

上海市电气自动化研究所
一九七九—八一年科研成果选编

(第 一 集)



上海电气自动化研究所技术委员会

一九八三年

上海市电气自动化研究所

一九七九—八一年科研成果选编

(第一集)

上海市电气自动化研究所技术委员会

一九八三年

上海市电气自动化研究所

一九七九—八一年科研成果选编

(第一集)

编辑：上海市电气自动化研究所技术委员会

出版：电气自动化杂志社

印刷：安徽新华印刷厂(1983年)

TM 92

31

前 言

机械工业的自动化包含着多方面的因素,而它主要的是反映在电气传动和自动控制方面。我所作为机械工业战线上的一个电气自动化的科研单位,近年来在上级局的领导下,从事了这一方面的科研工作,取得一定的成绩,获得了一批成果。

我所在一九七九~一九八一年,这三年中完成了科研、技术项目103项。本《选编》收集了其中部分成果的简介33篇,归结起来主要有下面三个方面内容。

一、交直流电气传动方面。主要反映了在电气传动上某些新的突破,使调速性能、精度和效果上有明显的提高和改进,解决了生产中的某些薄弱环节,提高了经济效益。

二、电子计算机特别是微型计算机应用于生产过程中的控制,提高了控制水平和效率,当然这里也有一些关于电子计算机在数据处理和机电产品配套等方面的应用。

三、特殊电源和自动检测技术在工业生产中的应用,并在经济上取得了明显的效果。

我们想通过这一《选编》达到互通情报、互相交流和学习的目的。由于我所在电气自动化专业领域里还是一个新兵,所以成果水平尚属一般,请读者提出宝贵意见,并予指导。

我所开展电气传动和自动化技术应用研究,主要有两个方面。一方面是在机械、电器产品中应用微型计算机和自动化技术,使机电产品技术密集度不断提高,更新老产品、发展高技术水平的新产品,以提高经济效益。为此目的,我所近年来,在这方面作为主要方向进行了研究工作,并已取得了一定的成果;另一方面,在机械加工中应用电气自动化技术(包括生产过程的自动控制和自动检测),以改革生产手段,改进工艺、控制质量、提高效率,争取达到显著的经济效果,在这方面我所仅仅进行了一些探索和开展了初步的研究,我们将总结经验,不断提高,期望着有所收获。对于上述两个方面的初步成果和点滴经验,我们将在下一《选编》中再作介绍。

本《选编》由吴增谦、童天雄、董新民、张其华,吴海鸣任技术编辑,由张其华,吴海鸣,张北辰任责任编辑。本《选编》收录的是一九七九年~一九八一年的部分成果,但是开展选编工作恰是近几个月内开始的,所以时间很仓促,加上水平有限,难免有错误和不足之处,敬请批评指正。

编 者

一九八三年六月

一九七九——八一年科研成果选编目录

直流电动机自动弱磁调速	(1)
LKW 直流电动机高精度可控硅调速装置	(6)
曲轴疲劳试验机精密调速系统	(10)
CDZ 系列数字采样对中控制装置	(16)
JZ 型自动接纸和张力控制电气装置	(19)
1600mm 双面涂布机分部传动生产线电气控制装置	(25)
无环流供电的高速电梯	(30)
交流快速电梯	(33)
交流变极调压调速电梯	(38)
高精度稳频稳压正弦波电源	(42)
不停电电源装置	(50)
稳频稳压不停电电源装置	(58)
230 伏 10A 直流稳压电源	(62)
流变冶金用 10KW10KC 可控硅中频电源	(68)
感应加热用可控硅中频电源	(71)
砂轮机遥测装置	(76)
YD-200A 型圆度仪专用微型计算机	(80)
微计算机函数给定装置	(86)
柴油机热冲击自动试验台	(90)
音频盒式磁带机接口	(95)
微计算机接口电路和过程通道的研究	(100)
DJS-131 计算机在仓库管理中的应用	(109)
3 万 5 千伏级以下电压互感器电子计算机优化设计	(114)
计算机进行电力变压器系列设计程序研制	(119)
单用户扩展 BASLC 语言软件移植	(123)
DJS-051/DJS-131 机系列交叉汇编	(126)
数控钻镗加工中心自动编程语言系统DWXI的研究	(132)
S—CZK 系列 0.5—7.5 公斤·米 宽调速直流伺服测速机组	(139)
单座标滑尺励磁三重式感应同步器数显表	(144)
GZ _D ^H —3 三重型感应同步器	(147)
带型感应同步器	(152)
多座标定尺励磁三重式感应同步器数显表	(155)
GZK—B 测量仪及其发展系列	(159)

直流电动机自动弱磁调速

一、概 况

中国版纸厂一号纸机总传动原是发电机组供电,业已陈旧,即将报废,急切需要改成可控硅供电,因原电动机是弱磁电机,故需配自动弱磁系统。一九七八年二月,我们受红卫厂委托承制可控硅自动弱磁调速装置查套。

由于自动弱磁系统应用范围较广,国内对自动弱磁系统装置的研制和理论均开展不够,为此结合上述任务在本所实验室中对自动弱磁系统作了较全面的研究工作。

二、弱磁调速的基本过程

根据直流电动机的电势公式 $E = C_e \phi n$ 可知,当电势 E 不变时,不同的磁通对应着不同的转速,磁通 ϕ 小则转速高,磁通大则转速低。要是根据直流电动机的力矩公式: $M = C_m \phi I$ 可知磁通减弱将使力矩 M 下降,但磁通 ϕ 减弱时引起电势下降造成电流 I 上升,则会使力矩增加。两者同时作用的结果,若力矩增加则可使电机升速,否则弱磁不能使电机升速。

设电机额定电势 E_H 与额定电流 I_H 电枢电阻(包括外接电阻) R 上的压降之比值 $r = E_H / I_H R$ 。额定磁通 ϕ_H 与最小磁通 ϕ_{min} 之比(即弱磁调速范围)为 $a = \phi_H / \phi_{min} = n_{max} / n_H$ 则在 $r > d > 1$ 的磁范围内都能获得加速力矩,即都能进行弱磁升速。

根据直流电机特性方程式 $n = \frac{V}{C_e \phi} - \frac{RM}{C_e C_m \phi^2}$ 作不同磁场下的转速转矩特性,如图1。

电机原来工作点在 $(M = M_c, \phi = \phi_2, n = n_2)$ 的 A 点;当 ϕ_2 减弱到 ϕ_1 后应工作在 $(M = M_c, \phi = \phi_1, n = n_1)$ 的 B 点。从 A 渡到 B 过有几种途径:

(1) ϕ 变化很快,从 ϕ_2 变到 ϕ_1 时转速 n 维持不变,随后再沿 ϕ_1 的特性曲线升速,这条途径是 ACB。

(2) ϕ 变化很慢而电机转速变化很快,磁场每减弱一些,转速能立即跟着加速,由于加速很快完成,所以加速力矩马上消失,这条途径是 ADB。

(3) 实际上 ϕ 和 n 都是以一定的速度变化的,这条途径是 AEB。根据电力拖动系统运动方程式 $M - M_c = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}$ 有 $\int_0^T dt = \frac{GD^2}{375} \int_{n_2}^{n_1} \frac{1}{m} dn$

也即过渡时间与 $1/m$ 对 n 的积分成正比,可见沿 ACB 途径过渡将是最快,而沿 ADB 途径过渡则最慢。

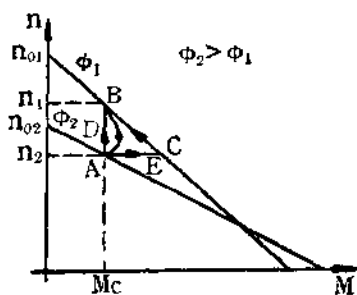


图1 不同磁场下电机的转速——转矩特性

三、独立弱磁调速系统

独立弱磁调速是指电枢电压与励磁电流之间没有自动调节关系。从基速以下升压升速到基速以上弱磁升速的转变是通过速度磁通给定变换器来实现的。速度磁通变换器在速度给定为基速以下时，输出为额定磁通给定；当速度给定在基速以上时，输出为减弱的磁通给定，而且要按电势公式使磁通反比于转速以保持电机电势不变。这样的输入输出关系可以通过图2来描述。

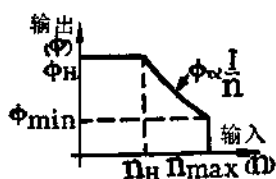


图2 速度磁通变换器的输入输出关系



图3 励磁电流和磁通关系

速度磁通变换器的输出是作为磁通给定的，所以需要磁通反馈。由于实际磁通难以检测，所以通过模拟如图3的励磁电流 I_b 与磁通 ϕ 之间关系的函数发生器来得到实际磁通的反馈信号。

如果速度磁通变换器和模拟磁通的函数发生器做得确实符合实际系统中速度和磁通的关系。以及励磁电流和磁通关系，那么这种系统是可以达到要求的。但实际测量和模拟上述两个关系都有一定的偏差，会导致控制上的偏差，造成需要较高的电枢电压或减小电机的输出力矩。由上可见，独立弱磁调速方式会造成设备能力的浪费或出现电枢电压失控（出现最大值还不足以控制）的现象。因此，现在的弱磁系统大都采用自动弱磁调速系统。

四、自动弱磁调速系统

1. 基本结构：自动弱磁调速系统主要的措施是检测电枢回路电势，当电势达到额定值时使励磁磁通减少。达到基速以下升压升速，基速以上弱磁升速的调速方式。基本结构如图4。

电枢电压检测器和电枢电流检测器测得电枢电压 U 和电枢电流 I 一起送至电势形成器中，求得实际电枢电势 $E = U \pm IR$ （电动机状态时为“-”，发电机状态时为“+”）。

当电枢电势小于额定电势时，电势调节器输出为限幅值，调节最大磁

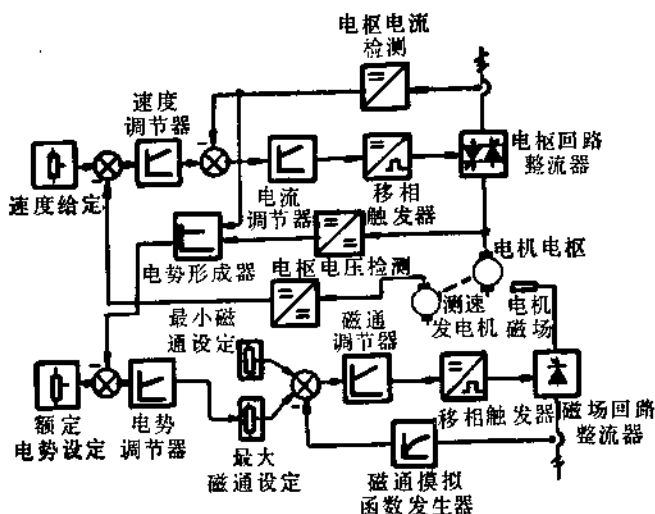


图4 自动弱磁调速系统结构图

通设定电位器得到额定磁通给定，当电枢电势大于额定电势时，电势调节器退出限幅值，使磁通减弱，通过弱磁升速而保持电枢电势等于额定电势。

最小磁通设定电位器按弱磁升速范围的要求给出最小磁通，以避免不必要的失磁现象。

磁通调节回路实现磁通的闭环控制，磁通反馈由检测到的励磁电流经过模拟励磁电流与磁通关系的磁通模拟函数发生器转换而得到的。

自动弱磁升速过程中，电机几个参量的变化如图 5。

2. 磁场参数的测试：励磁电流和励磁电压之间的传递函数一般可简化为

$$W_B(P) = \frac{I_F(P)}{U_B(P)} = \frac{(1 + T_w P)/R_B}{1 + T_B P}$$

式中 T_w ——涡流时间常数；

R_B ——励磁绕组电阻；

T_B ——励磁电流时间常数。

励磁电流与磁通之间的关系是一个磁化曲线的关系。

(参看图 3)，用 $\beta = d\hat{\phi}/d\hat{I}_B$ 表示。 $\hat{\phi}$ 、 $\hat{I}_B$ 分别是磁通和励磁电流的标么值。得到磁通与励磁电流之间的传递函数为：

$$W_\phi(P) = \frac{\beta}{1 + T_w P}$$

这样，对于磁场这个控制对象，需要得到 T_w 、 R_B 、 T_B 、 β 这几个参数。现分述这几个参数的测量方法。

(1) 涡流时间常数 T_w ：较难测量，但一般较小，尤其是采用叠片式电机后更小，可以忽略不计或考虑为几十毫秒级的小时间常数。

(2) 励磁绕组电阻 R_B ：该电阻一般较大，可以用万用表测得，若要求精确性可用电桥测得。

(3) β 是从磁化曲线 $\phi = f(I_B)$ 中得到的。测量磁化曲线可根据公式 $U = E + IR$ ， $E = C_e \phi n$ 。当电动机空载时， $I \approx 0$ ， $U \approx E$ ，则 $U \approx C_e \phi n$ 。当电机转速恒定不变时， U 正比于 ϕ 。这样，在电机空载且转速不变的情况下，测出 $U = f(I_B)$ 的关系曲线就可得到 $\phi = f(I_B)$ 。

(4) 励磁电流时间常数 T_B ：

$$T_B = \frac{L_B}{R_B} = \frac{2PW^2}{R_B} \cdot \frac{d\phi}{W dI_B} \cdot K_S \cdot 10^{-3}$$

式中： L_B ——励磁绕组电感；

$2P$ ——电动机主磁极数；

W ——一个主磁极上匝数；

K_S ——主磁极漏磁系数，取 1.12~1.25。 T_B 是一个变化的量，引入 $\beta = d\phi/dI_B$ 得：

$T_B = \beta \cdot \frac{2PW}{R_B} \cdot K_S \cdot 10^{-3} \approx \beta \cdot T_\phi$ 。式中 T_ϕ ——磁通时间常数，系常量。由于 L_B 是变化的，

所以涡流时间常数 $T_w = L_B/R_w$ 也是变化的，应改写为 βT_w 。这样，磁场的传递函数就成为：

$$W_B(P) = \frac{I_B(P)}{U_B(P)} = \frac{(1 + (\beta T_w P)/R_B)}{1 + \beta T_\phi P}$$

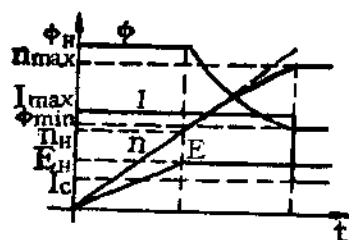


图5 自动弱磁升速过程中电机各参量的变化

$$W_{\phi}(P) = \frac{\phi(P)}{I_B(P)} = \frac{\beta}{1 + \beta T_w P}$$

在计算中需要的参数是 T_{ϕ} ，易于实测的是 T_B ，可通过 β 进行换算。在 $\beta=1$ 附近作突加励磁电流的阶跃过渡函数算得 T_{ϕ} ，该 T_{ϕ} 即是 T_{ϕ} 。也可用阻抗法测得 $I_{\phi}=0$ ，（即 $\beta=\beta_{\max}$ ）处的

$$\text{阻抗 } \dot{Z} = \dot{U}/I \text{ 得到 } L_{\phi} = \frac{\sqrt{Z^2 - R_{\phi}^2}}{\omega}, T_{\phi} = \frac{L_{\phi}}{\beta_{\max} R_{\phi}}$$

3. 励磁整流回路，励磁整流回路的负载是直流电动机的励磁线圈。这是一个大的感性元件。由于励磁整流回路参数与电机速度调节必须有一定的快速性，所以励磁整流回路除了通常的设计要求之外，还要注意以下几点：

(1) 要有一定的强励倍数，以加速励磁电流的变化过程，在最大电流恒定的控制方式下（典型的双闭环控制方式），要使磁通变化速度始终快于电机速度变化率。即要求电机弱磁升速途径如图1中变化较快的 AEB 途径，需要强励倍数， $K_B \geq T_{\phi}/T_i + 1$ ，式中： T_{ϕ} 以标么值计算的磁通时间常数， T_i 以标么值计算的电机机电时间常数，即电机以恒定的最大力矩起动到额定转速的起动时间。 $T_i = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{n_H}{M_{\max}}$

(2) 要采用全控桥：原因有二。a) 在磁通减弱过程中，全控桥可进行逆变，使励磁电流以允许的最大电流恒定地释放。其下降的斜率是由强励倍数 K_B 和磁场电流时间常数 T_{ϕ} 之比决定，由额定磁场电流下降到零的时间 $t = T_{\phi}/K_B$ 。b) 励磁部份有磁通闭环，需要检测励磁电流来模拟磁通进行反馈。一般中小功率整流装置的电流检测都是采用交流电流互感器，但半控桥线路的续流半周不经过可控硅，故交流电流不能真实反映励磁电流，磁通模拟就会出现很大的误差，全控桥则无此弊病。

(3) 触发脉冲要有足够的宽度，使可控硅触发后电流上升到掣住电流 I_q ，维持导通。取脉冲宽度 $\Delta T = T_B \cdot I_q / I_{B\min}$ 。若采用窄脉冲则需在磁场线圈上并足够的电阻以达到掣住电流。一般小功率磁场因功耗不大采用并电阻的方法，大功率则应采用较宽脉冲的方法。

4. 磁通曲线模拟，通常励磁电流与磁通关系都是凸型指数曲线。模拟这类曲线可用图6所示函数发生器。测得 $\phi \approx f(I_B)$ 曲线以标么值作图，用折线将指数曲线近似分段，分段数

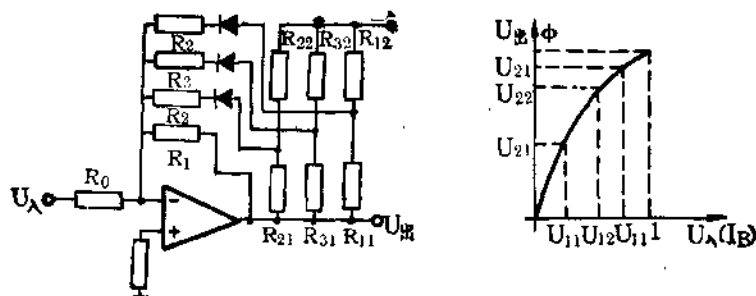


图6 函数发生器及模拟磁化曲线

越多越准确，其准确度视设计需要而定，通过作图使误差在设计裕量要求的范围内。

5. 磁通调节器整定，磁通调节闭环的简化框图7，各输出量均以标么值表示。这是一个积分环节和一个小惯性环节组成的系统，可采用比例积分调节器进行二阶最佳校正，实现对于给定的最佳。调节器传递函数为：

$$W_{\phi T}(P) = K_{\phi T} \frac{1 + T_{\phi T} P}{T_{\phi T} P}$$

校正参数 $T_{\phi T} = T_{\phi}$ ，式中 T_{BS} = 可控硅迟滞时间。

$$K_{\phi T} = \frac{T_{\phi}}{2K_B \cdot T_{BS}}$$

6. 电势调节器整定：电势调节器参与的系统是一个复杂的变系数系统。为了简化起见，在电势调节过程中把转速视为不变，得到电势闭环传递函数方框图如图 8。其中 T_{BL} 是磁通闭环等效传递函数的时间常数，磁通环按二阶最佳整定时， $T_{BL} = 2T_{BS}$ ， T_E 是电势检测的滤波时间常数。把 T_{BL} 作为相消对象，采用二阶最佳校正。电势调节器传递函数 $W_E(P) = K_{ET} \frac{1 + T_{ET} P}{T_E T P}$ ，其调节参数 $T_{ET} = T_{BL}$ ， $K_{ET} = \frac{T_{BC}}{2K_E \cdot T_E}$ 。

$K_E = C_{en}/C_{e\Omega H}$ 是转速有关的参数，一般按最高转速整定校正。

7. 适应磁通变化的速度调节器，速度闭环简化方框图如图 9。

其中 σ 是电流环等效时间常数之和。速度调节器按三阶最佳整定，其调节参数

$$T_{RT} = 4\sigma,$$

$$K_{RT} = \frac{T_i}{a\phi\sigma},$$

如果 K_{RT} 设有适应磁通，而是对于 $\hat{\phi} = 1$ 校正，那么当 $\hat{\phi}$ 变化时，动态特性就随之变化。按三阶最佳整定速度闭环， $\hat{\phi}$ 变化到小于 1/2 时就会造成系统不稳定。所以要采用适应磁通变化的速度调节器，把速度调节器的比例系数除以 ϕ ，使动态品质得到改善。

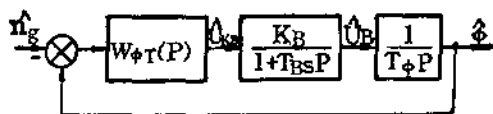


图7 磁通闭环的简化

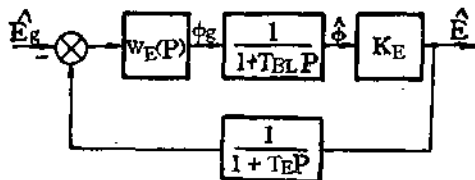


图8 电势闭环框图

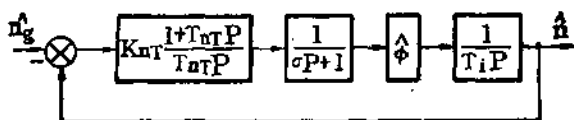


图9 速度闭环简化方框图

(第一研究室 顾宝林 金锡华 庄顺兴 余鹿延)

执笔：余鹿延)

LKW直流电动机高精度可控硅稳速装置

一、概 况

1. 用途

本装置可供直流电动机ZD~101KW、220V, 5.9A, 3000 $\cdot$ P $\cdot$ M励磁DC110 $\cdot$ V控制之用的三相不可逆可控硅调速装置。

2. 调速范围和精度:

调速比为1:8

当2400 $\cdot$ P $\cdot$ M其静态精度为 $\pm 0.1\%$ (负载变化在0~4 $\cdot$ A)。

当300 $\cdot$ P $\cdot$ M时,其静态精度为 $\pm 0.1\%$ (负载变化在0~1.2 $\cdot$ A)。

3. 装置容量:

其额定交流输入电压为380 $\cdot$ V, 额定直流电流输出为50 $\cdot$ A, 额定直流输出电压为230 $\cdot$ V。

4. 工作条件:

(1) 交流电源电压波形为正弦波, 幅值波动在380 $\cdot$ V $\pm 10\%$ 范围内变化。

(2) 环境湿度在-5 $\cdot$ °C~+40 $\cdot$ °C之内。

(3) 相对湿度 $\leq 80\%$ 。

(4) 没有剧烈振动和冲击的场所。

二、工作原理

1. 主回路工作原理

本装置主回路采用了三相可控硅桥式全控回路。由三相变压器(1.5KVA~380V/~210V V $\cdot$ /Y-11)作电网隔离变压器。采用了三相可控硅整流电路。

其调速方式为调电动机端电压来调转速。而供电电压的改变是通过改变可控硅触发脉冲的相位来达到。主回路可控硅选用了3CT-20A, 1000V的可控硅。

2. 控制系统工作原理:

控制系统具有电流调节内环和速度调节外环的双环控制系统, 再配以高精度测速反馈单元——光电脉冲传感器后, 组成了一套完整的稳速系统。该系统有较好的动态特性和 $\pm 0.1\%$ 高精度的静态稳速性能。

其控制系统结构如图1。

控制系统包括: ± 15 V 稳压电

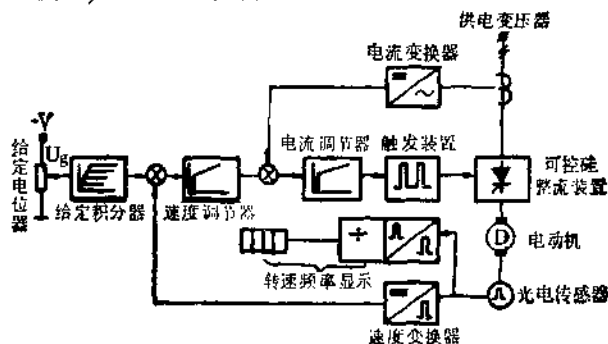


图 1

源, 给定积分器、速度调节器(其中带有运转控制器), 电流调节器、触发输入、触发脉冲, $\pm 30V$ 及故障综合, 速度变换, 电压频率转换等插件。

现将各插件工作原理简单分述如下:

(1) $\pm 15V$ 稳压电源插件: ZWY

由 $+15V$ 稳压电源和 $-15V$ 稳压电源两块插件组成的稳压电源主要作为调节单元所需的 $\pm 15V$ 的供电电源。稳压电源由专用三相稳压变压器($\sim 380V/\sim 20VY-Y$)供电。稳压电源采用 W2-04B 集成稳压块的性能保证了其电压调正率 $< \pm 0.1\%$, 负载调正率 $< \pm 0.5\%$, 且有过载保护作用, 整定值为 $1.4A$ 左右。

电源额定输出为 $15V$ 、 $1A$ 。

(2) 给定积分器插件 GJ

该插件主要由 FD_1 、 FD_2 、 FD_3 三个“运放”组成。 FD_1 为比例器, 它将给定放大。 FD_2 为积分器, 它将输入变换成是时间的函数的线性电压输出。 FD_3 为倒相器。

输出电压斜率决定于下式:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1+R}{11T} \cdot U_x \left(\frac{V}{S} \right)$$

式中: U_x —— FD_1 限幅电压值(V);

$T = (R_{13}/R_{14}) \cdot C_1 \times 10^3 (S)$ ——

积分时间常数;

R ——电位器 W_6 滑动点下部电阻值(K Ω);

给定积分器的输入——输出关系如图 2

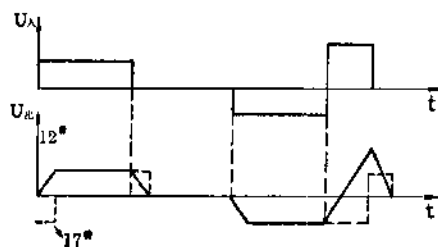


图2 给定积分器的输入输出关系图

(3) 速度调节器插件 ST:

它由运转控制器和速度调节器组成。运转控制器为防止电机在速度给定为零时可能出现爬行而设置。而速度调节器是用来放大速度(或电压)偏差信号, 并对偏差信号进行 P、I 运算, 其输出值作电流调节器的给定值。调节器的“运放”由 F_{c6} 组成。其负限幅采用二极管反馈限幅, 其正限幅采用三极管反馈限幅。

(4) 电流调节器插件 LT:

它是用来放大电流偏差信号, 并对偏差信号进行 P·I 运算。其输出控制移相触发器, 调节器采用二极管反馈式限幅, 限幅值固定为 $\pm 8V$ 。

(5) 触发输入插件 CSR:

它包括触发输入和过流保护两个环节。

① 过电流保护环节:

当主回路过电流时, 本环节能给出推 β 信号, 使主回路电流迅速下降。此外, 它能给主回路跳闸信号, 以便停车检查。

② 触发输入环节:

本环节为一信号变换环节, 通过对偏移电位器 W_2 的调节, 当 $3^{\#}$ 端输入 $0V$ 时, 其 $13^{\#}$ 端可得 $2V \sim 7V$ 之值。同时, 若信号突变的话, 在 $\Delta V > 0$ 时, 输出信号可以按一定的速率上升, 而 $\Delta V < 0$ 时, 则反之。

(6) 触发脉冲插件 CF:

本插件有 3 只, 用来控制主回路 6 只可控硅。插件由同步, 恒环, 信号综合及锯齿波电压

形成, 脉冲形成, 脉冲整形, 双脉冲形成, 脉冲功放等环节组成。并与 CSR 插件, MT-2 脉冲变压器块配合使用。

(7) +30V 电源及故障综合插件 GZ:

该插件主要供给触发装置 +30V 电源及故障信号 ($\pm 15V$ 稳压电源故障, 主回路过电流, 电动机超速故障) 联锁报警。

(8) 速度变换器插件 SB:

因本系统采用测速精度高的光电脉冲传感器作转速反馈元件, 所以测速信号是光电脉冲传感器输出的脉冲信号。经电压频率转换插件 DPJ 转换成模拟量——电压值, 输入本插件中, 并与设置的电位器正定值 (本系统正定在 $110\% n_n$) 相比较, 当输入电压值超过此正定值时, 立即使此比例器输出高电平, 使小可控硅导通, 电机立即停车, 为系统提供了超速信号。

(9) 电压频率转换插件 DPS:

原理图框图 3 如下:

选用 200 脉冲的光电脉冲传感器 (SZGB—200), 即电机每转一转, 光电传感器即相应发出 200 脉冲。

当电机为 n 转时, $f_1 = 200 \times n / 60 = 3.3n$

当电机为 2400 r.p.m 时,

$f_1 = 3.3 \times 2400 = 8000 \text{ 脉冲/每秒}$ 。

从上式可看出 n 和 f_1 是正比关系, 这就可将转速转换成频率数字信号, 然后通过 DPJ 将频率信号转换成电压值作为代表电动机转速的模拟量信号。为提高转换精度, 在 DPJ 中采用了定宽定幅的原理。其电压平均值的大小就代表了电动机转速的高低。

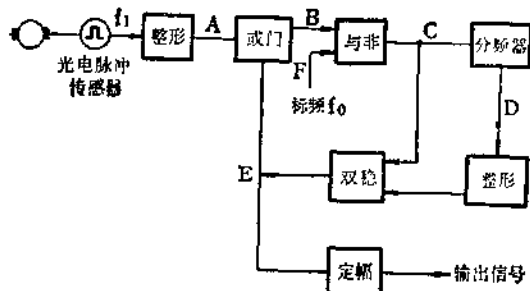


图3 原理框图

3. 交流操作控制回路:

由空气开关 (1ZK) 引进 $\sim 380V$ 作装置总电源, 由空气开关 (2ZK) 引进 $\sim 220V$ 作交流操作电源。

在电动机失磁时, 其欠磁继电器 (QLJ) 释放, 主接触器释放, 电机停车。

当稳压电源有故障, 系统过电流, 电机超速均通过中间继电器 3ZJ 报警, 并使 XC 释放, 电机停车。

当快熔熔断或光电传感器光源灯灭, 则 2ZJ 继电器动作而电机实现停车。

4. 主要技术参数:

(1) 电流环按二阶最佳校正:

$R_1 = 60K$

$R_0 = 60K$

$C_1 = 0.11\mu f$

$C_0 = 0.22\mu f$

$R_2 = 2.4K$

$R_I = 62K$

$C_2 = 0.47\mu f$

$C_I = 0.22\mu f$

$\alpha = 0.5$ (FD 输出端分压系数)。

(2) 速度环按三阶最佳校正:

$R_1 = 60K$

$R_0 = 60K$

$$C_1 = 0.11\mu f$$

$$R_2 = 62\mu K$$

$$C_2 = 0.47\mu f,$$

$$C_0 = 0.47\mu f$$

$$R_f = 600\mu K, C_f = 0.11\mu f$$

$$\alpha = 0.5 (\text{FD}_2 \text{ 输出端分压系数})$$

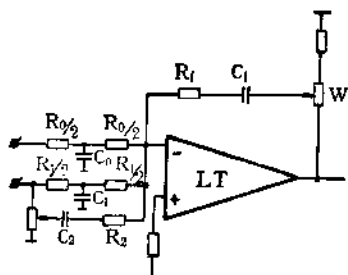


图4 电流环按二阶最佳校正

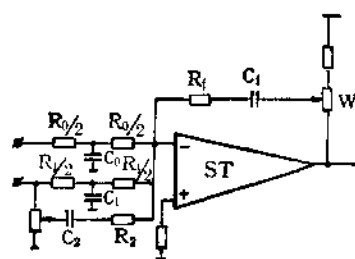


图5 速度环按三阶最佳校正

三、单相供电的控制系统

要达到稳速精度 0.1% 的技术要求,在有些情况下,主回路用单相可控整流桥也可满足。这样,结构简单,投资减少,操作,维修方便。

1. 原理:

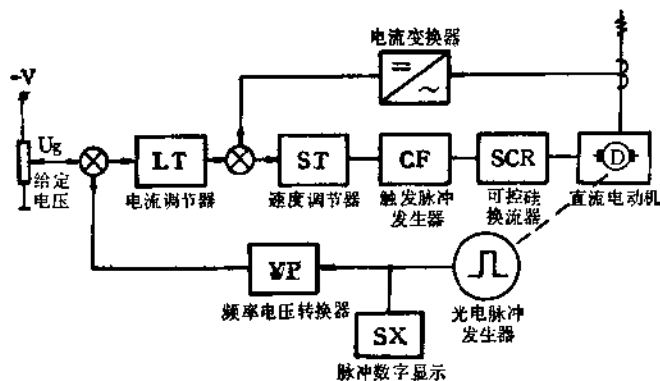


图6 电气原理框图

2. 回主路原理:

主回路为一般的单相可控硅整流桥。在直流侧串有 100mH 左右的电感,交、直流二侧各有必要的保护。

3. 控制回路原理

控制回路包括稳压电源,电流调节器,速度调节器,可控硅触发脉冲发生器,及转换器五部分。

4. 使用情况

被控电动机 $P_H = 85W$, $V_H = 48V$, $I_H = 3A$, $n_H = 3000$ 转/分。实际负载中交变量占直流量 30%。

在 1:10 的调速范围内稳速精度达 0.1%。

(第一研究室 周肇敬 易永祥 林佩霞 陆兆绵 梁万里 执笔;陆兆绵 林佩霞)

曲轴疲劳试验机精密稳速系统

一、任务来源

曲轴疲劳试验机是柴油机厂、造船厂、汽车厂、拖拉机厂以及有关研究所在研究曲轴疲劳极限的一项通用设备。对曲轴作疲劳极限试验是设计、制造柴油机中极其重要的一环，因而曲轴疲劳试验机的建造对造船、拖汽工业有重要价值。

我所根据一机部科技局 1977 年 6 月 13 日第 174 号函下达的曲轴疲劳试验机稳速系统项目。于 1977 年底在实验室研制完成 QPS—2 型曲轴疲劳试验机稳速装置。1978 年试制四台，先后在南宁机械厂、柳州机械厂、上海内燃机研究所等单位使用，经过一段时间的运行后，1979 年 8 月 27 日举行了曲轴疲劳试验机稳速装置鉴定会。装置通过鉴定后开始投入小批生产。

01

二、曲轴疲劳试验机电气传动的特点

首先，疲劳试验要求给曲轴所加应力恒定，以期获得一个在此应力下曲轴的疲劳极限，由此，试验机对电气传动系统要求高精度稳速，其次，为了获得疲劳极限，需要试达 100 小时以上。第三，试验机还应能对大小型式完全不同的各种曲轴进行疲劳试验，不同曲轴装入试验机后都有一个特定的共振频率，为了能以最小的电气传动功率使曲轴产生需要的试验疲劳应力，必须调节电气传动系统的速度系统工作在共振频率附近，借互共振而产生很大的应力，因此需要速度在一定范围内可调。

综上所述，试验机要求电气传动系统稳速精度高，具有一定的调速范围，可靠性好，可长期连续工作，并附有累计计数装置。该曲轴疲劳机要求驱动功率 1.1KW，调速范围 1500 转/分——3000 转/分，稳速精度为 $\pm 0.1\%$ ，输出电压为 160V，电流 8A，并能连续工作 100 小时以上。

三、电气传动方框图

为了实现上述要求，一般的交直流传动是不能适应了。就交流传动而言，可采用同步电动机变频调速系统来实现上述要求，但由于缺乏合适的反应式同步电动机及考虑到变频调速的复杂性和可靠性问题，我们未采用。

就直流传动而言，可采用数字调速系统来达到高的稳速精度，但根据指标的要求，我们觉得尚可不用这类复杂的系统。对于一个稳速精度要求较高的直流调速系统，采用过去那种简单的稳压电源给定，普通的调速发电机反馈已经是不能满足要求了。对于精密的调速系统的静态而言，要求有一个精密给定，一个精密的调速环节和一个稳定的放大倍数是够高的

放大器，至于电气传动主回路及驱动用直流电动机采用常规的办法，所以达到前述要求就要在上述三个方面进行改进。

我们采用的是标准稳压管产生的模拟给定，数字——模拟的测速反馈和FC3C中增益集成电路放大器作调节器的双闭环调速系统。以此来满足所提出的要求，主回路则采用可控硅单相半控整流，系统的方框图如图1。

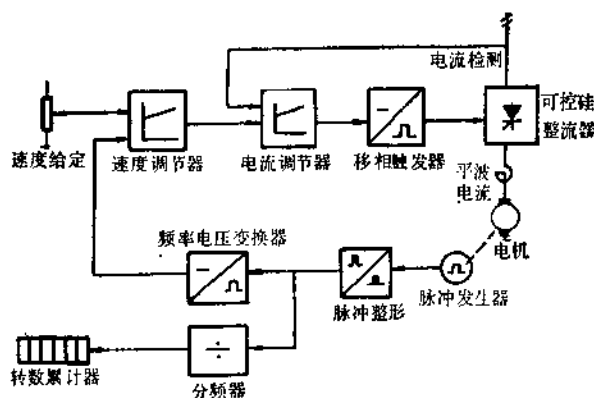


图1 曲轴疲劳试验机稳速系统方框图

四、主回路电气原理图

采用一般的单相半控桥式整流线路。试验机主机设计时选用了—个1.1KW直流他激电动机，其额定电压160V，额定电流8A，因此单相交流进线不用变压器，整流输出经平波电抗器输出至电动机，在进线侧接—电流互感器作电流反馈取信号用。

五、控制回路

控制回路主要有标准给定，精密的速度测量、分频器，速度调节器、电流调节器，移相触发器和稳压电源。

1. 稳压电源和速度给定环节

稳压电源共有四组： $+12V$ ，500mA； $-12V$ ，100mA； $+5V$ ，50mA和给定用标准稳压电源 $-6V$ ，5mA。

2. 速度测量环节

普通的直流测速发电机，精度均较低，如ZCF—5，ZCF—6等，线性度都是5%，改进后的直流测速发电机线性度可达1%，如ZS—1500/400直流测速发电机，但笨重，相当于3KW，1500转/分的直流电动机，该测速发电机输出电压高，额定400V，低速度时气隙不均匀影响严重，约有4V每转一周的调制，这个影响因频率低很难消除。

交流测速发电机精度可提高，如GGT—250交流测速发电机，额定转速1500转/分，激磁电压60V，激磁电流0.209A，输出电压380V，三相额定频率1000HE，该测速发电机精度可达0.1%。

把测速发电机精度提高到0.1%以上是一件很困难的事，因此，第一需要有高于0.1%的激磁恒流源，第二即使激磁电流恒定，由于铁磁材料的温度特性，所以激磁磁通还是随温度变化，第三，直流测速机由于换向片数受测速机尺寸限制，不能过多，所以输出电压脉动较大，造成测速误差，并使调节器放大倍数不能过大，从而使系统精度提不高。

对于精密稳速系统，必须提高测速精度，为此，我们采用光电式测速装置——SZGB—2。每转出120个脉冲，输出高电平10V，低电平0.35V，这个电信号频率完全正比于电机转

速。将所得到的对应于电机转速的频率通过定宽定幅式频率电压变换器转换成电压，这个模拟量就代表电动机的转速，这种速度测量制成的测速装置，称之为光电式数字——模拟测速机。下面图2是光电式数字——模拟测速机方框图。

简单工作原理：当光电测速机随电动机旋转时，信号频率 f_1 完全和电机转速成正比，信号为方波，设电机转速为 n 转，每转 120 个脉冲，则 $f = 120 \times n / 60 = 2n$ ，当电机转速为 1500~3000 转/分时， $f = 3\text{KC} - 6\text{KC}$ 。这个信号通过整形电路变为窄脉冲，它的宽度大于定宽时所用标频的一个周波，而小于所定的宽度标频采用 500KC，也就是说大于 $2\mu\text{S}$ 而小于 $128\mu\text{S}$ ，电机转速 n 变为频率为 f_1 的方脉冲 $f = 2n$ 是完全成正比的，这是速度的第一次变换，模拟量变为数字

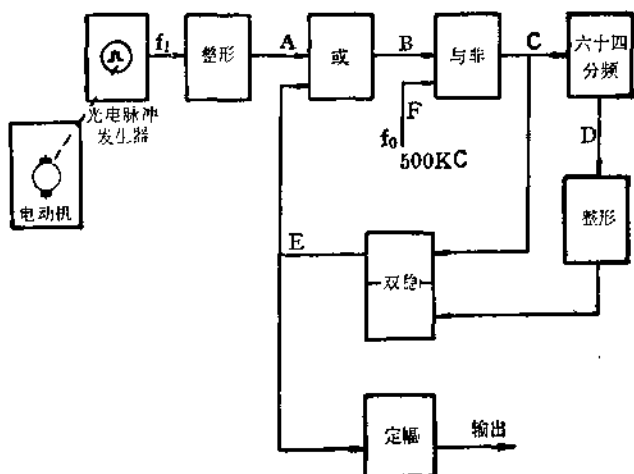


图2 频率变换电压方框图

量，即将转速变成频率，光电式数字——模拟测速机的第二步，关键就是将数字量再变为模拟量，即将频率变成电压，这个第二步变换用的是定宽，定幅式频率电压变换器，即图2的电子线路部分，当测速频率 f_1 的一个正脉冲来临时，B点出现高电平，与非门就允许标频脉冲 f_0 通过，其输出同时触发双稳态和六十四分频器，当双稳态触发后，E点升高至高电平，通过或门使B点维持高电平，即标频脉冲可继续通过与非门，在C点出现一连串的标频脉冲，六十四分频器就不停计数，由于标频脉冲频率为 $f_0 = 500\text{KC}$ ，每个脉冲周期是 $2\mu\text{S}$ ，经过六十四分频器输出的脉冲宽度是 $128\mu\text{S}$ ，也即在 $128\mu\text{S}$ 之后，D点将从高电平变为0电平，与非门关闭，C点不再有标频脉冲输出。要待测速频率 f_1 的下一个正脉冲来临时，再重复上述过程，这就是使测速脉冲 f_1 的每一个脉冲变成 $128\mu\text{S}$ 宽的定宽脉冲的一个循环过程，这个定宽脉冲的频率依然是 f_1 ，定宽脉冲在E点输出，经标准稳压管限幅后，就形成定宽定幅的测速脉冲。

设稳压管限幅电压为 U_w ，则平均直流电压： $U_d = 128fU_w \times 10^{-8}\text{V}$ ，选 2DW7C 作稳压管，则 $U_w = 6.3\text{V}$ ， $\therefore U_d = 8f_1 \times 10^{-4}\text{V}$ 而 $f_1 = 2n$ ， $\therefore U_d = 1.6n \times 10^{-3}\text{V}$ 。

第一次变换就其平均值而言是无误差的。第二次变换误差主要来源有两个：一是 2DW7C 定幅的变化，二是定宽的变化。关于 2DW7C 的 U_w 与温度有关，与其负载电流有关，而 2DW7C 的电压系数为 $2 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 、动态电阻 $\leq 10\Omega$ ，设温度变化从 $10^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$ ，则 $\Delta U_i < 1.8\text{mV}$ ，相对值为 $\pm 0.015\%$ ，设 DW7C 用 12V 电源，经 $1\text{K}\Omega$ 电阻限流，当电源电压变化 $\pm 0.36\%$ 即 $\pm 33\text{mV}$ 时，其负载电流的变化为 $\pm 0.033\text{ma}$ ，由此 $\Delta U = \pm 0.33\text{mV}$ ，相对值为 $\pm 0.0055\%$ 。

设限流电阻 $1\text{K}\Omega$ 随温度变化 $\pm 1\%$ ，则负载电流变化为 $\pm 0.06\text{ma}$ ，所以 $\Delta U_R = \pm 0.6\text{mV}$ ，相对值为 $\pm 0.01\%$ ，总的变化相对值为 0.03% ，而且限流电阻变化影响很大，如选用 RJJ 型精密电阻误差可更小。定宽精度是很高的，宽度由石英晶体振荡器产生的标准频率 500KC 的 64 个脉冲周期决定，而石英晶体振荡器的频率精度为 2×10^{-6} 。