

上海可控硅应用资料汇编

第一辑

上海科学技术情报研究所

14

毛主席语录

备战、备荒、为人民。

提高警惕，保卫祖国。

团结起来，争取更大的胜利。

工人阶级必须领导一切。

人民，只有人民，才是创造世界历史的动力。

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

社会的财富是工人、农民和劳动知识分子自己创造的。只要这些人掌握了自己的命运，又有一条马克思列宁主义的路线，不是回避问题，而是用积极的态度去解决问题，任何人间的困难总是可以解决的。

前 言

在以毛主席为首、林副主席为副的党中央发出关于大力发展电子工业的战斗号令鼓舞下,本市电子工业战线的广大革命工人、革命的科技人员,发扬了“独立自主、自力更生”的革命精神,树雄心、立壮志,决心攀登世界科学技术高峰,要为我国电子工业的发展和工业革命作出应有贡献。

可控硅整流器的制造与应用,是六十年代一项电子新技术,对实现我国工业革命、促进工业生产的大发展和工业自动化起着重要作用。但是叛徒、内奸、工贼刘少奇及其在上海的代理人陈丕显、曹获秋之流,背着以毛主席为首的无产阶级司令部,千方百计扼杀可控硅元件的制造与发展,他们以发展“高精尖”为名,竭力推行“爬行主义”和“洋奴哲学”。

“金猴奋起千钧棒,玉宇澄清万里埃”。由伟大领袖毛主席亲自发动和领导的无产阶级文化大革命,彻底摧毁了以中国赫鲁晓夫刘少奇为首的资产阶级司令部,粉碎了党内一小撮走资派妄图扼杀可控硅整流器制造与应用发展的罪恶阴谋,激发了广大工人群众和革命的科技人员“一不怕苦,二不怕死”的革命精神,为加速发展可控硅整流器的制造与应用作出更大的努力。目前,成批生产的可控硅整流元件的功率越来越大,应用也越来越广泛,现已在机电、冶金、化工、石油钻探、电讯设备、轻工、纺织、交通运输、照明调光、牧场等方面应用了可控硅整流器。

为了及时总结和交流广大革命工人和革命科技人员发展应用可控硅整流器的先进技术,我们特收集了一部分上海地区各有关行业应用可控硅整流器的经验和总结,汇编成册,供从事这方面工作的工人群众和科技人员参考。

这里所汇编的技术资料,大都是经过生产实践并已投产的项目,编写工作是参加科研和生产的革命工人、革命科技人员亲自进行的。为了更便于广大工人群众掌握和应用这方面的经验,使之更结合生产实际,我们把基本的调试经验也编写了进去,以便于参考。今后我们准备陆续出版这方面的资料,希有关单位积极供稿。

本资料在选题、编写和审核工作中,得到了上海轻工业设计院、利华造纸厂、红卫造纸厂等单位的大力支持,在此表示感谢。由于我们活学活用毛主席著作不够,汇编中存在不少缺点和错误,欢迎同志们提出批评和建议。

目 录

1. 长网造纸机可控硅分部传动系统.....	(1)
2. 带电压负反馈的单可控硅直接供电系统.....	(28)
3. 电缆干燥用的可控硅供电装置.....	(37)
4. 100 瓦冷拉机可控硅供电装置.....	(54)
5. 小功率同步电动机可控硅变频同步起动装置.....	(57)
6. C 620 车床可控硅供电直流调速装置.....	(72)
7. 龙门刨反并联可逆系统.....	(81)
8. 可控硅调光装置.....	(108)
9. 可控硅直流调压稳压电源装置.....	(119)
10. 可控硅在小龙门刨床上的应用.....	(129)
11. 5 号造纸机可控硅分部传动系统.....	(140)

长网造纸机可控硅分部传动系统

嘉兴××造纸厂

上海利华造纸厂

上海轻工业设计院

长网多缸造纸机是生产“毛选”用纸、打字纸及电容器纸等质量较好纸张的专用设备。过去,该设备的电气传动系统是很落后的,大多是四十年代水平,只有少数机台采用了苏修五十年代的落后技术——扩大机电动发电机系统。这种系统的缺点是:占地面积大、投资多、维护复杂、耗电量多、技术指标不高。

文化大革命以来,“毛选”用纸量增长迅速,现有长网造纸机设备,已不能适应形势发展的需要。1968年初,我们仅用了几个月的时间,就试制成一台电容器纸机的可控硅分部传动系统,并投入生产。1968年下半年,有关方面在该厂召开了现场会议,推广了这一先进技术。两年来,采用这项新技术的造纸机有十台以上(许多厂在推广中都有新的改进),新建工程中准备采用的有二十五台纸机,为国家节约了大量投资。

一、长网多缸纸机的工艺流程及对电气传动的要求

分部传动纸机流程图如图 1-1。纸浆经过网前箱以一定的流速进入网部,依靠网部案辊表面附着力作用,水从浆料里排出来,再经过数只真空吸水箱及真空伏辊的作用,水份进一步减少,纸幅从真空伏辊上剥离下来,经过三道压榨,进入烘缸部干燥,最后进入压光机,表面压光随后卷取机将纸卷成圆筒,造纸过程全部完成。由此可见,造纸机的分部传动系统

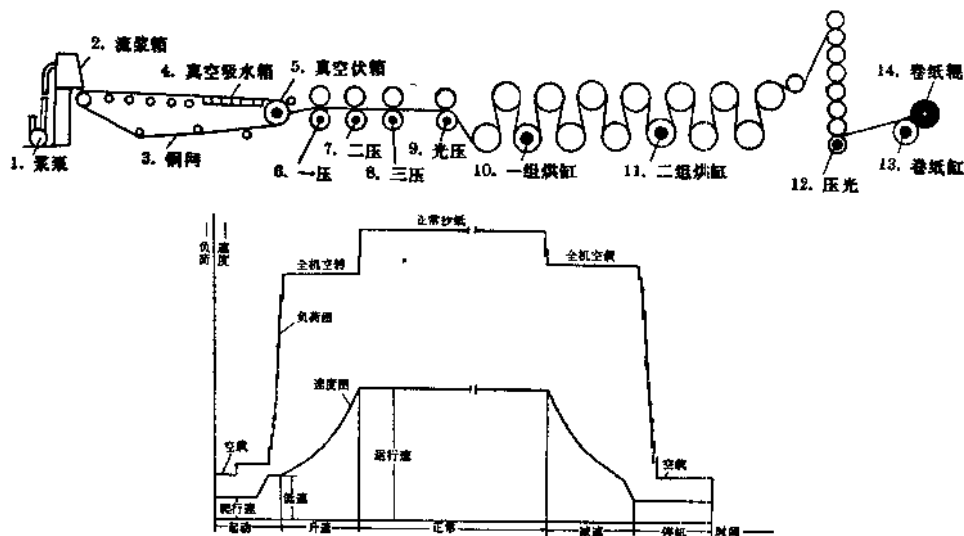


图 1-1 分部传动纸机流程

2—网前箱 3—网部 6—一压 7—二压 8—三压 10—第一组烘缸 11—第二组烘缸 12—压光机 13—卷取机 10—分部电动机 11—测速发电机

是多单元的速度协调系统。为了使纸幅通过各个分部不断头,以及当纸浆浓度不变时,为了保证纸张的米秤量不变,对分部传动有如下的要求: 1. 在正常生产时,各分部速度必须协调。如以下公式,

$$V = \frac{V_1}{\mu_1} = \frac{V_2}{\mu_2} = \dots = \frac{V_i}{\mu_i}$$

设第一干燥组 $\mu=1$ 则网部压榨分别为 0.9~0.98 之间。 2. 在供电电源,负载,环境温度变化时,调节系统必须能维持绝对速度 V 恒定。即使有偏差,其静态速度漂移不能超过 $\pm 0.2\%$ 。 3. 在正常生产中,因机组的动衡及负载扰动下(一般是在 25% 左右负荷变化),各分部必须维持相对速度稳定,相邻两分部允许速度静偏差满足 0.2% 左右。

(一) 系统的主要技术指标和要求

1. 调速范围为 1:3。 2. 在负载变化 $\pm 20\%$ 时,静态偏差小于 0.2% 左右。 3. 烘缸的偏心引起周期性动态负载变化时,系统必须能稳定工作。 4. 系统中引导主电源及放大环节,均采用半导体线路,故速度漂移连续测量八小时, δ 值不超过 $\pm 0.2\%$ 。 5. 控制系统是在长网造纸机上使用,故操作方式及保护系统,必须适应工作人员习惯及原有设备情况。 6. 用转换开关操作时,在低速、高速切换过程中,要采用电流截止环节,以防止产生转速冲击现象以及保持启动过程平稳。

(二) 系统工作原理简述

可控硅直接供电系统是由半导体稳压器、稳流器、半导体放大器、半导体移相触发器,及可控硅供电系统、直流电动机、测速发电机、 BC 负反馈,以及电流截止环节等组成。电动机的速度因负载变化及电源电压波动等干扰会产生波动,通过测速发电机的检测,并和比较电压相减获得偏差电压,供给放大器输入,放大器控制移相触发脉冲器改变可控硅导通角,从而使直流电动机端电压得到相应改变,以维持原来给定电压时的速度。

为了保护放大器,在放大器输入端接有二只正反向对接的二极管,限止放大器端的输入信号最大不超过 0.5 伏。(但管子特性要选择一致,否则使各部分放大系数不同)

半导体放大器工作原理是:以差动线路为基础,用共发射极线路作为电压及功率放大,用共集电极线路作末级功率放大,在前级中,稳压管 W 两端电压作为参据的恒流源线路,实现深度负反馈及吸收电源电压波动从而稳定放大管的工作点。由于放大器采用了平衡式的基本线路,所以时间和温度漂移均较小。经长期使用,性能稳定,零点漂移在八小时内不超过允许值。(但此放大器不是调节器,故串联微分校正环节和积分装置是试验中加上去的)

二、采用测速反馈的方案依据及工作原理

根据纸机工艺要求,长网“毛选”纸机是一种要求一定精度的稳速系统,因此要能达到一定的静态及动态指标。目前达到这种要求的反馈方法很多,如采用差频调节系统,精度可以高到 0.05% 以上,但控制系统复杂,现实意义不大;如果采用数字调节系统,精度虽很高,但系统仍嫌复杂。而采用直流测速机系统,精度可以达到 0.1% 左右,经嘉兴××纸厂的实践证明它已可以满足各种纸机生产的需要。目前看来,测速反馈系统确是一种精度较高,调整比较容易,可靠性较高,结构又简单的反馈系统,现将原理作如下说明:

这种方案的特点是：标准稳压电源和作反馈回路测量之用的测速发电机（其电压正比于实际转速），彼此反向接在半导体放大器的输入端。放大器输入电压 U_{ax} 等于取自电位计（ R_1R_2 ）的给定电压 U'_1 和取自测速发电机反馈电压 U'_2 之差，即 $U_{ax} = U'_1 - U'_2$ 。因为放大器输入阻抗较高，而电位计（ R_1R_2 ）电阻仅 500 欧姆，因此放大器输入端流入电流要比电位计小很多倍，这样就可认为电压 U'_1 与电压 U'_2 的变化无关。由于引入了负反馈，因而调节器可使反馈电压 U'_2 自动保持接近于给定电压 U'_1 。如果因为负载突然增加，将使电机转速下降，则测速发电机的电压亦将减小，因而放大器的输入电压增加，放大器的输出电压亦相应增高，从而使电动机的转速升高、保持或接近负载增加前的转速。这个转速对给定转速（即电机稳态转速）的偏差，很大程度决定于放大器的特性，因此要求精确保持电动机转速必须采用放大系数较高的放大器。

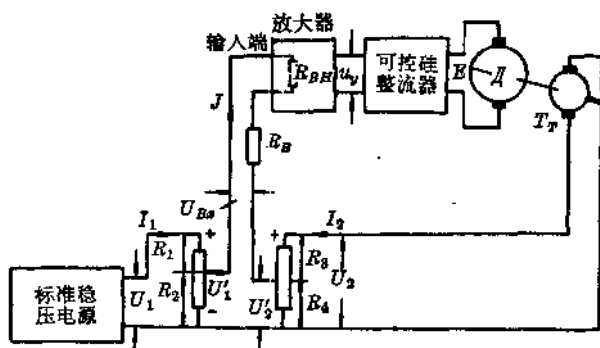


图 1-2 在电枢回路采用电压比较的转速自动调节系统

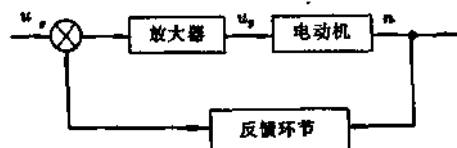


图 1-3

负载电机电力矩方程： $J \frac{dn}{dt} + f(n, u_y) + M_n =$

$K_{yc}K_{\partial m}(u_{ax} - K_{oc}n)$ 式中： J ——折算到电机轴上所有转动惯量， u_y ——放大器输出电压， u_{ax} ——放大器输入电压， K_{oc} ——反馈回路加到放大器

输入端电压和电机转速之间比例系数， $K_{\partial m}$ ——电机电力矩和作用到放大器输出端电压之间的比例系数， M_n ——作用到电动机轴上的负荷力矩， K_{yc} ——放大器放大系数， $f(n, u_y)$ ——电机机械特性的速度摩擦力矩，一般情况下速度 n 和电压 u_y 是非线性函数。相对于 n 来解方程式并令 $\frac{dn}{dt} = 0$ 得到 $n = \frac{u_{ax}}{K_{oc}} - \frac{f(n, u_y)}{K_{yc}K_{\partial m}} - \frac{M_n}{K_{yc}K_{\partial m}K_{oc}}$

从上述方程表明，系统放大系数很高时（ $K_{yc} \rightarrow \infty$ ），则可认为转速与输入电压成正比，而与电动机的机械特性和负荷力矩无关。因此可以见到引入线性的直流测速机的速度反馈后，使负荷力矩影响减小，系统特性硬度提高。

三、各主要环节的工作原理

（一）触发装置

1968 年 9 月，利华纸厂采用该系统投产时，采用的触发装置是在嘉兴 × × 纸厂的实践基础上加以改变的，因为利华纸厂的具体条件有所变化。① 电源电压经常是从 340 伏到 380 伏的变化；② 电机负载最大的达到额定值为 80% 以上；③ 机械惯量也比 103 纸机大数倍，因此原有触发装置在刚投产阶段发现一些缺点（当时还有一个客观原因是电机功率太小，都是 22 马力的调磁马达，输出功率太小）。我们经过一个多月实践，发现了这些问题，一方面电机更换为 22 瓩。另外，触发装置也作了一些改进，原有触发装置是带正反馈绕组的，

容易引起干扰,抗干扰能力弱一些,触发板通用性差,调整触发板的时间花得较多。改进以后,实践证明,上述缺点得到一定克服。其工作原理作如下说明。

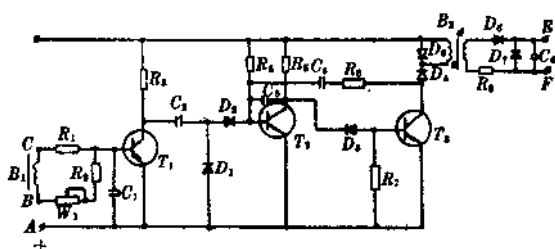


图 1-4

1. 原理线路图 见图 1-4

2. 原理说明

经同步变压器 B_1 次级绕组引入的正弦波电压 $U_{\sim}$, 与直流控制电压 U_y 迭加后, 加于半导体三极管 T_1 的基极, 借助基极电位的变化, 来决定 T_1 的工作状态。当发射极的电位高于基极电位时, T_1

开放; 当基极电位高于发射极电位时, T_1 截止。因此半导体三极管 T_1 是在开关状态下工作的。由此可见, 改变直流控制电压 U_y 的大小, 直接改变着基极电位的变化即相应地改变了 T_1 的工作状态 (从开放转为截止, 或从截止转为开放), 可见, T_1 集电极电流 i_{c1} 接近矩形波变化, 从而达到移相控制作用。电容器 C_1 是用来防止高频干扰和消除从电源来的干扰。

半导体三极管 T_1 截止时, 供电电源通过二极管 D_1 、电阻 R_2 给电容 C_2 充电; 半导体三极管 T_2 因基极经 R_4 接至电源的负极, 故 T_2 开放; T_2 开放, 使二极管 D_3 处于反向电压下, 故半导体三极管 T_3 的基极电位和发射极电位相等, T_3 截止, 此时无脉冲信号输出。当半导体三极管 T_1 开放时, 其集电极电位上升至接近发射极电位, 此电位的变化, 使得电容器 C_2 通过二极管 D_2 、电阻 R_4 放电; T_2 因 C_2 放电提高其基极电位而截止。 T_2 截止, 使二极管 D_3 处于正向电压下, 故 T_3 的基极电位低于发射极电位, 使之 T_3 开放, 其集电极电位上升至接近发射极电位, 此电位已跃变又通过电阻 R_6 和电容 C_4 反过来加于 T_2 的基极, 使 T_2 基极更正, 使之截止更迅速, T_3 导通得更快。这样瞬间 T_3 完全导通。其脉冲信号电流 i_{c3} 通过 T_3 的功率放大后在脉冲变压器 B_2 的次级输出。 T_3 导通后, 电源电压就通过电阻 R_6 、 R_4 对电容 C_4 充电, 使电容 C_3 与电阻 R_4 相联点的电位不断变负, 也就是使 T_2 基极变负。负到一定值时, T_2 就有基极电流产生。通过上述正反馈, 在短时间又使 T_2 完全导通, T_3 完全截止。可见 T_2 、 T_3 组成单稳态电路。

电容器 C_4 电阻 R_6 是起提高脉冲的前沿陡度和增加宽度的作用。

接于 T_2 基极, 集电极间的电容器 C_3 , 起减缓信号突跳, 提高输出脉冲的稳定性的作用, 但也降低了脉冲前沿的陡度。当输出脉冲中断时, 在脉冲变压器 B_2 原边两端将感应出电压, 此电压有使 T_3 反向击穿的危险, 故用二极管 D_5 短接。

脉冲变压器 B_2 副边, 电阻 R_8 、二极管 D_6 、 D_7 接入, 保证了具有正向的输出脉冲波形, 电容器 C_5 是防止干扰用的。

线路中各部分波形如图 1-5 所示。由图可见, 改变控制电压 U_y 幅值的大小, 即可达到移相的目的。

3. 线路特点

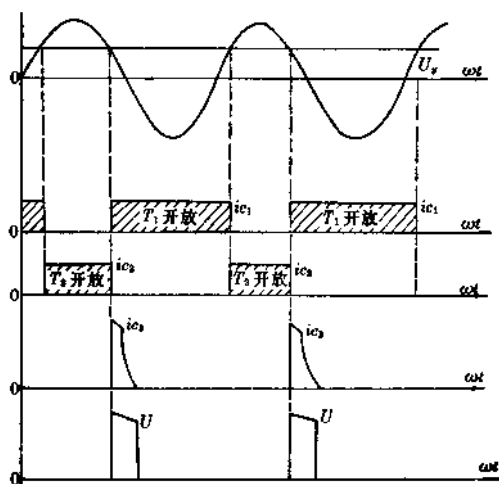


图 1-5 线路各环节的波形关系

① 移相控制环节线路简单,在系统中为了达到所需的移相范围,另外又加入一个偏移电压,这样理论上移相范围为 180° 电角度。因直接用交流正弦同步电压来进行移相控制,考虑到正弦波的线性范围,故实际应用都在 150° 电角度。见图1-6。

② 当电源电压升高或降低时,脉冲可以自动后移或前移补偿,使可控硅整流管导通角减小或增加,减小电源波动的影响,对高精度稳速系统比较合适。见图1-7。

③ 交流正弦波电压 $U_{\sim}$ 经一分压器(是由 R_1 和 R_2 , W_1 组成的),分压后加于 T_1 的基极,改变电位器 W_1 的阻值,可使脉冲信号前移或后移,来弥补因三相电源不平衡,可控硅整流管导通角不一致(在低电压的情况下很明显)其原理类似电源电压的波动,触发移相装置可以自动补偿。

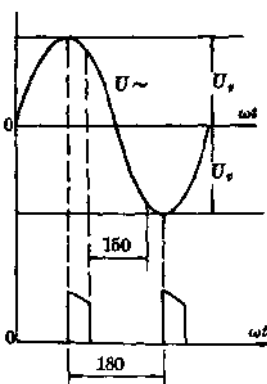


图1-6 移相范围的选取

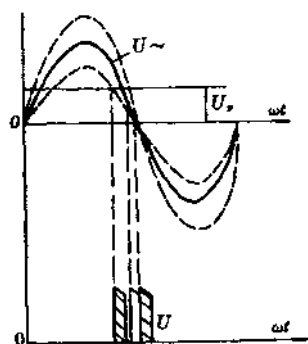


图1-7 电源变化脉冲自动移相

④ 本装置无正反馈绕组,故抗干扰能力强,运行可靠。

4. 技术参数

输出脉冲幅值 ≥ 6 伏;脉冲前沿陡度 $12 \sim 20$ 微秒;脉冲宽度 > 40 电角度(改变脉冲变压器及 C_4 , R_4 , R_5 可达 120 度以上);移相范围,线性 150 电角度;工作温度 $-5^\circ\text{C} \sim +40^\circ\text{C}$ 。

5. 测试中遇到的问题

① 对于脉冲宽度要求较大的场合,可以改变以下几种元件:

1) 改变电阻 R_4 的大小。 R_4 加大,因增加了 R_6 、 R_4 、 C_4 回路的充放电时间常数,使脉冲后沿变差,因此不宜过大。

2) 改变电阻 R_5 的大小。 R_5 减小,脉冲的宽度增加,后沿变化差,故 R_5 不宜减得过小,一般选择 $R_5 = 4.7\text{K}$ 较为恰当。3) 改变电容器 C_4 的大小。 C_4 增大,脉冲宽度增加,后沿变化不大;但 C_4 过份增大,因脉冲变压器磁路饱和而效果不显著,故对于现用的脉冲变压器 C_4 取 $0.47\mu\text{f}$ 为宜。电阻 R_6 阻值的变化,直接改变了电容器 C_4 充放电时间,故 R_6 的变化,也可改变脉冲的宽度。4) 增加一去磁绕组,但使线路变复杂了。5) 增大脉冲变压器铁芯截面,可增加脉冲宽度。再适当改变 R_5 、 C_4 、 R_4 、 R_6 ,可使脉冲宽度达 120 电角度以上。6) 电容器 C_3 的增加,也可起到增大脉冲宽度的作用,但影响脉冲前沿陡度,故不宜增加太多。7) 电容器 C_2 的增加,可使脉冲宽度增加,并能改善了前沿陡度。

② 脉冲变压器极性接反,此时输出负脉冲,波形呈现如图1-8所示。

③ 半导体三极管 T_2 的发射极和集电极接电源接反,会在脉冲输出中出现副脉冲。见图1-9。

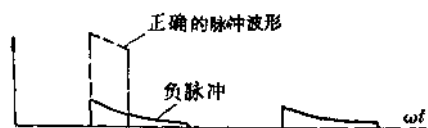


图1-8 脉冲变压器极性接反时的脉冲波形

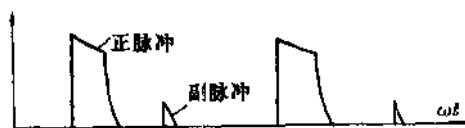


图1-9 T_2 集电极、发射极接反的脉冲波形

(二) 晶体管稳压电源工作原理

1. 原理线路图

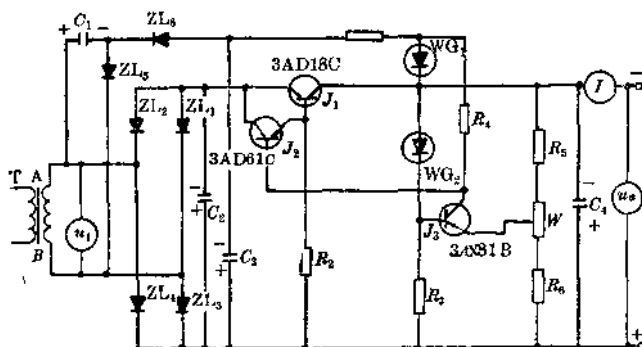


图 1-10

由直流稳压电源的原理线路可知，它是一个负反馈有差闭环调节系统，由下面四部分组成：

① 测量环节 R_5 、 R_6 、 W 、 R_3 及硅稳压管 WG_2 构成一个测量电桥， WG_2 上的恒定电压作为给定值。当输出电压变化时，电桥的平衡被破坏，桥的对角线上电位差发生变化。

② 反馈放大环节 反馈放大器 J_3 以共射极形式接在测量桥路的对角线上，把误差信号放大，反馈接到调整管 J_2 的基极上。控制调整管管压降的变化，以维持输出电压基本不变。

③ 调节环节 由二个三极管构成复合管形式，以减小反馈放大器的负担。当桥路有微小输出变化，调整管相应就有相当大的电压变化，使输出电压稳定。

④ 电源线路中共有二个电源 一个是二极管 $ZL_1 \sim ZL_4$ 整流经电容 C_2 滤波是稳压电源的主要电源。另一个是二极管 ZL_5 、 ZL_6 及电容 C_1 、 C_3 组成的倍压电源，经稳压管 WG_1 ，给反馈放大器集电极以稳定的电压。

当被稳压降低时， J_3 的基极负电位就负得少些，相当于基极电位提高，则 J_3 的集电极电流 $\downarrow$ ， R_4 上压降 $\downarrow$ ， J_2 的基极电位降低， J_2 的集电极电流增加， R_2 上压降增加， J_1 的基极电位降低， J_1 开放得大些， J_1 的管压降 $\downarrow$ ，则输出电压 $\uparrow$ ，从而达稳压目的，反之亦然。A 为正时， C_1 经 ZL_5 充电；B 为正时， C_1 上充的电压还未放掉，则此时整流出去的电压就比 $ZL_1 \sim ZL_4$ 整流电压约高一倍。

2. 调整注意事项

① 3AD18C 管压降在 15~20 伏左右较合适，在调节过程中，最低极限电压不少于 3 伏，最大电压不超过 40 伏左右。

② 使用电流最大不超过 1.2 安。

③ WG_2 是基准稳压管要求温度系数稳定性较高。

④ R_6 、 W 处分压数值应与 WG_2 接近，从零逐渐调节到 10 伏左右。当测量电压略高于 WG_2 时，3AD18C 就工作，此时，监视其压降，并测定稳压精度。

(三) 电流截止装置

电流截止实质是电流负反馈，但它不同于电流负反馈，它是在一定范围内不输出负信

号,只有主回路电流超过允许值时,电流负反馈才起作用,因此对它的特性要求输出特性要陡,时间常数要小。因为可控硅开通时间是十几个微秒,而一个周波就要 20 毫秒,即使在第一个周波截流不起作用,可控硅在 20 毫秒内允许过载倍数还是 5 倍。若用 50 安元件组成三相半控线路,过载电流可以达 700 安左右,若最坏打算,可控硅全开放时,此时瞬时回路阻抗只要在 0.3 欧姆以上,就可以限止电流峰值在 700 安以下(此峰值只能用示波器观察,一般仪表是无法看到的)。但一般情况下,低速启动时,导通角较小(失控除外),因此一般来讲,电流截止环节对可控硅是能够起到保护作用的。特别是当电机转起来后,反电势一建立,回路阻抗立即增大,主回路电流就自动下降。

截流装置工作原理介绍如下:

我们采用普通的交流互感器接在交流主回路。互感器副边接一负载电阻。根据电流互感器工作原理,如果副边开路后在磁路饱和前,原副边电压比等于原副边匝数比,因此电压很高。如果副边接一负载电阻则在磁路饱和前其副边电压的输出是和原边电流保持一定线性关系,并正比于原边电流。我们利用这一实验中得到的现象,把它作为电流截止装置,采用适当的负载电阻使之符合输出特性,并加上一定量的电容滤波。但其数值大小要同时注意到二个问题:一方面把交流成份适当滤去一大部分,使之在稳压管截止范围内无输出电压,不干扰系统工作;另一方面电容不能太大,因时间常数大了也要影响截流动作时间和截流效果。前一时期应用的截流线路是在 1968 年前实践中所积累的,我们现在这方面已作了进一步改进,在原有基础上简化了一些。

造纸机分部传动用截流装置好处较多:

① 操作人员停、开机方便,一年多来的实践,停、开机从未发生过一次故障,从未损坏过一只元件,因此可靠性较高。

② 对电器电机,及造纸机也能起到保护作用。因为电流负反馈的保护,从示波器拍摄截流信号曲线分析,电机的转速上升是在保持电流恒定情况下稳定上升,也就是说能保持动态转矩恒定情况下逐渐升速。这样在停机一段时间再启动时,如果遇到意外故障(轴承,变速箱,压辊,烘缸,刮刀,大布有不适当的变化而引起启动转矩的过份增大),而无法启动时,就能够找出原因,不致造成机械事故。

③ 烘缸部分(六只连在一起)机械转动惯量较大,如果不采用保持在启动升速过程中,动态转矩不变的方法启动,而采用给定积分器启动或用操作人员逐渐升速方法启动时,因为机械静阻矩有变化时,还会产生启动电流过大而造成跳开关,或可控硅损坏故障。

(四) 直流测速发电机

测速反馈系统的精度基本取决于测速机本身的精度。如果测速机的线性度不好,则经放大后,反馈信号误差也大,静态特性就无法保证。如果测速机的交流份量较大,则对半导体放大器影响大,一定需要加强滤波措施,一般要阻止交流份量在数十毫伏以下,这样一来,系统动态指标又受到影响。目前上海直流电机厂及山东博山电机厂以及其他一些微型电机厂生产了数十种测速机,质量基本能够满足国防和工业生产的要求,关于利华造纸厂选用 ZS 1500/400 型测速机是上海直流电机厂 1964 年新产品,这种测速机是目前国内应用在高精度稳速系统上性能最稳定的一种。许多使用单位对这种测速机评价较高,这种测速机和其他测速机对比有下面几条主要优点:

① 额定电压高达 400 伏, 比一般测速机高 4~10 倍。电压愈高, 对测速机本身电刷压降及各接点接触电阻引起变化的误差的相对值就大大减小。有利于系统静态特性的稳定。

② 整流系片数为一般测速机的 2~4 倍, 因此交流份量较小(无论高速低速均能满足要求), 无需特殊滤波措施因此动态指标较高。

③ 机械结构远比一般测速机坚固, 因此使用寿命长, 维护工作量少, 性能稳定。

④ 在磁路设计上, 特别适用于分部传动的要求。在 0~400 伏范围内均线性输出, 在 450 伏以上才逐渐饱和。主磁场采用晶体管稳流(15 伏, 1~1.8 安), 串联稳流如果稳流精度在千分之二以内, 则稳速精度可以得到保证。有第二磁场作辅助调节可以得到 $\pm 15\%$ 的速度调节范围, 生产工人调整特别方便。

当然我们说这种测速发电机性能较好也是相对的, 并不是说这种测速发电机就一无缺点, 也不是说非用这种测速机不可, 而只能说这种测速机对系统精度有提高, 调整、使用较方便。

在初投资上比一般测速机是略高一些, 但对整套装置来讲, 占的比重很微小, 仅为 5% 以下。我们认为在生产上对可靠性、稳定性要求较高, 如在 25 吨/日产造纸机上即使影响一小时生产, 其产生的政治经济后果亦很大, 其经济效果只要影响一个班生产就可超过整台纸机所需测速机的全部投资, 因此对可靠性应该有较高要求。

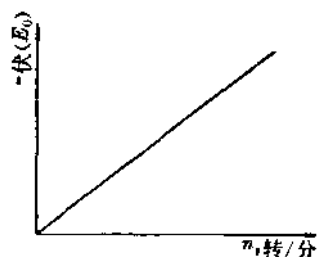


图 1-11

n ——测速机转速。

测速发电机电势 $E_0 = c\phi n$, c ——结构系数一般是不变化的, ϕ ——是激磁磁通, 用晶体管稳流可以保持 ϕ 近于不变。

四、整流变压器的设计

因为整流器具有整流作用, 每个整流器只在周期内一部分时间导电, 因此次级绕组电流多数是非正弦的, 主变压器视在功率比直流输出功率大。

主变压器初级绕组接法的选择是作如下考虑的: 一般的整流变压器有两种接法: Δ/Y , Y/Y 。由于整流电路的整流元件交替轮流工作, 使铁芯内存在强迫磁通。强迫磁通具有交流和直流成分, 在每个芯柱上磁通的方向是相同的, 数值也相等, 在线圈中感应的电势也是同相, 数值相等。

在 Y/Y 接法时, 这种强迫磁通不能通过铁芯闭合, 因而强迫磁通中的直流成分使铁芯易于饱和, 产生功率损失, 交流成份产生附加漏抗, 使整流电压降低, 对外特性影响较大, 且增加了铁损。

当接成 Δ/Y 时, 感应电势在变压器初级绕组的闭合回路中产生环流, 环流产生的磁通可以抵消强迫磁通中的交流成份, 附加漏抗就不存在了, 故选用主变压器初级绕组用 Δ 接法比 Y 接法损耗小, 外特性影响也小。般后选用 Δ/Y 接法。

(一) 整流变压器的计算

$$u_2 = \beta E_{20} - \frac{m}{2\pi} \omega I_s I_s - 2u_g \quad \text{次级相电压有效值 } u_2$$

式中 $E_{20} = \frac{m}{\pi} u_{2m} \sin \frac{\pi}{m} = A u_2$ ——空载全开放时的整流电压; u_{2m} ——加到整流器阳极电压最大值, 对三相桥式线路为变压器次级线电压最大值; ωL_s ——变压器漏感抗; m ——整流相数; I_z ——实际整流电流值; β ——电网电压波动系数; u_g ——管压降。

$$\text{令 } c \frac{u_{de} \%}{100} = \frac{\omega L_s I_{zed}}{2 u_{2m} \sin \frac{\pi}{m}}$$

$u_{de} \%$ ——变压器短路电压百分比; c ——与整流线路接法有关的系数。

$$u_s \text{ 可改写成 } u_s = A \beta u_2 - c A u_2 \frac{u_{de} \%}{100} \frac{I_z}{I_{zed}} - 2 u_g \quad (1)$$

$$\text{又电动机的反电势 } E_d = u_d - I_d r_s \quad (2)$$

r_s ——电动机电枢回路电阻;

$$\text{在额定情况下: } E_{ded} = u_{ded} - I_{ded} r_s \quad (3)$$

$$(2) \text{ 等于 } (3) \text{ 得 } u_d = u_{ded} \left[1 + \gamma \left(\frac{I_d}{I_{ded}} - 1 \right) \right] \quad (4)$$

$\gamma = \frac{I_{ded} r_s}{u_{ded}}$ ——额定情况下电枢压降相对值

为了保证转速不变(1)式必须等于(4)式于是

$$u_2 = \frac{u_{ded} \left[1 + \left(\frac{I_d}{I_{ded}} - 1 \right) \right] + 2 u_g}{A \beta - A c \frac{u_{de} \%}{100} \frac{I_z}{I_{zed}}} \quad (5)$$

已知: $u_{ded} = 220$ 伏; $\frac{I_z}{I_{zed}} = \frac{I_d}{I_{ded}} = 1.2$; $A = 2.34$, $c = 0.5$

设 $u_{de} \% = 4$ $\beta = 0.95$ $u_g = 1$ 伏 $\gamma = 0.06$

代入(5)式求得 $u_2 = \frac{220 [1 + 0.06(1.2 - 1)] + 2}{2.34 \times 0.95 - 2.34 \times 0.5 \times 0.04 \times 1.2} = 104$ 伏

次级相电流有效值: 轧光一压网部三个分部, 每分部 I 以 80 安计算, 烘缸二个分部, 每分部 $I = 40$ 安计算 2 压、3 压卷 I 按 40 安取, 八个分部共计负载电流 440 安

$$I_2 = \frac{2}{3} I_{ded} = 0.817 \times 440 = 360 \text{ 安}$$

次级绕组功率: $P_2 = 3 u_2 I_2 = 3 \times 107 \times 360 = 115.5$ 千伏安

变比: 初级绕组接成三角形, 相电压 380 伏, 则变比 $K = \frac{380}{107} = 3.55$

根据上述计算变压器实际容量 115.5 千伏安, 但考虑以下二个因素: 一是主励也由整流变压器供电, 也要增加 20 安; 二是启动时电流较大, 另外瞬间电压下降时整流变压器容量有余量, 对稳速系统稳速精度有好处。

根据以上二个原因, 实际设计容量按两台 62.5 千伏安设计, 共 125 千伏安。投产, 经实测在抄速 85 米/分时, 两台主变压器电流各为 90 安。抄速 100 米/分时, 各为 100 安。125 米/分时, 各为 110 安。预计在 150 米/分内输出功率是足够的。

(二) 可控硅整流器的选择

1. 按等效发热电流选元件

$$I = 1.57 I_F$$

式中: I ——元件的允许等效发热电流; I_F ——元件的正弦半波平均值电流。

在三相桥式整流线路中, 实际流过每臂元件的等效发热电流为:

$$I' = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_d^2 d\omega t} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d$$

令 $I \geq I'$, 轧光网部一压最大电流按 100 安估算

$$\therefore I_F \geq \frac{I_d}{1.57 \times \sqrt{3}} \quad \text{烘缸 2.3 压卷, 最大电流按 60 安估算}$$

设 $I_d = 110$ 安, 而整流线路直流则由电流截止限止为 120 安培。若失控时, 快速自动开关动作, 整定跳闸电流为 150 安, 其动作电流误差为 $\pm 10\%$, 故最大可能的输出电流将达

$$I_d = 150 \times (1 + 10\%) = 165 \text{ 安}$$

代入上式计算

$$I_F \geq \frac{110}{1.57 \times \sqrt{3}} = 40.6 \text{ 安}$$

我们投产时, 选用 50 安元件, 对轧光 1 压网部嫌小, 最好用 100 安, 其它分部已够用。

2. 电压选择

$$u_{ged} \geq 1.5 \sqrt{6} u_g = 3.5 \times 100 = 350 \text{ 伏, 我们选用 } 400 \sim 500 \text{ 伏元件。}$$

(三) 硅二极管选择

硅二极管我们选用 300 伏、100 安。

由于整流回路串联有滤波电抗器保证电流连续和限制电流脉动率, 因此在 $\alpha < \frac{\pi}{3}$ 时不用考虑。因为电流断续引起电流有效值增加的问题, 当控制角 $\alpha > \frac{\pi}{3}$ 以后, 一部分电流流过并联在负载的整流器, 可控硅整流元件的导通角将小于 $\frac{2\pi}{3}$, 但电流有效值和平均值不随之减小, 故可控硅整流元件的损耗会比 $\alpha < \frac{\pi}{3}$ 时严重。因此可控硅元件留适当电流余量是必需的。投产一个时期后, 我们认为根据通风情况及元件发热情况将网部, 1 压轧光等改为 100 安较合适。一般来讲, 可控元件从长远观点讲使用电流最好在额定值的 60% 以下。

硅二极管的额定电压为转折电压的 1/2, 所以 300 伏元件实际上和可控 500 伏元件是一个电压等级。

1. 利用熔丝对硅可控元件进行保护

元件的额定容量为正弦单相半波电流的平均值。设电流峰值为 I_m , 平均电流为 I_{cp} , 均方根电流为 I , 则

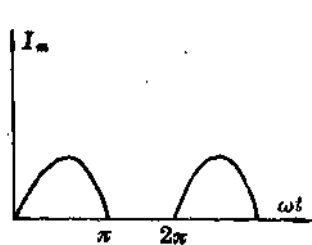


图 1-12

$$I_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{2\pi} \left[-\cos \omega t \right]_0^{\pi} = \frac{I_m}{\pi}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - \cos^2 \omega t}{2} d\omega t} = \frac{I_m}{2}$$

$$\therefore \frac{I}{I_{cp}} = \frac{\frac{1}{2} I_m}{\frac{1}{\pi} I_m} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad \therefore I = 1.57 I_{cp}$$

由于熔丝是按均方根值标定, 若硅元件为 50 安时, 用快速熔丝时, $50 \times 1.57 = 78.5$ 安,

若负载电感较大, 整流电流连续时, 则流过每个元件电流波形, 如图 1-13 所示。

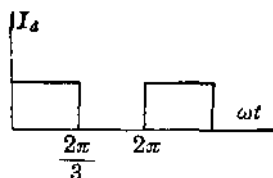


图 1-13

$$I_{cp} = \frac{I_d}{3}, \quad I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d\omega t} \approx \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

根据整流元件额定电流定义 $I = 1.57 I_{cp}$ 代入

$$I = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1.57 I_{cp} \quad I_d = 2.72 I_{cp}$$

若 50 安元件用足, $I_d = 2.72 \times 50 = 136$ 安

根据此值对过流继电器动作电流可整定到 130 安, 每只元件熔丝若用快速熔丝保护, 可用 75 安保护。我们因电流未用足 (仅 60~80 安) 故用慢速 40 安熔丝保护, 一年来实践证明, 完全可以达到过载保护作用。

2. 限制电流脉动率所需的电感

一般情况下, 电流脉动率大多出现在 α 比较大以后, $\alpha > \frac{\pi}{3}$ 以后的整流电压整流电流波形如图所示。

整流电流 i_d 由直流分量和交流分量 i_j 组成。假定整流回路和电枢回路的换弧压降, 电阻压降, 管压降不考虑, 同时认为电机反电势波形是平直的 (即认为电枢电感远小于阴极电抗器的电感), 则整流电压瞬时值与电机反电势之差, 全部为阴极电抗器所吸收, 即为电流交流分量 i_j 在阴极电抗器所感应的电势所平衡, 按此原则可进行如下分析:

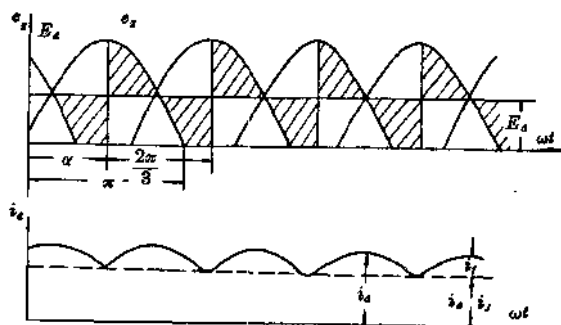


图 1-14

在电流连续条件下, ωt 从 $\alpha \rightarrow \pi$ 区间内整流电压瞬时值 $e_{s1} = \sqrt{6} U_2 \sin \omega t$, ωt 从 $\pi \rightarrow \alpha + 2\pi/3$ 区间内, 整流电压瞬时值 $e_{s2} = 0$, 电动机的反电势应该等于整流电压平均值

$$E_d = \frac{3\sqrt{6} U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (11)$$

$\omega t = \alpha \rightarrow \pi$ 区间, 电抗器端电压瞬时值

$$e_{k1} = e_{s1} - E_d = \sqrt{6} U_2 \sin \omega t - \frac{3\sqrt{6} U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (12)$$

$$e_{k2} = e_{s2} - E_d = -\frac{3\sqrt{6} U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (13)$$

因阴极电抗器为线性电抗器, 其电感量不随直流分量电流磁化而变化, 根据 (11) (12) 式, 则电抗器必须流过的交流电流瞬时值为:

$$i_{j1} = \frac{6U_2}{\omega L} \left[\left(\cos \alpha + \frac{3}{2\pi} \alpha + \frac{3}{2\pi} \alpha \cos \alpha \right) - \left(\cos \omega t + \frac{3}{2\pi} \omega t + \frac{3}{2\pi} \omega t \cos \alpha \right) \right] \quad (14)$$

同样可以求得 i_{j2} (边界条件 $\omega t = \alpha + \frac{2\pi}{3}$ 时 $i_{j2} = 0$)

$$i_{j2} = -\frac{3\sqrt{6} U_2}{2\pi \omega L} (1 + \cos \alpha) \left[\left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) - \omega t \right] \quad (15)$$

电抗器电流交流分量最大值发生在 $e_{k1} = 0$ 时即

$$\omega t = \arcsin \frac{3}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (16)$$

由(16)式求出 $e_{k1}=0$ 的 ωt 值代入(14)式可得交流分量最大值 i_{Jmax} 。于是交流脉动率:

$$U = \frac{i_{Jmax}}{I_{ded}} 100 \quad (17)$$

一般对于中、小容量三相整流线路 $U \leq 12\%$, 则可保证电动机换向不受脉动电流的影响

(三相桥式半控线路, 在 $\alpha > \frac{\pi}{3}$ 以后, 电流电压波形实际上与三相线路一样)

从(14)式, 根据给定的电流脉动率可以求出所需的电感值:

$$\begin{aligned} L_2 &= \frac{\sqrt{6} U_2 10^3}{\omega U I_{ded}} \left[\left(\cos \alpha + \frac{3}{2\pi} + \frac{3}{2\pi} \alpha \cos \alpha \right) - \left(\cos \omega t + \frac{3}{2\pi} \omega t + \frac{3}{2\pi} \omega t \cos \alpha \right) \right] \\ &= \frac{6 U_2 10^3}{\omega U I_{ded}} f_2(\alpha) \text{ 毫亨} \end{aligned} \quad (18)$$

对于三相半控线路 L_2 也是在 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时最大, 故以 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 代入(16)式求出

$$\omega t = 151.4^\circ \text{ 或 } 2.64 \text{ 弧度。}$$

取 $U=12\%$ 代入(18)求得: 压榨 $L_2=15.15$ 毫亨; 烘缸 $L_2=45.45$ 毫亨。电动机电枢电感[2]

$$L_d = K_d \frac{U_{ed}}{2P n_{ded} I_{ed}} 10^3 \text{ 毫亨} \quad (19)$$

对于快速的无补偿电机 $K_d=6\sim 8$; 又 $U_{ed}=220$ 伏; $2P=4$; $n_{ded}=1500$ 转/分

$$I_{ded}=116 \text{ 安 (压榨)}$$

代入(19)式得, 压榨: $L_d = 8 \frac{220 \times 10^3}{4 \times 1500 \times 116} = 2.53 \text{ 毫亨}$

3. 变压器相电感

$$\text{压榨 } L_6 = 0.5 \text{ 毫亨}$$

阴极电抗器额定电流为 60 安(压榨)

$$\text{压榨: } L = L_2 - L_d - 2L_6 = 15.15 - 2.53 - 1 = 11.62 \text{ 毫亨}$$

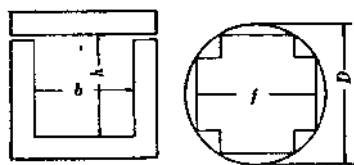


图 1-15

压榨: 取 $L=10$ 毫亨 按线性电抗设计

具体设计如下:

滤波电抗器的计算

① 已知: $I_0=60$ 安; $E_0=220$ 伏; $L_0=10$ mH

② 计算: $f=71$ mm; $D=79$ mm; $h=210$ mm;
 $b=75$ mm。

得 $g=b+f=75+71=146$ mm; $a=0.6f=0.6 \times 71=42.5$ mm; $l_e=2(g+h+f)=2(146+210+71)=854$ mm; 匝数 $W=1000\sqrt{L_0}=1000\sqrt{0.01}=100$ 匝, 取 $W=180$ 匝; 气隙 $l_g=10$ mm; 铁芯截面 $S_0=0.75f^2=0.75 \times 7.1^2=37.8 \text{ cm}^2$ 。

$$\text{由曲线查得: } M = \frac{L_0 I_0^2}{S_0 l_e} = \frac{0.01 \times 60^2}{37.8 \times 85.4} = 11.5 \times 10^{-3}; M_s = 50$$

$$\text{校验电感: } L = \frac{1.26 \mu_r S_0 W^2 \cdot 10^{-8}}{l_g} = \frac{1.26 \times 50 \times 37.8 \times 180^2 \cdot 10^{-8}}{85.4} = 9.05 \text{ mH}$$

上值已和已知值接近。

导线: 取 $j = 3a/\text{mm}^2$; 截面 $S_M = \frac{I_0}{j} = \frac{60}{3} = 20\text{mm}^2$; $a \times b = 3.05 \times 6.9$ 绝缘后 3.45×7.3 ; 每只线圈分 5 层, 每层 20 匝 (最后 1 层 10 匝); 线圈高 $h = \frac{20 \times 7.3}{0.8} + 10 = 193\text{mm}$; 线圈宽 $b = \frac{5 \times 3.45}{0.8} + 10 = 31.5\text{mm}$ 。

重量计算: 铁重: $G_c = 7.8 \times S_c L_c \times 10^{-3} = 7.8 \times 37.8 \times 85.4 \times 10^{-3} = 25.2$ 公斤

铜重: $G_M = 8.9 S_M \cdot W \cdot \pi D_{cp} \cdot 10^{-3}$
 $= 8.9 \times 0.206 \times 180 \times 3.14 \times 11.05 \times 10^{-3} = 11.5$ 公斤

总重: $G = G_c + G_M = 25.2 + 11.5 = 36.7$ 公斤

其中: $D_{cp} = D + b_M + bu_z = 79 + 31.5 = 110.5\text{mm}$

五、系统调试中遇到的问题及其解决方法

(一) 触发回路和主电路同步问题

触发脉冲发生器的同步电源的相位, 必须与相应的各主回路电压的相位相配合, 否则就要产生失控现象, 使可控硅无法正常工作。

本系统采取主电源变压器 $\Delta/Y-11$ 接线, 同步电源变压器 $\Delta/Y-5$ 接线, 并以同步电源的 b 相去触发主回路的 A 相, 同步电源的 c 相去触发主回路的 B 相, 同步电源的 a 相去触发主回路的 C 相, 以此使得相位相互配合, 即, 使同步电源的相位滞后相应的各主回路电压 180 电气角。

对相位最基本的方法是检查主变压器、同步变压器的接线是否正确 (此步工作应在安装前做好), 此方法比较繁杂, 但可靠。最简便的方法是用双踪示波器, 同时观察同步电源和相应的主电路的电压波形, 鉴别两者的相位关系是否正确配合。也可以用单相对相位的方法, 即用某一相的脉冲信号去触发任意一个可控硅, 在示波器中观察该输出电压波形。如能找到一相的触发脉冲恰能使输出单相电压波形从 $\alpha = 0^\circ$ 到 $\alpha = 180^\circ$ 内移相。(这是理论上分析, 实际上移相范围约小于 150 电气角) 即可定该相同步电源是正确的。其它二相均可照此解决。

(二) 提高系统稳速精度问题

系统稳速精度主要取决于测速元件的性能。本系统用的 ZS-440/1500 直流测速发电机, 其特点是在整个测速范围内严格准确保持电压和转速是线性关系, 而且交流分量小, 有利于提高系统稳速精度。同时, 该测速发电机有第二工作磁场, 便于造纸机的系统中, 即多分部的系统中, 调节各分部间的速度曲线保证张力恒定。

提高系统的稳速精度, 除加强速度负反馈的强度外, 亦可提高中间放大器的放大倍数。或减小放大器输入级前衰减系数来满足。亦即提高整个系统的放大倍数来满足。但是随之而来的因系统的精度高而引起了动态振荡。故系统的总放大倍数要调整的适宜。

(三) 系统动态静态调试中几点体会

分传件动闭环自动调节系统应注意三点要求: 1. 系统在闭环时应该是稳定的; 2. 在