

第三次全国电子计算机 专业学术会议论文选集



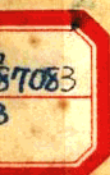
第五部分 电源与通风散热问题

中国电子学会电子计算机专业委员会編

(内部资料 注意保存)



国防工业出版社



內 容 簡 介

本論文选集共收入論文 72 篇，內容分七部分，第一部分为体系設計与邏輯設計，第二部分为整机与邏輯綫路，第三部分为內存儲器，第四部分为外部設備，第五部分为电源与通風散热問題，第六部分为元件与綫路的研究，第七部分为工艺、測試与測試設備。这些論文总结了我国近年来的研究成果。

本論文选集以合訂本与分册（每部分为一分册）两种形式出版。

本論文选集可供从事数字电子計算机专业的研究、生产的工程技术人员及高等院校师生参考。

第三次全国电子計算机专业学术会論文选集

第 五 部 分

中国电子学会电子計算机专业委员会編

国防工业出版社 出版

北京市书刊出版业营业許可証出字第 074 号

国防工业出版社印刷厂印裝 内部发行

787×1092 $\frac{1}{16}$ 印張 7 $\frac{1}{4}$ 176 千字

1964 年 12 月第一版 1964 年 12 月第一次印刷 印数：001—800 册

統一书号：N15034·915 定价：（科八-2）1.50 元

目 录

第五部分 电源与通风散热问题

三相快速磁放大器稳压电源静态设计方法.....	李道愷(421)
快速磁放大器低压稳压器静态设计方法.....	張俠华 王 潼(435)
××电源简介(摘要).....	石钟伍(447)
0~30 伏晶体管稳压电源的设计和性能.....	毛国华(449)
晶体管稳压器.....	康知敏(462)
晶体管稳压器的设计.....	阮一圭(479)
高度稳定的标准电源.....	李萃先(494)
晶体管电源的保护线路.....	石钟伍(505)
电源电压保护用电子继电器(摘要).....	郑云岩(518)
具有脉冲负载的电源滤波.....	杜中煥(520)
半导体器件散热板的选择(摘要).....	阮一圭(530)
电子管计算机通风散热问题的研究(摘要).....	唐瑪琍(533)

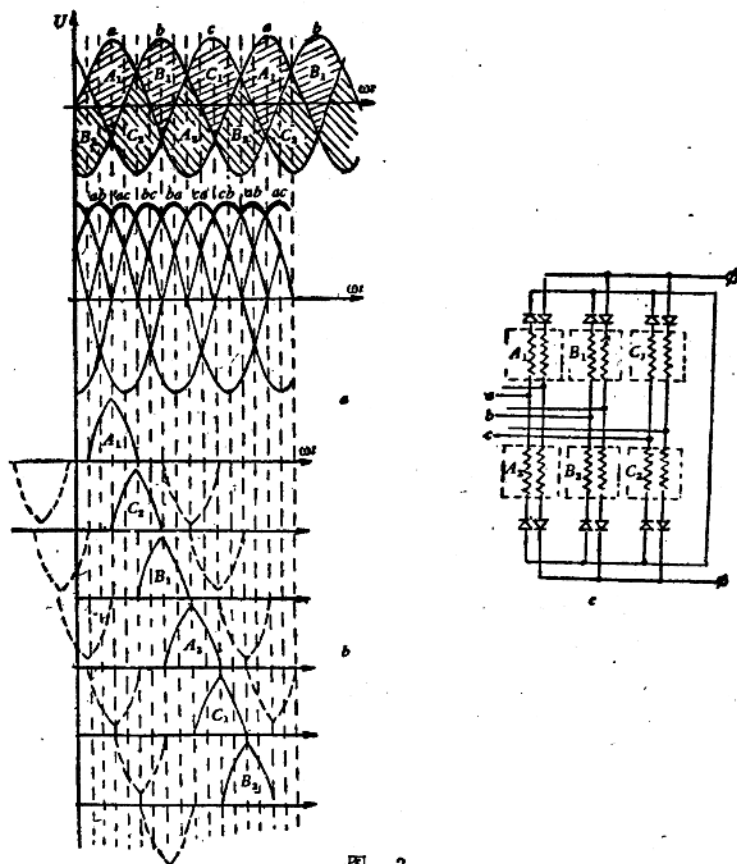


图 2

(1) 当任何两相在导电的过程中, 有关两铁心线圈上的压降必然以第三相电压变化为分界线;

(2) 每个线圈上的电压波形完全一致, 但在时间上各差 60° ;

(3) 每个线圈导电时间为 120° 。

上述諸結論的得出可作如下分析:

如 a 相电压最高 b 相最低时, 显然是 A_1 、 B_2 导电, 但是 a 相经 A_1 压降后其电位不能低于 c 相, 否则 a 相将被截止而不能导电, 因此 A_1 上压降必须在 $a-c$ 之间, 如此类推, 可得一周期內各线圈上电压波形示于图 2b 中。

根据这一推导可以求得每一线圈上的电压乘时间面积, 只要能计算出此面积的数值便能求出其他参量如 B 、 S 、 W 等, 在实际情况下电压波形并非如理論推导那样规律, 有畸变, 但因为六个线圈波形一样而总面积又是常数, 因此可以用积分法求理想波形的面积而不会形成误差, 因此这一分析将成为一系列计算的主要依据。

2. 控制回路分析

控制回路的分析与主回路一样, 只是在工作过程中控制回路的作用与主回路的相反, 前者是去磁效果而后者是磁化效果。

在时间关系上当主回路处于第一个线圈导电时, 则控制回路处于对下一个即将导电的

线圈起去磁作用，去磁程度的大小由调节状态决定。各线圈上时间关系如图 2 b 所示。

3. 偏移回路分析

偏移回路对于稳压系统并非一定必要，其功用在于消除主回路整流元件的反向漏电流影响，若采用晶二极管为整流元件则偏移回路可不必采用。

主回路、控制回路、偏移回路在一个铁心上作用的电压时间关系如图 3 所示。

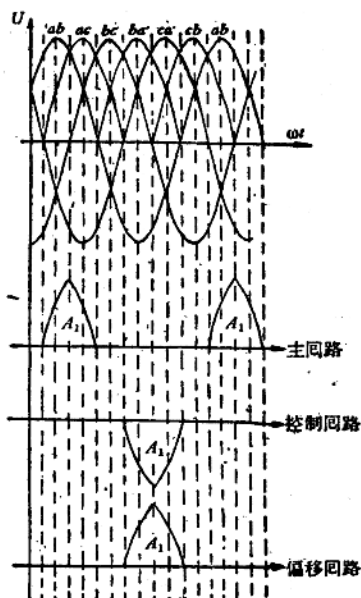


图 3

三、计算方法的分析

1. 主回路各参数的计算

(1) 整流元件的并联数:

若采用硒整流元件则并联片数为:

$$n_H = \frac{K_1 \times 1.04 I_0}{K} \quad (1)$$

1.04——考虑反相电流;

K_1 ——负载系数, 对于拉氏电路 $K_1 = 0.33$;

K ——硒片额定负载电流。

(2) 整流元件的串联数:

在正常工作下取 $b-1-R_H-2-b$ 回路(参看图 1), 若不考虑 B_1 与 B_2 两线圈上的电压影响, 则整流器 b_1 上承受的反向电压就等于负载电压:

$$u_E = u_H \quad (2)$$

由波形分析可知, B_1 与 B_2 上压降经常相等相反(参看图 2), 若两者波形完全相同, 则理论上可以不予考虑, 整流元件串联片数为

$$n_s = \frac{1.05 \times u_H}{G - 1.05 \times \Delta u_{B*}} \quad (3)$$

上式中略去了线圈电阻压降;

G ——每片硒片能承受反相直流压降;

Δu_{B*} ——硒片正向最大压降。

考虑到 B_1 与 B_2 两者在某一瞬间不一定完全抵消, 实际计算时可考虑 20% 安全系数:

$$n_s = \frac{1.26 \times u_H}{G - 1.05 \times \Delta u_{B*}} \quad (4)$$

若整流元件是采用其他元件, 亦能用此法进行推算。

(3) 铁心线圈上 Q 值的计算:

Q 值即电压乘时间之积:

$$Q = \int_{-\frac{2\pi}{6}}^{+\frac{2\pi}{6}} \left[u_{\phi m} \cos \omega t d\omega t - \frac{1}{2} u_H d\omega t \right] = \sqrt{2} u_A - \frac{\pi}{3} u_H \quad (5)$$

$u_{\phi m}$ ——电源相电压极大值;

u_H ——负载直流电压;

u_s ——电源线电压有效值。

考虑了矽片压降和线圈电阻压降则:

$$Q = \sqrt{2} u_s - \frac{\pi}{3} [u_H + 2n_s \times \Delta u_{B\star} + I_H \times R_s] \quad (6)$$

$\Delta u_{B\star}$ ——整流元件正向最大压降;

I_H ——负载电流值;

R_s ——主线圈直流电阻值。

(4) 线圈上 Q 、 $W_{\sim}$ 、 B 之间关系:

$W_{\sim}$ ——线圈圈数;

B ——线圈铁心中磁感应强度。

线圈铁心在磁化过程中其感应电势与磁通变化量关系是:

$$\frac{1}{\omega} \int_0^{T/2} e d\omega t = \int_0^{\phi_{\star}} W_{\sim} d\phi \quad (7)$$

$$\text{又知 } \int_0^{T/2} e d\omega t = Q; \int_0^{\phi_{\star}} W_{\sim} d\phi = W_{\sim} \times \phi_{\star}$$

所以

$$Q/\omega = W_{\sim} \times \phi_{\star}$$

化成实用单位制:

$$Q_{\star} = W_{\sim} \times S \times B_{\star} \times \omega \times 10^{-8} \quad (8)$$

(5) 最佳电网电压值:

稳压电源的设计必须合理地解决对电网电压的计算, 若 u_s 过高则造成体积增大, 耗电过多的浪费, 若过低则降低了稳压器对电网波动的调节能力, 这里不作具体分析。

在考虑最佳电网电压值时, 应根据五个参量:

$$k_1 = \frac{u_{s\star}}{u_{s\phi}}; k_2 = \frac{u_{H\star}}{u_{H\phi}}; k_3 = \frac{\Delta u_{B\star}}{\Delta u_{B\phi}}; k_4 = \frac{I_{H\star}}{I_{H\phi}}; k_5 = \frac{B_{\star}}{B_{\phi}} \quad (9)$$

k_1 ——电网电压波动范围;

k_2 ——输出直流电压调节范围;

k_3 ——整流元件正向最大与最小压降比;

k_4 ——输出电流变化范围;

k_5 ——铁心允许的磁通密度变化范围。

根据 (6) 式来研究稳压的两种极限状况:

一种是电网电压最高、负载电流最小、负载电压最低时线圈上的 Q 值为:

$$Q_{\star} = \sqrt{2} u_{s\star} - \frac{\pi}{3} (u_{H\phi} + 2n_s \times \Delta u_{B\phi} + I_{H\phi} \times \Sigma R_s) \quad (10)$$

另一种情况是电网电压最低、负载电流最大而负载电压最高时线圈上 Q 值为:

$$Q_{\phi} = \sqrt{2} u_{s\phi} - \frac{\pi}{3} (u_{H\star} + 2n_s \times \Delta u_{B\star} + I_{H\star} \times \Sigma R_s) \quad (11)$$

根据 (10)、(11)、(8) 三式联解得:

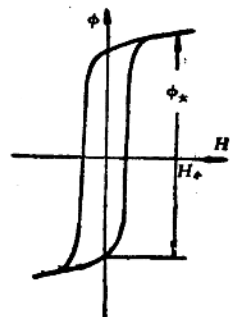


图 4

$$u_{A*} = \frac{\frac{\pi}{3} [(k_2 \times k_5 - 1) u_{H\phi} + 2n_m (k_3 \times k_5 - 1) \Delta u_{B\phi} + (k_4 \times k_5 - 1) I_{H\phi} \times \Sigma R_g]}{\sqrt{2} (k_5/k_1 - 1)} \quad (12)$$

由 (12) 式可知: 输出电压调节范围越大、电流变化范围越大、整流器内阻越大则要求电网电压愈高; 铁心允许 \$B\$ 值变化越大则电网电压可降低; 电网波动范围值不能大于铁心允许的磁通密度变化范围; 电网波动范围越大要求 \$u_{A*}\$ 愈大。

(6) 铁心体积与匝数:

由 (8) 式知:

$$S = \frac{Q_* \times 10^8}{\omega \times W_{\sim} \times B_*} \quad (13)$$

在决定 \$B_*\$ 值时对应的安匝数可近似地由空载电流决定: \$H_{\phi} \times l = W_{\sim} \times I_{H\phi}\$

$$l = \frac{W_{\sim} \times I_{H\phi}}{H_{\phi}} \quad (14)$$

铁心体积:

$$V = S \times l$$

$$V = \frac{Q_* \times 10^8}{\omega \times W_{\sim} \times B_*} \times \frac{W_{\sim} \times I_{H\phi}}{H_{\phi}} = \frac{Q_* \times I_{H\phi} \times 10^8}{\omega \times W_{\sim} \times B_*} \quad (15)$$

\$H_{\phi}\$ 根据不同材料选用值不一样, 对于某一材料选用过大、过小都不合适, 往往由经验决定。

线圈匝数:

已知 \$Q_*\$、\$B_*\$、\$S\$ 等参量, 可根据 (13) 式求线圈匝数。

(7) 线圈导线截面:

设电流波形为理想波形, 求其有效值:

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_{H*}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{I_{H*}^2}{2\pi} \left[\frac{2\pi}{3} - 0 \right]} = 0.58 I_{H*} \quad (16)$$

电流密度采用 2:

$$0.58 I_{H*} = \frac{\pi d^2}{4} \times 2; \quad d = 0.61 \sqrt{I_{H*}} \quad (17)$$

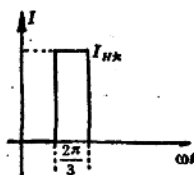


图 5

2. 控制回路各参量的计算

(1) 磁路部分:

在设计控制线圈前首先要给定调整元件上的允许压降, 在空载时主线圈上承受最大压降, 此时控制线圈上也必然出现最大压降, 同时在调整元件上出现最小整流电压 \$u_{dy\phi}\$; 当满载以及电网电压最低时, 主回路线圈上出现最低电压而调整元件上出现最高整流电压 \$u_{dy\phi}\$。控制线圈上的压降有三种情况:

$$(a) \quad \frac{Q_{y*} \times 10^{-8}}{W_y \times B_{y*}} = \frac{Q_* \times 10^{-8}}{W_{\sim} \times B_*} \quad (18)$$

$$(b) \quad Q_y < Q \quad (19)$$

$$(c) \quad Q_{y\phi} \approx 0. \quad (20)$$

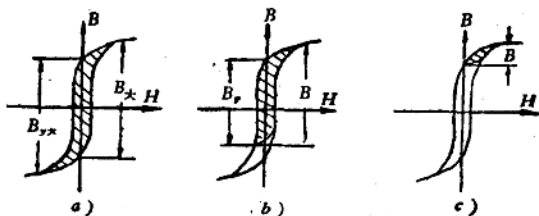


图 6

在实际计算中常引用 (18)、(20) 两式。

(1.1) 求控制电源电压 u_y :

$$Q_y = \int_{-\frac{2\pi}{6}}^{+\frac{2\pi}{6}} [\sqrt{2} u_{y\phi} \cos \omega t - (u_{dy} + 2n_{y\#} \times \Delta u_{By} + I_y \times \Sigma R_{gy})] d\omega t$$

$$Q_y = \sqrt{2} u_y - \frac{\pi}{3} (u_{dy} + 2n_{y\#} \times \Delta u_{By} + I_y \times \Sigma R_{gy}) \quad (21)$$

由 (18) 与 (21) 得:

$$u_{y*} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{W_y}{W_{\sim}} \left[\sqrt{2} u_{y*} - \frac{\pi}{3} (u_{H\phi} + 2n_{\#} \times \Delta u_{B*} + I_{H\phi} \times \Sigma R_g) \right] \right. \\ \left. + \frac{\pi}{3} (u_{dy\phi} + 2n_{y\#} \times \Delta u_{By*} + I_{y*} \times \Sigma R_{gy}) \right\} \quad (22)$$

u_{y*} ——控制电源最高线电压有效值;

$n_{y\#}$ ——控制回路每臂整流元件串联数;

R_{gy} ——控制线圈直流电阻值;

Δu_{By*} ——控制回路整流元件正向最大压降值。

在计算过程中 $u_{dy\phi}$ 可事先给定。

(1.2) 控制线圈匝数: 由 (21) 式

$$Q_{y*} = \sqrt{2} u_{y*} - \frac{\pi}{3} (u_{dy\phi} + 2n_{y\#} \times \Delta u_{By*} + I_{y*} \times \Sigma R_{gy}) \quad (23)$$

(1.3) 控制线圈导线直径:

$$d_y = 0.61 \sqrt{I_{y*}} \quad (24)$$

I_{y*} 值可由磁势平衡关系得出:

$$I_{H\phi} \times W_{\sim} = I_{y*} \times W_y \quad (25)$$

根据采用调整管的参数与 $I_{H\phi}$ 、 $W_{\sim}$ 的大小确定选用 I_{y*} 与 W_y 之值。

(2) 电子线路部分:

(2.1) 总放大系数的决定:

静态稳定度一经决定后, 整个控制系统的放大系数应根据最严重的情况来决定, 即当稳压器由一个极限点突然变化到另一极限点, 在这种条件下静态稳定度不应超过给定范围。在作这一计算前必须知道 u_{dy*} 、 $u_{dy\phi}$ 以及对应于两者的 I_{y*} 和 $I_{y\phi}$ 。

根据 (20) 与 (21) 列出:

$$u_{dy*} \approx 3 - \frac{\sqrt{2} u_{y\phi} - \frac{\pi}{3} (2n_{y\#} \times \Delta u_{By\phi} + I_{y\phi} \times \Sigma R_{gy})}{\pi} \quad (26)$$

若负载上允许的电压变化范围为 Δu_H , 调整元件中电流由 I_{y*} 变化到 $I_{y\phi}$ 时栅压变化为 Δu_c , 则总放大系数为:

$$K_a = \frac{\Delta u_c}{\Delta u_H} \quad (27)$$

(2.2) 放大系统的设计原则:

根据一般经验对于 100 伏以上的稳压电源若要求静稳定不超过 1%, 有效的总放大系

数一般要求 200 左右, 需要采用二级以上的放大系统, 如图 7 所示系统其总放大系数为:

$$K_a = k_{a1} \times k_{a2} \times k_{a3} \times k_{a4}$$

k_{a1} ——信号输入分压臂放大系数;

k_{a2} ——第一级放大系数;

k_{a3} ——第二级放大输入分压臂放大系数;

k_{a4} ——第二级放大系数。

$$k_{a1} = \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} = \frac{R'_2}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{u_{CT}}{u_H - u_{on}} \quad (28)$$

$$k_{a2} = \frac{\mu_1}{1 + R_{i1}/R_5} \quad (29)$$

$$k_{a3} = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \quad (30)$$

$$k_{a4} = \frac{\mu_2}{1 + R_{i2}/R_8} \quad (31)$$

$$K_a = \frac{u_{CT}}{u_H - u_{on}} \times \frac{\mu_1}{1 + R_{i1}/R_5} \times \frac{R_7}{R_6 + R_7} \times \frac{\mu_2}{1 + R_{i2}/R_8} \quad (32)$$

设计中应注意分压臂中电流尽可能小些, 一般用 1 毫安左右; 五极管放大器应根据实际采用电压作伏安特性; 此外当电网电压最高时应校验调整管是否超过允许板耗。

3. 偏移回路各参量计算

偏移电路上的电势和电源电势是正向叠加的, 因而直流整流电压值往往很高, 这种电势叠加的分析可参看图 8。若视各线圈上感应电压皆为正弦函数, 则实际合成电压将为:

$$\begin{aligned} u'_c &\approx u_c \cos \omega t + u_{A2c} \cos \omega t (\omega t + 30^\circ) \\ &\quad + u_{c1c} \cos (\omega t - 30^\circ) = u_c \cos \omega t \\ &\quad + u_{A2c} \cos \omega t \cos 30^\circ - u_{A2c} \sin \omega t \sin 30^\circ \\ &\quad + u_{c1c} \cos \omega t \cos 30^\circ + u_{c1c} \sin \omega t \sin 30^\circ \end{aligned} \quad (33)$$

u'_c ——偏移回路实际交流电压有效值;

u_c ——偏移回路电源电压有效值;

u_{A2c} ——铁心 A_2 偏移线圈上近似交流有效值;

u_{c1c} ——铁心 C_1 偏移线圈上近似交流有效值。

将 (33) 式简化得:

$$u'_c = (u_c + \sqrt{3} u_{A2c}) \cos \omega t = (u_c + \sqrt{3} u_{c1c}) \cos \omega t \quad (34)$$

偏移负载上直流电压为:

$$u_{dc} = \sqrt{2} u'_c \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m} = \sqrt{2} (u_c + \sqrt{3} u_{A2c}) \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m} \quad (35)$$

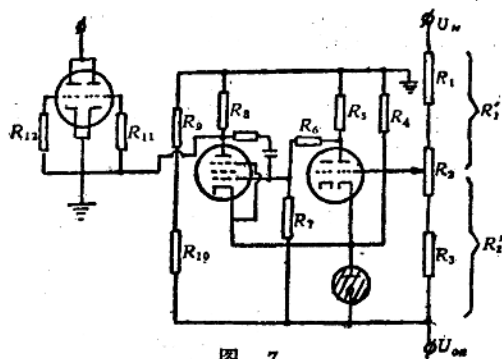


图 7

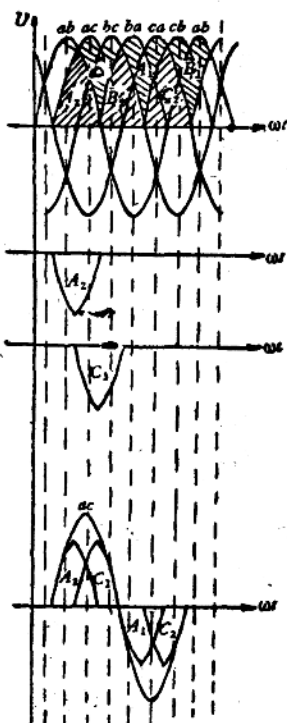


图 8

若
$$\frac{u_{A2}}{u_{A2c}} = \frac{W_{\sim}}{W_c} = m_c \quad (36)$$

W_c 不宜选择过大, 否则将大大加重整流元件上耐压的负担, 由 (35) 与 (36) 得:

$$u_{dc} \approx \sqrt{2} \left(u_c + \sqrt{3} \times \frac{u_{A2}}{m_c} \right) \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m} \quad (37)$$

对于 u_{A2} 的近似推导也设主回路线圈上感应电势为正弦交流, 则其频率 f 、匝数 $W_{\sim}$ 、铁心截面 S 等关系为:

$$W_{\sim} \times S \approx \frac{u_{A2} \times 10^8}{4.4 \times f \times B_t} \quad (38)$$

又知:
$$W_{\sim} \times S = \frac{Q_{\star} \times 10^8}{\omega \times B_{\star}} \approx \frac{Q_{\star} \times 10^8}{\omega (1 + B_r/B_t) B_t} \quad (39)$$

由 (38)、(39) 得:

$$u_{A2} \approx \frac{2.2}{\pi (1 + B_r/B_t)} \times Q_{\star} \quad (40)$$

根据 (37)、(40) 可求出 u_{dc} 值:

$$u_{dc} \approx \sqrt{2} \left[u_{c\star} + \sqrt{3} \frac{2.2 Q_{\star}}{\pi m_c (1 + B_r/B_t)} \right] \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m} \quad (41)$$

偏移回路整流元件串联数以及偏移电阻大小均根据此值进行计算:

$$n_{c\#} = \frac{1.2 \times u_{dc\star}}{u_{odp}} \quad (42)$$

u_{odp} ——整流元件允许的反向直流电压。

偏移回路负载电阻的选择由主回路整流元件反向电流大小决定, 若主回路反向电流为 I_{odp} 则:

$$I_{odp} \times W_{\sim} = I_c \times W_c$$

$$I_c = \frac{I_{odp} \times W_{\sim}}{W_c} \quad (43)$$

$$R_c = \frac{u_{dc\star}}{I_c} \quad (44)$$

$$d_c = 0.61 \sqrt{I_{c\star}} \quad (45)$$

I_c 为偏移负载电流; R_c 为偏移电阻; d_c 为偏移线圈导线直径。

4. 热稳定校验

以上计算主要是根据电气性能决定磁放大器各参量值, 并未考虑到发热问题, 当功率较大的情况下必须考虑这一点, 这一节中提出一种简便方法来对已得结果进行热稳定校验, 因为各方面因数考虑较宽, 计算出来的温升一般偏高。这种方法的依据是采用文献[8]中研究结果, 求出线圈散热面积 S_a 、散热系数 k_r 以及其他经验曲线。对于如图9示结构, 线圈散热面积为:

$$S_a = \{ (2 + \gamma + 2\pi k_L \times \alpha) \beta + 2(2 + \gamma + \pi \times k_L \times \alpha) \alpha k_L \} \alpha^2$$

$$= \frac{\{ (2 + \gamma + 2\pi k_L \times \alpha) (2\alpha + \beta) - 2\pi k_L^2 \times \alpha^2 \} W^{2/3}}{\{ 2 \times \delta \times S_r \times \gamma (4 + \alpha + \beta) \}^{2/3}} \quad (46)$$

$$\alpha = \frac{b}{a}; \quad \beta = \frac{c}{a}; \quad \gamma = \frac{d}{a}$$

式中 k_L 为线圈的占空系数, S_i 为铁心的占空系数, δ 为单位体积铁心重量, W 为每个铁心的重量。

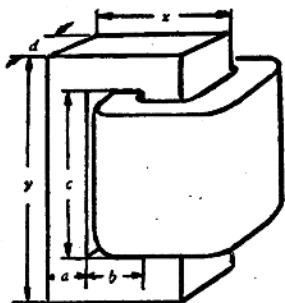


图 9

根据热稳定方程式:

$$P_g = k_T \times \Delta T \times S_a \quad (47)$$

P_g 为磁放大器每个铁心线圈耗损的有功功率, ΔT 为线圈的表面温升。在实际计算中考虑了全部线圈有功功率损耗量, k_L 考虑了全部线圈的占空系数, 因而采用:

$$k_L = 1; \quad \delta = 7.8 \text{ 克/厘米}^3; \quad S_i = 0.95$$

由 (47) 式求出 ΔT , 再由图 10 示经验曲线中求出 $\Delta T'$, 再根据环境温度 T_0 , 则总的温度值为:

$$T_1 = T_0 + \Delta T + \Delta T' \quad (48)$$

T_1 为线圈内部最高温度, ΔT 为线圈表面温度与环境温度差, $\Delta T'$ 为线圈内部与表面温度差。

原文分析中不考虑铁损, 这在 50 周交流情况下可以忽略不计。

在运用上述一整套办法进行设计的过程中, 为了确定线圈电阻值 R_g , 需要运用公式 (3)、(4)、(6)、(12)、(13) 等式, 并设 $R_g = 0$ 的情况下进行预算, 求出 W , 然后根据已得结构估算线圈长度并求出 R_g 值, 最后再进行正式计算, 这样所得结果基本准确。

在作正式设计前应测出整流元件的伏安特性如图 11 示以及铁心材料的磁滞回环特性, 再根据设计要求确定 k_{a1} 、 k_{a2} 、 k_{a3} 、 k_{a4} 、 k_{a5} 诸值, 然后进行设计。

四、计算与实测结果比较

为了验证上述方法的准确性, 曾在四个例子上进行验算, 并将计算与实测结果列举

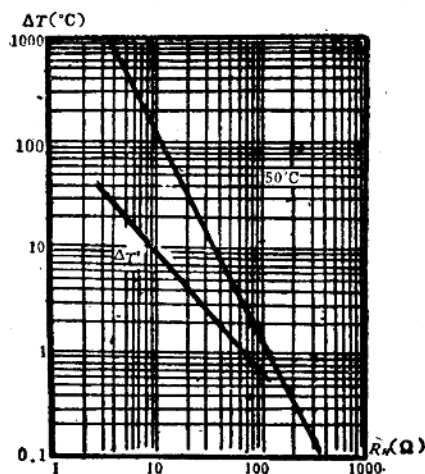


图 10

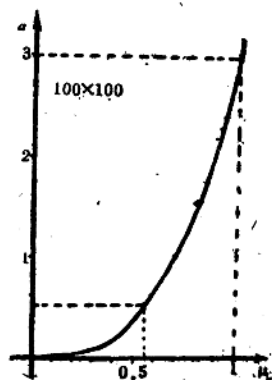


图 11

表 1

主 回 路														控 制 回 路						偏 移 回 路					
管数	管种	u_{d1} 大	k_1	k_2	$W_{\sim}$	V	S	b	d	管数	管种	u_{y1} 大	u_{y2} 大	W_y	d_y	u_{dy} 大	u_{dy} 小	管数	管种	u_{ec} 大	W_c	d_c	u_{dc} 大	u_{dc} 小	
计 算	9	1	180	1.35	6	355	148	4.7	3.3	1	2	1	225	500	0.42	242	120	3	1	225	500	0.42	525	245	
	实 际	9	1	184	1.35	6	400	148	4.7	3.3	0.91	2	1	254	500	0.35	220	120	3	1	254	500	0.35	544	304
计 算	9	1	180	1.35	6	355	148	4.7	3.3	1	2	1	257	400	0.42	256	164	3	1	257	225	0.42	440	258	
	实 际	9	1	186	1.35	6	400	148	4.7	3.3	0.91	2	1	246	400	0.35	240	164	3	1	246	225	0.35	432	276
计 算	24	2	350	1.28	8	510	190	6	4.2	0.96	2	1	234	260	0.42	248	196	3	1	234	237	0.42	430	250	
	实 际	24	2	350	1.28	8	600	190	6	4.2	0.91	2	1	253	260	0.35	256	196	3	1	253	237	0.35	460	284
计 算	24	2	600	1.38	6	890	205	6.5	4.5	1	2	1	347	600	0.42	337	80	3.6	1	347	400	0.42	750	368	
	实 际	24	2	578	1.38	6	800	205	6.5	4.5	0.91	2	1	326	600	0.35	258	73	3	1	326	400	0.35	675	340

总温度值, +100伏、50°C; -100伏、50°C; +200伏、66°C; +300伏、81°C。

如下:

1. 稳压元件的主要指标

(1) 输出电压 $u_H = +100$ 伏; 输出电流 $I_{H*} = 2.5$ 安。

(2) 输出电压 $u_H = +200$ 伏; 输出电流 $I_{H*} = 2.5$ 安。

(3) 输出电压 $u_H = +300$ 伏; 输出电流 $I_{H*} = 2.5$ 安。

(4) 输出电压 $u_H = -100$ 伏; 输出电流 $I_{H*} = 2.5$ 安。

各稳压器的空载电流 I_{H0} 取 0.5 安; 静态稳定度小于 1%; 动态稳定度小于 10%; 纹波电压值小于 0.5%; 允许电网波动范围为 $\pm 10\%$ 。

设计与实际结果列于表 1。

2. 静态与动态输出特性

图 12 表示出 +100 伏电源当电网波动在 $\pm 10\%$ 的情况下稳压器的静态输出特性; 图 13 表示 +100 伏电源的动态特性, 其他三套情况类似, 在此从略。

关于动态特性并非本文研究范围, 在此是为了说明这种稳压系统可以满足一般电子数字计算机使用要求。

3. 结论

根据计算与实测比较, 可得出以下结论:

(1) 应用这种方法完全可以准确地设计出符合使用要求的电源, 各主要指标可以控制在给定指标范围内。

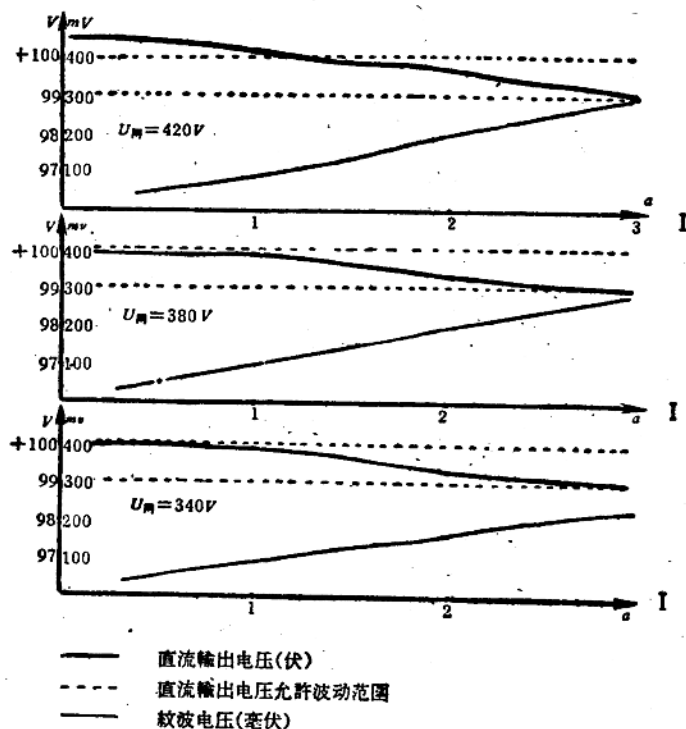


图12 +100伏电源静态特性

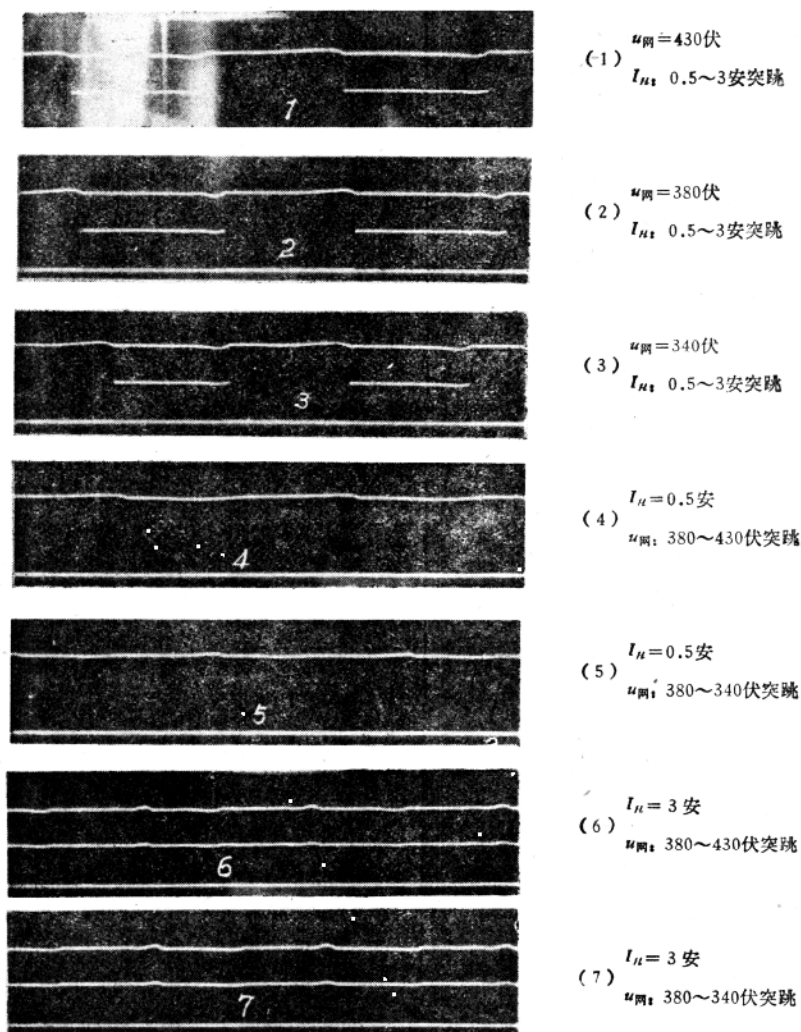


图 13

(2) 稳压电源包括三个系统, 其各主要参数在设计中虽有一定出入 (由表 1 知), 但一般不超出 10%, 计算中的这种误差若引用一些修正方法在工程设计中则可以保证足够的准确度。

五、讨 论

1. 关于计算准确度问题

由计算与实测对照来看, 在决定线圈匝数、电网电压、铁心体积等主要参量上有一定误差, 其产生原因主要有以下几点:

(1) 对磁滞回环的测定问题:

计算中引用的磁滞回环是静态特性而实际情况是工作于动态情况下, 铁心的特性是有变化的如图 14 示, 因此在设计中引入误差, 这种误差将随频率的提高而增大, 设计时应以

动态特性作为设计依据。

(2) 关于 H_{db} 、 I_{Hdb} 等值的误差：

设计中为了简化， H_{db} 、 I_{Hdb} 都采用了理想波形如图 5 所示，实际上并非如此，此外影响更大的是电容电流，这些因素都将影响到对铁心体积等的计算。

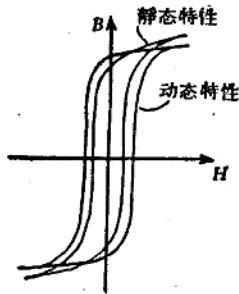


图 14

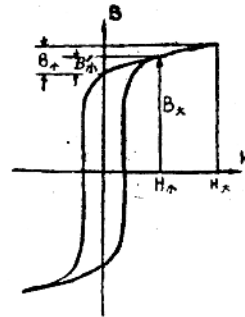


图 15

(3) 关于 B_{db} 的计算：

关于两个极限点情况下对应的 B_s 与 B_{db} 值应该如图 15 所示，在设计中略去了满载时饱和和压降部分，这种误差随着材料的矩形性越差而愈大。

(4) 偏移回路的计算其严格性最差，因为这里是引用了正弦交流的关系来进行运算，实际上并非如此，因此必然会有误差，误差大小由表 1 查得亦在 10% 范围以内。

2. 关于波形分析问题

设计中引用的波形是理想化的了，实际观察结果如图 16 所示，虽然这种波形畸变不影响到计算准确度，但作为物理过程来分析则必须解决，目前对实际波形虽有一些初步分析，但不很成熟，仍待进一步研究。

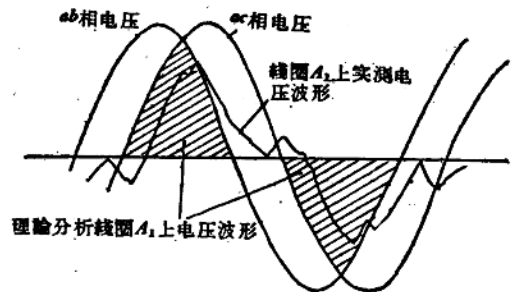


图 16

3. 关于热稳定校验问题

根据文献[8]看出：

(1) 散热面积的计算公式作者未详细介绍，据核算可能未考虑铁心散热的影响，因此是比较保守的；

(2) 散热系数 k_r 对于不同结构、不同介质材料等等其结果不同。但这套热校验方法使用简便并有一定的准确性。更完善的方法应该在决定磁放大器的同时就考虑热稳定问题，如同在文献[3]、[4]、[5]中的介绍。

以上介绍的一套方法虽然能解决工程应用上的需要，但从科学上的严格性来看不足之处尚很多，提出来供有关方面作参考。

参 考 文 献

- (1) Розенбрат, Магнитные Усилители.
- (2) H. F. Storm, Magnetic Amplifier.
- (3) Лишман и Негвезицкий, Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители.
- (4) И. А. 卡扎林諾夫, 通訊用硒整流設備。
- (5) Н. П. 华西里亞娃等, 磁放大器設計。
- (6) Theory of 3-Phase Bridge Magnetic Amplifier, A. I. E. E. Transaction, Part One, Volume 78, 1959.
- (7) F. 普兰斯福特, 磁性材料。
- (8) 电气試驗所研究報告, 第595号。

快速磁放大器低压稳压器静态设计方法

張俠華 王 潼

摘 要

快速磁放大器除具有一般磁放大器的优点外，它的特点还在于反应时间短、繞制工艺简单。以它作为调整元件的直流电源，是可应用于某些计算机上或实验室内。本文仅介绍 30 伏以下，20 安以下的稳压器的实用设计方法（采用 400 赫电源，冷軋鋼帶环形铁心）。

一、基本工作原理

稳压器是以快速磁放大器作为电压补偿元件，以晶体管直流放大器作为控制元件，构成负反馈有差调整系统。

最简单的快速磁放大器是半波线路（见图 1），仅一个铁心。由工作线圈 ω_p 、功率整流器 B_p 、交流电源 U_2 和负载 R_H 构成了工作回路；由控制线圈 ω_y 、整流器 B_y 、交流电源 U_3 和控制电阻 R_y 构成了控制回路。 U_2 和 U_3 是同一频率的电源。电源及各元件间极性关系如图 1 所示以保证两回路按半波交替通导。工作边通导时铁心激磁，控制边通导时铁心祛磁。最大祛磁下，当控制半波结束时磁感应 B 处于点 1，随后工作半波必须使铁心能激磁到正饱和，则电压 U_2 之值应保证：

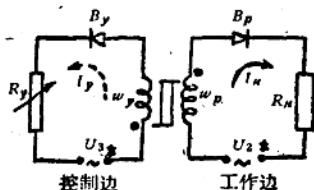


图 1 半波磁放大器。

$$2B_m \leq \frac{1}{2\pi f \omega_p S_c} \int_0^\pi U_{2m} \sin \omega t d\omega t$$

满足以上条件，快速磁放大器才能正常工作。

便于分析起见，设铁心磁滞回线是矩形的（见图 2），整流器是理想的，并忽略线圈电阻。

第 $(n-1)$ 半波里 B_y 通导， B_p 截止（称控制半波），在 U_3 和 R_y 的作用下使铁心祛磁，磁感应 B 从点 3 反向变化，半波结束时总的变化量为：

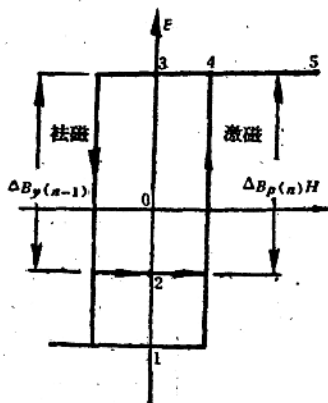


图 2 理想磁滞回线。

$$\Delta B_{y(n-1)} = \frac{1}{2\pi f \omega_p S_c} \int_0^\pi (U_{3m} \sin \omega t - I_y R_y) d\omega t$$

式中 S_c ——铁心横截面积。

磁感应 B 处于点 2。随后第 n 半波里 B_p 通导， B_y 截止

（称工作半波），在 U_2 和 R_H 作用下铁心激磁， B 向上变化达到饱和（点 4），此时的角度 θ_H 称作饱和角，则磁感应的变化量为：

$$\Delta B_{p(n)} = \frac{1}{2\pi f \omega_p S_c} \int_0^{\theta_H} U_{2m} \sin \omega t d\omega t$$