

低噪声低直流失调零中频 WLAN 接收前端设计

郭本青, 文光俊

(电子科技大学 通信与信息工程学院, 四川 成都 611731)

摘 要: 提出一种低噪放和混频器融合结构的零中频接收方案: 采用折叠结构降低开关对的偏置电流取得良好的闪烁噪声性能, 同时具有优越的增益性能; 通过共模与差模反馈来改善直流失调, 稳定中频输出; 利用差分电路结构以及版图优化布局获得高的二阶交调指标. 基于 Chartered 0.18 μm CMOS 工艺的 Spectre-RF 模拟仿真表明, 电路在 802.11a 频段取得了良好的噪声, 直流失调等电学性能. 芯片整体功耗为 16.5 mW, 占用面积为 0.23 mm².

关键词: 零中频; WLAN; 噪声; 闪烁噪声; 直流失调

中图分类号: TN773

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)12-0001-05

Low Noise and Low DC Offset Zero IF WLAN Receiving Front-end Design

GUO Ben-qing, WEN Guang-jun

(School of Communication and Information Engineering, UESTC, Chengdu 611731, China)

Abstract: A zero IF receiving front-end with merged LNA and mixer is proposed. Low flicker noise is achieved by decreasing bias current of switching pairs of folded architecture, with high gain as well. DC offset is improved by common and differential mode feedbacks, making the IF output level stable. High IIP2 is obtained by differential circuits' architecture and optimized layout. Spectre-RF simulations based on Chartered 0.18 μm CMOS process indicate that the presented receiving front-end behaviors good performance in noise, DC offset, and etc. Power consumption of the chip is 16.5 mW with size of that being 0.23 mm².

Key words: zero IF; WLAN; noise; flicker noise; DC offset

1 引言

近年来, 无线局域网(WLAN)以其便捷的接入特点, 在有线网络难以涉及的有限距离内为家庭和机场等提供了高度灵活的无线接入覆盖, 其中高达 54 Mb/s 速率的 IEEE 802.11a 尤其得以广泛应用. 同时 WLAN 等各类无线设备体积变得越来越小, 功能趋向于集成片上系统. 与超外差及其他变频方式相比, 基于零中频接收架构的射频前端因其高集成、低成本优点成为近年来的研究热点. 当然, 这种接收架构也面临许多设计困难, 关键的比如闪烁噪声, 直流失调, 二阶交调等问题^[1].

接收机中的混频器是系统关键模块之一^[2]. 无

源 CMOS 混频器由于低的闪烁噪声, 被认为是零中频接收机的理想选择^[3-4]. 但是由于其增益小于零, 使得系统对于前级低噪放的增益要求较高. 另一方面, Gilbert 型有源混频器因其良好的增益特性, 以及优越的端口隔离性能而广为应用, 但是其总体上噪声较高, 特别是开关对的闪烁噪声泄漏会严重恶化零中频系统的接收性能. 于是基于电流注入的改进结构被提出, 来降低开关对的偏置电流以改善闪烁噪声, 同时并不影响增益^[5]. 相对于普通的系统级联方式, 也注意到低噪放和混频器的融合结构具有更优越的电学性能^[6].

基于此, 本文提出一种低噪放和混频器融合结构的折叠式零中频接收方案, 类似于电流注入方法

V_{ctrl} 上升到 V_{DD} 时候,则增益退化为零.特别地,源极退化结构的 Q_m 典型值约 3~5,此无源增益对改善系统增益、噪声带来了好处.

对于零中频接收机,不仅热噪声会恶化系统接收性能,闪烁噪声也将构成另一个限制因素^[7].图1所示的电路中,系统热噪声源主要由跨导输入级,开关对,负载构成;另一方面,跨导输入级的闪烁噪声经过混频后搬移到本振的谐波频率处,使得系统闪烁噪声仅仅来自于开关对的泄漏和负载贡献.同时文献^[8]表明,开关对间接闪烁噪声随着本振频率的升高越发不容忽视.幸运的是, L_1, L_2 的谐振作用又使得通过 P1-4 共源节点处寄生电容的开关对间接闪烁噪声可以略去.于是,推导得到电路总的噪声输出电流:

$$\begin{aligned} \overline{i_{o,n}^2} |_{all} = & \frac{8kT}{R_L} \left[1 + \gamma g_{mL} R_L + \frac{2I_{sw} R_L \gamma}{\pi A} + (\gamma + G_{m,trans} R_s) G_{m,trans} R_L \right] + \\ & \underbrace{4V_{n,flk,sw}^2(f) \left(\frac{I_{sw}}{\pi A} \right)^2 + 2V_{n,flk,L}^2(f) g_{mL}^2}_{flicker} \end{aligned} \quad (3)$$

式中,参数 k, T, g_{mL} 与 γ 分别表征波尔兹曼常量,绝对温度,负载管小信号跨导,器件热噪声系数. $V_{n,flk,sw}$ 和 $V_{n,flk,L}$ 则分别代表开关管和负载管的闪烁噪声电压.参照图1, I_{sw} 为开关对源漏偏置电流.简便起见,式(3)略去了器件栅漏噪声之间的相关性以及反馈网络的噪声贡献.这里,使用的器件闪烁噪声模型为^[8]

$$\overline{V_{n,flk}^2} = \frac{K_f}{C_{OX}WL} \frac{1}{f} \quad (4)$$

式中, W, L 为器件的宽度和长度. K_f, C_{OX} 为闪烁噪声系数,单位面积栅氧电容.

另一方面,仅由源电阻 R_s 造成的相应电路噪声输出电流为

$$\overline{i_{o,n}^2} |_{R_s} = \left(\frac{2}{\pi} G_{m,trans} \right)^2 8kTR_s \quad (5)$$

结果系统的单边带噪声指数可以表述为

$$\begin{aligned} NF_{SSB} = & \frac{\overline{i_{o,n}^2} |_{all}}{\overline{i_{o,n}^2} |_{R_s}} \\ = & \frac{\pi^2}{4} \left[\underbrace{\frac{1}{R_s G_{m,trans}^2} \left(\frac{1}{R_L} + \gamma g_{mL} \right)}_{load} + \right. \\ & \underbrace{\frac{2\gamma I_{sw}}{\pi A R_s G_{m,trans}^2}}_{switch} + \underbrace{\frac{\gamma}{G_{m,trans} R_s} + 1}_{trans} \left. \right] + \\ & \underbrace{\frac{I_{sw}^2}{8kTR_s A^2 G_{m,trans}^2}}_{switch} \underbrace{\frac{K_f}{C_{OX}(WL)_{sw}} \frac{1}{f}}_{f} \end{aligned}$$

$$\underbrace{\frac{\pi^2 \mu I_{sw} K_f}{8kTR_s G_{m,trans}^2 L_L^2} \frac{1}{f}}_{load} \quad (6)$$

式中, μ, L_L 分别表征迁移率和负载管沟道长度.式子包含了热噪声和闪烁噪声,为估计系统噪声特性的一元化表达式.可以看到,增大驱动级跨导 $G_{m,trans}$ 对获得低噪声是普遍有利的,观察开关对噪声贡献项可知,降低开关对偏置电流 I_{sw} , 提高本振振幅 A 也是抑制其噪声贡献的有效手段.与此相比较,传统 Gilbert 型有源混频器的驱动级跨导和开关对电流直接相关,使得在维持一定增益时,开关对的噪声贡献很难压制的很低,导致整体噪声也较高,典型值在 10 dB 以上.为了降低闪烁噪声,除去上面提到的优化措施外,也注意到增大开关管的尺寸和负载管的沟道长度是有利的;但为了保证开关管不进入弱反型区,其尺寸也不能过大.经仿真验证了这一点.

2.2 直流失调

失调消除电路的原理图如图2所示. V_{os1} 和 V_{os2} 分别表征放大级 G_{m1} 和 G_{m2} 的输入失调电压.参照图1,这里的 G_{m1} 代表前端电路的差分跨导驱动级, G_{m2} 则是失调消除反馈环路的放大级, R 是跨阻放大级.结果地,中频输出直流失调电压被存储在电容 C_1 和 C_2 中,而后这个电压产生直流失调消除电流,此电流与接收前端电路中的失调电流具有相反的相位. G_{m2} 将直流失调消除电流注入到前端电路中消除原来的失调电流.系统等效的输入失调电压可表示为^[9]

$$V_{OS} = \frac{V_{OS1}}{G_{m2}R} + \frac{V_{OS2}}{G_{m1}R} \quad (7)$$

因此,只要 $G_{m1}R$ 和 $G_{m2}R$ 足够大,系统的输入失调电压就会很小.

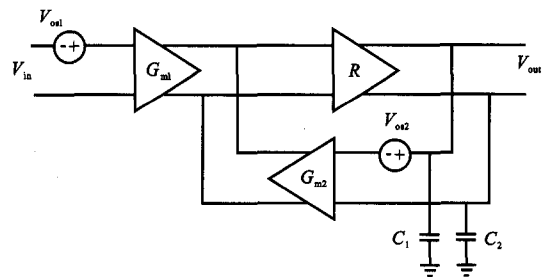


图2 失调消除电路的原理图

经过使用前述的共模反馈后,差模直流失调成为中频信号失调的主要成分.而用于消除此失调的差模反馈电路除了要能够消除失调分量外,还要受到基带信号频谱的限制.因此,差模直流失调消除电路的设计,首先必须满足失调反馈环路在低频有较高增益,以保证对失调分量的有效抑制;其次反馈环

路的增益在较高频率处要适当降低,以避免有用基带信号可能被反馈环路压缩。

基于以上考虑,所采用的电路结构如图 3 所示,该电路由低通滤波器和差模反馈环路组成。低通滤波器的截止频率设计为几十千赫兹。结果 R_f, C_f 较大,故采用较小体积的 POLY 电阻和 MOS 电容工艺实现。原理上,中频输出差模直流失调电压经低通滤波器加到差分放大器的两端,而输出中的高频信号则被隔断。差分对 P5 和 P6 通过负载 $M11$ 和 $M12$ 产生差分电流信号 i_{offset} ,此电流即为失调消除电流。这个电流经晶体管 $M7$ 和 $M10$ 镜像到接收前端电路中,最终接收前端中的直流失调电流经失调消除电路的调整而被消除。

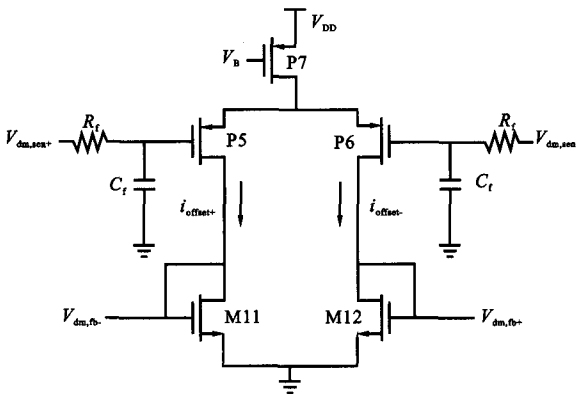


图 3 失调消除电路图

3 仿真结果

基于 Chartered 0.18 μm CMOS 工艺,使用 Spectre-RF 模拟器对图 1、图 3 所示的 802.11a 前端电路以及直流失调消除电路进行模拟仿真。电路关键元件尺寸与数值为, $M1 \sim M6$: $120 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m}$, $P1 \sim P4$: $120 \mu\text{m}/0.25 \mu\text{m}$, R_1 : $1 \text{ k}\Omega$, L_g : 3.9 nH , L_s : 0.6 nH , L_1, L_2 : 1.1 nH 。电源电压 $V_{DD} = 1.5 \text{ V}$, 驱动管电流 $I_{\text{trans}} = 2.7 \text{ mA}$, 开关对电流 $I_{\text{sw}} = 520 \mu\text{A}$ 。使用宽带巴伦为射频和本振端口提供差分信号,由于中频口的高阻特性,使用 VCVS 受控电压源将中频差分输出转换为单端信号以便测试仿真。各项指标仿真结果如下:

如图 4 所示,电路在中心频率 5.25 GHz 处射频输入端反射系数为 -20 dB ,电压转换增益为 32 dB 。从图 5 得知,通过改变 V_{ctrl} 大小,可进一步实现增益的调谐变化。如 $V_{\text{ctrl}} = 1.45 \text{ V}$ 时,有 $\text{CG} = 20.5 \text{ dB}$,则电路处于低增益模式,可适应强接收信号而不使后级电路饱和。

双边带噪声指数比单边带低 3 dB ,这里遵循零

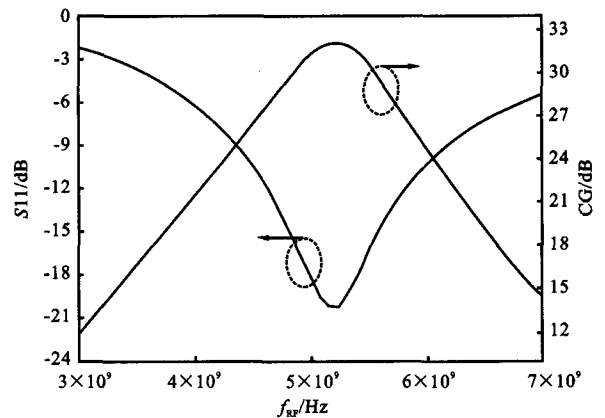


图 4 转换增益与射频输入端反射系数

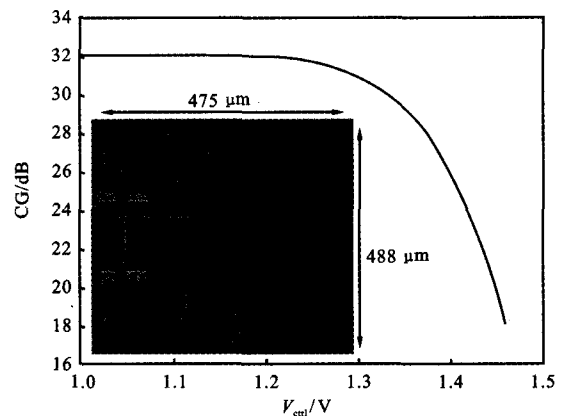


图 5 转换增益随 V_{ctrl} 的变化及芯片版图

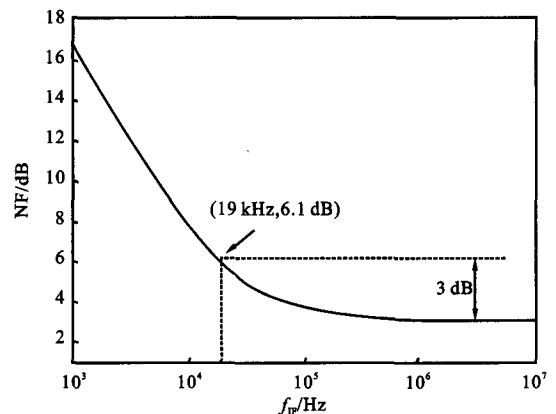


图 6 噪声指数

中频使用双边带噪声指数的习惯。如图 6 所示,系统双边带噪声指数 NF 约 3.1 dB ,且闪烁噪声角只有 19 kHz 。对于零中频接收结构的线性度,除去三阶交调外,二阶交调指标也不容忽视。图 7 展现了系统的线性度性能,其中射频双音测试频点为 5.252 GHz , 5.2525 GHz ,本振频率 5.25 GHz 。特别地,由于系统采用的是差分结构以及版图优化布局,使其具有良好的 IIP2 性能^[1]。

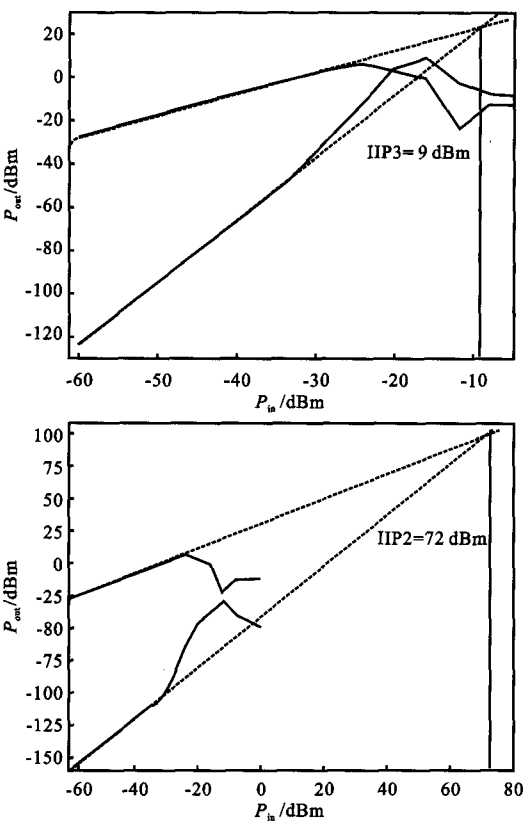


图 7 IIP3 和 IIP2

表 1 中给出了共模差模反馈网络对直流失调的

表 2 系统指标与过去研究工作比较

	Frequency/ GHz	CG/ dB	IIP3/ dBm	IIP2/ dBm	NF/ dB	1/f corner/ kHz	Power/ mW	Architecture	Technology
文献[3]	5.25	29	-21	13	5.3	45	31.5	LNA+Mixer	0.18 μ m
文献[4]	5-6	26	-2	18	3.5	200	12	IQ	0.13 μ m
文献[6]	2.1	23	-1.5	na	3.2	50	21.6	LNA+Mixer	0.35 μ m
文献[10]	1.8	31.5	-10.5	51	3.5	15	11.25	IQ	90 nm
文献[11]	2.4	14.5	-21	18	24.5	na	3.12	IQ	0.13 μ m
本文	5.25	32	-9	72	3.1	19	16.5	LNA+Mixer	0.18 μ m

4 结束语

文中提出一种低噪放和混频器融合结构的零中频接收方案,采用折叠结构降低开关对的偏置电流取得良好的闪烁噪声性能,同时兼有优越的增益性能;通过共模与差模反馈来改善直流失调,稳定中频输出;利用差分电路结构以及版图优化布局获得高的二阶交调指标.基于 Chartered 0.18 μ m CMOS 工艺的 Spectre-RF 模拟仿真表明,电路在 WLAN 的 802.11a 频段取得了良好的噪声,直流失调等电学性能.芯片整体功耗为 16.5 mW,占用面积为 0.23 mm².

补偿对比结果,这里定义 $\Delta V_{cm} = |V_{ref} - V_{cm, sen}|$, $\Delta V_{dm} = |V_{dm, sen+} - V_{dm, sen-}|$.通过在开关对和负载管分别引入 5% 的尺寸失配,来考察反馈环的补偿能力.可见通过反馈环的控制,可以将失调电压由开环下的几十毫伏控制到闭环时的 1 mV 以下,取得了良好的稳定中频输出电平效果.

图 5 给出了芯片版图,为了尽可能减小器件失配对二阶交调,直流失调的影响,版图采用对称布局,并结合虚拟管技术以提高对称性.本振、射频信号线分布在不同走向和层面,以提高两者的隔离度.最终包含失调消除的前端电路版图尺寸为 0.23 mm²,整体功耗为 16.5 mW.表 2 中汇总了系统的指标以及过去研究工作的比较,整体上,系统取得了可比拟的指标性能,特别是在噪声与二阶交调特性上具有优势.

表 1 反馈网络对直流失调的补偿

	5% 尺寸失配	负载管/mV	开关管/mV
反馈开启	ΔV_{cm}	0.023	0.098
	ΔV_{dm}	0.85	0.67
反馈关闭	ΔV_{cm}	11	25
	ΔV_{dm}	42	39

参考文献:

[1] Razavi B. Design considerations for direct-conversion receivers [J]. IEEE Trans. Circuits and Systems II, 1997(44):428-435.

[2] 韦保林,戴宇杰,张小兴,等.一种低电压低噪声高增益 CMOS 折叠式混频器[J].微电子学与计算机,2009,12(5):29-32.

[3] Zhou S, Chang M C F. A CMOS passive mixer with low flicker noise for low-power direct-conversion receiver [J]. IEEE J. Solid State Circuits, 2005, 40(5):1084-1093.

较大,其原因在于 D-SIP 产生了很大的同步开销,Chord-SIP 产生了很大的查询开销,而 ServerChord 方案的节点负载则小很多,因为转发跳数约为 1 跳,所以其负载与副本数目的多少没有明显的关系。

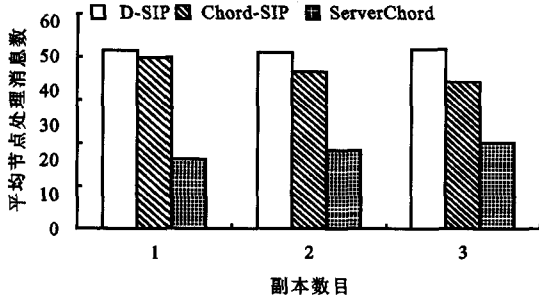


图 4 各方案的平均节点负载比较

5 结束语

文中提出的基于对等计算思想的多服务器协作方案,所需查询跳数更少,同时具有更分散的副本分布,能显著提升网络运行的性能,适用于 WMN 之类的中小规模应急网络,所提出的流量分析模型可为网络服务器的布设提供参考。

参考文献:

- [1] Meshkova Elena, Riihijärvi Janne, Petrova Marina, et al. A survey on resource discovery mechanisms, peer-to-peer and service discovery frameworks[J]. Computer Networks, 2008, 52(11): 2097-2128.
- [2] Simone Leggio, Jukka Manner. Session initiation protocol deployment in Ad-Hoc networks: a decentralized

approach[C]// Proceedings of 2nd International Workshops on Wireless Ad-hoc Networks. USA: Ohio, 2005.

- [3] 陈贵海,李振华. 对等网络:结构、应用与设计[M]. 北京:清华大学出版社,2007:273-298.
- [4] Karrels Daniel R, Peterson Gilbert L, Mullins Barry E. Structured P2P technologies for distributed command and control[J]. Peer-to-Peer Networking and Applications, 2009, 2(4): 311-333.
- [5] Bassam A A, Chen W, Zhou B B, et al. Effects of replica placement algorithms on performance of structured overlay networks[C]// Proceedings of 21st IEEE International Parallel and Distributed Processing Symposium. Long Beach, USA, 2007:460-467.
- [6] 霍英,陈志刚. 结合地理位置与语义聚类的 P2P 叠加网构建[J]. 微电子学与计算机, 2010, 27(8): 77-81.
- [7] Di Wu, Ye Tian, KamWing Ng. An analytical study on optimizing the lookup performance of distributed hash table systems under churn[J]. Concurrency Computation Practice and Experience, 2007, 19(4): 543-569.
- [8] 谢桂芳,段盛,曹菊英. 多接口多信道无线网状的信道动态切换研究[J]. 微电子学与计算机, 2011, 28(1): 131-133.

作者简介:

李文翔 男,(1979-),博士,讲师.研究方向为泛在通信。
况海龙 男,(1987-),硕士研究生.研究方向为无线网络。
吴静 女,(1981-),博士,讲师.研究方向为无线网络。
李倩 女,(1987-),硕士研究生.研究方向为信号处理。

(上接第 5 页)

- [4] Valla M. A 72-mW CMOS 802.11a direct conversion front-end with 3.5-dB NF and 200-kHz 1/f noise corner[J]. IEEE J. Solid State Circuits, 2005, 40(4): 970-977.
- [5] Jinsung Park, Chang Ho Lee, Byung Sung Kim, et al. Design and analysis of low flicker-noise CMOS mixers for direct-conversion receivers[J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 2006 (54): 4372-4380.
- [6] Sjoland H, Karimi-Sanjaani A, Abidi A A. A merged CMOS LNA and mixer for a WCDMA receiver[J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2003(38):1045-1050.
- [7] 郭本青,文光俊. 电流换向型 CMOS 混频器的周期时变噪声[J]. 微电子学与计算机, 2011, 28(11):18-23.
- [8] Darabi H, Abidi A A. Noise in RF-CMOS mixers: a simple physical model[J]. IEEE J. Solid-State Cir-

cuits, 2000(35):15-25.

- [9] Razavi B. Design of analog CMOS integrated circuits [M]. New York:McGraw-Hill, 2001.
- [10] Brandolini M. A 750 mV fully integrated direct conversion receiver front-end for GSM in 90-nm CMOS[J]. IEEE J. Solid State Circuits, 2007, 42(6):1310-1317.
- [11] Jarvinen J A M, KauKovuori J, Ryyanen J, et al. 2.4 GHz receiver for sensor applications[J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2005(40):1426-1433.

作者简介:

郭本青 男,(1977-),博士研究生.研究方向为射频模拟集成电路技术。
文光俊 男,(1964-),教授,博士生导师.研究方向为无线通信射频集成电路与系统、模数混合集成电路、计算电磁学等。