



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102832885 B

(45) 授权公告日 2015. 01. 21

(21) 申请号 201210328545. 6

CN 102347780 A, 2012. 02. 08, 全文.

(22) 申请日 2012. 09. 07

孙博韬 等. 宽带噪声抵消结构的噪声分析及优化. 《半导体技术》. 2011, 第 36 卷 (第 1 期), 第 31 - 35 页.

(73) 专利权人 电子科技大学

地址 610054 四川省成都市建设北路二段 4 号电子科技大学

审查员 谢永坚

(72) 发明人 刘洋 杨帆 张小龙 吴洪天
于奇 孙明远

(74) 专利代理机构 成都科海专利事务有限责任
公司 51202

代理人 盛明洁

(51) Int. Cl.

H03D 7/16 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1421996 A, 2003. 06. 04, 全文.

US 20070142018 A1, 2007. 06. 21, 全文.

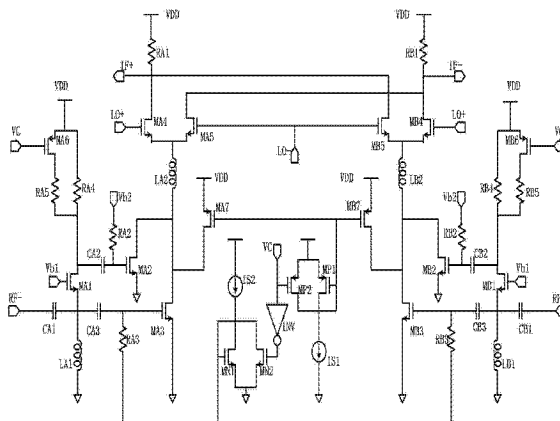
权利要求书2页 说明书5页 附图5页

(54) 发明名称

一种低噪声可变增益混频器

(57) 摘要

本发明为一种低噪声可变增益混频器, 涉及射频通信集成电路技术, 本发明主要由低噪声跨导输入级电路、电流分裂级电路、可变负载级电路、增益切换级电路、频率转换级电路组成。通过开关控制电流镜是否为跨导输入级和电流分裂级提供电流的方法实现混频器在高增益模式与低增益模式两种工作方式下切换, 并且混频器工作在低增益模式时可以节省功耗。本混频器电路在其工作带宽内实现了低噪声特性, 同时实现了可变增益, 工作带宽为 0. 7 ~ 2. 85GHz, 涵盖了 915MHz、1. 8GHz、2. 45GHz 等重要频段, 适合用于多标准无线通信接收系统中。并且, 本发明的可变增益混频器可以用于接收机的第一级电路, 也可以理解为低噪声放大器和混频器的合并。



1. 一种低噪声可变增益混频器,包括低噪声输入匹配级电路、频率转换级电路、电流分裂级电路、可变负载级电路、增益切换级电路,其特征在于低噪声输入匹配级电路的输入端接输入信号 V_{in} , 输出端接频率转换级电路的输入端, 频率转换级电路的输出为输出信号 V_{out} , 增益切换级电路的三个输出端分别接可变负载级电路、低噪声输入匹配级电路、电流分裂级电路的一个输入端口; 电流分裂级电路的输出接频率转换级电路的一个输入端口, 信号从低噪声输入匹配级电路进入, 最终由频率转换级电路输出, 增益切换级电路同时控制可变负载级电路和电流分裂级电路的工作状态, 实现高增益模式和低增益模式, 而电流分裂级电路用于减小频率转换级电路中的电流。

2. 根据权利要求 1 所述的一种低噪声可变增益混频器, 其特征在于低噪声输入匹配级电路为差分输入结构, 包括 NMOS 晶体管 MA1、MA2、MA3、MB1、MB2、MB3, 电容 CA1、CA2、CA3、CB1、CB2、CB3, 电感 LA1、LB1, 器件连接关系如下, 差分射频输入信号为 RF+ 和 RF-, RF+ 通过 CA1 进入到 MA1 的源极, 并通过电感 LA1 连接到地, 经过电容 CA3 后进入到 MA3 的栅极, 同时经过 MA1 放大后通过电容 CA2 进入到 MA2 的栅极, MA2 和 MA3 直流偏置电阻分别为 RA2 和 RA3, MA1 产生的电流噪声在源极和漏极反相, 信号同相, 这样在经过 MA2 和 MA3 放大后可实现噪声抵消, 从而实现了低噪声特性, MA2 漏极与 MA3 漏极连接实现信号的合并, 并与电感 LA2 连接, LA2 可以在一定程度上提高混频器的工作带宽; RF- 通过 CB1 进入到 MB1 的源极, 并通过电感 LB1 连接到地, 经过电容 CB3 后进入到 MB3 的栅极, 同时经过 MB1 放大后通过电容 CB2 进入到 MB2 的栅极, MB2 和 MB3 直流偏置电阻分别为 RB2 和 RB3, MB1 产生的电流噪声在源极和漏极反相, 信号同相, 这样在经过 MB2 和 MB3 放大后可实现噪声抵消, 从而实现了低噪声特性, MB2 漏极与 MB3 漏极连接实现信号的合并, 并与电感 LB2 连接, LB2 可以在一定程度上提高混频器的工作带宽, 电感 LA1 和 LB1 分别为共栅输入晶体管 MA1 和 MB1 提供了到地的直流通路, MA1 和 MB1 的栅极接相同的直流偏置 V_{b1} , 共栅输入具有低阻抗特性, 这样可实现输入匹配, 低噪声输入匹配级在实现匹配的同时实现了低噪声特性。

3. 根据权利要求 1 所述的一种低噪声可变增益混频器, 其特征在于频率转换级电路由 NMOS 晶体管 MA4、MA5、MB4、MB5, 电阻 RA1、RB1 组成, MA4、MA5 的源极连接电感 LA2, MB4、MB5 的源极连接电感 LB2, MA4 的栅极与 MB4 的栅极均与本振信号 LO+ 连接, MA5 的栅极与 MB5 的栅极均与本振信号 LO- 连接, MA4、MB5 的漏极连接电阻 RA1, MB4、MA5 的漏极连接电阻 RB1, 并由 RA1 和 RB1 输出中频信号 IF+ 和 IF-, 频率转换级完成了射频信号到中频信号的转换。

4. 根据权利要求 1 所述的一种低噪声可变增益混频器, 其特征在于电流分裂级电路由 PMOS 晶体管 MA7、MB7 组成, MA7 的栅极和 MB7 连的栅极连接在同一结点, 从而具有相同的偏置, MA7 的漏极和 MB7 的漏极分别与 MA3 和 MB3 的漏极连接, 相当于电流镜连接方式, 起到分流作用, 从而降低频率转换级中电阻 RA1 和 RB1 的带来的压降问题。

5. 根据权利要求 1 所述的一种低噪声可变增益混频器, 其特征在于可变负载级电路包括电阻 RA4、RA5、RB4、RB5, PMOS 晶体管 MA6、MB6, 工作原理及器件连接关系如下, MA6 和 MB6 为开关管, 两个开关管的漏极分别与 RA5 和 RB5 连接, 源极连接电源, 而栅极连接的控制电位 VC, 当 VC 为高电平时, 开关管截止, 此时只有 RA4 和 RB4 起到负载作用, 当其栅极控制电位 VC 为低电平时, 开关管导通, 此时等效负载为 RA5 与 MA6 的导通电阻串联后再与 RA4 并联, RB5 与 MB6 的导通电阻串联后再与 RB4 并联, 以实现了负载的变化。

6. 根据权利要求 1 所述的一种低噪声可变增益混频器, 其特征在于增益切换级电路包

包括 NMOS 晶体管 MN1、MN2, PMOS 晶体管 MP1、MP2, 电流源 IS1、IS2, 反相器 INV 组成, MP1 和 MN1 为二极管连接方式, IS1 与 MP1 连接, 为 MP1 提供电流, 从而给电流分裂级提供偏置, IS2 与 MN1 连接, 为 MP1 提供电流, 从而给晶体管 MA3、MB3 提供偏置, 控制信号 VC 连接至反相器输入端和可变负载级中 MA6、MB6 的栅极, 反相器 INV 的输入端和输出端分别连接 MP2 和 MN2 的栅极, 使得二者栅极为相反的控制电平, MN2 的源极、漏极分别与 MN1 的源极、漏极连接, MP2 的源极、漏极分别与 MP1 的源极、漏极连接, 通过控制信号 VC 在高电平和低电平之间的切换, 可控制 MN1 和 MP1 是否获得偏置电流, 控制可变负载级的负载变换, 以实现高增益与低增益两种不同增益工作模式的切换。

7. 根据权利要求 6 所述的一种低噪声可变增益混频器, 其特征在于增益切换级电路中, 在高增益模式下, MA3 与 MA7 获得的偏置电流大致相等, MB3 与 MB7 获得的偏置电流大致相等, 这样在增益切换以后电阻 RA1、RB1 上的压降基本不变, 保证了静态工作点的相对稳定。

8. 根据权利要求 2 所述的一种低噪声可变增益混频器, 其特征在于低噪声输入匹配级电路中, 电感 LA1、LB1 取值可在 15nH ~ 20nH 之间, 可使用片内大电感, 或使用片外电感, 考虑到片内电感 Q 值较低, 因此使用片外电感可实现更好的噪声特性。

一种低噪声可变增益混频器

技术领域

[0001] 本发明属于射频集成电路设计技术领域,应用于接收机的射频前端,是一种适用于多种无线通信标准的低噪声混频器,同时可实现在高增益和低增益两种模式下切换工作,并且在低增益工作模式下可以节省功耗。

背景技术

[0002] 通信产业的迅猛发展加速了对射频集成电路的设计需求,在国民需求以及市场环境的推动下,我国的射频集成电路技术正在大踏步前进。收发器是射频领域中不可或缺的一部分,其重要性无法取代。混频器作为接收机中的重要单元,是通信系统的重要组成成分之一,主要存在两种将射频信号转换为中频输出信号的混频器:有源混频器和无源混频器。相对有源混频器而言,无源混频器的优点在于其无漏极电流、低噪声系数、宽频带及更少的部件;缺点在于要求更高的本振输入功率、负增益和高成本。

[0003] 从工作频带和带宽方面考虑,混频器可以分为窄带混频器和宽带混频器,窄带混频器只能处理某一个频段的射频信号,在某些领域已不能满足要求,例如软件无线电领域,宽带混频器能处理多个频段的射频信号,能满足多频段通信标准。混频器的主要性能指标包括增益、噪声、线性度等,这些指标直接影响着整个通信系统的性能。

[0004] 典型的混频器如图 1 所示,包括负载电阻 R_1 、 R_2 , NMOS 晶体管 M_1 、 M_2 、 M_3 , 射频信号 RF 经 M_3 放大后,本振信号 L_{O+} 与 L_{O-} 驱动 M_1 和 M_2 的栅极,这样 M_1 和 M_2 完成频率转换,最终由电阻 R_1 和 R_2 得到中频信号 IF_+ 、 IF_- 。由于本振信号 L_{O+} 和 L_{O-} 产生的奇次谐波项出现在中频输出中,因此称为单平衡混频器。为了防止本振信号乘积项进入输出端,可以将两个单平衡电路合在一起构成一个双平衡混频器,如图 2 所示,其工作原理与图 1 相同,其相当于两个单平衡混频器就本振信号而言连接成“反并联”的,而对于射频信号 RF_+ 和 RF_- 来说是并联的,因此本振信号在输出的和为 0,而变换后的射频信号在输出端加倍,这样双平衡混频器提供了高度的本振信号至中频信号的隔离,从而在输出端减少了对滤波的要求。单平衡混频器和双平衡混频器均为目前十分常用的混频器,其双边带噪声系数典型值范围从 7dB 至 12dB 或以上,其较大的噪声需要前一级电路低噪声放大器来抑制。

发明内容

[0005] 本发明的目的是为了解决传统混频器噪声系数差以及增益为固定值的问题。在改善了噪声特性的同时实现可变增益,这样混频器即可作为接收机的第一级电路。

[0006] 本发明的核心思想是实现低噪声以及可变增益的混频器,并实现 50 欧姆的输入匹配,这样可以将混频器作为接收机的第一级电路,同时混频器工作在两种不同增益模式,两种工作模式之间的切换可通过开关控制来实现。根据工艺的经验参数,仿真时射频端口加载寄生参数 $L_p=1nH$, $C_p=0.2pF$, L_p 、 C_p 分别为焊盘引入的键合线电感和寄生电容。

[0007] 本发明的方案如图 3 所示,本发明的低噪声可变增益混频器包括低噪声输入匹配级电路、频率转换级电路、电流分裂级电路、可变负载级电路、增益切换级电路。低噪声输入

匹配级电路的输入端接输入信号 V_{in} ，输出端接频率转换级电路的输入端，频率转换级电路的输出为输出信号 V_{out} ，增益切换级电路的三个输出端分别接可变负载级电路、低噪声输入匹配级电路、电流分裂级电路的一个输入端口；电流分裂级电路的输出接频率转换级电路的一个输入端口，信号从低噪声输入匹配级电路进入，最终由频率转换级电路输出，增益切换级电路同时控制可变负载级电路和电流分裂级电路的工作状态，实现高增益模式和低增益模式，而电流分裂级电路用于减小频率转换级电路中的电流。低噪声输入匹配级电路具有较低的噪声的同时也实现了输入匹配，进行输入匹配的原因是其作为接收机的第一级电路，输入端直接与天线连接。频率转换级电路完成了射频信号到中频信号的转换，如前面所述双平衡混频器在隔离特性方面较单平衡混频器更有优势，因此本发明的混频器采用双平衡结构，电流分裂级电路则是分得一部分电流缓解电阻压降，可变负载级电路与增益切换级电路是为了实现混频器的可变增益而设计的，通过一个控制端来切换两种不同工作模式，当输入信号很弱时使用高增益模式，输入信号较强时使用低增益模式，低增益模式下一般噪声系数相对较差，但是由于较强的输入信号一般具有更高的信噪比，因此对噪声特性要求不高，同时本发明工作在低增益模式下的另外一个优点是在一定程度上节省了功耗。

[0008] 本发明所提出的低噪声可变增益混频器可以用于接收机的第一级电路，因此也可以有另一种理解方式，即低噪声放大器和混频器的合并，若按照这个思路理解，也属于本发明的保护权利以内。

[0009] 本发明的混频器具有两种增益模式：在 $0.7 \sim 2.85\text{GHz}$ 频段内，高增益工作模式下增益在 15dB 左右，低增益工作模式下增益为 6dB 左右，且均可实现良好的输入匹配，工作带宽内包含了 915MHz 、 1.8GHz 、 2.45GHz 等重要的通信频段，并且在高增益模式下双边带噪声系数小于 4dB ，适用于无线通信系统当中。

附图说明

[0010] 图 1 是已有技术中典型的单平衡有源混频器。

[0011] 图 2 是已有技术中典型的双平衡有源混频器。

[0012] 图 3 是本发明低噪声可变增益混频器的结构图

[0013] 图 4 是本发明低噪声可变增益混频器的电路原理图。

[0014] 图 5 是本发明低噪声可变增益混频器的输入反射系数随频率变化曲线。

[0015] 图 6 是本发明低噪声可变增益混频器的电压增益随频率变化曲线。

[0016] 图 7 是本发明低噪声可变增益混频器的双边带噪声系数随频率变化曲线。

[0017] 图 8 是本发明低噪声可变增益混频器的三阶输入交调点随频率变化曲线。

具体实施方式

[0018] 下面结合图 4 对本发明的低噪声可变增益混频器做进一步的说明。

[0019] 本发明的低噪声可变增益混频器包括：低噪声输入匹配级电路、频率转换级电路、电流分裂级电路、可变负载级电路、增益切换级电路。各部分的连接关系以及作用如下：

[0020] $RF+$ 和 $RF-$ 为差分射频输入信号， $IF+$ 和 $IF-$ 为差分中频输出信号， $LO+$ 和 $LO-$ 为差分本振输入信号， VC 为实现可变增益的控制端口， VDD 为电源， $Vb1$ 、 $Vb2$ 为偏置端口。

[0021] 低噪声输入匹配级电路为差分输入结构,包括 NMOS 晶体管 MA1、MA2、MA3、MB1、MB2、MB3,电容 CA1、CA2、CA3、CB1、CB2、CB3,电感 LA1、LB1,器件连接关系如下,差分射频输入信号为 RF+ 和 RF-,RF+ 通过 CA1 进入到 MA1 的源极,并通过电感 LA1 连接到地,经过电容 CA3 后进入到 MA3 的栅极,同时经过 MA1 放大后通过电容 CA2 进入到 MA2 的栅极,MA2 和 MA3 直流偏置电阻分别为 RA2 和 RA3,MA1 产生的电流噪声在源极和漏极反相,信号同相,这样在经过 MA2 和 MA3 放大后可实现噪声抵消,从而实现了低噪声特性,MA2 漏极与 MA3 漏极连接实现信号的合并,并与电感 LA2 连接,LA2 可以在一定程度上提高混频器的工作带宽;RF- 通过 CB1 进入到 MB1 的源极,并通过电感 LB1 连接到地,经过电容 CB3 后进入到 MB3 的栅极,同时经过 MB1 放大后通过电容 CB2 进入到 MB2 的栅极,MB2 和 MB3 直流偏置电阻分别为 RB2 和 RB3,MB1 产生的电流噪声在源极和漏极反相,信号同相,这样在经过 MB2 和 MB3 放大后可实现噪声抵消,从而实现了低噪声特性,MB2 漏极与 MB3 漏极连接实现信号的合并,并与电感 LB2 连接,LB2 可以在一定程度上提高混频器的工作带宽,电感 LA1 和 LB1 分别为共栅输入晶体管 MA1 和 MB1 提供了到地的直流通路,电感 LA1、LB1 取值可在 15nH ~ 20nH 之间,可使用片内大电感,也可使用片外电感,考虑到片内电感 Q 值较低,因此片外电感可实现更好的噪声特性,本发明在仿真验证时分别带入了是片外电感与片内电感模型,除了在噪声特性上面有一定影响外其他方面影响不大,片外电感比片内电感双边带噪声系数低大约 1dB。MA1 和 MB1 的栅极具有相同的直流偏置 V_{b1} ,共栅输入具有低阻抗特性,这样可实现输入匹配,低噪声输入匹配级在实现匹配的同时实现了低噪声特性。

[0022] 频率转换级电路由以下器件组成,NMOS 晶体管 MA4、MA5、MB4、MB5,电阻 RA1、RB1,MA4、MA5 的源极连接电感 LA2,MB4、MB5 的源极连接电感 LB2,MA4 的栅极与 MB4 的栅极均与本振信号 LO+ 连接,MA5 的栅极与 MB5 的栅极均与本振信号 LO- 连接,MA4、MB5 的漏极连接电阻 RA1,MB4、MA5 的漏极连接电阻 RB1,并由 RA1 和 RB1 输出中频信号 IF+ 和 IF-,频率转换级为双平衡结构,有着更佳的隔离度,完成了射频信号到中频信号的转换。

[0023] 电流分裂级电路由 PMOS 晶体管 MA7、MB7 组成,MA7 的栅极和 MB7 连的栅极连接在同一结点,从而具有相同的偏置,MA7 的漏极和 MB7 的漏极分别与 MA3 和 MB3 的漏极连接,相当于电流镜连接方式,起到分流作用,从而降低频率转换级中电阻 RA1 和 RB1 的带来的压降问题。

[0024] 可变负载级电路包括电阻 RA4、RA5、RB4、RB5,PMOS 晶体管 MA6、MB6,工作原理及器件连接关系如下,MA6 和 MB6 为开关管,两个开关管的漏极分别与 RA5 和 RB5 连接,源极连接电源,而栅极连接的控制电位 VC 为高电平时,开关管截止,此时只有 RA4 和 RB4 起到负载作用,当其栅极控制电位 VC 为低电平时,开关管导通,此时等效负载为 RA5 与 MA6 的导通电阻串联后再与 RA4 并联,RB5 与 MB6 的导通电阻串联后再与 RB4 并联,从而实现了负载的变化。

[0025] 增益切换级电路由 NMOS 晶体管 MN1、MN2,PMOS 晶体管 MP1、MP2,电流源 IS1、IS2,反相器 INV 组成,MP1 和 MN1 为二极管连接方式,IS1 与 MP1 漏极连接,为 MP1 提供电流,从而给电流分裂级提供偏置,IS2 与 MN1 漏极连接,为 MP1 提供电流,从而给晶体管 MA3、MB3 提供偏置,控制信号 VC 连接至反相器输入端和可变负载级中 MA6、MB6 的栅极,反相器 INV 的输入端和输出端分别连接 MP2 和 MN2 的栅极,使得二者栅极为相反的控制电平,MN2 的源极、漏极分别与 MN1 的源极、漏极连接,MP2 的源极、漏极分别与 MP1 的源极、漏极连接,这样

通过控制信号 VC 在高电平和低电平之间的切换便可控制 MN1 和 MP1 是否获得偏置电流,也控制了可变负载级的负载变换,这样即可实现高增益与低增益两种不同增益工作模式的切换。

[0026] 差分输入信号 RF+ 与 RF- 经过低噪声输入匹配级电路、电流分裂级电路、可变负载级电路后实现了信号的放大,再进入频率转换级电路实现变频,最终输出中频信号 IF+ 和 IF-,而增益切换级可以改变中频信号的幅度。

[0027] 下面分别对高增益模式与低增益模式进行分析:

[0028] 高增益模式下,控制信号 VC 为高电平,晶体管 MP2 和 MN2 截止,MP1、MN1 的偏置电流由电流源 IS1、IS2 供给,MA3、MB3、MA7、MB7 可以获取镜像电流,可变负载级中 MA6、MB6 处于截止,相当于 MA6、MB6、RA5、RB5 没有包含在等效负载中。高增益模式下需要处理的输入信号较弱,因此要尽可能使高增益模式下噪声系数良好,这就需使输入晶体管 MA1、MB1 产生的噪声完全抵消,虽然由于失配或其他因素噪声不可能完全抵消,但是它引入的噪声已经相当小,MA1、MB1 产生的噪声完全抵消时条件为:

$$[0029] \quad R/R_s = G_{m3}/G_{m2} \quad (1)$$

[0030] 其中 R 为电阻 RA4 和 RB4 的阻值, Rs 为源阻抗,一般为 50 欧姆, Gm2 为 MA2 和 MB2 的跨导, Gm3 为 MA3 和 MB3 的跨导。

[0031] 在高增益模式下,晶体管 MA1、MB1 产生的噪声可以抵消, MA2、MB2、MA3、MB4 产生的噪声却不能发生抵消,幸运的是由于射频信号经过 MA1、MB1 后进行了共源级放大,因此对后续噪声有一定的抑制作用。当噪声完全抵消以及输入匹配特性良好时,低噪声输入匹配级的噪声系数近似表达式如下:

[0032]

$$NF = 1 + \frac{R_s}{R} + \frac{\gamma}{\alpha} \left(\frac{R_s}{R} + 1 \right) \frac{1}{G_{m3} \square R_s} \quad (2)$$

[0033] 低增益模式下,输入信号较强且信噪比较高,此时对噪声系数的要求不高,此时节省功耗的原理在于屏蔽了 MA3、MB3、MA7、MB7 的电流。高增益模式向低增益模式的转换由控制信号 VC 来完成,当 VC 由高电平切换到低电平时,晶体管 MP2 和 MN2 处于线性区,将电流源 IS1、IS2 的电流抽走,导致 MP1、MN1 不能获取电流从而处于截止状态,这样晶体管 MA3、MB3、MA7、MB7 无法获得偏置电流,均处于截止状态,此时噪声抵消条件不再成立,但却达到了节省功耗的目的,晶体管 MA3、MB3 的截止也使得射频输入信号少了一个放大通路,这是增益降低的一个原因,另一个原因来源于可变负载级的变化,此时 MA6、MB6 处于线性区,这样相当于 MA6、MB6、RA5、RB5 包含在等效负载中,较高增益模式相比降低了负载。需要加以说明的是高增益模式时 MA3 与 MA7 获得的偏置电流大致相等, MB3 与 MB7 获得的偏置电流大致相等,即 MA7、MA8 的分裂电流在数值上与 MA3、MB3 流过的电流大致相等,这样在切换到低增益模式以后电阻 RA1、RB1 上的压降基本不变,保证了静态工作点的相对稳定, RA1、RB1 的压降由晶体管 MA2、MB2 的电流和自身的阻值决定。

[0034] 两种工作模式下的输入反射系数 S11 的仿真曲线如图 5 所示。两种工作模式在 0.7 ~ 2.85GHz 频率范围内输入反射系数均小于 -10dB,满足输入阻抗匹配的要求。

[0035] 混频器在输出中频信号频率为 2MHz 时两种工作模式下的增益曲线如图 6 所示。在

两种增益模式下 0.7 ~ 2.85GHz 这个频段在 -3dB 带宽以内,高增益工作模式下混频器的电压增益约为 15dB,低增益工作模式下混频器电压增益约为 6dB。从图 5 的增益随频率变化曲线可以看出,电感 LA2、LB2 在扩展带宽方面起到了作用,因为增益曲线在下降之后又表现出一定的上升趋势。

[0036] 本发明的低噪声混频器双边带噪声系数如图 7 所示,所选择的输出中频信号频率为 2MHz,在 0.7 ~ 2.85GHz 频带内,高增益模式双边带噪声系数在 3.5 ~ 4.3dB 之间,且在 915MHz、1.8GHz、2.45GHz 等重要频点双边带噪声系数小于 3.9dB,低增益模式双边带噪声系数在 6.3 ~ 8.6dB 之间,由于增益的下降,噪声性能相对变差,但此时信号强度较大,信噪比很高,因此图 7 中的低增益工作模式下的噪声系数完全可以满足要求。

[0037] 三阶输入交调点的仿真曲线如图 8 所示。在 0.7 ~ 2.85GHz 频带范围内,两种增益模式的线性度(三阶输入交调点)均大于 -10dBm,由于应用于接收机的第一级,达到这个指标的线性度非常可观。

[0038] 综上所述,本发明的低噪声可变增益混频器使用 charter 0.18umCMOS 工艺进行仿真验证,在 0.7 ~ 2.85GHz 带宽内可在高增益和低增益两种模式下工作,输入匹配性能良好,噪声和线性度均可满足正常工作指标,高增益模式下消耗电流 22mA,低增益模式下消耗电流 7.5mA,可见,混频器在低增益工作模式时很大程度上节省了功耗。

[0039] 最后应说明的是本发明不仅适用于工作于 0.7 ~ 2.85GHz 带宽范围内的低噪声混频器,随着工艺尺寸缩小或者其它指标的折中可实现噪声更低、带宽更大的混频器,并且按照另一种理解方式,即理解为低噪声放大器和混频器的合并,也属于本发明的保护权利以内。因此只要不脱离本发明中的实施思想,都属于本发明的权利要求保护范围以内。

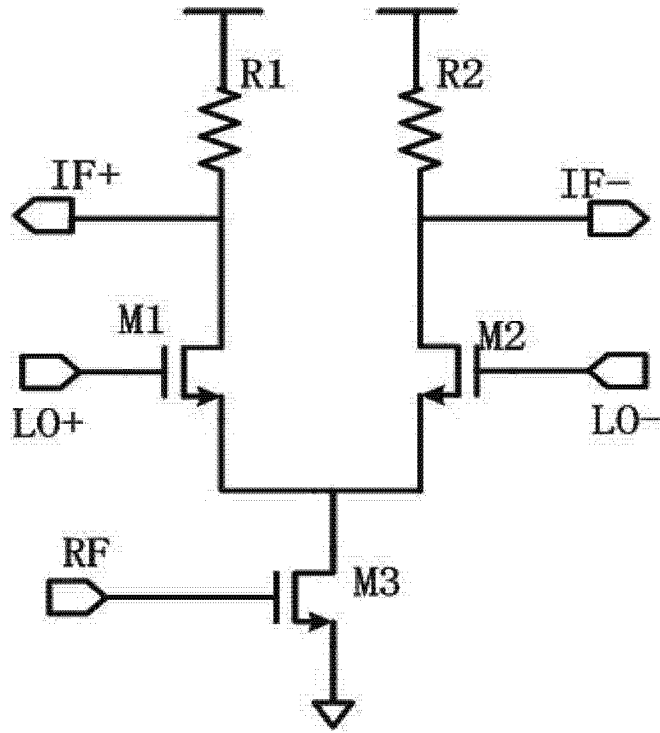


图 1

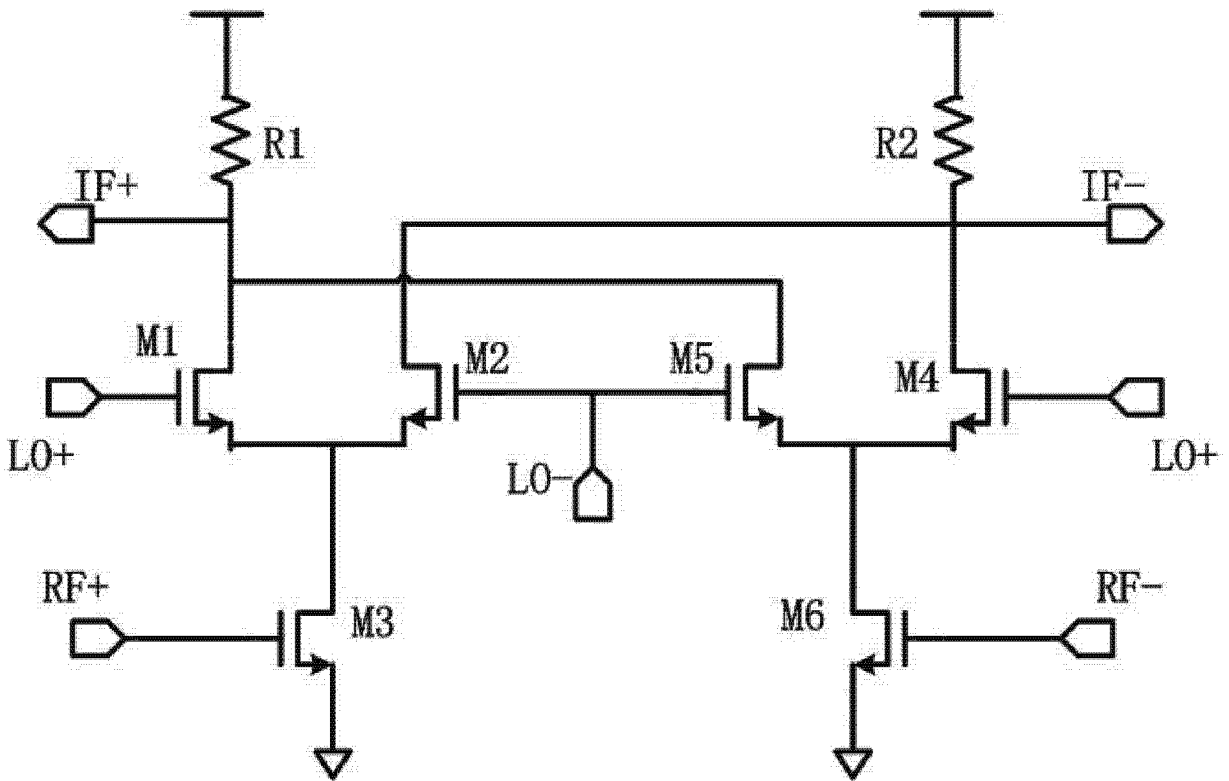


图 2

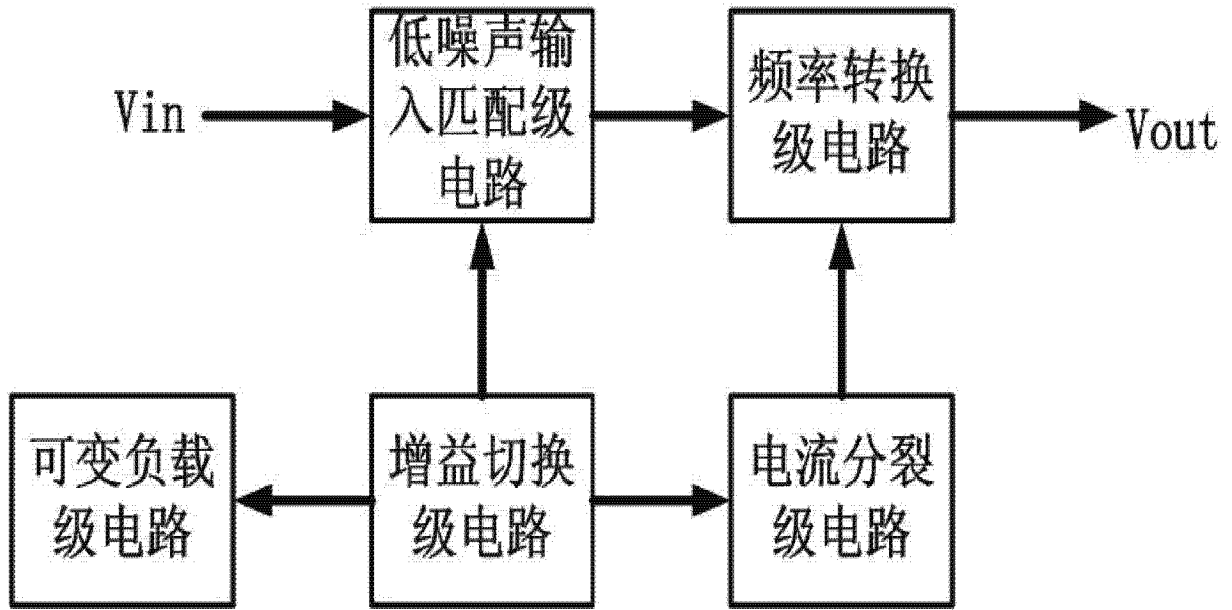


图 3

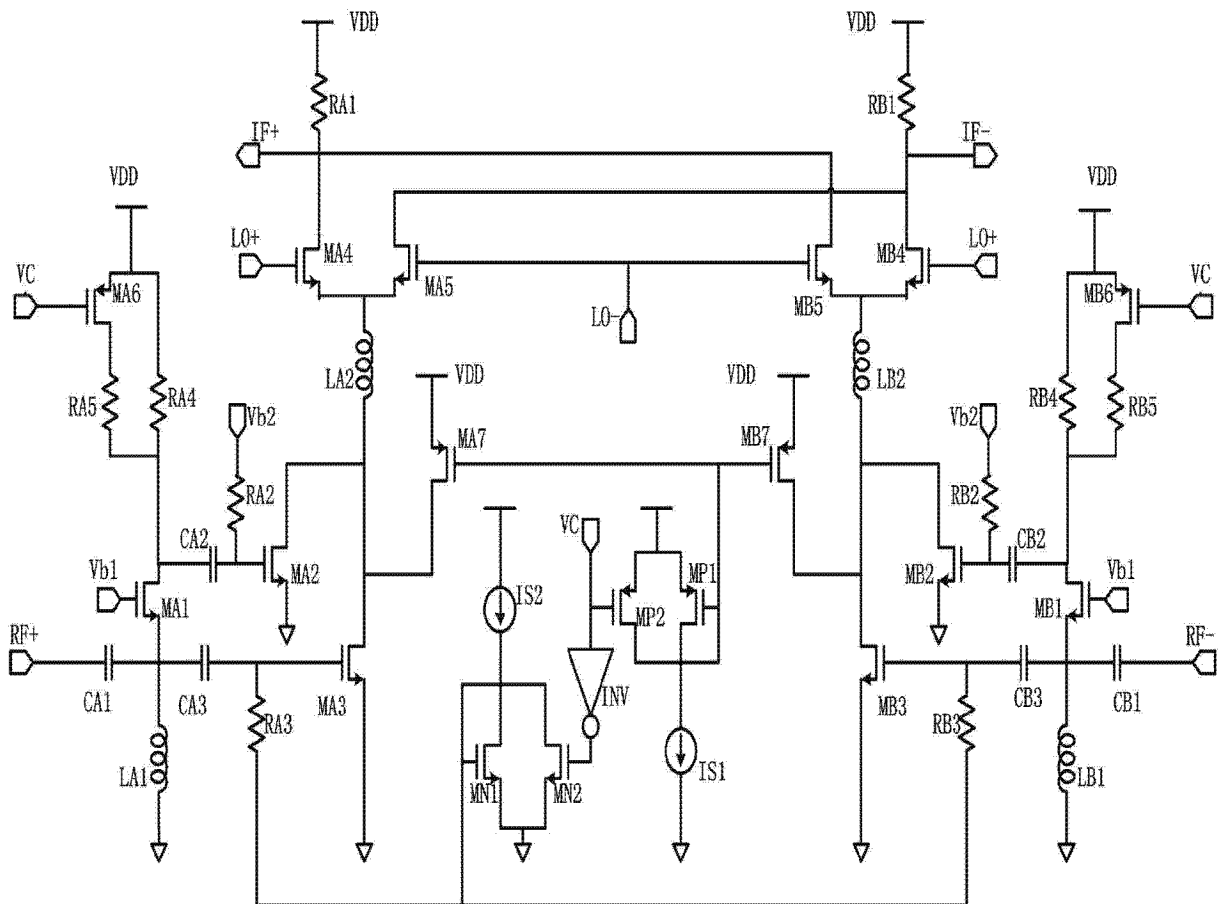


图 4

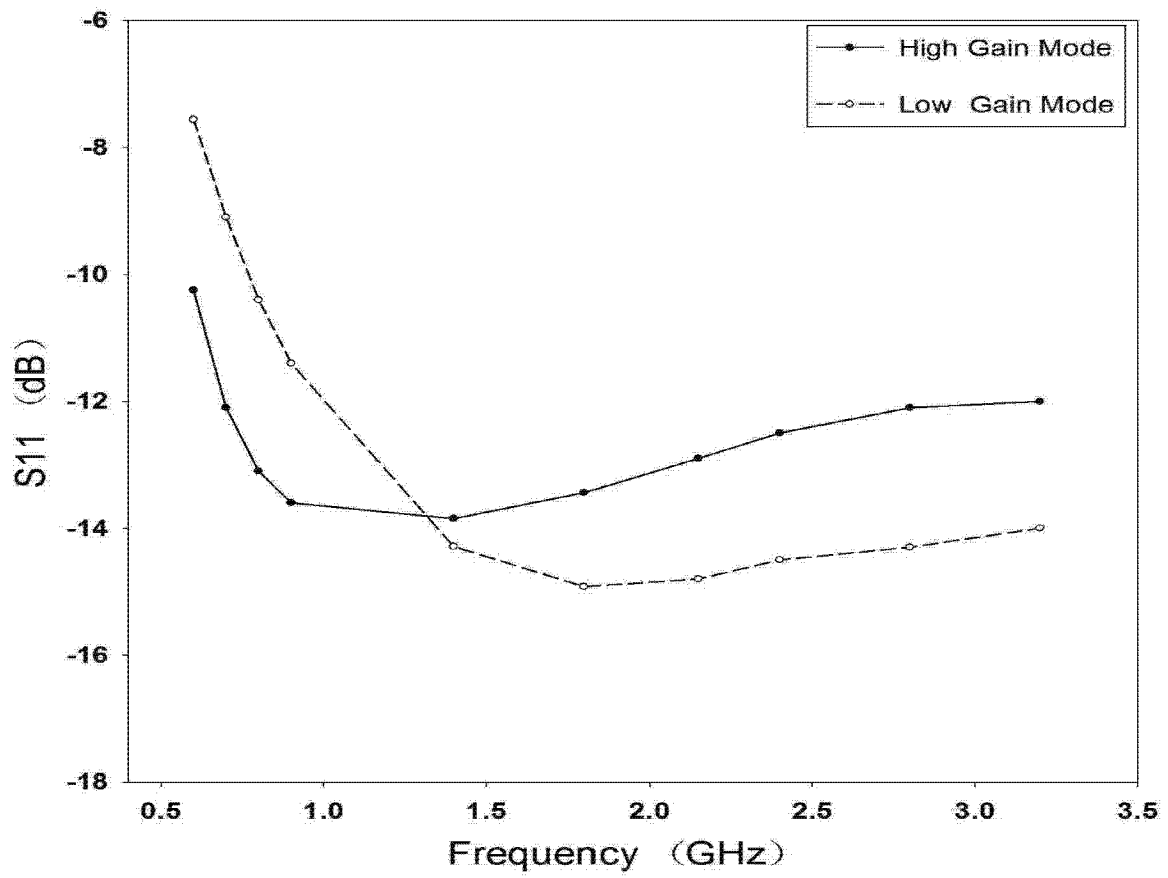


图 5

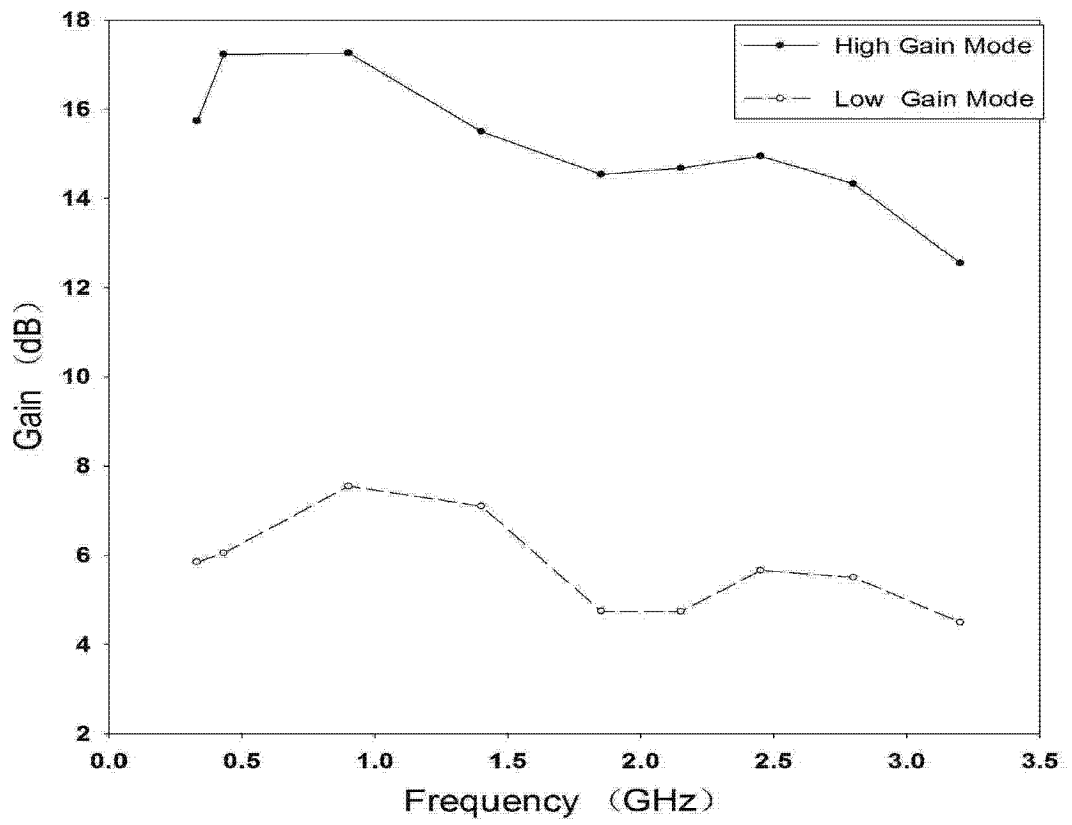


图 6

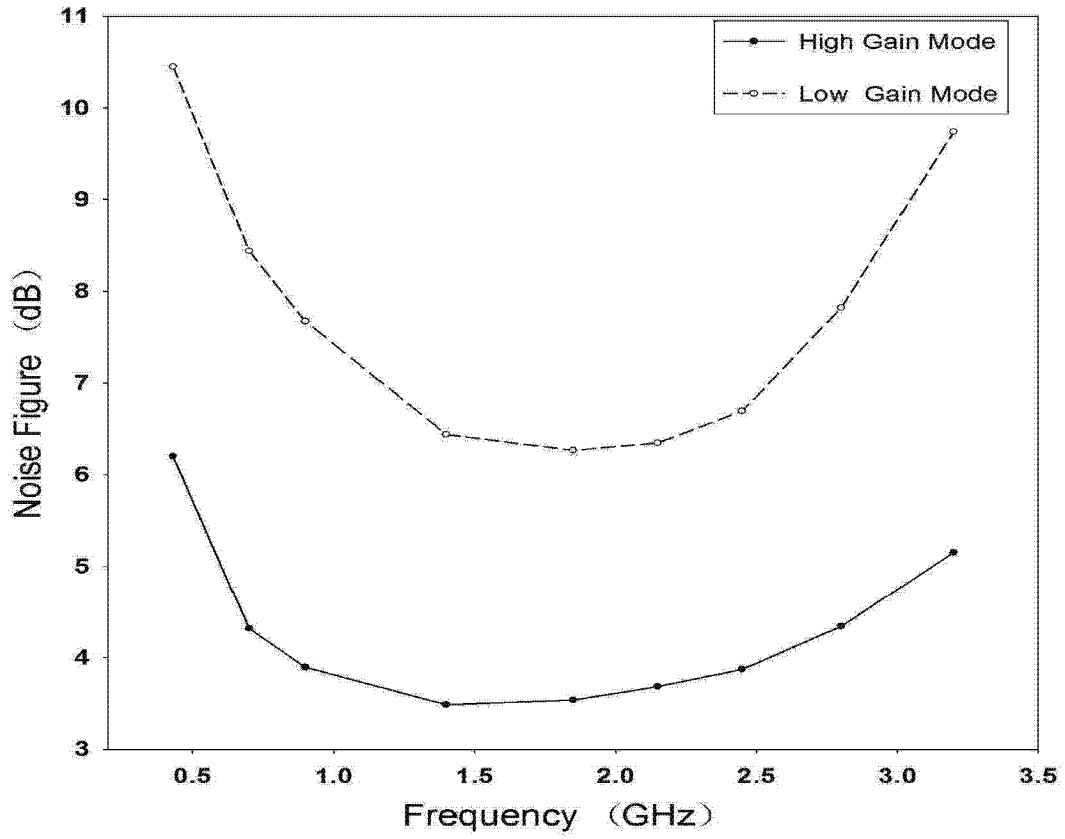


图 7

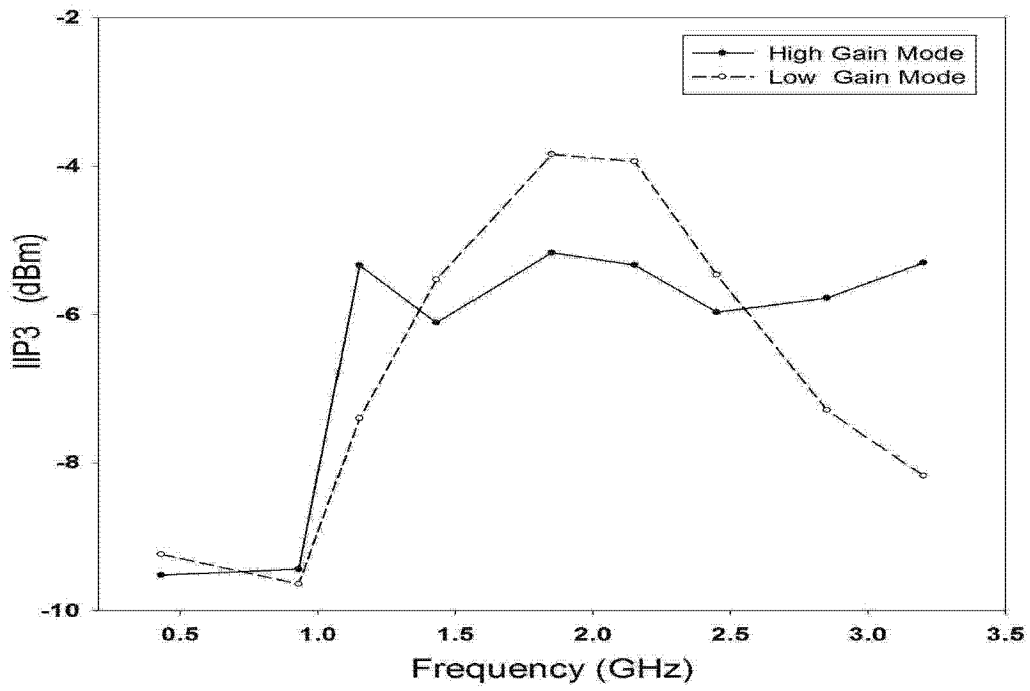


图 8