



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101447778 B

(45) 授权公告日 2012. 02. 08

(21) 申请号 200810227127. 1

审查员 苏丹

(22) 申请日 2008. 11. 21

(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  
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 6362681 B1, 2002. 03. 26, 全文.

CN 1647376 A, 2005. 07. 27, 全文.

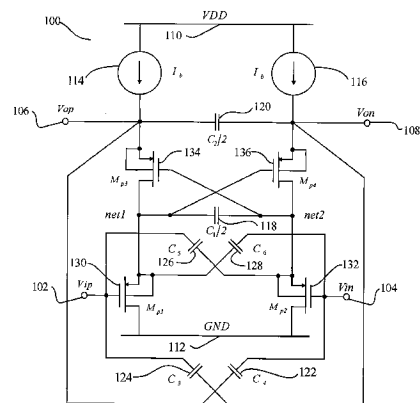
权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 5 页

(54) 发明名称

一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元

(57) 摘要

本发明公开了一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元, 包括: 一差分输入级, 包括两个 PMOS 晶体管, 接收差分输入信号; 一内部源极跟随器, 包括两个 PMOS 晶体管, 接收差分输入级的输出信号; 一电流源, 提供双二阶单元支路电流; 一级间差分电容, 包括两个电容, 确定双二阶单元的极点特性; 一反相前馈电容元件, 包括两个电容, 抵消非理想因素, 提高零点 Q 值; 一同相前馈电容元件, 包括两个电容, 确定双二阶单元的复数共轭零点特性。本发明解决了零点 Q 值降低的问题, 提出一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元, 可以采用级联设计方法实现零极点型高阶滤波器。



1. 一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元,其特征在于,包括:
  - 一差分输入级,包括两个 PMOS 晶体管,用于接收差分输入信号;
  - 一内部源极跟随器,包括两个 PMOS 晶体管,用于接收所述差分输入级的输出信号;
  - 一电流源,用于提供该双二阶单元的支路电流;
  - 一级间差分电容,包括两个电容,用于确定该双二阶单元的极点特性;
  - 一反相前馈电容元件,包括两个电容,用于抵消非理想因素,提高零点 Q 值;
  - 一同相前馈电容元件,包括两个电容,用于确定该双二阶单元的复数共轭零点特性;所述差分输入级具体包括:
  - 第一 PMOS 管,该管的栅极接第一输入端,漏极接地电压,源极与衬底相连,标记为 net1;
  - 第二 PMOS 管,该管的栅极接第二输入端,漏极接地电压,源极与衬底相连,标记为 net2;所述内部源极跟随器包括:
  - 第三 PMOS 管,该管的栅极接 net2,漏极接 net1,源极和衬底接第一输出端;
  - 第四 PMOS 管,该管的栅极接 net1,漏极接 net2,源极和衬底接第二输出端;所述电流源包括:
  - 第一电流源,该电流源的输入端接电源电压,输出端接第一输出端;
  - 第二电流源,该电流源的输入端接电源电压,输出端接第二输出端;所述级间差分电容包括:
  - 第一电容,一端接 net1,另一端接 net2,电容值为  $C1/2$ ;
  - 第二电容,一端接第一输出端,另一端接第二输出端,电容值为  $C2/2$ ;所述反相前馈电容元件包括:
  - 第三电容,一端接第一输入端,另一端接 net2,电容值为  $C5$ ;
  - 第四电容,一端接第二输入端,另一端接 net1,电容值为  $C6$ ;所述同相前馈电容元件包括:
  - 第五电容,一端接第一输入端,另一端接第二输出端,电容值为  $C3$ ;
  - 第六电容,一端接第二输入端,另一端接第一输出端,电容值为  $C4$ 。
2. 根据权利要求 1 所述的双二阶单元,其特征在于,所述反相前馈电容元件用于抵消该双二阶单元传输函数中非理想项,调节该电容值能够实现零点 Q 值增强。
3. 根据权利要求 1 所述的双二阶单元,其特征在于,所述同相前馈电容元件用于确定该双二阶单元传输函数中复数共轭零点,能够用于实现零极点型低通滤波器。
4. 根据权利要求 1 所述的双二阶单元,其特征在于, $C5 = C6$  ; $C3 = C4$ 。

## 一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元

### 技术领域

[0001] 本发明涉及模拟滤波器设计领域,特别是一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元。

### 背景技术

[0002] 滤波器是电子设备的最基本元件,是一种应用非常广泛的信号处理子模块,其功能是通过指定频率的信号,而抑制其余频率的信号。滤波器种类很多,分类方法也不同,(1)按照功能分:低通、带通、高通、带阻;(2)按照传输函数逼近方式分:巴特沃斯、切比雪夫 I、切比雪夫 II、椭圆、贝塞尔;(3)按照零极点结合方式分:全极点型(巴特沃斯、切比雪夫 I、贝塞尔)、零极点型(切比雪夫 II、椭圆)。

[0003] 零极点型滤波器传输函数中的零点实现了带外幅频特性曲线下凹,这样就使得全极点型滤波器和零极点型滤波器在阶数相同的情况下,零极点型滤波器的带外衰减特性更好。滤波器传输函数如下:

$$[0004] \quad H(s) = \frac{K(s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z}s + \omega_z^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0}s + \omega_0^2} \quad (1)$$

[0005] 其中 K 是双二阶单元的传输系数,  $\omega_z$  是零点特征频率,  $\omega_0$  是极点特征频率,  $Q_z$  是零点品质因数,  $Q_0$  是极点品质因数。这里强调零点 Q 值定义和极点 Q 值定义相似,如图 1 所示。滤波器中零点 Q 值定义为:

$$[0006] \quad Q_z = \frac{f_c}{\Delta f} \quad (2)$$

[0007] 其中  $f_c$  是中心频率,  $\Delta f$  是 3dB 点带宽。在实现理想的切比雪夫 II 型滤波器时,要求传输函数中分子中是虚轴共轭零点,即  $\frac{\omega_z}{Q_z}s$  为零,也可描述为零点 Q 值  $Q_z \rightarrow \infty$ 。然而,

在实际设计零极点型滤波器时,总是存在着非理想因素使得传输函数中  $\frac{\omega_z}{Q_z}s$  这一项不为零,也就是零点 Q 值降低。例如,在 Artur J. Lewinski and Jose Silva-Martinez "A 30-MHz Fifth-Order Elliptic Low-Pass CMOS Filter With 65-dB Spurious-Free Dynamic Range" IEEETRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I:REGULAR PAPERS, vol. 54, no. 3, march 2007 (以下简称为“P1”) 这篇文章中描述了一种零极点型滤波器。P1 中给出了理想情况下滤波器的传输函数和电路仿真的幅频特性曲线,该文章中指出由于跨导放大器输出阻抗引入的损耗限制了幅频曲线下凹程度,也就是降低零点 Q 值。跨导放大器的输出阻抗或是单个 MOS 管的输出阻抗是降低零点 Q 值的直接原因。

### 发明内容

[0008] 有鉴于此,本发明的目的在于提供一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元,用

以解决零点 Q 值降低的问题。

- [0009] 为实现上述目的,本发明提供了一种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元,包括:
- [0010] 一差分输入级,包括两个 PMOS 晶体管,用于接收差分输入信号;
- [0011] 一内部源极跟随器,包括两个 PMOS 晶体管,用于接收所述差分输入级的输出信号;
- [0012] 一电流源,用于提供该双二阶单元的支路电流;
- [0013] 一级间差分电容,包括两个电容,用于确定该双二阶单元的极点特性;
- [0014] 一反相前馈电容元件,包括两个电容,用于抵消非理想因素,提高零点 Q 值;
- [0015] 一同相前馈电容元件,包括两个电容,用于确定该双二阶单元的复数共轭零点特性。

[0016] 本发明的实施例提供的这种采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元,反相前馈电容抵消双二阶单元传输函数中非理想项,调节该电容值可以实现零点 Q 值增强。该双二阶单元的内部源极跟随器与级间差分电容一起综合复数极点,同相前馈电容综合复数零点。因此该单元可以用于级联法设计零极点型高阶滤波器。

[0017] 此外,该双二阶单元从输入到输出都是在电压域处理模拟信号,具有低功耗、高线性度的特点。单支路全差分结构实现了双二阶单元,与跨导-电容滤波器和有源 RC 滤波器相比具有低功耗的优势。

#### 附图说明

- [0018] 图 1 为现有技术中零极点型滤波器中零点 Q 值定义的示意图;
- [0019] 图 2 为本发明的实施例中采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元的一种实施例的结构示意图;
- [0020] 图 3 为本发明的实施例中同相前馈电容的示意图;
- [0021] 图 4 为本发明的实施例中反相前馈电容的示意图;
- [0022] 图 5 为采用本发明实施例提供的双二阶单元实现二阶切比雪夫 II 型滤波器的传输函数曲线示意图。

#### 具体实施方式

[0023] 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。

[0024] 图 2 是本发明实施例中采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元的一种实施例的结构示意图,该实施例采用 CMOS 工艺实现。本发明提供了一种双二阶单元 (100) 具体的电路描述如下:

- [0025] 一差分输入级,包括两个 PMOS 晶体管,用于接收差分输入信号;
- [0026] 一内部源极跟随器,包括两个 PMOS 晶体管,用于接收差分输入级的输出信号;
- [0027] 一电流源,用于提供该双二阶单元的支路电流;
- [0028] 一级间差分电容,包括两个电容,用于确定该双二阶单元的极点特性;
- [0029] 一反相前馈电容元件,包括两个电容,用于抵消非理想因素,提高零点 Q 值;
- [0030] 一同相前馈电容元件,包括两个电容,用于确定双二阶单元的复数共轭零点特性。

- [0031] 其中,所述差分输入级包括:
- [0032] 第一PMOS管(Mp1),该管的栅极接第一输入端(Vip),漏极接地电压GND,源极与衬底相连,标记为net1;
- [0033] 第二PMOS管(Mp2),该管的栅极接第二输入端(Vin),漏极接地电压GND,源极与衬底相连,标记为net2;
- [0034] 第一PMOS管(Mp1)和第二PMOS管(Mp2)用于接收差分输入信号。
- [0035] 所述内部源极跟随器包括:
- [0036] 第三PMOS管(Mp3),该管的栅极接net2,漏极接net1,源极和衬底接第一输出端(Vop);
- [0037] 第四PMOS管(Mp4),该管的栅极接net1,漏极接net2,源极和衬底接第二输出端(Von);
- [0038] 第三PMOS管(Mp3)和第四PMOS管(Mp4)用于接收差分输入级的输出信号。
- [0039] 所述电流源包括:
- [0040] 第一电流源(Ib),该电流源的输入端接电源电压VDD,输出端接第一输出端;
- [0041] 第二电流源(Ib),该电流源的输入端接电源电压VDD,输出端接第二输出端;
- [0042] 第一电流源(Ib)和第二电流源(Ib)用于提供该双二阶单元的支路电流。
- [0043] 所述级间差分电容包括:
- [0044] 第一电容(C1),一端接net1,另一端接net2,电容值为 $C1/2$ ;
- [0045] 第二电容(C2),一端接第一输出端,另一端接第二输出端,电容值为 $C2/2$ ;
- [0046] 第一电容(C1)和第二电容(C2)用于确定该双二阶单元的极点特性。
- [0047] 所述反相前馈电容元件包括:
- [0048] 第三电容(C5),一端接第一输入端,另一端接net2,电容值为C5;
- [0049] 第四电容(C6),一端接第二输入端,另一端接net1,电容值为C6;
- [0050] 第三电容(C5)和第四电容(C6)用于抵消非理想因素,提高零点Q值。
- [0051] 所述同相前馈电容元件包括:
- [0052] 第五电容(C3),一端接第一输入端,另一端接第二输出端,电容值为C3;
- [0053] 第六电容(C4),一端接第二输入端,另一端接第一输出端,电容值为C4。
- [0054] 第五电容(C3)和第六电容(C4)用于确定双二阶单元的复数共轭零点特性。
- [0055] 在图2中,110指电源电压,112指的电压可以将说明书中的电源电压和地电压用其替换,100指整个双二阶单元。
- [0056] 在上述采用零点Q值增强技术的双二阶单元中,反相前馈电容元件用于抵消双二阶单元传输函数中非理想项,调节该电容值可实现零点Q值增强。同相前馈电容元件用于确定双二阶单元传输函数中复数共轭零点,可用于实现零极点型低通滤波器。反相前馈第三电容的值为C5,反相前馈第四电容的值为C6,并且 $C5 = C6$ 。同相前馈第五电容的值为C3,同相前馈第六电容的值为C4,并且 $C3 = C4$ 。
- [0057] 为了更加准确的描述本发明提出的采用零点Q值增强技术的双二阶单元的技术特征,这里对前馈电容的同相和反相连接给予说明。如图3所示,将第一输入端设为正“+”,由于Mp1是源极跟随器输入输出同相,使得net1为正“+”,Mp4也是源极跟随器,可以推出第二输出端为正“+”,这样可以得到第一输入端与第二输出端是同相。电容C3是连接在第

一输入端和第二输出端之间,因此,电容 C3 是同相前馈电容,同理,电容 C4 是同相前馈电容。如图 4 所示,将第一输入端设为正“+”,那么第二输入端为负“-”,由于 Mp2 是源极跟随器输入输出同相,使得 net2 为正“-”,这样可以得到第一输入端与 net2 是反相。电容 C5 是连接在第一输入端和 net2 之间,因此,电容 C6 是反相前馈电容,同理,电容 C6 是反相前馈电容。

[0058] 为了更加详细的说明本发明提出的采用零点 Q 值增强技术的双二阶单元如何实现零点 Q 值增强,接下来进行定量分析。如图 2 所示,同相前馈电容用于确定滤波器传输函数中复数零点,而内部源极跟随器与级间差分电容一起综合滤波器传输函数中两个复数极点。考虑 MOS 管输出电导,设 Mp1 和 Mp2 的跨导为  $g_{m1}$ ,输出电导为  $g_{ds1}$ ,设 Mp3 和 Mp4 的跨导为  $g_{m3}$ ,输出电导为  $g_{ds3}$ ,并且设  $g_{m1} = g_{m3}$ ,  $C_3 = C_4$ 。可以得到滤波器传输函数:

$$[0059] \quad H(s) = \frac{\frac{C_3}{C_2 + C_3} (s^2 + s \frac{(g_{ds1} + g_{ds3})}{C_1} + \frac{g_{m1}(g_{m3} - g_{ds3})}{C_1 C_3})}{s^2 + s (\frac{g_{m3} + g_{ds3}}{C_2 + C_3} + \frac{g_{ds1} + g_{ds3}}{C_1}) + \frac{(g_{m3} + g_{ds3})(g_{m3} + g_{ds1})}{C_1(C_2 + C_3)}} \quad (3)$$

[0060] 由于传输函数 (3) 中分子项  $s \frac{(g_{ds1} + g_{ds3})}{C_1}$  的存在使得零点 Q 值有限,限制了幅频特

性曲线下凹程度。由传输函数 (3) 可以得到  $Q_z = \frac{\sqrt{\frac{C_1}{C_3} g_{m1}(g_{m3} + g_{ds3})}}{g_{ds1} + g_{ds3}}$ 。若增加反相前馈电

容 C5、C6,推导得出滤波器传输函数:

$$[0061] \quad H(s) = \frac{\frac{C_3}{C_2 + C_3} (s^2 + s \frac{C_3(g_{ds1} + g_{ds3}) - C_5(g_{m3} - g_{ds3})}{(C_1 + C_5)C_3} + \frac{g_{m1}(g_{m3} - g_{ds3})}{(C_1 + C_5)C_3})}{s^2 + s (\frac{g_{m3} + g_{ds3}}{C_2 + C_3} + \frac{g_{ds1} + g_{ds3}}{C_1 + C_5}) + \frac{(g_{m3} + g_{ds3})(g_{m3} + g_{ds1})}{(C_1 + C_5)(C_2 + C_3)}} \quad (4)$$

[0062] 传输函数 (4) 中分子项  $s \frac{C_3(g_{ds1} + g_{ds3}) - C_5(g_{m3} - g_{ds3})}{(C_1 + C_5)C_3}$  可以通过调节  $C_5$  使得该项

为零,即可以调节  $Q_z = \frac{\sqrt{g_{m1}(g_{m3} + g_{ds3})(C_1 + C_5)C_3}}{C_3(g_{ds1} + g_{ds3}) - C_5(g_{m3} + g_{ds3})}$  的大小。

[0063] 采用 SMIC (Semiconductor Manufacturing International Corporation 中芯国际集成电路制造有限公司) CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  混合信号工艺仿真图 2 中双二阶单元。图 5 中描述的曲线是图 2 中双二阶单元实现二阶切比雪夫 II 型滤波器的传输函数曲线,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:实现低 Q 值 ( $Q = 0.56$ ) 的复数极点,而且在带外实现了复数共轭零点。通过调节反相前馈电容 C5、C6 从 100 飞法 (fF) 到 1000 飞法 (fF),使得双二阶单元滤波器在带外 22MHz 处衰减从 -36dB 变化到 -51dB。

[0064] 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。

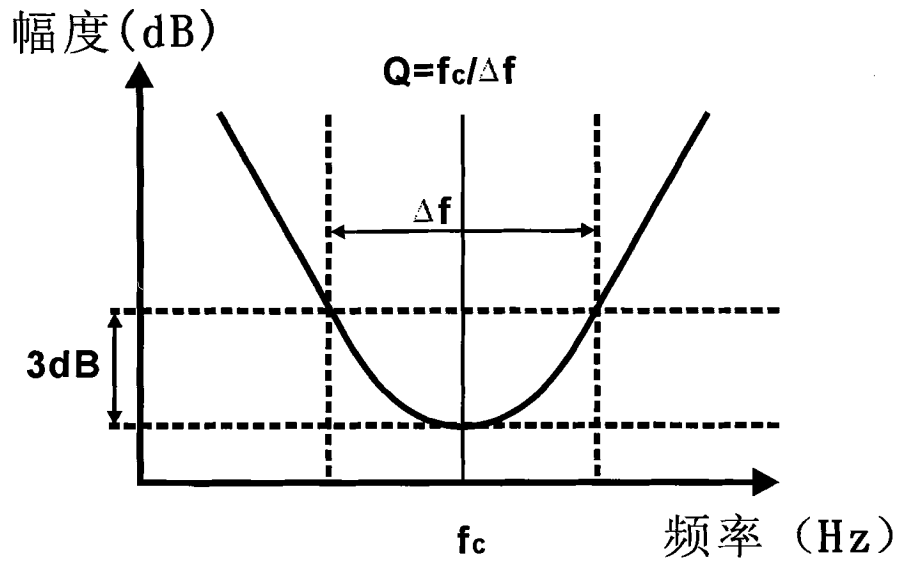


图 1

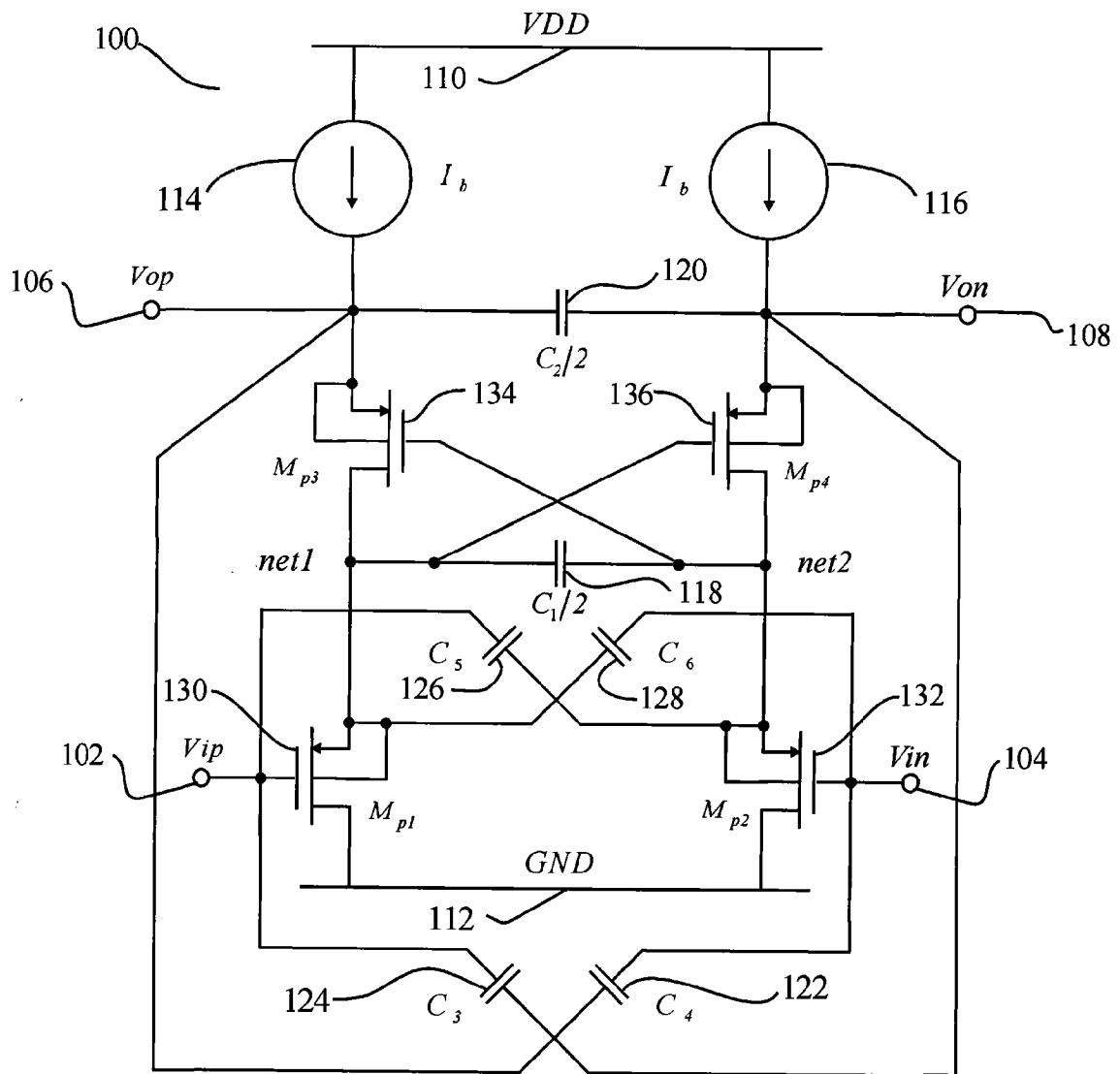


图 2



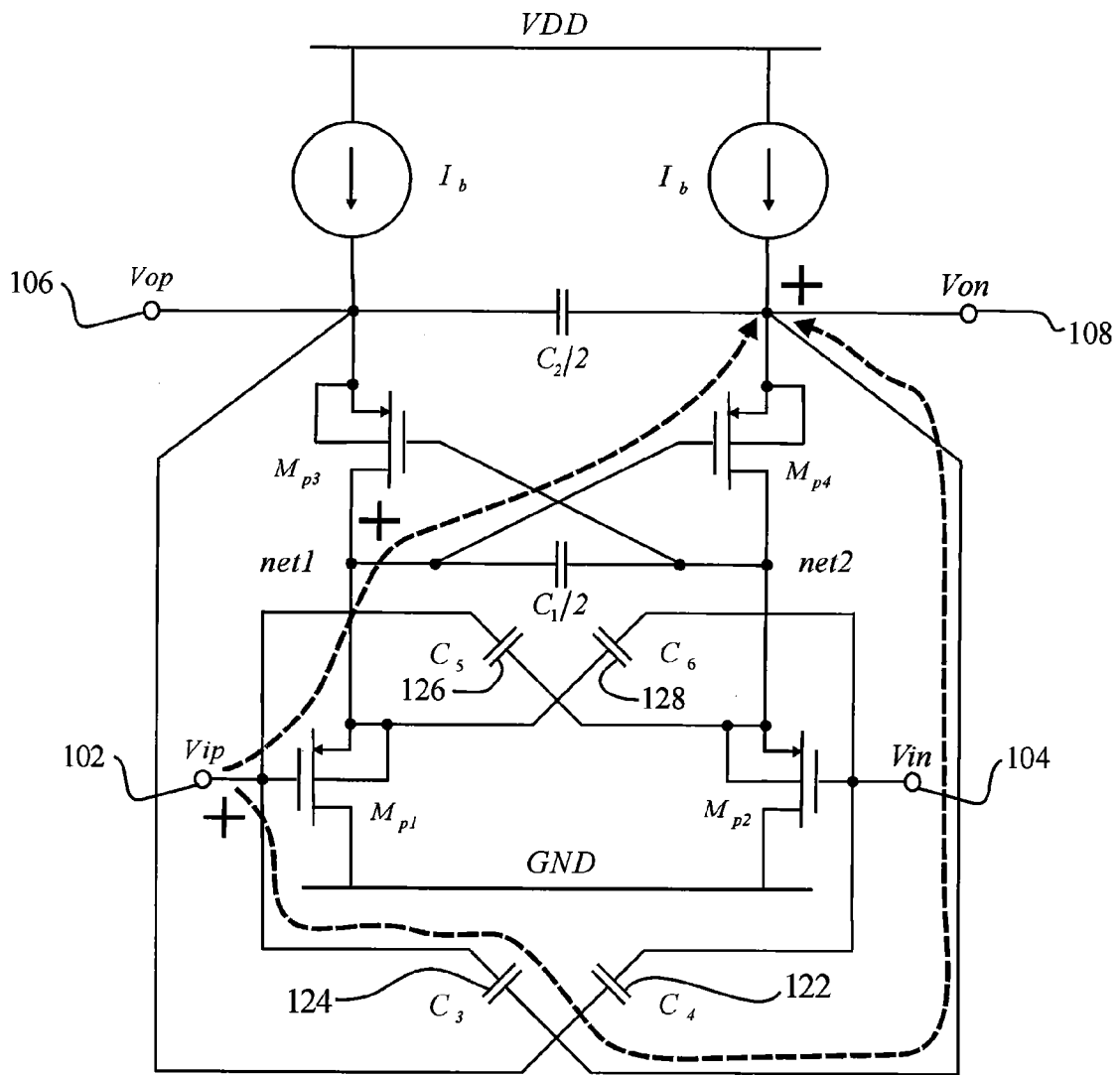


图 3

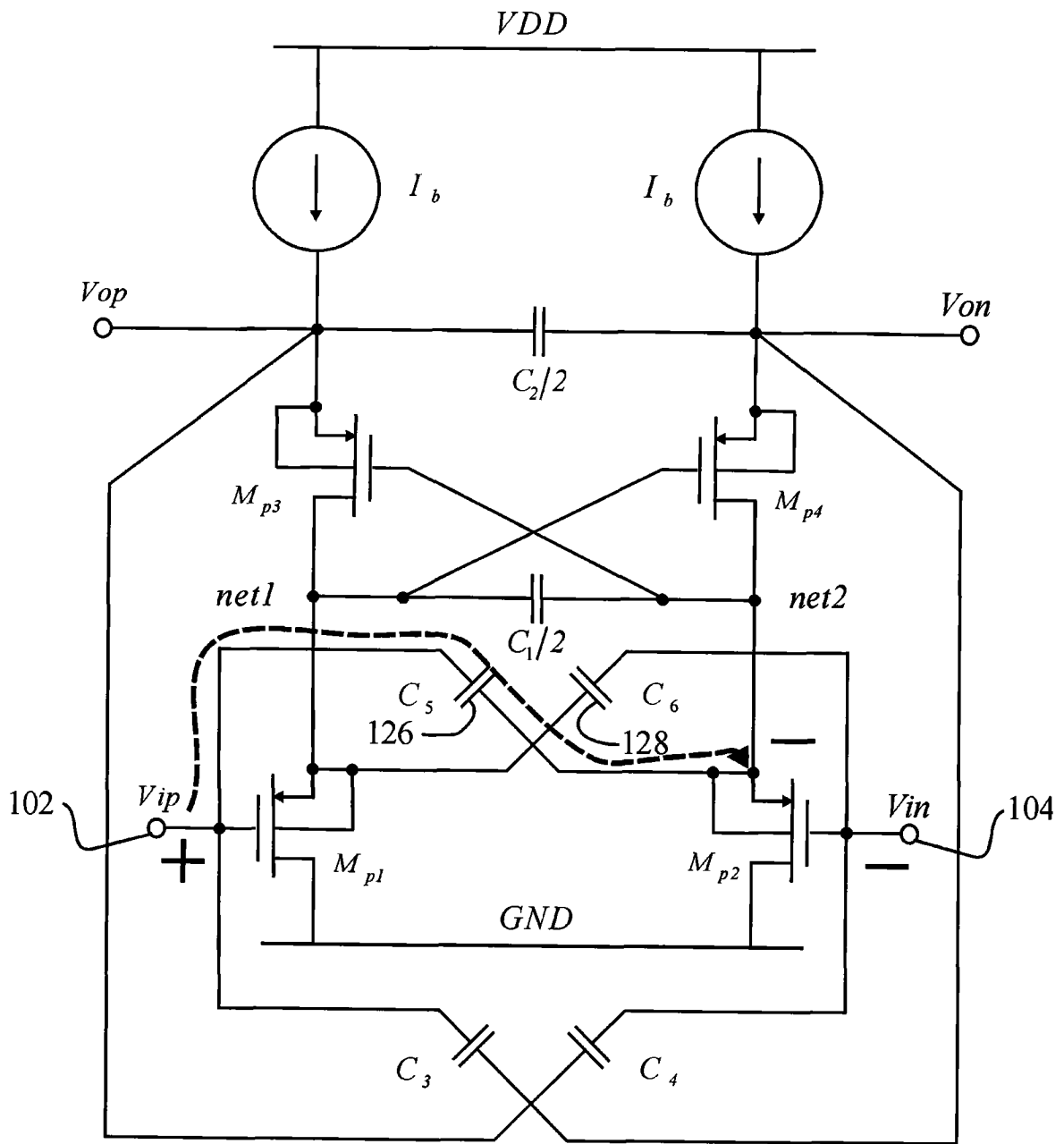


图 4

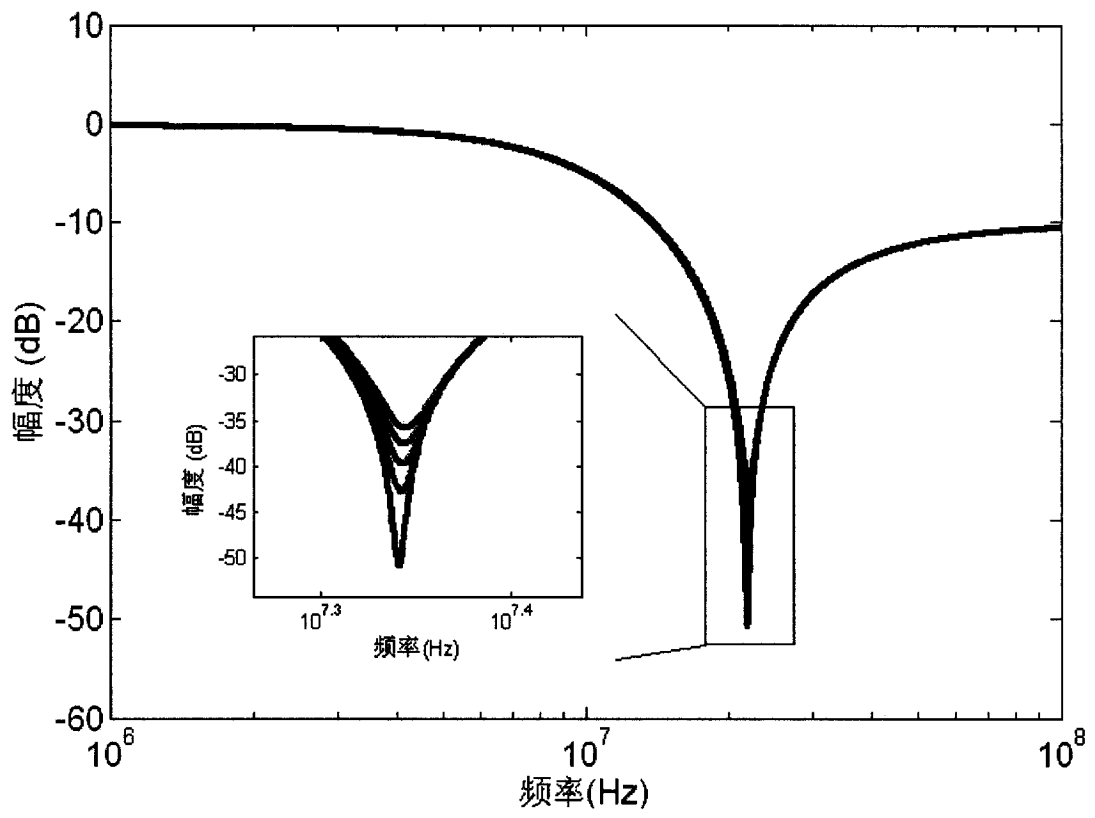


图 5