

# 基于电流矢量和的多模 QAM 直接数字调制器

许江涛<sup>1,2</sup>, Carlos E Saavedra<sup>2</sup>, 陈贵灿<sup>1</sup>

(1. 西安交通大学微电子学系, 陕西西安 710049; 2. 加拿大女皇大学电气与计算机工程系, 安大略省金士顿 K7L3N6)

**摘要:** 本文提出了一种新型直接数字正交幅度调制器(QAM), 可用于4-QAM, 16-QAM或更高阶调制方式. 其基于电流矢量相加的原理, 首次采用一对跨导可调的高速运算跨导放大器产生幅值可控的基本电流矢量, 开关网络在电流域中选择矢量相加, 减小了非线性失真. 该芯片采用0.13 $\mu\text{m}$  CMOS工艺进行流片. 在5.4GHz载波频率、16Mbps数据率时的测试结果显示, 16-QAM调制的EVM为6.2%, 芯片面积0.09mm<sup>2</sup>, 在1.2V电源电压下总直流功耗为20mA.

**关键词:** QAM调制器; 多模; 直接数字调制; 运算跨导放大器; 跨阻放大器

**中图分类号:** TN432      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2012) 01-0040-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.01.007

## A Multi-Mode QAM Direct-Digital Modulator Based on Current Vector Sum

XU Jiang-tao<sup>1,2</sup>, Carlos E SAAVEDRA<sup>2</sup>, CHEN Gui-can<sup>1</sup>

(1. Department of Microelectronics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China;

2. Department of Electrical and Computer Engineering, Queen's University, Kingston, ON K7L 3N6, Canada)

**Abstract:** A new direct-digital quadrature amplitude modulation (QAM) modulator is presented in this paper, which can be reconfigured between 4-QAM, 16-QAM and higher modulation formats. Based on current vector sum, this paper first employs two high-speed Operational Transconductance Amplifiers (OTAs) to generate a set of quadrature basis current vectors whose amplitudes are tunable. A pair of vectors is selected by the switch network to be added in current domain, which reduces the nonlinearity. The chip was fabricated in 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS technology. The measured data throughput at 5.4GHz carrier frequency is 16Mbps. Experimental results show that the error vector magnitude (EVM) is 6.20% in the 16-QAM modulation state. The chip core occupies an area of 0.09mm<sup>2</sup>. The circuit consumes 20mA of dc current from a 1.2V supply.

**Key words:** QAM modulator; multi-mode; direct-digital modulation; OTA; transimpedance amplifier (TIA)

## 1 引言

在当今的无线通信中, 频谱已经成为一种稀缺的资源. 从几百 MHz 到几个 GHz 的频带内挤满了各种各样的无线通信协议. 因而, 频谱的有效利用是任何通信系统所追求的目标, 对于手持设备和个人无线通信系统尤其如此. 正交相移键控 (QPSK), 也叫做 4-QAM, 因其简单的电路结构和高效的调制方案被广泛地应用. 然而, 为了满足无线通信系统对数据传输率不断增长的要求, 发展更高阶的调制方式吸引着人们越来越多的兴趣.

与此同时, 能兼容多个无线通信标准的多功能收发机也已成为热门的研究课题. 近几年来, 从兼容 4-Band GSM/GPRS<sup>[1]</sup>, 到 10-Band WCDMA/HSDPA 及 4-Band GSM/EDGE<sup>[2]</sup>, 甚至兼容 800MHz 到 6GHz 全频带的软件无线电接收机 (SDR) 已相继问世<sup>[3]</sup>. 多标准多功能的收发机芯片必然需要在多种调制方式之间变换, 从而一种可兼容多种调制方案的调制器将应运而生.

对于发射系统, 实现正交调制的两种主要方法是外差正交调制 (Heterodyne Quadrature Modulation) 和直接变换调制 (Direct Conversion Modulation)<sup>[4]</sup>. 然而, 外差正交调制存在如下一系列问题: (1) 系统结构过于复杂; (2) 需要两个本振信号分别把基带信号调制到中频和射频; (3) 数据传输率受到中频大小的限制, 低中频亦意味着低数据带宽. 直接把数字基带信号调制到射频载波上的调制方法被称为直接转换调制或直接数字 (direct-digital) 调制. 相对于外差调制, 直接变换调制具有以下几个优势: (1) 更简单的系统结构, 所需面积更小, 成本更低; (2) 只需要一级上变频, 从而避免了外差调制系统中与中频部分相关的混频器、振荡器、放大器和滤波器; (3) 将数字基带信号直接调制到射频载波将不受中频带宽的限制, 意味着更宽的数据带宽和更高的数据传输率<sup>[5,6]</sup>. 然而, 之前的直接变换调制器往往采用射频混频器以及由数模转换器和低通滤波器组成的接口电路, 这增加了设计复杂度以及用 CMOS 工艺集成整个系统的难度.

本文基于电流矢量相加的原理,提出了一种新型可配置的多模式直接数字调制器,首次采用一对跨导可调的高速运算跨导放大器产生幅值可控的基本电流矢量,开关网络在电域中选择矢量相加,减小了非线性失真.该方案由基带数字信号直接控制电流矢量的幅度和相位,从而具有调制方式可控,结构简洁,芯片面积小,功耗低等优点.

## 2 数字直接调制器的工作原理

图 1 给出了本调制器的系统结构框图.在一个完整的发射机中,该调制器应该和一个正交本振源协同完成整个调制过程.正交的本振载波信号 I 和 Q 被有源巴伦(active balun)转换成差分信号,从而得到四个基本矢量,它们的相位分别是  $0^\circ, 180^\circ, 90^\circ$  和  $270^\circ$ .本文中,我们分别将这四个基本矢量表示为  $I_+, I_-, Q_+$  和  $Q_-$ .然后,这四个信号被下一级的全差分运算跨导放大器(OTA)从电压信号转换成电流信号.该运算跨导放大器的跨导(Gm)可调,从而使四个基本矢量的幅度可调,Gm 的选择由基带信号控制.接下来的开关网络被  $b_0 b_1$  以及它们的反相位  $\overline{b_0 b_1}$  控制,可以选择四个基本矢量中任意两个相互正交的矢量在 M 结点实现相加.例如当  $b_0 b_1 = '11'$  时,  $b_0 b_1$  控制的开关导通,它们的反相位  $\overline{b_0 b_1}$  控制的开关断开,从而电流矢量  $I_+$  和  $Q_+$  被选择在 M 点相加,得到矢量和  $V_1$ ,它的幅度是基本矢量的  $\sqrt{2}$  倍,相位为  $45^\circ$ ;同理,当  $b_0 b_1 = '10'$  时,得到矢量和  $V_4$ ,如图 2 (a)所示.以上的电流矢量求和都在电域中完成.由于电域中的结点均具有低阻抗的特性,使这些结点处的电压信号的幅度比较小,从而降低了非线性造成的误差.在该调制器中,最后一级的跨阻放大器(TIA)为 OTA 和开关网络提供合适的负载阻抗,同时把电流矢量重新转换成电压信号并提供一定的放大.

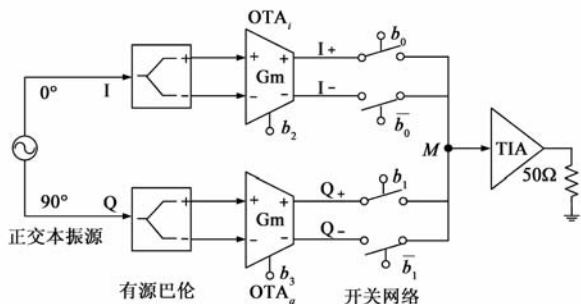


图1 数字直接调制器的系统结构

在图 1 中,如果控制位  $b_2 b_3$  保持不变,四个基本矢量具有相同的幅度,本调制器将实现 4-QAM 的功能<sup>[7,8]</sup>.为了得到 16-QAM 的星座图,基本矢量的幅度需要被适当地控制,从而产生更多的基本矢量.在本文中,  $b_2 b_3$  将分别控制 I 路上的  $OTA_i$  和 Q 路上的  $OTA_q$

的输出电流幅度.如图 2(b)所示,当  $b_2 = '1'$  时,  $OTA_i$  输出大幅值的电流矢量  $I_{2+}, I_{2-}$ ;  $b_2 = '0'$  时,  $OTA_i$  输出小幅值的电流矢量  $I_{1+}, I_{1-}$ .同理由  $b_3$  控制的  $OTA_q$  也将输出四个基本的电流矢量  $Q_{1+}, Q_{1-}, Q_{2+}$  和  $Q_{2-}$ .当数字信号码  $b_0 b_1 b_2 b_3 = '1100'$  时,  $OTA_i$  输出  $I_{1+}, I_{1-}$ ;  $OTA_q$  输出  $Q_{1+}$  和  $Q_{1-}$ ;  $b_0$  选择  $I_{1+}$ ;  $b_1$  选择  $Q_{1+}$ ; 从而得到矢量和  $V_1$ ,如图 2(b)中所示.同理,当  $b_0 b_1 b_2 b_3 = '1001'$  时,我们可以得到  $V_4$ .依次类推,可得到  $V_2$  和  $V_3$ .总之,由  $b_0 b_1$  决定矢量所在的象限,由  $b_2 b_3$  决定矢量的幅值,16-QAM 星座图中所有的点都可以通过矢量相加的方法得到.

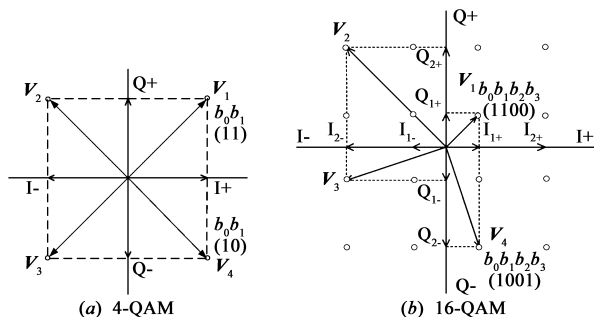


图2 实现4-QAM和16-QAM的矢量相加图

从以上的分析可以看出,如果 OTA 的跨导可以提供足够宽的线性可调范围,并且用超过一位的数字位控制 OTA 输出电流矢量的幅度,我们将得到更多的幅度不同的基本矢量,从而可以实现更高阶 QAM 调制功能.例如,用  $b_2 b_3$  控制 I 路上的  $OTA_i$  输出四对幅度不同的基本矢量  $I_{1\pm}, I_{2\pm}, I_{3\pm}$  和  $I_{4\pm}$ ,同时用另两位数字位  $b_4 b_5$  控制 Q 路上的  $OTA_q$  输出正交的另外四对基本矢量  $Q_{1\pm}, Q_{2\pm}, Q_{3\pm}$  和  $Q_{4\pm}$ ,从而依照图 2 中的矢量相加原理,可得到 64-QAM 的星座图.

## 3 电路设计

### 3.1 有源巴伦(Active Balun)

图 3 给出了应用于本调制器中的有源巴伦的电路图以及仿真结果.它的作用是把单端的输入信号转换成差分的输出信号,基本不提供电压增益.本电路采用了共源共栅(CS-CG)的拓扑结构<sup>[8]</sup>.它的主要特点是面积小、功耗低.其中,共栅级  $M_1$  和  $R_1$  产生与输入信号同相的输出,而共源级  $M_2$  和  $R_2$  产生与输入信号反相的输出.对于巴伦来说,输出差分信号的幅度误差和相位误差是其重要的参数,而且对于调制器的 EVM 具有直接的影响.从图 3 中的后仿结果可以看出,从 1GHz 到 8GHz,幅度误差和相位误差分别在 0.6dB 和  $2^\circ$  之内.

### 3.2 可调制的运算跨导放大器(OTA)

图 4 给出了本调制器中所用的高速运算跨导放大器的电路图和通过数字位来控制其跨导值的控制电

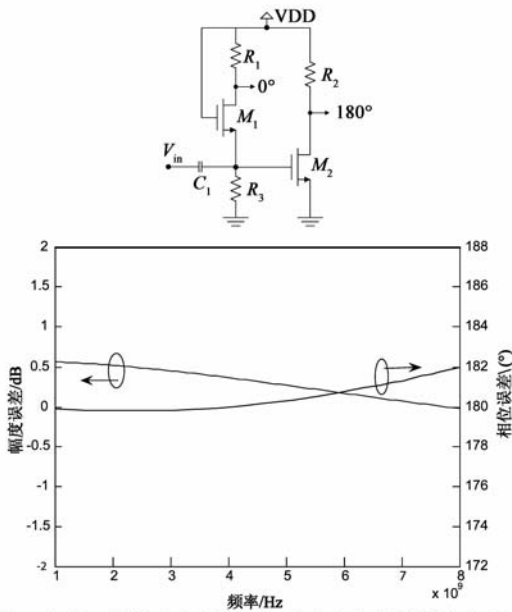


图3 有源巴伦的电路图以及幅度和相位误差的仿真结果

路<sup>[9,10]</sup>.该 OTA 具有低功耗、超宽带的特性.它采用 PMOS 型折叠有源电感负载,改善了其高频特性.同时前馈调节型共源共栅(feedforward-regulated cascode)技术的应用,提高了线性度、电路速度和输出阻抗,而且更适于低电压电路<sup>[11]</sup>.在本设计中,我们用 DC 偏置电压  $V_c$  来控制流过 OTA 单元的电流,同时如果微调输入管的偏置电压  $V_b$  亦可改变输出电流的幅度,从而抵消正交支路间的幅度失配.当  $b_3$  分别取‘0’和取‘1’时,通过设计电阻  $R_7$ 、 $R_8$  和  $R_9$  的值,偏置电路分别输出我们设定的两个偏置电压,从而控制 OTA 分别输出图 2(b)中两种幅度的差分基本电流矢量,本设计中两种状态下 OTA 的跨导分别为 2.5mS 和 7.5mS,对应编码‘0’和‘1’.

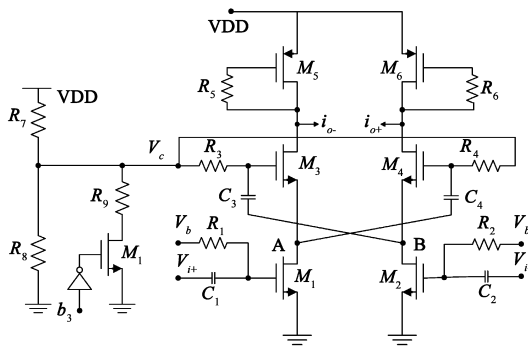


图4 OTA及其控制电路

### 3.3 开关网络

开关网络用来选择  $OTA_i$  和  $OTA_j$  输出的不同相位的电流矢量.其电路结构如图 5 所示.第一个通路由开关管  $M_1$ 、旁路管  $M_2$ 、偏置电阻、和交流耦合电容组成,四个通路上的开关结构相同.

交流耦合的采用,一方面可以隔断直流电流,使开

关管能更有效率地工作;另一方面可以隔离前一级和后一级的直流偏置,从而可以将开关管单独偏置在合适的电压.当  $b_0$  为高电平时, $M_1$ 、 $M_4$  管导通, $M_2$ 、 $M_3$  管断开, $I_{in+}$  路选通, $I_{in-}$  路的电流被  $M_4$  旁路到地. $M_2$  管的宽长比设计原则是:当  $M_2$  导通时的电阻和  $M_1$  导通时的电阻相同,从而使各路无论是否被选通,对于 OTA 来说都具有相同阻抗的负载,因此,OTA 几乎不受开关网络选择的影响.

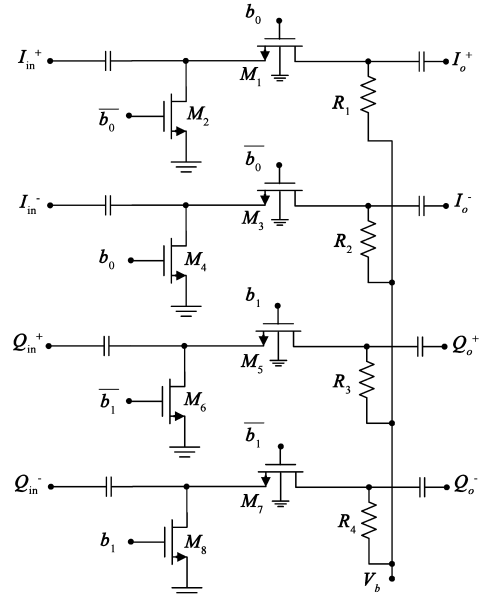


图5 开关网络电路图

### 3.4 跨阻放大器(TIA)

本调制器中,TIA的主要作用是给 OTA 提供一个小的负载阻抗,同时提供一定的增益.理想的 OTA 应该是一个电流源,具有无穷大的内阻,因此负载的阻抗值对 OTA 的输出电流没有影响.而实际中 OTA 模块的输出阻抗只有几千欧姆,对于深亚微米 CMOS 技术,输出电阻会更小.这样,就需要一个小的负载阻抗来抵消由于 OTA 低输出阻抗带来的非理想效应.而且,图 1 中  $M$  节点处的电流信号也需要被放大,转换到电压域,并和 50Ω 特征阻抗的测试仪器匹配.

尽管之前大量的关于 TIA 的研究成果都集中在双极晶体管工艺,因其基极可以接收输入电流而适合用来设计 TIA,但是目前 CMOS 技术已经被成功地用来设计 TIA,并且具有低输入阻抗、宽带宽和低输入噪声电流的特性.图 6 给出了该跨阻放大器的电路结构.它由三部分组成:跨阻级,增益级和输出缓冲器.第一级的输入级采用了广泛被使用的 regulated cascode(RGC)结构<sup>[12,13]</sup>.由  $M_3$  和  $R_3$  组成的 P 型源跟随器可以使  $M_2$  的栅极电压比  $M_3$  栅极电压高一个  $|V_{gs3}|$ ,从而打破了  $M_2$  栅极电压对于输入端口最低电压的限制,增大了输入的动态范围,从而也增大了第一级输出端( $M_1$  的漏端)

的电压摆幅. 该技术更适合于低电源电压的设计<sup>[14]</sup>.  $M_5$  和  $R_5$  组成了共源增益级. 两级共源增益级有效地提高了 TIA 的增益. 由  $R_6$  和  $C_1$  组成的容性负反馈 (capacitive degeneration) 则可以产生一个零点, 并通过该零点抵消一个主极点的方法扩展带宽.

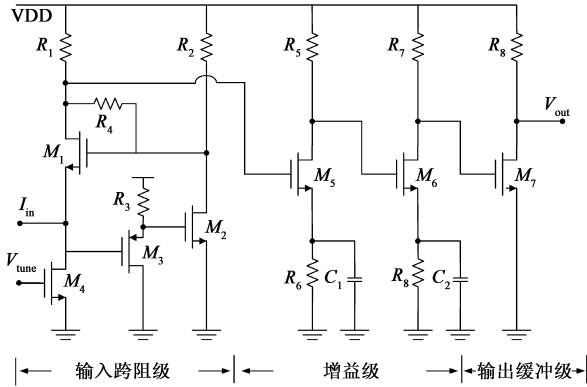


图6 TIA的电路图

图7给出了TIA跨阻的后仿真结果. 在5.4GHz处, 跨阻增益为54.6dB $\Omega$ , 3dB带宽为8GHz. 同时, 从该图中可看出, 通过容性负反馈技术用零点补偿极点的效果.

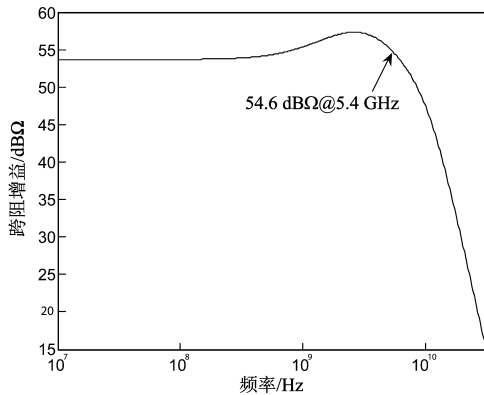


图7 TIA的频率响应

## 4 测试结果

为了验证该调制器的功能, 本设计采用 IBM 0.13 RF CMOS 工艺进行了流片. 芯片的照片见图8. 为了产生四位不相关的伪随机序列码, 一台具有双输出的 Agilent 81130A 脉冲/图形产生器和两台 Tektronix AFG310 任意波形产生器通过 trigger-in 和 trigger-out 端口进行同步. 输出射频调制信号则直接加到 Agilent E4446A 频谱分析仪上. 该频谱分析仪具备数字调制分析功能 (即 option 241), 可以直接解调已调制信号, 并给出星座图、眼图和 EVM 等各种性能参数. 然而, 由于该频谱分析仪的中频带宽为 10MHz, 同时 AFG310 任意方程产生器也只能产生最高频率为 16Mbit/s 的伪随机序列, 所以本芯片的测试过程中, 符号率 (symbol rate) 被设定在 4Msymbol/s, 从而对应于 16Mbps 的数据率. 然而, 仿真

结果证明该调制器的数据传输率可以达到并超过 100Mbit/s.

当保持控制 OTA 的数字控制位  $b_2b_3$  不变时, 该调制器实现 QPSK 的调制功能. 输入功率被设定在 -19dBm. QPSK 调制星座图的测试结果如图9所示. 幅度误差、相位误差和 EVM 随着符号变化的测试结果如图10所示. 幅度误差、相位误差和 EVM 随着符号变化的测试结果如图10所示. 在该图的右下方列出了该调制器的主要性能参数. 由图可见, 在 127 个符号的测试周期内, 这些曲线相当一致, 其中深灰色的短冲激表示符号间的瞬时转换过程 (transition). 测试结果显示, 均方根幅度误差和相位误差分别为 1.43% (0.125dB) 和 1.12°. 均方根 EVM 值为 2.33%.

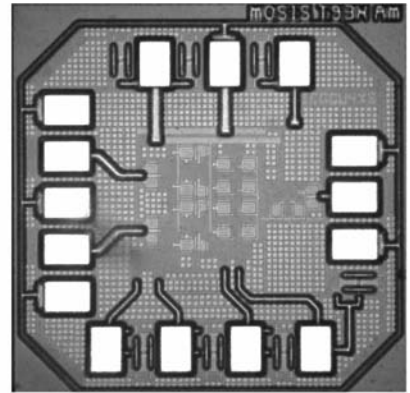


图8 调制器芯片显微照片

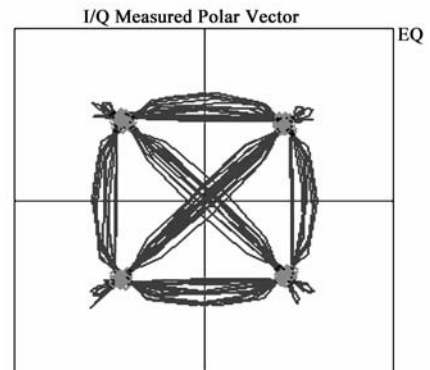


图9 QPSK调制的星座图

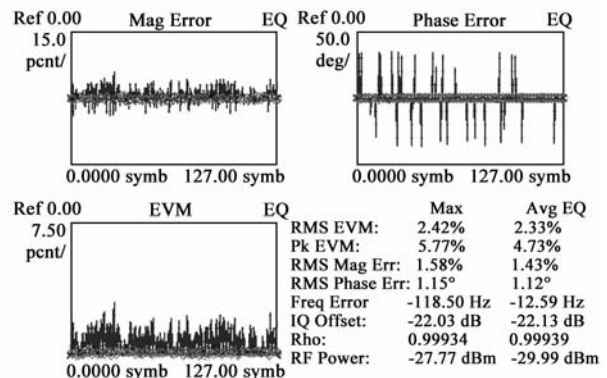


图10 16-QAM调制幅度误差、相位误差和EVM

根据定义, EVM 等于误差矢量的功率和参考矢量功率均方根的比值. 如果用  $E_m$  表示以 dB 为单位的幅度误差,  $\theta$  表示以度为单位的相位误差, 则 EVM 可以用  $E_m$  和  $\theta$  表示为如下形式:

$$EVM(\%) = \sqrt{10^{-\frac{E_m}{10}} - 2\cos\theta \cdot 10^{-\frac{E_m}{20}} + 1} \quad (1)$$

如果将  $E_m = 0.125\text{dB}$  和  $\theta = 1.12^\circ$  代入式(1), 我们可以得到和测试结果一致的 EVM 值,  $EVM = 2.4\%$ . 该结果表明, 芯片具有低 EVM 值, 既 I 路和 Q 路信号间幅度和相位误差均较小.

图 11 给出了 QPSK 调制的眼图. I 路和 Q 路的眼图都很清晰, 并且对称. 该眼图开启在符号的正中央, 说明数字位实现了很好的同步. 当 OTA 的跨导设置在低跨导模式时, 在  $-19\text{dBm}$  的输入功率下, 输出功率为  $-28\text{dBm}$ , 意味着眼图的眼宽为  $20\text{mV}$ . 其调制输出信号的频谱在图 12 中给出. 从该图中可以看到  $4\text{MHz}$  的调制带宽, 并且在  $5.4\text{GHz}$  的载波处, 本振泄露至少在  $-40\text{dBm}$  以下.

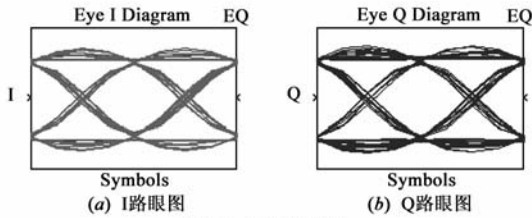


图11 QPSK调制

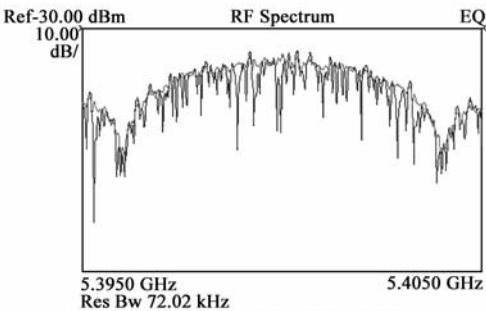


图12 QPSK调制输出频谱图

对于 16-QAM 调制, 在  $4\text{ Msymbol/s}$  时, 测试所得的星座图如图 13 所示. 16-QAM 调制的幅度误差、相位误差、EVM 和主要性能参数见图 14. 16-QAM 调制的眼图和频谱图分别见图 15 和图 16. 当输入功率为  $-19\text{dBm}$  时, 输出功率为  $-21.59\text{dBm}$ . 相对于后仿真时的  $-19.12\text{dBm}$ , 有  $2.47\text{dB}$  的损耗, 这主要是由于流片后, OTA 和 TIA 的增益损耗的结果.

该调制器的各项性能参数, 诸如均方根 EVM、增益误差、相位误差、频率误差、IQ 直流偏移、输出信噪比和输出功率, 列于表 1.

16-QAM 调制模式下, EVM 随着本振信号功率的变化见图 17 所示. 当本振信号功率比较大时, 该系统中各

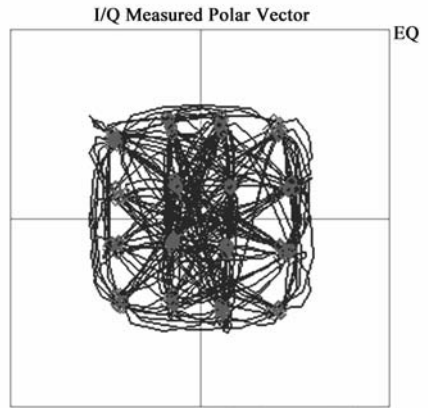


图13 16-QAM调制星座图测试结果

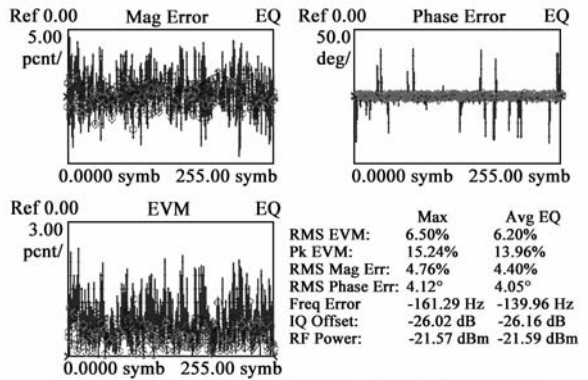


图14 16-QAM调制幅度误差、相位误差和EVM

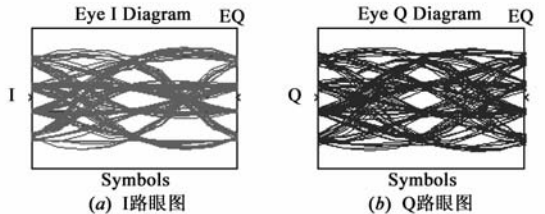


图15 16-QAM调制I路眼图和Q路眼图

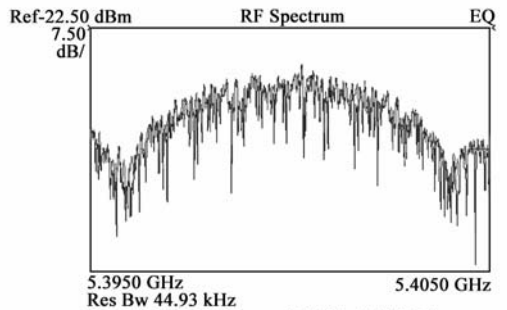


图16 16-QAM调制输出频谱图

模块如 OTA 和 TIA 的增益开始趋向饱和, 非线性效应越来越明显, 造成输出矢量的误差增大, EVM 值也随之增大; 相反, 当本振信号功率比较小时, 噪声的影响开始显著, 随着逼近该调制器的灵敏度极限, EVM 值也随之增大. 如果以 EVM 增加 1% 为标准, 即 EVM 限定在 7.2% 之内, 从图 17 可以看出本振信号的输入功率的动态范围为  $-52\text{dBm}$  到  $-8\text{dBm}$ . 随着本振信号输入功率

的增大,输出调制信号的功率也随之增大.16-QAM 调制的输出功率随着输入本振信号功率的变化见图 18.从测试结果可以看到,输入 1dB 压缩点在  $-11$  dBm.图 19 给出了输出端口的反射系数 S22,它表征了输出端口的匹配程度.从图中可知 2GHz 之后,S22 都低于  $-10$  dB.在低频处,S22 变差是因为在输出端口使用了一个  $1.6$  pF 的隔直电容.

在  $1.2$  V 电源电压下,QPSK 调制的直流电流功耗为  $19$  mA,16-QAM 调制的直流电流功耗为  $20$  mA,其中包括输出缓冲器消耗的  $7$  mA 电流.整个电路包括焊盘所占的芯片面积为  $800\mu\text{m} \times 800\mu\text{m}$ ,其中核心电路只占  $300\mu\text{m} \times 300\mu\text{m}$ .该调制器和其他采用混频器的传统正交调制器的主要性能比较列于表 2.

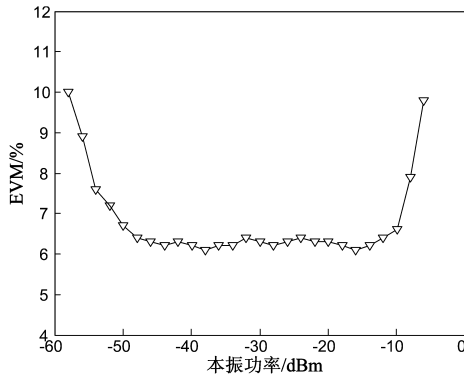


图17 16-QAM调制模式下EVM随本振信号功率变化

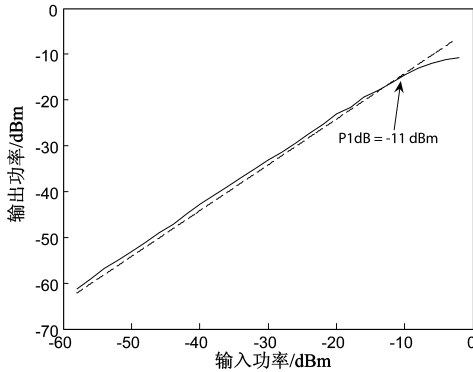


图18 16-QAM调制的线性度

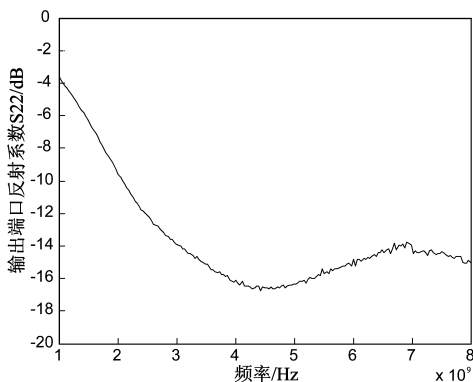


图19 输出端口反射系数

表 1 性能参数概要

性能	调制方式	
	QPSK	16QAM
EVM (%)	2.33	6.20
幅度误差 (%)	1.43	4.40
相位误差 (°)	1.12	4.05
频率误差 (Hz)	-12.59	-139.96
直流偏移 (dB)	-22.13	-26.16
输出信噪比 (dB)	32.14	21.23
输出功率@输入功率为 $-19$ dBm	-27.99	-21.59

表 2 与采用混频器的传统正交调制器的性能比较

参考文献	工艺	EVM	功耗(mW)	面积(mm <sup>2</sup> )
本文	CMOS $0.13\mu\text{m}$	6.2%	24	0.09
文献[15]	SiGe-BiCMOS	3.3%	37.3	0.8
文献[4]	Si-Bipolar	4.9%	68	1.63

## 5 结论

本文提出的新型多模直接数字 QAM 调制器,可用于 4-QAM 或者 16-QAM 调制模式.而且具有向更高阶 QAM 调制方式扩展的能力,增加本电路的功能和应用的灵活性.本调制器中的各个模块都具有宽带的特性.因此,虽然本设计测试时基于  $5.4$  GHz 频点,但其亦可以应用于直到  $8$  GHz 的频段.测试结果显示,QPSK 调制和 16-QAM 调制功能都很好地得以实现.在  $4$  Msymbol/s 时,QPSK 调制显示出  $2.33\%$  的 EVM,而 16-QAM 调制的 EVM 为  $6.2\%$ .如果保持 16-QAM 的 EVM 在  $7.2\%$  以下,其本振输入信号的动态范围为  $-52$  dBm 到  $-8$  dBm.本芯片采用  $0.13\mu\text{m}$  CMOS 工艺实现,在  $1.2$  V 电源电压下,直流电流功耗最大为  $20$  mA.其核心电路所占的芯片面积为  $0.09$  mm<sup>2</sup>.

## 参考文献

- [1] Muhammad K, Yo-Chuol, et al. The first fully integrated quad-band GSM/GPRS receiver in a 90-nm digital CMOS process [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(8): 1772 - 1783.
- [2] D Kaczman, M Shah, et al. A single-chip 10-band WCDMA/HSDPA 4-band GSM/EDGE SAW-less CMOS receiver with DigRF 3G interface and +90 dBm IIP2 [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, 44(3): 718 - 739.
- [3] R Bagheri, A Mirzaei, et al. An 800-MHz-6-GHz software-defined wireless receiver in 90-nm CMOS [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(12): 2860 - 2876.
- [4] T Tsukahara, M Ishikawa, et al. A 2-V 2-GHz Si-bipolar direct-conversion quadrature modulator [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1996, 31(2): 263 - 267.
- [5] Yijun Zhou, Jiren Yuan. A 10-bit wide-band CMOS direct digital RF amplitude modulator [J]. IEEE Journal of Solid-State

- Circuits, 2003, 38(7):1182 – 1188.
- [6] P Eloranta, P Seppinen, et al. A multimode transmitter in 0.13 $\mu\text{m}$  CMOS using direct-digital RF modulator [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, 42(12):2774 – 2784.
- [7] A M El-Gabaly, C E Saavedra. Compact low-power 2.4GHz QPSK modulator in CMOS [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2009, 51(9):1344 – 1348.
- [8] J Lin, C Zelaye, et al. A silicon MMIC active balun/buffer amplifier with high linearity and low residual phase noise [A]. Proceedings of IEEE MTT-S International in Microwave Symposium Digest [C]. USA: IEEE Press, 2000, 3. 1289 – 1292.
- [9] Y Zheng, C E Saavedra. Full 360 $^\circ$  Vector-Sum phase-shifter for microwave system applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2009, 57(4):752 – 758.
- [10] Y Zheng, C E Saavedra. Feedforward-regulated cascode OTA for gigahertz applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(11):3373 – 3382.
- [11] Jiangtao X, Saavedra CE, Guican C. Wideband microwave OTA with tunable transconductance using feedforward regulation and an active inductor load [A]. Proceedings of 8th IEEE International NEWCAS Conference [C]. USA: IEEE Press, 2010. 93 – 96.
- [12] Chan C-T, Chen OT-C. Inductor-less 10Gb/s CMOS transimpedance amplifier using source-follower regulated cascode and double three-order active feedback [A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) [C]. USA: IEEE Press, 2006. 5490 – 5493.
- [13] 刘全, 冯军. 10Gb/s 宽动态范围 CMOS 跨阻前置放大器 [J]. 电子学报, 2010, 38(5):1187 – 1191.
- Liu Quan, Feng Jun. 10Gb/s wide dynamic range CMOS transimpedance preamplifier [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(5):1187 – 1191. (in Chinese)
- [14] Lu Z, Yeo KS, Ma J, et al. Broad-band design techniques for transimpedance amplifiers [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2007, 54(3):590 – 600.
- [15] Nakajima K, Suematsu N, Murakami K, et al. A 5GHz-band SiGe-MMIC quadrature modulator using a circular polyphase filter for 1Gbps transmission [A]. European Microwave Conference [C]. USA: IEEE Press, 2005. 979 – 982.

#### 作者简介



**许江涛** 男, 1983年8月出生, 河南许昌人. 2005年毕业于西安交通大学电子科学与技术系, 并被保送硕博连读, 从事射频集成电路方面的相关研究. 2008年9月至2010年9月于加拿大女皇大学联合培养两年.

E-mail: rfc.xu@gmail.com



**Carlos E. Saavedra** 男, 1998年博士毕业于美国康奈尔大学, IEEE高级会员, 现任教于加拿大女皇大学电气与计算机工程系, 主要从事应用于通信、雷达和生物医电的高频集成电路和系统方面的研究工作.