



在 20 世纪初,电子工业的重点在于通信领域,其主要应用是有线电话和无线电广播。这些应用都遇到了同一个问题,随着信号传播距离的增加,其信号强度变得越来越弱。因此,那时电子电路的核心是放大器。在 1904 年真空电子管被发明了,几年后就被应用于放大电路,通信的距离得到了极大的拓展。例如,在 1915 年美国首次在东西海岸之间通了电话,在 1927 年通过海底电缆美国与英国之间实现了通话。在 1947 年晶体管被发明,并且因其在性能、可靠性和价格上的巨大优势而很快取代了真空电子管。放大器属于模拟电子电路领域,设计人员需要对电路有直觉的理解,所以被人们称为“黑色艺术”。与之对应的是数字电子电路领域,在 20 世纪后期随着微处理器的应用而得到了迅猛的发展,如今已经成为了电子工业的主流。

## 5.1 逻辑门电路

数字电路所处理的是数字信号,它只有 0 和 1 这两种状态,但是它们所对应的电压值却相差很大。简单来说,0 和 1 分别代表低电平和高电平的状态。早期的数字电路在 0~5V 工作,如今在大学的实验室里使用的简单门电路模块依旧采用这样的工作电压。数字电路的一大优点就是不受噪声信号的干扰,因为与 0 和 1 这两种状态相对应的电压范围相当宽。例如,在电源电压为 5V 的 CMOS 规范中,与 0 对应的电压在 0~1.5V 的范围内,而与 1 对应的电压在 3.5~5V 的范围内。然而,随着摩尔定律的不断推进,大规模集成电路遇到的一个严峻的挑战就是散热问题,而其功耗与工作电压的平方成正比。因此,为了缓解散热和降低功耗,如今很多集成电路内部的电源电压已经降到了 1V 以下。

在数字电路中晶体管的作用有些类似于可控的开关,简单来说,它只有两种状态:开路和短路。如果需要更为精确的分析,也可以使用可控电阻模型:晶体管可以处于高阻态和低阻态。图 5.1 是由单个晶体管组成的“非门”电路,如果把晶体管当作可变电阻,就可以用分压电路来分析:

$$V_o = \frac{R_T}{R_2 + R_T} V_H \quad (5.1)$$

其中,  $R_T$  表示晶体管所对应的等效电阻,  $V_H$  表示电源电压  $V_{CC}$  或  $V_{DD}$ 。当输入信号处在高电平的时候, 等效电阻  $R_T$  会很小, 所以输出信号则处在低电平; 当输入信号处在低电平的时候, 晶体管处于截止的状态, 等效电阻  $R_T$  会很大, 所以输出信号则处在高电平。在数字电路中, 这种输入与输出具有相反电压水平的器件被称为“非门”(NOT gate 或 inverter)。

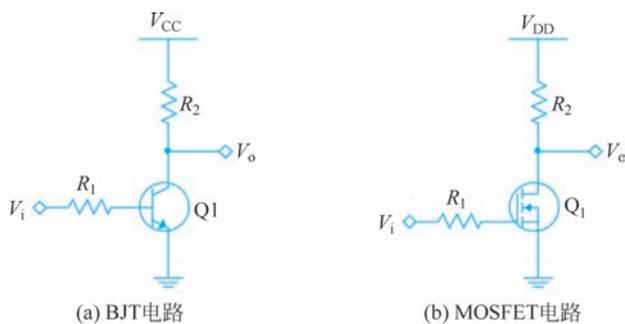


图 5.1 由单个晶体管组成的非门电路

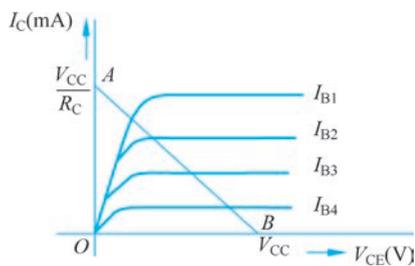


图 5.2 非门电路的负载线分析

晶体管除了可变电阻模型以外, 也可以当作可控电流源来分析。从这个角度来看: 输入信号的电压控制着晶体管中的电流, 由此可以决定输出信号的电压。以图 5.1(a) 中的 BJT 电路为例:  $V_o = V_{CC} - I_C R_2$ 。对于 BJT 电路来说,  $V_o = V_{CE}$ , 由此可以得出这样的关系:  $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_2$ , 其中  $V_{CC}$  和  $R_2$  是常数。这个方程中的两个变量之间的关系可以表现在图 5.2 中, 其中电阻特性表现为一条斜率为  $(-1/R_2)$

的直线, 它被称为“负载线”(load line)。BJT 本身的伏安特性可以表示为一组  $I_C - V_{CE}$  曲线, 每条曲线对应于一特定的基极输入电流 ( $I_B$ ), 而这个基极电流又是由输入端电压来决定的。

如图 5.2 所示的图解法被称为“负载线分析法”(load line analysis), 其中与电阻对应的直线与 BJT 的特性曲线交于一点, 从其位置就可以找到所对应的  $V_{CE}$  和  $I_C$ 。尽管这种图解法不能得出精确解, 但是对于人们直观地理解这个电路很有帮助。对于非门电路而言, 在理想情况下其输入信号只有 0 和  $V_{CC}$  这两种选择。前者对应于 BJT 处于截止状态, 电流为零而  $V_o = V_{CC}$ ; 后者则对应于 BJT 处于饱和状态, 电流较高而  $V_o$  很低。由此也可以验证“非门”这种“颠倒黑白”的功能。

#### Q 如果把 BJT 和 MOSFET 实现的非门做一个比较, 哪个性能更优越?

对于数字电路来说, MOSFET 更优越。顾名思义, BJT 被称为“双极型晶体管”, 在工作的时候电子和空穴都做出贡献。换言之, 多数和少数载流子都积极参与了进来。多

数载流子的输运过程主要是漂移,这个过程速度很快。相对而言,少数载流子的输运过程主要是扩散,这个过程则相对缓慢。所以,BJT 在从饱和态向截止态过渡时会出现时间延迟,这就限制了其工作频率。MOSFET 的电流是靠多数载流子的漂移来实现的,所以没有类似的延迟现象。

下面利用 Multisim 来对 BJT 和 MOSFET 的非门进行仿真,输入信号的电压为  $0\sim 5\text{V}$ ,其频率是  $500\text{kHz}$ ,在图 5.3 中输出信号向下做了平移以避免重叠。如果比较一下输出信号,就会发现在“拉低”的过程中,BJT 非门的输出曲线更陡峭,说明它的电流更大,也可以认为它在低阻状态时的电阻值更低。然而,在“拉高”的过程中,BJT 非门的输出曲线出现了一个延迟,这与少数载流子的扩散过程有关。此外,两者在“拉高”过程中都比较缓慢,这是由于电阻  $R_2$  造成的。其实,这就是一个 RC 暂态电路,减小  $R_2$  值就可以降低时间常数。在实用的非门中, $R_2$  会被一个 P 型的晶体管所代替。在现代的集成电路中,电阻所占的面积比晶体管大很多倍,因此就变得十分昂贵。所以,在集成电路中人们尽量避免使用电阻。

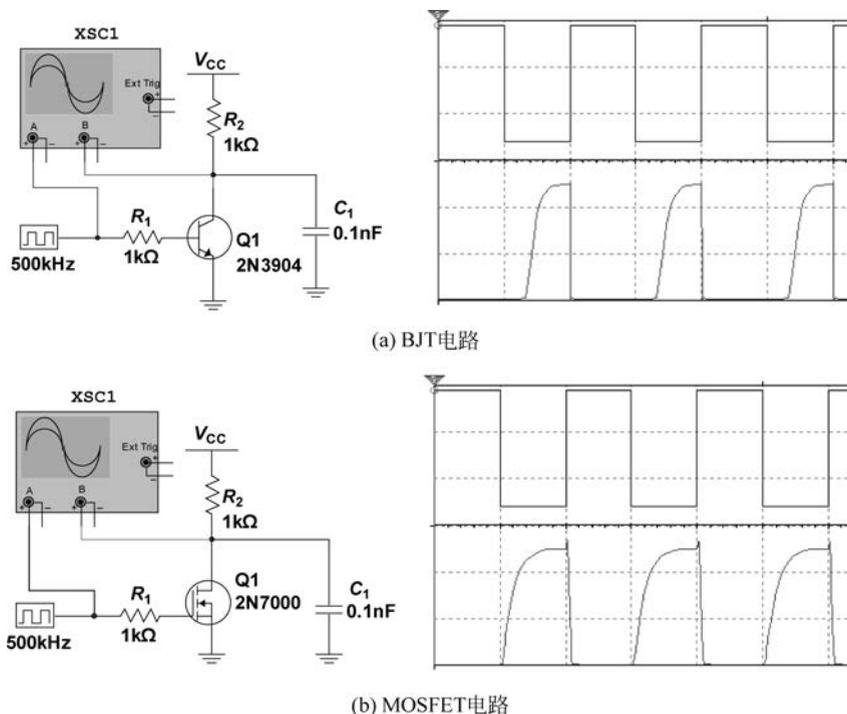


图 5.3 单晶体管非门电路的时间响应

在数字电路中除了“非门”以外,还有两个基本的逻辑门:“与门”(AND gate)和“或门”(OR gate)。有了这 3 种逻辑门,就可以组合成任何逻辑电路。但是,从电路的角度来看,“与非门”(NAND gate)和“或非门”(NOR gate)更简单。而且,用其中的任何一种都可以组

成这 3 种基本逻辑门；因此，当年美国的“阿波罗登月计划”中所有的飞行控制电路都是由“或非门”搭建成的，其电路如图 5.4 所示。这个集成电路十分简单，只有 6 个晶体管 and 8 个电阻，它们组成两个独立的“或非门”，每个门有 3 个输入端。其工作原理其实与“非门”颇为相似，只不过把一个晶体管换成了 3 个并联的晶体管。当其中任何一个晶体管的输入为高电平时，输出都变成低电平；只有在 3 个输入都是低电平的时候，输出才是高电平。

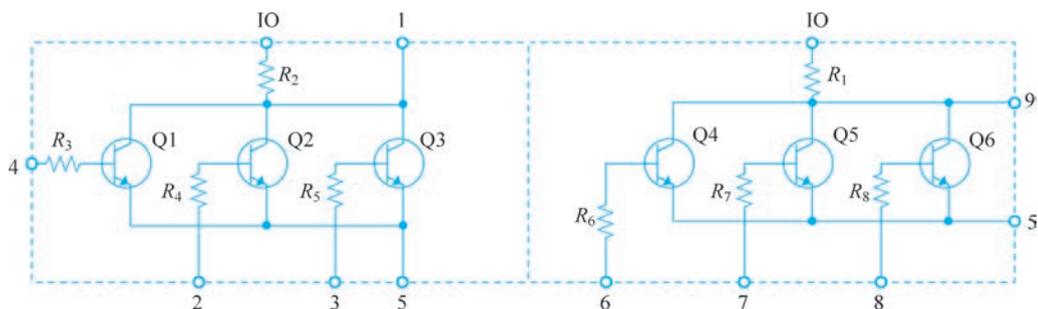


图 5.4 “阿波罗登月计划”飞行控制系统使用的“或非门”集成电路

如果把“或非门”的 3 个输入端连接在一起，它就变成了一个“非门”，这一点应该很好理解和验证。此外，也可以把两个晶体管的输入端接地，这样它们就处在开路状态，结果同样会变成“非门”电路。如今，有了“或非门”与“非门”就可以组合出“或门”和“与门”，然后就可以搭出任何逻辑电路。从定义上来看，“或非门”无非就是“或门”与“非门”的串联；如果再串联一个“非门”，那么这两个“非门”就抵消了，所以把“或非门”与“非门”串联起来就变成了“或门”。此外，如果“或非门”的每个输入端都连接上一个“非门”，那么结果就变成了“与门”。如果读者学过数字逻辑电路的相关知识，那么通过“或非门”和“非门”的组合来形成“或门”和“与门”的过程可以用以下布尔代数公式来表达：

$$\begin{aligned}\overline{\overline{A+B+C}} &= A+B+C \\ \overline{\overline{A}+\overline{B}+\overline{C}} &= ABC\end{aligned}\quad (5.2)$$

#### Q 既然“与非门”和“或非门”都可以组成任何逻辑电路，哪个性能更优越一些？

因为电子的迁移率比空穴高，所以 N 型的晶体管比 P 型晶体的性能更好。在“阿波罗登月计划”的时代，集成电路上只能制造出一种类型的晶体管，而且那时 MOSFET 的制造工艺还不成熟，因此选择了 npn 型 BJT。此时还有两种选择：由并联晶体管组成的“或非门”和由串联晶体管组成的“与非门”。相对而言，“或非门”的延迟更低而可靠性更高。

如今逻辑电路都采用 CMOS 技术，也就是同时包括 N 型和 P 型 MOSFET，此时与非门的性能更好，或者说集成度更高。如图 5.5 所示，或非门的上部由 3 个 P 型 MOSFET (PMOS) 串联而成，因此其电阻值比较高（如果所有晶体管的尺寸都相同的话）。所以，或非门在把输出端“拉高”的过程中会相当缓慢。而与非门的下部由 3 个 N

型 MOSFET(NMOS)串联而成,其电阻值会小于 3 个 PMOS 串联的结果。其实,在门电路中,“拉高”和“拉低”过程是需要匹配的。为了实现阻值的匹配,在简单的非门中 PMOS 的宽度大约是 NMOS 的 3 倍,因为电子的迁移率大约是空穴的 3 倍。从这个角度来分析,图 5.5(b)中的与非门中 PMOS 的宽度可以与 NMOS 相同,而图 5.5(a)中的或非门中 PMOS 的宽度则需要是 NMOS 宽度的 9 倍,显然与非门的面积更小,从而价格更低。

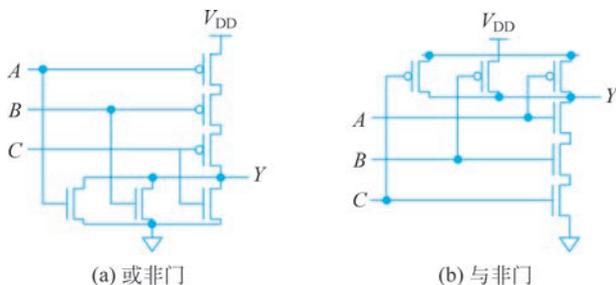


图 5.5 CMOS 门电路

## 5.2 基本放大电路

为了理解放大器的工作原理,可以用一个电压控制电流源来构建放大器电路,如图 5.6(a)所示。压控电流源的核心参数是跨导(transconductance),在此电路中其参数值选为  $g_m = 0.1\text{S}$ 。图 5.6 中的单位显示为 Mho,它是电阻单位 Ohm 的倒数,其实也就是西门子(S)。换言之,这个压控电流源可以把 1V 的输入电压转化为 0.1A 的输出电流。

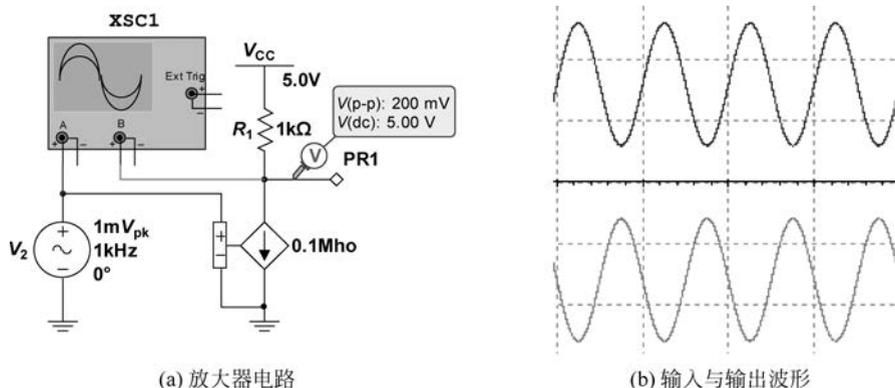


图 5.6 放大器原理

在输入信号的振幅为 1mV 的情况下,压控电流源产生了振幅为 0.1mA 的电流,在  $1\text{k}\Omega$  的电阻上就被转化为振幅为 100mV 的电压信号(峰谷振幅  $V_{p-p} = 200\text{mV}$ ),由此可以

算出其增益的绝对值是  $100\text{V/V}$ 。然而,从如图 5.6(b)所示的波形图可以看出,输入和输出信号之间有  $180^\circ$ 的相位差。如果做一个简单的推导,就可以理解这个相位差的存在:

$$v_o(t) = V_{CC} - i(t)R_1 = V_{CC} - g_m R_1 v_i(t) \quad (5.3)$$

这个方程同时包含着直流和交流分量,因此可以利用叠加原理将它们分开:  $v_o(t) = V_O + v_o(t)$ 。在电子电路中有一个规范,符号和脚标都是小写字母时表示交流信号,而两者都是大写字母时表示直流参数;此外,小写的符号和大写的脚标组合起来表示交直流的混合信号。

当直流和交流信号分开以后,其中的直流分量十分简单:  $V_O = V_{CC}$ ,这个值显示在电压探针的仿真结果中。去掉直流变量以后,就可以得出交流分量的关系式:  $v_o(t) = -g_m R_1 v_i(t)$ ,由此关系式可以找到增益的表达式:  $A_V = v_o/v_i = -g_m R_1$ 。在图 5.6 所示的电路中,  $g_m = 0.1\text{S}$ ,  $R_1 = 1\text{k}\Omega$ ,由此可以算出其增益是  $-100\text{V/V}$ 。此外,从增益的表达式可以看出,当跨导值或电阻值改变的时候增益都会发生变化。

#### Q 从以上电路的分析中是否可以得出这样的结论,增大电阻值就可以提高增益?

对于这个电路来说是正确的。然而,如果当这个电路中的压控电流源被晶体管所取代的时候,人们还需要考虑直流电路的限制。对于初学者来说,放大电路的难处就在于直流和交流电路之间的耦合和嵌套。人们一般先分析直流电路,然后再分析交流电路。打个比方:设计和优化直流电路就像弦乐器的调弦过程,而交流电路的工作过程则像是演奏乐器。

图 5.7(a)是一个简单的 BJT 放大器电路,其中用一个 BJT 取代了电压控制电流源。在第 4 章介绍 BJT 的时候,曾经提到过其平坦的伏安特性曲线就类似于一个电流源。从图 5.7(b)中可以看出输入和输出信号之间也有  $180^\circ$ 的相位差。从某个角度来看,这个放大电路和“非门”十分相似,所以输入和输出信号是上下颠倒的。在图 5.7 中的电路中输入信号的振幅是  $5\text{mV}$ ,其峰谷振幅是  $V_{p-p} = 10\text{mV}$ ;而输出信号的峰谷振幅是  $V_{p-p} = 917\text{mV}$ ,所以其增益是  $-91.7\text{V/V}$ 。

#### Q 这个放大电路增益的上限是多少?

这个问题可以通过一个简单的推导来分析。由于  $g_m = I_C/V_T$ ,代入增益的表达式就可以推出以下公式:  $A_V = -g_m R_1 = -I_C R_1/V_T = -(V_{R1}/V_T)$ 。由此可以看出,增益与电阻  $R_1$  上的偏压成正比。因此,其增益的极限是  $-(V_{CC}/V_T)$ 。然而,这个极限其实是不能实现的,下面的仿真结果将显示其问题所在。

图 5.7(a)中的电压探针还显示了信号输出端的直流电压:  $V_O = 2.44\text{V}$ ,它十分靠近  $V_{CC}$  与发射极电压( $V_E = 0\text{V}$ )的中间值,所以是一个比较理想的状态。在放大器的工作过程中,输出端的电压是直流和交流分量的叠加:  $v_o(t) = V_O + v_o(t)$ 。如果此处的直流电压分

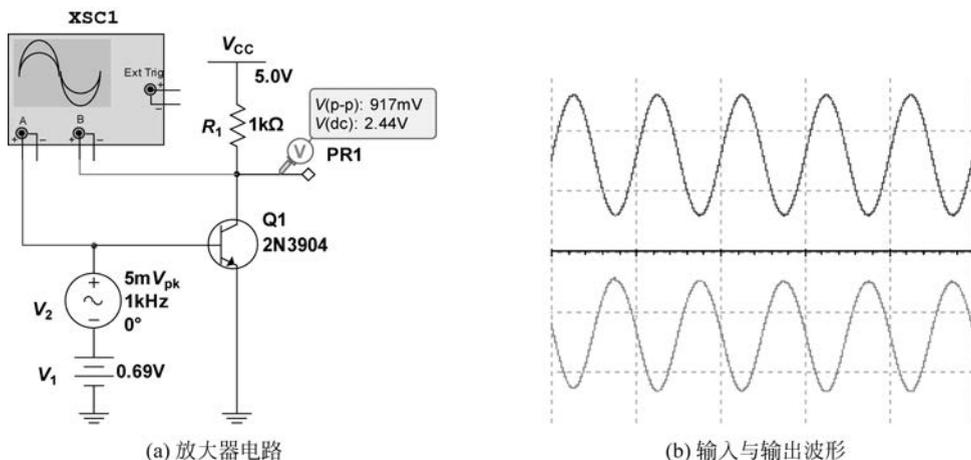


图 5.7 BJT 放大器

量太高,则说明直流电流  $I_C$  较弱(欧姆定律),因为  $V_O = V_{CC} - I_C R_1$ 。由此而导致 BJT 的跨导变小( $g_m = I_C / V_T$ ),最终会降低放大器的增益。反之,如果直流电压分量  $V_O$  太低,输出信号则会出现变形和失真,这可以从图 5.2 中的负载线分析来直观地理解。

在图 5.7(a)中 BJT 的输入端有两个串联的电压源,当改变直流电压源的时候,就可以观察到很显著的变化。例如,当直流电压  $V_{BE}$  从 0.69V 调高到 0.71V 的时候,输出端的直流分量降低到  $V_O = 0.267V$ ,BJT 接近了饱和区,结果输出的波形就失真了,如图 5.8(a)所示。如果输入端的直流电压  $V_{BE}$  从 0.69V 调低到 0.66V 的时候,输出端的直流电压增高到  $V_O = 4.15V$ ,输出信号的峰谷振幅减小到 319mV,增益的绝对值从 91.7V/V 降到了 31.9V/V,但是波形的失真并不明显,如图 5.8(b)所示。

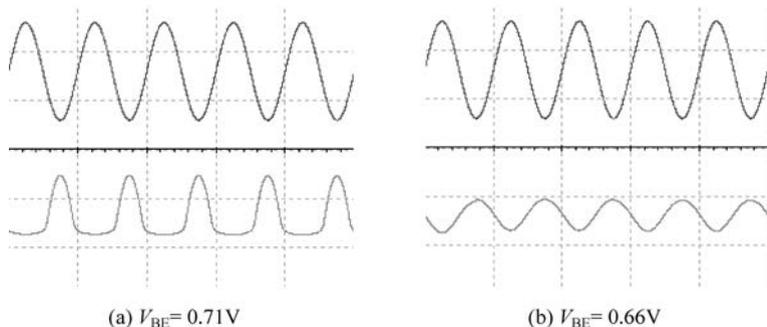


图 5.8 基极直流电压参数的影响

从以上这两个放大器电路中可以总结出其工作原理:首先由一个器件(晶体管)把输入电压信号转化为电流信号,其参数是跨导值  $g_m$ ;其次,由另一个器件(电阻或晶体管)再把电流信号转化为电压信号,其参数是电阻值  $R$ 。放大器的信号增益可以由这两个参数来决定:  $A_V = -g_m R$ 。如果希望对增益这个概念有更普遍和直观的理解,可以借助如图 5.9 所

示的 MOSFET 放大器电路及其输入-输出特性曲线来了解。

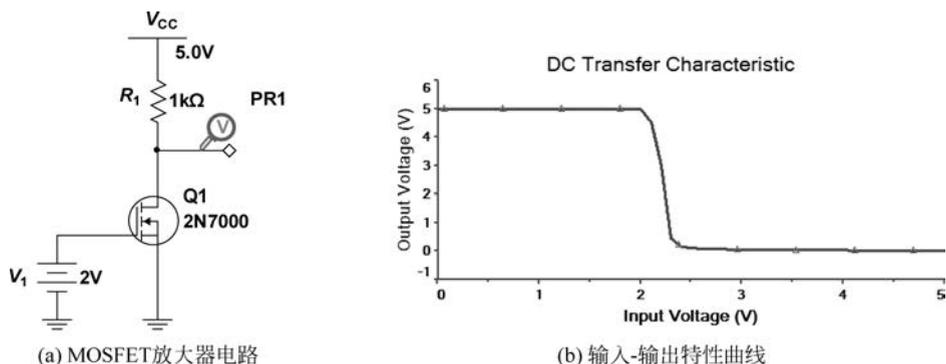


图 5.9 MOSFET 放大器电路和输入-输出特性曲线

其实,这个电路与“非门”相同,从图 5.9(b)可以看出:当输入电压在低电平时,输出电压处在高电平;而当输入电压在高电平时,输出电压则处在低电平。此外,当输入信号在  $0\sim 2\text{V}$  或  $2.5\sim 5\text{V}$  范围内变化时,输出信号保持不变,因此这个非门对噪声干扰并不敏感。然而,输出信号从高电平到低电平的转换过程则相当陡峭,所对应的输入信号范围很窄,而这正是放大器的工作区间。其实,放大器的增益就是这段曲线的导数,所以曲线越陡峭,则增益的绝对值越高;如果这段曲线很平缓,则放大器的增益会很低。由此也可以看出,对于放大器电路而言,设计其直流工作点则显得相当重要。理想情况是选在这段曲线的中间,如果过于靠近其上端或下端则会导致输出信号变形和失真。此外,从图 5.9(b)中也可以看出,输入信号的振幅必须很小,否则就超出了这段线性区间,结果也会出现严重的失真。从更宽广的视角来看,对于任何器件而言,只要其输入-输出曲线的斜率的绝对值大于 1,它就可以成为交流信号的放大器。

**Q** 如果把图 5.9 中的 MOSFET 换成 BJT,是否也可以得出类似的传递函数曲线?

BJT 的基极与发射极之间是一个 pn 结,所以其电流是电压的指数函数。因此,如果在实验室里搭建这个电路,当输入电压超过  $0.8\text{V}$  时 BJT 会烧掉,而 MOSFET 却是安全的。因此,在使用 BJT 时需要在基极或发射极串联一个电阻来限制电流。在引入了这个电阻以后,BJT 放大电路可以得出与 MOSFET 电路类似的传递函数曲线,但是这个串联电阻会降低放大电路的增益。

### 5.3 放大器的参数

图 5.10 显示了单级放大电路的结构图,它可以分为 3 部分:左侧是信号源,它由交流电压源( $v_{\text{sig}}$ )和一个串联电阻( $R_{\text{sig}}$ )组成,右侧是负载电阻( $R_L$ );中间的框图则是放大器,它有 3 个基本参数:核心电压放大倍数( $A_{V_o} = v_a/v_i$ ),输入阻抗( $R_i$ )和输出阻抗( $R_o$ )。其

中输入阻抗与信号源形成了一个回路,而输出阻抗与负载电阻则形成了另一个回路,由此可以分别得出 3 个关系式:  $v_i = \frac{R_i}{R_{\text{sig}} + R_i} v_{\text{sig}}$ ,  $v_a = A_{V_o} v_i$ ,  $v_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} v_a$ 。将这 3 个关系式组合起来,就可以求出放大电路的增益:

$$A_V = \frac{v_o}{v_{\text{sig}}} = \frac{R_i}{R_{\text{sig}} + R_i} A_{V_o} \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad (5.4)$$

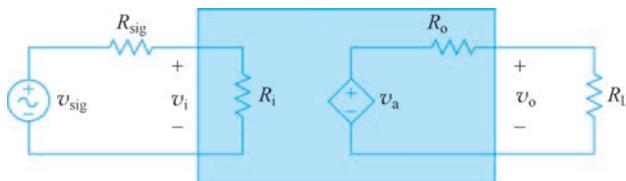


图 5.10 单级放大电路的结构图

对于一个放大器而言,如果希望实现高增益,那么它的 3 个参数就需要满足一些条件。首先,其核心增益  $A_{V_o}$  需要比较高;其次,输入阻抗要高而输出阻抗要低。例如,当满足  $R_i \gg R_{\text{sig}}$  和  $R_o \ll R_L$  的条件时,电路的增益可以接近放大器的核心增益( $A_V \approx A_{V_o}$ )。相反,如果输入和输出阻抗不满足以上条件,那么整个电路的增益就会比核心增益低很多。因此,在设计放大电路时,不仅要关注核心放大倍数,输入和输出阻抗的影响也不可忽视。

在西方国家个人所得税和销售税都比较高,因此可以借助个人的收入来理解式(5.4):与中间的核心增益  $A_{V_o}$  所对应的是人们的税前工资,前面的系数就相当于个人所得税的作用,而后面的系数则类似于销售税的影响,而电路的增益则是其实际的购买力。例如,一个人的年薪是 10 万美元,个人所得税税率是 30%,而销售税税率是 10%。首先,在支付完个人所得税以后此人的实际收入则变成了 7 万美元,在消费过程中还要支付销售税,所以其实际购买力只有大约 6.36 万美元。

提高输入阻抗往往比较简单,如果采用 MOSFET 其栅极的输入阻抗则趋于无穷大。但是,减小输出阻抗往往需要增大输出电流和提高器件的功率,因为输出阻抗是由输出电压除以输出电流来定义的。在很多应用中系统的末端都是一个功率放大器,它的能耗往往很高。例如,如果在信号很弱的地方使用手机,则需要发射很强的信号才能与信号塔之间建立起联系,因此耗电量就会很高。所以,在信号很弱的地方旅游,可以把手机设置为飞行模式,这样可以大幅度减少电量的消耗。

很多早期的电路用变压器来实现阻抗变换,其效果也相当不错。如图 5.11 所示,如果变压器的匝数比为  $n:1$ ,那么负载的阻抗就可以转化为  $R'_L = n^2 R_L$ 。如果希望把  $8\Omega$  的负载转化为  $500\Omega$  的负载,则可以求出所需要的匝数比:  $n = \sqrt{500/8} \approx 7.9$ 。如果从负载的角度来看,则是输出阻抗发生了变化:  $R'_o = R_o/n^2$ 。由于变压器的体积太大,而且只能在低频工作,所以如今人们往往用晶体管电路来实现阻抗转换,其代价就是需要消耗能量。

图 5.12 是等效的放大电路框图,其中用一个电流源取代了电压源,这样就更接近于晶体管放大电路。当然,可以利用戴维南定理来将其转化为图 5.10 的形式,  $v_a = i_a R_o$ 。其中

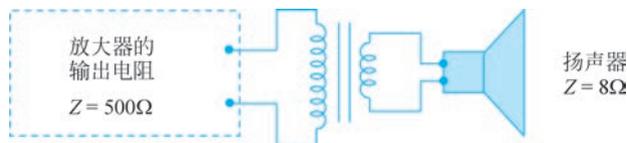


图 5.11 用变压器来实现阻抗变换

电流源的电流信号与输入电压之间可以通过跨导来联系起来,  $i_a = g_m v_i$ 。由此可以得出整个放大电路的增益:

$$A_V = \frac{R_i}{R_{sig} + R_i} g_m R_o \frac{R_L}{R_o + R_L} = \frac{R_i}{R_{sig} + R_i} g_m (R_o \parallel R_L) \quad (5.5)$$

从式(5.5)可以看出,当放大器的电压源变成电流源的时候,对输出阻抗的要求发生了变化。换言之,低输出阻抗会降低增益,而高输出阻抗反而会提高增益。从图 5.12 中的放大电路可以看出,其输出回路实际上是一个分流电路,流经负载的电流是  $i_l = i_a \cdot R_o / (R_o + R_L)$ 。因此,当  $R_o \gg R_L$  时,绝大部分电流都会流向负载  $R_L$ ,而不是浪费在输出阻抗上。

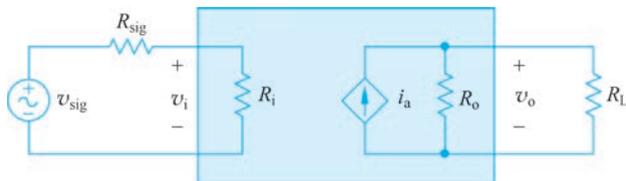


图 5.12 等效单级放大电路的结构图

## 5.4 简单直流偏置电路

放大器电路设计的一个难点就是直流分量与交流分量之间的密切关系。由于晶体管的小信号模型中的参数需要直流参数来确定,所以一般都是先设计直流电路,从而可以确保其静态工作点处在合适的参数空间。然而,电路设计往往是一个循环往复的过程,如果交流电路的参数达不到设计要求,则需要对直流电路进行修正。

图 5.13(a)是一个简单的 BJT 放大器的直流偏置电路,设计的目标是集电极的直流电压保持在  $2 \sim 3V$ 。假设直流电压源( $V_1$  和  $V_{CC}$ )以及  $R_2$  的值已经选定,唯一需要确定的就是  $R_1$  的值。

首先,分析集电极以上的电阻电路,假如集电极电压设置为  $V_C = 2.5V$ ,那么集电极的电流就可以求出:  $I_C = 2.5mA$ 。从这个 BJT 的参数表中可以查到电流放大倍数,也可以在 Multisim 的模型中找到这个参数。不过这些数据只能提供这个参数大致的范围,实际情况往往会有不小的出入。因此,可以选择一个适中的值来进行计算:  $\beta = 200$ 。由此可以算出基极的电流:  $I_B = 12.5\mu A$ 。

其次,分析左侧与基极相关的电路。从前面的介绍了解到,基极与发射极之间是一个 pn 结,因此利用二极管的直流模型可以假设其偏压是  $0.7V$ 。因此,落在电阻  $R_1$  上的电压

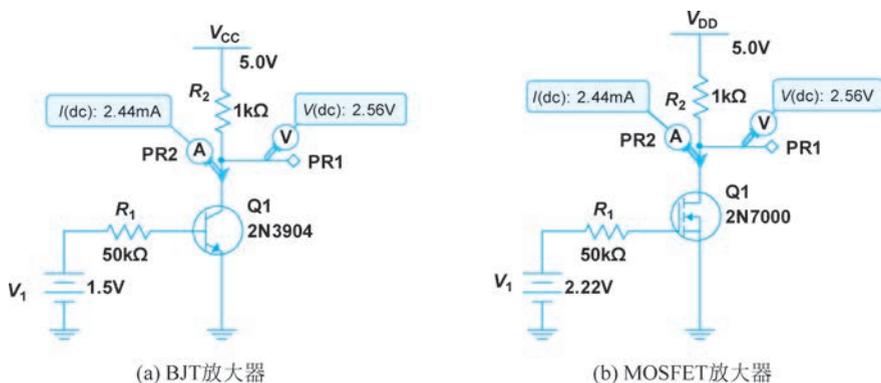


图 5.13 简单直流偏置电路

只有 0.8V。利用欧姆定律就可以求出电阻值： $R_1 = 0.8 / 12.5 \mu = 64(\text{k}\Omega)$ 。

最后,利用 Multisim 来进行优化,经过几次迭代后就可以找到优化的答案： $R_1 \approx 50\text{k}\Omega$ 。它与上一步求出的估算值的差异主要来自于电流放大倍数的不确定性。

图 5.13(b)是一个简单的 MOSFET 放大器的直流偏置电路,其中的电阻  $R_1$  不起任何作用,因为栅极是绝缘的。换言之,由于电流为零,所以这个电阻上的偏压也为零。这里需要设计的是电压源的值  $V_1$ 。

(1) 首先来分析漏极以上的电阻电路,如果  $V_D = 2.5\text{V}$ ,那么漏极的电流就可以求出： $I_D = 2.5\text{mA}$ 。

(2) 从这个器件的参数表或 Multisim 的模型中可以查到它的相关参数： $\kappa = 20.78\text{u}$ ,  $W = 9.7\text{m}$ ,  $L = 2\text{u}$ ,  $V_{\text{th}} = 2$ 。这里的 m 和 u 分别表示 mm 和  $\mu\text{m}$ ,  $\kappa = \mu_n C_{\text{ox}}$ ,  $V_{\text{th}}$  是阈值电压。代入公式  $I_D = \frac{W}{2L} \kappa V_{\text{ov}}^2$ , 就可以求出超驱电压： $V_{\text{ov}} = 0.22\text{V}$ ,  $V_1 = V_{\text{th}} + V_{\text{ov}} = 2.22\text{V}$ 。

(3) 将  $V_1$  的计算值代入 Multisim 的电路中,仿真的结果与设计十分接近。

在实际应用中,往往只有一个电压源  $V_{\text{CC}}$  或  $V_{\text{DD}}$ ,此时可以利用由两个串联电阻组成的分压电路来产生所需的电压。而这个电路经过戴维南变换以后就变成了图 5.13 左侧的电路,从而可以产生出一个等效的电压源。对于 MOSFET 电路来说,由于栅极没有电流输入,所以分压电路的设计十分简单。以图 5.13(b)中的电路为例,所需的  $V_1 = 2.22\text{V}$  是  $V_{\text{DD}}$  的 44.4%,因此就可以选取两个串联电阻形成分压电路,其值分别是  $556\text{k}\Omega$  和  $444\text{k}\Omega$ 。当然,这两个数值也可以乘上一个相同的系数,只要保持其比例即可。此外,电路中的  $R_1$  可以去掉,它不起任何作用。

BJT 电路情况要复杂一些,因为基极有电流输入。有了图 5.13(a)所示的电路作为参考,第一步的目标是产生一个 1.5V 的等效电压源。图 5.14(a)是一个初步设计的电路,根据戴维南定理,  $R_4$  上的分压占 30%,  $R_3$  上的分压占 70%。但是,仿真结果显示集电极的电压比 2.5V 低了一些,因为其等效电阻值是  $R_{\text{th}} \approx 42\text{k}\Omega$ ,略低于图 5.13(a)中的  $50\text{k}\Omega$ 。在第

第二步可以对初步设计进行优化：为了提高集电极的电压，就要略微降低基极的电压，因为这个电路与“非门”是相同的。如果保持  $R_4$  不变，则需要增加  $R_3$  的值，经过几次迭代就可以完成改进的设计电路，如图 5.14(b) 所示。

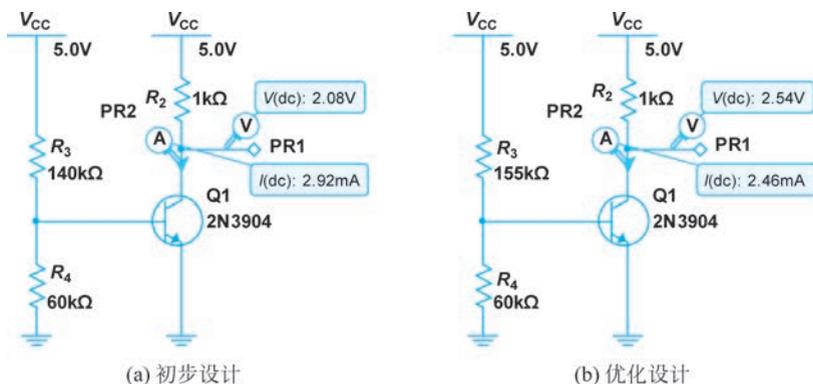


图 5.14 BJT 分压偏置电路

## 5.5 稳定直流偏置电路

在如图 5.13(a) 所示的电路中， $R_1$  的作用是保护基极与发射极之间的 pn 结，因此也可以把它放置在发射极下方，如图 5.15(a) 所示。人们把  $R_1$  称为“发射极衰减电阻”(emitter degeneration resistor)，因为它的存在会导致放大器增益的降低。不过，可以并联一个电容来将其屏蔽掉，所以这个名称并不十分合适。此外， $R_1$  的存在还降低了输出信号的摆幅。如果流经晶体管的电流是 1mA，那么发射极的电压就是 1V。当有并联电容存在时，这个发射极电压可以基本保持不变。因此，为了获得最大的输出电压摆幅，集电极的直流电压应该是 3V。

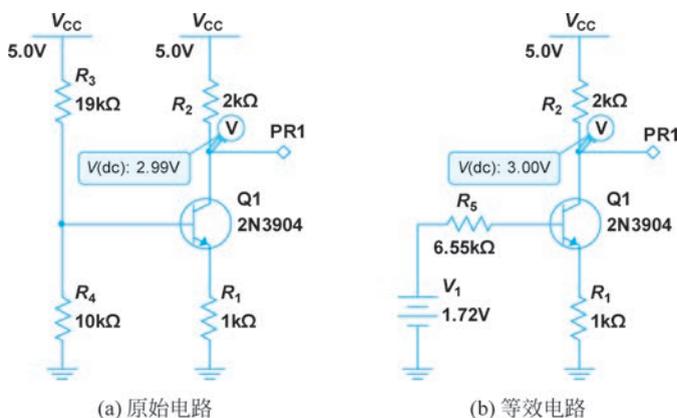


图 5.15 稳定的 BJT 分压偏置电路

当把一个发射极衰减电阻放置在晶体管下方以后,可以大幅度降低其对温度变化的敏感度。由于BJT的基极有电流的输入,所以电路左侧的分压电路需要利用戴维南定理来进行变换,如图5.15(b)所示。其中 $R_5=R_3 \parallel R_4$ , $V_1=V_{CC} \cdot R_4/(R_3+R_4)$ 。在分析这个电路时,由于接地的两个节点可以连接起来,所以在左下方形成了回路,利用KVL就可以建立起一个方程:

$$R_5 I_B + R_1 I_E = V_1 - 0.7 \quad (5.6)$$

式(5.6)中假设基极-发射极之间的偏压为0.7V,利用 $I_E=(\beta+1)I_B$ 这个关系式,就可以求出 $I_B$ 和 $I_C$ :

$$I_B = \frac{V_1 - 0.7}{R_5 + (\beta + 1)R_1}, \quad I_C = \frac{\beta}{R_5 + (\beta + 1)R_1} (V_1 - 0.7) \quad (5.7)$$

当 $R_5 \ll \beta R_1$ 的时候,可以做一个近似: $I_C \approx (V_1 - 0.7)/R_1$ 。可以看出,在这个表达式中 $\beta$ 并没有出现,因此也就对其变化不敏感。当温度发生变化时, $\beta$ 值会发生很大变化,如图5.16所示。当晶体管被当作一个二端网络来分析时,与电流放大倍数 $\beta$ 这个参数所对应的是 $h_{FE}$ 。

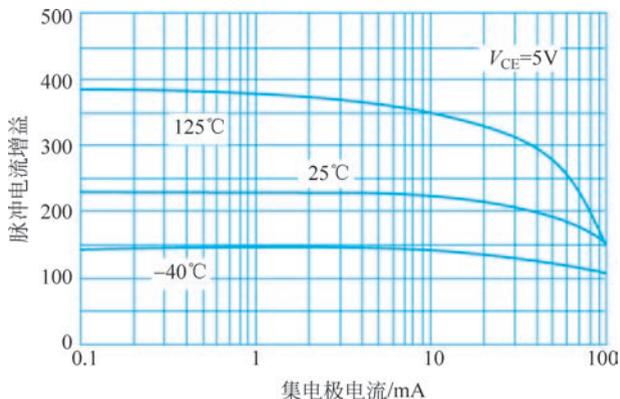


图 5.16 BJT 的电流放大倍数  $\beta$  值随温度和集电极电流的变化

图5.16的横坐标是集电极电流,在0.1~10mA的范围内 $\beta$ 值变化并不大。然而,当温度发生变化时, $\beta$ 值会发生显著变化。如果以25°C的曲线作为基准并且假设集电极电流为1mA,当温度上升到125°C时, $\beta$ 值会增加50%左右;当温度下降到-40°C时, $\beta$ 值下降了大约50%。如果直流偏置电路对 $\beta$ 值比较敏感,在温度发生变化时,放大器的直流静态工作点就会漂移很多,有可能会带来严重问题。

Multisim 提供了对温度进行扫描的仿真,图5.17(a)显示了图5.15(a)中电路的仿真的结果,当温度在0~100°C变化时,集电极电压的变化范围为2.7~3.1V。作为对比,对图5.13(a)所示的简单偏置电路也做了同样的仿真,如图5.17(b)所示。可以看出,这个简单电路的静态工作点的变化范围是1~3V,其变化范围远高于稳定偏置电路的漂移。

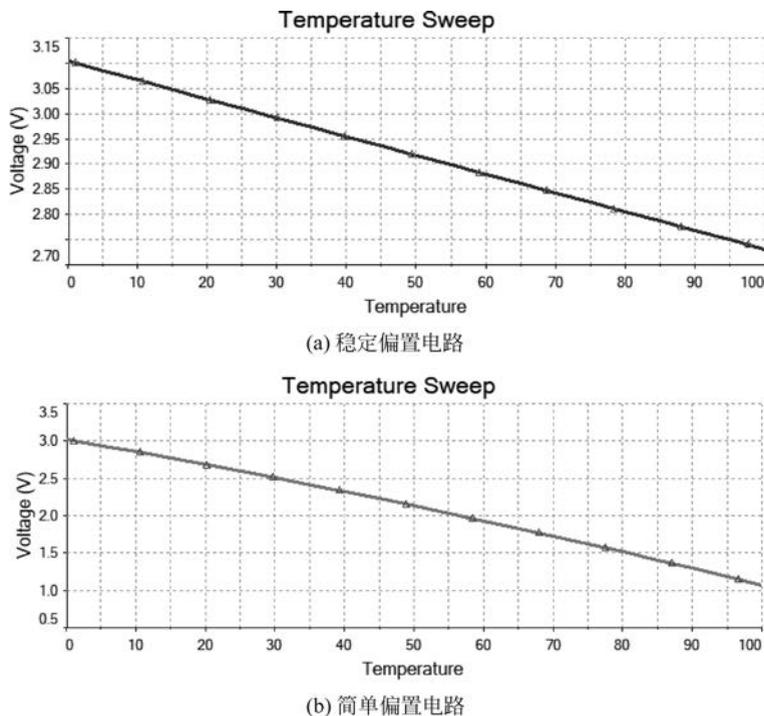


图 5.17 集电极电压随温度的变化

**Q** 如果希望进一步缩小静态工作点随温度的漂移,应该做怎样的调整?

在上面的分析中提到,在如图 5.15(b)所示的电路中需要  $R_5 \ll \beta R_1$  的条件,这样其温度漂移才不明显。由于  $R_5 = R_3 \parallel R_4$ ,通过减小  $R_3$  和  $R_4$  就可以进一步增加稳定性。然而,在电路设计中有很多指标是矛盾的,因此不能在某一个方面过度优化。如果把  $R_3$  和  $R_4$  的值降低一个数量级,一个直接的后果就是流经这两个电阻的电流会增高,从而功耗会增高。此外,一个更严重的后果则是放大器的输入阻抗会降低,因此会导致其增益的下降。

对比图 5.13(a)和图 5.15(a)中的两个电路,其差别仅仅是在发射极下面增加了一个电阻,为什么在温度变化的时候后者就比前者更稳定? 其实,很多与稳定性有关的问题都可以用反馈系统的概念来理解,这一点在第 6 章将做详细讨论。一般而言,当存在负反馈时系统的稳定性就会提高。

图 5.18(a)是图 5.13(a)中基极回路的等效电路,其中基极-发射极之间的 pn 结用一个 0.7V 的电压源来代替。在这个回路中,  $I_B$  可以保持稳定,但是集电极电流却随着  $\beta$  的变化而成比例地变化,  $I_C = \beta I_B$ ,因此会导致静态工作点随温度变化而大幅度漂移。

作为对比,图 5.18(b)是图 5.15(b)中基极回路的等效电路,其中  $R_6$  是  $R_1$  的等效电

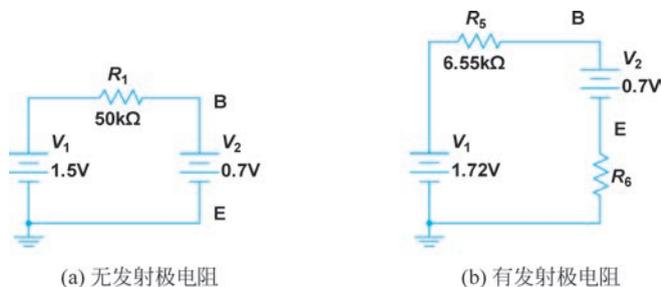


图 5.18 偏置电路基极回路的等效电路

阻,它们之间的关系是  $R_6 = (\beta + 1)R_1$ ,这样就可以满足  $V_E = I_B R_6 = I_E R_1$  的条件。换言之,在做了这个电阻变换以后,这个回路中的电流就变成了  $I_B$ ,而不再需要考虑  $I_E$ 。当温度升高时, $\beta$  值会增高, $R_6$  会变大,结果  $I_B$  会降低:  $I_B = (V_1 - 0.7) / (R_5 + R_6)$ 。在集电极电流的表达式中,分子和分母中都有  $\beta$  出现,所以它随温度的变化就不明显了:  $I_C = \beta I_B = (V_1 - 0.7)\beta / [R_5 + (\beta + 1)R_1]$ 。因此,在发射极下面的电阻在系统响应中起到了负反馈的作用,所以才带来了静态工作点的稳定性。顺便提一句,随着温度的变化,pn 结的偏压也会出现微小的变化,但是其影响往往可以忽略。

对于 MOSFET 偏置电路来说,随着温度的增高晶体管的阈值电压则会下降。如果其源极直接接地,那么其漏极电流就会明显增高,结果漏极电压就会显著降低。然而,如果在源极下方有一个电阻,那么当电流增强时,源极的电压就会增高,从而可以降低  $V_{GS}$ ,这就抵消了因阈值降低对超驱电压的影响 ( $V_{OV} = V_{GS} - V_{th}$ ),因此这种负反馈效应也导致静态工作点的稳定性大幅提高。

## 5.6 二极管模型

像电阻、电容和电感这样的被动器件只需要一个参数就可以描述其特性,然而半导体器件则复杂很多。然而,人们还是希望通过有限的参数来刻画其行为特征,为此而建立了一些器件模型。利用这些模型,人们可以通过简单的计算来设计电路,然后再利用计算机辅助设计软件来进行优化。

图 5.19 展示了二极管的直流模型,它把一条指数函数曲线简化为两条直线,其关键参数就是开启二极管的电压值  $V_{Don}$ 。对于由硅 pn 结形成的二极管,一般采用以下近似:  $V_{Don} = 0.7V$ 。当偏压小于  $V_{Don}$  时,二极管处于开路状态。但是,二极管又不允许其偏压超过  $V_{Don}$ ; 所以,当有电流通过的时候,二极管的偏压就被锁在了这个值上,此时相当于一个电压源。

除了直流模型以外,二极管还有一个交流模型。如图 5.20 所示,当二极管的偏压变化时,其

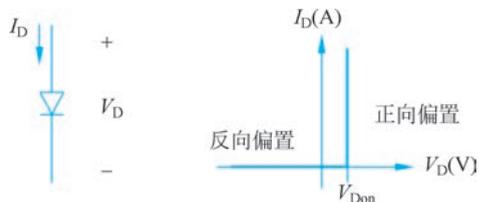


图 5.19 二极管的直流模型

电流也会出现相应的变化。当变化幅度很小时,这两者之比可以用这条曲线的导数来求出。在第4章推导出了二极管的电流表达式,其近似的形式如下:  $I_D = I_S \exp(V_D/V_T)$ 。在一个静态工作点附近,通过求导数可以得出这条曲线的斜率,其倒数就是所对应的交流电阻值:

$$r_d = \left( \frac{dI_D}{dV_D} \right)^{-1} = \frac{V_T}{I_D} \quad (5.8)$$

其中  $V_T$  是热电压,在室温下  $V_T = 25.9\text{mV}$ 。所以,二极管的交流模型就是一个电阻,其值与静态工作点的直流电流成反比。

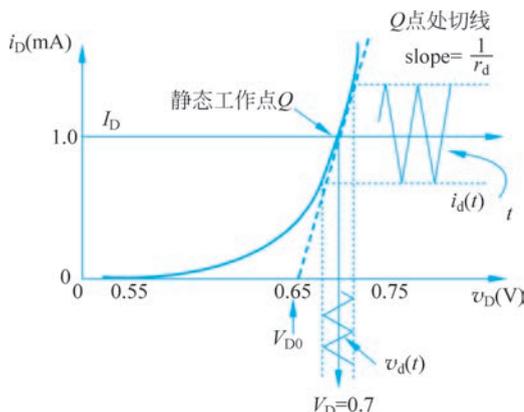
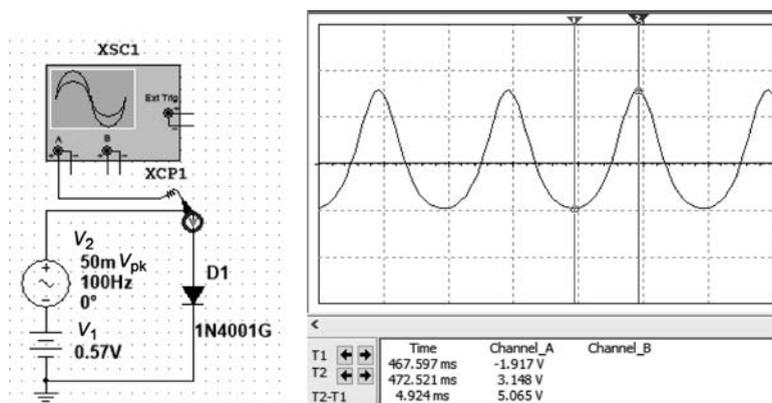


图 5.20 二极管的小信号响应

交流模型也被称为“小信号模型”,因为当电压信号的振幅增大以后,电流在正负两个方向的变化就失去了对称性,从而造成了信号的变形和失真。如图 5.20 所示,在直流工作点二极管的电压和电流分别是  $V_D$  和  $I_D$ ; 如果电压变化的振幅达到了热电压  $V_T$ , 利用二极管的电流公式就可以计算出所对应的峰值和谷值电流:  $I_p = I_D e^1 = 2.72 I_D$  和  $I_v = I_D e^{-1} = 0.368 I_D$ , 由此可以算出振幅的偏差:  $\Delta I_+ = I_p - I_D = 1.72 I_D$  和  $\Delta I_- = I_D - I_v = 0.632 I_D$ 。如果输入的电压信号是对称的正弦

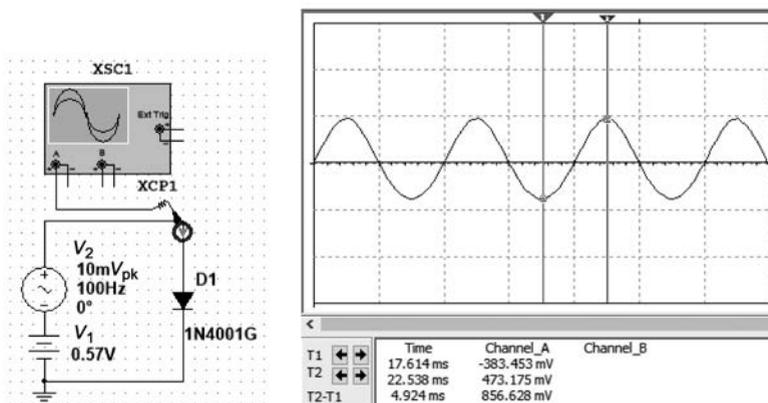
曲线,那么输出的电流波形则变得很不对称,上方的振幅接近于下方振幅的 3 倍。

图 5.21 显示了二极管上电流的仿真波形: 当输入信号的振幅为  $50\text{mV}$  的时候,电流波形的失真很严重。为了显示流经二极管的电流,电路中使用了一个类似于“电流钳”的转换器,它可以把  $1\text{mA}$  的电流转化为  $1\text{V}$  的电压。在图 5.21(a) 中显示的电路中,输入交流信号的振幅是  $50\text{mV}$ , 其输出波形的失真十分严重。然而,当输入信号的振幅降到  $10\text{mV}$  时,其变形不明显,尽管其上下振幅依旧存在差异,如图 5.21(b) 所示。



(a) 输入信号的振幅为  $50\text{mV}$

图 5.21 二极管电流的波形



(b) 输入信号的振幅为10mV

图 5.21 (续)

**K** 与被动器件不同,各种型号的二极管的掺杂浓度相差很大,而且 pn 结的面积也有差异,因此用这样的简单模型来处理肯定会有一些偏差。例如,整流二极管的掺杂浓度很低,齐纳二极管的掺杂浓度很高。因此,在电流相同的情况下,各种类型二极管上的偏压会有不小的差异。在万用表上有一个挡专门用来检测二极管,当与一个二极管正向相连的时候,它会在输出 1mA 电流的同时测量二极管上的偏压。例如,1N4001 型整流二极管的偏压在 0.55V 左右,而 1N4733 型的齐纳二极管的偏压在 0.7V 左右。此外,人们也常用这个挡来检测导线的连通性。

在高频波段,除了等效电阻  $r_d$  以外,还需要考虑到电容的存在。在正向偏压的情况下,同时存在两个电容分量:其一是 pn 结的空间电荷区所形成的电容,其二是少数载流子扩散所形成的电容。这两者并联起来可以当作一个电容来处理,如图 5.22 所示。除此之外,二极管还有一个比较小的寄生串联电阻,它来自于金属引线与硅的欧姆接触电阻以及 pn 结两侧中性区域的硅材料电阻,在图 5.22 中,  $R_s$  就表示这个寄生串联电阻。在实验室中使用的分立二极管,这个寄生电阻值一般都小于  $1\Omega$ ,所以在一般情况下可以忽略不计。

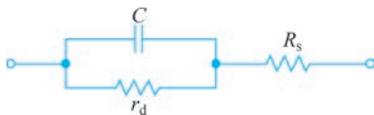


图 5.22 二极管的高频小信号电路模型

## 5.7 晶体管模型

虽然 BJT 由两个 pn 结组成,但是其作用却很不相同。在绝大多数放大电路中 BJT 处于正向工作模式,基区-发射区之间的 pn 结处于正向偏置,而基区-集电区之间的 pn 结处于

反向偏置,而电流主要由前者来控制。在此模式下,人们可以用两个参数来描述 BJT 的行为:其一是正向电流放大倍数  $\beta$ ;其二是厄利电压  $V_A$ ,它描述了其伏安曲线在正向工作区的平坦程度。BJT 的电流之间有两个基本的关系式:其一是基极和集电极电流之间保持着固定的比例:  $I_C = \beta I_B$ ;其二是由电流守恒定律(KCL)得出的关系式:  $I_B + I_C = I_E$ 。

如果忽略载流子的差异,发射极电流可以被分为两个部分:很小一部分是基极电流,剩余的部分则是集电极电流。按照这样的图像就可以把 BJT 转换为如图 5.23(a)所示的电路模型,其中的二极管只是发射区-基区之间 pn 结的一小部分。例如,如果  $\beta = 99$ ,那么这个二极管只是由此 pn 结面积的 1%形成的,而流经其余 99%面积的电流则用一个电流源来表示。其实,这个模型是有一些不足的,因为在集电极的电压发生变化时,其电流也会出现相应的变化。换言之,这个模型只用了 BJT 的一个参数  $\beta$ ,而没有用它的另一个参数  $V_A$ 。这个不足在小信号等效电路中做了弥补。如果把如图 5.23(a)所示的电路模型上下翻转,则看起来像希腊字母  $\pi$ ,故此被称为混合  $\pi$  模型(hybrid- $\pi$  model)。

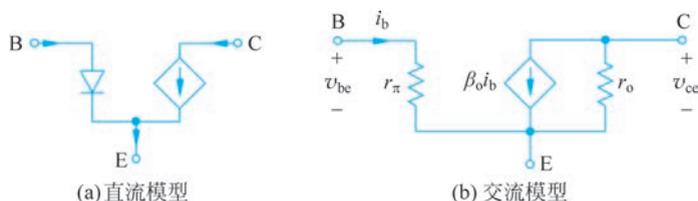


图 5.23 BJT 的混合  $\pi$  模型

在以上  $\pi$  模型电路的基础上就可以构建出交流模型,或称为小信号模型,如图 5.23(b)所示。首先,二极管变成了其小信号模型的电阻:  $r_\pi = V_T / I_B$ 。例如,在室温  $V_T = 25.9\text{mV}$ ,  $I_B = 10\mu\text{A}$ ,则可以求出  $r_\pi = 2.59\text{k}\Omega$ 。其次,由于晶体管的伏安特性曲线并不是绝对平坦的,所以在电流源的旁边并联了一个电阻:  $r_o = V_A / I_C$ ,其中  $V_A$  是厄利电压。例如,  $V_A = 100\text{V}$ ,  $I_C = 1\text{mA}$ ,则可以求出  $r_o = 100\text{k}\Omega$ 。一般来说,分立器件的这个电阻值比较高,所以有时可以忽略。此外,电流源中的电流信号也可以用  $v_\pi = v_{be}$  来表示:  $i_c = \beta i_b = g_m v_\pi$ 。由于  $i_b = v_\pi / r_\pi$ ,可以得出跨导与  $r_\pi$  的关系:  $g_m r_\pi = \beta$ 。利用这个关系式可以推导出跨导的表达式:

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi} = \frac{\beta I_B}{V_T} = \frac{I_C}{V_T} \quad (5.9)$$

由此可以看出,跨导与集电极电流成正比。作为比较,MOSFET 的跨导则与电流的平方根成正比。如果 BJT 的发射极接地,那么  $r_\pi$  就是输入电阻,而  $r_o$  就是输出电阻。所以,BJT 的小信号混合  $\pi$  模型中有 3 个参数:  $g_m$ 、 $r_\pi$ 、 $r_o$ ,它们都需要 BJT 在静态工作点的直流参数  $I_B$  和  $I_C$  来确定。

**Q** 直流电流有  $I_C = \beta I_B$  这个关系式,那么交流电流是否也满足  $i_c = \beta i_b$ ?

从原则上说,直流和交流的电流放大倍数在定义上是不同的,后者是集电极电流对基极电流的微分。在晶体管的参数表中它们分别表示为  $h_{FE}$  和  $h_{fe}$ ;一般情况下,两者

在数值上相差不大。然而,在电流很小或很大的情况下,两者会有显著差别。早年人们用二端网络模型来研究晶体管,与电流放大倍数对应的是混合二端网络的一个参数。

BJT 的小信号混合  $\pi$  模型也可以从另一个角度来理解。在发射极接地的情况下,其集电极电流会同时受到基极和集电极电压的影响,因此可以将其表达为这两个参数的函数: $i_C = f(v_B, v_C)$ 。当基极和集电极电压做微小变化时,集电极的电流也会发生相应的改变,可以用一阶近似来表达:

$$di_C \approx \frac{\partial f}{\partial v_B} dv_B + \frac{\partial f}{\partial v_C} dv_C \Rightarrow i_C(t) = g_m v_b(t) + g_o v_c(t) \quad (5.10)$$

在此式中, $g_o = 1/r_o$ 。由此可以看出,混合  $\pi$  模型中的两个参数  $g_m$  和  $g_o$  分别描述了集电极电流对基极电压和集电极电压变化的敏感度。由于  $g_m \gg g_o$ ,所以前者远比后者更敏感。人们也可以把 BJT 想象为一个实体电流源,它上面有两个控制旋钮,分别可以调节基极电压和发射极电压。当转动基极电压旋钮的时候,电流会发生剧烈变化。然而,调节发射极电压的旋钮则可以起到微调的作用,电流的变化十分有限。

**K** 在 1954 年两名美国的工程师提出了一个 BJT 模型,后来人们以他们两人的名字命名为 Ebers-Moll 模型,如图 5.24(a)所示。这个模型包括了正向和反向工作模式,所以看起来是对称的。如果只考虑正向工作模式,则可以只保留一个二极管和一个电流源,结果就变成了下面将要介绍的 T 模型。

1970 年,美国贝尔实验室的两名科研人员提出了另一个 BJT 的模型,其中包括了一些电容和寄生电阻,人们以他们两人的名字命名为 Gummel-Poon 模型。然而,这个模型有些过于复杂,因此在高频电路中人们往往会使用一个简化的小信号模型,如图 5.24(b)所示。

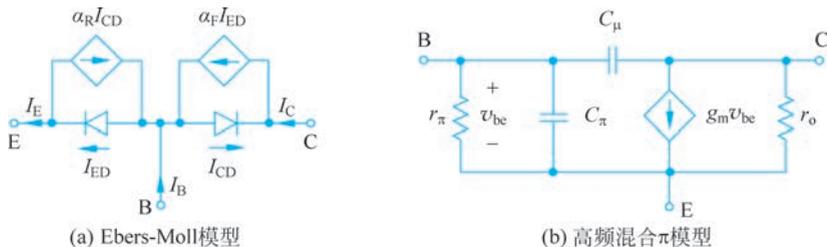


图 5.24 BJT 的电路模型

当 BJT 在正向工作模式下,Ebers-Moll 模型可以简化为 T 模型,如图 5.25(a)所示。如果将其逆时针旋转  $90^\circ$ ,则看起来像拉丁字母 T,故此而得名。在这个模型中的二极管所对应的就是基区-发射区之间的 pn 结,因此流经其中的电流是  $I_E$ 。在此之上,电流分为两路,很少一部分是基极电流  $I_B$ ,而绝大部分是集电极电流  $I_C$ 。为了方便,这里可以定义一个新的参数,它被称为“共基极电流放大倍数”: $\alpha = I_C/I_E = \beta/(\beta+1)$ 。例如,当  $\beta=99$  时,

$\alpha=0.99$ ；一般来说， $\alpha$  都很接近 1，其含义是集电极电流与发射极电流相差无几。所以，有时可以做这个近似： $\alpha \approx 1$ 。

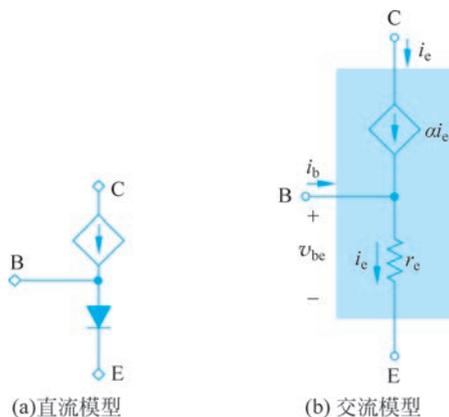


图 5.25 BJT 的 T 模型

**K** 由于 npn-BJT 中的主要电流是从集电极流向发射极，而且人们习惯于看到电路中的电流从上向下流动，所以 BJT 在电路中的符号一般都是这种“立起来”的画法。然而，在 BJT 刚刚被发明的时候，人们还普遍把它当作真空电子管来看待，所以那时 BJT 在电路中的符号一般都是那种“躺平”的画法，也就是基极向下，而这也正是“基极”这个名词的来源，其本意是“底座”的意思。那时，人们利用二端网络模型来研究晶体管的参数，所以这种模式被称为“共基极”。在这种设置下，发射极的电流被认为是输入信号，而集电极的电流则当作是输出信号，于是人们定义了这样一个参数用来描述其传递函数，并且采用第一个希腊字母  $\alpha$  来表示。后来，人们逐渐采用了“立起来”的画法，而且把发射极接地，此时基极的电流变成了输入信号，而集电极电流还是输出信号，由此而定义的传递函数只好用第二个希腊字母  $\beta$  来定义。如今， $\beta$  远比  $\alpha$  更常用，因此对这两者介绍的次序与历史次序是相反的。

从直流模型过渡到交流模型十分简单，只需要把二极管变成其等效交流电阻即可。不过，由于流经二极管的是发射极电流，所以这个交流电阻的定义是： $r_e = V_T / I_E$ 。这个电阻比  $r_\pi$  小很多，两者的关系是： $r_\pi = (\beta + 1)r_e$ 。此外，集电极的电流有两个表达式： $i_c = \alpha i_e$  和  $i_c = g_m v_{be}$ ，由这两者还可以推导出一个新的关系式： $g_m r_e = \alpha$ 。BJT 的小信号参数的一些公式在表 5.1 中做了一个总结。

表 5.1 BJT 小信号电路模型中参数的关系式

参 数	关 系 式
$g_m$	$g_m = I_C / V_T$
$r_\pi$	$r_\pi = V_T / I_B$

续表

参 数	关 系 式
$r_e$	$r_e = V_T / I_E$
$r_o$	$r_o = V_A / I_C$
$g_m \sim r_\pi$	$g_m r_\pi = \beta$
$g_m \sim r_e$	$g_m r_e = \alpha$

相对而言, MOSFET 的模型比较简单, 而且与 BJT 的模型也十分相似。早期的 MOSFET 模型中需要考虑到衬底(body 或 substrate)的影响, 因此 MOSFET 有 4 个引脚。在如今的集成电路结构中晶体管与硅衬底之间被一层二氧化硅分隔开了, 衬底的影响十分微弱, 所以 MOSFET 也只有 3 个引脚。分立的 MOS 场效应管的衬底与源极是短接的, 所以也只需要 3 个引脚。图 5.26(a)显示了 MOSFET 的小信号混合  $\pi$  模型, 由于栅极下面是绝缘层, 所以在模型中栅极是“悬空”的, 其他部分与 BJT 基本相同。图 5.26(b)显示的是小信号 T 模型, 其中的栅极似乎并没有处于绝缘的状态。不过, 只要其电流为零, 实质上就是绝缘的。为了实现这一点, 源极与漏极的电流应该相同, 由此可以推出电阻值:  $r_{gs} = 1/g_m$ 。

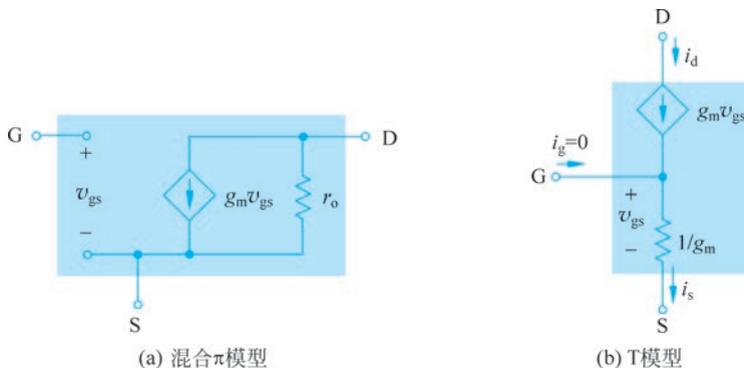


图 5.26 MOSFET 的小信号模型

与 BJT 相比, MOSFET 跨导的公式相对复杂一些。不过, 其定义是类似的, 也是电流相对于栅极-源极之间电压的导数:  $g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$ 。MOSFET 的电流近似公式是  $I_D = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} V_{OV}^2$ , 其中超驱电压是  $V_{OV} = V_{GS} - V_{th}$ 。所以跨导可以表示为

$$g_m = 2I_D / V_{OV} \quad (5.11)$$

不过, 这个公式有可能让人产生错觉, 认为超驱电压  $V_{OV}$  越小则跨导越大, 或者认为跨导与电流成正比。所以, 最好只保留一个独立参数, 尽管其表达式复杂一些:  $g_m = \sqrt{2(W/L)\mu_n C_{ox} I_D}$ 。从此式可以看出, 对于分立器件来说, 跨导与电流的平方根成正比。然而, 对于集成电路设计者而言,  $W/L$  这个参数也可以改变, 而它与电流依旧是相关的: 在  $V_{OV}$  不变的情况下, 这两者之间成正比。此外, 也可以在电流不变的情况下通过增加  $W/L$  这个参数同时减小超驱电压  $V_{OV}$  来提高跨导。

**K** 在电流相同的情况下 MOSFET 的跨导一般要低于 BJT 的跨导, 结果导致其放大器的增益较低。如果比较跨导的公式(式(5.9)和式(5.11))就可以看出, 在相同电流的条件下如果跨导也相同, 那就需要满足这个条件:  $V_{OV} = 2V_T$ 。然而, 在一般情况下超驱电压是远大于热电压的, 所以 MOSFET 的跨导要低一些。对于集成电路而言, 设计者可以采用比较大的  $W/L$  值来提高 MOSFET 的跨导。

此外, 在图 5.26(a)中的小信号混合  $\pi$  模型中,  $r_o$  的公式与 BJT 类似:  $r_o = V_A / I_D$ 。然而, 有时也会采用另一个参数  $\lambda$ , 它来自于修正的电流公式:  $I_D = I_{D0}(1 + \lambda V_{DS})$ 。可以证明,  $\lambda$  是厄利电压的倒数, 所以  $r_o$  有另一个表达式:  $r_o = 1/(\lambda I_D)$ 。在分立器件中  $r_o$  值比较大, 所以在有些情况下可以忽略。然而, 在集成电路中有时  $r_o$  值与跨导值几乎同等重要, 例如单级放大器的增益可以表示为  $A_V \sim g_m r_o$ 。为了提高  $r_o$ , 人们往往会选用比较大的  $L$ , 尽管跨导会因此而减小。

#### Q 混合 $\pi$ 模型与 T 模型中哪个更有用?

T 模型主要用于一些低频分立电路, 在  $r_o$  可以被忽略的情况下, 它有时会很简洁。然而, 输出电阻  $r_o$  在现代的集成电路中起到重要作用, 所以混合  $\pi$  模型是人们的首选。其实, 在 T 模型中也可以添加  $r_o$ , 但是这样做就会让这个模型变得相当复杂且不实用。此外, 混合  $\pi$  模型可以通过添加电容和其他寄生元素而扩展为高频电路模型, 如图 5.27 所示。

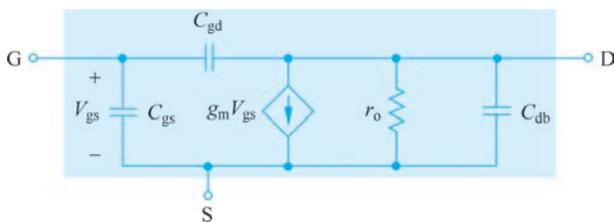


图 5.27 MOSFET 的高频小信号模型

## 5.8 共发射极放大电路

当把放大电路转化为其交流电路时, 晶体管的一个引脚往往会接地, 另外两个则分别是输入端和输出端。由于当初人们利用二端网络模型来分析晶体管, 所以这个接地的引脚被称为共同(common)的节点。由此而出现了 3 种类型的基本放大电路: 共发射极/源极放大电路、共基极/栅极放大电路、共集电极/漏极放大电路。本节介绍第一种也是最常见的共发射极/源极放大电路, 在此基础上其他两类放大电路也就容易理解了。

图 5.28(a) 是一个共发射极放大电路, 其核心部分是比较熟悉的稳定分压偏置电路。在左侧通过一个电容与信号源相连, 在右侧也通过一个电容与负载电阻相连, 此外还有一个电容与  $R_E$  并联。在直流电路中, 电容相当于开路。所以, 在分析直流电路的时候, 左侧的信号源和右侧的负载都没有任何影响。然而, 在交流电路中电容则相当于短路(如果这些电容足够大的话)。从阻抗的公式中可以看出,  $Z_C = 1/(j\omega C)$ , 随着频率的变化其阻抗也会发生变化, 所以这些电容的值决定了其低频特性。此外, 在晶体管内部还有很小的寄生电容, 它们决定了其高频特性。另外, 在微波电路中电感被普遍应用, 其性能与电容正好相反。换言之, 在直流电路中电感相当于短路, 在交流电路中其阻抗很高。

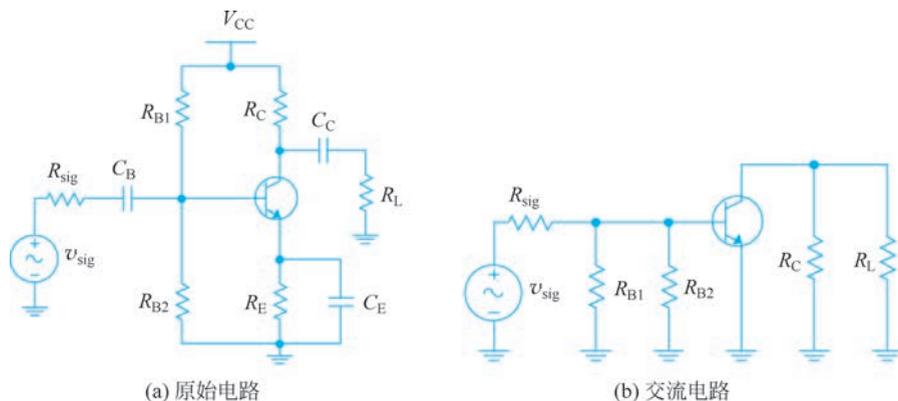


图 5.28 共发射极放大器电路

除了电容以外, 另一个需要转化的就是直流电压源和电流源。交流电路所对应的是变化的分量, 恒定的电压源和电流源没有提供其交流分量, 因此其交流参数为零。对于直流电压源来说, 因为其交流电压分量为零 ( $v=0$ ), 所以相当于短路, 与其相连与接地是等效的。然而, 对于直流电流源而言, 其交流电流分量为零 ( $i=0$ ), 相当于开路。图 5.28(b) 是从原始电路转换成的交流等效电路, 其中所有电容都相当于短路, 而与直流电压源相连的节点则相当于接地。此外,  $R_E$  在交流电路中消失了, 晶体管的发射极通过  $C_E$  而直接接地, 所以才被称为“共发射极放大电路”。对于初学者来说, 这个电路起到了过渡作用, 对于电路分析是很有帮助的。然而, 当人们对这些变换逐渐熟悉了以后, 就不必再经过这一步骤而直接可以把原始电路转换为小信号交流电路, 如图 5.29(a) 所示。作为参考, 表 5.2 列出了一些常用的交直流变换。

表 5.2 元器件的交直流变换

元 器 件	直 流	交 流
电阻	相同	相同
小电容	开路	开路
大电容	开路	短路
小电感	短路	短路

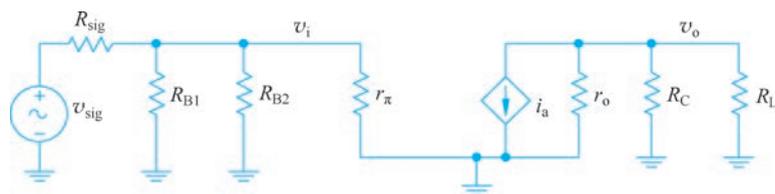
续表

元 器 件	直 流	交 流
大电感	短路	开路
直流电压源	相同	短路
交流电压源	短路	相同
直流电流源	相同	开路
交流电流源	开路	相同

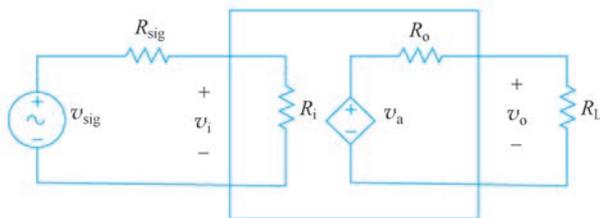
图 5.29(a) 中的电路可以分为 3 部分：左侧的信号源和内阻 ( $V_{\text{sig}}$  和  $R_{\text{sig}}$ )、中间的放大器和右侧的负载电阻 ( $R_L$ )。因此，它可以转换为如图 5.29(b) 所示的框图结构，其中的电流源可以通过戴维南定理转化为电压源。由此可以得出放大器的 3 个核心参数： $R_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_\pi$ ,  $R_o = r_o \parallel R_C$ ,  $A_{V_o} = v_a / v_i = -g_m R_o = -g_m (r_o \parallel R_C)$ 。代入式 (5.12) 就可以得出其增益：

$$A_V = \frac{v_o}{v_{\text{sig}}} = \frac{v_i}{v_{\text{sig}}} \frac{v_a}{v_i} \frac{v_o}{v_a} = \frac{R_i}{R_{\text{sig}} + R_i} (-g_m R_o) \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad (5.12)$$

此外，也可以采用另一种形式： $A_V = -\frac{R_i}{R_{\text{sig}} + R_i} g_m (R_o \parallel R_L)$ 。



(a) 小信号电路



(b) 放大电路框图

图 5.29 共发射极放大器电路

**Q** 独立电流源的输出阻抗为无穷大，受控电流源的输出阻抗是否也一样？

答案是否定的。简单电路的输出阻抗是一目了然的，然而，当电路变得复杂以后，则需要遵循一些步骤来求解。例如，可以在输出端加载一个测试电压，然后求出相应的

电流,两者之比就是输出阻抗。当然,也可以输入一个测试电流,然后求出相应的电压。在如图 5.29(a)所示的电路中,由于发射极直接接地,当集电极的电压  $v_c$  改变时, $v_{be}$  不会改变,所以受控电流源的电流也不会改变。在这种情况下,受控电流源的输出阻抗才是无穷大。然而,如果发射极不直接接地的话,当在集电极施加一个测试交流电压时( $v_{ct}$ ),就可以求出基极-发射极之间出现的电压( $v_{be}$ ),从而使受控电流源产生相应的电流( $i_{at} = g_m v_{be}$ ),此时就可以求出受控电流源的输出阻抗:  $r_{cs} = v_{ct} / i_{at}$ 。

在如图 5.30 所示的电路中,电容的选择可以遵照这样的判据:  $|Z_C| \ll R$ , 这里的  $R$  是与电容串联的电阻。例如,在输入和输出回路中,其电阻值是  $1\text{k}\Omega$ , 因此需要满足  $C \gg 1 / (2\pi f R) \approx 160\text{nF}$ 。与 BJT 下方的电容相连的最小电阻是  $r_e = V_T / I_E \approx 26\Omega$ , 这里 BJT 需要使用 T 模型来进行分析。由于这个电阻值很低,所以需要有一个比较大的电容:  $C_E \gg 6.12\mu\text{F}$ 。一般来说,电路中的电容值可以选择其下限的 5~10 倍。

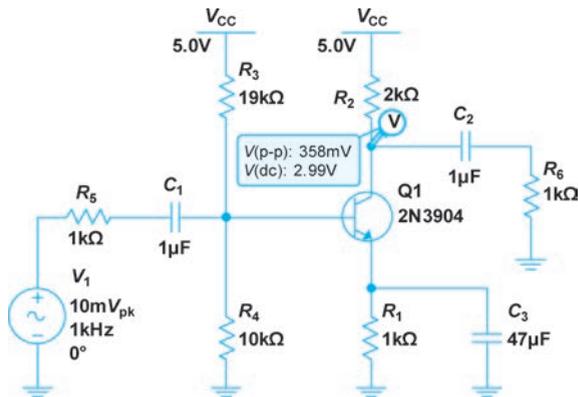


图 5.30 共发射极放大电路的仿真

**K** 电容的作用也可以用暂态电路的特性来理解,这里的判据是其时间常数  $\tau \gg T$ , 其中  $T$  是交流信号的周期。在满足了这个条件以后,当电容的一端电压发生变化的时候,电容的电压保持恒定,因此可以把一端的电压变化直接传导到另一端。从这个角度来看,电容对于交流信号而言仿佛是“透明”的,在剔除了直流分量以后,电容就消失了。

图 5.30 显示的仿真结果表明这个电路的增益是  $-17.8\text{V/V}$ , 这个结果可以通过计算来验证一下。

- (1) 从集电极的电压可以算出集电极的电流:  $I_C = (V_{CC} - V_C) / R_C \approx 1\text{mA}$ 。
- (2) 计算跨导:  $g_m = I_C / V_T \approx 38.6\text{mS}$ 。
- (3) 假设  $\beta = 200$ , 由此可以算出:  $I_B \approx 5\mu\text{A}$ 。
- (4) 接下来就可以算出:  $r_\pi = V_T / I_B \approx 5.18\text{k}\Omega$ 。
- (5) 计算输入阻抗:  $R_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_\pi \approx 2.89\text{k}\Omega$ 。为了保持比较高的输入阻抗,  $R_{B1}$

和  $R_{B2}$  不能太低, 尽管低电阻值会增加静态工作点的稳定性。

(6) 假设  $r_o \gg R_C, R_o = r_o \parallel R_C \approx R_C = 2\text{k}\Omega$ 。

(7) 计算核心增益:  $A_{V_o} = -g_m R_o \approx -77.2\text{V/V}$ 。

(8) 计算输入回路增益:  $R_i / (R_i + R_{\text{sig}}) \approx 0.743\text{V/V}$ 。

(9) 计算输出回路增益:  $R_L / (R_o + R_L) \approx 0.333\text{V/V}$ 。

(10) 计算整个放大电路的增益:  $A_V = -0.743 \times 77.2 \times 0.333 = -19.1(\text{V/V})$ 。

对于由 MOSFET 组成的共源极放大电路, 分析过程基本相同。由于栅极是绝缘的, 所以可以省去计算  $r_\pi$  这一步, 其输入阻抗为  $R_i = R_{B1} \parallel R_{B2}$ 。此外, 这两个电阻值可以很高, 例如在  $\text{M}\Omega$  量级, 因此输入回路的增益可以接近 1。但是, MOSFET 的跨导要比 BJT 小, 所以总的增益会低一些。

## 5.9 共基极放大电路

如果把晶体管的基极交流接地而输入信号来自发射极, 则变成了共基极放大电路, 如图 5.31(a) 所示。为了简化分析, 略去了信号源和负载, 而只剩下放大器的核心。其直流电路与 5.8 节的共发射极放大电路完全一致, 但是其等效的小信号电路却差别很大, 如图 5.31(b) 所示。首先, 这里采用了 BJT 的 T-模型, 在忽略了  $r_o$  的条件下, 它比混合  $\pi$  模型更方便。其次, 假设电路中的电容都足够大, 在转化为其交流小信号等效电路时这些电容也都消失了。此外, 在小信号电路中, 由于电阻  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  的两端都交流接地, 所以没有电流从中流过, 因此它们可以从电路中移除。

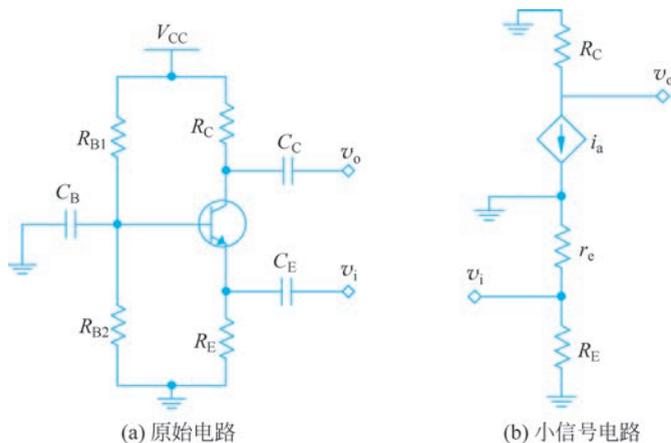


图 5.31 共基极放大器电路

最容易得出的放大器参数是输出阻抗, 从电路中可以看出:  $R_o \approx R_C$ 。在  $r_o$  可以忽略的情况下, 在输出端下方电流源的输出阻抗是无穷大。在计算输入阻抗的时候, 人们可以想象有一股测试电流从输入端流入, 结果它就会分为两股电流: 一路向下经过  $R_E$ , 另一路向

上经过  $r_e$ 。因此其输入阻抗是这两个电阻并联的结果： $R_i = r_e \parallel R_E$ 。一般来说， $r_e \ll R_E$ ，所以可以做一个近似： $R_i \approx r_e$ 。

这个放大电路的增益可以从输出端来开始分析： $v_o = -i_a R_C$ ，这个表达式与共发射极放大器是一致的。T 模型中的电流源是集电极电流，它与发射极电流有着简单的关系： $i_a = \alpha i_e$ 。发射极电流可以利用欧姆定律来求出： $i_e = (v_b - v_e) / r_e = -v_i / r_e$ 。这 3 个关系式就把输入信号和输出信号联系起来，从而可以求出其增益：

$$A_{V_o} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\alpha}{r_e} R_C = g_m R_C \quad (5.13)$$

如果与共发射极放大器做一个对比，就会发现其增益的绝对值是完全相同的，但是符号相反。从如图 5.31(b) 所示的小信号电路来看，共发射极放大器的输入信号与  $r_e$  的上端相连，而共基极放大器的输入信号与  $r_e$  的下端相连，所以其差别仅仅是符号不同： $v_\pi = \pm v_i$ 。此外，其输出阻抗也基本相同， $R_o \approx R_C$ 。但是，其输入阻抗则相差甚远：共发射极放大器的输入阻抗较高， $R_i \sim r_\pi$ ；而共基极放大器的输入阻抗则很低， $R_i \sim r_e$ 。如果信号源输入的是电压信号，那么共发射极放大器则有优势；如果输入的是电流信号，那么共基极放大器则有优势。与此相关的是电流放大倍数：共发射极放大器的电路放大倍数接近  $\beta$ ，而共基极放大器没有电流放大的功能，或者说其电流放大倍数接近 1。在集成电路中，电流形式的输入信号是很常见的，因此共基极放大器也大有用武之地。另外，共基极放大器的频谱比共发射极放大器更宽，后面将对此进行分析。

图 5.32(a) 是一个共基极放大电路，其器件的参数与图 5.30 中的共发射极放大电路基本一致。从显示的结果来看，其核心增益是 73V/V，这与计算值相差不多。图 5.32(b) 是仿真的输入(上)和输出(下)波形，由此可以看出两者之间没有  $180^\circ$  的相差。换言之，这两者是同相的，而共发射极放大器的波形是反相的。

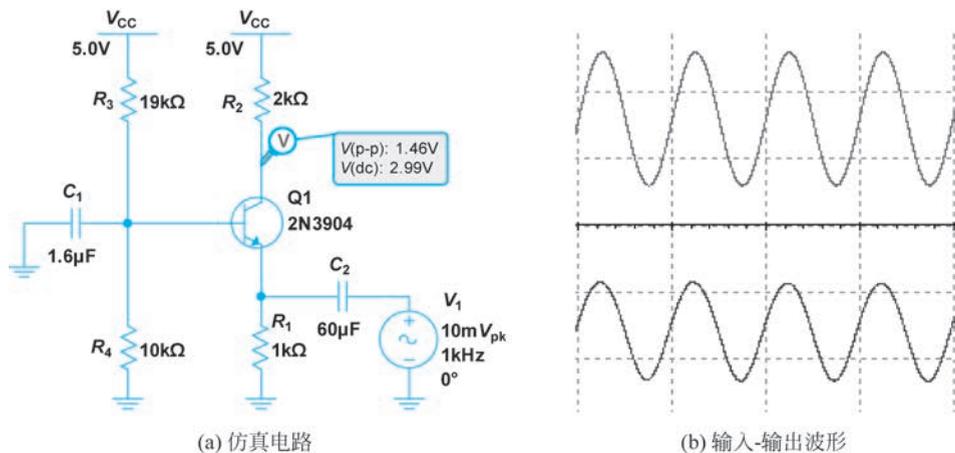


图 5.32 共基极放大器电路

尽管输入信号是正弦波，但是可以用扰动的方法来推测相位的关系。假如输入的是一

个正向的脉冲电压,结果发射极的电压就被抬高了一些。但是,基极连在一个电容上,它不允许电压出现跳变,所以基极的电压没有变化。因此, $v_{BE}$  的值就变小了,这就导致集电极的电流减小,最终使集电极的电压增高。由此可以看出,输入端的正向脉冲导致输出端也出现了正向的脉冲,因此其相位是相同的。读者可以用相同的方法来推测共发射极放大器输入输出信号之间的相位关系。

如果把电路中的 BJT 换成 MOSFET,则变成了共栅极放大电路。其分析方法和结论与共基极放大电路几乎完全相同,唯一的区别在于  $r_e$  变成了  $r_{gs}$ ,它是跨导的倒数: $r_{gs} = 1/g_m$ 。作为对比, $r_e = \alpha/g_m$ 。由于 MOSFET 的栅极电流为零,所以  $I_D = I_S$ ,因此也可以定义出两个类似的参数: $\alpha = I_D/I_S = 1, \beta = I_D/I_G = \infty$ 。由于 BJT 的  $\alpha$  值也很接近 1,所以  $r_{gs}$  和  $r_e$  在表达式上几乎是相同的。但是,在直流参数相同的情况下 MOSFET 的跨导比 BJT 低,所以  $r_{gs}$  比  $r_e$  在数值上要更高一些。

## 5.10 共集电极放大电路

如图 5.33(a)所示的是一种共集电极放大电路,其输入端在基极而输出端在发射极。在这两者之间是一个 pn 结,其偏压几乎是恒定的,因此输出信号会跟随输入信号而变化,所以这个电路也被称为“射极跟随器”。仔细分析会发现,它的电压增益略小于 1,因此不能作为电压放大器来使用。然而,这个电路可以放大电流,因此可以当作简单的功率放大器来使用。此外,它的输入阻抗比较高,输出阻抗比较低,在多级放大电路中它可以用在输入和输出端,同时也可以用在两个放大器之间作为缓冲器。

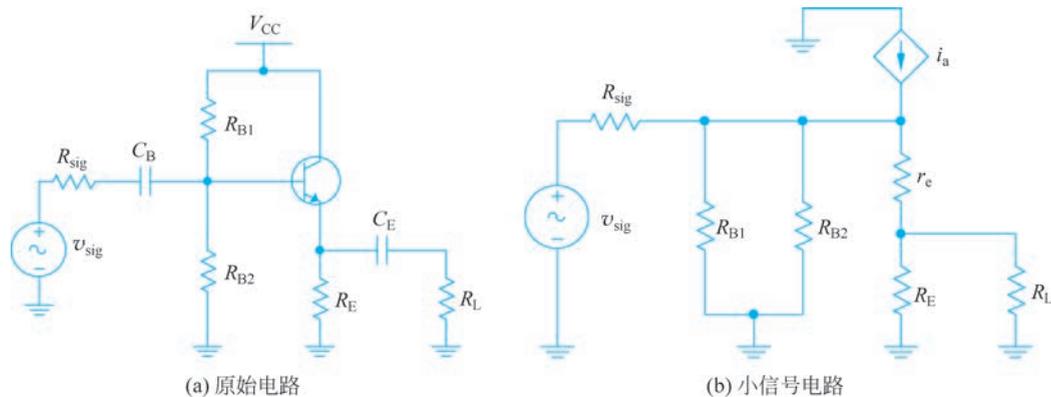


图 5.33 共集电极放大器电路

首先考察一下其直流电路。尽管失去了  $R_C$ ,但是对电路直流参数的影响却十分有限。换言之,与共发射极和共基极电路相比,如果其他 3 个电阻( $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$ 、 $R_E$ )保持不变,那么集电极电流几乎没有什么变化,基极和发射极的电压也是如此。其次,做交流分析需要把原始电路转化为其小信号电路,如图 5.33(b)所示,这里也采用了 T-模型并且忽略了  $r_o$ 。这个电路看似十分简单,只不过是串并联电阻的组合,但是基极和发射极的电流是不同的,因

此需要进行变换,其法则如下:

$$R' = (i_{or}/i_{tr})R \quad (5.14)$$

其中  $i_{or}$  和  $i_{tr}$  分别是原来的电流和变换后的电流。这个变换的根据是保持各个电阻上的电压不变:  $i_{tr}R' = i_{or}R$ 。图 5.34 显示了以基极和发射极为基准的等效电路,在做了变换以后,受控电流源就消失了。

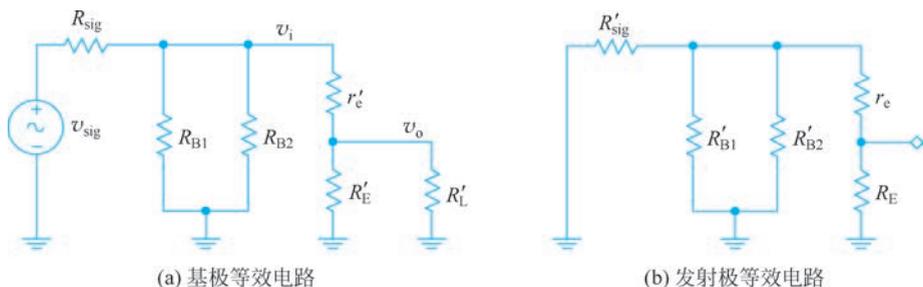


图 5.34 共集电极放大器电路的输入和输出阻抗分析

图 5.34(a)是以基极为基准的等效电路,因此与发射极有关的电阻都需要做变换。因为  $i_e/i_b = \beta + 1$ ,所以这 3 个电阻都需要乘以这个系数,结果其阻值都变大了。首先,可以算出输入阻抗:  $R_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r'_e + R'_E \parallel R'_L)$ 。在这 3 组并联的电阻中,每一个阻值都比较高,所以并联以后的结果也是较高的。例如,  $R_{B1} = 19\text{k}\Omega$ ,  $R_{B2} = 10\text{k}\Omega$ ,  $r_e = 26\Omega$ ,  $R_E = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 100\Omega$ ,如果  $\beta = 199$ ,那么  $r'_e = 5.2\text{k}\Omega$ ,  $R'_E = 200\text{k}\Omega$ ,  $R'_L = 20\text{k}\Omega$ ,因此  $r'_e + R'_E \parallel R'_L = 23.4\text{k}\Omega$ 。代入这些参数,就可以求出输入阻抗:  $R_i = 5.12\text{k}\Omega$ 。

其次,可以计算其增益,它可以利用两层的分压电路公式来推出:

$$A_V = \frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_i}{v_{sig}} \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_i}{R_{sig} + R_i} \frac{R'_E \parallel R'_L}{r'_e + R'_E \parallel R'_L} \quad (5.15)$$

如果  $R_{sig} = 1\text{k}\Omega$ ,则可以计算出其增益是  $A_V = 0.65\text{V/V}$ 。

最后,利用图 5.34(b)中的等效电路可以求出输出阻抗。首先,信号源需要去掉,电压源就变成了短路。其次,基极一侧的电阻需要进行变化,此时的系数是  $i_b/i_e = 1/(\beta + 1)$ ,因此这一侧的 3 个电阻值 ( $R_{sig}$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ ) 都变小了。从输出端来看,其输出电阻是  $R_o = R_E \parallel (r_e + R'_{sig} \parallel R'_{B1} \parallel R'_{B2})$ ,代入相应的阻值,就可以得到  $R_o = 29.5\Omega$ 。由此可以看出,射极跟随器的输出阻抗是很低的。

图 5.35 是仿真的结果,在  $R_C$  被去除以后直流电路几乎没受什么影响,这反映在发射极的直流电压依旧十分接近  $1\text{V}$ 。从仿真的结果中也可以算出其电压增益,  $A_V = 0.645\text{V/V}$ ,这与计算值十分接近。此外,还可以求出其电流放大倍数,  $A_I = 37.7\text{A/A}$ 。另外,从输入端的电压和电流还能求出其输入阻抗,  $R_i = 4.85\text{k}\Omega$ ,这与计算值也比较接近。

如果共集电极放大器中的 BJT 换成了 MOSFET,则变成了共漏极放大器,也被称为源极跟随器,如图 5.36(a)所示。在这里引入了一个直流电流源和一个负电压源 ( $V_{SS}$ ),因此电路得以简化,因为直流电流源在交流电路中相当于开路。图 5.36(b)显示了其小信号电

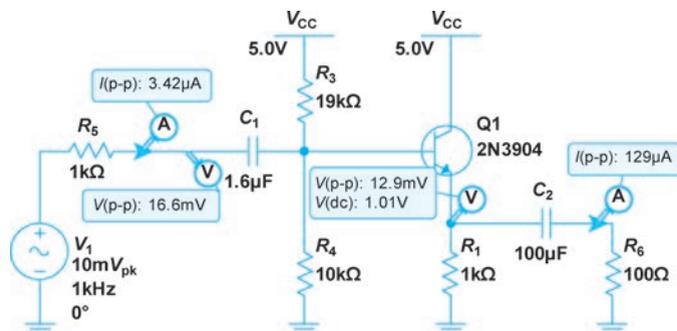


图 5.35 射极跟随器的仿真

路,其中采用了T模型并且忽略了 $r_o$ 。如果希望仿照射极跟随器的方法来分析这个源极跟随器电路,那就可以假设 $\beta = \infty$ ,因为栅极电流为零,尽管在图中电阻 $R_{sig}$ 好像直接与 $r_{gs}$ 连在一起似的。所以,这个电路的输入阻抗是无穷大( $R_i = \infty$ )。其电压增益是 $A_v = R_L / (r_{gs} + R_L)$ ,这里 $R_L$ 是负载电阻,而与信号源相连的电阻 $R_{sig}$ 其阻值对增益没有影响。从负载电阻 $R_L$ 的角度来看,MOSFET的栅极相当于直接接地,所以输出阻抗是 $R_o = r_{gs}$ 。仿真的结果显示其电压增益是 $A_v = 0.585V/V$ ,由此可以反推出 $r_{gs} = 70.9\Omega$ ,这个值比具有相同电流的 $r_e$ 要大一些。由于栅极电流为零,所以源极跟随器的电流放大倍数是无穷大。其实,栅极的输入阻抗主要是由其电容决定的,随着频率的增高,其输入阻抗也会逐渐降低。

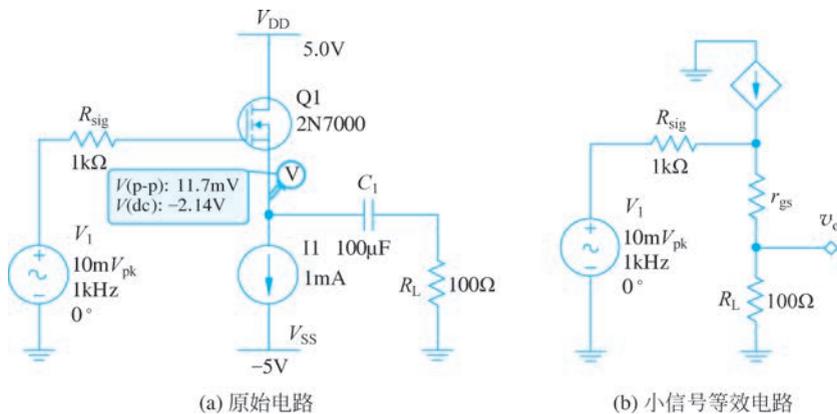


图 5.36 共漏极放大器电路

从公式来看, $r_{gs}$  越小其增益就越接近1。由于 $r_{gs}$  是跨导 $g_m$  的倒数,而它又与电流的平方根成正比,因此需要提高电流才能减小 $r_{gs}$ 。例如,当直流电流源的参数增高到4mA时, $r_{gs}$  会减小一半,其电压增益变为0.74V/V。如果把电流增加到9mA, $r_{gs}$  会减小到原值的1/3,电压增益则可达0.81V/V。然而,提高电流会导致功耗的增加,因为功率与电流成正比。

### Q 如何直接理解输出阻抗?

在如图 5.36(a)所示的电路中,如果关掉输入信号源(短路),由于栅极电流为零, $R_{\text{sig}}$ 上的偏压也为零,因此栅极是接地的。此时去掉负载电阻和耦合电容 $C_1$ ,同时从此处向内输入一个交流电流信号,结果它就会叠加到直流电流源上;利用 KCL 就可以得出叠加关系式: $i_D = I_o - i_t$ 。由于 MOSFET 的电流主要由 $v_{\text{GS}}$ 来决定, $i_D = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \kappa_n (v_{\text{GS}} - V_{\text{th}})^2$ ,所以电路对这个交流测试电流的响应就是源极电压会上下波动,输出阻抗的定义就是这个交流电压与输入的交流电流之比。可以先求解 $g_m = di_D/dv_{\text{GS}}$ ,然后取其倒数就变成了 $r_{\text{gs}}$ ,而这就是输出阻抗: $r_{\text{gs}} = dv_{\text{GS}}/di_D = -dv_S/di_D = dv_S/di_t$ 。当输入交流电流为正向时,MOSFET 中的电流降低;由于栅极电压不变,所以 MOSFET 的源极电压会升高。

## 5.11 放大电路的低频响应

前面几节都是在单一频率下来研究放大电路的特性的,然而,当工作频率变化时,放大电路的特性会发生很大变化。Multisim 提供了一个很方便的手段来仿真放大电路的频率响应,如图 5.37 所示。一般而言,带有耦合电容的分立放大电路的频谱都可以分为 3 段:在低频段增益随频率降低而降低,这是由于耦合电容造成的;在高频段增益随频率增加而降低,这是由于晶体管内的寄生电容所导致的;在中频段增益保持稳定,耦合电容和晶体管内的寄生电容都可以忽略。前面几节的电路分析实际上都处在中频段,所以耦合电容可以当作短路来处理,而晶体管内的寄生电容则当作开路来处理。

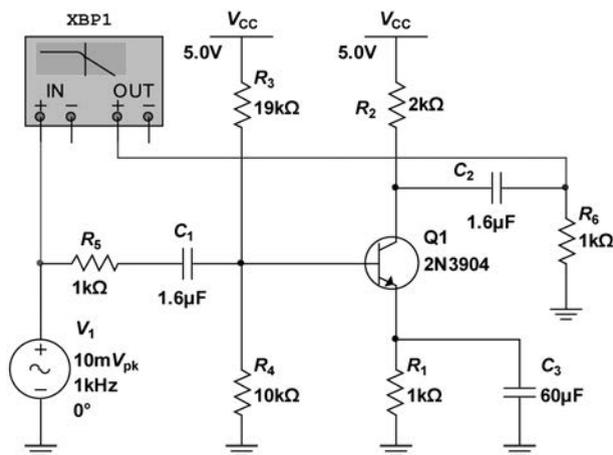
在如图 5.37(a)所示的电路中,耦合电容 $C_1$ 和 $C_2$ 比较好分析,它们的等效电路也基本相同,如图 5.38 所示。

在求解传递函数的时候,可以先把图 5.38 中上方的电阻和电容换位,结果就变成了简单的高通滤波器,然后再利用分压电路的公式就可以推导出传递函数,其结果如下:

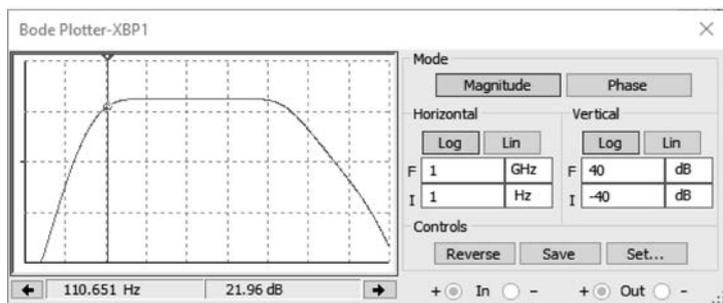
$$T_i(s) = \frac{\tilde{V}_i}{\tilde{V}_{\text{sig}}} = \frac{R_i}{R_{\text{sig}} + R_i} \frac{s}{s + \omega_i}, \quad T_o(s) = \frac{\tilde{V}_o}{\tilde{V}_a} = \frac{R_L}{R_o + R_L} \frac{s}{s + \omega_o} \quad (5.16)$$

其中, $\omega_i = 1/[(R_{\text{sig}} + R_i)C_1]$ , $\omega_o = 1/[(R_o + R_L)C_2]$ 。当工作频率确定以后,这两个表达式在设计电路时可以用来确定耦合电容的大小。

相对而言,发射极下面的那个电容的频率响应要复杂一些。为了简化分析,可以采用 T 模型,图 5.39(a)是电流源以下的电路,输入信号来自基极,而输出信号则是基极-发射极之间的偏压 $v_{\text{be}}$ 。为了求解方便,在如图 5.39(b)所示的电路中器件的位置做了对换,利用分压电路公式就可以求出传递函数:

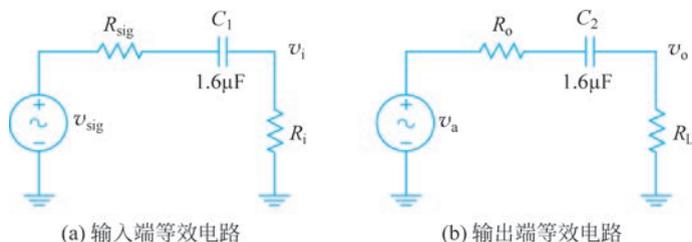


(a) 仿真电路



(b) 波特图

图 5.37 共发射极放大电路



(a) 输入端等效电路

(b) 输出端等效电路

图 5.38 输入端和输出端的等效电路

$$T_e(s) = \frac{\tilde{V}_{be}}{\tilde{V}_i} = \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \quad (5.17)$$

其中  $\omega_z = 1/(R_E C_E)$ ,  $\omega_p = 1/[(r_e \parallel R_E) C_E] \approx 1/(r_e C_E)$ 。这个电路也被称为“超前网络”，其特性在 2.7 节中做过详细讨论。一般来说,  $r_e \ll R_E$ , 所以  $\omega_z \ll \omega_p$ 。换言之, 零点频率远低于极点频率, 所以在电路设计时应该注重用极点频率来确定电容  $C_E$  的值。例如, 工作频率为  $f_o = 1\text{kHz}$ , 而  $r_e = 26\Omega$ , 如果需要满足  $\omega_p = 0.1\omega_o$  的条件, 那么通过计算就可以得出

$$C_E = 61\mu\text{F}.$$

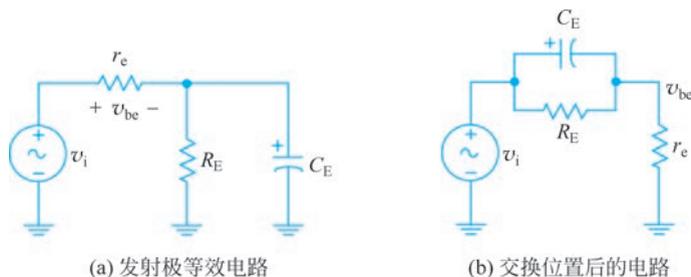


图 5.39 基极-发射极等效电路

尽管在截止频率附近,式(5.17)中的零点几乎没有什么作用,但是,在低于零点频率的区域其作用却不容忽视,因为它可以中和掉一个极点的影响。如图 5.40(a)所示的电路与如图 5.39(b)所示的电路一致,不过其参数有所不同。在第 2 章介绍过这个电路,它被称为“超前补偿电路”。图 5.40(b)是仿真的结果,如果忽略掉零点的作用,这就是一个典型的高通滤波器,其通频段的传递函数值为 0dB,在其极点处传递函数值降到  $-3\text{dB}$ 。从图 5.40 中可以看出,其极点频率是  $3.26\text{kHz}$ ,可以代入参数验证一下:  $f_p = 1/[2\pi(R_1 \parallel R_2)C_1] \approx 3.34\text{kHz}$ ,这两者十分接近。在低于零点频率的波段,极点的作用被零点中和,因此下降的曲线被扳平。

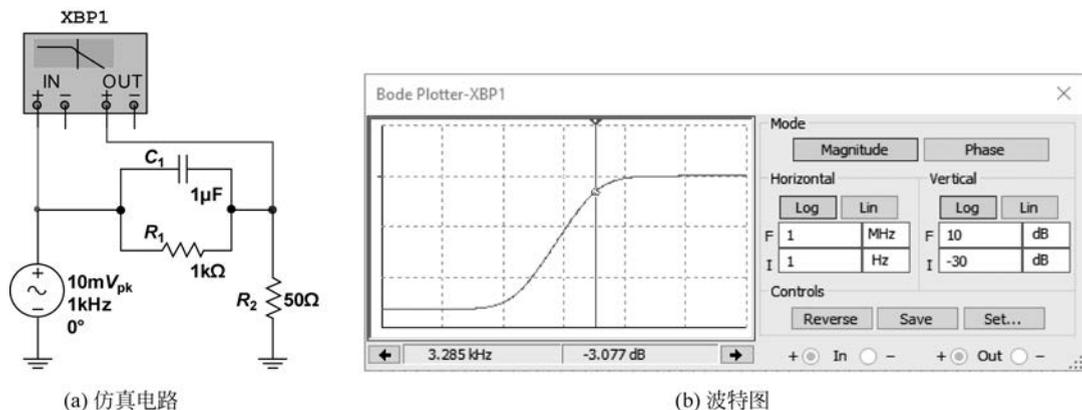


图 5.40 发射极等效电路的仿真

如图 5.40(b)所示的波特图也可以从数学公式来理解:

- (1) 高频段( $\omega \gg \omega_p$ ):  $T_e(s) = \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \approx \frac{s}{s} = 1$ 。
- (2) 中频段( $\omega_z \ll \omega < \omega_p$ ):  $T_e(s) = \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \approx \frac{s}{s + \omega_p}$ 。
- (3) 低频段( $\omega \ll \omega_z$ ):  $T_e(s) = \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \approx \frac{\omega_z}{\omega_p}$ 。

在低频段,传递函数的值很容易验证:  $T_e(s) \approx \frac{\omega_z}{\omega_p} = \frac{R_2}{R_1} = 0.05 = -26\text{dB}$ ,这与图 5.40(b)中仿真的结果十分吻合。

综上所述,把低频段各个频率响应因子包括进来就可以推导出放大电路的增益:

$$A_V(s) = \frac{v_o}{v_{\text{sig}}} = \frac{v_i}{v_{\text{sig}}} \frac{v_{be}}{v_i} \frac{i_a}{v_{be}} \frac{v_a}{i_a} \frac{v_o}{v_a} = - \left( \frac{R_i}{R_{\text{sig}} + R_i} g_m R_o \frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left( \frac{s}{s + \omega_i} \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \frac{s}{s + \omega_o} \right) \quad (5.18)$$

## 5.12 放大电路的高频响应

放大电路的高频响应主要是由晶体管内部的寄生电容造成的,图 5.41 把晶体管内部的主要寄生电容展现了出来。由于 BJT 是由两个 pn 结组成的,它们所对应的就是这两个寄生电容:  $C_{BE}$  和  $C_{BC}$ 。此外,在集电极和发射极之间也可以通过衬底发生耦合,但是这个电容  $C_{CE}$  一般比较小,因此可以忽略。与此类似,在传统的 MOSFET 结构中漏极和源极之间也可以通过衬底而形成耦合电容  $C_{DS}$ ,而如今的制造工艺都是建立在 SOI(Silicon On Insulator)结构上的,所以这个耦合电容变得很小而可以忽略。因此,无论是 BJT 还是 MOSFET 仅需要保留两个寄生电容即可。

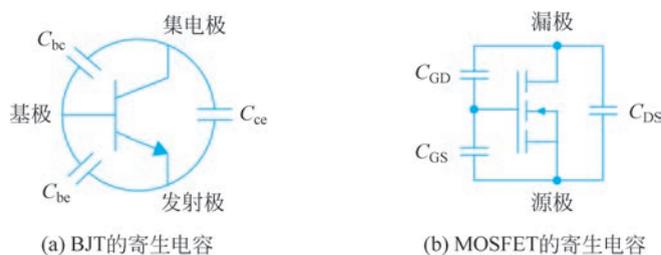


图 5.41 晶体管中的主要寄生电容

如果比较晶体管的这两个电容,就会发现与发射极或源极相连的电容更大:  $C_{BE} > C_{BC}$ ,  $C_{GS} > C_{GD}$ 。就 BJT 而言,发射极区的掺杂浓度远高于集电极区;此外,基极-发射极之间的 pn 结是正向偏置的,而基极-集电极之间的 pn 结则往往是反向偏置的,所以前者会比后者的电容更大。对于 MOSFET 来说,导电沟道是与源极相连的,所以栅极-源极之间的电容会高于栅极-漏极之间的电容。分立器件的 MOSFET 的导电沟道很长,所以  $C_{gs}$  比  $C_{gd}$  大很多;然而,在现代的集成电路中这两个电容之间的差距并不悬殊。

在一些电路中,与集电极或漏极相连的小电容的作用反而更大。例如,在共发射极和共源极放大电路中,信号从基极或栅极输入,然后从集电极或漏极输出。在这种情况下,  $C_{BC}$  和  $C_{GD}$  则在输入节点和输出节点之间形成了一个反馈通道,结果其作用就被放大了,因此放大器的带宽就会变低。

在图 5.42(a)中放大器用一个三角形符号来表示,并且假设其电压增益是负的:  $A_V =$

$-K$ 。当有一个反馈电容存在时,它可以转化为如图 5.42(b)所示的等效电路,这被称为米勒定理(Miller's Theorem)。这个定理不仅适用于反馈电容,也可以处理一般的反馈阻抗的情况,假设这个阻抗为  $Z_f$ 。米勒定理给出其等效电路中的器件参数:

$$Z_{M1} = \frac{1}{1+K}Z_f, \quad Z_{M2} = \frac{K}{1+K}Z_f \quad (5.19)$$

米勒定理有严格的证明,这里希望给读者一个直观的解释。因为电压增益是负的,如果观察输入和输出端的电压,则会发现它们之间的关系就像跷跷板一样。如果能够找到其支点的位置,那么这个跷跷板就可以分为两段。在电路上,支点就相当于交流电路的接地,因为其电压不变。这样一来,就可以将原电路转化为如图 5.42(b)所示的等效电路。

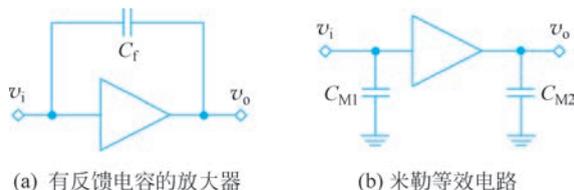


图 5.42 米勒定理

假如  $K=9$ ,当输入端为  $0.1\text{V}$  时,输出端为  $-0.9\text{V}$ ,所以这两端的电压差是  $1\text{V}$ 。由此可以得出一点启示:可以把跷跷板分为  $K+1$  份,其中输入端一侧的长度是其中的 1 份,占总长度的  $1/(K+1)$ ;而输出端那边的长度为  $K$  份,占总长度的  $K/(K+1)$ ;这两个比例值就是米勒定理的那两个系数。如果这个反馈器件是个电阻或电感,在输入端的那部分会很小,而输出端的那部分则接近其原始值。然而,如果这个反馈器件是电容,那么其阻抗值与电容值成反比,结果在输入端则会出现一个被放大了  $K+1$  倍的大电容:

$$C_{M1} = (1+K)C_f, \quad C_{M2} = (1+1/K)C_f \quad (5.20)$$

图 5.43 是一个共源极放大器的电路以及其在高频段的等效电路,其中  $R_i = R_1 \parallel R_2$ ,  $R_o = r_o \parallel R_D$ ,  $C_{in} = C_{m1} + C_{gs} = (1+K)C_{gd} + C_{gs}$ ,  $C_{out} = C_{m2} = (1+1/K)C_{gd}$ 。这里  $K = |A_{vo}|$ ,而  $A_{vo}$  是从栅极到漏极之间的电压增益:  $A_{vo} = v_o/v_i = -g_m(R_o \parallel R_L)$ 。

在图 5.43(d)中,输入端和输出端都简化成了相同的低通滤波电路,这个电路在第 2 章曾经介绍过。可以用戴维南定理将其进一步简化为标准的低通滤波器,如图 5.44 所示。

经过如图 5.44 所示的变换以后,  $v_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}v_i$ ,  $R_{th} = R_1 \parallel R_2$ 。从如图 5.44(b)所示

的标准低通滤波器可以得出其传递函数:  $T_{LP}(s) = \frac{v_o}{v_{th}} = \frac{\omega_o}{s + \omega_o}$ ,其中  $\omega_o = 1/(R_{th}C)$ 。由此可

以求出经过图 5.44(a)中低通滤波器的传递函数:  $T_{LPF}(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{th}}{v_i} \frac{v_o}{v_{th}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{\omega_o}{s + \omega_o}$ 。将

此公式代入图 5.43(d)中,就可以求出整个电路增益的表达式:

$$A_V(s) = \frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_i}{v_{sig}} \frac{v_a}{v_i} \frac{v_o}{v_a} = - \left( \frac{R_i}{R_{sig} + R_i} \right) g_m (R_o \parallel R_L) \left( \frac{\omega_{in}}{s + \omega_{in}} \frac{\omega_{out}}{s + \omega_{out}} \right) \quad (5.21)$$

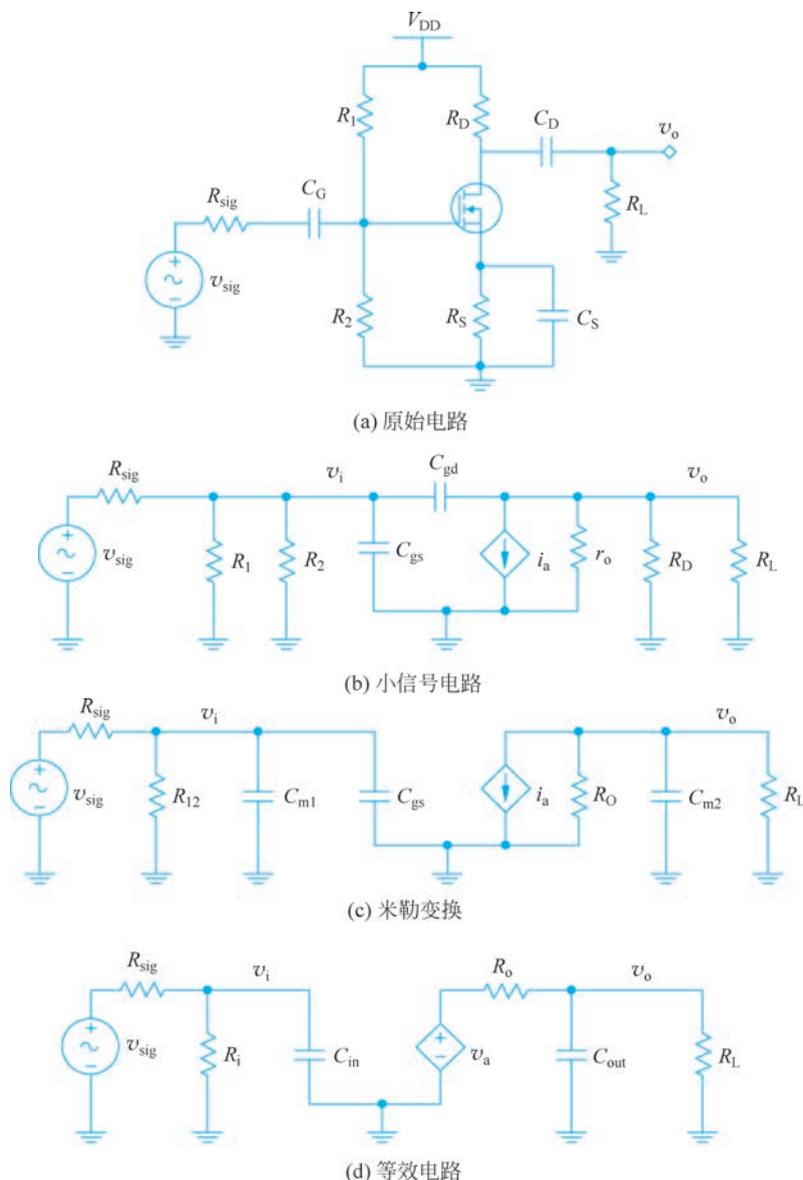


图 5.43 共源极放大电路

这个表达式可以分为两部分：前面是中频段的增益，后面是寄生电容造成的低通滤波器效应，其中， $\omega_{in} = 1/[(R_{sig} \parallel R_1)C_{in}]$ ， $\omega_{out} = 1/[(R_o \parallel R_L)C_{out}]$ 。由于 MOSFET 的栅极电流为零， $R_1$  和  $R_2$  都很大，所以  $R_{sig} \ll R_i$ ，因此式(5.21)中的第一个因子可以去掉。此外，在低频的频率响应也可以包括进来，从而可以得出适用于全频段的频率响应。

$$A_V = \frac{v_o}{v_{sig}} \approx - \left( \frac{s}{s + \omega_i} \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \frac{s}{s + \omega_o} \right) g_m (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \left( \frac{\omega_{in}}{s + \omega_{in}} \frac{\omega_{out}}{s + \omega_{out}} \right) \quad (5.22)$$

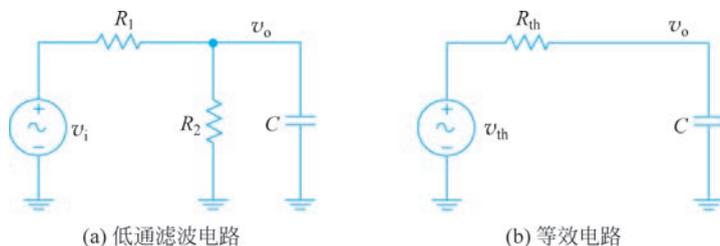


图 5.44 利用戴维南定理简化输入端电路

**K** 利用米勒定理来推导增益实际上是一种近似,因为原电路的反馈通道消失了。如果按照原始电路来推导则会出现不同的结果:其一是在高频响应中会出现一个零点,它来自于输入信号直接跨过  $C_{gd}$  而到达输出端;其二是 MOSFET 漏极的输出阻抗不再是  $r_o$ ,  $C_{gd}$  会导致反馈效应的出现。尽管如此,由于推导过程比较复杂,人们还是常常采用米勒定理在做电路分析。

图 5.45(a)是一个共源极放大电路,为了研究在高频波段电容的响应,外加了两个电容来模拟  $C_{gd}$  和  $C_{gs}$ ,这样就可以避免在高频时出现的各种复杂因素。与实际的寄生电容相比,图中的电容值要高很多。图 5.45(b)是其小信号等效电路,由于  $C_{gd}$  的存在,其跨导需要加以修正,具体的推导步骤如下。

(1) 流经电容  $C_{gd}$  的电流相量:  $\tilde{I}_c = Y_{gd}(\tilde{V}_i - \tilde{V}_o) = s\gamma C_{gd}\tilde{V}_i$ ,  $\gamma = 1 + K$ ,  $K$  是  $C_{gd}$  两端的电压增益的绝对值。

(2) 流经电流源的电流相量:  $\tilde{I}_a = g_m \tilde{V}_i$ 。

(3) 等效电流相量:  $\tilde{I}_{eq} = \tilde{I}_a - \tilde{I}_c = (g_m - s\gamma C_{gd})\tilde{V}_i$ , 其中的负号表示这两个电流分量的方向相反(如果从图 5.45(b)中的电流源顶端来观察的话)。

(4) 修正的跨导:  $G_m = \tilde{I}_{eq} / \tilde{V}_i = g_m - s\gamma C_{gd} = g_m(1 - s\gamma C_{gd}/g_m) = g_m(1 - s/\omega_{zo})$ , 它与输出阻抗的乘积就是输出电压  $v_o$ , 因为没有负载电阻存在。

如果用修正的跨导  $G_m$  来取代原始的跨导  $g_m$ , 在频率响应上则会引入一个零点:  $\omega_{zo} = g_m / (\gamma C_{gd})$ , 它位于  $s$ -平面的右侧。与极点不同, 位于右半平面的零点不会带来不稳定, 但是其相位却很不同。例如, 在  $\omega \ll \omega_{zo}$  时, 它几乎没有什么影响:  $1 - s/\omega_{zo} \approx 1$ ; 在  $\omega = \omega_{zo}$  时,  $G_m$  会产生  $-45^\circ$  的相移:  $1 - s/\omega_{zo} \approx 1 - j$ ; 在  $\omega \gg \omega_{zo}$  时, 这个相移则会增高到  $-90^\circ$ :  $1 - s/\omega_{zo} \approx -j\omega/\omega_{zo}$ 。此外, 在放大倍数较高的情况下, 这个零点频率会接近极点频率, 从而抵消其影响, 图 5.46 中的仿真结果显示了 this 效应。

图 5.46(a)显示了这个放大电路增益的绝对值, 在  $f = 4.64\text{kHz}$  处出现了第一个极点(标尺所在位置), 它来自于被米勒效应放大的电容  $C_{gd}$  以及与其并联的  $C_{gs}$ 。从仿真结果可以看出, 在中频段的增益是 29dB, 它相当于  $K = |A_v| = 28.2\text{V/V}$ , 由此可以估算出其跨

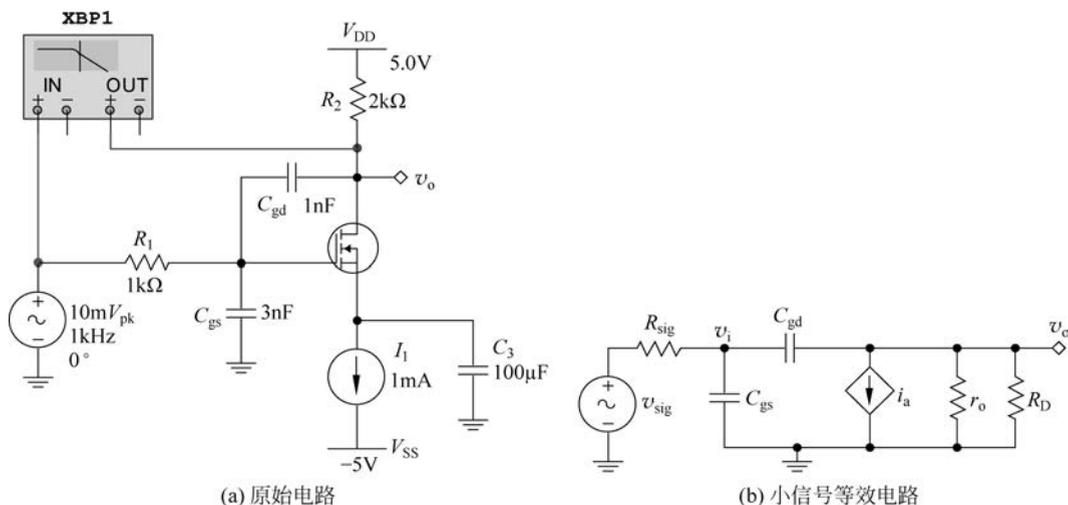


图 5.45 共源极放大电路

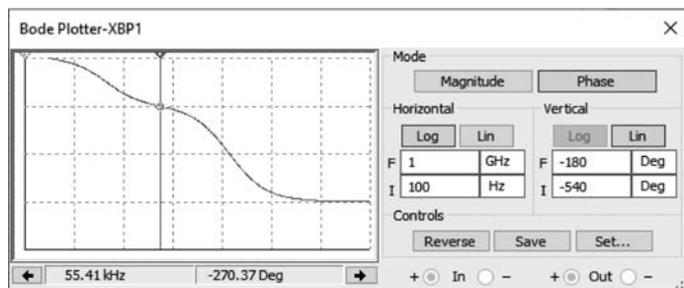
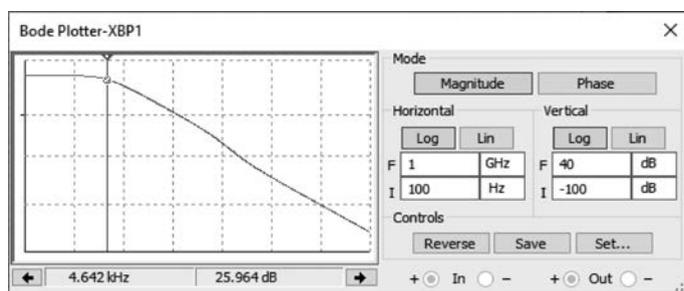


图 5.46 共源极放大器增益的波特图

导： $g_m \approx |A_V|/R_D = 14.1\text{mS}$ 。利用米勒定理可以算出输入端和输出端的等效电容： $C_{in} = (1+K)C_{gd} + C_{gs} = 32.2\text{nF}$ ， $C_{out} = (1+1/K)C_{gd} \approx 1.04\text{nF}$ 。接下来就可以求出与  $C_{in}$  对应的第一个极点频率， $f_{p1} = 1/(2\pi R_{sig} C_{in}) \approx 4.95\text{kHz}$ ，这个结果与仿真结果基本吻合。

此外，也可以估算一下第二个极点频率： $f_{p2} \approx 1/(2\pi R_D C_{gd}) \approx 79.6\text{kHz}$ 。最后，可以

估算零点频率:  $f_{zo} \approx g_m / [2\pi(1+K)C_{gd}] \approx 76.9\text{kHz}$ 。由此可见,第二个极点与零点的频率十分接近,这个结果清楚地反映在波特图中。在图 5.46(a)中第二个极点的作用几乎完全被零点所中和,所以曲线似乎保持了一  $20\text{dB/dec}$  的斜率。这对极点-零点组合在相位图中反映得比较清楚:在图 5.46(b)中第一个极点使相位降低了  $90^\circ$ (标尺左侧),然而,在第二个极点与零点的共同作用下,相位降低了  $180^\circ$ (标尺右侧)。

此外,  $C_{gd}$  也会导致 MOSFET 的输出阻抗发生变化,图 5.47(a)是其小信号等效电路。为了推导输出阻抗,需要在输出端施加一个测试电压信号  $v_t$ ,这会导致在两个电容之间的节点处出现一个响应电压  $v_i$ ,它会使电流源产生电流,然后就可以推导出从输出端进来的总电流,它与测试电压之比就是输出导纳,取其倒数就可以得出输出阻抗。

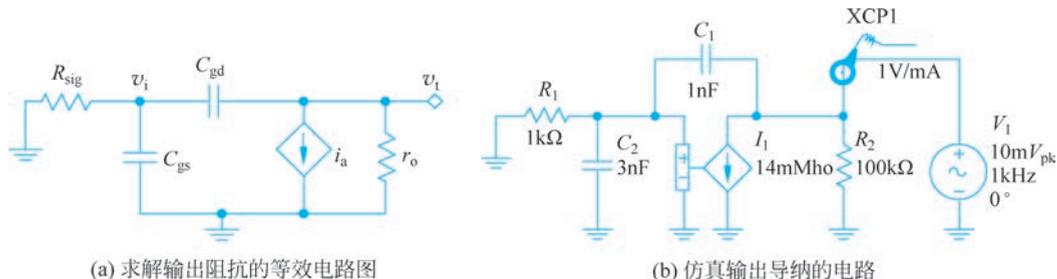


图 5.47 输出阻抗分析

(1) 流经  $r_o$  的电流相量:  $\tilde{I}_r = \tilde{V}_t / r_o = g_o \tilde{V}_t$ 。

(2) 流经电容  $C_{gd}$  的电流相量:  $\tilde{I}_c = \tilde{V}_t / Z_{RC}, Z_{RC} = Z_{Cgd} + R_{sig} \parallel Z_{Cgs}$ 。

(3) 流经电流源的电流相量:  $\tilde{V}_i = \frac{R_{sig} \parallel Z_{Cgs}}{Z_{RC}} \tilde{V}_t, \tilde{I}_a = g_m \tilde{V}_i = \frac{g_m (R_{sig} \parallel Z_{Cgs})}{Z_{RC}} \tilde{V}_t$ 。

(4) 总电流相量:  $\tilde{I}_t = \tilde{I}_r + \tilde{I}_c + \tilde{I}_a = [g_o + \frac{1}{Z_{RC}} + \frac{g_m (R_{sig} \parallel Z_{Cgs})}{Z_{RC}}] \tilde{V}_t$ 。

(5) 输出导纳:  $Y_o = \frac{\tilde{I}_t}{\tilde{V}_t} = g_o + \frac{1}{Z_{RC}} + \frac{g_m (R_{sig} \parallel Z_{Cgs})}{Z_{RC}}$ 。

(6) 输出阻抗:  $Z_o = \frac{\tilde{V}_t}{\tilde{I}_t} = r_o \parallel Z_{RC} \parallel \frac{Z_{RC}}{g_m (R_{sig} \parallel Z_{Cgs})}$ 。

(7) 在低频段和中频段,  $Z_{RC}$  值很高,此时  $Z_o \approx r_o$ 。

(8) 在频率较高的情况下,  $r_o$  可以忽略不计,此时可以做一个近似:  $Z_o \approx Z_{RC} \parallel$

$$\frac{Z_{RC}}{g_m (R_{sig} \parallel Z_{Cgs})} = \frac{Z_{RC}}{1 + g_m (R_{sig} \parallel Z_{Cgs})}$$

(9) 在一定的频率范围内,满足  $R_{sig} \ll |Z_{Cgs}| \ll r_o$  的条件,此时可以做进一步的近似,

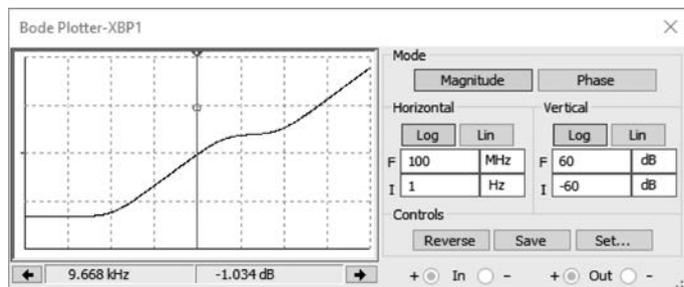
$$R_{sig} \parallel Z_{Cgs} \approx R_{sig}, Z_{RC} \approx Z_{Cgd}, Z_o \approx \frac{Z_{Cgd}}{1 + g_m R_{sig}}, \text{其频率响应与单一电容相似。}$$

(10) 当频率进一步增高以后,满足  $R_{\text{sig}} \sim |Z_{\text{Cgs}}|$ , 此时很难做近似。

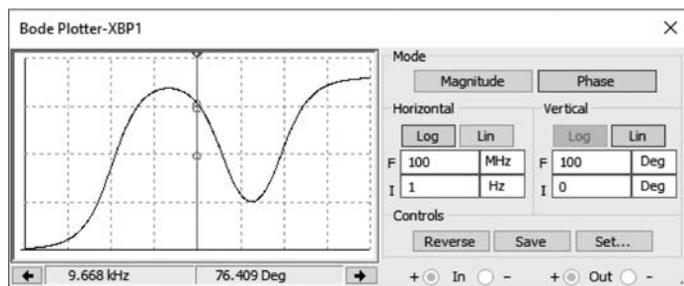
(11) 在频率很高的情况下,满足  $R_{\text{sig}} \gg |Z_{\text{Cgs}}|$  的条件,此时  $R_{\text{sig}} \parallel Z_{\text{Cgs}} \approx Z_{\text{Cgs}}$ ,  $Z_{\text{RC}} \approx Z_{\text{Cgd}} + Z_{\text{Cgs}}$ ,  $Y_o \approx \frac{1 + g_m Z_{\text{Cgs}}}{Z_{\text{Cgd}} + Z_{\text{Cgs}}} = \frac{1}{Z_{\text{Cgd}} + Z_{\text{Cgs}}} + \frac{g_m C_{\text{gd}}}{C_{\text{gd}} + C_{\text{gs}}}$ , 因此输出阻抗是  $Z_o \approx (Z_{\text{Cgd}} + Z_{\text{Cgs}}) \parallel \frac{C_{\text{gd}} + C_{\text{gs}}}{g_m C_{\text{gd}}}$ , 前者是  $C_{\text{gd}}$  和  $C_{\text{gs}}$  串联的阻抗, 后者是反馈效应所产生的一个电阻, 它不随频率而变化。

(12) 如果频率进一步增加, 输出阻抗则变成了两个电容的串联:  $Z_o \approx (Z_{\text{Cgd}} + Z_{\text{Cgs}})$ 。

图 5.48 是图 5.47(b) 中电路仿真的输出导纳, 在低频段其值为  $-40\text{dB}$  而且相位为零, 与此对应的是  $Y_o \approx g_o = 1/r_o = 10^{-2}\text{mS}$ 。图 5.47(b) 中的电路使用了电压-电流转换器, 其单位设置为  $1\text{mA}$  变成  $1\text{V}$ , 因此仿真结果的单位是  $\text{mS}$ 。然而, 当频率增高以后, 输出导纳的值随频率增长的斜率是  $20\text{dB/dec}$ , 这与电容的导纳一致,  $Z_o \approx Z_{\text{Cgd}} / (1 + g_m R_{\text{sig}})$ 。此外, 相位应该出现  $90^\circ$  的相移, 仿真的结果与此略有出入。另外, 在图中的高频段, 导纳随频率的变化又呈现出典型的电容特征, 此时输出阻抗仅仅是两个电容的串联:  $Z_o \approx (Z_{\text{Cgd}} + Z_{\text{Cgs}})$ 。



(a) 增益图



(b) 相位图

图 5.48 输出导纳的仿真结果

与共发射极和共源极放大器相比, 其他类型的放大器没有输入-输出端之间的反馈电容, 因此其高频电路的分析相对简单一些。例如, 在共基极和共栅极放大电路中, 晶体管的两个寄生电容都有一端接地, 因此它们可以保持自身不变, 所以其带宽会比较高。此外, 在

射极跟随器和源极跟随器中,电容  $C_{BC}$  和  $C_{GD}$  也都有一端接地,因此可以保持不变。顾名思义,在这类器件中输入和输出的信号基本相同,所以  $C_{BE}$  和  $C_{GS}$  两端的电压基本恒定,因此它们没有任何作用并且可以从交流电路中移除。根据以上分析,射极跟随器和源极跟随器的带宽比共基极和共栅极放大电路更高。

## 延伸阅读

有兴趣的读者可以查阅和了解以下相关资料:

- (1) 阿波罗登月飞行控制系统使用的磁环存储器。
- (2) CMOS 基本逻辑门电路: 非门、与门、或门。
- (3) CMOS 逻辑电路对噪声信号的抑制。
- (4) CMOS 逻辑电路对弱信号的加强。
- (5) 放大器的工作原理。
- (6) 放大器的参数。
- (7) 偏置电路的温度稳定性。
- (8) 晶体管的小信号模型。
- (9) 3 种基本放大电路的比较。
- (10) 放大电路的频率响应。