

目 录

前 言

第一章 放大器的实用设计	(1)
1.1 集成运放应用的基础知识	(2)
1.1.1 运放的基本特性和主要参数	(2)
1.1.2 集成运放的相位补偿技术	(4)
1.1.3 集成运放的调零技术	(8)
1.1.4 集成运放的保护措施	(9)
1.1.5 选择集成运放的原则	(11)
1.1.6 集成运放的正确使用	(13)
1.2 用集成运放设计放大器的方法	(14)
1.2.1 基本反相放大器的设计方法	(14)
1.2.2 基本同相放大器的设计方法	(22)
1.2.3 多级交流放大器的设计	(26)
1.3 低漂移直流放大器设计	(29)
1.3.1 常用低漂移线性集成运放及实用设计方法	(30)
1.3.2 线性集成自稳零运放及其使用方法	(31)
1.3.3 各种低漂移运放的比较及选型	(35)
1.3.4 低漂移直流放大器制作工艺	(36)
1.4 高输入阻抗放大器设计	(38)
1.4.1 直流高输入阻抗放大器	(39)
1.4.2 交流高输入阻抗放大器	(40)
1.4.3 高输入阻抗差动放大器	(43)
1.4.4 高输入阻抗放大器的信息保护技术	(45)
1.4.5 制作及装配高输入阻抗放大器的注意事项	(45)
参考文献	(48)
第二章 精密测量放大器	(49)
2.1 仪用放大器的基础知识	(49)
2.1.1 三运放的差动放大器	(49)
2.1.2 集仪用放大器	(50)
2.1.3 仪用放大器的主要特性参数	(52)
2.2 典型仪用放大器的使用方法	(52)
2.2.1 AD 521 的使用方法	(52)
2.2.2 AD 522 的使用方法	(54)
2.2.3 MPINA 101 的使用方法	(55)
2.2.4 INA 102 的使用方法	(56)
2.3 可编程增益放大器	(58)
2.3.1 可编程增益放大器的工作原理	(58)
2.3.2 LH0084 的使用方法	(59)

如果你觉得本书很好，请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

2.3.3	PGA 100 多路输入可编程增益放大器的使用方法	(62)
2.4	集成隔离放大器	(63)
2.4.1	概述	(63)
2.4.2	光电耦合的隔离放大器	(64)
2.4.3	变压器耦合的隔离放大器	(66)
2.5	其它典型产品简介	(67)
2.5.1	小信号双线变送器 XTR 101	(67)
2.5.2	EK 系列直流毫伏变送器电路简介	(68)
2.5.3	ERICSSON(爱立信)模块式 DC-DC 变换器	(69)
	参考文献	(70)
第三章 电磁干扰及其抑制技术		(71)
3.1	干扰源简介	(71)
3.1.1	外部干扰	(71)
3.1.2	内部干扰	(71)
3.1.3	新的干扰源	(71)
3.2	干扰的传输方式	(72)
3.2.1	电容性耦合(电场干扰)	(72)
3.2.2	互感性耦合(磁场干扰)	(74)
3.2.3	漏电流耦合	(74)
3.2.4	共阻抗耦合	(75)
3.3	干扰抑制技术的基础知识	(77)
3.3.1	概述	(78)
3.3.2	屏蔽技术	(78)
3.3.3	接地技术	(82)
3.3.4	退耦电路	(84)
3.4	由输入端串入的干扰及其抑制技术	(85)
3.4.1	差模干扰及其抑制技术	(85)
3.4.2	共模干扰及其抑制技术	(88)
3.5	由工频电源变压器串入的干扰	(91)
3.5.1	工频变压器的静电屏蔽技术	(92)
3.5.2	交流噪声滤波器	(93)
3.6	干扰抑制技术在测量系统中的实际应用	(94)
3.6.1	测量系统中实用屏蔽规则	(94)
3.6.2	测量系统的放大器与现场信号源的连接方式	(96)
3.6.3	测量仪表内部元件的安排和走线及装配工艺的设计准则	(97)
	参考文献	(99)
第四章 有源滤波器的实用设计		(100)
4.1	概述	(100)
4.2	低通滤波器的基本理论	(100)
4.2.1	巴特沃斯低通滤波器	(101)
4.2.2	切比雪夫低通滤波器	(101)
4.3	有源低通滤波器(LPF)典型电路及快速设计	(102)

4.3.1	有源 LPF 典型电路	(102)
4.3.2	二阶有源 LPF 快速实用设计基础	(105)
4.3.3	有源 LPF 的设计步骤及举例	(106)
4.4	有源高通滤波器(HPF)典型电路及快速设计	(107)
4.4.1	HPF 的基本理论	(107)
4.4.2	有源 HPF 典型电路	(109)
4.4.3	设计举例	(110)
4.5	有源带通滤波器(BPF)典型电路及快速设计	(110)
4.5.1	BPF 基本理论	(110)
4.5.2	BPF 的级联	(112)
4.5.3	有源 BPF 典型电路及设计举例	(113)
4.6	有源带阻滤波器(BEF)典型电路及快速设计	(116)
4.7	开关电容滤波器(SCF)	(118)
4.7.1	SCF 的基本单元电路	(118)
4.7.2	一阶 LPF 开关电容滤波器	(121)
4.7.3	集成 SCF 产品	(122)
	参考文献	(124)
	设计表	(125)
第五章 开关电源实用设计		(150)
5.1	串联式开关稳压电源	(151)
5.1.1	工作原理和电路分析	(151)
5.1.2	滤波电感和电容计算,工作频率的选择	(153)
5.1.3	开关功率晶体管和续流二极管功耗计算	(154)
5.2	单端反激式开关电源原理与设计	(158)
5.2.1	电路的结构及工作原理	(158)
5.2.2	计算公式	(159)
5.2.3	电路设计	(160)
5.3	单端正激式开关电源原理与设计	(163)
5.3.1	电路的结构及工作原理	(163)
5.3.2	电路设计	(166)
5.4	双端开关电源原理与设计	(167)
5.4.1	推换式开关电源	(167)
5.4.2	半桥式开关电源	(168)
5.4.3	全桥式开关电源	(169)
5.4.4	三种双端开关电源的比较	(170)
5.4.5	电路设计	(170)
5.5	典型集成脉冲宽度调制器(PWM)	(173)
5.5.1	PWM 的基本工作原理	(173)
5.5.2	双端输出式 PWM 的集成芯片	(174)
5.5.3	单端输出式 PWM 的集成芯片	(176)
5.6	开关电源的设计举例及调试	(179)
5.6.1	输入部分设计	(179)

如果你觉得本书很好, 请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

5.6.2	启动电阻 R_2 和电容 C_2 的设计	(179)
5.6.3	高频变压器的设计	(180)
5.6.4	选择开关管和整流二极管	(181)
5.6.5	缓冲电路设计	(181)
5.6.6	电流感应电阻 R_{10} 以及 R_8, R_7 的作用	(181)
5.6.7	开关管驱动电路 R_7 和 R_{13} 的设计	(181)
5.6.8	开关电源的组装	(183)
5.6.9	单端反激式开关电源的调试	(183)
5.7	典型单片功率开关稳压器的使用方法	(184)
5.7.1	CW 4962(CW 4960)的工作原理	(185)
5.7.2	CW 4962(CW 4960)的应用电路	(188)
5.7.3	典型电路的实测结果	(188)
	参考文献	(189)
第六章 印制板设计		(191)
6.1	消除地线共阻抗干扰的方法	(191)
6.1.1	“地线”阻抗的计算	(191)
6.1.2	一点接地准则的应用	(191)
6.1.3	板内地线设计	(192)
6.1.4	整机地线布局	(195)
6.2	电磁干扰的抑制方法	(196)
6.2.1	平行导线的寄生耦合及抑制方法	(196)
6.2.2	输入输出寄生耦合与抑制方法	(198)
6.2.3	板内屏蔽导线的布设	(199)
6.3	印制电路板排版设计基础知识	(200)
6.3.1	敷铜板的电气特性	(201)
6.3.2	元件的排列与安装	(203)
6.3.3	接点、导线和孔的形式及要求	(204)
6.3.4	元件引出端尺寸及识别	(208)
6.3.5	印制板的板外连线及插头座	(211)
6.4	印制板排版过程与方法	(213)
6.4.1	整体布局及印制板结构	(214)
6.4.2	单线不交叉图的绘制	(217)
6.4.3	排版草图的绘制	(221)
6.5	计算机绘图	(224)
6.5.1	SMARTWORK 软件简介	(224)
6.5.2	TANGO 软件简介	(225)
	参考文献	(225)

第一章 放大器的实用设计

放大器是电子设备的重要组成单元，其主要任务是对有用的输入信号不失真的放大。在自动检测仪器中，由传感器送来的信号一般是比较微弱的，而且含有一些与测量无关的信号——干扰，因此不能把这种信号直接送到计算机的数据采集系统（或二次仪表）。必须把与被测量有关的有用信号放大，且最大限度地抑制干扰——这就是信号的放大与处理。对于一个自动测量仪器，放大器性能的优劣直接影响仪器的精度、可靠性及其它技术指标。在给定性能指标条件下，设计放大器的主要内容有：放大电路的选形，元件参数的计算和元器件的选型，性能核对，制造试验电路并调试等。

放大器的种类繁多，有音频放大器、视频放大器、测量放大器等。本章主要介绍常用小信号交流放大器的设计方法和调试技术，并介绍了一些特殊放大器（如低漂移、高阻抗）的设计。目的是让读者通过本章学习，在放大器设计方面有扎实的基础理论并获得一定实用设计技巧及调试方法。为便于自学，本章给出了许多设计实例，而且许多设计理论和方法渗透在实例中。

根据经验，设计放大器的程序是：（1）仔细研究放大器的工作环境，对放大器提出符合实际的技术指标；研究放大器的工作环境包括：传感器的特性，工作频率，增益，输入电阻的阻值，工作温度变化范围，输出电压的幅值，输出电阻的阻值，传感器到放大器以及放大器到负载的传输距离等。对于经验不足的设计者来说，且不要过分地增加某个指标的余量，因为某个技术指标的提高总是以降低另一些指标为代价。例如，增加放大器的带宽会使其输出噪声明显增加；又如提高输入电阻，会使放大器的抗干扰能力下降等等。（2）查阅资料，寻找性能相似或相近的实用电路，并将其消化，以便使国内外已有的实用电路为己所用。对于一个电路设计者来说，应备用一些必要的技术资料，如元器件手册，实用电路集等资料。应说明，有些资料介绍的实用电路并不实用，而且有些电路也不易被理解。设计者应把查到的有关电路进行计算机辅助分析（例如用 SPICE 程序）或在实验板上实际调试。作者建议应试着干，不要坐着等。（3）初步设计包括电路的选形，元器件的参数计算和选型。这一步要求设计者综合已掌握的电子技术方面的基础知识。建议设计者应多看资料，多做实验，勤向有经验的设计工程师请教。（4）核对已设计电路的技术指标。目前计算机辅助分析（简称为 CAA）的程序很多，使用也很方便。CAA 具有快速、简便、准确的优点。当然，对于较简单的电路也可以用人工近似估算和分析。（5）实验板上调试并实测其性能。建议在组装电路前，应用仪器逐个测试所使用元器件，这样往往事半功倍。（6）用计算机绘印制电路板。目前较为流行的绘图软件有 SMARTWORK 和 TANGO，这些软件使用简便也很容易掌握。（7）制作放大器的样品。（8）设计外壳。根据放大器的工作环境设计合理的外壳，例如在精密仪器中要求放大器处在恒温且要除湿（像丹麦 B/K 公司的前置放大器，日本某公司的前置放大器）。外壳另一个作用就是对电路屏蔽。总之，外壳不仅能保护电路，而且有许多特殊功能，希望引起设计者的重视。

上述的设计、制作程序并非一成不变的公式，设计者可根据实际情况选择若干步骤。上

述设计程序也适用于其它电子电路的制作和设计。

1.1 集成运放应用的基础知识

集成运算放大器（简称运放）是一种非常好用的线性集成组件，因其性能优良，使用方便等受到用户的普遍欢迎，它已成为设计现代电子电路的主流组件。但是，由于运放种类繁多，应用电路和方法差异甚大，对于初学者来说，在实际应用时，经常出现选型不当，外围电路设计不合理，整体电路达不到预定技术要求等问题。作者认为出现上述问题的原因有两个：其一，对运放应用的基础知识了解不足；其二是真正了解的运放太少。为解决第一个问题，本节将介绍一些使用者必须掌握的基础知识，其主要内容有：集成运放的基本特性和主要参数；相位补偿；调零技术；选型原则以及正确使用运放的方法。针对第二个问题，本节简介了各种类型的运放。

1.1.1 运放的基本特性和主要参数

(1) 集成运放的外形和符号

集成运放是一种常用的线性集成电路组件，其集成芯片的封装形式通常有两种：即金属圆壳式和双列直插式，如图 1.1.1 (a)，(b) 所示。由图可知，无论采用何种封装，从器件顶部正视时，其引脚均是按逆时针方向排列。对于金属圆壳式封装的组件，标记点左边的第一个引脚为 1；对于双列直插式封装的组件，标记缺口左下脚的第一个引脚为 1。

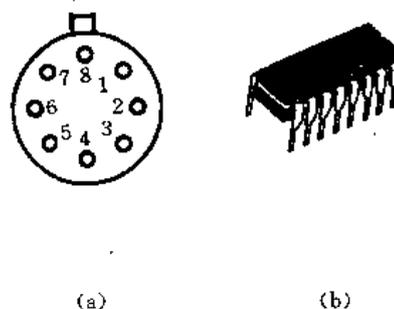


图 1.1.1 集成运放两种封装

(a) ——金属圆壳式封装；(b) ——双列直插式封装

集成运放的电路符号如图 1.1.2 (a)，(b)，(c) 所示。图 (a) 是我国的

国标符号，运放的两个输入端（反相输入端 $U_{i(-)}$ 和同相输入端 $U_{i(+)}$ ）和一个输出端 (U_o) 分别

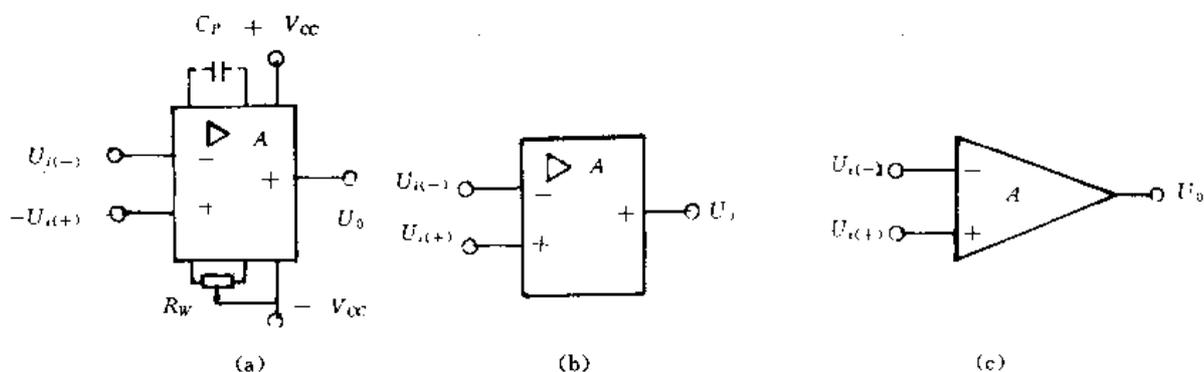


图 1.1.2 集成运放的电路符号

(a) ——国标符号；(b) ——简化符号；(c) ——习惯画法

画在方框的左右两侧，其它功能端，如电源端 ($\pm V_{CC}$)，调零端（外接电阻）和频率补偿端（外接电容 C_p ）等均画在方框图的上下侧；框中符号“ \triangleright ”表示信号的传送方向， A 表示放大器件。

图 (b) 为运放的简化符号。图 (c) 所给出的运放符号是一种被广为应用的符号, 所以本书仍采用图 (c) 所示的符号。

(2) 集成运放的电压传输特性及三项基本参数

集成运放的电压传输特性如图 1.1.3 所示, 它表征了在低频条件下, 输入电压和输出电压之间的关系。在图中 $U_{id} [= U_{i(+)} - U_{i(-)}]$ 是差模输入电压。由传输特性可知, 当 U_{id} 在 $-U_{im} \sim +U_{im}$ 范围内变化时, 输入与输出呈线性关系, 其斜率为: $\Delta U_o / \Delta U_{id}$, 该斜率是运放的差模电压放大倍数 A_{od} 。我们定义 $U_{id} = -U_{im} \sim +U_{im}$ 为线性区, 其余部分为非线性区域。在理想条件下, 电压传输特性曲线是通过原点的, 即当 $U_{id} = 0, U_o = 0$ 。当使用运放放大信号时, 运放工作在线性区。

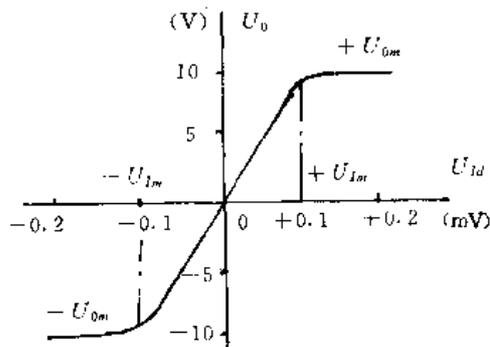


图 1.1.3 运放的电压传输特性

运放在线性区工作有三个重要性能指标:

①差模电压放大倍数 A_{od} (亦称之为开环差模放大倍数)

$$A_{od} = \Delta U_o / \Delta U_{id} = U_o / (U_{i(+)} - U_{i(-)})$$

一般情况下, $A_{od} = 10^4 \sim 10^6$ (即 80~120 dB), 性能较好的运放可达到 140 dB 以上。

②差模输入电阻 r_{id} 差模输入电阻 r_{id} 是指输入差模信号时运放的输入电阻。在实际运放中, r_{id} 也是较高, 如: CF 741 的 $r_{id} = 1 \text{ M}\Omega$, 高阻型运放 5 G28 的 $r_{id} = 10^4 \text{ M}\Omega$ 。

③输出电阻 r_o 集成运放的输出级一般采用互补对称式共集电路, 因而有较小的输出阻抗, 通常 $r_o = 100\Omega \sim 1\text{k}\Omega$, 如 CF741, $r_o \approx 200\Omega$ 。

(3) 集成运放的失调参数

在实际运放电路中, 当 $U_{id} = 0, U_o \neq 0$, 即运放的传输特性曲线不通过坐标原点, 这相当于运放的静态工作点发生了偏移 (称为输出失调)。为补偿输出失调, 在运放电路的输入级中设置了调零端。

①输入失调电压 U_{I0}

$$U_{I0} = \frac{U_o}{A_{od}} \Big|_{U_i = 0}$$

式中 U_{I0} 称为输入失调电压。 U_{I0} 的含义是, 在 $U_i = 0$ 时, 欲使输出电压 $U_o = 0$, 所需外加的补偿电压。造成失调电压的原因是运放输入级差分对管的特性不会完全一致。

②输入失调电压温漂 dU_{I0}/dT

由于运放电路输入级差分对管的温度特性不一致, 当温度变化时, 输入失调电压亦随之变化。可以用外接调零电路抵消 U_{I0} 的影响, 但不能消除 dU_{I0}/dT 的影响。因此, 对于用户来说, dU_{I0}/dT 是一个更为重要的参数。

③输入失调电流 I_{I0}

$$I_{I0} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

式中, I_{B1} 和 I_{B2} 是同相端与反相端的输入电流。这个参数表征了差分对管输入电流不对称的程度。

④输入失调电流的温漂 dI_{I0}/dT 其意义与 dU_{I0}/dT 类似, 它也是运放一个重要参数。

在上面四个参数中, dU_{I0}/dT 和 dI_{I0}/dT 愈小, 运放的温漂亦愈小, 这对于设计低漂移的放大器来说是至关重要的参数。

(4) 集成运放的共模参数

① 共模抑制比 K_{CMR}

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{od}}{A_{oc}} \right|$$

式中, A_{oc} 是共模放大倍数, 称 K_{CMR} 为共模抑制比, 也常用分贝表示, 即为 $20\lg K_{CMR}$ 。通常运放的 $20\lg K_{CMR} = 60 \sim 100\text{dB}$ 。高共模抑制比组件的 $20\lg K_{CMR}$ 可达 $120 \sim 140\text{dB}$, 例如 AD521, AD522。

② 最大共模输入电压 U_{ICMAX} 如果共模信号的幅值超过一定限度, 运放就不能正常工作。称这个极限值为 U_{ICMAX} 。

在工业现场使用的放大器, 因由传感器经传输线传来的信号含有很强的共模信号, 要特别注意共模参数。在强干扰的工业现场使用的放大器, 第一级最好采用 U_{ICMAX} 、 K_{CMR} 都高的仪用放大器。

(5) 集成运放的时域和频域参数

① -3dB 带宽 f_H 它是集成运放的上限截止频率。例如 F007(CF741) 的 $f_H = 100\text{Hz}$ 。

② 单位增益带宽 f_c 它是 $A_{od} = 1$ 时所对应的频率, 也就是运放的增益带宽积。

③ 转换速率 S_R

$$S_R = \left| \frac{du_0}{dT} \right|_{\max}$$

S_R 反映了运放对高速变化的输入信号的响应情况, 只有当输入信号变化斜率的绝对值小于 S_R 时, 输出才能按线性规律变化的, 否则输出信号将产生频率失真。

若 $u_0 = U_{om} \sin \omega t$, 则

$$S_R = \left| \frac{du_0}{dT} \right|_{\max} = |U_{om} \cdot \omega \cdot \cos \omega t|_{\max} = U_{om} \cdot \omega$$

上式说明, 当 S_R 给定, U_{om} 愈大, 运放的最高工作频率愈低。

上述三个参数主要用于交流放大器的设计。

从集成运放应用的角度出发, 提出所谓“理想运放”的概念, 它具有下面技术指标:

$$A_{od} = \infty, K_{CMR} = \infty, r_{id} = \infty, f_H = \infty, S_R \rightarrow \infty$$

$$U_{I0} = 0, \frac{dU_{I0}}{dT} = 0, I_{I0} = 0, \frac{dI_{I0}}{dT} = 0, I_{I(+)} = I_{I(-)} = 0, r_o = 0$$

理想运放的两个基本特性:

i 运放两输入端之间为虚短路, 即 $U_{Id} = 0, U_{I(+)} \approx U_{I(-)}$

ii 运放两输入端之间为虚断路, 即 $I_{I(+)} = I_{I(-)} = 0$

上述两个基本特性是分析集成运放线性应用电路的关键, 亦是近似设计的基础, 应该牢固掌握并灵活使用。

1.1.2 集成运放的相位补偿技术

集成运放实质上是一个高增益的多级直接耦合放大电路, 由于各级晶体管极间电容的影响, 使其开环增益 A 成为频率的函数。当集成运放工作在其传输特性曲线的线性区时, 为使

集成运放能正常工作，通常引入深度负反馈。因此，在其传输特性曲线线性区工作的集成运放，实际就是一个带有深度负反馈的多级放大器。根据电子学的基本理论^[4]，深度负反馈容易引起放大器的自激，所以工作在其线性区的集成运放也同样存在自激及其消除问题。

(1) 集成运放的自激条件

①集成运放的闭环增益和自激条件 若考虑到开环增益 A 是频率的函数以及反馈网络也存在着相移，闭环增益 A_f 的表达式为：

$$A_f = \frac{A}{1 + AF} \quad (1.1.1)$$

式中， A 是集成运放的开环增益， F 是反馈网络的反馈系数， A_f 是闭环增益， AF 为回路增益。

由集成运放开环增益的频率特性可知， A 的幅值随频率升高而下降，而且产生一个附加的相移 φ_A 。若在某个高频下，反馈系数的相移 φ_F 与 φ_A 之和——即回路增益的附加相移达到 $\pm 180^\circ$ ，负反馈就变为正反馈。只要回路增益的幅值足够大，就会产生自激。

由上式可知，自激的条件是：

$$AF = -1 \quad (1.1.2)$$

其物理意义是：在 $AF = -1$ 时， $|A_f| = \infty$ ，即在不加任何激励时，也有输出（即自激振荡）。

改写上式为模和角的关系式，即得到自激振荡的相位条件和幅值条件。

$$\text{自激的相位条件: } \Delta\varphi = \varphi_A + \varphi_F = \pm 180^\circ \quad (1.1.3)$$

$$\text{自激的幅值条件: } AF = 1 \quad (1.1.4)$$

由上式可得到如下结论：*i* 当 A 给定， F 愈大愈容易自激，即反馈愈强，愈容易自激。对于由电阻组成的反馈回路而言， F 的最大值是 1。如果一个放大电路在 $F = 1$ 时，不能产生自激，那么由电阻组成的任何反馈网络将不会产生自激；*ii* 在深度负反馈情况下， $|A_f| = |\frac{1}{F}|$ 。由结论 *i* 可知， F 愈大，愈容易自激。因此，在深度负反馈情况下， $|A_f|$ 愈小愈容易自激。

通常用分贝表示自激的幅值条件：

$$20\lg AF = 0 \quad (1.1.5)$$

②负反馈的稳定裕度 从工程实际的观点看，仅仅保证放大器不发生自激还是不够的，因为使用条件略有变化，放大器还有可能再次自激，所以一般应用时都应留有一定的裕度。稳定裕度如图 1.1.4 所示。

幅度裕度 G_m 的定义：若 $\Delta\varphi = \pm 180^\circ$ 所对应的频率为 f_0 ，则

$$G_m = 20\lg(AF)|_{f=f_0} \leq -10\text{dB} \quad (1.1.6)$$

相位裕度 φ_m 的定义，若 $20\lg AF = 0$ 时所对应的频率为 f_c ，则

$$\varphi_m = 180^\circ - |\Delta\varphi|_{f=f_c} \geq 45^\circ \quad (1.1.7)$$

(2) 集成运放的相位补偿

由上述分析可知，负反馈愈强（即 F 值愈大），愈容易发生自激；但减少 F 值，又不利于性能的改善。如果既想保持必要的 F 值又不发生自激振荡，通常采用相位补偿。相位补偿的基本思想是给放大器增加 RC 补偿网络来改变集成运放的频率特性，达到破坏自激条件的目的。

工程上通常采用的相位补偿方法大体上可分滞后补偿、超前补偿和滞后——超前补偿。若根据补偿回路的接入点来分类，相位补偿的方法又可分成内、外两类补偿方法。内部补偿是指把补偿网络接入集成运放的内部，通过改变开环增益的频率特性来满足稳定条件的方法。外

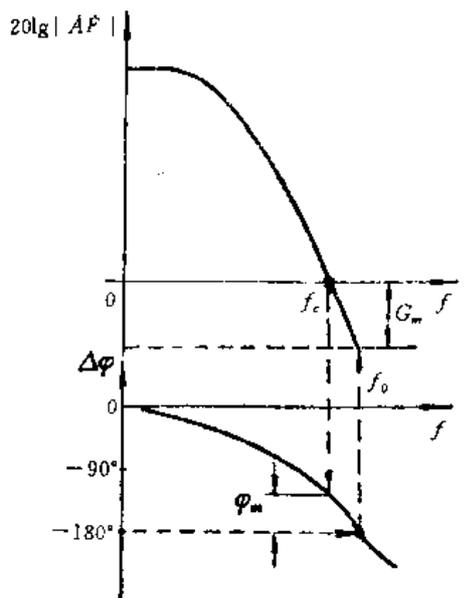


图 1.1.4 稳定裕度示意图

部补偿是在集成运放外部的输入回路或反馈回路接入补偿网络，通过改变开环增益或反馈系数的特性来满足稳定条件的方法。内部补偿是工程上常用的相位补偿方法，外部补偿方法通常为内部补偿方法的一种补充，但是当某些集成运放具有固定的频率特性（即用户无法改变其频率特性），外部补偿方法就变为唯一可取的相位补偿手段。本书主要介绍外部补偿的原理及方法。

①内部补偿举例 有些集成运放需要外接补偿网络，以保证稳定工作。一般情况是：集成运放给用户已引出了补偿端，生产厂家在其用户手册中也提供了补偿电路的类型及元件参数的选择范围，用户只要按手册中给出电路进行补偿即可。例如 CF725（或 $\mu A725$ ）高精度型集成运放的补偿网络如图 1.1.5 所示，补偿网络的数值见表 1.1.1。

②输入端滞后补偿 滞后补偿是指补偿网络所产生的附加相位使得回路增益的相位增加，达到破坏自激条件的方法。滞后补偿方法主要靠降低中频段回路增益来达到稳定，因而这种补偿会导致反馈放大器的通频带变窄。由此可见，滞后补偿通常适用于对频带要求不高的低频放大器中。图 1.1.6 给出输入端滞后补偿的电路，这是一种外部补偿方法。在图 1.1.6 中， R_B, C_B 组成了滞后补偿网络。 R_B, C_B 的计算方法，请参阅文献 [9]。

表 1.1.1 CF725 补偿网络的数值表

A_f	$R_1(\Omega)$	$C_1(\mu F)$	$R_2(\Omega)$	$C_2(\mu F)$
10000	10k	50 pF		
1000	470	0.001		
100	47	0.01		
10	27	0.05	270	0.0015
1	10	0.05	39	0.02

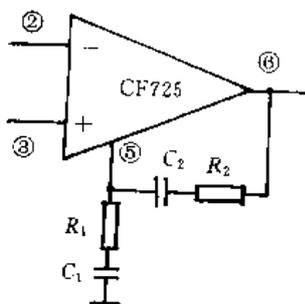


图 1.1.5 CF725 补偿网络

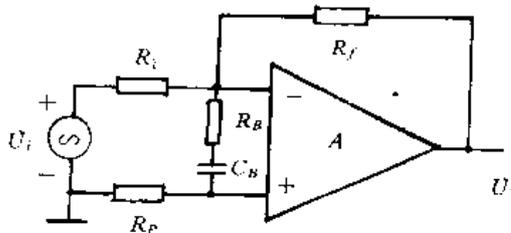


图 1.1.6 输入端滞后补偿

③外部超前补偿 超前补偿是指由补偿网络产生的附加相移使得回路增益相位减少的补偿方法。这种补偿方法主要靠补偿网络在 $AF = 1$ 时对应的频率附近提供超前相移来实现放大器的稳定。超前补偿通常可以使反馈放大器获得较宽的频带。

对一个同相放大器进行外部超前补偿的例子如图 1.1.7 所示。补偿的方法是在反馈电阻 R_f 两端并联一只补偿电容 C 。这种补偿方法是通过改变反馈系数的频率特性消除自激的。设 $R_p = R_1 // R_f$ ，则放大器的反馈系数被修改为：

$$F = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \left\{ \frac{1 + j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_j}} \right\}$$

$$= F_0 \left\{ \frac{1 + j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_j}} \right\}$$

其中， F_0 为补偿前的反馈系数， f_0 和 f_j 分别为新增加的零极点。 F 的波特图如图 1.1.8 所示。一般取 $f_0 < f_j$ ， F_0 、 f_0 、 f_j 由下式确定：

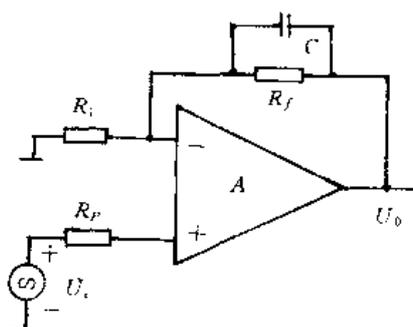


图 1.1.7 外部超前补偿

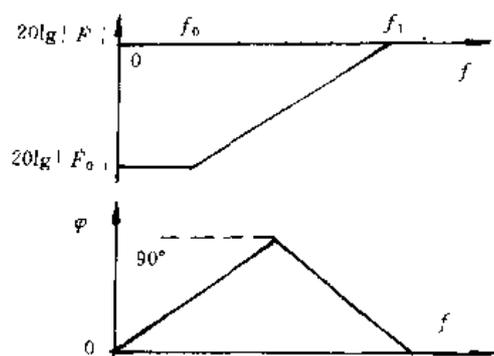


图 1.1.8 F 的波特图

$$F_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (1.1.8a)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C} \quad (1.1.8b)$$

$$f_j = \frac{1}{2\pi R_p C} \quad (1.1.8c)$$

④外部滞后—超前补偿 我们已知道，滞后补偿是消除自激的有效方法，但是会使放大器的频带变窄；而超前补偿则可以展宽放大器的频带，但有时补偿效果不明显。如果把两种补偿方法联合使用，往往会发挥其各自的优点而克服各自的缺点，达到在满足稳定性要求的前提下获得较宽频带的目的。

滞后—超前补偿的基本思想是：在给定反馈系数 F 的条件下，首先引入滞后补偿来修正集成运放的开环频率特性，并使之达到临界稳定状态；其次，引入适当的超前补偿，使回路增益的相角裕量达到预期要求。

对于一个反相放大器进行滞后-超前补偿的电路如图 1.1.9 所示。在图中, R_{B1} 和 C_{B1} 是滞后补偿, C_{B2} 为超前补偿。参考文献 [9] 对这种补偿方法进行详尽的讨论。

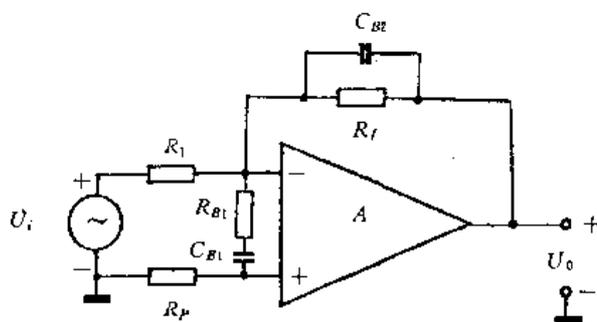


图 1.1.9 采用外部滞后-超前补偿的反相放大器

1.1.3 集成运放的调零技术

集成运放具有良好的直流放大特性, 因此常用来处理包含极低频率分量的信号。在这种情况下, 保证静态时输出为零 (即所谓的调零) 是十分重要的。但是在制造集成运放过程中, 不可能使晶体管的特性完全一致, 实际总存在着失调, 因此必须采用调零电路。由于运放二个输入级是一对相互对称的差动接法晶体管的两个基极, 实际上都存在着静态基极电流, 因此在实际应用中, 外电路设计应尽量保证二个输入端的外接直流电阻相等。否则两管基极电流在外接电阻上产生的电压会有较大差异, 而导致输出偏离零值。

集成运放的调零方法分为外部调零和内部调零。

(1) 内部调零

有些集成运放制造厂家在其用户手册中已给出了调零电路及联接方式, 用户只要按手册中给出调零电路调零即可。为便于调零, 调零电位器最好使用工作稳定、线性度好的多圈线绕电位器。图 1.1.10 给出四种常用运放的调零电路。

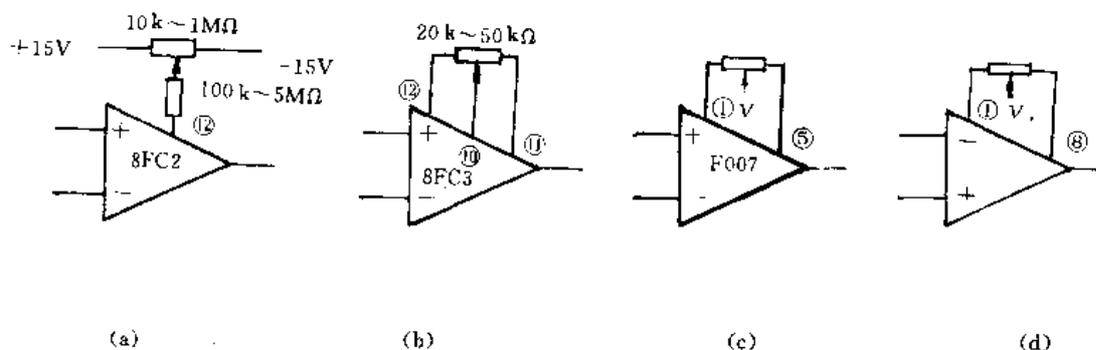


图 1.1.10 调零电路

(2) 外部调零

有些运放 (特别是在一个芯片中含有多个运放) 没有调零引脚, 如 CF4741, CF124/224/

324. 使用这种运放时，必须在输入端外加调零电路——外部调零。外部调零电路需注意：

- ①不要使调零电压过分受电源波动、温度变化以及输入端基极电流变化的影响。
- ②不要对输入电阻和共模抑制影响太大。

常用调零电路如图 1.1.11 所示，其中 $V_S^+ - V_S^-$ 是调零电压的补偿范围。

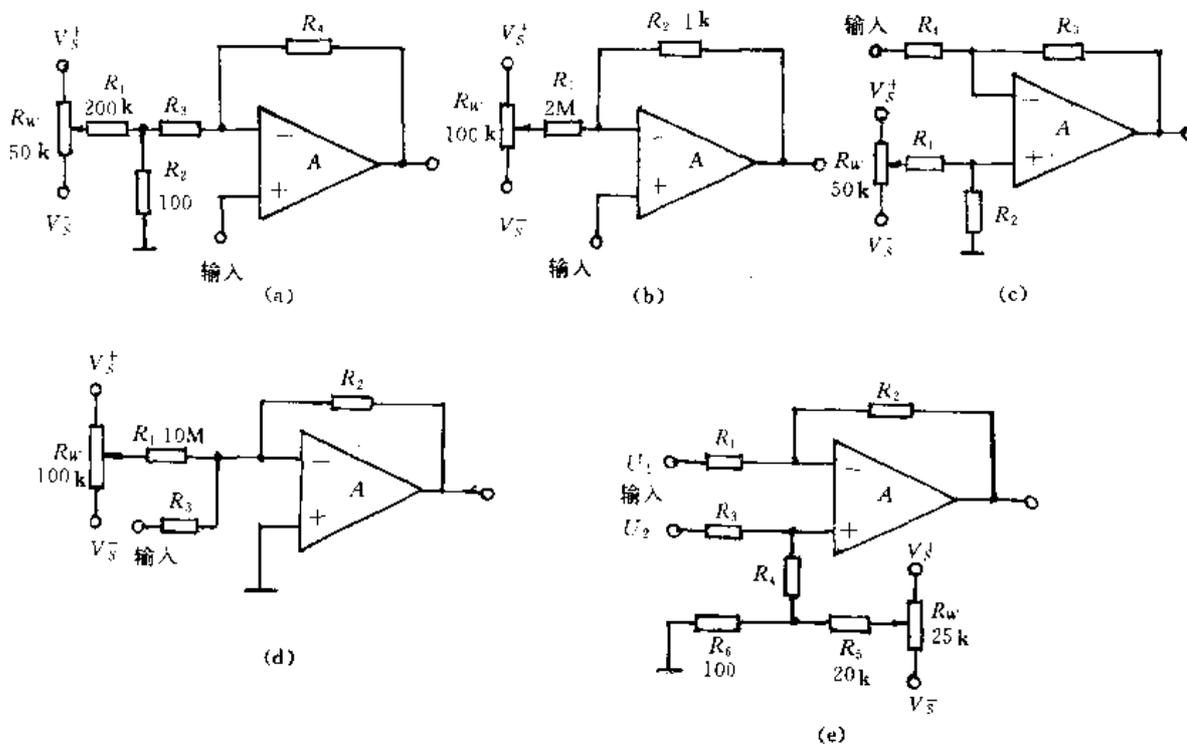


图 1.1.11 失调补偿方式

(a) ——同相放大；(b) ——电压输出器；(c) ——反相放大；(d) ——反相放大；(e) ——差分放大

最后指出，在运放的两个输入端接不同阻值的直流电阻，也对调零有一定的作用。

1.1.4 集成运放的保护措施

若集成运放使用不当或电路发生突发事件，均可能损坏集成运放。例如，电源电压极性接反或电源电压过高；输出短路或搭接在另一个电源线上使得输出电流过大；由传感器来的信号突然出现较大的共模电压或差模电压，使其输入信号超过了规定值（这种情况在具有强电磁干扰的工业现场经常出现）等等。因此在使用时必须对运放采取适当保护。下面介绍几种常用的保护措施：

(1) 输入端保护

当差模和共模输入电压过高时，会导致集成运放输入级的损坏。其保护电路如图 1.1.12。保护电路的工作原理是，由电阻 R 和二极管组成限幅电路，限定了运放输入端的最大输入电压。在图 (a) 中，差模电压的最大值约为 $\pm 0.7\text{V}$ ；在图 (b) 中，加在运放输入端的正、反向共模电压不会超过电源电压。应当注意二极管所产生的温漂会使放大器的温漂增加，在设计低漂移放大器时应该注意这个问题。若要求漏电流更小，将两个结型场效应管的漏源极相连代替图 (a) 中的二极管。

(2) 输出端保护

输出级损坏是因为输出端过压或过流造成的。造成输出过流的原因有：输出端短路时间太长（因为瞬间短路不会造成输出级损坏）使运放功耗超过了规定值，因此多数运放内部都有限流电路，并在用户手册中给出允许输出对地短路的时间为无穷大。造成输出过压的原因是，输出级碰到高压使输出级击穿。因此，如果没有限流或者限流不足的运放需外接线流电路；如果在同一个仪器箱内，存在着高于运放电源电压的直、交流电压，需给运放外接过压保护电路。

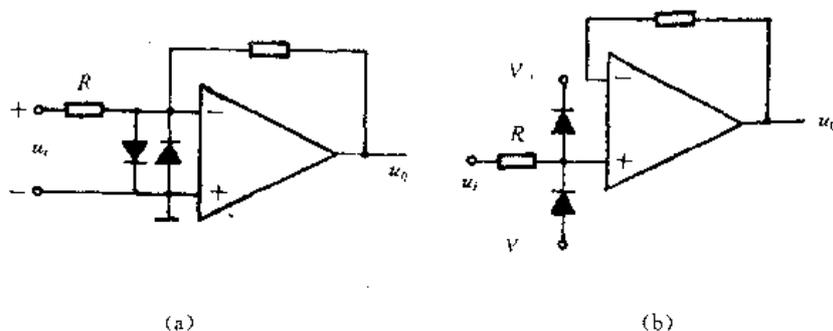


图 1.1.12 输入保护

(a) ——反相端输入；(b) ——同相端输入

输出过压保护电路

如图 1.1.13(a)、(b) 电路所示。在图 (a) 电路中，双向稳压管并接在反馈电阻两端，正常工作时输出电压 U_o 小于稳压管的稳压值 U_z ，这个支路不起作用。但是当 $U_o > U_z + 0.6V$ （设稳压管的正向压降为 $0.6V$ ），稳压管击穿，负反馈加强，输出电压限制在 $\pm(U_z + 0.6)$ 范围内。必须指出，应尽量选择反向特性好，漏电流小的稳压管，否则放大倍数的线性变坏。若输出端与一个等效内阻较小的高压相碰接时，流过稳压管电流会超过其极限，使稳压管损坏，同时集成运放也被损坏。这种情况最好采用图 (b) 电路。在图 (b) 电路中，电阻 R 和双向稳压管组成了双向限幅电路，使输出电压 U_o 限制在 $\pm(U_z + 0.6)$ 范围内。但应注意如下两点：其一，负载电阻与稳压管并联，稳压管的交流内阻会对输出电压造成一定的影响；其二，限幅电路并不能限制运放的真正输出电压。

中，双向稳压管并接在反馈电阻两端，正常工作时输出电压 U_o 小于稳压管的稳压值 U_z ，这个支路不起作用。但是当 $U_o > U_z + 0.6V$ （设稳压管的正向压降为 $0.6V$ ），稳压管击穿，负反馈加强，输出电压限制在 $\pm(U_z + 0.6)$ 范围内。必须指出，应尽量选择反向特性好，漏电流小的稳压管，否则放大倍数的线性变坏。若输出端与一个等效内阻较小的高压相碰接时，流过稳压管电流会超过其极限，使稳压管损坏，同时集成运放也被损坏。这种情况最好采用图 (b) 电路。在图 (b) 电路中，电阻 R 和双向稳压管组成了双向限幅电路，使输出电压 U_o 限制在 $\pm(U_z + 0.6)$ 范围内。但应注意如下两点：其一，负载电阻与稳压管并联，稳压管的交流内阻会对输出电压造成一定的影响；其二，限幅电路并不能限制运放的真正输出电压。

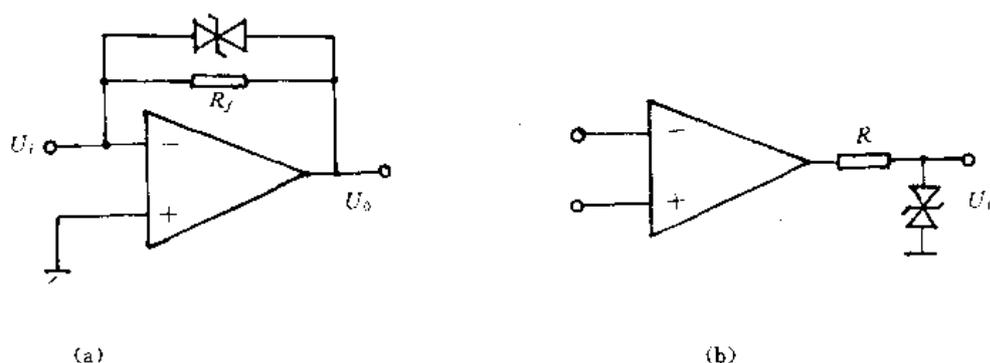


图 1.1.13 输出限压保护电路

最后指出，若运放用作比较器时，输出电压的幅值能通过稳压值控制，而不受运放电源电压控制。

输出限流保护电路如图 1.1.14 所示。图 1.1.14 中， T_1 和 T_3 为恒流管， T_2 和 T_4 为恒流管的偏置电路，同时具有温度补偿作用。电容 C 为退耦电容，避免了高频干扰影响运放的电源电压。当电路正常工作时，需要的工作电流较小，因此 T_1 和 T_3 工作在饱和区，饱和电压

U_{CES} 很小, 由于运放的工作电流较小, 所以 R_1 和 R_3 的压降很小, 则可以近似认为运放的工作电压等于电源电压。当运放的输出电流增加超过额定值时, T_1 , T_3 的电流也增加, 使其工作在恒流状态, 因此限制输出电流的大小。

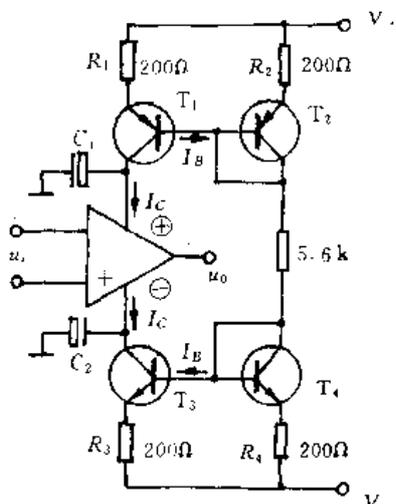


图 1.1.14 限流保护

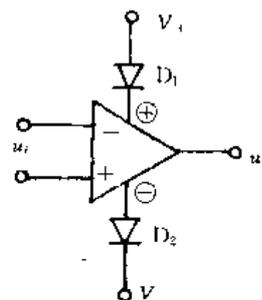


图 1.1.15 电源端保护

(3) 电源反接保护

如图 1.1.15 给出防止电源极性接反的保护电路。在选择二极管时, 二极管的反向击穿电压应大于电源电压, 二极管的正向电流应大于集成运放允许的最大工作电流。若要求运放的响应速度较快且尽量减少二极管正向压降的影响, 应选肖特基二极管。

1.1.5 选择集成运放的原则

集成运放品种繁多, 型号规格各异。我国国标选用近 100 种各大公司广泛流行的品种, 这对经验不足的用户来说, 会觉得眼花缭乱。因此在选用、设计电路时必须认真考虑。总的来说, 选用运放要注意两点: 一是尽可能选用流行较广的产品, 少用或不用“冷门货”。二是根据整机设备产品数量来选用。对于大量生产的产品要把充分发挥其性能、尽量降低成本放在首位; 而对于小批量或急需产品, 以保证其性能为主。另外, 在试制电路阶段, 尽量在保证性能的条件下, 降低成本, 在整机达到要求后, 才用低成本的产品逐步取代高成本的产品, 这样可以缩短研制周期。

(1) 各种类型产品的简介

①通用双极型单运放 这种运放用量多, 功能齐全, 应用面广, 易于购买, 成本低。代表产品有 741 型和 301 型。

②通用双极型双运放 这种运放一般具有两个特性相近的运放, 一致性好, 其代表产品有 747 型, 4558, 1458 型。

③通用双极型四运放 其早期产品有 324, 代表产品有 348, 349。四运放中性能更好的产品有 RC4136, HA4605/4626/4741 和 OP-09/11。

④单电源运放 由于单电源运放成本低, 供电方式简单, 因而获得广泛使用。其特点为:

零伏输入特性即可从零伏输入开始工作；电源电压范围广，例如 324，供电电压为 $\pm 1.5\sim 15\text{V}$ 或 $3\sim 30\text{V}$ ；交越失真小；品种繁多。

⑤低噪声双极型运放 这类产品基本上是在 4558 型基础上加以改进后的双极型运放。在音频范围内 ($30\text{Hz}\sim 30\text{kHz}$) 噪声为 $2.5V_{\text{rms}}$ 以上 (rms 是 root-mean-square 的缩写，其含义是，有效值或均方根)，而通用型运放的噪声在 $20V_{\text{rms}}$ 以上。对这类运放还要求其输出频带要宽，能驱动 600Ω 的标准负载。这种产品多用放大及处理音频信号电路的设计中。

⑥结型场效应管输入级 (BI-FET) 运放 这类产品输入阻抗高 ($10^9\Omega$)，输入电流小 (1nA) 转换速率 S_R 高 ($5\sim 50\text{V}/\mu\text{s}$)，比一般双极型运放高 10 倍以上。这类产品特别适用于高速积分等电路。其型号有 TL08X 系列 (标准型)，TL07X 系列 (低噪声型)，TL06X 系列 (低功耗型)。国产有 5G28，BG313 等。

⑦MOS 场效应管输入级 (BI-MOS) 型运放 它的输入电流比 BI-FET 型运放还低一个数量级以上，可达 1pA 。缺点是低频等效输入噪声大，输入阻抗过高 ($10^{12}\Omega$ 以上)，应注意输入端保护和抗干扰 (请参阅 1.4 节有关内容)，这种产品适用光敏传感器，以及长时间积分电路。

⑧高精度运放 其特点是漂移小，增益高。双极型运放的代表产品有 $\mu\text{A}725$ ，OP-05/07/08/12/10/20/21/27/37，AD504/510/517。自动稳零型也是高精度运放。其产品有 HA2900/2905，ICL7600/7601，漂移可达 $(0.01\sim 0.1\mu\text{V})/^\circ\text{C}$ ，ICL7650/7652，漂移达 $0.05\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

这类产品适用于热电偶，应变传感器等低频微弱信号的前置放大器的设计。

⑨高输出运放 一般运放在 $\pm 15\text{V}$ 电源供电时，输出为 $\pm 10\text{V}/(\pm 5\text{mA}\sim \pm 10\text{mA})$ ，但是单片型高输出运放的输出电压达到 $\pm 30\text{V}\sim \pm 40\text{V}$ 。其代表产品有 343/344 ($\pm 30\text{V}/20\text{mA}$)，1436 ($\pm 30\text{V}/17\text{mA}$)，13080 ($\pm 1.5\text{V}/250\text{mA}\sim \pm 7.5\text{V}/250\text{mA}$)。

⑩微电流输入 (高阻) 型运放 这类产品多采用 BI-FET，BI-MOS 和 CMOS 型等电路。因为当温度升高 8°C ，FET 型运放的输入电流约增加一倍。使用时必须注意运放的散热。由于输入电流很小，环境湿度以及布线要相当严格，否则输入端周围产生的漏电流会减少输入阻抗。请参阅 1.4 节中的内容。

⑪高速、宽带型运放 一般把 $S_R \geq 10\text{V}/\mu\text{s}$ ， $f_H \geq 10\text{MHz}$ 的运放称为高速宽带型运放。如 NS318，HA2500/2600 系列，AD509，LH0024，MC1520 等。使用这种运放时，分布电容的影响不可忽略，印制电路板的布线要尽可能短，并注意使用屏蔽措施。

⑫低功耗型运放 低功耗运放的工作电流一般在 1mA 以下，甚至为 $1\mu\text{A}$ 以下。工作电压可低至 1.5V 或 $\pm 0.75\text{V}$ 。典型产品有 LM4250 ($<1\mu\text{A}$)，346 ($<20\mu\text{A}$)， $\mu\text{PC}153/253$ 和 CF253 ($<20\mu\text{A}$) 等。这种运放的缺点是频率特性随工作电流减少而变坏，在设计交流放大器时必须注意这一点。这种放大器多用于电池供电的仪器中。

(2) 集成运放的选用原则

集成运放的选用原则是：在满足给定输入、负载、精度及环境要求条件下，尽可能选用通用型、低成本的运放。

根据集成运放的选用原则，用户要善于分析实际使用条件，正确选择合适的运放，做到经济合理。在选用运放时，必须首先考虑到下面一些问题：

①输入信号的性质

i 信号源的等效内阻 (是否很大，可等效为电压源还是电流源，有无直流通路，等效内阻

是否变化很大)。

ii 信号源的幅值大小 (V 级, mV 级或 μV 级)。

iii 信号频率高低及变化速率 (直流或慢变信号, 工频或音频范围内的信号, 快速变化的脉冲信号等)。

iv 信号是否含有共模信号, 共模信号的幅值及频带。还要考虑差模信号的最大幅值。

② 负载情况

i 是纯电阻, 还是电感, 电容性负载。

ii 对输出电压和电流幅值的要求。

iii 负载是悬浮的, 一端接地或一端接电源。

③ 对运放的精度要求

主要是指对运放失调参数和噪声等参数有无特殊要求。

④ 环境条件

i 工作温度最大变化范围。

ii 环境干扰的幅值、频率等。

iii 能耗、体积要求。

针对上述要求, 便可正确选择合适的运放。例如, 对于内阻很高的信号源应选用高阻型运放; 对低频、微弱信号, 应选用高精度型运放; 对于共模信号严重、信号微弱、等效内阻变化大的信号源, 应选用高精度的仪用放大器 (见第二章)。表 1.1.2 给出了各种用途及其特性对照表。

表 1.1.2 用途与特性对照

用 途	主 要 特 性 要 求
传感测量放大器	低漂移、低噪声、高共模抑制比、长期稳定
S/H、电流放大、高阻传感放大	输入偏流小、阻抗高
DAC, ADC, S/H 比较	宽频带、高速度
函数发生器、振荡器、有源滤波器、一般使用	通用型
空中、野外电池供电等	低功耗
伺服放大、功放、电源等	大电流高电压功率型

1.1.6 集成运放的正确使用

如果不能正确使用运放极易造成损坏。对初学者, 正确使用运放需注意以下问题:

① 认真查阅有关运放手册, 了解各引脚排列位置, 外围电路, 切勿接错。特别要注意正、负电源, 同相输入端, 反相输入端以及输出端的位置。

② 电源电压不要超手册中给出的额定值, 且极性不要接反。

③ 仔细分析最大负载电流, 不要超过手册中规定的数值, 更不应对地短路。

④ 输入差模电压不能超过手册中规定的数值, 否则要加差模限幅保护电路; 输入共模电压不能超过手册规定的数值, 否则要加共模限幅电路; 信号源是否能给运放提供直流通路? 如果不能应为运放提供直流通路。

⑤ 最好粗测一下运放, 一种实用的方法是, 把运放接成电压跟随器。首先, 当 $U_i = 0$, 使 U_o 接近为零, 然后加上一个正弦信号 u_i , 观察输出电压 u_o , 当 $u_i \approx u_o$, 运放是好的, 否则运放已

损坏。

⑥印制电路板的布线应注意：输入端尽量远离可能引起正反馈的引线，不要平行走线；输出走线应尽可能远离输入引线；尽量缩短输入引线，太长时要加隔离屏蔽措施。（请参阅第六章有关内容）。

⑦集成运放电源端的退耦。许多运放在不加相位补偿时，在 100kHz 频率上的增益高达 80dB 以上，因此，极小的反馈干扰就会使电路不能正常工作。通过电源内阻或连线阻抗形成正反馈常常会引起自激振荡，所以运放电源端的退耦不可忽视。对于高增益的带通滤波电路，10kHz 以上的宽带放大器，退耦电路是在运放的电源端加 0.01~0.1μF 的独立电容。为防止低频耦合，最好再并接一个 10~30μF 的钽电容（请参阅 1.2 节及第六章有关内容）。

1.2 用集成运放设计放大器的方法

虽然集成运放的应用电路为数众多，但是，用集成运放设计的放大电路只有两种基本类型，即同相放大器和反相放大器。因此，本节将讨论同相放大器的设计方法和反相放大器的设计方法。最后介绍多级交流小信号放大器的设计方法。

在分析各种应用性电路的工作原理时，通常把实际运放当作理想放大器，这是一种行之有效的分析方法。但是在设计高质量的放大器时，应必须考虑实际运放的各种参数带来的影响，因此误差分析也是本节的一个重点内容。

1.2.1 基本反相放大器的设计方法

(1) 基本反相放大器的分析

基本反相放大器电路如图 1.2.1 所示。 R_f 是反馈电阻， R_1 为输入电阻， R_p 是平衡电阻。

如果利用 1.1.1 节中介绍的理想运放的两个基本特性（即运放的两个输入端虚短和虚断），可得图 1.2.1 电路的电压放大倍数 A_u 为：

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (1.2.1)$$

放大器的输入电阻 R_i 为

$$R_i \approx R_1 \quad (1.2.2)$$

放大器的输出电阻 R_o 为

$$R_o = \frac{r_o}{1 + A_{od} \cdot r_{id}/R_f} \approx 0 \quad (1.2.3)$$

式中， A_{od} 是运放的差模电压放大倍数， r_o 和 r_{id} 分别为运放的输出电阻和差模输入电阻。

放大器的频带 f_{bw}

$$f_{bw} = (1 + A_{od} \cdot r_{id}/R_f) f_H \quad (1.2.4)$$

式中： f_H 是运放的-3dB 带宽。

为了确保运放的两个输入端处于平衡对称工作状态，以便消除偏置电流影响，应取反相端和同相端外接直流等效电阻相等，即：

$$R_p = R_1 // R_f \quad (1.2.5)$$

一般来讲， R_1 和 R_f 的取值范围为 1kΩ~1MΩ，放大倍数的范围为 0.1~100，工作频率为 0~10kHz。

(2) 基本反相放大器的误差分析

分析误差的目的在于为正确选用运放及设计外接元件参数提供理论依据。

反相放大器的误差主要来源于实际运放的性能不能完全达到理想运放的特性。由于运放的参数较多,各种参数对误差影响的大小也随应用条件有所差异。例如:在小信号高精度直流放大器中,误差主要取决于失调及漂移、等效输入噪声、输入电阻和输出电阻的影响。在小信号高精度交流放大器和宽带放大器中,等效输入噪声电压、增益-带宽积、上升速率和输入电容等参数是误差的主要来源。在测量放大器中,输入电阻、输出电阻、共模抑制比和电源抑制比(衡量电源电压波动对运放性能影响的参数)往往也须加以考虑,所以在分析和设计时,应有所侧重。

在分析误差时,我们对误差的来源进行分门别类的研究,而且只给出误差的计算公式,重点放在介绍以误差公式为根据减少误差的方法上。

①失调参数的影响 如果只考虑输入偏置电流 I_{IB} ,失调电流 I_{I0} 和失调电压 U_{I0} 对误差的影响,其它参数均为理想参数,其等效电路如图 1.2.2 所示。

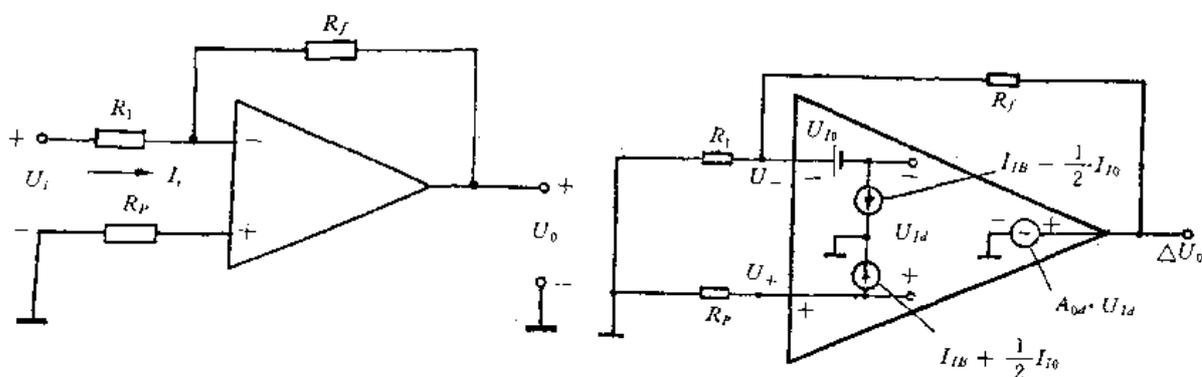


图 1.2.1 基本反相放大器

图 1.2.2 分析 I_{IB} 、 U_{I0} 和 I_{I0} 对误差影响的等效电路

因为 $A_{od} = \infty$, $U_{Id} = 0$ 由图 1.2.2 可得: $U_- = U_{I0} - R_p \left(I_{IB} + \frac{1}{2} I_{I0} \right)$

$$\frac{U_-}{R_1} + I_{IB} - \frac{1}{2} I_{I0} = \frac{\Delta U_o - U_-}{R_f}$$

解之可得

$$\Delta U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \left[(R'_1 - R_p) I_{IB} - \frac{1}{2} (R'_1 + R_p) I_{I0} + U_{I0} \right]$$

式中, $R'_1 = R_1 // R_f$, ΔU_o 是在 U_{I0} 、 $(I_{IB} + 1/2 I_{I0})$ 和 $(I_{IB} - 1/2 I_{I0})$ 共同作用下所产生的误差电压。

由上可知,取平衡电阻 $R_p = R'_1 = R_1 // R_f$,可以消除输入偏置电流的影响;如果 R_1 较小, R_f/R_1 较大, $R_p \approx R_1$ 也较小, I_{I0} 的影响也会减少,调零电路的作用是适当的改变 I_{I0} 使 $\Delta U_o = 0$,即消除失调电压和失调电流的影响。

因为 U_{I0} 和 I_{I0} 的影响可以通过调零电路消除,电压漂移 ΔU_{I0} 和电流漂移 ΔI_{I0} 的影响是无法通过调零消除,因此漂移引起的误差则成为静态误差的主要来源。

在 $R_p = R_1 // R_f$ 条件下,只考虑失调漂移时,令图 1.2.2 电路中, $I_{IB} = 0$, I_{I0} 用 ΔI_{I0} 代换,

U_{I0} 由 ΔU_{I0} 代换, 可得 ΔU_0 的表达式为

$$\Delta U_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) (\Delta U_{I0} - R'_1 \Delta I_{I0}) \quad (1.2.6)$$

式中: $\Delta I_{I0} = \frac{dI_{I0}}{dT} \Delta T$, $\Delta U_{I0} = \frac{dU_{I0}}{dT} \Delta T$, 整理上式并以最坏情况考虑, 得误差电压的最大值为:

$$\Delta U_{0max} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left| \frac{dU_{I0}}{dT} \Delta T \right| + R_f \left| \frac{dI_{I0}}{dT} \Delta T \right| \quad (1.2.7)$$

等效输入失调漂移误差 ΔU_I 为:

$$\begin{aligned} \Delta U_I &= \frac{\Delta U_{0max}}{R_f/R_1} \\ &= \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) \left| \frac{dU_{I0}}{dT} \Delta T \right| + R_1 \left| \frac{dI_{I0}}{dT} \Delta T \right| \end{aligned} \quad (1.2.8)$$

由式(1.2.8)可以计算出漂移误差电压的等效输入值 ΔU_I 。上式是选择运放和外围电阻的重要公式。

由式(1.2.8)可知, 减少漂移误差的主要方法有: 选择失调漂移较小的运放, 尽量把 R_1 的值取的小一些。另外电阻的稳定性也会产生漂移误差, 一般阻值在 $1M\Omega$ 以上电阻稳定性较差, 很难保证精度, 因此, 通常, R_1 和 R_f 的取值不宜超过 $1M\Omega$ 。

② A_{od} , r_{id} 和 r_o 的影响 如果只考虑 A_{od} , r_{id} 和 r_o 的影响, 其它参数为理想值时, 可以证明反相放大器的相对误差 δ 为^[1]

$$\delta = \frac{U_0 - U'_0}{U_0} = \frac{1}{1 + A'_{od} \cdot F'} \quad (1.2.9a)$$

$$A'_{od} = A_{od} \frac{R_L}{r_o + R_L} \quad (1.2.9b)$$

$$F' = r_{id} F / (r_{id} + FR_f) \quad (1.2.9c)$$

式中, A'_{od} 是考虑 r_o 影响时运放的差模放大倍数, 当负载电阻为 R_L 时, $A'_{od} = A_{od} \left(\frac{R_L}{r_o + R_L} \right)$, 反馈系数 $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$, F' 是考虑 r_{id} 影响时, 电路的反馈系数 $F' = \frac{r_{id}}{r_{id} + FR_f} \cdot F$, 理想运放的输出电压为 U_0 , 只考虑 A_{od} , r_{id} , r_o 影响时运放的输出电压为 U'_0 。

由上式可知, $A'_{od} \cdot F'$ 愈大, 即差模放大倍数愈大, 反馈愈强, 误差愈小; r_o 的影响使运放的有效差模放大倍数下降, 误差增加; 因此, 为减少误差应选择 A_{od} 大, r_{id} 大, r_o 小的运放, 这就是选择运放的另一个标准了。

仔细分析 δ 的表达式, 不难发现 δ 与 R_f 有关。当运放和 A_u 给定后, 合理地选择 R_f 可使 A_{od} , r_{id} , r_o 的影响减到最小。令 $\frac{d(A'_{od} \cdot F')}{dR_f} = 0$, 使 $A'_{od} \cdot F'$ 为最大值时所对应的电阻为最佳反馈电阻 R_{fop} , 可以证明最佳反馈电阻为^[1]。

$$R_{fop} = \sqrt{\frac{r_{id} \cdot r_o (1 - A_u)}{2}} \quad (1.2.10)$$

③ 单位增益带宽 f_c 的影响^[9] 假设运放的传输函数只有一个极点作用, 可以证明反相放大器的幅频特性 $|A_u(f)|$ 和相频特性 $\varphi_f(f)$ 为:

$$|A_u(f)| \approx \frac{|A_u|}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{bw}}\right)^2}} = \frac{R_f/R_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{bw}}\right)^2}}$$

$$\varphi_{F(f)} = -\pi - \lg^2 \frac{f}{f_{bw}}$$

$$f_{bw} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} f_c$$

式中 f_{bw} 是闭环放大倍数的 -3dB 带宽。

当 $f \ll f_{bw}$ 时, 对上式中 $\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{bw}}\right)^2}$ 展开幂级, 在 $f \ll f_{bw}$ 的条件下, 略去高次项且求其误差, 上式可近似为:

$$\Delta A_u \approx -\frac{|A_u|}{2} \left(\frac{f}{f_{bw}}\right)^2$$

$$\delta = \frac{-1}{2} \left(\frac{f}{f_{bw}}\right)^2 \quad (1.2.11)$$

$$\Delta \varphi_F \approx -\frac{f}{f_{bw}}$$

式中, ΔA_u 是 $|A_u(f)|$ 的误差, δ 是相对误差, $\Delta \varphi_F$ 是相位误差。

由上式可知, 要减小频域误差应选择 f_c 较大的运放, 但是 f_c 过大, 放大器的噪声会随之增加, 因此在选取运放时, 应综合考虑。同时, 还应注意到, 信号的频率较高时, 幅度误差是主要误差; 信号的频率较低时, 相位误差是主要误差。这个结论适合于小信号交流放大器的设计。

④ S_R 的影响 因为相位补偿电容、运放中各晶体管的极间电容、分布电容等电容的充电作用, 所以实际运放的转换速率 S_R 是有限的。低速运放的 $S_R = 1\text{V}/\mu\text{s}$, 高速运放的 S_R 可达 $150 \sim 200\text{V}/\mu\text{s}$ 。

根据 1.1.1 中讨论 S_R 得出结论, 在大信号工作条件下, 放大器输入信号的频率 f 应满足下式:

$$f \leq \frac{S_R}{2\pi U_{om}} = f_P \quad (1.2.12)$$

式中, U_{om} 是输出电压的最大值。通常, 称 f_P 为最大功率带宽, 且 $f_P < f_{bw}$ 。

(3) 基本反相放大器的设计方法

反相放大器的设计程序是: 根据已知的性能指标, 算出所需运放的一些主要参数, 并选择运放的型号; 计算外围电路的参数。对于高精度的放大器, 还需进行误差分析。对不同的要求的反相放大器, 设计方法亦略有差别, 因此我们只能介绍一种特定的放大器的设计。

设计要求: 设计一个基本反相放大器, 其性能指标和已知条件如下: 闭环电压放大倍数 A_u , 闭环带宽 f_{bw} , 输入电阻 R_i , 最小输入信号 $U_{i\min}$, 最大输出电压 U_{om} , 负载电阻 R_L , 工作温度范围 ΔT 。

设计步骤:

步骤 1: 初步选择集成运放的型号

为了减少闭环放大倍数的误差, 提高放大器的工作稳定性和精度, 应尽量选用漂移小 (提高静态精度), 差模放大倍数大, 输入电阻高和输出电阻小的集成运放。若已知放大倍数的允许相对误差 δ , 则根据式 (1.2.9) 可得 A_{od} 为

$$A_{od} > \frac{(1-\delta)|A_u|}{\delta} \quad (1.2.13)$$

其中, 在利用式 (1.2.9) 时, 令 $A'_{od} \approx A_{od}$, $F' = F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$ 。

为减少放大器的动态误差 (即频率失真和相位失真), 根据式 (1.2.12) 和 (1.2.11) 得出的结论, 选择运放的单位增益带宽 f_c 和转换速率 S_k 满足下面关系

$$f_c > |A_u| f_{bu} \quad (1.2.14)$$

$$S_R > 2\pi f_{\max} U_{om} \quad (1.2.15)$$

式中, f_{\max} 是输入信号的最高工作频率, U_{om} 是输出电压的最大值。

在以上三个参数初步确定后, 查阅有关运放的产品手册, 根据 1.1.5 节给出选择运放的原则, 选择满足上述三个参数要求的集成运放, 并记录该运放的下列参数: $\frac{dU_{I_0}}{dT}$, $\frac{dI_{I_0}}{dT}$, r_{id} , r_o 等。

步骤 2: 计算最佳反馈电阻 R_{fop}

最佳反馈电阻可由式 (1.2.10) 得出, 即

$$R_{fop} = \sqrt{\frac{r_{id} \cdot r_o (1 - A_u)}{2}}$$

由于 R_f 也是集成运放的负载, 因此, 运放的等效负载 $R'_L = R_f // R_L$ 。为了使运放的输出电流不超过其最大值 I_{om} , R_f 还应满足下式:

$$R'_L = R_f // R_L > \frac{U_{om}}{I_{om}} \quad (1.2.16)$$

若因 R_f 太小 (不宜低于 $1k\Omega$) 不能使上式成立, 应另选一个最大输出电流 I_{om} 较大且能满足步骤 1 要求的运放。在放大倍数要求不高或没有特殊要求情况下, 选择较大的 R_f 。

步骤 3: 计算输入电阻 R_1 由 (1.2.1) 式可得:

$$R_1 = \frac{R_f}{|A_u|} \quad (1.2.17)$$

$$R_1 > R_i \quad (1.2.18)$$

由上式求出 R_1 必须大于设计要求规定的输入电阻 R_i 。否则, 应该另选 r_{id} 大的运放并由式 (1.2.10) 重新计算 R_f , 使 R_1 满足式 (1.2.18) 的要求。

步骤 4: 计算平衡电阻 R_p

由式 (1.2.5) 求取 R_p , 即 $R_p = R_1 // R_f$

步骤 5: 计算等效输入失调温漂电压

由式 (1.2.8) 计算最大输入失调温漂电压, 即:

$$\Delta U_{I_{\max}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_f} \right) \left| \frac{dU_{I_0}}{dT} \Delta T \right| + R_1 \left| \frac{dI_{I_0}}{dT} \Delta T \right|$$

并要求 $\Delta U_{I_{\max}} \ll U_{i_{\min}}$ (1.2.19)

一般应使 $U_{i_{\min}} > 100 \Delta U_{I_{\max}}$, 这样才能使由温漂引起的误差少于 1%。如果不能满足要求, 需另选漂移小的运放。常用的低漂的运放有 $\mu A725$, $8FC5$, $OP-05/07/27/37$ 。如果放大器对漂移要求比较严格, 请参阅 1.3 节的有关内容。

步骤 6: 验证

由式 (1.2.4) 验证放大器频带, 若已知 f_c , 而 f_H 未知, 令 $f_H = f_c / A_{od}$; 用式 (1.2.9) 式验证放大倍数的相对误差, 由式 (1.2.11) 验证频率失真和相位失真。若由式 (1.2.4)、式

(1.2.9) 和式 (1.2.11) 得出的结果满足要求, 设计完成, 否则再进行设计。

(4) 基本反相放大器的调试步骤

步骤 1: 消除自激振荡

当按设计参数组装完电路后, 还需研究所用运放是否需要相位补偿。大部分宽带高速运放都需相位补偿。相位补偿应根据 A_v 的大小和所用运放的型号, 从使用手册中查出相应的补偿电路及其元件参数。如果所用运放没有外部补偿端, 或内部补偿的效果不佳, 应采用 1.1.2 节介绍的外部补偿方法。为了确保运放稳定的工作, 应该使其补偿后的频率特性有一定相位裕量 (45°) 或幅值余量 (-10dB)。通常在反馈系数 $F (= -1/R_f)$ 稍小于设计值的条件下, 进行相位补偿。

当完成相位补偿后, 使放大电路的输入端接地, 用示波器观察其输出端是否有振荡波形。如有振荡波形, 则应适当的调整补偿电路的参数, 直至完全消除自激振荡为止。在观察输出波形时, 应把噪声波形和自激振荡波形区分开。噪声波形是一个频率不定, 幅值不定的波形, 而自激波形是一个有一定频率和幅度的周期波。

步骤 2: 调零

调零方法: 把输入端接地, 用直流电压表测量输出电压, 仔细调节运放的调零电位器, 使输出端为零。调零的目的是在调试时的环境温度下消除失调参数引起的静态误差。

步骤 3: 观察输出波形

如果运放的输入信号为正弦且幅度较大时, 正弦信号过零时变化速率最大, 所以只有运放的最大转换速度 S_R 满足式 (1.2.12), 才能保证输出 u_o 也按正弦规律变化。否则, u_o 波形将出现“尖顶形”畸变。如图 1.2.3 所示。

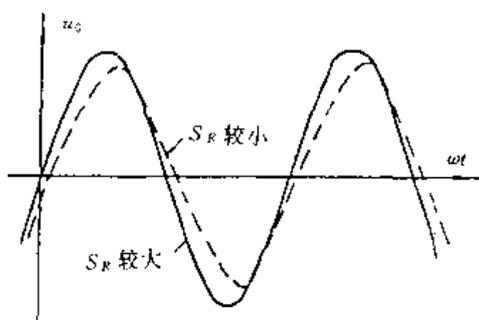


图 1.2.3 不同 S_R 下的 u_o 波形

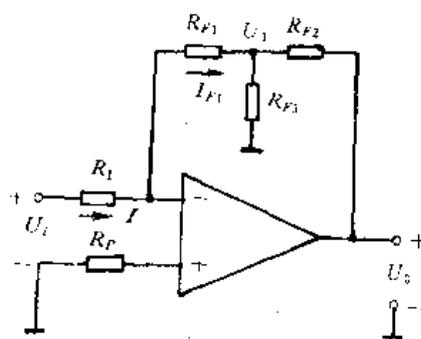


图 1.2.4 T 型电阻网络的应用

如果输出波形出现了“平顶形”失真或称之为“胖顶形”失真, 则运放进入饱和区工作, 应升高电源电压。具体测试方法如下:

给运放的输入端加一个正弦信号, 其频率为输入信号的最高频率 f_{\max} , 其幅值为输入信号的最大幅值, 用示波器观察其输出端波形。如果 u_o 出现“尖顶形”, 则需更换 S_R 大的运放; 若 u_o 出现“胖顶形”, 则需提高电源电压。

步骤 4: 性能指标的测量及调试

基本反相放大器的测量与调试方法与分立件放大器相同，这里不再赘述。

(5) 反相放大器的性能扩展

扩展放大器性能的方法较多，如用通用型运放与分立元件组合可以组成各种性能优越的放大器（请参阅 1.3~1.4 节有关电路），用多个运放组合也可以构成高性能的放大器。在这里，只介绍提高输入阻抗和输出电压的方法。

①提高输入电阻 在图 1.2.1 电路，当放大倍数 A_u 较大时，输入电阻 R_i 不可能太高。例如，若要求输入电阻为 $100\text{ k}\Omega$ ， $A_u = -100$ ，则根据式 (1.2.1) 和式 (1.2.2) 可得， $R_1 = 100\text{ k}\Omega$ ， $R_f = 10\text{ M}\Omega$ 。但是 $10\text{ M}\Omega$ 电阻太大，电阻本身的稳定性差，会影响放大倍数的精度。同时， R_f 太大不仅会增加输入偏置电流、失调电流及漂移的影响，使静态误差增加，而且，会使放大倍数的精度、稳定性和带宽都严重变坏。解决上述矛盾有下面三种方法：

方法 1：反馈电阻用 T 型网络

图 1.2.4 给出了 T 型电阻网络作为反馈电阻的电路。用 Y- Δ 电路变换可把 T 型网络变由 R_f 、 R_i 和 R_o 等三个电阻组成的 Δ 型网络，其中 R_f 为等效反馈电阻， R_i 并接在运放的反相端与地之间， R_o 接在输出端和地之间。因为集成运放的闭环输出电阻很小，即运放的输出可等效为一个恒压源，所以 R_o 不会影响放大器的性能；运用集成运放虚断和虚短条件，可知 R_i 也不会影响放大倍数。因此， R_o 和 R_i 的影响均可忽略，所以放大倍数仍由式 (1.2.1) 给定。

由 Y- Δ 变换公式可得

$$R_f = \frac{R_{F1}R_{F2} + R_{F1}R_{F3} + R_{F2}R_{F3}}{R_{F3}} \quad (1.2.20)$$

由上式可知，若取 R_{F2}/R_{F3} 的值大一些，则不用高值的电阻也能得到阻值较大的 R_f 值。

平衡电阻 R_p 为

$$R_p = R_1 // [R_{F1} + R_{F2} // R_{F3}] \quad (1.2.21)$$

例 1，在图 1.2.4 中，取 $R_1 = 100\text{ k}\Omega$ ， $R_{F1} = 195\text{ k}\Omega$ ， $R_{F2} = 50\text{ k}\Omega$ ， $R_{F3} = 1\text{ k}\Omega$ ，则

$$\begin{aligned} R_f &= R_{F1} + R_{F2} + \frac{R_{F2}R_{F1}}{R_{F3}} \\ &= 195 \times 10^3 + 50 \times 10^3 + \frac{195 \times 10^3 \times 50 \times 10^3}{1 \times 10^3} \\ &\approx 10\text{ M}\Omega \end{aligned}$$

$$A_u = -\frac{R_f}{R_1} \approx \frac{-10 \times 10^6}{100 \times 10^3} = -100$$

$$R_i = R_1 = 100\text{ k}\Omega$$

$$R_p = R_1 // [R_{F1} + R_{F2} // R_{F3}] \approx 66.2\text{ k}\Omega$$

由上例可知，这种电路无需采用高值电阻，就能同时满足高输入电阻和高放大倍数的要求。由于 $R_i = R_1$ ，所以要获得更高的输入电阻仍有困难。下面自举电路可以使输入电阻达到 $100\text{ M}\Omega$ 左右。

方法 2：自举电路

如果输入回路电流能主要由运算电路本身提供，则向输入信号源索取的电流就几乎为零，这对外部信号源来说，相当于电路具有很高的输入电阻，这正是输入电阻的自举扩展原理。图 1.2.5 是按自举原理接成反相放大器。

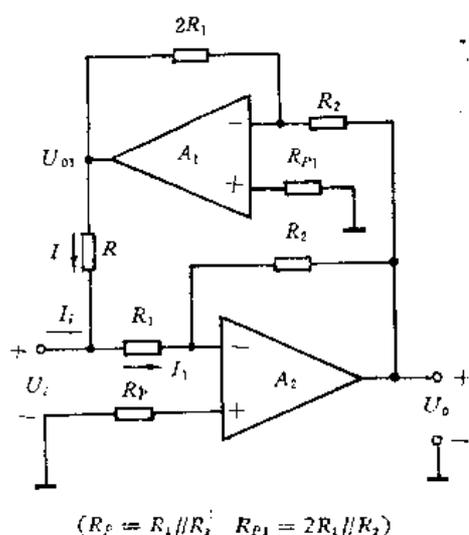


图 1.2.5 输入电阻自举扩展电路

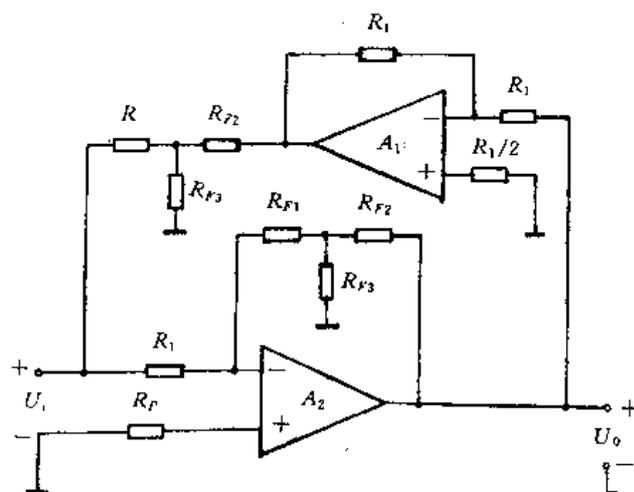


图 1.2.6 高输入电阻高增益反相放大器

在图 1.2.5 中， A_2 为主放大器， A_1 为辅助放大器， A_1 的输出电流供给 R_1 ，按照反馈的观点分析图 1.2.5 电路，该电路为一个正反馈电路且有^[9]：

$$I_i = I_1 - I$$

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{RR_1}{R - R_1} \quad (1.2.22)$$

由上式可知，当 $R=R_1$ 时， $R_i=\infty$ 。但是由于上面电路形成了正反馈，为了防止电路振荡，应使 R 略大于 R_1 。若取 $(R-R_1)/R$ 为 0.01%， $R_1=10\text{k}\Omega$ ，则输入电阻 $R_i=100\text{M}\Omega$ 。这是基本反相放大器无法实现的指标，该电路的主要缺点是放大倍数受到 R_1 和 R_2 比值的限制。

方法 3：高输入电阻高增益反相放大器

若将 T 型电阻网络和自举扩展原理结合起来，无疑能组成既有较高的输入电阻，又有较高的增益，而且不必采用高值电阻的反相放大器。

T 型电阻网络和自举扩展原理相结合的运算电路如图 1.2.6 所示，图中 A_2 为主放大器，接成象图 1.2.4 那样的高增益反相放大器； A_1 为辅助放大器，接成反相器，主电路通过它经 T 型电阻网络向主放大器提供输入回路电流，以便提高电路的输入电阻。不难看出，图 1.2.6 电路的放大倍数由式 (1.2.1) 决定， R_f 由式 (1.2.20) 决定，平衡电阻 R_P 应按式 (1.2.21) 选用，可以证明，这个电路的输入电阻为

$$R_i = \frac{R_1[R + (R_{F2} // R_{F3})]}{R_1 + R - R_{F1}}$$

通常有 $R \gg (R_{F2} // R_{F3})$ ，这时，上式可简化为

$$R_i \approx \frac{R_1 R}{R_1 + R - R_{F1}}$$

像图 1.2.5 一样，为了保证实际电路不发生振荡，必须确保上式右边的分母大于零，即

应使 (R_1+R) 对 R_{F1} 总呈现正偏差。若 $R_1=100\text{k}\Omega$ ，相对偏差 $(R_1+R-R_{F1})/R$ 为 0.01% ，则输入电阻为 $1000\text{M}\Omega$ ，它是相当高的，而电路的增益也可以很高，而又不采用高值电阻。电路的主要缺点是匹配电阻要求严格。

②提高输出电压 大多数通用运放所用电源电压为 $\pm 15\text{V}$ ，这使它的输出电压的最大线性范围差不多限定在 $\pm 12\text{V}$ ，峰—峰值约为 24V 。当负载所需的驱动电压高于此值时，除了选用输出电压更高的特殊运放外，也可用通用运放来承担此项任务。这时，可将两只通用运放组成差动输出电路，输出电压线性范围可扩展一倍，达到 $\pm 24\text{V}$ 左右，峰—峰值可达 48V 左右。

图 1.2.7 是按上述方法组成的差动输出电路，图中， A_1 为主放大器，接成反相放大器， A_2 为辅助放大器，接成单位增益反相器，形成与 A_1 输出端极性相反的另一输出端，获得差动输出的效果，不难看出，这个电路的输出电压为

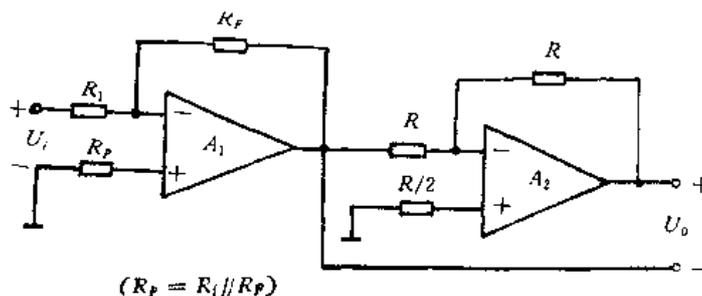


图 1.2.7 输出电压的扩展

$$U_o = \frac{2R_f}{R_1} U_i \quad (1.2.23)$$

当两只组件的最大线性输出电压范围相同时，图 1.2.7 电路的最大线性输出电压范围就是单个组件的两倍，且适用于不接地负载，即所谓“浮动”负载。

1.2.2 基本同相放大器的设计方法

(1) 基本同相放大器的分析

基本同相放大器电路如图 1.2.8 所示。它是电压串联负反馈电路，具有输入电阻高，输出电阻小，输出电压与输入电压同相等优点。

利用理想运放的两个基本特性（即虚短路和虚断路的特性），得电压放大倍数 A_u 为

$$A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (1.2.24)$$

输入电阻（近似认为运放的输出电阻 $r_o=0$ ）。

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_p + r_{id}(1 + A_{od} \cdot F) \quad (1.2.25)$$

其中， r_{id} 为运放的差模输入电阻， $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$ 是反馈系数。

$$\text{输出电阻 } R_o \approx 0 \quad (1.2.25)$$

$$\text{放大器的带宽 } f_{bw} = \frac{A_{od}}{A_u} f_c \quad (1.2.26)$$

可以证明，同相放大器失调参数以及漂移带来的误差仍可根据式 (1.2.7) 求得。因此，输入失调温漂误差电压 ΔU_I 为：

$$\Delta U_I = \frac{\Delta U_{omax}}{A_u}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\left\{1 + \frac{R_f}{R_1}\right\} \left| \frac{dU_{I_0}}{dT} \Delta T \right| + R_f \left| \frac{dI_{I_0}}{dT} \Delta T \right|}{1 + \frac{R_f}{R_1}} \\
 &= \left| \frac{dU_{I_0}}{dT} \right| |\Delta T| + R_f \left| \frac{dI_{I_0}}{dT} \right| |\Delta T| \quad (1.2.27)
 \end{aligned}$$

式中, R_p 为平衡电阻, $R_p = R_1 // R_f$ (1.2.28)

最佳反馈电阻 R_{fop} 为

$$R_{fop} = \sqrt{\frac{r_{id} \cdot r_o \cdot A_u}{2}} \quad (1.2.29)$$

在图 1.2.8 中, 令 R_2 开路, 得到电压跟随器。它具有单位增益隔离作用。在应用电路中, 将它置于两个需要隔离的电路之间, 因为它具有输入电阻高的特点, 使前级的负载电阻增大; 同时因为它具有输出电阻小的特点, 能向后级电路提供一定的负载电流, 从而起到良好的隔离作用和阻抗变换作用。例如, 当运放的 $A_{od} = 10^6$, $r_{id} = 1\text{M}\Omega$, $r_o = 1\text{k}\Omega$, 电压跟随器的输出电阻 $R_o = 10^{-3}\Omega$, $R_i = 10^{12}\Omega$ 。

值得注意的是, 电压跟随器的反馈系数 $F=1$, 所以它的反馈深度极大。对于有的运放 (例如 725 型运放) 而言, 如果外接相位补偿电路的参数不合适, 很容易引起自激振荡。

(2) 基本同相放大器的误差分析

由于反相放大器的共模电压几乎等于零, 而共模抑制比为有限值, 因此共模电压对输出电压的影响可以忽略。但是同相放大器的同相端和反相端的电压不是零, 加有共模信号, 因此在分析其误差时, 除了要考虑反相放大器误差分析已考虑过的那些参数外, 还应考虑共模抑制比 K_{CMR} 带来的误差。

由于共模抑制比是 A_{od} 与 A_{oc} 之商, 因此我们同时考虑 A_{od} 也是有限值, 其他参数按理想情况考虑。在此条件下, 同相比例电路可用图 1.2.9 电路等效, 其中

$$A_{oc} = \frac{A_{od}}{K_{CMR}} \quad (1.2.30)$$

由图 1.2.9 可列出下面的方程组

$$\begin{cases} U_o = A_{od}(U_+ - U_-) + A_{oc} \cdot \frac{1}{2}(U_+ + U_-) \\ U_- = U_I' \\ U_- = FU_o \end{cases}$$

其中

$$F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

将式 (1.2.30) 代入上面的方程组, 并解之, 可得

$$U_o = \frac{1}{F} \frac{1 + \frac{1}{2K_{CMR}}}{1 + \frac{1}{A_{od}F} - \frac{1}{2K_{CMR}}} \cdot U_I'$$

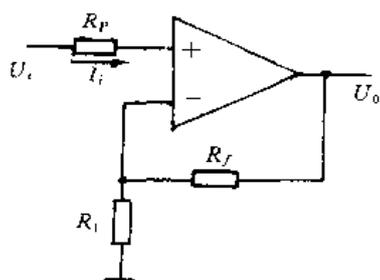
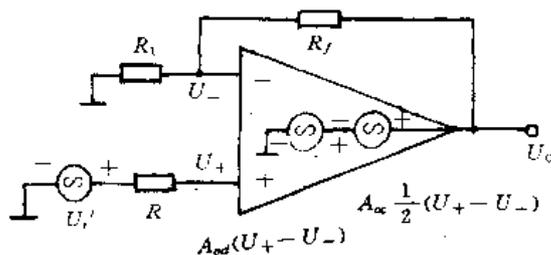


图 1.2.8 基本同相放大器

图 1.2.9 分析 K_{CMR} 与误差关系的等效电路

与理想情况 $U_o' = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) U_i' = \frac{1}{F} U_i'$ 相比, 相对误差是

$$\delta = \frac{U_o - U_o'}{U_o}$$

$$= \frac{1 + \frac{1}{2K_{CMR}}}{1 + \frac{1}{A_{od}F} - \frac{1}{2K_{CMR}}} - 1 = \frac{\frac{1}{K_{CMR}} - \frac{1}{A_{od}F}}{1 + \frac{1}{A_{od}F} - \frac{1}{2K_{CMR}}} \quad (1.2.31)$$

通常 $\frac{1}{A_{od}F} \ll 1$, $\frac{1}{2K_{CMR}} \ll 1$, 因此上式可化简为

$$\delta \approx \frac{1}{K_{CMR}} - \frac{1}{A_{od}F}$$

若只考虑共模抑制比单独影响所产生的误差, 则

$$\delta_K \approx \frac{1}{K_{CMR}} \quad (1.2.32)$$

可见, 为了减小同相放大器的误差, 应采用共模抑制比高的集成运放。

根据 (1.2.31) δ 的定义, 等效到输入的误差电压为

$$\Delta U_I = \frac{\Delta U_o}{A_v} \approx \frac{U_{IC}'}{K_{CMR}} \quad (1.2.33)$$

称 ΔU_I 为等效输入共模误差电压, 式中, U_{IC}' 是共模输入电压。

例如, 已知 $K_{CMR} = 80\text{dB}$, 当 $U_{I'} = 1\text{V}$, $\Delta U_I \approx \frac{1}{10^4} = 0.1\text{mV}$, 当 $U_{I'} = 10\text{V}$, 则, $\Delta U_I \approx 1\text{mV}$ 。

由此可见, 共模误差电压随输入电压大小而变化。

若考虑到失调参数的影响, 静态误差为

$$\Delta U_I \approx \frac{U_{I'}}{K_{CMR}} + \Delta T \left(\frac{dU_{I0}}{dT} + R_p \frac{dI_{I0}}{dT} \right) \quad (1.2.34)$$

由上式可知, 等效到输入端的误差电压 ΔU_I 与 A_v 无关。因此在满足 A_v 要求下, 若能使 R_i 或 R_f 中任一只电阻阻值选小, 能够减少失调参数的影响。

仿照反相放大器的误差分析方法, 可以证明, A_{od} , r_{id} 和 r_o 决定了 A_v 的精度。 A_v 既可以引起静态误差也可以引起动态误差, 应用式 (1.2.29) 选最佳反馈电阻, 使其 A_v 的精度达到最佳值。

(3) 基本同相放大器的设计方法

设计要求: 设计一个同相放大器, 其性能指标和已知条件如下: 电压放大倍数 A_v , 带宽

f_{max} 、输入电阻 R_i 、最大输出电压 U_{om} 、最小输入信号 $U_{i_{min}}$ 、负载电阻 R_L 、工作温度范围。

步骤 1: 集成运放的初步选择

在设计同相放大器时,对于所选用的集成运放除了满足反相放大器中提出的各项要求外,还要对最大共模输入电压和共模抑制比提出特殊要求。要求集成运放的共模输入电压的最大值 U_{ICmax} 必须大于实际共模信号输入的最大值 U_{IC} , 要求运放有足够的共模抑制比。当给定等效输入共模误差 ΔU_I 时,由式 (1.2.33) 可知,集成运放的 K_{CMR} 必须满足:

$$K_{CMR} > \frac{U_{IC}}{\Delta U_I} \quad (1.2.35)$$

且

$$U_{ICmax} > U_{IC} \quad (1.2.36)$$

式中, U_{IC} 是实际的共模输入电压。

步骤 2: 元件参数的计算

由式 (1.2.29) 求取 R_f

$$R_f = \sqrt{\frac{r_{id} \cdot r_o \cdot A_u}{2}}$$

由式 (1.2.24) 计算 R_1 , 即

$$R_1 = \frac{R_f}{A_u - 1} \quad (1.2.37)$$

考虑到 R_f 和 R_1 的负载作用, R_f 与 R_1 还应满足:

$$R_L // (R_f + R_1) > \frac{U_{om}}{I_{om}} \quad (1.2.38)$$

步骤 3: 计算平衡电阻 R_p

由式 (1.2.28) 求取 R_p , 并考虑到信号源内阻 R_S 的影响。

$$R_p = (R_1 // R_f) - R_S \quad (1.2.39)$$

步骤 4: 计算误差

由式 (1.2.34) 计算其静态误差 ΔU_I , 并使 $\Delta U_I \ll U_{i_{min}}$ 。例如当要求静态误差小于百分之一时, 则 $\Delta U_I \leq U_{i_{min}}/100$, 否则将不能保证精度。

(4) 同相放大器的阻塞现象及其预防

在同相放大器工作时,当共模输入电压(包括输入信号和干扰信号的共同作用)瞬间超过运放所允许的最大共模输入电压,会使运放反相输入端的三极管饱和且反相端变为同相端,负反馈变为正反馈,输出信号通过反馈电阻 R_f 使反相端的三极管进一步饱和。结果输出端电压突然增加,以致近似接近正电源电压或负电源电压的数值。这时放大器不能调零。即使将输入信号撤除,输出电压也将保持不变,过一段时间后才能使电路恢复正常工作,这种现象叫做“阻塞”现象。

当发生阻塞现象时,若 R_f 的阻值较小,由反馈电阻 R_f 来的电流可能使得输入级的晶体管烧坏。为了预防阻塞现象,除了选用共模输入电压高的运放外,还可以采用图 1.1.12 (b) 所示的保护电路,确保输入端共模电压不超过运放所允许的最大值。

在小信号的反相放大器中,特别是在积分电路这类具有容性元件的电路,也会发生阻塞现象,其处理方法与同相放大器类似。

最后指出，同相放大器的调试及测量与反相放大器相同，这里就不再重复了。

1.2.3 多级交流放大器的设计

用集成运放设计的低频交流放大器，其极间耦合方式多采用阻容耦合，特殊场合也采用变压器耦合或光电耦合。由于运放的失调参数和漂移的影响可等效为一个缓慢变化的低频信号，所以，设计交流放大器时不必考虑这些参数的影响。用运放设计的交流放大器具有组装简单、调试方便，工作稳定等优点，因此，得到了广泛的应用。

在设计小信号宽带交流放大器时，前级运放输入信号的幅值较小，为了减小动态误差，则应选择宽带运放，并使其处于深度负反馈。由于运放的增益带宽积是一个常数，加大反馈深度，可以降低放大倍数，从而达到扩展频带宽度的目的。后级的运放输入信号的幅值较大，所以后级运放在大信号条件下工作。这时影响误差的主要因素是转换速率。转换速率愈大，误差愈小。下面通过一个设计实例介绍多级放大器的设计方法。

设计一个交流放大器，性能指标和已知条件如下：

中频放大倍数 $A_u=1000$ ，输入电阻 $R_i=20\text{ k}\Omega$ ，通频带 $20\text{ Hz}\sim 10\text{ kHz}$ ，最大不失真输出电压 $U_{om}=5\text{ V}$ ，负载电阻 $R_L=2\text{ k}\Omega$ 。

设计方法：

(1) 总体设计

步骤 1：确定放大器的级数

由于同相放大器的放大倍数在 $1\sim 100$ 之间，而反相放大器的放大倍数在 $0.1\sim 100$ 之间。在本设计中，由于 $A_u=1000$ ，所以需要两级放大。同相放大器的输入电阻较高，在略去同相端所接平衡电阻 R_P 的影响后，输入电阻都在 $10\text{ M}\Omega$ 到 $100\text{ M}\Omega$ 之间；在反相放大器（如图 1.2.1 所示）中，输入电阻 $R_i=R_1$ ， R_1 的取值一般在 $1\text{ k}\Omega\sim 1\text{ M}\Omega$ 之间。由于本设计要求输入电阻 $R_i=20\text{ k}\Omega$ 较大，而且对噪声及共模信号的幅值等均无特殊要求，所以无需增加阻抗变换和隔离。因此输入级无论是采用同相放大电路还是反相放大电路均能满足输入电阻的要求。当最大不失真输出电压 $U_{om}=5\text{ V}$ ，负载电阻 $R_L=2\text{ k}\Omega$ ，要求最大不失真输出电流 I_{om} 为：

$$I_{om} = \frac{U_{om}}{R_L} = \frac{5}{2} = 2.5\text{ mA}$$

因为普通运放的输出电流在几毫安和十几毫安之间，故无用采用扩流的方式。

综上所述，在本设计中采用两级放大即可满足设计要求。

步骤 2：选择电路形式

根据步骤 1 中分析，该放大器并无特殊要求，电路的组态不受限制。这里选择一级同相交流放大器与一级反相交流放大器级联并采

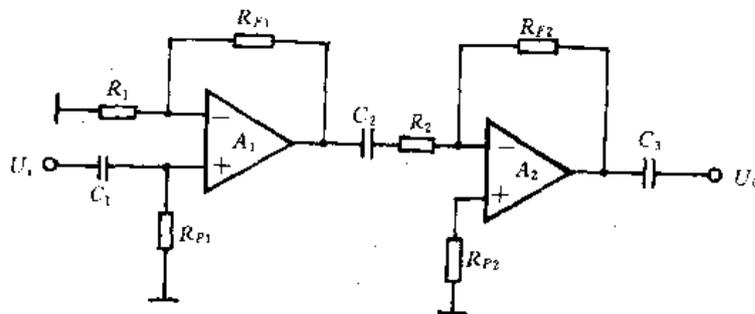


图 1.2.10 两级交流放大器

用电容耦合方式，如图 1.2.10。对于高增益放大电路，为了尽量降低放大电路的信噪比，第一级的增益应适当小一些，同时因为若第一级放大倍数较小，第一级放大器所用运放工作在小信号条件下，而只有后一级运放工作在大信号条件下。因此，在选择第一级所用运放时，只需考虑满足带宽即可，无需考虑转换速率的影响。本设计中选 $A_{u1}=10$ ， $A_{u2}=100$ 。因为由运放组成的放大器均为深度负反馈放大器，其放大倍数是由运放的外围电阻确定的，即放大倍数的分散性不大，所以在设计时无需给放大倍数留有余量。若需改变其放大倍数，只要调整外围电阻就可实现。

步骤 3：集成运放的选择

在交流放大器设计，由第一级运放工作小信号条件下，集成运放的选择应以满足交流放大器最高输入频率 f_{\max} 为根据，即

$$f_c \geq A_u f_{\max} \quad (1.2.40a)$$

或

$$A_{ud} f_H \geq A_u f_{\max} \quad (1.2.40b)$$

式中， f_c 是运放的单位增益带宽， A_{ud} 是运放的差模电压放大倍数， f_H 是 -3dB 带宽， A_u 是放大器的放大倍数， f_{\max} 是输入信号的最高频率。

在本设计中， $A_{u1}=10$ ， $f_{\max}=10\text{kHz}$ ，由式 (1.2.40a) 可知选用 $f_c \geq A_{u1} f_{\max} = 10 \times 10 = 100\text{kHz}$ 的运放即可。

由于第二级的运放工作在大信号条件下，选择运放主要是满足转换速率 S_R 的要求，即

$$S_R \geq 2\pi f_{\max} \cdot U_{om} \quad (1.2.41)$$

在本例中， $U_{om}=5\text{V}$ ， $f_{\max}=10\text{kHz}$ ， $S_R \geq 0.314\text{V}/\mu\text{s}$ ，综上所述，我们选择 CF741 型运放，其主要指标为： $S_R=0.5\text{V}/\mu\text{s}$ ， $f_c=1\text{MHz}$ ，满足设计要求。

还要指出，集成电路生产厂家已生产出各种类型适合于不同频率范围工作的集成小信号交流放大器芯片。例如，在音响、电视和通信设备中常用的专用小信号放大器 IC 有 D3210 (LA3210)，D7137/7307 (TA7137P/TA7307P) 等前置放大兼 ALC (自动电平控制)，D1406 (HA1406) 双前置放大 (无 ALC)；D3220 (LA3220)、D7668 (TA7668AP) 双前置放大兼 ALC (自动电平控制)；D3052 (CA3052) 四前置放大器。宽带放大有 F733 ($\mu\text{A}733$)，F3020 (CA3020)，F3011/12/13/14 (CA3011/12/13/14) 等。双差分 IC 也有 5G33，FX3102/3049，F3026/3054 等不少品种，这些品种大都可作视频放大。收音专用高频芯片有 D1018 (MPC1018C)，XG260 (AN260)，D1201 (LA1201) 等，还有许多“多功能”高频 IC (包含有混频、中放、AGC，检波或鉴频以及电平指示等)。使用者可根据所设计放大器的频带要求选择合适的集成电路 (IC)。

步骤 4：供电方式

因为在交流放大器中放大的是交流信号，因此采用单电源供电是较为方便的。单电源供电与正负双电源供电的区别仅是“电位参考点”不同。双电源的参考电位取总电源的中间值 (当正负电源的电压值相等时，参考电位为零)，而单电源供电时，参考点是负电源端 (因为负电源接地)。图 1.2.11 是一般单电源供电方式，输入端偏置的电压由两只 $2R_f$ 电阻的分压组成，这时对应的“零输入”和“零输出”，是以电源电压的一半为参考点。

下面以反相输入为例，说明单电源供电运放的工作原理。

交流反相输入的等效电路如图 1.2.12 (a) 所示。该电路的工作原理是，静态时， $U_i=0$ ，

由于 C_1 和 C_3 的充电作用, 使得它们两端的电压均达到 $V_{cc}/2$ 。由于 C_1 和 C_3 的隔直作用, $U_+ = U_- = U_0 = V_{cc}/2$ 。动态时, 对于 C_3 而言, 在交流正半周工作时, 电源 V_{cc} 通过运放给 C_3 充电为负载 R_L 提供正向电流; 在交流负半周工作时, 电容 C_3 上的电压为

运放供电, 且通过运放和 R_L , 给 R_L 提供一个反向电流。因为交流正负半周是完全对称的, 所以在一个周期内, C_3 上得到的电量和失去的电量相等。换句话说, 在每个周期开始和结束时, C_3 上的电压均为 $V_{cc}/2$ 。因此, 当 C_3 的容量足够大时, 可以近似认为 C_3 两端的电压始终为 $V_{cc}/2$ 。即 C_3 可用一个数值为 $V_{cc}/2$ 的直流电源替代。 C_1 的作用与 C_3 的作用相同, 亦可用一个数值为 $V_{cc}/2$ 的直流源代替。这样, 单电源供电的反相放大器的放大倍数仍为 $(-R_f/R_{s1})$ 。

直流反相输入的等效电路如图 1.2.12 (b) 所示。在静态时, $\Delta U_i = 0$, $U_+ = U_- = V_{cc}/2$ 。因为 R_{s1} 和 R_f 上均没有电流流过, 所以 $U_0 = V_{cc}/2$ 。动态时, $\Delta U_i \neq 0$, 有

$$I_1 = \frac{U_+ - \left(\frac{V_{cc}}{2} + \Delta U_i\right)}{R_{s1}} = \frac{-\Delta U_i}{R_{s1}} = I_f$$

$$U_0 = U_+ + I_f R_f = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{R_f}{R_{s1}} \Delta U_i$$

$$\Delta U_i = U_0 - \frac{V_{cc}}{2} = -\frac{R_f}{R_{s1}} \Delta U_i$$

由上面分析可知, 在直流输入时, 单电源供电运放的输入信号和输出信号是以 $V_{cc}/2$ 为基准上下波动的信号, 而且放大倍数仍为 $(-R_f/R_{s1})$ 。

另外, 单电供电时, 需特别注意输入和输出保护, 防止对地短路。若采用双电源供电, 应该使用正负跟踪式电源, 否则, 由于正负电源的电压不等, 造成运放的不对称工作。

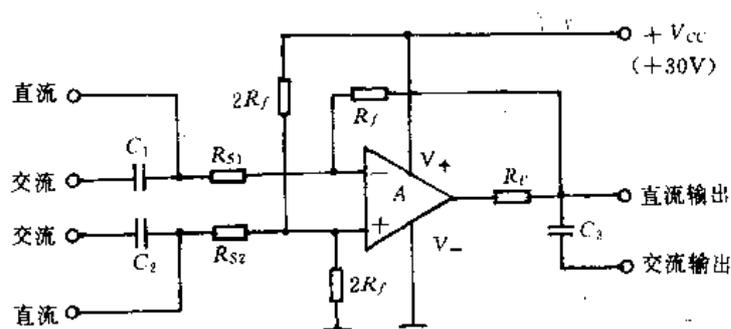


图 1.2.11 运放单电源应用

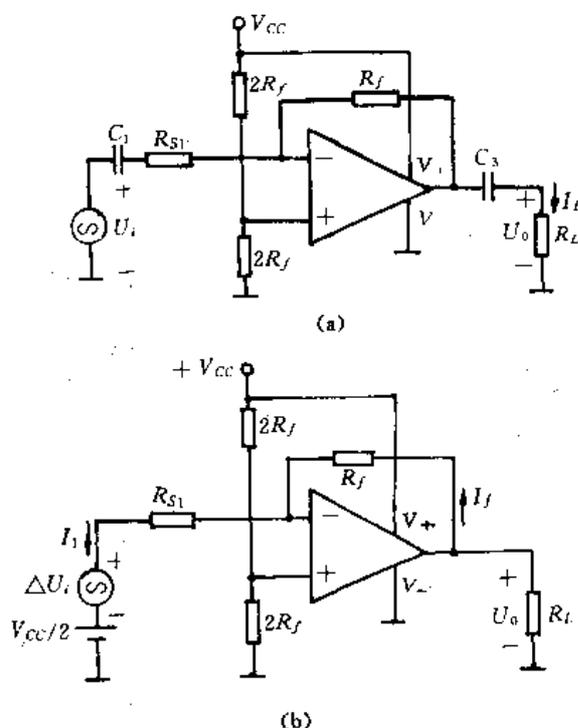


图 1.2.12 单电源供电运放工作原理

在高增益交流放大器中，为了使放大器稳定工作，运放的电源应加退耦电容，退耦方式参阅 1.1 节的有关内容及第三章的有关内容。

(2) 参数计算

步骤 5：电阻参数的计算

因为交流放大器采用了阻容耦合，失调和漂移的影响不必考虑。因此，同相放大器中的平衡电阻 R_p 和反相放大器中输入电阻，可以适当大一些，一般取 $10\text{k}\Omega$ 以上。这样有利于提高各级放大电路的输入电阻，且使耦合电容取值变小。

在本设计中，第一级的 R_{F1} 既是平衡电阻，也是整个放大器的输入电阻。取 $R_{F1} = R_i = 20\text{k}\Omega$ ，根据式 (1.2.24) 和式 (1.2.28) 和 $A_{u1} = 10$ 得， $R_1 = 22\text{k}\Omega$ ， $R_{F1} = 200\text{k}\Omega$ 。

对于第二级放大器，因为 $A_{u2} = 100$ ，选 $R_2 = 10\text{k}\Omega$ ，求得 $R_{F2} = 1\text{M}\Omega$ ，则平衡电阻 $R_{F2} = 10\text{k}\Omega$ 。

步骤 6：耦合电容的计算

交流反相放大器需要特别注意输入电容的选择。因为从输出端向输入端看，耦合电容将构成为积分滞后反馈网络，再加上运放本身的延迟，就可能使附加相移达到 180° ，形成正反馈，而引起电路自激。因此必须使 C_2 、 R_2 和 R_{F2} 形成的最大相移极点 f_0 不出现在运放相移达 90° 的范围内。也就是说，不论输入信号的频率多高，也不能随意减少耦合电容的数值。对 CF741 的相移特性要求 $f_0 \leq 20\text{Hz}$ ，所以 f_0 应满足^[3]

$$f_0 = 1 / \left[2\pi C_2 \sqrt{R_2(R_2 + R_{F2})} \right] \leq 20\text{Hz}$$

即

$$C_2 \geq 1 / 40\pi \sqrt{R_2(R_2 + R_{F2})}$$

式中 R_2 、 R_{F2} 的单位为 $\text{k}\Omega$ ，在本例中 $R_2 = 10\text{k}\Omega$ ， $R_{F2} = 1\text{M}\Omega$ ， $C_2 \geq 0.08\mu\text{F}$ ，取 $C_2 = 1\mu\text{F}$ 。因为同相放大不存在上述情况，所以耦合电容选择可按式

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{3 \sim 10}{2\pi f_L R_{F1}} \\ &= \frac{3 \sim 10}{2\pi \times 20 \times 20 \times 10^3} = 1.19 \sim 3.9\mu\text{F} \end{aligned} \quad (1.2.42)$$

取 $C = 1\mu\text{F}$ 。

1.3 低漂移直流放大器设计

在实际测量中，有很多被测信号是变化非常缓慢的、非周期的近似于直流的信号——简称为直流信号。例如，用热电偶（或 PN 结）等传感器测量温度变化时，由传感器发出的电信号就是这种信号。一般来说，在非电量测量时传感器送出的电信号是较为微弱（约在 $0.1 \sim n \times 10\text{mV}$ 之间），必须经直流放大器放大后才能够处理和显示。然而，直流放大器均采用直接耦合方式，因此，温漂、时漂（总称为漂移）电源波动等因素影响放大器的工作，限制了测量精度以及被测信号的最小电平。为检测这种微弱直流信号，就必须设计一种特殊的直流放大器——高精度低漂移直流放大器。

由于放大器中所有有源器件（如晶体管、场效应管、集成运放）的特性对温度的变化很敏感，所以放大器的温漂是设计高精度低漂移直流放大器时应主要考虑的问题。消除温漂的

方法有：①用温度补偿电路或差动放大电路；②采用自稳零方法；③采用调制方法，即把直流信号变为交流信号。随着电子技术发展，低漂移的集成运放已经出现，而且价格也较为便宜。

1.3.1 常用低漂移线性集成运放及实用设计方法

为了读者在设计时便于对集成运放选型，我们把常用高精度低温漂集成运放的性能指标列在表 1.3.1 中，OP05/OP07/OP08/OP27/OP37 均标准的 8 脚双列直插式封装，OP10 是双运放，OP09/11 是四运放。这些运放，都不需进行外部相位补偿。8FC5 与 CF725 的性能相近且需要外加 RC 相位补偿网络，其补偿电路及参数请参阅 1.1.2 节有关内容。在使用时要精心调零，以便减少失调参数对温漂的影响。

在用低漂移运放设计多级放大器电路，应考虑如下因素：环境温度的变化范围 ΔT ，电源电压的变化 ΔU_s ，失调参数的漂移等。

表 1.3.1 常用低漂移线性集成运放性能表（典型值）

型号	U_{io} (mV)	I_{io} (nA)	I_{IB} (nA)	A_{od} (dB)	$\frac{dU_{I0}}{dT}$ ($\mu V/^{\circ}C$)	$\frac{dI_{I0}}{dT}$	K_{CMR} (dB)	K_{SVR} (dB 或 $\mu V/V$)
8FC5	1~5	50~200	100~500	94~110	2~5	200PA/ $^{\circ}C$	90~106	5
CF725	1.5~3.5	1.2~3.5	20~250	≥ 120	2~5	10PA/ $^{\circ}C$	100~115	20
FC72	1~5	5~20	15~100	110~120	0.5		120	
MPOP05A	0.10	1.0	± 0.7	≥ 110	0.3	5PA/ $^{\circ}C$	123	106dB
MPOP05	0.3	1.8	± 1	≥ 110	0.7	8PA/ $^{\circ}C$	123	106dB
MPOP05E	0.25	1.4	1.5	≥ 110	0.7	8PA/ $^{\circ}C$	123	104dB
MPOP05C	0.35	2.0	2.2	≥ 110	1.2	12PA/ $^{\circ}C$	120	100dB
MPOP07A	25	0.8	± 1.0	≥ 110	0.2	5PA/ $^{\circ}C$	123	106dB
MPOP07	60	1.2	± 2.0	≥ 110	0.3	8PA/ $^{\circ}C$	123	106dB
MPOP07E	45	0.9	± 1.5	≥ 110	0.3	8PA/ $^{\circ}C$	123	104dB
MPOP07C	85	1.6	± 2.2	≥ 110	1.8	12PA/ $^{\circ}C$	120	100dB
MPOP07D	85	1.6	± 3.0	≥ 110	0.7	12PA/ $^{\circ}C$	106	100dB
MPOP08A	0.12	0.12	1.2	≥ 110	0.5	0.5PA/ $^{\circ}C$	110	2
OP09A OP11A	0.4	20	200	> 110	2	0.1nA/ $^{\circ}C$	120	4
OP12A	0.12	0.12	1.2	> 100	0.5	0.5PA/ $^{\circ}C$	120	4
OP27A OP37A	30	15	± 20	> 120	0.2		122	2

如果第一级采用基本反相放大器，其输入误差的计算公式如下：

$$\Delta U_I = \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) \left| \frac{dU_{I0}}{dT} \Delta T \right| + R_1 \left| \frac{dI_{I0}}{dT} \Delta T \right| + \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) |\Delta U_s| K_{SVR} + |U_{IN1}| + |\Delta U_{I2}| \frac{R_1}{R_f} \quad (1.3.1)$$

式中第一项和第二项是第一级反相放大器温漂带来的误差，它与式 (1.2.8) 相同。第三项是由电源电压变化引起的误差。 K_{SVR} 为电源电压波动抑制比，其定义为，将电源电压变化

(ΔU_S) 1V 所引起运放输出电压的变化量 ΔU_o 折算为等效输入电压的变化, 即 $K_{SVR} = |\Delta U_o| / |A_{od} \cdot \Delta U_S|$, ΔU_S 要按最不利情况考虑, 由 ΔU_S 引起的误差与失调电压温漂的作用相同^[4]。第四项是运放噪声引起的误差。第五项是第二级放大器的温漂参数、噪声电压和电源电压波动引起误差折算到第一级输入端的变化量。若最小输入信号电压为 U_{Imin} , 精度为 1%, 则 $\Delta U_I \leq 0.01U_{Imin}$ 。

如果第一级采用基本同相放大器, 则输入误差公式变为

$$\Delta U_I = \left| \frac{dU_{I0}}{dT} \Delta T \right| + R_P \left| \frac{dI_{I0}}{dT} \Delta T \right| + \frac{U_{IC}}{K_{CMR}} + |\Delta U_S| K_{SVR} + |U_{IN}| + |\Delta U_{I2}| \left(1 + \frac{R_1}{R_f} \right) \quad (1.3.2)$$

与式 (1.3.1) 相比, 式 (1.3.2) 中多了 $\frac{U_{IC}}{K_{CMR}}$ 一项, U_{IC} 是最大输入共模电压, 因此, 第三项表征由共模抑制比引起的误差。上式中的前三项就是式 (1.2.34) 的结果。

例如, 在图 1.2.8 所示的基本同相放大器中, 已知 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_f = 100\text{k}\Omega$, $R_P = R_1 // R_f = 10 // 100 \approx 9\text{k}$, 运放为 OP07, 最大共模输入电压 $U_{IC} = 2\text{V}$, 噪声 U_{IN} 很小, 可以忽略, 第二级的误差电压可以忽略, 电源电压波动值 $\Delta U_S = 1\text{V}$, $\Delta T = 40^\circ\text{C}$ 求总的输入误差电压。

解: 由表 1.3.1 可知, OP07 的主要参数为 $\frac{dU_{I0}}{dT} = 0.3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $\frac{dI_{I0}}{dT} = 8\text{pA}/^\circ\text{C}$, $K_{CMR} = 123\text{dB}$, 取 $K_{CMR} \approx 10^6$, $K_{SVR} = 106\text{dB}$, 取 $K_{SVR} \approx 0.1\mu\text{V}/\text{V}$, 应用式 (1.3.2) 得

$$\begin{aligned} \Delta U_I &= \left| \frac{dU_{I0}}{dT} \Delta T \right| + R_P \left| \frac{dI_{I0}}{dT} \Delta T \right| + \frac{U_{IC}}{K_{CMR}} + |\Delta U_S| K_{SVR} + |U_{IN}| + |\Delta U_{I2}| \left(1 + \frac{R_1}{R_f} \right) \\ &= 0.3 \times 40 + 9 \times 10^3 \times 8 \times 10^{-6} \times 40 + \frac{2 \times 10^6}{10^6} + 1 \times 0.1 \\ &= 12 + 2.88 + 2 + 1 = 17.88 \mu\text{V} \end{aligned}$$

由上面计算结果可得如下结论: ①温漂的影响引起的误差为 14.88, 因此, 在诸多误差源中, 温漂仍是最主要的误差源。所以, 有些高性能的放大器需把放大器置于恒温槽里, 以尽量减小温漂影响, 例如在本题中, 若 $\Delta T = 1^\circ\text{C}$, 则误差电压变为 $3.372\mu\text{V}$, 使其误差减小了 5.3 倍, 即精度提高了 5.3 倍。

②若把放大器置于恒温槽里, 这时误差的主要来源为共模信号和电源波动。因此, 应该选用共模抑制比高, 电源抑制比强 (即 K_{SVR} 小) 的运放, 同时要控制最大共模输入电压以及采用波动小的直流电源供电。

1.3.2 线性集成自稳零运放及其使用方法

目前, 单片集成低漂移运放有两类: 一类是以 CF725 ($\mu\text{A}725$) 为代表的, 失调电压的温漂系数为 $0.1 \sim 1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$; 另一类是自动稳零 (简写 AZ 型) 运放——即无需外接调零电路就能在输入为零时使输出为零, 它的漂移很低, 可达 nV 和 pA 级。在 1973 年出现了采用 BI-CMOS 工艺制成的 HA2900/04/05 运放, 改进生产工艺后, 采用 CMOS 工艺制造出 ICL7600/01/05 和 ICL7650/7652。AZ 型运放的失调电压的温漂系数达 $10 \sim 100\text{nV}/^\circ\text{C}$ 。在工作原理方面, HA2900 系列产品与 ICL7650/7652 基本相同, 内部含有独立的斩波调零电路, 实现了放大器的自动调零。而 ICL7600/01/05 采用双放大器交替轮流工作的间歇自动调零工作方式。在这里, 我们主要介绍 7650 的工作原理及其使用方法。

(1) 5G7650 的工作原理

5G7650 相当于 ICL7650, LMC668, $\frac{dU_{I0}}{dT} = 10\text{mV}/^\circ\text{C}$, $r_{id} = 10^6\text{M}\Omega$, 等效输入噪声 $U_{IN} = 0.2\text{mV}$ (峰-峰)。

5G7650 工作原理示意图如图 1.3.1。在图中, A_1 是主放大器, A_2 是校零放大器。 A_1 、 A_2 分别有三种输入端即同相输入端、反相输入端及校零输入端 N 。其中, N_1 端与 A_1 的输出是同相关系, 用符号 \oplus 表示; N_2 端与 A_2 的输出是反相关系用符号 \ominus 表示。 U_{I0} 是失调电压。因为共模信号 U_{IC} 所引起的输出电压是 $U_{OC} = A_{oc}U_{IC}$, 折算到输入端是 $U_{OC}/A_{od} = A_{oc}U_{IC}/A_{od} = \frac{U_{IC}}{K_{CMR}}$, 所以图中的 U_{IC}/K_{CMR}

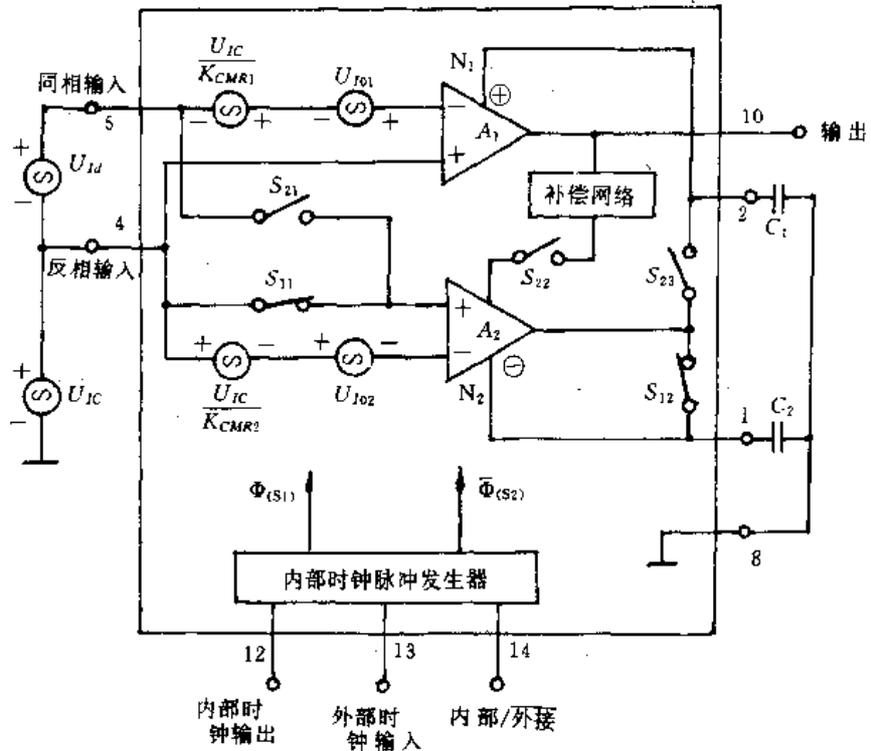


图 1.3.1 集成运放 5G7650 工作原理示意图

K_{CMR} 是共模信号 U_{IC} 等

效到输入端的电压。图中, A_1 , A_2 是无失调的, $K_{CMR} = \infty$ 的运放。图中的补偿网络用来减少高频时产生的相位。分析基本工作原理时, 可以不考虑其补偿网络的作用。内部时钟脉冲发生器控制开关 S_{11} 、 S_{12} 和 S_{21} , S_{22} , S_{23} , 以实现 A_1 , A_2 交替工作, 其工作频率为 $100\text{Hz} \sim 1\text{kHz}$, 典型值约为 $200 \sim 500\text{Hz}$ 。

下面分两个阶段叙述自稳零的原理。在第一个阶段中, S_{11} 和 S_{12} 闭合且 S_{21} , S_{22} , S_{23} 断开, 其等效电路如图 1.3.2 (a) 所示。在图 (a) 中, C_2 与 A_2 的输出端相连, 把 (加在 A_2 两个输入端的) 失调电压和共模信号引起 A_2 的输出误差电压寄存在电容 C_2 上, 简称这一工作阶段为误差采样阶段。在第二阶段中, S_{11} 和 S_{12} 断开, S_{21} , S_{22} 和 S_{23} 闭合, 其等效电路如图 1.3.2 (b) 所示。由图 (b) 可知, 此时, A_1 、 A_2 的两个输入端并联, 差模电压 U_{Id} 、共模信号 U_{IC} 和失调电压 U_{I0} 都加在 A_1 , A_2 的输入端。此阶段中, 寄存在 C_2 上的误差电压与 A_2 当前的误差电压相抵消, 实现 A_2 真正的自稳零。因此, 这时 A_2 的输出就是经放大后的差模电压分量。在此阶段, A_1 的输出由如下两个部分组成。第一部分输出电压: 因为 A_2 与 A_1 的第三个输入端 N_1 相连, 即将已剔除误差的输出信号送至 N_1 端, 经 A_1 再次放大构成 A_1 的第一部分输出电压分量; 第二部分电压分量: 加在 A_1 两个输入端的信号经 A_1 放大后构成 A_1 放大器的第二部分输出电压分量。显然第一部分电压分量要远大于第二部分电压分量, 因此, 可以略去第二部分电压分量, 近似认为 A_1 的输出与 U_{IC} 和 U_{I0} 无关, 故称这一阶段为校零阶段。在校零阶段

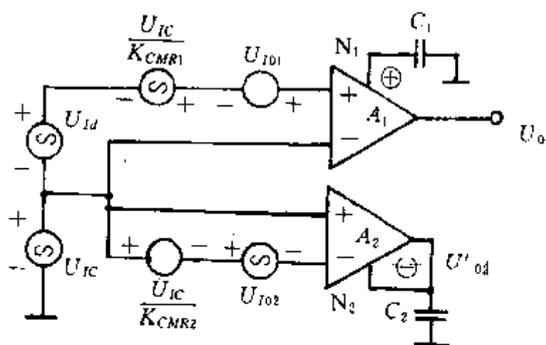
结束后，即在误差采样阶段， C_1 上寄存着已剔除误差的、且经过 A_1 放大后的差模信号，因此在采样阶段， A_1 的输出仍保持着校零阶段结束时的输出电压。

最后指出：5G7652 与 7650 的工作原理相同，但 5G7652 输入共模信号范围更宽，可达 $-4.8V \sim 4.0V$ ，等效输入噪声的峰峰值为 $0.2\mu V$ ，因此 5G7652 能处理几十微伏甚至更小的直流输入信号。

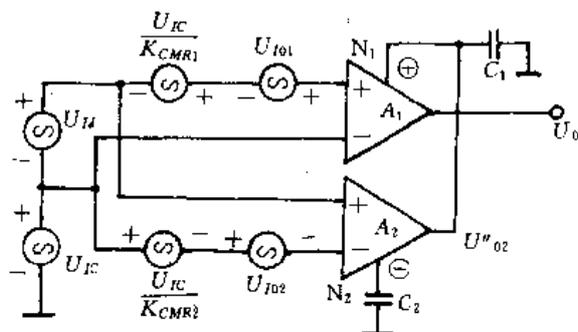
(2) 7650/7652 的特点及应用

图 1.3.2 (c)、(d) 给出 7650/7652 两种外型图。下面介绍 7650/7652 的特点及其基本应用电路：

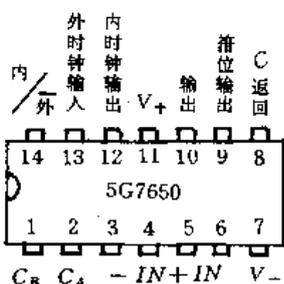
① 箝位端的使用 7650/7652 内部的 A_1 放大器中含有输出控制的箝位电路，其“箝位输出端”⑨脚。当⑨脚与反相输入端④脚相连时，在输出增大而尚未使 A_1 饱和之前，箝位电路迫使反相输入电位去抑制输出信号，使放大器的增益下降，避免输出进入饱和状态，因而避免了通常的阻塞问题。



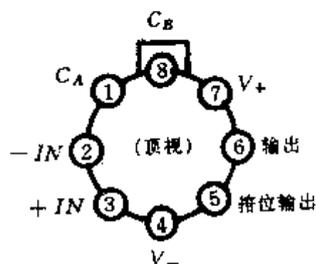
(a) 采样阶段等效电路



(b) 校零阶段的等效电路



(c) 陶瓷（塑料）双列直插封装（DIP-14）



(d) 金属圆壳封装（YD-8）

图 1.3.2 5G7650 (ICL7650)

使用箝位端一定要选择合理的输入门限值 U_m ，使箝位电流 U_m/R 在 $1\mu\text{A}$ 之内，这样才能不影响其它部分的正常工作。正确用法是：要求①脚对地等效电阻 R 在 $100\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 之间。使用箝位功能后，最大输出幅度要小一些。

②时钟选用 它既可以采用内时钟也可外加时钟，内时钟是由一个电流型多谐振荡器产生的，不必外加任何元件就可使用。YD-8 封装（即金属圆壳封装）只能用内时钟，而 DIP-14 封装有“内/外”控制端⑭脚，“外时钟输入端”⑬脚和内时钟输出端⑫。当使用内时钟时，⑫、⑬和⑭脚悬空。当使用外时钟时，⑭脚接地（在正负电源供电时，⑭脚接正负电源的地，在单电源供电时，⑭脚应与负电源端⑦脚相连），使内时钟发生器停止工作。在使用外时钟信号时外加方波时钟信号接在⑬脚，幅值为正电源电压 $V_+ \sim (V_+ - 6)\text{V}$ ，占空比要求不严，因内部还要经二分频保证 50% 占空比才供使用，方波的频率应与内部时钟频率基本相同，7650 内部时钟约为 $200 \sim 500\text{Hz}$ ，7652 为 400Hz 。时钟输出端⑫脚，幅值为 $V_+ \sim (V_+ - 6)\text{V}$ ，可供其它电路或多只 7650/7652 同频使用。特别一个电路板上使用 7650/7652 制作多路小信号放大器时，所有的 7650/7652 应采用同一时钟信号同步工作，以减少互相干扰。

③ C_1 、 C_2 电容的选用 使用内时钟（约 $200 \sim 300\text{Hz}$ ）时， $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F} \sim 1\mu\text{F}$ ，典型值为 $0.1\mu\text{F}$ 。若时钟频率升高，则 C_1 和 C_2 容量应相应下降，反之则要相应增加，保证在半个工作周期内 C_1 、 C_2 完成充放电。 C_1 、 C_2 的漏电及介质损耗会使电容的充放电时间延长，导致误差增加等不良的后果。因此，一定要选用优质电容器，例如聚苯乙烯，聚脂薄膜电容等。在许多应用场合，使用陶瓷电容也是可以的。 C_1 、 C_2 电容的接法如图 1.3.3 所示。

④应用电路 7650/7652 的应用电路可参考其它运放的应用电路。当用 7650/7652 取代其它运放后，电路的性能因其失调电压小，偏置电流小以及共模抑制比高等而获得很大的改善，但是应注意，7650 的供电电压为 $\pm 5\text{V}$ ，7652 的供电电压为 $\pm 8\text{V}$ ，而不是 $\pm 15\text{V}$ ，另外负载电阻要大于 $10\text{k}\Omega$ 。

基本同相、反相放大器的电路如图 1.3.3 和图 1.3.4 所示，其电压放大倍数的与普通运放电路相同。

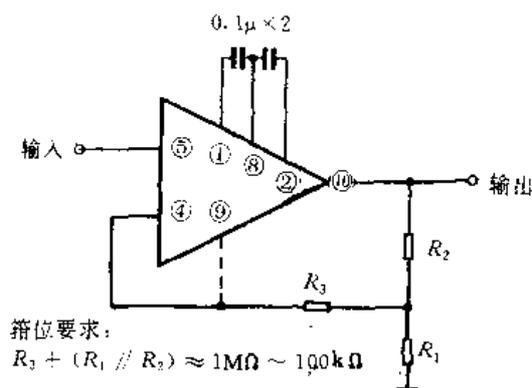


图 1.3.3 同相放大

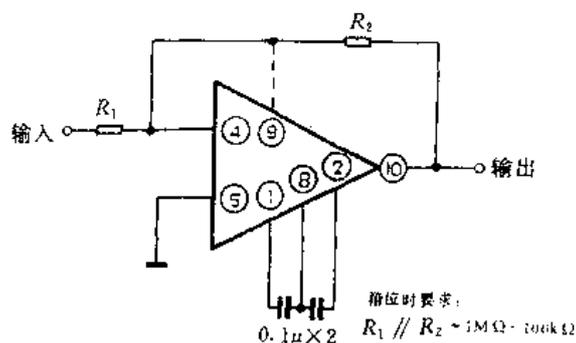


图 1.3.4 反相放大

⑤扩展输出能力 7650/7652 电源电压低，输出电阻高（约 $18\text{k}\Omega$ ），因此不仅输出电压幅度小，而且带载能力差，要求负载电阻在 $10\text{k}\Omega$ 到 $100\text{k}\Omega$ 以上。通常提高带载能力的方法是在 7650/7652 后面加一级 741 运放以获得具有 7650 的输入特性，普通运放的输出特性的组合放

大电路。741 采用 $\pm 15\text{V}$ 供电,用电阻分压 $\pm 15\text{V}$ 给 7650/7652 供电,同时 7650/7652 应加 $0.1\mu\text{F}$ 钽电容退耦。在 741 的放大倍数大于 2 时,组合放大电路输出能力为 $\pm 10\text{V}$, 10mA 。扩展输出能力的电路如图 1.3.5 所示。

用 7650/7652 设计低漂移的电压比较器如图 1.3.6 所示,图中④、⑨脚相连,使电路具有箝位作用。

⑥保护方法 7650/7652 等均为 CMOS 电路,使用时应注意防止静电击穿和可控硅效应。虽然 CMOS 电路内部设有保护二极管和电阻,但在强大电场作用下,即使不能完全损坏也会增加输入漏电流而降低输入阻抗。CMOS 电路含有一个 4 层 (P-N-P-N) 结构,这种结构具有可控硅特性,通常在输入输出任一端外加 1mA 电流就能触发而进入低阻态,引起极大的电流而烧坏器件。因此输入端必须加限流电阻并限制输入端的电压不超电源电压。下面给出使用 7650/7652 的注意事项:

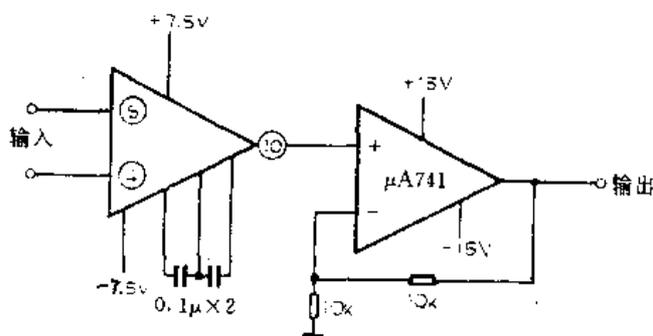


图 1.3.5 扩展输出

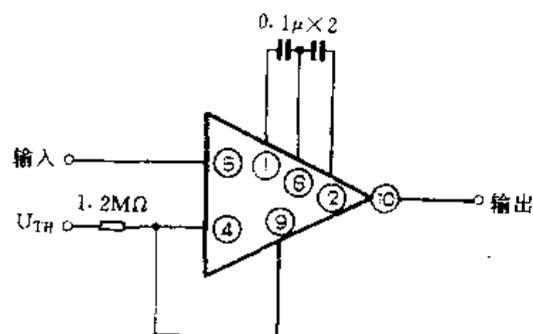


图 1.3.6 电压比较器

i 输入电压范围为 $V_- - 0.3\text{V} \sim V_+ + 3\text{V}$, 且先加供电电压,后加输入信号以防止可控硅效应。

ii 所有输入端不能悬空,输入端用隔离环防止漏电流,对于 DIP-14 封装的产品,③、⑥脚为空脚应与隔离环相连,在 YD-8 封装产品中,可在输入端周围的印制板上留一短路环作为隔离。有关隔离环的内容请参阅 1.4 节中有关内容。

iii 防止热电势效应,请参阅 1.3.4 节。

iv 焊接工具及使用仪器必须良好接地。

v 电源引入线串接 $200 \sim 500\Omega$ 的限流电阻。

vi 信号频率应避开内部时钟频率。

⑦CH7652 的主要特点 (上海无线电十四厂生产) i 具有极低的输入失调电压,在整个工作温度范围内均保持在 $1\mu\text{V}$; ii 失调电压具有极低的时漂与温漂 $100\text{nV}/\sqrt{\text{月}}$, $10\text{nV}/\text{C}$; iii 直流输入电流极低,仅有 15pA ; iv 具有很高的共模抑制比、电源抑制比及增益,它们均在 110dB 以上; v 非常低的输入噪声电压,仅 $0.2\mu\text{V}$ (峰-峰值); vi 具有在单位增益工作时的内部补偿; vii 设置理想的箝位电路,它既避免了过载时的恢复问题,又允许作比较器使用; viii 输入与输出具有极低的尖峰脉冲。

1.3.3 各种低漂移运放的比较及选型

表 1.3.2 列出了各种具有代表性的低漂移运放的参数。总的来说,因为交变调制引起干

扰的影响, AZ 型的噪声比 725 型运放要大。因此, AZ 型运放适合于作直流低漂移放大, 不宜在音频或更高频率上使用。若信号频率在直流至数百赫较宽范围内, 应选用低噪声的双极型运放, 如 OP07/OP27/OP37 及 CF725。因 7652 的噪声也极低 $0.2\mu\text{V}_{\text{PP}}$, 考虑到噪声匹配, 7652 适合于高内阻的信号源, CF725 适合于低内阻的信号源。

1.3.4 低漂移直流放大器制作工艺

(1) 元件的老化方法

① 晶体管的老化方法

i 常温电老化: 在输入级中使用的晶体管常温老化方法是, 在额定最大功率 P_{CM} 条件下, 工作 48 h 以上, 在中间级和末级中使用的晶体管在额定最大功率 P_{CM} 条件下, 工作 24 h 以上。

ii 高低温老化: 在 $+120^\circ\text{C}$ 条件下存放 0.5 h, 隔 1min 后再在 -45°C 的条件下存放 0.5 h, 依

表 1.3.2 低漂运放参数比较

参数项目	单位	ICL7600/7601 (特性非补偿)		5G7650 ICL7650		HA2905		CF725 (外频补)		5G0P-07D	
		标称	最差	标称	最差	标称	最差	标称	最差	标称	最差
电源电压范围	V	$\pm(2.5\sim7.5)$		+5		$\pm(10\sim20)$		$\pm(4\sim18)$		$\pm3\sim18$	
开环增益 A_{OL}	dB	120		120		120		130 120		112 102	
输入失调电压 U_{IO}	μV	2 5		0.7 5		20 80		500 1000		60 150	
U_{IO} 温漂系数	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	0.01 0.1		0.01		0.2		0.6 2.0		0.7 2.5	
输入失调电流 I_{IO}	pA	150 1500		0.5		50 500		2000 20000		800 6000	
I_{IO} 温漂系数	pA/ $^\circ\text{C}$							35 150		18 50	
输入电流 I_{IB}	pA	300 3000		1.5		150 1000		42000 125000		± 2000 ± 12000	
输入阻抗 r_{is}	M Ω			106		100		1.5		31 7	
输入等效噪声电压 E_{Npp} 或密度 e_n	nV nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	700 (10Hz)		2000 (0.1~10Hz)				15~8 (10~1kHz)		250 (0.1~10Hz) 500 (0.1~10Hz)	
输入等效噪声电流密度 I_n	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$							0.15 (1kHz)		0.13 (1kHz)	
单位增益带宽	MHz	0.3		2		3		0.2		0.6	
转换速率 S_R	V/ μs	0.5		2.5		2.5				0.17	
电源耗电流 I_D	mA	1.7 5		2.0 3.5		3.5 5		2.6 5		2.7 5	
共模抑制比 K_{CMR}	dB			130 120				120 110		110 94	

次循环三次。

通常经高低温老化处理后的晶体管在使用一段时间后的损坏率比只进行常温老化降低 80%~90%。

② 场效应管的老化

i 高温老化, 在 $U_{\text{GS}}=0$, $U_{\text{DS}}=10\text{V}$ 的工作状态下, 温升 120°C , 老化 24 h;

ii 高、低温存放老化, 在温度 $+120^\circ\text{C}$ 和 -30°C 的环境中各存放 24 h;

iii 高低温老化。在 $+120^\circ\text{C}$ 环境中存放 0.5 h, 间隔 1 min 后, 在 -30°C 环境中存放 0.5 h, 依次循环三次。

一般经上述老化处理后，将显著减少场效管的击穿损坏和缓慢截止现象。

通常在制作高质量的放大器中所使用的元件器件均要在经老化处理后，再测试、选择和使用。大多数集成运放在出厂前，生产厂家已经进行了老化处理，用户只需直接测试，选择和使用。

(2) 元件在印制电路板上的安排工艺

在绘制印制电路板时，应考虑如下特殊问题：

①元件应从前级至后级“一”字排列，级间不要交错排列。对高放大倍数的放大器决不要采用“S”型排列。否则，前后级将相互干扰，产生自激。即使消除了自激，放大器的噪声也会大的惊人。

②输入级（特别是相加点、调制点附近）的元件排列要紧凑，走线要短，应用地线包围起来，即隔离环，并且尽量远离电源线及其它大信号走线。

③防止热电势效应（输入级）

高精度、低漂移放大器的输入级要注意温差电势效应引起的误差。所谓“温差电势效应”是指，当两个相连的导体分别处于不同温度时，在其结合点会产生一个电势，即温差电势。这是高精度直流放大器在组装和布线时应考虑的一个重要问题，否则它会成为引起放大器误差的主要原因。例如，在线绕电阻与导线之间就存在 $43\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的热电势。因此，如图 1.3.7 所示，若电阻垂直安装，则电阻两端的温差 ΔT 会产生热电势；若将电阻水平安装，其温差减少，热电势也随之减少。如果用镀锡铜丝作导线或抑制电阻的温升也能降低热电势。布线时，功率器件应远离输入级，或将功率器件移出放大器，并把放大部分用隔离匣与外界隔离，防止空气流动产生温差，或给隔离匣安装匀温风扇。当然最好的方法是将放大器置与恒温槽内。

④调零电位器的引线要远离输出部分走线，调零线的两侧最好也要走平行的地线。以免从调零线串入干扰。

⑤和地线连接的元件及电路板的插座也应从前级到后级依次排列。

上述事项是在绘制高精度、低漂移放大器的印制板时应特别注意的问题，同时也应遵守一般布线原则（参阅第六章有关内容）。

(3) 印制电路板的防潮湿及漏电处理

为了防止印制电路板因受潮湿或沾污产生漏电，除要选用绝缘性优良的覆铜板外，还应进行如下处理：

①信号相加点：运放的两个输入端及调制点除要用隔离环外，最好使用专用的绝缘子架空，这样可以防止漏电。对于象 7650/7652 这样的放大器，特别有必要这样处理。

②为了防止电源电压或大信号的引出线在印制板插头部分的切口边缘向相加点的引出线端部分漏电，相加点的引出线两侧应设计有平行的且接地的引出线，并且在此地线的引出端部开一个金属化的凹槽。切口边缘漏电的原因是：印制板经裁切后，其切口处的绝缘性能下

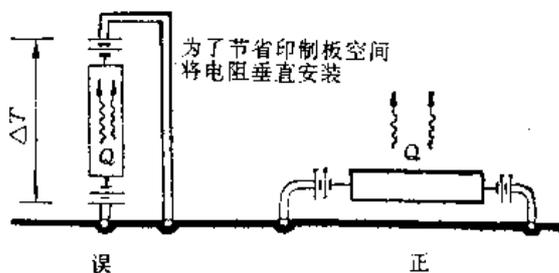


图 1.3.7 温差所引起的热电动势

降。在印制板的插头处，引出线比较集中，电源电压或大信号很容易影响相加点的工作，从而导致输出零点漂移。金属化凹槽的加工方法是在地线引出端部设计一个金属化的孔，在印制板制成后，再用锉刀开一个小口。

③电路板调好后，先用酒精或 TCE 溶液清洗，用压缩空气吹干，最后再涂上一层树脂或硅橡胶。

应当指出：上述工艺处理措施并不是绝对的，须灵活使用。一般说来，精度、稳定度要求愈高工艺要求愈严格，大量实践证明，工艺上处理不当，往往是导致整机达不到设计要求的重要原因。

1.4 高输入阻抗放大器设计

高输入阻抗放大器是一种常用放大器。例如，在电子测量领域里，为了减小测量仪器的输入电阻对测量电路的影响以保证测量精度，测量仪器的输入级多采用高输入电阻的放大器。例如 DA-16 型晶体管毫伏表以及示波器的输入阻抗均在 $1\text{M}\Omega$ 以上。用高输入阻抗的仪器减少测量误差的原理如图 1.4.1 所示。在图中，用 R_S 和 U_S 相串联的信号源来等效被测电路，

R_i 是测量仪器的输入电阻。由图 1.4.1 可知，测量仪器实际测到的电压 $U_i = \frac{R_i U_S}{R_S + R_i}$ ，当 $R_i \gg R_S$ 时， $U_i \approx U_S$ ，即只有 R_i 远大于 R_S 时，才能测到 U_S 的真实值。例如， $U_S = 10\text{mV}$ ， $R_S = 1\text{k}\Omega$ ， $R_i = 1\text{M}\Omega$ ， $U_i = 9.99\text{mV}$ ，测量误差为 0.1%，但是当 R_i 由 $1\text{M}\Omega$ 减少到 100Ω 时， $U_i = 0.9\text{mV}$ ，测量误差为 91%。可见测量仪器的输入电阻直接影响其测量结果的真实性。

在非电量测量领域里，完成非电量——电量转换的传感器也可用图中的信号源等效，完成放大、处理及显示的测量装置就相

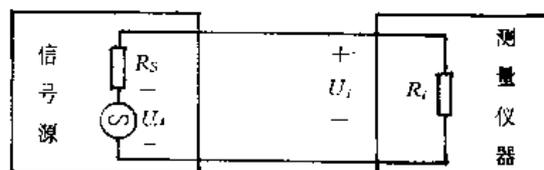


图 1.4.1 减小测量误差原理图

当于图中的测量仪器。由上面分析可知，当传感器的内阻较大时，与其配套的测量装置必须具有很高输入阻抗。例如用电容式传感器精密测量位移、振动、加速度、荷重等机械量以及压力、压差、液位、料位等热工参数；用光电式传感器作光电比色计、光通量计、测距等都要求测量装置具有较高的输入阻抗。

在放大电路设计中，提高输入阻抗的常用方法如下：采用串联反馈电路；用场效应管设计输入级；采用自举电路；采用场效应管型差分对设计差分电路。这些电路及方法均能提高输入阻抗，但各有其优缺点及使用场合。例如，用串联负反馈提高输入阻抗的放大电路有，晶体管射极跟随器，其输入阻抗在数百千欧姆以内，适用于放大交流信号；用高阻型运放设计的反相器，其输入阻抗可达 $10^9\Omega$ 以上，但是因为与之适应的信号源必须允许直流接地，同时必须采用正、负电源供电，使其应用范围受到了一定的限制；利用场效应管设计出的放大电路，虽然它具有输入阻抗高、电路简单等优点，但必须用高阻值的电阻设计偏置电路，这给设计和制作均带来很多困难，其原因是高阻值电阻的稳定性差、噪声大，很难设计出高精度的放大器；自举电路是一种较理想的高输入阻抗的放大器，但多用于放大频率较高的信号；用场效应管型差分对设计出的高增益、低漂移、高输入阻抗的差动放大器适用浮置信号的测量。

本节将介绍直流高输入阻抗放大器的计算及应用场合，交流高输入阻抗放大器以及差分放大器的设计。最后介绍制作高输入阻抗放大器的工艺措施和几个典型实用电路。

1.4.1 直流高输入阻抗放大器

(1) 直流高输入阻抗同相放大器

如果待设计放大器的已知条件是：输入电阻 $R_i > 10\text{M}\Omega$ ，放大器的放大倍数 $A_u \geq 1$ ，输出电阻 $R_o < 1\Omega$ ，允许正负电源供电，信号源的输入电压 U_i 为零时，信号源提供了对地短路的通路，工作频率范围为 $0 \sim f_H$ (Hz)。则应采用图 1.2.8 所示的基本同相放大器。它的设计方法在 1.2.2 节中曾作了详细的介绍，这里不再重复。

下面通过一个实例计算同相放大器的输入电阻和输出电阻。

例 1，在图 1.2.8 所示电路中， $A_u = 11$ ， $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ， $R_f = 100\text{k}\Omega$ ，所使用的运放分别 CF741 和 CF3140，求输入电阻和输出电阻。

若图 1.2.8 所示电路中使用的运放为 CF741，由集成运放手册中查得^[18]：开环增益 $A_{od} = 200,000$ ，差模输入电阻 $r_{id} = 2\text{M}\Omega$ ，输出电阻 $r_o = 75\Omega$ 。

$$\text{反馈系数: } F = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{10}{10 + 100} = \frac{1}{11}$$

平衡电阻： $R_p = R_1 // R_f = 10 // 100 \approx 9\text{k}\Omega$ ，由式 (1.2.25) 求得输入电阻 R_i

$$\begin{aligned} R_{if} &= R_p + r_{id}(1 + A_{od} \cdot F) \\ &\approx r_{id}(1 + A_{od} \cdot F) && R_p \ll r_{id}(1 + A_{od} \cdot F) \\ &\approx r_{id} \cdot A_{od} \cdot F && A_{od} \cdot F \gg 1 \\ &= 2 \times 10^6 \times 2 \times 10^5 \times \frac{1}{11} \\ &\approx 4 \times 10^{10} \Omega \end{aligned}$$

$$\text{输出电阻 } R_{of} = r_o / (1 + A_{od} \cdot F) = 75 / \left(1 + 2 \times 10^5 \times \frac{1}{11} \right) = 3.75\text{m}\Omega$$

已知 CF3140 (高阻型运放) 的参数为： $A_{od} = 100,000$ ， $r_{id} = 1500\text{M}\Omega$ ， $r_o = 60\Omega$ ，若在图 1.2.8 电路中使用 CF3140 型运放，则输入电阻 $R_{if} \approx 1.5 \times 10^{13}\Omega$ ， $R_{of} \approx 5\text{m}\Omega$ 。

由例 1 可见，在基本同相放大器中，即使采用普通的运放，也能得到极高的输入电阻和极低的输出电阻。

(2) 电压跟随器的阻抗变换作用

电压跟随器如图 1.4.2 所示。放大倍数 A_u

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} \approx 1$$

输入电阻 R_i 为^[9]

$$R_i = R_p + r_{ic} // r$$

式中 $r = \left(1 + \frac{A_{od} \cdot r_{ic}}{R_f + r_{ic}} \right) r_{id} // R_f // r_{ic}$ ， r_{ic} 是共模输入电阻。通常 $r_{ic} \gg R_f$ ， $A_{od} \cdot r_{id} \gg R_f$ 和 $A_{od} \gg 1$ ，故 $r \approx A_{od} \cdot r_{id}$ 。若 $r_{ic} // r \gg R_p$ ，则输入电阻 R_i 可近似为

$$R_i \approx r_{ic} // A_{od} \cdot r_{id} \quad (1.4.1)$$

输出电阻 R_o 为

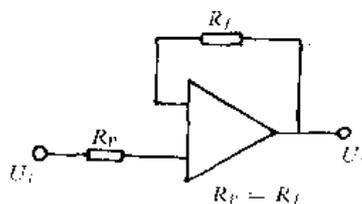


图 1.4.2 电压跟随器

$$R_o = \frac{r_o}{1 + A_{od}} \quad (1.4.2)$$

在一般运放中, $r_{ic} > 10\text{M}\Omega$, 因此它的输入电阻高, 输出电阻低。

例 2, 已知某个运放参数为: $A_{od} = 10^5$, $r_{ic} = 100\text{M}\Omega$, $r_o = 100\Omega$, $r_{id} = 1\text{M}\Omega$, 由式 (1.4.1) 和式 (1.4.2) 可得

$$R_i \approx r_{ic} // A_{od}r_{id} = 10^8 // 10^5 \cdot 10^6 \approx 99.9\text{M}\Omega$$

$$R_o = \frac{100}{1 + 10^5} \approx 1\text{m}\Omega$$

可见, 电压跟随器几乎等于运放的共模输入电阻 r_{ic} , 输出电阻相当于高精度的直流稳压电源的输出电阻。

虽然基本同相放大器和电压跟随器均能获得很高的输入电阻, 但是上述电路受到下面限制:

①信号源允许接地 若信号不允许接地, 则在运放的同相端不能为运放提供必要的直流通路, 因此运放无法正常工作。

②必须采用正负双电源供电若采用单电源供电, 供电方式如图 1.2.11 所示。在图 1.2.11 中, 输入电阻约为 $R_F + R_{S2}$, 若 R_{S2} 是信号源内阻, 则提高输入电阻的唯一途径是增大 R_F 。当 $R_F > 1\text{M}\Omega$ 后, 电阻的稳定性变差, 同时放大器的噪声也增加。因此, 采用这种方案实现高输入电阻放大器是不可取。

在 1.2.1 节中, 曾介绍过提高反相放大器输入电阻的三种方法, 即反馈电阻采用 T 型电阻, 其输入电阻一般小于 $1\text{M}\Omega$, 电路如图 1.2.4 所示; 采用自举电路, 其输入电阻可达 $100\text{M}\Omega$, 电路如图 1.2.5 所示; 高输入电阻、高增益的反相放大器, 如图 1.2.6 所示。这三种电路的应用也同样受到上述两个限制。使用时应该注意这些限制。

1.4.2 交流高输入阻抗放大器

(1) 用晶体管设计交流高输入阻抗放大器

由于射极跟随器具有交流输入电阻大, 输出电阻小的特点, 但是由于受到偏置电路的限制, 通常输入电阻在几十千欧~几百千欧之间。例如, 在图 1.4.3 电路中, 若电容 C 开路, 电路就是一个射极跟随器。根据图中所给的数据, 其输入电阻 R_i

$$R_i = [R_{b3} + R_{b1} // R_{b2}] // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L] \\ \approx 130\text{k}\Omega // 500\text{k}\Omega = 103\text{k}\Omega$$

为克服偏置电阻 R_{b1} , R_{b2} 和 R_{b3} 对输入电阻的影响, 在电路的 E 、 A 两点接入容量足够大的电容 C , 使其在最低信号频率工作时仍可视为交流短路, 即 A 、 E 两点的交流电位相等。由于放大倍数 $A_v \approx 1$, 因此, 当加入交流信号时, A 点的交流电位会随输入信号作同样的变化, 即, A 点电位由电路本身自行举起, 跟随 U_i 变化, 因此 R_{b3} 中流的交流电流 $I_{R_{b3}}$ 的幅值变小, 所以这也是一种自举电路。

引入自举后, 流过电阻 R_{b3} 的电流为:

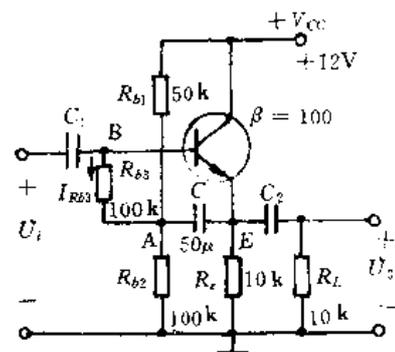


图 1.4.3 自举电路

$$I_{b3} = \frac{U_i - U_c}{R_{b3}} = \frac{U_i(1 - A_u)}{R_{b3}}$$

所以, 电阻 R_{b3} 可以等效为接在 B 点与地之间的一个电阻 R'_{b3} 。

$$R'_{b3} = \frac{U_i}{I_{b3}} = \frac{R_{b3}}{1 - A_u}$$

近似认为 A_u 就是射极跟随器的电压放大倍数。

$$A_u = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}$$

式中, $R'_L = R_{b1} // R_{b2} // R_c // R_L$, 把 A_u 的表达式代入 R'_{b3} 的表达式后, 且应用 $(1 + \beta)R'_L \gg r_{be}$ 条件, 得

$$R'_{b3} = \frac{R_{b3}}{r_{be} / [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]} \approx \frac{\beta R'_L}{r_{be}} R_{b3}$$

此时, 放大器的输入电阻 R_i 为

$$\begin{aligned} R_i &= R'_{b3} // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L] \\ &\approx R'_{b3} // \beta R'_L \end{aligned} \quad (1.4.3)$$

由图 1.4.3 所示电路中的元件值可求得 $r_{be} = 2.9\text{k}\Omega$, 代入上式得 $R_i = 417\text{k}\Omega$ 。可见, 引入自举电路, 输入电阻明显增加。

在设计这个电路时, 一般取 R_{b3} 为几百 $\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$, 其余参数可参考文献 [1] 中给出公式算出。电容 C 的取值应满足 $\frac{100}{\omega_L \cdot C \cdot r_{be}} > 1$ 条件, 其中 ω_L 为下限频率。

为了进一步提高输入电阻, 可用复合管等替代图 1.4.3 中的晶体管, 采用复合管, 式 (1.4.3) 中的 $\beta = \beta_1 \beta_2$ 。但用这种电路很难设计出输入电阻大于 $10\text{M}\Omega$ 的实用电路。通常若待设计电路的输入电阻 $R_i > 2\text{M}\Omega$, 一般采用场效应管电路。

(2) 用场效应管设计交流高输入电阻放大器

由场效应管 (JFET) 组成的自举电路如图 1.4.4 所示, 其工作原理与图 1.4.3 电路相同。由于 JFET 的直流输入阻抗较大, 一般情况结型管 GS 之间的电阻大于 $10^7\Omega$, 而绝缘栅型管 (MOS) GS 之间的电阻大于 $10^9\Omega$ 。因此使用 JFET 可设计出交流输入电阻很高的放大器。

图 1.4.4 电路的电压放大倍数是

$$A_u = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \approx 1 \quad (1.4.4)$$

式中, $R'_L = R_1 // R_2 // R_5$, g_m 是场效应管的低频跨导。

R_G 在栅极与地之间的交流等效电阻 R'_G 为

$$R'_G = \frac{R_G}{1 + A_u} = R_G(1 + g_m R'_L)$$

在忽略 JFET 管 GS 之间的电阻时, 输入电阻 R_i 是

$$R_i = R_1 // R_2 // R_5 + R'_G \approx R'_G = R_G(1 + g_m R'_L) \quad (1.4.5)$$

输出电压 U_o 为

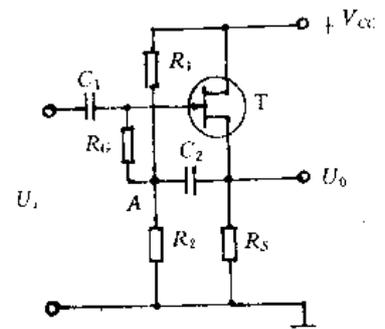


图 1.4.4 自举电路二

$$R_o = \frac{1}{g_m} // R'_L \quad (1.4.6)$$

由于一般场效应管的 $g_m = 0.1 \sim 10 \text{ mA/V}$ ，比晶体管的 β 小得多，故图 1.4.4 电路的输出阻抗要比图 1.4.3 的输出电阻大得多。由式 (1.4.5) 和式 (1.4.6) 可知，增高 g_m 有利于提高输入电阻，但不利减少输出电阻。解决此矛盾的途径之一是采用场效应管——晶体管混合自举电路，实例电路如图 1.4.5 所示。

(3) 场效应管——晶体管混合自举电路

场效应管——晶体管混合自举电路如图 1.4.5 所示。该电路具有下面三个特点：

(1) T_2 管的基极与发射极之间并联了一个电阻 R_d ，它为 T_2 的反向饱和电流 I_{CBO} 提供了一条支路，因此提高了输出电压 U_o 的稳定性；(2) 在交流工作时，视电容 C_1 为短路，所以具有自举功能；(3) 电压放大倍数可大于 1。因为， T_1 管 S 极的电位 $U_s \approx U_i$ ，由电路可知，输出电压 $|U_o| > |U_i|$ ，所以 $|A_u| > 1$ 。

由图 (b) 可知， T_2 的基极电流 I_b 为

$$I_b = \frac{R_d}{r_{be} + R_d} (-g_m \cdot U_{gs})$$

T_2 集电极电流 I_c 为

$$\begin{aligned} I_c &= -(\beta I_b) = \frac{-\beta R_d (-g_m \cdot U_{gs})}{r_{be} + R_d} \\ &= \beta' g_m \cdot U_{gs} \end{aligned}$$

式中 β' 是 T_2 管输入端并联 R_d 电阻后的等效电流放大倍数， β' 为

$$\beta' = \frac{\beta R_d}{r_{be} + R_d} \quad (1.4.7)$$

令 $R' = R // R_{s1} // R_{s2}$ ，因为通常 R_{s3} 较大（大于 $1 \text{ M}\Omega$ ），近似认为 R_{s3} 开路，则流过 R' 的电流 I 为：

$$\begin{aligned} I &= g_m \cdot U_{gs} + g_m \cdot \beta' U_{gs} \\ &= g_m \cdot U_{gs} (1 + \beta') \end{aligned}$$

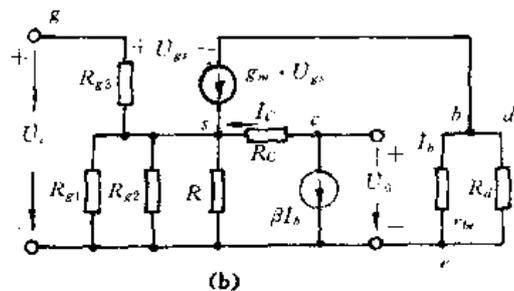
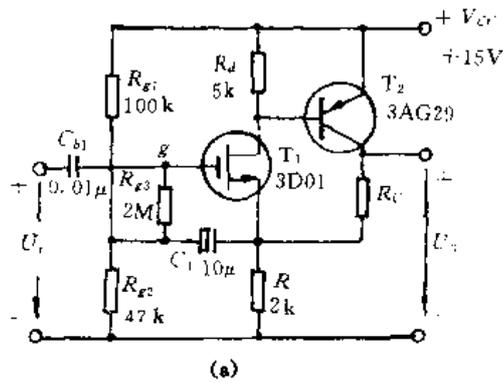
因此有

$$U_i = U_{gs} + IR' = [1 + g_m \cdot R' (1 + \beta')] U_{gs}$$

$$U_{gs} = \frac{U_i}{1 + (1 + \beta') g_m R'}$$

$$\begin{aligned} U_o &= I_c R_c + IR = g_m \cdot \beta' \cdot U_{gs} \cdot R_c + g_m \cdot U_{gs} (1 + \beta') R' \\ &= [\beta' R_c + (1 + \beta') R'] g_m \cdot U_{gs} \end{aligned}$$

$$\text{所以 } A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{g_m \cdot \beta' \cdot R_c + (1 + \beta') g_m \cdot R'}{1 + (1 + \beta') g_m \cdot R'} \quad (1.4.8)$$



(a) —— 电路图 (b) —— 微变等效电路

图 1.4.5 混合自举电路

显然, 当 $g_m \cdot \beta' \cdot R_c = 1$, $A_u = 1$, 得求取 R_c 的公式为:

$$R_c = \frac{1}{g_m \cdot \beta'} \quad (1.4.9)$$

输入电阻 R_i 为

$$R_i = \frac{U_i}{(U_{x3}/R_{x3})} = R_{x3}[(1 + \beta')g_m \cdot R' + 1] \quad (1.4.10)$$

输出电阻 R_o 为

$$R_o = \frac{R_c + (1 + g_m \cdot R_c)R'}{1 + (1 + \beta')g_m \cdot R'} \quad (1.4.11)$$

例如, 根据图中给定条件和参数, 求 $A_u = 1$ 时的 R_c , R_i , R_o 。查手册得: T_1 为 3D01 是 MOS 管, $g_m = 0.7 \text{ mA/V}$; T_2 为 3AG29 的高频管, $\beta = 40$, 并求得 $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ 。

$$\beta' = \frac{\beta R_d}{R_d + r_{be}} = \frac{40 \times 5}{5 + 1} = 33$$

$$R' = R // R_{x1} // R_{x2} = 2 // 100 // 7 \approx 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_c = \frac{1}{g_m \beta'} = \frac{1}{0.7 \times 33} \approx 0.43 \text{ k}\Omega = 43 \Omega$$

$$\begin{aligned} R_i &= R_{x3} [1 + (1 + \beta')g_m \cdot R'] \\ &= 2000 [1 + (1 + 33)0.7 \times 2] \\ &\approx 97 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

$$R_o = \frac{R_c + (1 + g_m \cdot R_c)R'}{1 + (1 + \beta')g_m \cdot R'} = \frac{43 + (1 + 0.7 \times 10^{-3} \times 43) \times 2 \times 10^3}{1 + (1 + 33) \times 0.7 \times 2} \approx 41 \Omega$$

可见, 场效应管——晶体管混合自举电路具有输入阻抗高, 输出阻抗低的优点, 所以是一种高输入电阻的优选电路。国产的 ZK-1, ZK-2 型阻抗变换器就采用上述电路 (但元件参数值略有些变化)。这种阻抗变换器是压电传感器的前置放大器。

如果只从提高输入电阻方面考虑, 应选用 MOS 管, 但既要提高输入电阻又要降低噪声, 应选用结型场效应管, 因为结型场效应管的低频噪声低于 MOS 场效应管。如果既要提高输入电阻又要使放大器的工作频带较宽 (例如上限频率 $f_H > 10 \text{ MHz}$) 应采用晶体管自举电路。如果既要求高输入电阻又要求低输出电阻应选场效应管——晶体管混合自举电路。

1.4.3 高输入阻抗差动放大器

一般利用结型场效应差分对管组成的差动源极跟随器来获得高输入阻抗。用这种方案获得的输入电阻达到 $10^9 \sim 10^{12} \Omega$ 以上, 但是如果处理不当, 其温漂较大。下面介绍一种用结型场效应管组成高性能的放大器, 它具有高输入电阻、高共模抑制比和低漂移的特点。

在图 1.4.6 中, 结型场效应管 T_1 、 T_2 是差分对管。场效应管 T_3 是恒流源, 用来提高共模抑制比。场效应管 T_4 组成的恒流源使电阻 R_5 两端的电压恒定不变, 这样可以使 T_1 、 T_2 管上的 U_{GS} 基本保持不变, 从而保证了 I_D 恒定。由于差动对管采用了恒流源偏置, 在比较宽的输入电压范围内, 输入级具有良好的共模抑制比。

取 $R_1 = R_2 = R$, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, R_{cm} 是 T_1 、 T_2 源极公共等效电阻, 则输入级的差模放大倍数 A_u

$$A_u = \frac{U_o}{U_{i1} - U_{i2}} \approx \frac{g_m R}{1 + g_m R}$$

共模电压放大倍数 A_c 为

$$A_c = \frac{g_{m1} \cdot R_1 - g_{m2} \cdot R_2}{2g_m \cdot R_{cm}(1 + g_m R)}$$

共模抑制比 K_{CMR}

$$K_{CMR} \approx \frac{2g_m R \cdot R_{cm}}{g_{m1} R_1 - g_{m2} R_2}$$

由上式可知，提高共模抑制比的方法是增大 R_{cm} ，且使 T_1 和 T_2 的跨导尽可能的相等。因此， T_1 、 T_2 最好采用差分对管，如 MP830/831/832/833，MP5905/5906/5907/5908/5909，以及 MP840/841/842/843/844 等。

若取 $R_1 = R_2 = R = 20\text{k}\Omega$ ， T_1 、 T_2 管漏源极电压 $U_{DS1} = U_{DS2} = 3\text{V}$ ， $I_1 = I_2 = I_4 = 0.1\text{mA}$ ，则 R_3 为

$$R_3 = \frac{R_1 I_1 + U_{DS1} + U_{BE}}{I_4} = \frac{20 \times 0.1 + 3 + 0.6}{0.1} = 56\text{k}\Omega$$

在该电路中，输入电压的范围受到 T_4 和 T_3 管恒流源恒流范围的限制。如果取正负电源分别为 $\pm 15\text{V}$ ， T_3 、 T_4 的 $U_{DS3} = U_{DS4} = 0.65\text{V}$ ，是恒流管允许的最小 U_{DS} 电压，并取 $U_{GS3} = U_{GS4} = -3.35\text{V}$ ，则 U_{DS} 允许的变化范围为：

$$\begin{aligned} 30 &= U_{DS4} + U_{SG4} + I_4 R_5 + U_{DS3} + U_{SG3} \\ &= U_{DS4} + 3.35 + 5.6 + U_{DS3} + 3.35 \end{aligned}$$

$$\text{即 } U_{DS4} + U_{DS3} = 30 - 2 \times 3.35 - 5.6 = 17.7\text{V}$$

当 $U_{DS4} = 0.65\text{V}$ ， $U_{DS3} = 17.05\text{V}$ ，同理当 $U_{DS3} = 0.65\text{V}$ ， $U_{DS4} = 17.05\text{V}$ 。因为 U_{DS1} 与 U_{DS2} 基本恒定，所以可以近似认为 U_{i1} 和 U_{i2} 的输入电压范围在 $\pm 17\text{V}$ 之间。因此后接的运放也必须具有足够输入电压的范围。

由于场效应管具有零温度系数点，即 I_D 的大小不随温度变化，所以利用图 1.4.6 电路还能实现低温漂。场效应管的温度系数主要取决于两个因素，即温度升高时，导电沟道中的多数载流子的数目增加， I_D 变大，同时导电沟道中载流子的运动速度减慢， I_D 减少。这些因素作用的结果相互抵消使 I_D 不变。这就是场效应管的零温度系数特点。对于 MOS 管，如 3D01 型 MOS 管的零温度系数点一般出现在 $(0.08 \sim 0.25) I_{DSS}$ 范围内，可用实验来测定。而结型场效应管其零温度系数点 (U_{gsz}, I_{DZ}) 可通过下式近似计算：

$$U_{gsz} = \begin{cases} U_{GS(th)} - 0.65 & \text{P 沟道} \\ U_{GS(off)} + 0.65 & \text{N 沟道} \end{cases}$$

$$I_{DZ} \approx \begin{cases} I_{DSS} \frac{(-0.63 \sim 0.68)^2}{U_{GS(th)}^2} & \text{P 沟道} \\ I_{DSS} \times \frac{(-0.63 \sim 0.68)^2}{U_{GS(off)}^2} & \text{N 沟道} \end{cases}$$

式中， I_{DSS} 是漏极饱和电流， $U_{GS(off)}$ 是夹断电压， $U_{GS(th)}$ 是开启电压。

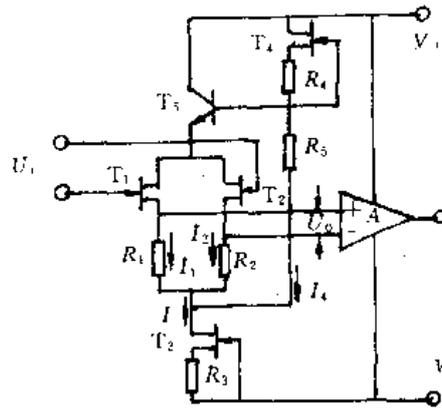


图 1.4.6 高输入阻抗差动放大器

1.4.4 高输入阻抗放大器的信息保护技术

在工业现场测量时，往往传感器（即信号源）与放大器之间有较长的距离，需用屏蔽电缆线连接，由于电缆的芯线与外屏蔽层之间存在分布电容 C_s 和电阻 R ，信号源内阻 $R_s + R$ 与电容 C_s 形成低通滤波电路，如图 1.4.7 所示。这个低通滤波器在高频时将使放大器的输入阻抗下降，从而降低了放大器的高频增益。在这个意义上讲，连接信号源与放大器的屏蔽电缆线损失了信号源的部分高频信号。

为了保护这部分信号，采用中和分布电容的方法，如图 1.4.8 所示。图中运放为电压跟随器，其电压增益近似等于 1，且相移为零，这时屏蔽线外层与芯线处于等电位， C_s 电容上没有电流流过，相当于电容开路，因此 C_s 不会影响放大器的输入阻抗及增益。通常，称消除电容 C_s 影响的这种方法为信息保护技术。我们在后续的章节中还将介绍信息保护技术在差动放大器及仪用放大器中的应用方法。

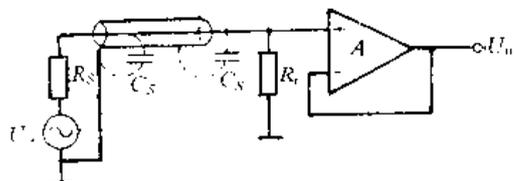


图 1.4.7 电缆引起交流阻抗的下降

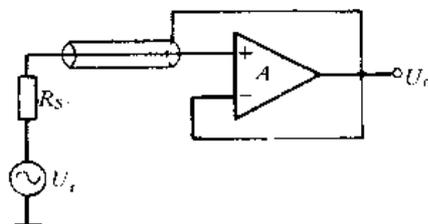


图 1.4.8 信息保护的基本形式

1.4.5 制作及装配高输入阻抗放大器的注意事项

①高输入阻抗放大器的输入级应用接地的金属壳屏蔽 为了防止外界电磁干扰和放大器内部的直流电源及大信号产生的干扰，应采用接地的金属匣将其高输入电阻的输入级屏蔽，使各种干扰信号接地。

②防止印制板因受潮漏电 由于一般印制板的绝缘电阻仅为 $10^7 \sim 10^{12} \Omega$ ，而且该绝缘电阻会因空气的湿度增加而下降，这不仅会减少输入电阻，而且使电路的漂移和噪声增加。为此最好把放大器件的输入级装配在绝缘子上。绝缘子可用聚四氟乙烯制成，其绝缘电阻可达 $10^{14} \Omega$ 以上。有些要求较高的放大器，内部附加除湿装置，如丹麦 B/K 公司 2637 型/2638 型声发射放大器。

③输入端的引线最好用高绝缘的屏蔽线且越短越好 输入端不能开路，例如在大于 $1M\Omega$ 的输入电阻上，在通常情况下能感应几十伏的 50Hz 的市电信号。

④防止供电电源漏电以及印制板沾污漏电 在微弱电流测量中，印制板沾污、绝缘电阻不良，分布电容等因素引起电源线对放大电路某点（特别是输入级中放大器件的输入端）产生漏电，而产生噪声或漂移。减少这种漏电的方法是在印制板布线时设置必要的“屏蔽线”。用这种“屏蔽线”保护放大器件的输入端，使得漏电流在该“屏蔽线”上产生的电位与信号输入端的电位相等。

图 1.4.9 给出了反相放大器与输入插座相连时的保护方法。图 (a) 是“屏蔽线”保护的原理，图 (b) 是实际布线图。由图 (a) 可知，“2”是信号输入端，“3”是公共地端。对集成

运放来说，“2”和“3”等电位且没有漏电流，在图（b）中，其屏蔽保护线附近的-15V电源线所产生的漏电流 I_L 会通过屏蔽保护线接地，而不会流入信号输入端“2”。

同相电路的屏蔽保护方法如图 1.4.10 所示。图中用聚四氟乙烯绝缘子将信号电路完全浮置起来，这样可以防止电源线产生的漏电流和印制板绝缘电阻的漏电流。需要指出：因为运放的输出电阻较小，可以近似认为零、漏电流 I_L 是通过 $(R_1 // R_F)$ 流入公共地，为减少 I_L 的影响， $(R_1 // R_F)$ 应保持低阻值。

⑤场效应管的安全使用 场效应管最大的优点是输入电阻高。通常使用手册只给出其下限值，结型 $R_{gs} \geq 10^7 \Omega$ ，MOS 型 $R_{gs} \geq 10^9 \Omega$ 。场效管的实际输入电阻远超过这个数据。例如当栅-源极之间是 10V 时，结型场效应管的栅极电流只有 $10^{-9} \sim 10^{-11} \text{A}$ ，其输入电阻 $R_{gs} = 10^{10} \sim 10^{12} \Omega$ ，而 MOS 管栅极电流通常小于 10^{-14}A ，其 $R_{gs} = 10^{16} \Omega$ ，比结型要大几个数量级，实际上 R_{gs} 就是氧化膜的绝缘电阻。

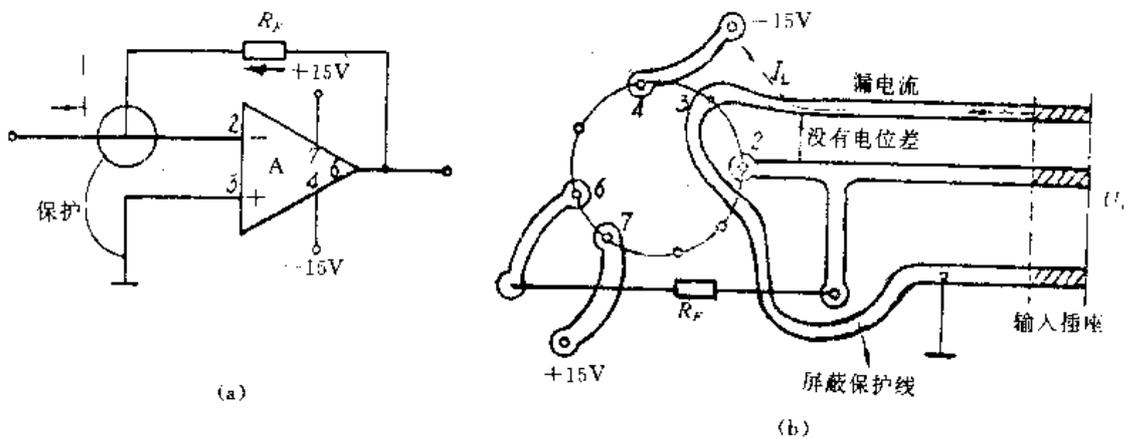


图 1.4.9 反相电路中的屏蔽保护

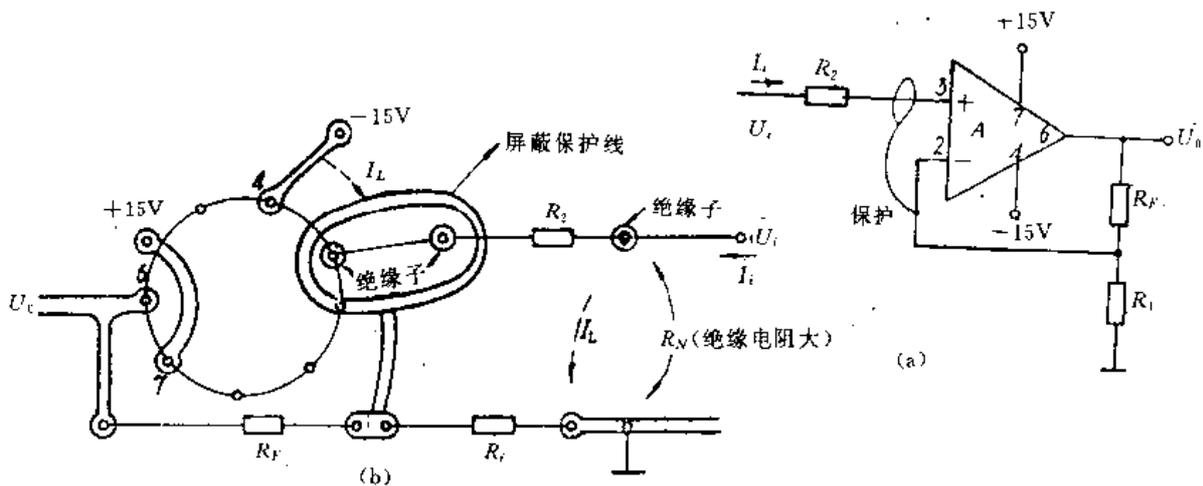


图 1.4.10 同相电路中的屏蔽保护

场效应管的高输入电阻是造成其损坏的主要原因。使用时，应特别小心。用图 1.4.11 来说明场效应管损坏的机理。当带正电荷 (+Q) 的物体靠近 MOS 管引线端时，正电荷就把电子吸引到栅极引线的端头，在栅极的极板上留下了正电荷，通过静电感应，在其衬底上产生

负电荷。于是在栅极与衬底之间的氧化膜上产生了电位差。实际栅极、氧化膜绝缘层和衬底就构成了一只电容器，电容上的电压 $U=Q/C$ 。又因为 MOS 管的栅极输入电容 C 很小，通常不到几微微法，则氧化膜上的电压为 $U > (10^{10} \sim 10^{12}) Q$ 。即少量的电荷就在氧化膜上产生相当高的电压。在制造 MOS 管时，为了降低开启电压和增大的跨导，氧化膜非常薄。结果是若栅极与衬底之间的电压在 50V 左右，就会击穿氧化膜而损坏管。上述情况适合于小功率场效应管，但对于大功率的 VMOS 管及 IGBT 管，其结果略有差别。

图 1.4.11 中的正电荷可以是人手指上的静电荷，也可以是所使用工具和仪器上的静电荷。所以经常出现根本没有碰它，MOS 就损坏了。

正确的使用方法如下：

- i 所用仪器及工具应良好接地。
- ii 在焊接时，应用金属线把三个脚短路，待焊完后，再去掉金属线。

iii 结型场效应管可用万用表定性检查管子质量。MOS 管不能用万用表检查其质量，必须用测试仪检查

(大功率的 MOS 管及 IGBT 管除外)，在把 MOS 管与测试仪相连接时，应注意用金属线将其三个引脚短路，以防栅极开路。

iv 在存放 MOS 管时，应将三只引脚绞合在一起并用金属薄套好。

v 在小信号情况下工作时，应在输入端对地并联两个极性相反的开关型二极管。但是这种保护方法将使 MOS 管的输入电阻下降到结型场效应管的输入电阻。

附录：电阻电容值的 E 系列值

电阻或电容的数值为了制造使用方便取等比级数。这个等比级数的数列按 1 到 10 几等份相应叫 E-6、E-12……等。

一般电解电容使用 E-6、一般电容使用 E-12、一般电阻使用 E-24、精密电阻使用 E-96、特殊要求高精电阻使用 E-192 系列的数值。

1.	E-6													
	允许误差 ±20%													
	1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8								
2.	E-12													
	允许误差 ±10%													
	1.0	1.2	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.7	5.6	6.8	8.2		
3.	E-24													
	允许误差 ±5%													
	1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0	3.3	3.6
	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1				
4.	E-48													
	允许误差 ±2%													
	100	105	110	115	121	127	133	140	147	154	162	169	178	187
	196	205	215	226	237	249	261	274	287	301	316	332	348	365
	383	402	422	442	464	487	511	536	562	590	619	649	681	715
	750	787	825	866	909	953								

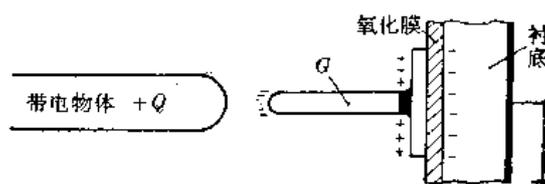


图 1.4.11 静电荷靠近 MOS 场效应管栅极时的效应

5.	E-96													
	允许误差±1%													
	100	102	105	107	110	113	115	118	121	124	127	130	133	137
	140	143	147	150	154	158	162	165	169	174	178	182	187	191
	196	200	205	210	215	221	226	232	237	243	249	255	261	267
	274	280	287	294	301	309	316	324	332	340	348	357	365	374
	383	392	402	412	422	432	442	453	464	475	487	499	511	523
	536	549	562	576	590	604	619	634	649	665	681	698	715	732
	750	768	787	806	825	845	866	887	909	931	953	976		
6.	E-192													
	允许误差±0.5%													
	100	101	102	104	105	106	107	109	110	111	113	114	115	117
	118	120	121	123	124	126	127	129	130	132	133	135	137	138
	140	142	143	145	147	149	150	152	154	156	158	160	162	164
	165	167	169	172	174	176	178	180	182	184	187	189	191	193
	196	198	200	203	205	208	210	213	215	218	221	223	226	229
	232	234	237	240	243	246	249	252	255	258	261	264	267	271

参 考 文 献

- [1] 张建华主编. 电子技术基础实验技术. 第一版. 北京工业学院出版社, 1986. 6.
- [2] 许宜生等编著. 自动检测仪表电子电路设计. 第一版. 原子能出版社, 1986. 12.
- [3] 郝江鸿安编著. 常用集成电路应用手册. 第一版. 人民邮电出版社, 1991. 11.
- [4] 童诗白主编. 模拟电子技术基础. 第二版. 高等教育出版社, 1988. 5.
- [5] 邓汉馨主编. 模拟集成电子技术教程. 浙江大学讲义, 1992. 9.
- [6] 王远主编. 模拟电子技术. 第一版. 北京理工大学出版社, 1991. 11.
- [7] 蒋焕文、冯锡生编. 放大电路的噪声分析. 第一版. 高等教育出版社, 1987. 4.
- [8] 康华光主编. 电子技术基础. 第一版. 人民教育出版社, 1979. 3.
- [9] 李清泉、黄昌宁编著. 集成运算放大器原理与应用. 第一版. 科学出版社, 1980. 2.
- [10] 南京工学院无线电工程系《电子线路》编写组编. 电子线路第二册、五册. 第一版. 人民教育出版社, 1979. 3.
- [11] 周宁华编著. 集成运算放大器及其在电子线路中的应用. 第一版. 国防工业出版社, 1980. 10.
- [12] 闫秀兰等编著. 数据采集系统中的放大器. 第一版. 机械工业出版社, 1982. 6.
- [13] 袁希光主编. 传感器技术手册. 第二版. 国防工业出版社, 1986. 12.
- [14] 电子工程手册编委会. 集成电路手册分编委会编. 标准集成电路数据手册运算放大器. 第一版. 电子工业出版社, 1990. 9.
- [15] [日] 吉野新治等著. 张玉龙等编译. 传感器电路设计手册. 第一版. 中国计量出版社, 1989. 12.
- [16] 施良驹著. 集成电路应用集锦. 第一版. 电子工业出版社, 1988. 6.
- [17] 集宝文主编. 电子技术基础课程设计指南. 第二版. 清华大学出版社, 1984. 3.
- [18] 双极型模拟集成电路产品手册(下册). 国营八七八厂, 1987. 6.
- [19] 半导体器件手册. 第一册. 北京市无线电器件工业公司, 1983.
- [20] 微弱信号检测(上册). 上海工业大学研究生用讲义, 1990. 7.
- [21] 张德有主编. 微机非电量测量仪器的实用设计. 第一版. 水利电力出版社, 1990. 6.
- [22] 世界著名 IC 汇集 86 续.
- [23] 潘思省. 低噪声 CMOS 单片斩波自稳零运放 CH7652. 电子技术 1988 年第 7 期.

第二章 精密测量放大器

在许多电量检测系统中，常常用高内阻的传感器将各种非电量信号变为电量信号，然后进行放大处理。一般来说，由传感器来的信号十分微弱（ $\mu\text{V}\sim\text{mV}$ 级）。同时由于测量条件，环境背景、外界温度等诸多因素会对被测信号造成十分严重的影响。特别在典型工业现场测量时，强大的共模干扰电压以及其它各种干扰也会乘虚而入。因此，来自传感器的微弱信号往往被淹没在各种干扰之中。这对测量放大器提出一系列要求，其主要内容有：高输入阻抗、悬浮输入、高共模抑制比，高精度、低漂移和低噪声。目前各模拟器件公司已推出许多能满足上述要求的低成本单片集成仪用放大器。另外，对生物电信号和电力电子测控系统中，处于安全及其它方面的原因，其放大器不但要求满足上述要求，还应使测控系统与主回路实现电气隔离。因此，隔离放大器应运而生。在计算机数据采集系统中，由于多个通道或多个参数共用一个测量放大器，而其输入信号的幅值相差较大，但要求用一个测量放大器放大到A/D变换电路所需的标准电压。因此，对于不同的通道往往需要不同的放大倍数。可编程增益放大器能满足这种要求。本章重点阐述仪用放大器、可编程增益放大器和隔离放大器的基本原理及其典型组件应用电路的设计方法。

2.1 仪用放大器的基础知识

2.1.1 三运放的差动放大电路

在放大微弱信号时，前置放大器必须有足够的共模抑制比，电压放大倍数，输入阻抗和稳定性。其原因如下：①远距离传输：一般来说，前置放大器与传感器总有一定距离，并用屏蔽电缆连接。由于在典型的工业环境中存在着工频、静电及电磁等干扰，所以当电缆的长度大于3m时，这些干扰在传输电缆中会产生可观的共模干扰；②传感器阻抗会使运放的输入电阻不平衡，从而导致较大失调漂移；③由于传感器输出的信号一般是很弱的（ $\mu\text{V}\sim\text{mV}$ ），因此微弱的信号会淹没在相对强大的共模干扰中。鉴于以上原因，一般放大器不能满足测量要求。由于单运组成的差动放大器，对外接电阻的精度要求较高，也难应用于实际测量。下面介绍一种三运放组成的差动电路（称之为仪用放大器）。

典型电路如图2.1.1所示。理论分析和实践表明，为了提高电路共模抑制比，首先应使 A_1 、 A_2 参数严格对称，要求 A_1 和 A_2 的共模抑制比之差不大于0.5dB。其次，也是最主要的， A_3 应具有较高的共模抑制比（通常要求 A_3 的 $K_{CMR}>100\text{dB}$ ），另外，外接电阻应精密匹配。在典型设计中，电阻的误差 $\delta\leq 0.1\%$ 。在上述条件下，该电路具有输入阻抗高（大于 $10\text{M}\Omega$ ），温漂小，共模抑制比高等优点。

仪用放大器通常设有敏感端和基准端（如图2.1.1中S端与R端）。当放大器接远距离负载时或后接电流扩流管时，输出端与负载上的电位有明显差别。为使放大器检测出负载上的电压变化，以便消除连线或扩流管的影响，S端与负载的非接地端直接相连。若在R端加一个恒定的参考电压，相当于给 A_3 的同相端加了一个固定的参考电压，从而可改变输出电平。

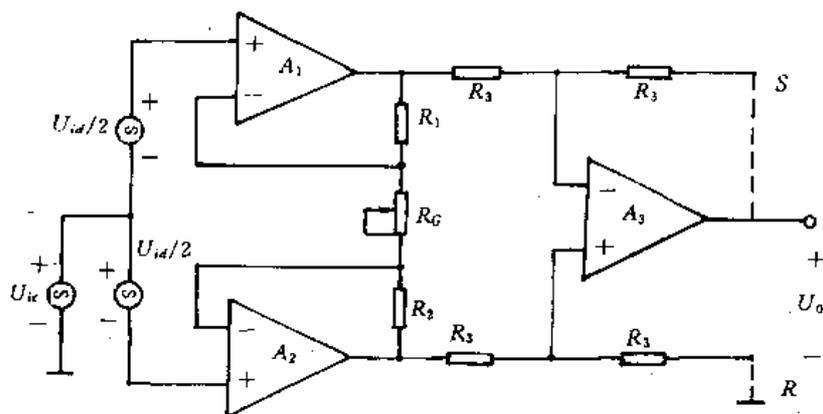


图 2.1.1 仪用放大器原理电路

设 A_1 , A_2 的特性完全对称, 且 $R_1=R_2$, U_{ic} , U_{id} 分别为共模干扰电压和差模输入信号, 则差模放大倍数 A_d 与输出电压 U_o 的表达式为:

$$A_d = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) \quad (2.1.1)$$

$$U_o = A_d U_{id} + A_c U_{ic} = A_d U_{id} \left(1 + \frac{1}{K_{CMR}} \cdot \frac{U_{ic}}{U_{id}} \right) \quad (2.1.2)$$

式中, A_c 为共模放大倍数, K_{CMR} 为总的共模抑制比。称式 (2.1.1) 为仪用放大器的增益方程。

若对式 (2.1.2) 进行全微分处理可得:

$$\Delta U_o = A_d \Delta U_{id} + A_c \cdot \Delta U_{ic} = A_d \Delta U_{id} \left(1 + \frac{1}{K_{CMR}} \cdot \frac{\Delta U_{ic}}{\Delta U_{id}} \right)$$

因此相对误差 δ 为

$$\delta = \frac{\Delta U_o}{U_o} \times 100\% = \frac{\Delta U_{id} \left(1 + \frac{1}{K_{CMR}} \cdot \frac{\Delta U_{ic}}{\Delta U_{id}} \right)}{U_{id} \left(1 + \frac{1}{K_{CMR}} \cdot \frac{U_{ic}}{U_{id}} \right)} \times 100\% \quad (2.1.3)$$

目前, 各模拟器件公司已推出了不少高性能、低成本的单片集仪用放大器, 用户可根据不同需要选择不同的型号。

2.1.2 集仪用放大器

集仪用放大器具有如下优点: ①能处理微弱信号, 由于仪用放大器具有很高的共模抑制比和良好的温度特性, 因此能处理 μV 级信号; ②外接元件少 (一般只需外接两、三只电阻), 使用灵活; ③在处理交、直流差分信号时, 抗源阻抗不平衡能力强。因为这种放大器的输入阻抗高 (大于 $10^9 \Omega$), 一般远大于源电阻, 所以, 当源电阻变化约为 $1k\Omega$ 左右时, 不会造成明显的失调影响。

典型仪用放大器 (AD521) 的简化原理图如图 2.1.2 所示。其工作原理是: 差分输入电压

U_I 加在外接电阻 R_G 两端, 在 R_G 上产生的不平衡电流 $\Delta I = U_I / R_G$, T_1 和 T_2 上的电流分别为 $(I + \Delta I)$ 和 $(I - \Delta I)$ 。因为 T_3 和 T_4 是由镜象恒流源提供偏置, 所以流过 T_3 和 T_4 的电流一定是相等的, 故流过另一个外接电阻 R_S 的电流也为 ΔI , R_S 上的电压增量 $U_{RS} = \Delta I \cdot R_S = \frac{U_I}{R_G} R_S$ 。当敏感端 S 与 A_{FB} 的输出相连, 基准端 R 与地相连, 输出电压 $U_0 = U_{BE3} + U_{RS} + U_{EB4}$, 因为 $U_{BE3} = -U_{EB4}$, 所以 $U_0 = U_{RS}$, 即

$$U_0 = U_I R_S / R_G$$

由此可见, 只要适当改变 (R_S / R_G) 的比例, 即可改变其放大倍数。因此, 称 R_S , R_G 为控制增益电阻。

仪用放大器的高共模抑制比保护技术如图 2.1.3 所示。当信号源与放大器相距较远时(例如大于 3m)交流共模信号会在电缆的引线电阻 (R_1, R_2) 及分布电容 (C_1, C_2) 上产生附加的不相等的移相。这些相位会使其交流共模抑制比下降。在这种情况下, M 点及 R_S 电阻的中点的电位等于两个共模信号的均值。保护共模抑制比使其不受 R_1, C_1 和 R_2, C_2 移相影响的措施是: 增加一个电压跟随器 A_3 , 使电缆的屏蔽层与 M 点及 R_S 的中点等电位。这样 C_1, C_2 受到“自举作用”, 使其 C_1 和 C_2 不产生相位。这就是数据保护技术。

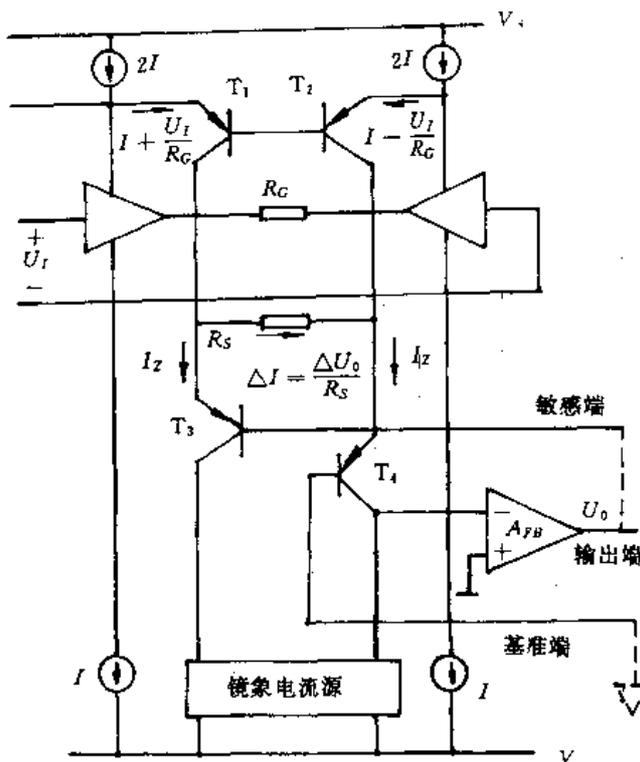


图 2.1.2 AD521 简化原理图

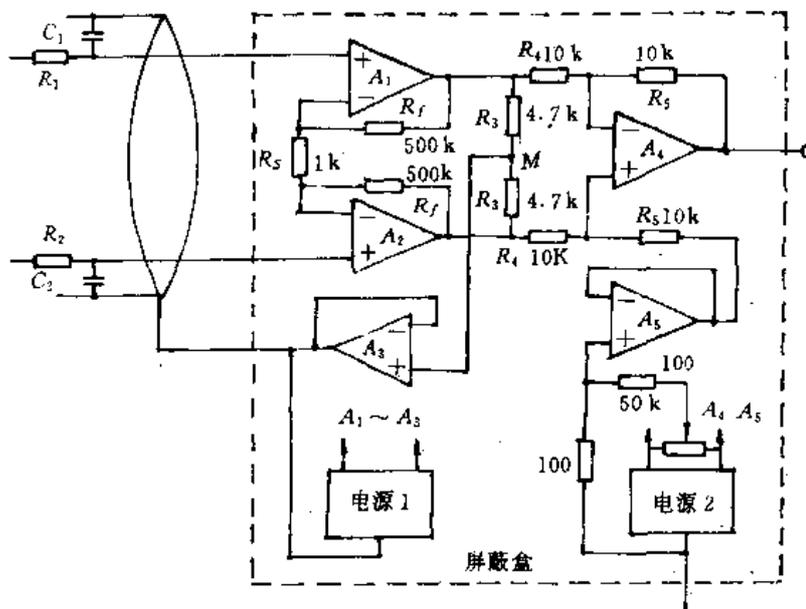


图 2.1.3 对高 K_{CMR} 电路的保护

2.1.3 仪用放大器的主要特性参数

①增益方程，它是指仪用放大器的增益 A 与增益控制电阻之间的关系式，即 $A=R_S/R_G$ 。通常仪用放大器的增益调节范围在 $1\sim 1000$ 之间。

②非线性度，系指输出和输入的实测特性与理想特性之间偏差的程度，其定义式为

$$\text{非线性度} = \frac{\text{实际输出} - \text{理想输出}}{\text{额定满刻度输出}}$$

③失调电压，仪用放大器失调电压的定义与运放的相同。但是，仪用放大器的失调电压和失调漂移包括两部分，即输入的、输出的失调电压和失调漂移。输入失调正比于增益 A ；但输出失调与增益无关。

④输入偏置电流，它与运放的输入偏置电流的定义相同。为了防止偏流对杂散电容充电，导致放大器输出饱和，在悬浮输入时，必须给每个输入端设置一条直流通路。

⑤高共模抑制比，其共模抑制比一般大于 100dB 。

⑥输入电阻高，一般情况输入电阻可大于 $10^9\Omega$ 。

2.2 典型仪用放大器的使用方法

2.2.1 AD521 的使用方法

(1) AD521 的管脚说明和基本应用电路

AD521 的管脚说明和基本应用电路如图 2.2.1 所示。在图 (a) 中，①，③脚分别为同相输入端与反相输入端；⑦脚为输出端，④，⑥脚为调零端；⑤、⑧脚分别为负电源和正电源输入端；②、⑭脚之间接控制增益电阻 R_G ；⑩、⑬脚之间接另一个控制增益电阻 R_S ；⑫脚为敏感端（简称为 S 端）；⑪脚为基准端（简称为 R 端），若在⑪脚加一固定电压可改变输出电压的起始电压。

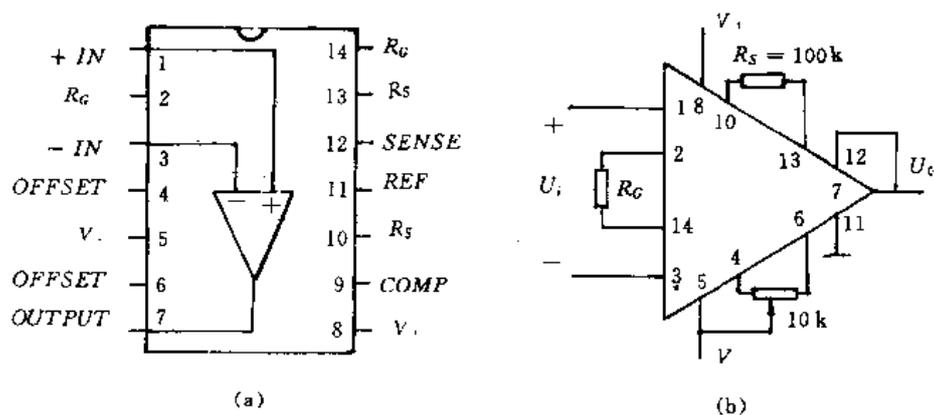


图 2.2.1 AD521 的管脚及基本应用电路

(a) ——管脚功能

(b) ——基本应用电路

调零方法：在图 2.2.1 (b) 中，阻值为 $10\text{k}\Omega$ 的电位器为调零电位器。建议选用 $25\times 10^{-6}/\text{C}$ ，25 圈微调电位器。

供电方式：把⑧和⑨脚分别接至正负直流电源。电源电压范围为±(5~18)V，典型值为±15V。如果使用AD521设计小信号前置放大器，建议采用两级稳压，并注意退耦。

控制增益电阻 R_G 和 R_S 的选择方法如下：选用 $R_S=100\text{k}\Omega$ (1+15%)，可得到较稳定的增益。放大倍数的调整范围为0.1到1000。一般来说，放大倍数愈小，放大器的频带较宽，稳定性好，但共模抑制比低，反之亦然。例如，在小信号时， $A=1$ ， $f_B>2\text{MHz}$ ； $A=10$ ， $f_B=300\text{kHz}$ ； $A=1000$ ， $f_B=40\text{kHz}$ 。

S端的使用方法：若输出端直接与负载相连，S端与输出端相连，即⑦脚与⑫脚相连；若负载远离放大器时，S端与负载非接地端相连。

R端的使用方法：若要求当 $U_i=0$ 时， $U_o=0$ ，R端与负载在一点接点；否则采用图2.2.2(a)所示电路，使输出电压的初值满足实际要求。为了消除电源内阻而降低仅用放大器的共模抑制比，可采用图2.2.2(b)所示电路。

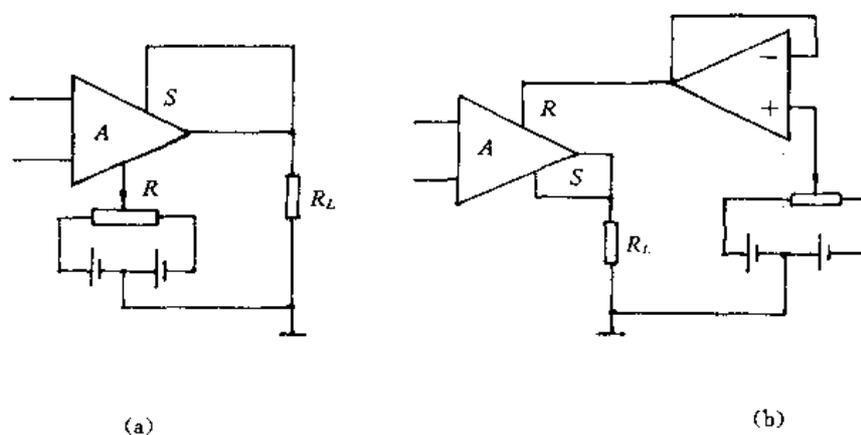


图 2.2.2 AD521 R 端使用方法

(2) 输出电流的扩展电路

扩展输出电流的原理电路如图2.2.3所示。调整参考电压 U_R 给晶体管建立一个合适的静态工作点，使其工作在放大区。

当最大输出电流 I_{om} 给定后，选取 $I_{cm}>I_{om}$ ， $U_{CEM}\geq(2\sim 5)I_{om}R_L$ ， $\beta>I_{om}/I_0$ 的晶体管， I_0 是AD521的输出电流。

(3) 浮地输入的应用电路

在使用AD521(或其它测量放大器)时，要注意为输入偏置电流提供直流通路。图2.2.4给出热电偶，交流信号源以及变压器耦合等几种浮地输入信号源的应用电路。在图(b)中，一般取 $R_1=R_2=R$ ， $C_1=C_2=C$ 。为了减少耦合电容 C_1 ， C_2 对信号的衰减， R ， C 的取值应满足： $\omega_L=5/(RC)$ ， $R\gg 1/\omega_L C$ ，其中 ω_L 为信号的下限截止频率。

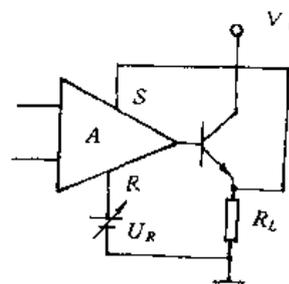


图 2.2.3 输出扩流电路

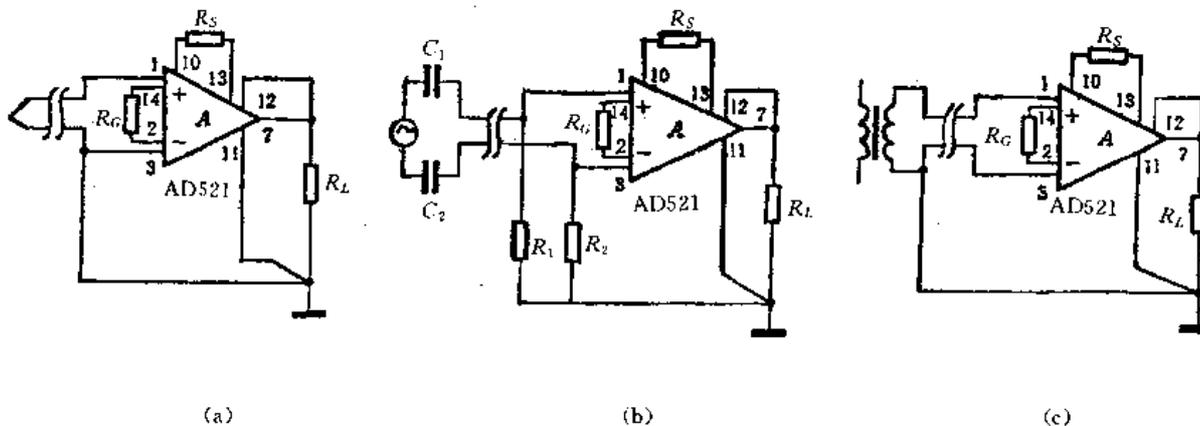


图 2.2.4 悬浮输入的应用电路

2.2.2 AD522 的使用方法

AD522 是单芯片集成精密测量放大器，放大倍数 $A=100$ 时，非线性度仅为 0.005% ， $K_{CMR}>120\text{dB}$ ($A=1000$ 时)。

AD522 的管脚功能如图 2.2.5 所示。把图 2.2.5 与图 2.2.1 (a) 相比，可知，除⑨，⑩，⑬脚外，AD522 的其它管脚与 AD521 相应管脚的功能相同，因此，其使用方法也相同。AD522 中，⑨脚是电源地，⑩脚未被使用，⑬脚是数据屏蔽端，该脚用于接输入电缆的屏蔽层，以实现高共模抑制比的保护措施。

AD522 与直流测量电桥连接方式如图 2.2.6 所示。值得注意的是，为了给输入偏置电流提供回路，信号地必须与电源地连接；为了给负载电流提供回路，基准端 R (⑪脚) 必须与负载地、电源地相连。

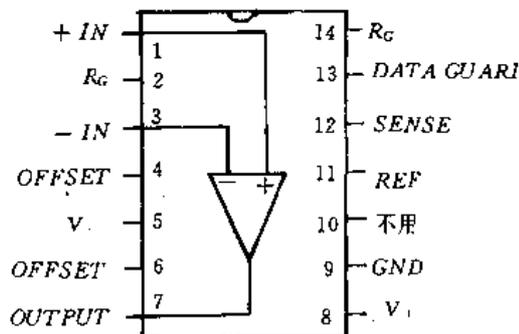


图 2.2.5 AD522 管脚功能

输出电压 U_o 为：

$$U_o = \left(1 + \frac{200\text{k}\Omega}{R_G}\right) \left[(U_{I1} - U_{I2}) - \frac{U_{I1} + U_{I2}}{2} \times \frac{1}{K_{CMR}} \right]$$

当 $K_{CMR} \gg 1$ ， U_o 为

$$U_o = \left(1 + \frac{200\text{k}\Omega}{R_G}\right) (U_{I1} - U_{I2})$$

R_G 应选精密电阻，温漂小于 $5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。当 R_G 距 AD522 大于 1.5m 时，建议 R_G 与 AD522 采用屏蔽线连接，以获得最大带宽和交流共模抑制比；建议电源采用退耦电路。

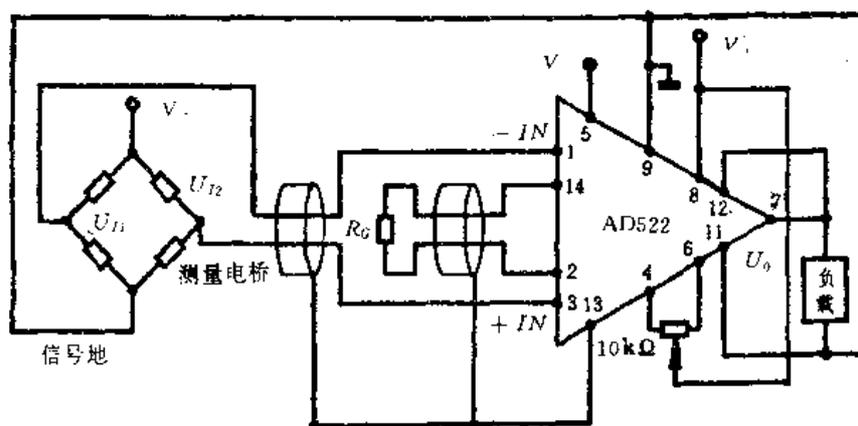


图 2.2.6 AD522 与测量电桥的连接电路

2.2.3 MPINA101 的使用方法

MPINA101 是单片集成仪用放大器。它是由典型的三个运放和精密电阻组成高精度和低温漂的仪用放大器，其管脚功能与简化原理图如图 2.2.7 和图 2.2.8 所示。采用先进的激光微调技术，保证其有高共模抑制比、高精度以及非常低的输入失调电流、电压的温漂。

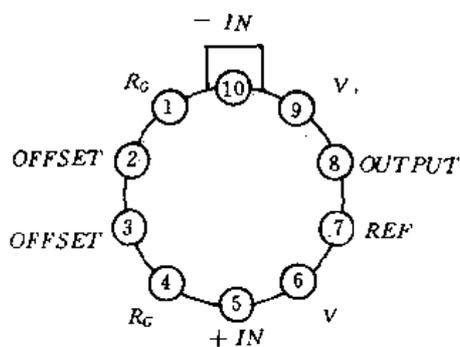


图 2.2.7 MPINA101 管脚功能

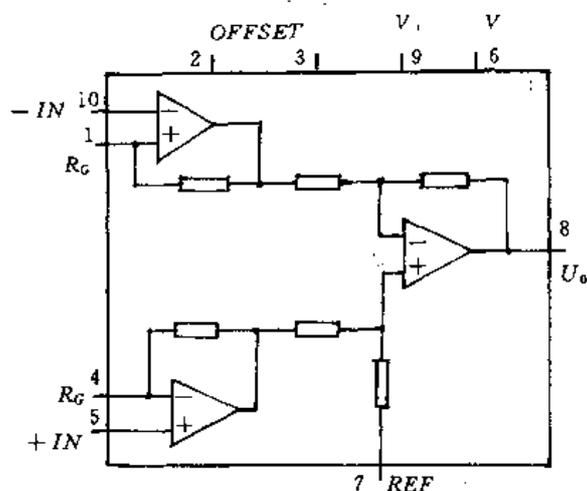


图 2.2.8 MPINA101 简化原理图

MPINA101 的主要特性参数：超低电压漂移， $0.2\mu\text{V}/\text{C}$ ；失调电压 $25\mu\text{V}$ ；非线性度， 0.002% ；低噪声， $13\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($f_0=10\text{kHz}$)； $K_{\text{CMR}}=106\text{dB}$ ，输入阻抗， $10^{10}\Omega$ 。

使用注意事项：①调零电路如图 2.2.9 所示，建议调零电阻选用精密多圈电位器，且增益每次改变后，必须重新调零。②供电电源电压范围 $\pm(5\sim 20)\text{V}$ 。③增益方程 $A=1+40\text{k}\Omega/R_G$ ，建议 R_G 选用精密电阻。④输出调整电路如图 2.2.10 所示，与图 2.2.9 给出的调零电路相比较，这种调零方式不受增益影响。⑤在实际应用时，也要为输入偏置电流提供直流通路。

2.2.4 INA102 的使用方法

INA102 是 B-B 公司推出的低功率高精度测量放大器。适用于要求静态功耗低的场合。片内薄膜电阻提供优异的温度稳定性。先进的激光微调技术保证有高的增益精度和共模抑制比，同时又不需要昂贵的外部元件，因此它特别适合于电池供电和需要批量大的场合。

INA102 使用十分方便，只要将相应的引脚连接起来就可以选择各档增益 (1, 10, 100 和 1000)，同时还避免了外接增益控制电阻选择不当引起的误差。在增益较低时，不用外接调节就可以达到 $5 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的漂移。当要求 K_{CMR} 比规定高时，可利用提供的引脚来微调 K_{CMR} ，此外输出级能完成平衡滤波。

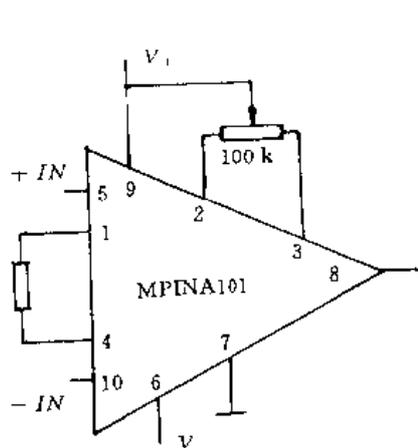


图 2.2.9 调零电路

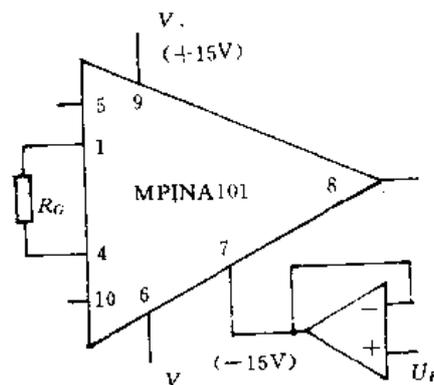


图 2.2.10 输出调整

INA102 的主要特性为：静态电流小，最大为 $750\mu\text{A}$ ；内部增益： $\times 1, 10, 100, 1000$ ；增益漂移小，最大为 $5 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ； K_{CMR} 高，最小为 90dB；失调电压漂移小，最大为 $2\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ ；失调电压低，最大为 $100\mu\text{V}$ ；非线性度为 0.01%；输入阻抗为 $10^{10}\Omega$ 。

图 2.2.11 是 INA102 的简化电路。输入缓冲器 (A_1, A_2) 采用高性能、低漂移的运算放大器。放大器用同相接法以获得高输入阻抗。由于采用先进的激光微调技术可改善失调电压及温度漂移。

输出级 (A_3) 接成单位增益差动放大器，四个匹配良好的 $20\text{k}\Omega$ 电阻用以保证获得良好的共模抑制比。所有内部电阻均由 IC 上的薄膜镍铬铁合金构成，关键电阻由激光微调。

图 2.2.12 是 INA102 的基本电路接法。

INA102 的使用方法：

增益控制：增益可通过控制引脚②~⑦来选择。要求非十进制整数增益时，可外接电阻来选择，此时的增益 $A=1+(40\text{k}\Omega/R_G)$ 。增益选择的连接方法如表 2.2.1 所示。 R_G 是输入运算放大器的两个反相输入端的总电阻。在高增益时，由于 R_G 很小，所以 R_G 电路中的附加电阻将会增大增益误差。因此，必须注意尽量减少附加电阻。对于增益 1000，有特殊的增益检测，以保持精度，这样做可以消除与低阻值 40.04Ω 内部增益调节电阻串联的外部电阻所引起的增益误差。

失调调节：为了提高精度，有时需要将输入失调电压或输出失调电压或两种电压调零。所用调零电位器会影响调节效果，因此宜选用温度特性好和机械阻力稳定的电位器。

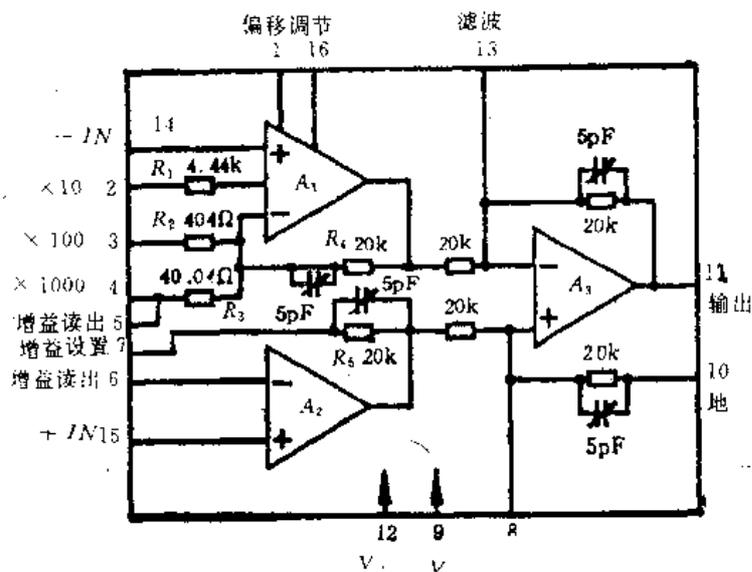


图 2.2.11 INA102 简化电路及引脚

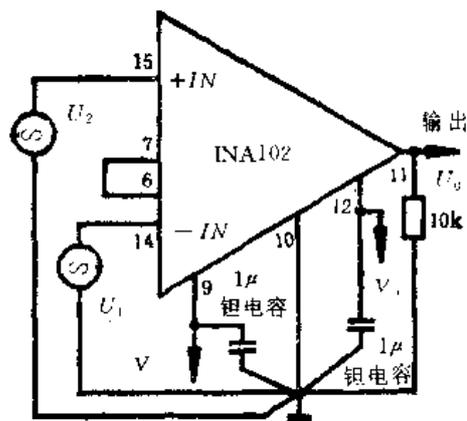


图 2.2.12 INA102 的基本电路接法

表 2.2.1 INA102 增益选择的引脚连接方法

增益	引脚连接方法	非整 10 进增益的计算
×1	6-7	$A = 1 + \left(\frac{40k\Omega}{R_C} \right)$
×1~10	6-R _C -2	
×10	2-6-7	
×10~100	6-R _C -3	
×100	3-6-7	
×100~1000	6-R _C -4	
×1000	4-7; 5-6	

动态范围：放大的差动信号及其相应的共模电压不应使 A₁ 或 A₂ 的输出超过 ±12V（用 ±15V 电源供电时），否则非线性加大。

其它：在引脚①与③之间可外接一个电容进行滤波，这种单极滤波器能降低信号带宽外的噪声，但同时会降低交流 K_{CMR}。

图 2.2.13 是用 INA102 构成的变压器耦合模拟信号放大器。图中放大倍数 A=1

+40kΩ/(R_C+R_c), R_C=[40k-R_c(A-1)]/(A-1), 图中 Y 表示引脚 2、3 或 4, 相应的 R_c=4.4kΩ, 404Ω 或 40.04Ω, 分别对应的放大倍数为 10, 100 或 1000。

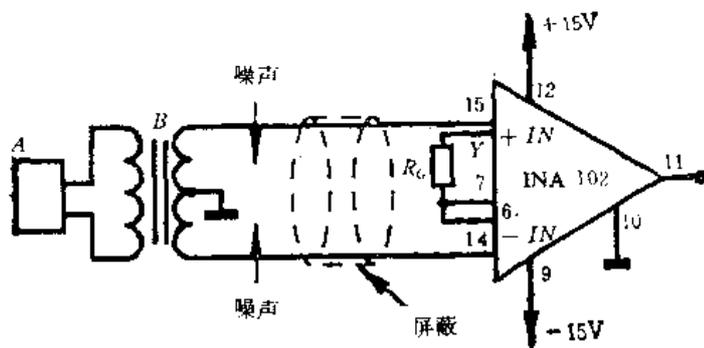


图 2.2.13 用外部补充增益调节的变压器耦合信号放大器

2.3 可编程增益放大器

可编程增益放大器是一种放大倍数由程序控制的放大器，亦称为程控增益放大器，缩写符号为 PGA (Programmable Gain Amplifier)。在多通道或多参数的数据采集系统中，多个通道或多个参数共用一个测量放大器，各通道或各参数送入测量放大器的信号的大小并不相同，但都要放大至 A/D 变换器输入要求的标准电压，因此对于各个通道，要求测量放大器的增益亦应不同。即在多路数据采集系统中，计算机在选定通道号的同时亦指定了程控放大器的增益。就每个通道的数据采集而言，还可以实现自动控制增益或量程自动切换。因此可编程放大器得到广泛的应用。

可编程增益放大器有许多形式。按其结构中所使用放大器件的数目分类，可分为单运放、多运放和仅用放大器型可编程增益放大器。若按输出信号的特点分类，又可分为模拟式和数字式可编程放大器。下面介绍各种可编程放大器的工作原理及典型产品的使用方法。

2.3.1 可编程增益放大器的工作原理

(1) 单运放型可编程放大器的工作原理

由单运放和模拟多路开关构成的单运放型可编程增益放大器如图 2.3.1 所示，其中多路开关由四个 P 沟道的 JFET 管组成。 D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4 是四路 TTL 逻辑控制信号，分别控制 T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 的导通与截止。当 D_i 为高电平时， T_i 截止；否则， T_i 导通。

当 $D_1D_2D_3D_4=1111$ 时， T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 均截止。此时，放大倍数 $A=-R_f/R_5=-100$ 。当 $D_1D_2D_3D_4=0111$ 时， T_1 导通， T_2 、 T_3 和 T_4 截止， $A=- (R_f//R_1)/R_5=-50$ 。继续分析得到增益表 2.3.1。

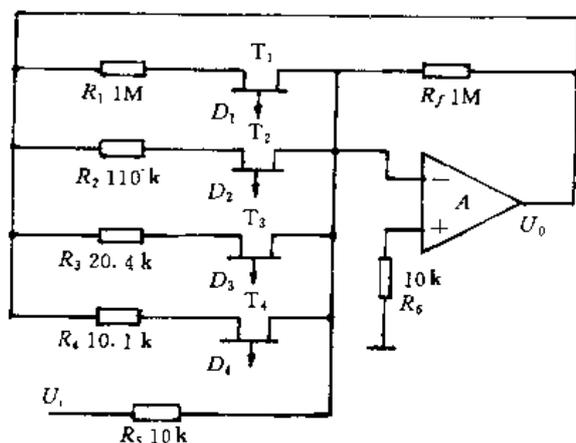


图 2.3.1 单运放型可编程放大器

表 2.3.1 增益表

增益	D_1	D_2	D_3	D_4
100	1	1	1	1
50	0	1	1	1
10	1	0	1	1
2	1	1	0	1
1	1	1	1	0

由上面分析可知，放大器增益的变化是由数字信号控制其反馈电阻完成的。这种电路的优点是结构简单，成本低。但是，因为 R_5 、 R_6 和 R_f 保持不变，改变增益会使运放两个输入的电阻不能总是满足平衡条件，因此，在小信号放大时，运算误差会明显增加。此外，JFET 管存在着导通电阻，而导通电阻随输出电压和环境温度变化而变化，影响其精度。由于 JFET 管存在着分布电容和结电容，在切换放大倍数过程中会形成高达数伏的尖峰干扰，使运放瞬

间进入饱和状态，这对放大器的稳定性、可靠性及工作速度均有极其不良的影响。因此，单运放型可编程增益放大器只适用于对增益精度及工作速度要求不高的场合。

(2) 多运放型可编程增益放大器的工作原理

多运放型可编程增益放大器按其结构形式可分为并联型和串联型，其原理图分别如图 2.3.2 和图 2.3.3 所示。图中 CC14539 为四选一的数据选择器， D_1 、 D_0 为控制信号。

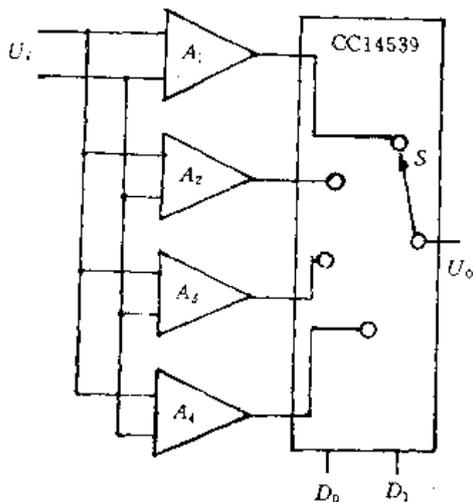


图 2.3.2 并联式可编程增益放大器

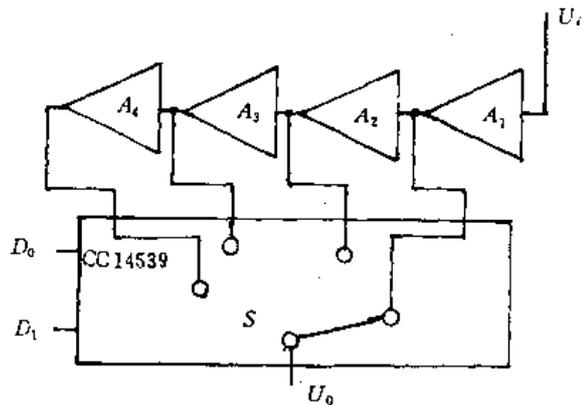


图 2.3.3 串联式可编程增益放大器

设总的增益为 A ，各运放的增益分别 A_1 、 A_2 、 A_3 和 A_4 。

并联型可编程增益放大器的增益控制方程为：

$$A = (\bar{D}_1\bar{D}_0)A_1 + (\bar{D}_1D_0)A_2 + (D_1\bar{D}_0)A_3 + (D_1D_0)A_4 \quad (2.3.1)$$

串联型可编程增益放大器的增益控制方程为：

$$A = (\bar{D}_1\bar{D}_0)A_1 + (\bar{D}_1D_0)A_1A_2 + (D_1\bar{D}_0)A_1A_2A_3 + (D_1D_0)A_1A_2A_3A_4 \quad (2.3.2)$$

(3) 仪用放大器型可编程增益放大器

由仪用放大器构成的可编程增益放大器的原理图如图 2.3.4 所示。仪用放大器的增益方程为 $A=1+2R/R_G$ ，改变 R_G 的阻值即可改变其增益。这种放大器具有仪用放大器的一系列优点。

集成电路制造厂商已将仪用放大器、模拟开关、译码电路以及设定增益所需的电阻全部集成在一个芯片上。例如 LH0084，可由软件控制在 1~1000 的增益范围内实现 12 种增益；B-B 公司推出 PGA200/201 为 4 级可编程增益仪用放大器；PGA102 为 3 级可编程增益放大器；PGA100 为 8 级二进制可编程增益放大器。用户根据信号源的性质以及测量精度等因素来选择合适的集成可编程增益放大器。

2.3.2 LH0084 的使用方法

LH0084 是一种完整的高速、高精度、数字程控仪用放大器，其主要特性如下：

增益精度，0.05%；非线性度，0.01%；增益漂移， $1 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ ；输入阻抗， $10^{11}\Omega$ ，共模抑制比，70dB。

LH0084 的管脚功能如图 2.3.5 所示，其电原理如图 2.3.6 所示。其工作原理如下：

由图 2.3.6 可知, LH0084 的内部电路是由可变增益输入级、输出级、译码器和开关驱动器以及电阻网络等部分组成。

输入级包含匹配的高速 JFET 输入运放 (A_1, A_2)。高稳定温度补偿的电阻网络 ($R_1 \sim R_7$) 通过开关 $S_{1A} \sim S_{4A}$ 和 $S_{1B} \sim S_{4B}$ 控制运放 A_1 和 A_2 的反馈系数。由于开关与运放输入阻抗串联, 因此它们的电阻匹配和温漂并不影响仪用放大器的精度。数字输入 D_1, D_0 通过译码器和开关驱动器控制输入级的增益。其增益与 $D_1 D_0$ 的关系如表 2.3.2 所示。

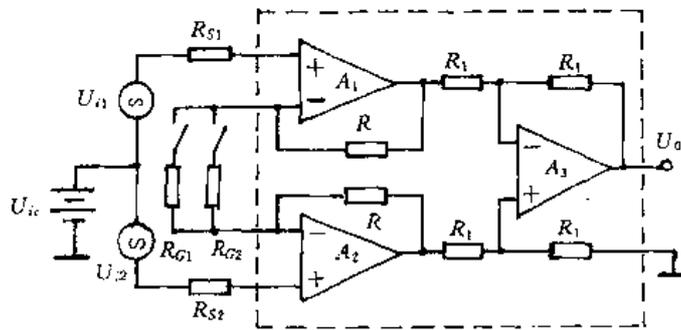


图 2.3.4 仪用放大器型可编程增益放大器

表 2.3.2 LH0084 的增益表和连接表

数字输入		输入级增益 $A_v(1)$	端子连接	输出级增益 $A_v(2)$	总增益 A_v
D_1	D_0				
0	0	1	6-10, 13-地	1	1
0	1	2			2
1	0	5			5
1	1	10			10
0	0	1	7-10, 12-地	4	4
0	1	2			8
1	0	5			20
1	1	10			40
0	0	1	8-10, 11-地	10	10
0	1	2			20
1	0	5			50
1	1	10			100

输出级由运放 A_3 与 $R_8 \sim R_{15}$ 组成, 其输入为 $(U_2 - U_1)$ 。为了使 LH0084 应用灵活, 通过选择, R_{10} 、 $R_{10} + R_{12}$ 和 $R_{10} + R_{12} + R_{14}$ 反馈电阻改变输出级的增益。

为了使 A_3 具有较高的共模抑制比, 基准端的电阻, R_{11} 、 $R_{11} + R_{13}$ 或 $R_{11} + R_{13} + R_{15}$ 必须与 A_3 的反馈电阻匹配。

LH0084 的应用电路如图 2.3.7 所示:

供电方式: 供电方式如图 (a) 所示。退耦电容应尽量靠近器件。为获得最佳的高速性能, 退耦电容应选用 $0.01\mu\text{F}$ 的陶瓷电容和 $1\mu\text{F}$ 的电解电容并联。

模拟地与数字地应尽可能在靠近器件处实现一点接地, 最好与器件下面的接地板连在一起。

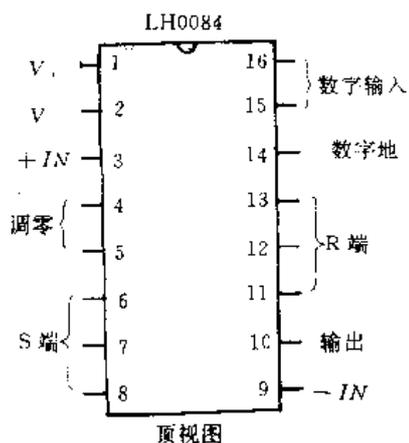


图 2.3.5 LH0084 管脚功能

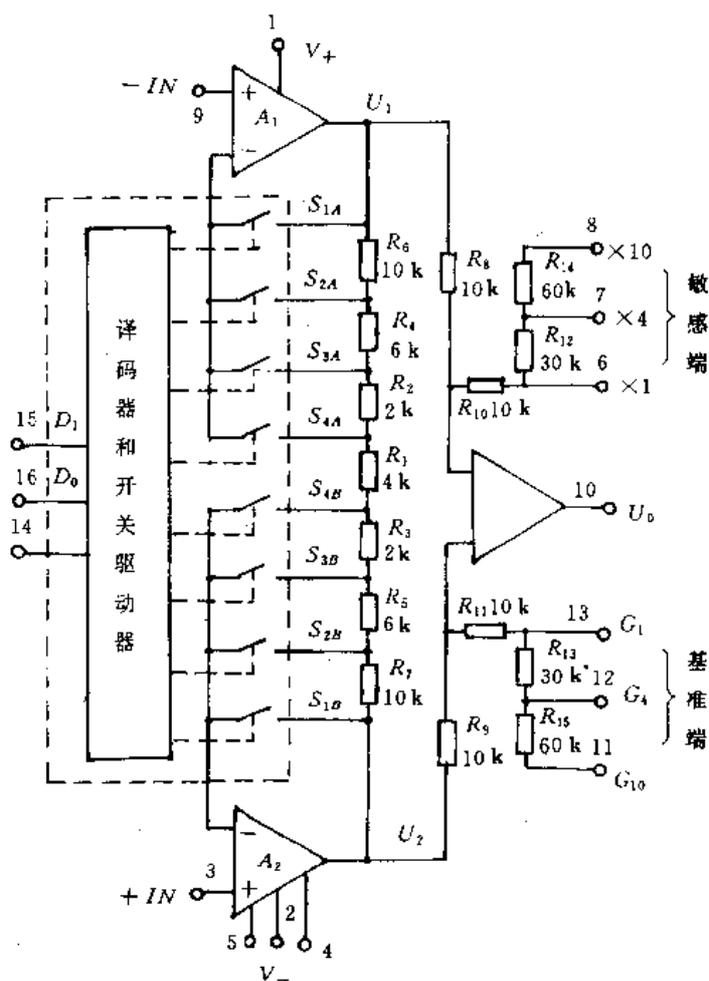


图 2.3.6 LH0084 的电原理图

必须注意电源接通顺序。如果 V_+ 电源超前 V_- 接通，将会造成器件的永久性损坏。最好采用双路跟踪电源供电。如果实现不了这一点，应在数字地与 V_- 端之间接锗二极管或肖特基保护二极管，如图 (a) 所示。

信号连接：输入信号应按图 (b) 连接。为了减少误差，源电阻 R_s 应尽可能小。为了减少引线电阻和寄生电容，反馈引线也应尽可能短。

失调与增益调节：采用外接失调调节时应特别小心。由于 LH0084 是两级放大器，每级都会产生失调误差，假设放大器在几个不同增益下工作，每级均必须调零，以保证在所有设定增益下都能实现零失调。

建议用一只 $10\text{k}\Omega$ 电位器消除输入失调。输出失调最好在 LH0084 的下一级去消除（如在采样—保持或 A/D 转换器中），如果实现不了这一点，可采用图 2.3.7 (c) 所示电路。

推荐的调节步骤如下：令 $U_k=0$ ， $10\text{k}\Omega$ 电位器位于中点且两输入端短路：

- ① 将输入级增益设定为 1，（即 $D_1D_0=00$ ）测出这时的输出电压 U_{01} 。
- ② 将输入级增益设定为 10（即 $D_1D_0=11$ ）测出输出 U_{02} 。

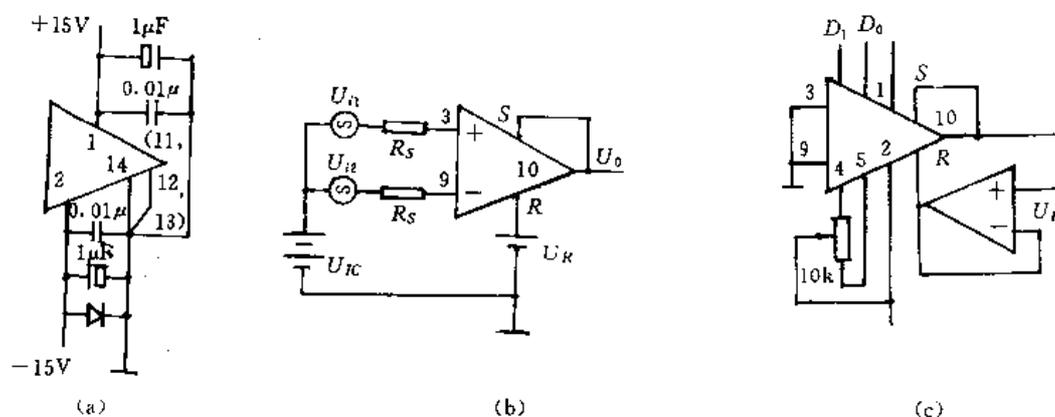


图 2.3.7 LH0084 应用电路

(a) ——供电方式；(b) ——信号连接方式；(c) ——失调调节电路

③求出输出失调电压 U_{OS}

$$U_{OS} = \frac{1}{9}(10U_{o1} - U_{o2}) \quad (2.3.3)$$

④保持输入级增益为 10，调节 U_R ，使 $U_R = U_{OS}$ 。

⑤将输入级增益改为 1，调节 U_R ，直到 $U_0 = 0$ 。

2.3.3 PGA100 多路输入可编程增益放大器的使用方法

PGA100 是一个带片选的 8 路输入单路输出的可编程增益放大器，因此，它特别适用于多路小信号数据采集系统。其主要特性如下：1. 增益精度，小于 $\pm 0.002\%$ ；2. 非线性度，小于 $\pm 0.005\%$ ；3. 通道串扰为 $\pm 0.003\%$ ；4. 8 个模拟输入通道、输入阻抗为 $10^{11}\Omega$ ；5. 8 个二进制增益 $\times 1, \times 2, \times 4, \times 8, \times 16, \times 32, \times 64, \times 128$ 。

PGA100 的管脚功能如图 2.3.8 所示。在图中，⑤、⑳脚为模拟地；⑭脚为数字地；⑳、⑳、㉓、㉔、㉕、㉖、㉗、㉘脚分别是通道 0~7 的模拟输入端；⑬、⑩脚分别模拟电源的正负端；⑮脚 V_{DD} 表示数字电源的正端；⑥、⑦、⑧ (A_0, A_1, A_2) 为模拟通道控制端；⑨、⑯、⑰ (即 A_3, A_4, A_5) 分别为增益控制端；⑱脚 (即 CP 端) 是时钟信号输入端，通道选择的信号 $A_5A_4A_3$ 是在 CP 脉冲的上升沿作用下才能有效，而且片内具有锁存功能，其锁存功能相当 74LS378；⑲脚 (\overline{CE} 端) 为片选端，当 $\overline{CE} = 0$ 时，PGA100 工作，否则 PGA100 停止工作，因此 PGA100 可以多片并用构成多路数据采集与控制系统；⑫是增益调节端，通过外接电阻可实现增益连续可调；⑪脚为输出端。应注意到⑥~⑨，⑯~⑲为 TTL 数字输入信号。

为了充分发挥 PGA100 的性能，模拟和数字电源应正确连接，如图 2.3.9，电源应用 $1\mu F$ 钽电容和 $1000pF$ 陶瓷电容去耦。一般情况： $V = 15V, V_{DD} = +5V$ 。

在调节增益时，增益范围可换算成 1~128 之外的增益，这样的外部增益及失调电压调节通过外接电位器完成，如图 2.3.10 所示。 R_1 ($= 100k\Omega$) 电位器用于增益标定/调节， R_2 ($= 50k\Omega$) 电位器用于失调电压调节。

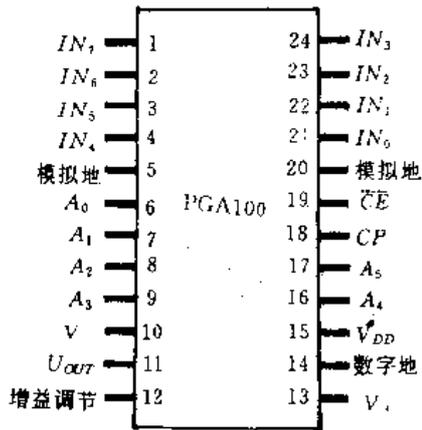


图 2.3.8 PGA100 管脚功能

$A_0 \sim A_5$ 用来选择增益和模拟输入通道, 其选择如下:

A_5	A_4	A_3	增益	A_2	A_1	A_0	通道
0	0	0	1	0	0	0	IN_0
0	0	1	2	0	0	1	IN_1
0	1	0	4	0	1	0	IN_2
0	1	1	8	0	1	1	IN_3
1	0	0	16	1	0	0	IN_4
1	0	1	32	1	0	1	IN_5
1	1	0	64	1	1	0	IN_6
1	1	1	128	1	1	1	IN_7

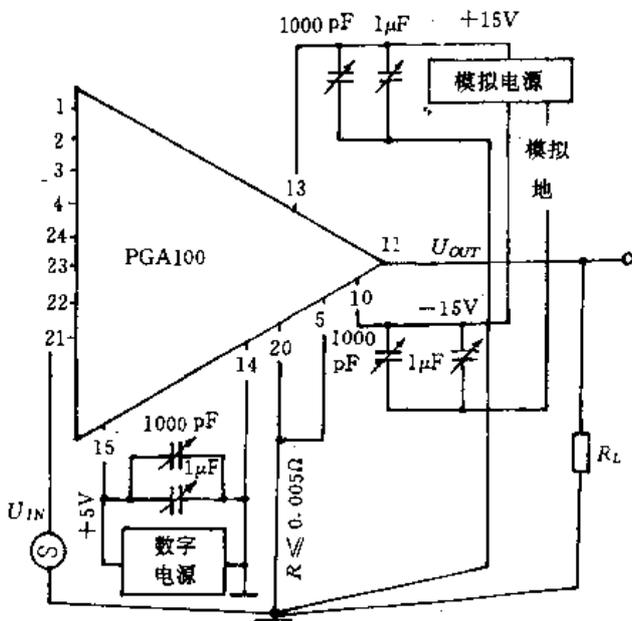


图 2.3.9 电源、地和信号的接法

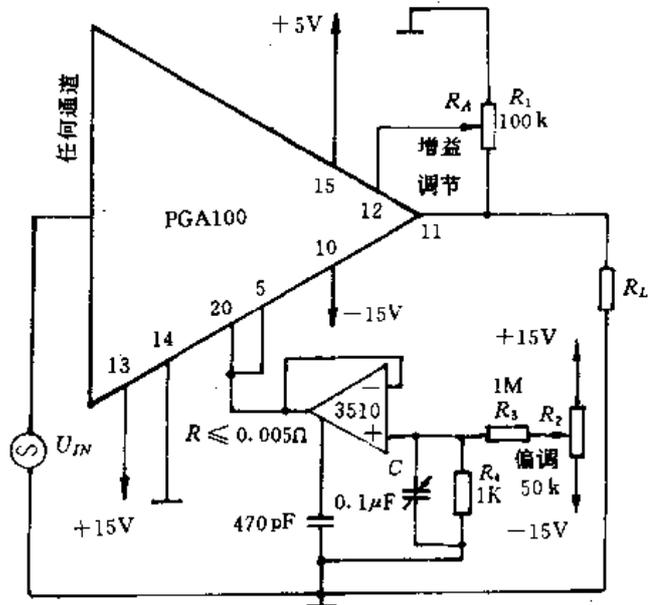


图 2.3.10 外部增益与失调电压调节

2.4 集成隔离放大器

2.4.1 概 述

隔离放大器是一种输入、输出和电源之间没有直接电气联系的特殊放大器, 亦称为隔离器。由于仪用放大器必须对其输入端提供直流通路, 所以共模电压直接加在输入端与地之间, 过高的共模电压不仅会影响测量精度, 而且可能烧坏仪用放大器, 这使仪用放大器的应用场合受到了限制。因此在某些特殊场合, 需要使用隔离器。

隔离放大器的框图如图 2.4.1 所示。在图中浮地是浮置电路部分的等电位点, 用符号“↓”表示, 以便与接地符号“⊥”区别。浮地电路与接地电路是利用光电耦合或变压器耦

合传递信号。浮地电路和接地电路的供电系统必须采用独立的供电电源。隔离放大器的符号如图 2.4.2 所示。

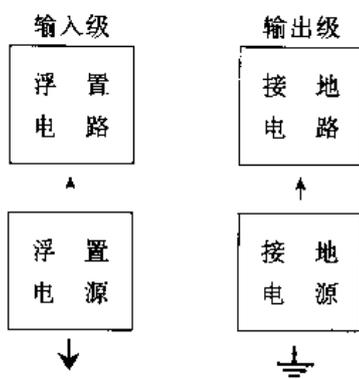


图 2.4.1 电气隔离框图

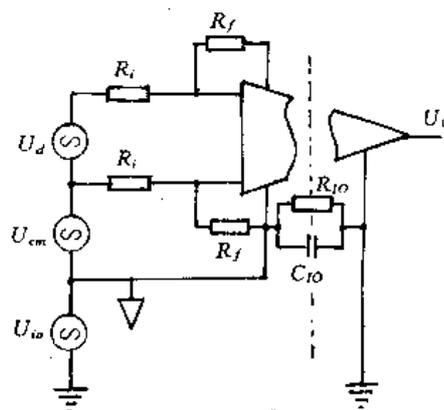


图 2.4.2 隔离放大器符号

隔离放大器有如下显著的特点：

- ①保护数据采集系统使其不会被高共模电压损坏。
- ②由于隔离放大器的输入部分是完全浮置的，无需对输入端提供偏流通路，因而没有外偏流引线，泄漏电流很小，解决了噪声拾取问题。
- ③由于从输入端到公共端的电容 C_{i0} 和漏电导很小，具有非常高的共模抑制能力，能对直流以及低频信号进行安全准确的测量。

隔离电压 U_{i0} 是隔离放大器的一个重要指标。隔离电压是指隔离层两端（或输入端和输出端公共地之间）所允许承受的最大电压。通常隔离放大器的额定隔离电压的峰峰值高达 5000V，泄漏电流大约为 $n \times 100 \mu\text{A}$ ，隔离电阻 R_{i0} 为 $10^{12} \Omega$ ，与隔离电阻并联的隔离电容 C_{i0} 的典型值为 20pF，如图 2.4.2 所示。

隔离放大器的输出电压 U_o 的表达式为：

$$U_o = A_d \cdot U_d \left(1 + \frac{1}{K_{CMR}} \cdot \frac{U_{cm}}{U_d} \right) + \frac{U_{i0}}{IMRR} \quad (2.4.1)$$

式中， U_d 为输入差模电压， U_{cm} 为输入级对输入公共地的共模电压， K_{CMR} 为输入级的共模抑制比， $IMRR$ 为由输入级公共地到输出级公共地的隔离抑制比， A_d 为输入级的差模放大倍数。

在大多数应用场合， U_{cm} 的影响可以略去不计，而 U_{i0} 对误差的影响较大。

目前，在隔离放大器中采用的耦合方式主要有两种：变压器耦合和光电耦合。利用变压器耦合实现载波调制，通常具有较高的线性度和隔离性能，但是带宽被限制在 1kHz 以下。利用 LED 光耦合的方法实现载波调制，其隔离性能不如变压器耦合，但可获得 10kHz 的带宽。上述两种方法均需对差动输入级提供隔离电源，以便达到预定的隔离性能。

2.4.2 光电耦合的隔离放大器

由 PN 结构成的光电耦合包含一个作为发送信号用的发光二极管和一个作为接收信号用的光电二极管或光电三极管（包括达林顿晶体管）。如图 2.4.3 所示。光电三极管按照晶体管的电流增益来放大光电二极管的电流，具有较大的电流转移系数。电流转移系数是指接收管电流与发送管电流的增量之比。

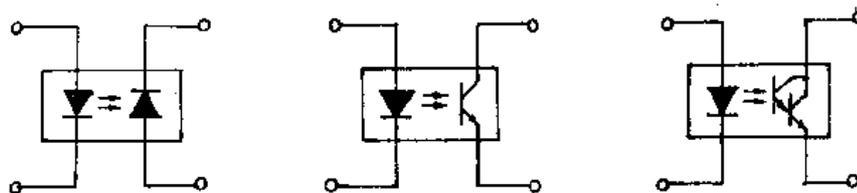


图 2.4.3 光电耦合器件

光电耦合器件的工作频率主要受光电晶体管集-基之间结电容的限制, 不加补偿时, 电路频率的上限为 100kHz, 而光电二极管的工作频率可达 1MHz。

在对模拟信号进行光电转换时, 光电器件必须具有良好的线性特性。图 2.4.4 为某光电晶体管的转移特性曲线 (图中虚线表示不加负载时, 输入、输出电流特性)。由图可知, 光电晶体管只有范围很小的线性工作区, 因而使用时必须进行补偿。不过, 最近已研制出线性的光电耦合器件。

下面介绍光耦合隔离放大器的典型产品:

B-B 公司推出的 ISO100 是一种小型廉价的光耦合隔离放大器。它将发光二极管的光反向送回输入端 (负反馈), 正向送至输出端。光敏二极管经仔细匹配, 放大器经过激光微调, 从而保证了放大器的精度、线性度和时间温度稳定性。

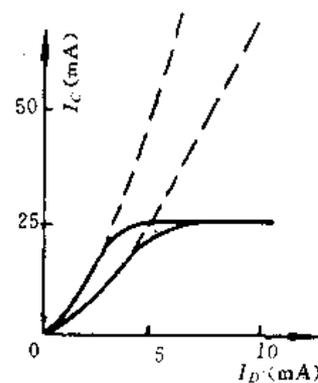
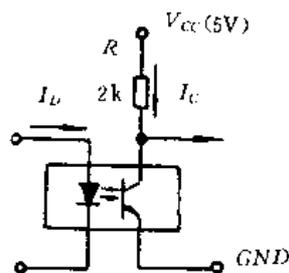


图 2.4.4 光电晶体管转移特性

图 2.4.5 为 ISO100 的简化电路

图, 设 A_1 、 A_2 均为理想运放, 且两个光敏二极管 D_1 、 D_2 的特性完全对称, 则有, $I_{IN} = I_{D1} = I_{D2}$, $U_0 = I_{D2} R_F = I_{IN} R_F$, 因此, 它基本上是一个单位增益电流放大器。

使用 ISO100 时, 只需要外接少量元件, 非常方便。它的输出 $U_0 = I_{IN} R_F$, 因此, 只要改变一个电阻值就能改变增益, 另外 ISO100 的频带很宽 (直流至 60kHz), 足以对大多数工业和测试设备的信号进行放大。

由于 ISO100 体积小、偏移电压低、漂移小、频带宽、漏电流极小以及成本低, 因此它特别适合各种输入电路的隔离。

ISO100 的管脚功能如图 2.4.6 所示。工作电压 $\pm 18V$, 隔离电压 2500V, 输入电流 $\pm 1mA$, 18 脚 DIP 组件。

图 2.4.7 是由多模拟通道可编程增益运放 PGA100 和光电隔离放大器 ISO100 构成的多路小信号数控增益放大通道, 用户可通过计算机编程选择任意一个模拟通道, 并给以相应的增益控制。计算机发出的通道选择及增益选择控制信号经光电耦合器隔离后输入 PGA100 的锁存器中。ISO100 光电隔离放大器将输入地和输出地 (计算机接口地) 隔离开来。输入地与

PGA100 地线相接。ISO100 的输入级和 PGA100 采用公共隔离电源供电。ISO100 的输出级与 A/D 转换器的模拟地相连，由另一组 +15V 电源进行供电。

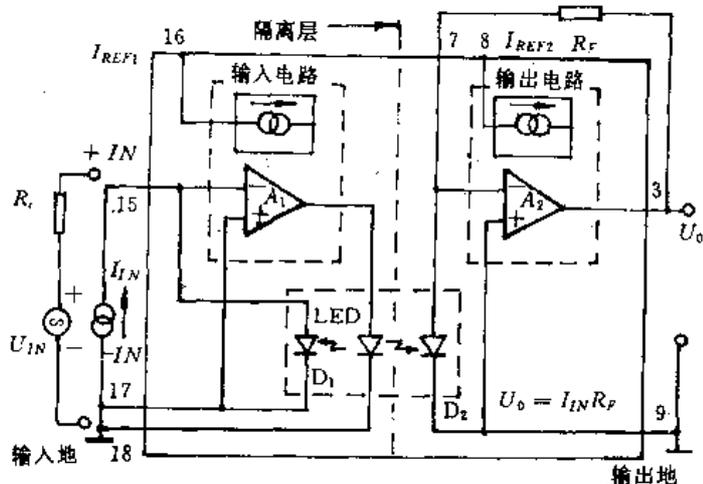


图 2.4.5 ISO100 简化电路图

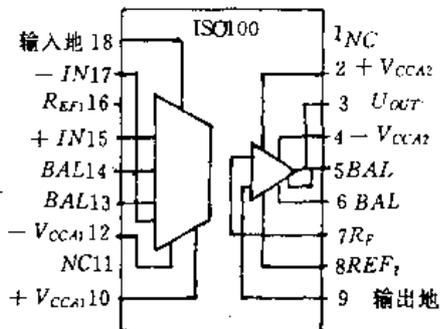


图 2.4.6 ISO100 引脚功能图

2.4.3 变压器耦合隔离放大器

变压器耦合放大器是一种发展较早技术较为成熟的隔离放大器。与光电耦合隔离放大器相比，它工艺复杂，成本高，体积大，频带窄（1kHz 以下），但线性度较好，共模抑制比较高，噪声较低。

变压器耦合隔离放大器的原理框图如图 2.4.8 所示。因为变压器不能传递低频信号，所以首先通过调制电路，把低频信号调制到高频载波上，经变压器耦合，再解调后，通过低通滤波器恢复低频信号。图中，浮置放大器的供电电源运用开关电源的原理（请参阅第五章有关内容）实现隔离供电。

284J 是一个典型的混合式集成隔离放大器组件，其原理框图如图 2.4.9 所示。

284J 型隔离放大器采用调制式放大器电路结构，以便对微弱的直流和低频信号的测量信号进行低漂移和高精度地处理。其内部电路包括输入、输出和电源三个彼此相互隔离的部分，并由低泄漏高频载波变压器耦合在一起。通过变压器的耦合将电源电压馈入输入电路，并将信号从输入电路送出。输入部分包括双极型输入放大器、调制器。输出部分包括解调器和滤波器（多数隔离放大器组件还有缓冲放大器）。电源部分主要为电源振荡器（可由系统的电源或单设的电源供电）。该振荡器对输入级和调制器隔离供电（该电源还在③，④脚为用户提供了 ±8.5V 的直流电压），并为调制器提供载波信号。输入信号被输入放大器 A 放大后经调制器变为调制波。调制波经隔离层耦合到输出部分，在输出部分经相敏解调和低通滤波后输出，使输出电压 U_o 正比于 U_i 变化。因输入级 A 为同相工作方式，通过改变增益电阻 R_i 可将增益由 1V/V 调到 10V/V。为了保持高的共模抑制比，必须对增益电阻进行屏蔽保护。从图可见，该隔离放大器的增益 A 为：

$$A = 1 + \frac{100\text{k}\Omega}{10.7\text{k}\Omega + R_i(\text{k}\Omega)}$$

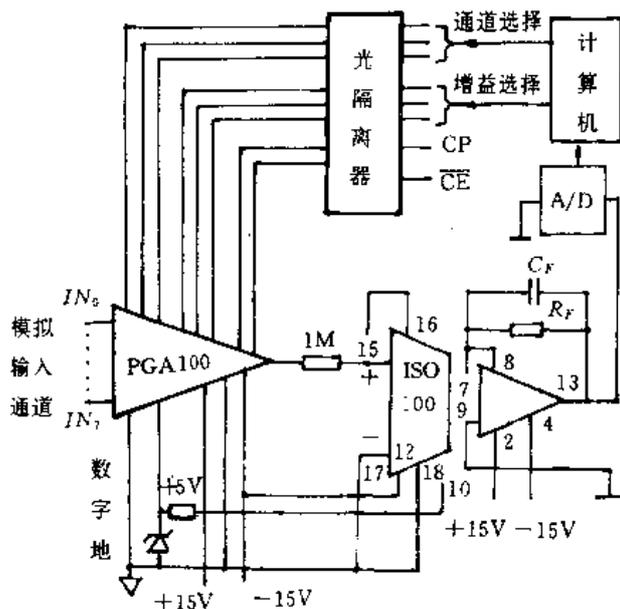


图 2.4.7 多通道数控增益隔离放大输入电路

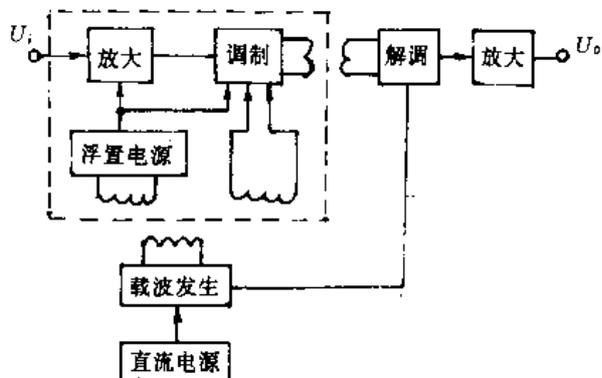


图 2.4.8 电磁耦合原理框图

下面介绍隔离放大器 284J 在医疗器械中的一个应用实例。由于心肌活动，在人体表面（或体内）两点之间可以产生毫伏级的电位差。心电图记录仪（简称 ECG）就是用来记录这种电位差的医疗测量仪器。

用隔离放大器 284J 制成便携式多导联 ECG 记录仪的前置放大级如图 2.4.10 所示。由于隔离放大器 284J 的输入端是完全浮空的，因而仪器能承受高共模电压，且为患者提供安全接口。右脚驱动有利于改善输入部分与被隔离部分的公共地之间的共模抑制比，并迫使各检测点之间的共模电压为零。隔离电源 V_{iso} 用于驱动导联缓冲放大器和为前置提供 1mV 校准信号，校准信号由精密电压基准源 AD580 提供。

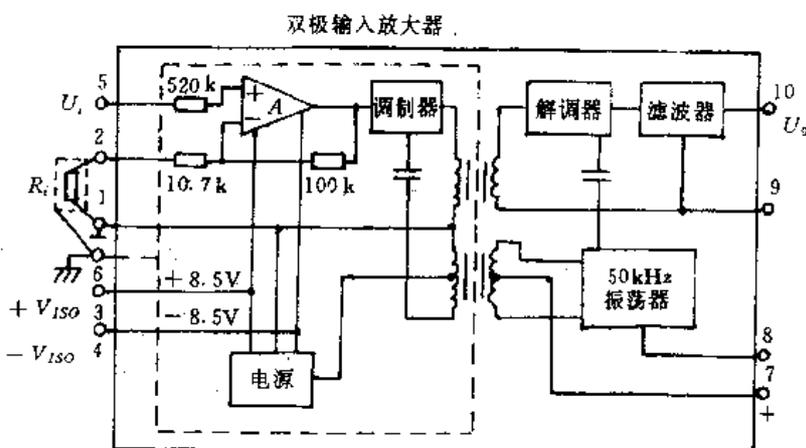


图 2.4.9 隔离放大器 284J 的原理框图

隔离电源 V_{iso} 用于驱动导联缓冲放大器和为前置提供 1mV 校准信号，校准信号由精密电压基准源 AD580 提供。

2.5 其它典型产品简介

2.5.1 小信号双线变送器 XTR101^[1]

在恶劣的工业环境下远距离可靠地传送微弱信号是测量系统中一个棘手的问题。B-B 公司生产的集成化的 XTR101 型小信号双线变送器能够较好地解决这个问题。它能把现场的小信号转化成标准的 4~20mA 电流输出，这种信号可用双绞线送到计算机输入接口。尤其是可

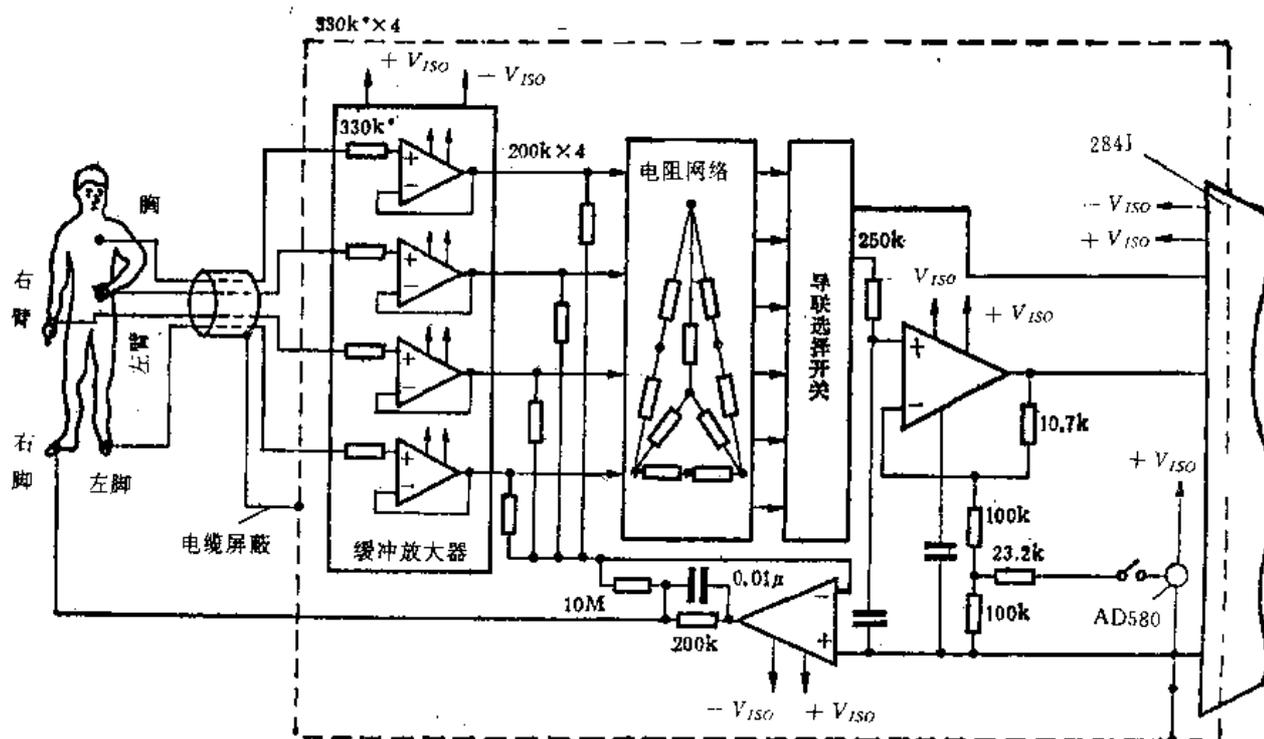


图 2.4.10 多导联 ECG 记录仪

用一对双绞线实现信号与电源同时传输，从而可节省昂贵的传输电缆。

XTR101 不仅能放大微弱的电压信号，还能实现敏感电阻的非电量与电量变换。例如：用于应变仪电桥、热敏电阻的测温等。它能将这些电阻参量在 -40°C 到 $+85^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内以 12 位精度转化为 $4\sim 20\text{mA}$ 的标准电流，其环路供电电压 $11.6\text{V}\sim 40\text{V}$ 的直流电压。参考文献 [11] 给出几种实用电路。

XTR101 的主要特点有：①体积小 ($0.7''\times 0.3''\times 0.15''$)，故能装在许多变换器的内部；②信号放大部分；失调电压小，最大为 $30\mu\text{V}$ ；电压漂移小，最大为 $0.75\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ ；非线性度 0.01% ；③双绞线双传输：在一对电缆上实现电源与信号同时传输，而且信号采用电流型传输，因此抗干扰能力强；④供电电压范围宽： $11.6\sim 40\text{V}$ ；⑤采用小型 14 脚 DIP 组件。

2.5.2 EK 系列直流毫伏变送器电路简介^[9]

EK 系列直流毫伏变送器是北京电表厂引进日本横河北辰公司的产品。EK 系列出现的较晚，在同类仪表电路（如国内研制的 DDZ-Ⅲ 系列，西安引进的日本 I 系列等）的基础上又有不少改进，其设计思想和具体电路上确有独到之处。本小节简要地介绍 EK 系列直流毫伏变送器的原理。

直流毫伏变送器电路如图 2.5.1 所示。电路可分输入电路、滤波放大、电压—电流变换及电源等部分。

整个电路的工作原理如下：振荡电路在变压器 T_{11} 的副边的 3 和 5 端产生一个正负极性（相对于 4 端）交替变化的方波电压，它使 D_{16} 及 D_{17} 交替导通。于是 T_8 和 T_9 的集电极电流 ($I_{C8}+I_{C9}$) 将轮流通过变压器 T_{12} 的原边 N_1 和 N_2 ，在副边 N_3 和 N_4 上产生交变的电压信号，

经 D_{14} 、 D_{15} 全波整流后，输出直流电压 U_0 的大小与 $(I_{C8} + I_{C9})$ 成比例变化。由于 A 与 T_8 、 T_9 及外围电路组成了电流串联负反馈，则 $(I_{C8} + I_{C9})$ 与输入毫伏电压成比例变化。因此 U_0 与 U_i 既是彼此隔离而又成比例变化。

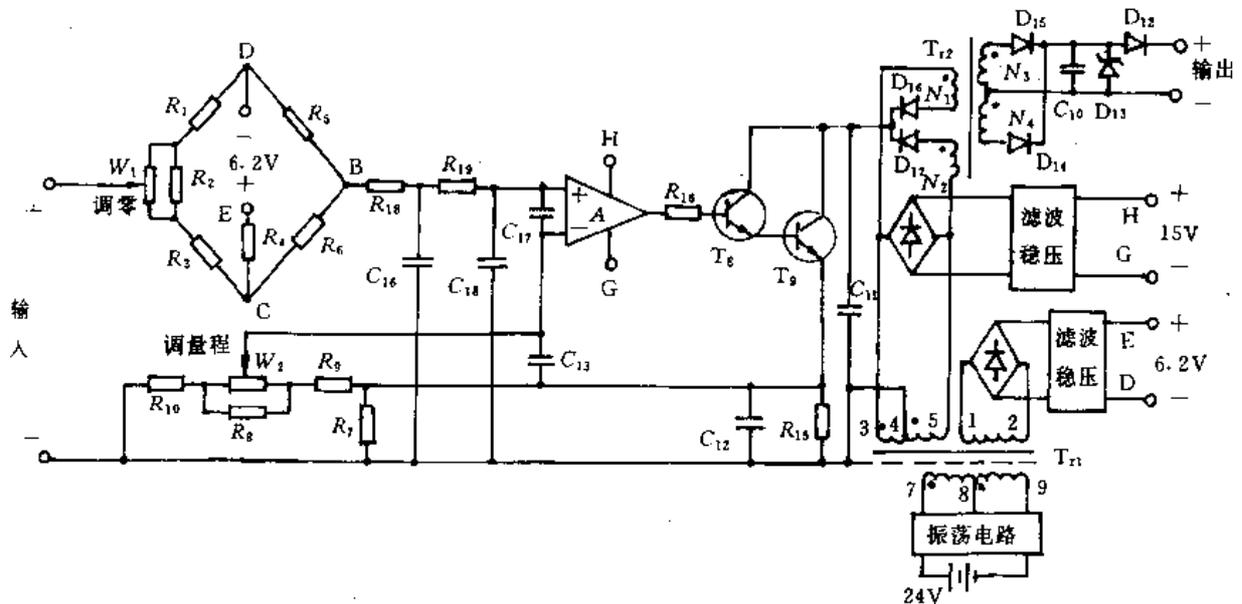


图 2.5.1 EK 系列直流毫伏变送器

2.5.3 ERICSSON 模块式 DC-DC 变换器^[10]

在使用光电耦合的隔离放大器时，必须使用隔离电源分别对其输入级和输出级进行隔离供电。隔离电源实际上就是 DC-DC 变换器。

本小节将介绍瑞典爱立信 (ERICSSON) 模块式 DC-DC 变换器。DC-DC 变换器是指直流一直流变换。爱立信模块式 DC-DC 变换器(以后简称电源模块)的输入电压的中心值分为 48V 和 24V 直流两种。输出电压有 5V、12V、15V 单路，双路或三路多种组合。输出功率在 3~40W 之间。

爱立信电源模块的优点：①功能完整。使用时不需附加散热片和滤波器，其输出均经过稳压；②性能可靠。在环境温度为 +45℃ 时，平均无故障时间可达 200 年以上，电源模块可经受持续短路而不损坏；③工作环境温度范围宽。它可工作在 -45℃ ~ +85℃ 的温度范围内。适合普通军用标准和大多数工业环境的要求；④变换效率高。典型值为 85%，允许多个变换器并联使用；⑤结构紧凑体积小。其中 15W~18W 的 PKC 系列体积为 80×55×10.7mm³；25W~30W 的 PKE 系列体积为 76×76×10.7mm³；25W~40W 的 PKA 系列体积为 76×76×17.8mm³；3W~7W 的 PKF 系列为 48×24×8mm³。

爱立信电源模式的使用方法很简单。只要把输入电压、输出负载正确地接在相应的引脚上，此电源就能可靠工作。

参 考 文 献

- [1] 程道喜等编著. 传感器的信号处理及接口. 第一版. 科学出版社, 1989.
- [2] 何立民编著. MCS-51 系列单片机应用系统设计系统配置与接口技术. 第一版. 北京航空航天大学出版社, 1990.
- [2] 童诗白主编. 模拟电子技术基础. 第二版. 高等教育出版社, 1988.
- [4] 许宜生等编著. 自动检测仪表电子电路设计. 第一版. 原子能出版社, 1986.
- [5] Precision Monolithics Incorporated, Linear and Conversion Products Data book.
- [6] 曲维本等编. 光电耦合器的原理及其在电子线路中的应用. 第一版. 国防工业出版社, 1981.
- [7] 赵宏国编译. 实用电路小丛书——光电电路. 第一版. 电子工业出版社, 1992.
- [8] 杨今昔. 数字信号光耦合电路的设计. 电子技术, 1988 年第七期.
- [9] 王家栋等编著. EK 系列电动单元组合仪表的特点及线路. 第一版. 中国计量出版社, 1986.
- [10] 王允和. 爱立信模块式 DC-DC 变换器. 无线电, 1994 (5).
- [11] 方佩敏. 变送器、集成电路 XTR101. 电子世界, 1994 (2).
- [12] 邓汉馨主编. 模拟集成电子技术教程 (第二版). 浙江大学讲义, 1992. 9.

第三章 电磁干扰及其抑制技术

在工业测试现场存在着严重的干扰，如声、光、电、磁、振动，以及化学腐蚀、高温、高压等。这些干扰会对安装在工业现场的测量系统造成影响，轻则影响其测量精度，重则使系统无法工作。在工业控制系统中，由于干扰的影响，轻则使控制精度下降，重则使系统控制失灵。因此，要设计、制造一个高精度、高稳定性的电子系统，除正确设计和精密加工之外，还必须使其系统具有足够的抑制干扰能力。

有效的抑制措施，必须“对症下药”，才能收到良好的效果。如果盲目地使用抑制技术，则不会收到明显的效果，甚至造成相反的效果。为此，首先应该对干扰源有清楚的了解。

3.1 干扰源简介

3.1.1 外部干扰

外部干扰主要是指来自自然界的干扰以及人为的干扰。

(1) 自然干扰

自然干扰是指能对电子系统产生干扰的自然现象，如雷电、宇宙辐射、太阳黑子的活动以及空间电离层的变化等，即主要来自天空。因此这种干扰主要影响通信设备等高频电子设备，对工业中用的电子系统，虽然有一定影响，但影响不大。

(2) 人为干扰

人为干扰主要是指由各种电器设备所产生的电磁场，电火花造成的干扰。如电火花加热、电弧焊接、高频加热、可控硅整流、开关电源等强电系统。这些干扰源主要通过供电电源，以及向周围产生电磁场来影响电子测量系统。

3.1.2 内部干扰

内部干扰是指测量系统内部各种元件产生的噪声。例如，热噪声，散弹噪声，分配噪声，以及闪烁噪声等。

3.1.3 新的干扰源

目前电子电路技术正在沿着下述四个方面发展：

- ①高速化带来的宽频带化；
- ②信号能量的减少导致的高灵敏度化；
- ③元件集成化带来的高密度和小型化；
- ④系统化产生的高功能和复杂化。

今后电子电路技术仍将沿着这几个方向继续前进，其结果将出现：

①速度高和频带宽的电路对其它电路来说，将成为宽频带干扰源，同时本身也易受干扰影响；

②高灵敏度不单对信号敏感，对干扰噪声也同样敏感，所以原来不是干扰的电量也成为干扰源；

③高密度化会使元件间的相互干扰增加，产生耦合干扰；

④实现系统化的高级电子设备将使干扰引起的问题更加复杂。

电子设备的进一步推广和普及还会使电磁环境更加恶化。电子设备普遍应用时，一些没掌握足够知识和技术的人操作高功能装置会形成新的干扰源。汽车电子化就是一个例子。

不只是人为干扰源在增加，自然干扰源中也出现了新情况。例如集成电路的封装材料中含有微量的天然放射性同位素铀和钍，铀和钍原子的衰变产生 α 射线，造成存储器件的软误差。这个问题在大规模集成电路向超大规模集成电路演进的过程中显得越发突出。今后在大规模集成电路投入实际使用的阶段，必需从元件制造技术和系统技术两个方面探索 and 解决防止软误差的措施。

当然，今后的干扰抑制技术仍要和以往一样，继续努力降低干扰源的电平幅度。同时还需要大力提高电路和系统的抗干扰能力。

提高抗干扰所采用的手段也仍然应该在前面提到的四个方面进一步开拓和探索。例如采用频谱扩展方式的新型信号处理方式已大大提高了抗干扰能力。以此可以推测，将来也会开发出受干扰影响的宽带通信方式。

逻辑电路技术与软件技术的微妙结合，正在成为抑制干扰的有力武器。软件的优点是可靠性高，易于修改。无论干扰在哪个阶段或部位侵入系统，都可用纠错码将错误检查出来并加以纠正。再者，现在广泛推行的系统自诊断功能对检测干扰影响也有很好的作用。

3.2 干扰的传输方式

干扰源对测量系统产生不良影响应具备三个要素，即：干扰源、测量系统对于干扰具有敏感接收电路、干扰源与测量系统之间具有合适的传输方式——耦合。三者之间的关系如3.2.1框图所示。研究干扰的传输方式是干扰抑制技术的重要课题。在分析干扰问题时，首先应弄清干扰源是什么，测量系统中对于干扰源敏感的电路及元件是什么，干扰源与测量系统的耦合方式是什么。

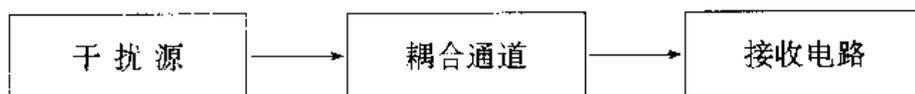


图 3.2.1 形成干扰的三要素之间联系

为消除和抑制干扰，除了消除或减弱干扰源以及降低测量系统对干扰的敏感性之外，抑制或切断干扰的传输途径是重要的手段之一。

3.2.1 电容性耦合（电场干扰）

根据电场理论可知，任何两个互相绝缘导体之间都存在着电容。在电子系统中，把这种电容称为分布电容或寄生电容。因此，在电路板上所有相互绝缘的导线或支路都存在着寄生电容，放大器输入引线和输出引线，外界电力线等电器设备之间也存在着寄生电容。

若在三根平行线的间距 d 远大于导线半径 r 的条件下，单位长度的电容为

$$C = \frac{1}{3.6 \times 10^9 \ln \frac{d}{r}} \quad (\text{F/m}) \quad (3.2.1)$$

例如， $d=10\text{cm}$ ， $r=1.5\text{mm}$ ，则 $C=6.62\text{pF/m}$ 。

若同轴电缆的芯线截面半径为 r_1 ，外导体截面内半径为 r_2 ，绝缘介质的相对介电常数为 ϵ_r ，则单位长度上的电容 C 为

$$C = \frac{\epsilon_r}{1.8 \times 10^{10} \ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (\text{F/m}) \quad (3.2.2)$$

例如某三芯电缆如图 3.2.2，测得： $C_{10} = C_{20} = C_{30} = 0.018\mu\text{F}$ ， $C_{12} = C_{23} = C_{31} = 0.009\mu\text{F}$ 。

上面的例子说明电路板或传输电缆之间的分布电容是不能忽略的。

由于在电子系统中存在着寄生电容，会使一条支路（或元件）上的电荷通过寄生电容传送到另条支路上，通常称这种传输方式为电容性耦合，亦称为电场耦合。

下面说明测量放大器受电容性耦合影响所产生的干扰，如图 3.2.3 所示。

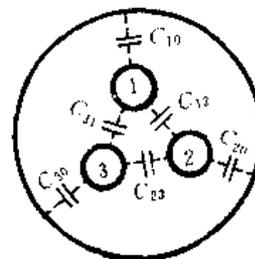


图 3.2.2 三芯电缆的分布电容

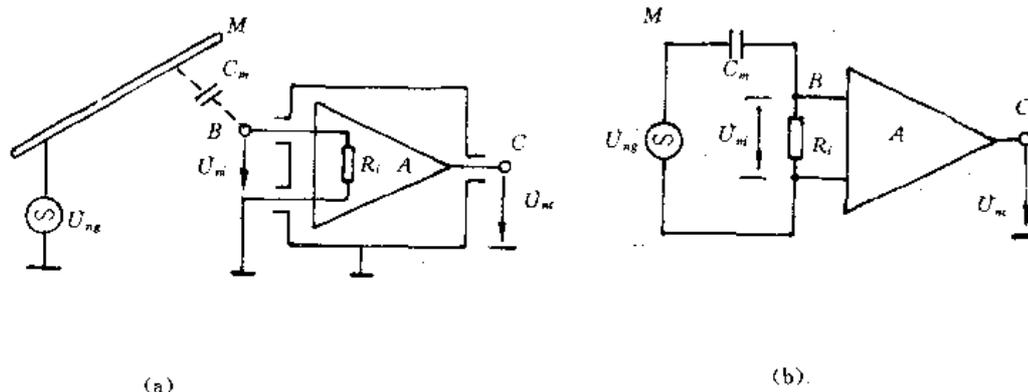


图 3.2.3 电场耦合对测量线路的干扰

(a) ——放大器输入端受到电容性耦合干扰；(b) ——等效电路

图中， M 为对地具有电压 U_{ng} 的干扰源； B 为电子线路中输入端裸露在机壳外的导体； C_m 为 M 与 B 之间的寄生电容； R_i 为电子线路的输入阻抗； U_m 为测量电路输入端的干扰电压。

由图中等效电路可得，在被干扰电路输入端所产生的干扰电压 U_m 为：

$$U_m = \frac{j\omega C_m R_i}{1 + j\omega C_m R_i} U_{ng} \quad (3.2.3)$$

通常 $|j\omega C_m R_i| \ll 1$ ，则上式可简化为

$$U_m = j\omega C_m R_i U_{ng}$$

当有多个干扰源同时通过电容耦合影响同一个接收电路时，若假定其等效电路为线性电路，则可使用迭加原理分析接收电路接收到的干扰电压 U_m 。

最后指出，电容性耦合产生的干扰其实质是电场耦合，这种干扰是在干扰源与被干扰的对象之间没有直接联系下进行的，因此，不易被人们发现。

3.2.2 互感性耦合 (磁场干扰)

根据电磁场理论可知,由金属导体组成的两个互相绝缘的回路之间的互感与下面因素有关:两个回路的形状、大小、周围媒质、导线材料的磁导率以及两个回路的相互位置。

两条平行导线之间的互感系数 M 可由下式给定:

$$M = 2L \left(\ln \frac{2L}{D} - 1 \right) + 2D \quad (\text{nH}) \quad (3.2.4)$$

式中, L 是两导线平行段的长度, D 是二平行导线的中心距, L 及 D 的单位取 cm。

例如: $D=1\text{m}=10^2\text{cm}$, $L=10\text{m}=10 \times 10^2=10^3\text{cm}$, 求得 $M=4.2\mu\text{H}$,

由两根细导线构成的两个圆环 1, 2, 两环同轴, 且互相平行, 设环的半径分别为 R_1 和 R_2 , 环平面相互距 h , 则两环之间的互感 M 为

$$M = \mu_0 \sqrt{R_1 R_2} f(K) \quad (3.2.5)$$

$$K = 2 \sqrt{\frac{R_1 R_2}{h^2 + (R_1 + R_2)^2}} \quad (3.2.6)$$

式中, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$, $f(K)$ 是第一类和第二类椭圆积分的组合函数, $f(K)$ 对 K 的关系见图 3.2.4。

互感性耦合的实质是磁场耦合, 其等效模型如图 3.2.5 所示。图中, I_n 表示干扰电流源, M 表示两个电路之间的互感系数, U_n 表示通过互感 M 在被干扰电路产生的干扰电压, ω 是干扰源的角频率, 由电路理论和等效电路可得到

$$U_n = j\omega M I_n \quad (3.2.7)$$

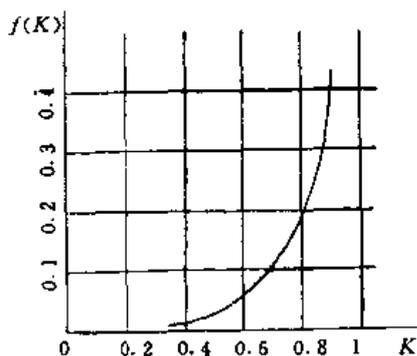


图 3.2.4 $f(K)$ 与 K 的关系

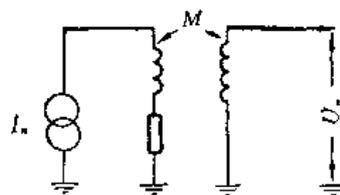


图 3.2.5 电磁耦合干扰等效电路

3.2.3 漏电流耦合

由于元件支架、接线柱、印制电路板、电容内部介质等都是有一定的绝缘电阻的, 例如, 印刷电路板的绝缘电阻在 $10^7 \sim 10^{12} \Omega$, 用聚四氟乙烯制成的绝缘子的电阻也只有 $10^{14} \Omega$, 因此流过绝缘电阻的漏电流也会耦合干扰。特别是当漏电流流入高输入电阻放大器的输入级时, 其

影响特别严重。高输入电阻放大器漏电流的防治措施已在 1.4 节中讲过，这里不再重复。

图 3.2.6 给出漏电流引起干扰的等效电路，图中， E_n 表示干扰电压源， R 表示漏电阻， R_i 表示被干扰电路的输入电阻， U_n 表示干扰电压。由图可得出干扰电压 U_n 的表达式

$$U_n = \frac{R_i}{R + R_i} \cdot E_n \quad (3.2.8)$$

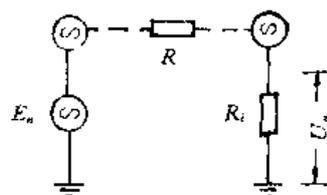


图 3.2.6 漏电流耦合等效电路

3.2.4 共阻抗耦合

共阻抗是指两个（或两个以上）电路所共有阻抗。共阻抗耦合是指当一个电路中的电流流过公共阻抗时，在共阻抗上产生一定的压降，此时，共阻抗上的电压就是其它电路的干扰电压，其大小成正比于干扰源的电流与共阻抗的乘积。

共阻抗耦合干扰是电子系统中最常见、而又易被忽略的干扰。例如几个电路共用一个直流电源供电时，直流电源的内阻就是共阻抗，通过电源内阻产生共阻抗耦合干扰；在多级放大器中，各放大级会通过地线电阻产生互相干扰。由共阻抗耦合产生的干扰，轻则影响放大器的质量指标，重则产生自激振荡，使得电路无法正常工作。

(1) 由直流电源内阻引起的共阻抗耦合干扰

在电子系统中，当用一个直流电源同时对几个电子线路供电时，会通过电源的内阻（线性电源的内阻约为几个 $m\Omega$ 到几百 $m\Omega$ 之间，开关电源的内阻约为几十到几百 $m\Omega$ ）产生干扰。

① 电源内阻对单级放大器影响的分析 单级放大器如图 3.2.7 所示，在图中， R_0 是直流电源的内阻。通常 $|I_b| \ll |I_c|$ ，因此，图 (b) 为交流等效电路。由图 (b) 可知，

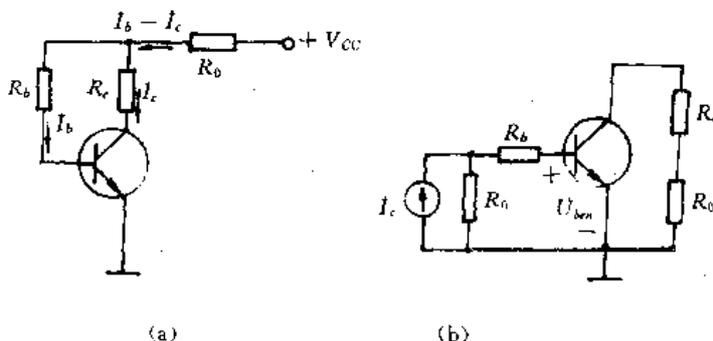


图 3.2.7 电源内阻引起的干扰

I_c 的变化相当给放大器增加了一个干扰源，设 r_{be} 是三极管基极与射极之间的交流电阻，则在三极管输入端产生的干扰电压 U_{ben} 为：

$$U_{ben} = \frac{r_{be} I_c R_0}{R_0 + R_b + r_{be}} \quad [通常 (R_b + r_{be}) \gg R_0]$$

$$\approx \frac{r_{be} I_c R_0}{R_b + r_{be}} \quad (3.2.9)$$

可见， $|I_c|$ 愈大，干扰愈严重； R_0 愈大，干扰愈严重。因此，在微弱信号放大时，应采用内阻较小的直流电源供电。

② 电源内阻对多级放大器影响的分析 三级放大器如图 3.2.8 所示，图中 R_0 为直流电源内阻。由于电阻 R_0 存在，使电路形成许多反馈通路，有正反馈，负反馈，有直流反馈也有交流反馈。首先各级自身都有直流负反馈。例如：当温度升高时，各级静态电流 I_c 均增加， I_c 在 R_0 上产生的直流压降增大，使各级的 I_b 均减少，抑制 I_c 的变化。其次，采用瞬时极性法可得

交流反馈的情况是：第三级对第一级有负反馈，第三级对第二级有正反馈，第三级对本级有负反馈，第二级对第一级有正反馈，第二级本级为负反馈，第一级对本级也有负反馈。由于末级的电流较大，所以由末级电流产生的反馈也

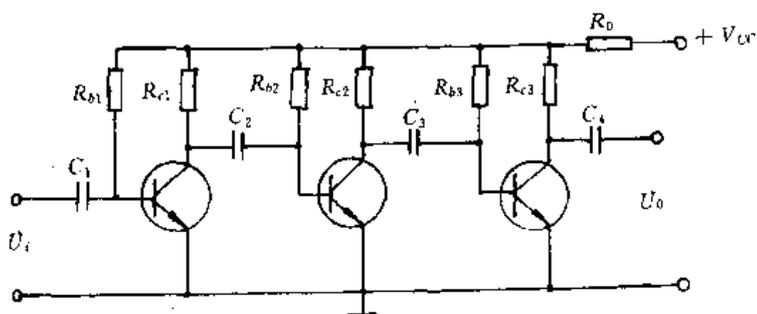


图 3.2.8 电源内阻引起的反馈

较强。通常 $R_{b1} \gg (R_{c1} // R_{i2})$ ，则末级对第二级的正反馈可能比末级对第一级的负反馈强得多，于是就可能发生自激振荡。考虑到在低频时耦合电容产生的相移不能忽略，一般情况，直流电源内阻引起的振荡多为低频振荡。

③电源内阻对多通道放大器影响的分析 两个通道三级放大器如图 3.2.9 所示。在图中， R_0 为直流电源内阻。若在两个通道的输入端分别加输入信号 U_{i1} 和 U_{i2} ，两个通道流过电源内阻 R_0 的电流分别为 I_1 和 I_2 。当上面通道输出电流 I_1 通过电源内阻 R_0 时，在 R_0 上产生的电压 $U_1 = I_1 R_0$ 。此时 U_1 成为下面通道的干扰电压。

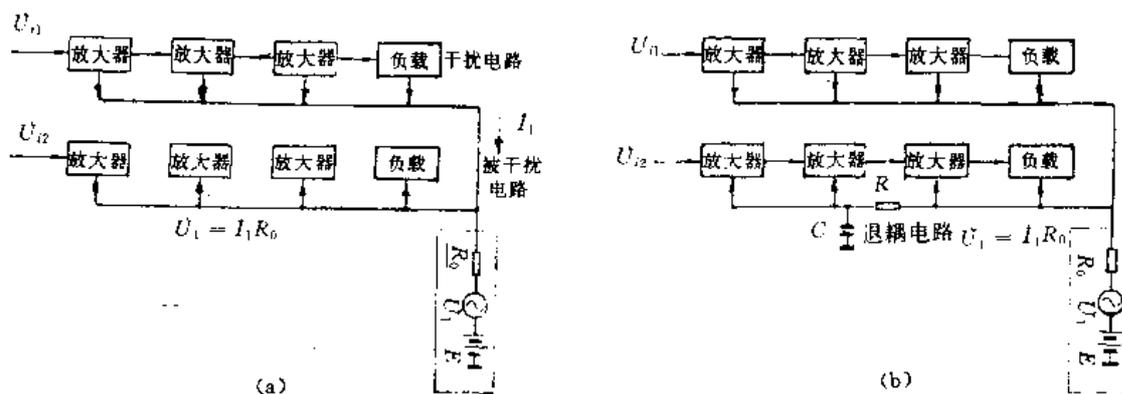


图 3.2.9 电源内阻产生的共阻抗干扰

(a) ——干扰电压感应途径 (b) ——去耦滤波电路

在实际电子系统中，为了防止直流电源内阻引起的干扰，通常采取如下措施：

- i 减少电源的内阻。
- ii 接入 RC 退耦电路，减少电源内阻的影响，退耦电路如图 (b) 所示。

(2) 通过公共地线电阻产生的共阻抗耦合干扰

由于电子系统的地线上存在电阻，各种信号的电流流过地线电阻时会产生一定的电压，该电压就变为各部分电路的干扰电压。地线内阻与直流电源内阻一样是通过反馈来影响电路正常工作的。

①地线电阻对多级放大器影响 对于多级放大器，如果接地点安排不正确，就会造成严重的干扰。如图 3.2.10 给出地线电阻对多级放大器影响的示意图。在图中， T_1 、 T_2 的电流 I_{c1} 和 I_{c2} 经过地线由 a 点回到电源负极，由于 ab 段的导线有电阻（即地线电阻），则 I_{c1} 和 I_{c2} 中的

交流成分在 ab 段导线中必将引起一定的交流电压,而这个交流电压又作用到第一级的输入回路产生干扰电压。正确接地方式如图 3.2.10 (b) 所示。

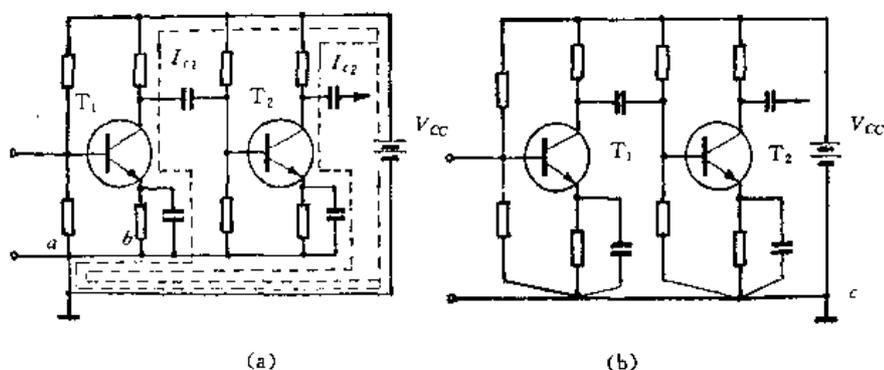


图 3.2.10 地线电阻引起的共阻抗耦合干扰
(a) ——接地点不正确 (b) ——接地点正确

②地线电阻对多通道放大器的影响 如图 3.2.11 所示,3 号板是功率放大器,负载电流较大,通过地线 BA 接地,并在 BA 段导线上产生电压 U_{BA} ;1 号板的接地点为 A 点,所以在 R 上产生的压降为 $(R_1/R_1+r_{be2})U_{BA}$ (r_{be2} 是 2 号板中三极管的基射极之间电阻),这个电压就变为 2 号板的干扰电压;此干扰电压经 2 号板放大后,再送入 3 号板,这时 3 号板的输出电流将受到干扰电压的影响;3 号板受到干扰电压影响的输出电流再次在 BA 段地线电阻上产生电压,从而形成寄生反馈通路。运用瞬时极性法可知,这种由 BA 段地线电阻引起的反馈为正反馈,只要环路增益大于或等于 1,将发生自激振荡。

上面分析了各种干扰源的耦合方式,并用电路在原理作了说明。但是,由于干扰源是多样的,甚至是随机的,耦合的方式也不是唯一的,因此,实际电子系统中的干扰源及其耦合方式往往远远超过上述这些例子。必须根据上述原理,对实际系统进行仔细的分析,必要时还需要借助某些测量手段来区分和判断干扰源。

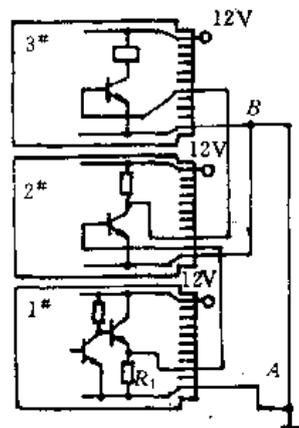


图 3.2.11 接地线阻抗引起的共阻抗耦合干扰

3.3 干扰抑制技术的基础知识

抑制干扰要“对症下药”。即只有在深入的分析了干扰的来源、性质、传递方式、耦合方式以及干扰是以何种形式、在什么位置影响放大器的工作后,才能正确选择合适的抑制技术。总的来说,采用“灭”、“阻”、“抗”等三种方法来抑制干扰。

3.3.1 概述

(1) 消除干扰源——“灭”干扰的方法

消除干扰源一种积极的措施。例如，大功率变压器会产生强大的工频干扰，若能把变压器搬走，或暂时停电或在远离干扰的地方进行实验，这样就能消除由变压器引起的工频干扰。原则上讲，对于干扰源都应予消除。但是在实际测量时，有些干扰源是不能消除的。例如，自然界的干扰，大功率电台发出的射频干扰等，此时，只能采用其它抑制方法来消除这些干扰。

(2) 破坏干扰的传输途径——“阻止”干扰的方法

由 3.2 节内容可知，干扰的传输方式可分两类：其一是以“场”的形式传输，例如，电容性耦合和互感性耦合；其二是以“路”的形式传输，例如，共阻抗耦合和漏电流耦合。对于以“路”形式传输的干扰，采取 1.4 节中介绍的提高绝缘性能的方法以抑制漏电流耦合干扰；采用隔离变压器、光电耦合抑制共模干扰产生的环路电流；采用滤波、选频、屏蔽等技术消除干扰；采用合理的接地技术消除“共地”阻抗耦合，采用退耦电路消除电源内阻的影响等。对于以“场”形式传输的干扰，一般采用屏蔽和接地技术等。

(3) 提高接收电路的抗干扰能力——“抗”的方法

一台设计良好的电子装置，应该具有对有用信号敏感且具有一定的抗干扰能力。一般情况是：高输入阻抗电路比低输入阻抗电路更容易受到干扰的影响；布局松散的电子装置比结构紧凑的电子装置更易受外来干扰；模拟电路比数字电路的抗干扰能力差等。在设计电路时，对输入放大器采用对称结构，采用双绞线作为传输线，采用合理接地和退耦、滤波以及选频等方法提高接收电路的抗干扰能力。

测控技术中抑制干扰是一个理论性、实践性都很强的研究课题。随着技术的发展，除采用常规一些抑制技术之外，还可以采用计算机对测量信号取加权平均、数据处理、快速付里叶变换以及数字滤波等方法，也可采用诸如锁相技术等先进的技术。但本书只介绍一些常规的抑制技术。

3.3.2 屏蔽技术

屏蔽技术能够抑制电场、磁场的干扰，正确地使用屏蔽技术既能抑制干扰源对其它电子系统的影响，也能阻止干扰源进入系统内部。因此，屏蔽技术能用来防止干扰，也能用来阻断干扰。屏蔽技术的基本原理是把电力线和磁力线的影响限制在某个范围，即隔断“场”的耦合。

(1) 静电屏蔽

静电屏蔽的方法：选用低电阻的金属材料（如铜和铝）制成一个空腔的金属盒（称为屏蔽盒），将电路置于屏蔽盒内，并将屏蔽盒良好接大地。

静电屏蔽的原理：由静电学理论可知，处于静电平衡状态而且接地的屏蔽盒内，如果其内部无净电荷，外电场在屏蔽盒上产生的电荷通过接地线进入大地，屏蔽盒内任何一点处的电场为零，即盒内的电位处处相等，因此，置于屏蔽盒内的接收电路不会受外界电场的影响。同理，当屏蔽盒内有一个电量 $+Q$ 的电荷，在屏蔽盒的内外侧产生符号相异的电荷，但因屏蔽盒接地，则外表面的感应电荷被中和，这样屏蔽盒外不存在电场。因此屏蔽盒内带电体的电场不会对外界产生影响，静电屏蔽原理如图 3.3.1。

下面介绍静电屏蔽的应用：

应用 1: 屏蔽层接地的同轴电缆如图 3.3.2 所示, 同轴电缆的芯线 (标号 2) 被外屏蔽层完全包围, 导线 1 带有干扰电压为 U_{ng} 。由等效电路可知, 在外屏蔽层上的干扰电压 U_s 为:

$$U_s = \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}} U_{ng}$$

由于 C_{2S} 中无电流流过, 因此电缆芯线 2 上的干扰电压 $U_n = U_s$ 。当屏蔽层接地, 则 $U_s = 0$, 即在芯线 2 上的干扰电压 $U_n = 0$ 。用同样的方法分析可得出如下结论: 若接收电路采用了接地屏蔽技术, 则可以消除接收电路的电容性耦合干扰。

在实际应用中, 同轴电缆线总有一部分伸出屏蔽层外, 如图 3.3.3 所示。图中, C_{12} 是伸出屏蔽层外的部分芯线与导线 1 的电容; C_{2G} 是伸出屏蔽层的芯线与地之间的电容, 由等效电路可得芯线 2 上的干扰电压为

$$U_n = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}} U_{ng}$$

式中 C_{12} 与伸出屏蔽层外的芯线的长度成正比。通常 $C_{12} \ll C_{2S}$, 当屏蔽层接地时, U_n 为

$$U_n = \frac{C_{12}}{C_{2G} + C_{2S}} U_{ng}$$

所以 U_n 正比 C_{12} 。因此尽量减少同轴电缆芯线伸出屏蔽层的长度, 以减少电容耦合。

应用 2: 静电屏蔽技术在印制电路板布线的应用

在印制电路板布线时, 如果在放大器的两个输入线 (A、B) 之间设置地线则能明显减少 A、B 之间的电容耦合干扰, 如图 3.3.4

所示。同理, 如果在电源线与放大器输入线之间设置一条地线, 能明显减少电源线对放大器的电容性干扰, 如图 3.3.5 所示。若使放大器的两条输入线对地的间隔相等, 则电容性干扰近似可认为是共模干扰, 如图 3.3.6 所示。在第六章还将继续讨论屏蔽技术在印制板中的应用。

应用 3: 给电源变压器的原、副边之间加静电屏蔽层可以减少由电源线串入的电容性耦合干扰, 在 3.5 节中将仔细讨论这个问题。

(2) 电磁屏蔽

导体在磁场中的电涡流效应: 如图 3.3.7 所示。一个通有高频电流 I_1 的线圈, 在线圈周

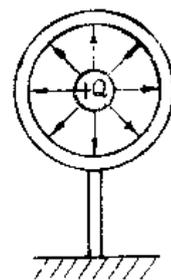


图 3.3.1 静电屏蔽原理

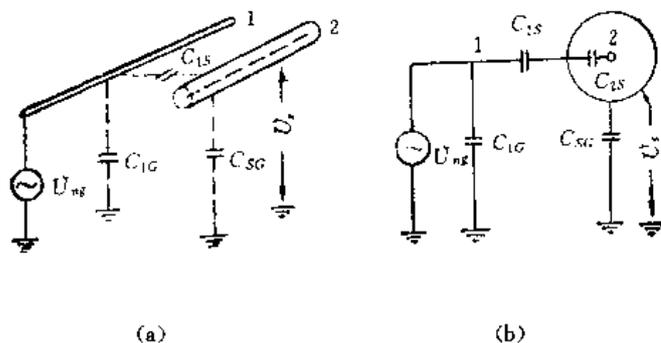


图 3.3.2 在导线周围加屏蔽后的电容性耦合
(a) ——示意图 (b) ——等效电路

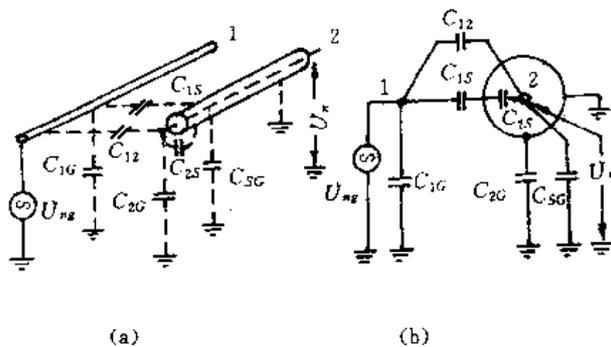


图 3.3.3 导线伸出屏蔽体时的电容性耦合 (屏蔽体一点接地)
(a) ——示意图 (b) ——等效电路

围产生一个时变的磁场 H_1 若在线圈附近放置一个金属板, 当磁场 H_1 碰到金属板时, 在金属板内产生电流 I_2 ——称其为电涡流, 电涡流 I_2 也将产生一个新的磁场 H_2 , H_2 与 H_1 方向相反, 因而抵消了原磁场的部分作用。

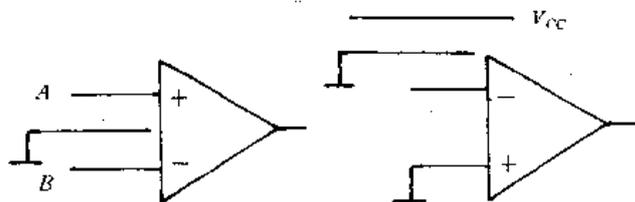


图 3.3.4 两个输入端之间加屏蔽

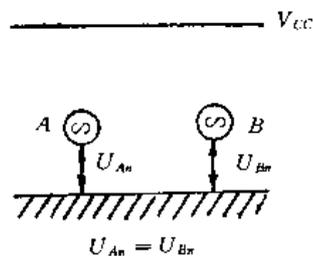


图 3.3.6 两条与地等距导线的屏蔽作用

电涡流的集肤效应: 由电磁场理论可知, 处在交变电磁场内的导体有如下现象, 导体表面的场强最大, 愈深入导体内部, 场强愈小, 称这种现象为集肤效应。因此电涡流只存在于导体表面。集肤效应告诉我们, 良好的导体具有阻断高频时变磁场的作用。

电磁屏蔽的方法: 采用导电良好的材料制成屏蔽盒, 将欲保护电路置于屏蔽盒内, 这样屏蔽盒内的电磁场不会对外界产生干扰, 外界电磁干扰也不会干扰屏蔽盒内的电路。其原理是, 由电涡流效应和集肤效应可知, 屏蔽盒具有阻断高频电磁波透入的特性。屏蔽层的厚度只要超过干扰电磁波透射深度的 3 倍即可。实际上屏蔽层的厚度只要能满足机械强度就行了。若把屏蔽盒接地, 则兼有静电屏蔽作用。

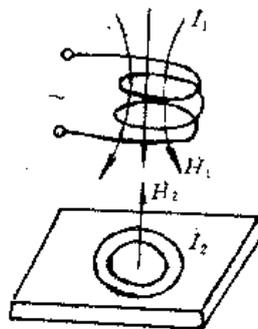


图 3.3.7 电涡流的基本原理示意图

应用 1: 线圈的电磁屏蔽

如图 3.3.8 所示, 屏蔽盒上电涡流方向与线圈电流的方向相反, 因此, 在屏蔽盒的外部, 电涡流产生的磁场与线圈产生的磁场抵消, 起到电磁屏蔽作用。如果把屏蔽体看成为匝数 $W_s=1$ 的线圈, 其电阻、电感分别为 r_s 、 L_s , 流过的电流为 I_s ; 线圈的匝数为 W_c , 电感为 L_c ; 流过的电流为 I_c ; 线圈与屏蔽体的互感为 M , 则

$$I_s = \frac{j\omega M I_c}{r_s + j\omega L_s}$$

在高频时, $\omega L_s \gg r_s$, 则

$$I_s \approx \frac{M}{L_s} I_c$$

但在低频时, $r_s \gg \omega L_s$, 则

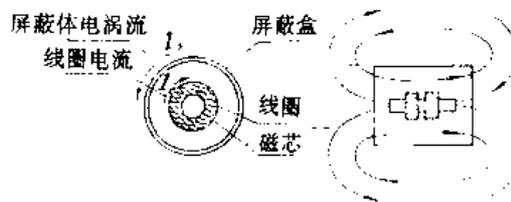


图 3.3.8 电磁屏蔽原理

$$I_s \approx \frac{j\omega M}{r_s} I_c$$

因为在低频时， ω 值很小， $|I_s|$ 很小，所以屏蔽效果不佳。因此电磁屏蔽只适应于抑制高频电磁干扰。

还需指出，被屏蔽的线圈与屏蔽盒之间的电特性能用变压器初级线圈与短路的次级圈来等效，因此屏蔽将使线圈的电感及 Q 值下降。为了减少这种影响，一般将屏蔽盒作得较大，其直径比线圈的直径大一倍，这样线圈的电感量约下降 15%~20%。

应用 2：电磁屏蔽技术在印制电路板布线中的应用。

在采用双面敷铜板制做印制电路时，如果利用其中一个敷铜面完成电联系，另一面作为接地的屏蔽层，由于屏蔽层的电涡流效应，能够减少外界高频电磁场的干扰。这种布线方法主要用于小信号前置放大器的输入级。

(3) 低频磁屏蔽

为了防止低频磁场干扰，要用高磁导率材料制作屏蔽罩，使干扰磁场的磁力线在屏蔽罩内构成磁通路。由高磁导率材料内的磁阻比空气的磁阻小得多，因此，屏蔽罩外的漏磁可以略去不计，从而抑制低频磁场的干扰作用。磁屏蔽的原理如图 3.3.9 所示。

磁屏蔽罩应选择高磁导率材料，如坡莫合金，铁氧体罐等，并注意所用材料应有足够的厚度，以减少磁阻和防止磁饱和。同时注意到所用材料的频率特性，如坡莫合金在频率超过 500Hz 时，其磁导率急剧下降，同时注意所用材料的环境温度，当温度升高，其磁导率下降；坡莫合金在经机械加工后，导磁率下降，因此加工后必须进行适当的热处理。

(4) 驱动屏蔽

驱动屏蔽的方法是将屏蔽层 B 接在电压跟随器的同相输入端，把屏蔽层 C 接到电压跟随器的输出端。其原理如图 3.3.10 所示。若电压跟随器是理想的，则导体 B 与 C 之间等电位。这样导体 B 和屏蔽层 C 之间的分布电容上就不能产生电流。所以干扰源的电场不会影响导体 B 。因此驱动屏蔽能有效抑制屏蔽层与被屏蔽对象之间电容的耦合干扰。

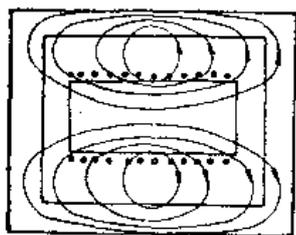


图 3.3.9 磁屏蔽

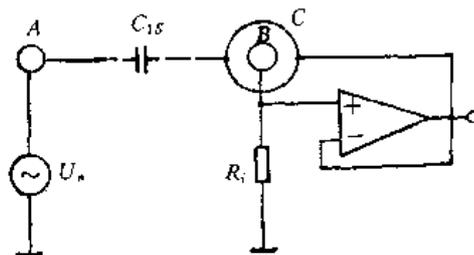


图 3.3.10 驱动屏蔽

应用 1：高输阻抗放大器的信息保护技术，请读者参阅 1.4 节有关内容。

应用 2：提高差动放大器的共模抑制比。

如图 3.3.11 所示驱动屏蔽是用来提高测量电路的共模抑制比。由于电缆屏蔽层接到输入晶体管的发射极，屏蔽层的电位跟随共模干扰电压 U_{cm} ，电缆芯线与屏蔽层之间的分布电容无电流流过，减少了分布电容耦合的共模干扰，从而提高测量电路的共模抑制比。值得说明的是，在工程实践中，不单独使用驱动屏蔽，而是采用“双层屏蔽等电位传输技术”。其实现方

法是：电缆采用内外双层屏蔽，使内层屏蔽与电缆的芯线之间采用驱动屏蔽，使其等电位，消除了内层屏蔽与芯线之间的电容耦合干扰，外层屏蔽接大地，起静电屏蔽作用。

3.3.3 接地技术

选择合理的接地点是抑制干扰的重要措施。电缆屏蔽层或屏蔽罩（如机壳等）都必须选择合理的接地点，才能有较强的抗干扰能力；

为了防止共阻抗耦合产生的干扰，在印制电路板布线时也要选择合理的接地点；在实际测量中若同时使用多个仪器时，也要选择合理的接地点等等。如果接地不当，就会导致干扰，甚至造成测量仪器无法工作。由此可见，接地是一很重要的问题。

(1) 各种地线

电气设备的安全地线：在电气设备中，为了确保安全，把三相四线制电网的零线、机壳底盘以及人易接触的导电部分接大地，以防漏电造成人身事故。有时三相四线制电网的零线也称为交流地。

电子装置的信号地线：这种地线除特别说明接大地外，一般是指与电信号的基准电位相连的导线。信号地线既是为各级电路的静、动态电流提供通路，又是各级电路通过某些共同接地阻抗而引起干扰的主要根源。因此，电子装置的接地是涉及抑制干扰、保证电子系统正常工作的关键问题，也是引起内部干扰的一个重要根源。

由于电子系统中既有模拟小信号又存在数字大信号，因此信号地线又分为模拟信号地线和数字信号地线。模拟信号地线是指模拟信号电位为零的公共线。因为模拟信号一般较弱，因此，对其地线要求较高，数字信号地线是指数字信号零电平的公共线。由于数字信号处于脉冲工作状态，地线上的电流为尖峰脉冲电流，动态尖峰脉冲电流会通过公共地阻抗产生很大的干扰电压。这种干扰电压即使不足以影响数字电路的正常工作，但对微弱的模拟信号来说，往往已成为严重的干扰源。因此，在印制电路板布线时，通常把模拟信号地线和数字信号地线分别设置。

信号源地线：在电子测量系统中传感器就是信号源。信号源地线是指信号源信号的基准电位的公共线。在实际测量中，由于传感器安装在工业现场，而信号处理、记录、显示等装置则安装在离现场有一定距离的控制室，通常对于二者的接地要求是不同的。

负载地线：在一般情况，负载电流比前级信号电流大得多，因此负载地线上的电流在地线上产生严重干扰。对负载地线和测量放大器的地线也有不同的要求。有些电子装置（如EK系列毫伏变送器）把二者在电气上相绝缘，它们之间通过变压器耦合或光电耦合来传输信号，也可以采用隔离放大器。

在电子装置中，上述四种地线应分别设置。在需电位相通时，选择合适的位置一点相连，以防止各地线之间的相互干扰。

(2) 电路的接地准则

在电子装置中，有安全地、交流地、数字信号地、模拟信号地。为了防止电路中公共地

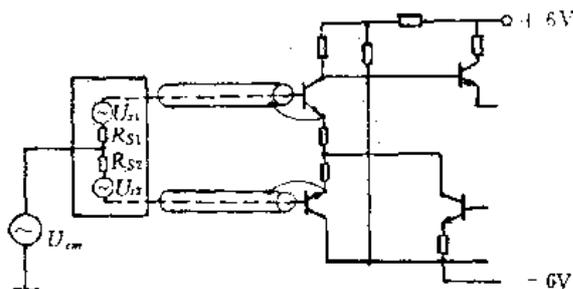


图 3.3.11 用晶体管射极电位驱动屏蔽层

线电阻引起干扰，采用一点接地。一点接地的原理如图 3.3.12 所示。一点接地的方法是：把电路按其功能及信号强弱分为若干子电路，每个子电路在一点接地，然后把这些子电路的地线又在一点接地组成系统地。

应用 1：多级电路的一点接地及其印制电路板布线

多级电路如图 3.3.13 (a) 所示。由图可知，各级电路通过一段公用地线后，再在一点接地。由于地线上存在着电阻 (R_1 , R_2 和 R_3)，所以有， $U_A = (I_1 + I_2 + I_3) R_1$ ， $U_B = (I_1 + I_2 + I_3) R_1 + (I_2 + I_3) R_2$ ， $U_C = (I_1 + I_2 + I_3) R_1 + (I_2 + I_3) R_2 + I_3 R_3$ 。由这

些表达式可知， $(I_2 R_1)$ 和 $(I_3 R_1)$ 是电路 1 的干扰电压源； $(U_A + I_3 R_2)$ 是电路 2 的干扰电压源； $(U_A + U_B)$ 是电路 3 的干扰电压源。当各级的电流相差很大时，例如 $I_3 \gg I_1$ ，则电路 3 的电流 I_3 严重影响电路 1 的工作。在印制电路板布线时，上述接地方式适合于级数不多，各级电平相差不大而且抗干扰能力较强的数字电路。其优点是布线简单。在实际布线时，应把低电平电路放在距接地点最近的地方，以减少高电平电路对低电平电路的影响。

多级电路一点接地的方式如图 3.3.13 (b) 所示。图中， $U_A = I_1 R_1$ ， $U_B = I_2 R_2$ ， $U_C = I_3 R_3$ ，因此 U_A 、 U_B 及 U_C 只受到本级电路的地线电阻和电流的影响。在模拟弱信号、低频电子电路 ($f < 1\text{MHz}$) 布线时，采用图 3.3.13 (b) 所示的接地方式，在高频电子线路 ($f > 10\text{MHz}$) 布线时，应采用多点接地，而且地线的母线应用镀银导体，其原因是在高频时，地线上的电感起主导作用，若采用一点地，则地线上的等效电感之间将产生互感耦合，反而使干扰加剧；若工作频率在 $1\text{MHz} \sim 10\text{MHz}$ 之间的电路，也可以采用一点接地的方式布线，但地线的长度不能超过波长的 $1/20$ ，例如 10MHz 时，地线的长度不超过 1.5m ，否则应采用多点接地。

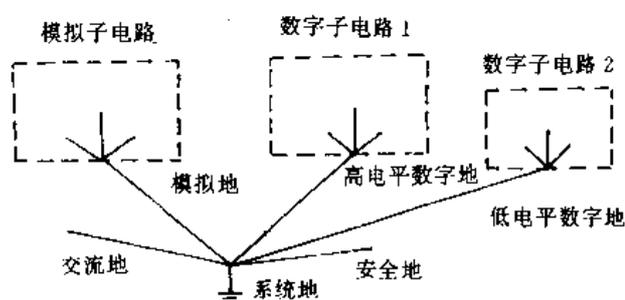


图 3.3.12 一点接地原理框图

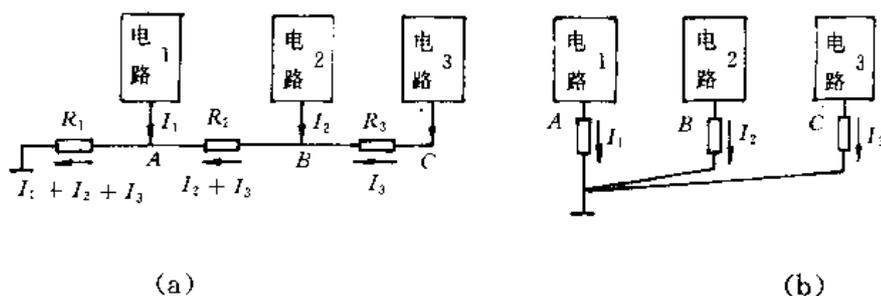


图 3.3.13 多级电路的一点接地

应用 2：测量系统的一点接地

在这里我们介绍采用一点接地来抑制共模干扰的方法。抑制差模干扰的其它方法将在 3.4 节中介绍。

图 3.3.14 所示的两点接地的测量系统。由于两个接地点的电位差 U_m （即共模干扰信号）， U_m 将在信号地线上产生电流 i_i ， i_i 通过信号地线电阻转化差模干扰电压，对测量电路造成严重的干扰。若采用图 3.3.15 所示的一点接地，并将其屏蔽层延伸到信号源处接地。这样

U_{cm} 只能产生容性漏电流,而且这个电流流过屏蔽层,而不流过信号地线。因此, U_{cm} 造成的干扰就会得到抑制。

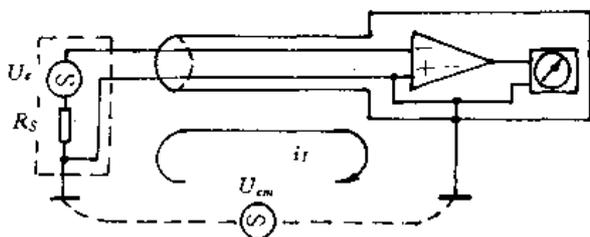


图 3.3.14 地电位差对两点接地系统的干扰

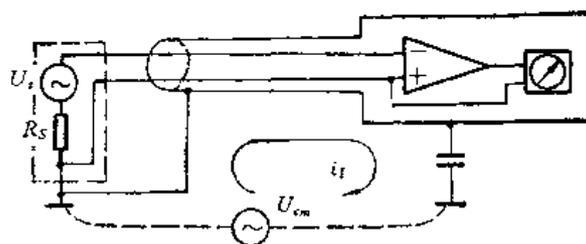


图 3.3.15 采用一点接地减小地电位差干扰

应用 3: 典型的接地系统

图 3.3.16 表示一台九通道数字式磁记录仪,它有三种信号地线,一种噪声地线(负载地线),一种金属件地线,第三种为信号地线。因为“读”放大器的地线最灵敏,所以将九个放大器的地线分两条设置。其中五个放大器共用一条地线,而另四个放大器共用一条地线。因为九个“写”入电路的工作电平比“读”放大器的电平要高,所以写入电路、数字接口电路及控制电路共用第三条地线。三个磁带盘电动机电路和继电器,电磁线圈等功率电路作为噪声地线。在这部分,磁带盘电机电路最灵敏,所以它的地线距接地点最近。而机壳与金属件地线相连。最后三种地线与金属件地线在电源地线处接地。

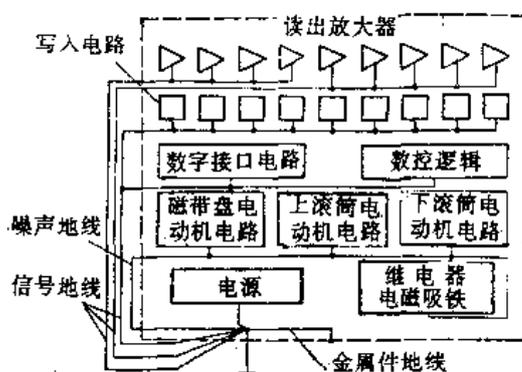


图 3.3.16 九通道数字式磁带记录装置的典型接地系统

3.3.4 退耦电路

在用 一个直流电源同时给若干电路供电时,为了避免直流电源内阻引起各电路之间互相干扰,应在每个电路的直流源进线与地线之间加退耦电路。通常采用 RC 退耦电路。其原理图如 3.3.17 所示。由于电解电容在较高频率时呈现电感特性,所以退耦电容常由二个电容并联组成。一个为电解电容,起低频退耦作用;另一个为小容量非电解电容(用独石电容或瓷片电容),起高频退耦作用。

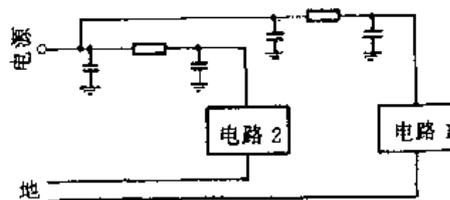


图 3.3.17 电源退耦滤波器

应用 1: 集成运放的退耦电路

在用集成运放设计的电路中,除在各电路进线与地之间加足够电解电容和独石电容(常用 $0.01 \sim 0.1 \mu F$)退耦外,还应在每个运放的电源引脚处加钽电容(一般用 $10 \sim 30 \mu F$)和独石电容(常用 $0.01 \sim 0.1 \mu F$)。

应用 2：多级放大器的退耦电路——DA16-1 型毫伏表中的退耦电路

图 3.3.18 是 DA16-1 型毫伏表中的退耦电路。图中 R_{19} 与 D_{21} 、 C_5 构成第一组退耦电路，使 T_1 、 T_2 和 T_3 的集电极交流电流分量 i_{c1} 、 i_{c2} 和 i_{c3} 通过 D_{21} 、 C_5 形成交流通路，因

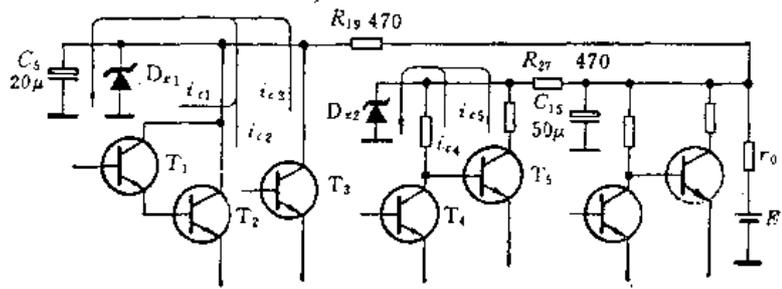


图 3.3.18 DA16-1 型毫伏表中的退耦电路

R_{19} 的阻值较大，所以 i_{c1} 、 i_{c2} 和 i_{c3} 不易通过电源和内阻构成交流通路，因此前级电路与后级电路的集电极电流的交流通路相互隔离，免除了相互干扰。 C_5 与 D_{21} 并联是为了消除稳压管的雪崩噪声。图中， R_{27} 与 D_{22} 组成第二组退耦电路，使 T_4 、 T_5 的交流通路与其它电路的交流通路相互隔离。图中 C_{15} 起降低直流电源的输出阻抗作用，因此也是退耦电容。在这个电路中， D_{21} 和 D_{22} 的动态电阻都很小，通常为 $(10+n)\Omega$ 到 $n \times 10\Omega$ 之间。

3.4 由输入端串入的干扰及其抑制技术

由输入端串入的干扰一般分为两大类，即共模干扰和差模干扰。干扰的性质不同采用的抑制方法也不同。差模干扰是指干扰源和有用信号源以电压的形式（或以电流的形式）串联（或并联）作用在电子系统的输入端，如图 3.4.1 所示，共模干扰是指干扰信号使电子系统两个输入端的电位相对于某一公共端一起变化，如图 3.4.2 所示。图中 U_n 表示干扰电压。

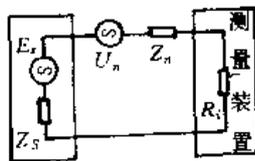


图 3.4.1 差模干扰等效电路
图中： U_n 表示差模干扰等效电压；
 Z_n 表示干扰源等效阻抗

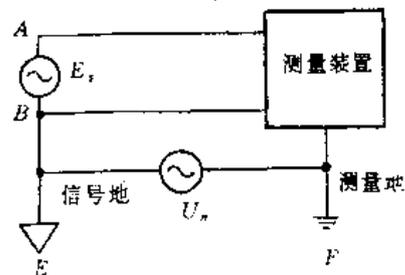


图 3.4.2 共模干扰

在实际电子系统中，差模干扰对电子系统的影响是显而易见的。由图 3.4.1 可见，放大器的输入信号为 $U_n + E_s$ ，因此差模信号直接影响接收电路的精度。图 3.4.2 给出共模干扰信号的等效电路，由图可知，共模信号似乎不会在接收电路的两个输入端产生电位差，因而也就不会影响接收电路的精度，但是由于实际电路的共模抑制比不会是无穷大，因而共模信号会转化为差模信号。共模信号通常具有幅值大，耦合方式复杂等特点，所以共模干扰的影响更大，排除的难度也较大。

3.4.1 差模干扰及其抑制技术

差模干扰又称串模干扰、常态干扰、横向干扰或正态干扰。引起差模干扰的原因很多，下

面介绍两类差模干扰的形成原理及抑制技术。

(1) 场耦合的差模干扰

在 3.2 节中介绍的电容性耦合和互感性耦合均属“场”耦合，它们均能产生差模干扰。下面通过一个实例说明场耦合引起差模干扰的原理。

用热电偶测量温度的方框图如图 3.4.3 所示。可以认为热电偶、传输线及温度测量装置的输入电阻 R_i 组成一个单匝线圈。当传输线附近有大功率交流电气设备时，大功率电气设备附近必然产生交变的磁场，这个磁场穿过由热电偶传输线和输入电

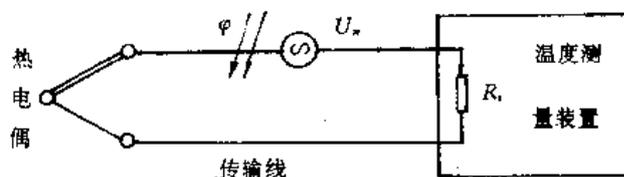


图 3.4.3 交变磁场引起的差模干扰

阻组成的单匝线圈时，产生出差模干扰电压 $U_n = \frac{d\phi}{dt}$ ，(ϕ 是穿过单匝线圈的磁通量)。

(2) 路耦合的差模干扰

在 3.2 节中介绍的漏电流耦合和共阻抗耦合均属“路”耦合干扰，它们均能引起差模干扰。下面通过一个实际说明“路”耦合形成差模干扰的原理。

共阻抗耦合产生差模干扰的例子如图 3.4.4 所示。图中， I_c 是通过滤波电容 C 的脉动电流， U_n 是 I_c 在 ba 段地线电阻上产生的压降。因为 U_n 与信号源 U_s 串联，所以 U_n 为差模干扰电压。

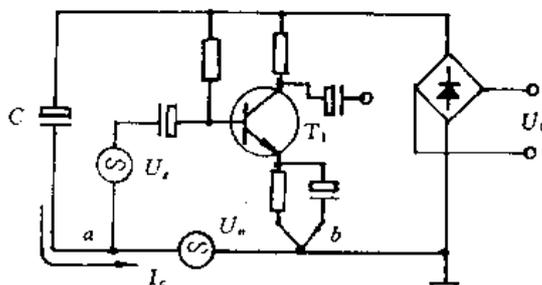


图 3.4.4 共阻抗耦合引起差模干扰

(3) 差模干扰的抑制技术

由上面可知，差模干扰和被测信号串联在一起，因而很难从线路中消除或抑制。必须消除产生差模的因素。通常采用三种方法：一是采用输入滤波电路，将干扰信号滤除，二是对输入信号采取平均值测量，把对称的差模干扰剔除；三是选用双绞屏蔽线作为传输线。下面分别介绍这三种抑制技术。

①输入滤波抑制技术 在放大器的输入端加一节或二节阻容滤波器能够有效地抑制差模干扰。根据信号的频宽决定滤波器的类型。例如，若信号为低频信号则选用低通滤波器，如图 3.4.5。但由于低通滤波器具有一定的时间常数，使放大器的反应速度变慢。

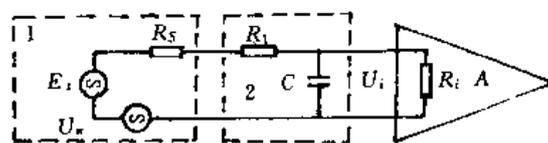


图 3.4.5 放大器的输入回路

1——信号源；2——低通滤波器

②对输入信号求平均值 设信号电压

为 U_s ，叠加在 U_s 上的干扰源电压源为正弦信号，其幅值为 U_{sm} ，频率为 f ，如图 3.4.6 所示。

放大器总的输入电压 U_i 为

$$U_e = U_s + U_{nm} \sin(\omega t - \varphi)$$

式中, φ 为干扰源的相角, $\varphi = 2\pi\delta/\tau$; $\omega = 2\pi f = 2\pi/\tau$, τ 是干扰源的周期。

设在取样时间 T 内对 U_e 求平均值 $U_{(AV)}$, 则 $U_{(AV)}$ 为

$$U_{(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T U_e dt \quad (3.4.1)$$

此时, 放大器所产生的误差 ϵ 为

$$\epsilon = U_{(AV)} - U_s = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{(AV)} - U_s) dt$$

把式 (3.4.1) 代入上式并整理得

$$\epsilon = -\frac{1}{T} \cdot \frac{U_{nm}}{2\pi f} 2\sin\pi \frac{T}{\tau} \sin\pi \frac{2\delta - T}{\tau}$$

令 $\sin\pi \frac{2\delta - T}{\tau} = 1$, 由干扰源引起的最大误差 $|\epsilon_{\max}|$ 为:

$$\begin{aligned} |\epsilon_{\max}| &= \frac{U_{nm}}{\pi f T} \sin\pi \frac{T}{\tau} \\ &= \frac{U_{nm} \sin\pi \frac{T}{\tau}}{\pi \frac{T}{\tau}} \end{aligned}$$

可见, 当采样周期 T 是干扰源的周期的整数倍时, 即 $T/\tau = n$, $n=1, 2, \dots$, $|\epsilon_{\max}| = 0$, 即干扰被完全消除。

用差模抑制比 $NMRR$ 表示放大器对差模信号的抑制能力, 其定义式为:

$$NMRR = 20 \lg \frac{U_{nm}}{|\epsilon_{\max}|} = 20 \lg \frac{\pi T/\tau}{\sin(\pi T/\tau)} \text{ (dB)} \quad (3.4.2)$$

图 3.4.7 给出 $NMRR$ 与 T/τ 之间的关系曲线。

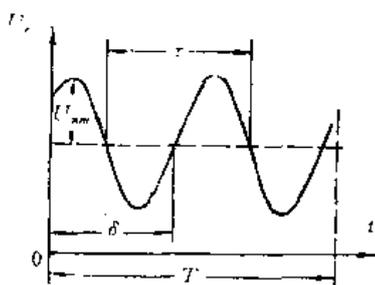


图 3.4.6 正弦干扰信号

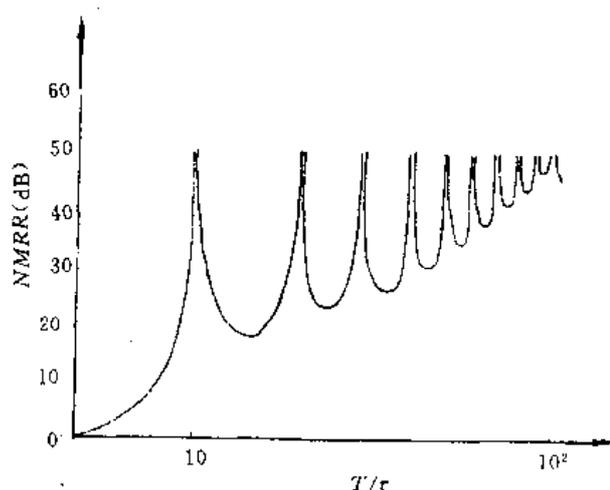


图 3.4.7 差模抑制特性

由图 3.4.7 可知: a) 干扰信号的周期 τ 愈少, 即 f 愈大, $NMRR$ 愈大, 对干扰的抑制能力愈强; b) 采样周期 T 愈长, $NMRR$ 愈大。当 $T/\tau = n$ 时, ($n=1, 2, \dots$), $NMRR$ 为无穷

大，即干扰源引起的误差为零。

最后还需作如下说明：a) 当干扰源为周期的非正弦波时，用富里叶级数展开为各次谐波的正弦分量之和，上面讨论的结果只适合于分析某个谐波分量引起的误差，总的误差为各次谐波分量所引起误差的总和；b) 在上述分析时，假定信号源为 U ，为直流信号，实际上这种抑制方法只适用于有用信号相对于干扰信号变化较为缓慢时才能有效；c) 这种抑制方法可用积分型 A/D 转换器（如 5G14433，MC14433）来实现。5G14433 的转换速度为（3~10 次）/秒，因此只能用来处理变化非常缓慢的信号。

③采用双绞屏蔽线作为传输线 双绞屏蔽线具有两个重要特点：其一是对空间电磁干扰有较强的抑制能力。用图 3.4.8 来说明。由图可知，空间电磁场在 AB 段上产生的干扰电流为 i_1 和 i_1' ($i_1 = i_1'$)，在 BC 段上感应的干扰电流为 i_2 和 i_2' ($i_2 = i_2'$)，由于 AB 段与 BC 段结构相同，因此 i_1' 与 i_2 互相抵消，因此在整个传输线干扰

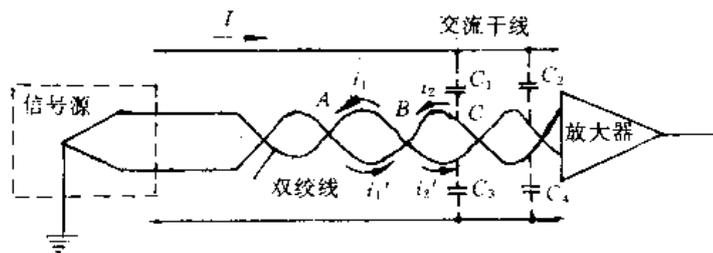


图 3.4.8 双绞信号线

电流极小。其二是两线的间距很小，且两线对干扰源的距离基本相等，所以可以认为屏蔽线的分布电容相等，即两线对屏蔽网的阻抗近似相等，这对提高共模抑制比大有好处。

3.4.2 共模干扰及其抑制技术

共模干扰又称纵向干扰、同相干扰和共态干扰。产生共模干扰的原因很多，下面举例说明几种常见共模干扰。

(1) 两点接地产生的共模干扰

在工业现场测量时，传感器与测量系统往往相距较远，一般为几十米到上千米。通常用屏蔽电缆把传感器的信号传到测量系统。由于传感器的接地点（称为远端地）和测量系统的接地点（称之为近端地）有较高的电位差 U_m ， U_m 可能是交流、直流，亦可能交直流并存，它的大小及性质与现场环境、接地情况以及两地间的距离远近等因素有关。此电位差可能为几伏到上百伏。 U_m 同时作用在前置放大器的两个输入端，形成共模干扰。如图 3.4.2 所示。

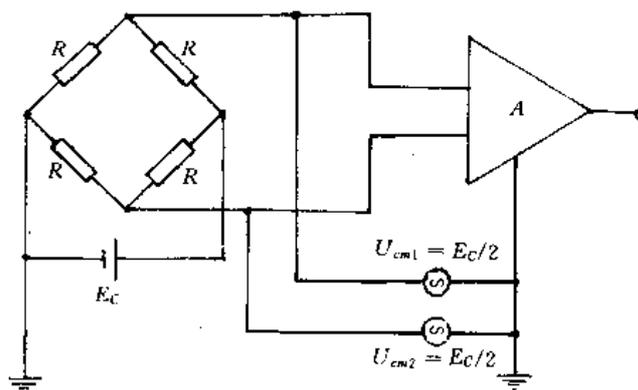


图 3.4.9 桥压源形成共模电压

R ——桥臂电阻； E_c ——桥压源； A ——放大器

图中，电桥的供电电压 E_c 通过桥臂电阻产生共模干扰。

由图可知，供电电压 E_c 在放大器的输入端产生的共模电压为 $\frac{1}{2} E_c$ 。若放大器的地必须和

传感器地相连时，共模电压全部作用于放大器的输入端。若放大器的最大输入共模电压为 $U_{cm\max}$ 时，则 $E_c \leq 2U_{cm\max}$ 。一般说来，给桥供电电源是比较稳定的，因此由 E_c 引起共模干扰能用调零方法来抑制。

(3) 漏电流耦合引起的共模干扰

用热电偶测量电热炉温度的方框图如图 3.4.10 所示。由于加热电阻丝是用耐火砖支撑的，在温度很高时，耐火砖的绝缘电阻急剧下降，会使电阻丝与热电偶之间产生漏电流，因而产生共模干扰。

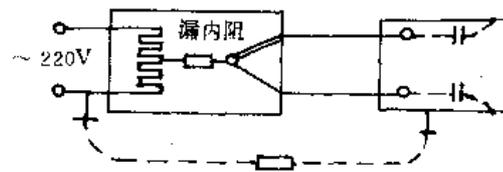


图 3.4.10 漏电流耦合引起共模干扰

(4) 共模干扰的抑制技术

图 3.4.11 给出了在放大器单端输入情况下，共模干扰电压的影响。图中， Z_{S1} 为信号源内阻及传输线等效电阻之和， Z_{S2} 为另一条传输线的电阻； I_{cm1} 及 I_{cm2} 为 U_{cm} 在两条传输线上产生的共模电流。

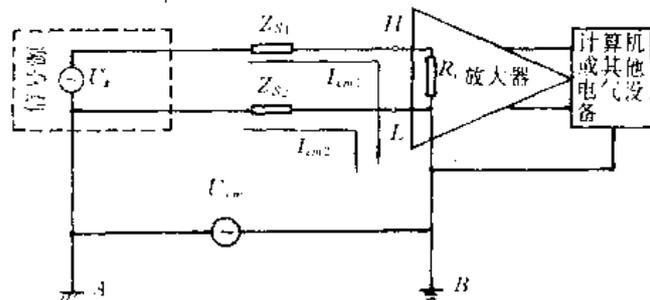


图 3.4.11 单端输入时共模电压的影响

从图中可知，共模电压 U_{cm} 对输入端 H 及 L 均有影响。因为在 H 支路中串有放大器的输入电阻 R ， R 通常很大，所以 $I_{cm2} > I_{cm1}$ 。故在输入回路就会产生差模干扰电压。这时，共模干扰转换为差模干扰。由上面分析可知，由共模电压 U_{cm} 引起的共模电流是影响放大器工作的主要原因。因此抑制共模干扰的基本方法就是设法减少共模电流的数值。下面介绍两种抑制技术。

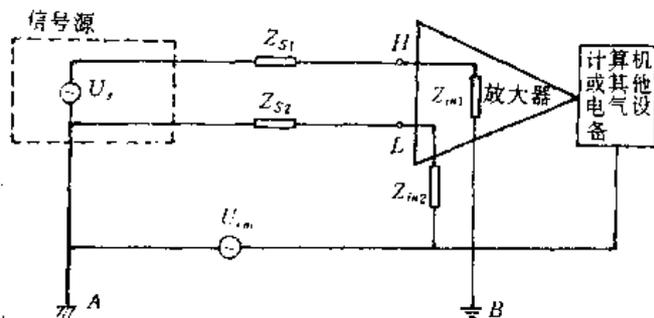


图 3.4.12 双端对称输入时共模电压的影响

① 采用双端对称输入 在分析单端输入共模干扰时，由于 H 支路

与 L 支路的电阻不同，因而产生了数值不等的共模电流，使得共模干扰转换为差模干扰，影响放大器的工作。若采用双端对称输入，可以大大减少共模干扰。如图 3.4.12 所示。

图中， Z_{S1} ， Z_{S2} 为信号源内阻及传输线等效电阻之和； Z_{in1} ， Z_{in2} 分别为 H ， L 两个输入端对 B 地的阻抗； U_{cm} 为共模干扰电压。 U_{cd} 为两输入端的等效差模干扰电压， U_{cd} 为：

$$U_{cd} = \frac{Z_{S1}}{Z_{S1} + Z_{in1}} U_{cm} - \frac{Z_{S2}}{Z_{S2} + Z_{in2}} U_{cm} \quad (\text{通常 } Z_{S1} \ll Z_{in1}, Z_{S2} \ll Z_{in2})$$

$$\approx U_{cm} \left\{ \frac{Z_{S1}}{Z_{in1}} - \frac{Z_{S2}}{Z_{in2}} \right\} \quad (3.4.3)$$

在双端输入情况下，若能保证 $Z_{S1} = Z_{S2}$ 及 $Z_{in1} = Z_{in2} = Z_{in}$ ，则 $U_{cd} = 0$ ，即共模干扰不会在

输入端转换为差模干扰,但由于 Z_{in1} 和 Z_{in2} 含有寄生分量,不能用集中参数模拟其电特性,所以 $Z_{in1}=Z_{in2}$ 不会绝对成立,因此仍有一定共模干扰在其输入端变为差模干扰。由于 Z_{in1} 和 Z_{in2} 是放大器的共模输入电阻,为提高共模抑制比,应选用共模输入电阻大的放大器。

②采用浮地输入 浮地又称浮置、浮空、浮接,它是指测量放大器公共线(即模拟信号地)不接机壳或大地,使得测量电路与机壳或大地之间无直流联系。这样可使共模电流大大减少,从而显著提高共模抑制能力。

浮地输入的原理如图 3.4.13 所示。将放大器的部分电路放在内层,其地线称为模拟地,它与机壳是通过脉冲变压器相连接,其绝缘电阻为 Z_{cm} 。与图 3.4.12 相比,由于 Z_{cm} 很大,所以大大减少流过放大器输入端的共模电流,从而大大提高了共模抑制能力。图 3.4.13 所示浮地输入称为单层浮地,或一次浮地。

图中, Z_{in1} 和 Z_{in2} 为放大器两输入端对模拟地的共模输入电阻; Z_{cm} 是模拟地与机壳之间绝缘电阻; Z_0 为传输线屏蔽层的电阻,一般有: $Z_0 \ll (Z_{S1}+Z_{in1}) \parallel (Z_{S2}+Z_{in2})$, $Z_0 \ll Z_{cm}$ 。在 Z_0 得到的共模电压为 U_{cm}' :

$$U_{cm}' = \frac{Z_0}{Z_{cm} + Z_0} U_{cm} \approx \frac{Z_0}{Z_{cm}} U_{cm}$$

与图 3.4.12 相比,由于绝缘电阻 Z_{cm} 存在,使得共模电压下降了 (Z_0/Z_{cm}) 倍。

此时,用 U_{cm}' 代替式(3.4.3)中的 U_{cm} ,得到放大器两输入端的差模干扰 U_{cd} 为:

$$U_{cd} = \frac{Z_0}{Z_{cm}} \left(\frac{Z_{S1}}{Z_{in1}} - \frac{Z_{S2}}{Z_{in2}} \right) U_{cm} \quad (3.4.4)$$

与式(3.4.3)相比,共模干扰电压有了很大衰减。其共模抑制比 K_{CMRR} 为:

$$K_{CMRR} = 20 \lg \frac{U_{cm}}{U_{cd}} = 20 \lg \frac{Z_{cm}}{Z_0 \left(\frac{Z_{S1}}{Z_{in1}} - \frac{Z_{S2}}{Z_{in2}} \right)}$$

令 $Z_{in1}=Z_{in2}=Z_{in}$,则上式

$$K_{CMR} = 20 \lg \frac{Z_{cm} Z_{in}}{Z_0 (Z_{S1} - Z_{S2})} \quad (3.4.5)$$

这又是一种共模抑制比的定义,其含义表征了传输线路抑制共模信号的能力,而 1.1 节中定义的共模抑制比是描述放大器抑制共模信号的能力。

目前应用最广的是双层屏蔽浮空保护技术,也称二次浮空技术,其原理如图 3.4.14 所示。

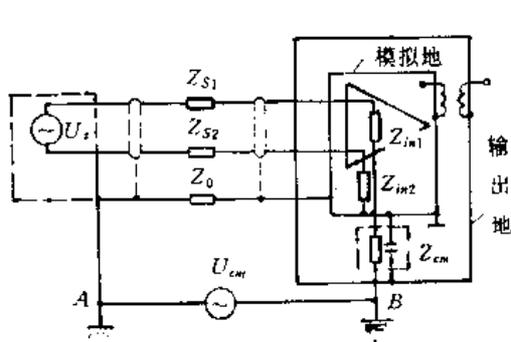


图 3.4.13 单层浮地输入

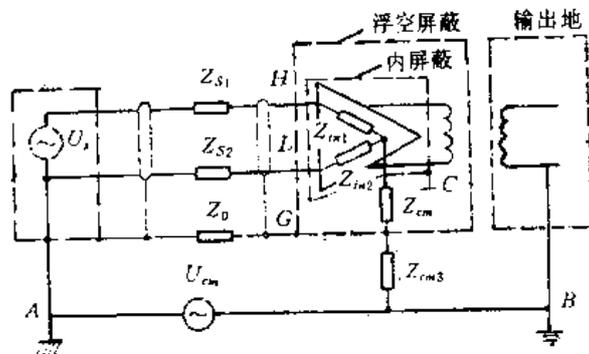


图 3.4.14 双层屏蔽浮地输入

在图 3.4.14 中,放大器置于内屏蔽之内,其地与内层屏蔽相连,并通过隔离变压器输出。另一层屏蔽是浮空屏蔽层,它接在信号源的一端。内层屏蔽与浮空屏蔽之间是电气绝缘,整机外壳作为外层屏蔽。图中, Z_{S1} 和 Z_{S2} 为信号源阻抗与传输线等效电阻之和; Z_0 为传输线屏蔽层的等效阻抗; Z_{in1} 和 Z_{in2} 分别为放大器 H 及 L 输入端对模拟地(内屏蔽)的共模输入阻抗; Z_{cm} 是内屏蔽与浮空屏蔽的绝缘电阻; Z_{cm1} 和 Z_{cm2} 分别为放大器两输入端对浮空屏蔽的等效电阻,若令 $Z_{in1} = Z_{in2} = Z_{in}$, 则近似有 $Z_{cm1} = Z_{in1} + 2Z_{cm}$, $Z_{cm2} = Z_{in2} + 2Z_{cm}$, $Z_{cm1} \approx Z_{cm2} \approx Z_{cm}' = Z_{in} + 2Z_{cm}$; Z_{cm3} 为浮空屏蔽对整机外壳(输出地)的阻抗。实际上, Z_{cm1} , Z_{cm2} 和 Z_{cm3} 是分布电容及绝缘电阻的并联。

图中有三类地:一是浮空的模拟地(即放大器线路地) C , 用“ \perp ”符号表示;二是内层屏蔽地,即信号源共模地(远端地) A , 用“ --- ”符号表示,三是整机外壳(即输出地,近端地) B , 用“ --- ”符号表示。

由于内层屏蔽层存在,信号源、传输线和放大器形成了完整的静电屏蔽层。这既能防止外部电场引起的差模干扰,又给共模干扰电流 I_{cm} 提供了一条通路,使 I_{cm} 经 Z_0 和 Z_{cm3} 进入近端地 B 。因此, U_{cm} 在通过 Z_0 和 Z_{cm3} 分压后才能作用到放大器的两个输入端。其结果是,把近地点作为参考点的共模干扰电压 U_{cm} 转变为以浮空屏蔽层 G 点为参考点的 U_{cm}' , U_{cm}' 为

$$U_{cm}' = \frac{Z_0}{Z_{cm3} + Z_0} U_{cm} \approx \frac{Z_0}{Z_{cm3}} \cdot U_{cm}$$

通常 Z_0 仅为几欧姆到几十欧姆,而 Z_{cm3} 容易做到几百兆欧到几千兆欧。因此, U_{cm}' 很小。由图可知,由共模干扰电压 U_{cm} 在两个输入端引起的差模干扰电压 U_{cd} 为:

$$\begin{aligned} U_{cd} &= U_{cm}' \left(\frac{Z_{S1}}{Z_{cm1} + Z_{S1}} - \frac{Z_{S2}}{Z_{cm2} + Z_{S2}} \right) \\ &\approx \frac{Z_0 (Z_{S1} - Z_{S2})}{Z_{cm3} \times Z_{cm}'} U_{cm} \end{aligned}$$

其共模抑制比 K_{CMR} 为

$$\begin{aligned} K_{CMR} &= 20 \lg \frac{U_{cm}}{U_{cd}} = 20 \lg \frac{Z_{cm3} Z_{cm}'}{Z_0 (Z_{S1} - Z_{S2})} \\ &= 20 \lg \left[\frac{Z_{cm3} (Z_{in} + 2Z_{cm})}{Z_0 (Z_{S1} - Z_{S2})} \right] \end{aligned} \quad (3.4.6)$$

与式(3.4.5)相比,若 $Z_{cm} \gg Z_{in}$ 时,二次浮空系统的共模抑制比远大于一次浮空系统的共模抑制比。

由上述分析得如下结论:a)当 Z_{cm3} 和 Z_{cm} 愈大,共模抑制能力愈强。因此应尽可能地提高各屏蔽层之间的绝缘电阻;b)当传输线给定,信号源内阻愈小,共模抑制比愈强。即低内阻的信号源,易获得高的共模抑制比;c)若能使 $Z_{S1} = Z_{S2}$, 则能消除共模干扰。

3.5 由工频电源变压器串入的干扰

一般放大器的直流电源是 50Hz 的交流电经工频变压器、整流、滤波和稳压后得到的,无屏蔽的工频电源变压器是工频干扰的主要来源及其传输电网中高频干扰的主要通道。通常交流电网的干扰有:①当交流电网上的负载突变时(例如大功率电机的启动与制动)会在交流电网上产生高频脉冲干扰,其幅值可能高达 500~1000V;②交流电的传输线一般很长,极易接收空间的高频信号;③工频干扰。放大器往往用金属外壳屏蔽起来,以防止电磁场干扰,但

工频电源变压器却安装在金属外壳内，且交流馈线直接与 220V，50Hz 的交流网络相连，从而使电网的干扰直接进入放大器的内部，这样就破坏了屏蔽罩的完整性。同时由于工频电源变压器的原、副边之间存在着寄生电容 C ，电网的干扰会通过分布电容 C 直接耦合到变压器的副边。考虑到放大器与地之间存在的分布电容 C_A ，这样就构成了对放大器的高频干扰。如图 3.5.1 所示。

3.5.1 工频变压器的静电屏蔽技术

变压器屏蔽层的制作方法：在变压器原边绕组外面用不闭合铜箔、铝箔将其原边绕组包起来，或者在原边绕组处平绕一层两端不闭合的漆包线。

顺便指出，用来传输信号的变压器原边和副边绕组之间的寄生电容也同样引起干扰，所以信号传输变压器也同样需要静电屏蔽层。为了提高屏蔽效果，在变压器原、副边之间设置彼此绝缘的双层屏蔽层，有时甚至设置三层彼此绝缘的静态屏蔽层。但是对脉冲变压器，原、副边的静电屏蔽层会使输出脉冲的前后沿变坏，因此，在使用屏蔽层时，应注意到这个问题。

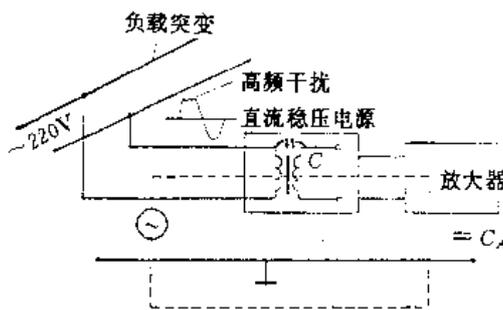


图 3.5.1 交流电网负载突变引起干扰

(1) 单层屏蔽后的泄漏分析

在工频变压器原、副边绕组之间设置静电屏蔽层的目的是利用静电屏蔽层消除或减弱原边与副边绕组之间的寄生电容耦合，使由寄生电容耦合的干扰通过屏蔽层流入地，而不影响副边的工作。实际上由于屏蔽层上存在着电阻，因此屏蔽层与原边绕组不但存在着分布电容而且存在分布电压。其等效电路如图 3.5.2 所示。图中， C_1, C_2, \dots, C_n 是原边绕组的每匝对屏蔽层的电容。由图可知， C_1, C_2, \dots, C_n 存在着容性电流；由于屏蔽层上存在着电阻，屏蔽层内容性电流会使屏蔽层内各点的电位不同；屏蔽层内各点的电位不同又能通过屏蔽层与副边绕组之间的寄生电容对其副边绕组产生容性漏电流干扰。但是，由于屏蔽层内各点之间的电位差很小，所以寄生电容产生的电容耦合干扰也很小。

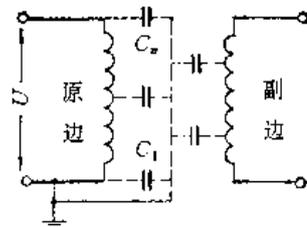


图 3.5.2 带静电屏蔽的变压器等效电路

(2) 两层屏蔽的接法及其分析

两层屏蔽工频变压器的实际接线方式如图 3.5.3 所示。靠近原边的屏蔽层（即原边屏蔽层）经短路线在信号源处接地，靠近副边的屏蔽层（即副边屏蔽层）接电子线路零信号电位基点。变压器原边绕组与原边屏蔽层之间容性干扰电流的通路为⑥—⑦— C_{78} —⑨—⑧；副绕组与副边屏蔽层之间的容性干扰电流的通路为①— C_{12} —②—③—

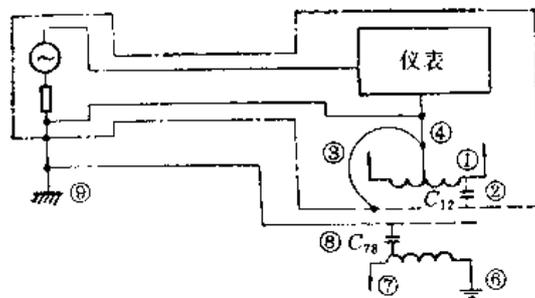


图 3.5.3 原边屏蔽经短路线在信号源处接地，副边屏蔽接电路零信号基准电位

①—①。两路漏电流均不流过信号线，因此不会造成干扰。因此双层屏蔽工频变压器在按图 3.5.3 接线时，具有较强的抑制容性干扰的能力。

在微弱信号检测中，为了提高仪表共模抑制能力，可采用三层屏蔽的工频变压器。有兴趣的读者可参阅文献 [5]。

3.5.2 交流噪声滤波器

在分析电网干扰时已经指出，电网中的干扰成分有：①电网负载波动时产生的高频尖峰脉冲干扰，这种干扰为差模干扰；②电网传输线能够接收到的空间干扰，由于两根传输距离较近，可近似认为这种干扰为共模干扰。由电网的接地点与信号源接地点之间的电位差也能造成共模干扰。因此由电源馈线上传导来的干扰既有共模干扰也有差模干扰。屏蔽法只能消除共模干扰，而对差模信号却无能为力。

(1) 差模干扰的抑制技术

采用对称滤波器抑制差模干扰，如图 3.5.4 所示。在图中电感 L （包括 L_1 和 L_2 ）与电容 C （即为 C_1, C_2 ）组成低通滤波器，因此，对高频差模干扰有良好的抑制作用。一般取 L 为几 mH 至几十 mH， C 为几千 pF。由于这种低通滤波器的上限截止频率 $\omega_L = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ， ω_L 也是 LC 串联谐振的谐振频率。为了防止谐振，且使低频信号顺利通过，应使 ω_L 远大于信号的上限频率，且远少于高频干扰的下限频率。

图 3.5.4 还给出了对称滤波器与测量系统的实际接线方式。电网 220V，通过串联的带铁芯的线圈 L_1, L_2 和 C_1, C_2 接到测量系统的工频变压器的原边。滤波器具有屏蔽罩， C_1, C_2 电容的连接点，屏蔽罩以及测量系统中工频变压器的原边屏蔽层与电网的中线地 G 相连。为了减少滤波器引线的耦合，滤波器的输入引线①、②、③和输出引线④、⑤应该完全分开。

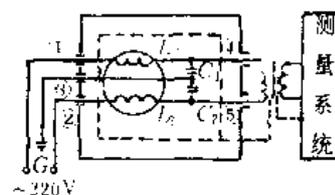


图 3.5.4 电网的抗干扰措施

为了提高高频滤波效果，应注意如下问题：① $C_1 = C_2$ ，且 C_1, C_2 为无感电容；② 电感 $L_1 = L_2$ ，用高频磁芯（如铁淦氧棒或环）绕制电感并且保证在大电流通过时不产生饱和，线圈应保证耐压在 500V 以上。如果滤波器设计及使用合理，可以抑制 500~1000V、脉宽为 100~500ns 的脉冲干扰。

(2) 共模干扰的抑制技术

在智能仪器中，常采用开关电源供电（开关电源工作原理请参阅开关电源设计一章有关内容）。由于开关电源通常不使用工频变压器，这会使电网中的共模干扰直接进入仪器，造成很严重的干扰。同时由于开关电源工作在脉冲状态也会产生共模干扰电压污染电网。因此，对于开关电源，除要采用对称滤波器消除其差模干扰还要用巴伦滤波器去抑制共模干扰。

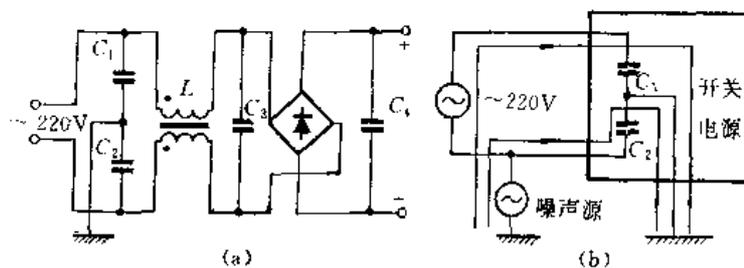


图 3.5.5 电网滤波器

巴伦滤波器又称为电网滤波器，如图 3.5.5 所示。电网滤波器由高频电感 L ，电容 C_1, C_2, C_3 组成。高频电感的制作方法是：在高导磁率的铁芯（如铁氧体环）芯上，采用双线并绕，而

且适当加大匝间距离，以减少分布电容，提高频率特性。滤波器的工作原理是：共模干扰电压在电感 L 上产生的干扰电流为同方向，由于两个线圈的互感作用，使其电感呈高阻抗，阻止共模干扰传输，电容 C_1, C_2 为共模干扰提供了低阻抗通路，其中点接地加强了滤波效果；但是对差模信号，由于互感作用，使电感 L 的阻抗为零，即差模信号可以顺利地通过电网滤波器。通常 L 为几十 μH ， C_1, C_2, C_3 为几千 pF 到零点几 μF 。电网滤波器应装在封闭的磁屏蔽盒内。

3.6 干扰抑制技术在测量系统中的实际应用

3.6.1 测量系统中实用屏蔽规则

规则 1：静电屏蔽罩必须与被屏蔽电路的零信号基准电位相连。

当一个高增益放大器完全被一个金属壳屏蔽时，既能消除外电场对该放大器的干扰，也能避免放大器对外界空间产生电场干扰。但是，如图 3.6.1 所示，屏蔽罩与放大器之间仍然存在着寄生电容 C_{14}, C_{24} 和 C_{34} 。由其等效电路可知，这些分布电容对放大器构成 T 型网络寄生反馈。寄生反馈必然影响放大器的正常工作，甚至引起自激。

消除这种寄生反馈的方法是，将屏蔽罩与放大器的零信号电位基准短接。这时分布电容 C_{34} 被短路， C_{14}, C_{24} 变为放大器的输入和输出电容，因此消除了寄生反馈。在实际测量系统中，必须把放大器的输入端与信号源用传输线连接在一起。

若传输线不用带屏蔽层的导线，则破坏了屏蔽的完整性，如图 3.6.2 (a) 所示。这时，由两地之间电位差引起的干扰电流必须流过传输线的地线，造成严重的干扰。正确的方法是：使用带屏蔽层的传输线，并将屏蔽层与信号源的地及屏蔽罩接在一起，如图 3.6.2 (b) 所示。此时干扰电流只流过屏蔽层，而不流经信号线。因此传输线屏蔽层的作用是把屏蔽延伸到信号源，消除地电位差造成的干扰电流。

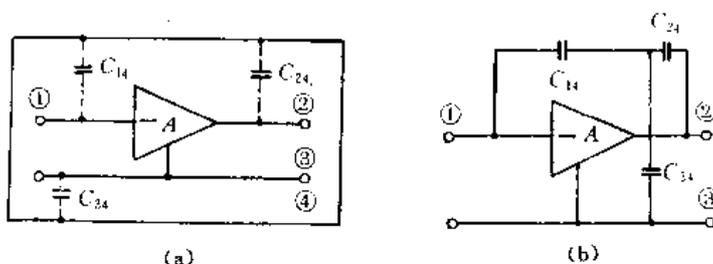


图 3.6.1 屏蔽罩与放大器之间的寄生电容

(a) ——原理图；(b) ——等效电路

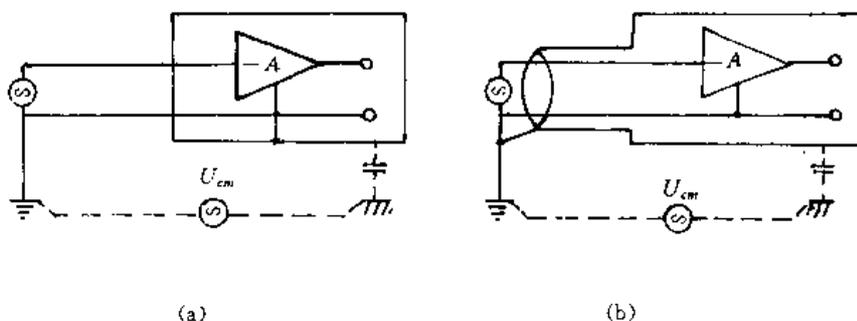


图 3.6.2 电路零信号电位基准的延伸

(a) ——只延伸信号线；(b) ——延伸屏蔽和信号线

规则 2: 选择静电屏蔽罩与被屏蔽电路的零信号基准电位相接点的原则是, 保证干扰电流不流过信号线。

应用 1, 信号源接地、放大器不接地的测量系统, 屏蔽体与被屏蔽电路的零信号电位基准的连接点应选在信号的接地端, 如图 3.6.3 所示。在图中, U_{G1} 为信号源接地不良而造成的接地干扰源, U_{G2} 为地电位差。由等效电路可知, 干扰源在放大器 1, 2 端之间不会产生电压, 即 $U_{12}=0$ 。

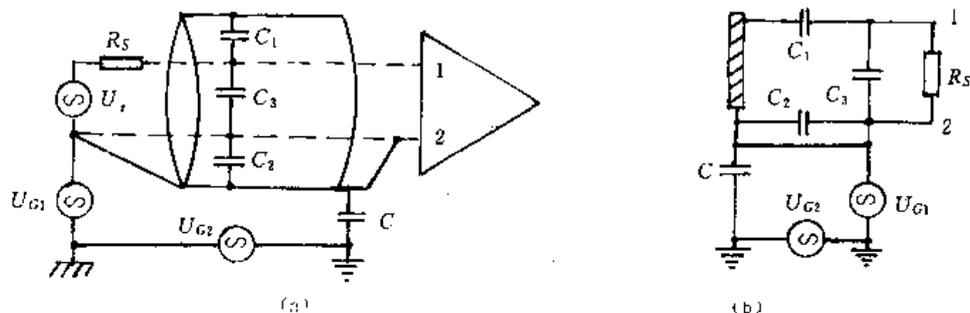


图 3.6.3 信号源接地, 放大器不接地的测量系统
(a) ——原理接线图; (b) ——等效电路

应用 2: 当信号源不接地, 放大器接地时, 屏蔽导体与被屏蔽电路的零信号电位基准的连接点应选在放大器的接地端, 如图 3.6.4 所示。在这种接地方式中, 放大器输入端 1, 2 端之间没有干扰电压。

应用 3: 当信号源与测量放大器均不接地时, 屏蔽导体与被屏蔽电路的零信号电位基准的连接点, 应选在信号源对地低阻抗端, 即把屏蔽罩用短路导线接至信号源对地低阻抗端, 如图 3.6.5 所示。由图可知, 这时干扰电路 I_n 不再影响放大器。

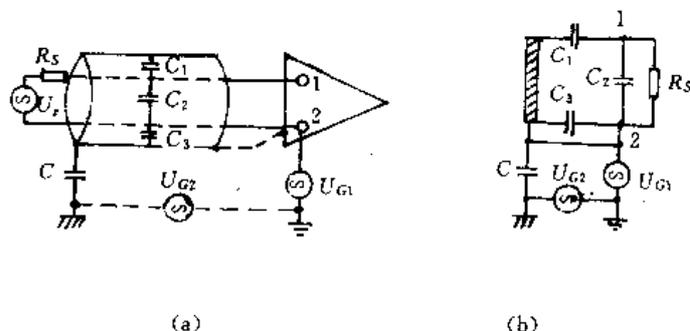


图 3.6.4 信号源不接地, 放大器接地的测量系统

在进行测量系统的屏蔽设计和干扰分析时, 确定干扰电流的通路是十分重要的。对于一个具体的测量系统, 首先应该分析干扰电流的所有可能的通路, 其次, 要分清哪些通路允许通过干扰电流 (即干扰电流流过这些通路不会影响测量系统的工作或者这些通路上的干扰电流对放大器的影响可以略去), 哪些通路不允许干扰电流流过, 例如, 前置放大器的输入端, 如果干扰电流流过其输入端, 就会引起差模干扰, 直接影响放大器的精度。但是, 确定上述两个问题往往比较复杂。为了确定干扰电流的通路, 下面给出几条规则:

①根据电磁场理论, 任何两个导体之间都存在着分布电容。因此, 零信号基准导体与周围任何相邻导体、导线之间均存在着分布电容。根据其结构特点, 运用不同的公式估算分布

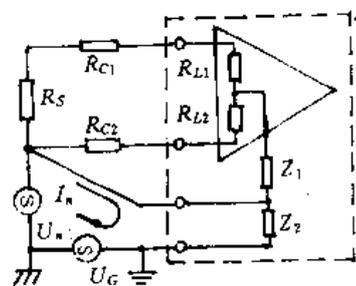


图 3.6.5 信号源与测量系统均不接地

如果你觉得本书很好, 请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

电容。

②若在干扰源作用下,分布电容两端的电位不相等,则将容性干扰电流流过分布电容。

③分析容性干扰电流是否有可能形成回路,若能形成回路,则说明存在着干扰电流通路。反之亦然。

④把地电位差认为是一个干扰源。在分析时,应将全部信号零线与接大地点之间用一个地电位差的干扰电压源与接地电阻等效。

3.6.2 测量系统的放大器与现场信号源的连接方式

(1) 信号源形式

根据信号源的内阻及对地共模干扰情况,可把信号源分为单端输入和双端平衡输入两类。单端输入是指连接信号源与放大器的两条支路中,不包含信号源内阻的那条支路的内阻近似为零,而另一条支路的电阻包含了信号源内阻。单端输入的信号源有:单端接地式,如图 3.6.6 (a) 所示;单端浮空式,如图 3.6.6 (b) 所示;单端对地有电压式,如图 3.6.6 (c) 所示。双端平衡输入是指连接信号与放大器的两条支路均含有相同的信号源内阻。双端平衡输入的信号源有:双端接地式,如图 3.6.6 (d) 所示;双端浮空式,如图 3.6.6 (e) 所示;双端对地有电压式,如图 3.6.6 (f) 所示。

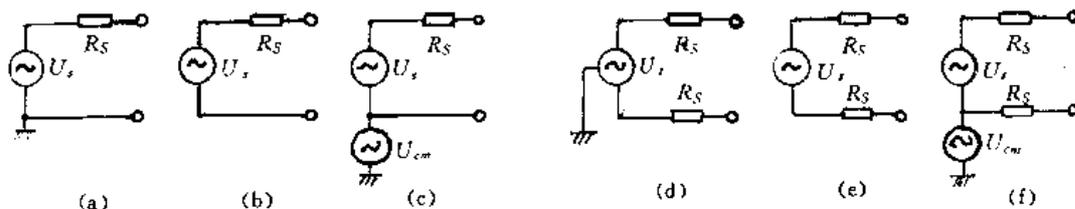


图 3.6.6 信号源形式

(2) 信号源与放大器的连接方式

各种信号源与放大器的正确接法如图 3.6.7 所示。

①单端接地式信号源,例如各种仪器用的信号发生器、接地式稳压电源供电的分压器等,如图 (a) 所示。

②单端浮空式信号源,例如不接地的稳压电源或干电池供电的分压器等,如图 (b) 所示。

③单端对地有电压式信号源,例如恒流放大器负载上的电压信号,把电流制信号转换为电压制信号,在高压线上测出其某一段的信号源等,如图 (c) 所示。

④双端接地式信号源,如中心抽头接地的差动变压器的输出、热电偶接触被测对象,且对象又接地的信号等,如图 (d) 所示。

⑤双端浮空式信号源,例如磁头信号、变压器绕组的输出等,如图 (e) 所示。

⑥桥路浮空式信号源,例如由浮空电源驱动的桥路输出,包括应变电桥及热阻式桥路等,如图 (f) 所示。

⑦双端差动浮空信号源,如浮空源驱动的平衡式或差动式信号等,如图 (g) 所示。

⑧双端对地有电压式信号源,如热电偶接触被测对象,而对象又有一定的干扰电压的测量等,如图 (h) 所示。

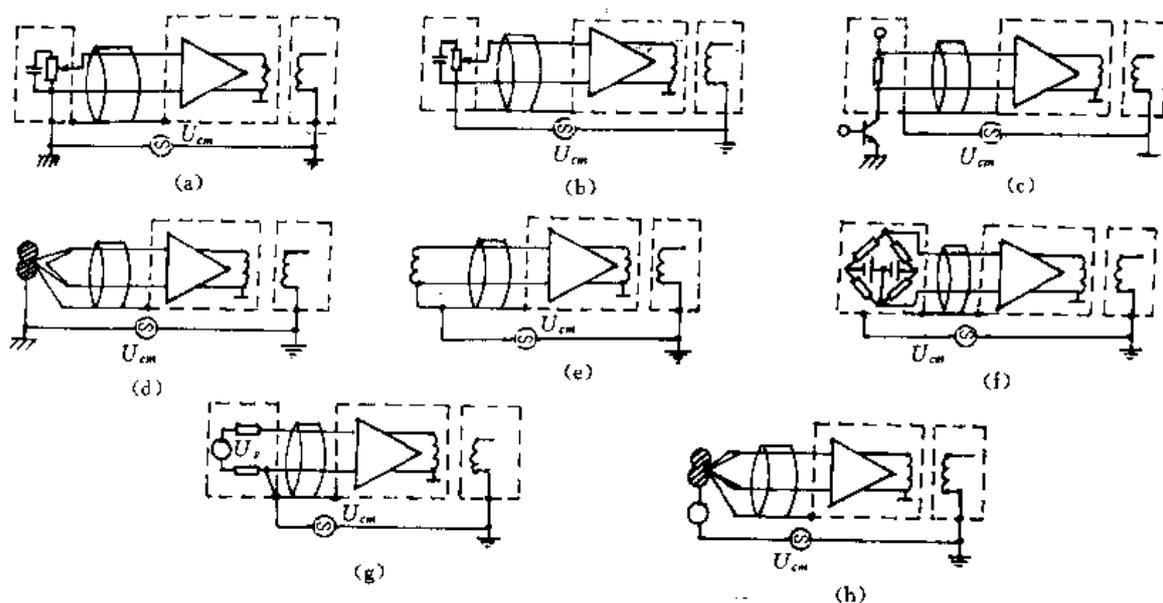


图 3.6.7 浮空式放大器与各种信号源的连接

(3) 各种形式放大器适用的信号源形式

①桥路平衡放大器 能用低输入阻抗的单元放大线路构成输入阻抗很高的桥式平衡放大器。因此，放大器本身的噪声可较小，能避免高输入阻抗单元放大线路引入的噪声和干扰。放大器的闭环增益越高，反馈电阻误差越小，则共模抑制能力越高。放大器做成双端平衡输入式，能适用于前述各种形式的信号源。但图 3.6.7 (c)、(f) 的共模电压大小不能超过线路的耐压（通常低于 20V）。

②双层浮空双端输入式放大器 双层浮空是指结构和工艺上具有双层隔离原理（也叫二次浮空原理，请参阅 3.4 节的有关内容），其测量放大器是双端平衡的差动输入放大器。差动输入的放大器可以使加在两个输入端的共模信号相互抵消。由于采用双层浮空技术，使得共模干扰电压产生的干扰电流变得很小，因此加在放大器两输入端的共模电压也会得到有效的抑制。故双层浮空双端输入放大器能承受较高的共模电压（高达几百伏）。这种放大器可以适应图 3.6.6 所示的各种信号源。

③双层浮空单端输入式放大器 若采用二次浮空技术，且测量放大器为单端输入，这种放大器就是双层浮空单端输入式放大器。这种放大器可以适用于各种单端信号源。若把这种放大器与双端信号源相连接，则信号源内阻和放大器的两个输入处在不平衡接法，共模信号可能转化差模信号，因而降低抑制共模信号的能力。

3.6.3 测量仪器内部元部件的安排和走线及装配工艺的设计准则

在实践中经常发现，同样原理的电路，甚至同样的元件，仅仅由于元件安排的位置和走线、布线的方式不同，就使电路的技术特性产生很大的变化，甚至会得到两种完全不同的结果。由此可见，电路（特别是前置级）元件的安排和走线、布线的方式是非常重要的，实质上它是抗干扰措施的一个重要方面。

根据抑制干扰这样总目的要求，在安排仪器内部元、部件及设计走线布线的装配工艺时

应遵循以下原则：

① 电路元件的安装位置，应尽量根据信号的传输顺序排成一直线的走向，即按输入级、放大级、信号转换级、输出级的次序安排。

i 输入级元件的具体安排位置，应以输入信号线最短为原则。

ii 当各级不能按一直线方向安排时，应尽量避免使输出级（特别是强功率输出级和高压输出级）与输入级电路产生耦合。

iii 各级电路元件，应尽量按它们在电路上的先后次序安排。各级元件不要互相交叉和混合安排。

iv 当电路板面积较小时，还要考虑合理利用空间。

总之，各级电路的按排原则是，力求电信号传输合理，防止引起寄生耦合，避免造成互相干扰或产生自激振荡。

② 电路中的热源（如大功率管等）以及电磁感应耦合元件（如变压器、扼流圈、振荡线圈等）的安装位置应远离输入级。它们之间也尽量按排得远些，如输入变压器与振荡线圈及输出变压器要互相远离，并且要互相垂直安装，使其漏磁通互不影响。

③ 高输入阻抗放大器输入级的印制电路板走线应设计屏蔽保护环，防止漏电流经线路板绝缘电阻流入输入端（详见 1.4 节高输入阻抗放大器制作装配工艺）。

④ 低电平测量电路中的电源变压器和输入变压器除互相远离外，还必须加屏蔽罩。低频磁屏蔽罩最好采用坡莫合金之类的低磁通密度和高磁导系数的材料。屏蔽罩接地点的选择应根据仪表的整体屏蔽系统而定，切不可千篇一律。

电路输入级或其他元、部件如果需要静电屏蔽，可选用铜、铝等低电阻材料作屏蔽盒。若需高频电磁屏蔽（如振荡线圈等），可选用导电性良好的金属材料作屏蔽盒。

⑤ 对电路较复杂、单元电路较多的仪器，可将有关单元电路分块装配。

⑥ 仪表内的走线原则

i 输入级的弱信号线与输出级的强信号线以及电源线应尽量远离。

ii 直流信号线与交流信号线应远离。

iii 输入级与其他可能引起寄生耦合的线，严禁平行走线，应尽可能远离。

iv 放大器各放大级的接地元件应采取一点接地。

v 低电平信号的地线，干扰源的地线和金属机壳的地线应分开设置，最后集中一点接地。

vi 不同电缆的输入信号线要互相绞织，禁忌平行。

vii 输入电缆的屏蔽层应选择适当的接地点，而具体接地点的选择，应由仪器的整体屏蔽系统而定。

以上设计原则只能作为一种基本考虑原则，决不能认为是唯一的准则，要根据实际情况，对具体问题进行分析，切不可生搬硬套。

参 考 文 献

- [1] 刘振安编著. 微型机应用系统抗干扰技术. 第一版. 人民邮电出版社, 1991. 8.
- [2] 冯慈璋主编. 电磁场. 第一版. 人民教育出版社, 1979. 4.
- [3] 管致中等编. 电路、信号与系统. 上册第二分册. 第一版. 人民教育出版社, 1979. 6.
- [4] 许宜生等编著. 自动检测仪表电子电路设计. 第一版. 原子能出版社, 1986. 12.
- [5] 王绍纯主编. 自动检测技术. 第一版. 冶金工业出版社, 1985. 5.
- [6] 康华光主编. 电子技术基础. 第二版. 人民教育出版社, 1982. 10.
- [7] 闫秀兰等编著. 数据采集系统中的放大器. 第一版. 机械工业出版社, 1982. 6.
- [8] 华东计算技术研究所电源研究室编著. 晶体管开关稳压电源. 第一版. 人民邮电出版社, 1985. 5.
- [9] W.O. 亨利 [美]. 电子系统噪声抑制技术 (中译本), 人民铁道出版社, 1978.
- [10] 蔡和雄. 电测与仪表. (3), 1980.

第四章 有源滤波器的实用设计

4.1 概述

在微弱信号测量领域里，滤波器和放大器占有着同等的重要的地位，它是一种基本的单元电路。滤波器的功能是让指定频段的信号通过，而抑制或急剧衰减其余频段上的信号。

滤波器可以按照各种标准分类。按照所处理信号的种类可为模拟滤波器（Analog Filter 简称为 AF）和数字滤波器（Digital Filter 简称为 DF）；按其所用的元件分类可分为 LC 滤波器和 RC 滤波器等；按其所允许通过信号的频段分类可分为低通滤波器（只允许低频信号通过，而抑制高频信号，Low Pass Filter 简称为 LPF），高通滤波器（只允许高频信号通过而抑制低频信号，High Pass Filter，简称为 HPF），带通滤波器（只允许某一频段的信号通过，Band Pass Filter，简称为 BPF），带阻滤波器（只抑制某一频带的信号，Band Elimination Filter 简称为 BEF）。这些滤波器的理想幅频特性如图 4.1.1 所示。

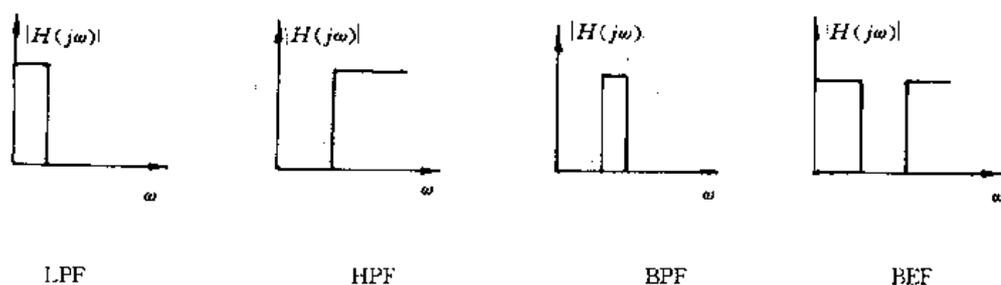


图 4.1.1 滤波器的理想幅频特性

最初的滤波器都是无源的，但随着滤波理论和应用的发展，60 年代出现了各种类型性能优良的有源滤波电路，70 年代，单片集成有源滤波电路也进入市场。随着开关电容网络的研究，出现了一种适合于集成化的全新型的滤波器——开关电容滤波器（Switched Capacitor Filter 简称为 SCF）。随着计算机的广泛应用，近二三十年又发展起来了数字滤波器。

本章重点介绍由运放和 RC 元件组成的有源滤波器的快速实用设计。同时，对 SCF 的原理及典型产品也作了介绍，以引起读者的兴趣。

4.2 低通滤波器的基本理论

低通滤波器是一个允许低频信号通过而抑制高频信号的电路。它的频率特性如图 4.2.1 所示，图中虚线表示理想特性，实线表示物理可实现的、近似于理想的实际特性。图中 G 表示增益； ω_c 是上限截止频率，其定义是当 $|H(j\omega)|$ 下降到最大值的 $1/\sqrt{2}$ (0.707) 倍时的频率； $[0, \omega_c]$ 是通带； $\omega > \omega_c$ 是阻带。

可以证明，低通滤波器的理想特性是物理不可实现的；但可用下面全极型物理可实现的传输函数近似地逼近其理想的特性：

$$H(S) = Gb_0 / (S^N + b_{N-1}S^{N-1} + \dots + b_1S + b_0) \quad (4.2.1)$$

式中， $G, b_0, b_1, \dots, b_{N-1}$ 为适当选择的常数。

巴特沃斯和切比雪夫型滤波器是较为通用的滤波器。它们的特性都可用式(4.2.1)表示，而只是 b_0, b_1, \dots, b_{N-1} 有不同的选择。本节将简要介绍这两种滤波器。

4.2.1 巴特沃斯低通滤波器（简称为 BW-LPF）

巴特沃斯低通滤波器具有通带内最平坦的幅频特性，其幅频特性为：

$$|H(j\omega)| = \frac{G}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}}}, \quad N = 1, 2, 3, \dots \quad (4.2.2)$$

式中， ω_c 是上限截止频率， N 是滤波器的阶数。 G 为增益。

BW-LPF 的幅频特性如图 4.2.2。由图可知，随着滤波器的阶数 N 的增加，特性更加接近理想；在 $\omega=0$ 附近，有很好的幅频特性；但在 $\omega=\omega_c$ 附近，以固定的衰减速率下降，而与理想特性相差甚远。

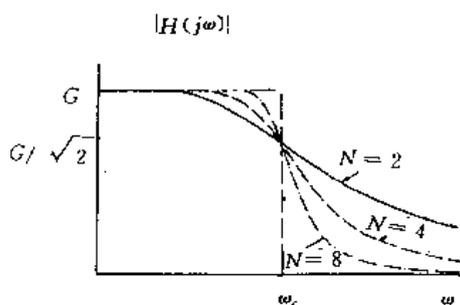


图 4.2.2 巴特沃斯滤波器幅频特性

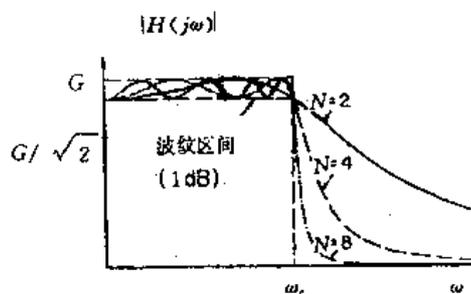


图 4.2.3 切比雪夫滤波器幅频特性

4.2.2 切比雪夫低通滤波器（简称为 CB-LPF）

切比雪夫低通滤波器的幅频特性为

$$|H(j\omega)| = K_1 / \sqrt{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega/\omega_c)} \quad (4.2.3)$$

式中 ϵ 和 K_1 为常数， $C_N(\omega/\omega_c)$ 是关于 (ω/ω_c) 的第一类 N 阶切比雪夫多项式。其幅频特性如图 4.2.3 所示。在图中， ϵ 是相同而 N 是不同的。由图可知，在通带内，其幅值等波纹变化，在阻带内单调衰减，随着 N 的增加，通带内的波纹数目增加，且阻带内的衰减也相应增加。因此，当通带内的波纹幅度给定时， N 的愈大，愈接近其理想特性。

在CB-LPF, ϵ 是表征滤波器的一个重要参数, 当 $K=1$ 时, 波纹的幅度定义为 $R_w=10\log(1+\epsilon^2)$ 。当 $R_w=1\text{dB}$, 称之为 1dB 切比雪夫低通滤波器。

在式 (4.2.3) 中, ω_c 是等波纹波动区间的边缘, 而不是通常的 (-3dB) 截频点 (3dB 波纹的滤波器除外)。对于各种不同的 N 、 R_w 和 ω_c 与通常的 (-3dB) 截率 $f_{3\text{dB}}$ 的关系如表 4.2.1。

表 4.2.1 切比雪夫低通滤波器 -3dB 截频点 $f_{3\text{dB}}$ 与波纹区间终点频率 f_c 的比值

dB	$f_{3\text{dB}}/f_c$						
	2	3	4	5	6	7	8
0.1	1.943	1.389	1.213	1.135	1.093	1.068	1.052
0.5	1.390	1.168	1.093	1.059	1.041	1.030	1.023
1	1.218	1.095	1.053	1.034	1.023	1.017	1.013
2	1.074	1.033	1.018	1.012	1.008	1.006	1.005
3	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000

综上所述, 两种 LPF 各有不同的特点, 应根据具体要求酌情选择。如果希望通带内的幅频特性平坦, 对 ω_c 附近阻带的陡度要求不太严格, 且允许阶跃响应有过冲现象, 则应选择 BW-LPF。如果对 ω_c 附近阻带的陡度要求较高, 但允许通带内幅频特性有波纹, 并允许阶跃响应有过冲现象, 则可采用切比雪夫滤波器。

4.3 有源低通滤波器 (LPF) 典型电路及快速设计

4.3.1 有源 LPF 典型电路

到目前为止, 人们已经设计出许多形式的有源 LPF, 但是这些电路各有其优缺点。在这里, 我们介绍两种典型二阶电路以及一种高阶多路反馈 LPF 电路。

(1) 二阶无限增益多路反馈 LPF

二阶无限增益多路反馈 LPF 如图 4.3.1 所示。图为它有两个反馈支路 (C_1 和 R_2), 其反馈的强弱与信号的频率有关。集成运放可看作无限增益 (即理想运放) 的放大器, 故称之为无限增益多路反馈 LPF。

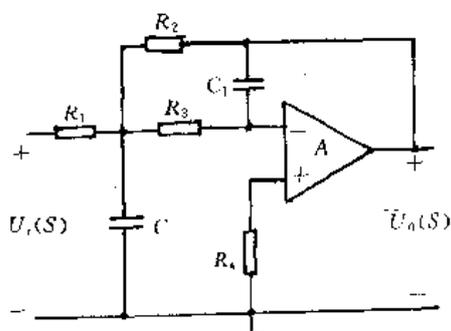


图 4.3.1 二阶无限增益多路反馈 LPF

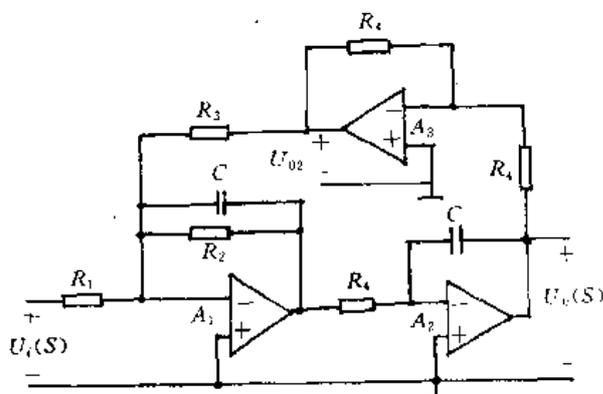


图 4.3.2 二阶双二次 LPF

二阶无限增益多路反馈 LPF 的传输函数满足式 (4.2.1), 即:

$$H(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = \frac{Gb_0}{S^2 + b_1S + b_0} \quad (4.3.1)$$

其中, $b_0 = 1/(R_2R_3CC_1)$, $b_1 = \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right] / C$, $G = -R_2/R_1$ 。 (4.3.2)

它的特点有: ①网络元件少, 特性稳定、输出阻抗低; ②增益可调范围大, 通常在 1~10 之间; ③输入、输出反相。因此它是一种非常通用的具有倒相放大的滤波器。

在设计时 $R_4 = R_3 + R_2 // (R_1 - R_0)$, R_0 为前级的直流输出电阻。为了快速设计 N 阶 ($N = 2, 4, 6, 8$) 无限增益多路反馈, 表 4.3.2~4.3.17 给出元件值设计表。

(2) 二阶双二次 LPF

二阶双二次 LPF 的电路如图 4.3.2 所示。虽然双二次 LPF 结构较为复杂, 但是它具有易于调整和良好的稳定性等优点。因此也得到广泛的应用。

当 C 和 R_4 都归一化为 1 时, 在用式 (4.3.1) 描述其传输函数时,

$$b_0 = 1/R_3, \quad b_1 = 1/R_2, \quad G = R_3/R_1 \quad (4.3.3)$$

该电路的主要特点有: ①既能得到同相输出 U_0 , 又能得到反相输出 U_{o2} ; ②结构复杂; ③稳定性好; ④便于调整, 调整方法如下: 改变 R_1 调整增益、改变 R_2 改善通带内的特性, 改变 R_3 调整截止频率; ⑤特性对元件值的灵敏度低, 其含义是指滤波器的特性对元件值误差要求较低。

为了减少运放输入偏置电流 I_{IB} 的影响, 在每个运放的同相端需接一个电阻。对 A_1 而言, 同相端电阻为 $(R_1 + R_0) // R_2 // R_3$, R_0 为前级的输出电阻; A_2 同相端的电阻为 R_1 , A_3 同相端的电阻 $(R_4/2)$ 。

N ($=2, 4, 6, 8$) 阶双二次 LPF 的设计表为 4.3.18~4.3.21, 用这些表可直接确定其电路的元件值。

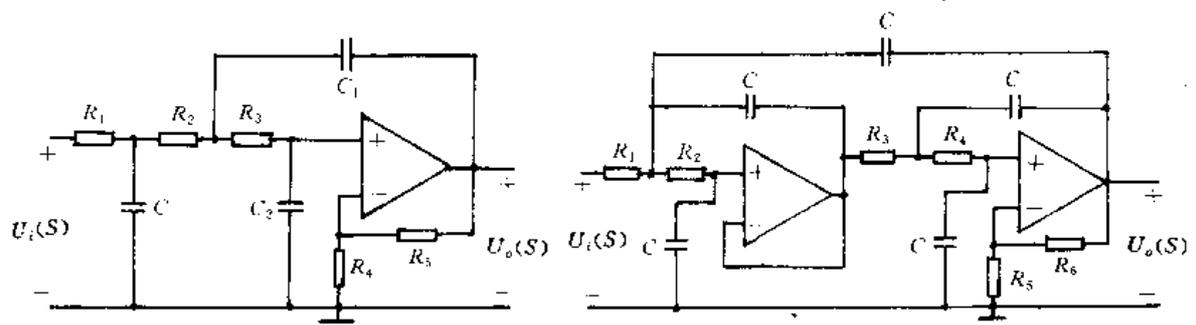
(3) 高阶有源 LPF

在 4.2 节已述及, 随着滤波器的阶数 N 增加, 其幅频特性逐渐接近理想特性。在实际应用中, 经常采用高阶 ($N > 2$) LPF, 以获得较为接近理想特性的滤波器。构成高阶 LPF 滤波器的方法有两种, 其一是采取级联法, 其二采用高阶多路反馈电路。

通常把一阶和二阶滤波器作为构成高阶滤波器的基本单元——称之为节。在级联的高阶 LPF 中, 就其电路结构而言, 把各基本单元电路按其设计要求串联起来; 就传输函数而言, 把高阶的传输函数分解成为一阶、二阶传输函数之积, 每个传输函数对应着一个基本单元电路。需要指出, 因为由运放和 RC 组成有源滤波器的输出电阻近似为零, 才使得在级联电路中, 前后两级的传输函数互不影响, 否则用级联方法实现高阶滤波器会带来一些困难。

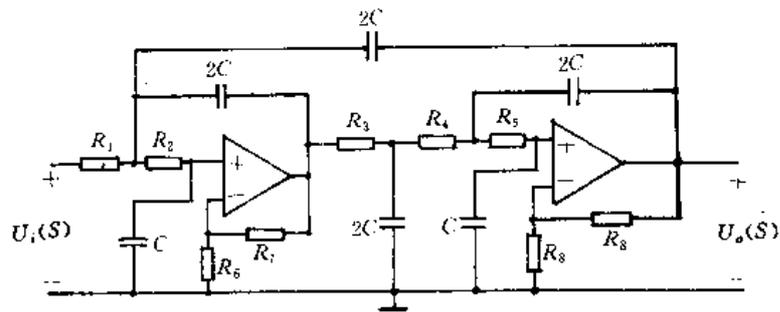
三~七阶多路反馈 LPF 如图 4.3.3 所示。这种电路使用元件少, 性能稳定, 但是设计计算相当复杂。为了克服这一缺点, 本书给出了其元件设计表, 见设计表 4.3.22~4.3.28。读者只需查表即可完成设计。

最后指出, 设计和制作高阶 (例如七阶) LPF, 需要有一定的实际经验且对电路所用元器件的参数进行必要的测量, 方能保证其质量。因此, 设计高阶滤波器对于初学者来说, 有一定的难度, 希望引起注意。

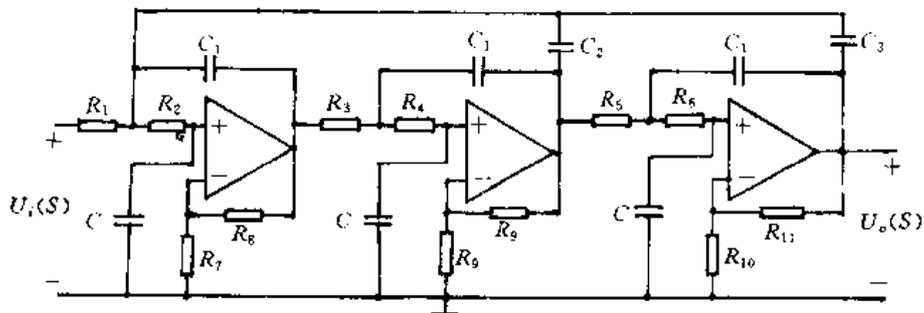


(a) 三阶

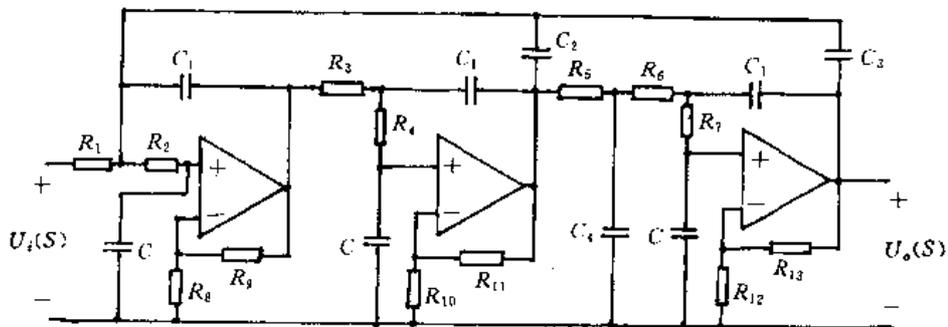
(b) 四阶



(c) 五阶



(d) 六阶



(e) 七阶

图 4.3.3 三~七阶多路反馈 LPF

4.3.2 二阶有源 LPF 快速实用设计基础

(1) 电路元件值设计表

设计一个实用有源 LPF 的电路包括两部分的内容, 其一是根据技术要求和所选定的滤波器类型(如 BW 型或 CB 型等)求其传输函数^[5]; 其二, 选用合适的电路形式, 如图 4.3.1 和 4.3.2 所示的电路, 并确定其元件参数。当电路形式选定后, 可根据电路推导出输出输入电压之比的传输函数, 即可得到一个关于其电路参数 RC 的传输函数。对于全极点型二阶 LPF, 其传输函数 $H(S)$ 为:

$$H(S) = Gb_0 / (S^2 + b_1S + b_0) \quad (4.3.4)$$

其中, b_0, b_1, G 均为 RC 的函数(如式(4.3.2)和式(4.3.3)所示), 且可用下面函数关系表示:

$$b_0 = f_0(R, C), \quad b_1 = f_1(R, C), \quad G = f_2(R, C) \quad (4.3.5)$$

在选定滤波器类型和给定技术要求后, b_0, b_1 和 G 就变为常数。再通过求解方程组(4.3.5)得到电路中 RC 的具体数值。显然求解方程组(4.3.5)是很麻烦的。因为, 式(4.3.5)可能为一个欠定方程(即未知数大于方程的数目)、超定方程(未知数小于方程的数目)或恰定方程。即就式(4.3.5)为一个恰定方程(即未知数等于方程数), 它也是一个非线性方程。为了避开这个问题, 本书引用了文献[1]给出设计表。设计表列出了常用的若干数据。在设计时, 读者只需根据所选定电路的形式和滤波器的类型去查相应的设计表即可得到 RC 的具体数据。

为了增强设计表的适应性, 设计表用截止频率 ω_c 和归一化电容 C 对电路的参数进行标定。标定系数 K 为

$$K = \frac{100}{f_c C} \quad (4.3.6)$$

(2) 元器件的要求与选用

有源滤波器是由集成运放和电阻电容组成的, 每种滤波器对其元器件都有一定要求。有些要求是普遍, 而另一些为特殊的。在这一小节, 我们只研究其普遍要求, 而把特殊要求放在设计各种滤波器时介绍。

①对运放的要求 在分析和设计有源滤波器时, 总认为运放为理想运放, 即假设开环增益、输入电阻、频带宽度、信噪比等无限大, 而输出电阻、失调参数、漂移等为零。在实际应用, 运放的实际特性在一定条件下也接近或相对接近其理想特性, 因此得出的公式也有一定的实用价值。但欲设计出性能良好的滤波器, 对运放的某些主要指标有一定的要求。

要求 1: 增益带宽积 (GB) 和转换速率 S_R 应足够大

在处理小信号的滤波器中, 其上限截止频率(或带通滤波器的中心频率) f_c 受运放小信号带宽的限制, 一般要求

$$f_c < GB/50 \quad (4.3.7)$$

在处理大信号时, 其上限截止频率和输出电压的最大值 U_{om} 受运放的转换速率的影响, 一般要求

$$S_R > 2\pi f_c \cdot U_{om} \quad (4.3.8)$$

通用的 BI-FET 输入型运放的 GB 与 S_R 值较大, 一般 $GB=3\sim 5\text{MHz}$, $S_R=9\sim 20\text{V}/\mu\text{s}$ 。能处理大信号的上限频率 $f_c=150\text{kHz}\sim 200\text{kHz}$ 。当 f_c 更大时, 应选用高速宽带运放。

要求 2: 噪声要足够小

在处理微弱信号时, 运放的噪声应足够少。选用运放一般原则是: 在能兼容“要求 1”的情况下, 尽可能选用低噪声、窄频带的运放。因为运放的频带愈宽, 价格愈高, 噪声也愈大, 所以减少噪声的一个有效途径就是不要使用频带过宽的运放。

②对电阻的要求 常用的电阻有炭膜电阻、金属膜电阻和绕线电阻。其中炭膜最便宜, 大量应用于要求不高的滤波器中。在本章的举例中, 若在对滤波器要求不严格的情况下, 用误差为 5% 的炭膜电阻设计二、三和四阶滤波器是可行的。当滤波器的性能要求较为严格、环境温度变化也较大的电路时, 应采用金属膜电阻或线绕电阻。在设计五阶和六阶滤波器时, 采用误差为 2% 的元件; 在设计七阶和八阶滤波器时, 应选用误差小于 1% 的电阻。

若要批量生产, 建议去厂家定制电阻。其原因是, 市场购来的电阻误差分布不均匀、不同厂家不同批号的电阻的温度系数也有较大差别。用这种电阻构成滤波器会给整体调试带来诸多不便; 另外, 市场上的电阻均为标称系列值, 很难与其设计值相吻合。同时建议尽量少用电位器, 虽然电位器给调试带来许多方便, 但却是软故障的常发点。

③对电容要求

要求 1: 精度高, 耗损小

要求电容精度高、耗损小且温度系数要好。 $0.1\mu\text{F}$ 以下的电容可用聚乙烯、聚酯薄膜电容, 允许误差在 $\pm 1\% \sim \pm 0.25\%$, 温度系数为 $-180 \pm 30 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。 $0.1\mu\text{F}$ 以上的, 一般用金属化电容, 其精度要为 $\pm 1\% \sim \pm 0.5\%$ 。在要求不高时, 可选用陶瓷电容。

一般来说, 电容具有负温度系数。在要求严格的场合, 最好选用具有正温度系数的电阻, 以补偿电容的负温度系数, 但这是一个极为棘手的问题。

要求 2: 经时变化小, 老化充分

电容长期放置不用, 即使精密电容也会超过其容差范围。解决这一问题的方法是: 要求生产厂家进行必要的老化处理。

4.3.3 有源 LPF 的设计步骤及举例

(1) 二阶有源 LPF 的设计

若给定截止频率 f_c (Hz), 通带内的增益 G 且选定电路的形式及滤波器的类型, 对于二阶 LPF 或高阶 LPF 的每个单元电路, 按下面步骤设计

步骤 1: 选择归一化电容 C

在图 4.3.1~4.3.3 所示的电路中, 没有下标的电容为归一化电容。电容的容量与 f_c 和 G 有一定的关系, 通常在 $G \leq 10$ 时, f_c 与归一化电容的关系如表 4.3.1 所示:

表 4.3.1 $G \leq 10$, 电容 C 与 f_c 之关系表

f_c (Hz)	C (μF)	f_c (Hz)	C (pF)
1~10	20~1	$10^3 \sim 10^4$	$10^4 \sim 10^3$
$10 \sim 10^2$	1~0.1	$10^4 \sim 10^5$	$10^3 \sim 10^2$
$10^2 \sim 10^3$	0.1~0.01	$10^5 \sim 10^6$	$10^2 \sim 10$

步骤 2: 计算标定系数 K

$$K = \frac{100}{f_c C} \quad (4.3.9)$$

其中 f_c 是截止频率 (Hz), C 是电路中的归一化电容 (μF)。

步骤 3: 查表确定其它参数的数值。

设计表中给出了其它元件的参数值。但是, 由于设计表中电阻的数值是在 $K=1$ 时求出的, 并且是以 $\text{k}\Omega$ 为单位, 所以设计值应为:

$$\text{设计值} = K \times \text{表中值}(\text{k}\Omega) \quad (4.3.10)$$

选择元件的标称值应尽量接近其设计值。

步骤 4: 选择元器件

应按 4.3.2 节介绍的内容选择元器件。对于 LPF 在选择运放时, 除要满足 4.3.2 节中的两个要求外, 运放还必须满足低漂移的要求。有关低漂移的问题在 1.3 节中仔细讨论过, 表 1.3.1 和 1.3.2 列举了许多常用低漂移运放, 读者可根据要求在表中找出合适的运放。

(2) 高阶有源 LPF 的设计步骤及举例

用下面例子说明高阶级联 LPF 的设计方法

例 1 设计一个六阶无限增益多路反馈 BW-LPF。要求: $G=4$, $f_c=2\text{kHz}$

解: 选用图 4.3.1 所示的二阶无限增益多路反馈电路作为基本单元电路。需要用三节基本单元电路级联, 如图 4.3.4 所示。

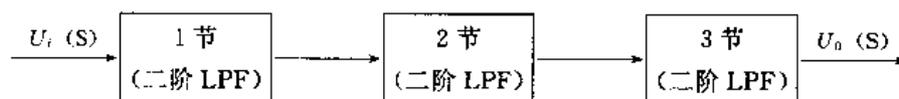


图 4.3.4 六阶级联 LPF 的框图

第一节设计

步骤 1, 由表 4.3.1 选择归一化电容 C , 取 $C=0.01\mu\text{F}$

步骤 2, 由式 (4.3.9) 求得参数 K

$$K = \frac{100}{f_c \cdot C} = \frac{100}{2 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 5$$

步骤 3, 查表 4.3.10 并应用式 (4.3.10) 得

$$R_1 = 5 \times 6.972 = 34.86\text{k}\Omega, \quad R_2 = 5 \times 13.944 = 69.72\text{k}\Omega$$

$$R_3 = 5 \times 9.083 = 45.415\text{k}\Omega, \quad C_1 = 0.02C = 0.02 \times 0.01\mu\text{F} = 200\text{pF}$$

第二节设计, 用类似方法可得, $R_1=12.825\text{k}\Omega$, $R_2=25.65\text{k}\Omega$, $R_3=16.46\text{k}\Omega$, $C_1=1500\text{pF}$

第三节设计结果为: $R_1=R_2=10.695\text{k}\Omega$, $R_3=17.945\text{k}\Omega$, $C_1 \approx 3300\text{pF}$

最后指出, 在设计三~七阶多路反馈 LPF 时, 电路结构如图 4.3.3 所示, 设计表见 4.3.22—4.3.28。

4.4 有源高通滤波器 (HPF) 典型电路及快速设计

高通滤波器 (简写 HPF) 与 LPF 的幅频特性恰好相反, 它允许高频信号通过而衰减低频信号。

4.4.1 HPF 的基本理论

HPF 的幅频特性如图 4.4.1 所示, 其中虚线表示理想特性, 实线表示物理可实现 HPF 的

实际特性。 ω_c 是下限截止频率。 $\omega > \omega_c$ 是通带；为了简单设计，认为过渡带为零。因此， $0 < \omega < \omega_c$ 为阻带。和 LPF 一样，下限截止频率（简称为截频） ω_c 是当幅度下降到其最大值的 $1/\sqrt{2}$ 倍（即 -3dB 点）时所对应的频率。

为了获得 HPF 的传输函数，只要将 LPF 传输函数 $H(S)$ 中的 S 用 $1/S$ 代换即可。因此，从全极型 LPF 传输函数的一般表达式 (4.2.1) 中导出 N 阶高通滤波器的传输函数为

$$H(S) = \frac{Gb_0}{S^N + b_{N-1}S^{N-1} + \dots + b_1S + b_0} \Big|_{S = \frac{1}{s}} \quad (4.4.1)$$

进行上述变换并简化后可得

$$H(S) = GS^N / (S^N + a_{N-1}S^{N-1} + \dots + a_1S + a_0) \quad (4.4.2)$$

其中，

$$b_N = 1, \quad a_{N-i} = \frac{b_i}{b_0}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (4.4.3)$$

在上式中，当 $S = \infty$ ， $H(S) = G$ ， G 为通带的增益；当 $S = 0$ ， $H(S) = 0$ ，因此，上式是 HPF 的传输函数。

当式 (4.4.1) 所表示的 LPF 为 BW 型或 CB 型时，由式 (4.4.2) 所表示的 HPF 也是 BW 型或 CB 型（而且通带内的最大衰减亦相同）。此时式 (4.4.3) 给出的归一化 ($\omega_c = 1$) 系数 a_i 均可由归一化系数 b_i 求得。与 LPF 一样，对 BW 型滤波器， ω_c 就是通常定义的 (-3dB) 点所对应截频；对于 CB 型滤波器， ω_c 是通带内等波纹区间的起始点， ω_c (或 f_c) 与 (-3dB) 所对应的截频 f_{3dB} 的关系如表 4.4.1 所示。表中， N 表示 HPF 的阶数。

二阶 CB 和 BW—HPF 的幅频特性如图 4.4.2 所示。

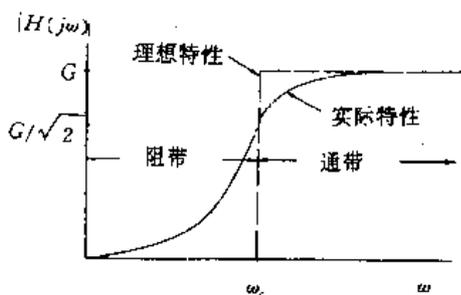


图 4.4.1 高通滤波器幅频特性

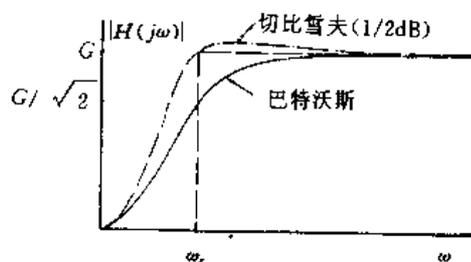


图 4.4.2 二阶高通滤波器的幅频特性

综上所述，HPF 与 LPF 的幅频特性有着对偶性和相似性。对偶性表现在：①传输函数的对偶性，即把 LPF 传输函数中的 S 由 $(1/S)$ 置换，可得到其 HPF 的传输函数；②幅频特性的对偶性，如果令 HPF 的下限截止频率 ω_c 与 LPF 的上限截止频率相等，HPF 和 LPF 的幅频特性是以 $\omega = \omega_c$ 为垂线左右对称，二者随频率变化的规律是相反的。相似性表现为：①滤波器类型的相似性，当某 LPF 的传输函数（称之为原型）为 BW 型或 CB 型时，用 $1/S$ 置换原型中的 S 得到 HPF 传输函数（称之为变换型）也是 BW 型或 CB 型；②幅频特性的相似性，在 4.2 节中介绍有关 CB 和 BW 滤波器在通带和阻带的特点完全适合于 HPF，③电路特点的相似性，在 4.3.1 节中介绍各种 LPF 电路的优缺点也适用于本节介绍的各种 HPF 对应电路。④设计方法相同，在 4.3 节中介绍的设计方法也适用于 HPF 的设计，只是所用的设计表不同而异。

HPF 的设计表见表 4.4.2~4.4.33。

4.4.2 有源 HPF 典型电路

(1) 二阶有源 HPF

在式 (4.4.2) 中, 令 $N=2$, 可获得二阶有源 HPF 的传输函数, 即:

$$H(S) = U_o(S)/U_i(S) = GS^2/(S^2 + a_1S + a_0) \quad (4.4.4)$$

这是二阶 HPF 传输函数的一般表达式。

表 4.4.1 切比雪夫滤波器通常的 -3dB 截止点 $f_{3\text{dB}}$ 与波纹区间起点频率 f_c 的关系

N dB	$f_{3\text{dB}}/f_c$						
	2	3	4	5	6	7	8
0.1	0.515	0.720	0.824	0.881	0.915	0.936	0.951
0.5	0.720	0.857	0.915	0.944	0.961	0.971	0.978
1	0.821	0.913	0.950	0.967	0.977	0.983	0.987
2	0.931	0.968	0.982	0.988	0.992	0.994	0.995
3	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000

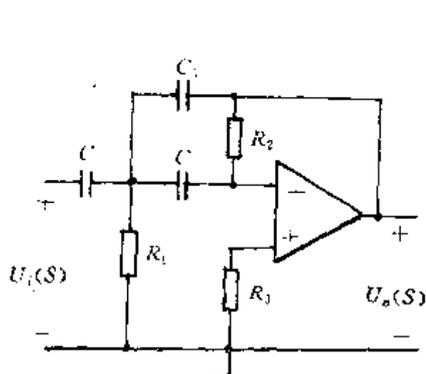


图 4.4.3 二阶无限增益多路反馈 HPF

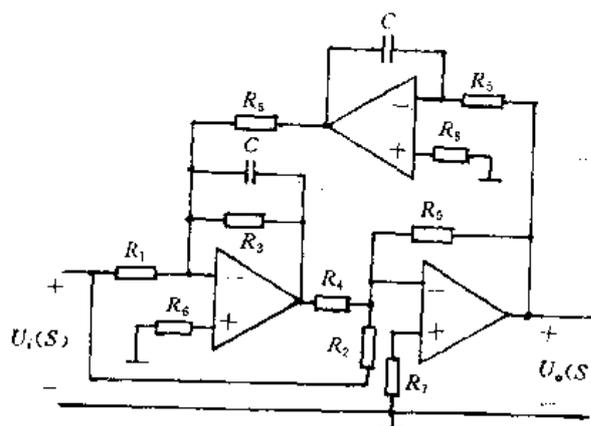


图 4.4.4 二阶双二次 HPF

在这里, 我们只介绍无限增益多路反馈 HPF 和双二次 HPF, 以便与 LPF 的电路相对应。分析图 4.4.3 所示电路可知, 其传输函数满足式 (4.4.4), 而且式中的各个常数为

$$\begin{aligned} a_0 &= 1/(R_1R_2CC_1) \\ a_1 &= (2C + C_1)/(R_2CC_1) \\ G &= -C/C_1 \end{aligned} \quad (4.4.5)$$

其中, 通带内的增益 $G = -C/C_1$, 同相端平衡电阻 $R_3 = R_2$ 。因此, 和图 4.3.1 所示电路一样, 无限增益多路反馈 HPF 亦具有反相增益。该电路的设计表见表 4.4.2~4.4.17。

在给定其截止频率 f_c (Hz)、增益、阶数 N 和滤波器类型 (BW 型或 CB 型) 时, 其设计与 4.3 节介绍的方法相同。

二阶双二次 HPF 电路如图 4.4.4 所示, 这个电路非常类似于图 4.3.2 所示的二阶双二次

LPF 电路。和 LPF 一样，这个电路具有很好的调整性能和稳定性，但这些优点是以电路的元件多、结构复杂为代价。

二阶双二次 HPF 电路的传输函数能满足式 (4.4.4)，当 C 和 R_5 均归一化为 1 时，式中各常数的表达式为：

$$\begin{aligned} a_0 &= 1/R_4 \\ a_1 &= 1/R_3 \\ G &= 1/R_2 = a_0/(a_1 R_1) \end{aligned} \quad (4.4.6)$$

其设计表见 4.4.18~4.4.21。

(2) 高阶多路反馈 HPF

N 为三~八阶的多路反馈 HPF 电路结构如图 4.4.5 所示。当电路的电容 C (无下标的电容) 和截频都归一化为 1 时，可以证明，这些电路的传输函数也满足式 (4.4.2)。与多路反馈 LPF 一样，这些电路与级联实现的高阶滤波器相比，其主要优点为：传输函数对元件参数的灵敏度低；从不同的级反馈，可以得到更好的稳定性；电路较容易调整到所要求的响应。设计表见 4.4.22~4.4.33。

4.4.3 设计举例

实例：设计一个七阶 0.5dB 多路反馈切比雪夫 HPF。要求： $G=2$ ， $f_c=1000\text{Hz}$ ，波纹=0.5dB。

解：采用图 4.4.5 (e) 所示电路，取 $C=0.01\mu\text{F}$ ，由式 (4.3.6) 求得 $K=10$ 。由表 4.4.32，查得的电阻值乘以 K ($K=10$) 得， $R_1=28.97\text{k}\Omega$ ， $R_2=4.07\text{k}\Omega$ ， $R_3=33.48\text{k}\Omega$ ， $R_4=12.85\text{k}\Omega$ ， $R_5=3.31\text{k}\Omega$ ， $R_6=26.4\text{k}\Omega$ ， $R_7=3.35\text{k}\Omega$ ， $R_8=20.87\text{k}\Omega$ ， $R_9=44.95\text{k}\Omega$ ， $R_{10}=67\text{k}\Omega$ 。在实际电路中，所用电阻的实际测值分别为 28.7，4.0，33.6，13.0，3.32，26.3，3.32，20.5，45 和 67k Ω 。电路实测结果为 $f_c=990\text{Hz}$ ， $G=1.96$ ，波纹 0.53dB。

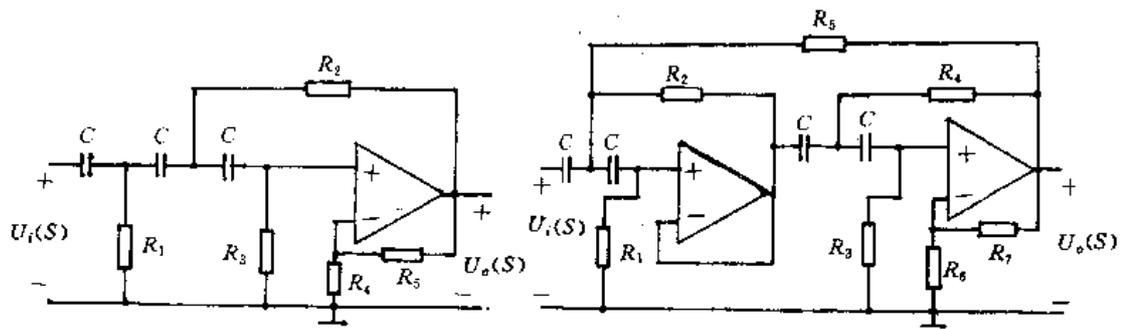
4.5 有源带通滤波器 (BPF) 典型电路及快速设计

4.5.1 BPF 基本理论

带通滤波器 (以后简写 BPF) 允许以某一频率为中心、带宽为 B 的信号通过，而抑制所有其它频率的信号，其幅频特性如图 4.5.1 所示。在图 4.5.1 中，虚线表理想 BPF 的幅频特性，实线表示物理可实现的、近似于理想的特性。 $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ 是其通带； $0 \leq \omega < \omega_1$ 和 $\omega_2 \leq \omega < \infty$ 是阻带。 ω_0 是中心频率。图中， ω_1 和 ω_2 是两个截止频率，其定义是： $|H(j\omega)|$ 下降到最大值的 $(1/\sqrt{2})$ 倍时的频率 (即 -3dB 处的频率)。频带宽度 $B=\omega_2-\omega_1$ 。BPF 还有一个重要的参数——品质因素 Q ， $Q=\omega_0/B$ 。用 Q 值来衡量 BPF 的选择性。 Q 值愈大，BPF 的通带愈窄，选择性愈好。

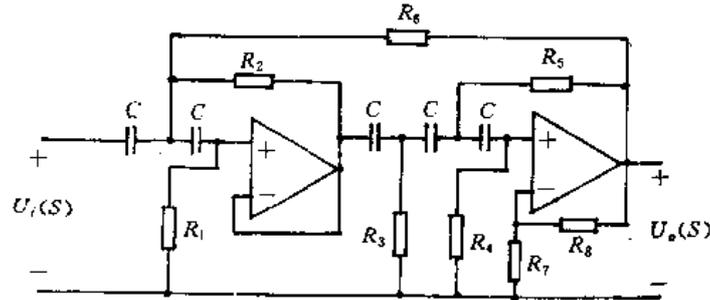
和 HPF 一样，BPF 的传输函数也能通过变换 LPF 原型的传输函数求得。其方法是：只要将 LPF 传输函数中的 S 换为 $\frac{s^2+\omega_0^2}{Bs}$ 即可。因此，从 N 阶全极型 LPF 传输函数一般表达式 (4.2.1) 导出 $2N$ 阶 BPF 传输函数为

$$H(S) = \frac{Gb_0}{S^N + b_{N-1}S^{N-1} + \dots + b_1S + b_0} \Big|_{S = \frac{s^2 + \omega_0^2}{Bs}} \quad (4.5.1)$$

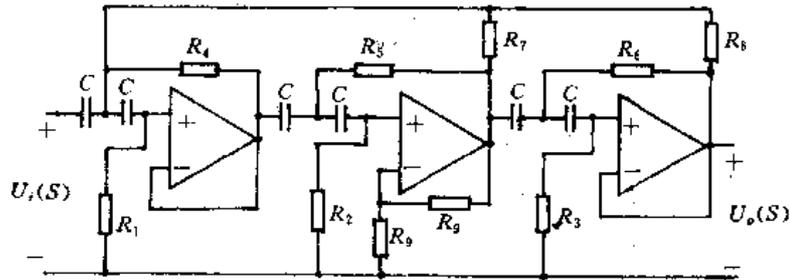


(a) 三阶

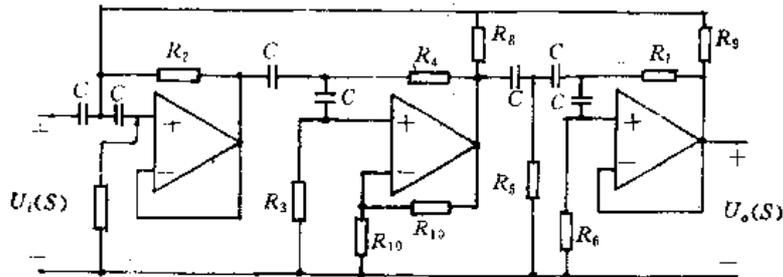
(b) 四阶



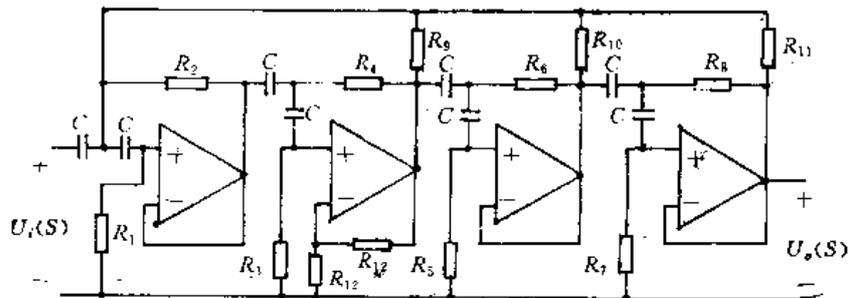
(c) 五阶



(d) 六阶



(e) 七阶



(f) 八阶

图 4.4.5 三~八阶多路反馈 HPF

如果你觉得本书很好，请浏览后删除并购买原版书籍阅读。

式中, G 是通带内增益。还需说明, 当 LPF 原型为 BW 型或 CB 型时, 由其得到的 BPF 也是 BW 型或 CB 型。

图 4.5.2 给出四阶切比雪夫型带通滤波器(简称为 CB-BPF)和巴特沃斯带通滤波器(简称为 BW-BPF)的幅频特性。由图可见, BW-BPF 具有最平坦的、通带内单峰值的幅频特性, 而 CB-BPF 在通带内有波纹; 在截止频率处, CB 型要比 BW 型有更大的衰减速率。在 BW-BPF 幅频特性中, ω_1 和 ω_2 就是通常所定义的 (-3dB) 处对应的频率; 而在 CB-BPF 中, ω_1 和 ω_2 是通带内波纹区间的终止频率。

在实际设计时, 总希望 BPF 具有良好的选择性(即 Q 值大), 通带内的增益高(即 G 要求大)且能稳定工作。不幸的是上述这些愿望是矛盾的, 很难兼而得之。例如, 当 Q 大, G 高时, BPF 的稳定性和可靠性下降。其现象之一是: BPF 容易自激; 其二是, G 不稳定(特别在工业现场测量中使用的 BPF)。这是因为由于有源 BPF 是由运放和 RC 组成的电路, 其中心频率 ω_0 由其电路中的 RC 决定, 当环境温度改变时, R 、 C 的值均在改变。因此, 幅频特性也随之改变。当信号源的频率为 ω 且恒定时, 若幅频特性改变时, 其增益也在改变, 影响测量精度。另一种情况是, BPF 的中心频率 ω_0 与信号源的频率 ω 均在改变, 但不一致, 使 ω 不能恒等于 ω_0 , 也会引起 G 改变。

因为 BPF 出现自激是由于分布参数的作用, 而实际电路又往往存在着多个输出与输入的耦合通路, 所以消除自激通常是十分困难的。另外, BPF 的幅频特性随温度改变的问题也不易解决。理论上讲, 电容具有负温度系数, 应选择具有正温度系数的电阻去补偿电容的变化, 但是, 很难实现完全匹配。近几年作者制作过几个高阶 BPF, 得到了些经验, 现介绍给读者以供参考: ① G 值不宜太大; ② Q 值不要太大; ③ 第一级建议采用仪用放大器(如 AD521 等)作差分放大。建议对第一级屏蔽, 即对输入级的布线最好采用第六章中所介绍的布置必要的屏蔽线; ④ 整个放大器的布局采用“一”字型布局(参见第六章); ⑤ 采用一点接点(参见第三章有关内容)。实践证明上述措施是行之有效的。作者曾成功的研制了一个高性能的 BPF, 其实测结果为: $Q=100$, 六阶, $\omega_0=20\text{kHz}$, $G=25000$ 倍, 等效输入噪声为 $0.5\mu\text{V}$ 。

4.5.2 BPF 的级联

在这里, 我们讨论用级联的方法实现高阶 BPF。

方法 1: 用二阶 BPF 实现高阶(4, 6, 8 阶) BPF 的方法。

由于式(4.5.1)所示的 $2n$ ($n=N/2$, N 为偶数) 阶 BPF 的传输函数, 可分解成 n 个象下式所表示的二阶 BPF 传输函数之积, 即:

$$H(S) = H_1(S)H_2(S)\cdots H_n(S) \quad (4.5.2a)$$

其中,
$$H_i(S) = G \cdot B \cdot S / (S^2 + BS + \omega_0^2) \quad (4.5.2b)$$

因此, 高阶的 BPF 可由多个二阶 BPF 级联获得。图 4.5.3 (a) 给出了一个四阶 BPF 的级联框图。由图可知, 四阶 BPF 可由两个相同的二阶 BPF 实现。但是, 用这种方法获得的滤波器不再是四阶 BW 型或 CB 型。如果用 Q_1 表示每一节(一个二阶 BPF)的品质因素, n 节(即 $2n$ 阶)滤波器的 $Q = Q_1 / \sqrt{\sqrt{2} - 1}$, $n=1, 2, 3, 4$; 当 B_1 表示每节滤波器的带宽, n 节滤波器的 Q 值与 B 的关系如表 4.5.1 所示。

方法 2: 用二阶 LPF 和 HPF 级联获得高阶 BPF

可以证明, 四阶 BPF 的传输函数可以分解为一个二阶 LPF 的传输函数和一个二阶 HPF

传输函数之积。因此，四阶 BPF 可由级联一个二阶 HPF 和一个 LPF 获得，如图 4.5.3 (b) 所示。在这里若 HPF 的截频为 f_1 ，LPF 的截频为 f_2 ，则要求 $f_1 < f_2$ 。用这种方法获得的滤波器其中心频率 f_0 近似等于 $\sqrt{f_1 f_2}$ ，通带 B 近似等于 $(f_2 - f_1)$ 。但是，随着 B 增加， Q 值下降，近似程度得到改善。

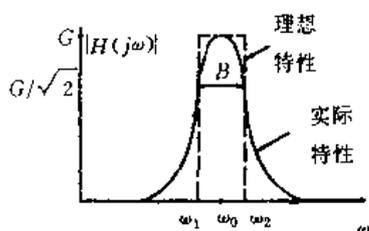


图 4.5.1 BPF 的幅频特性

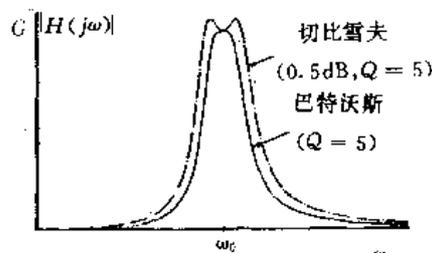


图 4.5.2 四阶带通滤波器的幅频特性

表 4.5.1 n 节相同的带通滤波器级联后的 Q 值

n	带 宽	Q
1	B_1	Q_1
2	$0.644B_1$	$1.55Q_1$
3	$0.510B_1$	$1.96Q_1$
4	$0.435B_1$	$2.30Q_1$
5	$0.366B_1$	$2.60Q_1$

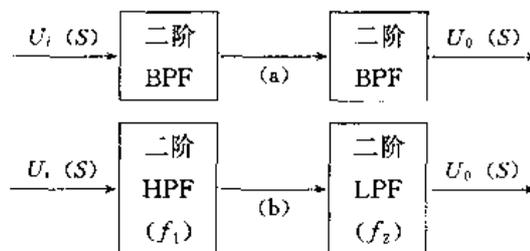


图 4.5.3 实现四级 BPF 的框图

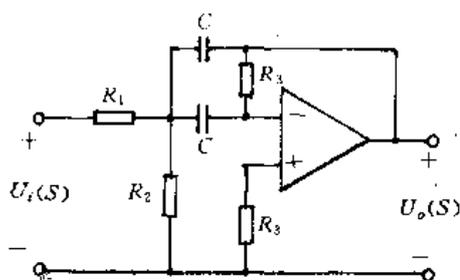


图 4.5.4 二阶无限增益多路反馈 BPF

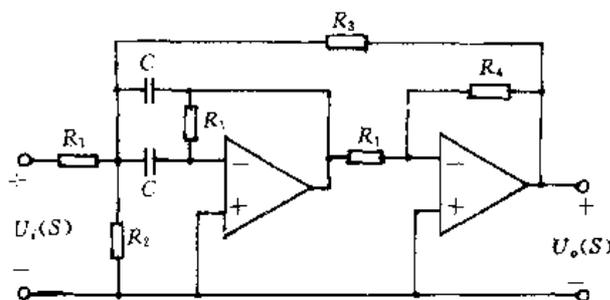


图 4.5.5 二阶正反馈 BPF

4.5.3 有源 BPF 典型电路及设计举例

(1) 二阶无限增益多路反馈 BPF

二阶无限增益多路反馈 BPF 电路如图 4.5.4 所示。分析电路可得满足式 (4.5.2b) 的条件是：

$$\begin{aligned}
 G &= -R_3/2R_1 \\
 B &= 2/(R_3C) \\
 \omega_0^2 &= (1/R_1 + 1/R_2)/R_3C^2
 \end{aligned}
 \tag{4.5.3}$$

由上式可见，调整 R_2 可以改变中心频率而不影响增益和带宽。这是该电路的一个优点。

但是由于该电路 Q 值对元件参数的灵敏度较高, 因此, 通常取 $Q \leq 10$ 。

LPF 的快速设计方法对 BPF 仍然适用。即在给定 Q 值, 增益 G 和中心频率 f_0 后可利用 4.3.3 节给出的设计方法。此时, 计算标定系数公式为:

$$K = \frac{100}{f_0 C} \quad (4.5.4)$$

当 $G \leq 10$ 时, 归一化电容的取值仍可参考表 4.3.1 给出的数值。设计表见 4.5.2~4.5.9。这个电路还可以利用下述设计步骤和公式进行设计, 我们称下述方法为公式法。

已知条件 G 、 ω_0 和 Q (或 B)

步骤 1: 在 $G \leq 10$ 时, 电容 C 的值可根据表 4.3.1 中的数据取值。

步骤 2: 求 RC 网络的值

$$\begin{aligned} R_1 &= Q/G\omega_0 C \\ R_2 &= Q/[(2Q^2 - G)\omega_0 C] \\ R_3 &= 2Q/\omega_0 C \end{aligned} \quad (4.5.5)$$

例 1 已知 $G=10$, $Q=10$, $f_0=1\text{kHz}$ 。

解: 用公式法设计: 由表 4.3.1 可知, 取 $C=0.01\mu\text{F}$

将已知数据代入式 (4.5.5), 得

$$R_1 = Q/G\omega_0 C = \frac{10}{10 \times 2\pi \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} \approx 15.9\text{k}\Omega$$

$$R_2 = Q/(2Q^2 - G)\omega_0 C \approx 838\Omega$$

$$R_3 = 2Q/\omega_0 C \approx 318\text{k}\Omega$$

将上面计算结果取标称值: $R_1=16\text{k}\Omega$, $R_2=820\Omega$, $R_3=330\text{k}\Omega$, 并将其结果代入式 (4.5.5) 得, $f_0=992\text{Hz}$, $Q=10.3$, $G=10.3$, 满足设计要求。如果不满足要求, 可适当改变电容 C 的取值, 重新设计, 直到满足要求为止。

用设计表设计:

取 $C=0.01\mu\text{F}$, 计算标定系数 K

$$K = 100/f_0 C = 100/1 \times 10^3 \times 0.01 = 10$$

由设计表 4.5.9 可得, 各电阻值分别为:

$$R_1 = K \times 1.592 = 15.92\text{k}\Omega, R_2 = K \times 0.084 = 840\text{k}\Omega, R_3 = K \times 31.831 = 318.31\text{k}\Omega.$$

将这个计算结果与公式法计算的结果相比较可知, 用两种方法设计的结果是一致的。需要说明, 在 BPF 设计中, 由于 Q 值对元件参数的灵敏度较高, 如果计算值离标称值太远, 取标称值有时不易满足其性能要求。

(2) 二阶正反馈 BPF

图 4.5.4 电路的 Q 值不够高 ($Q \leq 10$), 为了提高 Q 值, 可在上述电路的基础上增加一级反相放大器, 并引入适当的正反馈, 可把 Q 值提高到 50 左右。电路如图 4.5.5 所示, 称这种电路为二阶正反馈电路。

分析图 4.5.5 电路可知, 当 C 和 ω_0 都归一化为 1 时, 满足式 (4.5.2b) 的条件是:

$$\begin{aligned} G &= QR_1/R_2^2 \\ B &= 1/Q = (2 - \frac{R_1}{R_3})/R_1 \\ \omega_0^2 &= 1 = (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)/R_1 \end{aligned} \quad (4.5.6)$$

由上式可见, 改变 R_1 可在一定范围内改变品质因素 Q 值, 而又不会影响其中心频率, 因为 R_1 与 ω_0 无关; 改变 R_2 值可以调整中心频率 f_0 。

使用表 4.5.10—4.5.19 可以进行快速实用设计。

(3) 二阶双二次 BPF

二阶双二次 BPF 电路如图 4.5.6 所示。分析电路可知, 满足式 (4.5.2b) 的条件是

$$\begin{aligned} G &= R_2/R_1 \\ B &= 1/(R_2C) \\ \omega_0^2 &= 1/(R_3R_4C^2) \end{aligned} \quad (4.5.7)$$

虽然双二次电路较前两种电路复杂, 但是它具有非常好的调整性、 Q 值可达 100 以上和良好的稳定性。因此这是一种应用很广的电路。

调整方法如下: 改变 R_1 调整增益, 改变 R_2 调整 Q 值, 改变 R_3 可以调整中心频率。

另外, 由于这种电路具有良好的稳定性, 用多节级联可以较容易实现高阶 BW 型或 CB 型滤波器。

二阶双二次 BPF 快速实用设计公式为:

$$\begin{aligned} R_1 &= (1.592Q/G) \times K \\ R_2 &= (1.592Q) \times K \\ R_3 &= R_4 = 1.592K \end{aligned} \quad (4.5.8)$$

其中, K 为标定系数, 电阻的单位为 $k\Omega$ 。四阶双二次 BPF 设计表见 4.5.20~4.5.25。

例 2 用二阶双二次电路设计一个 BPF。要求: $f_0=1\text{kHz}$, $Q=100$, $G=10$ 。

解: 选用图 4.5.5 所示电路。根据表 4.3.1 取 $C=0.1\mu\text{F}$; 用公式 (4.5.4) 求得标定系数 $K=1$; 由式 (4.5.8) 可得: $R_1=15.92k\Omega$, $R_2=159.2k\Omega$, $R_3=R_4=1.592k\Omega$ 。

电路中所用电阻的实测值分别为, $R_1=15.9k\Omega$, $R_2=160k\Omega$, $R_3=R_4=1.6k\Omega$ 。实测结果为 $f_0=1\text{kHz}$, $Q=92$, $G=9.4$ 。

(4) 多路反馈 BPF

四阶多路反馈 BPF 电路如图 4.5.7。这个电路与图 4.5.6 所示的二阶双二次 BPF 的结构上很相似, 只是前者多用了几个元件。该电路的设计表见表 4.5.26~4.5.49。

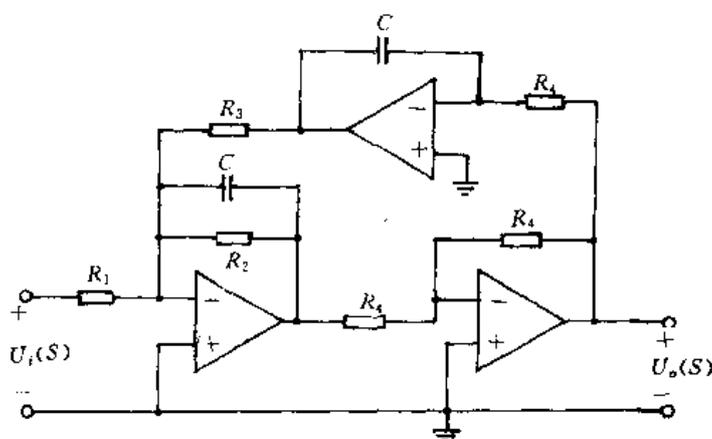


图 4.5.6 二阶双二次 BPF

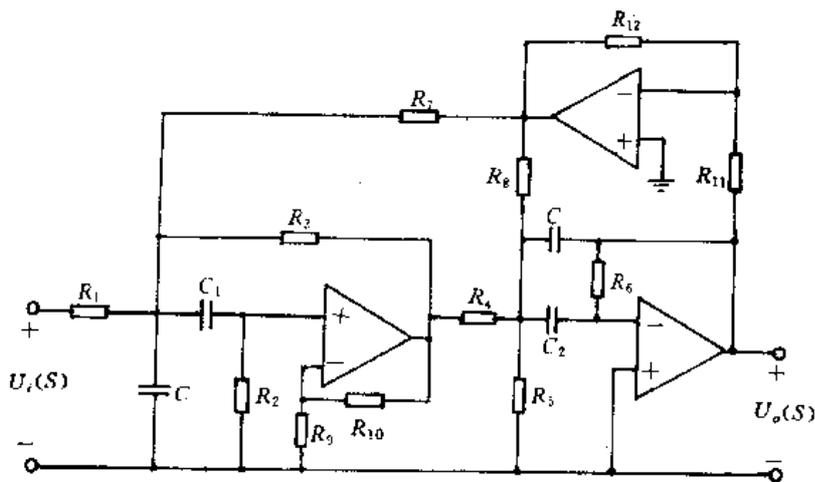


图 4.5.7 四阶多路反馈 BPF

4.6 有源带阻滤波器 (BEF) 典型电路及快速设计

带阻滤波器 (以后简写 BEF) 的特性与带通滤波器相反, 它是用来抑制某一频段的信号, 而允许该频段以外的其它信号通过。BEF 的幅频特性如图 4.6.1 所示, 其中虚线表示理想 BEF 的幅频特性, 实线表示近似的物理可实现 BEF 的特性。 $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ 是其阻带, 其余均为通带。在 BEF 中, 参数 ω_0 , ω_1 , ω_2 , Q , B 与 BPF 的定义及含义类似。当 $f=0$ 或 $f=\infty$ 时, 电路的放大倍数定义为通带的增益。

和高通、带通滤波器一样, 带阻滤波器的传输函数也可以通过变换低通原型的传输函数求得。因此从全极型 LPF 传输函数的一般表达式 (4.2.1) 导出 $2N$ 阶 BEF 的传输函数为:

$$H(S) = \frac{Gb_0}{S^N + b_{N-1}S^{N-1} + \dots + b_1S + b_0} \Big|_S = \frac{Bs}{(s^2 + \omega_0^2)} \quad (4.6.1)$$

当低通原型为 BW 型或 CB 型滤波器时, BEF 也是 BW 型或 CB 型, 且 BW-BEF 及 CB-BEF 在阻带内的幅频特性与 BW-LPF 及 CW-LPF 在通带内的幅频特性有相同的特点。图 4.6.2 给出四阶 BW-BEF 和四阶 CB-BEF 的幅频特性。

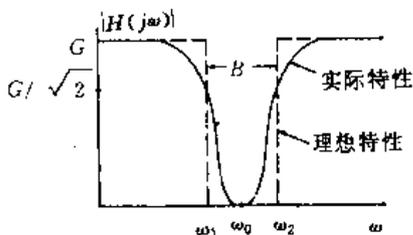


图 4.6.1 带阻滤波器幅频特性

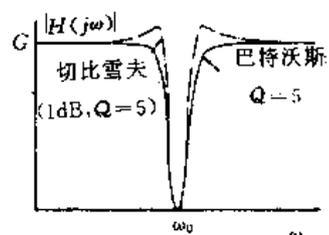


图 4.6.2 四阶带阻滤波器幅频特性

在式 (4.6.1) 中, 令 $b_0=1$, $N=1$ 可得出二阶 BEF 的一般表达式为

$$H(S) = \frac{G(S^2 + \omega_0^2)}{S^2 + BS + \omega_0^2} \quad (4.6.2)$$

其中, G 为通带增益, B 为阻带宽度, ω_0 为中心频率。

下面介绍两种典型电路及其快速实用设计方法。

(1) 多路反馈 BEF 电路

二阶多路反馈 BEF 的电路如图 4.6.3 所示。分析电路可知, 取 $R_3R_4 = 2R_1R_5$ 时, 式 (4.6.2) 中的各常数为:

$$\begin{aligned} B &= \frac{2}{R_4C} \\ \omega_0^2 &= \frac{1}{R_4C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \\ G &= -\frac{R_6}{R_1} \end{aligned} \quad (4.6.3)$$

由上式可知, 改变 R_6 可以调整增益; 改变 R_4 可在一定范围内改变 B 而对 f_0 的影响较小。一般取 $Q \leq 25$ 。

当已知 f_0 (Hz), G 和 Q 时, 设计公式及步骤如下:

步骤 1: 由表 4.3.1 查得 f_0 所对应的归一化电容 C 的值。

步骤 2: 计算标定系数 K

$$K = \frac{100}{f_0C} \quad (4.6.4)$$

其中, C 是以 μF 为单位的归一化电容, f_0 是以赫芝为单位的中心频率。

步骤 3: 设计公式

$$\begin{aligned} R_1 &= 0.796 \times K \times Q, & R_2 &= (K \times R_1)/(Q^2 - 1) \\ R_3 &= K, & R_4 &= 4KR_1, & R_5 &= 2K, & R_6 &= K \times G \end{aligned}$$

其单位均为 $\text{k}\Omega$ 。

(2) 双二次 BEF

二阶双二次电路如图 4.6.4 所示。分析电路可知, 当 $R_2R_6 = R_1R_4$ 且 $R_4R_7 = R_5R_8$ 时, 满足式 (4.6.2) 的条件是:

$$B = 1/CR_2, \quad \omega_0^2 = 1/(R_3R_5C^2), \quad G = R_2/R_1 \quad (4.6.5)$$

尽管这个电路结构复杂, 但因为它具有优良的调试性能而得到广泛应用。它的主要优点是: 能达到非常高的 Q 值 (通常 $Q \leq 50$); 稳定性较好; 用级联方法可获得高阶 CB 和 BW 滤波器。在一定范围内, 改变 R_1 可以调整增益; 改变 R_2 可以调整带宽; 改变 R_3 可以调整中心频率。

二阶双二次 BEF 的实用快速设计公式为:

$$\begin{aligned} R_1 &= 1.592KQ/G, & R_2 &= 1.592KQ, & R_3 &= R_4 = R_5 = 1.592K \\ R_6 &= R_7 = 1.592K/G \end{aligned} \quad (4.6.5)$$

其中, K 是由式 (4.6.4) 求得的标定系数。四阶双二次 BEF 的设计表见 4.6.1~4.6.6。

例 1 用图 4.6.4 电路设计一个四阶 1dB 切比雪夫 BEF。要求: $G=100$, $f_0=1\text{kHz}$, $Q=10$ 。

解: 由表 4.3.1 得 $C=0.01\mu\text{F}$ 。由式 (4.6.4) 求得标定系数 $K=10$ 。滤波器由两节图 4.6.4

所示电路级联构成,在表 4.6.4 中选择增益为 10,可得到第一节的元件值为 $R_1=33.32\text{k}\Omega$, $R_2=333.21\text{k}\Omega$, $R_3=R_5=16.57\text{k}\Omega$, $R_4=15.94\text{k}\Omega$, $R_6=1.59\text{k}\Omega$, $R_7=1.53\text{k}\Omega$; 第二节的元件值为: $R_1=30.72\text{k}\Omega$, $R_2=307.23\text{k}\Omega$, $R_3=R_5=15.28\text{k}\Omega$, $R_4=15.92\text{k}\Omega$, $R_6=1.59\text{k}\Omega$, $R_7=1.66\text{k}\Omega$ 。这些数值是将设计表中值乘以标定系数 $K (=10)$ 而得到的。实际使用的电阻是容差为 1% 的尽可能接近计算值的标称值电阻。实测结果 $Q=11.8$, $f_0=1004\text{Hz}$, $G=100$, 波纹 1.1dB。

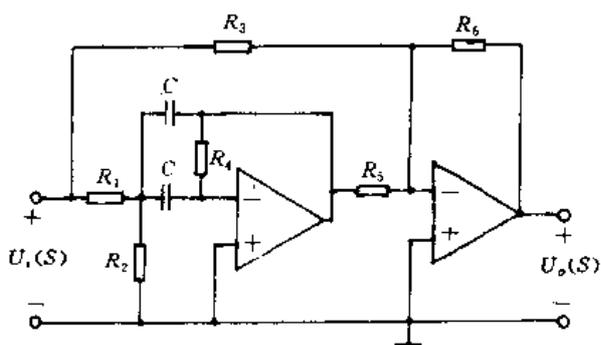


图 4.6.3 二阶多路反馈 BEF

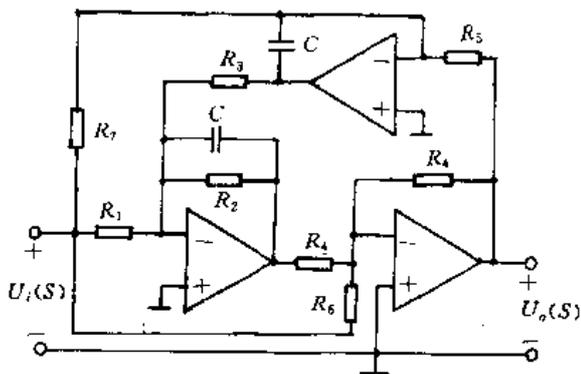


图 4.6.4 二阶双二次 BEF

4.7 开关电容滤波器 (SCF)

开关电容滤波器 (Switched Capacitor Filter 简称为 SCF) 是随 LSI 技术的发展而研制出的一种全新型且适合于集成化的滤波器。SCF 适合用 MOS 技术实现集成化。由于它具有适应范围广,低功耗,高可靠性,小型化以及低成本等一系列优点引起了人们极大的兴趣和广泛的关注。目前已有不少这类产品。

构成开关电容滤波器的基本单元电路是由开关电容网络构成的等效电阻、反相积分器和同相积分器。

4.7.1 SCF 的基本单元电路

(1) 开关电容电路构成的等效电阻

开关电容电路的基本结构是用高速开关 S 和电容 C 取代电阻 R , 通常有串联型和并联型两种电路结构, 其原理电路分别如图 4.7.1 (a), (b) 所示。

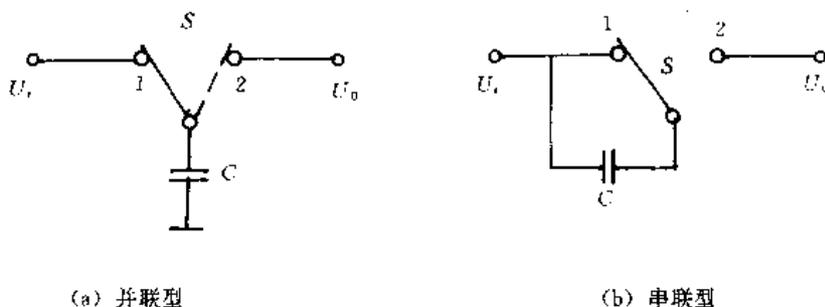


图 4.7.1 开关电容电路原理电路

并联型开关电容电路的工作原理: 在图 4.7.1 (a) 中, 当开关 S 与 “1” 端接通时, 输入

电压 U_i 向电容 C 瞬间充电，电容 C 上的电荷量为 $C U_i$ ；当 S 与“2”端接通时，电容 C 瞬间放电，此时，电容 C 上的电荷量为 $C U_0$ 。设开关 S 的动作是受一个周期为 T_c 的方波信号（称这个信号为时钟信号）控制，则在一个周期内，通过开关 S 和电容 C ，从输入端向输出端传递的电荷总量为：

$$q_c = C(U_i - U_0) \quad (4.7.1)$$

在时钟信号的一个周期内，由输入端流向输出端的平均电流 I 为：

$$I = \frac{q_c}{T_c} = C \frac{U_i - U_0}{T_c} = C f_c (U_i - U_0) \quad (4.7.2)$$

当 f_c 足够高时，可以认为过程是连续的，因而其等效电阻 R_{eq} 为：

$$R_{eq} = \frac{U_i - U_0}{I} = \frac{1}{C f_c} \quad (4.7.3)$$

由此可见，在图 4.7.1 (a) 中，高速开关 S 、小电容 C 以及时钟信号的功能可用一个阻值为 R_{eq} 的电阻等效，而且 R_{eq} 的阻值可通过改变 f_c 来灵活控制。

串联型开关电容电路的工作原理类似于并联型电路，在图 4.7.1 (b) 电路中，当开关与“1”端接通，电容被短路，瞬间放电，使电容 C 上的电荷量 $q_c = 0$ ；当 S 与“2”端接通时， U_i 向电容 C 充电，使电容上的存贮的电荷量为 $q_c = C(U_i - U_0)$ 。因此，在时钟信号的一个周期内，电容 C 由输入端向输出端传递电荷的总量仍为 $q_c = C(U_i - U_0)$ 。这个结论与式 (4.7.1) 的结论相司。故式 (4.7.2) 及式 (4.7.3) 的结论仍适用串联型开关电路。

并联型电路如图 4.7.2 所示。在电路中，开关 S 由 MOS 管构成， Φ 与 $\bar{\Phi}$ 表示两个互为反相的时钟信号，其周期为 T_c ，占空比为 $\frac{1}{2}$ ，如图 4.7.2 (b) 所示。图 4.7.2 (a) 电路的工作原理是：当 Φ 为高电平， T_1 导通、 T_2 截止，电容 C 与 U_i 接通， U_i 向电容充电；当 $\bar{\Phi}$ 为高电平， T_2 导通、 T_1 截止，电容 C 与 U_0 接通，电容 C 放电。因此，这个电路与图 4.7.1 (a) 所示电路具有相同的功能，故 T_1 、 T_2 、 C 以及 Φ 与 $\bar{\Phi}$ 可以用一个阻值为 R_{eq} 的电阻替代，如图 4.7.2 (c) 所示。

为了减少 MOS 管的分布电容，串联型开关电容电路通常采用图 4.7.3 所示电路。在图中，MOS 管 T_1 、 T_4 和 T_2 、 T_3 分别由时钟信号 Φ 与 $\bar{\Phi}$ 控制。其工作原理是：当 Φ 为高电平时， T_1 、 T_4 导通， T_2 、 T_3 截止，电容 C 接在 U_i 与 U_0 之间； $\bar{\Phi}$ 为低电平时， T_2 、 T_3 导通， T_1 、 T_4 截止，电容 C 被短路，其等效电路与图 4.7.1 (b) 相同。因此，图 4.7.3 (a) 所示电路也可以用—个电阻 R_{eq} 取代，如图 4.7.3 (b) 所示。

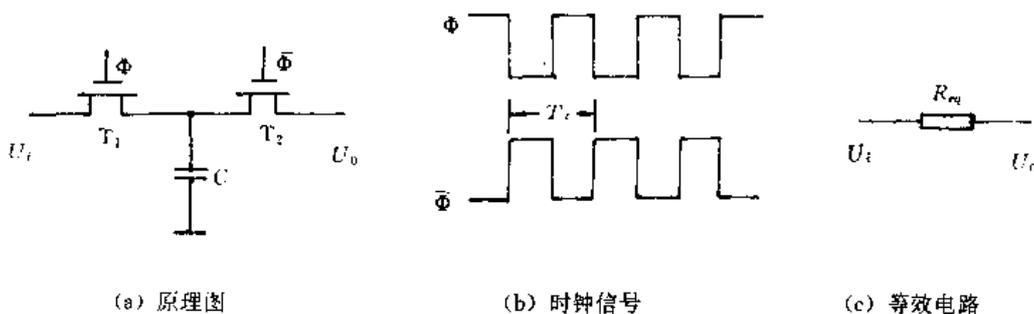


图 4.7.2 并联型开关电容电路及等效电路

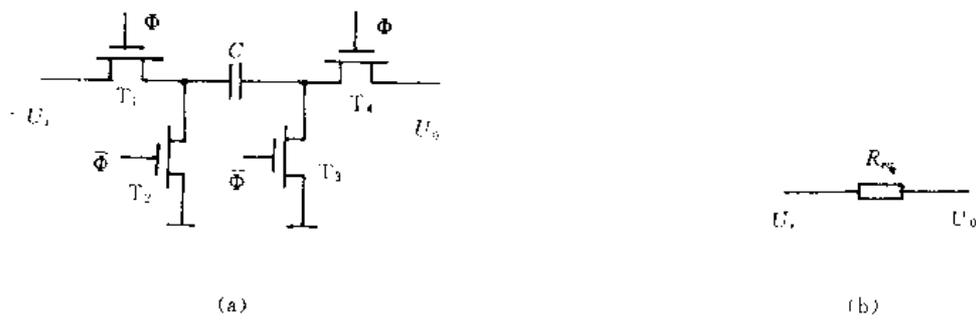


图 4.7.3 串联型开关电容电路及等效电路

(2) 开关电容电路组成的反相积分器

SCF 的基本单位元电路是积分器。反相积分器如图 4.7.4 (b) 所示, C_2 为积分电容。图 4.7.4 (a) 电路是模拟积分器, R 为积分电阻。若由图 4.7.2 (a) 所示的并联型开关电路替代图 4.7.4 (a) 中的 R , 即可得图 4.7.3 (b) 所示的开关电容电路组成的反相积分器。

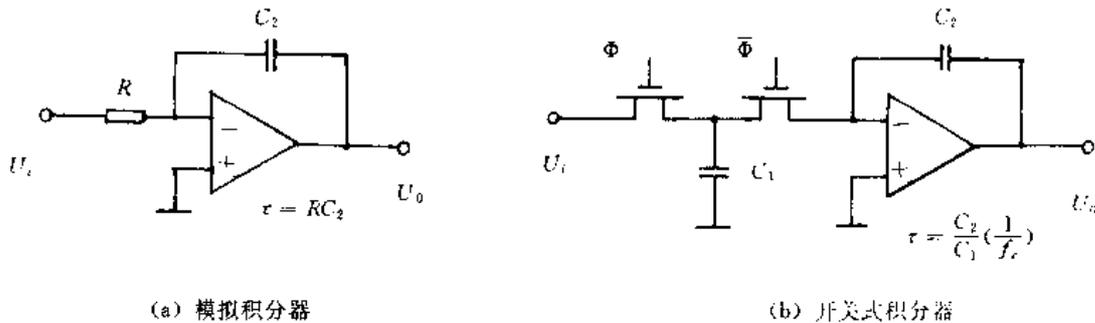


图 4.7.4 开关式积分器

对于图 4.7.4 (a) 电路, 拉氏变换形式的传输函数 $H(S)$ 为

$$H(S) = -\frac{1}{SRC_2} \quad (4.7.4)$$

对于图 4.7.4 (b) 电路, 拉氏变换形式的传输函数 $H(S)$ 为

$$H(S) = -\frac{1}{SR_{eq}C_2} = \frac{-1}{S\left(\frac{1}{C_1 f_c}\right)C_2} = \frac{-1}{S\tau} \quad (4.7.5)$$

由此可见, 图 4.7.4 (a)、(b) 电路具有相同的传输函数。

在图 4.7.4 (b) 电路中, 积分时间常数 τ 为

$$\tau = R_{eq} \cdot C_2 = \frac{C_2}{C_1 f_c} \quad (4.7.6)$$

可见 τ 的大小取决于时钟频率 f_c 与两个电容的比值 (C_2/C_1)。在集成电路中, 电容比值的精度可以控制在 0.1% 以内, 因此改变频率 f_c 便可相当精确的改变时间常数。例如, 取 $f_c = 100$ kHz, $C_2/C_1 = 10$, 就可得 $\tau = 0.1$ ms, 这在音频范围内已足够了。因此, 可以用小电容代替大电阻, 这正适合于集成技术。时钟信号也可用高稳定度的晶体振荡器来产生, 所以可制成无需调整而特性优良的单片 IC 型 SCF。

4.7.2 一阶 LPF 开关电容滤波器

图 4.7.5 (a) 所示为开关电容电路和运放构成的一阶 LPF。其等效电路如图 (b) 所示。

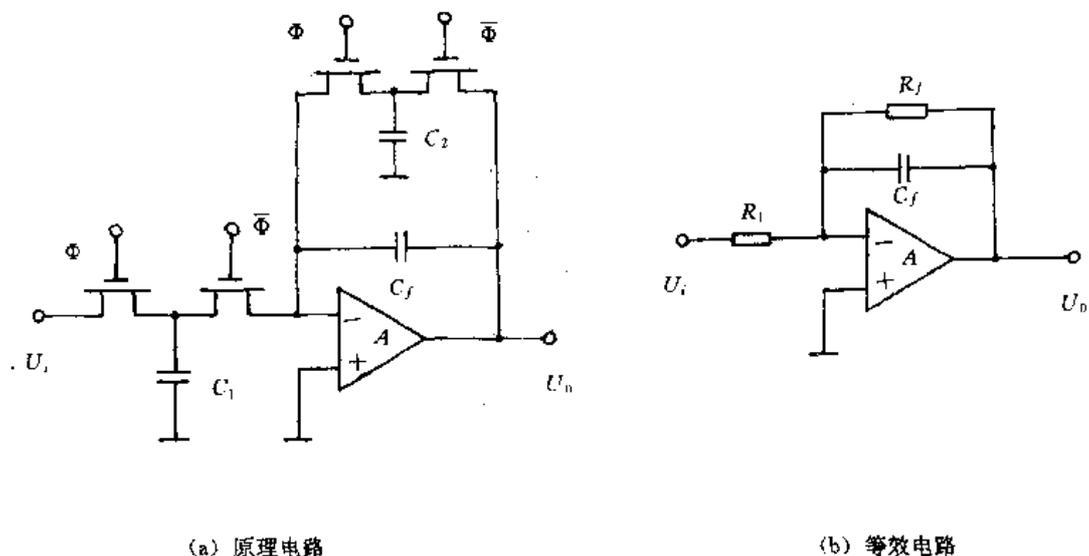


图 4.7.5 一阶 LPF 开关电容滤波器

由电路 (b) 可以写出其频率特性表达式为

$$A_u = \frac{-R_f/R_1}{1 + j\omega R_f C_f} = \frac{-R_f/R_1}{1 + jf/f_0} \quad (4.7.7)$$

式中, $f_0 = 1/2\pi R_f C_f$, 即通带内的截止频率。

由于图 4.7.5 (a) 电路中使用了开关电容网络作为等效电阻, 所以根据式 (4.7.3) 可得

$$R_f = \frac{1}{C_2 f_c} \quad (4.7.8)$$

$$R_1 = \frac{1}{C_1 f_c} \quad (4.7.9)$$

因此,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \left(\frac{1}{C_2 f_c} \right) C_f} = \frac{C_2 f_c}{2\pi C_f} \quad (4.7.10)$$

将上面诸式代入式 (4.7.7), 得

$$A_u = \frac{-C_1/C_2}{1 + jf / \left(\frac{f_c}{2\pi} \cdot \frac{C_2}{C_f} \right)} \quad (4.7.11)$$

由上式可知, 该滤波器的通带增益 G 为

$$G = -C_1/C_2 \quad (4.7.12)$$

上述分析表明, 该滤波器的通带增益 G 、上限截止频率 f_0 都与两个电容比值有关。由于现代集成工艺技术的发展, 15pF 左右的电容相对精度可以做到 0.1%, 且这些电容在同一芯

片上有良好温度补偿作用,因此 G 与 f_c 均可以做到十分精确和稳定。此外,只要改变 f_c 便能容易地改变滤波器的 f_c 。如用开关电容电路制作的带通滤波器,通过改变 f_c 便能使滤波器的中心频率跟踪信号频率,从而可将滤波器的带宽做得很窄。

必须指出,开关电容滤波器实质上是将时间上连续的模拟信号离散化,因此输出波形不是光滑的,这种电路可用 Z 变换分析^[10]。其次,时钟信号的频率 f_c 至少应大于信号中最大频率的2倍,否则会出现混叠现象^[19]。

4.7.3 集成 SCF 产品

(1) SCF 产品的概况

SCF 理论研究大约始于70年代初期,但从70年代后期以来,SCF的产品得到迅速开发,到80年代初已形成了系列单片集成产品。随着集成SCF产品的系列化、商品化,SCF已经广泛地应用在电讯、信息处理、声音处理等领域中,并且正在开发着新的应用领域。

在SCF产品中,较早的产品是美国RETICON公司的R5600系列。R5604~R5606是六阶切比雪夫BPF, $f_c=0.5\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ 可变,动态范围达85dB,波动为0.2dB;R5609是七阶椭圆形特性LPF;R5611是五阶切比雪夫HPF;R5612是四阶BPF;R5613是“线性相位”LPF(即在通带内具有线性相移特性),阻带比为60dB,具有七个极点和六个零点的贝塞尔特性,阻带是椭圆特性,截止频率 f_c 由时钟频率控制,其范围为1Hz~25kHz。1984年日本音响公司推出的模块压控式SCF产品VCF1AM。在1980年前后,NS,INT,MOTA,AMI以及MOSTEK等公司也有SCF产品投放市场,较普遍应用的产品有:MF10(NS)、2911/12/14(INT)、MC14413/14414/145414/145431/145433/145434(MOTA)、S3505(AMI)以及MK5156/5912(MOSTEK)等。还有如MOTA的SCF兼MODEM(调制)功能的MC6170系列和PCM(脉冲编码调制器)滤波/编码器MC14400系列等,这些产品为PCM通信的迅速发展提供了极为有利的条件。

(2) MC145431

MC145431是一种可调谐LPF/BPF,其原理结构框图、测试及应用电路如图4.7.6所示。

MC14531的主要特点如下:

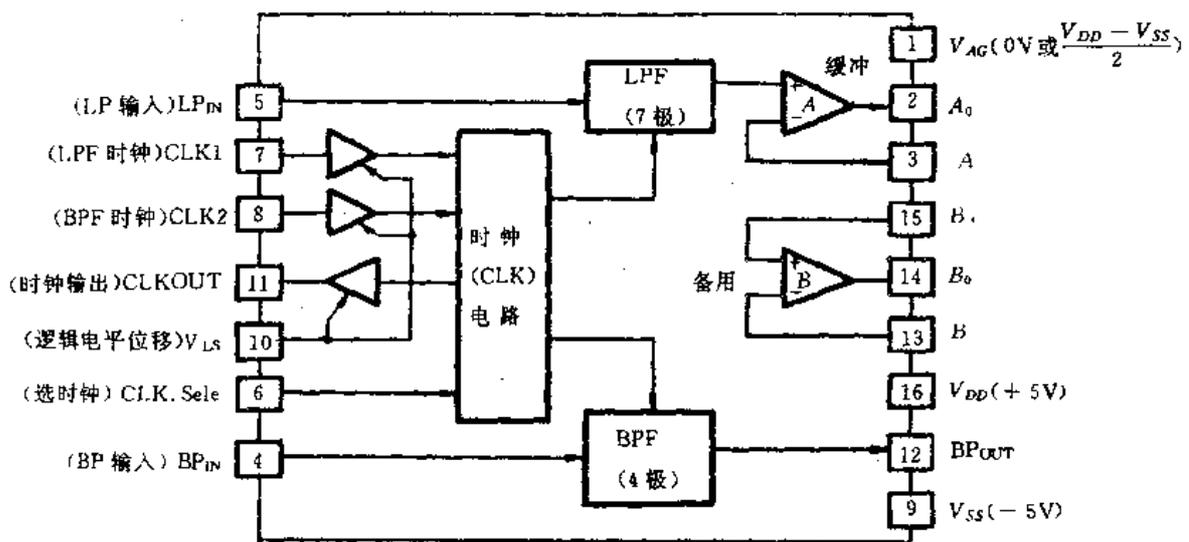
包括有七个极点的LPF和四个极点BPF,时钟频率可分别用外加时钟独立调整;另外还有一只独立运放供用户备用,它能驱动600 Ω 负载。

工作电压范围为 $\pm 5\text{V}\sim \pm 18\text{V}$;逻辑输入电平(时钟信号等)可与TTL,COMS等电路兼容;功耗的典型值为100mW。

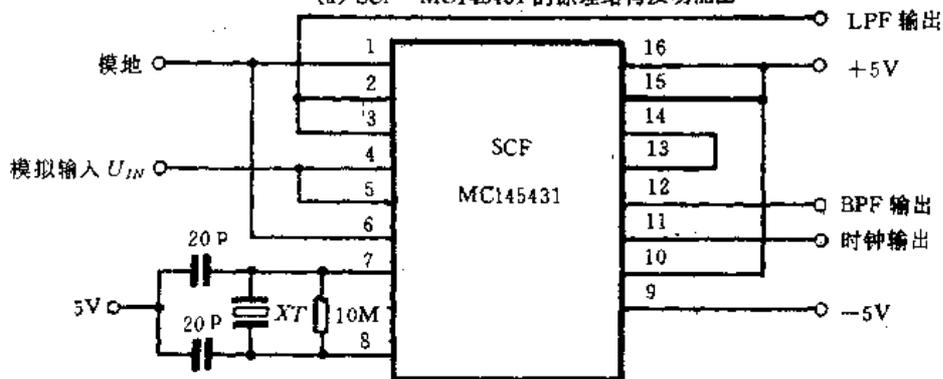
可用外接晶振构成内时钟,也可外加时钟工作;带有时钟输出端以便同步应用。

LPF输出增益可独立调整,用DIP-16脚封装。

MC145431有较丰富的功能。⑩脚(V_{LS})是逻辑电平位移端,用以确定时钟的输入/输出电平,当 $V_{LS}=V_{DD}$ 时,CLK为CMOS电平,当 $V_{LS}\leq V_{DD}-4\text{V}$ 时,则CLK为以 V_{LS} 为参考点的TTL电平。⑥脚(CLK.Sele)是时钟选择控制端;当⑥接 V_{DD} 时,LPF的时钟CLK1,BPF的时钟CLK2分别作为外接时钟输入端,开关频率 f_c 等于外接时钟频率;当⑥脚与模拟地①脚(V_{AC})相接时,CLK1、CLK2之间外接晶振产生内时钟,其振荡频率为 f_{XT} 。这时时钟频率 $f_c=f_{XT}/28$;当⑥脚与 V_{SS} 相接时,其功能类似于⑥脚与 V_{DD} 相接类似,但 $f_c=f_{CLK}/16$ 。



(a) SCF-MC145431 的原理结构及功能图



(b) SCF-MC145431 的测试和应用

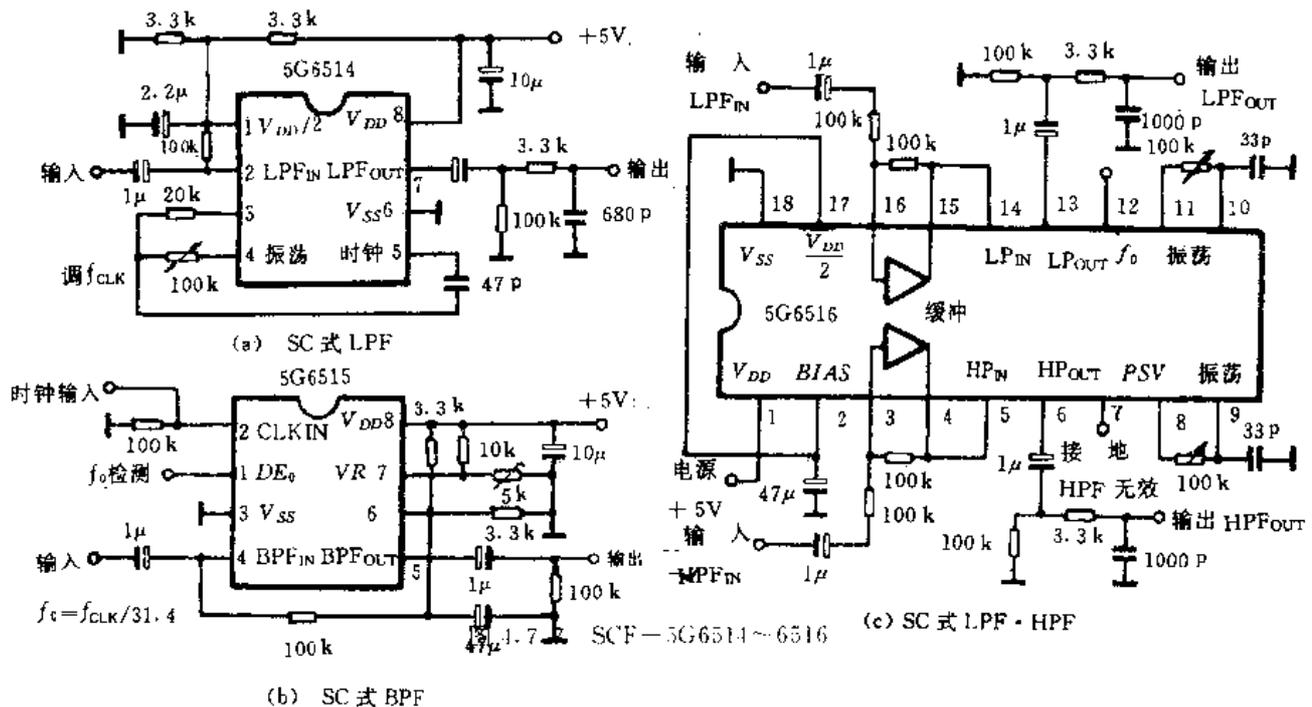
图 4.7.6 SCF-MC145431

图 (b) 是其测试电路, 也是一种典型应用电路。若把 BPF 的输出端 (⑫脚, BPout) 连到备用运放 B, 使其信号放大后再输出, 这样可驱动 600Ω 通信线路。模拟输入是以 V_{AG} 为基准零点, 而逻辑电平是以 V_{LS} 端为基准参考点。开关频率的工作范围为 $10\text{k}\sim 400\text{kHz}$ 。当⑥脚分别接到 V_{DD} 、 V_{AG} 、 V_{SS} 时, BPF 的中心频率分别对应着 $f_{CLK}/33.46$ 、 $f_{CLK}/937.93$ 、 $f_{CLK}/535.2$, LPF 的截止频率分别对应着 $f_{CLK}/37.64$ 、 $f_{CLK}/1055.17$ 、 $f_{CLK}/602.36$ 。时钟输出端 CLK。(⑪脚) 的频率总是等于开关频率。

(3) 5G6514~6516 (MN6514~6516)^[3]

图 4.7.7 是 5G6514~6516 的应用电路。这三种 SCF 均采用 CMOS 电路, 使用 $+5\text{V}$ 或 2.5V 电源, 最高时钟频率在 500kHz 以上, 阻带衰减为 40dB 。5G6514 是五阶联立切比雪夫 LPF, 衰减为 $90\text{dB}/\text{倍频程}$, 截止频率为时钟的 $1/18$, 含有内振荡; 5G6515 是双截止电路构成的 SC 式二阶 BPF, 兼有中心频率检测比较器, 时钟外加, 中心频率为外时钟的 $1/31.4$, $Q \approx 74$; 5G6516 是 SC 式四阶 LPF 和四阶 HPF, 各具独立的内时钟振荡、输入缓冲, 中心频率

对 LPF 为时钟的 $1/20$ 、对 HPF 为 $1/200$ 。另外还有 MN6517 是四阶 LPF、BPF，截止或中心频率为时钟的 $1/20$ 。



参考文献

- [1] D.E. 约翰逊 [美]·J.L 希尔伯恩著. 潘秋明译. 《有源滤波器的快速实用设计》. 第一版. 人民邮电出版社, 1980.
- [2] 许宜生, 丁振荣编著. 《自动检测仪表中电子电路设计》. 第一版. 原子能出版社, 1986 年.
- [3] 郝鸿安编著. 常用模拟集成电路应用手册. 第一版. 人民邮电出版社, 1991 年.
- [4] 刘振安编著. 微型机应用系统抗干扰技术. 第一版. 人民邮电出版社, 1991 年.
- [5] 潘新民等编著. 单片微型计算机实用系统设计. 第二版. 人民邮电出版社, 1992 年.
- [6] 王瑞英主编. 数字信号处理基础. 北方交通大学讲义, 1992 年.
- [7] 宗孔德等编. 数字信号处理. 第一版. 清华大学出版社, 1988 年.
- [8] 程道喜等编. 传感器的信号处理及接口. 第一版. 科学出版社, 1989 年.
- [9] 童诗白主编. 模拟电子技术基础. 第一版. 高等教育出版社, 1988 年.
- [10] 邓汉馨主编. 模拟集成电子技术教程 (第二版). 浙江大学讲义, 1992 年.
- [11] 李清泉等编著. 集成运算放大器原理与应用. 第一版. 科学出版社, 1980 年.
- [12] 李兰友编著. 开关电容网络. 第一版. 电子工业出版社, 1985 年.

设计表

表 4.3.2 二阶无限增益多路反馈
巴特沃斯低通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	3.111	2.565	1.697	1.625
R_2	3.111	5.130	10.180	16.252
R_3	4.072	3.292	4.977	4.723
C_1	0.2C	0.15C	0.05C	0.033C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.3 二阶 0.1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫低通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	2.163	1.306	1.103	1.069
R_2	2.163	2.611	6.691	10.690
R_3	1.767	2.928	2.310	2.167
C_1	0.2C	0.1C	0.05C	0.033C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.4 二阶 0.5dB 无限增益多路反馈
切比雪夫低通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	3.374	2.530	1.673	1.608
R_2	3.374	5.060	10.036	16.083
R_3	3.301	3.301	5.045	4.722
C_1	0.15C	0.1C	0.033C	0.022C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.5 二阶 1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫低通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	3.821	2.602	2.284	2.213
R_2	3.821	5.204	13.705	22.128
R_3	6.013	8.830	5.588	5.191
C_1	0.1C	0.05C	0.03C	0.02C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.6 四阶无限增益多路反馈
巴特沃斯级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	5.321	5.230	3.167	3.052	1
R_2	5.321	10.460	19.003	30.522	
R_3	9.521	5.153	8.886	8.299	
C_1	0.05C	0.047C	0.015C	0.01C	
R_1	2.334	1.750	1.411	1.187	2
R_2	2.334	3.501	8.467	11.871	
R_3	3.289	3.289	2.992	4.268	
C_1	0.33C	0.22C	0.1C	0.05C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.7 四阶 0.1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	8.102	6.563	4.458	4.262	1
R_2	8.102	13.126	26.747	42.623	
R_3	11.755	9.675	14.243	13.542	
C_1	0.02C	0.015C	0.005C	0.0033C	
R_1	3.886	2.914	1.732	1.965	2
R_2	3.886	5.829	10.392	19.653	
R_3	3.489	3.489	7.827	4.139	
C_1	0.3C	0.2C	0.05C	0.05C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.8 四阶 0.5dB 无限增益多路反馈切比雪夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	11.672	9.821	7.311	7.112	1
R_2	11.672	19.643	43.866	71.125	
R_3	20.405	14.787	16.453	15.221	
C_1	0.01C	0.0082C	0.0033C	0.0022C	
R_1	5.178	3.449	2.827	2.990	2
R_2	5.178	6.898	16.964	29.898	
R_3	6.863	10.304	8.379	6.095	
C_1	0.2C	0.1C	0.05C	0.039C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.10 六阶无限增益多路反馈巴特沃斯级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	9.296	6.972	5.205	4.753	1
R_2	9.296	13.944	31.230	47.534	
R_3	9.083	9.083	9.891	10.658	
C_1	0.03C	0.02C	0.0082C	0.005C	
R_1	3.343	2.565	2.154	2.154	2
R_2	3.343	5.130	12.924	12.924	
R_3	3.444	3.292	2.882	2.882	
C_1	0.22C	0.15C	0.068C	0.068C	
R_1	2.139	2.139	2.139	2.129	3
R_2	2.139	2.139	2.139	3.548	
R_3	3.589	3.589	3.589	2.163	
C_1	0.33C	0.33C	0.33C	0.33C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.12 六阶 0.5dB 无限增益多路反馈切比雪夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	31.791	20.685	16.622	17.915	1
R_2	31.791	41.371	99.732	179.150	
R_3	28.846	39.900	36.510	27.642	
C_1	0.0027C	0.0015C	0.00068C	0.0005C	
R_1	10.976	8.232	6.801	6.801	2
R_2	10.976	16.463	40.808	40.808	
R_3	11.853	11.853	10.521	10.521	
C_1	0.033C	0.022C	0.01C	0.01C	
R_1	7.728	7.728	7.728	5.849	3
R_2	7.728	7.728	7.728	9.749	
R_3	9.489	9.489	9.489	11.033	
C_1	0.22C	0.22C	0.22C	0.15C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.9 四阶 1dB 无限增益多路反馈切比雪夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	16.165	11.483	9.060	8.930	1
R_2	16.165	22.967	54.361	89.302	
R_3	19.371	22.360	21.470	19.168	
C_1	0.0082C	0.005C	0.0022C	0.0015C	
R_1	6.252	4.689	4.018	3.919	2
R_2	6.252	9.379	24.107	39.193	
R_3	9.667	9.667	7.521	7.010	
C_1	0.15C	0.1C	0.05C	0.033C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.11 六阶 0.1dB 无限增益多路反馈切比雪夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	20.167	15.002	12.321	12.351	1
R_2	20.167	30.005	73.926	123.511	
R_3	22.240	22.648	20.223	18.157	
C_1	0.005C	0.0033C	0.0015C	0.001C	
R_1	8.548	4.928	3.936	3.926	2
R_2	8.548	9.857	23.618	23.618	
R_3	6.257	11.181	10.266	10.266	
C_1	0.068C	0.033C	0.015C	0.015C	
R_1	5.424	5.424	5.424	4.262	3
R_2	5.424	5.424	5.424	7.103	
R_3	5.910	5.910	5.910	6.154	
C_1	0.3C	0.3C	0.3C	0.22C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.13 六阶 1dB 无限增益多路反馈切比雪夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	34.567	25.925	22.602	22.269	1
R_2	34.567	51.850	135.610	222.690	
R_3	49.310	49.310	37.707	34.791	
C_1	0.0015C	0.001C	0.0005C	0.00033C	
R_1	13.510	10.325	8.519	8.519	2
R_2	13.510	20.650	51.112	51.112	
R_3	15.281	14.663	13.067	13.067	
C_1	0.022C	0.015C	0.0068C	0.0068C	
R_1	10.787	10.787	10.787	8.630	3
R_2	10.787	10.787	10.787	14.383	
R_3	9.415	9.415	9.415	9.415	
C_1	0.2C	0.2C	0.2C	0.15C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.14 八阶无限增益多路反馈
巴特沃斯级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	11.174	8.380	7.415	7.415	1
R_2	11.174	16.761	44.490	44.490	
R_3	15.113	15.113	11.387	11.387	
C_1	0.015C	0.01C	0.005C	0.005C	2
R_1	4.907	3.681	2.494	2.494	
R_2	4.907	7.361	14.966	14.966	
R_3	3.441	3.441	4.340	4.340	3
C_1	0.15C	0.1C	0.039C	0.039C	
R_1	2.808	2.808	2.808	1.827	
R_2	2.808	2.808	2.808	5.076	4
R_3	3.007	3.007	3.007	3.327	
C_1	0.3C	0.3C	0.3C	0.15C	
R_1	2.820	2.820	2.820	2.820	1
R_2	2.820	2.820	2.820	2.820	
R_3	1.911	1.911	1.911	1.911	
C_1	0.47C	0.47C	0.47C	0.47C	2
R_1	4.907	3.681	2.494	2.494	
R_2	4.907	7.361	14.966	14.966	
R_3	3.441	3.441	4.340	4.340	3
C_1	0.15C	0.1C	0.039C	0.039C	
R_1	2.808	2.808	2.808	1.827	
R_2	2.808	2.808	2.808	5.076	4
R_3	3.007	3.007	3.007	3.327	
C_1	0.3C	0.3C	0.3C	0.15C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.15 八阶 0.1dB 无限增益多路反馈
切比雷夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	33.958	25.469	22.452	22.452	1
R_2	33.958	50.938	134.713	134.713	
R_3	46.490	46.490	35.158	35.158	
C_1	0.0015C	0.001C	0.0005C	0.0005C	2
R_1	11.438	9.594	7.294	7.294	
R_2	11.438	19.189	43.763	43.763	
R_3	18.478	13.768	14.488	14.488	3
C_1	0.015C	0.012C	0.005C	0.005C	
R_1	9.074	9.074	9.074	7.362	
R_2	9.074	9.074	9.074	20.449	4
R_3	8.178	8.178	8.178	6.331	
C_1	0.082C	0.082C	0.082C	0.047C	
R_1	7.097	7.097	7.097	7.097	1
R_2	7.097	7.097	7.097	7.097	
R_3	8.170	8.170	8.170	8.170	
C_1	0.3C	0.3C	0.3C	0.3C	2
R_1	4.907	3.681	2.494	2.494	
R_2	4.907	7.361	14.966	14.966	
R_3	3.441	3.441	4.340	4.340	3
C_1	0.15C	0.1C	0.039C	0.039C	
R_1	2.808	2.808	2.808	1.827	
R_2	2.808	2.808	2.808	5.076	4
R_3	3.007	3.007	3.007	3.327	
C_1	0.3C	0.3C	0.3C	0.15C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.16 八阶 0.5dB 无限增益多路反馈
切比雷夫级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	53.757	37.752	28.277	28.277	1
R_2	53.757	75.504	169.660	169.660	
R_3	56.786	66.305	73.770	73.770	
C_1	0.00082C	0.0005C	0.0002C	0.0002C	2
R_1	21.393	12.573	11.469	11.469	
R_2	21.393	25.146	68.816	68.816	
R_3	15.972	27.176	18.390	18.390	3
C_1	0.01C	0.005C	0.0027C	0.0027C	
R_1	14.803	14.803	14.803	7.949	
R_2	14.803	14.803	14.803	22.081	4
R_3	10.152	10.152	10.152	15.993	
C_1	0.047C	0.047C	0.047C	0.02C	
R_1	9.567	9.567	9.567	9.567	1
R_2	9.567	9.567	9.567	9.567	
R_3	15.035	15.035	15.035	15.035	
C_1	0.2C	0.2C	0.2C	0.2C	2
R_1	4.907	3.681	2.494	2.494	
R_2	4.907	7.361	14.966	14.966	
R_3	3.441	3.441	4.340	4.340	3
C_1	0.15C	0.1C	0.039C	0.039C	
R_1	2.808	2.808	2.808	1.827	
R_2	2.808	2.808	2.808	5.076	4
R_3	3.007	3.007	3.007	3.327	
C_1	0.3C	0.3C	0.3C	0.15C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.17 八阶 1dB 无限增益多路反馈
巴特沃斯级联低通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	36	100	
R_1	63.382	55.636	38.294	38.294	1
R_2	63.382	111.273	229.761	229.761	
R_3	80.400	58.714	73.931	73.931	
C_1	0.0005C	0.00039C	0.00015C	0.00015C	2
R_1	20.984	17.289	12.539	12.539	
R_2	20.984	34.578	75.231	75.231	
R_3	33.367	25.960	31.023	31.023	3
C_1	0.005C	0.0039C	0.0015C	0.0015C	
R_1	16.600	16.600	16.600	10.637	
R_2	16.600	16.600	16.600	29.548	4
R_3	14.922	14.922	14.922	16.767	
C_1	0.03C	0.03C	0.03C	0.015C	
R_1	14.473	14.473	14.473	14.473	1
R_2	14.473	14.473	14.473	14.473	
R_3	12.052	12.052	12.052	12.052	
C_1	0.2C	0.2C	0.2C	0.2C	2
R_1	4.907	3.681	2.494	2.494	
R_2	4.907	7.361	14.966	14.966	
R_3	3.441	3.441	4.340	4.340	3
C_1	0.15C	0.1C	0.039C	0.039C	
R_1	2.808	2.808	2.808	1.827	
R_2	2.808	2.808	2.808	5.076	4
R_3	3.007	3.007	3.007	3.327	
C_1	0.3C	0.3C	0.3C	0.15C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.18 二阶双二次低通滤波器设计表

		电路元件值*				
巴特沃斯		切比雪夫				
		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB
R_1	1.592/G	0.480/G	1.050/G	1.444/G	1.934/G	2.248/G
R_2	1.125	0.671	1.116	1.498	1.980	2.468
R_3	1.592	0.480	1.050	1.444	1.934	2.248
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$, G 为增益。

表 4.3.19 四阶双二次级联低通滤波器设计表

		电路元件值*					
巴特沃斯		切比雪夫					
		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	节
R_1	1.592/G	1.197/G	1.496/G	1.613/G	1.714/G	1.762/G	1
R_2	2.079	3.013	4.538	5.703	7.587	9.343	
R_3	1.592	1.197	1.496	1.613	1.714	1.762	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.592/G	2.555/G	4.465/G	5.696/G	7.183/G	8.121/G	2
R_2	0.861	1.248	1.880	2.362	3.143	3.870	
R_3	1.592	2.555	4.465	5.696	7.183	8.121	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$, G 为单级增益。

表 4.3.20 六阶双二次级联低通滤波器设计表

		电路元件值*					
巴特沃斯		切比雪夫					
		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	节
R_1	1.592/G	1.409/G	1.566/G	1.606/G	1.648/G	1.667/G	1
R_2	3.075	6.938	10.248	12.798	16.941	20.816	
R_3	1.592	1.409	1.556	1.606	1.648	1.667	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.592/G	2.285/G	2.697/G	2.854/G	2.986/G	3.050/G	2
R_2	1.125	2.539	3.751	4.684	6.201	7.619	
R_3	1.592	2.285	2.697	2.854	2.986	3.050	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.592/G	6.042/G	10.137/G	12.762/G	15.927/G	17.922/G	3
R_2	0.824	1.859	2.746	3.429	4.539	5.578	
R_3	1.592	6.042	10.137	12.762	15.927	17.922	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$, G 为单级增益。

表 4.3.21 八阶双二次级联低通滤波器设计表

		电路元件值*					
		切比雪夫					
巴特沃斯		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	节
R_1	1.592/G	1.488/G	1.573/G	1.601/G	1.623/G	1.634/G	1
R_2	4.079	12.437	18.243	22.731	30.038	36.879	
R_3	1.592	1.488	1.573	1.601	1.623	1.634	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.592/G	1.992/G	2.147/G	2.200/G	2.242/G	2.262/G	2
R_2	1.432	4.367	6.406	7.982	10.548	12.950	
R_3	1.592	1.992	2.147	2.200	2.242	2.262	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.592/G	3.823/G	4.438/G	4.669/G	4.866/G	4.960/G	3
R_2	0.957	2.918	4.280	5.333	7.048	8.653	
R_3	1.592	3.823	4.438	4.669	4.866	4.960	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.592/G	10.929/G	18.075/G	22.652/G	28.169/G	31.645/G	4
R_2	0.811	2.474	3.629	4.521	5.975	7.336	
R_3	1.592	10.929	18.075	22.652	28.169	31.645	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$, G 为单级增益。

表 4.3.22 三阶多路反馈低通滤波器设计表

		电路元件值*										
		切比雪夫										
巴特沃斯		0.1dB		0.5dB		1dB		2dB		3dB		
增益	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
R_1	1.639	2.491	1.661	2.122	2.556	2.987	3.345	3.621	4.351	4.647	5.338	5.612
R_2	11.697	2.339	14.515	2.678	23.994	4.421	10.624	5.800	25.033	8.051	48.310	10.149
R_3	2.103	0.692	1.702	0.433	2.041	0.427	3.977	0.391	2.580	0.330	2.079	0.283
R_4	开路	11.043	开路	10.465	开路	15.668	开路	19.623	开路	26.056	开路	32.087
R_5	0	11.043	0	10.465	0	15.668	0	19.623	0	26.056	0	32.087
C_1	C	C	$1.2C$	C	$1.5C$	C	$1.5C$	C	$2.2C$	C	$3C$	C
C_2	$0.1C$	C	$0.05C$	C	$0.03C$	C	$0.039C$	C	$0.02C$	C	$0.01C$	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.23 四阶多路反馈低通滤波器设计表(巴特沃斯和 0.1dB 切比雪夫)

		电路元件值*					
		巴特沃斯			切比雪夫(0.1 dB)		
增益	2	6	10	2	6	10	
R_1	0.531	0.431	0.390	0.727	0.540	0.477	
R_2	3.439	5.476	7.026	3.641	6.003	7.751	
R_3	2.441	0.535	0.367	5.850	0.540	0.365	
R_4	0.719	2.544	3.190	0.250	2.210	2.872	
R_5	6.321	3.695	3.952	12.199	3.300	3.597	
R_6	6.321	18.474	35.567	12.199	16.501	32.371	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.24 四阶多路反馈低通滤波器设计表(0.5dB 和 1dB 切比雪夫)

增益	电路元件值*					
	切比雪夫(0.5 dB)			切比雪夫(1 dB)		
	3	6	10	3	6	10
R_1	0.916	0.735	0.635	1.099	0.855	0.729
R_2	5.197	7.345	9.582	5.463	7.902	10.401
R_3	1.321	0.639	0.429	1.431	0.681	0.456
R_4	1.346	2.455	3.240	1.355	2.530	3.366
R_5	4.000	3.712	4.076	4.179	3.853	4.247
R_6	8.000	18.561	36.686	8.357	19.267	38.224

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.25 四阶多路反馈低通滤波器设计表(2dB 和 3dB 切比雪夫)

增益	电路元件值*					
	切比雪夫(2 dB)			切比雪夫(3 dB)		
	3	6	10	3	6	10
R_1	1.357	1.008	0.843	1.559	1.116	0.920
R_2	5.558	8.337	11.129	5.490	8.486	11.456
R_3	1.543	0.721	0.481	1.608	0.742	0.493
R_4	1.340	2.575	3.458	1.317	2.582	3.488
R_5	4.324	3.955	4.376	4.387	3.988	4.423
R_6	8.649	19.773	38.382	8.775	19.941	39.811

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.26 五阶多路反馈低通滤波器设计表

增益	电路元件值*								
	巴特沃斯		切比雪夫						
			0.1dB		0.5dB		1dB	2dB	3dB
	4	10	4	10	4	10	4	4	6
R_1	0.169	0.107	0.300	0.162	0.443	0.208	0.562	0.856	0.447
R_2	1.631	2.190	1.597	2.629	1.469	2.932	1.277	0.868	1.997
R_3	4.980	5.992	6.558	7.520	8.929	9.606	10.858	14.851	14.915
R_4	0.836	0.869	0.982	1.007	1.143	1.158	1.222	1.316	1.322
R_5	0.557	0.521	0.505	0.484	0.538	0.525	0.546	0.538	0.579
R_6	3.600	2.870	3.800	3.490	3.800	3.930	3.680	3.460	3.670
R_7	3.600	11.490	3.800	13.950	3.800	15.700	3.680	3.460	7.340
R_8	12.800	14.760	16.200	18.000	21.200	22.600	25.260	33.400	33.600

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.27 六阶多路反馈低通滤波器设计表

增益	电路元件值*								
	巴特沃斯		切比雪夫						
	2	4	0.1dB		0.5dB		1dB	2dB	3dB
		2	4	2	4	4	4	6	
R_1	0.251	0.358	0.156	0.150	1.411	1.151	1.139	0.948	0.635
R_2	4.194	4.914	5.474	6.017	1.709	2.277	2.36	2.569	2.821
R_3	0.894	1.076	0.144	0.131	1.834	1.835	1.968	2.091	2.128
R_4	1.302	1.295	1.599	2.130	0.442	0.692	0.611	0.499	0.423
R_5	0.859	5.718	0.425	0.151	4.650	2.443	3.177	4.177	4.676
R_6	0.973	0.465	0.770	1.711	2.505	4.782	4.685	4.607	4.658
R_7	开路	开路	开路	开路	开路	7.000	7.000	7.040	6.860
R_8	0	0	0	0	0	7.000	7.000	7.040	6.860
R_9	4.440	4.740	3.500	4.460	4.540	5.100	5.160	5.200	5.100
R_{10}	开路	12.340	开路	3.700	开路	开路	开路	开路	开路
R_{11}	0	12.340	0	3.700	0	0	0	0	0
C_1	2C	C	10C	10C	1.5C	1.5C	1.5C	1.5C	1.5C
C_2	C	C	C	C	1.5C	0.22C	0.33C	0.68C	1.5C
C_3	C	0.5C	C	C	0.33C	0.22C	0.33C	0.68C	1.5C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.3.28 七阶多路反馈低通滤波器设计表

增益	电路元件值*								
	巴特沃斯		切比雪夫						
	2	4	0.1dB		0.5dB		1dB	2dB	3dB
		2	4	2	4	4	4	4	
R_1	1.091	0.360	0.449	1.304	0.539	0.727	0.236	1.317	0.520
R_2	1.018	2.326	0.582	1.048	1.594	0.512	2.580	3.545	4.142
R_3	0.695	0.813	1.136	2.685	0.435	0.550	0.354	4.993	4.158
R_4	0.767	0.831	0.895	1.111	0.671	2.991	0.812	0.454	0.343
R_5	2.096	1.940	0.996	3.232	0.867	0.941	1.729	1.061	0.980
R_6	1.920	2.932	2.028	0.907	1.997	0.885	1.305	2.943	3.886
R_7	0.610	0.501	0.664	0.742	0.809	1.375	0.984	0.682	0.972
R_8	开路	5.372	2.062	4.700	开路	2.500	5.600	开路	开路
R_9	0	5.372	2.062	4.700	0	2.500	5.600	0	0
R_{10}	2.925	3.288	开路	开路	2.212	开路	2.330	10.900	9.100
R_{11}	2.925	3.288	0	0	2.212	0	2.330	10.900	9.100
R_{12}	开路	开路	开路	9.762	开路	6.440	开路	9.360	11.740
R_{13}	0	0	0	9.762	0	6.440	0	9.360	11.740
C_1	2.2C	2C	4.7C	2C	3.9C	3.3C	5C	1.2C	3.2C
C_2	C	C	C	0.2C	4.7C	0.33C	3.3C	1.8C	5C
C_3	0.47C	C	C	0.2C	2.2C	1.5C	4.7C	0.33C	0.68C
C_4	C	C	4.7C	3C	10C	15C	6.8C	12C	15C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.2 二阶无限增益多路反馈
巴特沃斯高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	5	10
R_1	0.750	0.900	1.023	1.072
R_2	3.376	5.627	12.379	23.634
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.4 二阶 0.5dB 无限增益多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	5	10
R_1	0.756	0.908	1.031	1.080
R_2	5.078	8.463	18.619	35.546
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.6 四阶无限增益多路反馈巴特沃斯
级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.406	0.487	0.554	0.580	
R_2	6.238	10.397	22.874	43.669	1
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	
R_1	0.980	1.176	1.337	1.400	
R_2	2.584	4.307	9.475	18.088	2
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.8 四阶 0.5dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.186	0.223	0.254	0.266	
R_2	14.479	24.132	53.090	101.354	1
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	
R_1	0.449	0.539	0.613	0.642	
R_2	2.010	3.350	7.370	14.069	2
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.3 二阶 0.1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	5	10
R_1	1.258	1.510	1.716	1.798
R_2	6.669	11.115	24.453	46.684
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.5 二阶 1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	5	10
R_1	0.582	0.699	0.794	0.832
R_2	4.795	7.992	17.583	33.568
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.7 四阶 0.1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.280	0.336	0.382	0.400	
R_2	12.019	20.032	44.070	84.134	1
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	
R_1	0.677	0.812	0.923	0.967	
R_2	2.332	3.886	8.550	16.322	2
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.9 四阶 1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.148	0.178	0.202	0.212	
R_2	16.878	28.130	61.886	118.147	1
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	
R_1	0.357	0.429	0.487	0.511	
R_2	1.980	3.300	7.260	13.860	2
C_1	C	$0.5C$	$0.2C$	$0.1C$	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.10 六阶无限增益多路反馈
巴特沃斯级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.275	0.275	0.275	0.366	1
R_2	9.224	9.224	9.224	27.672	
C_1	C	C	C	0.25C	
R_1	0.750	0.900	1.023	1.023	2
R_2	3.376	5.627	12.379	12.379	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	
R_1	1.025	1.230	1.398	1.398	3
R_2	2.472	4.119	9.062	9.062	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.12 六阶 0.5dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.082	0.082	0.082	0.110	1
R_2	31.452	31.452	31.452	94.357	
C_1	C	C	C	0.25C	
R_1	0.225	0.270	0.307	0.307	2
R_2	6.640	11.066	24.345	24.345	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	
R_1	0.307	0.369	0.419	0.419	3
R_2	1.293	2.156	4.742	4.742	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.14 八阶无限增益多路反馈
巴特沃斯级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	40	100	
R_1	0.207	0.207	0.248	0.248	1
R_2	12.237	12.237	20.395	20.395	
C_1	C	C	0.5C	0.5C	
R_1	0.589	0.589	0.707	0.707	2
R_2	4.297	4.297	7.162	7.162	
C_1	C	C	0.5C	0.5C	
R_1	0.882	1.059	1.059	1.203	3
R_2	2.871	4.785	4.785	10.528	
C_1	C	0.5C	0.5C	0.2C	
R_1	1.041	1.249	1.419	1.419	4
R_2	2.434	4.057	8.925	8.925	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.11 六阶 0.1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.122	0.122	0.122	0.162	1
R_2	23.509	23.509	23.509	70.526	
C_1	C	C	C	0.25C	
R_1	0.332	0.399	0.453	0.453	2
R_2	5.306	8.843	19.455	19.455	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	
R_1	0.454	0.545	0.619	0.619	3
R_2	1.469	2.448	5.386	5.386	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.13 六阶 1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	25	100	
R_1	0.066	0.066	0.066	0.088	1
R_2	38.037	38.037	38.037	114.112	
C_1	C	C	C	0.25C	
R_1	0.180	0.216	0.246	0.246	2
R_2	7.838	13.063	28.738	28.738	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	
R_1	0.246	0.295	0.336	0.336	3
R_2	1.283	2.138	4.704	4.704	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.15 八阶 0.1dB 无限增益多路反馈
切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	40	100	
R_1	0.068	0.068	0.081	0.081	1
R_2	39.909	39.909	66.516	66.516	
C_1	C	C	0.5C	0.5C	
R_1	0.193	0.193	0.232	0.232	2
R_2	10.468	10.468	17.447	17.447	
C_1	C	C	0.5C	0.5C	
R_1	0.289	0.347	0.347	0.395	3
R_2	3.644	6.074	6.074	13.362	
C_1	C	0.5C	0.5C	0.2C	
R_1	0.341	0.410	0.465	0.465	4
R_2	1.081	1.801	3.963	3.963	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.16 八阶 0.5dB 无限增益多路反馈切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	40	100	
R_1	0.046	0.046	0.056	0.056	1
R_2	55.383	55.383	92.305	92.305	
C_1	C	C	0.5	0.5C	
R_1	0.132	0.132	0.158	0.158	2
R_2	14.247	14.247	23.746	23.746	
C_1	C	C	0.5C	0.5C	
R_1	0.197	0.237	0.237	0.269	3
R_2	4.606	7.676	7.676	16.887	
C_1	C	0.5C	0.5C	0.2C	
R_1	0.223	0.279	0.317	0.317	4
R_2	0.959	1.598	3.515	3.515	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.17 八阶 1dB 无限增益多路反馈切比雪夫级联高通滤波器设计表

增益	电路元件值*				节
	1	4	40	100	
R_1	0.037	0.037	0.045	0.045	1
R_2	67.794	67.794	112.990	112.990	
C_1	C	C	0.5C	0.5C	
R_1	0.106	0.106	0.127	0.127	2
R_2	17.326	17.326	28.877	28.877	
C_1	C	C	0.5C	0.5C	
R_1	0.158	0.190	0.190	0.216	3
R_2	5.454	9.090	9.090	19.998	
C_1	C	0.5C	0.5C	0.2C	
R_1	0.187	0.224	0.255	0.255	4
R_2	0.955	1.588	3.495	3.495	
C_1	C	0.5C	0.2C	0.2C	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.18 二阶双二次高通滤波器设计表

	电路元件值*					
	巴特沃斯	切比雪夫				
		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB
R_1	1.125/G	0.671/G	1.116/G	1.450/G	1.980/G	2.468/G
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G
R_3	1.125	2.223	1.693	1.598	1.630	1.747
R_4	1.592	5.273	2.413	1.755	1.310	1.127
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.19 四阶双二次级联高通滤波器设计表

	电路元件值*						节
	巴特沃斯	切比雪夫					
		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	
R_1	2.079/G	3.013/G	4.538/G	5.703/G	7.587/G	9.343/G	1
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	2.079	4.006	4.826	5.626	7.046	8.438	
R_4	1.592	2.116	1.693	1.570	1.478	1.437	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	0.861/G	1.248/G	1.880/G	2.362/G	3.143/G	3.870/G	2
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	0.861	0.777	0.670	0.660	0.696	0.758	
R_4	1.592	0.991	0.567	0.445	0.353	0.312	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。 G =单节的增益。

表 4.4.20 六阶双二次级联高通滤波器设计表

		电路元件值*					
		切比雪夫					
巴特沃斯		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	节
R_1	3.075/G	6.938/G	10.248/G	12.798/G	16.941/G	20.816/G	1
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	3.075	7.837	10.484	12.679	16.364	19.875	
R_4	1.592	1.798	1.628	1.577	1.537	1.520	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.125/G	2.539/G	3.751/G	4.684/G	6.201/G	7.619/G	2
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	1.125	1.769	2.213	2.613	3.305	3.976	
R_4	1.592	1.108	0.939	0.888	0.848	0.830	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	0.824/G	1.859/G	2.746/G	3.429/G	4.539/G	5.578/G	3
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	0.824	0.490	0.431	0.428	0.454	0.495	
R_4	1.592	0.419	0.250	0.198	0.159	0.141	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$, G =单节的增益,滤波器增益=各节增益的积。

表 4.4.21 八阶双二次级联高通滤波器设计表

		电路元件值*					
		切比雪夫					
巴特沃斯		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	节
R_1	4.079/G	12.437/G	18.243/G	22.731/G	30.038/G	36.879/G	1
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	4.079	13.303	18.461	22.598	29.448	35.927	
R_4	1.592	1.702	1.611	1.582	1.560	1.550	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	1.432/G	4.367/G	6.406/G	7.982/G	10.548/G	12.950/G	2
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	3.432	3.489	4.749	5.775	7.487	9.111	
R_4	1.592	1.272	1.180	1.152	1.130	1.120	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	0.957/G	2.918/G	4.280/G	5.333/G	7.048/G	8.653/G	3
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	0.957	1.215	1.535	1.818	2.305	2.777	
R_4	1.592	0.663	0.571	0.542	0.521	0.511	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	
R_1	0.811/G	2.474/G	3.629/G	4.521/G	5.975/G	7.336/G	4
R_2	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_3	0.811	0.360	0.320	0.318	0.338	0.369	
R_4	1.592	0.232	0.140	0.112	0.090	0.080	
R_5	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$, G =单节的增益,滤波器增益=各节增益的积。

表 4.4.22 三阶多路反馈
巴特沃斯高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	1.143	0.933	0.722	0.635
R_2	0.449	1.836	4.197	5.844
R_3	7.861	2.354	1.331	1.086
R_4	开路	4.708	1.597	1.207
R_5	0	4.708	7.984	10.862

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.24 三阶 0.5dB 多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	0.831	0.694	0.570	0.515
R_2	0.166	1.601	3.780	5.270
R_3	20.880	2.597	1.341	1.064
R_4	开路	5.193	1.609	1.182
R_5	0	5.193	8.044	10.639

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.26 四阶多路反馈
巴特沃斯高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	1.863	1.536	1.206	1.011
R_2	1.538	1.557	1.648	1.734
R_3	4.557	1.906	1.093	0.899
R_4	0.604	1.546	3.262	4.513
R_5	15.915	15.915	15.915	15.915
R_6	开路	3.812	1.311	0.999
R_7	0	3.812	6.556	8.992

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.28 四阶 0.5dB 多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	1.321	1.254	1.049	0.909
R_2	0.698	0.722	0.803	0.870
R_3	10.746	2.147	1.069	0.838
R_4	0.256	1.308	2.836	3.874
R_5	15.915	15.915	15.915	15.915
R_6	开路	4.294	1.283	0.931
R_7	0	4.294	6.415	8.377

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.23 三阶 0.1dB 多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	1.211	1.001	0.802	0.716
R_2	0.332	2.108	4.922	6.861
R_3	16.423	3.131	1.673	1.342
R_4	开路	6.262	2.007	1.491
R_5	0	6.262	10.035	13.415

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.25 三阶 1dB 多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	0.679	0.572	0.474	0.434
R_2	0.108	1.427	3.383	4.714
R_3	27.107	2.426	1.229	0.969
R_4	开路	4.852	1.475	1.077
R_5	0	4.852	7.374	9.691

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.27 四阶 0.1dB 多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	1.524	1.431	1.166	0.994
R_2	1.063	1.095	1.204	1.294
R_3	8.948	2.353	1.223	0.974
R_4	0.391	1.541	3.331	4.586
R_5	15.915	15.915	15.915	15.915
R_6	开路	4.706	1.467	1.083
R_7	0	4.706	7.335	9.744

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.29 四阶 1dB 多路反馈
切比雪夫高通滤波器设计表

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	1.304	1.239	1.041	1.065
R_2	0.553	0.573	0.646	0.628
R_3	12.580	2.094	1.023	0.759
R_4	0.202	1.230	2.675	3.550
R_5	15.915	15.915	15.915	31.830
R_6	开路	4.189	1.228	0.844
R_7	0	4.189	6.138	7.595

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.30 五阶多路反馈高通滤波器设计表

增益	电路元件值*								
	巴特沃斯		切比雪夫						
	0.1dB		0.5dB		1dB	2dB	3dB		
2	10	2	10	2	10	2	2	2	
R_1	5.323	2.670	4.240	2.766	4.349	2.812	5.096	7.284	6.160
R_2	1.816	1.939	0.861	1.111	0.499	0.697	0.347	0.200	0.184
R_3	0.432	0.425	0.394	0.323	0.328	0.272	0.289	0.242	0.227
R_4	2.752	1.018	2.858	1.008	2.561	0.900	2.442	2.327	2.299
R_5	1.395	4.826	1.294	4.470	1.159	3.983	1.113	1.079	1.115
R_6	3.183	15.915	3.183	15.915	3.183	15.915	3.183	3.183	6.366
R_7	5.503	1.132	5.715	1.120	5.122	1.000	4.883	4.654	4.600
R_8	5.503	10.184	5.715	10.080	5.122	9.000	4.883	4.654	4.600

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.31 六阶多路反馈高通滤波器设计表

增益	电路元件值*					
	巴特沃斯	切比雪夫				
	0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	
2	2	2	2	2	2	
R_1	4.005	3.426	2.290	2.241	2.123	2.470
R_2	2.976	3.376	3.319	3.399	3.405	3.546
R_3	0.822	0.675	0.707	0.696	0.758	0.734
R_4	1.100	0.543	0.592	0.554	0.529	0.441
R_5	1.608	1.413	1.315	1.290	1.259	1.257
R_6	1.512	0.775	0.516	0.424	0.318	0.290
R_7	4.135	2.622	2.005	1.716	1.615	1.416
R_8	3.183	3.183	5.551	5.064	6.615	3.600
R_9	5.960	6.760	6.640	6.800	6.810	7.100

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.32 七阶多路反馈高通滤波器设计表

增益	电路元件值*					
	巴特沃斯	切比雪夫				
	0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB	
2	2	2	2	2	2	
R_1	9.137	5.241	2.897	3.080	1.991	3.442
R_2	0.398	0.279	0.407	0.343	0.290	0.308
R_3	2.139	2.882	3.348	3.578	3.859	3.350
R_4	1.294	1.290	1.285	1.285	1.292	1.231
R_5	0.668	0.454	0.331	0.259	0.253	0.178
R_6	2.383	2.236	2.640	2.675	1.988	4.653
R_7	1.815	0.533	0.335	0.321	0.480	0.139
R_8	13.455	5.209	2.087	1.499	1.024	2.028
R_9	4.160	4.906	4.495	2.645	8.725	3.570
R_{10}	4.280	5.760	6.700	7.160	7.720	6.700

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.4.33 八阶多路反馈高通滤波器设计表

增益	电路元件值*					
	巴特沃斯	切比雪夫				
		0.1dB	0.5dB	1dB	2dB	3dB
2	2	2	2	2	2	
R_1	6.294	3.339	2.204	1.923	1.773	1.677
R_2	0.235	0.305	0.454	0.677	0.537	0.596
R_3	5.715	4.339	3.932	4.298	3.956	4.197
R_4	1.904	1.409	1.307	1.357	1.276	1.298
R_5	0.402	0.408	0.433	0.368	0.461	0.455
R_6	1.090	0.605	0.423	0.389	0.280	0.252
R_7	3.505	3.200	4.426	6.516	6.549	6.371
R_8	2.623	0.685	0.412	0.277	0.262	0.266
R_9	0.760	0.873	0.891	0.600	0.728	0.613
R_{10}	1.879	3.399	3.515	1.290	6.574	7.823
R_{11}	1.608	2.118	3.602	6.164	2.703	2.225
R_{12}	11.430	8.680	7.860	8.600	7.910	8.390

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。表 4.5.2 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=2$)

增益	电路元件值*					
	1	2	3	4	6	8
R_1	3.183	1.592	1.061	0.796	0.531	0.398
R_2	0.455	0.531	0.637	0.796	1.592	开路
R_3	6.366	6.366	6.366	6.366	6.366	6.366

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。表 4.5.3 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=3$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	4.775	2.387	1.194	0.796	0.597	0.477
R_2	0.281	0.298	0.341	0.398	0.477	0.597
R_3	9.549	9.549	9.549	9.549	9.549	9.549

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。表 4.5.4 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=4$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	6.366	3.183	1.592	1.061	0.796	0.637
R_2	0.205	0.212	0.227	0.245	0.265	0.289
R_3	12.732	12.732	12.732	12.732	12.732	12.732

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.5 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=5$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	7.958	3.979	1.989	1.326	0.995	0.796
R_2	0.162	0.166	0.173	0.181	0.189	0.199
R_3	15.915	15.915	15.915	15.915	15.915	15.915

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。表 4.5.6 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=6$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	9.549	4.775	2.387	1.592	1.194	0.955
R_2	0.134	0.136	0.140	0.145	0.149	0.154
R_3	19.099	19.099	19.099	19.099	19.099	19.099

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。表 4.5.7 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=7$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	11.141	5.570	2.785	1.857	1.393	1.114
R_2	0.115	0.116	0.119	0.121	0.124	0.127
R_3	22.282	22.282	22.282	22.282	22.282	22.282

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。表 4.5.8 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=8$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	12.732	6.336	3.183	2.122	1.592	1.273
R_2	0.100	0.101	0.103	0.104	0.106	0.108
R_3	25.465	25.465	25.465	25.465	25.465	25.465

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。表 4.5.9 二阶无限增益多路反馈带通滤波器设计表($Q=10$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	15.915	7.958	3.979	1.989	2.653	1.592
R_2	0.080	0.080	0.081	0.082	0.083	0.084
R_3	31.831	31.831	31.831	31.831	31.831	31.831

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.10 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=5$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	3.559	3.559	2.516	2.906	2.516	2.251
R_2	6.742	1.572	14.903	1.831	3.016	5.729
R_3	1.025	2.050	1.890	3.894	3.781	3.707
R_4	1.592	3.183	3.183	6.366	6.366	6.366

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.11 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=10$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	5.033	5.033	3.559	2.096	3.559	3.183
R_2	1.369	0.794	1.767	4.130	1.184	1.516
R_3	0.945	1.890	1.792	1.751	3.584	3.537
R_4	1.592	3.183	3.183	3.183	6.366	6.366

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.12 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=15$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	6.164	4.359	4.359	3.559	3.082	2.757
R_2	0.850	2.862	1.087	1.843	3.284	7.492
R_3	0.914	0.876	1.751	1.720	1.701	1.689
R_4	1.592	1.592	3.183	3.183	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.13 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=20$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	7.118	5.033	5.033	4.109	3.559	3.183
R_2	0.644	1.585	0.827	1.264	1.884	2.894
R_3	0.896	0.864	1.728	1.701	1.686	1.675
R_4	1.592	1.592	3.183	3.183	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.14 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=25$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	7.958	5.627	5.627	4.594	3.979	3.559
R_2	0.531	1.142	0.685	0.996	1.384	1.909
R_3	0.884	0.856	1.713	1.689	1.675	1.666
R_4	1.592	1.592	3.183	3.183	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.15 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=30$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	7.797	5.513	6.164	5.033	4.359	3.893
R_2	0.663	1.941	0.594	0.838	1.122	1.471
R_3	0.693	0.676	1.701	1.680	1.668	1.659
R_4	1.273	1.273	3.183	3.183	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.16 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=35$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	7.688	5.436	6.658	5.436	4.708	4.211
R_2	0.869	5.911	0.530	0.733	0.957	1.219
R_3	0.570	0.558	1.693	1.673	1.662	1.654
R_4	1.061	1.061	3.183	3.183	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.17 二阶正反馈带通
滤波器设计表($Q=40$)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	8.219	5.812	5.033	5.812	5.033	4.502
R_2	0.735	3.039	1.720	0.657	0.844	1.054
R_3	0.567	0.556	0.829	1.668	1.657	1.650
R_4	1.061	1.061	1.592	3.183	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.18 二阶正反馈带通
滤波器设计表(Q=45)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	8.071	7.549	5.338	4.359	5.338	4.775
R_2	1.013	0.603	1.408	3.664	0.760	0.936
R_3	0.482	0.840	0.827	0.821	1.653	1.646
R_4	0.909	1.592	1.592	1.592	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.19 二阶正反馈带通
滤波器设计表(Q=50)

增益	电路元件值*					
	1	2	4	6	8	10
R_1	8.507	7.958	5.627	4.594	5.627	5.033
R_2	0.863	0.549	1.203	2.661	0.696	0.848
R_3	0.480	0.838	0.825	0.819	1.650	1.644
R_4	0.909	1.592	1.592	1.592	3.183	3.183

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.20 四阶双二次巴特沃斯级联带通滤波器设计表

Q	电路元件值*										节
	2	4	6	8	10	20	30	40	50		
R_1	3.183/G	6.366/G	9.549/G	12.732/G	15.915/G	31.831/G	47.746/G	63.662/G	79.577/G		
R_2	3.826	8.272	12.753	17.244	21.739	44.234	66.351	89.243	111.750		1
R_3, R_4	1.114	1.333	1.414	1.457	1.483	1.536	1.536	1.564	1.569		
R_1	3.183/G	6.366/G	9.549/G	12.732/G	15.915/G	31.831/G	47.746/G	63.662/G	79.577/G		
R_2	5.468	9.876	14.350	18.839	23.333	45.826	68.739	90.835	113.341		2
R_3, R_4	2.275	1.900	1.791	1.739	1.708	1.649	1.649	1.620	1.614		

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=在滤波器中心频率的单节增益。总增益是各节增益之积。

表 4.5.21 四阶 0.1dB 双二次切比雪夫级联带通滤波器设计表

Q	电路元件值*										节
	2	4	6	8	10	20	30	40	50		
R_1	1.749/G	3.497/G	5.246/G	6.995/G	8.744/G	17.487/G	26.231/G	34.974/G	43.718/G		
R_2	2.005	4.580	7.222	9.883	12.553	25.943	39.351	52.765	66.181		1
R_3, R_4	0.787	1.125	1.264	1.339	1.386	1.485	1.520	1.538	1.548		
R_1	1.749/G	3.497/G	5.246/G	6.995/G	8.744/G	17.487/G	26.231/G	34.974/G	43.718/G		
R_2	4.056	6.482	9.096	11.748	14.413	27.797	41.205	54.619	68.034		2
R_3, R_4	3.219	2.252	2.005	1.892	1.827	1.705	1.667	1.647	1.636		

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=在滤波器中心频率的单节增益。总增益是各节增益之积。

表 4.5.22 四阶 0.5dB 双二次切比雪夫级联带通滤波器设计表

Q	电路元件值*									节
	2	4	6	8	10	20	30	40	50	
R_1	2.585/G	5.170/G	7.755/G	10.340/G	12.925/G	25.851/G	38.776/G	51.701/G	64.627/G	1
R_2	3.581	7.939	12.364	16.808	21.261	43.562	65.881	88.204	110.529	
R_3, R_4	0.961	1.238	1.346	1.404	1.439	1.514	1.539	1.552	1.560	
R_1	2.585/G	5.170/G	7.755/G	10.340/G	12.925/G	25.851/G	38.776/G	51.701/G	64.627/G	2
R_2	5.930	10.207	14.618	19.057	23.507	45.805	68.123	90.446	112.771	
R_3, R_4	2.635	2.046	1.882	1.804	1.760	1.673	1.646	1.632	1.624	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=在滤波器中心频率的单节增益。总增益是各节增益之积。

表 4.5.23 四阶 1dB 双二次切比雪夫级联带通滤波器设计表

Q	电路元件值*									节
	2	4	6	8	10	20	30	40	50	
R_1	3.032/G	6.063/G	9.905/G	12.126/G	15.158/G	30.315/G	45.473/G	50.630/G	75.788/G	1
R_2	4.753	10.436	16.192	21.970	27.756	56.725	85.712	114.705	143.699	
R_3, R_4	1.017	1.272	1.371	1.423	1.455	1.522	1.545	1.556	1.563	
R_1	3.032/G	6.063/G	9.905/G	12.126/G	15.158/G	30.315/G	45.473/G	50.630/G	75.788/G	2
R_2	7.438	13.054	18.798	24.571	30.355	59.321	88.308	117.300	146.295	
R_3	2.491	1.991	1.848	1.780	1.741	1.664	1.640	1.628	1.620	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=在滤波器中心频率的单节增益。总增益是各节增益之积。

表 4.5.24 四阶 2dB 双二次切比雪夫级联带通滤波器设计表

Q	电路元件值*									节
	2	4	6	8	10	20	30	40	50	
R_1	3.509/G	7.017/G	10.526/G	14.035/G	17.544/G	35.087/G	52.631/G	70.175/G	87.718/G	1
R_2	6.599	14.383	22.254	30.149	38.053	77.621	117.210	156.805	196.401	
R_3, R_4	1.061	1.299	1.350	1.438	1.467	1.528	1.549	1.560	1.566	
R_1	3.509/G	7.017/G	10.526/G	14.035/G	17.544/G	35.087/G	52.631/G	70.175/G	87.718/G	2
R_2	9.902	17.625	25.484	33.375	41.277	80.843	120.431	160.025	199.622	
R_3, R_4	2.388	1.950	1.823	1.762	1.726	1.658	1.635	1.624	1.618	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=在滤波器中心频率的单节增益。总增益是各节增益之积。

表 4.5.25 四阶 3dB 双二次切比雪夫级联带通滤波器设计表

Q	电路元件值*									节
	2	4	6	8	10	20	30	40	50	
R_1	3.783/G	7.566/G	11.349/G	15.132/G	18.916/G	37.831/G	56.747/G	75.662/G	94.578/G	1
R_2	8.286	18.001	27.816	37.659	47.513	96.835	146.181	195.532	244.886	
R_3, R_4	1.080	1.311	1.398	1.444	1.473	1.531	1.551	1.561	1.567	
R_1	3.783/G	7.566/G	11.349/G	15.132/G	18.916/G	37.831/G	56.747/G	75.662/G	94.578/G	2
R_2	12.207	21.858	31.662	41.500	51.352	100.672	150.017	199.369	248.724	
R_3, R_4	2.345	1.933	1.812	1.754	1.720	1.655	1.633	1.623	1.616	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=在滤波器中心频率的单节增益。总增益是各节增益之和积。

表 4.5.26 四阶多路反馈
巴特沃斯带通滤波器设计表(Q=1)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	4.522	4.862	5.160	3.113
R_2	9.115	11.021	12.802	18.977
R_3	3.404	4.168	5.155	4.048
R_4	1.347	0.680	0.268	0.236
R_5	0.269	0.223	0.526	0.392
R_6	2.142	2.040	1.769	1.709
R_7	9.773	10.211	5.481	8.563
R_8	40.135	29.378	3.283	6.313
R_9	15.603	17.865	18.416	28.974
R_{10}	21.922	28.771	42.000	54.999
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	70.271	55.942	10.902	22.502
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.28 四阶多路反馈
巴特沃斯带通滤波器设计表(Q=3)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	25.898	13.648	6.059	3.656
R_2	8.310	8.680	8.885	11.625
R_3	2.421	2.459	3.111	2.659
R_4	1.701	1.669	1.591	1.544
R_5	0.260	0.259	0.253	0.238
R_6	2.272	2.272	2.300	2.335
R_7	6.591	6.748	6.694	6.523
R_8	12.867	12.565	9.683	10.123
R_9	17.224	17.376	14.665	19.505
R_{10}	16.057	17.346	22.540	28.775
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	81.087	79.145	59.914	61.174
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.30 四阶多路反馈
巴特沃斯带通滤波器设计表(Q=5)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	61.539	31.580	12.534	9.025
R_2	7.779	7.903	8.784	8.558
R_3	2.196	2.268	2.354	2.792
R_4	1.907	1.924	1.684	1.609
R_5	0.285	0.272	0.266	0.266
R_6	2.272	2.335	2.272	2.224
R_7	6.904	6.673	6.886	6.858
R_8	12.082	11.874	10.959	9.251
R_9	16.895	16.506	17.571	15.178
R_{10}	14.416	15.165	17.564	19.620
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	88.456	84.109	80.046	69.293
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.27 四阶多路反馈
巴特沃斯带通滤波器设计表(Q=2)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	12.285	6.215	3.200	2.419
R_2	8.021	9.756	11.835	13.898
R_3	2.749	2.505	2.910	2.958
R_4	1.743	1.720	1.383	1.215
R_5	0.263	0.259	0.246	0.237
R_6	2.267	2.265	2.259	2.278
R_7	6.944	6.851	7.119	6.760
R_8	15.040	14.998	11.280	9.179
R_9	15.222	18.548	19.134	21.209
R_{10}	16.954	20.581	31.022	40.321
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	76.349	76.125	57.064	45.562
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.29 四阶多路反馈
巴特沃斯带通滤波器设计表(Q=4)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	28.801	25.064	8.148	5.970
R_2	7.773	7.502	9.806	9.805
R_3	1.910	2.658	2.253	2.685
R_4	2.499	1.707	1.648	1.566
R_5	0.340	0.269	0.262	0.262
R_6	2.233	2.283	2.271	2.210
R_7	6.403	6.803	6.825	6.734
R_8	12.354	10.725	11.495	9.458
R_9	17.790	14.254	19.729	17.311
R_{10}	13.803	15.839	19.495	22.612
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	88.402	73.947	79.663	67.763
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.31 四阶多路反馈
巴特沃斯带通滤波器设计表(Q=10)

增益	电路元件值*		
	2	6	10
R_1	584.854	199.060	78.575
R_2	17.249	17.396	15.143
R_3	3.530	3.417	2.711
R_4	0.449	0.436	0.633
R_5	0.375	0.432	0.670
R_6	2.265	2.231	2.204
R_7	17.470	16.373	16.345
R_8	10.394	8.835	7.744
R_9	33.352	33.894	30.837
R_{10}	35.725	35.737	29.753
R_{11}	10.000	10.000	10.000
R_{12}	61.708	53.624	47.641
C_1	0.3C	0.3C	0.3C
C_2	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.32 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.1dB, Q=1)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	2.758	2.109	1.952	1.872
R_2	4.852	6.751	10.539	13.735
R_3	2.611	2.400	2.599	2.717
R_4	0.633	0.425	0.164	0.107
R_5	0.225	0.211	0.198	0.189
R_6	2.288	2.268	2.239	2.240
R_7	17.513	16.561	18.216	18.732
R_8	7.060	7.124	7.381	7.428
R_9	8.629	11.780	17.504	22.181
R_{10}	11.083	15.812	16.490	36.073
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	40.933	39.725	37.478	35.811
C_1	3C	3C	3C	3C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.34 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.1dB, Q=3)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	75.960	35.919	7.233	7.126
R_2	4.423	4.477	4.772	6.032
R_3	3.438	3.362	2.664	3.120
R_4	0.204	0.216	0.346	0.217
R_5	0.335	0.346	0.423	0.346
R_6	2.255	2.213	2.214	2.214
R_7	16.031	16.073	15.824	15.985
R_8	5.933	5.922	5.924	5.919
R_9	7.949	8.048	8.807	10.874
R_{10}	9.969	10.092	10.414	13.550
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	41.810	41.890	43.067	41.852
C_1	2C	2C	2C	2C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.36 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.1dB, Q=5)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	162.467	125.704	45.556	27.218
R_2	3.986	4.806	5.175	5.421
R_3	2.949	3.510	3.632	3.599
R_4	0.259	0.171	0.158	0.159
R_5	0.411	0.330	0.316	0.315
R_6	2.212	2.212	2.211	2.212
R_7	16.052	16.114	16.141	16.120
R_8	5.392	5.357	5.330	5.342
R_9	7.299	8.658	9.263	9.722
R_{10}	8.782	10.800	11.725	12.254
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	42.704	41.892	41.603	41.685
C_1	2C	2C	2C	2C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.33 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.1dB, Q=2)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	15.784	7.352	3.810	3.242
R_2	2.943	3.310	4.877	6.391
R_3	2.342	2.239	2.387	2.463
R_4	0.405	0.433	0.295	0.212
R_5	0.367	0.373	0.332	0.294
R_6	2.268	2.267	2.235	2.229
R_7	15.831	15.738	15.759	15.896
R_8	5.931	5.906	5.727	5.764
R_9	5.648	6.371	8.917	11.528
R_{10}	6.145	6.891	10.765	14.343
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	44.384	44.493	42.383	41.701
C_1	3C	3C	3C	3C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.35 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.1dB, Q=4)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	188.432	66.373	23.131	16.567
R_2	5.064	4.480	4.939	5.627
R_3	3.828	3.309	3.335	3.547
R_4	0.148	0.206	0.198	0.167
R_5	0.293	0.353	0.347	0.316
R_6	2.212	2.212	2.212	2.213
R_7	16.060	16.019	16.043	16.070
R_8	5.533	5.572	5.567	5.546
R_9	9.023	8.101	8.920	10.076
R_{10}	11.543	10.025	11.069	12.743
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	41.355	42.134	42.031	41.601
C_1	2C	2C	2C	2C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.37 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.1dB, Q=10)

增益	电路元件值*		
	2	6	10
R_1	415.648	20.759	76.788
R_2	4.494	2.617	4.521
R_3	3.141	1.656	3.012
R_4	0.202	1.258	0.216
R_5	0.362	0.760	0.372
R_6	2.231	2.234	2.230
R_7	16.681	16.461	16.702
R_8	5.308	5.575	5.403
R_9	8.251	5.109	8.383
R_{10}	9.868	5.363	9.812
R_{11}	10.000	10.000	10.000
R_{12}	44.450	48.442	45.307
C_1	2C	2C	2C
C_2	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.38 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.5dB, Q=1)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	1.049	1.231	7.484	3.898
R_2	13.935	12.851	7.285	15.171
R_3	1.581	1.546	7.867	5.913
R_4	3.965	1.491	0.161	0.140
R_5	0.107	0.108	3.792	1.722
R_6	3.829	3.857	1.783	1.678
R_7	9.805	17.427	36.969	19.948
R_8	5.334	6.191	11.229	8.882
R_9	23.292	23.580	9.474	21.893
R_{10}	34.686	28.243	31.532	49.405
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	10.710	11.830	10.658	10.723
C_1	C	C	0.5C	0.5C
C_2	2C	2C	2C	2C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.40 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.5dB, Q=3)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	2.741	2.411	2.267	2.024
R_2	6.422	7.441	8.360	10.592
R_3	1.427	1.357	1.469	1.482
R_4	11.936	6.658	2.366	1.646
R_5	0.277	0.255	0.215	0.180
R_6	2.799	2.771	2.778	2.761
R_7	3.168	3.333	4.764	4.314
R_8	2.517	2.666	2.976	3.024
R_9	11.885	13.995	15.696	19.300
R_{10}	13.971	15.891	17.886	23.476
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	13.970	14.365	15.045	14.748
C_1	C	C	C	C
C_2	2C	2C	2C	2C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.42 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.5dB, Q=5)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	14.871	5.865	3.190	2.169
R_2	5.298	5.383	5.927	6.733
R_3	1.727	1.805	1.986	2.136
R_4	6.064	7.535	5.727	5.717
R_5	0.271	0.262	0.270	0.261
R_6	2.456	2.277	2.464	2.461
R_7	3.269	6.817	4.063	4.166
R_8	3.578	11.867	3.492	3.481
R_9	9.867	10.206	9.577	10.153
R_{10}	11.440	11.390	15.555	19.990
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	21.494	75.870	20.898	20.752
C_1	C	C	C	C
C_2	2C	2C	2C	2C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.39 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.5dB, Q=2)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	2.440	3.028	3.319	3.492
R_2	7.293	6.655	6.921	9.338
R_3	1.344	1.432	1.488	1.651
R_4	5.149	1.959	0.566	0.330
R_5	0.190	0.173	0.184	0.113
R_6	3.364	3.567	3.470	3.903
R_7	5.787	10.547	37.653	22.441
R_8	3.886	4.896	10.254	11.716
R_9	15.576	15.240	16.988	22.228
R_{10}	13.713	11.814	11.679	16.103
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	16.464	18.642	37.220	31.231
C_1	C	C	C	C
C_2	2C	2C	2C	2C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.41 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.5dB, Q=4)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	5.908	4.336	2.975	2.238
R_2	6.370	5.637	6.205	6.749
R_3	1.554	1.639	1.899	2.075
R_4	10.301	6.891	3.735	3.329
R_5	0.278	0.289	0.256	0.247
R_6	2.597	2.556	2.565	2.562
R_7	2.214	3.546	4.458	4.755
R_8	2.704	2.870	2.809	2.681
R_9	11.358	10.198	10.360	10.526
R_{10}	14.505	12.603	15.475	18.809
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	15.647	16.885	15.987	15.165
C_1	C	C	C	C
C_2	2C	2C	2C	2C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.43 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(0.5dB, Q=10)

增益	电路元件值*		
	2	6	10
R_1	406.471	132.119	66.445
R_2	17.542	17.627	15.790
R_3	3.577	3.409	3.005
R_4	0.426	0.432	0.512
R_5	0.371	0.431	0.631
R_6	2.266	2.232	2.209
R_7	17.587	16.383	16.409
R_8	10.345	8.867	7.402
R_9	33.917	34.429	31.027
R_{10}	36.336	36.118	32.153
R_{11}	10.000	10.000	10.000
R_{12}	61.134	53.596	45.324
C_1	0.3C	0.3C	0.3C
C_2	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.44 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(1dB, Q=1)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	7.537	5.221	4.713	4.784
R_2	6.095	7.697	11.119	13.699
R_3	6.212	3.306	4.147	4.799
R_4	0.699	0.514	0.207	0.128
R_5	0.444	0.435	0.464	0.622
R_6	2.199	2.170	2.171	2.152
R_7	16.484	16.795	19.382	20.470
R_8	11.968	11.760	11.957	11.438
R_9	10.816	13.451	18.317	21.876
R_{10}	13.963	17.995	28.294	36.655
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	40.625	39.775	36.167	33.652
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.46 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(1dB, Q=3)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	270.356	124.860	43.315	22.242
R_2	8.411	7.751	8.370	8.298
R_3	4.166	4.167	4.194	3.827
R_4	0.167	0.189	0.181	0.208
R_5	0.329	0.350	0.342	0.399
R_6	2.213	2.211	2.211	2.202
R_7	16.064	16.075	16.056	16.524
R_8	6.179	5.930	5.941	5.998
R_9	15.512	13.808	14.938	15.003
R_{10}	18.375	17.668	19.035	18.567
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	42.840	41.272	41.311	42.072
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.48 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(1dB, Q=5)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	864.692	419.459	138.962	86.747
R_2	8.591	8.522	8.666	8.951
R_3	4.449	4.388	4.367	4.436
R_4	0.151	0.155	0.156	0.150
R_5	0.312	0.318	0.318	0.311
R_6	2.212	2.212	2.212	2.211
R_7	16.155	16.155	16.118	16.113
R_8	5.360	5.369	5.366	5.344
R_9	15.366	15.267	15.535	15.999
R_{10}	19.487	19.289	19.601	20.319
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	41.655	41.731	41.713	41.538
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.45 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(1dB, Q=2)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	78.639	40.658	12.875	8.019
R_2	6.431	6.854	7.866	9.211
R_3	3.803	3.827	3.655	3.539
R_4	0.270	0.259	0.273	0.262
R_5	0.413	0.401	0.409	0.400
R_6	2.212	2.212	2.212	2.211
R_7	16.328	16.251	16.185	16.117
R_8	6.811	6.866	6.851	6.856
R_9	11.339	12.142	13.968	16.354
R_{10}	14.857	15.736	18.023	21.091
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	40.856	41.100	41.105	41.069
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.47 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(1dB, Q=4)

增益	电路元件值*			
	1	2	6	10
R_1	960.326	284.742	77.921	57.394
R_2	8.660	8.741	8.379	9.226
R_3	4.544	4.540	4.079	4.529
R_4	0.147	0.147	0.174	0.146
R_5	0.305	0.305	0.354	0.304
R_6	2.211	2.211	2.206	2.211
R_7	16.086	16.075	16.282	16.076
R_8	5.540	5.544	5.662	5.529
R_9	15.425	15.585	15.276	16.417
R_{10}	19.744	19.905	18.557	21.062
R_{11}	10.000	10.000	10.000	10.000
R_{12}	41.290	41.319	42.433	41.200
C_1	C	C	C	C
C_2	C	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.5.49 四阶多路反馈
切比雪夫带通滤波器设计表(1dB, Q=10)

增益	电路元件值*		
	6	10	20
R_1	295.988	232.633	143.686
R_2	7.041	7.711	8.248
R_3	3.260	3.612	4.019
R_4	0.272	0.212	0.178
R_5	0.392	0.368	0.345
R_6	2.251	2.237	2.214
R_7	17.104	16.781	16.292
R_8	5.948	5.530	5.110
R_9	13.437	14.459	14.984
R_{10}	14.794	16.521	18.348
R_{11}	10.000	10.000	10.000
R_{12}	49.229	46.011	42.953
C_1	C	C	C
C_2	C	C	C

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值, 单位为 $k\Omega$ 。

表 4.6.1 四阶双二次级联巴特沃斯带阻滤波器设计表

Q	电路元件值*									节
	1	2	3	4	5	6	8	10	50	
R_1	3.467/G	5.468/G	7.654/G	9.876/G	12.110/G	14.350/G	18.839/G	23.333/G	113.341/G	
R_2	3.467	5.468	7.654	9.876	12.110	14.350	18.819	23.333	113.341	
R_3	2.296	1.903	1.792	1.739	1.708	1.688	1.664	1.649	1.603	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1
R_5	2.296	1.903	1.792	1.739	1.708	1.688	1.664	1.649	1.603	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	1.103/G	1.331/G	1.414/G	1.457/G	1.483/G	1.500/G	1.523	1.536/G	1.580/G	
R_1	1.666/G	3.826/G	6.041/G	8.272/G	10.511/G	12.753/G	17.244/G	21.739/G	111.750/G	
R_2	1.666	3.826	6.041	8.272	10.511	12.753	17.244	21.739	111.750	
R_3	1.103	1.331	1.414	1.457	1.483	1.500	1.523	1.536	1.580	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	2
R_5	1.103	1.331	1.414	1.457	1.483	1.500	1.523	1.536	1.580	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	2.296/G	1.903/G	1.792/G	1.739/G	1.708/G	1.688/G	1.664/G	1.649/G	1.603/G	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=单节增益;滤波器增益=各节增益之积。

表 4.6.2 四阶双二次级联切比雪夫带阻滤波器设计表(0.1dB)

Q	电路元件值*									节
	1	2	3	4	5	6	8	10	50	
R_1	5.607/G	9.925/G	14.333/G	18.761/G	23.197/G	27.636/G	36.520/G	45.407/G	223.235/G	
R_2	5.607	9.925	14.333	18.761	23.197	27.636	36.520	45.407	223.235	
R_3	1.964	1.767	1.706	1.677	1.659	1.648	1.634	1.625	1.598	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1
R_5	1.964	1.767	1.706	1.677	1.659	1.648	1.634	1.625	1.598	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	1.290/G	1.434/G	1.485/G	1.511/G	1.527/G	1.537/G	1.551/G	1.559/G	1.585/G	
R_1	3.683/G	8.054/G	12.473/G	16.904/G	21.341/G	25.781/G	34.666/G	43.553/G	221.382/G	
R_2	3.683	8.054	12.473	16.904	21.341	25.781	34.666	43.553	221.382	
R_3	1.290	1.434	1.485	1.511	1.527	1.537	1.551	1.559	1.585	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	2
R_5	1.290	1.434	1.485	1.511	1.527	1.537	1.551	1.559	1.585	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	1.963/G	1.767/G	1.706/G	1.677/G	1.659/G	1.648/G	1.634/G	1.625/G	1.598/G	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=单节增益;滤波器增益=各节增益之积。

表 4.6.3 四阶双二次级联切比雪夫带阻滤波器设计表(0.5dB)

Q	电路元件值*									节
	1	2	3	4	5	6	8	10	50	
R_1	4.990/G	8.103/G	11.412/G	14.761/G	18.126/G	21.497/G	28.251/G	35.012/G	170.396/G	
R_2	4.4990	8.103	11.412	14.761	18.126	21.497	28.251	35.012	170.396	
R_3	2.221	1.879	1.777	1.729	1.701	1.682	1.659	1.645	1.602	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1
R_5	2.221	1.879	1.777	1.729	1.701	1.682	1.659	1.645	1.602	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	1.140/G	1.348/G	1.425/G	1.465/G	1.490/G	1.506/G	1.527/G	1.540/G	1.581/G	
R_1	2.562/G	5.815/G	9.149/G	12.508/G	15.876/G	19.251/G	26.007/G	32.769/G	168.153/G	
R_2	2.562	5.815	9.149	12.508	15.876	19.251	26.007	32.769	168.153	
R_3	1.140	1.348	1.425	1.465	1.490	1.506	1.527	1.540	1.581	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	2
R_5	1.140	1.348	1.425	1.465	1.490	1.506	1.527	1.540	1.581	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	2.221/G	1.879/G	1.777/G	1.729/G	1.701/G	1.682/G	1.659/G	1.645/G	1.602/G	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=单节增益;滤波器增益=各节增益之积。

表 4.6.4 四阶双二次级联切比雪夫带阻滤波器设计表(1dB)

Q	电路元件值*									节
	1	2	3	4	5	6	8	10	50	
R_1	5.198/G	7.996/G	11.082/G	14.227/G	17.394/G	20.572/G	26.942/G	33.321/G	161.156/G	
R_2	5.189	7.996	11.082	14.227	17.394	20.572	26.942	33.321	161.156	
R_3	2.388	1.950	1.822	1.726	1.726	1.703	1.674	1.657	1.605	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1
R_5	2.388	1.950	1.822	1.762	1.726	1.703	1.674	1.657	1.605	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	1.061/G	1.299/G	1.390/G	1.438/G	1.467/G	1.487/G	1.513/G	1.528/G	1.579/G	
R_1	2.308/G	5.327/G	8.453/G	11.613/G	14.787/G	17.968/G	24.341/G	30.723/G	158.560/G	
R_2	2.308	5.327	8.453	11.613	14.787	17.968	24.341	30.723	158.560	
R_3	1.061	1.299	1.390	1.438	1.467	1.487	1.513	1.528	1.579	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	2
R_5	1.061	1.299	1.390	1.438	1.467	1.487	1.513	1.528	1.579	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	2.388/G	1.950/G	1.822/G	1.762/G	1.726/G	1.703/G	1.674/G	1.657/G	1.605/G	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=单节增益;滤波器增益=各节增益之积。

表 4.6.5 四阶双二次级联切比雪夫带阻滤波器设计表(2dB)

Q	电路元件值*									节
	1	2	3	4	5	6	8	10	50	
R_1	5.944/G	8.593/G	11.682/G	14.862/G	18.075/G	21.305/G	27.787/G	34.284/G	164.583/G	
R_2	5.944	8.593	11.682	14.862	17.075	21.305	27.787	34.284	164.583	
R_3	2.590	2.036	1.876	1.801	1.757	1.728	1.693	1.672	1.607	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1
R_5	2.590	2.036	1.876	1.801	1.757	1.728	1.693	1.672	1.507	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	0.978/G	1.244/G	1.350/G	1.407/G	1.442/G	1.466/G	1.496/G	1.515/G	1.576/G	
R_1	2.245/G	5.261/G	8.407/G	11.611/G	14.835/G	18.070/G	24.558/G	31.058/G	161.262/G	
R_2	2.245	5.251	8.407	11.611	14.835	18.070	24.558	31.058	161.362	
R_3	0.978	1.244	1.350	1.407	1.442	1.466	1.496	1.515	1.576	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	2
R_5	0.978	1.244	1.350	1.407	1.442	1.466	1.496	1.515	1.576	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	2.590/G	2.036/G	1.876/G	1.801/G	1.757/G	1.728/G	1.693/G	1.672/G	1.607/G	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=单节增益;滤波器增益=各节增益之积。

表 4.6.6 四阶双二次级联切比雪夫带阻滤波器设计表(3dB)

Q	电路元件值*									节
	1	2	3	4	5	6	8	10	50	
R_1	6.833/G	9.523/G	12.791/G	16.180/G	19.614/G	23.069/G	30.009/G	36.970/G	176.654/G	
R_2	6.833	9.523	12.791	16.180	19.614	23.069	30.009	36.970	176.654	
R_3	2.715	2.091	1.910	1.825	1.776	1.744	1.705	1.681	1.609	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1
R_5	2.715	2.091	1.910	1.825	1.776	1.744	1.705	1.681	1.609	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	0.933/G	1.212/G	1.326/G	1.388/G	1.426/G	1.453/G	1.486/G	1.507/G	1.574/G	
R_1	2.347/G	5.520/G	8.880/G	12.302/G	15.751/G	19.214/G	26.163/G	33.127/G	172.818/G	
R_2	2.347	5.520	8.880	12.302	15.751	19.214	26.163	33.127	172.818	
R_3	0.933	1.212	1.326	1.388	1.426	1.453	1.486	1.507	1.574	
R_4	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	1.592	2
R_5	0.933	1.212	1.326	1.388	1.426	1.453	1.486	1.507	1.574	
R_6	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	1.592/G	
R_7	2.715/G	2.091/G	1.910/G	1.825/G	1.776/G	1.744/G	1.705/G	1.681/G	1.609/G	

* 电阻为参数 $K=1$ 时的值,单位为 $k\Omega$ 。G=单节增益;滤波器增益=各节增益之积。

第五章 开关电源实用设计

众所周知，直流稳压电源是电子线路的动力源，常被誉为电子线路的心脏，它亦是电子电路的一个基本单元电路。实际统计资料表明，电子设备中，50%以上的故障都是电源所致，因此电源又是电子设备的要害部件，需要引起足够重视。

直流电源电路（简称电源）按其调整管工作方式分类，可分为线性电源和开关电源。在线性电源中，调整管工作在线性放大区。由于线性电源具有制作技术成熟，输出纹波小，带载能力强等优点，因此它仍是一种最广泛应用的电源。随着集成电路技术的发展，目前，外型类似于大功率晶体管的三端集成稳压器（简称为三端稳压器）已得到普遍的应用。它有三个引出端，即不稳定电压的输入端、稳定电压的输出端和公共端。三端稳压器使用十分简便，用户只需要根据产品手册给出的参数和应用电路接线，并配适当的散热器就可以接成一个稳压电源。尽管线性电源具有上述优点，但是，在设计这种电源时，通常需要使用体积大而又笨重的工频变压器实现降压和隔离；由于线性电源的调整管工作在线性区，使其功耗大，并需要较大体积的散热器。总之线性电源具有效率低（通常只有30%~40%），体积大、笨重等固有缺陷。

随着半导体技术的发展，集成电路已成为制作电子设备的主流器件，电子设备的安装密度愈来愈高——即实现了小型化，而线性电源已不能满足小型化的要求。目前在许多电子设备中（如计算机）已广泛采用效率高、体积小的开关稳压电源。

首先发展起来的开关电源是由分立件组成的串联式开关电源。在这种电源中，调整管工作在导通和截止两种开关状态，因此其效率的理想值为100%，实际值可达75%。由于串联式开关电源是一种最基本的、最简单的开关电源，所以本章将详细分析其工作原理，参数计算和理论分析，以便为学习其它类型开关电源打一个良好的基础。同时，在分析串联式开关电源得到的许多结论亦适用其它类型的开关电源。目前已经出现了集成降压型功率开关稳压器芯片，最大输出电流可达10A。但是，当用它制作串联式开关稳压电源时，通常仍需工频变压器，因此，与线性电源相比，它的效率得到大大的提高，而体积和重量并没有得到相应的减少。

随着高反压大功率双极型晶体管的发展，出现了开关频率为20kHz的无工频变压器开关电源，即所谓的“20kHz电源技术革命”。这种电源具有效率高、重量轻、体积小等优点，但输出纹波电压较高。目前，由于高反压、大功率的MOS管的应用，其开关频率已达到150kHz~200kHz。无工频变压器开关电源（简称开关电源）的分析与实用设计方法是本章的重点。

目前，控制开关管的电路已实现了集成化，本章还要介绍两种脉冲宽度调制器芯片的工作原理和使用方法，并通过设计实例介绍开关电源的制作技术以及降压型功率开关稳压器的使用方法。

在本章里还将介绍作者在制作电源过程中获得的一些有价值的结论，希望对读者有所帮助。

5.1 串联式开关稳压电源

串联式开关稳压电源是一种最基本的开关稳压电源，使用较早，应用也较广。本节将主要介绍串联式开关稳压电源的工作原理。

5.1.1 工作原理和电路分析

串联式开关稳压电源的基本电路如图 5.1.1 所示。在图中， U_i 和 I_i 分别为直流输入电压和电流； U_o 和 I_o 分别为输出电压和电流（亦称为负载电流）； R_L 为负载电阻；BG 为开关晶体管，D、L 和 C 为续流二极管、滤波电感和电容。

为了便于讨论及计算，假设：

① BG、D、L、C 均为理想元件。

② 在周期的每一部份，电感上的电压分别保持常数，电感量 L 也维持不变，并且足够大。

③ U_i 是稳定的直流电压

根据上述的假设，对其稳态过程作如下分析：

(1) $0-t_1$ ：即 BG 导通时间

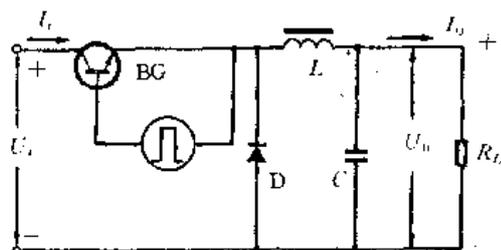


图 5.1.1 串联式开关稳压电源的基本电路

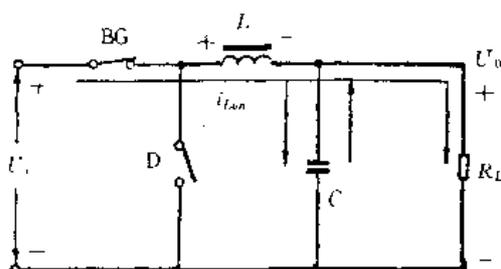


图 5.1.2 开关晶体管 BG 导通期间的等效电路

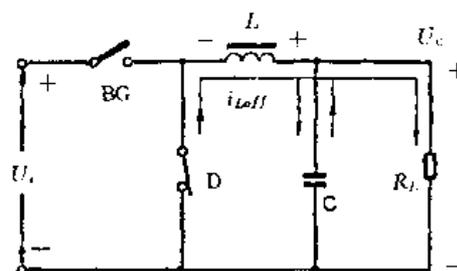


图 5.1.3 开关晶体管 BG 截止期间的等效电路

此时图 5.1.1 的等效电路如图 5.1.2 所示。开关晶体管 BG 导通时，电感 L 两端电压为 $(U_i - U_o)$ ，参阅图 5.1.4 (a)，此时续流二极管 D 处于截止状态，电感中的电流 $i_{L(on)}$ 呈线性上升，其方程式为：

$$i_{L(on)} = \frac{U_i - U_o}{L}t + I_{L0} \quad (5.1.1)$$

式中 I_{L0} 为电感在 $t=0$ 时的初始电流。当 $t=t_1=T_m$ 时，电感中的电流达到最大值 I_{Lmax} ，参阅图 5.1.4 (b)，其磁场能量也达到最大值即 $\frac{1}{2}I_{Lmax}^2L$ ，其中

$$I_{Lmax} = \frac{U_i - U_o}{L}T_m + I_{L0} \quad (5.1.2)$$

(2) t_1-t_2 ：即 BG 截止时间

此时图 5.1.1 的等效电路如图 5.1.3 所示。从 t_1 时刻开始，开关晶体管 BG 截止，此时电感 L 上产生一个相反极性的电压，使续流二极管 D 导通，贮藏在 L 中的能量开始释放，由于

电感中的电流不能突变,它必须在 I_{Lmax} 的基础上线性地减小,此电感继续向负载提供电流,故负载上的电流始终是连续的。电感上的感应电压则被续流二极管D钳位于输出电压 $-U_0$,所以,此期间电感中的电流方程式为

$$i_{Loff} = I_{Lmax} - \frac{U_0}{L}(t - t_1) \quad (5.1.3)$$

当 $t=t_2$ 时,令 $t_2-t_1=T_{off}$, i_{Loff} 达到最小值 I_{Lmin}

$$I_{Lmin} = I_{Lmax} - \frac{U_0}{L}T_{off} \quad (5.1.4)$$

因为是稳态,故 $I_{Lmin}=I_{L0}$,将式(5.1.4)代入式(5.1.2),并整理后得

$$\frac{T - T_{on}}{T_{on}} = \frac{U_i - U_0}{U_c}$$

式中, $T(=T_{on}+T_{off})$ 是BG的工作周期,令占空比 $\delta = \frac{T_{on}}{T}$,上式可改写为

$$U_0 = \delta U_i \quad (5.1.5)$$

由此可见,只要在电路中接入一个脉冲调制电路,用它去调制占空比 δ 就可以使输出电压恒定,以此来实现稳压。 δ 的调制方式有下面三种:

- ①在 T 值不变的情况下,改变 T_{on} ,称为脉冲宽度调制(以后简称为PWM)。
- ②在 T_{on} (或 T_{off})不变的情况下,改变 T ,称为脉冲频率调制。
- ③既改变 T_{on} (或 T_{off})又改变 T ,称为脉冲宽度频率混合调制。

通常采用第一和第三两种调制方式。在第一种调制中因为频率不变,故无论对电路中的磁性元件及晶体管的选择都较为方便,且对射频干扰的抑制也较为容易。第三种调制则因线路较简单也得到广泛的应用。相对而言,第二种调制方式则较少采用。

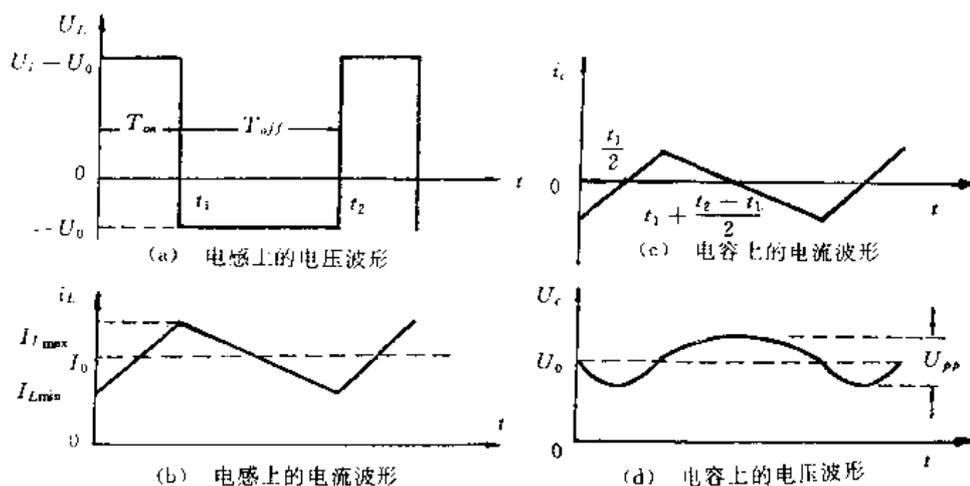


图 5.1.4 串联式开关稳压电源的波形图

串联式开关稳压电源的主要波形如图 5.1.4 所示。应注意到在 BG 刚导通时, L 上电流为最小值 I_{Lmin} ,随后虽然 L 上电流开始上升,但 i_L 仍低于负载电流 I_0 ,于是 C 仍向负载放电,因此 U_0 (即输出电压)继续下降。当 i_L 上升达到 I_0 时, C 停止放电,此时 U_0 达到最低值。随着 i_L 的继续上升, C 开始充电, U_0 由最低值开始上升。当 BG 刚截止时, L 上电流处于最大

值 I_{Lmax} ，此后虽然 L 上电流开始下降，但 i_L 仍高于负载电流 I_0 ，于是 C 仍处于充电状态，因此 U_0 继续上升。当 i_L 下降达到 I_0 时， C 停止充电，此时 U_0 达到最高值。随着 i_L 的继续下降， C 开始放电， U_0 由最高值开始下降。输出电压波形如图 5.1.4 (d) 所示。

5.1.2 滤波电感和电容计算，工作频率的选择

由式 (5.1.1) 和式 (5.1.3) 可知，电感 L 对 i_{Lom} 、 i_{Loff} 的波形影响很大。当电感 L 值足够大时，在一个周期内，电感上的电流总是大于零，称这种情况为连续导电模式。在连续导电模式中，开关晶体管 BG 及电感 L 上的电压波形如图 5.1.5 (a) 所示。当 L 值不足时，则在开关 BG 截止期间的某一时刻 [图 5.1.5 (b) 的 t_A 点]，其磁能量已释放完毕，电感 L 上的电压及电流也降为零，此时 BG 上的电压 U_{ce} 由 U_i 突然下降到 $(U_i - U_0)$ ，于是 BG 及 L 上的电压波形均出现台阶，如图 5.1.5 (b) 所示。称这种在一个周期内电感电流有一段时间为零的情况为不连续导电模式。当 R_L 为有限值时，应尽量避免电路工作在不连续导电模式。本书只讨论连续导电模式。

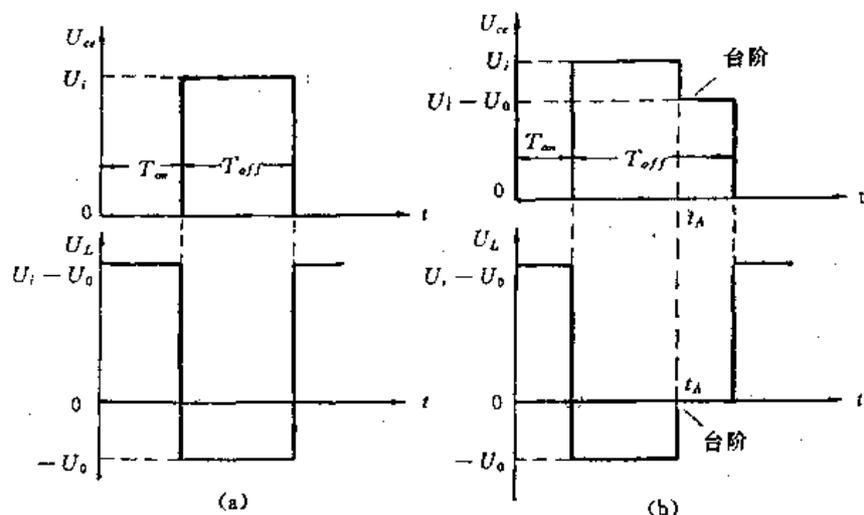


图 5.1.5 开关晶体管 BG 及电感 L 上的电压波形

工作在连续导电模式所需电感 L 的最小值定义为电感临界值 L_c ， L_c 由下式给定^[1]：

$$L_c = \frac{R_L(1 - \delta)}{2f} = \frac{U_0 \left(1 - \frac{U_0}{U_i}\right)}{2fI_0} \quad (5.1.6)$$

注意，对应于不同的 δ 、 R_L 、 f ，则 L_c 的值也不同，我们所需要的 L_c 值应是一系列可能遇到的 L_c 中的最大值 L_{cmax} 。考虑到电路输入电压 U_i 的变化范围，输出电压 U_0 的可调范围，负载电流 I_0 的变化及其工作频率 f 的变化， L_{cmax} 应为：

$$L_{cmax} = \frac{R_{Lmax}(1 - \delta_{min})}{2f_{min}} \quad (5.1.7)$$

因此，当 $L \geq L_{cmax}$ 时，则能保证电路在任何情况下其电感中的电流都保持连续性。

在工程应用中，当 U_i 、 U_0 、 I_0 、 f 和 I_{Lmax} 给定，滤波电感由下式计算：

$$L = \frac{U_0(U_i - U_0)}{2U_i f (I_{Lmax} - I_0)} \quad (5.1.8)$$

由式 (5.1.8) 可见, 当 U_0 、 U_i 、 f 、 R_L 确定时, I_{Lmax} 与 L 成反比, L 如取得较小将导致 I_{Lmax} 的增加 (此电流也流过 BG), 造成 BG 选择上的困难, 更不利的是输出纹波电压将增加。反之 L 值也不能取得太大, 过大时虽会减小 I_{Lmax} 及纹波电压, 但电感的体积、重量也将变大。故 L 值的选取应权衡考虑。

滤波电容的计算直接依赖于纹波电压的计算。所谓纹波电压就是指输出直流电压中所包含交流分量的峰-峰值。可以证明, 纹波电压 U_{pp} 的计算公式如下^[1]:

$$U_{pp} = \frac{U_i \delta (1 - \delta)}{8LCf^2} = \frac{U_0 \left(1 - \frac{U_0}{U_i}\right)}{8LCf^2} \quad (5.1.9)$$

$$C = \frac{U_i \delta (1 - \delta)}{8Lf^2 U_{pp}} = \frac{U_0 \left(1 - \frac{U_0}{U_i}\right)}{8Lf^2 U_{pp}} \quad (5.1.10)$$

从式 (5.1.9) 中可看出, 提高频率是减小 U_{pp} 的一个有效方法, 此外增加 L 或 C 值也可以减小纹波电压, 然而随着 L 、 C 增大, 电源的体积、重量也随之增加。

在开关稳压电源中要采用具有良好高频性能的电容器, 而不采用普通的电解电容器, 因为普通的电解电容器其等效串联电阻 ESR、等效串联电感 ESL 及损耗系数 DF 值均较大, 高频电容的 ESR、ESL、DF 值则较小, 所以在设计时, 电容的选取值应大于式 (5.1.10) 的计算值。另外, 由于实际使用的晶体管 BG 及二极管 D 都有一定的开启时间及关断时间, 这将会在输出纹波中附加很大的尖峰电压, 且随着负载电流的增加而增大。根据国内及国外直流稳压电源的纹波电压测试标准, 此附加的尖峰电压包括在直流电源的纹波电压之内。故如在电路中不加适当措施, 则 U_{pp} 值必然远远大于上面的计算值, 严重影响电源的技术性能。通常在续流二极管 D 的两端并一只 $0.1 \sim 0.47 \mu\text{F}$ 电容, 或在 D 回路中串一电感值很小的非线性饱和电感及采用高频滤波电容 (包括四端电容) 等即能明显降低上述附加的尖峰电压。

对于低压小功率的开关稳压电源 ($U_0 < 30\text{V}$ 、 $P < 100\text{W}$), 其纹波电压 U_{pp} 值一般可做到 $50 \sim 100\text{mV}$, 特殊的可达 10mV 以下, 而一般线性稳压电源的纹波电压 U_{pp} 值小于 5mV , 所以, 开关式稳压电源的纹波电压要大得多, 这是一个缺点。

正确选择工作频率是设计中的重要课题。由式 (5.1.8) 和式 (5.1.10) 可知, 频率 f 与 U_i 、 U_0 、 L 、 C 、 I_0 、 U_{pp} 等都有关。提高频率能减小纹波电压及改善动态响应特性, 并且可减小滤波器的体积和重量。在 $f \geq 20\text{kHz}$ 时人耳将听不出讨厌的交流声, 但随着频率的提高, 射频干扰将随之增大, 而且对 BG、D、C 和 L 等都提出了高频特性的要求, 这是因为: 首先, BG、D 随频率的增高而损耗显著增加; 其次 C 随着频率的提高逐渐由容性变成感性; 再次, L 的磁性材料特性随频率升高而降低。

根据上述原因, 开关稳压电源的工作频率一般多选在 $20 \sim 50\text{kHz}$ 。近年来, 由于高反压高速功率 MOS 迅速发展, 工作频率已能提高到 $150 \sim 200\text{kHz}$, 其结果使开关稳压电源的体积更小, 重量更轻, 效率更高。

5.1.3 开关功率晶体管和续流二极管功耗计算

为了讨论及计算开关功率晶体管功耗的方便, 作如下的假设:

① D、 L 、 C 均为理想元件。

② BG 在开启时间及关断时间内, 其电压、电流均呈线性变化, 且集电极电流等于发射极

电流。

③在周期的每一部分，电感上的电压保持常数，电感量 L 也维持不变，并且相当大，因此电感上电流几乎不变，以致近似地认为 BG 在整个导通期间电流是不变的。

④ U_i 是稳定的直流电压。

此时集电极的功耗可按图 5.1.6 计算（为了讨论的方便，这里用了夸张的画法）。

图中, $T = \frac{1}{f} = t_4$	—— 开关脉冲周期
$t_{off} = t_1$	—— BG 关断时间
$T_{off} = t_2 - t_1$	—— BG 截止时间
$t_{on} = t_3 - t_2$	—— BG 开启时间
$T_{on} = t_4 - t_3$	—— BG 导通时间
$I_{c_{off}}$	—— BG 截止期间集电极漏电流
$U_{c_{off}}$	—— BG 截止期间集电极—发射极电压
I_c	—— BG 导通期间集电极电流
U_{ces}	—— BG 导通期间集电极—发射极饱和电压

集电极的功耗由下面四部分组成：

① $0 - t_1$ ：晶体管 BG 由导通到截止的关断时间 t_{off} 内的功耗

$$P_1 = \int_0^{t_1} I(t)U(t)dt$$

$$I(t) = I_c - \frac{(I_c - I_{c_{off}})t}{t_1}$$

$$= I_c - \frac{(I_c - I_{c_{off}})t}{t_{off}}$$

$$\because I_c \gg I_{c_{off}}$$

$$\therefore I(t) = I_c - \frac{I_c t}{t_{off}} = I_c \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right)$$

$$U(t) = \frac{(U_{c_{off}} - U_{ces})t}{t_{off}} + U_{ces}$$

$$\because U_{c_{off}} \gg U_{ces}$$

$$\therefore U(t) = U_{c_{off}} \frac{t}{t_{off}}$$

将 $I(t)$ 、 $U(t)$ 代入得

$$P_1 = \int_0^{t_1} I_c \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) U_{c_{off}} \frac{t}{t_{off}} dt$$

$$= \frac{1}{6} t_{off} I_c U_{c_{off}} \quad (5.1.11)$$

② $t_1 - t_2$ ：晶体管 BG 截止期间 T_{off} 内的功耗

$$P_2 = \int_{t_1}^{t_2} I(t)U(t)dt = \int_{t_1}^{t_2} I_{c_{off}} U_{c_{off}} dt$$

$$= T_{off} I_{c_{off}} U_{c_{off}} \quad (5.1.12)$$

③ $t_2 - t_3$ ：晶体管 BG 由截止到导通的开启时间 t_{on} 内的功耗，推导过程与求 P_1 类似，得

$$P_3 = \int_{t_2}^{t_3} I(t)U(t)dt = \frac{1}{6}t_{on}I_cU_{ceoff} \quad (5.1.13)$$

④ t_3-t_4 : 晶体管 BG 导通期间 T_{on} 内的功耗

$$\begin{aligned} P_4 &= \int_{t_3}^{t_4} I(t)U(t)dt = \int_{t_3}^{t_4} I_cU_{ces}dt \\ &= T_{on}I_cU_{ces} \end{aligned} \quad (5.1.14)$$

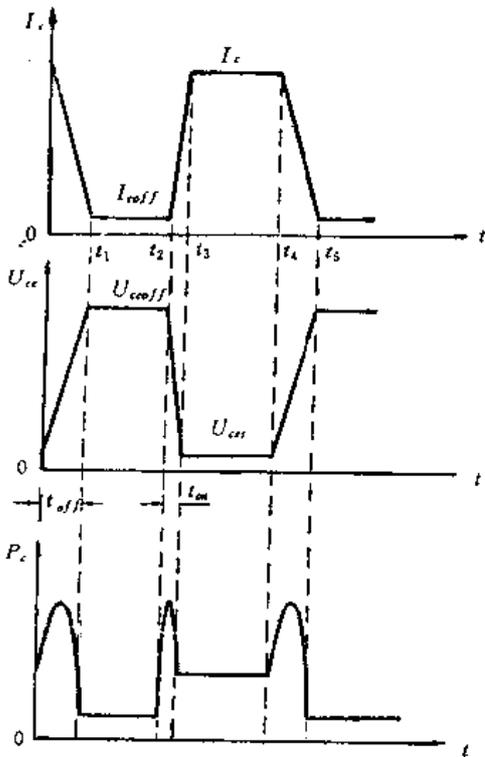
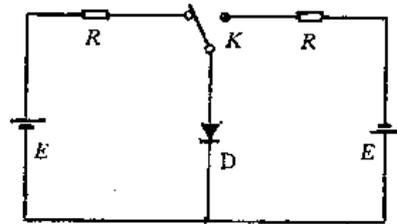
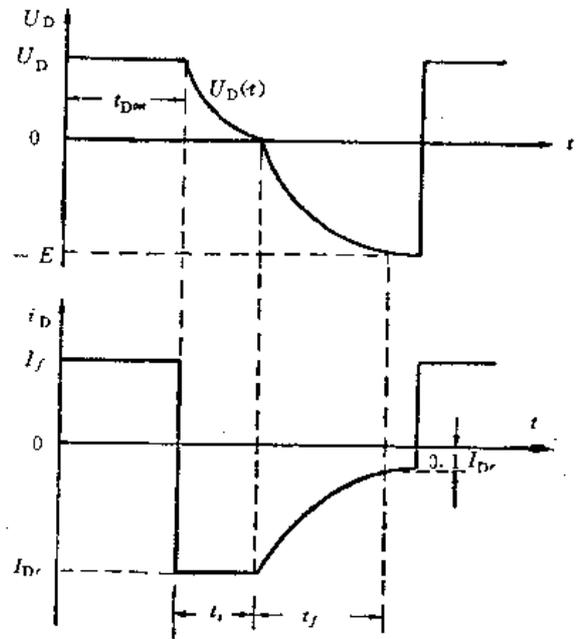


图 5.1.6 开关功率晶体管 BG 的集电极电流、电压及功耗波形图



(a)



(b)

图 5.1.7 二极管反向恢复特性

因此 BG 集电极上的总功耗

$$P_c = \frac{1}{T}(P_1 + P_2 + P_3 + P_4) = \frac{T_{on}}{T}I_cU_{ces} + \frac{T_{off}}{T}I_{ceoff}U_{ceoff} + \frac{t_{on} + t_{off}}{6T}I_cU_{ceoff} \quad (5.1.15)$$

在串联式开关稳压电源中, 因 $U_{ceoff} \approx U_i$, $I_c \approx I_o$, $\frac{T_{on}}{T} = \frac{U_o}{U_i}$, $\frac{T_{off}}{T} \approx \frac{U_i - U_o}{U_i}$, 代入 (5.1.15) 式便得出串联式开关稳压电源中 BG 集电极功耗公式:

$$P_c = \frac{U_o}{U_i}I_oU_{ces} + (U_i - U_o)I_{ceoff} + \frac{t_{on} + t_{off}}{6}I_oU_i f \quad (5.1.16)$$

通常 I_{coff} 是极小的 (特别是采用硅管时), 所以 $(U_i - U_o) I_{coff}$ 这一项常忽略不计。BG 的集电极功耗主要发生在导通期间 (特别是晶体管 U_{ce} 较大) 及关断时间 t_{off} , 其次是开启时间 t_{on} 内。而且晶体管的开关功耗与工作频率成正比。由于 BG 的 t_{on} 和 t_{off} 存在, 当 BG 由导通转向截止 (或由截止转到导通) 时, 晶体管从饱和区经放大区到截止区 (或由截止区经放大区到饱和区) ——即在一个工作周期内, 晶体管必须经过放大区两次。晶体管工作在放大区时, 会产生很大的功耗。当工作频率升高时, 晶体管在单位时间内 (1s) 通过放大区的次数增加, 因此其功耗正比与工作频率。显然, 适当地降低工作频率是降低 BG 功耗的一种方法。

从式 (5.1.16) 式可知, 对晶体管 BG 的要求是: U_{ce} 要小 (对于 MOS 管, 要求导通电阻 R_{DS} 要小), t_{on} 、 t_{off} 要小。只要元件选择得当, 电路设计合理, 就可以把 BG 的功耗做得相当小, 使开关稳压电源有较高的效率。另外, 由于 BG 的功耗较小, 较小的散热片就能满足散热要求, 因此, 开关电源的体积、重量要比线性稳压电源小得多。

必须指出, 上述的功耗计算是在续流二极管 D 为理想情况下得出的, 实际上它由正向过渡到反向总是存在着一定的反向恢复时间。图 5.1.7 为二极管 D 的反向恢复特性, 正向导通时, 二极管上的电流 $I_f = (E - U_D) / R$ 、电压降为 U_D , 此时在二极管的 P 区及 N 区均产生了非平衡少数载流子的积累现象即电荷存贮效应。当加在二极管 D 两端的电压由 $+E$ 突变到 $-E$ 时, 这些存贮电荷不会立即消失, 而是在 $-E$ 作用下形成一个相当大的漂移电流 $I_D = \frac{E + U_D}{R} \approx \frac{E}{R}$, 又称反向恢复电流, 经过存贮时间 t_s 后再开始逐渐下降, 并经过 t_f 时间反向电流成为 0。此时可以认为二极管已进入截止状态。存贮时间与下降时间之和叫做反向恢复时间, 即 $t_{rr} = t_s + t_f$ 。

在 t_s 期间内, 续流二极管 D 内阻极小即瞬态短路, 此时 U_i 几乎全部加到开关晶体 BG 上, 于是在 BG 及 D 的回路中流过一个很大的峰值电流, 既产生强烈的射频干扰, 又使 BG 的瞬时功耗大为增加, 若设计不周, 则易造成 BG 的二次击穿而导致损坏, 故在选择 BG 时应注意要有一定的二次击穿安全区。因此电源设计者在使用前必须对功率管进行测试和筛选, 方能保证电源的质量。

为了讨论及计算续流二极管 D 功耗的方便, 作如下的假设:

- ① BG、L、C 均为理想元件。
- ② D 在开启时间内, 其电压、电流呈线性变化。
- ③ 在周期的每一部分, 电感上的电压保持常数, 电感量也维持不变, 并且相当大, 因此电感上电流几乎不变, 以致近似地认为 D 在导通期间电流是不变的。
- ④ U_i 是稳定的直流电压。

此时 D 的功耗可按图 5.1.8 计算 (为了讨论的方便这里用了夸张的画法), 其计算方法与开关功率晶体管功耗类似, 因此直接给出总功耗的表达式, 有兴趣的读者请自行推导。

续流二极管的总功耗 P 为:

$$P = \frac{t_r}{6T} I_o U_i + \frac{T_{off}}{T} I_o U_D + \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} I(t) U(t) dt + \frac{T_{Doff}}{T} I_{Doff} U_i \quad (5.1.17)$$

式中, 第一项是 D 开启时间 (即 $0 \sim t_1$ 期间) 的功耗, 通常 t_1 很小, 因此这项可略去不计; 第二项是 D 导通期间 T_{off} 的功耗; 第三项是 D 反向恢复期间的功耗; 第四项是 D 截止期间 T_{Doff} 的功耗, 通常, D 截止时的漏电流 I_{Doff} 很小, 所以这一项可以略去。总之, 总功耗 P 主要是

第二、第三两项。因此对续流二极管除了要求有适当的电流容量及反向耐压外，尚要求其正向压降 U_D 要小，反向恢复时间要快，开启时间要短。对常用的输出电压为 5V 的开关稳压电源，二极管的正向压降产生的功耗在总功耗中所占比例也是可观的，故在开关稳压电源中，低压输出电路采用肖特基二极管作为续流管，因为肖特基二极管具有很小的压降产生的及很短的反向恢复时间。

有时还可在电路方面作一些努力来减小续流二极管 D 的反向恢复时间（主要是存贮时间）。众所周知，存贮时间 t_s 是随着正向的注入增大而增大的，故可降低正向注入即降低 I_D 的方法来减小 t_s ，从而减小 t_{rr} 。在设计电感时可让 L 值尽量接近临界电感 L_c 值，如果 $L=L_c$ ，则在 BG 导通瞬间前，续流二极管上正向电流接近为零，于是 BG 瞬间导通时，续流二极管上反向电流很小，反向恢复时间很短。当然缺点是电源的纹波电压显著增大了，为了改善纹波电压势必要增加电容，于是体积、重量也随之增大，故此法有一定的局限性。

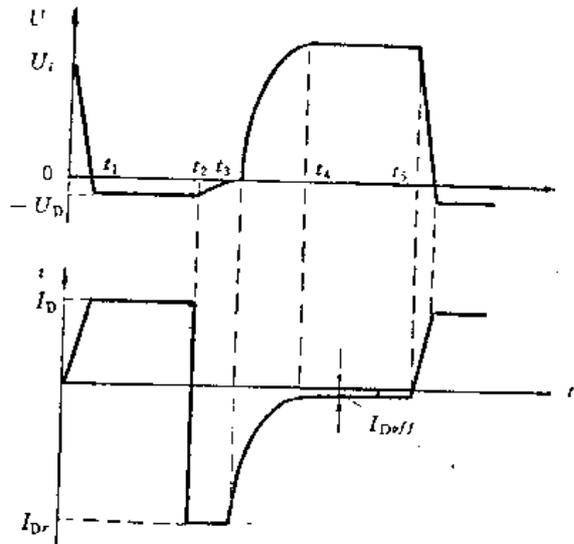


图 5.1.8 续流二极管 D 的电压电流波形

5.2 单端反激式开关电源原理与设计

5.2.1 电路的结构及工作原理

单端反激式开关电源的原理电路如图 5.2.1 所示。单端是指高频变压器的铁心工作在 B-H 曲线的一侧。反激是指当开关管 BG 被（加在 be 极之间的）PWM 脉冲激励而导通时，输入电压 U_i 加在高频变压器 B 的原边上，由于图中 B 副边整流二极管 D_2 反偏，副边上没有电流流过，所以能量存储在变压器原边的电感 L_1 上，而输出电压靠电容 C_o 的放电维持。当 BG 关断时，B 副边上的电压极性颠倒，使 BG 导通期间存储在 B 中的能量通过 D_2 向负载和输出电容 C_o 释放。

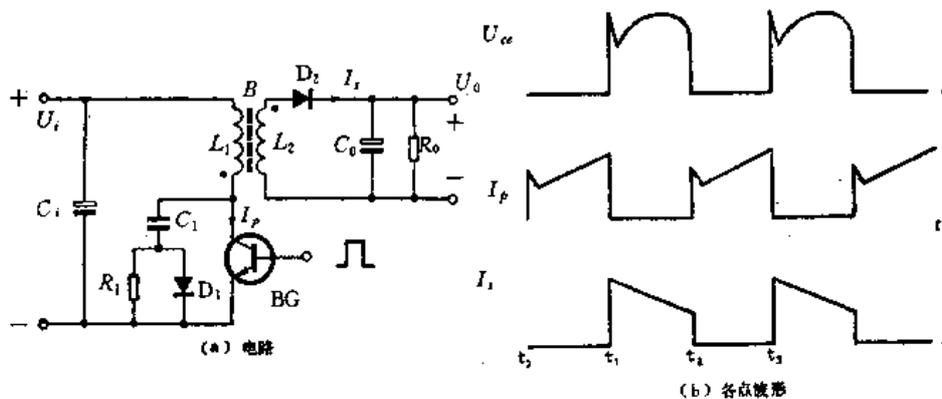


图 5.2.1 单端反激式开关电源的原理电路及其波形

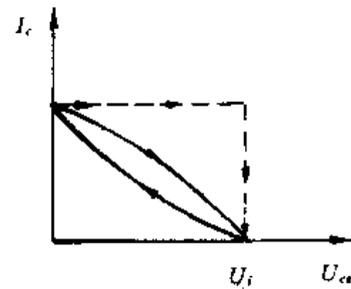
反激式开关电源的变压器是用专门材料制造的，其铁芯用铁镍合金粉芯材料或用具有一定空气隙的软磁铁氧体材料。铁芯磁通变化的情况是：在开关管导通时，铁芯的磁通增加，在开关管截止时由于负载电流而磁通减小，因此铁芯磁状态能得到恢复。

在图 5.2.1 中， R_1 、 D_1 和 C_1 组成缓冲电路。其作用为：当开关管关断时，高频变压器初级线圈电感中会产生一个高压，电容 C_1 可以缓和该电压上升的速度和电压的峰值，这时电感中的电流通过二极管 D_1 对 C_1 充电，充电时间就是开关管的下降时间；当开关管重新导通时， C_1 通过 R_1 和开关管将能量放掉。实质上，缓冲电路改变了 BG 的交流负载线，如图 5.2.2 所示。在图中，实线表示有缓冲电路时 BG 的交流负载线，虚线表示无缓冲电路时 BG 关断过程的交流负载线。因此，增加缓冲电路可避免在 BG 截止过程中工作在高电压大电流区，提高了 BG 的可靠性。

单端的反激开关电源也有两种导电模式，若在 BG 截止期间，初级的存能全部释放给负载，则电路工作不连续导电模式，反之工作在连续导电模式。

5.2.2 计算公式

图 5.2.1 给出各点的工作波形。为了便于计算，假设①在 t_0-t_1 期间变压器 B 不会饱和且不存在漏感及输入电压 U_0 保持常数；②高频变压器原边及副边的电感为一个常数 L_1 和 L_2 ；③开关管为理想开关， $U_{CES}=0$ ，BG 开启时间 $t_{on}=0$ ，BG 的关断时间 $t_{off}=0$ 。



5.2.2 缓冲电路改善交流负载线的示意图

不连续导电模式的计算公式如下：

在 t_0-t_1 期间，开关管 BG 集导通。高频变压器 B 原边的电流与电压有如下关系：

$$U_i = L_1 \frac{di_p}{dt} \quad (5.2.1)$$

式中， i_p 为流经初级绕组的电流。在不连续导电模式中，在 t_0 时刻初级线圈的电流 $I_{p0}=0$ ， i_p 在 t_1 时刻的电流值 I_{p1} 为：

$$I_{p1} = \frac{U_i(t_1 - t_0)}{L_1} \quad (5.2.2)$$

设导通时间为 T_{on} ，则 $T_{on}=t_1-t_0$ ，那么：

$$I_{p1} = \frac{U_i T_{on}}{L_1} = \frac{U_i \delta T}{L_1} \quad (5.2.3)$$

在 t_1-t_2 期间，BG 关断， D_2 导通，高频变压器 B 副边的电流 I_s 的表达式为：

$$I_s = I_{s1} - \frac{U_0}{L_2} t \quad t_1 < t < t_2 \quad (5.2.4)$$

其中， I_{s1} 为 I_s 的最大值（即在 BG 关断瞬间的电流）， I_{s1} 与 I_{p1} 的关系如下：

$$I_{s1} = \frac{N_p}{N_s} I_{p1} \quad (5.2.5)$$

其中 N_p 、 N_s 分别为 B 原边和副边线圈的匝数。

在一个周期内， B 的原边在 U_i 中获得的能量 ΔW_1 为：

$$\Delta W_1 = \frac{1}{2} L_1 I_{p1}^2 = \frac{U_i^2 \delta^2 T^2}{2L_1} \quad (5.2.6)$$

设变换效率为 η , f 为激励脉冲的频率, 输出功率 P_o 为:

$$P_o = \eta \Delta W_1 f = \frac{\eta U_i^2}{2L_1} \delta^2 T = U_o I_{oa} \quad (5.2.7)$$

其中, I_{oa} 为输出电流的平均值。由上式可知, 要使 U_o 稳定 (I_{oa} 可变) 可通过改变开关管的导通时间或控制激励脉冲的频率来实现。

对于固定频率工作的反激式开关电源, 为了使电流连续, 设计变压器时要考虑到仅在负载电流最小, 输入电压最高的时刻, 电路才工作在不连续导电模式。在其余情况下, 电路均应工作在连续导电模式, 即周期末端将有能量存贮在电感中, 接着下一周期开始时, 变换器初级绕组中的初始电流并不从零开始, 将有 I_{p0} 大于零, 如图 5.2.1 (b) 所示。为了减小输出纹波电压, 并确保电路工作连续导电模式, 一般取 $I_{p1}/I_{p0}=2$ 。

5.2.3 电路设计

在这一部分只介绍基本的设计方法及一些实用公式, 未涉及公式的推导, 有兴趣的读者可以阅读参考文献 [2, 10] 等。

步骤 1: 输入部分

输入部分是由四个整流二极管组成桥式整流和输入滤波电容 C_i 构成。当输入 220V、50Hz 的交流电时, 整流滤波后大约得到 300V 高压供给图 5.2.1 电路作为直流输入 U_i 。

整流二极管的选取:

设输出功率为 P_o , 开关电源的效率为 η , 流过整流二极管的电流为 I_i 。

$$I_i = \frac{P_o}{2\eta U_{i\min}} \quad (5.2.8)$$

其中, $U_{i\min}$ 是输入电压的最小值。若整流电路的输入电压为 220V, 50Hz, 一般取二极管的反向耐压为 400V。考虑到滤波 C_i 中的产生冲击电流, 一般取二极管的正向电流 $I_F = (7 \sim 8) I_i$ 。

滤波电容 C_i 的选取:

电容的耐压大于 400V, 容量由下式给定:

$$C_i = 2P_o (\mu F) \quad (5.2.9)$$

其中 P_o 的单位是 W。例如, 对于输出 5V, 100A 的开关电源来说, 其输入电容 $C_i = 2 \times 5 \times 100 = 1000 \mu F$ 。

步骤 2: 占空比 δ 的选择

由式 (5.2.7) 可知, 为了使 P_o 恒定, 在直流电压输入最低时, 占空比最大, 且 $\delta_{\max} = \sqrt{2P_o L_1 / (\eta T U_{i\min}^2)}$ 在直流输入电压最大时, 占空比最小; 当直流输入电压最大时, 占空比最小, 且 $\delta_{\min} = \sqrt{2P_o L_1 / (\eta T U_{i\max}^2)}$ 。当 $U_i > U_o$ 时一般最大占空比 $\delta_{\max} \leq 0.5$ 。但因为受到开关管的工作速度影响, 实际上 $\delta_{\max} < 0.5$, 一般取 $\delta_{\max} = 0.3 \sim 0.4$ [4]。

步骤 3: 高频变压器的设计

在单端反激开关电源中, 高频变压器的设计是核心工作。通常在保证电源的调整率、线圈的漏感、高频变压器的外形尺寸以及整个成本等方面进行综合考虑。

高频变压器的磁芯一般用铁氧体制作的 EE 型或 EI 型, 材料为 MXO-2000。此结构绕制方便, 耦合良好, 漏感很小。磁芯外形尺寸如图 5.2.3 所示, 其规格数据见表 5.2.1 所示。MXO

—2000 磁芯的 B-H 曲线如图 5.2.4 所示。

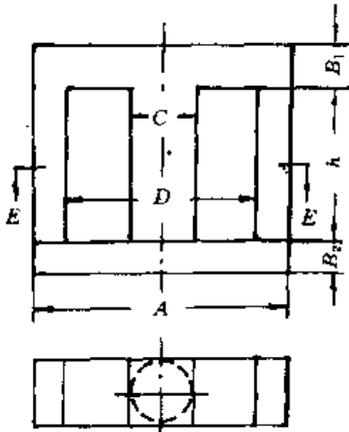


图 5.2.3 EE 型磁芯外形图

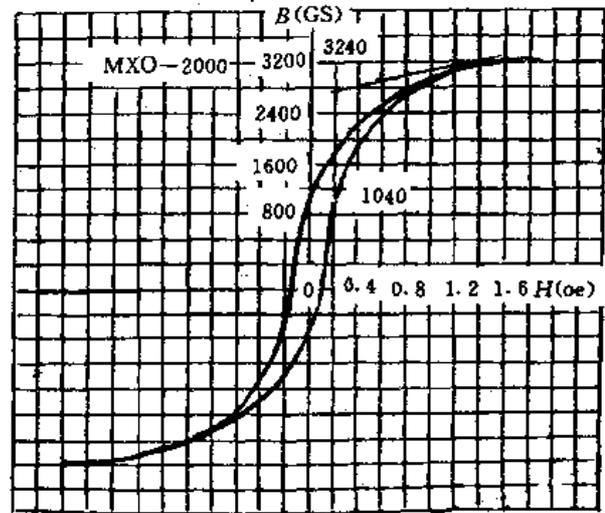


图 5.2.4 MXO-2000 磁芯 B-H 曲线

表 5.2.1 EI、EE 磁芯规格表

型 号	尺 寸 (mm)						
	C	D	A	h	B ₁ +h	H	B ₂
E-3	3	8	12	4	6	3	—
E-4	4	10	16	5	8	4	—
E-5	5	13	20	6.5	10	5	—
E-6	6	16	24	8	12	6	—
E-7	7	18	30	9	15	7	—
E-12	12	28	43	14	21.5	12	—
E-17	17	37	55	18.5	27.5	17	—
E-20	20	43	65	23.5	32.5	20	—
EI-12	12	28	43	21	28	12	?

磁芯截面积 A_c 的选择:

一般输出功率 P_0 (单位 W) 与磁芯截面积 A_c 的经验关系式为^[10]:

$$A_c = 0.15 \sqrt{P_0} \text{ (cm}^2\text{)} \quad (5.2.10)$$

若电路工作在不连续导电模式, 则 B 原边的平均电流 I_{pa} 为:

$$I_{pa} = \frac{P_0}{\eta U_i} = \frac{\delta I_{p1}}{2} \quad (5.2.11)$$

$$I_{p1} = \frac{2P_0}{\eta U_i \delta} \quad (5.2.12)$$

把式 (5.2.12) 代入式 (5.2.3) 得到 L_1 为

$$L_1 = \frac{U_i T_{on}}{I_{p1}} = \frac{U_i \delta}{I_{p1} f} = \frac{\eta U_i^2 \delta^2}{2P_0 f} \quad (5.2.13a)$$

若电路工作在连续导电模式: 且峰值电流 I_{p1} 为初始电流 I_{p0} 的 2 倍, 则有

$$L_1 = \frac{3U_i^2 \delta^2 T}{2P_0 f} \quad (5.2.13b)$$

确定磁芯的工作磁感应强度:

在反激式开关电源中, 变压器的工作磁感应强度取决于磁芯材料的脉冲磁感应强度增量值。通常在变压器的磁路中加气隙来降低剩余磁感应强度以提高磁芯工作的直流磁场强度。铁氧体磁芯加气隙后使得整个磁路的剩余磁感应强度很小, 其脉冲磁感应强度增量 ΔB_m 一般取饱和磁感应强度 B_s 的一半, 即

$$\Delta B_m = 0.5B_s \quad (5.2.14)$$

假定磁路的能量全部集中在空气气隙中, 则气隙长度 L_g 为:

$$L_g = \frac{0.4\pi L_1 I_{p1}^2}{A_c \times \Delta B_m^2} \quad (5.2.15)$$

若认为空气气隙的磁阻远大于铁芯的磁阻, 由安培定律可得原边匝数 N_p 为:

$$N_p = \frac{\Delta B_m \cdot L_g}{0.4\pi \cdot I_{p1}} \times 10^4 \quad (5.2.16)$$

副边匝数 N_s 的确定

$$N_s = \frac{N_p (U_0 + U_D) \cdot (1 - \delta_{\max})}{U_{\min} \delta_{\max}} \quad (5.2.17)$$

其中 U_D 是整流二极管 D_2 的正向压降 (V)。

步骤 4: 功率开关管的选择

确定 $U_{(BR)CEO}$

开关管所承受的反压 $U_{(BR)CEO}$ 为:

$$U_{(BR)CEO} = U_i + \frac{N_s}{N_p} U_0 + U_R \quad (5.2.18)$$

其中, U_R 是变压器 B 漏感产生的尖峰电压。在反激式开关电源中, 由于铁芯中带有气隙, 因此存在着较大的漏感 L_e , 一般取 $L_e = 40 \sim 100 \mu\text{H}$, 在 BG 关断瞬间, 漏感会产生较大的尖峰电压, 例如, 5V, 100A 的电源, $U_R = 200 \sim 300\text{V}$ 。一般取 $U_{(BR)CEO} \geq 850\text{V}$ 。

开关管的开启时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 要尽量小一些, 饱和压降 U_{CES} 要小, 以降低集射极的功耗, 一般取 $t_{on} + t_{off} \leq T \cdot 20\%$ 。

为了保证开关管在导通时工作在饱和区, 直流电流放大倍数 β 应满足下式:

$$\beta \geq \frac{2I_{p1}}{I_B} \quad (5.2.19)$$

其中, I_B 是驱动电路供给开关管的基极驱动电流。实际上一般开关管的 β 值在 8~10 之间。

确定集电极的最大电流 I_{cm} , 取

$$I_{cm} \geq 2(I_{p1} + I_{p0}) = 2 \times 1.5I_{p1} \quad (5.2.20)$$

步骤 5: 缓冲电路 R_1 、 C_1 和 D_1 的设计

在开关管关断的瞬间, 电感上的电流通过 D_1 向 C_1 充电; 充电电流为 I_{p1} ; 为了确保在 BG 截止期间, 不能因为 C_1 的充电而减小铁芯向负载释放的能量, 即充电时间应小于 t_{off} , 另外, 为了避免 BG 在关断过程中工作在高电压大电流区, 充电时间应大于或等于 t_{off} 。因此综合考

虑上述两方面的因素,应取 C_1 的充电时间等于 t_{off} ; 充电电压应考虑比开关管所承受最大电压多 20%, 则

$$C_1 = \frac{Q}{U} = \frac{I_{p1} \times t_{off}}{1.2U_{(BR)CEO}} \quad (5.2.21)$$

在开关管导通的瞬间,电容 C_1 通过 R_1 和开关管的 CE 极放电,放电的时间常数 $\tau = R_1 C_1$ 。为了减轻开关管在完全导通时所承受的电流,应在 BG 开启时间 t_{on} 内放掉 C_1 上的大部分能量,一般取 $\tau = 0.5t_{on}$, t_{on} 是开关管的开启时间,于是: R_1 由下面给定:

$$R_1 = \frac{t_{on}}{2 \cdot C_1} \quad (5.2.22)$$

功耗 P 由下式给定:

$$P = \frac{1}{2} U_{max}^2 \times C_1 \times f \quad (5.2.23)$$

步骤 6: 低压输出电路设计

输出电容的容量 C_0 由经验公式确定:

$$C_0 = 1000I_0(\mu F) \quad (5.2.24)$$

其中, I_0 是输出电流 (A)。输出电容应选用无感电容,或者用多个容量小的电容并联。

整流二极管 D_2 的选择:

D_2 的反压 U_{BR} 由下式给定:

$$U_{BR} = \frac{U_{max} \times N_s}{N_p} + U_0 \quad (5.2.25)$$

因为整流二极管 D_2 存在着反向恢复时间,在 BG 导通瞬间会引起较大的尖峰电流,它不仅增加了 D_2 本身的功耗,而且使开关管流过过大的浪涌电流,增加了开通瞬间的功耗。一般采用快速恢复二极管或肖特基二极管作为整流二极管。 D_2 的电流平均值 $I_{D(AV)}$ 应大于等于输出电流。

在低电压、大电流输出的开关电源中,整流二极管的功耗是其主要功耗之一。因此,当 $U_0 \leq 8V$, 一般选用肖特基二极管来整流,其优点是,导通电压 $U_m \approx 0.4 \sim 0.6V$, 为一般 PN 结的一半,反向恢复快且有足够的反向电压;当 $U_0 > 8V$ 时,一般选用快恢复二极管整流,它反向耐压可达到数百伏。

5.3 单端正激式开关电源原理与设计

单端正激式开关电源的典型电路如 5.3.1 所示。正激变是在开关管 BG 导通时,变压器 B 将其能量传给负载。单端正激式开关电源的主要特点是输出功率较大 (50~200W), 但高频变压器的设计和制作均较为复杂。

5.3.1 电路的结构及工作原理

在图 5.3.1 中,高频变压器有三个绕组,初级绕组 N_p (与 BG 相连), 退磁绕组 N_1 (与 D_3 相连) 和次级绕组 N_s (与 D_1 和 D_2 相连)。当开关管 BG 导通时, B 的初级绕组建立磁化电流并将其能量通过次级绕组 N_s 、 D_1 及 L_o 传给负载,此时退磁绕组 N_1 上的感应电压,使 D_3 截止。当 BG 关断时, N_1 和 N_s 上同时产生一个反向电压,使 D_1 截止, D_3 导通,将存储在初级绕组上的能量送还给直流输入电源 U_i , 使高频变压器复位。在开关管 BG 关断的瞬间,滤波

电感 L_0 上产生一个反向电压，使续流二极管 D_2 导通。

D_4 、 C_1 和 R_1 组成缓冲电路，它与单端反激式开关电源的缓冲电路有相同的作用。 I_0 和 C_0 组成了输出滤波电路。为了防止空载时，电路工作在不连续导电模式， R_2 为输出电路提供了最小负载电流。为了减少漏感，初级绕组和退磁组必须紧密耦，因而采用双股并绕。

必须指出，退磁回路中二极管 D_3 的正确接法如图 5.3.1 所示， D_3 必须接在输入电容 C_i 的正极，以减少导通时的尖峰电流，若 D_3 接在 C_i 的负极上，则绕组间的杂散电容将产生尖峰电流。用图 5.3.2 说明上述两种情况。

图 5.3.2 (a) 和 (b) 分别表示在二极管接电容器正极的情况下，开关管导通和截止时退磁绕组和初级绕组间杂散电容的充放电情况。从这两个图可知，BG 从截止到导通，两绕组的上端之间的电位差为 300V，极性不变；两绕组下端之间的电位差仍为 300V，极性也不变，只是两绕组下端的电位均降低 600V。因此，BG 导通时，退磁绕组 N_1 和初级绕组 N_p 之间的杂散电容并不通过 BG 产生放电过程，因而不会由此引起电流尖峰。

图 5.3.2 (c) 和 (d) 分别表示在二极管接电容器负极的情况下，开关管 BG 导通和截止时退磁绕组 N_1 和初级绕组 N_p 之间的杂散电容充放电情况。从这两图可知，BG 截止到导通，而绕组上端间的电位差为 300V，极性改变；两绕组下端间的电位差仍为 300V，同时极性也改变了。因此，BG 导通时， N_1 和 N_p 之间的杂散电容要通过 BG 产生放电过程，因而会由此引起导通电流尖峰。

设输入电压为 U_i ，初级绕组和次级绕组的匝比为 n ，在 BG 导通时，次级绕组电压 U_s 为：

$$U_s = \frac{U_i}{n} \quad (5.3.1)$$

在连续导电模式中，在 BG 导通前瞬间，流经输出滤波电感 L_0 的电流为 $I_{L0min} \neq 0$ ，输出纹波忽略不计，则导通时，电感两端的电压为 $U_i - U_0$ ，那么，BG 导通时，电感的电流为：

$$i_{L0} = I_{L0min} + \frac{U_i - U_0}{L_0} t \quad (5.3.2)$$

式中 t 为 BG 导通后的时间。

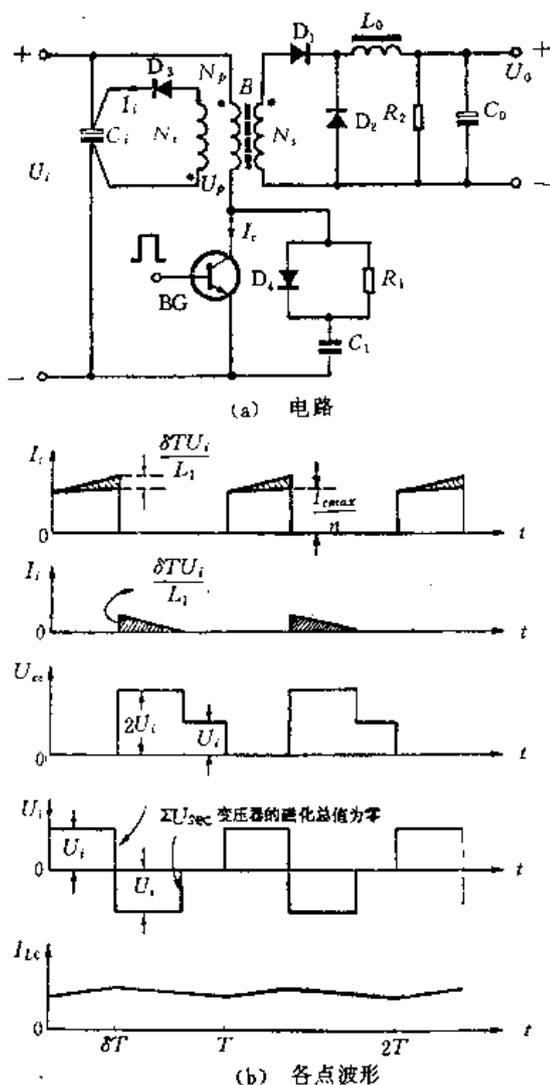


图 5.3.1 单端正激式开关电源及工作波形

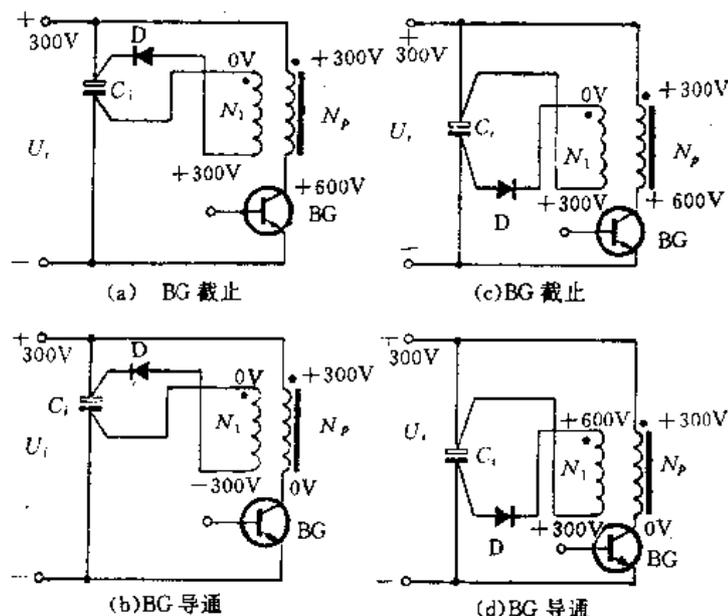


图 5.3.2 退磁绕组的二极管的两种接法

i_{L0} 的最大值出现在 BG 截止前的瞬间，即 $t=T_{on}$ ，故其最大值为：

$$I_{L0max} = I_{L0min} + \frac{U_s - U_0}{L_0} T_{on} \quad (5.3.3)$$

因为电感存贮的能量不能瞬时突变，截止开始瞬间在电感存贮的能量与导通末了瞬间相同。所以，当续流二极管 D_2 导通开始瞬间，其电流为 I_{L0max} ， D_2 导通后的电流由下式描述：

$$i_{D2} = I_{L0max} - \frac{U_0}{L_0} t \quad (5.3.4)$$

式中， t 为 D_2 导通以后的时间。 i_{D2} 的最小值出现在导通前的瞬间，此时的 $t=T_{off}$ ，其最小值为：

$$I_{D2min} = I_{L0max} - \frac{U_0}{L_0} T_{off} \quad (5.3.5)$$

在稳态工作时， I_{L0min} 等于 I_{D2min} ，把上式代入式 (5.3.3) 整理后得：

$$U_0 = \frac{U_s T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (5.3.6)$$

考虑到式 (5.3.1) 得：

$$U_0 = \frac{\delta U_s}{n} \quad (5.3.7)$$

由式 (5.3.7) 可知，只要改变占空 δ ，即可改输出电压 U_c 的大小。

在 BG 导通期间，初级绕组 N_p 上的电流 i_c 是初级绕组的磁化电流与负载电流之和，因此：

$$i_c = \frac{i_{L0}}{n} + \frac{U_s}{L_1} t \quad (5.3.8)$$

式中， L_1 是初级绕组的电感，当 $t=T_{on}$ 时， $i_c = I_{cmax}$ ， $i_{L0} = I_{L0max}$

$$I_{cmax} = \frac{I_{L0max}}{n} + \frac{U_s T_{on}}{L_1} \quad (5.3.9)$$

因此, 初级绕组 N_p 的最大磁化电流为 $(U_i T_{on}/L_1)$ 。退磁绕组在 BG 关断的瞬间, 磁化电流也等于 $(U_i T_{on}/L_1)$, 在 BG 关断期间, 退磁绕组的电流 i 为:

$$i = \frac{U_i T_{on}}{L_1} - \frac{U_i t}{L_3} \quad (5.3.10)$$

式中, t 为退磁时间, L_3 是退磁绕组的电感。因为退磁绕组和初级绕组是双股并绕, 所以 $L_1 = L_3$ 。因此退磁绕组退磁所需的时间 $t = T_{on}$ 。即在一个工作周期内, 退磁绕组退磁所需的时间等于初级绕组建立磁化电流所需的时间, 故正激式开关电源的最大占空比 $\delta = 0.5$ 。

在开关管耐压不够高的情况下也可采用两个开关管串联的方法, 即两个开关管分别接在初级绕组的两端, 基极驱动信号同时送到 BG₁、BG₂, 使其同时导通, 这两个开关管同时截止时, 变压器铁芯的磁化电流通过 D₃、D₄ 进行退磁, 并且把能量送入输入电容器 C_i, 这样就使 BG₁、BG₂ 所承受的电压限制在输入电源电压水平上。这种电路如图 5.3.3 所示。参考文献 [15] 对这种电路进行了深入的研究, 并得出一些有用的结论。

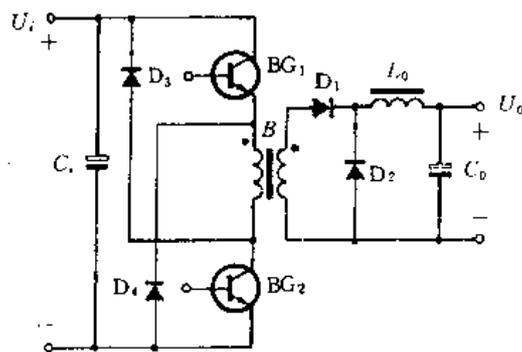


图 5.3.3 具有两个开关管的正激式开关电源

5.3.2 电路设计

步骤 1: 输入电路, 其设计与单端反激变电源输入电路的设计方法相同

步骤 2: 占空比 δ 的选择, $\delta_{max} < 50\%$

步骤 3: 高频变压器的设计

单端正激变式开关电源中的高频变压器的设计方法类似于普通脉冲变压器的设计方法, 初级绕组的设计公式如下:

$$N_p = \frac{U_{imin} \delta_{max} \cdot T \times 10^8}{A_c (B_m - B_r)} \quad (5.3.11)$$

正激变式开关电源的变压器可选用环形或 E 形软铁氧体铁芯。

步骤 4: 开关管的选择

确定 $U_{(BR)CEO}$

由于退磁绕组的箝位作用, 在 BG 关断期间集电极之间电压降的最大值为输入电压的两倍。尽管初级绕组和退磁绕组有良好的耦合, 但也有一个很小的漏感, 由此产生的尖峰电压 U_R 很小, 一般只有 50V, 所以 $U_{(BR)CEO}$ 为:

$$U_{(BR)CEO} = 2U_{imax} + U_R \quad (5.3.12)$$

确定 I_{cm}

如果略去滤波电容 C_0 上的电流, 开关管 BG 集电极上的最大电流 I_{cm} 由式 (5.3.9) 计算:

步骤 5: 缓冲电路和退磁回路的设计

R_1 、 C_1 和 D_4 组成的缓冲回路的设计方法, 请参阅单端反激开关电源的设计。

退磁回路中二极管 D_3 , 要求反压大于 600V, 平均电流 I_F 为:

$$I_F = \frac{I_m}{4} \quad (5.3.13)$$

式中, I_m 是最大磁化电流。

步骤 6: 低压输出电路的设计

低压输出滤波电路的设计方法与串联式开关电源的设计方法类似, 这里不再重述, 有兴趣的读者请参阅 5.1 节。

5.4 双端开关电源原理与设计

在这里, 双端的含义是指开关电源中的高频变压器工作在磁滞回线的两侧。因此, 磁芯的磁感应强度是由 $(-B_m)$ 变到 $(+B_m)$, 能充分利用磁芯, 也能输出较大的功率 (500W 以上)。推挽式、半桥式和全桥式开关电源均属双端开关电源。下面分别介绍这三种开关电源。

5.4.1 推挽式开关电源

推挽式开关电源的原理电路及其工作波形如图 5.4.1 所示。 u_{B1} 和 u_{B2} 是两路互为反相的 PWM 驱动信号, 使开关管 BG_1 和 BG_2 交替导通, 高频变压器 B 的原边和副边均采用了带中心抽头的绕组。

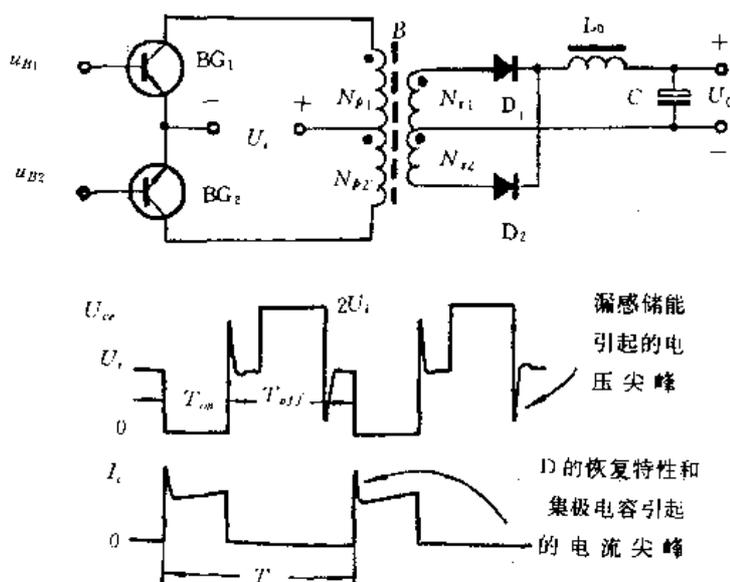


图 5.4.1 推挽式开关电源的原理电路及波形

当 u_{B1} 为高电平, u_{B2} 为低电平, BG_1 导通, BG_2 关断, 在初级绕组 N_{p1} 中建立磁化电流, 此时次级绕组 N_{s2} 上的感应电压使 D_2 导通, 将能量传给负载 R_L ; 当 u_{B1} 为低电平, u_{B2} 为高电平时, BG_1 关断, BG_2 导通, 在初级绕组 N_{p2} 中建立磁化电流, 此时次级绕组 N_{s1} 上的感应电压使 D_1 导通, 向负载传递能量。设忽略开关管的饱和压降 U_{CES} , 在 BG_1 导通、 BG_2 关断时, 加在 N_{p1} 绕组上的电压为 U_i , 由于 N_{p1} 绕组和 N_{p2} 绕组的匝数相等, 在 N_{p2} 上感应出的电压亦是 U_i , 其极性为上负下正, 所以 BG_2 所承受的电压为 $2U_i$ 。

在开关管导通的瞬间, 由于整流二极管的反向恢复时间会造成高频变压器副边短路现象, 集电极稳态电流上伴随以尖峰电流; 在开关管关断的瞬间, 由于高频变压器漏感上的储能, 在

集电极稳态截止电压上会形成一个电压尖峰。该尖峰电压有可能使开关管所承受的电压超过两倍的输入电压 U_i 。例如，若 U_i 是由 $220\text{V} \pm 10\%$ 、 50Hz 的交流整流而来，在 BG 截止时，稳态 U_{ce} 的最大值约为 680V ，加上漏感造成的尖峰电压，开关管 BG 在关断时 ce 极之间所承受的电压为 800V 以上。另外，原边的两个绕组 N_{p1} 和 N_{p2} 只在一半时间内工作，所以变压器的利用率也较差。

这种电路的优点是：输入电源电压直接加在高频变压器 B 上，因而只用两个高压开关管就能获得较大的输出功率；两个开关管的射极相连，两组基极驱动电路无需彼此绝缘，所以驱动电路也比较简单。

5.4.2 半桥式开关电源电路

半桥式开关电源的原理如图 5.4.2 所示，能输出较大的功率（ $100 \sim 700\text{W}$ ），其工作原理如下：

当开关管 BG_1 和 BG_2 均关断时，一般取两个输入电容 C_1 和 C_2 的容量相同，则两个电容 C_1 和 C_2 的中点 A 的电位 U_A 是输入电压 U_i 的一半，即： $U_{c1} = U_{c2} = \frac{U_i}{2}$ 。开关管 BG_1 和 BG_2

的驱动信号分别为 u_{B1} 和 u_{B2} ，其中 u_{B1} 和 u_{B2} 为两个互为反相的 PWM 信号。当 u_{B1} 为高电平， u_{B2} 为低电平， BG_1 导通， BG_2 关断，电容 C_1 将通过 BG_1 和

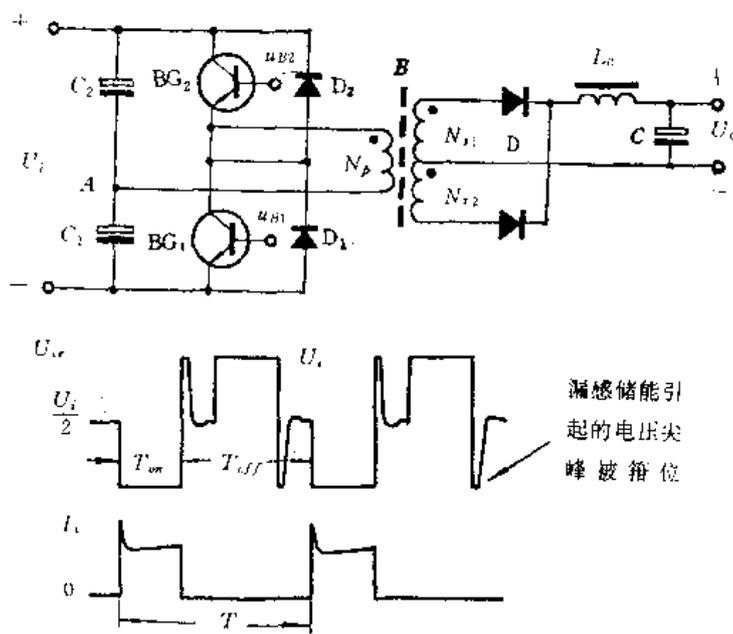


图 5.4.2 半桥式开关电源的原理电路及波形

的原边绕组 N_p 放电，同时电容 C_2 充电。在 BG_1 关断之前， U_A 将下降到 $\left(\frac{U_i}{2} - \Delta U_i\right)$ ；为了防止两个开关管 BG_1 、 BG_2 “共同导通”，在 BG_1 关断瞬间，不允许 BG_2 立即导通，在 BG_1 和 BG_2 共同关断期间，原边绕组上是没有电压的，所以 $U_{c1} = U_{ce1}$ ， $U_{c2} = U_{ce2}$ ，且两个电容上的电压 U_{c1} 和 U_{c2} 均接近输入电压的一半。当 u_{B2} 为高电平， u_{B1} 为低电平期间， BG_2 导通， BG_1 关断，电容 C_1 将被充电，电容 C_2 将放电， A 点的电位 U_A 在 BG_2 关断前将增至 $\left(\frac{U_i}{2} + \Delta U_i\right)$ 。因此 A 点的电位在 BG_1 和 BG_2 开关过程中将在 $\frac{U_i}{2}$ 的电位上以幅值为 $\pm \Delta U_i$ 上下波动。

半桥式电路的特点如下：在前半个周期内流过高频变压器 B 的电流与在后半个周期流过 B 的电流的大小相等方向相反，因此变压器的磁芯工作 $B-H$ 磁滞回线的两侧，磁芯得到充分利用；在一个开关管导通时，处于截止状态的另一个开关所承受的电压与输入电压相等，开关管由导通转为关断的瞬间，漏感引起的尖峰电压被二极管 D_1 或 D_2 钳位，因此开关管所承

受的电压绝对不会超过输入电压；由于 C_1 、 C_2 电容的充放电作用，会抑制由于 BG_1 和 BG_2 导通时间长短不同而造成磁芯的偏磁现象——称之为抗不平衡能力极强，这是半桥式电路获得广泛应用的一个重要原因；施加在高频变压器上的电压只是输入电压的一半，欲得到与全桥、推挽式电路相同输出功率，开关管必须流过两倍的电流，因此半桥式电路是通过降压扩流来实现大功率输出，驱动信号 u_{B1} 和 u_{B2} 需要彼此绝缘的 PWM 信号。

5.4.3 全桥式开关电源

将半桥电路中的两个电解电容 C_1 和 C_2 换成另外两只开关管，并配上适当的驱动电路，即可组成图 5.4.3 所示的全桥电路。全桥式开关电源的驱动信号是四个彼此绝缘的信号，其中 u_{B1} 与 u_{B4} 同相， u_{B2} 和 u_{B3} 同相，而且两组信号互为反相。

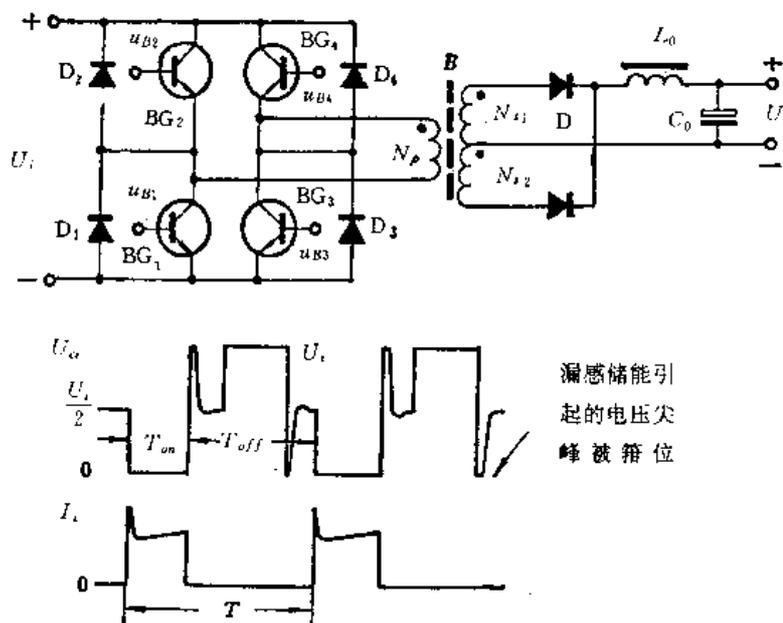


图 5.4.3 全桥式开关电源原理电路及波形

工作原理如下：当 u_{B1} 和 u_{B4} 为高电平， u_{B2} 和 u_{B3} 为低电平，开关管 BG_1 和 BG_4 导通， BG_2 和 BG_3 关断，变压器 B 建立磁化电流并向负载传递能量；当 u_{B2} 和 u_{B3} 为高电平， u_{B1} 和 u_{B4} 为低电平，开关管 BG_2 和 BG_3 导通， BG_1 和 BG_4 关断，在此期间变压器建立反向磁化电流，也向负载传递能量，这时磁芯工作在 B-H 回线的另一侧。在 BG_1 和 BG_4 导通期间（或 BG_2 和 BG_3 导通期间），施加在初级绕组 N_p 上的电压约等于输入电压 U_i 。与半桥电路相比，初级绕组上的电压增加了一倍，而每个开关管的耐压仍为输入电压。若全桥式电路中高频变压器的电流等于半桥式电路中变压器 B 的电流，则输出功率增加四倍（能达到 2000W）。

显然，当一对开关管导通时，处于截止状态的另一对开关管上承受的电压为电源电压 U_i 。晶体管 BG_1 、 BG_2 、 BG_3 和 BG_4 的集电极与发射极之间反接有箝位二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4 ，由于这些箝位二极管的作用，当开关管从导通到截止时，变压器初级磁化电流的能量以及漏感储能引起的尖峰电压的最高值不会超过电源电压 U_i ，同时还可将磁化电流的能量反馈给电源，从而提高整机的效率。

5.4.4 三种双端开关电源的比较

推挽式、半桥式和全桥式开关电源均属双端电源,其高频变压器均工作在B-H磁滞回线的两侧,这三种电路均适宜制作大功率(500W以上)电源。但它们各有其优缺点,属半桥式电路制做较为简单,为了便于读者掌握其特点,将作如下简要比较。

推挽式开关电源:由于一对大功率开关管的射极与输入电源的负极相连接,使得两组驱动信号无需彼此绝缘,可选用双端输出集成脉冲宽度调制器(如用TL494,CW1524A,UC1846等)直接控制开关管。在输出相同功率条件下,流过开关管的电流要比半桥式电路的电流小得多。但开关管在关断时承受的压降较高(当 $U_i=300\text{V}$,约为800V以上)。综上所述,推挽式电路适合制作低输入电压的直流一直流变换(简称为DC-DC变换),或DC-AC变换器(直流一交流变换);或者用高耐压、小电流的开关管制作较大输出功率的开关电源。

全桥式电路:全桥式电路需要四个开关管,这种电路是目前输出功率最大的电路。在开关管截止时,开关管所承受的电压绝不会超过输入电压(半桥式电路也具有这个特点),因此,当 $U_i=300\text{V}$ 时,取 $U_{(BR)CEO}=400\sim 450\text{V}$ 即可。全桥电路的四个驱动信号彼此绝缘,不能直接使用集成脉冲宽度调制器控制,一般采用脉冲变压器或专用驱动电路驱动,所以驱动电路复杂,驱动功率大,通常采用辅助电源为集成脉冲宽度调制器供电。

半桥式电路:该电路有一个重要的优点,即具有较强地抗不平衡能力,防止了高频变压器的单向偏磁现象。在推挽式和全桥式电路中,若两个(或两组)开关管在两个半周期内导通的时间不相等,而加在高频变压器上的电压均等于输入电压,使得高频变压器在两个半周期内的伏一秒乘积不相等,磁芯的正、反方向的磁通密度不一致,造成了磁芯偏磁现象,即磁芯不能对称工作,因此很可能造成磁芯饱和。在半桥电路中,一般取 $C_1=C_2$,两个输入电容 C_1 和 C_2 上的分压取决于等效并联负载。因此,在导通脉冲宽度较大的半周期内电容上的电压将下降的多一些,反之电容上的电压下降的少一些,中点A点的电位将自动浮动到一个新平衡点,维持伏一秒积不变,故高频变压器的磁芯始终在B-H线的两侧对称工作。

最后指出,目前已出现集成半桥式驱动电路的芯片,如IR2104/2110/2111/2112/2113等,这些专用芯片使用方便,大大简化了全桥和半桥驱动电路的设计。

5.4.5 电路设计

步骤1:输入电路的设计

输入电路包括四个整流二极管和输入滤波电容 C_i ,其设计方法与单端反激式开关电源输入电路设计方法相同。

步骤2:占空比 δ 的选择

众所周知,脉宽调制式开关电源是通过调节激励脉冲的占空比来实现稳压。选择占空比的最大值 δ_{\max} 时,主要考虑在输入电压 U_i 到达最小值且输出为满载情况时要求输出电压为额定值, δ_{\max} 的理想值为半个周期的100%,但在实际电路中 δ 不可能达到100%,因为开关管存在开启时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} ,若 δ 取半个周期的100%,会出现会共同导通,这样会产生很大的电流烧坏开关管。所以通常最大占空只能取95%。实际上,双端输出集成脉宽度调制器的最大占空仅为90%(如CW1524,2524,3524)。由于各种开关管的 t_{on} 和 t_{off} 差异其大,以及开关电源的工作频率也对 δ_{\max} 有很大影响,因此在选择 δ_{\max} 要遵守的原则是:保证应该关断的开关管完全截止后,才允许应该导通的开关管开启。选择最小占空比 δ_{\min} 时,要考虑

到输入电压达到最大值且输出负载开路（或者负载最轻）的情况下，要求输出电压仍为额定值。不能取 $\delta_{\min}=0$ ，否则电路将工作在不连续导电模式。

步骤 3：高频变压器的设计

由于开关电源通常工作在 20kHz 以及更高频率，要求磁性材料在工作频率下功率损耗尽可能小。此外，还要求磁性材料饱和磁感应强度高，温度稳定性好。

铁氧体磁芯由于价格便宜，磁芯形式多样，因此，在开关电源中得到广泛应用。但是，铁氧体有许多明显缺点，如饱和磁感应强度值低，温度稳定性差，易碎等，在体积重量、环境条件及性能要求高的变压器中可采用坡莫合金和非晶态合金等材料。常用的材料有：坡莫合金 1J51, 1J79, 1J86, 1J85-1 等；铁氧体磁芯：R₂KB, R₂KS 等以及非晶态合金。

初级绕组的设计

在确定初级绕组的匝数时，要考虑如下因素：在输入电压最低 U_{\min} ，输出满载，占空比最大 δ_{\max} （一般取半个周期 80%）；在启动时，由于磁芯的剩磁 B_r 作用，磁芯的磁感应强度不从 $-B_r$ 变化到 $+B_r$ ，而是从 B_r 变化到 $+B_r$ ，可能使磁芯饱和，烧坏开关管，除设法减少电路启动时的磁感应强度（如采用软启动）。应选取较小的磁感应强度增量，但是磁感应强度太低，会使变压器的匝数增加，导致铜损增加，通常选取最大工作磁感应强度 $B_m = (0.6 \sim 0.8) B_s$ 。综上所述，确定原边匝数的公式为：

$$N_p = \frac{U_{\min} \cdot \delta_{\max} \times 10^4}{4fA_c B_m} \quad (5.4.1)$$

次级绕组的设计：

在带中心抽头的全波整流中（如图 5.4.1 所示），次级绕组的输出电压为 U_s ，整流二极管的正向电压降为 U_D ， U_L 是滤波电感上的电压，则有：

$$U_s = U_D + U_L + U_o \quad (5.4.2)$$

其中，肖特基二极管 $U_D = 0.5 \sim 0.6V$ ，快恢复二极管 $U_D = 1 \sim 1.2$ ，副边匝数 N_s 为：

$$N_s = \frac{U_s}{U_{\min} \delta_{\max}} N_p \quad (5.4.3)$$

请注意：带中心抽头的副边的总匝数应为 $2N_s$ 。

变压器的绕制：

无论采用环形、E 形、EI 形、EC 形或其它形式的磁芯，绕组的绕制工艺都直接影响变压器漏感的大小，而漏感的大小又是产生尖峰电压的主要因素。为了减少漏感，原边绕组和副边绕组应紧密耦合，同时均匀的分布在磁芯上。在升压式电源中，把副边绕组分为里外两层绕制，而把原边绕组夹在中间；在降压式电源中，则相反，上述绕制方法，漏感最小。

步骤 4：输出滤波电路的设计

输出滤波电感的设计

在 5.1.2 小节导出串联式开关电源滤波电感临界值 L_{\min} 的计算公式式 (5.1.8) 亦适用全波整流输出滤波电感的计算，但应注意到，由于全波整流具有倍频作用，所以输出滤波回路的工作频率是控制频率的 2 倍。

为了防止流过电感的电流中断，实际使用时，取滤波电感的实际值 L_o 大于计算值。 L_o 愈大输出纹波电压愈小，但是 L_o 过大，会使电感的成本、功耗和体积增加，而且动态特性变坏。一般取： $L_o = (1.2 \sim 1.4) L_{\min}$ 。

滤波电感的铁芯可选用 E 型铁氧体、环型低磁导率的铁镍钼以及冷轧钢带制成的 C 型铁芯。铁镍钼环形磁芯适合制作小电流的电感，E 型铁氧体和 C 型铁芯适合制作大电流的电感。由于 C 型铁芯在高频工作时，铁芯的涡流损失较大，使电感发热，但是可以帮助吸收尖峰脉冲的能量。需要指出，使用铁氧体和冷轧带钢磁芯时，需加空气隙，以防止大电流时产生饱和现象，影响滤波性能（甚至使电路工作失常）。

电感线圈的匝数 N 由下式给定^[9]：

$$N = \frac{L_0 I_0}{B A_c} \quad (5.4.4)$$

式中， B 为允许最大的磁感应强度。

气隙长度 L_g 由下式给定：

$$L_g = \frac{N^2 \mu_0 A_c}{L_0} \quad (5.4.5)$$

式中 μ_0 是空气的磁导率 $4\pi \times 10^{-7}$ 。

对于没有气隙的磁芯，匝数为：

$$N = \sqrt{\frac{L_0 L_m}{\mu A_c}} \quad (5.4.6)$$

式中， L_m 是磁芯磁路的平均长度， μ 是磁导率。

输出滤波电容 C_0 的设计：

输出滤波电容的容量主要根据纹波电压 ΔU_0 来计算的，同时要考虑由空载到满载以及由满载到空载的变化情况。

由空载到满载时， C_{01} 的容量由下式决定：

$$C_{01} \geq t_R / \left(\frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} - R_C \right) \quad (5.4.7)$$

式中， t_R 是滤波电感中电流变化到额定电流所需的时间， R_C 是由于滤波电容不理想而存在的等效串联电阻， ΔI_0 是电流的变化量， ΔU_0 是允许输出电压失落值。

由满载到空载，所需电容 C_{02} 为：

$$C_{02} \approx \frac{L_0 \Delta I_0^2}{U_{0\max}^2 - U_0^2} \quad (5.4.8)$$

式中， ΔI_0 是电流的变化量， $U_{0\max}$ 是输出电压的最大值， U_0 是输出电压的额定值。

因为要同时满足上述两种情况，故输出电容 C_0 取

$$C_0 = \max(C_{01}, C_{02}) \quad (5.4.9)$$

整流二极管的选择：

在全波整流电路中，整流二极管兼有整流和续流的两种作用。因为整流二极管是造成开关管尖峰电流的一个主要因素，因此要求整流二极管的反向恢复时间尽可能小。常用的整流二极管有肖特基、快恢复二极管和超快恢复二极管。肖特基二极管的反向恢复时间约在 40ns，反向耐压在 60V 以下，型号有 1N5817，1N5818，MBR1540，SR1630 等；快恢复二极管反向恢复时间约在 200~750ns，反向耐压在 1000V 以下，型号有 FR104，FR155，FR107，FR307，D92-02，超快恢复二极管的反向时间约在 25~100ns，反向电压在 400V 以下，型号有 MUR110，MUR120，MUR140 等。

整流二极管峰值电流计算:

整流二极管的峰值电流 I_{DP} 等于输出电流加上滤波电感上的磁化电流, 由下式确定:

$$I_{DP} = I_{Lmax} = I_0 + \frac{U_i - U_0}{2L_0} T_m \quad (5.4.10)$$

在实际应用中, 整流二极管除承担整流峰值电流外, 还要承担很大的尖峰电流。

整流二极管反向峰值电压的计算:

当输入电压最高且输出空载时, 整流二极管承受着反压的最大值 U_{BRP} , 其计算值为:

$$U_{BRP} = 2 \cdot \frac{U_{omax} \cdot N_s}{N_p} \quad (5.4.11)$$

式中, U_{omax} 是输出电压的峰值。

在实际电路中, 由于变压器绕组的分布电容和漏感引起瞬间振荡, 所以二极管承受的反压要比计算值大一些, 所以一般取 $U_{BR} > U_{BRP}$ 。

步骤 5: 开关管的选择

在半桥式和全桥式电路中, 假如其输入是由 220V、50Hz 的交流电经整流滤波后得到的, 又考虑到 +15% 的变化和尖峰电压, 要求开关管 ce 极之间所承受的电压为 $U_{(BR)CEO} > 220(1 + 0.15) \sqrt{2} + \text{尖峰电压}$, 一般取 $U_{(BR)CEO} > 450V$; 同理可求得推挽电路中开关管所承受的电压 $U_{(BR)CEO} > (220 \times (1 + 1.5) \sqrt{2}) \times 2 + \text{尖峰电压}$, 一般取 $U_{(BR)CEO} > 850V$ 。

半桥式电路中, 开关管的峰值电流的计算公式为:

$$I_{cmax} = \frac{N_s}{N_p} \left[I_0 + \frac{\left(\frac{N_s}{2N_p} U_i - U_0 \right) U_0}{L_0 \times f \times \frac{N_s}{N_p} \times U_i} \right] \quad (5.4.12)$$

若将上式中的 $U_i/2$ 用 U_i 替换, 得全桥式和推挽式电路中开关管的峰值电流。

由于在开关管导通瞬间, 次级存在着“短路效应”, 所以开关管的峰值电流的实际值要比计算值大得多, 故一般取 $I_{CM} = (1 \sim 5) I_{cmax}$ 。

5.5 典型集成脉冲宽度调制器 (PWM)

随着集成电路的迅速发展, 集成脉冲宽度调制器已经普及。集成脉冲宽度调制器是专门为开关电源控制电路设计的。以输出端的数目分类, 可分为单端输出和双端输出两种。

5.5.1 PWM 的基本工作原理

PWM 要求将电压信号转化脉冲宽度信号, 其最基本的原理框图及工作波形如图 5.5.1 (a)、(b) 所示。

锯齿波发生器 A_1 产生周期为 T 的锯齿波信号 U_{01} , 幅值为 U_{01m} , 并将其送至比较器 A_2 的反相输入端, 与比较器同相输入端的电压控制信号 U_T 相比较, 当 U_T 大于锯齿波电压时, 比较器输出 U_0 为高电平; 反之, 输出低电平。关系式如下:

$$U_{01} = \frac{U_{01m}}{T} t \quad t \in [0, T]$$

当 $U_{01} = U_T$ 时, $t = T_m$, 所以有:

$$T_m = \frac{U_T \times T}{U_{01m}}$$

式中， T_m 是正脉冲的宽度。由上式可知， T_m 正比于 U_T 信号。

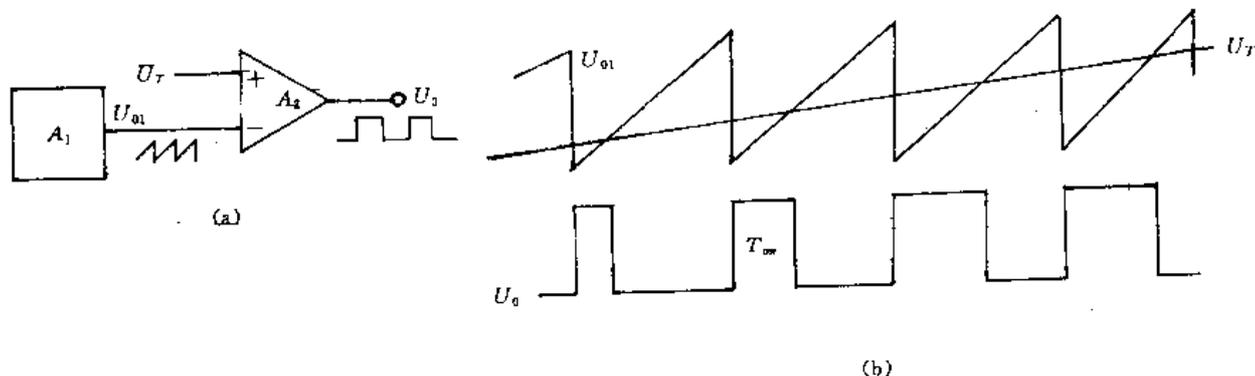


图 5.5.1 PWM 原理

A_1 为锯齿波发生器， A_2 为电压比较器， U_T 为控制电压， A_1 的输出为锯齿波， A_2 输出正脉冲宽度与 U_T 成正比

5.5.2 双端输出式 PWM 的集成芯片

双端输出式 PWM 能够输出两组相位互反的独立信号。优秀的双端输出式集成 PWM 的芯片型号有：SG1524/2524/3524，SG1524A/27A，TL494，TL495，UC1846/UC1847 等，这些集成电路适合驱动双端开关电源。下面简要地介绍 TL494 的工作原理及调试方法。

TL494 是美国德克萨斯仪器公司的产品，它是一个优秀的双端输出的脉冲宽度调制器。其原理功能框图如图 5.5.2 所示。工作波形如图 5.5.3 所示。下面简述其工作原理：

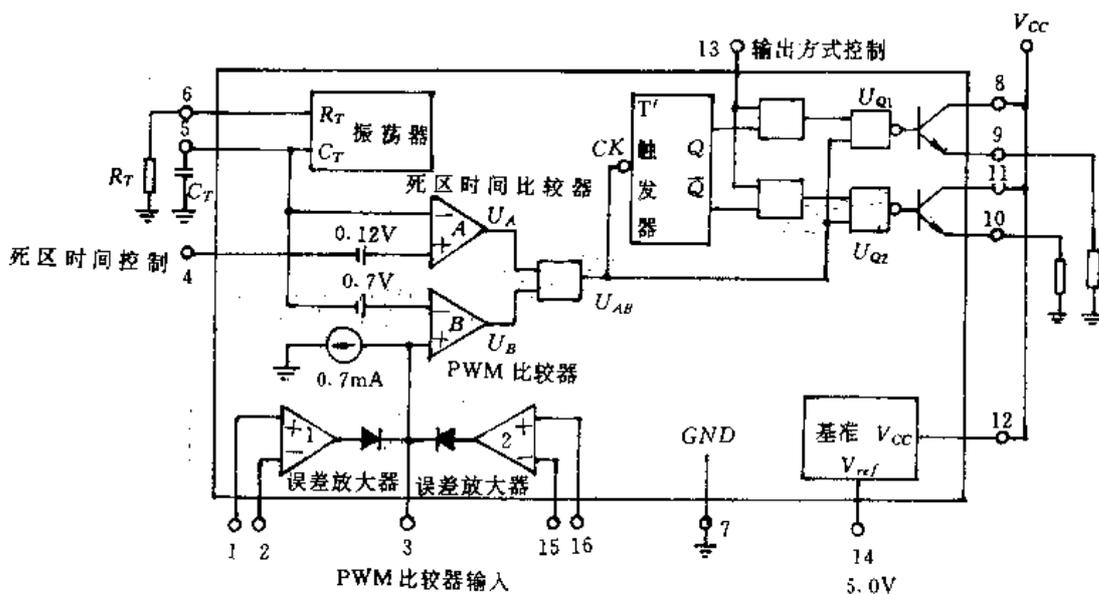


图 5.5.2 TL494 型脉宽调制器等效方框图

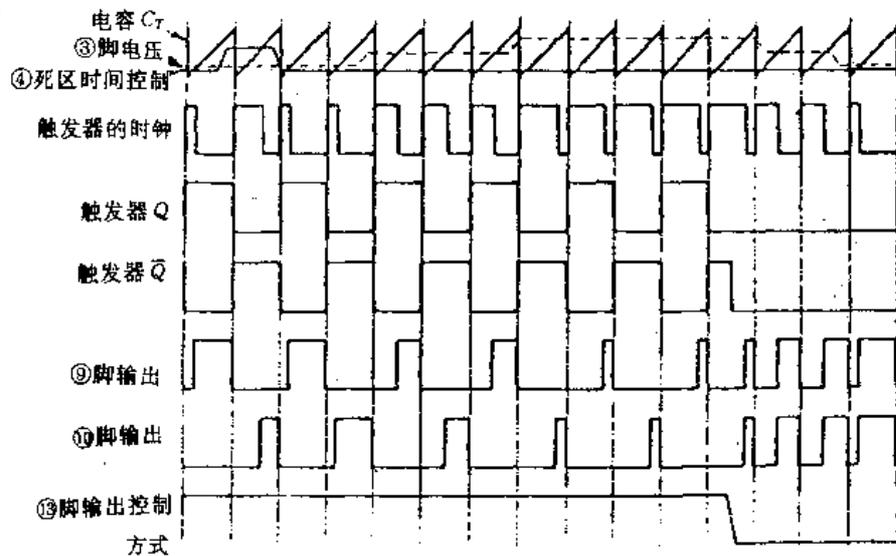


图 5.5.3 TL494 工作波形

锯齿波发生器：由图 5.5.2 可知，TL494 内部设有锯齿波发生器，即振荡器。振荡频率 f 由外接元件（在⑤、⑥端分别接电阻 R_T 和电容 C_T ）确定，振荡频率 f 的计算公式为：

$$f = 1.1 / (R_T \cdot C_T)$$

其中，电容 C_T 输出一个频率为 f 的锯齿波信号。

输出脉冲宽度调制器：它是由死区时间比较器、PWM 比较器、或门、T' 触发器、两个或非门以及两个输出晶体管组成。③、④端分别提供两路控制脉冲宽度的信号，这两路控制信号与 C_T 电容上的锯齿波同时加在两个比较器的两个输入端。比较器输出脉冲的宽度与控制信号的幅度成正比且作为 T' 触发器的时钟，T' 触发器的功能是每来一个时钟信号触发器翻转一次。当时钟信号为低电平时，驱动输出管的或非门使得输出管导通。因此，输出管的导通时间与两个控制信号的幅值成反比。总之，当控制信号的幅度增加时，输出正脉冲的宽度减小。

控制信号由外部提供，这些控制信号可能是死区时间控制端④的信号、误差放大器的输入信号。死区时间比较器的同相端有一个 0.12V 的起始电位，这个电位使最小死区时间占一个振荡周期的 4%，即在一个振荡周期内，死区时间比较器的输出信号的最小占空比为 96%，换句话说，当⑬端的电位为零时，输出信号的最大占空为 96%。当⑬端的电位为高电平时，输出信号的频率是振荡频率的一半，所以在一个输出信号的周期内，输出信号的最大占空比为 48%。④端控制电压的范围 0~3.3V。当④端的电位等于或大于 3.3V 时，输出端⑨和⑩停止输出正脉冲。因此④端的电位可以调制死区电压、设计电源的软起动和欠压保持等电路。

误差放大器：TL494 内设有两个误差放大器，其输出电压（③端）的电压变化范围为 0.5~3.5V。当③端电位在 0.5~3.5V 变化时（在⑨⑩端）输出脉冲的占空比在 0~48% 之间线性变化。两个误差放大器所能承受的最大共模输入电压为 (-0.3V~ $V_{CC}-2V$)。可用这两个误差放大器反映开关电源的输出电压和电流，以便构成 PWM 闭环控制系统。

基准电压源：内部可提供+5V、10mA的基准电压源，由⑭端输出。

输出方式控制：⑬端为输出方式控制端，当该端为高电平时，⑨、⑩端同时输出两路互为反相的PWM信号；当⑬端为低电平时，T'触发器失去作用，两路输出同步工作。此时可把两路并联使用，其输出电流可达400mA。

调试方法：作者曾用TL494制作过几个开关电源，实践了该芯片的工作性能并获得如下调试经验：首先将②、⑮端与⑭端相连，使①、⑯、④端接地，使误差放大器和死区时间控制端失去作用。这时用万用表测得⑭端应为5V，⑤为一个锯齿波，⑨、⑩端输出信号的占空比为48%。改变④端电位，输出脉冲的宽度随之改变。

5.5.3 单端输出式PWM的集成芯片

单端输出式PWM只能输出单路脉冲宽度调制信号，适合于驱动单端开关电源。其产品型号有美国生产的UC1840、UC1842、MC34060，法国生产TEA2018、TEA2019和意大利生产的TDA8130和TDA8132。这些品种已列入我国集成稳压器的优选系列，我国集成稳压器的字头为CW。本小节以CW3842为例说明其工作原理和使用方法。CW3842脉宽调制器的框图电路如图5.5.4。

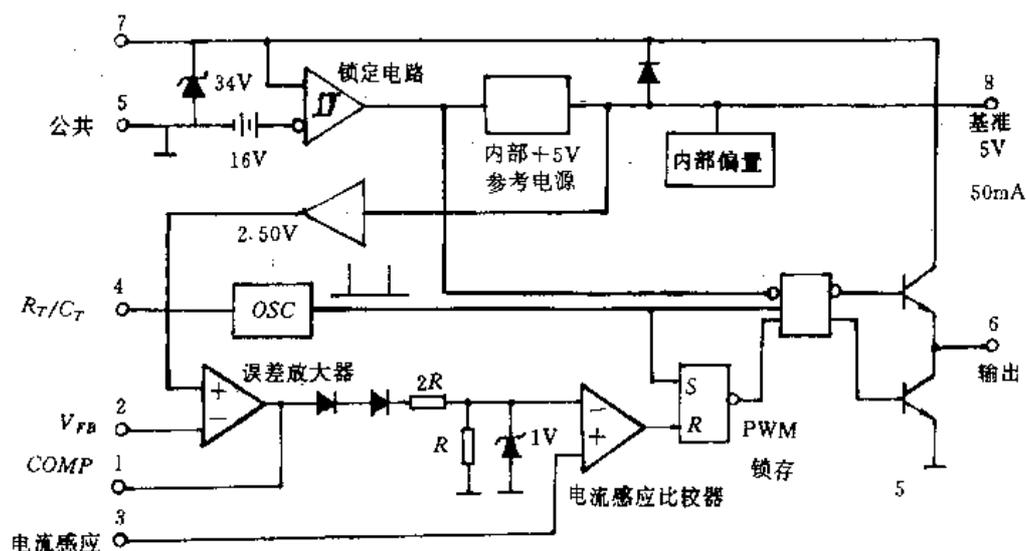


图 5.5.4 CW3842 脉宽调制器的方框电路

脉宽调制原理

CW3842的脉宽调制原理如图5.5.5所示。由图可知，它具有两个反馈回路：其一是由输出电压反馈到误差放大器，用于同参考电压 U_r 比较后产生误差电压，用该误差电压去调制脉宽，以达到稳定输出电压之目的；其二是电感（变压器的初级）中的电流在采样电阻 R_s 上产生的电压 U_s 与误差电压比较后产生调制的脉冲，其调制过程是：当 U_s 等于误差电压（其最大值为1V），CW3842的⑥脚停止输出正脉冲，由于误差信号实际控制着电感上的峰值电流，故称之为电流型脉宽调制器。

CW3842的供电和启动电路

供电电路如图5.5.6所示，由220V交流电网经全波整流和滤波后得到约+300V的直流

电压作为 U_i , U_i 经启动电阻 R_2 降压后给电容 C_4 充电使 CW3842 的⑦端得到启动电压 V_{CC} 。此时二极管截止。

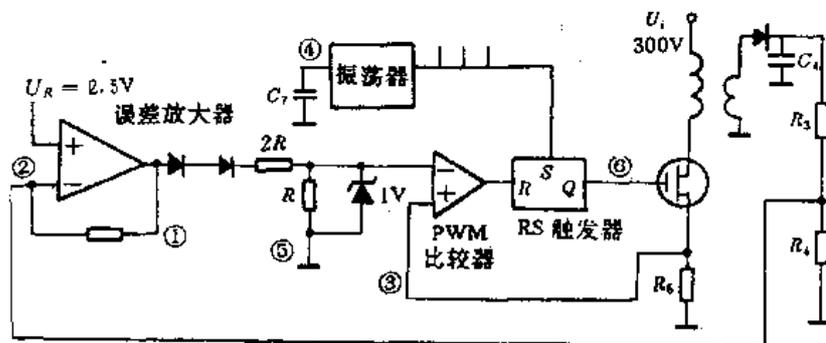


图 5.5.5 电流控制型脉冲宽调制器原理

CW3842 设有欠压锁定电路，其实质是一个滞回比较器，如图 5.5.7 (a) 所示。滞回比较器的特性如图 5.5.7 (b) 所示。它的开启电压为 16V，关闭电压为 10V。在启动过程中，当 $V_{CC} < 16V$ ，欠压锁定电路输出为低电平，内部的参考电源不工作，不能为内部各部分电路提供偏置，故内部电路停止工作，整个电路的电流 $I_{CC} = 1mA$ 。当 V_{CC} 升到 16V 时，欠压锁定器输出为高电平，使内部参考电源工作为内部电路提供偏置，同时失去对或门的控制作用（图 5.5.4），此时，整个芯片的工作电流 $I_{CC} = 15mA$ 。当 V_{CC} 下降至 10V 时，欠压锁定器的输出回到低电平，整个电路停止工作。CW3842 的⑦端设置了一个 34V 的齐纳管，保证内部电路绝对工作在 34V 以下，以防止高压损坏芯片。

图 5.5.6 电路的工作原理是，当接通 U_i , U_i 经 R_2 给 C_4 充电，当 V_{CC} 充到 16V 时，整个电路开始工作，反馈线圈 N_f 产生一个电压，电路进入启动过程。在启动过程中，CW3842 是靠 C_4 的储能供电的。当电路正常工作时，反馈线圈 N_f 产生的反馈电压经整流滤波后给 CW3842 供电。当输入电压 U_i 下降时， N_f 上的电压也相应下降（即 V_{CC} 下降），当 V_{CC} 下降 10V 时，CW3842 停止工作。

基准电压源：5V 的基准电压源由⑧端输出，其最大输出电流为 50mA。基准电压再降至 2.5V 作为误差放大器同相端的参考电压 U_R 。

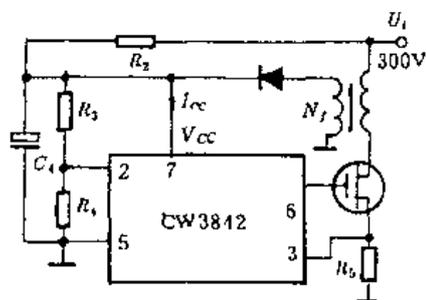


图 5.5.6 CW3842 供电与自启动原理电路图

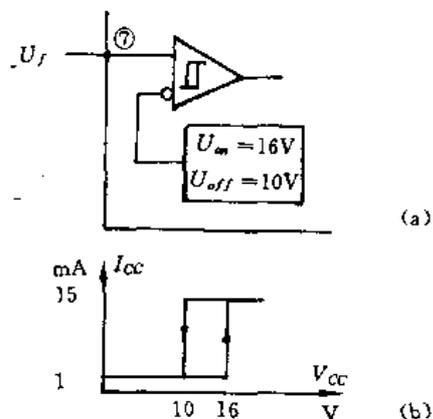


图 5.5.7 CW3842 欠压锁定特性
(a) 启动供电电路；(b) 电压锁定图

CW3842的工作波形如图 5.5.8 所示。

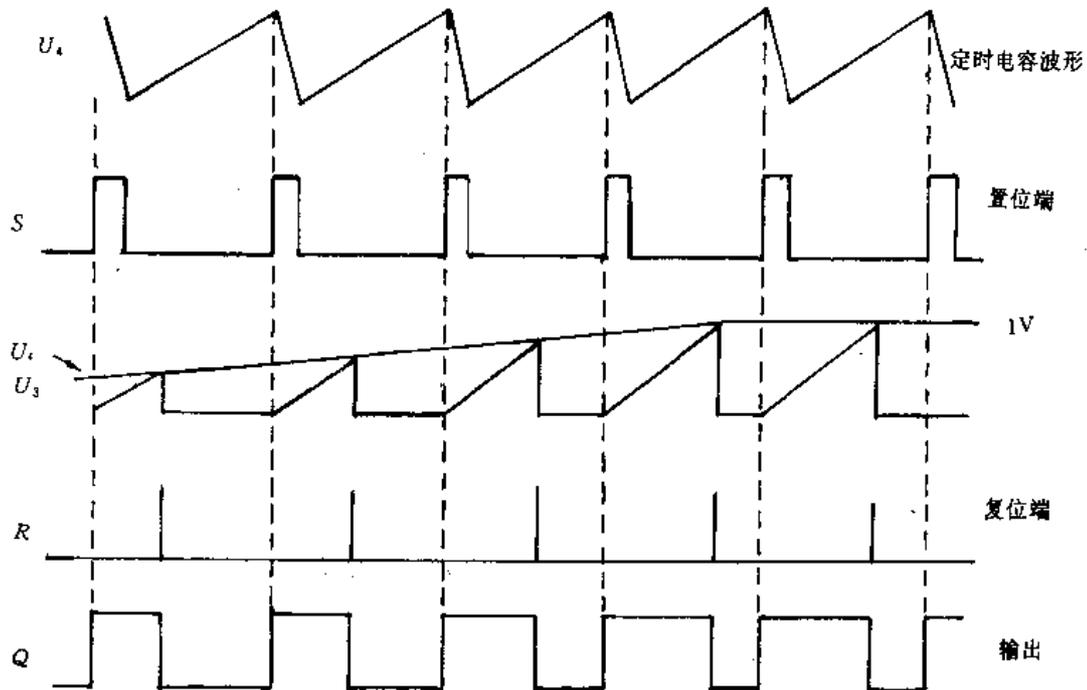


图 5.5.8 CW3842 工作波形

振荡电路：

CW3842 的振荡器工作频率由图 5.5.9 的方法设定。定时电容 C_T 由基准电压 V_{REF} (5V) 通过定时电阻 R_T 充电，充放电时间分别为 t_c 和 t_d ，频率为 $f=1/T=1/(t_c+t_d)$ 。当 $R_T > 5k\Omega$ 时， $t_d \ll t_c$ ，此时可忽略 t_d 。于是有

$$f = 1/t_c = 1/0.55R_T \cdot C_T = 1.8/R_T \cdot C_T$$

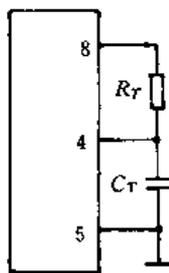


图 5.5.9 CW3842 的工作频率设定

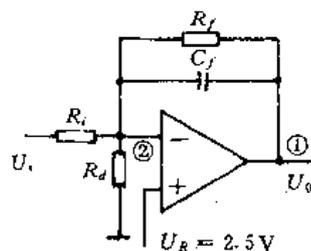


图 5.5.10 误差放大器补偿网络

误差放大器：

误差放大器的同相输入端接在内部 +2.5V 基准电压上，反相输入端接受外部控制信号。其输出端可外接 R 、 C 补偿网络，然后再接到反相输入端如图 5.5.10 所示，用户可以改变 R 、 C 的值来改变放大器闭环增益和频响。补偿网络可以使放大器稳定工作。电路中的 R_i 和 R_f 决

定了低频增益。该放大器可以流出 0.5mA 电流，流入 $2\mu\text{A}$ 电流， R_f 的最小值为 $7\text{k}\Omega$ 。放大器的输入偏置电流约 $2\mu\text{A}$ ，由于设置有 R_i 电阻，输出将导致的误差电压为 $\Delta V_o = 2\mu\text{A} \cdot R_i$ ，所以 R_i 应取尽可能低的数值。随着工作频率的增加，输出相应的滞后也迅速增加，故放大器最高工作频率不宜超过 500kHz 。

用 CW3842 设计的单端反激式开关电源如图 5.5.11 所示。该电路的优点是：外接元件极少，成本低。5.6 节将介绍这个电路的设计过程。

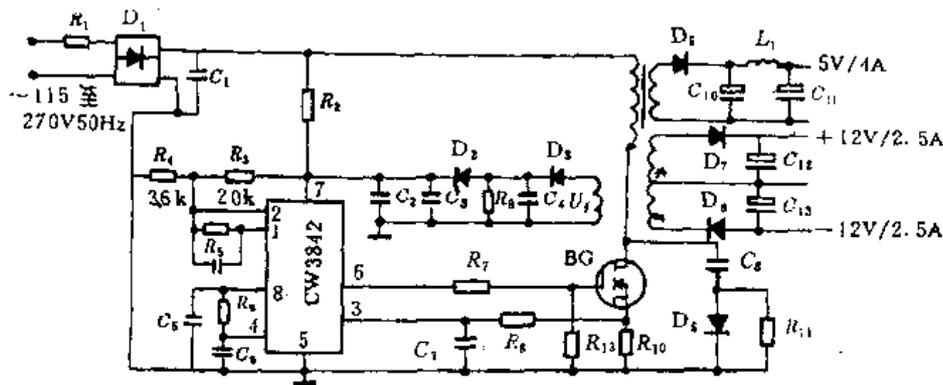


图 5.5.11 用 CW3842 设计的单端反激式开关电源

5.6 开关电源的设计举例及调试

设计一个单端反激式开关电源，要求如下：输入为市电， $U_{ac} = 110 \sim 250\text{V}$ ， 50Hz ，效率 $\eta = 75\%$ ，输出功率 $P_o = 50\text{W}$ ，输出电压 5V ， 4A 及 $\pm 12\text{V}$ ， 2.5A 。

采用 CW3842 单端集成脉冲宽度调制器设计的电路如图 5.5.11 所示。

5.6.1 输入部分设计：

桥式整流二极管 D_1 的平均电流由式 (5.2.8) 给定

$$I_i = \frac{P_o}{2\eta U_{\min}} = \frac{50}{2 \times 0.75 \times 110 \times 1.2} \approx 0.25\text{A}$$

考虑到二极管要承受滤波电容 C_1 在开机时产生 (7~8) 倍的冲击电流，取 $I_f = (7 \sim 8) I_i = 1.76\text{A}$ 左右，耐压为 400V 。选用 4 个 IN5626 作为整流管组成桥式整流电路。

滤波电容 C_1 的容量由式 (5.2.9) 给定，即 $C_1 = 2P_o = 100\mu\text{F}$

取电容的耐压为 400V ，容量为 $120\mu\text{F}$ 的电解电容。

在图 5.5.11 中， R_1 是限流电阻，限制电容 C_1 的峰值电流， R_1 为具有负温度系数的热敏电阻，一般取 $R_1 = 1 \sim 2\Omega$ ，在电路启动时， R_1 的阻值较大，以减少 C_1 的冲击电路，待电路正常工作时， R_1 的阻值近似为零。

5.6.2 起动电阻 R_2 和电容 C_2 的设计

根据要求，该电路在输入为 110V 以上时，CW3842 就能起动。 R_2 和 C_2 的设计如下：

已知，CW3842 的启动电压 $V_{cc} = 16\text{V}$ ，启动的偏置电流 $I_{cc} = 1\text{mA}$ ，工作时的偏置电流 $I_{cc} = 15\text{mA}$ ；输入电压 $U_{\min} = 110 \times 1.2 = 132\text{V}$ ，电压取样电阻 R_3 和 R_4 分别为 3.6k 和 20k ，流过 R_3 和 R_4 的电流 I_{R34} 为：

$$I_{R34} = \frac{V_{cc}}{R_3 + R_4} = \frac{16}{3.6 + 20} \approx 0.68\text{mA}$$

故起动电阻 R_2 为

$$R_2 = \frac{U_{\min} - V_{CC}}{I_{R34} + I_{CC}} = \frac{132 - 16}{0.68 + 1} \approx 69\text{k}\Omega$$

取标称值 $R_2 = 68\text{k}\Omega$ 。

R_2 的功耗为 $P = (I_{R34} + I_{CC})^2 R_2 \approx 192\text{mW}$ ，取 $1/2\text{W}$ ， $68\text{k}\Omega$ 的电阻。当电源关断， R_2 、 R_3 和 R_4 为 C_1 、 C_2 电容提供了放电回路。为了保证在 BG 工作时，反馈绕组 N_f 能为 CW3842 提供较高质量的供电电压，反馈采用二级整流。

在电路的起动过程中，CW3842 是靠 C_2 供电。因此在起动过程中， C_2 上的电压要跌落。由图 5.5.7 (b) 可知，当 $V_{CC} = 10\text{V}$ ，CW3842 关闭。一般取启动时间 T'_{om} 为 5ms ，CW3842 的电流为输出电流 I_{R13} 和偏置电流 I_{CC} ($=15\text{mA}$) 之和。由于 CW3842 是采用互补对称输出及开关管无需驱动电流，因此输出电流就是流过 R_{13} 和 R_7 (通常 $R_7 \ll R_{13}$ 上的电流 I_{R13})。

$$I_{R13} = \frac{V_{CC}}{R_7 + R_{13}} \approx \frac{16}{10} \approx 1.6\text{mA}$$

其中， $R_{13} = 10\text{k}\Omega$ ， $R_7 < 100\Omega$

CW3842 的工作电流 $I_Q = I_{CC} + I_{R13} = 16.6\text{mA}$

$$C_1 = \frac{I_Q T'_{om}}{\Delta V_{CC}} = \frac{16.6 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-3}}{16 - 10} = 13.8\mu\text{F}$$

为了保证可靠起动和 V_{CC} 电压的质量， C_1 应取的大一些，取 $C_1 = 25\mu\text{F}/25\text{V}$ 。但实际电路中取 $C_1 = 100\mu\text{F}/25\text{V}$ 。

5.6.3 高频变压器的设计

已知：工作频率 $f = 40\text{kHz}$ ，占空比的工作点为 $\delta = 25\%$ ，磁芯为 MXO-2000，EC41，其参数为 $A_c = 1\text{cm}^2$ ， $B_s = 3200\text{G} = 0.32\text{T}$ 。

在 BG 关断时高频变压器 B 上的能量全部释放，初级绕组的峰值电流 I_{p1} 由式 (5.2.12) 给定：

$$I_{p1} = \frac{2P_0}{\eta U_i \delta} = \frac{2 \times 50}{0.75 \times 300 \times 0.25} \approx 1.78\text{A}$$

实际上，在 BG 关断期间，尽可能使 B 上的能量不完全释放，取每个周期 BG 导通时的初值 $I_{p0} = 0.3I_{p1}$ ，所以 B 上初级绕组的峰值电流实际为： $I_p = I_{p1} + I_{p0} = 1.3I_{p1} = 2.31\text{A}$ 。

B 上初级绕组的电感 L_1 由式 (5.2.13a) 给定：

$$L_1 = \frac{\eta U_i^2 \delta^2}{2P_0 \cdot f} = \frac{0.75 \times 300^2 \times 0.25^2}{2 \times 50 \times 40 \times 10^3} \approx 1\text{mH}$$

取 $\Delta B_m = 0.5B_s = 0.16\text{T}$ ，气隙的长度 L_g 由式 (5.2.15) 给定：

$$L_g = \frac{0.4\pi \cdot L_1 I_p^2}{A_c \cdot \Delta B_m^2} = \frac{0.4 \times \pi \times 1 \times 10^{-3} \times 2.31^2}{1 \times 0.16^2} \approx 0.261\text{cm}$$

原边的匝数 N_p 由式 (5.2.16) 给定

$$N_p = \frac{\Delta B_m \cdot L_g}{0.4\pi \cdot I_p} \times 10^4 = \frac{0.16 \times 0.261 \times 10^4}{0.4\pi \times 2.31} \approx 144 \text{ 匝}$$

当 $P_0 = 50\text{W}$ ， $U_{\min} = 110 \sqrt{2}\text{V}$ ，求得最大占空比 $\delta_{\max} = 48.2\%$ 。

反馈绕组匝数 N_f 由式 (5.2.17) 给定 (注意到图 5.5.17 采用了两级整流)。

$$N_f = \frac{N_p(U_f + 2U_D)(1 - \delta_{\max})}{U_{\max} \cdot \delta_{\max}} = \frac{144(16 + 2 \times 0.6)(1 - 0.482)}{110 \times \sqrt{2} \times 0.482} \approx 17 \text{ 匝}$$

取 $N_f = 17$ 匝

同理可算出： $N_{s1} = 4.18$ 匝， $N_{s2} = 9.4$ 匝，取 $N_{s1} = 5$ 匝， $N_{s2} = 10$ 匝。

5.6.4 选择开关管和整流二极管

选用 BUZ54A 功率 MOS 管，其主要技术指标为： $U_{(BR)DSO} = 1000\text{V}$ ， $I_{DM} = 4\text{A}$ ， $t_{on} = 140\text{ns}$ ， $t_{off} = 100\text{ns}$ 。

整流管选用 INS325 型肖特基二极管。采用二只以上的二极管并联，这样可以减少反向恢复时间，减少尖峰脉冲。

5.6.5 缓冲电路设计

C_8 由式 (5.2.21) 求得：

$$C_8 = \frac{Q}{U} = \frac{I_p \times t_{off}}{1.2U_{(BR)CEO}} = 2.31 \times \frac{100 \times 10^{-9}}{1.2 \times 590} = 0.326 \times 10^{-9}$$

取 C_8 为 330pF/850V。由式 (5.2.22) 式求得 R_{11}

$$R_{11} = \frac{t_{on}}{2 \cdot C_1} = \frac{140 \times 10^{-9}}{2 \times 0.33 \times 10^{-9}} = 0.212\text{k}\Omega$$

功耗由式 (5.2.23) 求得

$$P = \frac{1}{2}U_{\max}^2 \cdot C_8 \cdot f = \frac{1}{2}(250 \times 1.4)^2 \times 0.33 \times 10^{-9} \times 40 \times 10^3 \\ \approx 0.8\text{W}$$

取 R_{11} 为 220Ω，2W 的电阻。

5.6.6 电流感应电阻 R_{10} 以及 R_8 、 C_7 的作用

由 CW3842 的工作原理可知，当 R_{10} 的电压超过 1V 时，CW3842 停止输出正脉冲，故 $R_{10} = 1\text{V}/I_p \approx 0.43\Omega$ ，为了保证电路可靠工作， R_{10} 应稍大于计算值，取 $R_{10} = 0.5\Omega$ 。

由于输出整流二极管存在着反向恢复时间，因此在 BG 导通时的瞬间，整流二极管尚未完全截止，会在 R_{10} 上产生一个尖峰脉冲，这个尖峰脉冲可能超过 1V，使 CW3824 误认为 R_{10} 的电压已达到 1V，停止输出正脉冲。解决方法有两个，其一是，选取快恢复的肖特基二极管整流，使反向恢复时间尽可能减少，其二是在 R_{10} 与 ③ 端插入 R_8 和 C_7 组成的低通回路。本电路取 $R_8 = 1\text{k}$ ， $C_7 = 470\text{pF}$ ，常数 $\tau = R_8 C_7$ ， $3\tau = 1.4 \times 10^{-6}$ ，须在 1.4μs 内必须恢复，否则将造成 CW3842 的误动作。

5.6.7 开关管驱动电路 R_7 和 R_{13} 的设计

由于开关管 BG 的 GS 极之间存在一个输入电容 (约在 2000pF 以上)，因此输入电容将影响 BG 的开关速度。合理地设计驱动电路会提高 BG 的开关速度，减少功耗。设 $U_{GS(0)}$ 为开关管 BG 的开启电压，C 为 GS 之间的输入电容，由于 CW3842 采用互补对称输出，在略去 CW3842 内部输出管的饱和压降 U_{CES} 后，C 的充放电回路如图 5.6.1 所示。

设 I_{OH} ， I_{OL} 为集成脉冲宽度调制器的最大拉电流和最大灌电流。

对于充电回路，限流电阻 R_7 应为

$$R_7 \geq \frac{V_{CC} - U_{GS(0)}}{I_{OH}} \approx \frac{V_{CC}}{I_{OH}} \quad (5.6.1)$$

$U_{GS}(0)$ 是充电前电容 C 上的初值, 取 $U_{GS}(0) = 0$ 。

对于放电回路, 限流电阻 R_7 应为

$$R_7 \geq \frac{U_{GS}}{I_{OL}} = \frac{V_{CC}}{I_{OL}} \quad (5.6.2)$$

由于在放电开始, C 的电容已充到接近 V_{CC} , (因为 $R_{13} \gg R_7$)。

$$\text{限流电阻 } R_7 \geq \max \left\{ \frac{V_{CC}}{I_{OH}}, \frac{V_{CC}}{I_{OL}} \right\} \quad (5.6.3)$$

对于 CW3842, 查手册可知 $I_{OH} = I_{OL} = 1A$, 当 $V_{CC} = 16V$, $R \geq 16\Omega$,

设开关管 BG 的 GS 极之间能承受的电压为 U_{GSmax} (BUZ54A 的 $U_{GSmax} = \pm 20V$, $C = 3500pF$, $U_{GS(th)} = 4V$), 为了管子可靠导通, 取 $U_{GS} > U_{GS(th)}$ 所以有:

$$\frac{R_{13}}{R_{13} + R_7} V_{CC} > U_{GS(th)} \quad \text{即} \quad \frac{R_{13}}{R_{13} + R_7} > \frac{U_{GS(th)}}{V_{CC}}$$

但是在管子导通时, GS 之间的电压应小于 U_{GSmax} , 则

$$\frac{R_{13}}{R_{13} + R_7} < \frac{U_{GSmax}}{V_{CC}}$$

因此有下面不等式

$$\frac{U_{GS(th)}}{V_{CC}} < \frac{R_{13}}{R_{13} + R_7} < \frac{U_{GSmax}}{V_{CC}} \quad (5.6.4)$$

输出整流二极管的反向恢复时间 t_{rr} 是造成输出尖脉冲的主要因素。如果令开关管 BG 在二极管反向恢复期间处于放大区, 可以减少输出的尖峰。因为 BG 处于放大区承担了输入电压 U_i 的大部分, 而高频变压器的原边两端的电压则减少, 因此, 绕组的尖峰电压也随之下降。设 $U_{GS(sa)}$ 是 BG 饱和时 GS 之间所需电压, t_{rr} 是二极管的反向恢复时间, $U_{GS(th)}$ 是开启电压, U_C 是 GS 两端的电压, $\tau = (R_7 // R_{13}) C \approx R_7 C$, 在 BG 由开启向饱和过渡过程中, U_C 的电压表达式为

$$U_C = V_{CC} + (U_{GS(th)} - V_{CC}) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

当 $t = t_a$, $U_C = U_{GS(sa)}$, 解上式得

$$t_a = \tau \ln \left[\frac{V_{CC} - U_{GS(th)}}{V_{CC} - U_{GS(sa)}} \right]$$

为了消除二极管反向恢复时间 t_{rr} 造成的输出尖峰脉冲应取 $t_a > t_{rr}$, 但是 t_a 太大, 会造成 BG 管功耗增加, 取 $t_a = 1.1 t_{rr}$, 则有

$$\tau \ln \left[\frac{V_{CC} - U_{GS(th)}}{V_{CC} - U_{GS(sa)}} \right] = 1.1 t_{rr}$$

$$R_7 = \frac{1.1 t_{rr}}{C \ln \left[\frac{V_{CC} - U_{GS(th)}}{V_{CC} - U_{GS(sa)}} \right]} \quad (5.6.5)$$

取 $C = 3500pF$, $t_{rr} = 100ns$, $U_{GS(th)} = 4V$, $V_{CC} = 16V$, $U_{GS(sa)} = 5V$, $R_7 = 361\Omega$ 。

表 5.6.1 给出作者实测所获得的数据, 它反映 R_7 的阻值与输出纹波电压峰值之间的关

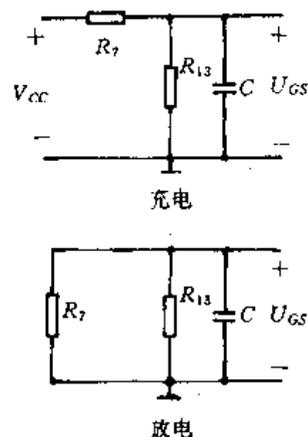


图 5.6.1 驱动电路

系。这些数据证明了适当减缓 BG 的开启时间，可以减少输出电压的峰值。

表 5.6.1 R_7 与输出纹波电压峰值的实测数据

R_7 (Ω)	36	43	58	68	300
纹波电压 (V_{pp}) (V)	0.4	0.36	0.28	0.244	0.08

5.6.8 开关电源的组装

小功率开关电源的装配顺序如下：

①首先装入低功耗电阻和小电容。

②装入大功率电阻，注意使它们保持与底板的距离，以利于散热。

③装入整流二极管和开关二极管（不带散热器）。

④装入 IC 插座。

⑤装配高频变压器，高频变压器应是预先调整好气隙的，最好购买专业厂家的产品（或订制）。

⑥装入所有体积较大的电解电容，务必注意电解电容的极性，以免装反。

⑦安装高压功率 MOS 管及其散热器，固定好散热器或散热片。若该散热片与 MOS 管漏极同电位的情况，则其上有 590V 以上的高压，必须使它与其它部分绝缘好。

⑧安装 5V 大电流输出的肖特基二极管，若需散热器则要同时装好散热器。

所有元件装配完毕后进行检查，使之完全符合图 5.5.11。然后插入 CW3842。

对于大功率开关电源，其电路可分为主电路和驱动电路两大部分，装配时，先安装主电路再安装驱动电路。

5.6.9 单端反激式开关电源的调试

作者曾用 CW3842 制作稳压电源，下面介绍作者采用的调试方法及步骤：

调试开关管 BG 源极的电位：

由 CW3842 的工作原理可知，当③端电压 U_3 （即源极电位）少于 1V 时，⑥端输出正脉冲，使开关管 BG 导通。一旦 $U_3 > 1V$ ，CW3842 停止输出正脉冲，BG 处于关断状态，达到过流保护。若 U_3 在规定的占空比下达不到 1V，则 CW3842 一直输出高电平，不但电路不能处于正常工作而且会烧坏 CW3842。造成 U_3 达不到 1V 的原因有： R_{10} 电阻过小，高频变压器的原边的匝数过多或磁芯的气隙偏小等。因此调试 U_3 在规定的占空比下达到 1V 是该电路最重要的一个调试步骤。

调试方法如下：首先从电路板去掉 CW3842，把脉冲信号源的输出接至⑥端与地之间。脉冲信号源的频率为 40kHz，幅度大于 6V，占空比 $\delta = 0.25$ 。接入 220V 交流电后，用示波器观察 R_{10} 两端的电压。若 R_{10} 上的峰值电压超过 1V 太多，说明 R_7 太大或高频变压器原边的匝数过小，或磁芯气隙太大；若 R_{10} 上的峰值电压小于 1V，则需要把 R_{10} 加大或把高频变压器原边的匝数减少或调大气隙长度。调整 R_{10} 的阻值是最简单的方法，但输出功率无法保证。调整磁芯的气隙长度是较好的办法。切忌在没满足上述要求时继续下面的调试步骤。

调试 CW3842 及负载调整率：

断开 R_2 和 D_2 ，即断开启动电路和反馈回路。插入 CW3842 集成电路，用直流电源给⑦端

供电，供电电压为 16V。如果电路没有接错，则电路进入工作状态。把交流输入电压调到设计规定的最小值且输出满负载，测试 R_9 上的反馈电压 U_{R9} 。若 $U_{R9} \approx 16.14 + 0.7V$ ，则调试完成。若 $U_{R9} > 17V$ ，说明反馈绕组 N_f 匝数太多；若 $U_{R9} < 16V$ ，说明匝数太少。适当调整 N_f 的匝数，使其满足 $U_{R9} = 16.84V$ 。断电后，去掉直流电源，把 R_2 和 D_2 接上。再接通 220V 交流电，电路进入正常工作。

如果出现不能启动现象，一般是因为 C_2 电容太小，使得在 C_2 上的储能不能满足启动时的需要。

如果出现电源断续工作，原因之一是反馈通路提供的电压少于 10V 或反馈回路开路。

当接通 220V 交流电后，用万用表直流档测量输出电压和反馈电压（⑦端的电压 U_7 ），若改变负载时， U_7 和输出电压变化太大，一般来说，误差放大器没有正常工作。

调试电压调整率：

一般来说，这种电路有很好的电压调整率，表 5.6.2 给出作者实测的一组实验数据。

表 5.6.2 电压调整率实测数据

U_{AC} (V) 交流	360	220	190	150	120	115
U_0 (V) 输出	5	5	4.96	4.76	4.62	4.55

调试输出纹波电压：

在输出满负载时，用示波器测量输出纹波电压的峰峰值。测量时应注意使用衰减 10 倍探头，并在示波器探头两端并接一个 $10\mu F$ 左右的电容。若输出纹波小于 50mV，且功率开关管也不热，无需调整。若输出电压的纹波满足要求，而开关管过热，应减少 R_7 电阻但不得小于 16Ω ，如果开关管仍过热，说明开关管的工作速度太慢应选择速度更高的开关管。一般情况是，开关管并不热，而纹波太大，这是因为由于输出整流二极管的反向恢复时间太大以及 R_7 阻值太小使得 BG 开关管完全导通时，二极管仍未完全关断。减少纹波方法如下：选择反向恢复时间短的二极管作为整流二极管；采用多个二极管并联，减少二极管工作电流，因为反向恢复时间与工作电流成正比；用高频电解电容作为输出电容，或者用多个小电容并联使用，减少电解电容的高频电感效应，切忌不要使输出电容的容量过大；增加电感滤波器，滤去共模干扰信号和差模干扰信号；适当的增加 R_7 的阻值。

应该注意，如果测量方法不当就不能得到纹波峰值电压的真实值。

5.7 典型单片功率开关稳压器的使用方法

功率半导体集成技术的发展，尤其是 BCD (B—双极，C—CMOS，D—DMOSFET) 技术的发展，促进了单片功率开关稳压器的的发展，已能制造出高效大电流的低压、降压型单片开关稳压器。单片功率开关稳压器实际上是将功率开关管直接集成在脉宽调制器芯片内。单片功率开关稳压器的外电路极其简单。使用单片功率开关稳压器制作稳压电源具有如下优点：易于调试，只要按生产厂家提供的原理图，正确的接线和选择元件参数，无需调试即能达到设计要求；输出电压 (5~40V) 连续可调；这种电源效率高，理论值为 100%，实际效率能达到 85% 以上，故散热并不是主要问题，有些单片功率开关稳压器在输出电流小于 3.5A 时无需加散热片，且具有过热保护。

单片功率开关稳压器的典型产品可分为中功率的产品和大功率产品。中功率典型产品有CW34063, CW78S40, 大功率的典型产品有CW4962, CW4960, CW4964, CW4972, CW4974, CW4975, CW4977, CW4970等。典型功率开关稳压器系列IC性能见表5.7.5。本节以CW4962 (CW4960) 为例, 介绍单片功率开关稳压器的原理和应用方法。

5.7.1 CW4962 (CW4960) 的工作原理

在低压开关电源中几乎都用L.C.D组成的降压方式, 其工作原理与串联型开关电源的工作原理相同。但是单片开关集成稳压器外接元件极少且能输出大电流。CW4962与CW4960两种稳压器的等效电路、工作原理以及外引线的功能完全相同, 两者的应用电路也完全相同, 只是CW4962输出最大平均电流为1.5A, 而CW4960输出最大平均电流为2.5A。CW4962输出电压为5V~40V连续可调, 最大输入电压为50V, 占空比的调节范围为0~100%, 效率在90%以上。该电路具有软起动功能, 最大输出电流保护及芯片的过热保护, 因此, 可靠性较高, 工作频率在50~200kHz。

CW4962的原理电路的框图如图5.7.1所示, 其主要电路有: 5.1V的精密电压基准误差放大器(⑩端), 脉冲宽度调制器(它是由锯齿波发生器和PWM比较器等电路组成)及输出级(即功率开关管)。此外, 还有软启动电路(⑬端), 输出过流限制电路(包括限流比较器, 禁止触发器和复位比较器)以及芯片过热保护电路。

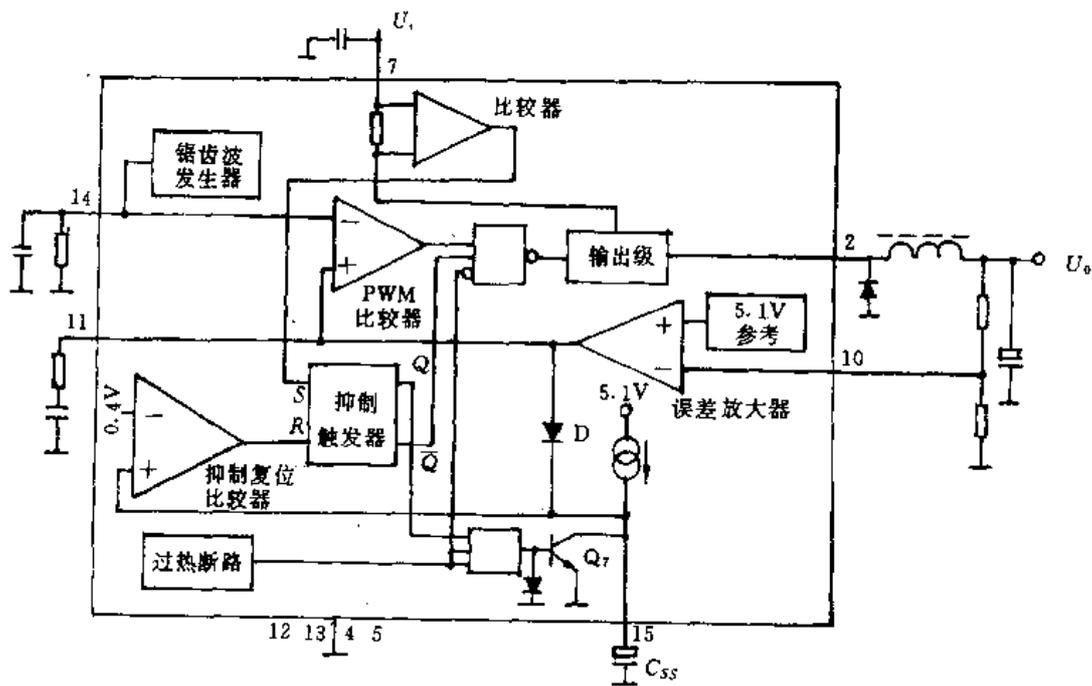


图 5.7.1 CW4962 稳压器原理方框图

基准电压源

芯片内部有5.1V的基准电压源, 它具有良好的温度稳定性和较好的调整率, 电压值偏差仅为2%。基准电压源既为内部其它部分电路供电, 同时又作为输出的基准电压值。

锯齿波发生器: 它的振荡频率范围为50~200kHz, 振荡频率 f 的公式如下:

$$f = \frac{1}{R_T C_T}$$

式中 C_T 和 R_T 是并联在④端的外接电容和电阻, C_T 的取值范围为 $1\text{nF} \sim 3.3\text{nF}$, C_T 不宜太大, R_T 的取值范围为 $1\text{k}\Omega \sim 27\text{k}\Omega$ 。

PWM 的工作原理: 脉冲宽度调制(PWM)的原理电路如图 5.7.2 所示, 锯齿波发生器斜波输出与误差放大器的输出分别送到 PWM 比较器的反相输入端和同相输入端。比较器输出正脉冲的宽度与误差放大器的输出电压成正比, 即脉宽调制信号。脉宽调制信号通过与非门送到输出级。如果稳压器处于启动过程, C_{SS} (⑮端的电容) 的电压逐步升高, 使误差放大器的输出电压也随之逐步升高。图 5.7.3 给出了启动过程中, PWM 的输入波形和②端输出电流的波形。需要注意的是, 由于②端接的是电感负载, 所以电流 I_2 是一个含有初值的斜波。

软启动功能:

在 CW4962 的⑮端接入电容 C_{SS} , 可使稳压器的输出电压缓慢建立, 这样可防止因输出电容在启动瞬间的短路效应造成输出功率管发生二次击穿。由于在启动阶段, 内部的保护电路尚未正常工作, 因此软启动是绝对必要的。

在接通电源瞬间, 由 C_{SS} 上的电压为零且不能跃变, Q_{58} 晶体管导通, 误差放大器的输出端为低电平, 所以 PWM 比较器不能输出正脉冲, ②端输出为低电平。在启动过程中, C_{SS} 由一个 $100\mu\text{A}$ 的电流源充电, 随着 C_{SS} 电容上的电压不断升高, 误差放大器输出端的电压也不断上升, PWM 输出正脉冲的宽度也不断变宽, 直到进入正常工作阶段。 C_{SS} 容量在 $1\mu\text{F}$ 到 $4.7\mu\text{F}$ 。当 $C_{SS} = 2.2\mu\text{F}$ 时, 启动时间约为 100ms 。

输出限流保护电路:

CW4962 的输出过流限制电路设置在功率开关管的输入部分, 其原理框图如图 5.7.4 所示。 R_S 是电流采样电阻, R_S 两端的电压随输出变化。当 R_S 上的电压达到限制值时, 电流比

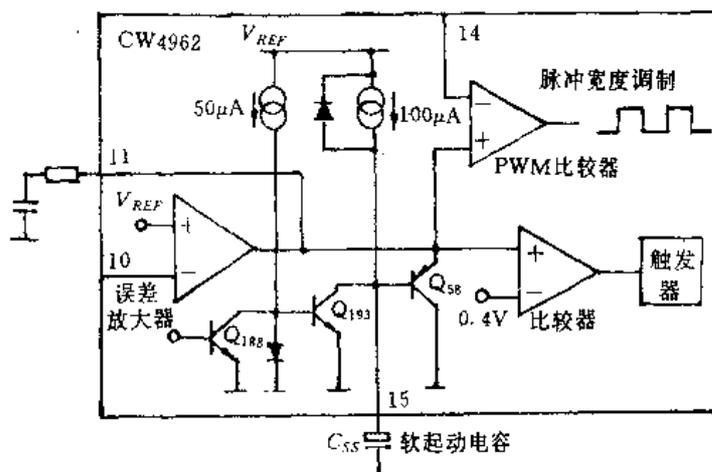


图 5.7.2 CW4962 的 PWM 及软启动原理电路

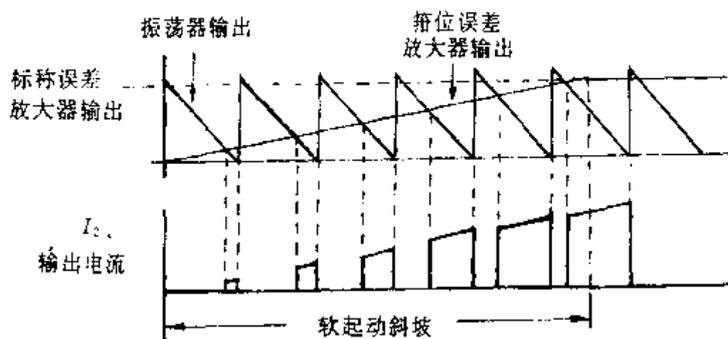


图 5.7.3 比较器的输入输出波形（含软启动）

较器经 $1\mu\text{s}$ 的延迟变为高电平，使禁止触发器置位（即 $Q=1, \bar{Q}=0$ ）， \bar{Q} 端输出低电平，通过与非门立即关断输出功率级。Q 端的高电平输出使 Q_{193} 晶体管饱和导通， C_{SS} 电容通过 Q_{193} 的 ce 极放电。同时 Q_{58} 管导通使误差放大器的输出电压跌落。当 Q_{58} 管饱和使误差放大器的输出电压降到 0.4V 时，禁止复位比较器输出高电平，又将禁止触发器复位（即 $Q=0, \bar{Q}=1$ ），软启动阶段重新开始。若过流现象仍旧存在，则上述循环不断重复。在循环过程中，稳压器输出端（②端）的电流波形如图 5.7.5 所示。此时 I_2 的平均电流输出是比较小的。

芯片的过热保护电路：
CW4962 的过热保护点设在 150C 。当芯片的温度达到 150C 时，过热断路电路输出高电平，输出级立即关闭，同时软启动电容放电。待芯片温度降低到 30C 后才重新启动。

CW4962 的稳压原理如图 5.7.6。

从②端输出的功率脉宽调制信号经过外接 L.C.D（续流二极管）滤波和续流后变为平滑的直流输出电压。输出电压经取样电阻 R_3 和 R_4 取样，送到误差放大器的反相输入端⑩端与 5.1V 的基准电压比较，误差放大器的输出电压反比于输出电压 U_o ，PWM 比较器输出正脉冲的宽度正比于误差放大器的输出电压，因此输出电压的大小反比于②端输出正脉冲的宽度。即当输出电压升高，脉宽变窄，使输出电压降低，反之亦然。

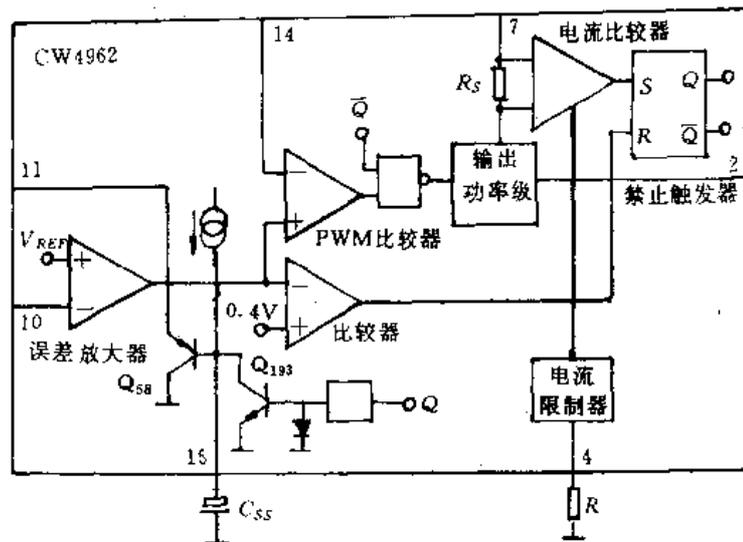


图 5.7.4 限流保护电路原理方框图

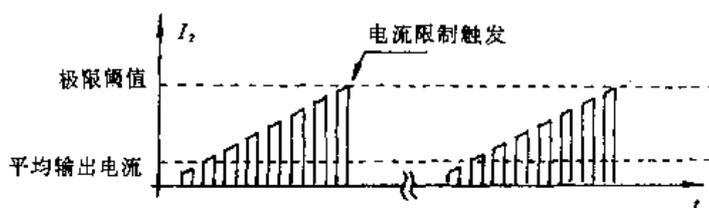


图 5.7.5 限流状态下输出波形

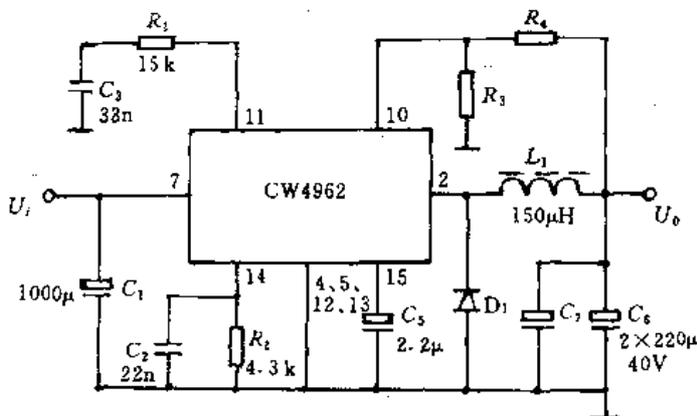


图 5.7.6 CW4962 标准应用电路

CW4962 采用双列直插式封装,通过印刷电路板散热,无需另加散热器。CW4960 七线 TO-200 式封装,需小型散热器。

5.7.2 CW4962 (4960) 的应用电路

CW4962 的标准应用电路:图 5.7.6 给出 CW4962 (4960) 的标准应用电路。该电路最大输入电压为 50V,输出通过改变 R_4 电阻值得到 5~40V 的直流输出电压。输入的直流电压可以由工频降压变压器经整流滤波后获得,也可以用单端反激式开关电源提供。CW4962 外围元件参数的取值范围如表 5.7.1 所示。在电路布线时,应注意把信号地线和功率地线分开,并在输出一点接地。

输出滤波电感和电容的计算公式与串联式开关电源的计算公式相同。为了防止滤波电感磁芯的饱和现象,应使用低磁导率 μ 和高饱和磁密 B 的 FeNimo 磁粉铁芯制作电感。滤波电容应选用低等效串联电阻和低电感的高频电容,一般采用多个电容并联的方法。

表 5.7.1 CW4962 标准电路外围元件参数选择表

元 件	建议数值	用 途	范 围		说 明
			最小	最大	
R_1	15k Ω	频率补偿	10k Ω		
R_2	4.3k Ω	决定开关频率	1k Ω	27k Ω	定时电阻
R_3, R_4	4.7k Ω	决定 V_o 的分压电阻	—	10k Ω	$R_3/R_4 = \frac{V_{REF}}{V_o - V_{REF}}$
C_1	1000nF		10nF		
C_2	2.2nF	决定开关频率	1nF	3.3nF	定时电容
C_3	33nF	频率补偿			
C_5	2.2 μ F	慢启动	1 μ F	4.7 μ F	也决定平均短路电流
C_6, C_7	220 μ F	输出滤波			
L_1	150 μ H	输出滤波			
D_1	4A/50V	续流二极管			肖特基或高速二极管

5.7.3 典型电路的实测结果

作者曾用图 5.7.6 制作一个输出电压 $U_o=5V$ 的稳压电源。电路的主要参数如下:振荡频率 111kHz,输出滤波电感的铁芯选用 $\Phi 31$ 的铁镍钼环,匝数为 50 匝,滤波电容用两只 220 μ F 的电容器并联,得到如下实验结果。

屏蔽实验结果如表 5.7.2。由实验结果可知,将开关电源装屏蔽盒内,对降低输出电压的纹波电压有明显效果。

表 5.7.2 屏蔽实验结果

屏蔽方式	不加	上屏蔽	下屏蔽
纹波电压 V_{pp}	62mV	57mV	45mV

输入电压 U_i 对输出电压的纹波影响较大,实测结果列入表 5.7.3。由表可知,输出电压的纹波与输入电压 U_i 成正比。因此适当降低输入电压有利于降低输出电压的纹波。另外,由表 5.7.3 可知,该电路具有良好的电压调整率。

表 5.7.3 输入电压对纹波电压影响的实验结果

输入电压 U_i (V)	10.8	14.4	18	28.8
输出电压 U_o (V)	5.062	5.062	5.058	5.046
纹波电压 V_{pp} (mV)	8	12	15	21

负载电阻变化对输出电压、电流及纹波电压影响的实测结果见表 5.7.4。由表可知, 这种电路具有良好的负载调整率, 且输出电压的纹波随输出电流 I_o 增加而变大。

表 5.7.4 负载变化对 U_o 、 I_o 及 V_{pp} 影响的实验结果

负载电阻 R_L (Ω)	40.34	30.25	20.06	10.36	7.72	4.00	3.79
输出电压 U_o (V)	5.045	5.050	5.042	5.023	5.005	4.948	4.927
输出电流 I_o (A)	0.13	0.17	0.25	0.48	0.65	1.24	1.3
纹波电压 V_{pp} (mV)	45	51	52	54	57	60	过流保护

表 5.7.5 功率开关稳压器系列 IC 性能一览表

产品型号	CW4960	CW4962	CW4964	CW4972	CW4974	CW4975	CW4977	CW4970
最大输入工作电压	46V	46V	46V	50V	50V	50V	50V	50V
输出电压范围	5~40V	5~40V	5~40V	5~40V	5~40V	5~40V	5~40V	5~40V
最大输出电流	2.5A	1.5A	4A	2A	3.5A	5A	7A	10A
最大输出功率	100W	60W	160W	80W	140W	200W	280W	400W
电源开关元件	双极	双极	双极	DMOS	DMOS	DMOS	DMOS	DMOS
开关型式控制系统	连续型	连续型	连续型	连续型	连续型	连续型	连续型	连续型
斩波频率	100kHz	100kHz	100kHz	200kHz	200kHz	500kHz	500kHz	500kHz
$V_i=35V$								
效率 $V_o=5V$	75%	75%	75%	83%	84%	84%	84%	83%
100kHz								
电流限制	3.2A	2A	4.5A	3.5A	4.5A	7A	9A	11A
软起动	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
复位及关闭功能	×	×	×	✓	✓	✓	✓	✓
封装外形	F-28 线 TO-2207 线	双列 16 线	F-2 8 线	双列 20 线	双列 20 线	单列 15 线	单列 15 线	单列 15 线

参 考 文 献

- [1] 华东计算机技术研究所电源研究室编著, 晶体管开关稳压电源, 第一版, 人民邮电出版社, 1985.
- [2] 徐德高等编著, 脉宽调制变换器型稳压电源, 第一版, 科学出版社, 1983.
- [3] 程仁杰编, 功率电子学, 第一版, 成都电讯工程学院出版社, 1989.
- [4] 王桂英编著, 电源变换技术, 第一版, 人民邮电出版社, 1990.
- [5] 王瑞华编著, 脉冲变压器设计, 第一版, 科学出版社, 1987.
- [6] (日) 户川治朗著, 何伟仁译, 实用电源电路设计手册, 第一版, 中国计量出版社, 1990.

- [7] 张卫平. 集成 PWM 芯片在单端反激式开关电源设计中的应用. 电工教学, 第 17 卷, 1995.
- [8] 南京工学院无线电工程系《电子线路》编写组编. 电子线路 (第五册). 第一版. 人民教育出版社, 1979.
- [9] 蔡宣三. 龚绍文编著. 高频功率电子学——直流-直流变换器部分. 第一版. 科学出版社, 1993.
- [10] 北京半导体器件五厂编. 集成开关稳压器应用手册. 1989.
- [11] 北京半导体器件五厂编. 集成稳压器技术手册. 1989.
- [12] 朱平平编著. 功率变频技术. 上海工业大学讲义, 1993. 9.
- [13] 北京半导体器件五厂编. 最近开关稳压器数据应用手册, 1995.
- [14] 中华人民共和国电子工业部指导性技术文件 SJ/Z2921-88. 开关电源变压器计算方法. 1988-10-01 实施.
- [15] [法]让·玛里·皮特等著. 丁学文译. 功率晶体管 and 开关二极管的应用技巧. 第一版. 纺织工业出版社, 1992.

第六章 印制板设计

6.1 消除地线共阻抗干扰的方法

在第三章中,我们已经介绍“地线”的共阻抗干扰。这一节主要介绍在设计印制板时如何消除这种干扰。

6.1.1 “地线”阻抗的计算

导线电阻 R 的计算公式如下:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (6.1.1)$$

式中, l 是导线的长度 (m), S 为导线的截面积 (mm^2); ρ 为电阻率。

在印制板中,设长度 $l=0.1\text{m}$,宽度为 1.5mm ,铜箔的厚度为 $50\mu\text{m}$,铜的电阻率 $\rho=0.02$,由上式求得 $R=0.026\Omega$,若流过这段导线的电流为 1A ,则造成的干扰电压 26mV 。

在高频时,导线主要呈感性。对于一个远离其它导线的一段导线,若其长度远大于宽度时,单位长度的自感量为 $0.8\mu\text{H}/\text{m}$ 。例如长度为 0.1m 的,其自感量为 $0.08\mu\text{H}$ 。当导线中通过电流的频率为 30MHz 时,其感抗 $X_L=16\Omega$ 。

由此可见,在高频电路中,导线的感抗远大于其本身的电阻。若导线中流过的电流为 10mA ,在这段导线上产生的干扰电压为 0.16V 。因此,在设计高频电路的印制板时,应尽可能地排列紧凑些,使印制导线的长度尽可能短些,以便减少导线感抗的影响。

在高频电路中,还要考虑到印制导线之间的互感影响。互感系数的计算公式参阅第三章式 (3.2.4),式 (3.2.5) 和式 (3.2.6)。

6.1.2 一点接地准则的应用

一点接地的形式如图 6.1.1 所示。图中各级内部的接地元件均应在一个接地点上与地线相连。在实际设计印制板时,应将本级接地元件尽可能就近安排在公共地线的一段或一个区域内,如图 6.1.2 (a) 所示。当遇到元件体积限制或排列有困难时,也可采用图 6.1.2 (b) 所示的接地方式布线。即从地线上引出接地分支或接地岛,同样能够达到一点接的效果。

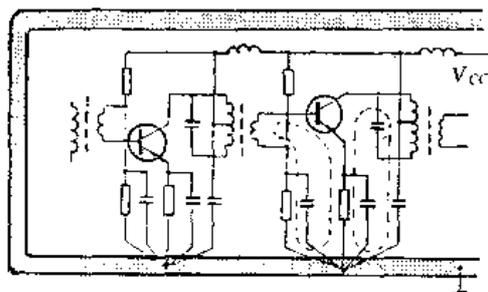


图 6.1.1 一点接地

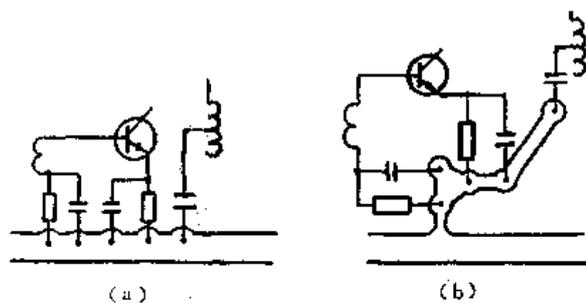


图 6.1.2 排版中的一点接地

在实际布线中使用一点接地准则应注意如下问题：

(1) 本级接地元件的范围，是指与本级放大器直接连接或者通过电容耦合的元件。由变压器耦合的次级及其元件不属于本级。

(2) 当本级接地元件较多，且体积较大时，可采用较长的接地分支。

例如，电视机的行输出级，接地的元件多且工作电流较大，需要一点接地，如图 6.1.3 所示。图中采用了一个接地分支，使得行输出级的元件（阻尼管、行输出管、逆程电容及行线性线圈）均在这个接地分支上接地。采用接地分支布线时，既不要包括其它级的元件也不要使接地分支与其它地线相连，以防在地线上形成环路。

有时为了避免因接地元件过分集中而导致元件排列拥挤，也可采用多个分支接地的方式，如图 6.1.4 所示。但是，不论分支再多，分支的地线也不能与其它级共用，更不能包括本级以外的其它元件。

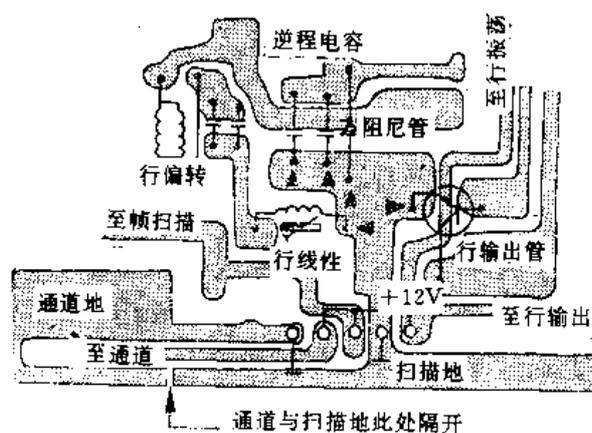


图 6.1.3 行输出级的一点接地图

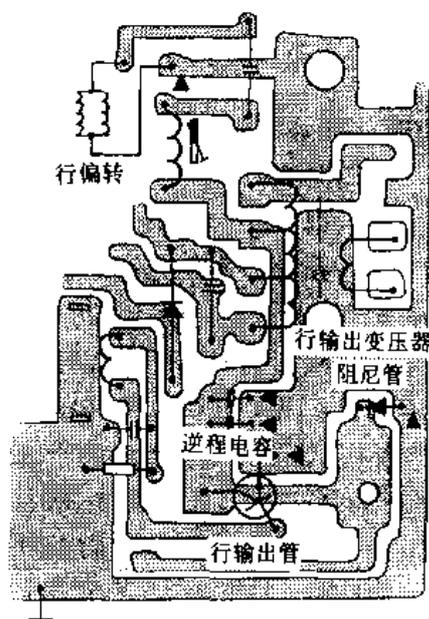


图 6.1.4 多分支一点接地

(3) 一点接地也应包括本级的板外元件

例如，音频功率放大器的功放管，通常装在板外的散热片上，在印制板设计时，应考虑到功放管与功率级的一点接地问题。

在设计微弱信号放大的前置放大器时，若遇到板外元件（例如可调电位器），应使这些板外元件与前置级做到一点接地。否则会在地线上造成干扰。

(4) 高频电路的一点接地。高频电路的地线一般采用大面积覆盖地。为了减少接地元件之间的接地电感及地线电感，不宜采用接地分支来实现一点接地，而是把本级的接地元件的接地点安排在一个较小的区域内。

6.1.3 板内地线设计

印制板内地线应在保证各级能正常工作的前提下，尽量减少各级之间的共阻抗干扰。同时板内的地线与整机的地线相连。

板内的地线设计应根据电路的工作状态和数量来布局。当板内的子电路数量较多时，地

线的布局应满足如下要求：

- ①各子电路的地线应分开设置，不要采用就近接地。必要时，各级电路可单独接地。
- ②为了消除各部分的公共地线段，应合理设置板内总地线的引出点。
- ③为防止各子电路通过总地线产生共地线阻抗干扰，在必要时，可将某些子电路的地线单独引出。

下面举例说明，如图 6.1.5 所示。板内有四个子电路，地线有三种布局方式，分别如图 (a)、(b)、(c) 所示。图 (a) 采用了环形公共地线，各子电路的地线在这个环形地线的不同部分就近接地，这是一种不合理的布局。这样布局方式因地线在板内所占的面积较大，会使板内元件排列不均匀，且板内空间的利用率也不高。更重要的是，这种布局的电特性极差。环形地线随着板内子电路的增多，工作电流变大，会导致严重的共阻抗干扰。环形地线也可以看成一个单匝的线圈，因此它会接收空间交变磁场而产生电磁干扰。同时若地线内流过的电流为高频大电流时，环形地线又变为一个环形天线，向周围空间产生辐射干扰。图 (b) 给出的是串联地线布局方式，这种布局也会造成共阻抗干扰，因此也是一种不合理的布局。

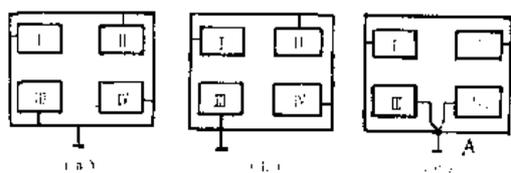


图 6.1.5 板内的三种地线布局图

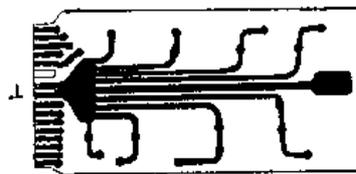


图 6.1.6 数字电路的一种板内接地形式

图 6.1.5 (c) 是一种合理地线布局方式。板内各子电路地线采用并联式一点接地，因而消除了共阻抗干扰。

在设计板内地线的实际布局时，应根据电路的不同要求采用不同的布线方式。常用地线形式有：并联分路式、汇流条式及一字形地线。下面分别介绍这三种布局方式。

(1) 并联分路式：

并联分路式是指板内各子电路的地线分别设置，各子电路的地线采用并联方式在一点接地。如图 6.1.5 (c) 所示。图中，A 点是总的接地点。在选择总的接地点时，应根据板内地线的分布统筹安排，各子电路的地线到总接地点的距离要尽可能短；要求小信号地线距总接地点最近。一旦确定了总的接地点，就不要随意改动。

在数字电路中，板内元件较多，电路中有大量的触发器和门电路，它们在工作时既能产生较大尖峰脉冲电流又易受到干扰的影响，因此应合理安排地线。通常按级、按工作状态或按集成块分别设置地线。图 6.1.6 给出其并联分路式接地示意图。

在实际安排地线分路时，分路的数目过多会使排版困难，造成印制板的空间利用率下降，同时在不该分的地方将地线分开反而会引起干扰；地线分的过少，在合用地线上又会产生共阻抗干扰。因此，安排地线分路应注意以下几个问题：

①在传输信号电平较微弱的电路中，不允许将直接耦合或阻容耦合的两级（或两部分）电路分开在不同的分路地线上。如图 6.1.7 所示，电路 2 的输出信号与其地线上的干扰同时经

电容耦合进入电路 3, 使信号受到干扰电压调制。

②地线的分割处应放在变压器耦合的部位。

③应避免形成环形地线。

(2) 汇流条式

在使用数字集成电路较多的电路中, 通常采用汇流条作为板内地线。汇流条可用 0.3~0.5mm 的铜箔板, 在冲压加工后再进行镀银处理。汇流条可以是两层或多层形式。在多层汇流条中除地线以外, 可以同时用于多组电源供电。汇流条的布线如图 6.1.8。汇流条装在元件面上, 各引出端通过印制板的穿孔接入焊接面, 与其它印制导线连通。为了防止汇流条的引出端与其它汇流条短路, 在靠近引出端的相应部位应留出缺口, 如图 6.1.9 所示。

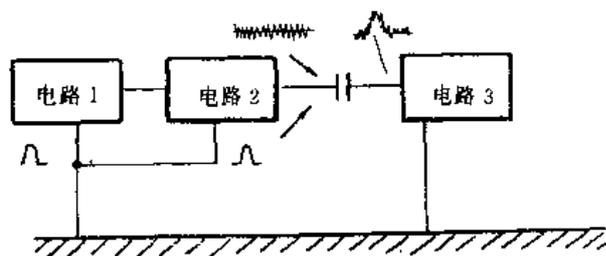


图 6.1.7 不合理的地线分路部位

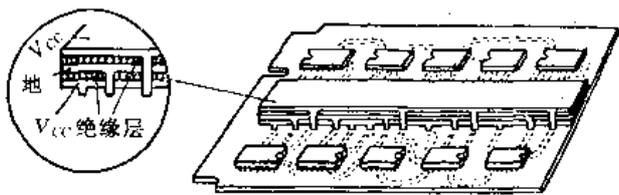


图 6.1.8 板内的汇流条布局

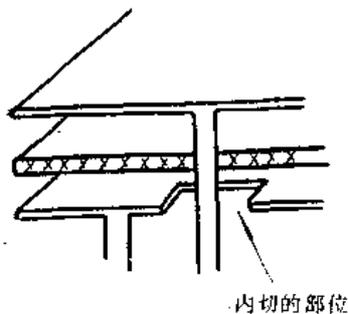


图 6.1.9 汇流条的结构

由于汇流条的宽度较宽和厚度较厚, 因此直流电阻很小。又因为汇流条采用镀银处理, 对于高频信号的导电能力也很好(注意到高频信号的集肤效应)。更重要的是汇流条具有条形对称传输线的低阻抗特性。它可以克服单线传输时, 电感分量对高频信号的损耗, 因而适用于高速开关电路。汇流条两导电层的特性阻抗可由下式近似地求出:

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \frac{h}{b}$$

式中 ϵ 为绝缘层的相对介电常数; h/b 为绝缘层的厚宽比。由上式可见: 两导电层的特性阻抗与汇流条的长度无关。而在单线传输时, 导线上的电抗与长度成正比。为了减少 Z_0 , 汇流条绝缘层的厚度应尽可能薄; Z_0 与频率无关, 因此汇流条适合高速电路。

(3) 大面积覆盖接地

在高频(如 20~30MHz 以上)电路和高速数字电路中, 板内的地线应采用大面积覆盖的接地方式, 而不能采用条形地线。板内地线的电感量与地线分布的关系为: 地线分布越密集或接地面积越大, 其电感量越小。另外当条形地线的长度为工作频率波长的 1/4 或 1/4 奇数倍时, 则地线相当于一个并联谐振回路, 对信号呈很大的阻抗, 并产生电磁辐射, 因此, 条形地线不能用于高频电路。

大面积覆盖地线如图 6.1.10 所示。当板内的导线较多时, 为了防止其它导线切断地线而

影响接地效果，可采用双面印制电路板，其中一面用作地线。

采用大面积接地布局，要防止各接地元件形成本级的共阻抗干扰。因而对各级元件布设尽量以本级的晶体管、集成块为中心，元件按级集中布局，并在本级元件的中心部位设立接地区域。板内各级（或各部分）位置，应以电路信号的走向依次布局，不能乱跳、隔级或迂回布设，且板内地线不能形成环路。板内地线的引出点应放在距低电平电路接地点最近的地方。

(4) 一字形地线

当板内的级数不多时，可以采用一字形地线，如图 6.1.11 所示。各级电路可按先后顺序排列，每级电路的接地元件应尽量采用一点接地。为了减少共阻抗干扰对低电平电路的影响，地线的引出点应放在输入级的接地点。如果要求板外的输入、输出地线分开，在板内地线的引出点应放在末级。如果要同时满足上述两个要求，应采用并联式接地方式。

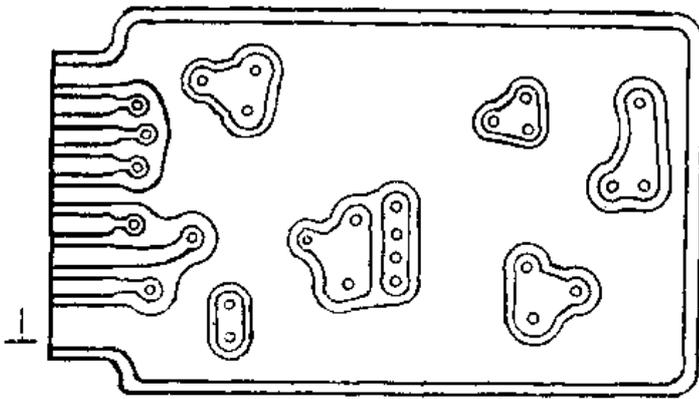


图 6.1.10 大面积覆盖地线

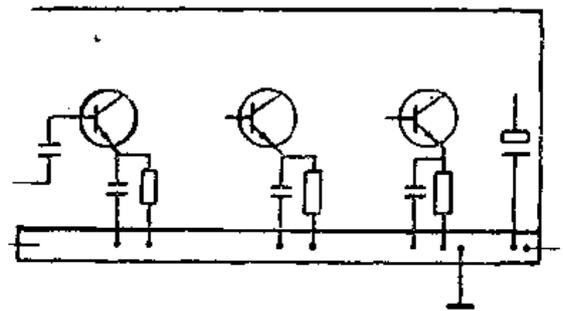


图 6.1.11 一字形接地

6.1.4 整机地线布局

通常一个电子装置的整机中包含有安全地、交流地、数字地、模拟地、各个印制板地以及负载地等。为了防止公共地线电阻引起的干扰，应采用单点接地。在 3.3 节中已讨论过单点接地的原则以及典型的接地系统，这里不再重复。下面给出几个特殊情况的处理方法。

(1) 整机中负载的接地方法

整机中具有一定功率的各种负载的地线，或者由整机输出至机外的功率输出地线，要单独用导线把功率地线接至相应的功率级，使负载元件与功率级做到一点接地。例如电视机的正面板上有扬声器、显象管和图象控制电位器，应使用不同导线把它们分别接入相应级的地线中去。如图 6.1.12 所示。

(2) 输入和控制元件的接地

对于不接在印制板内的输入和控制元件，要按照不同情况采用不同的接地方式。如果输入和控制元件均属同一块印制板的同一个接地分路，且没有大电流通过，可采用一根接地导线将这些元件串联后接至相应的接地分路。不同印制板的输入和控制元件要用不同的接地导线接入相应的印制电路板内的相应接地点。要特别注意虽属于同一块印制板，甚至应在同一

个接地分路上的控制元件,如有较大电流流过时,不能共用一根接地导线。

(3) 屏蔽层的接地处理

在整机布局时,为了防止某些导线的电磁干扰,通常采用屏蔽导线。屏蔽层的接地应满足如下原则与要求:

①屏蔽层上不允许通过交流和负载电流。屏蔽层是用来对其芯线起屏蔽作用的,不应将屏蔽层兼作导电回路。因为当电流流过屏蔽层时,同样会产生磁场而对周围产生干扰,如图 6.1.13 (a) 所示。

为避免屏蔽层上通过电流,正确的接法如图 6.1.13 (b) 所示。图中,屏蔽层内的两条芯线产生的磁场相互抵消,因而对其邻近导线的干扰明显减少。

②当一个控制元件的两端分别由屏蔽导线接至两个电路中,此时屏蔽层接地方式如图 6.1.14 所示。

③屏蔽线最外层应设有绝缘层,以防屏蔽层与其它导体短路。

④连接输入信号的屏蔽线,屏蔽层只能与输入端的地线相连接,不得与其它控制元件共用,以防外界干扰侵入屏蔽层。

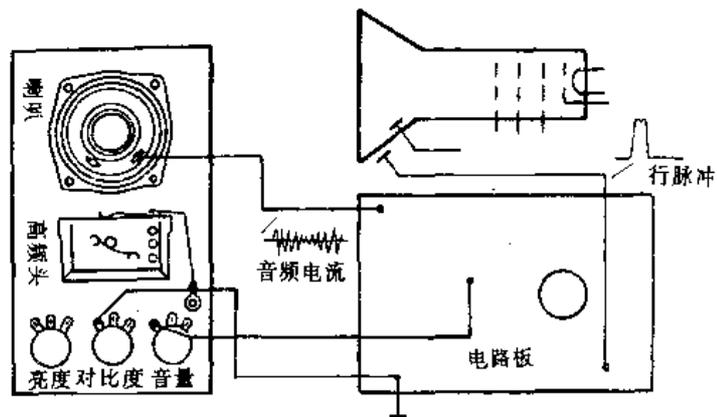


图 6.1.12 一种合理的整机地线布局

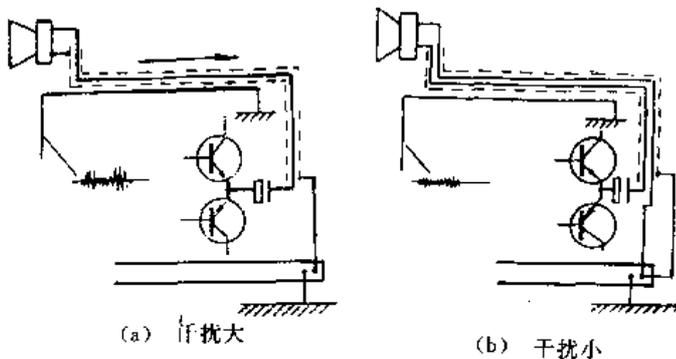


图 6.1.13 屏蔽导线对邻近平行导线的影响

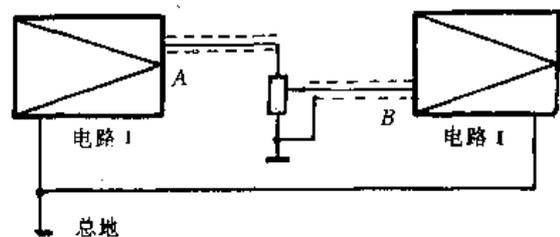


图 6.1.14 控制元件上屏蔽线接地的影响

6.2 电磁干扰的抑制方法

6.2.1 平行导线的寄生耦合与抑制方法

由传输线理论可知,平行导线存在着电感效应、电阻效应、电导效应、互感效应和电容效应,如图 6.2.1 所示。图 (a) 表示两根平行导线 AB 和 CD , 图 (b) 表示其分布参数的等效电路。 L_0 , R_0 , C_0 , G_0 分别表示单位长度的电感、电阻、电容和电导, M_0 表示两平行线的

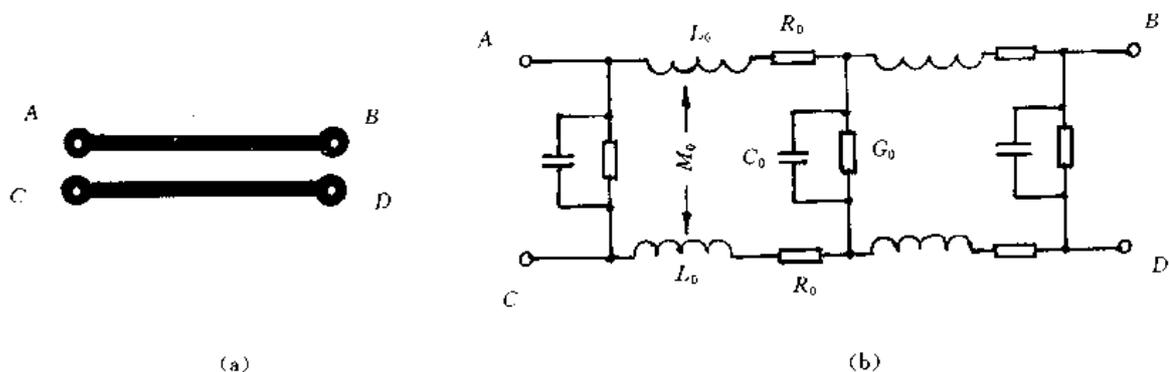


图 6.2.1 平行导线的寄生耦合

互感。由等效电路可知，当导线 AB 上通过交变电流时，在导线 CD 上必然会产生一定的电压和电流。即导线 AB 上的电流会在导线 CD 上产生干扰电压和电流。把由导线的分布参数引起的干扰称为寄生耦合干扰。

在设计印制板时，为了防止这种寄生耦合干扰，应注意如下问题：

(1) 相互易干扰的导线不要平行布设

为防止寄生耦合干扰，在布设各种信号和输入、输出导线时应该做到：

① 因为寄生参数与其导线的长度成正比，因此，各级间的信号走线应越短越好。

② 在设计电路板布局时，要根据信号传输的顺序排列电路，不要迂回或越级排列，这样布线可以避免因各级的信号线相互交叉而引起寄生干扰。

③ 应尽量避免两根信号线相互平行线。例如，在处理板内跨接线和双面印制板时，应使两面的导线互相垂直或交叉布置，如图 6.2.2 所示。

④ 对于板内必须平行布设的导线，应尽可能加大两线之间的距离，或用地线隔开，也可以考虑采用屏蔽的方法。

需要指出，两根易受干扰的平行线是指两根导线上信号的工作频率相同或相近，且电路没有滤波电路。对于那些不易受干扰的导线，是完全可以平行布线，且不会造成干扰。例如收音机的低频功放 ($f \leq 20\text{kHz}$) 的走线，与接收部分的走线就可以平行走线。这是因为两者之间的工作频率相差甚远，不会造成同频干扰。而低频功放与音量电位器的引线就是易受干扰的线，所以不能平行布设。因此，正确的处理方法是：不易受干扰的导线可以平行布设，易受干扰的导线则不能平行布设。

(2) 应避免板内出现大环形导线

可以认为板内的环形导线为一个单匝线圈，当有交流电流通过时，必然会向周围辐射能量。同时这个单匝线圈也可以接收周围空间的交变磁场，产生干扰电压。如果板内有两环形导线，这两个环形导线存在着互感，互感系数正比环形导线的面积。因此为了减少这种互感性耦合，应尽可能减少环形导线的面积。如图 6.2.3 能说明这个问题。在图 (a) 中，末级输出与前级的输入均采用大环形导线。如果认为末级的环形线为发射线圈，则输入的环形导线则为接收线圈，这时，在接收线圈会产生严重的干扰电压。在图 (b) 中，导线采用相互平行的布局，由于平行导线的磁场是相互抵消的，因而减少互感系数。所以，在大电流导线布局

时, 应使同一电流流过的导线互相平行以减少对其它导线的互感耦合; 在弱电流布局时, 应使环形导线的面积尽可能的小且尽可能的远离大电流导线。

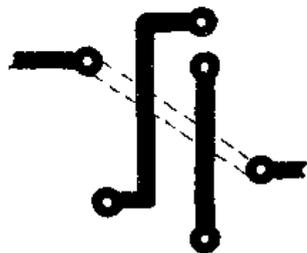


图 6.2.2 板内的两面导线布设

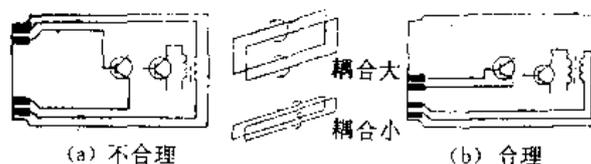


图 6.2.3 避免采用大环形的导线布局

(3) 处理好反馈导线和元件的布局

在处理前、后级之间的反馈导线和元件时, 应将反馈元件放置在前、后级的交界面上, 使其连接导线尽量不超过本级范围。例如, 低频放大器如图 6.2.4 所示。在图 (a) 中, 由于反馈元件和导线布局不合理, 反馈导线过于靠近前级的基极上的元件, 因而反馈元件及导线与

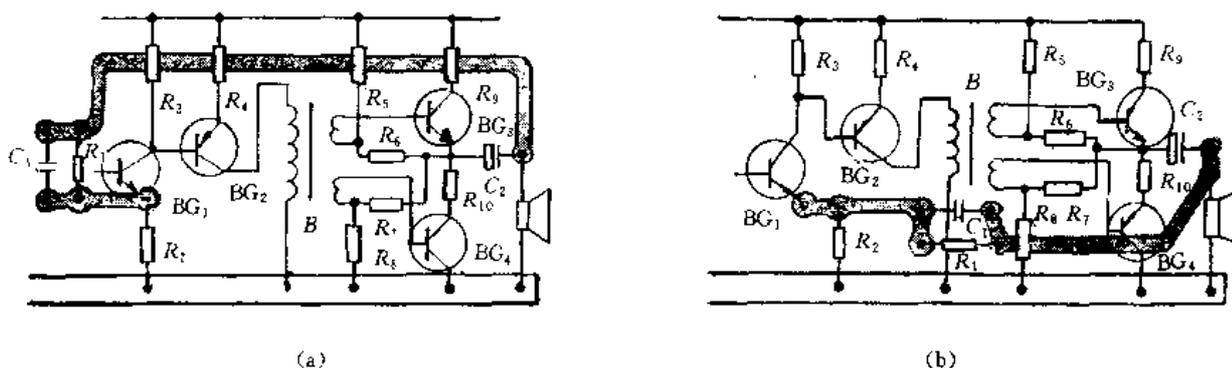


图 6.2.4 低频放大器反馈元件的布设

前级的基极上的元件产生寄生耦合, 影响电路正常工作。反馈元件及导线的正确布局如图 (b) 所示。在图 (b) 中, 反馈元件 R_1C_1 位于变压器的下方, 即前、后级的交界面上。采用这样的布局后, 末级导线距前级元件距离较远, 消除了末级的大信号通过反馈导线和元件与前级元件产生不必要的寄生耦合。

(4) 整机导线间的干扰与抑制

整机的导线往往较长, 因而容易产生相互干扰, 对于输送大电流的导线, 应采用带屏蔽的双绞线, 以减少对外产生辐射干扰, 其它抑制措施请参阅 3.6.3 节的有关内容。

6.2.2 输入输出寄生耦合与抑制

为了抑制输入导线与输出导线之间的寄生耦合, 在设计印制板时, 应尽可能将输入、输出的引出端放置在较远的位置。当使用插接件连接印制电路板时, 输入、输出线的引出端应排列在插件的两侧, 且不要使输入、输出线在板内的路径太长, 以防过长的导线产生天线效

应。印制电路板的插座最好与电路走向平行设置。

图 6.2.5 给出高保真放大器的两种不同布线。图 (a) 的布线是不合理的,其原因之一是输入、输出线过近,易产生输入、输出寄生耦合;其二是,输出引线过长,输出引线相当于一个发射天线,向周围空间辐射干扰。图 (b) 的布线是合理的。当电路的输入、输出端较多时,应在易受干扰影响的引出端采用地线隔离。

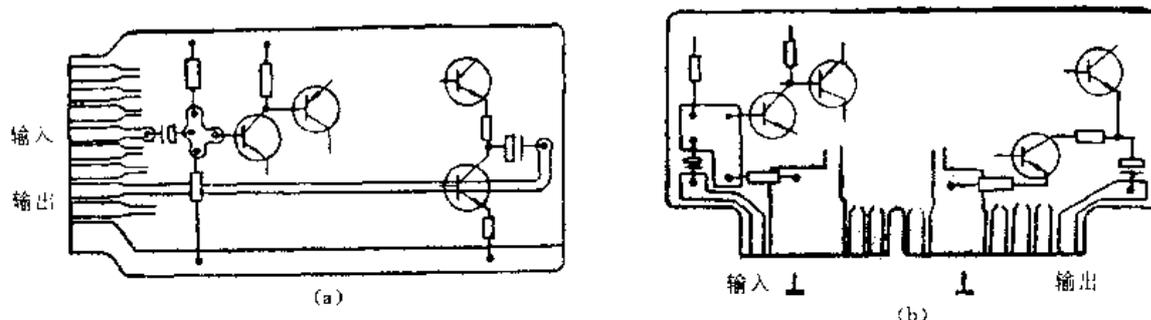


图 6.2.5 高保真放大板的两种不同布局

当印制板不采用接插件结构时,板内的各输入、输出端应在电路就近的印制板边缘上分散引出。

有时在低频电路布线时,为了对输入电路进行屏蔽,输入级的周围也可采用大面积覆盖地线的布局,如图 6.2.6 所示。

6.2.3 板内屏蔽导线的布设

在排版时,有时会出现信号线在板内走线较长,或各种信号走线密集且平行,为了避免信号线之间的干扰,通常采用如下两种屏蔽方法来抑制导线间的寄生耦合。

(1) 印制屏蔽地线

印制屏蔽地线的布局方法如图 6.2.7 所示。在图中,由于信号导线两侧设有印制地线,对信号线产生了屏蔽作用,减少电容性干扰,达到抑制干扰的目的。要注意屏蔽地线不能与元件相连接,即屏蔽地线不允许流过信号电流,以免通过屏蔽地线与被屏蔽的信号导线之间的寄生互感及电容对信号导线产生干扰,使屏蔽效果下降。

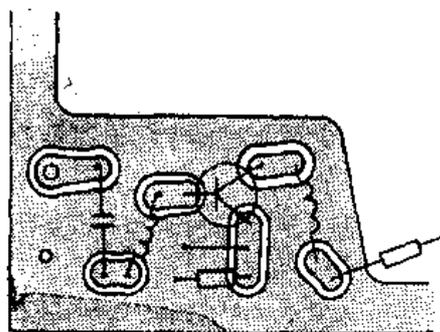


图 6.2.6 用大面积地对输入屏蔽

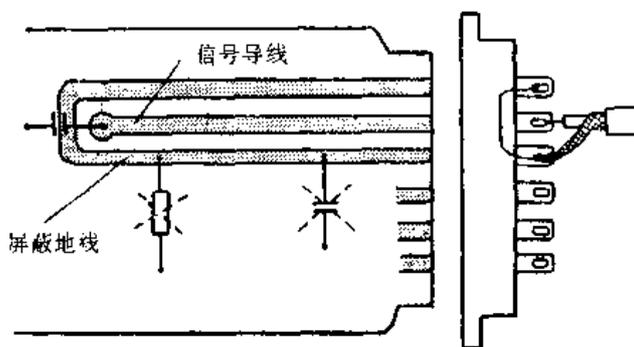


图 6.2.7 印制屏蔽地线的设置

图 6.2.8 给出了板内屏蔽地线几种形式。同层单侧屏蔽的方法如图 (a) 所示。当信号导线在板内的边缘时, 或者两信号线需要屏蔽时, 可以采用同层单侧屏蔽法。当信号导线两侧布有其它能产生干扰的元件及导线时, 可采用图 (b) 所示的同层双侧屏蔽。在使用双面印制板设计电路时, 可采用图 (c)、(d) 所示的对层或双层屏蔽, 这种屏蔽效果最佳。

(2) 板内使用屏蔽线

在高频电路中, 由于印制屏蔽导线的分布电容和电感对信号的损耗较大, 而且不易实现阻抗匹配, 因此印制屏蔽地线只适用于低频电路。在高频电路的板内, 通常使用同轴屏蔽线, 如图 6.2.9 所示。板内同轴电缆与板外同轴电缆的连接方式采用图 6.2.10 所示的转接插头座, 而不用图 6.2.7 所示的插接件连接方式, 以减少插接件对信号的损耗和泄漏, 转接插头座的安装方式如图 6.2.10 所示。

需要说明, 上述两种屏蔽方式主要起静电屏蔽, 而对交变的电磁干扰的屏蔽效果不佳。

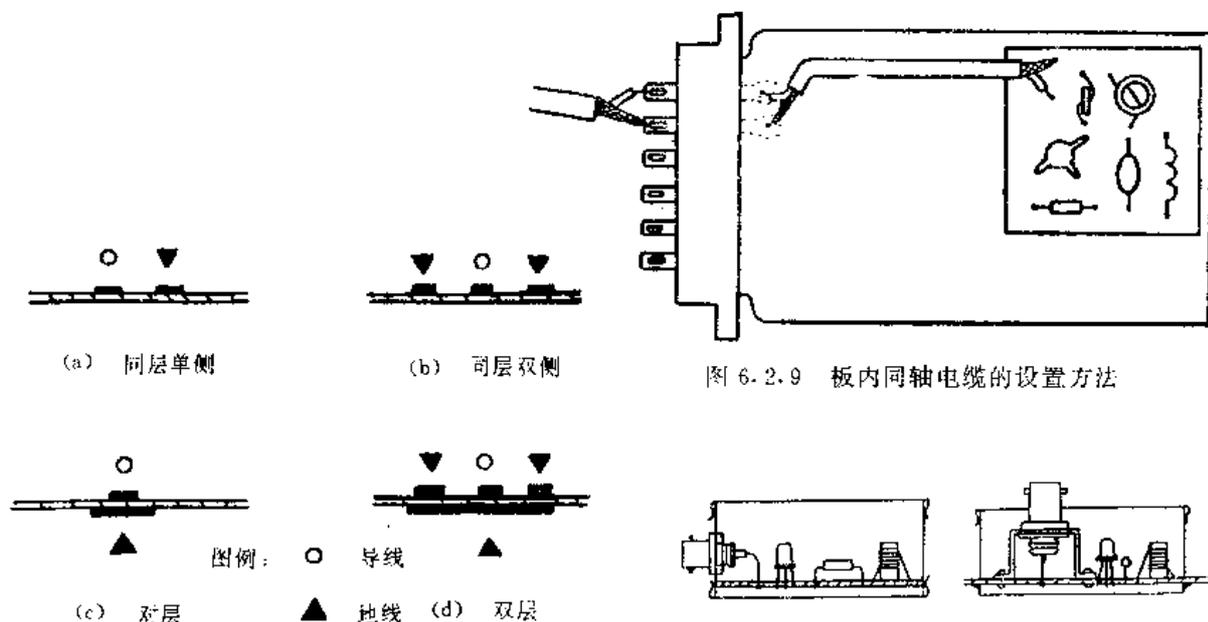


图 6.2.8 导线屏蔽的几种形式

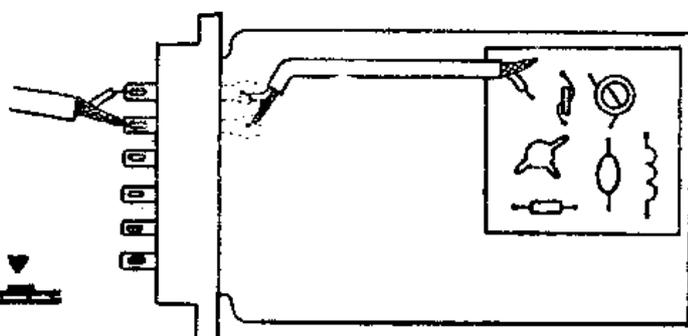


图 6.2.9 板内同轴电缆的设置方法

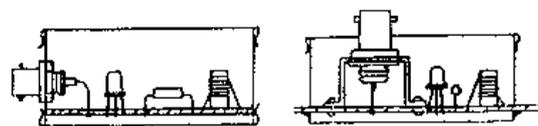


图 6.2.10 板内转接插头座的安装示意图

6.3 印制电路板排版设计基础知识

印制电路板 (Printed Circuits Board, 简写 PCB) 是将电子线路印制在一基板上。一个理论上设计良好的电路, 必须有合理的布局, 才能使电路在实体组合后达到稳定而可靠的工作。所以, 印制电路板设计与电路设计具有同等重要的意义。

一个设计精良的印制板必须满足如下要求: ①保证电路的电气特性; ②结构合理。通常排版设计的优劣与电子产品的生产周期、成本及整机的性能密切相关。尤其在目前, 大规模集成电路已得到广泛使用, 对印制板的要求越来越高。印制板要尽最大限度地提高板内元件及导线的密度, 以满足整机小型化的要求。因此, 设计者必须采用最小尺寸的孔径、线宽和焊盘等, 这使得设计的难度增加。

为了设计出合理的 PCB, 设计者必须充分熟悉电路的工作原理、元件的性能、排版中抑

制干扰的措施以及工艺等。

目前通用的方法是，利用人机互补的计算机辅助设计（CAD）系统，由计算机解决规律化的设计，利用人脑机动灵活的思维和丰富的经验来解决特殊问题，以缩短设计周期。

本节主要介绍排版设计中的一些基本知识。

6.3.1 敷铜板的电气特性

制造印制板的基本材料是敷铜箔层压板，简称为敷铜板。敷铜板主要由铜箔、树脂和填料组成。铜箔用作线路板的导体，为了减小电阻，一般采用含杂质很小的电解紫铜箔，其厚度一般为 $35\mu\text{m}$ 和 $50\mu\text{m}$ 。树脂是一种粘结剂，用以浸渍填料，热固化和填料胶合在一起，成为板材，即绝缘基板。

敷铜板以布线层数（铜箔的层次）可分为单面板、双面板和多层板。

下面主要介绍敷铜板的电气特性：

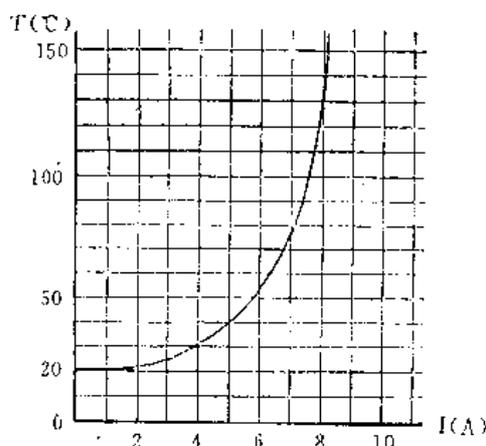
(1) 印制导线的平均电阻

在各种气候条件下，印制导线的平均电阻如表 6.3.1 所示。

表 6.3.1 印制导线的平均电阻

序号	试验条件	电阻 (Ω/m)
1	正常条件	0.306
2	温度 $+40^\circ\text{C}$ ，相对湿度 95%—98%，48h	0.326
3	温度 -60°C ，2h	0.196
4	温度 $+50^\circ\text{C}$ ，10h	0.341
5	温度 $+100^\circ\text{C}$ ，2h	0.385

注：导线宽 1.5mm，厚 $50\mu\text{m}$ 。



注：1. 导线宽 1.5 毫米，厚 50 微米。
2. 在室温 20°C 时测得。

注：1. 导线宽 1.5mm，厚 $50\mu\text{m}$ ；
2. 在室温 20°C 时测得。

图 6.3.1 印制导线的电流升温曲线

(2) 印制导线的熔断电流

由于印制导线表面积较大，且导电铜箔与绝缘基板接触良好，使其具有良好的导热性能，因此，印制导线允许通过的电流密度要比普通导线大得多。印制导线的熔断电流与普通导线熔断电流见表 6.3.2。

表 6.3.2 导线熔断电流

导线	截面积 (mm^2)	电阻 (Ω/m)	瞬间熔断电流 (A)
一般铜导线	0.07	0.25	15
印制导线	0.075	0.3	60

注：1. 印制导线为宽 1.5mm，厚 $50\mu\text{m}$ ；
2. 熔断时间均为 1~2 秒时的熔断电流值。

(3) 印制导线的电流密度

由于印制导线存在电阻，通过电流时将发热，图 6.3.1 给出印制导线电流与温升的特性曲线。印制导线的最大电流密度一般取 $20\text{A}/\text{mm}^2$ 。导线宽度与最大工作电流的关系如表 6.3.3。对于过长的印制导线，尽管其电流密度不太大，导线电阻上的压降会对电路工作带来不良影响。对于大电流的电源线、地线、负载输出导线应适当加宽，以降低电压降的影响。在设计时，可由表 6.3.4 查得电流与电压降的数值关系。

表 6.3.3 印制导线最大允许工作电流

导线宽度 (mm)	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4
导线面积 (mm^2)	0.05	0.075	0.1	0.125	0.15	0.175	0.2
导线电流 (A)	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4

注：印制导线厚为 $50\mu\text{m}$ 。

表 6.3.4 印制导线的电压降

负载电流 (A)	0.25	0.5	0.75	1.0	1.25	1.5	1.75	2.0	2.5	3.0	4.0	5.0
电压降 (V/m)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	1.0	1.25	1.65	2.05

注：印制导线的宽度为 1mm 、厚 $50\mu\text{m}$ 。

(4) 基板的绝缘特性

敷铜板的绝缘电阻如表 6.3.5 所示，其抗电强度如表 6.3.6 所示。

表 6.3.5 复箔板的绝缘电阻

材料种类	表面电阻 (不低于)			体积电阻 (不低于)		
	常态	受潮	浸水	常态	受潮	浸水
酚醛纸质	$10^9\Omega$	$10^8\Omega$	—	$10^9\Omega \cdot \text{cm}$	$10^8\Omega \cdot \text{cm}$	—
环氧布质	$10^{13}\Omega$	—	$10^{11}\Omega$	$10^{13}\Omega \cdot \text{cm}$	—	$10^{11}\Omega \cdot \text{cm}$

表 6.3.6 复箔板的抗电强度

材料种类	表面抗电强度	
	正常条件时	潮热处理后
酚醛纸质	1.3kV/mm	0.8kV/mm
环氧布质	1.3kV/mm	1.0kV/mm

(5) 安全工作电压

如果两个相邻的印制导线之间电位差较大，应防止高压击穿现象。为了适应各种环境条件运行，在排版设计时，印制导线间的距离，应满足最大安全工作电压的要求。一般安全工作电压与导线的间距可使用如下参考值： $1.5\text{mm} - (300\text{V})$ ； $1.0\text{mm} - (200\text{V})$ ； $0.5\text{mm} - (100\text{V})$ 。

6.3.2 元件的排列与安装

在设计印制板时首先决定元件的排列方式及安装方式。

(1) 元件的排列方式

元器件在印制板上的排列方式有三种，即不规则排列，坐标排列和方格排列（或称坐标格排列）。

①不规则排列 不规则排列是指元件在印制电路板上可按任意方向排列，如图 6.3.2 所示。这种排列虽然在外观上显得较为零乱，但在满足其电气特性方面具有一定的优点。采用不规则排列主要是为了减少印制导线的长度、元件的接线长度，以达到减少接线电感和分布参数的目的。因此这种排列适用于高频（30MHz 以上）电路的设计。这种排列的另一个优点是，印制板的利用率较高，而且有利于减少高频信号在传递中的损失。

②坐标排列 如图 6.3.3 所示，在坐标排列方式中，元件的轴向与印制板四周呈平行或垂直方向排列；当印制电路板不是矩形时，元件的轴向与印制板的两直角或印制板的一边呈平行或垂直排列。在这种排列中，元件的每个引出端唯一地对应着印制板的一个穿线孔。

坐标排列的优点是外观整齐，便于检查和维修，常用于频率较低（30MHz 以下）的电路中。

③方格排列 元件轴向与印制板四周呈平行或垂直，且元件的穿线孔均位于方格的交点上，如图 6.3.4 所示。

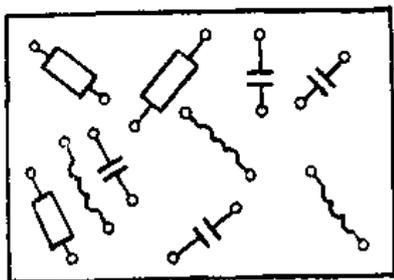


图 6.3.2 元件的不规则排列方式

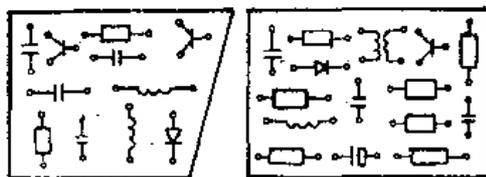


图 6.3.3 元件的坐标排列方式

方格必须是等距的正交网络，格距在国际上尚无统一规定。国际电工委员会（I.E.C）规定格距为 2.54mm，我国在国标（GB-1360-78）中规定，基本格为 2.5mm。

每个元件的跨距是根据其大小和引端决定的，但应是基本格的整数倍。除元件的引线孔外，板内的其它孔（结构孔、工艺孔、定位孔等）也应位于方格的交点上。

方格排列的优点是：元件排列整齐美观；便于维修时寻找测试点；印制板加工孔位易于准确；便于采用机械化组装。

(2) 元件的安装

①元件在印制板上的安装方式 元件在印制板上的安装方式分为卧式和立式两种，如图 6.3.5 所示。

立式安装的优点：元件在印制板上所占的面积小，元件的装配密度高。立式安装常用于元件多、功耗小、频率较低的电路。如小型晶体管收音机等。

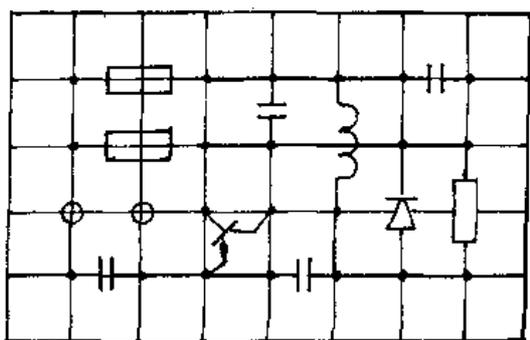


图 6.3.4 元件的坐标格排列方式

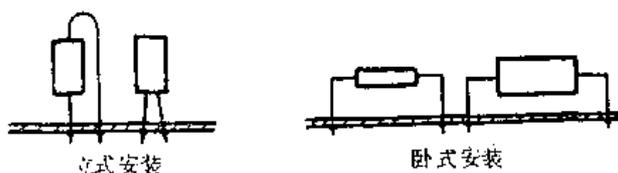


图 6.3.5 元件的安装方式

立式安装的缺点：元件的机械稳定性差，元件的引脚容易相碰造成短路；元件密度大散热条件差，不适用于机械化装配；若电阻采用立式安装，会增加引线长度，使得引线电感增加。另外，正如 1.5 节所述，电阻两端温差会引起一定热电势，因此，这种安装方式不适合于小信号直流放大器。

卧式安装的优点：元件排列比较整齐；因元件紧贴印制板，因此，机械稳定性好，引线电感小；因元件两端的温度基本相同，可以克服热电势的影响；元件两端的接点的跨距较大，有利印制导线的穿越，故排版比较容易；元件散热性能好，便于焊接和维修，也便于采用机械化装配。其缺点是元件所占的面积较大。

为了克服上述两种安装方式的缺点，采用混合安装方式，即电阻为卧式，电容为立式，如图 6.3.6 所示。混合安装方式的优点：外观整齐，散热条件好；因为可实现引线最短，因此引线电感最小，适用于频率较高的电路。所以混合安装得到广泛的使用。

②元件面的基本要求 对于单面板，无印制导线的一面为元件面，另一面为焊接面，双面板则应选择印制导线较少的一面作为元件面；元件在元件面的布局要求均匀，密度一致且不允许出现如图 6.3.7 所示的立体交叉和重叠安装；在设计双面印制板时，元件面的印制导线应尽可能的少，以防止印制导线与元件的外壳相碰，造成短路。

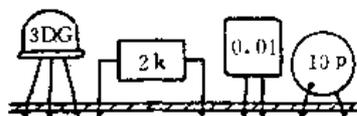


图 6.3.6 元件的混合安装方式

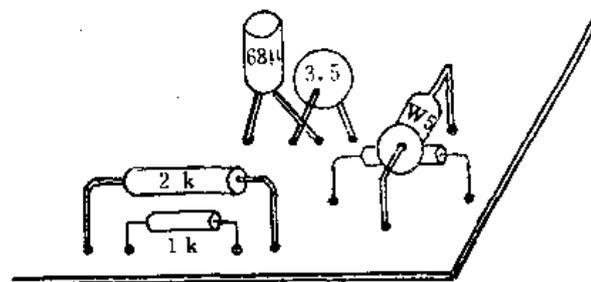


图 6.3.7 元件的不合理安装

6.3.3 接点、导线和孔的形式及要求

(1) 接点的形式和要求

接点是在焊接面用于焊接元件引脚的焊接点。按其形状分类，接点的形状大体上可分为

岛形、圆形和方形接点，如图 6.3.8 所示。

① 岛形接点 岛形接点如图 6.3.8 (a) 所示，适用于高频电路排版。

对于高频电路的排版，除元件采用不规则排列外，为了减少接点和印制导线的电感，采用岛形接点。

岛形接点要求圆滑，曲线的弧度尽可能小，形状饱满，呈圆形或椭圆形。印制导线要尽可能短，使一个岛上的穿线孔距离要近。这样会使接点与导线混合一体。为了减少岛与岛之间的分布电容，焊接面空余位置由地线覆盖，使岛与岛之间具有良好的静电屏蔽，以便抑制接点之间的电容性干扰。

② 圆形接点 圆形接点如图 6.3.8 (b) 所示。采用圆形接点时，印制导线的宽度应小于焊点的直径，因此接点与导线之间有明显区别。由于接点呈圆形，因而不需涂覆阻焊剂仍能使焊点较圆且牢固。

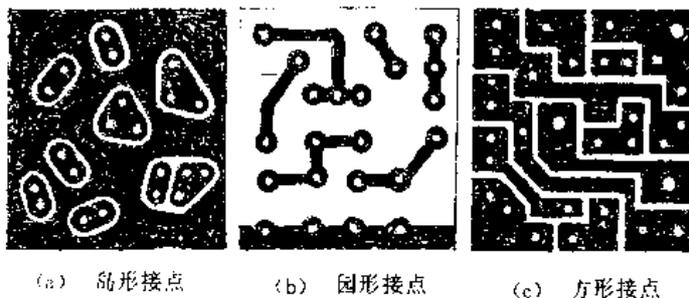


图 6.3.8 接点的形式

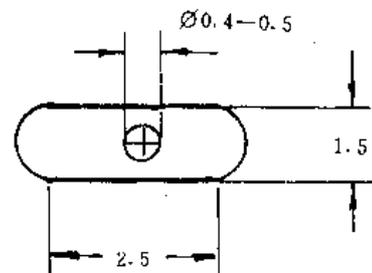


图 6.3.9 接点形式

采用圆形接点时，穿线孔与接点为同心圆。除个别因穿心孔直径过大，而允许相应增加大接点的直径外，其余接点的直径应尽可能一致，以便使印制板焊接面显得整齐。接点的直径与穿线孔直径的关系见表 6.3.7。

表中 1.5mm 的接点主要用于微小设备。为了增加接点的抗剥强度，可采用图 6.3.9 所示的接点形式。

接点的间距一般不得小于 1mm (微型设备中为 0.4mm)。当接点之间或接点与导线过近时，会造成焊接时出现连焊现象，允许将接点圆环一边或两边作适当切除，但不允许与导线切齐，如图 6.3.10 所示。

表 6.3.7 圆形接点最小允许直径

引线孔径 (mm)	0.5	0.6	0.8	1.0	1.2	1.6	2.0
最小接点直径 (mm)	1.5	1.5	2	2.5	3.0	3.5	4.0

图 6.3.10 圆形接点的要求

各种岛形接点与圆形接点的形状对比如图 6.3.11 所示。

③ 方形接点 方形接点如图 6.3.8 (c) 所示。接点的形状除方形外，也可以是长方形或

其它形状。接点与穿线孔、导线的宽度均不成比例,因而接点与导线之间无明显区别。导线可以直走、斜穿且在其拐弯后允许改变其宽度。而接点和导线之间腐蚀掉的部位宽度要求尽可能一致,这样才能显得美观。

采用方形接点的印制板,在焊接前必须用阻焊剂涂覆在不需要着锡的部位,这样才能使焊点大小一致并呈圆形。

方形接点的优点:便于绘制,便于用手工描版或刀刻,由于接点较大,加工精度要求低,焊接时耐温力强。

方形接点分布电容大,圆形接点的印制导线的电感大。因此这两种接点用于 30MHz 以下的电路排版。

(2) 印制导线的要求

①印制导线应简洁美观,不要出尖角,导线与焊点的连接应平滑过渡,如图 6.3.12 所示。

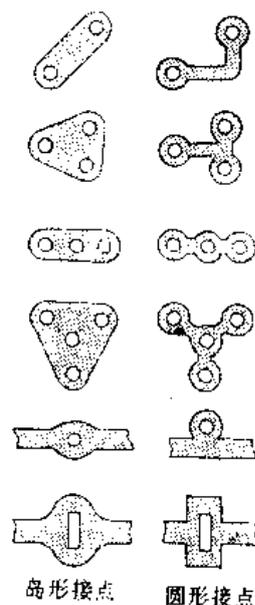


图 6.3.11 岛形接点与圆形接点的形状对比



图 6.3.12 印制导线图例

②印制导线的宽度 对于分立件导线的宽度一般为 1.5~3mm 之间;对于集成电路导线宽度为 1mm 或 1mm 以下。对通过大电流的导线,其宽度可由表 6.3.3 查得。

③导线的间距 导线的间距是由导线间的绝缘电阻和击穿电压决定的。当两导线的间距为 1.5mm 时,其绝缘电阻远超 20MΩ,允许电压为 300V,间距为 1mm,允许电压为 200V。

④在同一块印制板上,除功率线和地线外,其余导线的宽度应尽可能均匀一致。

⑤公共地线最好布设在印制板的边缘,同时应尽可能多地保留铜箔做地线,以改善屏蔽效果。屏蔽导线的布设方法请参阅 6.2 节的有关内容。

(3) 孔的要求

①元件孔 元件孔是元器件引线与印制板上的电气连接孔,即引线孔(亦称之为穿线孔)。为了使元件能够牢固可靠的焊接在印制板上,防止元件受力摇动而使接点与基板剥离,引线孔的直径一般不得大于元件引线直径的 0.3mm 以上。为了便于加工,引线孔的规格不宜过多,引线孔的直径应按表 6.3.8 系列优先选用。

表 6.3.8 穿线孔系列

标称孔径 (mm)	0.4; 0.5; 0.6	0.8; 1.0; 1.2; 1.6; 2.0
允许偏差	I ±0.05 II ±0.1	I ±0.1 II ±0.15

②金属化孔 金属化孔是孔壁沉积有金属的孔，用于层间导电而形成电气连接。金属化孔可设在元件的引线孔上，也可不设在元件孔上。金属孔用空心小圆表示，非金属化孔用实心小圆表示。

③安装孔 安装孔是为固定大型元器件在印制板所设的孔。安装孔有圆形和矩形两种，其孔径分别见表 6.3.9 和表 6.3.10。

表 6.3.9 安装孔系列

标称孔径 (mm)	2.2	3.0	3.5	4	4.5	6
允许偏差	+0.25		+0.5			

表 6.3.10 矩形孔系列

标称尺寸 (mm)	1×3	2×3	1×4	2×4	1×5	2×5	1×n	2×n
允许偏差	±0.1							

$n \leq 10$ 正整数

④坐标排列时，应使孔的圆心在同一条直线上，而不要按孔的圆周作直线排列。如图 6.3.13 所示。

⑤方格排列时，印制板上孔的中心（包括结构孔、工艺孔）均应使圆心位于方格的交点上。如图 6.3.14 所示。

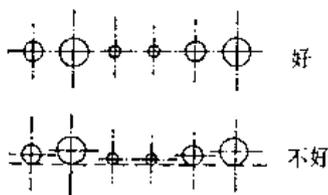


图 6.3.13 孔的排列要求

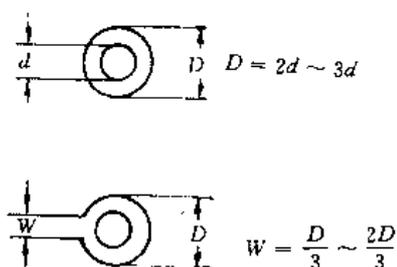


图 6.3.15 圆形接点的比例

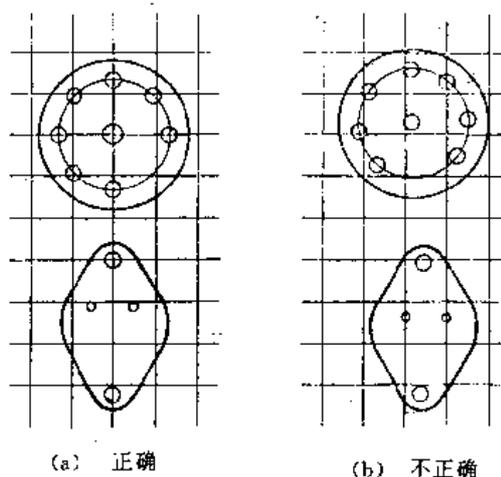


图 6.3.14 多引出头时孔的排列

⑥定位孔是用来作为印制板加工的基准用。当印制板较小时，定位孔可以利用板内较大的装配孔代替。对于较大的印制板一般可采用三孔定位。在绘制印制板图时，定位孔、引线的

孔和安装孔应有所区别。

(4) 图形的比例要求

孔、接点和印制导线三者的比例是否协调,直接影响板面的美观。对于圆形接点的板面,三者的比例如图 6.3.15 所示。

6.3.4 元件引出端尺寸及识别

为了把元器件合理、牢固、可靠的装配在印制板上,在设计印制板之前应准确的知道各元器件引出端的尺寸,以便决定元器件在印制板上的跨距和间距。同时应知道各引脚的排列顺序,以便决定元器件在印制板上的走向。

(1) 软引出元件的端脚尺寸

软引出元件是指引出端允许弯折的元件,如电阻、电容及小功率晶体管等。虽然这类元件的端脚距离要求并不严格,但是所使用的尺寸却直接影响元件排列、外观以及装配密度等。因此,为使元件排列匀称美观,确定元件引出端的尺寸显得格外重要。由于软引出元件的规格和外形繁多,设计者应根据有关手册给出的数据确定软引出元件的端脚尺寸。为了便于设计者使用,本书给出了有关电阻、电容在设计时所用到的数据表。

①元件的跨距 元件的跨距是根据元件的外型尺寸来确定的。在排版时,相同元件应采用相同的跨距。对于按方格排列的元件,跨距应是方格的最小整数倍。对于按坐标排列的元件,虽然在印制板上的接点位置可以灵活安排,但各元件的跨距应尽可能一致,以便机械化生产和板面的美观。

对于轴向引出元件,如二极管、电阻等,引出端在弯折成直角时,每边至少保留 1mm 以上的保留空间,如图 6.3.16 (a) 所示。在确定跨距时,可以根据元件本体长度加上 2mm 并取方格整数倍的上限。如图 6.3.16 (b) 所示的元件跨距,是方格 (2.5mm) 整数倍数上限 2cm 和下限 1.75cm 之间,应取上限尺寸 2cm 作为跨距。为了确保印制板的利用率和板面美观且不影响元件的装配强度,最大跨距不应大于元件本体长度的 2 倍以上,如图 6.3.16 (c) 所示。

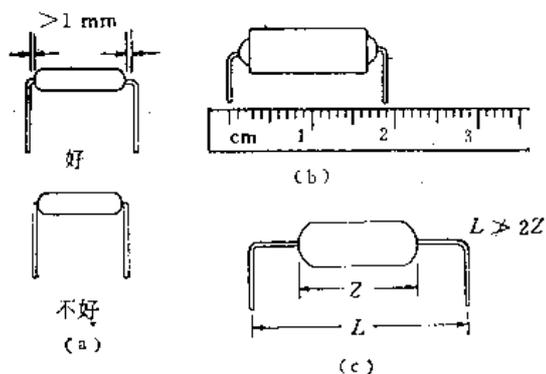
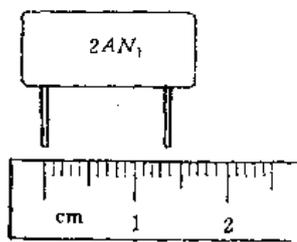


图 6.3.16 轴向引出元件的跨距

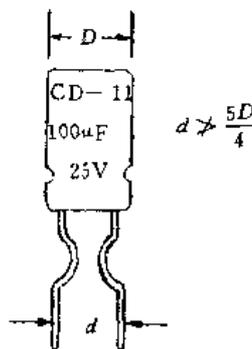
单向引出元件的跨距,可以等于或稍大于本身引出线的间距。如图 6.3.17 (a) 所示元件,跨距可取 1.5cm。跨距过大会影响板面美观且占据过多的板面;过小会影响元件的稳定度。最大跨距不应超过本体直径(或长度)的四分之一,如图 6.3.17 (b) 所示。按方格排列的元件,跨距应是方格的整数倍。

为便于布局时参考,表 6.3.11 和 6.3.12 给出了碳膜、金属膜电阻的外型尺寸和跨距表,表 6.3.13 列举了常用立式电容的跨距表。

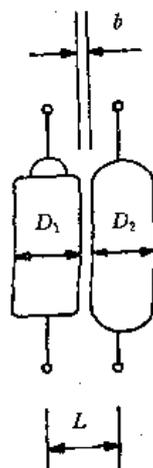
②元件的间距 为便于装配及提高装配密度,元件的间距要合理安排。其最小间距等于相邻元件的半径(或厚度的一半)之和再加上安全间隙 b (b 为 200V/mm),如图 6.3.18 所示。



(a)



(b)



$$L = \frac{D_1 + D_2}{2} + b$$

b = 安全间隙

图 6.3.17 单向引出元件的跨距

图 6.3.18 最小元件间距

表 6.3.11 碳膜、金属膜电阻外型尺寸

标称功率 (W)	R_T 碳膜电阻		R_J 金属膜电阻	
	长度 (mm)	直径 (mm)	长度 (mm)	直径 (mm)
0.05	7~8	2~2.5		
0.125	11	3.9	7.0	2.2
0.25	18.5	5.5	8.0	2.8
0.5	30.5	5.5	10.8	4.2
1	38.0	7.2	13.0	6.6
2	48.5	9.5	18.5	8.6

注：外形尺寸均为最大值。

表 6.3.12 碳膜、金属膜电阻最佳与最大跨距表

名称型号	R_T 型碳膜电阻器						R_J 型金属膜电阻器				
	0.05	0.125	0.25	0.5	1	2	0.125	0.25	0.5	1	2
最佳跨距 (mm)	10	15	20	35	40	55	10	10	15	17.5	25
最大跨距 (mm)	15	20	30	50	60	80	15	15	25	30	35

确定元件的间距时，还应注意到下面因素：功率电阻要放在易于散热的地方，并远离热敏元件；体积较大的器件应注意其公差影响。考虑到上述因素时，元件的间距应当取大些，但要同时考虑到板面要美观。一般来说，体积较大的元件要求间距要稍大一些。

表 6.3.14 列举电阻间的最佳间距表；表 6.3.15 为常用立式电容分类表；表 6.3.16 是电容间的最佳间距表，表 6.3.17 是电容与电阻之间的最佳间距表。

(2) 硬引出元件的尺寸

硬引出元件是指引出端不允许弯折的元件,如中频变压器,大功率晶体管,VMOS管,继电器等。对于硬引出元件要求印制板的引线孔和装配孔的尺寸要精确。在排版时必须要有外型尺寸数据,各种孔应适当大一些,必要时可采用长方形孔。除此之外,还要考虑到元件在印制板上的安装面积和高度,以便合理的利用机腔空间。

表 6.3.13 常用立式电容器最佳和最大跨距表

名称	型号	分类方法	跨距分类						
			1b	2b、3b	4b	5b		6b	
圆片型瓷介电容	CC1	按尺寸代号							
圆片型低频瓷介电容	CT1	按尺寸代号		1, 2	3	4		5	
铝电介电容	CD11	按管壳编号		1-3	4-8		9-11		
小型低压涤纶电容	CL11	按电压、容量	63V 0.01 μ F 以下	0.033 μ F 以下		0.047 μ F 以下			
纸介电容	CZ11	按电压、容量		160V 全部 250V0.01 μ F 以下 400V 3300pF 以下	250V0.015 — 0.022 μ F; 400V 4700pF ~0.01 μ F	250V0.033 — 0.047 μ F; 400V 0.015— 0.022 μ F			
金属化纸介电容	CJ11	按容量	0.022 μ F	0.033 —0.22			0.33 —0.47		
最佳跨距	mm		2.5	5.0	5.0	7.5	7.5	10	
最大跨距	mm		5.0	7.5	10	10	15	15	

(3) 引出端的识别

当元件的引脚超过三个时(如三极管、IC等)要注意到各引出端的顺序编号和作用,并弄清这些编号和代号是元件的俯视图还是底视图排列,不要弄错。

表 6.3.14 电阻元件间的最佳间距表 (mm)

规格		$R_T0.05$	$R_T0.125$	$R_T0.25$	$R_T0.5$	R_T1	R_T2	$R_J0.125$	$R_J0.25$	$R_J0.5$	R_J1	R_J2
R_T	0.05	2.5	5	5	7.5	10	10	2.5	5	5	7.5	7.5
R_T	0.125		5	5	7.5	10	10	5	5	5	7.5	7.5
R_T	0.25			7.5	7.5	10	10	5	7.5	7.5	7.5	10
R_T	0.5				7.5	10	10	5	7.5	7.5	7.5	10
R_T	1					10	15	10	10	10	10	12.5
R_T	2						15	10	10	10	12.5	12.5
R_J	0.125							2.5	5	5	5	7.5
R_J	0.25								5	5	5	7.5
R_J	0.5									5	7.5	7.5
R_J	1										10	10
R_J	2											12.5

表 6.3.15 电容分类表

元件直径或厚度范围 (mm)	分类范围				
	<4.5	4.6-7	7.1-9.5	9.6-12	12.1-14
类别	I	II	III	IV	V

表 6.3.16 电容元件安装间距表 (mm)

电容分类类别	I	II	III	IV	V
I	5				
II	7.5	7.5			
III	7.5	10	10		
IV	10	10	12.5	12.5	
V	10	12.5	12.5	15	15

表 6.3.17 电容与电阻元件之间安装间距表 (mm)

元件分类		R_L 碳膜电阻 (W)						R_L 金属膜电阻 (W)				
		0.05	0.125	0.25	0.5	1	2	0.125	0.25	0.5	1	2
电容分类	I	2.5, 5	5	5	7.5	10	10	2.5	5	5	7.5	10
	II	5	5	7.5	7.5	10	12.5	5	5	5	10	12.5
	III	7.5	7.5	10	10	12.5	12.5	7.5	7.5	7.5	10	12.5
	IV	7.5	10	10	12.5	12.5	15	7.5	7.5	7.5	12.5	15
	V	10	10	12.5	12.5	15	15	10	10	10	15	15

6.3.5 印制板的板外连线及插头座

印制板之间或印制板与板外元件的连接方式有：导线直接连接、插头座连接、板间直接连接等。采用何种连接方式应根据整机性能和结构、成本以及便于维修等方面来考虑。

(1) 用导线直接连接

用导线直接连接时，要求在印制板上单独设立接点，导线由元件面穿入穿线孔与接点焊接。为了防止导线在装配和维修时受力拉断，线端的固定应牢靠。固定的方法可以采取集中或单独将导线穿入印制板的导线固定孔，如图 6.3.19 所示。

屏蔽导线与板内连接时，无论屏蔽线的外层是否需要与板内连通，屏蔽线的外层都应单独在印制板上单独穿孔焊接，如图 6.3.20 所示。

若板内连接导线较多且印制板较大时，应在板上导线的汇集处和导线集中经过的部位固定牢靠，以免因导线移动而迁动板内元件，且走线整齐。

(2) 印制板插头座连接

采用印制板插头座连接方式的优点是便于维修和更换印制板。选择印制板的插头座要根据其基本参数和结构方式进行选用。



图 6.3.19 线端的固定

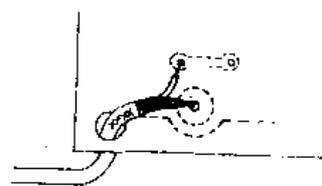


图 6.3.20 屏蔽导线外层浮接

①印制板插头座的基本参数——包括接点距离和接线数目

接点距离是指相邻两接触对横向的中心距离。国产的印制板插头座的接点距离有 1.5、2.5 和 4mm 三种。

接点距离应根据印制板上印制导线的间距合理选择。

接线数目是指一个接插件中所含有的接点数。国产的接插件最少接线数目为 4，如单排针孔式插头座，最多的接线数目为 72。

为了便于灵活使用插接件和固定牢靠，通常要求接插件的数目略大于印制板的实际引出线数目。例如若印制板的某个引线需要大电流流过时，可以用两个或两个以上的接点并联使用；对弱信号的输入和输出线，为防止接插件中的寄生耦合，可将相邻接点接地，作为静电屏蔽；为了防止接插件中的漏电流现象，在相邻接点使用金属化的缺口（如 1.3 节所述）。

当整机印制板较多时，各块印制板上插头座的接线数目应尽可能一致，以便简化整机的结构和备料。

②结构形式：印制板用的接插件按其结构形式可分为片簧式和针孔式两种。

片簧式插座与插头：插头的基体用高强度塑料压制而成，插座的内侧嵌入两排供接触用的弹簧片，插头就是印制板的引线端，如图 6.3.21 所示。

片簧式插座分为双面接触和单面接触两种，如图 6.3.22 所示，其差别在于：单面接触的双排簧片的引出端互不相通，接线数目是两排簧片的总和；双面接触的两排簧片中，在对应位置上的两个簧片是相互连通的，并每对簧片只有一个接点引出，因此接线数目为簧片总数的一半。

片簧式插座在使用时，应要求印制板插头的间距及宽度要与插座中簧片的间距及宽度相符合，以确保良好接触，印制板的厚度与插座的尺寸相匹配，以防止接触不良或不能插入。

针孔式插头座：此种插接件是用插针和插孔的接触来连接。排列形式有单排和双排错列两种，其外形如图 6.3.23 的上图和下图所示。图中还给了这种插头座的固定方式及连接方式。

针孔式插头座可以适用于各种厚度的印制板，但插头座的机械强度不如片簧式插座，同时使用时定位较为困难。

(3) 印制板插头座之间的连接

如图 6.3.24 所示，各插座固定在印制板上，插座的引出端穿入印制板的接点孔内，这种连接方式适合于批量产品。

除上述三种连接方式外，还有可采用板间焊接连接。

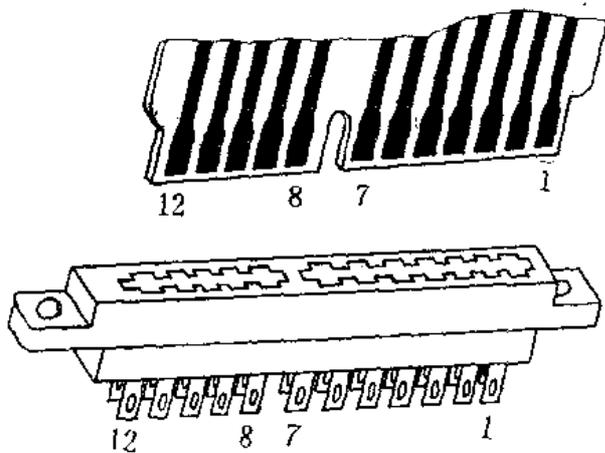


图 6.3.21 片簧式插座与插头

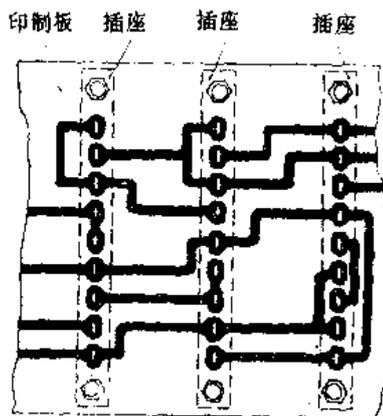


图 6.3.24 插座用印制导线连接图

双面接触单排 单面接触双排

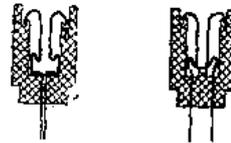
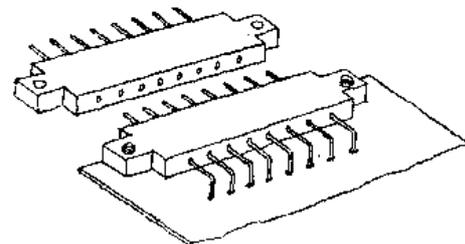
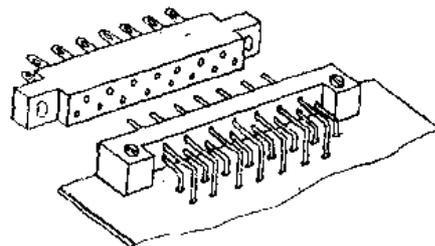


图 6.3.22 片簧式插座的两种结构形式



单排针孔式插头座



双排错列针孔式插头座

图 6.3.23 针孔式插头座

6.4 印制板排版过程与方法

在本章前几节，分别介绍了抑制干扰的方法以及排版的基础知识，这些知识均是电子线路设计者必须了解和掌握的内容。在这一节，我们将介绍印制板的排版过程和方法。为了使读者对排版过程有较全面的了解，图 6.4.1 列出了排版过程的流程图。由图可知设计印制板的过程包括如下四方面的问题：①整体布局及印制板结构；②绘制单线不交叉图，即用简单的线条表示印制导线的走向以及元件的连接方式，用以表示排版的构思；③排版草图的绘制，即将元件和导线按照一定比例进行布设并绘出印制草图；④印制板工作图的绘制，即绘出各种各样的正式图，供装配及制版使用。这些正式图包括：零件图、装配图、照像用图等。

从图中还可以看出：排版的各个过程是相互关联的。对于复杂的电路，往往需要多次反复，而对于较简单的电路可以简化某些过程，希望设计者灵活使用。

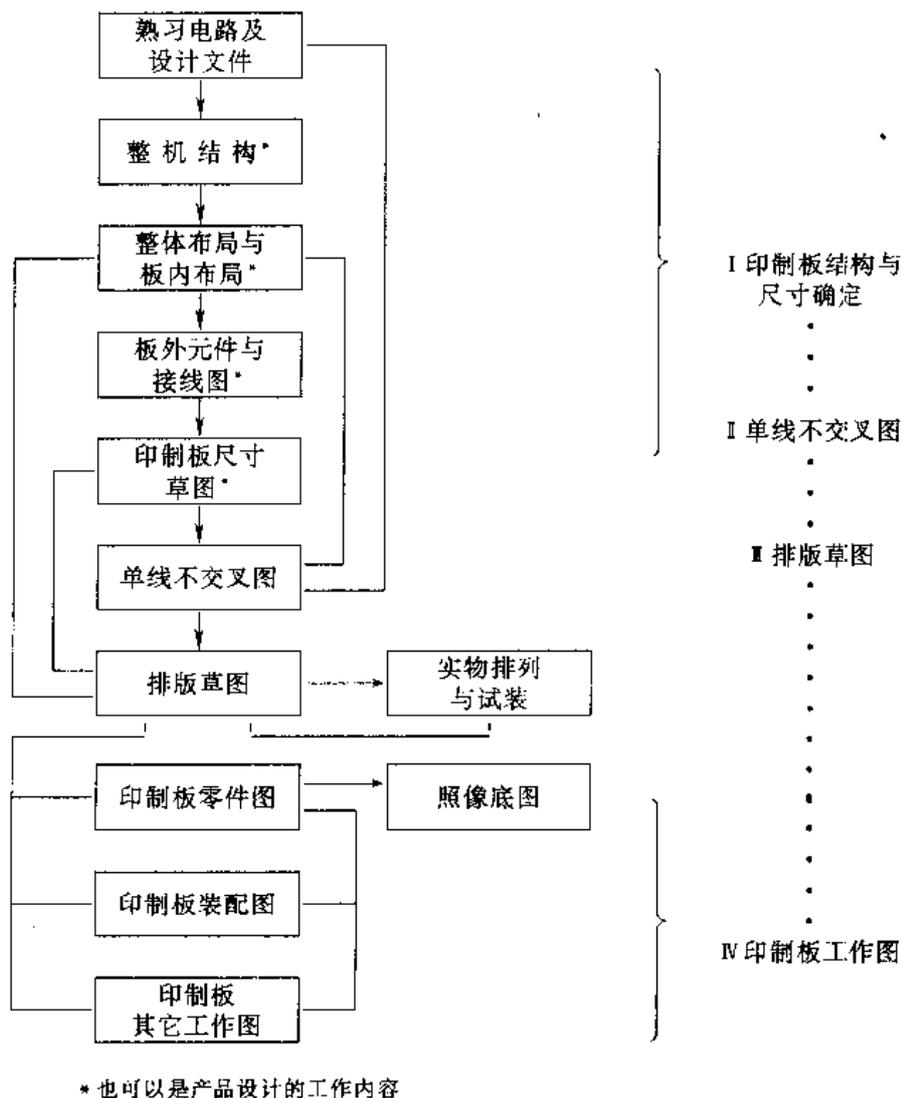


图 6.4.1 印制板的排版过程图

6.4.1 整体布局及印制板结构

(1) 整体布局

①熟悉电原理图 I 熟悉电路的组成和工作原理，各子电路的功能及其相互关系、信号的传递方式和顺序；II 了解各功能电路的工作状态，弄清哪些功能电路可能产生干扰，以及抑制干扰的措施；弄清哪些电路或元件易接收干扰以及采用何种屏蔽或接地等措施；III 哪些元器件的体积较大，重量较重，而不宜安装在印制板上，例如工频变压器宜安装在机壳的底板上，而散热片宜安装在机壳的侧面或后面板上；IV 有多少控制和调整元件。分清这些元件应放在面板上、机壳内还是印制板上。总之，根据电路的功能、元器件的作用以及其形体重量等进行整体布局。

②整机结构 整机结构是指机壳（或机箱）的形体尺寸和内部机械零部件的构造。整机结构要求外形美观大方、体积小、重量轻、加工装配简便、成本低、工作安全可靠、维修和使用方便以及符合标准化设计要求等。但整机结构的设计属于产品设计的内容，已超出本书

的范围,读者可阅《电子设备主要结构尺寸系列》中有关内容。

③印制板的布局 一般来说,整机中印制板的数目是根据整机的结构和元器件的数量等因素决定的。决定印制板数目的基本原则是宜少不宜多。因为减少印制板的数目,可以减少板外连线,简化结构,降低成本,而且会使整机的可靠性提高。但是,印制板的面积不宜过大,当大于 $300\times 200\text{mm}$ 时,可考虑分板。合理的分板可以有效地利用机腔的空间,使其整机结构紧凑。分板时应满足如下要求:

I 把能独立完成某个功能的子电路放在同一印制板上,将要求一点接地的电路中各元器件不宜分散在两个或两个以上的印制板上;

II 高、低电平相差较大,相互易干扰的两个子电路不宜放在同一块板上;这样不利于实施屏蔽及浮地等抗干扰措施;

III 电路的分板部位,应尽量选在频率和阻抗低且接线较少的部位,这样有利于抑制干扰。

IV 电路的分板部位,应考虑到便于调试。

例如,普通示波器把全部电路分在5块印制板上,如图6.4.2所示。Y轴前置电路与放大电路分开,这样可以使前置电路安装在面板上,使输入的导线和增益衰减器的导线均较短,减少了导线与电路之间的分布参数,且易实施屏蔽;为了抑制供示波管使用的高频高压干扰其它电路,故将其单独安排在一块电路板上,并给予屏蔽;其它电路的供电源、Y轴放大、X轴扫描发生器分别放在三块板上。

对于较大的印制板,板内的布局应注意:

I 相互易干扰和电平相差较大的子电路不要靠的太近。

II 各子电路的衔接安排要合理,使各子电路之间的信号传递不迂回,信号走线尽可能短。

III 电路在板内的排版方向要注意电平的梯度变化,若两个子电路在板内平行布设时,电平的梯度变化方向要一致。

电视机板内的布局是一很典型的实例,如图6.4.3所示。图中,按各子电路的功能在两块印制板上划分了11个区域。区域划分主要根据各子电路的功能,并标明各子电路的相对位置。

(2) 画出板外元件和连接草图

绘制板外元件和连接草图的具体要求如下:

①应按照板内电路的排版方向确定板外元件的引出位置。若采用插接件引出时,各引线可以按电路先后顺序排列。

②当电路复杂且板外元件较多时,应在印制板内的草图上标出板外元件的连接点。

③板外的引线包括电源线、地线、板外元件的连接导线、屏蔽线等。

④参照第三章系统地线的布局要求处理板外接地元件的地线。

图6.4.4给出了收音机板外元件和接线的草图。它的板外元件有喇叭、电源、音量控制电位器以及双连可调电容器等。

(3) 印制板尺寸草图

应根据整机的结构、板的布局、板外元件和连接草图等因素确定印制板的尺寸草图,其内容如下:

①印制板的外形几何尺寸。必须按照整机结构布局、印制板在机腔内的位置和电路分板范围内的元器件数量来确定印制板尺寸,并给出大体的尺寸和范围。

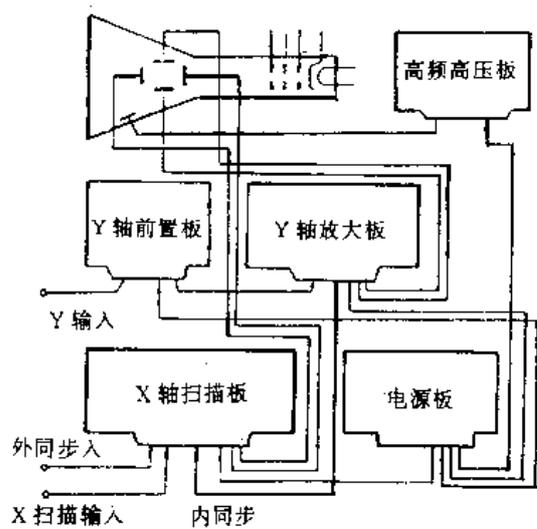


图 6.4.2 示波器的电路分板示意图

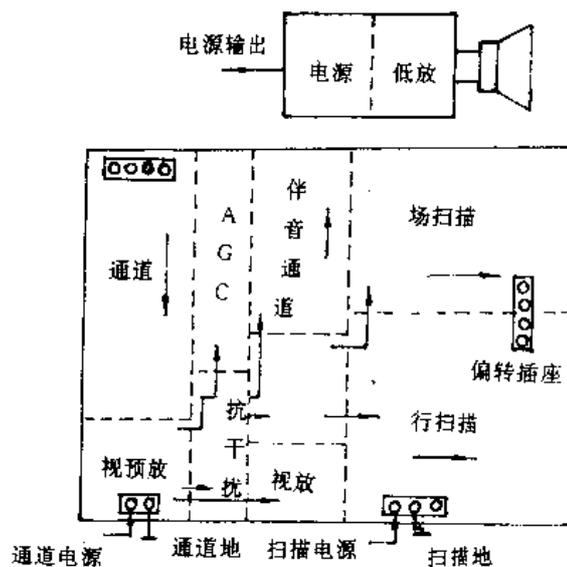


图 6.4.3 电视机的板内布局示意图

②印制板安装的结构孔径。这是指印制板与机壳或机座固定的孔径。

③印制板的孔洞。当印制板根据安装情况需让开机体内体积较大的元器件（如显象管的管颈、继电器、喇叭等）时，必须在印制板内开孔或开洞时，也应标明尺寸。

④采用接插件时，应根据板外元件和连接草图中接线的数目和整体结构情况来确定插件的规格及在板上的位置。

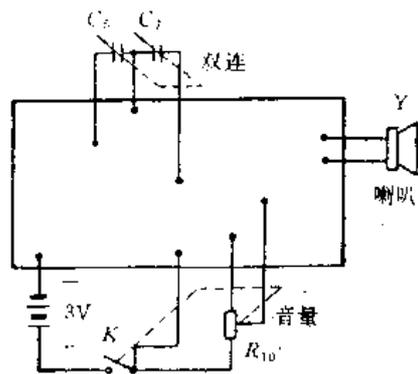


图 6.4.4 板外元件和接线图绘制

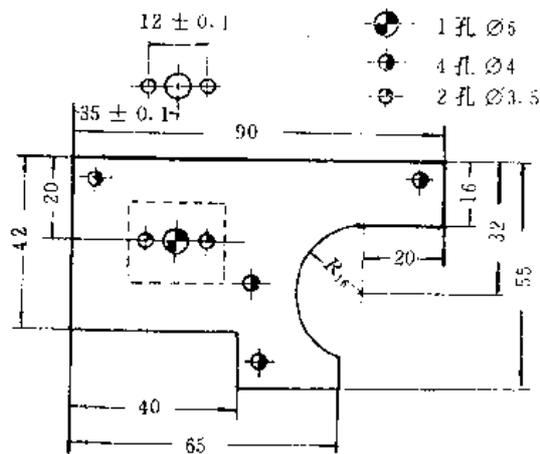


图 6.4.5 印制板尺寸草图

为了使印制板尺寸尽量与实际排版一致，避免出现误差，最好用实物进行大体排列。元件的排列与印制板尺寸要相符合。

图幅的比例可按实际尺寸绘制,也可按2:1的放大尺寸绘制。图6.4.5是晶体管收音机的印制板尺寸草图。

6.4.2 单线不交叉图的绘制

单线不交叉图是指在同一平面上用单线条表示印制导线,走线之间不允许交叉的一种排版图。在排版构思阶段,用简单的线条表示印制导线的走向和元件的连接,这样能较好地观察出元件的排列情况,同时便于修改和对板面进行调整。绘制单线不交叉图是排版设计中的一个重要环节,其结果为绘制排版草图提供主要依据。

(1) 按排版方向绘制电原理图

排版方向是指电路的前、后级和输入、输出在板上布设的位置及次序。排版方向是由电源的极性、晶体管的类别、管脚排列顺序等因素决定的。国产的中、小功率管大多数采用B型和C型封装,管脚按顺时针为E、B、C(和D)排列,如图6.4.7所示。作为一个实例,图6.4.6列举了单管放大电路的四种基本排版方向。由图可见,不同电源极性和不同类别的晶体管(NPN、PNP),其电路的排版方向(从焊接看)是不同的。

图6.4.6说明,在电源极性和晶体管类别给定后,电路只能有一种合理的排版方向。如果把排版方向加以颠倒,将会出现晶体管绕脚或加长印制导线等不合理的现象。

当晶体管脚采用一字形排列时,如S型外壳封装或F型封装的晶体管,如图6.4.8,排版方向就可以较为灵活而不受图6.4.6的限制。

在绘制单线不交叉图时,首先应将电路原理图按其排版方向调整,然后才能开始着手绘制。例如单稳触发器的原理图如图6.4.9所示。图(a)是习惯画法,应用图6.4.6给出的排版方向,可见电路的输入、输出和 BG_2 均不符合排版方向。图(b)的排版方向与图6.4.6给出的结论是相吻合的。所以图(b)的排版方向是合理的。由图(b)还可以看出,地线是符合排版实际需要的,而没有采用原理图中通用的接地符号,这样避免在走线较多时,造成不合理的接地或某根地线中断现象。

集成电路与分立元件电路在布局方法上有所不同。由于集成块的引脚较多,引脚是沿器件的周围引出,因此,在布局时,应以集成块为中心,沿周围就近布设其外围元件。

在集成电路中,元件与电源、地的连接要比分立元件的电路少得多。因此,电源线和地线的布设不必象分立元件电路那样安排在电路的上、下两边,可以较灵活地布设。

集成块的安装方向与电路的排版方向之间没有特定的关系。因此,集成块在布局时可根据电路的元件、导线和板面的空间尺寸等情况灵活选择合理的安装方向。

采用5G37集成功放块设计的低频功放电路如图6.4.10所示。在图中,集成块的管脚是按元件面排列的。图6.4.11给出按两种不同排版方向绘出的单线不交叉图(焊接面)。在绘制以集成块为核心的单线不交叉图时,要绘出焊接面的图,而不能绘出元件面的图,否则会

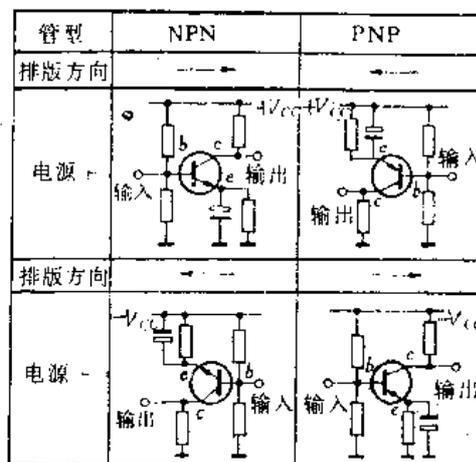


图 6.4.6 电路的四种基本排版方向

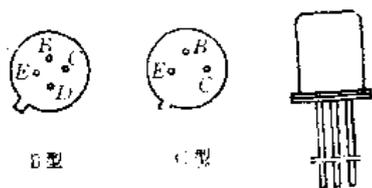


图 6.4.7 B型和C型晶体管外形

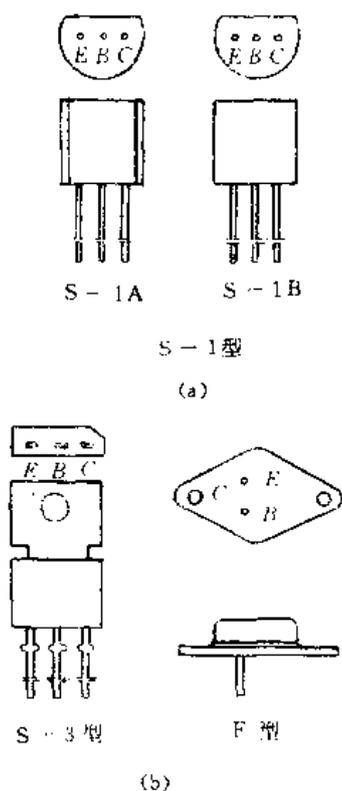


图 6.4.8 S型和F型晶体管外形

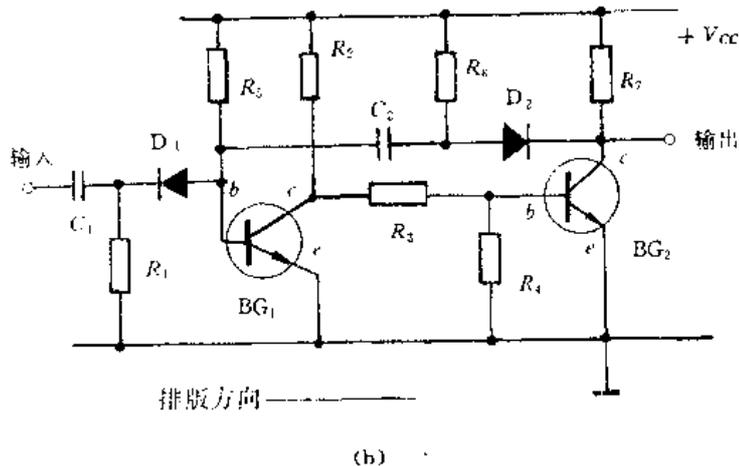
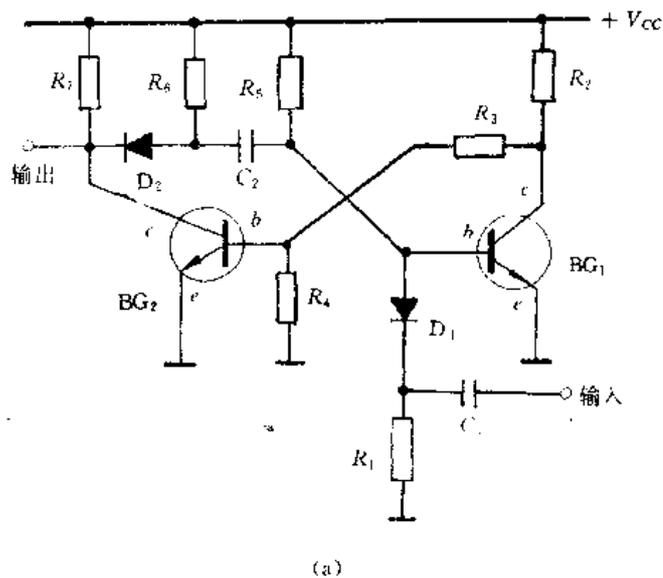


图 6.4.9 按排版方向绘制单稳态触发器电路

把集成块的管脚顺序会弄反。

在集成块与分立元件混合的电路中，若集成块的数量少时，集成块应选择最佳的排版方向；当集成块较多时，所有各集成块最好按一定的方向有规则的排列，这样可以使板面显得整齐而且易于安装。

(2) 消除导线交叉

在单线不交叉图中，不允许同一个平面上的导线出现交叉，否则会使走线中断。消除导线交叉现象的方法有两种，其一是变导线交叉为导线与元件交叉。具体措施为：如遇垂直导线，元件水平放置；水平导线，元件垂直放置。处理导线交叉时，导线路径要短，不要用迂回的方法消除走线交叉；其二是设置跨接线。在单线不交叉图中，用虚线表示跨接导线。设置跨接线应注意如下几点：①跨接线应尽量采用短线，例如，两条导线相交时，应选择其中

较短的一根为跨接线；②各导线相交时，应选择导线数目较小的一组为跨接线，即跨接线数目应该最少；③应避免跨接线之间的相互交叉；④应避免因跨接线与印制导线平行布设而产生的有害寄生耦合。

下面举例说明消除交叉线的方法。施密特触发器原理电路如图 6.4.12 所示。图中打×的部位为导线交叉点共有 6 个交叉点。另外，晶体管 BG_1 不符合排版方向。如果用此图排版，会出现 BG_1 绕脚，并需外接 6 根跨接线。如果将这些交叉点合理安排，就可以绘出消除导线交叉的电路图，如图 6.4.13。

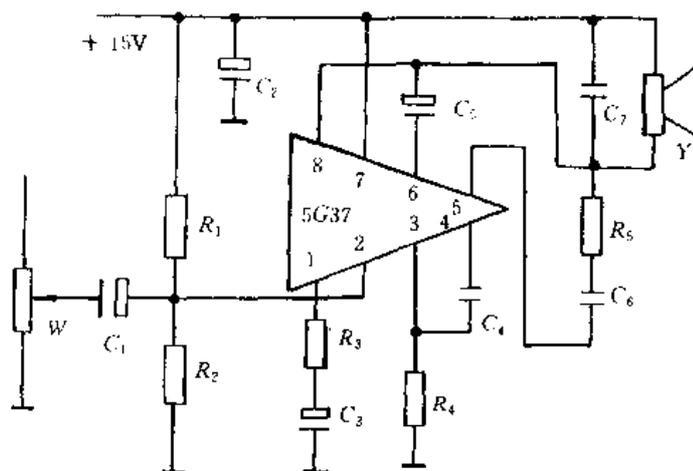


图 6.4.10 采用 5G37 的低频功放电路

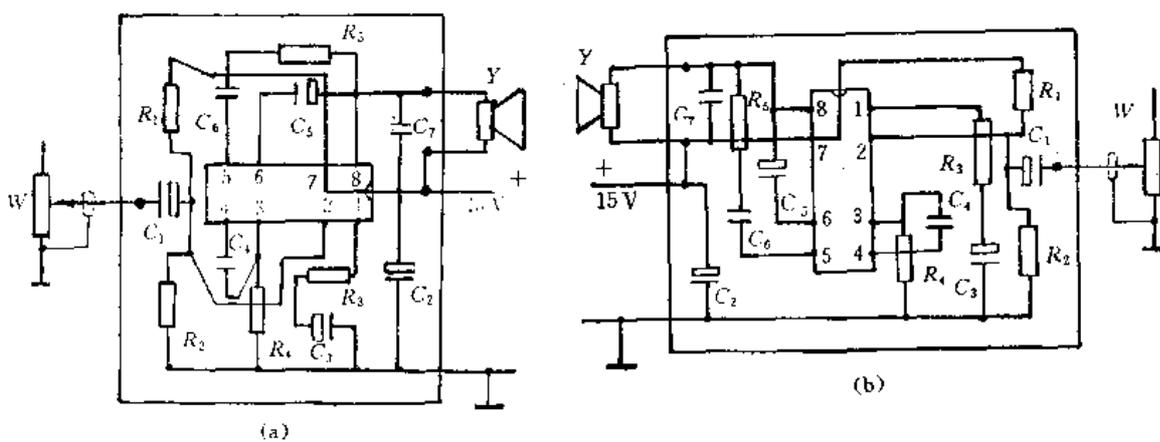


图 6.4.11 按不同的排版方向布局

上面介绍了两种消除导线交叉的方法，但是消除导线交叉的具体方法是一个规律性不强、灵活性强的工作。因此，当遇到电路的交叉导线较多时，往往不易一次画好，要仔细阅读电路图，多动脑筋，多画几张草图，逐步修改，使其达到合理布局的目的。为了

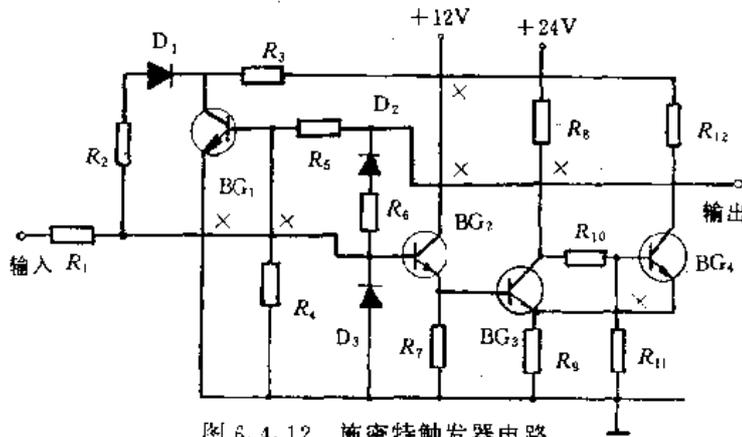


图 6.4.12 施密特触发器电路

便于修改，用一张透明纸复在电路图上，将需变动的元件和导线画在透明纸上，以便根据需要变动。

(3) 均匀的排列元件

由于单线不交叉图为绘制排版提供草图，所以，除了要求按排版方向绘制和消除交叉线外，还要求元件在板面上分布均匀合理，位置基本固定，而且要求单线不交叉图与实际印制板的尺寸草图基本相符。

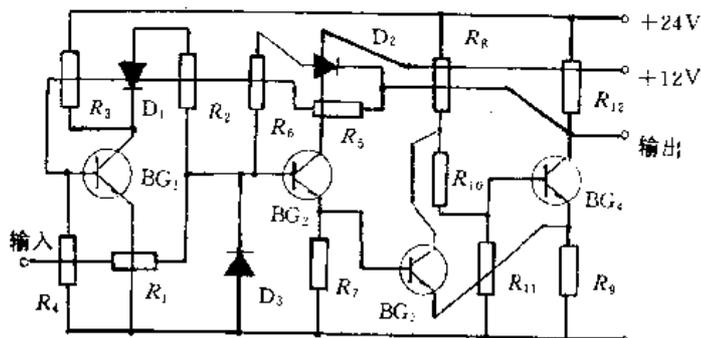


图 6.4.13 导线消除交叉的电路

①板面元件排列行数的确定 为了使板面元件匀称，布局合理而且美观，在排版中，应根据电路的结构、印制板的尺寸以及元器件的外形，决定板上的元件需要排列在多少行中。图 6.4.14 给出两级放大电路在尺寸不同的印制板所采用不同行数的排列。图 (a) 采用三行排列；图 (b) 采用两行排列；图 (c) 则根据板的不同尺寸，采用不同的排列。

在整体布局和确定印制板尺寸时，应根据电路的结构特点和所选定的排列行数确定印制板的尺寸。对于晶体管电路，一般采用三行排列较为理想。当板内导线较多或有正负电源的电路，可采用四行或四行以上。不过，排列美观是在满足印制板的电气连接和抑制干扰的前提下进行的。

②元件排列要求 为了使板面美观，除不规则的排列外，元件的排列要求整齐，即要求同行元件的中心尽可能在一条直线上，如图 6.4.15 所示。

(4) 双面板单线不交叉图

当电路比较复杂时，通过调整元件的布局来消除导线交叉是难以满足要求的，可采用双面敷铜板进行双面布线。

①双面布线的方法 首先按排版方向布置元器件，将相交叉的导线按水平和垂直方向分别布设在印制板的两个平面上。这样，只要布局合理，不论电路有多少导线，均能在两平面上实现导线不交叉。可见采用双面板解决电路中导线交叉要比单面板容易和方便。因此，双面板的排列比单面板紧凑，板面的利用率高。

虽然双面印制板的导线分布在两个面上，但是为了完整的表达电路的连接情况，仍需在同一个平面上绘制单线不交叉图。为了明确地表达导线所在的平面，可以用虚线、实线区别表示，或用两种不同颜色的线条分别表示。

②要求 由于双面印制板交叉导线较多，因而在板面布局时，应基本上按行方向走线，将水平和垂直分布的导线分布在印制板的两个平面上。但是对电路中不交叉的导线，则不必按行方向布局。

在导线交叉的密集部位，应根据水平方向的导线和垂直方向的导线的数目决定在哪面上布设水平导线或垂直导线。由于元件安装在元件面，因此，若水平导线多于垂直导线，应把水平导线布设在焊接面，而垂直线布设在元件面。在集成块电路，若集成块是按行水平方向布设，建议把垂直线布在元件面，将水平线布在焊接面，这样会使元件面显得整齐美观。

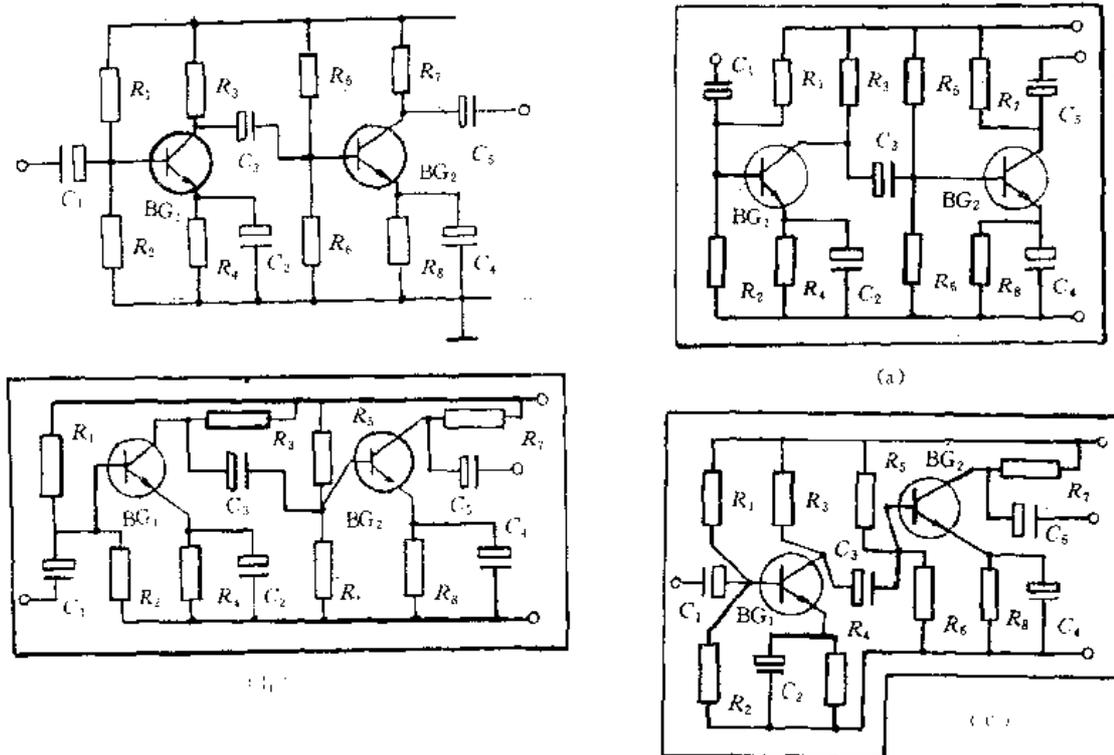


图 6.4.14 不同的排列行数排列示意图

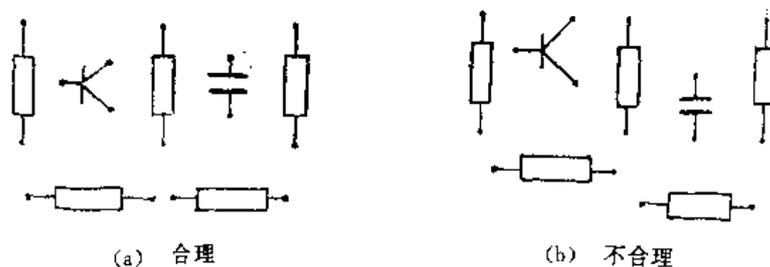


图 6.4.15 元件的排列

元件的排列与单面板相同，应按行排列。

当焊接面的导线要与元件面的导线连通时，通常用金属化孔实现。在双面板布局时，也应用调整元件的方法来尽量减少交叉线，目的是为了尽可能地减少在元件面的导线数目，以便减少金属化孔的数目。过多的金属化孔，会提高制版成本和降低成品率，同时也给调试带来困难。因此，采用最少的金属化孔是设计双面板单线不交叉图时应考虑的主要因素。

6.4.3 排版草图的绘制

单线不交叉图只是用来表达排版构思的草图，它大体确定了元件和导线的布局 and 互连关系，但由于它没有具体尺寸和比例关系，所以不能直接使用它复绘出各种正式工作图。因此，还应将元件和导线按着一定的尺寸比例布设，并绘出草图，即排版草图，以供绘制正式工作图使用。

绘制排版草图的要求：

①绘制出元件的外型尺寸；②根据工作图的要求，按比例绘制，如照相底图要求按4:1或2:1的比例绘制；③绘制导电和非导电图；④印制板的电气连接图和机械固定图；⑤印制板的外型尺寸和各种孔，如安装孔、定位孔、穿线孔和金属化孔等要区别表示。

由于排版草图是排版设计的总体图，必须将一切与印制板有关的因素，在一张图上精确的表达出来。

排版草图的尺寸依据主要工作图的比例尺寸来确定，这样主要工作图可直接在排版草图上进行复绘或用计算机绘制。所谓主要工作图是印制板零件图和照相底图，照相底图一般要求比例为1:1，2:1或4:1。

在确定绘制比例后，可在坐标纸上绘制排版草图。最好分两步进行绘制，第一步先在图上布设元件和走线，并确定穿线孔的位置，如图6.1.16(a)所示；第二步再绘制接点和导电图，如图6.1.16(b)所示。

(1) 元件与走线的布设方法

在排版草图上布设好元件与走线是一项十分细致的工作，马虎不得。否则，除了影响元件的排列美观外，更重要的是还会造成元件在装配时的堆积，甚至无法安装。

①元件布设的方法 元件的布设方法与印制板尺寸是否已确定有关：当印制板尺寸未定时，元件的布设由于不受印制板尺寸的限制，因而可较灵活地进行布设；当印制板尺寸已定时，为使元件能布设在所给定的尺寸内，必须根据印制板尺寸先算出元件排列的尺寸参数（如行距、间距）后，再布设元件。

下面介绍印制板尺寸已定后，元件的布设方法。首先将印制版尺寸按比例绘在图纸上，再分别算出元件在水平和垂直方向上的装配尺寸。现以图6.4.17所示的两级放大器的单线不交叉图为例介绍元件装配尺寸的计算方法和过程。

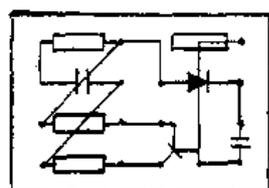
在图6.4.17中，为了方便起见，同时列出与元件外型有关的型号和符号。图中电阻全部采用 $R_T-0.125W$ 的规格。在计算元件的装配尺寸时，可分别选取水平和垂直方向上元件最密集或需要最大装配尺寸的部位开始计算。在图6.4.17中，在水平方向可分为三行，上、下两行的元件较多，且元件数相等（共6个），但由于下面一行的两个电解电容（ C_2, C_5 ）比上一行的两个电解电容（ C_1, C_4 ）的外形尺寸要大，因此应选定下面一行来计算水平方向的安装尺寸。由表6.3.14查得， $R_T-0.125W$ 电阻的间距为5mm；查电解电容产品手册得CD11-100 μF -10V的电解电容外壳编号为5号，根据表6.3.17查得间距为10mm。总的安装尺寸为各类元件数乘以相应的间距之和。即：

$$5(\text{mm}) \times 4 + 10(\text{mm}) \times 2 = 40\text{mm}$$

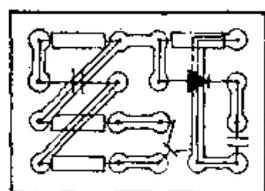
所以该电路水平方向安装尺寸为40mm。在计算尺寸时，如遇有元件排列与计算尺寸的方向平行时，应按元件的跨距来计算。例如，在计算图6.4.17垂直方向距离时，最大安装尺寸是由两个电阻轴向与晶体管串联排列时的尺寸。查表6.4.11可得，电阻 $R_T-0.125W$ 的最佳跨距为15mm，晶体管3DG6为C型管壳，管脚间距可取5mm，元件接点间的行距可取5mm，这样垂直方向上所需的最大安装尺寸为：

$$15(\text{mm}) \times 2 + 5\text{mm} + 5(\text{mm}) \times 2 = 45\text{mm}$$

即，垂直方向的安装尺寸为45mm。



(a) 布设元件与走线



(b) 绘制接点与导线

图 6.4.16 排版草图的绘制步骤

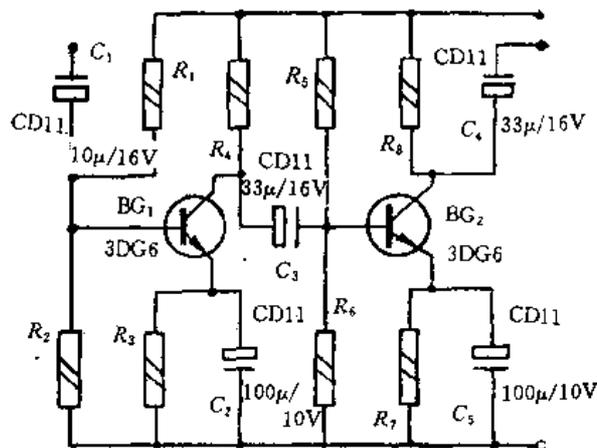


图 6.4.17 两级放大电路的单线不交叉图

上述计算结果为元件在印制板平面安装时所需的最小尺寸，未包括印制板机械和电气连接结构和工艺区留空所需尺寸在内。

计算完印制板所需尺寸后，将计算尺寸与已定的印制板尺寸相比较，如果两者相符，则元件可按计算尺寸进行布设，否则，应适当变更元件的间距或行距，甚至调整元件的布局。

图 6.4.18 给出了图 6.4.17 电路的排版草图。在图中，左右两边各留出 2.5mm；上、下两边各留空 5mm，因此印制板的尺寸为 55×45 (mm)。

若印制板的给定尺寸小于 55×45mm 时，可以适当调整元件的布局，改变元件的安装方向（如将水平排列的元件改为垂直方向排列，或将垂直方向排列的元件改为水平方向排列），采用参差排列等方法，充分利用元件间的空隙来压缩元件的安装尺寸。

当印制板的尺寸较大时，元件的布设一般不会遇到困难，主要应使元件布局美观。

②穿线孔的设置 元件的穿线孔决定了元件的安装位置。在决定元件的穿线孔位置时，应考虑到元件在装配时整齐，相邻元件的中心线尽可能对齐，当然，采用参差排列者除外。

③导线的布设 布设印制导线时，要使线条的走向合理，路径最短，不要出现直角，尖角和锐角等情况。这样才能使印制导线美观合理。印制导线的宽度可根据具体要求在表 6.3.3 和表 6.3.4 中求得。

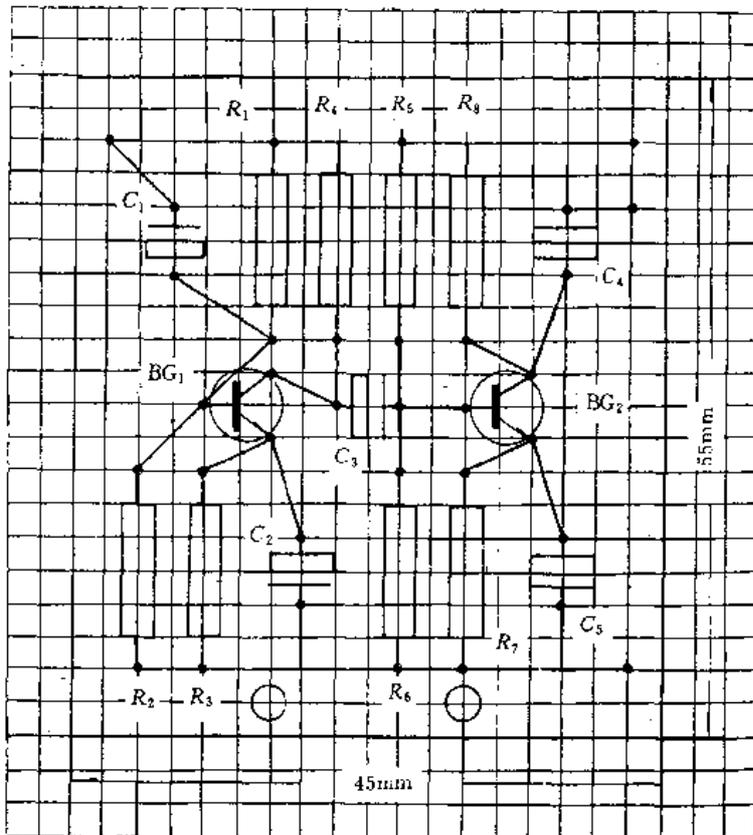
④双面板排版草图的要求 在绘制双面板排版草图时，除应考虑上述因素外，还应注意如下问题：

I 双面板的排版草图应在同一张纸上绘制出元件面和焊接面的排版图，这样才能使两面的接点、穿线孔准确吻合，同时绘制简便。

II 绘图应注意区分元件和导线在那个面上，布设在元件面的导线要注意躲开元件的外壳、屏蔽罩和元件的穿线孔，以防短路。在焊接面和元件面上，不易产生相互干扰的导线允许平

行布设，易产生相互干扰的导线应避免平行布设，以防止分布电容产生的干扰。

■ 金属化孔用空心圆表示，非金属化孔用实心小圆表示。



格距=2.5mm；比例2:1

图 6.4.18 元件的布设例图

(2) 印制图形的绘制方法

过去是用圆规、直尺等绘制排版草图，但是目前通用的方法是采用计算机绘制。请参阅下一节的有关内容。

6.5 计算机绘图

人工设计、绘制印制板底图是一项非常复杂烦琐的工作，一张排版草图就需设计人员花费几个月的时间。人们曾设想能否借助于计算机完成这项工作。只要把一些必要的逻辑方程送入计算机，计算机就能自动地绘出逻辑图、照相底图和元件图，并将这图形存入计算机，当需要时，随时调出使用。目前这一设想已变为现实。但是，由计算机自动布设的印制板，其质量远不如由经验丰富的设计者设计出的印制板。因此，以人工设计为主，借助一定的软件包在计算机上绘制线路的方法应用较广，这就是人助机系统。

目前，用来绘制线印制板底版图的软件主要有：SMARTWORK 软件和 TANGO 软件。

6.5.1 SMARTWORK 软件简介

该软件是专为设计印制线路布线图而设计的一种程序。计算机屏幕成为显示设计工作区

的窗口，这个窗口能在工作区上移动以显示该设计图的全部内容。

该程序能处理印制板的最大尺寸为 $250 \times 400\text{mm}$ 。

该程序通过键盘能安置和除去导电焊点和线路，所有导线只能是垂直的，水平的或呈 45° 走线的。同时该程序保证导线之间有足够的间距，焊点与焊点的间距固定为 1.27mm 的倍数。

该程序会选择两导体间的最佳路线，如果你想用一根导线把两个导体接通，只要用光标把两个导体连接，程序会自动找到这两个导体之间最短的路线，且不会在印制板同一面与其它导体相交，如果需要的话，它可以自动拐几个弯。

该程序设计的线路允许有两种宽度，一种是细线，宽度为 0.3mm ，另一种是粗线，宽度为 1.27mm 。控制按键可以将细线路改为宽线路，或将宽的线路改为细线路。

所有焊点都是直径为 1.5mm 的圆。如果焊点与邻近的导体太近，它的边缘自动“修整”，以保证合适的间距。

该程序还可将线路设计图作为一个标准的 DOS 磁盘文件保存复制、修订。

该程序还可将线路设计图通过打印机绘出检验图，通过笔墨式绘图机绘出两倍的照相底图。

6.5.2 TANGO 软件简介

TANGO 是集原理逻辑设计、连线网络表生成、印制电路板自动布线等 CAD 及光绘、钻孔 CAE 于一体的多功能软件。它能设计八层印制板，并能对其中四层实施有效地自动布线。对于中等复杂的电路（如板上含 30 个左右集成块），其自动布通板率超过 95%。

TANGO 软件由原理图编辑软件、印制板设计软件和自动布线软件三部分组成，这三个软件既可以独立使用，又可以结合使用，后者能产生更大的效益。

TANGO 软件包采用菜单式命令结构，操作命令简单易学，且在屏幕上随时查找命令索引，使用户在操作中熟悉命令。

它能通过打印机、光绘设备等绘制多种图样。具有丰富的元件符号图形库和元件封装图形库，而且用可以根据需要，自己建库。它的多种报告文件为查错、核对提供了高效率而又迅速的手段。

TANGO 软件不断更新版本，使其使用更加方便。较新的版本为 PROTEL-AUTO-TRAXV1.56，有兴趣的读者请参阅文献 [6]。

参 考 文 献

- [1] 郑诗卫编著，印制电路板排版设计，第一版，科学技术文献出版社，1983。
- [2] 林水春编著，印刷电路板设计与制作，香港科技出版社。
- [3] 王慧之，姚志信合编，印制线路及计算机绘图，北京邮电学院（1992.1 讲义）。
- [4] 管致中等编，信号、电路与系统，第一版，人民教育出版社，1979。
- [5] 冯慈璋主编，电磁场，第一版，人民教育出版社，1979。
- [6] 胡万海，张帆，胡红雷编著，多层自动布线印制板的设计与实现，第一版，学苑出版社，1993。