



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101273525 B

(45) 授权公告日 2012.04.11

(21) 申请号 200680035196.1

(22) 申请日 2006.07.31

(30) 优先权数据

60/705,256 2005.08.02 US

11/285,949 2005.11.22 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008.03.24

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2006/029905 2006.07.31

(87) PCT申请的公布数据

W02007/016552 EN 2007.02.08

(73) 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 金南舒 肯尼思·查尔斯·巴尼特

弗拉迪米尔·阿帕林

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

代理人 刘国伟

(51) Int. Cl.

H03F 1/32 (2006.01)

H03F 1/22 (2006.01)

审查员 梁韬

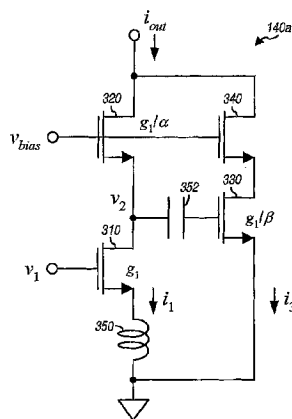
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 8 页

(54) 发明名称

具有有源后失真线性化的放大器

(57) 摘要

一种具有良好的线性及噪音性能的放大器包括第一、第二、第三及第四晶体管及一电感器。所述第一与第二晶体管耦合为第一栅地-阴地放大器对,且所述第三与第四晶体管耦合为第二栅地-阴地放大器对。所述第三晶体管的栅极耦合到所述第二晶体管的源极,且所述第四晶体管的漏极耦合到所述第二晶体管的漏极。所述第一晶体管提供信号放大。所述第二晶体管提供负载隔离且为所述第三晶体管产生中间信号。所述第三晶体管产生用于消除所述第一晶体管产生的第三阶失真分量的失真分量。所述电感器为所述第一晶体管提供源极退化且改善失真消除。所述第二及第三晶体管的大小经选择以减小增益损失且实现所述放大器的良好的线性。



1. 一种集成电路,其包含:
第一晶体管,其操作以接收并放大输入信号;
第二晶体管,其电耦合到所述第一晶体管且操作以产生中间信号并提供输出信号;
第三晶体管,其电耦合到所述第二晶体管且操作以在所述第三晶体管的栅极接收所述中间信号并产生用于消除所述第一晶体管产生的失真分量的失真分量;
第四晶体管,其电耦合到所述第二及第三晶体管且操作以提供负载隔离,
其中通过选择第二和第三晶体管的大小,由第一晶体管产生的第三阶失真分量趋近零。
2. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述第一与第二晶体管耦合为栅地-阴地放大器对。
3. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述第三晶体管操作以产生用于消除所述第一晶体管产生的第三阶失真分量的失真分量。
4. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述第四晶体管具有电耦合到所述第二晶体管的漏极的漏极。
5. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述第一、第二及第三晶体管为 N 沟道场效晶体管。
6. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述第一、第二及第三晶体管为 P 沟道场效晶体管。
7. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述第一、第二、第三及第四晶体管形成低噪声放大器。
8. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述输入信号为码分多址信号。
9. 如权利要求 1 所述的集成电路,其中所述第一、第二及第三晶体管分别具有第一、第二及第三增益,其中所述第一及第二增益通过第一因数相关,且其中所述第一及第三增益通过第二因数相关。
10. 如权利要求 9 所述的集成电路,其中所述第二因数经选择以减小增益损失,且其中所述第一因数经选择以消除所述第一晶体管产生的所述失真分量。
11. 如权利要求 9 所述的集成电路,其中所述第二因数大于 1,且其中所述第三增益为所述第一增益的一分数。
12. 一种集成电路,其包含:
第一晶体管,其电耦合到电感器且操作以接收并放大输入信号;
第二晶体管,其电耦合到所述第一晶体管且操作以产生中间信号并提供输出信号;
第三晶体管,其电耦合到所述第二晶体管且操作以接收所述中间信号并产生用于消除所述第一晶体管产生的失真分量的失真分量;
第四晶体管,其电耦合到所述第二及第三晶体管且操作以提供负载隔离;
其中通过选择第二和第三晶体管的大小,由第一晶体管产生的第三阶失真分量趋近零。
13. 一种集成电路,其包含:
第一晶体管,其电耦合到电感器且操作以接收并放大输入信号;
第二晶体管,其电耦合到所述第一晶体管且操作以产生中间信号并提供输出信号;

第三晶体管,其电耦合到所述第二晶体管且操作以接收所述中间信号并产生用于消除所述第一晶体管产生的失真分量的失真分量,其中所述第三晶体管具有电耦合到所述第一晶体管的漏极的漏极;

其中通过选择第二和第三晶体管的大小,由第一晶体管产生的第三阶失真分量趋近零。

14. 一种集成电路,其包含:

第一晶体管,其操作以接收并放大输入信号;

第二晶体管,其电耦合到所述第一晶体管且操作以产生中间信号并提供输出信号;

第三晶体管,其电耦合到所述第二晶体管且操作以接收所述中间信号并产生用于消除所述第一晶体管产生的失真分量的失真分量;

其中通过选择第二和第三晶体管的大小,由第一晶体管产生的第三阶失真分量趋近零;及

增益控制电路,其电耦合到所述第一及第二晶体管且操作以为所述第一、第二及第三晶体管形成的放大器提供增益控制。

15. 如权利要求 14 所述的集成电路,其中所述增益控制电路包含

第四晶体管,其电耦合到所述第一晶体管;及

电容器,其电耦合于所述第四晶体管与所述第二晶体管之间。

16. 如权利要求 14 的集成电路,其中所述增益控制电路包含

第四晶体管,其电耦合到所述第一晶体管;及

至少一个电阻器,其电耦合于所述第四晶体管与所述第二晶体管之间。

17. 一种放大器,其包含:

电感器,其操作以提供源极退化;

第一晶体管,其具有电耦合到所述电感器的源极及接收输入信号的栅极,所述第一晶体管操作以提供信号放大;

第二晶体管,其具有提供输出信号的漏极及电耦合到所述第一晶体管的漏极的源极,所述第二晶体管操作以产生中间信号;及

第三晶体管,其具有电耦合到所述第二晶体管的所述源极的栅极,所述第三晶体管操作以接收所述中间信号且产生用于消除所述第一晶体管产生的失真分量的失真分量;其中通过选择第二和第三晶体管的大小,由第一晶体管产生的第三阶失真分量趋近零。

18. 如权利要求 17 所述的放大器,其进一步包含:

第四晶体管,其具有电耦合到所述第三晶体管的漏极的源极及电耦合到所述第二晶体管的所述漏极的漏极。

19. 一种设备,其包含:

放大装置,其用于放大输入信号以产生具有所需分量及失真分量的第一信号;

产生装置,其用于产生具有用于消除所述放大装置产生的所述失真分量的失真分量的第二信号,其中通过选择放大装置和产生装置的大小,由放大装置产生的第三阶失真分量趋近零;

组合装置,其用于组合所述第一及第二信号以产生已消除了所述放大装置产生的所述失真分量的输出信号;及

控制装置,其用于控制所述输出信号的增益。

20. 如权利要求 19 所述的设备,其中由所述放大装置产生的所述失真分量为第三阶失真分量。

21. 一种用于无线装置的接收机,其包含:

低噪声放大器 LNA,其包含

电感器,其操作以提供源极退化,

第一晶体管,其具有电耦合到所述电感器的源极且操作以提供信号放大,

第二晶体管,其具有电耦合到所述第一晶体管的漏极的源极且操作以产生中间信号,

及

第三晶体管,其具有电耦合到所述第二晶体管的所述源极的栅极,所述第三晶体管可操作以接收所述中间信号且产生用于消除所述第一晶体管产生的失真分量的失真分量;

其中通过选择第二和第三晶体管的大小,由所述第一晶体管产生的第三阶失真分量趋近零;

输入阻抗匹配电路,其电耦合到所述第一晶体管的栅极且为所述 LNA 接收输入信号;

及

输出阻抗匹配电路,其电耦合到所述第二晶体管的漏极且为所述 LNA 提供输出信号。

22. 如权利要求 21 所述的接收机,其中所述 LNA 进一步包含

第四晶体管,其具有电耦合到所述第三晶体管的漏极的源极及电耦合到所述第二晶体管的所述漏极的漏极。

23. 如权利要求 21 所述的接收机,其中所述 LNA 进一步包含

增益控制电路,其电耦合到所述第一及第二晶体管且可操作以为所述 LNA 提供增益控制。

具有有源后失真线性化的放大器

技术领域

[0001] 本发明大体来说涉及电路,且更具体来说涉及一种适合于无线通信及其它应用的放大器。

背景技术

[0002] 放大器通常用于各种电子装置中以提供信号放大。此外,不同类型的放大器用于不同的用途。举例来说,无线装置可包括用于双向通信的发射机及接收机,且所述发射机可利用功率放大器 (PA) 且所述接收机可利用低噪声放大器 (LNA) 及可变增益放大器 (VGA)。

[0003] LNA 通常用于接收机以放大经由通信信道接收的低幅值信号。所述 LNA 经常是所接收信号遇到的第一有源电路且因此在几个关键方面对所述接收机的性能具有较大影响。首先,由于所述 LNA 的噪声被直接注入到所接收的信号中且所述 LNA 的增益有效地减小后续级的噪声,因此所述 LNA 对所述接收机的总噪声指数具有较大影响。其次,所述 LNA 的线性对所述接收机中的后续级的设计及所述接收机性能两者具有较大影响。所述 LNA 输入信号通常包括可来自外部干扰源的各种不需要的信号分量及来自共同定位发射机的泄漏。所述 LNA 中的非线性导致所述不需要的信号分量混合且产生可落入所需信号带宽中的交叉调制失真 (XMD)。所述交叉调制失真的幅值由 LNA 中非线性的量决定。落入所需信号带宽中的交叉调制失真分量用作使所需信号的信杂比 (SNR) 降级的噪声。LNA 非线性导致的 SNR 的降级影响后续级 (且经常对其施加更加严格的要求) 的设计以满足接收机的总 SNR 规格。因此,具有更加线性的 LNA 可减轻对其它阶段的性能要求,此可导致用于接收机的更低功率消耗及更小电路面积。

[0004] 因此,所属技术中需要具有良好线性及噪声性能的放大器。

发明内容

[0005] 本文中阐述一种使用有源后失真 (APD) 线性化的放大器的各种实施例。所述放大器在设计上简单,具有良好的线性及噪声性能,且适合于无线通信及其它高频率应用。举例来说,所述放大器可在无线装置中用作接收机的 LNA。有源后失真还可用于使其它有源电路 (例如,混合器) 线性化。

[0006] 在一个实施例中,一种放大器 (例如,LNA) 包括第一、第二、第三及第四晶体管 (例如, N-FET) 及电感器。所述第一与第二晶体管耦合为第一栅地 - 阴地放大器对,且所述第三与第四晶体管耦合为第二栅地 - 阴地放大器对。所述第一晶体管的源极耦合到所述电感器且其栅极接收输入 (电压) 信号。所述第二晶体管的源极耦合到所述第一晶体管的漏极且其漏极提供输出 (电流) 信号。所述第三晶体管的栅极耦合到所述第二晶体管的源极。所述第四晶体管的源极耦合到所述第三晶体管的漏极且其漏极耦合到所述第二晶体管的漏极。所述第一晶体管提供信号放大。所述第二晶体管为所述第三晶体管提供负载隔离且进一步产生中间信号。所述第三晶体管接收所述中间信号且产生用于消除所述第一晶体管产生的第三阶失真分量的失真分量。所述第四晶体管提供负载隔离。所述电感器为所述第

一晶体管提供源极退化且改善所述第三阶失真的消除。在其它实施例中,可省略所述第四晶体管,且所述第三晶体管的漏极可耦合到所述第一或第二晶体管的漏极。可选择所述第二及第三晶体管的大小以减小所述放大器的增益损失及尽可能多地消除第三阶失真。

[0007] 下文将进一步详细阐述本发明的各方面及实施例。

附图说明

[0008] 结合图式阅读下述详细阐述,将更明了本发明的特征及性质,在所有图式中相同的参考字符对应地进行标识。

[0009] 图 1 显示无线装置的射频 (RF) 部分。

[0010] 图 2A、2B 及 2C 分别显示从天线接收的信号、LNA 输入信号及 LNA 输出信号。

[0011] 图 3 显示具有有源后失真线性化的 LNA 的示意图。

[0012] 图 4A 及 4B 分别显示用于低及高频率的 LNA 的 IIP3 曲线图。

[0013] 图 5 显示用于所述 LNA 的等效电路。

[0014] 图 6 显示图解说明有源后失真消除的向量图。

[0015] 图 7A 及 7B 显示具有有源后失真线性化的 LNA 的两个额外实施例的示意图。

[0016] 图 8 显示具有有源后失真线性化及多个增益设定值的 LNA 的示意图。

[0017] 图 9 显示用 P-FET 实施的 LNA 的示意图。

具体实施方式

[0018] 本文所用“实例性”一词意指“用作实例、示例或例证”。本文中阐述为“实例性”的任何实施例或设计未必解释为较其它实施例或设计优选或有利。

[0019] 本文中阐述的放大器及其它线性化有源电路可用于各种应用,例如通信、网络连接、计算、消费者电子装置等等。所述线性化有源电路可用于无线通信系统中,例如码分多址 (CDMA) 系统、时分多址 (TDMA) 系统、全球移动通信系统 (GSM) 系统、高级移动电话系统 (AMPS) 系统、全球定位系统 (GPS)、多输入多输出 (MIMO) 系统、正交频分多路复用 (OFDM) 系统、正交频分多址 (OFDMA) 系统、单载波 FDMA (SC-FDMA) 系统、无线局域网 (WLAN) 等等。所述放大器可用作 LNA、VGA、PA 等等。为明晰起见,下文阐述用于 CDMA 系统的无线装置的接收机中的 LNA。所述 CDMA 系统可实施 cdma2000、宽带 CDMA (W-CDMA) 及 / 或其它 CDMA 无线电接入技术。

[0020] 图 1 显示无线装置 100 的射频 (RF) 部分的方块图。无线装置 100 可以是蜂窝式电话、个人数字助理 (PDA)、无线调制解调器卡或用于无线通信的其它装置。无线装置 100 包括提供双向通信的发射机及接收机。

[0021] 在发射路径上,功率放大器 (PA) 110 接收且放大发射 (TX) 经调制信号且提供发射信号。将所述发射信号通过双工器 120 路由到且经由天线 130 发射到一个或多个服务的基地台。所述发射信号的一部分还通过双工器 120 耦合或泄漏到接收路径 TX 泄漏的量取决于双工器 120 的发射与接收端口之间的隔离,对于蜂窝式频带下的表面声波 (SAW) 双工器,所述隔离可以是约 50 分贝 (dB)。更低的 TX-RX 隔离导致更高水平的 TX 泄漏。

[0022] 在接收路径上,经由天线 130 接收含有所需信号及可能的干扰机的接收信号,将所述接收信号通过双工器 120 路由到且提供到 LNA 140。LNA 140 还接收来自所述发射路

径的 TX 泄漏信号。因此, LNA 140 的输入处的输入信号可包括所述所需信号、所述 TX 泄漏信号及所述干扰机。LNA 放大所述输入信号且提供经放大的 RF 信号。SAW 滤波器 150 对所述经放大信号进行滤波以移除带外分量(例如,所述 TX 泄漏信号)且提供经滤波的 RF 信号。混合器 160 频率用本地振荡器 (LO) 信号对所述经滤波的 RF 信号进行下变频且提供经下变频的信号。

[0023] 图 2A 显示从天线 130 接收的信号,其包括所需信号 210 及干扰机 220。干扰机 220 是不需要的信号且可对应于(例如)在 AMPS 系统中由附近基地台发射的信号。所述干扰机在幅值上可远远大于所述所需信号而在频率上可接近于所述所需信号。

[0024] 图 2B 显示 LNA 140 的输入处的输入信号。所述输入信号含有所述接收的信号中的所需信号 210 及干扰机 220 以及来自发射路径的 TX 泄漏信号 230。所述 TX 泄漏信号可相对于所述所需信号为大(尤其在无线装置 100 远离服务的基地台且需要以高功率电平发射以到达所述基地台时)。

[0025] 图 2C 显示 LNA 140 的输出处的信号。LNA 140 中的非线性可导致对 TX 泄漏信号 230 的调制与窄带干扰机 220 相互作用且在所述干扰机周围产生交叉调制失真 240。所述交叉调制失真的一部分 250(用阴影显示)可落入所述所需信号频带中。部分 250 用作使接收机的性能降级的额外噪声。此噪声还使接收机灵敏度降级,使得接收机可可靠地侦测的最小需要信号需要具有更大的幅值。

[0026] 图 3 显示具有有源后失真 (APD) 线性化的 LNA 140a 的实施例的示意图。LNA 140a 具有良好的线性及噪声性能且可用于图 1 中的 LNA 140。LNA 140a 包括四个 N 沟道场效应晶体管 (N-FET) 310、320、330 及 340,电感器 350 及电容器 352。N-FET 310 的源极耦合到电感器 350 的一端,其栅极接收输入电压 v_i 且其漏极耦合到 N-FET 320 的源极。电感器 350 的另一端耦合到电路接地。N-FET 320 的栅极接收偏压 v_{bias} 且其漏极耦合到输出节点。N-FET 330 的源极耦合到电路接地,其栅极耦合到电容器 352 的一端且其漏极耦合到 N-FET 340 的源极。电容器 352 的另一端耦合到 N-FET 320 的源极。N-FET 340 的栅极接收偏压 v_{bias} 且其漏极耦合到所述输出节点。所述输出节点为 LNA 140a 提供输出电流 i_{out} 。

[0027] N-FET 310 及 320 针对用于信号放大的主信号路径形成第一栅地-阴地放大器对。N-FET 310 提供信号放大。N-FET 320 为 N-FET 310 提供负载隔离且为 N-FET 330 进一步产生中间电压 v_2 。N-FET 330 及 340 针对产生用于失真消除的交叉调制失真的辅助信号路径形成第二栅地-阴地放大器对。N-FET 330 产生所述交叉调制失真,且 N-FET 340 为 N-FET 330 提供负载隔离。电感器 350 提供源极退化且进一步提供窥视 N-FET 310 的栅极的 50 欧姆匹配。电感器 350 还用于有源后失真线性化及改善失真消除。电容器 352 提供 AC 耦合。

[0028] N-FET 310 具有小信号跨导 g_1 ,其由各种因数决定,例如 N-FET 310 的大小(例如,长度及宽度)、N-FET 310 的偏置电流、N-FET 310 的栅极-对-源极电压 v_{gs} 等等。N-FET 320 具有小信号跨导 g_1/α ,其中 α 是 N-FET 310 的跨导比 N-FET 320 的跨导的比率。因数 α 通常由 N-FET 310 的宽度比 N-FET 320 的宽度的比率决定。N-FET 330 具有小信号跨导 g_1/β ,其中 β 是 N-FET 310 的跨导比 N-FET 330 的跨导的比率。因数 β 通常由 N-FET 310 的宽度比 N-FET 330 的宽度的比率决定。可如下所述选择因数 α 及 β 。

[0029] 可如下地在低频率下实现使用有源后失真的 LNA 140a 的线性化。在低频率下,电感器 350 不起作用且被有效地短路,且输入电压 v_i 等于 N-FET 310 的 v_{gs} 电压。N-FET 310

的漏极电流 i_1 可由以下幂级数表示：

$$[0030] \quad i_1(v_{gs}) = g_1 \cdot v_{gs} + g_2 \cdot v_{gs}^2 + g_3 \cdot v_{gs}^3 + \dots, \quad \text{Eq (1)}$$

[0031] 其中 g_2 是界定第二阶非线性的强度的系数；

[0032] g_3 是界定第三阶非线性的强度的系数；及

[0033] $i_1(v_{gs})$ 是 N-FET 310 的作为 v_{gs} 的函数的漏极电流。为简明起见，在等式 (1) 中忽略不计高于第三阶的非线性。系数 g_1 、 g_2 及 g_3 由装置大小及 N-FET 310 的偏置电流决定。系数 g_3 控制低信号电平下的第三阶互调失真 (MD3) 且因此决定第三阶输入截取点 (IIP3)，其为通常用于明确说明放大器的线性的度量。

[0034] 可假设 N-FET 320 为线性。在此情况下，N-FET 310 的漏极电压 v_2 (其也是 N-FET330 的 v_{gs} 电压) 可表达为：

$$[0035] \quad v_2 = -\frac{\alpha}{g_1} \cdot i_1. \quad \text{Eq (2)}$$

[0036] 等式 (2) 指示 N-FET 320 产生的 v_2 电压取决于 α 。N-FET 330 的漏极电流 i_3 可由以下幂级数表示：

$$[0037] \quad i_3(v_2) = \frac{1}{\beta} (g_1 \cdot v_2 + g_2 \cdot v_2^2 + g_3 \cdot v_2^3 + \dots). \quad \text{Eq (3)}$$

[0038] 等式 (3) 指示 N-FET 330 的系数与 N-FET 310 的系数通过 β 相关。

[0039] 可将等式 (2) 代入等式 (3) 中，使得可将 N-FET 330 的漏极电流 i_3 表达为 N-FET 310 的漏极电流 i_1 的函数。然后，可将等式 (1) 代入等式 (3) 中，使得可将 N-FET 330 的漏极电流 i_3 表达为 N-FET 310 的 v_{gs} 电压的函数。由于等式 (1) 中的幂级数与等式 (3) 中的幂级数之间的相互作用，扩展的等式 (3) 包括针对非线性的每一阶的多个项。

[0040] 组合 N-FET 310 及 330 的漏极电流以产生输出电流 i_{out} ，如下所示：

$$[0041] \quad i_{out} = i_1 + i_3, \quad \text{Eq (4)}$$

$$[0042] \quad = g_{1\Sigma} \cdot v_{gs} + g_{2\Sigma} \cdot v_{gs}^2 + g_{3\Sigma} \cdot v_{gs}^3 + \dots,$$

[0043] 其中 $g_{1\Sigma}$ 及 $g_{3\Sigma}$ 分别是针对输出电流 i_{out} 的第一阶及第三阶幂级数系数且可表达为：

$$[0044] \quad g_{1\Sigma} = g_1 \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\beta}\right), \text{ 及} \quad \text{Eq (5)}$$

$$[0045] \quad g_{3\Sigma} = g_3 \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\beta} - \frac{\alpha^3}{\beta}\right) + \frac{2g_2^2 \cdot \alpha^2}{g_1 \cdot \beta}. \quad \text{Eq (6)}$$

[0046] 可忽略不计等式 (4) 中的项 $g_{2\Sigma}$ ，因为仅关心基频及第三阶非线性。

[0047] 等式 (5) 表示 LNA 140a 的总增益且显示使用有源后失真线性化所导致的增益损失。具有失真消除的 LNA 140a 的总增益为 $g_{1\Sigma}$ ，而不具有失真消除的 LNA 的增益为 g_1 。增益损失 $(1 - \alpha / \beta)$ 直接与 α 及 β 相关且可通过选择相对于 α 为大的 β 来保持为小。更大的 β 导致更小的增益损失但未必意指更小的失真消除。等式 (6) 表示输出电流 i_{out} 中的经组合第三阶失真。等式 (6) 中的第一项表示来自第三阶非线性的作用，且等式 (6) 中的第二项表示来自第二阶非线性的作用。

[0048] 图 4A 显示在低频率下具有失真消除的 LNA 140a (其中 N-FET 330 与 340 连接)

的 IIP3 的曲线图 410 及不具有失真消除的 LNA 140a (其中省略 N-FET330 及 340) 的 IIP3 的曲线图 420。对于既定的装置宽度及功率消耗,可对等式 (6) 进行求解,使得第三阶失真分量趋近零。选择 β 的值以防止过多的增益损失。对于具体实例性设计,选择 β 等于 8,且 α 的 1.35 的值提供良好的失真消除。由于等式 (6) 中的第二阶非线性,所述失真消除取决于偏压 (其为 N-FET 310 的操作 v_{gs} 电压)。

[0049] LNA 140a 可用于高频率应用,例如无线通信。在高频率下,电抗元件 (例如,电容器及电感器) 影响线性性能且进一步导致性能依赖于频率。

[0050] 图 5 显示用于图 3 中的 LNA 140a 的简化等效电路的示意图。对于图 5 中所示的实施例,分别用理想的电流源 510、520、530 及 540 且分别用寄生栅极-对-源极电容器 512、522、532 及 542 对 N-FET 310、320、330 及 340 进行建模。N-FET 310、320、330 及 340 分别具有栅极-对-源极电容 C_{gs1} 、 C_{gs2} 、 C_{gs3} 及 C_{gs4} ,且进一步分别具有栅极-对-源极电压 v_{gs1} 、 v_{gs2} 、 v_{gs3} 及 v_{gs4} 。用理想的电感器 550 对电感器 350 进行模拟。电路 508 建模 N-FET 310 的输入阻抗 Z_1 。

[0051] 为简明起见,针对等效电路 500 做以下假设:

[0052] ●除每一 N-FET 的 C_{gs} 之外,所有寄生电容可忽略;

[0053] ●寄生电阻为零;

[0054] ●所述 N-FET 的体效应可忽略;及

[0055] ●LNA 140a 在具有小输入信号 v_1 的弱非线性区域中操作。

[0056] 电流源 510、520 及 530 的漏极电流可表达为:

$$[0057] \quad i_{ds1} = g_1 \cdot v_{gs1} + g_2 \cdot v_{gs1}^2 + g_3 \cdot v_{gs1}^3, \quad \text{Eq (7a)}$$

$$[0058] \quad i_{ds2} = \frac{g_1}{\alpha} \cdot v_{gs2}, \text{ 及} \quad \text{Eq (7b)}$$

$$[0059] \quad i_{ds3} = \frac{1}{\beta} \cdot (g_1 \cdot v_{gs3} + g_2 \cdot v_{gs3}^2 + g_3 \cdot v_{gs3}^3), \quad \text{Eq (7c)}$$

[0060] 其中 $v_2 = v_{gs3} = -v_{gs2}$ 。为简明起见,如由等式 (7b) 所示,仅考虑 N-FET 310 及 330 的非线性,且假设 N-FET 320 及 340 为线性。

[0061] 在弱非线性区域中等效电路 500 的输出电流 i_{out} 可表达为:

$$[0062] \quad i_{out} = C_1(s) \circ v_1 + C_2(s_1, s_2) \circ v_1^2 + C_3(s_1, s_2, s_3) \circ v_1^3, \quad \text{Eq (8)}$$

[0063] 其中 $C_n(s_1, \dots, s_n)$ 是针对 i_{out} 的第 n 阶伏尔特拉核的拉普拉斯变换,其经常被称为第 n 阶非线性函数;

[0064] $s = j\omega$ 是拉普拉斯变量;

[0065] $s_1, \dots, s_n$ 是受所述第 n 阶伏尔特拉核影响的频率;及

[0066] “ $\circ$ ”表示 v_1^n 的每一频率分量被 $C_n(s_1, \dots, s_n)$ 复乘。

[0067] 等式 (8) 用于经常用于非线性分析的伏尔特拉级数。所述伏尔特拉级数包括每一阶非线性的伏尔特拉核。所述第 n 阶非线性对应于项 v_1^n 且产生 n 频率分量。所述第 n 伏尔特拉核是影响第 n 阶非线性产生的 n 频率分量的一组 n 系数。可通过数学推导或其它方法决定每一伏尔特拉核的系数。在等式 (8) 中,所述第三阶伏尔特拉核 $C_3(s_1, s_2, s_3)$ 决定所关心的高频率下第三阶非线性。

[0068] N-FET 310 的栅极 - 对 - 源极电压 v_{gs1} 可表达为输入电压 v_1 的函数, 如下所示:

[0069]

$$v_{gs1} = A_1(s) \circ v_1 + A_2(s_1, s_2) \circ v_1^2 + A_3(s_1, s_2, s_3) \circ v_1^3, \quad \text{Eq (9)}$$

[0070] 其中 $A_n(s_1, \dots, s_n)$ 是针对 v_{gs1} 的第 n 阶伏尔特拉核的拉普拉斯变换。

[0071] 如等式 (7a) 及 (9) 中所示, N-FET 310 基于输入电压 v_1 产生非线性电流 i_{ds1} 。 i_{ds1} 电流的一部分穿过 N-FET 320 且产生 v_2 电压。如等式 (7c) 中所示, v_2 电压产生通过 N-FET330 的非线性电流 i_{ds3} 。输出电流 i_{out} 等于 i_{ds1} 电流与 i_{ds3} 电流的和。

[0072] 可评价等式 (8) 以决定所有失真分量。所关心的失真分量是那些影响 IIP3 的失真分量。将 N-FET 310 的第三阶非线性产生的失真分量示为 ξ_{M1} 。可如下地对 N-FET 330 的非线性产生的失真分量进行分类:

[0073] ● ξ_1 : N-FET 310 的第二阶及第三阶非线性产生且通过因数 α / β 衰减的失真分量;

[0074] ● ξ_2 : N-FET 310 的第二阶非线性乘以 N-FET 330 的第二阶非线性产生的失真分量; 及

[0075] ● ξ_3 : N-FET 330 的第三阶非线性产生的失真分量。

[0076] 在有源后失真线性化的情况下, 用 N-FET 330 有源地产生项 ξ_1 、 ξ_2 及 ξ_3 且用其消除来自 N-FET 310 的项 ξ_{M1} 。

[0077] 项 ξ_1 包括 N-FET 310 的第二阶及第三阶非线性产生的失真分量。举例来说, N-FET310 的源极处的第二谐波 (2ω) 可与 N-FET 310 的栅极处的基频 (ω) 混合以产生第三阶互调失真。所述第二谐波是因 N-FET 310 的对应于等式 (7a) 中的项 $g_2 \cdot v_{gs1}^2$ 的第二阶非线性所致。由于 N-FET 310 的对应于等式 (7a) 中的项 $g_3 \cdot v_{gs1}^3$ 的第三阶非线性, 所述基频也可产生第三阶互调失真。来自 N-FET 310 的这些失真分量由 N-FET 330 通过等式 (7c) 中的 $g_1 \cdot v_{gs3}$ 项放大且由 N-FET 320 与 330 的组合通过因数 α / β 衰减。

[0078] 项 ξ_2 包括 N-FET 310 及 330 的第二阶非线性产生的失真分量。举例来说, N-FET310 的第二阶非线性产生的第二谐波可与因 N-FET 330 的对应于等式 (7c) 中的项 $g_2 \cdot v_{gs3}^2$ 的第二阶非线性所致的基频混合以产生第三阶互调失真。

[0079] 项 ξ_3 包括 N-FET 330 的第三阶非线性产生的失真分量。由于 N-FET 330 的对应于等式 (7c) 中的项 $g_3 \cdot v_{gs3}^3$ 的第三阶非线性, 来自 N-FET 310 的基频可产生第三阶互调失真。

[0080] N-FET 310 及 330 的非线性项可表达为:

$$\zeta_{M1} = g_1 \cdot A_3(s_1, s_2, s_3) + 2g_2 \cdot \overline{A_1(s_1) \cdot A_2(s_1, s_2)} + g_3 \cdot A_1(s_1) \cdot A_1(s_2) \cdot A_1(s_3), \quad \text{Eq (10)}$$

$$\zeta_1 = -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \zeta_{M1}, \quad \text{Eq (11)}$$

$$\zeta_2 = \frac{g_2 \cdot \alpha^2}{\beta} \cdot [2g_1^2 \cdot \overline{A_1(s_1) \cdot A_2(s_1, s_2)} + 2g_1 \cdot g_2 \cdot A_1(s_1) \cdot A_1(s_2) \cdot A_1(s_3)], \quad \text{及 Eq (12) 及}$$

Eq (12)

$$\zeta_3 = -\frac{g_3 \cdot \alpha^3}{\beta} \cdot g_1^3 \cdot A_1(s_1) \cdot A_1(s_2) \cdot A_1(s_3), \quad \text{Eq (13)}$$

$$[0085] \quad \text{其中 } A_1(s) = \frac{1}{s \cdot L_s \cdot g_1 + s \cdot C_{gs1} \cdot (s \cdot L_s + Z_1(s)) + 1}, \quad \text{Eq (14)}$$

$$[0086] \quad \overline{A_1(s_1) \cdot A_2(s_1, s_2)} = -\frac{1}{3} \cdot A_1(s) \cdot |A_1(s)|^2 \cdot A_1(2s) \cdot 2s \cdot L_s \cdot g_2, \quad \text{及} \quad \text{Eq (15) 及 Eq (15)}$$

$$[0087] \quad A_3(s_1, s_2, s_3) = s \cdot L_s \cdot A_1^2(s) \cdot |A_1(s)|^2 \cdot \left[\frac{2}{3} \cdot g_2^2 \cdot A_1(2s) \cdot 2s \cdot L_s - g_3 \right]. \quad \text{Eq (16)}$$

[0088] 等式 (14)、(15) 及 (16) 指示电感器 350 的电感包括于组成 ξ_1 、 ξ_2 及 ξ_3 的各个中间项中。电感器 350 在高频率下改善对 N-FET 310 产生的第三阶失真的消除。

[0089] 在以上等式中, $s = j\omega$ 、 $s_1 = j\omega_1$ 、 $s_2 = j\omega_2$ 及 $s_3 = j\omega_3$ 是不同的紧密间隔的信号频率, 其中 $\omega \approx \omega_1 \approx \omega_2 \approx \omega_3$, 使得 $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ 远远小于 ω_1 及 ω_2 。将等式 (14)、(15) 及 (16) 代入等式 (10)、(11)、(12) 及 (13) 中, 且假设在 ω 处共轭匹配, 输出电流 i_{out} 中的总第三阶失真 IM3_Σ 可表达为:

$$[0090] \quad \text{IM3}_\Sigma = A_1(s) \cdot |A_1(s)|^2 \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\beta} \right) \cdot g_3 \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{\alpha^3}{\beta - \alpha} \right]$$

$$[0091] \quad - A_1(s) \cdot |A_1(s)|^2 \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\beta} \right) \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot g_2^2 \cdot A_1(2s) \cdot 2s \cdot L_s \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{\alpha^2}{\beta - \alpha} \right] \right) \quad \text{Eq (17)}$$

$$[0092] \quad + 2 \frac{\alpha^2 \cdot g_2^2}{\beta \cdot g_1} \cdot A_1^3(s).$$

[0093] 等式 (17) 中的 IM3_Σ 对应于等式 (8) 中的第三阶伏尔特拉核 $C_3(s_1, s_2, s_3)$ 。

[0094] 在等式 (17) 中, 第一行中的项表示第三阶非线性, 第二行中的项表示具有第二阶谐波的第二阶非线性, 且第三行中的项表示第二阶非线性。可选择 α 及 β 的值, 使得所述三种失真分量尽可能多地消失, 总第三阶失真降到最低且针对 LNA 140a 实现最高可能的 IIP3。

[0095] 图 6 显示图解说明有源后失真的失真消除机制的向量图。项 ξ_1 、 ξ_2 及 ξ_3 取决于信号频率 ($s = j\omega$)、N-FET 的系数 g_1 、 g_2 及 g_3 及退化电感 L_s 。如所述三项的三个向量所示, 项 ξ_1 、 ξ_2 及 ξ_3 在既定的频率下可具有不同的幅值及相位。三个项 ξ_1 、 ξ_2 与 ξ_3 的和由虚线向量显示, 其在幅值上应等于 ξ_{MI} 的向量而在相位上与 ξ_{MI} 的向量相反, 使得总失真降到最低。

[0096] 图 4B 显示在高频率下针对具有失真消除的 LNA 140a 的 IIP3 的曲线图 430 及不具有失真消除的 LNA 140a 的 IIP3 的曲线图 440。对于既定的装置宽度及功率消耗, 可对等式 (17) 进行求解以使第三阶失真分量趋近零。选择 β 的值以防止过多的增益损失。对于具体实例性设计, 选择 β 等于 8, 且 α 的 1.77 的值提供良好的失真消除。在高频率下使失真降到最低的 α 值可不同于低频率下的 α 值。高频率的不同 α 值是因与第二谐波相互作用的对应于等式 (17) 中的第二行的第二阶非线性产生的失真分量所致。

[0097] 通过有源后失真线性化, LNA 140a 的噪声性能降级轻微。来自 N-FET 310 的噪声近似相同于来自常规的电感退化的 LNA 的噪声。在有源后失真线性化的情况下, N-FET 330 产生呈栅极感应噪声及漏极噪声形式的额外噪声。通过增大 β 可减小所述额外噪声源两者, 此导致较小的增益损失及噪声指数的较小降级。

[0098] 图 7A 显示具有有源后失真线性化的 LNA 140b 的实施例的示意图。LNA 140b 包括 N-FET 310、320 及 330、电感器 350 及电容器 352,其如上文针对图 3 所阐述地那样耦合。然而,N-FET 330 的漏极直接耦合到输出节点。在 LNA 140b 中省略 N-FET 340。LNA 140b 的线性及噪声性能类似于图 3 中的 LNA 140a 的线性及噪声性能。省略 N-FET 340 主要影响 N-FET 330 的负载隔离。

[0099] 图 7B 显示具有有源后失真线性化的 LNA 140c 的实施例的示意图。LNA 140c 包括 N-FET 310、320 及 330、电感器 350 及电容器 352,其如上文针对图 3 所阐述地那样耦合。然而,N-FET 330 的漏极直接耦合到 N-FET 320 的源极。在 LNA 140c 中省略 N-FET 340。LNA 140c 的线性及噪声性能类似于图 3 中的 LNA 140a 的线性及噪声性能。

[0100] 图 8 显示具有有源后失真线性化及多个增益设定值的 LNA 140d 的实施例的示意图。LNA 140d 包括 N-FET 810、820、830 及 840,电感器 850 及电容器 852,其分别以与图 3 中的 N-FET 310、320、330 及 340,电感器 350 及电容器 352 相同的方式耦合。LNA 140d 进一步包括提供偏压、增益控制及阻抗匹配的额外电路。

[0101] LNA 140d 的偏压电路包括电流源 858、N-FET 860 及电阻器 862、864、866 及 868。电流源 858 的一端耦合到电源 V_{DD} 且另一端耦合到 N-FET 860 的漏极。N-FET 860 为二极管连接且其源极耦合到电路接地且其栅极耦合到其漏极。电阻器 862 的一端耦合到 N-FET 810 的栅极且另一端耦合到 N-FET 860 的栅极。电阻器 864 的一端耦合到 N-FET 830 的栅极且另一端耦合到 N-FET 860 的栅极。N-FET 810 的偏置电流由 (1) 电流源 858 提供的电流及 (2) N-FET 810 的宽度比 N-FET 860 的宽度的比率决定。同样地,N-FET 830 的偏置电流由 (1) 电流源 858 提供的电流及 (2) N-FET 830 的宽度比 N-FET 860 的宽度的比率决定。电阻器 866 的一端耦合到 V_{DD} 电源且另一端耦合到 N-FET 820 及 840 的栅极。电阻器 868 的一端耦合到电路接地且另一端耦合到 N-FET 820 及 840 的栅极。电阻器 866 及 868 决定 N-FET 820 及 840 的栅极偏压,其不需要精确地设定。

[0102] LNA 140d 的增益控制电路包括 N-FET 870 及 880,电容器 872 及电阻器 882、884 及 886。N-FET 870 及 880 的源极耦合到 N-FET 810 的栅极且其栅极接收两个增益控制信号。电容器 872 的一端耦合到 N-FET 820 及 840 的漏极且另一端耦合到 N-FET 870 的漏极。电阻器 882 与 884 串联地耦合。电阻器 882 的一端耦合到 N-FET 880 的漏极且另一端耦合到电阻器 884 及 886。电阻器 884 的另一端耦合到 N-FET 820 及 840 的漏极,且电阻器 886 的另一端耦合到电路接地。

[0103] N-FET 810、820、830 及 840 形成增益信号路径,N-FET 870 形成贯通信号路径,且 N-FET 880 形成衰减信号路径。基于所述两个增益控制信号随着任何既定时刻选择所述三个信号路径的一者。如果接通 N-FET 870 且选择所述贯通信号路径,那么所述输入信号通过 N-FET 870 及 AC 耦合电容器 872 到达所述 LNA 输出。如果接通 N-FET 880 且选择所述衰减信号路径,那么所述输入信号穿过 N-FET 880 且由所述电阻器网络衰减。

[0104] 输入阻抗匹配电路 890 耦合于 RF 输入与 N-FET 810 的栅极之间。输出阻抗匹配电路 892 耦合于 RF 输出与 V_{DD} 电源之间。每一阻抗匹配电路可包括一个或多个电感器、电容器、带线等等。匹配电路 892 还为 N-FET 810、820、830、840 及 880 提供偏置电流。

[0105] 图 9 显示具有有源后失真线性化的 LNA 140e 的实施例的示意图。LNA 140e 包括四个 P 沟道 FET (P-FET) 910、920、930 及 940、电感器 950 及电容器 952。P-FET 910 的源极

耦合到电感器 950 的一端,其栅极接收输入电压 v_i ,且其漏极耦合到 P-FET 920 的源极。电感器 950 的另一端耦合到 V_{DD} 电源。P-FET 920 的栅极接收偏压 v_{bias} ,且其漏极耦合到所述输出节点。N-FET 930 的源极耦合到 V_{DD} 电源,其栅极耦合到电容器 952 的一端,且其漏极耦合到 P-FET 940 的源极。电容器 952 的另一端耦合到 P-FET 920 的源极。P-FET 940 的栅极接收偏压 v_{bias} 且其漏极耦合到所述输出节点。所述输出节点为 LNA 140e 提供输出电流 i_{out} 。

[0106] 如上所述,用于使用有源后失真使有源电路线性化的技术可用于各种类型的有源电路,例如放大器、混合器等等。由于主信号路径中的电路元件的非线性,所述有源电路的主信号路径产生失真。辅助信号路径有源地产生用于消除所述主信号路径产生的失真分量的失真分量。

[0107] 本文中阐述的放大器及其它线性化有源电路可用于各种频率范围,包括基带、中频 (IF)、RF 等等。举例来说,所述线性化有源电路可用于无线通信通常采用的频带,例如:

[0108] ●从 824 到 894MHz 的蜂窝式频带,

[0109] ●从 1850 到 1990MHz 的个人通信系统 (PCS) 频带,

[0110] ●从 1710 到 1880MHz 的数字蜂窝系统 (DCS) 频带,

[0111] ●从 890 到 960MHz 的 GSM900 频带,

[0112] ●从 1920 到 2170MHz 的国际移动通信 2000 (MT-2000) 频带,及

[0113] ●从 1574.4 到 1576.4MHz 的全球定位系统 (GPS) 频带。

[0114] 本文中阐述的放大器及其它线性化有源电路可实施在以下装置中:集成电路 (IC)、RF 集成电路 (RFIC)、专用集成电路 (ASIC)、印刷电路板 (PCB)、电子装置等等。还可使用以下各种 IC 工艺技术制作所述线性化有源电路:例如互补金属氧化物半导体 (CMOS)、N 沟道 MOS (N-MOS)、P 沟道 MOS (P-MOS)、双极结型晶体管 (BJT)、双极 CMOS (BiCMOS)、硅锗 (SiGe)、砷化镓 (GaAs) 等等。

[0115] 提供以上对所揭示实施例的阐述以使所属领域的技术人员能够制造或使用本发明。所属领域的技术人员将易于得出对所述实施例的各种修改,且本文中界定的一般原理可适用于其它实施例,此并不背离本发明的精神或范围。因此,本文并非打算将本发明限定于本文中显示的实施例,而是赋予其与本文中揭示的原理及新特征相一致的最宽广范围。

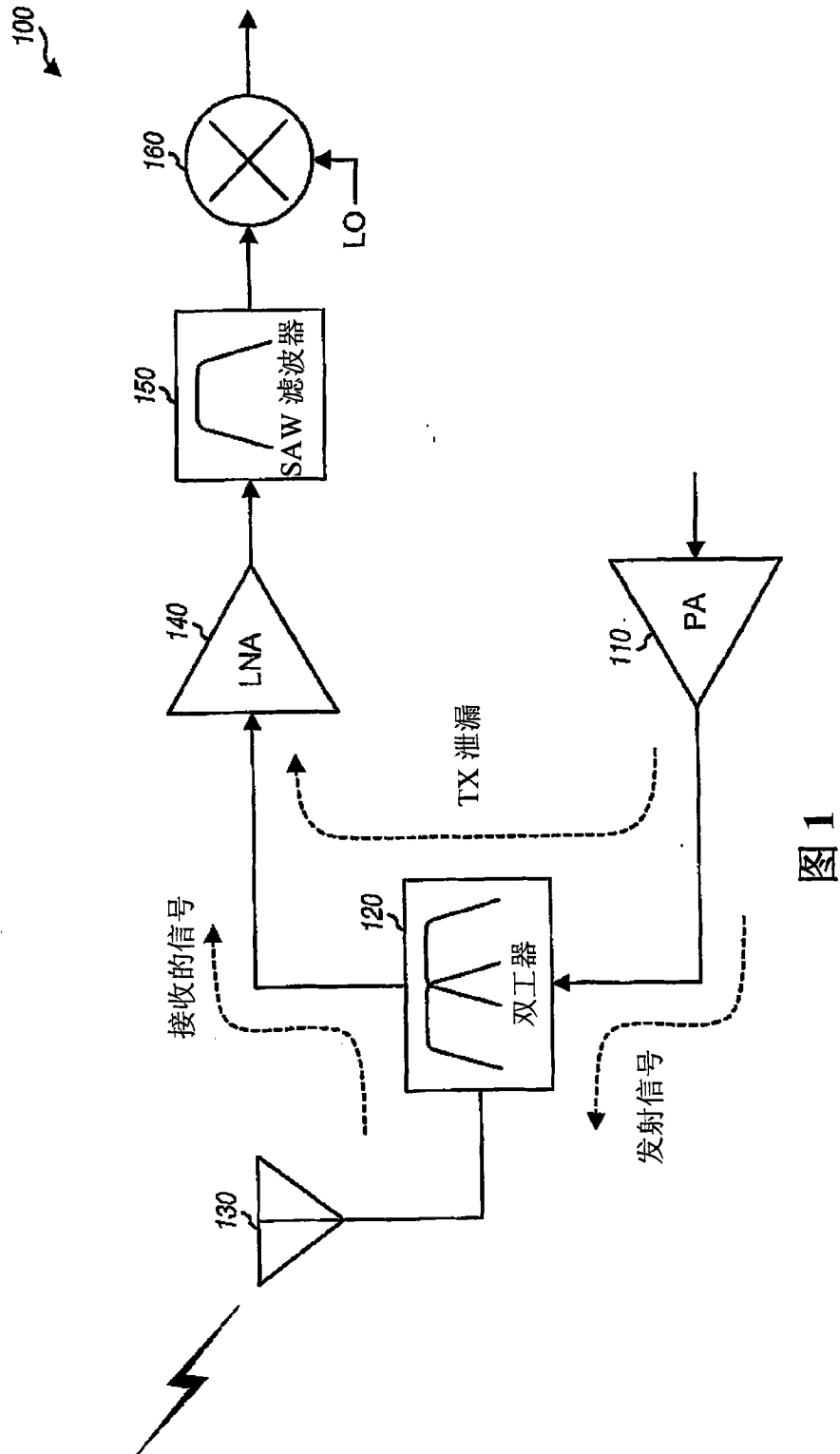


图 1

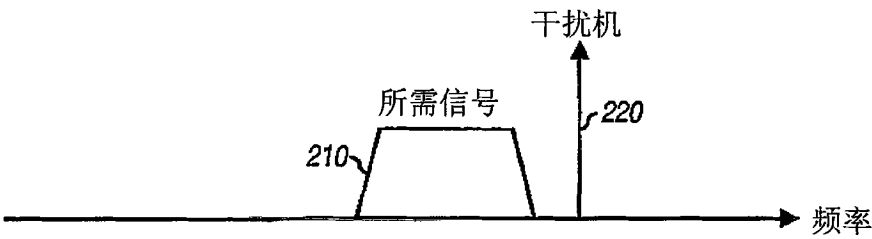


图 2A

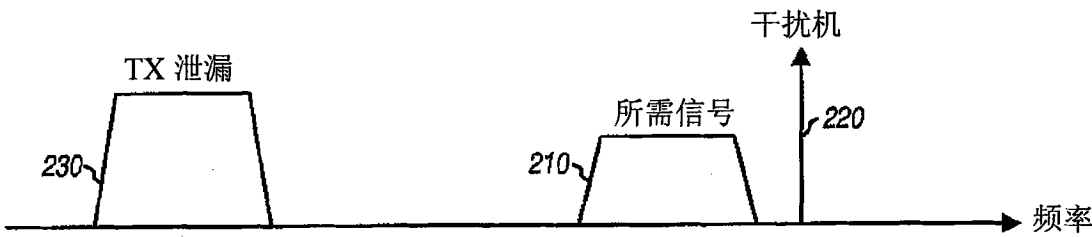


图 2B

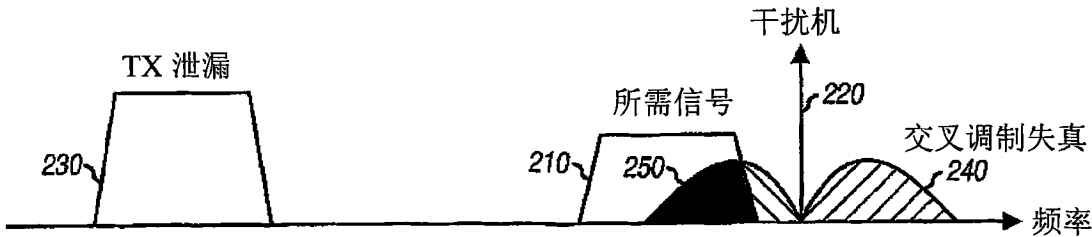


图 2C

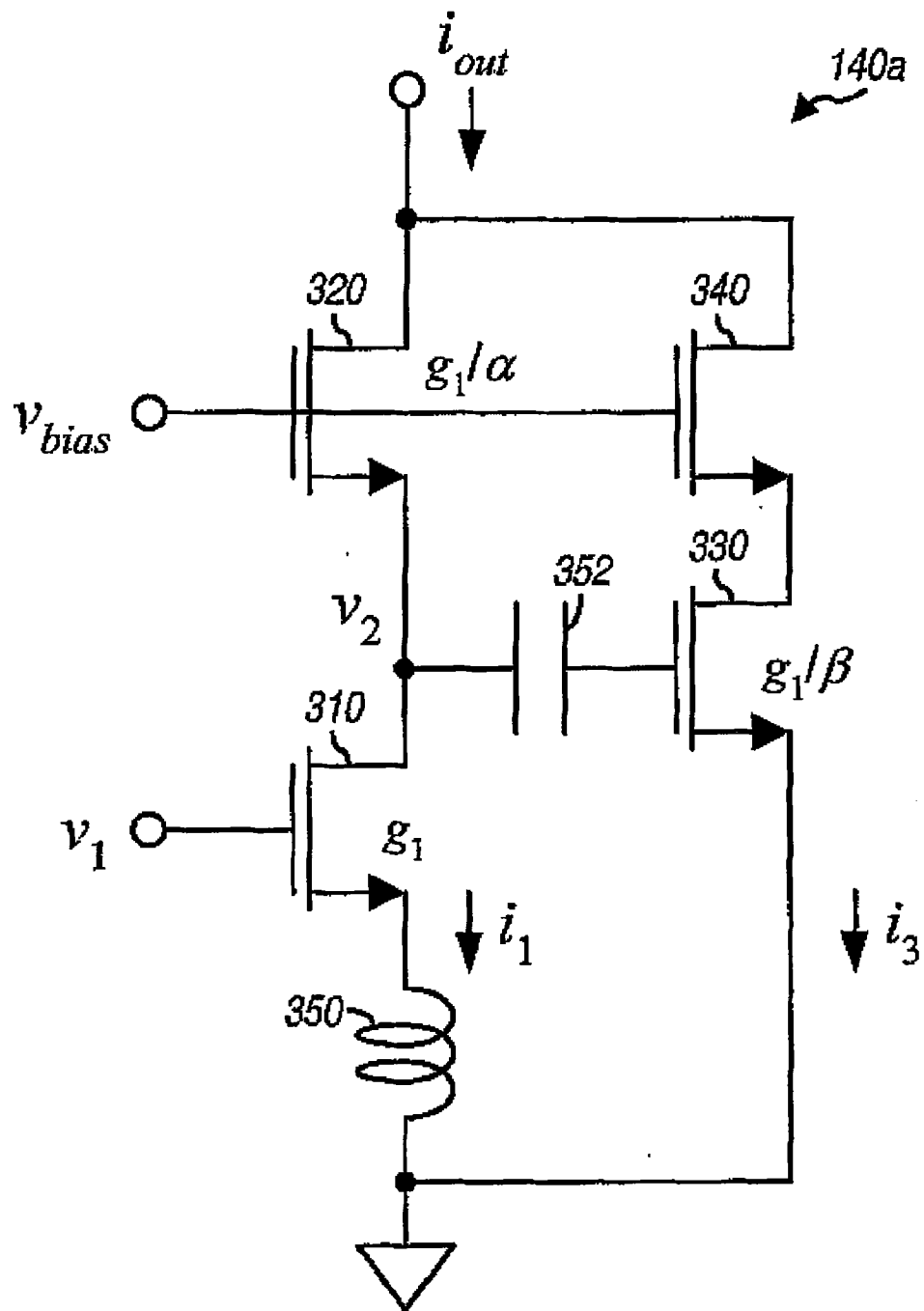


图 3

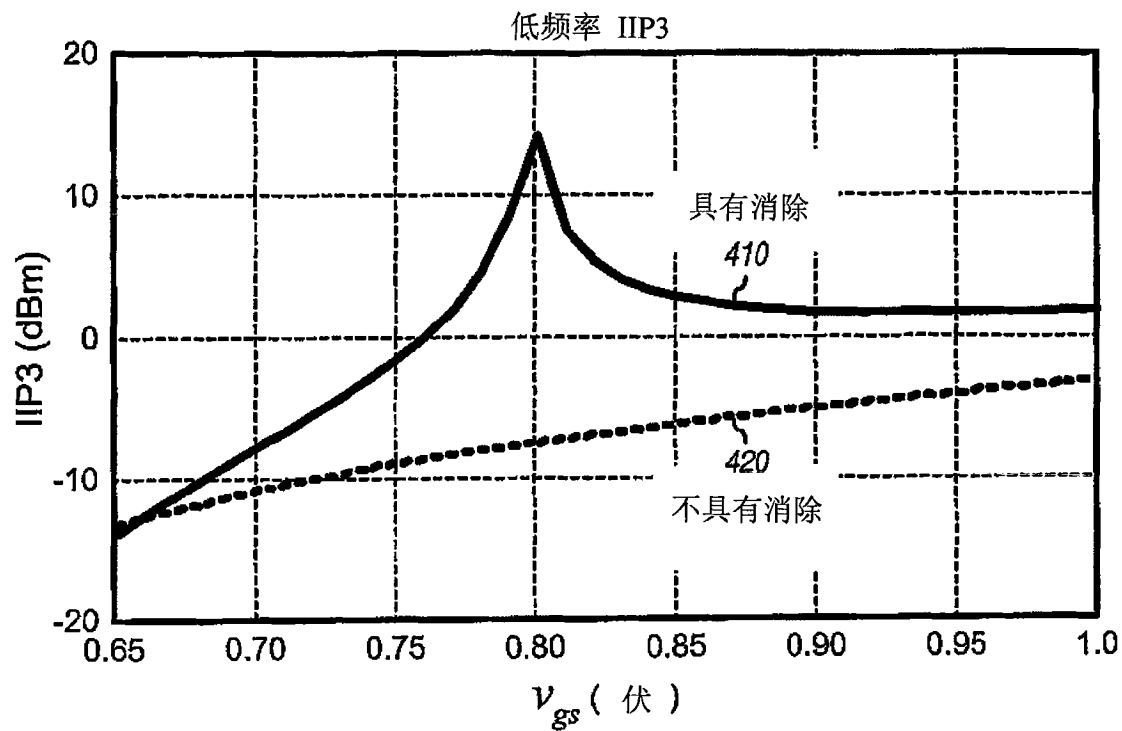


图 4A

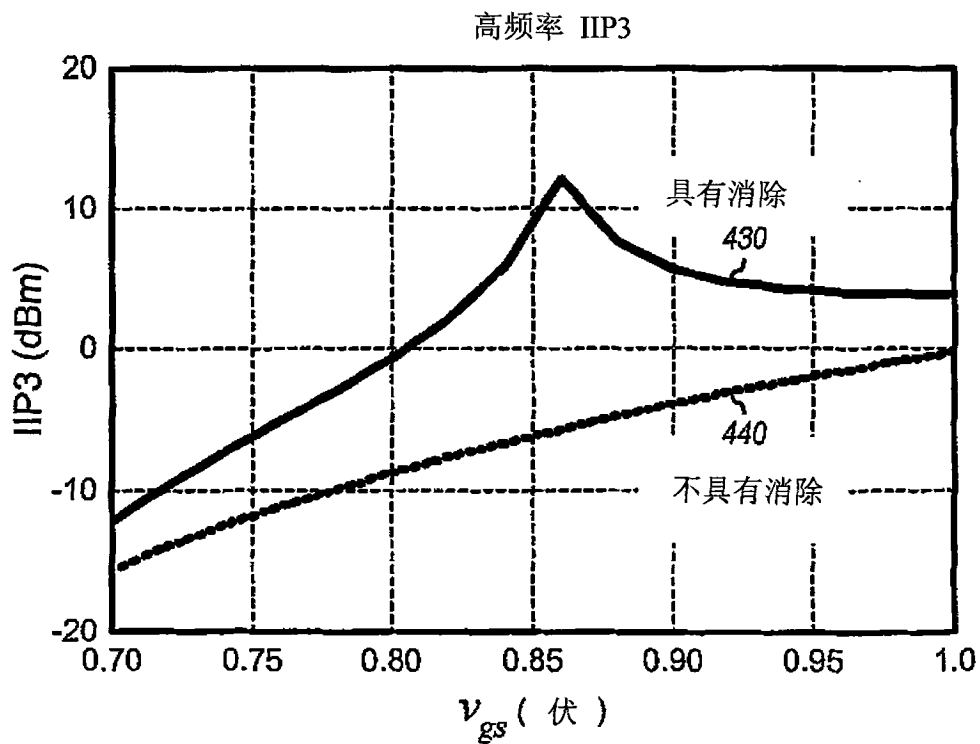


图 4B

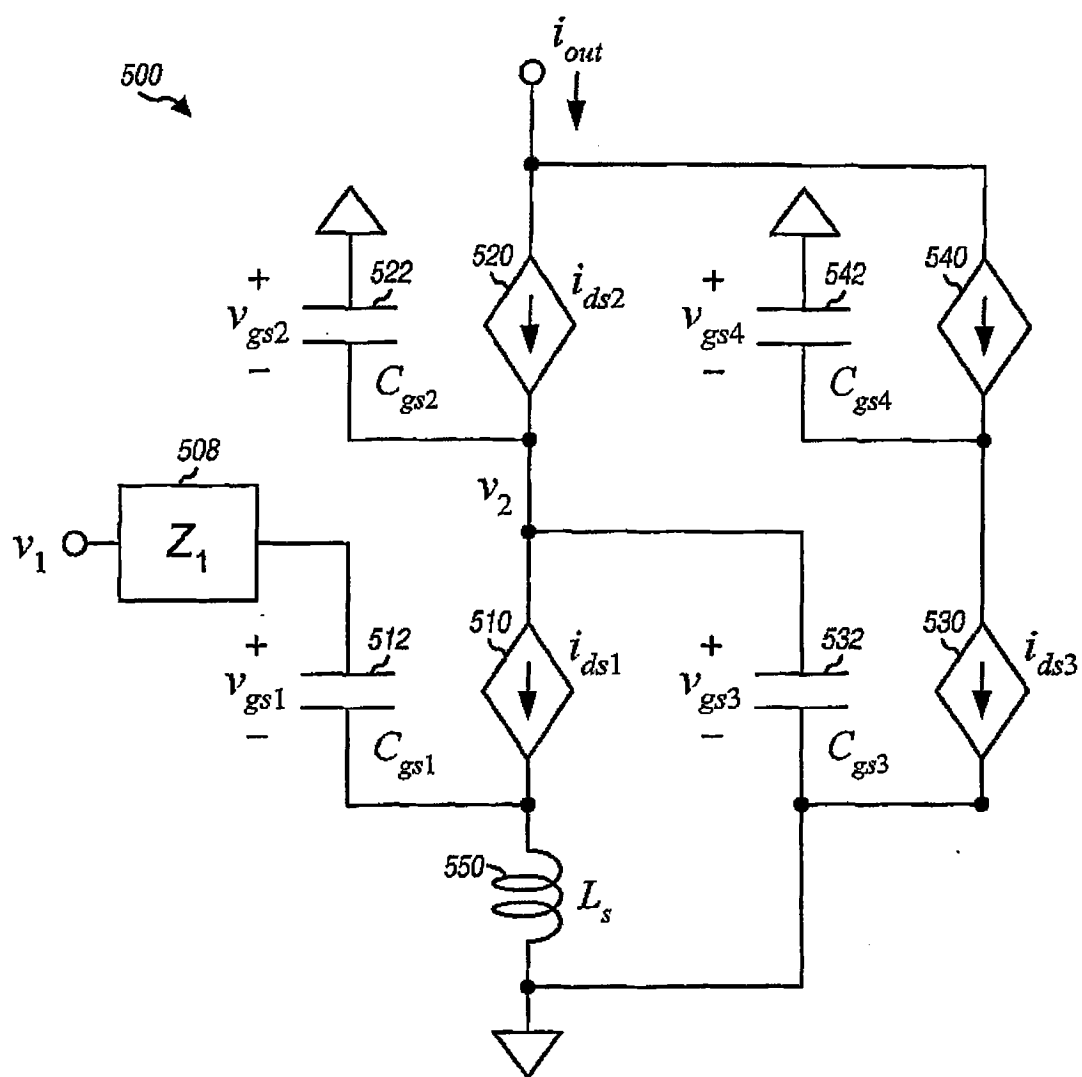


图 5

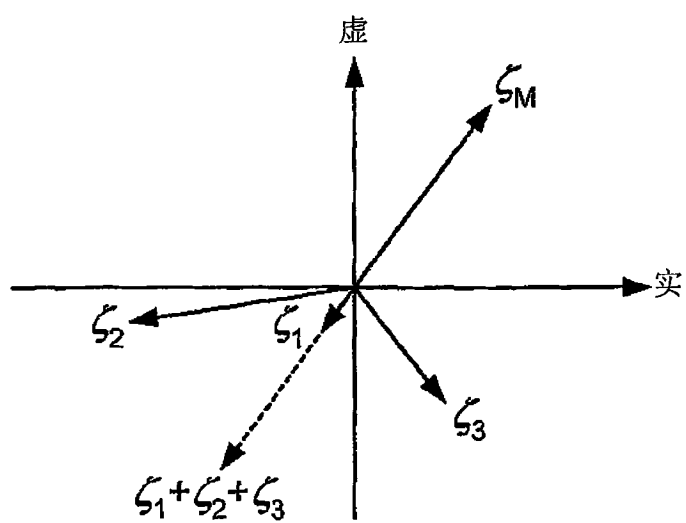
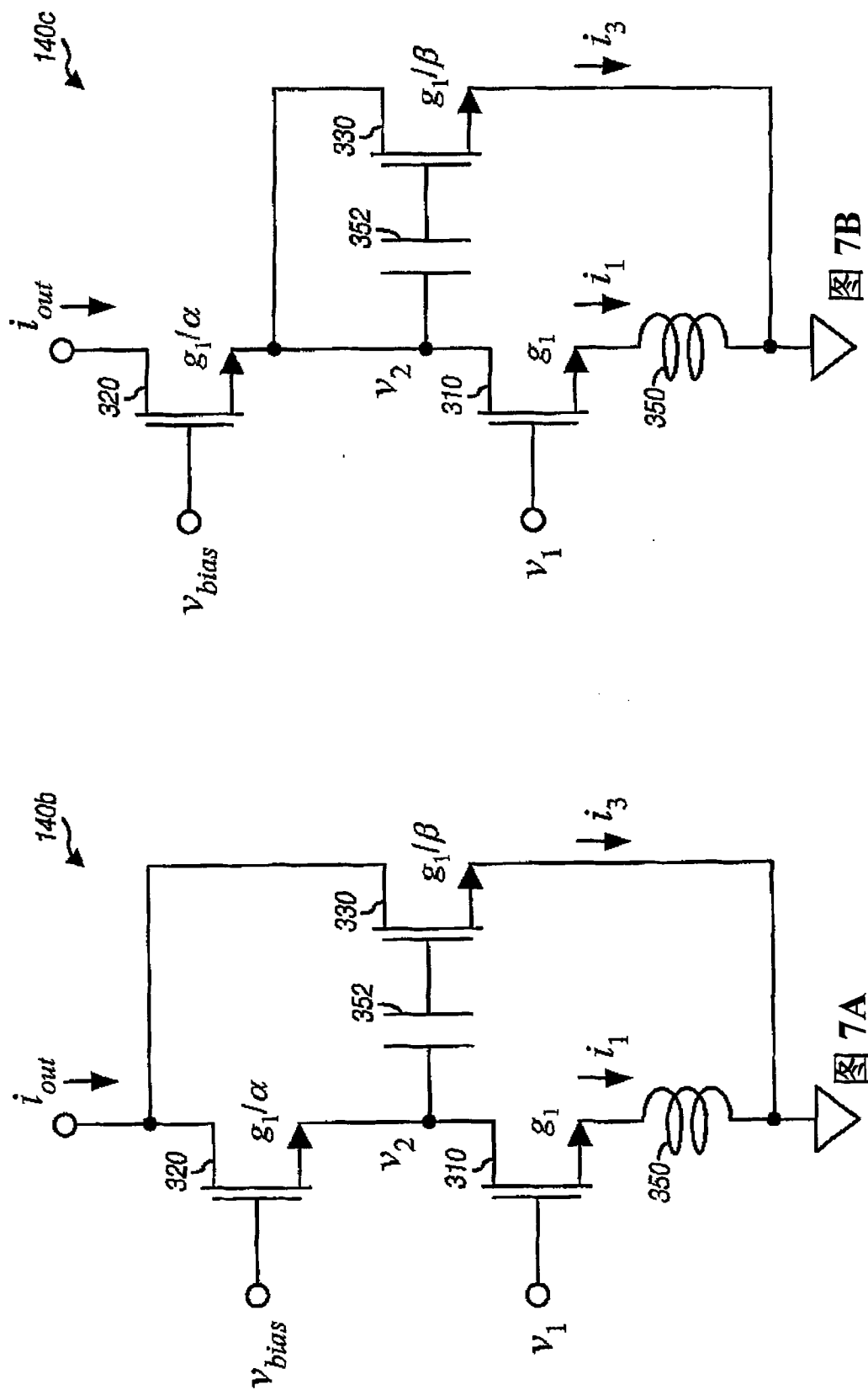


图 6



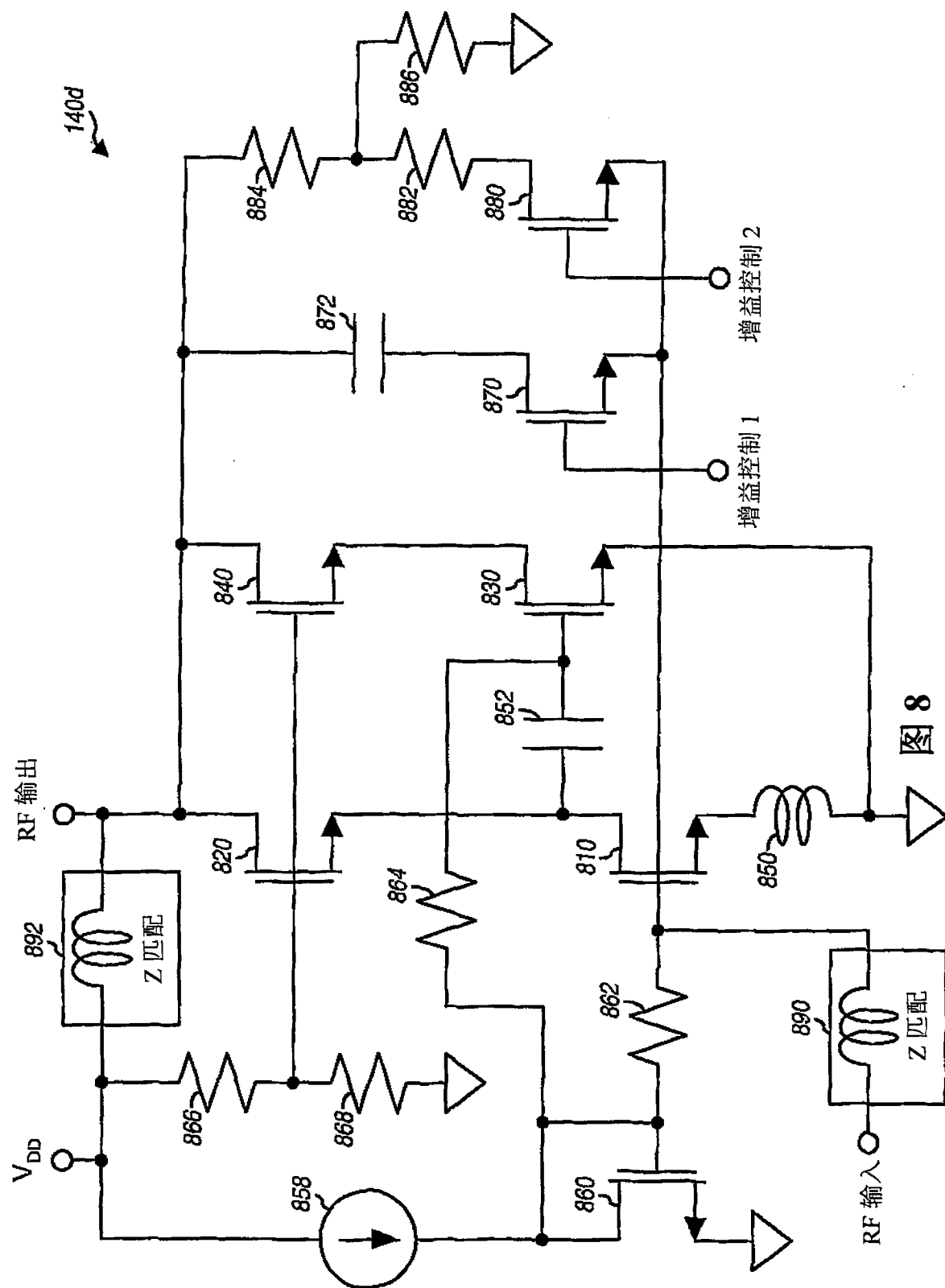


图 8

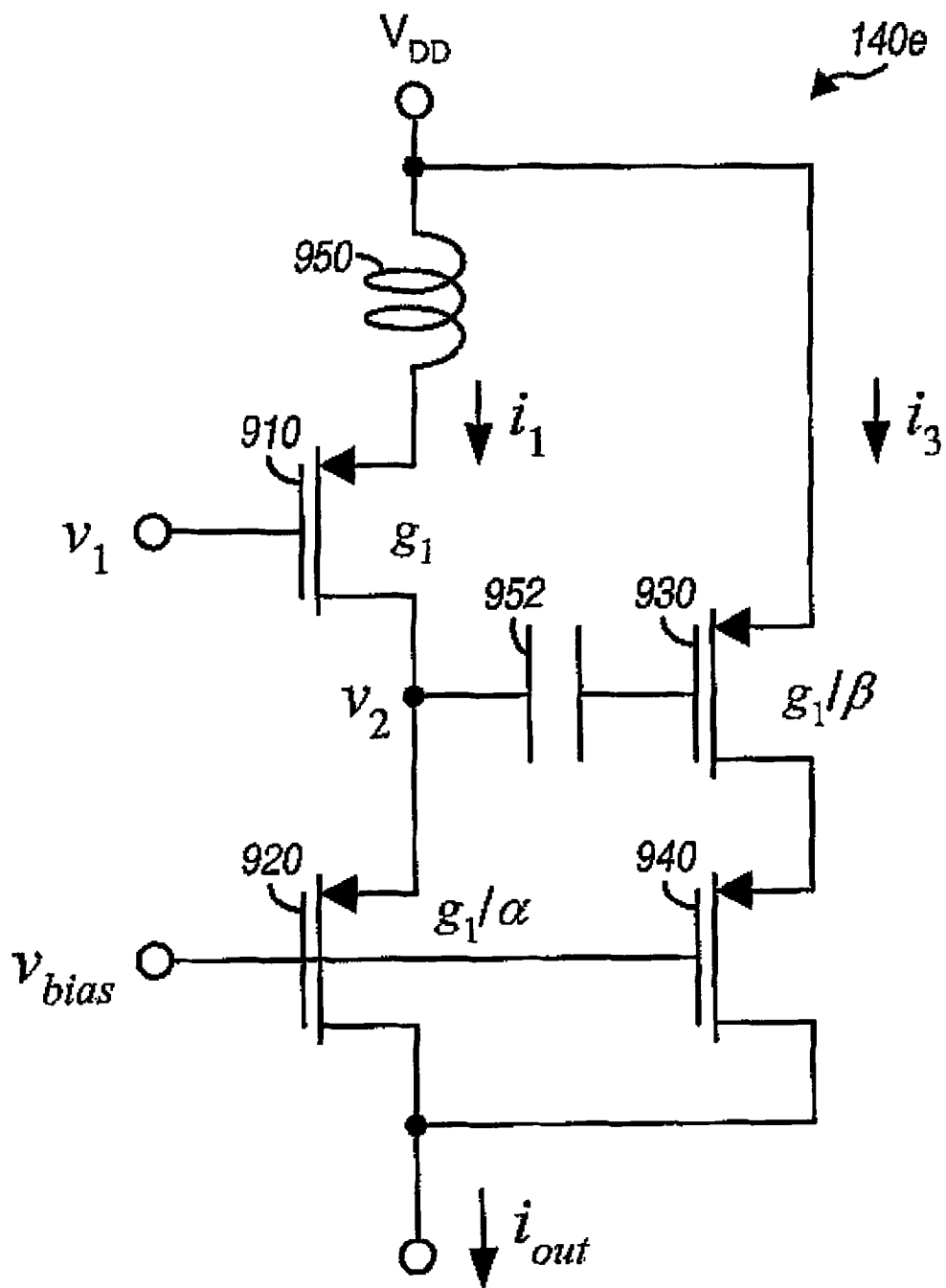


图 9