



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101425792 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 11

(21) 申请号 200810227128. 6

CN 1666416 A, 2005. 09. 07,

(22) 申请日 2008. 11. 21

US 2006/0202747 A1, 2006. 09. 14,

(73) 专利权人 中国科学院微电子研究所

审查员 袁克卿

地址 100029 北京市朝阳区北土城西路 3 号  
中科院微电子所

(72) 发明人 陈勇 周玉梅

(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.

H03H 11/04 (2006. 01)

H03H 11/12 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 4862121 A, 1989. 08. 29,

CN 1647376 A, 2005. 07. 27,

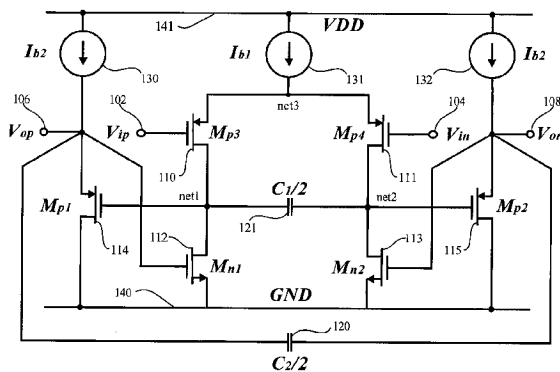
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种负反馈型混合积分器的双二阶单元

(57) 摘要

本发明公开了一种负反馈型混合积分器的双二阶单元,包括:第一级跨导-电容积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于接收输入电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第一级积分器;第二级基于源极跟随器积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于将第一级积分器输出的电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第二级积分器;反馈晶体管,包括两个 NMOS 晶体管,用于与两个积分器一起综合复数极点,并控制输出共模电压;电流源,提供双二阶单元的支路电流。本发明提出的负反馈型混合积分器的双二阶单元,用于级联设计方法实现高阶模拟滤波器。该结构中除了不需要共模反馈电路,还可以实现大于 0dB 的直流增益。



1. 一种负反馈型混合积分器的双二阶单元,其特征在于,包括:
  - 一第一级跨导-电容积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于接收输入电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第一级积分器;
  - 一第二级基于源极跟随器积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于将所述第一级积分器输出的电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第二级积分器;
  - 一反馈晶体管,包括两个 NMOS 晶体管,用于与所述两个积分器一起综合复数极点,并控制输出共模电压;
  - 一电流源,提供所述双二阶单元的支路电流;所述第一级跨导-电容积分器具体包括:
  - 第一 PMOS 管,该管的栅极接第一输入端,漏极标记为 net1,源极与衬底相连,标记为 net3;
  - 第二 PMOS 管,该管的栅极接第二输入端,漏极标记为 net2,源极与衬底接 net3;
  - 第一电容,一端接 net1,另一端接 net2;所述第二级基于源极跟随器积分器具体包括:
  - 第三 PMOS 管,该管的栅极接 net1,漏极接地电压,源极和衬底接第一输出端;
  - 第四 PMOS 管,该管的栅极接 net2,漏极接地电压,源极和衬底接第二输出端;
  - 第二电容,一端接第一输出端,另一端接第二输出端;所述反馈晶体管具体包括:
  - 第一 NMOS 管,该管的栅极接第一输出端,漏极接 net1,源极和衬底接地电压;
  - 第二 NMOS 管,该管的栅极接第二输出端,漏极接 net2,源极和衬底接地电压;所述电流源包括:
  - 第一电流源,正端接电源电压,负端接 net3;
  - 第二电流源,正端接电源电压,负端接第一输出端;
  - 第三电流源,正端接电源电压,负端接第二输出端。
2. 根据权利要求 1 所述的双二阶单元,其特征在于,所述反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环,与所述第二级基于源极跟随器积分器中的电容一起确定双二阶单元传输函数中复数极点。
3. 根据权利要求 1 所述的双二阶单元,其特征在于,所述双二阶单元的输入直流工作电压与输出直流工作电压相同。
4. 根据权利要求 1 所述的双二阶单元,其特征在于,在所述第一级跨导-电容积分器的输入晶体管的跨导值大于所述反馈晶体管的跨导值,该双二阶单元具有大于 0dB 的直流增益。

## 一种负反馈型混合积分器的双二阶单元

### 技术领域

[0001] 本发明涉及模拟滤波器设计领域，特别是一种负反馈型混合积分器的双二阶单元。

### 背景技术

[0002] 滤波器的概念最早是由美国的 G. Campbell 和德国的 K. Wagner 于 1915 年首先提出的。时至今日，滤波器的理论和技术已经得到不断的改进和创新。滤波其实是一种选频过程，滤波器是一种对输入信号进行特定频率处理从而得到希望输出信号的选频网络。根据输入信号时域特点，滤波器可以分为模拟滤波器和数字滤波器。由于模拟滤波器具有处理速度快、电路结构简单、功耗小等突出特点，使其在各种电子设备中有责广泛的应用。

[0003] 近些年来，随着无线通信技术的飞速发展和 CMOS 工艺技术的不断进步，实现无线通信收发机和数字基带电路系统单芯片的集成是未来发展的必然趋势。模拟滤波器的片上集成是片上系统发展中一个亟需解决的问题。1983 年，Hanu 和 Tsividis 提出了全集成 MOSFET 和电容的有源滤波器，揭开了全集成连续时间滤波器发展的序幕。Kharramabadi 和 Gray 首次提出了采用 CMOS 工艺的跨导 - 电容 (Gm-C) 滤波器，其中，跨导放大器 (Gm) 是将输入电压信号转换为电流信号的放大器。从此，片上集成有源滤波器中有跨导放大器和电容组成的跨导 - 电容 (Gm-C) 有源滤波器是模拟滤波器设计领域中一个热点研究方向。Gm-C 有源滤波器具有高频特性好、可调谐性强、电路综合能力好的特点。图 1 中所示为一个一阶全差分 Gm-C 积分器由晶体管跨导 (Gm1) 和负载电容组成积分器，其传输函数为：

$$[0004] \quad H(s) = \frac{G_{m1}}{sgC_L} \quad (1)$$

[0005] D'Amico 在参考文献《Stefano D'Amico, Matteo Conta and Andrea Baschiroto, "A 4.1-mW 10-MHz Fourth-Order Source-Follower-Based Continuous-Time Filter With 79-dB DR," IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp. 2713-2719, Dec. 2006》中描述了基于源极跟随器的有源滤波器打破了传统有源滤波器设计结构。图 2 中所示一个一阶基于源极跟随器积分器由源极跟随器跨导 (Gm1) 和负载电容组成积分器，其传输函数为：

$$[0006] \quad H(s) = \frac{G_{m1}}{G_{m1} + sgC_L} \quad (2)$$

[0007] 通常，二阶低通滤波器（低通双二阶单元）传输函数如下：

$$[0008] \quad H(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0}s + \omega_0^2} \quad (3)$$

[0009] 公式 (3) 中可知低通双二阶单元要有复数极点，因此要求一个晶体管级双二阶单元中要有可以综合复数极点的电路结构。D' Amico 提出的基于源极跟随器的全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元都是采用局部正反馈综合复数极点，这种方法消耗电压余度

使得这种结构很难在低电源电压下使用。低通双二阶单元主要应用在采用级联法设计高阶低通滤波器中。在级联法设计高阶低通滤波器中,所采用的低通双二阶单元的输入和输出共模电平相同易于使用相同的低通双二阶单元直接级联实现高阶低通滤波器。有关有源滤波器的相关知识可参考 Deliyannis, T., Sun, Y., and Fidler, J., K.: 'Continuous-Time Active Filter Design' Boca Raton, FL :CRC,1999。

[0010] 上述用于实现 Gm-C 有源滤波的全差分 Gm-C 双二阶单元如图 1 所示,该双二阶单元要求额外的共模反馈电路,检测输出共模电压,反馈信号调节电流源(Ib)的电流以稳定输出共模电压,这样就消耗了更多的功耗。参考文献《Stefano D'Amico, Matteo Conta and Andrea Baschirotto, "A 4.1-mW 10-MHz Fourth-Order Source-Follower-Based Continuous-Time Filter With 79-dBDR," IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp. 2713-2719, Dec. 2006》描述的四阶低通滤波器由两个低通双二阶单元级联实现,但是全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元的输入共模电平不相等,所以要采用全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元级联而不能只用全 PMOS 双二阶单元级联实现四阶低通滤波器或不能只用全 NMOS 双二阶单元级联实现四阶低通滤波器。若采用 D'Amico 提出的基于源极跟随器的全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元实现更高阶低通滤波器,必须采用全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元交替级联才能满足级间共模要求。

[0011] 目前全差分 Gm-C 低通双二阶单元输入和输出共模电平相同易于直接级联实现高阶低通滤波器,但是需要共模反馈电路消耗额外功耗。基于源极跟随器的全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元存在的一些问题:(1) 基于源极跟随器的全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元不需要共模反馈,但是输入和输出共模电平不相等必须交替级联采用满足级间共模要求;(2) 参考文献《Stefano D'Amico, Matteo Conta and Andrea Baschirotto, "A 4.1-mW 10-MHz Fourth-Order Source-Follower-Based Continuous-Time Filter With 79-dBDR," IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp. 2713-2719, Dec. 2006》描述的四阶低通滤波器中全 PMOS 双二阶单元没有增益损失,而全 NMOS 双二阶单元有 3.5dB 增益损失,该种结构的双二阶单元增益不能大于 0dB。

[0012] 目前全 PMOS 双二阶单元和全 NMOS 双二阶单元是采用内部正反馈稳定输出共模电平,而采用负反馈稳定输出共模电平的技术还没有应用到低通双二阶单元中。

## 发明内容

[0013] 有鉴于此,本发明的目的在于提供一种负反馈型混合积分器的双二阶单元,用于在不增加共模反馈电路情况下,降低滤波器单元功耗。

[0014] 为实现上述目的,本发明提供了一种负反馈型混合积分器的双二阶单元,包括:

[0015] 一第一级跨导-电容积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于接收输入电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第一级积分器;

[0016] 一第二级基于源极跟随器积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于将所述第一级积分器输出的电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第二级积分器;

[0017] 一反馈晶体管,包括两个 NMOS 晶体管,用于与所述两个积分器一起综合复数极点,并控制输出共模电压;

[0018] 一电流源,提供所述双二阶单元的支路电流。

[0019] 本发明的实施例提供的这种负反馈型混合积分器的双二阶单元,反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环,与该积分器中的电容一起确定了双二阶单元传输函数中复数极点。因此该单元可以用于级联法设计高阶模拟滤波器;并且反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环,稳定全差分结构输出的直流工作点,因此不需要共模反馈电路,降低了滤波器单元功耗。同时,该双二阶单元的输入和输出共模电平相等,与现有技术相比,增加了输入和输出共模电平的应用范围。

[0020] 此外,本发明的双二阶单元可以使输入直流工作电压与输出直流工作电压相同,易于采用级联设计方法实现高阶模拟滤波器。在第一级积分器的输入晶体管的跨导值大于反馈晶体管的跨导值,该双二阶单元具有大于 0dB 的直流增益。

### 附图说明

[0021] 图 1 为现有技术中一阶跨导 - 电容积分器的结构示意图;

[0022] 图 2 为现有技术中一阶基于源极跟随器积分器的结构示意图;

[0023] 图 3 为本发明的实施例中负反馈型混合积分器的双二阶单元的一种实施例的结构示意图;

[0024] 图 4 为本发明的实施例中双二阶单元级联实现四阶巴特沃斯滤波器的示意图;

[0025] 图 5 为采用本发明实施例提供的双二阶单元级联实现四阶巴特沃斯滤波器的幅频曲线示意图。

### 具体实施方式

[0026] 本发明的实施例提供了一种负反馈型混合积分器的双二阶单元,反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环,与该积分器中的电容一起确定了双二阶单元传输函数中复数极点。因此该单元可以用于级联法设计高阶模拟滤波器;并且反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环,稳定全差分结构输出的直流工作点,因此不需要共模反馈电路,降低了滤波器单元功耗。并且本发明的双二阶单元可以使输入直流工作电压与输出直流工作电压相同,易于采用级联设计方法实现高阶模拟滤波器。在第一级积分器的输入晶体管的跨导值大于反馈晶体管的跨导值,该双二阶单元具有大于 0dB 的直流增益。

[0027] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚,下面结合附图对本发明作进一步的详细描述。

[0028] 图 3 是本发明实施例中提供的一种负反馈型混合积分器的双二阶单元的结构图,具体的电路描述如下:

[0029] 一第一级跨导 - 电容积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于接收输入电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第一级积分器;

[0030] 一第二级基于源极跟随器积分器,包括两个 PMOS 晶体管和一个电容,用于将第一级积分器输出的电压信号转换成电流信号,给电容充电,形成第二级积分器;

[0031] 一反馈晶体管,包括两个 NMOS 晶体管,用于与两个积分器一起综合复数极点,并控制输出共模电压;

- [0032] 一电流源,提供双二阶单元的支路电流。
- [0033] 其中,所述第一级跨导-电容积分器具体包括:
- [0034] 第一 PMOS 管 (Mp3),用于接收输入电压信号转换成电流信号,该管的栅极接第一输入端 (Vip),漏极标记为 net1,源极与衬底相连,标记为 net3;
- [0035] 第二 PMOS 管 (Mp4),用于接收输入电压信号转换成电流信号,该管的栅极接第二输入端 (Vin),漏极标记为 net2,源极与衬底接 net3;
- [0036] 第一电容 (C1),用于接收第一 PMOS 管 (Mp3) 和第二 PMOS 管 (Mp4) 输出的差分电流信号,一端接 net1,另一端接 net2。
- [0037] 所述第二级基于源极跟随器积分器包括:
- [0038] 第三 PMOS 管 (Mp1),用于接收输入电压信号转换成电流信号,该管的栅极接 net1,漏极接地电压 GND,源极和衬底接第一输出端 (Vop);
- [0039] 第四 PMOS 管 (Mp2),用于接收输入电压信号转换成电流信号,该管的栅极接 net2,漏极接地电压 GND,源极和衬底接第二输出端 (Von);
- [0040] 第二电容 (C2),用于接收第三 PMOS 管 (Mp1) 和第四 PMOS 管 (Mp2) 输出的差分电流信号,一端接第一输出端,另一端接第二输出端。
- [0041] 所述反馈晶体管包括:
- [0042] 第一 NMOS 管 (Mn1),用于与两个积分器一起综合复数极点,并控制输出共模电压,该管的栅极接第一输出端,漏极接 net1,源极和衬底接地电压 GND;
- [0043] 第二 NMOS 管 (Mn2),用于与两个积分器一起综合复数极点,并控制输出共模电压,该管的栅极接第二输出端,漏极接 net2,源极和衬底接地电压 GND。
- [0044] 所述电流源包括:
- [0045] 第一电流源 (Ib1),提供双二阶单元的支路电流,正端接电源电压 VDD,负端接 net3;
- [0046] 第二电流源 (Ib2),提供双二阶单元的支路电流,正端接电源电压 VDD,负端接第一输出端;
- [0047] 第三电流源 (Ib2),提供双二阶单元的支路电流,正端接电源电压 VDD,负端接第二输出端。
- [0048] 在以上双二阶单元中,反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环,与积分器中的电容一起确定了双二阶单元传输函数中复数极点,稳定全差分结构输出的直流工作点,因此不需要共模反馈电路;并且可以使得该双二阶单元的输入直流工作电压与输出直流工作电压相同,易于采用级联设计方法实现高阶模拟滤波器。
- [0049] 此外,在第一级积分器的输入晶体管的跨导值大于反馈晶体管的跨导值,该双二阶单元具有大于 0dB 的直流增益;第一级间差分电容元件的值为 C1/2,第二级间差分电容元件的值为 C2/2。
- [0050] 为了进一步阐述本发明提出的负反馈型混合积分器的双二阶单元的具体实施方式,如图 3 所示,反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环,与积分器中的电容一起确定了双二阶单元传输函数中复数极点。忽略输出跨导、晶体管的寄生电容,并且设 Mp3 和 Mp4 的跨导为 gm1,设 Mp1 和 Mp2 的跨导为 gm3,设 Mn1 和 Mn1 的跨导为 gm2。可以得到滤波器传输函数:

$$[0051] \quad H(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1gC_2}}{s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1gC_2}} \quad (3)$$

[0052] 可以得到滤波器特性参数 ( $\omega_0$  是极点特征频率, Q 是品质因数, K 是直流增益) 为:

$$[0053] \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1gC_2}} \quad (4)$$

$$[0054] \quad Q = \sqrt{\frac{C_2g_{m3}}{C_1g_{m2}}} \quad (5)$$

$$[0055] \quad K = \frac{g_{m1}}{g_{m3}} \quad (6)$$

[0056] 采用级联设计方法, 将两个本发明提出的图 3 所示的双二阶单元级联, 实现四阶巴特沃斯滤波器, 如图 4 所示。采用 SMIC (Semiconductor Manufacturing International Corporation 中芯国际集成电路制造有限公司) CMOS 0.18  $\mu$ m 混合信号工艺仿真图 4 中四阶巴特沃斯滤波器, 以验证本发明的正确性。

[0057] 图 5 中描述的曲线是图 4 中采用本发明提出的双二阶单元级联实现四阶巴特沃斯滤波器的幅频曲线, 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)。从该曲线可知道: (1)、实现了公式 (3) 的传输特性, 进而验证了反馈晶体管与第二级基于源极跟随器积分器中的源极跟随器形成负反馈环, 与积分器中的电容一起确定了双二阶单元传输函数中复数极点。(2)、从公式 (3) 中可以指出图 5 中实现的四阶巴特沃斯滤波器具有直流增益 7.7dB, 可以设定每一级双二阶单元的  $g_{m1}/g_{m3}$  比值不同调整整个滤波器的直流增益。

[0058] 本发明提供的双二阶单元采用负反馈技术将跨导 - 电容积分器和基于源极跟随器积分器结合形成双二阶单元, 以采用级联设计方法实现高阶模拟滤波器。由于该双二阶单元中采用负反馈技术, 结合了跨导 - 电容积分器 (图 1 所示) 和基于源极跟随器积分器 (图 2 所示) 两种积分器, 因此, 该双二阶单元被称为“负反馈型混合积分器的双二阶单元”。由于该单元采用负反馈稳定输出直流工作点, 因此该单元不需要共模反馈电路。

[0059] 总之, 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已, 并非用于限定本发明的保护范围。

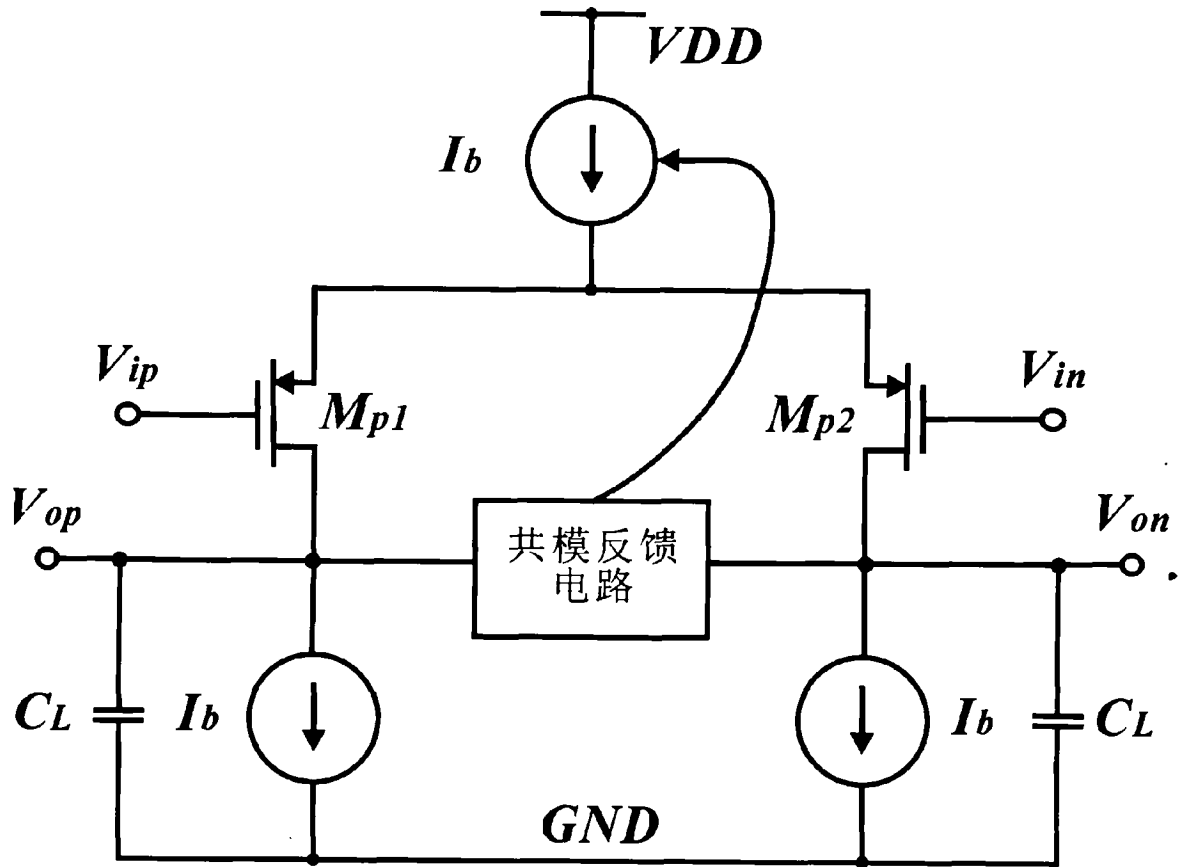


图 1

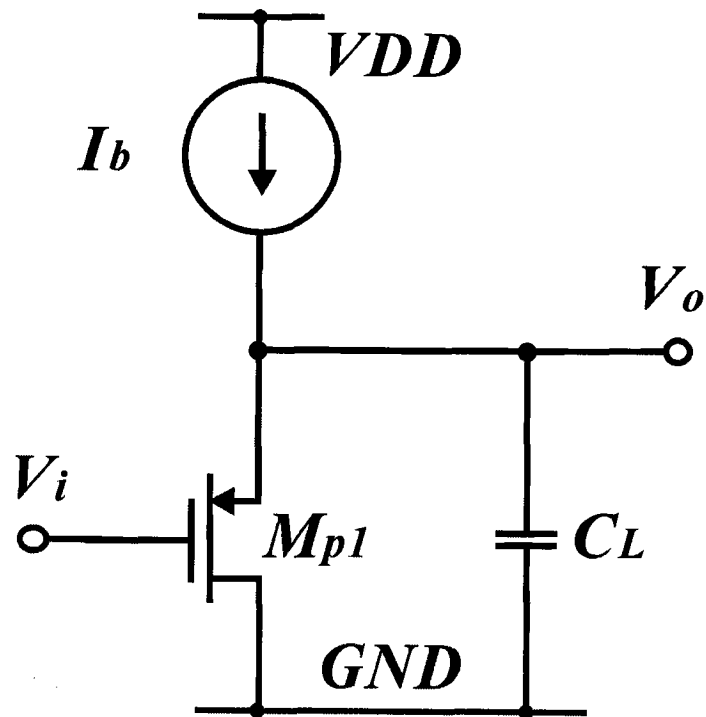


图 2



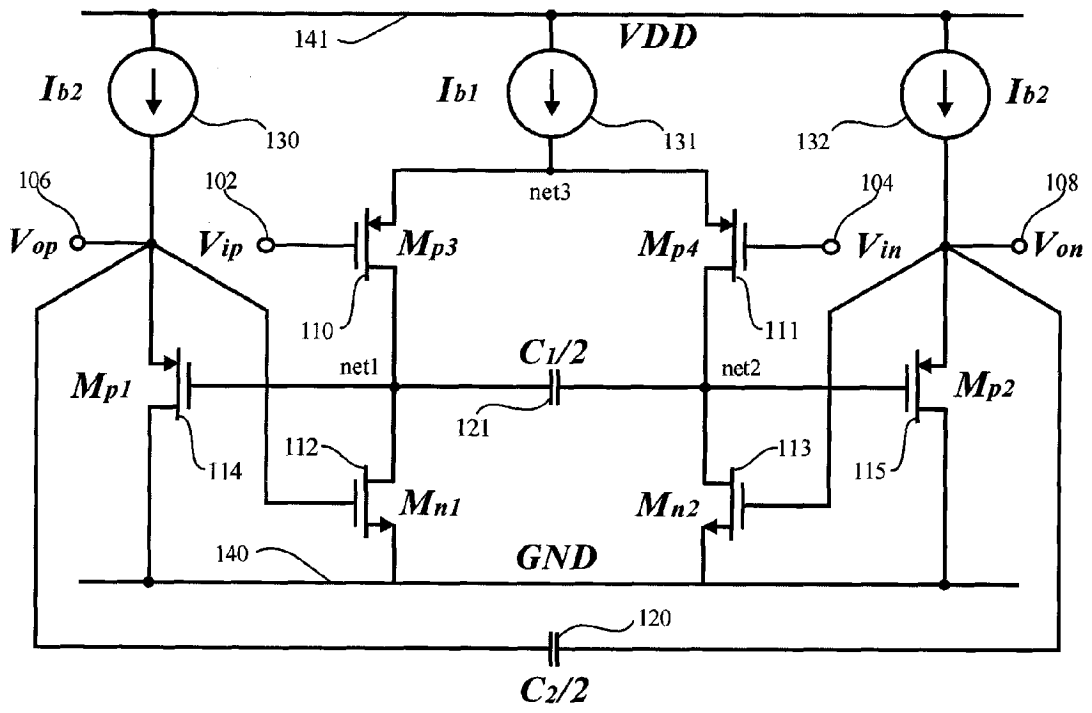


图 3

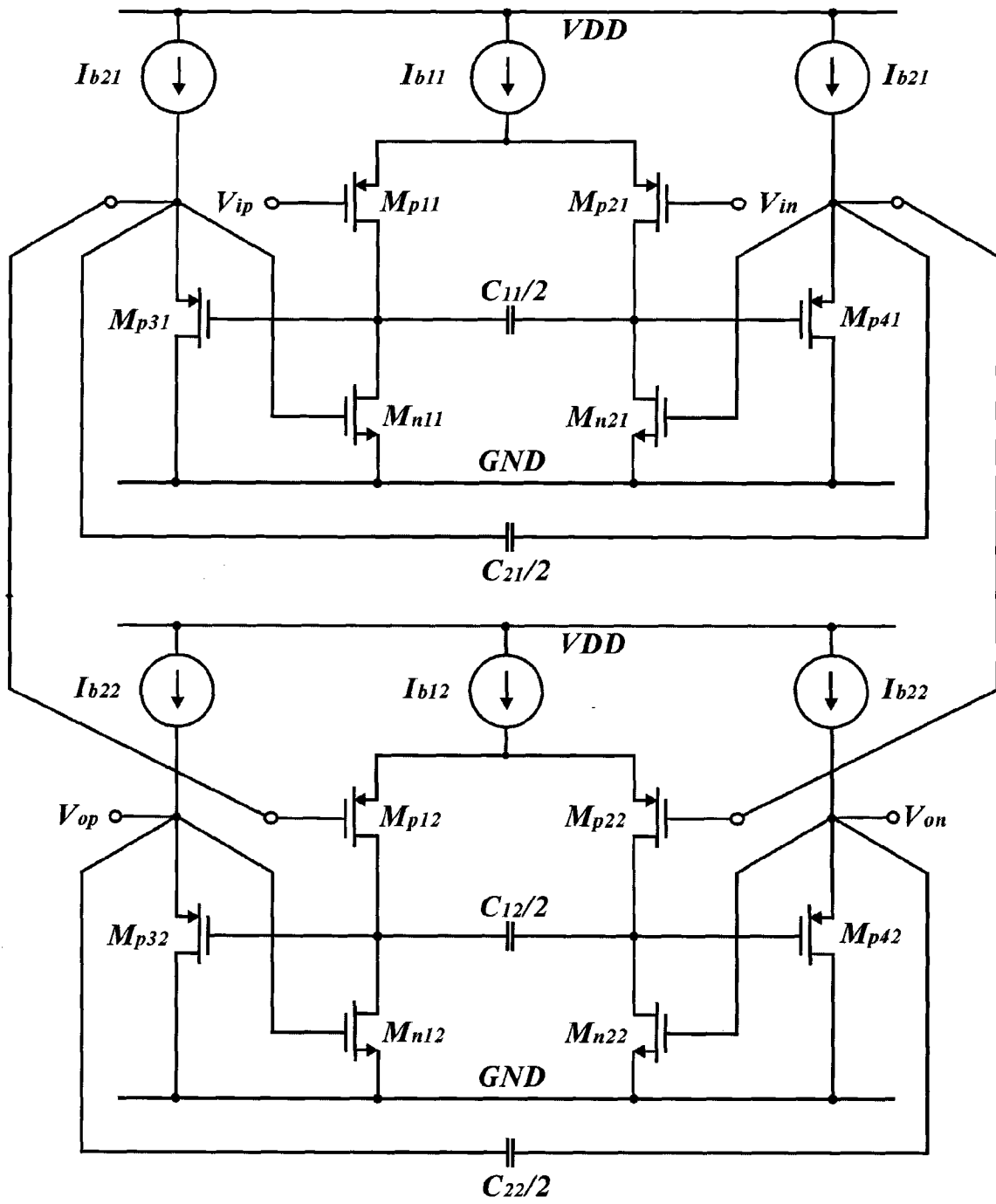


图 4

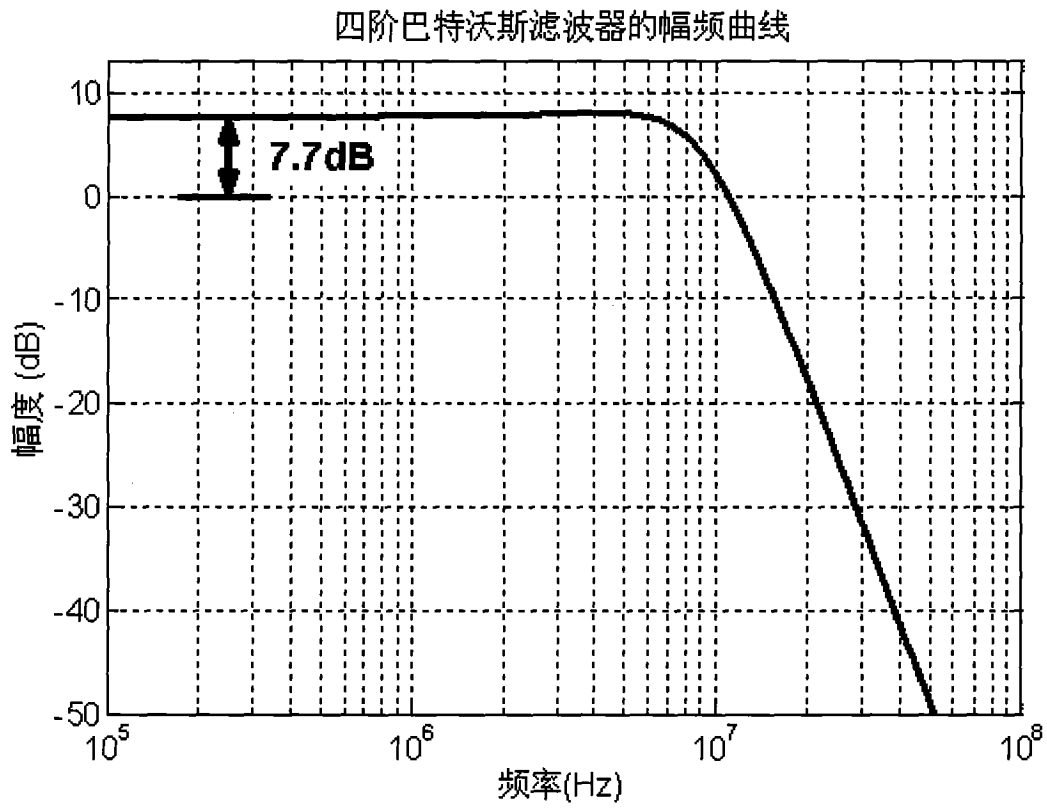


图 5