



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02821225.8

[43] 公开日 2005年2月2日

[11] 公开号 CN 1575543A

[22] 申请日 2002.9.20 [21] 申请号 02821225.8

[30] 优先权

[32] 2001.10.27 [33] GB [31] 0125827.6

[86] 国际申请 PCT/IB2002/003882 2002.9.20

[87] 国际公布 WO2003/038994 英 2003.5.8

[85] 进入国家阶段日期 2004.4.26

[71] 申请人 皇家飞利浦电子股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 J·B·胡赫斯

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

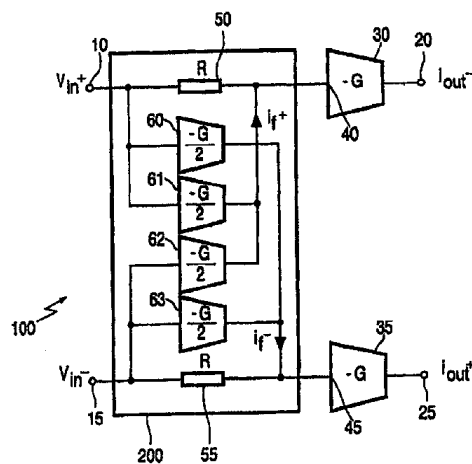
代理人 程天正 梁永

权利要求书1页 说明书6页 附图9页

[54] 发明名称 平衡跨导和电子装置

[57] 摘要

一种具有一对电压输入和一对电流输出的平衡跨导，它包括一对单端跨导，每个信号通路和抵消网络一个。抵消网络在单端跨导的输入处抵消一个在电压输入出现的共模电压，使得不产生共模输出电流。抵消网络可以包括四个半尺寸单端跨导，用以吸引全尺寸单端跨导的供电电流的一半。



1. 一种平衡跨导，包括：第一输入端和第一输出端之间的第一信号通路，第二输入端和第二输出端之间的第二信号通路，该第一信号通路包括第一单端跨导装置，而第二信号通路包括第二单端跨导装置；以及该平衡跨导还包括与第一和第二信号通路耦合的抵消网络，其中该抵消网络被配置成在该第一和第二单端跨导装置的输入端口处提供施加于该第一和第二输入端的共模电压的抵消。

2. 如权利要求1所述的平衡跨导，其中，第一和第二单端跨导装置各具有跨导 $-G$ ，并且该抵消网络包括：第一电阻装置，具有耦合在第一输入端和第一单端跨导装置的输入端口之间的阻值 R ；第二电阻装置，具有耦合在第二输入端和第二单端跨导装置的输入端口之间的阻值 R ；和，各具有跨导 $-G'/2$ 的第三、第四、第五和第六单端跨导装置，这里 $G'=1/R$ ；其中，第三跨导装置的输入与该第一输入端耦合，第四跨导装置的输入端与该第一输入端耦合，第五跨导装置的输入与该第二输入端耦合，第六跨导装置的输入与该第二输入端耦合；第三跨导装置的输出与第二跨导装置的输入端口耦合，第四跨导的输出与该第一跨导装置的输入端口耦合，第五跨导装置的输出与第一跨导装置的输入端口耦合，而第六跨导装置的输出与第二跨导装置的输入端口耦合。

3. 一种包含如权利要求1或2所述的平衡跨导的电子装置。

平衡跨导和电子装置

技术领域

- 5 本发明涉及一种适合于用在有源电子滤波器中的平衡跨导和一种包含平衡跨导的电子装置。

背景技术

- 10 在无线通信领域，用以获得高灵敏度、充分集成的无线收发信机的优选无线接收机结构是低的 IF（中频）多相接收机结构。这种多相结构能够取得成功的一个关键是集成信道滤波器的能力。为了提高电路集成水平并减少功耗，人们希望以混合的模拟和数字集成电路（IC）来实现无线收发信机，并且希望以低电压数字 CMOS 工艺实现这种混合的信号 IC。

- 15 一种能够用于实现集成信道滤波器的组件是跨导。跨导是用于多种电子电路的重要组件。它们形成的跨导电容（Gm-C）类的有源滤波器的基础，并且，通过额外的开关，它们创建用于采样数据滤波器的开关电流存储器。理想情况下，它们线性地将输入电压转换成输出电流，使输入和输出端口都呈现无穷大的阻抗。

- 20 因此，人们希望设计出具有高性能并能够以低电压数字 CMOS 工艺实现的跨导电路。

- 图 1（电路示意图）和图 2（框图示意图）示出的单端跨导单元使用了 PMOS/NMOS 晶体管对。如果该 PMOS 和 NMOS 晶体管被定下尺寸以具有相同的跨导 g_m ，那么这个单端跨导单元的总跨导是 $-G = -2 \cdot g_m$ 。
- 25 进一步，如果它们具有相同的门限电压，并且使用一对电压供电轨（rail） V_{ss} 和 V_{dda} ，为了简单起见，假定 $V_{ss} = 0$ ，并且，使输入电压偏置在中间轨（mid-rail）电压 $V_{dda}/2$ ，则在 PMOS 和 NMOS 晶体管中都产生相等的漏电流 J ，且输出电流 i_{out} 为零。当输入电压改变 v_{in} 时，两个晶体管的漏电流是不平衡的，且在输出端流动着一个线性相关的
- 30 电流 $i_{out} = -G \cdot v_{in}$ 。该跨导非常有效，因为它工作在 AB 类中，且一直到输出电流 i_{out} 达到 $4 \cdot J$ 时才出现削波现象。

在图 3（电路示意图）和图 4（框图示意图）中示出了一种平衡

跨导，它将平衡的输入电压转换成平衡的输出电流。它包括两个图 1 和图 2 中的单端跨导单元，其中一个用于转换正信号电压而另一个用于转换负信号电压，并得到一个差分跨导 $G_d = G/2$ 。在有源滤波器中，经常需要并能通过简单地使信号对交叉而获得信号的反相。不幸的是，如果将这种简单的平衡跨导用在例如那些在有源滤波器中出现的反馈网络中，则电路将变得不稳定。图 5 示出了与反馈网络一起的使用，且在图 6 中同等地示出，图 6 中包括反相和非反相单端跨导（图 5）的负反馈环路是通过用有线交叉产生额外反相的全部反相的单端跨导来实现（图 6）。在这个配置中，四个反相的单端跨导形成一个正反馈环路，而实际上，该电路像数字锁存器一样工作，其输入和输出切换到该供电轨的一个或另一个。

不稳定的问题可以通过使用一个共模反馈网络来解决，该共模反馈网络具有按照 1989 年 3 月 30 日 Vol. 25 No. 7, B. Nauta and E. Seevinck, Electronics Letters, "Linear CMOS transconductance element for VHF filters (用于 VHF 滤波器的线性 CMOS 跨导元件)" 的描述来配置四个另外的单端跨导。假定 PMOS 和 NMOS 晶体管具有相同的参数，那么产生零输出电流的共模输入电压为 $v_{in}^+ = v_{in}^- = V_{dda}/2$ 。如果有纯差分输入信号电压 v_{dm} ，即 $v_{in}^+ = V_{dda}/2 + v_{dm}/2$ 和 $v_{in}^- = V_{dda}/2 - v_{dm}/2$ ，则共模反馈网络产生抵消的电流，并且两个输入端之间的网络呈现无穷大的阻抗。如果有纯共模输入信号电压 v_{cm} ，即 $v_{in}^+ = v_{in}^- = V_{dda}/2 + v_{cm}$ ，则共模反馈网络产生相加的电流，并且网络在输出端产生电阻性负载。在图 8 和图 9 中分别示出了差模和共模等效的示意框图。

图 7 中包括两个平衡跨导的反馈环路是稳定的，因为每个额外的单端跨导的共模电压增益为 0.5，从而带来 0.25 的环路增益。然而，同时包括这种结构和图 3 中的简单平衡跨导的环路是不稳定的。用图 7 的平衡跨导专门制造的滤波器将消耗用图 3 的简单平衡跨导制造的滤波器（虽然这种滤波器不稳定）3 倍的功率，这是很大的性能损失。而且，图 7 的平衡跨导的共模抑制仅为 0.5 (6dB)。

30

发明内容

本发明的一个目的是提供一种改进的平衡跨导和一种包括平衡

跨导的电子装置。

根据本发明的一个方面，提供了一种平衡跨导，它包括：第一输入端和第一输出端之间的第一信号通路，第二输入端和第二输出端之间的第二信号通路，该第一信号通路包括第一单端跨导装置，该第二信号通路包括第二单端跨导装置，以及该平衡跨导还包括与第一和第二信号通路耦合的抵消网络（cancellation network），其中该抵消网络被配置成在第一和第二单端跨导装置的输入端口提供对施加于该第一和第二输入端的共模电压的抵消。

通过提供对共模电压的抵消而得到改进的共模抑制比，而且，在使用根据本发明的两个平衡跨导制造、或者甚至是从一个这样的平衡跨导和一对单端跨导制造的反馈环路中都能获得改进的稳定度。

优选地，该抵消网络包括半尺寸的单端跨导装置，其使用半宽度的晶体管并且牵引第一和第二单端跨导装置供电电流的一半，因而有助于减少功耗。替代地，可使用其他尺寸的晶体管。小的晶体管将吸引（draw）小的电流。

根据本发明第二方面，提供了一种电子装置，它包括按照本发明第一方面的一个平衡跨导。

附图说明

现在将参照附图，通过例子来对本发明进行详细的描述。其中：

图 1 是单端跨导的电路示意图；

图 2 是单端跨导的框图示意图；

图 3 是平衡跨导的电路示意图；

图 4 是平衡跨导的框图示意图；

图 5 是具有共模反馈网络的平衡跨导的框图示意图；

图 6 是具有共模反馈网络并使用反相单端跨导的平衡跨导的等效框图示意图；

图 7 是具有稳定化的共模反馈网络的平衡跨导的框图示意图；

图 8 是图 7 的平衡跨导的差模等效框图；

图 9 是图 7 的平衡跨导的共模等效框图；

图 10 是根据本发明的平衡跨导的框图示意图；

图 11 是图 10 的平衡跨导的差模等效框图；

图 12 是图 10 的平衡跨导的共模等效框图；

图 13 是偏置控制电路；

图 14 是包括平衡跨导的电子滤波器的框图示意图；以及

图 15 是无线接收机的框图示意图。

5

具体实施方式

参考 10，其中示出了平衡跨导 100 具有第一和第二输入 10、15，第一和第二输出 20、25，并且第一和第二主单端跨导 30、35 各有跨导 $-G$ 并与第一和第二输出 20、25 的供电电流分别耦合。在平衡跨导 100 的第一和第二输入 10、15 以及第一和第二主单端跨导 30、35 的输入 40、45 之间耦合有一个共模反馈抵消网络 200。

抵消网络 200 包括：一个阻值为 R 的第一电阻 50，其耦合在平衡跨导 100 的第一输入 10 和第一主单端跨导 40 的输入 40 之间，和一个阻值为 R 的第二电阻 55，其耦合在平衡跨导 100 的第二输入 15 和第二主单端跨导 45 的输入 45 之间。抵消网络 200 进一步包括四个半尺寸的单端跨导 60、61、62、63，它们各具有跨导 $-G/2$ 。半尺寸的单端跨导 60、61、62、63 使用半宽度的晶体管并且吸引主单端跨导 30、35 的供电电流的一半。

第一半尺寸跨导 60 的输入与平衡跨导 100 的第一输入 10 耦合，而第一半尺寸跨导 60 的输出与第二主单端跨导 35 的输入 45 耦合。第二半尺寸跨导 61 的输入与平衡跨导 100 的第一输入 10 耦合，而第二半尺寸跨导 61 的输出与第一主单端跨导 30 的输入 40 耦合。第三半尺寸跨导 62 的输入与平衡跨导 100 的第二输入 15 耦合，而第三半尺寸跨导 62 的输出与第一主单端跨导 30 的输入 40 耦合。第四半尺寸跨导 63 的输入与平衡跨导 100 的第二输入 15 耦合，而第四半尺寸跨导 63 的输出与第二主单端跨导 35 的输入 45 耦合。

第一和第二电阻 50、55 的阻值 R 与跨导 $-G$ 的关系可以用表达式 $R=1/G$ 表示。在通常情况下，抵消网络 200 的跨导值可以表示为 $-G'/2$ ，且 R 的值通过 $R=1/G'$ 给出。

下面给出平衡跨导 100 的操作。首先，考虑平衡跨导处于静止状态 (quiescent condition) 的情况，其中，输入信号电压为 $v_{in}^+ = v_{in}^- = V_{dda}/2$ 。在半尺寸跨导 60、61、62、63 的每个共模反馈 MOS

晶体管中的电流为 $J/2$ ，且反馈电流为 $i_f^+ = i_f^- = 0$ 。由于在第一和第二电阻 50、55 中没有电流流动，所以加到第一和第二主单端跨导 30、35 的输入 40、45 的电压也是 $V_{dda}/2$ ，并且在平衡跨导 100 的输出 20、25 处的电流为零。

5 下一步，考虑平衡跨导 100 具有一个纯差分输入信号电压 v_{dm} ，即输入电压为 $v_{in}^+ = V_{dda}/2 + v_{dm}/2$ 、 $v_{in}^- = V_{dda}/2 - v_{dm}/2$ 的情况。反馈电流再次地是 $i_f^+ = i_f^- = 0$ ，因为半尺寸跨导 60、61 产生的电流与半尺寸跨导 62、63 产生的电流相等但反向。第一和第二电阻 50、55 不产生压降，因此，输入电压 v_{in}^+ 和 v_{in}^- 分别直接加到第一和第二主单端跨导 30、35
10 的输入 40、45，在平衡跨导的输出 20、25 流动着 $v_{dm} \cdot G/2$ 的电流。

现在，考虑平衡跨导 100 具有一个纯共模输入信号电压 v_{cm} ，即输入电压为 $v_{in}^+ = v_{in}^- = V_{dda}/2 + v_{cm}$ 的情况。现在反馈电流为 $i_f^+ = i_f^- = v_{cm} \cdot G$ 并且它们在第一和第二电阻 50、55 上产生从 v_{in}^+ 和 v_{in}^- 中减去的 v_{cm} 的压降，以使在第一和第二主跨导 30、35 的输入 40、45 的电压为 $V_{dda}/2$ ，
15 而在平衡跨导 100 的输出 20、25 的电流为零。

平衡跨导 100 的差模和共模等效电路图在图 11 和 12 中分别示出。共模输入信号在主跨导 30、35 的输入 40、45 经历虚短路，这使得用两个平衡跨导 100，或者甚至是用平衡跨导 100 和一对单端跨导制造的反饋环路变得稳定。

20 用于获得所需的电阻 R 和跨导 $-G$ 之间关系 $R=1/G$ 的偏置控制电路在图 13 中示出，图中对供给该平衡跨导 100 的偏置电流进行控制，以迫使 $G=1/R$ 。参照图 13，晶体管 P1、P2、N1、N2 的环路（其中 P1 的宽度是 P2 的 4 倍）设定在那个环路中的电流，使得 P2 的跨导为 $1/2R$ 。这个电流通过 P3 被镜像并与来自 N3 的电流相加，来自 N3 的
25 电流是二极管连接的跨导 P、N 中电流的镜像。如果 N_3 中的电流比 P_3 中的电流低，那么被提供给时钟 C_k 的电荷泵 70 在端子 e_n 被使能，而且 N_{reg} 的栅极被泵送得很高。这便升高供给平衡跨导 100 的电压 V_{dd} ，一直到在 N_3 和 P_3 中的电流变得相等，在电流相等的这一点，电荷泵 70 被停用，且环路变得稳定。

30 包括根据本发明的第一方面的平衡跨导的电子装置的一个例子在图 14 中示出，其示出了电子滤波器 300 的框图示意图，该电子滤波器 300 适合用作低的 IF 无线接收机中的信道滤波器并且被安排来

对同相 (I) 和正交相位 (Q) 信号进行滤波。该电子滤波器 300 包括互连的平衡跨导和电容。在一些应用中, 可能并不是电子滤波器 300 中的每个平衡跨导都必须包含根据本发明第一方面的平衡跨导。例如, 只要输入的平衡跨导 310 是根据本发明的第一方面的平衡跨导, 就可能得到足够的共模抵消。

图 15 中示出了包含根据本发明的第一方面的平衡跨导的电子装置的一个例子, 其示出了无线接收机 400 的框图示意图。该无线接收机 400 具有输入 410, 其被耦合以从天线 405 接收信号。所接收的信号被天线滤波器 420 滤波, 并在混频器 440 中被下变频以产生同相和正交相位 IF 信号 I 和 Q 之前, 在低噪声放大器 (LNA) 430 中进行放大。I 和 Q 信号被电子滤波器 300 滤波, 然后在数字信号处理器 (DSP) 480 中被解调之前, 在模数转换器 (ADC) 460 中进行数字化, 其中该数字信号处理器 DSP 在输出 470 上提供解调信号。

15 工业实用性

集成电子滤波器适用于例如集成无线接收机。

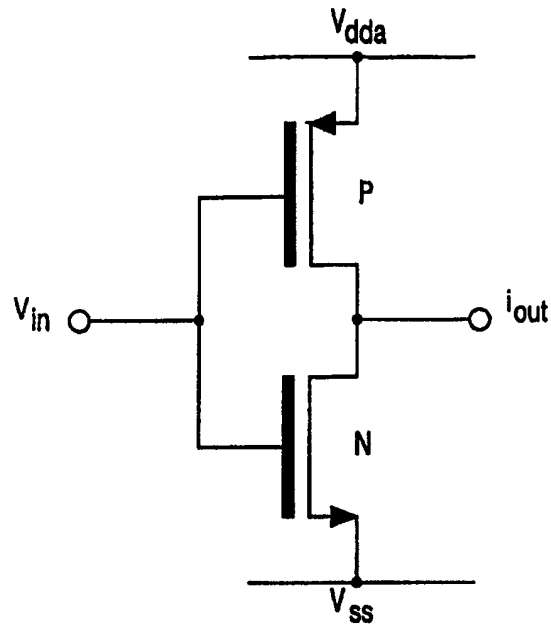


图 1

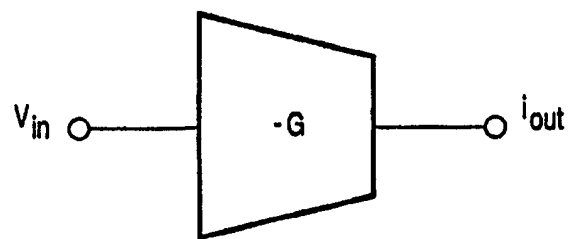


图 2

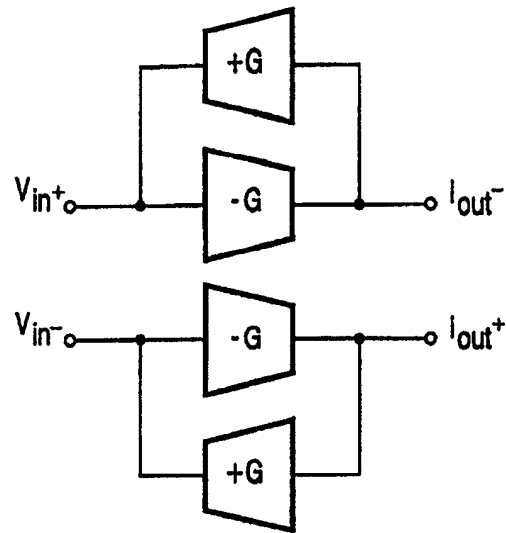


图 5

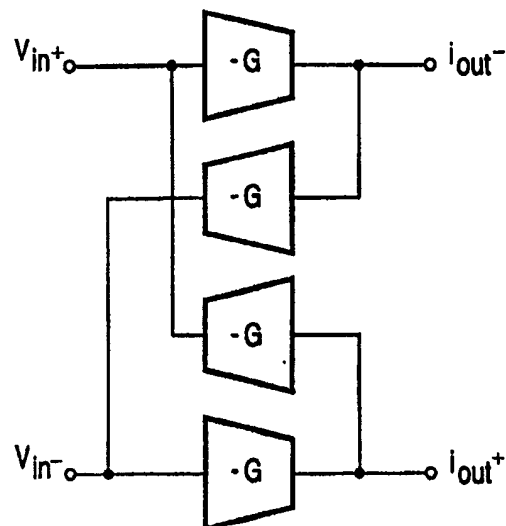


图 6

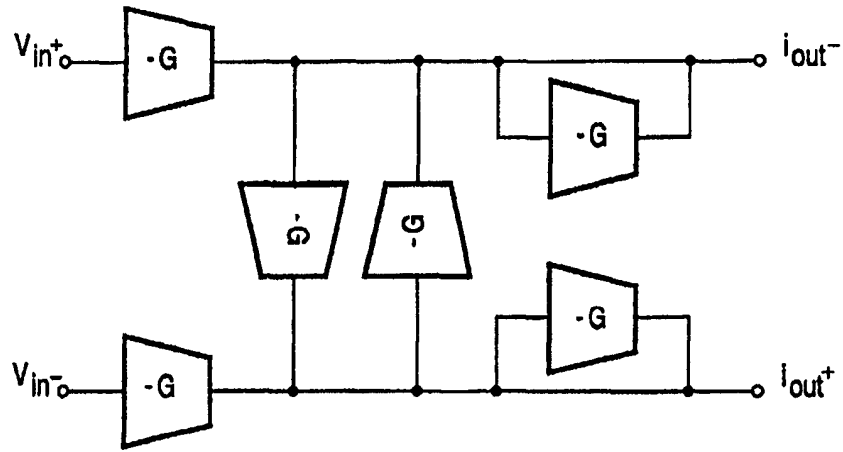


图 7

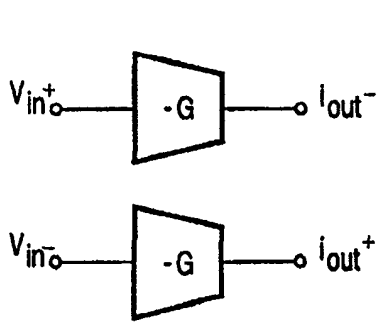


图 8

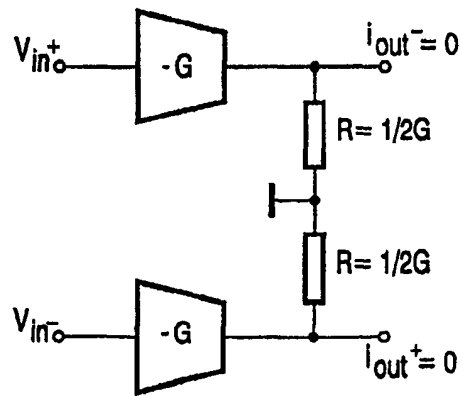


图 9

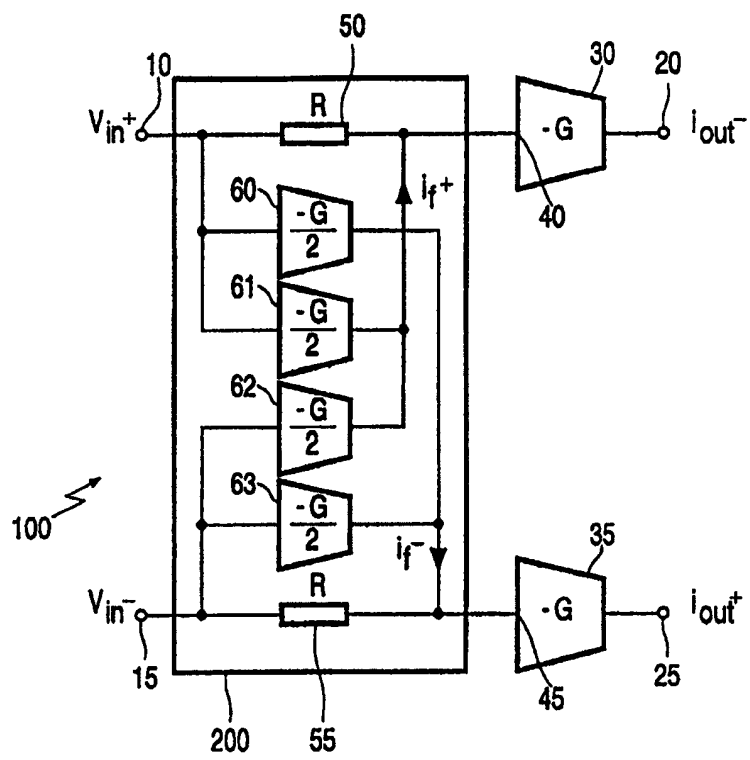


图 10

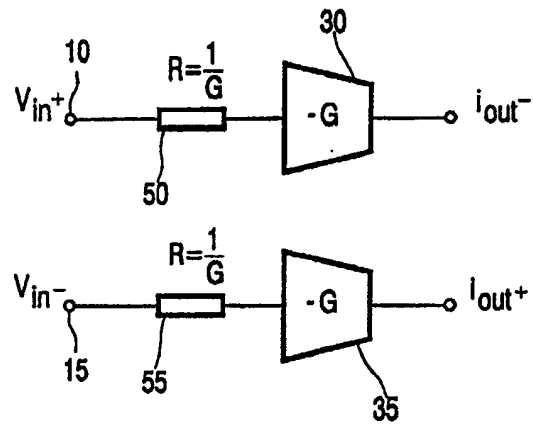


图 11

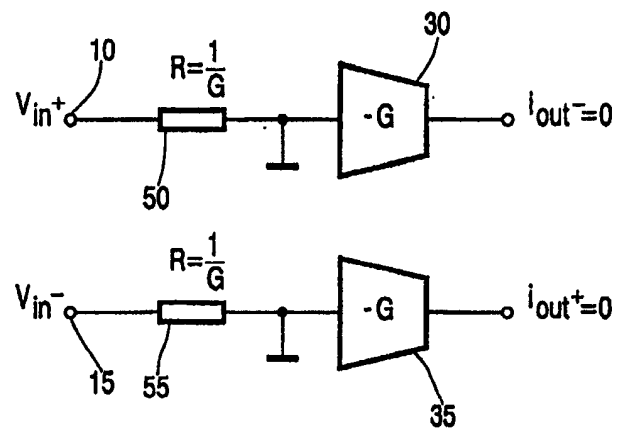


图 12

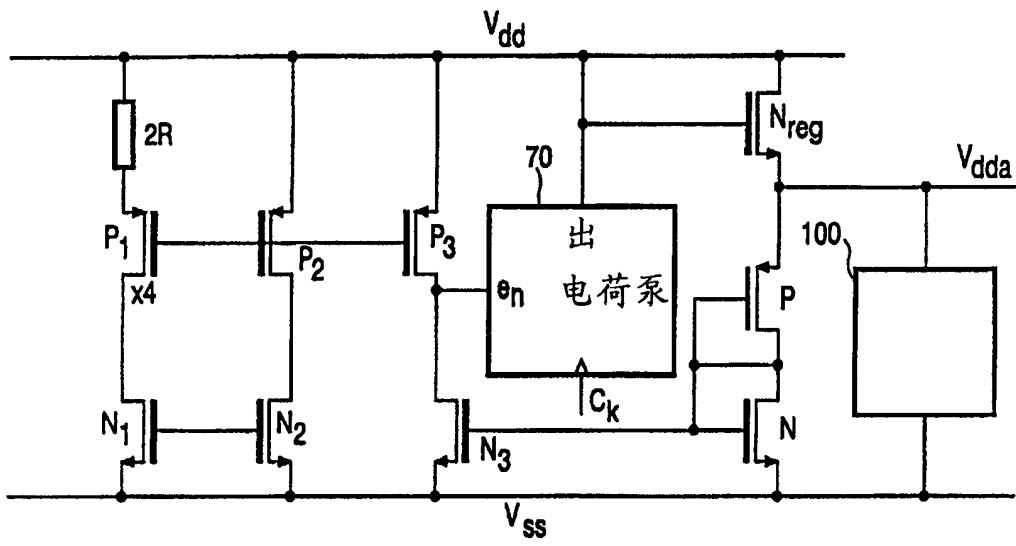


图 13

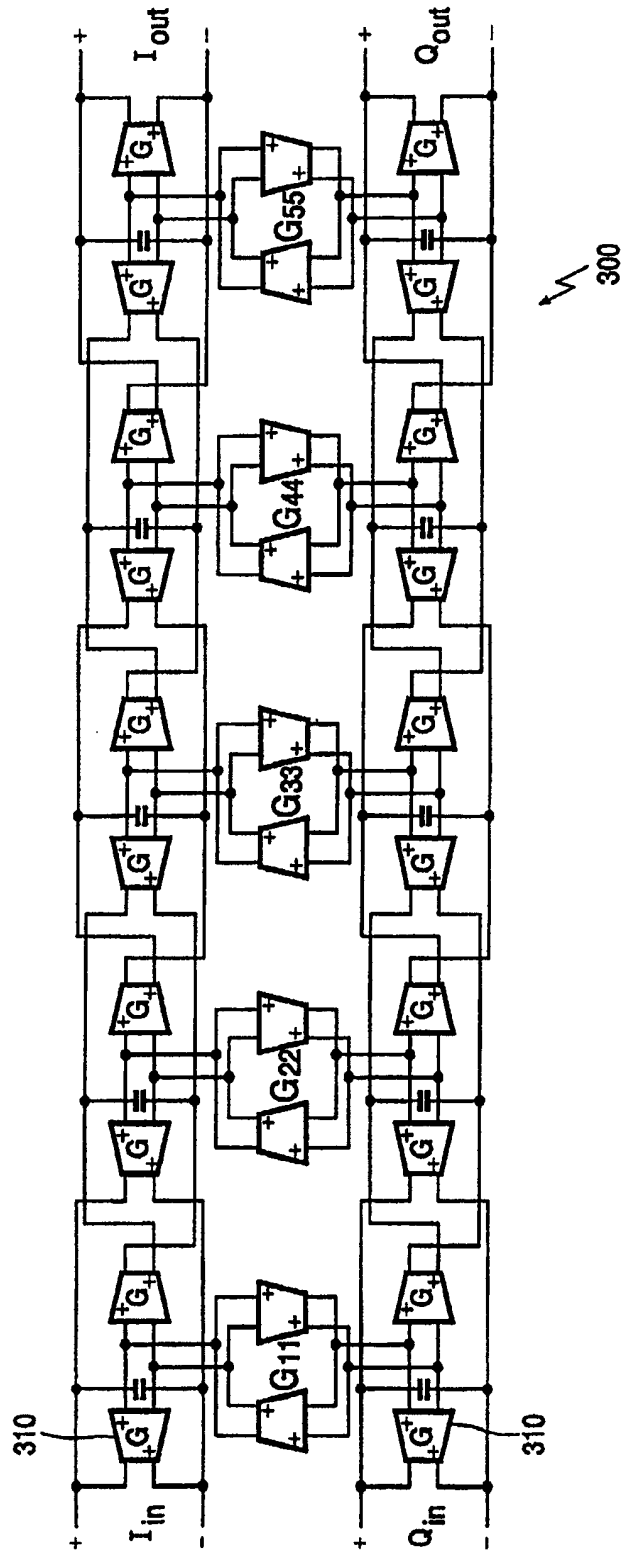


图 14

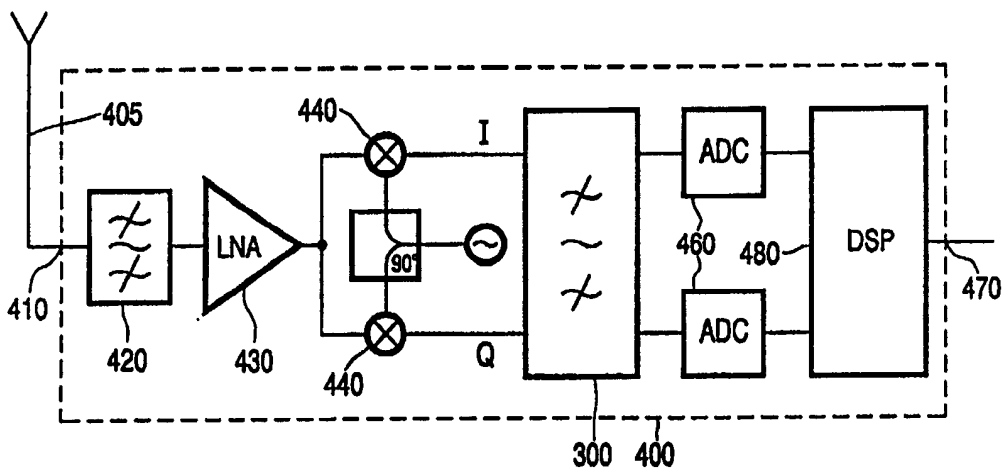


图 15