

电力电子设备与电气传动装置的控制

(IFAC 第三次专题研讨会论文精选)

上海市电气自动化研究所

内 容 提 要

IFAC(国际自动控制联合会)是为发展广义系统(包括工程、物理、生理、社会、经济、计算机)的控制理论和应用技术而成立的一个国际学术组织,其成员由中、美、英、日、德、法、苏等四十余国的全国性科学和专业工程组织组成。是国际公认的控制理论及其应用技术的权威性学术机构。该会下设 14 个技术委员会,定期召开国际学术交流会。本译文集选自 IFAC 于 1984 年出版了关于“电力电子设备和电气传动中的控制”这一专题的第三次(1983 年瑞士洛桑)专题研讨会论文集。内容包括:控制策略新概念,可控电子功率变流器,交流馈电的交流电动机传动装置,微机应用等领域中的新进展。以及电力电子设备在工业、电车、牵引、起重设备、太阳能转换、高压直流输电和无功功率动态补偿等领域中的新开拓,全部论文均属国际上首次发表。资料新颖,内容丰富,叙述清楚,适于广大从事自动控制,电力拖动电力电子设备设计和计算机应用开发的科技人员参考。

前 言

电力电子设备及电气传动技术在国民经济发展中有着十分重要的作用,它是实现生产设备现代化,提高生产率,减少能耗及节约原材料的重要技术手段。随着生产的发展,对电力电子设备及电气传动系统的要求越来越高。实践表明囿于古典控制理论的概念和常规实现手段来设计这种高品质的系统是十分困难的。因此人们在近代控制论及计算技术领域中对这门既古老而又是年青的学科的发展进行了积极研究和实践。

目前,近代控制论已实实在在地在工业应用中显示出威力,工程师们已不再对它感到陌生和对它的应用有效性产生怀疑了。近代控制论所提供的新的控制策略和其他概念能指导我们设计出更为优良的控制系统或者开发出一种新型结构的控制系统。近代控制方法得以实现,是和计算机分不开的。一个具有更高品质的控制系统往往要求有一个十分精细和复杂的控制器,这样的任务至少在目前由计算机担当最适合。考虑到经济性和实用性,微型计算机今后将是电力电子设备及电气传动系统控制策略的主要实践手段。

本论文集的出版就是想通过介绍电力电子设备及电气传动系统理论和实践的新发展来说明控制论和计算技术是如何解决用古典办法难以解决的问题,并如何促使这门学科进一步发展的。当然,文集中也涉及这门技术的其他有关部份。

本文集选用 IFAC(国际自动控制联合会)1984 年 12 月份出版的专题

第三次国际研讨会论文集，内容涉及新的控制策略、微机应用、交流传动、可控电子功率变换器方面的进展，以及电力电子设备在工业、电车、起重设备、太阳能转换、高压直流输电和无功功率动态补偿等领域中的新开拓。希望这些论文能为读者提供有益的参考。

原上海市自动化学会名誉理事长胡汝鼎教授对推动上海工程技术界吸收国外先进理论，发展我国自控理论和技术应用水平做了大量工作。本论文集是他生前给予选题、译校、出版指导和帮助的许多文集中最后的一集。值此集出版之际，仅代表参加本集选题、译校、出版的全体同志向胡老先生表示深切的悼念。

参加本论文集选题的有上海工业大学陈伯时副教授、上海交通大学陈敏逊副教授。为了加快本文集的出版，上述大学和上海市电气自动化研究所的许多同志参加了编译工作；上海市电气自动化研究所张九如等同志为此文集的出版做了大量工作；中国科学院上海分院印刷所的同志也给于大力支持。在此向以上各位致以深深的谢意。

上海自动化学会副理事长

上海市电气自动化研究所所长

高级工程师 曾 葵 铨

一九八五年十月

目 录

第一部份 控制理论

换流装置的闭形数学描述	(1)
一般化电机模型留数的近似表达式	(10)
通过对逆变器馈电的感应电机饱和度和热效应的控制达到效率最佳	(19)
电机的控制法则	(29)
估价感应电机模型参数的微机系统	(38)
由测量感应电动机输入输出端量值确定速度和转子磁通的方法	(43)
静止变流器供电感应电动机的微机速度控制	(53)
考虑系统内部变量受限制的非线性控制器	(61)
用状态反馈实现交流电机的速度控制和解耦	(74)
感应电机拖动系统最优反馈控制中几种方法的比较	(81)
电压型逆变器传动装置中强迫电机电流的磁场定向控制	(89)
适用于同步电动机状态变量反馈方法的级联控制	(97)
电气驱动装置的微机化自适应控制	(104)
自适应控制的伺服系统设计	(111)
电气传动装置中的滑动模型	(119)
用于感应电动机控制的可调整方式电流型逆变器	(125)
应用具有滑动方式可变结构的基于微处理机的机械手握力控制	(131)

第二部份 电力电子换流器

变流器的换流模式族	(137)
使用最少元件的晶体管逆变器缓冲电路设计	(144)
带输入无功功率控制的直接变频器	(151)
在无环流循环变流器中基于晶闸管——二极管串联线路的动态特性的电流过零检测	(161)
交—交变流器新的控制方法	(168)
使用可关断可控硅的电流源逆变器的换向控制	(174)
新型高效大电流晶体管开关用于可控驱动的直流—交流变流器	(183)
交流驱动效率最优控制的 PWM 变流器—开关角和效率/损耗剖面图	(191)
用混合采样方法的脉宽调制	(200)
PWM 逆变器准最优在线调制	(207)

第三部份 变流器供电的交流传动

变频供电异步电动机的不稳定域	(217)
电压源型逆变器供电的多相感应电动机的性能参数计算	(225)
六晶闸管交流斩波器供电的三相异步电动机为控制特性计算提供的电机数学模型	(231)

感应电机的弱磁控制.....	(242)
去耦网络对逆变器供电异步电动机的控制.....	(250)
频率变流器供电的感应电机传动动态性能比较.....	(258)
感应电机滑差频率控制和磁场定向控制中结构误差对动态稳定性的影响.....	(267)
电流源型逆变器——感应电动机拖动系统稳定性的改善.....	(277)
用异步电动机的增量运动控制系统.....	(290)
变流器供电的分布式三相混合型同步电机的分析和设计.....	(298)
多电枢绕组、多相自控式同步电机的简化模型.....	(304)
位置控制的无刷系统.....	(313)

第四部份 微处理机的应用

变流器的前置控制策略.....	(321)
六脉冲桥式变流器数字电流控制.....	(329)
用于以变频电源供电,自然换流晶闸管变流器的微处理机控制电路.....	(336)
一种采用微机实现最优控制的对交流电动机供电的变频器.....	(341)
PWM 逆变器的微机控制对策.....	(349)
三相 PWM 变流器的信号处理控制器.....	(356)
用过程参数估值和统计决策法对直流传动装置进行在线故障检测和定位.....	(363)
用户可重构的数字驱动控制器.....	(373)
积分比例的数字速度控制系统.....	(381)
电力拖动采用微机控制速度时其控制算法的自动选择.....	(387)
斩波器馈电的直流驱动装置的电枢和激磁电流控制——用单片微型计算机.....	(396)
带微处理机的次优控制用于变流器供电的次——超同步串级装置.....	(404)
用于以状态反馈控制感应电机的逆变器的微计算机控制系统.....	(414)
逆变器馈电的交流电机的电流基准估计器.....	(421)
采用异步电机的位置控制.....	(432)

第五部份 工业应用、牵引和电力机车

三坐标时间最佳轨迹控制.....	(439)
机床数字控制专用三级多变量锁相环驱动.....	(446)
直线感应电动机的无死区反转控制.....	(454)
二级二限象控制器——PWM 整流器.....	(462)
逆变器供电交流传动输入响应的在线最佳化.....	(470)
用于电力机车的异步电机和普通交流电动机的电流逆变控制.....	(477)
滞后的速度反馈对逆变器馈电的鼠笼电机驱动装置的影响.....	(485)

第六部份 特殊场合的应用

应用微机的太阳能电源系统的控制.....	(495)
太阳能变换器的最大功率控制线路.....	(500)
不间断直流供电系统.....	(506)
晶闸管控制电抗补偿器的相位控制和三相谐波计算.....	(511)
借助微电子学来控制交流电机.....	(518)

换流装置的闭形数学描述

K. Hofer (西德)

摘要: 在电气传动工程中, 可以用微处理机软件介决任何复杂的控制结构问题。但这里包含一个预先的假定, 就是必须有装置的准确数学模型, 使微处理机能深入到被处理系统的内部状态。

本文研究一个由二只换流元件供电的能工作于四个象限的直流传动系统。首先推导了在稳态工作时换流器的一般闭形关系, 如控制角, 断续范围, 以及换流器的连接形式(用脉冲数表示)等参数之间的关系。其次我们将研究把换流器的函数和电机控制函数结合起来, 以构成整个系统控制函数的方法。这部份将通过应用速度观测器进一步详细讨论。

一、引言

由于有了把模拟信号转换为数字信号, 并用微处理机进行数据处理的技术, 使新的控制概念的应用成为可能。这里面包括能对某些在线工作的装置进行自动数字仿真, 使我们能进一步改善装置动态特性和简化装置结构。

和由自调逆变器供电的交流传动装置相反, 直流电机在电流断续时, 特别在直流电机的反电势存在时, 可控换流器呈现很强的非线性。因此, 在直流传动装置中, 人们优先考虑的是换流器的特性描述, 而在交流传动中, 则重点是在交流电机数学模型的研究。一经知道换流装置(SCR)的精确特性, 人们可以通过计算稳态导通角或者通过图1所示的速度观测器来实现电机速度的开环控制(这里说的开环控制是指不用直接测量被控变量用于反馈的控制, 而是可以通过被控变量的观测值进行反馈的控制——译注)。有二个方法可以不必直接测量速度而获得速度信息。当然, 这里总是假定电机在任何瞬间均是换流器控制的, 否则我们就无法从换流器得知系统状态并由它们获得速度信息。

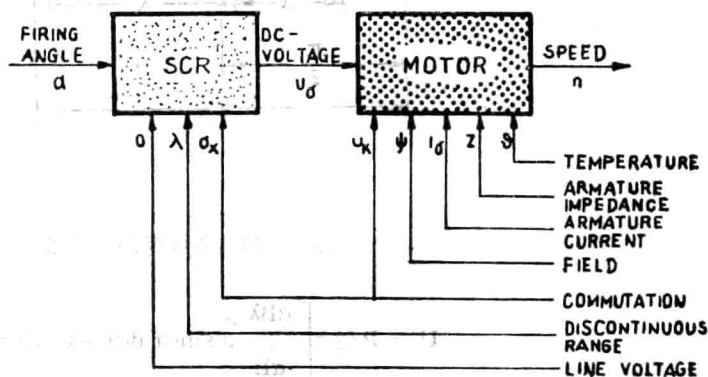


图1 可控硅直流传动

二、系统的描述

1. 全控换流器

全控换流器是指采用可控硅作控制阀的单相或多相换流电路。这些电路可工作于电流电压平

面座标上的第一到第四象限。也就是说它们可能工作于整流方式，也可能工作于逆变方式。在回路直流电流连续的情况下，换流器输出电压的平均值(U_d)和它的导通角(α)之间有一个非常简单的关系，即

$$U_d = U_{di} \cos \alpha \quad (1)$$

其中， U_{di} 为换流器理想的空载电压，这个电压和线电压有效值及换流器的连接形式有关。但(1)式在回路直流电流断续时就无效了。因为在电流断续时，图 2 所示的导通直流电压平均值有一部份(图 2 中的电压 时间的面积 A_λ)被忽视了。这意味着对于一个给定控制角(α)，由于电流通角 λ 的减小，平均电压会显得更正一些。这些关系可进一步用数学关系描述。我们将从一般的全控换流电路着手处理这个问题。在电流断续范围内($0 \leq \lambda \leq 2\pi/P$)，我们忽视直流回路的电阻性压降，也就是认为直流电机的反电势等于换流器的平均输出电压 U_d 。那么从图 2 我们可以得到下列公式

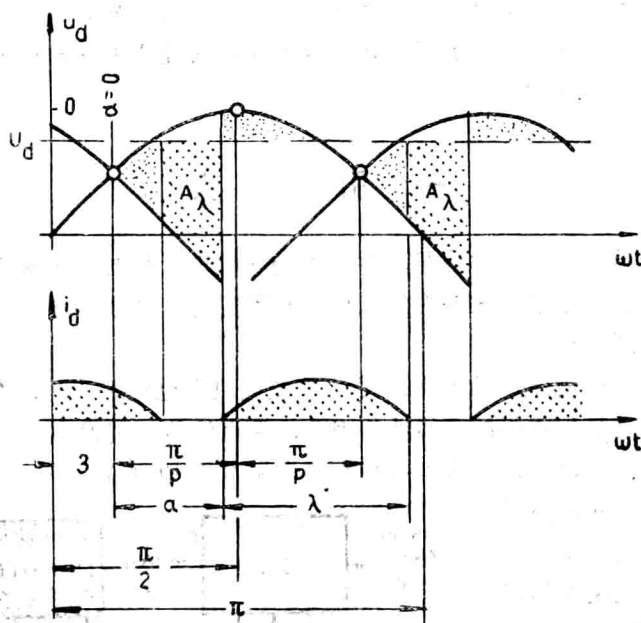


图 2 电流断续时的换流器工作波形图

$$U_d = P/2\pi \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \hat{u} \sin \omega t \, d\omega t + U_d (2\pi/P - \lambda) \right] \quad (2)$$

其中， β 角表示交流电压的过零点到自然换流点($\alpha=0$)之间的角度，即

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \pi/P \quad (3)$$

P 为在一个交流电压周期内换流电路非同时换向的换流器脉冲总数。在这些规定下，(2) 式的积分可以算出为

$$U_d = \frac{P}{2\pi} \left\{ \hat{u} \left[-\cos \omega t \right]_{\alpha+\beta}^{\alpha+\beta+\lambda} \right\} + U_d \left(1 - \lambda \frac{P}{2\pi} \right)$$

则

$$U_d = \frac{P}{2\pi} \hat{u} \cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha + \beta + \lambda) + U_d \left(1 - \frac{\lambda P}{2\pi}\right)$$

对上式作某些三角函数变换后，可简化为

$$U_d = \frac{2\hat{u}}{\lambda} \sin \frac{\lambda}{2} \cos\left(\alpha + \frac{\lambda}{2} + \beta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4)$$

把方程(3)的 β 值代入，可得到换流器特性

$$U_d = \frac{2\hat{u}}{\lambda} \sin \frac{\lambda}{2} \cos\left(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P}\right) \quad (5)$$

通常用换流器的空载电压 U_{di} 来代替上式中的交流电压峰值 $\hat{u}$ ，并考虑到下列限制条件：

$$U_{di} = U_d \left(\alpha = 0, \lambda = \frac{2\pi}{P}\right)$$

那么重新整理(5)式可以得到

$$U_{di} = \frac{2\hat{u}}{\frac{2\pi}{P}} \sin \frac{2\pi}{2P} \cos\left(0 + \frac{\pi}{P} - \frac{\pi}{P}\right)$$

及

$$\hat{u} = U_{di} \frac{\frac{\pi}{P}}{\sin \frac{\pi}{P}} \quad (6)$$

从方程(5)我们可以导出在直流电流连续和断续时全控换流器的整个控制函数如下：

$$U_d = U_{di} \frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{P}} \frac{2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda} \cos\left(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P}\right) \quad (7)$$

只要令 $\lambda = \frac{2\pi}{P}$ ，则可由(7)式得到(1)式。(7)式关系可用三维空间图绘出，如图3所示。参数 P 用于表示不同连接方式的换流器取值范围，其中算出了三种最重要的连接方式，它们是三相桥式($P=6$)，三相零式($P=3$)和单相桥式($P=2$)。

随着采用高脉冲数的换流线路，直流回路电流断续的影响就相应减缓，因而换流器特性的非线性也相应减少。非线性程度的度量可由图3上 $\frac{U_d}{U_{di}} = 1$ 所确定的平面来表示，从图中可见，要减少电流通角 λ ，要求大大增加控制角(α)。由方程(7)可以导出许可的最小控制角 α_{min} ，这只需代入限制条件 $U_d = U_{di}$ ，则可得

$$\alpha_{min} = \frac{\lambda}{2} + \arccos\left(\frac{P \sin \frac{\pi}{P}}{\pi} \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\lambda}{2}}\right) + \frac{\pi}{P} \quad (8)$$

在极端断续情况下($\lambda \rightarrow 0$)，由于

$$\lim_{\lambda \rightarrow 0} \frac{2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda} = 1$$

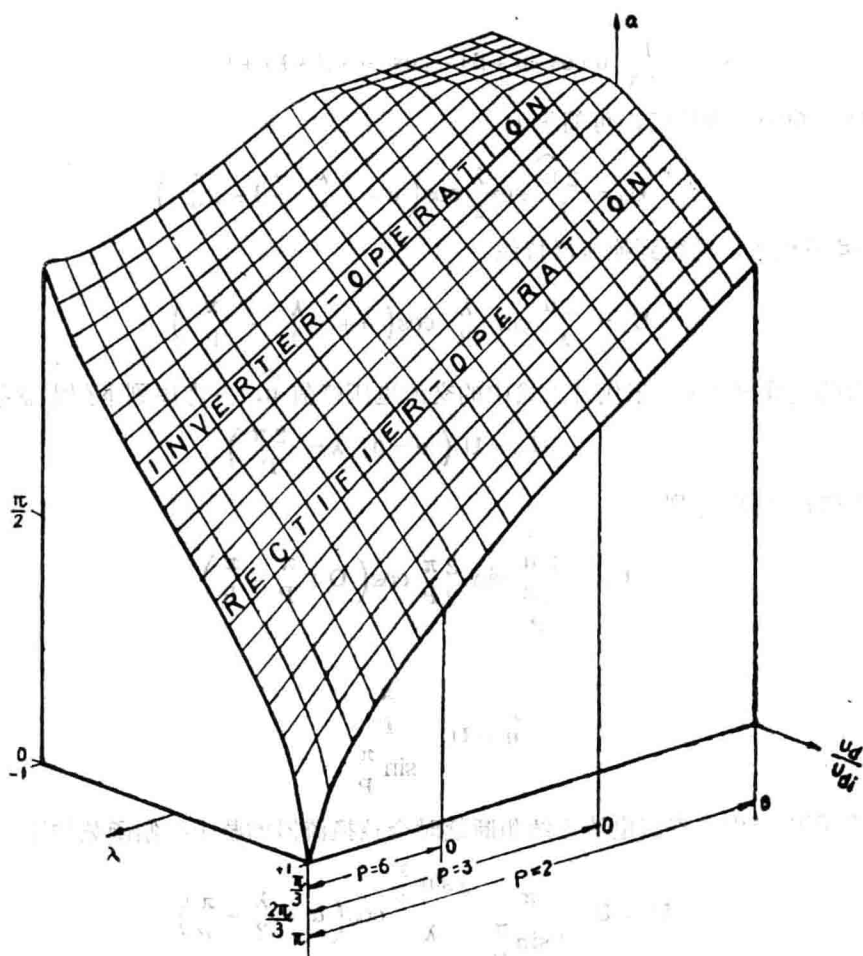


图 3 换流器参数关系图

可得

$$\alpha_{\min}^* = \frac{\pi}{P} + \arccos\left(\frac{P \sin \frac{\pi}{P}}{\pi}\right) \quad (9)$$

对于单相换流器 ($P=2$), 可以导出和理想空载电压 U_{di} 对应的 $\alpha_{\min}^*$ 是 140° 。

2. 双换流器

由双换流器供电的直传动装置可以在速度力矩平面上的四个象限工作。双换流器由二个换流元件 (SCR_1 和 SCR_2) 反向并连组成, 不管在有环流或无环流系统中的控制角按下式规律整定

$$\alpha_1 = \pi - \alpha_2 \quad (10)$$

把 α_1 和 α_2 作为 (7) 式中的 α 代入并计及 (10) 式可分别得到二只换流器的平均电压表达式, 对于 SCR_2 , 有

$$U_{d2} = U_{di} \frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{P}} \frac{2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda} \cos\left(\pi - \alpha_2 + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P}\right)$$

或

$$U_{d2} = -U_{di} \frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{P}} \frac{2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda} \cos \left(\alpha_2 + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P} \right) \quad (11)$$

(原文中第二项因子为 $\frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{2}}$, 应为 $\frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{P}}$ 之误——译注)

现在我们给出无环流系统的双换流器一般控制函数

$$U_d = \text{sign}(I_d) \left(U_{di} \frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{P}} \frac{2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda} \cos \left(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P} \right) \right) \quad (12)$$

式中的符号函数是指导通瞬间流过换流器的平均电流 I_d 的符号。图 4 绘出单相桥式 ($P=2$) 的控制函数关系图

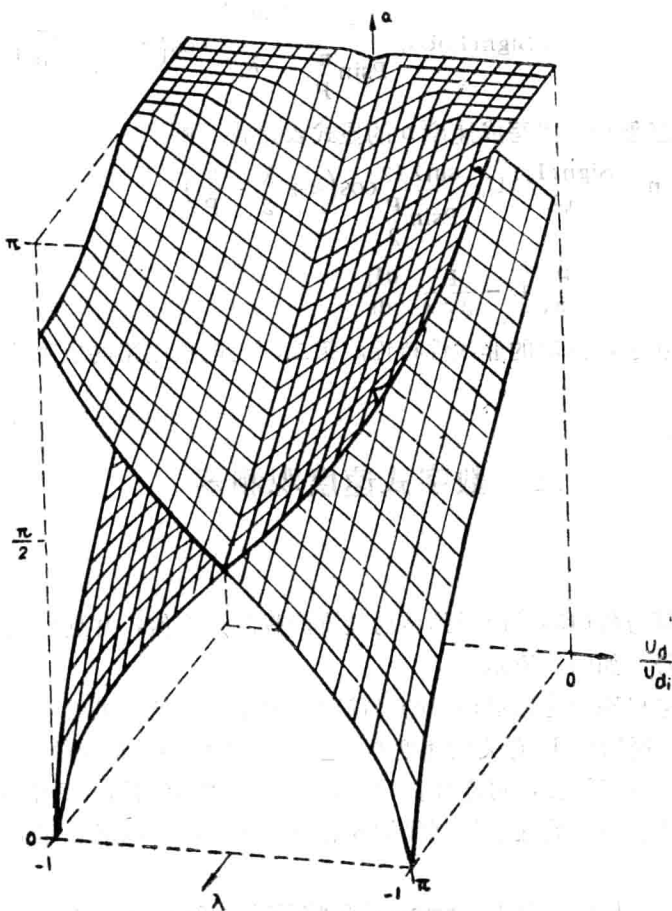


图 4 双换流器关系图

3. 电机

在忽略换向和电枢效应情况下, 直流电机的电气—机械特性可以表示成

$$U_d = R I_d + L \frac{dI_d}{dt} + \psi \dot{\Omega} \quad (13)$$

其中, R 和 L 分别表示电枢电阻和电感, ψ 为磁通, $\Omega = 2\pi n$ 为电机的角速度。若不计温度的影响, 对于恒定的他激电机, 方程(13)可以简化为

$$\left. \begin{aligned} U_d &= C_1 I_d + C_2 n + C_3 \frac{dI_d}{dt} \\ C_1, C_2, C_3 &\text{ 为常数} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

如果电机不是恒定的他激方式, 则激励磁通可以通过磁场电流对应的磁化特性来估值。这些对应值可以把它列成表并写入 EPROM, 以便在控制时使用。如果电枢电阻 R 和温度的关系不能被忽略, 那么可以采用温度观测器, 通过对电枢电流的观测来估算 R 。

4. 系统函数

把(12)式的电枢电压代入方程(13), 可以得到换流装置的系统函数, 即

$$\begin{aligned} RI_d + L \frac{dI_d}{dt} + 2\pi\psi n &= \text{Sign}(I_d) U_{di} \frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{P}} \frac{2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda} \cos\left(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P}\right) \\ &= \text{Sign}(I_d) U_{di} \frac{\pi}{P \sin \frac{\pi}{P}} \frac{2 \sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda} \cos\left(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P}\right) \end{aligned}$$

为了得到速度观测器, 必须把上式写成速度 n 的显式表达式, 则

$$\begin{aligned} n &= \frac{\text{Sign}(I_d) U_{di}}{\psi \lambda} \frac{\sin \lambda/2}{P \sin \frac{P}{2}} \cos\left(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{P}\right) \\ &\quad - \frac{R}{2\pi\psi} I_d - \frac{L}{2\pi\psi} \frac{dI_d}{dt} \end{aligned} \quad (15)$$

方程(15)中的第一项反映了换流器的非线性特性。第二项为电枢电路的电阻性压降, 第三项则为电枢电感的动态压降。

三、数字式速度观测器

1. 应用

用微处理机在线计算方程(15)可以得到传动装置的瞬时速度值, 并且可以把这个计算值作为经典的串连速度补偿信号, 如图 5 所示

在不计温度影响及电机磁场为恒定他激的最简单情况下, 微处理机可以计算出和控制角 α 及带有正确符号的电枢电流瞬时值 I_d 有关的速度 n 。这样一来图 5 中的测速发电机就可以不用了。这样的应用对于那些考虑到经济性, 可靠性, 产品寿命及安装要求的场合是十分有意义的。同时, 这个速度观测器亦可作为卷取机的速度控制保护或者作为速度控制电路的冗余部件。

2. 结构

图 6 是速度观测器的结构图, 图中的“motor”和“SCR”表示由方程(15)绘出的电机和换流器控制函数, 电枢回路电流 I_d 通过采样保持电路采集, 并通过模数转换单元(ADC)转化为数字量。

微处理机按照这些采样值计算电枢电流的平均值 I_d , 导数 dI_d/dt , 以及 I_d 的符号。动态电流通角 λ 是用一个可编程定时器通过判断瞬时电流(I_d)的过零时刻得到的。该定时器(TIME_2)还使 λ 角数字化。另一个定时器(TIME_1)用来确定自然换流点($\alpha = 0$)到线电压过零点之间的时间。这个时间换成角度就是控制角 α 。因此, 最小允许控制角 α^* 亦可通过数字化达到很高的精度。

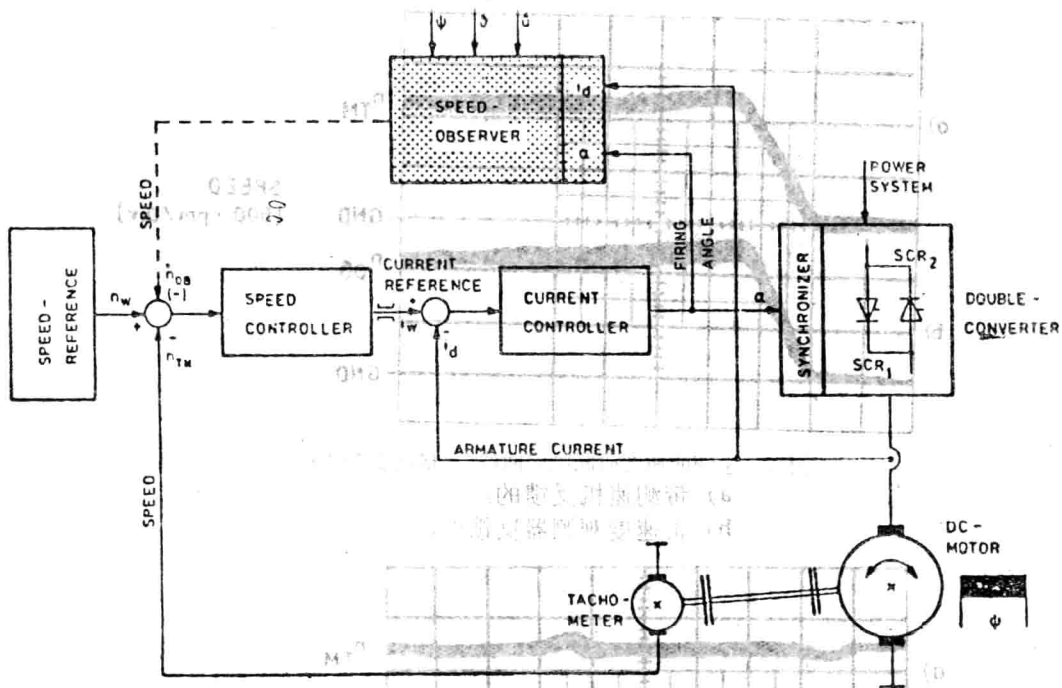


图 5 直流传动的速度控制

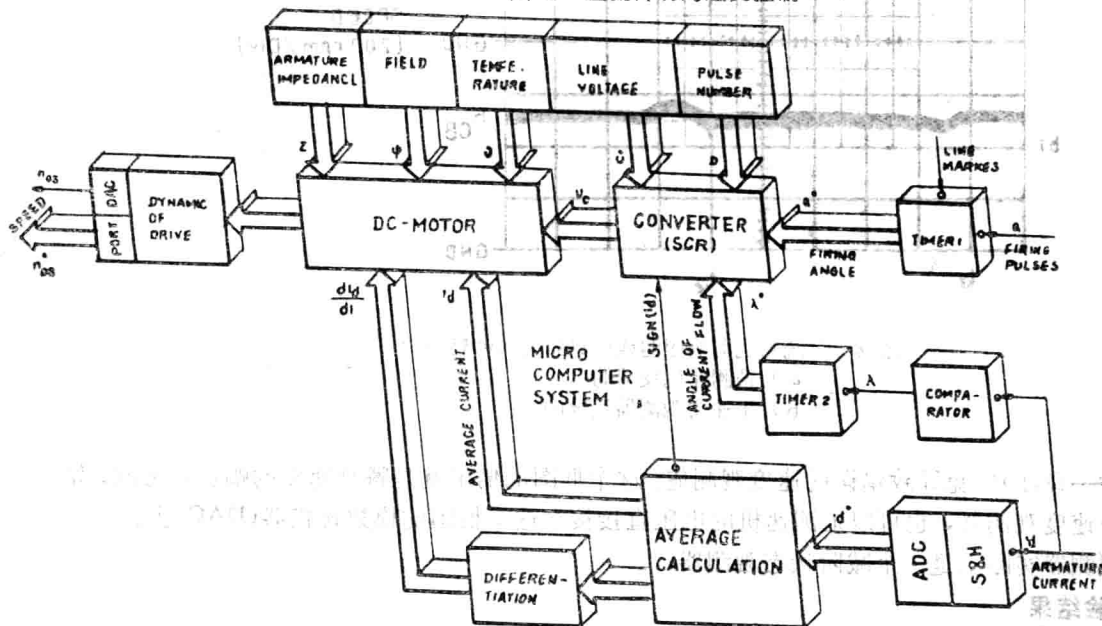


图 6 速度观测器的结构

为了计算方程(15)，还需要其它参数，包括常数，图 6 上部绘出各种输入参数，其中温度 θ 看成是电枢和磁场电阻的参数。

最后一框(DYNAMIC)是一个数字、滤波器，其中的数字仿真计算时间必须和实际传动系统的动态响应时间相适应。该滤波器的算法还能抑制工作于逆变状态时控制角的快速改变(即防止

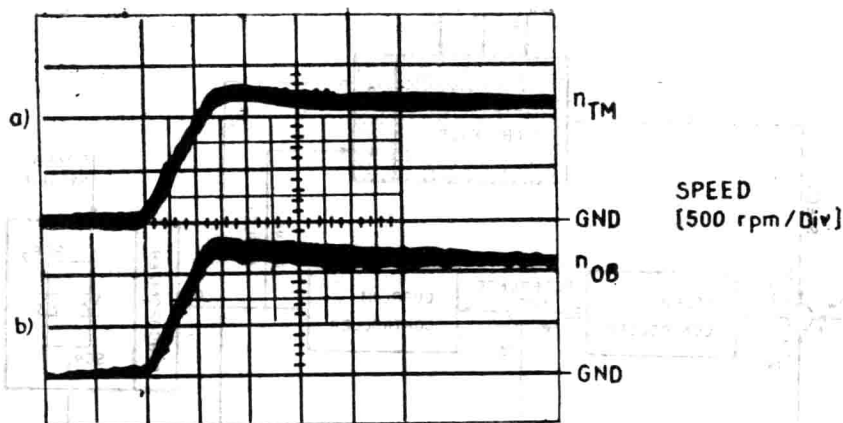


图 7 系统的速度阶跃响应曲线(每格代表 500 转/分)

a) 带测速机反馈的。

b) 带速度观测器反馈的。

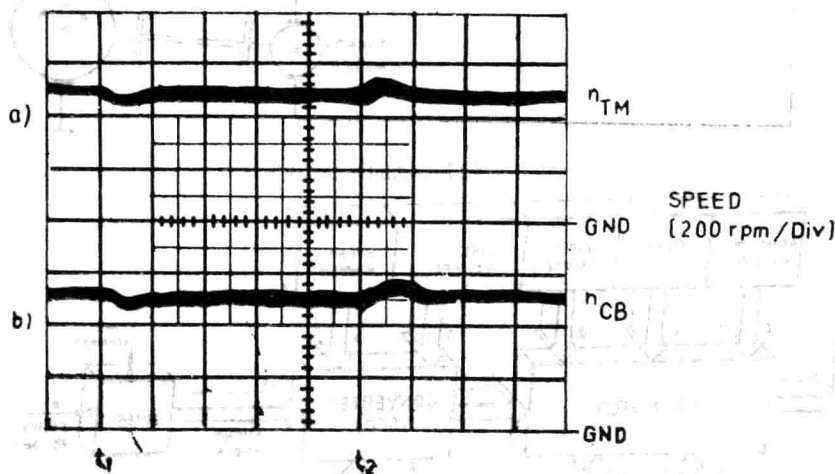


图 8 系统的扰动响应曲线(每格代表 200 转/分)

a) 带测速机反馈的

b) 带速度观测器反馈的

逆变颠覆——译注)以免导致错误的速度观测值。这个框图的输出就是瞬时速度的幅值和方向。如果不用这个速度观测器,也可以把测速机的电压直接接在这个框图的模数转换器(DAC)上。

速度观测器实际上是一个减阶状态观测器,

3. 实验结果

用一套由单相换流器供电的 5 瓩直流电动机速度控制环进行了试验,并比较了测速发电机和速度观测器的二种反馈方案的闭环时间响应(稳速值为 1100 转/分)。结果示于图 7,其中图 7a 是带测速发电机的响应特性,图 7b 则为用速度观测器反馈的响应特性。由于准确地调节 3.2 节描述的速度滤波器,所以这两根响应曲线是十分相似的。

系统的抗扰动特性试验是按古典方法进行的,图 8a 是带测速机的速度特性,其冲击式负载系在 t_1 时刻突然加入,而在 t_2 时刻突然撤除。图 8b 是在同样加载方式下的带观测器系统的速度

响应。二条响应的一致性很大程度上取决于方程(15)的准确性以及计算的精度，特别和系统参数数字化的分辨率有很大关系。

本文的实验系统可以达到的最低转速是 100 转/分。

四、结 论

在微处理机上按非常规控制概念并通过软件来解决传动问题已证明是可以达到的。本文描述一个在线数字仿真传动装置特性的速度观测器及用该观测器代替测速发电机的方案。从电枢回路导出四个参量，并计及控制角，可确定瞬时速度的幅值和方向。

上述观测器只需改变软件就可以适用于不同的电机和全部可能的换流器连接形式。当在单片机上实现这个观测器时，可以期望得到一个可靠性和长寿命的经济装置。

(译：曾癸铨)

一般化电机模型留数的近似表达式

M. Policastro and D. Torriano (意大利)

内容提要: 用适当的近似解析表达式表示一般化电机模型的特征值, 是研究旋转电机动态过程的基础。为了更深入了解一般化电机的瞬态过程, 显然还需要进一步知道有关动态响应中的幅值。为此本文导出了异步电机电流/电压传递函数的近似留数的表达式。所得的结果表明: 我们也可以用解析式表示电机的模态矩阵, 这一整套的数学方法对研究系统的电气动态过程是很有用的。

关键词: 交流电动机; 动态响应; 模态控制; 模型。

引 言

电机瞬态过程与电机模型参数的关系, 对于深入研究电机中的各种电现象是很重要的, 特别在电源突加及负载变化情况下, 尤为重要。

电机模型的留数值, 是计算电机模型对不同输入量的动态响应模式中各项的系数。本文必须考虑是否有可能导出电机模型留数的解析表达式, 同时也揭示出两点: 一是系统响应的模式的幅值跟电机模型诸参数的关系; 二是用计算方法求出同样的幅值的可能性。实际经验告诉我们, 如果采用通常的计算方法, 会产生精度问题, 所以不能低估上述第二点的意义。

本文中一般化电机模型, 是由 $n + m$ 相定转子绕组构成的。由电流/电压传递函数矩阵导出的近似留数表达式, 可以推出近似的模态矩阵, 这些连同模型的特征值, 都是分析电机动态过程最有效的理论基础。

计算留数的几种方法

到目前为止, 已有了三种近似计算留数的方法。一是马尔科参数法, 二是西尔威斯特解矩阵法, 三是传递函数法。

第一种方法如同求解一个线性系统, 其系统矩阵是由特征值构成的范德蒙特矩阵。由于要解范德蒙特线性系统, 此种求留数方法是极困难的, 因此该方法不适宜于实用。第二种方法在求解留数的解析式时也遇到类似的困难, 因此也不能实用。

另一方面, 先前的传递函数矩阵求系统的留数, 已经获得了重要的结果。数值计算的结果表明, 它的计算精度高, 而设有法第瓦算法在计算范德蒙特的逆阵, 西尔威斯特的病态阵和传递函数系数时通常所遇到的数值计算的可靠性问题。

电机模型的描述

现有的文献著作都是用 m 相定子和 n 相转子绕组的异步电机来表示一般化电机模型。这里就引用文献上用严格数学推导得出的一般化电机模型。已经证明，如果精确地选用电机的电压作为输入和电流作为状态和输出的座标变量，那么电机的数学模型可由下面的简化的“阻抗方程”表示。

$$\widehat{\mathbf{V}} = (\mathbf{SH} + \mathbf{K}) \widehat{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Sl}_1 + \mathbf{r}_1 & \mathbf{Sl}_{13} & 0 & 0 \\ \mathbf{Sl}_{13} & \mathbf{Sl}_{13} + \mathbf{r}_3 & \omega \mathbf{l}_{24} & \omega \mathbf{l}_4 \\ 0 & 0 & \mathbf{Sl}_2 + \mathbf{r}_2 & \mathbf{Sl}_{24} \\ -\omega \mathbf{l}_{13} & -\omega \mathbf{l}_3 & \mathbf{Sl}_{24} & \mathbf{Sl}_4 + \mathbf{r}_4 \end{bmatrix} \widehat{\mathbf{I}} \quad (1)$$

式中 $\widehat{\mathbf{V}} = [\widehat{\mathbf{V}}_d, \widehat{\mathbf{V}}_{dr}, \widehat{\mathbf{V}}_q, \widehat{\mathbf{V}}_{qr}]^T$, $\widehat{\mathbf{I}} = [\widehat{\mathbf{I}}_d, \widehat{\mathbf{I}}_{dr}, \widehat{\mathbf{I}}_q, \widehat{\mathbf{I}}_{qr}]^T$

它的相应输入/输出状态方程为

$$\dot{\widehat{\mathbf{I}}} = \mathbf{F}\widehat{\mathbf{I}} + \mathbf{G}\widehat{\mathbf{V}} \quad (2)$$

式中

$$\mathbf{F} = -\mathbf{H}^{-1}\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \frac{-\mathbf{r}_1 \mathbf{l}_3}{\mathbf{H}_1} & \frac{\mathbf{r}_3 \mathbf{l}_{13}}{\mathbf{H}_1} & \frac{\omega \mathbf{l}_{24} \mathbf{l}_{13}}{\mathbf{H}_1} & \frac{\omega \mathbf{l}_4 \mathbf{l}_{13}}{\mathbf{H}_1} \\ \frac{\mathbf{r}_1 \mathbf{l}_{13}}{\mathbf{H}_1} & \frac{-\mathbf{r}_3 \mathbf{l}_1}{\mathbf{H}_1} & \frac{-\omega \mathbf{l}_{24} \mathbf{l}_1}{\mathbf{H}_1} & \frac{-\omega \mathbf{l}_4 \mathbf{l}_1}{\mathbf{H}_1} \\ \frac{-\omega \mathbf{l}_{13} \mathbf{l}_{24}}{\mathbf{H}_2} & \frac{-\omega \mathbf{l}_{24} \mathbf{l}_3}{\mathbf{H}_2} & \frac{-\mathbf{r}_2 \mathbf{l}_4}{\mathbf{H}_2} & \frac{\mathbf{r}_4 \mathbf{l}_{24}}{\mathbf{H}_2} \\ \frac{\omega \mathbf{l}_2 \mathbf{l}_{13}}{\mathbf{H}_2} & \frac{\omega \mathbf{l}_2 \mathbf{l}_3}{\mathbf{H}_2} & \frac{\mathbf{r}_2 \mathbf{l}_{24}}{\mathbf{H}_2} & \frac{-\mathbf{r}_4 \mathbf{l}_2}{\mathbf{H}_2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{l}_3}{\mathbf{H}_1} & \frac{-\mathbf{l}_{13}}{\mathbf{H}_1} & & \\ & \frac{\mathbf{l}_1}{\mathbf{H}_1} & \phi & \\ & & \frac{\mathbf{l}_4}{\mathbf{H}_2} & \frac{-\mathbf{l}_{24}}{\mathbf{H}_2} \\ \phi & & \frac{-\mathbf{l}_{24}}{\mathbf{H}_2} & \frac{\mathbf{l}_2}{\mathbf{H}_2} \end{bmatrix}$$

这里所用的符号，都可以自行注释。必须指出：目前实际感兴趣的主要是研究结构对称的异步电动机，仅仅是由于广义上的考虑，在方程中形式上还保留 $d-q$ 轴参数的区别。

所以电机的动态特性主要取决于 $\mathbf{F}$ 的特征值，它等于下列特征方程的根

$$\det[\mathbf{SH} + \mathbf{K}] = \phi^* \quad (4)$$

方程(4)也可以写成如下的形式

$$\mathbf{B}(\mathbf{S}) + \omega^2 \mathbf{A}(\mathbf{S}) = \phi \quad (5)$$

式中

$$\mathbf{B}(\mathbf{S}) = \det \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{B}' & \\ \hline & \mathbf{B}'' \end{array} \right] \quad \mathbf{A}(\mathbf{S}) = \det \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}' & \\ \hline & \mathbf{A}'' \end{array} \right]$$