

DOI: 10.7652/xjtub201712004

一种具备自动增益控制功能的宽带正交解调器

黄水根^{1,2}, 林敏¹, 陈静¹, 罗杰馨¹, 杨根庆¹

(1. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 200050, 上海; 2. 中国科学院大学微电子学院, 100049, 北京)

摘要: 为了实现无线电接收机对多个通信标准的兼容和对信号链路增益的自动调节,提出了一种适用于宽带(0.8~2.7 GHz)接收机并具备自动增益控制(AGC)功能的正交解调器。该解调器的信号主路上采用一个宽带设计的射频可变增益放大器和一个中频可变增益放大器,频率变换则通过一个增益可调的吉尔伯特单元实现。在信号反馈环路上采用一个均方根功率检波器检测输出信号的幅度并转换成直流电压,然后通过检波器输出的直流电压控制主路上各个模块的增益,从而形成一个 AGC 闭环系统。该解调器仅采用模拟电路实现 AGC 功能,避免了传统数字辅助型 AGC 需要大量端口、算法实现复杂和精度受有限步长的限制等缺点。该解调器在 0.18 μm BiCMOS 工艺平台下设计并流片验证,测试结果表明:在 0.8~2.7 GHz 内,正交解调器的可调转换增益范围为-36~36 dB,解调带宽为 100 MHz;最大增益下噪声系数为 9 dB,正交相位误差 1.6°,幅度误差为 0.9 dB。

关键词: 正交解调器;无线接收机;宽带;自动增益控制;吉尔伯特单元

中图分类号: TN433 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2017)12-0022-06

A Wideband Orthogonal Demodulator with Auto Gain Control

HUANG Shuigen^{1,2}, LIN Min¹, CHEN Jing¹, LUO Jiexin¹, YANG Genqing¹

(1. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, 200050, Shanghai;

2. School of Microelectronics, University of Chinese Academy of Sciences, 100049, Beijing)

Abstract: An orthogonal demodulator with auto gain control (AGC) function for wideband (0.8-2.7 GHz) receivers is proposed to realize the compatibility of receivers to multi-mode wireless communication standards and the AGC in the signal path. The demodulator adopts a wideband RF variable gain amplifier and an IF variable gain amplifier in the main signal path, while the frequency translation is performed by using a variable gain Gilbert cell. A root-mean-square (RMS) power detector is designed in the feedback path to detect the amplitude of output signal and then transfer it to a dc voltage. An AGC close loop system is formed through controlling the gain of blocks in the main path by the output voltage of the power detector. The demodulator just adopts analog circuits to realize AGC function, and avoids the drawbacks of traditional digital-assisted AGC mechanism, such as much more pins, complex algorithms and limited resolution resulted from a finite step length. The demodulator is implemented with 0.18 μm BiCMOS technology. Measurement results show that when the operation frequency is within 0.8 GHz to 2.7 GHz, the tunable conversion gain range of the demodulator is from -36 dB to 36 dB, and the demodulation bandwidth is 100 MHz; When the gain is in maximum, the noise figure is 9 dB, the

收稿日期: 2017-04-09。 作者简介: 黄水根(1990—),男,博士生;林敏(通信作者),男,研究员,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61404151,61574153)。

网络出版时间: 2017-09-16 网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20170916.1902.002.html>

error of the orthogonal phase is 1.6 degree and the error of the amplitude is 0.9 dB.

Keywords: quadrature demodulator; wireless receiver; wide band; auto gain control; Gilbert cell

无线接收机通常采用窄带设计,只针对某一个通信标准进行无线通信。然而,随着无线通讯技术和物联网技术的发展,在低于 3 GHz 的频率范围内具有众多无线通信标准,如 GSM、CDMA、LTE、WiFi、蓝牙、NB IOT 等。因此,设计一款能够满足多个通信标准的宽带接收机具有重要意义。在接收机中,需要实时地探测所接收的信号强度并调节增益,而自动增益控制(AGC)的实现是射频接收机的一个难点。因此,作为接收机的核心模块,设计一款具有自动增益控制功能的宽带正交解调器对解决无线多模多频宽带通信具有重要价值。

近年来,已有很多宽带接收机的实现方案,如简单地将多个不同频率工作点的接收机并联设计^[1],这种方法将增加芯片的面积和功耗;将输入输出匹配网络设计成芯片内部可调^[2],这种方法需集成高性能开关,对工艺要求很高且硬件资源开销大;采用宽带的电路结构,如共栅(基)极型低噪声放大器级联宽带混频器^[3],这种结构会带来噪声性能恶化。随着射频信号输入强度的变化,无线电接收机需要实时地自动调节自身的增益,当输入信号幅度很大时,甚至需要对信号进行衰减,从而保证对信号的正确解调。目前,常用的方法是采用数字辅助电路来实现自动增益控制^[4]。采用这种方法需要制定合理的 AGC 策略,对各个模块的增益进行步长分配和数字时序控制,算法较复杂且增益调节精度受数字信号有限步长的限制。

本文提出了一种具有自动增益控制功能的宽带正交解调器,该电路仅采用了模拟电路实现自动增益控制功能,结构简单。测试结果表明,本文设计的电路单元具有较低的噪声系数,较高的线性度和较大的增益调节范围,同时具有增益连续线性可调特点。

1 系统架构设计

本文提出的宽带正交解调器的系统结构如图 1 所示,它的主信号通路由射频可变增益放大器(RF-VGA)、吉尔伯特型可变增益混频器(Mixer)和中频可变增益放大器(IF-VGA)三级级联组成,此外,还包含多相滤波器(poly phase filter,PPF)、功率检波器(power detector,PD)、参考尾电流源(reference currents,RC)等辅助电路。在信号的输出端,电阻 R_1 和 R_2 对 I 通道和 Q 通道信号进行比例分压,然

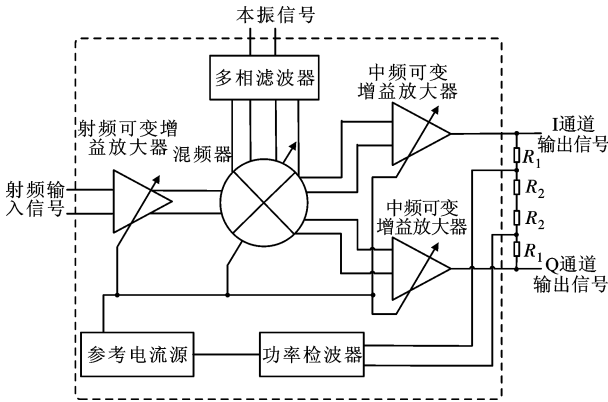


图 1 宽带正交解调器结构图

后通过 PD 调节 AGC 模式下的输出信号幅度。其中,RF-VGA 将射频差分信号放大并传输至 Mixer,PPF 将片外提供的一组差分本振(local oscillator, LO)信号转换成正交的两组差分信号并传输至 Mixer 与射频信号进行下混频,下混频后由 Mixer 输出两路正交的中频信号分别为 I 路和 Q 路,I 路和 Q 路中频信号分别经过后面的级联的 IF-VGA 放大得到混频放大器的输出信号。传统的无线接收机通常只采用一级中频(或基带)自动增益放大器,而本文提出的解调器采用同步调节射频和中频放大器增益的策略。这种方法调节简单,不需要再设计射频增益步长方案,VGA 具有更宽的线性增益调节范围,随着输入信号幅度增大,射频部分的增益降低提高了系统的线性度,优化了解调输出的信噪比。如图 1 所示,RF-VGA、Mixer 和 IF-VGA 均采用相同的增益控制方式,通过控制直流电流偏置来控制放大管的增益,在输入端级联 R-2R 型电阻衰减网络。直流电流由参考电流提供,并通过 PD 输出的直流电压来调节,而 PD 用来探测系统输出信号的幅度的均方根(root mean square,RMS)的大小并转换成直流电压输出。以上所有的电路模块构成了一个闭环系统,随着输入信号的幅度的变化而自动调节增益并得到稳定幅度的输出,输出信号的幅度值由电阻 R_1 与 R_2 的比值和 PD 的动态范围决定。

本文的设计目标是针对应用于宽带和高速传输的无线接收机,为满足频带内主要的通信标准的要求,对电路整体和模块制定了详细的指标规划。整体系统的频率范围为 0.8~2.7 GHz,增益的线性调节范围为 -40~40 dB,中频解调带宽为 100 MHz,

最大增益下双边带噪声系数为 10 dB,带内输入三阶交调点(IIP3)功率为-25 dBm,所有模块的电流之和为 35 mA。指标分配参考了噪声系数和 IIP3 的级联公式^[5],链路模块的指标如表 1 所示。

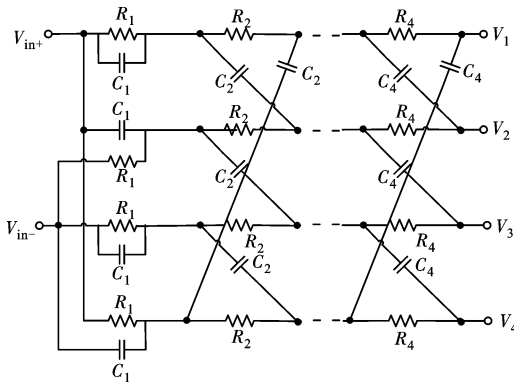
表 1 链路模块的指标

电路模块	频率/GHz	最大增益/dB	最小增益/dB	噪声/dB	输入三阶交调点功率/dBm	最大电流/mA	电源电压/V
RF-VGA	0.8~2.7	10	-13	7	-18	10	2.7~5.5
Mixer	0.8~2.7	10	-13	10	-10	10	2.7~5.5
IF-VGA	DC~0.1	20	-14	22	0	15	2.7~5.5

2 电路设计

2.1 多相滤波器

为了在整个射频输入频率范围(0.8~2.7 GHz)内取得好的正交特性,本文采用了一个 4 阶电阻电容式结构的多相滤波器来产生差分正交的本振信号^[6],电路结构如图 2 所示。



V_{in+} 和 V_{in-} 代表输入差分本振电压; V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 为输出电压
图 2 RC 多相滤波器电路图

通过 PPF 后产生的 4 路输出电压 V_1 、 V_2 、 V_3 和 V_4 的推导如下

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_{in+} \sum_{j=2}^4 \frac{1 + \omega R_j C_j}{1 - \omega R_j C_j} \\ V_2 &= V_{in+} \frac{j\omega R_1 C_1 - 1}{j\omega R_1 C_1 + 1} \sum_{j=2}^4 \frac{1 + \omega R_j C_j}{1 - \omega R_j C_j} \\ V_3 &= -V_{in+} \sum_{j=2}^4 \frac{1 + \omega R_j C_j}{1 - \omega R_j C_j} \\ V_4 &= -V_{in+} \frac{j\omega R_1 C_1 - 1}{j\omega R_1 C_1 + 1} \sum_{j=2}^4 \frac{1 + \omega R_j C_j}{1 - \omega R_j C_j} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: ω 为本振信号的角频率。

理想情况下,输出的 4 路信号幅度相等,相位差为 90° ,其中电阻 R_j 和电容 C_j 的值的乘积定义为 $R_j C_j = 1/\omega_j = 1/(2\pi f_j)$, $j = 1 \sim 4$, f_j 为每一阶的谐振频率。为了使输出信号在整个频率范围内获得好的平坦度, $f_1 \sim f_4$ 的取值均匀分布。每一阶的 R 和 C 的乘积确定下来, R 和 C 的取值在面积和输出幅

度衰减度之间取得折中。输入本振信号通过上述 4 阶 RC 网络,可以在 0.8~2.7 GHz 频带内产生正交信号,并且具有良好的正交平坦度。

2.2 射频可变增益放大器

本文提出了一种将传统共射型放大器结合 R-2R 型电阻网络的可变增益放大器结构,如图 3 所示。跨导级采用了 5 级差分共射极放大器并联,在输入端并联一个 R-2R 型电阻网络来实现宽带输入阻抗匹配。电阻的取值满足 $R_1 = R_3 = R_5 = R_7 = R_8 = 50 \Omega$, $R_2 = R_4 = R_6 = 2R_1 = 100 \Omega$,这样使得每一级差分对的输入端等效并联一个阻抗等于 50Ω 的电阻,并且该电阻值不随频率变化。

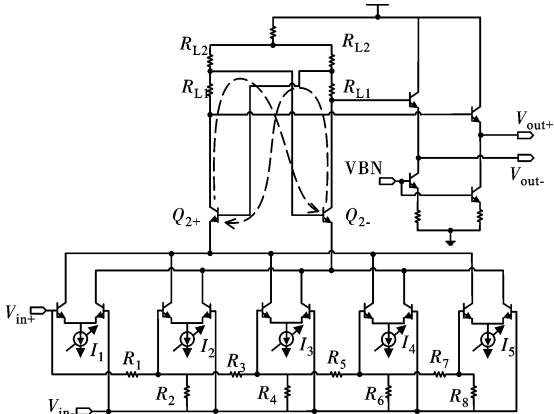


图 3 射频可变增益放大器

如图 3 所示,放大器的输出端采用电阻负载,并引入由晶体管 Q_{2+} 和 Q_{2-} 组成的隔离级来提高输出阻抗和减小输出-输入馈通(S12)。 Q_{2+} 和 Q_{2-} 的基极偏置电压由差分互耦的电阻 R_{L1} 和 R_{L2} 分压提供,引入了负反馈,可提高电路的共模稳定性。通过采用 3.3 V 电源供电,选择合适的电阻值,使得电阻负载上的直流压降不会太大影响放大管的性能。后级级联缓冲级(Buffer),提高负载驱动能力。通过仿真,RF-VGA 的输入回波损耗 S_{11} 和输出回波损耗 S_{22} 在输入频率为 0.8~2.7 GHz 范围内均小于 -10 dB。

在 RF-VGA 中,每一级放大管采用相同的 NPN

管差分对。 R_{L1} 和 R_{L2} 表示负载电阻, R_S 表示输入源阻抗, 满足关系式 $R_S = R_1 = 50\ \Omega$ 。 I_n 表示每一级差分放大器的尾电流源直流偏置, V_T 是放大管的阈值电压。 结合 R-2R 电阻网络分析, RF-VGA 的小信号输出电压和电压增益推导如下

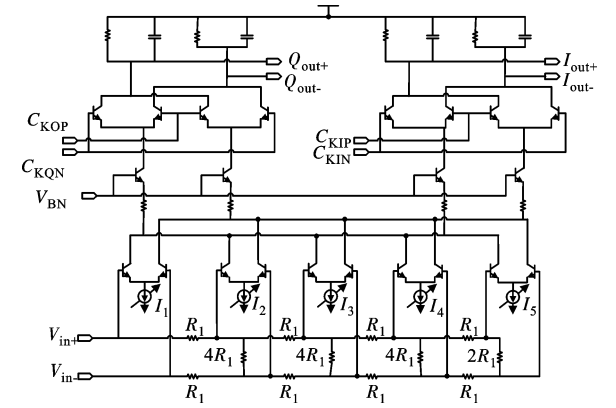
$$v_{out} = - \sum_{n=1}^5 \frac{I_n}{2V_T} (R_{L1} + R_{L2}) v_{in} \frac{2R_1}{R_S + 2R_1} \left(\frac{1}{2}\right)^{n-1} \tag{2}$$

$$G = - \frac{R_{L1} + R_{L2}}{3V_T} \sum_{n=1}^5 I_n \left(\frac{1}{2}\right)^{n-1} \tag{3}$$

RF-VGA 的噪声主要来源于 3 部分, 分别是放大级输入管的沟道电流热噪声、负载电阻的热噪声和 R-2R 电阻网络产生在热噪声。 在高增益下, 噪声水平主要由晶体管的电流热噪声决定, 在低增益下噪声主要来自于负载电阻的贡献。 通过选取合适的晶体管的尺寸和偏置电压, 对噪声进行优化。 此外, 调节负载电阻可以一定程度上优化噪声系数, 但需要考虑对线性度的影响。 通过优化, 最高增益在整个频带范围内, RF-VGA 噪声系数小于 7 dB, 带内三阶交调点功率为 $-16.8\ \text{dBm}$ 。

2.3 正交混频器

宽带正交混频器是正交解调器的核心, 需兼顾噪声和线性度两方面的指标, 隔离度也非常重要^[7]。 本文提出的混频器结构结合了传统的双平衡型吉尔伯特单元和 R-2R 型电阻网络, 核心电路如图 4 所示。 通过采用传统的吉尔伯特单元, LO 信号和 RF 信号输入端接在两个不同的晶体管, 射频和本振信号之间的隔离度较好, 同时中频端口与射频端口之间堆叠了开关管, 射频-中频之间的馈通较小。 为进一步增强隔离度, 在跨导级和开关级间串联了一个晶



C_{KIP} 、 C_{KIN} 、 C_{KOP} 、 C_{KON} 为 4 路正交的本振输入信号;
 V_{BN} 表示直流偏置电压

图 4 正交混频器

体管。采用 3.3 V 的电源电压, 保证了各个管子具有足够的电压降, 提高线性度。此外, 吉尔伯特单元在结构上将跨导级, 开关级和中频 I/V 转换级堆叠起来, 只需要一路电流实现各级的功能, 与无源混频器相比节省直流功耗。在中频输出端采用的是电阻电容并联式负载, 可滤除高频谐波^[8]。通过仿真, 0.8~2.7 GHz 内转移增益可调范围为 $-12\sim10\ \text{dB}$, 噪声系数为 20~10 dB; 各端口之间的信号馈通均低于 $-60\ \text{dB}$ 。

2.4 功率检波器

功率检波器级联在中频放大器的输出端, 其功能是将检测的中频信号的幅度转换为直流电压信号, 然后将输出信号接入偏置电路控制尾电流源。在 AGC 功能上起着非常重要的作用, 其电路结构如图 5 所示。

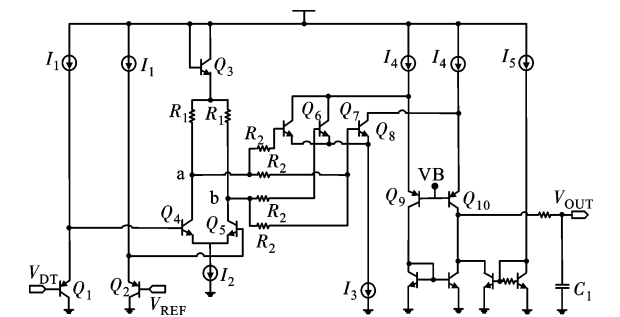


图 5 功率检波器

功率检波器利用了三极管具有的电流电压之间的指数关系^[9], 通过小信号近似得到平方关系, 因此推出输入输出具有 RMS 特性。图 6 是仿真 PD 的输入输出响应曲线, 从图中可以看出 PD 的输出随输入幅度增大而增大, 并在特定输入段范围内变化非常陡峭, 在 P_{in} 从 $-35\ \text{dBm}$ 增大到 $-30\ \text{dBm}$, V_{out} 从 0.2 V 变化到 2.4 V, 斜率达到 0.44 V/dBm。从而使得 AGC 环路增益调节具有快速响应。

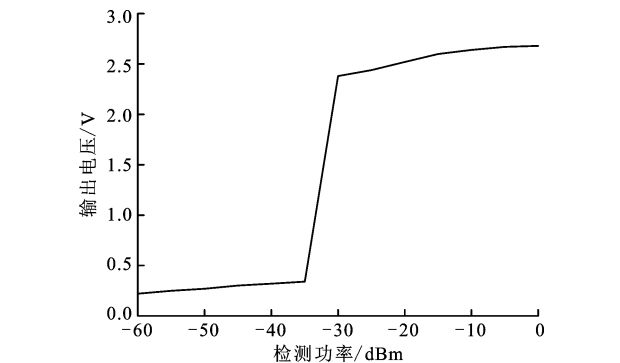


图 6 功率检波器输入输出特性

3 测试结果与分析

本文提出的具备自动增益控制的宽带正交解调器采用 IBM 0.18 μm BiCMOS 工艺进行设计并流片,芯片照片如图 7 所示。芯片整体电路面积约为 $1.8\text{ mm}\times 2.5\text{ mm}$ 。测试时射频和本振信号由 Agilent E4438C 和 Keysight E8267D 生成。此外,测试中还使用了矢量网络分析仪、噪声源、示波器等仪器。在测试过程中,射频频率设置为 1.905 GHz,本振频率为 1.9 GHz,本振信号功率设置为 -8 dBm 。 V_{GIN} 表示调节所有可变增益模块的增益调节电压。在 AGC 模式下, V_{GIN} 由 PD 的输出产生;当 AGC 环路断开时, V_{GIN} 可以通过外部电平手动调节,有效调节范围 $0.2\sim 1.2\text{ V}$ 。通过手动调节 V_{GIN} ,测试了本文所提正交解调器的增益变化特性,测试结果如图 8 所示。从图 8 可以看出,增益与控制电压呈现线性变化关系,调节范围为 $-36\sim 36\text{ dB}$,与仿真结果吻合,取得了较好的增益线性度。

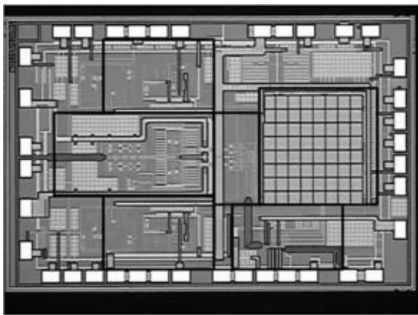


图 7 芯片显微图

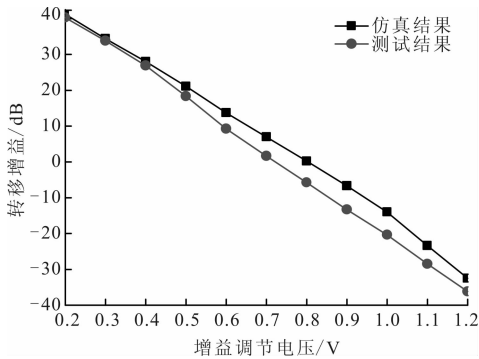


图 8 转移增益测试结果

图 9 为正交解调器的噪声系数和输入三阶交调点功率测试结果,随增益电压的变化,从图 9 中可以看出:在最高增益下,噪声系数为 9 dB,输入三阶交调点功率为 -25 dBm ,通过合理的指标分配和折中设计,高增益下,噪声和线性度指标能够满足在该设计频率范围内 Bluetooth、WIFI、GSM 等协议的灵

敏度输入下的解调要求。随着增益的降低,噪声系数上升速度远小于增益下降速度,且输入三阶交调点功率显著提升。

在测量该正交解调器宽带特性的过程中,采用矢量网络分析仪控制外部提供本振的信号源,同步扫描射频和本振频率,使得中频频率固定为 1 MHz,正交解调器的宽带测试结果如图 10 所示。由于整体电路采用去电感设计,输入端级联了 $R-2R$ 电阻网络,输入匹配良好,测试的转移增益具有良好的宽带特性,在整个输入频率范围($0.8\sim 2.7\text{ GHz}$),最高增益和最低增益变化均小于 3 dB。

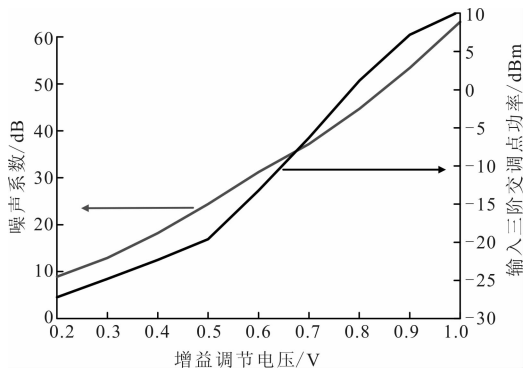


图 9 噪声系数与输入三阶交调点功率

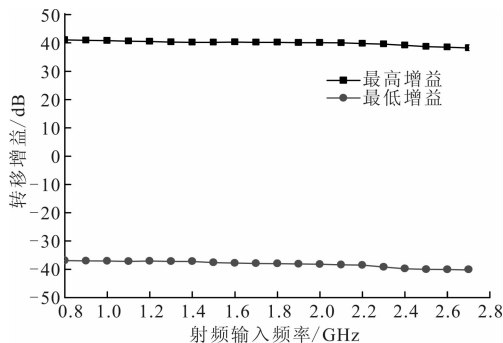


图 10 转移增益的宽带特性

本文设计的正交解调器通过级联一个外部的 LNA 便可以构成一个完整的射频接收机系统。假设外接的 LNA 在其工作频率范围内,噪声系数为 2.5 dB,功率增益为 16 dB,输入三阶交调点功率为 0 dBm,电源电压为 3.3 V,电流为 10 mA。将该射频接收机的正交解调器与其他接收机的正交解调器进行比较,比较结果如表 2 所示。由此可以看出,与文献[10-14]相比,本文设计的正交解调器具有 AGC 功能,并且仅采用模拟电路实现,硬件开销小,结构简单。此外,采用去电感设计,解调器具有更宽的中频解调带宽,高达 100 MHz。三阶交调点功率指标相差较大,原因是因为本文的设计主要针对信号的

表 2 射频接收机正交解调器对比

解调器来源	工艺	最大增益 /dB	射频频率 /GHz	带宽 /MHz	噪声系 数/dB	三阶交调点 功率/dBm	电源电压 /V	直流电流 /mA	芯片面积 /mm ²
文献[10]	40 nm CMOS	53	0.4~2.0	2	2.2	15.0	2.5	39.9	NA
文献[11]	40 nm CMOS	50	0.1~2.8	5	1.8	5.0	1.1	36.4	0.8
文献[12]	28 nm CMOS	70	0.4~3.0	0.5~50	2.4	3.0	0.9	44.4	0.6
文献[13]	180 nm CMOS	48	0.1~1.8	NA	3.5	22.0	1.8	37.0	0.8
文献[14]	40 nm CMOS	72	0.08~2.7	NA	2.0	13.5	1.3	60.0	1.2
本文	180 nm BiCMOS	52	0.8~2.7	DC~100	3.0	-30.0	2.7~5.5	42.7	2.1

注:本文三阶交调点功率是在没有使用滤波器抑制带外交调干扰信号情况下测得的结果。

放大(衰减)和变频,没有设计滤波器,导致性能恶化。在实际应用过程中引入 SAW 滤波器可以有效解决此问题。有设计滤波器,导致性能恶化。在实际应用过程中引入 SAW 滤波器可以有效解决此问题。

4 结 论

本文提出了一种具备自动增益控制功能的宽带正交解调器,所提出的自动增益控制方法适用于射频、中频放大器和混频器 3 个模块。通过同时调节这 3 部分增益,使得该解调器的链路噪声和线性度指标得到优化,在不同输入幅度条件下均能满足解调要求。本设计利用了三极管放大器电流指数放大特点,使得增益调节具有 dB-V 线性特性。该正交解调器在 0.8~2.7 GHz 频率范围内,可调节换增益范围为 -36~36 dB,最大增益下,双边带噪声系数为 9 dB,输入三阶交调点功率为 -25 dBm,二阶交调点功率为 7.2 dBm,正交相位误差 1.6°,幅度误差为 0.9 dB。本文所提解调器适用于多模多频的小型基站、无线局域网、卫星调制解调器等收发机系统。

致谢:感谢卢昱旻老师在电路设计过程中提供的帮助;感谢德科技公司宗纬誉工程师、蔡剑敏工程师对测试提供的帮助。

参考文献:

[1] YU Xiaobao, WEI Meng, YIN Yun, et al. A fully-integrated reconfigurable dual-band transceiver for shot range wireless communications in 180 nm CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(11): 2572-2590.

[2] SYU J S, MENG C C. Low-power sub-harmonic direct-conversion receiver with tunable RF LNA and wideband LO generator at U-NII bands [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(3): 555-566.

[3] WANG Peng, JONSSON F, ZHENG Lirong. A novel low-power fully-differential current-reuse cascaded CG-CS-LNA for 6-9-GHz UWB receivers [C]// Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 1188-1191.

[4] 李迪, 杨银堂, 石佐辰, 等. 一种适用于 IEEE 802.15.4(ZigBee)标准的 2.4 GHz CMOS 射频收发机设计 [J]. 电子学报, 2015, 43(5): 1021-1027.

LI Di, YANG Yintang, SHI Zuocheng, et al. Design of a 2.4 GHz CMOS radio transceiver for IEEE 802.15.4 (ZigBee) standard applications [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(5): 1021-1027.

[5] GU Qizheng. RF system design of transceivers for wireless communications [M]. Berlin, Germany: Springer, 2005: 230-258.

[6] TIILIHARJU E, HALONEN K A I. An active differential broad-band phase splitter for quadrature-modulator applications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(2): 679-686.

[7] 郑凡凡, 谭熙, 闵昊. 用于超高频射频识别读写器 Mixer-First 接收机的新型直流分量消除技术 [J]. 复旦学报(自然科学版), 2017, 56(4): 495-502.

ZHENG Fanfan, TAN Xi, MIN Hao. A new DC cancellation technique for a mixer-first receiver in UHF RFID reader [J]. Journal of Fudan University (Nature Science), 2017, 56(4): 495-502.

[8] 张洪, 赵桐, 贺郁, 等. 一种低功耗跨导电阻电容型镜像抑制复数滤波器 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(8): 80-86.

ZHANG Hong, ZHAO Tong, HE Yu, et al. An image-rejection complex filter with low power based on transconductance resistance capacitance cells [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 47(8): 80-86.

(下转第 48 页)