电路分析基础（上）

一 总论和电阻电路的分析

1 集总参数电路中电压、电流的约束关系

1.1 电路及集总电路模型

各种实际电路都是由电阻器、电容器、线圈、电源等部件和晶体管等器件相互连接组成的。现代微电子技术已可将若干部、器件不可分离地制作在一起，电气上互连，形成一个整体，即集成电路。

表 1-1 部分电气图用图形符号

名称	符号	名称	符号	名称	符号
导 线		传声器		电阻器	
连接的导线		扬声器		可变电阻器	
接 地		二极管		电容器	
接机壳		稳压二极管		电感器、绕组	
开 关		隧道二极管		变压器	
熔断器		晶体管		铁心变压器	
灯		场效应管		直流发电机	G
伏特表	V	电 池		直流电动机	M

在一定条件下，要忽略部、器件的次要性质，用一个表征它主要性能的模型来表示。模型是实物的近似替换物，不是等效物。

当实际电路的尺寸远小于使用时最高频率所对应的波长时，可以用几种“集总参数元件”来构成实际部、器件的模型。每一种集总参数元件只反映一种基本电磁现象，且可由数学方法定义。

由集总参数元件组成的电路，称为实际电路的集总电路模型或径称为集总电路。

采用集总电路模型意味着不考虑电路中电场与磁场的相互作用，不能考虑电磁波的传播现象，认为电能的传送是瞬间完成的。当电路的尺寸大于最高频率所对应的波长或两者处于同一数量级时，便不能作为集总电路处理，应作为分布参数电路处理。

实际电路使用导线构成电流通路，导线与周围绝缘体的电导率比值约为10^{20}，对于尺度小的电路可忽略漏电流，而对于远距离直流高压输电线，漏电流不能忽略时，也应作为分布参数电路处理。

集总电路分为电阻性电路和动态电路，前者只包含电阻元件和电源元件，简称为电阻电路。

1.2 电路变量——电流、电压及功率

用符号 q 或 Q 表示电荷量，带电粒子有秩序的移动形成电流。每单位时间内通过导体横截面的电荷量定义为电流，用以衡量电流的大小，用符号 *i* 表示，即 $i(t)=\frac{dq}{dt}$，习惯上把正电荷运动的方向规定为电流的方向。

如果电流的大小和方向不随时间变化，则这种电流称为稳恒电流，简称直流（dc/DC，*I*），否则称为时变电流。若时变电流的大小和方向都随时间作周期性变化，则称为交变电流，简称交流（ac/AC）。

在国际单位制中，电流的单位是安培（A），安培是国际单位制的基本单位之

一。

引入参考方向，参考方向可以任意选定，在电路图中用箭头表示。规定：如果电流的真实方向与参考方向一致，电流为正值；如果两者相反，电流为负值。

在集总电路中，传播是瞬间完成的，流经元件的电流可以是时间 t 的函数，却谈不上是空间位置 x 的函数，因此流经元件的电流是一个可以确定的量，可以用电流表测读。

电路中存在着能量的流动，电源可以提供能量，有能量流出；电阻等元件吸收能量，有能量流入。

电路中 a,b 两点间的电压表明了单位正电荷由 a 点转移到 b 点时所获得或失去的能量，即$u(t)=\frac{d\omega}{dq}$，单位为伏特（V）。

正电荷在电路中转移时电能的得或失表现为电位的升高或降落，即电压升或电压降。

如果电压的大小和极性都不随时间而变动，这样的电压就称为恒定电压或直流电压，可用符号 U 表示。如果电压的大小和极性都随时间变化，则称为时变电压，若变化是周期性的，则称为交流电压。

电压的参考极性在元件或电路两端用+、-符号表，+表示高电位端，-表示低电位端。电压的参考极性也称电压的参考方向或正方向。

集总电路中，元件间能量的流动是瞬间完成的，在任一时刻，任一元件的端电压都是一个可确定的量，可以用电压表测读。

常采用关联的参考方向：电流参考方向与电压参考+极到-极的方向一致，即电流与电压降参考方向一致。

信号是指一个用来携带信息的电流或电压。

$p(t) = u(t)i(t)$，人们把能量传输（流动）的方向定为功率的方向。

国际单位制中，电压单位为伏（V），电流单位为安（A），功率单位为瓦特，简称瓦（W）。

电路吸收能量为$w(t_0, t) = \int_{t_0}^{t} p(\xi)d\xi = \int_{t_0}^{t} u(\xi)i(\xi)d\xi$，单位为焦耳，简称焦（J）。

表 1-2　部分 SI 词头

因数	词头名称		符号
	原文(法)	中文	
10^{18}	exa	艾(可萨)	E
10^{15}	peta	拍(它)	P
10^{12}	tera	太(拉)	T
10^{9}	giga	吉(咖)	G
10^{6}	mega	兆	M
10^{3}	kilo	千	k
10^{-3}	milli	毫	m
10^{-6}	micro	微	μ
10^{-9}	nano	纳(诺)	n
10^{-12}	pico	皮(可)	p
10^{-15}	femto	飞(母托)	f
10^{-18}	atto	阿(托)	a

1.3 基尔霍夫定律

在集总电路中，任何时刻流经元件的电流以及元件的端电压都是明确的物理量。集总电路由各种元件通过理想导体连接而成，若将每一个二端元件视为一条支路，这样流经元件的电流和元件的端电压便分别称之为支路电流的支路电压。

支路的连接点称为节点，节点是两条或两条以上支路的连接点。为方便起见，在分析电路时也可以把支路看成是一个具有两个端钮而有多个元件串联而成的

组合。电路中任一闭合路径称为回路，在回路内部不另含有支路的回路称为网孔。一般把含元件较多的电路称为电网络，简称网络。

基尔霍夫电流定律（KCL）：对于任一集总电路中任一节点，在任一时刻，流出（或流进）该节点的所有支路电流的代数和为零，即$\sum_{k=1}^{K} i_k(t) = 0$。一组电流当且仅当满足一个 KCL 方程时，他们才是线性相关的。

基尔霍夫电压定律（KVL）：对于任一集总电路中任一回路，在任一时刻，沿着该回路的所有支路电压降的代数和为零，即$\sum_{k=1}^{K} u_k(t) = 0$。

在研究支路电流以及支路电压之间的关系时可以用一线段代替电路中的每一个元件，这线段称为支路，线段的端点称为节点，这样的道德几何结构图称为图形或图，用 G 表示，更准确地说，图是一组节点和一组支路的集合，支路只在节点处相交。如果对图中的每一支路规定一个方向，则称为定向图（有向图）。

1.4 电阻元件

电路是由元件连接组成的，各种元件都有精确地定义，由此可以确定每一元件电压与电流之间的关系，电压电流关系简写为（VCR）。

电阻元件是从实际电阻器抽象出来的模型，只反应电阻器对电流呈现阻力的性能，可由欧姆定律定义，即$R = u(t)/i(t)$，R 为常数。由欧姆定律定义的电阻元件，称为线性电阻元件。

欧姆定律体现了电阻器对电流呈现阻力的本质。

如果把电阻元件的电压电流取为坐标，可绘制 i-u 平面（u-i 平面）上的曲线，称为电阻元件的伏安特性曲线。

电阻元件凡不是线性的就称为非线性的。

电阻元件也可以用另一个参数——电导（G）来表征，单位是西门子，简称

西（S）。用电导表征线性电阻元件时，欧姆定律为$u(t)=\frac{1}{G}i(t)$。习惯上常把一个电阻元件叫做电阻。

任何一个二端元件只要它的 *u(t)*与 *i(t)*之间存在代数关系，都具有无记忆性。电阻元件，连同具有记忆特征的动态元件，形成了量大类型的集总电路。

电阻可以是线性的或非线性的，时不变的或时变的。

晶体二极管是一个非线性电阻。对原点对称，说明元件对不同方向的电流或不同极性的电压表现相同，这种性质所有线性电阻都具备，称为双向性。对原点不对称，说明元件对不同方向的电流或不同极性的电压表现不同，这种非双向性为大多数非线性电阻具备。二极管正向偏置时电流由正极向负极流，电阻较小；反向偏置时，电流由负极向正极流，电阻很大。理想情况下，表现为单向性，即正向偏置时，二极管表现如同短路；反向偏置时表现如同开路。

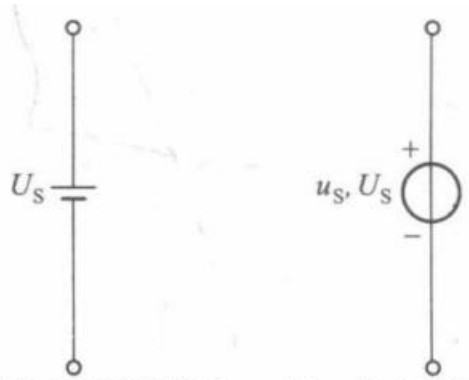
如果$R\geq 0$，电阻是一种耗能元件。

$R<0$ 的线性元件称为负电阻元件或负电阻，该元件提供功率，对外电路提供能量。电路元件还可以按照“无源性”分类，如果元件在所有的时间以及电流、电压的可能组合，当且仅当其吸收的能量$w(t)=\int_{-\infty}^{t}u(\xi)i(\xi)d\xi\geq 0$，则此元件称为无源元件，亦即无源元件从不向外电路提供能量。如果二端元件不是无源的，则称为有源元件。

1.5 电压源

理想电压源（简称电压源）是从实际电源抽象出来的一种模型，它在其两端能保持一定的电压而不论流过的电流为多少。

电压源有性质：（1）它的端电压是定值U_S或是一定的视见函数$u_S(t)$，与流过的电流无关。（2）电压源的电压是有它本身确定的。电压源是一种有源元件。



(a) 直流电压源的符号　　(b) 一般电压源的符号

电压源实际上是不存在的，但是通常的电池、发电机等实际电源在一定电流范围内可近似地看成一个电压源。也可以用电压源与电阻元件来构成实际电源的模型，此外电压源也可以用电子电路来实现。

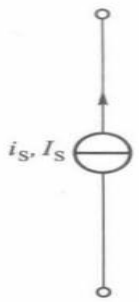
如果电路中所含电源都是直流电源，则称该电路为直流电路。由于电阻元件无记忆，因而即使作用在电阻电路的电源电压是随时间变化的，就每一时刻而言都相当于一个直流电路。

1.6 电流源

理想电流源（简称电流源）是从实际电源抽象出来的另一种模型。

在一定条件下，光电池在一定照度的光线照射时就被激发产生一定值的电流，这电流与光照成正比。

电流源性质：（1）他发出的电流是定值I_S，或是一定的时间函数$i_S(t)$，与两端的电压无关。（2）电流源的电流是由它本身确定的。电流源是一种有源元件。



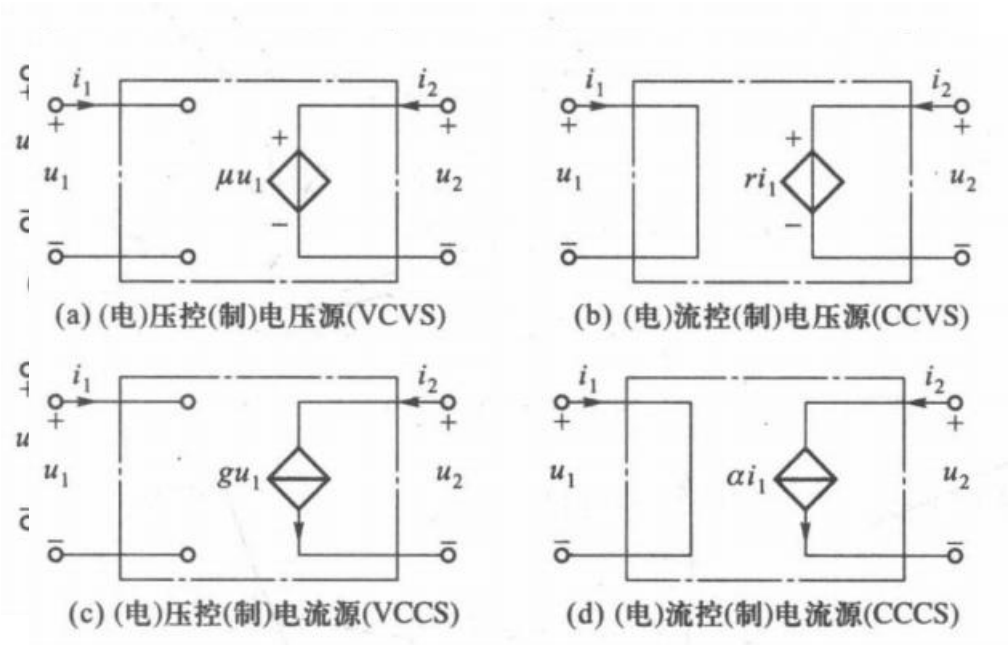
在电路理论中，电压源和电流源合称为激励源。

在电子电路中，信号源可以是电压源，也可以使电流源。

电流源实际上是不存在的，但是光电池等实际电源在一定的电压范围内可近似地看成一个电流源，也可以用电流源与电阻元件构成实际电源的模型，此外电流源也可以用电子电路来实现。

1.7 受控源

受控源是一种双口元件。它们涉及两条支路，其一为控制支路，或开路（压控）或短路（流控），另一条支路为受控支路，或用一个受控“电压源”表明该支路的电压受控制、支持的性质，或用一个受控“电流源”表明该支路的电流受控制、支持的性质。表征基本元件的参数，称为电路的主参数。



(a) (电)压控(制)电压源(VCVS)
(b) (电)流控(制)电压源(CCVS)
(c) (电)压控(制)电流源(VCCS)
(d) (电)流控(制)电流源(CCCS)

μ称为转移电压比，r称为转移电阻，g称为转移电导，α称为转移电流比。

若线性受控源的参数不随时间变化，则该受控源就是一种线性、时不变、双口电阻元件，它有源、单向性。

受控源的功率由受控支路计算。

晶体管、场效应管等电子器件属非线性器件，在合适的直流电源配置下，能

用做线性放大器。放大器的本质是能量的控制和转换。在输入信号下，通过放大电路把直流电源能量转换成负载所获得的能量。

1.8 分压公式和分流公式

串联电阻电路具备对总电压的分压作用，作这一用途时称为分压电路。$u_k = \frac{R_k}{\sum R_i} u$。

机壳称为电路的参考节点，各节点至参考节点间的电压降为节点电压，参考点默认为是节点电压的“-”端，节点电压记为$u_{N.}$，不混淆情况下记为$u_{.}$。

电子电路简化画法中，电源不用图形符号表示而只标出极性和电压值。

分压电路也可以用一个具有接触端的三端电阻器组成。

并联电阻电路可用以分流。$i_k = \frac{G_k}{\sum G_i} i$。

1.9 两类约束 KCL、KVL 方程的独立性

只取决于互连形式的约束，称为拓扑约束。只取决于元件本身性质的约束，称为元件约束。

设电路支路数 b，节点数 n，平面电路（可以画在一个平面上而不使任何两条支路交叉的电路）有 b-(n-1)个网孔。

能提供独立的 KCL 方程的节点，称为独立节点；能提供独立的 VCL 方程的回路称为独立回路。

超节点仍有电压。

1.10 支路分析

列出 2b 个联立方程从而解出 2b 个支路电压、电流或所需的电压、电流，称为 2b 分析或 2b 法。

先去解支路电流（支路电压），再去求解支路电压（支路电流）的方法称为

1b 分析或 1b 法。

以支路电流为变量，建立联立方程组求解电路的方法常称为支路电流法。以支路电压为变量，建立联立方程组求解电路的方法常称为支路电压法。

2b 分析和 1b 分析均立足于支路，称为支路分析。

1.11 建模的两种方法 二极管模型

对元、器件的建模有两种方法：物理和黑箱法。前者需根据元器件内部的物理原理、工作机理，运用理论推导，得出数学公式（数学模型），可供直接计算使用，也可据此构造集总元件模型。后者需根据元、器件端钮的表现，运用实验手段，得出特性曲线，可供直接计算使用，也可据此构造集总元件模型。

二极管是半导体二极管的简称，它的核心部分是 PN 结。在纯净的硅晶体中掺入少量硼即构成“P 型半导体”；掺入少量磷即构成“N 型半导体”。采用不同的掺杂工艺，可把 P 型半导体和 N 型半导体制作在同一块硅片上，它们的交界面就形成 PN 结。PN 结具有单向导电性，经封装后加上电极引线就构成半导体二极管。与 P 侧相连的正极称为阳极，与 N 侧相连的负极称为阴极。在锗中掺入三价元素和五价元素也可以构成 PN 结。

PN 结二极管是一种非线性器件，特性与直流偏置有关。正向偏置时，电压增加，经历“死区”，至U_{on}后，二极管才开始导通，U_{on}称为开启电压或门坎电压。导通后电流呈指数上升。反向偏置时，电流I_S甚小，当电压到达击穿电压U_{BR}，进入击穿区。

物理法建模：$i = I_S(e^{u/U_T} - 1)$，I_S为反向饱和电流，U_T为热电压，此式不适用于击穿区。

通常二极管有三种近似电路：具有理想的单向导电性、具有管压降（开启电

压）、管压降非常量。这三种近似特性都是用两线段表示，统称分段线性化。

负载线法求解二极管电路，即图解法。

2 网孔分析和节点分析

2.1 网孔分析

网孔分析是以网孔电流作为第一步求解的对象，故又称为网孔电流法。网孔电流是一种沿着网孔边界流动的假想电流$i_{M\cdot}$，一个平面电路共有 b-(n-1)个网孔，因而也有同数的网孔电流。

$\sum_j R_{ij} i_{Mj} = u_{Sii}, i = 1,2,\cdots,b-(n-1)$，$R_{ij}$为网孔互（自）电阻，符号取决于网孔电流是否同向，$u_{Sii}$为网孔总的电压升。

由两个以电流源为公共边界的网孔可以组合成“大”网孔称为超网孔。

网孔电流方程为含受控电压源特别是流控电压源电路提供了方便。

2.2 节点分析

节点分析是以节点电压作为第一步求解的对象，故又称为节点电压法。

$\sum_j G_{ij} u_{Nj} = i_{Sii}, i = 1,2,\cdots,n-1$，$G_{ij}$为连接节点的互（自）电导，自电导为正，互电导为负，i_{Sii}为电流源输送给节点的总电流。

如果已知电源是电流源，节点分析更方便，电压源则网孔分析更方便。网孔分析只适用于平面网络。

电路中节点间只含电压源的部分可用超节点写节点电压方程。

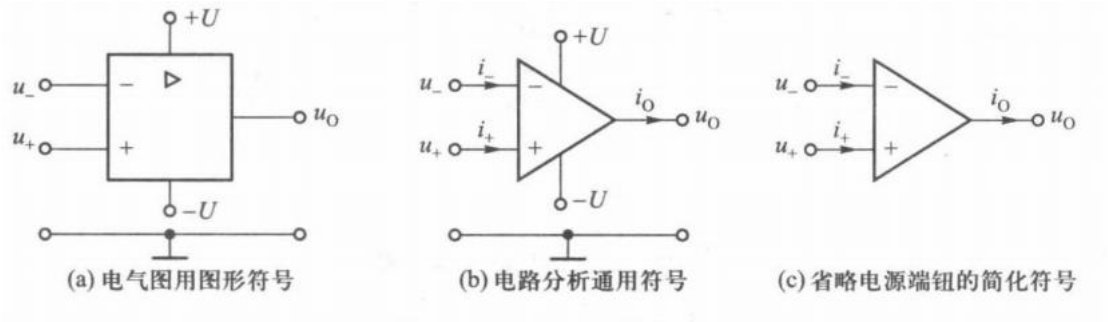
节点电压方程为含受控电流源特别是压控电流源电路提供了方便。

2.3 含运算放大器的电阻电路

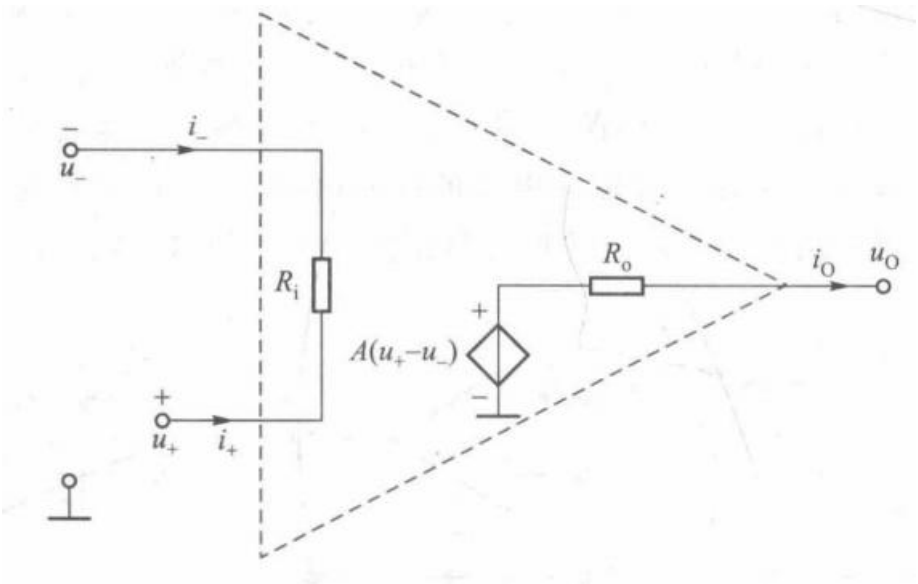
运算放大器简称运放（OPA），是用集成电路（IC）技术制作的一种多端器件。

标注+U 和-U 的两个端钮是供接直流电源的。标注+号的输入端，称为同相输

入端（非倒向端），标注-号的输入端，称为反相输入端（倒向端），余下的为输出端。



运放在线性区工作时，电路模型为：



R_i为运放的输入电阻，R_o称为运放的输出电阻，受控源表示运放的电压放大作用，A 为运放的电压增益（电压放大倍数）。$u_d = u_+ - u_-$称为差分输入电压，当R_o可以忽略时，$A(u_+ - u_-)$即为运放的输出电压。

理想运放的 A 无限大，u_o有限，故$u_+ = u_-$，如果输入端一端接地，则均为零。由于R_i无限大，$i_+ = i_- = 0$。

运放不能视为超节点。

“//”表示对并联电阻求等效值。

2.4 电路的对偶性

电压	电流	网孔电流	节点电压
电阻	电导	电压源	电流源
短路	开路	电荷	磁链
KCL	KVL	电感	电容
串联	并联		

2.5 晶体管的大信号模型

半导体三极管又称双极型晶体管（BJT）或晶体三极管，简称晶体管，有 NPN 和 PNP 两种，可以理解为两个二极管组合，实际是由半导体工艺直接制成一体。它们都有三个端钮，即发射极 E、集电极 C、基极 B。作为三端电路器件，按规定与外电路连接时，三个电流i_E、i_C、i_B的参考方向都设为流入器件。EB 间 PN 结，称为 EB 结或发射结；CB 间 PN 结，称为 CB 结或集电结。

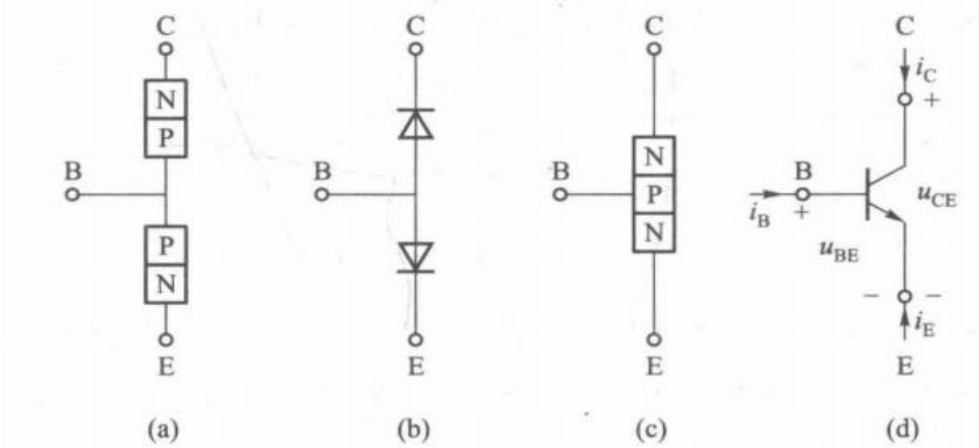


图 2-35 NPN 型晶体管原理性示意图及图形符号

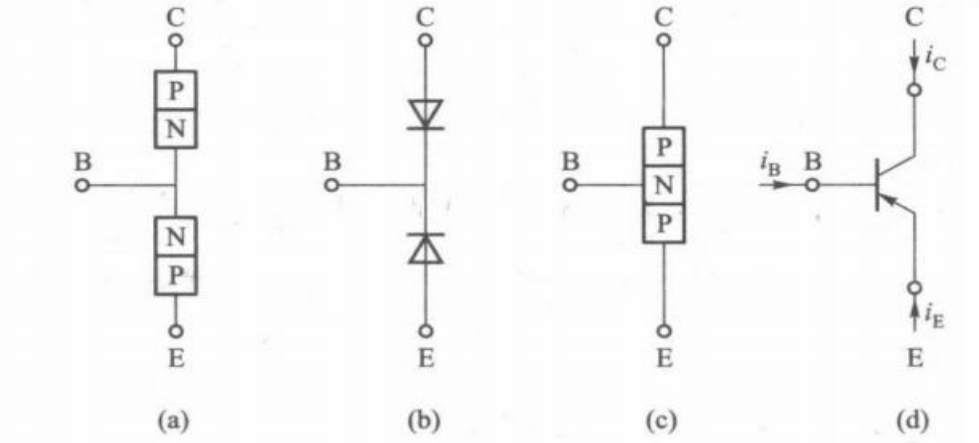
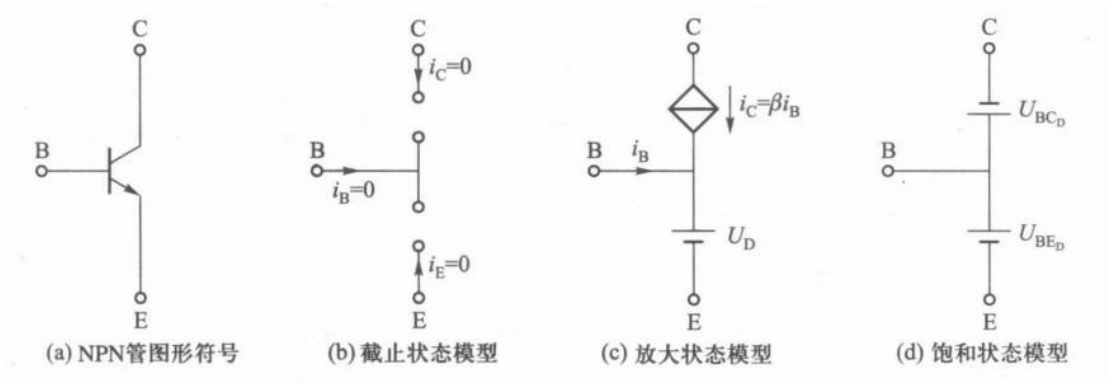


图 2-36 PNP 型晶体管原理性示意图及图形符号

序号	发射结偏置	集电结偏置	工作状态
1	反向	反向	截止
2	正向	反向	放大
3	正向	正向	饱和
4	反向	正向	反置

物理法建模

黑箱法建模：以 NPN 为例，输入特性类似于二极管的恒压降特性曲线，，当发射结电压小于开启电压，且集电结反向偏置时，$i_C = i_B = 0$，晶体管处于截止状态。一旦发射结导通，集电结虽仍处于反向偏置，但i_C不再为零，且受i_B控制，与输出电压u_{CE}无关，在此区间，$i_C = \beta i_B$，β称为共射放大系数，此时i_C并非集电结导通电流，而是由于集电结和发射结共处一体，基极极薄，部分电流由发射结射入集电结，有$i_C =- \alpha i_E$，那么$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$。当发射极和集电极都处于正向偏置时，输出曲线接近电流轴，输出电压虽低但不为零，称为饱和电压，记作$u_{CEsat} =- u_{BC_D} + u_{BE_D}$。



(a) NPN管图形符号 (b) 截止状态模型 (c) 放大状态模型 (d) 饱和状态模型

3 叠加方法与网络函数

3.1 线性电路的比例比 网络函数

由线性元件及独立电源组成的电路为线性电路。独立电源是电路的输入，对电路起着激励作用。其他元件的电压电流是激励引起的响应。在线性电路中，响应与激励之间存在着线性关系。

对单一激励的线性、时不变电路，指定的响应对激励之比定义为网络函数，记为$H=\frac{\text{响应}}{\text{激励}}$，对电阻电路，H 为一实数。

若响应与激励在同一对端钮，则属策动点函数（驱动点函数）；若响应与激励不在同一对端钮，则属转移函数（传递函数）。

对任何线性电阻电路，网络函数都是实数。

基本元件是组成模型的最小单元，它们的参数是电路的主（原）参数，而转移电压比等导出参数可认为是电路的副参数。

3.2 叠加原理

由线性电阻、线性受控源及独立源组成的电路中，每一元件的电流或电压可以看成是每一个独立源单独作用时，在该元件上产生的电流或电压的代数和，即$y(t)=\sum H_m x_m(t)$。

3.3 叠加方法与功率计算

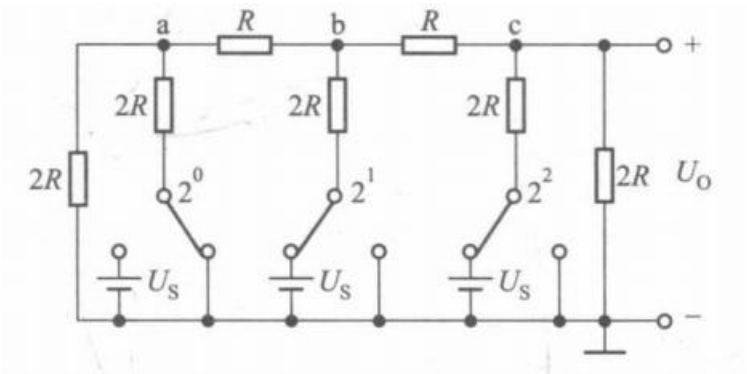
电阻的功率不能由叠加原理直接求得，只有特殊情形下才能例外。

电源对电路提供的功率符合叠加原理，这对不含受控源的线性电阻电路是普遍的。

3.4 数模转换器的基本原理

CD、DVD、VCD 记录的事数字信号，但人只能敢收模拟信号，因此需要把数字信号转换为模拟量，这种转换称为“数模转换（DAC）”，电阻电路可以完成这一任务，这种电路又称 DAC 解码网络。

一种 R-2R 梯形解码网络，某位为 1，开关即解电压，某位为 0，开关即接地，从输出电压可知二进制代码。这种电路优点是电阻只有两种，精度有保证，缺点是电阻数较多。



3.5 晶体管的小信号模拟

晶体管电路可粗略分为大信号电路和小信号电路。前者电压、电流变化足够大，以至于需要考虑局部器件全局的非线性；后者电压、电流的信号部分足够小，允许使用器件的局部线性模型。

晶体管作开关时，电路受大信号控制，运行于截至与饱和之间，放大区一扫而过。而信号放大器需工作在放大区，以免信号失真，即输入信号应大于零，而小于输出信号。

在分析小信号电路时，所有电路变量都可视为有直流分量和小时变分量组成。

$$r_{be} = \beta U_T / I_C, g_m = I_C / U_T, r_{be} = \beta / g_m$$

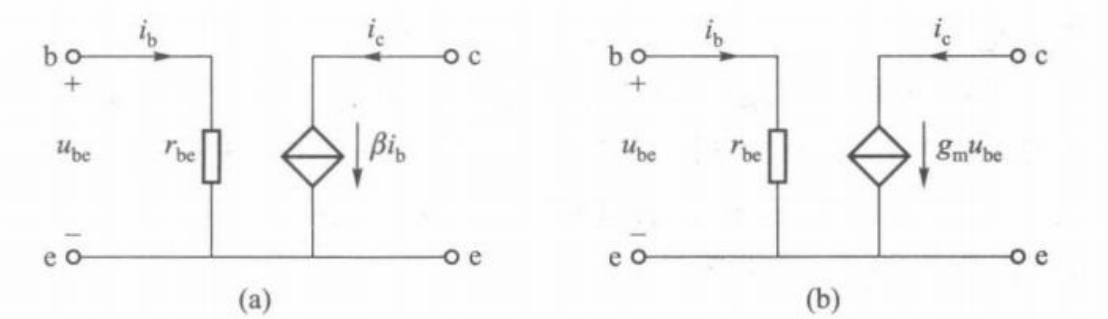


图 3-29　简化的共射小信号模型

先分析直流，再分析增量电路，电子电路常用电压增益或放大倍数$A_u = u_0 / u_{be}$。

4 分解方法及单、双口电路

叠加法只适用于线性电路，分解法也能适用于非线性电路。

由元件相连接组成、对外只有两个端钮的“群体”称为二端网络或单口网络，简称单口。

4.1 分解的基本步骤

一个单口网络的 VCR 由这个单口网络本身确定，与外接电路无关，只要这个单口网络除了通过它的两个端钮与外界连接外别无其他联系。

（1）把给定网络划分成两个单口网络，规定划分处$u.i$的参考方向。

（2）分别求出单口网络的 VCR。

（3）联立两网络 VCR 求解。

（4）求解网络内部主参数。

4.2 单口网络的电压电流关系

如果单口网络中不含有任何能通过电或非电的方式与网络之外的某些变量相耦合的元件，就称单口电路时明确的。

外接电路 X，求解 *u,i* 关系；在单口网络两端外施电流源 *i* 求单口网络两端电压 *u*；外施电压源求端口电流。

4.3 单口网络的置换

置换定理：若网络 N 由两个单口网络N_1和N_2连接组成，且已知端口电压和电流值分别为α，β，则N_2可以用一个电压为α的电压源或一个电流为β的电流源置换，不影响N_1内各支路电压、电流原有数值。

置换定理适用于线性和非线性电路。置换是基于工作点相同的“等效”替换。

4.4 单口网络的等效电路

如果一个单口网络 N 和另一个单口网络 N’的电压、电流关系完全相同，亦即它们的伏安特性曲线完全重叠，则这两个单口电路便是等效的。

等效是对任一外电路等效，置换只针对特定外电路。即等效是建立在相同 VCR 基础上，置换则是建立在相同工作点基础上。

一个含受控源及电阻的有源单口网络和一个只含电阻的单口网络一样可以等效为一个电阻，只不过等效电阻可能为负值。

4.5 一些简单的等效规律和公式

（1）电压源串联等效于单个电压源$u_S = \sum u_{Si}$。

（2）同电压源作极性一致并联等效于一个电压源。

（3）电流源并联等效为单个电流源$i_S = \sum i_{Si}$。

（4）同电流源方向一致串联等效于一个电流源。

（5）电阻串联等效单电阻 $\mathrm{R} = \sum R_i$。

（6）电阻并联等效电阻 $\mathrm{G} = \sum G_i$。

（7）（8）与电压源并联的单口网络均等效于电压源本身

（9）（10）与电流源串联的单口网络均等效于电流源本身

（11）（12）电压源与电阻串联和电流源与电阻并联可以互相替换，条件 1 是电阻等于$\frac{u_S}{i_S}$

具有串联电阻的电压源称为“有伴电压源”，具有并联电阻的电流源称为“有伴电流源”。

4.6 戴维南定理

戴维南定理：含电源和线性电阻、受控源的单口电路（即含源线性单口电路），就其端口而言，可等效为一个电压源串联电阻支路。电压源电压为网络 N 开路电压u_{OC}；串联电阻R_0等于该网络中所有独立源为零值时所得网络的等效电阻，若端口电压与电流关联，则 VCR 为$u = u_{OC} + R_0 i$，这一电压源串联电阻支路称为

戴维南等效电路，串联电阻称为戴维南等效电阻。

4.7 诺顿定理

含源线性单口网络 N，就其端口来看，可以等效为一个电流源并联电阻组合。电流源的电流等于该网络 N 的短路电流i_{SC}；并联电导G_0等于该网络中所有独立源为零值时网络的等效电导，这组合称为诺顿等效电路，VCR 为$i = i_{SC} + G_0 u$。

4.8 最大功率传递定理

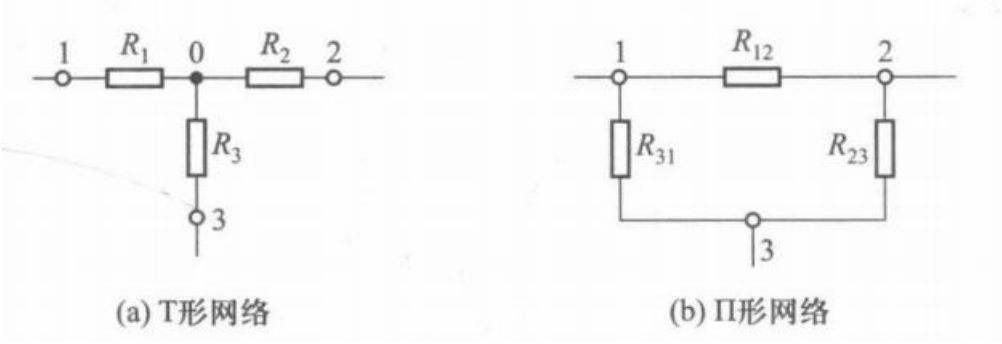
由含源线性单口电路传递给可变负载R_L的功率最大的条件是：负载R_L等于戴维南（诺顿）等效电阻，此时$p_{max} = \frac{u_{OC}^2}{4R_L} = \frac{i_{SC}^2}{4G_L}$。

如果是等效电阻可变，则等效电阻越小，传递给负载的功率越大。

单口网络与它的等效电路，就内部功率而言不等效。

4.9 T 形网络和 π 形网络的等效变换

设两个三端网络 N,N'的u_{12}, u_{23}与i_1, i_2的关系完全相同，则两个三端网络等效。



由 π 形网络变换为 T 形网络：$R_i = \frac{\sum_{j \neq i} R_{ij}}{\sum_{m \neq n} R_{mn}}$。

由 T 形网络变换为 π 形网络：$R_{mn} = \frac{\sum_{i,j} R_i R_j}{R_l}$。

4.10 双口网络的电压电流关系

端口，简称口，是指网络中任一对满足端口约束的端钮，该约束是：流入一个端钮的电流必须等于流出另一个端钮的电流。

双口的 VCR 指：双口的两个端口电压u_1, u_2和两个端口电流i_1, i_2之间的关系。

情况	自变量 x_1	自变量 x_2	因变量 y_1	因变量 y_2	VCR
1	i_1	i_2	u_1	u_2	流控型
2	u_1	u_2	i_1	i_2	压控型
3	i_1	u_2	u_1	i_2	混合Ⅰ型
4	u_1	i_2	i_1	u_2	混合Ⅱ型
5	u_2	$-i_2$	u_1	i_1	传输Ⅰ型
6	u_1	$-i_1$	u_2	i_2	传输Ⅱ型

• 流控型

VCR：$\begin{cases} u_1 = r_{11}i_1 + r_{12}i_2 \\ u_2 = r_{21}i_1 + r_{22}i_2 \end{cases}$，4 个参数合成开路电阻参数，简称开路参数或 r 参数。

• 压控型

VCR：$\begin{cases} i_1 = g_{11}u_1 + g_{12}u_2 \\ i_2 = g_{21}u_1 + g_{22}u_2 \end{cases}$，4 个参数合成短路电导参数，简称短路参数或 g 参数。

• 混合型

（Ⅰ型）$\begin{cases} u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{cases}$，合称 h 参数，混合参数Ⅰ。

（Ⅱ型）$\begin{cases} i_1 = h'_{11}u_1 + h'_{12}i_2 \\ u_2 = h'_{21}u_1 + h'_{22}i_2 \end{cases}$，合称 h’参数，混合参数Ⅱ。

• 传输型

$\begin{cases} u_1 = Au_2 + B(-i_2) \\ i_1 = Cu_2 + D(-i_2) \end{cases}$ 和 $\begin{cases} u_2 = A'u_1 + B'(-i_1) \\ i_2 = C'u_1 + D'(-i_1) \end{cases}$ 称为传输Ⅰ型（正向传输型）和传输Ⅱ型（反向传输型），参数为正向传输参数 T 和反向传输参数 T’。传输参数并非网络函数。

• 六种 VCR 间的转换 各参数间的关系

4.11 互易双口 对称双口

所有由二端线性时不变电阻元件组成的双口都具有互易性，即：反向转移电阻等于正向转移电阻。具有互易性的双口，称为互易双口，记为N_r。含受控源时，不一定为互易双口。

双口的互易性来源于线性电阻普遍存在的双向性。

如果互易双口的两个端交换使用而双口表现不变，则称对称双口，附加关系为策动点电阻相等。

4.12 端接双口

二、动态电路的时域分析

5 电容元件和电感元件

电路中出现动态元件是由于：

（1）实际电路中有意接入了电容器、电感器等器件。

（2）当信号变化很快时，一些实际器件须考虑磁场变化及电场变化的影响。

至少包含一个动态元件的电路称为动态电路。动态电路是有记忆的。

5.1 电容元件

电路理论中的电容元件是（实际）电容器的理想化模型。

理想电容器是一种电荷与电压相约束的器件。电容元件定义为：一个二端元件，如果在任一时刻 t，它的电荷 q 同它的端电压 u 之间的关系可以用 u-q 平面上的一条曲线确定。

如果 u-q 平面上的特性曲线是一条通过原点的直线，且不随时间改变，则此电容元件称之为线性时不变电容元件，亦即$q(t) = Cu(t)$，C为正值常数，称为电容，单位是法拉（F）。

采用碳纳米管可制作超大电容量的电容器。

实际电容器除了具备存储电荷的主要性质外，还有漏电现象，于是，电容器模型除了电容元件，还应添加电阻元件。

一个电容器除了标注电容量外，还应标注额定工作电压。

5.2 电容的 VCR

$i(t)=C\frac{du}{dt}$，或$u(t)=\frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t}i(\xi)d\xi=u(t_0)+\frac{1}{C}\int_{t_0}^{t}i(\xi)d\xi$，电容有隔直流的作用，电容的电压波形和电流波形不相同。

5.3 电容电压的连续性质和记忆性质

若电容电流$i(t)$在闭区间$[t_a,t_b]$内为有界的，则电容电压$u_C(t)$在开区间(t_a,t_b)内为连续的，即电容电压不能跃变。

电容是一种记忆元件。

一个已被充电的电容，若已知$u_C(t_0)=U_0$，则在t_0后可等效为一个未充电电容与电压源相串联的电路。

5.4 电容的储能

电容器是一种无源元件，电容储能$w_C(t)=\frac{1}{2}Cu^2$，电容电压反映了电容的储能状态。

5.5 电感元件

电路理论中电感元件又称自感元件，是实际电感器的理想化模型。

电感器是一个二端元件，它在任一时刻的电流和磁链之间的关系由 i-Ψ平面上的一条曲线来确定。

如果 i-Ψ平面上的特性曲线是一条通过原点的直线，且不随时间而变，则此电感元件称为线性时不变电感元件，即$\Psi(t)=Li(t)$，L是一正值常数，用来度量特性曲线斜率，称为电感或自感，单位为亨利（亨，H）。

实际电感器除了存储磁能的主要性质外，还有一些能量损耗，这种情况下，电感器的模型还应增添电阻元件。

在线圈中加入铁磁物质，可使 L 极大增加，但 i-Ψ上成为曲线。

5.6 电感的 VCR

$u = L\frac{di}{dt}$，或$i(t) = \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{t} u(\xi)d\xi = \frac{\Psi(t)}{L} = i_L(t_0) + \frac{1}{L}\int_{t_0}^{t} u(\xi)d\xi$，电感对直流起短路作用。

5.7 电容与电感的对偶性 状态参量

电感电流具有连续性质和记忆性质，电感电流不能跃变，电感元件也是一种记忆元件。

具有初始电流的电感，若已知$i_L(t_0) = I_0$，则在t_0后等效为一个初始电流为零的电感与电流源的并联电路。

电感是一种储能元件，$w_L(t) = \frac{1}{2}Li^2$，电感电流反映了点映了电感的储能状态。

在动态电路的主参量中，电容电压、电感电流占有特殊地位，是电路的状态变量。

在电路及系统理论中，状态变量是指一组最少的变量，若已知初始状态，则连同后面的所有输入，就能确定电路中的任何电路变量。

6 一阶电路

只含一个动态元件的线性、时不变电路是用线性、常系数一阶常微分方程描述的。用一阶微分方程描述的电路称为一阶电路。

6.1 分解方法在动态电路分析中的运用

一阶电路可看成由两个单口电路组成，其一含所有的电源及电阻元件，另一则只含一个动态元件。由非记忆性子网络和记忆性子网络构成的模型称为状态模型。得到动态元件的状态变量后就可以根据置换定理替换成电源，成为电阻电路进行求解。

6.2 零状态响应

在t_0后，在零初始状态下，仅由电路的输入引起的响应称为零状态响应；在零输入下，仅由非零初始状态引起的响应称为零输入响应。两种响应之和称为全响应。

对零状态响应，电容电压变化趋势为：起先增长很快，随着u_C增长，增长越来越慢，最后趋于电压U_S，电容充电完毕。当直流电路中各个元件的电压和电流都不随时间变化，称电路进入了直流稳态。$u_C(t) = U_S(1 - e^{-\frac{1}{RC}t})$，$\tau = RC$为时间常数。

表 6-1　以时间常数倍数计的各时刻$f(t) = Ke^{-\frac{t}{\tau}}$值

t	$f(t)$	对初始值 K 的百分比
τ	$0.368K$	36.8
2τ	$0.135K$	13.5
3τ	$0.049\ 8K$	4.98
4τ	$0.018\ 3K$	1.83
5τ	$0.006\ 74K$	0.674
6τ	$0.000\ 912K$	0.091 2
7τ	$0.000\ 045\ 4K$	0.004 54
8τ	$3.72\times10^{-44}K$	3.72×10^{-42}

工程上常取$t = (4\sim5)\tau$作为 *f(t)*消失时间。

电容电压到达直流电源所要求的稳态值U_S，不是即时的，而是需要经历一段时间的。

充电过程中电阻消耗能量与电容储能相等，电源提供两倍储能。

对于 RL 电路，电流起先增加很快，随着电流增大，增大越来越慢，最终电感如同短路，$i_L(t) = \frac{U_S}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t})$，$\tau = \frac{L}{R}$。

零状态响应具有比例性和叠加性，即零状态响应式输入的线性函数，简称零状态响应线性或比例性。

6.3 阶跃响应 冲激响应

单位阶跃函数$\varepsilon(t)=\begin{cases}0, t<0\\1, t>0\end{cases}$。

单位阶跃输入作用下的零状态响应定义为单位阶跃响应，记作$s(t)$。

电路输入幅度为 A 的延时阶跃信号，则阶跃响应为$As(t-t_0)$，它是时不变的。

下图信号称为分段常量信号，脉冲和脉冲串属于这类信号，分段常量信号信号可表示为一系列阶跃信号之和。分段常量信号作用下的一阶电路分析问题，可以分解为阶跃信号后按直流一阶电路处理，运用叠加性求得零状态响应。

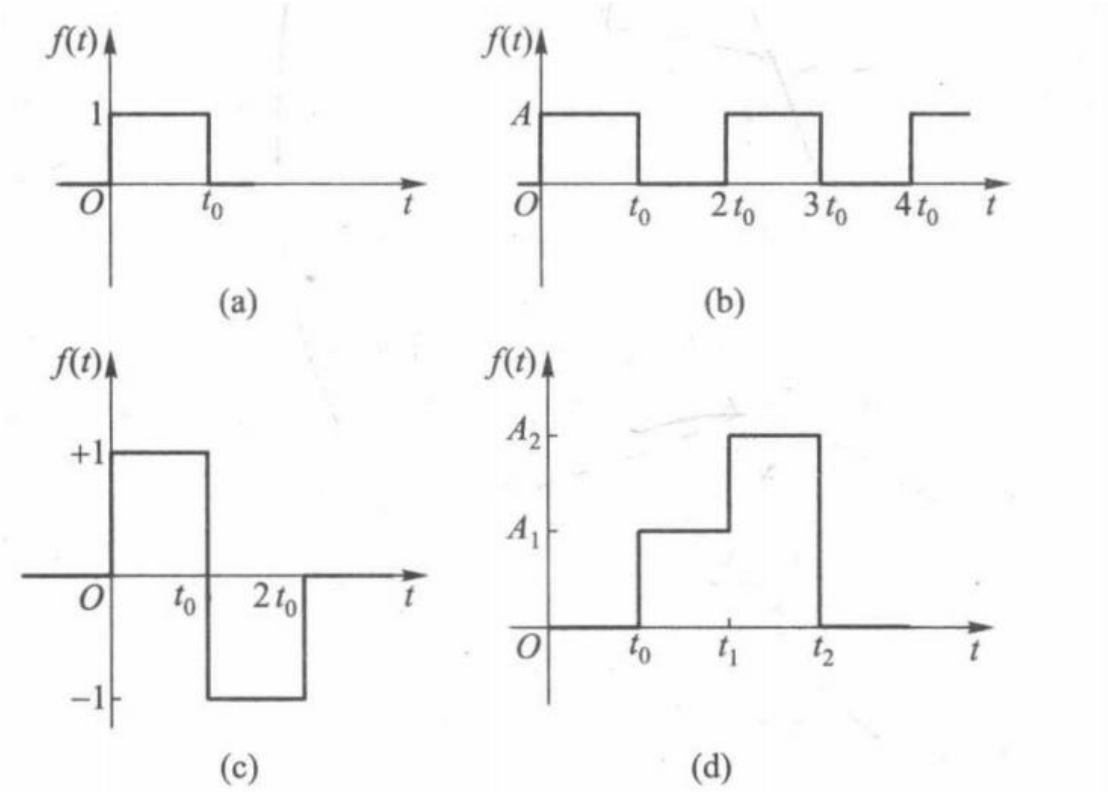


图 6-17 分段常量信号举例

$\varepsilon(t)$的导数，记为$\delta(t)=\frac{d\varepsilon(t)}{dt}$，称为单位冲激函数。

它有性质：$\delta(t)=0, t\neq t_0, \int_{-\infty}^{t}\delta(\xi)d\xi=1, f(t)\delta(t)=f(0)\delta(t)$。

单位冲激输入作用下的零状态响应为单位冲激响应。

对于线性、时不变电路，激励 x 产生响应 y，则激励$\frac{dx}{dt}$产生响应$\frac{dy}{dt}$，激励$\int xdt$

产生响应$\int ydt + k$，于是线性、时不变电路的冲激响应是阶跃响应的导数。

6.4 零输入响应

RC 电路的零输入响应$u_C(t) = u_C(0)e^{-\frac{1}{RC}t}$，放电过程中，电容电压与电流均衰减。

RL 电路的零输入响应$i_L(t) = I_0 e^{-\frac{R}{L}t}$。

零输入响应是初始状态的线性函数，简称量输入响应线性或比例性。

6.5 线性动态电路的叠加原理

非零初始状态动态元件的全响应不满足叠加原理，但分量满足。

6.6 三要素法

三要素法（视察法）可用于求解任一变量的零输入响应和直流作用下的零状态响应、全响应。

直流一阶电路中各处电压、电流都按指数规律变化，都是由初始值，逐渐增长或是逐渐衰减到稳态值，且同一电路各支路电流、电压的时间常数相同，即：

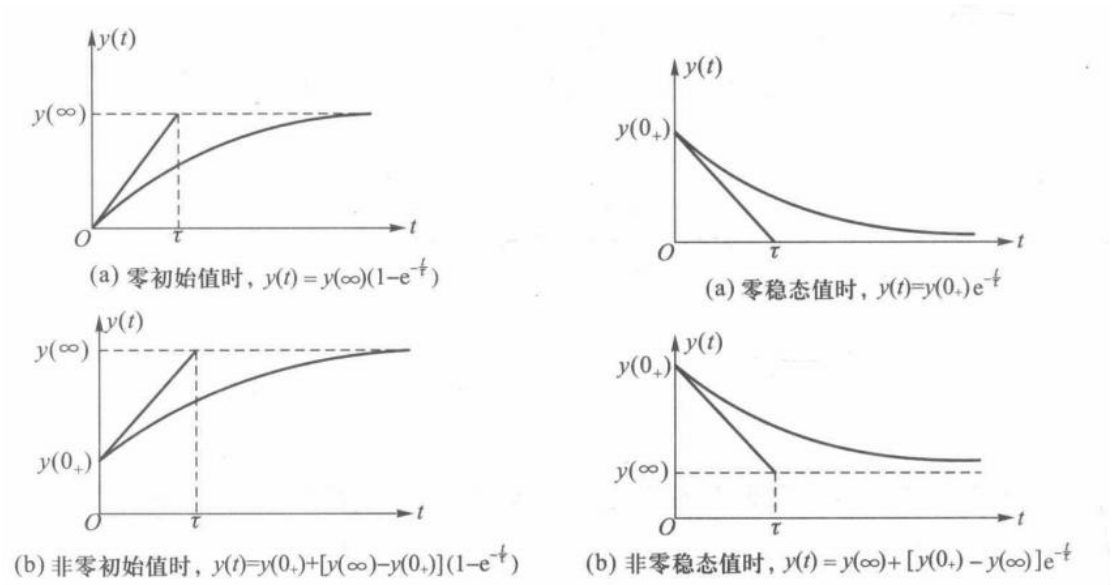


图 6-45　$y(t)$增长的情况　　图 6-46　$y(t)$衰减的情况

设已知电容电压初始值$u_C(0)$或电感电流初始值$i_L(0)$和电路的直流输入，那

么：

（1）用电压源/电流源置换电容/电感，得直流电阻电路，称为 t=0 时置换电路，可求得任一电压或电流的初始值。

（2）用开路/短路置换电容/电感，得直流电阻电路，称为 t=∞时置换电路，可求得任一电压或电流的稳态值。

（3）求戴维南或诺顿等效电路以计算时间常数。

（4）根据三要素绘图或写出解析式：$y(t) = y(\infty) + [y(0_+) - y(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}}$

表 6-2　C 和 L 在 $t=0_+$、$t=\infty$ 的置换电路

条件 / 元件	零初始状态，$t=0_+$	非零初始状态 $t=0_+$	直流稳态，$t=0_-$ 或 $t=\infty$
	短路	$u_C(0_+) = u_C(0_-)$	开路
	开路	$i_L(0_+) = i_L(0_-)$	短路

6.7 瞬态和稳态

当描述动态电路的变量或为不随时间而变的常量或为随时间而变的周期量时，电路进入了稳定状态。

电路不处于稳态即为瞬态（暂态、瞬变）或非稳态。

在直流电源或交流电源作用下，线性动态电路可能进入的稳态，称为直流稳态或交流稳态。

瞬态往往明显地具有从一种稳态或工作状态进入另一种稳态或工作状态的特征，常称为过渡过程。

响应变量分为稳态响应变量（强制响应变量）和瞬态响应变量（固有响应变量、自由响应变量）。

当研究激励和初始状态对全响应的影响时，采用叠加观点；当研究电路的稳态是，需求解稳态响应，研究过渡过程则既要求稳态响应，又要求瞬态相应。零输入响应与瞬态相应形式上都为 $Ke^{-\frac{t}{\tau}}$，K 为初始值与初始时刻稳态值之差。

6.8 子区间分析——方波激励的过渡过程和稳态

分段常量信号作用下的一阶电路还可以按照状态观点分析。将作用时间分为若干个子区间，使每一区间内输入信号为一常量，就可以把原电路分解为一个直流一阶电路序列，每一直流一阶电路均可运用三要素法分析，所得电路序列的响应是由指数波形序列构成的。

7 二阶电路

包含一个电容和一个电感，或两个不可合并电容或电感的动态电路称为二阶电路，这类电路可以用一个二阶微分方程或两个联立的一阶微分方程描述。

7.1 LC 电路中的正弦振荡

在由电容和电感两种不同的储能元件构成的电路中，随着储能在电场和磁场之间往返转移，电路中电流和电压将不断地改变大小和极性，形成周而复始的振荡。这种由初始储能维持的振荡是一种等幅振荡。如果电路中存在电阻，储能终将被电阻消耗殆尽，振荡减幅趋于零，称为阻尼振荡（衰减振荡）。如果电阻较大，储能在初次转移时就会被电阻大幅消耗，不可能发生储能在电场与磁场间往返转移现象，电流电压衰减为零，但不产生振荡。

LC 回路中等幅振荡是按正弦方式随时间变化的。

LC 电路储能为：$w(t) = \frac{1}{2}Cu^2 + \frac{1}{2}Li^2$。

7.2 RLC 串联电路的零输入响应

解 KVL，得特征方程的特征根：$s_{1,2}=-\frac{R}{2L}\pm\sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2-\frac{1}{LC}}$，称为固有频率，记 $2\sqrt{\frac{L}{C}}$为 RLC 串联电路的阻尼电阻，记作$R_d=2\sqrt{\frac{L}{C}}$，以之分为过阻尼、临界、欠阻尼情况。

过阻尼情况，响应是非振荡性的，$u_C(t)=K_1e^{s_1t}+K_2e^{s_2t}$。临界情况，亦是非振荡的，$u_C(t)=(K_1+K_2t)e^{st}$。欠阻尼情况电路振荡，$s_{1,2}=-\alpha+j\omega_d$，，$u_C(t)=e^{-\alpha t}[K_1cos(\omega_dt)+K_2sin(\omega_dt)]$，$\alpha$称为衰减系数，$\omega_d$称为衰减振荡角频率。当戴维南等效电阻为零，称为无限尼情况，相应的衰减振荡角频率称为谐振角频率ω_0，$\omega_d=\sqrt{\omega_0^2-\alpha^2}$。

7.3 RLC 串联电路的零状态响应和全响应

零状态响应可以用卷积积分、状态变量法解决，或可设特解，与零输入响应叠加后得全响应。

二阶电路中作为响应的任一变量与下列激励呈线性关系：（1）来自任一初始条件的激励，当所有其他初始条件为零和所有电源为零时；（2）来自任一电源的激励，当所有其他电源为零和所有初始条件为零。

7.4 GCL 并联电路的分析

RLC 串联电路和 GCL 并联电路是具有对偶性质的电路，并联电路阻尼电导 $G_d=2\sqrt{\frac{C}{L}}, s_{1,2}=-\frac{G}{2C}\pm\sqrt{\left(\frac{G}{2C}\right)^2-\frac{1}{LC}}$

电路分析基础（下）

三 动态电路的相量分析法和 s 域分析法

8 交流动态电路

如果电路中所含的电源都是交流电源，则称该电路为交流电路。如果交流电压源的电压和交流电流源的电流是按正弦规律随时间做周期性变化的，则称为正弦交流电源。

如果交流电路中除电源外所含的元件都是电阻元件则称该电路为交流电阻电路。如果除电源外至少有一个动态元件，则称为交流动态电路。

8.1 正弦激励的过渡过程和稳态

正弦电压表示为$u(t) = U_m cos(\omega t + \psi)$，可由振幅、频率（角频率或周期）、初相三个参数完全确定，称为正弦波的三特征。

动态元件的响应分为稳态解和暂态解两部分，稳态解为与激励同频率的正弦时间函数$u_{cp} = U_{Cm} cos(\omega t + \psi_u)$，其中$U_{Cm} = \frac{U_{Sm}}{\sqrt{1+R^2\omega^2C^2}}, \psi_u = \psi - arctan(\omega CR)$，瞬态响应为$Ke^{-\frac{t}{\tau}}, K = u_c(0) - U_{Cm} cos\psi_u$。在$t = (4\sim5)\tau$之间，电路处于过渡过程，响应不按正弦方式变化，电路进入稳态后，响应与外施激励频率一致，称为正弦稳态响应（SSS）。

如果$u_c(0)$和$U_{Cm} cos\psi_u$恰好相等，电路中将无瞬态响应分量。零状态下，此情况发生于$\psi_u = \pm\frac{\pi}{2}$，此情况$\psi = \pm\frac{\pi}{2} + arctan(\omega CR)$，电路立即进入稳态。如果零状态下$\psi_u = 0$ 或π，那么K达到最大值，过渡过程可能会出现过电压现象，即电压瞬时值超过稳态电压最大值，一般发生在靠近半周期末一带，值与τ有关，此情况$\psi = arctan(\omega CR)$或$\pi + arctan(\omega CR)$。对于非零状态，结论适用。

全响应为：$u_c(t) = u_c(0)e^{-\frac{t}{\tau}} - U_{Cm} cos\psi_u e^{-\frac{t}{\tau}} + U_{Cm} cos(\omega t + \psi_u)$。

8.2 变换方法的概念

（1）把原来的问题变换为一个较容易处理的问题；（2）在变换域中求解问题；（3）把变换域中解答反变换为原问题解答。

8.3 复数

$$A = a_1 + ja_2 = a(cos\theta + jsin\theta) = ae^{j\theta} = a\angle\theta$$

8.4 振幅相量

由于在正弦稳态电路中，各个电压、电流响应与激励均为同频率的正弦波，在已知频率情况下，三特征降为两特征。利用欧拉恒等式，可将给定频率的正弦函数变换为复平面上的相量。

$u(t) = U_m cos(\omega t + \psi) = Re(U_m e^{j\psi} e^{j\omega t}) = Re(\dot{U}_m \angle \omega t)$，其中，$\dot{U}_m = U_m \angle \psi$ 是一个与时间无关的复值常数，称为电压振幅相量，同样，有电流振幅相量$\dot{I}_m$。

8.5 相量的线性性质和基尔霍夫定律的相量形式

两同频率正弦量之和仍为同频率的正弦量。

相量具有线性性质：表示若干个同频率正弦量（可带有实系数）线性组合的相量等于表示各个正弦量的相量的同一线性组合。

KCL：$\sum \dot{I}_{km} = 0$；KVL:$\sum \dot{U}_{km} = 0$。

8.6 三种基本电路元件 VCR 的相量形式

电阻元件：$\dot{U}_m = R\dot{I}_m$。

电容元件：$\dot{U}_m = \frac{1}{j\omega C}\dot{I}_m$。

电感元件：$\dot{U}_m = j\omega L\dot{I}_m$。

8.7 VCR 相量形式的统一——阻抗和导纳的引入

把元件在正弦稳态时电压相量与电流相量之比定义为该元件的阻抗，记为 Z，即 $\mathrm{Z} = \frac{\dot{U}_m}{\dot{I}_m}$。

阻抗的倒数定义为导纳，记为 Y，即 $\mathrm{Y} = \frac{\dot{I}_m}{\dot{U}_m}$。

电容或电感的阻抗和导纳均为虚数，阻抗可表示为$Z = jX$，X称为电抗，即

$X = Im[Z]$。其中，$X_C = -\frac{1}{\omega C}$，简称容抗，$X_L = \omega L$，简称感抗。电容或电感的导纳可表示为$Y = jB$，$B$称为电纳，即$B = Im[Y]$，有$B = -\frac{1}{X}$。

8.8 正弦稳态电路与电阻电路分析方法的类比——相量模型的引入

运用相量并引用阻抗和导纳，正弦稳态电路可以仿照电阻电路处理。

以 RLC 等原参数表征元件的电路模型为时域模型，反映了电压与电流时间函数之间的关系。相量模型是运用相量对正弦稳态电路分析、计算的假想模型，它和原正弦稳态电路具有相同的拓扑结构，但元件用阻抗（导纳）表示。

串联元件：$\mathrm{Z} = \sum \mathrm{Z_k}$；并联元件：$\mathrm{Y} = \sum \mathrm{Y_k}$。

阻抗的幅角代表电压超前电流的相位。

8.9 正弦稳态混联电路的分析

8.10 相量模型的网孔分析和节点分析

8.11 相量模型的等效

8.12 有效值 有效值相量

周期电流的有效值等于它的瞬时值的平方在一个周期内积分的平均值再取平方根，又叫方均根值。

正弦波的有效值为其振幅的$\frac{1}{\sqrt{2}}$。

$\dot{U_m} = U_m \angle \psi = \sqrt{2} U \angle \psi$，定义$\dot{U} = U \angle \psi$为电压有效值相量，$\dot{U_m} = \sqrt{2} U$，简称相量。

KCL：$\sum \dot{I}_k = 0$；KVL:$\sum \dot{U}_k = 0$。

VCR:$\mathrm{Z} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}}$，$\mathrm{Y} = \frac{\dot{I}}{\dot{U}}$。

8.13 两类特殊问题 向量图法

（1）串联电路由电流相量起，绘于正实轴；（2）绘各元件电压相量；（3）

绘输入电压相量。

（1）并联电路由电压相量起，绘于正实轴；（2）绘各支路电流相量；（3）绘输入电流相量。

电子技术基础（模拟部分）

1 绪论

1.1 信号

信号是信息的载体或表达形式。从信号处理的实现技术来看，最便于实现的是电信号的处理，所以在处理各种非电信号时，通常先将非电信号转换为电信号再进行处理。

能将各种非电信号转换为电信号的器件或装置称为传感器，在电路中，常把传感器描述为信号源。电路中的信号源都可以等效为戴维南等效电路或诺顿等效电路。当信号源内阻为线性、时不变电阻时，两信号源电路可以等效转换。

通常，信号是时间的函数。信号中的特征参数是设计放大电路和电子系统的重要依据。

1.2 信号的频谱

在信号分析中，为了简化信号特征参数的提取，通常将信号从时域变换到频域。信号在频域中表示的图形或曲线称为信号的频谱。通过傅里叶变换可以实现信号从时域到频域的变换。电路中正弦波信号经常作为标准测试信号。

任意周期函数只要满足狄利赫里条件，就可以展开称傅里叶级数。例如方波信号的傅里叶级数表达式：$v(t)=\frac{V_s}{2}+\frac{2V_s}{\pi}\left(sin\omega_0 t+\frac{1}{3}sin3\omega_0 t+\cdots\right), t\neq\pm m\frac{T}{2}$，$\frac{V_s}{2}$是方波信号的直流分量，$\omega_0=\frac{2\pi}{T}$为基波角频率，$\frac{2V_s}{\pi}sin\omega_0 t$为方波信号的基波，它的周期与方波本身周期相同，余项是高次谐波分量，角频率是基波角频率的整

数倍。

信号各频率分量的振幅随角频率变化的分布，称为该信号的幅度频谱（幅度谱）。正弦波的频谱只在基波频率上有幅值。

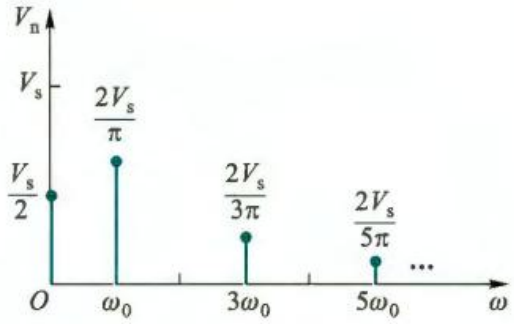


图 1.2.3　图 1.2.2 方波的幅度频谱

许多周期信号的频谱由直流分量、基波分量以及无穷多项高次谐波分量组成。频谱表现为一系列离散频率上的幅值（谱线），并且随着谐波次数的递增，信号幅值的总趋势是逐渐减小的。如果只截取$N\omega_0$以下的信号组合，则可以得到原周期信号的近似波形，N 越大，波形的误差越小。

运用傅里叶变换可以将非周期信号波形变换为连续频率函数的频谱，它包含所有可能频率成分。

实际物理世界的各种非周期信号，随角频率升高，其频谱函数总趋势总是衰减的。对信号来说，通常选择一个恰当的ω_p（截止角频率），若把高于此频率的部分截断，也能满足信号处理精度的要求，则把保留部分的频率范围称为信号的带宽。

从信号的频域表达方式中，可以得到比时域表达式更有意义的参数。信号的频谱特性是设计电子电路频率响应指标的主要依据。

快速傅里叶变换（FFT）算法出现后，人们可以利用计算机迅速求出非周期时间函数的频谱函数。在电路的频率特性测试中，可以快速获得输入信号的频谱

函数和输出信号的频谱函数，比较后直接计算出被测电路的频率响应特性。

1.3 模拟信号和数字信号

传感器输出的信号总是被某个电子系统所处理。所谓电子系统，是指由若干相互连接、相互作用的基本电路组成的、具有特定功能的电路整体。

在时间上和幅值上均是连续的信号称为模拟信号，即连续函数。这些信号通过相应的传感器都可以转换为模拟电信号，然后输入电子系统中。处理模拟信号的电子电路称为模拟电路。

按时间和幅值的连续性和离散性把信号分为 4 类：（1）时间连续、数值连续信号；（2）时间离散、数值连续信号；（3）时间连续、数值离散信号；（4）时间离散、数值离散信号。第（4）类称为数字信号。绝大多数电子系统都引入了计算机或微处理器来处理信号，由于微处理器是数字电路系统，只能处理数字信号，所以模拟信号需要通过模数转换器转换为数字信号，才能被系统处理。

1.4 放大电路模型

模拟信号最基本的处理是放大，它是通过放大电路实现的，大多数模拟电子系统中都包含放大电路。放大电路也是构成其他模拟电路，如滤波、振荡、稳压等电路的基本单元电路。放大电路是模拟电子技术的核心电路。

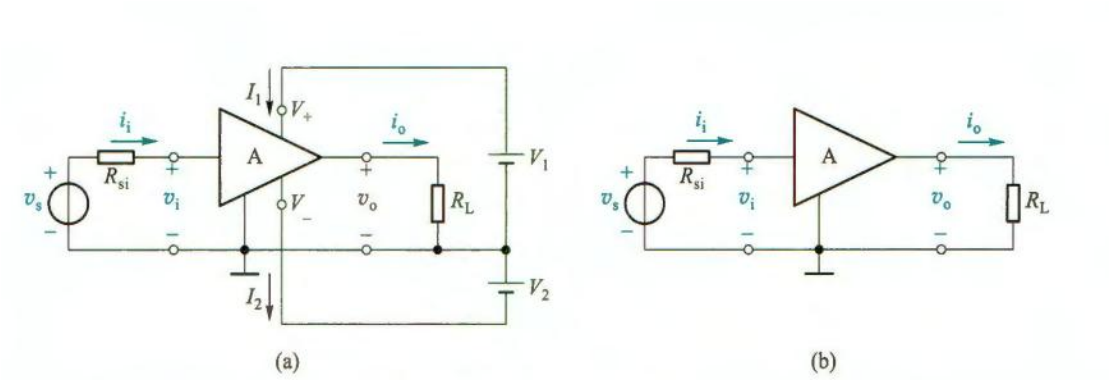
1.模拟信号放大

传感器输出的电信号通常是很微弱的，一般情况下既无法直接显示，也很难做到进一步处理。

放大都是指线性放大，也就是说放大电路输出信号中包含的信息与输入信号完全相同，只改变信号幅度或功率的大小，如果在时域或频域观察，意味着信号任何一点的幅值都是按照相同的比例变化的。输出波形的任何变形，都被认为是

产生了失真。

放大电路应为双口网络，即它有一个信号输入口和一个信号输出口。电子电路中，信号放大过程表示为：



其中v_s是信号源电压，R_{si}为信号源内阻，R_L为负载电阻。A 为放大电路，v_i和i_i为放大电路输出口的输入电压和输入电流，v_o和i_o为放大电路输出口的输出电压和输出电流。

实际应用中，根据输入信号的形式不同和对输出信号的要求不同，放大电路可以有不同的增益（放大倍数）表达形式。如果只需要考虑电路的输出电压v_o和输入电压v_i的关系，可表达为：$v_o = A_v v_i$。A_v即为电路的电压增益。这种主要考虑电压增益的电路称为电压放大电路。同样有电流放大电路，$i_o = A_i i_i$，A_i为电流增益。当需要把电流信号转换为电压信号时，利用互阻放大电路，$v_o = A_r i_i$，A_r为互阻增益。互导放大电路，$i_o = A_g v_i$，A_g为互导增益。实际上放大电路还有一种增益表达形式——功率增益，$A_p = A_v A_i$，在通信系统中受到更多关注。

通常，放大电路输出能量增加，它是由供电电源能量转换得来的。因此，完整的放大电路应包括供电电源。（a）图中V_1为正电压供电电源，V_2为负电压供电电源，电路为双电源供电形式，有些放大电路也可以只用单电源供电。对于电子电路来说，电路中的“地”必不可少。放大电路 A 有时也用矩形符号表示。

2.放大电路模型

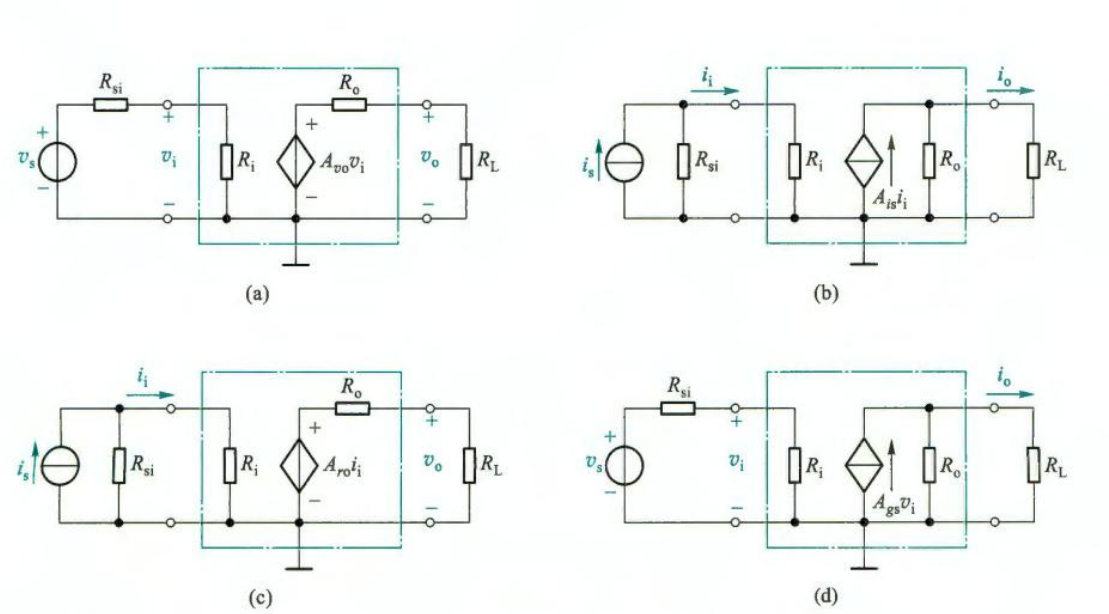


图 1.4.2　四种类型的放大电路模型

（a）电压放大　（b）电流放大　（c）互阻放大　（d）互导放大

这些模型只从两对端口特性上等效放大电路，而并不关心实际的内部结构。模型由输入电阻R_i、输出电阻R_0和受控源三个基本元件构成。

对于电压放大模型，实际的增益$A_v = A_{vo}\frac{R_L}{R_L+R_0}$，会受$R_L$影响，随$R_L$的减小而降低。为了减小负载电阻对放大电路增益的影响，设计时就应使$R_0 \ll R_L$，理想状态下$R_0 = 0$。信号衰减的另一个环节在输入回路，信号源内阻R_{si}和放大电路输入电阻R_i的分压作用，使得真正的输入电压为$v_i = v_s\frac{R_i}{R_{si}+R_i}$，当$R_i \gg R_{si}$时，才能明显减少$R_{si}$对信号的衰减作用，设计时应尽量提高电路的输入电阻$R_i$。理想情况下$R_i \to \infty$。所以电压放大电路适用于信号源内阻$R_{si}$较小而负载电阻$R_L$较大的场合。

电流放大电路适合信号源内阻R_{si}较大而负载R_L较小的场合。其余较好分析。

上述四种电路模型可以相互任意转换。

1.5 放大电路的主要性能指标

1.输入电阻

输入电阻R_i的大小决定了放大电路能从信号源获取多大的信号。

定量分析放大电路的输入电阻时，可假定在输入端加一测试电压v_t，响应产生测试电流i_t，于是可以计算出输入电阻。实际情况多加一个已知电阻测电压求输入电阻。

2.输出电阻

放大电路输出电阻R_0的大小将影响它带负载的能力。所谓带负载能力，是指放大电路输出量随负载变化的程度。当负载变化时，输出量变化很小或基本不变表示带负载能力强。

定量分析放大电路的输出电阻时，可将信号源置零（保留R_{si}）和负载开路条件下，在放大电路的输出端加一测试电压v_t，相应产生一测试电流i_t，于是可以计算出输入电阻。实验中通常加负载测输出电压计算输出电压值。

3.增益

增益反映了放大电路在输入信号控制下，将供电电源能量转化为信号能量的能力。A_v和A_i这种量纲为 1 的增益工程上常用以 10 为底的对数增益表示，基本单位是贝尔（Bel,B），平时用他的 1/10 单位“分贝”（dB），即电压增益=$20lg|A_v|dB$，电流增益=$20lg|A_i|dB$，功率增益=$10lg\left|A_p\right|dB$。

某些情况下，A_v和A_i可能为负数，意味着信号的输出与输入之间存在 180°的相位差，这与对数增益为负值是不同的。

4.频率响应

实际的放大电路中总是存在电抗性元件的，如电容、电感、电子器件的极间电容、接线电容和接线电感等。因此，放大电路输出与输入之间必然与信号频率有关。放大电路的频率响应是指，在输入正弦信号时，输出随输入信号频率连续

变化的稳态响应。

放大电路的电压增益表达为$\dot{A}_v(j\omega)=\frac{\dot{V}_o(j\omega)}{\dot{V}_i(j\omega)}$或$\dot{A}_v=A_v(\omega)\angle\varphi(\omega)$，其中$\omega$为信号的角频率，$A_v(\omega)$为电压增益的模与角频率的关系，称为幅频响应，$\varphi(\omega)$表示放大电路输出与输入正弦信号的相位差与角频率的关系，称为相频响应，综合起来就是频率响应。

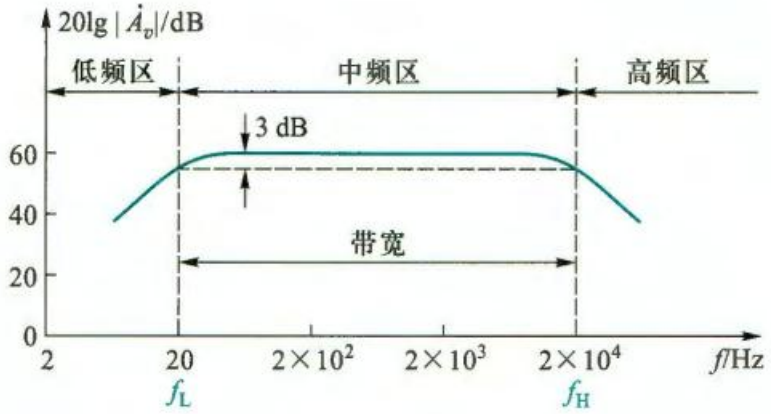


图 1.5.4　某音响系统放大电路的幅频响应

幅频响应中间一段平坦区称为中频区（通带区），输出功率约等于中频区一般的频率点称为半功率点。一般把增益降 3dB 对应的两点的频率差定义为放大电路的带宽或通频带，即$BW=f_H-f_L$，f_H称为上限频率，f_L称为下限频率，通常$f_L\ll f_H$，故有$BW\approx f_H$。

有些放大电路的通频带一直延伸到直流，称为直流（耦合）放大电路，指至少可以正常放大直流信号的一种放大电路。

由于放大器电路带宽限制，导致对信号不同频率分量幅值的放大倍数不同而产生的失真，称为幅度失真，如果对信号不同频率分量产生的时延不同，称为相位失真，它们几乎同时存在，总称频率失真。由于都是由线性电抗元件引起，又称线性失真。

为将频率失真控制在容许范围，设计放大电路时，要求正确估计信号的有效带宽，以使放大电路带宽与信号带宽相匹配。带宽不够，带来频率失真；带宽过宽，造成噪声电平升高或电路成本增加。

5.非线性失真

描述放大电路输出量与输入量关系的曲线，称为放大电路的传输特性曲线。由于构成放大电路的元件本身是非线性的，加之放大电路工作电源电压有限，放大电路的电压增益不能保持恒定，而是随输入电压变化。由放大电路这种非线性特性引起的失真称为非线性失真，它会使标准正弦波的输入输出新的高次谐波分量。设计应用放大电路时，应尽可能使放大电路工作在线性区。

向放大电路输入标准的正弦波信号，可以测定输出信号的非线性失真程度，并用非线性失真系数$\gamma = \frac{\sqrt{\sum_{k=2} V_{ok}^2}}{V_{01}} \times 100\%$。

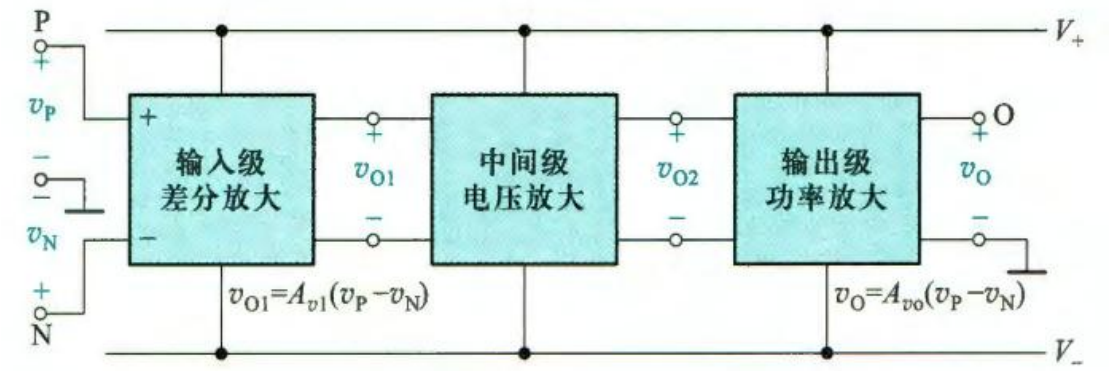
2 运算放大器

2.1 集成电路运算放大器

1.集成电路运算放大器简介

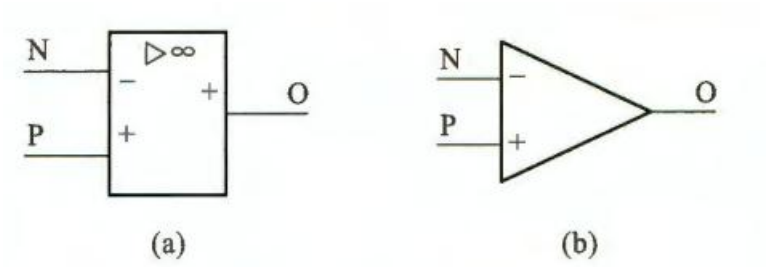
将制作在一小块硅片上的特定功能电路称为集成电路。该硅片上包含了电路需要的所有三极管、电阻、电容等元件以及它们的连线。集成电路具有功能强、体积小、功耗低、可靠性高、性价比高等优点。集成运放是目前应用最为广泛的一种模拟集成电路。

绝大多数集成运放都可划分为输入级、中间级和输出级三个部分。输入级主要解决漂移的抑制和信号的有效放大问题；中间级主要是极大地提高电压增益；输出级主要是提高带负载能力。



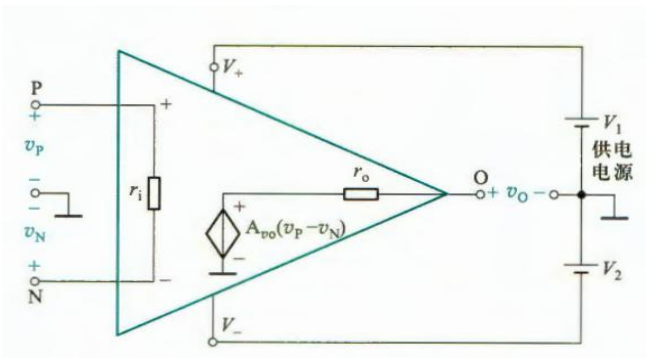
电路有两个输入端：同相输入端 P 和反向输入端 N，分别用“+”和“-”表示；一个输出端 O，它们对地电压分别用v_P、v_N、v_o表示。V_+和V_-为供电电源接入端。

输入级放大的是 PN 两输入端的电压差，即$v_{o1}=A_{v1}(v_P-v_N)$，v_{o1}再经中间级和输出级放大后送至输出，$v_o=A_{vo}(v_P-v_N)$，A_{vO}是集成运放的总电压增益。运放电路的功能是放大两个输入电压信号的差值。



2.运算放大器的电路简化模型

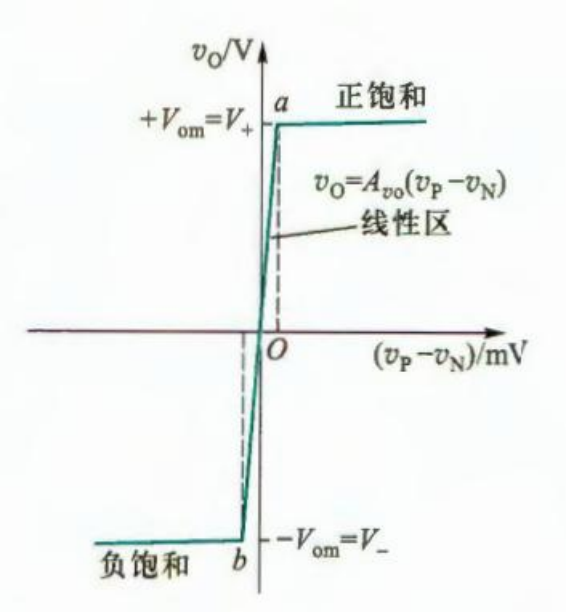
运放电路默认由对称的双电源供电。



3.运算放大器的传输特性

输出电压v_o受正负电源电压的限制，$V_- \le v_o \le V_+$。当$A_{vo}(v_P - v_N)$超出电源电压时，$|v_o|$不再随$|v_P - v_N|$增大而增大，v_o只能保持在电源电压值上，此时称运放进入饱和状态，$v_o \ne A_{vo}(v_P - v_N)$。

运放的电压传输特性曲线可以分为三段，中间斜线部分是线性工作区，满足$v_o = A_{vo}(v_P - v_N)$，即输入压差在一定范围内时，才能保证运放工作在线性区，而且增益越大，斜率越陡，线性范围越小。水平两段，输入输出不再呈线性关系，$|v_O|$达到最大值，也称饱和值，这段区域称为饱和区，也称非线性区或限幅区。



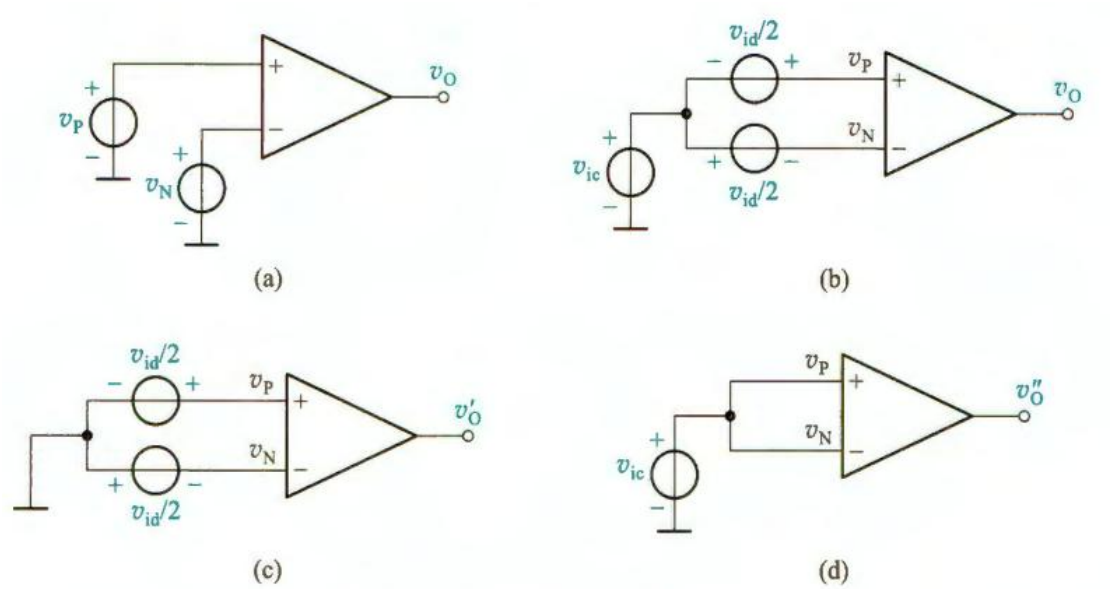
$V_- \le v_o \le V_+$是一种理想情况，实际上由于运放内部三极管会消耗一部分电压，所以输出电压通常不能达到电源电压。用V_{om}表示输出电压的最大值，有$+V_{om} = V_+ - \Delta V$或$-V_{om} = V_- + \Delta V$，其中ΔV就是运放输出端的饱和压降，且$\Delta V > 0$。

4.运算放大器的输出端电流

集成运放除了输出电压是有限制外，输出端的电流也是有限的，一般通用型输出端最大电流典型值约为$\pm 20mA$。由于输出电流的限制，当负载过小时，$|v_O|$范围将减小。

5.差模信号和共模信号

差模输入信号定义为两输入端信号的差值$v_{id}=v_P-v_N$，共模输入信号定义为两输入端信号的算术平均值$v_{ic}=\frac{v_P+v_N}{2}$，利用差模电压和共模电压表示两输入端电压时，$v_P=v_{ic}+\frac{v_{id}}{2}, v_N=v_{ic}-\frac{v_{id}}{2}$，两输入端的共模电压大小相等，极性相同，差模电压大小相等，极性相反。



只考虑差模时，定义差模电压增益$A_{vd}=\frac{v'_o}{v_{id}}$，只考虑共模输入信号时，定义共模电压增益$A_{vc}=\frac{v''_o}{v_{ic}}$。根据叠加原理，$v_o=v'_o+v''_o$。运放的共模电压增益非常小，理想情况下为零，即运放对共模信号又很强的抑制能力。定义差模增益与共模增益之比的绝对值为共模抑制比：$K_{CMR}=\left|\frac{A_{vd}}{A_{vc}}\right|$，理想情况下，$K_{CMR}=\infty$，运算放大器只放大差模输入电压。

2.2 理想运算放大器

理想运算放大器（理想运放）有特性：（1）输出电压饱和值等于运放电源电压，即$+V_{om}=V_+$以及$-V_{om}=V_-$。（2）开环电压增益趋近于无穷大，即$A_{vo}\approx\infty$，当负载工作在线性区，有$v_P\approx v_N$，如同短路，称为“虚假短路（虚短）”。（3）输入电阻趋近于无穷大，即$i_P\approx 0, i_N\approx 0$（虚断）。（4）输出电阻$r_o\approx 0$。（5）共

模电压增益为零，共模抑制比无穷大，即$A_{vc} \approx 0, K_{CMR} \approx \infty$。（6）开环带宽$BW \approx \infty$。（7）输出端电流无限制。

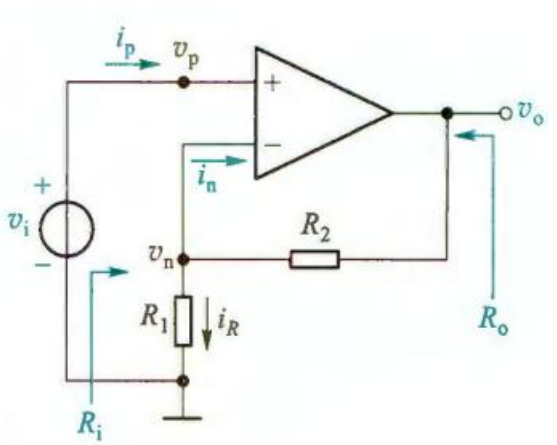
理想运放的开环带宽和输出电流与实际相差甚远，不适合用来分析实际电路的这两项指标。

2.3 基本线性运放电路

2.3.1 同相放大电路

1.基本电路

将输出信号再送回输入端的过程称为反馈。减小输入信号的反馈为负反馈。反馈通路使电路构成了闭合环路，称为闭环电路。



2.放大电路指标

（1）闭环电压增益

称输出电压v_o与输入电压v_i之比为闭环电压增益$A_v = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, A_v为正值，表示v_o与v_i同相，称为同相放大电路。

（2）输入电阻R_i

放大电路的输入电阻$R_i = \frac{v_i}{i_i} \approx \infty$。

（3）输出电阻R_o

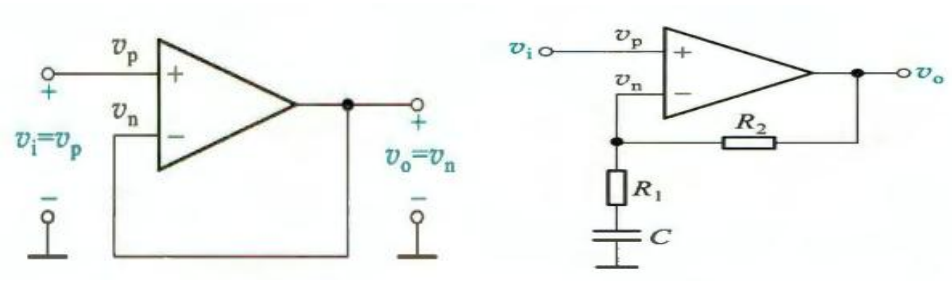
放大电路的输出电阻$R_o \approx 0$。

3.电压跟随器

令$R_1=\infty$，$R_2=0$，那么有$A_v\approx 1$，输出电压v_o与输入电压v_i大小相等，相位相同，称该电路为电压跟随器。

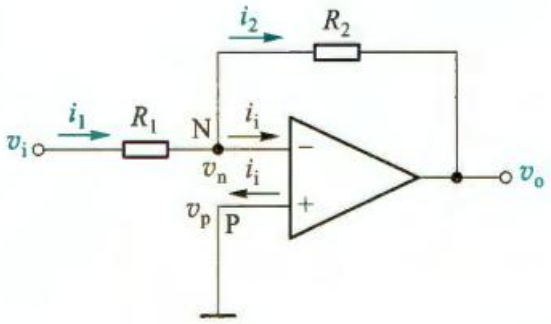
由于电压跟随器具有几乎无穷大的输入电阻和无穷小的输出电阻，所以常把它看做阻抗变换器，用在高阻电压信号源和低阻负载之间，起到“隔离”或“缓冲”作用。故电压跟随器有时也称作缓冲器或隔离器。

在同相放大电路的反向输入端接地处增加电容器，可以形成交流同相放大信号，它对交流电压的增益可以远大于直流增益，专门用来放大交流信号。



2.3.2 反向放大电路

1.基本电路



反向输入端电位接近于地电位，称“虚地”，它的存在是反向放大电路在闭环工作状态下的重要特征。

2.放大电路指标

（1）闭环电压增益

$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$，当$R_2 = R_1$时，就是单纯的反相电路，有$v_o = -v_i$。

（2）输入电阻R_i和输出电阻R_o

输入电阻$R_i = R_1$，实际电路中过大的电阻会增大热噪声且容易引入干扰，所以R_1阻值会受限制，意味着反相放大电路输入电阻通常远小于同相放大电路输入电阻。

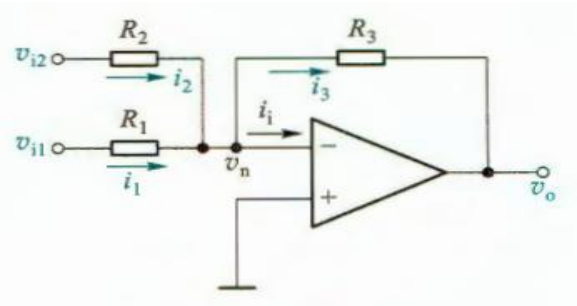
输出电阻$R_o = 0$。

反相放大电路运放无共模输入电压，而同相放大电路有，即同相放大电路对K_{CMR}要求更高。

运放会消耗功率，在零信号输入时存在静态电流，即有静态功耗，在此基础上增加有信号输入功耗即得真实功耗。

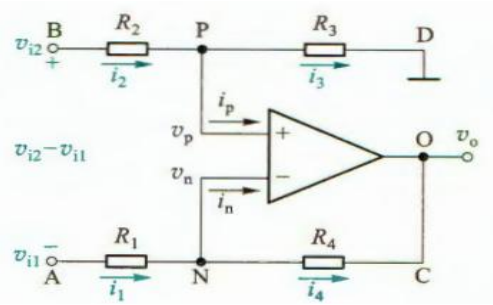
2.4 同相输入和反向输入放大电路的其他应用

2.4.1 求和电路



$-v_o = R\sum\frac{v_{ij}}{R_j}$，如果$R = R_j$，则$-v_o = R\sum v_{ij}$。再接一级反相电路，就可以消去负号。

2.4.2 求差电路

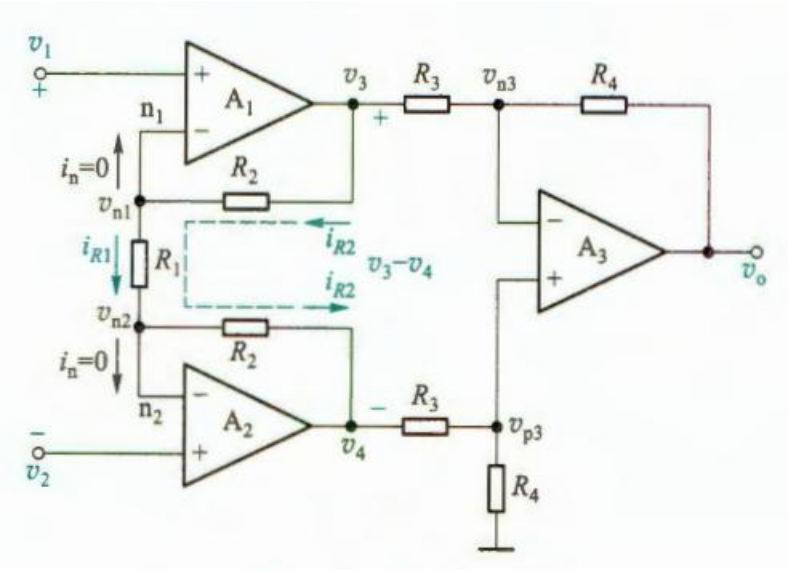


$v_o = \left(1+\frac{R_4}{R_1}\right)\left(\frac{R_3/R_2}{1+R_3/R_2}\right)v_{i2} - \frac{R_4}{R_1}v_{i1}$，如果$\frac{R_4}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$，$v_o = \frac{R_4}{R_1}(v_{i2} - v_{i1})$，实现了求差功能。本电路的差模增益$A_{vd} = \frac{R_4}{R_1}$。求差电路的输出只与差模输入电压有关，但当电阻误差导致$\frac{R_4}{R_1} \neq \frac{R_3}{R_2}$，共模增益将不再为零。

差模输入电阻$R_{id} = R_1 + R_2$，它们不能无限制地增大。

电路输出电阻$R_o \approx 0$。

2.4.3 仪用放大器



A_1和A_2组成第一级放大电路，A_3构成第二级求差电路。$v_3 - v_4 = (1 + \frac{2R_2}{R_1})(v_1 - v_2)$，即第一级输出电压的压差是对输入电压压差的放大。$v_0 = -\frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)(v_1 - v_2)$，于是电压增益$A_v = -\frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)$。

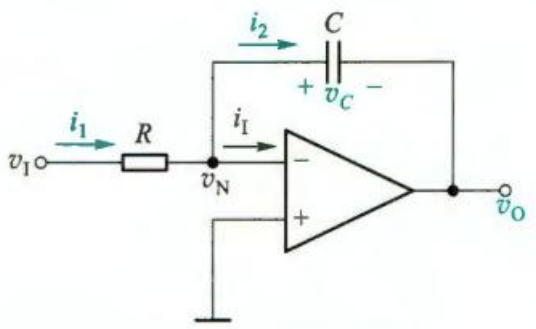
与求差电路类似，这个增益也是差模电压增益，而且如果电阻值有误差，电路共模电压增益也不为零，共模抑制比也是有限值。

电路输入电阻接近无穷大。

仪用放大器有很强的抑制共模电压的能力。

2.4.4 积分电路和微分电路

1.积分电路

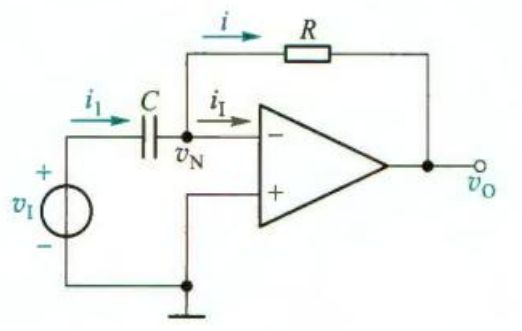


$v_0 = -\frac{1}{RC}\int v_1 dt$，即输出电压是输入电压对时间的积分，此时极性相反，称为反相积分器。如果$v_1 = V_1\varepsilon(t)$，那么有$v_0 = -\frac{V_1}{\tau}t$，直至进入饱和状态，停止积分。

实际电路中，由于运放并非理想，即使$v_1 = 0$，运放输入端的直流误差也会对电容进行充电，时间足够长后就会导致运放饱和无法再进行积分计算。为此，常在电容两端并联一个大电阻，构成直流负反馈，放置运放饱和。

积分电路应用广泛，可以用来构成三角波或锯齿波发生器、有源滤波器、数模转换器等，也是自动控制系统中 PID 调节器的重要组成部分。

2.微分电路



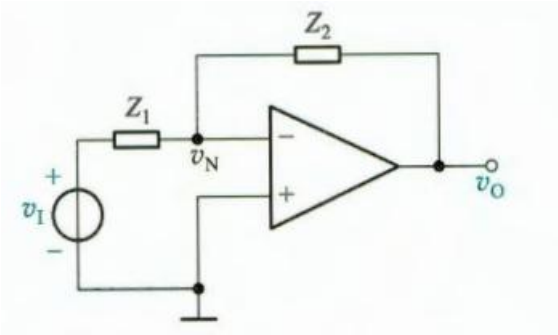
$v_o = -RC\frac{dv_1}{dt}$，即输出电压与输入电压对时间的微商成比例，此时极性相反。如果$v_1 = V\varepsilon(t)$，考虑到信号源总存在内阻与运放电源电压的限制，初始时刻输出电压仍为有限值。随着电容器充电，v_o将不断衰减，最后趋于零。由于τ影响

回零时间，一般选择较小的时间常数。

输出信号的幅度将随信号频率的增加而线性增加。因此微分电路对高频噪声和干扰十分敏感，以致输出噪声和干扰可能完全淹没微分信号，还可能使电路不稳定。

微分电路除了在线性系统中用于微分计算外，在数字电路中常用来进行波形变换。

3.归纳与推广



以上各种反相输入的运算电路中，可用通用阻抗Z_1和Z_2替换电阻、电容元件，这样就有$V_o(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}V_i(s)$

3 二极管及其基本电路

半导体器件是现代电子级数的重要组成部分，由于它具有体积小、重量轻、使用寿命长、输入功率小和功率转换效率高等优点而得到广泛应用。

3.1 半导体的基本知识

1.半导体材料

多数现代电子器件是由性能介于导体与绝缘体之间的半导体材料制造而成的。在电子器件中，常用的半导体材料有：元素半导体（硅、锗等），化合物半导体（砷化镓等），其中硅是目前最常用的一种半导体材料，砷化镓及其化合物一般用在比较特殊的场合，如超高速器件和光电器件中。半导体除了在导电能力

方面与导体和绝缘体不同外，它还具有不同于其他物质的特点，如受到外界光和热的激励时，导电能力发生显著变化，在纯净的半导体中加入微量杂质，导电能力显著提高。

2.半导体的共价键结构

硅是四价元素，最外层轨道有 4 个电子，称为价电子。半导体的导电性与价电子有关。

半导体与金属和许多绝缘体一样，均具有晶体结构，它们的原子在空间形成有序的排列，相邻原子之间由共价键连接。

3.本证半导体、空穴及其导电作用

（1）本征半导体

本征半导体是一种完全纯净、结构完整的半导体晶体。在绝对温度$T = 0K$和没有外界其他能量激发时，由于所有原子的最外层电子被共价键束缚，不能自由移动，半导体无法导电。室温下，部分价电子会获得足够多的随机热振动能量，成为自由电子，这种现象称为本征激发。

在外加电压作用下，这些自由电子将在本征硅晶体内形成电流。与良导体相比，本征硅晶体内的自由电子数量较少，导电能力不强。

半导体中能够自由移动的带电粒子称为载流子。自由电荷是一种带负电荷的载流子。

（2）空穴

当电子挣脱共价键的束缚称为自由电子后，共价键就留下了一个空位，称为空穴。空穴的出现是半导体区别于导体的一个重要特征。

由于共价键中出现了空位，在外加电场或其他能量的作用下，邻近价电子就

有可能填补这个空位，而这个价电子原来的位置又留下了新的空位，以后其他价电子又可以转移到这个新空位上。这一现象反映了共价键中电荷迁移，常用空穴的移动反映这种电荷迁移。

在本证半导体中，价电子在电场的作用下能够移动并形成电流的根本原因是共价键中出现了空穴。即当共价键中出现了空穴后，价电子也能参与导电。若将空穴看成一个带电量与电子相等、但电极性为正的粒子，就可以用空穴移动产生的电流来代表价电子移动产生的电流。

空穴是半导体中的一种载流子，空穴越多，半导体中载流子的数目越多，导电能力越强。

本征半导体中，自由电子和空穴总是成对出现的，本证半导体的自由电子浓度和空穴浓度总是相等的，即$n_i = p_i$。

（3）载流子的产生与复合

在热能（或其他能量）的激烈下，晶体中的共价键结构被打破、以一定的速率成对地产生自由电子和空穴。温度越高，产生率越高。另一方面，当一个自由电子与一个空穴相遇，自由电子落入空穴中时，两者同时消失，这一现象称为自由电子与空穴的复合。当载流子的复合率等于产生率时，达成动态平衡，载流子浓度是定值。

当温度增强时，将产生更多的自由电子和空穴，意味着载流子的浓度升高，晶体的导电能力增强。

4.杂质半导体

（1）P 型半导体

在硅晶体内掺入少量三价元素杂志，如硼。在晶体中它与相邻硅原子组成共

价键时，因缺少一个电子，产生一个空穴。当相邻共价键中的电子填补空缺时，硼原子便成了不能移动的负离子。

由于硼原子在硅晶体中接受电子，称为受主杂质。受主杂质除硼外还有铟和铝。可以通过控制掺入杂志的多少控制空穴浓度。

常温下本征激发出的自由电子数量小于半导体中空穴数量，也就是说空穴为多数载流子（多子），自由电子为少数载流子（少子），空穴是导电的主体，称为 p 型半导体。

以N_A表示受主原子浓度，n 为自由电子浓度，p 表示总空穴浓度，那么$N_A + n = p$。通常，N_A远大于本征激发载流子的浓度。

（2）N 型半导体

在硅晶体中掺入五价元素杂质，如磷等。这种杂质原子与相邻硅原子构成共价键时，会多出一个电子，该电子几乎不受约束，极易称为自由电子。当它移走后，磷原子称为不能移动的正离子。

由于磷原子能贡献一个电子，称施主原子。典型的施主原子还有五价元素砷和锑。由于掺入施主杂质只增加自由电子，所以这种半导体中自由电子数量多于空穴数量，称为 N 型半导体，即 N 型半导体中，自由电子为多子，空穴为少子。

以N_D表示受主原子浓度，n 为自由电子浓度，p 表示总空穴浓度，那么$n = N_D + p$。

掺杂是提高半导体导电能力的最有效方法。

掺杂提高多子浓度时，也会增加复合几率，降低了本征激发的少子浓度。在一定温度下，半导体中自由电子-空穴对的本征激发产生与它们的复合始终是平衡的（热平衡），即$pn = p_i n_i = n_i^2$，p_i，n_i是本征材料中空穴浓度和自由电子浓

度。表明掺杂导致少子浓度远低于原本征激发的浓度，使杂志半导体的导电性与少数载流子几乎无关。

3.2 PN 结的形成及特性

3.2.1 载流子的漂移与扩散

1.漂移

由于热能的激发，半导体内载流子会随机无定向移动，他们在任意方向的平均速度为零。若有电场加到晶体上，则内部载流子将在电场力作用下定向移动。

由于电场作用而导致载流子的运动称为漂移，其平均漂移速度与电场矢量成比例，$V_n =- \mu_n E, V_p = \mu_p E$，$\mu_n, \mu_p$为自由电子、空穴的迁移率。迁移率反映了载流子的迁移能力。对于给定的电场，硅材料内自由电子移动速度约为空穴移动速度的 3 倍。在数字电路或高频模拟电路中，电子导电器件优于空穴导电器件。

2.扩散

在半导体内，不同区域的载流子浓度会有差异，载流子会从高浓度区域向低浓度区域扩散，形成扩散电流。如果没有外来的超量载流子的注入或电场作用，晶体内载流子浓度趋于均匀直至扩散电流为零。

3.2.2 PN 结的形成

在半导体的两个不同的区域分别掺入三价和五价的杂志，便形成了 P 型区和 N 型区，在它们的交界处出现了自由电子和空穴的浓度差异。假设经过扩散，交界处附近大部分自由电子和空穴复合，这样交界处的带电离子就形成了很薄的空间电荷区，这就是 PN 结。这个区域内，多数载流子已经大部分复合，又称为耗尽区，它的电阻率很高。PN 结形成过程中扩散越强，空间电荷区越宽。

出现了空间电荷区后，就形成了一个电场，由 N 指向 P，称为内电场，它会

导致扩散减弱。

另一方面，该电场会促进少子的漂移，中和了部分离子，导致空间电荷区变窄。漂移运动作用与扩散运动相反。

当漂移运动和扩散运动相等时，空间电荷区处于动态平衡状态，也称为势垒区。

如果 P 区和 N 区掺杂浓度不同，空间电荷区就不再对称。

3.2.3 PN 结的单向导电性

无任何外加电压，处于动态平衡状态的 PN 结称为平衡 PN 结。单向导电性是 PN 结的基本特性。

1.外加正向电压

当 PN 结接入电路中，P 区电位高于 N 区电位时，称所加电压为正向电压，也称 PN 结正向偏置。外加电场E_F打破 PN 结平衡状态，使耗尽区厚度变薄，由于半导体本身体电阻与 PN 结电阻阻值相比阻值很小，所以大部分外加电压都降落在 PN 结上。

外加电场削弱了内电场作用，对扩散的阻碍变弱，载流子扩散，通过外部回路形成扩散电流（电源补充多子）。由于 PN 结电场减弱，少子漂移减少，可以忽略它对回路电流的影响，回路电流基本取决于扩散电流。此时电流称为正向电流I_F。当外加电压V_F升高，PN 结电场进一步减弱，扩散电流增加。在正常工作范围内，PN 结上外加电压稍有变化，电流就会显著变化。因此I_F是随外加电压急速上升的，PN 结表现为一个阻值很小的电阻，称为 PN 结导通。

2.外加反向电压

外加电压使 N 区电位高于 P 区电位，称为反向电压或反向偏置电压，PN 结

处于反向偏置状态。此时，耗尽区加宽，多子扩散运动被阻碍，扩散电流趋于零，少子漂移运动增强，漂移电流起决定作用。

漂移电流的方向与扩散电流相反，十分微弱，一般硅管为微安数量级。少子由本征激发产生，器件制成后浓度取决于温度。在一定温度下，少子数量一定，几乎与外加电压无关，漂移电流趋于恒定，称为反向饱和电流I_S。

I_S很小，PN 结在反向偏置时呈现一个阻值很大的电阻，可以认为不导电，称为 PN 结截止。

3.PN 结 I-V 特性的表达式

PN 结的 I-V 特性可表达为$i_D = I_S\left(e^{v_D/(nV_T)} - 1\right)$，其中$v_D$为外加电压，$n$为发射系数，它与 PN 结的尺寸、材料及通过的电流有关，值在 1~2 之间；V_T是温度的电压当量，$V_T = kT/q$，q为电子电荷量，常温下$V_T = 0.026V$；I_S为反向饱和电流，对于分立器件，典型值在10^{-8}~$10^{-14}A$，集成电路中更小。

（1）当 PN 结加正向电压时，当v_D比V_T大几倍时，e^{v_D/V_T}远大于 1，括号中的 1 就可以忽略，这样i_D与v_D呈指数关系。

（2）当 PN 结加反向电压时，若$|v_D|$比V_T大几倍，指数项趋近于零，$i_D =- I_S$，即当温度一定时，反向饱和电流是个常数。

3.2.4 PN 结的反向击穿

当 PN 结的反向电压增加到一定数值时，反向电流突然增加，这种现象称为 PN 结的反向击穿，也称电击穿。发生击穿所需的反向电压V_{BR}称为反向击穿电压。PN 结反向击穿电流很大，易使 PN 结发热烧毁。PN 结击穿电压的大小与 PN 结制造参数有关。

产生 PN 结电击穿的原因是，当 PN 结反向电压增加时，空间电荷区电场增强。

产生漂移运动的少数载流子通过空间电荷区时获得了足够的动能，撞击出晶体共价键中的价电子，形成了更多的电子空穴对，这种现象称为碰撞电离。新产生的电子与原有的电子和空穴一样，在强电场作用下继续碰撞电离，这就是倍增效应。当反向电压增大到某一数值时，反向电流急剧增大，PN 结被击穿，称为雪崩击穿。

PN 结另一个被击穿的原因是，当反向电压产生的电场，强到可以直接从共价键中推出价电子，产生电子-空穴对时，载流子数目增加，形成较大反向电流，这种击穿现象称为齐纳击穿。发生齐纳击穿需要的电场强度较高，约为 $2\times10^5\mathrm{V/cm}$，只有在高掺杂浓度的 PN 结中才可能出现。

齐纳击穿比雪崩击穿更容易控制并利用。

这两种击穿都是可逆的，但前提是不超过 PN 结容许的耗散功率，否则就会因为热量散不出去而使 PN 结过热烧毁，这就是热击穿，多数 PN 结电击穿和热击穿几乎同时发生。

3.2.5 PN 结的电容效应

PN 结的电容效应直接影响半导体器件的高频特性和开关特性。

1.扩散电容

PN 结也称为耗尽区。当 PN 结处于正向偏置时，多子向对方区域扩散，穿过 PN 结未被复合的载流子称为剩余（超量）载流子。这些载流子类似于平板电容器点极充的电容。当 P,N 两区域掺杂浓度不同时，n_P, p_N不对称。

存储电荷的多少，取决于 PN 结上所加正向电压值的大小。若外加正向电压友谊增量ΔV，则相应的剩余空穴（电子）产生一电荷增量ΔQ，二者之比$\Delta Q/\Delta V$为扩散电容C_D，取微量，即$C_D=\left.\frac{dQ}{dv_D}\right|_Q=\frac{\tau_t I_D}{V_T}$，单位是 F（法[拉]），其中$\tau_t$是剩余

载流子的平均渡越时间或寿命，表明剩余载流子从进入对方区域到被复合所用的平均时间，I_D为 PN 结正向偏置电流，V_T为温度电压当量。

PN 结正向偏置时，剩余载流子随正向电压的增加而很快增加，扩散电容较大。反向偏置时，因为载流子数目很少，扩散电容很小，一般可以忽略。

2.势垒电容

当 PN 结处于反向偏置时，外加电压的变化，会引起空间电荷区宽窄的变化，意味着 PN 结内存储的正、负离子电荷数的增减，此时 PN 结呈现出的电容效应称为势垒电容C_B，它是非线性的，定义$C_B = \left|\frac{dQ}{dv_D}\right|$，可表示为$C_B = \frac{C_{BD}}{(1-V_D/V_0)^m}$，其中$V_D$是 PN 结工作点上电压，$V_0$为内建势垒电位（典型值 1V），$m$为结的梯度系数，取决于 PN 结两侧掺杂情况，掺杂浓度差别不大时，$m = 1/3$，否则$m = 1/2$。

PN 结电容效应时扩散电容C_D和势垒电容C_B的综合反映，在高频应用时必须考虑 PN 结电容的影响。PN 结电容除了与本身结构和工艺有关外，还与外加电压有关。当 PN 结处于正向偏置时，结电容较大（主要取决于扩散电容）；当 PN 结处于反向偏置时，结电容较小（主要取决于势垒电容）。

3.3 二极管

1.二极管的结构

半导体二极管按其结构的不同大致可分为面接触型和点接触型两类。

面接触型或称面结型二极管的 PN 结是用合金法或扩散法做成的，结构如下图。这种二极管的 PN 结面积大，可承受较大电流，但极间电容也大，适用于整流，不宜用于高频电路。

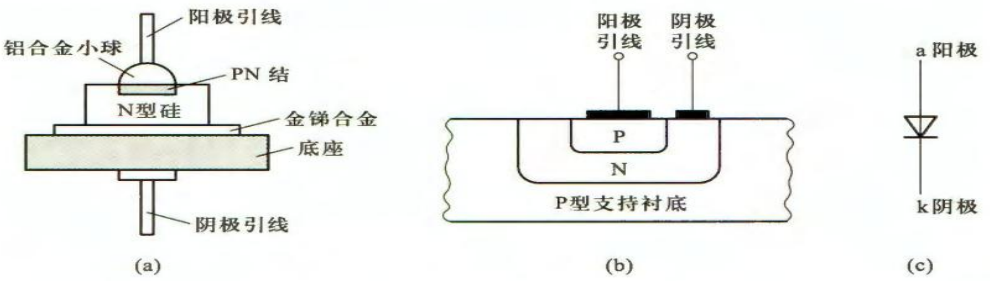


图 3.3.1　半导体二极管的结构及符号

（a）面接触型二极管　（b）集成电路中的平面型二极管　（c）代表符号

点接触型二极管的 PN 结面积很小，极间电容很小，适用于高频电路和数字电路，但是不能承受高的反向电压和大电流。

2.二极管的 I-V 特性

（1）正向特性

在靠近原点的起始部分，正向电压较小，外电场不足以影响 PN 结内电场，正向电流几乎为零二极管呈现出一个大电阻。当正向电压超过一定值后，电流开始显著增大，该值称为门坎电压V_{th}，硅管的门坎电压（死区电压）约为 0.5V，锗管约为 0.1V。当正向点压大于V_{th}时，PN 结电场明显减弱，电流迅速增大，二极管正向导通。通常认为，硅管正向导通压降约为 0.7V，锗管约 0.2V，此时电阻较小。

（2）反向特性

半导体中的少子在反向电压作用下产生漂移作用，形成反向饱和电流。由于少子数目很少，所以反向电流很小。由于少子由本征激发产生，温度升高时少子数目增加，反向电流随之明显增加。一般硅管的反向电流比锗管小。

（3）反向击穿特性

当反向电压增加到一定值V_{BR}时，反向电流将急剧增加。

3.二极管的主要参数

（1）最大整流电流I_F：二极管长期运行时允许通过的最大正向平均电流。

（2）反向击穿电压V_{BR}：指二极管反向击穿时的电压值，通常标注为正值。击穿时，反向电流剧增，二极管的单向导电性被破坏，甚至因过热而烧坏。一般手册上给出的最高反向工作电压约为击穿电压的一半。

（3）反向电流I_R：指二极管未击穿时的反向电流，其值越小，二极管的单向导电性越好。

（4）极间电容C_d：$C_d = C_D + C_B$，利用二极管单向导电性在高频或开关状态工作时，必须考虑极间电容的影响。

（5）反向恢复时间T_{RR}：由于二极管中 PN 结存在电容效应，当二极管外加点极极性翻转时，工作状态不能瞬间改变，特别是外加电压从正向偏置变成反向偏置时，二极管中电流由正向变成反向，但其翻转后反向电流很大，经过一定时间后反向电流才会变小，记I_{RM}为最大反向恢复电流。存在反向恢复时间的主要原因是扩散电容的影响。扩散电容越小，反向恢复时间越短，二极管的工作频率越高。

二极管的参数是正确使用二极管的依据，使用时不应超过规定的最大整流电流、最高反向工作电压和最高好散功率等极限指标。

3.4 二极管的基本电路及其分析方法

3.4.1 简单二极管电路的图解分析法

负载线与 I-V 特性曲线交点即为工作点。或者也可以用迭代法求解方程组。

3.4.2 二极管的简化模型分析方法

1.二极管 I-V 特性的建模

（1）理想模型

理想模型的 I-V 特性是，二极管正向偏置时是一条与纵轴正半轴重合的垂线，表明管压降为 0V，处于反向偏置时，是一条与横轴负半轴重合的水平线，认为此时电阻无穷大，电流为零。实际电路中，当工作电压远超二极管的正向压降时，用此模型所带来的误差可以忽略。

（2）恒压降模型

该模型认为二极管导通后管压降恒定，即不随电流变化，对应典型值为 0.7V（硅管）或 0.2V（锗管）。通常只有在电流i_D大于等于 1mA 是二极管才可工作在垂线上。

（3）折线模型

将恒压降模型的垂线改为倾斜的，以便尽可能与指数曲线重合，即认为二极管的正向管压降不是恒定的，而是随流过二极管电流的增加而增加的，所以模型中用一个电压源V_{th}和一个电阻r_D串联来表示。

上述三个模型称为大信号模型。

（4）小信号模型

当工作电压在某一确定值附近波动时，当仅考虑电压（或电流）小幅波动时建立的模型叫做小信号模型。

电路的直流工作状态称为静态，负载线与特性曲线交点称为静态工作点 Q。在交流小信号作用下，工作点在 Q 点附近沿特性曲线小范围变化，这时可将特性曲线近似为以 Q 点为切点的一条直线，斜率的倒数就是小信号模型的微变电阻r_d，微变电导$g_d = \frac{I_S}{V_T}e^{v_D/v_T}$，在 Q 点$v_D \gg v_T = 26mV$，故$i_d \approx I_S e^{v_D/v_T}$，$g_d = \frac{I_D}{V_T}$，其中$I_D$是 Q 点电流，即$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26mV}{I_D}$。

该模型主要用于二极管处于正向偏置，$v_D \gg v_T$条件下。

在高频或开关状态运用时，考虑 PN 结电容的影响，此时用下图等效。

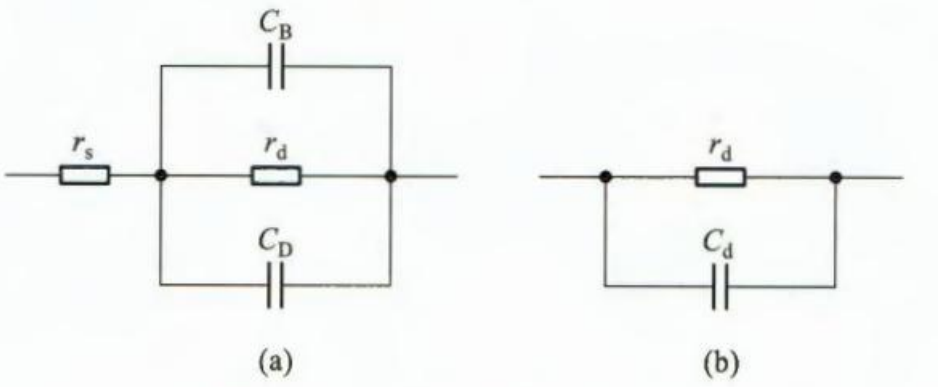


图 3.4.7　二极管的高频电路模型

（a）完整模型　（b）常用模型

2.模型分析法应用举例

（1）整流电路

整流就是指将双极性电压（或电流）变为单极性电压（或电流）的处理过程。

（2）静态工作情况分析

（3）限幅与钳位电路

在电子电路中，常用限幅电路对各种信号的幅值进行限制。使信号在预制的电平范围内传输。限幅电路有时也称为削波电路。

钳形电流可以在完整的信号波形中叠加一个直流电平，通常与电容器配合使用。

二极管与电容联合应用的粒子还出现在倍压整流电路和电荷泵电路中。

（4）开关电路

利用二极管的单向导电性可以接通或断开电路。

分析开关电路时可以假设二极管处于截止状态或导通状态。

（5）小信号工作情况分析

分析时将问题分解为静态和动态两种情况求解。

（6）低电压稳压电路

利用二极管的正向导通特性，可以获得稳定性较好的低电压。小信号模型可以用来分析这种电路的稳压特性。

3.5 特殊二极管

3.5.1 齐纳二极管

齐纳二极管又称稳压二极管，简称稳压管，是一种用特殊工艺制造的面结型硅半导体二极管。这种二极管杂质浓度高，空间电荷区电荷密度大，容易形成强电场。当反向电压加到某一定值，会产生反向击穿。反向击穿电压V_Z是稳压管的稳定电压，是在特定测试电流I_{ZT}下的电压值。稳压管的稳压作用表现为在电流较大范围变化下电压变化很小，动态电阻$r_Z = \Delta V_Z/\Delta I_Z$越小，稳压性能越好。$-V_{Z0}$是工作点附近切线与横轴交点。$I_{Z(min)}$和$I_{Z(max)}$为稳压管工作在正常稳压状态的最小和最大电流。如果反向电流小于$I_{Z(min)}$，稳压管进入反向特性转弯段，稳压特性消失；如果反向电流大于$I_{Z(max)}$，稳压管可能被烧毁。一般稳压值V_Z较大时，可以忽略r_Z的影响。

温度会影响半导体的导电性能，影响程度由温度系数衡量，一般不超过每度$(°C) \pm 10 \times 10^{-4}$的相对变化量。

稳压管常用于产生基准电压或做直流稳压电源。

3.5.2 变容二极管

突出结电容随反向电压增加而减小特性的二极管称为变容二极管。电容最大值与最小值之比称为电容比。变容二极管的应用广泛存在于高频技术中。

3.5.3 肖特基二极管

肖特基二极管是利用金属与 N 型半导体接触，在交界面形成势垒的二极管。

因此，肖特基二极管也称为金属-半导体结二极管或表面势垒二极管，它阳极连接金属，阴极连接 N 型半导体。

肖特基二极管的 I-V 特性曲线类似于普通 PN 结，但不同点是：（1）肖特基二极管不存在剩余载流子在 PN 结附近积累和消散的过程，电容效应非常小，工作速度非常快，适用于高频或开关状态应用。（2）由于肖特基二极管的耗尽区只存在于 N 型半导体一侧，相对较薄，故正向导通门坎电压和正向压降都比硅 PN 结二极管低。它的反向击穿电压低，且反向漏电流比 PN 结二极管大。

3.5.4 光电器件

光电系统的突出优点是抗干扰能力较强，可大量地传递信息，且传输损耗小，工作可靠。它的主要缺点是光路比较复杂。

1.光电二极管

光电二极管的 PN 结能够透过透明管壳接收外部光照，反向偏置下光电二极管的反向电流随光照强度的增大而增加（光照可以激发耗尽区更多载流子——电子-空穴对，增加了饱和电流），灵敏度数量级典型值为 $0.1\mu A/lx$。

光电二极管可用于光强弱的测量，是将光信号转换为电信号的常用器件。

2.发光二极管

发光二极管（LED）通常用元素周期表中Ⅲ、Ⅴ族元素的化合物制成。当二极管流过电流时会发光，它是电子与空穴复合时释放出的能量。其光谱范围通常较窄，波长取决于所使用的基本材料。工作电流一般为几毫安到几十毫安之间。LED 常用来作为显示器件，除单个使用外，也常做成七段式或矩阵式器件。

LED 的另一种重要用途是信号变换。在以光缆为信号传输媒介的系统中，可以用 LED 将电信号转变为光信号，通过光缆传输，然后用光电二极管接收，再现

电信号。

LED 还可以用于照明领域。

3.激光二极管

激光二极管可以产生单色光信号。它是在发光二极管的结间安置一层具有光活性的半导体，其端面经过抛光后具有部分反射功能，因而形成了一个光谐振腔。在正向偏置下，LED 结发射出来光来并与光谐振腔相互作用，从而进一步激励从结上发射出单波长的光。同时，光在光谐振腔中产生振荡并被放大，形成激光。

根据材料的不同，激光二极管可以产生不同波长的激光。

4.太阳能电池

太阳能电池是由一个特殊的 PN 结构成的，该 PN 结能将太阳能转换为电能。

当光照射在 PN 结的空间电荷区时，将激发出电子和空穴，它们在电场力作用下形成光电流I_{ph}。为了尽可能增大光照的有效面积，PN 两区域通常做的很薄，且采用透明电极。太阳能电池常用Ⅲ、Ⅴ族元素的化合物制成。

4 场效应三极管及其放大电路

场效应三极管是一种利用电场效应来控制电流的三端放大器件。这种器件不仅体积小、重量轻、耗电省、寿命长，还具有输入阻抗高、噪声低、抗辐能力强和制造工艺简单的优点。

场效应三极管，简称场效应管或 FET。它有两种主要类型：金属-氧化物-半导体场效应管（MOSFET）和结型场效应管。前者在大规模和超大规模集成电路中占有重要地位。结型 FET 中的结可以是 PN 结，构成 JFET，也可以是肖特基势垒栅结，构成金属-半导体场效应管（MESFET），它更多应用在高速或高频电路中。

4.1 金属-氧化物-半导体场效应三极管

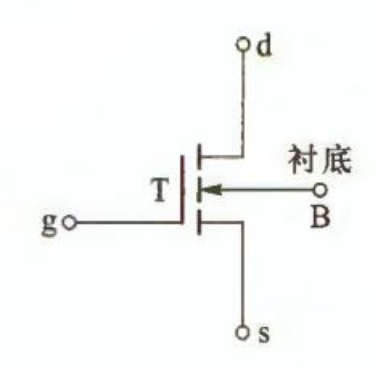
MOSFET 和 JFET 是两种最重要的场效应管。在 MOSFET 中，从导电载流子极性看，有 N 沟道 MOSFET 和 P 沟道 MOSFET，常称为 NMOS 管和 PMOS 管；按照导电沟道形成机理，各自分为增强型 E 型和耗尽型 D 型。

4.1.1 N 沟道增强型 MOSFET

1.结构及电路符号

它以一块掺杂浓度较低、电阻率较高的 P 型硅半导体薄片为衬底，利用扩散方法在 P 型硅中形成两个高掺杂的N^+区。然后在 P 型硅表面生长一层很薄的二氧化硅绝缘层，并在二氧化硅的表面及N^+区表面分别安置三个铝电极——栅极 g、源极 s、漏极 d。

由于栅极和源极、栅极和漏极均无电接触，故称为绝缘栅型场效应管。



图中箭头方向表示由 P 衬底指向 N 沟道，漏极与源极间垂直短划线代表沟道，间断表示在未加适当栅极电压前，漏极与源极之间无导电通道。

沟道长度L和宽度W通常在纳米至微米之间，长度小于宽度。氧化物厚度t_{ox}的典型值在 400Å数量级以内。

2.工作原理

（1）$v_{GS}=0$，没有导电沟道

由于两 N 型区之间间隔了 P 型衬底，所以漏极和源极之间形成两个背靠背的 PN 结。在断开衬底 B 与 s 极的连接时，无论外加电压v_{DS}极性如何，d、s 之间无

导电沟道。当短接 B、s 时，由于$v_{GS}=0$即使 d、s 间加了正向电压V_{DD}，漏极电流仍为零。

（2）$v_{GS}\geq V_{TN}$时，出现 N 型沟道

若$v_{GS}>0$，栅极与衬底之间就会形成强电场，使绝缘层下方形成电子层，即 N 型层，也称为反型层，它就是 d、s 之间的 N 型导电通道。

沟道由栅源电压通过电场感应产生，也称感生沟道。v_{GS}值越大，电场越强，感生沟道越厚，沟道电阻阻值越小。一般能够使漏源之间开始导电的栅源电压称为阈值电压V_{TN}。

这种在$v_{GS}=0$时没有导电沟道，而必须依靠栅源电压的作用，才形成感生沟道的 FET 称为增强型 FET。

（3）可变电阻区和恒流区的形成机制

感生沟道生成后，若施加正的v_{DS}，沟道中的自由电子将从源极流向漏极，电流从漏极经沟道流出源极。由于漏极与衬底之间的 PN 结处于反偏状态，i_D不会流经衬底。

当v_{DS}较小时，i_D与v_{DS}近似为线性关系。d、s 间电阻称为沟道电阻。v_{GS}可以控制沟道电阻的大小，称这个区域为可变电阻区。

由于沟道电阻与沟道长度成正比，所以i_D在沟道长度方向不同位置产生的电压降不同，从源极到漏极电位逐渐升高，但是整个栅极电位是相同的，导致栅极与沟道间的电位差从左至右逐渐减少，垂直电场强度从左至右逐渐减弱，沟道厚度逐渐变薄，沟道称楔型分布。

当v_{DS}增大到满足$v_{GD}=v_{GS}-v_{DS}=V_{TN}$，即栅漏压差等于阈值电压时，靠近漏端的反型层会消失，出现夹断点。若v_{DS}继续增加，夹断点向源极移动，形成

夹断区，它的电阻远大于沟道其余部分电阻，v_{DS}增加的电压加在了夹断区，其余部分电压未增加，i_D不再增大，进入恒流区。

沟道出现夹断后，v_{DS}增加的电压在夹断区形成电场，促使沟道中自由电子穿过夹断区漂移到漏极区，形成漏极电流。

沟道中只有自由电子参与导电，这种器件称为单极型器件。

若翻转 d、s 间电压极性，那么漏极与衬底间 PN 结处于正偏，大部分i_D将经此有衬底电极流出，不再流经沟道，也不受v_{GS}控制。

3.$I-V$特性曲线及特性方程

（1）输出特性及特性方程

v_{GS}作为输入，i_D作为输出。

$v_{DSpop}=v_{GS}-V_{TN}$是夹断点条件，是可变电阻区和恒流区的分界线。

• 截止区

当$v_{GS}<V_{TN}$时，$i_D=0$，为截止工作状态。

• 可变电阻区

在可变电阻区内$v_{GS}\geq V_{TN}$，且$v_{DS}<v_{GS}-V_{TN}$，$I-V$特性曲线近似为$i_D=K_n[2(v_{GS}-V_{TN})v_{DS}-v_{DS}^2], K_n=\frac{K_n'}{2}\frac{W}{L}=\frac{\mu_n C_{ox}}{2}\frac{W}{L}$，本证导电因子$K_n'=\mu_n C_{ox}$通常情况下为常量，$C_{ox}$为栅极与衬底间氧化层单位面积电容。

在特性曲线原点附近，因为v_{DS}很小，近似为$i_D=2K_n(v_{GS}-V_{TN})v_{DS}$。当$v_{GS}$一定时，原点附近输出电阻$r_{dso}=\frac{1}{2K_n(v_{GS}-V_{TN})}$。

• 恒流区（放大区）

当$v_{GS}\geq V_{TN}$，且$v_{DS}\geq v_{GS}-V_{TN}$时，MOS 管工作在恒流区。

$I-V$特性表达式$i_D=K_nV_{TN}^2\left(\frac{v_{GS}}{V_{TN}}-1\right)^2=I_{DO}\left(\frac{v_{GS}}{V_{TN}}-1\right)^2$，$I_{DO}$是$v_{GS}=2V_{TN}$时

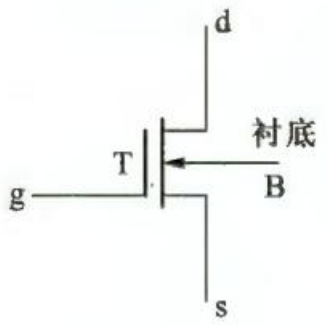
i_D。可以将i_D视为v_{GS}控制的电流源。

（2）转移特性

4.1.2 N 沟道耗尽型 MOSFET

1.结构和工作原理简述

耗尽型 NMOS 管结构与增强型不同的是在二氧化硅绝缘层中注入了大量的正离子，这样在正离子电场力作用下，感生沟道已经形成，即它在$v_{GS}=0$时就存在导电沟道。



当$v_{GS}>0$时，沟道变厚，在同样的v_{DS}作用下，i_D变大。

当$v_{GS}<0$时，沟道变薄，同样的v_{DS}作用下i_D减小。

当$v_{GS}<V_{TN}$时，感生沟道消失，$i_D=0$。

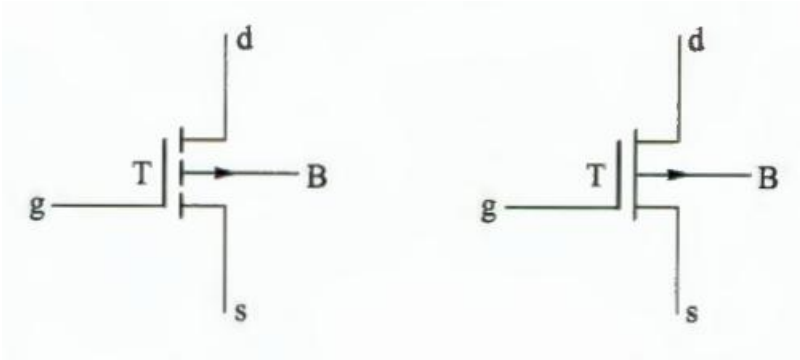
耗尽型 NMOS 管的阈值电压$V_{TN}<0$，这类 MOS 管既可以在正的栅源电压下工作，也可以在负的栅源电压下工作。

2.$I-V$特性曲线及特性方程

与增强型不同的是耗尽型 NMOS 管的V_{TN}为负值。

在恒流区，当$v_{GS}=0$时，$i_D\approx K_nV_{TN}^2=I_{DSS}$，$I_{DSS}$为零栅压的漏极电流，称为饱和漏极电流，恒流区$i_D\approx I_{DSS}\left(\frac{v_{GS}}{V_{TN}}-1\right)^2$

4.1.3 P 沟道 MOSFET



增强型 PMOS 管产生沟道的条件是$v_{GS} < V_{TP}$，可变电阻区与恒流区的界线为$v_{DS} = v_{GS} - V_{TP}$。在可变电阻区，$v_{GS} \leq V_{TP}$，且$v_{DS} > v_{GS} - V_{TP}$，$i_D =- K_p[2(v_{GS} - V_{TN})v_{DS} - v_{DS}^2]$。在恒流区，$v_{GS} \leq V_{TN}$，且$v_{DS} \leq v_{GS} - V_{TN}$，$i_D =- K_p V_{TP}^2\left(\frac{v_{GS}}{V_{TP}} - 1\right)^2 =- I_{DO}\left(\frac{v_{GS}}{V_{TP}} - 1\right)^2, K_p = \frac{\mu_p C_{ox}}{2}\frac{W}{L}$，$\mu_p$是反型层中空穴迁移率，通常情况下，$\mu_p \approx \frac{\mu_n}{2}$。

增强型 PMOS 管的阈值电压V_{TP}为正值。

4.1.4 沟道长度调制等几种效应

1.沟道长度调制效应

恒流区的i_D与v_{DS}无关，这是理想情况。当v_{GS}固定，v_{DS}增加时，沟道夹断区会延伸，有效的沟道长度L变短，导致i_D有所增加，这种现象称为沟道长度调制效应。恒流区的特性曲线会向上倾斜，这时需要用沟道长度调制参数λ对恒流特性方程进行修正。以增强型 NMOS 管为例，$i_D = I_{DO}\left(\frac{v_{GS}}{V_{TN}} - 1\right)^2(1 + \lambda v_{DS})$。当$i_D = 0$ 时，$v_{DS} =- 1/\lambda$，令$V_A = 1/\lambda$称为厄利电压。

2.衬底调制效应（体效应）

在分立元件电路中，MOS 管的衬底与源极相连，即$v_{BS} = 0$，但在集成电路中，MOS 管共用衬底，源极不再与衬底相连。为了保证导电沟道与衬底的隔离，要求沟道与衬底之间的 PN 结始终处于反偏状态，即 NMOS 管的衬底接电路的最低电位（$v_{BS} \leq 0$），而 PMOS 管的衬底接电路最高电位（$v_{BS} \geq 0$）。

设V_{TNO}为$v_{BS}=0$的阈值电压。在 NMOS 管衬底为负偏压情况下，沟道与衬底间的耗尽层加厚，$V_{TN}>V_{TNO}$。这种现象称为衬底调制效应，衬底 B 称为背栅。

3.温度效应

V_{TN}和K_n是温度的函数，且都随温度升高而下降。温度对K_n的影响强于对V_{TN}的影响，当温度升高时，对于给定的v_{GS}，总的效果是漏极电流要减小。这种负温度系数关系使 MOS 管电路具有热稳定性。

4.1.5 MOSFET 的主要参数

一.直流参数

1.阈值电压V_{TN}。

2.饱和漏极电流I_{DSS}，通常在$|v_{GS}|=10\text{V}$测得。

3.直流输入电阻R_{GS}，在漏源之间短路情况下，栅源之间加一定电压时栅源直流电阻就是R_{GS}。由于 MOS 管栅极绝缘层很薄，为防止栅极聚集的静电荷将其击穿，MOS 管内部场接有栅源过压保护齐纳二极管，这时R_{GS}受齐纳二极管反向截止电阻影响。

二、交流参数

1.输出电阻$r_{ds}=\frac{\partial v_{DS}}{\partial i_d}|_{V_{GS}}$，在恒流区，$r_{ds}=[\lambda K_n(v_{GS}-V_{TN})^2]^{-1}\approx\frac{1}{\lambda i_D}$。

2.低频互导g_m，在v_{DS}等于常数时，输出端口漏极电流的微变量和引起这一变化的输入端口栅源电压的微变量之比称为互导，即$g_m=\frac{\partial i_d}{\partial v_{GS}}|_{V_{DS}}$，恒流区$g_m=2K_n(v_{GS}-V_{TN})=2\sqrt{K_n i_D}=\frac{2}{V_{TN}}\sqrt{I_{DO}i_D}$。

三、极限参数

1.最大漏极电流I_{DM}

2.漏源击穿电压$V_{(BR)DS}$

3.栅源击穿电压$V_{(BR)GS}$和漏栅击穿电压$V_{(BR)DG}$

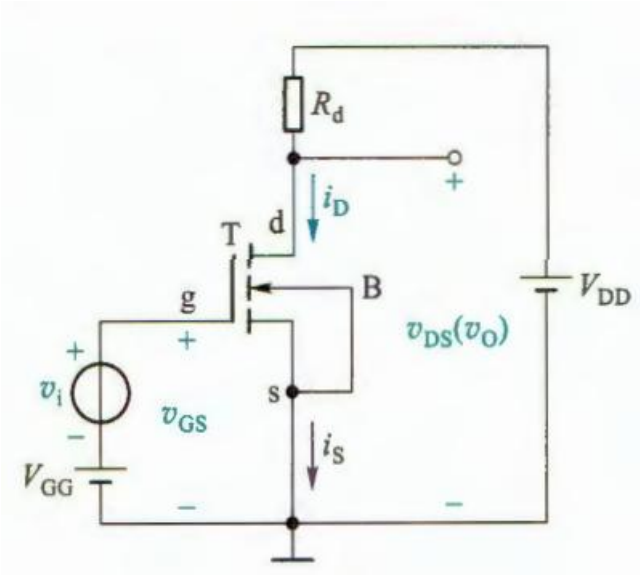
4.最大耗散功率P_{DM}

4.2 MOSFET 基本共源极放大电路

4.2.1 基本共源极放大电路的组成

MOS 管的恒流区也称为放大区，放大信号时必须让 MOS 管工作在恒流区。在 g,s 之间加一个大于V_{TN}的电压V_{GG}，在 d,s 之间加一个电压V_{DD}，使$v_{DS} \geq v_{GS} - V_{TN}$。待放大的小信号$v_i$加在 g,s 之间的输入回路中影响$v_{GS}$，从而控制$i_D$变化。在漏极串入电阻$R_d$，这样$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_d$。

由于 g,s 构成的输入回路和 d,s 构成的输出回路共用源极，所以称为共源极放大电路。



4.2.2 基本共源极放大电路的工作原理

V_{GG}和V_{DD}是保证 MOS 管正常工作的工作电源，时变信号v_i是待放大的信号源。

1.静态

当输入信号$v_i = 0$时，放大电路的工作状态称为静态或直流工作状态。

静态时，MOS 管的漏极电流及各电极电压用I_D、V_{GS}、V_{DS}表示。它们对应于特性曲线上的一个点，称为静态工作点，所以常记为I_{DQ}、V_{GSQ}、V_{DSQ}。

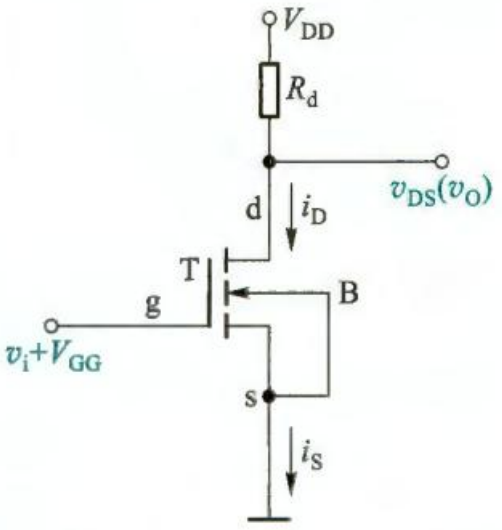
设置静态工作点的目的是在信号放大过程中，保证 MOS 管式中工作在恒流区。对于增强型 NMOS 管，要求$V_{GSQ} \geq V_{TN}$和$V_{DSQ} \geq V_{GSQ} - V_{TN}$。

2.动态

放大电路电压、电流包含两个分量：一个是静态工作情况决定的直流分量I_{DQ}、V_{GSQ}、V_{DSQ}，另一个是由输入信号引起的交流分量v_{gs}、i_d、v_{ds}。

实际上，由于i_D与v_{GS}时二次关系，i_d并不是标准正弦波，但当信号变化幅值比较小时，可以通过互导g_m，将Δi_D与Δv_{GS}近似为线性关系。

4.2.3 放大电路的习惯画法



4.3 图解分析法

4.3.1 用图解法确定静态工作点

首先根据输入端口确定V_{GSQ}，确定输出特性曲线，再根据输出端口的方程，即（直流）负载线，确定静态工作点。

4.3.2 动态工作情况的图解分析

1 正常放大信号时的工作情况

v_i的变化，表现为输出特性曲线的上下移动。

2.静态工作点对波形失真的影响

当 Q 点过低，即I_{DQ}、V_{GSQ}过小，则在交流信号$v_{gs}=v_i$负半周峰值附近，工作点沿负载线进入截止区，使i_D、v_{DS}的波形明显失真，这种因工作点进入截止区而产生的失真称为截止失真。最大不失真输出电压的幅值$V_{om}\approx I_{DQ}R_d$。

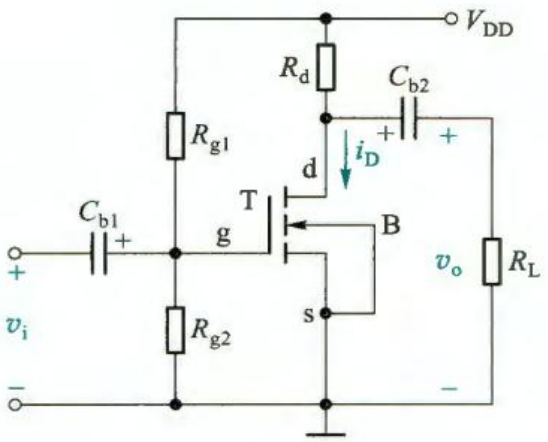
如果 Q 点过高，即I_{DQ}、V_{GSQ}过大，则在v_{gs}正半周峰值附近，Q'进入可变电阻区，这时i_D、v_{DS}的波形失真，i_D达到饱和值，称这种失真为饱和失真。最大不失真输出电压的幅值$V_{om}=V_{DSQ}-V_{DSS}$，V_{DSS}是负载线与夹断点轨迹的交点v_{DS}值，常用$V_{DSS}=V_{GSQ}-V_{TN}$估算。

另外，即使 Q 点设置合理，如果v_i幅值过大，v_{DS}也可能同时出现截止失真和饱和失真。

它们都是由于 MOS 管特性曲线的非线性引起的，统称为非线性失真。

在恒流区，i_D与v_{GS}也非线性关系，只是在信号幅值较小时，非线性失真较小，近似为线性放大。

3.交流负载线及图解分析距离



图示共源极放大电路既可以使信号源共地，又可以减少一个电源。电阻R_{g1}和R_{g2}对V_{DD}分压获得所需V_{GSQ}。电容C_{b1}和C_{b2}称为隔直电容或耦合电容，它们在电路中隔离直流，传送交流。这种在信号传输路径上有耦合电容的放大电路称为阻容耦合放大电路，直接传输信号的放大电路成为直接耦合放大电路。

分别对直流通路和交流通路进行分析，得出直流负载线和交流负载线，图解法求解。

4.4 小信号模型分析法

4.4.1 MOSFET 的小信号模型

当忽略沟道长度调制效应时，增强型 NMOS 管$i_D = K_n(V_{GSQ} - V_{TN})^2 + 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN})v_{gs} + K_n v_{gs}^2$，第一项为静态工作电流$I_{DQ}$。第二项是漏极信号电流$i_d = 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN})v_{gs}$，在静态工作点 Q 附近，$g_m = 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN})$，那么$i_d = g_m v_{gs}$。第三项与$v_{gs}$平方成正比，当$v_{gs} = v_i$时，平方项就是信号产生的非线性失真的部分。如果$v_{gs} \ll 2(V_{GSQ} - V_{TN})$，就可以忽略第三项，$i_D = I_{DQ} + g_m v_{gs}$。

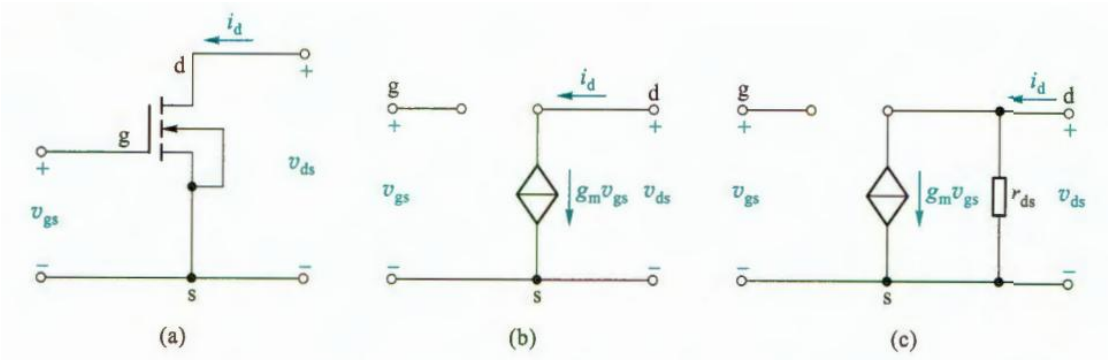


图 4.4.2 共源极 NMOS 管的低频小信号模型

（a）增强型 NMOS 管 （b）$\lambda = 0, r_{ds} = \infty$ 的低频小信号模型

（c）$\lambda \neq 0, r_{ds}$为有限值的低频小信号模型

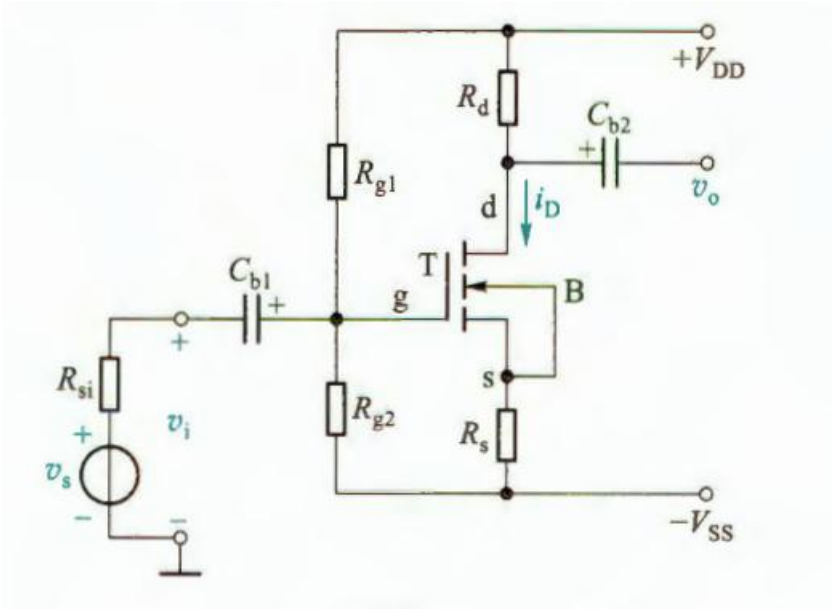
由于没有考虑 MOS 管内结电容和极间电容，这里的模型称为低频小信号模型。MOS 管必须工作在恒流区，且是小信号情况下，才可用于交流信号或变化

量的分析，参数与静态工作点有关。

4.4.2 用小信号模型分析共源极放大电路

先确定静态工作点及其附近动态参数，再分析小信号等效电路。交流通路的原则是直流电压源视为短路，直流电流源视为开路，容量足够大的电容视为短路。共源极电路属于反相电压放大电路。

4.4.3 带源极电阻的共源极放大电路的分析



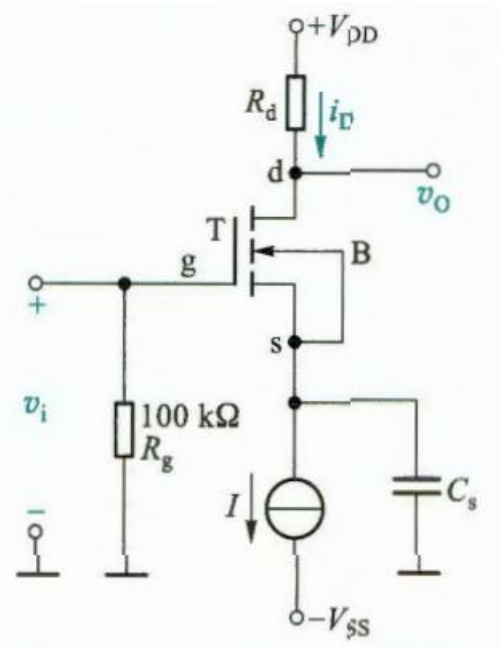
1.稳定静态工作点 Q 的原理

栅极电压V_G与 MOS 管无关，不受温度等因素影响。由于温度等因素影响，MOS 管的I_{DQ}减小，那么V_{SQ}减小，V_{GSQ}增大，I_{DQ}增大，结果使得I_{DQ}基本维持不变，达到自动稳定静态工作的目的，称这种调节方式为反馈控制。

2.静态工作点及动态指标的计算

输出电压与信号源电压之比为源电压增益。在源极电阻旁并联一个容量较大的旁路电容可以消除R_s对增益的影响。

用电流源为 MOS 管设置静态工作点，也是一种常用方式，集成电路中最为常见。



4.4.4 MOS 管做负载的共源极放大电路分析

将R_d改为 MOS 管后也称为有源负载。

1.接成二极管的 MOS 管

当 MOS 管的漏极和栅极连接在一起时，就构成了“接成二极管的三极管”。

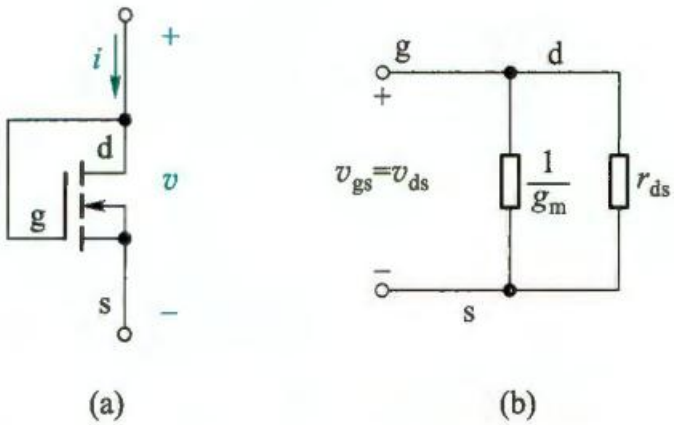


图 4.4.12　接成二极管的 MOS 管

（a）原理图　（b）小信号等效电路

这时有$v_{GS}=v_{DS}=v$，只要$v>V_{TN}$，MOS 管就工作在恒流区。$i=K_n(v-V_{TN})^2(1+\lambda v)$，那么微变电阻$r\approx\frac{1}{g_m}//r_{ds}$，通常$\frac{1}{g_m}\ll r_{ds}$，$r\approx\frac{1}{g_m}$。

2.带有源负载的共源极放大电路

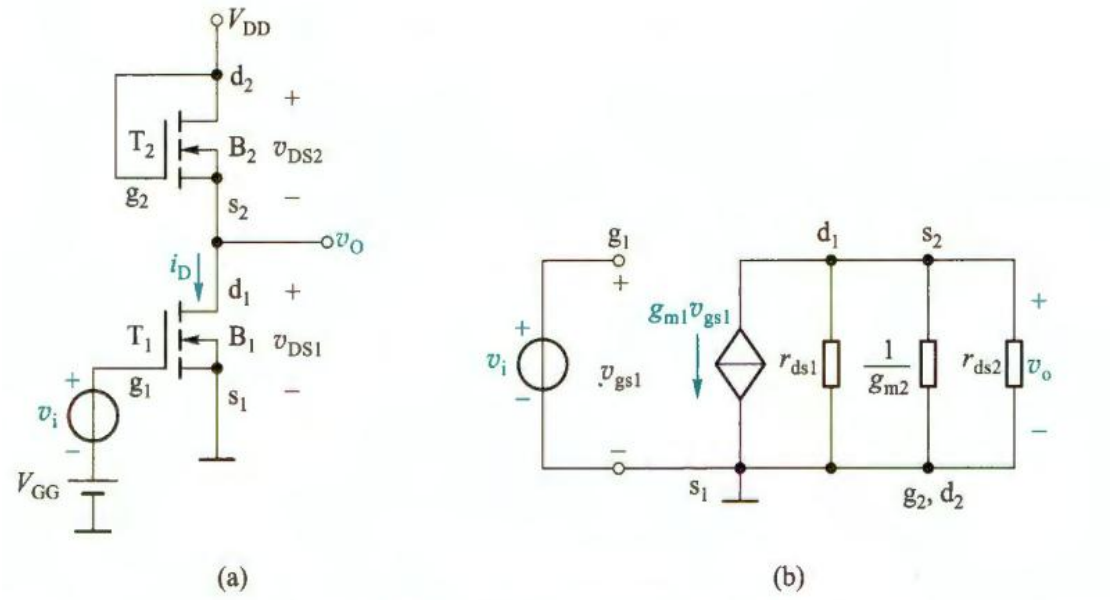
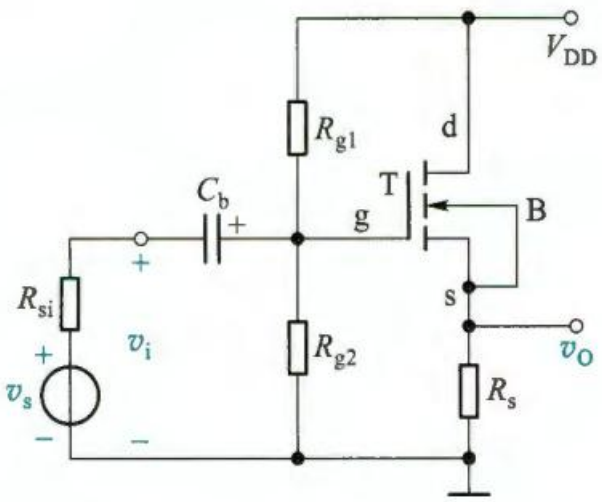


图 4.4.13　带有源负载的共源放大电路

（a）原理图　（b）小信号等效电路

4.5 共漏极和共栅极放大电路

4.5.1 共漏极（源极跟随器）放大电路



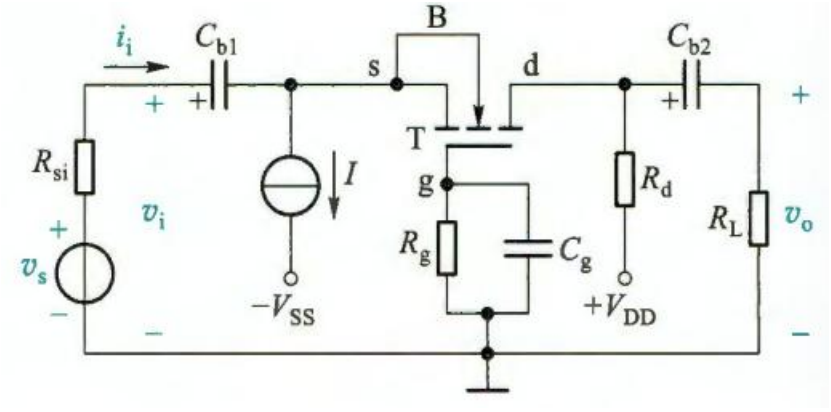
输出信号v_o从源极取出，称为共漏极放大电路，又称源极输出器。

1.静态分析

2.动态分析

源极跟随器电压增益小于 1 但接近 1，输出电压与输入电压同相。源极跟随器的输出电阻等于源极电阻。

4.5.2 共栅极放大电路



1.静态分析

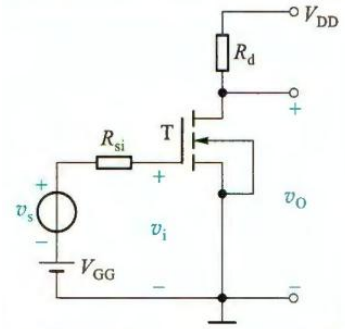
2.动态分析

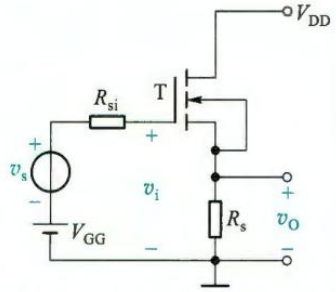
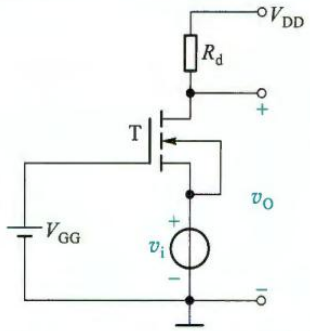
输出电压与输入电压同相，输出电流与输入电流基本相同，即共栅极电路有电流跟随作用。当输入信号为电流时，低输入电阻有显著优点，它可以减小信号源内阻对电流的分流，使更多的信号电流流入放大电路。

4.5.3 MOSFET 放大电路三种组态的总结和比较

1.三种组态的判别

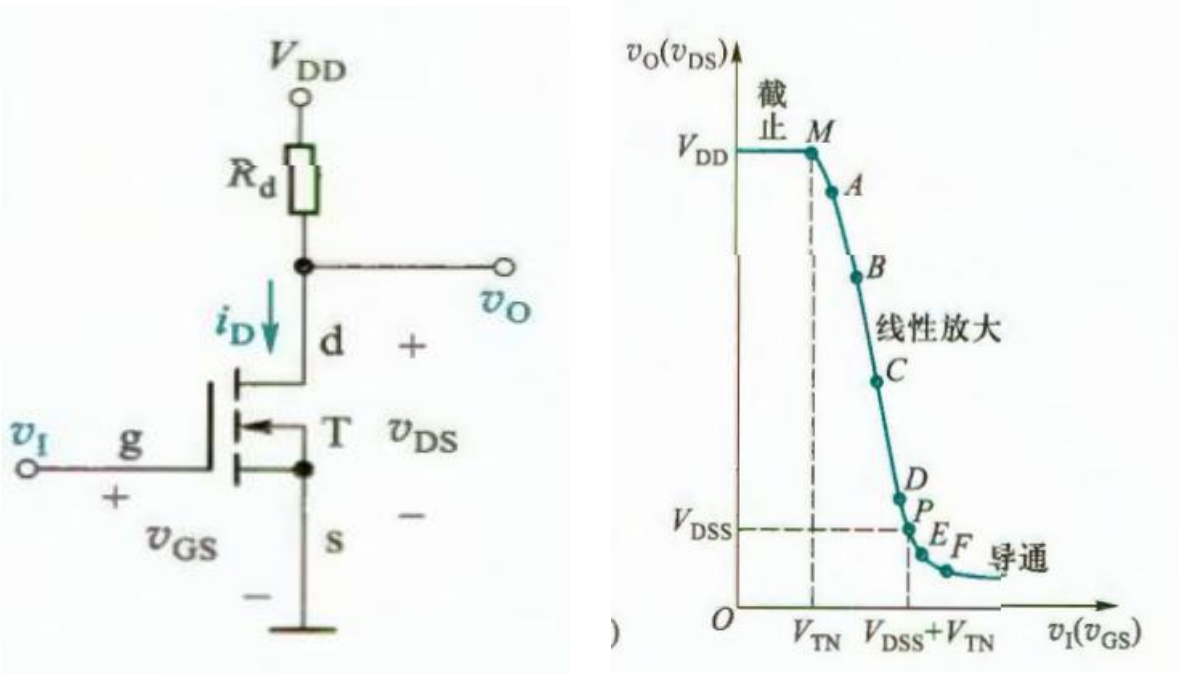
2.三种组态的特点及用途

电路形式(原理电路)	电压增益 $A_v=v_o/v_i$	输入电阻 R_i	输出电阻 R_o	基本特点
 共源极放大电路(反相电压放大器)	$A_v=-g_m(R_d/\!/r_{ds})$	很高	$R_o=R_d/\!/r_{ds}$	电压增益高，输入输出电压反相，输入电阻大，输出电阻主要由 R_d 决定

 共漏极放大电路(电压跟随器)	$A_v=\frac{g_m(R_s/\!/r_{ds})}{1+g_m(R_s/\!/r_{ds})}$	很高	$R_o=\frac{1}{g_m}/\!/R_s/\!/r_{ds}$	电压增益小于1但接近于1,输入输出电压同相,有电压跟随作用。输入电阻高,输出电阻低,可作阻抗变换用
 共栅极放大电路(电流跟随器)	$A_v=\frac{\left(g_m+\frac{1}{r_{ds}}\right)R_d}{1+(R_d/r_{ds})}$ $\approx g_mR_d$(当 $r_{ds}\gg R_d$)	$R_i\approx 1/g_m$	$R_o=R_d/\!/r_{ds}$	电压增益高,输入输出电压同相,电流增益小于1但接近1,有电流跟随作用。输入电阻小,输出电阻主要由 R_d 决定,常用于高频和宽带放大

4.6 MOSFET 大信号工作及开关应用

4.6.1 共源极电路的大信号工作分析



如图所示基本共源极电路，当v_I与V_{DD}同量级时，可能会使 MOS 管跨越三个区域工作，输出电压v_0与输入电压v_I不是简单的近似线性关系，常用电压传输特

性描述。

当$v_I < V_{TN}$时，MOS 管截止，漏极电流为零，$v_0 = V_{DD}$，反映了共源极电路在输入低电平时，输出为高电平。

当输入电压增大到使输出电压小于夹断点的电压，即$v_I > V_{DSS} + V_{TN}$，MOS 管进入可变电阻区，漏极电流接近最大值，称为导通状态，输出电压进入低电平状态，即$v_0 < V_{DSS}$，反映了输入高电平时，输出为低电平。

在数字电路中，具有上述输入-输出电平关系的电路称为逻辑反相器或者非门。

在 M 点和 P 点之间，MOS 管工作在恒流区，v_0与v_I近似为线性关系。

4.6.2 MOSFET 开关应用

当 MOS 管仅在截止和导通两种状态之间转换时，特性表现为一个受控的电子开关。

（1）当v_I为低电平（$v_I < V_{TN}$）时，MOS 管截止，$i_D = 0$，相当于开关断开。

（2）当v_I为高电平（$v_I > V_{DSS} + V_{TN}$）是，MOS 管导通，相当于开关闭合，这时开关有一个不为零的导通电阻r_{dso}。

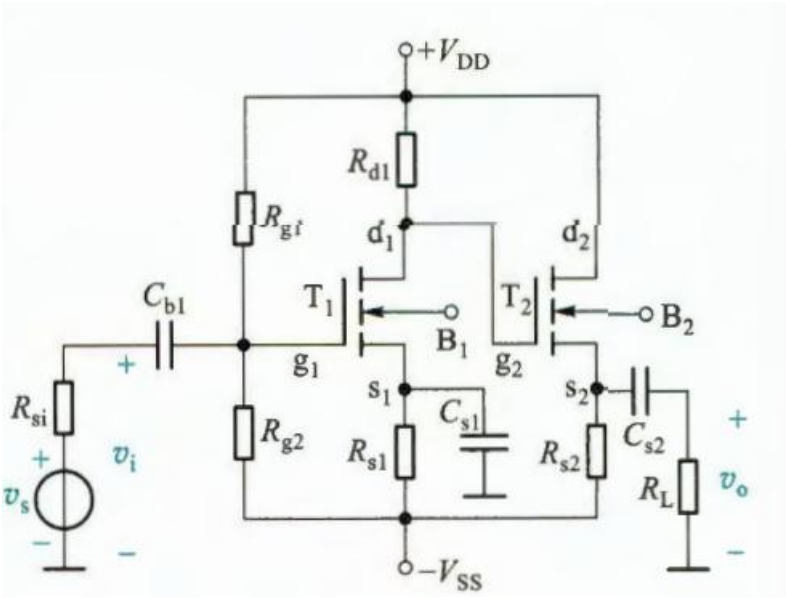
只要电路设计满足$R_d \gg r_{dso}$，就可以使v_0为接近 0 的低电平。

当 MOS 管工作在开关状态时，放大区（恒流区）只是状态转换的过渡区域。

R_d不宜过大，否则功耗降明显增加，如需较大阻值R_d，可以考虑降低电源工作电压。

4.7 多级放大电路

4.7.1 共源-共漏放大电路



图示电路中T_1组成共源组态，T_2组成共漏组态，两管串联，又称串联放大电路。

4.7.2 多级放大电路讨论

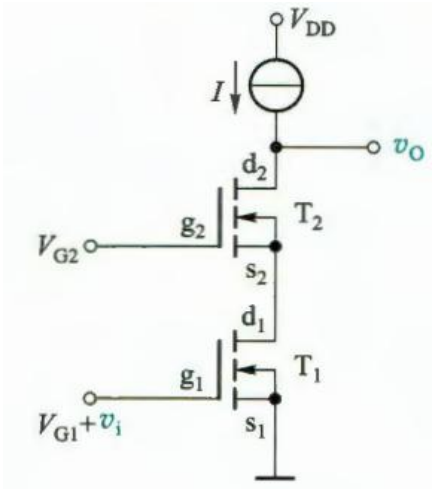
1.静态分析，计算多个 MOS 管的静态工作点。

2.多级的贡献。

3.多级放大电路的增益计算。

4.7.3 共源-共栅放大电路

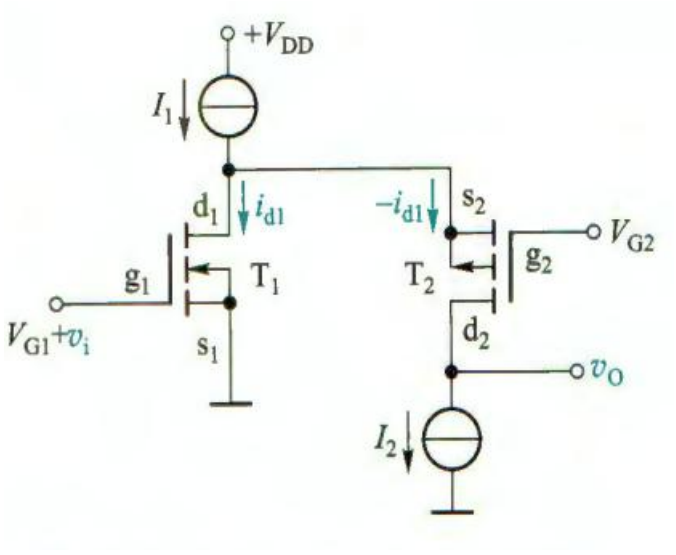
1.cascode 放大电路



图中T_1组成共源极电路，T_2组成共栅极电路，它也称为 cascode 放大电路。

2.折叠式 cascode 放大电路

在低电压工作电源情况下，如果叠放过多 MOS 管，会使每个 MOS 管分得工作电压过低，可能无法正常工作。为此可以将T_2改为 PMOS 管，增加一个电流源I_2，得到折叠式 cascode 放大电路。



这种由 N 沟道和 P 沟道互补型 MOS 管构成的放大电路也称 CMOS 放大电路。

4.8 结型场效应管（JFET）及其放大电路

4.8.1 JFET 的结构和工作原理

1.结构

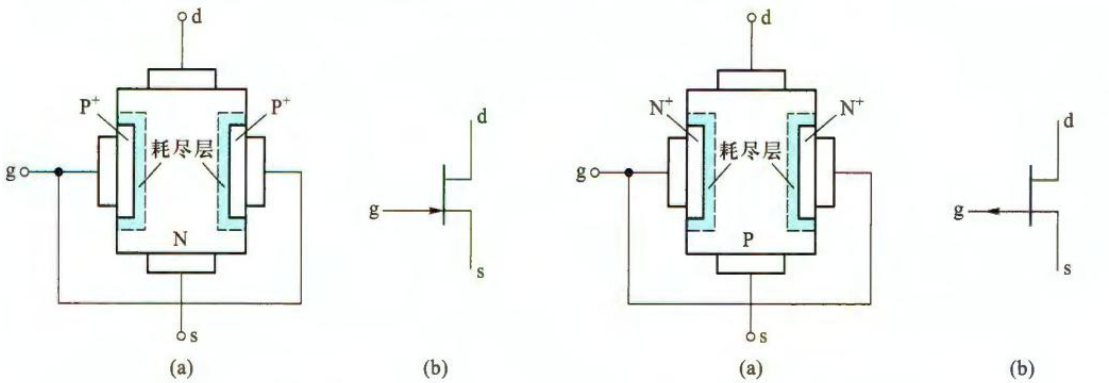


图 4.8.1　N 沟道 JFET
（a）结构示意图　（b）代表符号

图 4.8.2　P 沟道 JFET
（a）结构示意图　（b）代表符号

在一块 N 型半导体材料两边扩散高浓度 P 型区，形成两个 PN 结，两边P^+

型区引出两个电极并连在一起称为栅极 g，在 N 型半导体材料的两端各引出一个电极，构成源极 s 和漏极 d，两个 PN 结之间的 N 型区就是导电沟道，这种结构称为 N 沟道 JFET。

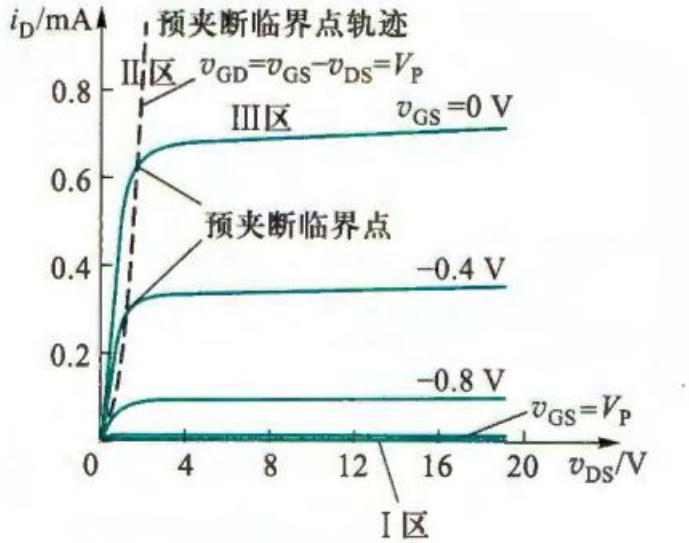
2.工作原理

（1）v_{GS}对导电沟道及i_D的控制作用

当v_{GS}由零往负向增大时，在反偏电压作用下，两个 PN 结的耗尽层宽度将加宽，使导电沟道变窄，沟道电阻增大，当栅源电压小于阈值电压（$v_{GS} < V_{TN}$）时，两侧耗尽层合拢，沟道全部被夹断，所以习惯成阈值电压为夹断电压，统一用V_P替换V_{TN}和V_{TP}，此时漏源极间电阻无穷大，无漏电电流。

（2）v_{DS}对i_D的影响

在v_{DS}较小时，导电沟道倾斜不大，i_D随v_{DS}升高几乎成比例增大，当v_{DS}继续增大，耗尽层在近漏极相遇，称为预夹断，此时$v_{DS} =- V_P$。沟道一旦夹断，随着v_{DS}增大，预夹断长度增加，但预夹断区由v_{DS}产生的垂直电场仍能将电子拉过预夹断区，形成漏极电流，i_D趋于饱和。



预夹断临界点方程$v_{GS} - v_{DS} = V_P$

（1）JFET 正常工作时，栅极与沟道之间的 PN 结必须反向偏置，因此$i_G \approx 0$，栅极阻值很高。

（2）JFET 是电压控制电流器件，i_D受v_{GS}控制。

（3）预夹断前，i_D与v_{DS}呈近似线性关系，预夹断后，i_D趋于饱和。

P 沟道 JFET 工作时，电源极性与 N 沟道极性相反。

4.8.2 JFET 的特性曲线

1.输出特性

（1）夹断区。此时$v_{GS} < V_P$，$i_D = 0$。

（2）可变电阻区。$V_P \leq V_P < 0$，$v_{DS} \leq v_{GS} - V_P$，此时$i_D = K_n[2(v_{GS} - V_P)v_{DS} - v_{DS}^2]$。

（3）恒流区（放大区）。$V_P \leq V_P < 0$，$v_{DS} > v_{GS} - V_P$，此时$i_D = K_n(v_{GS} - V_P)^2 = I_{DSS}(1 - \frac{v_{GS}}{V_P})^2$。如果考虑沟道长度调制效应，那么$i_D = I_{DSS}(1 - \frac{v_{GS}}{V_P})^2(1 + \lambda v_{DS})$。

2.转移特性

当v_{DS}大于某一定数值后，不同v_{DS}的转移特性曲线是很接近的，事实上恒流区的转移特性曲线常用一条曲线描述。

4.8.3 JFET 放大电路的小信号模型分析法

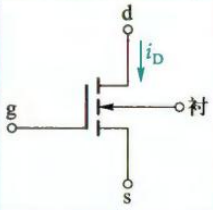
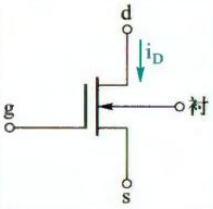
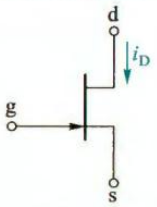
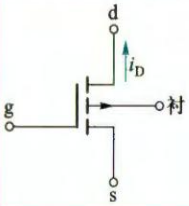
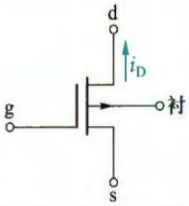
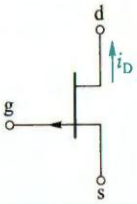
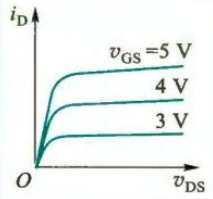
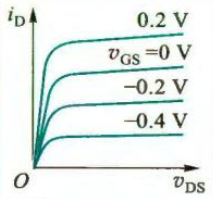
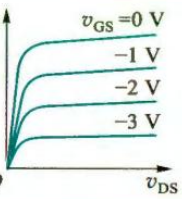
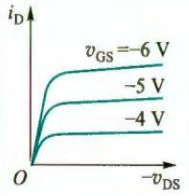
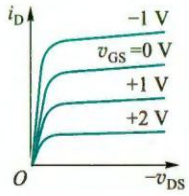
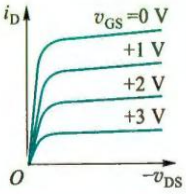
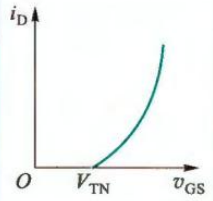
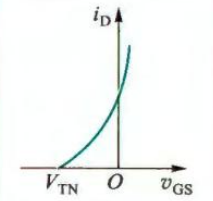
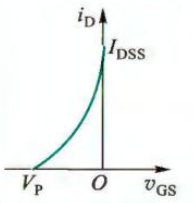
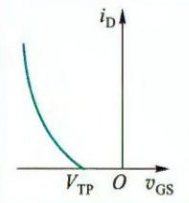
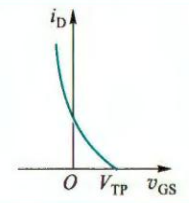
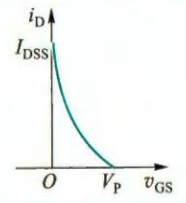
1.JFET 的小信号模型

由于 JFET 工作时栅源 PN 结是反偏的，因此模型中奖栅源间近似为开路。互导$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}|_{V_{DS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}(1 - \frac{v_{GS}}{V_P})$，$r_{ds} = [\lambda K_n(v_{GS} - V_{TN})^2]^{-1} \approx \frac{1}{\lambda i_D}$。

2.应用小信号模型法分析 JFET 放大电路

4.9 各种 FET 的特性及使用注意事项

1.各种 FET 的特性比较

N 沟道			P 沟道		
增强型 MOSFET	耗尽型 MOSFET	耗尽型 JFET	增强型 MOSFET	耗尽型 MOSFET	耗尽型 JFET
					
+	−	−	−	+	+
$K_n=\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(W/L)=\frac{1}{2}K'_n(W/L)$		$K_n=I_{DSS}/V_P^2$	$K_p=\frac{1}{2}\mu_p C_{ox}(W/L)=\frac{1}{2}K'_n(W/L)$		$K_p=I_{DSS}/V_P^2$
					
					
$v_{GS}<V_{TO}$ ② $i_D=0$			$v_{GS}>V_{TO}$ $i_D=0$		
$v_{GS}\geqslant V_{TO},0\leqslant v_{DS}<v_{GS}-V_{TO}$ $i_D=K_n[2(v_{GS}-V_{TO})v_{DS}-v_{DS}^2](1+\lambda v_{DS})$			$v_{GS}\leqslant V_{TO},0\geqslant v_{DS}>v_{GS}-V_{TO}$ $i_D=K_p[2(v_{GS}-V_{TO})v_{DS}-v_{DS}^2](1+\lambda v_{DS})$		
$v_{GS}\geqslant V_{TO},v_{DS}\geqslant v_{GS}-V_{TO}$ $i_D=K_n(v_{GS}-V_{TO})^2(1+\lambda v_{DS})$			$v_{GS}\leqslant V_{TO},v_{DS}\leqslant v_{GS}-V_{TO}$ $i_D=K_p(v_{GS}-V_{TO})^2(1+\lambda v_{DS})$		
+			−		
$g_m=2\sqrt{K_n I_{DQ}}$ $g_m=\sqrt{2K'_n(W/L)I_{DQ}}$	$g_m=2\sqrt{K_n I_{DQ}}$ $g_m=2\frac{\sqrt{I_{DSS}I_{DQ}}}{\lvert V_{TO}\rvert}$		$g_m=2\sqrt{K_p I_{DQ}}$ $g_m=\sqrt{2K'_p(W/L)I_{DQ}}$	$g_m=2\sqrt{K_p I_{DQ}}$ $g_m=2\frac{\sqrt{I_{DSS}I_{DQ}}}{\lvert V_{TO}\rvert}$	
Vto = V_{TO} Kp = $\mu_n C_{ox}$ L W Lambda = λ	Vto = V_{TO} Beta = K Lambda = λ		Vto = V_{TO} Kp = $\mu_p C_{ox}$ L W Lambda = $\lvert\lambda\rvert$	Vto = V_{TO} Beta = K Lambda = $\lvert\lambda\rvert$	

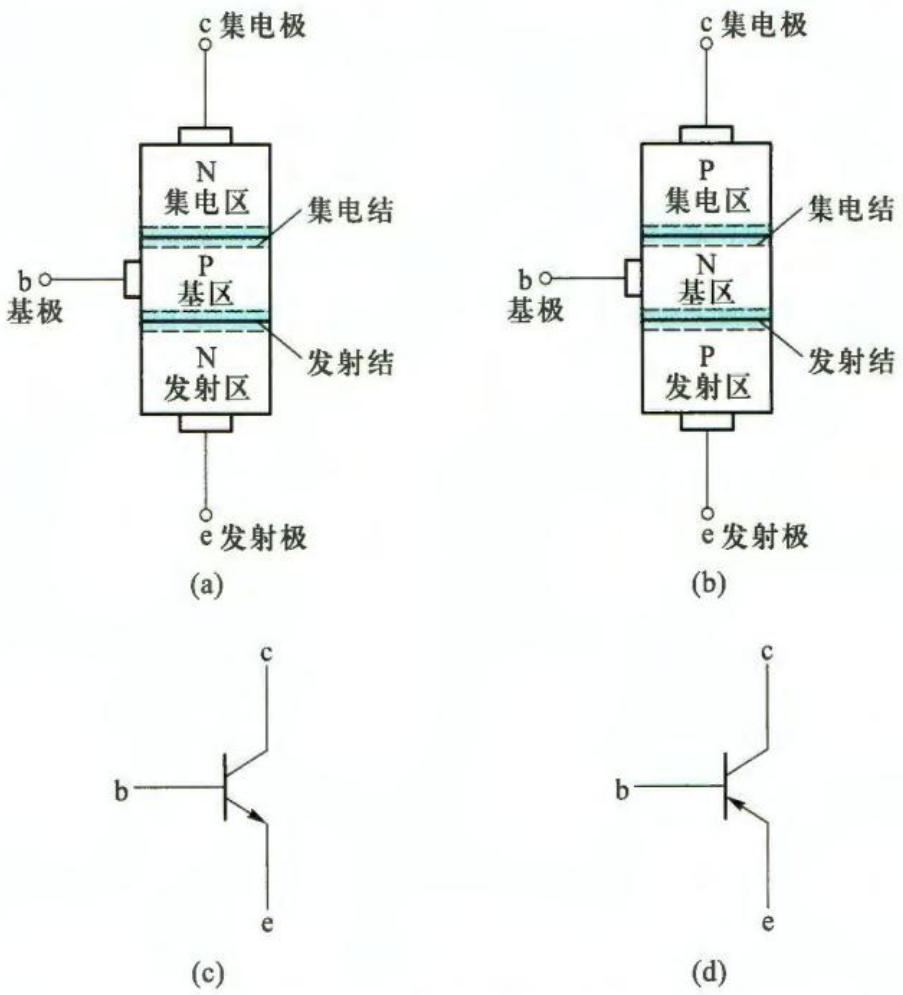
5 双极结型三极管（BJT）及其放大电路

5.1 BJT

5.1.1 BJT 的结构简介

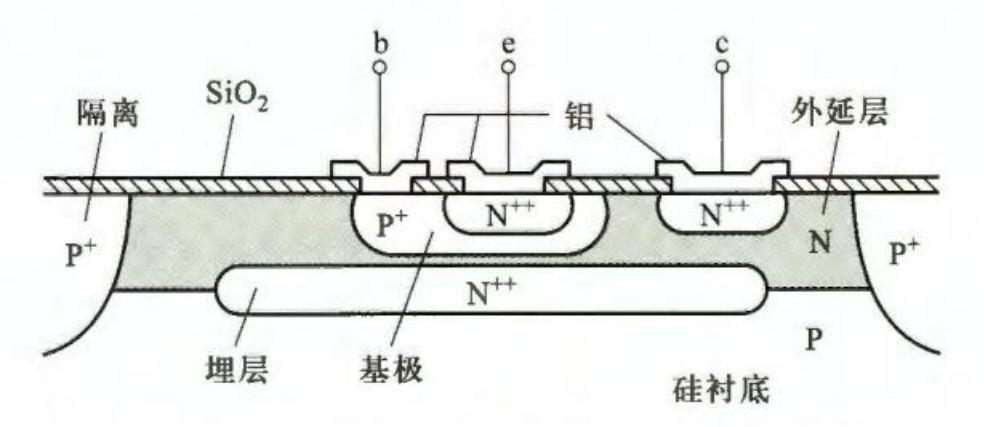
在一个硅片上生成三个杂质半导体区域：一个 P 区夹在两个 N 区中间，或者一个 N 区夹在两个 P 区中间，因此 BJT 有两种类型：NPN 型和 PNP 型。从三个区域半导体各自引出一个电极，分别为发射极 e、集电极 c、基电极 b，他们对应的杂志半导体区域分别称为发射区、集电区与基区。三个区域之间形成两个 PN 结，发射区与基区间为发射结，集电区与基区间为集电结。

基区宽度很薄，掺杂浓度很低；发射区掺杂浓度最高；集电区掺杂浓度远低于发射区，集电结面积大于发射结，因此发射区和集电区并不对称。



集成电路中典型的 NPN 型 BJT 如下，周围的P^+型区和 P 型衬底与 N 型的集

电区形成 PN 结，且将 P 型衬底接至电路的最低电位点，使这些 PN 结始终处于反向偏置状态，从而达到与其他 BJT 隔离的目的。为了减小集电区的电阻，集电区在连接电极前增加了高掺杂的N^{++}型区，它可以减小集电区与衬底之间 PN 结的厚度，以免影响集电区工作。



5.1.2 放大状态下 BJT 的工作原理

BJT 内部有两个背靠背的 PN 结，当它们偏置条件不同时，BJT 呈现不同的特性，分别对应四种工作状态：放大、饱和、截止与倒置。在发射结正偏、集电结反偏条件下，BJT 处于放大状态。

1.BJT 内部载流子的传输过程

在基极无任何连接时，c、e 之间不能导通。

（1）仅有集电结反偏电压时

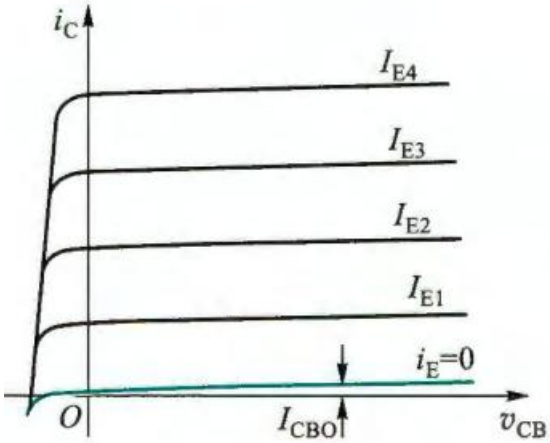
当集电结反向偏置时，抑制多子扩散，利于少子漂移，即基区的电子和集电区的空穴在回路中产生漂移电流I_{CBO}，称为集电结反向饱和电流。这时集电结的电压和电流关系就是 PN 结反向截止状态的电压电流关系。此时发射结没有偏置电压，发射极电流$I_E = 0$。

（2）发射结再加正偏电压

发射结处于正偏，形成发射极电流I_E，注入基区的电子很容易在集电结电场

力作用下漂移到集电区，形成电流I_{CN}。I_{CN}与I_{CBO}构成集电极电流，即$I_C = I_{CN} + I_{CBO}$。

这时集电极电流明显增大，且主要取决于I_E大小。增大发射结正偏电压v_{BE}，导致I_E增加，I_C也会增加，即发射极电流对集电极电流有控制作用。



另外，发射极电流与发射结正偏电压的关系就是 PN 结正偏时的电压关系，$i_E = I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) \approx I_{ES}e^{v_{BE}/V_T}(v_{BE} \gg V_T)$，其中$I_{ES}$是发射结反向饱和电流，值很小。

改变发射结正偏电压可以改变发射极电流，从而改变集电极电流，这就是 bjt 中的控制关系。它是非线性的，所需工作条件为发射结正偏，集电结反偏。

发射区注入基区的自由电子，除了被集电区收集，还有一部分与基区多子复合，形成基区复合电流I_{BN}，它与I_{CBO}一起形成基极电流$I_B = I_{BN} - I_{CBO}$。由于基区很薄，掺杂浓度低，所以电子更多形成了集电极电流，$I_C \gg I_B$。

发射区注入基区的载流子看上去与基区少子一样，是自由电子，实际上来自发射区的自由电子绝大部分是由掺杂引起而非本征激发产生，受温度影响小，但集电结电场对它们产生的作用是相同的。

当发射结正向偏置时，基区的多子向发射区扩散，但是因为浓度很低，通常

可以忽略。发射极电流I_E就近似于发射区注入基区的电流I_{EN}。

实际上，当集电结零偏压时，PN 结内电场仍然存在，也能手机发射区注入基区的载流子，正偏时，内电场削弱，就不可以了。

BJT 的三个电极电流关系满足$I_E = I_B + I_C$。

BJT 中两种带电极性的载流子均参与了导电，有别于单极型的 FET，称为双极型器件。

2.BJT 放大状态下的控制关系

（1）I_E对I_C的控制

基区掺杂浓度与发射区掺杂浓度的差异和基区尺寸决定了载流子在基区的复合比例。定义$\overline{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_E}$，于是$\overline{\alpha} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E}$或$I_C = \overline{\alpha} I_E + I_{CBO}$，通常$I_C \gg I_{CBO}$，则$\overline{\alpha} \approx I_C \approx \overline{\alpha} I_E$。

集电极电流是受控量，作为双口网络的输出电流，发射极电流作为输入电流，$\overline{\alpha}$也称为电流放大系数。$\overline{\alpha}$小于 1，但通常接近 1。

（2）I_B对I_C的控制

定义$\overline{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}}$，即$\overline{\beta} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$或$I_C = \overline{\beta} I_B + (1 + \overline{\beta}) I_{CBO}$，当$\overline{\beta} I_B \gg (1 + \overline{\beta}) I_{CBO}$时，$I_C \approx \overline{\beta} I_B$。

$\overline{\beta}$与$\overline{\alpha}$有同样的性质，它从另一个角度反应载流子在基区的复合比例。$\overline{\beta}$一般远大于 1。

（3）$\overline{\beta}$与$\overline{\alpha}$的关系

$$\overline{\beta} = \frac{\overline{\alpha}}{1 - \overline{\alpha}}$$

（4）关于I_{CBO}和I_{CEO}

$I_E = (1 + \overline{\beta}) I_B$，$I_{CEO} = (1 + \overline{\beta}) I_{CBO}$时集电极与发射极之间的反向饱和电流，

称为穿透电流。I_{CEO}相当于I_{CBO}在基区通过控制关系产生的发射极电流，不过它远小于$\overline{\beta}I_B$，一般可以忽略。

I_{CBO}不受发射结电压控制，对放大没有贡献，而且它与温度密切相关。

3.BJT 放大信号时的三种连接方式

BJT 也有三种组态，即共基极组态、共发射极（共射极）组态和共集电极组态。集电极始终不能做输入端子，基极始终不能做输出端子。

5.1.3 BJT 的 I-V 特性曲线

1.共基极连接时的 I-V 特性曲线

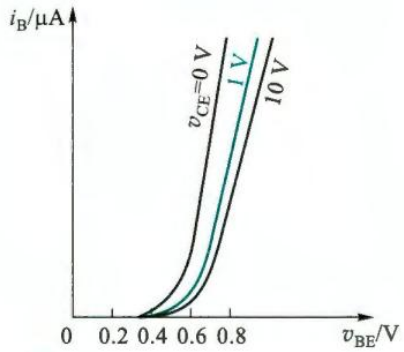
（1）输入特性

$$i_E = I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) \approx I_{ES}e^{v_{BE}/V_T}(v_{BE} \gg V_T)$$

（2）输出特性

2.共射极连接时的 I-V 特性曲线

（1）输入特性

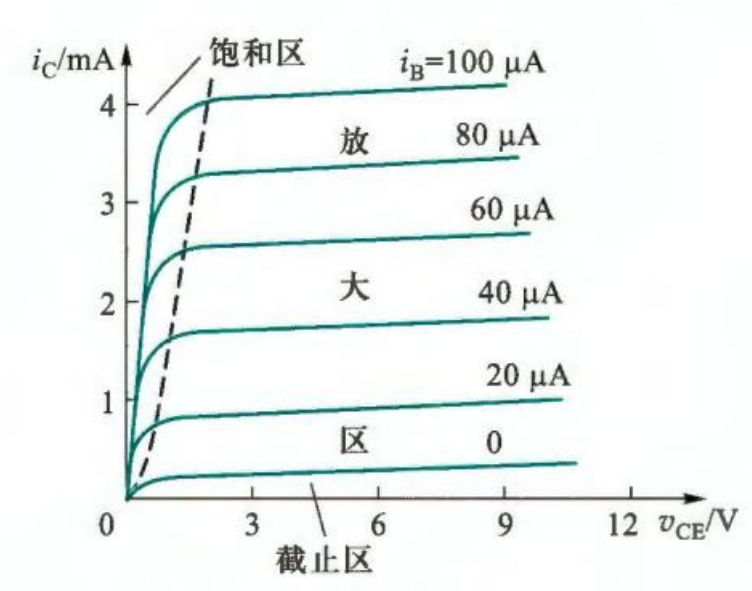


i_B与v_{BE}呈指数关系。固定v_{BE}，当v_{CE}较小时，集电结可能处于正偏或反偏电压很小，集电区收集电子能力较弱，i_B较大。随着v_{CE}增大，集电区收集能力增强，i_B减小，这意味着曲线右移。通常将v_{CE}变化引起基区有效宽度变化，致使基极电流i_B变化的效应称为基区宽度调制效应。

当$v_{CE} > 1V$之后，影响已经很小，常用一条曲线代替。

发射结存在正向导通电压。

（2）输出特性



它可以分为三个区域。

（1）放大区：BJT 工作在放大区时，发射结正偏电压大于开启电压，集电结反偏，i_C受i_B控制，有$i_C = \overline{\beta} i_B$。

实际上曲线随着v_{CE}的增加略微上倾，这边是基区宽度调制效应。BJT 也有一个类似的厄利电压V_A。

（2）饱和区：横轴上方左侧特性曲线快速上升的区域是饱和区，在该区域内，v_{CE}较小，集电结收集能力较弱，有$i_C < \overline{\beta} i_B$。

在饱和区，发射结正偏，集电结正偏，即$v_{CE} \leq v_{BE}$。对于小功率管，认为当$v_{CE} = v_{BE}$时 BJT 处于临界点，也称临界饱和或临界放大。但在实际应用中，集电结零偏或正偏电压较小时，电流控制关系和放大区接近。

（3）截止区：发射结偏置电压小于 PN 结开启电压，$i_B = 0$，$i_C = I_{CEO}$，对于小功率管，$i_C \approx 0$。

5.1.4 BJT 的主要参数

1.电流放大系数

（1）直流电流放大系数$\overline{\beta}$

$\overline{\beta}=(I_C-I_{CEO})/I_B$，当$I_C \gg I_{CEO}$，$\overline{\beta}\approx I_C/I_B$。$\overline{\beta}$在数据手册中标注为$h_{fe}$，在理想情况下是个常数，实际上它仅在$i_c$的一定范围内基本不变，超出将明显下降。

（2）交流电流放大系数β

$\beta=\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}|_{v_{CE}=const}$，$\beta$反映动态时的电流放大特性，绝大部分情况下$\overline{\beta}\approx\beta$。

2.极间反向电流

（1）集电极-基极反向饱和电流I_{CBO}

I_{CBO}时由少子形成的集电结反向饱和电流，受温度影响较大。

（2）集电极-发射极反向饱和电流I_{CEO}

I_{CEO}越小性能越好，温度稳定性越高。

3.极限参数

（1）集电极最大允许电流I_{CM}

β下降到一定值时的i_c即为I_{CM}。当$I_C>I_{CM}$时，β将过小，放大能力下降。

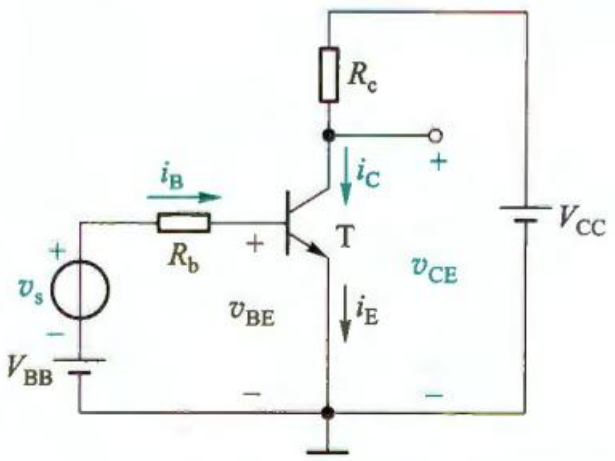
（2）集电极最大允许耗散功率P_{CM}

集电结上的功率要比发射极大得多，值$P_C\approx i_c v_{CE}$。P_{CM}与最高结温和环境温度及 BJT 的散热条件有关。

（3）反向击穿电压$V_{(BR)EBO}$、$V_{(BR)CBO}$、$V_{(BR)CEO}$。

5.2 BJT 放大电路

5.2.1 基本共射极放大电路



对于直流通路，V_{BEQ}常被认为是已知量。

5.2.2 BJT 放大电路的图解分析

1.静态工作点的分析

由输入直流负载线与输入特性曲线交点确定I_{BQ}，确定输出特性曲线分支，输出直流负载线与输出特性曲线交点即为静态点。

2.动态工作情况的图解分析

根据负载线与特性曲线交点的移动，可以绘制波形。

Q 点过高，Q'点容易进入饱和区出现饱和失真；Q 点过低，容易进入截止区出现截止失真。

5.2.3 BJT 的小信号模型

BJT 最广泛的混合参数模型，常称为 H 参数小信号模型。

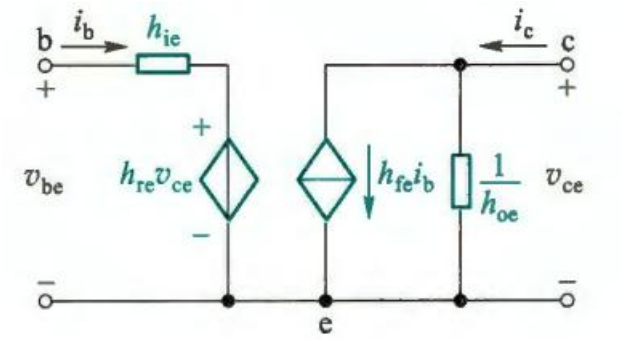
1.BJT 的 H 参数的引出

$v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}, i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$，式中参数称为 BJT 共射极连接时的 H 参数。其中，i 输入，r 反向传输，f 正向传输，o 输出。

$h_{ie} = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}|_{V_{CEQ}}$是 BJT 输出端交流短路时的输入电阻，也常用$r_{be}$表示。$h_{fe} = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}|_{V_{CEQ}}$是 BJT 输出端交流短路时的正向电流传输比，或电流放大系数，即β。$h_{re} =$

$\frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}}|_{I_{BQ}}$是 BJT 输入端交流开路时的反向电压传输比。$h_{oe}=\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}|_{I_{BQ}}$是 BJT 输入端交流开路时的输出电导，也可用 $1/r_{ce}$表示。

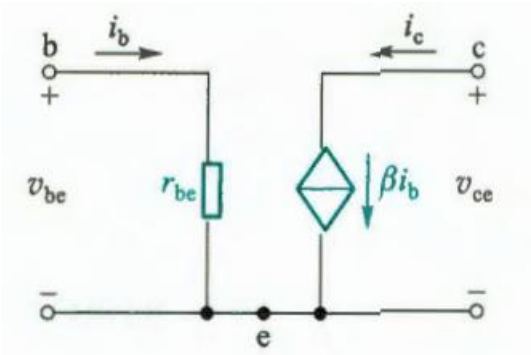
2.BJT 的 H 参数小信号模型



BJT 必须工作在放大区，且是小信号情况下，模型才可以使用，它只适用于分析交流信号或变化量，不能分析静态工作点。H 参数的数值与 Q 点有关。

3.小信号模型的简化

BJT 在共射极连接时，H 参数的量级一般为 $h_e=\begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 10^3\Omega & 10^{-3}\sim10^{-4} \\ 10^2 & 10^{-5}S \end{bmatrix}$，所以可以忽略$h_{re}$和$h_{oe}$的存在，简化为下图。



当输出回路的负载电阻与r_{ce}接近时，必须考虑 $1/h_{oe}$的影响。

4.H 参数值的确定

$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)(r_e+r_e^{'})$，式中$r_{bb'}$为 BJT 基区的体电阻，$r_e^{'}$是发射区的体电阻。$r_{bb'}$和$r_e^{'}$仅与掺杂浓度与制造工艺有关，$r_{bb'}$比$r_e^{'}$大得多，对于小功率 BJT，可以忽略$r_e^{'}$。$r_e$为发射结电阻，$r_e=V_T/I_{EQ}$，常温下$r_e=26mV/I_{EQ}$。所以常温

下，$r_{be} \approx 200\Omega + (1+\beta)26mV/I_{EQ}$。

需要注意的是流过$r_{bb'}$的电流是i_b，流过r_e的电流是i_e，$(1+\beta)r_e$是折合的等效电阻。r_{be}是交流电阻，只能用来计算 BJT 放大电路的交流性能指标，不能计算 Q。I_{EQ}范围为 $0.1mA$~$5mA$。

5.2.4 共射极放大电路

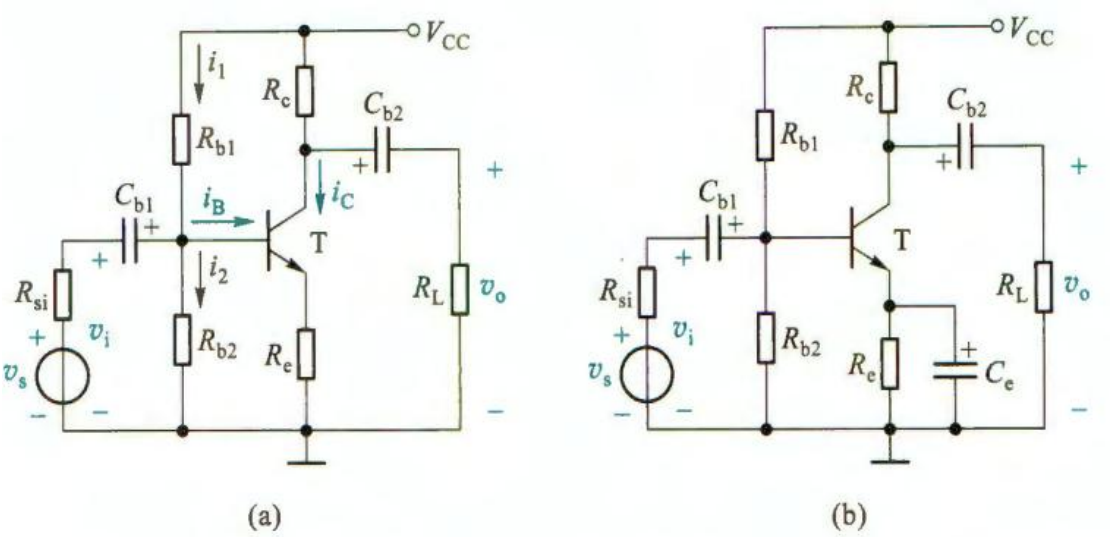


图 5.2.8 基极分压式射极偏置共射极放大电路

（a）无射极旁路电容 （b）有射极旁路电容

图示电路成称为基极分压式射极偏置共射极放大电路。

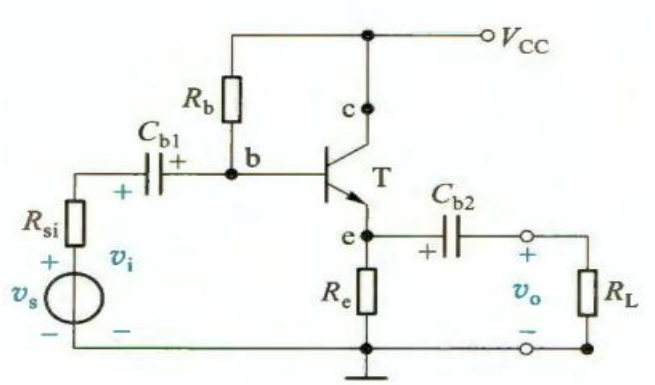
a 所示电路具有稳定静态工作点的作用，当温度升高时，I_{CQ}增大，V_{BEQ}减小，I_{BQ}减小，I_{CQ}减小，结果使I_{CQ}基本维持不变。但要求V_{BQ}不受I_{BQ}分流影响而保持稳定。

当电路参数设计满足$I_1 \gg I_{BQ}$时，可以忽略I_{BQ}的分流。这意味着$R_{TH} \ll (1+\beta)R_e$，工程上选择$R_{TH} \approx 0.1(1+\beta)R_e$，这时$I_{BQ} \approx \frac{V_{BQ}-V_{BEQ}}{(1+\beta)R_e}$，通常$\beta \gg 1$，有$I_{CQ} \approx \frac{V_{BQ}-V_{BEQ}}{R_e}$。

2.动态分析

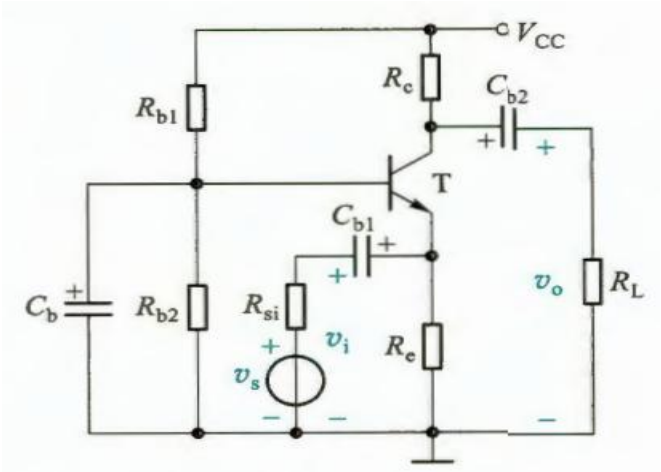
5.2.5 共集电极和共基极放大电路

1.共集电极放大电路

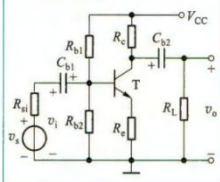
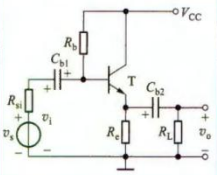
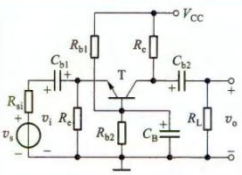


共集电极放大电路又称电压跟随器。

2.共基极放大电路



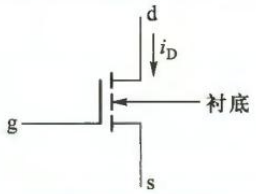
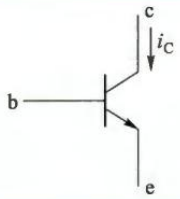
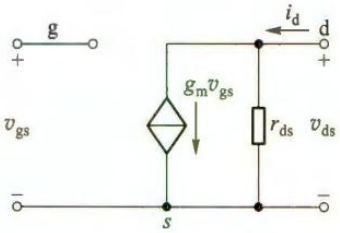
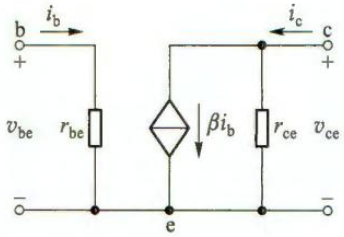
3.BJT 放大电路三种组态的比较

	共射极放大电路	共集电极放大电路	共基极放大电路
电路图			
电压增益 A_v	$A_v=-\frac{\beta R_L'}{r_{be}+(1+\beta)R_e}$ $(R_L'=R_c/\!/R_L)$	$A_v=\frac{(1+\beta)R_L'}{r_{be}+(1+\beta)R_L'}$ $(R_L'=R_e/\!/R_L)$	$A_v=\frac{\beta R_L'}{r_{be}}$ $(R_L'=R_c/\!/R_L)$
v_o 与 v_i 的相位关系	反相	同相	同相
最大电流增益 A_i	$A_i\approx\beta$	$A_i\approx 1+\beta$	$A_i\approx\alpha$

	共射极放大电路	共集电极放大电路	共基极放大电路
输入电阻	$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1+\beta)R_e]$	$R_i = R_b // [r_{be} + (1+\beta)R'_L]$	$R_i = R_e // \frac{r_{be}}{1+\beta}$
输出电阻	$R_o \approx R_c$	$R_o = \frac{r_{be} + R'_{si}}{1+\beta} // R_e$ $(R'_{si} = R_{si} // R_b)$	$R_o \approx R_c$
用途	多级放大电路的中间级	输入级、输出级、缓冲级	高频或宽频带电路

5.3 FET 和 BJT 及其基本放大电路性能的比较

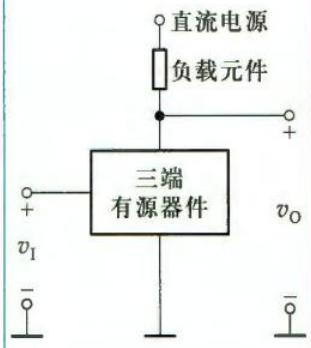
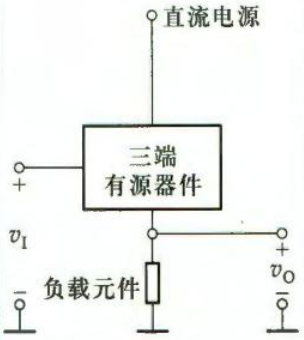
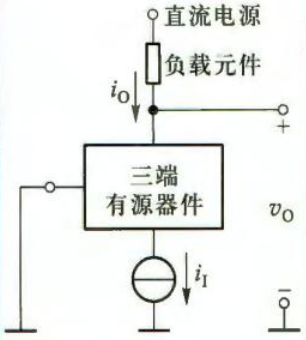
5.3.1 FET 和 BJT 重要特性的比较

	增强型 NMOS 管	NPN 型 BJT
电路符号		
工作在放大区的两个条件	(1) 生成沟道 $v_{GS} \geq V_{TN}$ (= 0.3 ~ 0.5 V，现代工艺可达到的数值) (2) 沟道出现夹断 $v_{DS} \geq v_{GS} - V_{TN}$	(1) 发射结正偏 $v_{BE} \geq V_{th}$ (≈ 0.5 V) (2) 集电结反偏 $v_{BC} \leq 0$
放大区的电流电压关系	$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L}(v_{GS} - V_{TN})^2(1 + \lambda v_{DS})$ $= K_n(v_{GS} - V_{TN})^2(1 + \lambda v_{DS})$ $i_G = 0$	$i_E \approx I_{ES} e^{v_{BE}/V_T}$ $i_C = \alpha i_E$ $i_B = i_C / \beta$
简化的低频小信号模型 (共源、共射)		
互导(或跨导) g_m	$g_m = 2K_n(V_{GSQ} - V_{TN}) = 2\sqrt{K_n I_{DQ}}$	BJT 也有 g_m 这个参数，详见第 6 章
共源、共射连接时的输入电阻	$r_{gs} = \infty$	$r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta)\frac{26\ \text{mV}}{I_{EQ}} \approx \frac{\beta}{g_m}$
输出电阻	$r_{ds} = [\lambda K_n(v_{GS} - V_{TN})^2]^{-1} \approx \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{V_A}{I_{DQ}}$	$r_{ce} \approx \frac{V_A}{I_{CQ}}$

5.3.2 FET 和 BJT 放大电路性能的比较

FET 有三种组态，共源极（CS）、共漏极（CD）和共栅极（CG），BJT 有三种

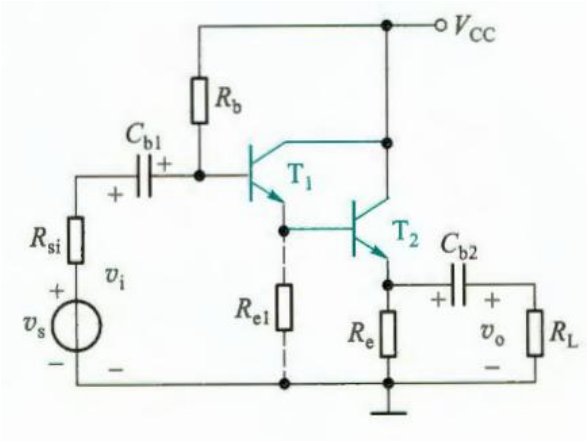
组态，共射极（CE）、共集电极（CC）和共基极（CB），它们可以归纳为反向电压放大电路、电压跟随器、电流跟随器。

	反相电压放大电路	电压跟随器	电流跟随器
通用组态电路示意图			
组态命名依据的主要特征	不仅有 v_O 与 v_I 反相，而且一般有 $\lvert A_v \rvert >> 1$	$v_O \approx v_I, A_v \approx 1$，即 v_O 与 v_I 大小接近相等，相位相同。	$i_O \approx i_I$ 对于 BJT 有 $i_c \approx i_e$ 对于 FET 有 $i_d = i_s$
电路名称	共源极电路 共射极电路	共漏极电路 共集电极电路	共栅极电路 共基极电路
用途	电压增益高，输入电阻和输入电容均较大，适用于多级放大电路的中间级	输入电阻高、输出电阻低，可作阻抗变换，用于输入级、输出级或缓冲级	输入电阻小，输入电容小，适用于高频、宽带电路

5.4 多级放大电路

5.4.1 共源-共基放大电路

5.4.2 共集-共集放大电路



T_1和T_2这种结构可以等效为一只三极管，称为复合管。

1.复合管的主要特性

（1）复合管的组成及类型

复合管的组成原则是：

• 同类型的 BJT 构成复合管时，应将T_1的发射极接至T_2的基极；不同类型的 BJT 构成复合管时，应将T_1的集电极接至T_2的基极。

• 必须保证两只 BJT 都工作在放大状态。

（2）复合管的主要参数

• 电流放大系数$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2$，一般$\beta \approx \beta_1\beta_2$。

• 输入电阻r_{be}：对于同类型的两只 BJT 构成的复合管，$r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2}$；对于不同类型的两只 BJT 构成的复合管，$r_{be} = r_{be1}$。

2.共集-共集放大电路的A_v、R_i、R_o

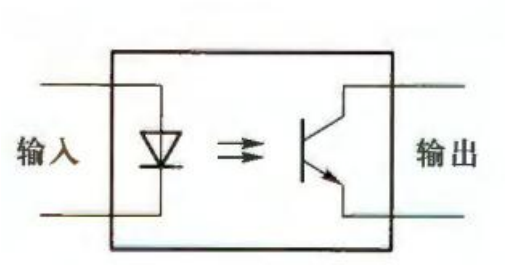
5.5 光电三极管

光电三极管是能将光转换为电的三极管，也称光敏三极管，大多由硅材料制成 NPN 型，内部结构与普通三极管类似，但多数情况下基区没有引出电极。光电三极管的集电结面积较大，作为受光结。当光线通过管壳上的通光窗口照射到集电结的耗尽区时，可以激发更多的少子，它们分别向集电区和基区漂移，形成光生电流I_{phN}和I_{phP}。构成I_{phP}的空穴在基区与发射区扩散到基区的电子复合，形成基极电流。若三极管电流放大系数为β，那么$I_E = (1 + \beta)I_{phP}, I_C = I_E$。

无光照条件下的集电极电流称为暗电流，有光照条件下集电极电流称为光电流。光电三极管的光电流远大于光电二极管，但线性度差，常用作光电开关，工作状态在饱和区和截止区之间转换。

光电隔离器是由发光二极管和光电三极管构成的器件，信号通光光进行耦合，

称为光电隔离器或光电耦合器，用它实现核心控制电路与外围电路的隔离。



6 频率响应

当信号频率较低或较高时，电容容抗回明显影响电路的增益，放大电路的增益是输入信号频率的函数，这种函数关系称为放大电路的频率响应或频率特性。

在中频区（f_L~f_H），电路中所有电容的影响均可忽略不计，电路中无电抗元件，所以频率响应曲线在该区域基本水平，也称通频带。在低频区，耦合电容和旁路电容的容抗增大，不再视为短路，增益变化。在高频区，三极管的极间电容和电路中的负载电容及分布电容等小电容容抗减小，不再视为开路，增益变化。

为了避免频率失真，要求放大电路的带宽能够满足信号带宽的要求。

6.1 单时间常数RC电路的频率响应

单时间常数是指可以简化为一个电阻和一个电容，它构成双口电路时有RC高通电路和RC低通电路，它们的频率响应可分别用来模拟放大电路的低频响应和高频响应。

6.1.1 RC高通电路的频率响应

设电压增益为$\dot{A}_{vL}$，令$f_L=\frac{1}{2\pi RC}=\frac{1}{2\pi\tau_L}$，于是$\left|\dot{A}_{vL}\right|=\frac{1}{\sqrt{1+(f_L/f)^2}}$,$\varphi_L=arctan(f_L/f)$，分别称为幅频响应和相频响应。

1.幅频响应

（1）当$f\gg f_L$，$\left|\dot{A}_{vL}\right|\approx 1$，即 0dB，是一条与横轴平行的零分贝线。

（2）当$f_L\gg f$，$\left|\dot{A}_{vL}\right|\approx f/f_L$，即 $20lg(f/f_L)$，是一条近似直线。

这两条直线在$f=f_L$相交，是近似的幅频响应曲线，f_L称为转折频率，此时$|\dot{A}_{vL}|\approx 0.707$，即下降了 3dB，称$f_L$为下限截止频率或下限转折频率，简称下限频率，也称 3dB 截止频率。

这种折线近似描述在$f=f_L$时误差最大，为 3dB。

2.相频响应

（1）$f\gg f_L,\varphi_L\to 0°$；（2）$f_L\gg f,\varphi_L\to +90°$；（3）$f=f_L,\varphi_L=+45°$。

在 $0.1f_L$和 $10f_L$之间，用直线连接两端，它与实际相频响应曲线最大误差为 5.7°。

这种用折线绘制的频率响应曲线称为波特图。

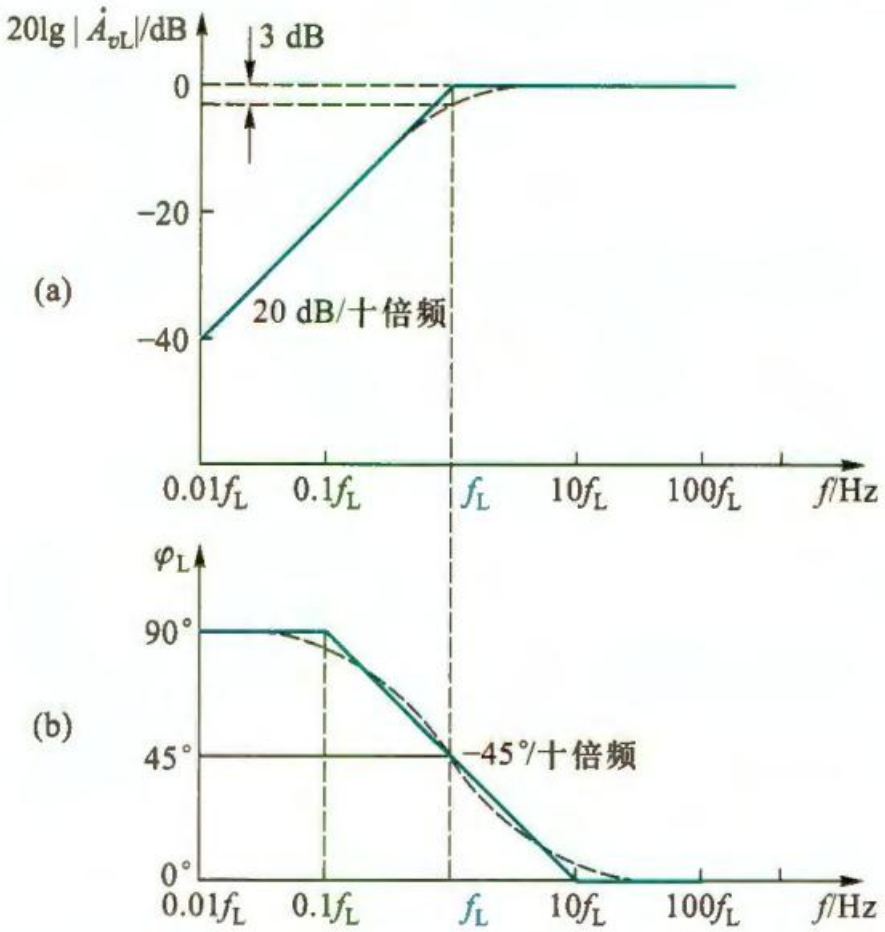


图 6.1.2　*RC* 高通电路的波特图

当信号高于f_L时，电压增益最大，且与频率无关，且始终为 0dB，即高频信

号通过RC电路不会衰减，也不会产生明显相移，所以称之为RC高通电路。当$f = f_L$，增益下降 3dB，且产生+45°相移。当信号低于f_L时，随着频率降低，增益衰减，相移增加，最终趋于+90°。可见RC高通电路主要用来分析电路低频区的响应，即它会导致低频信号衰减。

6.1.2 RC低通电路的频率响应

令$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau_H}$，于是$\left|\dot{A}_{vH}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_H)^2}}, \varphi_L = -\,arctan(f/f_H)$。$f_H$是$RC$低通电路的上限截止频率或上限转折频率，简称上限频率，也称上限 3dB 截止频率。

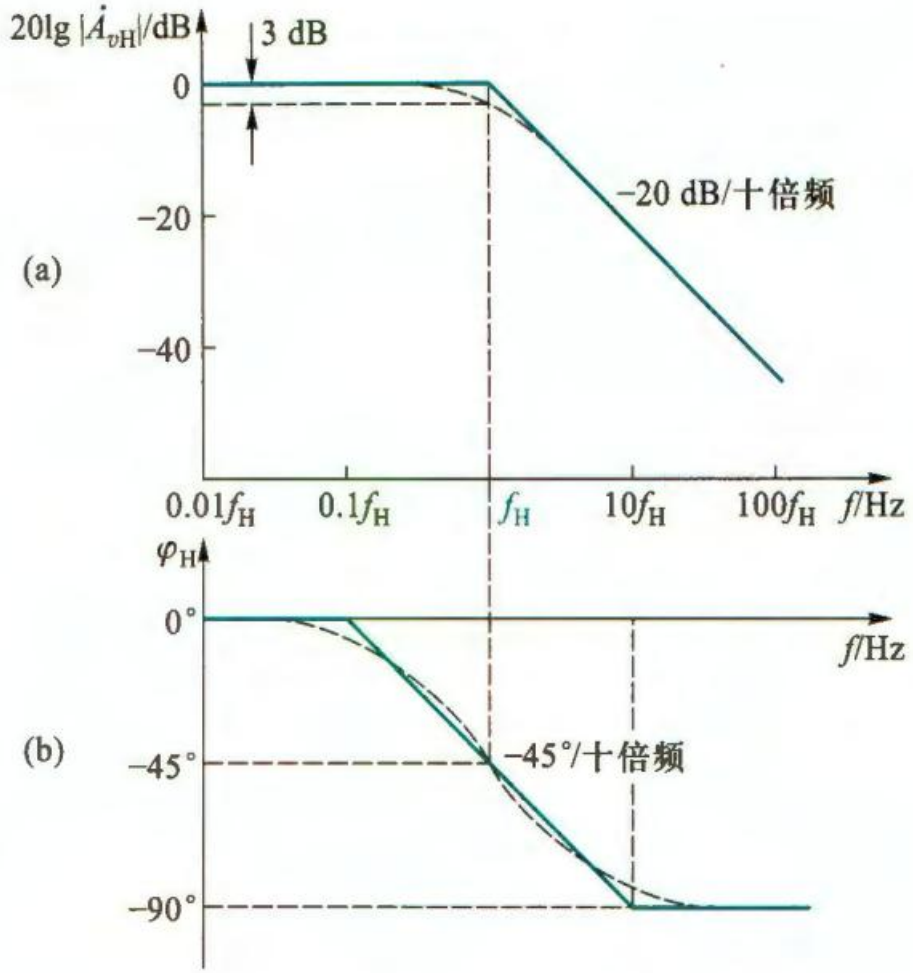


图 6.1.4 RC 低通电路的波特图

RC高通电路主要用来分析电路低频区的响应，即它会导致低频信号衰减。

分析电路的频率响应时，要先画出该电路的等效RC电路，写出其增益的频率响应表达式。电路的截止频率决定于相关电容所在回路的时间常数，当输入信号的频率等于上下限频率时，电路增益比通带增益下降 3dB，且相移±45°。工程上常用折线化的波特图代替真实频率响应。

6.2 单管放大电路的低频响应

6.2.1 共源放大电路的低频响应

$$\dot{A}_{vL} = \dot{A}_{vM}/(1 - jf_{L1}/f)/(1 - jf_{L2}/f)/(1 - jf_{L3}/f)$$

6.2.2 共射极放大电路的低频响应

基于某个时间常数远小于其他时间常数的假设，下限频率近似为$f_L \approx \frac{1}{2\pi}\sum\frac{1}{\tau_i}$，但即使不满足假设，误差也不大。求某个电容单独作用时的时间常数，需要将其他电容短路处理，该方法也称为短路时间常数法。

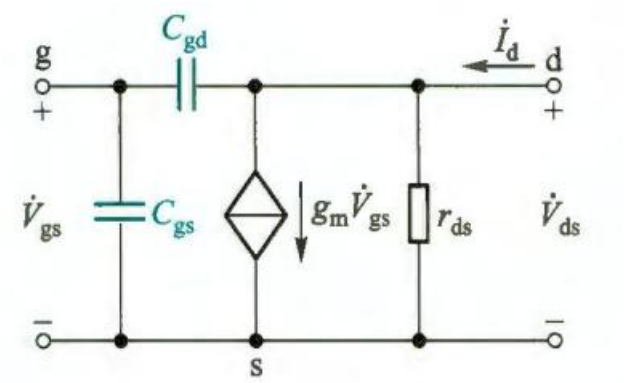
$$\dot{A}_{vL} = \dot{A}_{vM}/(1 - jf_L/f)$$

6.3 单管放大电路的高频响应

6.3.1 三极管的高频小信号模型

1.MOS 管的高频小信号模型

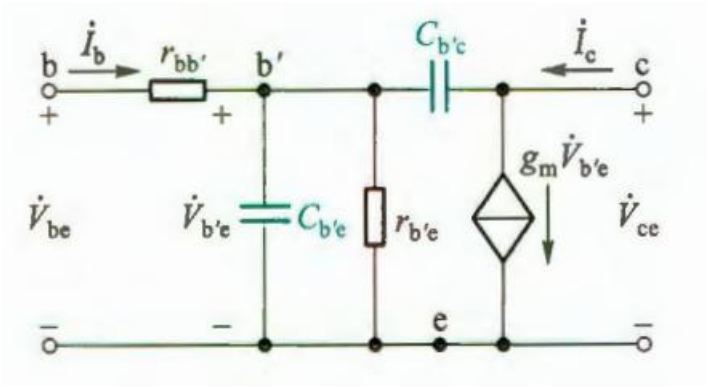
在 MOS 管的 4 个电极之间共有四个电容C_{gs}、C_{gd}、C_{sb}、C_{db}。在分立元件电路中，MOS 管的源极和衬底多数情况下连在一起，C_{sb}短接，C_{db}变成C_{ds}，通常忽略。



2.BJT 的高频小信号模型

（1）模型

简化模型称为高频小信号混合 π 模型：



$r_{bb'} \approx 200\Omega$，$r_{b'e} = (1+\beta_0)V_T/I_{EQ}$，$g_m \approx I_{EQ}/V_T$。

（2）$\dot{\beta}$的频率响应

$\dot{\beta} = \frac{g_m - j\omega C_{b'e}}{\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega(C_{b'e}+C_{b'c})} \approx \frac{g_m r_{b'e}}{1+j\omega(C_{b'e}+C_{b'c})r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{1+jf/f_\beta}, f_\beta = \frac{1}{2\pi(C_{b'e}+C_{b'c})r_{b'e}}$称为$\dot{\beta}$的截止频率。$f_T \approx \beta_0 f_\beta \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e}+C_{b'c})} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$称为 BJT 的特征频率，在这时$\dot{\beta}$下降到 0dB。

这种高频小信号模型只能在小于$f_T/3$ 范围内使用。

6.3.2 共源放大电路的高频响应

1.高频响应

$$\dot{A}_{vsH} = \dot{A}_{vsM}/(1+jf/f_H)$$

2.增益-带宽积

提高f_H与增大$|\dot{A}_{vsM}|$是矛盾的，对大多数放大电路，$f_H \gg f_L$，引入增益-带宽积，定义为$|\dot{A}_{vsM} f_H| \approx \frac{1}{2\pi R_{si} C_{gd}}$。

6.3.3 共射放大电路的高频响应

$f_H \approx \frac{1}{2\pi\sum\tau_i}$，称为开路时间常数法。$\dot{A}_{vsH} = \dot{A}_{vsM}/(1+jf/f_H)$。

BJT 放大回路的增益-带宽积也约为常数。

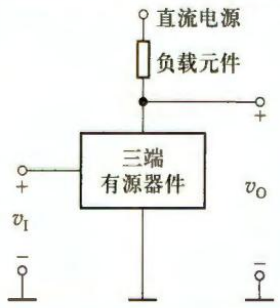
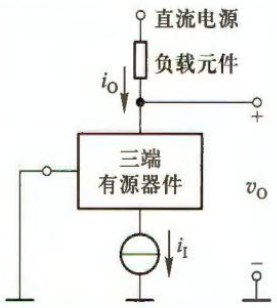
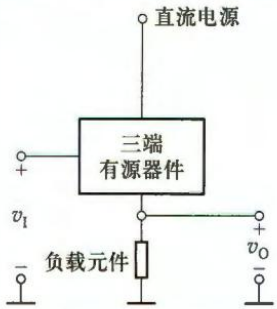
6.3.4 共栅和共基放大电路的高频响应

1.共栅电路

2.共基电路

两者的上限频率比共源和共射高，但通带源电压效益小。

6.3.5 三极管基本放大电路通频带比较

	反相电压放大电路	电流跟随器	电压跟随器
通用组态电路示意图			
电路名称	共源极电路 共射极电路	共栅极电路 共基极电路	共漏极电路 共集电极电路
特点	密勒等效电容较大，上限频率较低，通带源电压增益最高	基本上不存在密勒等效电容，上限频率较高，通带源电压增益小于反相电压放大电路	通带源电压增益最低，密勒效应很小，上限频率最高

6.4 扩展放大电路通频带的方法

6.4.1 共源-共基电路

共源（共射）-共基（共栅）电路适合于负载较大的场合。

6.4.2 共集-共射电路

6.5 多级放大电路的频率响应

多级放大电路的通频带一定小于或等于构成它的任何一级。

6.6 单级放大电路的瞬态响应

7 模拟集成电路

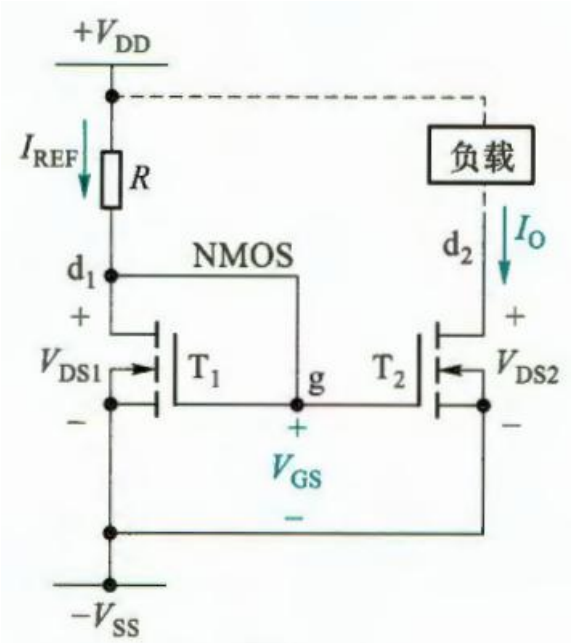
7.1 模拟集成电路中的直流偏置技术

在分立元件三极管放大电路中，一般利用电阻分压、限流来设置静态工作点

的。但在集成电路中，采用三极管构成直流电流源称为首选。

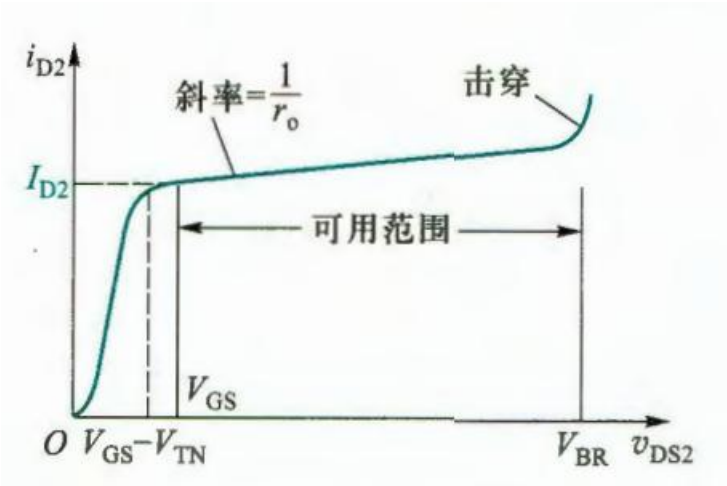
7.1.1 FET 电流源电路

1.MOSFET 镜像电流源



T_1的漏栅两级相连，只要$V_{GS} > V_{TN}$，T_1就工作在恒流区。只要负载接入能保证T_2也工作在恒流区，那么负载电流I_O就等于T_1的漏极电流I_{REF}。当电路参数和 MOS 管参数确定后，当负载保证T_2工作在恒流区，I_O保持不变。

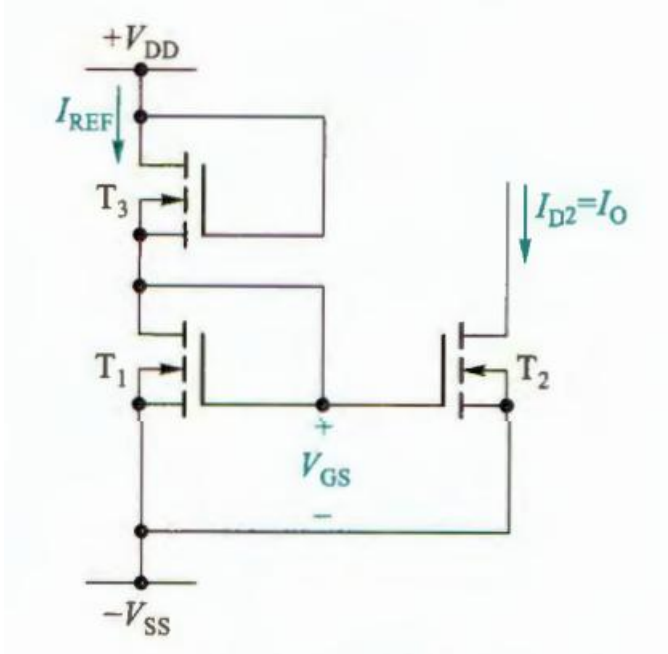
可以将I_O看作I_{REF}的镜像，称图示电路为镜像电流源。当T_2的$\lambda \neq 0$ 时，输出特性如图，电流源输出电阻$r_o = \frac{1}{\lambda I_{D2}}$。



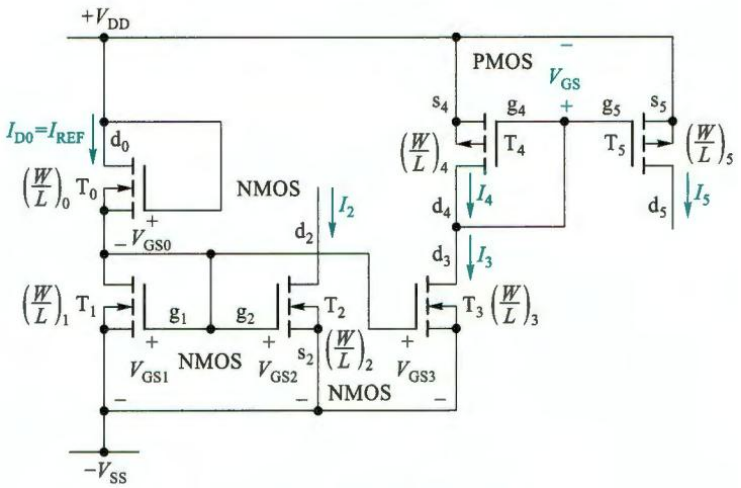
当T_1和T_2只是宽长比不同，且忽略沟道长度调制作用时，$I_O/I_{REF}=(W/L)_2/(W/L)_1=m$，称为电流传输比。

T_1对T_2具有温度补偿作用，镜像电流源具有更高的温度稳定性。

用与T_1特性完全相同的T_3代替电阻，只要$V_{GS}>V_{TN}$，T_1和T_3就工作在恒流区。当所有 MOS 管的$K_n^{'}$相同且$\lambda=0$ 时，只要负载接入时T_2工作在恒流区，I_O保持不变。



2.多路电流源

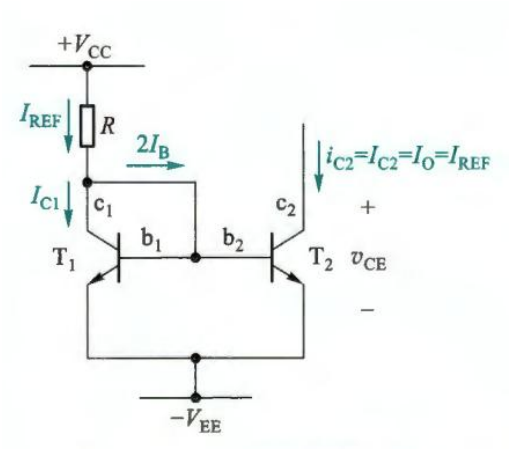


3.JFET 电流源

如果将 N 沟道 JFET 的栅极直接和源极相连，就得到了最简单的电流源。只要$v_{DS} >- V_P$，JFET 就工作在恒流区，电流$i_D = I_{DSS}(1 + \lambda v_{DS})$。也可以在源极支路穿入阻值不同的电阻来改变电流。

7.1.2 BJT 电流源电路

1.镜像电流源

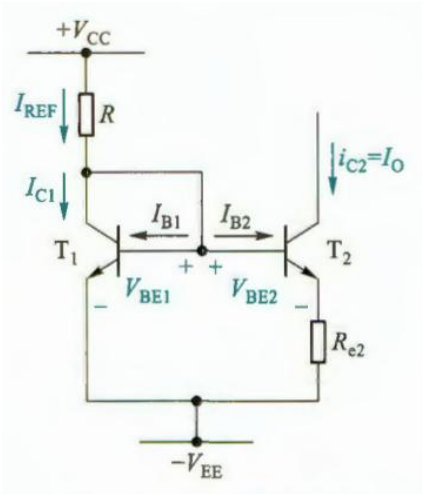


与 MOS 管镜像电流源的不同在于，BJT 的基极电流不为零，电流传输比由T_1和T_2的相对面积决定。

设T_1和T_2的参数完全相同，输出电流$I_O = \frac{I_{REF}}{1+2/\beta}$，当$\beta$比较大时，$I_O \approx I_{REF}$。可将$I_O$看作$I_{REF}$的镜像。当$T_1$和$T_2$的相对面积不同时，$m = A_2/A_1$。

输出电阻$r_o = \frac{1}{\lambda I_{C2}}$。

2.微电流源



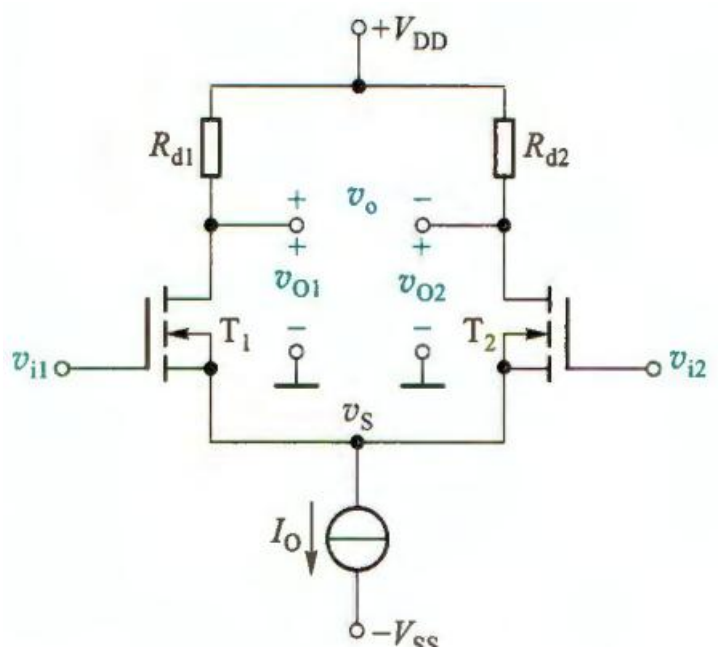
与镜像电流源相比，T_2的发射极接入了电阻R_{e2}，$R_{e2}I_O = V_T ln(I_{REF}/I_O)$，$r_o \approx r_{ce2}(1+\frac{\beta R_{e2}}{r_{be2}+R_{e2}})$。

7.2 差分式放大电路

7.2.1 FET 差分式放大电路

1.MOSFET 源极耦合差分式放大电路

（1）基本电路



（2）静态分析

（3）动态小信号分析

• 差模电压增益

双端输入时，双端输出的差模电压增益是单端输出的 2 倍，但它与单管共源放大电路的电压增益相同。也就是说，它提高的是抑制漂移能力和抗共模干扰能力。

单端输入（非对称输入）必然伴随共模信号输入，它的差模情况等效于双端输入。

• 共模电压增益

零点漂移指当放大电路在输入信号为零时，输出端还有缓慢变化的电压产生，即输出电压偏离原来的起始点而上下漂动，简称零漂。温度变化或电源电压波动时产生零漂的主要原因。零漂指标$\Delta V_i = \Delta V_o/°C/A_v$。

源极公共支路的电阻，是导致共模电压增益小于差模电压增益的根本原因，提高动态电阻式提高抑制零点漂移的最有效方法，此外对称性也会产生重要影响。

• 共模抑制比

$K_{CMR} = \left|\frac{A_{vd}}{A_{vo}}\right|$，有时也用分贝数表示，$K_{CMR} = 20lg\left|\frac{A_{vd}}{A_{vo}}\right| dB$。

• 输入电阻

由于 MOS 管栅极绝缘，输入电阻无穷大。

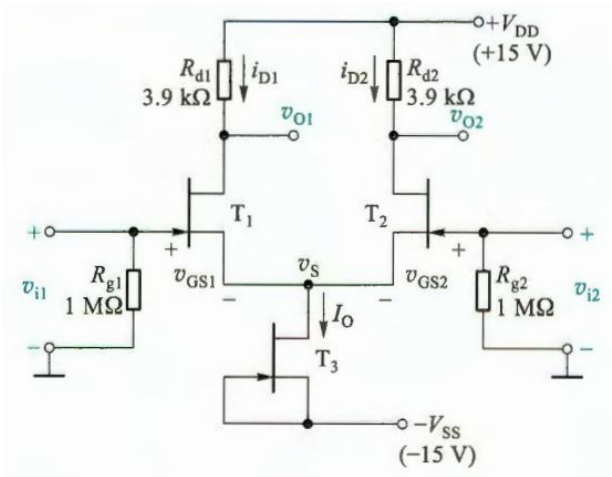
• 输出电阻

单端输出时，$R_o = R_d$；双端输出时，$R_o = 2R_d$。

• 频率响应

差模电压增益在高频区的幅频响应与共源放大电路类似。由于直接耦合，在低频区不会衰减。

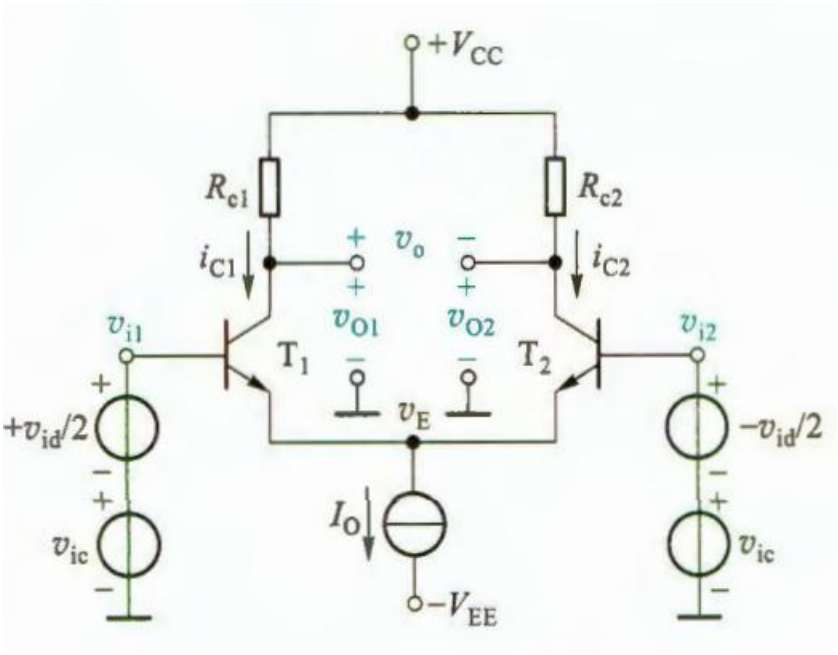
2.JFET 差分式放大电路



输入电阻比 MOS 管略小。

7.2.2 BJT 差分式放大电路

1.基本电路



2.静态分析

3.动态分析

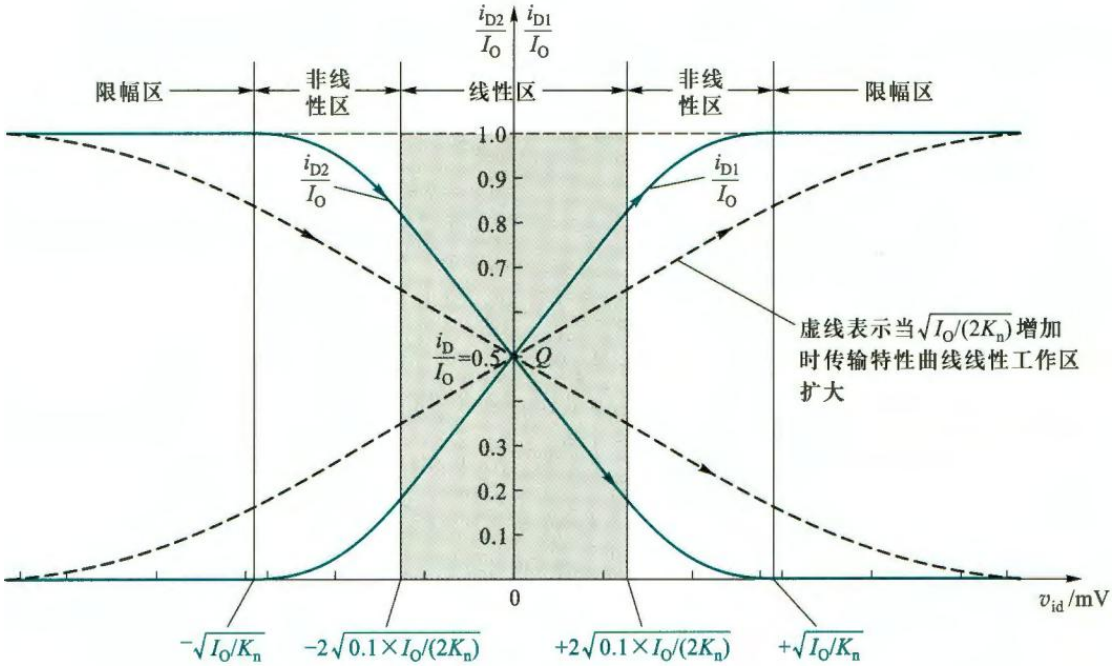
差模输入电阻$R_{id} = 2r_{be}$，共模输入电阻$R_{ic} = \frac{1}{2}[r_{be} + (1+\beta)(2r_o)]$。单端输出电阻$R_o = R_c$，双端输出电阻$R_o = 2R_c$。BJT 射极耦合差分式放大电路的频率响应与 MOS 管有类似结论。

7.2.3 差分式放大电路的传输特性

传输特性可以反映电路在大信号作用下输入输出关系的全貌。

1.MOSFET 差分式放大电路的传输特性

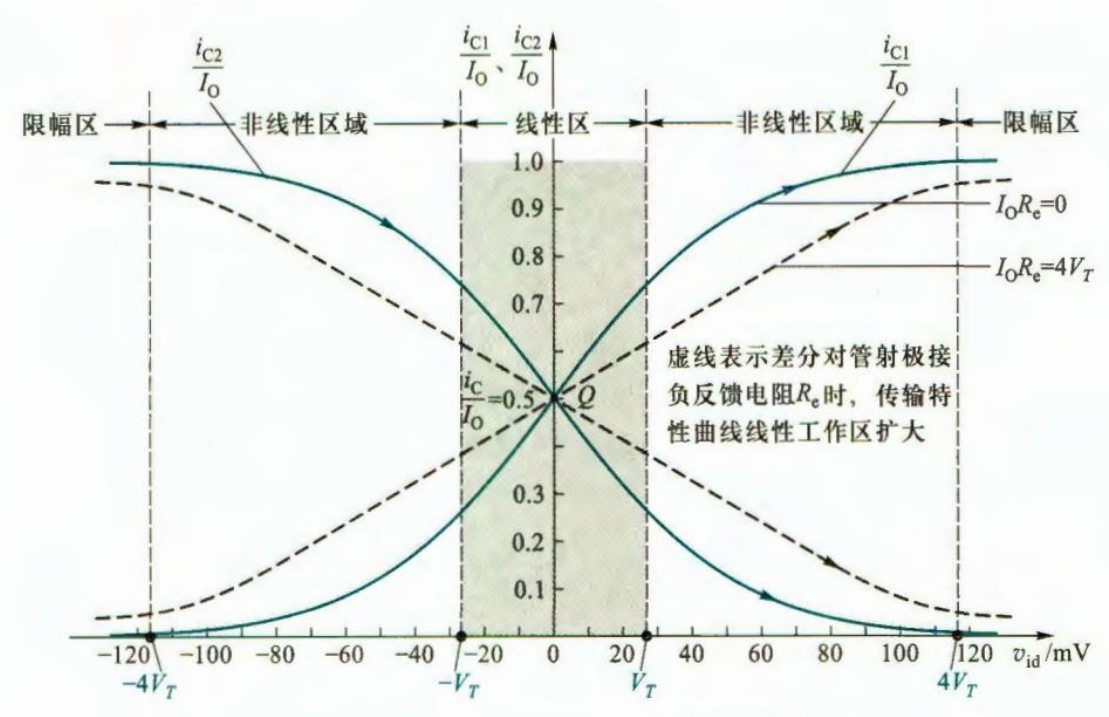
通常用漏极电流与差模输入电压的关系来描述 MOS 管差分式放大电路的特性。



它分为静态点、线性区、非线性区和限幅区。

要扩大线性范围，就要增大$I_O/2K_n$，一般是保持I_O，增大K_n，即减小宽长比，但同时会减小转移电导和电压增益，如果增大I_O，则会使电路功耗增加。

2.BJT 差分式放大电路的传输特性



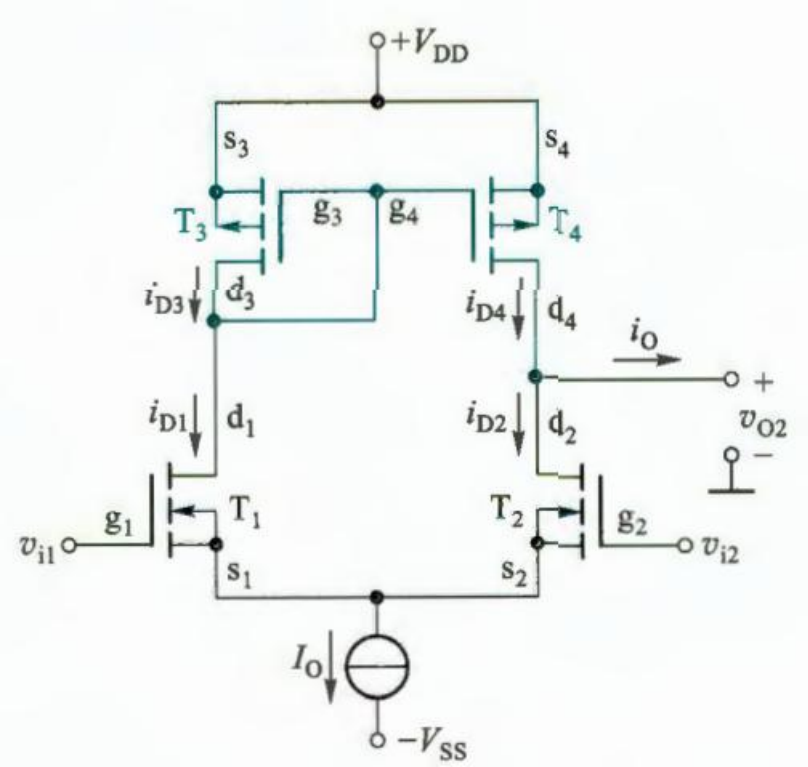
同样有静态点、线性区、非线性区和限幅区。

可以在两管各自发射极串入电阻降低差模增益来扩大线性工作范围。

MOS 管的线性范围更大，但转移电导很小。

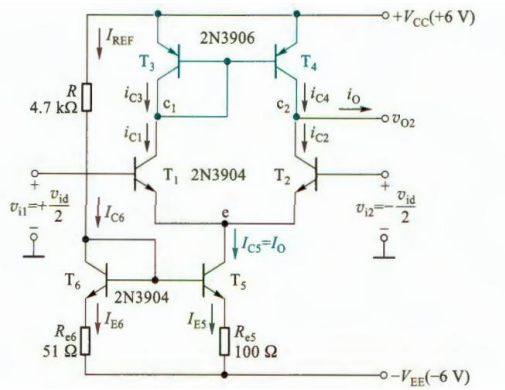
7.3 带有源负载的差分式放大电路

7.3.1 带有源负载的源极耦合差分式放大电路



带有源负载的差分式放大电路的单端输出等效于双端输出。$A_{vd2} = g_m(r_{ds2}//r_{ds4})$。

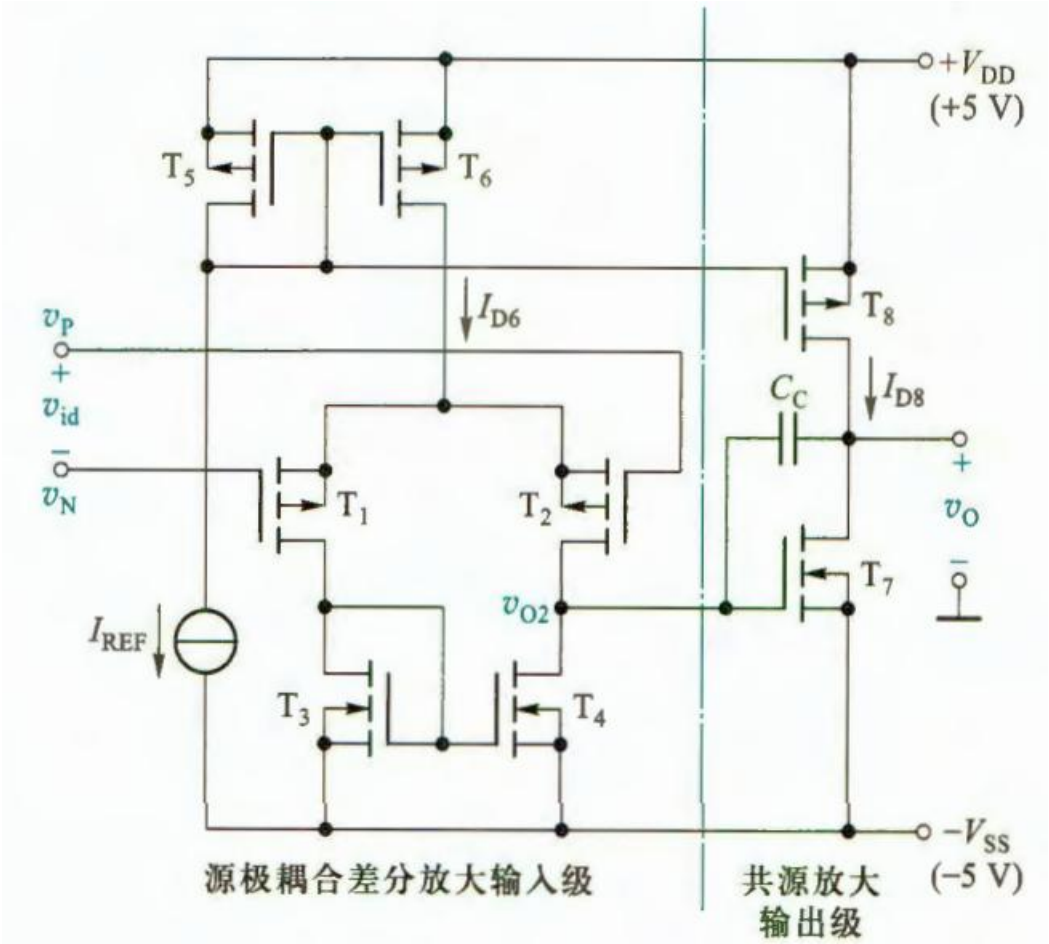
7.3.2 带有源负载的射极耦合差分式放大电路



$$A_{vd2} = \beta(r_{ce2}//r_{ce4})/r_{be}$$

7.4 集成运算放大器电路简介

7.4.1 两级 CMOS 运算放大器



1.电路结构

PMOS 管T_5和T_6、T_5和T_8构成镜像电流源。NMOS 管T_3和T_4作为T_1和T_2的有源负载。PMOS 管T_1和T_2组成源极耦合差分式放大电路作为输入级。NMOS 管T_7组成共源放大电路作为输出级，C_C作为频率补偿电容。

2.电路性能指标

（1）差模电压增益

（2）共模抑制比：取决于输入级的共模抑制比，通常在 80dB 以上。

（3）输入输出电阻：输入电阻无穷大，输出电阻为$r_{ds7}//r_{ds8}$。

（4）输入失调电压：当$v_p = v_N = 0$时，应有$v_O = 0$。实际电路存在失配，这时需要在输入端加矫正电压V_{IO}使$v_O = 0$。V_{IO}就称为失调电压，受温度影响。

（5）输入偏执电流和失调电流：大多数 CMOS 管在输入端都增加了保护二极管，当$v_p = v_N = 0$时，由于二极管的漏电流不完全相等，两端有电流。偏执电流定义为$I_{IB} = (I_{BP} + I_{BN})/2$，失调电流定义为$I_{IO} = |I_{BP} - I_{BN}|$，受温度影响。

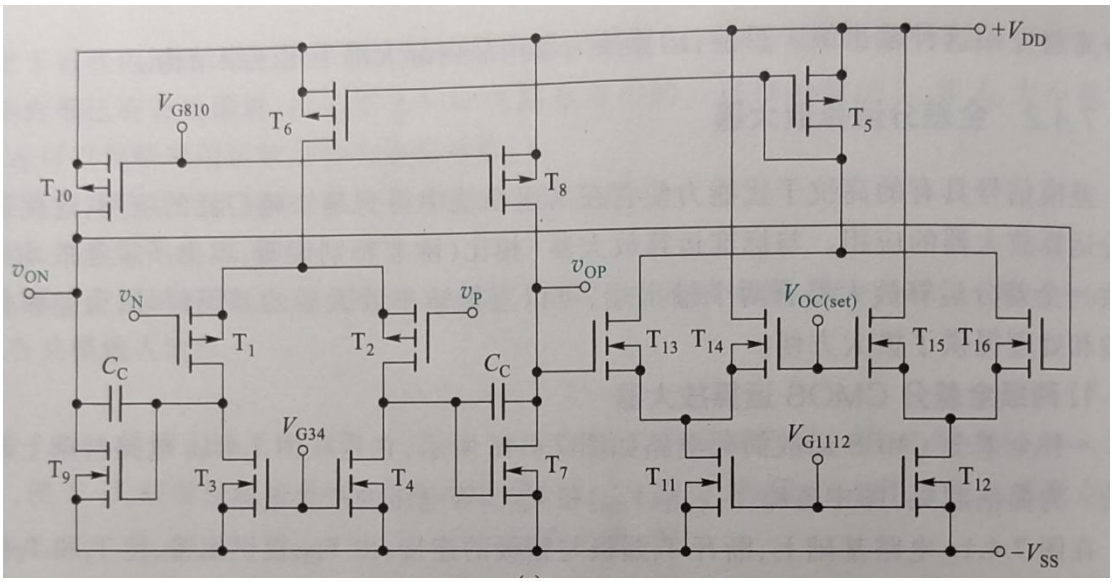
（5）共模输入电压范围

（7）输出电压摆幅：T_7和T_8的夹断点轨迹上漏源电压决定了输出电压的摆幅。

（8）频率响应

7.4.2 全差分运算放大器

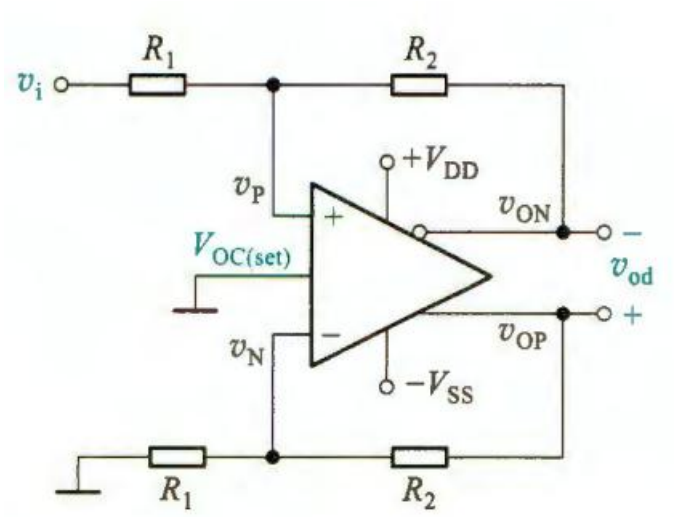
1.两级全差分 CMOS 运算放大器



T_{11}~T_{16}引入了共模负反馈，保证了$v_{OC} \approx V_{OC(set)}$。

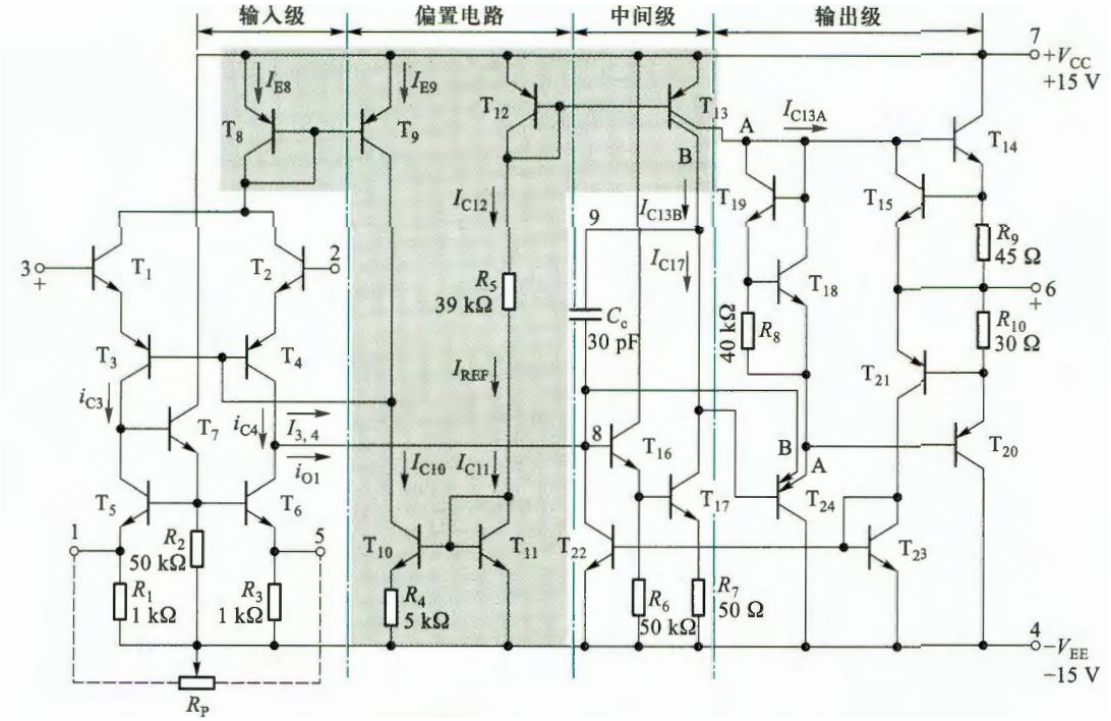
2.全差分运算放大器的基本应用电路

全差分运算放大器需要两条对称的反馈通路。



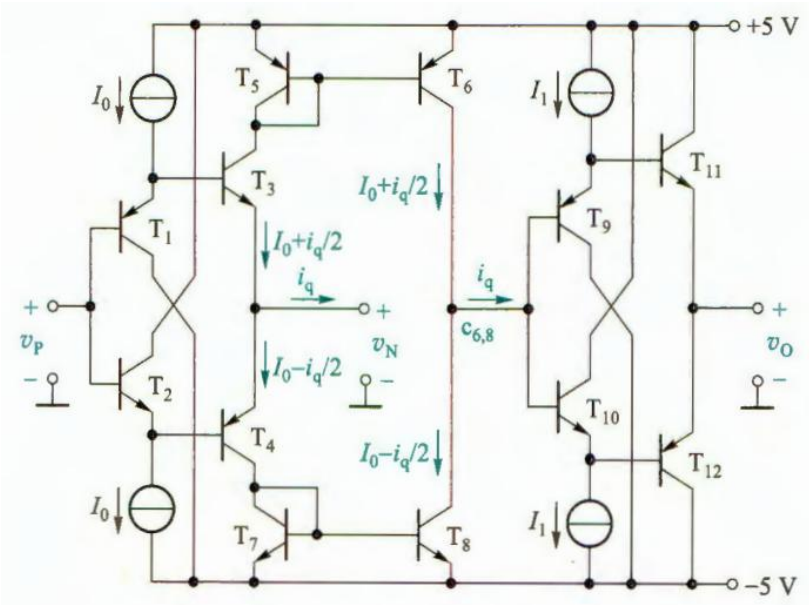
$v_{od} = \frac{R_2}{R_1} v_i$，电路的共模输出电压为零，输出信号以 0V 为基准，在时变信号 v_i作用下产生互逆的变化。

7.4.3 NJT 型 LM741 集成运算放大器

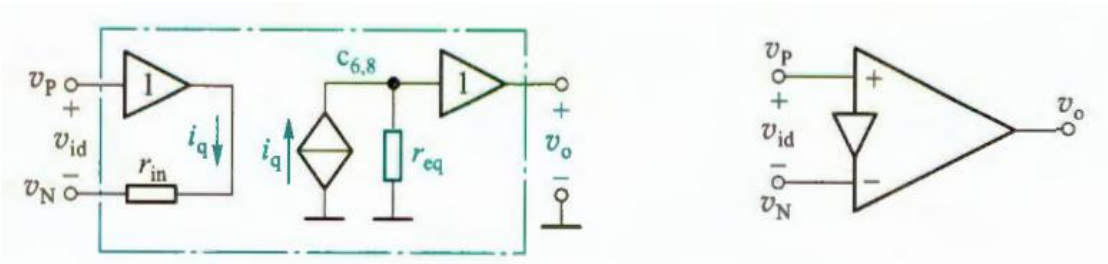


7.4.4 电流反馈运算放大器

1.电路结构及模型



$A_r = v_o/i_q = r_{eq}$，称这类运放为互阻型运算放大器，r_{eq}也称开环互阻。



2.特点及应用

电流反馈运放的优势是不受增益带宽积的掣肘，而且动态响应速度快，所以适合高频、宽带信号的放大。

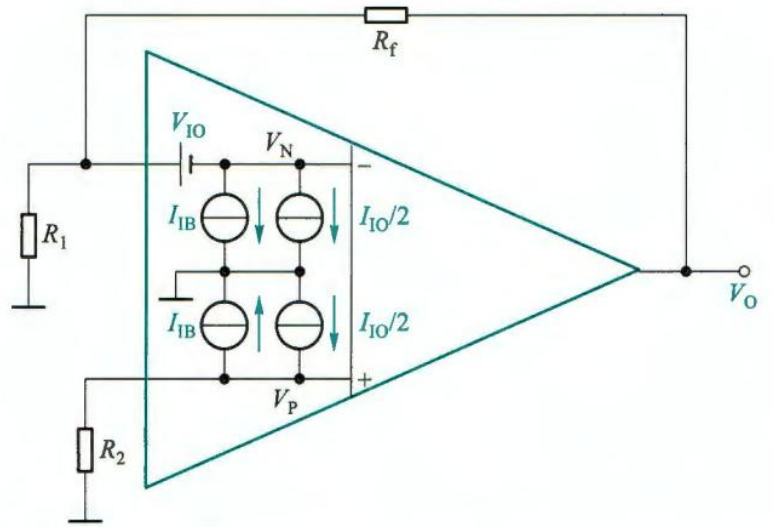
7.5 实际运算放大器的主要参数和相关应用问题

7.5.1 输入直流误差特性（输入失调特性）

1.输入失调电压V_{IO}及温漂$\Delta V_{IO}/\Delta T$

2.输入偏置电流I_{IB}

3.输入失调电流I_{IO}及其温漂$\Delta I_{IO}/\Delta T$



输出电压与三者都有关系。当$R_2 = R_1//R_f$时，可以消除I_{IB}带来的影响，有时称R_2为运放输入端的平衡电阻。

7.5.2 差模特性

1.开环差模电压增益A_{vo}和带宽 BW

（1）开环差模电压增益A_{vo}是指集成运放工作在无负载时的差模电压增益，它是频率的函数。

（2）开环带宽 BW（f_H）

（3）单位增益带宽$BW_G(f_T)$

2.差模输入电阻r_{id}和输出电阻r_o

3.最大差模输入电压V_{idmax}，取决于 BJT 运放输入级某侧发射结反向击穿电压。

4.最大输出电压V_{omax}，取决于三极管的饱和压降。

5.最大输出电流I_{omax}

7.5.3 共模特性

1.共模抑制比K_{CMR}和共模输入电阻r_{ic}

2.最大共模输入电压V_{icmax}

7.5.4 大信号动态特性

1.转换速率S_R，也称压摆率，规定运放构成单位电压增益电路，记$S_R = \left|\frac{dv_o(t)}{dt}\right|$。影响转换速率的主要因素是运放内部的补偿电容、三极管的极间电容、杂散电容等。实际应用中要求运放S_R大于输出信号最大变化速率的绝对值。

2.全功率带宽BW_P，指运放输出最大不失真正弦电压幅值时允许的最高频率。

7.5.5 电源特性

1.电源电压抑制比K_{SVR}，定义为$K_{SVR} = \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta(V_{CC}+V_{EE})}$，有时也用 dB 表示。

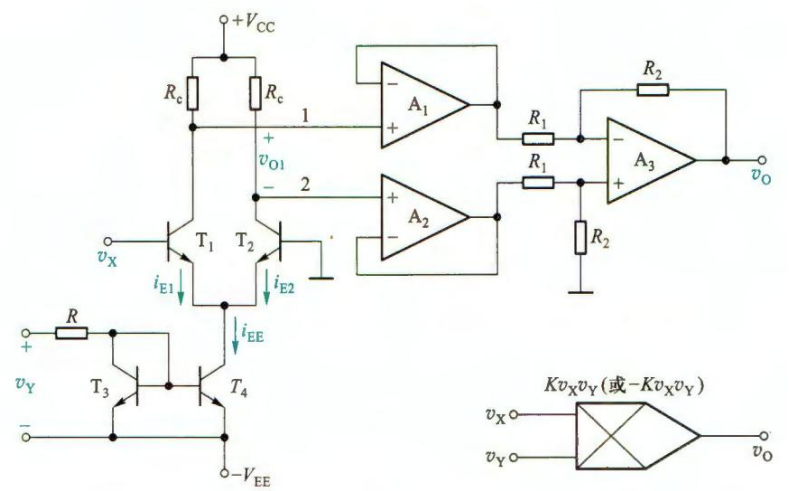
2.静态功耗P_V，即$P_V = V_{CC}I_{CO} + V_{EE}I_{EO}$。

7.5.6 运放在单电源下工作

输入信号的正负半周使输出电压围绕电源电压中值波动。

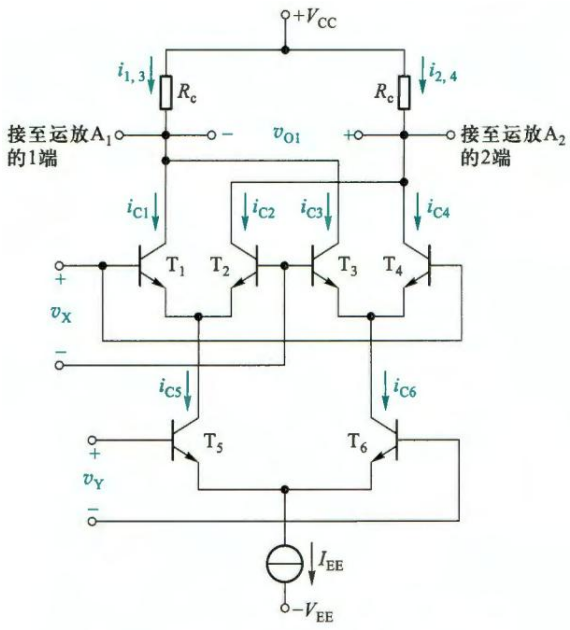
7.6 变跨导式模拟乘法器

7.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理



v_Y控制镜像电流源输出电流，进而控制输入级跨导，最终输出电压与v_X和v_Y乘积成正比。

下图是双平衡式四象限乘法器。

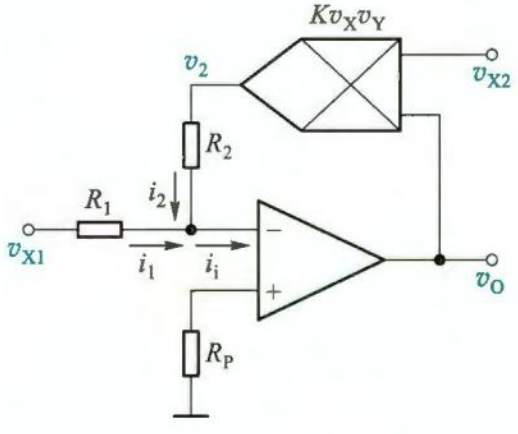


7.6.2 模拟乘法器的应用

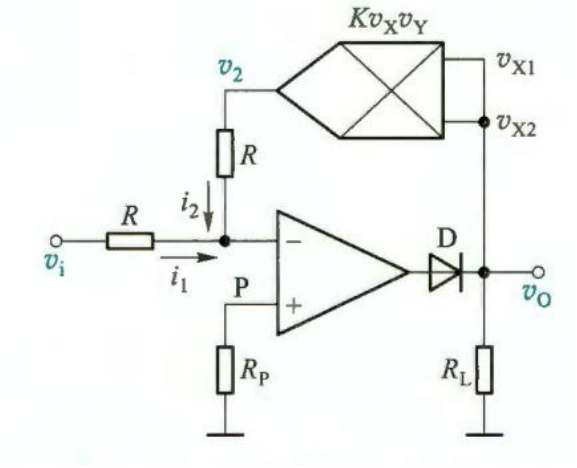
1.运算电路

（1）乘方运算电路

（2）除法运算电路



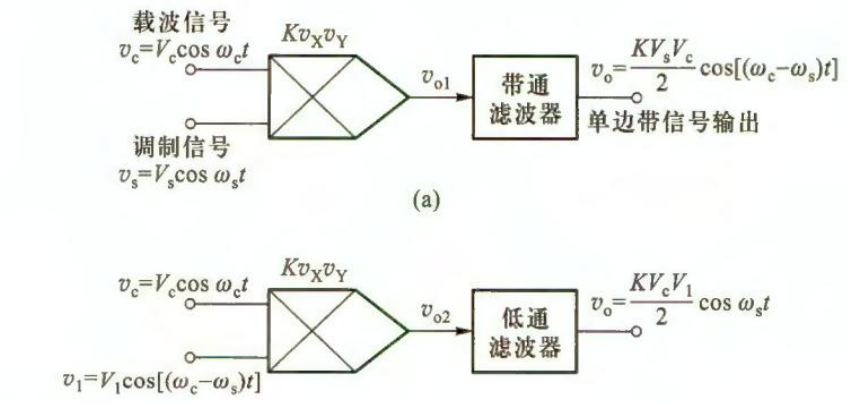
（3）开平方电路



2.压控放大器

当乘法器的一个输入端加一直流控制电压，就得到了可控增益放大器。

3.调制和解调



7.7 放大电路中的噪声和干扰

7.7.1 放大电路中的噪声

放大电路中的内部噪声（固有噪声）是放大电路中各元器件内部载流子运动的不规则造成的，主要由电路中的电阻热噪声和三极管内部噪声所形成。

1.噪声的种类和性质

（1）电阻的热噪声

任何电阻（导体）即使不与电源接通，它的两端仍有电压，这是导体中构成传导电流的自由电子随机的热运动引起的。这种由电子随机热运动而产生的随时

间变化的电压称为热噪声电压。纯电抗元件没有热噪声。

电阻未接入电路时，在频带宽度 B 内所产生的热噪声电压均方值$V_n^2 = 4kTRB$。噪声电压V_n（有效值）与温度、电阻值和频带宽度乘积的平方根成正比，也称RMS值。$P_n/B = 4kT$称为热噪声的功率频谱密度。具有均匀功率频谱的噪声称为白噪声。$V_n/\sqrt{B} = \sqrt{4kTR}$称为热噪声电压密度，又称热噪声电压频谱密度，如果$R$以千欧记，那么$V_n/\sqrt{B} = 4\sqrt{R}nV/\sqrt{Hz}$。

热噪声电压本身是一个非周期变化的时间函数，频率范围宽广，噪声电压V_n随放大电路带宽的增加而增加。

（2）三极管的噪声

• 热噪声：由于载流子不规则运动，电流通过 BJT 内三个区的体电阻及相应的引线电阻时会产生热噪声，$r_{bb'}$是主要的。FET 主要是沟道电阻的热噪声。

• 散粒噪声：BJT 的电流，只是一个平均值。实际上通过 PN 结注入基区的载流子数目随时间变化，引发的发射极电流或集电极电流有一个无规则波动，产生散粒噪声。散粒噪声电流$I_n = \sqrt{2qIB}$。散粒噪声具有白噪声的性质。

• 闪烁噪声：闪烁噪声存在于所有的有源器件和某些无源器件中。在有源器件中，主要原因是陷阱。当电流流过时，它会随机地捕获和释放电荷载流子，引起电流本身随机的波动。在 BJT 中，这些陷阱与基射结里的杂志和晶体缺陷有关。在 MOSFET 中，它们与硅和二氧化硅边界上的额外电子能态有关。在有源器件中，MOSFET 中所含的这种噪声最多。这种噪声与频率成反比，故又称 $1/f$噪声或低频噪声。闪烁噪声总是与直流电流有关，$I_n^2 = KI^a/f$。闪烁噪声也会存在于某些无源器件中，成为附加噪声。

• 雪崩噪声：雪崩噪声存在于工作在反向击穿模式的 PN 结中。在空间电荷

区中强电场的作用下，电子获得足够的动能，它们碰撞晶格产生出新的电子空穴对，发生雪崩击穿。最终的电流是由流经反向偏置的随机分布噪声尖峰组成的。它也要求有电流流动，一般比散粒噪声剧烈。

BJT 的噪声主要是r_b产生的热噪声和I_C产生的散粒噪声。JFET 的噪声主要来自沟道电阻的热噪声，在室温中频条件下输入电流的噪声可以忽略。MOSFET 的 $1/f$ 噪声较严重，大小与宽长积成反比。一般而言，FET 输入噪声电流比 BJT 小很多，噪声电压大。

集成运放的噪声，主要源自内部元器件、内部电路连接等。对于高内阻信号源，一般要求运放的输入噪声电流小，对于低内阻信号源，运放的输入噪声电压起主要作用。

2.放大电路的噪声指标——噪声系数

放大电路不仅放大输入的噪声，自身也产生噪声。定义噪声系数$N_F = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{P_{no}}{P_{ni}A_p}$，$N_F(dB) = 10lg\frac{P_{no}}{P_{ni}A_p}$。无噪声放大电路的噪声系数为 0dB，低噪声放大电路的噪声系数应小于 3dB。

3.减小噪声的措施

（1）首选低噪声运放。为了降低热噪声，要降低温度。

（2）组装低噪声运放电路。

（3）选择内阻合适的信号源和工作带宽。

（4）数据处理。

7.7.2 放大电路中的干扰

干扰是外界因素对放大电路所造成的影响，主要是外接电磁场、不合理的接地线和电源造成的，表现为输入信号为零时输出端可能出现交流干扰电压。

1.杂散电磁场干扰和抑制措施

常见电磁干扰源有工频干扰、无线电信号及雷电现象，它们产生的电磁波或尖峰脉冲，通过接线电容耦合、电感耦合或交流电源线进入放大电路，引起干扰。

（1）合理布局。电源变压器要尽量远离放大电路，更应远离输入电路。放大电路的输入线与输出线、交流电源要分开走线，不能平行走线。输入走线越长，越易接受干扰。放大电路要尽量远离干扰源。尽量缩短连线以减小分布电容和导线电阻。

（2）屏蔽。分为静电屏蔽和磁场屏蔽两种。

2.由直流电源电压波动引起的干扰和抑制

3.由交流电源串入的干扰和抑制

4.由接地点安排不正确而引起的干扰和正确接地

7.7.3 低噪声放大电路举例

8 反馈放大电路