

# 第九届 全国电源技术年会 论文集

(下 册)

中国电源学会

一九九一·杭州

---

编辑：《全国电源技术年会论文集》编辑委员会

出版：中国电源学会

印刷：天津市武清县新华印刷厂

发行：《全国电源技术年会论文集》编辑部

（天津市五十八号信箱 邮政编码：300111）

---

# 直流稳压电源的阻峰式预稳

施文冲      李平

(启东市供电局)      (南通供电局)

## 摘 要

本文论述了直流稳压电源的阻峰式预稳的原理，分析了其特点，并介绍了采用GTR实现的电路。

## 一、引 言

应用于电力系统的电子设备一般要求在交流 $220V_{-20}^{+15}\%$ 的条件下不间断工作，所以其赖以工作的直流稳压电源应有较宽的允许输入电压范围和较高的MTBF值。电力系统中使用的电子设备的可靠性是极为重要的，统计表明，设备中电源部分的故障率很高，直接影响了电子技术在电力系统中的推广应用，延缓了电力系统自动化的进程。我们在实践中，对较大功率的直流稳压电源的交流输入电压采取“阻峰式预稳”，有效地降低直流稳压电源以致整个电子设备的故障率。这种预稳电路简单，如果和稳压电源组合设计，并能减小整体电源的体积、重量和降低成本。

## 二、直流稳压电源阻峰式预稳的原理

阻峰式稳压的基本原理可由图1表明。

图中， $U_i$ 是取自交流输入的电压信号， $U_P$ 是将给定的反馈信号经校正处理了的比较信号， $U_o$ 是输出电压。从波形上看，输出电压是峰点处被阻的输入电压，控制角 $\alpha$ 由 $U_i$ 与 $U_P$ 的交点决定。 $U_i$ 的增大或者 $U_P$ 的减小使控制角 $\alpha$ 增大、导通角 $\theta$ 减小，反之，使控制角 $\alpha$ 减小、导通角 $\theta$ 增大。可见，只要 $U_P$ 合适， $U_o$ 的有效值能够在某一精度上稳定于某一数值或者跟随某种量变化。

图2是直流稳压电源的阻峰式预稳的简略工作原理框图。电网电压经过虚线内所示的阻峰式预稳后，再供给直流稳压电源。工

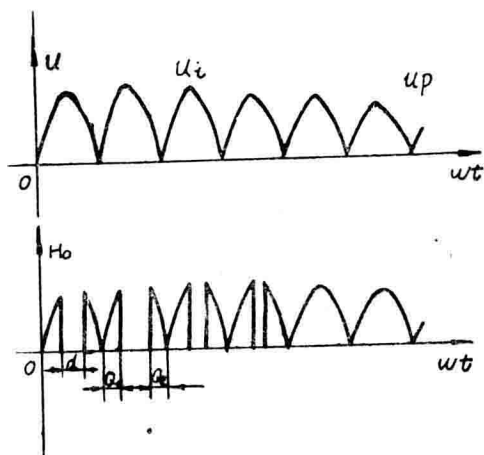


图 1

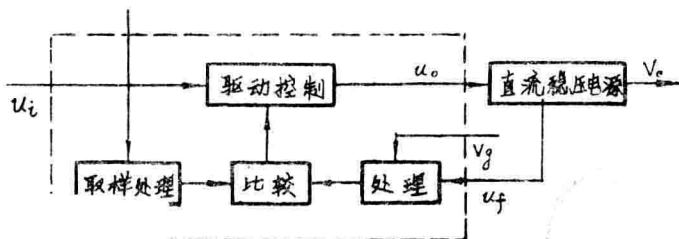


图 2

作的反馈信号 $U_f$ 取自直流稳压电源中希望其稳定的部分。对于开关式直流稳压电源取整流滤波后的直流电压；而对线性直流稳压电源，则取调整管的压降较好。根据线性电源中调整管的管压降或者开关型电源的输入直流电压的适宜值确定给定电压信号 $V_g$ 。 $U_F$ 和 $V_g$ 经综合处理后形成比较完整的比较信号 $U_P$ 。电网电压的采样、处理电路把电网电压进行隔离、减幅和截留峰顶处理，截留峰顶能提高调整灵敏度和稳定性，也能限制调压范围，控制角 $\alpha$ 在0与 $\beta$ 间变化，见图3。

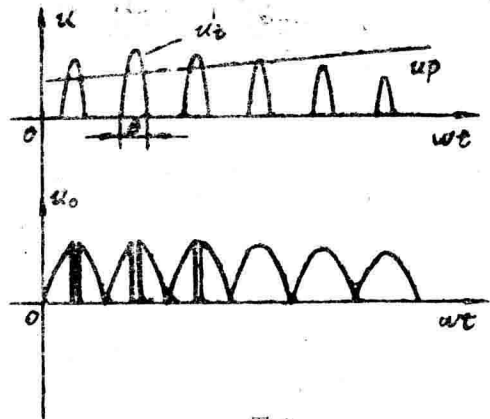


图 3

比较电路将 $U_i$ 和 $U_P$ 作比较，输出经驱动、控制电路，阻断电网电压的峰段。

### 三、直流稳压电源阻峰式预稳的特性

阻峰式稳压是通过自动调整控制角 $\alpha$ 实现的， $\alpha$ 的范围在0与 $\pi$ 间变化，和导通角 $(\theta_1 + \theta_2)$ 成互补关系，可见阻峰式稳压器的输出电压在输入电压与0间选择，不能取得高于输入电压的输出，所以确定的稳定输出电压应小于或者等于输入电压的下限值。

阻峰式稳压用于直流稳压电源的预稳，如果电网电压在 $\pm 25\%$ 范围内变化，可把预稳输出定于输入电压的下限值，则阻峰的控制角 $\alpha$ 小于 $\frac{1}{2}\pi$ ，原直流稳压电源的滤波环节不变，仍具有原滤波效果。图4是滤波环节同时全波和波峰缺口 $\frac{1}{2}\pi$ 两种情况的滤波特性。

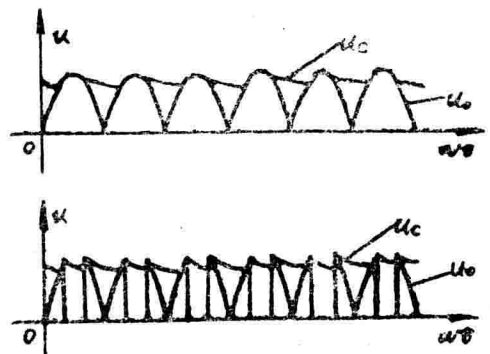


图 4

“阻峰”控制是工频开关式控制，因此阻峰式稳压器的效率很高，用以直流稳压电源的预稳，能提高电源的多项指标。特别是线性直流稳压电源经预稳后，显著地降低了调整管的功耗和温升，缩小变压器的容量，减小散热器和降低对调整管的要求。

### 四、用GTR实现的阻峰式稳压电路

阻峰式稳压所需的关键器件是阻峰开关控制管，要求其有大的耐压和大的电流，可以使用电力电子器件门极可关断晶闸管(GTO)和功率晶体管(GTR)。电力电子器件近年来得到了迅速发展和广泛应用，相对而言，其在阻峰式稳压器中的应用条件并不苛刻。

图5是用GTR实现的可用于直流稳压电源预稳的简易阻峰式交流稳压电路。

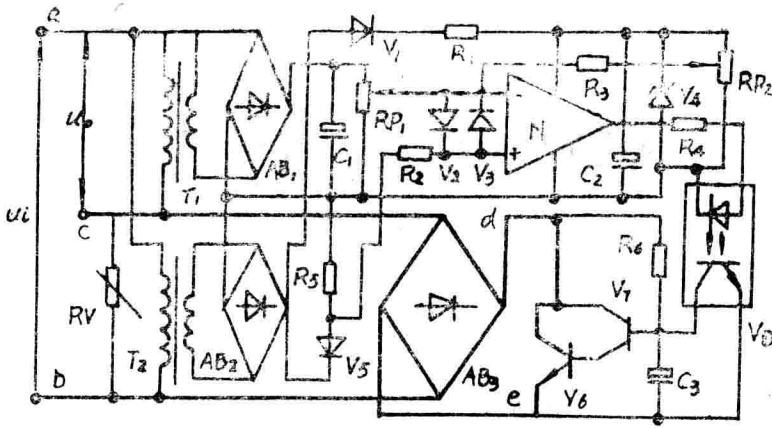


图 5

图5中粗线部分为主回路，a、b端接交流输入，a、c端为交流稳压输出，可接负载。桥堆 $AB_3$ 和晶体管 $V_6$ （GTR）配合作为阻峰控制出口，主回路中a、b、c、d、e等点的电压波形如图6所示。

变压器 $T_2$ 和桥堆 $AB_2$ 一方面通过 $V_1$ 、 $R_1$ 、 $C_2$ 、 $V_4$ 等器件向工作电路提供直流电源，另一方面通过 $V_5$ 、 $R_5$ 取得交流输入电压的峰顶信号，供给由单电源运放或比较器N组成的比较器电路。比较器输出开关信号，经充电耦合器 $V_3$ 隔离后，通过 $V_7$ 驱动阻峰控制器件 $V_6$ 。电容器 $C_3$ 使控制信号的上升、下降沿趋缓，陡峭的控制信号能减小 $V_6$ 的功耗，但负载如有较大感性， $V_6$ 由导通变为截止时， $AB_3$ 和 $V_6$ 将受到较大反电势冲击，反之会使 $V_6$ 的功耗增大。电路中压敏电阻 $RV$ 用于吸收电网瞬时过压和反电势造成的过压冲击，保护 $V_6$ 、 $AB_3$ 等器件。

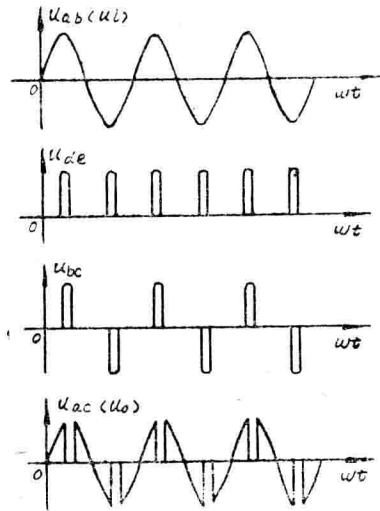


图 6

变压器 $T_1$ 、桥堆 $AB_1$ 以及 $C_1$ 、 $RP_1$ 等器件构成输出采样处理电路，取得作为自动控制的反馈信号 $U_f$ 。给定信号 $V_g$ 从 $RP_2$ 取得，可在 $RP_2$ 两端串接合理阻值的电阻，以改善稳压特性。

## 五、结束语

阻峰式稳压用于直流稳压电源的预稳，在性能、可靠性、成本等方面使较大功率的直流稳压电源有较全面的改善，是一种富有竞争力的电路方案。

# 一种新型复合式直流电源

刘振亚

(江西教育学院物理系)

## 一、引言

在便携式智能仪器中,由于微型计算机功耗较大,在设计微型计算机使用的稳压电源时,提高电源效率就显得尤为重要。采用传统的电压控制型稳压电源,虽然稳压性能较好,但效率低。而采用开关电源,虽然效率高,但纹波和干扰大,成本高,稳压性能不如电压控制型稳压器好。采用电流控制型稳压器,虽然效率高、性能好、成本低,但稳压范围不宽。采用恒压变压器方式的直流稳压电源,即克服了电流控制型稳压电源不宽的缺点,又克服了恒压变压器稳压性能较差的缺点,是一种比较适合便携式智能仪器的稳压电源。

## 二、电流控制型稳压电源的工作原理

电流控制型稳压电源的方框图如图1所示。取样电压 $KE_o$ 与基准电压 $E_{ref}$ 比较,若存在一个误差电压,经互导为 $-G_m$ 的放大器放大,则有一个随误差电压变化的控制电流 $I_B$ ,加到受控电流源 $\beta I_B$ 上,受控电流源供给负载电流。因输出电压由受控电流源 $\beta I_B$ 所控制,而 $\beta I_B$ 由误差电流 $I_B$ 馈送,故称之为电流控制型稳压电源。

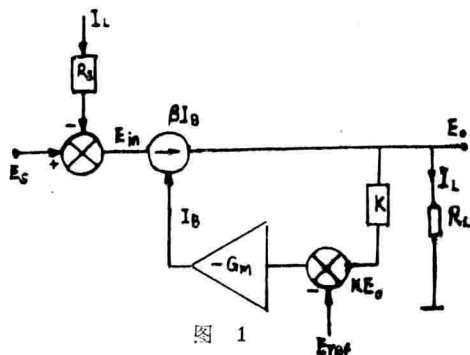


图 1

## 三、电流控制型稳压电路的主要性能指标的计算和分析

图2给出了一种电流控制型稳压电路的原理图。其中 $BG_2$ 为误差电压放大器,  $R_2$ 为 $BG_2$ 的限流电阻,  $BG_3$ 为电流放大器,  $BG_1$ 为调整管,  $R$ 为启动电阻。图3为其h参数微变等效电路。 $r_{ce1}$ 为发射极与集电极之间的动态内阻,  $r_{be3} = r_{bb1}' + (1 + \beta_1) r_{e1}$ ,  $r_{be2} = r_{bb2}' + (1 + \beta_2) r_{e2}$ ,  $r_{be3} = r_{bb3}' + (1 + \beta_3) r_{e3}$ ,  $r_z$ 为稳压二极管的动态内阻。

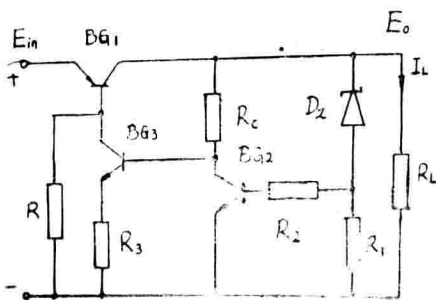


图 2

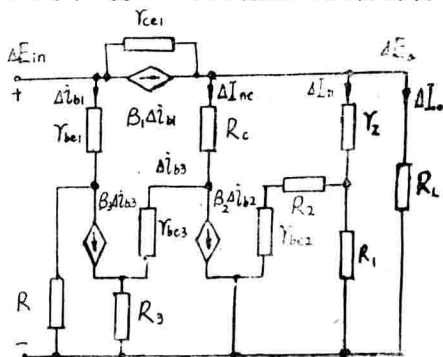


图 3

$$1. \text{ 稳压系数 } S = \frac{\partial E_O}{\partial E_i} \cdot \frac{E_i}{E_O} \Big|_{\substack{I_O = \text{const} \\ T = \text{const}}} \approx - \frac{\Delta E_O}{\Delta E_i} \frac{E_i}{E_O} \Big|_{\substack{I_O = \text{const} \\ T = \text{const}}}$$

从图3等效电路可得出:

$$\Delta E_O = (\beta_2 \Delta i_{b_2} + \Delta i_{b_3}) R_c + \Delta i_{b_3} r_{be_3} + (\beta_3 \Delta i_{b_3} r + \Delta i_{b_3}) R_3 \quad (1)$$

$$\Delta E_i = \Delta i_{b_1} r_{be_1} + (\Delta i_{b_1} - \beta_3 \Delta i_{b_3}) R \quad (2)$$

整理可得:

$$\Delta i_{b_3} = \frac{\Delta E_O - \beta_2 \Delta i_{b_2} R_c}{R_c + r_{be_3} + (\beta_3 + 1) R_3} \quad (3)$$

$$\Delta i_{b_1} = \frac{\Delta E_i + \beta_3 \Delta i_{b_3} R}{R + r_{be_1}} \quad (4)$$

设误差电压放大器BG<sub>2</sub>对ΔE<sub>O</sub>在其基极的取样比为n, 则  $n = \frac{R_1}{R_1 + r_z}$ , K为其开环增益, 对图3中误差电压放大器的等效电路应用戴文宁定理可求得:

$$\Delta i_b = \frac{n \Delta E_O}{r_z // R_1 + r_{be_2} + R_2} \quad (5)$$

$$K = \frac{\beta_2 R_c}{r_z // R_1 + r_{be_2} + R_2} \quad (6)$$

又因

$$\Delta E_i = \Delta V_{ce_1} + \Delta E_O = (\Delta I_c - \beta_1 \Delta i_b) r_{ce_1} + \Delta E_O \quad (7)$$

$$\Delta I_c = \frac{\Delta E_O}{R_1^1} \quad (8)$$

式中R<sup>1</sup><sub>L</sub>为BG<sub>1</sub>的集电极负载电阻  $R^1_L = R_L // (R_1 + r_E) // [R_c + r_{be_3} + R_3 (1 + \beta_3)]$ , 将式(4)与式(3)、(5)、(6)代入式(7)即可求得:

$$\frac{\Delta E_O}{\Delta E_i} = \frac{\frac{1}{r_{ce_1}} + \frac{\beta_1}{R + r_{be_1}}}{\frac{1}{r_{ce_1}} + \frac{1}{R_1^1} + \frac{\beta_1 \beta_3 R (1 - Kn)}{[R_c + r_{be_3} + (\beta_3 + 1) R_3] (R + r_{be_3})}} \quad (8)$$

$$S = \frac{\frac{1}{r_{ce_1}} + \frac{\beta_1}{R + r_{be_1}}}{\frac{1}{r_{ce_1}} + \frac{1}{R_1^1} + \frac{\beta_1 \beta_3 R (1 - Kn)}{[R_c + r_{be_3} + (\beta_3 + 1) R_3] (R + r_{be_3})}} \cdot \frac{E_i}{E_O} \quad (9)$$

由此可知, 采用β大的晶体管与r<sub>ce1</sub>大的调整管对提高稳压性能有利。

$$2. \text{ 输出电阻 } R_O = - \frac{\partial E_O}{\partial I_O} \Big|_{\substack{E_i = \text{const} \\ T = \text{const}}} \approx - \frac{\Delta E_O}{\Delta I_O} \Big|_{\substack{E_i = \text{const} \\ T = \text{const}}}$$

以Δi<sub>b1</sub>、Δi<sub>b2</sub>、Δi<sub>b3</sub>及K的表达式代入式(7)并令ΔE<sub>i</sub>=0, 因为R+r<sub>be</sub>≈R, 可解得:

$$R_O \approx \frac{R_c + (1 + \beta_3) R_3 + r_{be_3}}{\frac{R_c + (1 + \beta_3) R_3 + r_{be_3}}{r_{ce_1}} + \beta_1 \beta_3 (nK - 1)} \quad (10)$$

由式(10)可见, 要减小R<sub>O</sub>, 应选β大的晶体管和r<sub>ce1</sub>大的调整管, R<sub>3</sub>尽可能选较小阻值。



$$3. \text{效率} \eta = \frac{\text{输出功率}}{\text{输入功率}}$$

$$\text{因为 } I_i \approx I_o, E_i = V_{ce1} + E_o$$

$$\text{故 } \eta = \frac{E_o I_o}{E_i I_i} \approx \frac{1}{1 + \frac{V_{ce1}}{E_o}} \quad (11)$$

由(11)式可知,  $V_{ce1}$  越小, 效率  $\eta$  就越高。当  $V_{ce1} \leq 0.5V$ ,  $E_o = 5V$  时,  $\eta \geq 90\%$ 。由此可知, 电流控制型稳压电源, 当调整管上的输入与输出电压降较小时, 其效率可以和开关电源媲美。

$$4. \text{温度系数 } C = \frac{\partial E_o}{\partial T} \bigg|_{\substack{E_i = \text{const} \\ I_o = \text{const}}} \approx \frac{\Delta E_o}{\Delta T} \bigg|_{\substack{E_i = \text{const} \\ I_o = \text{const}}}$$

$$\text{因 } E_i = V_{be2} + V_Z, \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} = -25mV/^\circ C$$

$$C = -25mV/^\circ C + \frac{\Delta V_Z}{\Delta T}$$

要使  $C=0$ , 则应使  $\frac{\Delta V_Z}{\Delta T} = 25mV/^\circ C$ , 这在实际中是难以达到的, 一般采用正温度系数的稳压二极管或采用差分放大器作误差放大器来减少温漂。

#### 四、一种新型恒压变压器方式的直流稳压电源

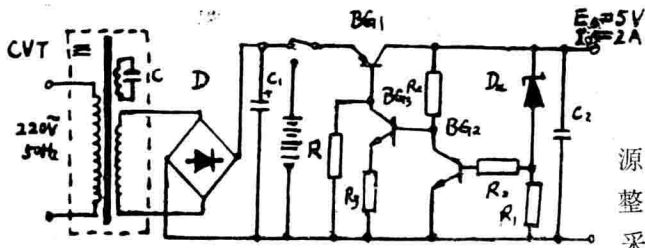


图 4

目前, 适合便携式智能仪器使用的电流控制型等效稳压电路甚少, 本文输出一种新型恒压变压器方式的直流稳压电源, 该电源先采用恒压变压器变压和稳压, 经整流后再由电流控制型稳压电路二次稳压。采用恒压变压器稳压具有稳压范围宽, 抗干扰性能好, 具有自保护特性等优点, 但负载

稳定度差, 对输入电源频率变化敏感的缺点, 所以我们采用电流控制型稳压电路进行二次稳压。这样即克服了电流控制型稳压电源稳压范围不宽的缺点, 又克服了恒压变压器稳压性能较差的缺点, 扬长避短。按本文所提供的方法, 可以组成一种高效率、高性能的稳压电源。具体电路如图4所示。

#### 结语

综上所述, 为了提高稳压性能, 采用  $r_{ce1}$  大的调整管和  $\beta$  大的晶体管或采用运算放大器作误差电压放大器是有利的。

要提高稳压电源的温度稳定性, 可以选择正温度系数的稳压管或采用差分放大器作误差电压放大器来进行温度补偿。

由于电流控制型稳压电源的调整管的基极电流由电流源驱动, 调整管的管压降可以取得很小,  $V_{ce1} \leq 0.5V$ , 从而使电流控制型稳压电源比电压控制型稳压电源的效率提高20%左右。

电流控制型和电压控制型稳压电源一样都存在稳压范围不宽的缺点。在由电网供电时, 采



用新型恒压变压器方式的稳压电源就能获得一种高效率、高性能的稳压电源。

### 参 考 文 献

- [ 1 ] S. Jayasimha prasad, "A New High-Efficiency Voltage Regulator", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation Vol 25 N01 February 1978
- [ 2 ] 马传添, 新型电视机直流稳压电源, 电子技术, N010, 1984
- [ 3 ] 潭信, 高效能低功耗线性晶体管稳压电源, 科学出版社, 1983

通讯地址: 江西省、南昌市、江西省教育学院物理系, 无线电教研组  
邮政编码: 330029

# 串联补偿式自动调压稳压电源

程柏年

(机械电子部27研究所)

## 一、引言

导弹卫星测量系统的速调管高压电源属于高压大功率、调压、稳压范围宽、纹波系数小；而响应速度要求不高的电源。采用交流稳压与高压变换相结合的方案是实现这种电源的最佳方案。交流稳压电源的输出，仅仅经过高压变压器升压和整流滤波，就可获得所需的稳定的高压直流电，从而简化了高压大功率直流稳压电源的设计和结构。能满足上述电源要求的交流稳压电源方案中，电压串联补偿式自动调压稳压电源是一种较理想的方案。

## 二、串联补偿式自动调压稳压工作原理和方框图

本电源由调整回路，控制电路，执行机构等组成，为便于理解，以单相电路为例，叙述电压补偿原理。图1所示的调整回路中，T为调压器， $T_1$ 为电压补偿变压器， $B_1$ 为高压变压器。 $T_1$ 的次级电压与输入电压串联，起电压补偿和调整作用。当调压器T的滑动触点处在A的位置时，补偿变压器 $T_1$ 的输出为130V，极性如图1所示。 $T_1$ 次级产生的电压与输入电压 $U_{\lambda}$

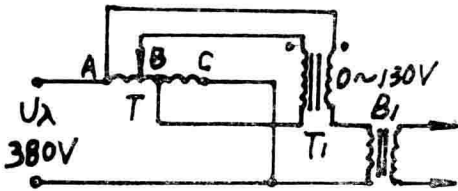


图1 单相调整回路

反相。此时，高压变压器 $B_1$ 的输入为： $(380 - 130) V = 250V$ 。滑动触点处在B的位置时，补偿变压器的输入和输出均为零值。此时，高压变压器 $B_1$ 的输入为380V。滑动触点处在C的位置时，补偿变压器的输出极性与图相反，输出电压值130V， $T_1$ 次级产生的电压与输入电压 $U_{\lambda}$ 同相。此时，高压变压器的输入

为： $(380 + 130) V = 510V$ 。因此，当滑动触点由A均匀地移动到C的位置时，高压变压器的输入可由250V均匀地升高到510V。控制电路和执行机构用来控制滑动触点的移动，以实现调压和稳压要求。

本方案中的调整回路由一个3KVA(或4.5KVA)三相自耦调压器T和三个电压补偿变压器 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 组成，其连接图示于图2。输出负载为 $\Delta/\lambda$ 接法的三相高压变压器 $B_1$ 。电压补偿变压器的最大输入为110V，最大输出为75V。当三相调压器的活动触点从下向上移动时，电压补偿变压器的输出范围为 $-75V \sim 0V \sim 75V$ ，从电工原理可知，高压变压器输入相电压为：

$$U_{p1} = U_{p2} = U_{p3} = U_{\lambda} - \sqrt{3} U_{T1}$$

当 $U_{\lambda} = 380V$ 时，则 $U_{p1} = 250V \sim 380V \sim 510V$ 。

串联补偿自动调压稳压电源方框图示于图3，控制电路由基准部分，比较放大部分，驱动

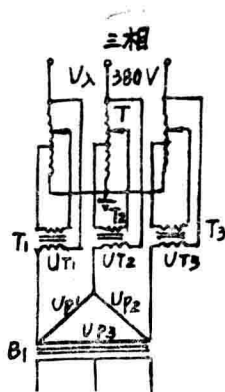


图2 三相调整电路

网电压 $U_{\lambda}$ 降低时,放大部分输出的信号,使驱动电路控制电动机正转,滑动触点向上移动,即向输出电压 $U_{p1}$ 升高的方向移动,使输出电压保持稳定。当输出电压 $U_{p1}$ 达到规定稳压值时,

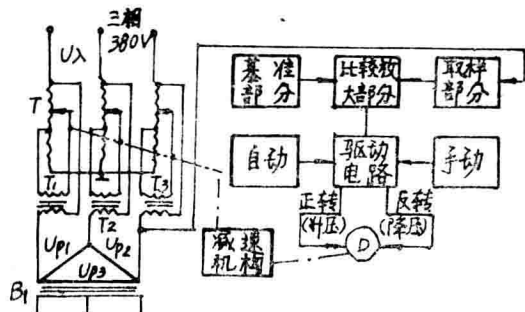


图3 串联补偿自动调压稳压电源框图

电路,自动和手动转换等组成。执行机构由减速机构,伺服电动机组成。三相调压器的滑动触点由电动机D通过减速机构带动,可上下移动。取样部分的信号电压由稳压电源的输出相电压提供。取样电压与基准电压比较,得误差信号,经放大得驱动信号,控制驱动电路工作,使电动机转动。当输入电网电压 $U_{\lambda}$ 升高时,放大部分输出的信号使驱动电路控制电动机反转,调压器的滑动触点向下移动,即向输出电压 $U_{p1}$ 降低的方向移动。当电网电压 $U_{\lambda}$ 降低时,放大部分输出的信号,使驱动电路控制电动机正转,滑动触点向上移动,即向输出电压 $U_{p1}$ 升高的方向移动,使输出电压保持稳定。当输出电压 $U_{p1}$ 达到规定稳压值时,放大部分无驱动信号输出,驱动电路不工作,电动机停止转动,本交流调压稳压电源除掉能自动调压稳压外,还可手动升降压控制。手动和自动二种控制方式,均能使输出电压从半压开始,升压到所需要的电压值。

### 三、串联补偿式自动调压稳压设计

#### 1. 电路工作原理

图4为电源电路图。调整回路由三相调压器T和三个电压补偿变压器 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 组成。电位器 $W_1$ 等组成取样部分,取样部分的信号电压是由交流调压稳压电源的输出,通过整流滤波后提供的。运算放大器 $F_1$ 、 $F_2$ 构成二个电压比较器。基准电压部分用硅稳压管 $BGW_3$ 和电阻 $R_3$ 、 $R_4$ 产生二个基准电压 $V_1$ 和 $V_2$ 。三极管 $BG_1$ 、 $BG_2$ 等元件组成驱动电路。扳键开关 $K_1$ 等组成手动和自动转换部分。电动机D和减速机构组成电路的执行机构。

#### (1) 手动(电控)升降压工作原理

扳键开关 $K_1$ 放在手动位置。速调管加高压时,程序控制部分的控制触点J6-2闭合。速调管收集极风冷系统的风速正常时,风触点J0-1闭合,则继电器 $T_{13}$ 动作,其触点J13-1和J13-3闭合,而J13-2打开。按升压按钮开关AN9,直流电流通过电阻 $R_{14}$ 给晶体管 $BG_1$ 提供基极电流,使其导通,继电器J10动作,触点J10-1闭合,J10-2打开,电动机D正转,带动三相调压器T的三个滑动触点向上移动,交流电源的输出电压升高,升高到所需的电压值时,松开按钮AN9。当需要降压时,按降压按钮开关AN10,同样道理, $BG_2$ 导通,继电器J11动作,触点J11-1闭合,J11-2打开,电动机反转,三相调压器的三个滑动触点向下移动,使输出电压下降。AN<sub>3</sub>和AN<sub>4</sub>为上限开关和下限开关,其作用是防止机械传动部分发生撞击,避免损坏电动机。当交流电源的输出超过最高电压时,电动机的传动机构打开AN<sub>3</sub>,则 $BG_1$ 截止,继电器J10释放,电动

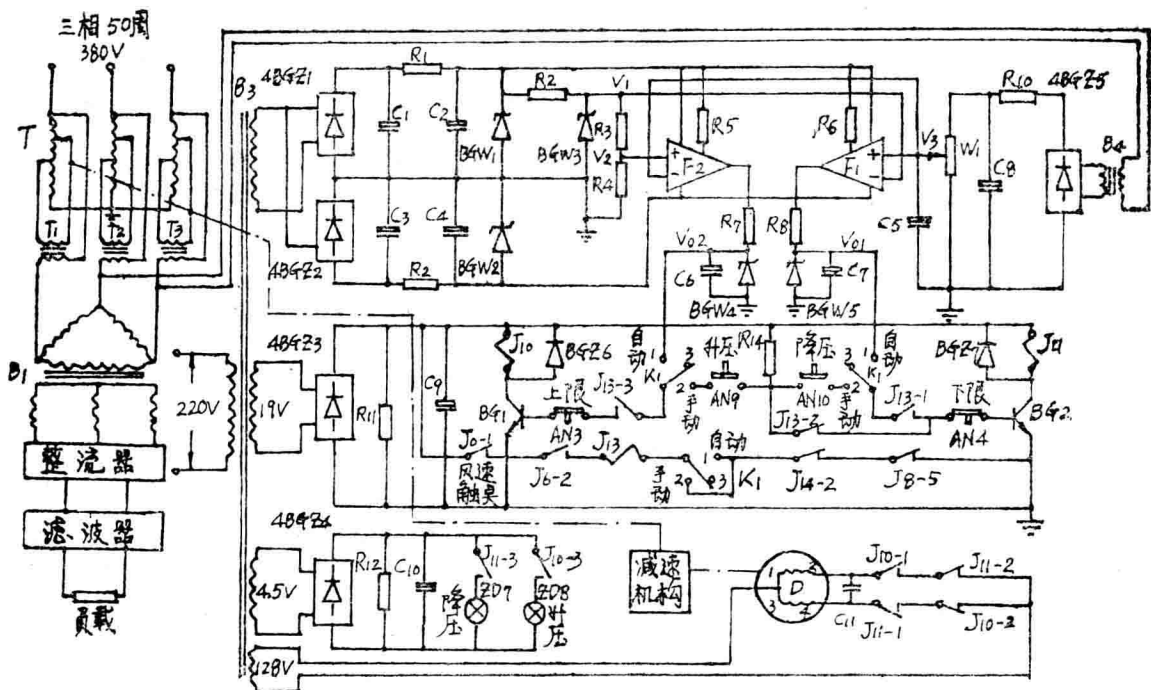


图4 串联补偿式自动调压稳压电源电路图

机停止正转，交流电源不再升压。当交流电源的输出低于最低电压时，AN<sub>4</sub>被打开，BG<sub>2</sub>截止，继电器J<sub>11</sub>释放，电动机停止反转，交流电源不再降压。从而保护了电动机及机械传动部分不受损坏。

### (2) 自动调压稳压工作原理

扳键开关K<sub>1</sub>放在自动位置。若交流电源的输出电压在额定范围以内时，电压比较器F<sub>1</sub>，F<sub>2</sub>的输出均为负，驱动电路不工作，继电器J<sub>10</sub>，J<sub>11</sub>也不动作，电动机不转动，调压器的三个滑动触点也不滑动。

当电网电压因某种原因升高，使交流电源的输出大于额定值范围时，电压比较器F<sub>1</sub>输出为正，F<sub>2</sub>输出为负，给BG<sub>2</sub>提供基极电流，则BG<sub>2</sub>导通，继电器J<sub>11</sub>动作，电动机反转，使交流电源的输出降低，直到等于额定输出范围为止。

当电网电压因某种原因降低，使交流电源的输出小于额定值范围时，电压比较器F<sub>2</sub>输出为正，F<sub>1</sub>输出为负，给BG<sub>1</sub>提供基极电流，则BG<sub>1</sub>导通，继电器J<sub>10</sub>动作，电动机正转，使交流电源的输出升高，直到等于额定输出范围为止。电位器W<sub>1</sub>可用来调节交流电源的输出稳压值。

### (3) 退压和自动升压工作原理

当扳键开关K<sub>1</sub>放在退高压位置时。继电器J<sub>13</sub>释放，触点J<sub>13</sub>-1，J<sub>13</sub>-3打开，而J<sub>13</sub>-2闭合，直流电流通过R<sub>14</sub>给BG<sub>2</sub>提供基极电流，BG<sub>2</sub>导通，继电器J<sub>11</sub>动作，电动机反转，交流电源的输出降低，一直降到下限开关AN<sub>4</sub>动作为止。这时，输出降为半电压。

由手动退压工作原理可知，自动退压时，用不着把扳键开关从自动位置转换到退压位置。由强放控制抽屉控制继电器J<sub>8</sub>动作，触点J<sub>8</sub>-5打开，继电器J<sub>13</sub>释放，交流电源自动退压。

另外，速调管收集极风冷系统的风速小于正常值时，风触点J0-1打开，也能自动退压。速调管发生故障（例如：电子注电流过大、管体电流过大、反射功率过大、收集极温度超过规定值等）时，自动打开继电器触点J14-2，也能自动退压。

速调管需要自动加电时，扳键开关K<sub>1</sub>放在自动位置。开始加电时，由于交流电源输出半电压，电压比较器F<sub>1</sub>输出为正，BG<sub>1</sub>导通，继电器J10动作，电动机正转，带动交流电源升压，一直到输出值为所需稳压值范围为止。这时，F<sub>1</sub>，F<sub>2</sub>输出均为负。

手动或自动均能使交流电源的输出从半压开始升到所需要的电压值为止。指示灯ZD7，ZD8用来显示交流电源的工作状态。升压过程中，ZD8亮。降压过程中，ZD7亮。输出在额定电压范围内时，指示灯ZD7，ZD8均不亮。

## 2. 设计

### (1) 设计指标

A·输入为三相50Hz380V电网电压，电网电压变化±10%时，通过自动稳压后，输出电压的稳压精度为≤±1%。输出功率为10KVA。

B·输出以250V~510V连续可调，能自动调压稳压，也能手动调压。稳压范围为：290V~470V。

### (2) 调整电路的设计

调整电路的连接图见图5。各个电压之间的相互关系见图6。

$$U_{T1} = U_{T2} = U_{T3}; \quad U_{p1} = U_{p2} = U_{p3};$$

$$U_{T2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left( \frac{U_{\lambda}}{2} - \frac{U_{p2}}{2} \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} (U_{\lambda} - U_{p2})$$

根据上述公式，以输入电压380V，420V，340V为参变量，作出电压调整曲线图7。直线FF表示输入电压为380V，电压补偿变压器的输出范围为 $U_{T2} = +75V \sim 0 \sim -75V$ 时，则高压变压器的输入相电压调整范围为：

$$U_{p2} = 250V \sim 380V \sim 510V$$

当输入额定电压（ $u_{\lambda} = 380V$ ）变化±10%时，要想使高压变压器的输入电压稳定，则电压补偿变压器的输出变化为±22V。图中的阴影部分表示稳压区域，稳压范围为： $U_{p2} = 290V \sim 474V$ 。设计中取： $U_{T1} = U_{T2} = U_{T3} = 80V$ ，由图4可知，电压补偿变压器的初级额定电压为110V。

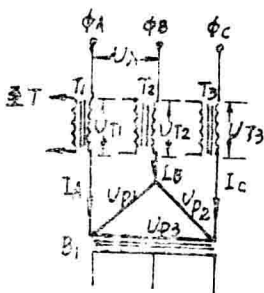


图5 调整电路连接图

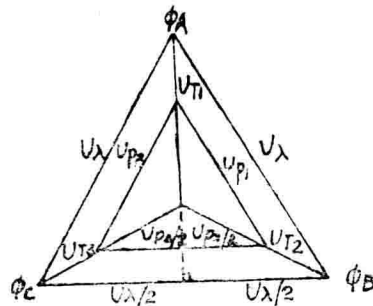


图6 调整电路中各个电压之间的相互关系图

已知高压变压器B<sub>1</sub>的额定输入功率为10KVA，变压器的初级相电压为510V时，其线电流为： $I_A = I_B = I_C = 10KVA / 510V \times \sqrt{3} \approx 11.5A$ 。此电流就是电压补偿变压器的次级电

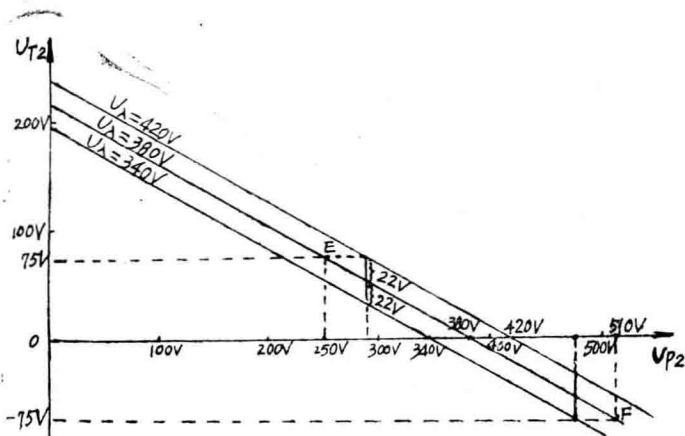


图7 电压调整曲线

流。

计算出补偿变压器的输出功率：

$$P_{T1} = P_{T2} = P_{T3} = V_{T1} \times I_A = 80V \times 11.5A = 920VA$$

串联补偿变压器所需功率是由三相调压器T提供的，选用3KVA三相调压器就可满足要求。

### (3) 控制电路设计

#### A. 电压比较器的设计

用集成运算放大器组成电压比较器，它以数字方式工作，产生逻辑“1”或逻辑“0”的输出。由图4可知，二个电压比较器F<sub>1</sub>和F<sub>2</sub>用来鉴别取样电压V<sub>3</sub>是否落在基准电压V<sub>1</sub>与V<sub>2</sub>之内。

当电网电压因某种原因升高时，使V<sub>3</sub>升高到V<sub>3</sub> > V<sub>1</sub> > V<sub>2</sub>时，F<sub>1</sub>输出为正，稳压管BGW<sub>3</sub>反向稳压工作，输出端电位被钳位，输出电压V<sub>01</sub>等于稳压管的稳定电压V<sub>Z</sub>，输出为高电平。此时，F<sub>2</sub>输出为负，稳压管BGW<sub>4</sub>正向导通，输出电压V<sub>02</sub>等于稳压管的正向压降-V<sub>D</sub>，输出为低电平。

当电网电压降低到V<sub>2</sub> < V<sub>3</sub> < V<sub>1</sub>时，则F<sub>1</sub>，F<sub>2</sub>的输出均为低电平。

当电网电压降低到V<sub>3</sub> < V<sub>2</sub> < V<sub>1</sub>时，F<sub>2</sub>输出高电平，F<sub>1</sub>输出低电平。由此得到如图8所示的转换特性。

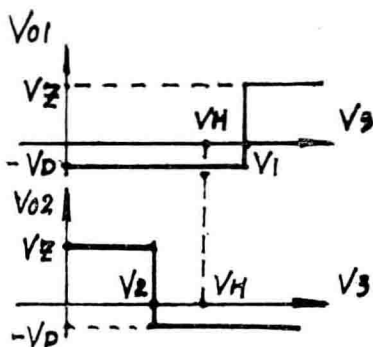


图8 转换特性

基准电压V<sub>1</sub>和V<sub>2</sub>的平均值V<sub>H</sub>为比较器的阈值，V<sub>1</sub>与V<sub>2</sub>的差值为比较器的灵敏度，其值的大小决定了自动调压稳压精度。为了避免执行机构的频繁动作，比较器的灵敏度不宜太高。已知稳压精度为±1%，可算出(V<sub>1</sub> - V<sub>2</sub>)之值。

$$\text{设阈值电压为 } \frac{V_1 + V_2}{2} \quad V_H = 6V$$

灵敏度与阈值电压之比： $\frac{V_1 - V_2}{V_H} < \pm 1\%$

则  $V_1 - V_2 < V_H \times \pm 1\% = \pm 60\text{mV}$

考虑到单个电压比较器的差模电压，失调电压和共模抑制比引起的等效输入误差，其灵敏度为±几毫伏，远小于电压比较器的灵敏度。因此，电压比较器电路能稳定可靠工作，电压比较器采用正反馈（加电阻  $R_5$ ， $R_6$ ），可以改善其响应时间，获得较好的转换特性。

### B. 取样和基准部分的设计

图9为取样和基准部分。基准部分选用动态电阻小，电压温度系数小的硅稳压管  $BGW_3$ ，稳压值  $V_{BGW_3} = 6.2\text{V}$ ，取其工作电流  $I_{BGW_3} = 5\text{mA}$ 。

已知稳定电压  $E_{02} = 12\text{V}$

$$\text{电阻 } R_9 = \frac{E_{02} - V_{BGW_3}}{I_{BGW_3}} = \frac{12 - 6.2}{5 \times 10^{-3}} = 1.2\text{ k}\Omega$$

取样部分的分压电位器  $W_1$  有二个作用：一是将取样信号送至两个比较器；一是使取样电压  $V_3$  满足不等式  $V_2 < V_3 < V_1$ 。因此，调节  $W_1$  的阻值时，就调节了自动调压稳压电源的输出电压值。例如，调节  $W_1$  使取样电压  $V_3$  减小， $V_3 < V_2 < V_1$ ，由图8转换特性可知，比较器  $F_2$  输出为正， $F_1$  输出为负。驱动电路的  $BG_1$  导通，继电器  $J_{10}$  动作，电动机正转，使调压稳压电源的输出增加，取样电源电压  $E_{01}$  也随之增加，直到满足不等式  $V_2 < V_3 < V_1$  为止。

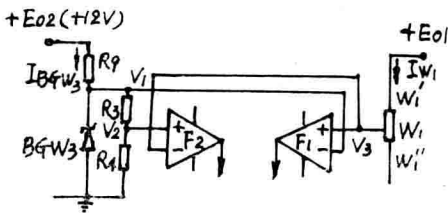


图9 取样和基准部分

此时，比较器的输出均为负值，驱动电路停止工作，电动机停止正转，调压稳压电源的输出不再增加。反之，调节  $W_1$  使取样电压  $V_3$  增加，调压稳压电源的输出电压将减小，直到满足不等式  $V_2 < V_3 < V_1$  为止。

$$\text{取样分压比 } n = \frac{W_1''}{W_1}$$

调压稳压电源输出为  $510\text{V}$  时，选取样电源电压  $E'_{01} = 15\text{V}$ 。假定取样电源的输入与输出电压近似线性关系。那么，本电源输出为  $250\text{V}$  时，取样电源电压  $E''_{01} = \frac{15 \times 250}{510} = 7.4\text{V}$

分压电位器选用精密多圈线绕电位器， $W_1 = 1\text{k}\Omega$ ，流过电位器的电流为：

$$I_{W_1} = \frac{E'_{01} - E''_{01}}{1 \times 10^3} = \frac{15 - 7.4}{1 \times 10^3} = (15 - 7.4) \times 10^{-3}\text{ A}$$

本电源的输出为  $510\text{V}$  时，电位器的电阻为：

$$W_1'' \approx \frac{V_H}{I_{W_1}} = \frac{6.2}{15 \times 10^{-3}} = 413\ \Omega$$

输出为  $250\text{V}$  时，电位器的电阻为：

$$W_1'' \approx \frac{V_H}{I_{W_1}} = \frac{6.2}{7.4 \times 10^{-3}} = 838\ \Omega$$

### C. 驱动电路的设计

由图4可知，电路中有二个完全相同的驱动电路，一个用来控制升压继电器  $J_{10}$ ，另一个控制降压继电器  $J_{11}$ 。当电压比较器  $F_1$  输出为正时，开关管  $BG_2$  饱和导通，继电器  $J_{11}$  动作。此



时,  $F_2$  输出为负, 开关管  $BG_1$  截止。当电压比较器  $F_2$  输出为正时,  $F_1$  输出为负, 其动作过程与上述情况相反。当  $F_1, F_2$  输出均为负时,  $BG_1, BG_2$  均截止。

$BGZ_6, BGZ_7$  分别用来保护开关管  $BG_1, BG_2$ 。电容  $C_6, C_7$  用来防止干扰。电阻  $R_7, R_8$  为

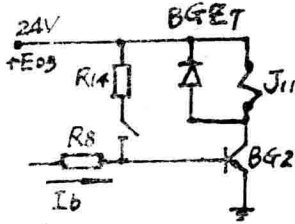


图10 驱动电路

限流电阻, 保证开关管可靠导通, 使运算放大器的输出电流不超过最大值。驱动电路如图10。继电器  $J_{11}$  选用  $JY-16$  型, 工作电压  $24V$ , 绕组电阻为  $320\Omega$ 。驱动电路的供电电压:  $E_{02} = 24V$ , 设计要求  $BG_2$  导通时的压降尽可能小, 采用开关管  $3DG10G$ , 其电参数为:

$$V_{CES} = 0.8V \quad \beta = 40 \quad I_{CM} = 1.5A$$

$$P_{CM} = 1.5W \quad I_{CO} \leq 2\mu A$$

继电器  $J_{11}$  的工作电流:

$$I_{J_{11}} = I_C(BG_2) \approx \frac{E_{03}}{R_{J_{11}}} = \frac{24V}{320\Omega} = 75mA$$

$BG_2$  的基极电流:

$$I_b(BG_2) \approx \frac{I_C(BG_2)}{\beta} = \frac{75}{40} = 1.87mA$$

在手动降压或退高压时, 电源  $E_{03}$  通过电阻  $R_{14}$  给  $BG_2$  提供基极电流, 流过  $R_{14}$  的电流应大于  $I_b(BG_2)$ 。取  $R_{14} = 9.1k\Omega$

$$\text{则 } I_{R_{14}} \approx \frac{E_{03}}{R_{14}} = \frac{24V}{9.1k\Omega} = 2.6mA > I_b(BG_2)$$

二极管  $BGZ_7$  用来释放继电器线包中储存的能量, 可避免开关管在关断瞬间被线包产生的反电动势所击穿。

#### 4. 执行机构的设计

执行机构由电动机传动减速机构组成。在调压稳压过程中, 机械传动部分动作频繁设计要求, 传动过程中无机械撞击声响或声响很小。减速机构采用齿轮传动形式, 齿轮传动的回差要小。

采用  $55S-4.5$  交流伺服电动机, 转速为  $4.5$  转/分, 通过齿轮减速机构后, 转速减到  $3$  转/分。因此, 调压稳压电源的输出从半压升到全压, 大约需要  $20$  秒左右。已知最大输出为  $510V$ , 稳压精度为  $\pm 1\%$  的输出电压变化量  $= \pm 5.1V$ , 需要调整的最大时间为  $\Delta t = \frac{20 \times 5.1}{510} = 0.196$  秒。

#### 参 考 文 献

- [1] 晶体管电路, 科学出版社, 1976年
- [2] 魏哲和博士, 运算放大器原理与应用。
- [3] 程柏年,  $X$  发射机强放电源的自动调压稳压, 程序控制和安全保护设计
- [4] 叶治政, 电子自动交流调压器, 1981年
- [5] 李正贤, 三相  $15KW$  交流稳压电源, 1982年
- [6] 倪本来, 微机控制组合绕组交流稳压器, 1986年

联系地址: 河南省驻马店市105信箱57分箱 邮编463000

# 用麦克墨莱换流电路集中换流的PWM变频调速系统

应建平 贾爱民

(浙江大学电机系)

## 一、前言

占全国用电量31%的风机、泵,多数由于其运行方式及其电气驱动技术落后,白白地浪费了大量的电能,采用变频调速技术改进风机、泵的运行方式蕴藏着较大的节能潜力,至今各行各业需要的风机、泵驱动用笼式电动机高效变速装置,供需矛盾突出,问题在于现有的变频调速装置价格高,可靠性低。因此,利用我国现有的商品化元件为主,开发制造低成本,高可靠性,高功率因数的风机、泵用变频调速电源,具有十分重大的意义。

众所周知,麦氏换流电路具有负载适应能力强(换流能力强),换流损耗小的优点,较适合于大功率PWM逆变电路的应用;但另一方面,麦氏换流电路所用元件较多,结构较为复杂;而且,当Q值较高时,换流电容上的初值 $U_c$ 较高,使各元件的电应力较大,这些缺点促使变频器的核心逆变器体积增大,成本提高。为此,我们提出了采用一套麦氏换流电路对逆变桥进行集中换流的方案,换流电路从原来的三套减少到一套,整个逆变器的结构大为简化,成本较低,控制较为方便,且保持了麦氏换流电路换流损耗小,换流能力强的优点,有较高的性能价格比。

## 二、主电路结构及其工作原理

### 1. 主电路结构及其工作原理

图1为本调速系统的主电路结构,整流部分采用二极管不控整流后,经电感 $L_d$ 和电容 $C_d$ 滤波,得到电压值为 $U_d$ 的直流电压。逆变部分由 $T_1 \sim T_6$ 和 $D_1 \sim D_6$ 组成逆变桥,作为一个整体通过 $T_a$ 与直流电压 $U_d$ 相连, $T_{h1}$ 、 $T_{h2}$ 和 $C_R$ 、 $L_R$ 组成的麦克墨莱换流电路用作集中换流电路。其工作原理如下:

设初始状态为 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 、 $T_4$ 导通,且 $C_R$ 上充有右正左负的电压, $U_c = -U_{c0}$ ,输出电压 $U_{cA} = -U_d$ ,  $V_{Bc} = V_d$ ,  $V_{AB} = 0$ 。要换流时,先触通 $T_{h2}$ ,产生一个振荡电流关断 $T_a$ ,然后触发 $T_1 \sim T_6$ ,使负载呈三相短路状态,此时 $U_{cA} = U_{AB} = U_{Bc} = 0$ , $C_R$ 上电压变为左正右负,尔后触通 $T_{h1}$ ,除去 $T_5$ 、 $T_6$ 、 $T_1$ 的门极信号,在 $L_R$ 、 $C_R$ 、 $T_{h1}$ 和六桥臂的回路中产生的振荡电路使 $T_5$ 、 $T_6$ 、 $T_1$ 全部关断,而 $T_2$ 、 $T_3$ 、 $T_4$ 依然导通,最后重新触发 $T_a$ , $U_{AB} = -U_d$ ,  $U_{cA} = 0$ ,  $U_{Bc} = U_d$ ,换流结束,从而完成了1/6周期的工作, $C_R$ 上重新充上右正左负的电压,以备下次关断 $T_a$ ,下一个1/6周期进行相似的工作循环。可以看出,当 $T_a$ 导通时,交流侧才有电压输出,所以调节 $T_a$ 与 $T_{h2}$ 间的脉冲间隔即可调节输出电压;而改变换