(net_j^{(2)}(k)), \quad j = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (5.42)$$

隐层节点采用 Sigmoid 转移函数，对应曲线图 5.14 所示。

$$f(x) = \tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}, \quad (5.43)$$

3) 输出层各节点的输入和输出表达式

$$net_l^{(3)}(k) = \sum_{j=1}^5 w_{jl}^{(3)} O_j^{(2)}, \quad (5.44)$$

$$O_l^{(3)}(k) = g(net_l^{(3)}(k)), \quad l = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (5.45)$$

$$O^{(3)} = (O_1^{(3)}, O_2^{(3)}, O_3^{(3)}) = (K_p, K_i, K_d) \quad (5.46)$$

考虑到  $K_p, K_i, K_d$  的值通常为大于或等于零的值，又考虑到  $0 \leq \alpha, \beta \leq 1$ ，这样所选择的转移函数  $g(x)$  的输出取值应该为大于等于零，不应选择式 (5.43) 的型式。故为了满足输出层三个参数的取值特点，在此转移函数选择下面的型式

$$g(x) = k(1 + \tanh(x)) = k \frac{e^x}{e^x + e^{-x}} \quad (5.47)$$

这样， $K_p, K_i, K_d$  所对应的节点，可根据需要选用合适的  $k$ ；图 5.15 给出了

$k = 0.5, 1, 2, 4$  时的曲线。(sigmoid.m)

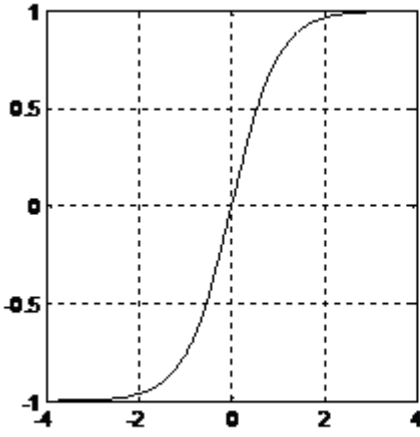


图 5.14

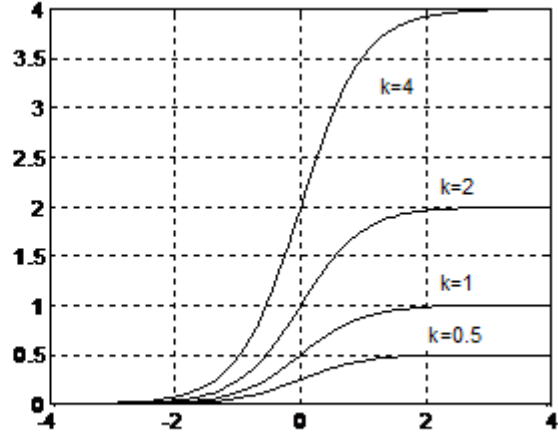


图 5.15

### 3.2.4.2 基于误差反向传播的网络权系数修正算法

在推导基于误差反向传播的网络权系数修正算法时，首先选择下式

$$E(k) = \frac{1}{2} (x(k) - y(k))^2 \quad (5.48)$$

作为误差评价指标公式，然后采用梯度下降法调整神经网络的权系数，当误差进入要求范围内后，则停止权的调整。

由输出层误差反传到隐层的权系数调整公式推导如下：

$$\Delta w_{jl}^{(3)}(k) = -\eta \frac{\partial E(k)}{\partial w_{jl}^{(3)}} + \lambda \Delta w_{jl}^{(3)}(k-1) \quad (5.49)$$

式中  $\eta$  是学习率， $\lambda$  是动量系数。对式 (5.49) 中的  $\frac{\partial E(k)}{\partial w_{jl}^{(3)}}$  进行变换有

$$\frac{\partial E(k)}{\partial w_{jl}^{(3)}} = \frac{\partial E(k)}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial u(k)} \cdot \frac{\partial u(k)}{\partial O_l^{(3)}(k)} \cdot \frac{\partial O_l^{(3)}(k)}{\partial net_l^{(3)}(k)} \cdot \frac{\partial net_l^{(3)}(k)}{\partial w_{jl}^{(3)}(k)} \quad (5.50)$$

式 (5.50) 中偏导数  $\frac{\partial y(k)}{\partial u(k)}$  的值不可求，在此只取其符号。式 (5.50) 中各项偏

导数求解如下：

$$\text{pd1} \quad \frac{dE(k)}{dy(k)} = 2 \times \frac{1}{2} (x(k) - y(k))(-1) = -e(k) \quad (5.51)$$

$$\text{pd2} \quad \frac{\partial y(k)}{\partial u(k)} \text{ 由其符号 } \text{sgn}\left(\frac{\partial y(k)}{\partial u(k)}\right) \text{ 替代} \quad (5.52)$$

$\mathbf{u}$  与网络输出层  $O^{(3)} = (O_1^{(3)}, O_2^{(3)}, O_3^{(3)}) = (K_p, K_i, K_d)$  五个输出的关系可

根据式 (5.5) 推导得出

$$u_k = \left( K_p + K_p K_i \frac{Q_\alpha}{K_\alpha P_\alpha} + K_p K_d K_\beta \frac{P_\beta}{Q_\beta} \right) e(k) \quad (5.53)$$

### 3.2.5 BP 神经网络 PMSM 交流伺服系统 PI 参数整定仿真模型

结合第二章图 2.1 和本章所介绍的 BP 神经网络设计了 PMSM 交流电机矢量控制 PID 参数的系统框图 4.3, 如图 4.3 所示。在 Matlab/Simulink 中搭建了 PMSM 交流电机控制系统的仿真模型, 并编写了 BP 神经网络的程序, 同时加以调用。

缺图

### 3.2.6 系统仿真实验

## 3.3 用 GA 优化的 BP 神经网络整定 PID 参数

前两节所做内容都是对本节做的铺垫。本节所研究的内容是本文提出的先进算法, 在此后的仿真中, 体现了此算法的先进性。

### 3.3.1 GA 与神经网络分段结合

遗传算法在复杂的、非线性和不可微空间中实现全局搜索时, 无需梯度信息, 在难以获得此数据时有其突出的优点。但在能获得梯度信息时, 遗传算法的进化速度和 BP 算法相比无明显优势。BP 算法在局部搜索时比较有效, 而全局搜索能力却比较弱, 过分依赖网络的初始状态, 如果初始状态不佳, 收敛效果很差甚至不收敛。

因此, 将遗传算法和 BP 神经网络结合是一个可行的方法。先用遗传算法快速搜索到最优解附近, 提供给 BP 神经较好的初始值, 在这个小搜索区域内用 BP 神经网络继续搜索出最优解。因此如果误差大时采用遗传算法, 误差小时采用 BP 神经网络, 可以快速的搜索到最优解。

### 3.3.2 GA 优化 BP 神经网络结构

神经网络结构的优劣对处理能力的影响很大。优良的神经结构不但映射力强而且计算简单, 加快解决问题的速度。目前的结构设计还很依赖人的经验, 没有系统的办法。目前的有的方法一种是先设置较小的网络结构, 对网络训练测试网络的逼近误差, 逐渐增加结构的各部分, 直到测试误差不再明显变小为止。另一种方法是设置一个较大的结构, 利用算法进行训练, 在训练中只保留确实需要的权值, 从而得到一个合适的网络结构。

用遗传算法优化神经网络结构的步骤如下：

**Step1:** 产生  $N$  个随机机构，对每个结构都进行编码，构成  $N$  个染色体，每个染色体都对应一个网络结构；

**Step2:** 用不同的初始权值对染色体进行训练；

**Step3:** 根据训练结构确定每个网络结构的适应度；

**Step4:** 进行遗传操作，产生下一代群体；

**Step5:** 重复 step2—step4，直至达到要求。

神经网络的权值训练实际就是复杂的连续参数优化的问题。本文

### 3.3.3 GA 优化 BP 神经网络权值

神经网络的权值是神经网络的重要组成部分，权值的大小决定整个网络的性能。BP 算法权值的获取方法是采用固定的变化规则逐步获得最佳的权值，但此方法收敛速度慢，极易陷入局部最小值。**利用遗传算法优化 BP 连接权能有效的解决这个问题，遗传算法是一种自适应搜索和机器学习的过程。**由于要维持一定规模的群体，遗传算法能并行处理搜索空间的若干点，不像梯度下降算法只能处理单点，从而有助于搜索全局的最优点，可以有效地避免陷入局部最小值。从而弥补 BP 算法的缺点。

利用遗传算法优化神经网络权值的步骤为：

**Step1:** 随机产生一组分布，采用编码方案对每个权值进行编码，从而构造成一个码链；

**Step2:** 计算它的误差函数，进而确定其适应度函数值，运行后返回误差平方和的倒数作为染色体的评价函数，误差越大，适应度越小；

**Step3:** 选择适应度函数值大的个体，直接遗传给下一代；

**Step4:** 对前一代群体进行交叉、变异等遗传算子处理从而产生下一代群体；

**Step5:** 重复 step2，使初始确定的权值分布不断变化，直至训练达到满足目标条件为止。

遗传算法优化 BP 神经网络初始权值流程图如图 0000000 所示。

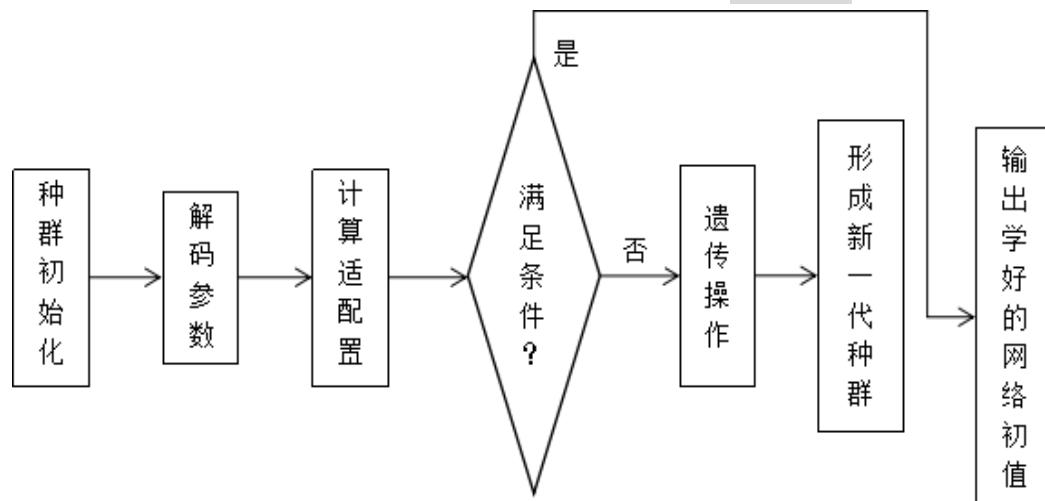
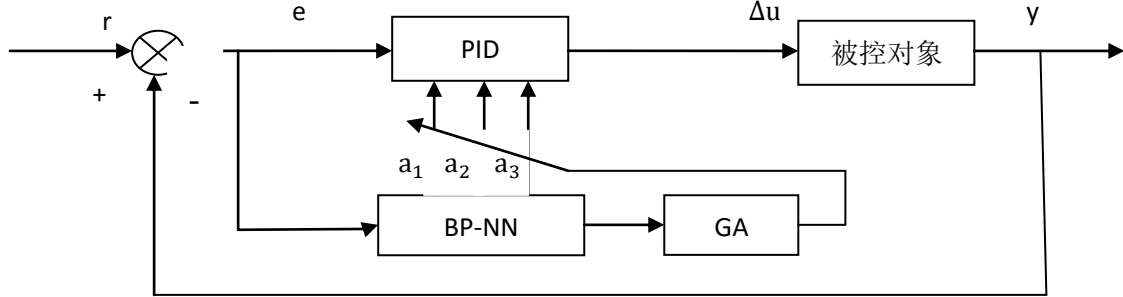




图 GA 优化神经网络初始权值的流程图

## 3.3.4 用 GA 优化 BP 神经网络整定 PID 参数



将 GA 与 BP 神经相结合进行 PID 参数的整定，用遗传算法学习神经网络权重，也就是用遗传算法来代替传统的学习算法，在本论文中利用 GA 的全局搜索能力，对 BP 神经网络的连接权初值进行快速搜索，优化学习。使神经网络不再靠经验随机选取搜索连接权值，从而提高了 BP 神经网络的权值学习效率，降低了陷入局部解的可能性，使之能够快速的全局收敛得到最优参数的控制器。该控制系统的结构图如图 2.10 所示。

遗传神经网络由神经网络和遗传算法两部分组成：

(1)神经网络根据系统的运行状态调节三个参数 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ 。BP 神经网络采用 3 层结构，其性能指标函数为：

$$J(k) = \frac{1}{2}[r(k) - y(k)]^2$$

按照梯度下降法修正网络的权系数，即按 $J(k)$ 对加权系数的负梯度方向搜索调整，并附加一个使快速收敛全局极小的惯性项。

(2)遗传算法的过程为：

**Step1:确定编码方式：**实现从解空间到搜索空间的转换。染色体个体的编码形式为： $W_{11}^1 W_{12}^1 \cdots W_{1i}^1 W_{21}^1 \cdots W_{ij}^1 W_{11}^2 \cdots W_{1l}^2 W_{21}^2 \cdots W_{jl}^2$  ( $i = 1, \cdots m; j = 1, \cdots n; l = 1, 2, 3$ )

式中 $W_{ij}^1$ 为输入层到隐含层的连接权初值， $W_{jl}^2$ 为隐含层与输出层的连接权初值。 $W_{ij}^1 \in [W_{min}^1, W_{max}^1]$ ， $W_{jl}^2 \in [W_{min}^2, W_{max}^2]$ ；

**Step2:确定参数：**种群规模  $N$ 、交叉概率 $P_c$ 、变异概率 $P_m$ 、计算终了的条件；

**Step3:初始化：**在 GA 空间内随机产生  $N$  个个体，为 $t = 0$ 的初始种群 $P(0)$ ；

**Step4:评价：**译码到解空间，计算适应度。

Step5:在 GA 空间中进行复制、交叉和变异的遗传操作,对种群 $P(t)$ 进行操作从而产生下一代群体 $P(t+1)$ ;

Step6:重复步骤 step4 和 step5,直至参数收敛达到预定的指标。

遗传 BP 神经网络 PID 控制的流程图

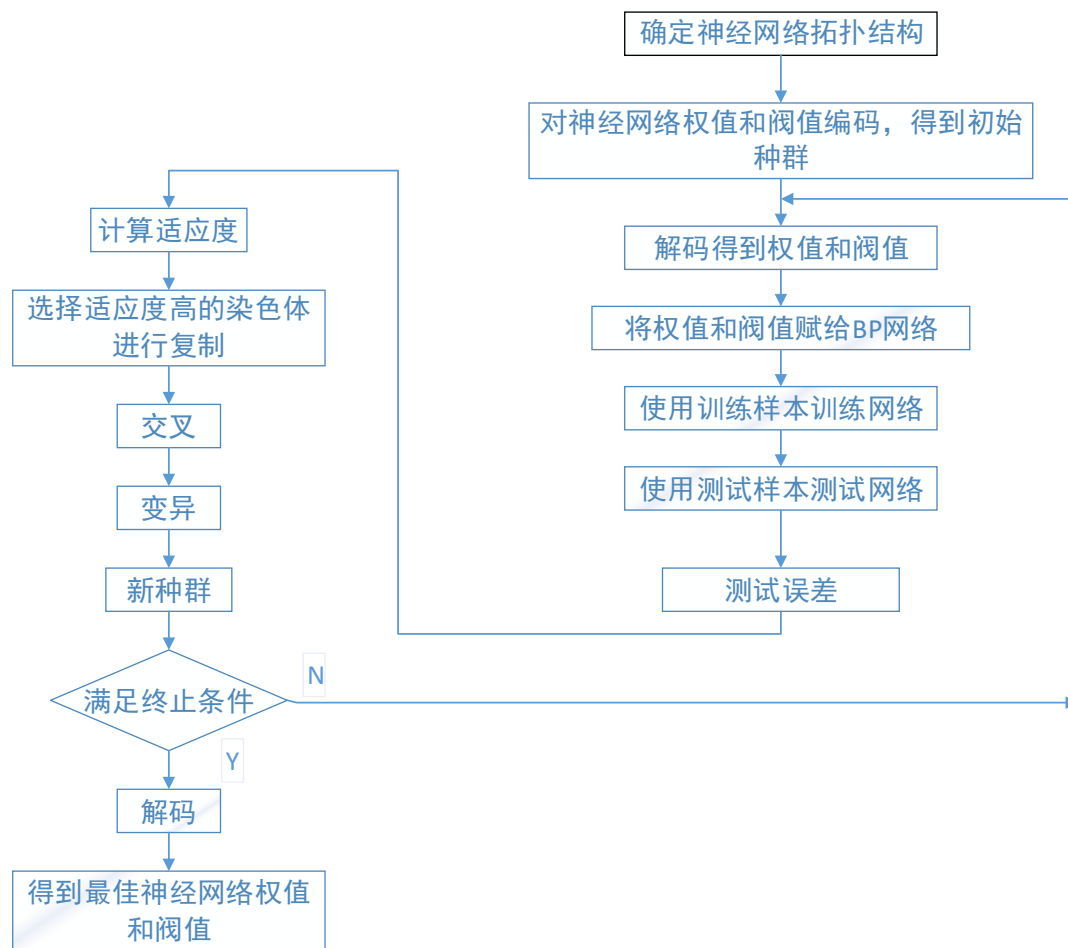


图 3 GA-BP 算法流程

### 3.2.3.1 神经网络的实现

#### (1) 网络创建

BP 网络结构的确定有以下两条比较重要的指导原则。

- 1) 对于处理一般的非线性逼近情况,三层网络可以很好的解决问题;
- 2) 在三层网络中,隐含层神经网络个数  $n_2$  和输入层神经元个数  $n_1$  之间有近似关系:

$$N_2 = 2n_1 + 1$$

本章中,由于输入为误差和误差的变化率,因此有 4 个输入,输出为 PI 控制器参数,因此输出为 2 个。那么根据上面计算公式可得  $n_2=9$ 。因此,最终实现的 BP 神经网络结构为 4-9-2,即输入层有 4 个节点,隐含层 9 个节点,输出层有 2 个节点,共有  $4 \times 9 + 9 \times 2 = 54$  个权值,  $9+2=11$  个阈值,所以遗传算法优化参数的个数为  $54+11=65$ 。

#### (2) 网络训练和测试

网络训练是不断修正权值和阈值的过程，通过训练，使得网络的输出误差越来越小。

### 3.2.3.2 遗传算法实现

遗传算法优化 BP 神经网络是用遗传算法优化 BP 神经网络的初始权值和阈值，使优化后的 BP 神经网络能够得到较好的初始值。遗传算法优化 BP 神经网络的要素包括种群初始化、适应度函数、选择算子、交叉算子和变异算子。

#### 1) 种群初始化

个体编码使用二进制编码，每个个体均为一个二进制串，由输入层与隐含层连接权值、隐含层阈值、隐含层与输出层连接权值、输入层阈值四部分组成，每个权值和阈值使用 M 位的二进制编码，将所有权值和阈值的个数如表 0000 所列。

表 0000 权值和阈值的个数

输入层与隐含层连接权值	隐含层阈值	隐含层与输出层连接权值	输出层阈值
36	9	18	2

假定权值和阈值的编码均为 10 位二进制数，那么个体的二进制编码长度为 650。其中前 360 位为输入层与隐含层连接权值编码；361-450 位为隐含层阈值编码；451-630 位为隐含层与输出层连接权值编码；631-650 位为输出层阈值编码。

#### 2) 适应度函数

本文选取 ITAE 作为适应度函数，即  $f(x) = \int_0^t |e(t)| t dt$

#### 3) 选择算子

选择算子采用随机遍历抽样。

#### 4) 交叉算子

交叉算子采用最简单的单点交叉算子。

#### 5) 变异算子

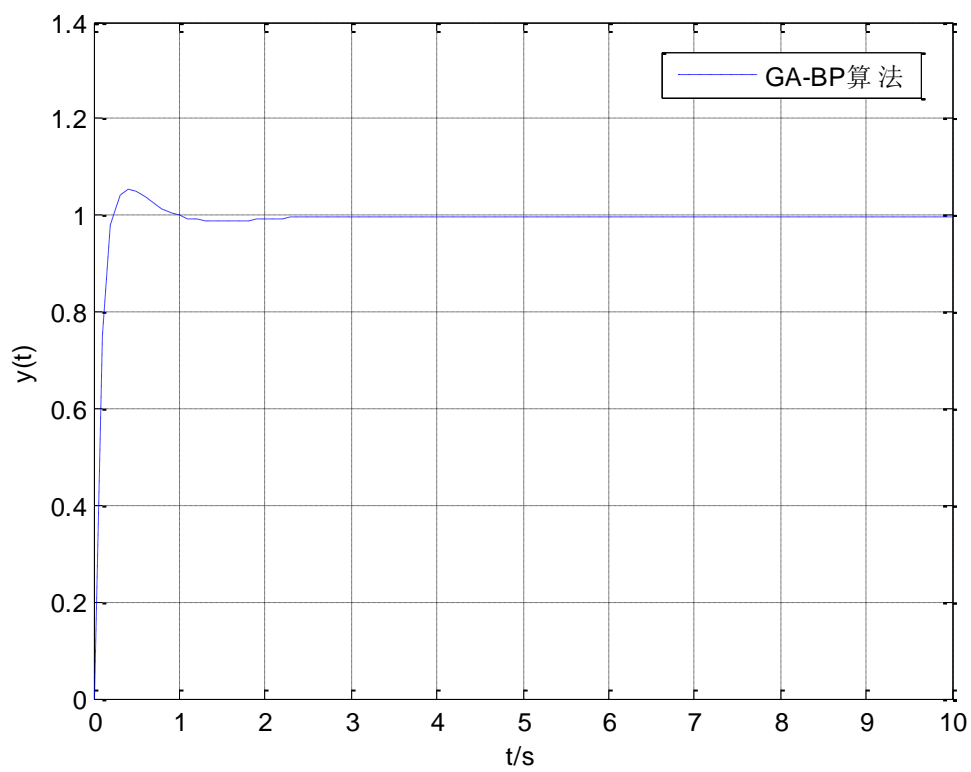
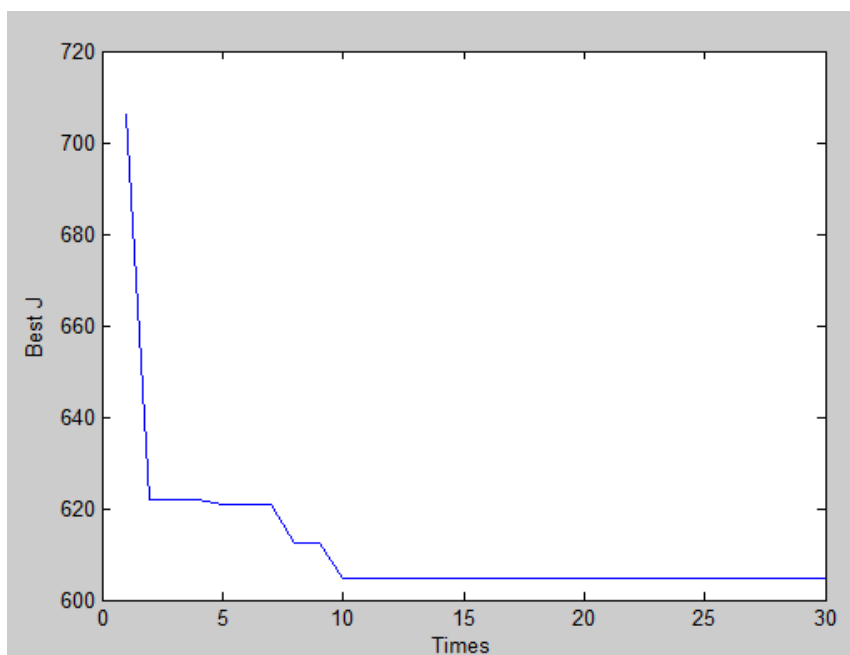
变异以一定概率产生变异基因数，用随机方法选出发生变异的基因。如果所选的基因的编码为 1，则变为 0；反之，则变为 1。

本案例的遗传算法运行参数设定如表 0000 所列。

表 0000 遗传算法运行参数设定

种群大小	最大遗传代数	变量的二进制位数	交叉概率	变异概率
30	30	10	0.7	0.01

## 3.3 仿真实例



## 第五章 基于模糊逻辑算法的 PID 控制器参数设计与仿真研究

本章采用模糊逻辑算法对系统的内环和外环 PID 参数进行整定。基于遗传算法和基于遗传算法的 BP 神经网络 PID 参数整定方法虽然不需要对系统模型和参数有所了解，但它们是离线整定，如果系统参数是时变的，离线整定的 PI 并不适用。而模糊逻辑算法是在线整定，结构简单，它将工程实际中得到的经验通过一定的语言控制规则来实现。遗传算法和基于遗传算法的 BP 神经网络对 PID 参数进行离线整定，无法根据系统运行状态的变化对控制器参数进行实时调整，模糊 PID 自整定通过模糊逻辑算法实时调整控制器的参数，使系统在不同的运行状态下都有最优的控制器参数，具有更好的鲁棒性和适应性，非常适合应用于对永磁同步电机矢量控制系统中。

### 5.1 模糊逻辑算法

#### 5.1.1 模糊逻辑算法概述

1965 年，美国 L.A.Zadeh 教授创立了模糊算法的理论基础，模糊控制器就是在模糊算法理论的基础上发展起来的一种数字控制器。1974 年英国工程师 E.H.Mamdani 设计了模糊控制器并将其应用于蒸汽发动机实践中，促进了在各种工程领域的应用中模糊控制及相关理论的发展与完善<sup>[26]</sup>。目前，模糊控制在家电设备、净水处理、电梯控制领域、工业自动化以及一些专用设备领域的应用更符合人的逻辑思维，其应用更加满足实际生活。

模糊控制主要包括模糊化处理、制定模糊控制规则、模糊决策以及非模糊化处理（解模糊）等核心步骤。其中模糊控制规则根据专家经验制定属于智能控制的范畴，本章将模糊控制和传统 PI 控制相结合，将人为对 PI 控制器的整定经验设计成模糊控制器的控制规则，模糊控制器的输出量为 PI 参数的实时调整量，将据此设计的模糊 PI 控制器应用在 PMSM 伺服系统对 PI 参数进行实时整定。

#### 5.1.2 模糊控制的基本原理及控制器的组成

模糊控制不依赖于被控对象的精确数学模型，只需要根据已有的工程经验建立相应的模糊逻辑，通过查表的方式实现，其实时性良好，实现对 PID 控制器的控制参数在线整定的功能。因为模糊控制不需要建立被控对象的精确数学模型所以模糊控制对于难以建模的被控对象或非线性以及时变的复杂系统能够获得良好的控制效果。

模糊控制器一般通过计算机或微处理器设计，通过编程来实现模糊逻辑算法，在实际应用中，可以根据需求对模糊逻辑进行适当的简化，以简化优化控制器的设计，同时保证良好的控制效果。

一般情况下，根据模糊控制器输入量可分为一维、二维和三维模糊控制器（Fuzzy Controller 简称 FC）。模糊控制规则维数越多控制规则也呈指数增长，限制了多维模糊控制的实际<sup>[29]</sup>。一维模糊控制器结构简单，动态性能差。二维模糊控制采用控制量及其导数作为输入变量，其等效于变参数的 PID 控制。本文所采用的是二维模糊控制器，其结构如图 5.1 所示。

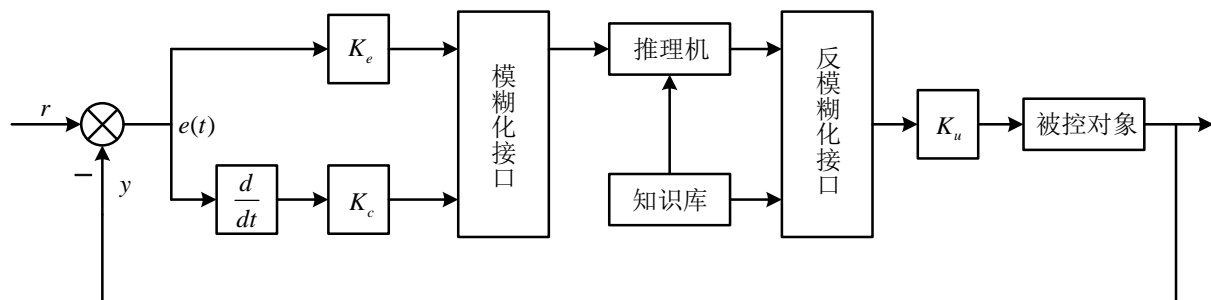


图 5.1 二维模糊控制器

Fig. 5.1 Two-dimensional fuzzy controller

根据图 5.1 可知，模糊控制器由模糊化接口、推理机和规则集（知识库）以及反模糊化接口等部分组成。其中模糊控制的核心部分是规则集和模糊推理。在模糊控制系统中，控制器的输入量和输出量均为精确值，模糊化接口的任务就是根据精确值和模糊量之间的对应关系，将实际值转换为模糊量，进而进行模糊控制。知识库包含提供必要定义的数据库和根据控制目的和控制策略的规则库；推理机利用知识库的信息模拟人的模糊推理决策，给出适当的控制量，其实质就是模糊逻辑推理。常用的推理方法有最大-最小推理法和最大-乘积推理法；反模糊化接口把模糊控制量转化为实际的控制量，这一过程称为去模糊化。反模糊化的方法有很多，不同的方法得到的结果也有所不同。

### 5.1.3 模糊 PID 的基本结构

将模糊逻辑算法与传统 PID 算法进行结合，在线实时调整 PID 参数，对于改善 PMSM 控制系统的稳态性能和动态响应，提高在复杂环境的稳定性等方面具有重要的意义。

模糊 PID 的基本结构如图 5.2 所示，它由模糊推理和 PID 控制器组成，通过输入信号及其变化率，通过模糊推理规则修正 PID 参数输出为 PI 调节器参数的改变量。

模糊自整定 PI 控制的修正方法如式 5.1 和 5.2。

$$K_p' = K_p + \Delta K_p \quad (5.1)$$

$$K_I' = K_I + \Delta K_I \quad (5.2)$$

式中  $\Delta K_p$  和  $\Delta K_I$  为模糊推理规则修正 PID 参数输出为 PI 调节器参数的改变量。与离线

整定得到的 PI 参数  $K_p$ 、 $K_I$  叠加即可得到修正后的输出值。

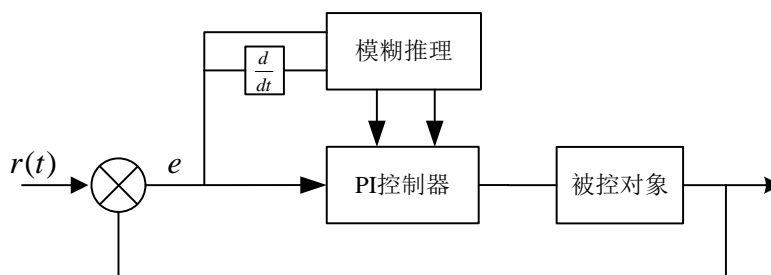


图 5.2 模糊自整定 PID 原理

Fig. 5.2 The principle of self-tuning PID using fuzzy logic

## 5.2 基于模糊逻辑算法的 PMSM 系统的 PID 控制器参数整定研究

在上节介绍的二维模糊逻辑控制器框图基础上，本节对基于模糊逻辑算法的 PMSM 系统的 PID 控制器在线整定。由于系统中共两个 PI 模块，一个是电流环 PI 控制器、一个是速度环 PI 控制器，因此设计两个模糊逻辑控制器对两个 PI 参数进行实时在线整定。下面依次按照模糊化、模糊逻辑规则与推理、去模糊化的顺序进行设计。

Step1: 模糊化

在系统进行模糊控制之前，必须先模糊处理精确的输入量，此过程我们称之为模糊化。模糊控制器的模糊化模块需要进行以下任务：不同的控制有不同的输入输出，本文二维模糊器的输入量为系统误差（E）和误差的变化量（EC）。再对输入输出变量进行尺度变换，使其落入各自的论域范围内。我们把模糊控制器的输入量和输出量的实际取值范围称为变量的基本论域，这些取值都是精确量。需要将输入参数由原来的精确量通过量化因子转换到相应的模糊集合的论语。设输入转速（电流）误差  $e$  的实际变化范围为  $[a, b]$ ，转速（电流）误差变化率  $ec$  的实际变化范围为  $[c, d]$ ，将这两个精确输入量分别转换至模糊论域  $[-v, v]$  和  $[-w, w]$ ，起放大缩小作用，这样便求得量化因子  $k_e$ 、 $k_{ec}$ ：

$$\begin{cases} k_e = \frac{2v}{|b-a|} \\ k_{ec} = \frac{2w}{|d-c|} \end{cases} \quad (5.3)$$

当某一精确量  $x$  与其变化率  $\dot{x}$ ，需要将其转换到模糊论域时，利用解出的量化因子，便可求得模糊论域内的数值：

$$\begin{cases} y = k_e(x - \frac{a+b}{2}) \\ \dot{y} = k_{ec}(\dot{x} - \frac{c+d}{2}) \end{cases} \quad (5.4)$$

为了将输入量模糊化，需要知道输入值对应于论域上的哪个模糊集合以及隶属函数是如何分布的。对每个变量均统一选择五个模糊子集{NB、NS、ZO、PS、PB}进行控制器设计，并将该模糊子集写成数值形式{-2, -1, 0, 1, 2}这样每个控制器模糊规则为 25 个。

当确定了量化因子后，只是将输入量及其变化率转换至模糊论域，还需要对该论域设计隶属函数，才能得到模糊化地描述变量<sup>[30]</sup>。隶属函数有数值法和函数描述法，常用的隶属函数有梯形、钟形、三角形等。我们采用 MATLAB 模糊逻辑工具箱中的 Fuzzy Logic Controller 模块（如图 5.3 所示）进行隶属函数设计。为了方便计算，并保证足够的参数调整灵敏度和平滑性，这里输入、输出量均采用三角形隶属函数。

在图 5.3 中，input1 和 input2 黄色模块为转速（电流）和转速（电流）变化率输入模块，内部可以设置各自对应的隶属函数曲线；中间模块设定模糊控制规则（Step2）；output1 和 output2 作为  $K_p$  和  $K_I$  增量的输出变量。

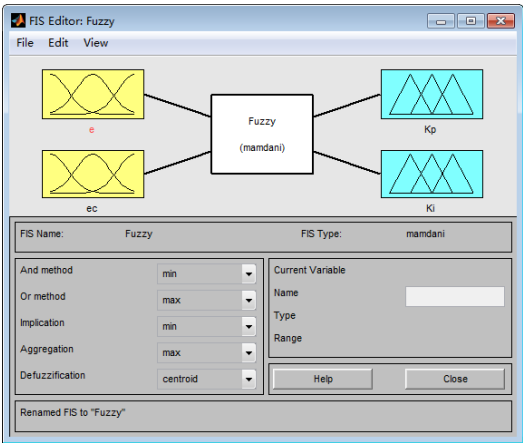
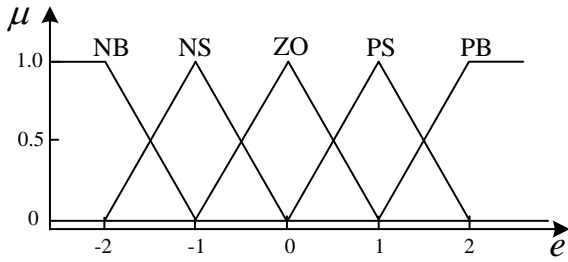


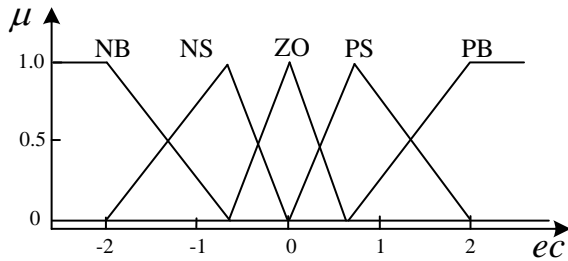
图 5.3 模糊逻辑控制模块示意图

Fig. 5.3 Block diagram of fuzzy logic controller

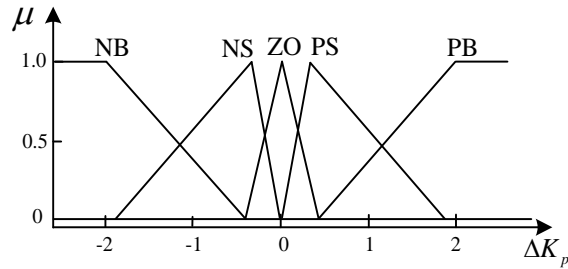
为了保证输出控制的平滑性，在对输出量的隶属函数设计时并没有采用均匀的三角函数分布，而是采用在零点附近的隶属函数更加密集的设置，以确保稳定而平滑的进行参数整定，有助于提高稳态精度。各隶属函数如图 5.4 所示。在建立隶属函数之后，当精确值输入量  $e$  和  $ec$  进入模糊控制模块后，经过量化处理得到对应的模糊论域的值，然后对照隶属函数，找到同时触发的两条输入条件，并得到各自对应的隶属度。这里，使用的隶属度范围为  $0 \sim 1$ ，数值越大则属于该模糊子集的程度就越高。



a) 输入量  $e$



b) 输入量  $ec$





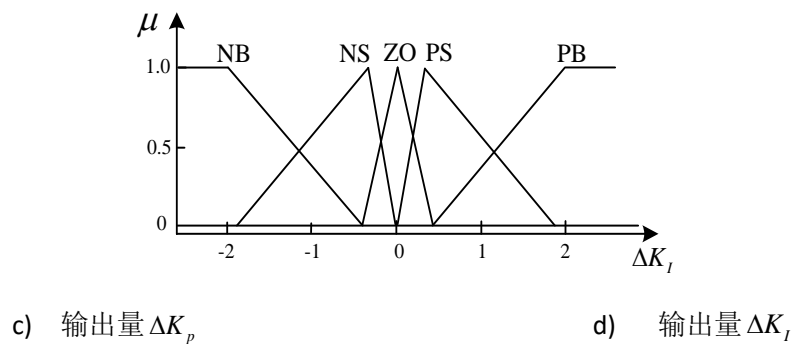


图 5.4 隶属函数定义  
Fig. 5.4 affiliate function

Step2: 模糊控制规则与模糊推理

模糊控制规则与模糊推理是设计模糊控制器的核心部分，改变模糊推理方法对模糊控制结果会产生很大的影响。其中，模糊控制规则集的建立来源主要有四种：专家系统及相应的理论知识、实际工程的操作经验、操作过程的模糊模型以及学习。这些获得的语言规则集合就是规则集。在模糊控制器中规则写成“IF...THEN...”的形式。表 5.1 中是 $\Delta K_p$ 的模糊控制规则，表 5.2 是 $\Delta K_i$ 的模糊控制规则。

表 5.1  $\Delta K_p$  模糊控制规则  
Tab. 5.1 Fuzzy logic rules for  $\Delta K_p$

$\Delta K_p$		$ec$				
		NB	NS	ZO	PS	PB
$e$	NB	PB	PB	PM	PS	ZO
	NS	PB	PM	ZO	ZO	NS
	ZO	PM	PS	ZO	NS	NM
	PS	PS	ZO	NS	NM	NB
	PB	ZO	NS	NS	NM	NB

表 5.2 模糊逻辑规则  $\Delta K_i$

Tab. 5.2 Fuzzy logic rules for  $\Delta K_i$

$K_i$		$ec$				
		NB	NS	ZO	PS	PB
$e$	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
	NS	NM	NM	NS	ZO	PM
	ZO	NM	NS	ZO	PS	PB
	PS	NS	ZO	PS	PM	PB
	PB	ZO	PS	PM	PB	PB

当得到已经模糊化后输入量时，对照模糊逻辑规则表 5.1 和表 5.2 得到 $K_p$ 和 $K_i$ 的增量输出，将该表添加至 MATLAB 的模糊控制控制以实现自动查表功能，实现 PID 控制的在线整定。

Step3: 去模糊化

Step2 中得到的输出量是以模糊值的方式存在的,很显然模糊值无法作用于被控对象的。必须将其进行某种转换为可以控制被控对象的精确值,得到精确输出  $\Delta K_p$ 、 $\Delta K_I$ , 实现 PID 参数整定。常用的反模糊的方法有三种,即:最大隶属函数法、重心法和加权平均法。重心法反模糊化的输出更加平滑。因此,本文采用重心法对模糊输出量  $\Delta K_p$ 、 $\Delta K_I$  进行清晰化。由于输出量采用的三角隶属函数,而非单点函数,故采用连续型重心反模糊法计算:

$$\begin{cases} \Delta K_p = \frac{\int_U A(u)u du}{\int_U A(u) du} \\ \Delta K_I = \frac{\int_U B(u)u du}{\int_U B(u) du} \end{cases} \quad (5.5)$$

式中,  $U$  为输出量对应的模糊论域,  $A(u)$ 、 $B(u)$  为输出量  $\Delta K_p$ 、 $\Delta K_I$  各自对应隶属函数。

通过上述三个步骤的计算,实现了精确量的输入,将精确量转换为输入的模糊量,再由模糊量逻辑规则得到模糊的输出量,最终通过反模糊的方式得到可以作用在被控对象的精确值,以上是模糊逻辑控制设计流程。

## 5.3 基于模糊逻辑 PID 算法的 PMSM 控制系统仿真

在上节的模糊逻辑控制理论的基础上,本节将模糊逻辑 PID 控制器添加到 PMSM 系统中,在建立系统框图的基础上,在 MATLAB 仿真环境下对控制系统与模糊逻辑算法进行验证。

### 5.3.1 基于模糊逻辑 PID 算法的 PMSM 控制系统结构

根据上述模糊自整定 PID 算法的基本原理,设计了 PMSM 双闭环矢量控制系统的结构,在 MATLAB/Simulink 环境中搭建了系统的仿真模型,编写了优化的模糊 PID 控制算法,通过仿真对模糊 PID 和传统 PID 的控制效果进行了对比分析。

控制系统框图如图 5.5 所示,系统主要有速度外环,转矩电流内环和磁链电流内环三个控制器,通过空间电压矢量调制算法来控制三相逆变器的驱动的永磁同步电机。

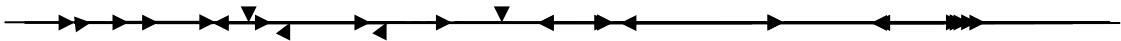


图 5.5 基于模糊逻辑算法的永磁同步电机系统框架图

Fig. 5.5 Permanent magnet synchronous motor system frame based on fuzzy logic algorithm

通过模糊推理规则自动调整系统 PID 控制器参数，模糊控制规则根据前述方法确定。

5.3.2 系统仿真实验

仿真中 PMSM 交流控制电机参数选用 130ST-M15015 的永磁同步电机参数，电机参数参照第三章表 3.1。

在 MATLAB/Simulink 中搭建的仿真模型与前面图 3.3 类似，只是 PID 整定参数算法改为模糊逻辑参数整定。系统外环为速度环，内环为电流环，内环生成的电压给定值通过 Park 反变换到两相静止坐标系，在通过 SVPWM 调制算法得到逆变器的控制脉冲信号，经过逆变器驱动永磁同步电机。逆变器为三相全桥式拓扑，开关器件选用 IGBT，其直流侧电压由电网电压通过二极管不控整流得到，仿真时由于主要研究逆变部分，用直流电压源代替，这样既可简化系统设计又能得到比较理想的仿真结果。

其中速度、转矩电流和磁链电流模糊 PI 控制器的内部结构如图 5.6 所示。

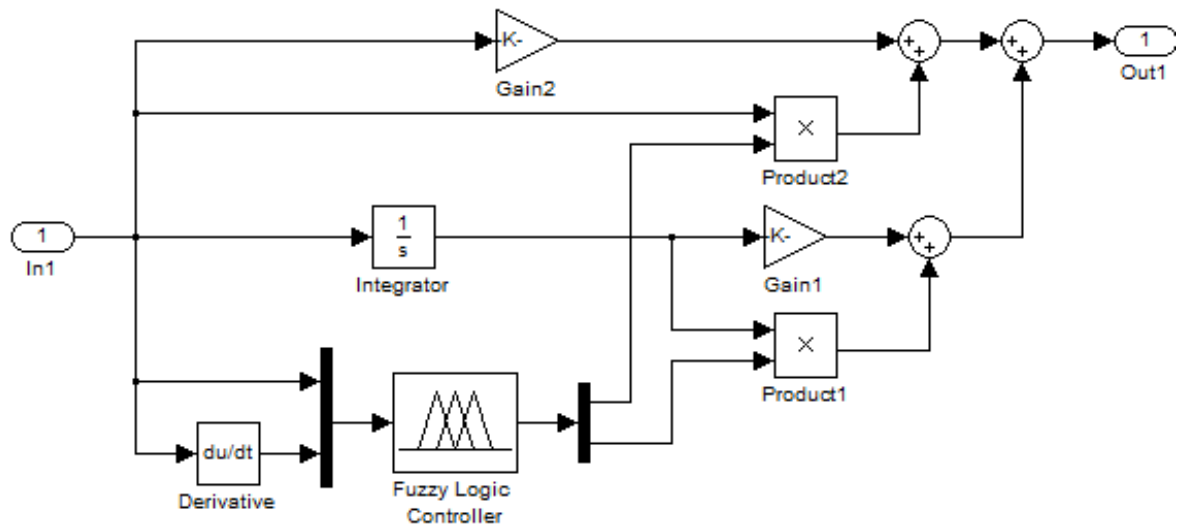


图 5.6 模糊 PI 控制器

Fig. 5.6 Simulation model of self-tuning PI parameters using fuzzy logic

上图中,输入量与输入量的微分项进入模糊逻辑控制器进行模糊运算,得到比例项 Gain2 模块与积分项 Gain1 的增量输出,通过模块 Product2、Product1 进行运算后,累加至比例项与积分项中,实现对 PI 参数的在线整定。将该模块进行封装,应用于转速和电流控制的三个 PID 控制器中,便可实现 PMSM 整个控制系统的参数自适应控制。

在搭建好的系统模型上,进行电机转速仿真,并绘制参数整定前与整定后的曲线进行对比,速度阶跃响应曲线的仿真实验结果如图 5.7 所示。

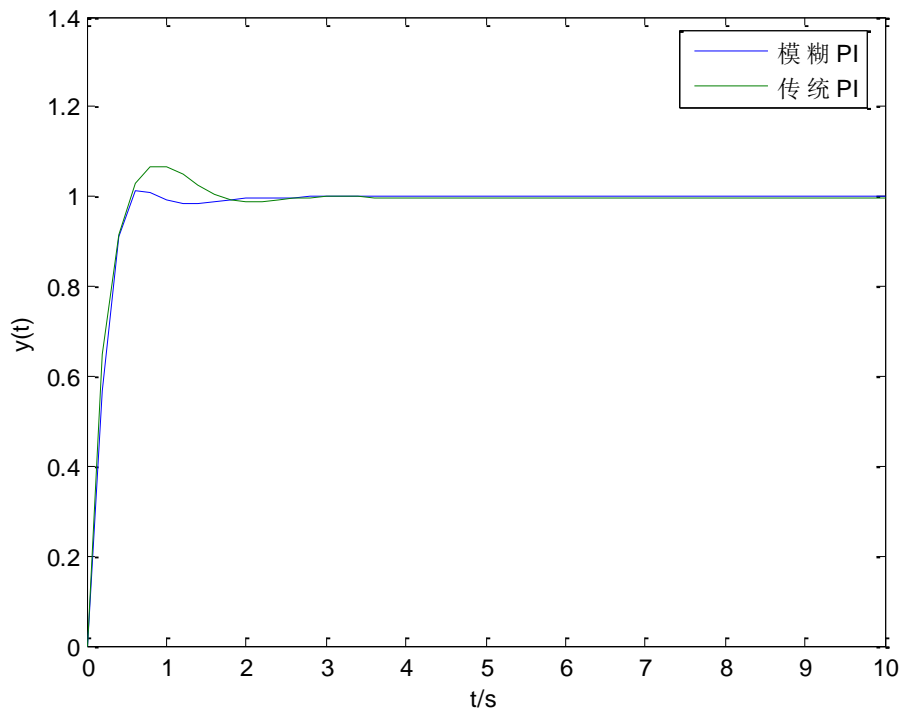


图 5.7 速度阶跃响应仿真结果

Figure 5.7 The plot of unite step response for the closed-loop control system

图 5.7 中，传统 PI 算法的参数是采用最优参数整定方法得到的结果，模糊 PI 算法采用在线整定的方法对 PI 调节器的参数进行实时修正。采用传统 PI 控制器，系统的单位阶跃响应超调量为 9.5%，稳态调节时间很长，由于积分造成的稳态误差很难消除，稳态误差在 3% 左右，考虑到双闭环系统的稳定性，不能对 PI 参数进行过度的调节；采用模糊自整定 PI 控制器时，系统的单位阶跃响应超调量为 2.8%，系统的稳态调节时间大大缩短，系统无稳态误差，控制效果很好。通过对比分析，可以明显看出模糊自整定 PI 算法相对于传统固定参数 PI 控制算法的优点，既减小了启动时电动机转速超调对系统造成的冲击，同时缩短了动态响应时间，消除了稳态误差。采用模糊 PI 具有比较理想的控制效果的原因在于模糊控制可以根据系统在不同阶段的动态响应实时修正 PI 控制器的参数，保证在每个时刻都能得到最优的控制器参数，相当于变参数 PI 控制。永磁同步电机矢量控制系统从本质上来说是一个高阶、非线性与强耦合的系统，坐标变换并没有完全消除系统各个状态量之间的耦合，传统 PI 算法虽然具有很好的鲁棒性与适应性，但对于时变的非线性系统来说控制效果还是有些差强人意，模糊自整定 PI 通过对控制器参数的在线实时调整，既保留了传统 PI 算法的优点，又克服了其应用的局限性。

## 本章小结

本章基于 PMSM 交流控制系统的控制器 PID 参数设计问题，采用模糊逻辑算法对 PMSM 的电流环、速度环 PID 进行参数整定。在 Matlab/Simulink 平台下进行仿真分析，仿真结果表明基于模糊逻辑算法的 PMSM 系统 PID 控制器参数整定方法是行之有效的，PID 控制器参数整定结果符合 PMSM 系统的动静态性能要求