

信号选择、转换与放大电路

第2章介绍了随动系统的误差测量元件,知道误差测量元件的输出信号用于控制随动系统工作。为了实现对随动系统的控制,需要对控制信号进行转换和处理。一般需要解决两类问题:一类是要将直流信号变为交流载波信号,此变换电路称为相敏调制器;另一类是要将交流载波信号变为直流信号,这种变换电路称为相敏解调器(或称相敏整流电路)。本章主要介绍信号选择、转换与放大电路,主要用于对随动系统的控制信号进行选择、调制、解调和数/模转换、信号放大等,以便实现随动系统对输入信号的自动跟踪。一般情况下,经信号选择、转换与放大后的控制信号功率比较弱,不能直接用来控制执行元件,必须经过功率放大后送给执行元件。如图3-1所示为一种由典型信号选择、转换与放大电路构成的原理框图。

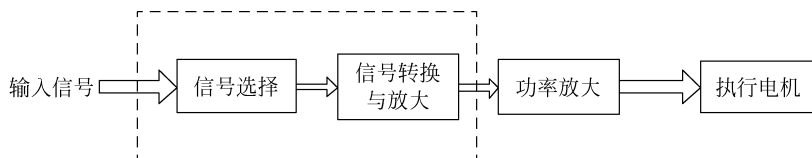


图 3-1 典型信号选择、转换与放大电路构成的原理框图

3.1 信号选择电路

为了保证随动系统的精度,应提高位置测量元件的测量精度,测量装置通常采用双通道测量电路。双通道测量电路可以产生精测和粗测两种控制信号,二者相互配合实现高精度随动系统控制。为了实现这两种控制信号对随动系统的适时控制,必须采用信号选择电路实现精测和粗测控制信号对随动系统的控制时机。

3.1.1 信号选择电路作用

对于双通道测量电路的随动系统,在误差角较小时,用于阻断粗测误差电压信号 u_c ,仅使精测误差电压信号 u_j 通过;在误差角较大时,且粗测误差电压信号 u_c 大到一定值时,用于阻断或减小精测误差电压信号 u_j ,而使粗测误差电压信号 u_c 通过。

3.1.2 信号选择电路原理

在随动系统中,目前常用的信号选择电路有晶体三极管型、稳压管型,早期的选择电路还有电子管型。这里仅介绍前两者。

1. 稳压管型选择电路

1) 电路组成

稳压管型选择电路如图 3-2 所示。主要由精测误差信号分压电阻 R_1 和 R_2 、截止电压形成电路双向稳压管 V_1 、变压器 T_1 、移相电容 C_1 和 C_2 组成。

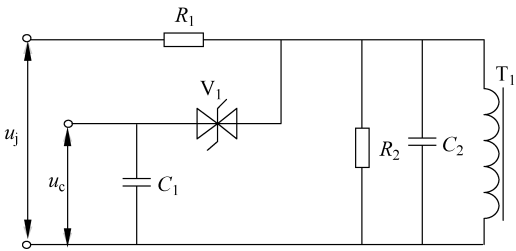


图 3-2 稳压管型选择电路

2) 稳压管型选择电路原理

双向稳压管的稳压值决定了粗测误差电压信号的截止电压,双向稳压管 V_1 就构成了“截止”电压电路。当系统误差角小时,粗测误差电压信号的幅值 U_c 小于“截止”电压,双向稳压管 V_1 处于“截止”状态,切断了粗测误差电压信号。而精测误差电压信号经电阻 R_1 和 R_2 分压后输出到变压器 T_1 原边绕组。随着系统误差角的增大,当粗测误差电压信号的幅值 U_c 大于“截止”电压与 R_2 上的分压的幅值之和时,双向稳压管 V_1 转为“导通”状态,使粗测误差电压信号输出到变压器 T_1 原边绕组,此时输出既有粗测误差电压信号又有经分压后的精测误差信号,但由于经 R_1 和 R_2 分压后精测误差信号与粗测误差电压相比已降低很多,使得粗测误差电压信号起主要作用。

移相电容 C_1 和 C_2 用来保证选择级的输出信号的相位与双通道测量电路发送机的激磁电源同相或反相,同时也有滤波作用。

选择级的输入、输出信号波形如图 3-3 所示。

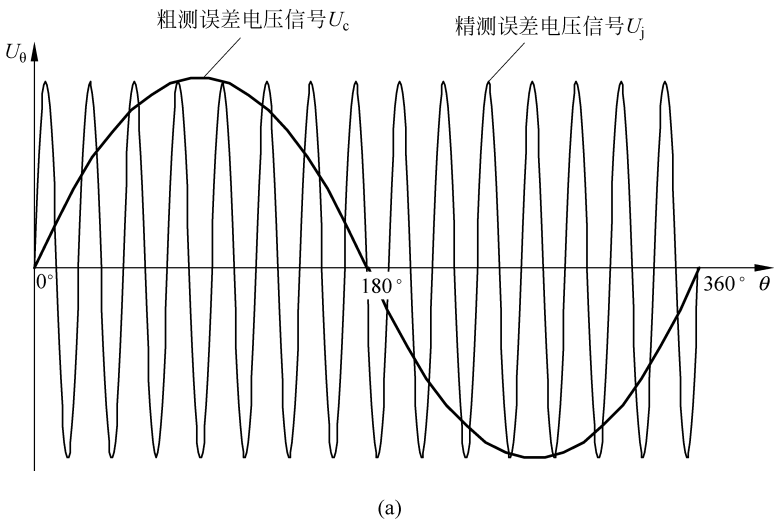


图 3-3 选择级的输入、输出信号波形

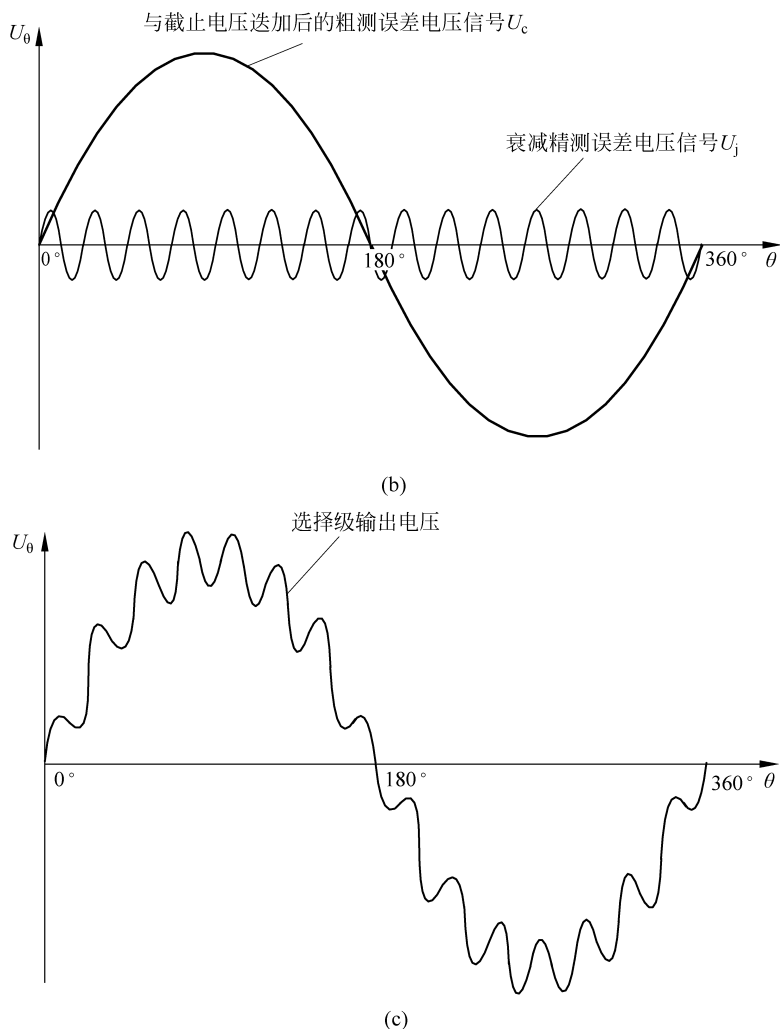


图 3-3 (续)

2. 晶体管型选择电路

1) 电路组成

晶体管型选择电路如图 3-4 所示。主要由双向二极管 V_1 和 V_5 、晶体管 V_3 和 V_4 、单结晶体管 V_7 、稳压管 V_2 和 V_6 、电阻 $R_1 \sim R_{20}$ 、电位计 RP_1 和 RP_2 组成,其中晶体管 V_3 和 V_4 构成粗测信号选择开关(即粗测信号截止电路),由 V_1 、 R_1 、 R_2 和 R_4 构成分压限幅;单结晶体管 V_7 构成精测信号的选择控制开关,由 R_{17} 、 R_{18} 和 R_{19} 给单结晶体管 V_7 提供 $-5V$ 的夹断偏压, R_{13} 、 R_{14} 、 R_{15} 和 V_5 构成精测信号的分压限幅电路。电位计 RP_1 和 RP_2 分别输出粗、精测选择信号。

2) 晶体管型选择电路原理

在通常状态下, V_3 的基极偏置电压 U_{b3} 由 $-15V$ 经 R_7 和 R_5 分压、 R_{10} 限流后为 $-0.7V$, V_4 的基极偏置电压 U_{b4} 由 $15V$ 经 R_8 和 R_6 分压、 R_{11} 限流后为 $+0.7V$,均为反向偏置,即 V_3 、 V_4 通常均处于截止状态。

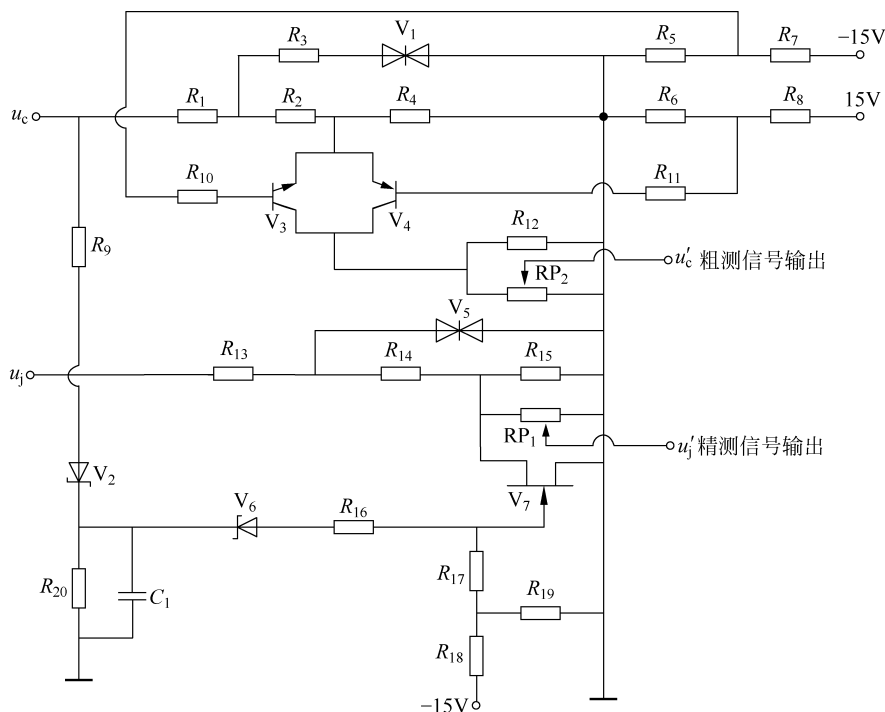


图 3-4 晶体管选择电路

(1) 输入粗测信号 u_c 和精测信号 u_j 为零

当输入粗测信号 u_c 和精测信号 u_j 为零时,在电位计 RP_1 和 RP_2 上的分压为零,信号选择电路输出粗测信号 u'_c 和精测信号 u'_j 分别为零。

(2) 输入粗测信号 u_c 和精测信号 u_j 不为零

当输入粗测信号 u_c 不为零且较小时,粗测信号 u_c 先经 V_1 限幅, R_1 、 R_2 和 R_4 分压后,送到 V_3 、 V_4 的发射极,但粗测信号较小且不足以使 V_3 或 V_4 导通,粗测信号选择开关截止。这时精测信号 u_j 较大, -15V 由 R_{17} 、 R_{18} 和 R_{19} 分压给单结晶体管 V_7 提供 -5V 的夹断偏置使 V_7 截止,精测信号 u_j 经 R_{13} 、 R_{14} 、 R_{15} 和 V_5 限幅分压后,在 RP_1 上得到选择的输出精测信号电压 u'_j ,这时只有精测信号电压 u'_j 输出,随动系统主要由精测信号起控制作用。

随着粗测信号电压 u_c 幅值的增大,当粗测信号电压幅值大到某一值时,一方面在粗测信号的正半周期,使 V_4 的基极偏置电压 U_{b4} 由反向偏置变为正向偏置时, V_4 导通,粗测信号的正半周通过 V_4 ; 在粗测信号的负半周期,随着粗测信号电压 u_c 幅值的反向增大,使 V_3 的基极偏置电压 U_{b3} 由反向偏置变为正向偏置时, V_3 导通,粗测信号的负半周通过 V_3 。这样,随着粗测信号电压 u_c 幅值的变化,使 V_3 、 V_4 交替导通,就实现了粗测信号的选择,粗测信号通过 V_3 或 V_4 经 RP_2 分压后得到输出粗测信号 u'_c 。理论上,当粗测信号幅值增大到 1.4V 时, V_3 、 V_4 才能实现偏置状态的改变,但由于电路中其他元件的分压作用,使 V_3 、 V_4 偏置状态发生改变,而导致 u_c 的幅值要大于 1.4V。另一方面粗测信号电压 u_c 由 V_2 、 R_9 、 R_{20} 和 C_1 整流滤波成直流电压后,经 V_6 、 R_{16} 使 V_7 发射极电位升高,但粗测信号电压 u_c 不足以克服 V_7 发射极的夹断控制电压, V_7 仍处于截止状态,精测信号 u_j 仍通过 R_{13} 、 R_{14} 、 R_{15} 和 V_5 限幅分压后,在 RP_1 上得到选择的输出精测信号电压 u'_j 。因此,在这种情况下,精测

信号 u_j 和粗测信号电压 u_c 同时输出到下一级。对于如图 3-4 所示电路,粗测信号电压 u_c 为 $3.5 \sim 5\text{V}$,经选择的精测信号电压 u'_j 和粗测信号电压 u'_c 同时输出到下一级,但参数的选配和 RP_1 的调节,使粗测信号电压 u'_c 所占比例较大,故主要由粗测信号电压 u'_c 起控制作用控制随动系统工作。

随着粗测信号电压幅值的继续增大, V_3 或 V_4 仍处于交替导通状态,一方面粗测信号通过 V_3 或 V_4 经 RP_2 分压后得到输出粗测信号 u'_c ; 另一方面由于粗测信号电压幅值的增大,由 V_2 、 R_9 、 R_{20} 和 C_1 整流滤波成直流电压后,经 V_6 、 R_{16} 使 V_7 发射极电位升高,足以克服 V_7 发射极的夹断控制电压,使 V_7 导通,精测信号电压 u_j 由 V_7 旁路到地,即阻断了精测信号电压 u_j 的输出,从而达到控制精测信号 u_j 输出的目的。因此,随着粗测信号电压幅值的继续增大,选择级的输出只有粗测信号输出,随动系统只由粗测信号电压 u'_c 控制工作。

晶体管选择级的输出电压波形如图 3-5 所示。

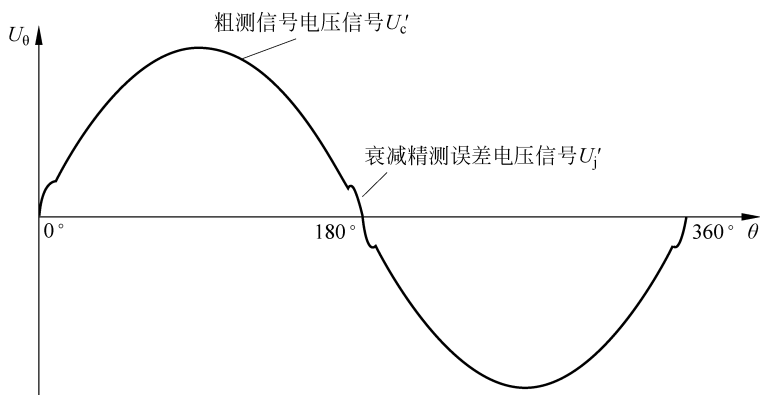


图 3-5 晶体管选择级的输出电压波形

3.2 信号转换电路

在随动系统中,为了便于信号的传输和实现信号对系统的控制,往往需要对信号的形式进行变换,如最常见的交流信号到直流信号的转换或直流信号到交流信号的转换等。随动系统采用的信号转换电路的类型较多,比较常见的有以下几种类型:

1. 振幅调制电路

输入信号为直流电压信号,经振幅调制后,输出为固定频率的交流电压信号,其幅值与输入直流信号大小成正比,相位与输入直流信号的极性有关。当输入直流信号极性为正时则输出交流信号与参考电源同相位,否则反相位。

2. 相位调制电路

输入信号为直流电压信号,经相位调制后,输出为固定频率的交流电压或脉冲信号,但输出交流电压信号的幅值一定,而相位与输入信号的大小成一对对应关系。

3. 相敏整流电路(亦称相敏解调器)

当输入为固定频率的交流电压信号,经相敏整流后,输出为直流电压信号。输出直流信号的大小与输入交流信号的幅值对应,极性与输入交流信号的相位有关。当输入交流信号

与参考电源同相位时,则输出直流信号的极性为正,否则输出直流信号的极性为负。

4. 频率调制电路(V/F)

输入为直流电压,经频率调制后,输出为脉冲信号,其频率与输入信号的大小成正比,通常称为电压-频率转换电路。

5. 频压转换电路(F/V)

输入信号是交流信号或脉冲信号的频率,经频压转换后,输出为直流电压信号,其大小与输入信号的频率成线性关系。

3.2.1 相敏整流电路

相敏整流电路又称相敏解调器,广泛地应用位置随动系统。对于测角元件采用自整角机和旋转变压器等感性元件的随动系统,其测量元件将转角(或位移)转换成具有一定频率的交流电压信号,当系统的执行元件采用直流电动机时,需要利用相敏整流电路,将交流信号转换为直流信号,才能对直流电动机实施有效的控制。

相敏整流电路按照构成的元件和电路的工作原理,可分为开关式、采样保持式、模拟乘法器式和集成芯片等几种,现分别介绍几种常用的电路。

1. 开关式相敏整流电路

开关式相敏整流电路如图 3-6 所示,由晶体三极管 V_1 、 V_2 、 V_3 和 V_4 、电源变压器 T_1 、输入变压器 T 、输出电阻 R_1 、 R_2 和滤波电容 C_1 、 C_2 、限流电阻 R_3 和电位计 R_w 组成。其中晶体三极管 V_1 、 V_2 组成一个模拟开关,晶体三极管 V_3 、 V_4 组成另一个模拟开关, V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 参数完全相同。模拟开关的通、断由电源变压器 T_1 提供的固定频率的交流参考电压 u_t 来控制。 R_1 、 R_2 构成输出负载, C_1 、 C_2 用于滤波,且 R_1 与 R_2 完全相同, C_1 与 C_2 完全相同。

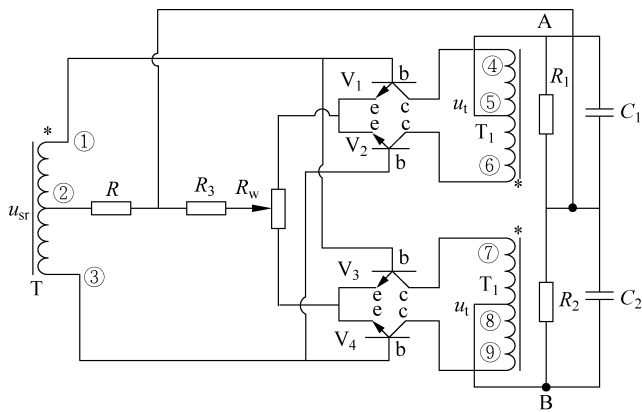


图 3-6 开关式相敏整流电路

由图 3-6 可知,开关式相敏整流电路的主要特点是晶体管集电极电源由变压器 T_1 的绕组供给与输入信号电压同频率的交流电压,其相位则与输入信号电压准确同相位或反相位。

为了保证相敏整流电路的正常工作,除满足上述条件外,还应保证电源变压器 T_1 和输入变压器 T 与晶体管 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 的正确连接,即满足若加在 V_1 或 V_2 的输入交流信号电压与其集电极交流电压同相位,则加在 V_3 或 V_4 的输入交流信号电压与其集电极交流电压反相位,反之满足若加在 V_1 或 V_2 的输入交流信号电压与其集电极交流电压反相位,则

加在 V_3 或 V_4 的输入交流信号电压与其集电极交流电压同相位。

1) 当输入交流电压信号 $u_{sr}=0$ 时

在参考电源电压 u_t 正半周, 电源变压器 T_1 的④端为负、⑥端为正, ⑦端为正, ⑨端为负。三极管 V_1 集电极电源为负, V_1 截止不导通, 集电极电流 $I_{C1}=0$, 而三极管 V_2 集电极电源为正, V_2 饱和导通, 集电极电流 I_{C2} 由 V_2 集电极 V_{2-c} 到发射极 V_{2-e} , 经过电位计 R_W 和 R_3 , 流过输出电阻 R_1 产生电压 V_{R1} 。同样, 在参考电源电压 u_t 正半周, 三极管 V_3 集电极电源为正, V_3 饱和导通, 集电极电流 I_{C3} 由 V_3 集电极 V_{3-c} 到发射极 V_{3-e} , 经过电位计 R_W 和 R_3 , 流过输出电阻 R_2 产生电压 V_{R2} , 而三极管 V_4 集电极电源为负, V_4 截止不导通, 集电极电流 $I_{C4}=0$ 。由于 V_2 、 V_3 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 参数完全相同, 电路结构对称, 所以 $|V_{R1}|=|V_{R2}|$, 方向相反, 输出电压 $U_{AB}=0$ 。

在参考电源电压 u_t 负半周, 电源变压器 T_1 的④端为正、⑥端为负, ⑦端为负, ⑨端为正。三极管 V_1 集电极电源为正, V_1 饱和导通, 集电极电流 I_{C1} 由 V_1 集电极 V_{1-c} 到发射极 V_{1-e} , 经过电位计 R_W 和 R_3 , 流过输出电阻 R_1 产生电压 V_{R1} 。而三极管 V_2 集电极电源为负, V_2 截止不导通, 集电极电流 $I_{C2}=0$ 。同样, 在参考电源电压 u_t 负半周, 三极管 V_3 集电极电源为负, V_3 截止不导通, 集电极电流 $I_{C3}=0$ 。而三极管 V_4 集电极电源为正, V_4 饱和导通, 集电极电流 I_{C4} 由 V_4 集电极 V_{4-c} 到发射极 V_{4-e} , 经过电位计 R_W 和 R_3 , 流过输出电阻 R_2 产生电压 V_{R2} 。由于 V_1 、 V_4 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 参数完全相同, 电路结构对称, 所以 $|V_{R1}|=|V_{R2}|$, 方向相反, 输出电压 $U_{AB}=0$ 。

所以, 当输入交流电压信号 $u_{sr}=0$ 时, 无论在参考电源的正半周还是负半周, 相敏整流电路输出都为零。输入输出波形如图 3-7(a) 所示, 其中 u_{AB} 为 C_1 、 C_2 滤波前的信号。

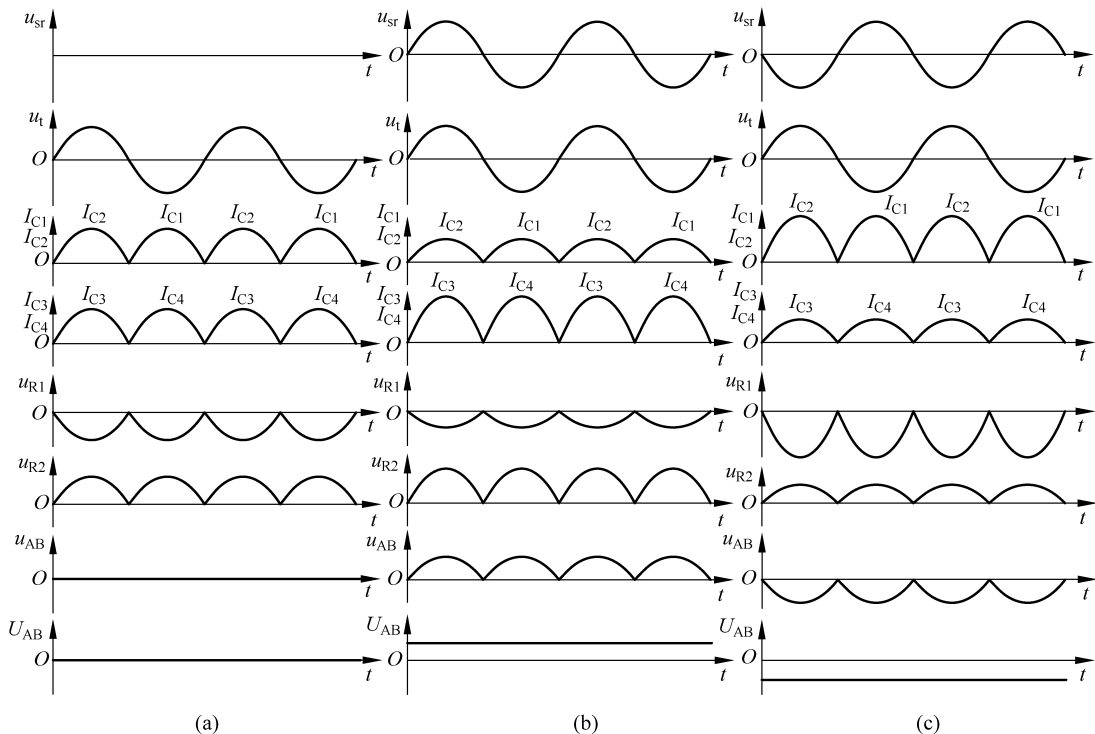


图 3-7 开关式相敏整流电路主要波形图

2) 当输入交流电压信号 $u_{sr} \neq 0$, 且与参考电源电压 u_t 同相位时

在参考电源电压 u_t 正半周, 输入变压器 T 的①端为正、③端为负, 三极管 V_1 集电极电源为负, V_1 截止不导通, 集电极电流 $I_{C1} = 0$, 而三极管 V_2 集电极电源为正, V_2 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_2 基极电位降低, 集电极电流 I_{C2} 减小, 流过输出电阻 R_1 产生电压 V_{R1} 降低。同样, 在参考电源电压 u_t 正半周, 三极管 V_3 集电极电源为正, V_3 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_3 基极电位升高, 集电极电流 I_{C3} 亦增大, 流过输出电阻 R_2 产生电压 V_{R2} 升高, 而三极管 V_4 集电极电源为负, V_4 截止不导通, 集电极电流 $I_{C4} = 0$ 。由于 V_2 、 V_3 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 参数完全相同, 电路结构对称, 所以 $|V_{R1}| < |V_{R2}|$, 输出电压 $U_{AB} > 0$ 。

在参考电源电压 u_t 负半周, 输入变压器 T 的①端为负、③端为正, 三极管 V_1 集电极电源为正, V_1 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_1 基极电位降低, 集电极电流 I_{C1} 减小, 流过输出电阻 R_1 产生电压 V_{R1} 也降低。而三极管 V_2 集电极电源为负, V_2 截止不导通, 集电极电流 $I_{C2} = 0$ 。同样, 在参考电源电压 u_t 负半周, 三极管 V_3 集电极电源为负, V_3 截止不导通, 集电极电流 $I_{C3} = 0$ 。而三极管 V_4 集电极电源为正, V_4 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_4 基极电位升高, 集电极电流 I_{C4} 增大, 流过输出电阻 R_2 产生电压 V_{R2} 也升高。由于 V_1 、 V_4 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 参数完全相同, 电路结构对称, 所以 $|V_{R1}| < |V_{R2}|$, 输出电压 $U_{AB} > 0$ 。

所以, 当输入交流电压信号 $u_{sr} \neq 0$, 且与参考电源电压同相位时, 无论在参考电源的正半周还是负半周, 相敏整流电路输出都大于零, 相敏整流电路波形如图 3-7(b) 所示。

3) 当输入交流电压信号 $u_{sr} \neq 0$, 且与参考电源电压 u_t 反相位时

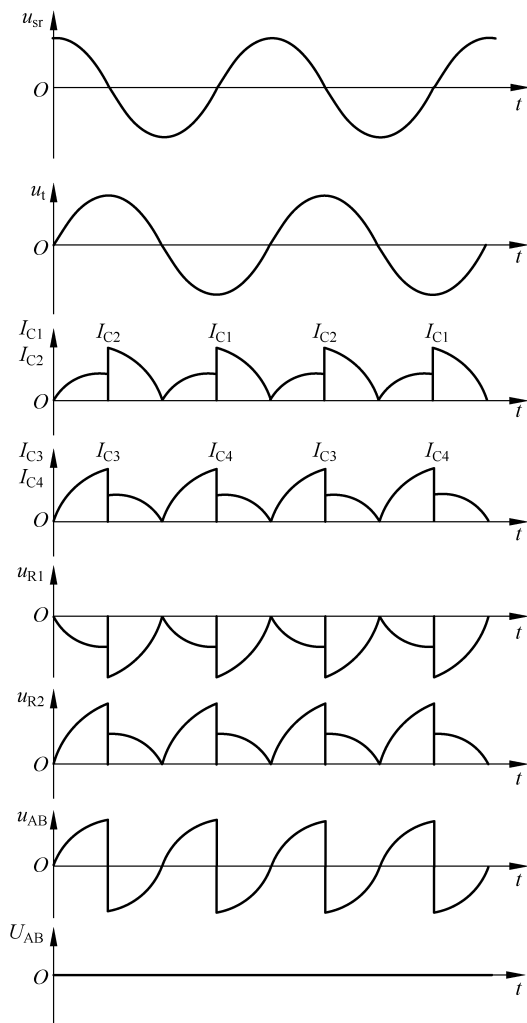
在参考电源电压 u_t 正半周, 输入变压器 T 的①端为负、③端为正, 三极管 V_1 集电极电源为负, V_1 截止不导通, 集电极电流 $I_{C1} = 0$, 而三极管 V_2 集电极电源为正, V_2 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_2 基极电位升高, 集电极电流 I_{C2} 增大, 流过输出电阻 R_1 产生电压 V_{R1} 升高。同样, 在参考电源电压 u_t 正半周, 三极管 V_3 集电极电源为正, V_3 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_3 基极电位降低, 集电极电流 I_{C3} 减小, 流过输出电阻 R_2 产生电压 V_{R2} 也降低, 而三极管 V_4 集电极电源为负, V_4 截止不导通, 集电极电流 $I_{C4} = 0$ 。由于 V_2 、 V_3 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 参数完全相同, 电路结构对称, 所以 $|V_{R1}| > |V_{R2}|$, 输出电压 $U_{AB} < 0$ 。

在参考电源电压 u_t 负半周, 输入变压器 T 的①端为正、③端为负, 三极管 V_1 集电极电源为正, V_1 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_1 基极电位升高, 集电极电流 I_{C1} 增大, 流过输出电阻 R_1 产生电压 V_{R1} 也升高。而三极管 V_2 集电极电源为负, V_2 截止不导通, 集电极电流 $I_{C2} = 0$ 。同样, 在参考电源电压 u_t 负半周, 三极管 V_3 集电极电源为负, V_3 截止不导通, 集电极电流 $I_{C3} = 0$ 。而三极管 V_4 集电极电源为正, V_4 饱和导通, 输入交流电压信号 u_{sr} 使 V_4 基极电位降低, 集电极电流 I_{C4} 减小, 流过输出电阻 R_2 产生电压 V_{R2} 也降低。由于 V_1 、 V_4 、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 参数完全相同, 电路结构对称, 所以 $|V_{R1}| > |V_{R2}|$, 输出电压 $U_{AB} < 0$ 。

所以, 当输入交流电压信号 $u_{sr} \neq 0$, 且与参考电源电压 u_t 反相位时, 无论在参考电源的正半周还是负半周, 相敏整流电路输出都小于零, 相敏整流电路波形如图 3-7(c) 所示。

总之, 开关式相敏整流电路实现了全波整流电路的功能, 其输出电压大小反映了输入交流信号的幅值的大小, 输出电压的极性反映了输入交流信号的相位。

同理, 若 u_{sr} 与 u_t 正交, 则 u_{AB} 的直流成分为零, 因此该电路亦能抑制与 u_t 正交的信号, 其输入、输出波形如图 3-8 所示。当输入交流信号与交流参考电源电压有相位差时, 它亦能完成鉴相任务, 使输出直流成分与输入的相位一一对应。

图 3-8 u_{sr} 与 u_i 正交,相敏整流电路主要波形图

将开关晶体管可以等效成一个电阻 r ,故如图 3-6 所示的电路可以等效为如图 3-9 所示的电路。相敏整流电路的传递函数形式是一个惯性环节,其传递函数为

$$\frac{U_{AB}(s)}{U_{sr}(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (3-1)$$

式中, $\tau = \frac{rRC}{R+r}$, $K = \frac{R}{R+r}$, $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ 。

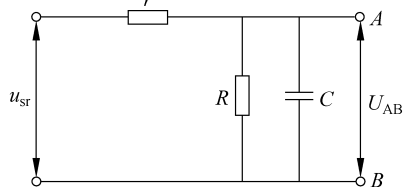


图 3-9 相敏整流电路的等效电路

2. 采样保持式相敏整流电路

采样保持式相敏整流电路是基于峰值采样的原理实现的,如图 3-10 所示。它主要由移相器 N_1 、限幅比较器 N_2 、单稳态触发器 DW 和采样保持器 S/H 构成。 N_1 的作用是将参考信号 u_{ref} 的过零点移相到输入信号 u_{sr} 峰值时刻上,考虑到轴角传感器的相位延迟,这一相位将不会是严格的 90° 或 270° ,需要在实际电路调试时调整, N_2 的作用是对 N_1 的输出信

号 u_1 整形为方波 u_2 送入单稳态电路 DW, 在 u_2 信号的下降沿触发单稳压电路产生一个窄脉 u_3 , 在脉冲的低电平期间通过采样保持器 S/H 对输入信号 u_{sr} 进行峰值采样, 并检出相位信息, 采样保持式相敏整流电路的主要波形图 3-11 所示。

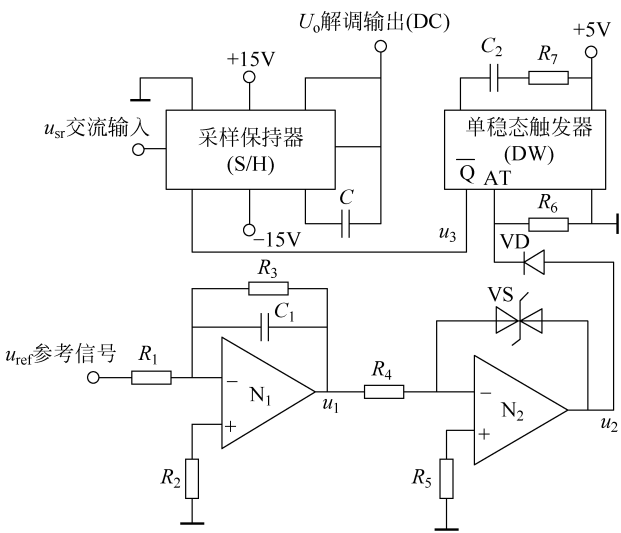


图 3-10 采样保持式相敏整流电路

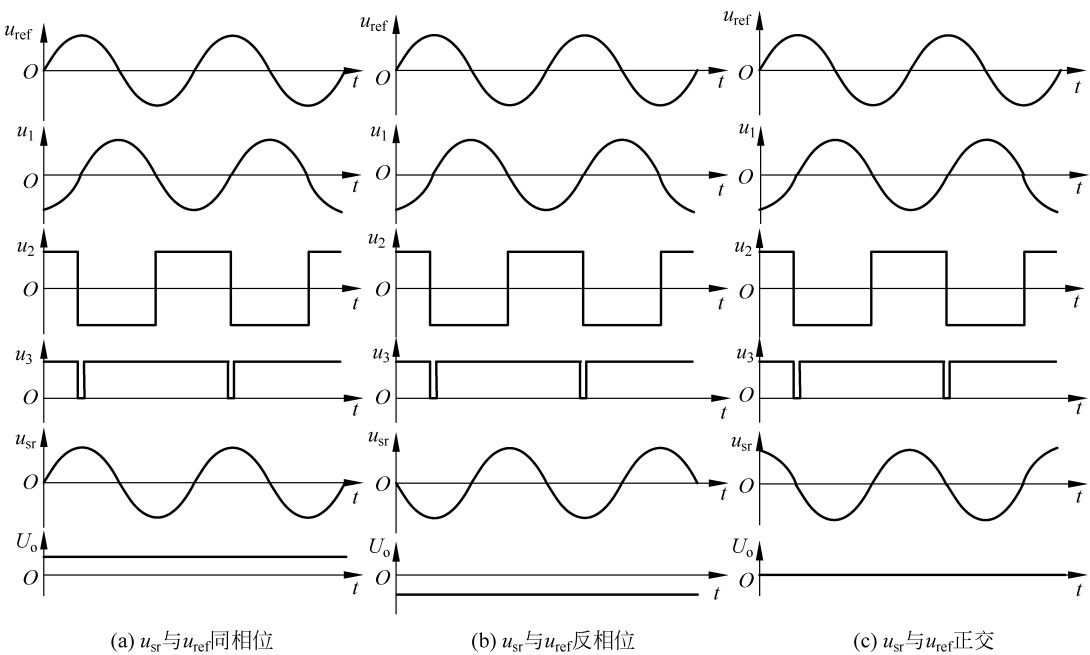


图 3-11 采样保持式相敏整流电路的主要波形图

由图 3-11 可以看出, 采样保持式相敏整流电路同样具有抑制与参考电源信号 u_{ref} 正交的输入信号, 也具有鉴相功能。

3. 用模拟乘法器作相敏整流电路

模拟乘法器也能实现相敏整流电路的功能。现有的集成器件,国产的型号有 FZ4、BG314、F1595; 国外的型号如 LM1496N、MC1494L、MC1495/1595 等,它们都是四象限模拟乘法器。模拟乘法器如图 3-12 所示,模拟乘法器的一个输入端为交流输入信号 u_{sr} ,另一个输入端为参考交流电压信号 u_{ref} 。

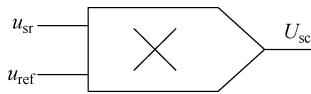


图 3-12 模拟乘法器

$$\left. \begin{aligned} u_{sr} &= U_{sr} \sin(\omega t + \varphi_1) \\ u_{ref} &= U_{ref} \sin(\omega t + \varphi_2) \end{aligned} \right\} \quad (3-2)$$

u_{sr} 与 u_{ref} 同相, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$, 则模拟乘法器的输出信号 u_{sc} 为

$$\begin{aligned} u_{sc} &= k u_{sr} \times u_{ref} \\ &= k U_{sr} U_{ref} \sin^2(\omega t + \varphi) \\ &= k U_{sc} \sin^2(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (3-3)$$

式中, k ——乘法器的系数;

$U_{sc} = U_{sr} U_{ref}$ ——常数。

由于 $\sin^2(\omega t + \varphi) \geq 0$, 所以式(3-3)中的 u_{sc} 为正的脉动直流信号, 若再经滤波电路即可得到平稳直流信号。

若 u_{sr} 和 u_{ref} 反相, $\varphi_1 - \varphi_2 = 180^\circ$, 则模拟乘法器的输出信号为

$$\begin{aligned} u_{sc} &= k u_{sr} \times u_{ref} \\ &= k U_{sr} U_{ref} \sin(\omega t + \varphi_1) \sin(\omega t + \varphi_2) \\ &= -k U_{sc} \sin^2(\omega t + \varphi_1) \end{aligned} \quad (3-4)$$

因为 $u_{sc} < 0$, 所以 u_{sc} 为负的脉动直流信号。由此可以看出模拟乘法器具有相敏特性。

当 u_{sr} 和 u_{ref} 不同相也不反相时, 若 $u_{sr} = U_{sr} \sin(\omega t + \varphi)$, $u_{ref} = U_{ref} \sin \omega t$, 且 $0 < \varphi < 180^\circ$, 则可将 u_{sr} 分解成与 u_{ref} 同相的分量以及与 u_{ref} 正交的分量之和, 则

$$u_{sr} = U_{sr} (\cos \varphi \sin \omega t + \sin \varphi \cos \omega t) \quad (3-5)$$

此时, 乘法器的输出电压是

$$\begin{aligned} u_{sc} &= k U_{sr} U_{ref} (\cos \varphi \sin \omega t + \sin \varphi \cos \omega t) \sin \omega t \\ &= U_{sc} \cos \varphi \sin^2 \omega t + \frac{1}{2} U_{sc} \sin \varphi \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (3-6)$$

式(3-6)等式右边第一项与 $\sin^2 \omega t$ 成正比, 是脉动的直流成分, 而第二项是交流成分, 经滤波后仅取其直流成分, 说明模拟乘法器也具有鉴相的功能, 也能抑制与 u_i 正交的信号。

4. 相敏整流集成电路

随着科学技术的进步, 现代随动系统中的相敏整流电路也采用专用集成电路来实现。LZX1 单片集成电路是一种全波相敏整流放大器。它是以晶体管作为开关元件的全波相敏整流器, 具有同时产生方波电压, 把输入交流信号经全波整流后变为直流信号, 以及鉴别输入信号相位等功能。该器件可以代替变压器、斩波器和放大器, 使相敏整流实现全集成电路化。目前, 国内外已有单片集成的调制解调芯片。国产的有 LZX1、LZX1C、HJ001 ~ HJ003、MXT001/MXT002 等芯片, 国外的有美国 AD 公司生产的 AD630 芯片和 MOTOROLA 公司生产的 MG1496、MG1596 等。这些芯片既可以作解调器, 也可以作调

制器。下面将以国产 LZX1 芯片为例介绍相敏整流集成电路的工作原理及应用。

LZX1 芯片由一个包括方波发生器和三极管在内的相敏解调器和一个运算放大器组成,如图 3-13 所示。当方波发生器的 C 端输出为正电平,三极管 V_1 饱和导通,A 点电位为零,方波发生器 D 端的输出为负电平,三极管 V_2 截止断开,B 点电位与输入端 5 的电位相同。反之,当方波发生器的 C 端输出为负电平,三极管 V_1 截止断开,A 点电位与输入端 5 的电位相同,方波发生器 D 端的输出为正电平,三极管 V_2 饱和导通,B 点电位为零。所以,三极管 V_1 和 V_2 分别构成半波整流,经差分放大器输出得到全波整流电压信号。LZX1 芯片电路各点的信号波形如图 3-14 所示。

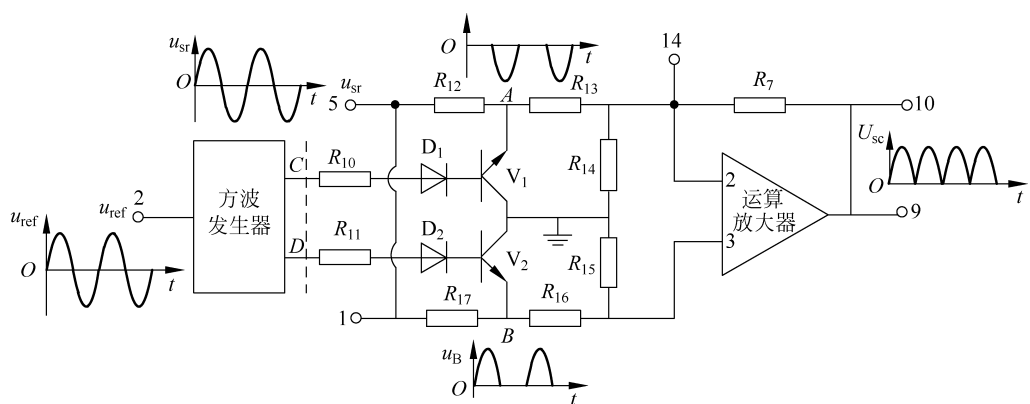


图 3-13 LZX1 芯片原理图

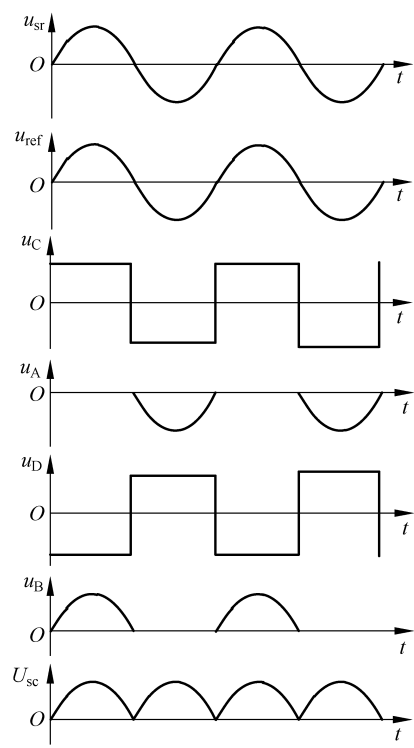


图 3-14 LZX1 芯片电路各点的信号波形

LZX1 单片集成电路是一种全波相敏整流电路,它输出的直流电压不仅与输入交流信号电压的幅值成正比,而且与输入交流信号的相位有关。它们之间的关系可以表示为

$$U_{sc} = k U_{sr} \cos \theta \quad (3-7)$$

式中, k ——整流系数;

U_{sr} ——输入交流信号电压的幅值;

θ ——输入信号电压与参考电压之间的相位差。

当输入电压与参考电压同相位,即 $\theta=0$ 时, $U_{sc} > 0$; 当输入电压与参考电压反相位,即 $\theta=180^\circ$ 时, $U_{sc} < 0$ 。

如图 3-15 所示是采用 LZX1 的相敏整流电路的典型接法。图中, R 为调零电位计; C_1 为消振电容,通常其容值为 51pF,耐压值为 63V; C_2 为滤波电容,通常选用电容值为 $0.1\mu\text{F}$,耐压 160V; 第 2、3 脚为参考电压输入端; 第 1、5 引脚为交流信号输入端; 第 9、10 脚为直流信号输出端。

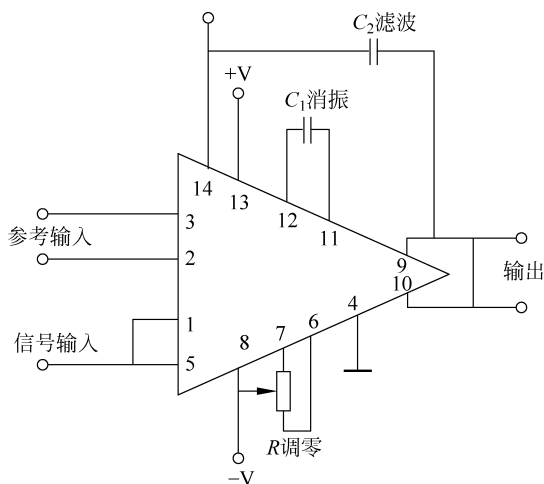


图 3-15 LZX1 典型接线图

3.2.2 振幅调制电路

在有些系统中,为了解决直流放大器的不稳定问题(交流放大器具有的良好稳定性),就需要利用振幅调制电路将直流信号调制成具有固定频率的交流信号,交流信号的幅值正比于直流信号的大小,其相位与直流信号的极性对应。

按振幅调制电路工作原理和构成的元件可分为开关式、模拟乘法器式和集成电路 3 种。

1. 开关式振幅调制电路

图 3-16(a)是一种用二极管组成的开关式调制电路,4 个二极管接成全波整流桥的形式。直流输入 U_{sr} 经电阻 R_1 加在整流桥的 a、b 两端,参考电压 $u_{ref} = U_{ref} \sin \omega t$ 经限流电阻 R_2 加到整流桥的 c、d 端。要求 $U_{ref} > |U_{srmax}|$ 。这使得整流桥 4 个二极管的通、断状态完全取决于 u_{ref} 的极性。例如, u_{ref} 正半周时,整流桥断开,输入经 R_1 、 R_f 给 C 充电; u_{ref} 负半周时,整流桥导通, a、b 等电位,如同短接,电容 C 上的电压经整流桥和 R_f 放电,如此循环,在 R_f 两端获得输出交流电压 u_{sc} , 其波形如图 3-16(b) 所示,基波的角频率等于 ω 。显然, U_{sr}

的大小将决定 u_{sc} 的振幅值, U_{sr} 的极性决定 u_{sc} 的正、反相。

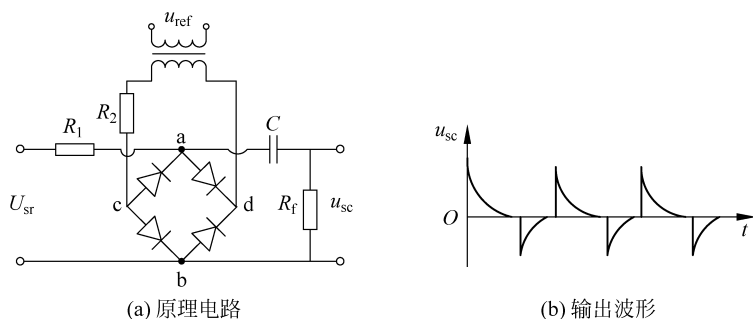


图 3-16 二极管组成的开关式调制电路

由于图 3-16(a) 电路电容充、放电的时间常数不等, 在 R_f 两端获得的输出电压 u_{sc} 的波形不对称。

2. 模拟乘法器振幅调制电路

模拟乘法器不仅可作相敏整流电路用, 也可作振幅调制器用。只需将它的一个输入端加直流输入信号 U_{sr} , 另一个输入端加交流参考电压 $u_{ref} = U_{ref} \sin \omega t$, 则在它们的输出端可得

$$u_{sc} = k U_{sr} U_{ref} \sin \omega t \quad (3-8)$$

3. 振幅调制集成电路

前面讲到的国产的 LZX1、LZX1C、HJ001 ~ HJ003、MXT001/MXT002、国外的 AD630MG1496、MG1596 等, 不仅可以作相敏整流解调器, 也可以作调制器。

图 3-17 是 LZX1 构成的典型振幅调制电路, 由 $R_1 \sim R_3$ 、 R_w 、 C_1 和 N_1 等元件组成。图中, C_1 为消振电容, 通常其容值为 51pF, 耐压值为 63V; 第 2 脚为参考交流电压 U_{ref} 输入端; 第 1、5 脚为直流输入信号 U_{sr} 输入端; 第 9、10 脚为交流输出信号 u_{sc} 输出端, R_w 为 N_1 的调零电位器; N_1 选用单片集成电路 LZX1。

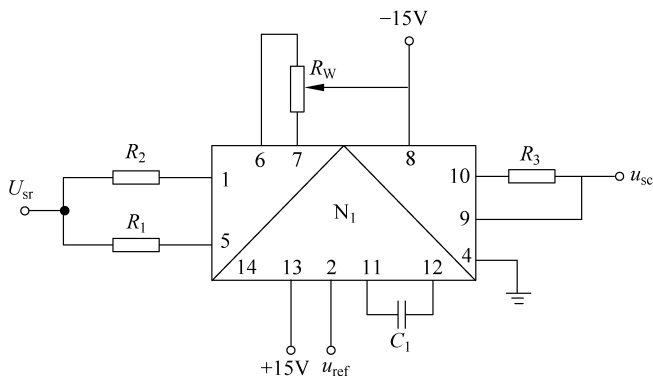


图 3-17 LZX1 构成的典型振幅调制电路

在集成电路 LZX1 上, 由于输入回路中串入了阻值较大的 R_1 和 R_2 , 就降低了反相放大倍数, 故在相敏集成块 LZX1 输出的第 9 和 10 两脚之间串入电阻 R_3 , 来提高反相放大倍数, 以保持输出波形的对称性。

调制电路输入、输出波形如图 3-18 所示。

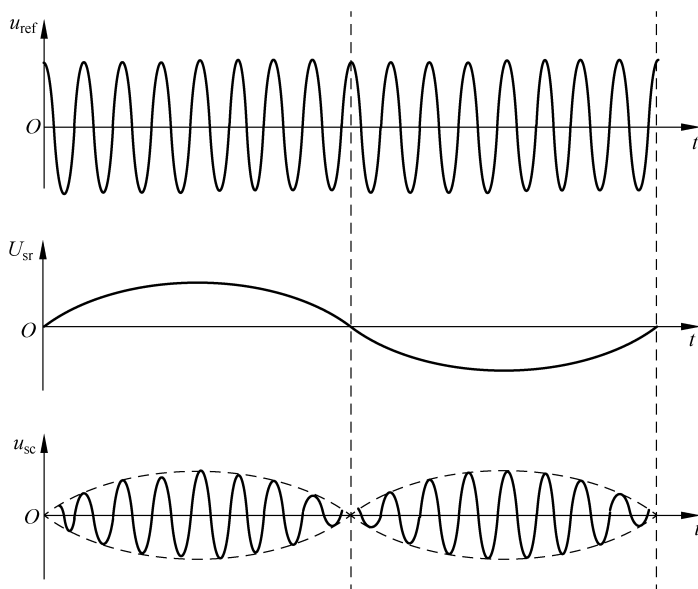


图 3-18 调制电路输出波形示意图

4. 电压-频率转换(V/F)电路

在随动系统中采用变频调速时,需进行电压-频率调制转换,输入电压 U_{sr} 的大小改变,输出电压 u_{sc} 的频率对应改变。图 3-19 是采用模拟定时器 5G555 组成的 V/F 转换电路。它的第一级是差动积分器,第二级是由 5G555 构成的单稳态触发器,因而输出是矩形脉冲。输入信号 U_{sr} 加在第一级的反相输入端,输出的矩形脉冲反馈回来加到第一级的同相输入端。由于 U_{sr} 是直流,差动积分器的输出是三角波,经单稳态触发器输出为矩形脉冲。由于脉冲的幅值一定,输入 U_{sr} 变化,将改变积分器输出三角波的斜率,从而改变输出脉冲的频率。

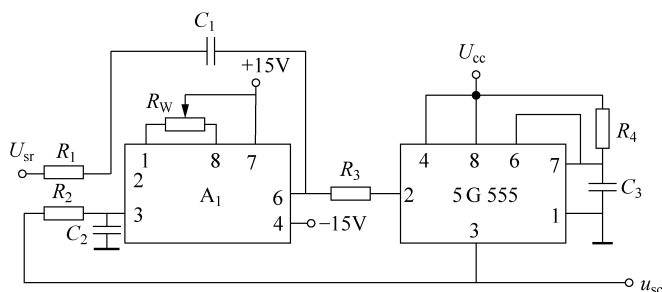


图 3-19 模拟定时器 5G555 组成的 V/F 转换电路

模拟集成定时器国内有 5G555、5G1555、CH7555; 国外的型号有 XR555、NE555、SE555、LC555、LM555、MC 1555、RC555、RM555、CA555 等。

国外已有 V/F 转换电路的集成芯片如 AD650, 它将积分器、电压比较器和单稳态触发器集成在一个芯片上, 它的引脚及外部接线表示如图 3-20 所示, 它的功能与上面介绍的电路完全相同。在 AD650 作 V/F 转换线路时, 3 号引脚是输入端, 第一级放大器接成积分器, 积分器输出由 1 号引脚经外部连线接到 9 号引脚, 它是电压比较器的一个输入端, 再经过单

稳态触发器变成脉冲,由第8号引脚输出。

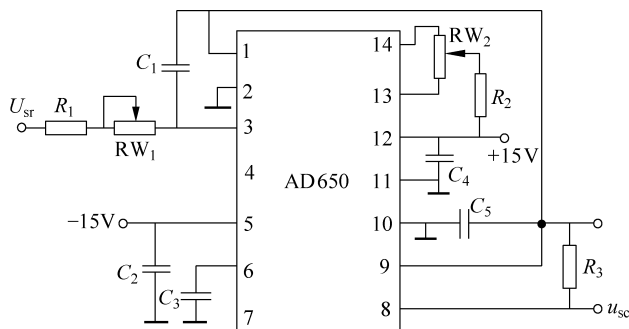


图 3-20 V/F 转换电路集成芯片 AD650

5. 频率-电压(F/V)转换电路

在高精度调速系统中,不仅要求高精度测速装置,而且要求有高精度控制技术,采用锁相调速技术可以提高调速的控制精度。在锁相调速系统中,通过改变输入信号的频率 f_r 控制系统输出速度,达到高精度调速的目的,这种锁相调速系统需要有 F/V 转换电路。

F/V 转换电路是由单稳态触发器和滤波器组成的,不管输入信号脉冲有多宽,利用其上升沿(或下降沿)触发单稳态触发器;单稳态触发器有固定的暂态时间,因而它输出脉冲的幅度与宽度是一定的。输入脉冲的频率低,则单稳态触发器输出的脉冲稀疏;输入脉冲频率高,则触发器输出的脉冲紧密,经滤波后,直流输出电压 U_{sc} 大小不同,完成频率-电压转换。图 3-21 就是采用定时器 CH7555 接成单稳态触发器,图中 R_1 、 C_2 决定其暂态时间,即脉冲宽度 $t \approx 1.1R_1C_2$ 。

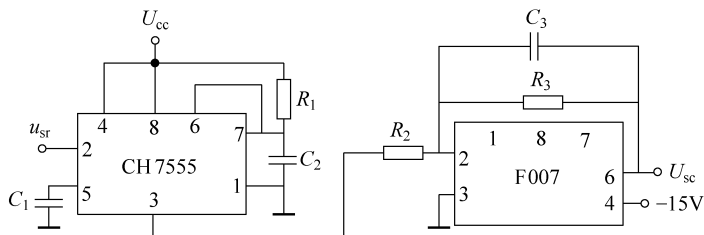


图 3-21 定时器 CH7555 组成的 F/V 转换电路

经运算放大器 F007 组成的滤波器,输出 U_{sc} 是比例于输入脉冲频率的直流电压。

AD650 集成电路,除可以接成 V/F 转换线路外,也可以接成 F/V 转换电路如图 3-22 所示。当 AD650 作 F/V 转换线路时,9 号引脚为输入端,1 号引脚为输出端。脉冲输入信号先经电压比较器,再去触发单稳态触发器。它的外接电容 C_1 取为 $50 \sim 1000\text{pF}$,则单稳态触发器输出的脉冲宽度 $t = 0.1\mu\text{s} \sim 0.1\text{ms}$ 。这时电路的输出端是第 1 号引脚,将 AD650 输出通过低通滤波器,把单稳态触发器输出的脉冲串进行滤波,得到比例于输入脉冲频率的电压信号 U_{sc} 。如图 3-22 所示的电路将频率信号转变成对应的电压信号,只适用于单方向调速,而不适用于可逆调速。

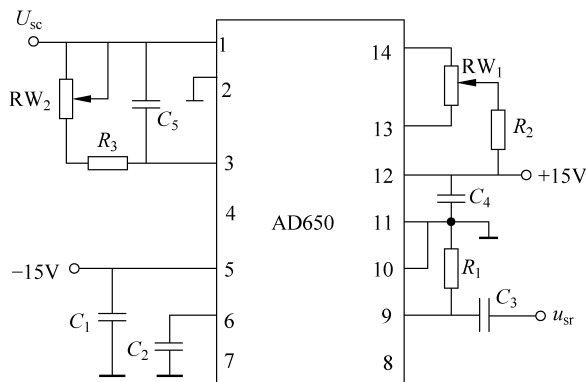


图 3-22 AD650 集成电路组成 F/V 电路

3.3 信号放大电路

信号放大电路的作用是将由测量元件输出的微弱信号进行放大,满足功率放大元件的输入要求。如随动系统的执行元件是由功率模块提供电源来驱动的,而功率模块的输出则与系统控制信号紧密相关,其控制信号必须具有足够的电压才能使功率模块工作,并为执行元件提供足够的电压和电流,使执行元件带着随动系统工作。因此,需要对系统控制信号进行放大。信号放大电路有多种形式,下面给出几种形式的信号放大电路。

3.3.1 运算放大器构成的信号综合放大电路

信号综合放大电路的作用是将前一级的输出信号与送入该级的反馈信号或补偿信号,按一定的比例叠加,放大后形成控制信号。显然,信号综合放大电路是一个比例加法器,如图 3-23 所示的信号综合放大电路,由电阻 $R_1 \sim R_3$ 和集成运算放大器 N_1 等元件组成, R_1 、 R_2 分别为前一级输出信号电压 U_i 和反馈信号电压 U_f 的输入电阻, R_3 为运算放大器的反馈电阻, U_o 为信号综合放大电路的输出。

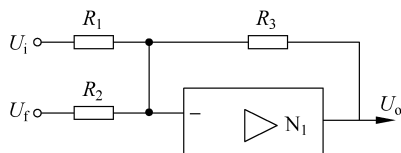


图 3-23 运算放大器构成综合放大电路

信号的传输关系可表示为

$$U_o = k_i U_i + k_f U_f \quad (3-9)$$

式中 $k_i = -\frac{R_3}{R_1}$, $k_f = -\frac{R_3}{R_2}$ 。

3.3.2 集成运算放大器与晶体管构成的两级放大电路

如图 3-24 所示两级放大电路由电阻 $R_1 \sim R_{14}$ 、运算放大器 N_1 、二极管 $D_1 \sim D_4$ 、稳压二

极管 $DW_1 \sim DW_2$ 、晶体三极管 $V_1 \sim V_4$ 和压敏电阻 R_v 等元件组成, 电路的负载是放大电动机的控制绕组 K_I 、 K_{II} 。

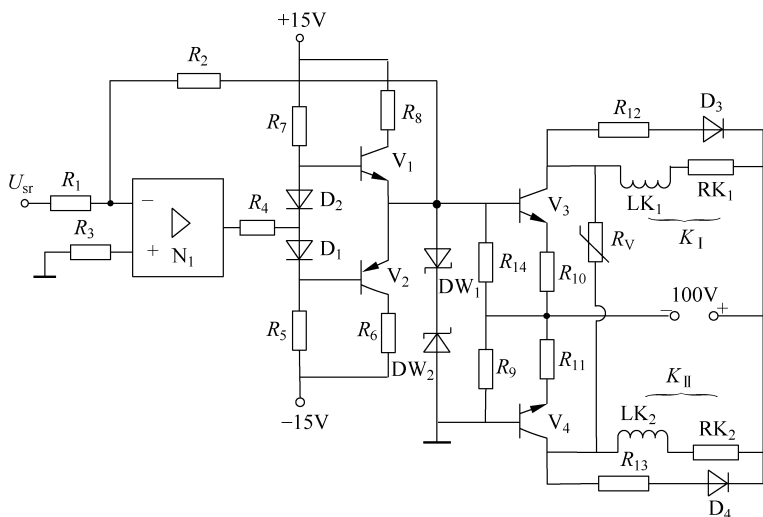


图 3-24 放大电路原理图

两级放大器以 N_1 运算放大器和 V_1 、 V_2 等元件组成比例放大器, 构成前置放大级, 其余部分组成功率放大器, 构成末级放大级。

V_1 、 V_2 用来对运算放大器 N_1 进行电流扩展。 R_5 、 R_7 、 D_1 和 D_2 用来对 V_1 、 V_2 的基极进行电压分配, 形成基极偏置电压, R_6 和 R_8 是 V_1 、 V_2 的限流电阻, R_1 为 N_1 的输入电阻, R_2 为反馈电阻, R_3 为 N_1 正相输入接地电阻, 用来为信号提供参考点。

输入信号 U_{sr} 经由 N_1 组成的比例放大器放大后, 由 V_1 、 V_2 进行电流放大, 送入放大电路末级功率三极管 V_3 、 V_4 进行电压和电流放大, 然后驱动放大电动机控制绕组。 DW_1 、 DW_2 用来对放大信号进行限幅, 目的是防止放大机控制绕组和功放级反窜电压对前置级的影响。 V_3 、 V_4 的集电极回路分别串入电动机放大机的控制绕组 K_I 和 K_{II} 。 V_3 、 V_4 集电极电源为 $+100V$ 电源。 R_{10} 和 R_{11} 为功放级电流负反馈电阻。 R_{12} 、 D_3 和 R_{13} 、 D_4 和控制绕组 K_I 和 K_{II} 分别构成续流电路, 用以在大信号换向时给 K_I 或 K_{II} 绕组续流。压敏电阻 R_v 用来吸收电动机放大机控制绕组回路中的浪涌电流。 R_v 是负压阻系数电阻, 即加在 R_v 上的电压增加时, R_v 阻值减小; 反之, R_v 阻值增大。故随着放大电路输出信号的增大, 浪涌吸收系数也增大。

3.3.3 晶体管构成的综合放大电路

当需要对前一级送来的输入信号和从后面级反馈来的信号同时进行综合放大, 并将不对称的输入信号变成对称的输出信号和减少零漂, 可采用差动放大电路构成综合放大电路, 其原理电路如图 3-25(a) 所示。

在图 3-25 中, 晶体管 V_1 和 V_2 参数相同且为高放大系数, 集电极电阻 R_1 和 R_2 阻值相同, R_3 为耦合电阻, R_4 为外加正偏压电阻, R_5 为负反馈电压供给电阻。

当输入信号 U_{sr} 为零时, 因为晶体管 V_1 和 V_2 组成的两臂完全对称, 两管的静态集电极

电流相等,流过电阻 R_1 和 R_2 产生的电压也相等,故输出信号 U_{sc} 为零。此时, R_3 上的自取基极电压和 R_4 上的外加正偏压共同构成了晶体管 V_1 和 V_2 正常工作的基极电压。放大电路简化电路如图 3-25(b)所示。

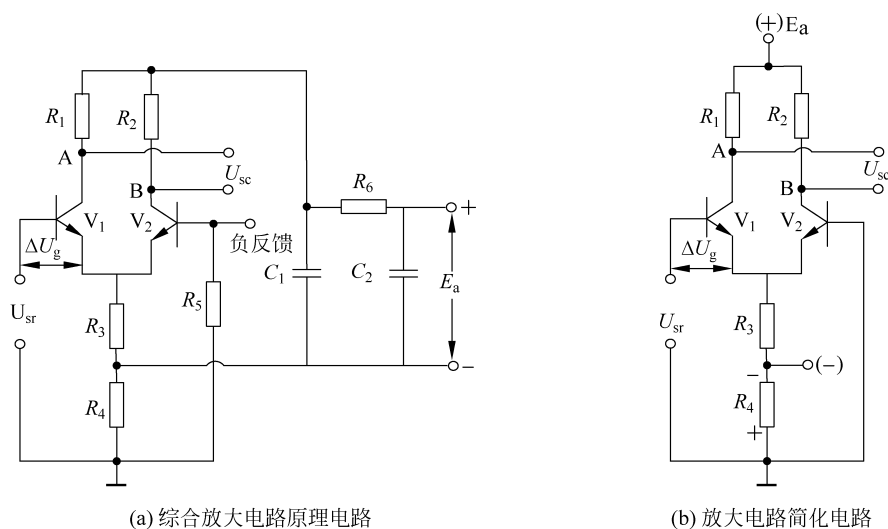


图 3-25 综合放大电路

当输入信号 U_{sr} 不为零时,若 $U_{sr} > 0$,则晶体管 V_1 基极输入信号为 ΔU_g , V_1 的基极电位提高,使 V_1 的集电极电流增加,随之电阻 R_1 上产生的电压也增加,使 A 点电位降低。同时,耦合电阻 R_3 上的电压也增加使发射极电位提高,这样一方面使 V_1 基极电压由原来 ΔU_g 变为 $\Delta U_g - \Delta U_k$,另一方面使晶体管 V_2 的基极与发射极间电位差由零变为 $-\Delta U_k$,从而使 V_2 的集电极电流减少,随之电阻 R_2 上产生的电压也减少,使 B 点电位升高,故 A 点和 B 点间有电位差,输出信号 U_{sc} 不为零,且 $U_{sc} < 0$ 。由于在电路中晶体管 V_1 和 V_2 为高放大系数晶体管,同时满足 $R_3(1+\beta)$ 远大于 R_1 或 R_2 就能保证 $\Delta U_k = \Delta U_g/2$,显然晶体管 V_1 集电极电流增加的量正好等于晶体管 V_2 的集电极电流减少的量,因此 U_{sc} 就变为对称的输出信号,且 $U_{sc} < 0$ 。同理,若 $U_{sr} < 0$,也可得到对称的输出信号 U_{sc} ,且 $U_{sc} > 0$ 。

耦合电阻 R_3 有两个作用:一是产生晶体管 V_1 基极自给偏压,二是把输入信号耦合到晶体管 V_2 的基极上去,将不对称输入信号变为对称的输出信号。这里要注意的是,为了将不对称输入信号变为对称的输出信号需要增大耦合电阻 R_3 值,但为了满足静态工作点要求, R_3 值又不能太大,因此在电路中还接有一个外加电阻 R_4 以形成外加电压来抵消 R_3 上过大的电压,较好解决了静态工作点问题。

R_5 是负反馈电压供给电阻。当随动系统匀速转动时,随动系统执行电动机电枢电流保持不变,使负反馈电阻 R_5 上的电压为零,从而使负反馈不起作用。当随动系统振荡时,随动系统的角加速度急剧变化。若系统的角加速度急剧增大,随动系统执行电动机的电枢电流也急剧增大,则负反馈电阻 R_5 上的电压也增大,使晶体管 V_2 的基极电压增加, V_2 管的集电极电流增加,导致电阻 R_2 上产生的电压增大,则 B 点电位降低,放大电路的输出电压 U_{sc} 减小,从而使随动系统执行电动机电枢电流也急剧减小,使执行电动机电枢电流维持不变,因此随动系统的振荡减小。反之,若随动系统的角加速度急剧减小,随动系统执行电动

机的电枢电流也急剧减小,则负反馈电阻 R_5 上的电压反向增大,使晶体管 V_2 的基极电压减小, V_2 管的集电极电流减小,导致电阻 R_2 上产生的电压减小,则 B 点电位升高,放大电路的输出电压 U_{sc} 增加,从而使随动系统执行电动机电枢电流也急剧增加,使执行电动机电枢电流维持不变,因此随动系统的振荡减小。由此可见,负反馈通过综合放大电路对于执行电动机电枢电流的变化起着阻尼作用,达到提高随动系统的稳定性和改善系统动态品质的目的。

由电路原理可知,综合放大电路的放大倍数为

$$K = \frac{\beta R_a}{R_i + R_a} \quad (3-10)$$

式中, β ——晶体管 V_1 和 V_2 的放大系数;

R_a ——集电极电阻, $R_a = R_1 = R_2$;

R_i ——晶体管 V_1 和 V_2 的内阻。