

# 用CMOS单稳触发器J210设计 数字低通、带通滤波器

朱双华

我们在设计数字滤波器时，利用上无十四厂CMOS产品单稳触发器J210的重复触发特性，配合以少量门电路，构成低通、带通滤波器。经实际应用，滤波性能良好，并有高输入阻抗，低输出阻抗，电路简单，调试方便等特点。

## 低通滤波器

### 1. 电路组成

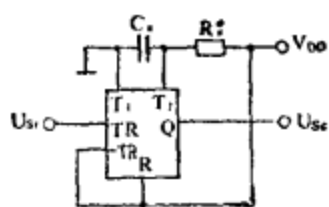


图 1

由1/2 J210和 $R_x$ 、 $C_x$ 组成，见图1。

### 2. 工作原理

当输入方波信号的周期 $T_i$ 大于单稳输出脉冲宽度 $T_x$ 时，Q端有脉冲输出，波形见图2a。

当输入方波信号的周期 $T_i$ 等于或小于单稳输出脉冲宽度 $T_x$ 时，单稳触发器产生连触发，Q端输出高电平，从而起低通滤波器作用。波形见图2b。

低通的截止频率 $f_c$ 由单稳输出的脉冲宽度决定，调整输出脉宽 $T_x \approx R_x C_x$ 即可得到不同的截止频率。它们的关系是：截止频率 $f_c = 1/T_x$ 。

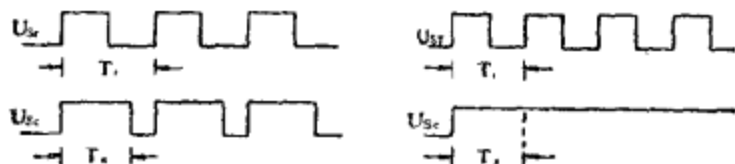


图2 (a)

图2 (b)

### 3. 调试方法

在输入端输入频率等于截止频率 $f_c$ 的方波信号，选取 $R_x^* C_x = 1/f_c$ ，用示波器观察输出波形，由大到小调整 $R_x^*$ ，使输出波形刚刚呈现为高电平为止。也可在输入端输入 $f_i < f_c$ 的脉冲信号，将示波器打到时标位置，在输出端观测单稳输出脉宽，调整 $R_x$ 使 $T_s = 1/f_c$ 即可。

若需要输出信号为对称方波，可在输入端接一级二倍频电路，在输出端接一级D触发器组成的二分频电路，见图3。但相应地单稳输出脉宽应取 $t_x = T_x/2$ 。

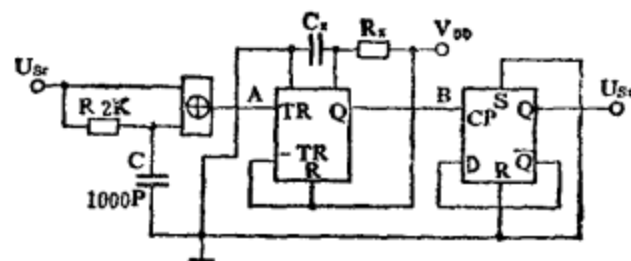


图 3

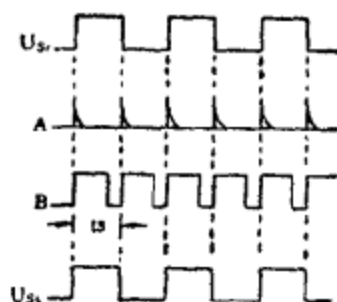


图 4

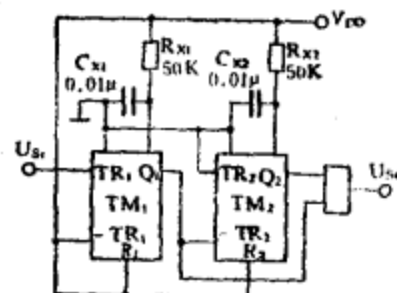


图 5

同时对输入信号的方波对称性也提出了要求。波形见图4。这一点可根据实际需要来取舍。

## 带通滤波器

### 1. 组成

由一块J210和1/4 CH4081(四组二输入端与门)， $R_{x1}$ 、 $C_{x1}$ 、 $R_{x2}$ 、 $C_{x2}$ 构成，见图5。

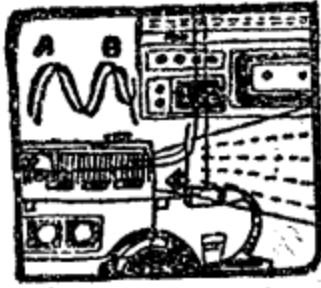
### 2. 工作原理

单稳一可视为独立的低通滤波器，其输出脉冲宽度 $T_{x1} = 1/f_{CH}$ 决定带通滤波器的高端截止频率 $f_{CH}$ 。当输入信号频率 $f_i > f_{CH}$ 时，单稳一产生连触发，单稳二没有触发脉冲， $Q_2$ 输出为“0”电平。

单稳一和单稳二共同组成高通滤波电路， $T_x = T_{x1} + T_{x2} = 1/(f_{CL} + f_{c2}) = 1/f_{CL}$ 决定带通滤波器的低端截止频率 $f_{CL}$ 。配合以与门构成通带为 $f_{CL} < f_{通} < f_{CH}$ 的带通滤波器。

图5是通带为 $1\text{KHz} < f_{通} < 2\text{KHz}$ 的滤波器( $T_{x1} = T_{x2} = 500\mu\text{s}$ )。图6是输入分别为通带内信号 $f_i = 1250\text{Hz}$ (图6a)和信号为截止频率 $f_{iL} = 1\text{KHz}$ (图6b)， $f_{iH} = 2\text{KHz}$ (图6c)时滤波器各点的波形图。

(下转第48页)



# 面向工业控制的一位微型计算机

## 第八讲 一位机应用实例(一)

### —LTS-82型一位机控制电台音周切换

谢 鸿

#### 概 况

广播电台的节目声源(录音磁带)和发射机之间,必须有一个“音周切换箱”。其功能是,根据节目时间表把相应声源转接到相应发射机;此外,发射机和天线群之间还有一个“天线切换箱”(见图1)。

目前,国内大多数电台的音周和天线切换是靠手扳开关实现的,工作繁琐、精神紧张,错切事故很难避免;有的电台采用标准电子钟外加译码矩阵进行定时自动切换,但由于是组合硬件逻辑,灵活性低,节目时间表变更时需改接矩阵二极管,比较麻烦;其次,不能自己检查切换的正确性,仍须值班员随时监视,因此未获普遍推广。少数电台曾采用8位单板机控制音周切换,但由于技术上较难以及其它种种非技术原因,迄今耗资不少,收效甚微。

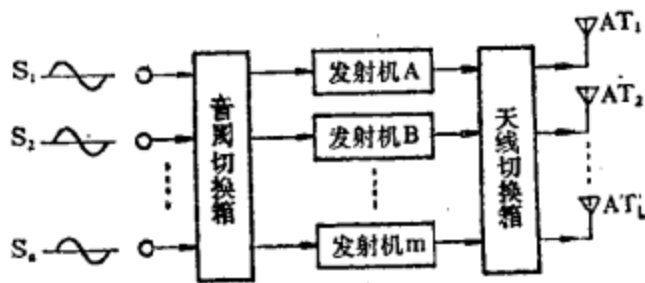


图1 音周切换和天线切换示意

广播电视部564台(中大型发射台)于1982年秋与北京椿树电子仪表厂及北京器件三厂合作,采用LTS-82型一位机控制该台7路声源到6部发射机之间的音周切换。该装置于1983年初开始试运行,经进一步改进硬、软件后,同年4月正式投入运行,迄今仍连续工作,工作可靠,效益明显,深受值机人员欢迎。为此,564台又向北京椿树电子仪表厂订购了二台256点

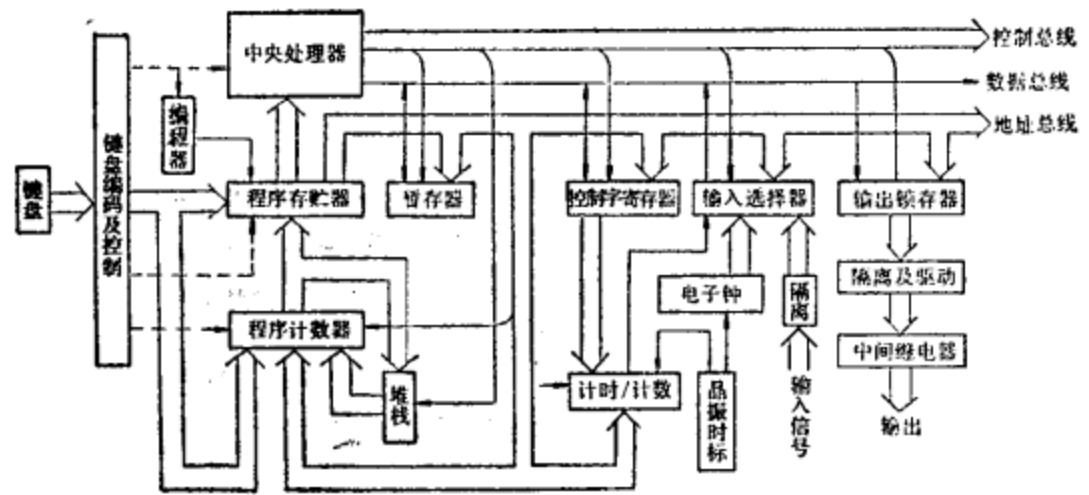


图2 LTS-82系统框图

的LTS-82机,用于6部发射机到30付天线之间的“天线切换”,目前正准备联机试播。

#### LTS-82型一位机系统结构

图2是LTS-82型一位机的系统结构图。“LTS”是Logic Time System的缩写;“82”是1982年的意思。现对图2作些说明:

1. **键盘** 与主机装在一起,上有16个指令/数字键和8个功能键,是人机通讯的唯一工具。键盘译码由硬件实现,人工输入时机器必须停止程序运行。键盘面板上还有“自动-人工”、“编程-运行”及“单步-连续”三个方式选择开关。

2. **编程器** 这是附属在存储器板上的一个专用硬件电路,能实现“RAM→EPROM”灌入,也能实现“RAM←EPROM”复制。灌入速度为10单元/秒,复制速度为 $10^5$ 单元/秒。

3. **中央处理器** 这是一块功能板,包括、MC14500ICU主振、启停电路、晶振时标分频电路及指令扩展电路等。

4. **程序存储器** 包括RAM(2114)和EPROM(2716),总容量4096,字长16位。

5. **程序计数器和堆栈** PC为12位可予置的加

法计数器，直接寻址方式，可访问 4K 空间；堆栈由 4 位双向移位寄存器组成，子程序嵌套可 4 级。

6. 暂存器 容量为 256，字长 1 位，采用 64×1 CMOS RAM 构成。

7. 控制字寄存器 CWR 和通用计数器 UC 控制字由软件设定，用来规定通用计数器 UC 的工作方式和时标。时标有 0.1、1.0、10、100 毫秒四种。UC 是数字式计数器，共 3 套。此外，还有 16 个模拟式定时器。

8. 电子钟 由晶振分频秒脉冲驱动，其时、分、秒输出一路经译码后显示，一路送到 IS 以备程序取入判定时间。时、分、秒皆可手动校准。

9. I/O 通道 以 32 点为单位，可扩展，最多可到 256/256 点，全部加光电隔离并有显示。中间继电器驱动能力为 2A/380V，接点共 3 付（常开或常闭均可）。

10. “停电记忆” 由外接电池实现。

11. 主时钟频率 150~200KHZ，相当每秒执行 150,000~200,000 条指令。

12. 各路电源均有过压、过流保护和联锁环节，缺一路电源时机器启动不了。

### LTS-82 机的指令系统

该机指令与 MC14500 完全兼容，另外还扩充了 8 条。现说明如下：

#### 1. 转子指令

机器码：

0	×	×	×
---	---	---	---

×表示十六进数(下同)

符号码: JSR ×××

功能: 栈下移一位, (PC)→堆栈, 同时入口地址 ×××H→PC

#### 2. 转移指令

机器码：

C	×	×	×
---	---	---	---

符号码: JMP ×××

功能: ×××H→PC

#### 3. 返回指令

机器码：

D	0	φ	φ
---	---	---	---

φ表示不起作用(下同)

符号码: RTN

功能: (栈顶), →PC, 栈上移一位

#### 4. 立即数传送指令(双单元指令)

机器码：

n	D	1	φ	φ
n+1	φ	×	×	×

n为内存地址(下同)

符号码: MVI<sub>1</sub> ×××

功能: ×××H→UC<sub>1</sub>

机器码：

n	D	2	φ	φ
n+1	φ	×	×	×

符号码: MVI<sub>2</sub> ×××

功能: ×××H→UC<sub>2</sub>

机器码：

n	D	3	φ	φ
n+1	φ	d	d	d

d为BCD数

符号码: MVI<sub>3</sub> ddd

功能: ddd→UC<sub>3</sub>

#### 5. 暂停指令

机器码：

F	0	φ	φ
---	---	---	---

符号码: HALT

功能: 停在下一条指令上但未执行

#### 6. 空操作指令

机器码：

F	F	φ	φ
---	---	---	---

符号码: NOP

功能: 空跑一个主钟周期

#### 7. 清输出指令

机器码：

F	1	φ	φ
---	---	---	---

符号码: RST

功能: 将所有输出口清零

#### 8. 触发定时器指令(双单元指令)

机器码：

n	D	4	φ	φ
n+1	N <sup>#</sup>			

符号码: TT N<sup>#</sup>

功能: 触发N<sup>#</sup>模拟定时器

附注、N<sup>#</sup>为放在下一单元内的模拟定时器设备码,由1<sup>#</sup>到16<sup>#</sup>,采用线性编码。其对应关系为:0001—1<sup>#</sup>; 0002—2<sup>#</sup>,0004—3<sup>#</sup>,0008—4<sup>#</sup>,0010—5<sup>#</sup>,0020—6<sup>#</sup>,0040—7<sup>#</sup>,0080—8<sup>#</sup>,……1000—13<sup>#</sup>,2000—14<sup>#</sup>,4000—15<sup>#</sup>,8000—16<sup>#</sup>。

### 一位机控制音周切换的结构

人工切换时用的是波段开关,一位机控制时用继电器。其示意图如图 3。

由于音周信号是双线平衡输送的,所以每个切换继电器都有三付接点:二付接通音周,一付用作反馈

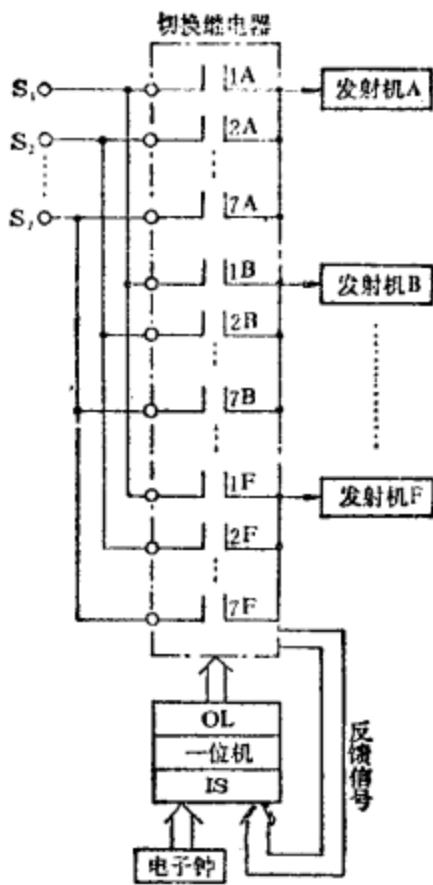


图3 一位机控制音周切换示意图

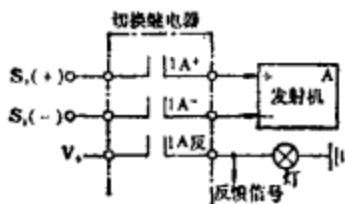


图4 切换和反馈示意

和接通指示灯，其连接示意图4。

控制过程如下：一位机通过IS取入电子钟的输出时间代码进行判断，如符合某个规定的切换时间，则通过OL接通相应的继电器，使对应的音周送到对应的发射机；随后一位机通过IS取入反馈信号检查切换是否正确，如不正确即停机报警，由值班人员手动处理；否则程序循环不断检查切换情况，直至下一切换时间到、进行下一次切换为止。

### 应用软件

音周切换流程简图见图5。现对其主要功能块说明如下：

#### 1. 时区搜索

通常电台每隔半小时进行一次音周切换。为便于检查，切换总是提前3分钟进行，即在每小时的第27分和57分时切换。为此将一天分为48个时区TB(Time Band)：

$$TB_1 = TB_{0026}^{2357} = 23时57分 \sim 00时26分$$

$$TB_2 = TB_{0056}^{0027} = 00时27分 \sim 00时56分$$

$$TB_3 = TB_{0126}^{0057} = 00时57分 \sim 01时26分$$

$$TB_{48} = TB_{2356}^{2327} = 23时27分 \sim 23时56分$$

其中，每次进行切换的时间  $T_i$  和相应的节目切换动作  $P_i$  (play) 为：

$$T_1 = 23时57分00秒 (进行  $P_1$  切换)$$

$$T_2 = 00时27分00秒 (进行  $P_2$  切换)$$

$$T_3 = 00时57分00秒 (进行  $P_3$  切换)$$

$$T_{48} = 23时27分00秒 (进行  $P_{48}$  切换)$$

因为启动机器进入程序的瞬间  $t_x$  不一定刚好是某个  $T_i$  时间，因此无法进行  $P_i$  切换，但  $t_x$  一定处于某个时区  $TB_i$  之内。据此，软件上必须有一个“时区搜索程序”，查出  $t_x$  属于哪个时区  $TB_i$  并立即转到相应的  $P_i$  切换。“时区搜索”流程见图6：

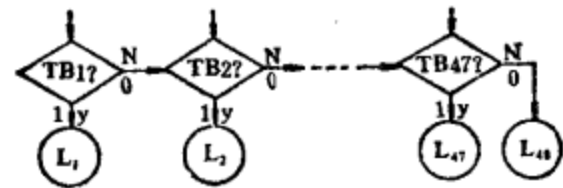


图6 “时区搜索”流程

现在求各  $TB_i$  和  $T_i$  的逻辑表达式：

$$TB_1 = TB_{0026}^{2357} = 23时(57 \sim 59)分 + 00时(00 \sim 26)分$$

$$= (2)_{H'} (3)_H \{ (5)_M (7 \sim 9)_M \} + (0)_{H'} (0)_H \{ (0)_{M'} (0 \sim 9)_M + (1)_{M'} (0 \sim 9)_M + (2)_{M'} (0 \sim 6)_M \} \dots \dots \dots (1)$$

$$TB_2 = TB_{0056}^{0027} = 00时(27 \sim 56)分$$

$$= (0)_H (0)_H \{ (2)_{M'} (0 \sim 7)_M + (3)_{M'} (0 \sim 9)_M + (4)_{M'} (0 \sim 9)_M + (5)_{M'} (0 \sim 6)_M \} \dots \dots \dots (2)$$

$$TB_{48} = TB_{2356}^{2327} = 23时(27 \sim 56)分$$

$$= (2)_{H'} (3)_H \{ (2)_{M'} (0 \sim 7)_M + (3)_{M'} (0 \sim 9)_M + (4)_{M'} (0 \sim 9)_M + (5)_{M'} (0 \sim 6)_M \} \dots \dots \dots (48)$$

$$T_1 = (2)_{H'} (3)_H (5)_{M'} (7)_M (0)_{S'} (0)_S \dots \dots (49)$$

$$T_2 = (0)_{H'} (0)_H (2)_{M'} (7)_M (0)_{M'} (0)_S \dots \dots (50)$$

$$T_{48} = (2)_{H'} (3)_H (2)_{M'} (7)_M (0)_{S'} (0)_S \dots \dots (96)$$

上列诸式均为逻辑表达式，式中 $(0)_{H'}$ 、 $(1)_{H'}$ ……等称作时间元素。其中 $H'$ 为“时十位”， $H$ 为“时个位”； $M'$ 为“分十位”， $M$ 为“分个位”， $S'$ 为“秒十位”， $S$ 为“秒个位”。

令电子钟的20位输出代码为：

$$\begin{array}{l} \underbrace{h_5 h_4}_{H'} \quad \underbrace{h_3 h_2 h_1 h_0}_{H} \text{——时} \\ \underbrace{m_6 m_5 m_4}_{M'} \quad \underbrace{m_3 m_2 m_1 m_0}_{M} \text{——分} \\ \underbrace{S_6 S_5 S_4}_{S'} \quad \underbrace{S_3 S_2 S_1 S_0}_{S} \text{——秒} \end{array}$$

现用电子钟输出代码表示 $(0)_{H'}$ 等时间元素，经逻辑化简后可得：

$$\begin{aligned} (0)_{H'} &= \bar{h}_5 \bar{h}_4 \\ (1)_{H'} &= \bar{h}_5 h_4 \\ (2)_{H'} &= h_5 h_4 \\ (0)_H &= \bar{h}_3 \bar{h}_2 \bar{h}_1 \bar{h}_0 \\ (1)_H &= \bar{h}_3 \bar{h}_2 \bar{h}_1 h_0 \\ &\vdots \\ (8) &= h_3 \bar{h}_0 \\ (9)_H &= h_3 h_0 \\ (0)_{M'} &= \bar{m}_6 \bar{m}_5 \bar{m}_4 \\ &\vdots \\ (5)_{M'} &= m_6 m_4 \\ (0)_M &= \bar{m}_3 \bar{m}_2 \bar{m}_1 \bar{m}_0 \\ &\vdots \\ (8)_{M'} &= m_3 \bar{m}_0 \\ (9)_{M'} &= m_3 m_0 \\ (0)_S &= \bar{S}_6 \bar{S}_5 \bar{S}_4 \\ &\vdots \\ (5)_{S'} &= S_6 S_4 \\ (0)_S &= \bar{S}_3 \bar{S}_2 \bar{S}_1 \bar{S}_0 \\ &\vdots \\ (8)_S &= S_3 \bar{S}_0 \\ (9)_S &= S_3 S_0 \\ (0 \sim 6)_M &= \bar{m}_3 (\bar{m}_2 + m_1 + m_0) \\ (0 \sim 7)_M &= \bar{m}_3 \\ (0 \sim 9)_M &= 1 \\ (7 \sim 9)_M &= m_3 + m_2 m_1 m_0 \end{aligned}$$

我们把上面这些 $(0)_{H'}$ 、 $(1)_{H'}$ 、…… $(7 \sim 9)_{M'}$ 等“时间元素”，以子程序形式构成数据库放在EPROM中。调用这种子程序就能完成各个时区 $TB_i$ 和各切换时间 $T_i$ 的逻辑运算。下面举例说明该子程序库的构成：

符号地址

$(0)_{H'}$ :	LDC	$h_4$
	ANDC	$h_5$
	RTN	
$(1)_{H'}$ :	LD	$h_4$
	ANDC	$h_5$
	RTN	
	⋮	
$(0 \sim 7)_{M'}$ :	LDC	$m_3$
	RTN	
$(7 \sim 9)_{M'}$ :	LD	$m_0$
	AND	$m_1$
	AND	$m_2$
	OR	$m_3$
	RTN	
$T_{1i}$	JSR	$(0)_S$
	STO	TEMP
	JSR	$(0)_{S'}$
	AND	TEMP
	STO	TEMP
	JSR	$(7)_M$
	AND	TEMP
	STO	TEMP
	JSR	$(5)_{M'}$
	AND	TEMP
	STO	TEMP
	JSR	$(3)_H$
	AND	TEMP
	STO	TEMP
	JSR	$(2)_{H'}$
	AND	TEMP, RR = $T_i$
	RTN	

有了时区 $TB_i$ 的数据库后，可以很简捷地写出图6的“时区搜索”程序如下：

SEARCH:	JSR	$TB_1$
	SKZ	
	JMP	$L_1$
	JSR	$TB_2$
	SKZ	
	JMP	$L_2$
	⋮	
	JSR	$TB_{47}$
	SKZ	
	JMP	$L_{47}$

### 2. P<sub>i</sub>切换

节目切换很简单，只要将原来接通的继电器都断开，再按广播节目时间表规定将相应的继电器接通即可。假设 P<sub>i</sub>切换的内容是将图 3 中的 1A、2B、3C、4D、5E、6F 接通，则其程序为：

```

Pi: RST      ; 断开所有切换继电器
     STO 1A;  接通1A
     STO 2B;  接通2B
     STO 3C;  接通3C
     STO 4D;  接通4D
     STO 5E;  接通5E
     STO 6F;  接通6F
    
```

### 3. 检查 P<sub>i</sub> 切换是否正确

一位机能循环不断地自动检查切换(反馈信号)是否正确。问题在于，每次切换后其反馈信号的组合是各不相同的。假设每次 P<sub>i</sub> 切换其接通和断开 200 个接点，则反馈信号也有 200 个，进行一次检查至少需 200 条指令。一昼夜有 48 次切换，故有 48 次检查，共需 200 × 48 = 9600 条指令。显然这大大超过本机的内存容量。为此专门设计了一个公用的检查子程序 CHECK。其主要思路是：某输出口 O<sub>i</sub> 的状态若与该口控制的继电器接点反馈信号 F<sub>i</sub> 相同，则说明切换正确；反之，切换不正确，应立即报警(注意：若 O<sub>i</sub> 的状态本身有错误，则 CHECK 子程序检查不出来)。

```

CHECK: LD      O1
       XNOR   F1
       JSR    NEXT
       LD      O2
       XNOR   F2
       JSR    NEXT
       ⋮
       LD      On
       XNOR   Fn
       JSR    NEXT
       RTN
NEXT:  SKZ
       RTN
       JMP   报警
    
```

### 4. 检查电子钟走时的正确性

如果电子钟走时发生跳分或跳时，则全部音周切换将混乱。解决的办法是设置两套电子钟，若二钟输出相同则认为钟对，否则说明钟走时有错。此方案一是硬件费用高，二是无法知道哪个钟发生错误。我们采用的判钟方案是，利用 LTS-82 机中的 UC<sub>1</sub> 和 UC<sub>2</sub>

作为二次切换间的间隔计时器，在某个切换时间 T<sub>i</sub> 到的瞬间将 1800 送入这两个 UC，同时开通秒脉冲使 UC 作减法。当钟走到下一切换时间 T<sub>i+1</sub> 时，UC<sub>1</sub> 和 UC<sub>2</sub> 均应为 0；否则根据“多数表决”原则可判断出“钟错”、“到时”和“未到时”。其判别真值表为：

T <sub>i+1</sub>	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	判 定
0	0	0	未到时
0	0	1	未到时
0	1	0	未到时
0	1	1	钟 错
1	0	0	钟 错
1	0	1	到 时
1	1	0	到 时
1	1	1	到 时

注：0 表示钟未到 T<sub>i+1</sub> 或 UC 未减到 0  
1 表示钟到 T<sub>i+1</sub> 或 UC 减到 0

由表可得判定逻辑式：

$$\text{钟错} = \overline{T_{i+1}} \cdot Z_1 \cdot Z_2 + T_{i+1} \cdot \overline{Z_1} \cdot \overline{Z_2}$$

$$\text{到时} = T_{i+1} \cdot (Z_1 + Z_2)$$

该判钟方案有一个棘手的问题，即置入 UC 的 1800 秒是根据从 T<sub>i</sub> 到 T<sub>i+1</sub> 的间隔是半小时算出来的，若开机进入程序的时刻 t<sub>x</sub> 不正好是 T<sub>i</sub> 而是落在 T<sub>i</sub> ~

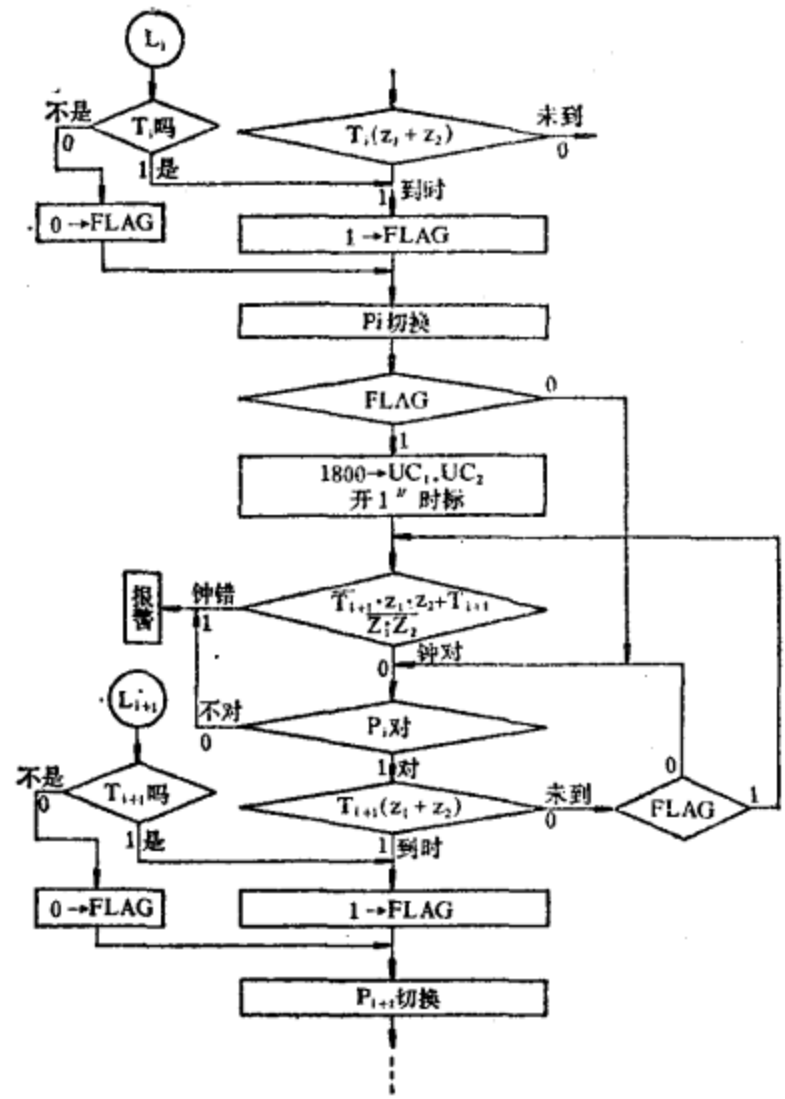


图 7 判钟、判时的细流程图

$T_{i+1}$ 之间, 则置入 1800 就错了。究竟应置入多大的数( $N = T_{i+1} - t_x$ )完全取决于随机的  $t_x$ 。一位机无法确定  $N$  的正确值, 因此又提出一个补救办法: 在任意时刻  $t_x$  开机后, 循时区搜索程序跳到  $L_i$ , 先判一下此时是否是  $T_i$ , 是, 则置入 1800 并判钟; 否, 不置数也不判钟, 直至  $T_{i+1}$  到时再进行正常的置 1800 和判钟。

综上, 我们将图 5 的粗流程图细化为图 7。

### 5. 判时中的“竞争”问题

一位机是串行逐位取入电子钟的输出代码的, 而且主钟  $X_i$  和电子钟的秒脉冲又不一定同步, 所以当电子钟输出代码有二位以上同时发生变化时, 有可能造成一位机的误判。例如设电子钟输出从 0111 变到 1000 的情况: 一位机先取入 0111 的最高位 0, 凑巧秒脉冲随后来使 0111 变为 1000, 则一位机以后逐位取入的

为 000, 结果 1000 误判成 0000。这就是所谓“竞争”问题。

解决的办法之一是, 连续取两遍进行比较; 若两次取入的相同, 则说明两次取入过程中电子钟都没有

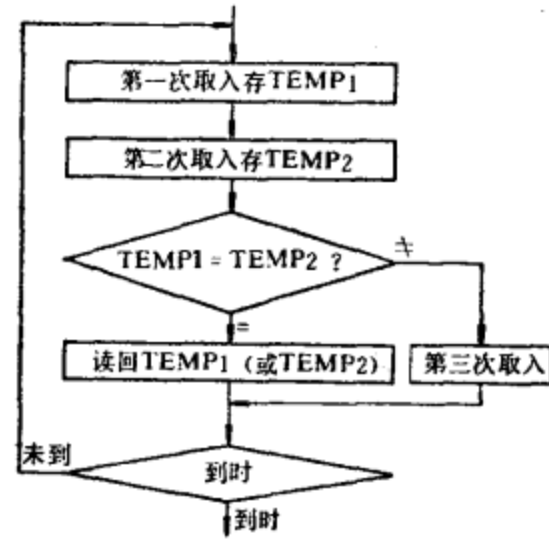


图8 读几次的办法

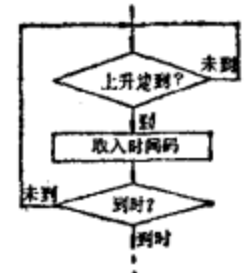


图9 等同步的办法

变化, 用其中任一次作为判时即可; 若两次不相同, 则说明其次取入有“竞争”存在, 因此这两次都不能作为判时依据, 应该再取一遍作为判时依据, 这次一

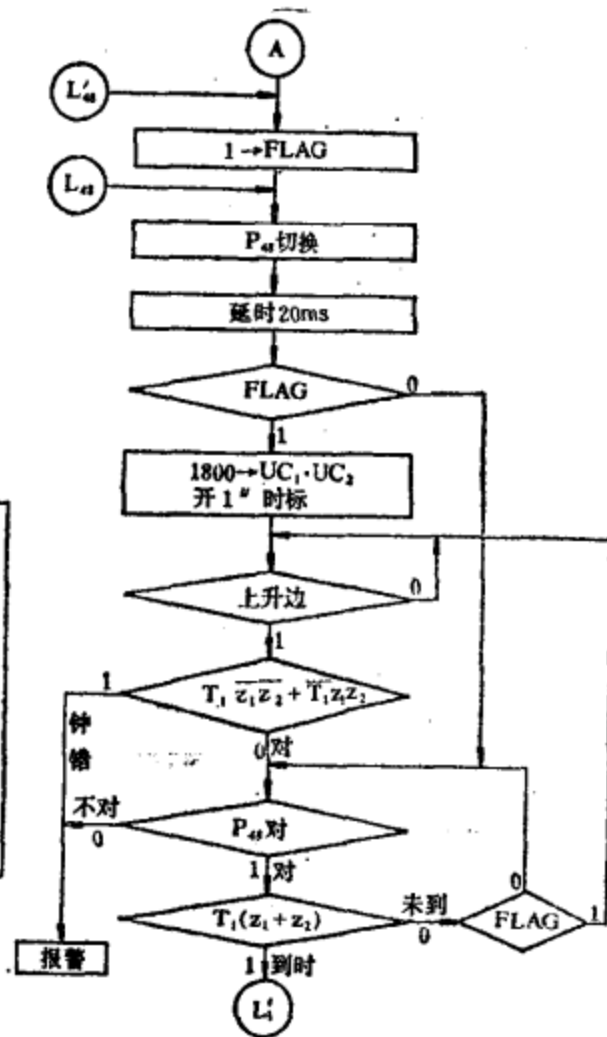
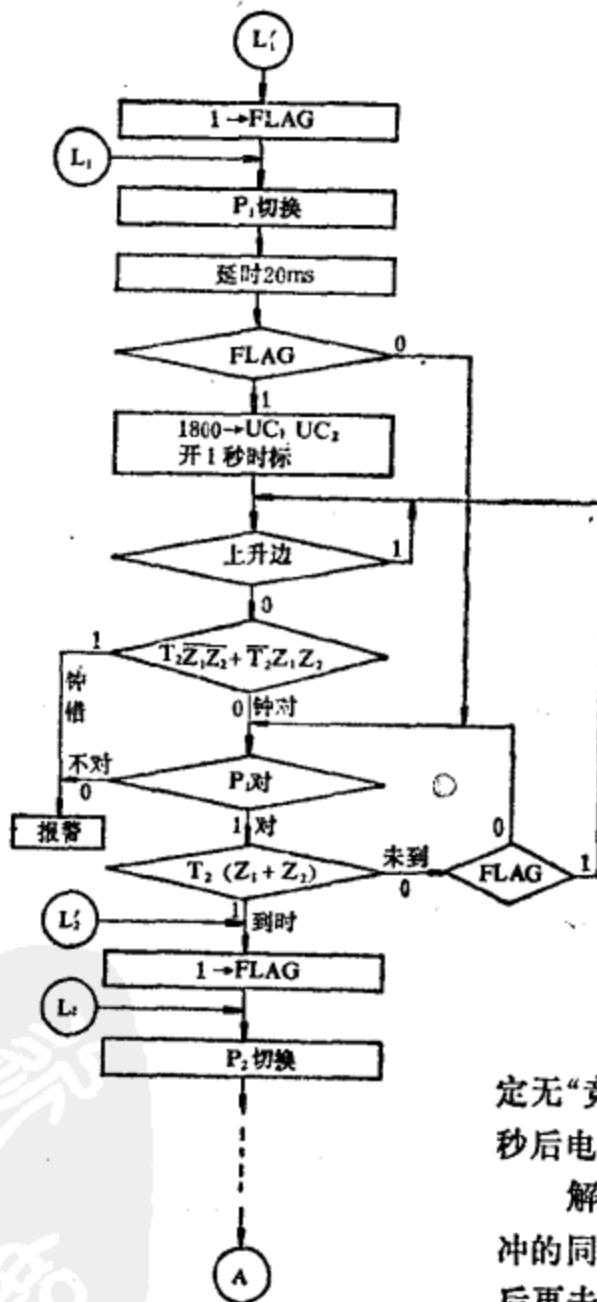
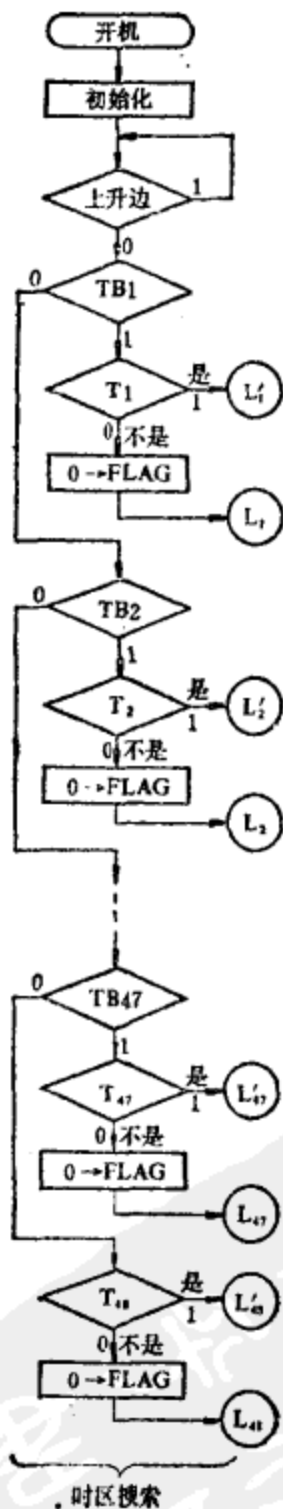


图10 完整的音周切换流程图

定无“竞争”。因为既然上两次有“竞争”, 则须经过 1 秒后电子钟才可能变化。此法的流程如图 8。

解决“竞争”的办法之二是, 判时前先取得与秒脉冲的同步, 即等秒脉冲上升边来到、电子钟发生变化后再去取时间码, 这时取入的一定不包含“竞争”, 因为电子钟要隔 1 秒后才再变化。此法在每次取入时间

码时都要等1秒钟,影响程序速度。如改用10ms时标作为同步参考,则对速度的影响可大大降低。此法的流程见图9:

### 完整的音周切换流程及其源程序

讨论了上述5个问题后,下面可以写出完整而实用的流程图(图10)并据此编出源程序单。

### 结 语

采用一位机控制电台音周切换在国内尚属首次尝

试。虽然在实践中达到预期效果完全代替了值班员的紧张劳动、避免了错切事故、消除了电台人员对电脑的神秘感、培养了不少硬软件人员,但在硬软件方面都还存在一些作者认为可以改进的问题。564台同志后来自己开发了专用软件,颇有独到之处。但限于篇幅本文未涉及。最近,广播电视部广播设备厂也将采用一位机控制调频电台的开、关机和监控,目前设计已完毕,预期年内可投入试运行。据悉,还有几家电台也已向北京椿树电子仪表厂订购了L TS-82机,准备用在音周切换上。  
(待续)

### 本 刊 启 事

随着改革形势的发展,本刊收到的稿件、信件日益增多,处理来稿、来信的工作量亦越来越大。鉴于本编辑部人力有限,经研究特做如下决定:

1. 本刊欢迎广大作者踊跃投稿,但请作者自留底稿。来稿一般不退。
2. 本刊收到来稿后,即向作者发出收稿通知。
3. 来稿如被刊用,本刊将在收到稿件三个月之内通知作者。逾期未收到通知,作者可将稿件另行处理。

仅望广大作者、读者周知并予谅解。

以上决定自见刊之日起生效。

《电子技术应用》编辑部敬启

1985年3月

### 重 要 更 正

由于有关编辑人员工作的疏漏,本刊今年第1期封二所登产品介绍中文字有误,仅作如下更正并向北京市计算机软件中心及读者深致歉意。

正	误
北京市计算机软件中心 (原北京市计算机五厂)	北京计算机软件中心 (原北京计算机五厂)
ADD-8000微型计算机系统	ACC-8000微型计算机系统
ECM-81八位单板机	BOM-81八位单板机
BCM-0200四位单板机	BOM-O200四位单板机
北京崇文区东四块玉南街11号	北京崇文区东西块玉南街11号

(上接第16页)

### 结 束 语

HG-1850微处理器电压表模拟部份的其它电路,诸如前置放大器,积分器,检零器等等,也是按照上述思想和步骤,拟定调试程序,编制相应软件的。其具体

线路各异,但基本思想不变。利用计算机控制调试步骤,调试指标获得了令人满意的结果,使我们受益非浅。

### 参 考 文 献

- (1) 顾慰君, 数字电压表输入单元的自动校准, 电子科学技术1979, 10。
- (2) 计声, 《微计算机实用手册》, 海洋出版社, 1982年。





# 改善脉冲平均式解调器门限 的一种方法

李 阳 清

在调频信号解调技术中，脉冲平均式解调技术获得了广泛的应用。特别是在无线电遥测遥控系统中，副载频解调器常采用这种解调方案，如图1所示。这是因为这种解调器设计简单，解调线性极其良好，

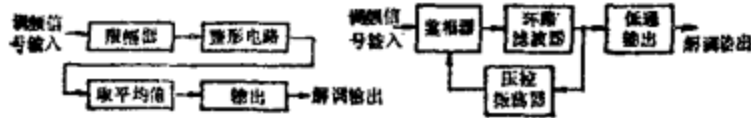


图 1

号。它的另一个特点是，便于小型化或集成化。但是，这种解调器目前也存在一个弱点，在对它的研究和应用中发现，由于鉴相器，压控振荡器部件，均属非线性器件，解调线性相对脉冲平均式解调器要差一些。目前国内生产的高线性锁相环，当频偏为中心频率的 $\pm 10\%$ 时，非线性度已达 $0.2\%$ 左右。这就是说，用锁相解调器来代替脉冲平均式解调器，在解调门限方面得到了改善，而在解调线性方面则有一定程度的损失。这是很可惜的，在某些要求比较高的解调系统中也是不允许的。如何使解调器既能够保持高的解调线性，又能够满足低门限解调，就是本文所要讨论的方法。

当最大频偏接近中心频率时，解调线性可优于 $0.1\%$ ，而且频率稳定度也高。随着调频技术的不断发展和越来越广泛地应用，特别是航天技术和无线电遥测技术的发展和运用，常常要求解调器能够完成低信噪比信号的解调，有时甚至要求能够解调出深埋在噪声中的信号。然而，在实践中人们早已知道，脉冲平均式解调器除具有上述优点外，它还存在着一定的弱点，即解调工作门限较高，约 $10\text{db}$ 左右，当输入信号的信噪比低于 $10\text{db}$ 时，解调性能会急剧变坏，甚至失去解调能力，这就限制了脉冲平均式解调器的进一步应用。近些年来，人们为克服脉冲平均式解调器难以完成对较弱信号解调的弱点，开始广泛采用锁相技术，构成了一种新的解调器方案——锁相式调频解调器。图2所示是较常采用的一种锁相解调方案。



图 2

由对上述两种常用调频解调器方案的讨论中，我们发现，这两种解调方案各有其特点而且他们的优缺点又恰好相反，甲方的优点刚好是乙方的弱点；甲方的弱点又刚好是乙方的优点。这就告诉我们，如果我们能够采用一种巧妙的方法，结合二者的优点，够成一种新的解调方案，就有可能将二者的优点突出出来，相互克服其弱点，即可构成一种低门限高线性解调器。我们的设想是，利用锁相环路的低门限特性，去改善脉冲平均式解调器的解调门限，使脉冲平均式解调器变成一种低门限解调器，并保持其高线性解调特性。其方案如图3所示。

锁相解调器就是利用锁相环路技术实现调频信号的解调。图2中的鉴相器，环路滤波器和压控振荡器三部分构成一个锁相环路，来完成调频信号的解调。锁相环路的实质是一个相位自控系统。其原理是建立在普遍的自动调整原理基础上的。因此，它是一个闭环的相位负反馈系统。在整个系统中，通过电信号的相位反馈来实现相位的自动调整；通过相位的自动调整来实现频率的自动控制。从而，在环路锁定时，环路中压控振荡器的输出频率等于输入信号的频率，并跟踪输入信号频率(或相位)的变化。这个迫使压控振荡器输出频率等于并跟踪输入信号频率变化的信号，就是我们所要的解调信号。

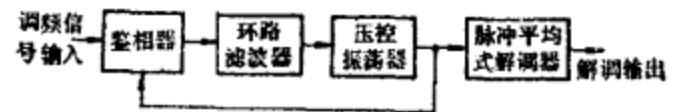


图 3

锁相解调器的突出优点是，解调门限相对普通脉冲平均式解调器具有一定程度的改善，其改善程度约 $5\sim 10\text{db}$ 。所以，它是一种低门限解调器。当环路参数设计得比较合理时，它可解调出深埋在噪声中的信

由图可见，该方案与原脉冲平均式解调器方案相比，所不同的是在脉冲平均式解调器前加入了一个锁相环路。但是锁相环路的加入，不是用于调频信号的解调，而是用于对输入信号的信噪比改善。

该方案的工作过程是，当输入调频信号作用到锁相环路的输入端时，环路对输入信号进行锁定，并跟踪输入信号的频率(或相位)变化。由环路的工作原理可知，这时环路中压控振荡器的输出信号的频率及其变化，完全与输入信号的频率及其变化相同，即这时压控振荡器的输出信号在频率及其变化上，完全可以用来代替输入信号的频率及其变化。后面的脉冲平均式解调器，对压控振荡器的输出信号进行线性解调，

然后送出解调信号。

从方案的工作原理来看,锁相环路的加入,好象只起了一个输入信号的传递作用,其实不然。锁相环路在对输入信号的传递过程中,由于环路具有良好的窄带特性,当环路对输入信号锁定时,位于信号频率附近的干扰成份,除会以低频干扰的形式进入环路外,其它大部分干扰则受到环路低通滤波器和压控振荡器对相位变化的积分作用,而被环路抑制掉,从而减少了各种干扰成份对压控振荡器的干扰作用。因此,压控振荡器的输出信号的信噪比一定高于输入信号的信噪比。这就起到了改善输入信号信噪比的作用。将此信号送到后面的解调器电路进行解调,这时从信号的输入端看,就相当于改善了脉冲平均式解调器的解调工作门限值。

在方案的实现中,我们建议锁相环路最好选用集成锁相环路,以便简化电路和设计。解调电路部分可以是脉冲平均式解调器,也可以选用其它类型的高线

性解调器电路(如高线性 $f-V$ 变换器等),只要其解调线性能够满足技术要求即可。

该方法把锁相技术与脉冲平均式解调技术(或高线性解调技术)相组合。用这种方法构成的解调器,应具有如下几个特点:

1. 是一种低工作门限解调器,而且具有锁相解调器的全部优点。门限改善程度取决于锁相环路的选用和环路参数设计的合理性;

2. 是一种高线性解调器,解调线性取决于所选用的高线性解调电路;

3. 在环路的选用或设计中,如能设法克服环路对高次谐波的锁定,在频分多路遥测遥控系统中,还可省掉专用的分路带通滤波器。

试验说明,用此种方法改善脉冲平均式解调器(或其它类型的高线性解调器)的工作门限,来完成对较弱信号的解调是有效的。

## 只用一组电源能从零伏输出的直流稳压器

上海无线电七厂 王思阳

测量仪表中都需要使用直流电源,有些场合需要从零伏起调的直流电压。为了获得零伏起调的直流电压,从线路上就必须另外附加一组辅助电源,这就使得线路复杂化,元件增多,体积加大。

本文介绍用上海无线电七厂生产的集成稳压器W723电路组装的直流稳压器,它可在不增加辅助电源的条件下,使输出电压从零伏起调。且可提供较好的稳定性指标:负载调整率可达0.1%;电压调整率可达0.02%;纹波电压可小于1mV。见图1。

### 一、线路原理图

线路图中的元件数值可满足0~35V电压输出,如只需0~15V电压输出,则 $R_5$ 为10K,  $R_6$ 为4.7K,  $R_{10}$ 为1K。  $R_{SC}$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$  根据输出电流而定。如输出最大电流为2A,则 $Q_1$ 用3CK10B,  $Q_2$ 用3DD15B;如只需输出二、三百mA左右,则 $Q_1$ 用3CG14B,  $Q_2$ 用BA03B即可。 $R_{SC}$ 的阻值由输出电流来决定,具体计算将在后面论述。

### 二、工作原理

本稳压器以W723B集成稳压器为主,其优点主要如下:

1. 有较高的稳定的基准电压,这一基准电压的温度系数较小,而且基准电压的输出阻抗较低。基准电压单独有引出端以方便使用。

2. 该集成稳压器的误差放大器的同相与反相输入端各自独立并有引出端。

3. 设有末级功率管 $T_{15}$ 与推动它的缓冲晶体管集电极间断开的结构(见所附W723电路原理图)。

W723上述这些特点可灵活使用。

图1中 $Q_1$ 、 $Q_2$ 用来扩大稳压器的输出电流。

为了使集成稳压块在闭环条件下能够稳定工作、不产生自激振荡,必须对稳压块进行频率补偿,为此加一补偿电容 $C_2$ ,其值可在几百pf到0.01 $\mu$ f之间。但只要能使集成稳压块稳定地工作, $C_2$ 的电容值小一点比大一些较优。

W723末级功率管 $T_{15}$ 集电极是独立的,通过 $R_1$ 与2DW7C使W723的末级功率管 $T_{15}$ 射极建立一个稳定的电位(6V)。 $T_{15}$ 集电极推动外接 $Q_1$ 、 $Q_2$ 复合调整管。

输出过电流保护与显示:

(a)  $R_{SC}$ ,  $Q_2$ 用来限制输出电流。当输出电流增大,使 $R_{SC}$ 上的压降大于0.6V左右, $Q_2$ 的基极电位下降而使 $Q_2$ 导通,分走了 $Q_1$ 调整管的基流,从而使输出电流不再增大。

故 $R_{SC} = V_{BE14} / K \cdot I_{omox}$

$V_{BE14}$ 为 $Q_2$ 的 $V_{BE}$ 的正向压降,一般取0.6V。

$I_{omox}$ 为本电路所确定的最大输出电流。为了不

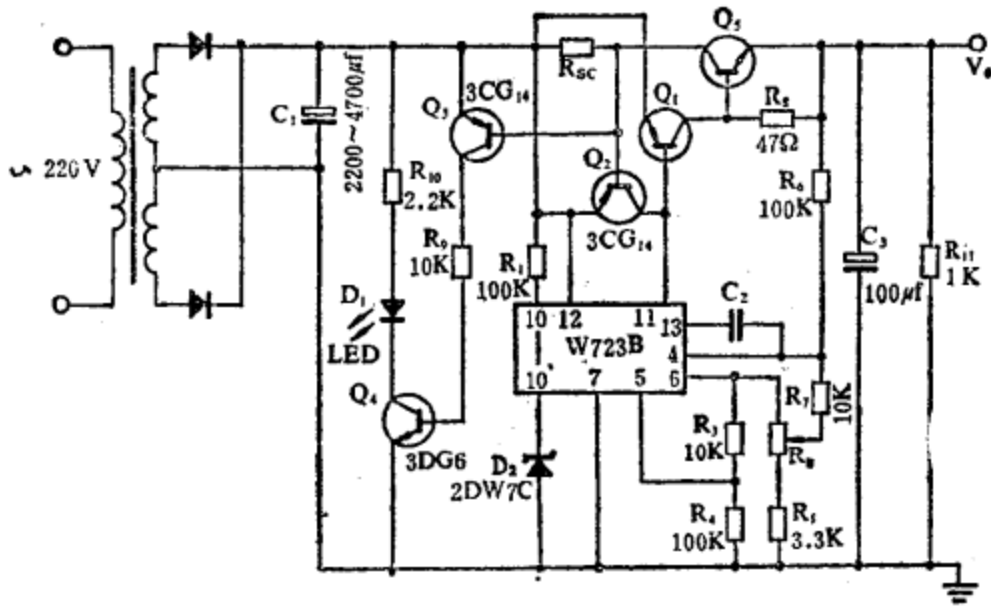


图 1

使该电源一到达最大输出电流就起限流保护动作，因而最大输出电流应乘上一个系数 K（一般取 1.2 到 1.4）。

(b)  $R_{sc}$ 、 $Q_5$ 、 $Q_4$ 、 $R_9$ 、 $R_{10}$  及发光二极管  $D_1$  组成输出过电流输出显示。当输出电流增大， $R_{sc}$  上的压降增大，从而使  $Q_5$  的  $V_b$  下降，待  $Q_5$  导通， $Q_4$  也导通，发光二极管  $D_2$  有电流流过因而发光显示。

### 三、从零伏起调的原理

电阻  $R_5$ 、 $R_6$ 、 $R_7$  及电位器  $R_w$  为取样电阻， $R_w$  的一头接  $V_{ref}$  端，使输出电压可从零伏起调。

为便于说明，将线路图的采样部份简化为如图 2 所示。

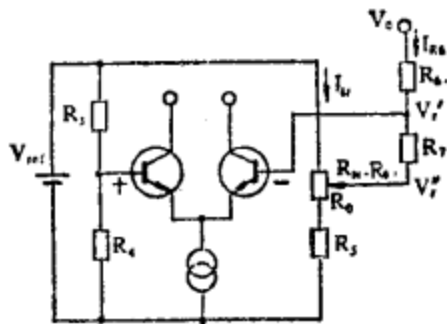


图 2

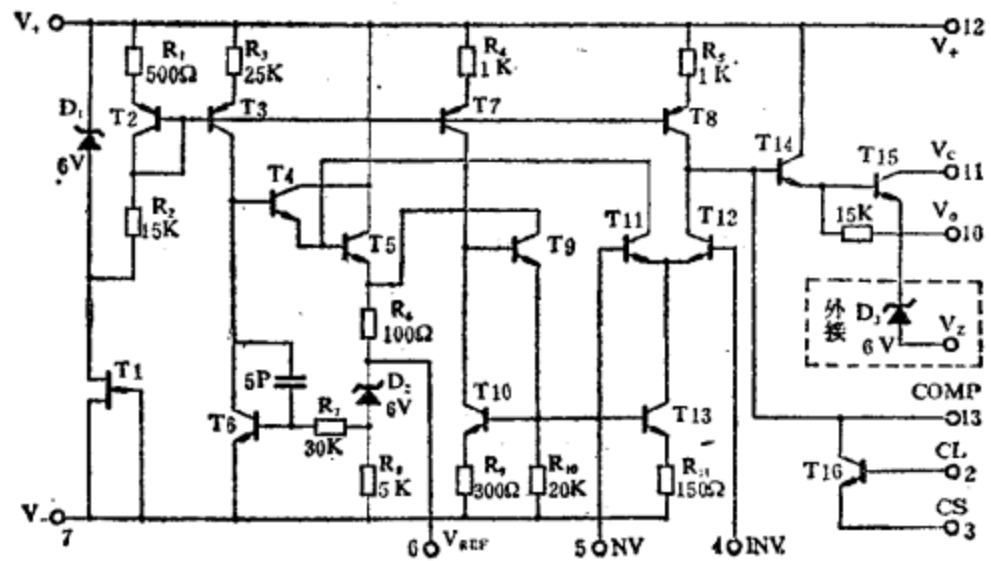


图 3

由图 2 可作如下推算：

$$\therefore V_+ = V_-$$

$$\therefore V_r' = V_- = V_{ref} \cdot R_4 / (R_3 + R_4)$$

$$V_o = I_{R6} \cdot R_6 + V_r'$$

$$\begin{cases} I_{R6} = (V_r' - V_r'') / R_7 \\ V_r'' = (I_{R6} + I_w)(R_5 + R_0) \\ I_w = (V_{ref} - V_r'') / (R_w - R_0) \end{cases}$$

解方程可得：

$$V_o = [R_4 / (R_3 + R_4) (1 + R_6 / R_7) - R_6 / R_7 \cdot (R_0 + R_5) (R_7 + R_w - R_0) / R_7 (R_w - R_0) + (R_0 + R_5) (R_7 + R_w - R_0)] V_{ref}$$

当  $R_0 = R_w$  代入上式得：

$$V_o = 0$$

当  $R_0 = 0$  时代入上式得：

$$V_o \approx 35V$$

### 四、调试中应注意事项

在装配无误的情况下，调试中应注意以下三点：

1. 注意外接调整管  $Q_5$  本身所能承受的最大耗散功率。在稳压器从 0~35V 可调、 $I_{omax}$  为 2A，该电源的输入电压不变（为 40V）的情况下，则在低电压输出（接近零伏输出）时， $Q_5$  管将承担 80W 功率。如  $Q_5$  选用 3DD<sub>15</sub> 管，其最大耗散功率仅为 50W，故在上述条件下，3DD<sub>15</sub> 会损坏。

2.  $Q_1$  与  $Q_5$  的反向漏电流要小，否则由于反向漏电流的作用，使该稳压器的最低输出电压不能从零伏起调。

3.  $R_3$  与  $R_4$  及  $R_7$  与  $R_6$  的比值要求一致。当  $V_o$  为零伏时， $R_w$  为 0，即误差放大器的同相及反相输入端加上一共模电压，而该共模电压是基准电压经  $R_3$  与  $R_4$  和  $R_7$  与  $R_6$  的分压值。如  $R_3$  与  $R_4$ 、 $R_7$  与  $R_6$  比值不同，则在误差放大器的两输入端之间存在着差模电压，从而使该稳压器输出电压不能从零伏起调。

附：W723 集成稳压器电路原理图（见图

3）。

# OTL 电路原理和故障分析

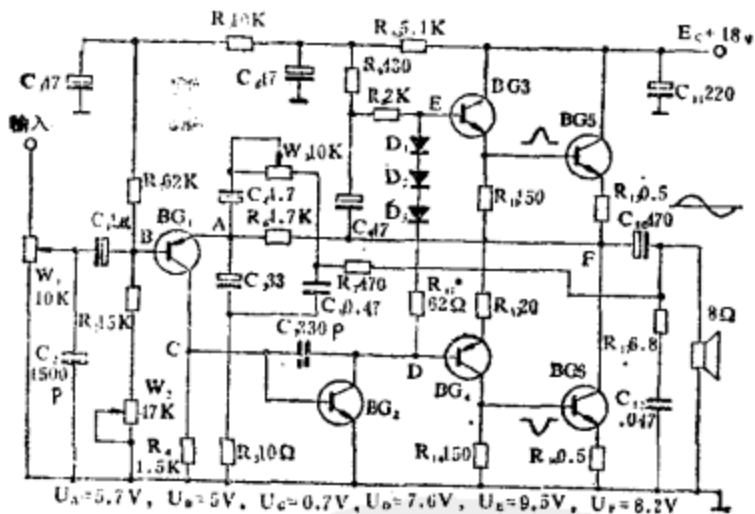
张清便

OTL 电路甩掉了笨重的变压器，有利于小型化。同时，提高了功率传输效率，克服了由变压器耦合所带来的频率失真和相位失真。这种电路具有较宽的频率响应范围和高传真的优点。并且，由于晶体管价格的急剧下降，也降低了成本。因此，目前除了电子仪器中有采用这种 OTL 放大器外，绝大多数的收音机、扩大机和电视机伴音输出电路都采用这种功率放大器电路。

OTL 电路无疑有许多优点。但是，由于电路中所用晶体管数目较多，又往往在电路中采用多级直流负反馈形式，工作点互相牵联，工作原理较为复杂，所以调整起来也比较困难。如果调得不好，反而容易产生失真。有时，遇到故障不易进行确切的判断，甚至感到无从下手。对于 OTL 电路工作原理不大熟悉的人，甚至不得不将电路中的各个晶体管或其它元件依次拔下来进行测量检查。这种办法，虽然也能排除故障，但是既浪费时间，又容易损坏原线路。

因此，在着手调试或排除故障之前，有必要对整个电路的工作原理弄清楚，使得对所出现的问题有正确的分析和较为准确的判断。

典型的 OTL 功率放大器电路如图所示。



OTL 电路原理图

BG<sub>1</sub> 和 BG<sub>2</sub> 是两级电压放大电路。BG<sub>3</sub> 和 BG<sub>5</sub>，BG<sub>4</sub> 和 BG<sub>6</sub> 分别组成复合管，构成了互补对称电路。BG<sub>2</sub> 放大后的信号是一个完整的正弦信号。这个信号的正半周加在 BG<sub>5</sub> 的基极，使 BG<sub>5</sub> 进一步导通，这样，BG<sub>3</sub>、BG<sub>5</sub> 组成的复合管处于正常的放大状态，将信号的正半周进行电流放大后送给负载。而正半周信号加在 BG<sub>4</sub> 的基极后，使 BG<sub>4</sub> 转向截止。所以，BG<sub>4</sub>、

BG<sub>6</sub> 对正半周信号不放大。同理，负半周信号在 BG<sub>4</sub>、BG<sub>6</sub> 中得到电流放大送给负载。而 BG<sub>3</sub>、BG<sub>5</sub> 对负半周信号不能放大。这样在负载上所得到的就是一个不失真的、完整的正弦信号。

BG<sub>1</sub> 采用 PNP 型晶体管，组成共射极放大器电路。C<sub>1</sub> 为输入耦合电容，C<sub>2</sub> 为高频滤波电容，R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub> 为上、下偏置电阻，R<sub>4</sub> 为 BG<sub>1</sub> 的输出负载电阻，R<sub>5</sub> 为交流负反馈电阻。BG<sub>1</sub> 的发射极从 BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub> 串联的中点 F，经 R<sub>5</sub> 降压后取得正电位，构成了直流负反馈电路。信号的一端加到 BG<sub>1</sub> 的基极 B 点，信号的另一端经 R<sub>5</sub>、C<sub>5</sub> 加到 BG<sub>1</sub> 的发射极 A 点。所以 BG<sub>1</sub> 是共射极放大器电路。

BG<sub>1</sub> 与 BG<sub>2</sub> 是级联式电路，第二级的工作点由第一级的工作状态来确定。BG<sub>2</sub> 的 be 结与 R<sub>4</sub> 分流而得 I<sub>b2</sub>。所以 I<sub>C1</sub> 越大 I<sub>b2</sub> 也越大，当 R<sub>4</sub> 增大时，改变了分流比例，I<sub>b2</sub> 也增大。经 BG<sub>1</sub> 放大后的信号经 R<sub>4</sub> 分流后送到 BG<sub>2</sub> 进行放大。C<sub>7</sub> 使 BG<sub>2</sub> 产生高频负反馈。

BG<sub>3</sub> 为 NPN 型三极管，通常可以用 3DG 或 3DK 型硅管。BG<sub>5</sub> 采用 PNP 型三极管，通常可以用 3CG 型或 3AX、3AK 型三极管。但是，用硅材料做成的 3CG 型三极管要比用锗材料做成的 3AX、3AK 型三极管稳定性好。

BG<sub>3</sub> 与 BG<sub>5</sub> 组成一个复合管，复合管的管型与 BG<sub>5</sub> 一样，是 NPN 型的。BG<sub>4</sub> 与 BG<sub>6</sub> 组成一个复合管，管型与 BG<sub>4</sub> 一样，是 PNP 型的。由于 R<sub>12</sub> 和 R<sub>14</sub> 的分流作用，复合以后的管子的放大倍数并不等于两管放大倍数的乘积。实际的放大倍数为

$$\beta_{3,5 \text{ 复合}} = \frac{R_{12}}{R_{12} + h_{ie3}} \cdot \beta_3 \cdot \beta_5$$

$$\beta_{3,4 \text{ 复合}} = \frac{R_{14}}{R_{14} + h_{ie4}} \cdot \beta_4 \cdot \beta_6$$

$h_{ie}$  为晶体管的输入阻抗。大功率晶体管的  $h_{ie}$  通常为几十欧姆到一百多欧姆。硅管的输入阻抗要比锗管大一些。R<sub>12</sub>、R<sub>14</sub> 的数值不宜选得太小，一般应选 3~5 倍的  $h_{ie}$  值。

根据上面关于复合管放大倍数的计算公式，当无法选到合适的三极管时，可以适当调整 R<sub>12</sub>、R<sub>14</sub>，使得复合以后两个复合管的性能尽可能趋于一致。从而能获得较大不失真输出功率。

R<sub>13</sub> 的设置是为了给 BG<sub>4</sub> 也加上电流负反馈，同时

也解决了BG<sub>3</sub>、BG<sub>4</sub>特性不一致的问题。当BG<sub>3</sub>采用3CG型三极管时，R<sub>13</sub>可以取得小些。当BG<sub>4</sub>为3AX或3AK型三极管时，R<sub>12</sub>的数值应取得略大一些。

D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>和R<sub>11</sub>组成一个直流分压器，供给BG<sub>3</sub>、BG<sub>4</sub>的直流偏置电压。这两个偏压要正好使BG<sub>3</sub>、BG<sub>4</sub>两晶体管处于临界导通状态，以获得最小不失真输出信号。这靠调整R<sub>11</sub>的数值来实现。D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>还有温度补偿作用。例如，当气温升高时，BG<sub>3</sub>、BG<sub>4</sub>的导通门限电压要减小。此时，D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>的导通箝位电压值也同样减小，就使得BG<sub>3</sub>、BG<sub>4</sub>基本维持正常的工作状态。BG<sub>4</sub>如果是采用3AX或3AK型晶体管，那么，D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>三个二极管中也最好用一至两个锗材料二极管(可以用坏的3AX或3AK中的一个好的PN结来代用)，以使得温度补偿适当。

R<sub>15</sub>、R<sub>16</sub>为BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>的串联电流负反馈电阻。数值不能太大，免得功率增益太低。当BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>的β值较小时，可以将R<sub>15</sub>、R<sub>16</sub>省去。

C<sub>10</sub>为交流输出信号耦合电容。它的数值主要取决于最大功率、传输效率以及频率响应范围的要求。

$$\text{它的容抗 } X_c = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f c} \text{ (欧姆)}$$

当f = 100HZ, c = 470μf时

$$X_c = 3.39\Omega$$

当f = 50HZ, c = 2200μf时

$$X_c = 1.45\Omega$$

当f = 2K HZ, c = 50μf时

$$X_c = 1.59\Omega$$

为了提高传输效率、增大输出功率，加强低频响应，C<sub>10</sub>应该适当取大一些。通常C<sub>10</sub>可以取100μf—2500μf之间。它的耐压只要等于 $\frac{E_C}{2}$ 就可以了。同时负载喇叭也最好采用高阻抗的。

R<sub>17</sub>和C<sub>12</sub>组成高频滤波网络。

R<sub>6</sub>、R<sub>7</sub>、C<sub>4</sub>、C<sub>5</sub>、C<sub>6</sub>和W<sub>3</sub>组成音调控制电路。通过调节W<sub>3</sub>使得各种频率分量负反馈的量不同而达到音调控制的目的。

C<sub>3</sub>、C<sub>8</sub>、C<sub>9</sub>、C<sub>11</sub>为滤波电容，R<sub>3</sub>、R<sub>10</sub>为滤波降压电阻。

为稳定直流工作点，整个电路形成多级直流负反馈。它的工作过程是这样的：当由于某种原因(比如气温发生变化或某些参数发生变化)，使得BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>串联的中点F的电位升高，那么经过R<sub>6</sub>分压以后送到BG<sub>1</sub>的射极的电位也升高，这就使BG<sub>1</sub>进一步导通，I<sub>C1</sub>电流增大，在R<sub>4</sub>上的压降也增大，致使BG<sub>2</sub>也进一步导通。这样BG<sub>2</sub>集电极电位下降，BG<sub>3</sub>、BG<sub>4</sub>的基极电位也要下降。那么NPN型的BG<sub>3</sub>导通减弱，

I<sub>e3</sub>减小，在R<sub>12</sub>上的压降也减小，使BG<sub>5</sub>的基极电位降低，BG<sub>5</sub>的导通减弱，Vec<sub>5</sub>增大。PNP型的三极管BG<sub>4</sub>，由于基极电位变负，要进一步导通，I<sub>C4</sub>增大，使BG<sub>6</sub>基极电位升高，BG<sub>6</sub>要进一步导通，Vec<sub>6</sub>减小。因此BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>串联的中点F的电位降低，直至恢复正常。这就实现了自动稳定直流工作点的目的。对于交流信号，这种电路也有自动音量控制的作用。

这种电路安装好以后，一定要细心调整，才能做到高效率、高传真。

首先调整W<sub>2</sub>，使F点的电位为Ec/2左右。然后检查A、B、C、D、E各点电位是否接近正常。当各点电位都正常以后，测量全电路的静态总电流。当BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>为中功率管时，静态总电流控制在10—20mA，当BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>为大功率管时，静态总电流控制在mA，R<sub>11</sub>对静态总电流影响很大。R<sub>11</sub>的数值太大时，E点对D点的电压太高，会使BG<sub>3</sub>、BG<sub>4</sub>过分导通，使BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>的电流太大。所以，在调整时，R<sub>11</sub>要由小到大慢慢调整，同时检查总电流的变化。为了不产生失真还要用万用表测量静态时BG<sub>5</sub>和BG<sub>6</sub>的be结电压。要尽量使两管正好处于临界导通状态。

如何知道正好调到了门限电压呢？可以将R<sub>11</sub>适当增大，如果这时BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>的be结电压增加很少，那么就可以认为已经进入导通状态了。硅大功率管的门限电压通常为0.5V~0.7V左右。而锗管的门限电压通常为0.2V~0.35V左右。如果发现其中一个三极管已经进入导通状态，而另一个三极管还没有达到门限电压，比如，BG<sub>5</sub>已进入导通状态，而BG<sub>6</sub>则尚未达到门限电压。这时，不要调R<sub>11</sub>，而应该调R<sub>14</sub>适当增加R<sub>14</sub>的数值，就可以使BG<sub>6</sub>也正好进入导通状态。最后再检查一下静态总电流，不要超过规定数值。如果电流过大，再适当减小R<sub>11</sub>的值。如果将R<sub>11</sub>调到0时电流也降不下来。那么，就要检查D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>三个二极管是否有不合格的。或者省去一个二极管。

经过这样调整的OTL电路就能做到高传真。

根据以上全电路工作原理，当电路出现故障时，就可以进行如下分析和判断。

一、小信号失真。当音量小时，出现沙哑的声音，而音量大时，声音正常。这是由于BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>两个三极管(或其中一个三极管)尚未将基极偏置调到门限电压。这时，可以调R<sub>11</sub>或R<sub>12</sub>、R<sub>14</sub>的数值，直到小信号不失真为止。

二、未加信号时，BG<sub>5</sub>、BG<sub>6</sub>已经发热。这是静态工作电流过大的原因。首先检查D点和E点电位是否正常，如两点电位基本正常，就适当减小R<sub>11</sub>的数值。如果D点、E点电位不正常，则要检查D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>。

三个二极管是否有损坏的。如果只是其中一个大功率管发热，那么只要调整 $R_{12}$ 或 $R_{14}$ 就行了。

三、A、B、C、D、E、F各点电位都不正常。这是排除故障时最感棘手的问题。根据上述直流负反馈电路的工作原理可以做下述的分析和判断。

1.  $BG_1$ 损坏。通常 $BG_1$ 的损坏是属于电压击穿(相当于烧断PN结)。由于三极管内部开路，所以 $R_7$ 中没有电流通过，C点电位等于0， $BG_2$ 处于截止状态，D点和E点电位抬高， $BG_4$ 、 $BG_6$ 转向截止， $BG_3$ 、 $BG_5$ 进一步导通。结果是F点电位大大超过 $E_c/2$ ，A点电位也接近于F点电位，B点电位为直流分压值，C点电位为0，D点，E点电位也升高。

2.  $BG_2$ 损坏。通常 $BG_2$ 损坏也是电压击穿。此时，D点电位和E点电位同时升高很多。 $BG_3$ 、 $BG_4$ 进一步导通， $BG_4$ 、 $BG_6$ 转向截止。F点电位远远大于 $E_c/2$ 。但这时的状态与 $BG_1$ 损坏时的状态有明显的不同。前者，C点电位为0，A点电位很高。后者A点电位接近正常，C点电位高于0.7V。

3.  $BG_3$ 损坏。通常也是电压击穿。这时， $BG_5$ 的基极得不到偏置而截止，F点电位降低。但F点的电位不可能接近于0。因为当F点电位接近0时 $BG_1$ 要截止， $BG_2$ 也截止，那么， $BG_4$ 、 $BG_6$ 也转向截止。

所以F点的电位不可能很低。

4.  $BG_4$ 损坏。通常也是电压击穿。这时， $BG_5$ 的基极得不到正向偏置而截止，F点电位升高。但是，F点电位也不会接近于 $E_c$ 。因为，如果F点电位接近于 $E_c$ ，那么，A点电位也上升很多， $BG_1$ 进一步导通，促使 $BG_2$ 也进一步导通，那么E点电位迅速下降， $BG_3$ 、 $BG_6$ 都要转向截止。 $BG_4$ 损坏和 $BG_3$ 损坏一样，调整 $W_2$ 都能略微改变F点的电位，但无法调到正常的数值。

5.  $BG_5$ 或 $BG_6$ 损坏。 $BG_5$ 、 $BG_6$ 是中功率或大功率管，耐压较高。所以通常是属于电流击穿(ec相当于短路)。这时最大的特点是电流很大。这时，测量ec两点间的电压降必定小于大功率管饱和导通时饱和压降(硅管通常为0.3V~1.5V，锗管为0.1V~0.5V)。这时另一个大功率管是属于正常放大，be结的箝位电压应接近正常(硅管0.5~0.7V，锗管为0.2~0.3V)。

但是，为了保护另一只好的大功率管，最好是先断电检查大功率管。在排除故障时，首先应该用手摸一下大功率管是否发热。如果不发热，就放心地进行分析、判断检查。如果大功率管严重发热，证明这个管子并未损坏，就必须断开大功率管，然后再逐级检查，排除故障。

(上接第35页)

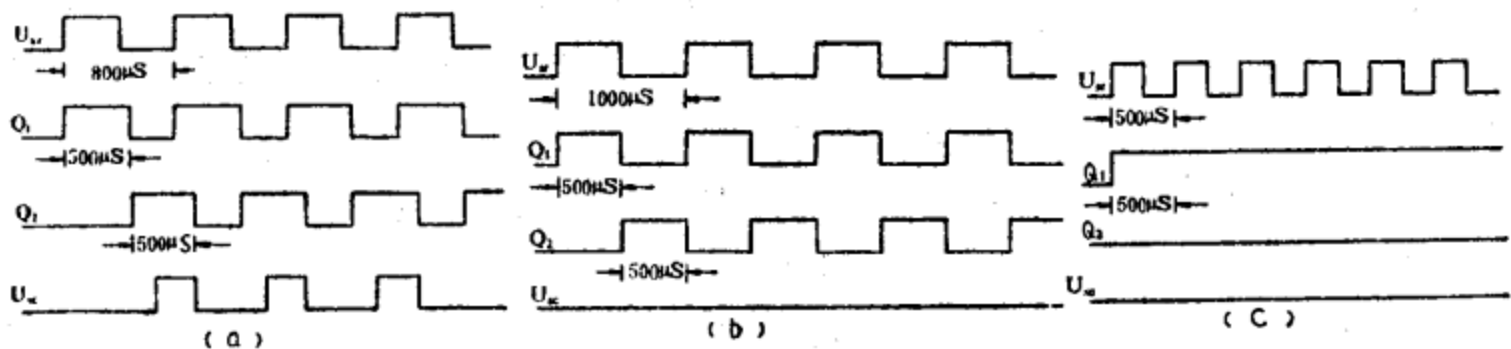


图6 (a)

图6 (b)

图6 (c)

这种滤波器的通带可以根据需要从几赫做到几百千赫， $f_{c1}$ 、 $f_{c2}$ 也可从几赫到几百千赫选取，特别适用于多路数字信号传输时阶梯式滤波。

### 3. 调试方法

用与低通滤波器相同的方法先调出 $T_{x1}$ ，再输入频率为 $f_{c1}$ 的脉冲信号，调出单稳二的 $T_{x2}$ ，具体由大到小调整 $R_{x2}$ 值，在输出端看输出信号，刚刚出现“0”电平时即可。也可分别注入方波信号，用示波器时标档分别观测单稳一、单稳二输出脉冲宽度，调 $R_{x1}$ 、 $R_{x2}$ ，使之分别为 $T_{x1}$ 、 $T_{x2}$ 。

如要求输出信号为对称方波。对输入信号方波的对称性也有一定的要求，这时可象前面低通滤波器介绍的那样，在输入端前加一级二倍频电路，在输出端

接一级二分频电路。同时带滤波的 $T_{x1}$ 、 $T_{x2}$ 也要调为 $t_{x1} = T_{x1}/2$ ， $t_{x2} = T_{x2}/2$ 。

### 宽带滤波器作为高通滤波器使用

用J210设计带通滤波器，其通带可以从几赫至几百千赫，利用这一点，可灵活地将宽带滤波器用作高通滤波器。例如我们设计一个截频为1KHz的高通滤波器取 $T_{x1} = 2\mu s$ ， $T_{x2} = 1ms$ 就得到 $1KHz < f_{通} < 500KHz$ 的宽带滤波器，此滤波器作 $f_c = 1KHz$ 的高通滤波器使用，在一般低频信号传输情况下是完全合适的。

### 参考文献

《双岭手册》——MOS晶体管、MOS集成电路产品手册。