

# 一种适于 Sigma-Delta ADC 的高增益放大器的设计

田海燕, 李斌, 廖春连

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050000)

**摘要:** 设计了一种应用增益增强技术和斩波稳定技术的全差分折叠式共源共栅运算放大器; 整体放大器采用了折叠式共源共栅结构, 主运算放大器采用增益增强技术和开关电容共模反馈, 两个辅助运算放大器采用连续时间共模反馈以实现高增益; 此外, 还采用了斩波稳定技术, 在放大器的前后加入斩波开关, 达到了滤除低频噪声的效果; 在基于 SMIC 55nm 工艺库, 电源电压 3.3 V 下, 在 Cadence 平台利用 Spectre 进行模拟仿真, 仿真结果表明: 等效输出噪声低频处的噪声被滤除, 运算放大器的增益为 116.9 dB, 相位裕度为 72°, 单位增益带宽为 355 MHz, 能够使放大器应用于低频域, 能够满足 Sigma-Delta 调制器对于音频频域的设计需要。

**关键词:** 放大器; 共源共栅; 增益增强; 共模反馈; 斩波技术

## A Design of a High-Gain Amplifier for Sigma-Delta ADC

Tian Haiyan, Li Bin, Liao Chunlian

(54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050000, China)

**Abstract:** A fully differential operational-amplifier used in a high gain ADC is designed. This op-amp adopts folded cascade to achieve high gain while the main op-amp uses gain-enhancement technique and switch capacitor common-mode feedback and the two auxiliary op-amps use continuous time common-mode feedback. In addition, it also uses the chopper stabilization, adding the chopper switch to the front and rear structures of the amplifier, so as to achieve the effect of filtering out the low-frequency noise. Based on SMIC 55nm, 3.3 V process, the simulation results show that the low-frequency noise of output noise is filtered out, the DC-gain of op-amp is 116.9 dB, phase margin is 72° and unity-gain bandwidth is 355 MHz, that can make the op-amp suitable for low-frequency domain and meet the needs of Sigma-Delta's modulator design of audio domain.

**Keywords:** operational-amplifier; cascade; gain enhancement technique; common-mode feedback; chopper stabilization

## 0 引言

作为模拟电路和数字电路的中介, 模数转换器 (Analog-to-Digital Converter, ADC) 在现代信息领域中发挥着重要应用。近年来, 对 ADC 的性能提出了更高的要求, 随着数字信号处理技术的发展, 高分辨率的模数转换器越来越受到青睐。Sigma-Delta 模数转换器凭借过采样和噪声整形技术成为高精度模数转换器, 在信号处理系统中作为重要的单元。因此, 实现 Sigma-Delta 模数转换器的高精度、高性能、高性价比具有很好的研究价值和现实意义。尽管近年来我国在 IC 产业投入较多, Sigma-Delta 转换器水平有所提高, 但是相比国外, 我们仍然有很大差距。预计在未来几年, Sigma-Delta ADC 还是会呈稳步增长的趋势, 所以我国在 ADC 方面的发展仍有很大的必要性和重要性。

在 Sigma-Delta ADC 的采样保持电路中, 运算放大器是其中一个重要的部分, 其性能好坏直接影响着整个 ADC 的性能。本文重点分析和设计用于 Sigma-Delta ADC 电路中的第一级运算放大器。设计一种宽带宽和高增益的运放

是非常困难的, 在以前技术中, 已经有很多策略来解决这个问题, 例如使用 cascode, 三重 cascode 和多阶段架构, 但是还是存在着各种各样的问题。Bult, K. 等人提出增益增强结构有效提高运放增益, 这一方法能够在不影响带宽的前提下有效提高放大器的性能<sup>[1]</sup>。在增益增强技术中, 速度、精度和功耗之间存在着动态平衡, 使其成为在设计高分辨率和高速 ADC 时被应用的重要原因。所以本文也决定在放大器中增加使用增益增强技术, 以达到高增益的效果。

另外, Sigma-Delta 转换器重点应用于音频领域的特点, 要求其在低频时也能够准确高精度地传输信号, 提高 Sigma-Delta 转换器的应用范围。针对这一特点, 我们可以通过斩波稳定技术来实现滤除低频噪声的效果。斩波稳定技术本质上就是对信号进行调制解调。首先调制信号, 再加上噪声一起进行解调, 如此便可使信号解调回原频率处, 而将噪声调制到了高频处, 再通过一个低通滤波器便可滤除噪声, 实现低频的高精度转换。

## 1 运算放大器

目前, Sigma-Delta ADC 在音频领域有很重要应用, 随着科技水平的上升, 对音频质量提出了更高要求, 也就对 Sigma-Delta ADC 的速率、精度和动态范围都提出了更

收稿日期: 2019-07-22; 修回日期: 2019-08-19。

作者简介: 田海燕(1994-), 女, 河北衡水人, 硕士研究生, 主要从事模拟集成电路方向的研究。

高的要求, 因此要求其运算放大器能够满足精度高、输出摆幅大的要求。

运算放大器常见的有三种结构: 折叠式共源共栅运算放大器、套筒式运算放大器和两级运算放大器。相比较其他两种结构, 两级运放很容易实现高增益, 而且差分输出摆幅也足够大, 但缺点是会产生由高阶极点造成的有限稳定带宽。所以不是本设计的最佳选择。套筒式运放优点在于功耗低, 但是缺点在于结构限制了其输出摆幅和共模范围, 不适用于低压设计。折叠共源共栅运放相比套筒式运放频率特性好、输出摆幅大, 并且在低电压设计中有明显的优势<sup>[2]</sup>。通过对折叠式共源共栅结构应用增益增强技术, 在不影响信号带宽、压摆率和相位特性的情况下进一步提高电路的直流增益。因此根据本设计要求, 选取了应用增益增强技术的折叠式共源共栅结构。

为了得到高增益又同时不会影响运放的相位和信号带宽等特性, 本文设计了对折叠式共源共栅 (cascode) 加入增益增强技术。电路主要由五部分组成: 主运放, 辅助运放、共模反馈、偏置电路和斩波开关。

### 1.1 增益增强技术

在引言中已经提到, 两级运算放大器很容易实现高增益, 而折叠式共源共栅如何能够在单级放大器的基础上提高增益, 我们能够想到的最直接方法就是增加输出阻抗。为提高输出阻抗, 可以采用是通过增大输入晶体管的长度和增加输出电阻的倍数。而过分增大晶体管长度会导致芯片版图面积过大等问题, 所以就可以应用上文中提到的增益增强技术, 通过增加一个放大器的增益来提高输出电阻的数值。

如图 1 是增益增强技术。增益增强技术是通过负反馈环路来决定管子漏电压的大小。负反馈调节  $V_x$  的值使其趋于  $V_{ref}$ 。因此, 增益增强技术通过辅助放大器 Add 调整 M2 管子的栅极电压减小输出电压  $V_{out}$  对  $V_x$  的影响。当没有 Add 放大器的时候, 在小信号分析中, 由辅助定理得电压增益,  $A_v = -G_m R_{out}$  针对图 1 可认为  $G_m = G_{m1}$ , 为了计算  $R_{out}$ , 电路可以看成带负反馈电阻  $R_{o1}$  的共源级, 因此得

$$R_{out} = r_{o2}(1 + gm_2 r_{o1}) \quad (1)$$

故得共源共栅放大器的增益为:

$$A_v = gm_1 r_{o2}(gm_2 r_{o1}) \quad (2)$$

加入了 Add 放大器之后, 输出电阻变为:

$$R_{out} = r_{o2}(1 + (1 + Add)gm_2 r_{o1}) \quad (3)$$

则增益变为

$$A_v = gm_1 r_{o2}(gm_2 r_{o1})[1 + (1 + Add)gm_2 r_{o1}] \quad (4)$$

由此可见, 利用增益增强技术后, 输出电阻相比原来提高了 Add 倍, 增益比原来增大了 Add 倍<sup>[3]</sup>。增益增强技术中, 加入 Add 放大器不会影响整体输出摆幅、等效输入噪声, 能够广泛应用于高速高精度放大器中。但是辅助运放的引入会产生一个零极点对, 影响信号的建立时间<sup>[4]</sup>。

### 1.2 运放的设计

主运放的电路结构如图 2 所示, 采用折叠式 cascode 结构, 由 M0~M12 组成, M0、M1 为差分输入对管电流源, M3、M4 为差分输入对管, M9、M10 为共栅管, M5、

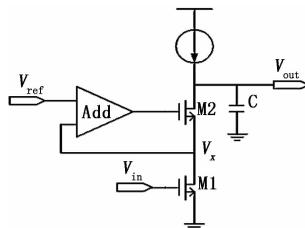


图 1 增益增强技术

M6、M7 和 M8 为共源共栅电流负载。因为此折叠式共源共栅放大器的次主极点位于 M5 的源级处, 而 PMOS 的迁移率小于 NMOS, 为实现相同的电流, 需满足 PMOS 的尺寸大于 NMOS, 所以 PMOS 次极点电容小于 NMOS, 根据  $\omega_{p2} = -\frac{g_m}{C_p}$  得使用 PMOS 管作为差分输入对管比使用 NMOS 时的次极点频率大。采用 PMOS 差分输入对管, NMOS 管作为共源共栅管, 这样可以提高主运放的次极点频率, 增加相位裕度<sup>[5]</sup>, 又能通过增益增强技术提高增益。

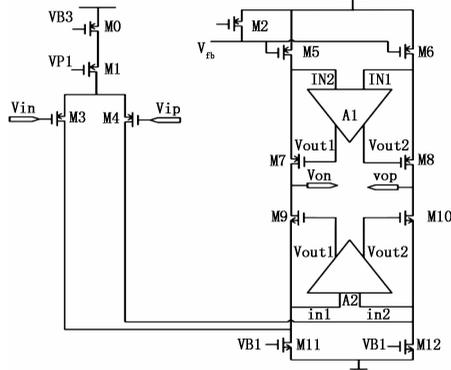


图 2 增益增强型 cascode 运放主电路

辅助运算放大器同样采用了共源共栅结构, 如图 3 所示。其中 A2 采用了与主运放一样的结构, M24~M29 为辅助运放 A2 的共模反馈; A1 采用了 NMOS 管输入, 其余与主运放类似, 其中 M41~M46 为辅助运放 A1 的共模反馈。

设计增益增强放大器时, 最重要的一点是要处理好主运放的极点和辅助运放极点之间的关系。在辅助运放的单位增益带宽附近会存在一个偶极子, 偶极子会严重影响运放的建立时间, 所以可以通过使偶极子的建立时间足够快来消除影响, 使偶极子的时间常数  $\frac{1}{\omega_u}$  小于主运放时间常数  $\frac{1}{\beta\omega_u}$ , 即

$$\omega_u \geq \beta\omega_u \quad (5)$$

这样对于带反馈因子  $\beta$  的闭环, 稳定时间内不会受到偶极子的影响。从稳定性角度出发, 它又必须小于主运放的次主极点频率。如图 4 所示, 即:

$$\beta\omega_u \leq \omega_u \leq \omega_{p2} \quad (6)$$

其中:  $\omega_u$  为辅助运放的单位增益带宽,  $\beta$  为闭环反馈系数,  $\omega_u$  为主运放的单位增益带宽,  $\omega_{p2}$  为主运放的次极点频率<sup>[6]</sup>。

### 1.3 共模反馈

由于器件的不匹配对全差分结构的共模电压会产生明显影响, 故不能通过差分信号的负反馈来控制。所以我们需要在输出端增加一个额外的共模反馈 (CMFB) 环路来确定输

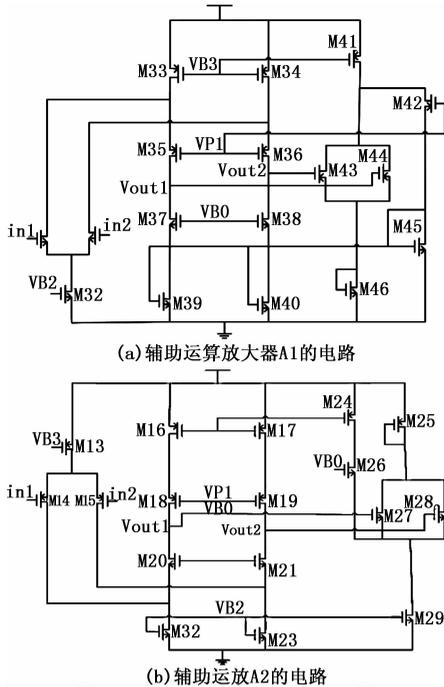


图 3 辅助运算放大器的电路图

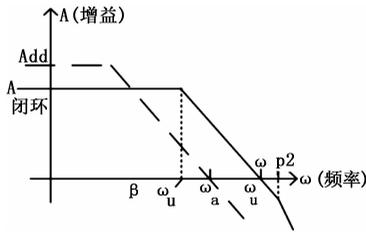


图 4 主运放和辅助运放增益比较图

出共模电压，并调节输出共模电压达到指定电压数值。考虑到时域范围，共模反馈有两种电路：开关电容反馈（SC-CMFB）和连续时间反馈（CT-CMFB）。采用连续时间共模反馈的优点是输出电压稳定，但不足的增加功耗，降低电路的线性，还会影响电路的差动增益。采用开关电容共模反馈能够降低功耗，提高线性度，但是开关时钟会带来时钟耦合，导致差分输出信号出现误差<sup>[7]</sup>。

共模反馈环路在通常使用的全差分放大器中是必须的。一个好的共模反馈环路应该是和差分环路具有相似的通路。如上图 3 辅助运放 A1 和 A2 的电路结构中，M24~M29 和 M41~M46 为其共模反馈，例如在辅助运放 A1 中，M43、M44 的栅压受 A1 输出电压控制，M42 的栅压 VP1 为参考电压用于与共模电压作比较，最后 M42 的漏极电压用于控制 A1 的尾电流达到反馈的目的。其共模反馈环路增益为：

$$A_{1fb} = g_{m43} \cdot (r_{o42} // r_{o45}) \cdot g_{m39} [(g_{m37} r_{o37} r_{o39}) // (g_{m35} r_{o35} r_{o33})] \quad (7)$$

同理可得辅助运放 A2 的共模反馈增益为：

$$A_{2fb} = g_{m27} \cdot (g_{m26} r_{o26} // r_{o24}) \cdot g_{m16} [(g_{m18} r_{o18} r_{o16}) // (g_{m20} r_{o20} r_{o22})] \quad (8)$$

共模反馈环路与差分环路具有类似的增益和相位性能，可以达到很好的反馈效果。

以上为连续时间的共模反馈，但是由于连续型反馈在输

出摆幅上具有一定的限制，运用在主运放中会使其输出摆幅不能达到理想值。在主运放中，我们采用对输出摆幅没有影响的开关电容反馈，如图 5 所示。开关电容本质上是通过对  $(V_{cm} - V_{bias})$  来调节  $(V_o - V_{fb})$  的值，来进行共模调节。当  $\psi_1$  为高电平时，C1 充电至  $(V_{cm} - V_{bias})$ ，将差值电荷保存起来；当  $\psi_2$  为高电平时，C1 和 C2 并联，C2 上的电压由 C1 重新赋予，C2 重新确定  $(V_o - V_{fb})$  进而确定  $V_{fb}$  的值。开关电容的共模反馈在两个方面的特点：一时前面提到的对输出摆幅没有限制；二是采用电容避免了阻性的负载。但是开关电容反馈也有很大不足，就是会增加芯片面积，增加了生产成本，所以只将其应用于主运放，不适用于辅助运放。

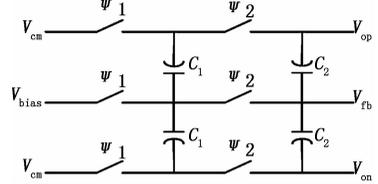


图 5 开关电容共模反馈

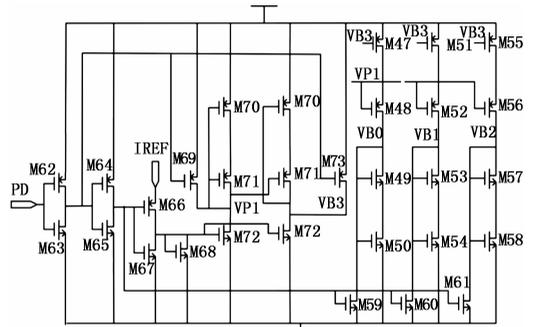


图 6 偏置电路

### 1.4 偏置电路

偏置电路在放大器的设计中也很重要，合适的偏置电路设计对整体放大器的性能有很大的帮助。本文采用高摆幅的共源共栅偏置电路，其为主运放和辅助运放提供了所需要的偏置电压。如图 6 所示，VB0、VB1、VB2、VB3 和 VP1 为偏置电压。

### 1.5 斩波开关

在集成电路中，线性度也是一个很重要的因素，要提高电路的线性度就要找到方法来消除放大器带来的非线性影响，例如噪声、输入直流失调等，以此来提高增益，实现论文高增益的效果，使此 Sigma-Delta ADC 适用于低频信号。

在 MOS 晶体管的栅氧化层和硅衬底的界面会有很多“悬挂”键，当电荷载流子运动到这个界面时，有一些被随机地俘获，随后又被能态释放，如此导致在漏电流中产生的噪声称为闪烁噪声。而在差分电路中，会存在失配现象，即当  $V_{in} = 0$  且完全对称时， $V_{out} \neq 0$ ，这时便说电路中存在着直流失调。

4 个在斩波稳定技术是大约 50 年前提出的一种用于抑制包括闪烁噪声和直流失调造成的低频噪声的方法，能够达到提高增益的效果。斩波技术是将输入信号与低频噪声隔离，即通过调制器将有用信号调制到高频，经过放大后解调回基频。而低频噪声则被直接调制到高频处，再通过

低通滤波器可以将其直接滤除。

斩波开关是一个双输入双输出的四端口器件, 主要是由 4 个开关组合而成, 具体原理分析如下:

时钟方波函数:  $f(t) = \begin{cases} 1, & T/2 < t \leq T \\ -1, & 0 < t \leq T/2 \end{cases}$ , 经过傅里叶变换可将  $f(t)$  转换成以下形式:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (9)$$

其中直流分量  $a_0$  和余弦正弦分量  $a_n$ 、 $b_n$  为:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (10)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (11)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt = \begin{cases} 0, & n = 2, 4, 6, \dots \\ -\frac{4}{n\pi}, & n = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (12)$$

由此可将  $f(t)$  表示为:

$$f(t) = -\sum_{n=1(n \text{ 为奇数})}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (13)$$

加入斩波开关, 等同于使输入信号  $f(t)$  乘以  $\cos\omega t$ , 等效在频域范围就是对  $f(t)$  的傅里叶变换值进行周期性采样, 使其频域值呈周期化状态。假设  $m(t) = A_1 \sin\omega_c t$ 、 $A_0$  分别为外部输入信号和输入端直流信号, 为了简化分析, 我们只假设其斩波开关函数  $f(t)$  为  $\sin\omega_c t$ ,  $A_1$  为输入的直流失调和闪烁噪声等低频噪声;  $A$  则为运放的直流增益。

为了保证调制的正常进行, 斩波频率  $\omega_c$  必须小于采样频率  $4\pi f_s$ , 为了确保噪声滤除效果,  $\omega_c$  又必须大于输入信号频率  $\omega_0$ 。首先经过调制后, 可以得到

$$y_1 = [m(t) + A_0] \cdot \sin\omega_c t =$$

$$\frac{A_1}{2} [\cos(\omega_0 + \omega_c) - \cos(\omega_0 - \omega_c)] + A_0 \sin\omega_c t \quad (14)$$

由此可看出, 经过调制, 输入信号和直流信号分别被向高频平移了  $\omega_c$ 。

信号通过放大器被放大了  $A$  倍, 并且增加了值为  $A_1$  的噪声, 此时再被进行解调得到:

$$y = [Ay_1 + A_2] \cdot \sin\omega_c t = \frac{AA_1}{4} [2\sin\omega_0 - \sin(\omega_0 - \pm 2\omega_c)] + \frac{A_0}{2} (1 - \cos\omega_c t) + A_2 \sin\omega_c t \quad (15)$$

由上式可知, 频率为  $\omega_0$  的输入信号经过调制解调后, 变为频率为  $\omega_0 \pm 2\omega_c$  的信号和与输入信号同频的信号; 直流信号经过调制解调后, 变为  $2\omega_c$  的信号和同频的信号; 而运放引入的低频噪声被调制在频率为  $\omega_c$  的高频处。以上只是假设斩波频率为  $\omega_c$  的简化分析,  $n\omega_c$  也同样适用, 即将信号分别调制到  $n\omega_c$  的频率, 最终低频噪声分别被调制到  $\omega_c$ ,  $2\omega_c$ ,  $3\omega_c, \dots, n\omega_c$ 。如此我们可以在电路后再加一个低通滤波器便可直接滤除低频噪声, 达到提高电路精度和增益的效果。

## 2 仿真及结果

对本论文设计的运放, 在 SMIC55nm 3.3 V 的工艺下, 用 Cadence 软件进行了仿真, 其仿真结果如下所示:

在 3.3 V 电压情况下, 先进行直流仿真, 找到直流工

作点; 再进行了瞬态仿真, 得到阶跃响应仿真转换速率为  $162 \text{ V}/\mu\text{s}$ ; 最后进行了交流仿真, 结果如图 7 所示, 得出运放增益为 116.9 dB, 相位裕度为  $72^\circ$ , 单位增益带宽为 355 MHz。

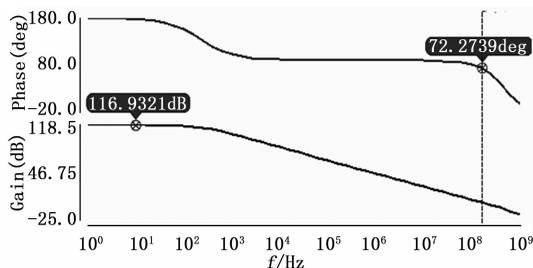


图 7 交流仿真结果

另外在 3.3 V 电源电压下, 使用 Cadence 软件进行 PSS+Pnoise 仿真, 设置斩波频率为 10 kHz, 结果如图 8 所示, 加入斩波开关后, 噪声被调制到了斩波频率的奇数倍, 分别在 30 kHz、50 kHz、70 kHz 等, 低频处的噪声降低到  $110 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ , 显然地, 斩波开关达到了降低低频噪声的效果, 使得放大器及其 Sigma-Delta 调制器能够适用于低频频域。

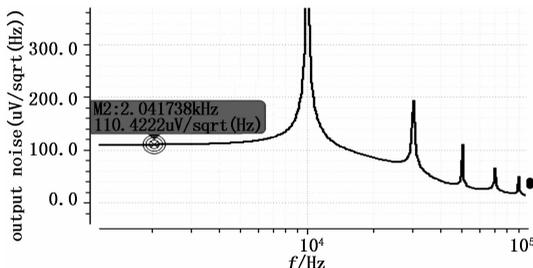


图 8 等效输出噪声结果图

另外使用 Cadence 软件加入 IPRBO 进行 stb 共模仿真, 可以得到  $A_1$  的增益为 48.48 dB, 相位裕度  $61.25^\circ$ ,  $A_2$  的增益为 55.77 dB, 相位裕度  $41^\circ$ , 开关电容共模反馈的增益 47 dB。由此发现无论是开关电容共模反馈还是连续时间共模反馈都能够达到放大器的设计需要, 实现放大器更高效的性能, 只不过会因为自身优缺点的限制应用范围不同。

## 3 结束语

本文利用增益增强技术、斩波稳定技术和共模反馈设计了一种应用增益增强技术和斩波稳定技术的全差分折叠式共源共栅运算放大器。基于 SMIC55nm 工艺的基础上, 在 3.3 V 的电源电压下, 其增益达到 116.9 dB, 单位增益带宽可达 355 MHz。该放大器采用增益增强技术中加入了两个辅助运放, 共模反馈也采用传统的开关电容反馈, 电路结构相对比较简单, 但是能够达到增益 117 dB 和单位增益带宽 355 MHz 的结果。加入斩波稳定开关, 实现滤除低频噪声的效果, 避免了低频处噪声影响系统输出精度的问题。相比其他论文研究, 本文的放大器设计结构简单, 但是性能却能够达到很高的效果, 符合高增益放大器的设计, 能够广泛应用于 Sigma-Delta 调制器, 达到用简单和低成本达到高精度和高标准。

参考文献:

[1] 马 磊, 原义栋, 张海峰. 一种改进的增益增强共源共栅放大器的设计 [J]. 现代电子技术, 2011, 34 (10): 145-148.

[2] 毕查德, 拉扎维. 模拟 CMOS 集成电路设计 [M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2003.

[3] 蔡坤明, 何杞鑫, 陶吉利, 等. 一种增益增强型套筒式运算放大器的设计 [J]. 电子应用技术, 2010 (5): 66-68.

[4] Mohammad Mahdi Ahmadi. A new modeling and optimization of gain-boosted Cascode amplifier for high-speed and low-

voltage applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs, 2006, 53 (3): 169-173.

[5] 史志峰, 王卫东. 一种全差分增益增强型运算放大器的设计 [J]. 电子器件, 2015, 38 (1): 78-81.

[6] Bult K, et al. A Fast-Settling CMOS Op Amp for SC Circuits with 90-dB DC Gain [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1990, 25 (6): 1379-1382.

[7] 顾 艺. 2-2MASH 结构 Sigma-Delta 调制器设计 [D]. 苏州: 苏州大学, 2015: 34-37.

(上接第 267 页)

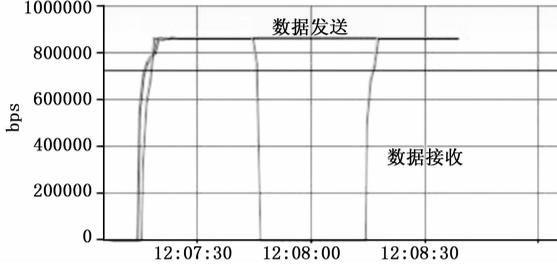


图 5 标准路由协议数据传输性能仿真

图 5 是标准路由算法在馈电链路切换过程中数据传输情况。分析可知, 切换过程中数据接收出现了 30 秒的中断。这是因为切换过程中信关站的接入卫星发生了改变, 等到切换完成后才去进行路由计算, 造成切换前卫星已发送但是还没有到达信关站的数据丢失, 所以数据接收发生明显的中断。

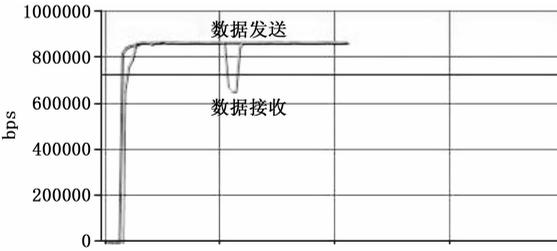


图 6 本文路由协议数据传输性能仿真

图 6 是本文提出的路由协议在馈电链路切换过程中的数据传输情况。可见数据接收并不存在明显中断, 只存在少量丢包。这是因为地面控制中心根据 4.1 节计算各颗卫星覆盖时间, 据此计算切换时间进行切换预测。提前进行路由计算, 并将计算结果注入到星上, 到达预测的切换时间激活注入的路由, 从而实现快速重路由, 减少了馈电链路切换而造成的数据丢失。

至于优化后的算法仍有少量丢包, 原因是卫星和信关站之间的数据传输某些时候会超过资源限制的阈值, 造成链路拥塞, 可采用星地路由的负载均衡技术, 减少信道拥塞, 这也是后续要研究的技术。

6 结束语

本文提出了一种 LEO 卫星通信系统星地一体路由架

构, 并重点研究该路由架构的星地路由计算部分。针对 LEO 卫星与信关站之间馈电链路频繁切换的特点, 地面控制中心周期性地计算各颗卫星覆盖规律, 采用最长覆盖时间准则选取切换卫星, 计算切换时间并将路由计算结果注入卫星, 待到预测的切换时间激活注入的路由, 从而实现快速重路由。通过理论分析和仿真测试得到, 标准星地路由算法在馈电链路切换后再进行路由计算, 造成数据接收出现了 30 秒的中断。相比之下本文提出的基于切换预测的星地路由协议在丢包率性能上有着明显的优势, 数据接收并不存在明显中断, 只存在少量丢包, 提高了 LEO 卫星通信系统的数据传输性能。

参考文献:

[1] 冯少栋, 徐志平, 张 昭. 低轨道星座卫星通信系统发展现状及展望 [J]. 中国航天, 2009, 8 (2): 30-33.

[2] 晏 坚. 低轨卫星星座网络 IP 路由技术研究 [D]. 北京: 清华大学, 2010.

[3] 周 平. 基于低轨星座的移动切换关键技术研究 [D]. 石家庄: 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 2018

[4] 王 成. 天基综合信息网络 QoS 路由算法及切换策略研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2007.

[5] 刘严静, 苟定勇, 吴诗其. 低轨卫星移动通信系统馈电链路切换方案 [J]. 电子科技大学学报, 2007, 36 (2): 164-175.

[6] Xu W P, Yan P L, Xia D L. Similar node-disjoint multi-paths routing in wireless Ad hoc networks [A]. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing [C]. Wuhan, China, 2005: 731-734.

[7] 高丽娟, 赵洪利, 蒋太杰. 一种新路由切换策略的研究 [J]. 电子与信息学报, 2008, 30 (5): 1206-1209.

[8] Hiroshi T, Kohei O, Nei K, etc. Supporting IP/LEO satellite networks by handover-independent IP mobility management [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004, 22 (2): 300-307.

[9] 刘 刚, 苟定勇, 吴诗其. 玫瑰星座中的路由与切换研究 [J]. 电子与信息学报, 2004, 26 (11): 1792-1798.

[10] 王旭阳. 基于标识-位置分离的卫星网路由架构研究 [J]. 无线电工程, 2014, 44 (3): 8-10.

[11] 王晓梅, 张 铮, 冉崇森, 等. 一种重路由策略在低轨 QoS 卫星网络中的应用 [J]. 北京邮电大学学报, 2005, 28 (1): 30-34.