

1 ~ 4GHz 80W GaN 超宽带功率放大器

杨文琪, 钟世昌, 李宇超

(南京电子器件研究所, 江苏南京, 210016)

摘 要: 基于南京电子器件研究所 0.25 μm GaN HEMT 工艺平台, 设计了一款工作频率为 1 ~ 4GHz, 连续波输出功率大于 80W 的超宽带功率放大器. 放大器采用低通 L-C 匹配网络实现管芯输入输出阻抗到实阻抗的变换; 并利用切比雪夫变换器结构实现超宽带匹配; 以单路输入输出端口匹配到 100 Ω 后, 两路直接电路合成到 50 Ω 的方法实现了大功率超宽带功放的功率合成. 放大器偏置电压 32V, 静态电流 0.4A. 测试结果显示, 在 1 ~ 4GHz 带宽内, 放大器连续波输出功率大于 49.05dBm (80.3W), 最高输出功率为 50.6dBm (114.8W), 饱和功率增益大于 9dB, 功率平坦度小于 ± 0.8 dB, 最大漏极效率为 62.5%.

关键词: 超宽带; 切比雪夫变换器; GaN; 内匹配

中图分类号: TN722.7+5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2019)08-1803-06

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.08.026

80W GaN Power Amplifier with Ultra Wideband of 1 ~ 4GHz

YANG Wen-qi, ZHONG Shi-chang, LI Yu-chao

(Nanjing Electronic Device Institute, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: Based on the 0.25 μm GaN HEMT process platform of Nanjing Institute of Electronics Technology, an ultra-wideband power amplifier with an operating frequency of 1 ~ 4GHz and a continuous wave output power greater than 80W is designed. The amplifier uses a low-pass LC matching network to achieve the conversion of the input and output impedance of the die to the real impedance, and the ultra-wideband matching is realized by the Chebyshev converter structure; after the single input/output port is matched to 100 Ω , the two direct circuits are synthesized to 50 Ω . The method achieves power synthesis of a high-power ultra-wideband power amplifier. The amplifier has a bias voltage of 32V and a quiescent current of 0.4A. The test results show that in the bandwidth of 1 ~ 4GHz, the continuous wave output power of the amplifier is greater than 49.05dBm (80.3W), the maximum output power is 50.6dBm (114.8W), the saturation power gain is greater than 9dB, and the power flatness is less than ± 0.8 dB. The maximum drain efficiency is 62.5%.

Key words: ultra wideband; chebyshev converter structure; GaN; internal matching

1 引言

宽带功率放大器在宽带通信、电子对抗以及雷达系统中具有广泛的应用前景. 相比于窄带功率放大器, 宽带功率放大器的设计难度大、输出功率水平低. GaN HEMT 是以 AlGaIn/GaN 异质结构为基础的高电子迁移率场效应管, 其具有击穿电压高、电子迁移率快、射频性能优良、可靠性好等优点, 是制作宽带大功率放大器的理想器件^[1,2].

本文基于南京电子器件研究所 0.25 μm GaN HEMT 工艺平台生产的管芯, 采用 L、C 和多节 1/4 波长微带线拓扑结构将单管芯输入输出端口匹配到 100 Ω 后, 两路

管芯直接电路合成到 50 Ω 端口阻抗值的电路设计方法, 研制了一款工作频率覆盖 L、S 两个波段, 连续波输出功率大于 80W 的功率放大器.

2 功放的设计

2.1 GaN 管芯的选取

选取合适的 GaN 功率芯片是最终超宽带功率放大器能够研制成功的首要前提. 按照在 S 波段 32V 漏压下 GaN 管芯 5W/mm 的输出功率密度进行计算, 80W 的输出功率至少需要 16mm 栅宽的 GaN 管芯. 考虑到超宽带功放的带内匹配状况较差, 导致损耗较大的问题, 功率管芯通常需要留出足够的输出功率余量. 而功率管

芯的栅宽越大,其输入输出阻抗越小,超宽带功放的匹配设计难度越大.最终针对南京电子器件研究所研制的 GaN 功率芯片,决定采用两个 12mm 栅宽功率芯片合成的方案.图 1 给出了 12mm 栅宽 GaN 功率管芯的俯视图.

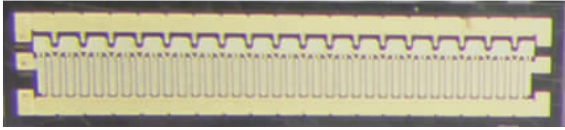


图1 12mm栅宽GaN HEMT管芯

2.2 GaN 管芯的输出阻抗模型

功率芯片的热效应会影响其输出阻抗的模型.而 GaN 器件在连续波时能够达到 5W/mm 的功率密度,高功率密度使得热效应对输出阻抗模型有着显著的影响.负载牵引测试结果包含了器件的热效应^[3],可以直接用于指导实际设计.因此目前 GaN 器件输出阻抗模型主要采用 Load-pull 方法进行提取.

由于负载牵引设备无法对大栅宽 GaN 管芯直接进行 Load-pull 测量,故这里以 2.4mm GaN 管芯进行 Load-pull 测量,得到小栅宽管芯的负载阻抗,以此按比例推算出大栅宽 GaN 管芯的负载阻抗,从而作为管芯输出端匹配电路的设计依据.简化的 GaN HEMT 输出阻抗模型如图 2 所示,其中电阻和电容是需要确定的两个重要参数^[4].由于管芯的最佳功率与最佳效率往往并不在同一阻抗点,因此需要对二者进行折中考虑.最终优化提取得到 1mm 栅宽 GaN 功率管芯的等效输出电阻和等效输出电容分别为 85Ω 和 0.6pF.

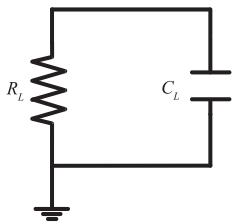


图2 简化的GaN HEMT输出阻抗模型

2.3 宽带匹配理论

宽带匹配电路的设计需要解决最小反射系数下的较宽匹配频带,或者给定带宽指标下如何减小匹配网络节数的矛盾需求. Bode-Fano 准则给出,在一定的标准负载阻抗类型下,对一个任意匹配网络能够得到的最小反射系数的模的理论限制值^[5].

已知 12mm 栅宽 GaN 管芯的输出阻抗可以等效为一个并联的 RC 电路,以 1mm 栅宽 GaN 器件模型按比例推算获得等效电阻和等效电容的分别为 7.1Ω 和 7.2pF^[6,7].对于并联 RC 负载阻抗的无耗网络, Bode-Fa-

no 准则规定^[8]:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega = \Delta\omega \ln \frac{1}{|\Gamma|} \leq \frac{\pi}{\tau}$$

或

$$\frac{F_{\text{high}} - F_{\text{low}}}{F_0} = \frac{\pi}{-Q_L \ln |\Gamma|}$$

其中 Q_L 为功率管输出阻抗匹配时的品质因数, Γ 为工作带宽内所需的最小反射系数.

当反射系数 $\Gamma = 0.05$ 时,计算可得 $F_{\text{high}} - F_{\text{low}} \approx 3.3\text{GHz}$

当反射系数 $\Gamma = 0.1$ 时,计算可得 $F_{\text{high}} - F_{\text{low}} \approx 4.2\text{GHz}$

由上述计算结果可知在 $\Gamma = 0.05$ 时,匹配带宽的理论值为 3.3GHz,此值大于所需的 3GHz 带宽要求,但此计算结果只是理想情况下带宽的指标上限,故最终实际很难达到如此大带宽.而在 $\Gamma = 0.1$ 时,匹配带宽的理论值可以达到 4.2GHz,此时有足够的带宽余量,且 $\Gamma = 0.1$ 完全能够满足本文的设计需求,理论验证了所用 GaN 管芯能够满足实际设计的带宽要求.

2.4 电路设计

理论上实阻抗可以经过足够多的匹配元件达到任意所需的带宽,然而实际器件的阻抗由于几乎都包含电抗部分,从而限制了其能够达到的最大带宽,最大带宽由 Bode-Fano 准则决定.

切比雪夫阻抗变换器和二项式变换器是实现实阻抗间宽带阻抗变换的两种常用方法^[9].图 3、图 4 分别为二者的反射系数幅值与频率的关系.相比于二项式匹配变换器,切比雪夫变换器虽然会造成通带内具有一定的波纹,但其能够获得最佳带宽.如果能够接受通带内具有波纹的响应,则在相同节数时,切比雪夫变换器要比二项式变换器具有更好的带宽.

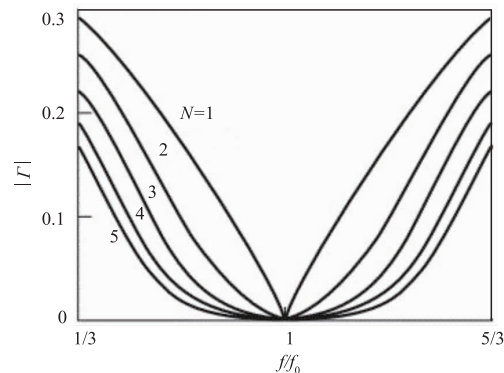
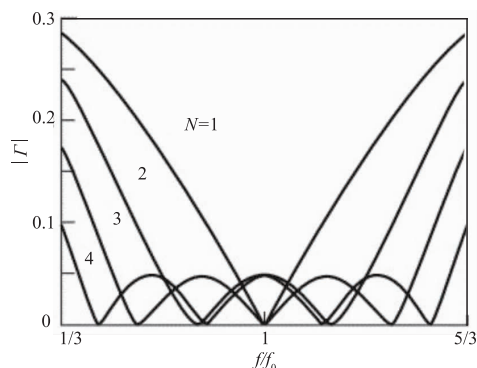


图3 N节二项式匹配变换器的反射系数的幅值与频率的关系

本文设计的宽带功放能够接受通带内具有一定波纹的响应,因此选取切比雪夫变换器的方法来实现宽带匹配电路的设计更具有优势.由于 GaN 管芯的输入

图4 N 节切比雪夫匹配变换器的反射系数的幅值与频率的关系

输出阻抗都包含电抗部分,因此本文首先采用 L 、 C 匹配网络电路将输入输出阻抗转变到实阻抗,然后再以切比雪夫变换结构的多节 $1/4$ 波长微带线实现实阻抗间的宽带匹配设计。

2.5 功率合成

Wilkinson 功率分配器和 Lange 耦合器是功率放大器中常见的两种功率合成方法。Wilkinson 功率分配器的输入输出端口都要求是 50Ω ,要想完成宽带的设计其尺寸较大,且带内损耗大,很难能达到本文的设计要求。而 Lange 耦合器虽然能够获得较大的带宽,但其耦合线一般较窄,且又紧靠在一起,无法承受较大的功率输出。

基于以上问题的考虑,本文通过将威尔金森功分器与切比雪夫变换器相结合到一起的方式进行了宽带功放的电路设计,即以多节 $1/4$ 波长微带线同时完成功放的阻抗匹配和功率合成设计,从而很好的解决了上述遇到的问题。具体设计步骤为:首先将单个 12mm 栅宽 GaN 功率管芯的输入输出阻抗采用 L 、 C 和多节 $1/4$ 波长微带线匹配到 100Ω ;然后将相同的两个上述匹配电路的输入输出端口分别进行并联合成,此时整个功放电路的输入输出端口阻抗值则为需要匹配到的阻抗值 50Ω ,其中多节 $1/4$ 波长微带线既具有切比雪夫变换器的宽带匹配作用,同时也具备威尔金森功分器的功率合成作用。整个超宽带功放的设计原理图如图 5 所示。

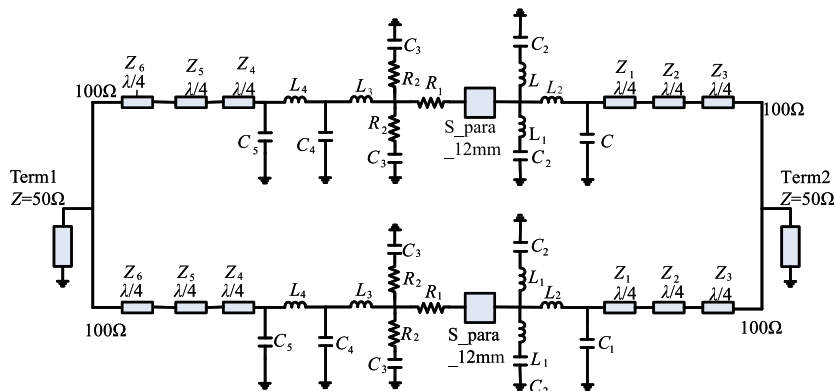


图5 GaN HEMT管芯匹配电路原理图

此电路拓扑结构扩展了带宽,减少了损耗,提高了效率。且相比于常见的采用功率分配器和功率合成器的宽带功放合成设计方法,省去了此部分电路,从而大大减小了宽带功放的电路尺寸。

其中以 1mm 栅宽 GaN 器件模型按比例推算获得的 12mm 栅宽 GaN 管芯等效电阻($\frac{85}{12}\Omega$)和等效电容($0.6 \times 12\text{pF}$)作为输出阻抗进行输出匹配网络电路的设计,得到图 6 所示的输出匹配网络设计仿真曲线,其中 f_1 为 1.0GHz , f_2 为 4.0GHz , f_3 为 4.8GHz , f_4 为 8.0GHz ,在 $1.0 \sim 4.4\text{GHz}$ 频率范围内,输出匹配网络电路的插入损耗小于 0.6dB 。以加入输出匹配网络电路的 S 参数包作为输入阻抗进行输入匹配网络的设计^[10],得到图 7 所示的输入匹配网络设计仿真曲线,在 $1.0 \sim 4.2\text{GHz}$ 频率范围内,小信号增益大于 14.5dB ,反射系数 S_{11} 小于 -3.4dB 。

通过在管芯输入端加入串并联电阻的稳定性结构,从而保证器件能够正常稳定的工作。图 8 为整个匹配网络电路的稳定性仿真结果,从图 8 中可以看出在整个工作频带内稳定性系数远远大于 1,完全满足功放稳定性系数大于 1 的设计要求。

3 功放测试

功放的电路是制作在介电常数为 9.9 、厚度为 $380\mu\text{m}$ 的陶瓷基片,以及介电常数为 85 和 38 、厚度为 $180\mu\text{m}$ 的陶瓷电容上。功放的管壳外部尺寸为 $30.8 \times 27.4\text{mm}$,实物如图 9 所示。

首先使用矢量网络分析仪对功放的小信号 S 参数进行测试,输入功率为 -10dB 。图 10 为功放 S 参数的仿真结果与测试结果曲线,其中 $S_{21}(S)$, $S_{11}(S)$ 为仿真结果, $S_{21}(M)$, $S_{11}(M)$ 为测试结果。从图中可以看出,在 $1.0 \sim 4.0\text{GHz}$ 范围内,实测小信号增益大于 14dB ,反射系数小于 -3.3dB ,小信号 S 参数的测试曲线与仿真曲线趋势基本一致。而存在一定差异的主要原因包含

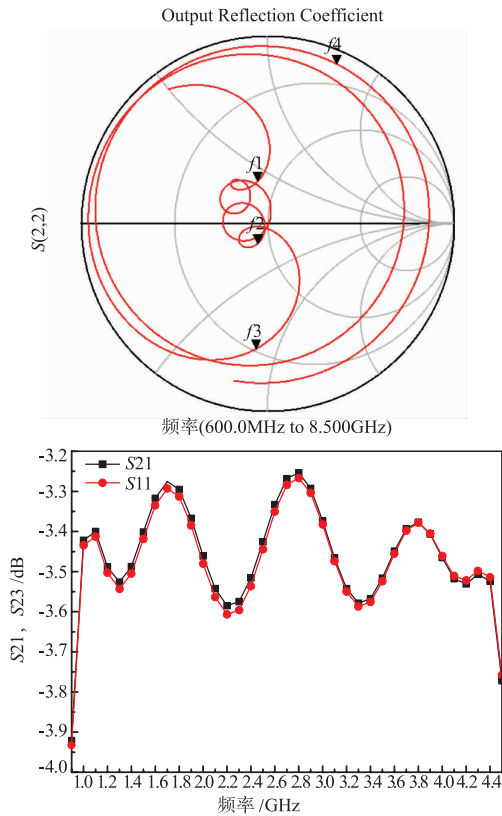


图6 输出匹配网络设计仿真曲线

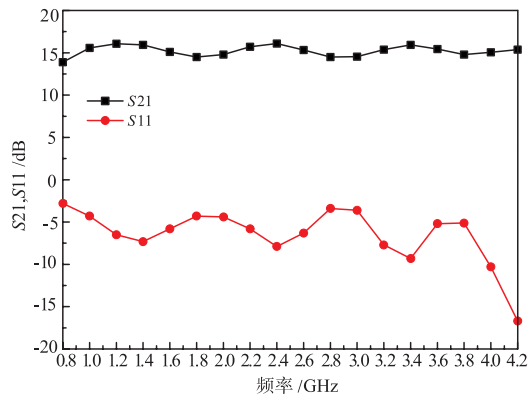


图7 输入匹配网络设计仿真曲线

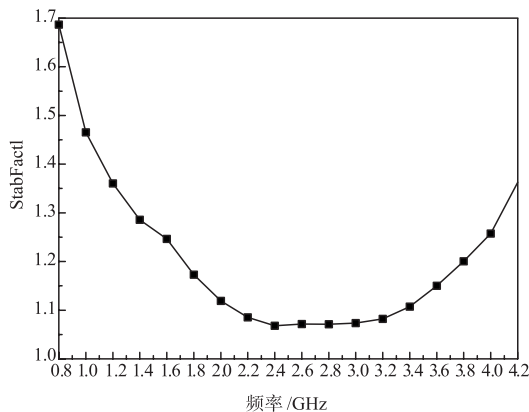


图8 功放电路的稳定性仿真结果

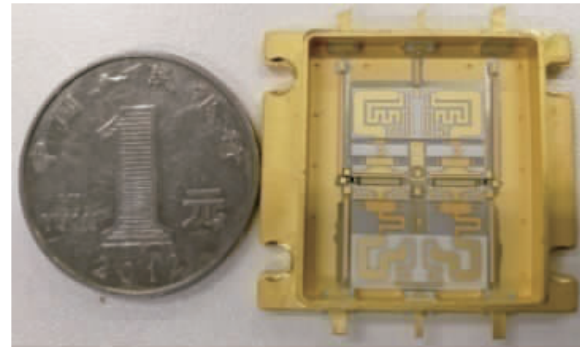


图9 功放电路实物图

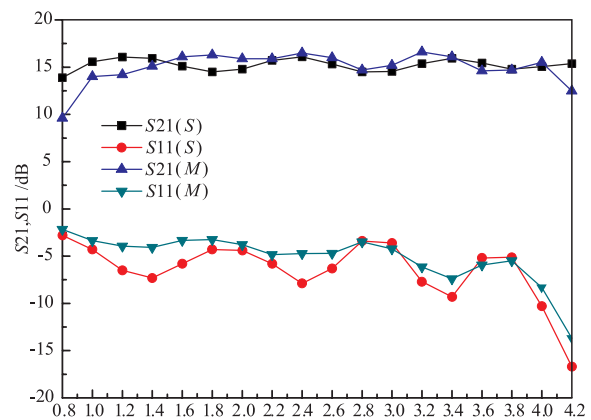


图10 功放S参数的仿真结果与测试结果

以下几点:仿真时微带线采用的是理想导体;在文中的工作频段内,金丝会对匹配电路造成较大的影响;在仿真时没有考虑测试夹具的影响.

(a)测试条件: $V_{DS} = 32V, I_{DS} = 0.4A$,连续波

选取 1GHz、2GHz、3GHz、4GHz 四个频率点,对放大器进行功率扫描测试(14-38dBm 时,间隔为 2dBm,38-41dBm 时,间隔为 1dBm),得到如图 11 和图 12 所示的测试结果曲线图.从图 11 中可以看出功放在输入功率达到 40dBm 时,输出功率几乎不再随输入功率的增加而增加,此时功放达到饱和.

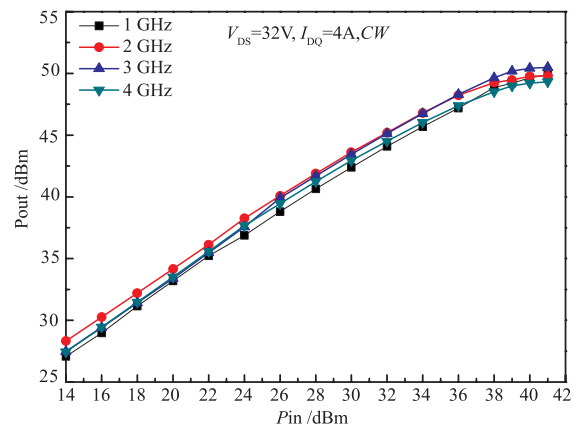


图11 输出功率随输入功率增加的变化曲线图

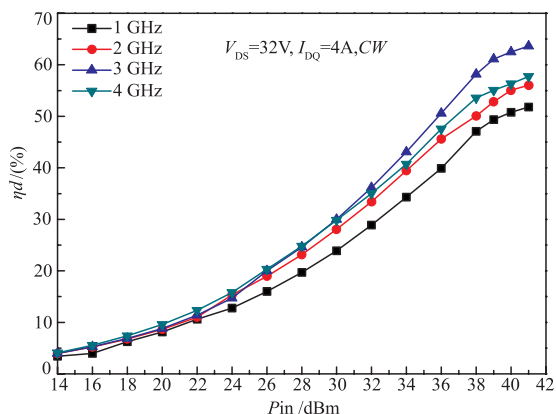


图12 漏极效率随输入功率增加的变化曲线图

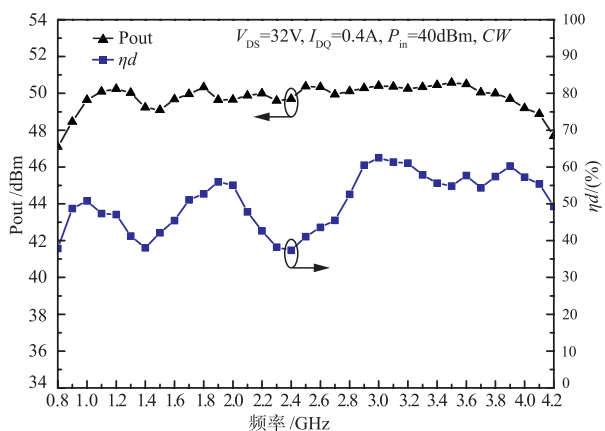


图13 输出功率、漏极效率与频率相应特性

(b) 测试条件: $V_{DS} = 32V, I_{DS} = 0.4A, P_{in} = 40dBm$, 连续波

图 13 为功放输出功率测试结果. 测试结果显示: 功放在 1 ~ 4GHz 的频率范围内, 饱和输出功率大于 49.05dBm(80.3W), 带内饱和功率增益大于 9dB, 功率平坦度小于 $\pm 0.8dB$, 饱和漏极效率大于 37.3%, 最大效率 62.5%.

表 1 国内外研究成果对比

Ref.	BW(GHz)	Pout(W)	Drain Eff(%)
文献[11]	0.8~5	7.9	/
文献[12]	1~3	40	41
	2~4	25	40
	2~4	45	38
文献[13]	0.4~2.8	15	65
文献[14]	1~4	32	42~49
文献[15]	0.6~3.8	10	46
文献[16]	0.8~3	10	50~66.3
This work	1~4	80	37.3~62.5

表 1 中列出了本文研究成果与近几年国内外研究成果的主要性能指标. 由表可见: 实现较大带宽的宽带功率放大器, 输出功率较低; 而实现较大输出功率的宽带放大器, 工作带宽较窄; 本文研究的功率放大器在实现较大带宽的同时具备大功率输出能力, 具有一定的先进性.

4 结论

本文采用南京电子器件研究所自主研发的 0.25 μm GaN HEMT 器件, 以切比雪夫变换器结构与威尔金森功分器相结合的电路结构, 获得了较大的带宽和完成了两路管芯的功率合成, 从而成功研制出一款工作频率在 1 ~ 4GHz, 连续波输出功率大于 80W 的 GaN 超宽带功率放大器. 其具有工作频带宽, 输出功率大, 尺寸小的特点, 具备一定的先进性, 具有广泛应用的价值.

参考文献

- [1] 钟世昌, 陈堂胜, 张斌, 任春江, 陈辰, 高涛. 八胞合成 X 波段 140W AlGaIn/GaN HEMT 的研究与应用[J]. 固体电子学研究与进展, 2011, 31(05): 442 - 444 + 493.
- [2] 徐永刚, 李飞, 钟世昌. S 波段宽带大功率内匹配器件设计[J]. 电子与封装, 2018, 18(07): 42 - 44.
- [3] Waldron, J, Chow, T P. Physics-based analytical model for high-voltage bidirectional GaN transistors using lateral GaN power HEMT[P]. Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2013. 355 - 358.
- [4] 钟世昌, 陈堂胜, 钱锋, 陈辰, 高涛. Ku 波段 60W AlGaIn/GaN 功率管[J]. 固体电子学研究与进展, 2014, 34(04): 350 - 353.
- [5] 格列别尼科夫(美). 射频与微波功率放大器设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [5] Andrei Grebennikov. RF and Microwave Power Amplifier Design[M]. McGraw-Hill Professional, 2004.
- [6] Fu S T, Komiak J J, Lester L F, et al. C-band 20 W internally matched GaAs based pseudomorphic HEMT power amplifiers[A]. GaAs IC Symposium[C]. San Jose, America; 1993. 355 - 358.
- [7] Zhong Shichang, Chen Tangsheng, Lin Gang, et al. 8-watt internally matched GaAs power amplifier for 16 ~ 16.5 GHz band[A]. ICSICT[C]. Shanghai, China; 2006. 1234 - 1236.
- [8] R M Fano. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances[J]. Journal of the Franklin Institute, 1950, 249(1): 57 - 58.
- [9] 波扎(美)著, 张肇仪, 等. 译. 微波工程(第三版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [10] 杨文琪, 钟世昌, 李宇超. 基于 GaN HEMT 的 0.8 ~ 4.2GHz 超宽带功率放大器的设计[J]. 固体电子学研究

- 与进展,2017,37(6):375-378.
- [11] 赵家敏,张瑞,安士全. 基于 GaN 管芯的 LS 波段宽带功率放大器的设计[J]. 中国电子科学研究院学报,2015,10(6):642-645.
- [12] C Berrached, D Bouw, M Camiade, et al. Wideband, high-efficiency, high-power GaN amplifiers, using MIC and quasi-MMIC technologies, in the 1-4 GHz range[J]. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2015, 7(1):1-12.
- [13] Zhang Z, Amous M T, Boeck G. Ultra-broadband GaN power amplifier utilizing planar Guanella transformer [A]. IEEE International Conference on Transparent Optical Networks[C]. Budapest, Hungary, 2015. 1-4.
- [14] Sebastian Preis. Double octave L-and S-band power amplifier utilizing broadside coupled impedance transformers [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2016, 37(03):1-4.
- [15] Rubio J J M, Camarchia V, Quaglia R. A 0.6~3.8 GHz GaN amplifier designed through a simple strategy [J]. IEEE Microwave & Components Letters, 2016, 26(6):446-448.
- [16] 程知群, 轩雪飞, 刘国华, 等. 基于 GaN HEMT 宽带高效率功率放大器的设计[J]. 杭州电子科技大学学报, 2017, 37(6):1-4.

作者简介



杨文琪 男,汉族,甘肃靖远人,2015年本科毕业于吉林大学电子科学与工程学院,2018年硕士毕业于南京电子器件研究所微电子学与固体电子学专业,并于同年留所工作至今,主要研究方向为射频与微波功率放大器的电路设计。
E-mail:1752181193@qq.com



钟世昌 男,研究员,教授,硕士研究生导师。1979年生于福建长汀,2002年毕业于吉林大学物理系,分配至南京电子器件研究所工作至今,分别于2011年与2014年两次破格晋升高级工程师与研究员级高工,曾获国家技术发明二等奖一次,工信部国防科技进步奖两次,主要从事微波功率放大器模型与电路设计工作。