

电 源

POWER SUPPLY

1981-2

前 言

第二届全国电源技术年会于一九七九年十一月在成都召开。出席本届年会的有二十九省市三百多名代表。年会委托成都地区电源技术情报网负责组织筹备。本届年会得到四川省和成都市科委、科协的大力支持，一〇一〇研究所、九〇六厂、四川大学等为使大会顺利召开，做了出色的工作。

本届年会共收到论文180篇，北京地区电源技术情报网接受大会的委托，主持编印这届年会论文集。遂於1983年3月初选54篇目录，寄发文集编委会成员征求增减意见。后因印刷和资金方面的困难，转将其中部分文章集中登载在《电源》杂志一九八一年1—2和3—4期上，代作《第二届全国电源技术年会论文集》分为上下两册，另有少部分文章曾在《稳定电源》杂志一九八〇年1.2期上发表。

为保持每届电源技术年会论文集的连续性，今将上、下两册合订装帧，并将本届年会部分论文目录刊后，以满足读者的原望。

全 国 电 源 技 术 年 会 论 文 集

编 辑 委 员 会

一 九 八 二 年 五 月

编辑委员会组成名单

祝一新 张俊昌 李厚福 马传添

程兆发 倪本来 石钟伍 李道恺

卢宋林 李颖达 王志诚 李宗光

杨希炯 程立生

目 录

1. 一台大型计算机非稳压系统电源的研制……………李家国 郭雅颂 (1)
2. 20 KHz 脉冲宽度调制稳流源……………庞明银 (8)
3. 自饱和扼流圈控制的高频DC—DC变换器……………周官志 卢洪光 (14)
4. 爪型低噪声电机稳压电源……………宋述级 (21)
5. 脉宽调制变换器型稳压电源的并联运行
——一种高可靠直流供电系统……………徐德高 庞大伟 唐希杰 (27)
6. 双向可控硅直流高压稳压电源……………马渝本 (44)
7. 数字系统电源异常时的信息保护和稳压器的自动切换……………张谷勋 (50)
8. 直流开关稳压电源的保护……………陈立元 (57)
9. 软磁材料和电源技术……………李颖达 (63)
10. 高频环形变压器试制中的几个问题……………张孟生 (69)

《电源》编辑委员会

主 任 李厚福

付主任 倪本来 马传添 李颖达

委 员 李朔生 陈翔龙 郑秋白 李道恺 徐德高 王志诚

谭 信 张道扬 郭化纯 张乃国 予百江 石钟伍

《电源》总编辑 倪本来

编辑出版 北京电子学会电源专业委员会

《电源》编辑部

北京电源技术情报网

一台大型计算机非稳压系统电源的研制

李家国 郭雅颂

一、前言

主机电源即是整个供电系统的一部分，又是整个计算机的一部分。为了保证整个计算机能可靠地、长时间地、无故障工作，必须要求电源在满足电气技术要求的同时能长时间地、可靠地工作。

由于巨型机主机的速度高，容量大，所用组件的集成度高，各机柜内的安装密度大，因此每个机柜的实际功耗必然也较大。巨型机对下面两种电源的功率要求是： -5.2v ， 500A/机柜 ； -2v ， 600A/机柜 。要求纹波 $V_p-p \leq 250\text{mv}$

在中小型计算机中所用过的“串联稳压”，“可控硅稳压”……等方案，用于巨型机上存在较大的困难，我们选用一种“不稳压”电源作为巨型主机的主机电源。

这种“不稳压”电源之所以能够应用于计算机上，首先取决于MECL(射极耦合逻辑)组件应用于计算机上，因为这种组件所需要的工作电源是恒定的，它不因工作状况的不同而变化，也不因工作频率的增加而增加。因此就可以采用负载调正率差的“不稳压”电源。其次是对这种“不稳压”电源的交流输入电压采取了稳定措施(例如将市电通过两级电动发电机组或一级电动发电机组和一级稳频稳压装置……)，由于这种稳定措施是在交流侧进行的。因而相对于直流稳压来说要简单得多，易于实现。

由于这种“不稳压”电源的电路简单，所用元件少(且除了整流二极管是电子元件外，其它皆为电容、电感和变压器)，其工作可靠性高；其输出功率能够比较好地满足各机柜对低压大电流的要求；体积小；成本低……等优点。如果用较好的肖特基二极管可以使效率做的很高。

下面以 $-5.2\text{v}400\text{A}$ 直流电源为例说明所选电路的特点性能，主变压器的结构以及初步试验的结果。

二、“不稳压”电源电路的确定

1. 整个供电系统的组成方框图

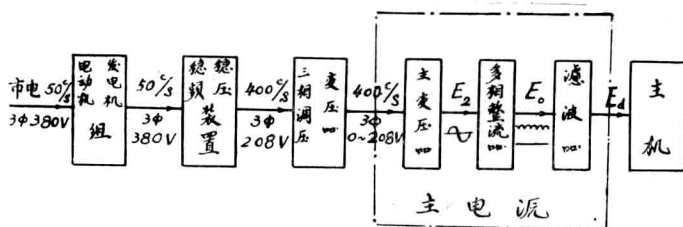


图1. 供电系统方块图

主电源只是整个供电系统中的一部分，它是由主变压器、整流器组及滤波器组成(对于大电流的电源而言，还应包括传输电流的汇流条)

2. 几种国外计算机电源的形式

(1) M-170机主要用的是“三相半波”整流电路，在结构上是采用一个较大型的电源($5\text{v}400\text{A}$)。

(2) Cyber—172机主要用的“六相半波”整流电路,在结构上是采用多个小型电源并联供应一扇转门;另外也有少数小功率电源采用简单稳压电路。

(3) Cray—1机,因无实物和电源电路资料,仅从手册中查知:它采用的是“带平衡电抗器的十二相半波整流”电路,在结构上是用较大型的电源(每个机柜的平均功率约为7 KW,共由三个电源来供给,两个“-5.2v”一个“-2v”)

3. 几种主要整流电路的分析比较

为了更好地选用整流电路,对上面所提到的几种整流电路进行了分析比较,并将其主要技术参数以及其原理电路列表1之中。

由表1中的各项参数使我们了解到各电路的特点如下:

(1) 三相半波整流电路

电路结构最简单,主变压器各次级相电压的一致性较好,所用二极管的目少,每个二极管的导通时间为 $\frac{T}{3}$,变压器的利用系数较高($K_2 = 0.676$, $K_1 = 0.826$)。但是它的纹波电压大,二极管导通时的瞬时电流大(当然这一点可以采用大功率的二极管或多个二极管并联使用),变压器的容量较大($P_T = 1.33P_a'$,即比直流功率大33%,其中 P_a' 是包括整流二极管功耗在内的直流功率)。

(2) 六相半波整流电路

纹波电压比“三相半波”的要小,各次级相电压的一致性也较好。但是它的变压器容量量大($P_T = 1.55P_a'$),变压器的利用系数最低($K_2 = 0.552$, $K_1 = 0.78$),二极管的导通时间短($\frac{T}{6}$),导通的瞬时电流大,所以一般较少采用。

(3) 并联复式三相半波整流电路

它具有“三相半波”的优点,并使得纹波电压变小(具有“六相半波”的纹波电压),变压器的容量减小了,二极管导通时的瞬时电流也小了。由于它的外特性较好,适合于低压大电流状态下工作。但是它多用了平衡电抗器,当负载电流小于其临界电流时,直流输出电压会急剧上升(E_a' 由 $1.17E_2 \rightarrow 1.34E_2$),不过临界电流可以控制得很低(对于荷负载或负载电流变化不大的情况,此点更不必考虑)。

(4) 三相桥式整流电路

主变压的容量最小($P_T = 1.045P_a'$),利用系数最高($K_2 = K_1 = 0.956$)纹波电压与“六相半波”相会,在次级相电压较低的情况下,可以得到较高的直流电压。但是它的整流回路中是由两个二极管串联工作,从承受反压的角度看这是它的优点,可是从电源的效率和外特性来看这又是它的缺点,特别是用于低压大电流时更为突出。

(5) 带平衡电抗器的十二相半波整流电路

相比之下它的纹波电压最小,其脉动频率为电源频率的十二倍;变压器的利用系数较高($K_2 = 0.606$, $K_1 = 0.988$);二极管的工作条件最有利:导通的时间为 $\frac{T}{3}$,平均电流小($\frac{1}{12}I_d$),瞬时电流也最小(约为 $\frac{1}{4}I_d$),因而其管压降也小,对外特性和效率都极有利。缺点是它多用了三个平衡电抗器(体积也必然有所加大)二极管的数目较多;主变压器的容量较大;但是更主要的是它的次级绕组太多(每一相铁心柱上,有一个初级绕组和八个次级绕组)引出线多,在大电流时导线较粗,结构复杂,制造困难。

(6) $\Delta/Y/\Delta$ 桥式整流电路 (表1内未列入)

它具有“三相桥式”的优点：利用系数高、功率容量小；其纹波电压与“十二相半波”相同 (效率较低、对特性较差) 之外，它还有一个缺点：在输出电压很低的情况下，不能保证各相次级电压的一致性。这是因为它的“Y”形绕组和“ Δ ”形绕组的匝数之间有一个 3 的倍数，在

表 1 几种多相整流电路的技术参数

参数符号	电路形式	三相半波整流 Δ	六相半波整流 Δ	带平衡电抗器的三相半波整流 Δ	三相桥式整流 Δ	带平衡电抗器的十二相半波整流 Δ	双Y形带平衡电抗器的三相桥式整流 Δ
变压器二次级电压 (有效值) E_2		0.855 E_d'	0.74 E_d'	0.855 E_d'	0.428 E_d'	0.855 E_d'	0.428 E_d'
变压器二次级电流 (有效值) I_2		0.577 I_d	0.408 I_d	0.289 I_d	0.816 I_d	0.144 I_d	0.408 I_d
变压器二次级电流 (有效值) I_1		0.815 I_d	0.577 I_d	0.408 I_d	0.816 I_d	0.395 I_d	0.816 I_d
二极管平均电流 I_D		$\frac{1}{3} I_d$	$\frac{1}{6} I_d$	$\frac{1}{3} (\frac{I_d}{2})$	$\frac{1}{3} I_d$	$\frac{1}{3} (\frac{I_d}{4})$	$\frac{1}{3} (\frac{I_d}{2})$
二极管瞬时电流 i_D		I_d	I_d	$\frac{I_d}{2}$	I_d	$\frac{I_d}{4}$	$\frac{I_d}{2}$
变压器二次级电压 P_2		1.48 P_d'	1.81 P_d'	1.48 P_d'	1.045 P_d'	1.65 P_d'	1.16 P_d'
变压器二次级功率 P_1		1.21 P_d'	1.28 P_d'	1.047 P_d'	1.045 P_d'	1.01 P_d'	1.045 P_d'
变压器二次级功率 $P_2 = \frac{P_1 + P_2}{2}$		1.34 P_d'	1.55 P_d'	1.264 P_d'	1.045 P_d'	1.33 P_d'	1.103 P_d'
变压器二次级电压 U_2		0.676	0.552	0.676	0.956	0.606	0.862
变压器二次级电压 $U_1 = P_1/P_2$		0.826	0.78	0.955	0.956	0.988	0.956
纹波的脉动频率 f		3 f_0	6 f_0	6 f_0	6 f_0	12 f_0	12 f_0
$\alpha = U_{b0}/E_d'$		0.613	0.14	0.14	0.14	0.034	0.0387

表中:

I_d ——直流负载电流
 $E_d' = E_d + \Sigma U_b + U_L + \Sigma I_1 r_1$

$P_d = I_d \cdot E_d'$ (实际的输出功率为 $P_d = I_d \cdot E_d$)

f_0 ——电源频率

α 值没有纹波电压响应的重叠作用。

其中:

E_d ——直流输出电压

ΣU_b ——二极管管压降 (对于半波整流为 U_b , 对于全波、桥式整流则为 $2U_b$)

U_L ——滤波电容的直流压降

$\Sigma I_1 r_1$ ——电源内部各段连线的直流压降之和。

输出电压很低的情况下，不可能得到“Y”绕组的匝数和“△”形绕组的匝数即都是一个整数，而有 3 倍的关系。

基于上面的分析和主机对电源的要求，我们采用了一种叫“双Z形并联桥式整流电路”，它既具有第(5)(6)两种电路的优点，又微免了它们的弱点，工艺上很容易实现。具体来说它的特点如下：纹波电压小，具有十二相半波整流的波形；主变压器的容量小($P_T = 1.1 P_d'$)；利用系数高($K_2 = 0.862$, $K_1 = 0.956$)；二极管的工作条件得到改善：导通时间为 $\frac{T}{3}$ ，平均电流则为 $\frac{I_d}{6}$ ，瞬时电流为“三相桥式”之半，在工艺结构上很容易实现。(实验所用以及模型机中安的主变压器就是我们自己动手绕制的，实验结果证明性能是好的)它的不足之处与“三相桥式”相同，即在整流回路中是由两个二极管相串联，在输出电压较低时效率不高，外特性较差由于MECL电路相当于恒负载，所以外特性较差问题不大，为了提高效率我们采用了“肖特基二极管”作整流用。

它的各项技术参数都列于表 1 之中。

三、双Z形并联桥式整流电路

此电路相当于两个“三相桥式”整流电路的并联，但是一般的“三相桥式”整流只能得到 6 倍电源频率的纹波（即使是两个三相桥式并联，也只能减小各相的电流值而得不到 12 倍电源频率的纹波电压，关键在于主变压器所组成的两个“Y”绕组(“Y₁”“Y₂”)相互之间有一个 30° 的相位差。(前面提到的△/Y·△桥式整流，其次级的“Y”绕组与“△”绕组也有 30° 的相位差，但是它存在前面提到的问题)。主变压器是如何解决这一问题呢？

1. 主变压器的连线示意图及其向量图

主变压器的铁芯为SD型，在每个铁芯柱上分别绕有四个线圈(两个“主”线圈： a_1 、 a_2 ； b_1 、 b_2 ； c_1 、 c_2 ；和两个“付”线圈： a_1' 、 a_2' ； b_1' 、 b_2' ； c_1' 、 c_2' ；)。将 a_1 、 b_1 、 c_1 的一端共连(对于 a_2 、 b_2 、 c_2 则连接另一端)，然后根据电路的需要，分别将一相的“主”线圈和另一相的“付”线圈相连接，经过这样组合以后，将得到两个在电气结构上彼此独立的，而在相位上又相对于初级电压的相位各转动 15° 的两个星形绕组(其中“Y₁”逆时针转动 15°)，同一个星形绕组各相之间保持 120° 的相位差。显然这两个新的星形绕组的相位之间相差 30°，而同一星形绕组各相电动势(E_1 、 E_3 、 E_5 或 E_2 、 E_4 、 E_6)是由两个线圈(一“主”一“付”)的电动势的向量和(它们之间的夹角就是 120°)。

(如图 2 所示)

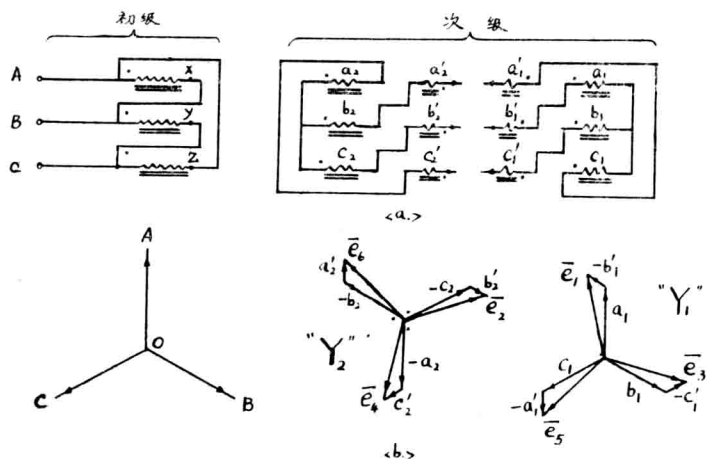


图 2. <a> 主变压器接线示意图.

 向量图

根据三角形正弦定律, 由图 3 可知:

$$\frac{l}{\sin 120^\circ} = \frac{m}{\sin \beta} = \frac{n}{\sin \alpha}$$



图 3

如果令 l 表示次级各相电动势 E_2 (即“T”种“Y₂”的 E_1 、 E_3 、 E_5 、 E_2 、 E_4 、 E_6) 在 $\alpha = 15^\circ$ 的情况下, $m = 0.815E_2$, $n = 0.3E_2$, 显然 $m:n = 0.815:0.3$, 也不是整数关系。为了在匝数最少的情况下得到误差较小的结果, 我们采用 $m:n = 3$, 即令“付”线圈的匝数为“1”“主”线圈的匝数为“3”, 由正弦定律可以求出 $\alpha = 13^\circ 54'$, $\beta = 46^\circ 06'$,

$$\therefore E(n) = \frac{\sin \alpha}{\sin 120^\circ} E_2 = 0.277E_2$$

$$E(m) = \frac{\sin \beta}{\sin 120^\circ} E_2 = 0.832E_2$$

各个总柱上的“主”线圈和“付”线圈按照“3”与“1”的比例关系绕制, 就即可以得到各相一致的次级电压, 而又能很容易实现。不过也可以看出, 这种结构在相位上带来了误差, 以致整流后的十二相波形之间的相位差不是相等的, 从而使得电压的纹波有所增大 (约 0.5%)

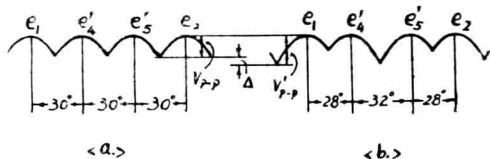


图 4 (a) 各相角相等时之纹波
(b) 各相角不等时之纹波

当纹波电压的脉动波形的各相均匀相等 (30°) 时, 其纹波电压的峰~峰值 $V_{p-p} = E_m (\sin 90^\circ - \sin 75^\circ) = 0.0341E_m$ 而当纹波电压各相峰值之间的相角不是按 30° 均匀分布, 而是按 $28^\circ - 32^\circ - 28^\circ \dots$ 分布时, 则

$$V'_{p-p} = E_m (\sin 90^\circ - \sin 74^\circ) = 0.0387E_m,$$

因此峰值增大了 $\Delta V_{p-p} = V_{p-p'} - V_{p-p} = 0.0046E_m$ 。

由于初级电压较高, 所以初级线圈的匝数一般比较容易得到准确的整数值。即使略有误差, 也是容易解决的, 因为在实际工作中要考虑到电压的拉偏, 一般在主变压器前面接有三相调压变压器, 可以略加调正即可。

2. 主变压器绕制工艺的一些措施

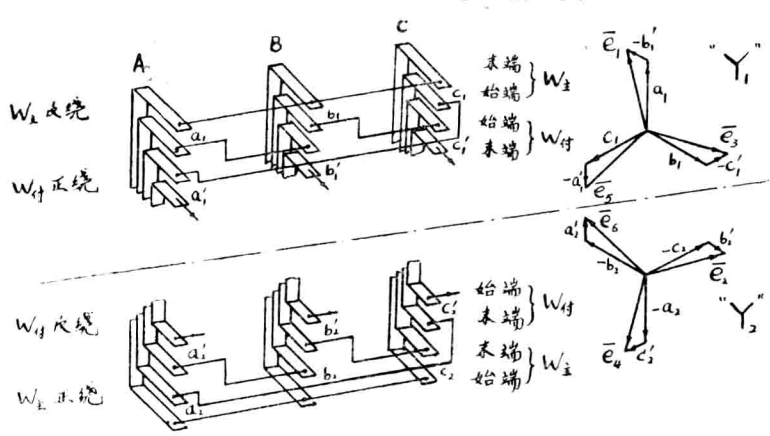
主变压器的铁芯是现成的。在线圈的绕制工艺上主要想解决两个问题: (1) 如何使“Y₁”“Y₂”中各相绕组的直流电阻尽可能小 (在相应地导线截面时) 并且尽量相等? (2) 如何减小漏感?

为此我们采取了以下措施:

——将初级线圈分为两部分, 分别绕在线包的最里面和最外面, 将次级线圈绕在中间以加强耦合, 减少漏感。

——将组成“Y₁”和“Y₂”的各相“主”线圈和“付”线圈都采用宽铜带, 并按铁心窗口高度分为上、下两部分绕 (铜带的宽度比铁心窗高的一半略小)。

——为了使一相的“主”线圈与一相的“付”线圈的连线尽可能短并且便于连接起见，我们采用了变换线圈绕制方向的办法。图5所示的是“Y₁”、“Y₂”的向量图及与它相对应的各个线圈的引出线，连线示意图。



说明：a. A. B. C 三相的初级线圈都按同一绕线方向，并以此方向为正。
b. 所谓“正绕”是指与初级线圈绕线方向相同“反绕”则指与初级方向相反。

图5 各相绕组引出线、连线及其对应的向量图

3. 双Z形并联桥式整流电路

双Z形并联桥式整流的原理电路如下：

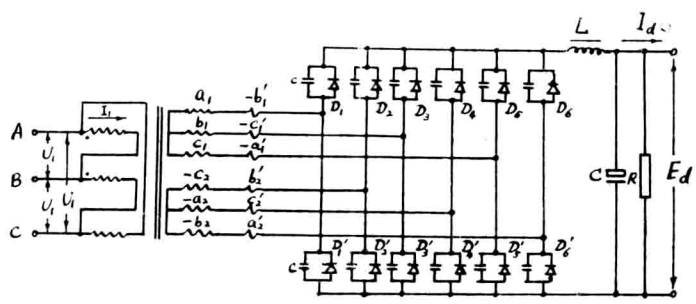


图6 双Z形并联桥式整流的原理电路图

从上面叙述中可以看出，“Y₁”“Y₂”的工作原理与“三相桥式”整流相同，故从略。但是由于它们之间存在着一定的相角不均匀，故将它们的电压波形，二极管的导通顺序及其对应的向量图绘出。（见图7）

在图中没有考虑主变压器漏感所引起的重叠作用。

从图7中可以看十二相半波整流的波形。

4. 整流二极管的选用

对这种“不稳压”电源而言，其效率的高低主要取决于整流器组所消耗的功率。当输出电流I_a一定时，主要取决于二极管的管压降。

我们采用了两个“SD—51”并联使用。（“SD—51”也是“肖特基”二极管它与1N6098相近）

5. 并联小电容

在实验过程中发现，整流二极管在换相过程中产生有一个很大的尖脉冲，其幅值比较波电压大几倍以至十几倍，在整流二极管上并联一个小电容（约1μf），对消除此尖脉冲很有效。

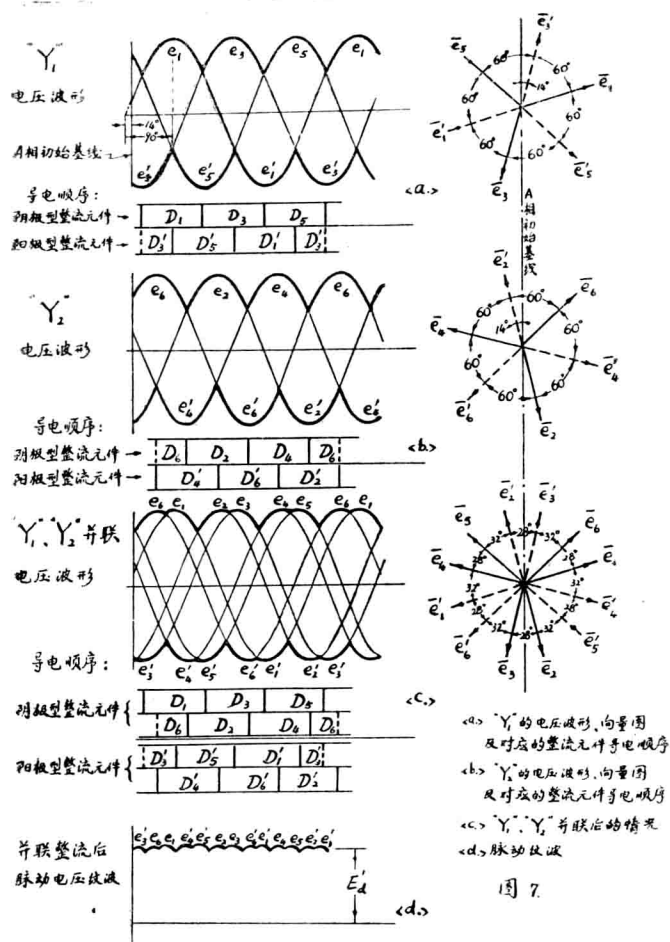


图 7

6. 汇流条及连接导线

由于电流很大，我们在主机中是采用 $25 \times 25 \times 5$ 的紫铜方管作为汇流条。而电源内部连线则根据情况分别采用厚紫铜板和多股丝包线。

另外汇流条的选取还要符合 MECL 组件的性能要求。

四、实验结果：

条件：滤波电感 $L = 70 \mu\text{H}$ ，滤波电容 $C = 20,000 \mu\text{f}$ ，洩放电阻 $R = 5 \Omega$ ，整流二极管 D 为两个“SD—51”并联。

U_1 (V)	200	198	197	195	194	193	192	191	190
I_1 (A)	≈ 0	1.2	1.6	2.3	3.0	3.65	4.3	5.05	5.8
U_d (V)	7.9	6.85	6.7	6.4	6.1	5.75	5.6	5.35	5.15
I_d (A)	≈ 1	70	100	150	200	250	300	350	400
V_{p-p} (mv)	≈ 0	6	6	6	7	8	8	10	11
u (%)			70.9	71.8	70	68	67.8	64.8	62

20KC 脉冲宽度调制稳流源

庞明银

一、概述：

随着通信事业的发展，目前除载波通信外，数字通信和光纤通信都相继发展起来。无论载波通信，数字通信，还是光纤通信在进行远距离有线通信时必须使用远供电源，以保证无人值守增音机、中继机的正常工作。因此，远供电源对整个通信系统稳定可靠地工作有着重要的影响。

远供电源分稳压源和稳流源。由于稳流供电使用方便，且不受线路变化和负载变化负载变化的影响获得了广泛的应用。实现稳流的方法较多，目前已被采用的方法有串联稳流源，脉宽调制稳流和磁饱和稳流等。本文仅对脉宽调制稳流源的实验结果和使用情况进行一些分析和讨论。

二、脉冲调宽稳流源的特点：

1. 电路简单，元件少，稳定度高。
2. 效率高，电源的总效率可达79%以上。
3. 电源的完全性好。当输出端开路或短时，功放管耗散功率很小，因此电源本身不需加任何保护电路。
4. 高压输出回路与检测回路通过可饱和电抗器隔开，便终对检测回路的设计。
5. 可饱和电抗器，采用一般的环形铁淦氧磁芯即可满足电路要求，故简单经济。
6. 噪音较大。由于输出波形具有一定的占空比，因此与连续波相比波纹较大。
7. 要求屏蔽。功率管、变压器等工作于开关状态下，射频辐射干扰严重，因此对整个电源应采取适当的屏蔽措施。

三、工作原理：

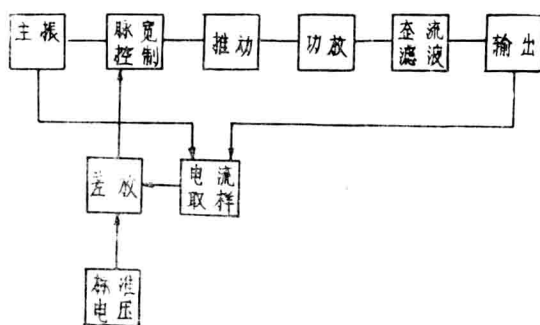


图1 方框图

上图1是脉宽调制稳流源的系统方框图，稳流源将输出电流的变化经电流取样回路、比较放大，反馈到脉冲宽度控制回路，改变该回路中可饱和电抗器的饱和程度，从而改变脉冲作用时间的长短，达到输出电流稳定的目的。脉冲宽度控制电路和输出电流检测电路是实现电流稳定的关键电路。下面对这两部份的工作原理作简要说明。

1. 脉宽调制电路原理:

图 2 是功率开关出波形图。输出电压的平均值可写成下式:

$$\begin{aligned} E_o &= -\frac{1}{T} \int_0^T E_2 dt \\ &= -\frac{1}{T} \int_0^{tc} nE_{in} dt \\ &= \frac{tc}{T} \cdot nE_{in} \dots (1) \end{aligned}$$

其电流表达式是:

$$I_o = \frac{tc}{T} \cdot \frac{nEin}{RH} \dots (2)$$

式中:

T—主振频率的 $\frac{1}{2}$ 周期。

 $\frac{t_c}{T}$ —输出脉冲占空比。

t_c —输出脉冲的宽度。

E_{in} —直流输入电压。

n —输出变压器的匝比。

从(1)、(2)式可知,当负载 R_H 或输入直流电压 E_{in} 变化时,脉冲宽度 t_c 作相应的变化,维持输出电流的稳定,而脉宽 t_c 的改变可通过脉宽控制电路来实现。

图3是实现脉宽调制的实际电路图。 B_1 为方波发生器的输出变压器,它和 B_2 、 B_3 、 B_4 组成脉宽调制电路。 BG_3 、 BD_4 和变压器 B_3 为推动级。在图3的电路中变压器 B_2 是一个可饱和电抗器,简称为SR电路。 R_3 、 R_4 是SR的负载电阻。SR电

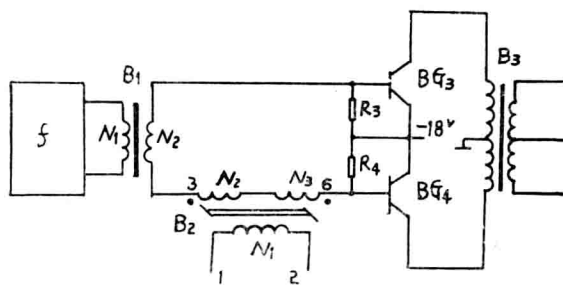


图3 脉宽控制电路

路是由两个相同的单相变压器连接而成。绕组 N_2 、 N_3 为工作绕组，也称交流绕组， N_1 为控制绕组，也称为直流绕组。图4是脉宽调制电路中各点的波形。

图 4 (a) 是振荡器输出波形, (b) 是 SR 交流绕组 3—6 端的波形, (c)、(d) 分别为交流绕组 N_2 和 N_3 的波形, (e) 是负载电阻 R_3 、 R_4 上的波形, (f) 是输出波形。在图 3 中, 在供电电压周期的一部分时间内总有一个磁环一直保持着饱和, 饱和期间内变压器的电抗小, 在未饱和期间内变压器的电抗大、电抗小其上的电压降近似为零, 如图 4 (c)、(d) 所示。由于饱和而发生电抗变化是 SR 电路所依据的基本现象。在图 3 的电路中当控制绕组 N_1 中的控制电流很小时, SR 所呈现的电抗大, 流过回路的电流很小, 振荡器的输出电压全部降到了 SR 电路的交流绕组上, R_3 、 R_4 上所建立的电压很小, 不能使 BG_3 、 BG_4 导通, 如图 4 (e)、(f) 所示。当控制绕组 N_1 中的控制电流达到一定值时, 在供电电压的半个周期内 SR 所呈现的阻抗下降,

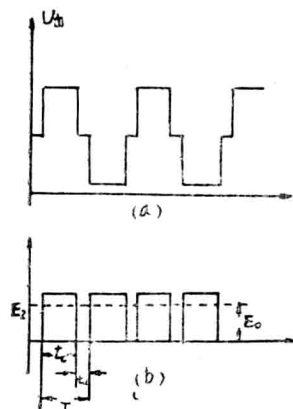


图2 输出波形

其上的电压跟着下降,如图4(b)所示:回路中的电流增大, R_3 、 R_4 上所建立的电压增大。当 R_3 、 R_4 上的电压达到一定值时, BG_3 、 BG_4 导通,如图4(e)、(f)所示,在 t_1-t_2 的时间内输出一脉冲电压。若控制绕组 N_1 中的控制电流变化时,则SR的电抗跟着发生变化,使得 R_3 、 R_4 所建立的电压的斜率发生变化 BG_3 、 BG_4 导通的时间相应发生改变,输出脉冲的占空比 T_{tc} 也跟着发生改变。如图5所示:

因此输出电流可以通过反馈放大器控制SR达到稳定不变的目的。

2. 电流检测电路:

图6是检测电路原理图。变压器 B_5 、整流电路 $BG_{17} \sim BG_{20}$ 和电位器 W_1 等组成电流采样电路。 BG_{22} 、 BG_{23} 、 BG_{27} 为差放电路、 BG_{26} 为标准电源。变压器 B_5 和 B_2 一样,是一SR电路。振荡器的输出电压通过SR电路(B_5)的交流绕组 N_2 、 N_3 加于整流电路 $BG_{17} \sim BG_{20}$ 。电位器 W_1 为该整流电路的负载电阻。变压器 B_5 的控制绕组 N_1 串接于输出回路,在输出回路中当输出电流 I_o 改变时,则引起SR的电抗发生改变,整流器($BG_{17} \sim BG_{20}$)的输入,输出电压也相应发生变化,因此,电位器 W_1 的电压直接反映了输出回路中输出电流 I_o 的变化。电位器 W_1 上的电压 U_{W1} 与标准电压 U_z 之差送至差放电路,放大后的误差信号反馈到脉宽调制电路。从图6可看出脉宽调制回路中变压器 B_2 的调制绕组 N_1 串接于放大器 BG_{27} 的集电极回路,

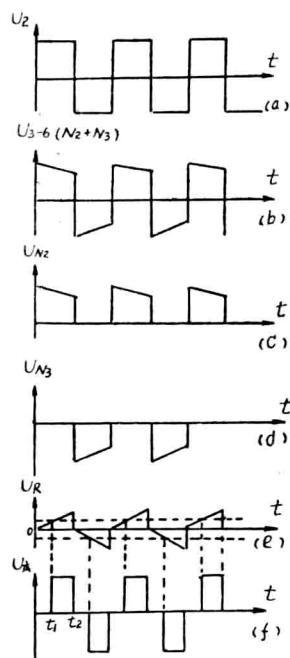


图4.脉宽控制电路各点波形图

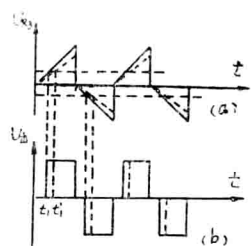


图5

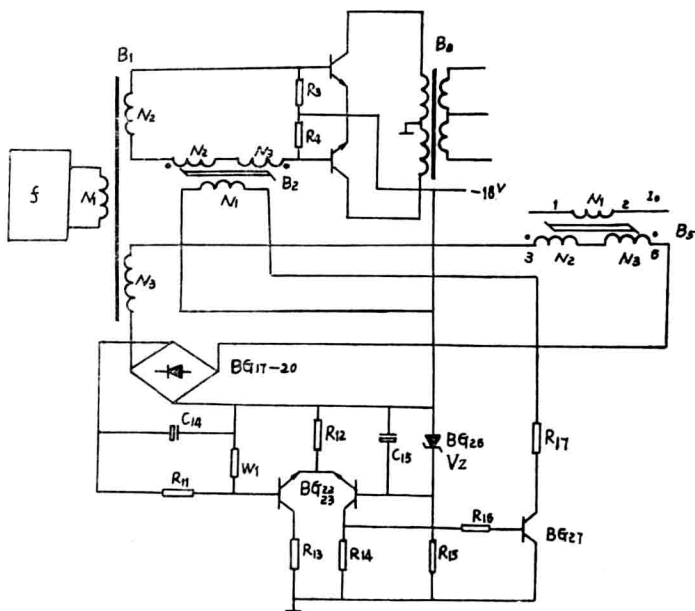


图6 电流检测电路

电阻 R_3 、 R_4 上的电压由集电极电流 I_c 确定,这样集电极电流 I_c 的变化可以改变输出电流 I_o ,输出电流 I_o 上升,变压器 B_5 的电抗 Z_{25} 下降,整流器输入电压 $U_{\sim}$ 上升,整流器输出电压 U_{W1} 上升, BG_{23} 集电极电流 I_{c23} 下降, BG_{27} 集电极电流 I_{c27} 下降,变压器 B_2 的电抗 Z_{L2} 上升,电阻 R_3 、 R_4 上的电压 U_R 下降, t_c/T 下降, I_o 下降。这样就完成了一个负反馈电流调整过程,从而使输出电流稳定。一个完整的20KC脉宽调制稳流源的实用电路如图七所示。

四、电路参数的设计考虑:

(一) 设计要求:

输入电压: $-24\text{V} \pm 10\%$

输出电流: 140mA 恒定

波纹电压: $< 30\text{mV}$

过压保护: $\leq 360\text{V} \sim 380\text{V}$

输出电压: $20\text{V} \sim 300\text{V}$ (或 $0\text{V} \sim 300\text{V}$)

电流稳定度: $< 1\%$

过流保护: $\leq 150\text{mA}$

(二) 主要元器件的选

择与计算:

1. 主振:

振荡频率对电源参数影响较大,从减小体积,降低波纹等方面考虑希望提高振荡频率;但器件的参数又往往影响振荡频率的提高。因此振荡频率的选择应尽力兼顾上述两个方面,本方案选择振荡频率为 20KC 。主振电路由 $R_1 = R_2$ 、 $C_1 = C_2$ 、 $BG_1 = BG_2$ 和 B_1 组成。

2. 功放管的选择:

图7电路中的 BG_7 、 BG_8 和变压器 B_4 组成推挽功率放大器,晶体管工作于开关状态,其负载为感性负载,因此管子的耐压要适当选得高些,要求 $BV_{ceo} \geq (3 \sim 5) E_{in}$ 。考虑到管子的开关损耗和二次击穿耐量,管子的耗散功率要有足够的余量。除此以外希望选择两个管子对称性好,饱和压降 V_{ces} 小和放大倍数大一些的管子。

3. SR的设计:

SR由 B_2 和 B_5 两只可饱和电抗器组成,本方案采用一般的低 μ 环形铁氧磁芯,矩形比比较低。若用短形铁

芯的计算方法来计算,则误差较大。但根据磁放大器的理论进行一些估算,结合实验进行适当的修正,是完全可行的。图8简单的SR电路,按磁放大器理论应满足如下关系:

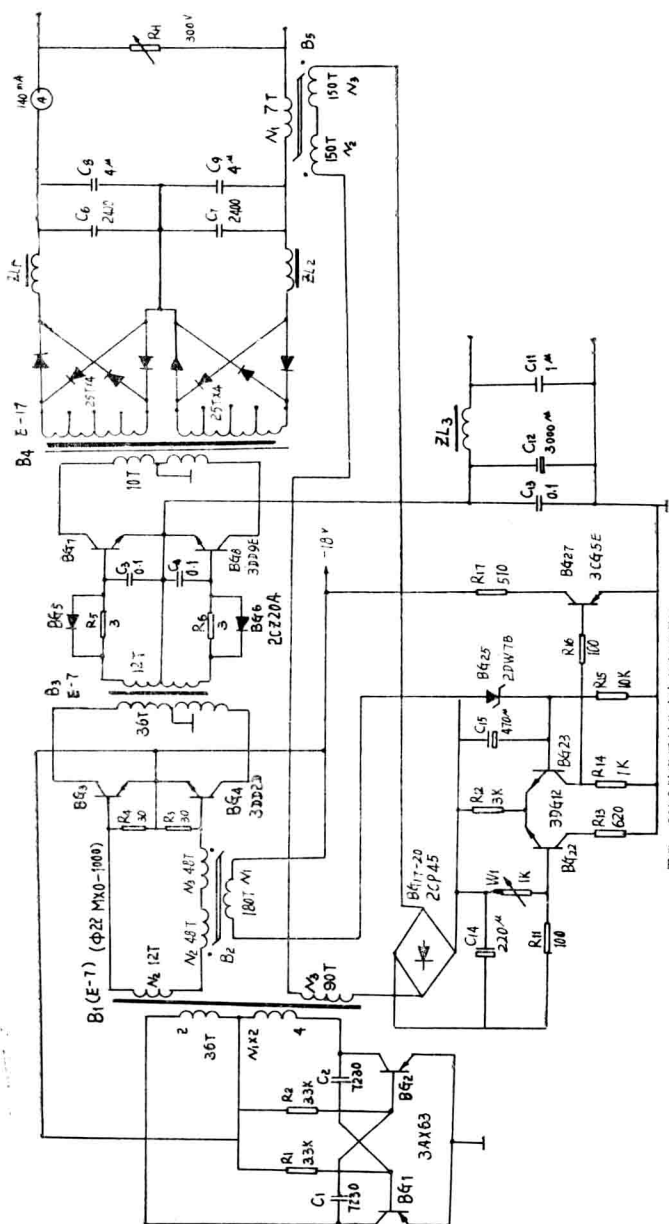


图7 20KC 脉宽调制电流源原理图

$$WL \gg R_H \cdots (3)$$

式中 L 为 $N_2 = N_3$ 的电感量、 W 为振荡频率。(3)式中当磁环的电感量确定后则可挑选 R_H 的数值来满足(3)式的要求,或者当 R_H 确定后可用增减交流绕组 N_2 、 N_3 的圈数来满足(3)式要求。图7的电路中 $R_H = R_3$ 或 R_4 时则变压器 B_2 中每个交流绕组的电感量为:

$$L_2 \gg \frac{1}{W} R_3$$

$$\text{当 } f = 20 \text{ Kc, } R_3 = R_4 = 30 \Omega$$

$$\text{则 } L_2 \gg 0.25 \text{ mH.}$$

在实际电路中采用 $\Phi 22 \text{ MX0-1000}$ 铁淦氧磁环绕满一层, $N_2 = N_3 = 48$ 匝时其电感量 $L_2 = 1.8 \text{ mH}$, 满足 $L_2 \gg 0.25 \text{ mH}$ 的要求。用相同的方法, 可求出变压器 B_5 单个交流绕组 N_2 、 N_3 的电感量。当 $R_H = R_{w1} = 250 \Omega$ 时

$$L_5 \gg \frac{1}{W} R_{w1} = 2 \text{ mH}$$

采用与 B_2 相同的环形铁芯绕满3层, $N_2 = N_3 = 150$ 匝时, 其单个绕组的电感量 $L_5 = 15 \text{ mH}$ 。此结果满足 $L_5 \gg 2 \text{ mH}$ 的要求。

确定了 B_2 和 B_5 中单个磁环上交流绕组的匝数以后, 根据磁环的安匝数来确定直流绕组的匝数。对于同一磁环达到饱和时的安匝数是一定的, 电流大则匝数少, 反之匝数多。图7的电路中 B_2 的控制绕组接于差放的集电极回路, B_5 控制绕组接于输出回路。集电极电流 I_{c27} 与输出电流 I_o 相差很大, 因而两控制绕组的匝数也就相差很多。两控制绕组的匝数应根据两者的电流大小来确定。差放的集电极电流一般为 2 mA 左右, 要磁环达到饱和, 则要求 B_2 的直流控制绕组的匝数多, 匝数多对 B_2 的制作带来困难。因此, 在差放电路之后再加一节放大器, 从而使集电极电流增加到 10 mA 以上, 这对得到相同的安匝数, 所需的直流控制绕组的匝数就大为减少, 从而对 B_2 的制作带来方便。根据实验结果 B_2 和 B_5 的直流控制绕组的匝数分别为: $150 \text{ T} - 180 \text{ T}$; $6 \text{ T} - 13 \text{ T}$ 。如果输出电流由 140 mA 增大到 300 mA 时则 B_5 的控制绕组应由13匝减至6匝。另外在生产过程中应注意: 两个磁环上的匝数应绕准确; 两个磁环的电感量误差不超过 0.08 mH 。

4. 变压器设计

主振输出变压器 B_1 以及 B_3 和功率输出变压器 B_4 的计算方法相同, 初级数为:

$$N_c = \frac{(E_{in} - U_{ces}) \cdot 10^8}{4f \cdot B_s \cdot S_c}$$

式中 E_{in} —直流输入电压。

f —振荡频率。

B_s —饱和磁感应强度。

S_c —铁芯截面积。

N_c —初级半边绕组匝数。

求出初级匝数后按公式: $\frac{N_2}{N_c} = \frac{U_2}{E_{in} - U_{ces}}$ 可计算出次级绕组匝数, 各变压器的具体参数可参阅图七。

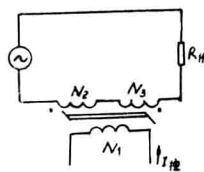


图8 SR电路