

基于 GaN HEMT 的 1.5 ~ 3.5GHz 宽带平衡功率放大器设计

冷永清¹, 张立军², 曾 云¹, 鲁 辉², 郑占旗², 张国梁¹, 彭 伟¹, 彭亚涛², 官 劲²

(1. 湖南大学物理与微电子科学学院, 湖南长沙 410082; 2. 中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

摘要: 阐述了基于 GaN HEMT 的宽带平衡功率放大器的设计与实现方法: 采用 Lange 耦合器构建平衡功率放大器结构, 采用多节阻抗匹配技术设计输入/输出匹配网络, 实现功放宽带特性(1.5 ~ 3.5GHz); 采用与 Si 热膨胀系数接近的 AlSiC 散热载片, 克服管芯与载片热稳定系数不同引起的热稳定问题, 并采用脉冲工作模式进一步减小功放发热量. 制作实际功放模块用于测试, 在 1.5 ~ 3.5GHz 频带内, 功放线性增益大于 12dB, 增益平坦度为 ± 0.4 dB, 饱和输出功率大于 8W, 漏极效率为 56% ~ 65%. 实验测试结果与设计仿真结果有较好一致性, 验证了设计方法的正确性.

关键词: 宽带功率放大器; GaN HEMT; 平衡功率放大器

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2013) 04-0815-06

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.04.032

Design of a 1.5 ~ 3.5GHz Octave Bandwidth Balanced Power Amplifier in GaN HEMT Technology

LENG Yong-qing¹, ZHANG Li-jun², ZENG Yun¹, LU Hui², ZHENG Zhan-qi²,
ZHANG Guo-liang¹, PENG Wei¹, PENG Ya-tao², GUAN Jin²

(1. College of Physics and Microelectronics, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China;

2. Institute of Microelectronics, The Chinese Academy of Science, Beijing 100029, China)

Abstract: In this paper, the design and implementation of a broadband balanced power amplifier(PA) using a GaN HEMT transistor is presented. Two Lange couplers are used for a balanced PA configuration, and two multi-section matching networks are used in both input and output ports to improve the bandwidth of PA. The carrier sheet is made of AlSiC whose thermal expansion coefficient is close to silicon's, and the power amplifier operates in a pulse mode in order to reduce the heat dissipated on it. By biasing the amplifier at $V_{DS} = 28V$, $I_{DS} = 110mA$, the measurement results show 12 ~ 13dB linear gain and 56% ~ 65% drain efficiency in the 1.5 ~ 3.5GHz frequency range. Moreover, an output power higher than 8W is maintained over the band.

Key words: wideband power amplifier; GaN HEMT; balanced power amplifier

1 引言

宽禁带 GaN 基 HEMT(High Electron Mobility Transistor)具有高击穿电压、大电流运输能力、高功率密度及良好的频率特性^[1]. 这些优良的电学特性展示了 GaN HEMT 在未来的宽带、高频大功率、小型化无线通信系统中有着巨大的发展前景.

在当今的无线通信技术中,适应不同需求的无线通信系统不断面世. 为了实现各个系统间的相互协作,并在同一平台上集成多种通信系统,宽带无线通信技术的发展迫在眉睫. 在宽带无线通信系统中,工作频段的日益增多要求电路和子系统具有良好的宽带性能. 功率放大器作为发射机的关键组件,其带宽、输出功率、效率和

工作温度等性能将强烈地影响系统的整体功能,因此,如何设计覆盖多频段、大功率、高效率的 GaN HEMT 宽带功率放大器成为当前一个重要的研究课题^[2]. 目前,宽带功放比较常用的设计技术是分布式或行波放大器方法^[3,4],这种技术采用线性设计方法确保整个频段内的线性度、增益平坦度和高回波损失. 然而,这种技术需要多管芯合来实现高功率,因此,它存在成本高、规模大、效率低等缺点. 使用谐波调协放大器如 J 类、F 类^[5],或者采用开关模式放大器如 E 类^[6]、D 类、逆 F 类,虽然可以显著提高功放效率,但在所需频带内的谐波调协性能的下降,使得此类功放通常只适合于窄带应用,并不适合宽带(一个倍频程)功放设计^[7]. 平衡式放大器用两支管芯和两支 90°3dB 电桥组成^[8],它的工作

频带约有一个倍频程.除了具有优良的输入、输出驻波比和噪声系数等优点外,相比单管放大器,其输出功率提升 3dB,动态范围加大 1 倍,三阶交调改善 6dB^[5,9].

本文主要阐述基于 GaN HEMT 的宽带平衡功率放大器设计与实现方法:功率放大器由具有宽带性能的 Lange 耦合器实现功率合成;为实现宽带性能,采用多节阻抗匹配技术设计分立功放的匹配网络.为克服管芯与载片热稳定系数不同引起的热稳定问题,采用与 Si 膨胀系数接近的 AlSiC 散热载片,并采用脉冲工作模式进一步减小功放发热量.基于上述构思和方法,设计制作放大器电路并测试.

2 电路设计

平衡功率放大器电路结构如图 1 所示,由两支功率管芯组合而成,在输入和输出端分别采用 Lange 耦合器来实现功率的分配和合成,由于 Lange 耦合器本身具有 90°相移,所以平衡结构不需要额外的移相元件.

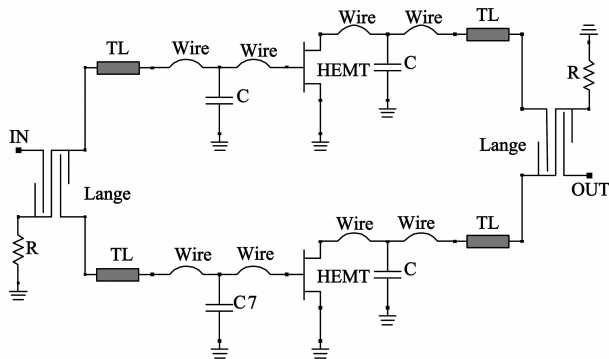


图1 S波段平衡功率放大器电路原理图:TL—微带传输线;
Wire—Banding 金丝线

2.1 宽带匹配设计

理论上,纯电阻阻抗可以在任意带宽内用无数个匹配元件匹配到目标阻抗(如标准 50Ω).而实际器件的阻抗都有电抗分量,复数阻抗只能依据 Fano's 法则在有限的带宽内实现阻抗匹配^[10].用无数个无损匹配网络所能达到最大带宽比由式(1)给出:

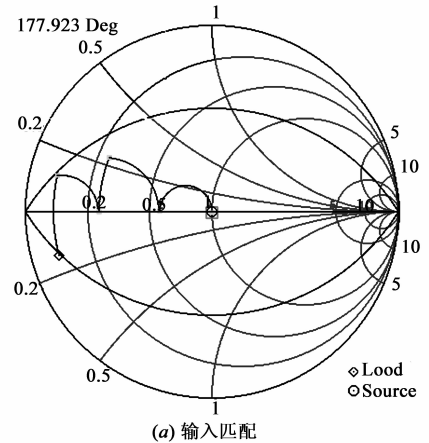
$$\frac{F_{\text{high}} - F_{\text{low}}}{F_o} = \frac{\pi}{-Q_L \ln(\Gamma)} \quad (1)$$

其中 Q_L 为器件源阻抗或负载阻抗匹配时的品质因子, Γ 是带宽内所需最小反射系数.

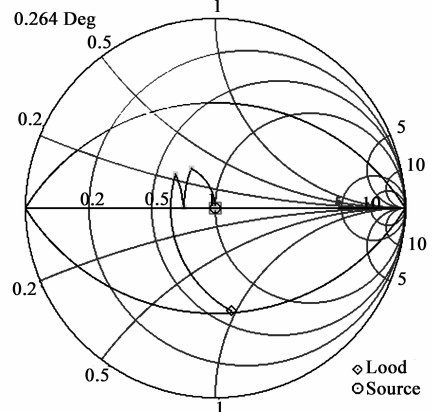
为使功放获得最大输出功率,标准阻抗 50Ω 需要匹配至最佳的源/负载阻抗.本设计使用的是 Nitronex 公司生产的 NRF01-02a GaN HEMT 管芯.由于缺少该管芯大信号模型参数和 Load-pull 测试数据,源阻抗和负载阻抗是根据管芯的小信号等增益圆图选取的.晶体管的增益通常会随着频率的增高而下降,为保证频带内的增益平坦度,设计时选择频段的高频端(如

3.1GHz)进行阻抗匹配.管芯在 3.1GHz 频率处的源阻抗和负载阻抗分别为: $Z_S = 4 + j * 6.9$, $Z_L = 31 + j * 48$. $Q_L = X/R = 1.725$,当反射系数小于 -15dB 时,通过式(1)计算可得匹配带宽约为 2.6GHz,满足设计带宽要求.

为获得宽带性能,设计采用如图 2 所示的多节匹配方式.输入/输出匹配网络均采用了 LCL 加微带线的多节匹配方式,输入阻抗较小,匹配时先用 LCL 匹配至一个中间值 12Ω,然后采用两节微带线匹配至 50Ω.由于本文设计的功率放大器主要用于驱动后级功率放大器,为简化两者之间的级联电路,将驱动级功率放大器输出阻抗匹配至中间阻抗 30Ω.输入输出匹配电路设计中确保阻抗匹配网络任意阻抗点的 $Q_L < 1.725$,并采用 ADS2009 仿真软件进行优化.



(a) 输入匹配



(b) 输出匹配

图2 宽带匹配

2.2 lange 耦合器设计

图 1 所示平衡功率放大器的带宽主要取决于 Lange 耦合器的带宽. Lange^[11]耦合器容易达到 3dB 耦合度,并有一个倍频程或更宽的带宽.在氧化铝陶瓷基片($\epsilon_r = 9.8$)上制作特征阻抗为 50Ω 的四线 3dB 耦合 Lange 耦合器流程如下^[12,13]:

$$Z_{oo} = Z_o \left(\frac{1-C}{1+C} \right)^{1/2} \frac{(K-1)(1+q)}{(C+q) + (K-1)(1-C)} \quad (2)$$

$$R = \frac{Z_{oo}}{Z_{oe}} = \frac{\sqrt{C^2 + (1-C^2)(K-1)^2}}{(C+1)(K-1)} = \frac{(K-1)(1-C)}{C+q} \quad (3)$$

其中 Z_{oo} 、 Z_{oe} 分别为微带线的奇、偶模阻抗, Z_o 为特征阻抗, $q = [C^2 + (1-C^2)(K-1)^2]^{1/2}$, K 为微带线数. 由 $C = 0.7079$, $Z_o = 50$, $R = 0.29786$, 可得: $Z_{oo} = 5254$, $Z_{oe} = 176.39\Omega$.

查图 3^[11], 可得到 $S/H = 0.076$, $W/H = 0.08$. 氧化铝陶瓷基片厚度 $H = 381\mu\text{m}$, 微带线间距 $S = 28.96\mu\text{m}$, 微带线宽度 $W = 30.48\mu\text{m}$. 微带线长度为 $L = c/(4f\sqrt{\epsilon_r}) = 10.7\text{mm}$.

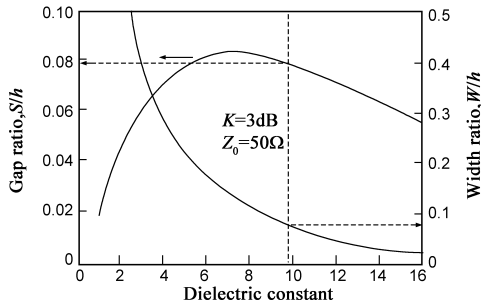


图3 3dB耦合线尺寸随介电常数变化曲线

将上述参数输入到 ADS2009 Lange 模型中仿真并优化, 最终得到优化参数为 $S = 20\mu\text{m}$, $W = 24\mu\text{m}$, $L = 13\text{mm}$. 图 4 给出了 4 线 50Ω Lange 的电磁场仿真结果.

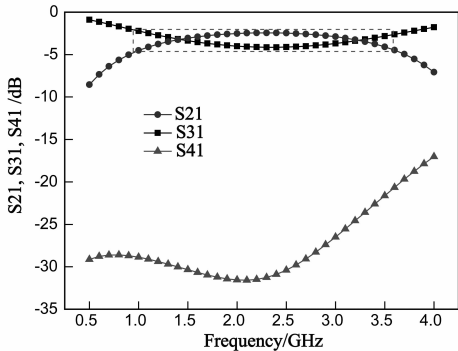


图4 四线50Ω Lange设计结果仿真

2.3 偏置电路设计

采用 $1/4$ 波长短路分支线作为射频扼流元件. 由于 $1/4$ 波长短路分支线属于窄带扼流网络, 为了展宽带宽, 一般采用高特征阻抗的微带线, 图 5 是 50Ω 短路线和 100Ω 短路线在 3.1GHz 处的带宽对比结果, 可见高阻抗线的带宽大于低阻抗线的带宽. 考虑到带宽、偏置电流和工艺制作难度, 最终选用了宽度为 $100\mu\text{m}$ 的微带传输线.

图 6 为放大器的直流偏置电路. $1/4$ 波长短路分支线采用并联电容的方式实现射频接地, 为了在较宽频带内实现良好的滤波性能, 采用三个容值相差 1000 倍的电容构成滤波旁路网络. 如图 6 所示, 其中 C_1 、 C_4 为 100pF , C_2 、 C_5 为 $100\mu\text{F}$ 电解电容, C_3 、 C_6 为穿心电容. 功率放大器管芯在低频段稳定因子 $K < 1$, 功放容易发生低频振荡, 为抑制振荡, 较好的办法是在输入端并联入稳定电阻 R_1 , 由于 $1/4$ 波长短路分支线的带宽特性, 在低频段, 稳定电阻有效并入功放管芯输入端, 确保功放稳定工作, 而在工作频带内, 稳定电阻的影响较小.

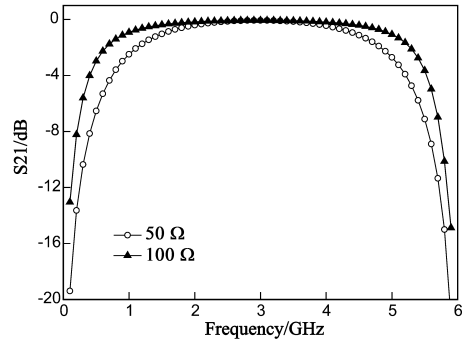


图5 不同阻抗1/4波长短路线带宽对比

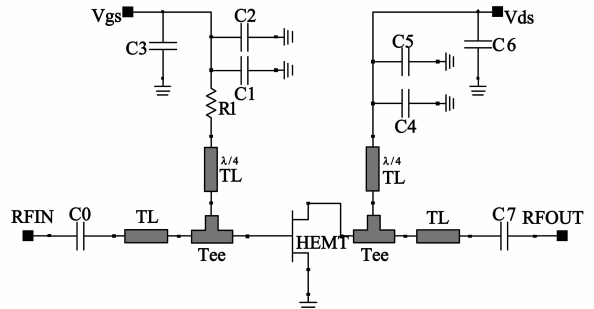


图6 功放偏置电路: TL—微带传输线; Tee—T-junction

2.4 电路热设计仿真

载片是 AlSiC 合金材料, 并在其表面镀金, 增加其导电性能, 通过调节 Al、Si、C 的比例调制载片的热膨胀系数, 使之与管芯衬底热膨胀系数接近, 减少管芯烧结和放大器工作时由于膨胀系数差异损坏电路的几率. 为分析功放的散热性能, 建立了功放散热仿真模型, 如图 7 所示.

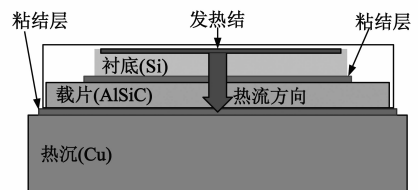


图7 功放散热仿真模型

仿真模型参数如表 1 所示, 在环境温度 35°C , 发热

功率计为 4W 条件下,仿真结果如图 8 所示.由图 8 可知,载片温度为 46℃,载片热阻为 2.75℃/W.管芯最高工作温度为 200℃,所以,在环境温度低于 83℃时,放大器可以正常工作.

表 1 散热仿真模型参数及相对热膨胀系数

结构层	厚度	热导率	热膨胀系数(20℃)	相对膨胀系数
Si 衬底	0.1mm	149W/mK	2.5ppm/K	1
AlSiC 载片	1.1mm	250 W/mK	6.5ppm/K	1.55
Cu 热沉	2cm	397W/mK	17.5ppm/K	2.63

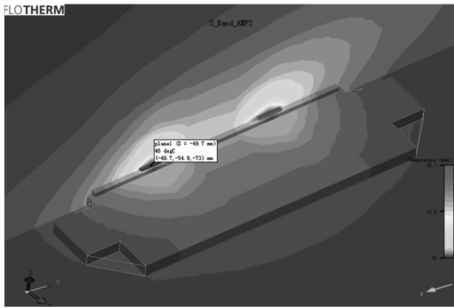


图8 功放热设计仿真

由表 1 可知,因为金属 Cu 的热导率比 AlSiC 的大,所以采用 AlSiC 载片在散热特性相对于 Cu 载片没有优势.但是,AlSiC 材料的热膨胀系数与 Si 的比较接近,相对于 Si 的相对膨胀率只是铜的 40%,展示出 AlSiC 载片在功率器件热稳定性方面的优势.相对膨胀系数计算公式如式(4)所示,具体计算结果如表 1 所示.

$$\mu_{12} = \frac{\alpha_1 K_2}{\alpha_2 K_1} \quad (4)$$

其中 μ_{12} 表示材料 2 相对于材料 1 的相对膨胀系数, α_1 、 α_2 分别为材料 1、2 的热膨胀系数, K_1 、 K_2 分别为材料 1、2 的热导率.

3 电路测试

3.1 小信号仿真与测试

匹配网络的微带线制造在相对介电常数为 9.8、厚

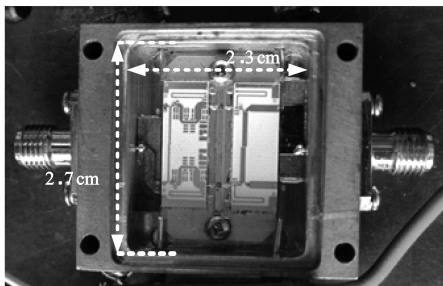


图9 基于GaN HEMT的HMIC

度为 15mil 的氧化铝陶瓷基片上,金层厚度为 3 μ m.功放放大器电路实物如图 9 所示.在直流偏置条件: $V_{DS} = 28V$, $I_{DS} = 110mA$ 下,小信号 S 参数的仿真和测试结果如图 10 所示.在 1.5~3.5GHz 频带内,功放小信号线性增益大于 12dB,增益平坦度为 $\pm 0.4dB$,输入反射系数小于 -14dB,输出反射系数小于 -15dB.在 1.3~4GHz 频带内(100% 相对带宽),小信号线性增益大于 10dB,增益平坦度为 $\pm 1.5dB$,输入反射系数小于 -10.6dB,输出反射系数小于 -13dB.

图 10 中, S_{21} 的测试结果与仿真结果的趋势基本吻合,但 S_{21} 的实际测试结果较仿真结果降低约 1.5dB,分析其原因是:(1)仿真时微带线采用的是理想导体,而实际测试的铜微带线由于其电导率为有限值,造成一定量的衰减;(2)为了保证测试腔体的输入输出端口在同一线上,实际测试电路时,在输入输出端分别接入了一段微带传输线,也会对电路性能造成一定影响;(3)测试腔体的输入输出端的 SMA 头分别采用了 6.5mm 的绝缘端子,由于加工误差,绝缘端子-空气-腔体(地)构成的同轴传输线存在一定衰减,也造成了 S_{21} 的减小;(4)输入输出驻波相对仿真结果的恶化也是造成 S_{21} 减小的原因.输入反射系数 S_{11} 和输出反射系数 S_{22} 较仿真结果均有恶化,其中 S_{11} 比较严重,分析其原因是:(1)由于腔体上固定绝缘子的空气孔的尺寸存在加工误差,不能精确保证标准阻抗传输,造成驻波变差;(2)平衡放大器两支路在仿真时是完全对称的,而在实测电路中,由于晶体管差异和微带电路加工及组装工艺误差,使得两支路电路参数存在差异,进而造成输入输出驻波恶化;(3)输入输出端接入了微带转换传输线,也会对电路性能造成一定影响.

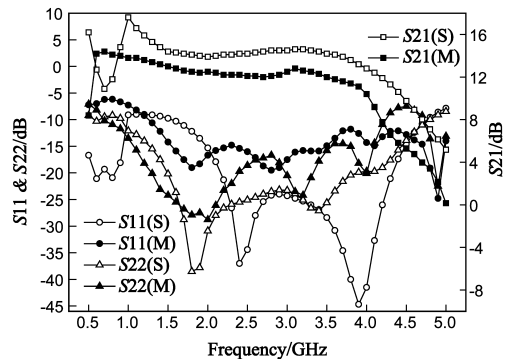


图10 HMIC小信号S参数仿真和测试结果

3.2 功率测试

图 11 给出了该功放的功率测试结果.在偏置条件: $V_{DS} = 28V$, $I_{DS} = 110mA$ 下,输入信号为 3.1GHz 脉冲调制信号(脉宽为 300 μ s, 占空比为 10%)时,功放线性增益大于 12dB,峰值输出饱和功率为 39.4dBm(8.7W),

PAE 为 48%。图 12 给出了功放在各频率处的饱和输出功率和效率,在 1.5 ~ 3.5GHz 频带内,功放饱和输出功率为 39 ~ 41dBm(8 ~ 12W),漏极效率为 56% ~ 65%。

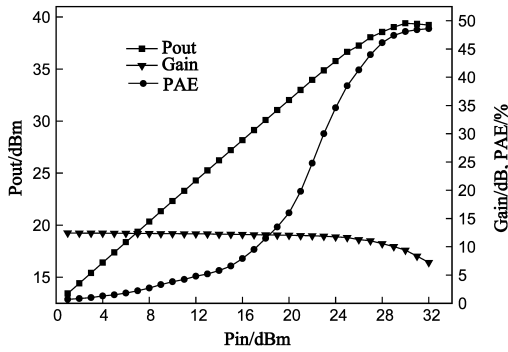


图 11 3.1GHz 时功放的输出功率、增益、效率

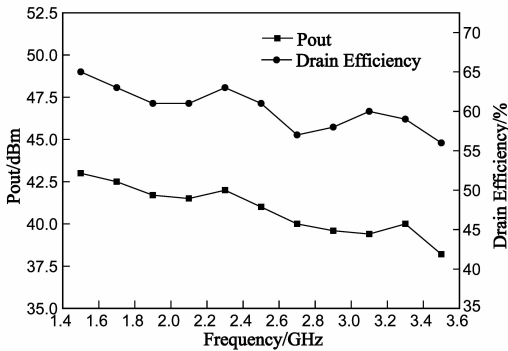


图 12 各频率处功放的输出功率、效率

GaN HEMT 的击穿电压较高,适当调整栅压、提高漏压可以提高管子的输出功率.如果将漏极偏置电压提高 2V,功放饱和输出功率大约提升 0.5dB.测试结果与近期发表的宽带、高效率功放性能对比,如表 2 所示.对比结果显示了本功放有一定的优越性能,验证了设计方法的可行性.

表 2 GaN 基宽带功放性能对比

Ref.	BW(GHz)	BW(%)	Pout(W)	Gain(dB)	Drain Eff(%)
2008[14]	07-1.5	73	9-10	10-11	33-38
2009[15]	1.4-2.6	60	9-11	11-12	60-70
2010[2]	1.9-4.3	78	10-15	9-11	57-72
2010[16]	0.7-1.8	84	11-18	12-18	40-66(PAE)
This work	1.5-3.5	80	8-12	12-13	56-65

4 结论

本文主要从宽带匹配设计、宽带耦合器设计、偏置电路设计和热设计等方面阐述了基于 GaN HEMT 器件的宽带平衡功率放大器的设计与实现方法,并制作了实物电路.在 1.5 ~ 3.5GHz 频率范围内,功率放大器的线性增益大于 12dB,增益平坦度小于 ± 0.4dB,饱和输出功率大于 8W,漏极效率为 56% ~ 65%.实验测试结

果与仿真结果有较好的一致性,与近期发表的宽带、高效率功放相比,该放大器达到了同等甚至更高的性能,验证了设计方法的正确性.

参考文献

- [1] U K Mishra, L Shen, T E Kazior, Y Wu. GaN-based RF power devices and amplifiers[J]. Proceedings of the IEEE, 2008, 96(2):287 - 305.
- [2] P Saad, C Fager, H Cao, H Zirath, K Andersson. Design of a highly efficient 2-4-GHz octave bandwidth GaN-HEMT power amplifier[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(7):1677 - 1685.
- [3] S Masuda, A Akasegawa, T Ohki, et al. Over 10W C-Ku band GaN MMIC non-uniform distributed power amplifier with broadband couplers[A]. IEEE Mtt-S International Microwave Symposium Digest[C]. Anaheim, CA: IEEE Press, 2010. 1388 - 1391.
- [4] 陈雪军, 高建峰, 陈效建, 林金庭. 2 ~ 6GHz GaAs 单片功率放大器[J]. 电子学报, 2000, 28(11): 140 - 142. CHEN Xue-jun, GAO Jian-feng, CHEN Xiao-jian, LIN Jin-ting. A 2-26 GHz GaAs monolithic power amplifier[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(11): 140 - 142. (in Chinese)
- [5] S C Cripps. RF Power Amplifiers for Wireless Communications [M]. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [6] 孙文宾, 黄云新, 刘鹏. 一种设计宽带高效 E 类功率放大器的方法——参数补偿压缩法[J]. 电子学报, 2001, 29(11): 136 - 139. SUN Wen-bin, HUANG Yun-xin, LIU Peng. A method to design broadband high efficiency class E amplifier—parameter compensation and compress[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(11): 136 - 139. (in Chinese)
- [7] Y-F Wu, R York, S Keller, B Keller, U Mishra. 3-9-GHz Gan-based microwave power amplifiers with L-C-R broadband matching [J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1999, 9(8): 314 - 316.
- [8] 恽小华, 孙琳琳, 楚然, 申明磊. 一种基于双极支链功分/功合网络的毫米波固态功率放大器[J]. 电子学报, 2006, 34(12A): 2347 - 2349. YUN Xiao-hua, SUN Lin-lin, CHU Ran, SHEN Ming-lei. A millimeter-wave solid state power amplifier based on two stage branch dividing/combing network[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(12A): 2347 - 2349. (in Chinese)
- [9] 高葆新, 等. 微波集成电路[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [10] R M Fano. Theoretical limitations on the broadband matching

of arbitrary impedances [J]. Journal of the Franklin Institute, 1950, 249(1): 57 – 58.

- [11] J Lange. Interdigitated stripline quadrature hybrid [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1969, 17(12): 1150 – 1151.
- [12] A Presser. Interdigitated microstrip coupler design [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1978, 26(10): 801 – 805.
- [13] R M Osmani. Synthesis of Lange couplers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1981, 29(2): 168 – 170.
- [14] S Azam, R Jonsson, Q Wahab. Designing, fabrication and characterization of power amplifiers based on 10-Watt SiC MESFET and GaN HEMT at microwave frequencies [A]. Proceedings of 38th European Microwave Conference [C]. USA: IEEE Press, 2008. 444 – 447.
- [15] P Wright, J Lees, J Benedikt, P Tasker, S Cripps. A methodology for realizing high efficiency class-j in a linear and broadband PA [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(12): 3196 – 3204.
- [16] S Azam, C Svensson, Q Wahab, R Jonsson. Comparison of two GaN transistor technologies in broadband power amplifiers [J]. Microwave Journal, 2010, 53(4): 184 – 192.

作者简介



冷永清 男. 1981 年 12 月出生, 河南项城人. 2004 年和 2009 年分别在湖南大学化学化工学院和物理与微电子科学学院获理学学士、工学硕士学位. 现为湖南大学在读博士生, 从事宽带微波功率放大器研究.

E-mail: yq-leng@126.com



张立军 男. 1963 年出生. 研究员, 博士生导师. 主要从事微波高功率及固态功率技术、微电子技术、微波高频段与毫米波段准光与空间功率合成等开发和测试研究. 现任中国科学院微电子研究所电子系统总体技术研究室副主任, 中国电子学会高级会员, IEEE 会员, 总装微波功率电子器件评审专家.

E-mail: zhanglijun@ime.ac.cn



曾云(通信作者) 男. 1956 年出生, 湖南人. 教授、博士生导师. 主要从事电子器件与集成电路及其应用方面的教学和研究工作. 现任湖南大学物理与微电子科学学院院长兼党委书记, 中国电子学会高级会员, BES 国际合作研究组成员.

E-mail: yunzeng@hnu.edu.cn