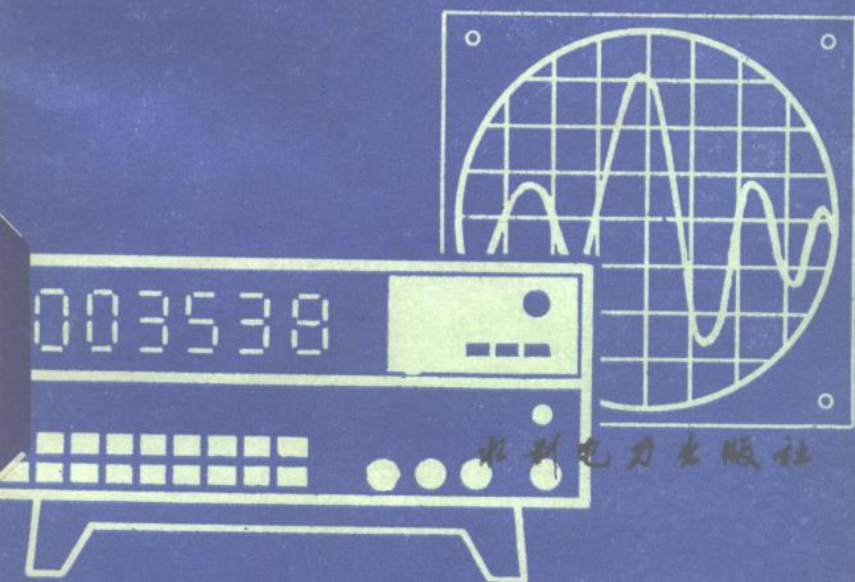


常用电子仪器丛书

交直流稳压电源

朱康中 等编



水利电力出版社

常用电子仪器丛书

交 直流稳压电源

朱康中 等编

水利电力出版社

内 容 提 要

本书介绍了交、直流稳压电源。对于交流稳压电源，主要介绍了目前应用最广泛的614型电子交流稳压器的的工作原理及其使用、维修、校验方法；对于直流稳压电源，着重以串联补偿式直流稳压器为例，介绍了晶体管稳压、稳流器的工作原理及其使用、维修和校验方法；另外，还介绍了集成稳压器和开关稳压器的的工作原理，并列举了应用实例；在附录中，还提供了目前应用最广泛的集成稳压器的技术资料。

本书通俗易懂，着重于实际应用，可供使用和维修电子仪器的工作人员阅读。

2553/19

常用电子仪器丛书

交 直流稳压电源

朱 康 中 等 编

*

水利电力出版社出版

(北京三里河路6号)

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经营

水利电力出版社印刷厂印刷

*

787×1092毫米 32开本 6.75印张 149千字 1插图

1987年7月第一版 1987年7月北京第一次印刷

印数00001—10240册 定价 1.45 元

书号 15143·6453

前 言

《常用电子仪器丛书》是一套系统介绍我国目前大量生产和广泛应用的电子仪器原理、电路、使用、维修和校验方面的普及性丛书。它以广大电子技术工人为主要读者对象，也可供其他一般电子仪器工作人员参考。本丛书在篇幅上，着重介绍仪器的原理和电路，以便读者能融会贯通，举一反三；在仪器选型上，尽量做到既考虑仪器的先进性，又考虑到应用的广泛性；在内容上，以论述物理概念为主。

本丛书共分九册。其中，《电子仪器基础》、《模拟式电子电压表》和《电子仪器的干扰和抑制》由张国屏编写；《交直流稳压电源》由朱康中等编写；《低频信号发生器》由刘庆雄等编写；《电子管、晶体管参数测试仪》由蔡显光编写；《电子示波器》由叶胜泉编写；《数字频率计》由吴静凡等编写；《数字电压表》由陈中洪编写。张国屏担任本丛书主编；郭永坤、刘庆雄担任副主编。

本书由朱康中、李庆渝、朱良华编写。其中，朱康中负责全书校核，并编写交直流稳压电源的使用、维修、校验以及集成稳压电源、开关稳压电源的原理和应用；李庆渝编写了交流稳压电源原理以及直流稳压电源的变压器、整流器和滤波器部分；朱良华编写了直流稳压和稳流原理。

本丛书在编写过程中，得到了水利电力部南京自动化研究所丁功华、山西省电力试验研究所芦士鹤、东北电业管理局技术改进局阎占元、四川省电力试验研究所电子组的大力

支持和协助。初稿完后，由北京电力科学研究所许遐进行了审阅修改。在此一并表示由衷的感谢。

由于编者水平有限，书中缺点错误在所难免，恳请读者批评指正。

编 者

1986年11月

目 录

前 言

第一章	交流稳压电源	1
第一节	参数稳压法的交流稳压器	1
第二节	补偿稳压法的614-B型交流稳压器	9
第三节	交流稳压器的使用、维修和校验	40
第二章	直流稳压电源	63
第一节	直流稳压电源的构造和工作原理	63
第二节	提高直流稳压电源技术指标的方法	97
第三节	WYJ-30型晶体管稳压器	108
第四节	JWL-30型直流稳流器	129
第五节	直流稳压电源的发展	144
附 录		177

第一章 交流稳压电源

第一节 参数稳压法的交流稳压器

一、参数稳压法基本原理

从稳压的基本原理分析中可知，利用非线性元件伏安特性的弯曲部分可以进行稳压。对于交流电路，我们也可以利用同样的原理构成参数型稳压器。

最简单的稳压电路如图1-1所示。图中， R 为线性电阻， R_f 为非线性电阻。在稳定状态时，输入电压为 u_i ，输出电压为 u_o 。对于 R_f 来说，一般要求它的动态电阻愈小愈好，这样在它两端的交流电压的

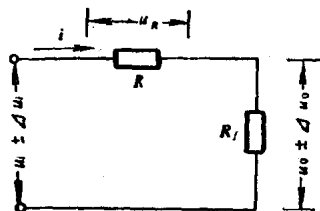


图 1-1 最简单的稳压电路

变化量就小，能够获得较好的稳压效果。它的稳压过程为：如果输入电压增加 Δu_i ，电路中的总电流 i 和在 R 及 R_f 上的压降都随之增大，但由于 R_f 的动态电阻很小，其两端的交流压降变化量亦小，输入电压的增量 Δu_i 大部分加在 R 上，故 R_f 两端的输出电压得到了相对的稳定。从图 1-2、1-3 所示的参数稳压图解分析中，可以更清楚地理解这一点。

图1-2为参数稳压的图解分析（一）。图中， OA 为非线性电阻 R_f 的特性曲线。设稳压时工作点在 Q ，其横坐标 I 为

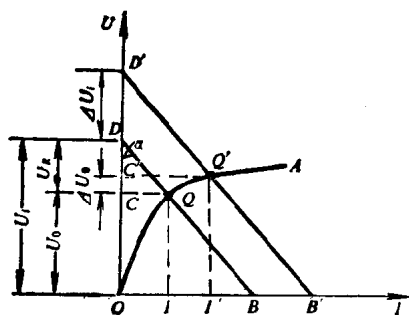


图 1-2 参数稳压的图解分析
(一)

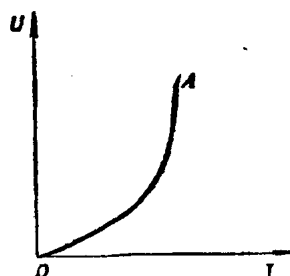


图 1-3 参数稳压的图解
分析(二)

稳态工作电流，纵坐标上的 OC 为稳态时的输出电压 U_0 ，我们在纵坐标上标定输入电压 U_i 的值 OD ，过 DQ 作直线交横坐标于 B ，直线与纵坐标交角为 α ，则斜率 $\text{ctg} \alpha = \frac{DC}{CQ}$ 为电阻 R 值。当输入电压变化 ΔU_i 时， D 点移至 D' ，由于 R 为线性电阻， $\text{ctg} \alpha$ 值不变，过 D' 作 DB 平行线交 OA 于 Q' ， Q' 即为输入电压变化 ΔU_i 下的新工作点。由图可见，输出电压变为 OC' ，其变化量 $\Delta U_o (=CC')$ 比输入电压变化量 $\Delta U_i (=DD')$ 要小得多，获得了相对的稳定。

如果 R_i 的特性曲线是另一种情况，如图1-3所示，则只要从线性电阻 R 的两端取输出电压，同样可以达到稳压的目的。因为曲线饱和部分的电流变化 ΔI 值不大，只要选择合适的工作点，电路中的电流随输入电压变化的变化量很小，故线性电阻上的压降变化 $\Delta U_R = \Delta I R$ 也很小， U_R 得到相对的稳定。

二、几种参数稳压器

(一) 磁饱和稳压器

图1-4为磁饱和稳压器电路图。图中，初级线圈 N_1 和补偿线圈 N_3 工作在非饱和状态下；次级线圈 N_2 由于绕在截面较小的铁芯上而工作在饱和状态，故 N_2 和 N_3 上的电压与电流的关系分别如图1-5中的 OA 与 OC 曲线。很明显，如果选择合适的工作点（如图中 Q 点），则在输入电压变化 ΔU_1 时，一方面会由于次级工作铁芯饱和而使次级电压变化量 ΔU_2 较小；另一方面由于补偿线圈与次级线圈反接，若适当调节补

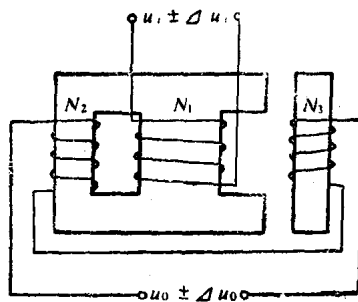


图 1-4 磁饱和稳压器电路图

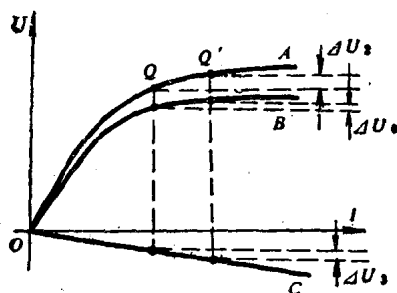


图 1-5 磁饱和稳压器工作图解

偿铁芯柱的间隙，则可以调节补偿电压，使 $|\Delta U_1| = |\Delta U_2|$ 而得到最佳补偿，保证输出电压的稳定。图中， OB 曲线为补偿后的输出特性，可见输出电压变化量 ΔU 是很小的。

这种稳压器工作电流很大，其原因是工作在磁饱和状态，所以损耗功率较大、效率低。为消除这个缺点，出现了铁磁谐振式稳压器。

（二）铁磁谐振式稳压器

1. 串联型铁磁谐振稳压器

图1-6为串联谐振稳压器的原理图。图中， L 为初级线圈电感量， C 为初级线圈串联电容， R 为电路等效电阻（包括电感、电容及负载的等效电阻）。根据串联电路谐振原理，在一定的频率下，当 $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ 时，电路会产生串联电压谐振，其电感或电容上的电压等于输入电压的 Q 倍（ Q 为谐振回路的品质因数，仅与电路参数有关， $Q = \frac{\omega L}{R}$ ），这就意味着在串联谐振时，稳压器输入电压不需要很高就可以

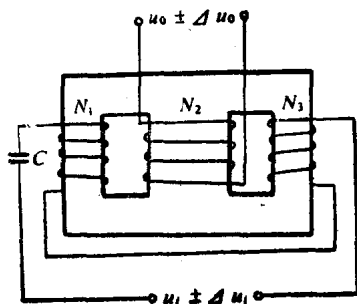
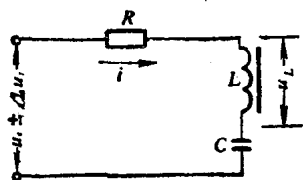


图 1-6 串联谐振原理图

图 1-7 串联谐振稳压器电路图

在初级线圈上获得额定的工作电压。由此可见，要达到同样的饱和，串联谐振稳压器的输入电压可较磁饱和稳压器降低 Q 倍，故功耗可以降低。

值得指出的是，对于铁磁谐振式稳压器来说，由于其谐振线圈的电感量随流过其中的电流的变化而变化（非线性的），故只有在电流达一定值时，线圈的电感量才能满足 $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ 的条件而产生谐振，这是它与一般线性电感和电容串联谐振的不同之处。

电路的稳定过程可由图 1-8 清楚地看出，图中 OA 为初级线圈特性曲线， I_0 为串联谐振电流值，由于工作点 Q 选在谐振点之后，初级线圈已处于高度饱和工作状态。当输入电压变化 ΔU_i 时，初级线圈工作点移至 Q' ，其电流变化 ΔI ，而线圈

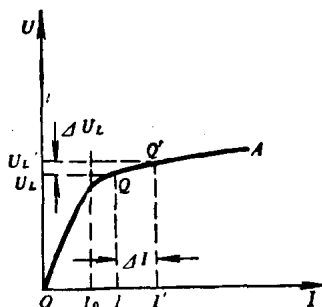


图 1-8 串联谐振稳压器的稳定过程

两端的电压变化量 ΔU_L 却很小，感应至次级线圈两端的电压变化量亦小，故工作在非饱和状态下的次级线圈两端的输出电压也获得了稳定。

为了提高输出电压的稳定度，将补偿线圈 N_3 与初级线圈 N_1 反相串接在初级电路中（参见图 1-7），两个线圈在次级铁芯中产生的磁通反向，在次级线圈 N_2 上感应的电压变化量相互抵消，只要选择合适的补偿线圈匝数，就可以得到较好的补偿效果。

这种电路的缺点是，由于串联谐振，电路中的电流达到极大值，且谐振电容取值较大。当电源的频率波动或负载的特性改变时，谐振回路将偏离谐振点而使稳压器失去合适的稳压工作状态，故其稳定度受电源频率和负载特性的影响较大；另外，其特性曲线饱和部分的斜率不够小，稳定度较差。因此，一般不常采用这种稳压器。

2. 并联型铁磁谐振稳压器

图1-9为并联谐振稳压器原理图。图中， L 为次级线圈电感， C 为并联电容。因为是铁磁谐振，故在一定的电压下，若 $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ ，则电路谐振于某一频率，产生并联电流谐振。谐振时，由于 i_L 和 i_C 大小相等、方向相反，故相互抵消，电路的总电流为零。当然，由于电感、电容及负载等效电阻的存在，电路中的总电流不可能为零，但可减至很小。换一种说法，即电源并不需要供给很大的电流就能使次级线圈有较大的工作电流而处于饱和工作状态，所以并联谐振稳压器的功耗较小。

图1-10为并联谐振稳压器电路图。图中， N_1 为初级线

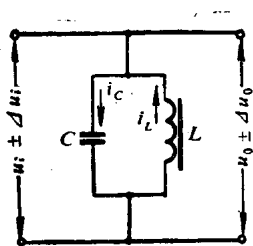


图 1-9 并联谐振原理图

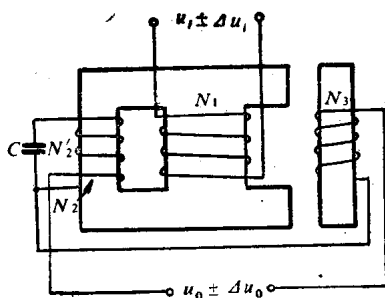


图 1-10 并联谐振稳压器电路图

圈、 N_2 为次级线圈、 N'_2 为次级谐振辅助线圈、 N_3 为次级补偿线圈。设计的电路参数使 N_1 与 N_3 工作在非饱和状态， N_2 与 N'_2 工作在饱和状态，利用 N_2 的饱和特性可以获得稳定的输出电压。补偿线圈 N_3 与 N_2 反向串联，适当选择 N_3 的匝数和正确调节磁路间隙，可以得到较好的补偿。稳定过程可用图1-11来说明，图中OA和OC分别为 N_2 和 N_3 的特性曲线，OB为输出特性曲线，读者可自行分析。

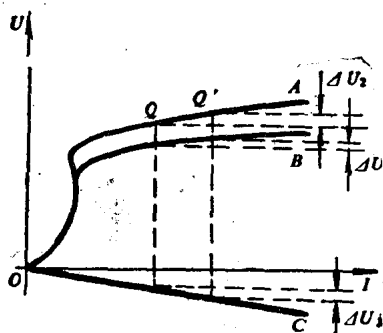


图 1-11 并联谐振稳压器的图解

由于并联谐振电路特性曲线的饱和部分斜率较小，且只需很小的电流即可产生并联谐振而使次级线圈饱和，故特性曲线的饱和部分较宽，可选择的工作部分范围亦大，所以稳压性能较好，稳压范围较宽。稳压器在接近谐振状态下工作时， $\cos\phi$ 很大（谐振时 $\cos\phi=1$ ），所需输入功率小，故稳压器效率较高。不足之处是，谐振电路对电源频率变化较为敏感，当电源频率变化 $1\sim 2\%$ 时，输出电压变化可至 $1\sim 3\%$ ，而且由于工作在铁芯饱和状态，波形仍有所失真。

3. 稳压变压器

图1-12为稳压变压器电路。图中， N_1 为初级线圈、 N_2 为谐振线圈、 N_3 为次级线圈、 N_4 为补偿线圈，与前面所述的不同之处，是在初、次级之间采用磁分路形式为其磁通提供通路，铁芯的磁通分布如图所示。

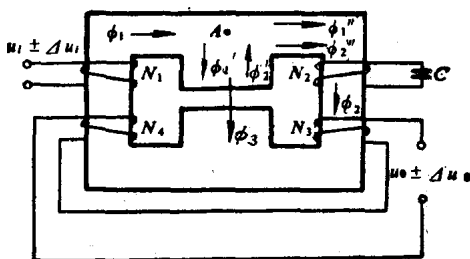


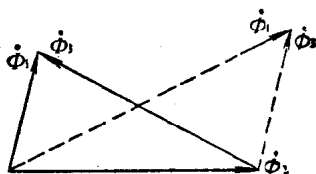
图 1-12 稳压变压器电路图

N_1 产生磁通 $\phi_1 = \phi_1' + \phi_1''$ ，在谐振回路的电容电流所产生的磁势作用下，还形成穿过 N_2 、 N_3 的磁通 ϕ_2' 与穿过磁分路的磁通 ϕ_2'' ，故 N_2 、 N_3 中穿过的磁通 $\phi_2 = \phi_2' + \phi_2''$ ，次级铁芯为饱和磁路。从图中还可以看出，穿过磁分路的磁通 $\phi_3 = \phi_1' - \phi_1''$ ，A点的磁路节点方程为： $\phi_1 = \phi_2 + \phi_3$ 。当输入电压 u_1 发生变化时， ϕ_1 将发生变化，只要设计适当，通过 ϕ_2 的大小和相位的自动调节，可以维持 ϕ_2 不变，也就维持了次级磁路的饱和和输出电压 u_0 的稳定。磁通的向量关系见图1-13，图中实线和虚线分别代表输入电压较低和较高时的磁通向量关系。

图1-12中补偿线圈 N_4 与次级线圈 N_3 反相串联，以求更稳定的电压输出。

这种稳压器是由铁磁谐振稳压器发展来的，性能较好，

本身能抑制负载的过电流，抗干扰能力强，是一种新型稳压器。



1-13 稳压变压器磁通向量关系

第二节 补偿稳压法的614-B型交流稳压器

一、基本原理

补偿式稳压法是一种自动调节输出电压的闭环系统，按照调节方式的不同而组成各种类型。本文以614-B交流稳压器为例，介绍用磁放大器作为调节器的补偿式稳压法的基本原理。

图1-14是614-B交流稳压器方框图。它有三个主要电路：钨丝二极管取样电路、电子管放大电路、自耦变压器和磁放大器调节电路。它们之间的相互关系如图中所示。

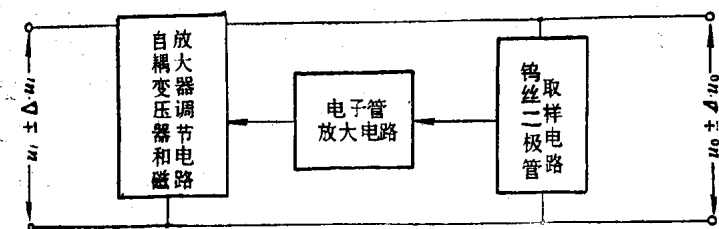


图 1-14 614-B交流稳压器方框图

如果由于输入电压的波动或负载变动而引起输出电压变化，钨丝二极管将取得这个变化信号并送至电子管放大电路，用以改变放大电路输出的直流电流，去调节磁放大器的交流阻抗，从而调整了自耦变压器与磁放大器交流线圈上的电压降及相互间的相位关系，保证输出电压的稳定。这一稳定过程都是自动补偿调节的，所以有较高的稳定精度。

二、钨丝二极管取样电路

钨丝二极管是一种特殊的真空二极管，和一般真空管不同，其阴极放射电子能力低。工作时，即使板压有较大的变化，板流也变化不大，但灯丝电压发生微量变化时，板流却有剧烈的变化。图1-15为3D2P钨丝二极管的特性曲线，其板流和灯丝电压符合 $I_a = kU_f^{3.4}$ 的关系（式中 k 为常数）。只要选择合适的工作点，就可以通过改变 U_f 来调节 I_a ，即以微小的灯丝电压变化量 ΔU_f 去控制很大的板流变化 ΔI_a 。利用这个特性，可以组成钨丝二极管取样电路。

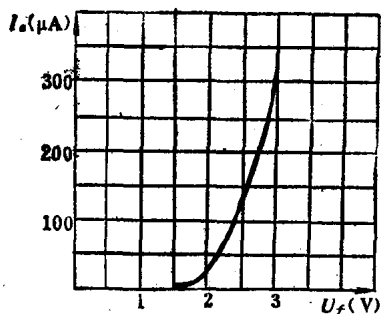


图 1-15 3D2P钨丝二极管特性曲线

而使板流发生急剧变化。如果我们将 G 的板极负载电阻

图1-16为钨丝二极管取样电路的一种形式，图中 R_1 、 R_2 、 R_0 和钨丝二极管 G 组成取样电桥，稳态时，电桥输出 $\Delta U_{01} = 0$ 。当稳压器输出电压 u_0 变化 Δu_0 时，通过灯丝变压器 T 将此变化反映到钨丝二极管 G 的灯丝电压上，即可改变其阴极放射能力，

R_a 取大一些, 则 $\Delta I_a R_a$ 的变化将更为明显, 在电桥输出端可以获得很大的 ΔU_{01} , 这样就得到了足够大的取样信号。由于它的灵敏度高, 因此在交流稳压器中常用钨丝二极管作取样元件。

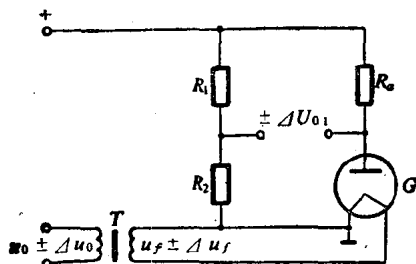


图 1-16 钨丝二极管取样电路 (一)

在614-B电子交流稳压器中采用了另一种取样电路, 钨丝二极管接成如图1-17形式。它的基本工作原理与图1-16相读者可自行分析。

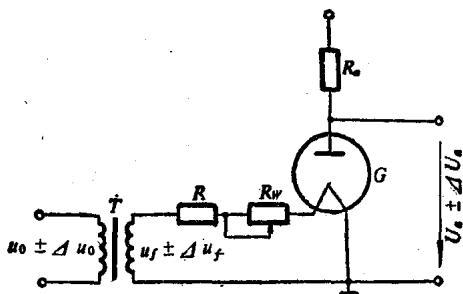


图 1-17 钨丝二极管取样电路 (二)

在图1-17中, G 的板极负载电阻 R_a 取值达 $1\text{M}\Omega$, 我们可以根据图1-15曲线估算一下这种取样电路的效果如何。