

- 掌握基本电流镜的工作原理和设计步骤。
- 熟悉电流复制误差的来源以及相应的改善策略。
- 了解产生基准电流的方法和电路实现, 深入理解电源电压独立的电流基准以及温度变化对其的影响。

完成基本电流镜电路的设计与搭建,如图 3.0.1 所示。

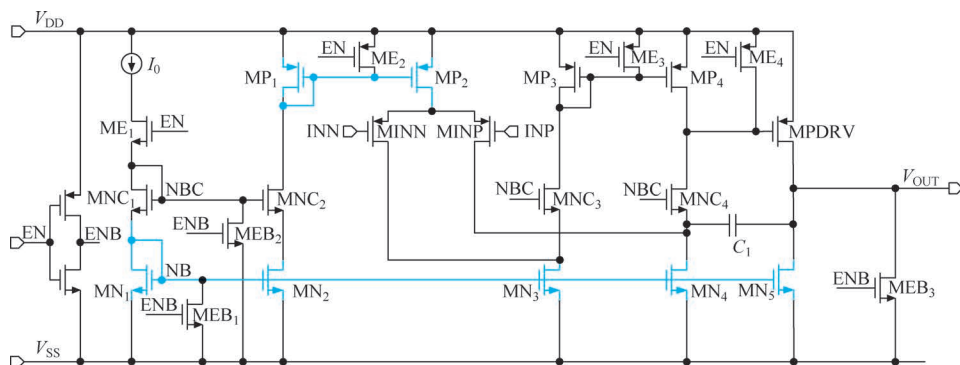


图 3.0.1 贯穿项目设计之电流偏置设计

```

graph LR
    BG((背景信息)) --> PK[预备知识]
    PK --> UCR[用电流镜复制基准电流]
    UCR --> EFS[误差因素及改善策略]
    EFS --> CB[电流偏置]
    CB --> CM[电流镜仿真]
    CM --> CB
    
    PK -.->|理论知识| UCR
    PK -.->|理论知识| GCR[基准电流的生成]
    PK -.->|理论知识| EFS
    PK -.->|理论知识| CM
    PK -.->|工程设计| CB
    
    PK --- GP[贯穿项目]
    GP --- CB
  
```

预备知识

- 电流源模型及电流电压特性

用电流镜复制基准电流

- 工作原理
- 基本电流镜及组合电流镜
- 基本电流镜的设计顺序

误差因素及改善策略

- 沟道长度调制效应
- MOS管的不匹配

电流偏置

- 设计
- 仿真

电流镜仿真

- 基本的DC仿真
- 最小 V_{DS} 电压值仿真

基准电流的生成

- 简单电流基准的设计顺序
- 与电源电压无关的电流基准
- 温度对电流基准的影响

放大器电流偏置

背景信息

理论知识

理论知识

理论知识

理论知识

理论知识

工程设计

实验仿真

贯穿项目

3.1 预备知识

第2章学习了MOS器件的基础知识,本章要利用前面所学的知识开始贯穿项目的主体电路设计。在正式进入本章学习之前,先来复习一下电流源的基本特性。

电流源的模型及其电流电压特性如图3.1.1所示。对于理想电流源,由于其内阻 R_N 为无穷大,输出电流 I_O 与端口电压 V_L 无关;而对于实际电流源,由于内阻 R_N 有限,输出电流 I_O 随端口电压 V_L 的变化而变化。因此,对于实际电流源,其内阻 R_N 越大,其特性越接近于理想电流源。

小 Spark ⚡:《谏太宗十思疏》中有言:“求木之长者,必固其根本;欲流之远者,必浚其泉源”。而偏置电路就好比模拟集成电路的“泉源”。精确而稳定的偏置是保证模拟电路正常工作的基础。偏置常常以电流源的形式出现,这里的“源”与“泉源”虽不属一物,但意境相通,深入思考也觉十分有趣。

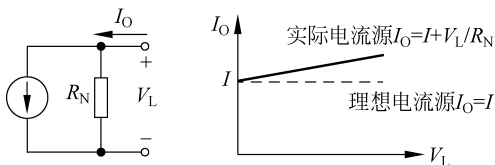


图 3.1.1 电流源的模型及其电流电压特性

3.2 从电流偏置开始设计放大器

第1章给出了本书的贯穿项目——折叠差分放大器设计,并罗列了此放大器的关键参数。那么应该如何从零开始,设计一个满足所有指标要求的差分放大器呢?答案并不唯一,但首先满足其中某一个关键指标是厘清思路并简化设计的关键。比如,设计者可以考虑先满足功耗、增益、带宽中的一项指标。鉴于本书所面向主要读者的知识背景,首先满足功耗指标是一个便于理解的方式。

在已知电源电压的条件下,功耗的大小取决于电流的大小,因此要针对放大器中决定电流大小的关键电路进行分析。如图3.2.1所示,放大器的电流路径共有8条,其中,第6~8路

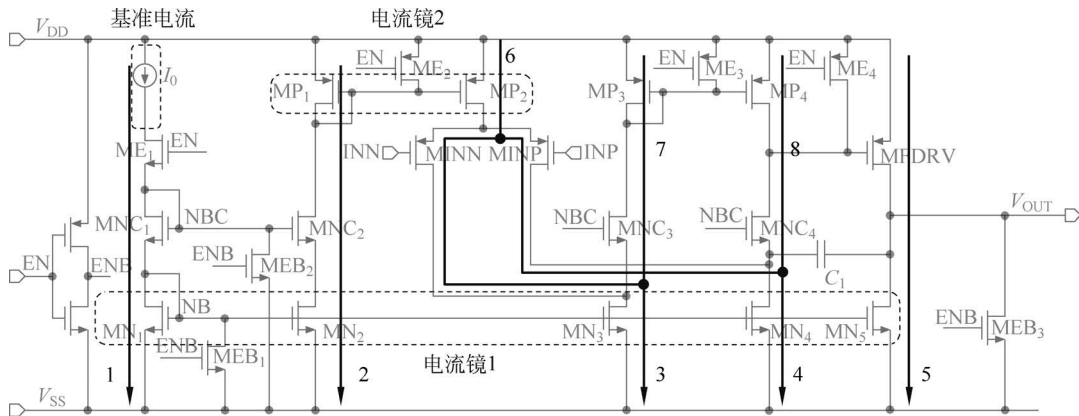


图 3.2.1 贯穿项目放大器电路结构

电流最终汇总至第3路和第4路电流中,因此放大器的总电流由第1~5路电流所决定。这几路的电流组成了模拟集成电路的一个常见结构,它就像一面镜子,可以将第1路的电流复制到第2~5路电流中。因此,称这个结构为“电流镜”。而其中第1路的电流由一个电流源产生,这个电流源称为“基准电流”,这是因为其他支路的电流大多以这个电流为基准,复制产生的镜像。

3.3 用电流镜复制基准电流

3.3.1 基本电流镜是如何工作的

图3.2.1所示的 MN_1 和 MN_2 构成的基本电流镜已被提取并在图3.3.1中重新绘制。其中, MN_1 具有宽长比 W/L ,而 MN_2 具有宽长比 NW/L 。通过这个配置, MN_2 能够复制基准电流 I_{REF} ,并将其扩大 N 倍,以便为目标电路供应所需的电流。

那么电流镜是如何实现这一功能的呢?电路中 MN_1 的栅极和漏极短接,因而其 $V_{DS}=V_{GS}$,只要能保证 $V_{GS}>V_{TH}$,器件 MN_1 即工作在饱和区。回顾第2章中MOS管在饱和区的基本电流公式如下:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3.3.1)$$

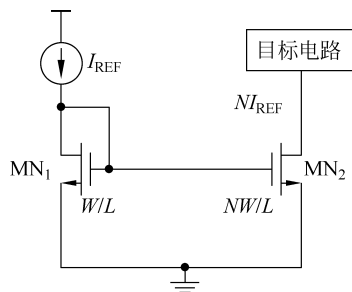


图 3.3.1 基本电流镜

从式(3.3.1)中可以看出,在MOS管的基本参数 $\mu_n C_{OX}$ 和 V_{TH} 相同的条件下,其电流取决于宽长比 W/L 以及栅源电压 V_{GS} 。因为 MN_2 与 MN_1 的栅极相连且二者的源极同时接地,所以二者的 V_{GS} 相同。又因为 MN_2 的宽长比是 MN_1 的 N 倍,所以根据式(3.3.1),流经 MN_2 的电流是流经 MN_1 的电流的 N 倍。可以这么理解,电流镜的工作顺序是:首先基准电流 I_{REF} 通过 MN_1 产生 V_{GS} ,然后 MN_2 利用 V_{GS} 产生 N 倍的 I_{REF} 。

那么 I_{REF} 是如何通过 MN_1 产生 V_{GS} 的?观察图3.3.1所示的电路结构, MN_1 的栅极和漏极相连,根据式(3.3.1),当电流 I_{REF} 流经 MN_1 后,就会在栅极产生大小为

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{OX}}} \times \frac{L}{W} + V_{TH} \quad (3.3.2)$$

的电压。从式(3.3.2)中也可以看出, V_{GS} 跟踪 I_{REF} ,因此使 MN_2 的电流也会跟踪 I_{REF} 的变化,从而使电流镜完成对基准电流的复制。

工程问题 3.3.1

如果将基本电流镜改为如图3.3.2所示的结构,电路仍能完成对 I_{REF} 的复制吗?

讨论:

不能,因为在图3.3.2中, V_{GS} 是固定的值,不能跟踪 I_{REF} ,因此 MN_2 的电流同样也不能跟踪 I_{REF} 的变化,而是成为独立的电流基准源。再观察 MN_1 ,如果这个固定的 V_{GS} 不等于式(3.3.2),为了保证 MN_1 的电流与

小 Tips: 进行电路仿真时,如果采用理想电流源作为基准电流,需要检查电流源两端的电压是否合理。

I_{REF} 相等, I_{REF} 将迫使 MN_1 利用其沟道调制效应调整电流, 从而使 MN_1 漏极电压产生剧烈变化。根据 I_{REF} 的不同, MN_1 的漏极电压有可能会不合理地超过电源电压或者低于地电位。

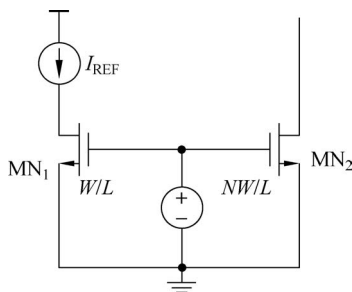


图 3.3.2 不能完成电流复制功能的电路

1. 基本电流镜的工作条件

尽管利用 MOS 管饱和区的电流方程式 (3.3.1) 解释了基本电流镜的工作原理, 但要让电流镜正常工作, 还需要满足一些电压条件。

图 3.3.1 中 MN_2 需要为目标电路提供稳定的电流, 即它应表现出理想电流源的特征。这意味着 MN_2 输出的电流不应受到目标电路状态变化的影响。首先, 假如 MN_2 工作在饱和区, 则根据式 (3.3.1), 若忽略沟道长度调制效应, 在饱和区内 MOSFET 的电流基本上与其 V_{DS} 是无关的。这种情况下, MN_2 可以类比为理想电流源, 因此其在饱和区工作是可行的。接下来分析, MN_2 如果工作在线性区, 根据式 (2.3.2), 知道在线性区 MOSFET 的电流与 V_{DS} 存在线性关系, 并不能提供恒定电流, 这不符合电流源的要求。因此, MN_2 应避免在线性区工作。综上所述, MN_2 的工作条件应确保其始终处于饱和状态, 以实现作为电流源的功能:

$$V_{\text{GS2}} - V_{\text{TH}} \geq 0 \quad (3.3.3)$$

$$V_{\text{DS2}} \geq V_{\text{GS2}} - V_{\text{TH}} \quad (3.3.4)$$

那么 MN_1 需要满足什么工作条件呢? 由于 MN_1 的栅极和漏极相连, 只要 MN_1 满足导通条件, 那么根据 MOS 管的饱和条件公式, MN_1 一定处于饱和区域。又因为 MN_1 和 MN_2 的导通条件相同, 所以只要 MN_2 导通, MN_1 必然导通。综上所述, 只要保证 MN_2 满足饱和区的条件, 基本电流镜即可正常工作。

2. 用基本电流镜提供多路电流

如何用基本电流镜给电路提供多路电流呢? 贯穿项目 (图 3.2.1) 中的电流镜 1 提供了一个很好的案例。电流镜 1 包含了 5 路电流, 将其提取并重画至图 3.3.3。从图中可以看出, 只要将每个 MOS 管的栅极和源极分别与 MN_1 的栅极和源极连接, 每个 MOS 管的漏极就可给一条支路提供电流。每条支路的电流大小可以通过分别调节各 MOS 管与 MN_1 的宽长比的比值来实现。

小 Tips: MN_2 是否可以工作在亚阈值区域? 根据亚阈值区域的电流公式, 理想情况下 MN_2 的电流仍然与其 V_{DS} 无关, 因此理论上 MN_2 可以工作在亚阈值区域。但在实际中, 因为亚阈值区域 MOS 管的匹配性较差, 所以如果不是对低功耗有特别要求, 不建议让 MN_2 工作在亚阈值区域。

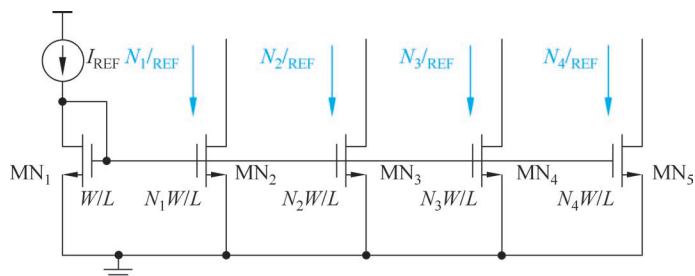


图 3.3.3 用基本电流镜给电路提供多路电流

3.3.2 PMOS 基本电流镜和组合电流镜

3.3.1 节描述的基本电流镜由 NMOS 构成,用 PMOS 也可以构成类似的电流镜。贯穿项目中的 MP_1 和 MP_2 就组成了一个 PMOS 的基本电流镜,同样将其提取并画至图 3.3.4。如图所示,因为 MP_2 的宽长比是 MP_1 的 N 倍,流经 MP_2 的电流将复制 I_{REF} 并将其扩大 N 倍。

同理,此电流镜的工作条件是保证 MP_2 处于饱和区,即

$$|V_{GS2}| - |V_{TH}| \geq 0 \quad (3.3.5)$$

$$|V_{DS2}| \geq |V_{GS2}| - |V_{TH}| \quad (3.3.6)$$

结合图 3.3.1 和图 3.3.4 可以发现,PMOS 基本电流镜中的 I_{REF} 可以由 NMOS 的基本电流镜来提供,因此将二者组合可形成组合电流镜,如图 3.3.5 所示。采用此组合电流镜并配合图 3.3.3 中提供多路电流的方式,可以给电路中所有的支路提供需要的电流。在本书贯穿项目中,如图 3.2.1 所示,也采用了类似的结构,例如由 $MN_1 \sim MN_5$ 、 MP_1 和 MP_2 等 MOS 管组成的电流镜提供了支路 2~6 的偏置电流。

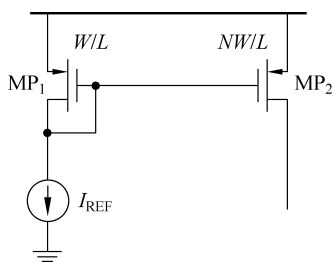


图 3.3.4 PMOS 基本电流镜

工程问题 3.3.2

图 3.3.5 中流经 MP_2 的电流是多少?

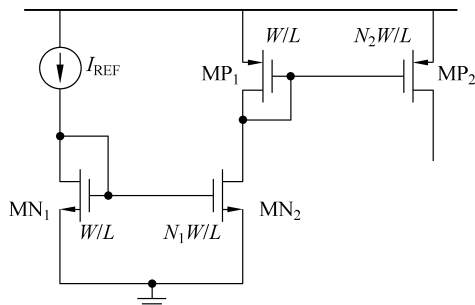


图 3.3.5 组合电流镜

讨论:

MN_2 的宽长比是 MN_1 的 N_1 倍,因此 MN_2 的电流是 MN_1 的 N_1 倍。 MP_1 和 MN_2

的电流相同,而 MP_2 的宽长比是 MP_1 的 N_2 倍,因此, MP_2 的电流是 MP_1 的 N_2 倍。综上所述,流经 MP_2 的电流为 $N_1 N_2 I_{REF}$ 。

3.3.3 基本电流镜的设计顺序

本节将正式进入模拟集成电路设计方法的学习。

需要明确的是,模拟集成电路设计的第一阶段工作是根据电路的功能和工作条件确定合适的电路结构,此部分通常也是最难的工作。在电路的基本结构被确定后,第二阶段工作就是根据已知条件,选择合理的方式确定电路元器件尺寸的初始值。第三阶段工作才是利用 EDA 工具对电路进行验证,并根据验证结果调节元器件尺寸,使电路满足所有设计指标。第一阶段的工作难度较高,通常需由资深设计师承担。幸运的是,实践中往往可以参照现有的电路结构。对于刚开始接触模拟集成电路设计的初学者而言,如果能按照已经建立的设计流程顺利地、完成第二和第三阶段的工作,即可视为达到了基本合格的标准。

本书充分考虑了实际工作的一般情形,直接指定了放大器的电路结构,只需读者完成对电路中各元器件尺寸的计算、验证以及优化工作。

那么如何设计一个如图 3.3.1 中所示的基本电流镜(确定 MN_1 和 MN_2 的 W 和 L)呢?式(3.3.1)提供了最基本的思路,在 MOS 管的基本参数 $\mu_n C_{OX}$ 和 V_{TH} 已知的情况下,只需要再确定 I_{DS} 和 V_{GS} 的值便可计算 MOS 管的 W/L 。

为了确定电流镜中每个 MOS 管的电流值,可以让电流镜在满足总电流消耗的前提下,简单地使其各支路的电流相等。假设电流镜的总电流消耗为 I_C ,则平均分配到每个支路的电流是 $I_C/2$ 。但也可以通过进一步分析各支路的功能,使各支路消耗的电流看起来更加合理。根据 3.3.1 节中的描述, MN_1 所在支路的功能是生成一个能够追踪 I_{REF} 的 V_{GS} ,可见 I_{REF} 的绝对值并不是非常重要的。因此为了避免无用的电流消耗,倾向于取较小的 I_{REF} 值,而把大部分的电流分配给另一支路,使其有足够能力向其他电路提供电流。例如,取 $I_{REF} = I_C/4$,则可以减小 MN_1 支路电流消耗,同时也可得出 MN_2 的电流为 $3I_C/4$ 。

小 Tips: 如何选择电路设计时的初始值? 读者们其实并不需要过分纠结如何选择初始值更加合适,而只要保证取值的方向与设计思想一致即可。比如设计思想是让 MN_1 取更小的电流,那么取任何满足 $I_{MN1} < I_{MN2}$ 的电流初始值都是被允许的。这是因为在后续第三部分工作中,还要通过 EDA 来验证和调整电路的参数。而第二阶段工作就好像打高尔夫球时候的第一杆一样,只要方向没有大的偏离,方便后续的调整就可以了。

接下来需要确定 V_{GS} 的值,但为了方便判断 MOS 管的工作状态,将 $V_{GS} - V_{TH}$ 作为一个整体变量来考虑,这个值称为过驱动电压。从式(3.3.4)中可以看出, $V_{GS2} - V_{TH}$ 越小, V_{DS2} 能取的最小值将越小,意味着 MN_2 上方的目标电路的工作电压的范围 $V_{DD} - V_{DS2}$ 越大。因此为了保证目标电路有足够的电压工作范围,应当取较小的 $V_{GS} - V_{TH}$ 。

根据式(3.3.3), $V_{GS} - V_{TH}$ 可以取接近零的值吗? 答案是否定的。这是因为 $V_{GS} - V_{TH}$ 并不是一个常数,其值会受到加工工艺(P)、电压(V)、温度(T)等因素的影响,比如在全温度范围内 V_{TH} 受温度变化的影响可能超过 100mV。因此,为了保证在后期的仿真验证阶段不用对电路做过多的修改, $V_{GS} - V_{TH}$ 需要预留足够的裕度,比如可以将其初始值定为 200mV。

最后,由于已经确定了各 MOS 管的电流以及 $V_{GS}-V_{TH}$ 的初始值,根据式(3.3.1)即可计算出各 MOS 管的 W/L 值。

综上所述,基本电流镜的设计顺序如下:

- (1) 在满足总消耗电流指标的情况下,给各支路合理分配电流;
- (2) 选取一个合适的 $V_{GS}-V_{TH}$ 值;
- (3) 根据 MOS 管的电流公式,计算各 MOS 管的 W/L 值。

读者应该会发现,完成上述 3 步之后,并没有获得 MOS 管的 W 和 L 的绝对值。获得绝对值的方法通常是:首先决定合适的 L 值,然后根据比例再计算出 W 的值。关于 L 取值时需要考虑的因素会在 3.4 节中进行分析。

工程问题 3.3.3

假设图 3.3.6 中所示的基本电流镜的总消耗电流是 $160\mu\text{A}$,完成其电路设计并进行仿真验证。

设计:

根据上述设计方法,设置初始参数: $V_{GS1}-V_{TH}=V_{GS2}-V_{TH}=0.2\text{V}$, $I_{DS1}=I_{REF}=40\mu\text{A}$, $I_{DS2}=120\mu\text{A}$ 。然后采用表 2.8.1 中的 $\mu_n C_{ox}$,根据式(3.3.1)可得 MN_1 的宽长比:

$$\frac{W}{L} = \frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} (V_{GS1} - V_{TH})^2} = \frac{2 \times 40 \times 10^{-6}}{280 \times 10^{-6} \times (0.2)^2} \approx 7.1 \quad (3.3.7)$$

进一步可得 MN_2 的宽长比参数为 $W/L \approx 7.1$,以及 $N=3$ 。由于到目前为止并未涉及 L 的取值方法,暂且可以直接取 $L=1\mu\text{m}$,则可得 $W=7.1\mu\text{m}$ 。

仿真验证:

将计算得到的 MOS 管尺寸值代入 EDA 工具中对电路进行 DC 验证仿真(具体仿真方法请参考 3.6 节),当 MN_2 漏源电压为 0.9V 时,得到的仿真结果如表 3.3.1 所示。 MN_2 的电流与理论值相比较偏大,具体原因将在 3.4 节进行分析。

表 3.3.1 基本电流镜的 DC 仿真结果

验证项目		设计目标	计算结果	仿真结果		
			tt, 27°C	tt, 27°C	ss, -40°C	ff, 125°C
总消耗电流		$160\mu\text{A}$	$160\mu\text{A}$	$167.19\mu\text{A}$	$166.64\mu\text{A}$	$167.77\mu\text{A}$
各 MOS 管的电流	MN_1	—	$40\mu\text{A}$	$40\mu\text{A}$	$40\mu\text{A}$	$40\mu\text{A}$
	MN_2	—	$120\mu\text{A}$	$127.19\mu\text{A}$	$126.64\mu\text{A}$	$127.77\mu\text{A}$
MN_2 和 MN_1 的电流比		—	3	3.18	3.17	3.19
$V_{GS}-V_{TH}$	MN_1	—	0.2V	0.146V	0.127V	0.173V
	MN_2	—	0.2V	0.146V	0.127V	0.173V

从表 3.3.1 中可以看出,在 tt, 27°C 的条件下,仿真结果和计算结果基本一致。观察 ss, -40°C 和 ff, 125°C 两个条件的结果,可以看到 $V_{GS}-V_{TH}$ 大约有 0.05V 的变动,其最小值为 0.127V 。

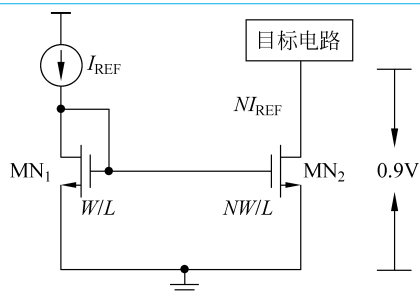


图 3.3.6 设计基本电流镜

小 Tips: $V_{GS}-V_{TH}$ 的值也不能取太小,否则 MOS 器件会从强反型逐渐过渡到亚阈值区,其特性逐渐偏离平方律模型。这里给出一个经验值,最小值可以采用约 80mV 。

最后,回顾贯穿项目(图 3.2.1)中的电路。此放大器中电流镜是一个能提供多路电流的组合电流镜结构。如何在放大器整体的设计中将电流合理地分配给此电流镜的各个支路呢?这里提供两种可能的分配方案供读者参考。

第一种分配方案是简化设计,平均分配各个支路电流。具体不再赘述。

第二种分配方案是考虑电流在各个支路的作用。其中, MN_1 与设计基本电流镜时一样,可取较小的电流, MN_2 给 MP_1 提供电流,而 MP_1 的功能实际上与 MN_1 相同,所以 MN_2 同样无需大电流。因此, MN_1 和 MN_2 都可以分配较小的电流。假设放大器的总消耗电流是 I_{amp} ,则平均分配到每个支路的电流是 $I_{amp}/5$,因此可以使流过 MN_1 和 MN_2 的电流都等于此电流的 $1/4$,即 $I_{amp}/20$,剩余电流分配给 MN_3 、 MN_4 和 MN_5 。其中 MN_5 的电流最大,其背后的详细原因将在本书的第 7 章中详细解释。

3.4 电流复制的误差因素与改善方法

细心的读者可能会发现,表 3.3.1 中设计的 MN_2 和 MN_1 的电流与设计值之间存在一定的误差,且误差值会随工作条件变化。本节将对产生电流复制误差的因素以及减少误差的方法进行讨论。

3.4.1 沟道长度调制效应导致的电流复制误差及其改善方法

回顾第 2 章中考虑了沟道长度调制效应的饱和区 MOS 管的电流公式

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3.4.1)$$

可以看出工作在饱和区的 MOS 管,其漏极电流 I_D 会受到 V_{DS} 的影响。再次观察图 3.3.1 中的电路结构,可以发现此电路并不能够保证 MN_1 和 MN_2 的 V_{DS} 相等。因此,利用式(3.4.1)可以得到:

$$I_{ERR} = \frac{I_{D2}}{NI_{D1}} - 1 = \frac{V_{DS2} - V_{DS1}}{\frac{1}{\lambda} + V_{DS1}} \quad (3.4.2)$$

从式(3.4.2)中可以看出,当 MN_1 和 MN_2 的 V_{DS} 不相等时,基本电流镜的确会产生电流复制的误差。从该公式中还可以看出,只要能够尽量减少 V_{DS} 的差值,或者减小参数 λ ,此误差就能够被改善。因此,便引出了两种降低沟道长度调制效应导致的电流复制误差的方法。

(1) 增大 MOS 管的 L ,从而减小 λ 。

从参数表 2.8.1 中可以看出,随着 MOS 管 L 值的增大, λ 逐渐减小,因此可以用较大的 L 值来减小电流复制误差。

这里利用工程问题 3.3.3 中所设计的电流镜进行电流复制误差的仿真。保持 W/L 比不变,将 L 在 $1 \sim 5 \mu m$, V_{DS2} 在 $0.2 \sim 1.8 V$ 的范围内进行扫描,所得的仿真结果如图 3.4.1 所示。从图可以看出, I_{ERR} 受 V_{DS2} 的影响较大,且随着 L 的增大, I_{ERR} 逐渐减小。同时,也可以看出,当 L 超过 $3 \mu m$ 后,进一步增加 L 的值, I_{ERR} 的改善程度并不明显。因此,从电流复制误差和芯片面积的折中角度来看, L 的值取 $3 \mu m$ 是比较合理的值。这也回答了在 3.3 节中计算出 W/L 之后,如何选取 L 的问题。

(2) 改进电流镜的结构,使 $V_{DS2} - V_{DS1}$ 减小,从而减小电流复制误差。

从图 3.4.1 中可以看出,如果想进一步改善误差,增加 L 是不经济的,因此需要对电流镜的结构进行优化。贯穿项目图 3.2.1 中的 MNC_1 、 MNC_2 、 MN_1 、 MN_2 便组成了一个优化后的电流镜结构,将其提取并画至图 3.4.2 中。

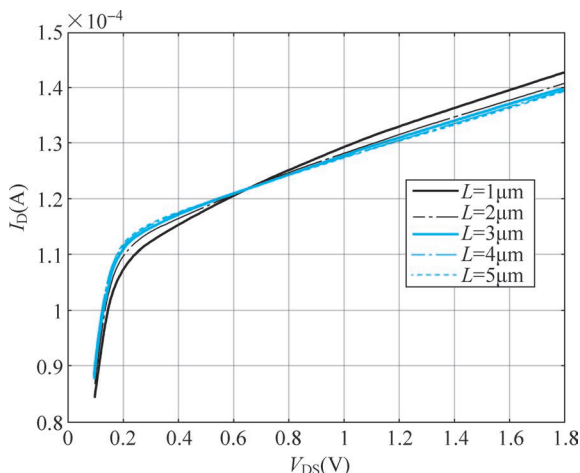


图 3.4.1 工程问题 3.3.3 设计的电流镜电流仿真结果

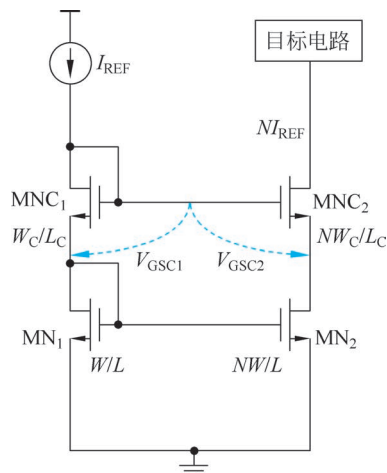


图 3.4.2 能改善电流复制误差的电流镜

从图 3.4.2 中可以看出,因为电流镜的电流主要是由 I_{REF} 和 MN_2 、 MN_1 的宽长比的比值决定的,所以流过 MNC_1 和 MNC_2 电流分别是 I_{REF} 和 NI_{REF} (有略微的复制误差)。当 MNC_2 和 MNC_1 的宽长比之比同样是 N 时,二者的栅源电压 $V_{GS,MNC1}$ 和 $V_{GS,MNC2}$ 几乎相等。又因为 MNC_1 和 MNC_2 的栅极连接于同一电位,可以推出 MNC_1 和 MNC_2 的源极电压非常接近。换言之, MN_1 和 MN_2 的漏极电压几乎相等, V_{DS1} 和 V_{DS2} 差值将十分微小。因此,采用图 3.4.2 中的结构,可以有效改善沟道长度调制效应导致的电流复制误差。这种结构也被称为共源共栅电流镜。共源共栅结构有很多优点,这些优点将在第 4 章进一步深入分析。

图 3.4.3 给出了基本电流镜和共源共栅电流镜的电流在不同目标电路接口电压下的仿真结果。从图中可以看出,当 MNC_2 的漏极电压 $V_{D,MNC2}$ 大于 0.7V 时,由沟道长度调制效应导致的电流复制误差得到了显著的改善。而当 $V_{D,MNC2}$ 小于 0.7V 时,电流复制误差并未被改善。这是由于此时 MNC_2 无法工作在饱和区所导致的。

那如何才能保证 MNC_2 处于饱和区呢? 由于 MNC_2 的栅极电压等于 $V_{GS1} + V_{GS,MNC1}$, 如果要使 MNC_2 工作在饱和区,需要保证 MNC_2 的漏极电压 $V_{D,MNC2} \geq V_{GS1} + V_{GS,MNC1} - V_{TH}$ 。因此,共源共栅电流镜需要在更高的工作电压下才能正常工作。此外,在设计 MNC_1 和 MNC_2 的尺寸时,为了保证尽量小的 $V_{D,MNC2}$ 电压值,应该让 MNC_1 和 MNC_2 工作在导通电压的边缘,即让 $V_{GS,MNC1} - V_{TH}$ 接近于 0。因此可以取工艺允许的最小 L 值,以及较大的 W 值,保证宽长比 W/L 足够大。

小 Spark ✨: 共源共栅电流镜能够减小电流复制误差的特性,暗合了《道德经》中“静水流深”的思想。共源共栅结构之所以可以减小电流复制误差,究其根本就是因为该结构具有很大的内阻,之所以“静水”,是因为“流深”。

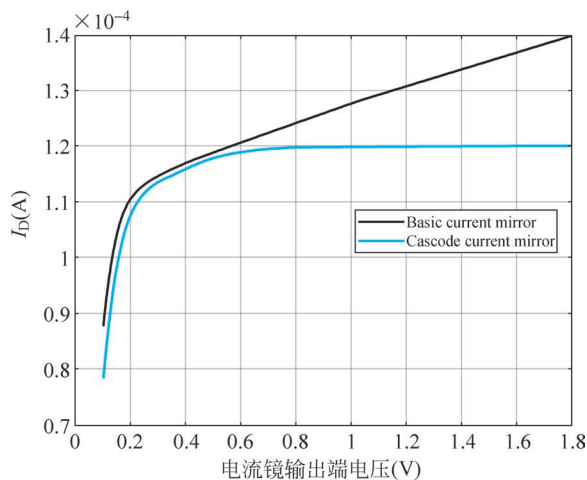


图 3.4.3 基本电流镜和共源共栅电流镜的电流仿真结果对比

3.4.2 MOS 管的不匹配导致的电流复制误差及其改善方法

MOS 管的不匹配同样也会导致电流的复制误差。在 MOS 管的版图设计中,要求匹配的 MOS 管必须要有相同的形状和尺寸,否则在制造过程中将有可能出现较大的误差。回顾图 3.3.2 中的基本电流镜,其中 MN_2 的 NW/L 在版图中如何实现? 图 3.4.4(a) 为 MN_1 的版图,其宽度为 W 、长度为 L ,蓝色部分为栅极,栅极左右白色的部分分别代表源极和漏极,图 3.4.4(b)、图 3.4.4(c)、图 3.4.4(d) 分别是 MN_2 版图的三种实现方式。

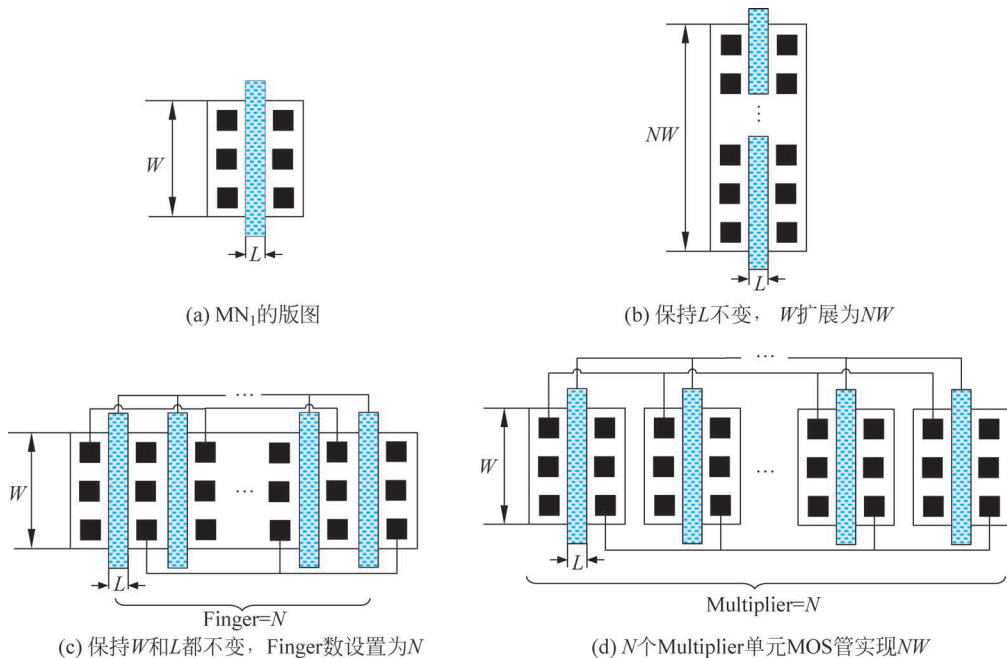


图 3.4.4 基本电流镜中的 MOS 管在版图中的绘制方法

图 3.4.4(b) 所示为保持 L 不变,将 W 扩展为 NW 的 MOS 管在版图中的绘制方法,图 3.4.4(c) 所示为保持 W 和 L 都不变,将 Finger 数设置为 N 的 MOS 管在版图中的绘制方法,

即一部分漏极和源极是被共用的,图 3.4.4(d)将图 3.4.4(a)视为单元 MOS 管,采用了 N 个 Multiplier 单元 MOS 管来实现 NW 。从图中可以看出,图 3.4.4(b)版图的结构与图 3.4.4(a)相差较大,这种差异会使制造出来的 MN_2 和 MN_1 的实际 W/L 比值与设计目标值 N 产生较大的偏差,即不匹配现象,从而导致电流复制的误差。因此,在实现 MN_1, MN_2 时,通常应保证两者版图结构相同。同理,如果利用基本电流镜的结构产生分数比的电流,则应该采用图 3.4.5 中的两种结构,原则都是采用相同尺寸的单元 MOS 管组合产生需要的电流比。

小 Tips: EDA 软件中 MOS 管参数设置对话框中有两个参数可以改变 MOS 管的总宽度,一个是 Finger,一个是 Multiplier,两者的区别如图 3.4.4(c)和图 3.4.4(d)所示,前者 MOS 管连成一体,相邻的 MOS 管的漏极和源极是共用的,后者 MOS 管是可以分离的。

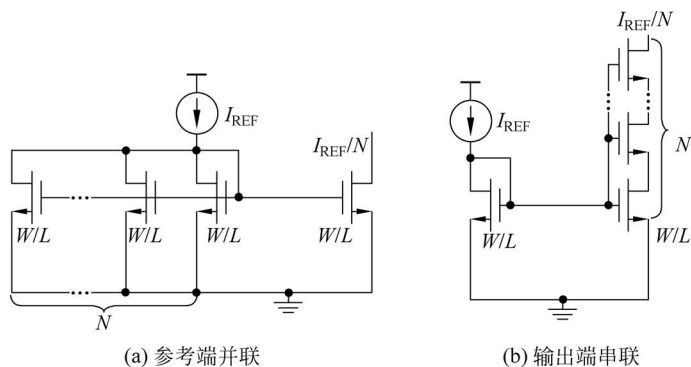


图 3.4.5 两种产生分数比电流的电流镜结构

3.5 基准电流的生成

在上述电流镜设计的内容中,假设有一个“理想”的基准电流 I_{REF} ,那么问题是,如何产生 I_{REF} 呢?

3.5.1 简单电流基准的设计顺序

可以将电阻接在 V_{DD} 和 MN_1 的栅极之间,如图 3.5.1 所示,成为一种简单的电流基准产生电路,用这种方法产生 I_{REF} 。

接下来需要确定电阻 R_B 的值。由于电阻电压加上 MN_1 栅压等于电源电压,因此得到式(3.5.1):

$$R_B = \frac{V_{DD} - V_G}{I_{REF}} \quad (3.5.1)$$

则该电路中各器件参数均可以确定。但是,这样简单的电流基准电路存在什么问题呢? 将式(3.5.1)简单变换,电流 I_{REF} 可由式(3.5.2)表示。可以看出,若电源电压 V_{DD} 变化 ΔV_{DD} ,则电流 I_{REF} 的值也随之变化,从而导致通过电流镜复制后的输出电流 I_{OUT} 对 V_{DD} 的变化很敏感。

$$I_{REF} = \frac{V_{DD} - V_G}{R_B} \quad (3.5.2)$$

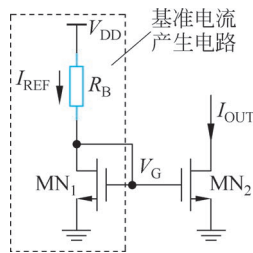


图 3.5.1 使用电阻产生基准电流

在集成电路设计中,工艺(P)、电源电压(V)、温度(T)的波动都会引起电路的性能变化,为了使电路在上述这些波动影响的情况下依然能够正常工作,需要建立一个基准电路,使其能够提供一个与 P 、 V 、 T 无关的直流参考电压或电流。电路设计者无法控制工艺,而大多数工艺参数是随温度变化而变化的,如果一个基准是与温度无关的,那么它基本是与工艺无关的。因此,基准电路的设计可以从两个角度考虑:①如何设计与电源电压无关的基准电路;②如何设计零温度系数的基准电路。

3.5.2 与电源电压无关的电流基准

1. 电路设计思路

在式(3.5.2)中,基准电流的产生依赖于供应电压 V_{DD} 。为了避免这种依赖性,并设计出一种与电源电压无关的电流基准,需要探索不同的方法。一个富有创意的方案是实现一种“鸡生蛋,蛋生鸡”的自给自足机制,即 I_{REF} 通过某种形式由 I_{OUT} 生成,而 I_{OUT} 又在某种形式上由 I_{REF} 产生。图 3.5.2 展示了一个能够实现该思想的电路,其中 MP_1 和 MP_2 复制 I_{OUT} 以确定 I_{REF} , MN_1 和 MN_2 则根据 I_{REF} 来复制 I_{OUT} 。这种互相复制的过程并非必须是 1:1 的比例,可以通过改变 MOS 管的尺寸来调整。如果忽略沟道长度调制效应,可以得到理想的电流复制关系 $I_{OUT} = KI_{REF}$ 。然而请注意,两边分支的电流只要保持这个比例关系,具体的电流值则可以是任意的,即电流值无法确定。

2. 与电源电压无关的电流基准电路

为了唯一确定电流值,对电路加入另一个约束,如图 3.5.3 所示。和图 3.5.2 不同的是,两个 PMOS 器件具有相同的尺寸,因此 $I_{OUT} = I_{REF}$ 。

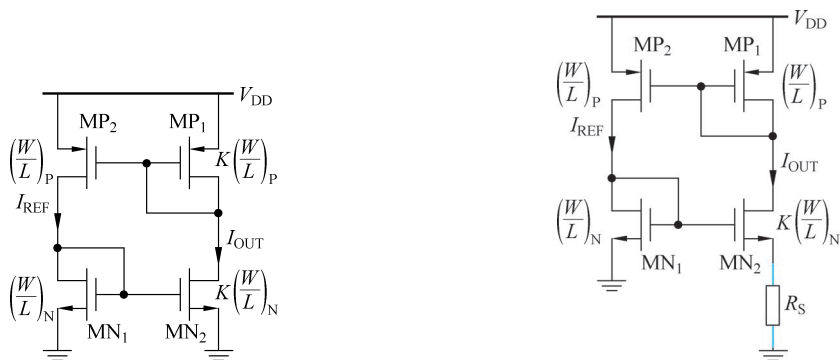


图 3.5.2 产生与电源无关的电流的简单电路 图 3.5.3 产生与电源电压无关的确定基准电流的电路

电阻 R_S 上的电压与 MN_2 的栅源电压之和等于 MN_1 的栅源电压,即

$$V_{GS,N1} = V_{GS,N2} + I_{D,N2} R_S \quad (3.5.3)$$

代入饱和区电流公式:

$$\sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_N}} + V_{TH,N1} = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{OX} K \left(\frac{W}{L}\right)_N}} + V_{TH,N2} + I_{REF} R_S \quad (3.5.4)$$

假设 $V_{TH,N1} = V_{TH,N2}$, 求解上述方程, 可得 $I_{REF} = 0$ 或者

$$I_{REF} = \frac{2}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_N} \frac{1}{R_S^2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2 \quad (3.5.5)$$

度以减小沟道长度调制效应。但需要注意的是,该基准电流 I_{REF} 仍与工艺和温度有关。

3. 启动电路

流了。

路。所以, MP_1 、 MN_1 、 MP_2 和 MN_2 都不会保持关断。

分析并在直流扫描仿真中和瞬态仿真中模拟电源上电过程。

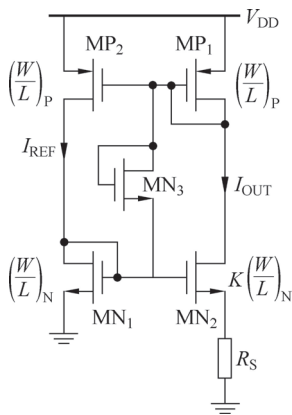


图 3.5.4 增加启动电路的电流
基准产生电路

3.5.3 与温度无关的基准

压来说影响是严重的。

1. 与温度有关的基准指标参数

工作温度范围和温度系数是衡量基准电流源或基准电压源受温度影响的重要参数。

工作温度范围是电路正常工作时能保证各项参数在允许误差范围内的温度范围。

之一(parts per million, ppm)。目前 ppm/°C 常用于温度系数较低的基准源中。

以电流基准为例,温度系数可以表示为

$$\text{TC} = \frac{I_{\text{REF,MAX}} - I_{\text{REF,MIN}}}{I_{\text{REF}}(T_{\text{MAX}} - T_{\text{MIN}})} \times 10^6 \quad (3.5.6)$$

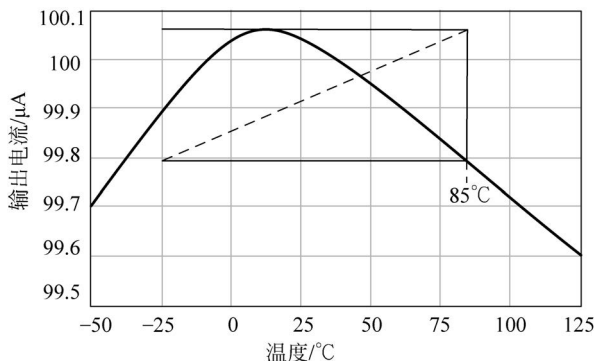


图 3.5.5 电流基准源 REF2XX 输出电流与温度间的关系

2. 如何减小温度对基准的影响

为了扩大电路的工作温度范围,降低温度对基准源输出的影响,需要设计与温度关系很小的电压或电流基准。在半导体器件中,有些参数值随温度升高而增大,称这些参数具有正温度系数;有些参数值随温度升高而减小,称为具有负温度系数。那么是否可以设想,如果将两个具有相反温度系数的量以适当的权重相加,就有可能使正负温度系数相互抵消,从而得到一个零温度系数的物理量?

目前基准源设计的一个主流方向为带隙基准源设计,就是基于上述思路开展的。在各种半导体器件中,双极型晶体管(三极管)的特性参数被证实具有很好的重复性,并且同时具有正温度系数和负温度系数的量,因而双极型晶体管成为温度无关基准电路的核心。并且已经证实,双极型晶体管的基极-发射极电压 V_{BE} 具有较为固定的负温度系数。同时可以证明,当两个双极型晶体管工作在不相等的电流密度下,它们的基极-发射极电压的差值表现出正温度系数(这个系数较为稳定,与温度或集电极电流无关的)。因而,基于上述正负温度系数的电压,可以设计出令人满意的零温度系数的基准电压,称为“带隙基准”。

除了随电源、工艺、温度波动引起的性能变化外,基准产生电路的其他一些参数,例如噪声和功耗等,也是十分关键的,从而使得高精度基准电路的设计成为一个具有挑战性的问题。本书将在第九章对带隙基准进行详细的分析和设计。



第 5 集
微课视频

3.6 电流镜仿真

本节将对工程问题 3.3.3 中涉及的 DC 仿真验证方法进行详细的说明。表 3.6.1 中列出了需要进行 DC 仿真验证的项目。

表 3.6.1 基本电流镜的 DC 仿真验证项目

验证项目	设计目标	计算结果	仿真结果		
		tt, 27°C	tt, 27°C	ss, -40°C	ff, 125°C
总消耗电流	160μA	160μA			
各 MOS 管的电流	MN ₁	—	40μA		
	MN ₂	—	120μA		
MN ₂ 和 MN ₁ 的电流比	—	3			
$V_{GS}-V_{TH}$	MN ₁	—	0.2V		
	MN ₂	—	0.2V		

主要仿真步骤如下。

(1) 在 EDA 软件中绘制基本的电流镜的电路图并搭建 DC 仿真环境,如图 3.6.1 所示。图中各元器件的参数记录于表 3.6.12 中。

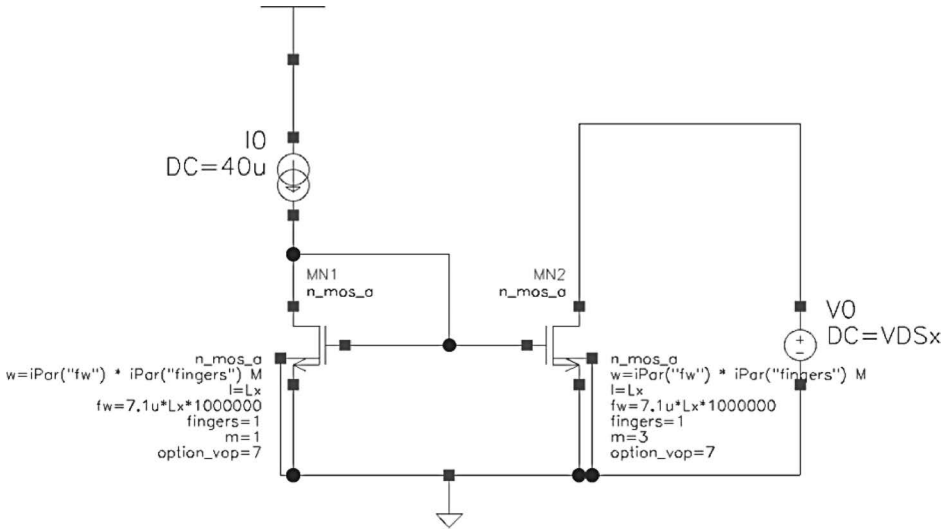


图 3.6.1 基本的电流镜的电路图及 DC 仿真环境

表 3.6.2 图 3.6.1 中的器件参数

器件名	W/ μm	L/ μm	m	DC 电压/V	DC 电流/ μA
MN ₁	$7.1 \times L_x$	L_x	1	—	—
MN ₂	$7.1 \times L_x$	L_x	3	—	—
V ₀	—	—	—	VDSx	—
I ₀	—	—	—	—	40

(2) DC 扫描变量设置。将图 3.6.1 中的 V0 的 DC 电压更改名为 VDSx 的变量,设置管子的长度为 L_x ,同时宽度设为 $7.1 \times L_x$,目的是保证宽长比不变。右击 Parameters 空白处,选择 Copy From Cellview,设置 VDS 和 L_x 变量的初始值。

(3) 配置 DC 仿真参数。单击 Tools→MDE L2,打开空白的 MDE L2 仿真参数配置页面,选择 Analysis→Add/Modify Analysis,弹出分析方式选择页面,选择 DC 分析选项。在分析方式选择页面中设置即将被扫描的变量名以及扫描的方式和范围,单击 OK 按钮。

(4) 配置输出参数。在 MDE L 中单击 Outputs→Select From Design 选项,原理图中单击需要观察的电流节点。可以在 Outputs 页面右击,利用 Add Expression 增加更多的需要观察的变量,如表 3.6.3 所示。

表 3.6.3 输出参数的名称以及计算公式

验证项目		参数名称	计算公式
总消耗电流		Itotal	$\text{OP}(\text{"MN2"}, \text{"id"}) + \text{OP}(\text{"MN1"}, \text{"id"})$
各 MOS 管的电流	MN ₁	IMN1	$\text{OP}(\text{"MN1"}, \text{"id"})$
	MN ₂	IMN2	$\text{OP}(\text{"MN2"}, \text{"id"})$
MN ₂ 和 MN ₁ 的电流比		Nc	$\text{OP}(\text{"MN2"}, \text{"id"}) / \text{OP}(\text{"MN1"}, \text{"id"})$
$V_{\text{GS}} - V_{\text{TH}}$	MN ₁	Vov1	$\text{OP}(\text{"MN1"}, \text{"vgs"}) - \text{OP}(\text{"MN1"}, \text{"vth"})$
	MN ₂	Vov2	$\text{OP}(\text{"MN2"}, \text{"vgs"}) - \text{OP}(\text{"MN2"}, \text{"vth"})$

(5) 配置仿真条件。如图 3.6.2 的仿真模型设置窗口中,可检查或添加仿真所需的模型文件,Nominal 中可进行工艺角的配置。在 MDE L2 的温度设置对话框(图 3.6.3 中的蓝色框)中可配置仿真的温度条件。



图 3.6.2 仿真模型设置窗口

(6) 运行 DC 仿真。配置完毕的 MDE L2 界面如图 3.6.3 所示,可单击 Session→Save State 保存所设置的所有仿真参数。在 MDE L2 界面中单击 Simulation→Netlist And Run 运行 DC 仿真。仿真结果将被显示在 MDE L2 界面 Results 栏中。

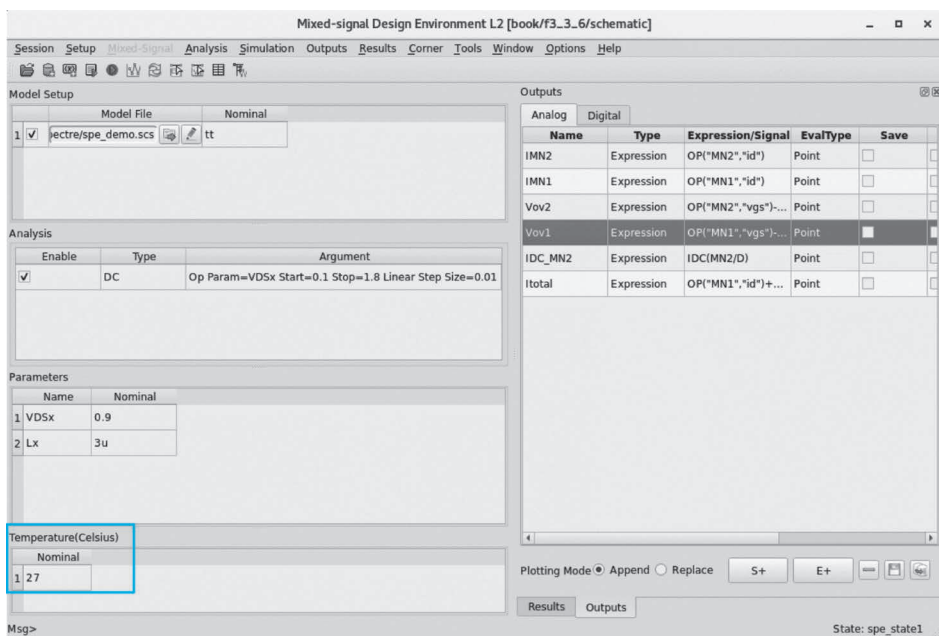


图 3.6.3 配置完毕后的 MDE L2 界面

3.7 本章总结

- 基本电流镜能够复制并放大或缩小基准电流。
- 为了保证基本电流镜正常工作,MOS 管须处于饱和区域。
- 采用组合电流镜并配合图 3.3.3 中提供多路电流的方式,可以给任意电路提供需要的电流。
- 基本电流镜的设计方法顺序: ①给各支路合理分配电流; ②选取一个合适的 $V_{GS}-V_{TH}$ 值; ③根据电流公式,计算各 MOS 管的 W/L 。

- 导致电流复制误差的主要因素和改善方法如表 3.7.1 所示。

表 3.7.1 导致电流复制误差的主要因素和改善方法

误差因素	改善方法
沟道长度调制效应	增加 L 或者采用共源共栅的结构
MOS 管不匹配	采用相同尺寸的单元 MOS 管组合的方式产生需要的电流比

- 基准电路设计旨在构建一个与制造工艺和供电电压无关,并且具有稳定的温度特性的直流电压或电流源。
- 设计与电源电压波动无关,并且对温度变化不敏感的基准电路,是基准电路设计中的两项关键挑战。
- 温度会对基准电路产生严重的影响,一般用温度系数衡量。
- 电流镜的 DC 仿真涉及 DC 电流、过驱动电压、电流复制比以及最小 V_{DS} 电压的仿真。

3.8 本章习题

除非另外说明,下面习题都使用表 2.8.1 中的器件参数,单位为 μm 。

- 解释为什么基本电流镜需要 MOS 管处于饱和区域才能正常工作。当一个 MOS 管不在饱和区时,描述其对电流镜性能有什么影响。
- 根据所学,列出至少两种导致电流复制误差的因素,并说明其相应的改善方法。
- 解释共源共栅结构如何减少沟道长度调制效应对电流复制精确度的影响。
- 如果 MOS 管的尺寸不匹配,它将如何影响电流镜的性能? 并提供一种避免这种情况的方法。
- 解释基本电流镜如何实现电流的复制并放大或缩小。
- 描述组合电流镜的工作原理,并说明如何给多个负载提供不同的电流。
- 根据某个特定应用需求,需要设计一个电流比为 3 : 1 的组合电流镜,请列出设计步骤。
- 表 3.7.1 中提到沟道长度调制效应是导致电流复制误差的主要因素之一。解释什么是沟道长度调制效应,以及为什么增加 L 可以改善这种情况。
- 什么是基准电路的温度系数,并解释为什么它对于电路设计很重要。
- 如图 3.8.1 所示电路,采用简单的电阻分压可控制产生输出电流 I_{OUT} ,假设 M_1 器件的宽长比 $(W/L)_1 = 50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$, $I_{OUT} = 0.5\text{mA}$, $V_{DD} = 1.8\text{V}$,忽略沟道长度调制效应,且 M_1 处在饱和区。
 - 写出电流 I_{OUT} 的表达式,确定 R_2/R_1 ;
 - 计算 I_{OUT} 对 V_{DD} 变化的灵敏度, $\frac{\partial I_{OUT}}{\partial V_{DD}}$;
 - 如果 V_{TH} 变化了 50mV , I_{OUT} 将变化多少?
 - 如果 μ_n 对温度的依赖性表述为 $\mu_n \propto T^{-3/2}$,但 V_{TH} 与温度无关,如果 T 从 300K 变化到 370K , I_{OUT} 将变化多少?

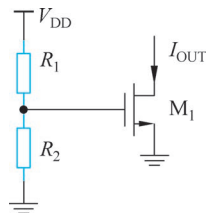


图 3.8.1 分析简单偏置产生的电流

18. 图 3.4.5 给出了两种产生分数比电流的电流镜结构,试分析比较两种结构。
19. 考虑图 3.5.1 所示的使用电阻产生基准电流的电路,若 $V_{DD}=1.8\text{V}$ 。
 - (1) 试设计产生基准电流 $I_{REF}=1\mu\text{A}$ 的电路;
 - (2) 如果 V_{DD} 变化 $\pm 10\%$,试分析电流 I_{REF} 变化了多少?
20. 若某电流基准源电路,经测试其温度范围为 $-40\sim 85^{\circ}\text{C}$,输出电流在 $100\mu\text{A}$ 附近最大变化为 $0.5\mu\text{A}$,试求其温度系数。
21. 考虑图 3.5.4 所示电路,设计产生电流为 $500\mu\text{A}$ 的基准电路, $V_{DD}=1.8\text{V}$ 。
 - (1) 仿真验证温度为 25°C 的设计结果;
 - (2) 仿真其在温度范围为 $-40\sim 85^{\circ}\text{C}$ 的输出电流值,分析其温度系数。