

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101562432 B

(45) 授权公告日 2012. 03. 28

(21) 申请号 200810213011. 2

审查员 姜雪

(22) 申请日 2008. 08. 20

(30) 优先权数据

12/102, 082 2008. 04. 14 US

(73) 专利权人 联发科技(新加坡)私人有限公司

地址 新加坡亚逸拉惹弯

(72) 发明人 童颜 张英堂

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

代理人 任默闻

(51) Int. Cl.

H03G 3/20(2006. 01)

(56) 对比文件

US 6777999 B2, 2004. 08. 17,

CN 1669217 A, 2005. 09. 14,

US 6577190 B2, 2003. 06. 10,

US 6777999 B2, 2004. 08. 17,

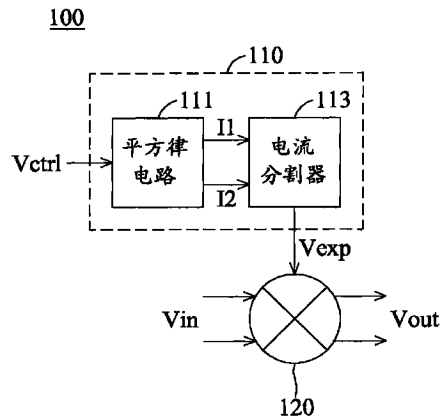
权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 10 页

(54) 发明名称

可变增益放大器

(57) 摘要

本发明涉及一种可变增益放大器,该可变增益放大器具有与控制电压成指数关系的增益,包含指数直流转换器,用以接收控制电压以及产生指数电压,指数电压与控制电压成指数关系;以及线性电压倍增器,耦接至指数直流转换器,具有与指数直流转换器的指数电压成指数关系的增益。上述可变增益放大器可提供与控制电压成指数关系的增益。而且上述可变增益放大器可以是dB线性可变增益放大器,并且可以利用互补型金属氧化物半导体方法而轻易实现。



1. 一种可变增益放大器,该可变增益放大器具有与控制电压成指数关系的增益,其特征在于,所述可变增益放大器包含:

指数直流转换器,用以接收所述控制电压以及产生指数电压,所述指数电压与所述控制电压成指数关系;以及

线性电压倍增器,耦接至所述指数直流转换器,具有与所述指数直流转换器的所述指数电压成比例关系的增益;

其中,所述指数直流转换器包含:

平方律电路,用以接收所述控制电压并产生第一电流以及第二电流;以及

电流分割器,用以接收所述第一以及第二电流,并产生所述指数电压;

其中,所述第一电流以及所述第二电流之间的电流比率与所述控制电压成指数关系,且所述指数电压与所述第一电流以及所述第二电流之间所述电流比率成比例。

2. 根据权利要求1所述的可变增益放大器,其特征在于,还包含电压缓冲器,电平偏移器或是单端至差动转换器,耦接于所述指数直流转换器以及所述线性电压倍增器之间。

3. 根据权利要求1所述的可变增益放大器,其特征在于,所述线性电压倍增器为吉尔伯特型或是电流导引型电压倍增器。

可变增益放大器

技术领域

[0001] 本发明有关于可变增益放大器 (variable gain amplifier, 简称 VGA), 特别有关于 dB 线性 (linear-in-dB) 可变增益放大器。

背景技术

[0002] 图 1 为 dB 线性可变增益放大器的特性示意图。在图 1 中, 纵轴 (vertical axis) 表示 dB 线性可变增益放大器的 dB 级增益, 水平轴 (horizontal axis) 表示 dB 线性可变增益放大器的伏特级控制电压。dB 线性可变增益放大器的增益可以表示为 $\text{Gain} = f(V_{\text{ctrl}}) = A_0 \cdot \exp(K \cdot V_{\text{ctrl}})$ 。通常 dB 线性可变增益放大器装置为自动增益控制 (automatic gain control, 简称 AGC), 以及在无线收发器 (transceivers) 中的功率控制, 硬盘读取信道芯片中的自动增益控制, 用于高速电缆 / 光接收器中的模拟适应滤波器 (analog adaptive filter) / 均衡器, 最大可能局部响应 (partial-response most-likelihood, PRML) 读取信道芯片, 基于脉冲的超宽带 (ultra wide band) 接收器。

[0003] 由于双极组件的电流至电压关系为指数关系, 不难设计出利用双极方法的 dB 线性可变增益放大器。然而, 晶体管组件的电流为偏置电压 (bias voltage) 的平方函数 (square function)。所以, 比较难设计出利用互补型金属氧化物半导体 (CMOS) 方法的 dB 线性可变增益放大器。

发明内容

[0004] 为了解决现有技术中难以设计出利用互补型金属氧化物半导体 (CMOS) 方法的 dB 线性可变增益放大器的技术问题, 本发明特提出一种可变增益放大器。

[0005] 本发明的实施例提出本发明涉及一种可变增益放大器, 该可变增益放大器具有与控制电压成指数关系的增益, 包含指数直流转换器, 用以接收控制电压以及产生指数电压, 指数电压与控制电压成指数关系; 以及线性电压倍增器, 耦接至指数直流转换器, 具有与指数直流转换器的指数电压成比例关系的增益;

[0006] 其中, 所述指数直流转换器包含:

[0007] 平方律电路, 用以接收所述控制电压并产生第一电流以及第二电流; 以及

[0008] 电流分割器, 用以接收所述第一以及第二电流, 并产生所述指数电压;

[0009] 其中, 所述第一电流以及所述第二电流之间的电流比率与所述控制电压成指数关系, 且所述指数电压与所述第一电流以及所述第二电流之间所述电流比率成比例。

[0010] 上述可变增益放大器可提供与控制电压成指数关系的增益。而且上述可变增益放大器可以是 dB 线性可变增益放大器, 并且可以利用互补型金属氧化物半导体方法而轻易实现。

附图说明

[0011] 图 1 为 dB 线性 VGA 的特性示意图。

- [0012] 图 2A 为根据本发明实施例的 dB 线性的可变增益放大器的方块图。
- [0013] 图 2B 为根据本发明另一实施例的 dB 线性的可变增益放大器的方块图。
- [0014] 图 2C 为根据本发明另一实施例的 dB 线性的可变增益放大器的方块图。
- [0015] 图 2D 为根据本发明另一实施例的 dB 线性的可变增益放大器的方块图。
- [0016] 图 3A 为根据本发明实施例的平方律电路的差动控制电压产生器的示意图。
- [0017] 图 3B 为差动控制电压产生器 300 的特征示意图。
- [0018] 图 3C 为根据本发明实施例的平方律电路的差动电路的示意图。
- [0019] 图 4A 为本发明实施例的电流分割器的电路示意图。
- [0020] 图 4B 为图 4A 中的电压控制电阻 420 的电路示意图。
- [0021] 图 4C 为图 4A 中的电流至电压转换器 410 的电路图。

具体实施方式

[0022] 图 2A 为根据本发明实施例的 dB 线性 (linear-in-dB) 的可变增益放大器的方块图。dB 线性可变增益放大器 100 具有一增益与控制电压 V_{ctrl} 成指数关系, 且包含指数直流转换器 (exponential DC converter) 110, 以及线性电压倍增器 (linear voltage multiplier) 120。指数直流转换器 110 接收控制电压 V_{ctrl} 并产生指数电压 V_{exp} , 指数电压 V_{exp} 与控制电压 V_{ctrl} 成指数关系。线性电压倍增器 120 耦接至指数直流转换器 110, 并具有一与指数直流转换器 110 的指数电压 V_{exp} 成比例关系的增益。线性电压倍增器 120 的增益等于 dB 线性可变增益放大器 100 的增益。更具体的说, 线性电压倍增器 120 可以是吉尔伯特型 (Gilbert-type) 或是电流导引型 (current-steering type) 电压倍增器。

[0023] 在图 2A 中, 指数直流转换器 110 包含平方律电路 (square law circuit) 111 以及电流分割器 (current divider) 113。平方律电路 111 接收控制电压 V_{ctrl} , 并产生第一电流 I1 以及第二电流 I2 以及产生指数电压 V_{exp} 。第一电流 I1 以及第二电流 I2 的电流比率 I1/I2 与控制电压 V_{ctrl} 成比例。除此之外, 指数电压 V_{exp} 与第一电流 I1 以及第二电流 I2 的电流比率 I1/I2 成比例。除此之外, 电压缓冲器 121, 电平偏移器 123 或是单端至差动转换器 125 耦接于指数直流转换器 110 与线性电压倍增器 120 之间, 具体可分别参考图 2B, 图 2C 以及图 2D。

[0024] 具体的说, 平方律电路 111 包含差动控制电压产生器以及差动电路, 差动电路耦接于差动控制电压产生器。图 3A 为根据本发明实施例的平方律电路的差动控制电压产生器的示意图。差动控制电压产生器 300 包含差动放大器 310 以及电阻对 R1 以及 R2。差动放大器 310 的反相输入 (inverting input) 311 以及正相输入 311' 通过电阻 R1 分别接收控制电压 V_{ctrl} 以及参考电压 V_{ref} 。差动放大器 310 的反相输入 311 以及正相输入 311' 通过电阻 R2 分别耦接于正相输出 313 以及反向输出 313'。差动控制电压产生器 300 分别于差动放大器 310 的正相输出 313 以及反相输出 313' 产生差动控制电压 V_o+V_x 以及 V_o-V_x 。图 3B 为差动控制电压产生器 300 的特征示意图。纵轴表示差动控制电压 V_o+V_x 以及 V_o-V_x 的电压电平, 水平轴表示控制电压 V_{ctrl} 的电压电平。在图 3B 中, 当控制电压 V_{ctrl} 等于参考电压 V_{ref} 时, 差动控制电压均等于 V_o 。

[0025] 图 3C 为根据本发明实施例的平方律电路的差动电路的示意图。差动电路 320 耦接于供电电压 (supply voltage) V_{dd} 与接地 GND 之间。差动电路 320 的每一半电路 321/321'

包含 N 通道金属氧化物半导体 (NMOS) 晶体管 M1/M2, 电流镜 (current mirror) 330/330' 以及电流源 I_o 。在差动电路 320 的每一半电路 321/321' 中, 电流镜 330/330' 耦接于 N 通道金属氧化物半导体晶体管 M1/M2 的漏极 325/325'。除此之外, 电流源 I_o 也耦接于 N 通道金属氧化物半导体晶体管 M1/M2 的漏极 325/325'。因此, 电流镜 330/330' 根据 N 通道金属氧化物半导体晶体管电流 I_{M1}/I_{M2} 以及来自电流源 I_o 的电流产生输出电流 $I1/I2$ 。

N 通道金属氧化物半导体晶体管电流 I_{M1} 以及 I_{M2} 可分别表示为 $I_{M1} = \frac{1}{2}K(V_o + V_x - V_{th})^2$ 以及 $I_{M2} = \frac{1}{2}K(V_o - V_x - V_{th})^2$, 其中 $K = \mu_n C_{ox} (\frac{W}{L})_{1,2}$, 其中 V_{th} , 以及表示 k 的参数均为晶体管的特性, 任何熟悉此项技艺者应能了解其含意, 故不赘述。所以, 输出电流 I1 以及 I2 之间的比率可以表示为 $\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_{M1} + I_o}{I_{M2} + I_o} = \frac{k + (1 + aV_x)^2}{k + (1 - aV_x)^2} \approx \exp(2aV_x)$, 其中 $k = \frac{2I_o}{K(V_o - V_{th})^2}$ 以及

$$a = \frac{1}{V_o - V_{th}}$$

[0026] 具体的说, 电流分割器 113 包含电流至电压转换器 410 以及电压控制电阻 420, 电压控制电阻 420 耦接至电流至电压转换器 410 并由其控制, 如图 4A 所示。图 4B 为图 4A 中的电压控制电阻 420 的电路示意图。在图 4B 中, N 通道金属氧化物半导体晶体管 T2 以及 M4 以及 P 通道金属氧化物半导体晶体管 M6 迭接 (cascode) 于供电电压 V_{dd} 与接地 GND 之间, 且金属氧化物半导体晶体管 M6 的漏极与金属氧化物半导体晶体管 M4 的栅极连接。除此之外, N 通道金属氧化物半导体晶体管 T1 以及 M3 以及 P 通道金属氧化物半导体晶体管 M5 迭接于供电电压 V_{dd} 与接地 GND 之间, 且金属氧化物半导体晶体管 M5 的栅极与金属氧化物半导体晶体管 M3 的漏极连接。N 通道金属氧化物半导体晶体管 M4 以及 P 通道金属氧化物半导体晶体管 M5 为等效二极管 (diode-connected)。P 通道金属氧化物半导体晶体管 M5 以及 M6 的栅极相连以及 N 通道金属氧化物半导体晶体管 M3 以及 M4 的栅极相连。P 通道金属氧化物半导体晶体管 M5 以及 M6 操作于饱和 (saturation) 模式且电流镜的比率为 1。N 通道金属氧化物半导体晶体管 M3 以及 M4 也操作于饱和模式以保证 $V_{GS4} = V_{GS3}$, 以致 $V_{S4} = V_{S3}$ 以使得 $V_{DS2} = V_{DS1}$, 其中 V_{GS} 表示晶体管栅极与源极之间的电压, 则 V_{GS4} 表示晶体管 M4 栅极与源极之间的电压, V_S 表示晶体管源极电压, V_{S4} 表示晶体管 M4 源极电压, V_{DS} 表示晶体管漏极与源极之间的电压, V_{DS2} 表示晶体管 M2 漏极与源极之间的电压, 其它依此类推。N 通道金属氧化物半导体晶体管 T1 以及 T2 操作于三极区 (triode region)。

N 通道金属氧化物半导体晶体管 T1 以及 T2 的电流可以分别表示为 $I_{T1} = \frac{K_{n1}}{2}(2(V_{G1} - V_{GND} - V_{Tn1})V_{DS1} - V_{DS1}^2)$

以及 $I_{T2} = I_m + I_4 = \frac{K_{n2}}{2}(2(V_{G2} - V_{GND} - V_{Tn2})V_{DS2} - V_{DS2}^2)$ 。从前面的电流等式可得知 $I_{in} =$

$K_n \cdot (V_{G2} - V_{G1}) \cdot V_{DS2}$, 其中 V_G 表示栅极电压。

[0027] 图 4C 为图 4A 中的电流至电压转换器 410 的电路图。电流至电压转换器 410 包含 P 通道金属氧化物半导体晶体管 M7 以及 M8 迭接于供电电压 V_{dd} 与接地 GND 之间, 金属氧化物半导体晶体管 M7 的栅极与金属氧化物半导体晶体管 M8 的源极连接。P 通道金属氧化物半导体晶体管 M7 以及 M8 相同, 匹配且为等效二极管。除此之外, P 通道金属氧

化物半导体晶体管 M8 的栅极接地。如果 V_{DS8} 表示为 $\frac{V_{DD}}{2} + V_Y$ ，P 通道金属氧化物半导体晶体管 M7 以及 M8 的电流可以分别表示为 $I_7 = \frac{1}{2}K(V_{GS7} - V_{th})^2 = \frac{1}{2}K(\frac{V_{DD}}{2} - V_Y - V_{th})^2$ 以及 $I_8 = \frac{1}{2}K(V_{GS8} - V_{th})^2 = \frac{1}{2}K(\frac{V_{DD}}{2} + V_Y - V_{th})^2$ ，从之前的 P 通道金属氧化物半导体晶体管 M7 以及 M8 的电流等式可以得知 $I_D = I_8 - I_7 = K \cdot (V_{DD} - 2V_{th}) \cdot V_Y$ 以及

$$[0028] \quad V_Y = (V_{DS8} - \frac{V_{DD}}{2})$$

[0029] 当电流至电压转换器 410 以及电压控制电阻结合后，可以构建如图 4A 所示的电流分割器。在图 4A 中，N 通道金属氧化物半导体晶体管 T1 的栅极连接于两等效二极管 P 通道金属氧化物半导体晶体管之间，因此栅极电压等于 $\frac{V_{DD}}{2}$ 。除此之外，N 通道金属氧化物半导体晶体管 T2 的栅极连接于 P 通道金属氧化物半导体晶体管 M8 的漏极。所以，可以得到 $V_{DS2} = \frac{K_p(V_{DD} - 2V_{th})}{K_n} \cdot \frac{I_1}{I_2}$ 。换句话说， V_{DS2} 可以用作与电流比率 I_1/I_2 成比例的指数电压。

[0030] 上述实施例提供 dB 线性可变增益放大器的结构。利用此结构，dB 线性可变增益放大器可以利用互补型金属氧化物半导体 (CMOS) 方法而轻易实现。

增益 (dB)

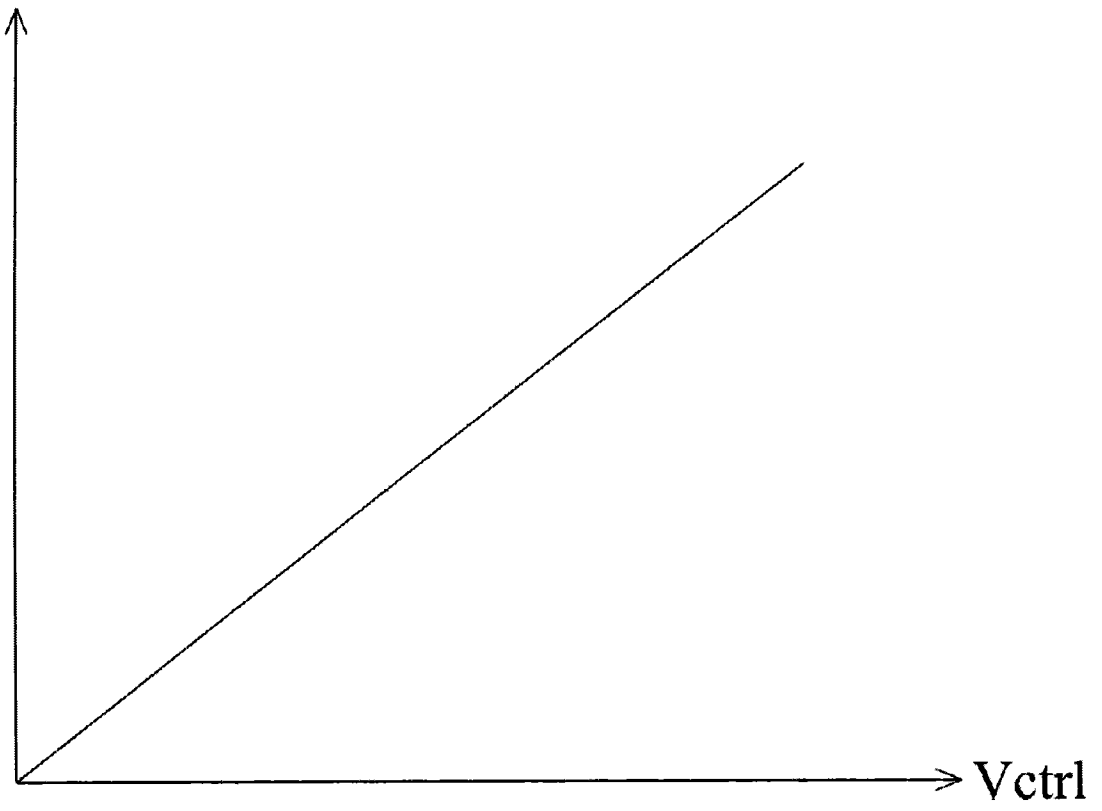


图 1

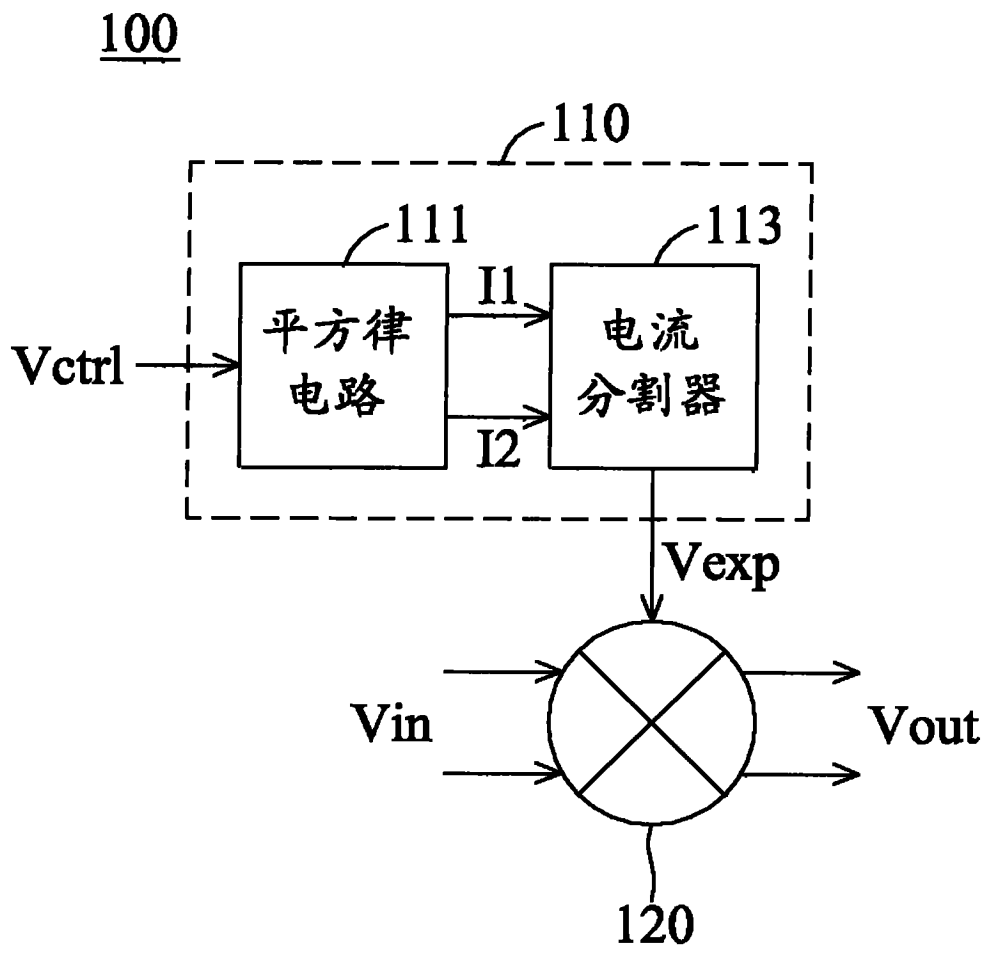


图 2A

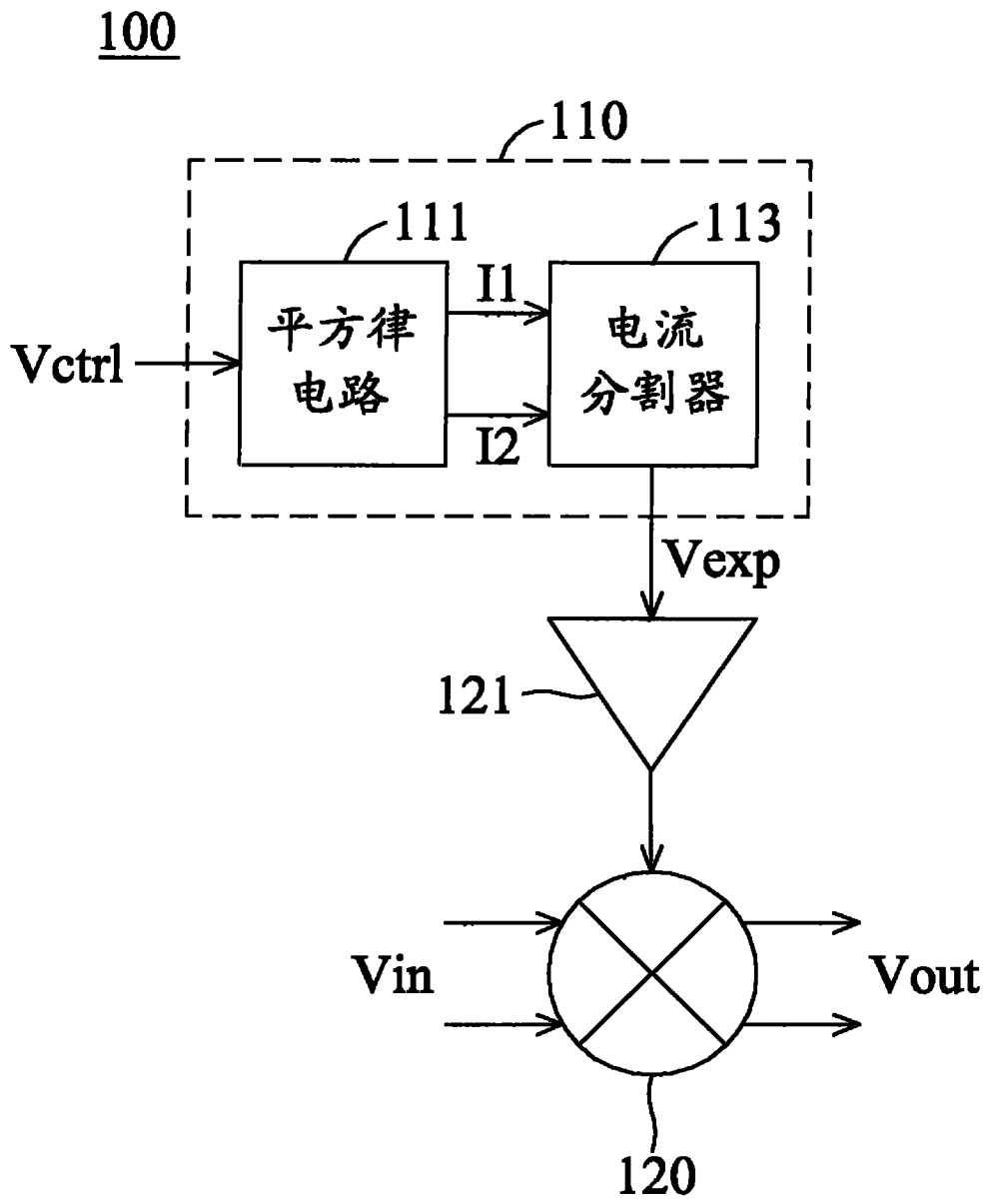


图 2B

100

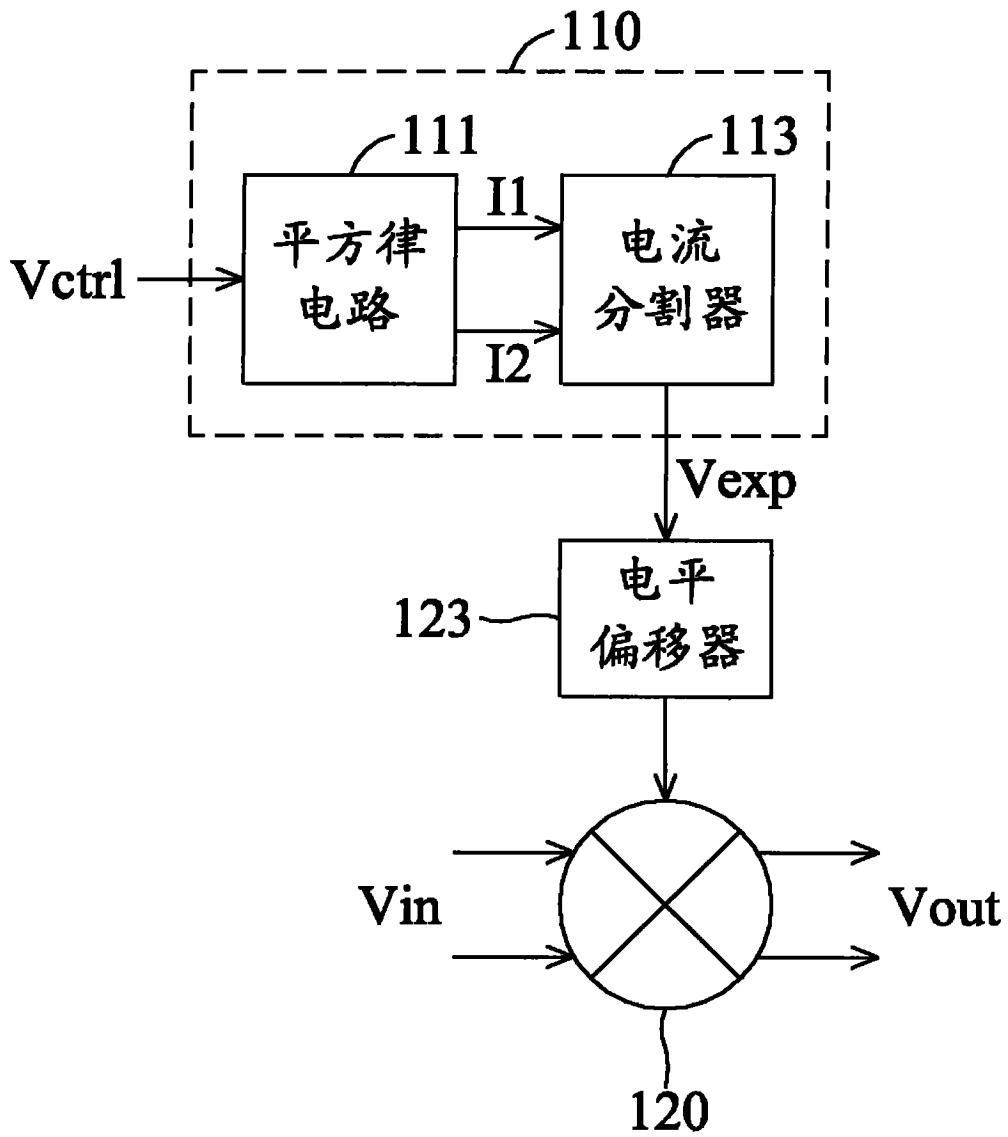


图 2C

100

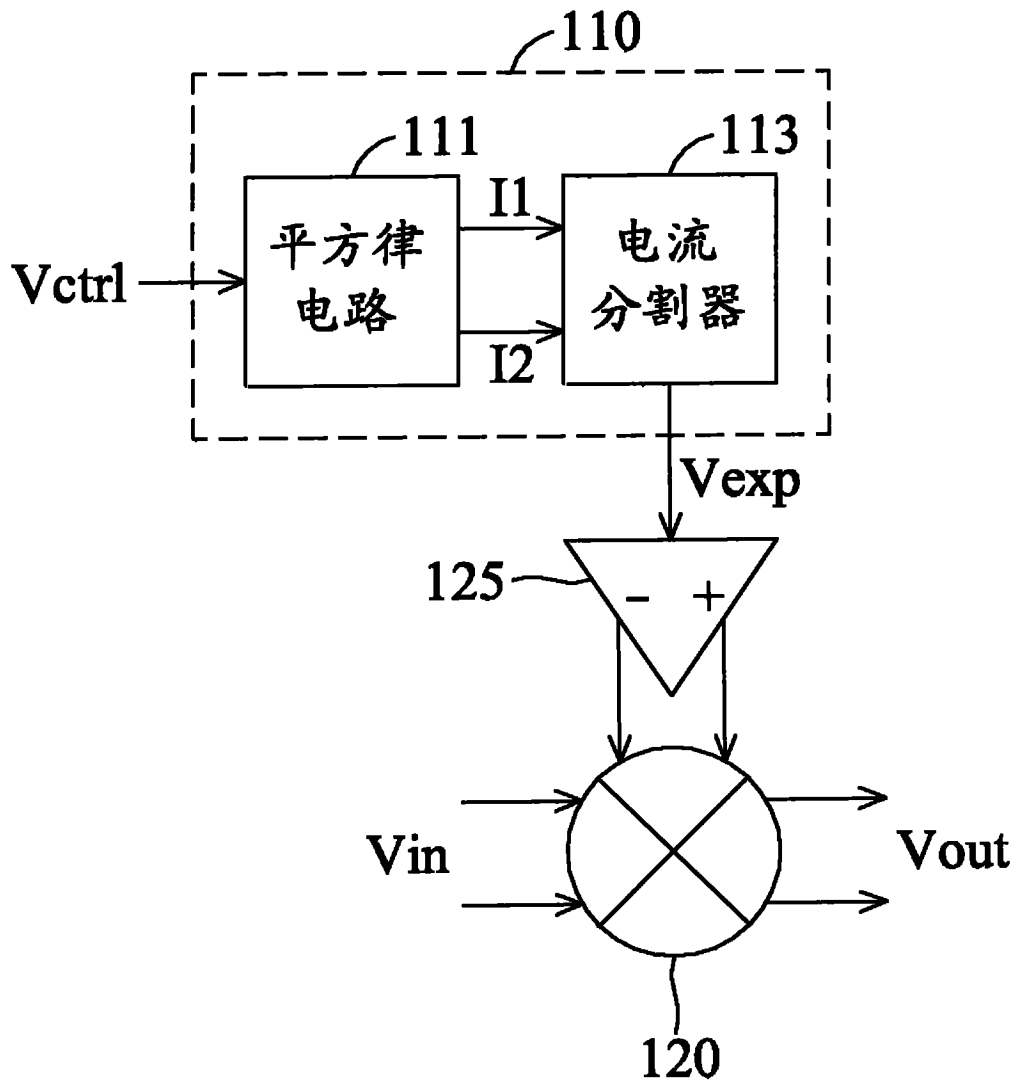


图 2D

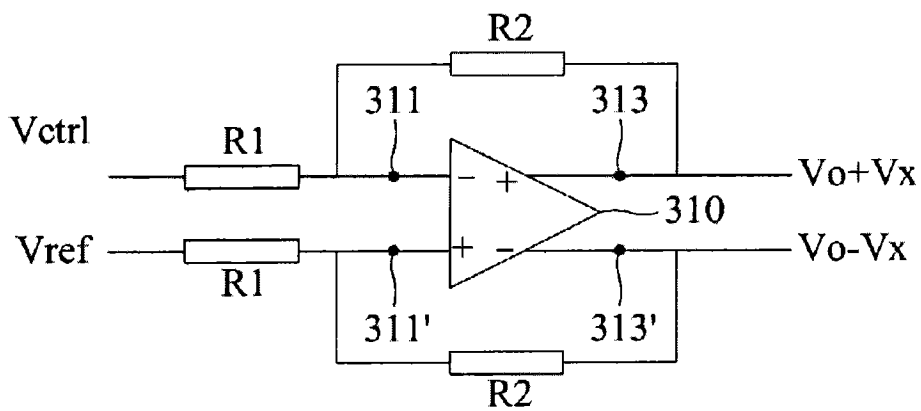


图 3A

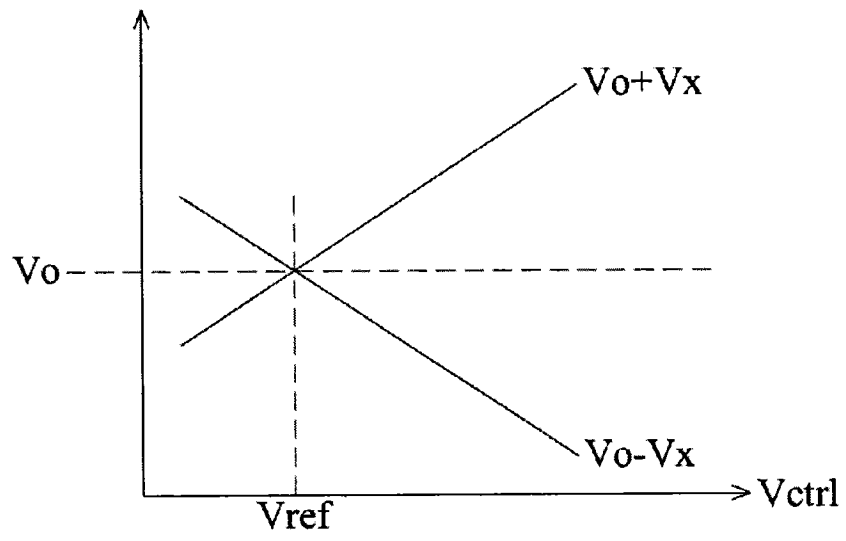


图 3B

320

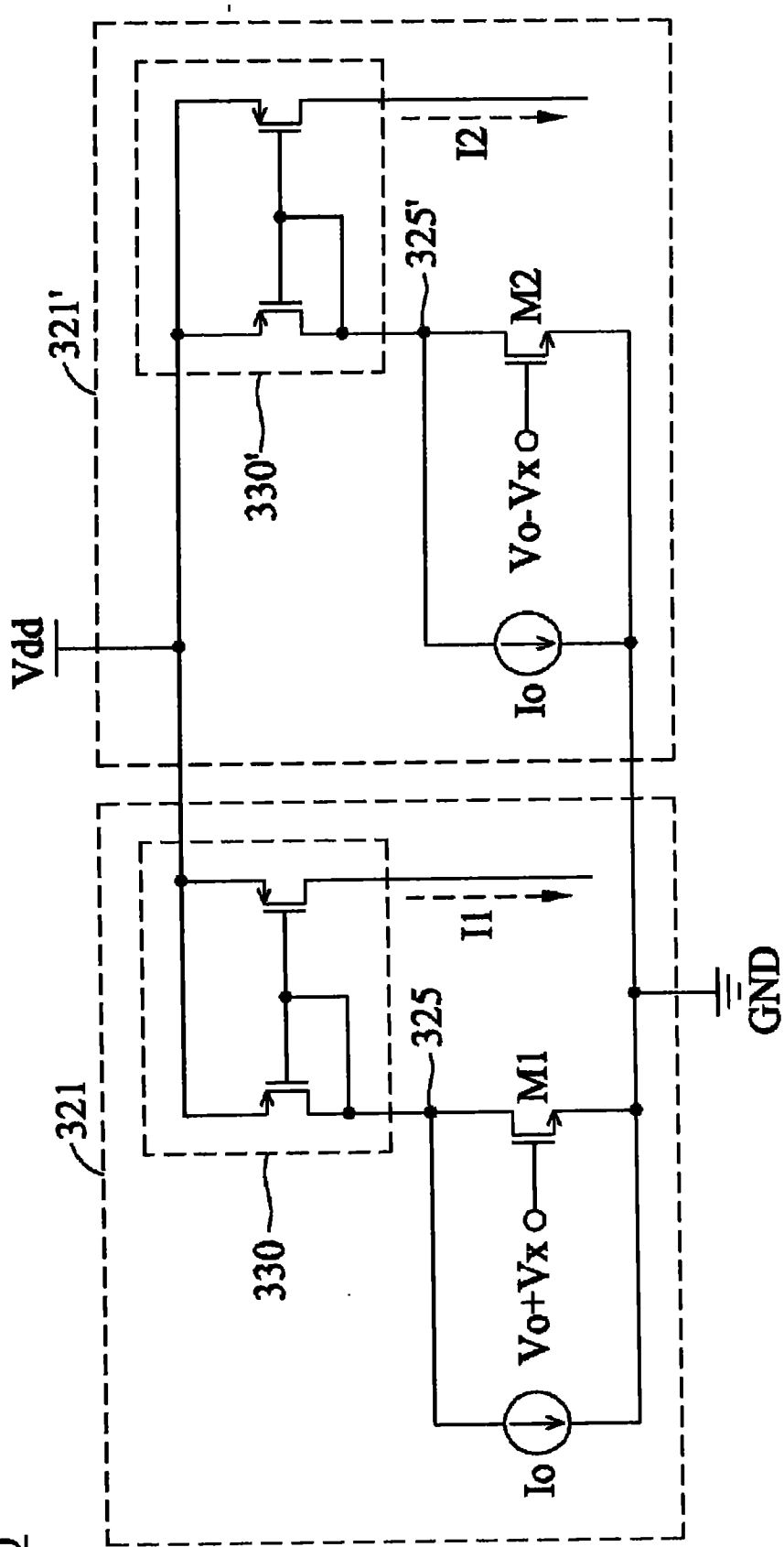


图 3C

420

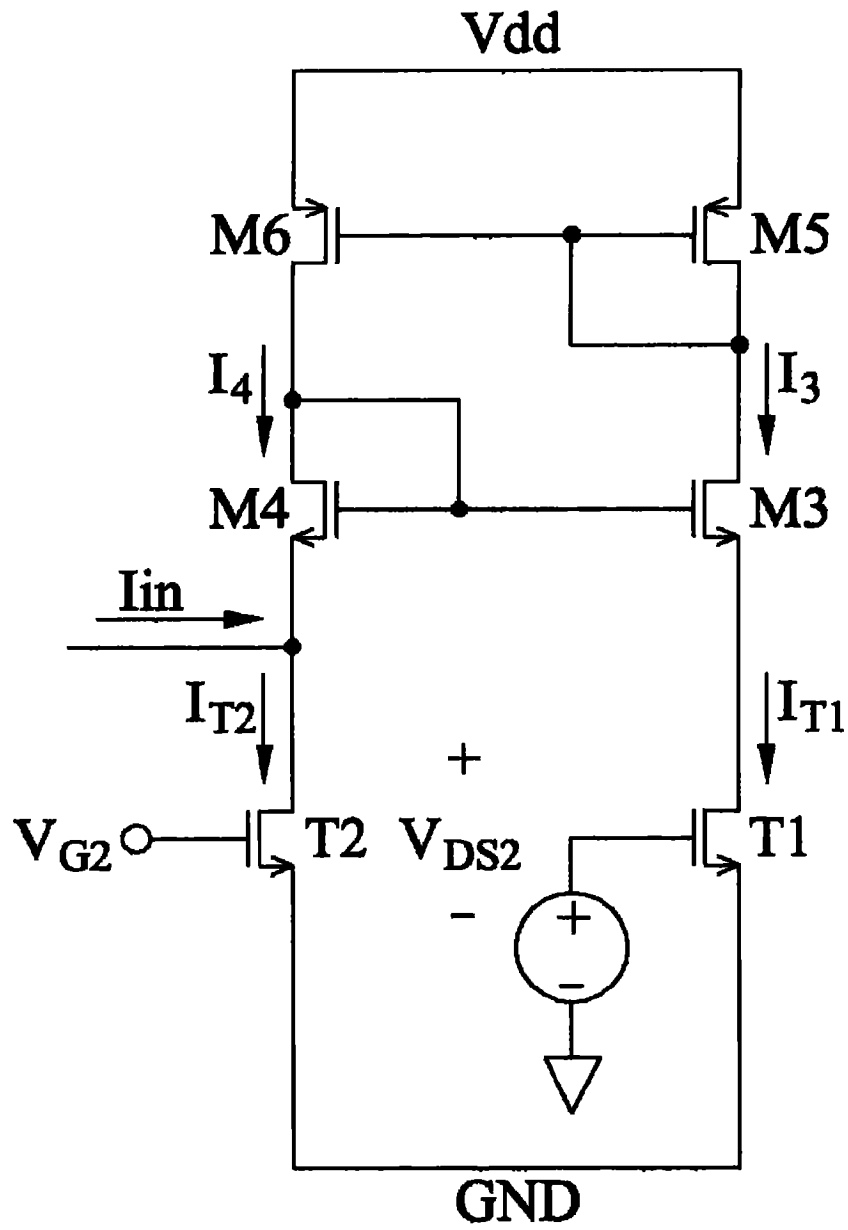


图 4B

410

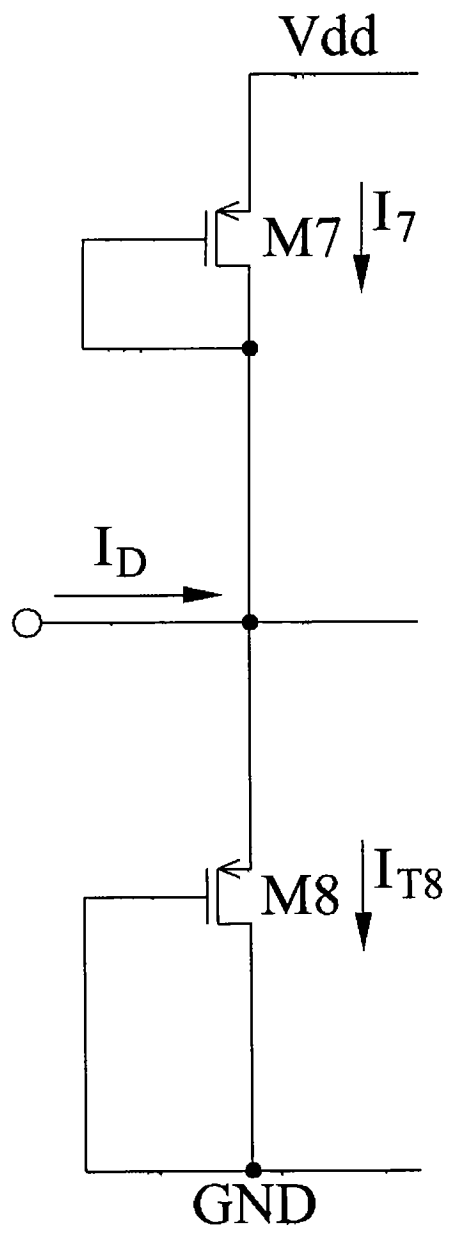


图 4C