

用于甚低频无线通信的一种低噪声放大器设计

张孟文^{1,2}, 金玉丰¹

(1. 北京大学深圳研究生院, 广东 深圳 518055; 2. 深圳市汇顶科技股份有限公司, 广东 深圳 518045)

摘要: 介绍了一种用于甚低频无线通信中的低噪声放大器的设计。提出了一个由低通跨导与自共源共栅 MOSFET 形成的新环路, 用于稳定放大器的输出偏置电压。该环路配合恒定跨导偏置电路, 可使放大器的开环增益保持在 40 dB 左右, 不会受到工艺偏差、电源电压波动和工作温度变化的影响。该放大器中自共源共栅 MOSFET 作为增益单元, 配合全差分电流偏置电路, 输出范围可达到轨到轨。此放大器具有高达 101.4 dB 的带内电源抑制比。当可穿戴设备采用高阻抗电源供电时, 电源纹波对输出信号几乎无影响。

关键词: 甚低频; 低噪声放大器; 高电源抑制比; 恒定开环增益; 输出轨到轨

中图分类号: TN432

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.200825

中文引用格式: 张孟文, 金玉丰. 用于甚低频无线通信的一种低噪声放大器设计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(1): 46-51, 56.

英文引用格式: Zhang Mengwen, Jin Yufeng. Design of a LNA for ULF wireless communication[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(1): 46-51, 56.

Design of a LNA for ULF wireless communication

Zhang Mengwen^{1,2}, Jin Yufeng¹

(1. Peking University Shenzhen Graduate School, Shenzhen 518055, China; 2. Goodix Technology Co., Shenzhen 518045, China)

Abstract: This paper introduces the design of low noise amplifier, using for ultra-low frequency. There's a new loop in the paper, formed by a low-pass transconductance and a self-cascode MOSFET, proposed to stabilize the output bias voltage of the amplifier. By using the loop with the constant transconductance bias circuit, the open-loop gain of the amplifier is constant at about 40 dB. It does not vary with the supply voltage, process and temperature. In the amplifier, a self-cascode MOSFET is used as a gain unit to enable the amplifier output range to reach rail to rail, with the use of full differential current bias. This amplifier has a remarkable in-band high-power supply rejection ratio, up to 101.4 dB. The power ripple has almost no effect on the output signal, when the wearable devices are powered by high impedance sources.

Key words: ultra low frequency; low noise amplifier; high power supply rejection ratio; constant open loop gain; output rail to rail

0 引言

早在 20 世纪 90 年代, 用于限制家畜活动范围的无线电子围栏系统^[1]已经出现, 但是由于接收设备体积庞大, 因此想将此套系统运用到宠物身上, 在当时几乎是不可能的。随着半导体技术的发展, 得益于电子元件的小型化, 在宠物身上使用可穿戴设备, 逐渐成为了可能。近年来, 用于宠物安全或训练的电子系统已经逐渐出现在了市场上^[2-3], 但是这些系统目前大部分还是采用分立元件实现。即使可以用作宠物的穿戴设备, 大多也只能局限于大型犬类身上, 因此研究一款单芯片接收方案是非常有必要的。

如图 1 示意了一种系统应用场景, 此系统中包含了发射机和接收机两大部分。其中发射机产生一组固定规律的电流信号, 借由线圈发出电磁信号, 而接收机则以顶圈的形式佩戴在宠物身上。当宠物靠近配有发射线圈的感应区时, 接收机接收到电磁信号, 然后警告宠物离开。

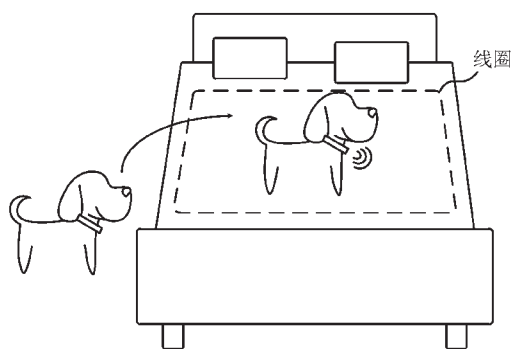


图 1 防止宠物上床的应用场景

此无线收发系统中, 发射机可采用市电供电, 但是接收机由于必须佩戴在宠物身上, 只能采用电池供电。大的电池容量意味着大的设备体积, 而过大的设备体积会直接影响宠物穿戴的舒适度。此外, 接收机的信号接收范围随着宠物活动而移动, 在此类远距离感应的应用

中,接收机的接收灵敏度要求通常比较高。但由于其信噪比(Signal Noise Ratio, SNR)与功耗是相矛盾的^[4],高的接收灵敏度会加剧电池的负担,因此对接收机的核心要求就是使用尽可能低的功耗获得足够的 SNR。由于主要噪声来源于低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA),因此这其实是对 LNA 的要求。

此外,在接收机中通常包含了如电击、蜂鸣、振动等警示模块,这些模块的瞬时功耗都非常大。尤其在纽扣电池供电系统中,由于其内阻比较大^[5],警示模块工作时,将导致电源上产生非常大的纹波,若 LNA 的电源抑制比(Power Supply Rejection Ratio, PSRR)不够大,电源上的扰动会直接阻塞整个接收通道。

1 器件模型

文献[4, 6]中绝大部分电路都是采用金属氧化物半导体场效应管(Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET)的平方律模型进行分析,但是平方律模型只有对工作在饱和区(Saturation Region)的 MOSFET 才有较好的近似。然而在低功耗应用中,电路中的 MOSFET 工作在亚阈值区(Sub-Threshold Region),再加上即将在 2.2 节介绍的自共源共栅 MOSFET(Self Cascode MOSFET, SCM)中,有工作在线性区(Triode Region)的 MOSFET,显然采用平方律公式分析这种电路是不适合的。因此,本文中的所有电路都将采用基于电流的先进精简 MOSFET (Advanced Compact MOSFET, ACM)模型^[7]来分析。

1.1 漏极电流模型

在 ACM 模型中,漏极电流 I_D 被分为正向电流 I_F 和反向电流 I_R , $I_{R(F)}$ 的大小受栅极和源极(漏极)的电压影响。将与电压无关的参数合并得到归一化电流 I_S , 而与电压相关的系数定义为正向(反向)反型系数(Inversion Level), 使用 $i_{t(r)}$ 表示。

$$I_D = I_F - I_R = I_S(i_t - i_r) \quad (1)$$

$$I_S = \mu n C_{ox} \frac{\phi^2}{2} S \quad (2)$$

其中, μ 、 n 、 C_{ox} 、 ϕ 和 S 分别为迁移率(Mobility)、斜率因子(Slope Factor)、单位面积栅氧电容、热电压(Thermal Voltage)和宽长比。

根据文献[7]中的详细推导,可以得到 MOSFET 各电极电压与反型系数的关系。

$$\frac{V_P - V_{S(D)}}{\phi_t} = \sqrt{1 + i_{t(r)}} - 2 + \ln(\sqrt{1 + i_{t(r)}} - 1) \quad (3)$$

其中 $V_P = (V_G - V_{T0})/n$, V_G 、 V_S 、 V_D 和 V_{T0} 分别为 MOSFET 的栅极、源极、漏极和阈值电压。

1.2 小信号模型

分别对式(3)中的 $V_{S(D)}$ 和 $i_{t(r)}$ 求偏导,整理后可以得到 $V_{S(D)}$ 到 I_D 的跨导 $g_{ns(d)}$ 。

$$g_{ns(d)} = \frac{2I_S}{\phi_t} (\sqrt{1 + i_{t(r)}} - 1) \quad (4)$$

栅极跨导 g_{ng} 与 g_{ns} 、 g_{nd} 存在式(5)的关系。

$$g_{ng} = \frac{g_{ns} - g_{nd}}{n} \quad (5)$$

根据式(4)还可以推导出一个有用的参数,叫电流跨导比(Current-to-Transconductance Ratio)^[8],如式(6)所示。

$$\frac{I_{F(R)}}{\phi_t g_{ns(d)}} = \frac{\sqrt{1 + i_{t(r)}} + 1}{2} \quad (6)$$

可以看出这是一个与栅极电压、宽长比、工艺和温度无关的参数,其大小只与反型系数有关,而且当反型系数远小于 1 时,该参数约等于 1。

2 电路理论

2.1 恒定跨导偏置电路

偏置电路在文献[4, 6, 9]中都有详细的介绍,其中文献[9]的结构采用纯 MOSFET 实现,消除了电阻工艺偏差的影响,从而获得与温度无关的参考电压和电流,便于实现恒定开环增益的需求。但是该结构对电源比较敏感,无法实现高 PSRR。因此本文采用文献[4, 6]提出的结构,并采用 ACM 模型重新推导分析。

图 2 给出了恒定跨导偏置电路的拓扑,根据式(3)可知,当 MOSFET 工作在饱和与亚阈值区的时候,反向电流可以忽略,因此可以得到 M1 和 M2 的正向反型系数的关系 $i_{t1} = K i_{t2}$ 。偏置电阻 R_B

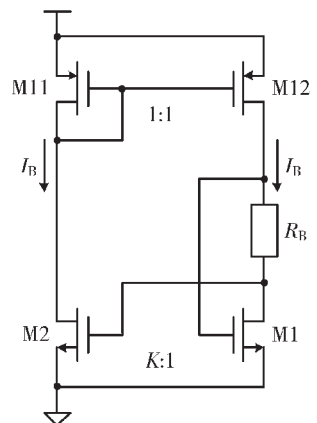


图 2 恒定跨导偏置电路

两端的电压为 M1 和 M2 的栅极电压差,根据式(3)可以得到偏置电流 I_B 和电阻 R_B 的关系。

$$\frac{I_B R_B}{n \phi_t} = \sqrt{1 + i_{t1}} - \sqrt{1 + i_{t2}} + \ln \frac{\sqrt{1 + i_{t1}} - 1}{\sqrt{1 + i_{t2}} - 1} \quad (7)$$

文献[9]中提及了一种从经验上区分 MOSFET 工作在强反型和弱反型的标准:当 $i_{t(r)} > 100$ 时为强反型,当 $i_{t(r)} < 1$ 时为弱反型。饱和区和亚阈值区则分别对应正向的强反型和弱反型。因此,当 M1、M2 工作在饱和区,那么可以得到该条件下的偏置电流。

$$I_B \cong (1 - \frac{1}{\sqrt{K}})^2 \frac{1}{R_b^2} \frac{2n}{\mu n C_{ox} S_1} \quad (8)$$

式(8)中偏置电流 I_B 、比例系数 K 和电阻 R_B 的关系同文献[4, 6]中采用平方律公式推导的结果一致,因此 M1 的跨导为只与 R_B 倒数相关的恒定跨导,具体推导此处不再赘述。

当 M1、M2 工作在亚阈值区,则将式(7)泰勒展开后,可得到新的 I_B 、 K 和 R_B 的关系,如式(9)所示。再将式(9)代入式(6)后即可得到 M1 的栅极跨导 g_{ng1} ,可以看出 g_{ng1} 也为只与 R_B 倒数相关的恒定跨导。

$$\frac{I_B R_B}{n \phi_t} = \ln(K) + \frac{i_{t1}(K-1)}{4K} \cong \ln(K) \quad (9)$$

$$g_{ngl} = \frac{\ln(K)}{R_B} \quad (10)$$

2.2 SCM 的跨导

SCM 的 $V-I$ 特性非常适合用来构建低电压的模拟模块^[9], 即同样大小的供电电压, SCM 具有更宽的输出动态范围。如图 3 所示, M3 工作在线性区、M4 工作在饱和区或亚阈值区, 因此 M3 需要同时考虑正向和反向电流, M4 只需要考虑正向电流。由于 M3 的漏极接在了 M4 的源极, 因此 M3 的反向电流的反型系数与 M4 的正向电流的反型系数相等, M3、M4 的漏极电流分别如下:

$$\begin{cases} I_{D3} = I_{S3}(i_{B3} - i_{B4}) \\ I_{D4} = I_{S4}i_{B4} \end{cases} \quad (11)$$

假设 M3 与 M4 正向电流的反型系数之比为 P , 那么 P 和偏置电流比 M 的关系如式(12)所示。

$$P = 1 + \frac{S_4}{S_3} \left(1 + \frac{1}{M}\right) \quad (12)$$

将式(11)带入式(3), 可以得到 SCM 栅极电压与 M4 反型系数的关系。

$$\frac{V_{G4} - V_{T0}}{n\phi_t} + 1 = \sqrt{1 + i_{B3}} - 1 + \ln(\sqrt{1 + i_{B3}} - 1) \quad (13)$$

分别对式(13)中 V_{G4} 和 i_{B4} 求偏导, 整理后可得到整个 SCM 的跨导。

$$g_{ng, SCM} = \frac{\partial I_{D4}}{\partial V_{G4}} = \frac{2I_{D4}}{n\phi_t} \frac{1}{\sqrt{1 + i_{B3}} + 1} \quad (14)$$

由于 M4 的漏极电流是 M1 的 N 倍, 可以得到 SCM 与 M1 跨导之间的比例关系。

$$\frac{g_{ng, SCM}}{g_{ngl}} = N \frac{\sqrt{1 + i_{B1}} + 1}{\sqrt{1 + i_{B3}} + 1} \quad (15)$$

从式(15)中可知, 只要令 $i_{B1} = i_{B3}$, $g_{ng, SCM}$ 即为恒定跨导。根据式(11)、(12)可以得到 i_{B3} 与 i_{B1} 的关系, 如式(16)所示, 其中 O 为 M1、M3 相关的比例系数。

$$\begin{cases} i_{B3} = \frac{OP}{(P-1)} i_{B1} \\ O = (M+1)N \frac{S_1}{S_3} \end{cases} \quad (16)$$

因此只要保证 $OP = P-1$, 即可保证 $g_{ng, SCM}$ 为恒定跨导。重新整理可以得到 M1、M3 和 M4 的宽长比与比例系数 O 、 P 、 M 和 N 的关系。

$$\begin{cases} \frac{S_1}{S_3} = \frac{O}{(M+1)N} \\ \frac{S_4}{S_3} = \frac{(P-1)M}{M+1} \end{cases} \quad (17)$$

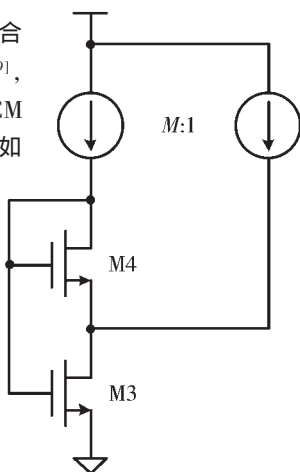


图 3 单端 SCM 与电流偏置

2.3 低通跨导环

LNA 的核心放大电路是一个开环结构, 开环结构的一个问题在于, 在大增益条件下输出偏置电压难以确定。输出偏置电压偏移会直接影响 LNA 的输出动态范围, 当输出信号超出其动态范围, 将导致输出产生大量谐波, 最终严重影响后级电路的工作。

为了解决这个问题, 本文引入了一个用于确定输出偏置电压的环路, 本文称为低通跨导环, 如图 4 所示。该环路中 M5 的漏极接到了 M3 的漏极和 M4 的源极, 共同接到了节点 V_X , M5 的小信号电流流入 V_X 节点, 流入的电流根据 M3 的漏极跨导和 M4 的源极跨导大小进行分流, 然后引起 M4 的漏极电流 I_{D4} 发生变化。最后 I_{D4} 变化的电流经过由 R_F 和 C_F 构成的低通滤波器, 返回到 M5 的栅极, 从而形成负反馈环。假设 M5 的栅极跨导为 g_{mg5} , 则 V_X 到漏极电流 I_{D4} 的跨导可由式(18)描述。

$$g_{m, \alpha} = \frac{\partial I_{D4}}{\partial V_X} = \frac{S_4}{S_4 + S_3} g_{mg5} \quad (18)$$

将 R_F 和 C_F 的低通传递函数乘以式(18), 即可得到整个低通跨导环的开环传递函数。

$$G(s) = \frac{1}{sC_F R_F + 1} g_{m, \alpha} \quad (19)$$

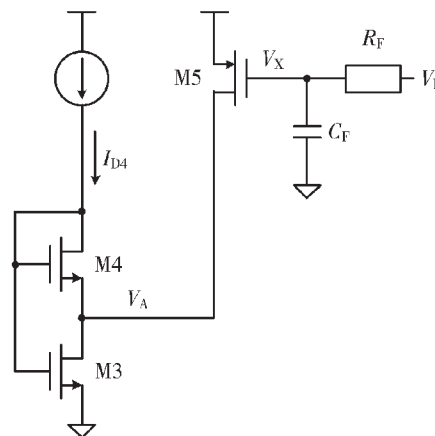


图 4 单端形式的低通跨导环

2.4 恒定开环增益

开环结构的另一个问题是增益难以确定, 若增益偏小则导致整个接收机的灵敏度降低, 但是增益过高又会引起非线性失真, 导致输出产生谐波。因此本文复用了低通跨导环中的无源低通滤波器的有限输入阻抗来稳定带宽内的增益。

当图 4 接成闭环形式, 假设 $Z(s)$ 为 LNA 输出看到的阻抗, 那么 LNA 输入到输出的传递函数可由式(20)表示。

$$H_{1-0}(s) = -g_{ng, SCM} \frac{Z(s)}{1 + Z(s)G(s)} \quad (20)$$

为了方便分析, 假设不考虑沟道调制效应和输出寄生电容的影响, 则 LNA 的输出阻抗即为低通滤波器的输入阻抗, 如式(21)所示。

$$Z(s) = \frac{sC_F R_F + 1}{sC_F} \quad (21)$$

将式(21)带入式(20)得到 LNA 输入到输出传递函数的完整形式,如式(22)所示。

$$H_{1-0}(s) = -g_{m,SCM} \frac{sC_F R_F + 1}{sC_F + g_{m,ol}} \quad (22)$$

从式(22)可以看出,LNA 的低频增益恒定为 $-g_{m,SCM}/g_{m,ol}$,这体现了低通跨导环对低频信号的抑制能力。随着频率升高,LNA 的增益恒定为 $-g_{m,SCM}R_F$ 。此时考虑式(10)中 g_{mgl} 的大小, R_F 的工艺偏差正好与 $g_{m,SCM}$ 中 R_B 相抵消,因此 LNA 的增益不受 PVT 的影响,实现了恒定开环增益的目的,如式(23)所示。

$$g_{m,SCM}R_F = N \frac{R_F}{R_B} \ln(K) \quad (23)$$

若考虑沟道调制效应,如果 MOSFET 的沟道电阻 r_{ds} 远大于 R_F ,那么 LNA 增益不会受到影响。而 LNA 输出看到的寄生电容会导致其输入到输出的传递函数变为带通形式。通带的高频截止频率由 r_{ds} 和寄生电容决定,但是通带内的增益大小仍旧满足式(23),这一现象可在图 6 仿真结果看出。

3 电路实现

图 5 为 LNA 具体实现后的原理图,虚线左侧为恒定跨导电流偏置电路,虚线框中的部分为低通跨导,剩余的部分为 LNA 的核心放大电路。图中,低通跨导和核心放大电路中的 SCM 形成低通跨导环。偏置电路的启动电路并未画出,但是文献[4,6]均有很多结构可供参考,本文不再分析。

图 5 中的 LC 形成谐振槽,用于接收发射机发出的磁场信号。由于从 M3 源极看进去的阻抗远大于 LC 谐

振点的阻抗,因此可以将 LC 看作理想电压源,后续分析、仿真都用采用理想电压源代替 LC。

3.1 电源抑制比

通常,采用单管 PMOS 做电流偏置就可以得到可观的 PSRR。但是,在高阻抗供电电源的应用中,单管结构所提供的 PSRR 还是不能满足需求,这是因为 PMOS 的栅极电容 C_{gs} 和栅极到地的电容 C_{gp} 形成分压。电源纹波通过这两个电容的分压,导致 PMOS 的 V_{gs} 发生变化,从而限制 PSRR 的提高^[10]。一个简单的优化办法是增加一个栅极到电源的电容,但是由于 LNA 的信号带宽只有 10 kHz 左右,因此这个电容将会变得非常大。

为了解决这个问题,本文的电流偏置采用了全差分结构,如图 5 中 M5、M10 所示,使得电源上的纹波被 LNA 看作共模量。因此,只要差分电流偏置匹配得足够好,低频 PSRR 可以做到非常高,理想匹配的情况下,该值为无穷大。

随着频率的增加,M6 由电源纹波引起的扰动电流受到节点 V_B 带宽的限制,无法镜像到输出与 M10 的扰动电流相抵消。这一现象可由式(24)电源到输出的传递函数表示。

$$H_{P-0}(s) = g_{m6(10)} R_{out} \frac{C_{gs,total}}{C_{pp} + C_{gs,total}} \frac{sC_{PN}}{g_{m,SCM} + sC_{PN}} \quad (24)$$

从式(24)看出,当频率为 0 时,电源到输出的传递函数也为 0,此时 LNA 的 PSRR 为无穷大。当频率逐渐增大,PSRR 随之减小,当频率大于 $g_{m,SCM}/C_{PN}$ 后,PSRR 在高频处稳定在一个定值。该值决定于 PMOS 偏置电流源栅源总电容 $C_{gs,total}$ 和栅极到地寄生电容 C_{pp} 的分压。

3.2 等效输入噪声

由于增益级采用全差分结构,偏置电路的噪声作为共模信号被抑制,因此只需考虑增益级和低通跨导环贡献的噪声。由于采用全差分结构,后面为了方便,只分析左半边电路的噪声。

假设 M3、M4、M5 和 M6 在输出的沟道噪声电流分别为 I_{N3} 、 I_{N4} 、 I_{N5} 和 I_{N6} ,可以得到等效到输入端的噪声电压:

$$V_N = \frac{1}{g_{m,SCM}} \cdot \left(I_{N6} + \frac{S_4}{S_4 + S_3} (I_{N3} + I_{N4} + I_{N5}) \right) \quad (25)$$

MOSFET 的噪声来源于其沟道的噪声电流,大小与 g_m 成正比^[11],具体的噪声电流功率谱密度为 $I_N^2 = 4kTg_m\gamma$ 。由于 g_m 大小又正比于沟道电流 I_D 和宽长比 S ,为了获得大的 PSRR,M6 的 S 通常取得非常小,因

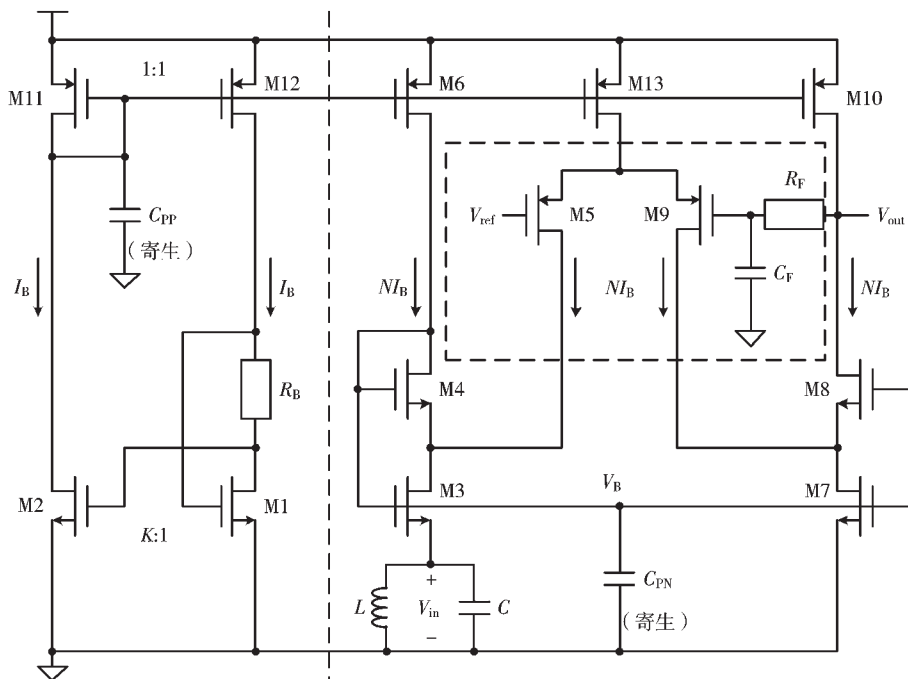


图 5 低噪声放大器实现后的电路原理图

此 M6 不是主要的噪声来源。由于 M5 的电流相对比较小,因此也不是主要的噪声来源。综上,M3、M4 为 LNA 的主要噪声来源。

4 仿真结果

本文中的 LNA 电路采用 TSMC 0.18 μm 工艺库进行设计,电路的电源电压为 3.3 V,参考电压为 1.65 V。使用 Cadence 的 Spectre191 仿真工具对电路的各项指标进行验证。

4.1 输入-输出传递函数

开环增益的大小及稳定性是本设计的关键指标之一,图 6 给出了不同工艺下输入到输出的传递函数曲线,其中图 6(b)为图 6(a)中通带内的放大图。可以看到不同工艺下,带内的增益变化小于 0.3 dB。

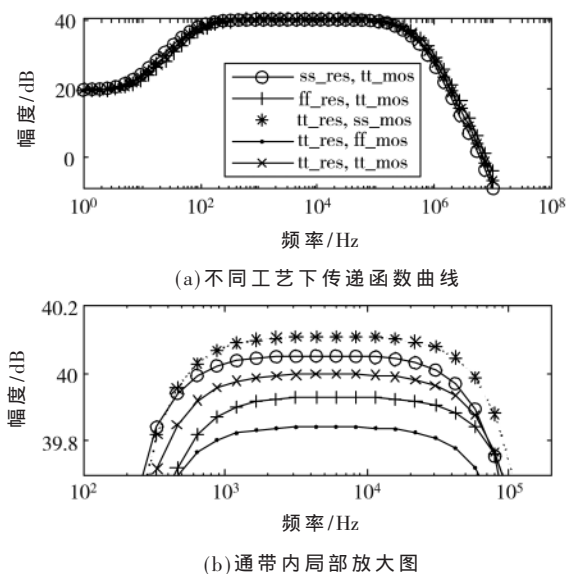


图 6 输入-输出传递函数

4.2 带内增益的电压、温度系数

单独看信号带宽内第 5 通道中心频率 5 kHz 的增益,分别扫描温度和电源电压,得到 LNA 增益随温度和电压变化的关系如图 7 所示。从图 7(a)和(b)可以看出,增益几乎不随温度而变化,其随电压的变化率也只有 0.44 dB/V。

4.3 电源抑制比

PSRR 性能在钮扣电池供电系统中非常重要,图 8 中分别给出了输入到输出和电源到输出的增益,两者的差值即为 PSRR。图中所示 LNA 在信号带内的 PSRR 为 101.4 dB。反推到电源上,即使 1 V_{rms} 的电源纹波在输出的贡献已经小于噪声的大小。

图 7 中在信号带宽外高频处的 PSRR 由于受式(24)关系的影响会变得比较差,但是后级电路有限的带宽能有效滤除这些由电源引入的高频干扰。

4.4 输出噪声

一般 LNA 后级电路会采用带通滤波器来选择通道,

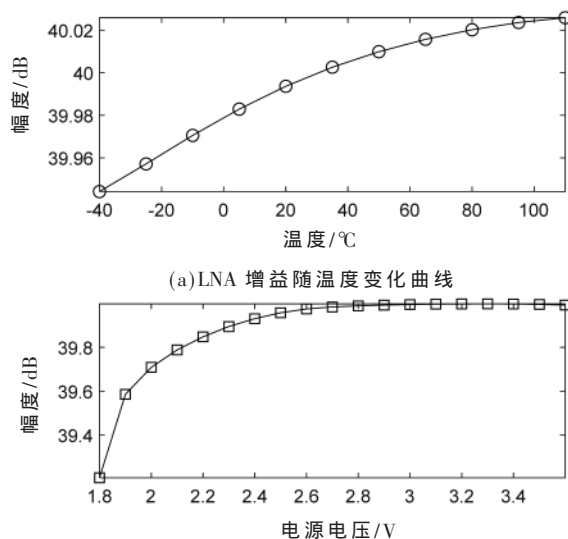


图 7 输入-输出在 5 kHz 处增益的鲁棒性

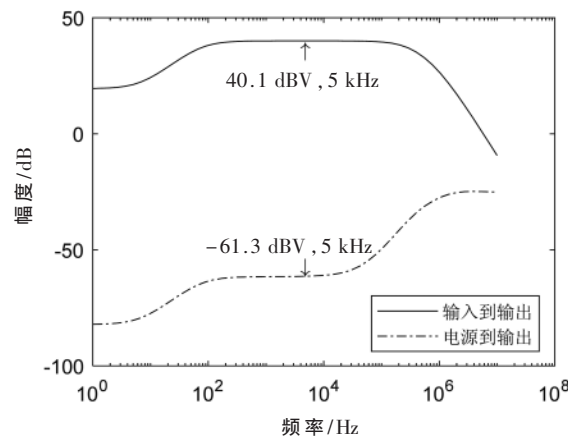


图 8 输入-输出和电源-输出的传递函数

在本文采用的例子中,带通滤波器将 1~10 kHz 的信号带宽分成了 10 个通道,每个通道的带宽为 1 kHz,因此仿真分析了带宽为 1 kHz 的输出积分噪声,如图 9 所示。同时,表 1 给出了 LNA 中各主要噪声来源的器件在通

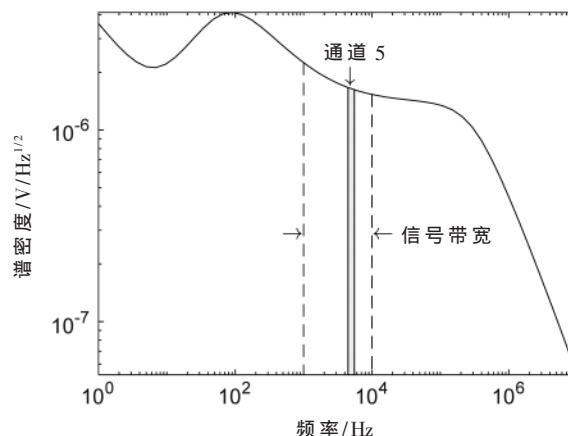


图 9 输出噪声的噪声电压谱密度及积分噪声带宽

表 1 各器件输出积分噪声大小及贡献比

器件	大小/ μVrms	贡献比/%
M4、M8	38.3	53.7 ¹⁾
M3、M7	27.0	26.7
M6、M10	20.1	14.9
M5、M9	9.44	3.28

注: 1) 贡献比是按噪声功率大小统计的。

道 5 上噪声贡献的大小。

4.5 蒙特卡罗(Monte Calo, MC)分析

本文最后分析了低通跨导环对 LNA 开环输出偏置电压稳定性的影响, 如图 10 所示。MC 分析的总样本数为 1 000 个, 图中的灰色部分为直方图, 白色点为样本分布的位置, 图 10(a)和(b)中的 A、B 曲线分别为无低通跨导环和有低通跨导环的分布。可见由于低通跨导环的存在, LNA 的开环输出偏置电压稳定在了 $1/2$ 电源电压附近。这样, LNA 向上和向下的动态范围几乎一样大, 达到了电源到地的轨到轨输出动态范围, 从而保证了 LNA 输出的线性度。

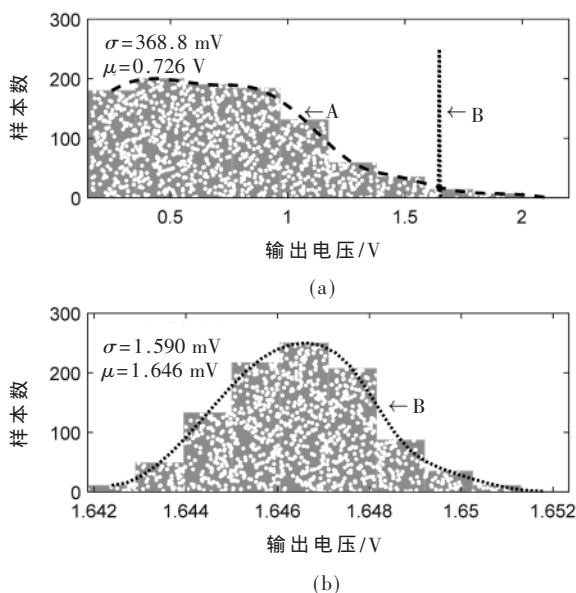


图 10 输出偏置电压的直方图

4.6 功耗与-3 dB 带宽

由于 LNA 及低通跨导环都采用了全差分结构, 因此偏置电路的噪声可以忽略不计, 也意味着偏置电路的功耗可以通过牺牲噪声性能, 而做得非常小。例如仿真电路的偏置电流 I_b 为 100 nA, 若电路中的系数 N 和 M 分别为 16 和 1, LNA 上总功耗约为 $5 \mu\text{A}$ 。

从图 6(a)发现, 此时 LNA 的带宽约为 100 kHz, 实际上已经远远超出了基带信号带宽的需求。仿真电路中采用如此高的带宽主要有两点原因: 首先, 是为了降低信号带宽内的噪声谱密度, 以提高接收机的灵敏度; 其次, 根据式(24)可知, 高的-3 dB 带宽可以将寄生阻抗导致

的 PSRR 拐点向高频推移, 从而提高基带内的 PSRR。

但值得注意的一点是, 在实际应用中, 系统长时间处于休眠状态, 而且休眠时刺激模块不工作, 因此整个系统对 PSRR 是没有要求的。这意味着, 在休眠阶段, 可以通过牺牲 PSRR 来降低 LNA 的功耗, 从而获得更久的电池使用寿命。

5 结论

本文提出一种全新 LNA 结构, 该结构非常易于使用 CMOS 技术实现。在此新的 LNA 结构中, 还运用了一种新提出的低通跨导环路, 它在稳定 LNA 开环输出偏置电压的同时, 还使其开环增益稳定在 40 dB 左右且不随 PVT 变化而变化。此外, 该 LNA 还具有 101.4 dB 的 PSRR、带宽内每通道 518 nVrms 的等效输入噪声, 全功耗模式下 $5 \mu\text{A}$ 的工作电流、输出轨到轨等特性。因此, 该 LNA 结构非常适用于对噪声、功耗、成本等敏感的甚低频无线通信, 尤其是宠物可穿戴的应用中。

参考文献

- [1] HARRY E A. Wireless control of animals: US, 5121711 A[P]. 1992-06-16.
- [2] RICH C T, KAMERY C, LUBIC M, et al. Custom-shape wireless dog fence system and method: US, 8297233 B2[P]. 2014-07-15.
- [3] Best Wireless Dog Fence Reviews 2020[EB/OL]. [2020-08-09]. <https://www.flexpetz.com/wireless-comparison>.
- [4] RAZAVI B. Design of analog CMOS integrated circuits[M]. New York: McGraw-Hill, 2000.
- [5] VENKATRAMAN M, ZEE J W V. A model for the silver-zinc battery during high rates of discharge[J]. Journal of Power Sources, 2007, 166(2): 537-548.
- [6] SANSEN W M C. Analog design essentials[M]. Berlin: Springer, 2006.
- [7] CUNHA A I A, SCHNEIDER M C, GALUP-MONTORO C. An MOS transistor model for analog circuit design[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, 33(10): 1510-1519.
- [8] SILVEIRA F, FLANDRE D, JESPER P G A. A gm/ID based methodology for the design of CMOS analog circuits and its application to the synthesis of a silicon-on-insulator micropower OTA[J]. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 1996, 30(9): 1314-1319.
- [9] CAMACHO-GALEANO E M. A 2-nW 1.1-V self-biased current reference in CMOS technology[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, 2005, 52.
- [10] BAKER M W, SARPESHKAR R A. low-power high-PSRR current-mode microphone preamplifier[J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, 2010, 38(10): 1671-1678.
- [11] ZIEL V D A. Thermal noise in field-effect transistors[J]. Proceedings of the Ire, 1962, 50(8): 1808-1812.

(下转第 56 页)

停电时关键数据的转存, 管理模组需要设计有超级电容。当管理模组检测到停电时, 利用电容在 10 s 内采用明文将事件上报给通信模块, 上报内容为上 1 次管理模组停电事件记录, 停电事件记录中包括停电发生时刻、停电时的电能。为防止模块接收不成功, 需要重复上报 3 次。

4.2.2 复电上报功能设计

管理模组检测到复电时, 进行复电判断, 如果计量模组掉电事件结束有延时, 则管理模组复电事件记录延时同计量模组掉电结束延时, 延时后生成复电事件并上报。复电后延时 1 min 上报, 上报内容为上 1 次管理模组复电事件记录, 复电事件记录中包括复电时刻, 以方便主站或终端了解电表复电后时钟是否正常, 方便主站或终端判断是否需要给电能表校时。如果上报没有收到确认/应答命令, 可以重复上报 3 次。

4.2.3 时钟维持机制

为了进一步保障电能表时钟的准确、稳定、可靠, 新一代智能电能表采用可更换的时钟电池设计, 并且取消停电时的显示及监测功能, 时钟电池在电能表掉电时仅为内部时钟供电, 保证了时钟电池的运行寿命。同时, 按照 3.3 节描述的时钟非法的判定方法及校时方案实现了复电时的主动对时, 并且增加了记录广播校时事件功能, 确保了时钟修改的可追溯性。

5 结论

本文参考了现有电能表停电事件主动上报的方法及机制, 结合实际应用需求及现有方案的不足, 提出了一种优化的停、复电事件主动上报并对时的方案。该方案主要有以下优点:

(1) 通过标准化的软硬件接口, 由基表产生停电事件, 解决了停电事件上报的普适性问题, 搭配任何具备后备电源的通信模块使用, 可以适用于任何场景。

(2) 由电能表基表上报停电事件, 提高了停电事件上报的准确性, 解决了除载波通信模块之外的其他模块由于插拔导致的误报功能。

(3) 停电事件可以携带停电前的电网电参数及电量等信息, 增强了停电事件上报的数据延展性, 为数据的深化应用及精准抢修提供了数据支撑。

(4) 设计复电上报及校时方案, 使得停电事件形成闭环控制, 有利于提升抢修效率, 同时利用复电时的主动对时, 解决了电能表在时钟电池欠压的情况下, 停电后时钟错乱的问题。

最后, 提出了本方案在新一代智能电能表中的具体实现方法, 为未来能源互联网及新一代智能电能表的推广应用提出了解决方案。

参考文献

- [1] 贺云隆, 黄璐涵, 宋晓林, 等. 低压居民用户停电事件实时上报方法研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(21): 147-152.
- [2] 赵俊红. 基于载波-无线双模通信方式的低压台区停电事件上报技术研究[J]. 电工技术, 2019(18): 119-120, 173.
- [3] 唐伟宁, 鞠默欣, 孔凡强, 等. 智能电能表停电信息主动上报技术研究[J]. 吉林电力, 2018, 46(5): 31-33.
- [4] 张亚梅, 刘艳艳, 宋佑举, 等. 电力线通信自动抄表系统中的电能表捕获算法[J]. 电子技术应用, 2010, 36(5): 77-79.
- [5] 彭楚宁, 罗冉冉, 王晓东. 新一代智能电能表支撑泛在电力物联网技术研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(15): 137-142.
- [6] International Organization of Legal Metrology. Active energy meter. Part 1: Metrological and technical requirements/Part 2: Metrological controls and performance tests: OIML R46-2012[S]. 2012.
- [7] 周芝梅, 赵东艳, 张海峰, 等. 基于 IR46 标准的双芯电能表主控关键技术研究[J]. 电子技术应用, 2017, 43(10): 7-11, 19.

(收稿日期: 2020-04-08)

作者简介:

段晓萌(1989-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 电能计量新技术。

(上接第 51 页)

(收稿日期: 2020-08-09)

作者简介:

张孟文(1988-), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向: 用于

穿戴设备的低功耗、低噪声集成电路以及数字、模拟混合信号系统。

金玉丰(1961-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 集成微系统、MEMS、微纳封装技术。

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所