

适用于 WLAN 接收机的高线性 电流模式混频器设计

李天昊, 李斌, 王旭东, 王鑫华, 李企帆

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

摘要: 针对无线局域网接收机对低成本和线性度的定制化需求, 设计了一款适用于 IEEE 802.11 b/g/n/ax 标准 WLAN 接收机的高线性度电流模式混频器; 采用零中频接收机架构, 电流模式混频器的电路结构主要包括跨导级放大器, 混频开关级和跨阻放大器; 通过跨导级两种工作状态的转换和跨阻放大器反馈电阻的两种取值变化实现了混频器的四档增益可调; 混频开关级选用双平衡无源混频电路以提供良好的线性度; 为了解决零中频接收机存在的直流失调问题, 加入了一种电流注入式的直流失调校准电路, 进一步提高了混频器的线性度; 对跨阻放大器中的跨导运算放大器电路进行优化设计以提高其带宽, 使跨阻放大器的输入阻抗足够小以保证混频器的线性度; 基于 180 nm RF CMOS 工艺, 对混频器进行仿真: 当本振频率为 2.4 GHz 时, 四档增益分别为 38、32、27 和 21 dB, 中频带宽可达 20 MHz; 噪声系数在高增益的情况下为 8.46 dB, 输入三阶交调点在低增益的情况下可达 13.72 dBm; 仿真结果表明, 在较宽的中频带宽下, 电流模式混频器取得了良好的线性度性能, 满足 WLAN 接收机的定制化需求。

关键词: 电流模式混频器; 线性度; 跨导放大器; 跨阻放大器; 零中频接收机; 直流失调校准

Design of High Linear Current Mode Mixer for WLAN Receiver

LI Tianhao, LI Bin, WANG Xudong, WANG Xinhua, LI Qifan

(The 54th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: A high linearity current mode mixer for IEEE 802.11 b/g/n/ax standard WLAN receivers is designed to meet the customized requirements of low cost and linearity for wireless LAN receivers. Adopting a zero intermediate frequency receiver architecture, the circuit structure of the current mode mixer mainly includes a transconductance stage amplifier, a mixing switch stage, and a transimpedance amplifier. By switching between two operating states of the transconductance stage and changing the feedback resistance of the transimpedance amplifier, the four level gain of the mixer can be adjusted. The mixing switch stage adopts a dual balanced passive mixing circuit to provide high linearity. In order to solve the DC offset problem in zero intermediate frequency receivers, a current injection DC offset calibration circuit has been added to further improve the linearity of the mixer. Optimize the design of the transconductance operational amplifier circuit in the transimpedance amplifier to increase its bandwidth, ensuring that the input impedance of the transimpedance amplifier is small enough to ensure the linearity of the mixer; Based on the 180 nm RF CMOS process, the mixer is simulated. When the local oscillator frequency is 2.4GHz, the four gain levels are 38dB, 32dB, 27dB, and 21dB, respectively. The intermediate frequency bandwidth can reach 20MHz; The noise figure is 8.46dB under high gain conditions, and the input third-order intermodulation point can reach 13.72dBm under low gain conditions; The simulation results show that the current mode mixer achieves good linearity performance under a wide intermediate frequency bandwidth, meeting the customization requirements of WLAN receivers.

Keywords: current mode mixer; linearity; transconductance amplifier; transimpedance amplifier; zero intermediate frequency receiver; DC offset calibration

0 引言

无线局域网 (WLAN, wireless local area network) 的发展主要基于电气与电子工程师协会 (IEEE, institute of electrical and electronics engineers) 制定的 IEEE 802.11 标准。此标准的不断发展、迭代和升级, 提升了 WLAN 的速度、容量和性能, 推动了无线网络的进步。迅速增长的无

线局域网市场, 对设计用于 WLAN 的低成本和高性能接收机提出了很高的要求^[1-2]。而混频器作为射频接收前端的关键模块之一, 其性能决定了接收信号的质量。

混频器的性能通常用转换增益、噪声系数以及线性度来表征。其中, 线性度对混频器的性能至关重要。在多信号环境下, 混频器的非线性会导致不同频率的信号相互作用, 产生互调失真^[3]。这些互调产物可能落入接收带内,

收稿日期: 2024-02-02; 修回日期: 2024-02-06。

作者简介: 李天昊(1997-), 男, 硕士研究生。

引用格式: 李天昊, 李斌, 王旭东, 等. 适用于 WLAN 接收机的高线性电流模式混频器设计[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(4): 264-270.

干扰所需信号的接收, 从而降低接收系统的性能。此外, 混频器的线性度直接影响其动态范围^[4], 即混频器能够处理的信号强度范围。较高的线性度意味着混频器可以在不产生可观非线性失真的情况下处理更大范围的信号强度。因此, 混频器的线性度决定了其抗干扰性能和接收最大信号的能力。

电流模式混频器架构因其高线性特性^[5-10], 被广泛应用于高性能接收系统中。电流模式混频器与电压模式混频器相比具有一些明显的优势, 尤其是在线性度方面。线性度是评价混频器性能的重要指标, 直接影响到无线接收机在实际应用中的表现。电流模式混频器的开关级输出端是电流输出, 由于电流是直接由输入信号控制的, 因此对于输入信号的幅度变化不太敏感, 从而具有较大的动态范围。这意味着在不同输入信号条件下, 电流模式混频器能够保持较好的线性度, 输出信号与输入信号之间的关系较为稳定, 有利于减小非线性失真, 提高混频器的性能表现。其次, 电流模式混频器对于输入信号的阻抗变化相对较为敏感, 这一特性也有助于提高线性度。在实际应用中, 输入信号的阻抗可能会随着频率的变化而发生改变, 而电流模式混频器能够更好地适应这种变化, 保持较好的线性度, 避免因阻抗变化而引起的非线性失真。因此, 在对线性度要求较高的应用场景中, 电流模式混频器通常会更好的选择。

基于以上研究与分析, 提出了一款工作频率为 2.4 GHz, 适用于 IEEE 802.11 b/g/n/ax 标准 WLAN 接收机的混频器。针对 WLAN 接收机对低成本的需求, 本次设计采用 180 nm RFCMOS 工艺, 同时选用结构简单的零中频接收机架构。针对 WLAN 接收机对线性度的需求, 混频器设计为电流模式, 通过选用双平衡无源混频开关电路、加入电流注入式的直流失调校准电路以及优化改进跨阻放大器中的 OTA 电路提高了混频器的线性度。经仿真验证, 电流模式混频器的中频带宽可达 20 MHz; 转换增益最高可达 38 dB, 最低为 21 dB; 噪声系数在最高增益下为 8.46 dB; 输入三阶交调点在最低增益下可达 13.72 dBm。

1 电流模式混频器结构及原理

电流模式混频器采用零中频接收机架构, 零中频接收机又称直接下变频接收机, 其结构如图 1 所示。输入信号经低噪声放大器 (LNA, low noise amplifier) 处理后^[11], 进入 IQ 两路的跨导级 (G_m) 电路, 再经混频开关级混频, 最后通过跨阻放大器输出。相较于超外差式接收机, 零中频接收机结构简单, 可在低成本的前提下提高接收机的片内集成度, 但同时也存在直流失调^[12-14]、二阶交调和本振泄漏等非理想因素的问题。

电流模式混频器结构如图 1 所示, 主要包括跨导级, 混频开关级和跨阻放大器 3 部分。跨导级电路将输入射频电压信号转变为射频电流信号, 射频电流信号在混频开关级混频得到中频的电流信号, 该电流信号最终通过跨阻放大器再次转换为电压信号。跨导级电路采用带有共模反馈

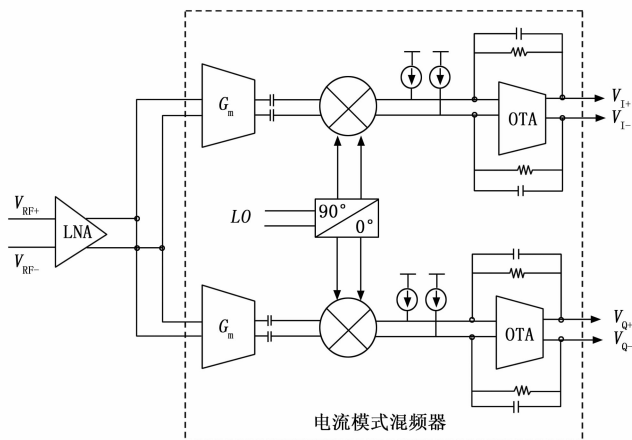


图 1 零中频接收机和电流模式混频器结构图

环路的差分共源放大器结构, 且两级跨导可以进行两种工作状态的切换, 进而提供两种增益。混频开关级的混频通过加在栅极的本振信号控制晶体管导通与否而实现。开关级等效阻抗 Z_{MIX} 的计算公式为:

$$Z_{MIX} = \frac{1}{2 * f_{LO} * C_{PAR}} \quad (1)$$

其中: f_{LO} 为本振信号的频率, C_{PAR} 为跨导级电路输出端的寄生电容。跨阻放大器是电流模式混频器的最后一级, 由一个带共模反馈电路的两级运算放大器和 RC 反馈网络组成。它为混频开关级提供非常低的输出阻抗, 即跨阻放大器的输入阻抗非常低。

在设计电流模式混频器的过程中, 需要对信号形式变化和阻抗形式变化进行分析, 如图 2 所示。

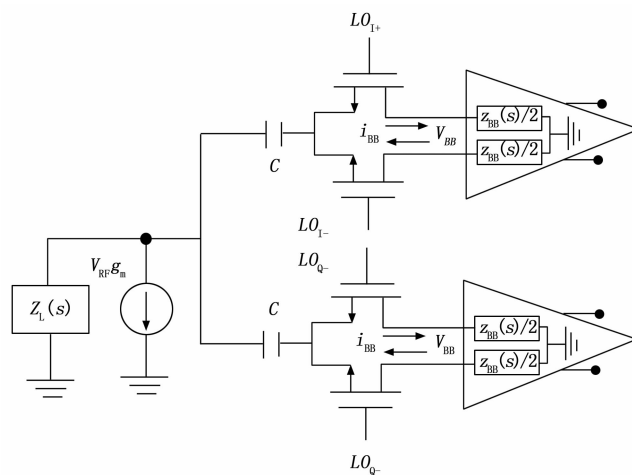


图 2 信号形式变化与阻抗形式变化

跨导级将电压信号转换成电流信号:

$$i_{RF}(t) = g_m v_{RF}(t) \quad (2)$$

混频开关级将射频电流信号 i_{RF} 转换为基带电流信号 i_{BB} :

$$i_{BB}(t) = \frac{2}{\pi} i_{RF}(t) \cos\omega_{LO} t \quad (3)$$

则基带电压信号 v_{BB} 通过计算可得:

$$v_{BB}(t) = \left[\frac{2}{\pi} i_{RF}(t) \cos\omega_{LO} t \right] * z_{BB}(t) \quad (4)$$

其中: z_{BB} 为基带阻抗。经过 Laplace 变换后混频器的电压转换增益 $Gain_C$ 为^[14]:

$$Gain_C = \frac{2}{\pi} G_m Z_{BB} \quad (5)$$

混频器的转换增益、噪声系数和线性度之间存在互相制约的关系。当混频器的增益增加时,会降低噪声系数,但同时也会使线性度降低。若想提高混频器以及接收机的性能,就需要对各个指标进行更好的优化权衡。混频器是接收机中的变频器件,也是引入非线性误差最大的部分。因此,混频器的线性度决定了其抗干扰性能和接收机处理最大信号的能力。

2 电路设计

2.1 跨导级设计

跨导级作为电流模式混频器的第一级电路模块,将输入射频电压信号转变为射频电流信号。跨导级放大器电路的设计如图 3 所示,这里采用带有共模反馈环路的差分共源放大器结构,且两级跨导可以提供两种工作状态:第一级跨导固定导通,以保证固定跨导不会太低;第二级跨导在第一级的基础上,通过控制字 V_C 控制位于电流源 NMOS 管 (M_8) 栅极的两个 NMOS 开关控制管 (M_9 、 M_{10}) 的导通与关断,进而控制第二级跨导的导通与否,从而提高跨导级电路提供的跨导。这种两级跨导电路结构为电流模式混频器提供了两种增益可调,实现了增益和功耗的可重构,增加了电路性能的灵活性。同时,在 M_1 、 M_2 的漏极和 M_3 、 M_4 的栅极之间加入了共模反馈放大器,形成了共模反馈环路,以避免电压的不稳定和输入阻抗的不匹配,提高了跨导放大器的共模稳定性。

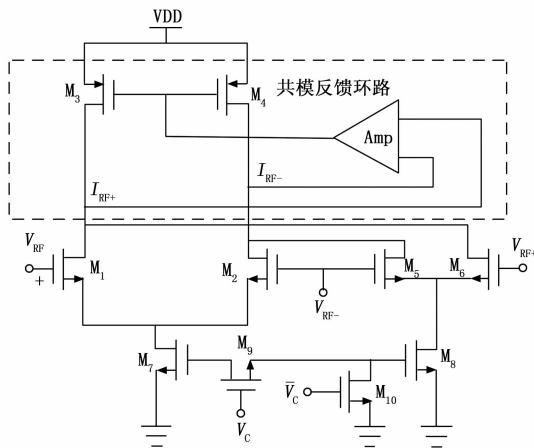


图 3 跨导级放大器电路结构图

由图 3 可知,当 V_C 低电平时, M_9 关断, M_{10} 导通, M_{10} 存在的意义就是为了避免当 M_9 关断时 M_8 的栅极电位处于未知状态。此时 M_8 因栅极低电位而关断,第二级跨导不工作,第一级跨导单独工作,提供固定跨导;当 V_C 为高

电平时, M_9 导通, M_{10} 关断。此时 M_8 的栅极电位被拉到偏置电压 V_B 而导通,第二级跨导导通工作,提高了跨导级电路所提供的跨导,进而提高了混频器的增益。

此外,为了获得较好线性度性能,在跨导级电路的设计过程中,需要对输入跨导管的尺寸做折中。长沟道长度的晶体管在恒定电流的条件下有大的沟道电阻,大的晶体管宽度也意味着大的寄生电容。沟道电阻和寄生电容共同决定跨导级的输出阻抗。跨导级的输出阻抗大小决定了线性度的好坏。当沟道长度增加时,跨导级的输出阻抗因沟道电阻的增加而增加,这有利于线性度的提升。但同时,晶体管宽度太大会使其寄生电容过大,进而降低线性度。因此,需要平衡沟道电阻和寄生电容的影响以获得较好的线性度。

2.2 混频器开关级设计

两种最常见的混频器电路结构分别为有源混频器和无源混频器。传统的吉尔伯特混频器结构是最常见有源混频器结构,它具有良好的转换增益和低本振驱动功耗要求。然而,有源混频器由跨导级和开关级组成,需要提供较高的电源电压,不利于低功耗设计。同时,跨导级产生的非线性也会导致有源混频器的线性度比较低。

无源混频器一般情况下由两对工作在开关模式下的 NMOS 管组成。它们拓扑结构简单,不需要任何外部直流电流^[15-17]。因此,高线性度、足够的带宽、低噪声系数都是无源混频器的突出优势。就整个射频信号路径而言,线性度是射频电路最重要的特性之一。无源混频器以其高线性度性能而成为本设计的选择。

如图 4 所示,电流模式混频器开关电路选择双平衡无源混频器结构。相比于单平衡混频器,双平衡混频器结构能够减少一定的本振-中频馈通,提供更好的线性度^[18]。图中电容 C_C 为跨导级和开关级之间的交流耦合电容,它的隔直作用衰减了低频的干扰信号,开关晶体管中无直流量,因而具有更好的闪烁噪声特性^[19]。

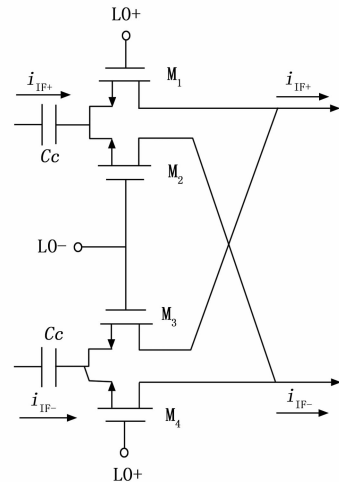


图 4 双平衡无源混频开关电路结构图

另外, 在开关电路设计过程中, 也需要对开关管尺寸做折中以平衡线性度和噪声性能。当开关管尺寸较大时, 开关导通电阻较小, 但同时寄生电容较大, 这虽然能得到更高的线性度, 但不利于噪声性能; 当开关管尺寸较小时, 在噪声性能提升的情况之下, 线性度就会变差。因此, 在折中考虑开关管尺寸时, 做到在导通电阻尽量小的情况下, 其寄生电容最小。

2.3 直流失调校准电路设计

零中频接收机结构简单, 功耗低, 通过消除中频级和前端滤波器的镜像抑制需求, 可以显著提高接收机的片内集成度。然而, 使用这种拓扑结构会产生一些额外的问题, 例如二阶交调、直流失调和带内本振泄漏, 而这些问题在使用超外差接收机时是不存在的。因此, 零中频接收器的物理实现已多次被证明是性能和片上集成水平之间的折中。这些性能标准中最具挑战性的一个是在不使用片外元件(如大隔直电容)的情况下有效消除直流失调。在零中频接收机中, 混频器后面紧跟着一系列高增益直接耦合放大器, 这些放大器可以放大大小电平直流失调并使后续级饱和, 进而影响后级模数转换器接收到的信号幅度。因此, 接收机的灵敏度可以直接受到混频器输出的直流失调分量的限制。混频器的直流失调可分为两个部分: 恒定失调和时变失调。恒定的直流失调可归因于混频器元件之间的失配, 而时变直流失调则由本振的自混频产生。带内本振信号可以通过泄漏或辐射穿透射频前端, 并通过在下变频混频器中自混频产生直流失调电压。这种直流失调的电压取决于天线的时变负载, 也可以随时间而变化。通常情况下, 通过选择偶次谐波混频器拓扑, 使用带外本振代替带内本振, 可以减轻本振泄漏, 从而减少直流失调的时变分量。

本设计采用了电流注入式的直流失调校准电路, 如图 5 所示。偶次谐波交调会恶化电路的线性度。对此, 通过控制电流源晶体管栅极电压的方式进行校准。为了实现外部控制端 V_b 对电流连续可调, 通过加入误差反馈放大器以控制 M_1 、 M_2 、 M_3 的栅极电压, 进而控制流入跨阻放大器中的电流。当跨阻放大器输出端的电压偏置相等时, 停止插入补偿电流。

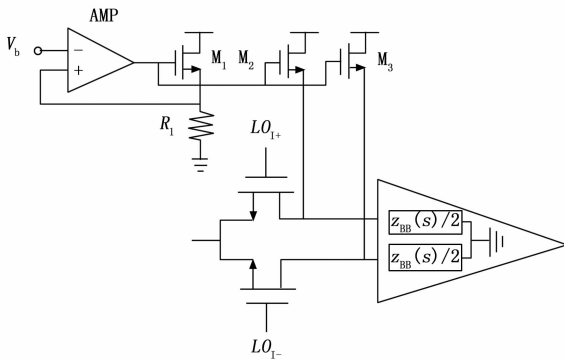


图 5 直流失调校准电路原理图

外部模拟控制电压在 0.9~1.5 V 变化时, 可将输出信号正负端的偏置点调至相等, 从而实现直流失调的校准, 如图 6 所示。

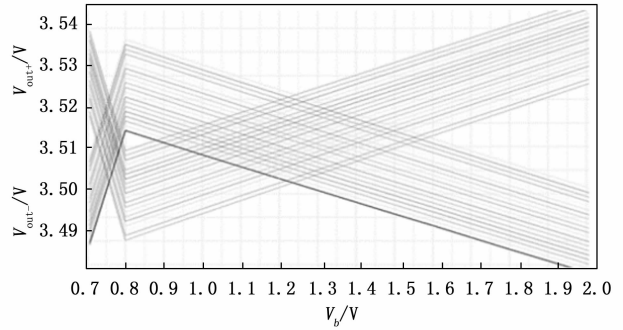


图 6 输出直流失调随控制电压的变化结果

2.4 跨阻放大器设计

2.4.1 跨阻放大器结构与分析

基于跨导运算放大器 (OTA, operational transconductance amplifier) 实现的跨阻放大器 (TIA, transimpedance amplifier) 是电流模式混频器的最后一级电路模块, 它将前级开关级混频得到的中频电流信号再次转变为电压信号, 其结构如图 7 所示, 它由 OTA 和电阻电容反馈网络组成。

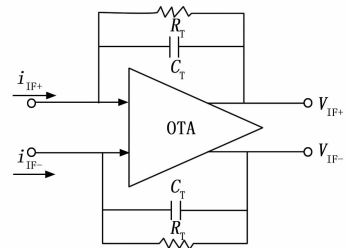


图 7 跨阻放大器电路结构图

当有源 RC 跨阻级在混频开关级输出处提供非常低的阻抗, 即跨阻放大器的输入阻抗非常低时, 才能使得几乎所有来自混频器开关电路的电流都流入跨阻放大器。这保证了电流模式混频器的高度线性。图 8 为跨阻放大器的小信号等效电路。 $Z_{IN,TIA}$ 为跨阻放大器的输入阻抗, 其计算公式为:

$$Z_{IN,TIA}(j\omega) = \frac{Z_T(j\omega) + Z_O(j\omega)}{1 + G_{mOTA}Z_O(j\omega) + j\omega \cdot C_1[Z_T(j\omega) + Z_O(j\omega)]} \quad (6)$$

$$Z_T(j\omega) = R_T // \frac{1}{j\omega C_T} \quad (7)$$

$$Z_O(j\omega) = R_O // \frac{1}{j\omega C_O} \quad (8)$$

其中: G_{mOTA} 为 OTA 的等效跨导, C_1 为 OTA 输入端的寄生电容, C_O 为 OTA 输出端的寄生电容, R_O 为 OTA 的输出电阻, R_T 为 TIA 的反馈电阻, C_T 为 TIA 的反馈电容。

由上式可知, $Z_{IN,TIA}$ 会随着 C_T 的增加而降低。这样虽然可以提高混频器的线性度, 但是跨阻放大器的 RC 环路可

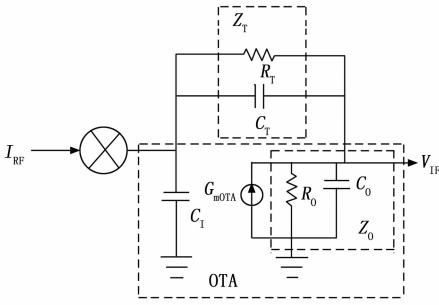


图 8 跨阻放大器的小信号等效电路图

能因此不稳定。与此同时，需要减小 R_T 以保持中频带宽不变。而 R_T 的减小会降低混频器整体的转换增益，恶化其噪声系数。鉴于以上分析，在跨阻放大器的设计过程中，需要合理选取 R_T 和 C_T 的大小以更好地权衡转换增益、噪声和线性度性能。

在中频频率比较高的情况下，OTA 的增益会降低，OTA 的等效跨导会减小。由式可知，TIA 的输入阻抗会随着 G_{mOTA} 的减小而增加，最终恶化了前级开关和 TIA 的线性度。与此同时，随着频率的不断增加， Z_T 和 Z_O 会逐渐减小，进而降低 TIA 的输入阻抗。通过反馈调节，OTA 增益下降所造成的不良影响得以缓解，提高了电流模式混频器的线性度。

2.4.2 OTA 设计

跨导运算放大器的性能优劣对电流模式混频器的性能至关重要。由 2.4.1 节分析可知，大的中频带宽需要高增益带宽积的差分运算放大器，以保证 OTA 具有足够的增益，进而使 TIA 的输入阻抗足够小以保证混频器的线性度。但由于传统架构的密勒补偿两级运算放大器加共模反馈电路一共是三级，这样就会导致相位裕度难以满足要求，同时运放的共模稳定性不高。通过采用前馈补偿技术和漏极反馈的共模反馈电路，对 OTA 进行了改进设计，在保证大的

增益带宽积的基础上，可以显著提高运算放大器的共模稳定性。OTA 改进设计电路结构如图 9 所示。

为了让 $Z_{IN,TIA}$ 在中频频率较高时保持较低水平，进而保证电流模式混频器的线性度，OTA 拥有高带宽是很有必要的。传统的密勒补偿两级运放加入了补偿电阻 R_C 和补偿电容 C_C ，通过引进一个零点来抵消一个非主极点。这种补偿方式虽然提高了运算放大器的稳定性，但会使主极点更加向低频靠近，导致极点分离现象的发生，最终让 OTA 的带宽降低。基于以上分析可知，传统架构并不适用于电流模式射频前端混频器的应用。改进设计的 OTA 如图 7 所示，OTA 的放大级和传统架构类似，放大级的第一级包括晶体管 M_1 、 M_2 、 M_3 、 M_4 ，放大级的第二级为 M_5 、 M_6 、 M_7 、 M_8 ，米勒补偿电阻 R_C 和补偿电容 C_C 在第一级与第二级之间。在此基础上，本设计又在此位置加入了两对前馈补偿电容 C_F 与补偿电阻 R_F ，OTA 的带宽因为引入额外的零极点得以提高。这种结构的 OTA 电路的零极点通过计算可得：

$$Z_1 = \frac{-1}{R_C C_C + R_F C_F} \quad (9)$$

$$P_1 = \frac{-1}{g_m R_{out1} R_{out2} (C_C - C_F)} \quad (10)$$

$$Z_2 = \frac{-1}{R_C C_C} - \frac{1}{R_F C_F} \quad (11)$$

$$P_2 = -\frac{g_m (C_C - C_F)}{[4 - g_m (R_C - R_F)] C_C C_F} \quad (12)$$

$$P_3 = -\frac{R_{out1} [4 - g_m (R_C - R_F)]}{(R_{out1} R_C + R_{out1} R_F + R_C R_F) C_{out2}} \quad (13)$$

其中： g_m 为 M_7 与 M_8 的跨导， R_{out1} 为 OTA 第一级的输出阻抗， R_{out2} 为 OTA 第二级的输出阻抗， C_{out2} 为 OTA 第二级输出端的寄生电容。两个零点的位置由 C_F 和 R_F 决定，因此两个极点可以通过灵活配置 C_F 、 R_F 的大小被抵消，有效提高了 OTA 的带宽。

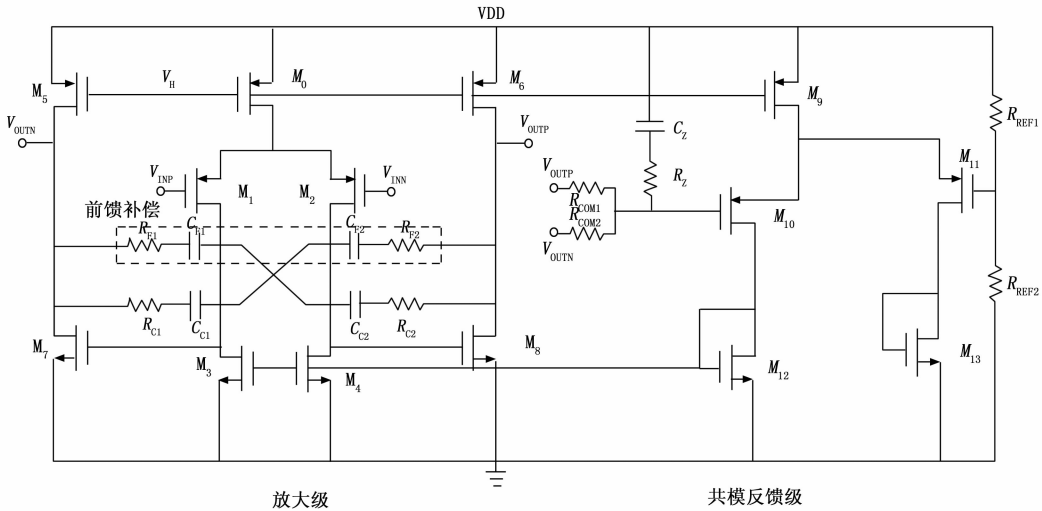


图 9 OTA 改进设计电路结构图

3 仿真结果与分析

基于 180 nm RFCMOS 工艺绘制了电流模式混频器的版图, 如图 10 所示。其尺寸为 $644 \mu\text{m} \times 490 \mu\text{m}$, 开关级混频开关采用射频 MOS 管, 其余部分采用普通的 MOS 管。电容采用 min 电容, 电阻采用 rpposab 电阻。由于混频器采用差分放大结构, 两路通路间的失配可能会导致端口间的馈通, 影响线性度, 因而差分的两路版图设计时要注意其对称性^[19]。混频器的跨导级采用带共模反馈放大器的差分放大结构, 版图中输入差分对和负载电流源采用交叉对称的结构, 降低跨导放大器的失配风险; 开关级本振通路严格对称, 降低开关失配和通道噪声; 本振放大器周围加一层保护环, 尽量消除本振信号通过 MOS 寄生电容对衬底的干扰; 跨阻级为降低失配的风险, 其电阻和电容阵列采用严格对称的方式, 差分放大器采用交叉对称的方式。整个混频器版图, 上下两边 I, Q 通路严格对称, 本振信号从右边的电容耦合进来, 进入 I, Q 路的开关级的本振放大器, 并保证 I, Q 本振信号通路走线严格对称, 降低了混频器的 I, Q 失调。

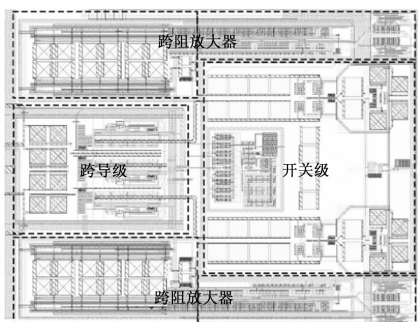


图 10 电流模式混频器版图

对混频器的转换增益、噪声系数和线性度性能指标进行仿真, 转换增益的仿真结果如图 11 所示。本振信号频率为 2.4 GHz, 通过控制字 V_c 和 TIA 的可变反馈电阻, 实现了混频器的四档增益可调。当 V_c 为高电平, 即两级跨导同时工作时, 混频器的转换增益可在反馈电阻取值 4 k Ω 和 2 k Ω 时达到 38 dB 和 32 dB; 当 V_c 为低电平, 即只有第一级跨导单独工作时, 增益可在两种电阻取值下达到 27 dB 和 21 dB。由此可见, 两种工作状态下的跨导, 得到相差近 12 dB 的转换增益; 两种 TIA 反馈电阻的取值, 得到相差 6 dB 的转换增益。四档增益步长平均为 6 dB, 较为稳定。从图可以看出, 混频器的转换增益曲线在中频频率为 0~20 MHz 时比较平坦, 增益性能比较稳定, 满足 WLAN 接收机对于混频器中频带宽和转换增益的需求。

混频器噪声系数的仿真结果如图 12 所示。在高增益的状态下, 噪声得到了较好的抑制, 噪声系数在中频频率 20 MHz 时为 8.46 dB, 小于 10 dB; 在低增益状态下, 噪声系数为 14.25 dB, 噪声性能相对高增益较差, 但也符合混频器对噪声系数的要求。

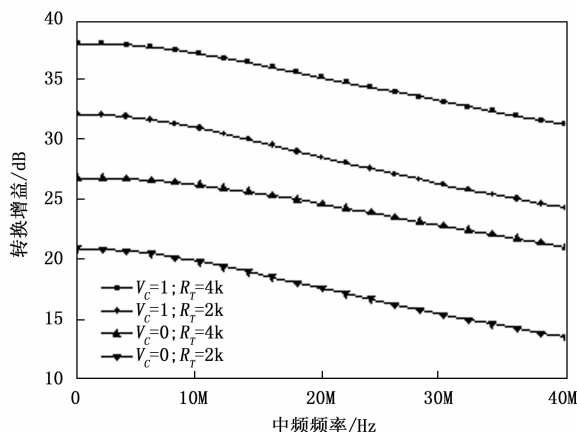


图 11 转换增益仿真结果图

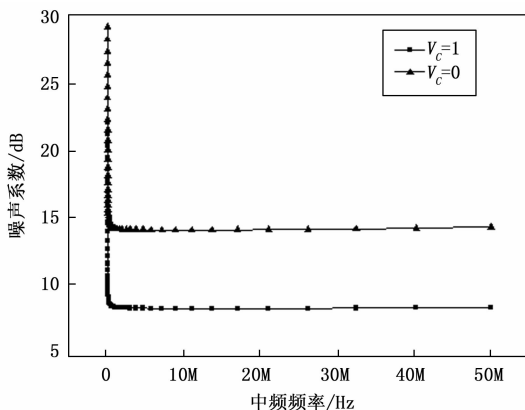


图 12 噪声系数仿真结果图

虽然在低增益状态下噪声系数性能相对一般, 但线性度可以达到很好的性能。线性度的仿真结果如图 13 所示。当本振信号频率为 2.4 GHz, 混频器的转换增益为 20.9 dB 时, 输入三阶交调点 (IIP3) 为 13.72 dBm, 实现了预期的高线性性能, 满足 WLAN 接收机对于线性度的需求。

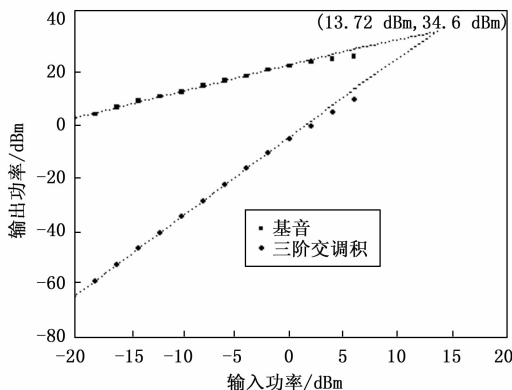


图 13 线性度仿真结果图

将上述设计的电流模式混频器与其他混频器各性能指标进行对比, 详见表 1。通过对比可以看出, 在同等线性度下, 本设计有更高的转换增益; 在同等增益下, 本设计有更高的线性度。因此, 本设计的混频器在增益、噪声系数

和线性度性能之间实现了更好的权衡。

表 1 性能指标对比表

性能指标对比	工艺	工作频率 /GHz	转换增益/dB	噪声系数/dB	线性度 (IIP3)/dBm
本文	180 nm CMOS	2.4	38/32/27/21	8.46	13.72
文献[20]	90 nm CMOS	2.4	12	11.4	19.8
文献[21]	180 nm CMOS	2.4	11.4	13.2	4.4
文献[22]	250 nm CMOS	2.4	23~35	8.5~11	9.7
文献[23]	65 nm CMOS	5.1~5.9	39/18	1.9/2.4	-14/-3

4 结束语

提出了一款基于 180 nm RFCMOS 工艺设计的高线性电流模式混频器, 该混频器采用零中频接收机架构, 工作频段为 2.4 GHz, 适用于 IEEE 802.11 b/g/n/ax 标准的 WLAN 接收机。通过选用双平衡无源混频开关电路, 加入电流注入式的直流失调校准电路以及优化改进 TIA 中的 OTA 电路提高了混频器的线性度; 通过两种工作状态的跨导级以及两种 TIA 反馈电阻的取值变化实现了四档转换增益可调节。仿真结果最终表明, 当本振频率为 2.4 GHz 时, 中频带宽可达 20 MHz; 转换增益最高可达 38 dB, 最低为 21 dB; 噪声系数在最高增益下为 8.46 dB; 输入三阶交调点在最低增益下可达 13.72 dBm, 实现了高线性的预期。本文提出的混频器, 在低成本的前提下, 实现了各个指标之间更好的权衡, 符合高线性电流模式混频器的设计要求, 能够满足 WLAN 接收机对低成本和高线性的设计需求。

参考文献:

- [1] 周晓慧. 面向新一代高速无线局域网的高性能射频接收机 [D]. 南京: 东南大学, 20170.
- [2] 朱庆军. WLAN 接收机中低噪声放大器与混频器设计 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
- [3] AKIAN P, MAHMOUDI R, HEIJDEN V E, et al. Wideband cancellation of second order intermodulation distortions in a 60GHz zero-IF mixer [C] //2011 IEEE 11th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2011: 125-128.
- [4] AKALAS M, JORAM N, ELLINGER F. 1.5-54 GHz high dynamic range LNA and mixer combination for a MIMO radar application [C] //2018 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), 2018: 118-121.
- [5] UN S. A 2.4/5 GHz dual-band low-noise and highly linear receiver with a new power-efficient feedforward OPAMP for Wi-Fi-6 applications [J]. IEEE Access, 2023, 11: 137264-137273.
- [6] AN J, KWON K. RF receiver front-end employing IIP2-enhanced 25% duty-cycle quadrature passive mixer for advanced cellular applications [J]. IEEE Access, 2020, 8: 8166-8177.
- [7] AN J, KWON K. I/Q balance-enhanced wideband receiver front-end for 2G/3G/4G/5G NR cellular applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67 (6): 1881-1891.

- [8] HEN T, LIU M, WU P, et al. A Wi-Fi tri-band switchable transceiver with 57.9 fs-RMS-jitter frequency synthesizer, achieving -42.6 dB EVM floor for EHT320 4096-QAM MCS13 signal [C] //IEEE RFIC, 2023: 181-184.
- [9] UNG H, UTOMO D R, HAN S K, et al. An 80 MHz bandwidth and 26.8 dBm OOB IIP3 transimpedance amplifier with improved nested feedforward compensation and multi-order filtering [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67 (10): 3410-3421.
- [10] KWON K, HAN J. A 2G/3G/4G SAW-less receiver front-end adopting switchable front-end architecture [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62 (8): 1716-1723.
- [11] 王亮. 数字对讲机芯片的核心模块设计—接收机中的中频电路 [D]. 泉州: 华侨大学, 2013.
- [12] 马侠. 影响无线通信系统性能的直流失调电压分析及校准方法 [J]. 电子技术, 2019, 48 (1): 50-53.
- [13] SEO D H, LEE J Y, YUN T Y. Active and passive combined mixer for low flicker noise and low DC offset [J]. Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25 (7): 463-465.
- [14] FURUTA Y, HEIMA T, SATO H, et al. A low flicker-noise direct conversion mixer in 0.13 μm CMOS with dual-mode DC offset cancellation circuits [C] //Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2007: 265-268.
- [15] PAN Z L, JIANG P C, ZHANG L, et al. Low flicker noise and high linearity passive mixer in 0.18 μm CMOS for direct conversion receiver [C] //Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics, 2009: 21-24.
- [16] 杨格亮, 李斌. 宽中频 CMOS 下变频器单片 [J]. 电子与信息学报, 2021, 43 (6): 1603-1608.
- [17] DENG H, FENG H G, ZHANG N. A 0.03-3GHz wideband inductor-less receiver in 65nm CMOS [C] //2021 4th International Conference on Circuits, Systems and Simulation, 2021: 11-17.
- [18] 陈先强. 应用于 SAW-Less 接收机的高线性度电流模式无源混频器设计 [D]. 南京: 东南大学, 2020.
- [19] 顾成杰. 多模多标准接收机中可重构混频器的设计 [D]. 南京: 东南大学, 2015.
- [20] RAJU K, NAGIREDDY K, SIREESHA R. Design of RF CMOS active mixers for WLAN applications [C] //2016 International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT), 2016: 1-5.
- [21] YOON J, KIM H, PARK C, et al. A new RF CMOS Gilbert mixer with improved noise figure and linearity [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56 (3): 626-631.
- [22] FENG D, SHI B. Linear-in-dB variable-gain down-conversion mixer for zero intermediate frequency receivers [J]. Tsinghua Science and Technology, 2006, 11 (1): 8-11.
- [23] YANG K. A parallel sliding-IF receiver front-end with sub-2-dB noise figure for 5~6 GHz WLAN carrier aggregation [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2021, 56 (2): 392-403.