1. **BJT**
2. **MOS管特性**

**导通机理：**

****

**部分常用公式：**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| N型阈值电压  （界面电子浓度等于衬底多子浓度） |  | | |
| 耗尽区电荷 | Nsub衬底掺杂浓度  ℇSi硅介电常数 | | |
| 金属半导体功函数之差 |  | | |
| 衬底费米势 |  | | |
| 电流 |  | | |
| 深线性区导通电阻  VDS<<2(VGS-VTH)  传输门工况 |  | | |
| 饱和区跨导gm |  |  |  |

**二级效应：**

|  |  |
| --- | --- |
| 体效应 | VTH与耗尽区电荷量有关，体效应使得耗尽区电荷量增加，VTH增加    影响源跟随器工作 |
| 沟道长度调制 | L↑，↓，ro↑，沟道调制越不明显 |
| 亚阈值导电 | VTH以下弱反型，VTH以上强反型 |

**MOS采样开关的非理想因素：**

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **因素** | **原理** | **解决方案** | | |
| 沟道电荷注入  Channel charge injection |  |  |  |  |
| 时钟馈通  Clock feedthrough |  |  |  |
| KT/C噪声 | 采样结束时，噪声瞬时值被保存在采样电容上 |  | | |

**小信号模型：**

个人将分为两种理解：

①是单纯根据IV曲线推导，根据IV数值推更可靠

②把MOS拆分成理想电流源和输出电阻的组合。本分析目的在于解释小信号模型原理，及近似过程发生在哪里。

|  |  |
| --- | --- |
| ①公式推导 | 考虑有限电阻负载情况，    对Vin求偏导    后面gm的沟道调制会被近似抹去  代入ro计算公式    此处ro和gm表达式内波动的VGS通常被近似成大信号VGS，由此引出对gm线性度的需求。 |
| ②拆分，直观理解 | 方法①可以证明**小信号模型在近似后具有合理性**。方法②用直观模型拟合  先考虑理想电流源负载，大信号下，Vin增加导致如下变化（如图大信号电流图可理解，真实MOS模型等于不包含沟道长度调制的理想MOS与ro的并联，ro甚至可以看为理想MOS，一个受控源的内阻），理想电流源系数gm包含对波动的VGS的近似。  因此小信号电流从ro的S流向D，此时小信号电阻ro的计算包含对波动的VGS近似（图中包括了电阻负载的小信号电流方向，ro也是S流向D）。个人理解，小信号电流通过电阻负载转化成压降信号。    小信号模型的G、S、D端子均表示小信号电压（在有限电阻负载后，DS承担小信号电压） |



1. **单级放大器**

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **共源级** | | | | | | |
| **负载** | **Rout** |  | **gmb** | **Av** | | **特征** |
|  |  | √ | / |  | | 固定VDS，Vin增大时，gm最大值出现在饱和区边缘 |
|  | × | / |  | |
|  |  | √ | √ | / | | 书中未详述，讲diode负载的时候提及 |
|  | × | √ | / | |
|  | × | × | / | |
|  |  | ro1  ro2 | √ |  | |  |
|  | ro2 | √ |  | | 与普通NMOS接法（无电阻负载）源端看进去的阻抗等价 |
|  | × | √ |  | |  |
|  | ro1  ro2 | × |  | | 现代工艺，沟道调制效应不可忽略 |
|  | 均考虑 | ro1  ro2 | / |  | | 对比diode负载，解决摆幅受限；对比电阻负载，解决提高增益需要一直增加R值的限制，通过增大L实现 |
|  |  | ro1  ro2 | / |  | | PVT影响大，VDD波动影响大（） |
|  |  | √ | / |  | | 与电阻负载区别不大，但是精确Vb的产生难度大与晶体管的PVT波动大 |
|  | × | / |  | |
| **负载** | **Rout** |  | **gmb** | **Gm** | **Av** | |
|  |  | √ | √ |  |  | |
|  | × | × |  |  | |
|  | / | √ | √ | / | RS上的电流恒定，RS上的小信号电流不变，等同于没有反馈 | |

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **源跟随器** | | | | | |
| **负载** | **Rout** |  | **gmb** | **Av** | **特征** |
|  |  | √ | √ |  | 小信号增益随输入增大越来越接近1。各种源跟随器可以简化成这一版本的最简拓扑形式 |
|  | × | √ |  |
|  | × | × |  |
|  |  | √ | √ |  | 书本对简化方法（Req）的例子 |
|  |  | √ | √ |  | 书本对简化方法（Req）的例子 |

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **共栅级** | | | | | |
| **负载** | **Rout** |  | **gmb** | **Gm** | **Av** |
|  |  | √ | √ |  |  |
|  | × | √ |  |  |
|  |  | √ | √ |  |  |
|  | × | × |  |  |

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **共源共栅级** | | | |
| **负载** | **Rout** | **Av** | **特征** |
|  |  |  |  |
|  |  |  | 书上采用估算 |
|  |  | / | 输出电阻比套筒式要小 |

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **复杂增益求解** | | | | | | |
| **结构举例** | **求Gm（Iout/Vin）** | | **求Rout（VX/IX）** | | **增益** | |
|  |  | |  | |  | |
| **源跟随器计算简化技巧** | | | | | | |
| 把小信号模型化成如下形式：    模型简化成了SF电阻负载不考虑二级效应的情况，则： | | | | | | |
| **电阻负载放大器：增益与摆幅trade-off的理解** | | | | | | |
| 电阻负载型的输入范围：Vth~Vin1  对应输出范围：VDD~Vin1-Vth  为了增大增益，增大阻值，会导致（蓝色为最低输入，红色为最大输入）：    显然摆幅下降。从饱和区的上下界分析，而非理解成输入的上下界中点即为DC偏置点，如此分析输入线性度不足以支持小信号近似。 | | | | | | |
| **单级rout** | | **二级cascode rout** | | **n级cascode rout** | |
|  | |  | |  | |
|  | |  | |  | |
| **折叠式运放构建方法** | | | | | |
|  | | 共源共栅 | | 折叠式共源共栅 | |
| N型 | |  | |  | |
| P型 | |  | |  | |

1. **差分放大器**

|  |
| --- |
| **章节思路** |
|  |

|  |  |
| --- | --- |
| **拓扑** | |
| 基本结构 | △Vin1增加了  增益下降，换线性度 |
|  |
| 源极负反馈 |
|  |

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **共模** | | | |
| 范围 | [VGS1+VGS3-VTH3,min(VDD,VDD-RDISS/2+VTH)]  [一个过驱动电压加一个VGS，M1M2不脱离饱和的最大输入] | | |
| 随着Vin,CM增加，输入管先饱和  经过①②③④步骤 | | ① | M1M2截止，M3三极管区 |
| ② | M1M2饱和，M3三极管区 |
| ③ | M1M2M3饱和 |
| ④ | M1M2三极管区，M3饱和 |
| Vin,CM和ID1/ID2 |  | | |
| Vin,CM和VP |  | | |
| Vin,CM和Vout1/Vout2 |  | | |
| Vin,CM和|Av|最大值 |  | | |

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **差模** | | | |
| 大信号 |  | |  |
|  |  | |  |
| 小信号 |  | |  |
|  |  | |  |
| |Av|最大值  （大信号推出Gm的最大值） | |  | |
| △Vin1  大于该值电流只走一路 | |  | |
| △Vin和Gm | |  | |

1. **五管OTA、运算放大器**

|  |  |
| --- | --- |
| 单端输出 | 双端输出 |
|  |  |
| 有源电流镜/五管OTA | 差动放大器 |

闭环运放相对于普通放大器的优势：

普通放大器迁移率、栅氧厚度、阻值变化均可能引入增益误差

**五管OTA供流及Slew rate原理：**

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 小幅值输入（小信号电流） | | 大幅值输入 |
| 开环 | 闭环 | |
|  |  |  |
| 本质是电流源，rout很大 |  |  |

1. **电流镜**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **电流镜类型** | **结构** | **优势** | **劣势** |
| 基本电流镜 |  | / | / |
| Cascode |  | 输出节点电压波动影响Iout | 电压余度2Vdsat+Vth |
| W3/W0=W2/W1  L1=L2  L3=L0 |
|  | 电压余度2Vdsat | M1M2的漏源电压不同，不能精确复制电流 |
|  |
| IR压降 |  | 电压余度2Vdsat  解决上一种cascode不精确问题 | 电阻受PVT影响；  难以产生 |
| 本结构是对上述第二种cascode的调整，使得  VDS1=VDS2  偏置需要产生一个VGS和一个Vth  ·第1种偏置：  VGS3=VGS5易，电阻压降等于过驱动电压难，电压追踪难以实现  ·第2种偏置：  M6和R6建立过驱动电压  VGS6-R6I6=VGS1-R1IREF  设置R6=R1，I6=IREF，M1M6宽长比一致，能实现电压追踪 |
| 低压Cascode |  | 电压余度2Vdsat  解决了IR压降结构电阻PVT影响 |  |
| 目的依然是使得  VDS1=VDS2  根据结构，需要使得  VGS0=VGS3    与上面的Vb需求类似，但管子的参数指标均为IREF这一路的  ·第1种偏置：  M5无体效应，M0存在体效应，VGS很难对应匹配。电流镜结构现在不包含电阻，此偏置结构无法完全对应。  ·第2种偏置：  M7提供VGS，M6提供过驱动电压 |

核心理念：

·电流镜建立cascode解决沟道长度调制效应。一系列cascode改进结构及对应的偏置电路是为了在确认输出这一路是cascode连接这一前提下，优化摆幅和精度。

·结构中有电阻，需要偏置配合电阻追踪；无电阻则不加电阻偏置

1. **噪声**

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **噪声理论** | | | | | |
| 功率谱密度  PSD | | 积分后得到频率区间内的总功率 | | | |
| 概率密度函数  PDF | | 描述噪声幅值出现的概率 | | | |
| 噪声源相关性 | | 相关 |  | | |
| 非相关 |  | | |
|  | | 更准确为，简化符号，假设△f为1Hz。 | | | |
| 信号进入系统 | |  | | | |
| Lump电阻 | | 来源 | 大尺寸晶体管上的栅由于宽，使得左右两侧的单元晶体管噪声不等，噪声模型的lump电阻比实际RG要小 | | |
| 分析 |  | | |
| 闪烁噪声积分 | | 不关心特别低频噪声，积分应有下界（否则结果会无限） | | | |
| **输入/输出噪声** | | | | | |
|  | 拓扑 | | | 实例 | 定量 |
| 输出 |  | | |  |  |
| 输入 |  | | |  |  |

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **噪声类型** | **原理** | **表现形式** | **定量** |
| 热噪声  Thermal noise | 电阻产生 |  |  |
|  |  |
| 沟道产生 |  | γ与体效应系数不同 |
|  |  |
| 采样电容 |  |  |
| 闪烁噪声  Flicker noise  1/f noise | 栅氧化层与硅衬底的界面出现悬挂键，用栅极串联电压源模拟 |  |  |
| 散粒噪声  Shot noise | 出现在MOS管，BJT，二极管的DC电流中 |  |  |

1. **非线性和失配**

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **总谐波失真THD** | | | |
|  | | | |
| **共模抑制比CMRR（正无穷最好）** | | | |
| 因素 | 非理想ISS | Mismatch | |
| CMRR |  |  | |
| 计算 |  | 电阻失配 | gm失配 |
|  |  |  |
| 意义 | Avc分母中的rss能表征非理想性 | 期望的增益与不期望的增益之比 | |

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **线性化方法** | | | | |
| 串联补偿 |  | | | |
| 并联补偿 |  | | | |
| 负反馈 |  |  |  |  |
| 伪差分 |  | | | |

1. **反馈**

|  |  |
| --- | --- |
| 基本拓扑 |  |
| 特性 | 增益灵敏度降低 |
| 终端阻抗变化 |
| 带宽变化 |
| 非线性减小 |
|  |  |

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **基本放大器** | | | | |
| 类型 | 电压-电压 | 电流-电压（TIA） | 电压-电流（OTA） | 电流-电流 |
| 拓扑 |  |  |  |  |
| 放大器Rin | 大 | 小 | 大 | 小 |
| 放大器Rout | 小 | 小 | 大 | 大 |
| **反馈** | | | | |
| 应用 |  |  |  |  |
| 增益*（分子开环增益）* |  |  |  |  |
| 反馈网络Rin | 理想大  *（电容容抗相对于输出节点很大）* | 理想大 | 理想小 | 理想小 |
| 反馈网络Rout | 理想小  *（电容容抗相对于栅极很小）* | 理想大 | 理想小 | 理想大 |
| **系统阻抗** | | | | |
| 系统Rin |  |  |  |  |
|  |  |  |  |
| 系统Rout |  |  |  |  |
|  |  |  |  |
| 输入端列方程需要注意的难点 |  |  |  |  |

1. **频域稳定性讨论**

**频域理论基础**

极坐标上不闭合曲线/波特图可表征的系统隐含前提。而则对应s域到H(s)域的映射。

****的标志（或波特图）

****的标志

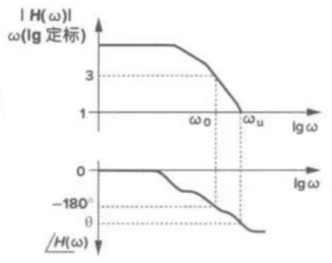
**波特图种类（均假设s=jw）**

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **函数** | | **形式** | | **左边形式对应波特图** |
| 最小相位系统 | 常数 |  |  |  |
| 单/双积分 |  |  |  |
| 单/双微分 |  |  |  |
| 单极/零点 |  |  |  |
| 重极/零点 |  |  |  |
| 与通常解法传函的区别：  ·若函数形式为    s的解均为实数根，对应极点wp1，wp2和wp3，位置都在实轴。波特图与传统方法别无二致。  ·若函数形式为    s的解均为虚数根，其中阻尼系数Q>0.5，delta小于零。此时波特图依然保持s=jw。 | | |
| 非最小相位系统 | RHP极/零点 |  |  |  |

**重要问题：奈奎斯特准则和巴克豪森判据的关系**

**问题来源：**

的局限性。考虑系统H(s)波特图：



例如对反馈系数=1，闭环增益为的情况，不存在ω使得分母为零从而系统不稳定，但系统显然不稳定。但是当时，代入原系统H(s)，此时存在合适的ω和σ使得分母为零。数学本质是二元方程组有解。波特图仅适用于最典型H(s)系统，用奈奎斯特图才是绝对判据。

**右半平面极点本质：**

拉普拉斯反变换，时域上振幅变大，不稳定。作为奈奎斯特判据的出发点

**右半平面零点本质：**

存在于Boost变换器的占空比-输出传函。物理意义上，根据拉普拉斯反变换，显示出系统时域响应会有一个初始下降

**奈奎斯特准则：**

****