

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101425785 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 11

(21) 申请号 200810224721. 5

(22) 申请日 2008. 12. 09

(73) 专利权人 中国科学院微电子研究所
地址 100029 北京市朝阳区北土城西路 3 号

(72) 发明人 陈勇 周玉梅 巨浩

(74) 专利代理机构 北京市德权律师事务所
11302

代理人 王建国

(51) Int. Cl.

H03F 3/45 (2006. 01)

审查员 吴广平

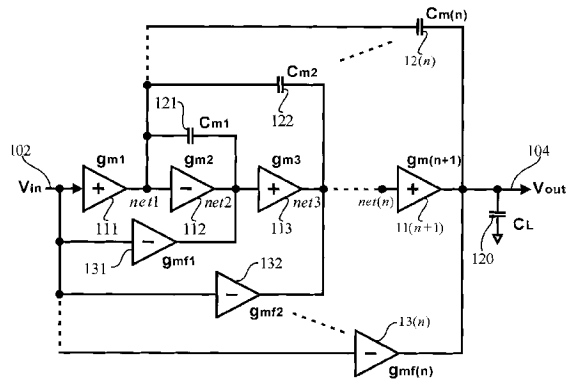
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 4 页

(54) 发明名称

翻转网络跨导 - 电容补偿电路

(57) 摘要

本发明涉及一种翻转网络跨导 - 电容补偿电路, 包括: 一主信号跨导, 包括 N+1 个主信号跨导单元, 所述 N+1 个主信号跨导单元级联, 形成主信号路径; 一前馈补偿跨导, 包括 N 个前馈补偿跨导单元, 用来形成左半平面零点, 改善相位裕度; 一补偿电容, 包括 N 个电容, 由于米勒效应分离主极点和非主极点, 用来提高跨导放大器稳定性; 一负载电容, 包括一个电容, 与负载电阻一起形成跨导放大器极点。本发明提供的 RNGCC 电路有效改善相位裕度、结构简单, 适合于未来 CMOS 工艺所必须的低电源电压, 有着广阔的应用前景。



1. 一种翻转网络跨导 - 电容补偿电路,其特征在于,包括:

一主信号跨导,包括 $N+1$ 个主信号跨导单元,所述 $N+1$ 个主信号跨导单元级联在总输入端与总输出端之间,形成主信号路径;

所述主信号跨导包括:

第一主信号跨导单元,所述第一主信号跨导单元的输入端接所述总输入端;

第二主信号跨导单元,所述第二主信号跨导单元的输入端接所述第一主信号跨导单元的输出端;

第三主信号跨导单元,所述第三主信号跨导单元的输入端接第二主信号跨导单元的输出端;

第四主信号跨导单元到第 N 主信号跨导单元逐级级联形成主信号跨导串,所述主信号跨导串的输入端接所述第三主信号跨导单元的输出端;

第 $N+1$ 主信号跨导单元,所述第 $N+1$ 主信号跨导单元的输入端接第 N 主信号跨导单元的输出端,输出端接所述总输出端;

一前馈补偿跨导,包括 N 个前馈补偿跨导单元,用来形成左半平面零点,改善相位裕度;所述前馈补偿跨导包括:

第一前馈补偿跨导单元,所述前馈补偿第一跨导单元的输入端接所述总输入端,输出端接第二主信号跨导单元的输出端;

第二前馈补偿跨导单元,所述前馈补偿第二跨导单元的输入端接所述总输入端,输出端接第三主信号跨导单元的输出端;

第三前馈补偿跨导单元到第 $N-1$ 前馈补偿跨导单元形成前馈补偿跨导系列,所述前馈补偿跨导系列的输入端接总输入端,输出端分别接所述第四前馈补偿跨导单元的输出端到所述第 N 输出端;

第 N 前馈补偿跨导,所述第 N 前馈补偿跨导的输入接所述总输入端,输出接所述总输出端;

一补偿电容,包括 N 个电容,由于米勒效应分离主极点和非主极点,用来提高跨导放大器稳定性;所述补偿电容包括:

第一电容,一端接所述第一主信号跨导单元的输出端,另一端接所述第二主信号跨导单元的输出端;

第二电容,一端接所述第一主信号跨导单元的输出端,另一端接所述第三主信号跨导单元的输出端;

第三电容到第 $N-1$ 电容,一端接所述第一主信号跨导单元的输出端,另一端接所述第 N 主信号跨导单元的输出端;

第 N 电容,一端接所述第一主信号跨导单元的输出端,另一端接所述总输出端。

一负载电容,包括一个电容,与负载电阻一起形成跨导放大器极点,所述电容一端接所述总输出端,一端接地。

2. 根据权利要求 1 所述的翻转网络跨导 - 电容补偿电路,其特征在于:主信号跨导中第二主信号跨导是反相跨导单元,其他跨导为同相跨导单元。

3. 根据权利要求 1 所述的翻转网络跨导 - 电容补偿电路,其特征在于:所述第一到第 N 前馈补偿跨导都为反相跨导单元。

4. 根据权利要求 1 所述的翻转网络跨导 - 电容补偿电路,其特征在于:所述主信号跨导和前馈补偿跨导可以是全差分结构,在全差分结构中补偿电容个数是单端结构时所需电容个数的两倍。

翻转网络跨导 - 电容补偿电路

技术领域

[0001] 本发明涉及互补金属氧化物半导体晶体管 (Complementary Metal Oxide Semiconductor, 以下简称 CMOS) 集成跨导放大器设计领域, 特别是一种翻转网络跨导 - 电容补偿 (Reversed Nested Gm-C Compensation, 以下简称 RNGCC) 电路。

背景技术

[0002] 近几年来, 随着深亚微米集成电路工艺技术和消费电子设备的飞速发展, 全球电子市场也空前繁荣起来。消费电子设备包括手持通信娱乐、有线宽带互联网接入、医疗器械等等, 具有相当广阔的市场潜力和发展前景。更强功能、更长工作时间的产品将会在电子市场中抢占先机, 因此高性能低功耗的数字和模拟电路设计正成为目前研究的热点。在这些应用系统中, 电源管理系统已成为当前集成电路产业发展中重点攻关课题。在各种电压转换结构中, 低压差 (Low Dropout, 以下简称 LDO) 线性电压转换器的优势明显, 可以在较低的噪声输出以及在不同负载的条件下具有稳定性好的特点。图 1 为典型 LDO 结构的示意图, 如图 1 所示, PMOS 晶体管作为误差放大器的负载, 其面积非常大, 在通常 CMOS $0.5\mu\text{m}$ 工艺中 $W = 41000\mu\text{m}$, $L = 1\mu\text{m}$ 的 PMOS 晶体管在 V_{gs} 偏压 1.2V 时的栅极寄生电容大于 100pF, 也就是误差放大器必须能驱动这么大的输出负载电容。并且要求 LDO 的稳压特性好, 对其中误差放大器的增益要求很高 (增益大于 100dB)。在 LDO 中的误差放大器要具有高增益、宽带宽的特点。

[0003] 跨导 (gm) 放大器是 LDO 的关键组件之一。随着 CMOS 工艺的不断更新, 电源电压和晶体管特征尺寸的减小使得放大器的设计越来越复杂。传统的层叠 (cascode) 结构跨导放大器可以很容易的得到高输出阻抗和大带宽; 当电源电压降低, 可以利用的电压余度越来越小时, 折叠结构得到了更广泛的应用; 而当电源电压降低到低于 1.8V 时, 由于信号摆幅的大幅度降低, 这两种结构的电路性能下降甚至不能工作, 这给未来的模拟电路设计提出了巨大的挑战。多级跨导放大器采用多级增益级单元来提高跨导放大器的增益, 但是每级的输出电阻和电容都会产生极点从而影响电路的稳定性, 因此多级跨导放大器往往采用各种复杂的补偿技术来提高系统的稳定性, 对设计的要求也越来越高, 但多级跨导放大器是未来低压、高增益、宽带宽放大器的必然选择。多级运算放大器的优点主要表现在以下三个方面:

[0004] (1) 电源电压低

[0005] 随着 CMOS 工艺特征尺寸的不断减小, 电源电压不断降低, 而多级跨导放大器就是在低电源电压的要求下产生的一种高性能跨导放大器, 结构简单, 输出电压摆幅大, 非常适用于模拟系统的低功耗设计。目前文献中的多级跨导运算放大器一般工作电源电压为 1.5V-2V, 电源电压还有下降的空间, 是未来高性能跨导放大器设计的主流方向。

[0006] (2) 增益高

[0007] 传统的两级结构放大器的增益一般为 40-60dB, 层叠结构一般为 60-80dB, 而多级跨导放大器由于采用了多级增益级, 极大的增加了系统的直流增益, 一般多级放大器的增

益在 100dB 以上。多级级联是提高系统的直流增益是低电源电压下必然发展趋势。

[0008] (3) 驱动能力强

[0009] 层叠结构放大器的高输出阻抗提供了主极点,而在多级放大器结构中存在多个极点且输出阻抗远远低于层叠结构,由于单级放大器的增益随着工艺尺寸的减小而迅速降低,这使得通过密勒电容补偿技术来达到非主极点远离单位增益带宽的方法非常困难,因此一些补偿技术在选择输出极点为主极点的同时也要求负载电容取较大的值(100pF 以上)。

[0010] 目前已经提出了多种频率补偿技术来解决多级跨导放大器多极点造成的闭环稳定性问题。

[0011] 网络密勒电容补偿(NMC)技术是最广泛使用的极点分割技术,它通过多级间的密勒补偿电容简化了电路的设计,但是存在两个问题。首先,放大器的带宽随着增益级的在增加而显著降低,特别的是,三级 NMC 跨导放大器的带宽只有单级的四分之一,其主要原因是补偿电容都直接叠加在负载电容上;其次 NMC 会带来右半平面零点(RHP zero),为了确保系统稳定必须使放大器的输出跨导尽可能大,系统功耗就很大。

[0012] 多路径网络密勒补偿(MNMC)技术解决了上述的第一个问题,它采用了前馈级引入了一个左半平面零点(LHP zero)抵消了第二非主极点,增大了放大器的带宽。翻转网络密勒补偿(RNMC)技术减少了一个补偿电容对负载电容的影响,改善多级跨导放大器带宽。

[0013] 网络跨导-电容补偿(NGCC)技术和消零电阻补偿的网络密勒电容补偿(NMCNR)技术解决了上述了第二个问题,消除了 NMC 的右半平面零点,提高了电路的稳定性。

[0014] 嵌入跟踪补偿(ETC)技术和阻尼因子控制频率补偿(DFCFC)技术避免了密勒电容的使用,这样最大程度的解除了对放大器带宽的限制。其中 ETC 引入了左半平面的零点来抵消多级增益级的极点,DFCFC 则在极点分割的基础上采用阻尼因子来控制模块来保证系统的稳定性。还有一些其他技术,比如,活动反馈频率补偿(AFFC)技术、双路径带宽扩展(AFFC)技术、交流增强频率补偿(ACBC)技术等补偿技术则采用直流信号和交流信号的不同通路使得放大器同时达到高增益和大带宽的要求。

[0015] 上述多级跨导放大器的各种补偿技术仍然存在一些问题:

[0016] (1)NGCC 补偿技术可以推广应用在 N 级跨导放大器中,设计思路清晰,实现结构简单,但是随着跨导放大器级数增加,补偿电容由于米勒效应(Miller)直接叠加在负载电容限制了多级跨导放大器的带宽。

[0017] (2)ETC、DFCFC、AFFC 等负载的多级跨导放大器补偿方案,虽然有效扩展带宽,但在实际应用中实现复杂,并且不容易推广到 N 级跨导放大器。由于深亚微米 CMOS 工艺中晶体管的本质增益 10-20dB 之间,要想在低电压下实现 100dB 以上的高增益跨导放大器可能要三级以上的跨导单元级联,因此,对于一种多级跨导放大器的补偿方案要考虑是否易于扩展到 N 级跨导放大器中。

发明内容

[0018] 本发明的目的是提供一种 RNGCC 电路,有效改善相位裕度,电路设计结构简单,适合于未来 CMOS 工艺所必须的低电源电压。

[0019] 本发明提供了一种翻转网络跨导-电容补偿电路,包括:

[0020] 一主信号跨导,包括 $N+1$ 个主信号跨导单元,所述 $N+1$ 个主信号跨导单元级联,形成主信号路径;

[0021] 一前馈补偿跨导,包括 N 个前馈补偿跨导单元,用来形成左半平面零点,改善相位裕度;

[0022] 一补偿电容,包括 N 个电容,由于米勒效应分离主极点和非主极点,用来提高跨导放大器稳定性;

[0023] 一负载电容,包括一个电容,与负载电阻一起形成跨导放大器极点。

[0024] 所述主信号跨导包括:

[0025] 第一主信号跨导单元,所述第一主信号跨导单元的输入接总输入端,输出为第一输出端;

[0026] 第二主信号跨导单元,所述第二主信号跨导单元的输入接第一输出端,输出为第二输出端;

[0027] 第三主信号跨导单元,所述第三主信号跨导单元的输入接第二输出端,输出为第三输出端;

[0028] 第四主信号跨导单元到第 N 主信号跨导单元逐级级联形成主信号跨导串,所述主信号跨导串的输入接所述第三输出端,输出为第 N 输出端;

[0029] 第 $N+1$ 主信号跨导单元,所述第 $N+1$ 主信号跨导单元的输入接第 N 输出端,输出接总输出端。

[0030] 所述前馈补偿跨导包括:

[0031] 第一前馈补偿跨导单元,所述前馈补偿第一跨导单元的输入接所述总输入端,输出接所述第二输出端;

[0032] 第二前馈补偿跨导单元,所述前馈补偿第二跨导单元的输入接所述总输入端,输出接所述第三输出端;

[0033] 第三前馈补偿跨导单元到第 $N-1$ 前馈补偿跨导单元形成前馈补偿跨导系列,所述前馈补偿跨导系列的输入接总输入端,输出分别接所述第四输出端到所述第 N 输出端;

[0034] 第 N 前馈补偿跨导,所述第 N 前馈补偿跨导的输入接所述总输入端,输出接所述总输出端。

[0035] 所述补偿电容包括:

[0036] 第一电容,一端接所述第一输出端,另一端接所述第二输出端;

[0037] 第二电容,一端接所述第一输出端,另一端接所述第三输出端;

[0038] 第三电容到第 $N-1$ 电容,一端接所述第一输出端,另一端接所述第 N 输出端;

[0039] 第 N 电容,一端接所述第一输出端,另一端接所述总输出端。

[0040] 所述负载电容包括:

[0041] 电容,一端接所述总输出端,另一端接接地电压。

[0042] 主信号跨导中第二主信号跨导是反相跨导单元,其他跨导为同相跨导单元。

[0043] 所述第一到第 N 前馈补偿跨导都为反相跨导单元。

[0044] 所述主信号跨导包括第一主信号跨导单元、第二主信号跨导单元和第三主信号跨导单元,所述前馈补偿跨导包括第一前馈补偿跨导单元和第二前馈补偿跨导单元,所述补偿电容包括第一电容和第二电容,组成了补偿电路基本单元,在该基本单元基础上扩展实

现 N 级跨导放大器。

[0045] 所述主信号跨导和前馈补偿跨导可以是全差分结构,在全差分结构中补偿电容个数是单端结构时所需电容个数的两倍。

[0046] 本发明提供的 RNGCC 电路,在主信号跨导第一主信号跨导单元、第二主信号跨导单元和第三主信号跨导单元,前馈补偿跨导第一前馈补偿跨导单元和第二前馈补偿跨导单元,补偿电容第一电容和第二电容,组成了补偿电路基本单元,在该基本单元基础上扩展实现 N 级跨导放大器;只有一个补偿电容由于米勒效应直接叠加在负载电容上,这样有效改善 N 级跨导放大器信号带宽。并且,本发明提供的 RNGCC 电路,与相同级数主信号跨导单元的 NGCC 电路相比,使用的主信号跨导、前馈跨导、补偿电容个数相同,但是实现的拓扑结构不同产生左半平面零点有效改善相位裕度。并且,本发明提供的 RNGCC 电路同相跨导和反相跨导结构简单,适合于未来 CMOS 工艺所必须的低电源电压,有着广阔的应用前景。

附图说明

[0047] 图 1 是经典 LDO 结构的示意图;

[0048] 图 2 是本发明 RNGCC 电路的实施例的示意图;

[0049] 图 3 是采用 NGCC 电路实现的三级跨导放大器的示意图;

[0050] 图 4 是采用 RNGCC 电路实现的三级跨导放大器的示意图;

[0051] 图 5 是本发明 RNGCC 电路的一种晶体管级三级跨导放大器的实施例的示意图;

[0052] 图 6 是对比分析 RNGCC 和 NGCC 电路实现的三级跨导放大器的幅频曲线;

[0053] 图 7 是对比分析 RNGCC 和 NGCC 电路实现的三级跨导放大器的相频曲线。

具体实施方式

[0054] 下面通过附图和实施例,对本发明的技术方案做进一步的详细描述。

[0055] 图 2 是本发明 RNGCC 电路的实施例的示意图,如图 2 所示,本实施例的 RNGCC 电路包括:

[0056] 一主信号跨导,包括 N+1 个主信号跨导 (g_m) 单元,N+1 个主信号跨导单元级联,形成主信号路径;

[0057] 一前馈补偿跨导,包括 N 个前馈补偿跨导 (g_{mf}) 单元,用来补偿右半平面零点,改善相位裕度;

[0058] 一补偿电容,包括 N 个电容,由于米勒效应分离主极点和非主极点,用来提高跨导放大器稳定性;

[0059] 一负载电容,包括一个电容,与负载电阻一起形成跨导放大器极点。

[0060] 本发明提供的 RNGCC 电路,在主信号跨导 g_{m1} 、 g_{m2} 和 g_{m3} ,前馈补偿跨导 g_{mf1} 和 g_{mf2} ,补偿电容 C_{m1} 和 C_{m2} 组成了 RNGCC 电路基本单元的基础上扩展到 N 级跨导放大器;只有一个补偿电容 ($C_{m(n)}$) 由于米勒效应直接叠加在负载电容上,这样有效改善 N 级跨导放大器信号带宽。

[0061] 上述方案中,主信号跨导包括:

[0062] 第一主信号跨导单元 111 (g_{m1}),该第一主信号跨导单元的输入接总输入端 102 (V_{in}),输出为第一输出端 net1;

[0063] 第二主信号跨导单元 112(g_{m2}), 该第二主信号跨导单元的输入接第一输出端 net1, 输出为第二输出端 net2;

[0064] 第三主信号跨导单元跨导 113(g_{m3}), 该第三主信号跨导单元的输入接 net2, 输出为第三输出端 net3;

[0065] 第四主信号跨导单元 114(g_{m4}) 到第 N 主信号跨导单元 11(n) ($g_{m(n)}$) 逐级级联成主信号跨导串, 该主信号跨导串的输入接第三输出端 net3, 输出为第 N 输出端 net(n);

[0066] 第 N+1 主信号跨导单元 11($n+1$) ($g_{m(n+1)}$), 该第 N+1 主信号跨导单元的输入接第 N 输出端 net(n), 输出接总输出端 104(V_{out})。

[0067] 上述方案中, 前馈补偿跨导包括:

[0068] 第一前馈补偿跨导单元 131(g_{mf1}), 该第一前馈补偿跨导单元的输入接总输入端 102, 输出接总输入端 net2;

[0069] 第二前馈补偿跨导单元 132(g_{mf2}), 该第二前馈补偿跨导单元的输入接总输入端 102, 输出接第三输出端 net3;

[0070] 第三前馈补偿跨导单元 133(g_{mf3}) 到第 N-1 前馈补偿跨导单元 13($n-1$) ($g_{mf(n-1)}$) 形成前馈补偿跨导系列, 该形成前馈补偿跨导系列的输入接总输入端 102, 输出分别接第四输出端 net4 到第 N 输出端 net(n);

[0071] 第 N 前馈补偿跨导 13(n) ($g_{mf(n)}$), 该第 N 前馈补偿跨导的输入接总输入端 102, 输出接总输出端 104。

[0072] 上述方案中, 所述补偿电容包括:

[0073] 第一电容 121(C_{m1}), 一端接第一输出端 net1, 另一端接第二输出端 net2;

[0074] 第二电容 122(C_{m2}), 一端接第一输出端 net1, 另一端接第三输出端 net3;

[0075] 第三电容 123(C_{m3}) 到第 N-1 电容 12($n-1$) ($C_{m(n-1)}$), 一端接第一输出端 net1, 另一端接第 N 输出端 net(n);

[0076] 第 N 电容 12(n) ($C_{m(n)}$), 一端接第一输出端 net1, 另一端接总输出端 104。

[0077] 上述方案中, 所述负载电容包括:

[0078] 电容 121(C_L), 一端接总输出端 104, 另一端接接地电压 GND。

[0079] 上述方案中, 主信号跨导中第二主信号跨导 112(g_{m2}) 是反相跨导单元, 其他跨导为同相跨导单元。

[0080] 前馈补偿跨导都是反相跨导单元。

[0081] 上述方案中, 主信号跨导包括第一主信号跨导单元 111(g_{m1})、第二主信号跨导单元 112(g_{m2}) 和第三主信号跨导单元 113(g_{m3}), 前馈补偿跨导包括第一前馈补偿跨导单元 121(g_{mf1}) 和第二前馈补偿跨导单元 122(g_{mf2}), 补偿电容包括第一电容 131(C_{m1}) 和第二电容 132(C_{m2}) 组成了 RINGCC 电路基本单元。在该基本单元基础上扩展实现 N 级跨导放大器。

[0082] 上述方案中, 主信号跨导和前馈补偿跨导可以是全差分结构, 在全差分结构中补偿电容个数是单端结构时所需电容个数的两倍。

[0083] 下面通过定量分析说明本发明翻转网络跨导 - 电容补偿的技术方案。如图 2 所示, 忽略跨导放大器的输入和输出节点的寄生电容, 设跨导放大器的输出阻抗分别为 r_{o1} 、 r_{o2} 、 \dots 、 $r_{o(n+1)}$, 同时设跨导放大器的跨导分别为 g_{m1} 、 g_{m2} 、 \dots 、 $g_{m(n+1)}$ 和前馈跨导放大器分别

为 g_{mf1} 、 g_{mf2} 、 \dots 、 $g_{mf(n)}$ ， C_{m1} 、 C_{m2} 、 \dots 、 $C_{m(n)}$ 为补偿电容，并假设 $g_{mf1} = g_{mf2} = L = g_{mf(n)} = g_{m1}$ 可以推出传输函数为：

[0084]

$$H(s) = \frac{1 + \sum_{i=1}^{n-3} s^i \frac{\sum_{k=i+1}^{n-1} C_{m(k)}}{g_{m(2)}} \prod_{j=1}^{i-1} \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+2)}} + s^{n-2} \frac{C_{m(n-1)}}{g_{m(n-1)}} \prod_{i=1}^{n-3} \frac{C_{m(i)}}{g_{m(i+1)}}}{A g_{m1} + \sum_{i=1}^{n-2} s^i \left\{ \frac{C_{m(n-2)}}{g_{m(n)}} \left(\frac{C_L + C_{m(n-1)}}{C_{m(n-1)}} \right) \left[\frac{C_{m(n-3)}}{g_{m(n-1)}} \sum_{j=1}^{i-2} \left(\frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+2)}} - \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+1)}} \right) - \prod_{j=1}^{i-1} \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+1)}} \right] - \prod_{j=1}^i \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+1)}} \right\} + s^{n-1} \frac{C_L}{g_{m(2)}} \prod_{j=1}^{n-2} \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+2)}}$$

[0085] (1)

[0086] 其中， $A = (1 + s C_{m(n+1)} g_{m(n+1)} r_{o1} r_{o(n+1)}) \prod_{i=2}^{n-1} g_{mi} r_{oi}$ 补充说明公式 (1)：当 $n = 3$ 时，设分

子中 $\sum_{i=1}^{n-3} s^i \frac{\sum_{k=i+1}^{n-1} C_{m(k)}}{g_{m2}} \prod_{j=1}^{i-1} \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+2)}} = 0$ 和分母中 $\frac{C_{m(0)}}{g_{m(2)}} = 1$ ；当 $i \leq 2$ 时， $\sum_{j=1}^{i-2} \left(\frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+2)}} - \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+1)}} \right) = 1$ 当

$i = 1$ 时， $\prod_{j=1}^{i-1} \frac{C_{m(j)}}{g_{m(j+1)}} = 0$ RNGCC 补偿方案的传输函数中分子产生跨导放大器中的零点项，公

式 (1) 中分子的各项系数均大于零，由一元实系数多项式的系数和根的关系可以知道公式 (1) 中分子的根均为负值，也就是说 RNGCC 补偿方案的传输函数所产生的零点是左半平面零点。跨导放大器的增益带宽积 (GBW) 直接影响放大器的闭环建立时间，相位裕度 (PM) 用来判断放大器的稳定性。一个放大器的相位裕度与增益带宽积、零极点之间关系为：

[0087]

$$PM = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{GBW}{P_{-3dB}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{GBW}{P_{nd}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{GBW}{z} \right) \quad (2)$$

[0088] 其中， p_{-3dB} 是主极点， p_{nd} 是非主极点， z 是零点。公式 (2) 可以知道极点不断减少相位裕度，而左半平面零点增加相位裕度。

[0089] 以三级跨导放大器为例，对比分析已有的 NGCC 电路和本发明的 RNGCC 电路。图 3 是采用 NGCC 电路实现的三级跨导放大器，如图 3 所示，忽略跨导放大器的输入和输出节点的寄生电容，设跨导放大器的输出阻抗分别为 r_{o1} 、 r_{o2} 和 r_{o3} ，同时设跨导放大器的跨导分别为 g_{m1} 、 g_{m2} 和 g_{m3} ，设前馈跨导放大器分别为 g_{mf1} 和 g_{mf2} ， C_{m1} 和 C_{m2} 为补偿电容，并假设 $g_{mf1} = g_{m1}$ 和 $g_{mf2} = g_{m2}$ 可以推出传输函数为：

$$H(s) = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} r_{o1} r_{o2} r_{o3}}{(1 + s C_{m1} g_{m2} g_{m3} r_{o1} r_{o2} r_{o3}) (1 + s \frac{C_{m2}}{g_{m2}} + s^2 \frac{C_{m2} C_L}{g_{m2} g_{m3}})} \quad (3)$$

[0091] 采用 NGCC 电路实现的三级跨导放大器的相位裕度与增益带宽积、零极点之间关系为：

[0092]

$$PM = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{GBW}{P_{-3dB}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{GBW}{P_{2nd}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{GBW}{P_{3nd}} \right) \quad (4)$$

[0093] 其中， p_{-3dB} 是主极点， p_{2nd} 和 p_{3nd} 是非主极点。图 4 是采用 RNGCC 电路实现的三级跨导放大器的示意图，如图 4 所示，忽略跨导放大器的输入和输出节点的寄生电容，设跨导

放大器的输出阻抗分别为 r_{o1} 、 r_{o2} 和 r_{o3} ，同时设跨导放大器的跨导分别为 g_{m1} 、 g_{m2} 和 g_{m3} ，设前馈跨导放大器分别为 g_{mf1} 和 g_{mf2} ， C_{m1} 和 C_{m2} 为补偿电容，并假设 $g_{mf1} = g_{mf2} = g_{m1}$ 可以推出传输函数为：

$$[0094] \quad H(s) = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}r_{o1}r_{o2}r_{o3}(1+s\frac{C_{m2}}{g_{m2}})}{(1+sC_{m2}g_{m2}g_{m3}r_{o1}r_{o2}r_{o3})(1+s[\frac{C_{m1}}{g_{m3}}(\frac{C_L}{C_{m2}}+1)-\frac{C_{m1}}{g_{m2}}]+s^2\frac{C_{m1}C_L}{g_{m2}g_{m3}})} \quad (5)$$

[0095] 采用 RNGCC 电路实现的三级跨导放大器的相位裕度与增益带宽积、零极点之间关系为：

[0096]

$$PM = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{p_{-3dB}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{p_{2nd}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{p_{3nd}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{z_1}\right) \quad (6)$$

[0097] 其中， p_{-3dB} 是主极点， p_{2nd} 和 p_{3nd} 是非主极点， z_1 是零点。

[0098] 本发明提供的采用 RNGCC 电路实现的三级跨导放大器，如图 4 所示，与图 3 所示采用 NGCC 电路实现的三级跨导放大器相比，都使用了 3 个主信号跨导、2 个前馈跨导、2 个补偿电容，由于两种补偿电路实现的拓扑结构不同使得采用 RNGCC 电路实现的三级跨导放大器产生左半平面零点有效改善相位裕度。在假设两种补偿方案的主极点和非主极点的位置相同的条件下，对比公式 (3) 和公式 (4) 可以得出，本发明提出的 RNGCC 电路实现的多级跨导放大器由于增加左半平面零点改善相位裕度。

[0099] 图 5 是本发明 RNGCC 电路的一种晶体管级三级跨导放大器的实施例的示意图，如图 5 所示，图 5 给出了图 4 的一种晶体管级的实施例。晶体管 (M1) 和晶体管 (M1) 组成差分转单端的第一主信号跨导 g_{m1} ，并且由于晶体管 (M1) 的栅极 V_{ip} 到晶体管 (M2) 的漏极 $net1$ 是同相，因此，称跨导 g_{m1} 为同相跨导。晶体管 (M7) 对应第二主信号跨导 g_{m2} ，由于晶体管 (M7) 的栅极 $net1$ 到晶体管 (M7) 的漏极 $net2$ 是反相，因此，称跨导 g_{m2} 为反相跨导。晶体管 (M9) 对应第三主信号跨导 g_{m3} ，由于晶体管 (M9) 的栅极 $net2$ 到晶体管 (M12) 的漏极 V_{out} 是同相，因此，称跨导 g_{m2} 为同相跨导。晶体管 (M15)、晶体管 (M5) 和晶体管 (M6) 都是产生前馈跨导的辅助电路。晶体管 (M8) 对应第一前馈跨导 g_{mf1} ，由于晶体管 (M1) 的栅极 V_{ip} 到晶体管 (M5) 的漏极 $net3$ 是反相，因此，称跨导 g_{mf1} 为反相跨导。晶体管 (M11) 对应第二前馈跨导 g_{mf2} ，由于晶体管 (M1) 的栅极 V_{ip} 到晶体管 (M5) 的漏极 V_{out} 是反相，因此，称跨导 g_{mf2} 为反相跨导。补偿电容 C_{m1} 接在 $net1$ 和 $net2$ 之间，而补偿电容 C_{m2} 接在 $net1$ 和 V_{out} 之间。 C_L 为负载电容。

[0100] 采用 HSPICE 仿真工具对比分析本发明提出的 RNGCC 电路实现的三级跨导放大器和现有的 NGCC 电路实现的三级跨导放大器。图 6 是对比分析 RNGCC 和 NGCC 电路实现的三级跨导放大器的幅频曲线，如图 6 所示，描述的曲线是幅频特性曲线，该曲线图的垂直坐标轴和水平坐标轴分别表示以分贝 (dB) 为单位的幅度特性和相应的频率 (Hz)。从该曲线可知两种技术方案对增益带宽积 (GBW) 之内的幅频特性的影响基本相同。图 7 是对比分析 RNGCC 和 NGCC 电路实现的三级跨导放大器的相频曲线，如图 7 所示，描述的曲线是相频特性曲线，该曲线图的垂直坐标轴和水平坐标轴分别表示以度 (deg) 为单位的相频特性和相应的频率 (Hz)。从该曲线可知本发明提出的 RNGCC 电路实现的三级跨导放大器的相位裕度

比 NGCC 电路实现的三级跨导放大器的相位裕度改善了 5 度 (deg)。该结果验证了公式 (6) 和公式 (4) 中相位裕度的改善程度是由于公式 (6) 中的左半平面零点增加的相位裕度。

[0101] 本发明提供的 RNGCC 电路,与相同级数主信号跨导单元的网络跨导-电容补偿电路 NGCC 相比,使用的主信号跨导、前馈跨导、补偿电容个数相同,但是实现的拓扑结构不同产生左半平面零点有效改善相位裕度。并且,本发明提供的 RNGCC 电路同相跨导和反相跨导结构简单,适合于未来 CMOS 工艺所必须的低电源电压,有着广阔的应用前景。

[0102] 最后应说明的是:以上实施例仅用以说明本发明的技术方案而非对其进行限制,尽管参照较佳实施例对本发明进行了详细的说明,本领域的普通技术人员应当理解:其依然可以对本发明的技术方案进行修改或者等同替换,而这些修改或者等同替换亦不能使修改后的技术方案脱离本发明技术方案的精神和范围。

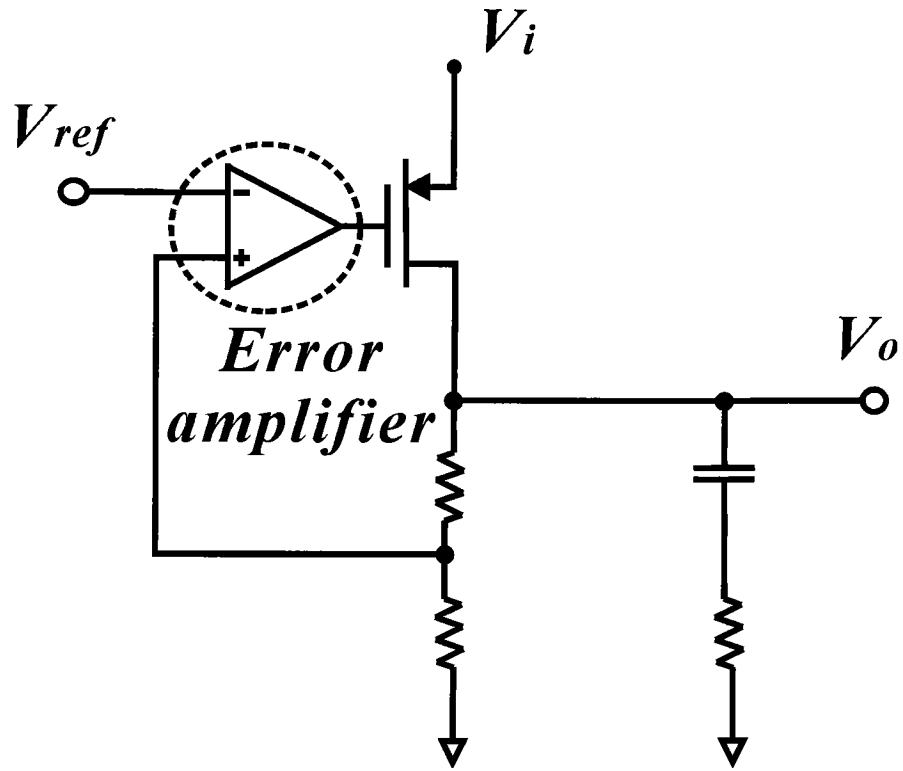


图 1

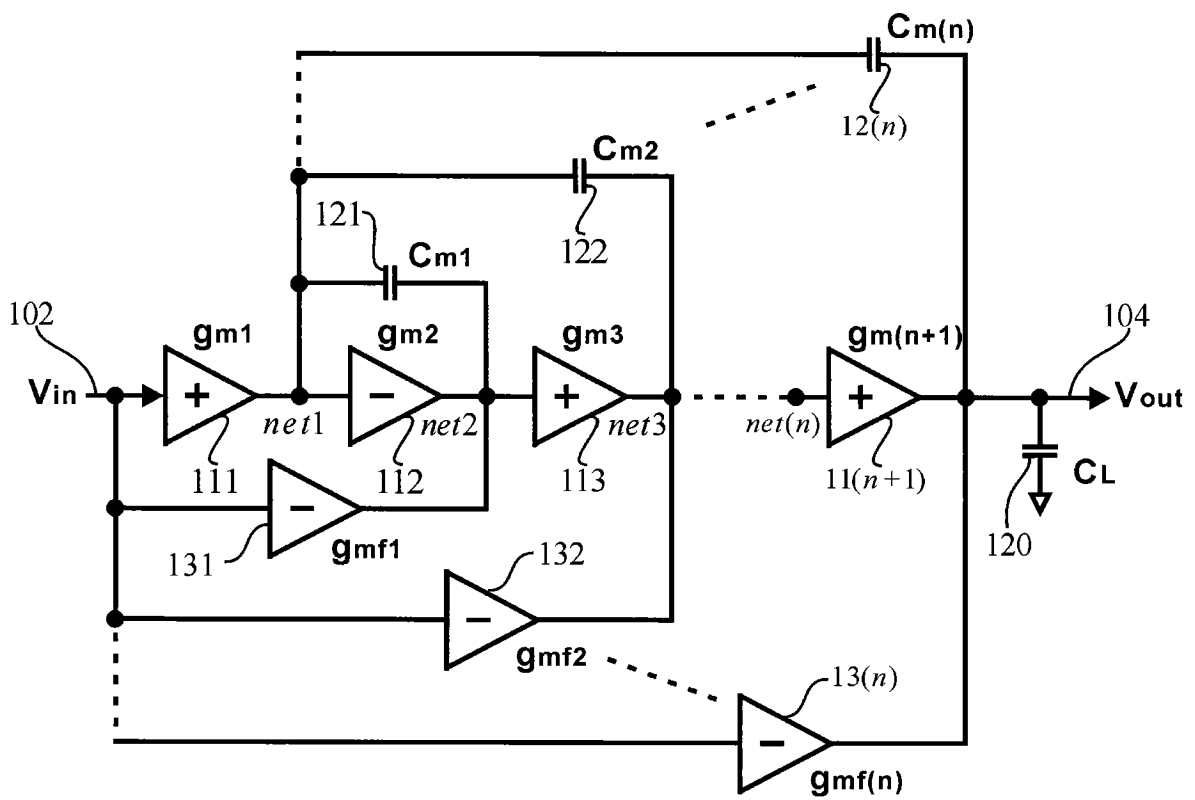


图 2

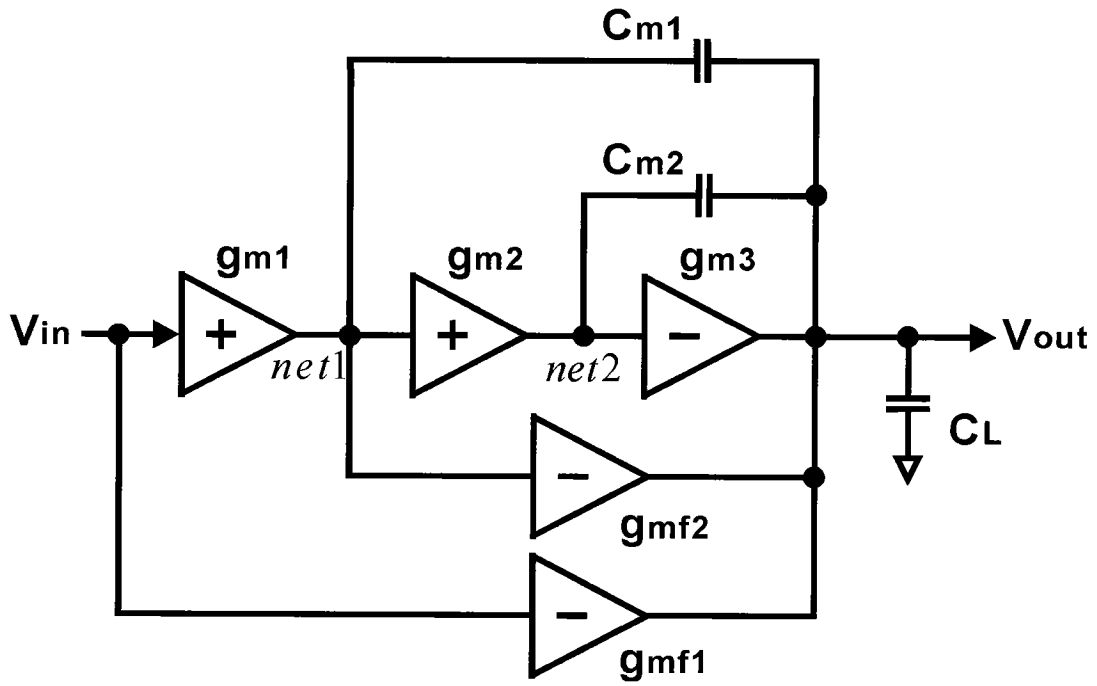


图 3

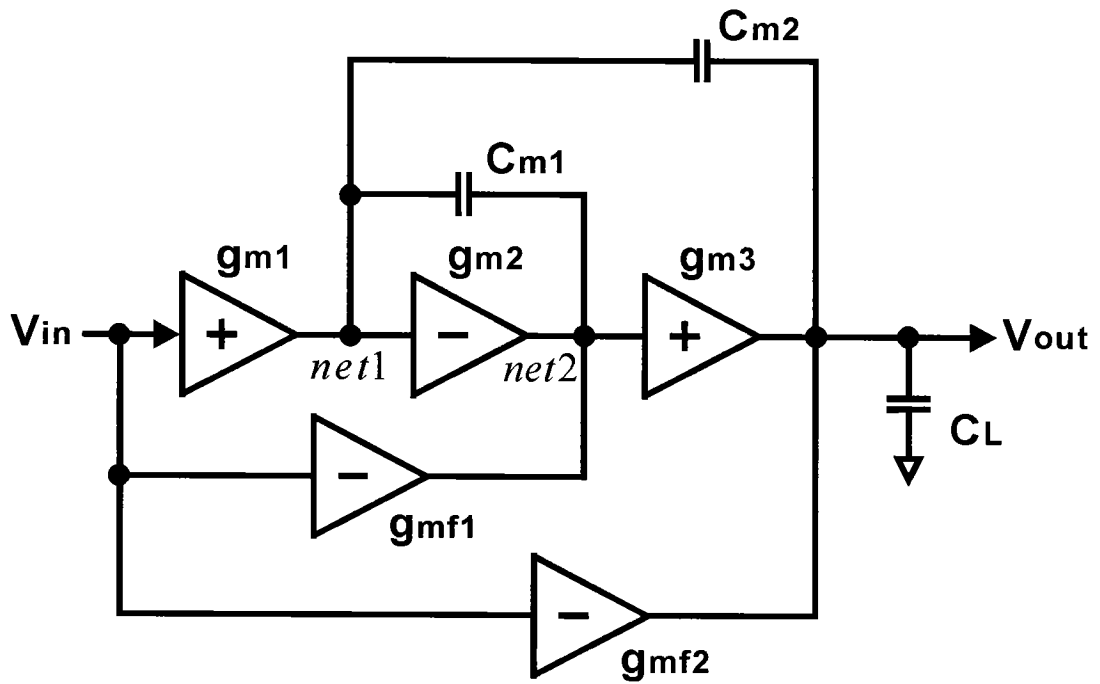


图 4

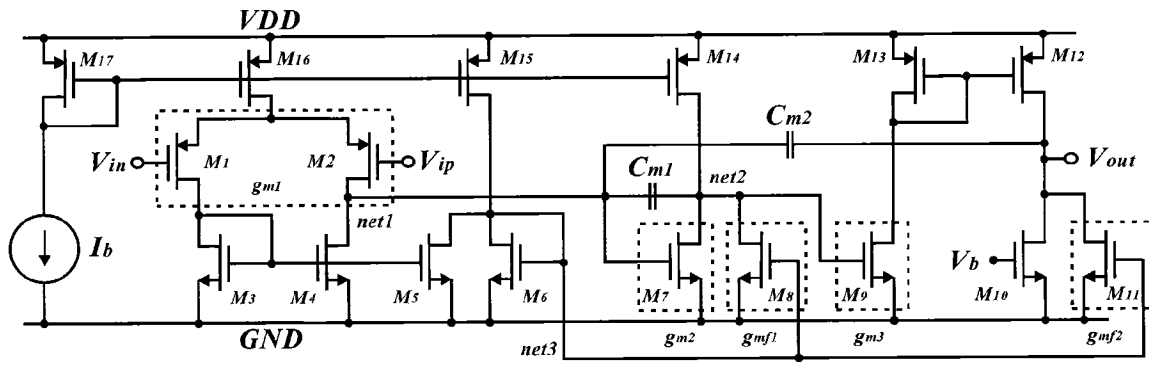


图 5

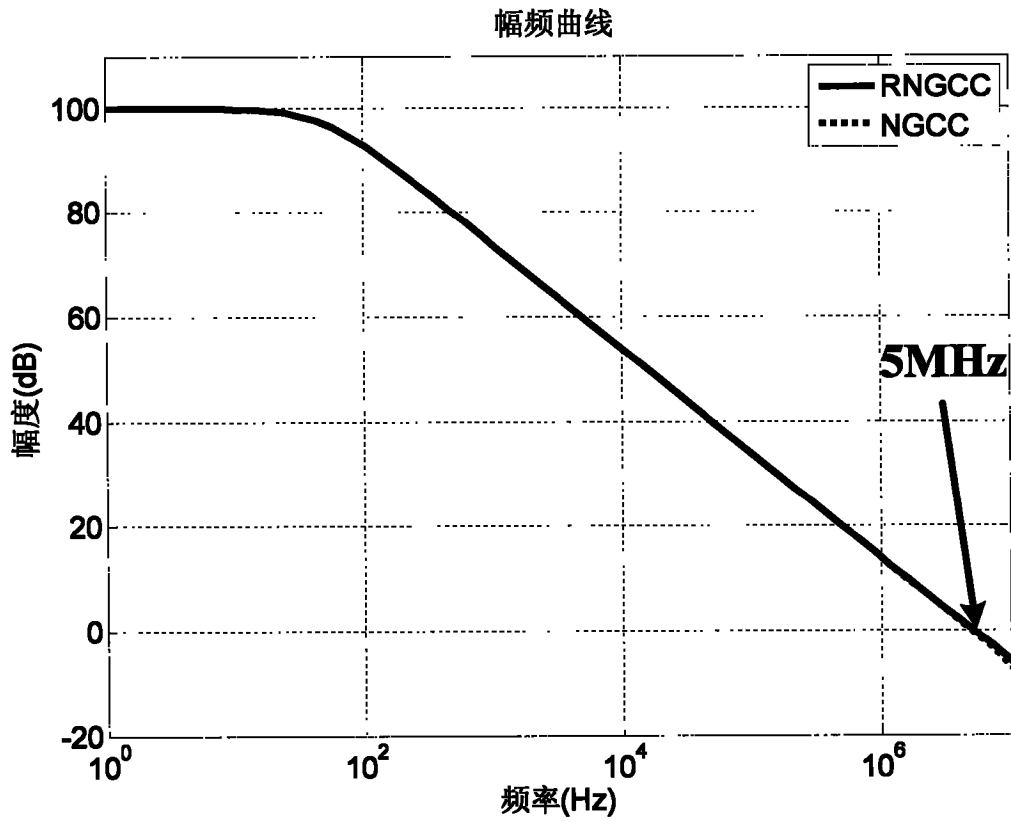


图 6

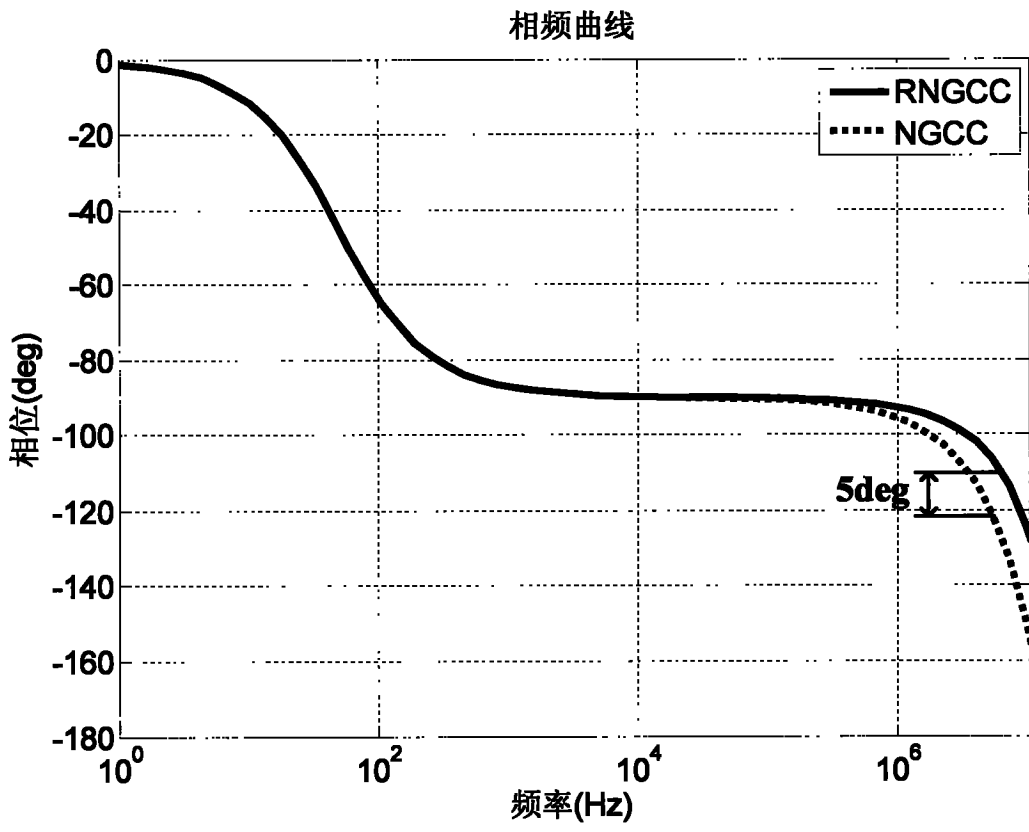


图 7