

一种小型化大动态范围的接收机信道设计与测试

卿 晨

(中国西南电子技术研究所, 四川 成都 610036)

摘 要: 当两个较强信号同时被接收机接收时, 为了降低其产生的三阶交调分量对接收机造成的干扰, 提高接收机的无杂散动态范围, 提出了一种高线性度接收机信道设计方案。通过对信道链路合理的增益分配、恰当的元器件选型, 实现了输出三阶截断点(3rd-order Output Intercept Point, OIP3)为45 dBm的接收机指标。采用MCM(Multichip Module)技术实现了接收机小型化的硬件设计, 并用改进的测试方法进行了测试, 验证了此接收机良好的动态范围特性。

关键词: 三阶交调; 无杂散动态范围; MCM; 接收机

中图分类号: TN721

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.200870

中文引用格式: 卿晨. 一种小型化大动态范围的接收机信道设计与测试[J]. 电子技术应用, 2021, 47(1): 16-20.

英文引用格式: Qing Chen. Design and test of receiver channel with large dynamic range and high sensitivity[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(1): 16-20.

Design and test of receiver channel with large dynamic range and high sensitivity

Qing Chen

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: Two strong signals would produce third order intermodulation components which would interfere with the work of the receiver when they are received by the receiver. In order to reduce the interference, thus increasing spurious free dynamic range of the receiver, a receiver channel with large dynamic range is proposed. By properly distributing the gain of the channel and suitable component selection, the 3rd-order Output Intercept Point(OIP3) is achieved to 45 dBm. The multichip module(MCM) technology is applied to establish the hardware of the receiver. The receiver is tested by an improved test method, verifying the its excellent dynamic range.

Key words: 3rd-order intermodulation; spurious free dynamic range; MCM; receiver

0 引言

随着无线通信技术的迅猛发展, 无线通信系统中所使用的设备, 尤其是接收机的要求越来越高, 小型化、高集成度、高灵敏度和高线性度的接收机成为了目前研究的热点, 也是未来发展的趋势^[1-3]。由于现实环境中充斥着复杂的电磁环境和不同类型的干扰信号, 在提高接收机灵敏度的同时, 也要求接收机自身具备较强的抗干扰能力^[4-6]。此外, 单个接收机也需要针对多个有用的信号进行接收和处理, 而在接收机工作带内的多个有用信号也可能会产生互调信号, 当互调信号大于灵敏度时, 就会对接收机产生干扰。接收机的三阶交调指标就是衡量接收机在接收处理工作带内多个信号时的抗干扰能力。因此, 为保证接收机具有良好的线性度, 特别是良好的三阶交调抑制, 基于各种方法设计的高线性度射频前端、各类器件被广泛研究并应用^[7-13], 采用的无线通信系统中也采取了各种措施来避免三阶交调^[14-16]。上述文献分别对器件、功能电路、接收机和系统的三阶交调进行了分析, 并采取各类方法提高三阶交调指标, 不过在

器件选型和影响三阶交调的关键电路的调试上还有待改善, 且小型化程度不高。本文通过理论推导、计算仿真、合理的增益分配和恰当的元器件选型设计了一种大动态范围高灵敏度的接收机信道模块, 输出三阶截断点超过 45 dBm, 噪声系数优于 7 dB, 采用 MCM 技术实现了接收机硬件的小型化, 对影响三阶交调的关键电路进行调试, 最后借鉴并改进了一种三阶交调的测试方法, 实测结果充分验证了所采取的设计方案。

1 结构与工作原理

本接收机采用的是超外差的电路架构, 该类型接收机抗干扰性好, 信号选择性强, 也能保证接收机较高的灵敏度、线性度和可靠性。

接收机信道射频电路原理框图如图 1 所示, 采用两次变频的超外差电路架构。射频输入 L 频段信号经限幅、预选滤波、数控衰减器和第一级低噪声放大后, 分三段预选滤波, 经过低噪声放大和低通滤波后, 对信号增益进行控制, 然后进行第一次混频。第一次混频后得到一中频, 经过带通滤波和放大后, 进行第二次混频。第二

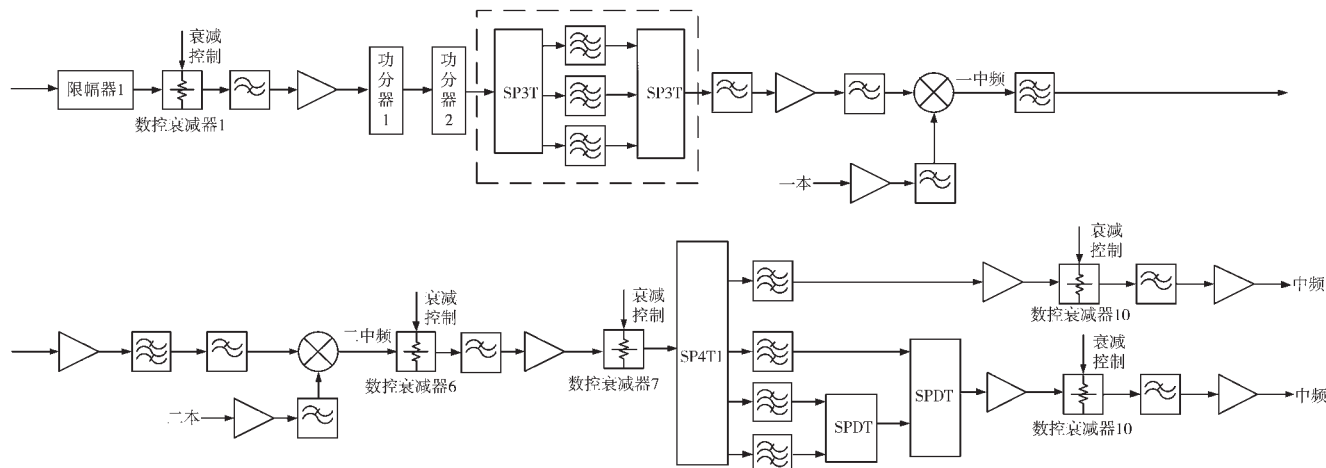


图1 接收信道原理框图

次混频后,得到二中频,分四段经过中频滤波后,得到要求带宽的中频信号,最后进行放大输出。

2 指标分析设计仿真

2.1 接收机灵敏度与动态范围

接收机灵敏度 P_{\min} 由式(1)计算得到^[17]:

$$P_{\min} = -174 + NF + 10 \lg B + SNR \quad (\text{dBm}) \quad (1)$$

在本设计方案中, B 为信号处理带宽 1 kHz, 输出信噪比 SNR 为 10 dB, 要求灵敏度 P_{\min} 小于 -125 dBm, 计算得到噪声系数 NF 小于 9 dB。

接收机线性动态范围 DR_L 由式(2)计算得到^[17]:

$$DR_L = IP_{-1\text{dB}} - P_{\min} \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

在本设计方案中要求线性动态范围 DR_L 大于 85 dB (即输入信道电平范围为 -125 dBm ~ -40 dBm), 得到输入 1 dB 压缩点 $IP_{-1\text{dB}}$ 大于 -40 dBm。

接收机双音(无杂散)动态范围 DR_f 由式(3)计算得到^[17]:

$$DR_f = \frac{2}{3} (IIP3 - P_{\min}) \quad (\text{dB}) \quad (3)$$

在本设计方案中, 要求双音(无杂散)动态范围 DR_f 大于 80 dB, 计算得到输入三阶截断点 IIP3 大于 -5 dBm。

为使信号经过接收机后达到 AD 的采样电平(-60 dBm ~ +10 dBm), 增益 G 设计值为 50 dB。由式(4)计算得到本方案输出 1 dB 压缩点 $P_{-1\text{dB}}$ 大于 10 dBm。由式(5)计算得到本方案输出三阶截断点 OIP3 大于 45 dBm。

$$P_{-1\text{dB}} = IP_{-1\text{dB}} + G \quad (\text{dBm}) \quad (4)$$

$$OIP3 = IIP3 + G \quad (\text{dBm}) \quad (5)$$

2.2 接收机增益分配

接收机的增益分配见表 1。接收机最小接收信号电平为 -125 dBm, 动态范围 85 dB, 增益为 50 dB, 在最大 -40 dBm 输入信号激励下, 链路中放大器、滤波器与器件自身 $P_{-1\text{dB}}$ 相比都有 8 dB 以上余量, 整个链路处于线性放大状态。

设计中采用放大器与滤波器交替排布的形式逐步对信号的进行放大, 在保证信道线性度的同时可有效防

表1 接收机增益分配表

器件	增益/dB	输入 电平/dBm	输出 电平/dBm	$P_{-1\text{dB}}$ /dBm	线性 余量/dB
限幅器 1	-0.3	-40	-40.3	30	70.3
衰减器 1	-0.8	-40.3	-41.1	27	68.1
滤波器 1	-1.5	-41.1	-42.6	30	72.6
低噪放	21	-42.6	-21.6	20	41.6
功分器 1	-3.8	-21.6	-25.4	30	55.4
功分器 2	-3.8	-25.4	-29.2	30	59.2
滤波器 2	-7	-29.2	-36.2	30	66.2
衰减器 2	-1	-36.2	-37.2	30	67.2
滤波器 3	-1.5	-37.2	-38.7	30	68.7
放大器	21	-38.7	-17.7	20	37.7
滤波器 4	-1.5	-17.7	-19.2	30	49.2
衰减器 3	-4	-19.2	-23.2	30	53.2
一混频	-8	-23.2	-31.2	10	41.2
衰减器 4	-4	-31.2	-35.2	30	65.2
一滤波 1	-2.4	-35.2	-37.6	30	67.6
一放大	19	-37.6	-18.6	20	38.6
一滤波 2	-2.4	-18.6	-21	30	51
衰减器 5	-4.2	-21	-25.2	30	55.2
一滤波 3	-1	-25.2	-26.2	30	56.2
二混频	-8	-26.2	-34.2	10	44.2
衰减器 6	-1	-34.2	-35.2	30	65.2
二滤波 1	-1.5	-35.2	-36.7	30	66.7
衰减器 7	-1.2	-36.7	-37.9	24	61.9
二放大 1	21	-37.9	-16.9	20	36.9
限幅器 2	-0.3	-16.9	-17.2	30	47.2
SP4T1	-1	-17.2	-18.2	20	38.2
二滤波 2	-6	-18.2	-24.2	30	54.2
衰减器 8	-1	-24.2	-25.2	-4	21.2
SP4T2	-1	-25.2	-26.2	20	46.2
衰减器 9	-1	-26.2	-27.2	24	51.2
二放大 2	20	-27.2	-7.2	19	26.2
衰减器 10	-1	-7.2	-8.2	24	32.2
二滤波 3	-1.5	-8.2	-9.7	30	39.7
二放大 3	20	-9.7	10.3	19	8.7
限幅器 3	-0.3	10.3	10	30	20

止链路自激。

2.3 接收机指标仿真

接收机噪声系数 NF 由式(6)计算得到^[18], 输出三阶截断点 OIP3 由式(7)计算得^[18]。

$$NF = NF_1 + (NF_2 - 1)/G_1 + (NF_3 - 1)/(G_1 \times G_2) + \dots \quad (\text{dB}) \quad (6)$$

$$OIP3 = \frac{G}{G_1/OIP_{3,1} + G_1G_2/OIP_{3,2} + \dots + G_1G_2 \dots G_n/OIP_{3,n}} \quad (7)$$

式中, NF_1 、 G_n 和 $OIP_{3,n}$ 分别为电路中各级器件的噪声系数、增益和输出三阶截断点。

通过 Cascade 软件对信道最小信号输入情况下的增益 G 及噪声系数 NF、输出 1 dB 压缩点 P_{-1dB} 、输出三阶截断点 OIP_3 指标进行仿真, 结果如图 2 所示, 仿真结果与上面计算结果一致。本接收机设计仿真结果为: 增益 $G=50$ dB, 噪声系数 $NF=7.02$ dB, $P_{-1dB}=18.59$ dBm, $OIP_3=46.59$ dBm。

3 调试与测试

3.1 版图设计

为满足小型化和高集成度的要求, 本接收机的信道射频部分采用了 MCM 技术和微组装工艺实现方案, 最终结构尺寸为 $150 \times 79 \times 10$ mm³。射频部分、变频部分、中频部分采用分腔设计, 在空间上避免不同频率之间组合产生干扰信号, 避免经放大后的后级大信号反馈到前级发生自激, 同时满足不同信道输入输出之间隔离度的要求。

射频信道与电源和控制板分布于模块正反两面, 电源和控制信号通过低频绝缘子提供给射频信道。射频信

道选用材料为 RT/duroid 5880 的单层基片, 电源与控制板选用材料为 FR-4 的 6 层 PCB 板。

3.2 指标调试

信道的噪声系数主要由低噪声放大器 LNA 之前的器件损耗、LNA 自身的增益和噪声系数决定。可靠的装配工艺使得 LNA 及之前的器件的损耗、增益和噪声系数指标达到设计值, 以使整个信道的噪声系数达到设计值。为使信道噪声系数保留可调试余量, 在 LNA 和一混之前设计有固定衰减, 可减小此衰减进而改善噪声系数。

信道的输出三阶截断点 OIP_3 主要由末两级放大器的 OIP_3 决定。不过, 对于实际的信道链路, 信道的线性度指标主要被混频器限制, 因为放大器的线性度指标可以做高, 而混频器的线性度指标较为局限, 尽管混频器在整个链路中对 OIP_3 的影响不如末两级放大器。图 3 为本设计选用的放大器的 OIP_3 随频率变化图, 图 4 为本设计选用的混频器 OIP_3 在本振功率为 19 dBm 时随频率的变化图。由图可见, 在此设计中, 放大器的 OIP_3 最佳值在 49 dBm 左右, 混频器的 OIP_3 最佳值在 25 dBm 左右。

在调试过程中, 首先保证本振功率达到混频器的要求电平 +19 dBm, 否则本振功率较低将导致混频器插损变大, OIP_3 变差。然后, 适当调整信道的固定衰减分配, 在保证噪声系数的情况下, 尽量将固定衰减放在一混频器或二混频器前, 优先保证混频器的线性度。最后, 调整末两级放大器的馈电电感 L_1 , 如图 5 所示。器件手册推

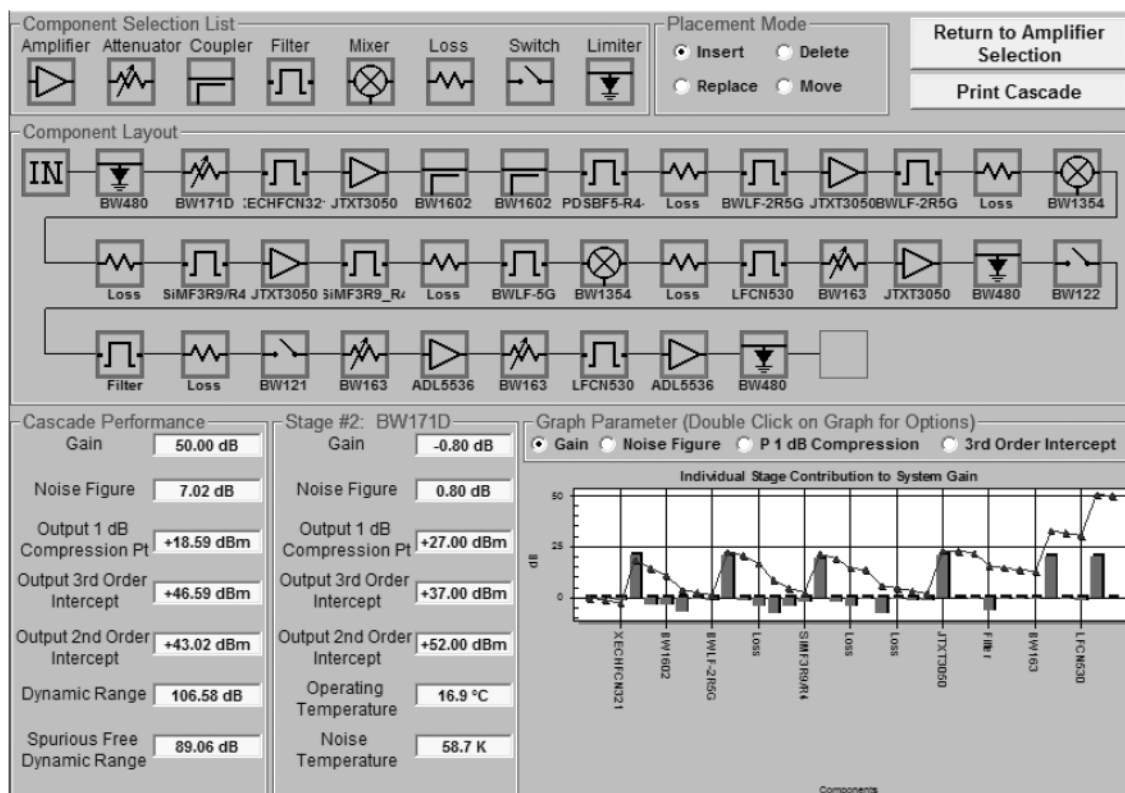


图 2 接收仿真结果

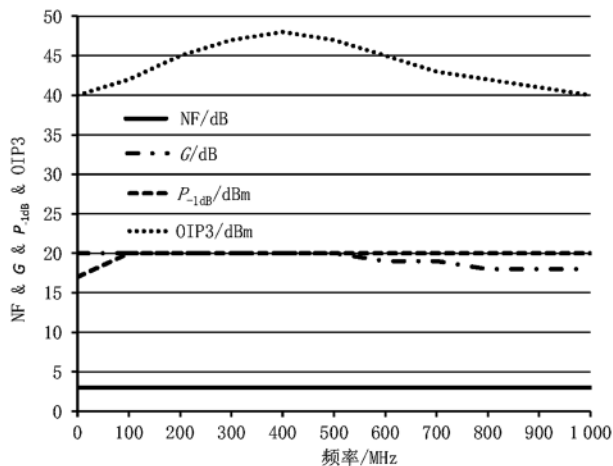


图3 末级放大器的 OIP3 随频率变化图

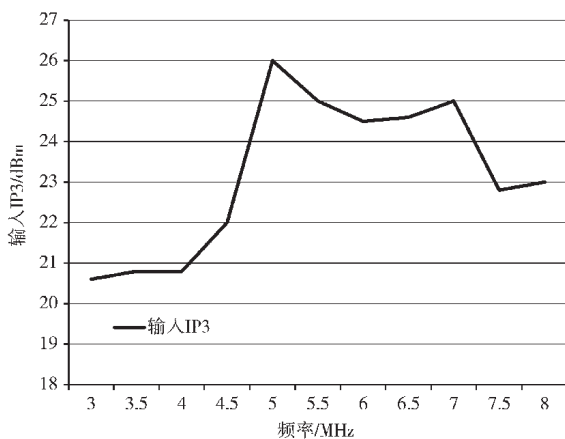


图4 混频器的输入 IP3 随频率变化图

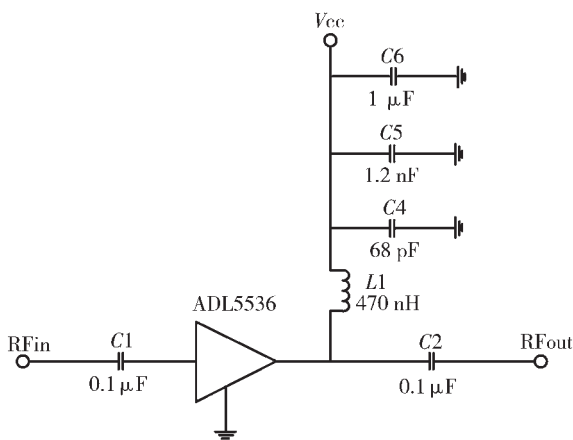


图5 末级放大器推荐电路图

荐工作频率在 20 MHz~1 000 MHz 时, L_1 选用 470 nH, 但实际调试 OIP3 时, L_1 选用 680 nH 效果最佳。

3.3 指标测试

OIP3 的测试通常转换为测试指定输出功率 P_{w_1} 下产生的三阶交调产物电平 $P_{2w_1-w_2}$, 再由式(8)进行计算得到 OIP3^[17]。本方案是在 $P_{w_1} = 0$ dBm 时, 测试 $P_{2w_1-w_2} \leq -90$ dBm, 从而计算得到 $\text{OIP3} \geq 45$ dBm。

$$P_{2w_1-w_2} = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4} a_3 V_0^3 \right)^2 = \frac{9a_3^2 V_0^6}{32} = \frac{1}{8} \frac{a_1^6 V_0^6}{4a_3^2} = \frac{(P_{w_1})^3}{(\text{OIP3})^2} \quad (8)$$

式中, a_1 和 a_3 分别为基波和三阶交调分量的系数, V_0 为输出电压。

由于 -90 dBm 的三阶产物电平太小, 可能小于两个信号源之间的三阶交调产物, 也可能接近频谱仪的接收灵敏度, 而导致实测结果不准确。因此, 在选择和设置测试仪器时, 需要减小测试仪器对测试准确度的影响。增加信号源间的隔离度, 减小信号的输入功率, 可以提高三阶交调测试的准确度^[19]。本方案的测试框图如图 6 所示, 在功分器两个输入端各增加 10 dB 的固定衰减, 不仅提高了信号源之间的隔离度, 还减小了信道的输入功率。通过设置频谱仪机械衰减器衰减, 改变频谱仪的灵敏度, 可以准确测试到小于 -90 dBm 的三阶产物, 测试结果如图 7 所示。

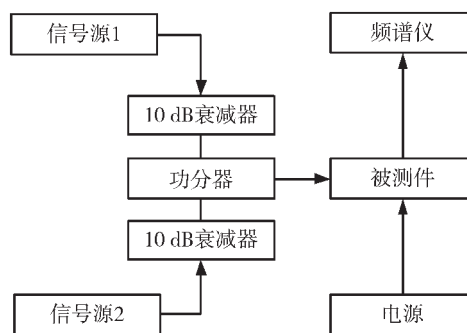


图6 OIP3 测试框图

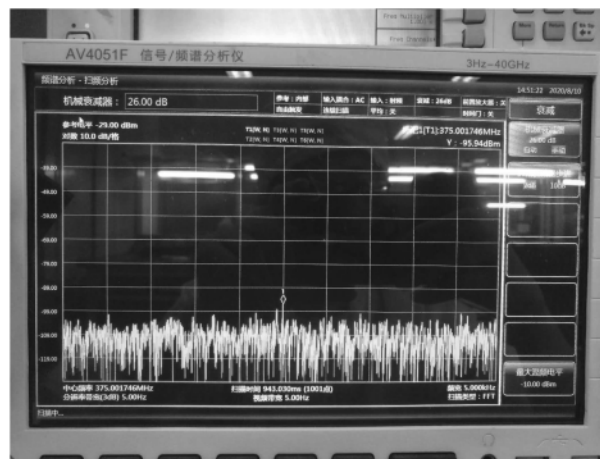


图7 三阶产物测试结果

不同工作频率, 接收机的噪声系数和三阶截断点测试结果如表 2 和表 3 所示。

4 结论

本接收机信道设计采用两次变频的超外差电路架构, 从接收机的两个关键指标动态范围和灵敏度入手,

表2 接收机噪声系数测试结果

工作频率/MHz	700	1 100	1 500	1 900	2 300	2 700
噪声系数/dB	6.2	6.3	6.4	6.6	6.7	6.9

表3 接收机三阶截断点测试结果

工作频率/MHz	700	1 100	1 500	1 900	2 300	2 700
OIP3/dBm	46.5	46	46	45.5	45.5	45

分析并设计了信道的增益、噪声系数、三阶截断点指标,选型合适的元器件对链路指标进行了仿真。采用MCM技术实现信道硬件设计,准确定位并调试了影响指标的关键点,制定了改进的测试方案,实测结果噪声系数达到7 dB,输出三阶截断点达到46.5 dBm。测试结果与仿真结果基本一致,表明此设计方案是准确可行的。与参考文献涉及的接收机指标相比,本文三阶截断点指标提高超过5 dB,双音动态范围提高超过20 dB,且采取MCM技术和微组装机工艺,小型化程度更高,对小型化大动态范围接收机的设计有支撑和借鉴意义。

参考文献

- [1] 张鹤伟.多通道雷达接收机模拟前端的MCM集成技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2018.
- [2] 吴闽浩.基于MCM技术的双极化接收前端的研究与设计[D].南京:东南大学,2018.
- [3] 李孝轩.微波多芯片组件微组装机关键技术及其应用研究[D].南京:南京理工大学,2009.
- [4] 熊竹林.抗干扰卫星导航接收机机技术研究[D].北京:北京理工大学,2016.
- [5] 刘绍亭.宽带接收机射频前端研究与设计[D].成都:电子科技大学,2018.
- [6] 汪玉平.一种大动态范围射频接收机的设计[J].电讯技术,2010(7):115-118.
- [7] 刘紫青,孟令恒,江风,等.一种提高接收机动态范围的方

法及接收机:CN109768833A[P].2019-05-17.

- [8] 竺磊,吴俊杰,万川川,等.一种宽带接收机射频前端芯片设计[J].微处理机,2018,39(3):15-19.
- [9] 李桂琴,宋树祥,岑明灿,等.高线性度有源混频器的设计[J].广西大学学报(自然科学版),2018,43(6):2184-2190.
- [10] 王德志,吴波,陈国栋,等.基于三阶交调点检测的接收器增益配置方法[J].武汉理工大学学报,2018,40(3):88-92.
- [11] 唐晓,丁肇宇,吴志鹏,等.微波功率放大器三阶交调特性与实验测量[J].电视技术,2019,43(2):92-97.
- [12] 曲韩宾,高思鑫,张晓朋,等.一种高线性无源双平衡混频器[J].半导体技术,2019,44(6):421-425,432.
- [13] 朴哲华,梁昌洪.改善放大器三阶交调失真的一种方法[J].现代电子技术,2004(21):109-110.
- [14] 谭庆艳,庄剑.无线通信系统中三阶交调的研究[J].电子技术,2014,43(12):20-21,7.
- [15] 吴双.一种用于多点定位系统的大动态范围接收机及其接收方法:CN107682024A[P].2019-11-12.
- [16] 陈爽.基于反相抵消机制提高接收机动态范围的电路结构:CN209462346A[P].2019-10-01.
- [17] POZAR D M.微波工程(第三版)[M].张肇仪,周乐柱,吴德明,等,译.北京:电子工业出版社,2010.
- [18] 曹鹏,齐伟.宽带无线通信收发信机新技术[M].北京:电子工业出版社,2009.
- [19] 张志刚,姜万顺.隔离度对三阶交调测试的影响[C].2011年全国微波毫米波会议,2011.

(收稿日期:2020-08-30)

作者简介:

卿晨(1987-),男,硕士,工程师,主要研究方向:射频接收机设计、射频信道综合化设计、微波电路与系统。

“边缘计算”专栏征稿启事

为了更好地促进边缘技术在各垂直行业实现数字化转型,推动未来技术发展,汇聚行业技术创新力量,展示国内外边缘计算技术相关研究成果以及最新进展,洞悉边缘计算产业的未来趋势,《电子技术应用》杂志拟于2021年第4期推出“边缘计算”主题专栏。欢迎相关领域研究者大力关注,踊跃投稿!

1. 征稿范围(包括但不限于以下方面)

(1)边缘计算体系架构与技术发展研究;(2)边缘计算结合网络与通信技术的发展趋势研究;(3)边缘计算结合物联网技术发展及应用;(4)边缘计算结合大数据技术发展及应用;(5)边缘计算结合AR/VR技术发展及应用;(6)边缘计算结合人工智能技术发展及应用;(7)各行业对边缘计算的需求及典型行业应用。

2. 稿件要求:文章需具有创新性且未在其他期刊公开发表过。文中图表需清晰,文字规范。详见《电子技术应用》投稿须知(<http://www.chinaaet.com/about/notice/>)。

3. 截稿日期:2021年1月31日。

4. 投稿方式:请登录《电子技术应用》官网(<http://www.ChinaAET.com/>),投稿页面中选择“边缘计算”专栏投稿,按要求提交。

专栏特约主编:北京邮电大学副教授 林荣恒

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所