

RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

根据细则4.17的声明:

- 关于申请人有权申请并被授予专利(细则4.17(ii))

本国际公布:

- 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(57) 摘要: 一种振荡器, 用以提供低相位噪声, 包括: 谐振单元(10)、交叉耦合的电流源单元(30)、和耦合在电流源单元(30)和和谐振单元(10)之间的正反馈单元(20); 谐振单元(10)用于产生具有第一振荡频率的差分振荡信号; 正反馈单元(20)用于接收差分振荡信号, 并对差分振荡信号做增益增强得到差分输出振荡信号; 电流源单元(30), 用于为谐振单元(10)和正反馈单元(20)提供可调偏置电流。由于电流源单元(30)为正反馈单元(20)和和谐振单元(10)提供可调偏置电流, 并与正反馈单元(20)构成Gm-boosted结构, 使得正反馈单元(20)能够对接收到的差分振荡信号做增益增强得到差分输出振荡信号, 因此, 可以在保证振荡器正常启动的条件下, 通过减小偏置电流, 降低振荡器的功耗。

一种振荡器

技术领域

本发明实施例涉及电子技术领域，尤其涉及一种振荡器。

背景技术

振荡器作为电子系统的重要单元之一，其应用范围非常广泛。通常振荡器的功耗和相位噪声是衡量振荡器性能的主要参数，所以具有低功耗、低相位噪声的振荡器一直是被长期研究的课题。

现有技术中，提供一种 Cross coupled (交叉耦合) 负阻振荡器 (以下简称振荡器)，如图 1a 所示，该振荡器包括：谐振单元 10 以及与谐振单元 10 连接的交叉互补有源单元 11。其中，谐振单元 10 用于产生具有一定振荡频率的振荡信号；交叉互补有源单元 11 用于补偿谐振单元 10 的能量消耗，以使得谐振单元 10 输出稳定的振荡信号。

$$\text{振荡器的相位噪声计算公式为： } L\{\Delta\omega\} = \frac{i_n^2 / \Delta f}{2q_{\max}^2} \times \frac{\Gamma_{\text{eff},rms}^2}{\Delta\omega^2} \quad (1)$$

其中， $\Delta\omega$ 表示振荡器所处理或生成的载波的频偏， $i_n^2 / \Delta f$ 表示电流噪声的功率谱密度， $\Gamma_{\text{eff},rms}^2$ 表示 $\Gamma_{\text{eff}}(\omega t)$ 函数的均方根值， q_{\max} 表示电流噪声源的最大电荷量。

$$\Gamma_{\text{eff}}(\omega t) = \Gamma(\omega t) \times \alpha(\omega t) \quad (2)$$

$\Gamma(\omega t)$ 为 ISF (脉冲敏感函数, Impulse Sensitivity Function)， $\alpha(\omega t)$ 为相位随时间变化的 NMF (噪声调制函数, Noise-modulating Function)，ISF 描述的是在某个时间点，在某个节点上注入单位脉冲电流而引发的输出信号的相位的偏移程度。由于上述如图 1a 所示的 Cross coupled 负阻振荡器产生的振荡信号的波形为正弦波，因此，通过在不同时间点向该

Cross coupled 负阻振荡器中注入单位脉冲电流,再进行仿真得到如图 1b 所示的该 Cross coupled 负阻振荡器的 ISF_{eff} (即公式 (2) 中的 $\Gamma_{eff}(\omega)$) 函数曲线。从图 1b 中可以看出 ISF_{eff} 的值在一个振荡周期 (2π) 中只有 $\pi/2$ 时间段 (即 $3\pi/2$ 到 2π) 为 0, 其余 $3\pi/2$ 时间段 (即 0 到 $3\pi/2$) 均不为 0。所以结合公式 (1) 和 (2) 可知, 在一个振荡周期中, 该 Cross coupled 负阻振荡器的相位噪声比较大, 因此, 该 Cross coupled 负阻振荡器的相位噪声性能比较差。

发明内容

本发明实施例提供一种振荡器, 能够达到低功耗的性能要求。

第一方面, 本发明实施例提供一种低功耗低相位噪声的振荡器, 包括: 谐振单元、交叉耦合的电流源单元、和耦合在电流源单元和谐振单元之间的正反馈单元; 该谐振单元, 用于产生具有第一振荡频率的差分振荡信号; 该正反馈单元, 用于接收上述差分振荡信号, 并对上述差分振荡信号做增益增强得到差分输出振荡信号; 电流源单元, 用于为上述谐振单元和上述正反馈单元提供可调偏置电流。

本本发明实施例提供一种振荡器, 由于电流源单元可以为正反馈单元和谐振单元提供可调偏置电流, 并与正反馈单元构成 Gm-boosted(跨导增强) 结构, 使得正反馈单元能够对接收到的差分振荡信号做增益增强得到差分输出振荡信号, 因此, 可以在保证振荡器正常启动的条件下, 通过减小偏置电流, 降低本发明实施例提供的振荡器的功耗。

结合第一方面, 在第一方面的第一种可能实现方式中, 上述谐振单元, 还用于经正反馈单元将差分振荡信号输出到上述电流源单元; 电流源单元, 还用于根据谐振单元输出的差分振荡信号, 通过控制偏置电压的大小调整偏置电流, 以调整差分输出振荡信号的幅度。

结合第一方面及第一方面的第一种可能的实现方式, 在第一方面的第二种可能实现方式中, 上述正反馈单元, 包括: 第一 MOS (金属氧化物半导体, Metal-Oxide-Semiconductor) 管、第二 MOS 管、第一电容、第二电容、第三电容以及第四电容; 其中, 第一 MOS 管的第一极

作为第一输出节点分别与谐振单元及第一电容的一端连接，第一 MOS 管的第二极分别与第一电容的另一端及第三电容的一端连接，第一 MOS 管的栅极和第二 MOS 管的栅极均与第一恒定电压源连接，第二 MOS 管的第一极分别作为第二输出节点与谐振单元及第二电容的一端连接，第二 MOS 管的第二极分别与第二电容的另一端及第四电容的一端连接，该第四电容的另一端和第三电容的另一端连接，第三电容的一端和第四电容的一端均与电流源单元连接，在第三电容的一端与上述电流源单元的第三输出节点之间设置有正向差分信号输出端，在第四电容的一端与电流源单元的第四输出节点之间设置有负向差分信号输出端。这样可以降低输出负载对正向差分振荡信号及负向差分振荡信号的影响。

结合第一方面的第二种可能的实现方式，在第一方面的第三种可能的实现方式中，上述第一恒定电压源为第一电源。

结合第一方面至第一方面的第三种可能的实现方式中任意一种可能的实现方式，在第一方面的第四种可能的实现方式中，上述谐振单元包括：第一电感、第二电感以及开关电容阵列；其中，第一电感的一端与第二电感的一端连接，第一电感的另一端分别与开关电容阵列的一端及正反馈单元的第一输出节点连接；第二电感的另一端分别与开关电容阵列的另一端及正反馈单元的第二输出节点连接，第一电感的一端和所述第二电感的一端与第一恒定电压节点连接。这样一来，可以通过电容开关阵列中开关的打开或闭合来改变振荡器的频率值。

结合第一方面的第四种可能的实现方式，在第一方面的第五种可能的实现方式中，上述电流源单元包括：第三 MOS 管、第四 MOS 管、第五电容、第六电容、第一电阻以及第二电阻；其中，第三 MOS 管的栅极分别与第六电容的一端及第一电阻的一端连接，第三 MOS 管的漏极作为第三输出节点分别与第五电容的一端及第三电容的一端连接；第四 MOS 管的栅极分别与第五电容的另一端及第二电阻的一端连接，第四 MOS 管的漏极作为第四输出节点分别与第六电容的另一端及第四电容的一端连接；第一电阻的另一端和第二电阻的另一端均与可调电源连接，该可调电源用于为上述电流源单元提供可调偏置电压，电流源单元

具体用于通过该可调电源为上述谐振单元和正反馈单元提供可调偏置电流；该第三 MOS 管的源极和第四 MOS 管的源极与第二恒定电压节点连接。通过控制可调电源的大小，将振荡器中的第三 MOS 管和第四 MOS 管调整至不同的工作模式，这样可以有效地降低振荡器中的第一 MOS 管、第二 MOS 管、第三 MOS 管以及第四 MOS 管的导通时间，当振荡器中启动增益一定的情况下，由于第一 MOS 管、第二 MOS 管、第三 MOS 管以及第四 MOS 管的导通时间变小，使得一个振荡周期内的电流值减小，由于功耗和电流成正比，因此降低了振荡器的功耗。

结合第一方面的第五种可能实现方式，在第一方面的第六种可能的实现方式中，当第一 MOS 管和第二 MOS 管为 NMOS 管，第三 MOS 管和第四 MOS 管为 NMOS 管时，第一 MOS 管的第一极和第二 MOS 管的第一极均为漏极，第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为源极；第一恒定电压节点为第一电源，第二恒定电压节点为地。

结合第一方面的第五种可能的实现方式，在第一方面的第七种可能的实现方式中，当第一 MOS 管和第二 MOS 管为 PMOS 管，第三 MOS 管和第四 MOS 管为 PMOS 管时，第一 MOS 管的第一极和第二 MOS 管的第一极均为漏极，第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为源极；第一恒定电压节点为地，第二恒定电压节点为第一电源。

结合第一方面的第五种可能的实现方式，在第一方面的八种可能的实现方式中，当第一 MOS 管和第二 MOS 管为 PMOS 管，第三 MOS 管和第四 MOS 管为 NMOS 管时，第一 MOS 管的第一极和第二 MOS 管的第一极均为源极，第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为漏极；第一恒定电压节点为第一电源，第二恒定电压节点为地。

结合第一方面的第五种可能的实现方式，在第一方面的第九种可能的实现方式中，当所述第一 MOS 管和第二 MOS 管为 NMOS 管，第三 MOS 管和第四 MOS 管为 PMOS 管时，第一 MOS 管的第一极和所述第二 MOS 管的第一极均为源极，第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为漏极；第一恒定电压节点为地，所述第二恒定电压节点为第一电源。

结合第一方面的第四种可能的实现方式至第一方面的第九种可能的实现方式中任意一种可能的实现方式，在第一方面的第十种可能的实现方式中，上述开关电容阵列包括至少一个电容开关支路；任一电容开关支路包括第七电容、开关以及第八电容，其中，第七电容的一端接第一电感的另一端及正反馈单元的第一输出节点，第八电容的另一端接正反馈单元的第二输出节点及第二电感的另一端。

结合第一方面的第十种可能的实现方式，在第一方面的第十一种可能的实现方式中，第七电容和第八电容为可调电容。

第二方面，本发明实施例提供一种终端，该终端至少包括短距离通信装置以及第一方面至第一方面的第十一种可能的实现方式中任意一种可能的实现方式所描述的振荡器，该振荡器用于为上述短距离通信装置提供本地载波信号。

第三方面，本发明实施例提供一种基站，该基站至少包括收发机及锁相环电路，该锁相环电路第一方面至第一方面的第十一种可能的实现方式中任意一种可能的实现方式所描述的振荡器，该振荡器用于为上述收发机提供本地载波信号。

附图说明

为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案，下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍，显而易见地，下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例，对于本领域普通技术人员来讲，在不付出创造性劳动的前提下，还可以根据这些附图获得其他的附图。

图 1a 为现有技术中提供的一种 Cross coupled 负阻振荡器的结构示意图；

图 1b 为现有技术中提供的一种 Cross coupled 负阻振荡器的仿真 ISF 函数曲线图；

图 2 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图一；

图 3 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图二；

图 4a 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图三；

图 4b 为现有技术提供的 Cross coupled 负阻振荡器中 MOS 管的电流波形图；

图 4c 为本发明实施例提供的一种振荡器中 MOS 管的电流波形图；

图 5 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图四；

图 6 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图五；

图 7 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图六；

图 8 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图七；

图 9 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图十；

图 10 为本发明实施例提供的一种振荡器的结构示意图十一；

图 11 为本发明实施例提供的一种振荡器的仿真 ISF 函数曲线图。

具体实施方式

下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明实施例中的技术方案进行详细地描述，显然，所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例，而不是全部的实施例。

需要说明的是，本发明实施例和附图仅仅是一种示例，任一实施例或附图中的每个 MOS 管可以为一个单独的满足所需要启动增益或者所需要导通电流的 MOS 管，也可以为通过多个 MOS 管并联组合成的需要满足所需要启动增益或者所需要导通电流的 MOS 管组合，也即该多个 MOS 管中每个 MOS 管对应的启动增益之和大于等于所需要启动增益；本发明实施例中的每个电容可以为满足所需电容值的一个电容，也可以是由多个电容通过并联或者串联组成的满足所需电容值的电容组合，也即，该多个电容串联或并联后对应的电容值等于所需要的电容值；本发明实施例中的每个电感可以为满足所需要电感值的一个电感，也可以是由多个电感通过串联或者并联方式组成的满足所需要电感值的电感组合。

如图 2 所示，本发明实施例提供一种振荡器，包括谐振单元 10、交叉耦合的电流源单元 30 以及耦合在上述电流源单元 30 和谐振单元 10 之间的正反馈单元 20；其中，该谐振单元 10，用于产生具有第一振荡频率

的差分振荡信号；正反馈单元 20，用于接收上述差分振荡信号，并对上述差分振荡信号做增益增强得到差分输出振荡信号；电流源单元 30 用于为谐振单元 10 和正反馈单元 20 提供可调偏置电流。在正反馈单元和电流源单元之间设置有差分振荡信号输出端（即图 2 中所示的正向差分振荡信号输出端 OUTP 和负向差分振荡信号输出端 OUTN），用于输出差分输出振荡信号，其中，OUTP 用于连接负载，并为负载输出正向差分输出振荡信号，OUTN 用于为负载输出负向差分输出振荡信号。具体的，电流源单元 30 通过正反馈单元 20 为谐振单元 10 提供可调偏置电流。

本发明实施例提供一种振荡器，由于电流源单元可以为正反馈单元和谐振单元提供可调偏置电流，并与正反馈单元构成 Gm-boosted（跨导增强）结构，使得正反馈单元能够对接收到的差分振荡信号做增益增强得到差分输出振荡信号，因此，可以在保证振荡器正常启动的条件下，通过减小偏置电流，降低本发明实施例提供的振荡器的功耗。

可选的，该谐振单元 10，还用于经正反馈单元 20 将差分振荡信号输出到电流源单元 30；电流源单元 30，还用于根据谐振单元 10 输出的差分振荡信号，通过控制偏置电压的大小调整偏置电流，以调整差分输出振荡信号的幅度。

由于振荡器中的谐振单元 10 输出的差分振荡信号的幅度等于该振荡器中的电流源单元 30 为谐振单元 10 和正反馈单元 20 提供的偏置电流与该振荡器中的电阻（即该振荡器中所有器件的等效阻抗）的乘积，且该振荡器中的电阻的值几乎不变，故该差分振荡信号的幅度与电流源单元提供的偏置电流成正比，又因为该偏置电流的大小与偏置电压的大小成正比，因此，本发明实施例可以通过调整偏置电压的大小改变振荡器中的偏置电流的大小。

具体的，若振荡器（具体为振荡器中的谐振单元 10）输出的差分振荡信号的幅度过大，可以通过控制该偏置电压变小，以减小偏置电流，从而降低振荡器输出的该差分振荡信号的幅度，若振荡器输出的差分振荡信号的幅度过小，可以控制该偏置电压变大，增大偏置电流，以提高振荡器输出的差分振荡信号的幅度，最终使得振荡器输出的差分振荡信

号的幅度稳定。

如图 3 所示，本发明实施例提供的正反馈单元 20 包括：第一金属氧化物半导体 MOS 管 M1、第二 MOS 管 M2、第一电容 C1、第二电容 C2、第三电容 C3 以及第四电容 C4；其中，第一 MOS 管 M1 的第一极 101 作为第一输出节点分别与谐振单元 10 的第一端及第一电容 C1 的一端连接，第一 MOS 管 M1 的第二极 102 分别与第一电容 C1 的另一端及第三电容 C3 的一端连接，第一 MOS 管 M1 的栅极和第二 MOS 管 M2 的栅极均与第一恒定电压源 103 连接，第二 MOS 管 M2 的第一极 201 作为第二输出节点分别与谐振单元 10 的第二端及第二电容 C2 的一端连接，第二 MOS 管 M2 的第二极 202 分别与第二电容 C2 的另一端及第四电容 C4 的一端连接，第四电容 C4 的另一端和第三电容 C3 的另一端连接，第三电容 C3 的一端和第四电容 C4 的一端均与电流源单元 30 连接，在第三电容 C3 的一端与电流源单元 30 的第三输出节点之间设置有正向差分信号输出端 OUTP，在第四电容 C4 的一端与电流源单元 30 的第四输出节点之间设置有负向差分信号输出端 OUTN。

本发明实施例中通过正反馈单元 20 中的第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 为振荡器振荡时提供启动增益，并通过第一电容 C1、第一 MOS 管 M1 与第三电容 C3、第二电容 C2、第二 MOS 管 M2 与第四电容 C4 构成交流正反馈，将该振荡器中的器件噪声放大，使得该振荡器维持振荡状态，并通过正向差分信号输出端 OUTP 和负向差分信号输出端 OUTN 输出差分输出振荡信号。并且，由于第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的栅极接第一恒定电压源 103，且第一 MOS 管 M1 的第一极 101 和第二极 102 分别与第一电容 C1 的一端和另一端相连，第二 MOS 管的第一极 201 和第二极 202 分别与第二电容 C2 的一端和另一端相连，因此，只有当差分输出振荡信号的电压小于第一恒定电压源 103 的电压时，第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 才导通，这样缩短了一个振荡周期内第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的导通时间，即一个振荡周期内电流源单元 30 和正反馈单元 20 向谐振单元 10 中注入电流噪声的时间变短，所以与现有技术相比，在一个振荡周期内该振荡器中的相位噪声（由电流噪声转化得到）较低。

该第一恒定电压源 103 可以为第一电源，也可以为其他恒定电压源，本发明实施例对此不进行限制，可以根据需要进行选择。

进一步，由于本发明实施例提供的振荡器，通过利用第一电容 C1 和第二电容 C2 的相移特性使得差分振荡信号的电压的波形和电流的波形之间存在 90 度相移特性，如此，使得一个振荡周期内，噪声调制函数 NMF 的最大值对应 ISF 的最小值，根据公式 $\Gamma_{\text{eff}}(\omega) = \Gamma(\omega) \times \alpha(\omega)$ ， $\Gamma_{\text{eff}}(\omega)$ 为 ISF_{eff} ， $\Gamma(\omega)$ 为 ISF， $\alpha(\omega)$ 为相位随时间变化的 NMF，可以在一个振荡周期内减小 ISF_{eff} 的值，从而进一步降低本发明实施例提供的振荡器的相位噪声。

进一步地，由于电流源单元 30 可以为正反馈单元 20 和谐振单元 10 提供可调偏置电流，并与正反馈单元 20 构成 Gm-boosted（跨导增强）结构，因此，可以在保证振荡器正常启动的条件下，通过减小偏置电流，可以降低本发明实施例提供的振荡器的功耗。

可选的，结合图 3，如图 4a 所示，本发明实施例中的电流源单元 30 包括：第三 MOS 管 M3、第四 MOS 管 M4、第五电容 C5、第六电容 C6、第一电阻 R1 以及第二电阻 R2；其中，第三 MOS 管 M3 的栅极分别与第六电容 C6 的一端及第一电阻 R1 的一端连接，第三 MOS 管 M3 的漏极作为第三输出节点分别与第五电容 C5 的一端及第三电容 C3 的一端连接；该第四 MOS 管 M4 的栅极分别与第五电容 C5 的另一端及第二电阻 R2 的一端连接，第四 MOS 管 M4 的漏极作为第四输出节点分别与第六电容 C6 的另一端及第四电容 C4 的一端连接；第一电阻 R1 的另一端和第二电阻 R2 的另一端均与可调电源 Vb 连接，该可调电源 Vb 用于为电流源单元 30 提供可调偏置电压，该电流源单元 30 具体用于通过该可调电源 Vb 为谐振单元 10 和正反馈单元 20 提供可调偏置电流；第三 MOS 管 M3 的源极和第四 MOS 管 M4 的源极与第二恒定电压节点 104 连接。第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 是 PMOS 管。电流源单元 30 的工作原理类似于考毕兹（colpitts）振荡器。

可替换地，如果第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 是 NMOS（Negative Channel Metal Oxide Semiconductor，N 型沟道金属氧化物半导体）管，则第三 MOS 管的源极和第四 MOS 管的源极均接地。

此时第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 可以是 NMOS 管，也可以是 PMOS 管。

可替换地，如果第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 为 PMOS (Positive Channel Metal Oxide Semiconductor, P 型沟道金属氧化物半导体) 管，此时，第三 MOS 管的源极和第四 MOS 管的源极均接第一电源，此时，第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 可以为 PMOS 管，也可以为 NMOS 管。

如图 4a 所示的振荡器，本发明实施例提供的振荡器包括四个 MOS 管，即第一 MOS 管 M1、第二 MOS 管 M2、第三 MOS 管 M3 以及第四 MOS 管 M4，这四个 MOS 管共同构成 Gm-boosted (跨导增强) 结构，一方面，可以功耗在相同的情况下，得到较高的启动增益；另一方面，可以在相同启动增益情况下，得到较小的功耗，而现有技术 (如图 1a 所示的 Cross coupled 负阻振荡器) 只有两个 MOS 管即如图 1a 所示的 M1 和 M2，当图 4a 所示的振荡器和图 1a 所示的 Cross coupled 负阻振荡器具有相同的启动增益时，图 1a 所示的 Cross coupled 负阻振荡器需要消耗更多的电流满足上述启动增益，由于振荡器的功耗与电流成正比，因此本发明实施例如图 4a 所示的振荡器的功耗低于现有技术。

一方面，在如图 4a 所示的振荡器中，第五电容 C5 和第六电容 C6 的作用主要是将第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 的栅极直流电压和正反馈单元 20 输出的直流电压隔离，从而避免正反馈单元 20 输出的直流电压对第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 造成影响。

另一方面，如图 4a 所示的振荡器中，可以通过控制可调电源 Vb 的输出的电压大小，调整第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 处于不同的工作模式，例如，可以将第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 的工作模式，从当前工作模式调整为第一工作模式，从而使得电流源单元 30 为谐振单元 10 和正反馈单元 20 提供可调偏置电流。

本发明实施例中，上述第一工作模式包括但不限于 A 类 (Class A) 工作模式 (又称为甲类工作模式)、B 类 (Class B) 工作模式 (又称为乙类工作模式)、C 类 (Class C) 工作模式 (又称为丙类工作模式)、D

类 (Class D) 工作模式 (又称为丁类工作模式) 和 E 类 (Class E) 工作模式。即本发明实施例提供的振荡器中, 上述第一工作模式除了以上五类工作模式之外, 还可以是其他满足使用需求的工作模式, 例如 AB 类 (Class AB) 工作模式 (又称为甲乙类工作模式)。

示例性的, 当本发明实施例中的第一工作模式为 A 类工作模式, 即电流源单元 30 中的第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 工作在 A 类工作模式下时, 在一个振荡周期内, 电流源单元 30 中的第三 MOS 管 M3、第四 MOS 管 M4 均导通, 但是由于第一 MOS 管的栅极接第一恒定电压源 103, 第二 MOS 管的栅极接第一恒定电压源 103, 该第一恒定电压源为可调电源, 只有当第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的阈值电压 (也即开启电压 $U_{GS(th)}$ 的绝对值) 时, 第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 才导通, 也即正反馈单元输出的正向差分输出振荡信号的幅度和负向差分输出振荡信号的幅度分别与第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的栅极电压差的绝对值大于阈值电压时, 第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 才导通, 本发明实施例中, 因此, 在一个振荡周期内当第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 均导通时, 第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的工作状态处在 C 类工作模式或者比 C 类工作模式更深的工作模式 (例如, D 类工作模式, E 类工作模式)。

当本发明实施例中的第一工作模式为 B 类工作模式, 即电流源单元 30 中的第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 工作在 B 类工作模式下时, 在一个振荡周期的前 1/2 周期内, 第三 MOS 管 M3 导通, 由于第二 MOS 管的源极接第三 MOS 管的栅极, 因此, 当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 阈值电压时, 第二 MOS 管 M2 导通, 当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值小于第二 MOS 管 M2 阈值电压时, 第二 MOS 管 M2 截止; 第四 MOS 管 M4 截止, 第一 MOS 管 M1 截止; 在该振荡周期的后 1/2 周期内, 第三 MOS 管 M3 截止, 第二 MOS 管 M2 截止; 第四 MOS 管 M4 导通, 当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 阈值电压时, 第一 MOS 管 M1 导

通。或者，在一个振荡周期的前 1/2 周期内，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通，第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M2 截止；在该振荡周期的后 1/2 周期内，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通。

当本发明实施例中的第一工作模式为 C 类工作模式，即电流源单元 30 中的第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 工作在 C 类工作模式下时，在一个振荡周期的前 1/3 周期内，第三 MOS 管 M3 导通，由于第二 MOS 管 M2 的源极与第三 MOS 管 M3 的栅极连接，因此，当第二 MOS 管的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通，第四 MOS 管 M4 截止，由于第一 MOS 管 M1 的源极接第四 MOS 管 M4 的栅极，因此，第一 MOS 管 M1 截止；在该振荡周期的后 2/3 周期内，第三 MOS 管 M3 截止，由于第二 MOS 管 M2 的源极与第三 MOS 管 M3 的栅极连接，因此，当第三 MOS 管 M3 截止时，第二 MOS 管 M2 截止，第四 MOS 管 M4 导通，由于第二 MOS 管的源极接第四 MOS 管的栅极，因此，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通。或者，在一个振荡周期的前 1/3 周期内，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通；第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M2 截止；在该振荡周期的后 2/3 周期内，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通。

当本发明实施例中的第一工作模式为 D 类工作模式，即电流源单元 30 中的第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 工作在 D 类工作模式下时，在一个振荡周期的前 1/4 周期内，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通；在该振荡周期的后 3/4 周

期内，第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M2 截止，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通。或者在一个振荡周期的前 1/4 周期内，第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M2 截止，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通；在该振荡周期的后 3/4 周期内，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通。

当本发明实施例中的第一工作模式为 E 类工作模式，即电流源单元 30 中的第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 工作在 E 类工作模式下时，在一个振荡周期的前 1/5 周期内，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通；在该振荡周期的后 4/5 周期内，第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M1 截止，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通。或者在一个振荡周期的前 1/5 周期内，第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M2 截止，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通；在该振荡周期的后 4/5 周期内，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通。

需要说明的是，当本发明实施例中的第一工作模式为上述所描述的 A 类工作模式、B 类工作模式、C 类工作模式、D 类工作模式以及 E 类工作模式之外的其他工作模式时，在该工作模式下，在一个振荡周期的前 1/M 周期，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通；在该振荡周期的后 (M-1)

/M 个周期，第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M2 截止，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通。或者，在一个振荡周期的前 $1/M$ 周期，第三 MOS 管 M3 截止，第二 MOS 管 M2 截止，第四 MOS 管 M4 导通，当第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 导通；在该振荡周期的后 $(M-1)/M$ 个周期，第四 MOS 管 M4 截止，第一 MOS 管 M1 截止，第三 MOS 管 M3 导通，当第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值大于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第二 MOS 管 M2 导通。

可选的，通常情况下，上述正反馈单元 20 在工作时，为了满足巴克豪森 (Barkhausen) 准则，该正反馈单元 20 中的第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管需要具有较高的跨导来满足振荡电路启动增益的要求，这样第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 便需要消耗更多的电流，从而导致振荡器的功耗比较大。本发明实施例中，为了降低本发明实施例提供的振荡器的功耗，可以通过调整偏置电压 V_b 的大小将第三 MOS 管和第四 MOS 管的工作模式设置为 C 类工作模式或者比 C 类工作模式更深的工作模式（即第三 MOS 管和第四 MOS 管的导通时间小于第三 MOS 管和第四 MOS 管在 C 类工作模式下的导通时间），以使得电流源单元 30 为本发明实施例提供的振荡器中的正反馈单元 20 和谐振单元 10 提供偏置电流和启动增益。通过该方案，由于可以通过缩短有源器件导通的时间来减小 RMS (Root Mean Square, 均方根值) 电流，因此能够提高电流效率，从而达到在低功耗的情况下获得优越的相位噪声性能的目的。

本发明实施例中通过正反馈单元 20 中的第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 为振荡器振荡时提供启动增益，并通过第一电容 C1、第一 MOS 管 M1 与第三电容 C3、第二电容 C2、第二 MOS 管 M2 与第四电容 C4 构成交流正反馈，将该振荡器中的器件噪声放大，使得该振荡器维持振荡状态，以输出差分振荡信号；并且由于第一 MOS 管和第二 MOS 管的栅极接第一恒定电压源，且第一 MOS 管 M1 的第一极 101 和第二

极 102 分别与第一电容 C1 的一端和另一端相连，第二 MOS 管 M2 的第一极 201 和第二极 202 分别与第二电容 C2 的一端和另一端相连，因此，只有当正向差分振荡信号的电压与第一 MOS 管 M1 的栅源电压差的绝对值小于第一 MOS 管 M1 的阈值电压，当负向差分振荡信号的电压与第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值小于第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 才导通，这样缩短了一个振荡周期内第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的导通时间，即一个振荡周期内电流源单元 30 和正反馈单元 20 向谐振单元 10 中注入电流噪声的时间变短，所以与现有技术相比，在一个振荡周期内该振荡器中的相位噪声（该相位噪声由电流噪声转化得到）较低。

进一步，由于本发明实施例提供的振荡器，通过利用第一电容 C1 和第二电容 C2 相移特性使得差分振荡信号的电压的波形和电流的波形之间存在 90 度相移特性，如此，使得一个振荡周期内，噪声调制函数 NMF 的最大值对应 ISF 的最小值，根据公式 $\Gamma_{eff}(\omega) = \Gamma(\omega) \times \alpha(\omega)$ ， $\Gamma_{eff}(\omega)$ 为 ISF_{eff} ， $\Gamma(\omega)$ 为 ISF， $\alpha(\omega)$ 为相位随时间变化的 NMF，可以在一个振荡周期内减小 ISF_{eff} 的值，从而进一步降低本发明实施例提供的振荡器的相位噪声。

举例来说，如图 4b 和 4c 所示，图 4b 为现有技术中提供的 Cross coupled 负阻振荡器的电流波形图，图 4c 为本发明实施例提供的当第三 MOS 管和第四 MOS 管的工作模式为 C 类工作模式时，偏置电流的电流波形图。在图 4b 中，虚线代表现有技术 Cross coupled 负阻振荡器中 MOS 管 M102 的电流波形图，实线代表现有技术 Cross coupled 负阻振荡器中 MOS 管 M101 的电流波形图。在图 4c 中，虚线代表第四 MOS 管 M4 的工作模式为 C 类工作模式时，偏置电流的电流波形图，实线代表第三 MOS 管 M3 的工作模式为 C 类工作模式时，偏置电流的电流波形图。从图 4c 中可以看出，在一个振荡周期的前 1/3 周期，第三 MOS 管 M3 导通，第四 MOS 管 M4 截止，在一个振荡周期的后 2/3 周期，第三 MOS 管 M3 截止，第四 MOS 管 M4 导通，但是，在图 4b 所示的 Cross coupled 负阻振荡器的电流波形图，在一个振荡周期的前

1/2 周期，交叉互补有源单元中的 MOS 管 M101 导通，MOS 管 M102 截止，在该振荡周期的后 1/2 周期，MOS 管 M101 截止，MOS 管 M102 导通，因此，本发明实施例提供的振荡器中有源器件（例如，第三 MOS 管、第四 MOS 管以及第一 MOS 管和第二 MOS 管）在一个振荡周期内导通时间较短，RMS 电流较小，具有节省功耗的优点。

可选的，本发明实施例中，上述偏置电压 V_b 可以小于或等于第一电源 VCC 的电压。

可选的，本发明实施例中，结合图 4a，如图 5 所示，谐振单元 10 包括：第一电感 L1、第二电感 L2 以及开关电容阵列；其中，第一电感 L1 的一端与第二电感 L2 的一端连接，第一电感 L1 的另一端分别与开关电容阵列的一端及正反馈单元 20 的第一输出节点连接；第二电感 L2 的另一端分别与开关电容阵列的另一端及正反馈单元 20 的第二输出节点连接，第一电感 L1 的一端和第二电感 L2 的一端与第一恒定电压节点连接。

其中，本发明实施例对上述电容开关阵列的具体结构不进行限定，其可以是多个电容与多个开关通过特定串联或并联形式进行组合形成的阵列。通过控制所述多个开关的导通或截止，多个电容的连接关系是可变的从而导致电容值可调。示例性的，该电容开关阵列包括至少一个电容开关支路，上述任一电容开关支路包括至少一个电容和与该电容串联的开关 K，示例性的，如图 5 所示，该电容开关支路包括第七电容 C7、第八电容 C8 和开关 K，第七电容 C7 的一端接第一电感 L1 的另一端及正反馈单元 20 的第一输出节点，第八电容 C8 的另一端接正反馈单元 20 的第二输出节点及第二电感 L2 的另一端。其中，第七电容 C7 的一端接第一电感 L1 的另一端及正反馈单元 20 的第一输出节点，第八电容 C8 的另一端接正反馈单元 20 的第二输出节点及第二电感 L2 的另一端。

上述至少一个电容开关支路中任意两个或两个以上的电容开关支路可以串联也可以并联，并且每个电容开关支路中的电容均可以为可调电容或可以为恒定电容，这样可以通过调整每个电容的电容值从而改变

振荡器的振荡频率，同时，也可以通过控制每个电容开关支路中开关的打开或闭合（对应状态为截止或导通）改变谐振单元 10 中电容值的大小，来改变振荡频率。

当第三 MOS 管 M3 的源极与第四 MOS 管 M4 的源极均与第一电源 VCC 连接时，第一电感 L1 的一端和第二电感 L2 的一端均接地；或者，

当第三 MOS 管 M3 的源极与第四 MOS 管的源极均接地时，第一电感 L1 的一端和第二电感 L2 的一端之间均与第一电源 VCC 连接。

可选的，在第三电容 C3 的一端与第五电容 C5 的一端连接的线路上设置有该振荡器正向差分信号的输出端 OUTP，在第四电容 C4 的一端与第六电容 C6 的另一端连接的线路上设置有该振荡器负向差分信号的输出端 OUTN，OUTP 和 OUTN 是振荡器的两个输出端，OUTP 和 OUTN 输出的振荡信号的相位是相反的，因此这两个输出端输出的振荡信号也称为差分振荡信号。

本发明实施例提供的振荡器中，由于差分振荡信号是由谐振单元 10 产生的，因此通过将 OUTP 设置在电流源单元 30 的第三 MOS 管 M3 和正反馈单元 20 的第一 MOS 管 M1 之间，将 OUTN 设置在电流源单元 30 的第四 MOS 管 M4 和正反馈单元 20 的第二 MOS 管 M2 之间，可以使得第一 MOS 管和第二 MOS 管将正向差分振荡信号和负向差分振荡信号与负载隔离，这样能够减少负载对正向差分振荡信号和负向差分振荡信号的影响，因此，可以使得该振荡器的振荡频率与输出负载之间的敏感性降低，从而进一步提高相位噪声性能。

可选的，本发明实施例中，第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 可以均为 P 型 MOS 管，也可以均为 N 型 MOS 管；第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 可以均为 P 型 MOS 管，也可以均为 N 型 MOS 管，但是随着晶体管类型的变化，电路连接有所调整。下面结合图 6-图 7 为例进行示例性的说明。

一方面，参见图 6，图 6 与图 5 的区别在于，当第一 MOS 管 M1、第二 MOS 管 M2、第三 MOS 管 M3 以及第四 MOS 管 M4 均为 N 型 MOS 管时，本发明实施例，第三 MOS 管和第四 MOS 管 M4 的源极均接地（即

第二恒定电压节点 104 为地), 第一电感 L1 的一端和第二电感 L2 的一端与第一电源 VCC 连接(即第一恒定电压节点 105 为第一电源)连接, 且第一 MOS 管 M1 的第一极 101 为漏极, 第一 MOS 管 M1 的第二极 102 为源极, 第二 MOS 管 M2 的第一极 201 为漏极, 第二 MOS 管 M2 的第二极 202 为源极, 第一 MOS 管 M1 的第一极 101 (正反馈单元的第一输出节点)接第七电容 C7 的一端, 第二 MOS 管的第二极 202 接第八电容 C8 的另一端(正反馈单元 20 的第二输出节点)。

另一方面, 如图 7 所示, 图 7 与图 5 的区别在于, 当第一 MOS 管 M1、第二 MOS 管 M2、第三 MOS 管 M3 以及第四 MOS 管 M4 均为 P 型 MOS 管时, 第三 MOS 管 M3 的源极和第四 MOS 管 M4 的源极均接第一电源 VCC(即第二恒定电压节点 104 为第一电源 VCC), 第一电感 L1 的一端和第二电感 L2 的一端与地连接(即第一恒定电压节点 105 为地), 第一 MOS 管 M1 的第一极 101 为漏极, 第一 MOS 管 M1 的第二极为源极, 第二 MOS 管 M1 的第一极 201 为漏极, 第二 MOS 管 M2 的第二极为源极, 第一 MOS 管 M1 的第一极 101 (正反馈单元的第一输出节点)接第七电容 C7 的一端, 第二 MOS 管的第二极 202 接第八电容 C8 的另一端(正反馈单元 20 的第二输出节点)。

再一方面, 如图 8 所示, 图 8 与图 5 的区别在于, 当第一 MOS 管和第二 MOS 管为 N 型 MOS 管, 第三 MOS 管和第四 MOS 管为 P 型 MOS 管时, 第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 的源极接第一电源(即第二恒定电压节点 104 为第一电源), 第一电感 L1 的一端和第二电感 L2 的一端与地连接(即第一恒定电压节点 105 为地), 第一 MOS 管 M1 的第一极 101 为源极, 第一 MOS 管 M1 的第二极 102 为漏极; 第二 MOS 管 M2 的第一极 201 为源极, 第二 MOS 管 M2 的第二极为漏极。

再一方面, 如图 9 所示, 图 9 与图 5 的区别在于, 当第一 MOS 管和第二 MOS 管为 P 型 MOS 管, 第三 MOS 管和第四 MOS 管为 N 型 MOS 管时, 第三 MOS 管 M3 和第四 MOS 管 M4 的源极接地, 第一 MOS 管的第一极 101 为源极, 第一 MOS 管 M1 的第二极 102 为漏极, 第二 MOS 管 M2 的第一极 201 为源极, 第二 MOS 管 M2 的第二极 202 为漏

极。

以上所示的图 6-图 9 所描述的本发明实施例提供的振荡器的电路原理均与图 2、图 3、图 4a 以及图 5 所示的电路原理相同，具体可以参见图 2、图 3、图 4a 以及图 5 所示的电路原理，本发明实施例在此不再赘述。

如图 10 所示，在振荡过程中，第三 MOS 管 M3，第四 MOS 管 M4、第一电阻 R1、第二电阻 R2、第五电容 C5 以及第六电容 C6 构成直流偏置可调的电流源单元 30，该电流源单元 30 为两边支路提供电流 I_+ 和 I_- (I_+ 和 I_- 为大小相等但相位相反的电流)，第一 MOS 管 M1、第二 MOS 管 M2、第一电容 C1，第二电容 C2，第三电容 C3 以及第四电容 C4 构成正反馈单元 20，并由 L1、L2、第七电容 C7 和第八电容 C8 构成的谐振单元产生差分振荡信号 V_+ 和 V_- ，并将差分振荡信号 V_+ 和 V_- 经正反馈单元 20 做增益增强得到正向差分输出振荡信号和负向差分输出振荡信号，并将正向差分输出振荡信号和负向差分输出振荡信号反馈至第三 MOS 管和第四 MOS 管的栅极，当正向差分输出振荡信号和负向差分输出振荡信号的幅度较大时，可以通过调节可调电源 V_b 的电压以降低电流源单元 30 为两边支路提供电流 I_+ 和 I_- ，从而降低谐振单元 10 输出的差分振荡信号的幅度，最终实现振荡器输出稳定的差分振荡信号。进一步的，由于差分振荡信号是由谐振单元 10 产生的，因此通过将 OUTP 设置在电流源单元 30 的第三 MOS 管 M3 和正反馈单元 20 的第一 MOS 管 M1 之间，将 OUTN 设置在电流源单元 30 的第四 MOS 管 M4 和正反馈单元 20 的第二 MOS 管 M2 之间，可以使得第一 MOS 管和第二 MOS 管将正向差分振荡信号和负向差分振荡信号与振荡器的负载（即振荡器提供振荡信号的器件）隔离，这样能够减少振荡器的负载对正向差分振荡信号和负向差分振荡信号的影响，因此，可以使得该振荡器的振荡频率与振荡器的负载之间的敏感性降低，从而进一步提高相位噪声性能。

以下对图 6-图 10 所示的低功耗低相位噪声的振荡器进行仿真得到如图 11 所示的 ISF_{eff} 函数曲线仿真图为例对本发明实施例提供的振荡器进行进一步的说明，具体的，在图 6-图 10 所示的振荡器输出的差分输出振

荡信号中注入电流脉冲时,再进行仿真计算获得的本发明实施例提供的低功耗低相位噪声的振荡器的 ISF_{eff} 函数曲线图图 11, 如图 11 所示, (图 11 中的 0 线为本发明实施例以相位噪声 ISF_{eff} 值以及 NMF 值处于平稳期所做的辅助基准线, 本发明实施例将与该辅助基准线相切的相位噪声 ISF_{eff} 曲线、ISF 曲线以及 NMF 曲线的值记为 0, 在实际仿真过程中, 相位噪声 ISF_{eff} 曲线、ISF 曲线以及 NMF 曲线的值均大于 0)。

本发明实施例提供的低功耗低相位噪声的振荡器的相位噪声计算公式为:

$$L\{\Delta\omega\} = \frac{i_n^2 / \Delta f}{2q_{max}^2} \times \frac{\Gamma_{eff,rms}^2}{\Delta\omega^2} \quad (3)$$

其中, $\Delta\omega$ 为振荡器处理或生成的载波的频偏, $i_n^2 / \Delta f$ 为电流噪声的功率谱密度, $\Gamma_{eff,rms}^2$ 表示 $\Gamma_{eff}(\omega)$ 函数的均方根值, q_{max} 表示电流噪声源的最大电荷量。需要指出振荡器的相位噪声越小, 振荡器的相位噪声性能越好, 即振荡器的 $L\{\Delta\omega\}$ 值越小, 振荡器的相位噪声性能越好。

$$\text{具体的, } \Gamma_{eff}(\omega) = \Gamma(\omega) \times \alpha(\omega) \quad (4)$$

其中, $\Gamma(\omega)$ 为 ISF (脉冲敏感函数, Impulse Sensitivity Function) 函数, $\alpha(\omega)$ 为相位随时间变化函数 NMF (噪声调制函数, Noise-modulating Function)。

由公式 (3) 可知, 当 q_{max}^2 、 $\Delta\omega^2$ 以及 $i_n^2 / \Delta f$ 的值不变时, 或者 $\frac{i_n^2 / \Delta f}{2q_{max}^2} \times \frac{1}{\Delta\omega^2}$ 的值不变时, 减小 $\Gamma_{eff}(\omega)$ (即公式中的 $\Gamma_{eff,rms}^2$) 函数值能够有效的减少振荡器的相位噪声, 从而提高振荡器的相位噪声性能。

举例来说, 由图 10 可知, 本发明实施例提供的振荡器通过正反馈单元 20 中的第一 MOS 管和第二 MOS 管为振荡器振荡时提供启动增益, 将该振荡器中的器件噪声放大, 并通过第一电容 C1 与第三电容 C3、第二电容 C2 与第四电容 C4 构成, 使得该振荡器维持振荡状态, 以输出差分振荡信号; 并且由于第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的栅极接第一电源 VCC, 且第一 MOS 管 M1 的第一极 101 和第二极 102 分别与第一电容 C1 的一端和另一端相连, 第二 MOS 管的第一极 201 和第二极 202 分别与第二电容 C2 的一端和另一端相连, 因此, 只有当差分振荡信号与

第一 MOS 管 M1 和第二 MOS 管 M2 的栅源电压差的绝对值分别大于第一 MOS 管 M1 的阈值电压及第二 MOS 管 M2 的阈值电压时，这样缩短了一个振荡周期内第一 MOS 管和第二 MOS 管的导通时间，即一个振荡周期内电流源单元和正反馈单元 20 向谐振单元 10 中注入电流噪声的时间变短，因此，在不同时间点向本发明实施例提供的振荡器中注入电流脉冲时，电流源单元 30 和正反馈单元 20 中的噪声电流注入谐振单元的时间变短，即本发明实施例提供的振荡器的 NMF 的值为 0 的时间变长，这样使得本发明实施例提供的低功耗低相位噪声的振荡器的 ISF_{eff} 的值在一个振荡周期中有 $1/2$ 个周期（例如如图 11 所示的 $0-\pi$ 时间段）为 0，且在一个振荡周期的其余周期，噪声调制函数 NMF 值在每个时刻总是对应 ISF 值为 0 处，而现有技术中的如图 1a 所示 Cross coupled 负阻振荡器，该 Cross coupled 负阻振荡器 ISF_{eff} 曲线图如图 1b 所示，从图 1b 中可知，在一个振荡周期的 $3\pi/2$ 到 2π 时间段，由于 NMF 为 0，Cross coupled 负阻振荡器的 ISF_{eff} 值在 $3\pi/2$ 到 2π 时间段为 0，即在一个振荡周期的 $1/4$ 周期， ISF_{eff} 值为 0，且在一个振荡周期的 $0-\pi/2$ 时间段，由于 NMF 的最大值和 ISF 的最大值对应，这样导致在一个振荡周期的 $0-\pi/2$ 时间段，Cross coupled 负阻振荡器的 ISF_{eff} 值也比较大，而本发明实施例提供的振荡器，通过利用第一电容和第二电容的相移特性使得差分振荡信号的电压的波形和电流的波形之间存在 90 度相移特性，如此，使得一个振荡周期内，噪声调制函数 NMF 的最大值对应 ISF 的最小值。根据公式 (4)，由 $\Gamma_{eff}(\omega)$ 为 ISF_{eff} ， $\Gamma(\omega)$ 为 ISF， $\alpha(\omega)$ 为相位随时间变化的 NMF，可以在一个振荡周期内减小 ISF_{eff} 的值，从而降低本发明实施例提供的振荡器的相位噪声。因此，其余周期 ISF_{eff} 的值均小于图 1a 所示的 Cross coupled 负阻振荡器 ISF_{eff} 的值，因此，可知本发明实施例提供的振荡器的 ISF_{eff} 的值在一个振荡周期小于图 1a 所示的 Cross coupled 负阻振荡器 ISF_{eff} 的值，因此，本发明实施例提供的振荡器与现有技术相比相位噪声低，相位噪声性能好。

示例性的，下面给出了在同种工艺条件下，振荡频率为 16GHz 时，对本发明实施例提供的振荡器与 Cross-coupled 振荡器进行仿真，同时经过对

仿真数据进行统计分别计算获得本发明实施例提供的振荡器与 Cross-coupled 振荡器的相位噪声、功耗等方面的参数，如表 1 所示。

表 1

结构	功耗 (mW)	调节范围 16GHz(%)	相位噪声@1MHz (dBc/Hz)	FOM@1MHz	FOMT@1 MHz
Cross-coupled 振荡器	24.4	12.2	-114.4	185.42	184.69
本发明实施例的振荡器	20.5	13.45	-122.1	193.18	191.98

由表 1 可知，在同种工艺条件下，振荡频率为 16GHz 时，本发明实施例提供的振荡器的功耗为 20.5mW，其功耗值低于 Cross-coupled 振荡器，且本发明实施例的振荡器的调节范围比较大，且在同等条件下，本发明实施例提供的振荡器的相位噪声为 -122.1 dBc/Hz，低于 Cross-coupled 振荡器，与 Cross-coupled 振荡器相比具有较好的相位噪声性能。同时可以看出本发明实施例提供的振荡器具有较高的 FOM (Figure of Merit, 品质因数) 和 FOMT (Figure of Merit with Tuning Range, 与调谐范围相关的品质因数)。

本发明实施例还提供一种终端，该终端至少包括短距离通信装置以及本发明实施例提供的振荡器，该振荡器用于为上述短距离通信装置提供本地载波信号。该短距离通信装置可以为以下任意一项或组合：终端中的蓝牙模块、WIFI (无线保真) 模块或任何需要本地载波信号的装置。例如，该终端中的短距离通信装置可以为蓝牙模块以及 WIFI (无线保真)，也可以为蓝牙模块或者 WIFI (无线保真)。

本发明实施例还提供一种基站，该基站至少包括收发机以及锁相环电路，该锁相环电路包括本发明实施例提供的低功耗低相位噪声的振荡器，

该低功耗低相位噪声的振荡器用于为该基站的收发机提供本地载波信号。

需要说明的是，上述终端和基站只是举例说明应用本发明实施例提供的低功耗低相位噪声的振荡器的产品，并不能构成对本发明实施例提供的低功耗低相位噪声的振荡器的应用的限制，本发明实施例提供的低功耗低相位噪声的振荡器可以应用在任何低功耗或者低相噪性能要求的场景，以及任何低功耗或者低相噪性能要求的产品中。

最后应说明的是：以上实施例仅用以说明本发明的技术方案，而非对其限制；尽管参照前述实施例对本发明进行了详细的说明，本领域的普通技术人员应当理解：其依然可以对前述各实施例所记载的技术方案进行修改，或者对其中部分技术特征进行等同替换；而这些修改或者替换，并不使相应技术方案的本质脱离本发明各实施例技术方案的精神和范围。

权利要求书

1、一种振荡器，其特征在于，包括：谐振单元、交叉耦合的电流源单元、和耦合在所述电流源单元和所述谐振单元之间的正反馈单元；

所述谐振单元，用于产生具有第一振荡频率的差分振荡信号；

所述正反馈单元，用于接收所述差分振荡信号，并对所述差分振荡信号做增益增强得到差分输出振荡信号；

所述电流源单元，用于为所述谐振单元和所述正反馈单元提供可调偏置电流。

2、根据权利要求1所述的振荡器，其特征在于，所述谐振单元，还用于经所述正反馈单元将所述差分振荡信号输出到所述电流源单元；

所述电流源单元，还用于根据所述谐振单元输出的所述差分振荡信号，通过控制偏置电压的大小调整所述偏置电流，以调整所述差分输出振荡信号的幅度。

3、根据权利要求1或2所述的振荡器，其特征在于，所述正反馈单元，包括：第一金属氧化物半导体MOS管、第二MOS管、第一电容、第二电容、第三电容以及第四电容；

其中，所述第一MOS管的第一极作为第一输出节点分别与所述谐振单元及所述第一电容的一端连接，所述第一MOS管的第二极分别与第一电容的另一端及所述第三电容的一端连接，所述第一MOS管的栅极和所述第二MOS管的栅极均与第一恒定电压源连接，所述第二MOS管的第一极分别与所述谐振单元及所述第二电容的一端连接，所述第二MOS管的第二极作为第二输出节点分别与所述第二电容的另一端及所述第四电容的一端连接，所述第四电容的另一端和所述第三电容的另一端连接，所述第三电容的一端和所述第四电容的一端均与所述电流源单元连接，在所述第三电容的一端与所述电流源单元的第三输出节点之间设置有正向差分信号输出端，在所述第四电容的一端与所述电流源单元的第四输出节点之间设置有负向差分信号输出端。

4、根据权利要求3所述的振荡器，其特征在于，所述第一恒定电压源为第一电源。

5、根据权利要求 1-4 任意一项所述的振荡器，其特征在于，所述谐振单元包括：第一电感、第二电感以及开关电容阵列；

其中，所述第一电感的一端与所述第二电感的一端连接，所述第一电感的另一端分别与所述开关电容阵列的一端及所述正反馈单元的第一输出节点连接；所述第二电感的另一端分别与所述开关电容阵列的另一端及所述正反馈单元的第二输出节点连接，所述第一电感的一端和所述第二电感的一端与第一恒定电压节点连接。

6、根据权利要求 5 所述的振荡器，其特征在于，所述电流源单元包括：

第三 MOS 管、第四 MOS 管、第五电容、第六电容、第一电阻以及第二电阻；

其中，所述第三 MOS 管的栅极分别与第六电容的一端及第一电阻的一端连接，所述第三 MOS 管的漏极作为所述第三输出节点分别与第五电容的一端及所述第三电容的一端连接；所述第四 MOS 管的栅极分别与第五电容的另一端及第二电阻的一端连接，所述第四 MOS 管的漏极作为所述第四输出节点分别与第六电容的另一端及所述第四电容的一端连接；所述第一电阻的另一端和所述第二电阻的另一端均与可调电源连接，所述可调电源用于为所述电流源单元提供所述偏置电压，所述电流源单元具体用于通过所述可调电源为所述谐振单元和所述正反馈单元提供所述偏置电流；所述第三 MOS 管的源极和所述第四 MOS 管的源极与第二恒定电压节点连接。

7、根据权利要求 6 所述的振荡器，其特征在于，当所述第一 MOS 管和第二 MOS 管为 NMOS 管，所述第三 MOS 管和所述第四 MOS 管为 NMOS 管时，所述第一 MOS 管的第一极和所述第二 MOS 管的第一极均为漏极，所述第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为源极；

所述第一恒定电压节点为第一电源，所述第二恒定电压节点为地。

8、根据权利要求 6 所述的振荡器，其特征在于，当所述第一 MOS 管和第二 MOS 管为 PMOS 管，所述第三 MOS 管和所述第四 MOS 管为 PMOS 管时，所述第一 MOS 管的第一极和所述第二 MOS 管的第一极均

为漏极，所述第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为源极；

所述第一恒定电压节点为地，所述第二恒定电压节点为第一电源。

9、根据权利要求 6 所述的振荡器，其特征在于，当所述第一 MOS 管和第二 MOS 管为 PMOS 管，所述第三 MOS 管和所述第四 MOS 管为 NMOS 管时，所述第一 MOS 管的第一极和所述第二 MOS 管的第一极均为源极，所述第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为漏极；

所述第一恒定电压节点为第一电源，所述第二恒定电压节点为地。

10、根据权利要求 6 所述的振荡器，其特征在于，当所述第一 MOS 管和第二 MOS 管为 NMOS 管，所述第三 MOS 管和所述第四 MOS 管为 PMOS 管时，所述第一 MOS 管的第一极和所述第二 MOS 管的第一极均为源极，所述第一 MOS 管的第二极和所述第二 MOS 管的第二极均为漏极；

所述第一恒定电压节点为地，所述第二恒定电压节点为第一电源。

11、根据权利要求 5-10 任意一项所述的振荡器，其特征在于，所述开关电容阵列包括至少一个电容开关支路；

任一所述电容开关支路包括第七电容、开关以及第八电容，其中，所述第七电容的一端接所述第一电感的另一端及所述正反馈单元的第一输出节点，所述第八电容的另一端接所述正反馈单元的第二输出节点及所述第二电感的另一端。

12、根据权利要求 11 所述的振荡器，其特征在于，所述第七电容和所述第八电容为可调电容。

13、一种终端，其特征在于，所述终端至少包括短距离通信装置以及如权利要求 1-12 任意一项所述的振荡器，所述振荡器用于为所述短距离通信装置提供本地载波信号。

14、一种基站，其特征在于，所述基站至少包括收发机及锁相环电路，所述锁相环电路包括如权利要求 1-12 任意一项所述的振荡器，所述振荡器用于为所述收发机提供本地载波信号。

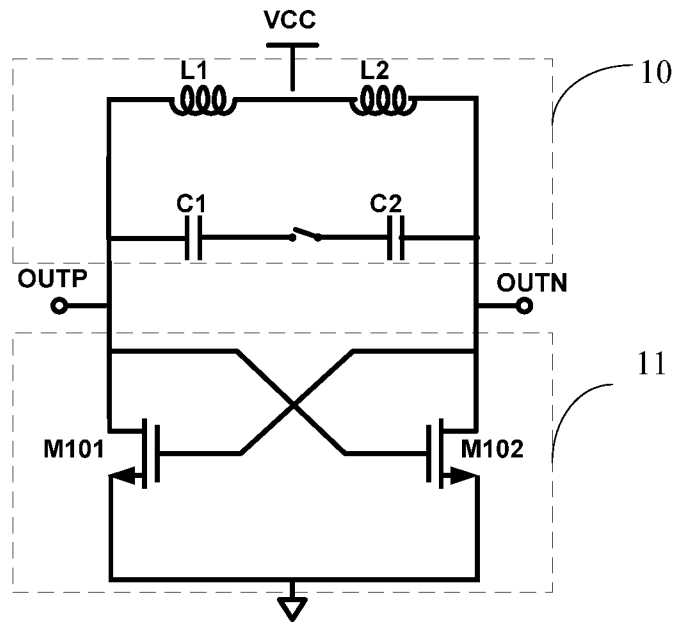


图 1a

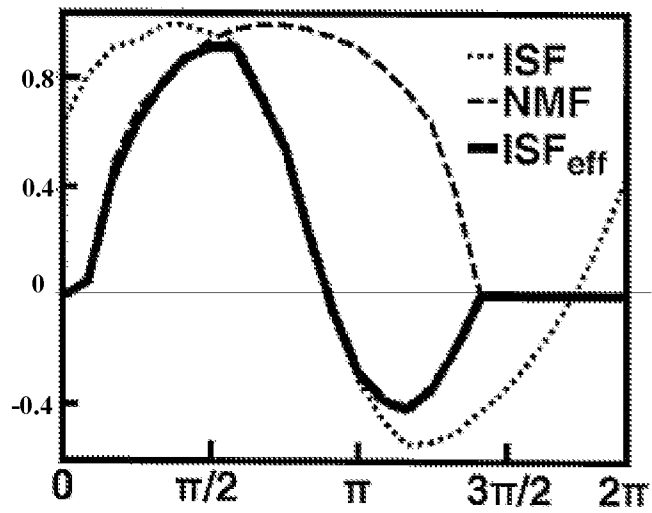


图 1b

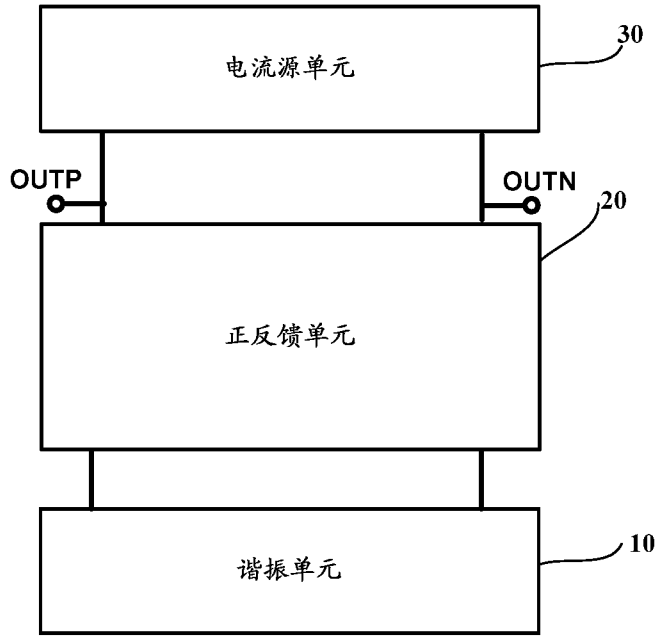


图 2

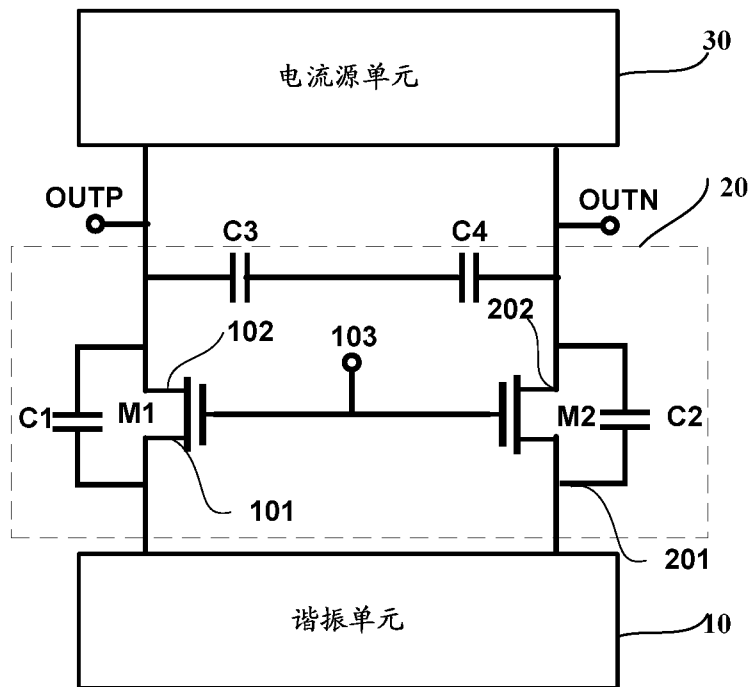


图 3

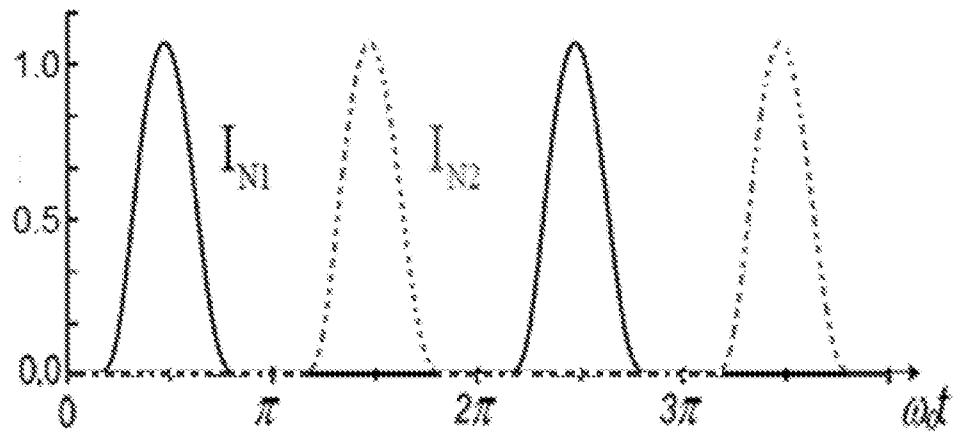


图 4c

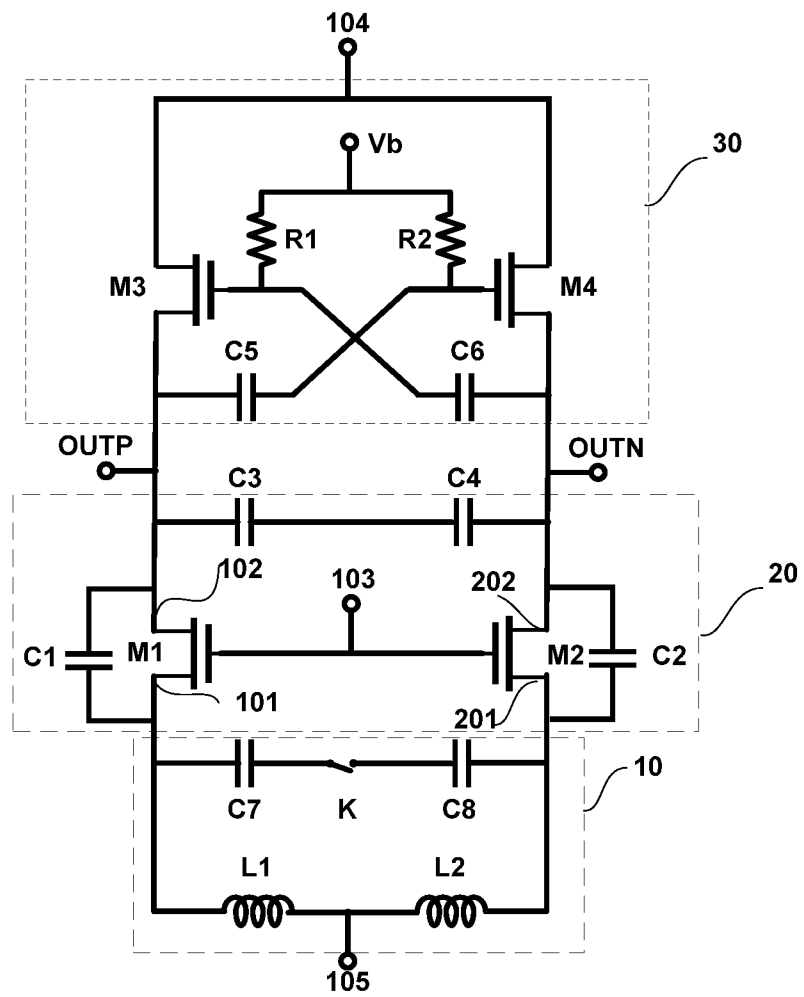


图 5

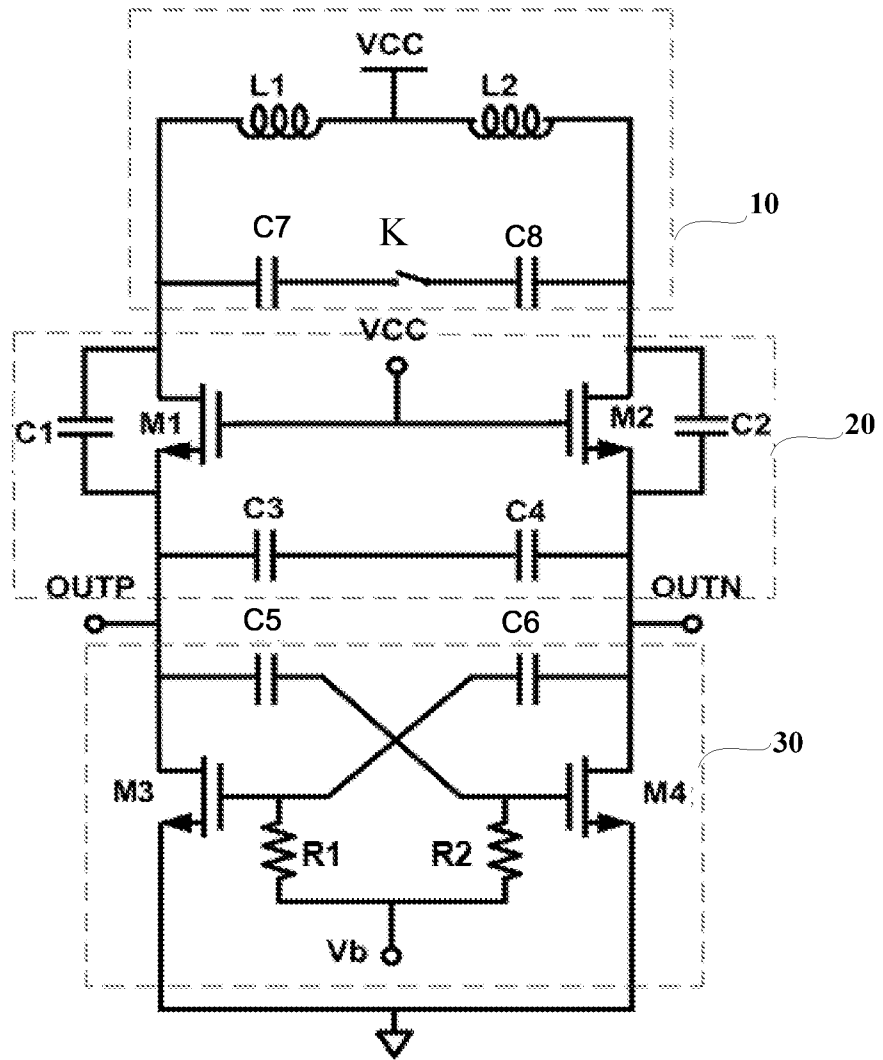


图 6

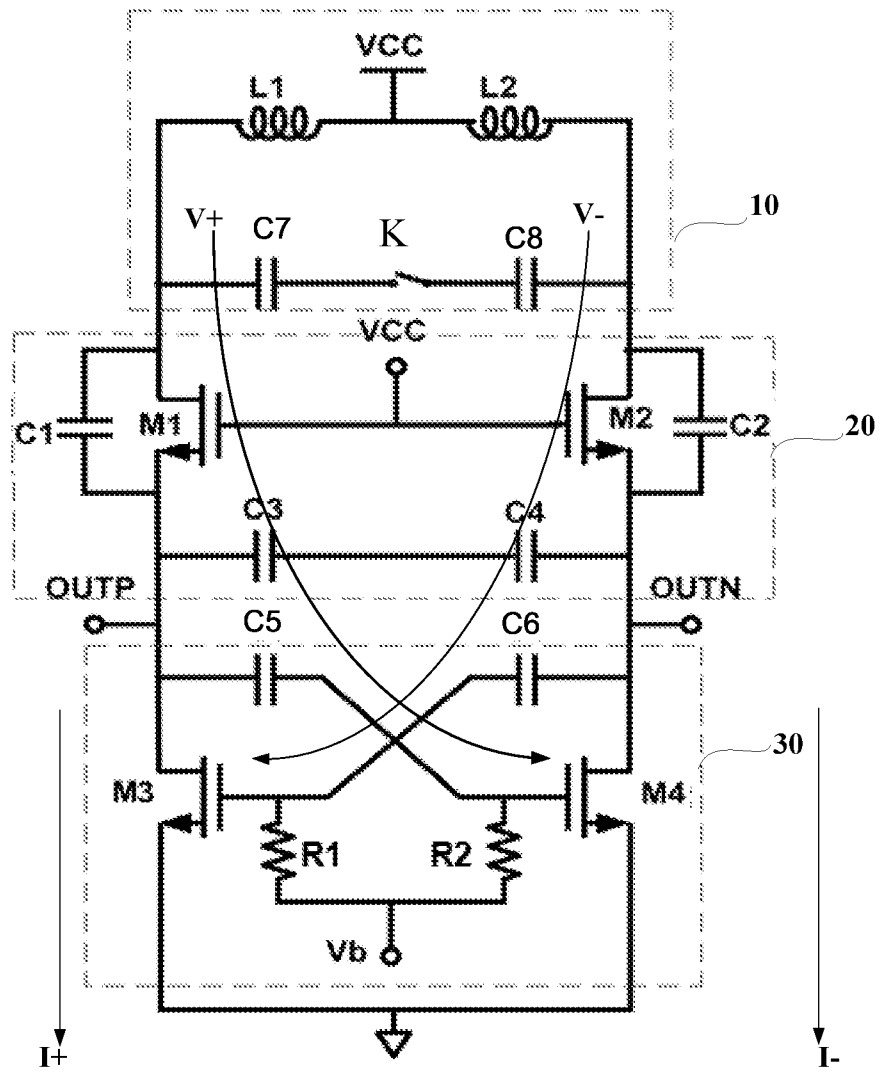


图 10

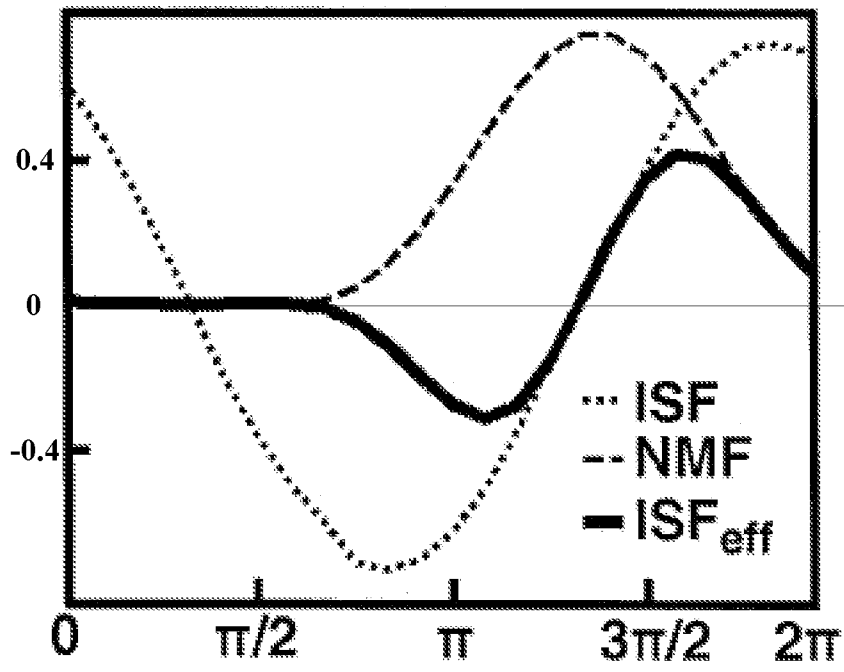


图 11

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2016/090223

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03B 5/12 (2006.01) i; H03B 7/06 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H03B; H03L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNPAT, WPI, EPODOC, CNKI: transconductance, oscillation, negative resistance, cross-coupled, gm, boost, positive feedback, phase, noise, oscillator, cross, couple

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	CN 104242924 A (XIDIAN UNIVERSITY), 24 December 2014 (24.12.2014), description, paragraphs [0077]-[0103], and figures 1-2	1-2, 5, 11-14
Y	CN 101834561 A (SHANGHAI FUDAN-HOLDING HUALONG MICROSYSTEM TECHNOLOGY CO., LTD.), 15 September 2010 (15.09.2010), description, paragraphs [0035]-[0039], and figures 2 and 3a	1-2, 5, 11-14
A	CN 102118162 A (FUDAN UNIVERSITY), 06 July 2011 (06.07.2011), the whole document	1-14
A	CN 104270100 A (UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA), 07 January 2015 (07.01.2015), the whole document	1-14
A	CN 102904527 A (HANGZHOU ZHONGKE MICROELECTRONICS CO., LTD.), 30 January 2013 (30.01.2013), the whole document	1-14
A	CN 101295962 A (MEDIATEK INC.), 29 October 2008 (29.10.2008), the whole document	1-14

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>	<p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&” document member of the same patent family</p>
---	---

<p>Date of the actual completion of the international search</p> <p style="text-align: center;">10 April 2017 (10.04.2017)</p>	<p>Date of mailing of the international search report</p> <p style="text-align: center;">19 April 2017 (19.04.2017)</p>
<p>Name and mailing address of the ISA/CN:</p> <p>State Intellectual Property Office of the P. R. China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088, China Facsimile No.: (86-10) 62019451</p>	<p>Authorized officer</p> <p style="text-align: center;">TANG, Yang</p> <p>Telephone No.: (86-10) 010-62413273</p>

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2016/090223

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2009134944 A1 (ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INSTITUTE), 28 May 2009 (28.05.2009), the whole document	1-14
A	US 2016036382 A1 (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED), 04 February 2016 (2016-02 04), the whole document	1-14

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2016/090223

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 104242924 A	24 December 2014	None	
CN 101834561 A	15 September 2010	None	
CN 102118162 A	06 July 2011	CN 102118162 B	24 October 2012
CN 104270100 A	07 January 2015	None	
CN 102904527 A	30 January 2013	CN 102904527 B	26 August 2015
CN 101295962 A	29 October 2008	US 2008266007 A1	30 October 2008
		TW 200843352 A	01 November 2008
US 2009134944 A1	28 May 2009	KR 20090054784 A	01 June 2009
		KR 100942697 B1	16 February 2010
		US 7852165 B2	14 December 2010
US 2016036382 A1	04 February 2016	None	

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2016/090223

<p>A. 主题的分类</p> <p>H03B 5/12(2006.01)i; H03B 7/06(2006.01)i</p> <p>按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类</p>																							
<p>B. 检索领域</p> <p>检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)</p> <p>H03B; H03L</p> <p>包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献</p> <p>在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))</p> <p>CNPAT, WPI, EPODOC, CNKI:跨导, 增强, 振荡, 正反馈, 相位, 噪声, 负阻, 交叉耦合, gm, boost, positive feedback, phase, noise, oscillator, cross, couple</p>																							
<p>C. 相关文件</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>类型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Y</td> <td>CN 104242924 A (西安电子科技大学) 2014年 12月 24日 (2014 - 12 - 24) 说明书[0077]-[0103]段, 图1-2</td> <td>1-2, 5, 11-14</td> </tr> <tr> <td>Y</td> <td>CN 101834561 A (上海复控华龙微系统技术有限公司) 2010年 9月 15日 (2010 - 09 - 15) 说明书[0035]-[0039]段, 图2、3a</td> <td>1-2, 5, 11-14</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 102118162 A (复旦大学) 2011年 7月 6日 (2011 - 07 - 06) 全文</td> <td>1-14</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 104270100 A (中国科学技术大学) 2015年 1月 7日 (2015 - 01 - 07) 全文</td> <td>1-14</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 102904527 A (杭州中科微电子技术有限公司) 2013年 1月 30日 (2013 - 01 - 30) 全文</td> <td>1-14</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 101295962 A (联发科技股份有限公司) 2008年 10月 29日 (2008 - 10 - 29) 全文</td> <td>1-14</td> </tr> </tbody> </table>			类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	Y	CN 104242924 A (西安电子科技大学) 2014年 12月 24日 (2014 - 12 - 24) 说明书[0077]-[0103]段, 图1-2	1-2, 5, 11-14	Y	CN 101834561 A (上海复控华龙微系统技术有限公司) 2010年 9月 15日 (2010 - 09 - 15) 说明书[0035]-[0039]段, 图2、3a	1-2, 5, 11-14	A	CN 102118162 A (复旦大学) 2011年 7月 6日 (2011 - 07 - 06) 全文	1-14	A	CN 104270100 A (中国科学技术大学) 2015年 1月 7日 (2015 - 01 - 07) 全文	1-14	A	CN 102904527 A (杭州中科微电子技术有限公司) 2013年 1月 30日 (2013 - 01 - 30) 全文	1-14	A	CN 101295962 A (联发科技股份有限公司) 2008年 10月 29日 (2008 - 10 - 29) 全文	1-14
类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																					
Y	CN 104242924 A (西安电子科技大学) 2014年 12月 24日 (2014 - 12 - 24) 说明书[0077]-[0103]段, 图1-2	1-2, 5, 11-14																					
Y	CN 101834561 A (上海复控华龙微系统技术有限公司) 2010年 9月 15日 (2010 - 09 - 15) 说明书[0035]-[0039]段, 图2、3a	1-2, 5, 11-14																					
A	CN 102118162 A (复旦大学) 2011年 7月 6日 (2011 - 07 - 06) 全文	1-14																					
A	CN 104270100 A (中国科学技术大学) 2015年 1月 7日 (2015 - 01 - 07) 全文	1-14																					
A	CN 102904527 A (杭州中科微电子技术有限公司) 2013年 1月 30日 (2013 - 01 - 30) 全文	1-14																					
A	CN 101295962 A (联发科技股份有限公司) 2008年 10月 29日 (2008 - 10 - 29) 全文	1-14																					
<p><input checked="" type="checkbox"/> 其余文件在C栏的续页中列出。</p> <p><input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。</p> <table border="0"> <tr> <td style="vertical-align: top;"> <p>* 引用文件的具体类型:</p> <p>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</p> <p>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</p> <p>“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的)</p> <p>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</p> <p>“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件</p> </td> <td style="vertical-align: top;"> <p>“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件</p> <p>“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性</p> <p>“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性</p> <p>“&” 同族专利的文件</p> </td> </tr> </table>			<p>* 引用文件的具体类型:</p> <p>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</p> <p>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</p> <p>“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的)</p> <p>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</p> <p>“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件</p>	<p>“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件</p> <p>“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性</p> <p>“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性</p> <p>“&” 同族专利的文件</p>																			
<p>* 引用文件的具体类型:</p> <p>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</p> <p>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</p> <p>“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的)</p> <p>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</p> <p>“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件</p>	<p>“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件</p> <p>“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性</p> <p>“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性</p> <p>“&” 同族专利的文件</p>																						
<p>国际检索实际完成的日期</p> <p>2017年 4月 10日</p>	<p>国际检索报告邮寄日期</p> <p>2017年 4月 19日</p>																						
<p>ISA/CN的名称和邮寄地址</p> <p>中华人民共和国国家知识产权局 (ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088</p> <p>传真号 (86-10)62019451</p>	<p>受权官员</p> <p>汤场</p> <p>电话号码 (86-10)010-62413273</p>																						

C. 相关文件

类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
A	US 2009134944 A1 (ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INSTITUTE) 2009年 5月 28日 (2009 - 05 - 28) 全文	1-14
A	US 2016036382 A1 (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED) 2016年 2月 4日 (2016 - 02 - 04) 全文	1-14

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2016/090223

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	104242924	A	2014年 12月 24日	无			
CN	101834561	A	2010年 9月 15日	无			
CN	102118162	A	2011年 7月 6日	CN	102118162	B	2012年 10月 24日
CN	104270100	A	2015年 1月 7日	无			
CN	102904527	A	2013年 1月 30日	CN	102904527	B	2015年 8月 26日
CN	101295962	A	2008年 10月 29日	US	2008266007	A1	2008年 10月 30日
				TW	200843352	A	2008年 11月 1日
US	2009134944	A1	2009年 5月 28日	KR	20090054784	A	2009年 6月 1日
				KR	100942697	B1	2010年 2月 16日
				US	7852165	B2	2010年 12月 14日
US	2016036382	A1	2016年 2月 4日	无			

表 PCT/ISA/210 (同族专利附件) (2009年7月)