

第四屆
全國電源技術年會
論文集

中國電源技術論文集編輯委員會

一九八一年

前 言

30029/11
第四届全国电源技术年会于一九八一年十月在南京召开。二十九省市三百多名代表出席了本届年会，会上发表论文、成果报告一百二十多篇。年会学术内容包括：直流稳压、稳流技术，交流稳压、稳频技术，逆变技术，高压技术，不停电供电系统，电路计算机辅助设计，新材料，新器件等方面。

经编委会和有关专家审定本届年会文集刊登论文三十四篇。电源技术是电子工业技术的一个重要方面，它涉及到我国工农业生产的各行各业，“文集”作为我国电源技术发展的历史年鉴，它的出版必将对我国电源技术的发展起到积极作用。

江苏省和南京市科委、科协、电子工业局、电源专业委员会领导人：程萍、缪朗、冯群、龙永发、夏振华、陈专山、丁道宏等同志出席了本届年会，中国科学院计算所副总工程师李道恺同志为本届年会作了总结。

南京电源技术情报网谢桂荣等同志为本届年会作了大量筹备工作。

本届年会文集由天津市电源技术研究会负责编辑出版，由河北省沧州地区印刷厂印刷装订。国家海洋局海洋科技情报研究所和海洋技术研究所为“文集”的出版给予了多方面的支持，在此特致谢意。

中国电源技术论文集编辑委员会

一九八二年十月

目 录

论 文 部 分

1 两相电源·····	周衍浩 沈杏秀 (1)
2 集电极接地的直流PNP与NPN型混联式晶体管串联稳压器·····	金成广 (9)
3 高稳定度18KV负高压稳压电源的研制 ·····	朱从德 黄津显 孙德海 (16)
4 高效率高性能集电极输出型直流稳压电源·····	万国成 (20)
5 开关电源输入端传导干扰的形成及抑制·····	齐小琴 (31)
6 数控稳压电源·····	宁金所 马如钢 (38)
7 高磁感铁基非晶合金的研究进展·····	石松跃 (43)
8 辅助晶闸管换向的晶闸管静止变流器的分析与设计·····	赵修科 (50)
9 开关电源的输出噪音·····	严家耀 (57)
10 新颖发热材料—半导体陶瓷·····	赵彦如 (66)
11 串联稳压电源分析·····	孙海瀛 (74)
12 恒流方案及恒流稳定度分析论证报告·····	王三元 (84)
13 计算机电源供电中的火花干扰与抑制·····	王其英 (90)
14 开关型直流变换器离散时域模型的建立及机辅分析 ·····	沈冬珍 王永凡 (100)
15 正反两用SCR变换器——一种新型交流不停电电源的核心 ·····	陈震宇 殷秀华 (114)
16 一个实用的双向变换器·····	董 良 (126)
17 高效率的线性稳压电源·····	唐恩鸣 (132)
18 小型长期稳定直流高压电源的设计·····	康玉岩 (140)
19 以可控硅整流装置为控制电源的 托卡马克负反馈平衡采样控制系统·····	胡子卿 王仪昭 (145)
20 一种性能好效率高的直流稳压电源·····	阚士良 (162)
21 晶体管容性滤波稳压电源·····	潘菊保 (170)
22 非正弦情况下电源功率因数的测量与计算·····	张乃国 徐德高 (180)
23 单端变换器电源的稳定分析和校正·····	严家耀 张侠华 (185)
24 开关稳压器的精确分析·····	刘忠兴 (194)
25 直流稳压电源的计算机辅助分析·····	姚善宝 (208)
26 调频稳压变换器及其CAD设计·····	贺庆荣 (223)
27 100KC晶体管单端变换器稳压电源·····	张谷勋 王铁流 郑笑风 (235)
28 晶体管变阻器在直流稳压电源测试中的应用·····	林色蔼 (248)
29 高效能低功耗线性晶体管稳压电源法·····	谭 信 (257)

30 直流高压开关稳压电源的分析和设计	徐文权 (267)
31 热管散热器及其应用设计	黄选才 沈仲明 (274)
32 新型浮地式零伏起调直流稳压电源的研究	曾大鑫 (289)
33 电子自动交流调压器	叶治政 (294)
34 1KW海岸风力发电系统	李颖达 (302)

附录:

第四届全国电源技术年会论文集英文目录	(380)
--------------------------	-------

产 品 · 介 绍 部 分

1 开关电源用大功率开关管	哈尔滨晶体管厂 (307)
2 2DH恒流二极管	浙江海门晶体管厂 (308)
3 614型、GW型、WYJ型交直流稳压电源	宜昌电工仪表厂 (309)
4 南京虹光五金仪器厂产品介绍	(310)
5 西安无线电十六厂产品介绍	(312)
6 100、150瓦短波发射机	河南省鹤壁无线电一厂 (314)
7 GYJ—I型、GYJ—I—A型、GYJ—II型高性能晶体管直流稳压电源	苏州继电器厂 (315)
8 鞍山市投影电视机厂晶体管直流稳压电源产品介绍	(316)
9 吴江煤矿电器厂提供热量测定仪	(317)
10 肇庆市电子仪器厂产品介绍	(318)
11 哈尔滨自力电子仪器厂电子交流稳压器、超高频电压表产品介绍	(320)
12 国营第八七七厂(西安市)产品介绍	(322)
13 骊山微电子公司西安分部(原西安延河无线电厂)产品介绍	(324)
LWY8 正集成稳压电源	(324)
LWY9 负压集成稳压电源	(326)
LWY10 正负双集成稳压电源	(328)
(通讯地址:西安市31号信箱)	(329)
14 上海长征无线电厂产品介绍	(330)
15 天鹅牌电池	上海电池厂 (331)
16 氧化锌压敏电阻性能及其应用	武汉压敏电阻厂 (332)
17 国营华南器材厂(陕西洛南)产品介绍	(333)
18 WS—CD—1型双C D型稳压器	江苏武进县绣衣无线电器材厂 (334)
19 四川涪陵广播器材厂产品介绍	(335)
20 JWY—30B—G 直流稳压电源	石家庄市无线电四厂 (336)
21 DSK型水位监控仪	福州市第二十六中学电器设备厂 (337)
22 湖南开关厂(长沙市)主要电器产品介绍	(338)

23	吉林市无线电元件公司产品介绍	(340)
24	广州南洋电器厂产品介绍	(342)
25	国营常熟无线电厂产品介绍	(343)
26	浙江余姚无线电厂产品介绍	(344)
27	天津市第二变压器厂(原天津市卫东变压器厂)产品介绍	(346)
28	江苏常熟低压开关厂产品介绍	(348)
29	上海电器三厂产品介绍	(350)
30	通化市变压器厂产品介绍	(352)
31	生产稳定化电源的专业工厂	石家庄市无线电十厂 (354)
32	广东汕头市红卫开关厂产品介绍	(356)
33	SRZ ^{111—117} _{211—223} 叉指型散热器	山东省昌乐县无线电散热器厂 (359)
34	安徽省蚌埠半导体器件厂产品介绍	(360)
35	上海电炉厂产品介绍	(362)
36	庆安钢铁厂概况和主要产品介绍	(364)
37	杭州开关厂概况和主要产品介绍	(366)
38	浏阳科技模型厂产品介绍	(368)
39	上海市松江电讯器材厂产品介绍	(370)
40	四川仪表三厂(重庆市)产品介绍	(372)
41	沈阳变压器厂产品介绍	(374)
42	丹东市无线电十七厂(丹东继电器厂)产品介绍	(376)
43	湘潭市整流器厂产品介绍	(378)

两 相 电 源

周衍浩 沈杏秀

一、用 途

两相电源是一个高精度的稳频、稳压、稳相电源，它是为精密测角元件——感应同步器研制的，用它可对任何圆盘形的、直条状的感应同步器或其它形式的高精度传感器作两相激励或单项激励，适当改变接法可作三项电源输出。

由于该电源线路简单，采取了适当技术措施，本电源除具有高可靠性、高精度外，而且有长期连续工作、适应低阻抗负载等特点。

二、技 术 指 标

经实验室使用、例行试验以及各种气候条件的海上长期使用证明，本电源达到较高指标。例如以10昼夜满负载连续考核最大变化量计算：

1. 两相电源电压幅值稳定度

$$\frac{\Delta U_A}{U_A} = \frac{\Delta U_B}{U_B} \leq 0.1 \sim 0.2\% \quad (\text{电压可调范围: } U_A = U_B = 2 \sim 6V);$$

2. 两相电压相位稳定度

$$\phi_{AB} = 90^\circ \pm 0.1^\circ \quad (\text{相位可调范围: } 90^\circ \pm 40^\circ);$$

3. 两相电压谐波失真系数

$$K_f \leq 0.05\% \quad (\text{当 } U_A = U_B = 4V; R_L = 2\Omega);$$

4. 信号频率稳定度

$$\frac{\Delta f}{f} \leq 2 \times 10^{-7} \quad (\text{信号由 } 5\text{MHz 石英晶体}$$

振荡器经 2^{11} 分频而得 2.441KHz 方波)；

5. 工作环境温度： $0^\circ \sim 40^\circ\text{C}$

6. 预热时间：30分钟

7. 工作方式：连续 ≥ 10 昼夜。

三、线路及简要说明

(一) 线路

图1是两相电源的框图。

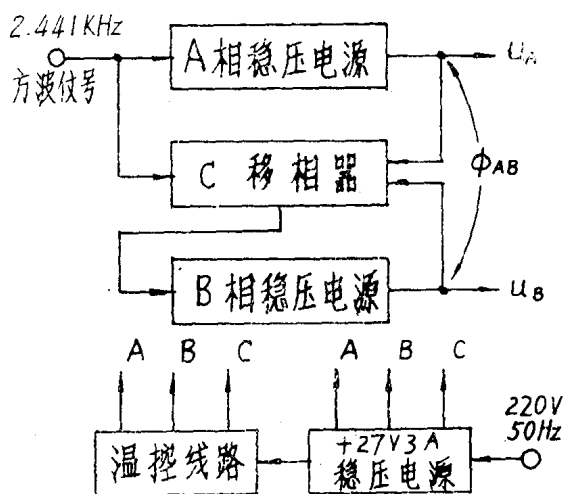


图1 两相电源方框图

它由五部分组成，A相、B相稳压电源是完全相同的。温控线路，以及供给本电源的+27V3A直流稳压电源线路另述；图2是两相电源的主要线路

(二) 简要说明

1. 稳压原理

在图2中（见7页）：上下两部分为A、B相稳压电源，两部分线路和结构完全相同，均属负反馈调节系统。图3示出了稳压原理：

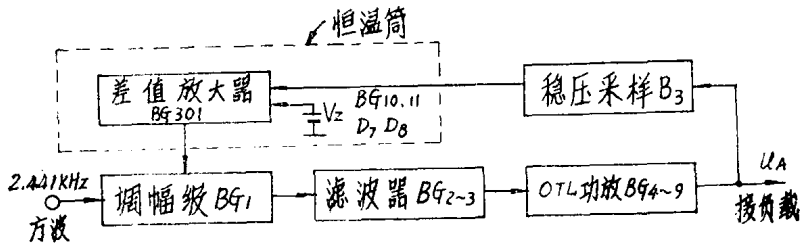


图3 稳压原理

图中 V_z 为基准电压，在图2中它由BG10~11、 D_7 、 D_8 和 R_{62} 、 R_{63} 组成了高稳定性基准电压源；差值放大器由集成运算放大器BG301构成；调幅由BG1组成，其输出方波幅度大小由 V_A 控制， V_A 是差值放大器输出的直流电压；滤波器包括一节RC π 型低通滤波器和两级LC选频放大器；功放为典型的OTL电路；稳压采样电路由升压变压器 B_3 和电位计 W_A 以及整流二极管 D_4 、滤波电容 C_2 组成。值得指出的是差值放大器和 V_z 放置于恒温筒内。

2. 稳相原理

图2的中间部分是自动移相器，它是两相电源的关键电路，它与A、B相电源的关系可用图4表示：

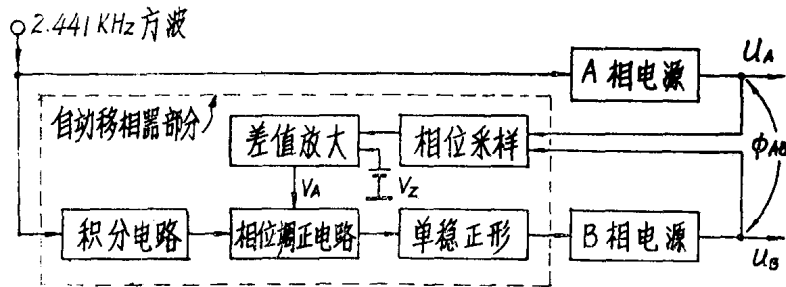


图4 稳相原理

虚线框内为自动移相器部分，其中差值放大器、 V_z 与A相电源相同（实际线路中 V_z 为A相、B相、移相等三路共用基准）； R_4 、 C_2 构成的积分电路仅仅是将输入方波变成类似三角波的信号，使输入信号的上升和下降部分与时间成线性关系；由BG16~BG19构成的单稳整形电路使输入B相的方波上下等宽对称。

相位采样电路和相位调整电路是移相器的关键部分。

①相位采样电路（见图5）

设相位差为 ϕ_{AB} 的 U_A 、 U_B 电压加于 B_4 的原边（这里假定 B_4 变比为 1:1，实际上为 1:3），次级电压 U_{AB} 应为它们的矢量和，如图6：

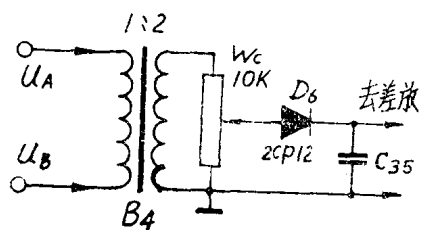


图5 相位采样电路

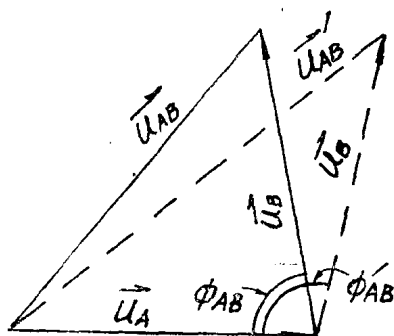


图6 相位→电压转换

因此下式成立：

$$\vec{U}_{AB} = \vec{U}_A + \vec{U}_B$$

“和”电压 $\vec{U}_{AB}$ 的绝对值按余弦定理有：

$$U_{AB} = \sqrt{U_A^2 + U_B^2 - 2U_A U_B \cos \phi_{AB}}$$

从图6中看出：如果 $\phi_{AB} \rightarrow \phi'_{AB}$ ，则 $\vec{U}_{AB} \rightarrow \vec{U}'_{AB}$ ，因此， ϕ_{AB} 变化时，采样变压器付边的“和”电压将跟着变化，这样一来，相位采样电路就完成了“相位→电压”转换。

正常工作时， $U_A = U_B$ ， $\phi_{AB} = 90^\circ$

所以： $U_{AB} = \sqrt{2} U_A = \sqrt{2} U_B$

W_C 为多圈电位计，是为精细调整 ϕ_{AB} 而设的。二极管 D_6 和 C_{35} 将相位采样电压 U_{AB} 整流滤波并送入差值放大器。

②相位调整电路（见图7）

这是一个典型的司密特触发器，这种电路广泛用来作为脉冲整形，电压比较和幅度鉴别，其原理大家熟知。

这里我们利用其输入端Q点（BG14的基极）电位变化而引起输出方波 U_{SC} 宽度的变化这一特点来完成“电压→相位”的转换，其工作波形见图8

图8中的a) 表示Q点的输入信号：三角波是输入 2.441KHz 方波信号经积分后

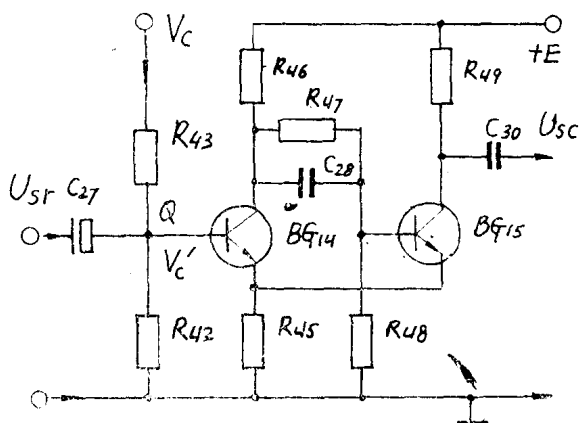


图7

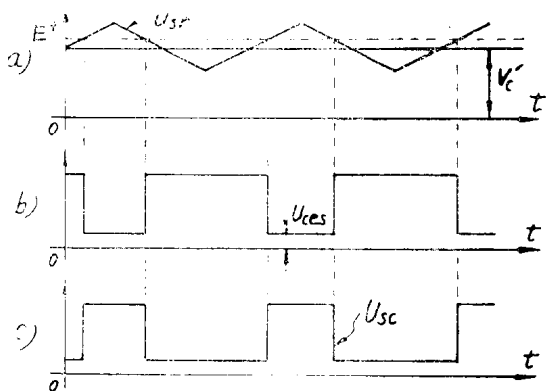


图8 移相原理

利用 C_{30} 和 R_{51} 构成的微分电路，将波形C)微分并取其下降沿的尖脉冲，作为单稳电路的触发脉冲，于是产生了加入B相电源的输入信号，这个信号的起始时间是由负向尖脉冲定的，也即由 V_c' 定的，因此，改变司密特基极Q点的电压 V_c' 的大小就可延迟加到B相电源信号的时间，亦即改变了 U_A 、 U_B 之间的相位差 ϕ_{AB} 。

基于上述两种电路的作用，我们完全可以用稳压的办法来实现相位的调整和稳定。

3. 恒温控制

为了保证电压、相位不受环境温度的影响，电路的重要部分，如：共用基准电压源电路；三个差值放大器；整流采样电压的三只二极管和滤波电容等均被置入恒温筒内，在恒温条件（ $50^\circ\text{C} \pm 0.1^\circ\text{C}$ ）下工作。因此设计了结构较复杂的恒温筒（这里从略）。恒温控制电路见图9，（原理叙述略）

4. +27V3A直流稳压电源

供给本机的这种直流稳压源为一般晶体管串联式稳压电路，这里不再赘述。

由跟随器BG13送来的，其幅度是固定的；可变直流电平 V_c' 是差值放大器输出电压 V_c 被 R_{43} 和 R_{42} 分压而得； E^+ 是BG14的开启电压，由电路参数决定的。图8中的b) c) 分别代表司密特两管集电极电压波形，c) 被用来输出。

从图a)中看出：当 V_c' 变化时，三角波被虚线 E^+ 所切顶部面积大小将要变化，而虚线与三角波的交点正是司密特两管工作状态转换点。所以当 V_c' 变化时，波形C)的宽度将要发生变化，因此调节 V_c' （即调节 V_c ）的大小可以得到需要的方波宽度。

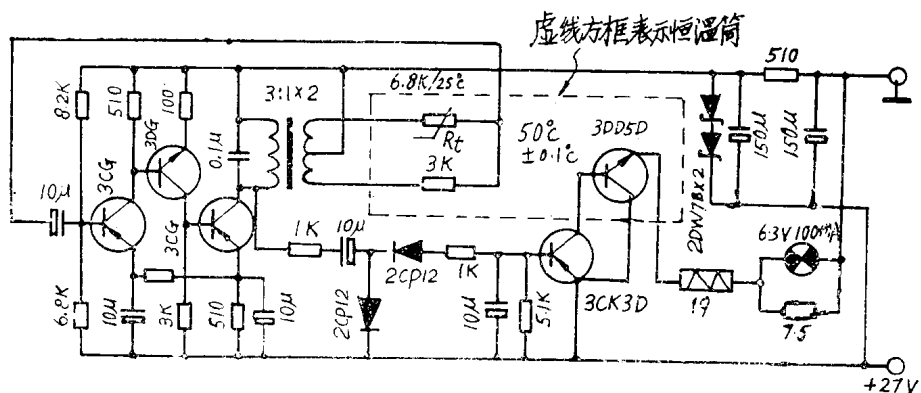


图9 恒温控制电路

四、关键性技术措施

1. 高稳定性共用基准电压

为保证A、B相电压幅值稳定，以及相位 ϕ_{AB} 的稳定，通过分析负反馈调节系统的稳定性原理，可以得到表示电压稳定度的计算公式：

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\Delta V_z}{V_z} - \frac{\Delta \beta}{\beta + \frac{1}{K}} + \frac{1}{1 + \beta K} \cdot \frac{\Delta K}{K}$$

ΔV_z —基准电压变化量

ΔK —系统总放大系数变化量

ΔU —输出电压变化量

$\Delta \beta$ —反馈系数变化量

撇开上式第二、三项不管（因为它们的影响易于克服），显然：

$$-\frac{\Delta U}{U} \propto \frac{\Delta V_z}{V_z}$$

可见，减小 ΔV_z 这是一个关键：

- ①选择高稳定性的基准稳压管，如国产2DW7C，其温度稳定性较好；
- ②进行二次稳压，以进一步减小电源波动的影响；
- ③设计有温度补偿和带恒流源的稳压线路，用以克服环境温度和直流电源波动的影响；
- ④A、B、C三路均采用同一基准电压供给，这样三路在诸因素影响下，变化量相等且方向一致，这就大大减小了各路用独立基准时造成的差异。

2 恒温条件

尽管将基准电压源设计得十分考究，但要完全补偿掉线路中温度敏感元件的影响是不可能的。如采样整流电路中的三只二极管2CP12，它有 $-2^{mV}/1^{\circ}\text{C}$ 的漂移，差值放大器BG301的b—e结和滤波电容器等也是随温度变化的。所有这些温度漂移量，想要用补偿办法来克服相当困难，因此设计一恒温装置将以上电路的关键部分一齐置入恒温条件下工作，反而容易实现。

由于选用的温控线路灵敏度高，恒温筒设计严密，当环境温度从 $0^{\circ}\sim 50^{\circ}\text{C}$ 筒内温度变化量 $\Delta T = \pm 0.1^{\circ}\text{C}$ ，大大消除了温度、湿度对电源幅值和相位稳定度的影响。

3. 高纯度信号源和高保真功率放大器

为了确保谐波失真系数 $K_f \leq 0.05\%$ ，必须滤除信号源（方波）中大量高次谐波。如果不考虑输出信号的幅度和功率，实现这一要求是不难的，然而要求输出有效值为 $2\sim 6\text{V}$ ，负载阻抗仅为 2Ω 左右，其输出电流达 $1.5\sim 2\text{A}$ 以上，为此必须采用特种措施：

①用三极滤波器来实现高纯度信号源。两级LC选频放大，其滤波性能远比其它多种窄带滤波器优越，且又同时满足了功率级需要的信号幅度，其失真系数可达 $K_f \leq 0.02\sim 0.03\%$ 。具体措施有：

a. 选用线性范围宽的高导磁材料, 如 Ni_7MO_4 坡膜合金作选频变压器铁芯, 特别是末级选频变压器;

b. 选用线性宽、饱和压降低晶体管作末级选放 (因功放级要求输入幅度 ≥ 1 而此时 B_2 原边有效值可能达 $3\sim 5\text{V}$);

c. 为防止电、磁场干扰, 应对选频变压器 B_1B_2 进行电磁屏蔽, 屏蔽罩用高导磁材料坡膜合金板或工业纯铁板 DT_4 制成。且要良好接地。

②功率放大器采用具有深负反馈的“OTL”高保真电路, 由于本电路的深负反馈作用, 消除了晶体管特性的非线性影响, 其谐波失真系数极小, 大约为 $0.005\%/W$, 功放末级用外延平面型大功率管作准互补输出, 稳定性好, 输出阻抗低, 实现了与低负载阻抗的良好匹配, 有较好的负载性能。

4. 自动移相技术

相位的自动调节取决于两个重要环节的设计:

①利用相位采样电路, 巧妙地将 ϕ_{AE} 的变化转换成 U_{AL} 的变化, 完成了“ $\phi \rightarrow U$ ”转换;

②利用了改变司密特基极电位的办法达到了改变其输出脉冲宽度, 即完成了“ $V \rightarrow \phi$ ”转换, 这样一来, 完全可以采用稳压技术的同一原理实现了 ϕ_{AE} 的自动稳定, 简化了电路设计。

五、优 缺 点

本电源属于高精度交流小功率稳压电源, 其电压稳定度, 相位稳定度、保真度、连续工作等技术指标均比较高。1972年以来已被许多单位用于低速转台, 惯性导航设备和各种精密测角、测位装置中, 经多年实际使用证明性能稳定可靠, 精度高, 平均无故障时间 >2000 小时。

作为精密型这种正交电源, 国外虽有先例但未弄到专利资料, 在国内则属首创, 这种电源既可单相使用, 又可双相使用, 甚至三相使用, 因此是生产和使用感应同步器, 高精度传感器的厂家最理想的设备。

缺点:

本电源于1972年研制成功, 为分离元件组装, 个别部件体积较大、较重, 如电源变压器、恒温筒、散热器等。此外功率级效率较低。

体积重量: $420 \times 380 \times 150 (\text{mm})^3$; 20Kg

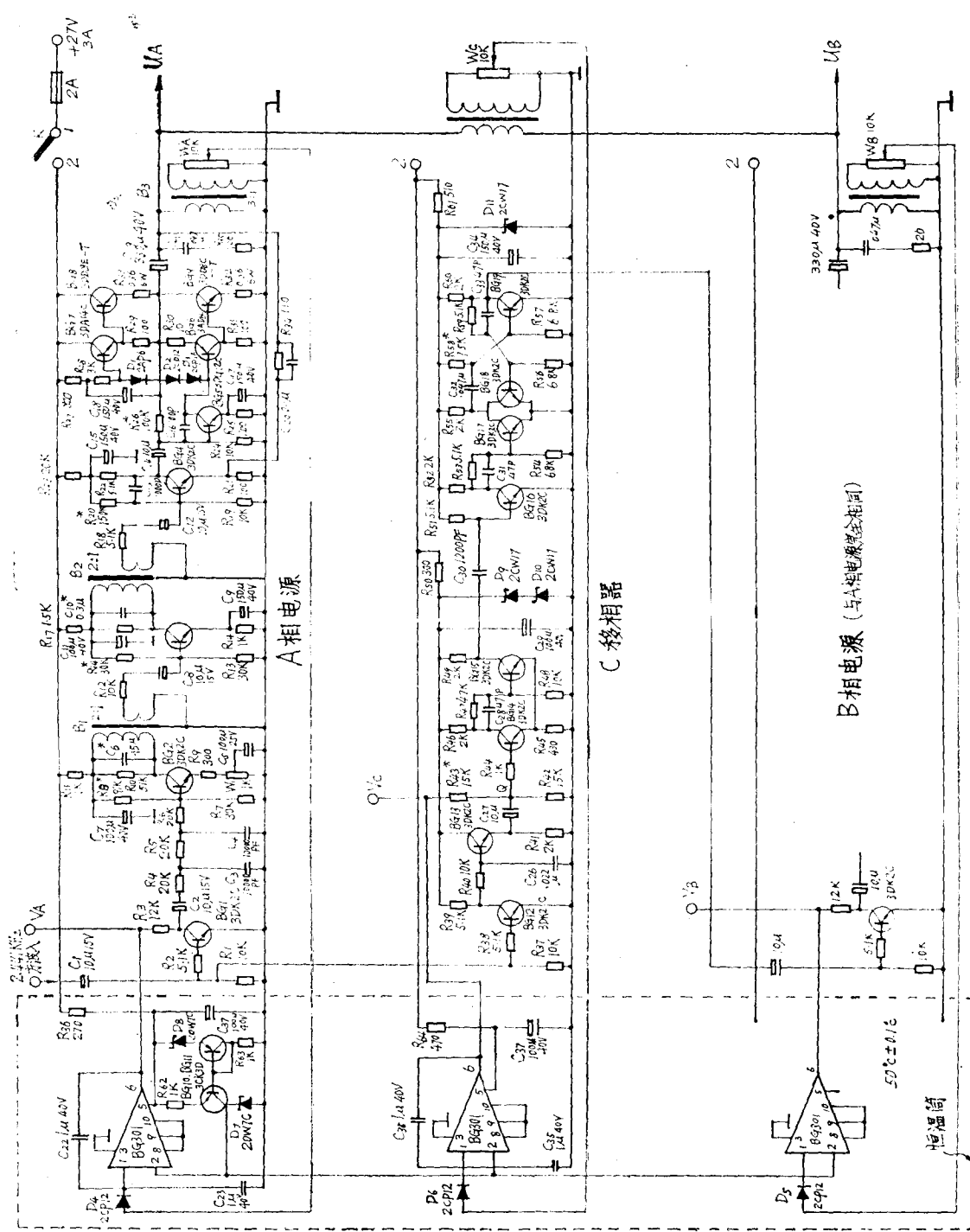
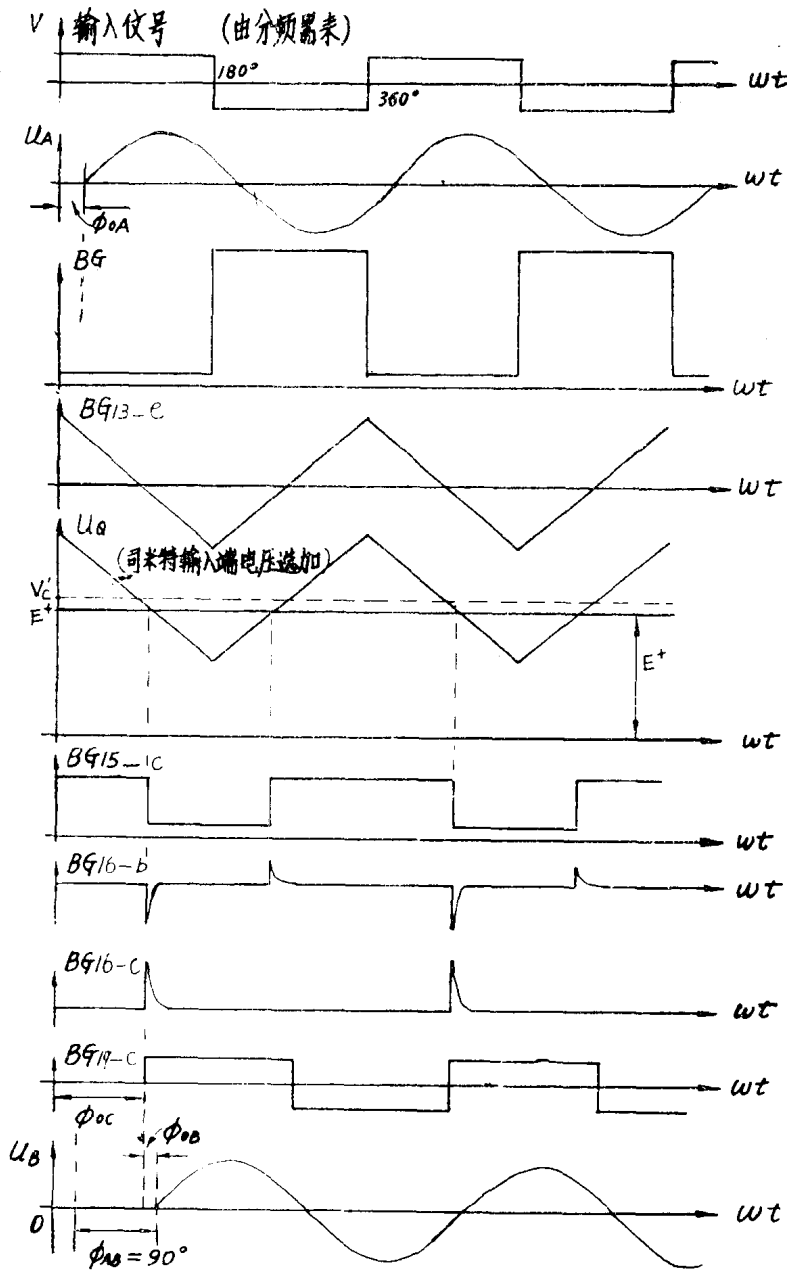


图2 两相电源线路图

附：两相电源工作原理波形图



$$\phi_{AB} = \phi_{0C} - \phi_{0A} + \phi_{0B}$$

$$\text{若 } \phi_{0A} = \phi_{0B}$$

$$\text{则 } \phi_{AB} = \phi_{0C}$$

周衍浩简历:

男, 1938年9月生于四川省广安县, 汉族, 1964年于西安军事电讯工程学院雷达导航系毕业, 现是第六机械工业部第七研究院第七〇七研究所第二研究室工程师。

通信地址: 天津市邮政63信箱72分箱

沈杏秀(女) 1965年毕业于哈尔滨军事工程学院, 现为工程师, 与周一起参加了两相电源的研制。

集电极接地的直流PNP与NPN型 混联式晶体管串联稳压器

金 成 广

目前,晶体管串联稳压电源,大都是采用同一种型式的晶体管(全部采用NPN型三极管或全部采用PNP型三极管)。个别有采用混联型式的,也没能采用调整管集电极接地的方式。稳压器的输出电压按负载的要求一般有输出正电压的,也有输出负电压的,这是对地(机壳)而言。若调整管之集电极(即管壳)在线路上不允许接地,势必要在管壳的散热器间加绝缘片(一般散热器均直接装在机壳上),从而使调整管之管壳与散热器间的接触热阻加大,这个热阻的加大将导致所需散热器的散热面积增大。显然,电源的体积重量必然要相对增大,成本也要相对地提高。

如果采用PNP与NPN型管混联型式,就有可能在线路上保证调整管之集电极接地,于是,调整管管壳与散热器间也就无需加绝缘片了,这种联接方式,由于调整管与散热器直接接触,散热条件好,这就有可能相对地减小散热器的散热面积,在散热面积一定的条件下,调整管的容量也可能适当地减小,这对充分发挥调整管的工作能力,降低成本也是有利的。总之,采用集电极接地的混联稳压器,可以达到降低成本,减小体积,减轻重量的目的。

这种类型的稳压器在实践中证明是可取的。

这种混联方式之所以有上述优点,从下面的关系式中很容易看出。众所周知,管耗与温升间的关系可用下面关系式表征:

$$T_i - T_a = R_{TZ} \cdot P_{CM}$$

其中: P_{CM} ——调整管之最大损耗;

T_i ——调整管之最高允许结温;

T_a ——最高环境温度;

R_{TZ} ——总热阻。而 $R_{TZ} = R_{Ti} + R_{Tj} + R_{Tc}$;

其中: R_{Ti} ——散热器与周围环境间的热阻;

R_{Tj} ——晶体管管内热阻;

R_{Tc} ——晶体管管壳与散热器间的接触热阻。

$$\text{从而我们得到: } R_{Ti} = R_{TZ} - R_{Tj} - R_{Tc} = \frac{T_i - T_a}{P_{CM}} - R_{Tj} - R_{Tc}$$

从这个关系式可以明显地看出,在管耗与环境温度一定的条件下, R_{Ti} 的大小取决于 R_{Tc} 。 R_{Tc} 越大,则 R_{Ti} 越小,反之亦然。而散热器面积的大小却基本上与 R_{Ti} 成反比例,即 R_{Ti} 越小,则相应地要求散热面积就越大。所以,减少接触热阻 R_{Tc} 对减小散热器的散热面积及改善调整

管的散热条件关系极大。举一个例子具体说明这一点。

若调整管选为3DD6 (F₂型)，其最大管耗为30W，最高环境温度为+55℃，求该管所需的散热面积。(1.加绝缘片，厚度为.02的聚脂薄膜。2.直接与散热器接触)，已知3DD6， $R_{Tj} = 2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ， $T_j = 175^{\circ}\text{C}$ ，可由半导体手册查得。

解：1.其 $R_{TC} = 1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ （由查表获得），则 $R_{Tf} = \frac{175 - 55}{30} - 2 - 1 = 4 - 2 - 1 = 1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

查 R_{Tf} 散热面 (cm^2) 曲线可得，对于3MM厚的铝板竖直接放做为散热器需按 $S = 1000\text{cm}^2$ 以上。

2.对直接接触，其 $R_{TC} = 0.3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。（由查表获得）故 $R_{Tf} = 1.7^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，对同样厚的铝板，所需散热面积仅 500cm^2 就够了。从这个例子明显地看到，虽然二者仅仅相差一个0.02MM厚的一个绝缘片，但其散热面积竟相差一倍之多。这在经济上及其体积重量上的益处是不言而喻的，勿需多言。

下面就简单介绍一下这种型式的稳压器及其设计原则。图1为输出正电压的稳压器原理图；图2为输出负电压原理图。对图1、图2所示的稳压电源，其调整管的选择原则与一般稳压器相同。即一方面要求调整管能承受最大的负载电流而不致烧毁，一方面又要保证在短路等故障下，（指加有保护线路）能够承受最高的输入电压 $\bar{U}_{Srm}$ 。

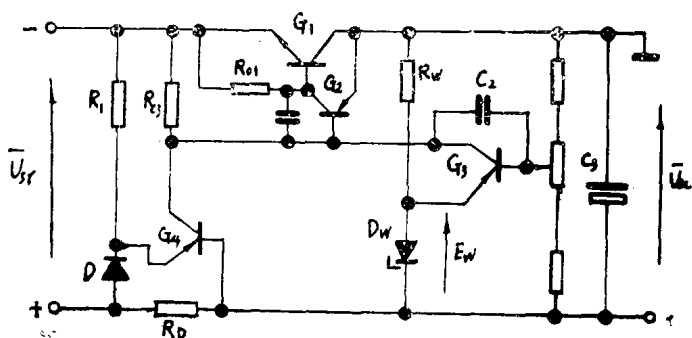


图 1

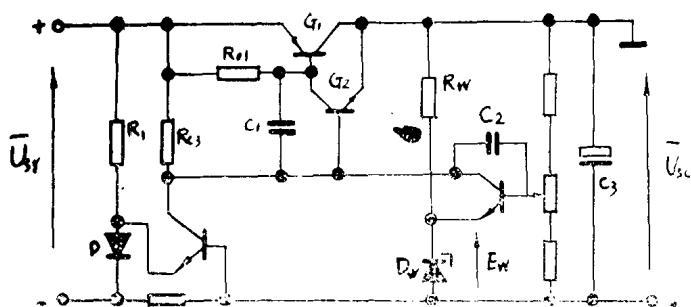


图 2

据上述原则，调整管 G_1 的反向击穿电压：

$$BV_{ceR1} \geq \bar{U}_{srm}$$

最大允许电流 $I_{CM1} \geq (3-5) I_{im}$;

$$P_{sm1} \geq (\bar{U}_{sr} - \bar{U}_{sc}) I_{cm}.$$

而推动管 G_2 , 对其要求是: $BV_{ceR2} \doteq BV_{ceR1}$,

$$I_{cm2} \geq \frac{I_{cm1}}{\beta_1} = I_{bm1}$$

$$P_{cm2} \geq \frac{P_{cm1}}{\beta_1}.$$

至于如何确定推动管的级数, 则要视负载电流 I_L 的大小及比较放大管的工作电流而定。

一般应使第一级推动管的基极电流 $I_b \ll I_3$ (比较放大管的工作电流), 通常取 $I_b = (\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10})$

I 就可以了。当然, 对于每一级推动管同样都要考虑耐压和管耗。图1、图2所示的稳压器, 其稳压性能指标可表示如下:

$$\text{输出电阻 } r_n = \frac{r_{be2} + R_3}{\beta_1 \beta_2} \cdot \frac{1}{-nk_3} \dots\dots ①$$

$$\text{电压调整率 } \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta U_{sr}} = \frac{1}{-nk_3} \dots\dots ②$$

其中: $n = \frac{E_{av}}{U_{sc}} \dots\dots$ 为分压比;

$K_3 = -\frac{\beta_3 R_{c3}}{r_{ie3}}$ 为比较放大级的电压放大倍数, 顺便提出, 图1、图2中 G_4 与 D 、 R_D 、

R_L 组成限流型保护电路。其中 $R_1 = \frac{U_{sr}}{I_D}$, I 为流过二极管 D 的电流, 视 D 管的容量而定。对于 2CP14, 一般取 $I_D = 3 \sim 5 \text{mA}$ 即可。

$R_D = \frac{U_D + U_{be4}}{I_D} = \frac{0.7\text{V} + 0.3\text{V}}{I_D} = \frac{1\text{V}}{I_D}$, I_D 为保护动作电流, 据负载电流大小而定 ($I_D > I_{L1}$)。

U_D , U_{be4} 视管子材料而定, 一般硅管取 0.7V, 锗管取 0.3V。

若进一步提高电源的稳定度, 可采用带辅助电源和差动放大级的电路, 其原理图如图3。

对于图3所示的稳压器, 其输出电阻为:

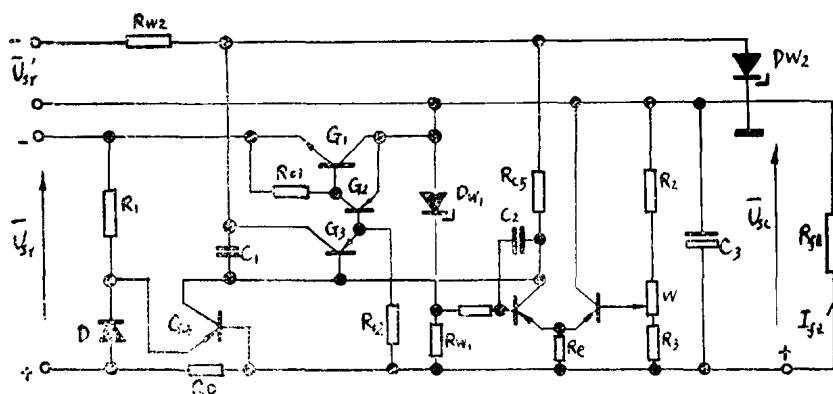


图 3

$$r_n = \frac{r_{be3} + \beta_2 r_{be2} + R_{c5}}{\beta_1 \beta_2 \beta_3} \cdot \frac{1}{-nk} \dots\dots\dots ③$$

$$\text{电压调整率为: } \frac{\Delta U_{sc}}{\Delta U_{sr}} = \frac{r_{be3} + \beta_2 r_{be2} + R_{c5}}{\beta_1 \beta_2 \beta_3 r_{oe1} + R_t} \cdot \frac{1}{-nk} \dots\dots\dots ④$$

其中: $r_{oe1} = \frac{1}{h_{oe1}} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c}$, 为调整管动态电阻;

$$K = -\frac{\beta_5 R_{c5}}{2r_{sr5}} \quad (r_{sr5} = r_{be5} + R_b + r_{w1}, \quad r_{w1} \text{ 为稳压管 } DW_1 \text{ 之动态内阻}) \text{ 为差动放大级}$$

电压放大倍数。

由公式①、②、③、④可见,增大 β 、选择 h_{oe} 小的管子做调整管以及提高比较放大级的电压增益和提高分压比对稳定度的增高有利。当然,要保证稳压电源的稳定度高,仅靠上述措施是不够的。还应该尽量设法提高辅助电源及基准电压源的稳定度。因此,在可能的条件下,尽量选用温度系数小,动态内阻小的稳压管,以及合理地选择稳压管的工作点。也就是,在稳压管的管耗允许的范围内,其工作电流选得大一些。这样,其动态内阻较小,工作电压也就稳定些。

一般说来,稳压器的技术指标在常温下很容易得到满足。但是,要保证在极限的环境下(例如高温 $+55^\circ\text{C}$ 和低温 -40°C)仍能满足技术指标可就不那么容易了。这点,在设计稳压器时必须认真对待,予以重视,具体的说,在设计时,首先要设法尽量使调整管不至随温度而产生明显的漂移,然后,把比较放大管的漂移量严格地限制在一定的范围内(由稳定度决定)。这样,电源的稳定度才能在要求的工作环境下,严格地满足各项技术指标。

限制调整管漂移的有效办法是加热稳定电阻(一般用金属膜电阻)该电阻的作用是使随着温度的变化而产生的 I_{bc} 增量 ΔI_{bc} 通过这一电阻而流走,而不能在基区“停留”,从而不能“诱导”发射极大量地发射电荷,即: $\Delta I_{ce} = \Delta I_{bc} \ll (\beta + 1) \Delta T_{bc}$,这就保证了调整管工作电流的稳定,也就是保证了作为“可变电阻”的调整管的电阻值相对稳定,从而维持了输出电压的稳定。

基于上述原理,热稳定电阻的取值如下(对应于图3电路):

$$R_{c1} = \frac{U_{bc1}}{I_{cbo1T} + (\beta_2 + 1) I_{cbo2T}} \Big|_{T=T_m} \dots\dots\dots ⑤$$

$$R_{c2} = \frac{U_{sc}}{I_{cbo2T} + (\beta_3 + 1) I_{cbo3T}} \Big|_{T=T_m} \dots\dots\dots ⑥$$

其中: $I_{cbo1T} = Y I_{bo1} (T_0 = 25^\circ\text{C})$;

$I_{cbo2T} = Y I_{bo2} (T_0 = 25^\circ\text{C})$;

$I_{cbo3T} = Y I_{bo3} (T_0 = 25^\circ\text{C})$;

这里 $Y = e^{K(T_m - T_0)} - e^{K(T_0 - T_0)} (T_0 = 25^\circ\text{C})$

$$K = \begin{matrix} 0.08/^\circ\text{C} & (\text{锗管}) \\ 0.12/^\circ\text{C} & (\text{硅管}) \end{matrix} \quad T_i \text{ 为调试时的环境温度。}$$

其次,限制比较放大管的漂移量,使其折合到输入端的漂移量

$$|\Delta U_{psr}| \leq n \Delta U_{scm} \dots\dots\dots ⑦$$

此时,输出电压的增量 $\Delta U_{sc} = -\frac{\Delta U_{psr}}{n}$ (负号说明 ΔU_{sc} 与 ΔU_{psr} 极性相反, n 为分压比)。