



(21) 申请号 202411607128.4

(22) 申请日 2024.11.12

(71) 申请人 深圳市南方硅谷半导体股份有限公司

地址 518057 广东省深圳市南山区招商街
道沿山社区南海大道1079号花园城数
码大厦B座601(72) 发明人 万嘉月 曹涛 朱碧辉 徐志刚
杜洪立(74) 专利代理机构 深圳砾智知识产权代理事务
所(普通合伙) 44722

专利代理师 张合成

(51) Int. Cl.

H03B 5/04 (2006.01)

H03B 5/12 (2006.01)

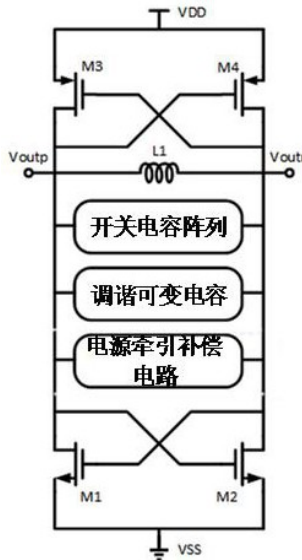
权利要求书2页 说明书8页 附图3页

(54) 发明名称

一种LC振荡器

(57) 摘要

本申请公开了一种LC振荡器,包括电源、互补交叉耦合负阻放大器、电感、开关电容阵列、调谐可变电容和电源牵引补偿电路,在电源的电压发生变化时,第一输出节点和第二输出节点的电压随着电源的电压发生变化,并调整电源牵引补偿电路中的可变电容的大小,从而抵消互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列中的电容以及调谐可变电容的电容大小的变化。本申请的电源牵引补偿电路提供正电源牵引补偿系数或负电源牵引补偿系数,电源牵引补偿电路的两端直接连接第一输出节点和第二输出节点,利用输出节点电压随电源电压的变化,不需要额外提供随电源电压变化的偏置电压和与电源无关的恒定偏置电压,减小电路复杂度,从而减小功耗和面积。



1. 一种LC振荡器,其特征在于,包括电源、互补交叉耦合负阻放大器、电感、开关电容阵列、调谐可变电容器和电源牵引补偿电路;所述电源牵引补偿电路提供正电源牵引补偿系数或负电源牵引补偿系数;

所述互补交叉耦合负阻放大器的第一端连接所述电源,所述互补交叉耦合负阻放大器的第二端接地,所述互补交叉耦合负阻放大器的第三端连接第一输出节点,所述互补交叉耦合负阻放大器的第四端连接第二输出节点;

所述电感的一端、所述开关电容阵列的一端、所述调谐可变电容器的一端及所述电源牵引补偿电路的一端均连接所述第一输出节点,所述电感的另一端、所述开关电容阵列的另一端、所述调谐可变电容器的另一端及所述电源牵引补偿电路的另一端均连接所述第二输出节点;

所述电感、开关电容阵列、调谐可变电容器、电源牵引补偿电路谐振,所述互补交叉耦合负阻放大器提供负阻维持振荡,在所述电源的电压发生变化时,所述第一输出节点和所述第二输出节点的电压随着所述电源的电压发生变化,并调整所述电源牵引补偿电路中的可变电容的大小,从而抵消所述互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、所述开关电容阵列中的电容以及所述调谐可变电容的电容大小的变化。

2. 根据权利要求1所述的LC振荡器,其特征在于,所述电源牵引补偿电路包括提供正电源牵引系数的n位补偿阵列以及提供负电源牵引系数的可变电容模组,所述可变电容模组的两端以及所述n位补偿阵列的两端分别连接所述第一输出节点和所述第二输出节点。

3. 根据权利要求2所述的LC振荡器,其特征在于,所述提供正电源牵引系数的n位补偿阵列以及提供负电源牵引系数的可变电容模组均采用P型可变电容,所述n位补偿阵列包括能够调整大小的控制字,基于所述控制字调整所述电源牵引补偿电路中的可变电容的大小,以获得不同大小的电源牵引系数。

4. 根据权利要求3所述的LC振荡器,其特征在于,每位所述补偿阵列包括提供正系数的可变电容C11、可变电容C12,固定电容C13和固定电容C14、开关管M11、开关管M12、开关管M13和开关管M14、偏置电阻R11、偏置电阻R12、偏置电阻R13、偏置电阻R14;所述可变电容C11的正极与固定电容C13的正极连接所述第一输出节点,所述可变电容C11的负极与偏置电阻R11的一端、开关管M11的源极连接,开关管M11的漏极连接开关管M12的漏极且接地,开关管M11的栅极和开关管M12的栅极连接控制字EN1,开关管M12的源极与偏置电阻R12的一端、可变电容C12的负极连接,可变电容C12的正极连接第二输出节点以及所述固定电容C14的正极,所述固定电容C14的负极与偏置电阻R14的一端及开关管M14的源极连接,开关管M14的源极和开关管M13的漏极连接后接地,开关管M14的栅极和开关管M13的栅极连接与所述控制字反相的控制电压ENB1,开关管M13的源极与偏置电阻R13的一端以及固定电容C13的负极连接,所述固定电容C13的正极连接所述第一输出节点,且偏置电阻R11的另一端、偏置电阻R12的另一端均连接所述控制电压ENB1,偏置电阻R13的另一端和偏置电阻R14的另一端连接所述控制字EN1。

5. 根据权利要求4所述的LC振荡器,其特征在于,所述可变电容模组包括第一可变电容和第二可变电容,所述第一可变电容的负极和所述n位补偿阵列的一端连接所述第一输出节点,所述第二可变电容的负极和所述n位补偿阵列的另一端连接所述第二输出节点,所述第一可变电容的正极和所述第二可变电容的正极连接,且所述第一可变电容与所述第二可

变电容的正极连接点接地。

6. 根据权利要求5所述的LC振荡器,其特征在于,在所述电源的电压升高时,所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压升高,所述第一可变电容和所述第二可变电容的电容大小随着所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压的升高而增大,以使所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出频率减小。

7. 根据权利要求4所述的LC振荡器,其特征在于,如果所述电源的电压升高,所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压升高,所述补偿阵列中的可变电容C11和C12的电容大小随着所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压的升高而减小,以使所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出频率增大,根据负电源牵引系数,调整所述控制字的大小,使所述补偿阵列的总电容大小减小到符合提供正的电源牵引系数适配所述负电源牵引系数,维持所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出频率不变。

8. 根据权利要求2所述的LC振荡器,其特征在于,在 $n=4$ 时,所述补偿阵列分别为第一补偿阵列、第二补偿阵列、第三补偿阵列和第四补偿阵列,且第一补偿阵列、第二补偿阵列、第三补偿阵列和第四补偿阵列提供正电源系数的比例为1:2:4:8。

9. 根据权利要求3所述的LC振荡器,其特征在于,所述控制字的调整范围为十进制的 $0 \sim 2^n - 1$;在 $n=4$ 时,所述控制字的调整范围为0000-1111,为十进制的0~15。

10. 根据权利要求1至9任一项所述的LC振荡器,其特征在于,所述互补交叉耦合负阻放大器包括PMOS交叉对管和NMOS交叉对管;

所述PMOS交叉对管的PMOS晶体管M3和PMOS晶体管M4的源极均连接所述电源,PMOS晶体管M3的栅极与PMOS晶体管M4的漏极均连接所述第二输出节点,PMOS晶体管M4的栅极与PMOS晶体管M3的漏极均连接所述第一输出节点;

所述NMOS交叉对管的NMOS晶体管M1和NMOS晶体管M2的源极均接地;NMOS晶体管M1的栅极连接NMOS晶体管M2的漏极及所述第二输出节点,NMOS晶体管M2的栅极与NMOS晶体管M1的漏极均连接所述第一输出节点。

一种LC振荡器

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信技术领域,尤其涉及一种LC振荡器。

背景技术

[0002] 由于振荡器中存在各种接地的非线性电容,因此,电源电压的变化也会影响振荡器的振荡频率,这种现象称为电源牵引效应。压控振荡器(Voltage-controlled oscillator, VCO)输出频率受电源电压V_{dd}变化的影响变化表示为:

$K_{V_{dd}} = \frac{df_c}{dV_{dd}}$ 。其中,

$K_{V_{dd}}$ 表示电源牵引系数, f_c 表示VCO的输出频率, V_{dd} 表示电源电压。理想的VCO不随电源电压 V_{dd} 的变化而变化,则电源牵引系数 $K_{V_{dd}}$ 为0,实际上却较难实现。

[0003] 在实际的振荡器中,电源也是VCO主要的噪声源,这些噪声会对VCO的相位噪声有一定的影响,因此,减小这些噪声的影响有两方面:一是减小电源上的噪声,二是减小电源牵引系数 $K_{V_{dd}}$ 。

[0004] 目前,一款可应用于2.4GHz/5GHz/6GHz三个频段的Wi-Fi射频收发机中,为了抑制电源噪声和DC-DC的杂散带来的主要噪声贡献,采用一个极性可变的牵引补偿可变电容阵列(pushing compensation varactors, PCV),每个PCV单元可以以不同的方式进行配置,连接到两个偏置电压V_{b1}和V_{b2},从而对VCO的电源牵引系数 $K_{V_{dd}}$ 产生正或负的影响,V_{b1}由电源分压产生,V_{b2}是一个电源无关的恒定电压。通过改变VCO的电源电压得到不同的频率从而得到VCO的电源牵引系数。在预定义持续时间内的VCO周期数(参考时钟周期的整数)可以在略有不同的电源电压下进行计数。计数结果的差异就是VCO的电源牵引系数。搜索算法可找到最佳PCV配置,以最小化VCO的电源牵引系数。

[0005] 该技术的缺点:

1. 需要一个电源无关的恒定电压,需要额外的电路产生,需要额外的功耗和面积。

[0006] 2. 需要一个环路进行,并搭配算法找到最佳的VCO电源牵引系数,功能复杂,且需要额外的功耗和面积。

发明内容

[0007] 本发明的目的在于提供一种LC振荡器,以解决现有技术中的技术问题。

[0008] 本发明提供的诸多技术方案中的可选技术方案所能产生的诸多技术效果详见下文阐述。

[0009] 为实现上述目的,本发明提供了以下技术方案:

第一方面,本申请提供一种LC振荡器,包括电源、互补交叉耦合负阻放大器、电感、开关电容阵列、调谐可变电容和电源牵引补偿电路;所述电源牵引补偿电路提供正电源牵引补偿系数或负电源牵引补偿系数;

所述互补交叉耦合负阻放大器的第一端连接所述电源,所述互补交叉耦合负阻放

大器的第二端接地,所述互补交叉耦合负阻放大器的第三端连接所述第一输出节点,所述互补交叉耦合负阻放大器的第四端连接所述第二输出节点;

所述电感的一端、所述开关电容阵列的一端、所述调谐可变电容器的一端及所述电源牵引补偿电路的一端均连接所述第一输出节点,所述电感的另一端、所述开关电容阵列的另一端、所述调谐可变电容器的另一端及所述电源牵引补偿电路的另一端均连接所述第二输出节点;

所述电感、开关电容阵列、调谐可变电容器、电源牵引补偿电路谐振,所述互补交叉耦合负阻放大器提供负阻维持振荡,在所述电源的电压发生变化时,所述第一输出节点和所述第二输出节点的电压随着所述电源的电压发生变化,并调整所述电源牵引补偿电路中的可变电容的大小,从而抵消所述互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、所述开关电容阵列中的电容以及所述调谐可变电容器的电容大小的变化。

[0010] 在一些实施例中,所述电源牵引补偿电路包括提供正电源牵引系数的n位补偿阵列以及提供负电源牵引系数的可变电容模组,所述可变电容模组的两端以及所述n位补偿阵列的两端分别连接所述第一输出节点和所述第二输出节点。

[0011] 在一些实施例中,所述提供正电源牵引系数的n位补偿阵列以及提供负电源牵引系数的可变电容模组均采用P型可变电容,所述n位补偿阵列包括能够调整大小的控制字,基于所述控制字调整所述电源牵引补偿电路中的可变电容的大小,以获得不同大小的电源牵引系数。

[0012] 在一些实施例中,每位所述补偿阵列包括提供正系数的可变电容C11、可变电容C12,固定电容C13和固定电容C14、开关管M11、开关管M12、开关管M13和开关管M14、偏置电阻R11、偏置电阻R12、偏置电阻R13、偏置电阻R14;所述可变电容C11的正极与固定电容C13的正极连接所述第一输出节点,所述可变电容C11的负极与偏置电阻R11的一端、开关管M11的源极连接,开关管M11的漏极连接开关管M12的漏极且接地,开关管M11的栅极和开关管M12的栅极连接控制字EN1,开关管M12的源极与偏置电阻R12的一端、可变电容C12的负极连接,可变电容C12的正极连接第二输出节点以及所述固定电容C14的正极,所述固定电容C14的负极与偏置电阻R14的一端及开关管M14的源极连接,开关管M14的源极和开关管M13的漏极连接后接地,开关管M14的栅极和开关管M13的栅极连接与所述控制字反相的控制电压ENB1,开关管M13的源极与偏置电阻R13的一端以及固定电容C13的负极连接,所述固定电容C13的正极连接所述第一输出节点,且偏置电阻R11的另一端、偏置电阻R12的另一端均连接所述控制电压ENB1,偏置电阻R13的另一端和偏置电阻R14的另一端连接所述控制字EN1。

[0013] 在一些实施例中,所述可变电容模组包括第一可变电容和第二可变电容,所述第一可变电容的负极和所述n位补偿阵列的一端连接所述第一输出节点,所述第二可变电容的负极和所述n位补偿阵列的另一端连接所述第二输出节点,所述第一可变电容的正极和所述第二可变电容的正极连接,且所述第一可变电容与所述第二可变电容的正极连接点接地。

[0014] 在一些实施例中,在所述电源的电压升高时,所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压升高,所述第一可变电容和所述第二可变电容的电容大小随着所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压的升高而增大,以使所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出频率减小。

[0015] 在一些实施例中,如果所述电源的电压升高,所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压升高,所述补偿阵列中的可变电容C11和C12的电容大小随着所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出电压的升高而减小,以使所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出频率增大,根据负电源牵引系数,调整所述控制字的大小,使所述补偿阵列的总电容大小减小到符合提供正的电源牵引系数适配所述负电源牵引系数,维持所述第一输出节点和所述第二输出节点的输出频率不变。

[0016] 在一些实施例中,在 $n=4$ 时,所述补偿阵列分别为第一补偿阵列、第二补偿阵列、第三补偿阵列和第四补偿阵列,且第一补偿阵列、第二补偿阵列、第三补偿阵列和第四补偿阵列提供正电源系数的比例为1:2:4:8。

[0017] 在一些实施例中,所述控制字的调整范围为十进制的 $0 \sim 2^n - 1$;在 $n=4$ 时,所述控制字的调整范围为0000-1111,即十进制的0~15。

[0018] 在一些实施例中,所述互补交叉耦合负阻放大器包括PMOS交叉对管和NMOS交叉对管;

所述PMOS交叉对管的PMOS晶体管M3和PMOS晶体管M4的源极均连接所述电源,PMOS晶体管M3的栅极与PMOS晶体管M4的漏极均连接所述第二输出节点,PMOS晶体管M4的栅极与PMOS晶体管M3的漏极均连接所述第一输出节点;

所述NMOS交叉对管的NMOS晶体管M1和NMOS晶体管M2的源极均接地;NMOS晶体管M1的栅极连接NMOS晶体管M2的漏极及所述第二输出节点,NMOS晶体管M2的栅极与NMOS晶体管M1的漏极均连接所述第一输出节点。

[0019] 实施本发明上述技术方案中的一个技术方案,具有如下优点或有益效果:

本申请的LC振荡器,电源牵引补偿电路提供正电源牵引补偿系数或负电源牵引补偿系数。在电源的电压发生变化时,第一输出节点和第二输出节点的电压随着电源的电压发生变化,并调整电源牵引补偿电路中的可变电容的大小,从而抵消互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列中的电容以及调谐可变电容的电容大小的变化,以减小输出频率的变化,达到减小电源牵引系数 K_{vdd} 的目的。电源牵引补偿电路的两端直接连接第一输出节点和第二输出节点,利用输出节点电压随电源电压的变化,不需要额外提供随电源电压变化的偏置电压和与电源无关的恒定偏置电压,减小电路复杂度,从而减小功耗和面积。

附图说明

[0020] 为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案,下面将对实施例描述中所需要使用的附图作简单的介绍,显而易见,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,附图中:

图1是本申请实施例LC振荡器的示意图;

图2是本申请实施例LC振荡器中电源牵引补偿电路PCV的示意图;

图3是本申请实施例的LC振荡器中电源牵引补偿电路PCV包括4位补偿阵列的示意图;

图4是本申请实施例的LC振荡器中电源牵引补偿电路的电容变化仿真结果示意

图;

图5是本申请实施例的LC振荡器中电源牵引补偿电路补偿前后电源牵引系数仿真结果示意图;

图6是本申请实施例的LC振荡器的电源电压存在噪声时,VCO的输出相位噪声在补偿前后的对比示意图。

具体实施方式

[0021] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,下文将要描述的各种示例性实施例将要参考相应的附图,这些附图构成了示例性实施例的一部分,其中描述了实现本发明可能采用的各种示例性实施例。除非另有表示,不同附图中的相同数字表示相同或相似的要素。以下示例性实施例中所描述的实施方式并不代表与本公开相一致的所有实施方式。应明白,它们仅是与如所附权利要求书中所详述的、本发明公开的一些方面相一致的流程、方法和装置等的例子,还可使用其他的实施例,或者对本文列举的实施例进行结构和功能上的修改,而不会脱离本发明的范围和实质。

[0022] 在本发明的描述中,需要理解的是,术语“中心”、“纵向”、“横向”等指示的是基于附图所示的方位或位置关系,仅是为了便于描述本发明和简化描述,而不是指示或暗示所指的元件必须具有的特定的方位、以特定的方位构造和操作。术语“第一”、“第二”等仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性或者隐含指明所指示的技术特征的数量。术语“多个”的含义是两个或两个以上。术语“相连”、“连接”应做广义理解,例如,可以是固定连接、可拆卸连接、一体地连接、机械连接、电连接、通信连接、直接相连、通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通或两个元件的相互作用关系。术语“和/或”包括一个或多个相关的所列项目的任意的和所有的组合。对于本领域的普通技术人员而言,可以根据具体情况理解上述术语在本发明中的具体含义。

[0023] 为了说明本发明所述的技术方案,下面通过具体实施例来进行说明,仅示出了与本发明实施例相关的部分。

[0024] 实施例一:

如图1所示,本申请提供一种LC振荡器,包括电源VDD、互补交叉耦合负阻放大器、电感L1、开关电容阵列SCA(Switch Cap Array)、调谐可变电容Varactor和电源牵引补偿电路PCV(Pushing Compensation Varactors)。电源牵引补偿电路提供正电源牵引补偿系数或负电源牵引补偿系数。

[0025] 互补交叉耦合负阻放大器的第一端连接电源VDD,互补交叉耦合负阻放大器的第二端接地VSS,互补交叉耦合负阻放大器的第三端连接有第一输出节点Voutp,互补交叉耦合负阻放大器的第四端连接有第二输出节点Voutn;

电感L1的一端、开关电容阵列SCA的一端、调谐可变电容Varactor的一端及电源牵引补偿电路PCV的一端均连接第一输出节点Voutp,电感L1的另一端、开关电容阵列SCA的另一端、调谐可变电容Varactor的另一端及电源牵引补偿电路PCV的另一端均连接第二输出节点Voutn;

电感L1、开关电容阵列SCA、调谐可变电容Varactor、电源牵引补偿电路PCV谐振,互补交叉耦合负阻放大器提供负阻维持振荡,在电源的电压发生变化时,第一输出节点

Voutp和第二输出节点Voutn的电压随着电源的电压发生变化,并调整电源牵引补偿电路PCV中的可变电容的大小,从而抵消互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容大小的变化。

[0026] 其中,开关电容阵列SCA用于粗调输出频率,调谐可变电容Varactor用于细调输出频率。

[0027] 本申请的LC振荡器的工作原理为:

电源VDD供电时,电感L1、开关电容阵列SCA、调谐可变电容Varactor、电源牵引补偿电路PCV谐振,互补交叉耦合负阻放大器提供负阻维持振荡,当电源VDD的电压发生改变时,互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容大小均会发生变化,而这些电容变化会引起第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn输出的频率发生变化,这些不需要的频率变化会使VCO的噪声性能下降。

[0028] 为了减小输出频率的变化,达到减小电源牵引系数 K_{vdd} 的目的,本申请增加电源牵引补偿电路PCV。当电源VDD的电压发生改变时,第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的电压随着电源VDD的电压变化,第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的电压变化会改变电源牵引补偿电路PCV中的可变电容的大小,而电源牵引补偿电路PCV中的可变电容的变化,可以抵消互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容变化,从而可以减小输出频率的变化,达到减小电源牵引系数 K_{vdd} 的目的。

[0029] 在一些实施例中,电源牵引补偿电路PCV包括提供正电源牵引系数的n位补偿阵列以及提供负电源牵引系数的可变电容模组,可变电容模组的两端以及n位补偿阵列的两端分别连接第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn。

[0030] 通过n位补偿阵列提供正电源牵引系数,可变电容模组提供负电源牵引系数,电源牵引补偿电路PCV即可实现负电源牵引系数的补偿,也可实现正电源牵引系数的补偿,二者共同补偿互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容变化带来的电源牵引系数 K_{vdd} 的变化,以将互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容变化带来的电源牵引系数 K_{vdd} 的变化抵消掉。

[0031] 在一些实施例中,所述提供正电源牵引系数的n位补偿阵列以及提供负电源牵引系数的可变电容模组均采用P型可变电容,n位补偿阵列包括能够调整大小的控制字EN1至ENn,基于控制字EN1至ENn调整电源牵引补偿电路PCV中的可变电容的大小,以获得不同大小的电源牵引系数。

[0032] 在调整控制字的大小时,可以调整n位补偿阵列中的可变电容的大小,从而获得的不同大小的电源牵引系数,结合可变电容模组提供的负的电源牵引系数,可以实现抵消互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容大小的变化。

[0033] 在一些实施例中,如图2所示,每位补偿阵列包括提供正系数的可变电容C11、可变电容C12,固定电容C13和固定电容C14、开关管M11、开关管M12、开关管M13和开关管M14、偏置电阻R11、偏置电阻R12、偏置电阻R13、偏置电阻R14;可变电容C11的正极与固定电容C13

的正极连接第一输出节点Voutp,可变电容C11的负极与偏置电阻R11的一端、开关管M11的源极连接,开关管M11的漏极连接开关管M12的漏极且接地,开关管M11的栅极和开关管M12的栅极连接控制字EN1,开关管M12的源极与偏置电阻R12的一端、可变电容C12的负极连接,可变电容C12的正极连接第二输出节点Voutn以及固定电容C14的正极,固定电容C14的负极与偏置电阻R14的一端及开关管M14的源极连接,开关管M14的源极和开关管M13的漏极连接后接地,开关管M14的栅极和开关管M13的栅极连接与控制字EN1反相的控制电压ENB1,开关管M13的源极与偏置电阻R13的一端以及固定电容C13的负极连接,固定电容C13的正极连接第一输出节点Voutp,且偏置电阻R11的另一端、偏置电阻R12的另一端均连接控制电压ENB1,偏置电阻R13的另一端和偏置电阻R14的另一端连接控制字EN1。其中,可变电容C11、可变电容C12均为P型可变电容。固定电容C13、固定电容C14均为保持P型可变电容关断后总电容大小不变的固定电容。

[0034] 其中,控制电压ENB1与控制字EN1反相,在控制字EN1为1时,控制电压ENB1为0,反之则反。

[0035] 在每位补偿阵列的每个单元中增加固定电容(C13,C14),保证电源牵引补偿电路的总电容大小不变。

[0036] 在一些实施例中,可变电容模组包括第一可变电容C01和第二可变电容C02,第一可变电容C01的负极和n位补偿阵列的一端连接第一输出节点Voutp,第二可变电容C02的负极和n位补偿阵列的另一端连接第二输出节点Voutn,第一可变电容C01的正极和第二可变电容C02的正极连接,且第一可变电容C01与第二可变电容C02的正极连接点接地。其中,第一可变电容C01和第二可变电容C02均为P型可变电容。

[0037] 在一些实施例中,在电源的电压升高时,第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的输出电压升高,第一可变电容和第二可变电容的电容大小随着第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的输出电压的升高而增大,以使第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的输出频率减小。

[0038] 在一些实施例中,如果电源的电压升高,则根据互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容大小的变化量,调整控制字的大小,以使提供正系数的可变电容阵列的电容大小减小的变化量与可变电容模组的电容大小增大的变化量的和,匹配互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容大小的变化量。从而可以抵消互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列SCA中的电容以及调谐可变电容Varactor的电容大小的变化量,减小输出频率的变化,达到减小电源牵引系数 K_{vdd} 的目的。

[0039] 具体地,当电源电压VDD升高时,第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn会随电源电压升高而升高,可变电容模组中的第一可变电容C01和第二可变电容C02的电容大小会随第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的升高而增大,第一可变电容C01和第二可变电容C02的增大会使输出频率减小,实现负的电源牵引系数。当电源电压VDD升高时,第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的电压会随电源电压升高而升高,补偿阵列PCVW1中的可变电容C11和可变电容C12的电容大小会随着第一输出节点Voutp和第二输出节点Voutn的电压的升高而减小,以使所述第一输出节点Voutp和所述第二输出节点Voutn的输出频率增大,根据负的电源牵引系数,调整所述控制字EN1的大小,使所述补偿阵列的总电容大小

减小到符合提供正的电源牵引系数适配所述负电源牵引系数,维持所述第一输出节点Voutp和所述第二输出节点Voutn的输出频率不变。从而可以达到减小电源牵引系数 K_{vdd} 的目的。PCVWn中的可变电容阵列的变化同理。通过调整控制字EN1-ENn大小,选取整个电源牵引补偿电路PCV合适的电容变化量,即选取合适的补偿的电源牵引系数,使VC0电路总的电源牵引系数 K_{vdd} 接近0。

[0040] 在一些实施例中,如图3所示,在n=4时,补偿阵列分别为第一补偿阵列PCVW1、第二补偿阵列PCVW2、第三补偿阵列PCVW3和第四补偿阵列PCVW4,且第一补偿阵列PCVW1、第二补偿阵列PCVW2、第三补偿阵列PCVW3和第四补偿阵列PCVW4提供正电源系数的比例为1:2:4:8。

[0041] 其中,第二补偿阵列PCVW2、第三补偿阵列PCVW3和第四补偿阵列PCVW4中的电路连接关系和第一补偿阵列PCVW1相同,只是各器件大小与第一补偿阵列PCVW1成比例。

[0042] 在一些实施例中,在n=4时,第一补偿阵列、第二补偿阵列、第三补偿阵列和第四补偿阵列的控制字分别为EN1, EN2, EN3和EN4。控制字EN1-EN4的调整范围为二进制0000-1111,相当于十进制0-15。

[0043] 具体地,补偿阵列的位数越多,则接入的可变电容模组的电容越大,可变电容模组的电容随着电源的电压的变化量也会越大,从而提供正电源牵引系数越大,所以补偿范围也越大。

[0044] 当n=4时,为4位补偿阵列,补偿阵列分别为第一补偿阵列、第二补偿阵列、第三补偿阵列和第四补偿阵列,该4位补偿阵列提供正电源牵引系数的比例可以为1:2:4:8,当然,也可以是其他比例,比如1:2:3:4等,在此不局限。

[0045] 控制字与补偿阵列的位数相对应,如果为n位补偿阵列,则控制字采用n bit控制字EN1~ENn控制PCVW1~PCVWn,所以控制字的调整范围为十进制 $0 \sim 2^n - 1$ 。

[0046] 在一些实施例中,互补交叉耦合负阻放大器包括PMOS交叉对管和NMOS交叉对管;

PMOS交叉对管的PMOS晶体管M3和PMOS晶体管M4的源极均连接电源,PMOS晶体管M3的栅极与PMOS晶体管M4的漏极均连接第二输出节点Voutn,PMOS晶体管M4的栅极与PMOS晶体管M3的漏极均连接第一输出节点Voutp;

NMOS交叉对管的NMOS晶体管M1和NMOS晶体管M2的源极均接地;NMOS晶体管M1的栅极连接NMOS晶体管M2的漏极及第二输出节点Voutn,NMOS晶体管M2的栅极与NMOS晶体管M1的漏极均连接第一输出节点Voutp。

[0047] 本申请实施例,经实验发现:

如图4所示,图4是本申请实施例的LC振荡器中电源牵引补偿电路的电容变化仿真结果示意图,当电源电压从0.9V到1.1V变化时,本发明中的电源牵引补偿电路在控制字等于十进制0、7、15时的电容变化仿真结果如4图所示。当控制字等于十进制0时,电源从0.9V变化到1V,补偿电路的电容变化量为2.9fF。当控制字等于十进制7时,电源从0.9V变化到1V,补偿电路的电容变化量为-2.3fF。当控制字等于十进制15时,电源从0.9V变化到1V,补偿电路的电容变化量为-8.5fF。因此本发明的电源牵引补偿电路即可实现负电源牵引系数的补偿,也可实现正电源牵引系数的补偿。

[0048] 如图5所示。图5表示本申请实施例提出的LC振荡器中电源牵引补偿电路补偿前后

电源牵引系数仿真结果示意图。图5显示,在LC振荡器中,当电源电压为1V时,未补偿的电源牵引系数 K_{vdd} 为-78.82MHz/V,补偿后的电源牵引系数 K_{vdd} 为0.939MHz/V。

[0049] 当LC振荡器的电源电压存在噪声时,VCO的输出相位噪声在补偿前后的对比如图6所示,补偿前VCO在1MHz处的相位噪声为-118.8 dBc/Hz,补偿后VCO在1MHz处的相位噪声为-121.3 dBc/Hz。补偿后相位噪声得到了明显的改善,电源噪声得到抑制。

[0050] 本申请的实施例,电源牵引补偿电路提供正电源牵引补偿系数或负电源牵引补偿系数。在电源的电压发生变化时,第一输出节点和第二输出节点的电压随着电源的电压发生变化,并调整电源牵引补偿电路中的可变电容的大小,从而抵消互补交叉耦合负阻放大器的寄生电容、开关电容阵列中的电容以及调谐可变电容的电容大小的变化,以减小输出频率的变化,达到减小电源牵引系数 K_{vdd} 的目的。电源牵引补偿电路的两端直接连接第一输出节点和第二输出节点,利用输出节点电压随电源电压的变化,不需要额外提供随电源电压变化的偏置电压和与电源无关的恒定偏置电压,减小电路复杂度,从而减小功耗和面积。

[0051] 实施例仅是一个特例,并不表明本申请就这样一种实现方式。

[0052] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,本领域技术人员知悉,在不脱离本发明的精神和范围的情况下,可以对这些特征和实施例进行各种改变或等同替换。另外,在本发明的教导下,可以对这些特征和实施例进行修改以适应具体的情况及材料而不会脱离本发明的精神和范围。因此,本发明不受此处所公开的具体实施例的限制,所有落入本申请的权利要求范围内的实施例都属于本发明的保护范围。

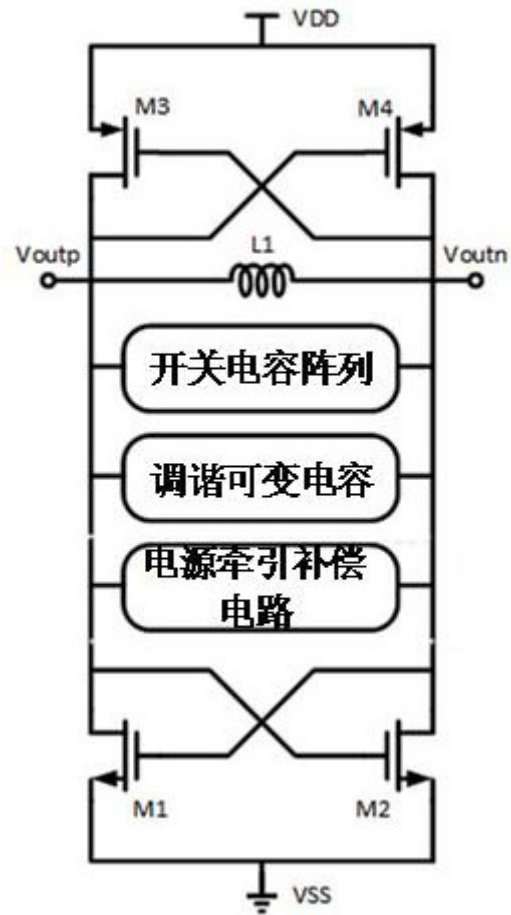


图1

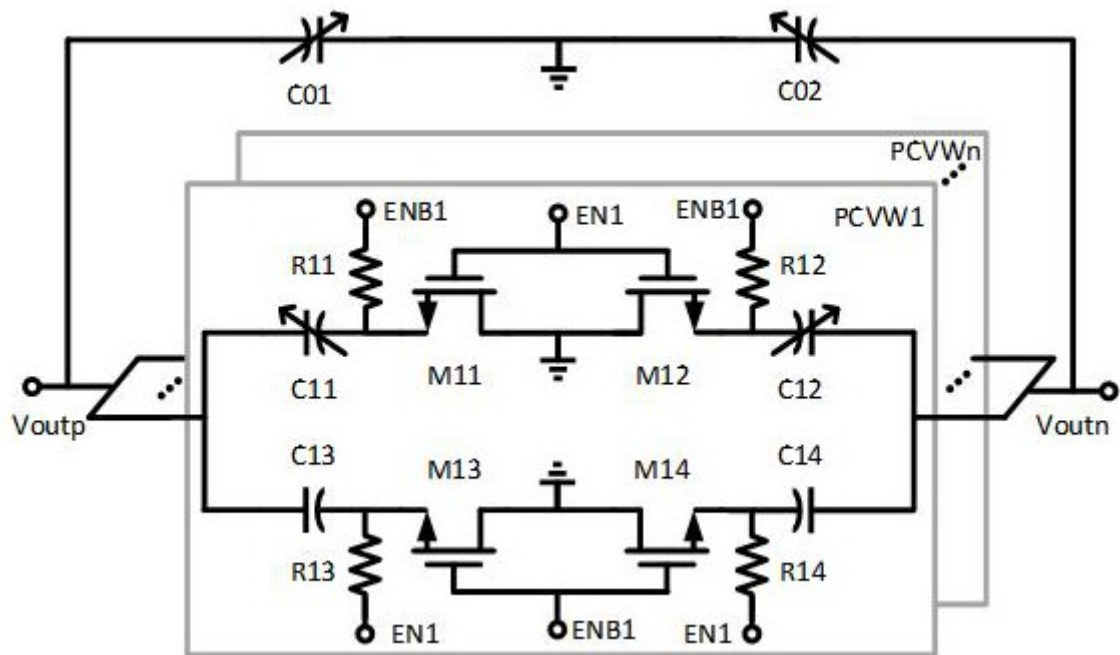


图2

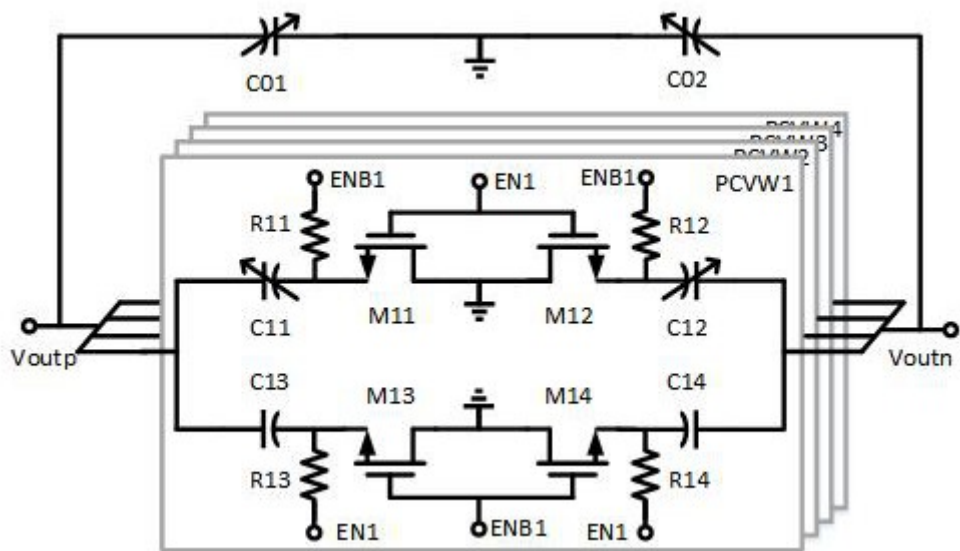


图3

电源牵引补偿电路电容变化量

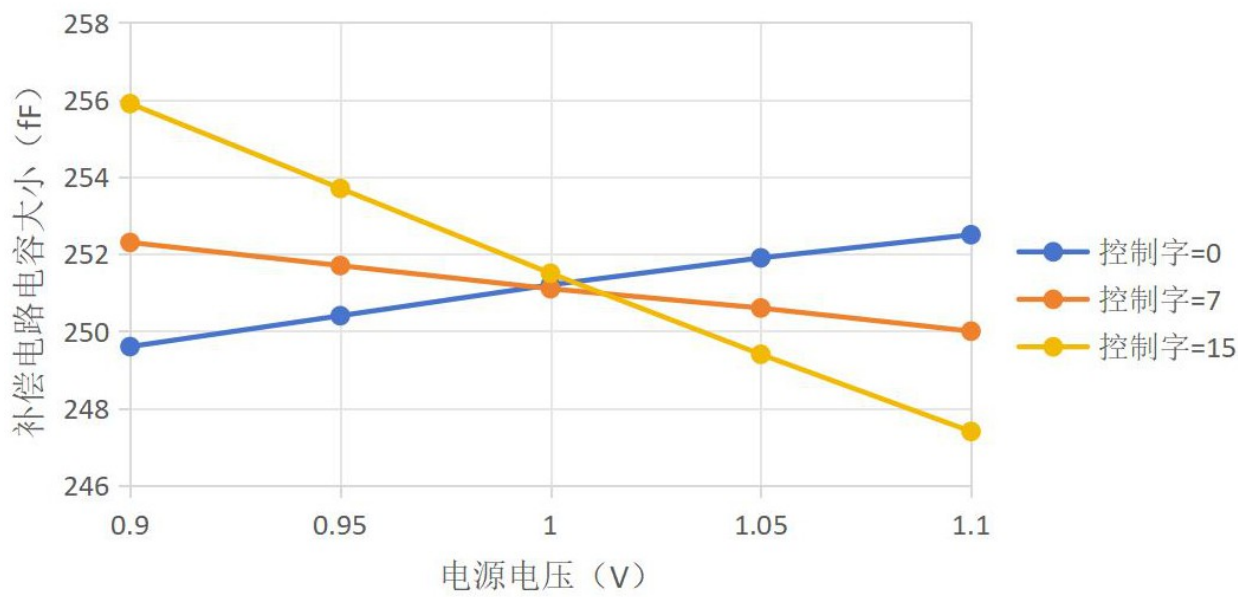


图4

电源牵引系数对比

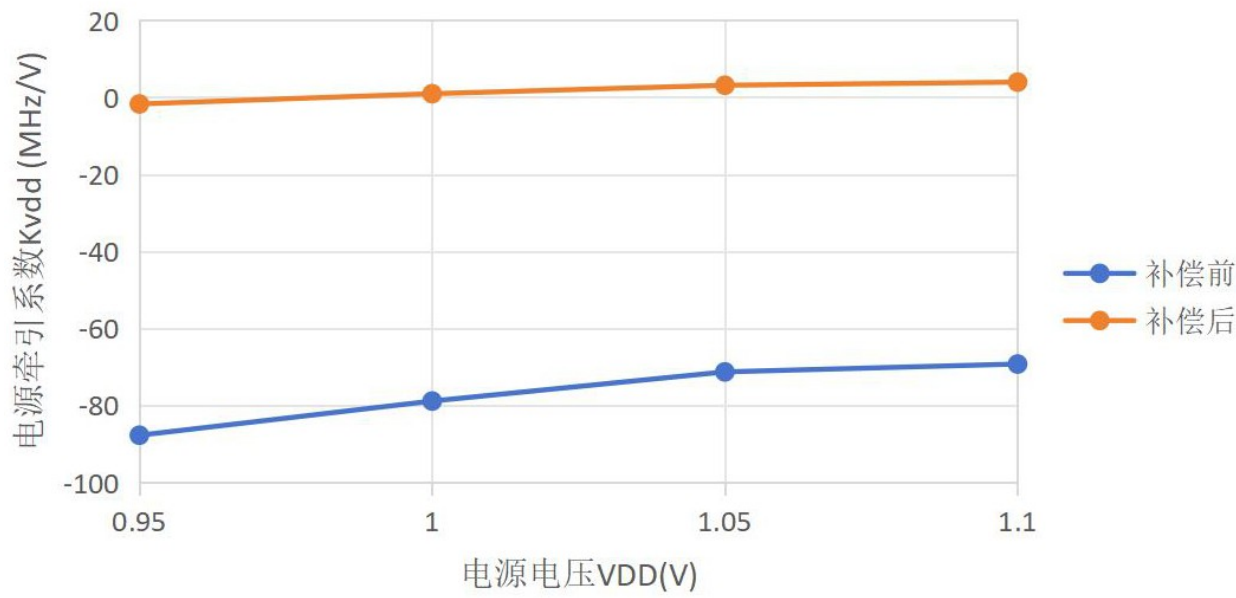


图5

VCO相位噪声对比

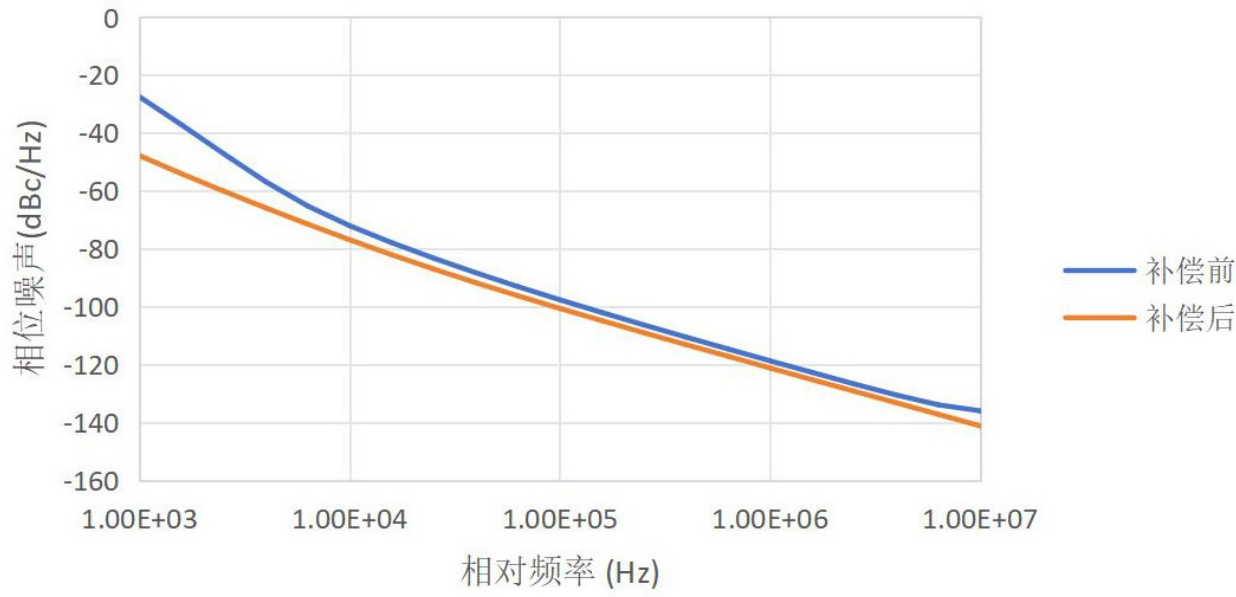


图6