

课后答案网，用心为你服务！



[大学答案](#) --- [中学答案](#) --- [考研答案](#) --- [考试答案](#)

最全最多的课后习题参考答案，尽在课后答案网 ([www.khdaw.com](http://www.khdaw.com)) !

Khdaw团队一直秉承用心为大家服务的宗旨，以关注学生的学习生活为出发点，  
旨在为广大学生朋友的自主学习提供一个分享和交流的平台。

爱校园 ([www.aimixiaoyuan.com](http://www.aimixiaoyuan.com)) 课后答案网 ([www.khdaw.com](http://www.khdaw.com)) 淘答案 ([www.taodaan.com](http://www.taodaan.com))

2-1 何谓测量放大电路？对其基本要求是什么？

在测量控制系统中，用来放大传感器输出的微弱电压，电流或电荷信号的放大电路称为测量放大电路，亦称仪用放大电路。对其基本要求是：①输入阻抗应与传感器输出阻抗相匹配；②一定的放大倍数和稳定的增益；③低噪声；④低的输入失调电压和输入失调电流以及低的漂移；⑤足够的带宽和转换速率（无畸变的放大瞬态信号）；⑥高输入共模范围（如达几百伏）和高共模抑制比；⑦可调的闭环增益；⑧线性好、精度高；⑨成本低。

2-2 图 2-2a 所示斩波稳零放大电路中，为什么采用高、低频两个通道，即  $R_3$ 、 $C_3$  组成的高频通道和调制、解调、交流放大器组成的低频通道？

采用高频通道是为了使斩波稳零放大电路能在较宽的频率范围内工作，而采用低频通道则能对微弱的直流或缓慢变化的信号进行低漂移和高精度的放大。

2-3 请参照图 2-3，根据手册中 LF347 和 CD4066 的连接图（即引脚图），将集成运算放大器 LF347 和集成模拟开关 CD4066 接成自动调零放大电路。

LF347 和 CD4066 接成的自动调零放大电路如图 X2-1。

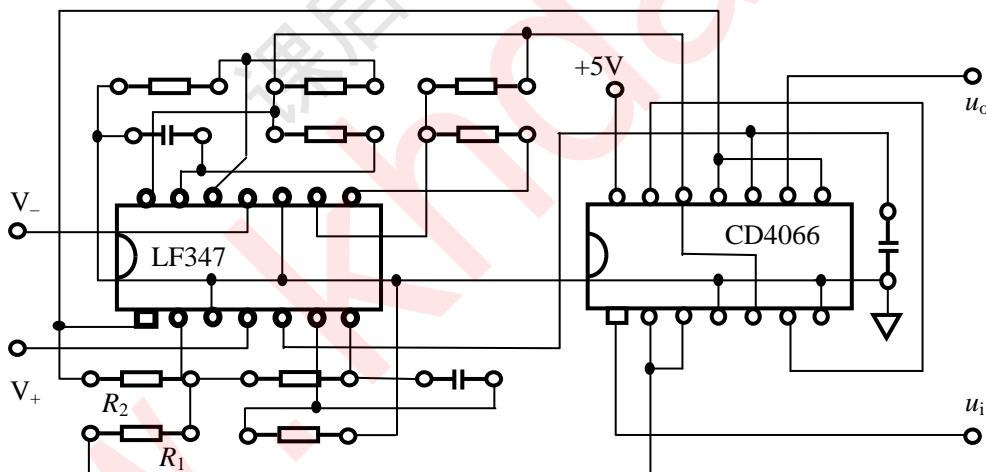


图 X2-1

2-4 什么是 CAZ 运算放大器？它与自动调零放大电路的主要区别是什么？何种场合下采用较为合适？

CAZ 运算放大器是轮换自动校零集成运算放大器的简称，它通过模拟开关的切换，使内部两个性能一致的运算放大器交替地工作在信号放大和自动校零两种不同的状态。它与自动调零放大电路的主要区别是由于两个放大器轮换工作，因此始终保持有一个运算放大器对输入信号进行放大并输出，输出稳定无波动，性能优于由通用集成运算放大器组成的自动调零放大电路，但是电路成本较高，且对共模电压无抑制作用。应用于传感器输出信号极为微弱，输出要求稳定、漂移极低，对共模电压抑制要求不高的场合。

2-5 请说明 ICL7650 斩波稳零集成运算放大器是如何提高其共模抑制比的？

ICL7650 的输出  $U_o = (K_1 + K_1' K_2) U_i + K_1 U_{os1} + K_{cl} U_c$  (见式 2-6)，其共模信号误差项  $K_{cl} U_c$  相当于输入端的共模误差电压  $U_c'$ ，即

$$U_c' = \frac{K_{cl} U_c}{K_1 + K_1' K_2} \approx \frac{K_{cl} U_c}{K_1 K_2} = \frac{U_c}{K_2 CMRR_1} = \frac{U_c}{CMRR}$$

式中  $K_1$ 、 $K_{cl}$  分别为运算放大器  $N_1$  的开环放大倍数和开环共模放大倍数； $K_1'$  为运算放大器  $N_1$  由侧向端  $A_1$  输入时的放大倍数； $K_2$  为运算放大器  $N_2$  的开环放大倍数。设计中可使  $K_1' \approx K_1$ ， $K_2 \gg 1$ ，所以  $CMRR = K_2 CMRR_1$ ，因此整个集成运算放大器的共模抑制比  $CMRR$  比运算放大器  $N_1$  的共模抑制比  $CMRR_1$  (一般可达 80dB) 提高了  $K_2$  倍。

2-6 何谓自举电路？应用于何种场合？请举一例说明之。

自举电路是利用反馈使输入电阻的两端近似为等电位，减小向输入回路索取电流，从而提高输入阻抗的电路。应用于传感器的输出阻抗很高（如电容式，压电式传感器的输出阻抗可达  $10^8 \Omega$  以上）的测量放大电路中。图 2-7 所示电路就是它的例子。

2-7 什么是高共模抑制比放大电路？应用何种场合？

有抑制传感器输出共模电压（包括干扰电压）的放大电路称为高共模抑制比放大电路。应用于要求共模抑制比大于 100dB 的场合，例如人体心电测量。

2-8 图 2-8b 所示电路， $N_1$ 、 $N_2$  为理想运算放大器， $R_4=R_2=R_1=R_3=R$ ，试求其闭环电压放大倍数。

由图 2-8b 和题设可得  $u_{o1} = u_{i1} (1 + R_2 / R_1) = 2u_{i1}$ ， $u_o = u_{i2} (1 + R_4 / R_3) - 2u_{i1} R_4 / R_3 = 2u_{i2} - 2u_{i1} = 2(u_{i2} - u_{i1})$ ，所以其闭环电压放大倍数  $K_f=2$ 。

2-9 图 2-9 所示电路， $N_1$ 、 $N_2$ 、 $N_3$  工作在理想状态， $R_1=R_2=100k\Omega$ ， $R_p=10k\Omega$ ， $R_3=R_4=20k\Omega$ ， $R_5=R_6=60k\Omega$ ， $N_2$  同相输入端接地，试求电路的差模增益？电路的共模抑制能力是否降低？为什么？

由图 2-9 和题设可得  $u_o = (u_{o2} - u_{o1}) R_5 / R_3 = 3(u_{o2} - u_{o1})$ ， $u_{o1} = u_{i1} (1 + R_1 / R_p) - u_{i2} R_1 / R_5 = 11u_{i1}$ ， $u_{o2} = u_{i2} (1 + R_2 / R_p) - u_{i1} R_2 / R_5 = -10u_{i1}$ ，即  $u_o = 3(-10u_{i1} - 11u_{i1}) = -63u_{i1}$ ，因此，电路的差模增益为 63。电路的共模抑制能力将降低，因  $N_2$  同相输入端接地，即  $u_{i2}=0$ ， $u_{i1}$  的共模电压无法与  $u_{i2}$  的共模电压相抵消。

2-10 什么是有源屏蔽驱动电路？应用于何种场合？请举例说明之。

将差动式传感器的两个输出经两个运算放大器构成的同相比例差动放大后，使其输入端的共模电压 1:1 地输出，并通过输出端各自电阻（阻值相等）加到传感器的两个电缆屏蔽层上，即两个输入电缆的屏蔽层由共模输入电压驱动，而不是接地，电缆输入芯线和屏蔽层之间的共模电压为零，这种电路就是有源屏蔽驱动电路。它消除了屏蔽电缆电容的影响，提

高了电路的共模抑制能力，因此经常使用于差动式传感器，如电容传感器、压阻传感器和电感传感器等组成的高精度测控系统中。

### 2-11 何谓电桥放大电路？应用于何种场合？

由传感器电桥和运算放大器组成的放大电路或由传感器和运算放大器构成的电桥都称为电桥放大电路。应用于电参量式传感器，如电感式、电阻应变式、电容式传感器等，经常通过电桥转换电路输出电压或电流信号，并用运算放大器作进一步放大，或由传感器和运算放大器直接构成电桥放大电路，输出放大了的电压信号。

### 2-12 试推导图 2-12b 所示电路 $u_o$ 的计算公式，并根据所推导的公式说明其特点。

由图 2-12b 所示电路可得电桥输出电压  $u_+$ （即运算放大器 N 的同相端输入电压）为： $u_+ = uR/(2R + \Delta R) - uR/(2R) = -u\Delta R/(4R + 2\Delta R)$ ， 电路输出电压  $u_o = (1 + R_2/R_1)u_+$ ， 所以  $u_o = -(1 + R_2/R_1)u\Delta R/(4R + 2\Delta R)$ ， 将传感器电阻的相对变化率  $\delta = \Delta R/R$  代入，则得

$$u_o = -(1 + R_2/R_1)u\delta/(4 + 2\delta)$$

可见，同相输入电桥放大电路，其输出  $u_o$  的计算公式与式 (2-22) 相同，只是输出符号相反。其增益与桥臂电阻无关，增益比较稳定，但电桥电源一定要浮置，且输出电压  $u_o$  与桥臂电阻的相对变化率  $\delta$  是非线性关系，只有当  $\delta \ll 1$  时， $u_o$  与  $\delta$  才近似按线性变化。

### 2-13 线性电桥放大电路中（见图 2-14），若 $u$ 采用直流，其值 $U=10V$ ， $R_1=R_3=R=120\Omega$ ， $\Delta R=0.24\Omega$ 时，试求输出电压 $U_o$ 。如果要使失调电压和失调电流各自引起的输出小于 1mV，那么输入失调电压和输入失调电流应为多少？

由图 2-14 电路的公式（式 2-24）：

$$u_o = \left[ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3}\right) - \frac{R_2}{R_1} \right] u = \frac{R_3 - R_2}{R_1 + R_3} u$$

并将题设代入，可得  $U_o = -U\Delta R/(2R) = 10mV$ 。设输入失调电压为  $u_{os}$  和输入失调电流为  $I_{os}$ ，当输出失调电压小于 1mV 时，输入失调电压  $u_{os} < (1 \times 10^{-3}) / (1 + R_2/R_1) = 0.5mV$ ；输入失调电流为  $I_{os} < (1 \times 10^{-3}) / [R_1 (1 + R_2/R_1)] = 4.17 \mu A$ 。

### 2-14 什么是可编程增益放大电路？请举例说明之。

放大电路的增益通过数字逻辑电路由确定的程序来控制，这种电路称为可编程增益放大电路，亦称程控增益放大电路，简称 PGA。例如图 X2-2，程序为  $A=0$ （开关 A 断开）、 $B=0$ （开关 B 断开）时，放大电路的电压放大倍数为  $-R/R_1$ ；当程序为  $A=1$ （开关 A 闭合）、 $B=0$ （开关 B 断开）时，放大倍数为  $-R_2R/[R_1(R_2+R)]$ ；当程序为  $A=0$ （开关 A 断开）、 $B=1$ （开关 B 闭合），放大倍数为  $-R_3R/[R_1(R_3+R)]$ ；当程序为  $A=1, B=1$ （开关 A, B 均闭合），放大倍数为  $-R_2R_3R/[R_1(R_2+R_3+R_1+R_2+R_3)]$ 。

因此可编程增益放大电路的增益是通过数字逻辑电路由确定的程序来控制。

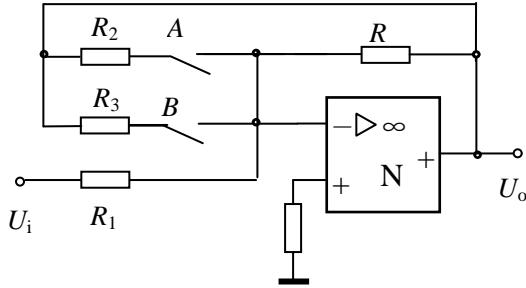


图 X2-2

2-15 请根据图 2-22b, 画出可获得 1、10、100 十进制增益的电路原理图。

由图 X2-3 可得: 当开关 A 闭合时,  $U_o = U_i$ ; 当开关 B 闭合时,  $U_o = 10U_i$ , 当开关 C 闭合时,  $U_o = 100U_i$ 。

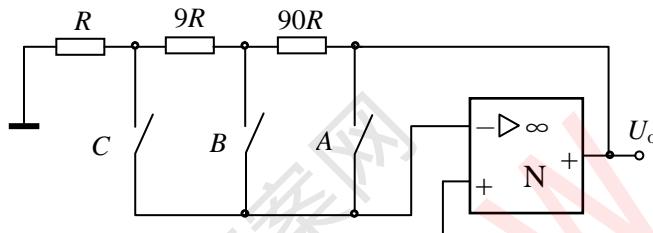
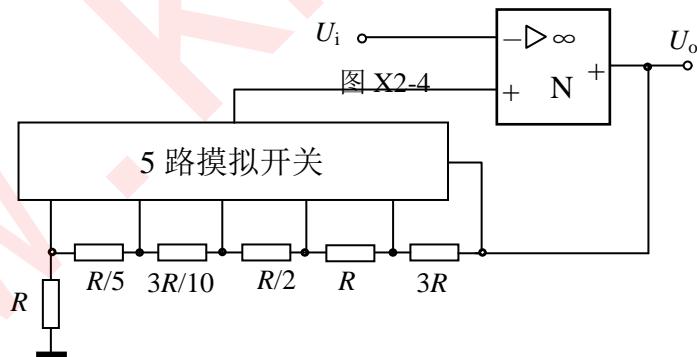


图 X2-3

2-16 根据图 2-22c 和式 (2-32), 若采用 6 个电阻, 请画出电路原理图, 并计算电阻网络各电阻的阻值。

$$\begin{aligned} N=6 : \quad R_6 &= R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5, & R_6 + R_5 &= 2(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) \\ R_6 + R_5 + R_4 &= 3(R_1 + R_2 + R_3), & R_6 + R_5 + R_4 + R_3 &= 4(R_1 + R_2), \\ R_6 + R_5 + R_4 + R_3 + R_2 &= 5R_1, \end{aligned}$$

取  $R_1=R$ , 则  $R_6=3R$ ,  $R_5=R$ ,  $R_4=R/2$ ,  $R_3=3R/10$ ,  $R_2=R/5$ ,  $R_1=R$ 。见图 X2-4。



2-17 什么是隔离放大电路? 应用于何种场合?

隔离放大电路的输入、输出和电源电路之间没有直接的电路耦合, 即信号在传输过程中没有公共的接地端。隔离放大电路主要用于便携式测量仪器和某些测控系统(如生物医学人体测量、自动化试验设备、工业过程控制系统等)中, 能在噪声环境下以高阻抗、高共模抑制能力传送信号。

2-18 试分析图 2-31b 电路中的限幅电路是如何工作的？并写出  $U_o$  的计算公式。

当输入过载时，即输入正向（或反向）电压突然很大时，低漂移斩波稳零运算放大器 235L 输出饱和电平，限幅电路的正向（或反向）二极管导通，使放大器的增益减小，输出从饱和状态迅速恢复。

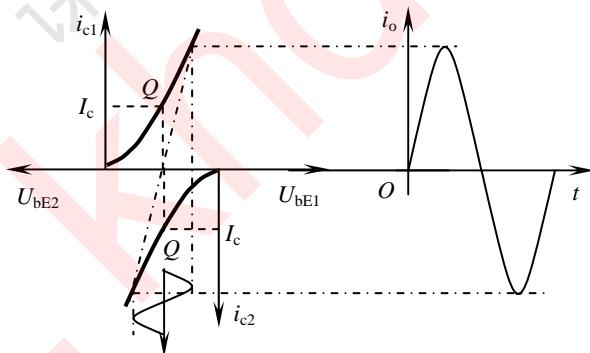
运算放大器 235L 的输出为  $U_l = (R_3+R_4) R_2 U_i / (R_4 R_1) = 1000 U_i$ , AD277 隔离放大器的电压放大倍数约为 196.078，所以  $U_o = 196.078 (R_3+R_4) R_2 U_i / (R_4 R_1) = 196078 U_i$ 。[注： $U_l = (R_3+R_2+R_3 R_2 / R_4) U_i / R_1, 196.078$  何处来]

2-19 请推导图 2-34c 电路的最大输出幅值，最大输出功率以及最大效率。

由图可知，电路的交流负载线与直流负载线重合，取其中点为工作点，因此电路的最大不失真输出幅值近似为  $E_c/2$ ，最大输出功率  $P_{om} = E_c^2 / (8R_L)$ ，最大效率  $\eta = P_{om} / [E_c^2 / (2R_L)] = 1/4 = 25\%$ 。

2-20 简述乙类互补对称功率放大电路的输出波形出现交越失真的原因，并用波形图说明甲乙类互补对称功率放大电路是如何消除上述交越失真的。

乙类互补对称功率放大电路在静态时两功率三极管的发射结均处于零偏状态，工作点很低，三极管输入特性又是非线性的，因此当输入信号比较小时，在过零点附近将有一段交越失真。甲乙类互补对称功率放大电路，能保证输入信号为零时两功率三极管有一定的静态电流，且静态电流相等，如图 X2-5，当信号输入时，输出为两功率三极管电流的叠加，无交越失真。



X 2-5

2-21 试述在功率放大电路中采用复合晶体管的原因。并画出 PNP、NPN 各两种复合晶体管图。

在互补电路中，若要求其输出功率较大时，输出功率管要采用中功率管或大功率管。但是，要使两个互补功率管性能一致，这对大功率管来说，很难选配。若采用复合晶体管，其导电特性取决于第一只晶体管，且总的电流放大倍数等于两个晶体管各自的电流放大倍数的乘积，因此，能在一个信号作用下使同极性的两输出晶体管能交替导通，也可采用较易选配的小功率晶体管作为互补输出晶体管，而利用复合晶体管来得到较大的输出功率。

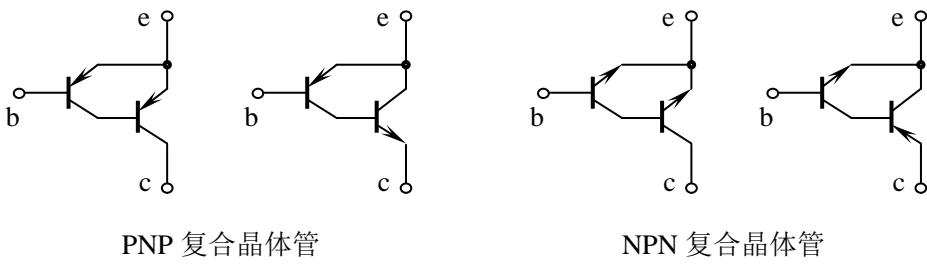


图 X2-6

2-22 试求图 2-36b 所示 OCL 电路，静态时流过负载  $R_L$  的电流？若输出波形有交越失真，应调整哪个电阻可加以消除？若  $R_{c1}$ ， $R_1$  或  $R_2$  中有一个元件开路，将产生什么后果？

图示电路，静态时两功率三极管因发射结有偏置电压，所以有静态电流流过，但由于两功率三极管的特性一致，静态电流相等，因此静态时流过负载  $R_L$  的电流为零。若输出波形有交越失真，应调整  $R_L$  电阻可加以消除。若  $R_{c1}$  电阻开路，那么电路在小信号输入时其输出波形将有交越失真；若  $R_1$  或  $R_2$  中有一个电阻开路，那么电路将不构成互补对称功率放大电路，电路无法正常工作。

3-1 什么是信号调制？在测控系统中为什么要采用信号调制？什么是解调？在测控系统中常用的调制方法有哪几种？

在精密测量中，进入测量电路的除了传感器输出的测量信号外，还往往有各种噪声。而传感器的输出信号一般又很微弱，将测量信号从含有噪声的信号中分离出来是测量电路的一项重要任务。为了便于区别信号与噪声，往往给测量信号赋以一定特征，这就是调制的主要功用。调制就是用一个信号（称为调制信号）去控制另一作为载体的信号（称为载波信号），让后者的某一特征参数按前者变化。在将测量信号调制，并将它和噪声分离，放大等处理后，还要从已经调制的信号中提取反映被测量值的测量信号，这一过程称为解调。

在信号调制中常以一个高频正弦信号作为载波信号。一个正弦信号有幅值、频率、相位三个参数，可以对这三个参数进行调制，分别称为调幅、调频和调相。也可以用脉冲信号作载波信号。可以对脉冲信号的不同特征参数作调制，最常用的是对脉冲的宽度进行调制，称为脉冲调宽。

3-2 什么是调制信号？什么是载波信号？什么是已调信号？

调制是给测量信号赋以一定特征，这个特征由作为载体的信号提供。常以一个高频正弦信号或脉冲信号作为载体，这个载体称为载波信号。用需要传输的信号去改变载波信号的某一参数，如幅值、频率、相位。这个用来改变载波信号的某一参数的信号称调制信号。在测控系统中需传输的是测量信号，通常就用测量信号作调制信号。经过调制的载波信号叫已调信号。

3-3 什么是调幅？请写出调幅信号的数学表达式，并画出它的波形。

调幅就是用调制信号  $x$  去控制高频载波信号的幅值。常用的是线性调幅，即让调幅信号的幅值按调制信号  $x$  线性函数变化。调幅信号  $u_s$  的一般表达式可写为：

$$u_s = (U_m + mx) \cos \omega_c t$$

式中  $\omega_c$  ——载波信号的角频率；

$U_m$  ——调幅信号中载波信号的幅度；

$m$  ——调制度。

图 X3-1 绘出了这种调幅信号的波形。

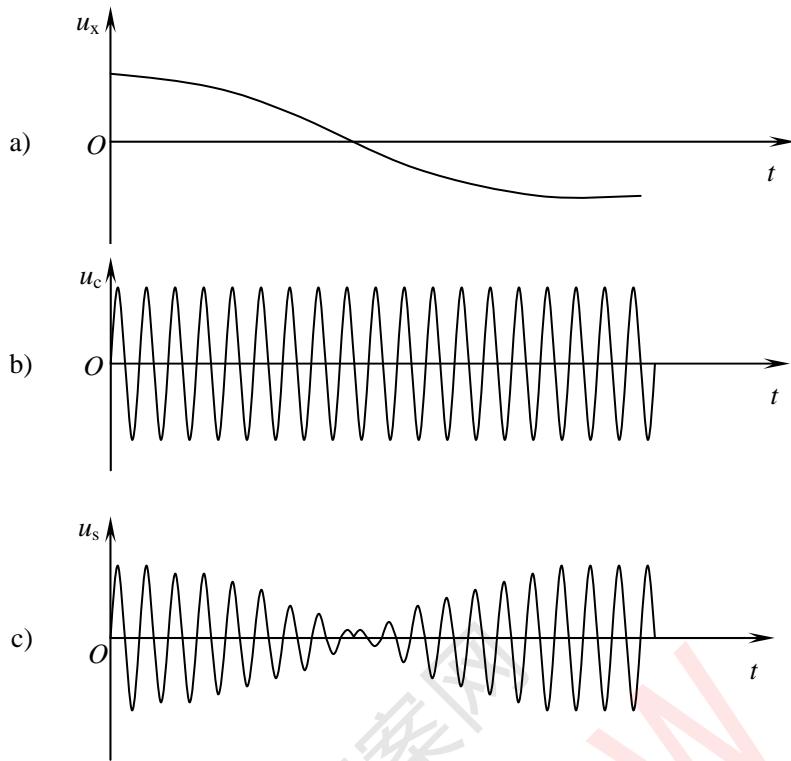


图 X3-1 双边带调幅信号

a) 调制信号 b) 载波信号 c) 双边带调幅信号

3-4 什么是调频? 请写出调频信号的数学表达式, 并画出它的波形。

调频就是用调制信号  $x$  去控制高频载波信号的频率。常用的是线性调频, 即让调频信号的频率按调制信号  $x$  的线性函数变化。调频信号  $u_s$  的一般表达式可写为:

$$u_s = U_m \cos(\omega_c + mx)t$$

式中  $\omega_c$  —— 载波信号的角频率;

$U_m$  —— 调频信号中载波信号的幅度;

$m$  —— 调制度。

图 X3-2 绘出了这种调频信号的波形。图 a 为调制信号  $x$  的波形, 它可以按任意规律变化; 图 b 为调频信号的波形, 它的频率随  $x$  变化。若  $x=X_m \cos \Omega t$ , 则调频信号的频率可在  $\omega_c \pm mX_m$  范围内变化。为了避免发生频率混叠现象, 并便于解调, 要求  $\omega_c >> mX_m$ 。

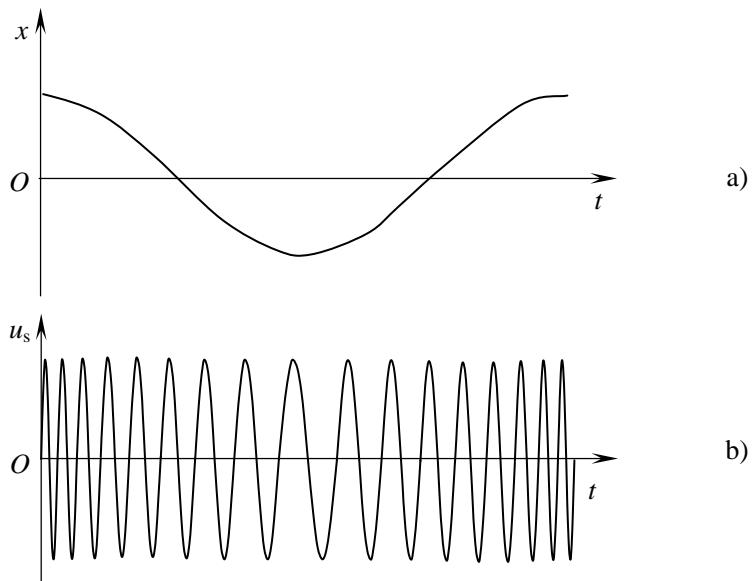


图 X3-2 调频信号的波形

a) 调制信号 b) 调频信号

3-5 什么是调相? 请写出调相信号的数学表达式, 并画出它的波形。

调相就是用调制信号  $x$  去控制高频载波信号的相位。常用的是线性调相, 即让调相信号的相位按调制信号  $x$  的线性函数变化。调相信号  $u_s$  的一般表达式可写为:

$$u_s = U_m \cos(\omega_c t + mx)$$

式中  $\omega_c$  —— 载波信号的角频率;

$U_m$  —— 调相信号中载波信号的幅度;

$m$  —— 调制度。

图 X3-3 绘出了这种调相信号的波形。图 a 为调制信号  $x$  的波形, 它可以按任意规律变化; 图 b 为载波信号的波形, 图 c 为调相信号的波形, 调相信号与载波信号的相位差随  $x$  变化。当  $x < 0$  时, 调相信号滞后于载波信号。 $x > 0$  时, 则超前于载波信号。

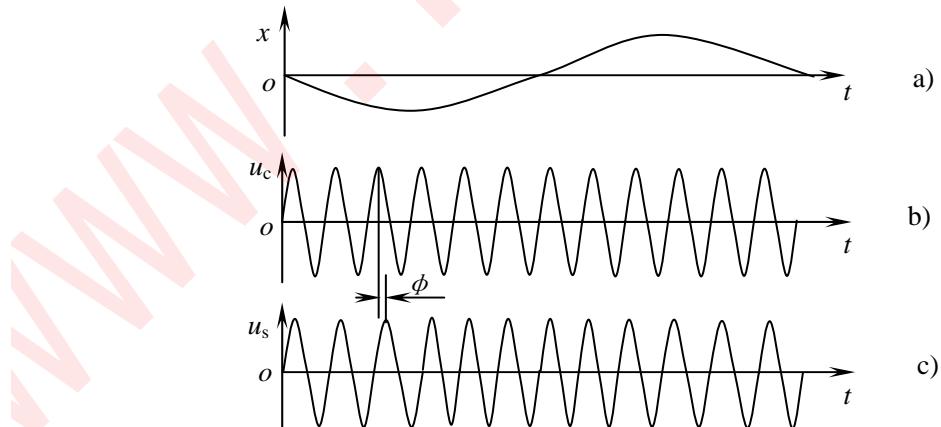


图 X3-3 调相信号的波形

a) 调制信号 b) 载波信号 c) 调相信号

3-6 什么是脉冲调宽？请写出脉冲调宽信号的数学表达式，并画出它的波形。

脉冲调制是指用脉冲作为载波信号的调制方法。在脉冲调制中具有广泛应用的一种方式是脉冲调宽。脉冲调宽的数学表达式为：

$$B = b + mx \quad (3-23)$$

式中  $b$  为常量， $m$  为调制度。脉冲的宽度为调制信号  $x$  的线性函数。它的波形见图 X3-4，图 a 为调制信号  $x$  的波形，图 b 为脉冲调宽信号的波形。图中  $T$  为脉冲周期，它等于载波频率的倒数。

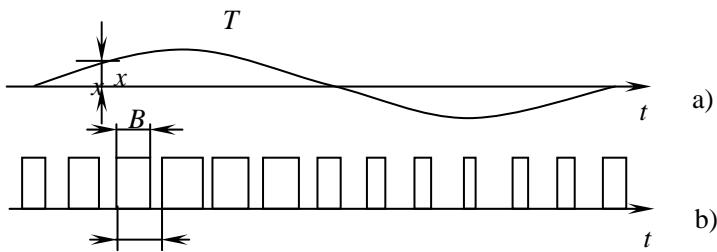


图 X3-4 脉冲调宽信号的波形  
a) 调制信号波形 b) 调宽信号波形

3-7 为什么说信号调制有利于提高测控系统的信噪比，有利于提高它的抗干扰能力？它的作用通过哪些方面体现？

在精密测量中，进入测量电路的除了传感器输出的测量信号外，还往往有各种噪声。而传感器的输出信号一般又很微弱，将测量信号从含有噪声的信号中分离出来是测量电路的一项重要任务。为了便于区别信号与噪声，往往给测量信号赋以一定特征，这就是调制的主要功用。在将测量信号调制，并将它和噪声分离，再经放大等处理后，还要从已经调制的信号中提取反映被测量值的测量信号，这一过程称为解调。

通过调制，对测量信号赋以一定的特征，使已调信号的频带在以载波信号频率为中心的很窄的范围内，而噪声含有各种频率，即近乎于白噪声。这时可以利用选频放大器、滤波器等，只让以载波频率为中心的一个很窄的频带内的信号通过，就可以有效地抑制噪声。采用载波频率作为参考信号进行比较，也可抑制远离参考频率的各种噪声。

3-8 为什么在测控系统中常常在传感器中进行信号调制？

为了提高测量信号抗干扰能力，常要求从信号一形成就已经是已调信号，因此常常在传感器中进行调制。

3-9 请举若干实例，说明在传感器中进行幅值、频率、相位、脉宽调制的方法。

图 X3-5 为通过交流供电实现幅值调制的一例。这里用 4 个应变片测量梁的变形，并由此确定作用在梁上的力  $F$  的大小。4 个应变片接入电桥，并采用交流电压  $U$  供电。设 4 个应变片在没有应力作用的情况下它们的阻值  $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ ，电桥的输出

$$U_0 = \frac{U}{4} \left( \frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} + \frac{\Delta R_3}{R} - \frac{\Delta R_4}{R} \right)$$

实现了载波信号  $U$  与测量信号的相乘，即幅值调制。

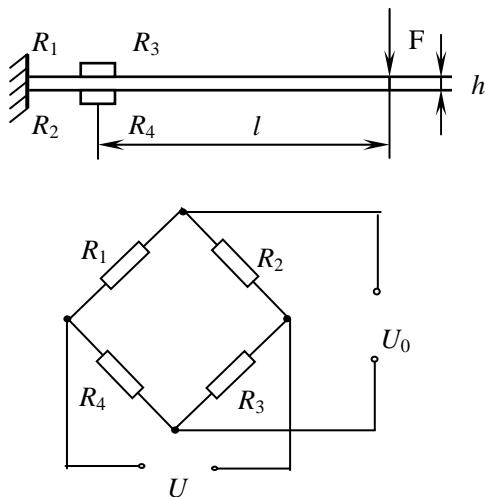


图 X3-5 应变式传感器输出信号的调制

图 X3-6 是在传感器中进行频率调制的例子。这是一个测量力或压力的振弦式传感器，振弦 3 的一端与支承 4 相连，另一端与膜片 1 相连接，振弦 3 的固有频率随张力  $T$  变化。振弦 3 在磁铁 2 形成的磁场内振动时产生感应电势，其输出为调频信号。

图 X3-6 振弦式传感器

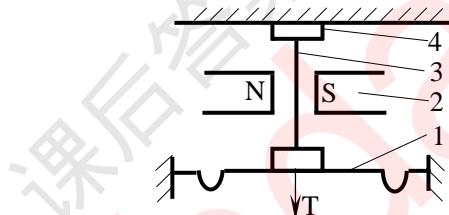


图 X3-7 是在传感器中进行相位调制的例子。在弹性轴 1 上装有两个相同的齿轮 2 与 5。齿轮 2 以恒速与轴 1 一起转动时，在感应式传感器 3 和 4 中产生感应电势。由于扭矩  $M$  的作用，使轴 1 产生扭转，使传感器 4 中产生的感应电势为一调相信号，它和传感器 3 中产生的感应电势的相位差与扭矩  $M$  成正比。

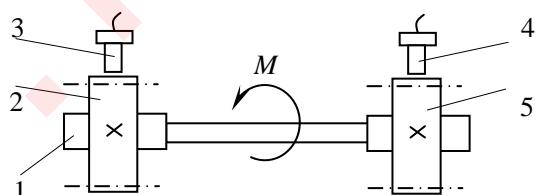
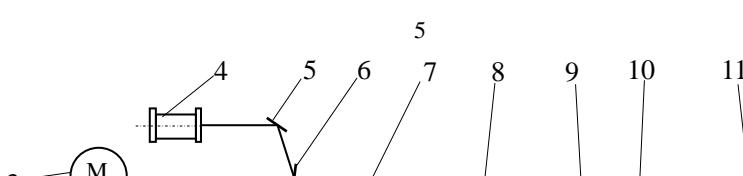


图 X3-7 感应式扭矩传感器

图 X3-8 是在传感器中进行脉冲宽度调制的例子。由激光器 4 发出的光束经反射镜 5 与 6 反射后，照到扫描棱镜 2 的表面。棱镜 2 由电动机 3 带动连续回转，它使由棱镜 2 表面反射返回的光束方向不断变化，扫描角  $\theta$  为棱镜 2 中心角的 2 倍。透镜 1 将这一扫描光束变成一组平行光，对工件 8 进行扫描。这一平行光束经透镜 10 汇聚，由光电元件 11 接收。7 和 9 为保护玻璃，使光学系统免受污染。当光束扫过工件时，它被工件挡住，没有光线照到光电元件 11 上，对应于“暗”的信号宽度与被测工件 8 的直径成正比，即脉冲宽度受工件直径调



制。

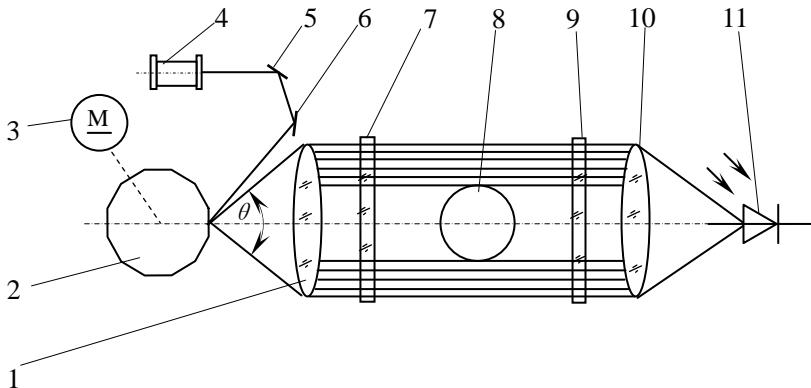


图 X3-8 用激光扫描的方法测量工件直径

3-10 在电路进行幅值、频率、相位、脉宽调制的基本原理是什么？

在电路进行调制的基本原理是用测量信号  $u_x$  去控制（改变）载波信号幅值、频率、相位或脉宽，就可以实现调制

只要用乘法器将测量信号（调制信号） $u_x$  与载波信号  $u_c$  相乘，就可以实现调幅。用调制信号去控制产生载波信号的振荡器频率，就可以实现调频。用调制信号与锯齿波载波信号进行比较，当它们的值相等时电压比较器发生跳变，电压比较器的输出就是调相信号。利用调制信号去改变方波发生器的脉宽就可以实现脉宽调制。

3-11 什么是双边带调幅？请写出其数学表达式，画出它的波形。

可以假设调制信号  $x$  为角频率为  $\Omega$  的余弦信号  $x=X_m \cos \Omega t$ ，当调制信号  $x$  不符合余弦规律时，可以将它分解为一些不同频率的余弦信号之和。在信号调制中必须要求载波信号的频率远高于调制信号的变化频率。由式（3-1）调幅信号可写为：

$$\begin{aligned} u_s &= U_m \cos \omega_c t + mX_m \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= U_m \cos \omega_c t + \frac{mX_m}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{mX_m}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t \end{aligned}$$

它包含三个不同频率的信号：角频率为  $\omega_c$  的载波信号  $U_m \cos \omega_c t$  和角频率分别为  $\omega_c \pm \Omega$  的上下边频信号。载波信号中不含调制信号，即不含被测量  $x$  的信息，因此可以取  $U_m=0$ ，即只保留两个边频信号。这种调制称为双边带调制，对于双边带调制

$$u_s = \frac{mX_m}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{mX_m}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t = mX_m \cos \Omega t \cos \omega_c t = U_{xm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

双边带调制的调幅信号波形见图 X3-9。图 a 为调制信号，图 b 为载波信号，图 c 为双边带调幅信号。

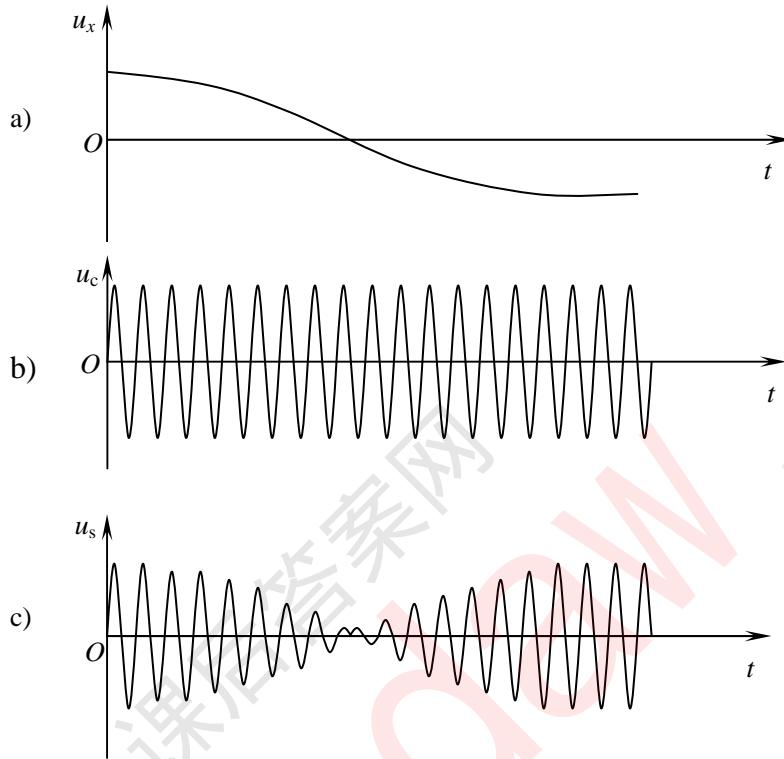


图 X3-9 双边带调幅信号

a) 调制信号 b) 载波信号 c) 双边带调幅信号

3-12 在测控系统中被测信号的变化频率为 0~100Hz，应当怎样选取载波信号的频率？应当怎样选取调幅信号放大器的通频带？信号解调后，怎样选取滤波器的通频带？

为了正确进行信号调制必须要求  $\omega_c >> \Omega$ ，通常至少要求  $\omega_c > 10\Omega$ 。在这种情况下，解调时滤波器能较好地将调制信号与载波信号分开，检出调制信号。若被测信号的变化频率为 0~100Hz，应要求载波信号的频率  $\omega_c > 1000\text{ Hz}$ 。调幅信号放大器的通频带应为 900~1100 Hz。信号解调后，滤波器的通频带应 > 100 Hz，即让 0~100Hz 的信号顺利通过，而将 900 Hz 以上的信号抑制，可选通频带为 200 Hz。

3-13 什么是包络检波？试述包络检波的基本工作原理。

从已调信号中检出调制信号的过程称为解调或检波。幅值调制就是让已调信号的幅值随调制信号的值变化，因此调幅信号的包络线形状与调制信号一致。只要能检出调幅信号的包络线即能实现解调。这种方法称为包络检波。

从图 X3-10 中可以看到，只要从图 a 所示的调幅信号中，截去它的下半部，即可获得图 b 所示半波检波后的信号（经全波检波也可），再经低通滤波，滤除高频信号，即可获得

所需调制信号，实现解调。包络检波就是建立在整流的原理基础上的。

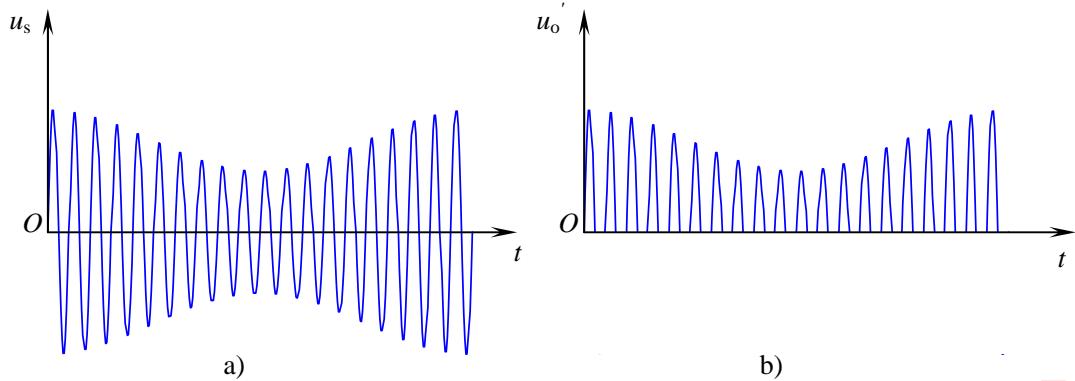


图 X3-10 包络检波的工作原理  
a) 调幅信号 b) 半波检波后的信号

3-14 为什么要采用精密检波电路？试述图 3-11 b 所示全波线性检波电路工作原理，电路中哪些电阻的阻值必须满足一定的匹配关系，并说明其阻值关系。

二极管和晶体管 V 都有一定死区电压，即二极管的正向压降、晶体管的发射结电压超过一定值时才导通，它们的特性也是一根曲线。二极管和晶体管 V 的特性偏离理想特性会给检波带来误差。在一般通信中，只要这一误差不太大，不致于造成明显的信号失真。而在精密测量与控制中，则有较严格的要求。为了提高检波精度，常需采用精密检波电路，它又称为线性检波电路。

图 3-11b 是一种由集成运算放大器构成的精密检波电路。在调幅波 \$u\_s\$ 为正的半周期，由于运算放大器 \$N\_1\$ 的倒相作用，\$N\_1\$ 输出低电平，因此 \$V\_1\$ 导通、\$V\_2\$ 截止，\$A\$ 点接近于虚地，\$u\_a \approx 0\$。在 \$u\_s\$ 的负半周，有 \$u\_a\$ 输出。若集成运算放大器的输入阻抗远大于 \$R\_2\$，则 \$i \approx -i\_1\$。按图上所标注的极性，可写出下列方程组：

$$\begin{aligned} u_s &= i_1 R_1 + u'_s = u'_s - i R_1 \\ u'_a &= u + u_a = u + i R_2 + u'_s \\ u'_a &= -K_d u'_s \end{aligned}$$

其中 \$K\_d\$ 为 \$N\_1\$ 的开环放大倍数。解以上联立方程组得到

$$u_s = -\left[\frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{K_d}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\right]u_a - \frac{1}{K_d}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)u$$

通常，\$N\_1\$ 的开环放大倍数 \$K\_d\$ 很大，这时上式可简化为：

$$u_s = -\frac{R_1}{R_2} u_a$$

或

$$u_a = -\frac{R_1}{R_2} u_s$$

二极管的死区和非线性不影响检波输出。

图 3-11b 中加入  $V_1$  反馈回路一是为了防止在  $u_s$  的正半周期因  $V_2$  截止而使运放处于开环状态而进入饱和，另一方面也使  $u_s$  在两个半周期负载基本对称。图中  $N_2$  与  $R_3$ 、 $R_4$ 、 $C$  等构成低通滤波器。对于低频信号电容  $C$  接近开路，滤波器的增益为  $-R_4/R_3$ 。对于载波频率信号电容  $C$  接近短路，它使高频信号受到抑制。因为电容  $C$  的左端接虚地，电容  $C$  上的充电电压不会影响二极管  $V_2$  的通断，这种检波器属于平均值检波器。

为了构成全波精密检波电路需要将  $u_s$  通过  $R'_3$  与  $u_a$  相加，图 3-11b 中  $N_2$  组成相加放大器，为了实现全波精密检波必须要求  $R'_3 = 2R_3$ 。在不加电容器  $C$  时， $N_2$  的输出为：

$$u_o = -\frac{R_4}{R_3} \left( u_a + \frac{u_s}{2} \right)$$

图 X3-11a 为输入调幅信号  $u_s$  的波形，图 b 为  $N_1$  输出的反相半波整流信号  $u_a$ ，图 c 为  $N_2$  输出的全波整流信号  $u_o$ 。电容  $C$  起滤除载波频率信号的作用。

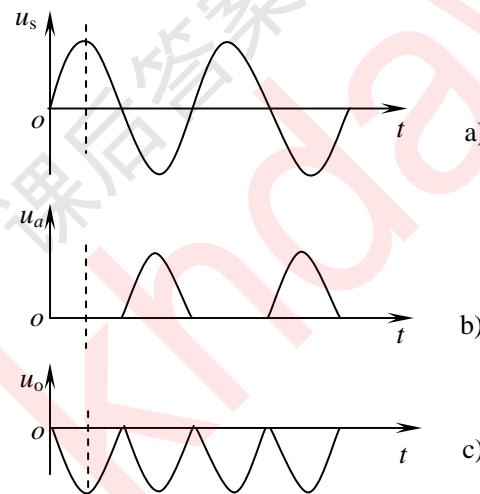


图 X3-11 线性全波整流信号的形成

a) 输入信号 b) 半波整流信号波形 c) 全波整流输出

### 3-15 什么是相敏检波？为什么要采用相敏检波？

相敏检波电路是能够鉴别调制信号相位的检波电路。包络检波有两个问题：一是解调的主要过程是对调幅信号进行半波或全波整流，无法从检波器的输出鉴别调制信号的相位。如在图 1-3 所示用电感传感器测量工件轮廓形状的例子中，磁芯 3 由它的平衡位置向上和向下移动同样的量，传感器的输出信号幅值相同，只是相位差  $180^\circ$ 。从包络检波电路的输出无法确定磁芯向上或向下移动。第二，包络检波电路本身不具有区分不同载波频率的信号的能力。对于不同载波频率的信号它都以同样方式对它们整流，以恢复调制信号，这就是说它不具有鉴别信号的能力。为了使检波电路具有判别信号相位和频率的能力，提高抗干扰能力，需采用相敏检波电路。

3-16 相敏检波电路与包络检波电路在功能、性能与在电路构成上最主要的区别是什么？

相敏检波电路与包络检波电路在功能上的主要的区别是相敏检波电路能够鉴别调制信号相位，从而判别被测量变化的方向、在性能上最主要的区别是相敏检波电路具有判别信号相位和频率的能力，从而提高测控系统的抗干扰能力。从电路结构上看，相敏检波电路的主要特点是，除了所需解调的调幅信号外，还要输入一个参考信号。有了参考信号就可以用它来鉴别输入信号的相位和频率。参考信号应与所需解调的调幅信号具有同样的频率，采用载波信号作参考信号就能满足这一条件。

3-17 从相敏检波器的工作机理说明为什么相敏检波器与调幅电路在结构上有许多相似之处？它们又有哪些区别？

只要将输入的调制信号  $u_x = U_{xm} \cos \Omega t$  乘以幅值为 1 的载波信号  $\cos \omega_c t$  就可以得到双边频调幅信号  $u_s = u_x \cos \omega_c t = U_{xm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ 。若将  $u_s$  再乘以  $\cos \omega_c t$ ，就得到

$$\begin{aligned} u_o &= u_s \cos \omega_c t = U_{xm} \cos \Omega t \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} U_{xm} \cos \Omega t + \frac{1}{2} U_{xm} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t \\ &= \frac{1}{2} U_{xm} \cos \Omega t + \frac{1}{4} U_{xm} [\cos(2\omega_c - \Omega)t + \cos(2\omega_c + \Omega)t] \end{aligned}$$

利用低通滤波器滤除频率为  $2\omega_c - \Omega$  和  $2\omega_c + \Omega$  的高频信号后就得到调制信号  $U_{xm} \cos \Omega t$ ，只是乘上了系数  $1/2$ 。这就是说，将调制信号  $u_x$  乘以幅值为 1 的载波信号  $\cos \omega_c t$  就可以得到双边频调幅信号  $u_s$ ，将双边频调幅信号  $u_s$  再乘以载波信号  $\cos \omega_c t$ ，经低通滤波后就可以得到调制信号  $u_x$ 。这就是相敏检波电路在结构上与调制电路相似的原因。

相敏检波器与调幅电路在结构上的主要区别是调幅电路实现低频调制信号与高频载波信号相乘，输出为高频调幅信号；而相敏检波器实现高频调幅信号与高频载波信号相乘，经滤波后输出低频解调信号。这使它们的输入、输出耦合回路与滤波器的结构和参数不同。

3-18 试述图 3-17 开关式全波相敏检波电路工作原理，电路中哪些电阻的阻值必须满足一定的匹配关系？并说明其阻值关系。

图 a 中，在  $U_c=1$  的半周期，同相输入端被接地， $u_s$  只从反相输入端输入，放大器的放大倍数为 -1，输出信号  $u_o$  如图 c 和图 d 中实线所示。在  $U_c=0$  的半周期， $V_1$  截止， $u_s$  同时从同相输入端和反相输入端输入，放大器的放大倍数为 +1，输出信号  $u_o$  如图 c 和图 d 中虚线所示。

图 b 中，取  $R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R_6/2$ 。在  $U_c=1$  的半周期， $V_1$  导通、 $V_2$  截止，同相输入端被接地， $u_s$  从反相输入端输入，放大倍数为  $-R_6/(R_2 + R_3) = -1$ 。在  $U_c=0$  的半周期， $V_1$  截止、 $V_2$  导通，反相输入端通过  $R_3$  接地， $u_s$  从同相输入端输入，放大倍数为

$$\frac{R_5}{R_1 + R_4 + R_5} \left(1 + \frac{R_6}{R_3}\right) = \frac{1}{3} \cdot 3 = 1。效果与图 a 相同，实现了全波相敏检波。R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R_6/2 是阻值必须满足的匹配关系。$$

3-19 什么是相敏检波电路的鉴相特性与选频特性？为什么对于相位称为鉴相，而对于频率称为选频？

相敏检波电路的选频特性是指它对不同频率的输入信号有不同的传递特性。以参考信号为基波，所有偶次谐波在载波信号的一个周期内平均输出为零，即它有抑制偶次谐波的功能。对于  $n=1,3,5$  等各次谐波，输出信号的幅值相应衰减为基波的  $1/n$  等，即信号的传递系数随谐波次数增高而衰减，对高次谐波有一定抑制作用。对于频率不是参考信号整数倍的输入信号，只要二者频率不太接近，由于输入信号与参考信号间的相位差不断变化，在一段时间内的平均输出接近为零，即得到衰减。

如果输入信号  $u_s$  为与参考信号  $u_c$ （或  $U_c$ ）同频信号，但有一定相位差，这时输出电压  $u_o = U_{sm} \cos\phi/2$ ，即输出信号随相位差  $\phi$  的余弦而变化。

由于在输入信号与参考信号同频，但有一定相位差时，输出信号的大小与相位差  $\phi$  有确定的函数关系，可以根据输出信号的大小确定相位差  $\phi$  的值，相敏检波电路的这一特性称为鉴相特性。而在输入信号与参考信号不同频情况下，输出信号与输入信号间无确定的函数关系，不能根据输出信号的大小确定输入信号的频率。只是对不同频率的输入信号有不同的传递关系，这种特性称为选频特性。

3-20 举例说明相敏检波电路在测控系统中的应用。

图 3-25 所示电感测微仪电路中采用相敏检波器作它的解调电路，相敏检波器的输出指示电感传感器测杆的偏移量。图 3-26 所示光电显微镜中，利用相敏检波器的选频特性，当光电显微镜瞄准被测刻线时，光电信号中不含参考信号的基波频率和奇次谐波信号，相敏检波电路输出为零，确定显微镜的瞄准状态。

3-21 试述图 3-34 所示双失谐回路鉴频电路的工作原理，工作点应怎么选取？

两个调谐回路的固有频率  $f_{01}$ 、 $f_{02}$  分别比载波频率  $f_c$  高和低  $\Delta f_0$ 。随着输入信号  $u_s$  的频率变化，回路 1 的输出  $u_{s1}$  和回路 2 的输出  $u_{s2}$  如图 3-34d 和 e 所示。回路 1 的输出灵敏度，即单位频率变化引起的输出信号幅值变化  $\Delta U_m / \Delta\omega$  随着频率升高而增大，而回路 2 的输出灵敏度随着频率升高而减小。总输出为二者绝对值之和，采用双失谐回路鉴频电路不仅使输出灵敏度提高一倍，而且使线性得到改善。图 a 中二极管  $V_1$ 、 $V_2$  用作包络检波，电容  $C_1$ 、 $C_2$  用于滤除高频载波信号。 $R_L$  为负载电阻。滤波后的输出如图 f 所示。工作点应选在图 b 中回路 1 和回路 2 幅频特性线性段中点，也即斜率最大、线性最好的点上。

3-22 图 3-37 所示比例鉴频电路与图 3-35 所示相位鉴频电路主要的区别在哪里？

在这两个电路中相敏检波电路的参考电压与信号电压间的相位差是怎样形成的？其输出与输入信号的频率有什么样的关系？

图 3-37 所示比例鉴频的电路和图 3-35 所示相位鉴频电路的主要区别是在 ab 两点上并一个大电容  $C_5$ ，它的功用是抑制寄生调幅，即减小输入信号  $u_s$  和  $U_1$  的幅值对输出信号的影响。它对寄生调幅呈惰性，即在输入信号幅值变化情况下保持  $E_0$  为常值。当  $U_1$ 、 $U_2$  的幅值

增大时，通过二极管  $V_1$ 、 $V_2$  向电容  $C_3$ 、 $C_4$ 、 $C_5$  的充电电流增大。由于  $C_5 \gg C_3$ 、 $C_5 \gg C_4$ ，增加的充电电流绝大部分流入  $C_5$ ，使  $U_3$ 、 $U_4$  基本保持不变。同时，二极管  $V_1$ 、 $V_2$  的导通角  $\theta$  增大（参看图 3-10），它导致二次侧的电流消耗增大、品质因数  $Q_2$  下降；二次侧的电流消耗增大又反映到一次侧，使放大器的放大倍数减小，从而使  $U_1$ 、 $U_2$  的幅值趋向稳定。另一方面  $Q_2$  的下降又导致广义失调量  $\xi$  减小，使输出  $u_o$  减小。正是由于这种负反馈作用，使比例鉴频电路有抑制寄生调幅的能力，输出信号  $u_o$  基本不受输入信号幅值变化的影响。

在这两个电路中，调频信号  $u_s$  经放大后分两路加到相位鉴频电路。一路经耦合电容  $C_0$  加到扼流圈  $L_3$  上，作为参考信号；另一路经互感  $M$  耦合到谐振回路  $L_2$ 、 $C_2$  上，作为输入信号。随着调频信号  $u_s$  的瞬时频率变化，这路信号相位差不同，相敏检波电路检出它们的相位差，从而检出调频信号  $u_s$  的瞬时频率变化，实现解调。

3-23 在用数字式频率计实现调频信号的解调中，为什么采用测量周期的方法，

而不用测量频率的方法？采用测量周期的方法又有什么不足？

测量频率有两种方法：一种是测量在某一时段内（例如 1 秒或 0.1 秒内）信号变化的周期数，即测量频率的方法。这种方法测量的是这一时段内的平均频率，难以用于测量信号的瞬时频率，从而难以用于调频信号的解调；另一种方法基于测量信号的周期，根据在信号的一个周期内进入计数器的高频率脉冲数即可测得信号的周期，从而确定它的频率。后一种方法可用于调频信号的解调。它的缺点是进入计数器的脉冲数代表信号周期，它与频率间的转换关系是非线性的。

3-24 为什么图 3-31 所示电路实现的是调频，而图 3-53 所示电路实现的是脉冲调宽，它们的关键区别在哪里？

图 3-31 中，在两个半周期是通过同一电阻通道  $R+R_w$  向电容  $C$  充电，两半周期充电时间常数相同，从而输出占空比为 1:1 的方波信号。当  $R$  或  $C$  改变时，振荡器的频率发生变化，实现调频。图 3-53 中，在两个半周期通过不同的电阻通道向电容充电，两半周期充电时间常数不同，从而输出信号的占空比也随两支充电回路的阻值而变化。图中  $R_1$ 、 $R_2$  为差动电阻传感器的两臂， $R_1+R_2$  为一常量，输出信号的频率不随被测量值变化，而它的占空比随  $R_1$ 、 $R_2$  的值变化，即输出信号的脉宽受被测信号调制。

3-25 试述用乘法器或开关式相敏检波电路鉴相的基本原理。

用乘法器实现鉴相时，乘法器的两个输入信号分别为调相信号  $u_s = U_{sm} \cos(\omega_c t + \phi)$  与参考信号  $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$ 。乘法器的输出送入低通滤波器滤除由于载波信号引起的高频成分，低通滤波相当于求平均值，整个过程可用下述数学式表示，输出电压

$$u_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{sm} \cos(\omega_c t + \phi) U_{cm} \cos \omega_c t d(\omega_c t) = \frac{U_{sm} U_{cm} \cos \phi}{2}$$

即输出信号随相位差  $\phi$  的余弦而变化。

开关式相敏检波电路中采用归一化的方波信号  $U_c$  作参考信号，用它与调相信号相乘。归一化的方波信号  $U_c$  中除频率为  $\omega_c$  的基波信号外，还有频率为  $3\omega_c$  和  $5\omega_c$  等的奇次谐波成分。但它们对输出电压  $u_o$  没有影响，因为  $\cos(\omega_c t + \phi) \cos 3\omega_c t$  和  $\cos(\omega_c t + \phi) \cos 5\omega_c t$  等在  $\omega_c t$  的一个周期内积分值为零。其输出信号仍可用上式表示，只是取  $U_{cm} = 1$ 。在开关式相敏检波电路中参考信号的幅值对输出没有影响，但调相信号的幅值仍然有影响。

3-26 为什么在用相加式相敏检波电路鉴相时，常取参考信号的幅值等于调相信号的幅值？

在用于调相信号的解调时常取  $U_{cm}=U_{sm}$ 。作用在两个二极管  $V_1$  和  $V_2$  的电压分别为  $U_1=U_c+U_s$  和  $U_2=U_c-U_s$ （这里设  $U_{s1}=U_{s2}=U_s$ ），

$$U_{1m} = \sqrt{(U_{cm} + U_{sm} \cos \phi)^2 + (U_{sm} \sin \phi)^2}$$

$$U_{2m} = \sqrt{(U_{cm} - U_{sm} \cos \phi)^2 + (U_{sm} \sin \phi)^2}$$

当  $U_{cm}=U_{sm}$ ，上二式分别可简化为

$$U_{1m} = 2U_{cm} \left| \cos \frac{\phi}{2} \right|$$

$$U_{2m} = 2U_{cm} \left| \sin \frac{\phi}{2} \right|$$

这种鉴相器的特性要比  $U_{cm}>>U_{sm}$  时要好，因为正弦函数的自变量变化范围减小了一半。因此，在用作鉴相器时，常取  $U_{cm}=U_{sm}$ 。

3-27 在本章介绍的各种鉴相方法中，哪种方法精度最高？主要有哪些因素影响鉴相误差？它们的鉴相范围各为多少？

RS 触发器鉴相精度最高，因为它线性好，并且对  $U_s$  和  $U_c$  的占空比没有要求。影响鉴相误差的主要因素有非线性误差，信号幅值的影响，占空比的影响，门电路与时钟脉冲频率影响等。用相敏检波器或乘法器鉴相从原理上说就是非线性的，其输出与相位差（或其半角）的余弦成正比。脉冲采样式鉴相中锯齿波的非线性也直接影响鉴相误差。用相敏检波器或乘法器鉴相时信号的幅值也影响鉴相误差。采用异或门鉴相时占空比影响鉴相误差。门电路的动作时间与时钟脉冲频率误差对通过相位—脉宽变换鉴相方法精度有影响，但一般误差较小。用相敏检波电路或乘法器构成的鉴相器鉴相范围为  $\pm \pi / 2$ ，异或门鉴相器的鉴相范围为  $0 \sim \pi$ ，RS 触发器鉴相和脉冲采样式鉴相的鉴相范围接近  $2\pi$ 。

3-28 在图 3-47c 所示数字式相位计中锁存器的作用是什么？为什么要将计数器清零，并延时清零？延时时间应怎样选取？

图 3-47c 所示数字式相位计中计数器计的脉冲数是随时变化的，当  $U_o$  的下跳沿来到时，计数器计的脉冲数  $N$  反映  $U_s$  和  $U_c$  的相位差  $\phi$ ，为了记录这一值，需要将它送入锁存器。为了在下一周期比相时，计的是下一周期  $U_s$  和  $U_c$  的相位差  $\phi$ ，要在锁存后将计数器清零，否则计数器计的是若干周期总共脉冲数，而不是  $U_s$  和  $U_c$  到来之间的脉冲数。但是只有在锁存后才能将计数器清零，所以要延时片刻后才将计数器清零。延时时间应大于锁存所需的时间，但又应小于时钟脉冲周期，以免丢数。

3-29 脉冲调制主要有哪些方式？为什么没有脉冲调幅？

脉冲调制的方式有调频、调相和调宽。脉冲信号只有 0、1 两个状态，所以没有脉冲调幅。

3-30 脉冲调宽信号的解调主要有哪些方式？

脉冲调宽信号的解调主要有两种方式。一种是将脉宽信号  $U_o$  送入一个低通滤波器，滤波后的输出  $u_o$  与脉宽  $B$  成正比。另一种方法是  $U_o$  用作门控信号，只有当  $U_o$  为高电平时，时钟脉冲  $Cp$  才能通过门电路进入计数器。这样进入计数器的脉冲数  $N$  与脉宽  $B$  成正比。两种方法均具有线性特性。

## 4-1 简述滤波器功能、分类及主要特性参数

滤波器是具有频率选择作用的电路或运算处理系统。按所处理信号形式不同，滤波器可分为模拟滤波器与数字滤波器两类；按功能滤波器可分为低通、高通、带通与带阻四类。滤波器主要特性参数包括：

- 1) 特征频率 滤波器的频率参数主要有：①通带截频  $f_p = \omega_p / 2\pi$  为通带与过渡带的边界点，在该点信号增益下降到一个人为规定的下限。②阻带截频  $f_r = \omega_r / 2\pi$  为阻带与过渡带的边界点，在该点信号衰耗（增益的倒数）下降到一个人为规定的下限。③转折频率  $f_c = \omega_c / 2\pi$  为信号功率衰减到  $1/2$ （约 3dB）时的频率，在很多情况下，也常以  $f_c$  作为通带或阻带截频。④当电路没有损耗时，固有频率  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ ，就是其谐振频率，复杂电路往往有多个固有频率。
- 2) 增益与衰耗 滤波器在通带内的增益并非常数。①对低通滤波器通带增益  $K_p$  一般指  $\omega = 0$  时的增益；高通指  $\omega \rightarrow \infty$  时的增益；带通则指中心频率处的增益。②对带阻滤波器，应给出阻带衰耗，衰耗定义为增益的倒数。③通带增益变化量  $\Delta K_p$  指通带内各点增益的最大变化量，如果  $\Delta K_p$  以 dB 为单位，则指增益 dB 值的变化量。
- 3) 阻尼系数与品质因数 阻尼系数  $\alpha$  是表征滤波器对角频率为  $\omega_0$  信号的阻尼作用，是滤波器中表示能量衰耗的一项指标，它是与传递函数的极点实部大小相关的一项系数。它可由式（4-3）所示的传递函数的分母多项式系数求得：

$$\alpha = \frac{a_{j1}}{a_{j2}\omega_0}$$

$\alpha$  的倒数  $Q=1/\alpha$  称为品质因数，是评价带通与带阻滤波器频率选择特性的一个重要指标， $Q$  为：

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$$

式中的  $\Delta\omega$  为带通或带阻滤波器的 3dB 带宽， $\omega_0$  为中心频率，在很多情况下中心频率与固有频率  $\omega_0$  相等。

- 4) 灵敏度 滤波电路由许多元件构成，每个元件参数值的变化都会影响滤波器的性能。滤波器某一性能指标  $y$  对某一元件参数  $x$  变化的灵敏度记作  $S_x^y$ ，定义为：

$$S_x^y = \frac{dy/y}{dx/x}$$

灵敏度是滤波电路设计中的一个重要参数，可以用来分析元件实际值偏离设计值时，电路实际性能与设计性能的偏离；也可以用来估计在使用过程中元件参数值变化时，电路性能变化情况。该灵敏度与测量仪器或电路系统灵敏度不是一个概念，该灵敏度越小，标志着电路容错能力越强，稳定性也越高。

5) 群时延函数 当滤波器幅频特性满足设计要求时, 为保证输出信号失真度不超过允许范围, 对其相频特性  $\varphi(\omega)$  也应提出一定要求。在滤波器设计中, 常用群时延函数  $\tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$  评价信号经滤波后相位失真程度。 $\tau(\omega)$  越接近常数, 信号相位失真越小。

4-2 证明二阶电路传递函数分母系数均为正时电路是稳定的(提示: 极点位置均位于  $s$  平面左半部分)

假设二阶传递函数具有如下形式

$$H(s) = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{d_2 s^2 + d_1 s + d_0}$$

其极点位置为:

$$s_{p1,p2} = \frac{-d_1 \pm \sqrt{d_1^2 - 4d_0 d_2}}{2d_2}$$

1) 当  $d_1^2 < 4d_0 d_2$  时

$$s_{p1} = \frac{-d_1}{2d_2} + j \frac{\sqrt{4d_0 d_2 - d_1^2}}{2d_1}$$

$$s_{p2} = \frac{-d_1}{2d_2} - j \frac{\sqrt{4d_0 d_2 - d_1^2}}{2d_1}$$

$$\operatorname{Re}(s_{p1}) = \operatorname{Re}(s_{p2}) = -d_1 / 2d_2 < 0 \quad (d_1 > 0, \quad d_2 > 0)$$

2) 当  $d_1^2 \geq 4d_0 d_2$  时

$$s_{p1} = \frac{-d_1}{2d_2} + \frac{\sqrt{d_1^2 - 4d_0 d_2}}{2d_1} < 0$$

$$s_{p2} = \frac{-d_1}{2d_2} - \frac{\sqrt{d_1^2 - 4d_0 d_2}}{2d_1} < 0$$

极点均位于  $s$  平面左半部分, 因此电路是稳定的。

4-3 试确定图 4-3 所示的低通滤波器的群时延函数  $\tau(\omega)$ , 并证明当  $\omega \ll \omega_0$  时, 贝赛尔逼近  $Q = 1/\sqrt{3}$  可使  $\tau(\omega)$  最接近常数。(提示: 将  $\tau(\omega)$  展成幂级数, 并略去  $(\omega / \omega_0)^4$  及更高次项)

由式(4-12)

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} \arctg \frac{\alpha \omega_0 \omega}{\omega^2 - \omega_0^2} & \omega \leq \omega_0 \\ -\pi + \arctg \frac{\alpha \omega_0 \omega}{\omega^2 - \omega_0^2} & \omega > \omega_0 \end{cases}$$

可以得到

$$\tau(\omega) = \frac{d}{d\omega} \varphi(\omega) = -\frac{\alpha\omega_0(\omega^2 + \omega_0^2)}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \alpha^2\omega_0^2\omega^2}$$

$$= -\frac{\alpha[1+(\omega/\omega_0)^2]}{[1+(\alpha\omega/\omega_0)^2 - 2(\omega/\omega_0)^2 + (\omega/\omega_0)^4]\omega_0}$$

当  $\omega \ll \omega_0$  时，将其展成幂级数又可以得到

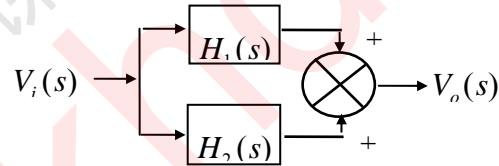
$$\begin{aligned}\tau(\omega) &\approx -\frac{\alpha}{\omega_0}[1+(\frac{\omega}{\omega_0})^2][1+2(\frac{\omega}{\omega_0})^2 - (\frac{\alpha\omega}{\omega_0})^2 + o'(\frac{\omega}{\omega_0})^4] \\ &= -\frac{\alpha}{\omega_0}[1+3(\frac{\omega}{\omega_0})^2 - (\frac{\alpha\omega}{\omega_0})^2 + o'(\frac{\omega}{\omega_0})^4]\end{aligned}$$

当  $\alpha = \sqrt{3}$  时略去  $(\omega/\omega_0)^4$  及更高次项

$$\tau(\omega) = -\frac{\alpha}{\omega_0}[1+o'(\frac{\omega}{\omega_0})^4] \approx -\frac{\alpha}{\omega_0}$$

4-4 如果带通滤波器可等效成低通与高通滤波电路的级联，那么带阻滤波器呢？试以式(4-18)证明之。

带阻滤波器可等效成低通与高通滤波电路的并联，但是要求低通滤波器的通带截频低于高通滤波器的通带截频，并且相位相同。设电路原理框图如下



$$V_o(s) = H_1(s)V_i(s) + H_2(s)V_i(s) = [H_1(s) + H_2(s)]V_i(s)$$

如果

$$H_1(s) = \frac{K_p\omega_0^2}{s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2} = \frac{K_p\omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$$

$$H_2(s) = \frac{K_p s^2}{s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2} = \frac{K_p s^2}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$$

则

$$H(s) = \frac{K_p(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$$

与式(4-19)完全相同。

4-5 具有图 4-8 所示特性的通带波动为 0.5dB 的五阶切比雪夫低通滤波器可由一个一阶基本节与两个二阶基本节等效级联组成。试求两个二阶基本节的品质因数，并确定通带内增益相对直流增益的最大偏离为百分之几。

通带增益波纹系数  $\varepsilon = \sqrt{10^{\Delta K_p/10} - 1} = 0.3493$ ,  $\beta = [\sinh^{-1}(1/\varepsilon)]/n = 0.3548$ ,  
由式(4-27)可以得到:

$$\omega_0^2 = \omega_p^2 (\sinh^2 \beta + \cos^2 \theta_k), \quad \omega_0/Q = 2\omega_p \sinh \beta \sin \theta_k$$

$$Q_1 = \frac{\sqrt{\sinh^2 \beta + \cos^2 \theta_1}}{2 \sinh \beta \sin \theta_1} = 4.545, \quad Q_2 = \frac{\sqrt{\sinh^2 \beta + \cos^2 \theta_2}}{2 \sinh \beta \sin \theta_2} = 1.178$$

$$\delta K_p = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} = 1 - 10^{-\Delta K_p/20} \approx 5.6\%$$

4-6 试确定一个巴特沃斯低通滤波器的传递函数，要求信号在通带  $f \leq 250\text{Hz}$  内，通带增益最大变化量  $\Delta K_p$  不超过 2dB，在阻带  $f > 1000\text{Hz}$ ，衰耗不低于 15dB。?

由题意可知，通带截频  $f_p = 250\text{Hz}$ ，阻带截频  $f_r = 1000\text{Hz}$ 。首先试用二阶电路  $n=2$ ，根据巴特沃斯低通滤波器幅频特性单调性以及式 4-24 有：

$$20\lg[1/\sqrt{1+(f_p/f_c)^2}] \geq -\Delta K_p = -2 \text{ dB}, \quad f_c = 327\text{Hz}$$

阻带衰耗

$$a_r = 20\lg\sqrt{1+(f_r/f_c)^2} = 10.1 \text{ dB}$$

不满足设计要求。试用三阶电路  $n=3$  有：

$$20\lg[1/\sqrt{1+(f_p/f_c)^3}] \geq -2 \text{ dB}, \quad f_c = 273.4\text{Hz}$$

阻带衰耗

$$a_r = 20\lg\sqrt{1+(f_r/f_c)^3} = 17 \text{ dB}$$

满足设计要求，根据式 4-25，仿照第二节例题可以确定其传递函数

$$H(\omega) = \left( \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\sin\theta_1\omega_c s + \omega_c^2}$$

$$= \frac{5.069 \times 10^9}{(s + 1.718 \times 10^3)[s^2 + (1.715 \times 10^3)s + 2.951 \times 10^6]}$$

4-7 用单一运放设计一个增益为-1,  $f_c = 273.4\text{Hz}$  的三阶巴特沃斯高通滤波器。

首先参考式 4-25 确定相应低通滤波器的传递函数

$$\theta_1 = \pi/6, \quad \sin\theta_1 = 1/2$$

$$H'(\omega) = \left( \frac{K_p \omega_c}{s + \omega_c} \right) \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\sin\theta_1 \omega_c s + \omega_c^2} = \left( \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \left( -\frac{\omega_c^2}{s^2 + \omega_c s + \omega_c^2} \right)$$

利用频率变换关系  $s / \omega_c \rightarrow \omega_c / s$  可以得到所求高通滤波器的传递函数

$$H(s) = -\left( \frac{s}{s + \omega_c} \right) \left( \frac{s^2}{s^2 + \omega_c s + \omega_c^2} \right) = H_1(s)H_2(s)$$

然后确定电路结构。用单一运放构成三阶电路，其中一阶环节可由增益为 1 的  $RC$  无源电路实现。二阶环节增益为 -1，可选无限增益多路反馈型电路，实际电路结构如下图。对一阶电路有：

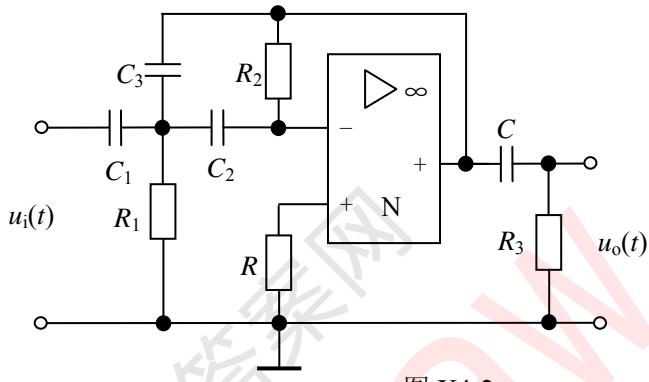


图 X4-2

$$H_1(s) = \frac{s}{s + \omega_c} = \frac{s}{s + 1/R_3 C}$$

电容值可参考表 4-2 选择为  $C = 0.1\mu F$ ，电阻值可按下式计算：

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C f_c} \approx 5.821 k\Omega$$

$R_3$  可选公称值为  $5.6 k\Omega$  的电阻。

对二阶电路有：

$$H_2(s) = -\frac{s^2}{s^2 + \omega_c s + \omega_c^2}$$

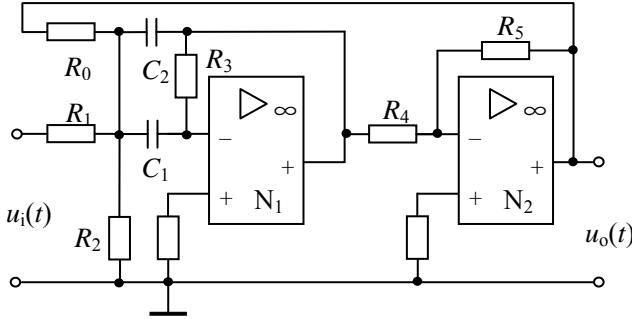
$C_1$  仍可参考表 4-2 选择为  $C_1 = 0.1\mu F$ ，因为增益为 -1，由式(4-45)可得  $C_3 = C_1$ 。这时还有三个未知元件  $R_1$ 、 $R_2$  与  $C_2$  和两个约束条件

$$\alpha\omega_0 = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{R_2 C_2 C_3} = 1 \quad , \quad f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}}$$

因此答案不唯一。如选择  $C_2 = C_1 = 0.1\mu F$ ，则  $R_1 = 1.940 k\Omega$ ， $R_2 = 17.46 k\Omega$ 。最后选择元件公称值为  $R_1 = 2 k\Omega$ ， $R_2 = 17 k\Omega$ 。

4-8 一电路结构如图 4-26。其中  $R_0 = R_1 = R_5 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 4.7\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 47\text{k}\Omega$ ,  $R_4 = 33\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$ 。试确定当电阻  $R_0$  断开与接入时电路功能分别是什么? 并计算相应的电路参数  $K_p$ 、 $f_0$  与  $Q$ 。

令  $R_0$  断路, 输出  $U_{o1}(s) = f_1(s)U_i(s)$ ; 令  $R_1$  断路, 输出  $U_{o2}(s) = f_2(s)U_o(s)$ 。因  $R_0 = R_1$ , 故  $f_1(s) = f_2(s) = f(s)$ ,

$$U_o(s) = f_1(s)U_i(s) + f_2(s)U_o(s) = f(s)[U_i(s) + U_o(s)]$$


习题 4-8 图

电阻  $R_0$  断开时, 前级电路与图 4-14c 完全一样, 是一个无限增益多路反馈型二阶带通滤波器, 后级是一个反相放大器, 增益为  $-R_5 / R_4 = -0.3030$ 。

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_5}{R_4} \frac{\frac{s}{R_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

这时电路功能仍为带通滤波器

$$K_p = \frac{R_5}{R_4} \frac{R_3 C_1}{R_1 (C_1 + C_2)} = 0.7121, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} = 129.8\text{Hz}$$

$$\alpha = 2 \sqrt{\frac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2)}} = 0.522$$

电阻  $R_0$  接入时, 最后可得到其传递函数

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{\frac{R_5}{R_1 R_4 C_2} s}{s^2 + \left[ \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) - \frac{R_5}{R_1 R_4 C_2} \right] s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

在选定参数情况下仍为带通滤波器, 电路参数  $f_0$  不变,  $K_p = 2.474$ ,  $\alpha = 0.15$ 。

4-9 设计一个品质因数不低于 10 的多级带通滤波器, 如要求每一级电路的品质因数不超过 4, 需要多少级联才能满足设计要求?

由式(4-61)

$$Q_{2n} = \frac{Q}{\sqrt[n]{2}-1}$$

$$\sqrt[n]{2} = 1 + \left(\frac{Q}{Q_{2n}}\right)^2 \quad , \quad n = \frac{\lg 2}{\lg[1 + (Q/Q_{2n})^2]} = 4.67$$

取  $n=5$ , 即可满足设计要求。级联后实际的品质因数为  $Q=10.37$ 。

4-10 按图 4-11a 与图 4-14 a 设计两个二阶巴特沃斯低通滤波器,  $f_c = 1\text{kHz}$ ,  $K_p = 1$ , 其中无限增益多路反馈型电路按书中表 4-2 与表 4-3 设计, 压控电压源电路则要求  $C_1$  参考表 4-2 选择, 并要求  $C_2 = 0.33C_1$ 。

由表 4-2 确定图 4-14 a 电路电容  $C_1 = 0.01\mu\text{F}$ , 相应的换标系数  $K = 100/(C_1 f_c) = 10$ , 查表 4-3 得到  $r_1 = 3.111\text{k}\Omega$ ,  $r_2 = 4.072\text{k}\Omega$ ,  $r_3 = 3.111\text{k}\Omega$ ,  $C_2 = 0.2C_1$ 。然后可以得到电路实际参数,  $R_1 = 31.11\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 40.72\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 31.11\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 0.01\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 0.002\mu\text{F}$ 。最后选择元件公称值  $R_1 = 30\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 39\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 30\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 0.01\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 0.002\mu\text{F}$ 。

图 4-11 a 电路中电容选择可参考表 4-2, 取值为  $C_1 = 0.01\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 0.0033\mu\text{F}$ , 令  $R_2 / R_1 = x$ , 对式(4-30)与(4-31)整理得到

$$\alpha = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} = \sqrt{0.33} \left( \sqrt{x} + \frac{1}{\sqrt{x}} \right) = \sqrt{2}$$

解之得到  $x_1 = 0.2633$ ,  $x_2 = 3.797$ , 由式(4-30)可得  $R_1 = 1/(2\pi\sqrt{0.33x}C_1 f_c)$ 。如取  $x = 0.2633$ , 则  $R_1 = 53.99\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = xR_1 = 14.22\text{k}\Omega$ ; 如取  $x_2 = 3.797$ , 则  $R_1 = 14.22\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = xR_1 = 53.99\text{k}\Omega$ 。最后选择元件公称值  $R_1 = 56\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 15\text{k}\Omega$  或  $R_1 = 15\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 56\text{k}\Omega$ 。

4-11 一个二阶带通滤波器电路如图 4-11 c 所示, 其中  $R_1 = 56\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 2.7\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 4.7\text{k}\Omega$ ,  $R_0 = 20\text{k}\Omega$ ,  $R = 3.3\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 1\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 0.1\mu\text{F}$ 。求电路品质因数  $Q$  与通带中心频率  $f_0$ 。当外界条件使电容  $C_2$  增大或减小 1%时,  $Q$  与  $f_0$  变为多少? 当电阻  $R_2$  增大或减小 1%, 或当电阻  $R_2$  减小 5%时  $Q$  与  $f_0$  变为多少?

由式(4-36)与(4-37)可得到:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} = 144.6\text{Hz} \quad \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} - \frac{R_0}{R R_2 C_1} = 113.6\text{r/s}$$

$$Q = 8.000$$

当电容  $C_2$  增大 1%时, 仍按上面两式计算得到  $f_0 = 143.9\text{Hz}$ ,  $Q = 9.772$ 。当电容  $C_2$  减小 1%时,  $f_0 = 145.4\text{Hz}$ ,  $Q = 6.762$ 。当电阻  $R_2$  增大 1%时,  $f_0 = 144.0\text{Hz}$ ,  $Q = 6.659$ 。当电阻  $R_2$  减小 1%时  $f_0 = 145.3\text{Hz}$ ,  $Q = 10.04$ 。当电阻  $R_2$  减小 5%时,  $Q$  值变负, 电路自激振荡。

4-12 在图 4-16 中, 当  $R_{03}$  开路, 并且  $R_{01}R_3 = R_{02}R_2$  时,  $u_0$  为高通输出,  $u_1$  输出性质如何?

因为  $u_0$  为高通输出,  $u_0$  经过一个积分环节输出, 相当于乘以一个积分运算符  $-1/(R_5C_2s)$ , 所以  $u_1$  为带通输出。从传递函数也可以证明这一点, 令第一级运放输出为  $u_2$ :

$$u_2(s) = -\frac{R_2}{R_{01}(1+sR_2C_1)}u_i(s) - \frac{R_2}{R_1(1+sR_2C_1)}u_i(s)$$

$$u_o(s) = -\frac{R_4}{R_3}u_2(s) - \frac{R_4}{R_{02}}u_i(s), \quad u_1(s) = -\frac{1}{R_5C_2s}u_o(s)$$

解之得到

$$\frac{u_1(s)}{u_i(s)} = \frac{\frac{R_4}{R_{02}R_5C_2}s + \frac{R_4}{R_5C_1C_2}\left(\frac{1}{R_{02}R_2} - \frac{1}{R_{01}R_3}\right)}{s^2 + \frac{1}{R_2C_1}s + \frac{R_4}{R_1R_3R_5C_1C_2}}$$

因为  $R_{01}R_3 = R_{02}R_2$ , 所以  $u_1$  为带通输出。

4-13 一个数字滤波器, 其输出的数字量是输入量的算术平均值, 这是一种什么类型的数字滤波器? 其幅频与相频特性如何?

由功能描述可确定其差分方程

$$y(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} x(n-i)$$

输出量  $y(n)$  仅与当前输入量  $x(n)$  和过去输入量  $x(n-i)$  有关, 而与过去输出量  $y(n-i)$  无关, 属于有限冲击响应滤波器。仿照第五节例子, 确定其  $z$  域传递函数

$$\begin{aligned} Y(z) &= \frac{1}{n} \left( \sum_{i=0}^{n-1} z^{-i} \right) X(z), \quad H(z) = \frac{1-z^{-n}}{n(1-z^{-1})} \\ H(j\omega) &= \frac{1-e^{-jn\omega T}}{n(1-e^{-j\omega T})} = \frac{1-e^{j\omega T}-e^{-jn\omega T}+e^{-j(n-1)\omega T}}{n(1-e^{-j\omega T})} \\ &= \frac{\sin \frac{1}{2}n\omega T \cos \frac{1}{2}(n-1)\omega T - j \sin \frac{1}{2}n\omega T \sin \frac{1}{2}(n-1)\omega T}{n \sin \frac{1}{2}\omega T} \end{aligned}$$

其幅频与相频特性分别为

$$A(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{\sin \frac{1}{2}n\omega T}{n \sin \frac{1}{2}\omega T}, \quad \varphi(\omega) = -\frac{1}{2}(n-1)\omega T$$

这是一个具有线性相移的低通滤波器。

## 第五章 信号运算电路

5-1 图 5-37 中所示的电路称为放大极性系数电路，试推导出其输出电压  $U_o$  与输入电压  $U_i$  的关系表达式。

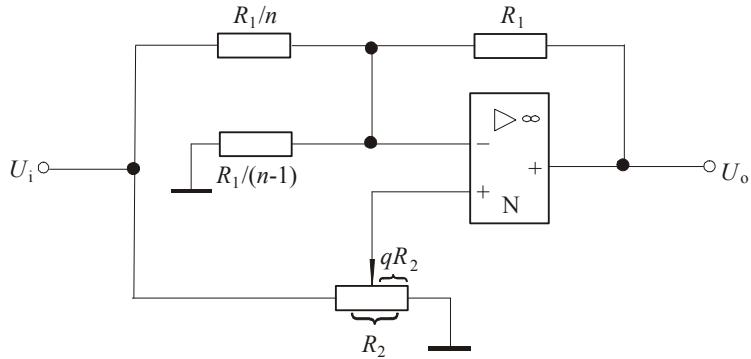


图5-37 第五章题1图

输出电压  $U_o$  与输入电压  $U_i$  的关系表达式为：

$$U_o = (2nq - n)U_i$$

5-2 试画出一个能实现  $U_o = \frac{1}{5}(U_{i1} + U_{i2} + \dots + U_{i5}) - \frac{1}{5}(U'_{i1} + U'_{i2} + \dots + U'_{i5})$  的加减混合运算电路。

该加减混合运算电路如图 X5-1 所示。

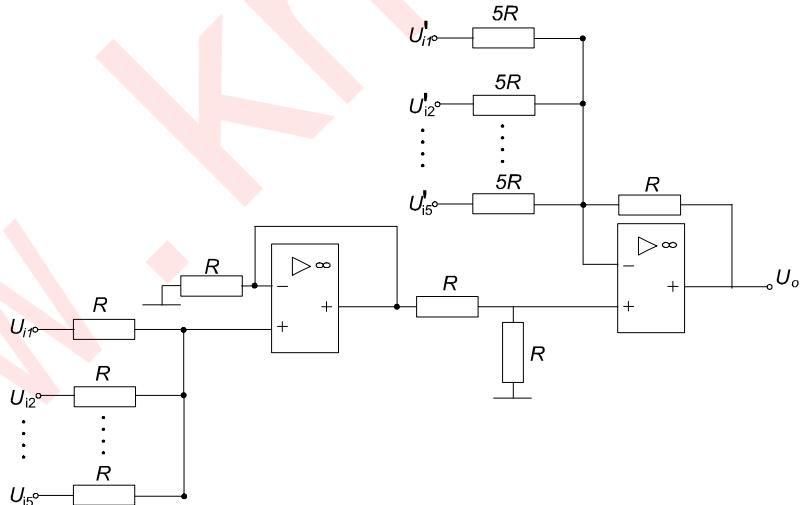
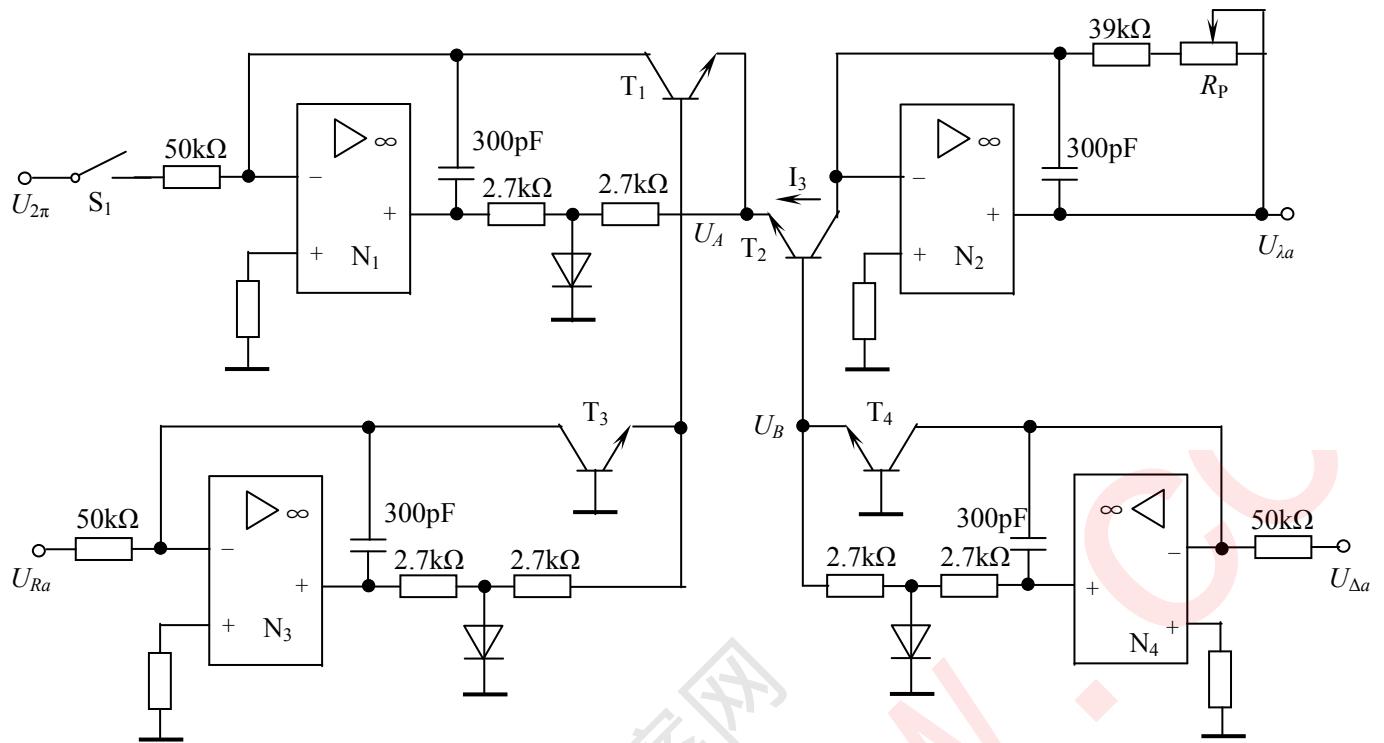


图 X5-1

5-3 在粗糙度的标准中，平均波长  $\lambda_a$  定义为  $\lambda_a = 2\pi R_a / \Delta_a$ ，现有代表  $R_a$  和  $\Delta_a$  的电压信号  $U_{Ra}$ ,  $U_{\Delta a}$ ，试设计一电路，使其输出电压代表平均波长  $\lambda_a$ 。



为了获得平均波长  $\lambda_a$ , 需将  $R_a$  乘以  $2\pi$  再除以  $\Delta a$ , 为实现这一运算采用  $N_1$ 、 $N_3$ 、 $N_4$  三个对数运算电路, 其输入分别为代表  $2\pi$ 、 $R_a$  和  $\Delta a$  的电压  $U_{2\pi}$ 、 $U_{Ra}$  和  $U_{\Delta a}$ 。 $U_A$  等于  $T_1$  和  $T_3$  的  $-U_{be}$  之和, 它与  $-\ln 2\pi - \ln R_a = -\ln(2\pi R_a)$  成正比,  $U_B$  与  $-\ln \Delta a$  成正比。 $N_2$  是指数电路,  $T_2$  的  $-U_{be}$  等于  $U_B - U_A$ , 它与  $\ln \frac{2\pi R_a}{\Delta a}$  成正比, 流经  $T_2$  的  $I_a$  与  $\frac{2\pi R_a}{\Delta a}$  成正比, 从而  $T_2$  输出与  $\lambda_a$  成正比的电压。

5-4 图 5-38 中所示是利用乘法器和运算放大器组成的功率测量电路。设  $u_i = \sqrt{2}U \sin \omega t$ ,  $i_L = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi)$ ,  $R_i \ll |Z_L|$ ,  $Z$  是负载,  $i_R$  和  $i_L$  相比可以忽略, 试写出  $u_o$  和  $u_i$ 、 $i_L$  的关系式, 并证明当  $u_o$  经过  $RC$  滤波器 ( $RC \gg 2\pi/\omega$ ) 后, 其平均值  $U_o$  代表有功功率。

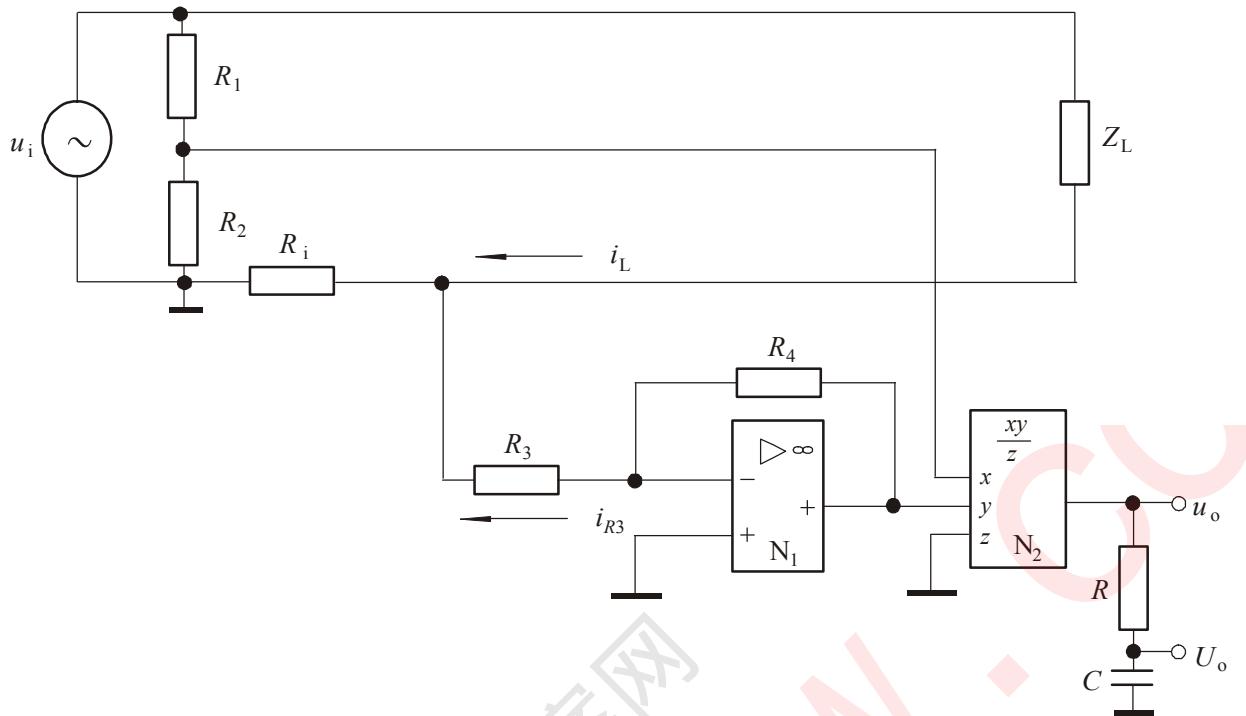
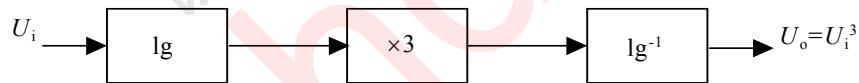


图5-38 第五章题4图

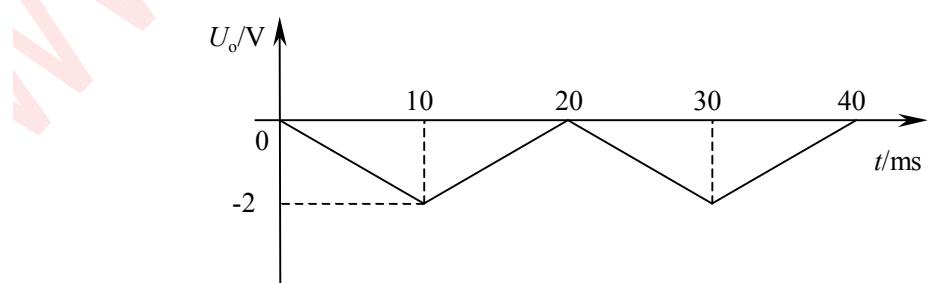
5-5 如何用乘法器构成立方运算电路?



5-6 图 5-14 a 所示的积分电路中, 积分电容  $C=1\mu F$ ,  $\tau=100ms$ , 若放大器的  $U_{os}=2mV$ , 要求输入偏置电流  $I_b$  对积分器的影响不超过  $U_{os}$  影响, 试选择运算放大器的  $I_b$ 。

$$I_b < \frac{U_{os}C}{\tau} = 20nA$$

5-7 图 5-22 所示的积分电路中, 若  $U_i$  为占空比 1:1 的方波信号, 其幅值为  $\pm 2V$ , 周期为  $20ms$ , 试画出相应的  $U_o$  波形图。设  $t=0$  时,  $U_o=0$ ,  $R_1=R_2=10k\Omega$ ,  $C=1\mu F$ 。



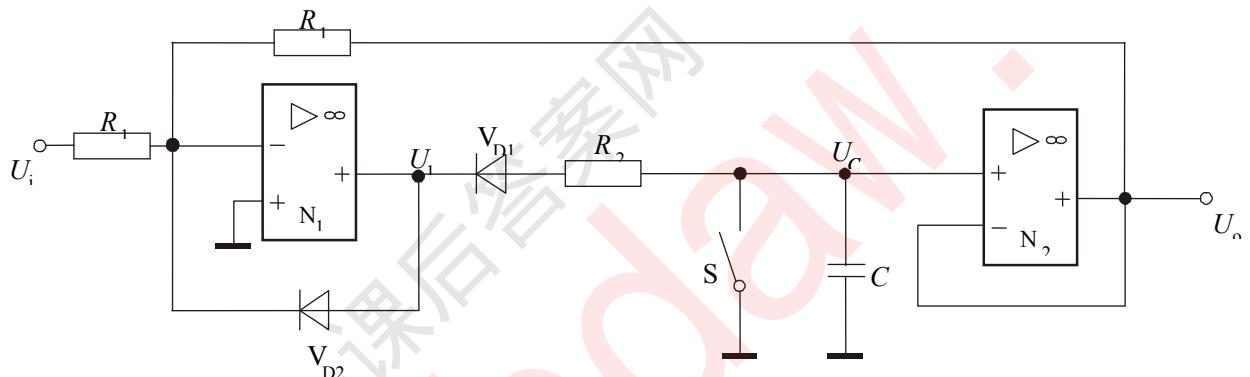
5-8 试说明串联电阻提高微分电路高频稳定性的原理。

电路在高频时, 反馈网络产生了一个接近于  $90^\circ$  相位滞后, 它与运放的滞后结合在一起, 很容易产生自激振荡, 串联电阻在输入端, 可以降低相移, 从而提高微分电路高频稳定性。

5-9 如何通过实验校准 PID 调节器。

图 5-26a 电路的调整和校准如下:首先, 闭合开关 S, 使积分电容 C 充分放电; 调整  $R_D = 0$ , 使微分器无输出, 此时电路相当于纯比例调节器; 然后在输入端加入方波信号, 调节  $R_F$ , 使  $A_P$  从零逐渐增大, 直到产生如图 5-26 b 上方曲线所示的有轻度衰减的振荡, 这相当于无微分环节时, 相位裕度  $\alpha = 15^\circ$ ; 再通过逐步增加  $R_F$  来降低微分临界频率  $f_b$ , 使其从无穷大下降, 直到出现图 b 中下部曲线; 最后, 调节偏差  $W-X$  的过渡状态, 这时断开开关 S, 调节  $R_I$  使积分临界频率  $f_i$  增加, 直到过渡状态持续时间最小。

5-10 试画出能检测一个任意波形的正向峰值电压的电路原理图。



## 第六章 信号转换电路

6-1 常用的信号转换电路有哪些种类？试举例说明其功能。

常用的信号转换电路有采样/保持（S/H）电路、电压比较电路、V/f（电压/频率）转换器、f/V（频率/电压）转换器、V/I（电压/电流）转换器、I/V（电流/电压）转换器、A/D（模/数）转换器、D/A（数/模）转换器等。

采样/保持（S/H）电路具有采集某一瞬间的模拟输入信号，根据需要保持并输出采集的电压数值的功能。这种电路多用于快速数据采集系统以及一切需要对输入信号瞬时采样和存储的场合，如自动补偿直流放大器的失调和漂移、模拟信号的延迟、瞬态变量的测量及模数转换等。

模拟电压比较电路是用来鉴别和比较两个模拟输入电压大小的电路。比较器的输出反映两个输入量之间相对大小的关系。比较器的输入量是模拟量，输出量是数字量，所以它兼有模拟电路和数字电路的某些属性，是模拟电路和数字电路之间联系的桥梁，是重要的接口电路。可用作鉴零器、整形电路，其中窗口比较电路的用途很广，如在产品的自动分选、质量鉴别等场合均用到它。

V/f（电压/频率）转换器能把输入信号电压转换成相应的频率信号，广泛地应用于调频、调相、模/数转换器、数字电压表、数据测量仪器及远距离遥测遥控设备中。f/V（频率/电压）转换器把频率变化信号线性地转换成电压变化信号。广泛地应用于调频、调相信号的解调等。

V/I（电压/电流）转换器的作用是将电压转换为电流信号。例如，在远距离监控系统中，必须把监控电压信号转换成电流信号进行传输，以减少传输导线阻抗对信号的影响。I/V（电流/电压）转换器进行电流、电压信号间的转换。例如，对电流进行数字测量时，首先需将电流转换成电压，然后再由数字电压表进行测量。在用光电池、光电阻作检测元件时，由于它们的输出电阻很高，因此可把他们看作电流源，通常情况下其电流的数值极小，所以是一种微电流的测量。随着激光、光纤技术在精密测量仪器中的普及应用，微电流放大器越来越占有重要的位置。

在以微型计算机为核心组成的数据采集及控制系统中，必须将传感器输出的模拟信号转换成数字信号，为此要使用模/数转换器（简称A/D转换器或ADC）。相反，经计算机处理后的信号常需反馈给模拟执行机构如执行电动机等，因此还需要数/模转换器（简称D/A转换器或DAC）将数字量转换成相应的模拟信号。

6-2 试述在S/H电路中对模拟开关、存储电容及运算放大器这三种主要元器件的选择有什么要求。

选择要求如下：

模拟开关：要求模拟开关的导通电阻小，漏电流小，极间电容小和切换速度快。

存储电容：要选用介质吸附效应小的和泄漏电阻大的电容。

运算放大器：选用输入偏置电流小、带宽宽及转换速率（上升速率）大的运算放大器；输入运放还应具有大的输出电流。

6-3 为了使 NMOS 场效应晶体管工作在饱和区（或放大区），请写出  $U_{GS}$ 、 $U_{BS}$  应有的极性和  $U_{DS}$  应有的大小范围。

$$U_{GS} > U_T > 0, \quad U_{BS} > U_{GS} - U_T$$

6-4 试用多路模拟开关 CD4051（参见图 6-7）设计一程控放大电路

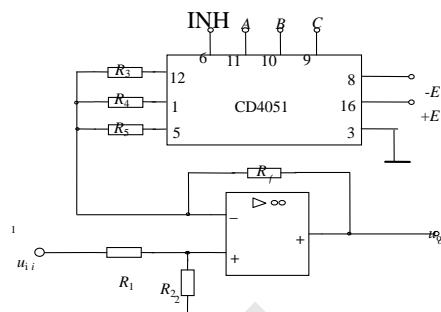


图 X6-1

6-5 试分析图 6-36 中各电路的工作原理，并画出电压传输特性曲线。

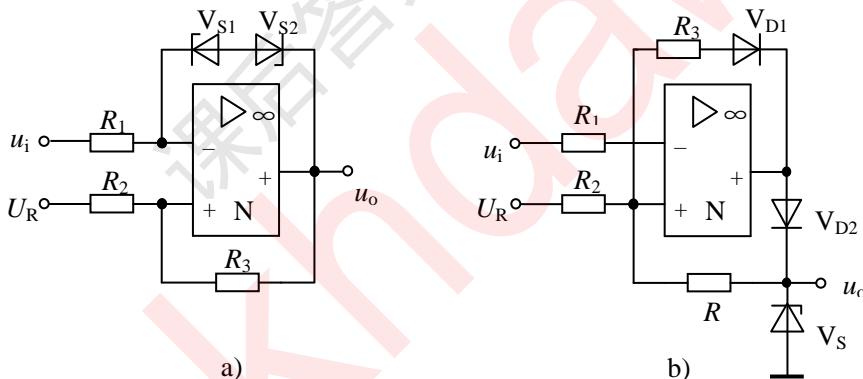


图 6-36 题 6-5 图

此电路为一施密特电路。比较器输出的高、低电压分别为稳压管稳压值  $U_z$ 、 $-U_z$ ，因此运算放大器同相端两个门限电压为：

$$U_1 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_z + \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_R, \quad U_2 = -\frac{R_2}{R_2 + R_3} U_z + \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_R$$

当  $u_i < U_1$  时， $V_{D1}$  截止， $u_o$  输出为稳压管稳压值  $U_z$ ；当  $u_i > U_2$  时， $V_{D1}$  导通，运算放大器输出负向饱和电压  $-E$ ， $V_{D2}$  截止， $u_o = 0$ ，此时运算放大器同相端门限电压为：

当  $u_i$  由大变小并小于  $U_1$  时， $u_o = U_z$ 。

其电压传输特性如图 X6-2 所示：

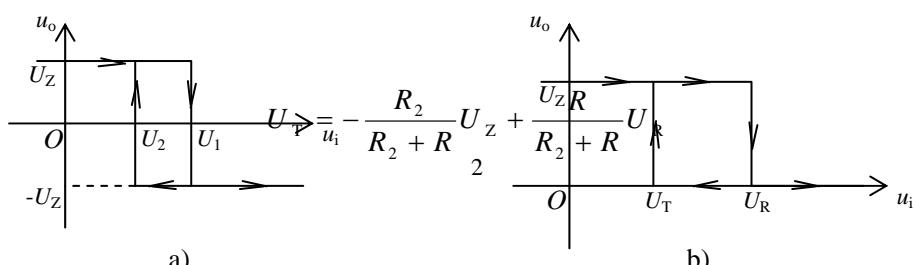


图 X6-2

6-6 如果要将4~20mA的输入直流电流转换为0~10V的输出直流电压，试设计其转换电路。

该转换电路如图X6-3所示。

根据图X6-3电路，有

$$u_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) i R_1 - \frac{R_3}{R_2} U_b$$

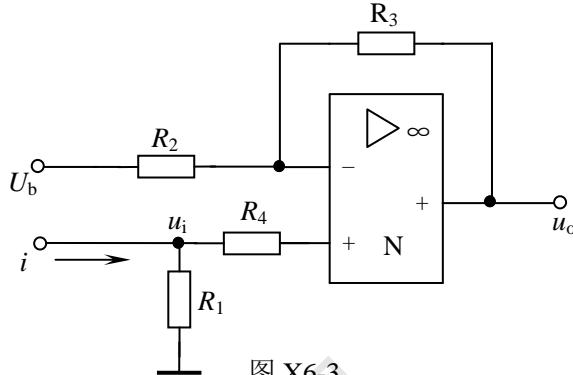


图 X6-3

取  $R_1=250\Omega$ ，当  $i=4mA$  时， $u_i=1V$ ，当  $i=20mA$  时， $u_i=5V$ 。

因此要求

$$\frac{R_3}{R_2} U_b = 1 , \quad \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \times 5 = 11$$

有  $R_3/R_2=6/5$ ， $U_b=5/6(V)$ ，取  $R_2=10k$ ， $R_3=12k$ ， $R_4=R_2//R_3=5.45k$ ，取  $R_4=5.6k$ 。

6-7 如果要求一个D/A转换器能分辨5mV的电压，设其满量程电压为10V，试问其输入端数字量要多少数位。

当满量程电压为  $U_F=10V$  时，有：

$$\frac{U_F}{2^n} = 5mV , \quad 2^n = 2000$$

取  $n=11$ ，即输入端数字量要 11 位。

6-8 图 6-25 所示为加权电阻网络 D/A 转换器，若取  $n=8$ ， $U_F=10V$ ， $R=2R_1$ ，试求  $D_{in}=00110011$  时的值。

根据公式

$$u_o = -I_o R_1 = -\frac{2U_F R_1}{R} \sum_{i=1}^n d_i \times 2^{-i}$$

当  $D_{in}=00110011$  时，输出电压为：

$$u_o = -\frac{2 \times 10 \times R_1}{2R_1} (0 \times 2^{-1} + 0 \times 2^{-2} + 1 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4} + 0 \times 2^{-5} + 0 \times 2^{-6} + 1 \times 2^{-7} + 1 \times 2^{-8})$$

$$u_o = -1.99$$

6-9 一个 6bit 的 D/A 转换器，具有单向电流输出，当  $D_{in}=110100$  时， $i_o=5mA$ ，试求  $D_{in}=110011$

时的  $i_o$  值。

当  $i_o = k(D_5 2^5 + \dots + D_0 2^0)$ ,  $D_{in}=110100$  时,  $k$  值为:

$$k = \frac{5}{2^5 + 2^4 + 2^2} = \frac{5}{52}$$

因此当  $D_{in} = 110011$  时,  $i_o$  为:

$$i_o = \frac{5}{52}(2^5 + 2^4 + 2^1 + 1) = 4.904 \text{ mA}$$

6-10 一个 6bit 逐次逼近式 A/D 转换器, 分辨率为 0.05V, 若模拟输入电压  $U_i = 2.2V$ , 试求其数字输出量的数值。

根据题意可知, 2.2V 的输入电压对应的数字量为 101100。

6-11 试述双积分 A/D 转换器的操作流程。

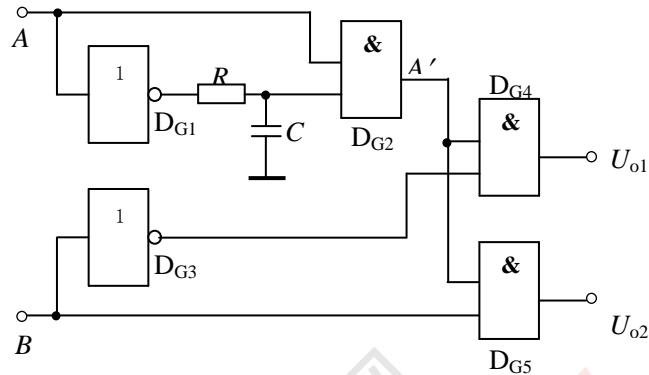
双积分 A/D 转换器（见图 6-30）的工作过程分为采样和比较两个阶段。

转换前, 逻辑控制电路使计数器全部清零、积分电容  $C$  放电至零。采样脉冲到来时, 转换开始, 模拟开关使输入信号  $U_i$  加到反相积分器输入端, 以  $U_i/(RC)$  速率在固定时间  $T_1$  内向电容器充电, 使积分器输出端电压  $U_c$  从 0 开始增加 (极性与  $U_i$  相反), 同时启动计数器对时钟脉冲从零开始计数。当到达预定时间  $T_1$  时, 计数器的计数值表示为  $N_1$ , 采样阶段结束。此时计数器发出溢出脉冲使计数器复零, 根据  $U_i$  的极性, 电子开关将与  $U_i$  极性相反的基准电压  $U_b$  或  $-U_b$  加到反相积分器输入端, 积分器对  $U_b$  或  $-U_b$  以固定速率反向积分, 其输出端电压从  $U_c(T_1)$  向零电平方向斜变, 与此同时计数器重新开始计数, 进入比较阶段。当  $U_c$  下降到零, 过零比较器输出端发出关门信号, 关闭计数门停止计数, 此时计数器值为  $N_2$ , 对应时间间隔为  $T_2$ 。至此一次转换过程结束。

计数器记录的脉冲数  $N_2$  表示了被测电压  $U_i$  在  $T_1$  时间内的平均值  $U_{iav}$ , 从而实现了 A/D 转换。

## 第七章 信号细分与辨向电路

7-1 图 7-31 为一单稳辨向电路，输入信号  $A$ 、 $B$  为相位差  $90^\circ$  的方波信号，分析其辨向原理，并分别就  $A$  导前  $B$   $90^\circ$ 、 $B$  导前  $A$   $90^\circ$  的情况，画出  $A'$ 、 $U_{o1}$ 、 $U_{o2}$  的波形。



题 7-1 图

$A'$ 、 $U_{o1}$ 、 $U_{o2}$  的波形如图 X7-1 所示。

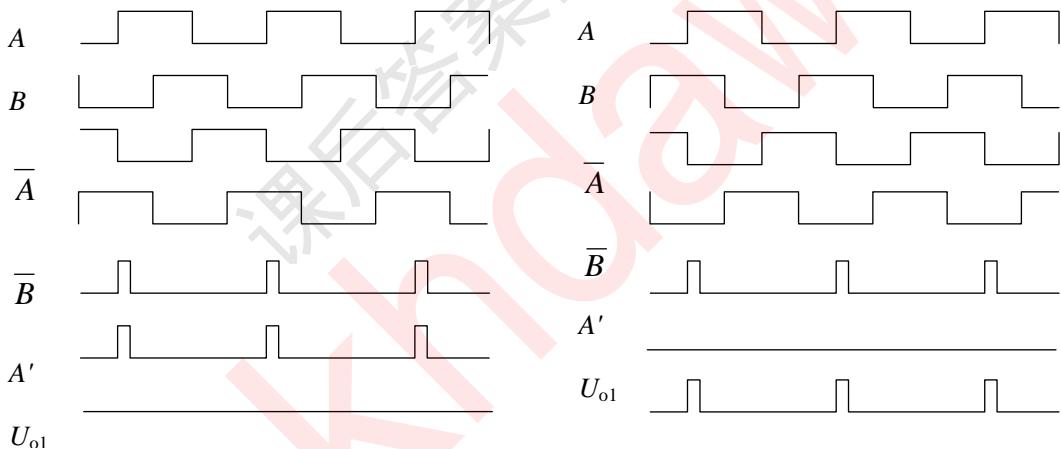


图 X7-1

可见，当  $A$  导前  $B$   $90^\circ$  时， $U_{o1}$  有输出， $U_{o2}$  无输出，当  $B$  导前  $A$   $90^\circ$  时， $U_{o1}$  无输出， $U_{o2}$  有输出，实现辨向。

7-2 参照图 7-6 电阻链五倍频细分电路的原理，设计一电阻链二倍频细分电路。

该电阻链二倍频细分电路如图 X7-2 所示，其输出  $A$ 、 $B$  为相位差  $90^\circ$  的二路信号，它们的频率是输入信号频率的二倍。

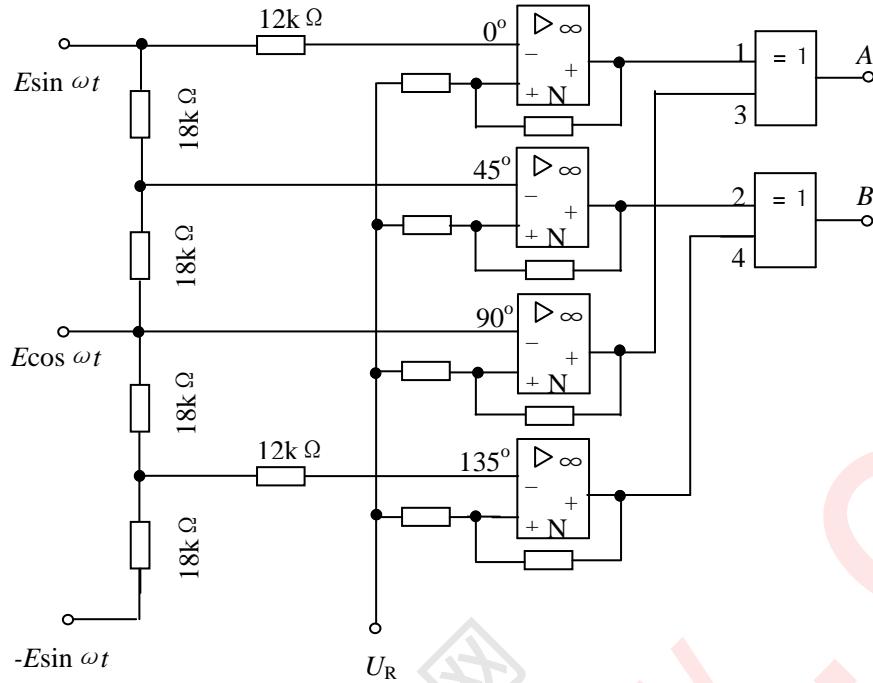


图 X7-2

7-3 若测得待细分的正余弦信号某时刻值为  $u_1=2.65V$ ,  $u_2=-1.33V$ , 采用微机对信号进行 200 细分, 请判别其所属卦限, 并求出对应的  $\theta$  值和  $k$  值。

某时刻正弦信号值为  $u_1=2.65V$ , 余弦信号值为  $u_2=-1.33V$ , 根据两信号的极性 ( $u_1$  为+、 $u_2$  为-) 和绝对值大小 ( $|u_1| > |u_2|$ ), 可判别出信号在 3 卦限。

由于对信号进行 200 细分, 因此在一个卦限内, 需实现 25 细分。在 3 卦限用  $|\operatorname{ctg} \theta|$

$$|\operatorname{ctg} \theta| = \frac{|A \cos \theta|}{|A \sin \theta|} = \frac{|u_2|}{|u_1|} = \frac{1.33}{2.65}$$

求它的  $\arctan$ , 得到  $\theta=26.65^\circ$ , 由于  $26.65^\circ / 1.8^\circ = 14.81$ , 所以  $k=65$ 。

7-4 在图 7-9 所示只读存储器 256 细分电路中, 请计算第 A000(十六进制) 单元的存储值。

A000(十六进制) 对应的二进制为 1010000000000000, 即  $X=10100000$ 、 $Y=00000000$ , 对应十进制  $X=160$ 、 $Y=0$ , 由下式

$$\theta = 2\pi + \operatorname{arctg} \frac{Y-128}{X-128} \quad (X > 128, Y < 128)$$

可得  $\theta=284^\circ$ ,  $284^\circ \times (256/360^\circ) = 201.96$ , 取整为 202, 对应的二进制为 11001010。

因此, A000(十六进制) 单元的存储值为 11001010, 对应十进制为 202。

7-5 在图 7-14a 所示鉴相电路中为什么要设置门槛，门槛电路是如何工作的？

鉴相电路若没有设置门槛，会有在平衡点附近振摆跟踪的问题。鉴相电路设置门槛（见图 7-14a），只是在鉴相电路中加有两个  $RC$  延时回路起门槛的作用。在  $U_j$  超前时（见图 7-14b），只有  $D_{61}$  有可能输出低电平、 $U'_j$  的上升要滞后于  $U_j$  的上升。若  $U_j$  与  $U_d$  的相位差很小，在  $U'_j$  到达开门电平前， $U_d$  已经上跳，就不会形成  $U_x$  为高电平的相位差信号，当  $U_j$  滞后  $U_d$  时（图 7-14c），只有  $D_{62}$  有可能输出低电平， $U'_d$  是  $U_d$  的延时信号，也可起门槛作用。调节电阻  $R$  和电容  $C$  可改变门槛的大小。

7-6 请说明图 7-19 中用  $\sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta$  替代  $\sin \theta_d = \sin(A\alpha + B\beta)$ ，用  $\cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta$  替代  $\cos \theta_d = \cos(A\alpha + B\beta)$ ，为什么不会带来显著误差？

图 7-19 中把  $180^\circ$  的相位角先按  $\alpha=18^\circ$  等分为 10 份，再把  $18^\circ$  按  $\beta=1.8^\circ$  等分为 10 份，则  $\theta_d = A\alpha + B\beta$ 。A、B 为  $0 \sim 9$  的整数。可写出

$$\sin \theta_d = \sin(A\alpha + B\beta) = \cos B\beta (\sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta)$$

$$\cos \theta_d = \cos(A\alpha + B\beta) = \cos B\beta (\cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta)$$

因为  $B\beta = (0 \sim 9) \times 1.8^\circ = 0^\circ \sim 16.2^\circ$ ， $\cos B\beta = 1 \sim 0.963$ 。正余弦激磁电压同时增大不影响平衡位置，故可近似取

$$\sin \theta_d \approx \sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta, \quad \cos \theta_d \approx \cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta.$$

7-7 请比较相位跟踪细分、幅值跟踪细分和脉冲调宽型幅值跟踪细分的优缺点。

相位跟踪细分常用于感应同步器和光栅的细分，由于在一个载波周期仅有一次比相，因此对测量速度有一定的限制。相位跟踪细分电路较简单。

幅值跟踪细分主要应用于鉴幅型感应同步器仪器。感应同步器是闭环系统的组成部分，因而幅值跟踪系统实现了全闭环，而相位跟踪系统只实现半闭环（感应同步器在外环），这使幅值跟踪系统具有更高的精度和更好的抗干扰性能。电路中函数变压器受温度、湿度影响小、不易老化，稳定性好，但工艺复杂，技术要求高，体积重量大，也可采用集成电路的乘法型 D/A 转换器代替函数变压器。幅值跟踪细分比相位跟踪系统允许更高的移动速度。但电路较复杂。

脉冲调宽型幅值跟踪细分也是一种幅值跟踪细分系统，只是用数字式可调脉宽函数发生器代替上一系统中的函数变压器和切换计数器。因此保留了幅值跟踪系统的优点，系统有高精度和高抗干扰能力。数字式脉宽函数发生器体积小、重量轻、易于生产，有高的细分数，且有高的跟踪能力。数字电路可以灵活地根据测速改变跟踪速度。军用的高速动态测量系统多采用具有高速数字跟踪能力的脉冲调宽方案，它有位置、速度甚至加速度跟踪能力。当然，电路相当复杂。

## 第八章 逻辑控制电路

8-1 已知某直流电磁阀的驱动电流为 6A，用 2mA 的标准 TTL 电平实施控制，试设计一合适的驱动电路。

按照图 X8-1 组成电路：其中场效应晶体管  $V_1$  采用 IRF640，耐压 200(V)，极限工作电流 15(A)；泄流二极管  $V_D$  需耐压 200(V)，极限工作电流 10(A)；箝位二极管  $V_S$  的箝位电压为 6.8(V)，极限工作电流 100(mA)；电阻  $R_1$  为 510( $\Omega$ )，电源  $E_c$  按照直流电磁阀的要求取定。

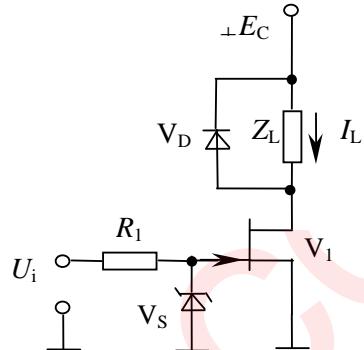


图 X8-1

8-2 若图 8-4 中的负载  $Z$  是电阻加热器，应在电路中做何改动以便实现不同加热速度的给定？

改动后的电路如图 X8-2 所示。 $U_i$  为控制加热开始和停止的电平信号。 $U_s$  则为 5kHz 的矩形波。通过改变  $U_s$  的占空比，可控制  $V_1$  的导通角，从而实现不同加热速度的给定。

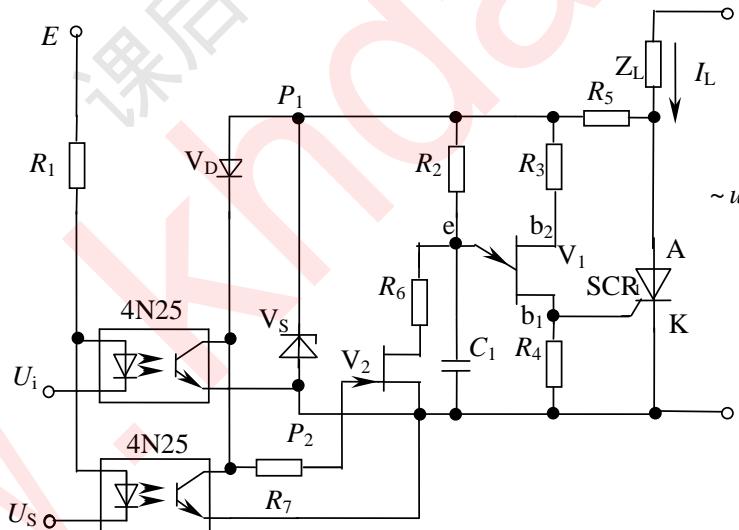


图 X8-2

8-3 图 8-9 的电路应如何改动，才能使图 8-6 中的电源控制信号发挥作用？

改动后的电路如图所示。增加正与门  $D_5$ ， $U_s$  为实现电源控制的电平信号。当  $U_s$  为高电平时， $D_5$  的输出由步进脉冲信号  $U_i$  控制；当  $U_s$  为低电平时， $D_5$  的输出为低电平，强制  $V_1$  与  $V_2$  截止，步进电动机各绕组电流为零。

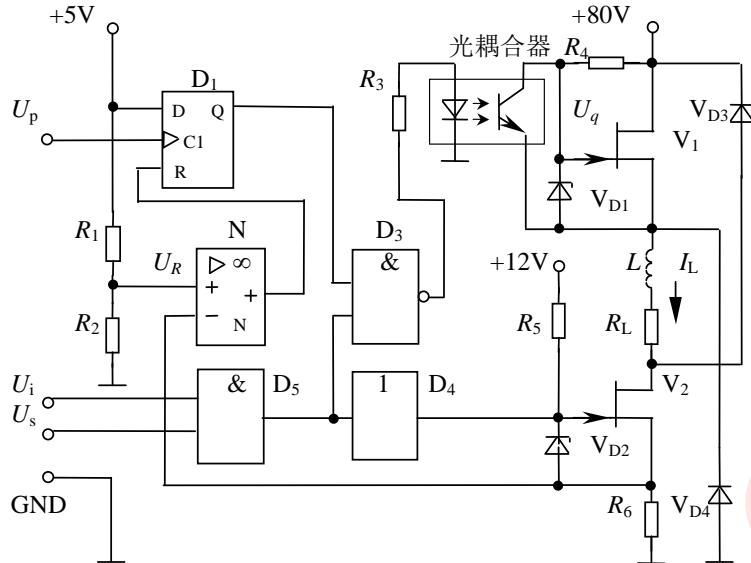


图 X8-3

8-4 试设计一完整的三相步进电动机驱动电路。

采用 3 个题 8-3 图所示的电路单元，并配置相应的环行分配器电路，即可实现对三相步进电动机的驱动。基本电路如图所示，其中  $U_p$  为斩波信号， $U_i$  为步进脉冲信号， $U_d$  为旋转方向控制信号， $U_s$  为电源控制信号。

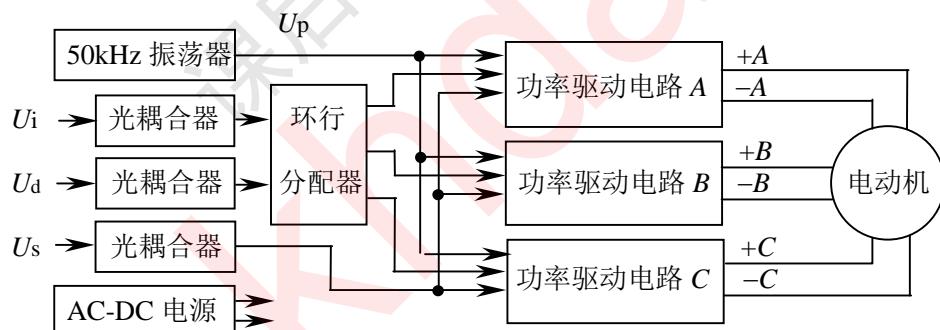


图 X8-4

8-5 试采用 PAL16R4 器件，设计一个可用于三相步进电机 1-2 分配方式（即三相六拍）的环行脉冲分配器。

三相步进电动机 1-2 分配方式环行分配器的输出信号步序应如表 8-1 所列，其状态真值表则如表 X8-2 所列，对应的卡诺图如图 X8-5 所示。

因此有

$$\begin{aligned}
 Q_{0n+1} &= \overline{D}\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + \overline{D}\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}Q_{0n} + \overline{D}Q_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + \overline{D}Q_{2n}\overline{Q}_{1n}Q_{0n} \\
 &\quad + D\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + D\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}Q_{0n} + D\overline{Q}_{2n}Q_{1n}\overline{Q}_{0n} + D\overline{Q}_{2n}Q_{1n}Q_{0n} = \overline{D}\overline{Q}_{1n} + D\overline{Q}_{2n} \\
 Q_{1n+1} &= \overline{D}\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + \overline{D}\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}Q_{0n} + \overline{D}Q_{2n}Q_{1n}\overline{Q}_{0n} + \overline{D}Q_{2n}Q_{1n}Q_{0n} \\
 &\quad + D\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + D\overline{Q}_{2n}Q_{1n}\overline{Q}_{0n} + DQ_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + DQ_{2n}Q_{1n}\overline{Q}_{0n} = \overline{D}\overline{Q}_{2n} + D\overline{Q}_{0n} \\
 Q_{2n+1} &= \overline{D}\overline{Q}_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + \overline{D}Q_{2n}\overline{Q}_{1n}\overline{Q}_{0n} + \overline{D}\overline{Q}_{2n}Q_{1n}\overline{Q}_{0n} + \overline{D}Q_{2n}Q_{1n}\overline{Q}_{0n}
 \end{aligned}$$

$$+ D\bar{Q}_{2n}\bar{Q}_{1n}\bar{Q}_{0n} + D\bar{Q}_{2n}\bar{Q}_{1n}Q_{0n} + DQ_{2n}\bar{Q}_{1n}\bar{Q}_{0n} + DQ_{2n}\bar{Q}_{1n}Q_{0n} = \bar{D}\bar{Q}_{0n} + D\bar{Q}_{1n}$$

选用 PAL16R4 芯片（20 引脚）构成三相步进电动机环行分配器。编程的源文件如下：

PAL16R4

PAL DESIGN SPECIFICATION

SMC

08/16/2000

STEPPED MOTOR CONTROLLER

SHANGHAI CONTROL TECHNOLOGY INSTITUTE

CK D NC NC NC NC NC NC GND

/OC Q0 Q1 Q2 NC NC NC NC NC Ucc

Q0 := /D\*/Q1+ D\*/Q2

Q1 := /D\*/Q2+ D\*/Q0

Q2 := /D\*/Q0+ D\*/Q1

表 X8-1 三相步进电动机 1-2 分配方式驱动步序

步进步序	正转				反转			
	D	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>	D	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>
1	0	0	0	1	1	0	0	1
2	0	0	1	1	1	1	0	1
3	0	0	1	0	1	1	0	0
4	0	1	1	0	1	1	1	0
5	0	1	0	0	1	0	1	0
6	0	1	0	1	1	0	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1

编程文件中第一行至第六行为设计文件说明节。第一行为所选芯片名和设计标题，第二行为设计器件标号和设计日期，第三行为所设计器件名称，第四行为设计者所在公司名称，第五行和第六行分别为对引脚 1~10 与引脚 11~20 的功能定义。按要求引脚 10 和引脚 20 总是 GND 和 Ucc，引脚 1 和引脚 11 总是时钟输入 CK 和输出允许控制 OC。

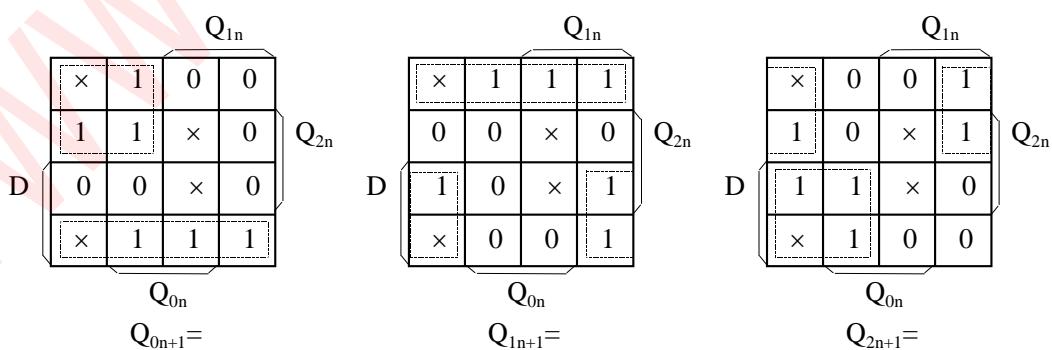


图 X8-5

表 X8-2 三相步进电动机驱动步序状态真值表

序号	D	Q2 <sub>n</sub>	Q1 <sub>n</sub>	Q0 <sub>n</sub>	Q0 <sub>n+1</sub>	
0	0	0	0	0	0	×
1	0	0	0	1	1	
2	0	0	1	0	0	
3	0	0	1	1	0	
4	0	1	0	0	1	
5	0	1	0	1	1	
6	0	1	1	0	0	
7	0	1	1	1	×	
8	1	0	0	0	×	
9	1	0	0	1	1	
10	1	0	1	0	1	
11	1	0	1	1	1	
12	1	1	0	0	0	
13	1	1	0	1	0	
14	1	1	1	0	0	
15	1	1	1	1	1	×

序号	D	Q0 <sub>n</sub>	Q1 <sub>n</sub>	Q2 <sub>n</sub>	Q1 <sub>n+1</sub>	
0	0	0	0	0	0	×
1	0	0	0	1	1	
2	0	0	1	0	1	
3	0	0	1	1	1	
4	0	1	0	0	0	
5	0	1	0	1	0	
6	0	1	1	0	0	
7	0	1	1	1	×	
8	1	0	0	0	0	×
9	1	0	0	1	0	
10	1	0	1	0	1	
11	1	0	1	1	0	
12	1	1	0	0	1	
13	1	1	0	1	0	
14	1	1	1	0	1	
15	1	1	1	1	1	×

序号	D	Q0 <sub>n</sub>	Q1 <sub>n</sub>	Q2 <sub>n</sub>	Q2 <sub>n+1</sub>	
0	0	0	0	0	0	×
1	0	0	0	1	0	
2	0	0	1	0	1	
3	0	0	1	1	0	
4	0	1	0	0	1	
5	0	1	0	1	0	
6	0	1	1	0	1	
7	0	1	1	1	1	×
8	1	0	0	0	0	×
9	1	0	0	1	1	
10	1	0	1	0	0	
11	1	0	1	1	0	
12	1	1	0	0	1	
13	1	1	0	1	1	
14	1	1	1	0	0	
15	1	1	1	1	1	×

利用专用设备和次编程文件即可对 PAL16R4 芯片的内部逻辑实施编程，即可形成所需要的三相步进电动机环行分配器专用芯片。

8-6 试采用 GAL16V8 器件，设计一个可用于 2421 码到 8421 码转换的器件。

2421 码到 8421 码的转换关系如表 X8-3 所示，相应的卡诺图如图 X8-6 所示。由此可得逻辑关系式：

$$\begin{aligned} B_0 &= \bar{A}_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0 + \bar{A}_3 \bar{A}_2 A_1 A_0 + \bar{A}_3 A_2 \bar{A}_1 A_0 + \bar{A}_3 A_2 A_1 A_0 \\ &\quad + A_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0 + A_3 \bar{A}_2 A_1 A_0 + A_3 A_2 \bar{A}_1 A_0 + A_3 A_2 A_1 A_0 \\ &= A_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_1 &= \bar{A}_3 \bar{A}_2 A_1 \bar{A}_0 + \bar{A}_3 \bar{A}_2 A_1 A_0 + \bar{A}_3 A_2 A_1 \bar{A}_0 + \bar{A}_3 A_2 A_1 A_0 \\ &\quad + A_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + A_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0 + A_3 A_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + A_3 A_2 \bar{A}_1 A_0 \\ &= \bar{A}_3 A_1 + A_3 \bar{A}_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_2 &= \bar{A}_3 A_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + \bar{A}_3 A_2 \bar{A}_1 A_0 + A_3 A_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + A_3 A_2 \bar{A}_1 A_0 \\ &\quad + A_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + A_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0 + A_3 \bar{A}_2 A_1 \bar{A}_0 + A_3 \bar{A}_2 A_1 A_0 \\ &= A_2 \bar{A}_1 + A_3 \bar{A}_2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_3 &= \bar{A}_3 A_2 A_1 \bar{A}_0 + \bar{A}_3 A_2 A_1 A_0 + A_3 A_2 A_1 \bar{A}_0 + A_3 A_2 A_1 A_0 \\ &= A_2 A_1 \end{aligned}$$

表 X8-3 2421 码到 8421 码转换关系

2421 码				8421 码			
A3	A2	A1	A0	B3	B2	B1	B0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	0	0	0	1	0	0

2421 码				8421 码			
A3	A2	A1	A0	B3	B2	B1	B0
1	0	1	1	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1	1	0
1	1	0	1	0	1	1	1
1	1	1	0	1	0	0	0
1	1	1	1	1	0	0	1

$B_0 =$	$A_3 \quad A_2 \quad A_1 \quad A_0$
$B_1 =$	$A_3 \quad A_2 \quad A_1 \quad A_0$
$B_2 =$	$A_3 \quad A_2 \quad A_1 \quad A_0$
$B_3 =$	$A_3 \quad A_2 \quad A_1 \quad A_0$

图 X8-6

由以上逻辑表达式可写出对 GAL16V8 器件编程的源文件如下：

```

GAL16V8          CTV8
GALCVT          06/25/2000
2421-8421CVT
USST
B0   B1   B2   B3   NC   NC   NC   NC   GND
A0   A1   A2   A3   NC   NC   NC   NC   VCC
B0 = A0
B1 = /A3*A1+A3*/A1
B2 = A2*/A1+A3*/A2
B3 = A2*A1
DESCRIPTION

```

编程文件中第一行至第六行为设计文件说明节。第一行为所选芯片名和设计标题；第二行为设计器件标号和设计日期；第三行为所设计器件名称；第四行为设计者所在单位名称；第五行和第六行分别为对引脚 1-10 与引脚 11-20 的功能定义；引脚 10 和引脚 20 总是 GND 和 VCC。接下去是对 GAL16V8 内部逻辑阵列的编程语句。其中 “/” 代表 “非” 逻辑。

利用专用设备和此编程文件，即可对 GAL16V8 芯片的内部逻辑实施编程，形成所需要的 2421 码到 8421 码转换专用芯片。

## 第九章 连续信号控制电路

9-1 何谓 PAM 调速？何谓 PWM 调速？这两种调速方式有什么不同？

将变压与变频分开完成，即在把交流电整流为直流电的同时改变直流电压的幅值，而后将直流电压逆变为交流电时改变交流电频率的变压变频控制方式称为 PAM 调速。

将变压与变频集中于逆变器一起完成，即交流电整流为直流电时电压恒定，然后由逆变器既完成变频又完成变压的控制方式称为 PWM 调速。

PAM 调速要采用可控整流器，并对可控整流器进行导通角控制，而 PWM 调速则采用不控整流器，工作时无需对整流器进行控制。

9-2 在  $120^\circ$  导电角控制电路中（见图 9-3）环形移位寄存器的状态只能有六个，为什么？当因某种干扰出现其它状态，如 001110 时，逆变器工作会出现什么情况？如何防止这种情况的发生？

由于  $120^\circ$  导通型逆变器正常工作的条件是每相上桥臂晶体管与下桥臂晶体管各导通  $120^\circ$ ，上、下桥臂晶体管导通状态相互间隔  $60^\circ$ ，而且各项之间的相位差为  $120^\circ$ ，因而其开关导通状态只能有六个。图 9-3 移位寄存器在 LD 脉冲作用下产生初始状态 111100，在  $u_b$  脉冲驱动下进行环形移位，刚好六个状态为一循环。当出现其它状态时， $120^\circ$  导通型逆变器将不能正常工作。为避免这种情况发生，必须在给逆变器加电之前将环形移位寄存器置于初始状态。

9-3  $180^\circ$  导通型逆变器正常工作的必要条件是什么？

$180^\circ$  导通型逆变器正常工作的必要条件是可靠地换流，即每一相上、下桥臂主晶闸管交换导通时，必须经过短暂的全关断状态，以避免上、下两个主晶闸管同时导通的情况。根据  $180^\circ$  导通型开关状态的工作顺序，让微处理机通过一个并口周期输出开关状态值，驱动晶闸管导通或关断，即可让逆变器工作。

9-4 简述典型 PWM 控制电路的基本结构。

典型的 PWM 控制电路主要有模拟式 PWM 控制电路和数字式 PWM 控制电路。

模拟式 PWM 控制电路主要由脉冲频率发生器和电压比较器构成，脉冲频率发生器一般用锯齿波发生器或三角波发生器。

数字式 PWM 控制电路主要由计数器和数字比较器或由定时电路和触发器构成。

9-5 PWM 控制电路在双极式工作时会不会发生电流断续现象？为什么？

PWM 控制电路在双极式工作时不会发生电流断续现象。因为四个大功率管分为两组，同一组中的两个晶体管同时导通、同时关断，两组晶体管之间交替地轮流导通和截止，电流可以反向，使得电枢电流始终是连续的。

9-6 图 9-17 所示电路在变为单极式控制时, 当负载很轻的情况下电流会在一个周期内来回变向, 试分析此时  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$  的开关情况, 并绘出电压、电流波形。

单极式控制是指在一个开关周期之内, 电动机电枢两端的调制脉冲是单一极性的。在这里,  $u_{b1} = -u_{b3}$  具有和双极式一样的正、负交替的脉冲波形, 使  $V_1$ 、 $V_3$  交替导通, 至于  $V_2$  和  $V_4$  的驱动, 则因电动机的转向而施加不同的控制信号。要电动机正转,  $u_{b2}$  恒为负,  $u_{b4}$  恒为正, 使  $V_2$  截止而  $V_4$  常通。希望电动机反转时, 则  $u_{b2}$  恒为正,  $u_{b4}$  恒为负, 使  $V_2$  常通而  $V_4$  截止。在负载较重时, 电流方向不变,  $0 \leq t < \tau$  之间,  $V_1$ 、 $V_4$  导通,  $V_2$ 、 $V_3$  截止,  $U_{AB} = +E$ ;  $\tau \leq t < T$  之间,  $V_4$  导通,  $V_{D3}$  续流,  $V_1$ 、 $V_2$  截止,  $V_3$  不通,  $U_{AB} = 0$ 。当负载很轻的情况下,  $\tau \leq t < T$  之间的某一刻电枢电流经  $V_{D3}$  续流减小到零时, 则在反向电动势的作用下使  $V_3$  导通, 电枢电流改变方向经  $V_{D4}$  续流从  $B$  流向  $A$ , 这时  $V_4$  不通, 电动机进行能耗制动;  $0 \leq t < \tau$  之间, 回馈制动电流经  $V_{D4}$ 、 $V_{D1}$  续流减小到零后, 处于饱和状态的  $V_1$ 、 $V_4$  将电动机和电源接通, 电枢电流改变方向从  $A$  流向  $B$ , 波形见图 X9-1。

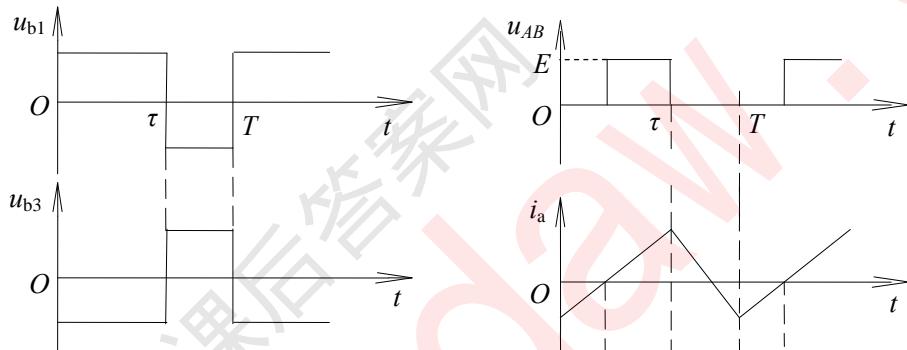


图 X9-1

9-7 什么是 SPWM 控制? 采用 SPWM 控制有什么好处?

在基本的 PWM 控制电路中, 若载频信号用等腰三角波, 而基准信号采用正弦波, 这时的脉宽调制控制就是 SPWM 控制。采用 SPWM 控制的好处是: 调频、调压都在逆变器内进行, 控制及时, 动态特性好, 电动机的效率以及转矩脉动等都优于等宽 PWM 控制。

9-8 常用的变频器有哪几种? 试总结它们各自的特点和应用场合。

常用的变频器有交-直-交电压型变频器、交-直-交电流型变频器、交-交变频器和脉宽调制 (PWM) 变频器。

交-交变频器是直接将电网的交流电变换为电压和频率都可调的交流电, 电路构成简单, 效率高, 低速大容量时经济, 最高频率一般只能达到电源频率的  $1/2 \sim 1/3$ , 适用于低频大容量的调速系统。

交-直-交电流型变频器的特点是在逆变器的直流侧串联平波电抗器, 使得直流电平直, 形成电流源, 可以方便地实现负载能量向电网回馈, 可以快速、频繁地实现四象限运行, 同时可以实现电流的闭环控制, 提高了装置的可靠性。适用于单机快速调速系统。

交-直-交电压型变频器在直流侧并联大容量滤波电容以缓冲无功功率, 直流电源阻抗

小，形成电压源；能量回馈电网较难，只能能耗制动，适用于小容量和频率不高的调速系统。

PWM 变频器的特点是调频和调压都由逆变器完成，二极管整流提供恒定的直流电压；变频功率因数高，调节速度快；输出电压和电流波形接近正弦波，改善了由矩形波引起的电机发热、转矩降低等电机运行性能，适用于单台或多台电机并联运行，动态性能要求高的调速系统。



## 第十章 典型测控电路分析

10-1 某测温装置要求测温范围为  $0\sim 100^{\circ}\text{C}$ ，转换电路采用恒压源供电，电压为 1V，当温度升高时转换电路的输出电压也增大。若采用热敏电阻 103AT 作传感器，其在  $0\sim 100^{\circ}\text{C}$  时，每隔  $10^{\circ}\text{C}$  的电阻值(单位为  $\text{k}\Omega$ )分别为：27.280、17.960、12.090、8.313、5.828、4.161、3.021、2.229、1.669、1.266、0.974。为了使转换电路的非线性误差最小，热敏电阻的串联电阻应选多少？若转换电路只是热敏电阻串接一个电阻，以每  $10^{\circ}\text{C}$  为间隔，计算转换电路输出电压与温度的对应关系；用测温范围的两端点连线作线性化近似，以每  $10^{\circ}\text{C}$  为间隔，计算输出电压的非线性误差，并画图表示。

在测温范围内，相应的热敏电阻的下限、中点、上限电阻值  $R_L$ 、 $R_M$ 、 $R_H$  分别为  $R_L=27.280 \text{ K}\Omega$ 、 $R_M=4.161 \text{ K}\Omega$ 、 $R_H=0.974 \text{ K}\Omega$ ，为使其非线性误差最小，应选串联电阻  $R_I$

$$R_I = \frac{2R_L R_H - R_M(R_L + R_H)}{2R_M - (R_L + R_H)}$$

$$= \frac{2 \times 27.280 \times 0.974 - 4.161 \times (27.280 + 0.974)}{2 \times 4.161 - (27.280 + 0.974)} \text{ K}\Omega$$

$$= 3.232 \text{ K}\Omega$$

转换电路如图 X10-1，当电源电压  $U=1\text{V}$  时，则  $U_o$  的值见表 X10-1。

表 X10-1

温度 ( $^{\circ}\text{C}$ )	$R_T$ ( $\text{K}\Omega$ )	$U_o = UR_I / (R_I + R_T)$ (mV)
0	27.280	106
10	17.960	153
20	12.090	211
30	8.313	280
40	5.828	357
50	4.161	437
60	3.021	517
70	2.229	592
80	1.669	659
90	1.266	719
100	0.974	768

测温范围的两端点连线，则该直线的斜率

$$K = \frac{768 - 106}{100} = 6.62 \text{ mV/ } ^{\circ}\text{C}$$

转换电路输出电压  $U=106+KT$  (mV)

非线性误差如表 X10-2。

表 X10-2

温度 (°C)	$U_o$ 计算值 (mv)	$U_o$ 实际值 (mv)	误差值 (mv)
0	106.0	106	0
10	172.2	153	+19.2
20	238.4	211	+27.3
30	304.6	280	+24.6
40	370.8	357	+13.8
50	437.0	437	0
60	503.2	517	-13.8
70	569.4	592	-22.6
80	635.6	659	-23.4
90	701.8	719	-17.2
100	768.0	768	0

非线性误差曲线如图 X10-2。

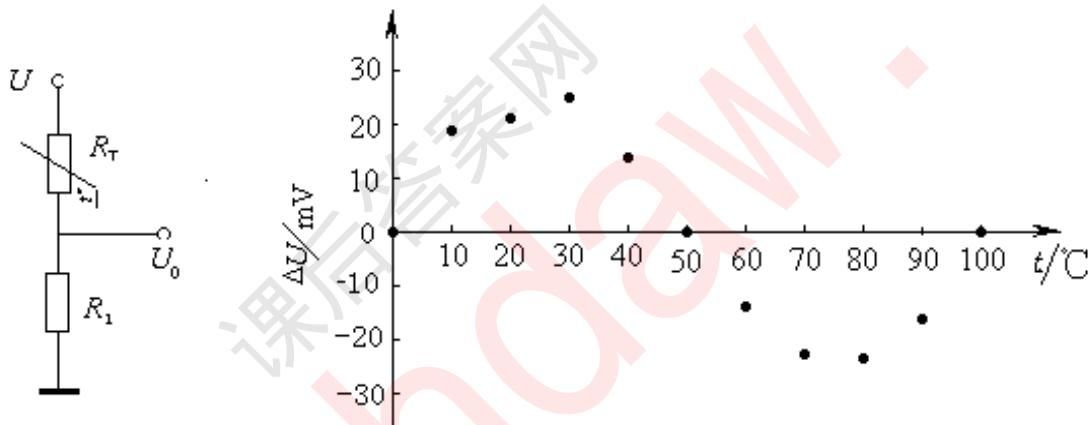


图 X10-1 转换电路

图 X10-2 非线性误差

10-2 某温度控制装置要求温度上升速度为  $5^{\circ}\text{C}/\text{min}$ ; 温度控制误差 $<0.5^{\circ}\text{C}$ 。该电路的 A/D 转换器是否可以采用 14433 组件? 简要说明理由。

A/D 转换器 14433 外接电阻  $R_c = 470 \text{ k}\Omega$  时, 时钟频率为  $66\text{kHz}$ , 一次 A/D 转换约需要 16400 个时钟脉冲周期, 所以该电路每一次 A/D 转换需要时间

$$t_1 = \frac{1}{66 \times 10^3} \times 16400 = 0.25 \text{ (s)}$$

因此, 采样时间间隔应 $\geq 0.25\text{s}$

若取采样时间间隔为  $0.3\text{s}$ , 则在此期间温度的变化量为  $5 \times 0.3/60 = 0.025^{\circ}\text{C}$ , 它远小于系统对温度控制误差小于  $0.5^{\circ}\text{C}$  的要求, 所以可以选用 A/D 转换器 14433。

10-3 图 10-7 中二极管  $V_{D1} \sim V_{D8}$  的作用是什么?

图 10-7 中二极管  $V_{D1} \sim V_{D8}$  的作用是给复合互补对称管提供一个偏置电压, 使温度控制输出信号  $U_o$  为  $0\text{V}$  时, 三极管  $V_1 \sim V_4$  均处于临界状态。若没有二极管  $V_{D1} \sim V_{D8}$ , 则当较  $U_o$  小时, 功率管不导通, 温度控制有一个死区。

10-4 图 10-9 的调速系统中电流反馈的作用是什么？

图 10-9 的调速系统中电流反馈的作用是用来维持或调节电枢电流。当电网电压突然变化时，通过电流反馈，抑制电动机主回路电流的变化，缩短调速过程；电动机启动时，速度给定信号为阶跃信号，速度调节器有一个很大的输出值，电枢电流也最大，电流反馈使调节器输出电压减小，抑制电动机启动过程中电枢的电流，以保护电枢不因电流过大而烧坏。

10-5 图 10-13 中的  $N$  分频器，分频数  $N$  的大小对位置控制精度有何影响？

图 10-13 的位置伺服系统中，来一个位移指令脉冲，指令相位变化  $2\pi/N$ ，鉴相器的输出信号控制工作台移动，位置控制分辨力  $\leq 2\pi W$ ，其中  $W$  为标尺节距。若不考虑其它因素， $N$  越大，位置控制精度越高。