

目 录

第一章 双极型半导体器件.....	(1)
第一节 半导体中的载流子	(1)
一、本征半导体中的电子与空穴	(1)
二、杂质半导体中的多子与少子	(3)
第二节 PN 结的单向导电性.....	(4)
一、PN 结的形成	(4)
二、PN 结的单向导电特性.....	(5)
第三节 半导体二极管	(6)
一、半导体二极管的伏安特性	(6)
二、半导体二极管的主要参数	(9)
第四节 双极型晶体管.....	(10)
一、晶体管的工作原理.....	(10)
二、晶体管的共射极特性曲线.....	(14)
三、晶体管的主要参数.....	(16)
习 题	(17)
第二章 放大电路基础	(20)
第一节 放大器的基本概念	(20)
一、放大器的组成	(20)
二、放大器的直流工作状态	(21)
三、放大器的交流工作状态	(21)
四、放大器的性能指标	(23)
第二节 放大电路的分析方法	(26)
一、图解分析法	(26)
二、等效电路分析法	(30)
三、两种分析方法的比较	(35)
第三节 放大器的工作点稳定电路	(35)
一、温度对工作点的影响	(36)
二、分压式偏置电路	(36)
第四节 共集电极电路和共基极电路	(39)
一、共集电极电路	(39)
二、共基极电路	(41)
三、放大电路三种基本组态的比较	(43)
第五节 放大电路的频率响应	(44)
一、频率响应的基本概念	(44)
二、对数频率响应	(45)
三、共射极放大器的高频响应	(49)
四、共射极放大器的低频响应	(56)
五、完整的频率响应	(58)

第六节 多级放大器	(59)
一、耦合方式	(59)
二、多级放大器指标的计算	(61)
三、组合电路	(64)
习 题	(66)
第三章 场效应管与场效应管放大器	(73)
第一节 MOS 场效应管	(73)
一、N 沟道增强型 MOS 场效应管	(73)
二、耗尽型 MOS 场效应管的工作原理	(77)
第二节 结型场效应管	(79)
一、结型场效应管的结构和分类	(79)
二、结型场效应管的工作原理	(80)
三、结型场效应管的特性曲线	(81)
第三节 场效应管的主要参数	(81)
一、主要参数	(81)
二、温度对场效应管特性的影响	(84)
三、场效应晶体管 (MOSFET、JFET) 和双极型晶体管 (BJT) 的比较和选择	(85)
第四节 场效应晶体管基本放大器	(86)
一、场效应晶体管放大器的静态工作点	(86)
二、场效应晶体管放大电路	(88)
习 题	(94)
第四章 集成运算放大器	(97)
第一节 概 述	(97)
第二节 偏置电路	(98)
一、电流源电路	(98)
二、恒压源电路	(101)
第三节 差动输入级放大电路	(101)
一、直接耦合放大器的温漂	(102)
二、差动放大电路的工作原理、性能分析	(103)
三、具有镜像电流源偏置和镜像电流源负载的差动放大电路	(113)
第四节 输出级电路	(114)
一、互补电路	(114)
二、准互补输出级电路	(115)
第五节 通用型集成运算放大器	(115)
一、通用型集成运算放大器的结构	(116)
二、通用型集成运算放大器的简化电路	(117)
第六节 MOS 模拟集成电路基础	(118)
一、MOS 模拟集成单元电路	(118)
二、MOS 通用运算放大器的简化电路	(120)
第七节 集成运算放大器的主要性能参数及其理想模型	(121)
一、主要性能参数	(121)

二、集成运放的理想模型	(125)
第八节 电流模电路基础	(126)
一、电流模电路的一般概念	(126)
二、跨导线性 (TL) 的基本概念	(128)
三、跨导线性 (TL) 回路原理	(128)
四、基本电流模单元电路	(129)
第九节 几种高性能的集成运算放大器	(134)
一、超低噪声集成运算放大器	(135)
二、高速和超高速超高频集成运算放大器	(139)
习 题	(142)
第五章 放大电路中的负反馈	(146)
第一节 反馈的基本概念与分类	(146)
一、反馈的基本概念	(146)
二、反馈的分类	(147)
第二节 反馈放大器的闭环增益表达式	(151)
一、单环反馈放大器的理想模型	(152)
二、输入串联反馈	(153)
三、输入并联反馈	(154)
四、对闭环增益表达式的讨论	(154)
第三节 反馈放大器的方框图分析法	(155)
一、电流串联反馈	(155)
二、电压并联反馈	(157)
第四节 负反馈对放大器性能的影响	(161)
一、提高增益的稳定性	(161)
二、扩展频带	(161)
三、减小非线性失真	(162)
四、改变输入电阻和输出电阻	(163)
五、为改善性能而引入负反馈的一般原则	(167)
第五节 反馈放大电路的计算	(168)
第六节 负反馈放大器的自激振荡及消除方法	(172)
一、产生自激振荡的原因及条件	(172)
二、利用波特图分析能否产生自激振荡	(173)
三、负反馈放大器的稳定裕度	(173)
四、相位补偿	(174)
习 题	(178)
第六章 集成运算放大器的应用	(183)
第一节 负反馈集成运算放大器的三种输入形式	(183)
一、反相输入负反馈集成运算放大器	(183)
二、同相输入负反馈集成运算放大器	(185)
三、差动输入负反馈集成运算放大器	(185)
第二节 基本运算电路	(186)

一、求和运算电路	(186)
二、积分电路和微分电路	(191)
三、对数和反对数运算电路	(195)
第三节 电压比较器	(198)
一、单限电压比较器	(198)
二、迟滞电压比较器	(199)
三、双限电压比较器	(201)
第四节 波形发生器	(202)
一、非正弦波发生器	(202)
二、正弦波发生器	(207)
第五节 有源滤波器	(210)
一、低通有源滤波器	(211)
二、高通有源滤波器	(214)
三、带通有源滤波器	(216)
习 题	(216)
第七章 集成功率放大器	(222)
第一节 概 述	(222)
第二节 功率放大器的分析	(224)
一、甲类功率放大器的分析	(224)
二、互补对称乙类推挽功率放大器的分析	(226)
三、甲乙类功率放大器	(230)
四、BTL 功放电路	(231)
第三节 集成功率放大器	(232)
一、5G31 集成功率放大器	(232)
二、D810 集成功率放大器	(233)
习 题	(236)
习题参考答案	(239)
参考文献	(242)

第一章 双极型半导体器件

本章首先介绍半导体中的载流子及其导电规律,PN结的形成及其特性,然后分别介绍半导体二极管及双极型三极管的工作原理、特性曲线及主要参数。

第一节 半导体中的载流子

电子技术发展到了现在这样先进的水平,首先要归功于半导体材料的发现和半导体制造工艺的日益完备。无论是制造单个半导体器件,还是制造大规模集成电路,都需要用半导体材料作为芯片。因此在介绍半导体器件之前,应当对半导体材料的基本性能有一定的了解,这将有助于对半导体器件外部特性的理解。

一、本征半导体中的电子与空穴

(一) 半导体的晶体结构和共价键

众所周知,晶体管的基本材料是锗和硅,它们都是四价元素,也就是说,可以认为它们的原子是由四个带 $-q$ 电荷的价电子和一个具有 $+4q$ 电荷的惯性核构成的。其单个原子结构可简化为图1.1-1所示的模型。

对于这些四价元素来说,原子在空间排列成很有规律的空间点阵,即晶体结构。其平面示意图如图1.1-2所示。

每一个原子附近有四个邻近原子。每个价电子不仅受自身惯性核的吸引,同时也受相邻惯性核的吸引,于是在相邻两核间必然存在一对共有价电子。这对共有价电子吸引相邻两核,使之紧密联系在一起,组成所谓共价键。所有原子就是依靠共价键结合而成为一个整体的。

非常纯净的、晶格中没有缺陷的半导体称为本征半导体。

(二) 本征半导体中的自由电子和空穴

在绝对零度时,半导体中的价电子全部束缚在共价键中,不存在可以自由运动的电荷,因此是不导电的。然而,当给这些价电子以足够的能量,例如升高温度,就使原子在晶格中的热骚动加强,以致可以使价电子脱离共价键的束缚而在整个晶体中运动,成为自由电子,同时共价键中留下了相应的空位。由于整个原子的正、负电荷是平衡的,当共价键中的价电子离开原子后,留

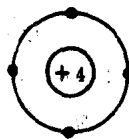


图 1.1-1 硅或锗的简化原子结构模型

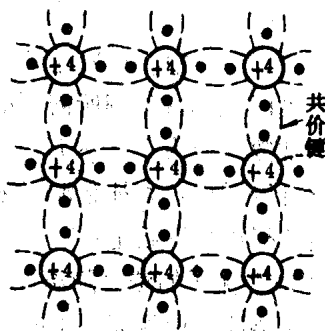


图 1.1-2 硅或锗晶体中共价键结构平面示意图

下的空位便带有 $+q$ 的电荷，这个空位叫“空穴”。如图 1.1-3 所示。

半导体在热（或光照等）作用下产生自由电子、空穴对，这种现象称为本征激发。自由电子和空穴都是半导体中的载流子。所谓载流子，首先必须带有电荷，同时它们在半导体中应能自由移动。自由电子是载流子这是众所周知的。我们说空穴在半导体中也能自由移动，空穴也是载流子。当本征半导体的某个共价键上出现一个空位后，相邻共价键上的价电子在这个空位所带正电荷吸引下，很容易转移到这个空位上来。价电子向空位转移也就是空位向相反的方向从原处移到相邻的键上，而后新空位再继续转移……这个过程持续下去，就相当于这个带 $+q$ 电荷的空穴也可以在半导体中自由运动一样。

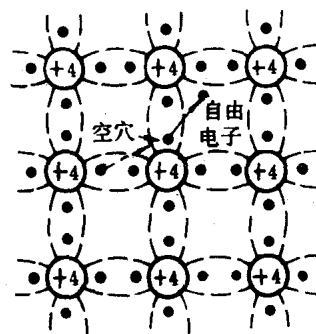


图 1.1-3 本征激发产生电子和空穴

当然，空穴的运动实际上是共价键里价电子由一个键到另一键的移动，但通常我们不说是价电子的移动，而直接说是空穴移动，这样更有实际意义。这是因为本征半导体导电能力的强弱，是决定于该半导体中自由电子、空穴对的多少，而不决定于价电子的多少。价电子再多，如果不出现空穴，仍然不能导电。

(三) 本征载流子浓度

在一定温度下，由于本征激发，半导体内会以一定的速度不断产生电子、空穴对，但半导体内部载流子的浓度不会无限增加，因为还有一个与激发相反的过程存在，即电子与空穴在运动的过程中有可能相遇，结合之后便恢复一个共价键，从而使电子、空穴对消失，这个过程称为复合。随着载流子浓度的增加，电子与空穴在运动中相遇的机会也增多，复合速率也随之增加。当复合率与产生率相等时，载流子的浓度达到动态平衡值。

理论分析表明，动态平衡时本征半导体中的电子浓度 n_i 和空穴浓度 p_i 为

$$n_i = p_i = AT^{3/2} \cdot e^{-E_{G0}/2kT} \quad (1.1-1)$$

式 (1.1-1) 中， T 为绝对温度 (K)， k 为玻耳兹曼常数 ($8.63 \times 10^{-5} \text{eV/K}$)， E_{G0} 为绝对零度时破坏共价键所需要的能量 (硅为 1.21eV ，锗为 0.785eV)， A 是与半导体材料有关的常数 (硅为 $3.87 \times 10^{16} \text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$ ，锗为 $1.76 \times 10^{16} \text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$)。

由此可以看出，本征载流子浓度与温度和半导体材料均有关，起主要作用的是指数因子。由此得出如下结论：

1. 本征载流子的浓度随温度的升高按指数规律增大。因为温度升高，原子能从外界获得足够多热能，使脱离原子的价电子数目迅速增多。由于温度对半导体中载流子浓度有很大的影响，这就决定了双极型半导体器件的电特性与温度有密切关系。

2. 本征载流子的浓度随材料 E_{G0} 的增大而按指数规律减小。 E_{G0} 愈大，价电子脱离共价键而成为自由电子所需的能量愈高，自由电子数就愈小，近似按指数规律分布。在常温下，由于硅的 E_{G0} 比锗的 E_{G0} 大，所以硅半导体的本征载流子浓度比锗半导体低。硅器件与锗器件在电性能上的一切差别，都是由此产生的。

还应指出的是，在室温下本征激发的载流子数目是很小的。例如锗在室温下，大约

10^9 个原子才能产生一个本征激发电子、空穴对；硅就更困难，大约要 10^{12} 个原子才产生一个本征激发电子、空穴对。

二、杂质半导体中的多子与少子

本征半导体材料不能直接用于制造器件，因其内部载流子浓度太低；更重要的是不能对载流子的浓度进行控制，以满足器件电性能的要求。为此，需要在本征半导体中按需要掺入一定数量的杂质元素，形成杂质半导体。

(一) N 型半导体

在硅（或锗）的晶体中掺入一定数量的五价元素（如磷、砷等）时，由于杂质很少，可以认为半导体的晶体结构基本上没有改变，每一个杂质原子都为硅（或锗）原子所包围，彼此的价电子形成共价键。但由于磷原子有五个价电子，在与周围的硅（或锗）原子结成共价键时，多出一个电子。如图 1.1-4 所示。杂质原子对这个多余的价电子束缚力较弱，在室温下它就可以激发成自由电子，同时杂质原子变成带正电荷的离子，用 \oplus 表示。由于杂质原子可以提供电子，故称之为施主杂质。

在杂质半导体中，本征激发依然存在，如前所述，在常温下所产生的自由电子（简称电子）、空穴对很少。掺杂之后，由于掺入多少施主原子，就能产生多少电子，而且通过控制掺杂的轻重，可以控制杂质半导体中的电子多少。通常由施主杂质原子电离产生的电子远多于本征激发产生的电子、空穴对。而且由于电子浓度增大，空穴与电子复合的机会增加。因此在这种半导体中，电子数量远远大于空穴数。这里电子成为多数载流子（多子），空穴是少数载流子（少子）。由于电子带负电，N 是 Negative（负）的首字母，因此这种半导体叫 N 型半导体。在 N 型半导体中，多数载流子电子的浓度 N_n 将近似地等于施主杂质原子的浓度 N_d ，而热平衡时少子空穴的浓度 P_n 将远低于本征值 P_i 。可以证明，掺杂后两种载流子浓度的乘积不变

$$N_n P_n = n_i p_i = n_i^2 \quad (1.1-2)$$

应该指出，此时就整体来说，半导体仍是电中性的，因为电子浓度等于空穴浓度与施主正离子浓度之和。

(二) P 型半导体

在硅（或锗）的晶体中掺入一定数量的三价元素（如硼、铝等）后，杂质原子的三个价电子在与周围的硅（或锗）原子形成共价键时，必定因缺少一个价电子，而在共价键中形成一个空位。但这个空位还不是空穴，因为它不带 $+q$ 的电荷。在室温下，这个空位很容易被邻近的价电子来填充，使杂质原子变成带负电荷的离子，用 \ominus 表示。而在邻近的共价键上产生一个空穴。如图 1.1-5 所示。三价杂质原子因能接受一个电子而被称为受主杂质。

与 N 型半导体对应，在这种半导体中的空穴数目大大增加，远大于自由电子数。空

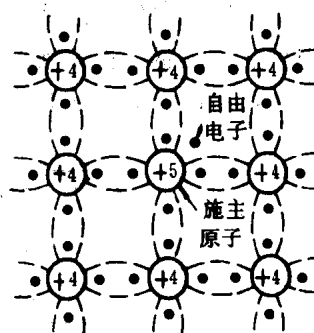


图 1.1-4 N 型半导体结构示意图

穴是多子，电子是少子。由于空穴带正电，P引自Positive（正）的首字母，因此这种半导体叫P型半导体。P型半导体中多子空穴的浓度 P_p ，将近似地等于受主原子的浓度 N_a 。同理可以证明，P型半导体中多子浓度 P_p 与少子浓度 N_p 的乘积不变

$$P_p N_p = n_i^2 \quad (1.1-3)$$

同样应该指出，此时就整体来说，半导体仍是电中性的，因为空穴浓度等于电子浓度与受主负离子浓度之和。

（三）杂质半导体的导电性能

由式(1.1-2)和(1.1-3)可知，杂质半导体中多子越多，少子就越少。为了建立数量级的概念，在表1.1-1中列出了室温条件下有关浓度值的数量级，单位为个/cm³，其中符号 N 表示半导体材料的原子密度。

由此可知，微量的掺杂可以使半导体的导电能力大为增强。少子浓度虽然很低，但它对温度非常敏感，将影响半导体器件的性能。至于多子，因其浓度基本上等于杂质原子的浓度，所以受温度影响不大。

表 1.1-1

浓度 (个/cm ³)	N	N_i	$N_a N_d$	$P_p N_p$
锗 (Ge)	10^{22}	10^{13}	10^{16}	10^{10}
硅 (Si)	10^{22}	10^{10}	10^{16}	10^4

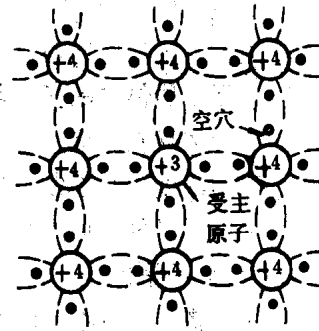


图 1.1-5 P型半导体结构示意图

第二节 PN结的单向导电性

在一块完整的硅（或锗）片上，用不同的掺杂工艺使其一边形成N型半导体，另一边形成P型半导体，那么在两种半导体的交界面附近就形成了PN结。PN结是构成各种半导体器件的基础。

一、PN结的形成

为了讨论问题方便，我们假设PN结是由P型、N型两块半导体接触而形成。在接触前，两块半导体各自保持电中性。接触之后，由于交界面两侧载流子的浓度存在很大的差异，在浓度差的作用下，载流子由浓度高的地方向浓度低的地方作扩散运动，从而形成扩散电流。在P区的空穴浓度高，必定要向空穴浓度低的N区扩散；同时，N区的电子也必定向P区扩散。二者形成的扩散电流在方向上是一致的。两个区域的多数载流子扩散到对方区域后都成为少数载流子，便与那里的多子复合而成对消失。但这一扩散过程不能一直进行下去，因为多子向对方区域扩散伴随着电荷的转移，致使电中性破坏。在交界面P区一侧留下不动的负离子 \ominus ，N区一侧留下不动的正离子 \oplus ，如图1.2-1所示。一个空间电荷区在交界面附近出现，这个空间电荷区被称为PN结。结内存在一个由N

区指向P区的内建电场。由PN结两侧进入结内的多子和少子，在内建电场作用下将作漂移运动，空穴向P区漂移，电子向N区漂移。可见，对于进入结内的多子，内建电场将它漂移回去，实质上是起着阻止其继续扩散的作用；对于因热运动而进入结内的少子，内建电场则是帮助它漂移到对方去，形成少子漂移电流，该电流在方向上恰好与多子的扩散电流相反。随着多子扩散运动的进行，空间电荷量增多，内建电场增强，阻止扩散的作用加大，致使多子扩散所形成的电流减小。当多子的扩散电流减小到和少子的漂移电流相等时，结内无净电流流动，PN结达到动态平衡。在平衡状态下，PN结保持一定的宽度和一定的内建电压。这个内建电压又称为接触电位差，用 U_{ho} 表示，见图1.2-1。 U_{ho} 的大小与材料、温度及掺杂浓度有关，可用下式计算

$$U_{ho} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2} \quad (1.2-1)$$

在室温条件下，硅和锗PN结的 U_{ho} 分别为0.6~0.8V和0.2~0.3V。平衡状态下PN结的宽度也和上述诸因素有关。由于结内正、负离子的总电荷量是相等的，所以当N区和P区的杂质浓度相同时，空间电荷在两个区内的宽度也相等，这种PN结为对称结；否则空间电荷区主要集中在掺杂浓度较低的一边，这种PN结为不对称结。PN结的宽度一般为 μm 数量级。

从PN结内部空间电荷区的结构特点、电阻率、电位变化等角度出发，有时称之为偶电层、耗尽层、阻挡层、位垒区等等。在PN结外面的两个区域仍处于热平衡中，各自保持电中性。

二、PN结的单向导电特性

单向导电性是指在PN结外加正向电压，即P区接外电源的正极，N区接负极时，流过PN结的电流大，即导电能力强；当外加反向电压，即P区接外电源的负极，N区接正极时，流过PN结的电流很小，即导电能力弱。下面进行定性讨论。

(一) PN结加正向电压

未加外电压时，PN结处于平衡状态，在内建电场的阻挡下，通过PN结的多子扩散电流与少子的漂移电流相等而互相抵消，使通过PN结的净电流为零。当加上外电压后，外电压在P区和N区低阻的中性区内降落很少，几乎全部加在高阻的空间电荷区上。给PN结加上正向电压（又称正向偏压），如图1.2-2所示，在正向电压的作用下，两边的多子向PN结内运动，一部分空间电荷被中和，空间电荷区变窄，PN结电压降低，直到结电压降低到 $U_{ho}-U$ 时，达到稳定状态。结电压降低之后，阻止多子扩散的结内总电场减弱，于是大量的多子通过PN结向对方区域扩散，所形成的扩散电流远远超过少子的漂移电流。所以有一个大电流从P区通过PN结向N区流动，这个电流被称为正向电流 I 。因此，PN结的正向导电能力是很强的。

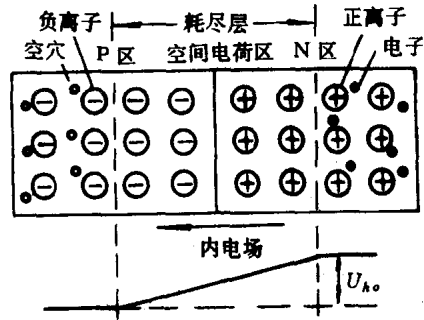


图1.2-1 平衡状态下的PN结

当外加的正向电压变化时，会引起结电压变化，以致改变多子扩散电流的大小。因此，正向电压对PN结的正向电流有很强的控制能力。应当注意的是，加在PN结上的正向电压必须低于接触电位差 U_{ho} ，否则会因正向电流太大，而使PN结损坏。通常在回路中串入一个电阻 R ，用以限制电流。

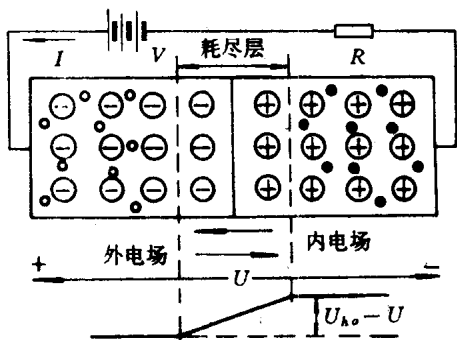


图 1.2-2 外加正向电压时的 PN 结

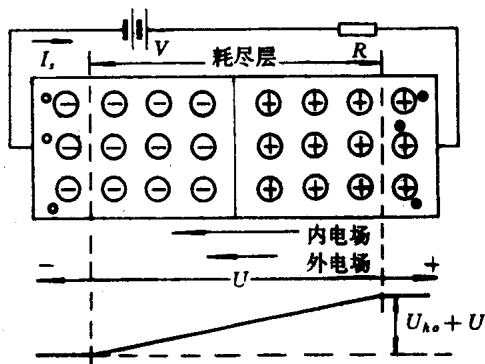


图 1.2-3 外加反向电压时的 PN 结

(二) PN 结加反向电压

图 1.2-3 中，当给 PN 结加反向电压（又称反向偏置）后，此时外电场使空间电荷区变宽，PN 结电压增大，直至结电压升高到 $U_{ho}+U$ 时，达到稳定状态。结果阻止了多子的扩散，但促使少子漂移。实际上，当所加的反向电压稍微高一些，结内总电场就能增强到足以完全阻止多子的扩散运动，因而多子的扩散电流为零。这时少子的漂移电流成为流过 PN 结的反向电流。反向电流是十分小的，因为它是靠近 PN 结两侧邻域内的少数载流子作不规则的热运动，进入 PN 结后，在结电场作用下漂移到对方而形成的。温度一定时，少子浓度一定，当外加电压超过零点几伏以后，反向电流基本上不随外加电压增大而增加，故称为反向饱和电流，用 I_s 表示。值得注意的是，由于反向电流的大小由 PN 结两侧邻域内少子产生的速率来决定，因而它与温度的高低关系密切。

总之，PN 结加正向电压时，形成较大的正向电流；而加反向电压时，反向电流很小。这种特性被称为 PN 结的单向导电性。

第三节 半导体二极管

在一个 PN 结的两边分别引出金属引线，再加以封装就成为二极管。P 区的引线称为阳极，N 区的引线称为阴极。二极管的电路符号如图 1.3-1 (a) 所示，图中箭头的指向表示二极管导通方向。

一、半导体二极管的伏安特性

半导体二极管实际上就是一个 PN 结。前一节的讨论基本上描绘出了它的伏安特性。所谓伏安特性，即二极管两端的电压 U 和流过它的电流 I 之间的关系。设电压 U 和电流 I 的正方向

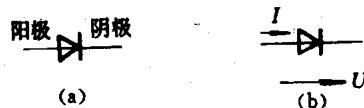


图 1.3-1 半导体二极管的符号

如图 1.3-1 (b) 所示。图 1.3-2 所示为二极管的伏安特性曲线，其中 (a) 为理想的，(b)、(c) 分别为锗管、硅管的特性。注意图中电流和电压坐标在正、负两个方向上的刻度是不一样的，其目的是使其正、负两部分特性都能清楚地表示在同一图中表示出来。

(一) 二极管方程

由图 1.3-2 可见，当反向电压不太高时，二极管具有单向导电性。在较小的正向电压下正向电流较大，且能受正向电压控制而迅速变化，二极管呈现较小的电阻；在不太高的反向电压下，反向电流很小，且不随反向电压变化。

正向电流较小，反向电压也较小的这一部分特性近似符合理论分析导出的二极管方程

$$I = I_s(e^{U/U_T} - 1) \quad (1.3-1)$$

式 (1.3-1) 中 I_s 为反向饱和电流， I 为二极管电流， U 为二极管电压， $U_T = kT/q$ 称为温度电压当量，其中 k 为玻耳兹曼常数， T 为绝对温度， q 为电子的电量。在 300K 时， $U_T \approx 26\text{mV}$ 。

由式 (1.3-1) 可知，正向偏置时，只要 U 大于 U_T 几倍以上， $I \approx I_s e^{U/U_T}$ ，即 I 随 U 按指数规律变化；反向偏置时，只要 $|U|$ 大于 U_T 几倍以上， $I \approx -I_s$ ，其中负号表示反向电流。可见，反向电流与反向电压无关。

(二) 正向特性

对应于图 1.3-2 (a) 的第①段为正向特性。前面在介绍二极管方程时已经研究了 $U > U_T$ 几倍以上时的情况。而在特性曲线的起始部分，当正向电压很小时，不能明显地削弱内建电场对多子扩散运动的阻力，因而这时正向电流几乎为零，只有当正向电压超过某一个值后，才有明显的正向电流，该电压称为二极管的导通电压（或叫开启电压），用 U_m 表示。其数值可由上升段曲线顺势延长到与电压轴相交的交点确定，见图 1.3-2 (a)。通常

$$U_m \approx 0.1 \sim 0.2\text{V} \quad (\text{锗管})$$

$$U_m \approx 0.5 \sim 0.6\text{V} \quad (\text{硅管})$$

另外，正向导通且电流不大时，锗管的压降约为 0.1~0.3V，硅管的压降约为 0.6~0.8V，这是因为硅材料 PN 结的接触电位差 U_{ϕ} 比锗材料的大。当正向电流较大时，特性曲线偏离指数曲线而近于一条直线。这是由于 PN 结两边的中性区存在体电阻，大电流时其上面的压降不能忽略，使外电压不能全部降落在 PN 结上所致。

(三) 反向特性

对应于图 1.3-2 (a) 的第②段为反向特性。即前面在介绍二极管方程时已经谈到的反向电压较小时的情况。由于反向电流是少数载流子通过 PN 结向对方漂移形成的电流，因此这个电流是非常小的，锗管的通常为几十微安，而硅管的反向饱和电流又要比锗管的小得多，通常小于 0.1 μA 。产生这种差别的原因是硅管的 E_{GO} 比锗管的大。随着反向电压加大，反向电流略有增加，这是由于 PN 结表面不清洁造成漏电所致，漏电的程度与制造管子的工艺有很大的关系。

(四) 反向击穿特性

对应于图 1.3-2 (a) 的第③段，当反向电压高到某一数值 $U_{\text{(BR)}}$ 时，反向电流急剧

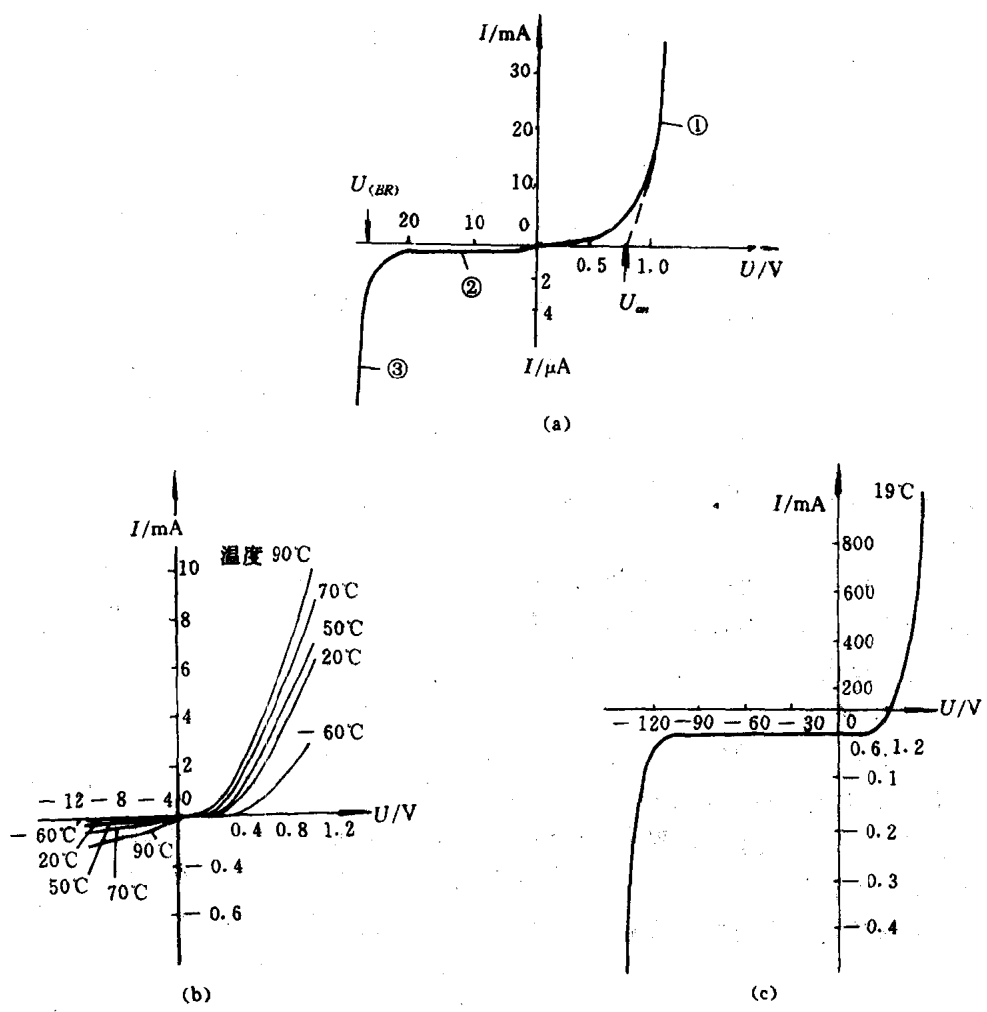


图 1.3-2 二极管的伏安特性曲线
(a) 理想的 (b) (c) 实际的

增加，而管压降几乎维持不变，这就是PN结的反向击穿特性。 $U_{(BR)}$ 称为反向击穿电压。PN结击穿后，反向电流很大，因而失去了单向导电性，甚至使管子损坏。当利用二极管的单向导电性来工作时，必须对其反向电压加以限制，使之低于击穿电压。另一方面，由于击穿发生后，二极管具有电流在很大范围内变化，电压基本维持不变的特性，利用这一特性可以将其做成稳压二极管。只要PN结不因电流过大产生过热而损坏，当反向电压下降到击穿电压以下（指绝对值）时，它的性能又可以恢复到击穿前的情况。硅稳压管的稳定电压就是它的击穿电压，一般为几伏或几十伏（高压管可达几千伏）。

(五) 温度对二极管特性的影响

二极管对温度很敏感，随温度升高，其正向特性曲线向左移，反向特性曲线向下移。见图 1.3-2 (b) 所示。变化的规律是：在室温附近，温度每升高 1°C ，正向压降减小 $2 \sim 2.5\text{mV}$ ；温度每升高 10°C ，反向电流约增大一倍。

二、半导体二极管的主要参数

二极管参数是标志管子质量好坏和安全使用范围的物理量，在电路设计和安装调试中，它是正确选择和安全使用管子的依据。

1. 最大整流电流 I_F

它是指长期运行时允许通过的最大正向平均电流，它是由PN结的结面积和外界散热条件决定的。实际应用时，二极管的平均电流不能超过此值，并要满足散热条件，否则会烧坏二极管。

2. 最高反向工作电压 U_R

指二极管在使用时所允许加的最大反向电压，超过此值，二极管就有发生反向击穿的危险。通常取反向击穿电压的一半作为 U_R 。

3. 反向电流 I_R

指二极管未击穿时的反向电流值。此值越小，二极管的单向导电性越好。它与温度有密切关系，在高温运行时要特别注意。

4. 微变电阻 r_d

当二极管两端的电压在某一固定值 Q 点附近作微小变化时，将引起二极管电流的变化，这时，二极管对交变信号呈现一个微变电阻 r_d 。 $r_d = \Delta U / \Delta I$ ，如图 1.3-3 所示。由二极管伏安特性的非线性， r_d 不是常数，其值与 Q 点的位置有关。

r_d 的数值还可以从二极管伏安特性方程中求得。在式 (1.3-1) 中，取 I 对 U 的微分可得

$$g_d = dI/dU = \frac{d}{dU}[I_s(e^{U/U_T} - 1)] = \frac{I_s}{U_T} e^{U/U_T} \approx I/U_T \quad (1.3-2)$$

$$r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{dU}{dI} = \frac{U_T(\text{mV})}{I(\text{mA})} \quad (1.3-3)$$

在室温下有

$$r_d = 26(\text{mV})/I_Q(\text{mA}) \quad (1.3-4)$$

式中 I_Q 是 Q 点的电流值。 r_d 与 I_Q 成反比。

5. 极间电容

(1) 势垒电容 C_b

势垒电容是由耗尽层引起的。耗尽层缺少载流子，相当于绝缘介质。而P区和N区导电性能很好，相当于金属板，这种结构类似于普通的平板电容器。

例如，当外加正向电压升高时，N区的电子和P区的空穴便进入阻挡层而中和一部分带正电荷的施主离子和带负电荷的受主离子，相当于电子和空穴分别向势垒电容“充电”。而当外加电压降低一些，又有一部分电子和空穴离开阻挡层，相当于电子和空穴分别从势垒电容“放电”，如图 1.3-4 (a)、(b) 所示。这种充放电效应与普通电容器在外加电压作用下进行充放电过程相似，所不同的是这个势垒电容 C_b 是随外加电压而改变的。 C_b 与外加反向电压 U 的曲线如图 1.3-4 (c) 所示，其关系为

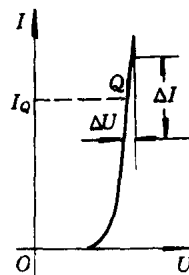


图 1.3-3 微变等效电阻

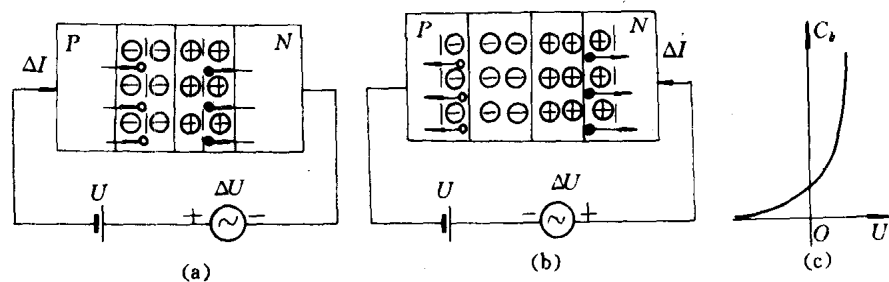


图 1.3-4 势垒电容

(a) 势垒电容正向充电

(b) 势垒电容反向充电

(c) 势垒电容和外加电压的关系

$$C_b = \frac{K}{(U_{ho} - U)^\gamma} \quad (1.3-5)$$

式中 K 是决定于材料、结构和掺杂的常数, γ 为电容变化指数, γ 值随半导体掺杂浓度和 PN 结的结构不同而异。变容二极管就是利用反偏下的势垒电容来工作的。

(2) 扩散电容 C_d

PN 结的正向电流是由 P 区空穴和 N 区电子的相互扩散造成的。为了使 P 区形成扩散电流, 注入的少数载流子沿 P 区必须有浓度差, 在结的边缘处浓度大, 离结远的地方浓度小, 也就是说在 P 区有电子的积累。同理, 在 N 区也有空穴的积累。当 PN 结正向电压加大时, 正向电流随之加大, 就要有更多的载流子积累起来, 以满足电流加大的要求; 而当正向电压减小时, 正向电流减小, 积累在 P 区的电子或 N 区的空穴就要相对减小, 这样就相应地要有载流子的“充入”和“放出”。因此积累在 P 区的电子和 N 区的空穴随外加电压的变化就形成了 PN 结的扩散电容 C_d , 它反映了在外加电压作用下载流子在扩散过程中积累的情况。

当结上电压变化时, PN 结内和两侧扩散区内这两个充放电过程同时存在, 因此 PN 结电容 C 是 C_b 与 C_d 之和, 即

$$C = C_b + C_d \quad (1.3-6)$$

相对而言, 二极管的极间电容在正向电压作用下由扩散电容 C_d 决定, 一般为几百皮法量级, 在反向电压作用时由势垒电容 C_b 决定, 约为皮法量级。

第四节 双极型晶体管

一、晶体管的工作原理

双极型晶体管 (又称晶体三极管、晶体管等) 是一个有源三端器件, 它能完成信号的放大、振荡和频谱变换等许多重要功能, 因此其用途极为广泛。

(一) 结构特点及放大工作状态

晶体管的制造工艺有很多种。目前常用的晶体管是利用光刻、扩散等工艺制成的平

面管。其结构见图 1.4-1 (a)。从图 1.4-1 (b) 可以看出，它有三个区，分别称为发射区 e (emitter)、基区 b (base)、集电区 c (collector)，三个区各引出一个电极；有两个 PN 结：发射区和基区间的 PN 结称为发射结，集电区和基区间的 PN 结称为集电结。这种由两块 N 型半导体中间夹着一块 P 型半导体的管子称为 NPN 型管。两块 P 型半导体中间夹着一块 N 型半导体的管子叫 PNP 型。其符号见图 1.4-1 (c)，图中箭头表示发射结正向电流流通方向。

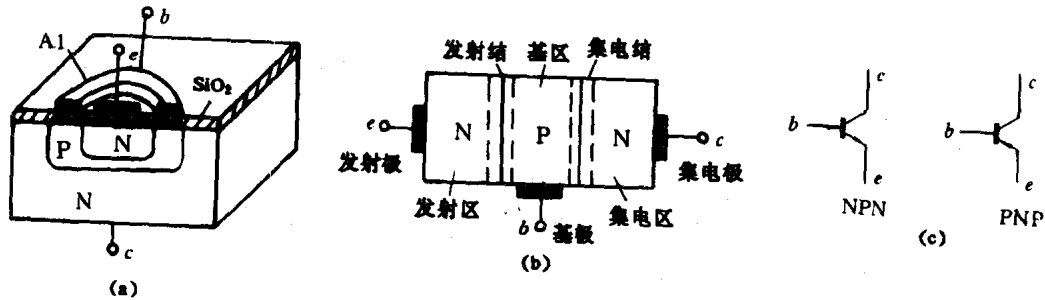


图 1.4-1 晶体管的结构和符号

(a) 平面管的结构 (b) NPN 管示意图 (c) 晶体管的符号

晶体管的发射区是高掺杂区，常表示成 N^+PN 和 P^+NP ，因此，发射极与集电极之间没有互换性；基区很薄且杂质浓度低；集电结面积大。这样的结构为晶体管的放大作用提供了内部条件。

要实现发射结电压对集电极电流的控制，除了上述的内部条件外，还必须具备一定的外部条件。首先，发射结必须加正向偏压，以保证发射区多子注入基区，并继续扩散；其次，为使扩散到集电结的载流子都能到达集电区，集电结必须加反向偏压，因为反偏压帮助少子漂移到对方区域。我们把晶体三极管发射结正偏，集电结反偏这种状态称为放大工作状态。

(二) 管内载流子传输过程

为了更深入地了解晶体三极管的控制作用，现以 N^+PN 型三极管为例来讨论放大工作状态下晶体三极管管内载流子的传输过程。图 1.4-2 是一个发射结正偏、集电结反偏的 N^+PN 型三极管，由于管内载流子的传输过程只和两个结上的偏置电压有关，而与产生这两个偏压的外电路形式无关，所以图中未画出产生偏压的外部电路。

这时，管内载流子有如下三个传输过程：注入—扩散与复合—收集。

1. 发射区向基区发射电子 由于发射结正向偏置，发射区的电子源源不断地越过发射结到

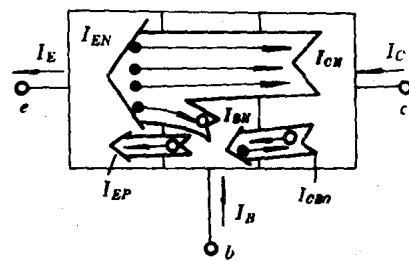


图 1.4-2 晶体管内部载流子的运动和各级电流

达基区,同时基区的空穴也会扩散到发射区。这两种多子的扩散电流分别记为 I_{EN} 和 I_{EP} , 它们的实际方向是相同的,这两个电流的和就是发射极电流 I_E 。不过由于基区中空穴的浓度远远低于发射区中电子的浓度,所以与电子电流相比,空穴电流是很小的。

2. 电子在基区扩散和复合 由发射区注入基区的电子(成为非平衡少子),因为有浓度差,要继续向集电结扩散。在扩散的过程中有部分电子与基区中的空穴复合而消失,但由于基区很薄且空穴的浓度很低,所以只有极小部分电子与空穴复合,而绝大部分电子能扩散到集电结的边沿。基区的宽度越小,杂质浓度越低,复合掉的电子所占的比例就越少。基区的空穴是外电源提供的,与空穴复合掉的电子电流记作 I_{BN} , I_{BN} 是基极电流 I_B 的一部分。

3. 电子被集电区收集 由于集电结是反向偏置,所以由基区扩散到集电结边沿的电子在电场的作用下很容易漂移过集电结,到达集电区,成为集电极电流 I_C 的一部分,这部分电流记作 I_{CN} , $I_{CN} = I_{EN} - I_{BN}$ 。

4. 集电极的反向饱和电流 由于集电结反偏,处于集电结两边的少子作不规则的热运动进入集电结后,将向对方漂移,形成集电极反向饱和电流,记作 I_{CBO} 。这部分电流不受发射结电压的控制,而与工作温度关系密切。这是晶体三极管的特性依赖于温度的一个重要因素。

综上所述,可将管内载流子的运动及各极电流示于图 1.4-2。三个电极上的电流可分别表示为

$$I_E = I_{EN} + I_{EP} = I_{CN} + I_{BN} + I_{EP} \quad (1.4-1)$$

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO} \quad (1.4-2)$$

$$I_B = I_{BN} + I_{EP} - I_{CBO} \quad (1.4-3)$$

显然
$$I_E = I_C + I_B \quad (1.4-4)$$

(三) 电流分配关系

式(1.4-1)中略去 I_{EP} 之后,流过发射极的电流在基极和集电极之间进行分配,其分配比例决定于管子的结构,主要是基区宽度。管内电流除 I_{CBO} 不受二结电压控制外,其余各电流分量均受发射结的正向电压控制。我们定义 I_{CN} 与 I_E 这两个可受发射结电压控制的直流量之比为 $\bar{\alpha}$ 。

$$\bar{\alpha} = I_{CN}/I_E \quad (1.4-5)$$

式中 $\bar{\alpha}$ 称为共基极直流电流放大系数,其值恒小于 1,并与 I_E 的值有关,一般为 0.98 ~ 0.99。

将式(1.4-5)代入式(1.4-2)得

$$I_C = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO} \quad (1.4-6)$$

式(1.4-6)用 I_E 来表示 I_C , 即把 I_E 作为输入回路电流, I_C 作为输出回路电流,而以基极为输入回路和输出回路公共端,因此是共基极电路的电流传输关系。

在共射极电路中,把 I_B 作为输入回路电流, I_C 作为输出回路电流。为了得到 I_C 和 I_B 的关系,将式(1.4-4)代入式(1.4-6),得到

$$I_C = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} I_B + \frac{I_{CBO}}{1 - \bar{\alpha}}$$

我们定义

$$\beta = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} \quad (1.4-7)$$

并代入上式, 则
$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (1.4-8)$$

β 称为共发射极直流电流放大系数, 其值也与 I_C 的大小有关。式 (1.4-8) 中的 $(1 + \beta) I_{CBO}$ 称为穿透电流, 用 I_{CEO} 表示, 通常 $I_{CBO} \ll I_B$, $\beta \gg 1$, 式 (1.4-8) 可近似表示为

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B \quad (1.4-9)$$

上式是以后我们在分析计算中经常用到的近似关系。

(四) 晶体管的放大作用

晶体三极管在放大工作状态下, 流过反偏集电结的电流受正偏发射结电压的控制, 而几乎不受反偏集电结电压的影响, 这称为晶体三极管的正向受控作用。利用晶体三极管的输入结电压对输出结电流的这一正向控制作用, 可以实现对信号的放大。

图 1.4-3 是一个从基极输入信号, 从集电极输出信号的共射极放大电路。图中直流电源 V_{BB} 使发射结正偏, V_{CC} 使集电结反偏, 通常 V_{BB} 低于 1V, V_{CC} 为 10V 左右, 管子被偏置于放大工作状态下, 各电极有一定的直流电流, R_c 为集电极电阻。

下面先讨论图 1.4-3 中当一个电压变化量 ΔU_i 加入时, 电流的放大作用。这时 $u_i = V_{BB} + \Delta U_i$, 各级电流将在直流的基础上变化。由于发射结两端电压的变化引起发射极电流的变化, 集电极电流和基极电流也会发生相应的变化, 其变化量分别用 ΔI_E 、 ΔI_C 及 ΔI_B 表示。 ΔI_C 和 ΔI_B 的比值称为共射极交流电流放大系数, 用 β 表示, 即

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (1.4-10)$$

在 u_i 的作用下, 集电极电流 i_c 和基极电流 i_b 分别表示为

$$i_c = I_C + \Delta I_C$$

$$i_b = I_B + \Delta I_B$$

式中 i_c 、 i_b 为总电流, 用小写字母加大写下标表示。 I_C 、 I_B 为直流电流, 用大写字母加大写下标表示。

根据式 (1.4-9), 并设 i_c 变化时 β 值基本不变, 则有

$$i_c = \beta i_b + I_{CEO} = \beta I_B + \beta \Delta I_B + I_{CEO} = I_C + \beta \Delta I_B$$

由此式和式 (1.4-10) 可以看出, 在 β 基本不变的情况下, $\Delta I_C \approx \beta \Delta I_B$, 即 $\beta \approx \beta$ 。

实际上晶体管导通时, 在 I_E 的一个相当大的范围内, β 基本上不变。由于 β 和 β 相当接近, 以后我们一般不再对它们加以区分。晶体管的 β 值一般为几十, 特殊的可达上千, 所以晶体管在共射接法时, 有较大的电流放大作用。

在共基接法下的交流电流放大系数定义为

$$\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E \quad (1.4-11)$$

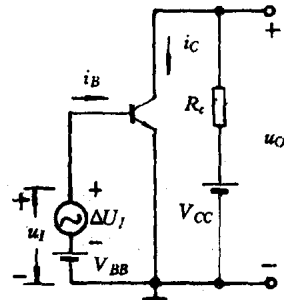


图 1.4-3 共射放大电路

同理

$$\alpha \approx \bar{\alpha}$$

可见共基极电路没有电流放大作用。

下面讨论图 1.4-3 共射电路的电压放大作用。前已述及, ΔI_B 是在输入信号 ΔU_I 作用下产生的输入电流的变化, ΔI_C 是在输入信号作用下产生的输出电流的变化。当 ΔI_C 流经电阻 R_c 时, 在它两端即可产生输出电压的变化 ΔU_O , ΔU_O 又反过来全部加在集电结上。但由于集电结反偏, 其结上电压变化对流过它的电流 ΔI_C 不产生影响, 所以, 虽然加入信号后, 两个结上的电压都在变化, 但流经集电结的电流变化量与集电结上电压的变化量几乎无关, 而由发射结上的电压变化量 ΔU_I 确定。这一点在无源元件组成的电路中是办不到的。若令 ΔU_I 、 ΔI_B 、 ΔU_O 、 ΔI_C 分别代表输入和输出信号电压、电流的幅值, 则放大电路的电压放大倍数 A_u 定义为

$$A_u = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} \quad (1.4-12)$$

其中, $\Delta U_O = R_c \Delta I_C$ 、 $\Delta U_I = r_{be} \Delta I_B$ 。 r_{be} 是从晶体管基极看进去的基极和发射极之间的交流电阻。将 ΔU_O 和 ΔU_I 的公式代入式 (1.4-12) 得

$$A_u = \frac{\Delta I_C R_c}{\Delta I_B r_{be}} = \beta \frac{R_c}{r_{be}} \quad (1.4-13)$$

因为 $\beta \gg 1$, 如果 R_c 与 r_{be} 同数量级 (r_{be} 约 $k\Omega$ 级), 则 $A_u \gg 1$ 。例如 $\beta = 50$, $R_c = 3k\Omega$, $r_{be} = 1k\Omega$ 时, $A_u = 150$ 。

共射极放大器除有较高的电压放大倍数, 较高的电流放大倍数 (近似是 β) 外, 同时还具有较高的功率放大倍数。因为晶体管能放大功率, 所以它是有源器件。应当指出, 放大的信号功率来自直流电源, 晶体三极管不能创生功率, 它仅起控制作用。

二、晶体管的共射极特性曲线

晶体三极管的特性曲线是表示管子各极直流电流与直流电压的关系曲线, 它全面反映管内两个 PN 结处在各种工作状态下的管子的 低频特性。由管子的特性曲线可求得表征管子性能的直流参数和低频参数, 同时, 还可利用管子特性曲线作 大信号的图解分析, 以建立合适的工作点, 确定信号的动态范围和观察非线性失真等。晶体三极管的特性曲线 通常用晶体管特性图示仪测出, 由输入和输出两组曲线来表示。

(一) 输入特性曲线

晶体管的共射极输入特性曲线表示了以 U_{CE} 为参变量时, I_B 和 U_{BE} 间的关系, 即

$$I_B = f(U_{BE}) |_{U_{CE} = \text{常数}}$$

图 1.4-4 是一个硅 NPN 管的输入特性曲线。下面分别讨论:

1. $U_{CE} = 0V$ 时, b 、 e 间加正向电压。这时发射结和集电结均为正向偏置。 I_B 是发射区和集电区分别向基区扩散的电子电流之和 (忽略了基区空穴的扩散电流), 相当于两个二极管正向并联。

2. $U_{CE} \geq 1V$, b 、 e 间加正向电压。这时集电极的电位比基极高, 集电结为反向偏置, 发射区注入基区的电子绝大部分扩散到集电结, 只有一小部分与基区中的空穴复合, 形

① 为突出放大原理, 没有考虑共射极放大电路的“倒相”, A_u 只代表放大倍数的幅值。

成 I_B 。与 $U_{CE}=0V$ 时相比, 在 U_{BE} 相同的条件下, I_B 要小得多。从图中可以看出, 导通电压约为 $0.5V$ 。严格地说, 当 U_{CE} 逐渐增加时, I_B 逐渐减小, 曲线逐渐向右移。这是因为 U_{CE} 增加时, 集电结的耗尽层变宽, 减小了基区的有效宽度, 不利于空穴的复合, 所以 I_B 减小。不过 U_{CE} 超过 $1V$ 以后再增加, I_C 增加很少, 因此 I_B 的变化量也很小, 这时, 通常可以忽略 U_{CE} 变化对 I_B 的影响, 认为 $U_{CE} \geq 1V$ 时的 $I_B = f(U_{BE})$ 曲线都重合在一起。

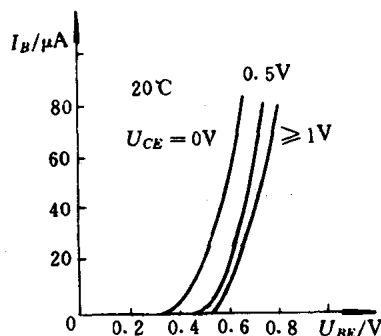


图 1.4-4 共射输入特性曲线

3. 当 U_{CE} 在 $0 \sim 1V$ 之间时, 输入特性曲线在上两条曲线之间, 随 U_{CE} 的增加向右移。

总之, 晶体管的输入特性与二极管的正向特性相似, 因为 b 、 e 间是正向偏置的 PN 结。

(二) 输出特性曲线

晶体管的共射极输出特性曲线表示以 I_B 为参变量时, I_C 和 U_{CE} 之间的关系, 即

$$I_C = f(U_{CE}) |_{I_B = \text{常数}}$$

图 1.4-5 是某晶体管的输出特性曲线。

从图中我们观察到晶体管的工作状态可分为三个区域。现分别讨论如下:

1. 截止区 一般习惯上把 $I_B \leq 0$ 的区域称为截止区, 但实际上这时 $I_E = I_C = I_{CBO}$, 所以严格说, 不能认为晶体管是截止的 (尤其在高温和锗管的情况)。应该把 $I_E = 0$, 即 $I_C \leq I_{CBO}$ 的区域称为截止区。通常可以说, 发射结反偏时, 晶体管是截止的。

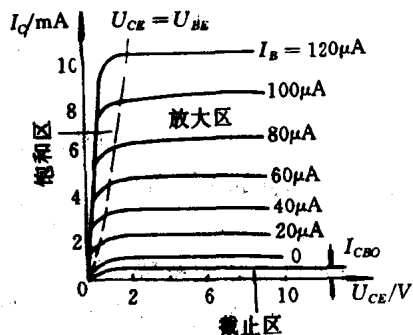


图 1.4-5 共射输出特性曲线

2. 放大区 发射结正向偏置、集电结反向偏置的区域为放大区。此时 I_C 与 I_B 的关系是 $I_C = \beta I_B + I_{CBO}$, 它有两个特点: 一是 I_C 的大小受 I_B 的控制, $\Delta I_C \gg \Delta I_B$, 即有电流放大; 二是随 U_{CE} 的增加, 曲线有些上翘。这是由于 U_{CE} 增加后, 基区有效宽度变窄, 使电子和空穴在基区复合的机会减小, 即维持相同的 I_C 所需的 I_B 较少, 也就是在保证 I_B 不变时, I_C 略有增加。

3. 饱和区 若 U_{CE} 下降到 $U_{CE} = U_{BE}$ 时, 集电结上的电压恰好为零, 图 1.4-5 中的临界饱和线上的各点便处于集电结偏压为零的状态。当 $U_{CE} < U_{BE}$ 时就进入饱和区, 这里 I_C 随 U_{CE} 减小而迅速下降, 而 I_B 变化时, I_C 基本不变, 各条曲线几乎重合在一起。由于在这一区域工作时, I_C 不受 I_B 控制, 所以称饱和区。这时二个结同处于正向偏压状态。集电结内电场减弱, 不利于集电区收集从发射区到达基区的电子, 使得在相同 I_B 时, I_C 的数值比放大状态下要小。由于集电结处于正向偏压下, 结电压对结电流有很强的控制能力, 所以 I_C 受 U_{CE} 控制。

饱和时 c, e 间电压记作 U_{CES} 。在深度饱和时 U_{CES} 很小, 对小功率管, 通常约为 $0.5 \sim 1V$ 。

(三) 温度对晶体管特性的影响

晶体三极管与晶体二极管一样, 管内的多数载流子和少子均参与工作 (常称为双极型器件)。而少子浓度与工作温度有着密切的联系, 所以它们的特性在多方面受温度的影响。温度对晶体管特性的影响通常主要反映在下列三个参数上。了解它们随温度变化的规律, 以便在电路设计中采取措施。

1. 温度对 U_{BE} 的影响 输入特性曲线随温度升高向左移, 即在 I_B 不变时, U_{BE} 将减小。 U_{BE} 随温度的变化规律与二极管正向导通电压的一样, 可表示为

$$\Delta U_{BE}/\Delta T = -(2 \sim 2.5)mV/C \quad (1.4-14)$$

2. 温度对 I_{CBO} 的影响 I_{CBO} 是集电结的反向饱和电流, 它随温度变化的规律和二极管反向电流的一样, 即随着温度的上升而呈指数增加。在室温附近温度每上升 $10^\circ C$, I_{CBO} 大约增加一倍, 可表示为

$$I_{CBO}(T) = I_{CBO}(25^\circ C) \cdot 2^{\frac{T-25}{10}} \quad (1.4-15)$$

式中 T 为环境温度, 以摄氏温度表示。这一变化规律对锗管和硅管同样适用。但由于硅管的 $I_{CBO}(25^\circ C)$ 很低, 所以温度变化的影响可不考虑。在输出特性曲线上, 当温度升高时, 曲线向上移。

3. 温度对 β 的影响 晶体管的电流放大系数 β 随温度升高而增大, 变化规律是温度每升高 $1^\circ C$, β 值增大 $0.5\% \sim 1\%$, 即有

$$\frac{\Delta \beta}{\beta \Delta T} \approx (0.5 \sim 1)\%/^\circ C \quad (1.4-16)$$

反映在输出特性图上, 曲线间的距离随温度升高而增大。

三、晶体管的主要参数

(一) 直流参数

1. 直流电流放大系数

(1) 共发射极直流电流放大系数 β , 由式 (1.4-9) 可得

$$\beta = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B}$$

当 $I_C \gg I_{CBO}$ 时, $\beta \approx I_C/I_B$

(2) 共基极直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$ 由式 (1.4-6), 在忽略 I_{CBO} 时, $\bar{\alpha}$ 可近似表示为

$$\bar{\alpha} \approx I_C/I_E$$

2. 极间反向电流

(1) I_{CBO} 指发射极开路时, 集电极、基极间的反向饱和电流。

(2) I_{CEO} 指基极开路时, 集电极、发射极间的穿透电流, 它是 I_{CBO} 的 $(1+\beta)$ 倍。

选用管子时, 一般希望极间反向电流尽量小些, 以减小温度的影响。硅管的反向电流比锗管的小 $2 \sim 3$ 个数量级, 所以常选用硅管。

(二) 交流参数

1. 交流电流放大系数

(1) 共发射极交流电流放大系数 $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$.

(2) 共基极交流电流放大系数 $\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E$.

在 I_E 的相当大的范围内, $\beta \approx \bar{\beta}$, $\alpha \approx \bar{\alpha}$, 我们以后经常利用这种近似关系进行计算。

2. 频率参数

晶体管的频率参数常用到 f_β 、 f_a 、 f_T 等, 其具体意义将在第二章第五节介绍。

(三) 极限参数

1. 集电极最大允许功耗 P_{CM}

这个参数决定于管子的温升, 使用时不能超过该参数, 而且要注意散热条件 (管子使用的上限温度, 硅管约为 150°C , 锗管约为 70°C)。如一个管子的 P_{CM} 已确定, 则由 $P_{CM} = I_C U_{CE}$ 可知, 临界损耗时 I_C 和 U_{CE} 在输出特性曲线坐标平面上的关系为一双曲线, 如图 1.4-6 中虚线所示。

2. 集电极最大电流 I_{CM}

在 I_C 的一个很大范围内, β 值基本不变, 但当 I_C 超过一定数值后, β 将明显下降, 此值就是 I_{CM} 。当 $I_C > I_{CM}$ 时, 管子并不一定会损坏。

3. 反向击穿电压

(1) 集电极开路时, 射-基极间的反向击穿电压 $U_{(BR)EBO}$ 。

这是发射结所允许加的最高反向电压, 超过这个极限, 发射结将会出现反向击穿。一般平面管的 $U_{(BR)EBO}$ 只有几伏, 有的甚至不到 1 伏。

(2) 发射极开路时, 集-基极间的反向击穿电压 $U_{(BR)CBO}$ 。

这是集电结所允许加的最高反向电压, 一般管子的 $U_{(BR)CBO}$ 为几十伏, 高反压管可达几百伏甚至上千伏。

(3) 基极开路时, 集电极、发射极间的击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 。 $U_{(BR)CEO}$ 比 $U_{(BR)CBO}$ 小些。

此外, 集电极、发射极间的击穿电压还有: 基极和发射极间接电阻时的 $U_{(BR)CER}$; 短路时的 $U_{(BR)CES}$; 接反向电压时的 $U_{(BR)CEX}$ 。这些电压间一般有如下关系:

$$U_{(BR)CBO} > U_{(BR)CEX} > U_{(BR)CES} > U_{(BR)CER} > U_{(BR)CEO}$$

在晶体管的输出特性曲线上, 由 P_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 和 I_{CM} 所决定的管子的安全工作区如图 1.4-6 所示。

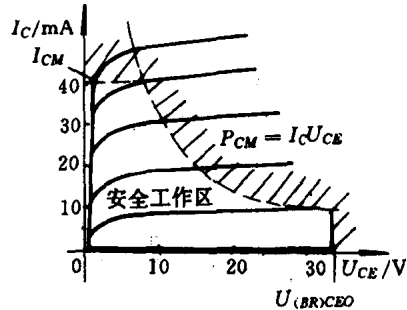


图 1.4-6 晶体管的安全工作区

习 题

题 1-1 试比较本征半导体、N 型半导体和 P 型半导体各有什么特点?

题 1-2 说明 PN 结为什么具有单向导电特性? 流过 PN 结的正、反向电流各与什么因素有关?

题 1-3 在测二极管的正向电阻时, 常发现用不同欧姆档测出的电阻值不相同, 用 $\Omega \times 100$ 档测出的阻值小, 用 $\Omega \times 1k$ 档测出的阻值大, 这是什么道理?

题 1-4 二极管电路如图 1-1 所示, 判断图中的二极管是导通还是截止, 并求出 AO 两端的电压 U_{AO} 。

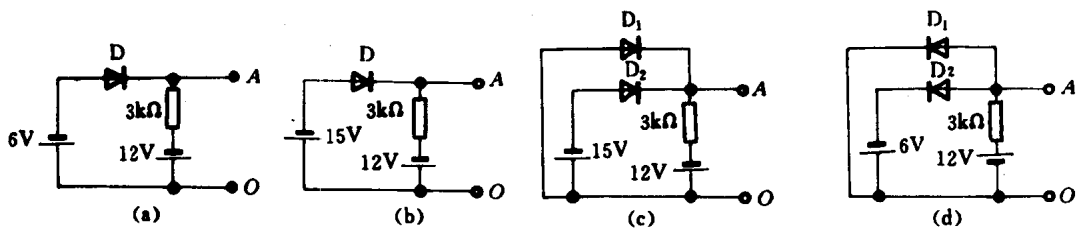


图 1-1 题 1-4 图

题 1-5 二极管电路和它们的输入电压 u_i 波形分别如图 1-2 (a)、(b)、(c) 所示, 试分别画出 (a)、(b) 电路的输出电压 $u_o(t)$ 的波形。

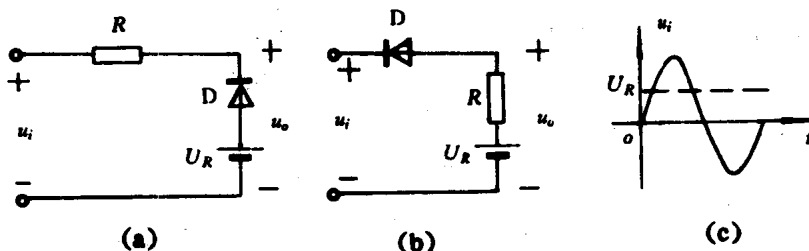


图 1-2 题 1-5 图

题 1-6 在图 1-3 (a) 所示二极管电路中, 设 D_1 、 D_2 为理想二极管, 在 $0 \sim t_1$ 期间, 输入电压 $u_i(t)$ 函数如图 1-3 (b) 所示。试在 $u_o - u_i$ 坐标平面内绘出 $0 \sim t_1$ 期间电路的传输特性曲线 $u_o(u_i)$ 。

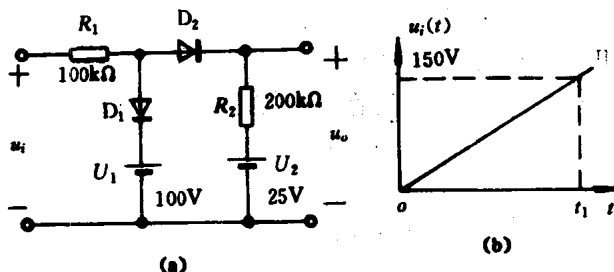


图 1-3 题 1-6 图

题 1-7 图 1-4 所示的二极管电路中, $E=0.39V$, u 为一正弦信号, 其最大值为 $U_m=2 \times 10^{-4}V$, $T=300K$, 电路的直流电流为 $1.3mA$;

- (1) 求交流电流的最大值。
- (2) 当信号电压为零时, 求二极管的电阻。

题 1-8 测得工作在放大电路中两个晶体管的两个电极电流如图 1-5 所示。

- (1) 求另一个电极电流, 并在图中标出实际方向。
- (2) 判断它们各是 NPN 还是 PNP 型管, 标出 e 、 b 、 c 极。
- (3) 估算它们的 β 和 α 值。

题 1-9 各晶体管的三个管脚电位如图 1-6 所示, 若已知它们都工作在线性放大区, 试在图中填充各晶体管的电路符号, 并分别写出它们各属硅管还是锗管。

题 1-10 有两只管子, 一只 $\beta=200$, $I_{CBO}=200\mu A$, 另一只 $\beta=50$, $I_{CBO}=10\mu A$, 其他参数大致相同, 你认为应该选用哪一个合适?

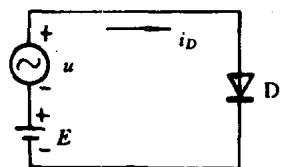


图 1-4 题 1-7 图

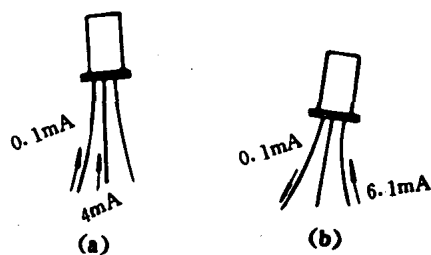


图 1-5 题 1-8 图

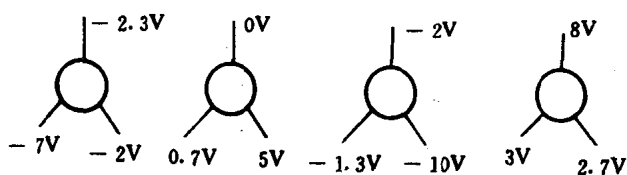


图 1-6 题 1-9 图

题 1-11 某晶体管的输出特性曲线如图 1-7 所示。从图中确定该管的主要参数： I_{CBO} 、 $U_{(BR)CEO}$ 、 P_{CM} 、 β 和 α (在 $U_{CE}=10V$, $I_C=2mA$ 附近)。试标出三个区域 (放大区、截止区、饱和区) 的位置, 并说明在各区域三极管的发射结和集电结的偏压情况。

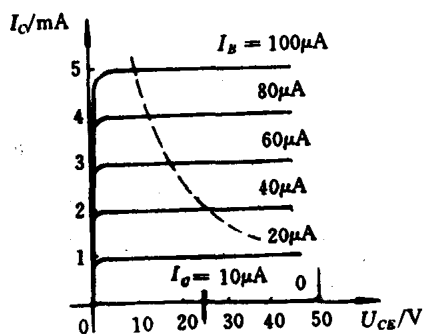


图 1-7 题 1-11 图

第二章 放大电路基础

放大电路是模拟电子电路的核心和基础。一个放大器一般由多个单级放大电路组成。本章从双极型三极管共射极放大电路入手，介绍了两种电路分析方法：即图解分析法和等效电路分析法。步骤是首先分析电路的静止工作状态，然后分析其动态技术指标。

本章着重讨论了放大电路的几种单元电路，即共发射极、共集电极以及共基极电路。对它们的静态工作点以及交流指标分别进行了计算和比较。

频率响应是放大器的重要特性，它用来衡量放大器对不同信号频率的适应程度。本章以共射极放大电路为例，介绍了放大器在各频段的响应以及通频带的计算。

对多级放大器的几种耦合方式以及指标分别进行了分析。

本章是模拟电路的基础，也是全书的重点和难点章节之一。希望读者从放大电路的基本概念、基本工作原理以及基本分析方法入手，掌握好这一章的内容。

第一节 放大器的基本概念

一、放大器的组成

第一章已经简单介绍了共射电路的放大原理。在这一节里，我们将对放大器进行研究。图 2.1-1 是一个单管放大电路。它由晶体管、电阻器、电容器及直流电源组成。这里，外加的输入信号是接在基极和发射极所组成的回路中，放大后的信号出现在集电极和发射极所构成的回路中。由于输入和输出回路以发射极为公共端，所以称为共射极电路。当公共端接至地端时，用符号“ \perp ”表示。直流电源 V_{CC} 、 V_{BB} 分别向放大器供电。

图 2.1-1 采用 NPN 型三极管， V_{BB} 是基极回路的直流电源，其负端接发射极，正端通过电阻 R_b 接基极，以保证发射结为正向偏置。通过基极电阻 R_b （阻值一般达几十千欧至几百千欧），由 V_{BB} 供给基极一个合适的基极电流（常称为偏流）， R_b 称为基极偏流电阻。 V_{CC} 是集电极回路直流电源（一般在几伏到几十伏的范围），它的负端接发射极，正端通过电阻 R_c 接集电极，以保证集电结为反向偏置； R_c 是集电极电阻（阻值一般为几千欧至几十千欧），其作用是将三极管集电极电流的变化转变为电压的变化送到输出端。

电容器 C_1 和 C_2 称为隔直流电容器或耦合电容器（电容一般为几微法到几十微法），它们在电路中的作用是“传送交流、隔离直流”。因为晶体三极管的基极和集电极对地都有直流电压，电容器阻隔了直流，使直流电压不加入到信号源 u_s 和负载电阻 R_L 上去。而外加信号是交变的电流或电压，它是可以通过 C_1 和 C_2 传送的。为了保证尽可能无损失地传送，通常要求 C_1 和 C_2 的容量足够大，使其对交流信号呈现的容抗非常小，相当于短路。对于低频放大器而言， C_1 和 C_2 电容器为电解电容器，接入电路时要注意极性（图中符号，空心线表示电容器正极）。此外，信号源 u_s 是待放大的一个随时间变化的电压信号，通常为分析方便，我们取其为正弦信号， R_s 为信号源内阻。

负载电阻 R_L 是放大后信号能量的消耗者。

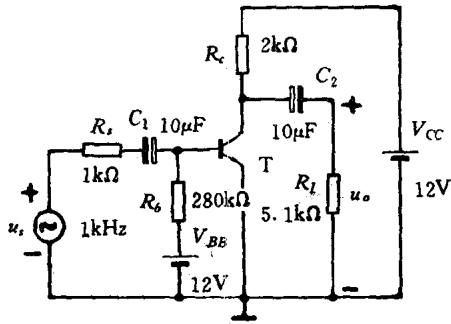


图 2.1-1 单管共射极放大电路

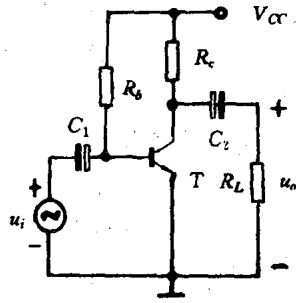


图 2.1-2 共射极放大电路的简化

在工程实际中，一般取 $V_{BB} = V_{CC}$ 。在画电路图时，往往省略电源符号，因为 V_{CC} 的一端总与公共端相连，只需要标出另一端对公共端的电压数值和极性即可，如图 2.1-2 所示。图中 u_i 表示 u_s 与 R_1 上压降之和。

二、放大器的直流工作状态

直流工作状态通常又叫静态，是外加信号 $u_s = 0$ 时放大器的工作状态。当 $u_s = 0$ 时，图中 2.1-2 电路中各电量均为直流量。由于电容器 C_1 和 C_2 的隔直流作用，对静态下的直流量来说，它们相当于开路。所以计算静态工作点时，只需要考虑图 2.1-3 中由 V_{CC} 、 R_b 、 R_c 以及三极管所组成的直流通路。

直流通路表示直流量传递的路径。由它所决定的直流电压和电流就是静态下三极管的电压和电流。这时

$$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b} \quad (2.1-1)$$

对于硅管 U_{BE} 约为 0.7V，对于锗管 U_{BE} 约为 0.2V。如果 $V_{CC} \gg U_{BE}$ (十倍以上)，则有

$$I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_b} \quad (2.1-2)$$

于是集电极电流为

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B \quad (2.1-3)$$

晶体管集电极与发射极之间的电压也是直流电压。由基尔霍夫第二定律得到

$$U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c \quad (2.1-4)$$

后面我们将会看到，在静态工作情况下，三极管各电极的直流电压和直流电流的数值，将在管子的特性曲线上确定一点，这一点常称为静态工作点，用 Q 表示。这时上面得出的各极电流、电压可分别表示为 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{BEQ} 、 U_{CEQ} 。

对于一个交流放大器，不设置合适的静态工作点（如让 $U_{BEQ} = 0$ ）行不行？会出现什么情况？请读者自行分析。

三、放大器的交流工作状态

为了分析问题简单，在图 2.1-2 中，我们假设 $R_L = \infty$ ，来研究该放大器的交流工

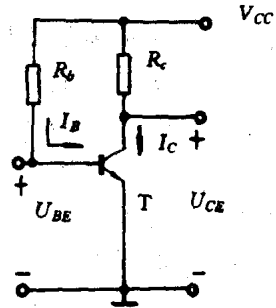


图 2.1-3 图 2.1-2 的直流通路

作状态。这时设外加信号源为单一频率正弦波，即 $u_i = U_{im} \sin \omega t$ ，其中 U_{im} 为振幅，其值为几十毫伏。 u_i 的波形示于图 2.1-5(a)。这时放大器各极电流电压值均为交流量和直流量的迭加值，如图 2.1-4 所示。为了清楚起见，我们规定：用大写字母加大写下标表示直流量，用小写字母加小写下标表示交流量，用小写字母加大写下标表示交直流迭加的总量。

$$\text{这时 } u_{BE} = U_{BEQ} + u_i = U_{BEQ} + u_{be}$$

$$(2.1-5)$$

发射结上除了正向电压 U_{BEQ} 以外，还迭加了信号源电压 u_i ，如图 2.1-5 (b) 所示。根据第一章的分析，发射极电流也是在静态直流分量上迭加一个正弦交流成分 $i_e = I_{em} \sin \omega t$ 。这个电流通过三极管的电流分配作用，使输入基极电流也是在静态直流分量上迭加一个交流成分，其波形如图 2.1-5 (c) 所示。即

$$i_B = I_{BQ} + I_{im} \sin \omega t = I_{BQ} + i_b \quad (2.1-6)$$

式中 $i_b = I_{im} \sin \omega t$ 为基极电流的交流分量。在图 2.1-4 中，输出的集电极电流受输入的基极电流控制，所以 i_c 跟随 i_b 变化，且为 i_b 的 β 倍，即 $i_c = \beta i_b$ 。

$$i_c = I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t = I_{CQ} + i_c \quad (2.1-7)$$

i_c 的波形如图 2.1-5 (d) 所示。

当集电极电流 i_c 通过集电极负载 R_c 时，在 R_c 上产生与 i_c 变化相同的电压降，即

$$u_{R_c} = i_c R_c = (I_{CQ} + i_c) R_c = I_{CQ} R_c + I_{cm} R_c \sin \omega t \quad (2.1-8)$$

它也是由直流压降 $I_{CQ} R_c$ 和交流压降 $i_c R_c$ 两部分组成。

同理，根据基尔霍夫第二定律得到，晶体管集电极与发射极间的电压为

$$\begin{aligned} u_{CE} &= V_{CC} - u_{R_c} = V_{CC} - I_{CQ} R_c - i_c R_c \\ &= U_{CEQ} - I_{cm} R_c \sin \omega t \\ &= U_{CEQ} + I_{cm} R_c \sin(\omega t + \pi) \\ &= U_{CEQ} + u_{ce} \end{aligned} \quad (2.1-9)$$

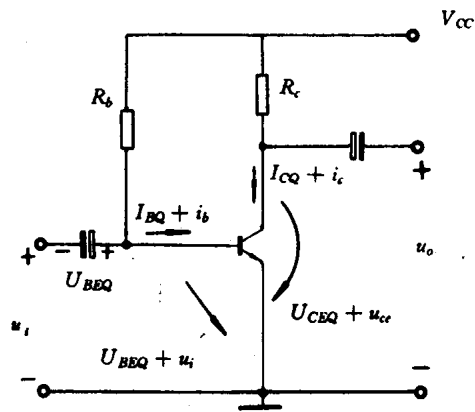


图 2.1-4 $u_i \neq 0$ 时各极电流电压

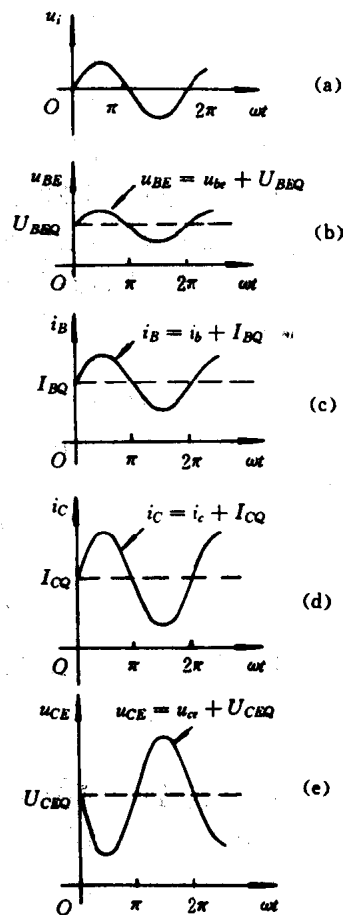


图 2.1-5 各极电流电压波形图

式中 $u_{ce} = I_{cm}R_c \sin(\omega t + \pi)$ 为集电极与发射极之间的电压交流瞬时分量。上式表明, u_{ce} 也是由静态直流电压 U_{CEQ} 和交流电压 u_{ce} 两部分组成的。其波形如图 2.1-5 (e) 所示。

通过上面的分析, 可以得到如下的结论:

1. 在共射极放大电路中, 在输入信号为低频小信号时, u_i 、 u_{be} 、 i_b 、 i_c 、 u_{ce} 等交流分量都是同频率的正弦量, u_i 、 u_{be} 、 i_b 、 i_c 之间的相位相同, 而 u_{ce} 与它们之间的相位却相差 180° , 即反相位变化, 如图 2.1-5 所示。反相位变化的物理意义可用图 2.1-4 来说明, 即对输入与输出回路的公共参考点“地”端而言, 当基极电位升高时, 集电极电位降低; 当基极电位降低时, 集电极电位升高, 两者间的变化方向是相反的。

2. 由于输出电流的振幅 $I_{cm} = \beta I_{bm}$, 这就实现了电流放大。已知输出电压的振幅 $U_{cem} = I_{cm}R_c = \beta I_{bm}R_c$, 输入电压的振幅 $U_{im} = U_{bem} = I_{bm} \frac{U_{bem}}{I_{bm}}$, $\frac{U_{bem}}{I_{bm}}$ 即第一章引入的 r_{be} , 因为发射结加的是正向电压, r_{be} 较小, 通常为几百欧姆到几千欧姆, 所以只要选择集电极电阻 R_c (通常为几千欧到几十千欧), 使其足够大, 就可以使 $U_{cem} \gg U_{bem}$, 这就实现了电压放大。

四、放大器的性能指标

衡量放大器质量的主要技术指标是增益、输入电阻和输出电阻、通频带和非线性失真等, 它们通常都是对交流信号来说的。为了便于测试, 我们常用正弦信号作为输入信号, 正弦信号有两个主要参数, 一个是幅值, 一个是频率, 通过这两个参数的配合, 可以定出放大电路的主要性能指标。

图 2.1-6 给出了测试时的示意图, 图中 u_s 是测试信号, R_s 是信号源的内阻或外接的串联电阻, R_L 是接到放大电路输出端的负载电阻, 供给放大器的直流电源未画出, 当然, 在测试放大器时, 直流电源已向放大器供电。

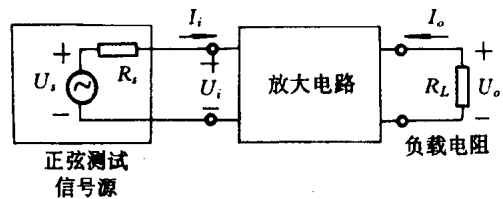


图 2.1-6 放大电路性能测试图

(一) 放大倍数

放大倍数是衡量放大电路放大能力的指标。严格地说, 放大倍数应该是输出量与输入量复数之比, 即 $\frac{X_o}{X_i}$, 因在中频段放大器输出量与输入量或者同相, 或者反相, 为了简单起见, 在以下指标的定义中用有效值表示, 且相位的变化 (或正或负) 包含在其中, 这一点请读者注意。放大倍数有时又称为增益, 通常用三种增益 (即电压增益、电流增益和功率增益) 来表示。

1. 电压放大倍数 A_u

定义为
$$A_u = \frac{U_o}{U_i} \quad (2.1-10)$$

如果考虑输入信号源内阻, 也常用源电压增益来表示, 定义为输出电压 U_o 与输入信号源电压 U_s 之比, 即

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} \quad (2.1-11)$$

2. 电流放大倍数 A_i

定义为
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \quad (2.1-12)$$

如果考虑输入信号源内阻，也常用源电流增益来表示，定义为输出电流 I_o 与输入信号源电流 I_s 之比，即

$$A_{is} = \frac{I_o}{I_s} \quad (2.1-13)$$

3. 功率放大倍数 A_p

表示放大器放大信号功率的能力，定义为输出功率 P_o 与输入功率 P_i 之比，即

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_i} = A_u A_i \quad (2.1-14)$$

上面各式中的 U_o 、 U_i 、 U_s 、 I_o 、 I_i 、 I_s 都是正弦信号的有效值。需要注意的是，若输出波形出现明显的失真，则比值就失去意义了。

由上述诸定义可见，三种增益都是无量纲的，在工程上常用分贝表示。分贝的符号是 dB，它是以 10 为底的对数单位，定义如下：

功率增益 A_p (dB) = $10 \lg A_p$ (2.1-15)

电压增益 A_u (dB) = $20 \lg A_u$ (2.1-16)

电流增益 A_i (dB) = $20 \lg A_i$ (2.1-17)

例如： $A_p=100$ ，则 A_p (dB) = $10 \lg A_p = 10 \lg 100 = 20$

$A_u=100$ ，则 A_u (dB) = $20 \lg A_u = 20 \lg 100 = 40$

增益采用分贝（对数）表示的理由是：（1）可将增益的相乘转化为增益的相加，对多级放大器运算比较方便。（2）适合人耳的听觉特征。因为人耳对声音强弱变化的感觉不是与功率变化成正比，而是与功率变化的对数值成正比的。此外，在讨论放大器的频率响应时，可采用对数坐标图，这样，在绘制近似的频率特性曲线时可用简便的方法。所以，在实际工作中普遍采用对数传输单位。

（二）输入电阻

一个放大电路，一定要有信号源来提供输入信号，放大电路与信号源相连，就要从信号源索取电流，索取电流的大小表明了放大电路对信号源的影响程度。所以我们定义一个指标——输入电阻，来衡量放大电路对信号源的影响。输入电阻定义为

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} \quad (2.1-18)$$

从图 2.1-6 中可见， R_i 就是从放大电路输入端看进去的交流等效电阻。 R_i 越大，表明它从信号源取的电流越小，放大电路输入端所得到的电压 U_i 越接近信号源电压 U_s 。

（三）输出电阻

放大电路将信号放大后，总要送到某装置去发挥作用，这个装置我们通常称为负载，比如扬声器就是扩大机的负载。当我们在原来的扬声器两端再并联一个扬声器时，它两端的电压将要下降，这种现象说明从放大电路的输出端看进去有一个等效内阻，通称为输出电阻，记作 R_o ，如图 2.1-7 所示。求输出电阻的方法很多，下面介绍三种：

1. 测定输出电阻的办法是在输入端加正弦波实验信号，测出负载开路时的输出电压 U_o ，再测出接入负载 R_L 时的输出电压 U_o' 。则读者可自行证明

$$R_o = \left(\frac{U'_o}{U_i} - 1\right)R_L \quad (2.1-19)$$

2. 在分析电路时,常用输出开路短路法求输出电阻。在图 2.1-8 中,在输入信号 U_i 作用下,令 $R_L = \infty$, 如图 2.1-8 (a) 所示,得开路电压

$$U(\infty) = U'_o \quad (2.1-20)$$

再令 $R_L = 0$, 如图 2.1-8 (b) 所示,得短路电流

$$I(0) = -\frac{U'_o}{R_o} \quad (2.1-21)$$

因此电路的输出电阻 R_o 为

$$R_o = -\frac{U(\infty)}{I(0)} \quad (2.1-22)$$

式中出现负号是因为图中 $I(0)$ 的方向与实际方向相反。

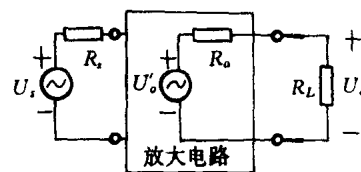
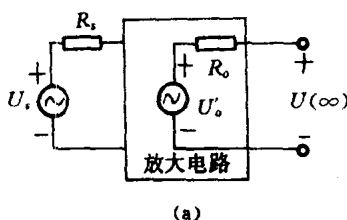
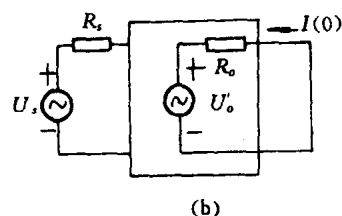


图 2.1-7 求输出电阻 R_o 的等效电路



(a)



(b)

图 2.1-8 输出开路、短路法求 R_o

3. 求输出电阻还可用输出端外加独立电源法。这在本章第四节及第五章中将采用。在图 2.1-7 中,若令输入端信号源 U_i 为零,则等效电源 U'_o 也为零,这时从输出端向放大器看进去的电阻恰好为 R_o 。为求得这个 R_o ,可将负载 R_L 移去,在原来 R_L 的位置外加一个独立电压源 U ,这时由这个电压源 U 产生的电流则为 $I = U/R_o$,用 U 与 I 之比便可求得 R_o ,如图 2.1-9 所示。

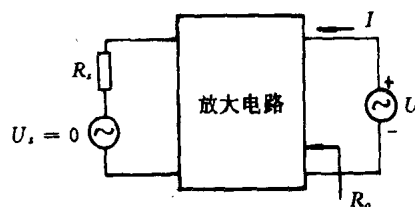


图 2.1-9 外加独立电源求输出电阻

$$R_o = \frac{U}{I} \Big|_{U_i=0 \text{ (或 } I_i=0)} \quad (2.1-23)$$

输出电阻越大,表明接入负载后,输出电压的幅值下降得越多。因此 R_o 反映了放大电路带负载能力的大小。

(四) 通频带

当只改变输入信号的频率时,发现放大电路的放大倍数随之变化,输出波形的相位也发生变化。这就需要有一定的指标来反映放大电路对于不同频率信号的适应能力。一般情况下,放大电路只适用于放大一个特定频率范围的信号,当信号频率太高或太低时,放大倍数都有大幅度的下降,如图 2.1-10 所示。图中曲线较平坦的范围称为中频段。

由于信号频率升高而使放大倍数下降为中频段放大倍数(记作 A_{um})的 $1/\sqrt{2}$ 时的频

率称为上限截止频率,记作 f_H ; 同样,由于信号频率降低而使放大倍数下降为 A_{um} 的 $1/\sqrt{2}$ 时的频率称为下限截止频率,记作 f_L . 我们将 f_H 和 f_L 之间形成的频带称为通频带,记作 BW , 即

$$BW = f_H - f_L \quad (2.1-24)$$

通频带越宽,表明放大电路对信号频率的适应能力越强。

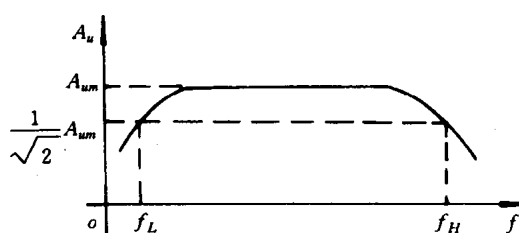


图 2.1-10 放大电路的频率指标

(五) 最大输出幅值

最大输出幅值指的是当输入信号再增大,使输出波形的非线性失真超过额定数值(如 10%)时的输出幅值。我们以 U_{om} (或 I_{om}) 表示,也可用峰至峰值 U_{op-p} 表示。

(六) 最大输出功率与效率

最大输出幅值是输出不失真时的单项(电压或电流)指标。此外还应该有一个综合性的指标,即最大输出功率,它指在输出信号基本不失真的情况下输出的最大功率,记作 P_{om} 。

放大器的输入功率一般很小,经过放大电路,可得到较大的输出功率。这些多出来的能量是由直流电源提供的,放大电路只不过是实现了有控制的能量转换。既然是能量的转换,就存在转换效率问题。也就是说,不能只有输出功率的大小,还应看能量的利用率如何。效率 η 定义为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} \quad (2.1-25)$$

式中 P_V 为直流电源消耗的功率。

(七) 非线性失真系数

晶体管等器件都具有非线性的特性。放大器在外加单一频率正弦波 u_i 的作用下,当输出信号较大时,输出信号就不再是正弦信号了,从而产生了非线性失真,即输出电压 u_o 由基波和一系列谐波组成。我们定义非线性失真系数为输出波形的谐波成分总量和基波成分之比。通常非线性失真系数可用失真仪直接测量得到。

以上介绍的是放大器的几个主要性能指标,其他指标将在有关章节作介绍。

第二节 放大电路的分析方法

分析放大电路的基本方法有两种,即图解分析法和等效电路分析法。

一、图解分析法

图解分析法是以器件的特性曲线为基础,用作图的方法在特性曲线上来分析放大电路的工作过程。其特点是比较直观,反映了器件的非线性特性,清楚地表示了放大电信号的物理过程。这种方法既可以用来分析放大电路的静态工作状态,又可以用来分析放大电路的交流特性,尤其适用于对大信号的分析。但是图解法无法分析放大电路的频率

特性和阻抗特性等问题。

(一) 用图解法确定静态工作点

在本章第一节里，我们曾经近似估算过共射放大器的静态工作点。下面我们仍以图 2.1-2 为例，用图解法分析其静态。为了清楚起见，我们将图 2.1-2 的直流通路绘成图 2.2-1 的形式，显然图 2.2-1 与图 2.1-3 是完全一致的。这里需要说明的是，在实际放大电路中，各极电流、电压均为交直流迭加的总量，因此，三极管的特性曲线的坐标均应为总量。在我们用图解法分析放大器的静态或动态时，各极电流电压也均以总量表示。如图 2.2-1 所示。

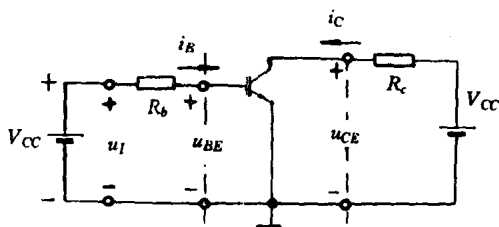


图 2.2-1 电路中的各个电量

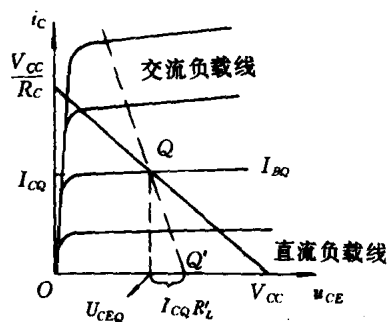


图 2.2-2 输出回路的交直流负载线

图中，对于输出回路来说，虚线以左是晶体管，其方程为 $i_c = f(u_{CE})$ ；虚线以右是外电路，其方程是

$$u_{CE} = V_{CC} - i_c R_c \quad (2.2-1)$$

这是一条直线。将它绘制在该晶体管输出特性曲线的同一坐标平面上，如图 2.2-2 所示。该直线与横坐标的交点为 $(V_{CC}, 0)$ ，与纵坐标的交点为 $(0, V_{CC}/R_c)$ ，斜率为 $-1/R_c$ 。

对输入回路，我们可用上述同样方法作出曲线，如图 2.2-3 所示。从图中看出： i_B 在很大范围变化时， u_{BE} 相对于外加电源变化是很小的。故静态时不论 I_{BQ} 多大，均可认为硅管的 $U_{BEQ} \approx 0.7V$ ，锗管 $U_{BEQ} \approx 0.2V$ ，而由式 (2.1-1)，可算得硅管的

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{V_{CC} - 0.7}{R_b} \quad (2.2-2)$$

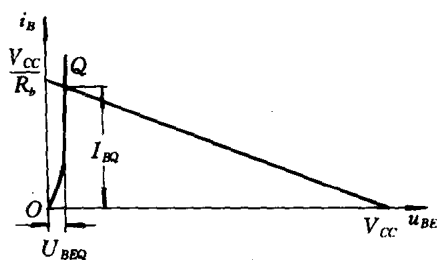


图 2.2-3 输入回路的图解法

这一结果与图解法求得的是很相近

的。因此今后除个别时候要用到输入回路图解法外，一般都可以认为 U_{BEQ} 是已知的，因而可直接利用输入回路外部方程式计算 I_{BQ} 。

上面求得的 I_{BQ} 对应于输出特性曲线族中 $i_B = I_{BQ}$ 这条曲线。在图 2.2-2 中，输出回路中的 i_c 、 u_{CE} 数值必须同时满足式 (2.2-1) 及 $i_B = I_{BQ}$ ，因此直线与 $i_B = I_{BQ}$ 这条曲线的

交点（记作Q）就是输出回路的静态工作点。对应的坐标为 (U_{CEQ}, I_{CQ}) 。当电阻 R_c 改变时，这条直线的斜率也随之变化。 R_c 越小，直线越陡。因此我们把这条由直流负载电阻决定的直线称为输出回路的直流负载线。

静态工作点有四个数据—— I_{BQ} 、 U_{BEQ} 、 I_{CQ} 和 U_{CEQ} 。通常只求三个就够了， U_{BEQ} 可认为是已知的。电路参数（如 V_{CC} 、 R_b 、 R_c ）对静态工作点的影响，读者可自行分析。

（二）用图解法分析放大电路的动态情况

所谓动态，就是晶体管放大器输入端加有交流输入信号。这时晶体管各极电流、电压都随交流输入信号而变化。

分析放大器动态情况要解决的问题是，在给定电路参数和输入信号情况下，求解晶体管各极电流、电压波形及其交流振幅值，以便估算放大电路的最大输出幅值及增益等。

与确定静态工作点一样，用图解法分析放大电路的动态情况也是根据晶体管的内部方程式和外电路方程式求解。当放大电路输出端不带负载，即 $R_L = \infty$ ，晶体管的集电极交流电流 i_c 全部流过 R_c ，放大电路的交流负载电阻与直流负载电阻一样，这时我们仍然可以利用前面的直流负载线来分析。

但大多数晶体管放大电路都带有负载 R_L ，这时集电极交流电流 i_c 将同时流过两个支路，如图 2.2-4 (a) 所示。

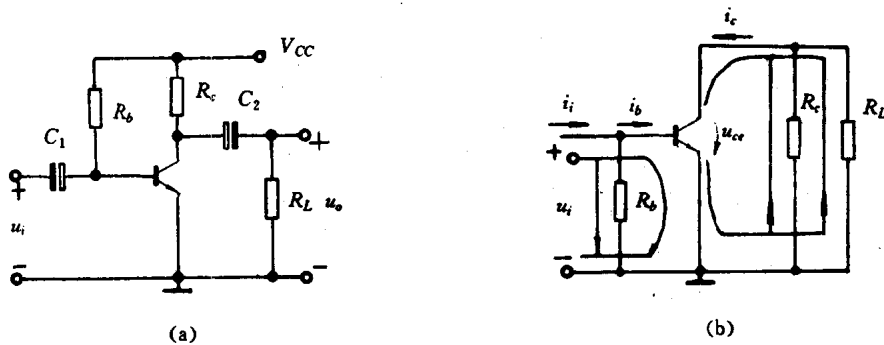


图 2.2-4 放大电路交流通路

(a) 原电路

(b) 交流通路

通常直流电源 V_{CC} 、耦合电容 C_1 、 C_2 对交流信号的阻抗极小，可以忽略不计，则可画出放大器的交流通路，如图 2.2-4 (b) 所示。由图可知，放大电路的交流负载电阻 R'_L 是由 R_c 和 R_L 并联组成，即

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$

既然放大器的交流负载电阻不同于直流负载电阻，那么动态时晶体管的 i_c 、 u_{CE} 各瞬时的数值（或称为交流工作点）就不会再沿着直流负载线移动，这时，我们必须去研究放大器在交流情况下的负载线，即交流负载线。

1. 交流负载线

由前一节知道, 动态时放大电路各极电流、电压瞬时值 u_{BE} 、 i_B 、 i_C 和 u_{CE} 波形都是脉动波。在正确选择静态工作点和输入信号较小的情况下, i_B 、 i_C 、 u_{CE} 的交流成分都对称地围绕着静态工作点 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} 而变化 (见图 2.1-5), 即

$$i_C = I_{CQ} + i_c \quad (2.2-3)$$

$$u_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce} \quad (2.2-4)$$

设 i_c 、 u_{ce} 的正方向如图 2.2-4 (b) 所示, 则由图可写出

$$u_{ce} = -i_c R'_L = -(i_C - I_{CQ}) R'_L \quad (2.2-5)$$

式中, 负号表示 u_{ce} 与 i_c 反相。将式 (2.2-5) 代入式 (2.2-4), 得

$$u_{CE} = U_{CEQ} - (i_C - I_{CQ}) R'_L \quad (2.2-6)$$

上式是有交流信号输入时, 晶体管集电极外电路的电流电压关系式, 称为交流负载线方程。由此可知, 交流负载线方程也是一直线方程。若将其画在晶体管输出特性曲线的坐标平面上也是一条直线, 它就是交流负载线。由式 (2.2-6) 可以看出, 交流负载线有以下两个特点:

(1) 交流负载线通过静态工作点 Q 。当 $i_C = I_{CQ}$ 时, $u_{CE} = U_{CEQ}$, 这就是前面确定的静态工作点。

(2) 交流负载线的斜率为 $-1/R'_L$ 。负号表示 u_{CE} 增大时, i_C 是减小的。由此可见, 交流负载电阻 R'_L 愈小, 交流负载线愈陡。因 $R'_L < R_c$, 所以交流负载线比直流负载线陡。

画上述交流负载线的一般步骤是:

(1) 先确定直流负载线和静态工作点 Q ;

(2) 按式 (2.2-6) 再找一点。通常, 取 $i_C = 0$, 则 $u_{CE} = U_{CEQ} + I_{CQ} R'_L$ 得 Q' 点。连结 Q 、 Q' 两点, 便得到交流负载线。如图 2.2-2 所示。在 $i_C \sim u_{CE}$ 静特性曲线上作出交流负载线是分析放大电路动态运用的关键。

2. 画集电极电流、电压波形

有了交流负载线, 就可以很方便地画 i_C 、 u_{CE} 波形。其步骤是:

(1) 在输出特性的右边画出晶体管的输入特性及已知的 $u_{BE}(\omega t)$ 波形, 同时在输出特性的左边和下边分别画出 $i_C - \omega t$ 、 $u_{CE} - \omega t$ 的坐标轴 (见图 2.2-5)。

(2) 根据输入特性和已知的输入信号求 $i_B(\omega t)$ 波形。因忽略 u_{CE} 对输入特性的影响, 输入特性是一条曲线。

$$\text{设输入信号为} \quad u_{BE} = 0.715\text{V} + 25\sin\omega t\text{mV}$$

由于输入信号为正弦波, 只要找出三点: 静态点 ($\omega t = 0$)、最大瞬时值 ($\omega t = \frac{\pi}{2}$) 和最小

瞬时值 ($\omega t = \frac{3}{2}\pi$) 便可画出 $i_B(\omega t)$ 波形。由图 2.2-5 (b)、(c) 查得, 当 $\omega t = 0$ 时, $u_{BE} = 0.715\text{V}$, $i_B = 100\mu\text{A}$; 当 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时, $u_{BE} = 0.715\text{V} + 25\text{mV} = 0.74\text{V}$, $i_B = 150\mu\text{A}$; 当 $\omega t = \frac{3}{2}\pi$ 时, $u_{BE} = 0.715\text{V} - 25\text{mV} = 0.69\text{V}$, $i_B = 50\mu\text{A}$ 。于是便可画出 i_B 波形。如图 2.2-5 (b) 所示。

(3) 按交流负载线及 i_B 波形画 i_C 和 u_{CE} 波形

先在输出特性曲线上找出与 i_B 瞬时值对应的几条曲线，如图 2.2-5 (a) 中 i_B 为 $100\mu\text{A}$ 、 $150\mu\text{A}$ 、 $50\mu\text{A}$ 的三条静特性曲线，求出这三条曲线与交流负载线的交点 Q 、 Q_1 、 Q_2 。这三点就是分别对应于上述三时刻（角度）的晶体管瞬时工作点。分别把这三点的纵坐标 (5mA 、 8.2mA 、 2mA) 转到 $i_C-\omega t$ 坐标中（注意对应相同角度），便得 i_C 波形图，如图 2.2-5 (d) 所示。分别把这三点的横坐标 (10V 、 6.8V 、 13V) 转移到 $u_{CE}-\omega t$ 坐标中（也对应相同角度），就得 u_{CE} 波形。如图 2.2-5 (e) 所示。

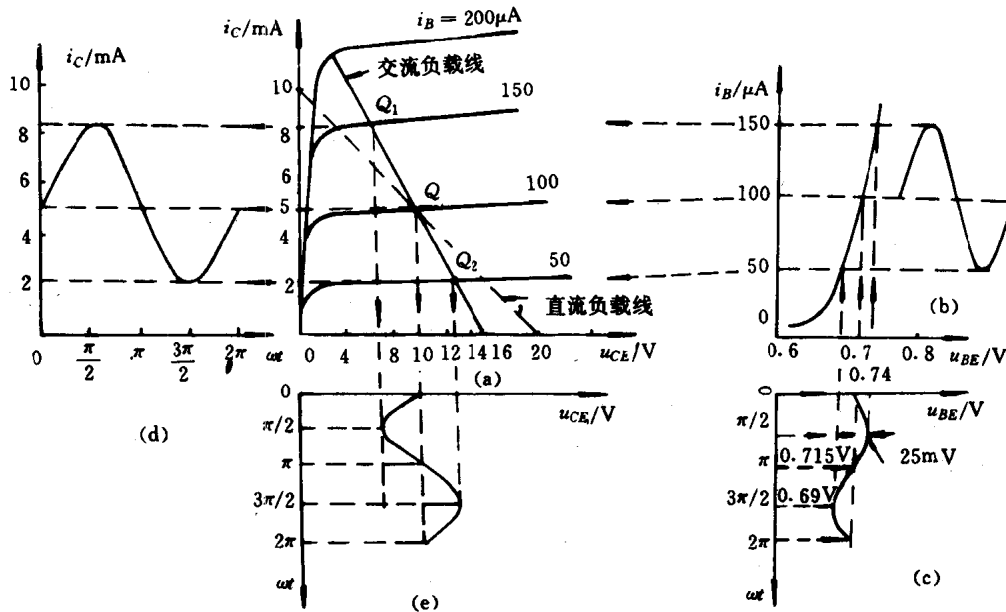


图 2.2-5 图解法画交流波形

二、等效电路分析法

我们知道，晶体管是非线性器件，其输入、输出特性都不是直线，所以由晶体管组成的电路实际上是一种非线性电路。对于这种电路要用数学运算严格分析它是困难的，但在小信号条件下，管子静态工作点附近的小范围内工作，可将每一段曲线视为直线，于是晶体管这一非线性元件就可以转化为一个与之等效的线性元件，即可以用普通的 R 、 C 元件和交流电流源或电压源组成的线性四端网络去代替晶体管，只要该线性网络端口的电流电压关系与管子端口的电流电压关系一样，则该线性四端网络与晶体管“等效”。这样就可以很方便地利用学过的线性电路分析方法来分析晶体管电路。这种分析计算晶体管电路的方法，就称为“等效电路法”。

晶体管的等效电路有 H 参数等效电路以及简化的等效电路。下面我们从管子内部物理过程出发，导出满足工程上需要的电路形式，又称简单的低频小信号等效电路。 H 参数等效电路本书不作介绍，读者可参阅有关书籍。

(一) 晶体三极管简化的等效电路

1. 基区体电阻 r_{bB}

为了从管子内部物理过程出发，来导出它的小信号等效电路，我们不妨打开晶体管，

看一看晶体管内部的PN结结构,如图2.2-6(a)所示。晶体管的基区、发射区和集电区分别都是由P型和N型半导体材料构成的,它们各自都相当于一个电阻,称为半导体的体电阻,分别用 $r_{b'}$ 、 $r_{e'}$ 和 $r_{c'}$ 表示。而两种半导体的交界面,还存在一个PN结。在图2.2-6(a)中发射结电阻和集电结电阻分别表示为 r_e 和 r_c 。对于三个中性区材料的体电阻,通常我们忽略发射区的 $r_{e'}$ 及集电

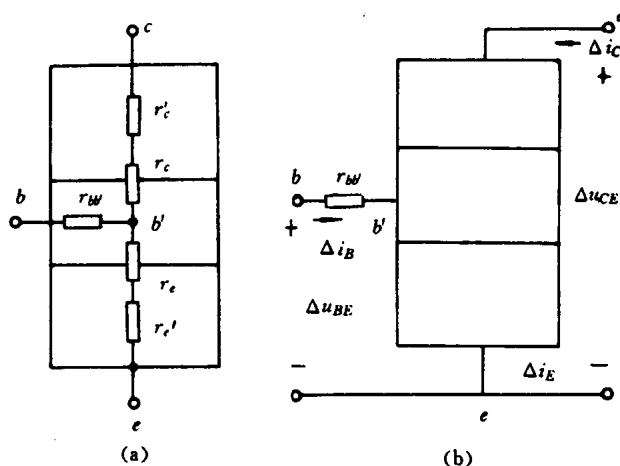


图2.2-6 晶体管的内部结构示意图

区的 $r_{c'}$,因为这两个区的杂质浓度比基区的高,同时流电路径宽一些,因而呈现的体电阻较小。但必须考虑基区体电阻 $r_{b'}$,因为基区的掺杂浓度低,因而电阻率高;另外,基区的宽度很窄,基极电流流经的路径受到限制。在考虑到基区体电阻之后,一个实际的晶体三极管可用图2.2-6(b)所示的中性区没有电阻的理想三极管和基区体电阻 $r_{b'}$ 来表示, b' 称为管子的内基极。图中的电流电压微变量是在静态工作点基础上的。

2. 发射结交流电阻 r_e

发射结是一个正向PN结,它的微变电阻由式(1.3-3)决定,可写为

$$r_e = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_E} = \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (2.2-7)$$

式中 I_{EQ} 为发射极静态工作点电流。

3. 共射极交流电流放大系数

在式(1.4-10)中,我们曾定义了共射极交流电流放大系数 β ,在这里 β 可写为

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \quad (2.2-8)$$

β 反映了基极电流对集电极电流的控制能力。

另外,共基极交流电流放大系数也是很重要的参数。这里,可将 α 的定义式(1.4-11)表示为

$$\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \quad (2.2-9)$$

α 和 β 之间同样存在式(1.4-7)的关系。即

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (2.2-10)$$

4. 简化的小信号等效电路

由图2.2-6(b)的输入电路可写出如下关系

$$\Delta u_{BE} = \Delta i_B r_{b'} + \Delta u_{BE} = \Delta i_B (r_{b'} + \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_E}) = \Delta i_B [r_{b'} + (1 + \beta) \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_E}]$$

式中利用了关系 $\Delta i_E = (1 + \beta) \Delta i_B$ 。将式 (2.2-7) 代入上式可得

$$\Delta u_{BE} = \Delta i_B [r_{b'w} + (1 + \beta)r_e] = \Delta i_B (r_{b'w} + r_{be}) \quad (2.2-11)$$

式中
$$r_{be} = (1 + \beta)r_e = (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \quad (2.2-12)$$

在第一章第四节中, 我们研究了晶体三极管集电极电流的正向受控作用。即在图 2.2-6(b) 的输出电路中的电流 Δi_c 完全由输入结的正向控制作用决定, 而与输出电压无关, 由式 (2.2-8) 有

$$\Delta i_c = \beta \Delta i_B \quad (2.2-13)$$

式 (2.2-11) 和 (2.2-13) 分别为晶体三极管输入电路和输出电路的交流特性。根据这两式可得到晶体三极管简化的小信号交流等效电路, 如图 2.2-7 (a) 所示。电流电压

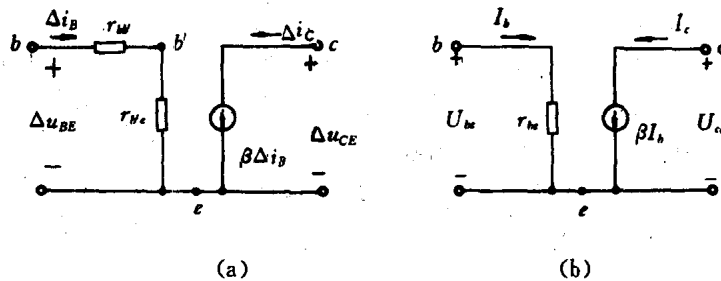


图 2.2-7 晶体三极管简化的小信号等效电路

的符号也可用交流电流和交流电压有效值的符号来表示; 同时一般将体电阻 $r_{b'w}$ 和电阻 r_{be} 合并为一个电阻 r_{be} , 如图 2.2-7 (b) 所示。显然

$$r_{be} = r_{b'w} + r_{be}$$

在本课程中, 对低频管 $r_{b'w}$ 一般取为 300Ω , 这样

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{U_T(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \quad (2.2-14)$$

上面讨论晶体三极管简化等效电路时, 没有考虑 Δu_{CE} 对 Δi_c 的影响。实际上, Δu_{CE} 加在集电结上, 将改变集电结的宽度, 从而改变三极管基区宽度, 使三极管的电流分配关系发生变化, 而引起集电极电流的变化。我们将 Δu_{CE} 与 Δi_c 的比值定义为晶体三极管的共发射极输出电阻, 即

$$r_{ce} = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_c} \quad (2.2-15)$$

r_{ce} 的数值一般在几十千欧至几百千欧范围内。

为了反映集电极电压对集电极电流的影响, 将 r_{ce} 并接在简化的等效电路输出回路的恒流源中, 如图 2.2-8 所示。 r_{ce} 主要影响放大器的输出电阻, 而对放大器其他性能的影响则可忽略, 因此, 只有当分析放大器的输出电阻时, 才在小信号等效电路中将 r_{ce} 考虑

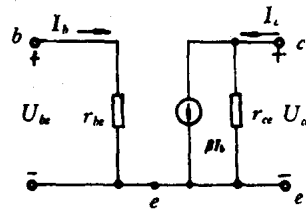


图 2.2-8 考虑 r_{ce} 的等效电路

进去。

(二) 关于等效电路的讨论

在导出了晶体三极管小信号等效电路后，必须指出应用中应当注意的几点：

(1) 上面导出的晶体三极管的小信号交流等效电路只能用来分析交流特性，不能用来计算静态工作状态，但它们的参数与静态工作点有着密切的关系。

(2) 在图 2.2-7 中，我们引入了等效电流源 βI_b ，它是从电路分析的角度虚拟出来的，不能认为它是三极管本身所具有的能源。实质上，它代表三极管的电流控制作用。当 $I_b=0$ (即 $U_{be}=0$) 时，等效电流源就不存在了，可见它具有从属性，所以称为受控电流源。

(3) 在图 2.2-7 中，等效电流源的流向是在假定正向的原则下定出的，即电压以公共端为负端，电流以流向电极的方向为正方向。根据三极管工作的物理实质和 β 的定义，当 I_b 的流向与假定正方向相同时， I_c 的流向也必然与假定的正方向相同。这样，电流源 βI_b 的流向正如图中的箭头所示，是由集电极流向发射极。所以等效电流源 βI_b 的流向是由 I_b (也就是 U_{be}) 来决定的，不能任意假定，否则就会得出错误的结果。

(4) 上述等效电路对 NPN 管和 PNP 管同样适用。

(三) 采用等效电路分析共射极基本放大电路

在小信号条件下，晶体管的非线性特性转化为线性特性，当晶体管用其等效电路代替之后，非线性的放大电路就变为线性电路，这时便可采用线性电路的一般分析方法来分析放大电路的交流特性了。这一交流分析方法称为等效电路法，等效电路法是分析模拟电子线路最基本的方法，它将贯穿于本课的始终，并在许多其他后续课中得到广泛应用。

采用等效电路法分析放大电路的交流特性时，首先必须画出放大电路的交流等效电路，然后根据画出的等效电路，利用线性电路分析的一般方法，计算放大器的各项性能指标。下面我们以前面图 2.2-9 (a) 所示的共射基本放大电路为例进行分析。

1. 画交流等效电路

第一步：画出电路的交流通路。因为我们在这里所要研究的是各交流电量之间的关系，按照前面已介绍过的原则， V_{CC} 直流电源和耦合电容 C_1 、 C_2 的交流阻抗很小，均可看作短路，于是可画出图 2.2-9 (b) 所示的交流通路来。

第二步：将晶体管用其等效电路代替。在一般情况下管子的等效电路可选择图 2.2-7 (b) 的电路形式，只有当计算放大器的输出电阻时，才考虑 r_{ce} 的影响。这样，我们得到了整个放大电路的交流等效电路，如图 2.2-9 (c) 所示。

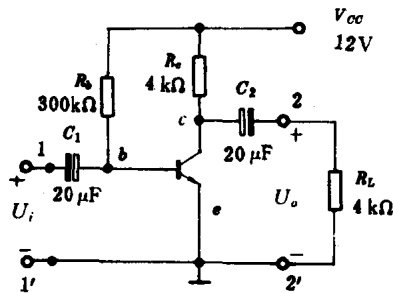
第三步：在图 2.2-9 (c) 交流等效电路上标明各电量的位置、方向。如 I_i 、 I_b 、 I_c 、 I_o 及 U_i 、 U_o 等等 (均为正弦信号有效值)。

第四步：列方程，求出各项指标。因为图 2.2-9 (c) 已经是一个线性电路，可用电路理论中学过的方法求出其指标。

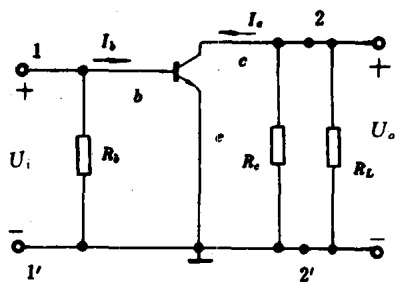
2. 求电压放大倍数

从图 2.2-9 (c)，我们得到

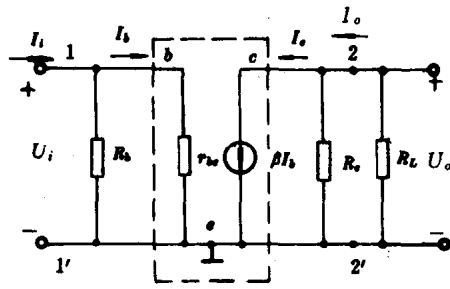
$$U_o = -I_c R_c // R_L = -I_c R'_L \quad (R'_L = R_c // R_L)$$



(a)



(b)



(c)

图 2.2-9 共射极基本放大电路

(a) 电路图 (b) 交流通路 (c) 交流等效电路

$$I_c = \beta I_b = \beta U_i / r_{be}$$

由此可得

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{I_c R_L}{I_b r_{be}} = -\beta \frac{R_L}{r_{be}} \quad (2.2-16)$$

式中负号表示输出电压与输入电压反相。这一点在图解法中已看得很清楚了。

由此可见，利用交流等效电路这个工具，可使我们很方便地求得电压放大倍数。但要注意，计算时所用的交流参数 β 及 r_{be} 都应是在工作点 Q 附近求得的参数。

3. 计算输入电阻及输出电阻

(1) 输入电阻 R_i

根据式 (2.1-18) $R_i = U_i / I_i$ 从图 2.2

9 (c) 可得

$$I_i = \frac{U_i}{R_b} + \frac{U_i}{r_{be}}$$

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_b // r_{be} \quad (2.2-17)$$

(2) 输出电阻

下面用图 2.2-8 晶体管等效电路，利用输出端外加独立电源法求图 2.2-9 (a) 电路的输出电阻，如图 2.2-10 所示。当令 $u_i = 0$ (保留 R_b)，则 $I_b = 0$ ， $\beta I_b = 0$ 。在输出端外加

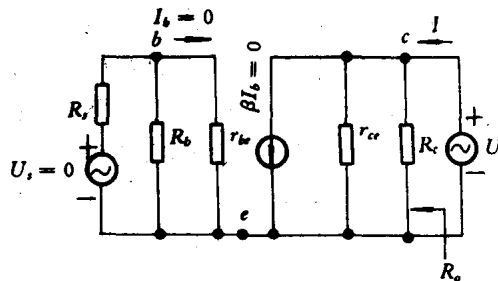


图 2.2-10 求图 2.2-9 电路的输出电阻

电压 U 的作用下, 产生相应的电流 I , 这时根据式 (2.1-23)

$$R_o = \left. \frac{U}{I} \right|_{U_i=0} = r_{ce} // R_c \quad (2.2-18)$$

例 2-1 如图 2.2-9 (a) 的电路, 已知三极管为 3DG6, 在工作点处的 $\beta=40$ 、 $r_{ce}=100\text{k}\Omega$, 计算放大器的 A_u 、 R_i 及 R_o 。

解 (1) 确定静态工作点 Q

根据式 (2.1-1)

$$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{300} = 37.7\mu\text{A}$$

$$I_E \approx I_C = \beta I_B = 40 \times 37.7 \approx 1.5\text{mA}$$

$$U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c = 12 - 1.5 \times 4 = 6\text{V}$$

(2) 求 r_{be}

利用式 (2.2-14), 得

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_E} = 300 + (1 + 40) \frac{26}{1.5} \approx 1\text{k}\Omega$$

(3) 求 A_u

利用式 (2.2-16) 代入数据得

$$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} = -\beta \frac{R_c // R_L}{r_{be}} = -40 \frac{4 // 4}{1} = -80$$

(4) 求输入电阻 R_i

利用式 (2.2-17) 代入数据得

$$R_i = R_b // r_{be} = 300 // 1 \approx 1\text{k}\Omega$$

一般 R_b 较大, 当 R_b 为 r_{be} 10 倍以上时, 计算 R_i 时可忽略 R_b 的影响。

(5) 求输出电阻 R_o

利用式 (2.2-18) 得 $R_o = R_c // r_{ce} = 4 // 100 = 3.84\text{k}\Omega$

一般 $r_{ce} \gg R_c$ (10 倍以上), $R_o \approx R_c$ 。

三、两种分析方法的比较

本节介绍了放大电路的两种基本分析计算的方法, 即图解法和等效电路法。

图解法真实地反映出晶体管的非线性特性。在输入大信号以及分析输出幅值和波形失真的情况时, 用图解法比较合适。

等效电路法的特点是将晶体管用我们所熟悉的电路元件来代替, 然后利用电路计算方法, 可方便地分析计算各项指标 (例如 A_u 、 R_i 、 R_o 等)。尤其是当信号频率比较高时, 管子的性能仍可通过在等效电路中引入某些元件来反映, 而图解法将不适用。

第三节 放大器的工作点稳定电路

通过前面的讨论, 我们知道, 静态工作点在放大电路中是很重要的, 它不仅关系到波形失真, 而且对放大器的性能指标也有很大影响。所以, 在设计或调试放大器时, 为

获得较好的性能，必须设置一个合适的静态工作点。上一节我们讨论了共射极基本放大电路，当电源电压 V_{CC} 和集电极电阻 R_c 确定后，放大器的静态工作点就由基极电流 I_B 来决定。前面曾提到，我们称这个电流为偏流，而获得偏流的电路叫做偏置电路。上一节所讨论的这种电路的偏流 $I_{BQ} \approx V_{CC}/R_b$ ，完全取决于外电路，这种偏置电路为固定偏置电路。它的结构简单，调试方便，只要适当选择电路参数，就可以保证静态工作点处于合适的位置，但是，由于它的偏流是固定的，当更换管子或是环境温度变化引起管子参数变化时，电路的工作点 (I_{CQ} 、 U_{CEQ}) 往往会移动，甚至移到不合适的位置，而使放大电路无法正常工作，为此，必须设计能够自动调整工作点位置的偏置电路，以使工作点能稳定在合适的位置。

这一节，我们针对环境温度对工作点的影响，着重研究分压式工作点稳定电路。

一、温度对工作点的影响

造成放大器工作点不稳定的原因很多，例如电源电压变化、电路参数变化、管子老化等等。但主要原因是半导体三极管的特性参数 (I_{CBO} 、 U_{BE} 、 β 等) 随温度而变化。由于温度变化影响管子内部少子的浓度及多子的扩散能力，从而使 I_{CBO} 、 U_{BE} 和 β 都发生变化。第一章里介绍过，晶体管的 I_{CBO} 和 β 均随温度的升高而增大， U_{BE} 随温度的升高而减小。这样当温度变化时就会引起 Q 点的变化，如图 2.3-1 所示。设在 20°C 时，原电路的 Q 点如图所示，但当温度升到 50°C 时，由于 U_{BE} 变小，使 I_{BQ} 增大，同时 β 、 I_{CBO} 都变大，使静态工作点移到 Q' 点。温度的变化最后导致了 I_C 的变化，流过 R_c 后，使 U_{CE} 也变化。所以

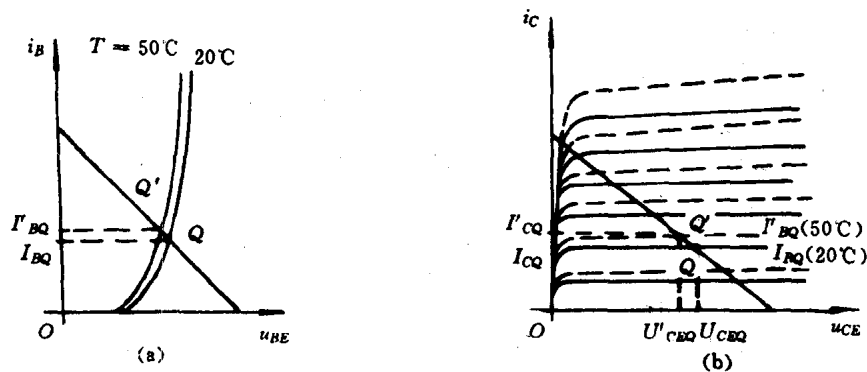


图 2.3-1 Q 点随温度的变化

我们在抑制温度对工作点的影响时，与其花很大的精力去抑制 U_{BE} 、 I_{CBO} 和 β 的变化，不如集中力量使 I_C 基本稳定，这样就能起到较好的效果。

二、分压式偏置电路

(一) 用戴维南定理计算静态工作点

下面先来研究图 2.3-2 电路，精确计算其静态工作点。为此画出其直流通路如图 2.3-3 (a) 所示，且用戴维南定理将它等效为图 2.3-3 (b)。图中，等效电势为 $U'_B =$

$\frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ ，等效电源内阻为 $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ 。由输入回路可列出回路方程为

$$U'_B - U_{BE} = I_E R_c + I_B R_b \approx I_C R_c + I_C R_b / \beta$$

从而得
$$I_C = (U'_B - U_{BE}) / (R_c + R_b / \beta) \quad (2.3-1)$$
 由此可得 U_{CE} 、 I_B 等量。由式 (2.3-1) 看出 I_C 为 U_{BE} 和 β 的函数。只有当 $R_c \gg R_b / \beta$ 且 $U'_B \gg U_{BE}$ 时, $I_C \approx U'_B / R_c = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \frac{V_{CC}}{R_c}$ 与 β 和 U_{BE} 基本无关, I_C 才是稳定的。

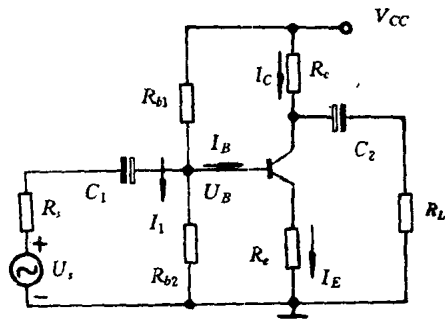


图 2.3-2 分压式偏置电路

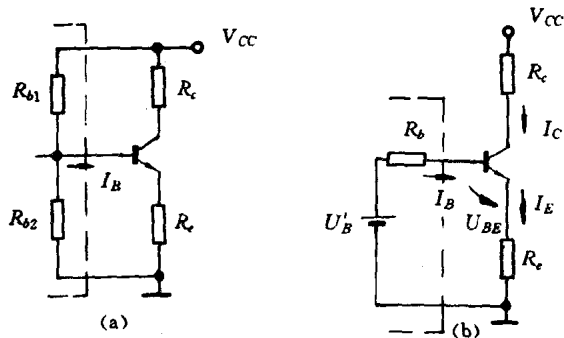


图 2.3-3 图 2.3-2 电路的直流通路
(a) 直流通路 (b) 用戴维南定理简化输入回路

(二) 分压式偏置电路的工作原理

由以上分析可知,除了图 2.3-2 电路本身的结构外,电路元件参数还必须满足一定的条件,才能使 I_C 稳定。

下面,我们对该电路作进一步讨论。通常采取以下两方面措施,以使 I_C 基本稳定:

1. 针对 I_{CBO} 的影响,可设法使基极电流 I_B 随温度的升高而自动减小。
2. 针对 U_{BE} 的影响,可设法使发射结的外加电压随温度的增加而自动减小。

在图 2.3-2 电路中如果 $I_1 \gg I_B$ (I_1 是流经 R_{b1} 、 R_{b2} 的电流^①),就可以认为基极电位 $U_B \approx R_{b2} V_{CC} / (R_{b1} + R_{b2})$ 。在此条件下,当温度上升, I_C (I_E) 将增加,由于 I_E 的增加,在 R_e 上产生的压降 $I_E R_e$ 也要增加, $I_E R_e$ 的增加部分回送到基极—发射极回路去控制 U_{BE} ,使外加于管子的 U_{BE} 减小 (因 $U_{BE} = U_B - I_E R_e$, 而 U_B 又被 R_{b1} 和 R_{b2} 所固定),使 I_B 自动减小,结果牵制了 I_C 的增加,从而使 I_C 基本恒定。这就是反馈控制的原理。

实际情况下,在图 2.3-2 中,为了使工作点稳定, I_1 愈大于 I_B 以及 U_B 愈大于 U_{BE} 则愈好,但为兼顾其他指标,一般可采取

$$I_1 \gg I_B \begin{cases} I_1 = (5 \sim 10) I_B & (\text{硅管}) \\ I_1 = (10 \sim 20) I_B & (\text{锗管}) \end{cases} \quad (2.3-2)$$

$$U_B \gg U_{BE} \begin{cases} U_B = 3 \sim 5V & (\text{硅管}) \\ U_B = 1 \sim 3V & (\text{锗管}) \end{cases} \quad (2.3-3)$$

对于锗管, I_{CBO} 受温度影响大,而 I_{CBO} 流过 R_{b1} 和 R_{b2} 将影响基极电位的恒定,因此 R_{b1} 、 R_{b2} 稍小一些,即 I_1 取大一些好;硅管 I_{CBO} 很小,故保持基极电位固定的 $I_1 \gg I_B$ 的条件可

^① 严格说来,流过 R_{b1} 的电流是流过 R_{b2} 的电流与基极电流 I_B 之和,当 I_B 甚小时,才可认为流过 R_{b1} 、 R_{b2} 的电流近似相等。

稍放低一些,也就是说 I_1 可取稍小一些, R_{b1} 、 R_{b2} 允许大一些。因而在式 (2.3-2) 中对锗管和硅管所取的数值有所不同。另一方面,由于硅管的 U_{BE} 比锗管的大,所以在式 (2.3-3) 中,硅管的 U_B 取值比锗管的大一些。

(三) 静态工作点估算

式 (2.3-2) 和式 (2.3-3) 的关系常用来设计分压式偏置电路。如果电路满足 $I_1 \gg I_B$ 以及 $U_B \gg U_{BE}$ 时,图 2.3-2 电路的静态工作点可作如下估算:

$$\begin{aligned} \text{因} \quad U_B &\approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} \\ \text{而} \quad I_C \approx I_E &= \frac{U_B - U_{BE}}{R_e} \approx U_B / R_e = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot \frac{V_{CC}}{R_e} \quad (2.3-4) \\ U_{CE} &= V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e) \end{aligned}$$

可见这种电路的 I_C 取决于外电路元件值,而与晶体管参数无关,因此 I_C 近似维持恒定,也就是说当电路满足式 (2.3-2) 及式 (2.3-3) 时,这种电路的工作点电流是稳定的。否则,仍用式 (2.3-1) 计算 I_C 。

(四) 交流指标的分析

1. 电压放大倍数

可按照我们在等效电路分析法中介绍过的四个步骤来求图 2.3-2 电路的交流指标。由于在一般情况下耦合电容在中频段可视为短路,于是得到图 2.3-4 所示的等效电路,图中标明了各电量的位置、方向。

由交流等效电路可以得到

$$\begin{aligned} U_o &= -\beta I_b R'_L \quad (R'_L = R_c // R_L) \\ U_i &= I_b r_{be} + I_e R_e = I_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e] \\ A_u &= U_o / U_i = -\beta R'_L / [r_{be} + (1 + \beta) R_e] \quad (2.3-5) \end{aligned}$$

2. 输入电阻和输出电阻

先求输入电阻 R_i

$$\text{由图 2.3-4 得} \quad R_i = R_{b1} // R_{b2} // R'_i \quad (2.3-6)$$

$$\text{式中} \quad R'_i = U_i / I_b = r_{be} + (1 + \beta) R_e \quad R_b = R_{b1} // R_{b2}$$

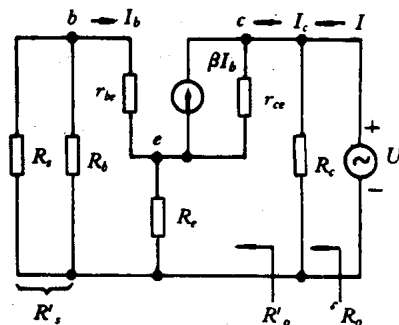
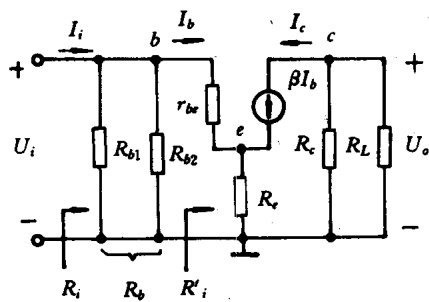


图 2.3-4 分压式偏置电路的交流等效电路

图 2.3-5 求输出电阻的电路

由此可见,加入 R_e 后使输入电阻提高了,这是它的有利的一面。

下面用外加独立电源法求输出电阻 R_o 。按照式 (2.1-23) 计算, 我们可以画出求输出电阻的等效电路, 如图 2.3-5 所示。由图可见

$$R_o = R_c // R'_o$$

先求出 R'_o 。根据基极回路和集电极回路分别列出回路电压方程式如下:

$$I_b(r_{be} + R'_s) + (I_b + I_c)R_c = 0 \quad (R'_s = R_s // R_b)$$

$$U - (I_c - \beta I_b)r_{ce} - (I_b + I_c)R_c = 0$$

两式整理得
$$U = I_c \left[r_{ce} + R_c + \frac{R_c}{r_{be} + R'_s + R_c} (\beta r_{ce} - R_c) \right]$$

考虑到在实际情况下 $r_{ce} \gg R_c$, 故有

$$R'_o = \frac{U}{I_c} \approx r_{ce} \left[1 + \frac{\beta R_c}{r_{be} + R'_s + R_c} \right] \quad (2.3-7)$$

可见, R'_o 的数值是很大的。当 R_c 可与 R'_o 比拟时, 式 (2.3-7) 才有实用价值, 否则 $R_o \approx R_c$ 。

由式 (2.3-5) 可知, R_c 的接入, 虽然带来了稳定工作点的好处, 但却使放大倍数下降了, 而且 R_c 越大, 下降得越多 (这一点将在第五章详细讨论)。为了解决这个问题, 通常在 R_c 上并联一个大电容 C_c (大约几十到几百微法), 它对交流接近于短路, 因此对交流电流而言, 可以看成是发射极直接接地, 所以 C_c 又称为射极旁路电容器。它消除了 R_c 对交流分量的影响, 使放大倍数不致下降。加了旁路电容器后, 计算 A_u 的公式就和式 (2.2-16) 完全相同了, 而旁路电容器对 R_i 和 R_o 的影响, 读者可自行分析。

第四节 共集电极电路和共基极电路

根据输入和输出回路公共端的不同, 放大电路有三种基本组态。除了上面讨论的共射极电路外, 还有共集电极和共基极两种电路, 下面分别予以讨论。

一、共集电极电路

图 2.4-1 (a) 是共集电极放大电路的原理电路, 图 2.4-1 (b) 是它的交流通路。从交流通路可见, 输出回路和输入回路是以集电极作为公共端的, 由于它的输出是由发射极引出来的, 所以也常常把它叫做射极输出器。

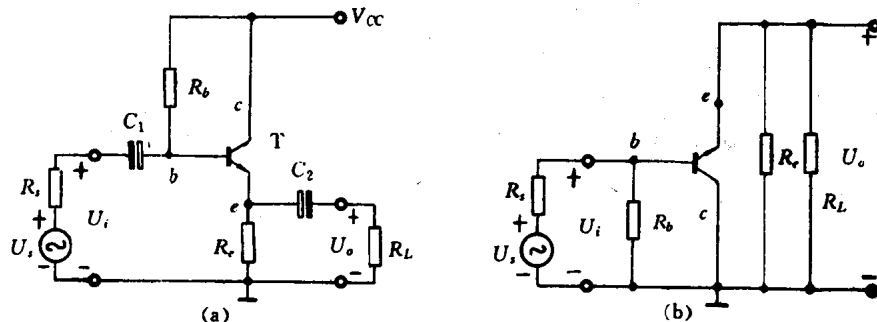


图 2.4-1 共集电极基本放大电路
(a) 原理电路图 (b) 交流通路

(一) 静态工作点

根据图 2.4-1 (a), 可列出基极回路的方程式

$$V_{CC} = I_B R_b + U_{BE} + (1 + \beta) I_B R_e$$

故

$$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$$

(二) 交流指标

下面利用三极管简化的小信号等效电路分析共集电极电路的交流工作状态。

1. 电压增益 A_u

图 2.4-2 表示射极输出器的交流等效电路。据此可列出输入回路的电压方程

$$U_i = I_b r_{be} + (I_b + \beta I_b) R'_L \quad (R'_L = R_L // R_e) \quad (2.4-1)$$

$$U_o = (I_b + \beta I_b) R'_L = (1 + \beta) I_b R'_L \quad (2.4-2)$$

由此可求出电压放大倍数的表达式

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \approx \frac{\beta R'_L}{r_{be} + \beta R'_L} < 1 \quad (2.4-3)$$

一般 $\beta R'_L \gg r_{be}$, 故射极输出器的电压放大倍数接近于 1, 而略小于 1, 这是由于在输入回路中有 $U_{be} = U_i - U_o$ 的关系, 因此它的输出电压 U_o 总是略小于输入电压 U_i 。

由于射极输出器的电压放大倍接近于 1, 同时由式 (2.4-3) 还可看到, 它的输出电压和输入电压是同相的, 即射极电压跟随输入电压变化, 因此射极输出器通常又称为射极跟随器。

2. 输入电阻

由图 2.4-2 可知

$$R_i = R_b // R'_i \quad (2.4-4)$$

而

$$R'_i = U_i / I_b$$

由式 (2.4-1) 得

$$R'_i = r_{be} + (1 + \beta) R'_L \quad (2.4-5)$$

由此可见, 与共射极基本放大电路比较, 射极输出器的输入电阻 R'_i 是比较高的 (比共射极基本放大电路大几十倍到几百倍)。其物理本质是由于在输入回路中除了信号电压 U_i 外, 还有输出电压 U_o , 因此从三极管的发射结来看, 所得的输入电压 $U_{be} = U_i - U_o$ 。比无射极电阻 R_e 时减小了, 所以尽管 U_i 很大, 但在放大器输入回路中所产生的基极电流 I_b 依然很小, 因此从放大器输入端来看, 就好象一个很大的输入电阻一样。

3. 输出电阻

计算输出电阻的电路示于图 2.4-3。三极管的 r_{ce} 并接在 c, e 两端, 成为输出电阻的一部分, 由于 r_{ce} 很大, 可视为开路, 因此图中未画出。在图 2.4-3 中已将信号源短路

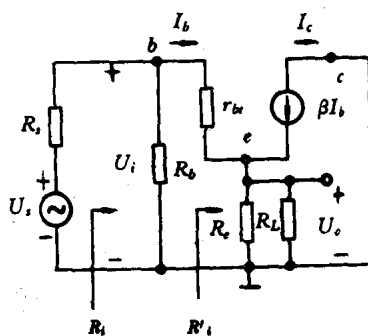


图 2.4-2 射极输出器的交流等效电路

(保留 R_c)，在输出端去掉 R_L ，外并一个电压 U 。下面利用输出端外加独立电源法求输出电阻 R_o 。

由图可知

$$I = I_b + \beta I_b + I_{R_c} = \frac{U}{R'_s + r_{be}} + \beta \frac{U}{R'_s + r_{be}} + \frac{U}{R_c} \quad (R'_s = R_s // R_b)$$

得输出电导
$$G_o = \frac{I}{U} = (1 + \beta) \frac{1}{R'_s + r_{be}} + \frac{1}{R_c}$$

因此
$$R_o = \frac{1}{G_o} = R_c // \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta} \quad (2.4-6)$$

上式说明，射极输出器的输出电阻为射极电阻 R_e 与电阻 $(R'_s + r_{be}) / (1 + \beta)$ 两部分并联组成，这后一部分是基极回路的电阻 $(R'_s + r_{be})$ 折合到射极回路时的等效电阻。通常 $R_c \gg \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta}$ 及 $\beta \gg 1$ ，所以 $R_o \approx \frac{R'_s + r_{be}}{\beta}$ 。

例如，当三极管的 $\beta = 50$ ， $r_{be} = 1\text{k}\Omega$ ， $R_s = 50\Omega$ ， $R_b = 100\text{k}\Omega$ ， $R'_s = R_s // R_b \approx 50\Omega$ ，可算得 $R_o = 21\Omega$ 。这个数值表明，射极输出器的输出电阻是很低的，一般在几十欧姆到几百欧姆的范围内。为了降低输出电阻，应选用 β 较大的三极管。

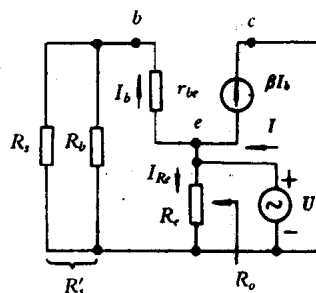


图 2.4-3 求输出电阻的等效电路

综上所述说明，射极输出器的特点是：电压放大倍数小于 1 而近于 1，输出电压与输入电压同相，输入电阻高，输出电阻低。虽然射极输出器的电压放大倍数小于 1，但是它的输入电阻高，可减小放大器对信号源（或前级）所取的信号电流，同时它的输出电阻低，可减小负载变动对放大倍数的影响，另外，它对电流仍有放大作用，后面将会看到，共集电路的频率响应也很好，由于它具有这样的优点，致使射极输出器获得了广泛的应用。

二、共基极电路

图 2.4-4 (a) 表示共基极放大器的原理电路， R_c 为集电极电阻， R_{b1} 和 R_{b2} 是基极偏置电阻，用来保证三极管 T 有合适的静态工作点。图 2.4-4 (b) 是它的交流通路。由交流通路可见，输入电压 U_i 加在发射极和基极之间，而输出电压 U_o 从集电极和基极两端取出，故基极是输入输出回路的共同端点。

下面先分析图 2.4-4 (a) 的静态工作点，然后求出它的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

(一) 静态工作点

首先画出图 2.4-4 (a) 的直流通路，如图 2.4-5 所示。显然，这个电路和上一节讨论过的分压式偏置电路的直流通路是一样的，因而求静态值的方法请参看上一节。

(二) 交流指标

图 2.4-4 (b) 的交流等效电路如图 2.4-6 所示，由图可知：

$$U_o = -I_c R'_L \quad (R'_L = R_c // R_L)$$

$$U_i = -I_b r_{be} \quad \text{这里负号表示考虑到相位关系。}$$

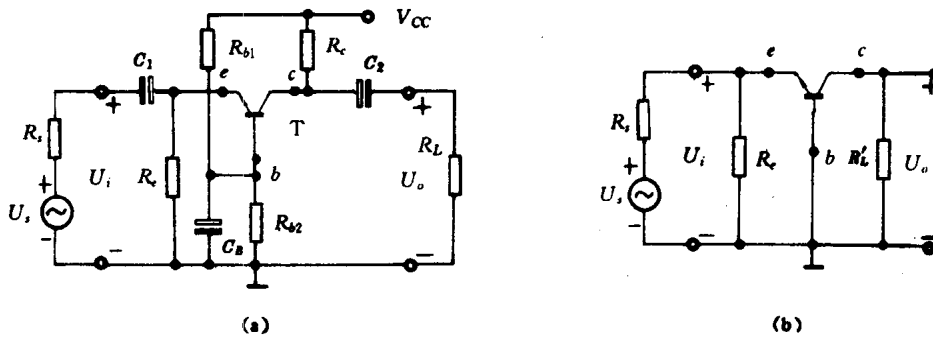


图 2.4-4 共基极电路
(a) 原理电路 (b) 交流通路

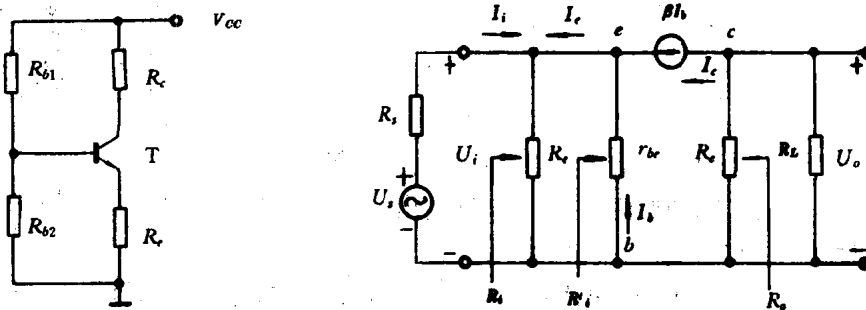


图 2.4-5 图 2.4-4 (a) 的直流通路 图 2.4-6 图 2.4-4 (b) 的交流等效电路

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-I_c R_L'}{-I_b r_{be}} = \frac{\beta R_L'}{r_{be}} \quad (2.4-7)$$

将式 (2.4-7) 与式 (2.2-16) 比较, 可知共基极电路与共射极电路的电压放大倍数在数值上相同, 只差了一个负号, 这是由于共射极电路的输出电压 U_o 与输入电压 U_i 反相, 而共基极电路的输出电压 U_o 与输入电压 U_i 同相的缘故。

在共基接法时, 三极管的输入电阻为

$$R_i' = \frac{U_i}{-I_c} = \frac{-I_b r_{be}}{-(1+\beta)I_b} = \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad (2.4-8)$$

电路的输入电阻

$$R_i = R_s // R_i' \approx R_i' \quad (2.4-9)$$

由此可见, 与共射极电路相比, 共基极电路中三极管的输入电阻减小为 $r_{be}/(1+\beta)$ 。因而共基极电路的输入电阻可以做得很低, 一般为几欧至几十欧。

关于共基极电路输出电阻的计算, 仍可用外加独立电源法。在图 2.4-6 的交流等效电路的基础上, 在三极管 $c、e$ 之间考虑 r_{ce} 的影响, 且令 R_L 开路时, 可求得 r_{cb}

$$r_{cb} \approx r_{ce} \left[1 + \frac{\beta R_s'}{R_s' + r_{be}} \right] \quad (R_s' = R_s // R_s) \quad (2.4-10)$$

可见 $r_{cb} \gg r_{ce}$ 。但考虑到集电极电阻 R_c 时, 共基极放大器的输出电阻为

$$R_o = r_{cb} // R_c \approx R_c \quad (2.4-11)$$

三、放大电路三种基本组态的比较

综合上面所得结果，我们把放大电路三种基本组态的特点列于表 2.4-1 中，以利比较。共射极电路的电压、电流、功率放大倍数都比较大，因而应用广泛。但在宽带或高频情况下，要求稳定性较好时，共基极电路就比较合适。共集电极电路的独特优点是输入电阻很高，输出电阻很低，多用于输入级、输出级或缓冲级。

表 2.4-1 放大电路三种基本组态的比较

	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
电路形式			
静态工作点	$I_B \approx V_{CC}/R_b$ $I_C = \beta I_B$ $U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$	$I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_b + (1+\beta) R_e}$ $I_C = \beta I_B$ $U_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_c$	$U_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ $I_C \approx I_E \approx \frac{U_B}{R_e}$ $I_B = I_C / \beta$ $U_{CB} = V_{CC} - I_C R_c - \frac{R_{b2} V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}$
交流等效电路			
A_u	$-\frac{\beta R_L}{r_{be}}$ (高)	$\frac{(1+\beta) R_L}{r_{be} + (1+\beta) R_L}$ (低)	$\frac{\beta R_L}{r_{be}}$ (高)
R_i	r_{be} (中)	$r_{be} + (1+\beta) R_L$ (高)	$\frac{r_{be}}{1+\beta}$ (低)
R_c	$R_b // r_{be}$	$R_b // [r_{be} + (1+\beta) R_L]$	$R_c // \frac{r_{be}}{1+\beta}$
R_o	R_c (高)	$\frac{r_{be} + R'_e}{\beta}$, $R'_e = R_e // R_L$ (低)	R_c (高)
用途	多级放大器的中间级	输入级、输出级或缓冲级	高频或宽频带电路及恒流源电路

第五节 放大电路的频率响应

在电子技术实际应用中所遇到的信号往往不是单一频率的，其频谱分布在一段频率范围内，例如测量仪表中放大器的信号、广播中的语言和音乐信号、电视中的图像和伴音信号等等都含有丰富的频率成分。而在放大电路中一般都存在电抗元件，如晶体管或场效应管的极间等效电容、电路的耦合电容、旁路电容、线间的分布电容等。由于它们在各种频率下的电抗值是不相同的，因而使放大器对不同频率信号的放大效果不完全一致，输出电压不能完全重现输入电压的波形，即在放大过程中产生了失真。我们把放大器对不同频率的正弦信号的稳态响应称为频率响应。

一、频率响应的基本概念

下面介绍在频率响应分析中的几个常用术语，并建立一些基本概念。

(一) 频率响应和通频带

放大器的频率响应可直接由放大器的放大倍数对频率的关系来描述，即

$$A_u = A_u(f)e^{j\varphi(f)}$$

式中 $A_u(f)$ 表示电压放大倍数的模 A_u 与频率 f 的关系，称为幅频响应，而 $\varphi(f)$ 表示放大器输出电压与输入电压之间的相位差 φ 与频率的关系，称为相频响应，两者综合起来可全面表征放大器的频率响应。

图 2.1-10 重画在图 2.5-1 (b)，它表征了 RC 耦合放大器的幅频响应，在 RC 耦合的交流放大器中，当信号频率升高时，器件内部电容的影响不可忽略，致使放大倍数下降；当频率降低时，耦合电容和射极旁路电容的影响不可忽略，放大倍数亦下降；幅频响应曲线平坦部分称为中频段，其电压放大倍数为 A_{um} 。

在本章第一节中，我们曾定义了放大器的通频带 $BW = f_H - f_L$ 。高于 f_H 的频率范围称为高频段，而低于 f_L 的范围称为低频段。

在模拟集成电路中，通常都采用直接耦合的方式，其幅频响应曲线如图 2.5-1 (a) 所示，这时 $BW = f_H$ 。

(二) 幅度失真和相位失真

实际上，放大器的输入信号一般都含有丰富的频率成分，也就是信号的频谱分布很广。如果放大器的通频带不够宽，不能使不同频率的信号得到同样的放大，那么输出波形就会变形。由于放大器对不同频率信号的放大倍数不同而产生的波形失真叫频率失真。图 2.5-2 是一个频率失真的简单例子。如果一个输入信号由基波和二次谐波组成，基波的放大倍数较大，

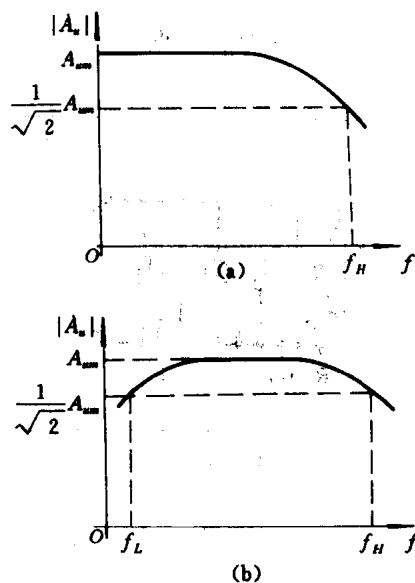


图 2.5-1 放大器的频率响应

(a) 直接耦合放大器 (b) RC 耦合放大器

而二次谐波的放大倍数较小，则输出电压中振幅的比例就与放大前不同了，于是输出电压波形产生了失真，这叫做幅度失真，如图 2.5-2 (a) 所示。

同样，当放大器对不同频率的信号产生的相移不同时，也要产生失真。在图 2.5-2 (b) 中，如果放大后的二次谐波相位滞后了一个相角，结果输出电压也会产生变形，这种变形叫相位失真。

幅度失真和相位失真总称为频率失真，它们都是由线性电抗元件（电容、电感）所引起的，所以又称为线性失真，以区别于由非线性元件（三极管等）的特性曲线的非线性所引起的非线性失真。

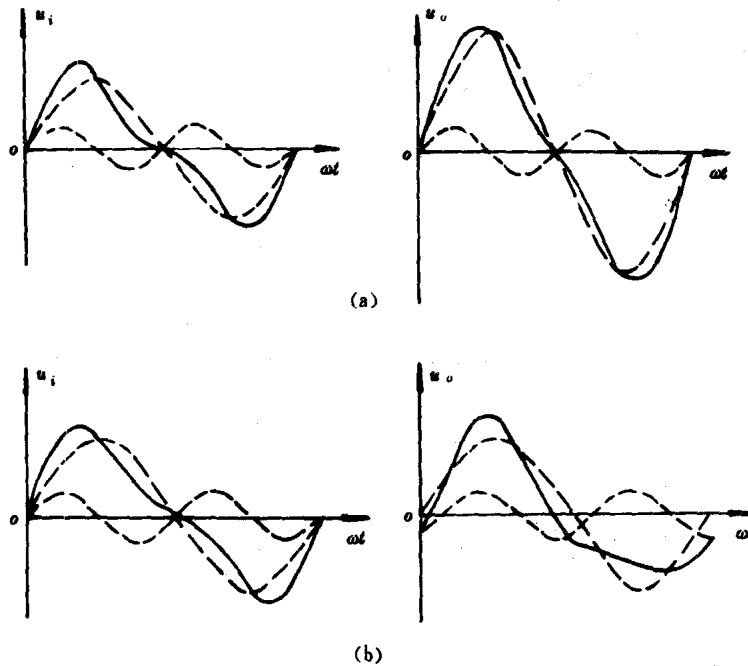


图 2.5-2 幅度失真和相位失真
(a) 幅度失真 (b) 相位失真

二、对数频率响应

为了缩短坐标，扩大视野，幅频响应和相频响应可分别绘在两张半对数坐标纸上。这种半对数坐标图就是频率采用对数分度，而幅值（以 dB 表示的电压增益）或相角 φ 则采用线性分度。这两张频率响应曲线图称为对数频率响应图或称波特图。由下面的分析可知，在波特图中不用逐点描绘曲线，而是采用折线近似，这在工程上是一种简便实用的方法。

前已提及，一个 RC 耦合放大器的频率响应可划分为三个频段，即低频段、中频段和高频段。对应于三个频段，可分别画出相应的等效电路，然后再进行分析。在中频段，放大器中的各个电容的影响均可忽略，其等效电路中不包含电容元件，因而增益为一常数，这在本章第二节中已经作过详细的讨论。在低频段和高频段，电容的影响不可忽略，这

时可用一二种典型 RC 电路来模拟,通过对典型 RC 电路的分析,可得出绘制频率响应曲线的工程近似方法。

(一) 高频响应

影响放大器高频段频率响应的主要因素是管子的极间电容和接线电容等,它们在电路中与其他支路是并联的,因此这些电容对高频响应的影响可用图 2.5-3 所示的 RC 低通电路来模拟。在图 2.5-3 中,令 $A_u = \frac{U_o}{U_i}$ 则

$$A_u = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2.5-1)$$

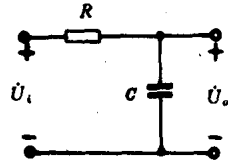


图 2.5-3 用来模拟放大器高频响应的 RC 低通电路

其中 ω 是输入信号的角频率。

这个 RC 回路的时间常数 $\tau = RC$, 令

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.5-2)$$

则式 (2.5-1) 变成

$$A_u = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad (2.5-3)$$

由式 (2.5-3) 可得高频段的电压增益幅频响应和相频响应分别为

$$|A_u| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_H})^2}} \quad (2.5-4)$$

$$\varphi = -\tan^{-1}(\frac{f}{f_H}) \quad (2.5-5)$$

现在对这个结果进行讨论:

1. 幅频响应

幅频响应可按式 (2.5-4), 由下列步骤绘出:

(1) 当 $f \ll f_H$ 时

$$|A_u| \approx 1$$

用分贝表示则有

$$20\lg|A_u| \approx 20\lg 1 = 0\text{dB}$$

这是一条与频率轴 (通常为横坐标) 平行的零分贝线。

(2) 当 $f \gg f_H$ 时

$$|A_u| \approx f_H/f$$

用分贝表示, 则有

$$20\lg|A_u| = 20\lg \frac{f_H}{f}$$

这是一条斜线, 其斜率为 $-20\text{dB}/十倍频$, 与零分贝线在 $f = f_H$ 处相交。由上两条直线构成的折线, 就是近似的幅频响应, 如图 2.5-4 (a) 所示。 f_H 对应于两条直线的交点, 所

以 f_H 称为转折频率。由式(2.5-4)可知,

当 $f=f_H$ 时, $|A_u| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$, 即在 f_H 处, 幅值下降到中频值的 0.707 倍, 所以 f_H 又是低通电路的上限截止频率。

如果只要求对幅频响应进行粗略估算, 则用近似法得到的结果已经可用了。用折线代替实际幅频响应的误差如图 2.5-4 中的表格所示。当 $f=f_H$ 时, $|A_u| = 1/\sqrt{2}$, 则 $20\lg|A_u| = 20\lg(1/\sqrt{2}) = -3\text{dB}$, 此时误差最大, 因此 f_H 也是对应于 -3dB 处的频率。离 f_H 越远, 误差越小。如需精确计算, 可在折线的基础上加以修正, 如图 2.5-4 的虚线所示。

2. 相频响应

根据式(2.5-5)可作出相频响应, 它可用三条直线来近似描述:

(1) 当 $f \ll f_H$ 时, $\varphi \rightarrow 0^\circ$, 为一条 $\varphi = 0^\circ$ 的直线;

(2) 当 $f \gg f_H$ 时, $\varphi \rightarrow -90^\circ$, 为一条 $\varphi = -90^\circ$ 的直线;

(3) 当 $f=f_H$ 时, $\varphi = -45^\circ$ 。由于当 $f/f_H = 0.1$ 或 $f/f_H = 10$ 时, 相应地可近似得 $\varphi = 0^\circ$ 或 $\varphi = -90^\circ$, 故 f 在 $0.1f_H$ 和 $10f_H$ 之间时, 可用一条斜率为 $-45^\circ/\text{十倍频}$ 的直线来表示。

于是可画得相频响应如图 2.5-4 (b) 所示。图中亦用虚线画出了实际的相频响应。由三条直线组成的折线相频响应与实际相频响应之间的误差可参看图 2.5-4 中的表格, 在 $f=0.1f_H$ 和 $10f_H$ 处误差最大。

上面结果表明, 当信号频率低时, 信号几乎全部通过, 并几乎无相移; 信号频率越高, 衰减得越厉害, 相移越大, 最终趋于 -90° 。幅频响应和相频响应都与上限截止频率 f_H 有确定的关系。

(二) 低频响应

在低频段内, 耦合电容和射极旁路电容对低频响应的影响可用图 2.5-5 所示的高通电路来模拟。

A_u 的表达式为

$$A_u = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2.5-6)$$

回路时间常数 $\tau = RC$ 。令

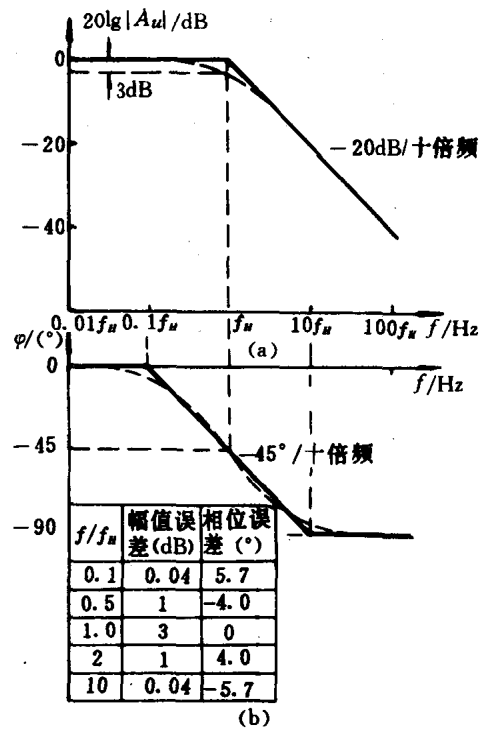


图 2.5-4 RC 低通电路的频率响应
(a) 幅频响应 (b) 相频响应

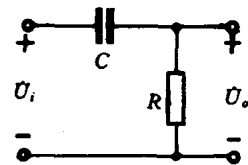


图 2.5-5 用来模拟放大器
低频响应的 RC 高通电路

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.5-7)$$

代入式(2.5-6)

$$A_u = \frac{j\frac{\omega}{\omega_L}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_L}} = \frac{j\frac{f}{f_L}}{1 + j\frac{f}{f_L}} \quad (2.5-8)$$

由上式可得低频段的电压增益幅频响应和相频响应分别为

$$|A_u| = \frac{\frac{f}{f_L}}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_L})^2}} \quad (2.5-9)$$

$$\varphi = 90^\circ - \tan^{-1}(\frac{f}{f_L}) \quad (2.5-10)$$

将幅频特性改用分贝表示, 则

$$20\lg|A_u| = 20\lg \frac{\frac{f}{f_L}}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_L})^2}} \quad (2.5-11)$$

对上式进行定性分析后可知:

(1) 当 $f \gg f_L$ 时, $20\lg|A_u| \approx 20\lg 1 = 0\text{dB}$

(2) 当 $f \ll f_L$ 时, $20\lg|A_u| \approx 20\lg \frac{f}{f_L} \quad (2.5-12)$

可以看出, 式(2.5-12)也是一条直线, 其斜率为+20dB/十倍频。这样, 幅频特性也可以用两条直线构成的折线表示。一条是0分贝线, 另一条是由式(2.5-12)表示的直线, 如图2.5-6(a)所示。

式(2.5-10)表示的相频特性为:

(1) 当 $f \gg f_L$ 时, $\varphi \rightarrow 0^\circ$;

(2) 当 $f = f_L$ 时, $\varphi = 45^\circ$;

(3) 当 $f \ll f_L$ 时, $\varphi \rightarrow 90^\circ$ 。

采用与低通电路同样的折线近似法, 可画出相频响应曲线, 如图2.5-6(b)。图中 f_L 是转折频率, 即高通电路的下限截止频率。

用折线代替实际频率响应的误差列于图2.5-6的表格中。图中的虚线表示实际的响应。

由上面的结果可见。随着 f 的减小, $|A_u|$ 下降, 输出电压的相角 φ 也越大。同时幅频响应和相频响应都与下限截止频率 f_L 有确定的关系。

综上所述, 可归纳几点如下:

(1) 放大器的频率响应的特征可用 RC 低通电路和高通电路来模拟。

(2) 转折频率 f_H 和 f_L 是频率响应的关键点, 无论是幅频响应还是相频响应, 基本上都是它为中心而变化的, 求出 f_H 和 f_L 后, 就可近似地描绘放大器的完整的频率响

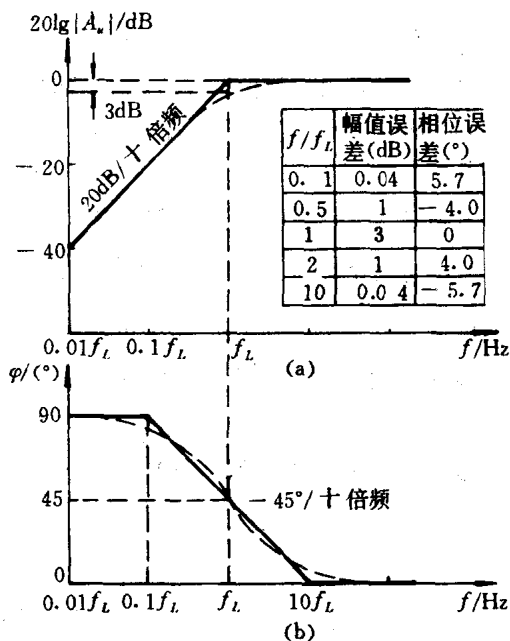


图 2.5-6 RC 高通电路的频率响应
(a) 幅频响应 (b) 相频响应

应曲线^①。

(3) f_H 和 f_L 都是与对应回路的时间常数 $\tau=RC$ 成反比的。

三、共射极放大器的高频响应

下面首先讨论三极管的混合 π 型等效电路，然后分析共射极放大电路的高频响应。

(一) 晶体三极管的混合 π 型等效电路

1. 简化混合 π 型等效电路的引出

三极管在高频段工作时的物理过程与在低频段工作时有些不同，例如，在高频时三极管极间电容的作用以及接线电容的影响不可忽略。本章第二节里导出的图 2.2-7 (a) 简化等效电路只能适用于低频。在这里晶体三极管是作为电流控制的器件模型来考虑的，受控电流源将基极的信号电流放大 β 倍，这对低频来说是真实的。但在高频时，由于结电容的存在，就不能用电流控制的器件模型来等效晶体三极管，因为流过发射结电容的那部分基极电流并不能得到放大，所以这时必须采用电压控制的器件

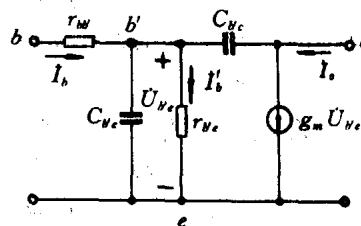


图 2.5-7 晶体三极管的简化混合 π 型等效电路

^① 指可用一个时间常数的电路来分析模拟放大器的低频和高频响应。

模型来表示管子的特性。由于能够被放大 β 倍的电流仅仅是基极电流中流过 r_{be} 的 I_b 部分, 于是受控电流源的控制信号可改用 r_{be} 两端的交流电压 U_{be} 来表示。这里, 先用 $g_m U_{be}$ 表示集电极受控电流源, 再考虑到三极管集电结和发射结的结电容, 则可将图 2.2-7 (a) 变换为图 2.5-7 所示的简化混合 π 型高频等效电路, 这里电压和电流均表示为复数形式。

因为图中各元件参数具有不同的量纲, 而电路又具有“ π ”的形式, 所以称为混合 π 型等效电路, 这是三极管高频等效电路的一种形式。它适用的频率范围为 $f < \frac{f_T}{3}$, f_T 为三极管的特征频率, 将在后面定义。若去掉该电路中的电容, 则电路可用于低频。

2. 关于简化混合 π 型等效电路中各元件参数的讨论

(1) 等效电流源 $g_m U_{be}$

前已述及, 混合 π 电路中, 能被三极管放大 β 倍的电流是流过 r_{be} 电流 I_b , 于是有

$$\beta I_b = \beta \frac{U_{be}}{r_{be}} = g_m U_{be}$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{be}} = \frac{\beta}{(1+\beta)r_e} = \frac{\alpha}{r_e} \approx \frac{1}{r_e} = \frac{I_{EQ}(\text{mA})}{26(\text{mV})} \quad (2.5-13)$$

g_m 为晶体三极管的跨导, 它表征发射结电压对集电极电流的控制能力。

(2) 发射结电容 C_{be}

发射结通常处于正偏状态, 其结电容中主要是扩散电容起作用。对于小功率管, 大约在几十至几百皮法范围内。通常可按下式计算

$$C_{be} = g_m / 2\pi f_T \quad (2.5-14)$$

式中 f_T 是三极管的特征频率。

(3) 集电结电容 C_{bc}

集电结处于反向偏压状态, 其结电容中主要是势垒电容起作用。对于小功率管一般在 $2 \sim 10\text{pF}$ 范围内。通常可认为手册中提供的 C_{ob} 值就是 C_{bc} 。

(4) 基区体电阻 r_{wb}

r_{wb} 的值直接影响高频段工作时的频率, 因此 r_{wb} 是高频等效电路的一个重要参数。不同类型的三极管 r_{wb} 的值相差很大, 一般手册多在高频率管中给出 r_{wb} 的值。

(5) 电阻 r_{be}

电阻 r_{be} 仍有式 (2.2-12) 的关系, 即 $r_{be} = (1+\beta)r_e$

(二) 三极管的频率参数

三极管的频率参数用来描述管子对不同频率信号的放大能力。常用的频率参数有共发射极截止频率 f_β 、特征频率 f_T 和共基极截止频率 f_c 等。下面由简化的混合 π 高频等效电路导出其频率参数。从手册中可查到各种管子的频率参数。

1. 共发射极截止频率 f_β

式 (1.4-10) 曾简单定义过 β 。 β 的严格定义为

$$\beta = \left. \frac{I_c}{I_b} \right|_{U_{ce}=0} \quad (2.5-15)$$

根据式 (2.5-15), 将 c 、 e 短路后, C_{Hc} 与 C_{He} 并联。由图 2.5-7 有 $U_{Hc} = \frac{r_{Hc} I_b}{1 + j\omega r_{Hc} (C_{Hc} + C_{He})}$ 和 $I_c \approx g_m U_{Hc}$ 。从而

$$\dot{\beta} = \frac{I_c}{I_b} \Big|_{U_{ce}=0} = \frac{g_m r_{Hc}}{1 + j\omega r_{Hc} (C_{Hc} + C_{He})}$$

由式 (2.5-13) 可知

$$\dot{\beta}_0 = g_m r_{Hc} \quad (2.5-16)$$

在分析高频特性时, β_0 表示低频值。

令
$$\omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{r_{Hc} (C_{Hc} + C_{He})} \quad (2.5-17)$$

$\dot{\beta}$ 可表示为

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} = \beta_0 e^{j\varphi} \quad (2.5-18)$$

式中

$$\beta = \beta_0 / \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2} \quad (2.5-19)$$

$$\varphi = -\tan^{-1} \frac{f}{f_\beta} \quad (2.5-20)$$

由式 (2.5-19) 可知, 随着 f 的增加, β 将下降。可见 $\dot{\beta}(f)$ 的频响曲线具有一个转折频率 f_β , 如图 2.5-8 所示。 f_β 为共发射极截止频率, 其值主要决定于管子的结构。由于当信号频率比较高时, 晶体管内的载流子将不能紧跟信号的变化而运动, 从而使得 β 值下降, 而使 I_c 与 I_b 之间产生了相位差。因此, 电流放大系数 β 是频率的函数。

2. 特征频率 f_T

$|\dot{\beta}|$ 的频响曲线以 $-20\text{dB}/十倍频$

的斜率下降至 $|\dot{\beta}|$ 值为 0dB 时的频率 f_T 称为特征频率。当 $f \gg f_\beta$, 由式 (2.5-19) 可得

$$f_T = \beta_0 f_\beta \quad (2.5-21)$$

考虑式 (2.5-16) 和式 (2.5-17) 的关系, 上式可表示为
$$f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{Hc} + C_{He})}$$

一般 $C_{He} \gg C_{Hc}$ 故
$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{He}} \quad (2.5-22)$$

特征频率 f_T 是三极管的重要参数, 它是表明三极管丧失电流放大能力的极限频率, 常在手册中给出。 f_T 的典型数据约为 $100 \sim 1000\text{MHz}$ 。集成电路中的 NPN 型三极管的 f_T 值一般约为 400MHz 。

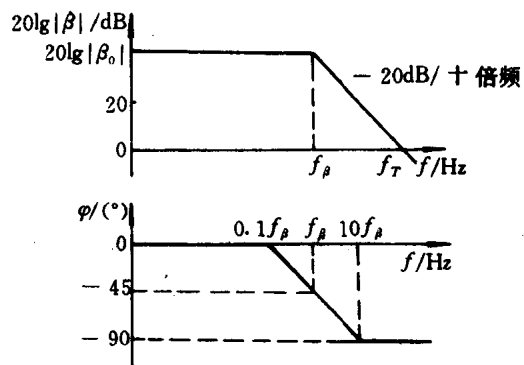


图 2.5-8 β 的波特图

值得注意的是,当频率高于 $5f_\beta$ 或 $10f_\beta$ 时,混合 π 型等效电路中的电阻 r_{be} 可以忽略,因而等效电路中的 r_{be} 成为唯一的电阻,它对管子的高频响应呈现较大的影响。

3. 共基极截止频率 f_c

利用关系式 $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$ 以及式(2.5-18),读者可推得共基极截止频率 $f_c \approx (1+\beta_0)f_\beta$, 比 f_T 还大。即三个频率参数的数量关系一般为 $f_\beta \ll f_T < f_c$ 。

(三) 共射极放大电路的高频响应

图 2.5-9 已示出单管共射极放大电路。图中电容器 C_1 、 C_2 是耦合电容器, C_e 是射极旁路电容器,通过上面的介绍,我们知道三极管本身还存在极间电容,所有这些电容器的容抗都是频率的函数。

在分析放大器的频率响应时,进行严格的计算比较复杂,实际上也没有必要。通常是将整个频率区域分为低频段、中频段和高频段三个频域来研究。在每个频域中,先根据各自频段的特点对电路进行简化,并在此基础上得到本段的频率响应,最后将三段的结果组合起来,就得到电路的频率响应。

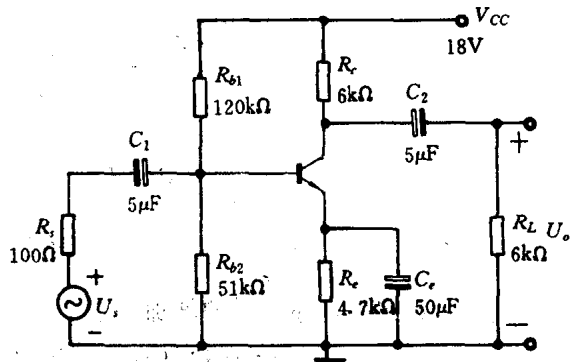


图 2.5-9 共射极放大电路

在中频段,耦合电容的容抗很小,可视为交流短路;而三极管的极间电容容抗很大,可视为交流开路。这便是我们在本章第二节分析的电路。

下面,我们先来分析放大器高频段的频率响应。

在高频段,放大器的耦合电容器及射极旁路电容器的容抗很小,视为交流短路。这时主要考虑晶体管本身极间电容的影响。我们用图 2.5-7 所示简化混合 π 型等效电路代替晶体管,再画上相应的外电路,便得到共射极放大器的高频等效电路。如图 2.5-10 所示。图中 $R'_L = R_L // R_c$, $R_b (= R_{b1} // R_{b2})$ 的影响暂不考虑。

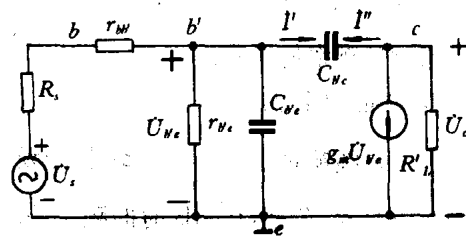


图 2.5-10 共射极放大电路的高频等效电路

1. 密勒效应和单向化近似等效电路

在上图中,由于 C_{bc} 跨接在内基极和集电极之间,给分析带来不便,下面进行简化。其基本思路是:利用节点 b' 的电流不变的原则,将 C_{bc} 的影响折合到 b' 、 e 之间,即将 C_{bc} 等效到输入回路;同样,利用节点 c 的电流不变的原则,将 C_{bc} 的影响折合到 c 、 e 之间,即将 C_{bc} 等效到输出回路。从而实现电路的单向化。下面进行具体推算。

由图 2.5-10 可写出

$$I' = j\omega C_{bc}(U_{be} - U_o) \quad (2.5-23)$$

令
$$K = -\frac{U_o}{U_{be}}$$

为内电压增益。代入式 (2.5-23) 得到 $I' = j\omega C_{bc}(1+K)U_{be}$

$$\frac{I'}{U_{be}} = j\omega C_{bc}(1+K) = j\omega C_{M1}$$

式中
$$C_{M1} = (1+K)C_{bc} \quad (2.5-24)$$

同样可得 $I'' = j\omega C_{bc}(U_o - U_{be}) = j\omega C_{bc}(1 + \frac{1}{K})U_o$

$$\frac{I''}{U_o} = j\omega C_{bc}(1 + \frac{1}{K}) = j\omega C_{M2}$$

式中
$$C_{M2} = (1 + \frac{1}{K})C_{bc} \quad (2.5-25)$$

这样, 电容 C_{bc} 对输入端的作用, 可用并接在内基极 b' 和发射极 e 之间的密勒电容 C_{M1} 来等效; C_{bc} 对输出端的作用, 可用并接在集电极 c 和发射极 e 之间的密勒电容 C_{M2} 来等效; 这就是密勒定理。根据密勒定理, 图 2.5-10 可变为图 2.5-11 的单向化近似等效电路。注意到, 图 2.5-11 只适用于信号的正向传输。

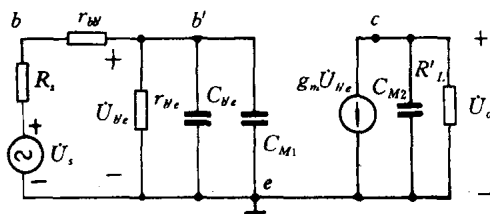


图 2.5-11 图 2.5-10 的单向化近似等效电路

为了使图 2.5-11 电路适用, 还必须把 C_{M1} 、 C_{M2} 表达式中的 K 求出来。式中 K 为考虑了 C_{bc} 时, U_o 与 U_{be} 的比值。由图 2.5-10 可求得

$$K = -\frac{U_o}{U_{be}} = \frac{g_m - j\omega C_{bc}}{1 + j\omega C_{bc} R'_L} R'_L$$

实际电路中, 由于 C_{bc} 很小, 满足下列近似条件 (称为密勒近似条件):

$$g_m \gg j\omega C_{bc} \quad (2.5-26)$$

$$R'_L \ll \frac{1}{j\omega C_{bc}} \quad (2.5-27)$$

因而 K 可近似表示为

$$K = -\frac{U_o}{U_{be}} \approx g_m R'_L \quad (2.5-28)$$

通常 $g_m R'_L \gg 1$, 由式 (2.5-24) 和 (2.5-25) 求得

$$C_{M1} = (1 + g_m R'_L) C_{bc} \approx g_m R'_L C_{bc} \quad (2.5-29)$$

$$C_{M2} = \frac{1 + g_m R'_L}{g_m R'_L} C_{bc} \approx C_{bc} \quad (2.5-30)$$

根据式 (2.5-26) 和 (2.5-27) 所示的密勒近似条件, C_{M2} 的容抗与 R'_L 相比, 可以忽略不计, 因而共发射极放大器高频等效电路最后可简化成图 2.5-12 所示电路, 图中

$$C = C_{Hc} + C_{M1} = C_{Hc} \left[1 + \frac{C_{Hc}}{C_{Hc}} g_m R'_L \right]$$

$$= DC_{Hc}$$

式中 $D = 1 + \frac{C_{Hc}}{C_{Hc}} g_m R'_L = 1 + \omega_T R'_L C_{Hc}$

可见，在满足密勒近似条件时， C_{Hc} 的作用实际上是使 C_{Hc} 增大为 D 倍， D 称为密勒效应 D 因子。由于密勒效应，共射放大器高频段输入电容显著增加。当信号频率升高时，容抗 $1/\omega C$ 减小，使 U_{Hc} 下降，从而受控电流源 $g_m U_{Hc}$ 减小，使输出电压下降。下面进行具体推导。

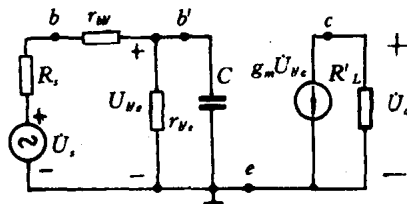


图 2.5-12 图 2.5-11 的简化电路

2. 增益函数与上限截止频率

根据图 2.5-12，放大器的输出电压为

$$U_o = -g_m U_{Hc} R'_L$$

其中
$$U_{Hc} = \frac{U_s}{R_s + r_W + \frac{r_{Hc}}{1 + j\omega C r_{Hc}}} \cdot \frac{r_{Hc}}{1 + j\omega C r_{Hc}}$$

经整理得源电压增益函数为

$$A_{ush} = A_{um} \frac{1}{1 + j\omega CR} \quad (2.5-31)$$

式中 A_{um} 为中频段源电压增益， R 为 r_{Hc} 与 $(r_W + R_s)$ 的并联值，它们分别为

$$A_{um} = -g_m r_{Hc} \frac{R'_L}{R_s + r_W + r_{Hc}} \quad (2.5-32)$$

$$R = r_{Hc} // (R_s + r_W) = \frac{r_{Hc}(R_s + r_W)}{R_s + r_W + r_{Hc}} \quad (2.5-33)$$

由式 (2.5-31) 可见，共射极放大器源电压增益的上限截止角频率为

$$\begin{aligned} \omega_H &= \frac{1}{RC} = \frac{R_s + r_W + r_{Hc}}{(R_s + r_W)r_{Hc}} \cdot \frac{1}{DC_{Hc}} \\ &= \frac{R_s + r_W + r_{Hc}}{R_s + r_W} \cdot \frac{\omega_T}{D} = \frac{R_s + r_W + r_{Hc}}{g_m r_{Hc} (R_s + r_W)} \cdot \frac{\omega_T}{D} \end{aligned} \quad (2.5-34)$$

上式表明， ω_H 就是电容 C 所在回路的时间常数的倒数。因此，单独计算 ω_H 时，就不必画出电路再进行推导，而可直接由时间常数的倒数求得。

由式 (2.5-31) 可得

$$A_{ush} = A_{um} \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}} = A_{um} \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad (2.5-35)$$

这个表达式与式 (2.5-3) 类似，可以按前述的方法画出与图 2.5-4 相似的波特图。它的幅频特性和相频特性表达式分别为

$$20\lg|A_{ush}| = 20\lg[|A_{um}| / \sqrt{1 + (\frac{f}{f_H})^2}] \quad (2.5-36)$$

$$\varphi = -180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{f}{f_H}\right) \quad (2.5-37)$$

由于共射放大器的中频源电压增益为负值, 即相移为 -180° , 所以高频时放大倍数的相移是以 -180° 为基准的, 因此式(2.5-37)前面加了一个常数。可以认为由于存在电抗元件, 在信号频率改变时, 产生了附加相移。对于上述只含一个电容器的电路, 其最大附加相移为 -90° 。

3. 增益带宽积

根据式(2.5-32)和(2.5-34)可得共发射极放大电路的增益带宽积为

$$GB = |A_{um} f_H| = \frac{\omega_T}{2\pi D} \frac{R'_L}{R_s + r_{be}} \quad (2.5-38)$$

根据式(2.5-34)和(2.5-38)得出如下结论:

(1) 增大 R'_L , 虽然可增大 A_{um} , 但由于 D 增大, ω_H 将减小, 因而 R'_L 的选择应兼顾 A_{um} 和 ω_H 的要求。

(2) 为了增大 f_H 和 GB 值, 应选用 r_{be} 和 C_{be} 小而 ω_T 高的晶体三极管。

(3) 管子选定后, 为提高 f_H 值, R_s 应取得尽可能小, 即放大器的输入信号源尽量接近恒压源。由于高频管的 r_{be} 一般都很小, 因此, 在 $R_s=0$ 的极限情况下, 则

$$\omega_H = \frac{r_{be} + r_{be}}{g_m r_{be} r_{be}} \cdot \frac{\omega_T}{D} \approx \frac{1}{g_m r_{be}} \frac{\omega_T}{D} \approx \frac{r_e}{r_{be}} \frac{\omega_T}{D}$$

对于高频小功率管来说, r_{be} 与 r_e 为同一数量级, 若 D 又趋近于1, 则放大器的上限截止频率可接近于管子的特征频率。在这种情况下, 可以说, 放大电路充分利用了管子的高频能力。

反之, 当 $R_s \rightarrow \infty$, 即接近恒流源激励时, 则

$$\omega_H \approx \frac{\omega_\beta}{D}$$

放大器源电压增益的上限频率最高也只能达到 β 的截止频率。

例 2-2 电路如图 2.5-9 所示, 三极管的 $\beta_0=40$, $C_{be}=2\text{pF}$, $r_{be}=100\Omega$, $f_T=400\text{MHz}$, 其他参数如图所示。求该电路的中频段源电压增益及上限截止频率。

解 1. 画出电路的高频段等效电路如图 2.5-12 所示。由于 $R_s=R_{b1} // R_{b2} \gg R_s$, 因此可不计 R_s 的影响。图中 $R'_L=R_c // R_L=3\text{k}\Omega$ 。

2. 求出图 2.5-12 中各参数及上限截止频率

由图 2.5-9 可近似估算得
$$I_C \approx \frac{U_B - U_{BE}}{R_c} \approx 1\text{mA}$$

由式(2.5-13)
$$g_m = \frac{I_E (\text{mA})}{26 (\text{mV})} = \frac{1}{26} \text{S}$$

$$r_{be} = \beta_0 r_e = 40 \times 26 \approx 1\text{k}\Omega$$

由式(2.5-14)
$$C_{be} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{1/26}{2\pi \times 400 \times 10^6} \approx 15.3\text{pF}$$

由式(2.5-29)
$$C_{M1} \approx g_m R'_L C_{be} = \frac{3000}{26} \times 2 = 230\text{pF}$$

$$C = C_{M1} + C_{be} = 245\text{pF}$$

$$R = (R_s + r_{be}) // r_{be} = 200 // 1000 = 167 \Omega$$

$$\text{上限截止频率} \quad f_H = \frac{1}{2\pi RC} \approx 3.89 \text{MHz}$$

3. 求中频源电压增益 A_{usm}

$$A_{usm} = \frac{U_o}{U_s} = -g_m r_{be} \frac{R'_L}{R_s + r_{be} + r_{be}} = -40 \frac{3}{0.1 + 0.1 + 1} = -100$$

四、共射极放大器的低频响应

(一) 耦合电容器的影响

放大器的低频响应主要取决于外接的电容器。对于图 2.5-9 所示的电路，在分析它的低频响应时，如果同时考虑 C_1 、 C_2 及 C_e 的影响去进行推导，仍然是比较繁琐的，因此需要作一些合理的近似，使电路进一步简化。通常一个放大器由许多基本放大电路组成，图 2.5-9 中的 C_1 可以看成是前一级的输出端耦合电容，可归并到前一级去，其分析方法和 C_2 是一样的，因此，只要讨论 C_2 的影响就可以了。为了简便起见，在讨论 C_2 的影响时，暂时不计 C_e 的影响，即假设 C_e 相当大，当 C_2 的容抗已经起作用时， C_e 仍然相当于短路。这样，我们可画出图 2.5-13 所示的共射放大器的低频等效电路。

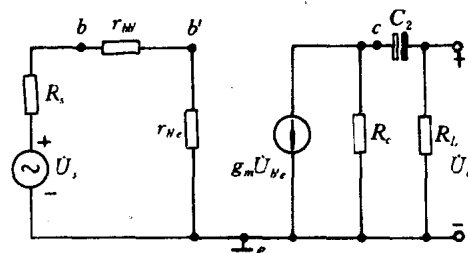


图 2.5-13 低频段考虑 C_2 影响时的等效电路

利用等效电源定理，可把放大器输出端等效为开路输出电压 $g_m U_{be} R_c$ 和内阻 R_c ，则图 2.5-13 变为图 2.5-14。显然，低频段 A_{usl} 之所以会下降是由于 C_2 的容抗不可忽略，对输出信号起了分压作用。频率越低， C_2 的容抗越大，它两端的交流电压降越大，使输出电压越小， A_{usl} 越低。

图 2.5-14 与图 2.5-5 所示的高通电路类似。我们很容易推出它的低频源电压增益 A_{usl} 的表达式。由图 2.5-14 有

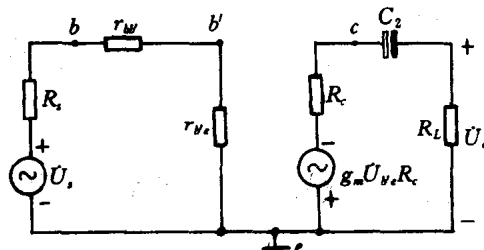


图 2.5-14 图 2.5-13 的等效电路

$$U_o = -g_m U_{be} R_c \frac{R_L}{R_c + R_L + \frac{1}{j\omega C_2}}$$

将 $U_{be} = \frac{r_{be}}{R_s + r_{be} + r_{be}} U_s$ 代入上式并整理得

$$A_{usl} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{-g_m r_{be} R_c R_L}{R_s + r_{be} + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(R_c + R_L)C_2}} = A_{usm} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(R_c + R_L)C_2}}$$

其中 $(R_c + R_L) C_2$ 就是电容 C_2 所在回路的时间常数。记作 τ_L 。于是

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_L} = \frac{1}{2\pi(R_c + R_L)C_2}$$

$$\dot{A}_{usd} = A_{usm} \frac{j\frac{\omega}{\omega_L}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_L}} = A_{usm} \frac{j\frac{f}{f_L}}{1 + j\frac{f}{f_L}} \quad (2.5-39)$$

此式与式(2.5-8)形式一样, 只差一个常数倍。所以它是只含一个RC回路的高通电路, 波特图形式与图2.5-6类似。其幅频特性和相频特性方程分别为

$$20\lg|\dot{A}_{usd}| = 20\lg|A_{usm}| + 20\lg \frac{\frac{f}{f_L}}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_L})^2}} \quad (2.5-40)$$

$$\varphi = -180^\circ + [90^\circ - \tan^{-1}(\frac{f}{f_L})] = -90^\circ - \tan^{-1}(\frac{f}{f_L}) \quad (2.5-41)$$

与高频段类似, 低频段的相移也是以 -180° 为基准的。对于只含一个电容器的电路, 其最大附加相移为 90° 。

* (二) 发射极旁路电容器 C_e 的影响^①

在图2.5-9中, 当考虑射极旁路电容器 C_e 对低频响应的影响时, 我们将 C_1 、 C_2 均看成短路。这样可简化分析, 因为我们研究问题的着眼点不在于精确计算频率特性, 而是希望突出物理概念。于是我们可得到图2.5-

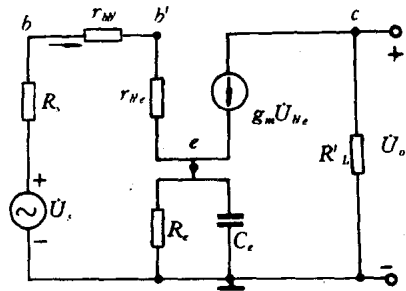


图2.5-15 低频段考虑 C_e 影响时的等效电路

15。从该图中可导出考虑 C_e 的源电压增益 \dot{A}_{usd} 表达式。它包含两个下限截止频率 f_o 及 f_p 。其中 $f_o = 1/(2\pi C_e R_e)$ 、 $f_p = 1/(2\pi C_e R_e // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta})$ 。由于 $R_e // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \ll R_e$, 所以 $f_p \gg f_o$ 。通常可以认为由 C_e 决定的下限截止频率由 C_e 所在回路的时间常数决定。因为将输入回路电阻折合到 C_e 两端, 可等效为 $\frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta}$ 。 C_e 所在回路的电阻为 $\frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} // R_e$, 由于等效电阻很小, 如果 C_e 值选得不大, 则 f_p 值较大, 放大器的下限截止频率往往近似为 f_p 。在实际电路中, 当放大器同时存在耦合电容和射极旁路电容器时, 往往是射极旁路电容的影响更为主要。

例2-3 在图2.5-9中, 求分别考虑 C_1 、 C_2 及 C_e 时对应的下限截止频率 f_1 、 f_2 及 f_3 , 并估算放大器的下限截止频率 f_L 。

解 1. 画出图2.5-9的低频等效电路, 如图2.5-16所示。

2. 用分别考虑的原则, 利用时间常数法, 可求得 C_1 所在回路电阻为

$$R_1 = R_s + R_{b1} // R_{b2} // r_{be} \approx R_s + r_{be} = 0.1 + 1.1 = 1.2\text{k}\Omega$$

① * 部分作为选学内容

因而得

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \times 1.2 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-6}} \approx 27\text{Hz}$$

由图 2.5-16 可知, C_2 所在回路电阻 $R_2 = R_c + R_L = 12\text{k}\Omega$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi \times 12 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-6}} \approx 2.7\text{Hz}$$

C_e 所在回路电阻 $R_3 \approx R_e // \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta} = 4.7 // \frac{0.1 + 1.1}{41} \approx 0.029\text{k}\Omega = 29\Omega$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_e} = \frac{1}{2\pi \times 29 \times 50 \times 10^{-6}} \approx 110\text{Hz}$$

由于 $f_3 \approx 4f_1 \gg f_2$, 所以射极旁路电容的影响是主要的。通常放大器的下限截止频率可近似为由 C_e 所决定的下限截止频率。即 $f_L \approx f_3 = 110\text{Hz}$ 。

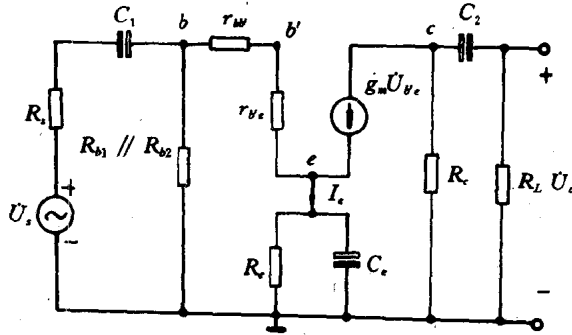


图 2.5-16 图 2.5-9 的低频等效电路

五、完整的频率响应

前面, 我们分别讨论了放大器的源电压增益在中频段、高频段及低频段的情况。综合式 (2.5-32)、式 (2.5-35) 及 (2.5-39), 将它们合起来, 就组成了源电压增益的完整的频率响应。 A_{us} 的近似式:

$$A_{us} \approx A_{usm} \frac{j \frac{f}{f_L}}{(1 + j \frac{f}{f_L})(1 + j \frac{f}{f_H})} \quad (2.5-42)$$

当 $f_L \ll f \ll f_H$ 时, $\frac{f}{f_L} \rightarrow \infty$, $\frac{f}{f_H} \rightarrow 0$, 则上式变为 $A_{us} = A_{usm}$, 就是中频段的源电压增益。

当 f 接近 f_L 时 (当然一定有 $f \ll f_H$), 则 $\frac{f}{f_H} \rightarrow 0$, 上式变为 $A_{us} = A_{usm} \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}}$ 就是低频段的源电压增益;

当 f 接近 f_H 时 (有 $f \gg f_L$), 则 $\frac{f}{f_L} \rightarrow \infty$, 上式变为 $A_{us} = A_{usm} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}$ 就是高频段的源电压增益。所以式 (2.5-42) 可以表示放大倍数在不同频段的情况。

根据式 (2.5-42) 可以画出放大器完整的波特图, 如图 2.5-17 所示。

在分析放大电路的频率响应时, 若在高频段只考虑一个电容的作用, 低频段也只考虑一个电容的作用, 则电压放大倍数的近似表达式就是式 (2.5-42), 只是对于不同的电路, A_{um} 不同, f_L 和 f_H 数值不同。因此, 这种电路的波特图也就和图 2.5-17 类同。从图中可知, 转折频率 f_H 和 f_L 是频率响应的关键点。求出电路的 f_H 和 f_L , 就可近似地描绘放大器的完整的频率响应曲线。

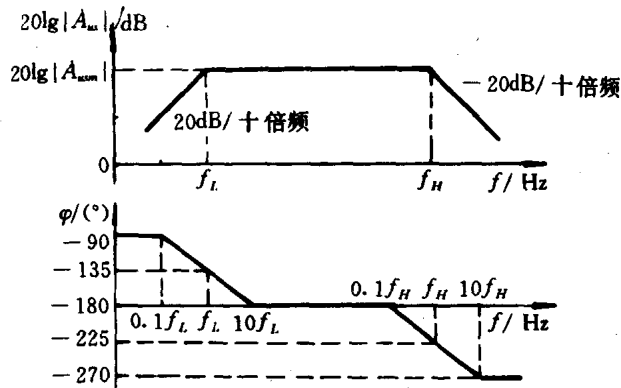


图 2.5-17 放大器完整的波特图

通过前面的介绍知, 计算电路的上、下限截止频率 f_H 和 f_L 时, 只须分别算出两个电容各自所在回路的时间常数 τ_H 和 τ_L , 利用式 $f_H=1/2\pi\tau_H$ 和 $f_L=1/2\pi\tau_L$ 即可求出 f_H 和 f_L 。这种方法通常叫时间常数法。

本节着重分析了共射极电路的频响。我们看到, 由于共射电路存在密勒电容, 其上限截止频率受到限制。而在许多场合, 需要上限截止频率很高的放大器 (即宽频带放大器), 共基和共集组态的电路都具有较高的上限截止频率, 其中一个原因是由于电路结构不同, 在上述两电路中均不存在密勒效应, 输入电容都很小, 使上限截止频率得以展宽。读者可以自行分析。

第六节 多级放大器

前面我们介绍了由一个管子组成的基本放大电路, 它的放大倍数一般可达几十, 但在实际应用中可能放大倍数不够大, 或某些指标达不到要求等等, 所以实际电路一般是由几级基本电路及它们的改进型组合而成, 这样, 级与级之间存在一个如何连接的问题, 实际上单级放大电路也存在与信号源及负载的连接问题, 这类问题统称为耦合问题。在前面的章节中, 我们是以阻容耦合电路为例来展开讨论的。

本节将对几种常用的耦合方式进行分析比较, 进而讨论多级放大电路。

一、耦合方式

(一) 阻容耦合放大器

图 2.6-1 表示一个两级阻容耦合放大器。两级之间通过集电极电阻 R_{c1} 和隔直 (耦

合) 电容器 C_2 进行耦合。 C_2 起传送交流、隔离直流的作用。显然, 前后两级的静态工作点是独立的。在计算时, 求静态值的方法与求单级电路的相同。

阻容耦合电路的特点:

1. 由于各级间用电容器连接, 各级静态工作点互相独立, 使本级静态工作点的变化不致影响下级。

2. 由于用电容器耦合和旁路, 使电路的低频特性变差, 故只能放大交流信号, 不能放大直流信号或缓慢变化的信号。这种电路有时也称为交流放大电路。

3. 由于半导体硅片中不易制作几十皮法以上的电容器, 故这种形式的电路不易于集成化。

(二) 直接耦合放大器

将前级放大器的输出端与后级的输入端直接连接的耦合方式称为直接耦合。如图 2.6-2 所示。

直接耦合电路的静态工作状态是互相影响的。在图 2.6-2 中, U_{CEQ1} 将下降到接近 0.7V。对于第一级来说, U_{CEQ1} 比较小, 已进入临界饱和状态, 限制了 U_{o1} 的变化幅值。其次, U_{CEQ1} 降低之后, 流过 R_{c1} 的电流将要增加, 而这增加的电流都将流入 T_2 的基极。如果参数配合不当, 容易使 T_2 饱和。针对这两个问题, 需要对电路进行调整。最简单的办法是在 c_1-b_2 之间串接一个电阻 R_{b2} , 利用它两端的压降来提高 U_{CEQ1} 和调节 I_{B2} , 如图 2.6-3 所示。但是这样做对于第二级来说, 基极回路的电阻增大了, 则第二级的放大倍数会下降。另一种办法是只添一个电压源, 而不增大电阻, 这样 U_{CEQ1} 可以提高, I_{B2} 也可以比较合适, 同时第二级的放大倍数损失较少。这个电压源可由稳压管实现, 如图中虚线所示。当然还有别的连接方式, 将在后面介绍。这种为了实现直流电平之间的配合而设置的电路称为直流电平偏移电路。

1. 直接耦合放大电路的特点:

(1) 由于级间是直接耦合, 所以电路对低频信号, 甚至直流信号 (即直流成分的变化) 都能放大, 电路的频率响应呈现出低通电路的特点。由于它的低频特性好, 能放大缓慢变化的信号, 所以应用很广泛。

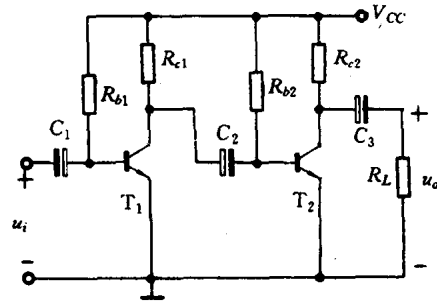


图 2.6-1 两级阻容耦合放大器

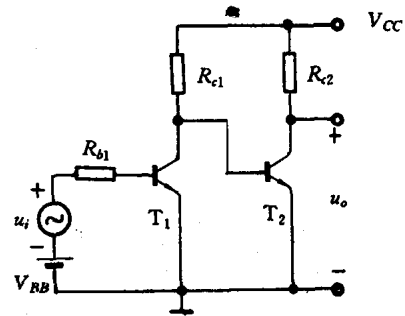


图 2.6-2 两级直接耦合电路

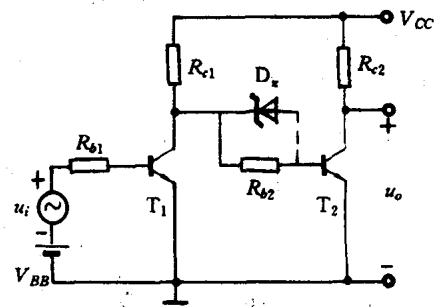


图 2.6-3 直接耦合的连接方式

(2) 由于电路中只有晶体管和电阻, 没有大电容, 所以易于将全部元器件及连线制作在一片硅片上, 成为集成化器件。

(3) 直接耦合电路使各级 Q 点互相影响, 在计算静态时, 一般需要根据电路列出方程组进行求解, 比阻容耦合电路的计算麻烦一些。

(4) Q 点互相影响。若前级 Q 点发生变化, 会影响到后面各级的 Q 点, 而且由于各级的放大作用, 第一级 Q 点的微弱变化将在多级放大电路的输出端产生很大的变化。最常见的是由于环境温度的变化而引起的工作点的漂移, 通称为温漂, 它对直接耦合放大电路的影响是比较严重的。第四章将对温漂进行分析。

二、多级放大器指标的计算

(一) 多级放大器的电压放大倍数

在多级放大电路中, 由于各级之间是串联起来的, 所以上一级的输出电压就是下一级的输入电压。总的电压放大倍数应为各级电压放大倍数的乘积。设电路总的电压放大倍数为 A_u , 而每一级的电压放大倍数为 A_{u1} 、 A_{u2} ... A_{un} , 则

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdots A_{un} = \prod_{k=1}^n A_{uk} \quad (2.6-1)$$

每一级单独的放大倍数的计算问题, 在本章前几节中已详细讨论过。对于多级放大电路, 我们只需画出电路的交流等效电路, 就可以看清它们之间的关系了。图 2.6-4 为图 2.6-2 两级直接耦合放大器的交流通路。现在在计算每一级的电压放大倍数时, 必须考虑前、后级间的相互影响。为此, 在计算第一级的

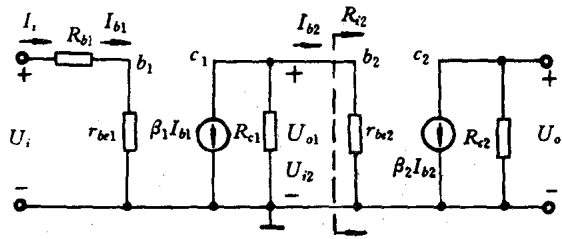


图 2.6-4 图 2.6-2 的交流等效电路

的 A_{u1} 时, 要将后一级的输入电阻 R_{i2} 当作第一级的负载来考虑, A_{u1} 是有负载时的放大倍数。再以 U_{o1} 作为第二级的输入信号 U_{i2} 进行同样的计算。^①

$$\begin{aligned} \text{即} \quad A_u &= \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o1}}{U_i} \cdot \frac{U_o}{U_{o1}} = \frac{-\beta_1 I_{b1} (R_{c1} // R_{i2})}{I_{b1} (R_{b1} + r_{be1})} \cdot \frac{-\beta_2 I_{b2} R_{c2}}{I_{b2} r_{be2}} \\ &= \frac{\beta_1 (R_{c1} // R_{i2})}{R_{b1} + r_{be1}} \cdot \frac{\beta_2 R_{c2}}{r_{be2}} \end{aligned} \quad (2.6-2)$$

两级共射电路的 A_u 是正值, 表示经过两级反相, 输出信号与输入信号是同相位的。

(二) 多级放大器的输入电阻和输出电阻

多级放大器总的输入电阻 R_i 就是第一级的输入电阻 R_{i1} 。在图 2.6-4 中

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_{b1}} = R_{b1} + r_{be1}$$

多级放大器总的输出电阻就是末级的输出电阻。在上图中 $R_o = R_{c2}$

^① 处理前、后两级的相互影响还有另一种方法, 这就是首先计算出前一级在负载端开路时的输出电压和输出电阻, 然后把它作为后一级的一个有内阻的信号源, 接到后一级的输入端上去, 再计算出后一级的电压放大倍数。相比之下, 前一种方法比后一种更直观、方便。

(三) 多级放大器的通频带

在多级放大电路中，包含有多个晶体管，因而高频等效电路中包含有多个电容器回路，其波特图中高频段也有多个转折频率。对于阻容耦合的多级电路，低频段也有多个转折频率。如何确定一个多级放大器的上、下限截止频率呢？它与每个单级上、下限截止频率有什么关系呢？下面逐一进行推导。

根据式 (2.6-1)，可以分别用幅频特性和相频特性来讨论。由式 (2.6-1) 得

$$20\lg|A_u| = 20\lg|A_{u1}| + 20\lg|A_{u2}| + \dots + 20\lg|A_{un}|$$

$$= \sum_{k=1}^n 20\lg|A_{uk}| \quad (2.6-3)$$

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n = \sum_{k=1}^n \varphi_k \quad (2.6-4)$$

上两式表明，多级放大电路的对数幅频特性等于各级对数幅频特性的代数和；相频特性也是各级相频特性的代数和。这样，若我们把各级的频率特性曲线在同一横坐标下的纵坐标值叠加起来，就得到了电路的总频率特性曲线。

例如，若已知单级放大电路的频率特性曲线如图 2.6-5 所示。具有相同参数的两级放大电路的频率特性曲线就是将单级频率特性曲线的每点纵坐标值增加一倍。从图上可以看到，对应于 f_{L1} 和 f_{H1} 的两级放大倍数 $|A_u|$ 与中频时的 $|A_{um}|$ 相比，下降了 6dB，而不是 3dB。

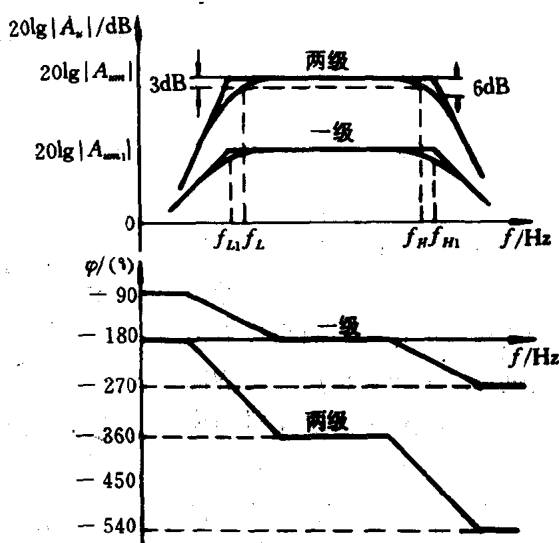


图 2.6-5 两级放大电路的波特图

截止频率是指下降为中频放大倍数的 $1/\sqrt{2}$ (即 -3dB) 时的频率。所以两级放大电路的下限截止频率 $f_L > f_{L1}$ ，而上限截止频率 $f_H < f_{H1}$ ，总的频带宽度比单级的要窄。多级放大电路的截止频率与每级截止频率的具体关系如下：

1. 上限截止频率 f_H

将式 (2.6-1) 中的 A_{uk} 用高频时的计算公式代入，并取模：

$$|A_{uk}| = \prod_{k=1}^n \frac{A_{umk}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{Hk}}\right)^2}} \quad (2.6-5)$$

令

$$A_{um} = \prod_{k=1}^n A_{umk}$$

则

$$\left| \frac{A_{uk}}{A_{um}} \right| = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{Hk}}\right)^2}} \quad (2.6-6)$$

当 $f=f_H$ 时 $\left| \frac{A_{uk}}{A_{um}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_H}{f_{Hk}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

即 $\prod_{k=1}^n [1 + \left(\frac{f_H}{f_{Hk}}\right)^2] = 2$

或者 $\left(\frac{f_H}{f_{H1}}\right)^2 + \left(\frac{f_H}{f_{H2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{f_H}{f_{Hn}}\right)^2 + \text{高次项} = 1$

上式中的 f_H/f_{Hk} 总是小于 1 的，所以可以忽略高次项，得到近似公式

$$\frac{1}{f_H} \approx \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{Hn}^2}} \quad (2.6-7)$$

实验证明，为了得到更准确的结果，可在式 (2.6-7) 的前边乘以修正系数 1.1。这样

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{Hn}^2}} \quad (2.6-8)$$

级数愈多，则 f_H 越低。

2. 下限截止频率 f_L

若用低频时放大倍数的表达式代入式 (2.6-1)，并取模，得：

$$\left| \frac{A_w}{A_{um}} \right| = \prod_{k=1}^n \frac{\frac{f}{f_{Lk}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{Lk}}\right)^2}} = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f}\right)^2}} \quad (2.6-9)$$

则电路的下限截止频率 f_L 为 $\prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f_L}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\prod_{k=1}^n [1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f_L}\right)^2] = 2$$

即 $\left(\frac{f_{L1}}{f_L}\right)^2 + \left(\frac{f_{L2}}{f_L}\right)^2 + \dots + \left(\frac{f_{Ln}}{f_L}\right)^2 + \text{高次项} = 1$

同样 f_{Lk}/f_L 总是小于 1，可将高次项略去，得

$$f_L \approx \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \dots + f_{Ln}^2} \quad (2.6-10)$$

或者 $f_L \approx 1.1 \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \dots + f_{Ln}^2} \quad (2.6-11)$

级数愈多， f_L 越高。

通过上面的分析，我们知道多级放大电路与单级放大电路之间频率特性的关系。多级放大器的通频带通常比它的任何一级都窄，级数越多，通频带越窄。这就是说，将几级放大电路串接起来后，放大倍数虽然提高了，但通频带变窄了。这是多级放大器中一个重要的概念。作为特例，设三级放大电路具有相同的 f_{L1} 和 f_{H1} ，则由式 (2.6-8) 可得

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{3}{f_{H1}^2}}$$

$$f_H \approx 0.52 f_{H1} \approx 0.5 f_{H1}$$

同理可得

$$f_L \approx 1.1 \sqrt{3} f_{L1} \approx 1.91 f_{L1} \approx 2 f_{L1}$$

即上限截止频率约为单级的一半，下限截止频率约为单级的两倍。

当各级时间常数不相同，可找出起主要作用的一个 τ (其他时间常数与之相差至少三倍以上)，则可用此时间常数来近似确定电路的截止频率。计算公式就是 $f = 1/2\pi\tau$ 。如果几个时间常数相差不大，则用式 (2.6-8) 和式 (2.6-11) 来计算截止频率。

三、组合电路

在许多电子设备中，往往需要较宽频带的放大器。例如电视机中的图像放大器需要 6.5MHz 的带宽 (通常称为视频放大)，宽带示波器的 y 轴放大器需要 30~100MHz 以上的带宽 (通常称为宽带放大)。因此，如何有效地扩展放大器的上限频率是我们关心的问题。通常，扩展放大器带宽的方法有三种，即采用负反馈放大电路扩展频带 (见第五章)、采用组合电路扩展频带以及采用高频补偿法扩展频带。下面介绍采用组合电路扩展频带的方法。

通过前几节的分析知道，晶体管三种组态电路各有其不同的上限截止频率和不同大小的输入、输出阻抗，如果将它们配合使用、取长补短，就可以在保证足够增益的前提下，有效地扩展频带。下面从物理概念上说明几种常用组合电路为什么可以扩展频带。

(一) 共射—共基组合电路 (CE—CB)

图 2.6-6 (a) 为共射—共基组合电路，该电路的电压增益为

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -a_2 \beta_1 \frac{R'_L}{r_{be1}} \approx -\beta_1 \frac{R'_L}{r_{be1}} \quad (2.6-12)$$

由于共基电路的上限截止频率远远高于共射极电路，即当共射极放大器 T_1 的电流放大系数 β 下降到 $\frac{1}{\sqrt{2}}\beta_0$ 时，共基极放大器 T_2 的电流放大系数 a_2 仍保持不变。因此，该组合电路的上限截止频率主要决定于共射极电路。所以该组合电路的高频等效电路如图 2.6-6 (b) 所示。我们知道，共基电路的输入电阻 $r_{be2}/(1+\beta_2)$ 较小，且为前级共射电路的负载阻抗，即 $R_{L1} = r_{be2}/(1+\beta_2)$ 。由于共射极放大器的负载阻抗小，则增益低，因而使等效到共射极放大器输入回路中的密勒电容 $C_{M1} = (1+g_m R_{L1}) C_{bc}$ 大大减小，因而有效地提高了共射电路的上限截止频率。所以共射—共基电路既保持了一定的中频增益，又扩展了频带。

(二) 共集—共射 (CC—CE) 组合电路

图 2.6-7 为共集—共射组合电路。其电压增益为

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = A_{u1} \cdot A_{u2} \approx A_{u2} = -\frac{\beta_2 R'_L}{r_{be2}}$$

由于共集电极放大器的上限截止频率远高于共射极放大器的，因此组合电路的上限截止频率仅由共射极电路的上限截止频率决定。所以该组合电路的高频等效电路如图 2.6-7 (b) 所示。

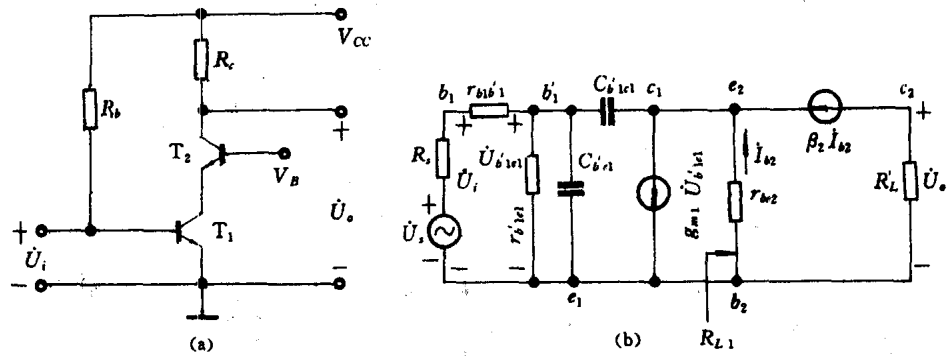


图 2.6-6

(a) 共射—共基组合电路 (b) 共射—共基组合电路的交流等效电路

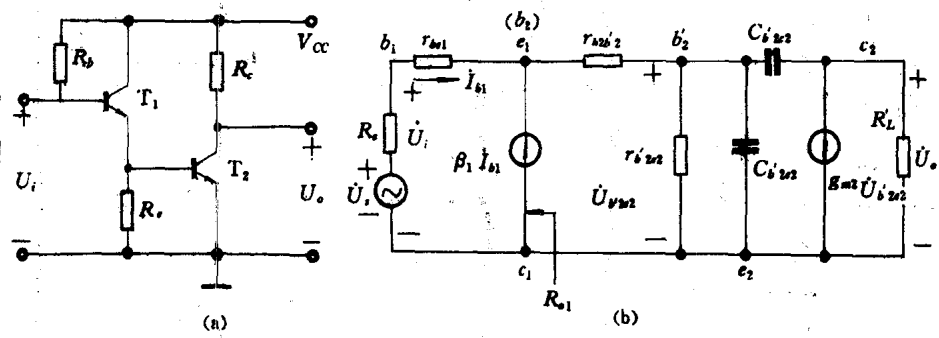


图 2.6-7

(a) 共集—共射组合电路 (b) 共集—共射组合电路的高频等效电路

共集放大器的输出电阻小，为 $R_{o1} = r_{be1} / (1 + \beta_1)$ ，而 R_{o1} 又相当于共射放大器的信号源内阻，因而使共射极放大器输入回路时间常数减小，这样共射极放大器上限截止频率得到扩展，达到了扩展频带的目的。

(三) 共集—共基组合电路 (CC—CB)

图 2.6-8 为共集—共基组合电路，由于单独的共集电极电路和共基极电路的上限截止频率都很高，显然由它们构成的组合电路的上限截止频率是十分高的。另外，共集电极放大器电流增益高，共基极放大器电压增益高，因此这种组合电路的特点是有较高的电流、电压增益以及很高的上限截止频率。

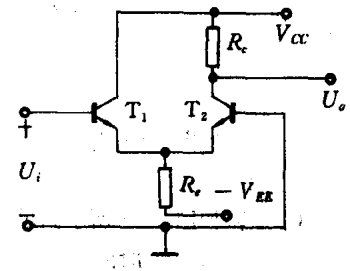


图 2.6-8 共集—共基组合电路

习 题

题 2-1 试问图 2-1 所示各电路能否实现正常放大? 若不能放大, 请指出其中的错误。图中各电容器对交流可视为短路。

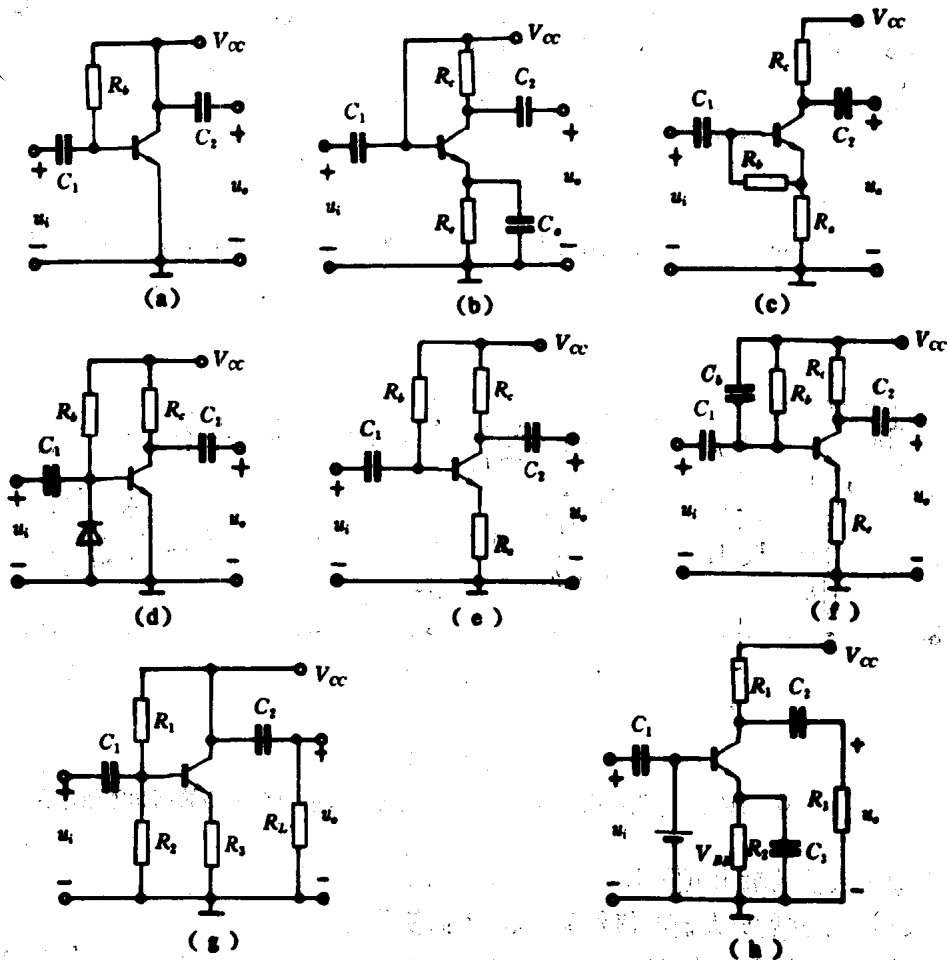


图 2-1 题 2-1 图

题 2-2 试画出图 2-2 电路的直流通路, 且标出静态电流 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 I_{EQ} 及静态电压 U_{BQ} 、 U_{CQ} 的正方向。

题 2-3 电路如图 2-3 所示。设三极管 $U_{BEQ} = -0.2V$, $\beta = 50$, 试求

- (1) $U_{BQ} = 0$ 时的 R_b 值;
- (2) 设 R_b 值同 (1), 求当 R_c 短路时的 I_{CQ} 与 U_{CQ} 之值;
- (3) 求 R_b 开路时的 I_{CQ} 与 U_{CQ} 之值。

题 2-4 放大电路如图 2-4 所示, T 为锗 NPN 管。

- (1) 电路中 V_{CC} 和 C_1 、 C_2 的极性应如何考虑? 在图上标出。
- (2) 设 $V_{CC} = 12V$, $R_c = 3k\Omega$, $\beta = 70$, $I_{CEO} = 0.1mA$, 如果要将静态工作电流 I_{CQ} 调至 $1.5mA$,

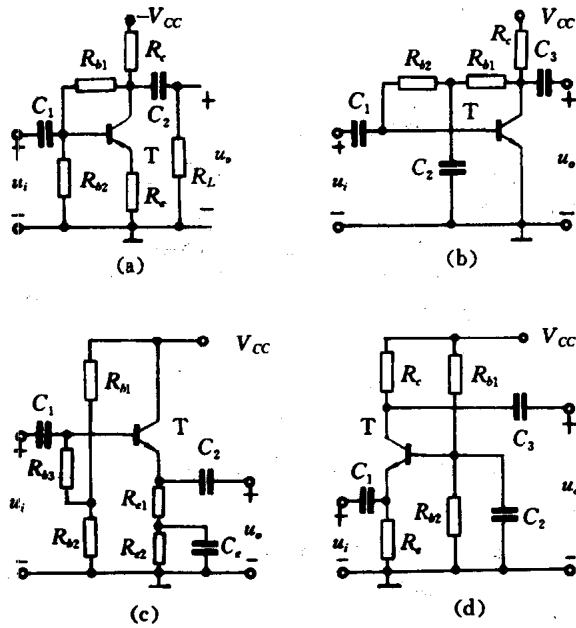


图 2-2 题 2-2 图

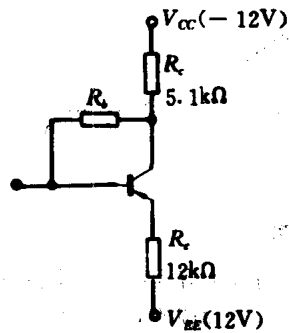


图 2-3 题 2-3 图

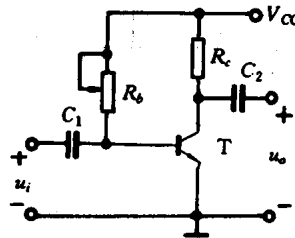


图 2-4 题 2-4 图

问 R_b 要取多大?

(3) 电路参数同上, 如果要使静态工作点的电压 U_{CEQ} 调至 $3.3V$, 问 R_b 应为多大?

(4) 在调整静态工作点时, 如稍不小心把 R_b 调至零, 这时三极管是否会损坏, 为什么? 为避免损坏, 电路上可采取什么措施?

题 2-5 画出图 2-2 所示电路的交流等效电路 (设图中各电容的容抗均可忽略), 标出电压、电流的正方向。

题 2-6 三极管放大电路如图 2-5 (a) 所示。已知 $V_{CC}=12V$, $R_1=20k\Omega$, $R_2=5.4k\Omega$, 三极管的 $\beta=50$, $U_{BEQ}=0.55V$, $R_c=3k\Omega$, $R_e=1k\Omega$, $R_L=3k\Omega$ 。

(1) 指出图 (b) 中线①和②各属什么负载线;

- (2) 写出两条负载线的方程式;
 (3) 分别算出图 (b) 中 A 点、B 点及 C 点的电压值。

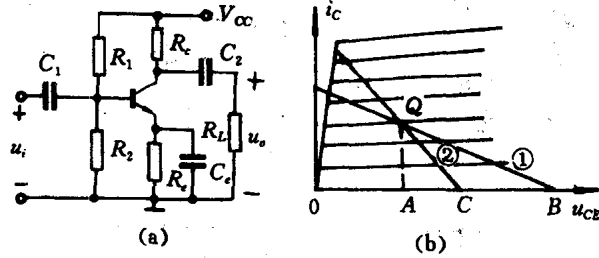


图 2-5 题 2-6 图

题 2-7 放大电路如图 2-6 所示, 图 (b) 中画出了该放大器的直流负载线和交流负载线。设电容器对交流可视为短路。

- (1) 在图 (b) 中标出 Q 点, 并确定 I_{CQ} 和 U_{CEQ} 。
 (2) 求出图 (a) 中 V_{CC} 、 R_c 和 R_L 之值。

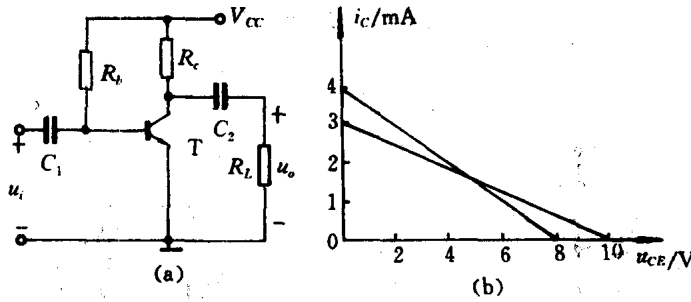


图 2-6 题 2-7 图

题 2-8 图 2-7 (a) 所示的放大电路中, u_i 为正弦信号。若输出信号 u_o 的波形分别如图 (b) 和图 (c) 所示, 则它们分别表示电路产生了何种失真, 应怎样调整电阻 R_b ?

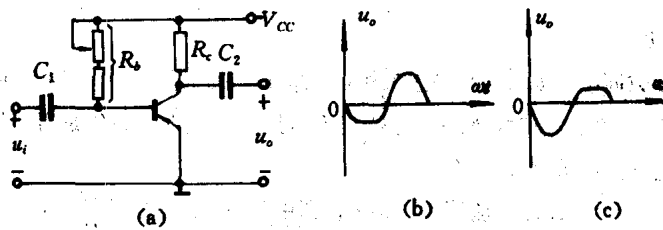


图 2-7 题 2-8 图

题 2-9 放大电路及三极管输出特性如图 2-8 所示。

- (1) 在输出特性坐标平面上画直流负载线, 如果要求 $I_{CQ}=1.5\text{mA}$, 确定此时的 Q 点, 对应的

$R_b = ?$

(2) 若 R_b 调至 $150\text{k}\Omega$, 且 i_B 的交流分量为 $i_b = 20\sin\omega t \mu\text{A}$, 画出 i_c 及 u_{ce} 的波形图, 这时出现什么失真?

(3) 若 R_b 调至 $600\text{k}\Omega$, 问 i_B 的交流分量的幅值为多少时, i_c 及 u_{ce} 的波形不至于产生失真?

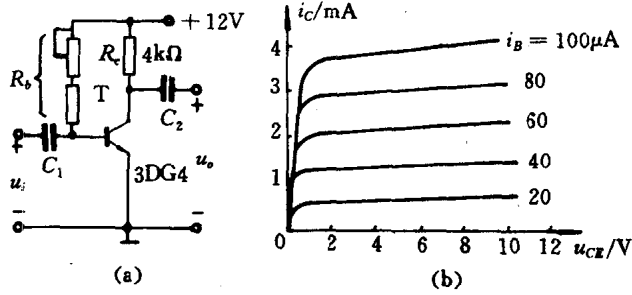


图 2-8 题 2-9 图

题 2-10 在图 2-8 (a) 中, 当 $R_b = 300\text{k}\Omega$ 时, 设负载电阻 $R_L = 6\text{k}\Omega$.

- (1) 试在图 2-8 (b) 中画出交流负载线;
- (2) 求最大不失真输出电压峰—峰值 U_{opp} ;
- (3) 当 $i_b = 20\sin\omega t \mu\text{A}$ 时, 试画出 i_c 及 u_{ce} 波形。

题 2-11 倒相器电路如图 2-9 所示, 晶体管的 $\beta = 100$, $r_{be} = 80\Omega$, $r_{ce} = 100\text{k}\Omega$, 求

- (1) 若 $U_i = 1\text{V}$, 开路输出电压 $U_{o1} = ?$ $U_{o2} = ?$
- (2) 求 $R_{o1} = ?$ $R_{o2} = ?$ $R_i = ?$
- (3) 用内阻为 $5\text{k}\Omega$ 的交流电压表分别测 (1) 的 ①、② 端对地电压, 问其数值各为多少? 为什么?

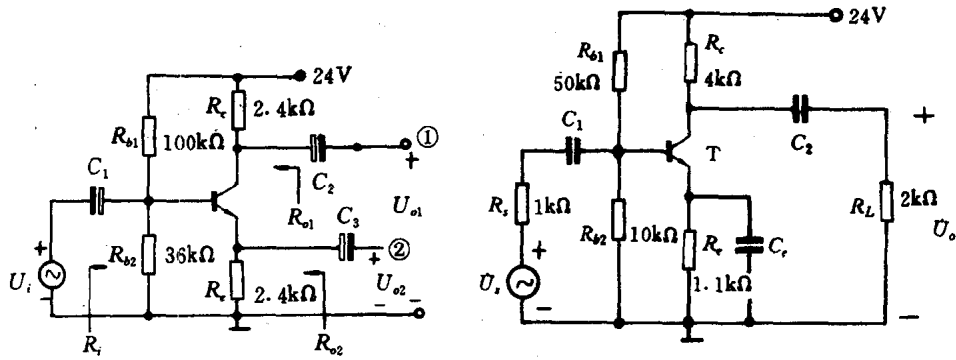


图 2-9 题 2-11 图

图 2-10 题 2-12 图

题 2-12 电路如图 2-10 所示, 晶体管 $U_{BEQ} = 0.7\text{V}$, $\beta = 100$, $r_{ce} = 100\text{k}\Omega$

- (1) 用戴维南定理求该电路的静态工作点。
- (2) 估算电路的静态工作点, 且与 (1) 比较。
- (3) 设 $r_{be} = 1.2\text{k}\Omega$, 当 C_c 开路时, 求该电路的 R_c 。

题 2-13 放大电路如图 2-11 所示, 三极管的 $r_{be} = 300\Omega$, $r_{ce} = 1\text{k}\Omega$, $\beta = 50$, 电容器对交流信号视为

短路。

(1) 试说明此电路是哪一种组态的放大电路；

(2) 计算电路的电压增益 $A_u = \frac{U_o}{U_i}$ ，输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 之值。

(3) 当 $r_{ce} = 100\text{k}\Omega$ ， $R_L = 1\text{k}\Omega$ 时，求 r_{cb} 。

题 2-14 作出下列表达式的对数幅频响应曲线和相频响应曲线（以角频率 ω 为横坐标）。

$$A_u(j\omega) = A_{um} \frac{j\omega + \omega_z}{j\omega + \omega_p} \quad (\text{已知 } \omega_p = 10\omega_z)$$

题 2-15 一个高频三极管，在 $I_{CQ} = 1.5\text{mA}$ 时， $r_{be} = 1.1\text{k}\Omega$ ， $\beta = 50$ 。特征频率 $f_T = 100\text{MHz}$ ， $C_{bc} = 3\text{pF}$ 。试求混合 π 型参数及 f_β 。

题 2-16 图 2-10 所示共射极电路，满足密勒近似条件，已知 $\beta = 100$ ， $I_{CQ} = 3.3\text{mA}$ ， $r_{be} = 20\Omega$ ， $C_{bc} = 3\text{pF}$ ， $f_T = 300\text{MHz}$ ，试求上限截止频率和中频源电压增益，其中 C_1 、 C_2 、 C_e 均认为短路。

题 2-17 在图 2-10 中，设 $C_1 = C_2 = 5\mu\text{F}$ ， $C_e = 20\mu\text{F}$ ， $r_{be} = 1.2\text{k}\Omega$ ，其他参数同前。

(1) 试分别计算 C_1 、 C_2 和 C_e 对应的下限截止频率。

(2) 如果 C_1 、 C_2 可视为很大，希望 f_L 不高于 50Hz ， C_e 应选多大？

题 2-18 在图 2-12 中，设 $\beta = 100$ ， $r_{be} = 1.2\text{k}\Omega$ ，其他参数如图示。若 C_1 、 C_2 很大，希望 f_L 不高于 50Hz ， C_e 应选多大？且与题 2-17 的结果进行比较。

题 2-19 放大电路如图 2-13 (a) 所示，晶体管参数为： $\alpha = 0.98$ ， $r_{be} = 500\Omega$ ， $r_c = 30\Omega$ ， $C_{bc} = 75\text{pF}$ ， $C_{be} = 5\text{pF}$ ，电路中 $R_b = 470\text{k}\Omega$ ， $R_e = 1\text{k}\Omega$ 。放大器的频率特性如图 (b) 所示， $f_L = 10\text{Hz}$ 。

(1) 确定 R_c 值；

(2) 确定电容器 C 值；

(3) 计算上限截止频率 f_H 。

题 2-20 设一个多级直接耦合放大电路的增益表达式为

$$A_u = \frac{-10^3}{(1 + jf/f_1)(1 + jf/f_2)(1 + jf/f_3)}$$

其中 $f_1 = 1\text{MHz}$ ， $f_2 = 10\text{MHz}$ ， $f_3 = 50\text{MHz}$ ，试画出它的波特图。

题 2-21 两级放大电路及各元件参数如图 2-14 所示， $r_{be} = 300\Omega$ ， $\beta_1 = 60$ ， $\beta_2 = 120$ 。

(1) 当 $R_L = 0$ 时，计算放大器的中频源电压增益 $A_{um} = U_o/U_i$ ；

(2) 若 $R_L = 1\text{k}\Omega$ ，求放大器的源电压增益 $A_{um} = U_o/U_s$ ；

(3) 计算放大器的交流输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

题 2-22 交流放大器的电路及元件参数如图 2-15 所示，晶体管的 $\beta_1 = \beta_2 = 40$ ，

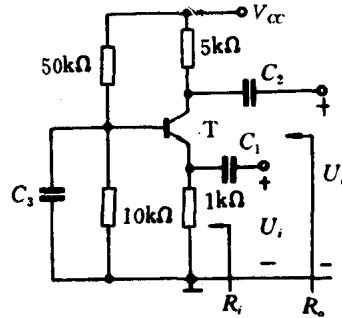


图 2-11 题 2-13 图

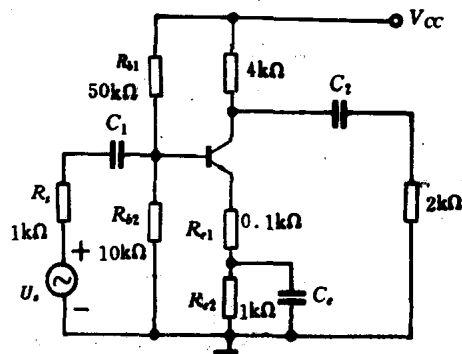


图 2-12 题 2-18 图

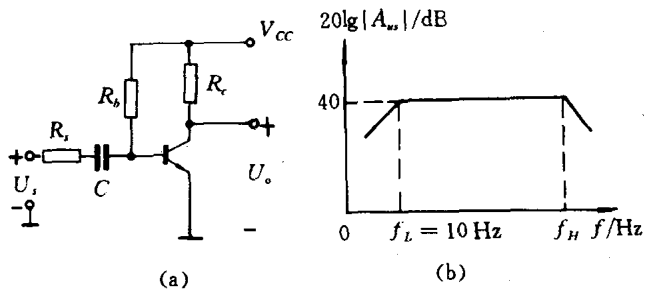


图 2-13 题 2-19 图

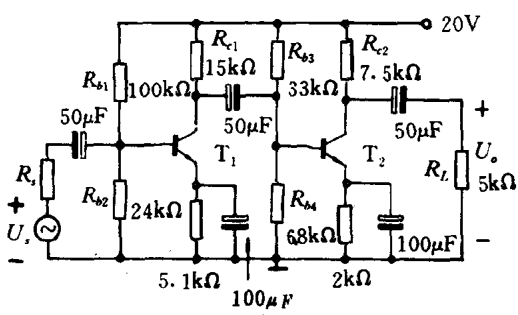


图 2-14 题 2-21 图

- (1) 估算电路的静态工作点;
- (2) 画出放大器的交流等效电路;
- (3) 计算放大器的交流输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o ;
- (4) 计算放大器的电压放大倍数 $A_{um} = \frac{U_o}{U_i}$;
- (5) 在波形不失真的条件下, 估算放大器输出电压的峰-峰值 U_{op-p} .

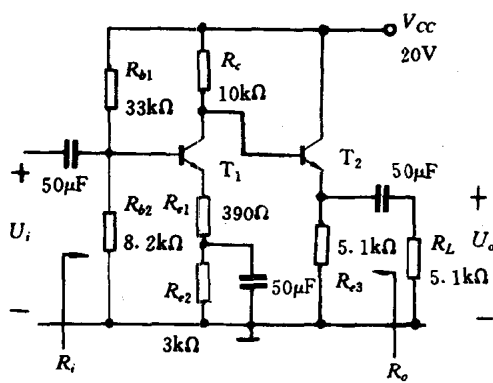


图 2-15 题 2-22 图

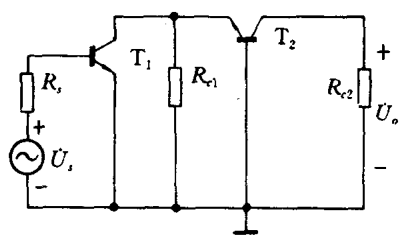


图 2-16 题 2-23 图

题 2-23 图 2-16 所示电路为共射-共基组合电路的交流通路。设各管的 r_{be} 及 β 均已知。

- (1) 写出电路的源电压增益表达式;

- (2) 试写出该电路的上限截止频率 f_H 表示式；
 (3) 与单级共射电路相比较，说明它能展宽频带的原理。

题 2-24 图 2-17 (a) 和 (b) 两电路的参数相同，它们的三极管参数也相同。试问：
 (1) 这两个放大电路的中频电压放大倍数 A_{um} 、输入电阻和输出电阻是否基本相等？
 (2) 哪个放大电路的上限截止频率高？为什么？

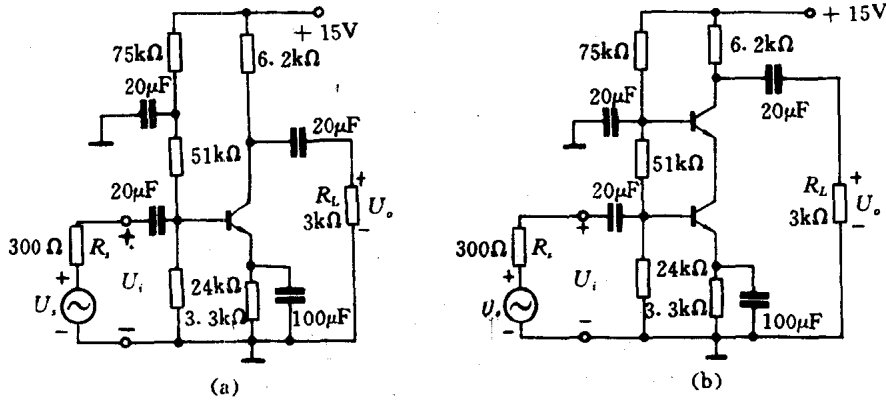


图 2-17 题 2-24 图

题 2-25 在图 2-16 所示电路中，已知 $R_{e1}=1k\Omega$, $R_{e2}=500\Omega$, $R_c=1k\Omega$ ，晶体管 T_1 、 T_2 参数相同。 $I_{C1Q}=I_{C2Q}=1mA$, $r_{be}=10\Omega$, $C_c=5pF$, $\beta=50$, $f_T=160MHz$ 。求电路的上限截止频率 f_H 。

第三章 场效应管与场效应管放大器

场效应晶体管(Field Effect Transistor,用符号 FET 表示)是利用电场效应控制半导体中多数载流子运动的一种半导体器件。由于参与导电的只有一种载流子(多数载流子),所以场效应晶体管又称为单极型晶体管。它具有输入阻抗高、动态范围宽、热稳定性好、抗辐射能力强、制造工艺简单、利于大规模集成等优点,因此场效应管得到广泛应用。

场效应管按其结构和工作原理的不同,可分为绝缘栅场效应管(用符号 IGFET 表示)和结型场效应管(用符号 JFET 表示)两种类型。

现常用的绝缘栅场效应管是由金属、氧化物和半导体组成,所以又称为金属—氧化物—半导体场效应管,用符号 MOSFET 表示。

本章先介绍场效应管的工作原理,然后再介绍场效应管基本放大电路。

第一节 MOS 场效应管

由于 MOS 场效应管输入阻抗很高,可达 $10^{12}\Omega$ 以上,以及它在一小块硅片上的集成度极高,因此,在大规模集成电路中占有极其重要的地位。

按照 MOS 场效应管内沟道的导电类型不同,可分为 N 沟道和 P 沟道;按其栅偏压为零时有无沟道形成,又可分为增强型和耗尽型。因此,通常 MOS 场效应管可分为四类,即 N 沟道和 P 沟道增强型 MOS 场效应管与 N 沟道和 P 沟道耗尽型 MOS 场效应管。下面以 N 沟道增强型 MOS 场效应管为例,介绍 MOS 场效应管的结构和工作原理。

一、N 沟道增强型 MOS 场效应管

(一) N 沟道增强型 MOSFET 结构

图 3.1-1(a)为 N 沟道增强型 MOSFET 的结构示意图,其电路符号如图 3.1-1(b)所示,图中箭头方向为 PN 结正向电流流通方向。一块掺杂浓度较低的 P 型硅(用 P⁻表示)衬底上,扩散两个距离很近的高掺杂的 N 型区(用 N⁺表示),并在此区上引出两个欧姆接触电极,分别称为源极(用 S 表示)和漏极(用 D 表示)。在源区、漏区之间的衬底表面覆盖一层微薄的二氧化硅(SiO₂)绝缘层,在源区、漏区之间的 SiO₂ 层上,再覆盖一层金属薄层,形成栅极(用 G 表示),栅极与其它电极之间是互相绝缘的。另外,从衬底基片上引出一个欧姆接触电极,该衬底电极用 B 表示。

(二) N 沟道增强型 MOSFET 工作原理

从图 3.1-1(a)可以看出,增强型 MOS 管的 N 型漏区和源区,被 P 型衬底隔开,就好像两个“背靠背”连接的二极管。当栅极不加电压时,不论漏极、源极间加何种极性电压,总有一个 PN 结处于反向偏置状态,所以漏极、源极之间没有电流通过(忽略 PN 结微小的反向电流)。U_{GS}=0V 时,漏、源间的等效电路如图 3.1-2 所示。

当栅极、源极间加上正向电压(U_{GS}>0),同时将衬底与源极短接,则在栅极金属板与

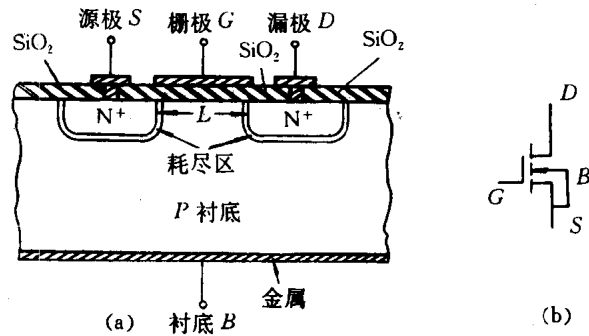


图 3.1-1 N 沟道增强型 MOS 场效应管的结构示意图及电路符号图

半导体之间的 SiO_2 绝缘层中产生电场,这个电场使衬底中的自由电子受到吸引,空穴则受排斥, U_{GS} 越大,自由电子数越多,表面层空穴数越少。当 U_{GS} 超过某一临界电压值后,表面薄层内的自由电子大于空穴浓度,衬底表面薄层由 P 型转变为 N 型,且与两个 N^+ 区相连通,形成漏区、源区间的 N 型导电沟道。

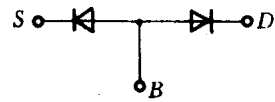


图 3.1-2 $U_{GS}=0\text{V}$ 时漏、源间的等效电路

N 沟道增强型 MOS 场效应管的立体结构如图 3.1-3 所示。图中示出了漏区与源区间形成的 N 型导电沟道, L 为沟道长度、 W 为沟道宽度、 h 为沟道高度(厚度)。

由于导电沟道是在 P 型半导体表面,由外电场造成的 N 型层,故称它为“反型层”。将开始形成反型层所需要的 U_{GS} 电压称为阈值电压(或开启电压)用 U_T 表示。

1. 未夹断状态下电流的受控过程

当 $U_{GS} > U_T$ 和 $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} > U_T$ (或 $U_{DS} < U_{GS} - U_T$) 时,从源极 S 到漏极 D 端整个导电沟道存在,没有任何一处被耗尽层夹断。该种状态称为未夹断状态,如图 3.1-4 所示。当 U_{GS} 增大, U_{GD} 也增大,整个导电沟道厚度 h 加深,因而导电沟道电阻 R_{ch} 减小,这时漏电流 $I_D = U_{DS} / R_{ch}$ 增加;若 U_{DS} 增大, U_{GS} 不变,则 U_{GD} 减小,因而只引起 D 端沟道变窄,导电沟道电阻 R_{ch} 仅略有增加,这时漏极电流 $I_D = U_{DS} / R_{ch}$ 将随 U_{DS} 的增大而增加。可见当导电沟道处于未夹断状态时, U_{GS} 和 U_{DS} 对 I_D 均有控制能力。

2. 夹断状态下电流的受控过程

当 $U_{GS} > U_T$ 和 $U_{GD} = U_T$ (或 $U_{DS} = U_{GS} - U_T$) 时, D 端的导电沟道处于一种临界状态,即 D 端导电沟道处于即将形成状态,或者说 D 端的导电沟道刚好被夹断,如图 3.1-5 所示。该种状态为预夹断状态。

当 $U_{GS} > U_T$ 和 $U_{GD} < U_T$ (或 $U_{DS} > U_{GS} - U_T$) 时, D 端的导电沟道未形成,或 D 端的导电沟道被耗尽层夹断,如图 3.1-6 所示。该种状态为夹断状态。这时仍有 $U_{GA} = U_T$, $U_{AS} = U_{AG} + U_{GS} = U_{GS} - U_{GA} = U_{GS} - U_T$ 。 DA 段为高阻导电沟道,其上的压降 $U_{DA} = U_{DS} - U_{AS} = U_{DS} - U_{GS} + U_T$ 。由源极沿低阻导电沟道至夹断点 A 的自由电子,进入高阻导电沟道后,将在电场作用下漂移到漏极形成漏极电流 I_D ,有如晶体管中电子漂移过集电结一样。

若 U_{GS} 增大,一方面使低阻导电沟道上的电压 U_{AS} 增大,另一方面低阻导电沟道加厚,

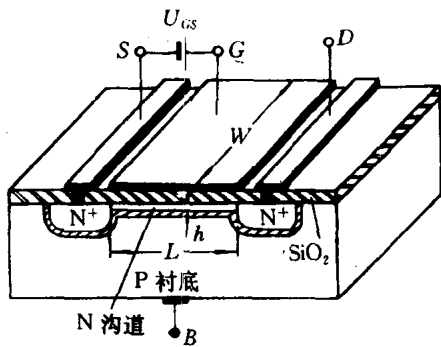


图 3.1-3 N 沟道增强型 MOSFET 的立体结构图

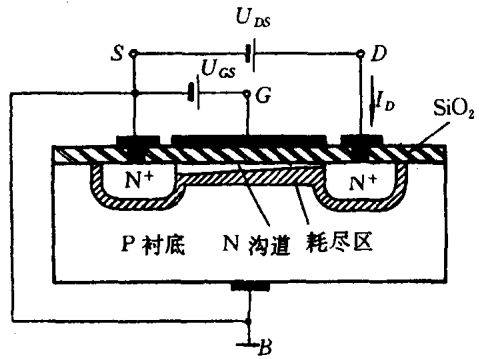


图 3.1-4 未夹断状态

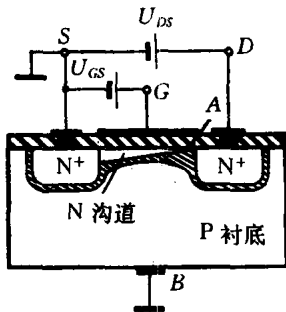


图 3.1-5 预夹断状态

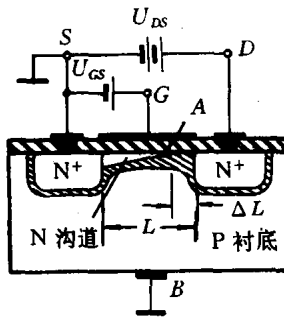


图 3.1-6 夹断状态

沟道电阻 R_{ch} 减小, 所以 I_D 随 U_{GS} 的平方增加; 若 U_{DS} 增大, 增加部分全部降落在高阻沟道上, A 点略向源极移动, 低阻导电沟道长度略有缩短, 使 R_{ch} 略有减小, 因而 $I_D = (U_{GS} - U_T) / R_{ch}$ 稍有增加, 对长沟道而言, I_D 几乎不随 U_{DS} 变化。

综上所述, 在导电沟道处于夹断状态时, U_{GS} 对 I_D 有较强的控制能力, 而 I_D 几乎不随 U_{DS} 变化。

(三) 增强型 MOS 场效应管特性曲线

1. 输出特性

图 3.1-7 为 N 沟道增强型 MOS 场效应管的输出特性 (或称漏极特性)。它表示以 U_{GS} 为参变量时, 漏极电流 I_D 随漏源电压 U_{DS} 变化的关系曲线。即

$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS}} \quad (3.1-1)$$

由上节介绍的 N 沟道增强型 MOS 场效应管工作原理可知, 图 3.1-7 中各条曲线的栅压 U_{GS} 首先必须大于开启电压 U_T , 使导电沟道形成, 否则就没有漏极电流。

根据 U_{DS} 的大小, 按其不同特点, 输出特性曲线可分为三个区域: 可变电阻区、恒流区 (饱和区) 和击穿区。

(1) 可变电阻区

这里 U_{DS} 比较小, 满足 $U_{DS} < U_{GS} - U_T$, 沟道处于未夹断状态, U_{DS} 对导电沟道影响不大。当栅压 U_{GS} 一定时, 导电沟道大小基本上是一定的, 沟道电阻也是一定的, 所以电流 I_D

随 U_{DS} 线性变化。当 U_{GS} 增大时, 沟道厚度增加, 沟道电阻变小, $I_D \sim U_{DS}$ 曲线斜率变陡。从这个意义上讲, 场效应管像只受栅极电压控制的可变电阻器。

如果将输出特性原点附近的曲线放大, 可得图 3.1-8。该图表明, 可变电阻值受 U_{GS} 控制, 在几十欧至几兆欧之间变化。

在 U_{GS} 一定的条件下, 随 U_{DS} 进一步增大(但仍满足 $U_{DS} < U_{GS} - U_T$), 沟道电阻略有增加, I_D 随 U_{DS} 增大且偏离线性, 增长速率变小, $I_D \sim U_{DS}$ 曲线发生弯曲, 如图 3.1-7 所示。

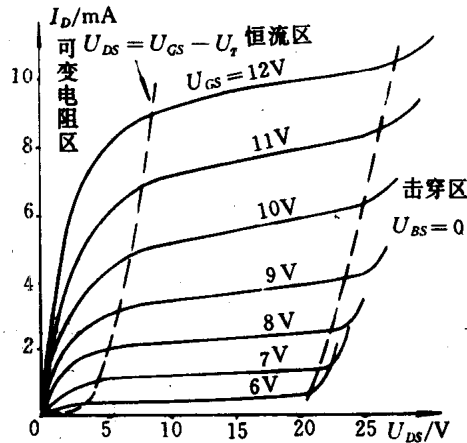


图 3.1-7 N 沟道增强型 MOS 场效应管的输出特性曲线

我们把输出特性曲线中, $0 < U_{DS} < (U_{GS} - U_T)$ 这一区域称为可变电阻区。在可变电阻区, I_D 与 U_{DS} 、 U_{GS} 的关系式为

$$I_D \approx 2K(U_{GS} - U_T)U_{DS} \quad (3.1-2)$$

式中

$$K = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} = \frac{K' W}{2L} \quad (3.1-3)$$

K 称为 MOS 管的导电因子。单位为 mA/V^2 。

μ_n 为导电沟道中电子表面迁移率。

C_{ox} 为栅氧化层单位面积电容。

$K' = \mu_n C_{ox}$, 称为本征导电因子。

W 为沟道宽度,

L 为沟道长度。

由式(3.1-2)可以求出, U_{GS} 一定时, 可变电阻区内, 原点附近的等效电阻 R_{on} 为

$$R_{on} = \left. \frac{dU_{DS}}{dI_D} \right|_{U_{GS}} = \frac{1}{(U_{GS} - U_T)2K} \quad (3.1-4)$$

(2) 恒流区

这里 $U_{DS} \geq U_{GS} - U_T$, 导电沟道处于夹断状态, 当 U_{GS} 一定而 U_{DS} 增加, 不影响导电沟道, I_D 趋于饱和, 不再随 U_{DS} 变化, 特性曲线出现恒流特性(实际上略有增加), 故称为恒流

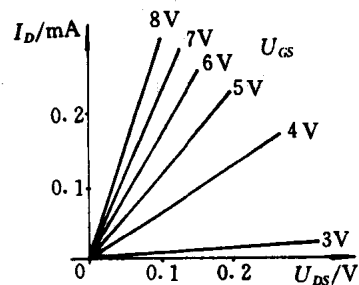


图 3.1-8 可变电阻区

区(或称饱和区)。 I_D 达到饱和值。

U_{GS} 增大时,使导电沟道上电压增加,导电沟道电阻减小, I_D 迅速增加,输出特性为一组受 U_{GS} 控制的近似平行线。场效应管作放大器时,工作在这个区域。恒流区相当于双极型晶体管输出特性曲线的放大区。

在恒流区,漏极电流 I_D 与栅压 U_{GS} 的关系式为

$$I_D \approx K(U_{GS} - U_T)^2 \quad (3.1-5)$$

式中 K 由式(3.1-3)决定。

当沟道长度小于 $10\mu\text{m}$ (即短沟道)时,还应当考虑漏极电压对沟道长度的调节作用,这时漏极电流 I_D 为

$$I_D \approx K(U_{GS} - U_T)^2(1 + \lambda U_{DS})$$

λ 是沟道调制因子, λ 可表示为

$$\lambda = \frac{\Delta L}{L \cdot U_{DS}}$$

上式中 L 为沟道长度, ΔL 为沟道长度的变化量。

(3) 击穿区

漏源电压 U_{DS} 继续增大到某一临界值时,出现击穿现象,即导电沟道的高阻区被击穿,这时 U_{DA} 达到击穿电压值。由于

$$U_{DA} = U_{DS} - U_{AS} = U_{DS} - U_{GS} + U_T$$

因此 U_{GS} 愈高,击穿所需 U_{DS} 愈大。

2. 转移特性

在恒流区,一定漏源电压下, I_D 随 U_{GS} 变化的关系曲线称为转移特性,即

$$I_D = f(U_{GS})|_{U_{DS}}$$

这里给出不同 U_{DS} 时的转移特性曲线簇,如图 3.1-9 所示。

MOS 管的输出特性和转移特性是从不同角度反映场效应管工作的同一物理过程,因此它们之间是有联系的,实际上只要在输出特性曲线上取一个固定的 U_{DS} ,引入一垂直线,此垂线与输出特性曲线的交点就表明了在一定 U_{DS} 下,不同 U_{GS} 时应有的 I_D 值,可以看出 U_{GS} 对 I_D 有较强的控制能力。由于 I_D 随 U_{DS} 变化较小,因此,对应于不同 U_{DS} 值的转移特性曲线差别甚微。

3. 衬底电位对场效应管特性的影响

在分立元件组成的电路中,场效应管的衬底通常是与源极相连接($U_{BS}=0$),但在集成电路中,许多场效应管都做在同一块衬底上,这样就不能把每个管子的源极都与公共衬底接在一起,衬底 B 与源极 S 之间将存在电压 U_{BS} 。

为保证 PN 结反偏,对 N 沟道 MOS 管, U_{BS} 必须是负压。在衬底负电压作用下,沟道电阻增大, I_D 减小,不同 U_{BS} 对转移特性的影响,如图 3.1-10 所示。可见,在 U_{GS} 一定时, U_{BS} 越负, I_D 电流越小,改变 U_{BS} 也可起到类似 U_{GS} 控制 I_D 的作用,所以衬底 B 又称为背面栅。 U_{BS} 对 I_D 的影响,称为背栅效应、体效应或衬调效应。

二、耗尽型 MOS 场效应管的工作原理

图 3.1-11(a) 为 N 沟道耗尽型 MOS 场效应管结构示意图,其电路符号如图 3.1-

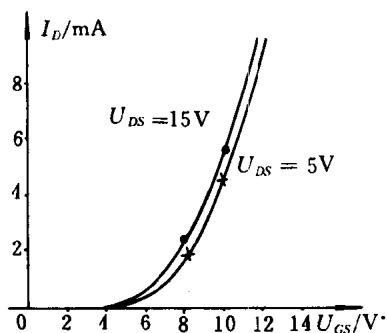


图 3.1-9 转移特性曲线

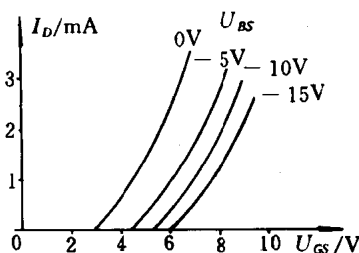


图 3.1-10 U_{BS} 对转移特性的影响

11(b)所示。从结构上看,耗尽型 MOS 管与增强型 MOS 管相似,区别仅在于栅极不加电压(即 $U_{GS}=0$)时,耗尽型管的漏区、源区之间已有导电沟道存在。

如何使 $U_{GS}=0$ 时就有导电沟道存在呢?一般是制造管子时,在二氧化硅绝缘层中掺入大量碱金属正离子(如 Na^+ 或 K^+),使 P 型衬底表面感应出 N 型薄层,形成导电沟道。或采用在漏区、源区之间的 P 型衬底扩散一层 N 型层的方法,形成导电沟道。

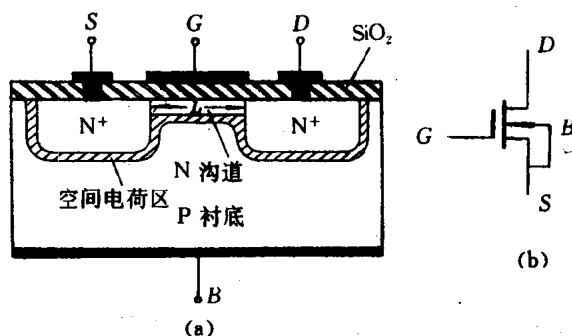


图 3.1-11 N 沟道耗尽型 MOS 场效应管的结构图与电路符号图

由于耗尽型管在 $U_{GS}=0$ 时,漏源间就存在起始导电沟道,所以只要 $U_{DS}>0$,就有漏极电流。如果增加正向栅压 U_{GS} ,金属栅极与 N 沟道间的电场将在沟道中感应出更多的电子,导电沟道厚度增大,沟道电导增大,导电能力提高,于是漏极电流增大。反之,如果栅压为负,则由于负栅压电场在沟道中感应一定的正电荷,使 N 沟道的厚度减小,漏极电导减小,漏极电流也减小。

可见正负栅压对沟道厚度都有控制作用,从而都能控制漏极电流 I_D 。当负栅压达到某值时,导电沟道消失,于是漏极电流趋于零,管子截止。这个临界的负电压称为耗尽型 MOS 管的夹断电压,夹断电压用符号 U_P 表示。它与增强型的 U_T 有相同意义,即只有 U_{GS} 大于 U_P 时,才有导电沟道形成,管内才可能有电流流通。

耗尽型 MOS 管和增强型 MOS 管工作原理相似,不再赘述。

N 沟道耗尽型 MOS 管的输出特性曲线如图 3.1-12(a)所示,转移特性曲线如图 3.1-12(b)所示。

在恒流区, I_D 与 U_{GS} 的关系式仍满足式(3.1-5),即

$$I_D = K(U_{GS} - U_P)^2 \quad (3.1-6)$$

有时,式(3.1-6)也可表示为

$$I_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad (3.1-7)$$

式中 I_{DSS} 为 $U_{GS}=0$ 时的饱和漏极电流。

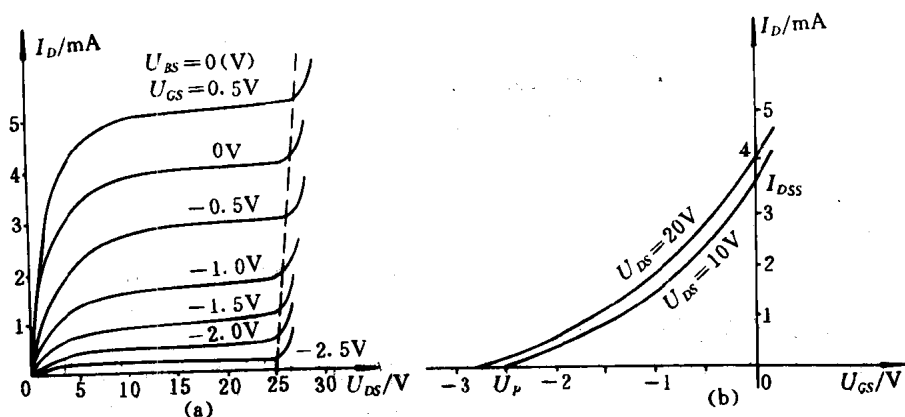


图 3.1-12 N 沟道耗尽型 MOS 管的输出特性曲线与转移特性曲线
(a) 输出特性曲线 (b) 转移特性曲线

第二节 结型场效应管

一、结型场效应管的结构和分类

结型场效应管(用 JFET 表示)有 N 沟道和 P 沟道两种,它的结构示意图和电路符号分别如图 3.2-1(a)、图 3.2-2(a)和图 3.2-1(b)、图 3.2-2(b)所示。电路符号中的箭头方向均为 PN 结的正向流通方向。

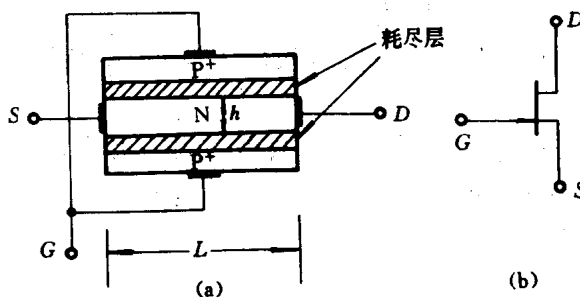


图 3.2-1 N 沟道结型场效应管的结构示意图与电路符号图

N 沟道结型场效应管如图 3.2-1(a)所示。它是在一块 N 型硅棒两侧,扩散两层高掺杂的 P 型区(用 P^+ 表示),从两个 P^+ 区引出两个电极,并联接在一起,称为栅极(G)。在硅棒两端引出两个欧姆接触电极,分别称为源极(S)和漏极(D)。 P^+ 区和 N 棒间形成耗尽区,耗尽区宽度主要在 N 区一侧。由于耗尽区里基本没有载流子,不能导电,因此,在 U_{DS}

作用下, N 区中的多子—自由电子将沿着两个耗尽区之间的狭长路径自源极向漏极运动, 形成漏极电流 I_D (I_D 方向是从漏极流向源极)。这段由 N 型材料构成的狭长路径就是结型场效应管的导电沟道, 这种结构的场效应管称为 N 沟道结型场效应管。

同样, 以 P 型硅棒为基体, 可构成 P 沟道结型场效应管, 如图 3.2-2 所示。

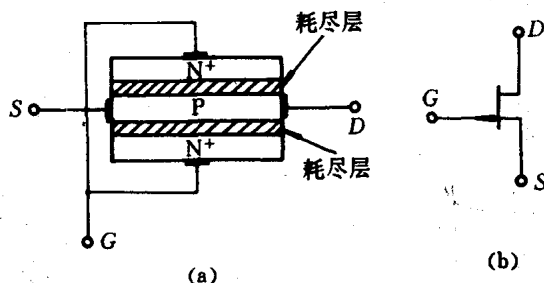


图 3.2-2 P 沟道结型场效应管的结构示意图与电路符号图

二、结型场效应管的工作原理

结型场效应管与耗尽型 MOS 场效应管相似, 它也是利用电压所产生的电场来控制导电沟道中电流的强弱, 区别仅在于沟道形成的原理及其控制过程不同。

耗尽型 MOS 场效应管的导电沟道是氧化物中正离子的电场形成的反型层, 在 U_{GS} 的外加电场作用下, 可直接改变反型层导电沟道的厚度, 从而实现对其 I_D 的控制。结型场效应管的导电沟道是两个 PN 结耗尽层间呈电中性的半导体。在 U_{GS} 的电场作用下, 通过改变耗尽层的宽度, 间接改变导电沟道的厚度, 从而控制漏极电流 I_D 。它们都是通过改变导电沟道的宽度来控制电流的。耗尽型 MOS 管栅、源间有 SiO_2 绝缘层存在, 栅极电压无论是正压或负压, 都不会出现栅极电流, 均能保证栅极电压对漏极电流的控制作用。而结型场效应管栅、源间为 PN 结, 要保证栅极电压对漏极电流的控制作用, 栅极电压只能为一种极性, 即栅、源间电压极性, 应保证 PN 结处于反向偏置状态, 不允许出现栅极电流。

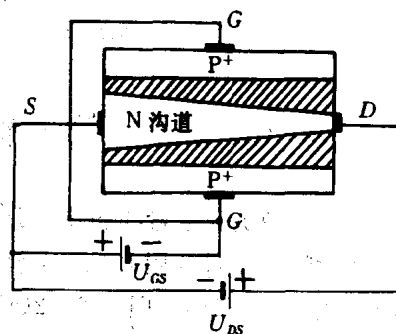


图 3.2-3 未夹断状态

与耗尽型 MOS 场效应管相似, 当 U_{GS} 减小 (负栅压加大), 耗尽层加宽, 导电沟道变薄。当 $U_{GS} = U_P$ 时, 导电沟道消失, 即完全被夹断, 电流 $I_D = 0$, 在此亦称 U_P 为夹断电压, 物理意义与前面相同。

1. 未夹断状态

N 沟道结型场效应管正常工作时所加电源极性如图 3.2-3 所示, 这时 $0 \geq U_{GS} > U_P$ 和 $U_{GD} > U_P$ (或 $U_{DS} < U_{GS} - U_P$)。

从 S 到 D 端整个导电沟道无一处被耗尽层夹断, 如图 3.2-3 所示。该图的导电沟道的下半部分与图 3.1-4 完全对应。 U_{GS} 和 U_{DS} 对导电沟道宽度的影响及对 I_D 的控制能力与 MOS 场效应管完全相同, 不再进行分析。

2. 夹断状态

当 $0 \geq U_{GS} > U_P$ 和 $U_{GD} = U_P$ (或 $U_{DS} = U_{GS} - U_P$)，管子处于预夹断状态，如图 3.2-4(a) 所示。若 $0 \geq U_{GS} > U_P$ 和 $U_{GD} < U_P$ (或 $U_{DS} > U_{GS} - U_P$) 时，导电沟道被耗尽层夹断，如图 3.2-4(b) 所示，其导电沟道的下半部分与图 3.1-6 完全对应。在夹断状态， U_{GS} 、 U_{DS} 对沟道宽度的影响和对 I_D 的控制能力也都与 MOS 场效应管相同，不另分析。

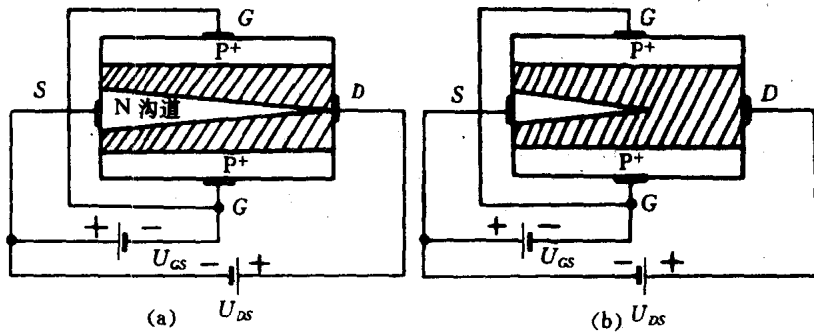


图 3.2-4

(a) 预夹断状态

(b) 夹断状态

三、结型场效应管的特性曲线

N 沟道结型场效应管的输出特性曲线和转移特性曲线如图 3.2-5(a) 和 (b) 所示，与 MOS 场效应管的特性曲线完全相似，各工作区的划分和相应的内部物理过程也都一致，解释从略。

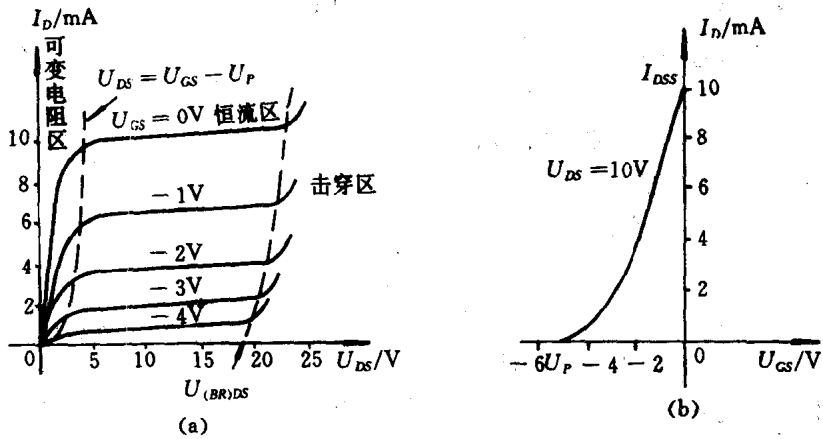


图 3.2-5 结型场效应管的特性曲线

第三节 场效应管的主要参数

一、主要参数

(一) 阈值电压

U_{DS} 固定时，使耗尽型场效应管 (MOSFET、JFET) 的 $I_D \approx 0$ (测试时以 $I_D \approx 1 \mu A$) 时的

栅源电压值,称为阈电压,或称为夹断电压,用 U_P 表示。

U_{DS} 固定时,使增强型MOS场效应管开始导电的栅源电压值,称为阈电压,或称开启电压,用 U_T 表示。

(二) 饱和漏极电流 I_{DSS}

$U_{GS}=0$ 时,耗尽型场效应管的饱和漏极电流用 I_{DSS} 表示。

(三) 跨导 g_m

U_{DS} 为常数时,漏极电流增量与栅源电压增量之比,定义为跨导 g_m (又称栅跨导),即

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{\Delta U_{DS}=0}$$

g_m 表示栅极电压对漏极电流的控制能力。对恒流区,跨导 g_m 可表示为

$$g_m \approx \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} (U_{GS} - U_T) \quad (3.3-1)$$

或

$$g_m \approx 2K(U_{GS} - U_T) \quad (3.3-2)$$

式(3.3-1)表明,在制造管子时,加大沟道宽长比 W/L ,采用高迁移率(μ)的半导体材料,均有利于跨导的提高。

对于耗尽型场效应管(MOSFET、JFET), g_m 有时也可用下式表示

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \approx \frac{d}{dU_{GS}} [I_{DSS}(1 - U_{GS}/U_P)^2] = \frac{-2I_{DSS}}{U_P} (1 - \frac{U_{GS}}{U_P}) \quad (3.3-3)$$

g_m 值也可以由转移特性曲线图解确定,如图3.3-1所示。由于场效应管转移特性为非线性特性,所以 g_m 大小与工作点位置有关。

(四) 背栅跨导 g_{mb}

g_{mb} 定义为当 U_{DS} 、 U_{GS} 为常数时, U_{BS} 增量与 I_D 增量的比值,即

$$g_{mb} = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{BS}} \right|_{\substack{\Delta U_{DS}=0 \\ \Delta U_{GS}=0}} \quad (3.3-4)$$

$$g_{mb} \approx \frac{Q_d}{2C_{ox}(2\phi_F - U_{BS})} g_m \quad (3.3-5)$$

式中 Q_d 是沟道与衬底之间的耗尽层空间电荷(单位面积)。

ϕ_F 是衬底电中性区的费米电势。

C_{ox} 是栅氧化层电容。

U_{BS} 是衬底与源极间的电压。

g_{mb} 与 g_m 之比称为跨导比 η ,即

$$\eta = \frac{g_{mb}}{g_m} \quad (3.3-6)$$

(五) 动态导通电阻 R_m

R_m 定义为:在可变电阻区,当 U_{GS} 、 U_{BS} 为常数时, U_{DS} 增量对 I_D 增量的比值,即

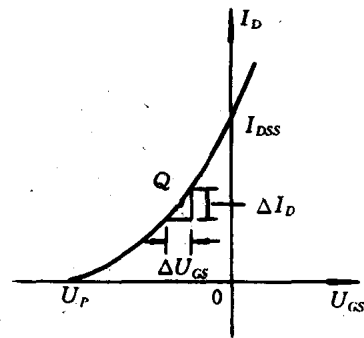


图3.3-1 在转移特性曲线上求跨导 g_m

$$R_{om} = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{\substack{\Delta U_{GS}=0 \\ \Delta U_{BS}=0}} \quad (3.3-7)$$

在原点附近($U_{DS} \approx 0$)的动态导通电阻又称为沟道导通电阻,可求出不同 U_{GS} 时的 R_{om} 值。即

$$R_{om} = \frac{L}{C_{ox} W \mu_n (U_{GS} - U_T)} \quad (3.3-8)$$

比较式(3.3-8)和式(3.3-1)两式可见,恒流区跨导 g_m 的值等于可变电阻区内原点附近的沟道导通电阻 R_{om} 的倒数,即

$$g_m \approx \frac{1}{R_{om}} \quad (3.3-9)$$

g_m 越大, R_{om} 越小, 改变 U_{GS} 可得不同 R_{om} 值。

(六) 动态漏极电阻 r_{ds}

r_{ds} 定义为: 在恒流区, 当 U_{GS} 、 U_{BS} 为常数时, U_{DS} 增量与 I_D 增量的比值, 即

$$r_{ds} = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{\substack{\Delta U_{GS}=0 \\ \Delta U_{BS}=0}} \quad (3.3-10)$$

r_{ds} 可以在场效应管输出特性曲线上, 用作图的方法求得, 如图 3.3-2 所示。在恒流区, 由于输出特性曲线近似水平, I_D 几乎不随 U_{DS} 而变, 所以 r_{ds} 较大, 一般是几十至几百千欧。

(七) 放大系数 μ

μ 定义为: 在恒流区, 当 I_D 为常数时, U_{DS} 增量与 U_{GS} 增量的比值, 即

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} \right|_{\Delta I_D=0}$$

g_m 、 μ 、 r_{ds} 都是工作点的函数。如图 3.3-3(a)、(b) 所示。

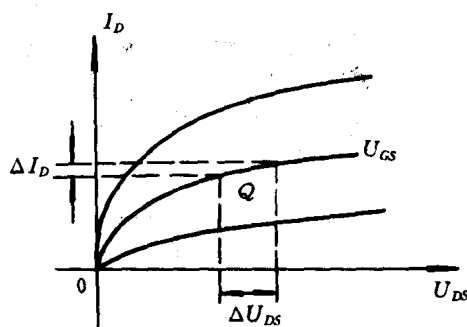


图 3.3-2 在输出特性曲线上求 r_{ds}

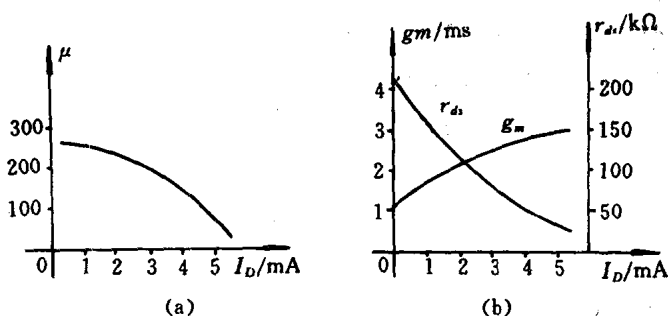


图 3.3-3 g_m 、 μ 、 r_{ds} 与工作点 I_D 关系

(八) 极间电容

场效应管有 G 、 D 、 S 、 B 四个电极, 每两个电极之间都存在极间电容。其主要极间电容有五个, 它们是:

C_{gs} : 栅极与源极间的覆盖电容。

C_{gd} : 栅极与漏极间的覆盖电容。

C_{gb} : 栅极与衬底间的电容, 它是栅氧化层电容 C_o 与沟道中空间电荷电容 C_x 的串联值。

C_{sb} : 源区与衬底间的 PN 结电容。

C_{db} : 漏区与衬底间的 PN 结电容。

以上电容如图 3.3-4 所示

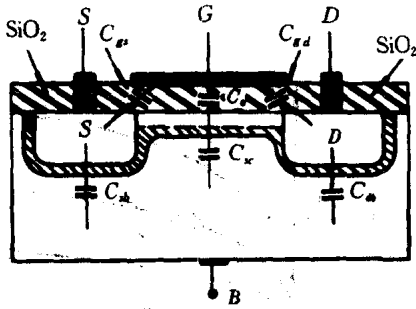


图 3.3-4 MOSFET 极间电容

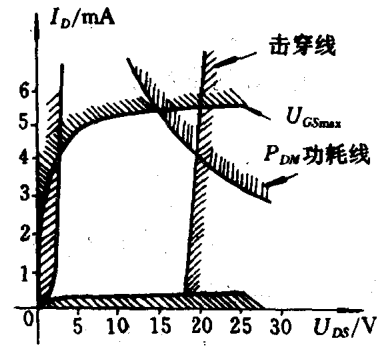


图 3.3-5 场效应管的安全工作区

(九) 击穿电压

$U_{(BR)DSS}$ 为栅源短路 ($U_{GS}=0$) 时的漏、源击穿电压, 又称为漏击穿电压。

$U_{(BR)GSS}$ 为漏源短路 ($U_{DS}=0$) 并接地时的栅、源击穿电压, 又称栅击穿电压。

$U_{(BR)DGO}$ 为源极开路时的漏栅击穿电压。

(十) 最大功耗 P_{DM}

$$P_{DM} = I_D U_{DS} \quad (3.3-11)$$

根据 P_{DM} 值, 可在输出特性上画出最大功耗线, 如图 3.3-5 中所示。功耗线上各点均满足 $I_D U_{DS} = P_{DM}$ 的条件。实际工作时, 场效应管的 I_D 和 U_{DS} 应不超过 P_{DM} 线。

场效应管作放大器时的工作区如图 3.3-5 所示。

二、温度对场效应管特性的影响

温度对场效应管特性的影响主要表现为:

1. 阈电压随温度升高而减小, 近似为线性关系。减小的数值与掺杂浓度有关, 可近似认为

$$\frac{dU_T}{dT} \approx -2\text{mV}/^\circ\text{C} \quad (3.3-12)$$

2. 跨导 g_m 随温度升高而减小。

饱和区跨导为

$$g_m \approx 2K(U_{GS} - U_T) \approx \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} (U_{GS} - U_T) \quad (3.3-13)$$

由于场效应管在通常使用的温度范围 ($+125 \sim -55^\circ\text{C}$) 内, 载流子表面迁移率 μ_n 与温度成反比 ($\mu_n \propto 1/T$), 所以导电系数 K 随温度升高而减小, 而 U_T 随温度升高也减小, 总的的作用结果是 g_m 随温度升高而减小。

3. 耗尽型 FET 的饱和漏极电流 I_{DSS} 随温度升高而下降。

理论分析和实测结果表明,场效应管的温度特性曲线如图 3.3-6 所示。图中 Z 点为零温度系数点。

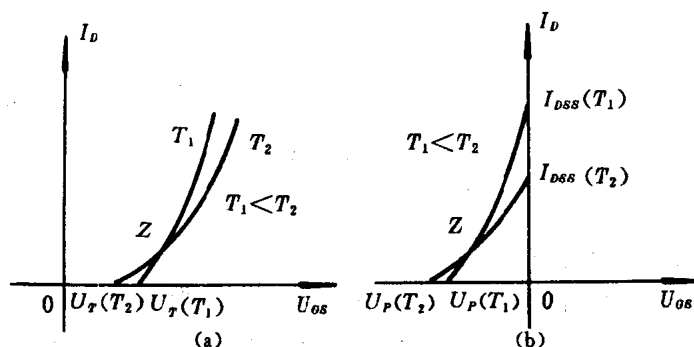


图 3.3-6 FET 的温度特性曲线

三、场效应晶体管(MOSFET、JFET)和双极型晶体管(BJT)的比较和选择

场效应晶体管和双极型晶体管都是具有受控作用的半导体器件,其优点是体积小、重量轻、耗电省、可靠性高、便于集成等。具体性能上每种管子还有其特点,下面作简单比较。

1. 场效应管的 D 、 G 、 S 电极功能与晶体管的 c 、 b 、 e 相对应。

2. MOS 场效应管工艺最简单(与双极型晶体管、结型场效应管相比),功耗又小,封装密度极高,适合用于大规模、超大规模集成电路中。

3. 场效应管是电压控制器件,栅极基本上不取电流。而双极型晶体管是电流控制器件,其基极总要取一定的电流。所以在只允许从信号源取极小量电流的情况下,应该选用场效应管;而在允许取一定量电流时,选用晶体管进行放大,可以得到比场效应管更高的电压放大倍数。

4. 场效应管是利用多子导电的器件,是一种单极型晶体管。由于多子浓度受温度、光照、核辐射等外界因素影响较小,因此,温度特性较好,并存在有零温度系数点。而双极型晶体管则是空穴和自由电子都参与导电的器件,少子浓度受温度、光照、核辐射等影响大,所以双极型晶体的温度特性较差。在环境条件变化比较大的场合下,采用场效应管比较合适。

5. 双极型晶体管输入端的 PN 结为正向偏置,输入电阻较小,约几 $K\Omega$ 。JFET 栅源间的 PN 结为反向偏置,输入电阻可达 $10^7\Omega$ 以上。MOSFET 栅源间有绝缘层隔离,输入电阻更高,可达 $10^{11}\Omega$ 以上。

6. 与双极型晶体管相比,场效应管的噪声系数较小,所以在低噪声放大器的前级通常选用场效应管,也可以选特制的低噪声晶体管。但总的来说,当信(号)噪(声)比是主要矛盾时,还应选用场效应管。

7. 双极型晶体管的发射区重掺杂,集电区轻掺杂,正常使用时,发射极和集电极不能互换。而 MOS 场效应管、结型场效应管由于结构上的对称性,漏极和源极可以互换使用。但要注意,对分立元件的 MOS 场效应管,有时厂家已将衬底与源极在管内短接,这时漏

极、源极也不能互换使用。

8. 正常工作时,耗尽型 MOS 场效应管的栅极电压可以是正压,也可以是负压,灵活性较大。而增强型 MOS 场效应管、结型场效应管的栅极电压和双极型晶体管的基极偏压只能是一种极性。

9. 场效应管在小电流、低电压工作时,漏源间可以等效为受栅压控制的可变电阻器,即压变电阻器(VVR)。场效应管的这一特点被广泛用于自动增益控制、电压控制衰减中。

第四节 场效应晶体管基本放大器

一、场效应晶体管放大器的静态工作点

场效应管作小信号放大器时,和双极型晶体管一样,也要有合适的静态工作点,并且要求工作点尽可能稳定,为此,需要加偏置电路,由于场效应管的类型比双极型晶体管复杂,既有 N 沟道、P 沟道之分,又有耗尽型、增强型之分,因此,偏置电路形式和所加电源极性应根据不同类型的管子加以区别。

为保证场效应管工作在恒流区,应使 $|U_{DS}| > |U_{GS} - U_T|$ (对于耗尽型 MOS 场效应管及结型场效应管应使 $|U_{DS}| > |U_{GS} - U_P|$)。此外,考虑到场效应管的安全工作,应选 $V_{DD} < U_{(BR)DSO}$, $I_D < I_{DM}$, $P_D = I_{DQ} U_{DSQ} < P_{DM}$ 。

场效应管放大器静态工作点的分析方法,一般也分为图解法和近似计算法两种。下面对不同偏置方式时静态工作点的情况进行分析。

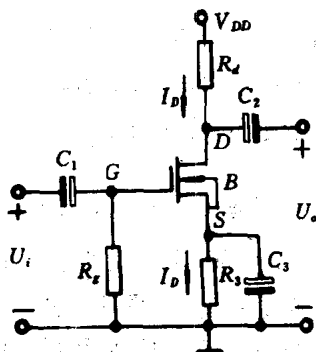


图 3.4-1 自偏压电路

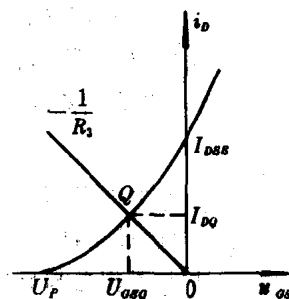


图 3.4-2 图解法求工作点

(一) 自偏压电路

利用耗尽型场效应管在 $U_{GS}=0$ 时, $I_D \neq 0$ 的特点,可组成自偏压电路,N 沟道耗尽型 MOS 管自偏压电路如图 3.4-1 所示。由漏极电流 I_D 在源极电阻 R_S 上的电压降,构成栅-源间所需要的偏置电压,源极电压 $U_S = I_D R_S$ 。由于栅极电流 $I_G \approx 0$ 时,栅极经 R_g 接地,其上不产生压降(忽略泄漏电流),则 $U_G = 0$,所以

$$U_{GS} = U_G - U_S = -I_D R_S \quad (3.4-1)$$

已知耗尽型 MOS 管 I_D 和 U_{GS} 的关系式为

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad (3.4-2)$$

解方程式(3.4-1)、式(3.4-2)求得为建立工作电流 I_{DQ} 所需要的 R_3 值:

$$R_3 = -\frac{U_P}{I_{DQ}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right) \quad (3.4-3)$$

若已知管子的转移特性曲线,也可用图解法确定工作点 Q ,如图 3.4-2 所示。偏置电路方程式(3.4-1)为一条过原点的直线,其斜率为 $-1/R_3$,此直线称为偏置负载线,它与转移特性曲线的交点即为静态工作点 Q ,对应的电压、电流为 U_{GSQ} 、 I_{DQ} 。由输出回路得:

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R_3) \quad (3.4-4)$$

这种自偏置方式的优点是电路简单, R_3 同时构成直流负反馈,可以起到稳定工作点的作用。

自偏置方式只能用于耗尽型 MOS 场效应管与结型场效应管。

(二) 混合偏置电路

图 3.4-3 为 N 沟道耗尽型 MOSFET 的混合偏置电路,它是在自偏压基础上,又加上正向固定偏压构成。栅极电压由电源 V_{DD} 经 R_1 、 R_2 分压得到(所以也称为分压式偏置电路), R_3 构成自偏压电路。该偏置电路不但适用于耗尽型 MOS 场效应管和结型场效应管,也适用于增强型 MOS 场效应管。

由图 3.4-3 可得正向固定偏压 U_G 为

$$U_G = \frac{V_{DD}R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.4-5)$$

自偏压 U_S 为

$$U_S = I_{DQ}R_3 \quad (3.4-6)$$

栅源电压为

$$U_{GS} = U_G - U_S = \frac{V_{DD}R_2}{R_1 + R_2} - I_D R_3 \quad (3.4-7)$$

已知场效应管的转移特性为

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad (3.4-8)$$

由式(3.4-7)、式(3.4-8)解出为满足工作点电流 I_{DQ} 所需的 R_3 值为

$$R_3 = \frac{1}{I_{DQ}} \left[\frac{V_{DD}R_2}{R_1 + R_2} - \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right)U_P \right] \quad (3.4-9)$$

由式(3.4-9)可知, R_3 不是单纯地由 I_{DQ} 决定,还要受正向分压值 U_G 的影响。也就是说由于正向电压 U_G 的存在,为满足静态工作点的要求, R_3 可以选用较大值。

工作点电压可由下式确定

$$U_{GSQ} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right)U_P \quad (3.4-10)$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R_3) \quad (3.4-11)$$

同样,对混合偏置电路,也可用图解法确定工作点,如图 3.4-4 所示。在转移特性曲

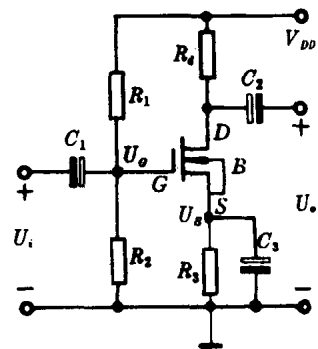


图 3.4-3 混合偏置电路

线上作出式(3.4-7)所表示的偏置负载线,其斜率为 $-1/R_3$,它与转移特性曲线的交点就是静态工作点Q。

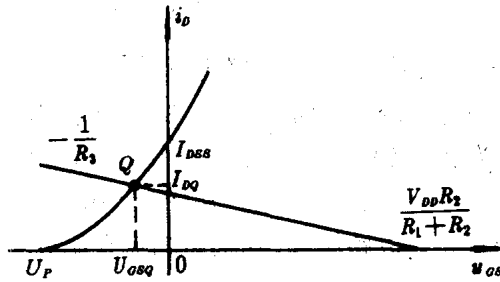


图 3.4-4 用图解法求静态工作点

二、场效应晶体管放大电路

场效应管放大电路可分为共源、共栅、共漏三种组态,可采用图解法或等效电路法分析电路。场效应晶体管的等效电路比双极型晶体管的等效电路简单。本节着重介绍小信号等效电路分析法。

(一) 场效应晶体管的小信号等效电路

场效应晶体管是非线性器件,当它在小信号作用下,工作在放大区时,可用线性有源网络来等效。因为 i_D 是 u_{DS} 、 u_{GS} 的函数,故可表示为

$$i_D = f(u_{GS}, u_{DS}) \quad (3.4-12)$$

式中的变量均包括静态值和变化部分。当变化量很小时,增量之间的关系可以写成微分的形式,即

$$di_D = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}} dU_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{u_{GS}} du_{DS} \quad (3.4-13)$$

这里定义 $g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}}$ 为场效应管的跨导, $g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{u_{GS}}$ 为场效应管的漏极输出电导

如果交流量为正弦信号,在稳态条件下,可用交流正弦有效值 I_d 、 U_{gs} 、 U_{ds} 表示 i_D 、 u_{GS} 、 u_{DS} 的变化部分,式(3.4-13)可以写成如下形式:

$$I_d = g_m U_{gs} + g_{ds} U_{ds} \quad (3.4-14)$$

也可用复数形式表示为

$$I_d = g_m U_{gs} + g_{ds} U_{ds} \quad (3.4-15)$$

跨导 g_m 可由式(3.3-3)求得,也可由场效应管转移特性曲线静态工作点的斜率确定。输出电导 g_{ds} 可由漏极输出特性曲线确定, g_{ds} 就是输出特性曲线在静态工作点处的斜率。

不难写出下列关系式,即

$$\left. \begin{aligned} I_g &= 0 \\ I_d &= g_m U_{gs} + g_{ds} U_{ds} \end{aligned} \right\} \quad (3.4-16)$$

场效应管的低频交流电路如图 3.4-5(a) 所示。图中 $r_{ds} = 1/g_{ds}$ 为输出电阻,压控电流源 $g_m U_{gs}$ 表示栅极信号电压对漏极电流的控制作用。

场效应管在高频运用时,需要考虑极间的电容效应,高频交流等效电路如图 3.4-5

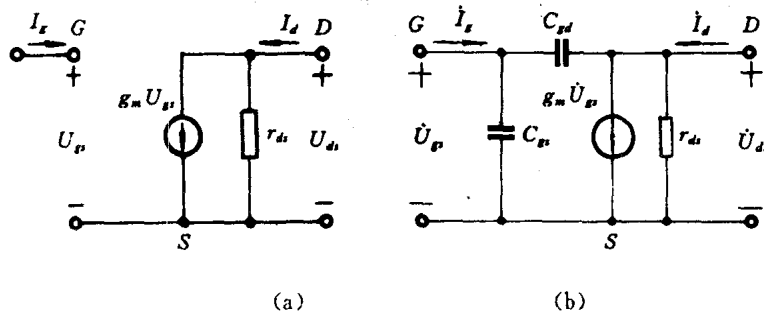


图 3.4-5

(a) 场效应管的低频交流等效电路 (b) 场效应管的高频交流等效电路

(b)所示。图中 C_{gs} 和 C_{gd} 分别为栅源间和栅漏间的电容。这时电压、电流均用复数 \dot{U} 、 \dot{I} 表示。

图 3.4-5 是未考虑衬调效应(即衬底 B 与源极 S 短接)时的交流等效电路。当衬底 B 未与源极 S 短接时,即如图 3.4-6 电路所示,在源极和衬底之间出现衬底调制电压 U_{bs} ,它对漏极电流的影响,可用受控源 $g_{mb}U_{bs}$ 来等效。考虑衬底调制效应时,图 3.4-6 的高频等效电路如图 3.4-7 所示。

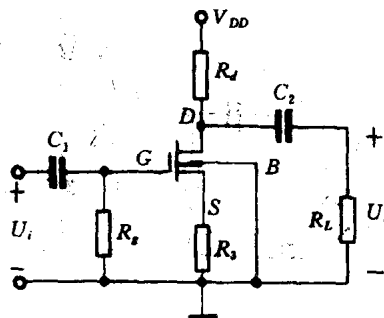


图 3.4-6 衬底 B 未与 S 相连的场效应管放大器

图中: g_m 为跨导;

g_{mb} 为背栅跨导;

g_{ds} 为漏极输出电导。

(二) 场效应管放大电路分析

场效应管放大器的等效电路分析方法和双极型

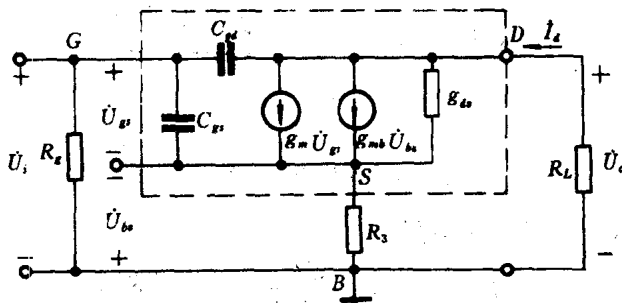


图 3.4-7 考虑衬底调制效应的高频等效电路

晶体管放大电路是一致的。即画出放大器的交流通路,将场效应管用其等效电路代替,然后求解放大电路。

1. 场效应管共源放大电路分析

图 3.4-8(a)为场效应管共源放大器,其中频段等效电路如图 3.4-8(b)所示。其各电量符号为交流有效值。

由图 3.4-8(b)等效电路可以求出中频段电压增益 A_u ,

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

$$U_o = -g_m U_{gs} R'_L$$

$$R'_L = R_L // R_d // r_{ds}$$

$$U_i = U_{gs}$$

所以

$$A_u = -g_m R'_L \quad (3.4-17)$$

可见,共源放大器输出信号电压与输入信号电压反相位,中频增益大小与跨导 g_m 成正比,与负载电阻 R'_L 成正比。

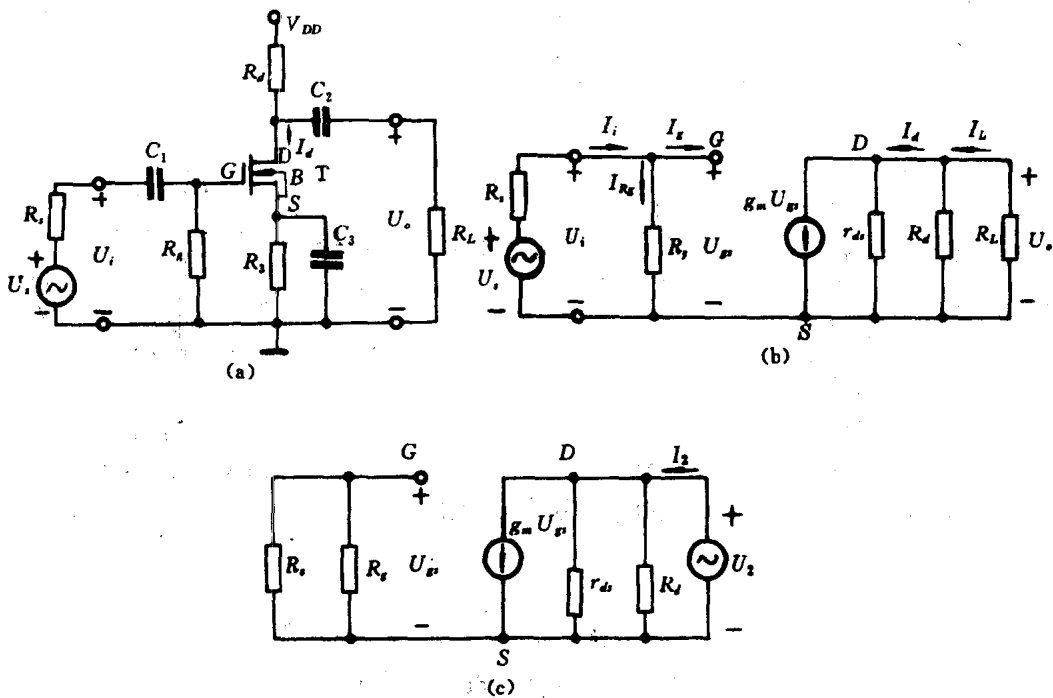


图 3.4-8 场效应管共源放大电路

由图 3.4-8(b)可求得输入电阻

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_{R_g} + I_g} = R_g // R'_i \quad (3.4-18)$$

因为 $I_g = 0$, 所以 $R'_i = \frac{U_i}{I_g} = \infty$, $R_i = R_g$.

根据 R_o 定义,由图 3.4-8(c)求得输出电阻为

$$R_o = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{U_i=0, R_L=\infty} = r_{ds} // R_d \quad (3.4-19)$$

2. 共漏放大器(源极输出器)

源极输出器电路如图 3.4-9(a)所示,其等效电路如图 3.4-9(b)所示(忽略 r_{ds})。中

频段电压增益 A_u 为

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{g_m U_{gs} R'_L}{U_{gs} + g_m U_{gs} R'_L} = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \quad (3.4-20)$$

式中 $R'_L = R_3 // R_L$.

由式(3.4-20)可知, A_u 小于1, 输出信号电压与输入信号电压同相位。因而又称为源极跟随器。

输入电阻 R_i 为

$$R_i \approx R_g$$

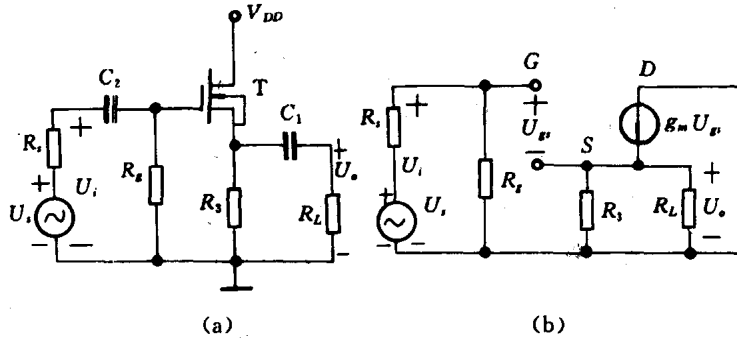


图 3.4-9 源极跟随器及其交流等效电路

根据 R_o 定义, 可绘出求输出电阻 R_o 的电路, 如图 3.4-10(a) 所示。经整理可画为图 3.4-10(b) 的形式。

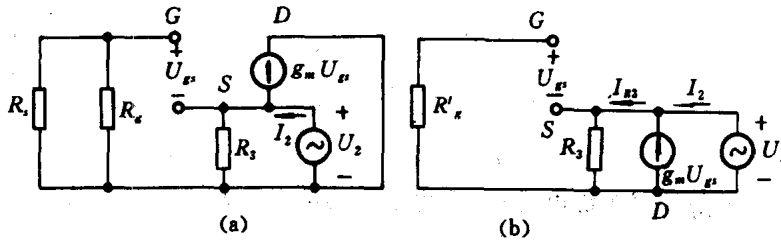


图 3.4-10 求输出电阻的等效电路

由图知

$$\begin{aligned} I_2 &= I_{R_3} - g_m U_{gs} \\ &= U_2 / R_3 - g_m U_{gs} \\ U_{gs} &= -U_2 \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{U_2}{R_3} + g_m U_2 = U_2 \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) \\ R_o &= \frac{U_2}{I_2} = \frac{R_3}{1 + g_m R_3} = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + g_m} \quad (3.4-21) \end{aligned}$$

由于通常 g_m 比 g_{ds} 高两个数量级, 所以共漏放大器的输出电阻比共源放大器低得多。

通过以上分析可知, 源极输出器和射极输出器有相似的特点, 即输入电阻高, 输出电

阻低;电压放大倍数小于1.

由于场效应管本身的输入电阻很高,而跨导 g_m 较小,所以场效应管源极输出器(共漏极放大器)有以下特点:

- (1)源极输出器的电压放大倍数并不接近于1,交流跟随特性不如射极跟随器。
- (2)源极跟随器的输出电阻较射极跟随器大。
- (3)源极跟随器的负反馈对输入电阻的提高意义不大。

3. 共栅极放大器

共栅极放大器如图 3.4-11(a)所示。其直流偏置电路为自偏压电路,交流等效电路如图 3.4-11(b)所示(略 r_{ds})。

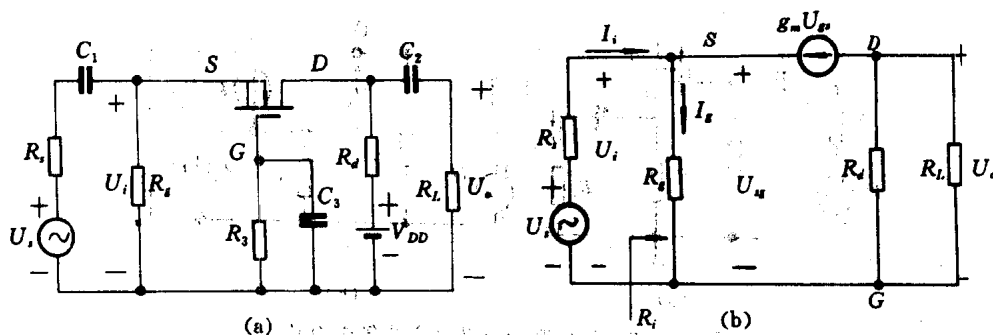


图 3.4-11 共栅极放大器

根据图 3.4-11 共栅极放大器的微变等效电路可求出:

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = g_m R_L$$

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_g \parallel \frac{1}{g_m}$$

$$R_o \approx R_d$$

如果考虑场效应管漏源极电阻 r_{ds} ,则可求出共栅极放大器输出电阻 R_o 为

$$R_o = R_d \parallel [r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) R'_s]$$

式中

$$R'_s = R_s \parallel R_g$$

由此可知,场效应管共栅极放大器的特点是输入电阻低,输出电阻高,输入、输出信号相位相同,且电压增益可大于1。

现将共源、共漏、共栅三种基本放大器的主要性能表达式列在表 3.4-1 中

通过以上分析,可以看出,共源放大器、共栅放大器和共漏放大器的电压增益、输入电阻、输出电阻的特点与双极型晶体管的共射放大器、共基放大器和共集电极放大器对应相同。但由于场效应管的跨导 g_m 比双极型管小得多,所以它的增益 $g_m R_L$ 远比双极型放大器的增益低。共栅放大器的输入电阻和共漏放大器的输出电阻也远比相应的共基放大器的输入电阻和共集电极放大器的输出电阻大。

表 3.4-1 场效应管三种基本放大器的性能比较

	共源放大器	共漏放大器	共栅放大器
电路图			
电压增益	$A_u = -g_m R'_L$ 式中 $R'_L = R_L // R_d // r_{ds}$	$A_u = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L}$ 式中 $R'_L = R_L // R_s // r_{ds}$	$A_u = g_m R'_L$ 式中 $R'_L = R_L // R_d$ (忽略 r_{ds})
输入电阻	$R'_i = \infty \quad R_i = R_g$	$R'_i = \infty \quad R_i = R_g$	$R'_i = 1/g_m \quad R_i = R_g // \frac{1}{g_m}$
输出电阻	$R_o = R_d // r_{ds}$	$R_o = R_s // \frac{1}{g_m}$	$R_o = R_d // (r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) R'_i)$ 式中 $R'_i = R_g // R_s$
U_o 与 U_i 相位关系	反相位	同相位	同相位

例 求图 3.4-12(a) 场效应管放大电路的 A_u 、 R_i 和 R_o 。

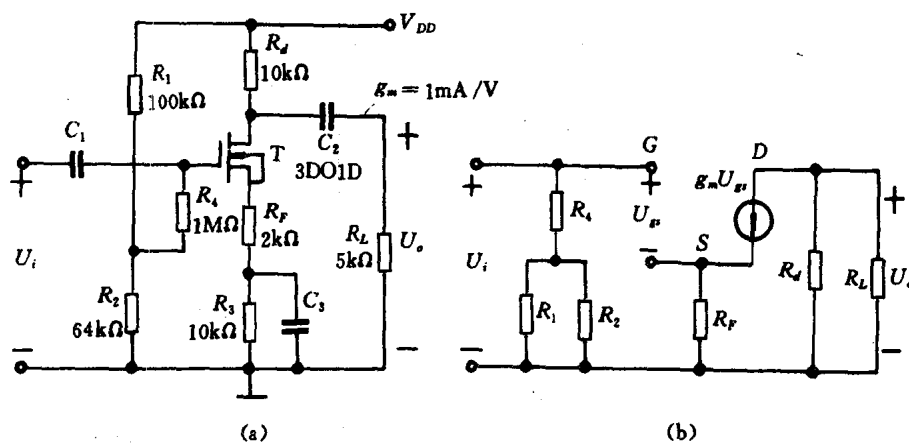


图 3.4-12

解 图 3.4-12(a) 电路的交流等效电路如图 3.4-12(b) 所示。

由图 3.4-12(b) 根据定义可求出

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-g_m U_{gs} R'_L}{U_{gs} + g_m U_{gs} R_F} = \frac{-g_m R'_L}{1 + g_m R_F}$$

式中

$$R'_L = R_d // R_L = 10 // 5 = 3.3 \text{ k}\Omega$$

所以

$$A_v = \frac{-1 \times 3.3}{1 + 2} = -1.1$$

$$R_i = R_4 + R_1 // R_2 = 1000 + 100 // 64 \approx 1040\text{k}\Omega$$

$$= 1.04\text{M}\Omega$$

$$R_o \approx R_d = 10\text{k}\Omega$$

习 题

题 3-1 在括号中选择适当的词填空

(1) 场效应管是_____控制元件(电流;电压)。

(2) 作放大作用时,场效应管应工作在_____ (截止区;饱和区;可变电阻区)。

题 3-2 四个场效应管的转移特性如图 3-1 所示(其中漏极电流 I_D 的方向是它的实际方向),试判断它们各是哪种类型的场效应管。

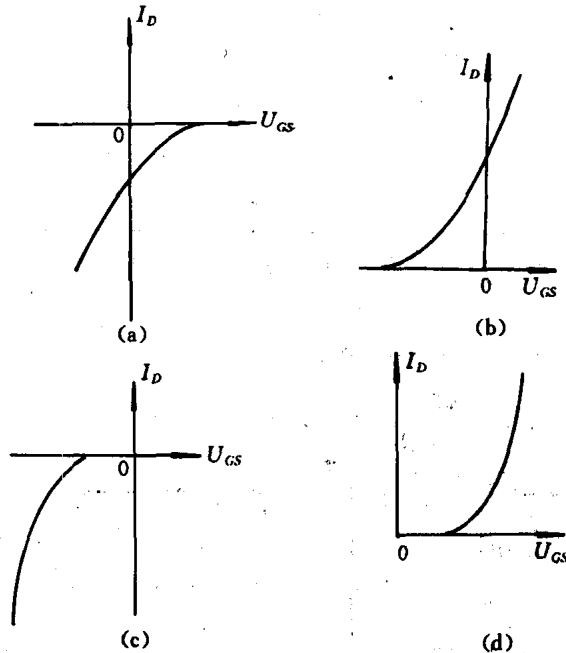


图 3-1 题 3-2 图

题 3-3 已知场效应管的输出特性如图 3-2 所示。试确定该场效应管的类型,并确定 U_T 值。

题 3-4 图 3-3 所示为标有各极电位值的耗尽型绝缘栅场效应管,试判别它们工作在什么状态。($U_P = -1\text{V}$) (a)饱和区; (b)可变电阻区; (c)截止区。

题 3-5 N 沟道增强型场效应管的 $U_T = 2\text{V}$, 试判别各极电位分别为下面三种情况时,其工作在什么状况(饱和区;可变电阻区;截止区)。

(1) $U_D = 5\text{V}, U_G = -2\text{V}, U_S = 0\text{V}$;

(2) $U_D = 8\text{V}, U_G = 5\text{V}, U_S = 2\text{V}$;

(3) $U_D = 1\text{V}, U_G = 5\text{V}, U_S = 2\text{V}$;

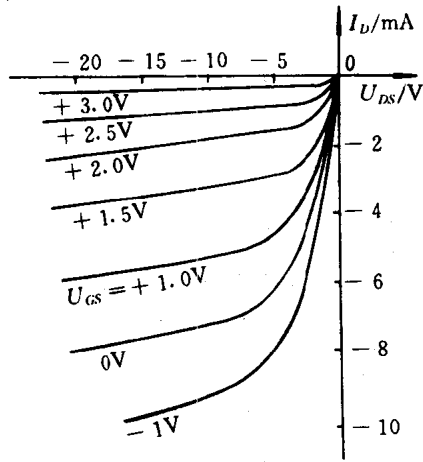


图 3-2 题 3-3 图

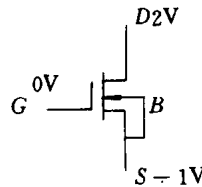


图 3-3 题 3-4 图

题 3-6 图 3-4 所示为标有各极电位值的结型场效应管, 试判断它们工作在什么状态。

(a) 饱和区; (b) 可变电阻区; (c) 截止区。

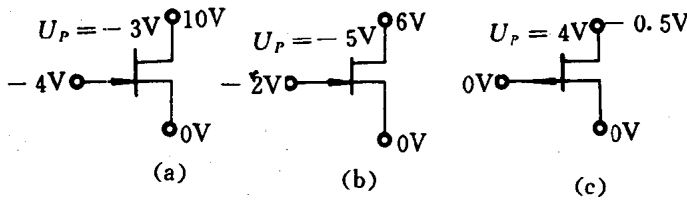


图 3-4 题 3-6 图

题 3-7 设图 3-5 电路中场效应管的夹断电压 $U_P = -4.5\text{V}$, 饱和漏电流 $I_{DSS} = 5\text{mA}$, 试求:

- (1) 静态时的 I_D 和 U_{GS} ;
- (2) 低频跨导 g_m ;
- (3) 画出放大电路的简化微变等效电路;
- (4) 试求中频时的电压放大倍数 $A_m = \frac{U_o}{U_i}$ 、输入电阻和输出电阻。

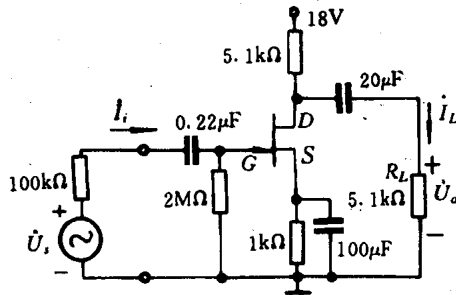


图 3-5 题 3-7 图

题 3-8 设图 3-6(a) 电路中的电阻 $R_2 = 910\text{k}\Omega$, 场效应管的输出特性如图 3-6(b) 所示, 试用图解法求静态时的 I_D 、 U_{DS} 及在附近的 g_m 。

题 3-9 设图 3-7 电路中耗尽型绝缘栅场效应管的 $U_P = -2\text{V}$, $I_{DSS} = 1\text{mA}$, 试问: (1) 为了使静态时的 $I_D = 0.64\text{mA}$, 源极电阻 R_S 应选多大? (2) 如果 $I_D = 0.64\text{mA}$, 源极旁路电容 C_S 足够大, 这个电路的中频电压放大倍数、输入电阻和输出电阻各是多少。

题 3-10 设图 3-8 电路中场效应管的夹断电压 $U_P = -4.5\text{V}$, 饱和漏电流 $I_{DSS} = 5\text{mA}$, 试求:

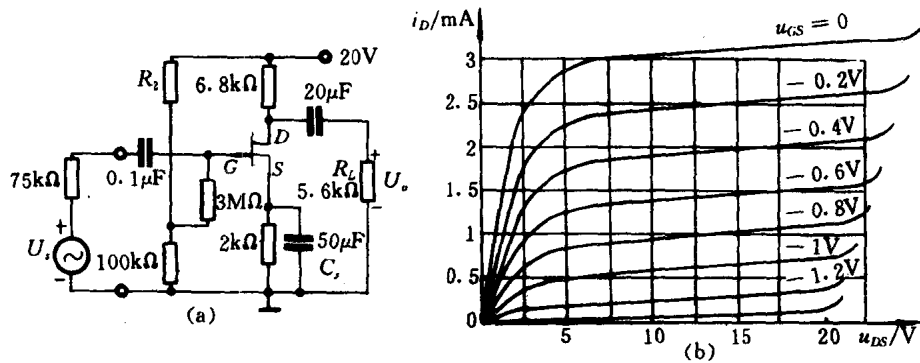


图 3-6 题 3-8 图

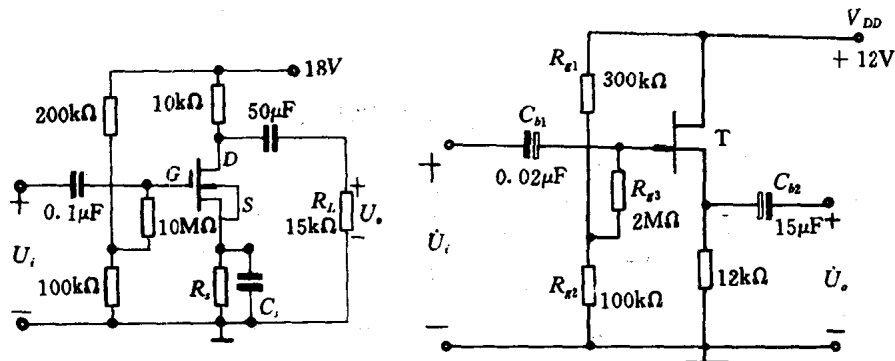


图 3-7 题 3-9 图

图 3-8 题 3-10 图

- (1) 静态时的 I_D 和 U_{GS} 。(2) 低频跨导 g_m 。(3) 画出放大电路的简化微变等效电路。
 (4) 试求中频时的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

题 3-11 电路如图 3-9 所示。已知场效应管的 $g_m = 5\text{mS}$ ，漏极电阻 r_d 为 $100\text{k}\Omega$ ，其它电路参数如图所示。试求电路的电压放大倍数 $A_u = U_o/U_i$ 。

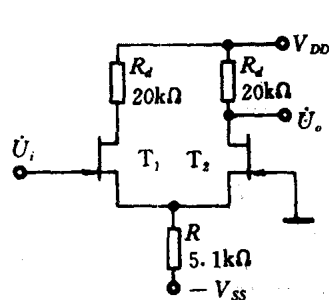


图 3-9 题 3-11 图

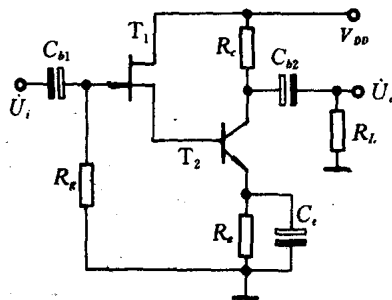


图 3-10 题 3-12 图

题 3-12 电路如图 3-10 所示，设场效应管的跨导为 g_m ， r_d 很大，半导体三极管的电流放大系数为 β ，输入电阻为 r_{be} 。试说明 T_1 、 T_2 各属什么组态，求电路的电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o 的表达式。

题 3-13 设图 3-6(a) 中的 $R_2 = 300\text{k}\Omega$ ，场效应管的 $g_m = 5\text{mS}$ ，极间电容 $C_{gs} = 6\text{pF}$ 、 $C_{gd} = 3\text{pF}$ 、 $C_{ds} = 2\text{pF}$ ，试估算上限截止频率。

题 3-14 设图 3-6(a) 中的 $R_2 = 300\text{k}\Omega$ ，场效应管的 $g_m = 2.5\text{mS}$ ，试估算下限截止频率。

第四章 集成运算放大器

第一节 概述

集成电路是 60 年代初期发展起来的。它采用半导体制造工艺,在一小块硅单晶片上制成许多晶体管、电阻、电容,同时把它们连接成具有特定功能的电子线路。集成电路一般分为模拟集成电路和数字集成电路两大类。

模拟集成电路虽然在集成密度上不能与在一个基片上集集成成百万、上千万甚至超亿个元件的数字电路相比,但在精度与功能上却发展到了可与数字电路相匹配的崭新水平。

模拟集成电路和分立元件电路相比,有以下特点。

1. 电路的参数容易做到相对误差小,而绝对误差较大。为了提高电路的稳定及温度性能,尽可能使电路特性依赖于元件参数的匹配或它们的比值,而不依赖于元件参数值本身。

2. 在集成电路中,一个器件所占芯片面积比电阻所占芯片面积小,工艺也比制作电阻简单。所以在集成电路中尽可能用晶体管取代电阻,如用有源负载可获得几十至几百 $k\Omega$ 的等效交流电阻。

3. 电感不能集成,电容的容量不能太大,一般只能是几十皮法。

在模拟集成电路中,发展最早、应用最广的是集成运算放大电路(简称集成运放),由于集成技术与集成工艺的高速发展,因而集成运放的新品种层出不穷,并且各种功能的集成运放正在朝着其理想境界发展。

利用运算放大器组成电子线路已广泛地应用于电子技术的各个领域。目前,其它各种类型的模拟集成电路的研究也取得了非常大的进展,包括线性电路以及非线性电路,功能化集成单片已大量出现,它们可以完成模拟系统中的某种功能,如混频器、调制器、宽带放大器、高频放大器、功率放大器、电压比较器、A/D 或 D/A 转换器等。

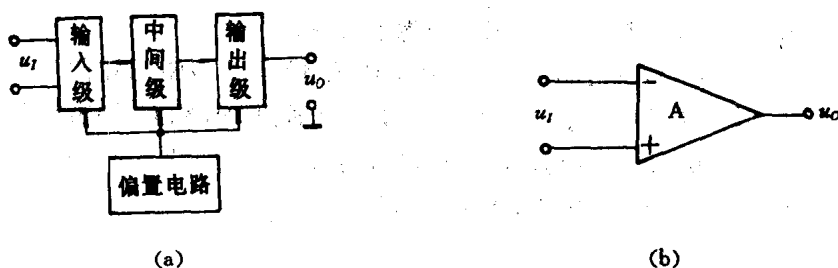


图 4.1-1

(a) 集成运放的组成方框图 (b) 集成运放的符号

本章着重讨论集成运算放大器的基本组成电路、基本性能参数,另外还介绍几种高性能的集成运算放大器。

集成运算放大器是一种高增益的直接耦合放大器,通常它由输入级、中间级、输出级和偏置电路所组成。

下面分别介绍组成集成运算放大器的基本单元电路。

第二节 偏置电路

偏置电路通常由恒流源或恒压源组成,提供集成运放各级放大电路所需的恒流或恒压偏置。

一、电流源电路

电流源电路在集成电路中应用非常广泛。电流源的主要用途有:

- (1) 向集成电路中各级的晶体管提供偏置电流,以使各管有合适的静态工作点。
- (2) 用电流源取代放大器集电极电阻作为有源负载,由于电流源中的恒流管的集电极至发射极间动态电阻值很大,故采用有源负载后可获得较高的电压增益。

1. 镜像电流源

图 4.2-1(a)是基本型镜像电流源电路。设两个管子的特性一致, T_1 的 U_{CB} 为零,处于临界饱和状态, $I_C = \beta I_B$ 这一关系依然成立。参考电流 $I_r = \frac{V - U_{BE1}}{R_r} \approx \frac{V}{R_r}$, 由于两管的基极电流和集电极电流分别相等,则 $I_{B1} = I_{B2}$, $I_{C1} = I_{C2}$, 不难得到

$$I_r = I_{C1} + \frac{2I_{C1}}{\beta}$$

$$I_{C1} = \frac{I_r}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

$$I_o = I_{C1} = \frac{I_r}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

当 $\beta \gg 2$ 时,

$$I_o \approx I_r$$

因此,只要参考电流 I_r 的大小固定,则电流源 I_o 也就相应恒定。改变 I_r , I_o 也跟着改变, I_o 好像 I_r 的镜像一样,故称图 4.2-1(a)为镜像电流源。

图 4.2-1(b)为三集电极晶体管组成的电流源电路。 R_r 为扩散电阻,作为基准电阻。三个晶体管的基极、发射极做在一起,将三个集电极面积做成相同,则组成多路镜像电流源。 I_r 为参考电流, I_{C2} 、 I_{C3} 作为恒流源电流,其等值电路如图 4.2-1(c)所示。

由图 4.2-1(c)不难求出恒流源电流 I_{C2} 、 I_{C3} 为

$$I_{C2} = I_{C3} = \frac{I_r}{1 + \frac{3}{\beta}} \quad (4.2-1)$$

其中

$$I_r = \frac{V - |U_{BE1}|}{R_r} \approx \frac{V}{R_r} \quad (4.2-2)$$

当 $\beta \gg 3$ 时, I_{C2} 、 I_{C3} 与 I_r 近似为镜像电流关系。当电源电压一定,则参考电流 I_r 基本

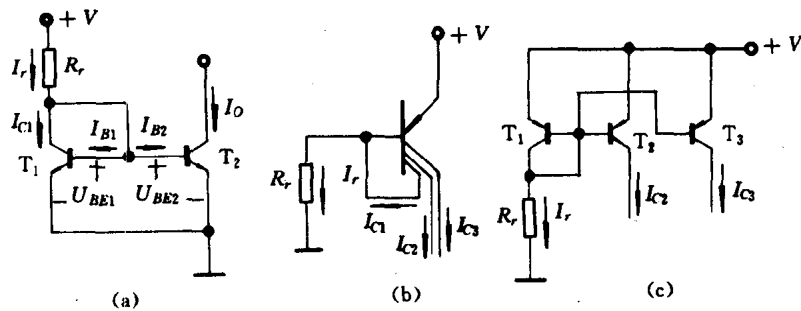


图 4.2-1

(a) 基本型镜像电流源 (b) 三集电极晶体管的电流源 (c) 多路镜像电流源

一定,当然恒流源输出电流 I_{C2} 、 I_{C3} 也就恒定了。恒流源的等效交流电阻为恒流管的输出电阻,则

$$\left. \begin{aligned} R_{o2} &= r_{ce2} \\ R_{o3} &= r_{ce3} \end{aligned} \right\} \quad (4.2-3)$$

镜像电流源的优点是结构简单,管子参数对称,符合集成电路的特点;缺点是恒流源电流仍受电源电压 V 、 R_r 和 U_{BE} 的影响。另外如果需用 μA 量级以下的电流,则基准电阻 R_r 势必做得很大。例如,为了使 $I_{C2} = I_{C3} = 20 \mu A$,在电源电压 $V = 15V$ 的条件下, $R_r = 750k\Omega$,这样大的电阻在集成电路中是很难制造的。

2. 微电流源

图 4.2-2 为微电流源电路。在恒流管 T_2 发射极接入电阻 R_2 ,就可在基准电阻不很大的情况下,获得 μA 量级以下的恒流源电流。

从图 4.2-2 可知,如果 U_{BE1} 与 U_{BE2} 相差不大,则 $I_{E2} \cdot R_2$ 值就很小,就可以在 R_2 阻值不是很大的条件下,获得较小的 I_{E2} ,当然恒流源电流 I_{C2} 也就可以很小了。下面,具体分析它们的关系。

因为两管参数相同,有

$$\left. \begin{aligned} I_{E1} &\approx I_s e^{U_{BE1}/U_T} \\ I_{E2} &\approx I_s e^{U_{BE2}/U_T} \end{aligned} \right\} \quad (4.2-4)$$

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = e^{(U_{BE1} - U_{BE2})/U_T} \quad (4.2-5)$$

$$U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \quad (4.2-6)$$

又知 $U_{BE1} - U_{BE2} \approx I_{E2} \cdot R_2$ (4.2-7)

将式(4.2-7)代入式(4.2-6),可得

$$I_{E2} \cdot R_2 = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \quad (4.2-8)$$

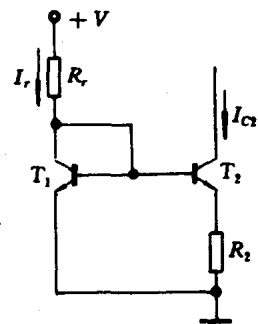


图 4.2-2 微电流源

利用近似关系 $I_{E1} \approx I_r, I_{E2} \approx I_{C2}$, 代入上式得

$$I_{C2} R_2 \approx U_T \ln \frac{I_r}{I_{C2}}$$

$$I_{C2} \approx \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_r}{I_{C2}} \quad (4.2-9)$$

可见, 为获得小电流 I_{C2} , 尽管 I_r 对 I_{C2} 的比值大, 但因对数因子的增益非常缓慢, 由式(4.2-9)计算出的 I_{C2} 值不会过大。该电路的另一特点是当电源电压 V 发生变动而使 I_r 变化时, 由于对数因子的作用, I_{C2} 的变化并不大。因而电路可在较宽的电源电压变化范围内稳定工作。

若已知参考电流 I_r 和电阻 R_2 , 由式(4.2-9)可以求出输出电流 I_{C2} 。但是, 直接解式(4.2-9)的超越方程是很困难的, 实际工作中需采用逼近法或图解法求解。^① 如果从设计角度先确定 I_r 和 I_{C2} , 那末可以方便地确定 R_2 、 R_r 值。

例如, 已知 $I_r = 1\text{mA}$, 要求 $I_{C2} = 20\mu\text{A}$, 确定电阻 R_2 的值。

$$R_2 = \frac{U_T}{I_{C2}} \ln \frac{I_r}{I_{C2}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{20 \times 10^{-6}} \ln \frac{1000}{20} = 5\text{k}\Omega$$

如果电源电压 $V = 15\text{V}$, 由于 $I_r = 1\text{mA}$, 所以电阻 R_r 为

$$R_r \approx \frac{V}{I_r} = 15\text{k}\Omega$$

可见, 在输出电流为 $20\mu\text{A}$ 的情况下, 微电流源不再需要高阻值的电阻。

如画出微电流源的交流等效电路, 利用式 $R'_o = r_{ce} \left[1 + \frac{\beta R_2}{r_{be} + R'_1 + R_2} \right]$, 可求得微电流源的输出电阻 R_o , 则

$$R_o = r_{ce2} \left[1 + \frac{\beta R_2}{r_{be2} + r_{e1} // R_r + R_2} \right]$$

这里 $R'_1 \approx r_{e1} // R_r$, 由于 I_{C2} 为 μA 级, $r_{be2} \geq r_{be1}, r_{e1} // R_r$ 及 R_2 , 所以

$$R_o \approx r_{ce2} \left[1 + \frac{\beta R_2}{r_{be2}} \right] \approx r_{ce2} \left[1 + \frac{R_2}{r_{e2}} \right] = r_{ce2} \left(1 + \frac{I_{C2} R_2}{U_T} \right) \quad (4.2-10)$$

式(4.2-10)表明微电流源输出电阻与压降 $I_{C2} R_2$ 有关, 这个压降越大, 输出电阻就越大。

3. 比例电流源

如果希望电流源输出电流与参考电流 I_r 成某一比例关系, 可采用图 4.2-3 所示的比例电流源电路。即在 T_1 、 T_2 管的发射极接入电阻 R_1 、 R_2 , 改变电阻即可达到改变两管电流比的目的。利用 $U_{BE1} \approx U_{BE2}$, 由图 4.2-3 可得到参考电流与输出电流的关系, 即为

$$I_{C2} \approx \frac{I_r R_1}{R_2} \quad (4.2-11)$$

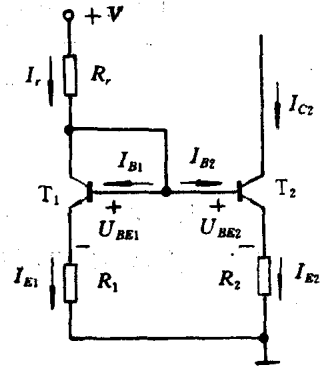


图 4.2-3 比例电流源

^① 也可用经验公式 $I_o = I_r / [14(I_{C2} R_2)^{0.8}]$ 估计 I_o , $I_{C2} R_2$ 以 V 为单位, 误差一般在 $\pm 3\%$ 范围内。

4. 威尔逊电流源

为了提高电流源的精度,可采用图 4.2-4 所示的威尔逊电流源。 I_r 为参考电流, I_{C3} 为电流源输出电流,图中晶体管 T_1 、 T_2 和 T_3 构成一个闭合环路。

这种电流源具有较好的温度稳定性。例如温度 T 增加引起 I_{C3} 增加时, I_{E3} 会增大,从图 4.2-4 可知 I_{C2} 也相应增大,通过 $I_{C1} = I_{C2}$ 的约束关系,将使 I_{C1} 增大,由于参考电流 I_r 基本固定,所以 I_{E3} 会随 I_{C1} 的增大而减小,当然该电流源的输出电流 I_{C3} 也就减小了。该电流源具有自动稳定输出电流的作用。

下面分析为什么该电流源精度比较高。

参考电流 I_r 与恒流源输出电流 I_{C3} 之间的关系为

$$I_r = I_{C1} + I_{B3} = I_{C1} + \frac{I_{C3}}{\beta_3}$$

$$I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_{C3} = \frac{\beta_3 I_{E3}}{1 + \beta_3}$$

$$I_{E3} = I_{C2} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2}$$

若晶体管 T_1 、 T_2 和 T_3 特性一致,则 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta$,由上述方程可求解得

$$I_r = I_{C3} \left(1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta} \right) \quad (4.2-12)$$

由上式可见,与镜像电流源相比,闭环负反馈电流源

中的电流 I_{C3} 更接近 I_r ,即管子 β 值的变化对保持输出电流 $I_{C3} \approx I_r$ 的影响较小。

二、恒压源电路

恒压源电路主要是用来产生集成电路内部所需要的独立偏置电压,对恒压源的要求是输出电阻低和输出的直流电压不随环境温度和电源电压而变化。

图 4.2-5 为三极管恒压源电路,称为 U_{BE} 倍增器。当三极管的基极电流可以忽略时,输出端的直流电压 U_{BF} 为

$$U_{BF} = \frac{U_{BE}}{R_2} (R_1 + R_2) = U_{BE} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.2-13)$$

直流电压 U_{BF} 为所要提供的偏置电压,改变电阻比 $\left(\frac{R_1}{R_2} \right)$ 可以控制其输出电压的大小。

若在电路中加入交流信号,通过三极管的输入特性可知发射结电压 U_{BE} 变化是很小的,所以在交流工作状态时,恒压源电路的输出端电压 U_{BF} 的变化很小,即 ΔU_{BF} 很小,由此可推断在交流工作状态时该恒压源电路的输出电阻很小。

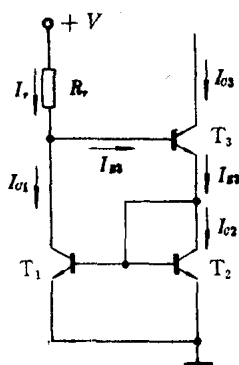


图 4.2-4 威尔逊电流源

第三节 差动输入级放大电路

差动输入级是集成运算放大器中最重要的部分。集成运放的许多重要参数均取决于

输入级。此外,输入级还应该提供一定的增益,并具有低噪声的性能。为了改善集成运放各方面的性能,在输入级电路采取了许多措施。

由于集成运算放大器是一种高增益的直接耦合放大器,下面首先介绍一下直接耦合放大器的零点漂移与温漂。

一、直接耦合放大器的温漂

集成运算放大器实质上是一个多级、高增益的直接耦合放大器。

多级直接耦合放大器的一个特点就是各级直流工作点是互相影响的,若前级直流工作点发生变化,会影响后面各级的直流工作点,而由于各级的放大作用,第一级放大器直流工作点的微弱变化,将在多级放大电路的输出端产生很大的变化。这种直流工作点相互影响的后果,会使直接耦合放大器产生工作点的漂移。所谓工作点漂移是指放大器不加信号时,工作点电压偏离起始值而上下浮动的现象。图 4.3-1 可说明直流工作点漂移的现象。

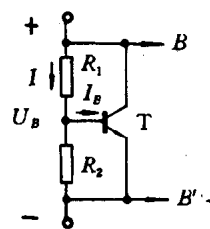


图 4.2-5 U_{BE} 倍增器

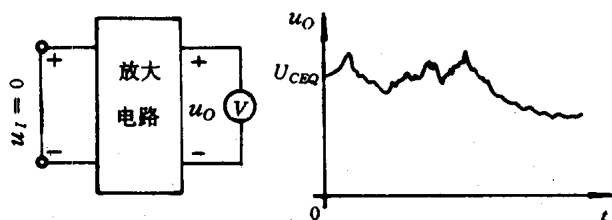


图 4.3-1 温漂的现象

使直流工作点产生漂移的原因很多,最常见的是由于环境温度的变化导致晶体管参数变化,而引起直流工作点漂移。我们把这种漂移称为温漂。

在直接耦合放大器中,前级放大器输出端的温漂与有用信号一样,会直接送到后级放大器的输入端去进行逐级放大。放大倍数越大,输出的温漂也越大,而第一级放大器的放大倍数对输出温漂的影响最大。当温漂与有用信号强度相当时,放大器将无法工作。所以对直接耦合放大器来讲,必需采取措施以减小温漂。

我们衡量一个直接耦合放大电路温漂影响的大小,不能只看输出端电压漂移的程度,还要看该放大器的放大倍数。因此一般都是将输出端的温漂值折合到输入端来衡量,即 $\frac{\Delta U_o}{A_u}$ (这里 ΔU_o 表示放大器输出端温漂的大小) 为等效的输入温漂电压。将等效输入温漂电压与输入信号进行比较,从而判断温漂对放大器性能影响的程度,若等效输入温漂电压与输入信号相当,那么信号将淹没在温漂之中,放大器的性能将严重地受到影响。

不难理解,要减小直接耦合放大器温漂的影响,前级放大器必须是一个高增益、低漂移的放大电路。

在集成运算放大器中,减小温漂影响的一个重要措施就是输入放大级采用差动放大

电路。差动放大电路比较好地解决了放大倍数与低漂移的矛盾。

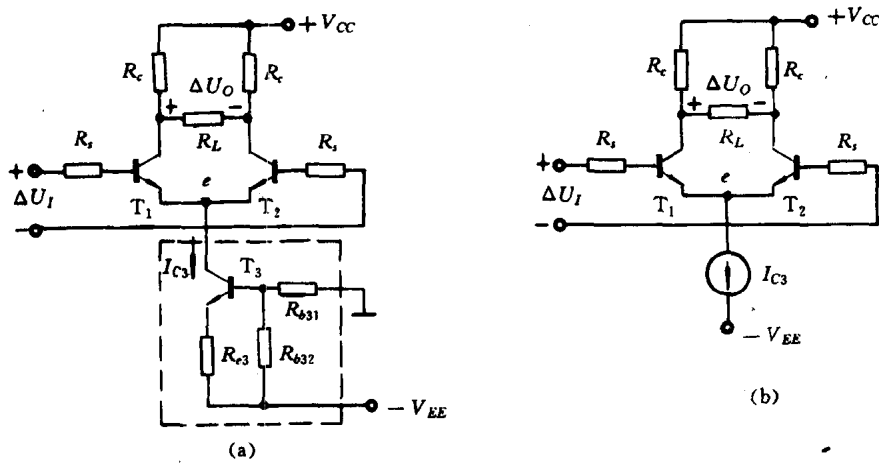


图 4.3-2 具有恒流源的差放电路
(a) 恒流源差动放大电路 (b) 电路的简化表示

二、差动放大电路的工作原理、性能分析

图 4.3-2 为一个差动放大电路,是由两个特性相同的三极管 T_1 、 T_2 组成的对称电路,电路参数是对称的,即 $R_{c1}=R_{c2}=R_c$, $R_{e1}=R_{e2}=R_e$ 等。 T_3 、 R_{e3} 、 R_{b31} 、 R_{b32} 组成恒流源电路, T_1 、 T_2 发射极连接在一起与恒流源 T_3 管的集电极相连。为实现输入端直流零电位,采用了正、负双电源 $+V_{CC}$ 和 $-V_{EE}$ 供电。这是一个带有恒流源的差动放大电路。

差动电路有两个输入端和两个输出端。输入信号可以连接在两个输入端(称为双端输入);输入信号也可以接在一个管子的输入端与地之间(称为单端输入)。输出信号取自差动对管的集电极,它可以取自两个集电极之间(称为双端输出);也可以取自一个管子的集电极与地之间(称为单端输出)。

因此根据信号接入、取出方式的不同,差动放大器可有四种组态,即双端输入、双端输出;单端输入、单端输出;双端输入、单端输出;单端输入、双端输出。

由于差动放大电路的输出信号与两输入信号的差值成比例,所以叫差动放大器。

(一) 直流分析

对差动放大电路,在不加信号时,由于电路结构对称,管子参数相同,所以差动对管静态电流相等,即 $I_{B1Q}=I_{B2Q}$, $I_{E1Q}=I_{E2Q}$, $I_{C1Q}=I_{C2Q}$, 两管集电极对地的静态电位也相等,即 $U_{C1Q}=U_{C2Q}$ 。恒流源 T_3 管集电极静态电流 $I_{C3Q}=I_{E1Q}+I_{E2Q}$ 。

从恒流源电路着手,首先计算出 I_{C3Q} ,即可计算出该恒流源差动电路的静态工作点。由图 4.3-2(a)可知:

$$I_{C3Q} \approx I_{E3Q} \approx \frac{V_{EE}}{R_{b31} + R_{b32}} \cdot R_{b32} - U_{BE3Q}$$

$$I_{E1Q} = I_{E2Q} = \frac{I_{C3Q}}{2}$$

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} \approx \frac{I_{C3Q}}{2}$$

$$U_{C1Q} = U_{C2Q} = V_{CC} - I_{C1Q} \cdot R_c$$

由于恒流源 I_{C3Q} 主要决定于 V_{EE} 与偏置电阻, 所以 I_{C3} 基本上为恒定值, 因此 I_{C1Q} 、 I_{C2Q} 也基本恒定, 所以恒流源差动放大电路的温漂很小。

(二) 交流分析

由晶体管的输出特性曲线可见, 在放大区的很大范围内, i_c 基本上取决于 i_B 的值, 而与 U_{CE} 的大小无关, 因此, 图 4.3-2(a) 中的恒流源电路可用一个内阻很大的电流源等效, 如图 4.3-3 所示。

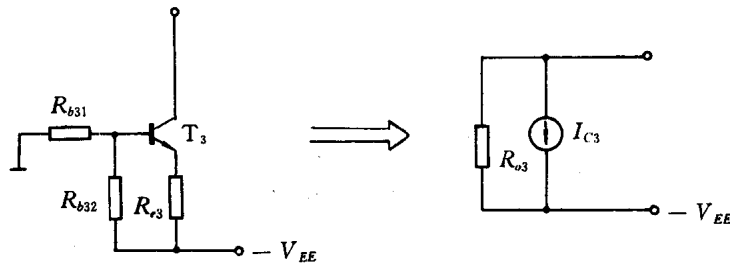


图 4.3-3 恒流源交流等效电路

图 4.3-4 为用恒流源等效电路表示的差动放大电路。

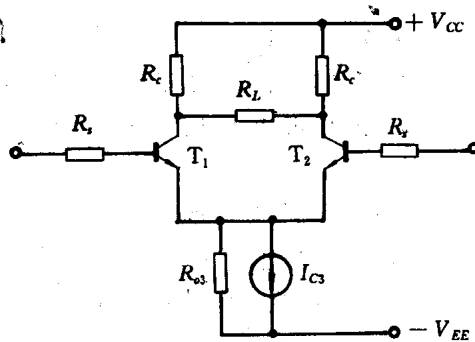


图 4.3-4 用恒流源等效电路表示的差动放大电路

R_{o3} 为恒流源等效内阻, R_{o3} 可由下式计算:

$$R_{o3} = r_{ce3} \left[1 + \frac{\beta_3 R_{e3}}{(R_{b31} // R_{b32}) + r_{be3} + R_{e3}} \right] \quad (4.3-1)$$

若 $R_{b31} = 2.4\text{k}\Omega$, $R_{b32} = 480\Omega$, $R_{e3} = 2\text{k}\Omega$, $\beta_3 = 60$, $r_{be3} = 8\text{k}\Omega$, $r_{ce3} = 30\text{k}\Omega$, 则 $R_{o3} = 376\text{k}\Omega$. 可见恒流源的等效内阻是比较大的。恒流源差动放大电路在交流工作状态时, 恒流源相当于一个大电阻。

1. 对差模信号的放大作用

在图 4.3-2(a) 中, 信号源是从两个输入端与地之间输入的。当这两个信号的大小相

等、相位相反,即 $\Delta U_{T1} = -\Delta U_{T2}$ 时,称这种输入方式为差模输入。两输入端之间所加的信号记为 ΔU_{Id} , 则 $|\Delta U_{T1}| = |\Delta U_{T2}| = |\Delta U_{Id}/2|$ 。图 4.3-5 为差动放大电路在输入差模信号时的交流通路。在差模信号的作用下,一管电流的增加量等于另一管电流的减小量,由图 4.3-5 可知,流过 R_{e3} 的交流电流为零,因此,发射极“e”点对地交流开路,这样“e”点通过 R_{e3} 与交流地点相连,所以“e”点交流电位等于地电位。

在差模信号作用下,设 T_1 电流增加,则 U_{C1} 下降,同时 T_2 电流减小, U_{C2} 将上升。 U_{C2} 上升幅度与 U_{C1} 下降幅度相等,从而负载 R_L 中点的电位是恒定的,也相当于交流地电位。这时的电压放大倍数称为差模放大倍数,记作 A_d 。

$$A_d = \frac{\Delta U_{Od}}{\Delta U_{Id}} \quad (4.3-2)$$

ΔU_{Od} 是在输入差模信号时的双端输出电压。从图 4.3-5 可得

$$A_d = \frac{\Delta U_{Od}}{\Delta U_{Id}} = \frac{\frac{1}{2}\Delta U_{Od}}{\frac{1}{2}\Delta U_{Id}} = \frac{-\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_s + r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \quad (4.3-3)$$

式中 $R'_L = R_c // \frac{R_L}{2}$ 。这就是半边等效电路的电压放大倍数。由此可见,用两个晶体管组成的双端输入双端输出差动放大电路,其放大倍数和单管的放大倍数相同。实际上是通过牺牲一个管子的放大倍数,去换取其他性能的改善。

电路的差模输入电阻 R_{id} 则是从两个输入端看进去的等效电阻。从图 4.3-5 可以看出

$$R_{id} = 2(R_s + r_{be}) \quad (4.3-4)$$

是单管放大电路的两倍。

电路的输出电阻为

$$R_o = 2R_c \quad (4.3-5)$$

2. 对共模信号的抑制作用

在图 4.3-2 中,若两个输入端分别接入的信号大小相等、相位(对地)相同,则输入的是共模信号,记为 ΔU_k 。这时,两管的电流或是同时增加,或是同时减小,因此恒流源电阻 R_{e3} 上流过两倍的单管电流 ΔI_{E1} ,即对每个管子而言,相当于射极接了 $2R_{e3}$ 的电

阻。其交流通路为图 4.3-6 所示。当从两管集电极输出时,由于电路完全对称,依靠抵消,可减小共模输出量;同时,依靠电阻 R_{e3} 的负反馈作用(将在第五章中介绍),也可减少

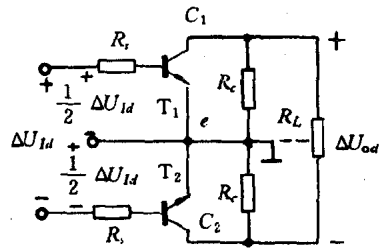


图 4.3-5 输入差模信号时的交流通路

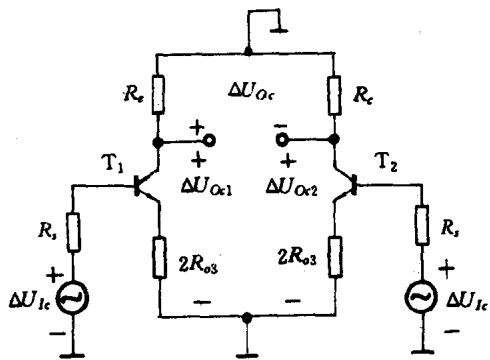


图 4.3-6 输入共模信号时的交流通路

共模输出量。在理想情况下,双端输出时,共模放大倍数为 A_c

$$A_c = \frac{\Delta U_{oc}}{\Delta U_{ic}} = 0 \quad (4.3-6)$$

实际上,要达到电路完全对称是不容易的,但即使这样,由于恒流源等效大电阻 R_{cs} 的作用,抑制共模信号的能力是很强的,这在后面的推导中会看得更清楚。

所谓共模信号,常常就是温漂引起的漂移信号或是伴随输入信号一起加入的干扰信号(两边输入相同的干扰信号),因此,共模放大倍数越小,说明放大器的性能越好。

3. 共模抑制比 K_{CMR}

由上述分析可知,差动放大电路的 A_d 是有用信号的放大倍数,当然大一些好; A_c 表明温漂的程度,应该越小越好。但一般 A_d 大,容易使 A_c 也大,所以通常用一个综合指标来衡量,即共模抑制比,记作 K_{CMR} ,它定义为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (4.3-7)$$

用对数表示时,有

$$K_{CMR}(\text{dB}) = 20 \lg \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (4.3-8)$$

这个值越大,表明电路放大差模信号抑制共模信号的能力越强。一般差动放大器的 K_{CMR} 为 60dB,对称程度较好的为 120dB。

4. 对任意输入信号的放大作用

在图 4.3-2 中,设 T_1 管输入信号为 ΔU_{i1} , T_2 管输入信号为 ΔU_{i2} , ΔU_{i1} 和 ΔU_{i2} 为任意信号。我们可以将它们进行等效变换,分为一对共模信号和一对差模信号。即

$$\Delta U_{i1} = \frac{\Delta U_{i1} - \Delta U_{i2}}{2} + \frac{\Delta U_{i1} + \Delta U_{i2}}{2} \quad (4.3-9)$$

$$\Delta U_{i2} = -\frac{\Delta U_{i1} - \Delta U_{i2}}{2} + \frac{\Delta U_{i1} + \Delta U_{i2}}{2} \quad (4.3-10)$$

即

$$\Delta U_{i1} = \frac{\Delta U_{id}}{2} + \Delta U_{ic} \quad (4.3-11)$$

$$\Delta U_{i2} = -\frac{\Delta U_{id}}{2} + \Delta U_{ic} \quad (4.3-12)$$

其中

$$\Delta U_{id} = \Delta U_{i1} - \Delta U_{i2} \quad \Delta U_{ic} = \frac{\Delta U_{i1} + \Delta U_{i2}}{2}$$

进行这样的变换后,电路又可以按前面的方式进行分析。输入信号中有差模信号和共模信号两部分,由于差动放大器在小信号时为线性放大器,满足线性迭加原理。因此,双端输出时

$$\Delta U_o = \Delta U_{id} \cdot A_d + \Delta U_{ic} \cdot A_c \quad (4.3-13)$$

前面我们已计算过双端输入双端输出的共模电压放大倍数在理论上等于零,而差模放大倍数如式(4.3-3),则

$$\Delta U_o = \Delta U_{id} \cdot A_d = (\Delta U_{i1} - \Delta U_{i2}) \left(-\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \right) \quad (4.3-14)$$

(三) 四种接法的差动放大电路

差动放大电路有两个输入端和两个输出端。在前面介绍的双端输入双端输出电路中，输入信号和输出信号的两端均不接地，是悬空的，这对于某些信号源来说是合适的，如输入端接热电偶，输出端接电压表等。但很多信号源的一个输入端是接地的，这就要求放大电路相应的输入端也要接地，于是形成了差动放大电路的另一种输入连接方式，称为单端输入方式。同样，输出端要接负载，而负载则往往是有一端接地的，所以输出也分双端输出和单端输出两种方式。组合起来就有四种连接方式：双端输入双端输出；双端输入单端输出；单端输入双端输出和单端输入单端输出。

下面我们再简单介绍其中两种电路。

1. 双端输入单端输出差动放大电路

图 4.3-7 所示电路只在输出端与前面不同。它的负载电阻是接在 c_1 极到地之间的，实际上可以将 R_L 看作下一级放大电路的输入等效电阻。

当 $\Delta U_{Id} = 0$ 时（两个输入端都接地），由于两半边电路的输入回路对称，故仍有 $I_{CQ1} = I_{CQ2}$ ，在计算差模放大倍数时，可先将原电路与图 4.3-2 相比较。因为 T_2 管的存在，在输入差模信号时， U_e 保持不变，所以 e 点仍为交流地电位，只是输出电压从半边电路输出。因此放大倍数将为双端输出电路的一半，即

$$A_d = \frac{\Delta U_{Od1}}{\Delta U_{Id}} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \quad (4.3-15)$$

其中 $R'_L = R_{c1} // R_L$ ，负号表示输出与输入反相。

电路的输入回路没有变，所以差模输入电阻 R_{id} 仍为 $2(R_s + r_{be})$ 。

电路的输出电阻为 $R_o = R_{c1}$ 。

下面我们来研究这种电路抑制温漂的情况。

如前所述，它可由共模放大倍数来表示。当输入共模信号时，由于输入关系同图 4.3-6 所示一样，只是由单端输出，因此可求出其共模放大倍数。

$$A_c = \frac{\Delta U_{Oc1}}{\Delta U_{Ic}} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be} + (1 + \beta) \cdot 2R_{o3}} \quad (4.3-16)$$

由于 $(1 + \beta) \cdot 2R_{o3}$ 一般很大，故单端输出的温漂也不大。

共模抑制比

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{R_s + r_{be} + (1 + \beta) \cdot 2R_{o3}}{2(R_s + r_{be})} = \frac{1}{2} + \frac{(1 + \beta)R_{o3}}{R_s + r_{be}} \quad (4.3-17)$$

由上两式可见，恒流源差动放大电路的共模抑制比是比较高的。

对于单端输出电路来说，如果输入差模信号的极性不变，而输出信号是从 T_2 管的集

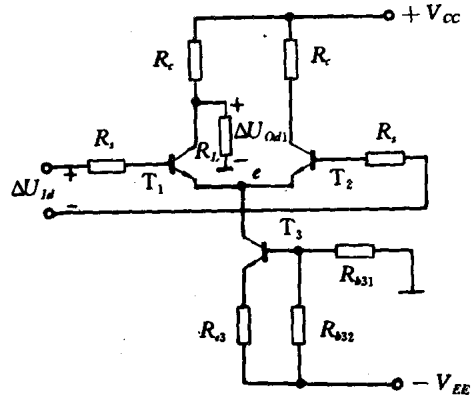


图 4.3-7 双端输入单端输出差动放大电路

电极输出,则输出将与输入同相,读者可自行加以证明。

2. 单端输入双端输出差动放大电路

所谓单端输入是指将输入端中一端接地,如图 4.3-8 所示。

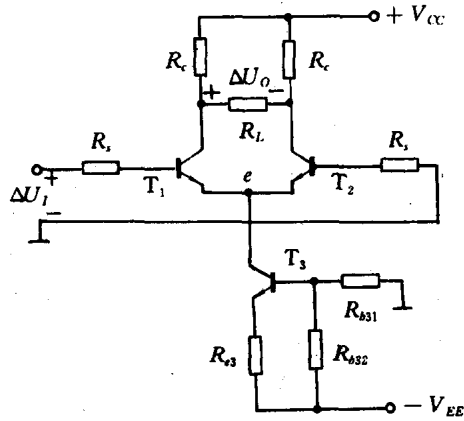


图 4.3-8 单端输入双端输出的差动电路

显然这时可看作输入任意信号的情况进行分析。即 $\Delta U_i = \Delta U_i/2 + \Delta U_i/2$, $0 = -\Delta U_i/2 + \Delta U_i/2$. 其中差模信号为 ΔU_i , 共模信号为 $\Delta U_i/2$. 这时的输出信号仍可用式(4.3-13)和式(4.3-14)计算。

该电路的差模输入电阻 R_{id} 为

$$R_{id} \approx 2(R_i + r_{be}) \quad (4.3-18)$$

电路的输出电阻 R_o 为

$$R_o = 2R_c \quad (4.3-19)$$

单端输入双端输出时电路的工作性能指标与双端输入双端输出时近似一致。

至于单端输入单端输出电路与单端输入双端输出电路的区别仅在于前者差模电压放大倍数减小一半, 输出电阻为 R_c , 其他指标相同。

四种接法的差动放大电路指标比较详见表 4.3-1

表 4.3-1 差动放大器几种接法比较

输入方式	双 端 输 入		单 端 输 入	
原理电路图				
输出方式	双 端	单 端	双 端	单 端
差模放大倍数 A_d ①	$A_d = \frac{\Delta U_{Od}}{\Delta U_{Id}} = -\frac{\beta R_c}{R_s + r_{be}}$	$A_d = \frac{\Delta U_{Od1}}{\Delta U_{Id}} = -\frac{\Delta U_{Od2}}{\Delta U_{Id}} = -\frac{\beta R_c}{2(R_s + r_{be})}$	$A_d = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_1} = -\frac{\beta R_c}{R_s + r_{be}}$	$A_d = \frac{\Delta U_{O1}}{\Delta U_1} = -\frac{\Delta U_{O2}}{\Delta U_1} = -\frac{\beta R_c}{2(R_s + r_{be})}$
共模放大倍数 A_c	$A_c \rightarrow 0$	很 小	$A_c \rightarrow 0$	很 小
共模抑制比 K_{CMR}	很 高	高	很 高	高
差模输入电阻 R_{id}	$R_{id} = 2(R_s + r_{be})$		$R_{id} = 2(R_s + r_{be})$	
输出电阻 R_o	$R_o \approx 2R_c$	$R_o \approx R_c$	$R_o = 2R_c$	$R_o \approx R_c$
用途	1. 用于输入输出不需要一端接地时 2. 常用于多级直接耦合放大器的输入级和中间级	将双端输入转换为单端输出, 常用于多级直接耦合放大器的输入级和中间级	将单端输入转换为双端输出, 常用于多级直接耦合放大器的输入级	用在放大器输入电路和输出电路均需有一端接地的电路中

① 考虑了信号内阻 R_s 对放大器性能的影响

(四) 差动放大电路的失调和温漂

1. 差动放大电路的失调

对于一个完全对称的差动放大器,当输入信号为零时,两输入端的电流应相等,双端输出电压应为零。而一个实际的差动放大器不可能完全对称,使零输入时两基极电流不相等,输出电压也不为零,这种现象叫失调。这时的输出电压称为输出失调电压,记作 U_{OOS} 。如图 4.3-9(a) 所示, R_s 为信号源内阻。

为了衡量失调对放大差模信号的影响,通常将输出失调电压折算到输入端来表示,认为输出失调电压是一个无失调差动放大器在输入端作用一个等效电压 U_{IOS} 引起的,如图 4.3-9(b) 所示,无失调差动放大器在其他方面的性能和实际差动放大器完全一样。这样表示是为了便于将 U_{IOS} 与输入的差模信号比较,从而可以看出差动放大器能够分辨出最小差模信号的能力。

为了确定总的输入失调量,我们可以设想在输入端人为地加一个补偿电压 E ,使双端输出电压为零,如图 4.3-9(c)、(d) 所示。显然这时补偿电压 $E = -U_{IOS}$, E 的大小和实际差动放大器不对称的程度有关。

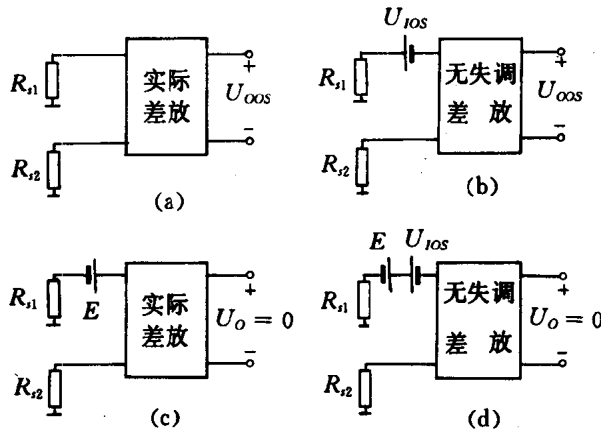


图 4.3-9 差动放大器的失调示意图

为了求得补偿电压 E 和实际差动放大器不对称程度的关系,将图 4.3-9(c) 具体画出,如图 4.3-10 所示。由图 4.3-10 的输入回路可以写出

$$E = U_{BE1} - U_{BE2} + I_{B1}R_{s1} - I_{B2}R_{s2} \quad (4.3-20)$$

我们假设包含信号源内阻在内的外接电阻相等,即 $R_{s1} = R_{s2} = R_s$, 则上式化为

$$E = U_{BE1} - U_{BE2} + R_s(I_{B1} - I_{B2}) \quad (4.3-21)$$

可见失调现象是由管子的 U_{BE} 和 I_B 两方面的不匹配造成的。我们把两管子的结电压差定义为输入失调电压,记为 U_{IO} 。

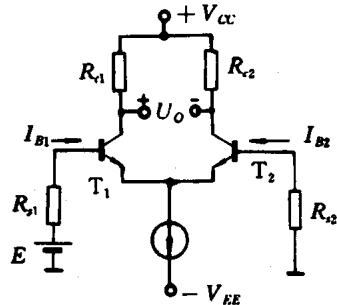


图 4.3-10 差动放大器的失调

$$U_{IO} = |U_{BE1} - U_{BE2}| \quad (4.3-22)$$

可见,两管 U_{BE} 的不对称完全反映在输入失调电压中。在不考虑 β 、 R_c 等不对称的情况下,输入失调电压就等于差分对管 U_{BE} 之差。

上式取绝对值是因为两管发射结电压差的大小和正负都带有随意性,视对称程度而定。同样把两管静态基极电流之差定义为输入失调电流 I_{IO} ,即

$$I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (4.3-23)$$

将式(4.3-22)和(4.3-23)代入(4.3-21),得

$$E = -U_{IOS} = U_{IO} + I_{IO}R, \quad (4.3-24)$$

上式表明, U_{IO} 直接影响 U_{IOS} 的大小,而 I_{IO} 通过外接电阻 R ,影响 U_{IOS} ,当管子的对称程度好, U_{IO} 和 I_{IO} 就小,总输入失调量 U_{IOS} 降低。一般 U_{IO} 为毫伏数量级, I_{IO} 为微安数量级。

2. 差动放大器的调零

差动放大器产生的失调现象会影响放大器的性能,因此对差动放大器可以采取调零措施。

差动放大器的调零电路分集电极调零电路、基极调零电路以及发射极调零电路,如图4.3-11所示。双端输出时的输出电压可表示为:

$$U_O = I_{C2}R_{c2} - I_{C1}R_{c1} \quad (4.3-25)$$

可见我们可以通过调整两管集电极电流来实现调零,也可以通过改变两管集电极电阻来实现调零。集电极调零属于后者,基极调零属于前者。由于基极调零的电压调节范围一般只为 $\pm 100\text{mV}$,所以在电位器 R_w 两端各加一个小电阻 R 接地。

在集成运算放大器中的差动放大电路,一般采用集电极调零或基极调零,此时调零电路与集成运放的连接比较方便。

3. 失调参数的温漂

虽然可以通过调零电路来消除失调的影响,但由于环境温度、电源电压等外界因素的变化, U_{IO} 和 I_{IO} 都会跟着变化,这种变化称为漂移,其中以温度变化引起的漂移为最大。调零电路不可能随温度的变化而跟踪失调参数的变化,所以减小差动放大器输出失调电压的关键是减小失调参数的温漂。

下面我们推导温漂的近似表达式,旨在正确选取器件,并建立一定的数量概念。

(1) 失调电压的温漂

正向偏置PN结的电流和电压的关系式由式(1.3-1)决定。改写后可得

$$U \approx U_T \ln \frac{I}{I_s} \quad (4.3-26)$$

利用上式可将 U_{IO} 表示为

$$U_{IO} = |U_{BE1} - U_{BE2}| = \frac{KT}{q} \left| \ln \left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}} \cdot \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right) \right| \quad (4.3-27)$$

下面设当温度变化后仍要维持 $U_O=0$,近似推导 U_{IO} 随温度变化的关系。

在 $R_{c1}=R_{c2}$ 的条件下,由图4.3-11的电路可知有 $I_{C1}=I_{C2}$ 。设恒流源 I_O 不随温度变化,因而 I_{C1} 和 I_{C2} 也不随温度变化,所以式(4.3-27)中的 I_{E1}/I_{E2} 可近似认为与温度无关。

I_{s1} 和 I_{s2} 虽然都与温度有关,设其比值与温度无关。因此将式(4.3-27)对 T 微分可得

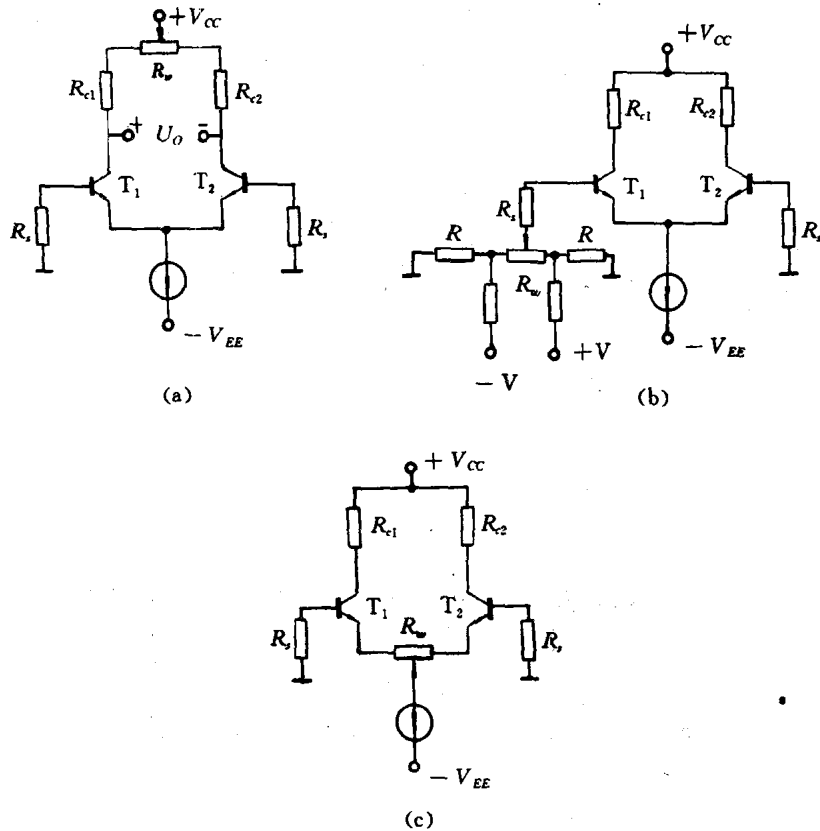


图 4.3-11 差动放大器的调零

(a) 集电极调零 (b) 基极调零 (c) 发射极调零

$$\frac{dU_{IO}}{dT} = \frac{K}{q} \left| \ln \left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}} \cdot \frac{I_{I2}}{I_{I1}} \right) \right| = \frac{U_{IO}}{T} \quad (4.3-28)$$

上式表明,输入失调电压的温漂与其本身的大小成正比。要减小输入失调电压的漂移,必须减小输入失调电压本身。因此,无论是要减小失调电压,还是要减小其漂移,都要求差分晶体管严格配对。在常温($T=300K$)下,每 $1mV$ 失调电压的温漂约为 $3.3\mu V/C$

(2) 失调电流的温漂

对于硅晶体三极管, I_B 与 I_C 的关系可表示为 $I_B = I_C / \beta$ 。假设当温度变化时, $R_{c1} = R_{c2}$, 为维持 $U_O = 0$, 则 $I_{C1} = I_{C2} = I_C = I_O / 2$, 即 I_C 是不变的。因此有

$$\frac{d}{dT}(I_{B1} - I_{B2}) = -\frac{I_C}{\beta_1^2} \cdot \frac{d\beta_1}{dT} + \frac{I_C}{\beta_2^2} \cdot \frac{d\beta_2}{dT} = -\frac{1}{\beta_1} \frac{d\beta_1}{dT} I_{B1} + \frac{1}{\beta_2} \frac{d\beta_2}{dT} I_{B2}$$

当 $\beta_1 \approx \beta_2 = \beta$ 时,输入失调电流的温漂为

$$\frac{dI_{IO}}{dT} = \frac{d}{dT} |I_{B1} - I_{B2}| = \frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} I_{IO} \quad (4.3-29)$$

可见,输入失调电流的温漂也与其本身的大小成正比,减小输入失调电流,可使其温漂减

小。一般失调电流为几百 nA，温度漂移约为几 nA/°C。输入失调电流的温漂还与 β 的相对温度系数有关。通常 $(\frac{1}{\beta})(\frac{d\beta}{dT})$ 约为 $(0.5 \sim 1.5)\% / ^\circ\text{C}$ 。

由以上讨论可知，减小输入基极电流，不但可以提高输入电阻，还可以减小失调电流及其温漂。因此，降低基极电流就成了提高差动放大电路乃至整个运算放大器质量的重要措施之一。为了减小输入电流，可用复合管或场效应管组成差动放大电路。在 60 年代末期又研制出了超 β 管，从改善器件本身的特性着手，来解决降低输入电流的问题。

三、具有镜像电流源偏置和镜像电流源负载的差动放大电路

在集成电路中，输入级电路都是采用具有镜像电流源偏置和镜像电流源负载的差动放大电路，这种差动放大电路的差模增益和共模抑制比都比较高，各种类型的集成运算放大器的输入级电路，也都是在这种差动放大器的基础上加以改进，来提高集成运算放大器的各种性能指标的。

典型的具有镜像电流源偏置和镜像电流源负载的差动放大器如图 4.3-12 所示。

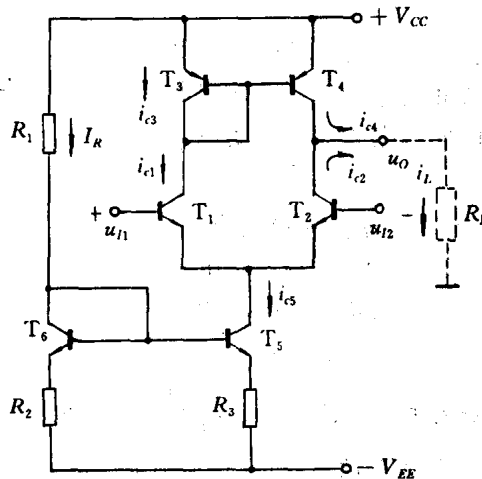


图 4.3-12 具有镜像恒流源负载的差动放大电路

从上面的分析知，差动放大器在单端输出时，除了增益损失一半之外，共模抑制比也大大下降。而在实际应用中负载的一端是接地的，这就需要采用单端输出的形式。采用镜像电流源负载，可以实现单端输出，而又不损失增益和不降低共模抑制比。

图 4.3-12 中 T_3 与 T_4 构成镜像电流源，该镜像电流源作为差动放大器的有源负载， R_1 、 T_6 、 T_5 、 R_2 、 R_3 构成比例电流源，为差动放大器提供恒定的偏置电流。镜像电流源偏置电路的工作原理已在前面介绍过，这里不再重述，下面着重介绍镜像电流源负载的工作原理。

当电路中输入差模信号时，其瞬时极性如 4.3-12 所示，则 T_1 管的基极为正， T_2 管的基极为负，这时 T_1 、 T_2 管的集电极电流交流分量 i_{c1} 与 i_{c2} 方向如图所示，略去 T_3 、 T_4 的基极电流，便有 $i_{c1} = i_{c3}$ 。由于 T_3 、 T_4 构成镜像电流源， T_4 将产生同样大小的集电极电流，即 $i_{c4} = i_{c3}$ ， i_{c4} 自集电极流出，进入负载电阻 R_L ，其方向如图中所示。 T_2 的集电极电流 i_{c2} 由 T_2 集电极流出，进入负载 R_L ，这样 $i_L = i_{c2} + i_{c4} = i_{c1} + i_{c2}$ ，由此可见， u_{I2} 产生的输出电流直接送

到负载 R_L ，而 u_{i1} 产生的输出电流则通过镜像电流源间接传送到负载，在负载上得到如同双端输出情况下的输出电流。

当输入共模信号时， T_1 、 T_2 管的 i_{c1} 、 i_{c2} 都流向 T_1 、 T_2 管的集电极，不难看出 $i_L=0$ ，起到抑制共模信号的作用。

这样，差动放大器在单端输出的条件下，得到了双端输出的效果。

在集成电路中，输入级基本上都采用具有镜像电流源偏置和镜像电流源负载的差动输入级，具有镜像电流源偏置和镜像电流源负载的差动输入级电路形式也是多种多样的。

第四节 输出级电路

输出级是集成运算放大器的最后一级，直接与负载相连。要求输出级能输出较高的电压，带负载能力要强。所谓带负载能力强，就是要求输出阻抗尽可能小，并且当电路过载时，输出级应有过载保护措施。

一、互补电路

对集成运放的输出级，要求其输出阻抗尽可能小，由第二章我们知道，共集电极放大电路的输出电阻最小，因此对于输出级来讲，一般都采用共集电极放大器的形式。

如果采用单管共集电极放大器作为输出级，如图 4.4-1 所示，虽然其输出电阻小，但是这个电路的正、负向最大输出电压范围不对称。当管子饱和时，正向输出的最大幅值可达到 $V_{CC}-U_{CES}\approx V_{CC}$ ；当管子截止时，负向输出的最大电压幅值为 $-V_{EE}\frac{R_L}{R_c+R_L}$ ，如果 $V_{CC}=V_{EE}$ ，显然负向输出电压最大幅值比正向输出电压最大幅值低，所以在输出电压范围较大时，不能保证输出正负向幅值完全对称，这样就容易产生失真。

图 4.4-2 所示的互补电路可以解决上述缺点。

图 4.4-2 中的 T_1 、 T_2 为特性对称的反型管。两管基极相连，作为输入端。两管发射极相连，并与负载电阻相接。由于采用双电源供电，管子特性对称，因而当 U_i 为零时，发射极直流电位为零，即 $U_E=0$ ，两管发射结直流电压 $U_{BE1}=U_{BE2}=0$ ， $I_{C1Q}=I_{C2Q}=0$ ，此时负载电阻上无电流。

若输入信号为正弦波形，在信号正半周，基极电位高于发射极电位，则 T_2 管截止， T_1 管导通，放大正半周信号；在信号的负半周，基极电位低于发射极电位，则 T_1 管截止， T_2 管导通，放大负半周信号。被放大的正负半周信号在负载电阻 R_L 上得到了合成，如图 4.4-3(b) 所示。

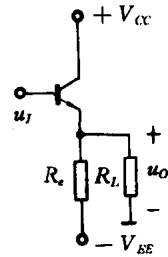


图 4.4-1 共集电极放大器

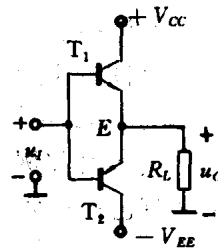


图 4.4-2 互补输出级

由于该电路利用 NPN、PNP 反型管在导通性上互补对方的不足,因而该电路称为互补电路。

图 4.4-2 所示的电路仅是原理性电路。实际上若 T_1 、 T_2 均为硅管,则当 $|U_I| < 0.5V$ 时,两管均不导通,只有当 $|U_I| > 0.5V$ 后,才有输出的跟随效果。这样,当输入正弦波形时,输出波形产生失真,如图 4.4-3(b) 所示。从图中可以看到在信号幅值较小的区域产生失真,这种失真称为交越失真。

减小交越失真的措施是提高 Q 点,使管子静态时处于微导通状态。

二、准互补输出级电路

图 4.4-4 为能够消除交越失真的准互补输出级电路。在集成电路中制作特性对称的互补对管(即 PNP 与 NPN)是很不容易的,因此图中 T_3 (PNP 管)和 T_4 (T_2 、 T_4 均为高 β 的 NPN 管)连接成复合管,该复合管类型由 T_3 决定。 T_3 、 T_4 复合成为性能与 T_2 对称的 PNP 管,该复合管与 T_2 互补对称。

恒流源 I 为前级放大器的有源负载。晶体管 T_1 和电阻 R_1 、 R_2 组成 U_{BE} 倍增器, u_I 为前级放大器的输出信号。

U_{BE} 倍增器提供的恒定直流电压 $\frac{U_{BE1}}{R_2}(R_1+R_2)$,加在 T_2 管与 T_3 管的基极之间,给 T_2 和 T_3 管的发射结提供一个很小的正向偏压,其值等于或稍大于导通电压,让 T_2 管与复合管各有一个很小的 I_{CQ} 流过,两管均处于微导通状态,这样可减小或者消除交越失真。根据微变等效电路分析方法,可推出 U_{BE} 倍增器的输出电阻比较小,其输出电阻值与和它相连的有源负载的输出电阻相比, U_{BE} 倍增器对信号的分压作用几乎可以忽略,可以认为 T_2 、 T_3 两基极间交流短路,因而保证了加在准互补输出电路两输出管基极的正负半周信号幅值是对称的。

图 4.4-5 绘出 u_I 、 i_{C2} 、 i'_{C3} 及 i_L 的波形。其中 i'_{C3} 为复合管电流, i_L 为负载电阻上的电流。当 i_{C2} 与 i'_{C3} 在负载电阻 R_L 合成后,各自的非线性失真部分将会相互抵消,消除或减小了交越失真。

若输出端过载,例如输出端不慎短路,输出管电流突然变大,超过其电流极限参数,则造成输出管损坏。因此在输出级应有过载保护措施。

第五节 通用型集成运算放大器

在早期的模拟电子计算机中,将集成放大器加以深度负反馈,放大器的放大倍数取决于外加反馈电路的反馈系数,而与放大器本身的增益无关。适当改变反馈电路的元件,就可实行相加、相减、微分、积分等运算功能,因此将集成放大器称为运算放大器。

运算放大器可分为通用型和专用型两大类。专用型运算放大器是指它的某一个或几个指标较高,适于特殊用途,例如高输入阻抗、低漂移、高速度、宽频带、跨导型等。专用型

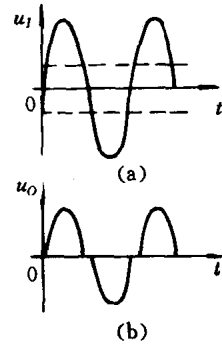


图 4.4-3 输出电流的合成波形

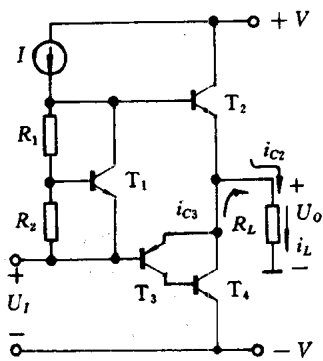


图 4.4-4 准互补输出级电路

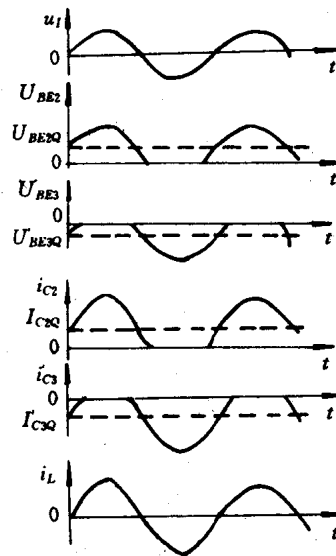


图 4.4-5 消除交越失真的合成波形

运算放大器的结构和通用型运算放大器基本一样,但为了达到某一个或几个高指标,往往在电路上采取了一些特殊措施。我们首先介绍通用型运算放大器的电路,在此基础上介绍几种高性能的运算放大器电路。

我们在学习放大器内部电路时,着重了解了电路结构特点,以及为达到某些特殊要求的有关特殊电路特点。所以在讲述运算放大器的内部电路时,不对实际电路的所有各个部分作逐一讲解,而是将某些子电路进行简化,介绍简化后的内部电路,这样就可根据设计要求合理选择放大器的类型。因为对使用放大器的人,是不必深究内部电路每一个细节的。

本节介绍通用型集成运算放大器。

一、通用型集成运算放大器的结构

通用型集成运算放大器实质上就是一个高增益的直接耦合放大器,结构框图如图 4.1-1(a)所示。

输入级一般采用差动放大器,因而它有两个输入端。一个输入端为反相输入端(注以“-”号表示),另一个输入端为同相输入端(注以“+”号表示)。反相输入端的输入信号与输出信号的相位相反,而同相输入端的输入信号与输出信号相位相同。差动输入级是集成运算放大器中最重要的部分,集成运放的输入阻抗、输入偏置电流、失调电压和失调电流、共模抑制比以及差模、共模电压范围等参数,均取决于输入级。此外输入级还应该提供一定的增益,并具有低噪声的性能。

中间级的作用是提供较高的电压放大倍数。

输出级直接与负载相连。对输出级的主要要求是能输出较高的电压,带负载能力要强。

偏置电路通常由恒流源或恒压源组成,提供集成运放各级放大电路所需的恒流或恒压偏置。

二、通用型集成运算放大器的简化电路

通用型运算放大器的简化电路如图 4.5-1 所示,采取的主要简化措施是将电路中的偏置电流源和有源负载电路分别用单独的电流源符号代替。

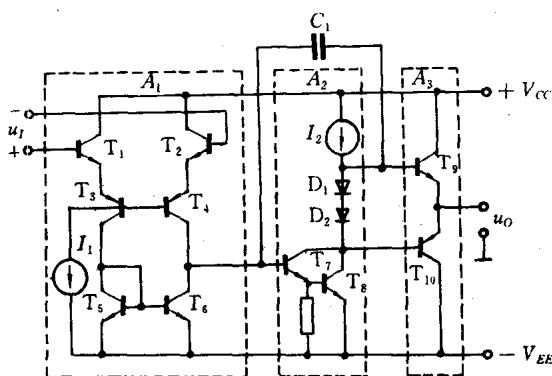


图 4.5-1 双极型通用运算放大器简化电路

(一) 输入级电路

输入级电路由 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 以及偏置电流源 I_1 组成。偏置电流源 I_1 决定输入级各三极管的工作点电流, T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 管组成差动式共集一共基放大电路, T_5 、 T_6 为输入级的镜像电流源负载。

该输入级电路具有以下主要特点:

(1) T_3 、 T_4 管为横向 PNP 管, 由于集成工艺的特点, 它具有高的发射结和集电结击穿电压(几十伏), 因而它的差模输入电压范围大于 $\pm 30V$ 。

(2) 输入级差分对管由共集一共基组合电路构成。因为共集一共基组合电路具有较好的频率特性, 因而可以改善输入级的频率特性。

(3) 由于输入级的 T_1 、 T_2 管接成共集电极电路, 因而输入阻抗高, 可达 $M\Omega$ 量级。

(4) 由于采用了 T_5 、 T_6 镜像电流源有源负载, 所以具有较高的差模增益, 而共模增益很小, 这样集成运算放大器的共模抑制比高。

(5) 输入级偏置电流源一般为微电流源, 这样输入级差分对管的直流工作点电流很小, 所以输入失调电流以及输入失调电流温漂就很小, 使得集成运放的温漂也较小。

(二) 中间级放大电路

中间级放大电路由 T_7 、 T_8 、 D_1 、 D_2 及偏置电流源 I_2 构成。中间级主要为集成运算放大器提供足够高的增益。

(1) 放大管为 T_7 、 T_8 构成的复合管, 复合管电流增益大, 从而可以提高中间级的电压

增益。

(2) 偏置电流源 I_2 作为中间放大级的有源负载, 进一步提高中间级的电压增益。

(3) D_1 、 D_2 为恒压源偏置电路的简化示意图, 恒压源 D_1 、 D_2 两端的直流电压为输出级的 T_9 、 T_{10} 管提供一定的直流偏置电压。恒压源 D_1 、 D_2 两端的交流电阻很小, 尤其是与有源负载相比, 其交流电阻对放大器增益的影响可以忽略。

(4) 电容 C_1 是为了防止运算放大器在深负反馈运用时产生自激而接入的内补偿电容。该补偿电容的典型值为 $10 \sim 20 \text{pF}$, 它集成在硅片上。有的集成电路采用外补偿电容, 即补偿电容接在集成电路的外部, 通常在元器件手册中给出外补偿电容的参考容值。

(三) 输出级电路

输出级电路是互补电路, 互补电路的电压输出动态范围大, 而且输出阻抗低, 带负载能力强。

(四) 集成运放的零输入零输出问题

对集成运算放大器都有零输入零输出的问题, 即输入信号为零时, 加在负载上的输出信号也要为零。由于集成运放有时用于放大直流信号或频率极低的信号, 这就要求集成运算放大器输入端输出端的直流电位均为零。因此在电路设计时必须考虑零输入零输出的问题, 如利用 PNP 管与 NPN 管直流偏置电压极性相反的特点, 起到直流电平移动的作用, 使输入端直流电位为零时, 输出端直流电位也为零。

第六节 MOS 模拟集成电路基础

按构成电路的有源器件来分, 模拟集成电路可分为双极型模拟集成电路和 MOS 模拟集成电路。双极型模拟集成电路的优点是: 性能稳定; 电流增益高; 速度快。缺点是: 工艺复杂; 集成度低; 功耗大; 成品率低。MOS 模拟集成电路的优点是: 输入阻抗高; 集成度高, 每个单元所占芯片面积仅为双极型晶体管的 $1/5$; 功耗极低, 具有上万只 MOS 管的芯片也不需要特殊的散热装置; 动态范围宽; 工艺简单; 成本低等。缺点是: MOS 管的跨导低, 约为双极型管的 $1/40$, 这就导致 MOS 运放增益较低; MOS 工艺匹配性差, 因而失调电压较高, 此外, 它的低频噪声也较大。MOS 管存在的缺点, 大大地限制了 MOS 模拟集成电路的发展, 致使双极型模拟集成电路长期牢固地占据着模拟集成电路的领域。但是, 近几年来, 由于 MOS 集成工艺的发展, 在改进 MOS 运放的增益和降低失调电压方面都取得了较大的进展, 因而 MOS 器件在模拟集成电路中, 特别是在大规模和超大规模集成电路中得到了广泛的应用。

MOS 集成电路可分 NMOS、PMOS 和 CMOS 三种类型。NMOS 电路全部由 N 沟道场效应管组成; PMOS 电路全部由 P 沟道场效应管组成; CMOS 电路是由 NMOS 和 PMOS 组成的互补器件。

一、MOS 模拟集成单元电路

MOS 模拟集成电路也由单元电路组成, 其单元电路结构和特性与双极型模拟集成电路有相似之处。掌握这些基本单元电路的结构和特性, 对于分析整体电路具有十分重要的意义。在 MOS 集成电路中, 许多 MOS 管做在同一块衬底上, 因此就不能将所有 MOS 管

的源极与公共衬底相连,所以N沟道MOS管的衬底一般接在最低电位点;P沟道MOS管的衬底一般接在最高电位点。

(一) MOS 电流源

由场效应管输出特性曲线(例如图4.6-1)可以看出,当场效应管工作在恒流区($|U_{DS}| > |U_{GS} - U_T|$)时,漏极、源极间的电流呈现恒流特性。

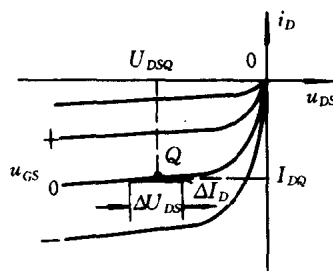


图4.6-1 场效应管的恒流特性

例如将耗尽型场效应管的栅极、源极短路($U_{GS}=0$),漏源电压满足 $|U_{DS}| > |U_T|$ 时,管子工作在恒流区。这样可构成恒流源电路,如图4.6-2所示,恒流源电流 $I_O = I_{DQ} = I_{DSS}$ 。此时,场效应管的直流电阻 $R_Q = U_{DSQ}/I_{DQ}$ 较小,而动态电阻 $R_o = \Delta U_{DS}/\Delta I_D$ 很大(几十千欧以上)。

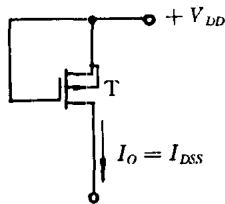


图4.6-2 场效应管恒流源电路

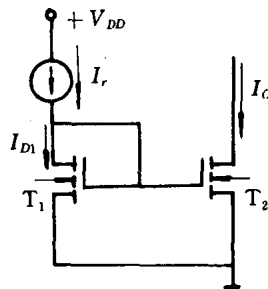


图4.6-3 MOS 镜像电流源

图4.6-3为NMOS镜像电流源。MOS镜像电流源与双极型镜像电流源形式十分类似,它由几何尺寸相同、特性对称的 T_1 、 T_2 管组成。 T_1 、 T_2 管的栅极、源极分别互相连接,其中 T_1 管的栅极与漏极短接, I_r 为基准电流, I_O 为受 I_r 控制的恒流源输出电流。 T_1 、 T_2 工作在恒流区。由于在集成电路中,对MOS管的衬底所连接的电位高低有要求,所以在图4.6-3中,MOS管的衬底的连接点没有画出来。

若 T_1 、 T_2 管结构完全对称,则 $I_O = I_r$,构成镜像电流源。

若FET的沟道宽长比 $W_1/L_1 \neq W_2/L_2$,构成比例电流源,则 $I_O \neq I_r$, I_O 由式(4.6-1)决定。

$$I_O = I_r \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} \quad (4.6-1)$$

由于 I_O 与管子的几何尺寸成比例关系,因此可通过对MOS管结构 W/L 的设计,得到与参考基准电流 I_r 成任何比例关系的电流源,用这些不同电流值的电流源去偏置电路中各级放大电路是十分方便的。

(二) MOS 有源负载放大器

在MOS有源负载放大器中,是用一个MOS管接成的恒流源电路替代负载电阻。采

用有源负载的好处有两点：其一是有源负载的微变电阻值大于直流电阻值，这样就可以在负载上直流压降不大的情况下，得到较大的放大量。其二是避免制作高阻值的电阻，节约芯片，这一点对于集成密度高的 MOS 集成电路显得更突出。

MOS 有源负载放大器有两种电路：一种是 CMOS 放大电路。这种电路中，若以 NMOS 管作为放大管，则用 PMOS 管作负载管；若以 PMOS 管作为放大管，则用 NMOS 管作负载管。另一种 MOS 有源负载放大级电路中用增强型 MOS 管作为放大管，而以耗尽型 MOS 管作为负载管。下面分别介绍它们的电路形式和特点。

图 4.6-4 为 CMOS 有源负载放大器，电路中以 NMOS 管作为放大管，用 PMOS 管作负载管。输入信号加到 NMOS 管 T_1 的栅极，PMOS 负载管 T_2 的栅极加上一个固定电压 U_B 。从两管的漏极连接点取得输出电压 U_o 。CMOS 电路这一名称的含意是互补 MOS 电路，字母“C”取自英文 Complementary 的第一个字母。

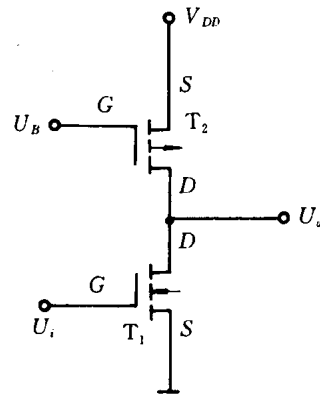


图 4.6-4 CMOS 放大器

图 4.6-5 所示的 MOS 有源负载放大级以增强型 MOS 管作为放大管，而以耗尽型 MOS 管作为负载管。该图中全为 NMOS 管，两管全换为 PMOS 管也是可以的。值得提出的是，以相同导电型的增强型 MOS 管作为负载时，不能构成有源负载放大级，因为增强型管的栅极不能与源极相连接，而必须与漏极或某一比源极高的电位相连接，管子方能导通，这样 U_{GS} 就不是一个恒定的值，场效应管也就不工作在恒流区。

二、MOS 通用运算放大器的简化电路

MOS 运放的优点是它与高密度大规模数字电路兼容，所占面积仅为双极型电路的 $1/5 \sim 1/3$ ，因而被广泛应用于模拟与数字混合的集成电路系统中，下面介绍应用最多的 CMOS 运算放大器。

图 4.6-6 为 CMOS 运放的简化电路。图中所作的简化是未画出的偏置电路。

图中 T_5 、 T_7 、 T_9 和另一个未画出的器件组成多输出镜像电流源。图中用 U_B 来表示它们的公共栅压值。多个输出电流源输出电流的大小，取决于各管的结构（几何尺寸）。

T_1 、 T_2 组成有源负载的差动放大级。 T_1 、 T_2 为 PMOS 管，作为放大管， T_3 、 T_4 为其镜像电流源负载。 T_6 、 T_7 组成 CMOS 倒相放大级，NMOS 管 T_6 为放大管，PMOS 管 T_7 为负载管。由于这种电路常用于大规模集成电路内部，其负载一般是 MOS 管的栅极，而 MOS 管栅极有很高的输入阻抗，所以不像双极型通用运算放大器那样，在第二级放大之后，还有一个互补推挽输出级。图中 C_1 为深负反馈运用下，用以防止产生自激振荡的补偿电容。为了减小电容 C_1 对负载的分流作用，电容的上端不是直接接在输出端，而是通过一个由 T_8 、 T_9 构成的源极跟随器与输出端相连接。

NMOS 运算放大器是指全部由 N 沟道器件构成的运算放大器。

CMOS 集成运算放大器与 NMOS 集成运算放大器比较有几个优点：

(1) CMOS 电路中有 N 沟道和 P 沟道器件，与双极型电路中有 NPN 和 PNP 器件

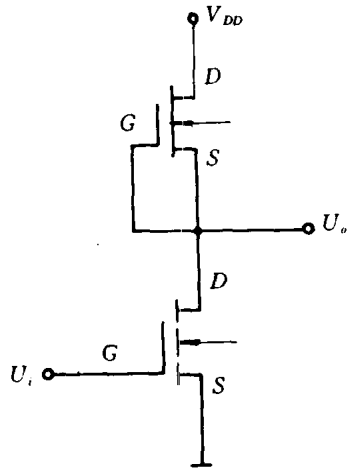


图 4.6-5 以耗尽型管作有源负载的放大级

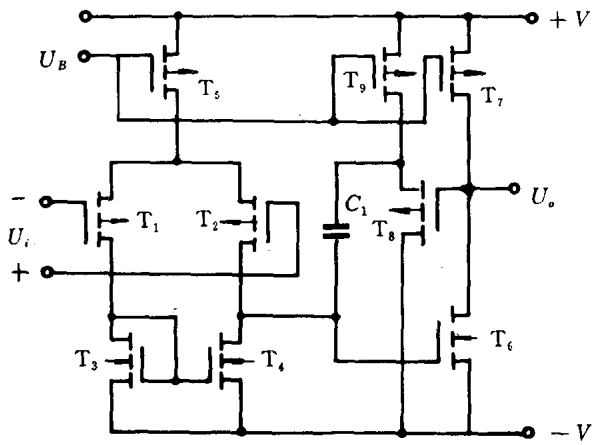


图 4.6-6 CMOS 运放的简化电路

类似,它们可以互补,所以在 CMOS 运算放大器中,容易实现电平移动,不需要特别复杂的电平移动电路。

(2) CMOS 电路易于消除器件的衬底调制效应。在单沟道 MOS 电路中,例如 N 沟道,所有器件的衬底都要接向整个电路的最低电位点,这样,只有一部分管子的源极可以与衬底接在一起,而那些不能将源极接向衬底的器件就存在衬底调制效应。但在 CMOS 电路中,N 沟道的器件制作在 N 衬底上的 P 阱中,从而可将阱中的器件的源极与阱连接在一起,使这些器件也不存在衬底调制效应,这样,这些器件就不存在背栅跨导,从而可以提高放大器的增益。

(3) CMOS 运算放大器还具有功耗低、线性好、温度特性好的特点。

由于这些优点,一般情况下,CMOS 运算放大器的电路比 NMOS 运算放大器的简单,所以在模拟集成系统中应用较多。

第七节 集成运算放大器的主要性能参数及其理想模型

线性集成电路的品种繁多,特性又各不相同,可用近 30 种参数表示其性能。由于集成电路特性的离散性很大,因此需要了解每个集成块的参数,以便正确使用,并充分发挥其特点。下面介绍集成运放一些常用参数。

一、主要性能参数

(一) 直流参数

1. 输入失调电压 U_{I0}

对理想的运算放大器,当输入直流电压为零时,输出直流电压应为零。而对实际的运算放大器,输入为零时,输出不为零,而必须在输入端加上某一微小的差模电压,方能使输

出电压为零。这个使输出电压为零的外加差模输入电压,称为失调电压,用符号 U_{I0} 表示,输入失调电压一般为 mV 数量级。

2. 输入失调电压的温漂 $\frac{dU_{I0}}{dT}$

输入失调电压 U_{I0} 可以通过调零电位器进行补偿,使输入直流电压为零时,输出直流电压也为零。但是 U_{I0} 是随温度变化的,我们将 $\frac{dU_{I0}}{dT}$ 称为输入失调电压的温漂。 $\frac{dU_{I0}}{dT}$ 是衡量运放温度性能的重要指标,理想运放的 $\frac{dU_{I0}}{dT}=0$ 。

3. 输入偏置电流 I_{IB}

当运放的输出直流电压为零时,它的两个输入端的偏置电流的平均值定义为输入偏置电流。两个输入端偏置电流分别为 I_{B1} 和 I_{B2} ,则输入偏置电流为

$$I_{IB} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (4.7-1)$$

以双极型管作为输入级的运放,其 I_{IB} 值约为 $10\text{nA} \sim 1\mu\text{A}$;以场效应管作为输入级的运放,其 I_{IB} 小于 1nA 。

4. 输入失调电流 I_{I0}

输入失调电流 I_{I0} 是反映输入级差放管输入偏置电流不对称程度的参数,即

$$I_{I0} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (4.7-2)$$

对集成运放来讲,输入失调电流越小越好,以双极型管作为输入级的运放,其输入失调电流为 $20 \sim 200\text{nA}$,以场效应管作为输入级的运放的输入失调电流,约为几至几十 μA 。理想运放的 $I_{I0}=0$ 。

5. 输入失调电流温漂 $\frac{dI_{I0}}{dT}$

输入失调电流温漂的定义类似于输入失调电压漂移。双极型管输入级运放的输入失调电流温漂为几十至几百 $\text{nA}/^\circ\text{C}$,场效应管输入级运放的输入失调电流温漂极小,在手册中往往不给出温漂值,而是给出失调电流在整个工作温度范围内的最大值,一般也只有几个 μA 。理想运放的 $\frac{dI_{I0}}{dT}=0$ 。

6. 最大差模输入电压 U_{IdMAX}

当加在运放两个输入端之间的电压差超过某一电压值时,输入级的某一侧晶体管将出现发射结的反向击穿,而不能正常工作。两输入端之间能承受的最大电压差称为最大差模输入电压。

7. 最大共模输入电压 U_{ICMAX}

当运放输入端所加共模信号电压超过某一值时,共模抑制比将显著下降,甚至使放大器不能正常工作,此最大电压值称为最大共模输入电压 U_{ICMAX} 。

8. 开环差模电压增益 A_{od}

这是指集成运放在无外加反馈回路的情况下的差模放大倍数,也就是我们前面计算的 A_{od} 。用分贝表示则是 $20\lg|A_{od}|$ 。理想运放的 $A_{od} \approx \infty$ 。

9. 共模抑制比 K_{CMR}

它的定义在前面已经给出了, $K_{CMR} = \left| \frac{A_{od}}{A_{oc}} \right|$, 也常用分贝表示, 即为 $20\lg K_{CMR}$ 。理想运放的 $K_{CMR} = \infty$ 。

(二) 交流参数

1. 开环带宽 BW

运放开环电压增益下降到直流增益的 0.707 倍时所对应的频带宽度称为开环带宽 BW , 也称为开环 -3dB 带宽。

2. 单位增益带宽 BW

运放开环电压增益下降到 1 (即 0dB) 时的频带宽度, 称为单位增益带宽。

值得指出的是, 上述两个频率参数都是指运放工作于小信号时的频率特性。这里所指的小信号输出电压范围约为 100~200mV。当运放工作于大信号时, 由于放大器的动态运用范围富余量随信号的增大而减小, 负反馈的有效性也随之减小, 增益带宽乘积不再维持为一常数。下面介绍的三个参数是用来描述运放在大信号工作时的频率特性或者称响应速度。

3. 转换速率 SR

转换速率是指放大器在闭环状态下, 输入大信号 (例如阶跃信号) 时, 输出电压对时间的最大变化速率, 即

$$SR = \left. \frac{dU_o(t)}{dt} \right|_{\max}$$

集成运放的频率响应和瞬态响应在大信号时与小信号时有很大的差别。在大信号输入时, 特别是大的阶跃信号加入时, 运放将工作到非线性区域, 通常它的输入级会产生瞬时饱和或截止现象。从频率响应来看, 这将使大信号频带宽度比小信号时为窄; 而从瞬态响应来看, 将使放大器的输出电压不能即时地跟随阶跃输入电压变化。输入端在较大的阶跃信号作用下时, 输出电压变化如图 4.7-1 所示, 这就引出了转换速率的问题。转换速率 SR 越大, 表明运放大信号的高频响应越好。

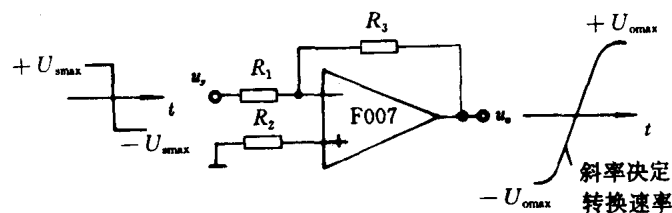


图 4.7-1 SR 对输出信号的影响

转换速率 SR 的大小与许多因素有关, 其中主要与运放所加的补偿电容及输入级差放的恒流源的大小有关。补偿电容愈小, 提供充电的恒流源电流愈大, 输出电压变化愈快, 转换速率 SR 愈高。通常要求运放的 SR 大于信号变化最大斜率的绝对值。

转换速率 SR 是在大信号工作时的一项重要指标。

4. 满功率带宽 BW_P

当输入信号的频率升高,幅度增大时,则输出信号的变化速率也随之增大。但输出信号的变化速率以转换速率 SR 为极限,当输出信号的变化速率达到此极限后,再增高输入信号频率或输入信号的幅度时,输出信号将因变化速率跟不上而产生失真。定义输出电压幅度达到某一额定值 U_{om} (通常比电源电压低 $2\sim 3V$),输出波形失真系数不超过某一值(例如 1%)的频率为满功率带宽。下面推导满功率带宽与转换速率的关系。

设输出电压

$$u_o = U_{om} \sin \omega t$$

变化速率

$$\frac{du_o}{dt} = \omega U_{om} \cos \omega t$$

最大变化速率发生于 $\omega t = 0$ 或 π

$$\left. \frac{du_o}{dt} \right|_{\max} = \omega U_{om}$$

以 SR 为极限,则有

$$\omega U_{om} = SR$$

频率再增高,就要产生失真,故可以认为由上式确定的频率即为满功率带宽。

$$\omega = 2\pi f = 2\pi BW_p = \frac{SR}{U_{om}}$$

$$BW_p = \frac{SR}{2\pi U_{om}}$$

式中 U_{om} 为设定的刚出现失真的输出电压幅度。

5. 建立时间 t_s

在运算放大器输入端加上一个大幅度阶跃信号,其输出电压并不能立即达到稳定值,而是如图 4.7-2 那样,先单调上升达到某一最大值,接着便经历一个衰减振荡,趋于一稳定值 U_{om} 。定义输出电压从 $0.1U_{om}$ 到偏离 U_{om} 某一特定值 $\pm \epsilon$ 范围内所需时间 t_s 为建立时间。通常偏离值不用电压的绝对值而用相对值表示。

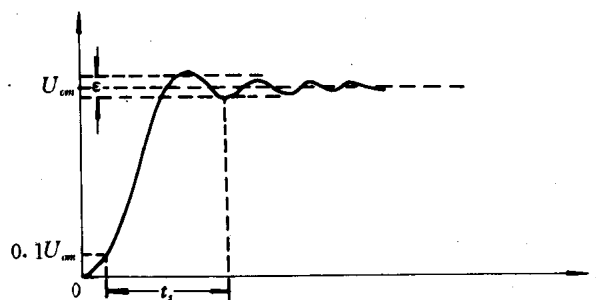


图 4.7-2 建立时间定义图解

6. 差模输入阻抗 R_{id}

差模输入阻抗有时简称为输入阻抗,它是指运放工作于线性区时,两输入端的差模电

压变化与相应的输入端电流变化之比。实际的输入阻抗呈现容性,在低频时容抗很大可以忽略,手册中给出的数据为低频情况下的输入电阻值。

采用双极型晶体管作输入级的运放,其输入电阻为几十千欧至几兆欧。而采用场效应管作输入级的运放,其输入电阻通常大于 $10^8\Omega$ 。

7. 输出阻抗 R_o

运放的输出阻抗的定义与普通放大器没有什么区别。运放的开环输出电阻约为几百欧。

8. 等效输入噪声电压 e_n 和 i_n

屏蔽良好、无信号输入运放的输出端出现的任何交流波形、无规则的干扰电压称为运放的输出噪声电压,将它换算到输入端时简称为等效输入噪声电压 e_n 和等效输入噪声电流 i_n 。

单位带宽(1Hz)均方噪声电压(电流)称为噪声电压(电流)的功率谱密度。因此等效输入噪声电压 e_n (电流 i_n)就称为单位带宽噪声电压(电流)功率谱密度的均方根值,单位分别为 $nV/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $pA/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

二、集成运放的理想模型

由前几节介绍的集成运放内部电路的组成及工作原理可见,集成运算放大器的内部电路比较复杂,电路的分析与计算也非常繁琐,需要花费大量计算时间,因而目前都是依靠电子计算机进行辅助分析。

应当注意的是,当应用运放连接外部电路组成各种功能电路时,我们着重研究运放的外部特性,而无需分析运放的内部电路。另外,由于运放具有开环增益高、输入电阻很高和输出电阻低的特点,在工程计算中通常将运放按理想化条件估算。这种估算虽然存在一些误差,但可以使各种运放功能电路的分析变得非常简便和实用。

理想化运放具有如下性能:

开环电压增益 $A_{od} \rightarrow \infty$

输入电阻 $R_{id} \rightarrow \infty$

输出电阻 $R_o \rightarrow 0$

共模抑制比 $K_{CMR} \rightarrow \infty$

失调、漂移和内部噪声为零

频带宽度为无限大

以上理想条件中,通常前三条是主要的条件,也是实际运放的主要特点,一般都可以近似满足。后三条对某些功能电路非常重要,也是一般通用运放不容易达到的,实际使用时需采用专用集成运放。

根据理想化条件,理想运放可采用图 4.7-3 的符号所示,与晶体管不同的是,它是一个四端有源器件,且 $A_{od} \rightarrow \infty, U_{id} \rightarrow 0$,那么 $A_{od}U_{id}$ 为不定值,则 U_o 的大小由外电路决定。

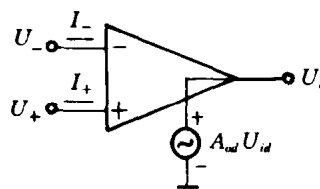


图 4.7-3 理想运放的符号

从理想运放的这些条件,可以导出集成运放在闭环线性运用时,简化运放分析的两条基本结论:

(1) 由于理想运放的输入阻抗为无穷大,所以

$$I_+ = I_- \approx 0 \quad (4.7-3)$$

(2) 由于理想运放的 A_{od} 为无穷大,而输出电压 U_o 为有限值,因而理想运放的两个输入端电压差 $\frac{U_o}{A_{od}}$ 趋于零,即

$$U_+ \approx U_- \quad (4.7-4)$$

虽然理想运放输入端电流近于零,且输入端差值电压也近于零,但输入端既没有开路,也没有短路,通常我们把理想运放的这两种情况称为虚断与虚短。

在分析讨论由运放组成的各种功能电路时,将应用理想运放的这两条结论,使分析、计算大为简化。

实际上,运放特性并非理想,因此,这样的模型不能用于精度较高的定量计算,也不用于计算机辅助分析和设计中,如何建立更接近实际,又能简化计算的运放模型,成为近年来引人注目的研究课题,有关这些内容将在其它课程介绍。

第八节 电流模电路基础

模拟集成电路任何技术指标上的质的飞跃都源于工艺的进步和电路设计思想的创新。至80年代末期,适用于超高频和超高速运放的互补双极(Complementary Bipolar,简称CB)工艺趋于成熟,利用其制造的NPN、PNP双极型晶体管(BJT)的 f_T 可高达GHz数量级,因此集成运放的转换速率可高达 $600\text{V}/\mu\text{s}$,我们将这类运放称为高速运放。相对而言,将转换速率 $SR \geq 1000 \sim 3500\text{V}/\mu\text{s}$ 的单片集成运放称为超高速运放,这类运放也采用互补双极工艺(CB工艺),但电路的设计采用电流反馈的思想。我们将采用CB制造工艺、且采用电流反馈电路、转换速率 $SR \geq 1000\text{V}/\mu\text{s}$ 的单片超高速运放称为电流模集成运放。电流模集成运放也具有很高的工作频率及较宽的通频带。

一、电流模电路的一般概念

在电子系统的各种电路中,需要处理的信号是以电压或电流的形式表现出来的。其中一类电路的功能主要依赖于电压作信号进行处理,将这类电路称为电压模电路。还有另一类电路,其功能主要依赖于电流作信号进行处理,将这类电路称为电流模电路。在理解和设计电流模电路时,几乎不需要考虑电压。

应当指出,电流模电路并没有十分严格、精确的含义,因为电网络的性能总是电压和电流相互作用、相互转换的结果,不过电流模电路的输入和输出信号均是电流,在分析整个电路时,除考虑晶体管的结电压外,再无需考虑其它电压参量。

电流模电路与电压模电路相比有以下优点:

(1) 阻抗电平的区别。在各种实际电路中,电流和电压并非两个完全独立的变量,它们往往是相互作用和转换的。用电流模方法和电压模方法处理电路的实际区别仅表现在阻抗电平的高低上。内阻很小的信号源为电压源,内阻很大的信号源为电流源。理想电压放

大器应具有无穷大的输入阻抗和零输出阻抗。而理想电流放大器应具有零输入阻抗和无穷大输出阻抗,在很低阻抗节点上的各电量之间的关系主要表现为各电流量的代数相加。

(2)频带速度高。“严格的”电流模放大器,基本上无电压摆幅,仅只有很大动态范围的电流摆幅,由于无需考虑电压幅度,因而影响速度和带宽的双极型晶体管(BJT)的极间电容(C_{be} 、 C_{bc})都可处于阻抗很低的节点上,因此由它们决定的极点频率很高,几乎接近管子的 f_T 。共基电路就是一个明显的例子。

(3)动态范围大。不论对电压还是电流,输入信号的最小值都将受到等效输入噪声电压、输入失调及其温漂的限制。电压模电路中的最大输出电压最终受到电源电压的限制,特别在模数混合超大规模集成系统中,为了降低功耗,电源电压必须相应降低到3.3V情况下,电压模电路输出动态范围受到的限制更为突出。而电流模电路可在0.7~1.5V电源电压下正常工作,其动态范围可在nA~mA(甚至10pA~mA)的数量级内变化。电流模电路中最大输出电流最终受到管子的限制。

(4)非线性失真小。在电流模电路中,由于传送的量是电流,器件的指数伏安特性不会影响电流传输的线性度,这与电压模共射放大器、共射差动放大器等基本电路形成鲜明的对比。电流模电路的电流传输特性一直保持线性,直至过载,而且线性传输特性对温度不敏感。所以电流模电路的非线性失真要比电压模电路的小许多,这就是电流模电路更易于实现高精度模拟信号处理的原因。

用电流模方法来处理模拟信号,设计和制作模拟集成电路,近年来发展得很快,由于电流模电路固有的宽频带和高速传输特性,近年来在高速和宽带线性和非线性模拟集成电路的设计和制作中,电流模原理和方法已经成为重要的基础。电流模电路使模拟集成电路与系统发展到了一个新的里程碑。

各种功能的线性和非线性电流模集成电路与系统也都是由基本电流模单元组成的。基本电流模单元可概括为以下几种。

1. 跨导线性电路(Translinear Circuits)

简称TL电路。它是基于跨导线性回路原理的一类电路,广泛应用于电流量之间的各种线性和非线性运算和变换功能。

2. 电流镜(Current Mirrors)和电流传输器(Current Conveyers)

简称CM和CC。由BJT、J型或MOS型FET及GaAs金属-半导体势垒场效应晶体管组成的各种形式的电流镜可作为偏置电流源、有源负载,而且还可实现电流量按比例精确传送。电流镜作为一个基本单元广泛应用于电流模集成电路与系统之中。

电流传输器是由电流镜与电流镜、电流镜与TL回路或电流镜与运放构成的一种基本电流模电路。其中多数是由电流镜与运放组成的电压模和电流模混合电路。它是能实现各种模拟信号处理功能的基本电路。

3. 支撑电路(Support Circuits)

在应用电流模技术及上述二类基本电流模单元电路对各种模拟功能的信号电流参量进行处理之前或之后,往往需要将电压转换为电流的 $V-I$ 变换器(其中包括线性的互导放大器)或将电流转换为电压的 $I-V$ 变换器(其中包括线性互阻放大器)。 $V-I$ 和 $I-V$ 变换器称为支撑电路,它是构成电流模集成电路及系统的不可缺少的基本电路。

二、跨导线性(TL)的基本概念

跨导线性的概念是1975年由Barrie Gilbert创立的。跨导线性电路是电流模电路的重要组成部分。跨导线性原理是许多线性和非线性模拟集成电路的理论基础。利用跨导线性原理可以构成实现电流量之间的线性和非线性运算的跨导线性电路。

双极型晶体管(BJT)的一个重要特性是集电极电流与发射结电压之间为指数函数关系,或者反过来为对数函数关系。这一双关系可表示为

$$i_c = I_s \exp \frac{u_{BE}}{U_T} \quad (4.8-1)$$

或

$$u_{BE} = U_T \ln \frac{i_c}{I_s} \quad (4.8-2)$$

式中 I_s 为反向饱和电流, U_T 为温度电压当量, $U_T = \frac{KT}{q}$ 。对式(4.8-1)微分,可得

$$\frac{di_c}{du_{BE}} = g_m = \frac{I_c}{U_T} \quad (4.8-3)$$

g_m 为晶体管互导,式(4.8-3)表明互导 g_m 是其集电极静态电流 I_c 的线性函数。故此出现了跨导线性(Translinear,简写TL)这个概念。

三、跨导线性(TL)回路原理

由TL回路可构成各种功能的线性和非线性电流模电路,并且应用跨导线性(TL)回路,能很快理解各种复杂电路的功能,能简便分析电流模电路。

图4.8-1表示为有几个BJT基-射结(PN结)的闭环电流模TL原理电路,闭环TL回路必须满足以下两个条件:

(1)每个BJT的发射结都被偏置到正向工作状态。

(2)在TL回路中必须有偶数个正偏发射结,且顺时针方向(CW)排列的正偏结的数目与反时针方向(CCW)排列的正偏结的数目必须相等。

应当指出的是,在TL回路中,各个正向偏置的PN结排列的顺序可不一样,在TL网络的综合过程中,正是利用各种可能的合理的排列顺序,创造出各种不同功能的电路。

对图4.8-1的电路,可知闭合的TL回路中所有发射结正向电压之和为零,即

$$u_{BE2} + u_{BE4} - u_{BE1} - u_{BE3} = 0 \quad (4.8-4)$$

将式(4.8-2)代入上式可得

$$\sum_{j=1}^n U_{Tj} \ln \frac{i_{Cj}}{I_{sj}} = 0 \quad (4.8-5)$$

I_{sj} 为每个结的反向饱和电流, U_{Tj} 是每个结的等效热电压,由于TL回路中所有结属于同一类型,可认为各个结的等效热电压 U_{Tj} 是相等的,于是式(4.8-5)可为

$$\sum_{j=1}^n \ln \frac{i_{Cj}}{I_{sj}} = 0 \quad (4.8-6)$$

由于TL回路中按顺时针方向(CW)排列的结和反时针(CCW)排列的结的数目相同,故式(4.8-6)可表示为下面的形式:

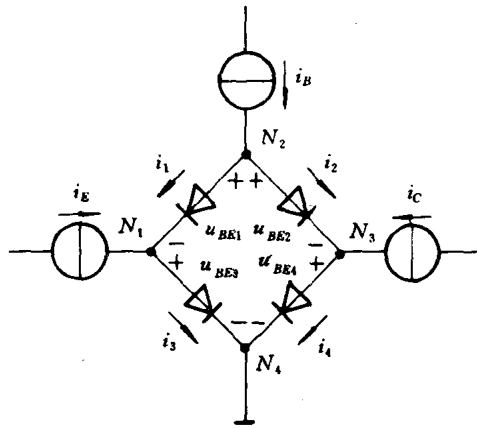


图 4.8-1 简化 TL 原理回路

$$\left(\prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{i_{Ck}}{I_{sk}} \right)_{CW} = \left(\prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{i_{Ck}}{I_{sk}} \right)_{CCW} \quad (4.8-7)$$

在 TL 回路中发射结反向饱和电流 I_{sk} 与发射区的面积成正比, 在制作 TL 回路时, 可通过控制发射区的几何尺寸, 来实现所需的发射区面积之比, 因此式(4.8-7)中的 I_{sk} 表示为

$$I_{sk} = A_k J_{sk} \quad (4.8-8)$$

A_k 是第 k 个结的发射区面积, J_{sk} 是发射结反向饱和电流密度。引用 J_{sk} 后可认为式(4.8-7)等式两边的 J_{sk} 相等, 这样可得

$$\left(\prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{i_{Ck}}{A_k} \right)_{CW} = \left(\prod_{k=1}^{\frac{n}{2}} \frac{i_{Ck}}{A_k} \right)_{CCW} \quad (4.8-9)$$

上式中 $\frac{i_{Ck}}{A_k}$ 为发射极电流密度, 于是就有下式成立,

$$\left(\prod J \right)_{CW} = \left(\prod J \right)_{CCW} \quad (4.8-10)$$

式(4.8-10)简明地表达了 TL 回路原理。

跨导线性(TL)回路原理为: 在含有偶数个正偏发射结, 且顺时针正向结的数目与反时针正向结的数目相等的闭环回路中, 顺时针方向发射极电流密度之积等于反时针方向发射极电流密度之积。

综上所述, 改变 TL 回路正偏发射结的顺序, 可得到不同功能的电流模电路, 应用 TL 回路原理, 能很快理解复杂的电流模电路。

另外, 从式(4.8-9)可知, 在 TL 回路中, 精巧应用成对器件发射区面积之比, 可得到预期的电路性能及效果。

四、基本电流模单元电路

在各种电流模电路中, 应用 TL 回路原理的电流模电路占有相当大的比重, 特别在高速、宽频带集成电路与系统中, 其作用尤为突出。这里仅介绍几个基本的电流模单元电路。

1. 电流源电路

图 4.8-2 所示的两个基本的电流源电路就是跨导线性 TL 回路原理应用的一个最简单的例子。

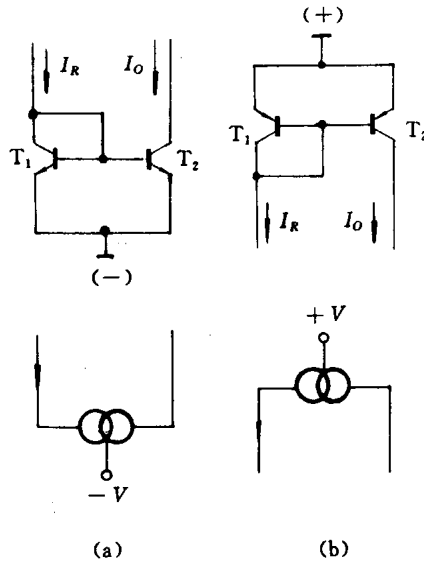


图 4.8-2 基本电流源及相应的电流镜符号

T_1 、 T_2 均为正偏结,且构成 TL 回路。如管子结面积相同,根据式(4.8-9),可得 $i_{c2} = i_{c1}$,于是有 $I_R \approx I_O$ 。图中还给出相应的电流镜符号。在电流模电路中为提高精度,常采用 Wilson 电流源。

2. 电流放大器

图 4.8-3 为由 TL 回路构成的电流放大器。

图 4.8-3 中的 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 构成 TL 回路,里边对管的集电极电流与外边对管的集电极电流同相相加。 I 、 I_E 分别为两对对管的直流偏置电流, x 与 W 分别为两对管加入信号后的电流调制指数。利用跨导线性原理可得下式:

$$(1-x)I \cdot (1-W)I_E = (1+x)I \cdot (1+W)I_E$$

上式简化后可得 $x = -W$ 。因此该电路的差模输入电流 i_{id} 和差模输出电流 i_{od} 分别为

$$\begin{aligned} i_{id} &= (1-x)I - (1+x)I = -2xI \\ i_{od} &= [(1-x)I + (1+W)I_E] - [(1+x)I + (1-W)I_E] \\ &= (1-x)(I + I_E) - (1+x)(I + I_E) \\ &= -2x(I + I_E) \end{aligned}$$

由上面两式可得该电流放大器的差模电流增益 A_{id} 为

$$A_{id} = \frac{i_{od}}{i_{id}} = \frac{I + I_E}{I} = 1 + \frac{I_E}{I}$$

可见设置两对管的偏置电流 I 和 I_E ,即可确定 A_{id} ,改变偏置电流 I 和 I_E ,即可改变 A_{id} 。每

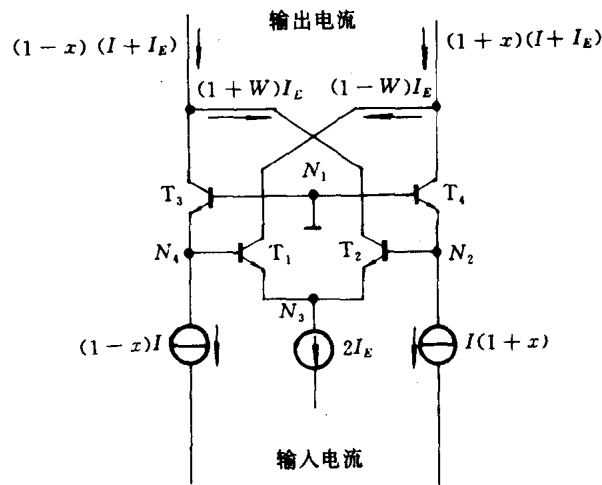


图 4.8-3 由 TL 回路组成的吉尔伯特电流增益单元

级增益可做到 1~10。

该电流放大器在超高速超高频集成电路中的作用很重要。它们可以被级联成几级高增益电流放大器,而每级的偏置电压差仅有一个 PN 结的正向压降(约 0.7V)。图 4.8-4 为两级电流放大器,它的电流增益 A_{id} 为

$$A_{id} = 1 + \frac{I_{E1}}{I} + \frac{I_{E2}}{I}$$

图 4.8-5 为两级可变增益电流放大器。图中所有 PNP 电流镜为 TL 回路提供偏置电流 I_0 ,所有 NPN 电流镜为 TL 回路提供偏置电流 I_E 和 $2I_E$,由图可看出每一级 $T_1 \sim T_4$ 组成的 TL 回路中, T_3 和 T_4 的偏置电流为 $I = I_0 - I_E$, T_1 和 T_2 的偏置电流为 I_E ,不难得出其电流增益为

$$A_{id} = \left(\frac{I_E}{I_0 - I_E} \right)^2$$

若取 $I_E = \frac{10}{11} I_0$,则 $A_{id} = 10$ 。若有 5 级可变增益电流放大器级联,则总增益可达 100dB。

如果改变图 4.8-5 中 PNP 的偏压,则可改变 I_0 ;改变 NPN 的偏压,则可改变 I_E ,这样可调节电流增益。

3. 电流传输器

电流传输器是电流模集成运放的重要组成部分。它可以由电流镜与电流镜、电流放大器与电流镜、运放与电流镜组成。电流传输器可以有很多的用途,比如可作为有源网络元件,可作为模拟信号处理元件,可用于实现受控源阻抗变换和各种模拟计算单元。这里仅介绍基本的电流传输器。

电流传输器为三端对电流模电路。图 4.8-6 为其方框图。

图 4.8-6 中的 x, y 端为输入端, z 端为输出端。理想的电流传输器有这样一些特性:

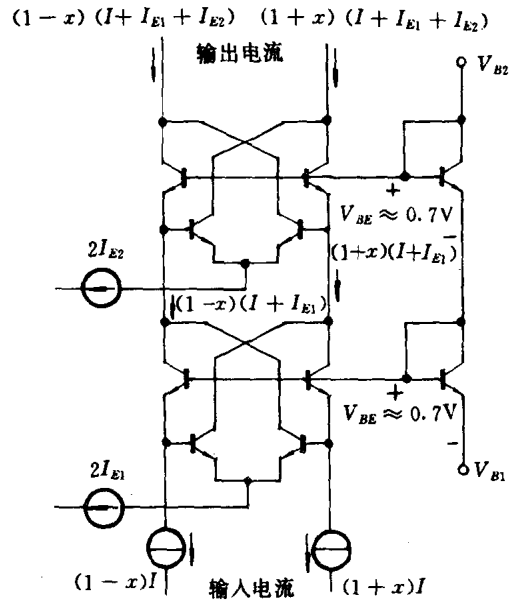


图 4.8-4 两级电流放大器

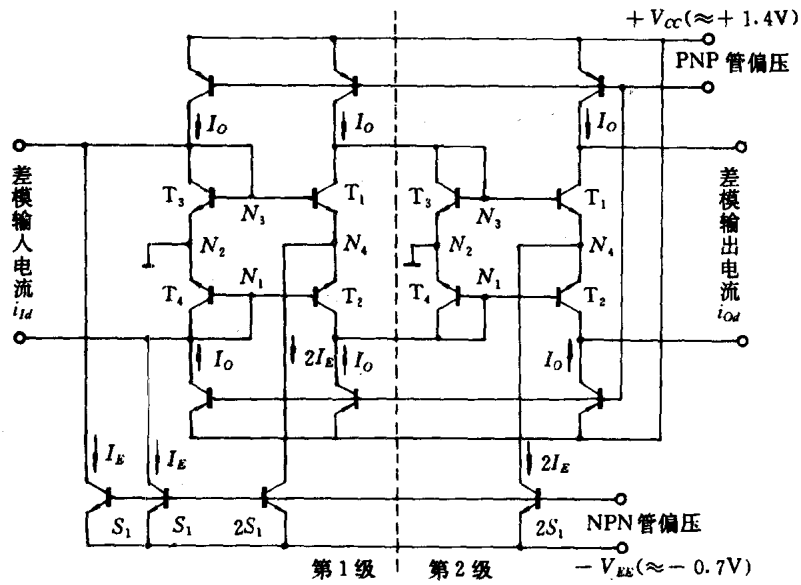


图 4.8-5 两级可变增益电流放大器

y 端具有无限大的输入阻抗 ($I_y = 0$), 即为虚开路; x 端具有零输入阻抗, 且 x, y 间为虚短路 (即 $U_x = U_y$); x 端的电流可全部传送到 z 端, 且 z 端输出阻抗很高, 即有 $I_x = I_z$ 。

电流传输器也可实现电流放大。利用 $U_y = U_x$ 可得输出电流

$$I_o = I_z = I_x = -\frac{U_x}{R_x} = \frac{-I_i R_y}{R_x}$$

电流增益 A_i 为

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\frac{R_y}{R_x}$$

图 4.8-7 为一电流传输器。

该电流传输器由 TL 回路构成的电流放大器与两个电流镜组成, $T_1 \sim T_4$ 是跨导线性回路, 构成电流放大器, $T_5 \sim T_8$ 为由 PNP 管组成的上威尔逊电流镜, $T_9 \sim T_{12}$ 为由 NPN 管组成的下威尔逊电流镜。同相端 y 为高输入阻抗端, 反相端 x 为低输入阻抗端。 z 端为电流传输器的

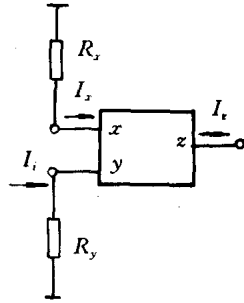


图 4.8-6 电流传输器方框图

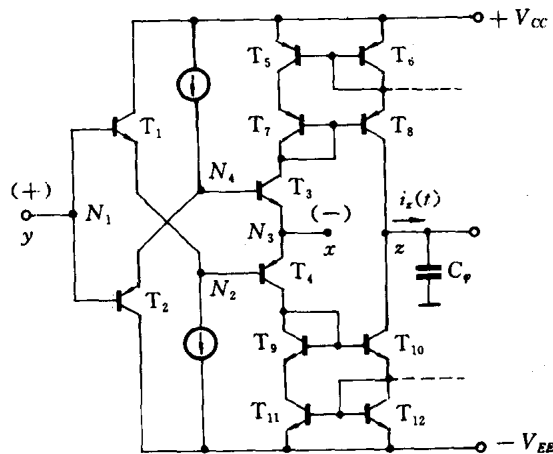


图 4.8-7 电流传输器电路

输出端。

由 $T_1 \sim T_4$ 构成的 TL 回路可看作为一个带缓冲作用的差动放大器, 也可将它看做一个电桥, 有 $U_x = U_y$, 近似两输入端虚短路。两个电流镜将 x 端的电流全部传送到 z 输出端, 则 $i_z = i_x = i_{c3} - i_{c4}$, i_z 在下一级电路输入阻抗上产生电压 U_z 。

4. 典型甲乙类推挽电流模单元

图 4.8-8 为甲乙类互补电流模单元, 一般作为输出级电路。

图 4.8-8 中的 $T_1 \sim T_4$ 构成 TL 回路, 设 $T_1 \sim T_4$ 具有相同的发射区面积以及相同的结温。按 TL 回路原理可得

$$I_B^2 = i_{C1} \cdot i_{C2} \quad (4.8-11)$$

当 $i_i = 0$ 时, T_1 和 T_2 的工作电流 $I_{C1} = I_{C2} = I_{B+} = I_{B-} = I_B$

由图可知 I_{B+} 和 I_{B-} 是 T_3 和 T_4 的偏置电流。

当 $i_I \neq 0$ 时,

$$i_{C2} = i_{C1} + i_I \quad (4.8-12)$$

对于 $i_I > 0$ 的情况, 由式(4.8-11)和式(4.8-12)可解出

$$i_{C2} = \frac{1}{2}i_I + I_B \left[\left(\frac{i_I}{2I_B} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.8-13)$$

$$i_{C1} = -\frac{1}{2}i_I + I_B \left[\left(\frac{i_I}{2I_B} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.8-14)$$

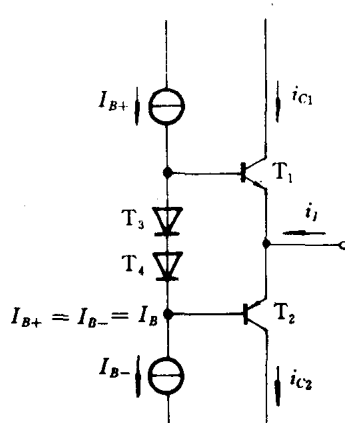


图 4.8-8 甲乙类互补电流模单元

由上面两式可看出, 当 $|i_I| \ll |I_B|$ 时, 上面两式可简化为

$$i_{C1} = I_B - \frac{1}{2}i_I \quad i_{C2} = I_B + \frac{1}{2}i_I$$

在 $|i_I| \ll I_B$ 条件下, 图 4.8-8 的电路工作在甲类状态。

在 $|i_I| \gg I_B$ 时, 由式(4.8-13)、(4.8-14)可得:

$$i_{C1} \approx 0$$

$$i_{C2} \approx i_I$$

则图 4.8-8 所示电路工作在乙类工作状态, 可见它是由 TL 回路构成的甲乙类互补单元。

第九节 几种高性能的集成运算放大器

集成运算放大器自 1965 年问世后, 已有 30 多年了。随着电路设计技术与工艺技术的不断发展与创新, 模拟集成电路的发展非常迅速, 目前许多国内外集成运放的品种已被淘汰, 新品种层出不穷, 出现了许多专用集成运放。集成运算放大器一直在向超高精度、超高速、超低噪声、超宽频带和多功能方向发展, 其技术指标令人叹为观止。如超高精度的双极型运放 OP-177 (在 $-55 \sim +125^\circ\text{C}$ 内的温漂 $\leq 0.03\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 在 1000h 内的时漂 $\leq 0.2\mu\text{V}$); 超低噪声精密高速运放 LT1028 (在标准噪声带宽 0.1~10Hz 内的等效输入噪声电压低到 $e_n \leq 35\text{nV}_{(p-p)}$); 单片集成超高速运放 AD9610 (转换速率 $SR \geq 3500\text{V}/\mu\text{s}$); 宽频带运放 AD5539 ($G \cdot BW \geq 1400\text{MHz}$)、OPA642 ($BW_{(-3\text{dB})} = 450\text{MHz}$)、AD801 ($BW_{(-3\text{dB})} = 800\text{MHz}$)、HFA1110 ($BW_{(-3\text{dB})} = 850\text{MHz}$); 超低偏流超高输入阻抗运放 AD549 (在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 的输入偏置电流 $I_{IB} < 40\text{fA}$ ($1\text{fA} = 10^{-15}\text{A}$), $R_{id} \geq 10^{13}\Omega$); 超高增益运放 LTC1150 ($A_{ud} \geq 180\text{dB}$); 超低漂移运放 LTC1250 ($\frac{dU_{IO}}{dT} \leq 0.01\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 时漂 $\leq 0.05\mu\text{V}/\text{月}$)。各种功能的集成运放正在朝着其理想境界发展着。

这些具有高性能指标的集成运放的推广使用, 对开发各种新型电路和电子设备具有

重要的现实意义。下面选择几种高性能指标的集成运算放大器作扼要介绍。至于其它的专用型集成放大器,读者可参阅有关参考书及集成电路手册。

一、超低噪声集成运算放大器

一个集成运放在无信号输入、无外界因素影响的条件下,其输出端产生的无规则的任何交流成分,称为噪声。影响放大电路性能的噪声可分为三类,即热噪声(功率谱密度与频率无关的宽带噪声)、散粒噪声、 $1/f$ 噪声(与低频频率有关的噪声)。

噪声将会影响放大器输出信号的质量,也会影响放大电路所能处理最小信号的能力。因此在许多电路与设备中要求运用超低噪声的集成运放。

将输出端噪声换算到输入端时简称为等效输入噪声电压 e_n 和等效输入噪声电流 i_n 。我们用等效输入噪声电压 e_n 和等效输入噪声电流 i_n 这两项指标可以衡量噪声对放大电路影响的程度。

采取以下的电路设计思想与工艺技术可大大降低集成运放的噪声。

(1) 差动输入级应当选用简单的共射差动电路,并且要尽可能简单,因与输入级相连的任何元件,都有可能加大运放的等效输入噪声电压。差动输入级的负载电阻要适当,因为过大的负载电阻会产生较大的噪声,折算到输入端噪声会大;过小的负载电阻又会使差动输入级增益过低,使得下一级的噪声、失调折合到输入端的成份增大,会加大等效输入噪声电压、失调与漂移。因此差动放大器的负载一般在 $1\sim 3\text{k}\Omega$, 并且应当设计成外部调零的低漂移调零网络。

(2) 共射差动对管的性能对运放的噪声特性起决定性作用,因此,应采用尽可能大的发射区面积,采用高分辨率的光刻技术和高精度的离子注入工艺,使发射区体电阻降至 0.3Ω 以下,使基区体电阻 r_{be} 越小越好(小至 $10\sim 30\Omega$),以降低管子热噪声和散粒噪声。要求对管精确匹配,因为差动放大器对管下面的偏置电流源所形成的噪声源具有共模性质,差动对管严格匹配时,该共模噪声将会被抑制掉,不会对运放的等效输入噪声电压 e_n 有影响。为达到超低噪声,可用共射双对管,两两并联,可使等效输入噪声电压降至 $e_n/\sqrt{2}$ 。在工艺上,双对管应采用同心圆式的几何布局,以保证对管的热对称性。

(3) 差动输入对管的工作电流 I_C 对 e_n 也会有很大的影响,一般选用 I_C 在 mA 量级 ($0.5\sim 1\text{mA}$)。简单共射差放对管采用低噪声匹配平面对管,一般 β 在 $200\sim 500$, 使输入偏流 I_{IB} 在 $2.5\sim 5\mu\text{A}$, 这样大的 I_{IB} 会降低 R_{id} , 且 I_{IO} 也会增大,因此在对管 I_C 选用 $0.5\sim 1\text{mA}$ 时,往往不得不采用抵消偏流的补偿电路,这是牺牲一点噪声性能,以换取运放的部分高精度性能。

自 80 年代中期以来,超低噪声精密单片集成运放 OP-27 型、OP-37 型和 OP-270 型、OP-470 型相继问世,在 80 年代末到 90 年代初期,又相继有了更低噪声的精密运放,即 LT1028、LT1115、和 AD797 等。

下面着重分析超低噪声精密宽带运放 LT1028 的工作原理。图 4.9-1 为 LT1028 的简化原理电路。它包括共射差动输入级、偏置与 T_1 、 T_2 直流抵消电路、缓冲级、第二差放级、第三放大级(共射)、互补输出级六个部分。

1. 共射差动输入级

输入级为由差动对管 T_1 、 T_2 组成的简单共射差动放大级,负载电阻为 R_1 、 R_2 、 R_5 、 R_6 。

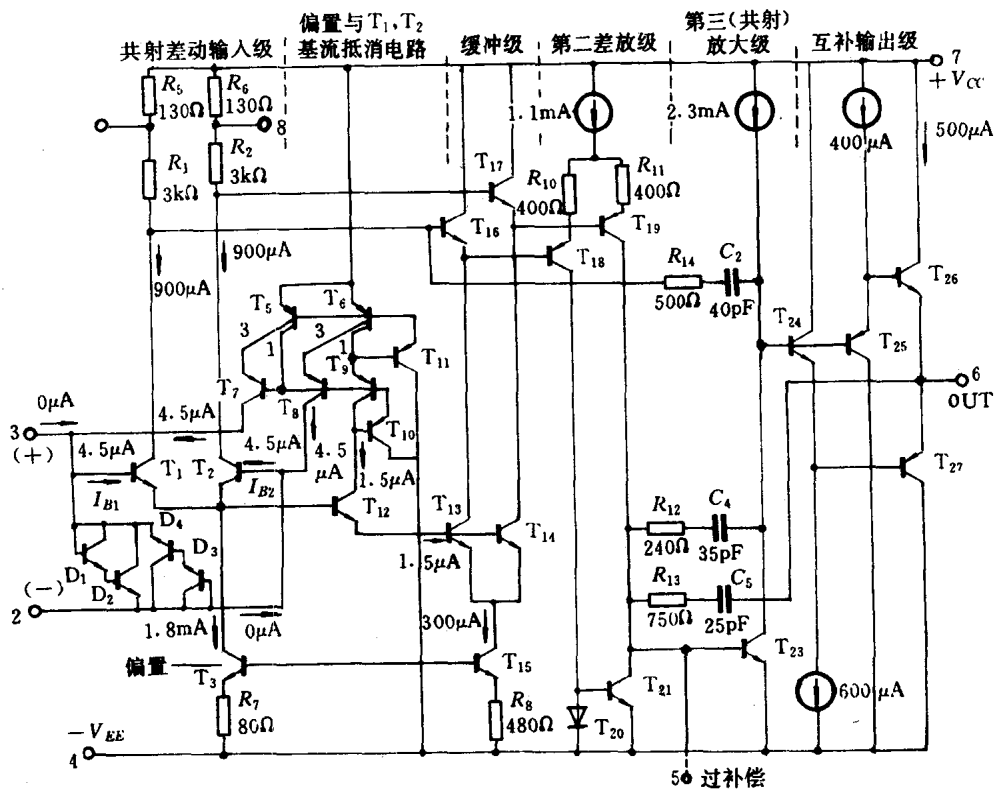


图 4.9-1 超低噪声集成运放 LT1028 简化原理电路

T_3 组成该放大级的偏置电流源, T_1 和 T_2 为高 β 管, 其集电极电流为 0.9mA 。在信号源内阻 R_s 较小时, 可得较小的 $\overline{e_{nT}^2}/\Delta f$ (单位带宽内等效输入噪声电压均方值)。 $D_1 \sim D_4$ 是使 T_1, T_2 免遭反向击穿的保护电路。

该差动输入级是简单共射差放, 且有小电阻负载、大工作电流, 这是超低噪声运放的典型电路。

2. 偏置与 T_1, T_2 基流抵消电路

$T_5 \sim T_{10}$ 横向 PNP 管组成的电流源电路对 T_1 和 T_2 的基流予以补偿, T_7 补偿 T_1 的基流 I_{B1} , T_8 补偿 T_2 的基流 I_{B2} , 这样使得运放的输入偏置电流 $I_{IB} \approx 0, I_{IO} \approx 0$, 于是运放的差模输入电阻 R_{id} 、共模输入电阻 R_{ic} 大大提高。

3. 缓冲级

缓冲级由 T_{16}, T_{17} 和有源负载 T_{13}, T_{14} 组成。

4. 第二差动级

第二差动级由 T_{18} 和 T_{19} 组成有源负载 (T_{20}, T_{21}) 放大器。该差动级具有单端—双端输出转换功能, 而且还具有电平移动作用。

5. 第三放大级

第三放大级是由 T_{23} 构成的有源负载共射极放大级。

6. 互补输出级

互补输出级是由 $T_{24} \sim T_{29}$ 构成的甲乙类推挽输出级。

第二、三级放大级和互补输出级都工作在较高静态电流状态下,为的是合理设计该电路的非线性失真。LT1028 在闭环增益 $A_{uf} \leq 10$ 时的非线性失真系数 $D \leq 0.0001\%$ 。

7. 相位补偿网络

该运放具有三个相位补偿网络,即 R_{12} 和 C_{14} (串接在第三放大级基-射间)、 R_{13} 和 C_{15} (串接在运放输出端与 T_{23} 基极间)、 R_{14} 和 C_2 (串接于第二差放和第三级放大器之间),它们都是极点分离的极零点相位补偿。

LT1028 集成运放是迄今为止具有最低等效输入噪声的运放。其 e_n 的低频拐点频率 $f_{cor1} < 10\text{Hz}$, i_n 的低频拐点频率 f_{cor1} 约 250Hz 。低频拐点频率 f_{cor1} 的含义是当工作频率高于 f_{cor1} 时, $1/f$ 噪声影响小;而当工作频率高于 f_{cor1} 时, $1/f$ 噪声影响大,其噪声功率谱密度急剧加大。在 $0.1 \sim 10\text{Hz}$ 带宽内的 $e_n \leq 35\text{nV}_{(p-p)}$, $SR = 15\text{V}/\mu\text{s}$, $G \cdot BW = 75\text{MHz}$ 。LT1028 在具有低噪声的同时,又具有宽带和高速的特性,它还是一个直流精密运放。

表 4.9-1 列出了某些超低噪声集成运放的主要技术参数。

表 4.9-1 超低噪声集成运放主要参数(典型值)表 [$V_s = \pm 15 \sim \pm 18V, T_A = 25^\circ C$ (特殊指出者除外)]

主要参数	单位	测试条件	LT1028	AD797	LT1115	OP-27	
等效输入噪声电压和电流	e_n	nV/ \sqrt{Hz}	$f=10Hz$	1.0	1.7	1.0	3.5
	e_n	nV/ \sqrt{Hz}	$f=1kHz$	0.85	0.9	0.9	3.0
	$e_{n(p-p)}$	nV _(p-p)	0.1~10Hz	35	50		80
	e_{nRMS}	nV _{MRS}	DC~20kHz			120	
	e_{nRMS}	μV_{MRS}	0.1~1MHz	2	1	2	
	i_n	pA/ \sqrt{Hz}	$f=10Hz$	4.7			1.7
	i_n	pA/ \sqrt{Hz}	$f=1kHz$	1.0	2.0		0.4
失真	总谐波失真 THD	%	$R_L=600\Omega$ $U_o=7V_{RMS}$ ($G=10$)	0.0002	0.0002	<0.002	
	内交调失真 IMD	%	$f=10kHz$			<0.0002	
直流精度	输入失调电压 U_{IO}	μA	$U_{ic}=0,$ $T_{Amin} \sim T_{Amax}$	10	25	50	10
	U_{IO} 的温漂 ∂U_{IO}	$\mu V/C$	$U_{ic}=0,$ $T_{Amin} \sim T_{Amax}$	0.1	0.2	0.5	0.2
	U_{IO} 的时漂 $\frac{\partial U_{IO}}{\partial t}$	$\mu V/月$	$U_{ic}=0,$ $T_{Amin} \sim T_{Amax}$	0.3			0.2
	输入失调电流 I_{IO}	nA	$U_{ic}=0,$ $T_{Amin} \sim T_{Amax}$	12	100	30	7
	开环差模电压增益 A_{ud}	dB	$R_L=600\Omega,$ $U_o=\pm 10V$	144	144	140	126 ($R_L \geq 2k\Omega$)
	共模抑制比 K_{CMR}	dB	$U_{icm}=\pm 13V,$ $T_{Amin} \sim T_{Amax}$	126	130	123	126
	电源电压抑制比 K_{SVR}	dB	$V_s=\pm 4.5V \sim \pm 18V$	133	130	126	120
频域和时域特性	小信号带宽 BW	MHz			6($G=10$)		
	增益带宽积 $G \cdot BW$	MHz		75	110	70	8
	功率带宽 BW_p	kHz	$U_o=\pm 10V,$ $R_L=1k\Omega$		280		
	转换速率 SR	V/ μs	$R_L=1k\Omega$	15	18	15	2.8
其他	差模输入电阻 R_{id}	k Ω		20	7.5	15	6000
	共模输入电阻 R_{ic}	M Ω		300	100	250	3G Ω
	输出峰-峰电压 $U_{o(p-p)}$	V	$R_L=600\Omega$	± 10	± 13	± 14.5	$\pm 13V$ ($R_L \geq 2k\Omega$)

二、高速和超高速超高频集成运算放大器

在 80 年代末期,由于适用于制作超高频和超高速运放的互补双极工艺(简称 CB 工艺)及其它工艺的发展和成熟,又由于在电路设计思想上又采用了电流反馈原理,因此制作出了大量的超高速和超高频集成运放,我们把这类运放称为电流模集成运放。这些超高速和超高频电流模集成运放广泛应用于宽频带放大器、中频放大器、高频放大器、脉冲放大器、高频有源滤波器和调谐滤波器、高速 DAC 缓冲器和高速 ADC 输入放大器、高速测试系统等。

应用电流模技术及 CB 工艺的超高速、($SR=1000\sim 3500V/\mu s$)或宽频带($BW=20\sim 200MHz$)集成运放典型简化原理电路如图 4.9-2 所示。

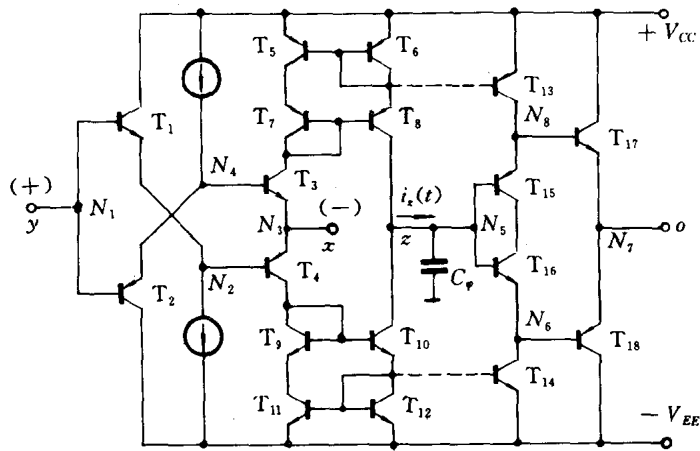


图 4.9-2 电流反馈集成运放典型原理电路

图 4.9-2 中的 $T_1\sim T_4$ 是差动输入级(缓冲级),而且 $T_1、T_2、T_3、T_4$ 构成了跨导线性(TL)回路。 $T_5\sim T_8$ 是采用 CB 工艺的 PNP 管威尔逊电流镜, $T_9\sim T_{12}$ 是采用 CB 工艺的 NPN 管威尔逊电流镜。这两个电流镜与 $T_1\sim T_4$ 构成的 TL 回路组成电流传输器。 z 端为电流传输器的高阻抗输出端, y 端是高输入阻抗同相端, x 端是低输入阻抗反相端。 C_φ 为相位补偿电容(一般为 $2\sim 3pF$),该补偿电容 C_φ 与集成运放的外接反馈电阻 R_F 决定电流反馈运放的高频极点。 $T_{15}\sim T_{18}$ 也是一个 TL 回路,该 TL 回路构成甲乙类互补电流模单元。

图 4.9-3 为 OP-160 或 OP-260 的简化原理电路。

该电路由输入缓冲级、互阻增益级和互补输出级三级电路组成。 $T_1\sim T_6$ 构成单位增益射随放大器,同相输入端为高输入阻抗端,运放反相输入端即该射随级的输出端。 T_5 和 T_6 为输入缓冲级的甲乙类互补输出电路,它既可流出电流,也可流入电流。在小阶跃信号输入时, $I_A、D_2、T_4$ 和 $I_B、D_1、T_3$ 工作并分别驱动 T_5 和 T_6 ,OP-160 的 SR 与电流源 I_A 和 I_B 有关;当输入大阶跃信号时,为增大 SR ,附加 T_1 和 T_2 分别增强对 T_5 和 T_6 的驱动, T_1 和 T_2 仅在大阶跃信号时才导通工作。

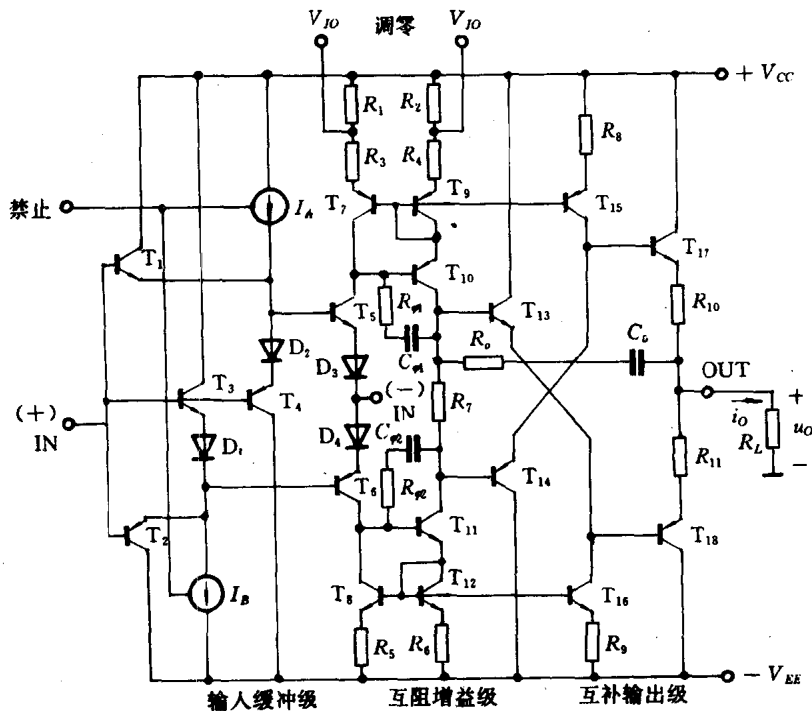


图 4.9-3 超高速单片集成运放 OP-160 的原理电路

T_7 、 T_9 、 T_{10} 组成上威尔逊精密电流镜， T_8 、 T_{11} 、 T_{12} 组成下威尔逊精密电流镜。阻容串联网路 $R_{q1}C_{q1}$ 和 $R_{q2}C_{q2}$ 分别跨接在 T_{10} 和 T_{11} 的集-基极之间，它们对互阻增益函数 $R_T(s)$ 进行极点分离的相位补偿。当从反相端输出电流时，上电流镜工作，从反相端流出电流，使 T_5 电流增加，因而电流镜 T_9 电流与 T_5 电流等量增加， T_{15} 电流增加， T_{15} 驱动 T_{17} 。当 T_{15} 电流增加时， T_{14} 电流减小，因而 T_{17} 电流增加，这样使 T_{17} 输出电流在 R_L 上的输出电压增加；与此同时， T_{13} 基极电位增加， T_{18} 基极电位增加， T_{13} 驱动 T_{18} ，使 T_{18} 集电极电流在 R_L 上的压降减小。这样推挽驱动，才能达到非常高的 SR 。当从反相端流入电流时， T_6 电流增加，下电流镜工作， T_{12} 、 T_{16} 电流增加，驱动 T_{18} 电流在 R_L 上压降增加，同时经 T_{14} 驱动 T_{17} 电流减小。从以上分析中可看出电流反馈运放追求超高 SR 的巧妙电路构思。从反相端流入或流出电流到驱动 T_{17} 和 T_{18} 的输出电流变化，中间线性传输的物理量是电流。并且是互补驱动，这是典型的电流模放大器，是高速放大的关键所在。 C_c 、 R_c 也为相位补偿电路。

电流模集成运放的转换速率 SR 高、频带宽，而且它的输出电流较大(50~100mA)，并能驱动大的电容负载。

通过前面的介绍可知，电流模集成运放的同相输入端为高输入阻抗端，其反相输入端为低输入阻抗端。另外电流模集成运放的高频响应与外接反馈电阻 R_F 有关。

80 年代末至 90 年代初面世的电流模超高速超高频单片集成运放部分产品的主要技术参数列于 4.9-2

表 4.9-2 电流反馈 CB 工艺单片集成超高速运放主要参数表(典型值)

型号	OP-160	OP-260 (双)	AD9617	AD9618	AD811	AD844	AD9610	缓冲器 AD9620	缓冲器 AD9630	L.T1223	L.T1227	L.T1228	L.T1229(双) L.T1230(四)
SR(V/ μ s)	1 300 ($R_F = 820\Omega$)	1 000 ($R_F = 2.5$ k Ω)	1 400 ($R_F = 400\Omega$)	1 800 ($R_F = 1k\Omega$)	2 500 ($R_F = 649\Omega$)	2 000 ($R_F = 0.5$ $\sim 10k$)	3 500 ($R_F = 15k\Omega$)	2 200	1 200	1 300 ($R_F = 1.5$ k Ω)	1 100 ($R_F = 1k\Omega$)	3 500 ($R_F = 750\Omega$)	2 500 ($R_F = 750\Omega$)
带宽(MHz)	BW=90 ($G=+1$) BW=55 ($G=-1$)	BW=90 ($G=+1$) BW=55 ($G=-1$)	BW=190 ($G=+1$) BW=570 ($G=-1$)	BW=160 ($G=+1$) BW=8000 ($G=-1$)	BW=140 ($G=+1$) BW=1000 ($G=-1$)	BW=60 ($G=+1$) BW=900 ($G=-1$)	BW=80 ($G=+1$) BW=10 ($G=-1$)	BW=600 ($V_O \leq 0$) 7V ($p-p$)	BW=750 ($V_O \leq 0$) 7V ($p-p$)	BW=100	BW=140	BW=100	BW=100
到 0.1% 建立时间 t_{set} (ns)	75	250	10	9	50	100	18	6	6	75	50	45	45
U_{ro} (mV)	2	1	0.5	0.5	0.5	0.05	± 0.3	输出失调 $V_{OO} = \pm 2$	输出失调 $V_{OO} = \pm 3$	± 1	± 3	± 3	± 3
$\mathcal{A}U_{ro}$ (μ V/C)	10	8	+3	+3	5	1	± 5	$av_{OO} = \pm 5$	$av_{OO} = \pm 8$	10	10	10	10
同相端输入电流 I_{B+} (μ A)	1	0.2	5	5	2	0.1	± 15	单端输入 ± 6	单端输入 ± 2	± 1	± 0.3	± 0.3	± 0.3
反相端输入电流 I_{B-} (μ A)	10	3	± 50	-45 ~ +45	2	0.15	± 5	单端输入 ± 6	单端输入 ± 2	± 1	± 10	± 10	± 10
同相端输入电阻 R_{IN+} (M Ω)	17	60k Ω	60k Ω	75k Ω	1.5	10	200k Ω	单端输入 $R_i = 800k\Omega$	单端输入 $R_i = 450k\Omega$	10M	14 Ω	25	25
反相端输入电阻 R_{IN-} (Ω)	60	100	25	32	14	50	20	单端输入 $R_i = 800k\Omega$	单端输入 $R_i = 450k\Omega$				
低频互阻增益 (M Ω)	($R_L = 500\Omega$) 3.0	($R_L = 1k\Omega$) 7.0	($R_L = 100\Omega$) 0.5	($R_L = 100\Omega$) 3.0	($R_L = 200\Omega$) 0.75	($R_L = 500\Omega$) 3.0	($R_L = 200\Omega$) 1.5	电压增益 $A_v \approx 0.994$	电压增益 $A_v \approx 0.99$	($R_L = 400\Omega$) 5.0	($R_L = 1k\Omega$) 270k Ω	($R_L = 1k\Omega$) 200k Ω	($R_L = 1k\Omega$) 200k Ω
等效输入噪声 电压密度 e_n (nV/ \sqrt Hz)	5.5 ($f \geq 1k$ Hz)		1.2 ($f = 10$ MHz)	1.2 ($f = 10$ MHz)	1.9 ($f = 1k$ Hz)	2 ($f = 1k$ Hz)	0.7 (5 ~ 50MHz)	2.4 ($f = 10$ MHz)	2.4 ($f = 10$ MHz)	3.3 ($f = 1k$ Hz)	3.2 ($f = 1k$ Hz)	6 ($f = 1k$ Hz)	6 ($f = 1k$ Hz)
等效输入噪声 电压密度 e_n (pA/ \sqrt Hz)	$i_{n+} = 5$ $i_{n-} = 20$		29 ($f = 10$ MHz)	24 ($f = 10$ MHz)	20 ($f = 1k$ Hz)	10 ($f = 1k$ Hz)	23 (5 ~ 150MHz)			2.2 ($f = 1k$ Hz)	1.2 ($f = 1k$ Hz)	1.4 ($f = 1k$ Hz)	1.4 ($f = 1k$ Hz)
K_{CMR} (dB)	65	62	53	54	66	100	60			63	62	69	69
K_{SVK} (dB)	80	72	60	60	70	108	60			80	80	80	x
开环输出电阻 R_o (Ω)			0.07	0.08	9	15	0.05	0.4	0.6				
输出电流 I_{om} (mA)	+60/ -45	± 20	± 60 (min)	± 60 (min)	± 100	± 60	± 50	± 40 (min)	± 50	± 60	± 60	± 65	± 65

习 题

题 4-1 733 型集成宽带放大器用并联电流源作偏置电路,如图 4-1 所示。设所有三极管参数相同, $U_{BE}=0.7V$, 且 β 足够大。试估算各支路的输出电流 I_{C7} 、 I_{C8} 、 I_{C9} 、 I_{C10} 、 I_{C11} 。

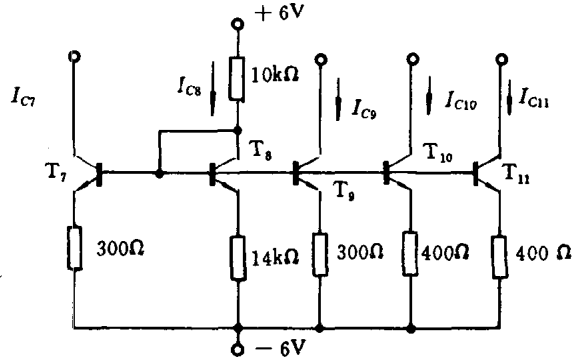


图 4-1 题 4-1 图

题 4-2 差动放大器如图 4-2 所示。设所有的器件 $\beta=100$, $r_{be}=100\Omega$, 计算

- (1) T_1 、 T_2 静态工作点的电压和电流值;
- (2) 差模放大倍数及差模输入电阻;
- (3) 恒流源中的 T_3 在加有发射极电阻 R_2 时的输出电阻为 $500k\Omega$, 求共模抑制比。

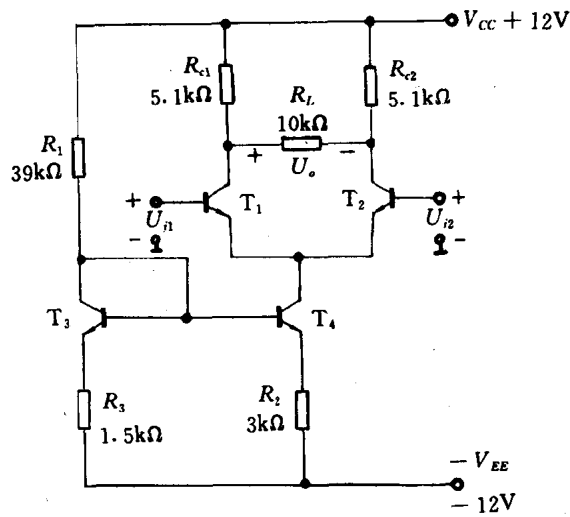


图 4-2 题 4-2 图

题 4-3 试求图 4-3 中差动放大器的静态工作电流、电压以及共模抑制比。已知三极管的, $\beta_1=\beta_2=50$, $r_{be}=300\Omega$, 恒流源的输出电阻为 $1M\Omega$ 。

题 4-4 差动放大器电路如图 4-4 所示, 试从图(b)列出的波形中, 指出该电路的输出电压波形。设 U_i

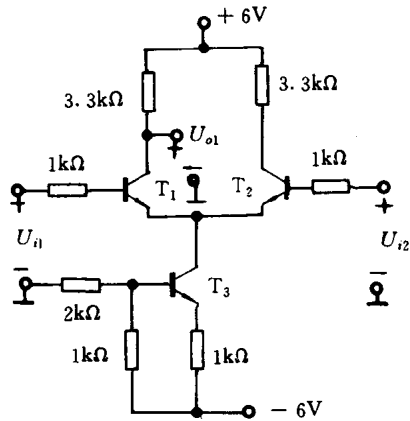


图 4-3 题 4-3 图

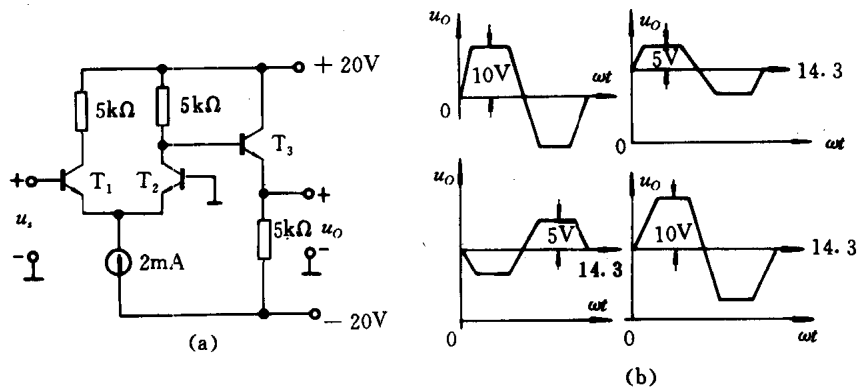


图 4-4 题 4-4 图

$= 0.15\sin\omega t(\text{V})$ 。

题 4-5 在图 4-5 所示差分放大器中,若三极管 T_1 与 T_2 , T_5 与 T_6 匹配,电路中各管的 $\beta=50$, $U_{BE}=0.7\text{V}$, r_{be} 可忽略, $r_{ce}\rightarrow\infty$ 。试求:

- (1) T_1 、 T_2 的静态集电极电流;
- (2) 当 $U_i=2\text{mV}$ 时的 U_o 值。
- (3) 最大共模输入电压范围。

题 4-6 图 4-6 中列出五种两只互联的晶体管,试判断以下五种互联的晶体管,哪些可以组成复合管(PNP 管还是 NPN 管),哪些不能组成复合管。

题 4-7 某集成运放输出级的简化电路如图 4-7 所示。晶体三极管的 β 足够大, $r_{ce}\rightarrow\infty$, 设 $U_{CES}=0$, $U_{BE}=0.6\text{V}$ 。

- (1) 估算静态时 T_1 的集电极电流 I_{CQ1} 和集-射间电压 U_{CEQ1} ;
- (2) 估算 R_L 上获得的最大不失真功率 $P_o(\text{max})$ 。
- (3) 试确定功率管 T_5 、 T_6 的极限参数 P_{CM} 、 I_{CM} 、 $U_{(RR)CEO}$ 。

题 4-8 模拟集成电路和分立元件相比,有哪些特点?

题 4-9 试解释集成运放下列参数的意义,并指出哪些参数的值越大越好,哪些参数的值越小越好。

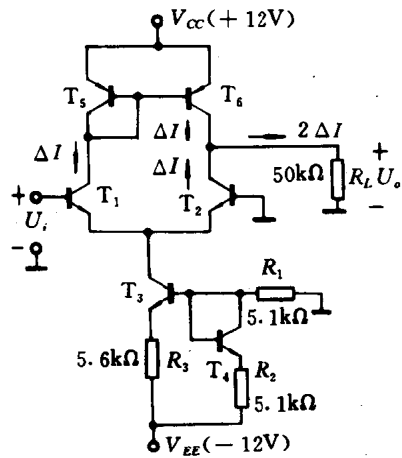


图 4-5 题 4-5 图

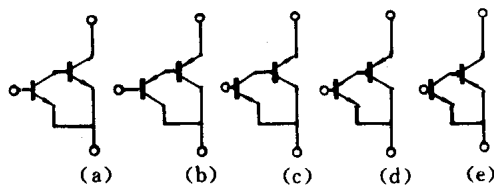


图 4-6 题 4-6 图

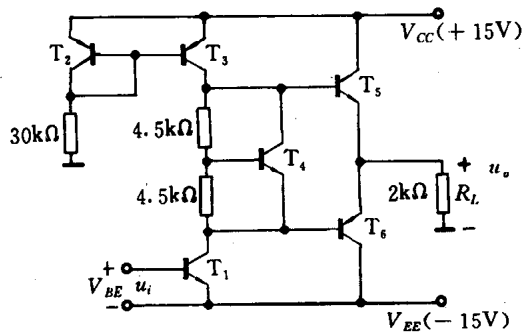


图 4-7 题 4-7 图

- (1) A_{od} (2) R_{id} (3) K_{CMR} (4) R_o (5) U_{IO}
 (6) $\frac{dU_{IO}}{dT}$ (7) I_{IO} (8) $\frac{dI_{IO}}{dT}$ (9) I_{IB} (10) SR (11) f_C

题 4-10 试总结 (1) 集成运算放大器通常由哪几部分组成? 各部分的作用是什么?

(2) 集成运放通常有哪些引出端子? 它们的作用是什么?

(3) 集成运放用于直流放大时, 哪些指标对工作性能影响最大? 用于交流放大时, 哪些指标对工作性能影响最大? 当要求输出大信号时还应考虑哪些指标?

(4) 集成运放作线性放大应用时, 能否接成开环工作状态, 为什么?

题 4-11 F318 型运算放大器的转换速率 $SR=70V/\mu s$, 放大频率为 3MHz 的信号, 最大不失真电压为多少伏?

题 4-12 放大 1MHz 的信号, 希望输出电压为 5V(有效值) 且不允许有失真, 要求运放的转换速率 SR 为多少?

题 4-13 图 4-8 是由 TL 回路组成的电流模电路, 试阐述和分析其电路功能和特点。

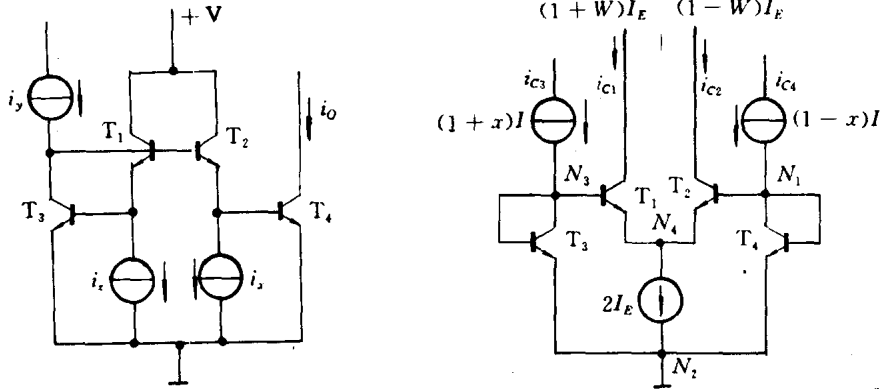


图 4-8 题 4-13 图

第五章 放大电路中的负反馈

电子技术不断发展,其应用日益广泛,人们对电子设备中放大器的性能指标提出了越来越高的要求。在放大器中引入负反馈,虽然使增益有所降低,但能使其性能指标在多方面得到改善,因此,现代电子设备中的放大器,几乎没有不采用负反馈的。本章以反馈的概念为基础,介绍负反馈放大电路的分析方法和性能改善的情况,以及为达到此目的而引入负反馈的一般原则,为选择合适的反馈电路打基础,最后指出引入负反馈后产生自激振荡的条件以及消除它的措施。

本章是全书的重点之一,也是难点之一。

第一节 反馈的基本概念与分类

一、反馈的基本概念

(一) 反馈的定义

在第二章中,我们研究了加到输入回路的信号通过放大器的作用,在输出回路上获得被放大信号,即研究了信号的正向传输过程。在这一章中,我们研究的电路除了具有上述正向传输过程外,还多了一个将输出回路的信号送回到输入回路的反馈过程,

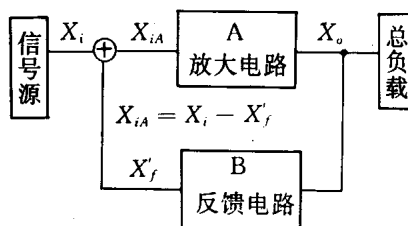


图 5.1-1 负反馈放大电路的方框图表示法

这样,整个电路形成了一个闭环系统。这种电路就是带反馈的放大电路,简称为反馈放大电路。任何一个实际的单环反馈放大电路都可用图 5.1-1 方框图来表示。图中 A 是放大电路,起放大作用,使信号正向传输,A 本身也可以是一个反馈放大电路;B 是反馈电路,通常由无源元件组成,它把输出信号反向传送到输入回路,传输给输入回路的反馈信号 X_f 受输出信号 X_o 的控制。与此同时,反馈电路 B 对输入信号必然产生分流(或分压),记作 X_{iB} 。上述两个作用在图中用 X'_f 表示,即 $X'_f = X_f + X_{iB}$ 。实际上,这后一种作用很小, X_{iB} 经反馈电路 B 衰减后直通到输出端的量更小,与放大后的输出信号相比可以忽略。因此,可以认为输入回路有输入信号 X_i 和反馈信号 X_f 作用,而输出回路只有放大后的输出信号 X_o 。这一个信号作用。在本节中,为了强调反馈作用,我们在叙述中先只涉及 X_f ,而反馈电路 B 的其他作用将在第二节中进行处理,这一点请读者注意。

反馈信号 X_f 必须和输入信号 X_i 一起加到放大电路 A 的输入端,参与对放大电路的控制作用,否则就不能达到改善某些性能指标的目的。在上图中,输出信号 X_o 可以是电压,也可以是电流;输入信号 X_i 、反馈信号 X_f 和 X_{iA} 可以同时为电压,也可以同时为电流。

符号“ \ominus ”称为比较环节或求和网络,表示 X_f 与 X_i 在此点相加而得到 $X_{iA} \approx X_i - X_f$ 。

综上所述,凡是将输出信号的一部分或全部以一定的方式取出来,再以一定的方式送回到输入回路中,并与原输入信号一起参与控制作用的这种信号的反送过程称为反馈。

(二) 交流反馈与直流反馈

前面说过,在放大电路中存在着直流分量和交流分量,反馈信号也是如此。若反馈回来的信号是交流量,则对输入信号中的交流成分有影响,总的来说会影响电路的交流性能;若反馈信号是直流量,则会影响电路的直流性能,如静态工作点等;若放大电路由运放或其他形式的直接耦合电路组成,则在放大和反馈通路都能同时通过交流和直流信号的情况下,反馈对电路的交流性能和直流性能都有影响。

(三) 反馈的极性

如果送回到输入回路中的反馈信号 X_f 与原输入信号 X_i 相加,使所得到的 X_{iA} 减小,称这种反馈为负反馈;反之,如果 X_f 与 X_i 相加而得的 X_{iA} 增加,这种反馈叫正反馈。负反馈被广泛用于放大电路中,以改善某些性能;正反馈则主要用于振荡电路中,以获得各种波形的振荡。

(四) 电压反馈与电流反馈

如果作用于反馈电路的输出信号 X_o 为电压,则反馈信号 X_f 将正比于输出电压 U_o 。由于反馈信号反映了输出电压的样品,故称输出电路中的这种信号的取样方式为电压反馈,电压负反馈使输出电压 U_o 稳定;同样,如果作用于反馈电路的输出信号 X_o 为电流,则反馈信号 X_f 将正比于输出电流 I_o ,这种取样方式称为电流反馈,电流负反馈将稳定输出电流 I_o 。

在实际电路中,若将输出端(交流)短路, $U_o = 0$,因而反馈信号 X_f 为零,反馈作用消失,则该电路为电压反馈。由此看来,高的负载电阻宜采用电压反馈,否则反馈的效果会降低。当输出端交流开路时, $I_o = 0$,反馈信号 X_f 为零,则该电路为电流反馈。由此可知,低的负载电阻宜采用电流反馈,否则反馈效果同样会降低。

(五) 串联反馈与并联反馈

送到输入回路中的反馈信号 X_f 与输入信号 X_i 若以电压的形式相加,则称输入回路中这种信号相加的方式为串联反馈;若 X_f 与 X_i 以电流的形式相加,则称为并联反馈。

显然,对于串联反馈,如果信号源内阻很大,则反馈电压 U_f 难加到放大电路的输入端而失去控制作用,反馈作用消失;同样,对于并联反馈,如果信号源内阻很小,反馈电流 I_f 也难加到放大电路的输入回路而失去控制作用,同样反馈作用消失。由此看出,串联反馈要求信号源具有低的内阻,以恒压源激励最好;并联反馈要求信号源具有高的内阻,而用恒流源激励最好,否则反馈效果会降低。

上述有关反馈的一些基本概念,可通过对下面各种类型的反馈放大电路的讨论进一步加深理解和认识。

二、反馈的分类

按照信号取样方式的不同和信号相加方式的不同,具体说来就是按照输入和输出电路中反馈电路与放大电路连接方式的不同,反馈放大电路能够组合出下面的四种类型:电压串联反馈、电流串联反馈、电压并联反馈和电流并联反馈,下面通过具体电路分别进行

介绍,以期能正确判断反馈类型并掌握各自的特点。

(一) 电压串联负反馈电路

图 5.1-2(a)、(b)分别为电压串联负反馈电路的连接方式和一个实际电路。在图(b)中,放大电路 A 是一个集成运放,由电阻 R_f 和 R_1 组成的分压器就是反馈电路 B。在这个电路中,作用于反馈电路的输出信号 X_o 是电压,反馈电压 U_f 是 U_o 的一部分。因为当令 $U_o=0$ 时, $U_f=0$, 反馈信号将不再存在,所以是电压反馈。送回到输入电路中的反馈信号为 U_f , U_f 与输入信号 U_i 串联加至放大电路 A 的输入端,因此该电路为串联反馈。

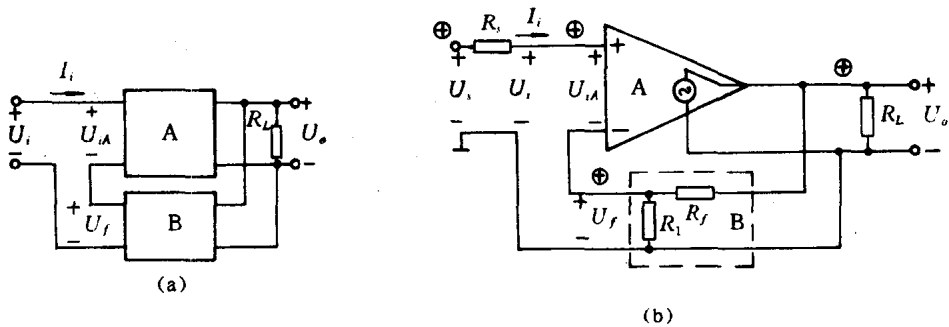


图 5.1-2 电压串联负反馈电路

(a) 连接方式 (b) 实际电路

为了判断这个电路的反馈极性,我们可以采用瞬时极性法。设想在放大器的输入端接入一信号电压 U_i ,其瞬时极性如图中小圆圈内符号 \oplus 所示,由 U_i 引起电路各处的交流电位亦如图中圆圈内符号所示。显然,由于输入信号 U_i 接在运放的同相输入端,因此 U_o 与 U_i (U_i) 同相,由于 U_o 经反馈电路而产生的反馈电压 U_f 与 U_o 同相,也就是与 U_i 同相,这样抵消了 U_i 的一部分,致使运放两输入端之间的输入电压 $U_{iA}=U_i-U_f$ 减小,电路的输出电压 U_o 亦减小,整个放大器的电压放大倍数将降低,因此,这时所引入的反馈是负反馈。总之,图 5.1-2 电路是电压串联负反馈电路。

电压负反馈的重要特点是电路的输出电压趋向于维持恒定。因为无论反馈信号以何种方式引回到输入端,实际上都是利用输出电压 U_o 本身的变化,通过反馈电路对放大电路起自动调整作用,这就是电压反馈的实质。例如当 U_i 一定时,若负载电阻 R_L 减小,输出电压 U_o 下降,则电路将进行如下的自动调整过程:

$$R_L \downarrow \rightarrow U_o \downarrow \rightarrow U_f \downarrow \rightarrow U_{iA} \uparrow \rightarrow U_o \uparrow$$

可见负反馈的结果,牵制了 U_o 的下降,从而使 U_o 基本维持恒定。

(二) 电流并联负反馈电路

图 5.1-3(a)、(b)分别为电流并联负反馈电路的连接方式及一个实际电路。在这个电路中,作用在反馈电路的输出信号 X_o 是电流,因为如果将输出回路开路,即令 $I_o=0$,这时送回到输入端的反馈电流也为零,所以是电流反馈。同时,在电路的输入端,反馈电流 I_f 与输入电流 I_i 是以并联的方式供给放大电路 A 的,所以是并联反馈。

至于反馈极性,我们仍可用瞬时极性法来判断。设在电路的输入端外加一信号电压

U_o ，方向如图中小圆圈内符号 \oplus 所示，由此引起电路中 I_i 及 I_{iA} 的流向如图所示。由于运放的倒相作用， U_o 的实际极性是上端为 \ominus ，因而 I_f 的流向是由 \oplus 到 \ominus 。这样，在相同的 I_i 的作用下，由于 I_f 的分流而使流入运放的 I_{iA} 减小($I_{iA}=I_i-I_f$)，电路的输出电流亦减小，电流放大倍数下降，可见引入的是负反馈。因此该电路为电流并联负反馈电路。

电流负反馈的重要特点是趋向于维持输出电流 I_o 稳定。例如在 I_i 一定的条件下，某种原因使 I_o 减小，负反馈作用将引起如下的自动调整过程：

$$R_L \uparrow \rightarrow I_o \downarrow \rightarrow I_f \downarrow \rightarrow I_{iA} \uparrow \rightarrow I_o \uparrow$$

可见负反馈作用的结果，牵制了 I_o 的减小，使 I_o 基本维持恒定。

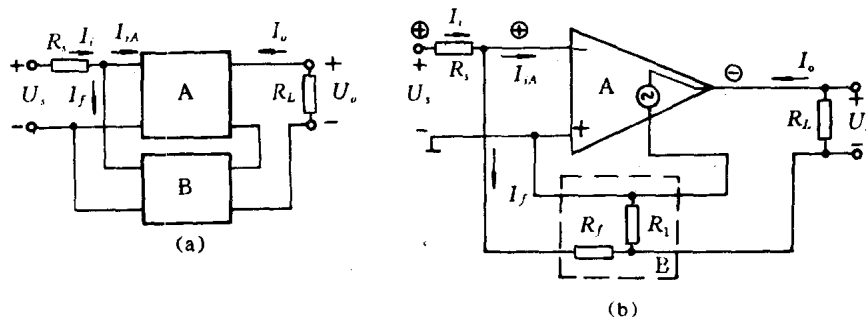


图 5.1-3 电流并联负反馈电路
(a) 连接方式 (b) 实际电路

(三) 电压并联负反馈电路

图 5.1-4 为电压并联负反馈电路。在这个电路中，作用在反馈电路的输出信号 X_o 是 U_o 。假设 $R_L=0(U_o=0)$ 时，反馈电阻 R_f 将接地，反馈电流 $I_f=0$ ，因此为电压反馈电路。在电路的输入端，反馈电流 I_f 与 I_i 、 I_{iA} 的关系同图 5.1-3 中的一致，因而是并联反馈电路。至于反馈极性也同图 5.1-3 电路一样，用瞬时极性法判断为负反馈。因而该电路是电压并联负反馈电路。

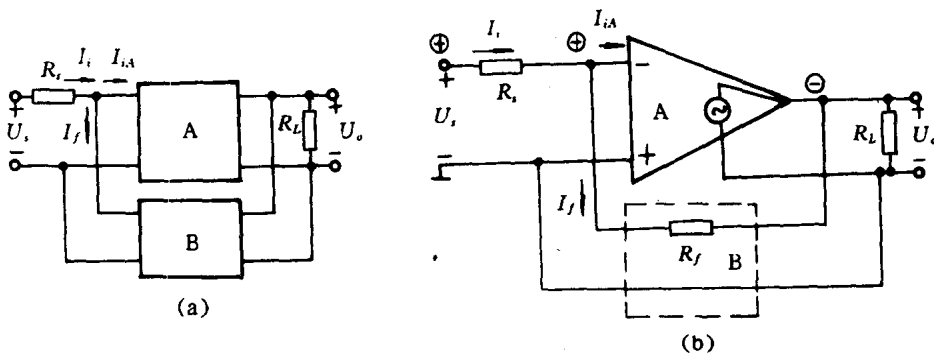


图 5.1-4 电压并联负反馈电路
(a) 连接方式 (b) 实际电路

(四) 电流串联负反馈电路

图 5.1-5 是一个电流串联负反馈电路。从电路的输出端看,取样方式同图 5.1-3,是电流反馈。从电路输入端看,输入信号 U_i 、反馈量 U_f 及放大电路 A 的输入量 U_{iA} 的关系同图 5.1-2 中的一致,是串联反馈电路。当 U_i 在某时刻为 \oplus ,其他各量的方向如图中圆圈所示,由于信号是同相输入, I_o 实际上是由下到上流过 R ,因而 U_f 的方向如图所示,输入回路也存在 $U_{iA} = U_i - U_f$ 的关系,因此引入的是负反馈。该电路为电流串联负反馈电路。

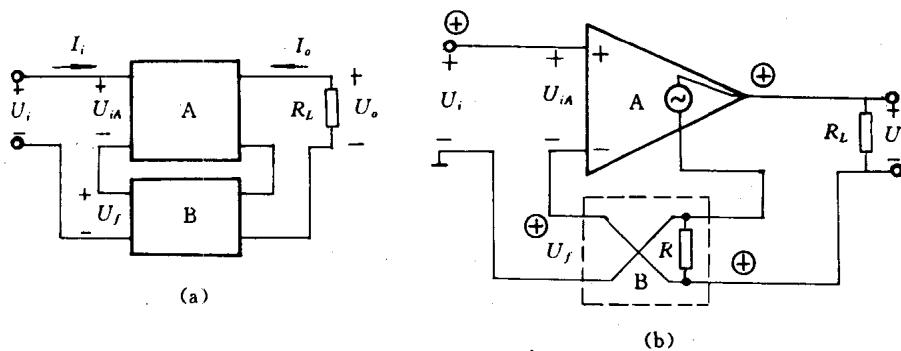


图 5.1-5 电流串联负反馈电路
(a) 连接方式 (b) 实际电路

在实际中,我们常常遇到一些分立元件反馈电路。根据上面的介绍,可按下述步骤判断任何类型的反馈放大器。

(1) 画出反馈放大电路在中频段的交流通路,找出反馈电路(即找出输出回路与输入回路相联系的部分)。

(2) 判断引入的是电压反馈还是电流反馈。

(3) 判断引入的是串联反馈还是并联反馈。

(4) 用瞬时极性法判断引入的是正反馈还是负反馈。

(5) 作出反馈类型的结论。

例 5-1 分压式偏置电路如图 2.3-2 所示,试判断其反馈组态。

解 根据上面所述步骤

(1) 画出中频段的交流通路如图 5.1-6(a) 所示。显然,该放大器实际的输入端口应为 $a-a'$,实际输出端口应为 $b-b'$ 。反馈电路为电阻 R_e 。通常将 R_e 归至总负载 R'_L ($R'_L = R_L // R_e$),将 R_b 归至等效信号源,如图 5.1-6(b) 所示,图中 $R'_s = R_s // R_b$, $U'_s = \frac{R_b}{R_s + R_b} U_s$, $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ 。这样反馈放大器的输入端口为 $c-c'$,输出端口为 $d-d'$ 。其他各量均标在图中。

(2) 设 $R'_L = \infty$, $I_o = 0$,反馈量 $I_o R_e$ 消失,所以该电路为电流反馈电路。

(3) 在输入回路, U_i 、 $U_f (= R_e I_o)$ 及 U_{iA} 三者以串联的形式出现,故为串联反馈。

(4) 设 U_i 为 \oplus ,其他各点实际电位方向如图中小圆圈中符号所示,显见有 $U_{iA} = U_i -$

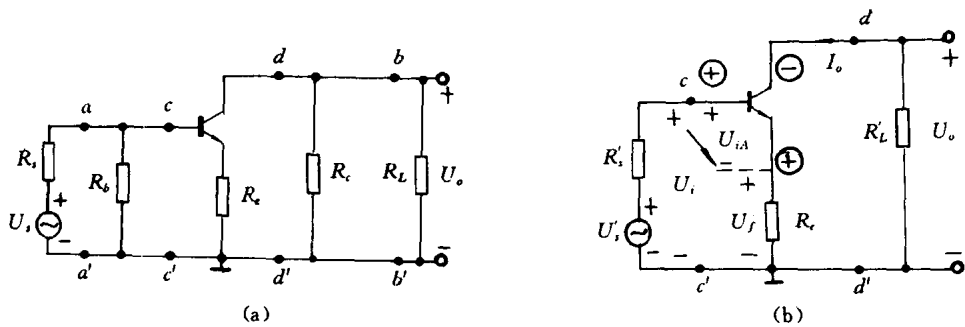


图 5.1-6 图 2.3-2 电路的交流通路

(a) 实际端口交流通路 (b) 反馈放大器端口交流通路

U_f 。故为负反馈。

因此该电路为电流串联负反馈电路。

例 5-2 设两级放大器如图 5.1-7(a) 所示。试判断其反馈组态。

解 1. 画中频段的交流等效电路,如图 5.1-7(b) 所示。从图中可看出电阻 R_1 联系着输出与输入回路,因此, R_1 是反馈电阻。(R_{e1} 是第一级电流反馈电阻,同例 5-1)。

2. 将输出端交流短路($U_o=0$)时, R_1 接至 b_1 和地之间,反馈量将不存在,因此,该电路为电压反馈电路。

3. 反馈量和输入量以电流的形式在 b_1 点相加,故为并联反馈。

4. 设 U_i 为 \oplus , 则其他各电位的实际方向如图中小圆圈内符号所示。 I_f 由 \oplus 流向 \ominus , 在输入回路也有 $I_{iA} = I_i - I_f$ 。故为负反馈电路。

5. 综上所述,该电路为电压并联负反馈电路。

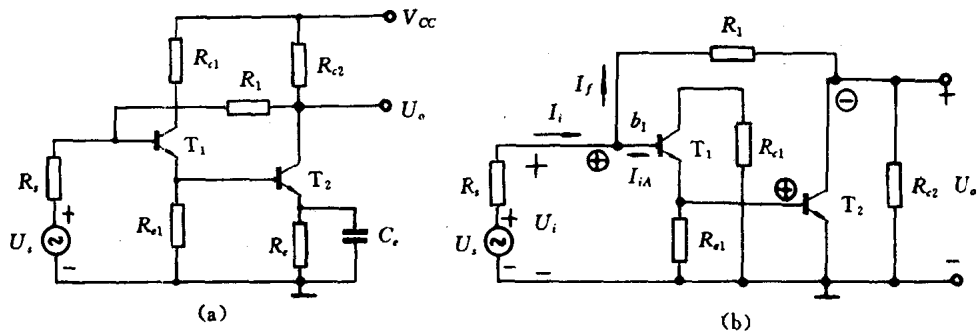


图 5.1-7 两级电压并联负反馈放大器

(a) 实际电路 (b) 交流通路

第二节 反馈放大器的闭环增益表达式

对于一个简单的反馈放大器,当然可以利用等效电路法对它作具体分析,并对其性能

指标进行计算。但对于一个较复杂的反馈放大器,由于其输出回路的信号受输入回路信号的控制,而输入回路的信号反过来又受到输出回路信号的影响而形成一个闭合环路,在直接用等效电路法分析时,需要列出联立方程来求解,显得十分繁琐;而且所得的结果往往掩盖了反馈的物理本质,不能发现对各种类型的反馈放大电路普遍适用的内在联系。若用方框图法来分析,把一个实际的反馈放大电路化为单环反馈理想模型,上述两个方面的问题就可以获得解决,可以找到反馈放大器的共性,同时使指标的计算大为简化。这就是用方框图法来分析反馈放大电路的基本思想。

本节先推出反馈放大器的理想模型,而后导出反馈放大器的闭环增益表达式。下节再介绍反馈放大器的方框图法。

一、单环反馈放大器的理想模型

从第一节的讨论可知,一个实际的反馈放大器除了具有放大电路 A 之外,还有一个反馈电路 B 。反馈电路通常由无源元件组成,有时也包含有源器件。那么,反馈电路的加入起什么作用?对放大器的性能有什么影响呢?

反馈电路有如下四种作用:

- (1) 对输出信号的反馈作用;
- (2) 对输入信号的直通作用;
- (3) 对输入信号的负载作用(分流或分压);
- (4) 对输出信号的负载作用。

上述的第一种作用是我们所需要的,而对一个无源的反馈电路,除有反馈作用之外,还不可避免地伴随有其余三种作用。因为输入信号通过放大电路后得到了放大,而通过反馈电路后受到了衰减,因此直通作用的影响常常可以忽略。而反馈电路在放大电路输入和输出端的负载作用的影响,分别与放大电路的输入电阻和输出电阻对信号的影响相同,在反馈很弱时,反馈电路的负载作用也可忽略。通常,在略去反馈电路直通作用的影响之后,再把它负载作用的影响分别归入放大电路输入和输出电阻对信号的影响中,这时反馈电路中就只剩下反馈作用了。在这里,我们定义:

(1) 只有反馈作用的反馈电路

B 是反馈网络,用 B' 表示。

(2) 考虑了反馈电路 B 的负载作用的放大电路 A 是基本放大电路 A' 。

这样,可将图 5.1-1 画为由 A' 和 B' 构成的方框图,如图 5.2-1 所示,称之为理想模型。由于忽略了直通作用,得到的理想模型是近似的。

后面将会看到,根据不同的反馈组态。我们有相应的方法从实际的反馈放大器找出它的基本放大电路 A' ,通过对 A' 基本放大电路的分析计算,可求得整个反馈放大器的指标。

下面推导闭环增益表达式。显然,所谓闭环,即指不仅考虑反馈电路 B 对放大电路 A

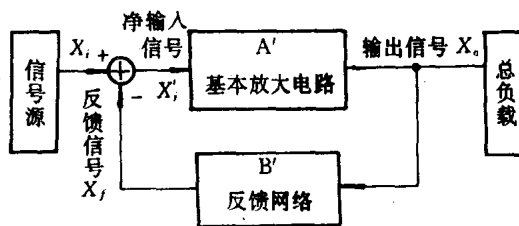


图 5.2-1 单环反馈放大器的理想模型

的负载作用,同时考虑反馈电路B对放大电路A的反馈作用。而所谓开环,不是指将反馈电路B断开,而仅仅指去掉反馈信号的作用,但要保留反馈电路B对放大电路A的负载作用。这一点对初学者来说是十分重要的。

在推导闭环增益表达式时,为了使四种反馈组态用一种形式的增益统一起来,闭环增益用源电压增益的形式。

二、输入串联反馈

图5.2-2(a)表示出了输入串联反馈的理想模型。因为我们讨论源电压增益,所以不论是电流反馈还是电压反馈,我们都取 U_o 为输出量。考虑到B'反馈网络对基本放大电路A'无负载作用,因此,图(a)的电路可简化为图(b)表示,不过应该记住, U_f 受 U_o 控制,或 U_f 是 U_o 的函数。

U_f 本来是和 U_i 进行比较,从图5.2-2可见,我们可以把 U_f 与 U_s 进行比较,这是求闭环源电压增益的需要。下面根据图5.2-2来定义源电压增益和反馈系数:

$$\text{开环源电压增益} \quad A_{us} = \left. \frac{U_o}{U_s} \right|_{U_f=0} \quad (5.2-1)$$

$$\text{反馈系数} \quad F_s = \frac{U_f}{U_o} \quad (5.2-2)$$

$$\text{闭环源电压增益} \quad A_{usf} = \frac{U_o}{U_s} \quad (5.2-3)$$

开环即不存在反馈,于是有 $U_f=0$ 。由于我们是将 U_f 与 U_s 比较,所以, F_s 有时和 R_s 有关。在上述定义下,我们来导出输入串联反馈时,闭环源电压增益和开环源电压增益的关系式。

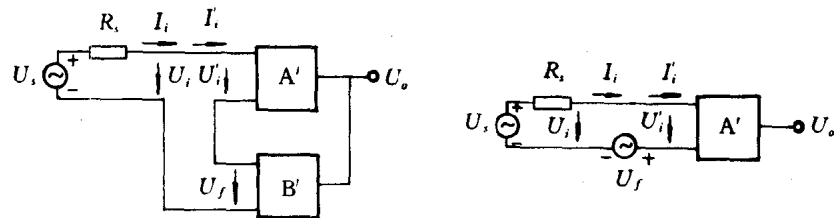


图5.2-2 输入串联反馈的理想模型

由图5.2-2可知,我们可以将 U_f 与 U_s 合并为一个等效的源电压 $U'_s = U_s - U_f$,而认为无反馈电压存在,于是可由式(5.2-1)的定义写出:

$$U_o = A_{us} U'_s = A_{us} U_s - A_{us} U_f$$

又由式(5.2-2)可得 $U_f = F_s U_o$,将它代入上式后有

$$U_o = A_{us} U_s - A_{us} F_s U_o$$

经整理得

$$U_o = \frac{A_{us}}{1 + A_{us} F_s} U_s$$

根据式(5.2-3)的定义,由上式可得闭环源电压增益的表达式

$$A_{usf} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{A_{us}}{1 + A_{us} F_s} \quad (5.2-4)$$

另外,由图5.2-2,可写出这时净输入电压 U'_s 的表达式

$$U'_i = U_s - I_i R_s - U_f = U_s - I'_i R_s - U_f \quad (5.2-5)$$

其中 I'_i 是 A' 电路输入端的净输入电流。

三、输入并联反馈

图 5.2-3(a) 表示出了输入并联反馈的理想模型。同样,不论是电流反馈还是电压反馈,都取 U_o 作输出信号。同理,图(a)可简化为图(b)表示。当然这里 I_f 受 U_o 控制,或是 U_o 的函数。

由图 5.2-3 也可写出输入并联反馈时,净输入电压 U'_i 的表达式

$$U'_i = U_s - I_i R_s = U_s - I'_i R_s - I_f R_s \quad (5.2-6)$$

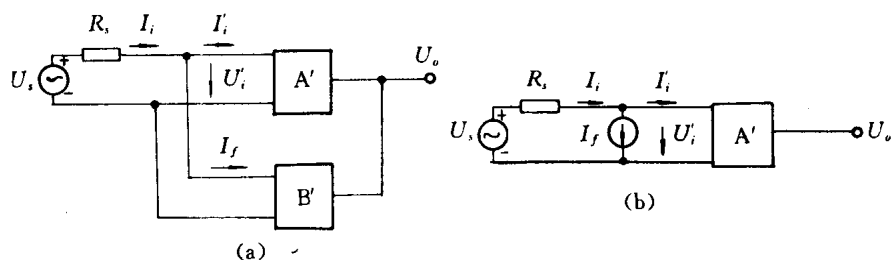


图 5.2-3 输入并联反馈的理想模型

若令 $U_f = I_f R_s$ (5.2-7)

则式(5.2-6)变为 $U'_i = U_s - I'_i R_s - U_f$ (5.2-8)

这时,图 5.2-3 中 A' 电路的输入端电压为 U'_i ,净输入电流为 I'_i 。比较式(5.2-8)和式(5.2-5),我们发现,基本放大电路 A' 输入端口的电流和电压与 U_s 的关系是相同的,因而 U_o 的表达式也相同,于是输入并联反馈的闭环源电压增益的表达式与式(5.2-4)完全一样。这样就用源电压增益将四种反馈组态的闭环增益表达式统一起来了。

在输入并联反馈时,本来是 I_f 与 I_i 作比较,但我们通过式(5.2-7)将 I_f 转化为 U_f ,再去与 U_s 进行比较。在求源电压增益这一点上,也仅仅在这一点上是等效的。在 I_f 转化为 U_f 后,式(5.2-2)对输入并联反馈而言,其形式变为

$$F_s = \frac{U_f}{U_o} = \frac{I_f R_s}{U_o} \quad (5.2-9)$$

由此可见,输入并联反馈时, F_s 与 R_s 有关。我们还将看到,由于我们以 U_o 作输出量,在输出电流反馈时, U_f 受 I_o 的控制, I_o 通过关系式 $U_o = -I_o R'_L$ 转化为 U_o ,所以这时 F_s 还和 R'_L 有关。

四、对闭环增益表达式的讨论

反馈放大器的闭环增益表达式也称基本反馈方程式,它表明了考虑反馈作用的闭环源增益与去掉反馈作用的开环源增益之间的关系,它也是研究反馈放大器其他性能的基础。为了说明一般性的规律,将这一表达式写成复数形式

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{A}_{us}}{1 + \dot{A}_{us} F_s} \quad (5.2-10)$$

现对这一表达式讨论如下:

1. 若 $|1 + A_{us}F_s| > 1$, 则 $|A_{usf}| < |A_{us}|$ 。说明加反馈后放大电路的源电压增益下降, 这是负反馈的特性。这时, 在中频段, A_{us} 与 F_s 均为实数, 且具有相同的符号。若 $|1 + A_{us}F_s| < 1$, 则 $|A_{usf}| > |A_{us}|$, 说明加反馈后, 源增益增大, 此为正反馈特性, 这时, 在中频段, A_{us} 和 F_s 的符号相反。

2. 在负反馈情况下, 若 $|1 + A_{us}F_s| \gg 1$ (通常要求大于 10), 称为深度负反馈, 这时有

$$A_{usf} = \frac{A_{us}}{1 + A_{us}F_s} \approx \frac{A_{us}}{A_{us}F_s} = \frac{1}{F_s} \quad (5.2-11)$$

上式说明在深度负反馈的条件下, 反馈放大器源电压增益由反馈系数 F_s 确定, 与基本放大电路 A' 的内部参数 (特别是管子的参数) 几乎无关, 因而可使 A_{usf} 很稳定。为使 A_{usf} 足够大, F_s 必须小, 而又要满足 $|1 + A_{us}F_s| \gg 1$ 这就要求 A_{us} 很高, 所以高增益稳定性一般都是通过在高增益 A_{us} 的基本放大电路上加深度负反馈来实现的。

3. 与基本放大电路相比, 加负反馈后, 反馈放大器源电压增益降低的程度与 $(1 + A_{us}F_s)$ 的大小有关。从下节的分析可以看到, 加负反馈后, 其他性能指标的改善程度也由 $(1 + A_{us}F_s)$ 的大小来决定。我们把 $(1 + A_{us}F_s)$ 称为反馈深度, 又把 $A_{us}F_s$ 叫做环路增益 (有的文献再加负号), 因为信号通过 A' 电路和 B' 网络组成的环路后, 其增益恰好为 $A_{us}F_s$ 。

4. 闭环增益公式全面地反映了信号源内阻 R_s 和负载 R'_L 对反馈效果的影响。

(1) 信号源内阻 R_s 的影响:

① 对于串联反馈, 若 $R_s \rightarrow \infty$, 则 $A_{us} \rightarrow 0$, 反馈深度 $1 + A_{us}F_s \rightarrow 1$, 反馈无效果。

② 对于并联反馈, 若 $R_s \rightarrow 0$, 则 $U_f = I_f R_s \rightarrow 0$, 反馈深度 $1 + A_{us}F_s \rightarrow 1$, 反馈也没有效果。

(2) 负载电阻 R'_L 对反馈效果的影响

① 对于电压反馈, 若 $R'_L = 0$, 则 $A_{us} = 0$, 反馈深度 $1 + A_{us}F_s = 1$, 无反馈。

② 对于电流反馈, 若 $R'_L \rightarrow \infty$, 则 $I_o \rightarrow 0$, U_f (或 I_f) 为 0, $F_s = 0$, $1 + A_{us}F_s = 1$, 也没有反馈。

因此, 这是上述分析方法的优点之一。

5. 如果 $1 + A_{us}F_s = 0$, 即 $A_{us}F_s = -1$, 此时 $A_{usf} = \infty$ 。其物理意义是: 不外加输入信号也有输出电压, 这种状态称为自激振荡。它破坏了输出输入信号之间的线性关系, 使放大器失去放大作用, 在使用中必须避免。但有时为获得各种波形的振荡, 却人为地引入正反馈, 使之满足振荡条件。

第三节 反馈放大器的方框图分析法

下面分别研究如何将四种组态的反馈放大器化为近似的单环反馈理想模型。

一、电流串联反馈

对于电流串联反馈放大器, 可用图 5.3-1 的方框图表示。图中 A 为放大电路, B 为反馈电路, U_s 和 R_s 为信号源电压及其内阻, R'_L 为总负载电阻, I_i 和 U_i 为反馈放大器的输入电流和电压, I_o 和 U_o 为其输出电流和电压, R_{if} 和 R_{of} 分别为它的输入电阻和输出电阻。从图上可以看出, 在输出端作用于 B 电路的输出信号为电流 I_o , 因为它是电流采样; 在输

入端作用于 B 电路的输入信号为电流 I_i ，这也是因为在输入端，放大电路 A 和反馈电路 B 相串联，流过二者的电流相等；同时还看出返回到输入端的反馈信号以电压的形式与输入电压 U_i 相加，这里 U'_f 除包含 I_o 产生的反馈电压 U_f 外，还包含 I_i 在 B 电路上产生的电压。

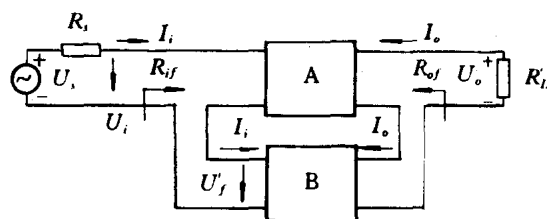


图 5.3-1 电流串联反馈电路方框图

根据网络理论，我们可用图 5.3-2(a) 的电路去代替 B 电路，只要二者对应的端电流和端电压的关系相同便是等效的。图中 U_f 为 I_o 产生的反馈电压，它与 I_o 成正比； U_d 为 I_i 产生的直通电压，它与 I_i 成正比，由于它的影响可以忽略，于是令 $U_d=0$ ； r_{ib} 和 r_{ob} 分别为反馈电路 B 在输入端和输出端的负载。从图中可清楚地看出， U'_f 除包含 U_f 外，还包含 I_i 流过 r_{ib} 产生的电压。这里输入和输出回路都采用电压源和电阻串联的形式，是因为 B 电路在输入端和输出端与 A 电路都是用串联的方式连接，采用这种形式可使问题分析方便。

在略去 U_d 之后，图 5.3-2(a) 电路中的其余三个元件可根据等效条件由 B 电路求得，分别示于该图的 (b)~(d)。B 电路输出端在电流 I_o 作用下，其输入端的开路电压就是反馈电压 U_f ，因为开路后 $I_i=0$ ， r_{ib} 上的电压为零，端电压 $U'_f=U_f$ ；在输出端开路的条件下， $I_o=0$ ，于是有 $U_f=0$ ，输入端看进去的电阻就是 r_{ib} ；又在输入端开路的条件下， $I_i=0$ ，于是有 $U_d=0$ ，从输出端看进去的电阻就是 r_{ob} 。

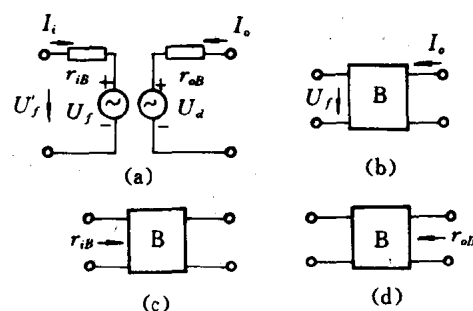


图 5.3-2 图 5.3-1 的反馈电路 B 的等效电路

我们把反馈电路 B 的等效电路中的 r_{ib} 和 r_{ob} 与放大电路 A 合并，就得到基本放大电路 A'，而留下受控源 U_f 就是反馈网络 B'。于是就得到电流串联反馈放大器在略去电路直通作用之后的近似的单环反馈理想模型，如图 5.3-3 所示，图中 R_i 和 R_o 分别为基本放大电路 A' 的输入电阻和输出电阻。从这个近似理想模型中可以看出 A'、B' 网络与 A、B 电路有如下关系：

$A' = A + B$ 的负载作用

$B' = B$ 的反馈作用

显然 A' 基本放大电路中已不存在由输出回路到输入回路的反馈作用了。但是请注意，在 A' 电路的输出电路中，B 电路左端的开路电压，在数值上与 I_o 产生的反馈电压 U_f 相等，这将给我们计算反馈电路的指标带来方便。

比较图 5.3-3 和 5.3-1，可以得出由图 5.3-1 的反馈放大器求图 5.3-3 中基本放大电路 A' 的两条重要原则：

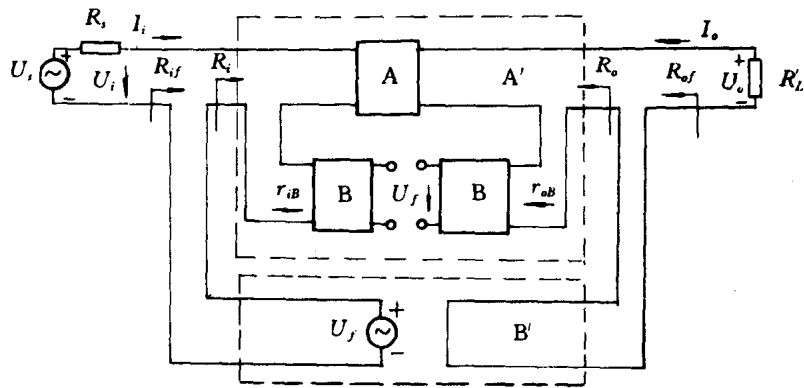


图 5.3-3 电流串联反馈放大电路的近似单环反馈理想模型

1. 对于电流反馈(输出端串联连接的),将反馈放大器的输出端开路($I_o=0$),便得基本放大电路 A' 的输入电路;

2. 对于串联反馈(输入端串联连接的),将反馈放大器输入端开路($I_i=0$),便得基本放大电路 A' 的输出电路。

二、电压并联反馈

电压并联反馈电路的方框图如图 5.3-4 所示。在这里作用于 B 电路两端口信号是输入电压 U_i 和输出电压 U_o , 因为 B 电路在输入和输出端与 A 电路都是并联的, 二者的端电压相等。而反馈信号是以电流的形式与输入电流相加, 再作用于放大电路 A 的输入端。同样 I_f 中除包含 U_o 产生的反馈电流 I_f 外, 还包含 U_i 作用于 B 电路所产生的电流。

因为 A、B 电路在两端口均为并联连接, 为分析方便, 采用图 5.3-5(a) 所示的两端口均为并联的电路去代替 B 电路。图中 I_f 为 U_o 产生的反馈电流, 它与 U_o 成正比; I_d 为 U_i 产生的直通电流, 其影响可忽略, 令 $I_d=0$; r_{iB} 和 r_{oB} 同样是体现 B 电路的负载作用。

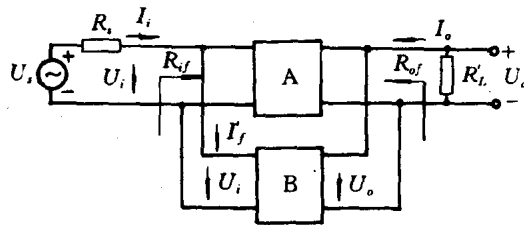


图 5.3-4 电压并联反馈电路方框图

在令 $I_d=0$ 之后, I_f 、 r_{iB} 和 r_{oB} 的值可根据等效条件分别由图 5.3-5(b) 至 (d) 求出。在 U_o 作用下, B 电路在输入端的短路电流 I_f' 就等于反馈电流 I_f , 因为流过 r_{iB} 的电流为零; 在输出端短路条件下有 $I_f=0$, 从 B 电路输入端看进去的电阻即为 r_{iB} ; 在输入端短路条件下有 $I_d=0$, 从 B 电路输出端看进去的电阻便是 r_{oB} 。

将 r_{iB} 和 r_{oB} 与 A 电路合并而得到 A' 电路, B 电路中留下的 I_f 受控源即为 B' 网络, 于是就把图 5.3-4 的电压并联反馈放大器化为略去直通作用后的图 5.3-6 所示的近似单环反馈理想模型。

这里仍然注意, A' 电路的输出电路中 B 电路左端的短路电流在数值上(也仅仅在数值上)恰好与在 U_o 作用下产生的反馈电流 I_f 相等。

将图 5.3-6 与 5.3-4 比较,又可得出求基本放大电路 A' 电路的另外两条重要原则:

3. 对于电压反馈(输出端并联连接的),将反馈放大器的输出端短路($U_o=0$),便得到基本放大电路 A' 的输入电路;

4. 对于并联反馈(输入端并联连接的),将反馈放大器的输入端短路($U_i=0$),便得到基本放大电路 A' 的输出电路。

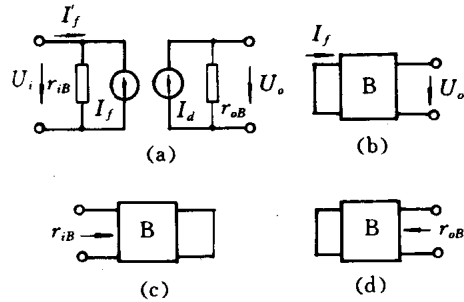


图 5.3-5 图 5.3-4 的反馈电路 B 的等效电路

到此为止,共得出了求基本放大电路 A' 的四条重要原则。这四条原则概括了反馈放大器输入端及输出端两种可能的连接方式,而不同组态的反馈放大电路只不过是二端两种可能连接方式的不同组合罢了。也就是说,对于其他两种反馈组态(电流并联反馈及电压串联反馈)的放大器,仍可用前面得到的求 A' 电路的原则,获得由基本放大电路 A' 和一个反馈网络 B' 组成的近似的单环反馈理想模型。对于电流并联反馈放大器,可用前面的 1、4 两条原则求出相应的 A' 电路。对于电压串联反馈放大器,可用前面的 3、2 两条原则求出相应的 A' 电路。这里,我们不再一一分析了。

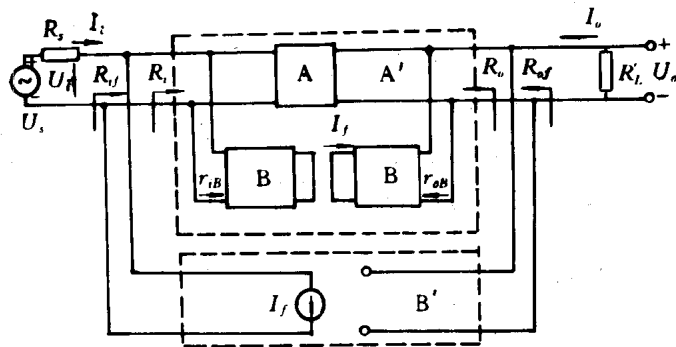


图 5.3-6 电压并联反馈放大器的近似单环反馈理想模型

这样,对于四种组态的反馈放大器,我们都可以得到它们的基本放大电路 A' ,通过 A' 电路,可以使一个闭环系统的问题用开环的办法来解决。这里必须指明,闭环(即加反馈)的概念是指考虑反馈信号的作用,而开环(不加反馈)的概念是指去掉反馈信号的作用,即令反馈信号为零,并不是去掉反馈电路 B 或将反馈电路 B 断开。

开环源电压增益 A_{us} 由基本放大电路 A' 、源内阻 R_s 及总负载电阻 R'_L 确定,反馈系数 F ,则与反馈电路 B 及源内阻 R_s 和总负载 R'_L 有关,可根据式(5.2-2)或(5.2-9)在基本放大电路 A' 的输出电路中求得,由式(5.2-4)便可求得反馈放大器(闭环)的源电压增益。至于反馈放大器的输入电阻 R_{if} 及输出电阻 R_{of} 与基本放大电路 A' 的输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o ,依据不同的反馈组态,也有着特定的关系,这在下一节即可看到。

下面列举几例,以求学会由实际反馈放大器找出其基本放大电路 A' 的方法,并掌握在 A' 电路上标出数值上与反馈信号 X_f 相等的量,进而求出反馈系数 F ,及反馈放大器源电压增益 A_{usf} .

例 5-3 试求出图 5.1-4 电路的基本放大电路 A' ,并在 A' 上标出数值上与 X_f 相等的量。

解 在前面已判明图 5.1-4 电路为电压并联负反馈电路。依据图 5.1-4(b),将输出端交流短路,则反馈电阻 R_f 将并联在运放的输入端到地之间;若将输入端短路,则 R_f 接至输出端和地之间,然后接上原来的信号源及负载,就得到基本放大电路 A' ,如图 5.3-7 所示。

下面标出反馈量 X_f ,并求反馈系数 F .

在图 5.1-4 中,当 U_s 为上正下负时, I_f 的实际方向是离开反相端指向输出端的,因此,在图 5.3-7 中, I_f 也是指向输出端的。

由式(5.2-2)及式(5.2-7)可得

$$F_s = \frac{U_f}{U_o} = \frac{I_f R_s}{U_o} = \frac{I_f R_s}{-I_f R_f} = -\frac{R_s}{R_f}$$

运放通常满足深度负反馈的条件,因此,图 5.1-4(b)所示的电压并联负反馈放大器的源电压增益

$$A_{usf} \approx \frac{1}{F_s} = -\frac{R_f}{R_s} \quad (5.3-1)$$

例 5-4 对图 5.1-6 电路,重复例 5-3 的要求。

解 前面已经判明图 5.1-6(a)的放大器为电流串联负反馈电路。5.1-6(b)为其交流通路。下面我们先通过图 5.1-6(b)找到其基本放大电路 A' 。

因为是电流反馈,将其输出回路开路,即可看出这时反馈电阻 R_e 对输入信号的负载效应为 R_e 上流过 I_b 电流,即可将 R_e

等效在输入回路,如图 5.3-8 所示。因为是串联反馈,可设想将输入回路开路,反馈电阻 R_e 对输出信号的负载效应为 R_e 上流过 I_o 电流,即可将 R_e 等效在输出回路,如图所示。将电路的等效信号源及负载保留,即得基本放大电路 A' ,如图 5.3-8 所示。

根据信号源的假设方向,在图 5.1-6(b)中, U_f 是离开发射极的,因此在 A' 电路输出回路中 R_e 上的压降在数值上与反馈电压相等,方向也是背离发射极,如图 5.3-8 所示。对应图 5.3-8,很容易求出 A_{us} 及 F_s .

$$A_{us} = \frac{U_o}{U'_s} = \frac{-\beta R'_L}{R'_s + r_{be} + R_e}$$

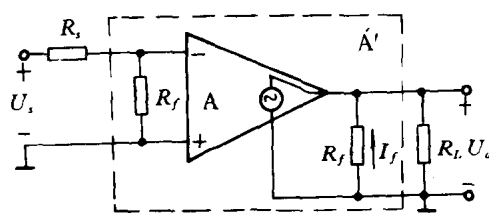


图 5.3-7 图 5.1-4(b)电路的基本放大电路 A'

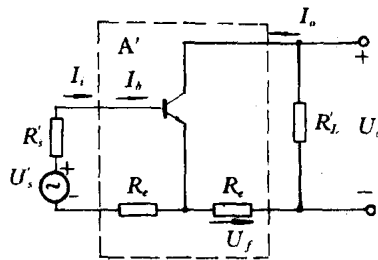


图 5.3-8 图 5.1-6 电路的基本放大电路 A'

$$F_s = \frac{U_f}{U_o} = \frac{I_o R_e}{-I_o R'_L} = -\frac{R_e}{R'_L}$$

由于该电路为负反馈,因此 A_{us} 和 F_s 具有相同的符号。由此可求得反馈深度 $1 + A_{us}F_s$ 。进而可求得图 5.1-6 (b) 电路的源电压增益 A_{usf} 。

$$A_{usf} = \frac{A_{us}}{1 + A_{us}F_s} = \frac{-\beta R'_L}{R'_s + r_{be} + R_e} / \left(1 + \frac{\beta R'_L}{R'_s + r_{be} + R_e} \cdot \frac{R_e}{R'_L}\right)$$

经整理得

$$A_{usf} = \frac{U_o}{U'_s} = \frac{-\beta R'_L}{R'_s + r_{be} + (1 + \beta)R_e}$$

通常

$$(1 + \beta)R_e \gg (R'_s + r_{be})$$

$$A_{usf} \approx \frac{-\beta R'_L}{(1 + \beta)R_e} \approx -\frac{R'_L}{R_e} \quad (5.3-2)$$

实际上,对于深度负反馈放大器

$$A_{usf} \approx \frac{1}{F_s} = -\frac{R'_L}{R_e}$$

与式(5.3-2)结果一致。

例 5-5 对图 5.3-9(a) 电路,重复例 5-3 的要求。

解 1. 根据第一节归纳的方法,画出其交流通路如图 5.3-9(b) 所示。其中 R_{e1} 、 R_{e2} 、 R_{e3} 分别为本级电流负反馈电阻。同时 R_{e3} 、 R_F 、 R_{e1} 构成了级间电流串联负反馈。对于多级反馈放大器,通常主要考虑级间反馈。在这里考虑输出电流 I_o 通过 R_{e3} 、 R_F 、 R_{e1} 对输入的反馈。 U'_f 标在图(b)中。

2. 画 A' 电路。根据本节得到的四原则的第 1 条,由于反馈电流为 I_o ($I_{b3} \ll I_o$),将输出回路开路 $I_o = 0$,得到 A' 的输入电路。根据第 2 条,由于反馈量加在 T_1 的射极支路上,所以应从 T_1 射极开路,得到基本放大电路 A' 的输出电路,如图 5.3-9(c)。

3. 数值上与反馈量相等的 U_f 标在 A' 电路输出回路的 R_{e1} 上,方向如图(c)所示。

4. 由图 5.3-9(c) 可见, A' 电路仍存在 T_1 、 T_2 、 T_3 本级的反馈,求开环增益 A_{us} 时,用等效电路法即可。

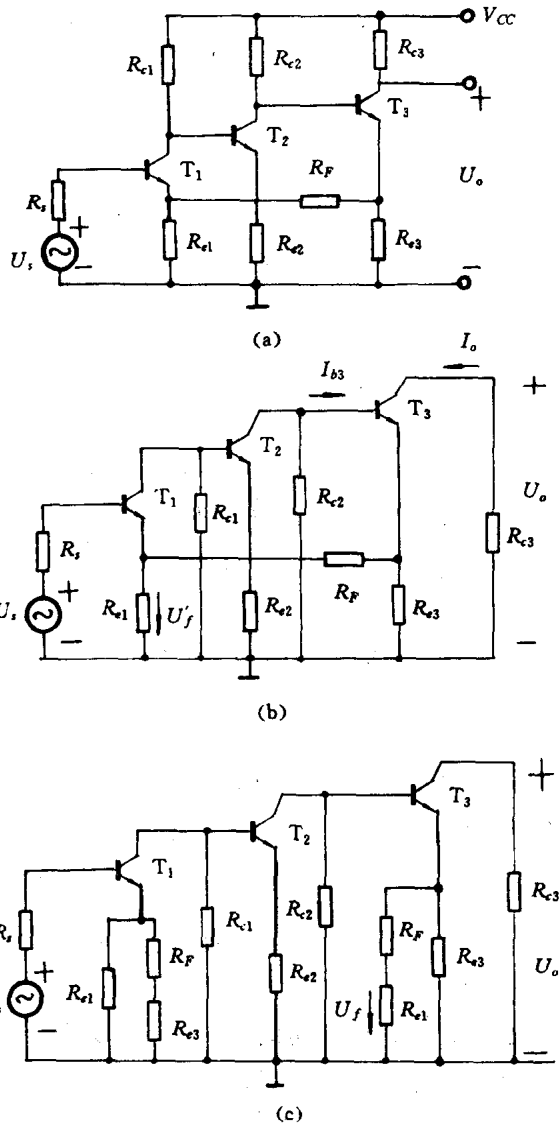


图 5.3-9 (a) 三级反馈电路

(b) 交流通路 (c) 基本放大电路 A'

第四节 负反馈对放大器性能的影响

本节研究负反馈对放大器性能的改善。如提高增益的稳定性、减小非线性失真、展宽频带、输入和输出电阻按需要改变等等，下面分别加以讨论。

一、提高增益的稳定性

放大器中引入负反馈的一个主要目的是提高其工作的稳定性。提高稳定性的基础在于负反馈的结果总是削弱放大器中原来某种因素所引起的变化。这里需要指出的是：只有反馈环内的量变化时，负反馈才能使之稳定，反馈环之外的量变化时，负反馈是不能使它稳定的。而且对于不同的反馈组态，负反馈能使之稳定的量是不同的，例如，对于电压反馈， U_o 是反馈环内的量，负反馈能使它稳定，因而源电压增益 A_{usf} 得到稳定；对于电流反馈， I_o 是反馈环内的量，负反馈是能使 I_o 稳定的，若在总负载 R'_L 不变的条件下， U_o 才得到稳定，从而 A_{usf} 也得到稳定。负反馈能使反馈环内的量稳定，不仅使增益的稳定性提高，也是扩展频带和减小非线性失真的基础。下面对提高增益的稳定性作定量分析。

我们在中频范围来讨论。将式(5.2-4)重写如下：

$$A_{usf} = \frac{A_{us}}{1 + A_{us}F_s}$$

设 $F_s = C$ ，即某种因素只引起 A_{us} 变化，而不引起 F_s 变化，以 A_{us} 为变量对 A_{usf} 求导数，则得

$$\frac{dA_{usf}}{dA_{us}} = \frac{1}{1 + A_{us}F_s} - \frac{A_{us}F_s}{(1 + A_{us}F_s)^2} = \frac{1}{(1 + A_{us}F_s)^2}$$

或

$$dA_{usf} = \frac{dA_{us}}{(1 + A_{us}F_s)^2} = \frac{1}{(1 + A_{us}F_s)} \cdot \frac{A_{usf}}{A_{us}} dA_{us}$$

它们的相对变化量的关系为

$$\frac{dA_{usf}}{A_{usf}} = \frac{1}{1 + A_{us}F_s} \cdot \frac{dA_{us}}{A_{us}} \quad (5.4-1)$$

看出负反馈使增益的稳定性提高到 $(1 + A_{us}F_s)$ 倍。例如， $A_{us} = 1000 \pm 10\%$ ，即为 $900 \sim 1100$ ，则 $\frac{dA_{us}}{A_{us}} = \pm 0.1$ 。设 $1 + A_{us}F_s = 100$ ，则 $A_{usf} = 10$ ，而依上式 $\frac{dA_{usf}}{A_{usf}} = \frac{\pm 0.1}{100} = \pm 10^{-3}$ ，即 $A_{usf} = 10 \pm 0.1\%$ ，或 A_{usf} 是 $9.999 \sim 10.001$ 。但必须注意，若条件 $F_s = C$ 不满足，就得出式(5.4-1)的关系。例如电流反馈当 R'_L 变化时或并联反馈当 R_s 变化时，都不满足 $F_s = C$ 的条件，当然得不到加负反馈能使源电压增益的稳定性提高 $(1 + A_{us}F_s)$ 倍的结论。另外，当反馈电路 B 为无源网络时， A_{us} 的变化又是管子参数变化所致，那么 F_s 是不变的。于是仅对管子参数变化而言，任何组态的负反馈放大器源电压增益的稳定性都将提高到 $(1 + A_{us}F_s)$ 倍。以上讨论说明，在引用某一结论时注意它的条件是很重要的。

二、扩展频带

引入负反馈能扩展放大器的频带，其实质仍然是负反馈能提高增益的稳定性，只不过在这里引起增益变化的因素是频率罢了。由增益稳定性的推导，根据式(5.4-1)可知，对

应任一频率(包括中频段的频率),在其附近相同的频率变化范围 Δf 内,总有 $\Delta A_{usf}/A_{usf} \ll \Delta A_{us}/A_{us}$, 闭环的相对增益随频率的变化比开环的小得多,当频率偏离中频段变化时,闭环增益相对中频值的下降趋势比开环的慢得多,因而闭环时频率必须变化更大的范围,增益才下降到中频值的 $1/\sqrt{2}$,致使幅频特性曲线变得平坦,频带得以展宽。如图 5.4-1 所示。

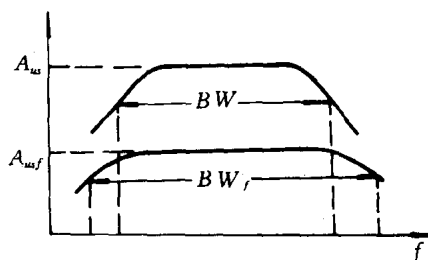


图 5.4-1 负反馈展宽频带

三、减小非线性失真

第二章曾介绍过放大器的非线性失真。当放大器的输入信号幅度较大时,由于管子的非线性特性,输出波形就失真了。这时如果输入信号为单一频率的正弦波,输出波形中除含有基波分量外,还含有一定数量的谐波成分。通常把谐波总量与基波成分之比称为非线性失真系数。

引入负反馈以后,会减小非线性失真。我们先作定性分析。

设图 5.4-2(a)所示的一个无反馈放大电路在输入正弦信号时,输出产生了失真,正半周幅值大,负半周幅值小。引入负反馈后见图 5.4-2(b),送到求和点的反馈信号波形与输出波形相似,也是上大下小。经过求和网络后的净输入信号将变成上小下大,这样的信号经过放大,其输出波形的失真程度势必得到一定改善。下面作定量分析。

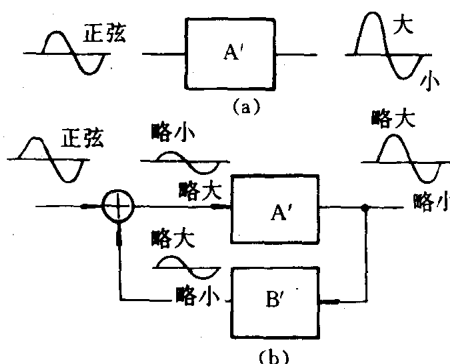


图 5.4-2 非线性失真的改善

(a)无反馈时的信号波形 (b)有反馈后的信号波形

由理想模型可知,开环时输出信号的大小为 $U_o = A_{us}U_i$, 设在该输出信号电平下,输出的谐波成分为 U , 现在来确定闭环后的谐波成分 U' 。如上所述,非线性失真的量,即谐波成分的大小,是和信号幅度大小有关的,因此我们必须在输出信号电平相同的条件下来进行比较,即闭环后的输出信号电平 $U_o = A_{usf}U_i$ 与开环时的输出信号电平相同。当然由于闭环后源增益降低为原值的 $(1+A_{us}F_s)$ 分之一,而又要维持输出信号电平不变,这就要求闭环后的信号源电压 U_{sf} 的电平提高到原来的 $(1+A_{us}F_s)$ 倍,即信号源必须有足够的潜力。既然闭环后的输出信号电平与开环时相同,那么直接因非线性而在输出端产生的谐波成分也相同(为 U),但这只是闭环后输出端谐波成分的一部分,还有另一部分,就是输出端的谐波 U' 反馈到输入端,再经基本放大电路放大后出现在输出端的。设谐波为小信号,通过基本放大电路不再产生非线性失真,那么因反馈而出现在输出端的谐波成分的大小将是 $A_{us}F_sU'$, 在负反馈条件下,输出的谐波成分将被削弱,于是得到 $U' = U - A_{us}F_sU'$ 即

$$U' = \frac{U}{1 + A_{us}F_s} \quad (5.4-2)$$

由该式看出,在中频情况下加入负反馈后使非线性失真产生的谐波成分减小为原来的 $(1 + A_{us}F_s)$ 分之一。由于输出的基波电平不变,因此非线性失真系数也降为原值的 $(1 + A_{us}F_s)$ 分之一。同样必须注意到这一结论是在输出信号电平相同和反馈电路没有非线性失真的条件下得出的。另外,当非线性失真非常严重时,是不能用负反馈的方法来减小的,因为大量的高次谐波受到基本放大电路带宽的限制而不能通过,从而达不到削弱输出端谐波成分的目的。

根据上述原理,负反馈同样能减小放大电路输出的内部噪声。因为内部噪声同样可视为某种内部因素引起输出信号的一个变化,而负反馈可以使这一变化受到削弱。但必须注意,负反馈使输出噪声减小为原来的 $(1 + A_{us}F_s)$ 分之一,同时也使输出信号减小为原来的 $(1 + A_{us}F_s)$ 分之一。因而信噪比并未提高。要提高信噪比还必须通过增加信号源电压来提高输出信号的电平,而负反馈为此创造了前提,否则可能会因过载而造成严重的非线性失真。

四、改变输入电阻和输出电阻

我们知道,不同用途的放大器对输入和输出电阻的要求是不同的,采用负反馈的方法很容易使这种需要得到满足。

(一) 负反馈对输入电阻的影响

1. 串联负反馈使输入电阻增加

根据第二节的分析,不论输出端的取样方式如何,理想模型中串联反馈的输入电路都可用图 5.4-3 来表示。图中 R_i 为开环输入电阻, R_{if} 为闭环输入电阻。由图中看出,当输入电流 I_i 一定时,串联负反馈使输入电压 U_i 增加,因而闭环输入电阻 R_{if} 增加。下面来求 R_{if} 。

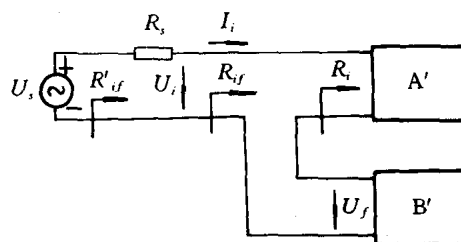


图 5.4-3 串联负反馈电路的输入电路

我们把包含 R_i 在内的 R'_{if} 定义为闭环总输入电阻,由图可知

$$R'_{if} = R_{if} + R_i \text{ (即串联)} \quad (5.4-3)$$

若能知道 R'_{if} , 则 R_{if} 由下式求得

$$R_{if} = R'_{if} - R_i \quad (5.4-4)$$

为求出 R'_{if} , 我们定义 R'_i 为开环总输入电阻

$$R'_i = R_i + R_s \text{ (即串联)}$$

由图 5.4-3 可以写出

$$U_s = I_i R'_i + U_f = I_i R'_i + F_s U_o = I_i R'_i + A_{usf} F_s U_i$$

或

$$I_i R'_i = (1 - A_{usf} F_s) U_s = (1 - \frac{A_{us}}{1 + A_{us} F_s} F_s) U_s = \frac{U_s}{1 + A_{us} F_s}$$

由此可求出 R'_{if}

$$R'_{if} = \frac{U_s}{I_s} = (1 + A_{us}F_s)R'_i \quad (5.4-5)$$

再由式(5.4-4)就可求得闭环输入电阻 R_{if} 。

从上面分析可得出如下结论:不论输出端采用何种取样方式,只要输入端采用串联负反馈方式,其输入电阻都要增加。在中频范围内,闭环总输入电阻 R'_{if} 为开环总输入电阻 R'_i 的 $(1 + A_{us}F_s)$ 倍。

2. 并联负反馈使输入电阻减小

同样,不管输出端的取样方式如何,并联负反馈的输入电路都可用图 5.4-4 的形式表示,为了分析方便,图中已将电压源 U_s 化为电流源 I_s 来表示。从图中看出,当输入电压 U_i 不变时,并联负反馈使输入电流 I_s 增加,因而闭环输入电阻 R_{if} 减小。同样,我们先求出闭环总输入电阻 R'_{if}

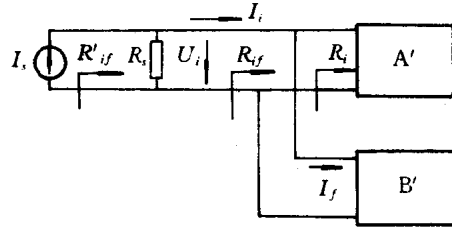


图 5.4-4 并联负反馈电路的输入电路

$$\frac{1}{R'_{if}} = \frac{1}{R'_i} + \frac{1}{R_s} \quad (\text{即并联}) \quad (5.4-6)$$

再求出闭环输入电阻 R_{if}

$$\frac{1}{R_{if}} = \frac{1}{R'_{if}} - \frac{1}{R_s} \quad (5.4-7)$$

而为了求得 R'_{if} , 定义开环总输入电阻 R'_i 为

$$\frac{1}{R'_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_s} \quad (\text{即并联}) \quad (5.4-8)$$

根据图(5.4-4)可写出 $I_s = \frac{U_i}{R'_i} + I_f$

这里注意到由式(5.2-9)有 $I_f = \frac{F_s U_o}{R_s}$

$$\begin{aligned} \text{因此} \quad I_s &= \frac{U_i}{R'_i} + I_f = \frac{U_i}{R'_i} + \frac{F_s U_o}{R_s} = \frac{U_i}{R'_i} + \frac{F_s A_{us} F_s U_s}{R_s} \\ &= \frac{U_i}{R'_i} + F_s A_{us} F_s I_s = \frac{U_i}{R'_i} + \frac{A_{us} F_s}{1 + A_{us} F_s} I_s \end{aligned}$$

$$\text{或} \quad \frac{U_i}{R'_i} = \left(1 - \frac{A_{us} F_s}{1 + A_{us} F_s}\right) I_s = \frac{I_s}{1 + A_{us} F_s}$$

上面利用了 $U_s = I_s R_s$ 这一关系。根据上式,从图 5.4-4 可求得 R'_{if} 。

$$R'_{if} = \frac{U_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + A_{us} F_s} \quad (5.4-9)$$

再由式(5.4-7)就可求出闭环输入电阻 R_{if} 。

由上分析可得另一个结论:不论输出端的取样方式如何,并联负反馈总是使输入电阻减小,在中频范围内,闭环总输入电阻 R'_{if} 为开环总输入电阻 R'_i 的 $(1 + A_{us} F_s)$ 分之一。

(二) 负反馈对输出电阻的影响

1. 电压负反馈使输出电阻减小

由负反馈能提高放大器工作的稳定性可知,不论输入端的连接方式如何,电压负反馈总是使输出电压得到稳定。于是当总负载电阻 R'_L 变化时,电压负反馈会使输出电压 U_o 的变化减小,因而输出电阻减小。当输出电阻为零时,变为恒压源输出,输出电压将不随总负载变化。

下面作具体分析。不论在输入端是串联还是并联连接,电压负反馈电路均可用图 5.4-5(a) 表示。图中 R_o 是开环输出电阻, R_{of} 是闭环输出电阻。为分析方便,我们把从 $a-b$ 端向左看进去包括 R'_L 在内的电阻 R'_{of} 定义为闭环总输出电阻,因为 B' 反馈网络不分流,由图可得

$$\frac{1}{R'_{of}} = \frac{1}{R_{of}} + \frac{1}{R'_L} \quad (\text{即并联}) \quad (5.4-10)$$

当求出 R'_{of} 后,可得 R_{of} 。

下面利用式(2.1-23),用在输出端 $a-b$ 外加电源的方法求 R'_{of} 。为了方便起见,外加电源为电流源 I 。如果能求出在电流源 I 作用下 $a-b$ 端的电压 U ,则有 $R'_{of} = U/I$,如图 5.4-5(a) 所示。在该电流源 I 的作用下,经反馈网络 B' 反馈至输入回路的量为 U_f ,这时可将图 5.4-5(a) 表示为(b),于是将一个闭环系统等效为有 U_f 作用的开环系统。在这一开环系统中,输入和输出回路分别作用了电压源 U_f 和电流源 I ,其方向如图(b)所示。图中 R'_o 为开环总输出电阻,由图可知

$$\frac{1}{R'_o} = \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R'_L} \quad (5.4-11)$$

显然, $a-b$ 端电压 U 与负载 R'_L 上的电压 U_o 相等, $U_o = U$, 它由两部分迭加而成:一部分是当反馈量 $U_f = 0$ 时,电流源在 $a-b$ 端产生的电压 $U_{o1} = U_o|_{U_f=0}$,如图(c)所示;另一部分是当 $I = 0$ 时,反馈量 U_f 作用在输入回路后,在输出端 $a-b$ 产生的电压 $U_{o2} = U_o|_{I=0}$,如图(d)所示。

$$\text{即} \quad U_o = U_{o1} + U_{o2} = U_o|_{U_f=0} + U_o|_{I=0}$$

由图(c)和(d)可分别求得 $U_{o1} = IR'_o$, $U_{o2} = A_{us}(-U_f)$ 。这里, $U_f = F U_o$ 仍然成立,于是有

$$U_o = U_{o1} + U_{o2} = IR'_o - A_{us}U_f = IR'_o - A_{us}F U_o$$

得

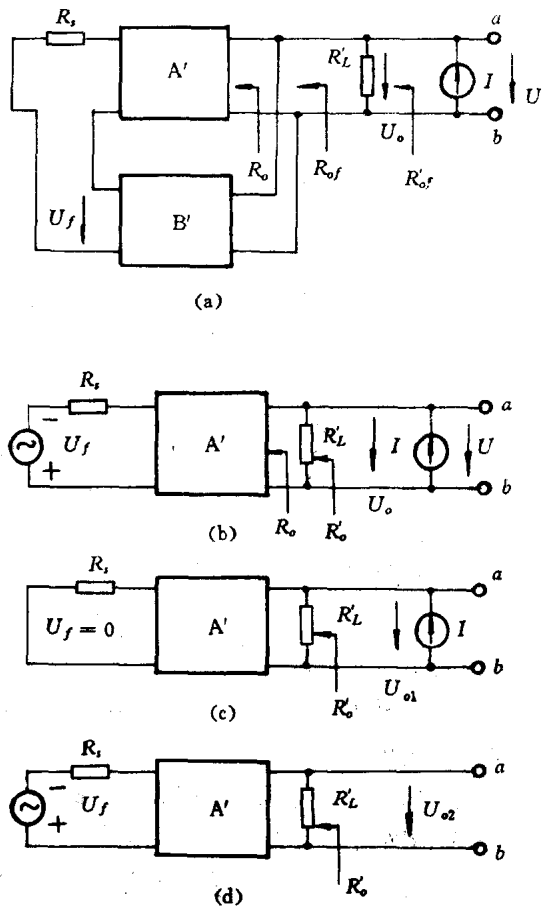


图 5.4-5 电压负反馈电路

$$(1 + A_m F_s)U_o = IR'_o$$

即

$$(1 + A_m F_s)U = IR'_o$$

所以

$$R'_{of} = \frac{U}{I} = R'_o / (1 + A_m F_s) \quad (5.4-12)$$

因而,电压负反馈使总输出电阻减小,中频范围工作时,闭环总输出电阻 R'_{of} 为开环总输出电阻 R'_o 的 $(1 + A_m F_s)$ 分之一。

上述推导中, $a-b$ 端亦可外加电压源,所得结果与式(5.4-12)相同。读者可自行分析。

2. 电流负反馈使输出电阻增加

对于输出电流负反馈电路,不论在输入端是串联还是并联连接,均可用图 5.4-6(a) 表示。图中 R_o 是开环输出电阻, R_{of} 是闭环输出电阻。为了分析方便,我们在总负载电阻 R'_L 下端断开,其端口为 $a-b$, 将从 $a-b$ 端看进去的包括 R'_L 的电阻 R'_{of} 定义为闭环总输出电阻,由于反馈网络 B' 不分压,它与闭环输出电阻 R_{of} 有如下关系:

$$R'_{of} = R_{of} + R'_L \quad (5.4-13)$$

于是求出 R'_{of} 便可得到 R_{of} 。

下面仍然利用式(2.1-23),用在 $a-b$ 端口处加电源的方法求 R'_{of} 。为了方便起见,外加电源为电压源 U 。

在图(a)中,如能求出这时输出回路的电流 I ,则有 $R'_{of} = U/I$ 。在该电压源 U 的作用下,经反馈网络 B' 反馈至输入回路的电压为 U_f 。这时可将图 5.4-6(a) 表示为(b),于是将一个闭环系统等效为有 U_f 作用的开环系统。在这一开环系统中输入和输出回路分别作用了电压源 U_f 和 U ,方向如图(b)所示。图(b)中 R'_o 为开环总输出电阻

$$R'_o = R_o + R'_L \quad (5.4-14)$$

负载 R'_L 上的电压 U_o 与回路电流 I 的关系为 $I = -U_o/R'_L$ 。显然,电流 I 是由两部分迭加而成的。一部分是当 $U_f = 0$ 时,外加电压 U 在输出回路产生的,为 $-U_{o1}/R'_L$,如图(c)所示;另一部分是当 $U = 0$ 时,反馈量 U_f 作用在输入回路后在输出回路产生的电流,为 $-U_{o2}/R'_L$,如图(d)所示。因此, $I = -U_o/R'_L = -U_{o1}/R'_L - U_{o2}/R'_L$,负载 R'_L 上的电压 $U_o = U_{o1} + U_{o2} = U_o|_{U_f=0} + U_o|_{U=0}$,这时 $U_f = F_s U_o$ 仍然成立。由图(c)和(d)得

$$\begin{aligned} U_o &= U_{o1} + U_{o2} = -\frac{R'_L U}{R'_o} - A_m U_f \\ &= -\frac{R'_L U}{R'_o} - A_m F_s U_o \end{aligned}$$

整理得

$$\begin{aligned} (1 + A_m F_s)U_o &= -\frac{R'_L U}{R'_o} \\ -(1 + A_m F_s)IR'_L &= -\frac{R'_L U}{R'_o} \end{aligned}$$

所以

$$R'_{of} = \frac{U}{I} = (1 + A_{us}F_s)R'_o$$

(5.4-15)

从上面的分析看出, 电流负反馈使输出电阻增加。中频时闭环总输出电阻 R'_{of} 为开环总输出电阻 R'_o 的 $(1 + A_{us}F_s)$ 倍。

上述推导中, $a-b$ 端亦可外加电流源, 所得结果与式(5.4-15)相同。读者可自行分析。

以上对负反馈放大器输出电阻公式进行了推导, 输出电阻的变化倍数均用 $1 + A_{us}F_s$ (或 $1/(1 + A_{us}F_s)$) 表示, 并不需要再另外计算开路或短路增益, 这无疑给计算带来便利。这是上述反馈分析方法的又一个优点。

关于输入与输出电阻的讨论还有两点要说及的是: ①在求输入电阻时, 借助了信号源内阻 R_s 作为媒介, 但求得的 R_{if} 与 R_s 无关。在求输出电阻时, 借助了 R'_L 作为媒介, 同样求得的 R_{of} 与 R'_L 无关。读者可以自行验证。②当反馈放大电路中欲求的输入和输出电阻与反馈放大器中的 R_{if} 和 R_{of}

不对应时, 需根据电路的具体情况灵活处理, 下一节中就有这方面的实例。

通过本节分析可知, 负反馈能使放大器的增益稳定性提高、频带展宽、非线性失真减小、输入和输出电阻改变, 其改善的程度由反馈深度来确定, 中频段时为 $(1 + A_{us}F_s)$ 倍。然而并不能通过无限增加反馈深度来进一步获得上述性能指标的改善, 因为这时增益会降得很低。另外, 反馈深度增加还容易引起多级反馈放大器的自激, 破坏放大工作状态, 必须避免, 这一点将在本章最后一节讨论。鉴于上述原因, 在采用负反馈时, 反馈深度必须选择恰当。有时放大器中也有引入适量正反馈的, 目的在于提高增益或改变输入输出电阻, 而让其他指标作出牺牲。

五、为改善性能而引入负反馈的一般原则

前面分析了放大器引入负反馈后对性能的改善及影响。那么, 为了得到某些性能指标高的放大器应如何引入负反馈呢? 下面作一些原则性的提示。

- (1) 想要稳定直流量(如静态工作点), 应该引入直流负反馈。
- (2) 想要稳定交流性能, 应引入交流负反馈。

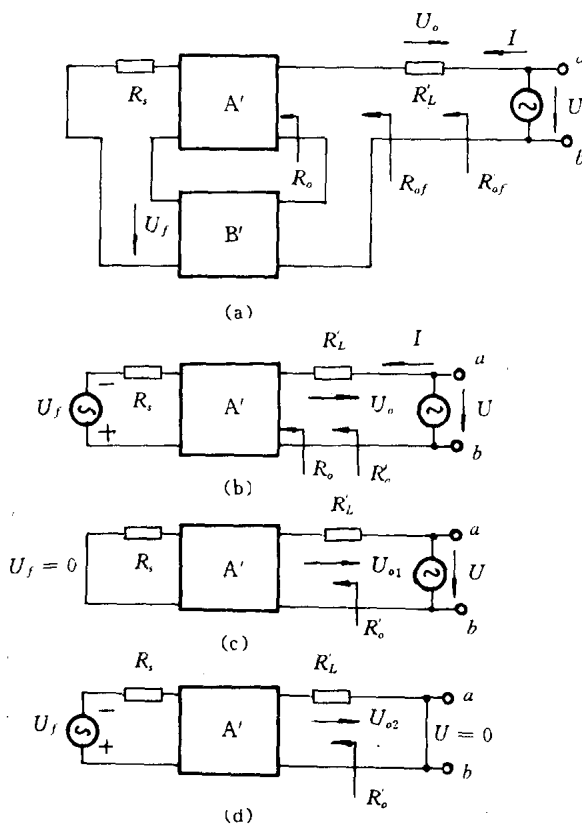


图 5.4-6 电流负反馈电路

- (3)想稳定输出电压^①,应引入电压负反馈;想稳定输出电流,应引入电流负反馈。
 (4)想提高输入电阻,应引入串联负反馈;想减小输入电阻,应引入并联负反馈。

第五节 反馈放大电路的计算

第一节和第二节我们分别介绍了如何判别一个放大器的反馈组态及由实际反馈放大器画出基本放大电路 A' ,并在其中标出数值与反馈量 X_f 相等的量,进而求 A_{us} 、 F_s 等。下面我们进行总的归纳。当给出一个实际反馈放大电路后,用方框图法分析计算的步骤是:

- (1)画出交流通路,找出反馈支路,确定反馈组态。在交流通路中标明包含反馈信号的 U'_f 或 I'_f 的位置和方向,且标出反馈放大器欲求的输入电阻 R''_{if} 和输出电阻 R''_{of} 。
- (2)根据实际电路找出反馈放大器的端口。标明反馈放大器端口对应的输入电阻 R_{if} 及输出电阻 R_{of} 。
- (3)根据由反馈放大器求基本放大电路 A' 的四条原则画出 A' 电路,并在该电路中标明 R_i 、 R_o 以及数值等于 U_f 或 I_f 的量的位置。 A' 电路的输入端口(输出端口)分别接反馈放大器的等效信号源(等效负载)。
- (4)从 A' 电路中计算 A_{us} 、 F_s 、反馈深度 $1+A_{us}F_s$ 、 R_i 及 R_o ,进而求得 R'_i 及 R'_o 。
- (5)利用公式计算反馈放大器的 A'_{usf} 、 R'_{if} 、 R'_{of} 进而求得 R_{if} 、 R_{of} 及其他有关各量。
- (6)回到原交流通路求得实际欲求的源增益 A'_{usf} 、输入电阻 R''_{if} 及输出电阻 R''_{of} 。

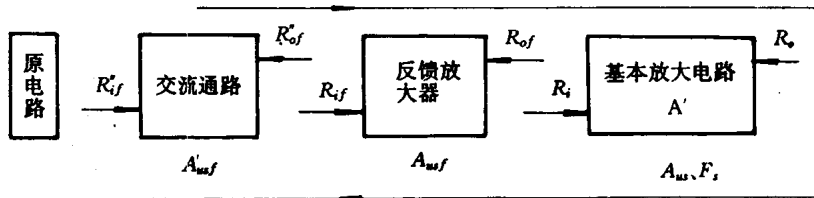


图 5.5-1 求反馈放大器指标的循环图

也就是说,用方框图法求反馈放大器的指标,我们经历了图 5.5-1 的一个循环。将闭环系统变换为开环系统(A' 电路),求出开环系统的指标后再回到原闭环系统,找出各指标与开环系统的关系,从而求得反馈放大器的指标。

下面列举几例,以熟悉求中频增益、输入电阻及输出电阻的方法。

例 5-6 图 5.5-2(a)是我们熟悉的射极输出器,试判断其反馈组态,且求中频源电压增益 $A'_{usf} = \frac{U_o}{U_s}$ 、输入电阻 R''_{if} 及输出电阻 R''_{of} 。

解 (1)画出交流通路如图 5.5-2(b)。在这里反馈是很明显的,输出电压 U_o 全部返送到输入回路与输入电压 U_i 相串联加到放大电路 A 的输入端口。设 U_i 为 \oplus , 则 I_i (I_e) 增

^① 这里所说的稳定输出电压和输出电流是指当负载变化时,或由温度等原因引起的放大电路性能变化时,输出电压(或电流)对输入信号的放大倍数基本不变。

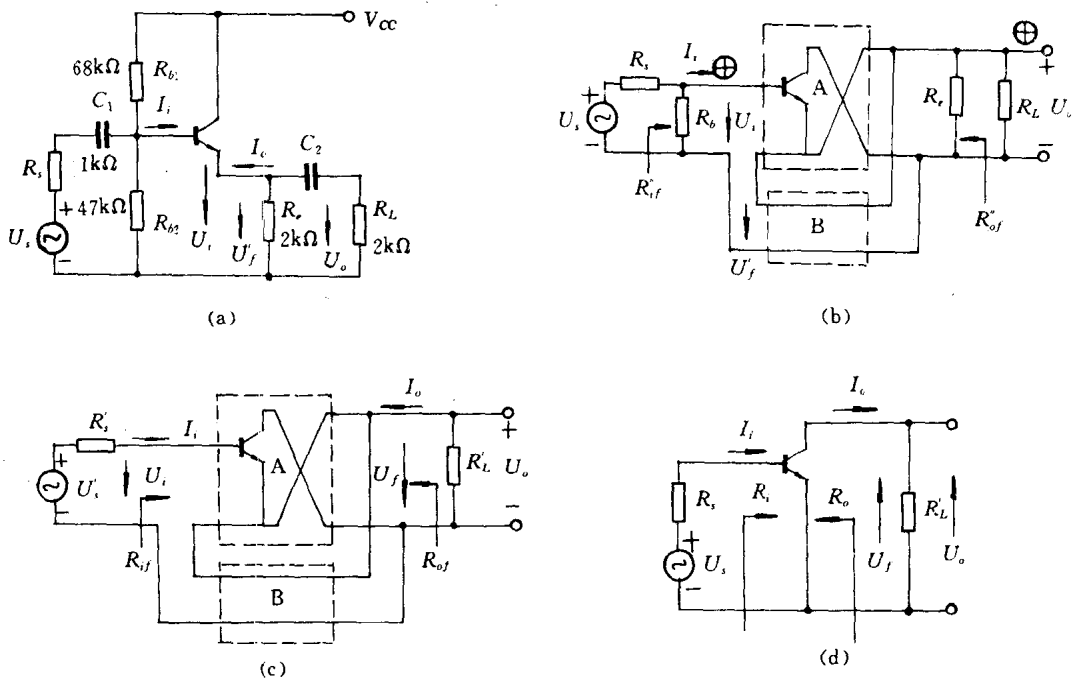


图 5.5-2 电压串联负反馈放大器

(a) 原电路 (b) 交流通路 (c) 反馈放大器端口模型 (d) 基本放大电路 A'

加, U_o 也为 \oplus , 从而削弱了 U_{be} 的增加。所以射随器为电压串联负反馈电路。

射随器实际的输入电阻为 R''_{if} , 输出电阻为 R''_{of} , 位置如图(b)所示。实际的源电压增益为 $A'_{usf} = \frac{U_o}{U_s}$ 。

(2) 将 R_b 归至信号源, 变为等效信号源, 源内阻 $R'_s = R_b // R_s \approx 27.8 // 1 \approx 0.96k\Omega$, 等效源电压为 $U'_s = \frac{R_b}{R_s + R_b} U_s \approx 0.96U_s$ 。将 R_c 归至负载, 等效负载为 $R'_L = R_c // R_L = 1k\Omega$ 。对应反馈放大器端口的输入电阻及输出电阻分别为 R_{if} 及 R_{of} (本例中 R_{of} 也可标于 R_c 的右侧)。如图 5.5-2(c)。

(3) 画 A' 电路。对于电压反馈, 将图(c)输出端短路, 得 A' 电路的输入回路。对于串联反馈, 将图(c)输入端开路, 得到 A' 电路的输出回路。从而得 A' 电路如图 5.5-2(d)所示。 R_i 、 R_o 及数值上与反馈量 U_f 相等的量均表示在图(d)中。在交流通路中, U'_f 是离开发射极的, 因而在 A' 电路中, U_f 也是离开发射极的。

设管子参数 $\beta=50, r_{be}=1k\Omega$, 下面求 A' 电路的指标。

$$A'_{us} = \frac{U_o}{U'_s} = \frac{\beta R'_L}{R'_s + r_{be}} = \frac{50}{0.96 + 1} = 25.5$$

$$F_s = \frac{U_f}{U_o} = \frac{U_o}{U_o} = 1$$

可见射极跟随器是百分之百的电压反馈放大器。

$$1 + A_{us}F_s = 26.5$$

$$R_i = r_{be} = 1\text{k}\Omega$$

$$R_o = r_{ce} = \infty$$

$$R'_i = R_i + R'_s = 1.96\text{k}\Omega$$

$$R'_o = R_o // R'_L \approx R'_L = 1\text{k}\Omega$$

(4) 反馈放大器指标

$$R'_{if} = R'_i (1 + A_{us}F_s) \approx 52\text{k}\Omega$$

$$R'_{of} = R'_o / (1 + A_{us}F_s) = 0.038\text{k}\Omega$$

$$R_{if} = R'_{if} - R'_i \approx 51\text{k}\Omega$$

$$R_{of} = 1 / \left(\frac{1}{R'_{of}} - \frac{1}{R'_L} \right) = 0.039\text{k}\Omega$$

$$A_{usf} = \frac{U_o}{U'_s} = A_{us} / (1 + A_{us}F_s)$$

$$= 25.5 / 26.5 = 0.96$$

(5) 交流通路指标

$$A'_{usf} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U'_s}{U_s} \cdot \frac{U_o}{U'_s} \approx 0.96 \times 0.96$$

$$\approx 0.92$$

$$R''_{if} = R_b // R_{if} = 27.8 // 51 \approx 18\text{k}\Omega$$

$$R''_{of} = R_c // R_{of} = 2 // 0.039 = 0.038\text{k}\Omega$$

计算完毕。

射极输出器是电压串联负反馈电路。

上面的计算结果,与第二章第四节所分析的

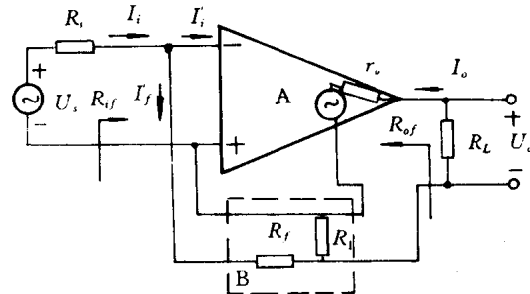
共集电极电路具有输入电阻高、输出电阻低等特点是一致的。实际上,共基极电路是电流并联负反馈电路,具有输入电阻低、输出电阻高等特点。在第二章中我们还知道共集电路和共基电路的上限截止频率高。现在我们从负反馈的角度可加深这一认识。

例 5-7 在图 5.1-3(b) 电路中,已知运放的开环增益 $A_{od} = 3 \times 10^5$, $r_{id} = 1\text{M}\Omega$, $r_o = 1\text{k}\Omega$, 外电路 $R_s = 10\text{k}\Omega$, $R_L = 1\text{k}\Omega$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_f = 100\text{k}\Omega$, 试求其源电压增益 $A_{usf} = \frac{U_o}{U_s}$ 、输入电阻 R_{if} 、输出电阻 R_{of} 。

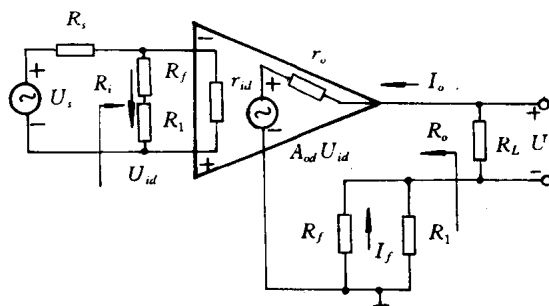
解 对于加反馈电路的运放的分析计算,方法同前面一样。为了清楚起见,将图 5.1-3(b) 重画为图 5.5-3(a)。图中标明了 R_{if} 及 R_{of} 的位置。在这里由于实际端口与反馈放大器端口是一致的。因此待求的各指标符号均未加“'”。

下面先根据反馈组态画 A' 电路。由于该电路为电流并联负反馈电路,将图(a) 输出回路开路,得 A' 电路的输入回路;将图(a) 输入回路短路,得 A' 电路的输出回路,如图 5.5-3(b) 所示。在图(a) 电路上 I'_f 是指向 R_L 下端的,因此在 A' 电路中, I_f 如图所示。图中标明了输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o 。

以下对 A' 电路进行具体计算:



(a)



(b)

图 5.5-3 电流并联负反馈放大器

(a) 实际电路 (b) 基本放大电路 A'

$$\begin{aligned}
 |A_{us}| &= \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_{id}}{U_s} \cdot \frac{A_{od}U_{id}}{U_{id}} \cdot \frac{R_L}{r_o + R_L + R_1 // R_f} \\
 &= \frac{(R_1 + R_f) // r_{id}}{R_s + (R_1 + R_f) // r_{id}} A_{od} \frac{R_L}{r_o + R_L + R_1 // R_f} \\
 &\approx \frac{101}{111} \times 3 \times 10^5 \times \frac{1}{3} = 9.1 \times 10^4
 \end{aligned}$$

注意到由于信号由反相端输入,因而 $A_{us} = -9.1 \times 10^4$.

$$\begin{aligned}
 F_s &= \frac{U_f}{U_o} = \frac{I_f R_s}{-I_o R_L} \\
 &= -\frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot \frac{R_s}{R_L} = \frac{-10}{101} \approx -0.099 \\
 1 + A_{us} F_s &= 1 + 9.1 \times 10^4 \times 0.099 \\
 &\approx 9 \times 10^3 \\
 R_i &= (R_1 + R_f) // r_{id} = 101 // 1000 \\
 &\approx 91.7 \text{ k}\Omega \\
 R_o &= r_o + R_1 // R_f \approx 2 \text{ k}\Omega \\
 R'_i &= R_i // R_s = 91.7 // 10 = 9 \text{ k}\Omega \\
 R'_o &= R_o + R_L = 3 \text{ k}\Omega \\
 R'_{if} &= \frac{R'_i}{1 + A_{us} F_s} = \frac{9}{9 \times 10^3} = 0.001 \text{ k}\Omega \\
 R'_{of} &= (1 + A_{us} F_s) R'_o = 27 \times 10^3 \text{ k}\Omega \\
 R_{if} &= \frac{1}{\frac{1}{R'_{if}} - \frac{1}{R_s}} \approx 0.001 \text{ k}\Omega = 1 \Omega \\
 R_{of} &= R'_{of} - R_L \approx 27 \text{ M}\Omega \\
 A_{usf} &\approx \frac{1}{F_s} = -10
 \end{aligned}$$

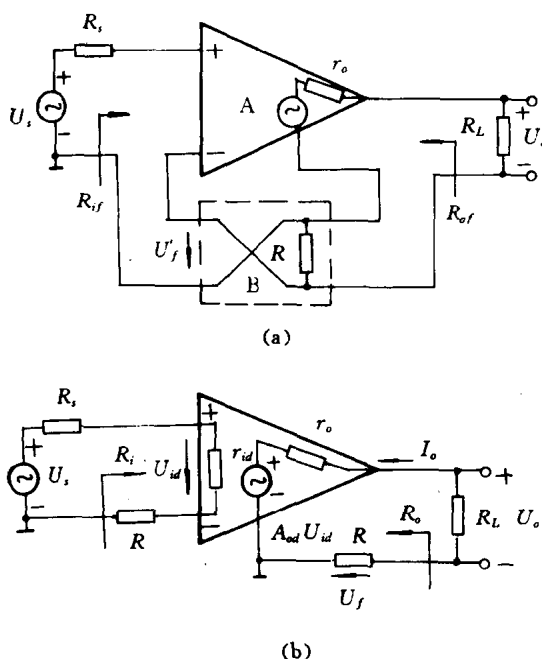


图 5.5-4 电流串联负反馈放大器

(a) 实际电路 (b) 基本放大电路 A'

计算完毕。

如果仅要求计算闭环源电压增益,则

画出 A' 电路,求出反馈系数 F_s ,即可用深反馈公式 $A_{usf} = 1/F_s$ 计算,因为运放通常是满足深反馈条件的。

例 5-8 在图 5.1-5(b)中,已知运放的开环增益 $A_{od} = 3 \times 10^5$, $r_{id} = 1 \text{ M}\Omega$, $r_o = 1 \text{ k}\Omega$, 外电路 $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, 试求其源电压增益 $A_{usf} = \frac{U_o}{U_s}$ 、输入电阻 R_{if} 及输出电阻 R_{of} 。

解 将图 5.1-5(b)重画在 5.5-4(a)中,图中标明了待求的输入电阻 R_{if} 及输出电阻 R_{of} 。反馈电压 U_f 是离开 R_L 指向地端的。根据前面的判断,该电路为电流串联负反馈电路。将输入回路开路,得 A' 电路的输出回路;将输出回路开路($R_L = \infty$),得 A' 电路的输入回路。从而得 A' 电路如图 5.5-4(b)。在 A' 电路中标出了 R_i 、 R_o 及 U_f 的位置如图示。

下面先对 A' 电路进行计算:

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_{id}}{U_s} \cdot \frac{A_{od}U_{id}}{U_{id}} \cdot \frac{R_L}{r_o + R + R_L}$$

$$= \frac{r_{id}}{R_s + R + r_{id}} A_{od} \frac{R_L}{r_o + R + R_L} \approx A_{od} \frac{10}{1 + 1 + 10} = 25 \times 10^4$$

$$F_s = \frac{U_f}{U_o} = \frac{-I_o R}{-I_o R_L} = \frac{R}{R_L} = 0.1$$

$$1 + A_m F_s = 1 + 25 \times 10^4 \times 0.1 \approx 25 \times 10^3$$

$$R_i = R + r_{id} \approx r_{id} = 1\text{M}\Omega$$

$$R_o = r_o + R = 2\text{k}\Omega$$

$$R'_i = R_i + R_s \approx 1\text{M}\Omega$$

$$R'_o = R_L + R_o = 12\text{k}\Omega$$

依据公式

$$R'_{if} = R'_i (1 + A_m F_s) \approx 25 \times 10^3 \text{M}\Omega$$

$$R'_{of} = R'_o (1 + A_m F_s) = 300\text{M}\Omega$$

$$R_{if} = R'_{if} - R_s \approx 25 \times 10^3 \text{M}\Omega$$

$$R_{of} = R'_{of} - R_L = 300\text{M}\Omega$$

$$A_{usf} \approx \frac{1}{F_s} = 10$$

计算完毕。

第六节 负反馈放大器的自激振荡及消除方法

在放大器中引入负反馈后,以牺牲增益为代价换来其他各项性能的改善,其改善的程度都与反馈深度 $1 + A_m F_s$ 有关。一个实际的反馈放大器总是设计成具有很深的反馈深度,这时的闭环增益 $A_{usf} \approx 1/F_s$ 。为获得一定的闭环增益,反馈系数 F_s 的增大受到限制,因此,反馈深度的增加必须靠提高开环增益来实现。这就意味着基本放大电路必须由多级放大电路组成,而在多级放大器级间加负反馈后,就可能产生反馈放大器工作的不稳定问题。

一、产生自激振荡的原因及条件

在本章第二节中,我们对式(5.2-10)进行了讨论,当时提到,在 $1 + A_m F_s = 0$ 时, $A_{usf} = \infty$,即不加输入信号也有输出波形,这种情况就是自激振荡。

前面研究的放大器中的负反馈是对中频段工作时的相位关系而言的,反馈信号 X_f 与输入信号 X_i 极性相反,削弱了放大电路 A 的输入信号 X_{iA} ,有 $X_{iA} < X_i$,所以是负反馈。然而,当放大器工作于低频段或高频段时,由于放大器的增益函数将分别产生正的或负的附加相移,使 X_o 及相应的 X_f 的相位发生改变,当 X_f 的相位改变 180° 时, X_f 的符号将反号,于是有 $X_{iA} > X_i$,此时负反馈变成了正反馈。同时,如果反馈很强,以致于反馈信号的幅值等于或大于 X_{iA} 的幅值时,就能不需要输入信号而有一定的输出了。从分析中可知,产生自激振荡的关键有两条:一是由于附加相移使反馈的极性由负变正;二是反馈信号足够大。下面进行定量分析。

在高频段和低频段,当 $1 + A_m F_s = 0$,有

$$A_m F_s = -1 \quad (5.6-1)$$

它包括幅值和相位两个关系

$$|A_m F_s| = 1 \quad (5.6-2)$$

$$\Delta\varphi(f) = \pm (2n + 1)\pi \quad (n \text{ 为整数}) \quad (5.6-3)$$

在大多数情况下反馈系数为实数,即 $F_1 = F_2$, 这时环路增益的附加相角 $\varphi(f)$ 就等于基本放大器的附加相移 $\Delta\varphi(f)$ 。单级反馈放大器的 $\Delta\varphi(f)$ 最大不超过 $\pm 90^\circ$, 在实数反馈系数下, 不满足自激的相位条件, 所以是不会自激的。两级反馈放大器的 $\Delta\varphi(f)$ 最大为 $\pm 180^\circ$, 虽然可以满足自激的相位条件, 但不满足自激的振幅条件, 因为当 $\Delta\varphi(f)$ 等于 -180° 时, 频率 f 已为无限大, 此时 $|A_{us}(f)|$ 趋于零, 振幅条件得不到满足, 同理, 不会发生低频自激。上述的这种分析是假设每级放大器都为单极点增益函数得到的, 实际上单极点的模型是近似的, 由于每一级实际上有两个极间电容, 而且分布参数也引起附加相移, 因此, 两级负反馈放大器也可能发生自激。当放大电路为三级或多于三级时, 则 $\Delta\varphi(f)$ 最大可超过 $\pm 180^\circ$, 而且在 $\Delta\varphi(f)$ 为 $\pm 180^\circ$ 时 $|A_{us}(f)|$ 还可能比较大, 以至引入负反馈后, 使 $|A_{us}F_1| \geq 1$ 而产生自激振荡。

二、利用波特图分析能否产生自激振荡

下面我们看一个三级放大器的放大倍数的频率响应。放大倍数的表达式为

$$A_{us} = \frac{-10^5}{\left(1 + j\frac{f}{0.2}\right)\left(1 + j\frac{f}{1}\right)\left(1 + j\frac{f}{5}\right)}$$

其中 f 的单位是 MHz。根据这个表达式可画出相应的波特图, 如图 5.6-1 所示。

从相频特性中可以看到当信号频率约为 2.5MHz 时, 输出与输入的相移是 -360° , 或者说附加相移是 -180° , 而在与它对应的幅频特性中, 放大倍数约为 68.5dB, 即 2661 倍左右。这时, 如果 $F_1 \geq \frac{1}{2661}$, 则能满足 $|A_{us}F_1| \geq 1$ 。这样, 对于 2.5MHz 的频率就满足了自激振荡的条件, 会产生自激振荡。比如, 在第五节例 5-7

和例 5-8 中, 如果运放的 $A_{us}(f)$ 的频率响应如上所述, 则这两个反馈放大器就会产生自激振荡, 因为它们的反馈系数分别为 0.099 以及 0.1。

如果反馈系数已确定, 那么更直观的方法是利用 $A_{us}F_1$ 的波特图来进行判断。比如, 放大电路的波特图仍如图 5.6-1 所示, 而反馈系数 $F_1 = 10^{-4}$, 则只需将幅频特性中的横坐标轴上移 80dB, 原幅频特性就变成了 $A_{us}F_1$ 的幅频特性, 而相频特性不变, 由此可很直观地发现, 对应于 φ 为 -360° 的幅值约为 -11.5dB , 即 $|A_{us}F_1| < 1$, 故不会产生自激振荡。

如果反馈系数已确定, 那么更直观的方法是利用 $A_{us}F_1$ 的波特图来进行判断。比如, 放大电路的波特图仍如图 5.6-1 所示, 而反馈系数 $F_1 = 10^{-4}$, 则只需将幅频特性中的横坐标轴上移 80dB, 原幅频特性就变成了 $A_{us}F_1$ 的幅频特性, 而相频特性不变, 由此可很直观地发现, 对应于 φ 为 -360° 的幅值约为 -11.5dB , 即 $|A_{us}F_1| < 1$, 故不会产生自激振荡。

三、负反馈放大器的稳定裕度

要保证反馈系统稳定工作, 仅仅满足不自激条件是不够的, 因为反馈系统在接近自激的状态下工作时, 性能会严重恶化, 而且由于外界的某种因素变化, 系统就有可能满足自激条件而发生自激。因此为保证系统稳定工作, 就必须使系统远离自激的状态。远离自激的程度用稳定裕量表示。稳定裕量有幅值裕量和相位裕量, 下面分别介绍。

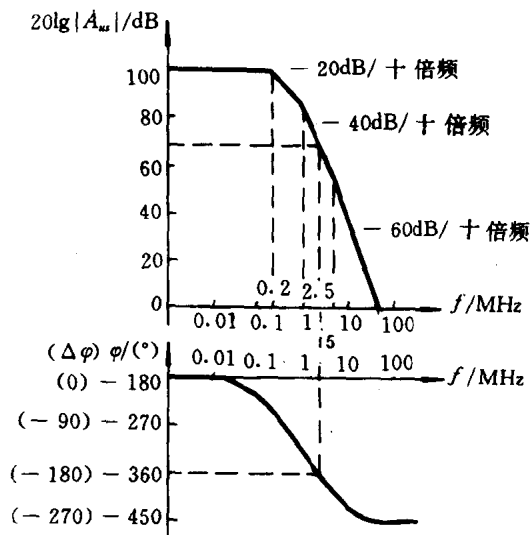


图 5.6-1 三级放大器的频率响应

(一) 幅值裕量 G_m

我们用 $A_{us}F_s$ 的附加相移为 $\pm 180^\circ$ 时所对应的幅值来定义 G_m 。设此时对应的频率为 f_o ，则

$$G_m = 20\lg |A_{us}F_s|_{f=f_o} \quad (5.6-4)$$

如图 5.6-2 所示。

稳定的负反馈放大器其 G_m 为负值，而且绝对值愈大，表明电路越稳定。一般要求 $G_m \leq -10\text{dB}$ 即可。

(二) 相位裕量 φ_m

设 $20\lg |A_{us}F_s|$ 为 0dB 时所对应的频率为 f_c ，则

$$\varphi_m = 180^\circ - |\varphi(f_c)| \quad (5.6-5)$$

稳定的负反馈放大器 φ_m 为正值，而且 φ_m 越大，表明电路越稳定。一般要求 $\varphi_m \geq 45^\circ$ 。

四、相位补偿

为保证反馈放大器稳定工作，通过前面的分析，可得到如下的稳定措施：

如果没有特殊需要，尽可能不采用三级或三级以上的放大器组成反馈环。并且注意到，即使采用两级负反馈，也可能出现不稳定问题。

限制反馈深度，使之不满足自激条件。但这对性能的改善不利，是一个消极的措施。能否在一定程度上加强负反馈，却又保证有一定的幅值裕量和相位裕量呢？常用的办法是相位补偿法。

相位补偿的首要任务是满足稳定度的要求，即保证在所需的反馈深度下相位裕量 $\varphi_m \geq 45^\circ$ ；其次，在满足稳定度的前提下，考虑提高响应速度和扩展频带的问题。

由于反馈网络常常是电阻网络，通常是在基本放大电路中引入补偿网络，改变电路参数，而使频率特性发生变化，以破坏自激条件。根据补偿网络提供的相移是负的还是正的，可分为滞后补偿和超前补偿。

(一) 滞后补偿

由于反馈网络常常是电阻网络，则可采取对放大器进行相位补偿的方法。

根据前面的分析和稳定裕度的要求，我们来看这样一种频率响应：若 $A_{us}F_s$ 幅频特性在 0dB 以上只有一个转折点，且下降斜率为 $-20\text{dB}/十倍频$ ，则属于基本放大电路只有一个 RC 回路的频率响应，其最大相移不超过 $\pm 90^\circ$ ；若第二个转折频率对应的幅值为 0dB ，则此时的最大附加相移可为 -135° ，还有 45° 相位裕度，这样的反馈放大器是稳定的，因此常常按此标准进行补偿。具体方法如下：

1. 电容滞后补偿

设某反馈放大器补偿前 $A_{us}(f)$ 的幅频特性波特图如图 5.6-3 实线所示。其转折频率

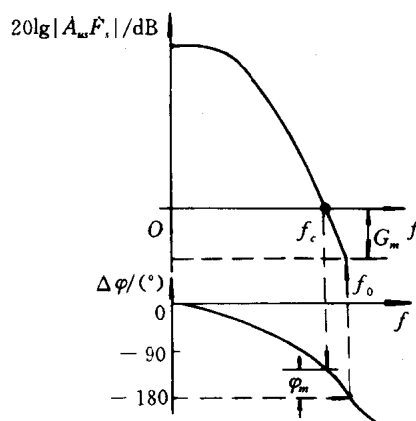


图 5.6-2 稳定裕量示意图

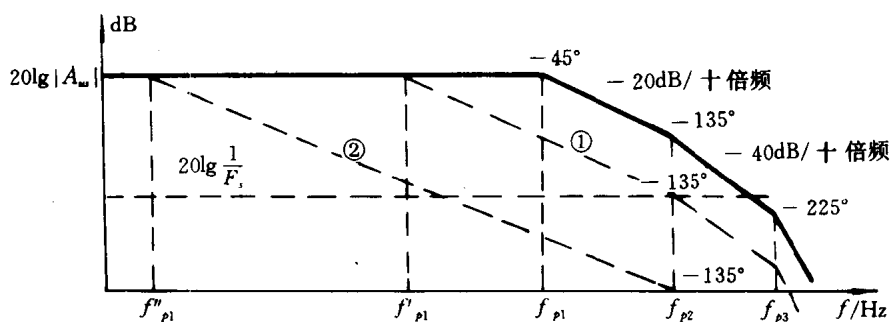


图 5.6-3 电容滞后补偿前后的幅频特性

为 f_{p1} 、 f_{p2} 、 f_{p3} ，在每个转折频率处标出了近似估算的附加相移，在该图中画出了 $|\frac{1}{F_s}|$ 水平线，显然在交点处 $|\dot{A}_{ws}(f)\dot{F}_s| = 1$ ，这里附加相移超过了 180° ，可见该反馈放大器会产生自激。

这里我们采用电容滞后补偿，即在决定转折角频率 f_{p1} （即主极点）的回路里并接电容 C ，使它的时间常数更大（所对应的转折频率变低），使高频放大倍数下降更多，以致当相移 180° 时 $\dot{A}_{ws}\dot{F}_s$ 幅值已经下降到 0dB 以下，从而破坏了自激条件。由于这样补偿使这段频率所对应的相位滞后，因此属滞后补偿。其连接方式及等效电路如图 5.6-4 所示，补偿电容 C 接在两级放大电路之间。

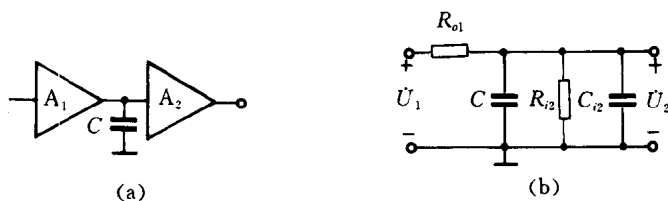


图 5.6-4 电容滞后补偿

(a) 补偿电路 (b) 等效电路

假设未补偿前这个回路所对应的频率为

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} // R_{i2})C_{i2}}$$

那么补偿以后变成

$$f'_{p1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} // R_{i2})(C + C_{i2})} \quad (5.6-6)$$

选择合适的 C ，使得 $\dot{A}_{ws}\dot{F}_s$ 幅频特性中 $-20\text{dB}/十倍频$ 段加长，直至与原来的 f_{p2} 相交于幅值为 0dB 处，见图 5.6-3 虚线 ① 所示，结果，使 0dB 以上只存在一个转折点。由于 $f_{p3} \gg f_{p2}$ ， f_{p3} 的影响可以忽略，因此，对应 f_{p2} 的附加相移约为 $-90 + (-45) = -135^\circ$ ，还有 45° 的相位裕度。

这种办法通常称为主极点补偿,因为我们是将主极点频率 f_{p1} 变到 f'_{p1} 的。

如果电路施加的是全反馈,即闭环增益为 1,这时有 $F_s=1$ 。若仍按照近似的 45° 相位裕度进行补偿,则必须将 f_{p1} 进一步压低为 f''_{p1} ,此时增益函数幅频特性的波特图变为图 5.6-3 中的虚线②所示。由图可见,补偿后其附加相移比原来更加滞后。补偿电容 C 仍可用式(5.6-6)计算,只是对应的 f'_{p1} 变为 f''_{p1} 即可。

在集成运算放大器中,主增益级的电压增益高,密勒效应的影响严重,因此,主极点频率一般由该输入电路中电容的时间常数确定。计算表明:补偿电容的容量是很大的。例如,对于 F007,若要求 $F_s=1, \varphi_m=80^\circ$,则补偿电容 $C=0.3\mu\text{F}$,这样大容量的电容是无法集成的。若把补偿电容 C 接在主增益级的输入端和输出端之间,如图 5.6-5(a)所示,利用密勒效应的倍增作用,这时的 C 可以减小。

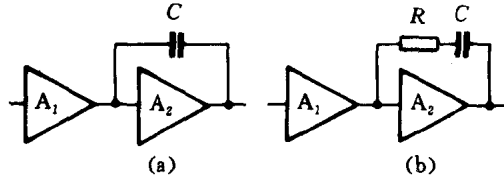


图 5.6-5 密勒效应补偿电路

采用密勒电容进行补偿时,对于 F007 来说, $C=30\text{pF}$,它可以在集成电路的制造过程中做在集成运算放大器的内部,因而不需要外接补偿元件,这对使用者来说是非常方便的。

电容滞后补偿网络仅有一个电容,电路简单,而且稳定性好,它能使集成运算放大器在任何闭环增益情况下都能稳定地工作。但它存在一个严重的缺点,就是使运算放大器的频带宽度损失太大,在全反馈时能获得的单位增益带宽受 f_{p2} 的限制。影响到响应速度。而用下面的极零点补偿,则频带宽度和响应速度会有所改善。

2. RC 滞后补偿

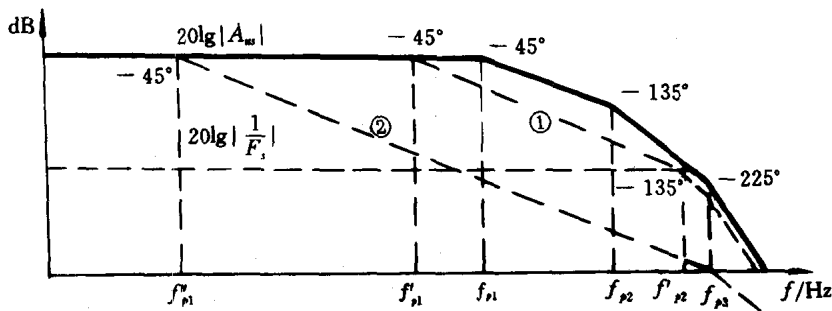


图 5.6-6 RC 滞后补偿前后的幅频特性

RC 滞后补偿又叫极零点补偿。它的原理是加补偿网络后,在将主极点压低的同时引入一个零点频率 f_z ,并伴随产生一个高于 f_{p2} 的新极点频率 f'_{p2} ,调整零点频率使 $f_z=f'_{p2}$,则可实现极零点相消。于是补偿后的极点频率变为 f'_{p1}, f'_{p2}, f_{p3} 。所得的幅频特性波特图如图 5.6-6 虚线①所示。将它与图 5.6-3 中的虚线①相比,显然补偿后的频带宽度获得改善,这是由于 $f'_{p2} > f_{p2}$ 的缘故。

极零点补偿的方法是在产生主极点的电容回路中加入 RC 串联补偿网络与原来的电容 C_{i2} 并联,如图 5.6-7(a)所示。与图 5.6-4 相比,用 RC 代替 C 构成了补偿电路。其等

效电路如图 5.6-7(b)所示。

注意到图中只有 R 、 C 两个元件值待定，因此只需要两个条件，即一个条件与零点对应的频率相联系，另一个与主极点对应 f'_{p1} 相联系，就能唯一地定出这两个值。通常，可选 $C \gg C_{i2}$ ， $R \ll (R_{o1} // R_{i2})$ ，即加入 RC 滞后补偿的地方应选择前级的输出电阻和下一级的输入电阻都比较大，而极间电容较小的节点，则 R 、 C 的数值比较容易选定。同样，也可以利用密勒效应减小 C 的容量，这时把 RC 串联补偿网络接成如图 5.6-5(b)所示的形式。

在 φ_m 近似为 45° 的条件下，新产生的高频极点 f'_{p2} 与反馈系数 F_s 有关。可以证明， f'_{p2} 就是 $\frac{1}{F_s}$ 水平线与幅频特性波特图 $-40\text{dB}/十倍频$ 下降线交点处的频率。当 $F_s=1$ 形成全反馈时， f'_{p2} 将超过 f_{p3} ，因此，极零点补偿的单位增益带宽受极点 f_{p3} 的限制，如图 5.6-6 中的虚线②所示。

(二) 超前补偿

前面讨论的滞后补偿都是采用压低主极点的办法，来提高集成运算放大器闭环工作的稳定性，这样补偿之后的频带变得很窄，不适于高速运用。超前补偿的原理是不压低主极点，而引入零点将 f_{p2} 抵消，这样可以达到在提高稳定性的同时不损失频带的目的。由于 f_{p2} 被抵消，补偿之后的极点频率为 f_{p1} 和 f_{p3} ，其幅频特性波特图如图 5.6-8 中的虚线①所示。显然所加补偿网络在这段频率范围内引入了正的相移，故称为超前补偿。

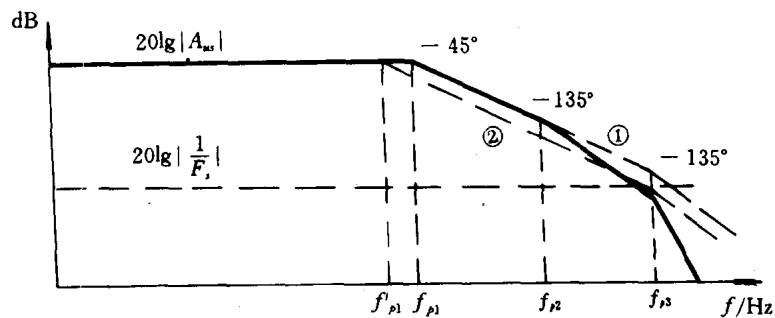


图 5.6-8 超前补偿前后的幅频特性

由于超前补偿仅消除一个极点频率 f_{p2} ，于是在不同的反馈系数 F_s 下不能达到所要求的相位裕量，在图中的 F_s 下补偿后的相位裕量就不满足 $\varphi_m > 45^\circ$ ，因而仅利用超前补偿来提高稳定性是有限的。所以有时在超前补偿之后再进行滞后补偿，如图 5.6-8 中的虚线②所示，可见这时达到 $\varphi_m = 45^\circ$ ，同时频带宽度比滞后补偿时大。

超前补偿的方法有两种，一是改变运放的开环特性，如图 5.6-9(a)所示。二是改变反馈特性，如图 5.6-9(b)所示，后者的应用较多。这里不作具体推导。

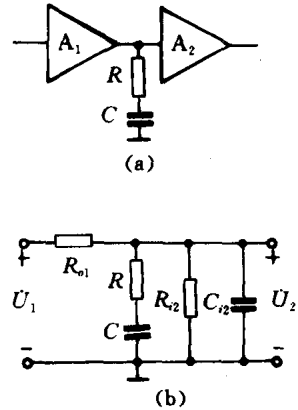


图 5.6-7 RC 滞后补偿
(a) 补偿电路 (b) 等效电路

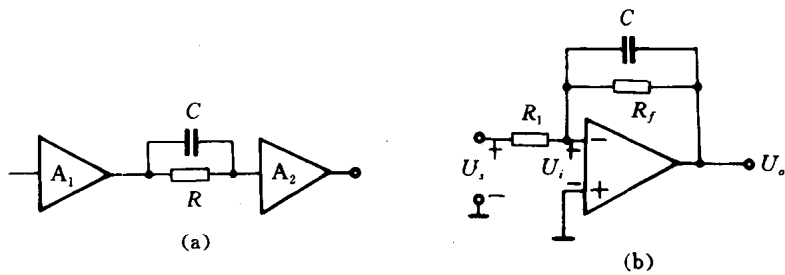


图 5.6-9 超前补偿电路

上面叙述了相位补偿的一些基本原理和几种常见的补偿方法。电容滞后补偿法简单、方便,但放大器频带较窄; RC 滞后补偿可以得到较宽的频带,因而应用最为广泛;超前补偿的频带最宽,但对参数要求苛刻,不易调整。相位补偿技术本身实践性很强,因此除了学习掌握有关理论外,还必须根据具体电路,用实验方法将理论计算所得的补偿元件值加以校正,才能取得良好的效果。

习 题

题 5-1 在图 5-1 各电路中,试判断所引入的是直流反馈还是交流反馈? 是正反馈还是负反馈? 以及反馈组态的类型。并指明反馈电路由什么元件组成?

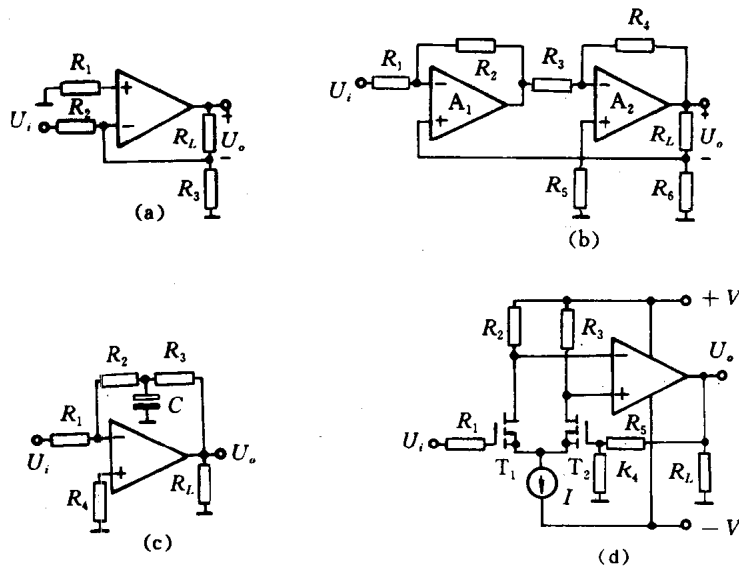


图 5-1 题 5-1 图

题 5-2 电路如图 5-2 所示,试判断各电路的交流反馈类型和反馈极性。

题 5-3 电路如图 5-3 所示,试判断各电路级间交流反馈的类型和极性。

题 5-4 试画出题 5-2 及题 5-3 各电路的基本放大电路 A' 并在 A' 电路上标出数值上与反馈量 X_f 相等的量。在深度负反馈条件下估算各放大电路的 A_{uf} 。

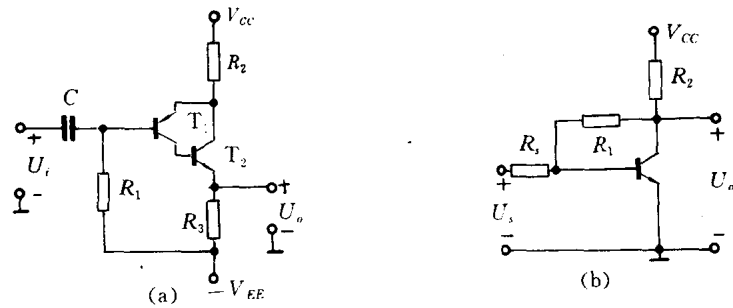


图 5-2 题 5-2 图

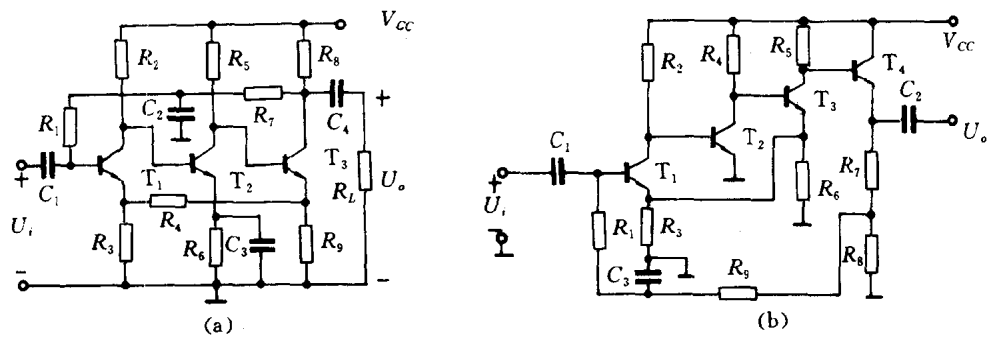


图 5-3 题 5-3 图

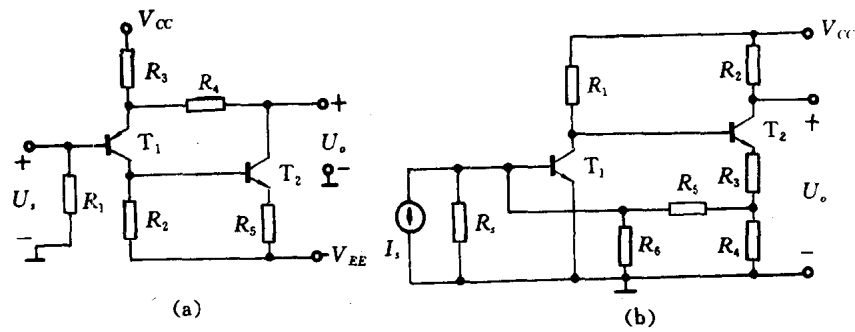


图 5-4 题 5-5 图

- 题 5-5 画出图 5-4 所示各电路的基本放大电路 A' ，分别写出反馈系数 F 及 A_{usf} 的表达式。(设管子参数 r_{be1} 、 r_{be2} 、 β_1 及 β_2 均已知，电路不满足深度负反馈条件)。
- 题 5-6 在图 5-1、图 5-2 所示的各电路中，分别说明能够稳定输出电流或电压的各有哪些电路？提高输入电阻或降低输出电阻的各有哪些电路？
- 题 5-7 某电压串联负反馈放大器，其闭环源电压增益 $A_{usf}=100$ ，当无反馈的基本放大器源电压增益改变 20% 时， A_{usf} 的变化小于 1%，试计算基本放大器的源电压增益 A_{us} 和反馈系数 F 之值。
- 题 5-8 一个放大器的开环源电压增益 $A_{us}=1000 \pm 100$ ，若要求闭环源电压增益变化小于 $\pm 0.1\%$ ，求
- (1) 反馈系数 F ；

(2) 闭环源电压增益 A_{usf} .

题 5-9 单级交流放大器如图 5-5 所示。若放大器的下限截止频率已经给定,问电阻 R_{e1} 的有无(或大小)对射极旁路电容 C_e 的选择有无影响?如何从负反馈的角度来解释这个现象?此外, R_{e1} 对耦合电容 C_1 和 C_2 的选择有无影响?为什么?

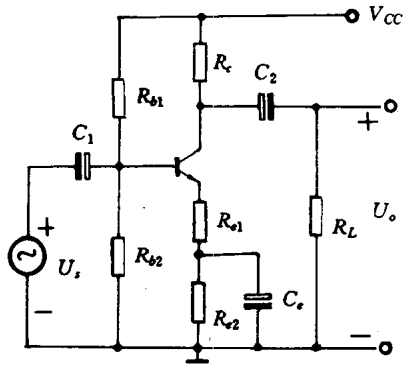


图 5-5 题 5-9 图

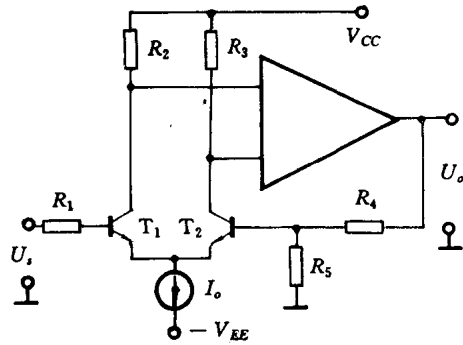
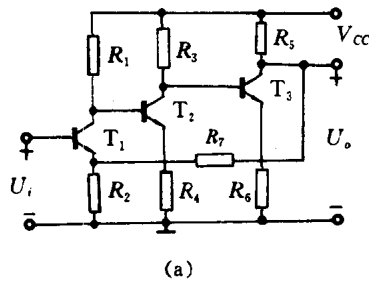
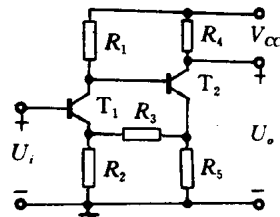


图 5-6 题 5-10 图



(a)



(b)

图 5-7 题 5-11 图

题 5-10 电路如图 5-6 所示

- (1) 为使电路形成负反馈,试标出运算放大器的同相端与反相端;
- (2) 指出该电路的反馈类型,计算深反馈时的 A_{usf} .

题 5-11 改接图 5-7 所示各电路,使之成为负反馈放大器。

题 5-12 由运放组成的某放大电路如图 5-8 所示。为了使源电压增益 A_{usf} 稳定,输出电阻小,应引入什么类型的反馈,请在图中表示出来。若要求 $|A_{usf}| = 20$,所选的元件数值应为多少?

题 5-13 图 5-9 所示电路为一负反馈放大电路的模型。其中 A 为某运算放大电路,开环增益 $A_{od} = 10^3$, $R_i = 2\text{k}\Omega$, $R_o = 5\text{k}\Omega$, R_1, R_2 组成反馈电路。

- (1) 试画出基本放大电路 A' ;
- (2) 计算该电路的 A_{usf} , R_{if} 和 R_{of} .

题 5-14 负反馈放大电路如图 5-10 所示。设 T_1, T_2 的参数相同, $\beta = 50$, $r_{be} = 1.1\text{k}\Omega$, 忽略所有电容的容抗,试计算 $A'_{usf} = U_o/U_i$, R''_{if} 及 R''_{of} .

题 5-15 图 5-11 所示(a)、(b)两电路,试判断它们的反馈类型,并近似计算其源电压放大倍数。假设电路中各电容的容抗均很小,可以忽略。

题 5-16 图 5-12 所示的几个负反馈放大电路中

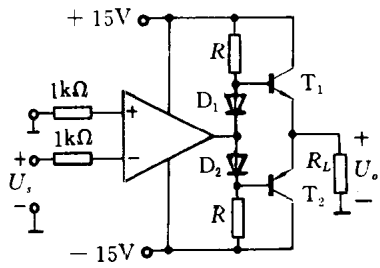


图 5-8 题 5-12 图

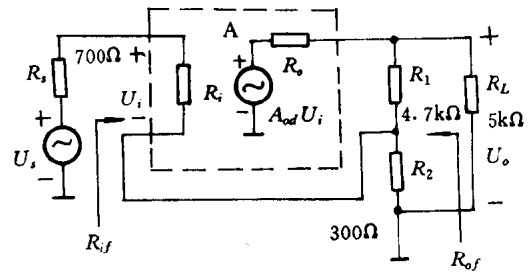


图 5-9 题 5-13 图

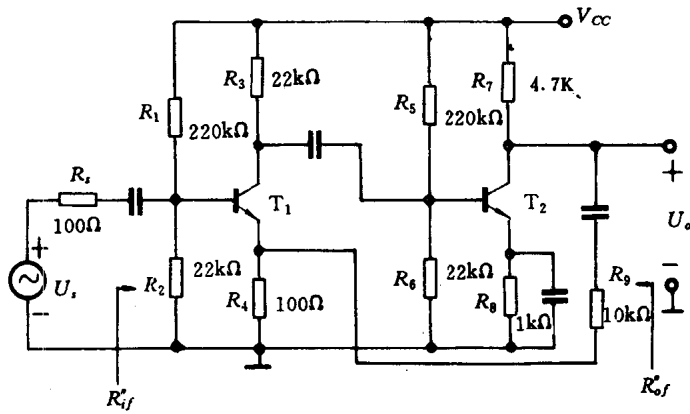


图 5-10 题 5-14 图

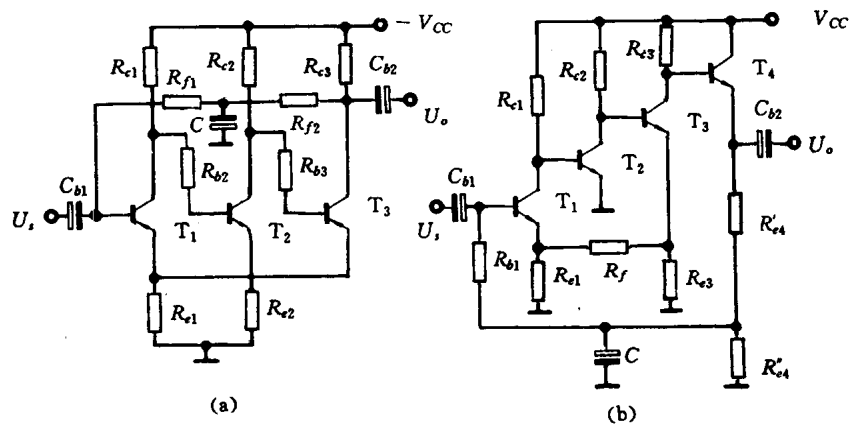


图 5-11 题 5-15 图

图(a) $r_{be1} = 2k\Omega$, $r_{be2} = 1.5k\Omega$, $\beta_1 = \beta_2 = 60$, 源内阻 $R_s = 0$

图(b) $r_{be1} = 2k\Omega$, $r_{be2} = 1k\Omega$, $\beta_1 = \beta_2 = 50$.

- (1) 画出(a)、(b)两图的基本放大电路 A' 并标出数值上与反馈量 X_f 相等的量。
- (2) 计算电路的源电压放大倍数 A_{usf} 、输入电阻 R_{if} 及输出电阻 R_{of} 。

(3) 设电路可视为深度负反馈,求这时的源电压放大倍数 A_{usf} 并与(2)的结果进行比较。

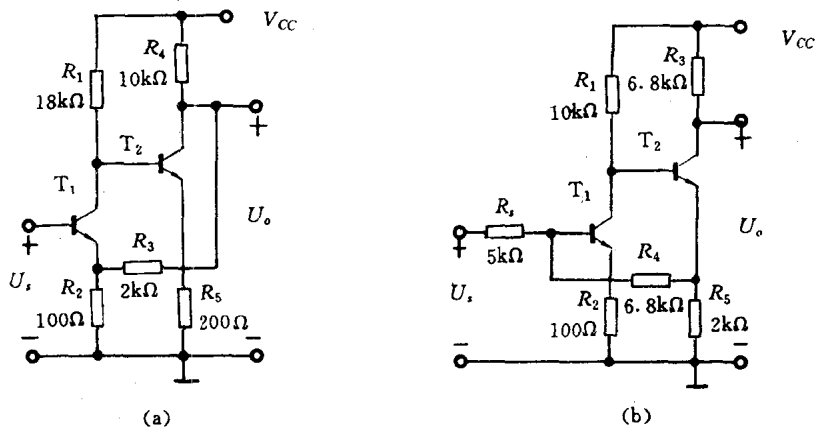


图 5-12 题 5-16 图

题 5-17 某放大电路 A_{usf} 的波特图如图 5-13(a)所示。此电路是否会产生自激振荡? 若电路形式如图(b)所示,要消除振荡的话可采取什么措施? 在图上定性画出来。

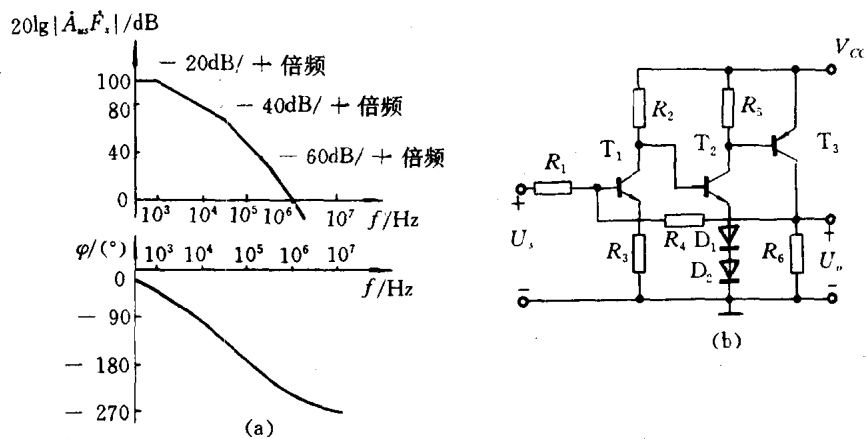


图 5-13 题 5-17 图

题 5-18 一个反馈放大电路的开环增益为

$$A_{us} = \frac{-10^4}{(1 + j\frac{f}{1})(1 + j\frac{f}{5})(1 + j\frac{f}{10})}$$

其中 f 代表频率,单位是 MHz,试问

- (1) 若反馈系数 $F_f = -0.05$,该放大电路能否稳定工作?
- (2) 要有 45° 相位裕度的稳定工作,其反馈系数 F_f 应为多少?

第六章 集成运算放大器的应用

集成运放作为通用型很强的有源器件,几乎能实现各种电路功能。在集成运算放大器的应用电路中,集成运放的工作状态可分为两种,即线性状态与非线性状态。在线性状态下, $U_o = A_{od}(U_+ - U_-)$,由于 A_{od} 高,为使 U_o 限制在某一电平之下,而集成运放不进入非线性状态,则 $U_+ - U_- \approx 0$,或 $U_+ \approx U_-$,这时集成运放可用理想运放模型来近似。为保证集成运放线性工作状态的条件 $U_+ - U_- \approx 0$,需将集成运放置于负反馈的环路中,以减小净输入信号(净输入信号为 $U_+ - U_-$)。当集成运放开环运用时,不能保证 $U_+ - U_- \approx 0$,输出电压 U_o 被限幅进入非线性状态,若 $U_+ - U_- > 0$ (或 $U_+ > U_-$), U_o 被限制到某一正的电平;若 $U_+ - U_- < 0$, (或 $U_+ < U_-$), U_o 则被限制到某一负电平。有时为加速正负电平的转换,也可在电路中引入正反馈。

集成运放与其外部各种形式的反馈电路相配合,便构成了各种运算电路,这些电路可灵活地实现其输出量和输入量之间的各种特定函数关系,即可完成对不同电信号进行组合、运算、处理、变换、测量等各种模拟功能。所以集成运放的实际应用电路种类繁多。

集成运放应用电路能够概括为反相输入、同相输入、差动输入以及开环比较四种基本电路形式。反相、同相和差动输入三种电路形式主要利用集成运放的闭环负反馈特性。而开环比较电路形式则主要利用集成运放的理想开环特性,大多是开环或正反馈连接,属于非线性电路。四种基本形式本质上属于线性和非线性两大类。各种功能的简单集成运放应用电路,基本上可归纳为上述四种基本电路形式;各种复杂的集成运放应用电路,又基本上可归结为由上述四种基本电路形式组合而成。

本章将介绍利用运放构成的各种模拟电路的原理,以及一般分析方法。

值得提出的是,在本章对集成运算放大器应用电路的分析中,我们将集成运算放大器理想化了,这样将使分析、计算大为简化。但是实际的集成运算放大器的参数并不是理想的,如差模增益 A_{od} 、输入电阻 R_{id} 、共模抑制比 K_{CMR} 均为有限值;输入失调电压 U_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 也不可能都为零。因此在分析过程中将引入由于参数不理想而造成的误差。

然而在工程上简化处理的重要原则是指由此而导致的误差应该小,这个误差指的是相对误差。在忽略某一量的影响时,要使相对误差小必须是和研究对象的量相比较而言,而不能孤立地考虑某一量的大小。这样经简化后,在应用运放的理想条件去分析计算实际的运放应用电路时,既可使分析计算简化,同时又使其产生的误差较小,达到工程上的要求。

第一节 负反馈集成运算放大器的三种输入形式

一、反相输入负反馈集成运算放大器

图 6.1-1 是反相输入负反馈集成运算放大器(简称反相放大器),输入信号经电阻

R_1 加到运放反相“-”端,运放同相“+”端经电阻 R' 接地,输出电压由电阻 R_f 反馈到“-”端,构成电压并联负反馈。

同相端接有配平衡电阻 R' ,这是因为集成运放输入级是由差动放大电路组成,为减小输出失调电压,它要求两边的输入回路参数对称,即从集成运放反相输入端和地两点向外看的等效电阻 R_n 应当等于从集成运放同相输入端和地两点向外看的等效电阻 R_p ,即 $R_n = R_p$, $R_n = R_1 // R_f$, $R_p = R'$ 。

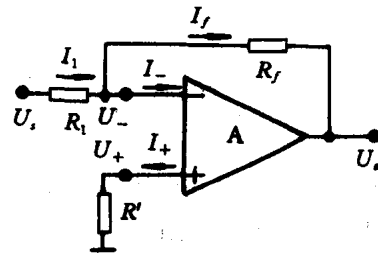


图 6.1-1 反相输入负反馈集成运算放大器

1. 集成运放两个输入端之间的电压非常接近于零,即 $U_+ \approx U_-$,但不是短路,称为虚短。
2. 流入集成运放两个输入端的电流通常可视为零,即 $I_+ \approx 0$, $I_- \approx 0$.但不是断开,称为虚断。

根据虚短、虚断这两条基本结论,可以求出

$$I_1 = I_f + I_- \approx I_f \quad (6.1-1)$$

$$U_- \approx U_+ \approx 0 \quad (6.1-2)$$

由图 6.1-1 可得

$$I_1 = \frac{U_s - U_-}{R_1}$$

$$I_f = \frac{U_- - U_o}{R_f}$$

由于反相端电位为零,但又未直接接地,因此将反相型运放的反相端称为虚地,由于反相端为虚地,所以

$$\frac{U_s}{R_1} \approx -\frac{U_o}{R_f}$$

$$U_o = -\frac{R_f}{R_1} U_s \quad (6.1-3)$$

闭环电压增益 A_f 为

$$A_f = \frac{U_o}{U_s} \approx -\frac{R_f}{R_1} \quad (6.1-4)$$

式(6.1-4)表明,输出电压与输入电压之比(即闭环增益)只与外接反馈元件 R_f 、 R_1 有关,输出电压与输入电压反相位。

根据定义,由图 6.1-1 可求出反相型运放的输入电阻

$$R_{if} = \frac{U_s}{I_1} \approx R_1 \quad (6.1-5)$$

由于反相型运放输入端为虚地点,因此它的共模输入电压可视为零,所以反相型运放的共模抑制比高。

二、同相输入负反馈集成运算放大器

图 6.1-2 是同相输入负反馈运算放大器(简称同相型运放),输入信号 U_i 经 R' 加到运放的“+”端,运放“—”端经 R_1 接地,输出电压由 R_f 反馈到“—”端,构成电压串联负反馈。

平衡电阻 R' 的作用仍是使 $R_p = R_n$, R_p 为同相端外接电阻, R_n 为反相端外接电阻。因此有 $R' = R_1 // R_f$ 。

根据理想运放虚短、虚断这两条基本结论,可以求出。

$$U_+ = U_i$$

$$I_1 = \frac{-U_-}{R_1} = \frac{-U_s}{R_1}$$

$$I_f = \frac{U_- - U_o}{R_f} = \frac{U_s - U_o}{R_f} \quad (6.1-6)$$

$$I_1 = I_f$$

$$U_o = (1 + \frac{R_f}{R_1})U_i \quad (6.1-7)$$

所以

$$A_f = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (6.1-8)$$

可见,同相型理想运放的闭环增益 A_f 只与外接反馈元件值有关,输出电压与输入电压同相位。

在同相型运放中, $U_+ \approx U_- \neq 0$, 相当于输入端有一共模信号,因此,同相放大时,要求运算放大器有较大的共模信号输入电压范围。

由图 6.1-2 可求出输入电阻

$$R_{if} = \infty$$

由此可见,同相型运放具有输入电阻高的特点。

如将图 6.1-2 中的 R_1 去掉,就成为图 6.1-3 所示的由运放组成的电压跟随器。它实际上是 $R_1 = \infty$ 的同相型运算放大器,输出电压 $U_o \approx U_i$, 即输出电压的大小、极性均与输入电压相同,闭环增益 $A_f = 1$ 。它也具有输入电阻大、输出电阻小的特点。反馈电阻 R_f 在此仅起直流电阻配平衡的作用。

三、差动输入负反馈集成运算放大器

图 6.1-4 为差动输入负反馈集成运算放大器。差动输入负反馈运算放大器可放大微弱的差模信号,抑制较大的共模信号,并具有高输入阻抗的特点。

输入信号 U_1 、 U_2 经电阻 R_1 、 R_2 分别加到运放的反相“—”端和同相“+”端,输出电压经 R_f 反馈至“—”端;另外,四个外接电阻必须满足匹配条件,即 $R_1 = R_2$, $R' = R_f$ 。当运放为线性运用时,可利用叠加原理求解。

令 $U_2 = 0$, 仅 U_1 作用时的输出电压 U'_o 为

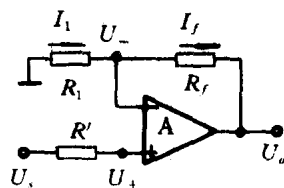


图 6.1-2 同相输入负反馈集成运算放大器

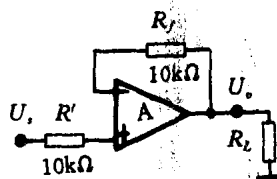


图 6.1-3 由集成运放组成的电压跟随器

$$U'_o = -\frac{R_f}{R_1}U_1 \quad (6.1-9)$$

令 $U_1=0$, 仅 U_2 作用时的输出电压 U''_o 为

$$\begin{aligned} U''_o &= (1 + \frac{R_f}{R_1})U_+ \\ &= (1 + \frac{R_f}{R_1})(\frac{R'}{R_2 + R'})U_2 \end{aligned} \quad (6.1-10)$$

总输出电压 U_o 为

$$\begin{aligned} U_o &= U'_o + U''_o = -\frac{R_f}{R_1}U_1 \\ &\quad + (1 + \frac{R_f}{R_1})(\frac{1}{1 + \frac{R_2}{R'}})U_2 \end{aligned}$$

由于 $R_1=R_2, R_f=R'$, 所以上式可简化为

$$U_o = \frac{R_f}{R_1}(U_2 - U_1) \quad (6.1-11)$$

$$A_f = \frac{U_o}{U_2 - U_1} = \frac{R_f}{R_1} \quad (6.1-12)$$

可见, 差动输入负反馈运放的输出电压与输入信号电压的差值成正比, 闭环增益只与外接反馈元件值有关。

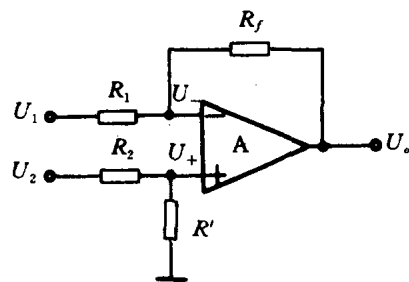


图 6.1-4 差动输入负反馈集成运算放大器

第二节 基本运算电路

由运算放大器组成的基本运算电路为模拟电路, 它包括求和运算电路、积分和微分运算电路、对数和反对数运算电路以及乘法和除法运算电路等。这类基本运算电路在计算机、测量装置和自动控制系统等电子设备中已得到了非常广泛的应用。这些基本运算电路又是组成其他各种应用电路的基础。

在分析各种基本运算电路时, 通常都把实际运算放大器视为理想运算放大器。

一、求和运算电路

输出电压和输入电压成比例关系的运算放大器称为比例器, 比例系数决定于反馈电路的元件值。

在本章第一节所介绍的反相输入负反馈运算放大器(简称反相放大器)、同相输入负反馈运算放大器(简称同相放大器)以及差动输入负反馈运算放大器, 都属于比例运算电路, 在此不再进行分析。下面仅介绍求和比例运算电路。

(一) 反相输入求和运算

图 6.2-1 为反相输入求和运算电路。

设输入信号有三个, 即 U_1, U_2, U_3 。因为理想运放 $I_+ = 0, I_- = 0$, 所以

$$I_f = I_1 + I_2 + I_3$$

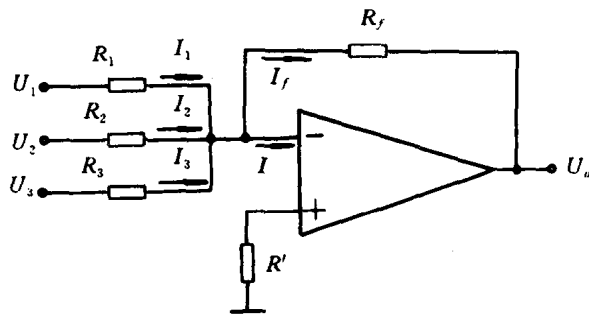


图 6.2-1 反相输入求和运算电路

因为 $U_+ = U_- = 0$, 所以

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} \quad I_2 = \frac{U_2}{R_2} \quad I_3 = \frac{U_3}{R_3}$$

而

$$I_f = -\frac{U_o}{R_f}$$

由以上关系式可推出

$$U_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}U_1 + \frac{R_f}{R_2}U_2 + \frac{R_f}{R_3}U_3\right) \quad (6.2-1)$$

式(6.2-1)表明,输出电压为输入信号比例相加的结果,可见理想运放作反相求和运算时,适当选择各电阻值就能得到所需的比例系数。同相端 R' 为配平衡电阻,用来保证电路具有平衡对称结构。 R' 的数值应为

$$R' = R_1 // R_2 // R_3 // R_f$$

(二) 同相输入求和运算

图 6.2-2 为同相输入求和运算电路。

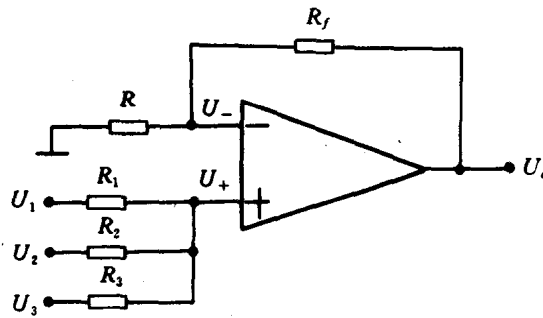


图 6.2-2 同相输入求和运算电路

利用迭加原理,可以求出图 6.2-2 电路中的同相端电压 U_+ 为

$$\begin{aligned} U_+ &= \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} U_1 + \frac{R_1 // R_3}{R_2 + R_1 // R_3} U_2 + \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_1 // R_2} U_3 \\ &= A_1 U_1 + A_2 U_2 + A_3 U_3 \end{aligned} \quad (6.2-2)$$

输出电压 U_o 为

$$U_o = (1 + \frac{R_f}{R})U_+ \quad (6.2-3)$$

将式(6.2-2)代入式(6.2-3)可得

$$U_o = (1 + \frac{R_f}{R})(A_1U_1 + A_2U_2 + A_3U_3) \quad (6.2-4)$$

式中

$$A_1 = \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3}$$

$$A_2 = \frac{R_1 // R_3}{R_2 + R_1 // R_3}$$

$$A_3 = \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_1 // R_2}$$

可见,同相求和运算关系比反相求和运算关系复杂。另外,为减小偏置电流漂移的影响,元件参数除满足运算要求的比例关系外,还要满足平衡对称结构的要求,即 $R_1 // R_2 // R_3 = R // R_f$ 。同相求和运算电路元件选取比较费事。

(三) 双端输入求和运算

图 6.2-3 为双端输入求和运算电路,也称为加减法电路。

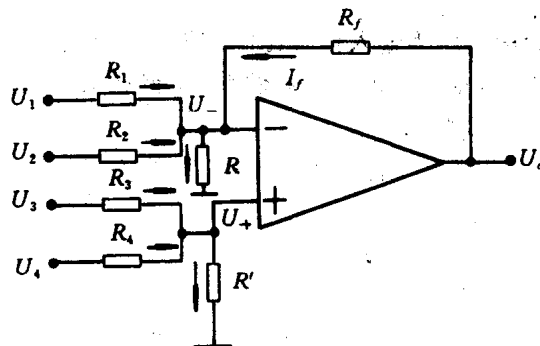


图 6.2-3 双端输入求和运算电路

为满足平衡对称结构,在反相端、同相端分别配置平衡电阻 R 及 R' ,故有

$$R_1 // R_2 // R_f // R = R_3 // R_4 // R'$$

由图 6.2-3 可列出

$$\frac{U_1 - U_-}{R_1} + \frac{U_2 - U_-}{R_2} + \frac{U_o - U_-}{R_f} = \frac{U_-}{R} \quad (6.2-5)$$

$$\frac{U_3 - U_+}{R_3} + \frac{U_4 - U_+}{R_4} = \frac{U_+}{R'} \quad (6.2-6)$$

因为 $U_+ = U_-$,将上二式联立求解,可得

$$U_o = \frac{R_f}{R_3}U_3 + \frac{R_f}{R_4}U_4 - \frac{R_f}{R_1}U_1 - \frac{R_f}{R_2}U_2 \quad (6.2-7)$$

由此可见,为实现加减运算,应将各加量加到同相输入端,各减量加到反相输入端。只要改变电阻的比值,就可实现任意加权值的加减运算。如有更多的输入量也可用同样的方法分

析,但要注意同向与反向两个输入端上总电阻的平衡。

(四) 求和运算放大器实用中的几个问题

1. 反相输入放大器的运算关系简单,常被采用。其缺点是闭环输入电阻较低,为获得高输入电阻,在实用时可以从电路接法上加以改进,如本章例 6-2 中的电路。

2. 同相运算放大器的堵塞现象。同相运算放大器的特点之一是放大器同相端和反相端加有共模电压,一旦这个共模电压超过放大器允许的共模输入电压范围,运放便不能正常工作。例如,反相端输入的正信号过大(超过共模输入电压范围),将导致输入级晶体管饱和,集电结由反向偏置变为正向偏置,它的集电极电压将与基极电压同方向变化,改变了反相端的性质,反相端变成了同相端。因此,正常工作时,从输出端引反馈到反相端形成的负反馈,这时就变成了正反馈,输出电压增大到最大值,对输入信号不再反应,即使将输入信号去掉,该状态也不会立即恢复正常,必须关闭电源,运放才能重新正常工作,这种现象称为堵塞或自锁。为避免发生堵塞现象,除选用共模输入电压范围大的运算放大器外,还可以在运放输入端加保护措施,如图 6.2-4(a)(b)所示,利用二极管(或稳压管)将输入信号幅度加以限制。所用二极管的漏电流应尽量小,并避免光照。

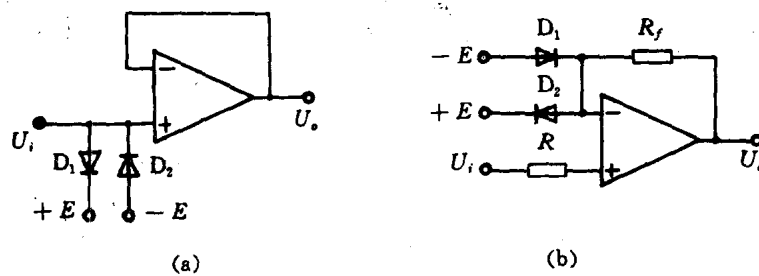


图 6.2-4 在输入端加保护措施的同相放大器

3. 运算放大器外部元件选择考虑的是,为减小漂移误差,应选用高稳定度的电阻元件,其阻值最好不要超过 $M\Omega$ 量级(因现一般电阻超过 $M\Omega$ 值时,很难有较高的稳定度)。

为使电路具有平衡对称结构,以消除偏置电流漂移的影响,在运放的输入端应接入配平衡电阻。究竟在同相输入端还是在反相输入端接入配平衡电阻,应据电路的具体情况而定。如果同相输入端电阻 $R_p >$ 反相输入端电阻 R_n ,则在同相端接配平衡电阻,否则反之。

下面通过对例题的分析,介绍几个性能较好的求和运算电路。

例 6-1 图 6.2-5 为两个反相求和电路构成的双运放加减运算电路,图中 $R_{f1} = R_4$,试求其函数关系

解
$$U_{o1} = -R_{f1} \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} \right)$$

$$U_o = -R_{f2} \left(\frac{U_{o1}}{R_4} + \frac{U_{i3}}{R_3} \right)$$

将前者代入后者,可得

$$U_o = R_{f2} \left[\frac{R_{f1}}{R_4} \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} \right) - \frac{U_{i3}}{R_3} \right]$$

由于 $R_{f1} = R_4$,则上式可化简为

$$U_o = \frac{R_{f2}}{R_1}U_{i1} + \frac{R_{f2}}{R_2}U_{i2} - \frac{R_{f2}}{R_3}U_{i3} \quad (6.2-8)$$

由式(6.2-8)可看出图 6.2-5 电路实现了加减法运算。

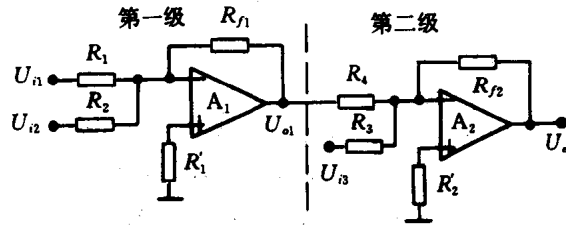


图 6.2-5 双运放加减运算电路

双运放加减运算电路与图 6.2-3 所示的单运放加减运算电路相比,它具有电阻值计算及增益调整方便的优点。

例 6-2 图 6.2-6 为输入电阻自举扩展电路,该电路提高输入电阻的方法是采用了电压并联正反馈,试求该电路的输入电阻表达式。

解 图中运放 A_2 构成反相比例放大器,闭环增益 A_{f2} 为

$$A_{f2} = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6.2-9)$$

运放 A_1 构成反相比例放大器,闭环增益 A_{f1} 为

$$A_{f1} = \frac{U_{o1}}{U_o} = -\frac{2R_1}{R_2} \quad (6.2-10)$$

由式(6.2-9)、式(6.2-10)可得

$$U_{o1} = \left(-\frac{2R_1}{R_2}\right)\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)U_i = 2U_i$$

由图 6.2-6 可知

$$I_1 = \frac{U_i - U_-}{R_1} = \frac{U_i}{R_1}$$

$$I = \frac{U_{o1} - U_i}{R} = \frac{2U_i - U_i}{R} = \frac{U_i}{R} \quad (6.2-11)$$

$$I_i = I_1 - I = \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R}\right)U_i \quad (6.2-12)$$

由式(6.2-12)可求出闭环输入电阻 R_{if} 为

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{RR_1}{R - R_1} \quad (6.2-13)$$

由式(6.2-13)可看出,当 $R=R_1$ 时, $R_{if}=\infty$ 。实际上, R 与 R_1 之间阻值总有一定的偏差,同时为了使放大器稳定工作,防止电路自激振荡,也必须人为地使 R 略大于 R_1 , 保证 R_{if} 为正值。利用这种原理组成的反相比例运算放大器的输入电阻,可高达 $100\text{M}\Omega$ 左

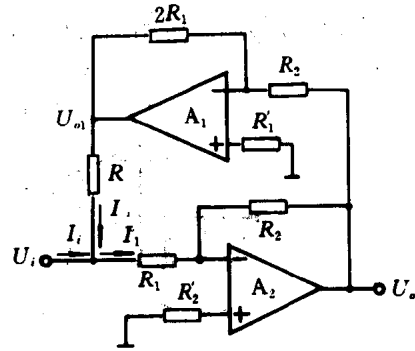


图 6.2-6 输入电阻自举扩展电路

右。

例 6-3 图 6.2-7 为三运放差动放大电路,试求其闭环增益。

$$\text{解 } I_{R1} = \frac{u_{I1} - u_{I2}}{R_1} \quad (6.2-14)$$

运放 A_1 与 A_2 的输出电压之差是

$$u_{Id2} = u_{O1} - u_{O2} = (R_1 + 2R_2)I_{R1} \quad (6.2-15)$$

将式(6.2-14)代入上式,并设 $u_{Id1} = u_{I1} - u_{I2}$,可得

$$u_{Id2} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)u_{Id1}$$

由于 A_3 的四个外接电阻阻值相同,所以

$$\begin{aligned} u_O &= -u_{Id2} = -\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)u_{Id1} \\ &= -\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(u_{I1} - u_{I2}) \end{aligned}$$

若取 $\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) = 1000$,即可将差模信号放大到 1000 倍。

二、积分电路和微分电路

(一) 积分电路

积分器是模拟电路中应用较广泛的一种功能电路。它可以实现积分运算,或起延迟作用及产生三角波等。下面介绍基本的积分电路。

1. 基本积分器

积分电路的输出电压与输入电压成积分关系。图 6.2-8 为基本积分器。将反相放大器反馈电路中的 R_f 换成电容 C 就构成了积分器。

由图 6.2-8 可知,运放反相输入端为虚地点,流过电容 C 的电流与流过电阻 R 的电流可视为相等,输出电压等于电容两端的电压,因此在理想情况下,输出电压是

$$u_O = -\frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C dt + u_C(t_1)$$

将 $i_C = i_1 = \frac{u_I}{R}$ 代入上式,得

$$u_O = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_I dt + u_C(t_1) \quad (6.2-16)$$

其中 $u_C(t_1)$ 是 t_1 时刻电容两端的电压值,即初始值。式中 RC 为积分时间常数,用 τ 表示,所以式(6.2-16)又可写为

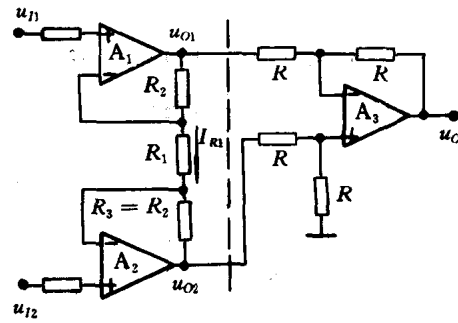


图 6.2-7 三运放差动放大电路

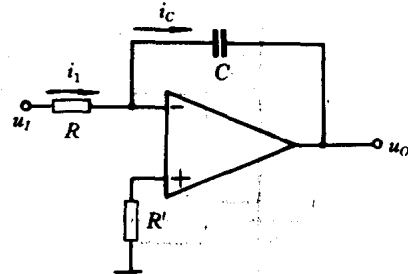


图 6.2-8 基本积分器

$$u_o = -\frac{1}{\tau} \int_{t_1}^{t_2} u_i dt + u_c(t_1) \quad (6.2-17)$$

式(6.2-16)与式(6.2-17)表明,输出电压 u_o 是输入电压 u_i 的积分运算。

2. 积分电路的主要用途

(1) 延迟

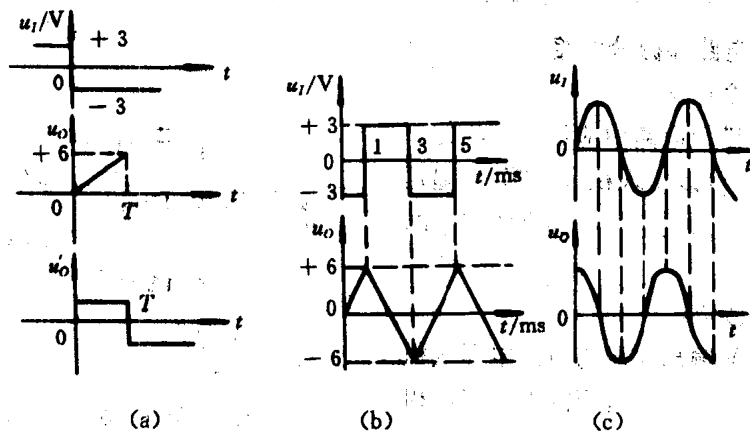
若将图 6.2-8 电路的输出电压作为电子开关的输入电压,那么积分电路可起延迟作用。例如,设图 6.2-8 电路中的电阻 $R=10k\Omega$, $C=0.05\mu F$, 在 $t=0$ 时刻电容两端的电压为零。输出端接一个电子开关,当 u_o 经过 $+6V$ 时电子开关动作。若输入电压由 $+3V$ 跳变到 $-3V$, 则输出电压将随时间线性上升,如图 6.2-9(a)中的波形所示。设 u_o 上升到 $+6V$ 时所对应的时间为 T , 再将前面所给条件代入式(6.2-16), 则

$$+6 = -\frac{1}{10^4 \times 0.05 \times 10^{-6}} \int_0^T (-3) dt + 0$$

解之,得 $T=1ms$, 即电子开关的输出电压 u'_o 相对于 u_i 的延迟时间为 $1ms$ 。

(2) 将方波变换为三角波

如果图 6.2-8 电路的输入信号是方波(如图 6.2-9(b)中所示 u_i 的波形), 电路参数与前面叙述“延迟”时相同, 那么根据式(6.2-16)可画出 u_o 的波形如图 6.2-9(b)中所示。可见积分电路能将方波变换为三角波。



6.2-9 积分器的几种应用

(a) 延迟作用

(b) 波形变换作用

(c) 移相作用

(3) 移相 90°

如果图 6.2-8 所示积分电路的输入信号是正弦波, 并设运放处于线性工作范围, 那么输出电压与输入电压的关系是

$$U_o = -\frac{1}{j\omega C R} U_i$$

即

$$U_o = \frac{j}{\omega C R} U_i \quad (6.2-18)$$

因此在正弦稳态条件下, 输出电压的相位比输入电压领先 90° , 如图 6.2-9(c)中所示, 且

这个相位差与频率无关(集成运放按理想情况考虑)。但输出电压的幅值随频率升高而下降。

3. 实际积分电路存在的问题及改进措施

前面所述积分电路的性能,都是针对理想情况而言,实际的积分电路不可能是理想的,因而会产生积分误差,产生积分误差的因素有积分漂移、非线性误差及吸附和滞后等。下面简单说明一下产生积分漂移和非线性误差的原因及改进措施。有关吸附和滞后问题读者可参阅有关教材。

(1) 积分漂移

当输入电压为零时,理想积分电路的输出电压保持不变。但实际积分电路在输入端接地时,输出电压仍会变化,这种变化通常是缓慢的,因此称为积分漂移。如果积分时间短,积分漂移所造成的影响可以忽略。但当积分时间长时,它所造成的误差就不能忽略。

产生积分漂移的原因是,实际集成运放存在输入偏置电流、失调电压和失调电流,因此即使 $u_i=0$, I_{IB} 、 U_{IO} 和 I_{IO} 将作为等效输入信号被积分,使输出电压随时间不断地向一个方向变化(增加或减小),使 u_o 产生积分漂移。

减小积分漂移的常用措施有:

- 积分漂移所产生的输出电压变化通常是缓慢的,因此在设计积分电路时,在条件许可的情况下,积分时间应适当取短些,以减小积分漂移所造成的影响。
- 在每次积分起始时刻前,应设法将积分电容两端短路,使 u_o 的初始值为零,以消除积分起始时刻前因积分漂移所造成的影响。
- 选择输入偏置电流小、失调电压和失调电流小及其温漂小的集成运放,构成积分电路。
- 积分电容的容量应适当取大些。

(2) 非线性误差

理想的反相输入积分电路在负的单位阶跃输入电压作用下,输出电压应随时间线性上升,如图 6.2-10 的虚线所示。

但实际积分电路的 u_o 并不是线性上升,而是像图 6.2-10 中的实线所示,即存在非线性误差。产生非线性误差的主要原因是积分电路的元器件性能不理想,即集成运放的开环电压放大倍数和输入电阻不是无穷大;集成运放的失调电压、失调电流及其漂移不等于零;积分电容器漏电,并存在介质损耗和吸附效应。

减小积分电路的非线性误差的常用措施是:

- 选用优质运放。应当选择 A_{od} 和 R_{id} 大, I_{IB} 、 U_{IO} 和 I_{IO} 及其温漂小的集成运放构成积分电路。
- 选择优质电容器。应当选择漏电小、损耗小的电容器作为积分电容,而且还要求积分电容器的介质吸收系数小。通常可用聚苯乙烯电容器作为积分电容。
- 加前置放大电路

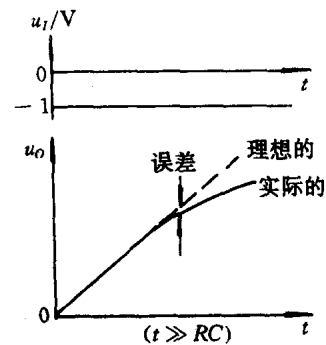


图 6.2-10 积分器的非线性误差

输入信号的幅值越大,运放失调漂移所产生的积分误差之相对值越小。因此当输入信号太弱时,可考虑加前置电压放大电路。当然,前置电压放大器本身的漂移应当足够小。

d. 合理设计积分电路的参数值

积分周期的大小、积分电容 C 和电阻 R 的大小要影响积分误差,因此在设计积分电路时,应合理选择这些参数值。

一般来讲,在条件允许的情况下,积分周期不要太长;积分时间常数 τ 不要过大,但也不宜过小,积分时间常数 τ 过小,积分漂移将增大,所以基本积分器的 τ 取值是有限制的。为扩展 τ 的范围,可采用改进电路,例如用习题 6-16 所示电路,其 τ 可以小到 1ns ,大到 1000s 。另外积分电容器的容量越大,非线性误差越小,因此 C 的容量应当取大一些。

关于其它积分电路(例如同相积分、差动积分、求和积分、比例积分、重积分等),读者可通过做本章习题得到了解。

(二) 微分电路

1. 基本微分电路

微分是积分的逆运算,即输出电压与输入电压成微分关系。利用 $i_c = C \frac{du_c}{dt}$ 的规律,只要将图 6.2-8 中的电容 C 和电阻 R 的位置交换,就得到了基本微分电路,如图 6.2-11 所示。

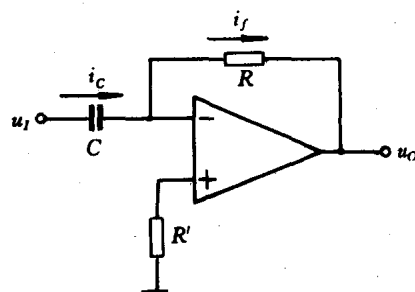


图 6.2-11 基本微分电路

集成运放在理想情况下有

$$i_c = i_f = -\frac{u_o}{R} \quad (6.2-19)$$

又由于

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = C \frac{du_i}{dt} \quad (6.2-20)$$

将式(6.2-20)代入式 6.2-19),得

$$u_o = -RC \frac{du_i}{dt} \quad (6.2-21)$$

可见 u_o 与 u_i 的微分成正比。

2. 基本微分电路存在的问题

基本微分电路存在以下问题:

(1) 由于输出电压与输入电压的变化率成正比, u_o 对 u_i 的变化非常敏感,因此基本微分电路的抗干扰性能差。

(2) 基本微分电路的 RC 环节对反馈信号具有滞后作用,它和集成运放内部电路的滞后作用合在一起,可能引起自激振荡。

(3) 当输入电压发生突变时,输入电流(一般情况下可认为它等于反馈电流)与反馈电阻的乘积可能超过集成运放的最大输出电压,严重时将使微分电路不能正常工作。

3. 改进措施

加以改进的微分电路如图 6.2-12 所示。

在图 6.2-12 中,与微分电容 C 相串联的小电阻 R_1 ,用以限制输入电流;在反馈电阻两端并联的稳压管,用以限制输出幅度;在电阻 R' 和反馈电阻 R 两端各并联的小电容器 C_1 和 C_2 ,起相位补偿作用。在输入信号的主要频谱范围(低频段)内, R_1 、 C_2 、 C_1 基本不起作用,电路仍是一微分器。到了高频段, R_1 的存在使反馈系数改变,因而破坏了自激振荡条件,从而提高了闭环系统的稳定性。电容 C_2 在高频段由于容抗的减小而使负反馈加强,故可压低高频噪声和干扰。但接上 R_1 会影响微分器的运算精度,因此应尽量将 R_1 的值取小些。因为 C_2 有相位超前特性,所以在 R_1 较小时仍能消除自激振荡,故加 C_2 后可适当减小 R_1 。

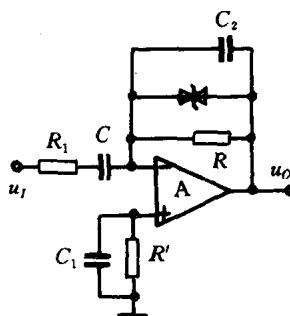


图 6.2-12 加以改进的微分电路

解决微分电路所存在问题的其它方法,读者可参阅有关文献。

三、对数和反对数运算电路

在运算放大器接入晶体管等非线性元件,可以实现对数和反对数运算功能。下面分别介绍对数和反对数运算放大器。

(一)对数运算

对数运算放大器能对输入信号实行对数运算,也可以说它的输入电压是输出电压的指数函数。把对数运算放大器和反对数运算放大器适当配合,可组成具有不同功能的各种非线性函数运算器,可实现各种不同功能的非线性运算关系,例如乘法、除法、不同阶次的幂函数运算等,应用非常广泛。

1. 基本对数运算放大器

图 6.2-13 为基本对数运算放大器。它具有反相型结构。

由图 6.2-13 可知

$$i_I = \frac{u_I}{R} \quad (6.2-22)$$

$$u_O = -u_{CE} = -u_{BE} \quad (6.2-23)$$

$$i_C = i_I \quad (6.2-24)$$

由晶体管特性可知

$$i_C = I_s(e^{u_{BE}/U_T} - 1) \approx I_s e^{u_{BE}/U_T} \quad (6.2-25)$$

将式(6.2-22)代入式(6.2-25)可得

$$\frac{u_I}{R} \approx I_s e^{u_{BE}/U_T} \approx I_s e^{-u_O/U_T} \quad (6.2-26)$$

对式(6.2-26)两边取对数,化简可得

$$u_O \approx -U_T \ln \frac{u_I}{RI_s} \quad (6.2-27)$$

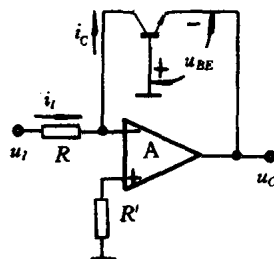


图 6.2-13 对数运算放大器

式(6.2-27)说明,输出电压 u_o 与输入电压 u_i 为对数运算关系。图 6.2-13 所示对数运算放大器中,输入电压 u_i 必须是正值才能工作。

2. 对数运算放大器实用中的几个问题

(1) 运算放大器的输入偏置电流和失调电压等都会引起对数运算的较大误差。因此,除选用偏置电流、失调电压、失调电流都很小的运放外,在运算前必须认真调零。

(2) 当输入电压极性反转时,对于图 6.2-13 所示电路,即 u_i 由正变为负时,输出电压 u_o 由负变为正,使晶体管 T 的发射结承受反向电压。为防止晶体管击穿,需加保护电路。一般用二极管 D 实现反极性电压箝位,可像图 6.2-14 中虚线连接那样(任选其中一种形式即可)。

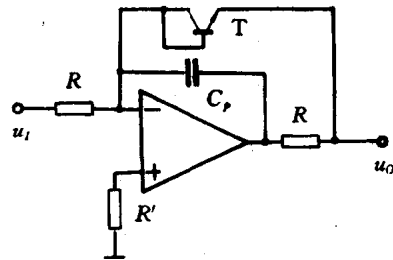
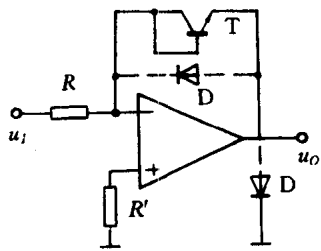


图 6.2-14 加有保护措施的对数运算放大器

图 6.2-15 接入补偿电容的对数运算放大器

(3) 为保证运放闭环稳定性,在反馈电路中常接入补偿电容 C_p ,如图 6.2-15 所示。

(4) 由于 U_T 和 I_s 是温度的函数,因此运算精度会受温度的影响。

图 6.2-16 所示的对数运算放大器,是根据差放电路概念,利用参数相同的对管抵消温度对 I_s 的影响。图中三极管 T_1 和 T_2 是封装在同一管壳内、参数相同的对管, A_1 和 A_2 是在同一组件内的集成运放。在 $u_i > 0$ 的条件下,不难得到

$$u_o = \frac{R_f}{R_1} U_T \ln \frac{u_i}{U_R} \quad (6.2-28)$$

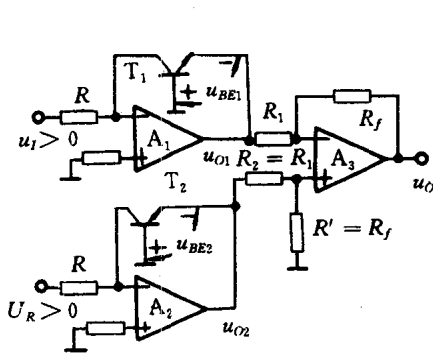


图 6.2-16 实用的对数运算放大器

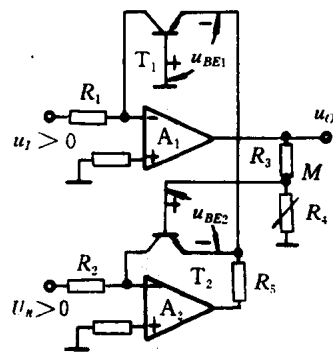


图 6.2-17 实用的对数运算放大器

其中 U_R 为已知参考电压。由此可看出在理想对称条件下,可消除因 I_s 受温度影响产生的误差。

图 6.2-17 所示的电路也是一种实用的对数运算放大器。它是采用对管和热敏电阻

进行温度补偿的。

图中运放 A_1 为主放大器, 输入信号从它的反相端加入, 对数输出取自它的输出端。运放 A_2 也工作在反相状态, U_R 为参考电压。晶体管 T_1 的基极直接接地, T_2 的基极电位是对管 T_1 、 T_2 两管 u_{BE} 的电压差, 即

$$u_{BE2} = u_M = u_{BE2} - u_{BE1} \quad (6.2-29)$$

又
$$u_M = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_O \quad (6.2-30)$$

而
$$u_{BE1} = U_T \ln \frac{u_I}{R_1 I_s} \quad (6.2-31)$$

$$u_{BE2} = U_T \ln \frac{U_R}{R_2 I_s} \quad (6.2-32)$$

将式(6.2-31)、式(6.2-32)代入式(6.2-29), 然后再代入式(6.2-30), 可得

$$u_O = - \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) U_T \ln \left(\frac{R_2}{R_1 U_R} \cdot u_I\right) \quad (6.2-33)$$

这样, 利用对管 T_1 和 T_2 温度特性的一致性, 可将饱和电流 I_s 对运算精度的影响消除。 U_T 的温度补偿可由热敏电阻 R_4 承担, 即 R_4 和 U_T 的温度系数相同, 就能达到温度补偿的目的。 U_T 为正温度系数, 所以 R_4 也应为正温度系数的热敏电阻。

若取 $R_2 = R_1$, 并令 $K = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) U_T (\lg e)^{-1}$, 则式(6.2-33)可化为常用对数的一般形式, 即

$$u_O = - K \lg \frac{u_I}{U_R} \quad (6.2-34)$$

(二) 反对数运算(指数运算电路)

反对数运算放大器的输出电压与输入电压成反对数关系, 即指数关系, 所以又叫指数运算放大器。基本反对数运算放大器如图 6.2-18 所示

下面求 u_O 与 u_I 的函数关系。

若图 6.2-18 中的 $u_I \gg U_T$, 则

$$i_E \approx I_s e^{-u_I/U_T}$$

且

$$i_E = i_F = \frac{-u_O}{R}$$

由以上两式可得 u_O

$$u_O = - R I_s e^{-u_I/U_T} \quad (6.2-35)$$

可见, 输出电压是输入电压的指数函数。式(6.2-35)也可以表示为反对数形式, 即

$$u_O = - i_E R = - I_s R \ln^{-1} \left(- \frac{u_I}{U_T}\right) \quad (6.2-36)$$

像基本对数运算电路一样, 基本指数运算电路也存在温度影响等问题。读者可参考有关文献。实用的指数运算电路可由对数模块和集成运放构成。

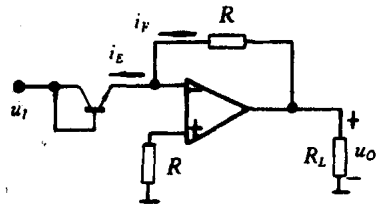


图 6.2-18 反对数运算放大器

第三节 电压比较器

电压比较器的基本功能是对两个电压进行比较。这两个电压中一个是输入电压 u_I ，一般是模拟信号；另一个是参考电压 U_R ， U_R 可以是直流基准电压，也可以是模拟电压。根据比较器的输出，可判断 u_I 与 U_R 哪一个比较大，并以高电平和低电平来表示比较的结果。可见，电压比较器的输入 u_I 为模拟量，输出电压 u_O 为数字量，所以，一个电压比较器可以看作是一位模拟/数字转换器。比较器经常用于模拟和数字系统的接口。

电压比较器的应用是十分广泛的，它可以用来进行波形变换、过零检测、模数转换等，因而在电子测量、自动控制、数字通信及电子计算机中占有重要的地位。

常用的比较器有单限比较器、迟滞比较器和双限比较器。这些比较器可用专用集成比较器组成，也可由通用运算放大器组成，两种组成方式可以完成相同的功能。

当在比较器后面接数字电路时，专用集成比较器不需要添加任何元件可直接连接。而由通用运放组成的比较器，必须对其输出电压采取箝位措施，使它的高、低输出电平满足数字电路逻辑电平的要求。

对电压比较器的要求是：鉴别要准确，反应要灵敏，动作要迅速，抗干扰能力要强，还应有一定的保护措施，以防止因过电压或过电流而造成器件损坏。

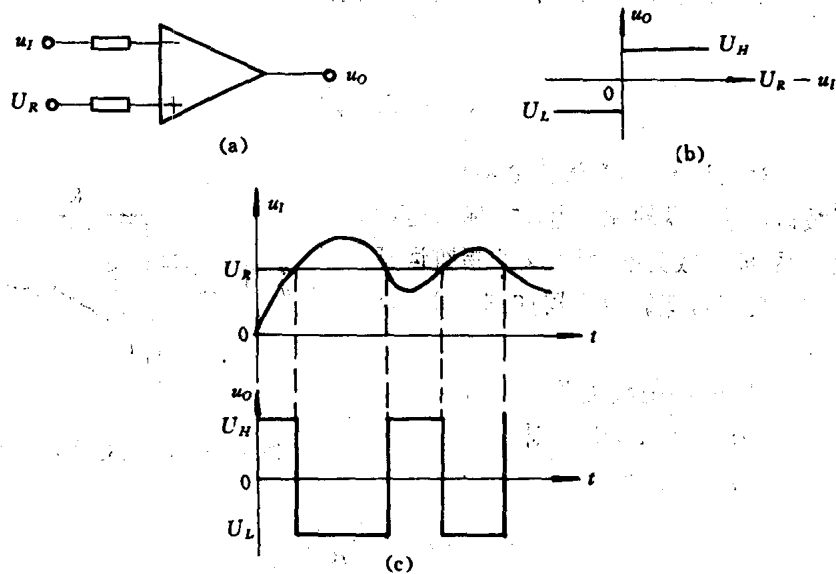


图 6.3-1 单限电压比较器

下面简单介绍几种基本电路

一、单限电压比较器

单限电压比较器是指只有一个门限电压的比较器。图 6.3-1(a) 是用开环运放构成的单限电压比较器，集成运放本身处于非线性工作状态。

输入信号 u_I 接在运放反相输入端，参考电压 U_R 接在同相输入端。当输入电压 u_I 超过或低于 U_R 时，比较器输出的电平就发生转换，其输出一输入传输特性如图 6.3-1(b)

所示,其输入、输出信号波形如图 6.3-1(c)所示。如果输入端和参考电压端互换,电压比较器的作用不变,只是输出电压极性发生变化。

由通用运放组成比较器的高低输出电平(U_H 、 U_L)分别为运放正向、负向输出饱和电压,接近于正、负电源电压。

为与数字电路配合,输出高、低电平应不相等,因此,需增加输出箝位电路,如图 6.3-2(a)所示。图中稳压管起输出箝位作用,其输出—输入传输特性如图 6.3-2(b)所示,

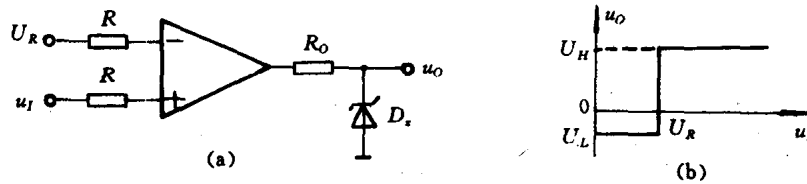


图 6.3-2 输出箝位的电压比较器

它的输出高、低电平分别为

$$u_o = \begin{cases} U_H = U_Z & (U_Z \text{ 为稳压管的稳压值}) & (u_I > U_R) \\ U_L = -U_D & (U_D \text{ 为稳压管正向导通电压}) & (u_I < U_R) \end{cases}$$

用专用比较器组成的单限比较器,输出电平与数字电路匹配,因而可直接与数字电路相连。

通过对单限电压比较器的分析,我们可以了解比较器具有以下特点:

1. 运放工作于非线性状态

由于比较器中运放处于开环状态,它的两个输入端之间的电位差(即 $U_+ - U_-$)与开环电压放大倍数的乘积通常超过最大输出电压,使其内部某些管子进入饱和区或截止区,因此,在绝大多数情况下,输出与输入不成线性关系,虚短的概念不再适用。因此比较器的性能和分析方法与放大、运算等电路是不同的。

2. 开关特性

比较器的输出通常具有高电平和低电平两个稳定状态,因此它相当于一个受输入信号控制的开关。

3. 输出电压跳变的条件

比较器的输出电压从一个电平跳变到另一个电平的临界条件是集成运放两个输入端的电位相等,即 $U_+ = U_-$,比较器输出电压从一个电平跳变到另一个电平时对应的输入电压值称为阈值电压(或称门限电压),简称为阈值(或门限),用符号 U_{TH} 表示,对于图 6.3-1(a)、图 6.3-2(a)电路, $U_{TH} = U_R$ 。

二、迟滞电压比较器

简单电压比较器结构简单,而且灵敏度高,但它的抗干扰能力差,也就是说如果输入信号因受干扰在阈值附近变化,则输出电压就会反复地从一个电平跳变到另一个电平,这种情况通常是不允许的。下面所要介绍的迟滞电压比较器具有较强的抗干扰能力。

在单限比较器中加入 R_F ,引入正反馈,就构成迟滞比较器,如图 6.3-3(a)所示,其输

入一输出传输特性如图 6.3-3(b) 所示。

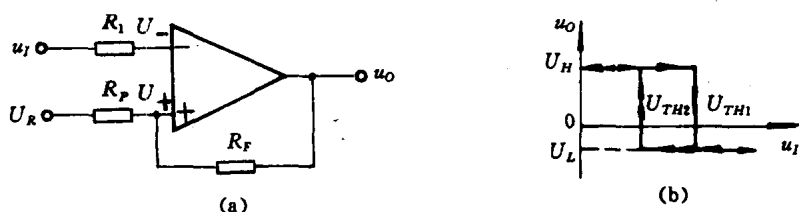


图 6.3-3 迟滞电压比较器

由于它的输入—输出传输特性具有迟滞回线的形状,所以称其为迟滞电压比较器。由图可知,迟滞比较器具有两个阈值电压 U_{TH1} (称为上阈值电压)、 U_{TH2} (下阈值电压)。两阈值电压之差 $\Delta U_{TH} (U_{TH1} - U_{TH2})$ 称为门限宽度。

图 6.3-3(b) 的输入—输出传输特性表示:当输入电压从低值增大到上阈值电压 U_{TH1} ,比较器输出从高电平 U_H 转到低电平 U_L 。当输入电压减小到 U_{TH2} 时,比较器的输出从低电平转到高电平 U_H 。

迟滞比较器中的正反馈电路,用来加速比较器的转换过程并获得所需的迟滞特性。

由输入—输出传输特性可以看出,当输入信号因受干扰或其他原因发生变化时,只要变化量不超过两个阈值之差,这种比较器的输出电压就不会来回变化,所以,它具有一定的抗干扰能力。

由图 6.3-3(a) 迟滞比较器及比较器跳变的临界条件可求出上、下阈值电压。当运放输出为高电平, $U_o = U_H$, 这时运放同相端电位为:

$$U'_+ = \frac{R_P}{R_P + R_F} U_H + \frac{R_F}{R_P + R_F} U_R \quad (6.3-1)$$

为使比较器输出电位从 U_H 转换到 U_L , U_- 必须大于 U'_+ , 即增大输入信号 u_i , 使 $u_i \geq U'_+$, 所以上阈值电压 $U_{TH1} = U'_+$, 即

$$U_{TH1} = \frac{1}{R_P + R_F} (R_P U_H + R_F U_R) \quad (6.3-2)$$

同理,可求出下门限电平 U_{TH2} , 当输出电压为低电平 ($u_o = U_L$) 时,同相端电位 U''_+ 为

$$U''_+ = \frac{R_P}{R_P + R_F} U_L + \frac{R_F}{R_P + R_F} U_R \quad (6.3-3)$$

为使比较器输出电位从 U_L 转换到 U_H , 输入信号 u_i 必须下降到 U''_+ , 即减小输入信号, 使 $u_i = U''_+$, 所以下门限电平为

$$U_{TH2} = U''_+ = \frac{1}{R_P + R_F} (R_P U_L + R_F U_R) \quad (6.3-4)$$

门限宽度为

$$\Delta U_{TH} = U_{TH1} - U_{TH2} = \frac{R_P}{R_P + R_F} (U_H - U_L) \quad (6.3-5)$$

图 6.3-3(a) 迟滞比较器的输出电压 U_H 和 U_L 由运放正向或反向最大输出电压决定。也可以在输出端接入限幅电路, 以便满足所需要的高、低输出电平值。改变基准电压

U_R 可同时调节上、下阈值电压, 而不影响门限宽度 ΔU_{TH} , 改变正反馈系数 $\frac{R_P}{R_P + R_F}$ 可改变门限宽度的值。

图 6.3-3(a) 所示的迟滞电压比较器为下行迟滞电压比较器, 如将输入信号与参考电压输入端互换, 就成为上行迟滞电压比较器, 如图 6.3-4(a) 所示, 其输入—输出传输特性如图 6.3-4(b) 所示。对上行迟滞电压比较器, 读者可自行分析。

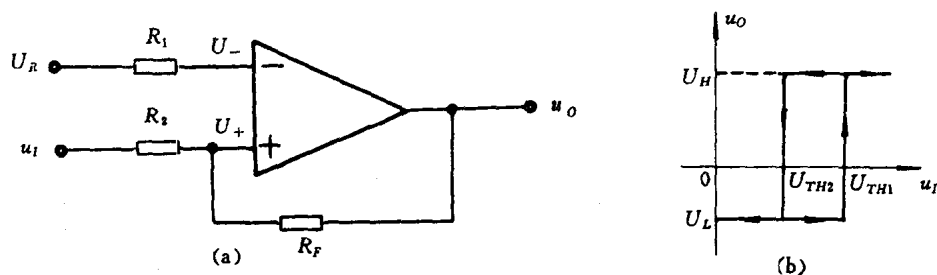


图 6.3-4 上行迟滞电压比较器

三、双限电压比较器

上面介绍的比较器中, 当 u_i 单方向变化时, u_o 只跳变一次, 即由高变低或由低变高, 实际使用中只能检查一个电平。若需判断 u_i 是否在两个电平之间, 就要采用双限比较器, 如图 6.3-5(a) 所示。

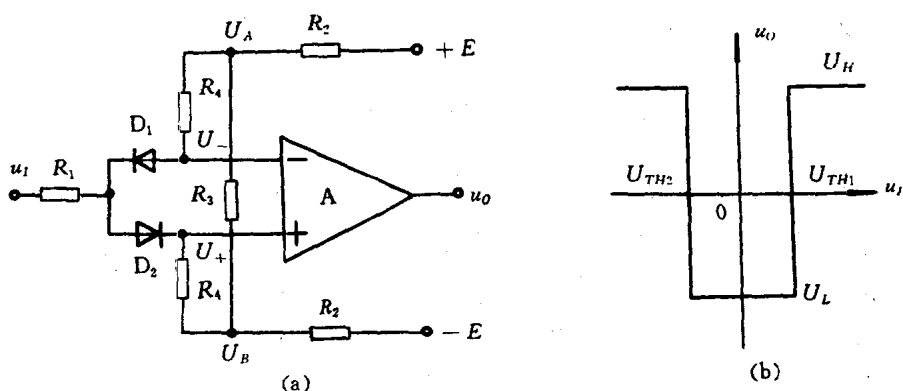


图 6.3-5 双限电压比较器

下面分析它的工作情况。

1. 当 $u_i = 0$ 时, 设 $R_2, R_3 \ll R_1, R_4$, 则由 R_2, R_3 组成的分压器, 分得 A、B 两点的电位 U_A, U_B 大小相等而极性相反。即

$$U_A = E \frac{R_3 + R_2}{2R_2 + R_3} - E \frac{R_2}{2R_2 + R_3}$$

$$U_B = -E \frac{R_3 + R_2}{2R_2 + R_3} + E \frac{R_2}{2R_2 + R_3}$$

正电位 U_A 经 R_4 加到运放反相输入端, 负电位 U_B 经 R_4 加到运放的同相输入端, 故比较

器输出呈低电平 U_L 。

2. 当 $u_I > U_A$ 时, D_1 截止, D_2 导通, 正电压 u_I 加到运放同相输入端, 而且使 $U_+ > U_-$, 故比较器跳变, 其输出呈高电平 U_H 。

3. 当 $u_I < U_B$ 时, D_2 截止, D_1 导通, 负电压 u_I 加到反相输入端, 同理使比较器跳变, 输出呈高电平 U_H 。

4. 当 $U_A > u_I > U_B$ 时, D_1 和 D_2 均导通, 由于 $U_- > U_+$, 故比较器输出呈低电平 U_L 。

由以上分析可见比较器的上、下阈值电压就是 U_A 和 U_B , 门限宽度 ΔU_{TH} 为

$$\Delta U_{TH} = U_{TH1} - U_{TH2} = U_A - U_B = 2E \frac{R_3}{2R_2 + R_3} \quad (6.3-6)$$

由上式可知, 只要改变 E 和 R_2 、 R_3 就可调节 U_{TH1} 、 U_{TH2} 和门限宽度 ΔU_{TH} 。

上面介绍的电压比较器是模拟电路与数字电路之间的接口电路, 但通用型集成运放构成的电压比较器的高、低电平与数字电路 TTL 器件的高低电平的数值相差较大, 一般需要加限幅电路才能驱动 TTL 器件, 因此给使用带来不便。专用的集成电压比较器与通用型集成运放构成的电压比较器相比, 具有以下特点:

1. 集成电压比较器一般无需外接元件, 就可以直接驱动 TTL 等数字集成电路器件。
2. 与同等价格的集成运放相比, 集成电压比较器的响应速度快。
3. 为了提高响应速度, 集成电压比较器内部电路的输入级工作电流较大。
4. 有的集成电压比较器具有选通端。
5. 集成电压比较器的开环放大倍数和共模抑制比一般不太高, 而且失调电压通常超过 1mV , 因此在响应速度要求低、精度要求高时, 应选用精密集成运放构成电压比较器。

第四节 波形发生器

波形发生电路在测量、自动控制、通信、无线电广播和遥控等许多技术领域中有广泛的应用。波形发生电路不需要输入信号便能产生各种周期性的波形, 如正弦波、方波、三角波和锯齿波等。方波、三角波、锯齿波发生器称为非正弦波发生器。本节主要介绍非正弦波发生器与正弦波发生器的基本组成及工作原理。首先介绍非正弦波发生器。

一、非正弦波发生器

非正弦波发生器一般由以下几个基本部分组成。

1. 具有开关特性的器件。它可以是电压比较器、集成模拟开关、TTL 与非门等器件, 具有开关特性的三极管也可以起开关作用。在本节中我们均用迟滞比较器作为开关。
2. 反馈回路。在非正弦波形发生电路中必须设法使具有开关特性的器件能改变状态, 将输出电压恰当地反馈给具有开关特性的器件, 才能使其改变工作状态。
3. 延迟环节。有了延迟环节, 才能获得我们所需要的振荡频率。利用 RC 电路的充放电特性可实现延迟, 也有利用器件的延迟时间实现延迟的, 在有些场合延迟环节可与反馈网络合在一起。
4. 如果要求产生三角波或锯齿波, 还应加积分环节。

非正弦波形发生器的振荡条件比较简单, 那就是, 无论开关器件的输出电压为高电平

或低电平,如果经过一定的延迟时间后可使开关器件的输出改变状态,便能产生周期性的振荡,形成非正弦波形。

(一) 方波发生器

图 6.4-1 为方波发生器,图中用迟滞比较器作为开关,用电阻与电容相串联的 RC 电路作为具有延迟作用的反馈网络。下面先定性分析它的工作原理,然后估算振荡周期。

图 6.4-1 中迟滞比较器的输出只有高电平和低电平两个稳定状态。设接通电源时刻,电容两端的电压 $u_c = 0$,迟滞比较器的输出电压 $u_o = +U_Z$,则集成运放同相输入端此时的电位为

$$u_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (+U_Z) \quad (6.4-1)$$

而 $u_o = +U_Z$ 时电容充电,使集成运放反相输入端的电位 u_- (它等于 u_c) 由零逐渐上升。在 u_- 低于 u_+ 以前, $u_o = +U_Z$ 不变。当 u_- 上升到略高于 u_+ 时, u_o 从高电平跳变为低电平,即变为 $-U_Z$ 。

当 $u_o = -U_Z$ 时, $u_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (-U_Z)$,同时电容经 R_1 放电,使 u_- 逐渐下降。在 u_- 高于 u_+ 以前, $u_o = -U_Z$ 不变,当 u_- 下降到略低于 u_+ 时, u_o 从 $-U_Z$ 跳变为 $+U_Z$,又回到初始状态。如此周而复始,产生振荡,输出方波。

根据上面的分析, u_o 和 u_c 的波形如图 6.4-2 所示。

由图 6.4-2 所示波形可知, u_c 的值从 t_1 时刻的 $\frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z$ 下降到 t_2 时刻的 $-\frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z$ 所需要的时间就是振荡周期的一半,即

$$\frac{T}{2} = t_2 - t_1$$

而 u_c 的变化规律就是简单的 RC 充放电规律。不难看出这里 RC 充放电的三要素是:

- (1) 时间常数 $\tau = R_1 C$
- (2) 在 t_1 时刻 u_c 的初始值是 $\frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z$ 。
- (3) 若 $t = \infty$, u_c 的终了值是 $-U_Z$ 。

根据一阶 RC 电路的三要素法可得

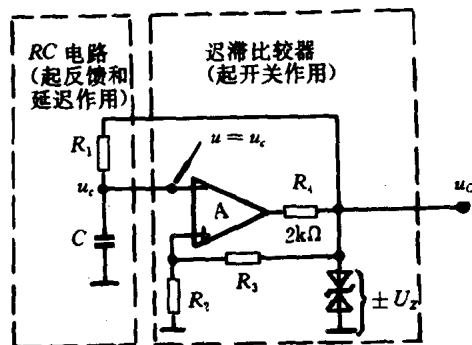


图 6.4-1 方波发生器

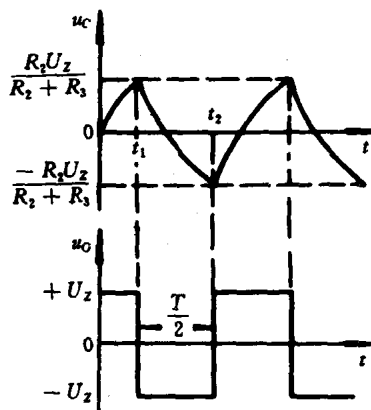


图 6.4-2 方波发生器的波形图

$$u_c = (-U_Z - \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z)(1 - e^{\frac{-\Delta t}{R_1 C}}) + \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z \quad (6.4-2)$$

其中 $\Delta t = t - t_1$, 且 $t_1 \leq t \leq t_2$

当 $\Delta t = \frac{T}{2}$ 时, $u_c = \frac{-R_2}{R_2 + R_3} U_Z$, 将这些条件代入上面的式(6.4-2), 得

$$\frac{-R_2}{R_2 + R_3} U_Z = (-U_Z - \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z)(1 - e^{\frac{-T}{2R_1 C}}) + \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_Z$$

解之可得

$$T = 2R_1 C \ln(1 + \frac{2R_2}{R_3}) \quad (6.4-3)$$

通常将矩形波为高电平的时间与周期时间之比称为占空比。对称方波的占空比为 50%。如果需要产生占空比小于或大于 50% 的矩形波, 则应设法使图 6.4-1 电路中电容充电的时间常数与放电的时间常数不相等, 图 6.4-3 为占空比可调的矩形波发生电路, 该电路是利用二极管的单向导电特性, 使电容充电与放电回路不同, 因而可使电容充电与放电的时间常数不同。

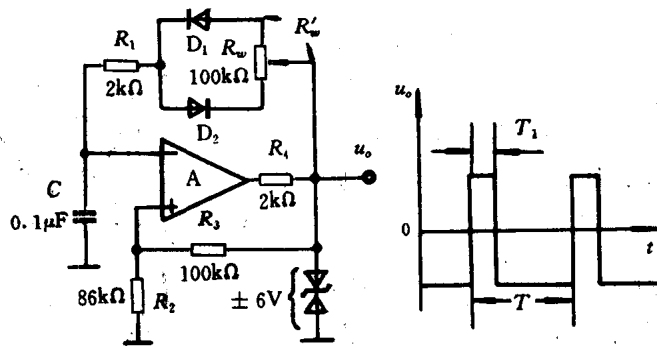


图 6.4-3 矩形波电路图及波形图

由图可知, 当输出 u_o 为正值时, 二极管 D_1 导通, D_2 截止, 电容 C 充电的时间常数为

$$\tau_1 = (R'_w + r_{d1} + R_1)C \quad (6.4-4)$$

其中 R'_w 是电位器动端至上端点的阻值, r_{d1} 是二极管 D_1 导通时的等效电阻。 D_2 的反向电阻和稳压管的内阻可忽略不计。

当 u_o 为负值时, 二极管 D_1 截止, D_2 导通, 电容 C 放电的时间常数是

$$\tau_2 = (R_w - R'_w + r_{d2} + R_1)C \quad (6.4-5)$$

其中 r_{d2} 是二极管 D_2 导通时的等效电阻。

用前面估算方波发生电路振荡周期的方法可求出 T 为

$$T = (\tau_1 + \tau_2) \ln(1 + \frac{2R_2}{R_3}) \quad (6.4-6)$$

调节电位器 R_w , 可改变输出波形的占空比。

关于占空比可调的矩形波产生电路的其他内容, 读者可参阅有关资料文献。

(二) 三角波发生器

图 6.4-4 为三角波发生电路。运放 A_1 组成迟滞电压比较器, A_2 组成积分电路。迟滞

比较器输出的方波送给积分电路,变换为三角波,而后再将积分器的输出回送到迟滞比较器 A_1 的同相输入端,由此循环构成了三角波的波形发生器。

该三角波发生器能否振荡形成三角波的关键是:积分电路的输出 u_o 是否能使迟滞比较器的输出电压 u_{o1} 产生跳变,即从高水平跳变到低电平,或者从低电平跳变到高水平。下面作具体分析。

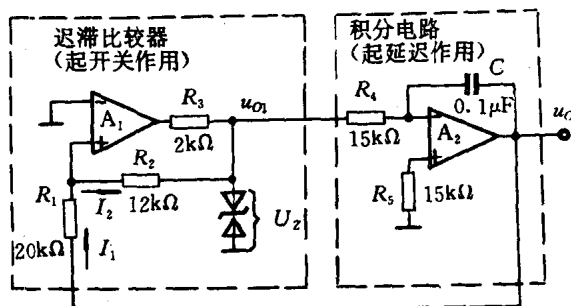


图 6.4-4 三角波发生器

当比较器输出高水平,则 $u_{o1} = +U_z$,则电容充电, u_o 按线性规律逐渐下降,当积分器输出 u_o 下降到零以后,使 A_1 的同相端 u_+ 略低于反相端 u_- ,于是迟滞比较器输出产生跳变,从 $+U_z$ 跳变为 $-U_z$,同时迟滞比较器的同相端 u_+ 也跳变到更低的值(比零低得多)。在 u_{o1} 变为 $-U_z$ 后,电容放电, u_o 按线性规律逐渐上升,当 u_o 上升到一定程度,使 A_1 的同相端 u_+ 略大于零时,迟滞比较器的输出又产生跳变,则从 $-U_z$ 跳回到 $+U_z$ 。如此周而复始,产生振荡。由于电容充电回路与放电回路相同,积分电路输出电压上升与下降的时间相等,上升与下降的斜率的绝对值也相等,因此形成三角波。

根据以上分析,可画出三角波发生电路的 u_o 和 u_{o1} 的波形,如图 6.4-5 所示。

从图 6.4-5 所示波形可以看出,迟滞比较器输出电压 u_{o1} 产生跳变时所对应的 u_o 值就是三角波波形产生电路的输出电压的峰值 U_{om} 。根据 u_{o1} 发生跳变的临界条件可求出输出电压峰值 U_{om} 。对于图 6.4-4,迟滞电压比较器输出电压跳变的临界条件是集成运放 A_1 两个输入端的电位相等,即 $u_+ = u_- = 0$ 。根据理想集成运放的特点,可知流过电阻 R_1 的电流等于流过电阻 R_2 的电流,即

$$I_1 = I_2 = \frac{U_z}{R_2}$$

$$U_{om} = R_1 I_1 = \frac{R_1}{R_2} U_z \quad (6.4-7)$$

同理可求出输出电压的负向峰值是

$$-U_{om} = \frac{R_1}{R_2} (-U_z) \quad (6.4-8)$$

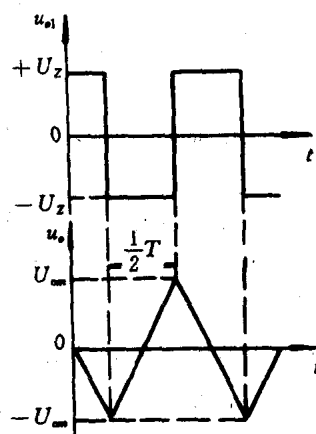


图 6.4-5 三角波发生器的波形图

从图 6.4-5 所示波形中可知,积分电路输出电压从 $-U_{om}$ 上升到 $+U_{om}$ 所需要时间就是振荡周期的一半,即在 $T/2$ 时间内 U_o 的变化量等于 $2U_{om}$. 由积分电路输出与输入的关系可得

$$\frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{U_Z}{R_4} dt = 2U_{om}$$

即

$$T = 4R_4C \frac{U_{om}}{U_Z} \quad (6.4-9)$$

将 U_{om} 值代入式(6.4-9)中,得

$$T = \frac{4R_1R_4C}{R_2} \quad (6.4-10)$$

振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{4R_1R_4C} \quad (6.4-11)$$

由式(6.4-7)可知输出电压的峰值只与电阻 R_1 、 R_2 及稳压管的稳压值有关;式(6.4-11)表明,电阻 R_1 、 R_2 、 R_4 和电容 C 均与振荡频率有关。因此应当先调整电阻 R_1 或 R_2 , 使输出电压的峰值达到所需要的值,然后再调整电阻 R_4 或电容 C , 使振荡频率满足要求。反之,若先调振荡频率,那么输出电压的峰值改变时,振荡频率也会随之变化。

由图 6.4-5 可看出三角波发生电路既能产生三角波,又能输出方波。

(三) 锯齿波发生器

从三角波电路及三角波波形可见,三角波的上升和下降的斜率(绝对值)相等,而锯齿波上升和下降的斜率不相等(通常相差很多)。如果使三角波发生电路中积分电路的电容充电与放电回路不同,便可得到锯齿波发生电路。图 6.4-6 为锯齿波发生器。

该电路是利用二极管的单向导电特性来改变积分电容的充放电回路的。当图 6.4-6 中的 u_{o1} 为 $+U_Z$ 时,二极管 D_1 导通, D_2 截止;当 u_{o1} 为 $-U_Z$ 时,二极管 D_1 截止, D_2 导通。适当调节电位器 R_w , 使其 u_{o1} 为正、负值时所对应的 R'_w 与 $(R_w - R'_w)$ 值不同,那末就可使电容充放电回路的等效电阻不同,可实现充电与放电速率的不同,从而形成锯齿波。

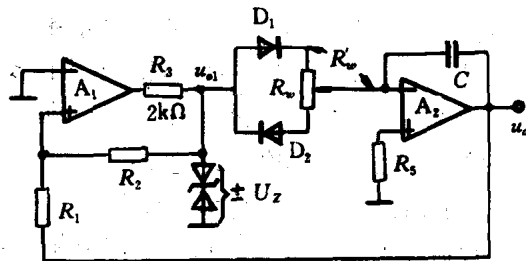


图 6.4-6 锯齿波发生器

锯齿波发生电路输出电压的波形如图 6.4-7 所示。

锯齿波发生器电路输出电压幅值的计算方法与三角波发生电路相同,则

$$U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_Z$$

$$-U_{om} = \frac{R_1}{R_2} (-U_Z)$$

振荡周期是

$$T = 2 \frac{R_1}{R_2} (r_{d1} + r_{d2} + R_w) C \quad (6.4-12)$$

二、正弦波发生器

正弦波发生器在测量、自动控制、通讯、广播及遥控等许多技术领域中有广泛的应用。正弦波发生器的电路形式较多,若按选频网络的元件类型不同可分为 RC 正弦波产生器, LC 正弦波产生器和石英晶体正弦波产生器。本节主要介绍 RC 正弦波产生器,其他正弦波产生器将在有关课程介绍。

1. 正弦波产生器的振荡条件

首先讨论一下反馈放大电路产生自激振荡的条件。将集成运放和外部的反馈电路构成闭合环路,就可在运放输出端得到所需的正弦信号。其组成框图可用图 6.4-8 表示。

在图 6.4-8 的环路中任取一断点 a ,从 a 点到输出端为放大电路, A 为放大器增益。

$$A = \frac{U_o}{U_a}$$

由输出端到断点 a 为反馈电路,反馈系数 F 为

$$F = \frac{U_a}{U_o}$$

乘积 AF 为环路增益。

为了导出自激振荡条件,可将图 6.4-8 的 a 点断开,从 a 点向放大电路的输入端送入一正弦信号 U_a ,该信号经放大电路和反馈电路回到 a 点时,显然应等于 $A \cdot F \cdot U_a$,假若 $A \cdot F \cdot U_a$ 与外加信号 U_a 的幅度和相位完全相等,则把断点 a 接上,并撤除外加信号 U_a ,振荡也照样能继续下去。可见,正弦波发生器的自激振荡条件为回路增益等于 1,即

$$AF = 1 \quad (6.4-13)$$

由此,可以得到振荡电路的自激振荡的两个基本条件:

(1) 幅度平衡条件

反馈信号的振幅应该等于输入信号振幅,即

$$U_f = U_a$$

或

$$|AF| = 1 \quad (6.4-14)$$

(2) 相位平衡条件

反馈信号与输入信号要同相,它们之间的相位差应为

$$\varphi = \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (6.4-15)$$

或

$$\text{arc}(AF) = \varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (6.4-16)$$

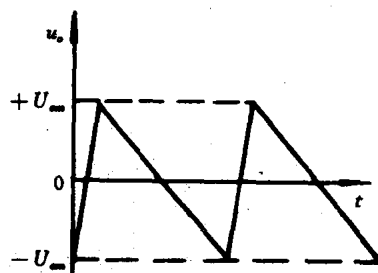


图 6.4-7 锯齿波发生器的波形图

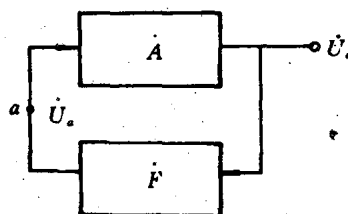


图 6.4-8 正弦波发生器组成框图

应当注意负反馈放大电路产生自激振荡的条件是 $AF = -1$ ，它与式(6.4-13)相差一个负号。这是由于在放大电路中，引入负反馈的目的是为了改善放大电路的性能，并不是要产生自激振荡，因此负反馈放大电路的输入端信号和反馈信号相位相反。在低频区或高频区，由于要产生附加相移，而使 AF 总的相移为 $(2n+1)\pi, n=0, 1, 2, \dots$ ，此时反馈信号由原来的负号变成正号，于是放大电路形成正反馈而产生了自激振荡，这种现象在负反馈放大电路中是要设法消除的。

现在既然要使放大电路变成振荡电路，因此有目的地组成正反馈，即反馈信号与输入信号同相，则自激振荡的条件为 $AF = 1$ 。

式(6.4-14)所表示的幅度平衡条件，是指振荡电路已进入稳幅振荡，但振荡电路要能自行起振，则必须满足 $|AF| > 1$ 的幅度条件。振荡电路起振并不需要外加信号，它只需电路内部存在的某些扰动，如电流接通的瞬变过程，电路内部的热扰动等等，这些微小的电压变化，通过电路的正反馈作用到输入端，而被放大，每经过一次正反馈→放大→正反馈的循环，信号便不断增大，但这个过程并不会一直无限制地进行下去，因为组件的特性并不是线性的，当由于正反馈而使信号不断增加时，必然会致使组件工作进入非线性区域，于是放大倍数将随着信号振幅的增大反而减小，使环路增益 $|AF|$ 自动下降到 $|AF| = 1$ ，此时振荡电路处于等幅振荡的状态。

此外，为使振荡是正弦波，即具有单一的频率，还必须使反馈网络具有选频特性，使得通过这个选频网络后，只有某一频率满足振荡的两个基本条件，从而得到单一频率的振荡。

2. RC 正弦波产生器

常见的 RC 正弦波产生器是 RC 串联式正弦波振荡电路，在有的文献中称为文氏桥正弦波产生器。RC 正弦波产生器主要用来产生低频正弦信号，应用非常广泛，图 6.4-9 为其原理电路。

由图 6.4-9 可看出该 RC 正弦波产生器是由同相比例电路与 RC 串并联选频电路组成。由于 RC 串并联选频网络中的 R 与同相比例电路中的 R_f, R_1 正好形成一个四臂电桥，而同相比例电路的输入端和输出端分别接到电桥的两对角线上，所以又称为文氏桥正弦波产生器。

下面我们来分析 RC 正弦波产生器的振荡条件。

由图 6.4-9 中的 RC 串并联选频电路可得

$$F = \frac{U_+}{U_o} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{(R + \frac{1}{j\omega C}) + (R // \frac{1}{j\omega C})}$$

化简可得

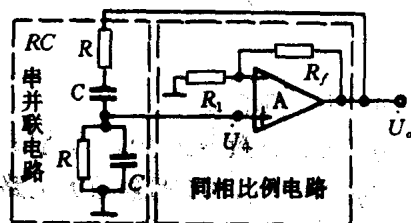


图 6.4-9 RC 正弦波产生器

$$F = \frac{U_+}{U_o} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})} \quad (6.4-17)$$

当上式分母中虚部系数为零时, RC 串并联网络的相移为零, 满足这个条件的频率 f_0 为

$$2\pi f_0 RC = \frac{1}{2\pi f_0 RC}$$

即
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6.4-18)$$

将上式代入式(6.4-17)可得

$$\frac{U_+}{U_o} = \frac{1}{3 + j(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})} \quad (6.4-19)$$

上式所代表的幅频特性和相频特性可分别用下面两式表示

$$|F| = \left| \frac{U_+}{U_o} \right| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})^2}} \quad (6.4-20)$$

$$\varphi_f = -\arctan \frac{1}{3} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (6.4-21)$$

由上面两式可知, 当 $f=f_0$ 时, 幅频特性出现峰值, 即

$$|F| = \left| \frac{U_+}{U_o} \right|_{\max} = \frac{1}{3} \quad (6.4-22)$$

$$\varphi_f = 0^\circ$$

由于在 $f=f_0$ 时 RC 串并联反馈网络的 $\varphi_f=0$, $|F|=\frac{1}{3}$, 所以放大电路的放大倍数不能小于 3, 且输出与输入间的相位关系应是同相。即用放大倍数为 3(起振时应大于 3)的同相比例电路作为放大电路即可。

由于同相比例电路的放大倍数为 $1 + \frac{R_f}{R_1}$, 根据上面分析, 其电压放大倍数应略大于 3, 因此 R_f 应略大于 $2R_1$ 。

不难看出该正弦波产生器的振荡频率决定于 RC 串并联选频网络, 因此该正弦波产生器的振荡频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 。例如 $R=10\text{k}\Omega, C=0.1\mu\text{F}$, 则

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 10^{-7}} = 159\text{Hz}$$

在实际应用中, 正弦波产生器还应具有稳幅措施。这是因为当温度、电源电压或元件参数变化时, 将会破坏 $|AF|=1$ 的条件。若 $|AF|$ 增大, 则输出幅度不断增大, 使集成运放接近或进入非线性工作状态, 造成输出波形失真; 若 $|AF|$ 减小, 则不满足振荡条件, 输出电压的幅度将衰减到零, 使输出波形消失。要解决这个问题, 就要设法使输出电压的幅度增大时, $|AF|$ 适当减小(反之应增大), 以维持 U_o 的幅值基本不变。为此图 6.4-9 中的 $\frac{R_f}{R_1}$ 应随输出幅值的增大而减小。如何使 R_f 或 R_1 的阻值随 U_o 幅值的大小变化呢? 一种办法

是采用热敏电阻。例如,选择负温系数的热敏电阻作为反馈电阻 R_f ,当 U_o 的幅值增加使 R_f 的功耗增大时,它的温度上升,其温度系数使它的阻值下降,于是放大倍数减小,使 U_o 的幅值下降。如果参数合适,可使输出电压的幅值基本稳定,且波形失真较小。同理,也可选择正温度系数的热敏电阻作为电阻 R_1 实现稳幅,读者可自行分析其工作原理。

稳幅的方法很多,读者可参阅有关参考文献。

RC 正弦波振荡电路的振荡频率与 R 、 C 的乘积成反比,如果希望它的振荡频率较高,势必要减小 R 和 C 的数值。例如,若 RC 串并联式正弦波振荡电路中的 $R=1k\Omega$, $C=200pF$,则振荡频率为 $f_o=796kHz$ 。如果希望获得更高的振荡频率,那么还应再减小 R 和 C ,而减小 R 将使放大电路的负载加重,减小 C 也不能超过一定的限度,否则振荡频率将受寄生电容的影响而不稳定。此外,普通集成运放的带宽较窄,也限制了振荡频率的提高。因此由集成运放构成的 RC 正弦波振荡电路振荡频率一般不超过 1MHz。如果希望产生更高频率的正弦波,可采用其他类型的正弦波振荡电路。

第五节 有源滤波器

在通信、控制以及电力系统中,一种重要的组成部件是滤波器。滤波器的功能是让指定频段的信号通过,而将其余频段上的信号给以足够的衰减而使其受到抑制。滤波器以它能够通过和被抑制的相对频率范围来命名:低通滤波器指能通过低频而抑制高频的滤波器;高通滤波器的性能则与之相反,带通滤波器是指让频率在某一通频带范围内的信号通过,而在此通频带以外的信号均不能通过的滤波器;带阻滤波器的性能与带通滤波器的性能相反。

低通滤波电路主要用在信号处于低频,并且需要削弱高次谐波或频率较高的干扰和噪声等场合。例如整流电路中的滤波环节,广播收音机检波后的滤波环节等。高通滤波电路主要用在信号处于高频并且需要削弱低频(或直流成分)的场合。带通滤波器主要用来突出有用频段的信号,削弱其余频段的信号或干扰和噪声,从而提高信噪比,常用在载波通信、弱信号的提取等场合。带阻滤波器主要用来抑制干扰,例如信号中常含有不需要的交流电网频率,可针对该频率加带阻滤波器,使之削弱。在一个较复杂的电子设备中,可能有几种不同的滤波电路。例如对无线电接收机(其接收对象是调幅波或调频波信号,它含有低频成分),它的输入回路可能需要高通滤波器;调谐部分可能需要带通滤波器;电源和信号放大部分可能需要低通和带阻滤波器。

滤波器分为无源滤波和有源滤波器。图 6.5-1 为无源滤波器,图 6.5-1(a)为无源 LC 滤波电路,图 6.5-1(b)为无源的 RC 滤波电路,以上两种无源滤波电路均为低通滤波电路。

LC 滤波电路的缺点是在较低频率下工作时,电感 L 的体积、重量较大,既不易制造,而且成本高,有时还需加磁屏蔽,给制造和安装带来不便。而 RC 滤波电路中的电阻不仅消耗我们希望抑制的那些信号的能量,而且消耗我们希望顺利通过的信号的能量。本节所要研究的有源滤波器是由集成运算放大器和 RC 网络组成的。

与无源滤波电路相比,由集成运放和 RC 网络组成的有源滤波电路有以下优点:

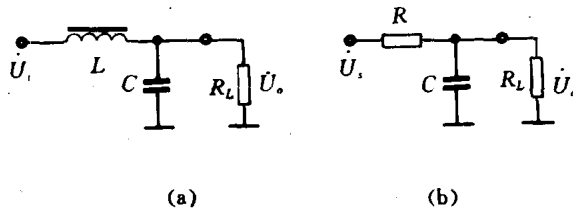


图 6.5-1 无源低通滤波电路

(a)简单的 LC 低通滤波电路

(b)简单的 RC 低通滤波电路

1. 由于不使用电感元件,因此体积小、重量轻,也不需要加磁屏蔽。
2. 有源滤波电路中的集成运放可加电压负反馈,使输入阻抗高,输出阻抗低,输入与输出之间具有良好的隔离,因此只要将几个低阶滤波电路串接起来,就可以得到高阶滤波电路,一般不需要像 LC 滤波电路那样考虑级间相互影响。
3. 有源滤波电路除了起滤波作用外,还可以将信号放大,而且放大倍数容易调节。更重要的是,可引入正反馈,提高滤波器的 Q 值,使通带和止带间的衰减变得陡峭。

有源滤波电路的以下几个问题是值得注意的:

1. 我们在分析有源滤波电路时,是将其中的集成运算放大器理想化了,所以组成有源滤波电路的集成运算放大器的 3dB 带宽应该比有源滤波电路的 3dB 带宽高 10 倍以上,因为这样集成运放的频率特性才能视为满足理想运放的条件。不过当频率较高时,采用 LC 无源滤波电路可以获得较好的效果。对于带通滤波,还可以采用陶瓷滤波器和声表面波滤波器等。

2. 因为采用有源器件,所以必须设置提供能量的直流电源,有源滤波电路才能正常工作。它不像无源滤波电路那样容易做成浮置式(即两端都不接地)。

3. 不适合在高压或大电流条件下使用。

本节主要介绍几种有源滤波器。

一、低通有源滤波器

1. 一阶低通有源滤波器

图 6.5-2 是一阶 RC 有源滤波电路,由图 6.5-2 可见,一阶低通滤波器的电路结构与积分器电路相似,只是电路元件选择和电路使用功能不同,积分器使用电路的时域特性,滤波器使用电路的频域特性。

由图 6.5-2 所示电路,可写出输出相对输入的函数关系式

$$A_f = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{Z_f}{R_i} \quad (6.5-1)$$

式中

$$Z_f = \frac{R_f}{1 + j\omega C_f R_f} \quad (6.5-2)$$

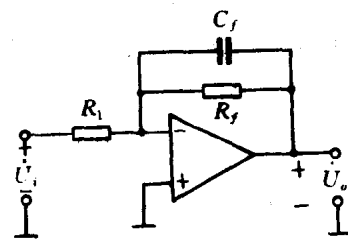


图 6.5-2 一阶低通有源滤波器

故
$$\dot{A}_f = \frac{R_f/R_1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.5-3)$$

式中 $A_0 = \frac{R_f}{R_1}$ (为低频闭环增益值)

$\omega_0 = \frac{1}{R_f C_f}$ (为高频截止频率)

将式(6.5-3)绘成幅频波特图,如图6.5-3所示,可见低通滤波器的通频带是从零至 ω_0 ,在 ω_0 以后滤波器的输出以 $-20\text{dB}/十倍频$ 的速率衰减。为了使衰减斜率增大,改变滤波效果,可采用二阶或高阶低通有源滤波器。

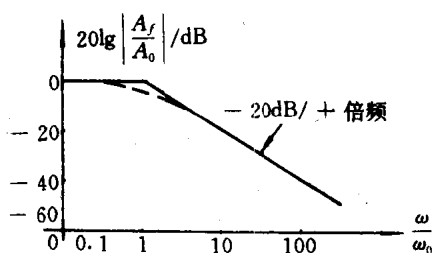


图 6.5-3 一阶低通有源滤波器的幅频特性

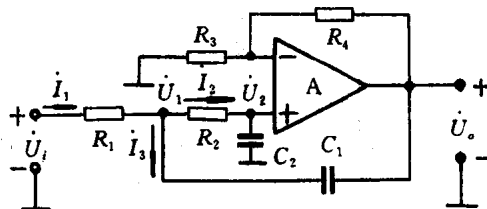


图 6.5-4 二阶有源低通滤波器

2. 二阶有源低通滤波器

图6.5-4是一种常用的二阶有源低通滤波器,它又称为压控电压源型二阶有源低通滤波器。由图6.5-4可知,运放组成同相型放大单元,无源RC网络接在运放的同相输入端,通过 C_1 引入由输出电压 U_o 驱动的正反馈,这样构成了RC有源滤波器。

对反馈信号而言,电容 C_1 具有超前作用,而电容 C_2 具有滞后作用,因此只要参数合适,可使该电路在截止频率 f_0 附近的反馈极性为正,又不至造成自激振荡,从而使电路在截止频率 f_0 附近的电压放大倍数得到提高。而当 $f \ll f_0$ 时电容 C_1 的阻抗大,反馈信号较弱,对电压放大倍数影响不大。当 $f \gg f_0$ 时信号被 C_2 衰减,使输出电压的幅值小,于是滤波特性得到改善。至于在什么条件下可使幅频特性得到改善,能改善到什么程度,可通过下面的计算得出结论。

由图6.5-4,可列出下面的联立方程:

$$\left. \begin{aligned} (U_i - U_1) \frac{1}{R_1} &= (U_1 - U_o)j\omega C_1 + (U_1 - U_2) \frac{1}{R_2} \\ (U_1 - U_2) \frac{1}{R_2} &= U_2 j\omega C_2 \\ U_2 &= \frac{U_o}{A_f} \end{aligned} \right\} \quad (6.5-4)$$

解得电路的传输函数为

$$H(j\omega) = \frac{U_o}{U_i}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{A_f / (R_1 R_2 C_1 C_2)}{(j\omega)^2 + j\omega \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1 - A_f}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\
 &= \frac{A_f}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.5-5)
 \end{aligned}$$

式(6.5-4)和式(6.5-5)中的 A_f 为通带增益,式(6.5-5)中的 ω_0 为截止角频率。 A_f 、 ω_0 分别为

$$\begin{aligned}
 A_f &= 1 + \frac{R_4}{R_3} \\
 \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.5-6)
 \end{aligned}$$

式(6.5-5)中的 Q 为滤波器的品质因数,它是衡量滤波器对频率选择性的一个指标。品质因数 Q 为

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1 - A_f) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \quad (6.5-7)$$

式(6.5-5)的幅频特性如图 6.5-5 所示,具有低通特性。

由式(6.5-5)知, Q 值愈大, $\omega = \omega_0$ 时的 $H(j\omega)$ 值也愈大。当 $Q=1$ 时,在 $\omega = \omega_0$ 的情况下, $|H(j\omega)| = A_f$, 即维持通频带的增益,在 $\omega > \omega_0$ 的频率范围内, $|H(j\omega)|$ 以 $-40\text{dB}/十倍频$ 的速率衰减。当 Q 值大于 $\frac{\sqrt{2}}{2}$ 时,幅频特性出现峰值。

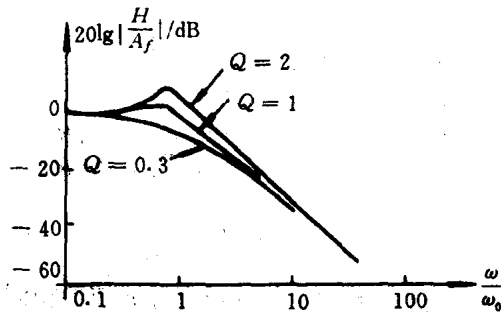


图 6.5-5 二阶低通有源滤波器的幅频特性

通过以上分析可知,对于压控电压源型二阶有源低通滤波器,只要比值 R_1/R_2 、 C_1/C_2 不变,改变 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 的值,就可以达到调整 ω_0 而不影响 Q 的目的。欲改变 Q 值,可以调节 R_3 、 R_4 或 R_1/R_2 、 C_1/C_2 比值。

应当注意的是,压控电压源型二阶有源滤波器的通带增益 A_f 不能过大,如果通带增益过大,电路不能稳定工作,由式(6.5-7)可看出一般要求通带增益 $A_f < 3$ 。若希望通带增益 $A_f > 3$,可采用二阶无限增益多路反馈低通有源滤波器,读者可参阅有关教材及资料。

3. 高阶低通有源滤波器

为了使低通有源滤波器具有更好的选择性,使其幅频特性在高频段的衰减斜率再增大,接近理想情况,可采用高阶低通有源滤波器。

构成高阶低通有源滤波器的方法有两种,一种方法是将多个二阶或一阶低通有源滤波器串联起来构成高阶低通有源滤波器。例如将图 6.5-4 所示二阶压控电压源型低通有

源滤波器串接起来,就是四阶低通有源滤波器。当 $f \gg f_0$ 时,幅频特性的斜率是 $-80\text{dB}/$ 十倍频,其斜率的绝对值比二阶大一倍。另一种方法是用高阶 RC 网络和运放组成高阶低通有源滤波器,这种方法可节省元器件,但设计、计算和调整较复杂。一般很少采用。

二、高通有源滤波器

高通滤波器是通过高频信号而衰减低频信号的电路。

高通有源滤波器与低通有源滤波器在传递函数及电路结构上具有对偶关系。将低通有源滤波器中起滤波作用的电阻、电容的位置互相交换,即得到高通有源滤波器。如图 6.5-6 为二阶压控电压源型高通有源滤波器。

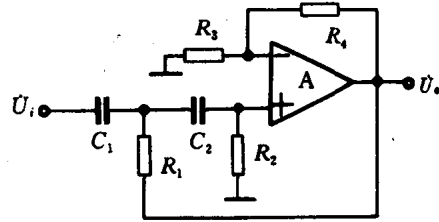


图 6.5-6 二阶压控电压源型高通有源滤波器

图 6.5-6 所示的二阶高通有源滤波器的传输函数为

$$H(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = - \frac{(\frac{\omega}{\omega_0})^2 A_f}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.5-8)$$

式(6.5-8)中

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} (1 - A_f)$$

$$A_f = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

式中 A_f 、 ω_0 和 Q 的意义与低通有源滤波器相同。

图 6.5-7 为其幅频特性曲线,同样 Q 值选择不同,则幅频特性曲线的形状也不相同。

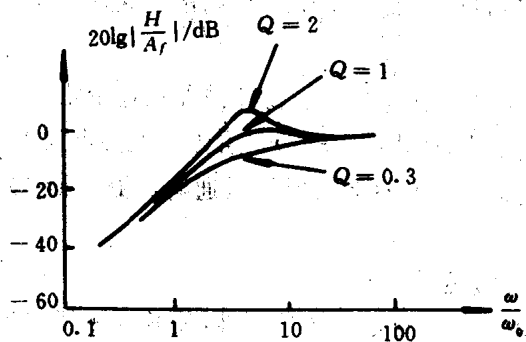


图 6.5-7 二阶高通有源滤波器的幅频特性

在二阶高通有源滤波器中,常取 $C_1 = C_2 = C$,所以以上公式可简化为

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}$$

$$\frac{1}{Q} = 2\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}(1 - A_f) \quad (6.5-9)$$

和高阶低通有源滤波器一样,高阶高通有源滤波器也有两种构成方法:其一是由几个低阶的高通有源滤波器串接而成;其二是由高阶 RC 网络直接和集成运放构成,有关电路,读者可参阅参考文献。

例 6-4 试将两个二阶压控电压源型高通滤波器串联起来,构成四阶高通滤波器。设它们的特征频率 f_0 均为 500Hz,它们的 Q 值都等于 1。要求画出电路图,求出各电阻、电容值,画出它的幅频特性,并与单级二阶压控电压源高通有源滤波器(它的 Q 值也等于 1)相比较。

解 先画出电路,再求电阻、电容的值,然后画幅频特性。

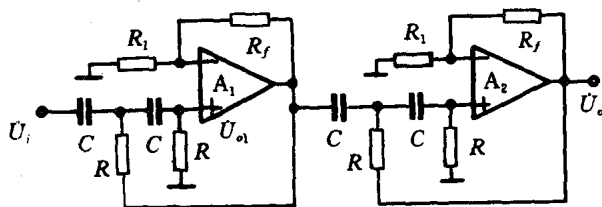


图 6.5-8 四阶高通有源滤波器

1. 四阶高通有源滤波器如图 6.5-8 所示,它由前、后两级组成,二者参数相同。
2. 选择电容 C,计算 R 的阻值

取 $C = 0.02\mu\text{F}$,则由 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 和题意可得

$$\frac{1}{2\pi R \times 0.02 \times 10^{-6}} = 500$$

即

$$R \approx 16\text{k}\Omega$$

3. 求电阻 R_1 和 R_f

由于要求 $Q=1$,而又要保证电路能稳定工作(即要求 $A_f < 3$),于是选定 $A_{f1} = A_{f2} = 2$,则 $A_{f1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 2$,因此 R_1 应等于 R_f 。再根据集成运放两个输入端的外接电阻应当对称的条件(即 $R_1 // R_f = R$),可求出 $R_1 = R_f = 32\text{k}\Omega$ 。

4. 幅频特性

四阶高通有源滤波器的传递函数为

$$H(j\omega) = \frac{A_{f1} \cdot A_{f2} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^4}{\left[1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j\frac{f_0}{f}\right]^2} \quad (6.5-10)$$

即

$$\frac{H(j\omega)}{A_{f_1} \cdot A_{f_2}} = \frac{\left(\frac{f}{f_0}\right)^4}{\left[1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j\frac{f_0}{f}\right]^2} \quad (6.5-11)$$

据式(6.5-11)可画出四阶高通有源滤波器的幅频特性,如图 6.5-9 中的实线所示。由此图可看出,四阶高通有源滤波器的滤波效果比二阶高通有源滤波器的好。

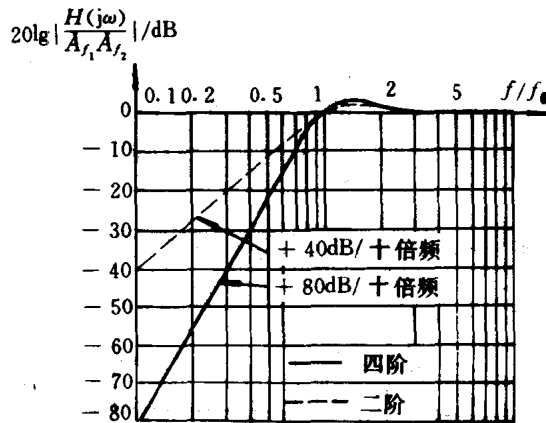


图 6.5-9 四阶与二阶高通有源滤波器幅频特性的比较

三、带通有源滤波器

带通有源滤波器主要用来突出有用频段的信号,削弱其余频段的信号或干扰与噪声,在无线电技术中是应用较多的一种滤波器。

有关带通有源滤波器的组成与分析可参阅有关文献,在此不再赘述。

习 题

题 6-1 从下面各小题后面的括号中选择合适的词填空。

(1) 为了抑制漂移,集成运放的输入级一般是_____放大电路,因此对于由双极型三极管构成输入级的集成运放,两个输入端的外接电阻应_____。

(a、共射,b、差动,c、较大,d、对称,e、较小)

(2) 当集成运放处于_____状态时,可运用_____和_____概念。

(a、线性放大,b、开环,c、深负反馈,d、虚短,e、虚断)

(3) _____是_____的特殊情况。

(a、虚短,b、虚地,c、虚断)

题 6-2 分别从“同相”、“反相”中选择一词,填以下各空白。

(1) _____比例电路中集成运放反相输入端为虚地点,而_____比例电路中集成运放两个输入端对地的电压基本上等于输入电压。

(2) _____比例电路的输入电阻大,_____比例电路的输入电阻小。

(3) _____比例电路的输入电流基本上等于流过反馈电阻的电流,而_____比例电路的输入电流几乎等于零。

题 6-3 分别判断下面的说法是否正确(在各小题后面的括号中打√或×)。

(1)反相求和电路中集成运放的反相输入端为虚地点,流过反馈电阻的电流等于各输入电流之代数和。()

(2)同相求和电路跟同相比例电路一样,各输入信号的电流几乎等于零。()

(3)由于比例求和运算电路的电压负反馈很强,输出电阻几乎等于零,因此在计算如图 6.2-5 所示双运放加减运算电路的前级输出电压时,一般可以不考虑后级输入电阻对前级的影响。()

题 6-4 分别按下列要求各设计一个比例放大电路(要求画出电路,并标出各电阻值):

(1)电压放大倍数等于-5,输入电阻约为 $20\text{k}\Omega$ 。

(2)电压放大倍数等于+5 且当 $U_I = 0.75\text{V}$ 时反馈电阻 R_f 中的电流等于 0.1mA 。

题 6-5 用三只电阻($10\text{k}\Omega$ 、 $11\text{k}\Omega$ 、 $110\text{k}\Omega$)和一只集成运放可构成反相比例电路或同相比例电路,试分别画出电路图,标出各参数值,并分别求出它们的电压放大倍数。

题 6-6 设图 6-1 各电路中的集成运放是理想的,试分别求出它们的输出电压与输入电压的函数关系式,并指出哪个电路对运放的共模抑制比要求不高?为什么?

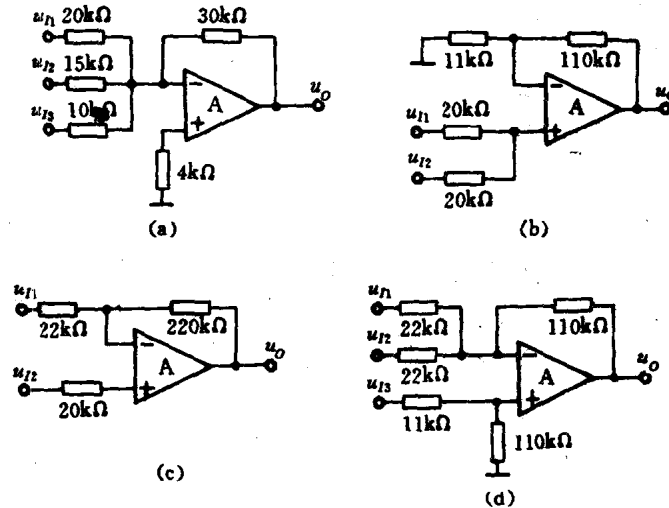


图 6-1 题 6-6 图

题 6-7 设计一个加减运算电路,使 $u_o = 12u_{i1} + 6u_{i2} - 8u_{i3}$. 选定反馈电阻 $R_f = 120\text{k}\Omega$ 。

题 6-8 求图 6-2 所示电路的输出电压 U_o 的表达式。图中 $R_2 = R_3, R_4 = R_1$ 。

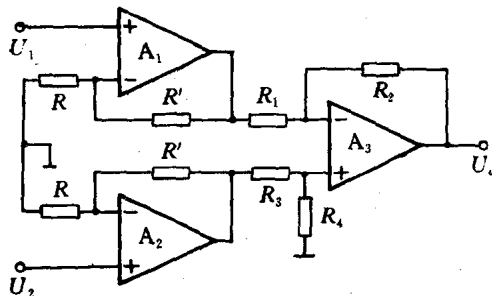


图 6-2 题 6-8 图

题 6-9 图 6-3 是一种恒流源电路。试分析它的工作原理,并写出负载电流 I_L 的表达式。

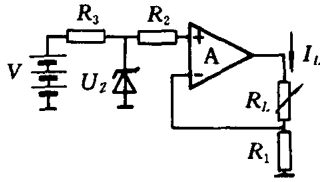


图 6-3 题 6-9 图

题 6-10 设图 6-4 各电路中集成运放是理想的,试分别求出它们的输出电压与输入电压的函数关系。

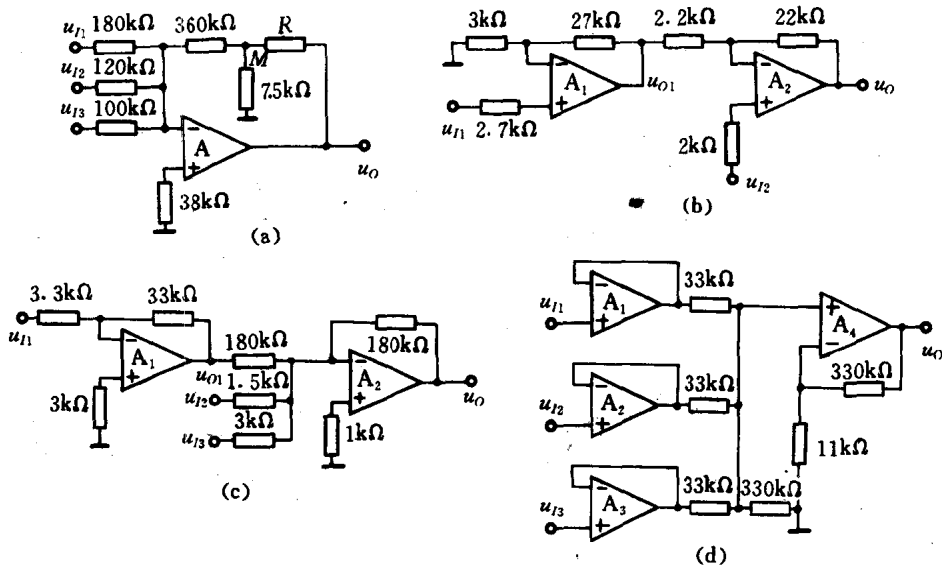


图 6-4 题 6-10 图

题 6-11 设图 6-5 所示电路中的集成运放具有理想特性,试求电路的输入电阻 $R_i = \frac{U_i}{I_i}$ 。

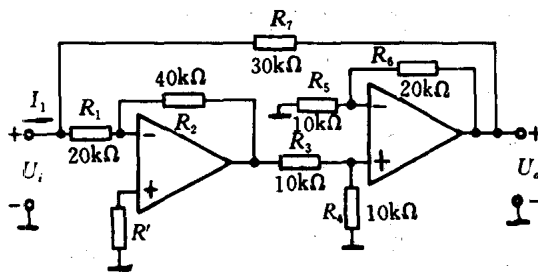


图 6-5 题 6-11 图

题 6-12 归纳、比较基本积分电路和基本微分电路的特点,然后选择“积分”或“微分”填以下各空:

(1) 在基本_____电路中,电容接在集成运放的负反馈支路中,而在基本_____电路中负反馈元件是电阻。

- (2) 若输入电压保持不变,但不等于零,则_____电路的输出电压将随时间上升或下降,直至 $u_o = +U_{OM}$ 或 $u_o = -U_{OM}$ 为止,而_____电路的输出电压等于零。
- (3) _____电路可将方波变换为三角波,而_____电路可将三角波变换为方波。
- (4) 当输入电压为正弦信号时,在稳态情况下基本_____电路 U_o 比 U_i 领先 90° ,而基本_____电路的 U_o 比 U_i 滞后 90° 。

题 6-13 图 6-6(a) 电路中输入电压的波形如图 6-6(b) 所示,且 $t = 0$ 时 $u_o = 0$, 试画出理想情况下输出电压的波形,并标出其幅值。

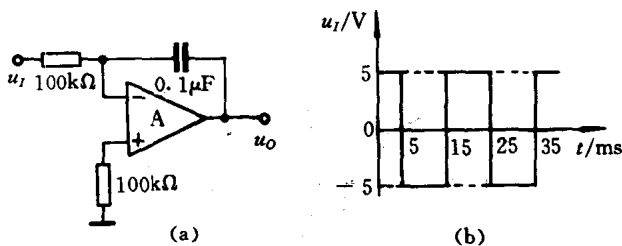


图 6-6 题 6-13 图

题 6-14 设图 6-7 电路中的电阻 $(R_1 // R_2 // R_3) = (R_3 // R')$, 而且 $t \leq 0$ 时各输入信号都为零, 输出电压也等于零。试求这个电路 u_o 与 u_i 的函数关系式。

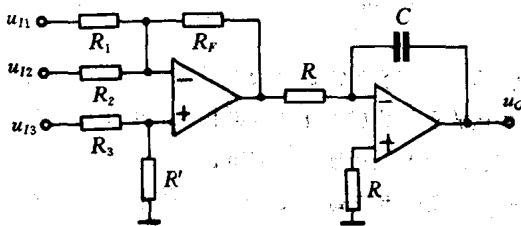


图 6-7 题 6-14 图

题 6-15 写出图 6-8 所示电路输出电压与输入信号 u_1, u_2 的运算关系。

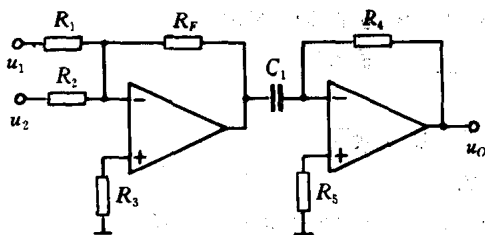


图 6-8 题 6-15 图

- 题 6-16 图 6-9 为实用积分器电路, 试分析其工作原理。
- 题 6-17 写出图 6-10 所示电路 u_o 与 u_i 的关系式。指出该电路完成什么运算功能。
- 题 6-18 试用两只具有理想特性的运放设计一个电路, 其输出电压 $u_o(t)$ 与输入电压 $u_{i1}(t)$ 和 $u_{i2}(t)$ 之间满足关系式: $u_o(t) = 5 \int_0^t u_{i1}(t) dt - 5u_{i2}(t)$ 。
- 题 6-19 从下面各题后面的括号中选择恰当的词填空。

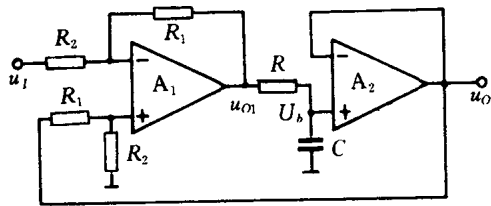


图 6-9 题 6-16 图

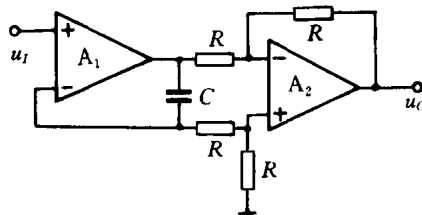


图 6-10 题 6-17 图

(1) 电压比较器与放大电路、运算电路的主要区别是：电压比较器电路中的集成运放工作在 _____ 或 _____，因此它的输出只有 _____ 和 _____ 两个稳定状态（三态比较器除外）。

(a、高电平, b、低电平, c、开环状态, d、正反馈状态, e、深负反馈状态, f、虚短)

(2) 无论是用集成运放还是集成电压比较器构成的电压比较器电路，其输出电压与两个输入端的电位关系相关，即只要反相输入端的电位高于同相输入端的电位，则输出为 _____ 电平。相反，若同相输入端的电位高于反相输入端的电位，则输出为 _____ 电平。

(a、高, b、低)

(3) _____ 灵敏度高 _____ 抗干扰能力强。

(a、迟滞比较器, b、简单电压比较器)

(4) 无论是简单电压比较器还是迟滞比较器，均可采用同相输入和反相输入两种接法。若希望 u_i 足够高时输出电压为低电平，则应采用 _____ 输入接法。若希望 u_i 足够低时输出电压为低电平，则应采用 _____ 输入接法。

(a、同相, b、反相)

题 6-20 设计一个简单电压比较器，要求如下：

(1) 阈值 $U_{TH} = +2V$ 。

(2) 输出低电平约为 $-6V$ ，输出高电平为 $+0.7V$ 左右。

(3) 当输入电压大于阈值时，输出为低电平。

题 6-21 试求图 6-11 所示电压比较器的阈值，并画出它的传输特性。

题 6-22 试求图 6-12 中各电压比较器的阈值，并分别画出它们的传输特性。

题 6-23 设迟滞比较器的传输特性和输入电压波形分别如图 6-13(a) 和 (b) 所示，试画出它的输出电压波形。

题 6-24 设图 6-14 电路中两个二极管的正向电阻可忽略不计。

(1) 试问：当调节电位器 R_w 时，输出电压的频率是否变化？ u_o 的波形是否变化？

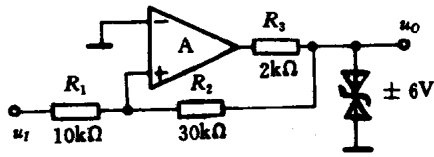


图 6-11 题 6-21 图

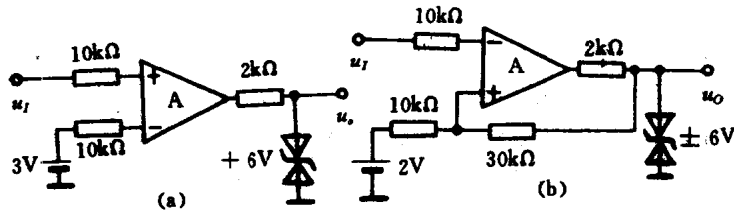


图 6-12 题 6-22 图

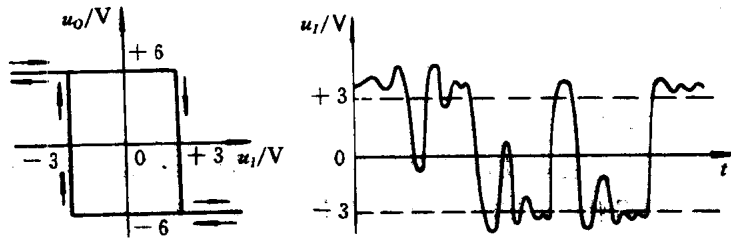


图 6-13 题 6-23 图

(2) 如果电阻 $R = 10k\Omega$, $R_w = 180k\Omega$, R_w 的动端与 A 点的电阻值为 $150k\Omega$, 试估算一个周期内输出电压 u_o 大于零的时间 T_1 与周期时间 T 之比。

题 6-25 试标出图 6-15 方波发生电路中集成运放的同相输入端和反相输入端, 使之能产生方波, 并求它的振荡频率。

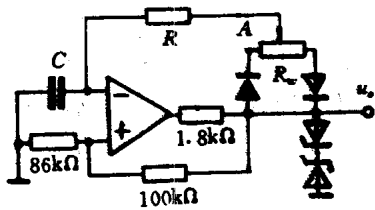


图 6-14 题 6-24 图

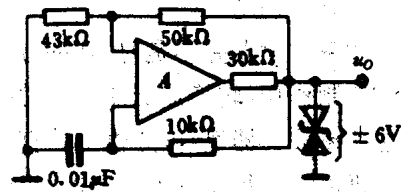


图 6-15 题 6-25 图

第七章 集成功率放大器

第一节 概 述

在电子设备中,多级放大电路的最后一级要带动一定的负载。例如,使扬声器发出声音,推动电动机旋转,或使继电器动作。为了完成上述要求,末级放大电路不仅要输出大幅度的信号电压,而且同时还要给出大幅度的信号电流,即要求放大器能向负载输出足够大的功率,这种放大器称为功率放大器。因此说功率放大器属于大信号放大器,它的任务是供给负载所需的低频功率。本节讨论的功率放大器工作频率在音频范围,一般在 $20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$

功率放大器的工作原理虽然与小信号放大器没有本质的区别,但由于功率放大器工作在大信号状态,因而在研究分析这些放大器时,必须考虑一系列不同于小信号放大器的特殊问题。

(一) 管子安全工作问题

为了输出足够大的功率,加到晶体管的输入激励电压(电流)就必须相当大,也就是说晶体管工作在大信号状态,一般以不超过晶体管极限参数(I_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 、 P_{CM})为限度,因此保证管子安全工作就成为功率放大器的重要问题。

(二) 兼顾输出功率与非线性失真

由于是大信号,晶体管电流、电压的摆动就有可能超出特性曲线的线性范围,非线性失真较明显,而且信号愈大,失真也愈大。因此,要求有大的输出功率和小的非线性失真,就成为功率放大器的一对主要矛盾,在功率放大器的设计和调试中,要兼顾这两方面的指标。通常所指的额定输出功率,应理解为失真在规定范围内的最大输出功率。

(三) 效率问题

所谓功率放大器并不是对“功率”进行放大,而是把由电源供给的直流功率,通过晶体管的电流控制作用,转换成交流信号功率。必须指出,任何能量转换过程都有转换效率的问题。在功率放大器里,电源供给的直流功率仅有一部分转变成交流输出功率,而余下的一部份则要损耗于晶体管内部,成为集电极损耗功率。

第二章曾定义放大器的最大输出信号功率 P_{om} 与直流电源供给功率 P_V 之比,为功率放大器的效率,用 η 表示,即

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} \times 100\% \quad (7.1-1)$$

我们总是希望尽量减小晶体管的损耗功率,以提高能量转换的效率。

(四) 功率放大器的工作状态

在低频功率放大器中,按晶体管集电极电流流通时间的不同可分为甲类、乙类、甲乙

类等工作状态。

甲类工作状态:功率管在工作过程中不进入截止区,在整个信号周期内,晶体管的集电极都有电流流通,若用导通角 θ 来衡量,则甲类放大时, $\theta=360^\circ$ 。此时晶体管的静态工作点 Q 设在放大区的中部。如图7.1-1(a)所示。

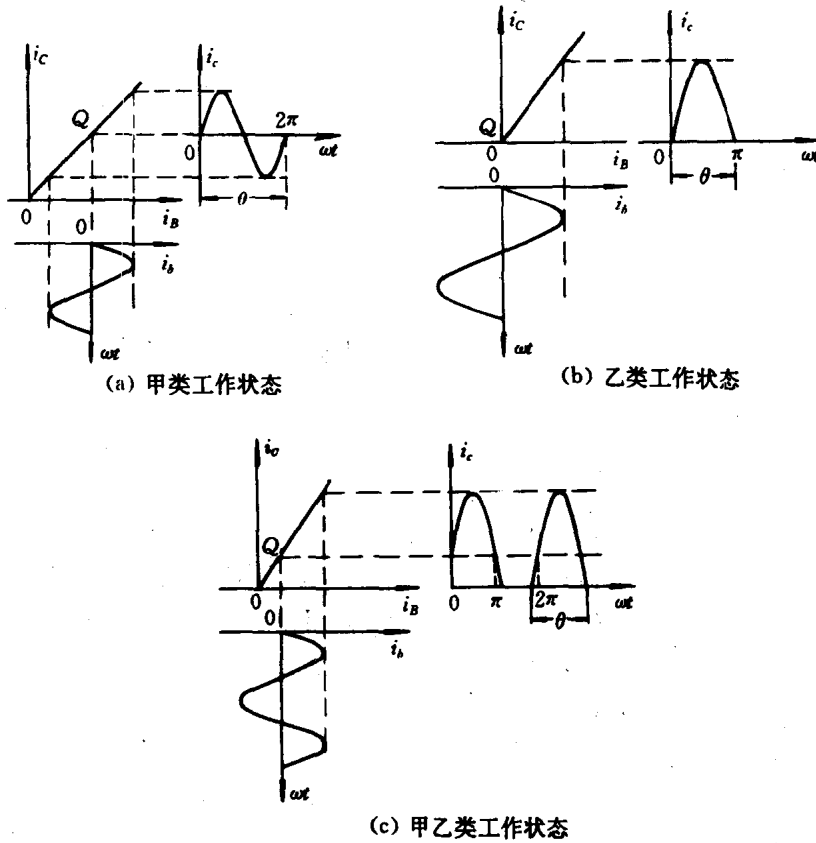


图 7.1-1 功率放大器的工作状态

乙类工作状态:乙类放大指整个信号周期内,晶体管集电极电流只在半个周期中流通,其导通角 $\theta=180^\circ$ 。而另半个周期管子是截止的,静态工作点设置在截止区边缘。如图7.1-1(b)所示。

甲乙类工作状态:甲乙类放大处于甲类和乙类之间,集电极电流的流通时间小于整个周期而大于半个周期,导通角 θ 大于 180° ,小于 360° 。在甲乙类放大时,晶体管在静态时处于微导通状态,因而工作点 I_{CQ} 值较小,如图7.1-1(c)所示。

当要求输出信号功率较小,对效率要求不太高时,功率放大管可工作于甲类状态;当要求输出信号功率较大时,功率放大管一般工作于甲乙类或乙类放大状态,以便提高能量转换的效率,节约能源。不过,甲乙类或乙类工作状态在电路结构上要采取波形合成的方法来解决波形失真的问题。另外,还有导通角 $\theta < 180^\circ$ 的丙类工作状态,不过低频功放不采用该种工作状态。

(五) 散热问题

在低频功率放大器中,能量转换的效率不可能很高,因此有相当大的功率将消耗在管子的集电结中,转变为热能,使结温上升。结温超过允许值是很危险的,因为结温升高会使 I_{CBO} 增加,从而 I_C 增加,集电极耗损功率 P_C 也随着增大, P_C 的增大反过来又会使结温增加,如此恶性循环,将使管子烧毁。由于管子本身的热容量很小,散热性能很差,若不采取措施来解决散热问题,就难以充分利用晶体管的潜力来获得较大的输出功率。

例如,低频大功率锗管3AD6.不加散热器时,最大集电极耗损功率 $P_{Cmax} \leq 1W$,若加 $120mm \times 120mm \times 4mm$ 的平面铝板散热,则 P_{Cmax} 可提高到 $10W$ 。

(六) 分析方法

功率放大器为大信号工作,不能用小信号交流等效电路进行分析计算,需要用图解分析法。

总之,功率放大器需要研究的主要问题就是在不超过晶体管极限参数的前提下,如何稳定地获得尽可能大的输出功率,尽可能小的失真和尽可能高的效率。

第二节 功率放大器的分析

低频功率放大器的种类比较多。以耦合方式来分可分为变压器耦合功放和无变压器功放。由于变压器耦合功放体积、重量大,频率响应差,不便于集成化,所以目前已很少采用,而广泛采用无变压器的功率放大器。本章仅介绍无变压器的功放电路。

下面分别介绍无变压器的甲类、乙类、甲乙类功放的工作原理及分析方法。

一、甲类功率放大器的分析

如图7.1-1(a)可以看出,甲类功率放大电路的特点是它的静态工作电流大于输出信号的峰值电流。甲类功率放大电路可以为共射极电路、共基极电路及共集电极电路(射极跟随器)。在某些集成电路的早期产品中,其输出级电路采用的是甲类射极跟随输出级,这是因为射极跟随输出级的输入阻抗高,输出阻抗低(即带负载能力强),并具有较大的功率增益。下面讨论射极跟随输出级的功率关系、转换效率以及对功放管参数的要求,以便能根据要求选择合适的功放管。

射极跟随甲类输出级如图7.2-1(a)所示,图中 T_1 管作射极跟随输出级, T_2 管是恒流源偏置电路,可提供静态电流 I_{CQ} , T_2 管也是 T_1 管的发射极有源负载电阻。为了保证静态时输出 $U_o=0$,电路采用 $\pm V_{CC}$ 双电源供电。

1. 静态工作点的确立

静态时,输出电压为零,则 $U_{E1}=0, U_{CE1Q}=V_{CC}, I_{C1Q}=I_{CQ}$. 工作点电流 I_{CQ} 由恒流源确定。静态工作点为图7.2-1(b)中的Q点。

2. 过Q点作交流负载线

由于恒流源 T_2 的输出电阻高,因此 T_1 管的交流负载电阻近似等于 R_L ,于是过Q点可作交流负载线,其斜率为 $-\frac{1}{R_L}$ 。

3. 输出功率 P_o 的计算

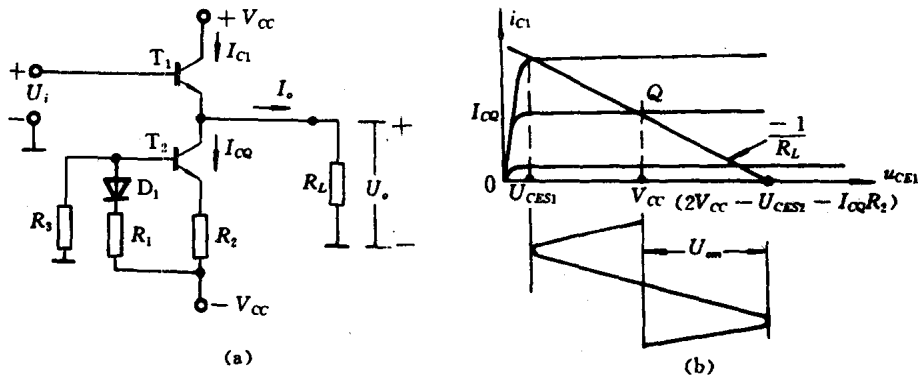


图 7.2-1 射极跟随甲类输出级及图解分析

为分析简便,设输入信号为正弦信号, R_2 电阻小,其上的电压降可忽略。

我们将功放输出电压幅值用 U_{om} 表示,其有效值 $U_o = \frac{U_{om}}{\sqrt{2}}$;集电极电流的幅值用 I_{cm}

表示,其有效值 $I_c = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}}$. 功放输出功率 P_o 为

$$P_o = U_o \cdot I_o = \frac{U_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_{om} \cdot I_{cm} \quad (7.2-1)$$

下面据图 7.2-1(b) 的图解求功率管在尽限运用时的最大输出功率 $P_{o(max)}$.

当输入正半周信号时,输出电压 U_o 的最大峰值为

$$U_{om(max)} = V_{CC} - U_{CES1} \quad (7.2-2)$$

$$I_{cm(max)} = \frac{U_{om(max)}}{R_L} = \frac{V_{CC} - U_{CES1}}{R_L} \quad (7.2-3)$$

若忽略饱和压降 U_{CES1} ,则最大输出电压及最大输出电流的有效值为

$$U_{o(max)} = \frac{U_{om(max)}}{\sqrt{2}} \approx \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \quad (7.2-4)$$

$$I_{o(max)} = \frac{I_{cm(max)}}{\sqrt{2}} \approx \frac{V_{CC}}{\sqrt{2} R_L} \quad (7.2-5)$$

当输入负半周信号时,输出 U_o 的最大峰值是

$$U_{om(max)} = -V_{CC} + U_{CES2} + I_{CQ} R_2 \quad (7.2-6)$$

若忽略饱和压降 U_{CES2} 和 R_2 上的压降(因 R_2 阻值小),则最大输出电压及最大输出电流的有效值可近似为

$$U_{o(max)} = \frac{U_{om(max)}}{\sqrt{2}} \approx \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \quad (7.2-7)$$

$$I_{c(max)} = \frac{I_{cm(max)}}{\sqrt{2}} \approx \frac{V_{CC}}{\sqrt{2} R_L} \quad (7.2-8)$$

由以上分析可知,在一定近似条件下,正、负半周电压、电流幅值对称,因此最大输出功率 $P_{o(max)}$ 为

$$P_{o(max)} = U_{omax} \cdot I_{c(max)}$$

$$= \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (7.2-9)$$

4. 电源供给功率及放大器效率

有正弦输入信号时,集电极电流的瞬时值为

$$i_C = I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t \quad (7.2-10)$$

电源供给的瞬时功率 p_v 为

$$p_v = 2V_{CC}(I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t) \quad (7.2-11)$$

一个周期内,直流电源供给的平均功率 P_V 为

$$\begin{aligned} P_V &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} 2V_{CC}(I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t) d\omega t \\ &= 2V_{CC}I_{CQ} = 2V_{CC} \left(\frac{V_{CC}}{R_L} \right) = 2 \frac{V_{CC}^2}{R_L} \end{aligned} \quad (7.2-12)$$

由式(7.2-9)、式(7.2-12)可得甲类功率放大器的最高转换效率为

$$\eta_{(\max)} = \frac{P_{o(\max)}}{P_V} \times 100\% = \frac{1}{4} = 25\% \quad (7.2-13)$$

以上得到的 25% 最高转换效率是在最大输出电压幅值 $U_{om} \approx V_{CC}$ 条件下获得的,其中没有考虑 U_{CES} 和 R_2 上压降的影响,对于单管甲类射极跟随器来讲,正负向最大输出电压幅值是不可能对称的,也就是说最大输出电压幅值要比电源电压 V_{CC} 小很多,所以该甲类放大器的实际最大输出功率要比以上分析的 $P_{o(\max)}$ 小很多,因此甲类功率输出级的实际功率转换效率只能达到 10%~20%。

例如,某甲类功率放大器的转换效率为 15%,若要求输出交流功率 P_o 为 6W,那么电源提供直流功率达 40W,其中 34W 则损耗在功放电路本身。可见,甲类功率放大器的效率很低。

5. 晶体管的选择

如果给出功放的电源电压以及功放的主要指标,那么设计功放的关键在于正确地选择晶体管的参数与型号。选择晶体管参数的原则是既保证功放指标的要求,又要保证晶体管安全工作。

由图 7.2-1(b)的图解分析,不难得到以下几点:

$$i_{C1(\max)} = I_{CQ} + I_{cm(\max)} \approx 2I_{CQ}$$

$$u_{CE1(\max)} \approx 2V_{CC} \text{ (略 } U_{CES} \text{ 与 } R_2 \text{ 上的压降)}$$

$$P_{C1(\max)} = V_{CC} \cdot I_{CQ} \text{ (静态时管子损耗最大)}$$

因此 T_1 管的有关参数须满足以下条件:

最大集电极耗损功率 $P_{CM} \geq P_{C1}$, 即 $P_{C1(\max)} = V_{CC} \cdot I_{CQ}$.

最大集电极电流 $I_{CM} \geq 2I_{CQ} = 2 \frac{V_{CC}}{R_L}$.

$c-e$ 间反相击穿电压 $U_{(BR)CEO} \geq u_{CE1(\max)}$, $u_{CE1(\max)} = 2V_{CC}$.

二、互补对称乙类推挽功率放大器的分析

甲类功率放大器效率不高,主要原因是无信号输入时,工作点电流较大,晶体管在静态时损耗功率较大。如果使晶体管静态工作电流为零(乙类工作状态),无信号时晶体管不

消耗功率,那么放大器效率得以提高,但是输出信号波形将削去一半,会出现严重的非线性失真。为解决此矛盾,功率放大器必须采用互补对称乙类推挽的电路结构,如图 7.2-2 所示。

在第三章介绍集成运算放大器输出级时,我们对互补对称乙类推挽放大电路有了一定的了解。在这里再简述一下互补对称乙类推挽电路的工作原理,并着重分析互补对称乙类推挽功放主要指标及选管原则。

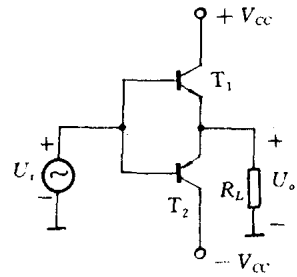


图 7.2-2 互补对称的乙类推挽功放

图 7.2-2 中 T_1 为 NPN 管,与负载 R_L 组成射极输出器; T_2 为 PNP 管,与负载 R_L 也组成射极输出器。采用两组电源 $\pm V_{CC}$ 供电。为保证工作在乙类, T_1 、 T_2 管都没有基极偏流。当输入信号 $u_i=0$ 时,两个晶体管都处于截止状态,静态工作点电流 $I_{CQ}=0$ 。假设管子导通电压为零。在信号电压作用下,正半周内, T_1 管导通, T_2 管截止,输出电流 i_{C1} 流过负载电阻 R_L ;负半周内, T_2 管导通, T_1 管截止,输出电流 i_{C2} 流过负载电阻 R_L 。也就是说 T_1 、 T_2 管轮流工作,在负载 R_L 上合成一个完整的输出波形。这种电路是利用两个特性对称的反型晶体管相辅相成、互相补足的特点,完成推挽放大功能,所以图 7.2-2 又称为双电源供电的互补对称推挽功率放大电路。

1. 互补对称乙类推挽功率放大器的分析计算

为便于观察推挽放大器的合成输出波形,我们把图 7.2-2 中 T_2 (PNP) 管的特性曲线倒置于 T_1 管特性曲线的下方,使它们的静态工作点重合(即在 $u_{CE}=V_{CC}$ 处),形成如图 7.2-3 的合成输出特性曲线。两个管子的交流负载线也在 Q 点衔接起来成为一条直线。

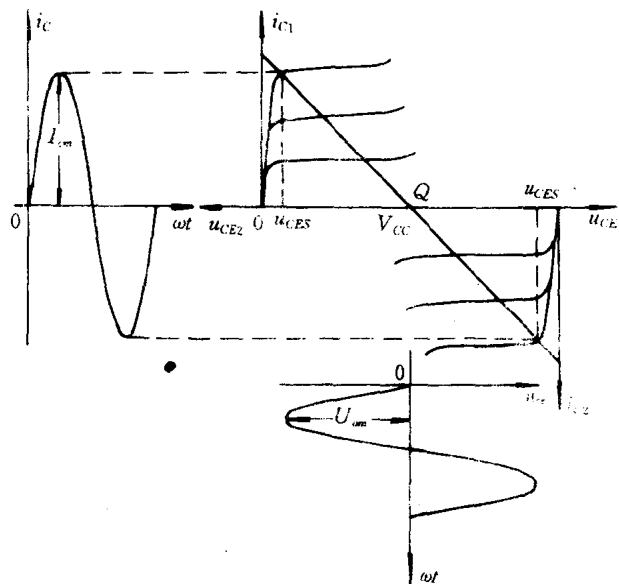


图 7.2-3 合成输出特性曲线及 i_c 、 u_{ce} 的波形

(1) 静态时

$$U_{BE1Q} = U_{BE2Q} = 0$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0$$

$$U_{CE1Q} = V_{CC}$$

$$U_{CE2Q} = -V_{CC}$$

$$I_L = 0$$

(2) 输出功率

对于整个放大器, 输出功率为

$$P_o = \frac{U_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_{om} I_{cm} \quad (7.2-14)$$

输出功率大小与输出电压幅值 U_{om} 、输出电流幅值 I_{cm} 有关, 而 U_{om} 、 I_{cm} 值与功率放大器输入端的激励信号有关, 所以说输出功率的大小与激励信号大小有关。

如果激励信号使功率管处在尽限运用时, 则

$$U_{om(\max)} = V_{CC} - U_{CES}$$

$$I_{cm(\max)} = \frac{U_{om(\max)}}{R_L} \approx \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_L}$$

若忽略饱和压降 U_{CES} , 有

$$U_{om(\max)} \approx V_{CC}$$

$$I_{cm(\max)} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$$

则功率管在尽限运用时, 输出功率最大。所以互补对称乙类推挽功放的最大输出功率为

$$\begin{aligned} P_{o(\max)} &= \frac{U_{om(\max)}}{\sqrt{2}} \frac{I_{cm(\max)}}{\sqrt{2}} \\ &\approx \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \end{aligned} \quad (7.2-15)$$

(3) 放大器效率

在互补对称乙类推挽功率放大器中, 由于每个电源只提供半个周期的电流, 所以电源所提供的总功率为

$$\begin{aligned} P_V &= 2V_{CC} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{cm} \sin \omega t \, d\omega t \\ &= \frac{2V_{CC} \cdot I_{cm}}{\pi} \approx \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} \end{aligned} \quad (7.2-16)$$

因此, 理想情况下这个电路的最高转换效率为

$$\eta_{(\max)} = \frac{P_{o(\max)}}{P_V} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (7.2-17)$$

可见, 互补对称乙类推挽功率放大器的效率比甲类功率放大器的效率高。

(4) 管耗

为了保证功率管安全工作, 必须了解功率管最大的耗损功率, 以便设计功率放大电路

时,合理选择管子。

我们知道,消耗在晶体管的功率 $P_c = P_v - P_o$,由式(7.2-14)与式(7.2-16)可知 P_c 与 P_v 均与输出信号的幅值有关,所以晶体管的管耗 P_c 也随之变化。由以上分析可得总管耗 P_c 为

$$P_c = P_v - P_o = \frac{2U_{om}V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{U_{om}^2}{2R_L} \quad (7.2-18)$$

设输出电压幅值 $U_{om} = \alpha V_{CC}$ (α 为电压系数,其大小随输入激励信号大小而变),则式(7.2-18)可写为

$$\begin{aligned} P_c = P_v - P_o &= \frac{2\alpha V_{CC}^2}{\pi R_L} - \frac{\alpha^2 V_{CC}^2}{2R_L} \\ &= \frac{V_{CC}^2}{R_L} \left(\frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\alpha^2}{2} \right) \end{aligned} \quad (7.2-19)$$

不难理解最大管耗不出现在 $\alpha=0$ (静态)处,也不出现在 $\alpha=1$ (输出功率最大)处。

为求出最大管耗,对式(7.2-19)求导数,并令其为零,即

$$\frac{dP_c}{d\alpha} = 0 \quad (7.2-20)$$

求出 $\alpha = \frac{2}{\pi} = 0.636$ 时 P_c 最大。

将 $\alpha = \frac{2}{\pi}$ 代入式(7.2-19),可得出最大管耗 $P_{C(\max)}$ 。

$$P_{C(\max)} = \frac{4}{\pi^2} P_{o(\max)} = 0.4 P_{o(\max)} \quad (7.2-21)$$

这个 $P_{C(\max)}$ 是两管总的管耗值,所以互补对称乙类推挽功放中每只管子将分担它的一半,即

$$P_{C(\max)\text{单}} = \frac{1}{2} P_{C(\max)} = 0.2 P_{o(\max)} \quad (7.2-22)$$

与单管甲类放大器(无变压器)相比,互补对称乙类推挽放大能充分发挥管子的效能。例如,最大集电极功率 $P_{CM} = 4\text{W}$ 的低频功率管,组成单管甲类无变压器功放时,输出功率最高为 1W ,而此管组成乙类推挽放大器时,输出功率最大可达

$$P_{o(\max)} = \frac{P_{CM}}{0.2} = \frac{4}{0.2} = 20\text{W}$$

2. 选管原则

在有激励信号时,互补对称乙类推挽放大器处于截止状态的晶体管集电极与发射极之间承受的反向电压较大,它等于电源电压与输出电压幅度之和,当 $U_{om} \approx V_{CC}$ 时

$$u_{CE(\max)} = V_{CC} + U_{om} \approx 2V_{CC} \quad (7.2-23)$$

当输出电压幅值最大时, i_c 最大,则

$$i_{C(\max)} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (7.2-24)$$

从以上分析可知,若想得到最大输出功率,则晶体管的有关参数须满足以下条件:

(1) 每只晶体管的最大管耗 $P_{CM} \geq 0.2 P_{o(\max)}$

(2) 晶体管的 $c-e$ 间的击穿电压值应大于或等于其最大的管压降, 则 $|U_{(BR)CEO}| \geq U_{(CEM-x)}$

(3) 晶体管的 I_{CM} 参数不宜小于其最大的集电极电流, 则 $I_{CM} \geq i_{C(max)}$, 有时稍低一些是允许的, 因为集电极电流超过 I_{CM} 时, 晶体管只是 β 下降, 并不至于损坏。

三、甲乙类功率放大器

乙类推挽功率放大器会产生交越失真, 这在第三章介绍集成电路输出级电路时已作过分析。为消除交越失真, 可分别给两只晶体管的发射结加很小的正偏压, 其值等于或稍大于导通电压, 让两只晶体管各有一个很小的 I_{CQ} 流过, 图 7.2-4 示出了加正偏压后的合成转移特性和对应的负载电流 $(i_{C1} - i_{C2})$ 波形。由图知, 加入 U_{BEQ} 后, 两条转移特性的横坐标轴应在 U_{BEQ} 处重合, 结果两条转移特性曲线底部弯曲部分相互抵消, 合成转移特性变成直线, 从而消除了交越失真。

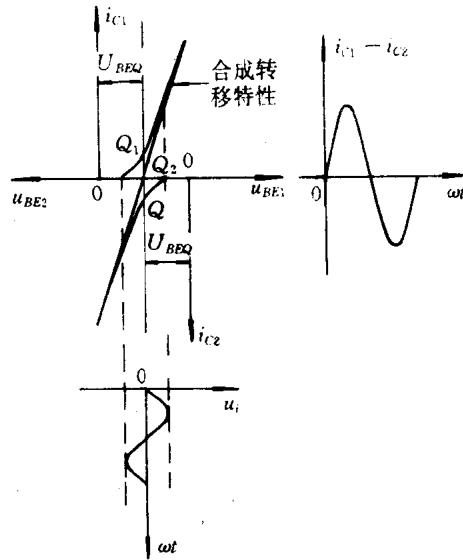


图 7.2-4 合成转移特性曲线及负载电流波形

双电源互补甲乙类功放电路(简称 OCL 电路)如图 7.2-5 所示, 其工作原理读者可自行分析。

由于甲乙类功放的 I_{CQ} 一般较小, 因此其静态功耗较小。所以可以认为双电源甲乙类功放的输出功率、能量转换效率及选择功放管参数的方法与乙类推挽功放相同。

图 7.2-6 为由单电源供电的甲乙类推挽功放(简称 OTL 电路)。图中 T_1 是共射极激励级, 工作在甲类放大状态, 作电压放大用。 T_2 和 T_3 组成推挽功率输出级, 输出端通过大电容 C_2 与负载 R_L 相接。

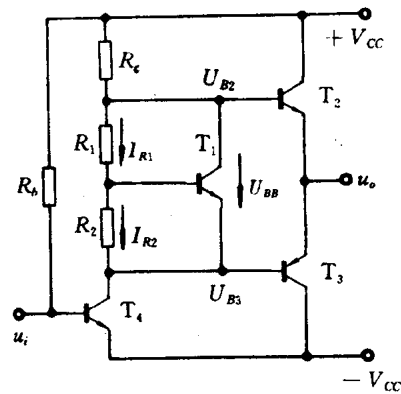


图 7.2-5 双电源互补甲乙类功放(OCL 电路)

用 T_1 管的工作点电流在电阻 R_4 两端产生的电压 U_{BB} 为 T_2 、 T_3 管提供正向偏置, 以消除交越失真。 C_3 用来旁路 R_4 , 使加到 T_2 、 T_3 管基极的激励信号电压相等。调节激励级 T_1 管的静态工作点(调整电阻 R_1), 使 B 点电位 U_B (对地) 等于 $V_{CC}/2 + 0.7V$, 以使 $U_E = V_{CC}/2$ 。由于 C_2 容量很大(大于 $200\mu F$), C_2 充放电时间常数远大于信号的半个周期, 所以在两管轮流导通时, 电容器两端电压基本不变, 恒等于 $V_{CC}/2$ 。因此, 对 T_2 和 T_3 两管供电的等效电源电压为 $V_{CC}/2$ 。

在 T_1 管输出信号的正半周内 (T_2 管基极电位高于 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 时), T_2 管导通, T_3 管截止, T_2 管以射极输出的形式将正方向的信号变化传给负载 (电流 i_{c2} 由电源 V_{CC} 经 T_2 管、电容 C_2 和负载 R_L 到地, 在负载 R_L 上得到正半周的输出信号)。在 T_1 管输出信号电压负半周内 (T_3 管基极电位低于 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 时), T_2 管截止, T_3 管导通, 此时大电容 C_2 两端电压 $\frac{V_{CC}}{2}$ 充当 T_3 管的电源, T_3 管以射极输出的形式将负方向的信号变化传给负载, 实现反向跟随 (又称互补, 这时 C_2 上所充的电压 $V_{CC}/2$ 经 T_3 和 R_L 回路放电, 在负载上得到负半周的输出信号)。两管交替导电, 负载 R_L 上可得到完整的输出信号波形。

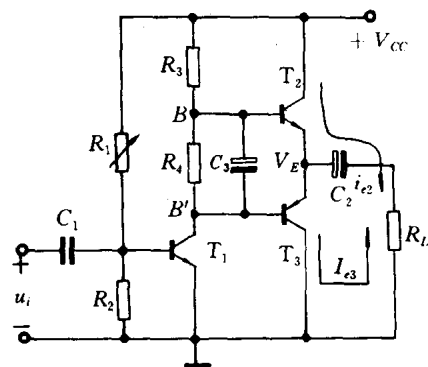


图 7.2-6 单电源供电的甲乙类推挽功放

单电源供电的 OTL 推挽功放电路的最大输出功率、效率、功耗等计算方法与双电源推挽电路相同。所不同的是最大输出电压幅值 $U_{om(max)} \approx V_{CC}/2$, 输出电流最大幅值 $I_{om(max)} \approx V_{CC}/2R_L$. 因此

$$P_{o(max)} = \frac{1}{8} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

$$\eta_{(max)} = 78.5\%$$

$$P_{C(max)单} = 0.2P_{o(max)}$$

对晶体管参数的要求是

$$U_{(BR)CEO} \geq V_{CC}$$

$$I_{CM} \geq \frac{V_{CC}}{2R_L}$$

$$P_{CM} \geq 0.2P_{o(max)}$$

四、BTL 功放电路

OTL 和 OCL 功放电路效率都不低, 但电源的利用率都不算高, 在负载上能获得的最大电压分别是 $\frac{V_{CC}}{2}$ 和 V_{CC} , 而它们的电源电压则分别是 V_C 和 $\pm V_{CC}$. 问题的关键是在输入正弦信号的每半个周期中, 电路只有一个晶体管和一半的电源在工作。

为了提高电源的利用率, 或者说为了在较低电源电压下给出较大输出功率, 可采用平衡式无变压器电路, 又称 BTL (即 Balanced Transformer-Less 的缩写) 电路, 如图 7.2-7 所示。

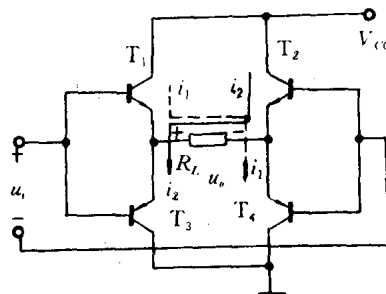


图 7.2-7 BTL 电路

输入信号 u_i 为正时, T_1 、 T_4 管导电, u_i 为负时, T_2 、 T_3 管导电, i_1 和 i_2 在负载 R_L 上合成完整的输出信号波形。不难分析其 $U_{om(max)} \approx V_{CC}$, $P_{o(max)} = V_{CC}^2/2R_L$ 。

与 OTL 电路相比, 同样是单电源供电, 在 R_L 相同的条件下, BTL 电路输出功率比 OTL 电路提高了近 4 倍, 读者可证明 BTL 电路在理想条件下效率约为 78.5%。

第三节 集成功率放大器

目前, 单片集成音频功率放大器的产品很多, 并且已经在收音机、电视机和通信设备中得到了广泛的应用。在此我们介绍几种典型的产品。

一、5G31 集成功率放大器

5G31 是为电视机、录音机、收音机以及其它通信接收机设计的集成功率放大器。电路采用 14 支引线双列直插式塑料封装, 并附有带状散热片。

图 7.3-1 为 5G31 集成功率放大器电路。这是一个单电源供电的 OTL 电路, 它由前置放大级、推动级、输出级和偏置电路几个部分组成的。

1. 前置放大级

前置放大级是由 T_1 和 T_2 组成的差动放大器, 其中 3 是输入端, R_1 和 R_2 是 T_1 的偏置电阻, R_6 用来减小 R_1 、 R_2 对 T_1 输入端的分流作用, R_5 是差动放大器的射极电阻, T_1 、 T_2 的集电极输出分别送到 T_4 的基极和发射极, 因此是一个单端输入、双端输出的差动放大器。

T_4 构成第二级放大器, T_3 接成二极管, 供给 T_4 的偏置电压。 T_4 是一个 PNP 管, 因此还兼有直流电平移位的作用, 以便克服直接耦合电路直流电位逐级升高的缺点。

2. 推动级

推动级是由 T_5 组成的共射放大器, R_9 为其集电极负载电阻。 T_6 、 T_7 、 T_8 作二极管连接, 为输出级提供合适的偏置, 并具有温度补偿的作用。

3. 互补推挽功率输出级

功率输出级由 $T_9 \sim T_{13}$ 组成, 其中 PNP 管 T_{11} 和 NPN 管 T_{12} 、 T_{13} 组成等效 PNP 管, 而 T_9 和 T_{10} 组成等效 NPN 管。

等效复合管的 β 分别为

$$\beta_p \approx \beta_{11} \cdot \beta_{12} \cdot \beta_{13}$$

$$\beta_n \approx \beta_9 \cdot \beta_{10}$$

在制作中控制横向 PNP 管的 $\beta_{11} = 1$, 则 $\beta_p = \beta_{12} \cdot \beta_{13}$, 而 T_{12} 、 T_{13} 和 T_9 、 T_{10} 都是 NPN 管, 特性可以做得相同, 这样便可得到匹配较好的准互补对称推挽输出级。

为减小交越失真, 利用 T_6 、 T_7 、 T_8 接成二极管的正向压降, 为输出级提供小量的偏置电压, 所以输出级是工作于甲乙类状态。

由输出端 9 通过反馈电路 R_8 、 R 分压器接到差动放大器 T_2 的基极, 引入深度电压串联交流负反馈, 用以改善放大器的性能, 改变 4 端外接电阻 R , 便改变了反馈系数, 则可改变功率放大器的电压增益。

6 与 13 端外接补偿电容, 用以消除高频振荡。12 端外接电容与 R_7 一起用于前置级电

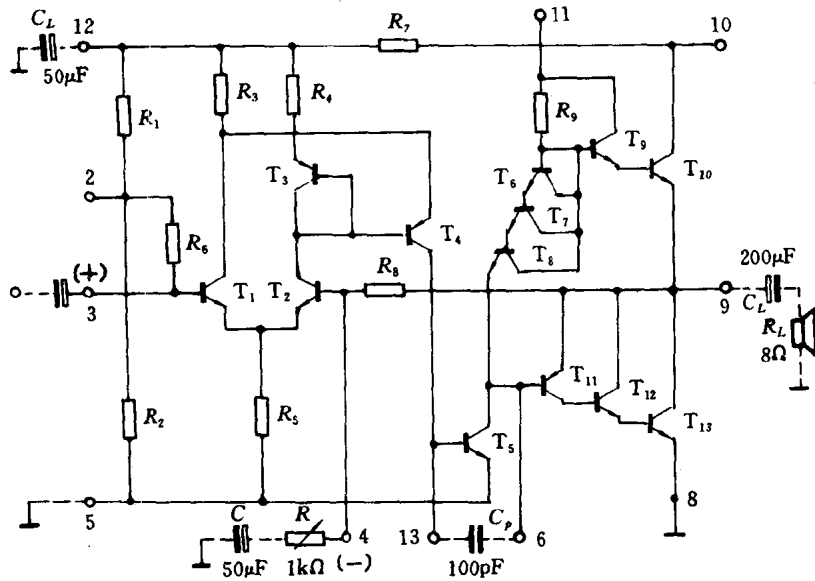


图 7.3-1 5G31 集成功率放大器电路图

源滤波。

11 端可直接连在 10 端。如果将 R_L 和 C_L 的中点与 11 端相连, C_L 还可兼作输出级的自举电容, 这样可以有效地提高 $U_{om(max)}$, 扩大输出电压的动态范围。

由于 5G31 可以灵活地外接一些元件, 因而应用广泛。图 7.3-2 是作功率放大时的典型接法。

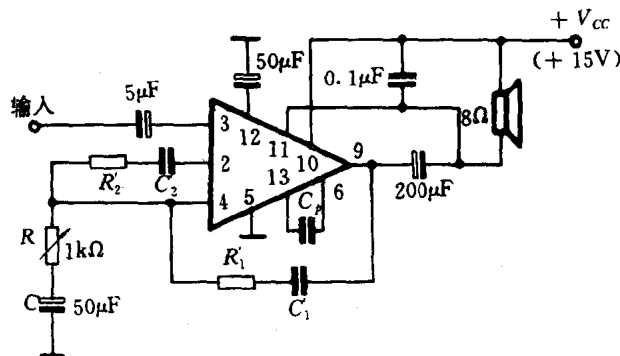


图 7.3-2 5G31 集成功放典型应用电路

图中外接 R'_1 、 C'_1 用以提高低音, R'_2 、 C'_2 用以对输入端进行自举, 以提高放大器输入阻抗, 输入端串联 $50\mu\text{F}$ 电容 C 作隔直流用。

二、D810 集成功率放大器

D810 集成音频功率放大电路由于输出功率大, 输入噪声小、频带宽, 工作电源范围宽, 具有保护电路等优点, 广泛用于多种音响电路, 如收音机、收录机、电视机及对讲机等, 与它对应的产品是 TBA810S(美国、西德、日本等几个国家的一些公司的产品), 这类产品在国际上应用比较广泛。

图 7.3-3 为 D810 的电路原理图。它由三级放大电路、偏置电路和保护电路组成。

1. 偏置电路

偏置电路如图示,当接通电源 V_{CC} 后,电流由电源经过 D_1 、 D_2 、 R_4 、 R_5 、 T_8 、 T_3 、 R_8 到地,确定了 I_{C8} 、 I_{C3} 和 I_{C2} ,并通过 T_5 使 I_{C6} 、 I_{C7} 也为恒定值。这样整个电路的直流工作点就确定下来。

2. 放大部分

放大部分由三级放大器组成。

输入级由 T_1 和 T_4 组成。 T_1 是跟随电路,以提高输入电阻。 T_4 是共射接法, T_2 管为其有源负载以获得高增益。 T_4 的射极通过 R_6 接在输出端,构成直流负反馈,稳定了静态工作点,并与⑥号端子的外接元件相配合,形成电压串联交流负反馈,可得到稳定的电压放大倍数。

中间放大级是由 T_9 组成的共射放大电路, T_6 为有源负载,用以提高中间级增益。 T_{25} 和 R_{13} 组成了互补输出级的偏置电路的一部分,实现了电平配合,以消除交越失真。

最后一级放大器为准互补输出级。 T_{15} 和 T_{16} 为特性相同的管子, T_{14} (NPN) 和 T_{13} (PNP) 分别是它们的推动管。也可以说 T_{14} - T_{15} 和 T_{13} - T_{16} 是复合结构(当然不是简单的复合)。 T_{12} 、 D_3 、 D_4 、 T_{17} 的作用是实现电位配合,即保证 $U_{BE25} \approx U_{BE14} + U_{BE15} - U_{BE17} - U_{D4} - U_{D3} + U_{BE12} + U_{BE13}$,此外,通过它们的参数配合,使得输出级电路正负向增益相同。

3. 保护电路

这里主要有两种保护电路。其中一种是过热保护。由于集成功放电流大,功耗大,故在过载时会使器件本身发热,若散热情况不好就会造成器件的损坏。过热保护是利用了雪崩击穿电压的正温度系数实现的。保护电路由 T_{21} ~ T_{24} 及几个电阻器组成,其中 T_{21} 的 b - e 结处于反向击穿状态(R_{15} 为限流电阻),当做稳压管使用。常温时(指额定功耗下)稳压值不足以使 T_{22} 和 T_{23} 管导通,同时由于 T_{18} ~ T_{20} 为反向,则 T_{24} 处于截止状态,对放大电路无影响。器件温度随功耗变大而升高后,稳压值也逐渐变大,当功耗超过额定值,使 T_{22} 和 T_{23} 开始导通,并最终使 T_{24} 导通, T_{24} 导通后对输出级进行分流,使输出管功耗下降,而起到过热保护的作用。另外一种电源电压的过压保护电路,由 T_{18} ~ T_{20} 和 T_{24} 组成。电源电压过大时(可包括冲击性的过压情况), T_{18} ~ T_{20} 击穿,使 T_{24} 饱和,把 T_{14} 管的基极电压降低,使输出级与前级断开,输入信号不再引起输出电压与电流的变化,从而起到保护作用。此外,接在功放管 T_{15} 的 c - e 两端的二极管 D_5 是为了防止感性负载断电后产生的反向过压将 T_{15} 击穿。

该电路的电源电压范围宽,从 +6V 到 +20V;输出功率在电源为 +6V 时为 1.0W, +16V 时为 6.3W;频带宽约为 40Hz~20kHz;输入电阻约为 5M Ω ,它的负载是 4 Ω 。

D810 应用时的外接电路如图 7.3-4 所示。我们将其中主要接线及器件内部电路原理简图画于图 7.3-5。从图 7.3-5 上可清楚地看出,在管脚⑥端接上电容器 C'_1 和电阻器 R'_2 到地,就形成了交流负反馈,则电路的放大倍数为 $(R'_2 + R_6)/R'_2$,输入端的电阻器 R'_1 是提供基流的。从图 7.3-4 结合图 7.3-3 可以看到管脚④通过电容器 C'_8 与输出端相接,通过 R'_3 与电源端相接。静态时 C'_8 有一定的电压值,其极性如图示。当 U_i 上升时,将④端电压抬高,使 T_6 和 T_{14} 以高于电源的电压供电,则输出电压可接近 + V_{CC} 。这部分

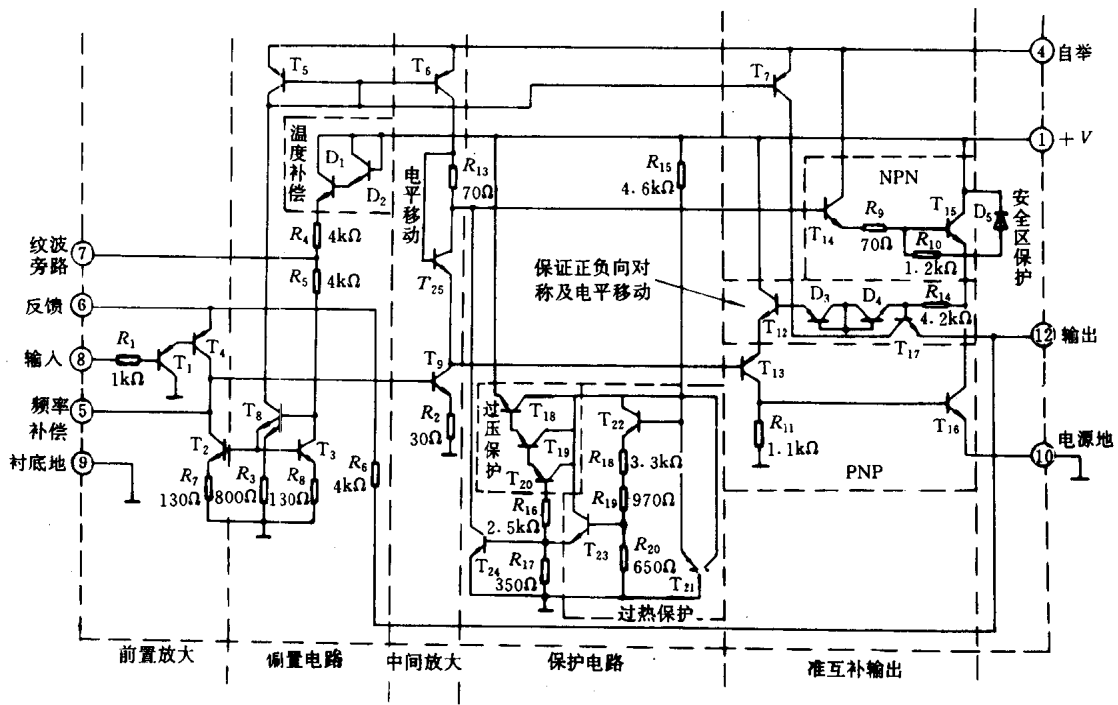


图 7.3-3 D810 集成功放电路图

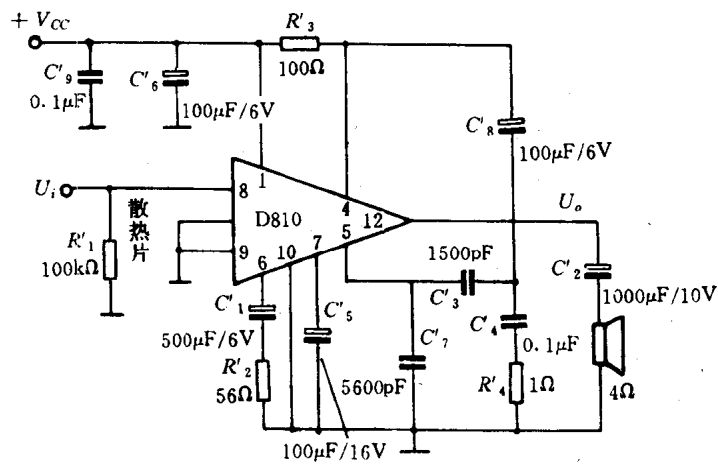


图 7.3-4 D810 应用时的外接电路图

的作用是通过电路本身将电位提高,故通称自举。其余部分有的是滤波,有的是消振等,这里不一一介绍了。

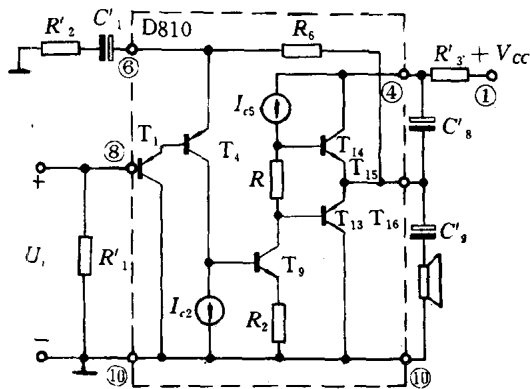


图 7.3-5 D810 内部电路简化图及外部接线图

习 题

题 7-1 判断是非, 分别以 \checkmark 、 \times 号填在括号内。

(1) 所谓电路的最大不失真输出功率是指输入正弦波信号幅值足够大, 使输出信号基本不失真且幅值最大时: ① 晶体管上得到的最大功率。() ② 电源提供的最大功率。() ③ 负载上获得的最大直流功率。() ④ 负载上获得的最大交流功率。()

(2) 所谓效率是指: ① 输出功率与输入功率之比。() ② 输出功率与晶体管上消耗的功率之比。() ③ 输出功率与电源提供的功率之比。() ④ 最大不失真输出功率与电源提供的功率之比。()

(3) 输出功率越大, 功放管的损耗越大。()

题 7-2 某功率放大器的简化电路如图 7-1 所示, 已知 $V_{CC} = 6\text{V}$, $R_L = 4\Omega$ 。

(1) 说明电阻 R_2 、 R_3 和晶体三极管 T_3 的作用;

(2) 若 $R_2 = 330\Omega$, $R_3 = 560\Omega$, $U_{BE} = 0.7\text{V}$, 试计算晶体三极管 T_4 和 T_5 基极之间的静态偏压 U_{BB} ;

(3) 若忽略 T_4 、 T_5 的饱和压降, 试估算负载上所得到的最大输出功率 $P_{o(\max)}$;

(4) 试确定功率管的极限参数 P_{CM} 、 I_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 。

题 7-3 在图 7-2 所示电路中, 设 u_i 幅值足够大, 电源电压为 $\pm 24\text{V}$, 可选用的功率管列在下表。

(1) 为了获得大于 25W 的最大不失真输出功率, T_3 、 T_5 可选哪几种管子?

(2) 如果电源为 $\pm 24\text{V}$, 但负载改为 20Ω , 此时最大不失真输出功率大致是多少?

(3) 你认为此电路中, T_3 、 T_5 的 u_{CE} 最小值可达到 u_{CES} 吗? 为什么? 如达不到, 应采取什么措施。

型号	P_{CM} (W)	I_{CM} (A)	$U_{(BR)C}$ (V)	U_{CES} (V)
3DD51A	1	1	≥ 30	1
3DD51B			≥ 50	
3DD51C			≥ 80	
3DD54A	5	2	≥ 30	1
3DD54B			≥ 50	
3DD54C			≥ 80	
3DD57A	10	3	≥ 30	1
3DD57B			≥ 50	
3DD57C			≥ 80	

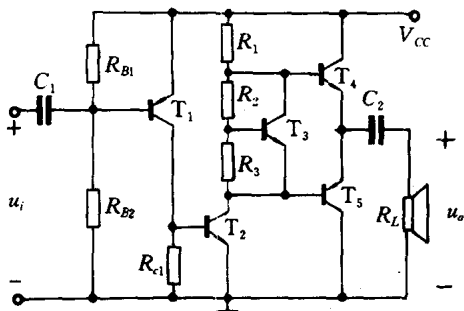


图 7-1 题 7-2 图

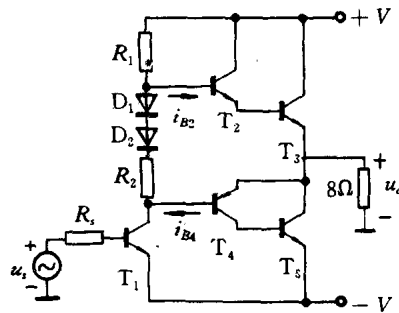


图 7-2 题 7-3 图

题 7-4 图 7-3 是由集成功放 5G37 (虚线框内部分) 组成的功放电路。

- (1) 各晶体管哪些起电压放大作用? 哪些起功率放大作用?
- (2) 电路中是否引入反馈? 由哪些元件组成? 是正反馈还是负反馈? 是直流反馈还是交流反馈?
- (3) 电路中有防止自激而设的相位补偿措施吗? 如有, 哪些元件起到这个作用?
- (4) 电路中有自举环节吗? 哪些元件起到这个作用?
- (5) 功放管的静态偏流由哪些元件决定?

题 7-5 分析图 7-4 功放电路, 回答下列问题:

- (1) 该电路由几级放大电路组成;
- (2) 找出输入级与输出级之间的交流反馈, 并判断该交流反馈为何种反馈组态;
- (3) 说明下列元件的作用: ① 电容 C_2 ; ② 电容 C_3 ; ③ 电容 C_5 和电阻 R_{17} ; ④ 电阻 R_{12} 和电阻 R_{14} ;
- (4) 三极管 T_7 和 T_8 的 P_{CM} 和 I_{CM} 至少应多大?
- (5) 如果希望向负载 (喇叭) 输出 10W 的功率, 按深度负反馈估算, 输入端应加多大的信号电压 (有效值)?

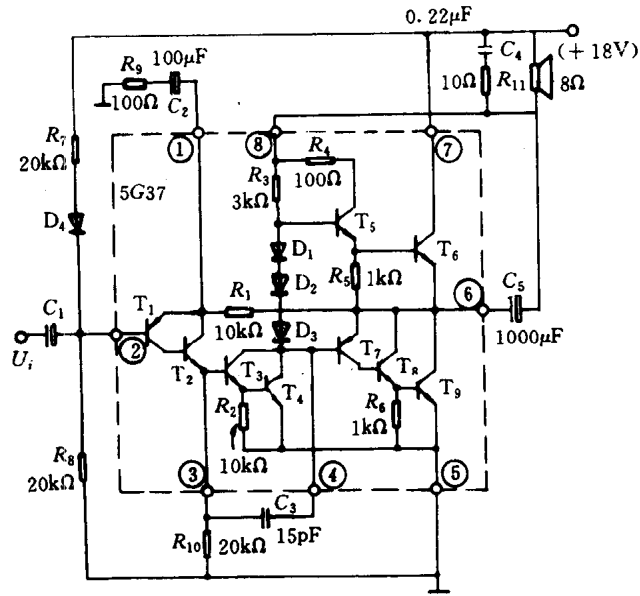


图 7-3 题 7-4 图

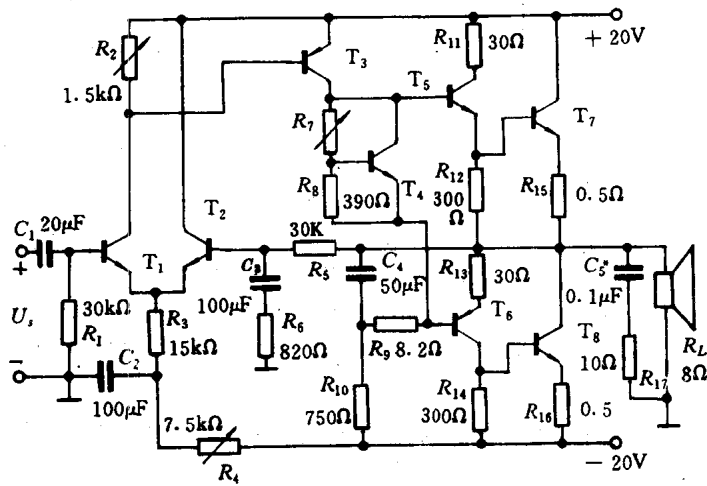


图 7-4 题 7-5 图

习题参考答案

- 题 1-4 (a)D 通, -6V (b)D 断, -12V (c)D₁ 通, D₂ 断, 0V (d)D₁ 断, D₂ 通, -6V
- 题 1-7 (1)10⁻²mA (2)300Ω
- 题 2-1 (d)、(e)可正常放大, 其余不能
- 题 2-3 (1) $R_b = 34.5\text{k}\Omega$ (2) $I_{CQ} = 2\text{mA}$, $U_{CEQ} = -13.8\text{V}$ (3) $I_{CQ} \approx 0$, $U_{CEQ} \approx -24\text{V}$.
- 题 2-4 (2) $R_b = 600\text{k}\Omega$ (3) $R_b = 300\text{k}\Omega$
- 题 2-7 (2) $V_{CC} = 10\text{V}$, $R_c = 3.3\text{k}\Omega$, $R_L = 5\text{k}\Omega$
- 题 2-11 (1) $U_{o1} \approx -0.98\text{V}$, $U_{o2} \approx 0.99\text{V}$ (2) $R'_{o1} \approx 6586\text{k}\Omega$, $R_{o1} = 2.4\text{k}\Omega$, $R_{o2} \approx 13\Omega$, $R_i = 23.5\text{k}\Omega$
(3) $U'_{o1} = 0.66\text{V}$, $U'_{o2} = 0.99\text{V}$
- 题 2-12 (1) $I_{CQ} = 2.77\text{mA}$, $U_{CEQ} = 10\text{V}$ (2) $I_{CQ} = 3\text{mA}$, $U_{CEQ} = 8.7\text{V}$ (3) $R'_o \approx 3538\text{k}\Omega$
- 题 2-13 (2) $A_u = 192$, $R_i = 25\Omega$, $R_o = 5\text{k}\Omega$ (3) $r_{be} = 1488\text{k}\Omega$
- 题 2-15 $g_m = 0.058\text{S}$, $C_{bc} = 92\text{pF}$, $f_\beta = 2\text{MHz}$
- 题 2-16 $f_H = 0.65\text{MHz}$, $A_{um} = -70$
- 题 2-17 (1) $f_{L1} = 15.5\text{Hz}$, $f_{L2} = 5.3\text{Hz}$, $f_L = 380\text{Hz}$ (2) $C_c > 152\mu\text{F}$
- 题 2-18 $C_c \geq 30\mu\text{F}$
- 题 2-19 (1) $R_c = 6\text{k}\Omega$ (2) $C = 5.3\mu\text{F}$ (3) $f_H = 0.2\text{MHz}$
- 题 2-21 (1) $A_{us} = 4595$ (2) $A_{us} = 3234$ (3) $R_i = 2.5\text{k}\Omega$, $R_o = 7.5\text{k}\Omega$
- 题 2-22 (1) $I_{C1} \approx 0.97\text{mA}$, $U_{CE1} = 7.1\text{V}$, $I_{E2} = 1.88\text{mA}$, $U_{CE2} = 10.4\text{V}$ (3) $R_i = 4.75\text{k}\Omega$, $R_o = 250\Omega$
(4) $A_{um} = -21$, (5) $U_{opp} = 9.6\text{V}$
- 题 2-23 (1) $A_{us} = -\beta_1 R_L / (R_s + r_{be1})$
(2) $f_H = 1/2\pi [C_{bc} + C_{bc}(1 + g_m \frac{r_{be2}}{\beta_2})] [r_{be1} // (r_{be1} + R_s)]$
- 题 2-25 $f_H = 5.87\text{MHz}$
- 题 3-7 (1) $I_D = 1.82\text{mA}$, $U_{GS} = -1.82\text{V}$ (2) $g_m = 1.33\text{mS}$ (3) $A_{us} = -3.4$, $R_i = 2\text{M}\Omega$, $R_o = 5.1\text{k}\Omega$.
- 题 3-8 $g_m \approx 2.22\text{mS}$
- 题 3-9 (1) $R_i \approx 1\text{k}\Omega$ (2) $A_u = -5.4$ $R_i = 10.07\text{M}\Omega$ $R_o = 10\text{k}\Omega$
- 题 3-10 $A_u = 0.92$, $R_i = 2.08\text{M}\Omega$, $R_o = 1.02\text{k}\Omega$
- 题 3-11 $A_u \approx 49.1$
- 题 3-12 $A_u = -\frac{\beta \cdot g_m \cdot (R_c // R_L)}{1 + g_m r_{be}}$, $R_i = R_s$, $R_o = R_c$
- 题 3-13 $f_H = 38.6\text{kHz}$
- 题 3-14 $f_L = 9.6\text{Hz}$
- 题 4-1 $I_{C7} = 11.67\text{mA}$, $I_{C8} = 11.67\text{mA}$, $I_{C10} = 8.75\text{mA}$, $I_{C11} = 8.75\text{mA}$.
- 题 4-2 (1) $I_{C1} = I_{C2} \approx 0.75\text{mA}$ (2) $A_{ud} = -7.12$, $R_{id} = 70.23\text{k}\Omega$ (3) $K_{CMR} = \infty$
- 题 4-3 $I_{C1} = I_{C2} = 0.65\text{mA}$, $U_{C1} = U_{C2} = 3.86\text{V}$, $K_{CMR} = 43518.52$ (或 92.77dB)
- 题 4-5 (1) $I_{C1} = I_{C2} = 0.5\text{mA}$ (2) $U_o = 1.87\text{V}$ (3) $+0.7$; -4.95V
- 题 4-7 (1) $I_{CQ1} = 0.5\text{mA}$, $U_{CEQ1} = 14.3\text{V}$ (2) $P_{o(\max)} = 56.25\text{mW}$ (3) $U_{(BR)CEO} \geq 30\text{V}$, $I_{CM} \geq$

$$7.5\text{mA}, P_{CM} \geq 11.25\text{mW}$$

题 4-11 $U_{om} = 3.72\text{V}$

题 4-12 $SR = 44.41\text{V}/\mu\text{s}$

题 5-1 (a)直、交流, 电流并联负反馈 (b)级间直、交流, 电流串联负反馈 (c)直流, 电压并联负反馈 (d)级间直、交流, 电压串联负反馈

题 5-2 (a)电流串联负反馈 (b)电压并联负反馈

题 5-3 (a) R_3, R_4, R_9 构成 $T_3 \rightarrow T_1$ 电流串联负反馈, (b) R_3, R_6 构成 $T_3 \rightarrow T_1$ 间电流串联负反馈

题 5-4 图略。题 5-2(a) $A_{usf} = -R_3/R_2$ (b) $A_{usf} = -R_1/R_5$ 题 5-3: (a) $A_{usf} = -R'_L \cdot (R_3 + R_4 + R_9)/(R_3R_9)$ ($R'_L = R_7 // R_8 // R_L$) (b) $A_{usf} = -R_5 // R_{i4} \cdot (R_3 + R_6)/(R_3R_6)$

题 5-5 (a) $A_{us} = \frac{-\beta_1(R_2 // R_{i2})}{r_{be1} + \beta_1(R_3 // R_4)} \cdot \frac{-\beta_2(R_3 + R_4)}{R_{i2}}$, 其中 $R_{i2} = r_{be2} + \beta_2R_5$ $F_s = R_3/(R_3 + R_4)$
 (b) $A_{us} = \frac{R_{i1}}{R_5 + R_{i1}} \cdot \frac{-\beta_1(R_1 // R_{i2})}{r_{be1}} \cdot \frac{-\beta_2R_2}{R_{i2}}$, $F_s = \frac{R_1R_4}{R_2(R_4 + R_5)}$ 其中 $R_{i1} = R_6 // (R_4 + R_5) // r_{be1}$, $R_{i2} = r_{be2} + \beta_2[R_3 + (R_4 // R_5)]$

题 5-7 $A_{us} = 2000$. $F_s = 0.0095$

题 5-8 $F_s = 0.099$. $A_{usf} = 10$.

题 5-10 $A_{usf} = (R_4 + R_5)/R_5$

题 5-13 $A_{usf} \approx 15.5$, $R_{if} = 42.3\text{k}\Omega$, $R_{of} = 119\Omega$

题 5-14 $A'_{usf} = 92.6$, $R'_{if} = 16\text{k}\Omega$, $R'_{of} = 250\Omega$

题 5-15 (a) $A_{usf} = -(R_{f2} // R_{c3})/R_{e1}$ (b) $A_{usf} = -\frac{R_f + R_{e1} + R_{c3}}{R_{c3}R_{e1}}(R_{c3} // R_{i4})$

题 5-16 (2)(a) $A_{usf} = 20$ $R_{if} = 180\text{k}\Omega$ $R_{of} = 78\Omega$

(b) $A_{usf} = 5.6$ $R_{if} = 103\Omega$ $R_{of} = \infty$

题 6-5 (1) $A_u = -10$ (2) $A_u = 11$

题 6-6 (a) $u_o = -1.5U_{I1} - 2U_{I2} - 3U_{I3}$

(b) $u_o = 5.5(u_{I1} + u_{I2})$

(c) $u_o = -11u_{I1} + 12u_{I2}$

(d) $u_o = 10u_{I3} - 5u_{I1} - 5u_{I2}$

题 6-8 $U_o = -\frac{R_2}{R_1}(1 + \frac{R'}{R})U_1 + (1 + \frac{R'}{R})U_2$

题 6-10 (a) $u_o = -2.07u_{I1} - 3.10u_{I2} - 3.72u_{I3}$

(b) $u_o = -100u_{I1} + 11u_{I2}$

(c) $u_o = -10u_{I1} - 100u_{I2} - 60u_{I3}$

(d) $u_o = 11(u_{I1} + u_{I2} + u_{I3})$

题 6-11 $R_f \approx 5.45\text{k}\Omega$

题 6-13 $\pm 2.5\text{V}$

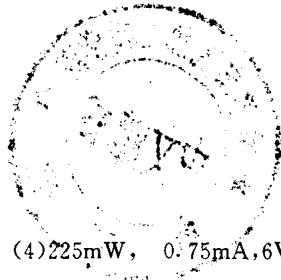
题 6-16 $u_o = -\frac{R_1}{R_2RC} \int u_i dt$

题 6-17 $u_o = -\frac{1}{2RC} \int u_i dt$

题 6-21 $U_{TH1} = -2\text{V}$ $U_{TH2} = 2\text{V}$

题 6-22 (1) $U_{TH} = 3\text{V}$ (2) $U_{TH1} = 0\text{V}$ $U_{TH2} = 3\text{V}$

题 6-24 0.83



题 6-25 $f=5000\text{Hz}$

题 7-2 (2)1.1V (3)1125mW (4)225mW, 0.75mA, 6V

题 7-3 (2)13.2W

429266



- 1 童诗白主编. 模拟电子技术基础. 第2版. 北京:高等教育出版社,1988
- 2 张肃文主编. 低频电子线路. 北京:高等教育出版社,1987
- 3 周琼鉴,孙肖子编. 晶体管与晶体管放大电路:上册. 北京:国防工业出版社,1979
- 4 康华光主编. 电子技术基础. 第3版. 北京:高等教育出版社,1988
- 5 谢嘉奎主编,谢洪隼,金宝琴编. 电子线路(线性部分). 第2版. 北京:高等教育出版社,1984
- 6 北方交通大学电信系编. 低频电子线路. 北京:人民铁道出版社,1979
- 7 张春茂等编. 电子电路. 北京:人民邮电出版社,1991
- 8 张成钧主编. 晶体管宽频带放大器分析. 北京:科学出版社,1975
- 9 张凤言编著. 电子电路基础. 第2版. 北京:高等教育出版社,1995
- 10 谢源清编著. 模拟电子线路(1). 成都:电子科技大学出版社,1994
- 11 王筱颖编. 模拟电路导论. 北京:高等教育出版社,1986