

第 5 章

CHAPTER 5

CMOS 单级放大器

主要符号

v_s, V_s, v_S

v_{in}, V_{IN}, v_{IN}

$v_{out}, V_{OUT}, v_{OUT}$

i_{in}, I_{IN}, i_{IN}

$i_{out}, I_{OUT}, i_{OUT}$

A_v, A_v, A_{dc}

A_i, A_p

v_{ds}, V_{DS}, v_{DS}

v_{gs}, V_{GS}, v_{GS}

v_{bs}, V_{BS}, v_{BS}

i_d, I_D, i_D

L, W

V_{OD}

V_{TH}, V_{THN}, V_{THP}

K', K_n, K_p

μ_n, μ_p

C_{ox}

$\lambda, \lambda_n, \lambda_p$

γ

g_m

g_{ds}, r_{ds}

r_o

g_{mb}

r_{in}, r_{out}

含 义

交流小信号、静态直流和总信号源电压

交流小信号、静态直流和总输入信号电压

交流小信号、静态直流和总输出信号电压

交流小信号、静态直流和总输入信号电流

交流小信号、静态直流和总输出信号电流

电压增益、交流小信号电压增益、直流增益

电流增益、功率增益

交流小信号、静态直流和总漏-源电压

交流小信号、静态直流和总栅-源电压

交流小信号、静态直流和总衬底-源电压

交流、静态直流和总漏极电流

MOSFET 沟道的长度和宽度

MOSFET 的过驱动电压

MOSFET、NMOS 及 PMOS 的阈值电压

MOSFET、NMOS 及 PMOS 的工艺常数(或称为“跨导参数”)

表面电子、空穴迁移率

单位面积 MOSFET 栅电容

MOSFET、NMOS 及 PMOS 的沟道长度调制系数

MOSFET 的体效应系数

MOSFET 的跨导

MOSFET 的小信号漏源电导和电阻

晶体管的小信号输出电阻

MOSFET 体效应引起的跨导

放大器电路的小信号输入电阻和输出电阻

5.1 引言

在模拟集成电路中,放大是电路的一个基本功能。放大器将微弱的信号进行放大,以便驱动后级电路,进而能够被后续电路处理。在反馈电路中,有放大器参与时才能完成相关的信号处理。

本章在介绍放大器的基本分析方法后,主要讨论 CMOS 工艺中单级放大器的分析与设计。分析最基本的 CMOS 单级放大器的电路结构和原理,进行电路的大信号特性分析和小信号特性分析,建立一套放大器电路的分析方法。

MOSFET 是一种具有非线性特性的有源器件。因此,需要在 MOSFET 的晶体管模型基础上,进行 CMOS 集成电路的分析和设计。对于每一种放大器,采用简单模型有助于在设计中获得电路元件的近似值,并且在电路评估中获得电路的基本性能,同时避免烦琐的计算。采用简单模型可以使电路分析更容易,但通常也需要在准确性和复杂性之间进行权衡。

5.2 放大器基本分析方法

放大器可以看作由输入端口和输出端口组成的两端口网络。如图 5-1 所示的电路符号图,显示了从输入一侧到输出一侧的信号流方向。通常,输入端口的一端与输出端口的一端具有一个公共参考节点,形成“共模地”(common ground)。输出电压(或电流)与输入电压(或电流)的比值以“增益”(gain) A_0 来表示。如果输出信号直接正比于输入信号,则输出信号对输入信号具有 A_0 倍原样放大(即线性放大),这样的放大器称为“线性放大器”(linear amplifier)。如果在输出波形中存在变化,输出信号不是对输入信号的原样放大,则认为存在“失真”(distortion),这是不希望出现的,这样的放大器称为“非线性放大器”(nonlinear amplifier)。放大器的特性由很多的参数来表示,在以下章节将逐步展开分析,进行详细描述。

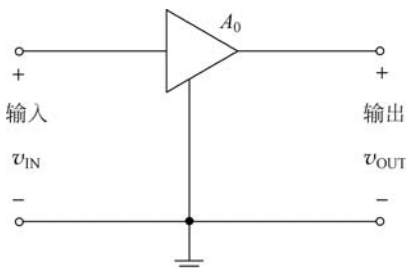


图 5-1 放大器

5.2.1 电压增益

放大器的基本功能就是放大,因此增益是我们关心的首要特性。如果加到线性放大器的输入信号电压是 v_{IN} ,放大器将输出一个电压信号 v_{OUT} ,它是输入信号 v_{IN} 原样的放大,图 5-2(a)所示的是一个带阻性负载 R_L 的放大器。放大器的“电压增益”(voltage gain) A_V 定义为

$$A_V = \frac{v_{OUT}}{v_{IN}} \quad (\text{单位为 V/V}) \quad (5.1)$$

线性电压放大器的转移特性是一条直线,如图 5-2(b)所示,斜率是 A_V 。如果施加一个直流(DC)输入信号 $v_{IN} = V_{IN}$,则输出 v_{OUT} 为直流输出电压, $v_{OUT} = V_{OUT} = A_V V_{IN}$,放大器工作在工作点处。直流增益(DC gain)表示为

$$A_{dc} = A_v = \left. \frac{v_{OUT}}{v_{IN}} \right|_{\text{在工作点处}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (5.2)$$

如果在直流电压 V_{IN} 上附加一个小信号的正弦信号 $v_{in}(t) = V_m \sin \omega t$, 如图 5-3(a) 所示, 则总的输出电压变为 $v_{OUT} = V_{OUT} + v_{out}$, 其中 V_{OUT} 表示直流输出电压, v_{out} 表示叠加在直流 V_{OUT} 上的交流小信号电压。小信号增益 (small-signal gain) 表达为

$$A_v = \left. \frac{\Delta v_{OUT}}{\Delta v_{IN}} \right|_{\text{在工作点处}} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (5.3)$$

这样, 小信号输入电压 $v_{in}(t) = V_m \sin \omega t$ 将产生相应的小信号输出电压 $v_{out}(t) = A_v V_m \sin \omega t$, 即 $v_{OUT}(t) = A_v V_{IN} + A_v v_{in}(t) = V_{OUT} + A_v V_m \sin \omega t$, 如图 5-3(b) 所示。因此, 存在两种电压增益: 直流增益和小信号增益。对于线性系统而言, 直流增益和小信号增益是相等的, 即 $A_{dc} = A_v$ 。

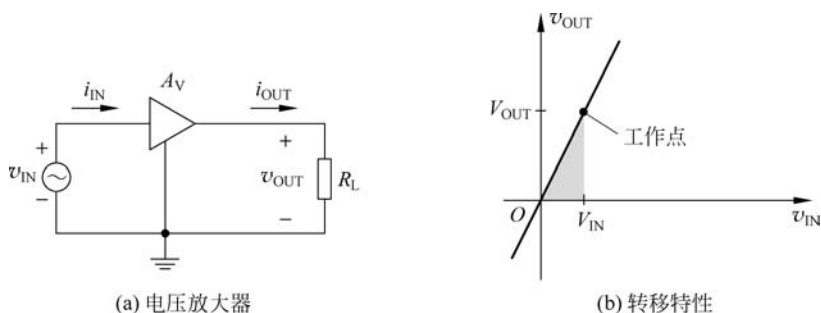


图 5-2 线性电压放大器

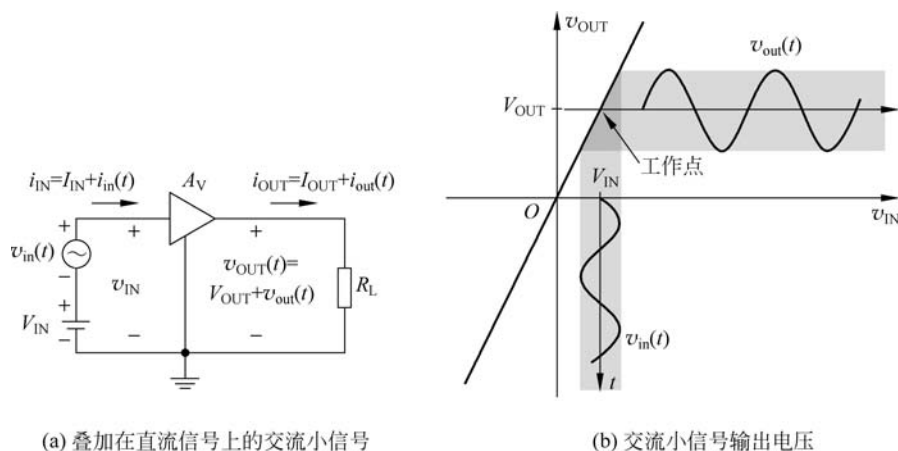


图 5-3 施加交流小信号时的线性电压放大器

对于放大器, 除了考虑其电压增益以外, 有的放大器还要考虑电流增益或者功率增益。如果 i_{IN} 是信号源为放大器提供的输入信号电流, i_{OUT} 是放大器传递给负载 R_L 的电流, 那么放大器的“电流增益”(current gain) A_i 定义为

$$A_i = \frac{i_{OUT}}{i_{IN}} \quad (\text{单位为 A/A}) \quad (5.4)$$

放大器为负载提供的功率比其从信号源接收的功率要大很多, 因此放大器就有了“功率增益”(power gain) A_p , 定义为

$$A_p = \frac{P_L}{P_i} = \frac{v_{OUT} i_{OUT}}{v_{IN} i_{IN}} \quad (\text{单位为 W/W}) \quad (5.5)$$

其中, P_L 为负载功率, P_i 为输入功率。将 $A_v = v_{OUT}/v_{IN}$ 和 $A_i = i_{OUT}/i_{IN}$ 代入, 式(5.5)可重新写成

$$A_p = A_v A_i \quad (5.6)$$

可见功率增益是电压增益和电流增益的乘积。

本章主要讨论 CMOS 放大器的低频特性。在 CMOS 电路中传递的信号形式主要以电压形式出现, 因此本章主要讨论放大器的电压增益。

【例 5.1】 图 5-3(a) 所示的线性放大器中, 测量到的小信号瞬时值为 $v_{in}(t) = 2\sin 400t$ (mV), $i_{in}(t) = 0.1\sin 400t$ (μ A), $v_{out}(t) = 0.5\sin 400t$ (V) 及 $R_L = 0.5\text{k}\Omega$ 。求放大器的小信号增益 A_v 、 A_i 、 A_p 及 R_i 。

解: 在线性放大器中, 测量到的小信号瞬时值为 $v_{in}(t) = 2\sin 400t$ (mV), $i_{in}(t) = 0.1\sin 400t$ (μ A), $v_{out}(t) = 0.5\sin 400t$ (V), 相应的小信号量值可以表示为 $v_{in} = 2\text{mV}$, $v_{out} = 0.5\text{V}$ 及 $i_{in} = 0.1\mu\text{V}$ 。负载电流的小信号量值可以表示为

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_L} = \frac{0.5}{0.5 \times 10^3} = 1\text{mA}$$

电压增益为

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{0.5}{2 \times 10^{-3}} = 250\text{V/V}$$

采用分贝表示为 $20\log(250) = 47.96\text{dB}$ 。

电流增益为

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{1 \times 10^{-3}}{0.1 \times 10^{-6}} = 10 \times 10^3 \text{A/A}$$

采用分贝表示为 $20\log(10 \times 10^3) = 80\text{dB}$ 。

功率增益为

$$A_p = A_v A_i = 250 \times 10 \times 10^3 = 2500 \times 10^3 \text{W/W}$$

采用分贝表示为 $10\log(2500 \times 10^3) = 63.98\text{dB}$ 。

输入电阻为

$$R_i = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{0.1 \times 10^{-6}} = 20\text{k}\Omega$$

5.2.2 放大器的非线性

实际的放大器都会呈现一定的非线性特性, 这是由于放大器中包含诸如晶体管这样的非线性器件而造成的。对于图 5-4(a) 所示的采用单个直流电源的放大器, 其非线性特性如图 5-4(b) 所示。一般对于输入信号幅度比较小的情况, 在输出电压的中段区域, 几乎可以认为增益保持为常数。如果能使放大器工作在这个区域, 小的输入信号变化可以引起几乎是线性变化的输出, 并且近似认为增益保持为常数。可以将放大器偏置在一个直流电压(或

电流)偏置下,此偏置称为放大器的“静态工作点”,或简称“工作点”,对于图 5-4,放大器的静态工作点指的是直流输入电压 V_{IN} 及与之相应的直流输出电压 V_{OUT} 。如果小的瞬时输入电压 $v_{in}(t) = V_m \sin \omega t$, 叠加在直流输入电压 V_{IN} 上,如图 5-4(b)所示,则总的瞬时输入电压变成

$$v_{IN}(t) = V_{IN} + v_{in}(t) = V_{IN} + V_m \sin \omega t \quad (5.7)$$

信号可以沿着转移特性围绕静态工作点上下移动。这样将发生相应的时变输出电压:

$$v_{OUT}(t) = V_{OUT} + v_{out}(t) \quad (5.8)$$

如果 $v_{in}(t)$ 足够小,那么 $v_{out}(t)$ 直接正比于 $v_{in}(t)$, 因此得

$$v_{out}(t) = A_v v_{in}(t) = A_v V_m \sin \omega t \quad (5.9)$$

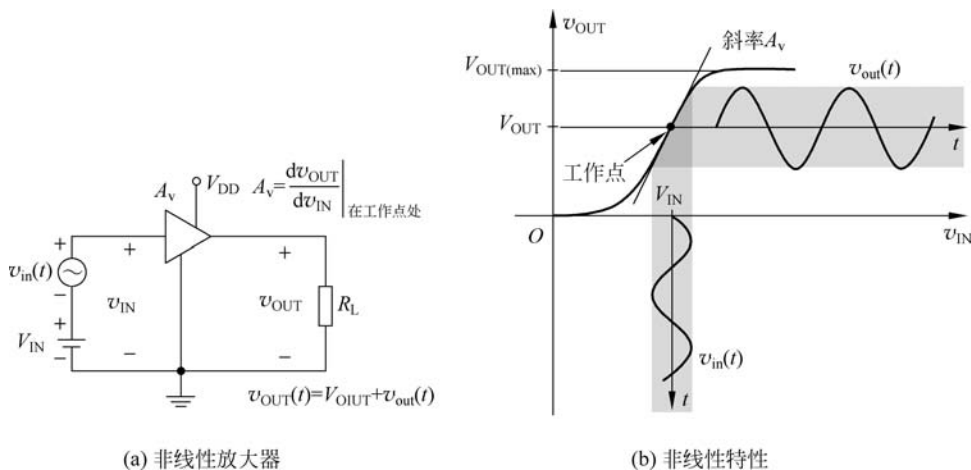


图 5-4 放大器的非线性

这里, A_v 是转移特性曲线在静态工作点处的斜率, 即

$$A_v = \left. \frac{dv_{OUT}}{dv_{IN}} \right|_{\text{在工作点处}} \quad (5.10)$$

因此, 只要输入信号能够保证足够小, 放大器在工作点处就几乎呈现线性的特性。 A_v 即放大器的“小信号增益”。注意不要和“直流增益”混淆。对于非线性系统而言, 两种增益是不相等的。一般情况下, 人们所关心的放大器增益指的是小信号增益。

针对非线性放大器的分析与设计, 可以归纳出两种信号成分: 直流成分和交流成分。直流成分确定放大器的工作点, 而放大器的特性主要由其对交流小信号输入的响应行为来描述。

提高输入信号的幅度将会由于放大器的非线性而导致输出的失真, 甚至会导致输出饱和, 因此需要进行大信号分析。从另一个角度来看, 如果一个系统的特性曲线的斜率随输入信号发生变化, 则这个系统就是非线性的。

【例 5.2】 求非线性放大器的限制参数。图 5-4(a) 所示的非线性放大器中, 测量值为: 当 $v_{IN} = 999\text{mV}$ 时 $v_{OUT} = 2.4\text{V}$, 当 $v_{IN} = 1000\text{mV}$ 时 $v_{OUT} = 2.5\text{V}$, 当 $v_{IN} = 1001\text{mV}$ 时 $v_{OUT} = 2.6\text{V}$, 直流电源电压 $V_{DD} = 5\text{V}$, 饱和限制区 $1.5\text{V} \leq v_{OUT} \leq 3.5\text{V}$ 。

(1) 确定小信号电压增益 A_v ;

(2) 确定输入电压 v_{IN} 的限制。

解: 此非线性放大器输出饱和限制区为 $1.5V \leq v_{OUT} \leq 3.5V$, 假设在此区域内放大器具有一致的增益, 令 $v_{IN} = 1000mV$ 时 $v_{OUT} = 2.5V$ 为放大器的 Q 点(静态工作点), 那么, 引起输出电压变化:

$\Delta v_{OUT} = v_{OUT}(\text{当 } v_{IN} = 1001mV \text{ 时}) - v_{OUT}(\text{当 } v_{IN} = 999mV \text{ 时}) = 2.6 - 2.4 = 0.2V$
输入电压变化为

$$\begin{aligned}\Delta v_{IN} &= v_{IN}(\text{在 } v_{OUT} = 2.6V \text{ 时}) - v_{IN}(\text{在 } v_{OUT} = 2.4V \text{ 时}) \\ &= 1001 \times 10^{-3} - 999 \times 10^{-3} = 2mV\end{aligned}$$

(1) 粗略估计, 小信号电压增益为

$$A_v = \frac{\Delta v_{OUT}}{\Delta v_{IN}} = \frac{0.2}{2 \times 10^{-3}} = 100V/V (\text{或 } 40dB)$$

(2) 输入电压 v_{IN} 的限制是

$$\frac{-(v_{OUT} - v_{OUT(min)})}{A_v} \leq v_{IN} - 1000 \times 10^{-3} \leq \frac{(v_{OUT(max)} - v_{OUT})}{A_v}$$

即 $-(2.5 - 1.5)/A_v \leq v_{IN} - 1000 \times 10^{-3} \leq (3.5 - 2.5)/A_v$, 或 $-10 \times 10^{-3} \leq v_{IN} - 1000 \times 10^{-3} \leq 10 \times 10^{-3}$, 得到 $990mV \leq v_{IN} \leq 1010mV$ 。

总之, 对于放大器分析, 首先需对放大器进行大信号分析, 得到放大器的诸如摆幅限制、器件工作区域等信息, 并确定静态工作点; 然后在静态工作点上对放大器电路进行小信号等效; 之后, 基于线性化的小信号等效电路对放大器进行小信号分析。

对于放大器, 除了增益之外, 还需关心速度、功耗、电源电压限制、线性度、噪声、温度特性、输入输出阻抗等其他特性。这些特性之间存在相互牵制, 需要对它们进行权衡和优化。这些特性将在后续章节逐步讨论。

5.3 共源极放大器

共源极放大器是最常见的增益级电路放大器, 主要用于需要高输入阻抗的地方。MOS 晶体管的源端连接到共地点, 栅极连接到输入, 漏极连接到输出。MOS 晶体管将输入的栅源电压变化转换为漏极电流变化, 漏极电流的变化在负载上产生电压降的变化, 从而产生输出电压变化。共源极放大器的负载可以采用电阻负载或有源负载, 其中有源负载则更为常用。

5.3.1 采用电阻负载的共源极放大器

以 NMOS 晶体管作为输入管为例, 采用电阻 R_D 作为负载的共源极放大器电路结构如图 5-5(a) 所示。

首先进行大信号分析, 分析其转移特性。当输入电压从零开始增加, 初始时, M_1 截止, 输出 v_{OUT} 为 V_{DD} ; 当 v_{IN} 接近 M_1 的 V_{THN} 时, M_1 开始导通, v_{OUT} 从 V_{DD} 值开始下降, 如

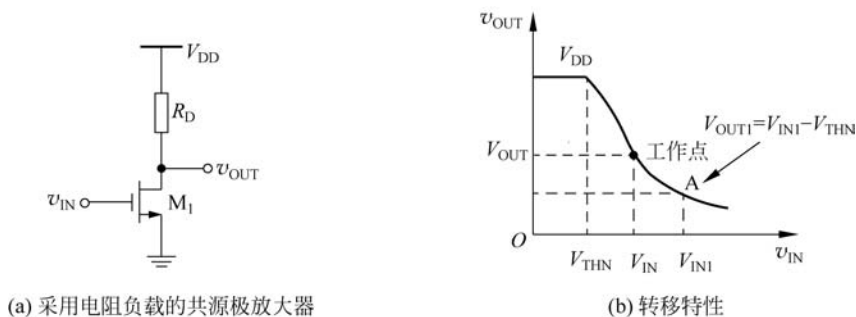


图 5-5 共源极放大器

图 5-5(b)所示, V_{DD} 是电路中的最高电压值, 因而, 此时 M_1 的漏-源电压 v_{DS1} 会大于其过驱动电压 $V_{OD} = V_{GS1} - V_{THN}$, M_1 进入饱和区, 忽略晶体管的沟道长度调制效应, 则可得

$$v_{OUT} = V_{DD} - R_D \cdot \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{IN} - V_{THN})^2 \quad (5.11)$$

随着 v_{IN} 进一步增大, v_{OUT} 进一步下降, 当 $v_{OUT} = v_{IN} - V_{THN}$ 时, 见图 5-5(b)中的 A 点, 即 M_1 的漏源电压 v_{DS1} 等于其过驱动电压 V_{OD} 时, M_1 将脱离饱和区而进入三极管区, 定义此时刚脱离饱和区时的输入 $v_{IN} = V_{IN1}$, 则在 A 点 $v_{OUT} = V_{OUT1} = V_{IN1} - V_{THN}$ 满足

$$V_{OUT1} = V_{DD} - R_D \cdot \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{IN1} - V_{THN})^2 = V_{IN1} - V_{THN} \quad (5.12)$$

由此可以计算出 V_{IN1} , 进一步可以计算出 V_{OUT1} 。当 $v_{IN} > V_{IN1}$ 时, M_1 工作在三极管区, 因此有

$$v_{OUT} = V_{DD} - R_D \cdot \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(v_{IN} - V_{THN}) v_{OUT} - \frac{1}{2} v_{OUT}^2 \right] \quad (5.13)$$

如果 v_{IN} 足够大, $v_{OUT} \ll v_{IN} - V_{THN}$, 则 MOS 晶体管 M_1 进入深线性区, 此时 MOS 晶体管 M_1 的行为就像受栅源电压控制的可变电阻 R_{on} , 有

$$R_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{IN} - V_{THN})} \quad (5.14)$$

则

$$v_{OUT} = V_{DD} \frac{R_{on}}{R_{on} + R_D} = \frac{V_{DD}}{1 + R_D/R_{on}} = \frac{V_{DD}}{1 + R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{IN} - V_{THN})} \quad (5.15)$$

在电路的大信号分析中可知: 当 MOS 晶体管处于饱和区时, 转移特性曲线的斜率绝对值较大, 即共源极放大器具有高的增益, 而且共源极放大器的转移特性是反相放大。由此, 可以确定图 5-5 所示的放大器的输入电平的偏置, 即高增益区所对应的范围 $V_{THN} < v_{IN} \leq V_{IN1}$ 。如果想让设计的放大器具有较大增益, 则转移特性曲线中的高增益区间的斜率绝对值就应该很大, 然而, 由于电路的电源电压是有限的, 因此, 高增益区对应的输入范围就变得很小, 给偏置电路的设计带来了难度。举个例子, 放大器的电源电压 $V_{DD} = 5V$, 如果放大器具有 100 倍增益, 假设设计 MOS 晶体管在饱和区和三极管区的分界点处的过驱动电压为 0.2V, 则在 MOS 晶体管饱和区和三极管区的分界点处 $V_{OUT1} = V_{IN1} - V_{THN} = V_{OD} = 0.2V$,

即输出电压的下限为 0.2V, 如果认为放大器的输出上限可达 V_{DD} 电压, 那么, 高增益区间对应的最大输入范围为 $(5-0.2)/100=0.048V$, 可见这个范围非常小。

下面来计算放大器的增益。由以上放大器的大信号分析可知, 共源极放大器呈现非线性特性, M_1 管偏置设在其饱和区工作, 可以得到较大增益, 当输入信号在 $V_{THN} < v_{IN} \leq V_{IN1}$ 范围内的某一偏置值 V_{IN} 时(此时流经 MOS 晶体管的偏置电流为 I_D), 根据式(5.11), 在工作点处, 得到晶体管处于饱和区时电路的增益为

$$A_v = \left. \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} \right|_{\text{工作点 } v_{IN}=V_{IN}} = -\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{IN} - V_{THN}) \cdot R_D = -g_m R_D \quad (5.16)$$

其中, g_m 是在工作点处晶体管 M_1 处于饱和区时的小信号跨导, 负号说明共源极放大器是反相放大器。

式(5.16)是在忽略 MOS 晶体管沟道长度调制效应下得到的结果, 这在 R_D 较小的一般情况下是适用的。但当 R_D 比较大时, MOS 晶体管 M_1 的沟道长度调制效应产生的影响就应加以考虑, 如果在大信号分析中考虑沟道长度调制效应, 则式(5.11)可以重新写为

$$v_{OUT} = V_{DD} - R_D \cdot \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{IN} - V_{THN})^2 (1 + \lambda v_{OUT}) \quad (5.17)$$

这样, 在工作点处, 有

$$\begin{aligned} A_v = \left. \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} \right|_{\text{工作点 } v_{IN}=V_{IN}} &= -R_D \cdot \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{IN} - V_{THN}) (1 + \lambda V_{OUT}) \\ &\quad - R_D \cdot \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{IN} - V_{THN})^2 \lambda \frac{\partial v_{OUT}}{\partial v_{IN}} \end{aligned} \quad (5.18)$$

在工作点附近, $I_D \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{IN} - V_{THN})^2$, 因此, 对上式重新整理, 得

$$A_v = -R_D \cdot g_m - R_D I_D \lambda A_v \quad (5.19)$$

又根据 MOS 晶体管的小信号输出电阻 $r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$, 得

$$A_v = \frac{-g_m R_D}{1 + R_D \lambda I_D} = -g_m \frac{R_D r_o}{r_o + R_D} = -g_m (R_D \parallel r_o) \quad (5.20)$$

其中, $R_D \parallel r_o$ 表示 R_D 和 r_o 并联。

以上由放大器电路的大信号分析可以得到 MOS 晶体管 M_1 工作在饱和区时的增益表达式, 实际上, 在工作点处, 对 MOS 晶体管 M_1 进行线性化处理, 得到小信号等效电路, 这样就能很容易地得到放大器的增益表达式。下面对图 5-5 所示的共源极放大器电路进行小信号分析。首先使晶体管 M_1 工作在饱和区, 然后在工作点对其进行小信号等效, 则低频小信号等效电路图如图 5-6 所示, 图 5-6 中的 D、G、S 节点分别表示 MOS 晶体管小信号等效电路对应的漏极、栅极和源极节点, r_o 表示考虑沟道长度调制时 M_1 的输出电阻。在小信号等效电路中, 由于源极是共地端, 因此, 在小信号等效电路中, 源极接在交流地上, 小信号输入信号源 v_s 施加到栅极, 漏极是电路的输出, 负载电阻一端连接到 MOS 晶体管的漏极, 而另一端如图 5-5 所示连接到电源上, 由于电源电压是固定的直流量, 因此, 在小信号等效电路中, 这一端连接到交流地上。根据小信号等效电路图, 在输入端有

$$v_s = v_{gs} \quad (5.21)$$

在输出节点, 根据基尔霍夫电流定律(KCL), 有

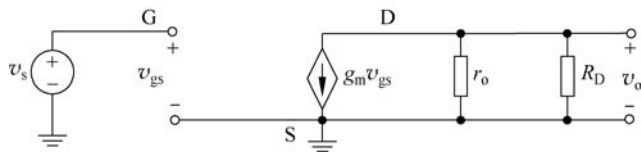


图 5-6 采用电阻负载的共源极放大器的小信号等效电路

$$g_m v_{gs} + \frac{v_o}{r_o} + \frac{v_o}{R_D} = 0 \quad (5.22)$$

由式(5.21)和式(5.22),可以很容易得到电路的增益

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m (R_D \parallel r_o) \quad (5.23)$$

由此可见,由小信号分析得到的电路增益与由大信号分析得到的增益是一致的。

显而易见,在低频下,采用电阻负载的共源极放大器的输入电阻可以认为是无穷大的,而输出电阻为 r_o 与负载电阻 R_D 的并联,即

$$r_{out} = R_D \parallel r_o \quad (5.24)$$

下面考查影响增益 A_v 的因素及与其他性能之间的互相制约关系。一般情况下 $r_o \gg R_D$,因此忽略晶体管输出电阻的影响,将增益表达式重新写成

$$A_v = -g_m (R_D \parallel r_o) \approx -g_m R_D = -\sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \cdot R_D \quad (5.25a)$$

或者

$$A_v = -\sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \cdot \frac{V_{R_D}}{I_D} \quad (5.25b)$$

其中, I_D 是偏置点(工作点)处流经 MOS 管的漏极电流,也就是放大器的偏置电流; V_{R_D} 是电阻负载上的压降。

根据式(5.25a),在其他参数为常数的情况下,增大 W/L 值、偏置电流 I_D 或负载电阻 R_D 都可以提高增益 A_v 值。而根据式(5.25b),在其他参数为常数的情况下,增大 W/L 值、降低偏置电流 I_D 或增大负载电阻压降 V_{R_D} 都可以提高 A_v 值。这里,关于偏置电流 I_D 对增益的影响出现了矛盾。为什么会出现这种情况呢? 为此,需要理解等式成立情况及所反映的折中关系。式(5.25)是在 MOS 晶体管处于饱和区时所得到的,即需要满足关系 $I_D \approx (1/2)\mu_n C_{ox} (W/L)(V_{IN} - V_{THN})^2$, 因此,对于式(5.25a),增加尺寸 W/L 时,为了保持 I_D 不变,偏置点 V_{IN} 电平必须降低; 同样地,增加 I_D 时,如果尺寸不变,偏置点 V_{IN} 电平必须增加。 V_{IN} 偏置点发生变化,就会引起 MOS 晶体管过驱动电压的变化,即 $V_{OD} = V_{GS} - V_{THN} = V_{IN} - V_{THN}$ 会发生变化,进而影响输出摆幅。而对于式(5.25b),降低 I_D 使增益上升的前提是必须保证 V_{R_D} 为常数,若减小 I_D ,那么设计时 R_D 必须增加。 R_D 增加会使输出节点的时间常数变大,影响电路的工作速度。增加 V_{R_D} 也可以提高增益,但这也意味着增加 R_D 或者增加 I_D ,并且也会限制输出摆幅。另外,增加器件尺寸 W/L ,会使器件寄生电容增加,也会影响放大器的响应速度。增加偏置电流 I_D ,则会增加电路功耗。

此外,从式(5.16)可知共源极放大器的小信号增益 A_v 与输入信号有关。当输入发生变化时, g_m 随输入发生变化,这在输入信号幅度变化比较大时尤为显著,增益不会保持一个

固定的常数,因此,当电路工作在大信号状态时,增益对输入信号电平的依赖性就导致了电路转移特性的非线性。

从以上讨论可见,放大器表现出增益、速度、电压摆幅、线性和功耗等方面的折中,体现了在模拟电路设计中需要考虑各个性能之间的关系。

【例 5.3】 对于图 5-5 所示的共源极放大器,电源电压 $V_{DD}=5\text{V}$,电阻负载 $R_D=10\text{k}\Omega$,调整输入偏置电压,使流经 M_1 的偏置电流为 0.1mA ,求此放大器的增益。NMOS 的参数为 $V_{THN}=0.7\text{V}$, $K_n=110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda=0.04\text{V}^{-1}$ 。NMOS 晶体管的尺寸为 $W=20\mu\text{m}$, $L=1\mu\text{m}$ 。

解: 当放大器的输入大于晶体管 M_1 的阈值电压时, M_1 会进入饱和区。当流经 M_1 的电流为 0.1mA 时,先假设 M_1 仍处于饱和区中,并忽略沟道长度调制效应,则有

$$I_{D1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{THN})^2 = \frac{1}{2} \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}} \times (V_{GS1} - 0.7)^2 = 0.1\text{mA}$$

由此得

$$V_{GS1} \approx 1.0015\text{V}$$

以及 M_1 的过驱动电压 V_{OD1} 为

$$V_{OD1} = V_{GS1} - V_{THN} = 1.0015 - 0.7 = 0.3015\text{V}$$

流经 R_D 的电流也为 0.1mA ,因此,在工作点处,偏置 M_1 的漏-源电压为

$$V_{DS1} = V_{OUT} = V_{DD} - R_D \cdot I_{D1} = 5 - 10 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-3} = 4\text{V}$$

可见在工作点处, M_1 的漏-源电压远远大于其过驱动电压,说明 M_1 处于饱和区。NMOS 晶体管处于饱和区,由此可计算出 g_m 、 r_o 。流经晶体管的电流为 0.1mA ,根据式(2.39),得

$$g_m = \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right) I_{D1}} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.1 \times 10^{-3}} = 663.3\mu\text{A}/\text{V}$$

根据式(2.40),得

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.04 \times 0.1 \times 10^{-3}} = 250\text{k}\Omega$$

由此,根据式(5.20)或式(5.23)得

$$A_v = -g_m(r_o \parallel R_D) = -663.3 \times 10^{-6} \times (250 \times 10^3 \parallel 10 \times 10^3) \approx -6.378\text{V}/\text{V}$$

负号表示反相放大。

5.3.2 二极管连接 MOS 晶体管负载的共源极放大器

在 CMOS 工艺中,阻值大并且精确的电阻是很难获得的,因此,在 CMOS 模拟集成电路设计中,往往采用 MOS 晶体管代替图 5-5 所示的负载电阻 R_D 。可以采用二极管连接的 MOS 管作为放大器的负载,如图 5-7(a)和(b)所示,图 5-7(a)采用 NMOS 晶体管,图 5-7(b)采用 PMOS 晶体管,由于它们的栅极与漏极连接在一起,因此,只要 MOS 晶体管导通,其总是工作在饱和区。

利用小信号等效电路,计算图 5-7(a)中有源负载的等效电阻,如图 5-8 所示, v_i 是计算

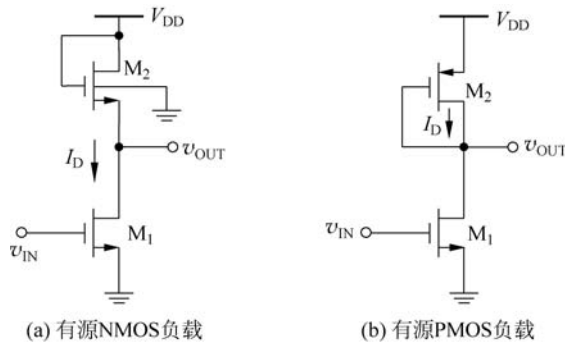


图 5-7 采用二极管连接 MOS 负载的共源极放大器

等效电阻而施加的小信号电压源,考查流入的电流 i_t ,可以求出电路的等效电路。由于采用 NMOS 晶体管,在 n 阱 CMOS 工艺的情况下,NMOS 晶体管的衬底连接到地电位,因此,其存在体效应,根据小信号等效电路,有

$$v_{gs2} = -v_t \quad (5.26)$$

$$v_{bs2} = -v_t \quad (5.27)$$

$$-g_{m2}v_{gs2} + \frac{v_t}{r_{o2}} - g_{mb2}v_{bs2} = i_t \quad (5.28)$$

由此得到二极管连接 MOS 晶体管的有源负载等效电阻为

$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2} + r_{o2}^{-1}} = \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \parallel r_{o2} \quad (5.29)$$

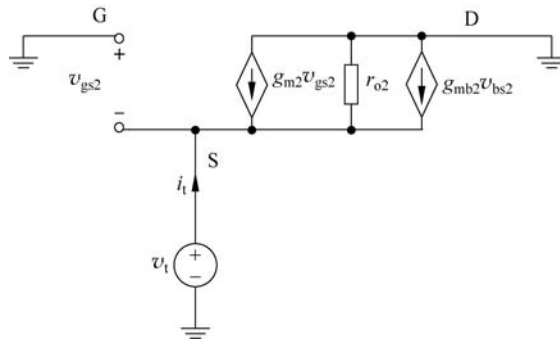


图 5-8 计算二极管连接 MOS 的等效电阻的小信号等效电路

这样,将二极管连接 MOS 晶体管的有源负载等效电阻与晶体管 M_1 的输出电阻 r_{o1} 并联,得到图 5-7(a)所示的总输出电阻为

$$r_{out,N} = [1/(g_{m2} + g_{mb2})] \parallel r_{o2} \parallel r_{o1} \quad (5.30)$$

再根据共源级放大器的增益表达式(5.23)和式(5.24),则图 5-7(a)所示电路的增益为

$$A_v = -g_{m1}r_{out,N} = -g_{m1}[1/(g_{m2} + g_{mb2})] \parallel r_{o2} \parallel r_{o1} \quad (5.31)$$

由于一般情况下, $1/(g_{m2} + g_{mb2})$ 比 r_{o1} 或 r_{o2} 小很多,因此有

$$A_v \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \eta} = -\sqrt{\frac{2\mu_n C_{ox}(W/L)_1 I_{D1}}{2\mu_n C_{ox}(W/L)_2 I_{D2}}} \frac{1}{1 + \eta} \quad (5.32)$$

其中, $\eta = g_{m2}/g_{m1}$, 这里 $I_{D1} = I_{D2}$, 因此

$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \frac{1}{1+\eta} \quad (5.33)$$

图 5-7(b)所示的有源负载采用二极管连接的 PMOS 晶体管, 其衬底连接到 V_{DD} 节点上, 即 PMOS 晶体管的源极, 可以消除体效应对电路的影响, 因此二极管连接的 PMOS 管的等效低频阻抗为 $(1/g_{m2}) \parallel r_{o2}$ 。这样, 图 5-7(b)所示电路的总输出电阻为

$$r_{out,P} = (1/g_{m2}) \parallel r_{o2} \parallel r_{o1} \approx 1/g_{m2} \quad (5.34)$$

同理, 其增益可表示为

$$A_v = -g_{m1} r_{out,P} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\sqrt{\frac{2\mu_n C_{ox}(W/L)_1 I_{D1}}{2\mu_p C_{ox}(W/L)_2 |I_{D2}|}} = -\sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_1}{\mu_p(W/L)_2}} \quad (5.35)$$

这里, $I_{D1} = |I_{D2}|$ 。可见, 无论是 NMOS 晶体管还是 PMOS 晶体管, 二极管连接 MOS 管负载的共源极放大器电路具有较小的输出电阻。二极管连接 MOS 管负载的共源极放大器电路中 MOS 器件的沟道长度调制效应是可以忽略的, 即便二极管连接的 NMOS 管在电路中具有体效应, 二极管连接的 MOS 管的共源极放大器电路的增益也可以认为主要与器件的尺寸有关, 与电路的偏置参数无关, 因此, 其具有较好的线性度。当然电路必须在恰当的工作范围内工作, 以保证 MOS 晶体管处于饱和区。

二极管连接的 MOS 管负载的共源极放大器具有较好的线性特性, 然而, 此种类型的电路想要获得较大增益则比较困难。举个例子, 采用图 5-7(b)所示的电路结构, 如果想要达到 $A_v = 20$, 假设 $\mu_n \approx 2\mu_p$, 根据式(5.35), 器件尺寸的比值为 $(W/L)_1 \approx 200(W/L)_2$, 可见放大晶体管和负载晶体管的尺寸非常不均衡, 给版图设计带来很大的困难。同时, 这还带来另一个问题, 在图 5-7(b)中流经两个晶体管的电流是相等的, 在工作点, $I_{D1} = |I_{D2}|$, 忽略沟道长度调制效应, 有

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{THN})^2 = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_{THP})^2 \quad (5.36)$$

则有

$$\frac{|V_{GS2} - V_{THP}|}{V_{GS1} - V_{THN}} = \sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_1}{\mu_p(W/L)_2}} = |A_v| \quad (5.37)$$

即两个晶体管的过驱动电压的比值为增益值, 在本例中, M_2 的过驱动电压要求是 M_1 过驱动电压的 20 倍。如果 M_1 的过驱动电压设计为 $V_{GS1} - V_{THN} = 100\text{mV}$, 假设 $|V_{THP}| = 0.7\text{V}$, 则 $|V_{GS2}| = 2.7\text{V}$, 因此, 输出电压允许范围则为 $V_{GS1} - V_{THN} \leq v_{OUT} \leq V_{DD} - |V_{GS2}|$; 如果 $V_{DD} = 3\text{V}$, 则 $100\text{mV} \leq v_{OUT} \leq 300\text{mV}$, 这样严重限制了输出电压的摆幅。

二极管连接 MOS 管负载的共源极放大器还可以采用图 5-9 所示的电路形式, 二极管连接 MOS 管负载 M_2 与放大管 M_1 不在同一条偏置电流支路, 两条支路由恒流源 $I_B = 2I_D$ 提供偏置电流, 每条支路流经的直流偏置电流为 I_D , 这样可以使图 5-9 所示的电路与图 5-7(a)所示的电路处于相同的偏置状态, 因而具有一致的小信号等效电路(恒流源在小信号等效时采用非常大的等效电阻进行表示, 理想恒流源等效电阻为无穷大), 而且 M_1 晶体管和 M_2 晶体管可以采用同样类型的 NMOS 管。 M_2 晶体管的衬底和源极处于相同的电位上, 这样就消除了 NMOS 管的体效应。同样地, 由于恒流源的小信号等效电阻及 MOS 晶体管的小信号输出电阻 r_{o1} 、 r_{o2} 远远大于 $(1/g_{m2})$, 其增益表达式可以写成

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \quad (5.38)$$

相比较于图 5-7 所示的电路,由于图 5-9 所示的电路采用了相同的晶体管,因此可以实现更高的匹配性,进而实现更高精度的增益和线性度。同时由于在电源端使用了恒流源,图 5-9 的电源抑制比(PSRR)比图 5-7 的高,关于电源抑制比的内容将在第 10 章运算放大器相关章节进行说明。相比较于图 5-7 所示的电路,在获得相同的交流小信号特性的情况下,图 5-9 所示的电路的偏置电流需要增大 1 倍,因此功耗也增加了 1 倍。

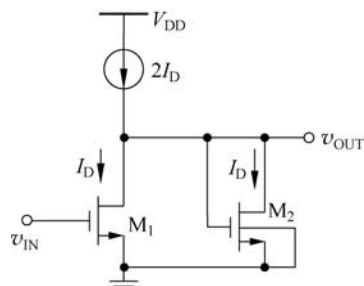


图 5-9 消除体效应的二极管连接 NMOS 负载的共源极放大器

5.3.3 采用电流源负载的共源极放大器

为了提高共源极放大器的增益,其中一个切实可行的方法是用电流源代替负载 R_D ,如图 5-10(a)所示,电流源采用工作在饱和区的 MOS 晶体管来实现,电路如图 5-10(b)所示,PMOS 晶体管 M_2 的栅极连接到固定的偏置 V_B 上并且工作在饱和区,来充当恒流源 I_0 。这样,在小信号等效电路中,如图 5-11 所示, M_2 就等效为输出电阻 r_{o2} ,则电路总的输出电阻为两个处于饱和区 MOS 管的输出电阻的并联,即 $r_{o1} \parallel r_{o2}$,因此,电流源作为负载的共源极放大器增益为

$$A_v = -g_{m1}(r_{o1} \parallel r_{o2}) = -\sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \cdot \frac{1}{(\lambda_1 + \lambda_2) I_D} \quad (5.39)$$

可见,在给定漏电流(电路偏置)的情况下,可以改变沟道长度来调整其输出电阻,沟道长度调制系数 $\lambda \propto 1/L$,因此,长沟器件可以产生高的输出电阻,获得高的电压增益值,但当器件尺寸增大后,将引入更大的寄生电容,影响频率特性。同时,从式(5.39)中可以得知,当器件尺寸确定后,增益值随偏置电流 I_D 的增大而减小。

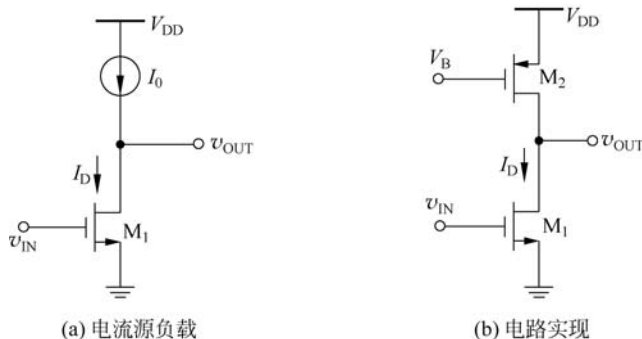


图 5-10 采用电流源负载的共源极放大器

这里再重新考查一下图 5-5 中电阻负载的共源极放大器及图 5-7 中二极管连接 MOS 管负载的共源极放大器允许的 output 摆幅。在电阻负载的共源极放大器中,电阻上的压降强烈地依赖于电阻值。而在二极管连接 MOS 管负载的共源极放大器中,当需要高增益时就

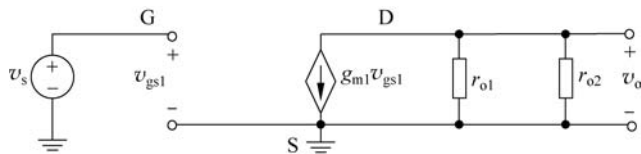


图 5-11 采用电流源负载的共源极放大器的小信号等效电路

会严重限制输出摆幅。而在电流源负载的共源极放大器中,工作在饱和区的 M_2 的漏源电压(绝对)值只需要大于其过驱动电压 $V_{OD2} = |V_{GS2} - V_{THP}|$, 其就可工作在饱和区并提供很大的输出电阻。因此,采用电流源负载的共源极放大器在获得高增益的同时,其允许的输出摆幅也比较大。下面,来确定放大器处于正常放大状态时允许输出电压的范围。为了使 M_1 处于饱和区,有

$$v_{OUT} \geq v_{IN} - V_{THN} \quad (5.40)$$

为了使 M_2 处于饱和区,有

$$V_{DD} - v_{OUT} \geq V_{DD} - V_B - |V_{THP}| \quad (5.41)$$

则有

$$v_{OUT} \leq V_B + |V_{THP}| \quad (5.42)$$

由于采用电流源负载的共源极放大器具有很明显的优点,因此,在 CMOS 模拟集成电路中,采用电流源负载的共源极放大器是常用的共源级放大器结构。

【例 5.4】 对于图 5-10 所示的共源放大器,求电流源负载的电流分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的本征增益,即负载为理想电流源的共源极放大器的增益。NMOS 的参数为 $V_{THN}=0.7\text{V}$, $K_n=110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda=0.04\text{V}^{-1}$ 。NMOS 晶体管的尺寸为 $W=20\mu\text{m}$, $L=1\mu\text{m}$ 。

解: NMOS 晶体管处于饱和区,计算出 g_m 、 r_o ,理想电流源的输出电阻为无穷大。当流经晶体管的电流为 0.1mA 时,根据式(2.39),有

$$g_m = \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right) I_{D1}} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.1 \times 10^{-3}} \approx 663.3 \mu\text{A}/\text{V}$$

根据式(2.40),有

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.04 \times 0.1 \times 10^{-3}} = 250\text{k}\Omega$$

由此,根据式(5.39),有

$$A_v = -g_m r_o = -663.3 \times 10^{-6} \times 250 \times 10^3 \approx -165.8\text{V}/\text{V}$$

当流经晶体管的电流为 0.01mA 时,根据式(2.39),有

$$g_m = \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right) I_{D1}} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.01 \times 10^{-3}} \approx 209.76 \mu\text{A}/\text{V}$$

根据式(2.40),有

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.04 \times 0.01 \times 10^{-3}} = 2500\text{k}\Omega$$

由此,根据式(5.39),有

$$A_v = -g_m r_o = -209.76 \times 10^{-6} \times 2500 \times 10^3 = -524.4 \text{ V/V}$$

可见,随着偏置电流的减小,电流源做负载的共源极放大器的本征增益是增加的。

5.3.4 CMOS 推挽放大器

图 5-10(b)所示的 M_2 栅极也可以连接到输入上,形成 CMOS 推挽放大器(push-pull amplifier),如图 5-12(a)所示。在推挽放大器中, M_1 和 M_2 都为放大晶体管并互为负载。

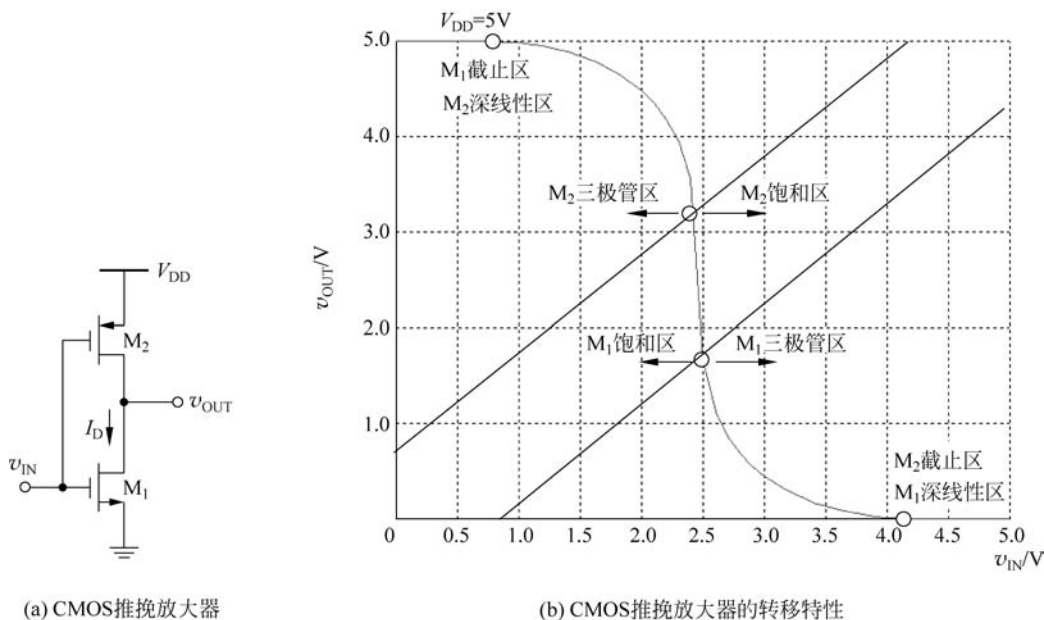


图 5-12 CMOS 推挽放大器

由于 M_2 也连接到输入,图 5-12(a)所示的电路形式与前面讨论的共源极放大器不同,因此,需要对 CMOS 推挽放大器电路进行大信号分析,分析其转移特性,以便确定放大器的各个工作区域。当输入电压从零开始增加,初始时, M_1 截止, M_2 导通并处于三极管区中的深线性区,输出为 V_{DD} ;当 v_{IN} 增加并等于 M_1 的 V_{THN} 时, M_1 开始导通, v_{OUT} 从 V_{DD} 值开始下降,由于此时 M_1 的漏-源电压 v_{DS1} 大于其过驱动电压,因此 M_1 进入饱和区,而 M_2 仍处于三极管区,直到 v_{OUT} 继续下降使 M_2 的漏-源电压 v_{DS2} 的绝对值大于其过驱动电压的绝对值(由于 M_2 是 PMOS), M_2 进入饱和区,此时放大器具有最高增益;随着 v_{OUT} 继续下降, M_1 的漏-源电压 v_{DS1} 小于其过驱动电压, M_1 进入三极管区;当 v_{IN} 上升到 $V_{DD} - |V_{THP}|$ 时, M_2 关闭, M_1 处于三极管区中的深线性区。

从大信号分析中可以看到,CMOS 推挽放大器输入偏置在中间区域时具有高增益,并且输入偏置的允许范围非常窄。

当 CMOS 推挽放大器中的 MOS 晶体管都处于饱和区时,其低频小信号等效电路如图 5-13 所示,图中的 D1、G1、S1 及 D2、G2、S2 节点分别表示 M_1 和 M_2 小信号等效电路对应的漏极、栅极和源极节点,可见,在 CMOS 推挽放大器的小信号等效电路中, M_1 和 M_2 的漏极、栅极和源极节点正好重叠。 g_{m1} 和 r_{o1} 是 M_1 的跨导和输出电阻, g_{m2} 和 r_{o2} 是 M_2

的跨导和输出电阻, v_s 是施加的小信号电压信号源, 根据图 5-13 所示的小信号等效电路, 有

$$v_s = v_{gs} \quad (5.43)$$

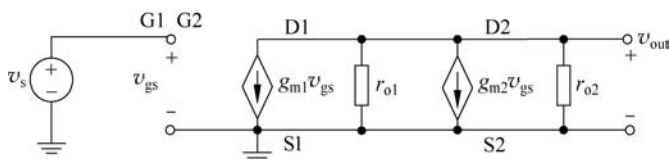


图 5-13 CMOS 推挽放大器的低频小信号等效电路

在输出节点, 根据基尔霍夫电流定律(KCL), 有

$$g_{m1} v_{gs} + \frac{v_{out}}{r_{o1}} + g_{m2} v_{gs} + \frac{v_{out}}{r_{o2}} = 0 \quad (5.44)$$

可以得到放大器的增益为

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_s} = -(g_{m1} + g_{m2})(r_{o1} \parallel r_{o2}) \quad (5.45)$$

可见, CMOS 推挽放大器具有很高的增益。其输出电阻为

$$r_{out} = r_{o1} \parallel r_{o2} \quad (5.46)$$

下面来确定 CMOS 推挽放大器允许输出电压的范围。为了使 M_1 处于饱和区, 有

$$v_{OUT} \geq v_{IN} - V_{THN} \quad (5.47)$$

为了使 M_2 处于饱和区, 有

$$V_{DD} - v_{OUT} \geq V_{DD} - v_{IN} - |V_{THP}| \quad (5.48)$$

即

$$v_{OUT} \leq v_{IN} + |V_{THP}| \quad (5.49)$$

这样, CMOS 推挽放大器的最大输出摆幅为

$$v_{OUT, \max} - v_{OUT, \min} = v_{IN} + |V_{THP}| - (v_{IN} - V_{THN}) = |V_{THP}| + V_{THN} \quad (5.50)$$

即 CMOS 推挽放大器中两个晶体管的阈值电压值的总和。

5.4 共漏极放大器

共漏极放大器也称为“源跟随器”, 它起到电压缓冲器的作用, 经常作为多级放大器的输出级使用。如图 5-14 所示, 在共漏极放大器中 MOS 晶体管的漏端连接到输入输出公共参考节点, 即交流小信号的“地”(ground), 使用 MOS 管的栅极做输入, 利用源极驱动负载。当输入 $v_{IN} < V_{THN}$ 时, NMOS 管关闭, 电路中的电流为零(忽略亚阈值导通), v_{OUT} 等于零, 当 v_{IN} 大于 V_{THN} 并进一步增大时, M_1 开始导通并进入饱和区, 输出电压跟随输入电压变化。

图 5-14 所示的共漏极放大器中的源极电阻 R_S 也可以采用有源器件代替, 如图 5-15 所示电路采用 MOS 电流源的方式, M_2 和 M_3 构成的电流镜复制基准电流 I_{REF} 来提供恒流源负载。图 5-15 中也显示了驱动的后级电路的阻性负载 R_L 。

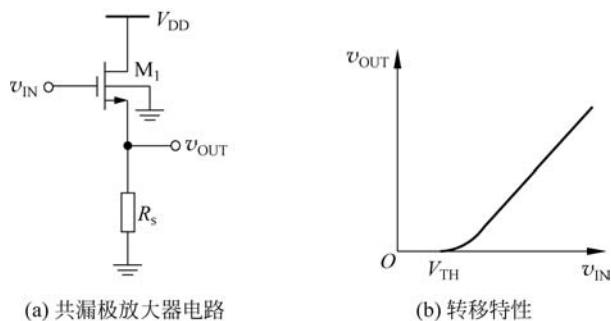


图 5-14 共漏极放大器及转移特性

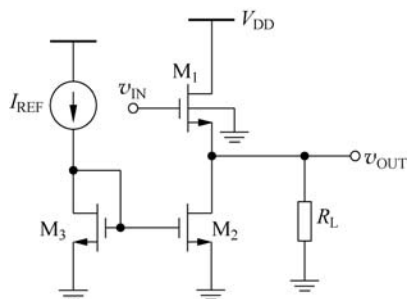


图 5-15 电流源作为负载的共漏极放大器

图 5-15 所示的共漏极放大器的小信号等效电路如图 5-16(a) 所示, 其中 M_2 等电流源部分在小信号等效电路中为共漏极放大器提供了一个输出电阻 r_{o2} , r_{o1} 为 M_1 的小信号输出电阻, g_{m1} 为 M_1 的跨导, g_{mb1} 为 M_1 的体效应跨导, 同样地, R_L 为共漏极放大器驱动的后级电路的阻性负载。从图 5-15(a) 中可知, $v_{gs1} = v_{in} - v_{out}$, 而且 $v_{bs1} = -v_{out}$, 因此图 5-16(a) 可以转换为图 5-16(b)。这样, 利用基尔霍夫电流定律(KCL), 有

$$-g_{m1}v_{in} + g_{m1}v_{out} + g_{mb1}v_{out} + \frac{v_{out}}{r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel R_L} = 0 \quad (5.51)$$

因而可以得到低频下小信号增益为

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + \frac{1}{r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel R_L}} \quad (5.52a)$$

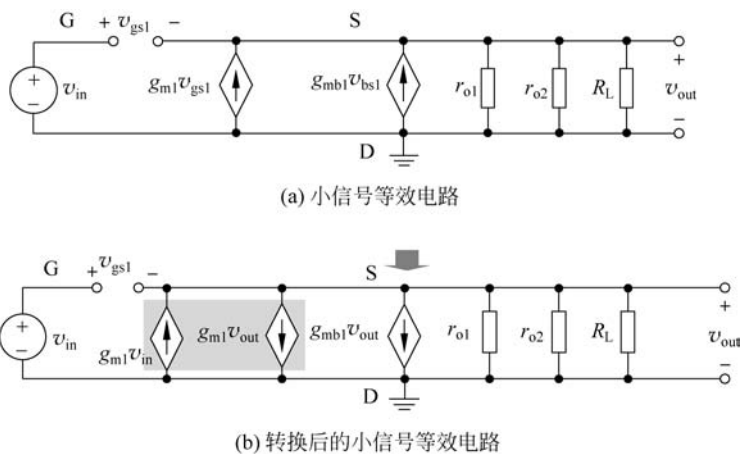


图 5-16 共漏极放大器的小信号等效电路

将 r_o 写成电导形式表示, 即 $g_{ds} = 1/r_o$, 有

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1} + g_{ds2} + \frac{1}{R_L}} \quad (5.52b)$$

空载时, 即 $R_L = \infty$, 增益为

$$A_{vo} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1} + g_{ds2}} \quad (5.53)$$

其小信号输出电阻为

$$r_{out} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1} + g_{ds2}} \quad (5.54)$$

由式(5.53)和式(5.54)可见,共漏极放大器的小信号电压增益小于1(接近1),而且其小信号输出电阻较低,因此可以驱动较低阻抗的负载。

当空载时,即 $R_L = \infty$,并且忽略沟道长度调制效应的影响,即 $r_o = \infty$,增益表达式变为

$$A_{vo} \approx \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1}} = \frac{1}{1 + \eta} \quad (5.55)$$

其中, $\eta = g_{mb1}/g_{m1}$ 。可见,增益取决于 η ,根据第2章式(2.41), η 取决于源-衬底电压,对于图 5-14 和图 5-15 所示的源跟随器,此源-衬底电压等于输出电压, η 随输出电压的增大而减小。因此,源跟随器的增益与输出电压存在相应关系。这样,MOS 晶体管的体效应使转移特性表现出一些非线性,对于大摆幅信号将会引起信号失真。

如果 MOS 晶体管的源和衬底能够连接在一起,则可消除由体效应带来的非线性。在 n 阱的 CMOS

工艺中,允许 PMOS 单独做在独立的阱中,因此,可以采用 PMOS 晶体管来实现源跟随器,如图 5-17 所示。相比于 NMOS,PMOS 的迁移率低,因而小信号 g_m 也就低,造成采用 PMOS 晶体管的源跟随器的输出电阻相比较于 NMOS 要更高些。

此外,源跟随器也会使信号的直流电平产生 V_{GS} 的电平平移,因此会消耗电压裕度,限制输出摆幅。但从另一个角度来看,源跟随器可以作为电平平移电路使用。

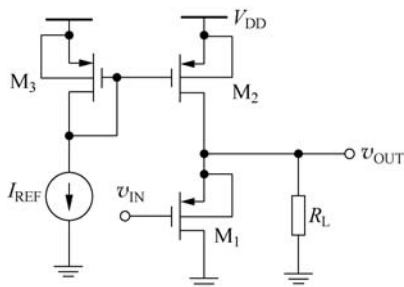


图 5-17 PMOS 源跟随器

【例 5.5】 在图 5-15 所示的共漏极放大器中,当空载时, $R_L = \infty$,求基准电流 I_{REF} 分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的输出电阻,忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{THN} = 0.7V$, $K_n = 110\mu A/V^2$, $\lambda = 0.04V^{-1}$ 。所有 NMOS 晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu m$, $L = 1\mu m$ 。

解: 当放大器处于正确的有源放大的工作区中时,所有 NMOS 晶体管处于饱和区,并且晶体管尺寸都为 $W = 20\mu m$, $L = 1\mu m$,因此,流经 NMOS 晶体管的电流均等于 I_{REF} ,计算出 g_m 、 r_o ,当流经晶体管的电流为 0.1mA 时,根据式(2.39),有

$$g_{m1} = \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right) I_{D1}} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.1 \times 10^{-3}} \approx 663.3 \mu A/V$$

根据式(2.40),有

$$r_{o1} = r_{o2} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.04 \times 0.1 \times 10^{-3}} = 250k\Omega$$

由此,根据式(5.54),其中 $g_{ds} = 1/r_o$,并忽略体效应,有

$$r_{out} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1} + g_{ds2}}$$

$$= \frac{1}{663.3 \times 10^{-6} + 0 + 1/(250 \times 10^3) + 1/(250 \times 10^3)} \approx 1489.6 \Omega$$

可见,共漏极放大器的输出电阻相比较于 $250\text{k}\Omega$ 的晶体管输出电阻小很多。并且在计算中可以得知

$$r_{\text{out}} = \frac{1}{g_{\text{m1}} + g_{\text{mb1}} + g_{\text{ds1}} + g_{\text{ds2}}} \approx \frac{1}{g_{\text{m1}}} = \frac{1}{663.3 \times 10^{-6}} \approx 1507.6 \Omega$$

采用 $1/g_{\text{m1}}$ 的近似计算与采用式(5.54)的结果很接近。

同样地,当流经晶体管的电流为 0.01mA 时,根据式(2.39)可得

$$g_{\text{m}} = \sqrt{\left(2K_{\text{n}} \frac{W}{L}\right) I_{\text{D1}}} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.01 \times 10^{-3}} \approx 209.76 \mu\text{A/V}$$

根据式(2.40),有

$$r_{\text{o1}} = r_{\text{o2}} = \frac{1}{\lambda I_{\text{D}}} = \frac{1}{0.04 \times 0.01 \times 10^{-3}} = 2500\text{k}\Omega$$

由此,根据式(5.54),其中 $g_{\text{ds}} = 1/r_{\text{o}}$,并忽略体效应,则

$$\begin{aligned} r_{\text{out}} &= \frac{1}{g_{\text{m1}} + g_{\text{mb1}} + g_{\text{ds1}} + g_{\text{ds2}}} \\ &= \frac{1}{209.76 \times 10^{-6} + 0 + 1/(2500 \times 10^3) + 1/(2500 \times 10^3)} \approx 4749.2 \Omega \end{aligned}$$

与采用 $(1/g_{\text{m1}}) = 4767\Omega$ 的近似计算结果很接近。同时可见,随着偏置电流的减小,共漏极放大器的输出电阻增加。

5.5 共栅极放大器

共栅极放大器中的输入 MOS 晶体管的栅极连接到输入输出公共参考节点,即交流小信号的“地”,输入信号从 MOS 管的源端施加,在漏极产生输出。其负载可以采用如电阻、电流源等各种形式。采用电流源负载的共栅极放大器结构如图 5-18(a)所示, M_2 和 M_3 构成电流镜为共栅晶体管 M_1 提供电流源负载。首先进行大信号分析,假设 v_{IN} 从一个较大值开始下降,当 $v_{\text{IN}} \geq V_{\text{BIAS}} - V_{\text{THN}}$ 时, M_1 关断,因此 $v_{\text{OUT}} = V_{\text{DD}}$; 当 v_{IN} 进一步下降, M_1 导通并处于饱和区;随着 v_{IN} 减小, v_{OUT} 也减小,最终 M_1 进入三极管区。转移特性如图 5-18(b)所示,可见共栅极放大器具有同相放大功能,当 M_1 处于饱和区时,放大器具有较大增益。

采用电流源负载的共栅极放大器的小信号等效电路如图 5-19 所示,其中 M_2 、 M_3 等电流源部分在小信号等效电路中为共栅极放大器提供了一个输出电阻 r_{o2} , r_{o1} 为 M_1 的小信号输出电阻, g_{m1} 为 M_1 的跨导, g_{mb1} 为 M_1 的体效应跨导,输入信号 v_{in} 从源极施加,需考虑信号源的内阻 R_{s} , v_{s} 是信号源的电压信号。

可见, $v_{\text{in}} = -v_{\text{gs1}} = -v_{\text{bs1}}$,在输出 v_{out} 处,根据基尔霍夫电流定律(KCL),有

$$v_{\text{out}} g_{\text{ds2}} + (v_{\text{out}} - v_{\text{in}}) g_{\text{ds1}} - (g_{\text{m1}} + g_{\text{mb1}}) v_{\text{in}} = 0 \quad (5.56)$$

这里, g_{ds} 是输出电阻 r_{o} 的电导表示,即 $g_{\text{ds}} = 1/r_{\text{o}}$,整理式(5.56)可得

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{g_{\text{m1}} + g_{\text{mb1}} + g_{\text{ds1}}}{g_{\text{ds1}} + g_{\text{ds2}}} \quad (5.57)$$

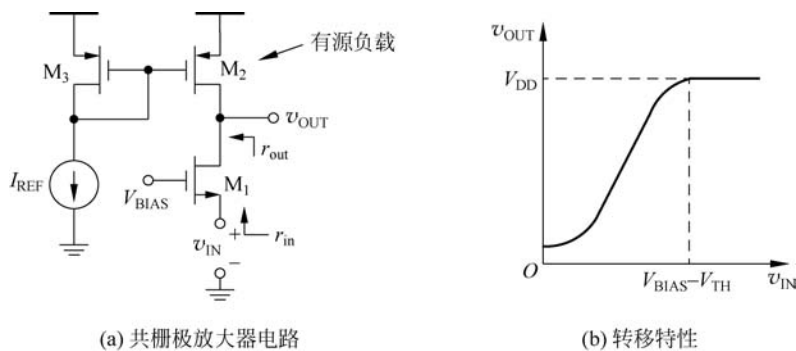


图 5-18 共栅极放大器

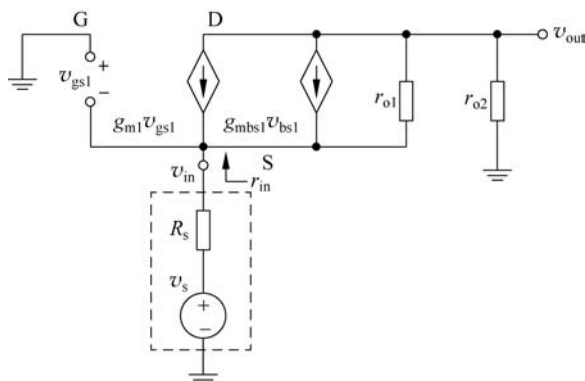


图 5-19 共栅极放大器的小信号等效电路图

式(5.57)表示的是 v_{out} 与 v_{in} 之间的关系,此增益可以认为当输入信号源的内阻为零($R_s=0$)时共栅极放大器的增益。可见,由于式(5.57)中 g_{mb1} 的存在,即体效应使共栅极放大器的增益比较于共源极放大器的增益要大些。

当考虑信号源的内阻 R_s 时, R_s 上流过的电流等于 $-v_{out}g_{ds2}$,根据基尔霍夫电压定律(KVL),有

$$v_{gs1} - v_{out}g_{ds2}R_s + v_s = 0 \quad (5.58)$$

而流经 r_{o1} 的电流为 $-v_{out}g_{ds2} - (g_{m1} + g_{mb1})v_{gs1}$,根据基尔霍夫电压定律(KVL),则有

$$r_{o1}[-v_{out}g_{ds2} - (g_{m1} + g_{mb1})v_{gs1}] - v_{out}g_{ds2}R_s + v_s - v_{out} = 0 \quad (5.59)$$

根据式(5.58)和式(5.59)可得

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} + 1}{r_{o1} + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}R_s + R_s + r_{o2}} r_{o2} \quad (5.60)$$

同样地,这里 $g_{ds} = 1/r_o$ 。

共栅极放大器的输入信号不是从栅极加入,而是从源极加入,因此,它具有有限的直流或低频输入电阻。如图 5-19 所示,流入输入管 M_1 源级的电流为

$$i_s = -(v_{out} - v_{in})g_{ds1} + (g_{m1} + g_{mb1})v_{in} \quad (5.61)$$

结合式(5.57),可以得到共栅极放大器的输入电阻为

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_s} = \frac{1 + g_{ds1}r_{o2}}{g_{m1} + g_{mb1} + g_{ds1}} = \frac{r_{o1} + r_{o2}}{(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} + 1} \quad (5.62)$$

如果 $(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} \gg 1$, 则式(5.62)变为

$$r_{in} \approx \frac{r_{o2}}{(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}} + \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} \quad (5.63)$$

这个结果表明, 当在共栅极 MOS 晶体管的源端考查输入阻抗时, 漏端节点处相关的电阻要除以 $(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}$, 由此可见, 共栅极放大器具有较低的输入阻抗。而且, 当采用 MOS 电流源负载时, 通常 r_{o1} 和 r_{o2} 的大小近似相等, 因此, 当忽略体效应时, 低频下输入阻抗 r_{in} 大约为 $2/g_{m1}$ 。

计算共栅极放大器输出电阻的小信号等效电路如图 5-20 所示。首先计算不含负载的共栅极放大器的输出电阻 r_{out1} , 流经 R_s 的电流等于 i_1 , 因此有 $v_{gs1} = -i_1 R_s$, $v_{bs1} = -i_1 R_s$, R_s 上的压降和 r_{o1} 上的压降之和等于 v_{out} , 有

$$i_1 R_s + r_{o1} [i_1 - (g_{m1} v_{gs1} + g_{mb1} v_{bs1})] = v_{out} \quad (5.64)$$

整理可得

$$\begin{aligned} r_{out1} = \frac{v_{out}}{i_1} &= R_s + [1 + (g_{m1} + g_{mb1})R_s]r_{o1} \\ &= [1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}]R_s + r_{o1} \end{aligned} \quad (5.65)$$

再并联负载电阻 r_{o2} , 得到总的输出电阻为

$$r_{out} = \{[1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}]R_s + r_{o1}\} \parallel r_{o2} \quad (5.66)$$

从输出电阻表达式的推导中可见, 共栅晶体管使 R_s 在共栅输出端口看到的电阻增加大约 $(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}$ 倍, 如果在输出端口发生了电压变化, 则由于输出电阻的增加, 在共栅管的源端的电压变化很小。因此, 共栅管表现了一种“屏蔽”特性。这种特性在共源共栅电流镜及后续章节的共源共栅放大器中得到了应用。

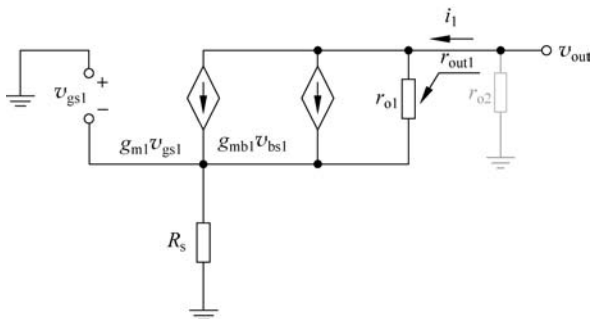


图 5-20 计算共栅极放大器的输出电阻的小信号等效电路

【例 5.6】 在图 5-18 所示的共栅极放大器中, 求基准电流 I_{REF} 分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的输入电阻, 忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{THN} = 0.7V$, $K_n = 110\mu A/V^2$, $\lambda = 0.04V^{-1}$ 。PMOS 晶体管的参数为 $V_{THP} = -0.7V$, $K_p = 50\mu A/V^2$, $\lambda = 0.05V^{-1}$ 。所有晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu m$, $L = 1\mu m$ 。

解: 当放大器处于正确的有源放大的工作区中时, 所有 PMOS 及 NMOS 晶体管处于饱和区, 并且晶体管尺寸都为 $W = 20\mu m$, $L = 1\mu m$, 因此, 流经晶体管的电流均等于 I_{REF} , 当流经晶体管的电流为 0.1mA 时, 根据式(2.39), 有

$$g_{m1} = \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right) I_{D1}} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.1 \times 10^{-3}} \approx 663.3 \mu\text{A/V}$$

根据式(2.40), NMOS 晶体管 M_1 的输出电阻为

$$r_{o1} = \frac{1}{\lambda I_{D1}} = \frac{1}{0.04 \times 0.1 \times 10^{-3}} = 250 \text{ k}\Omega$$

有源负载 PMOS 晶体管 M_2 的输出电阻为

$$r_{o2} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} = \frac{1}{0.05 \times 0.1 \times 10^{-3}} = 200 \text{ k}\Omega$$

由此, 根据式(5.63)并忽略体效应, 有

$$r_{in} \approx \frac{r_{o2}}{(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}} + \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} = \frac{200 \times 10^3}{(663.3 \times 10^{-6} + 0) \times 250 \times 10^3} + \frac{1}{(663.3 \times 10^{-6} + 0)} \approx 2713.7 \Omega$$

与采用 $2/g_{m1} \approx 3015.2 \Omega$ 的近似计算结果较为接近。

同样地, 当流经晶体管的电流为 0.01 mA 时, 根据式(2.39), 有

$$g_{m1} = \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right) I_{D1}} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.01 \times 10^{-3}} \approx 209.76 \mu\text{A/V}$$

根据式(2.40), NMOS 晶体管 M_1 的输出电阻为

$$r_{o1} = \frac{1}{\lambda I_{D1}} = \frac{1}{0.04 \times 0.01 \times 10^{-3}} = 2500 \text{ k}\Omega$$

有源负载 PMOS 晶体管 M_2 的输出电阻为

$$r_{o2} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} = \frac{1}{0.05 \times 0.01 \times 10^{-3}} = 2000 \text{ k}\Omega$$

由此, 根据式(5.63)并忽略体效应, 有

$$r_{in} \approx \frac{r_{o2}}{(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}} + \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} = \frac{2000 \times 10^3}{(209.76 \times 10^{-6} + 0) \times 2500 \times 10^3} + \frac{1}{(209.76 \times 10^{-6} + 0)} \approx 8581.2 \Omega$$

与采用 $2/g_{m1} \approx 9534.7 \Omega$ 的近似计算结果较为接近。

5.6 共源共栅放大器

将共栅极放大器和共源极放大器这两种结构级联在一起形成一种放大器结构, 如图 5-21 所示, 称为共源共栅放大器(cascode amplifier)。共源 MOS 晶体管 M_1 将输入电压信号转换为电流信号, 电流信号作为共栅 MOS 晶体管 M_2 的输入, 经过 M_2 后在电阻 R_D 上转换为电压信号进行输出。在现代集成电路设计中, 共源共栅放大器是最常用的一种放大器结构。

首先对共源共栅放大器进行大信号分析, 并分析其偏置条件。为了保证 M_1 处于饱和区, 应保证 $v_X \geq v_{IN} - V_{THN1}$, 这样 V_{BIAS} 应满足 $V_{BIAS} \geq V_{GS2} + v_{IN} - V_{THN1}$; 为了保证 M_2 处于饱

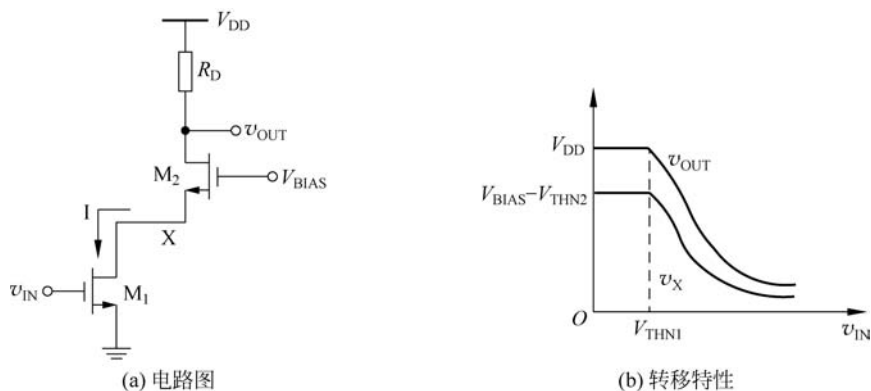


图 5-21 电阻作为负载的共源共栅放大器

和区,应有 $v_{OUT} \geq V_{BIAS} - V_{THN2}$, 如果选择 V_{BIAS} 使 M_1 刚好处于饱和区, 则有 $v_{OUT} \geq v_{IN} - V_{THN1} + V_{GS2} - V_{THN2}$, 即输出电平的最小值为两个 MOS 晶体管的过驱动电压之和。

下面分析图 5-21 所示的共源共栅放大器的转移特性。当 $v_{IN} \leq V_{THN1}$ 时, M_1 截止, 电路支路中几乎不存在电流, M_2 也截止, $v_{OUT} = V_{DD}$, $v_X \approx V_{BIAS} - V_{THN2}$ ^①; 当 $v_{IN} > V_{THN1}$ 时, M_1 开始导通并处于饱和区, M_2 进而也导通并处于饱和区, 由于电流开始增加, v_{OUT} 开始下降, v_X 也下降; 随着 v_{IN} 进一步上升, M_1 和 M_2 将陆续进入线性区, 究竟哪一个晶体管先进入线性区取决于偏置条件、 M_1 和 M_2 的尺寸及负载 R_D 情况。

共源共栅放大器可以采用同类型的 MOS 晶体管, 如图 5-21 所示。也可以采用不同类型的 MOS 晶体管, 如图 5-22(a) 所示, 共源管 M_1 和共栅管 M_2 偏置在两个支路上, 而小信号电流“折叠”到共栅通路上, 如图 5-22(b) 所示, 这种结构也叫作折叠式共源共栅放大器。图 5-22 所示的单端工作的折叠式共源共栅放大器在实际中并不常用, 其优点主要体现在差分放大器的应用中, 其优缺点将在以后章节中进行讨论。

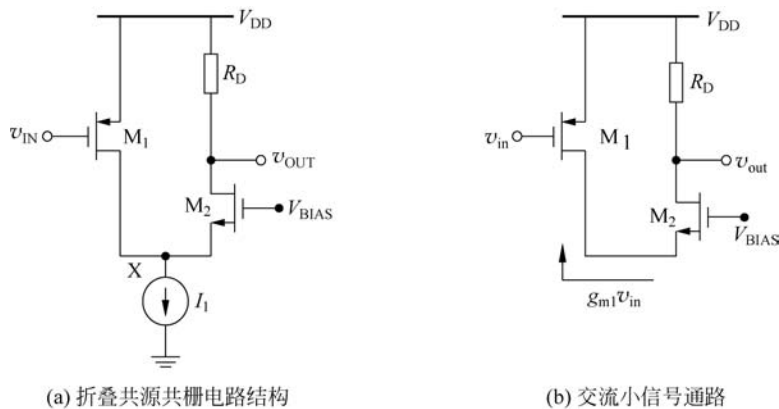


图 5-22 折叠式共源共栅放大器

^① 当 M_1 和 M_2 都截止时, v_X 电位由它们的工作状态共同决定。实际上, 当输入电压小于阈值电压时, 电路中由于亚阈值导通效应总还存在微弱电流, 因此, v_X 作为近似处于临界开始的电位是符合实际情况的。

不论是以上哪种结构,图 5-21 和图 5-22 所示的共源共栅放大器的小信号等效电路都可以表示为图 5-23 所示的形式(以电阻 R_D 做负载,并且忽略沟道长度调制效应,即不考虑 M_1 、 M_2 的输出电阻)。

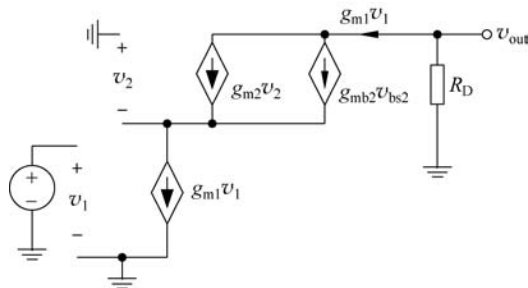


图 5-23 忽略沟道长度调制效应时共源共栅放大器的小信号等效电路

从图 5-23 中可以看出,在不考虑沟道长度调制效应时, M_1 管的小信号漏极电流全部都流经共栅器件,并在负载 R_D 上产生压降转换为输出电压信号,因此,忽略沟道长度调制效应时,图 5-21 和图 5-22 所示的共源共栅放大器的低频电压增益和共源极放大器一样,可以表达为

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m R_D \quad (5.67)$$

式(5.67)的共源共栅放大器增益表达式是在不考虑沟道长度调制效应基础上得出的。然而实际上,MOS 晶体管的沟道长度调制效应对放大器的影响是不可忽略的,特别是当采用电流源负载时,由于沟道长度调制效应而产生 MOS 晶体管的有限输出电阻已经与电流源负载的输出电阻相当。下面我们将考虑沟道长度调制效应对共源共栅放大器的影响。图 5-24 所示的是计算共源共栅放大器输出电阻的等效电路,此等效电路与第 3 章中计算共源共栅电流源输出电阻的等效电路是一致的,由于共源管 M_1 晶体管的栅极接交流地,因而其等效为一个输出电阻 r_{o1} ,在共源共栅放大器的输出端施加小信号激励与 v_t ,则考查流入的电流 i_t ,流经 r_{o1} 的电流等于 i_t ,因此

$$v_2 = -i_t r_{o1} \quad (5.68)$$

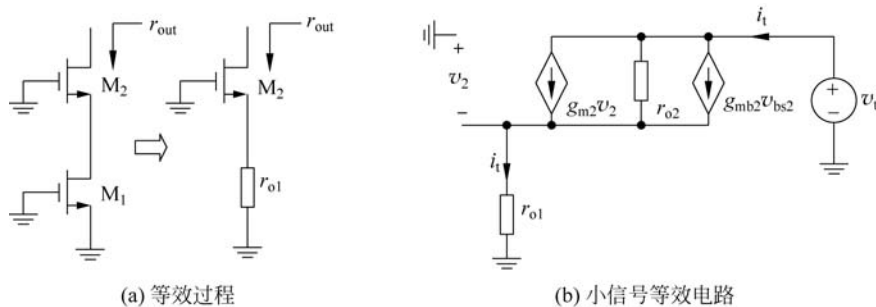


图 5-24 计算共源共栅放大器的输出电阻的等效电路

而 $v_{bs2} = v_2$, 则

$$r_{o2} [i_t - (g_{m2} + g_{mb2}) v_2] + i_t r_{o1} = v_t \quad (5.69)$$

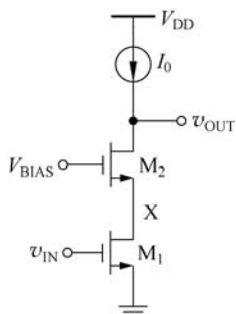


图 5-25 电流源作为负载的
共源共栅放大器

因此,由式(5.68)和式(5.69)可得

$$r_{out} = \frac{v_t}{i_t} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]r_{o1} + r_{o2} \quad (5.70)$$

若 $(g_{m2} + g_{mb2})r_{o2} \gg 1$, 则

$$r_{out} \approx (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1} + r_{o2} \quad (5.71)$$

可见,由于共栅管 M_2 晶体管的存在,使输出电阻比原本的共源极放大器输出电阻至少大了 $(g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}$ 倍,这样可以有效地提高放大器的输出电阻,进而可以有效地增加放大器的电压增益。如果采用理想电流源(输出电阻为无穷大)作为负载,如图 5-25 所示,则共源共栅放大器的增益表达式为

$$A_v \approx -g_{m1} \cdot [(g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1}] \quad (5.72)$$

【例 5.7】 在图 5-25 所示的共源共栅极放大器中,求电流源电流分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的本征增益,即负载采用理想电流源,并且忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{THN}=0.7V, K_n=110\mu A/V^2, \lambda=0.04V^{-1}$ 。所有晶体管的尺寸都为 $W=20\mu m, L=1\mu m$ 。

解: 当放大器处于正确的有源放大的工作区中时,所有晶体管处于饱和区,并且晶体管尺寸都为 $W=20\mu m, L=1\mu m$,当流经晶体管的电流为 0.1mA 时,根据式(2.39),有

$$g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right)I_0} = \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.1 \times 10^{-3}} \approx 663.3 \mu A/V$$

根据式(2.40),NMOS 晶体管 M_1 和 M_2 的输出电阻为

$$r_{o1} = r_{o2} = \frac{1}{\lambda I_0} = \frac{1}{0.04 \times 0.1 \times 10^{-3}} = 250k\Omega$$

由此,根据式(5.72)并忽略体效应,有

$$\begin{aligned} A_v &\approx -g_{m1} \cdot [(g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1}] \\ &= -663.3 \times 10^{-6} \times [(663.3 \times 10^{-6} + 0) \times 250 \times 10^3 \times 250 \times 10^3] \\ &\approx -27498 \end{aligned}$$

对比例 5.4 的结果,共源共栅放大器的本征增益比共源极放大器的本征增益大很多。

同样地,当流经晶体管的电流为 0.01mA 时,根据式(2.39),有

$$\begin{aligned} g_{m1} = g_{m2} &= \sqrt{\left(2K_n \frac{W}{L}\right)I_0} \\ &= \sqrt{\left(2 \times 110 \times 10^{-6} \times \frac{20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}\right) \times 0.01 \times 10^{-3}} \approx 209.76 \mu A/V \end{aligned}$$

根据式(2.40),NMOS 晶体管 M_1 和 M_2 的输出电阻为

$$r_{o1} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.04 \times 0.01 \times 10^{-3}} = 2500k\Omega$$

由此,根据式(5.72)并忽略体效应,有

$$\begin{aligned} A_v &\approx -g_{m1} \cdot [(g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1}] \\ &= -209.76 \times 10^{-6} \times [(209.76 \times 10^{-6} + 0) \times 2500 \times 10^3 \times 2500 \times 10^3] \\ &\approx -274995 \end{aligned}$$

同样地,与电流源作为负载的共源极放大器一样,随着偏置电流的减小,电流源作为负载的共源共栅极放大器的本征增益是增加的。

在第3章,我们已经知道共源共栅电路结构具有很大输出电阻这一特性同样可以运用到电流源电路中。可以采用共源共栅电流源作为共源共栅放大器的负载,如图5-26所示,PMOS晶体管 M_3 和 M_4 构成共源共栅电流源,整个放大器的输出电阻为共源共栅输入级输出电阻与共源共栅电流源的输出电阻的并联,则输出电阻可近似表达为

$$r_{out} \approx (g_{m2} r_{o2} r_{o1}) \parallel (g_{m3} r_{o3} r_{o4}) \quad (5.73)$$

整个放大器电路的等效跨导仍为 g_{m1} ,因而其电压增益近似为

$$A_v \approx -g_{m1} [(g_{m2} r_{o2} r_{o1}) \parallel (g_{m3} r_{o3} r_{o4})] \quad (5.74)$$

可见,图5-26所示的共源共栅放大器的增益可达 $g_m^2 r_o^2$ 级别,要远远地大于共源极放大器的增益值 $g_m r_o$ 级别。共源共栅放大器之所以被普及应用是因为其具有很高的输出阻抗,从而具有更高的增益。当然,这种结构将消耗较大的输出电压摆幅裕度,最大的输出电压摆幅是 $V_{DD} - (V_{GS1} - V_{TH1}) - (V_{GS2} - V_{TH2}) - |V_{GS3} - V_{TH3}| - |V_{GS4} - V_{TH4}|$ 。

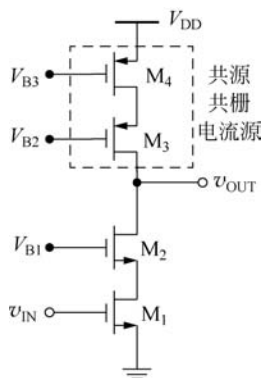


图 5-26 共源共栅电流源作为负载的共源共栅放大器

5.7 本章小结

共源极放大器是最常用的一种增益级电路,其增益可以表达为 $-g_m r_{out}$,即输入管的跨导和输出电阻的乘积,且为反相放大;其负载可以采用不同的结构,二极管连接的MOS管作为放大器的负载可以提高电路的线性度,但是要以减小增益为代价;采用电流源作为放大器的负载时,可以提高输出电阻,进而提高增益,并且输出摆幅较电阻负载和MOS管负载时的输出摆幅大;将电流源负载的共源极放大器中的电流源晶体管的栅极也连接到输入上,那么就形成了CMOS推挽放大器,CMOS推挽放大器可以提供更高的增益。

共漏极放大器的小信号电压增益小于1(接近1),而且其小信号输出电阻较低,因此可以驱动较低阻抗的负载,起到电压缓冲器的作用,经常作为多级放大器的输出级使用。

共栅极放大器为同相放大器,其信号输入端是MOS管的源端,因此输入电阻呈现较低的阻值,对于某些需要低输入电阻的应用是很有用的,比如一些需要阻抗匹配的地方,这样的电路可以减小波反射,提供更高的功率增益。

共源共栅电路具有很大的输出电阻,采用共源共栅电路可以增加放大器增益。同时,很大的输出电阻可以使共源共栅电路成为一种高质量的电流源。采用共源共栅电路作为负载的共源共栅放大器具有很高的增益,缺点是这种结构消耗较大的输出电压摆幅裕度。

表5-1将4种典型结构CMOS单级放大器在直流或低频下的特性做了归纳,高频特性在以后的章节进行讨论。

表 5-1 4 种 CMOS 单级放大器的性能对比

类 别		小信号增益	输出电阻	输入电阻	摆幅	线性度
共源极放大器	电阻负载	$-g_{\text{m}}(R_{\text{D}} \parallel r_{\text{o1}})$	$R_{\text{D}} \parallel r_{\text{o1}}$	∞	较小	—
	PMOS 二极管负载	$-\frac{g_{\text{m1}}}{g_{\text{m2}}}=-\sqrt{\frac{\mu_{\text{n}}(W/L)_1}{\mu_{\text{p}}(W/L)_2}}$	$(1/g_{\text{m2}}) \parallel r_{\text{o2}} \parallel r_{\text{o1}} \approx 1/g_{\text{m2}}$	∞	小	好
	电 流 源负载	$-g_{\text{m1}}(r_{\text{o1}} \parallel r_{\text{o2}})$	$r_{\text{o1}} \parallel r_{\text{o2}}$	∞	中	—
	CMOS 推挽放大器	$-(g_{\text{m1}}+g_{\text{m2}})(r_{\text{o1}} \parallel r_{\text{o2}})$	$r_{\text{o1}} \parallel r_{\text{o2}}$	∞	较小	—
共漏极放大器 (电流源负载, 驱动 R_{L})		$\frac{g_{\text{m1}}}{g_{\text{m1}}+g_{\text{mb1}}+g_{\text{ds1}}+g_{\text{ds2}}+\frac{1}{R_{\text{L}}}}$	$\frac{1}{g_{\text{m1}}+g_{\text{mb1}}+g_{\text{ds1}}+g_{\text{ds2}}+\frac{1}{R_{\text{L}}}}$	∞	较小	差
共栅极放大器 (电流源负载)		$\frac{g_{\text{m1}}+g_{\text{mb1}}+g_{\text{ds1}}}{g_{\text{ds1}}+g_{\text{ds2}}}$	$\frac{\{[1+(g_{\text{m1}}+g_{\text{mb1}})r_{\text{ds1}}]\}}{R_{\text{S}}+r_{\text{ds1}}}\parallel r_{\text{ds2}}$	$\frac{r_{\text{o1}}+r_{\text{o2}}}{(g_{\text{m1}}+g_{\text{mb1}})r_{\text{o1}}+1}$	—	—
共源共栅放大器 (共源共栅电 流源负载)		$-g_{\text{m1}}[(g_{\text{m2}}r_{\text{o2}}r_{\text{o1}})\parallel (g_{\text{m3}}r_{\text{o3}}r_{\text{o4}})]$	$(g_{\text{m2}}r_{\text{o2}}r_{\text{o1}})\parallel (g_{\text{m3}}r_{\text{o3}}r_{\text{o4}})$	∞	小	—

习题

1. 在图 5-3(a)所示的线性放大器中,测量到的信号瞬时值为 $v_{IN}(t) = V_{IN} + v_{in}(t) = 2 + 2\sin 400t$ (mV), $i_{IN}(t) = I_{IN} + i_{in}(t) = 0.1 + 0.1\sin 400t$ (μ A), $v_{OUT}(t) = V_{OUT} + v_{out}(t) = 0.5 + 0.5\sin 400t$ (V) 及 $R_L = 0.5\text{k}\Omega$ 。说明放大器的工作点,并求放大器的直流增益 A_{dc} 及小信号增益 A_v 、 A_i 、 A_p 和 R_i 。

2. 对于图 5-5 所示的共源极放大器,电源电压 $V_{DD} = 5\text{V}$,电阻负载 $R_D = 10\text{k}\Omega$,调整输入偏置电压使 M_1 的栅-源电压为 1.2V ,考查此放大器是否处于有源放大区,并求此放大器的增益。NMOS 的参数为 $V_{THN} = 0.7\text{V}$, $K_n = 110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.04\text{V}^{-1}$ 。NMOS 晶体管的尺寸为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 。

3. 对于图 5-10 所示的共源极放大器,电源电压为 5V 采用 PMOS 晶体管 M_2 实现电流源,为了使偏置电流为 0.1mA ,偏置电压 V_B 应该为多少? 并且求此放大器的增益。NMOS 的参数为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$, $V_{THN} = 0.7\text{V}$, $K_n = 110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda_n = 0.04\text{V}^{-1}$ 。PMOS 晶体管的参数为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$, $V_{THP} = -0.7\text{V}$, $K_p = 50\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda_p = 0.05\text{V}^{-1}$ 。

4. 习题 3 中的共源极放大器允许的输出摆幅是多少?

5. 对于图 5-17 所示的源跟随器(共漏极放大器),当空载时,即 $R_L = \infty$,求基准电流 I_{REF} 分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的输出电阻。PMOS 晶体管的参数为 $V_{THP} =$

-0.7V , $K_p = 50\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.05\text{V}^{-1}$ 。所有 PMOS 晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 。

6. 在图 5-18 所示的共栅极放大器中, 求当信号源内阻 $R_s = 1\text{k}\Omega$ 基准电流 I_{REF} 分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的输出电阻, 忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{\text{THN}} = 0.7\text{V}$, $K_n = 110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.04\text{V}^{-1}$ 。PMOS 晶体管的参数为 $V_{\text{THP}} = -0.7\text{V}$, $K_p = 50\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.05\text{V}^{-1}$ 。所有晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 。

7. 在图 5-18 所示的共栅极放大器中, 求当信号源内阻 $R_s = 0\Omega$ 、基准电流 I_{REF} 分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的输出电阻, 忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{\text{THN}} = 0.7\text{V}$, $K_n = 110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.04\text{V}^{-1}$ 。PMOS 晶体管的参数为 $V_{\text{THP}} = -0.7\text{V}$, $K_p = 50\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.05\text{V}^{-1}$ 。所有晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 。

8. 在图 5-25 所示的共源共栅极放大器中, 负载采用理想电流源, 求电流源电流分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的输出电阻, 忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{\text{THN}} = 0.7\text{V}$, $K_n = 110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.04\text{V}^{-1}$ 。所有晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 。

9. 在图 5-26 所示的共源共栅电流源作为负载的共源共栅极放大器中, 讨论 V_{B1} 、 V_{B2} 及 V_{B3} 偏置电压的设计, 并且讨论放大器的输出摆幅范围。

10. 在图 5-26 所示的共源共栅电流源作为负载的共源共栅极放大器中, 求偏置电流分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的输出电阻, 忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{\text{THN}} = 0.7\text{V}$, $K_n = 110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.04\text{V}^{-1}$ 。PMOS 晶体管的参数为 $V_{\text{THP}} = -0.7\text{V}$, $K_p = 50\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.05\text{V}^{-1}$ 。所有晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 。

11. 在图 5-26 所示的共源共栅电流源作为负载的共源共栅极放大器中, 求偏置电流分别为 0.1mA 和 0.01mA 时放大器的增益, 忽略体效应。NMOS 的参数为 $V_{\text{THN}} = 0.7\text{V}$, $K_n = 110\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.04\text{V}^{-1}$ 。PMOS 晶体管的参数为 $V_{\text{THP}} = -0.7\text{V}$, $K_p = 50\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\lambda = 0.05\text{V}^{-1}$ 。所有晶体管的尺寸都为 $W = 20\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 。