

2~6 GHz 100 W 高效率平衡式功率放大器的研制



来晋明^{1,2*}, 徐会博³, 李志友², 倪涛³, 王超杰²,
银军³, 王海龙², 马晓华¹

(1. 西安电子科技大学微电子学院, 西安 710071; 2. 中国电子科技集团公司第二十九研究所, 成都 610036;
3. 中国电子科技集团公司第十三研究所, 石家庄 050050)

摘要 为解决传统宽带大功率放大器工作效率低的问题, 采用新型电阻电抗连续 B/J 类功放模式拓展晶体管高效率的输出负载阻抗空间, 从而提高宽带功放的漏级输出效率。提出了一款基于 0.25 μm 栅长的氮化镓高电子迁移率晶体管 (GaN HEMT) 的平衡式功放。该功放将 LC 匹配网络和切比雪夫阻抗变换器相结合实现 GaN HEMT 器件宽带输入输出阻抗匹配, 并利用 3 dB Lange 耦合器实现宽带平衡式功率合成。在连续波测试条件下, 该平衡式功放在 2~6 GHz 频带内输出功率大于 100 W, 漏极效率大于 45%, 功率增益大于 9.0 dB, 抗负载失配比优于 5:1。

关键词 GaN HEMT; 宽带; 平衡式功率合成; 功率放大器

中图分类号 TN710 文献标志码 A DOI 10.12178/1001-0548.2023054

Development and Design of 2 GHz to 6 GHz, 100 Watt, High Efficient, Balanced Power Amplifier

LAI Jinming^{1,2*}, XU Huibo³, LI Zhiyou², NI Tao³, WANG Chaojie²,
YIN Jun³, WANG Hailong², and MA Xiaohua¹

(1. School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. The 29th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chengdu 610036, China;

3. The 13th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050050, China)

Abstract In this paper, in order to solve the problem of low efficiency of traditional wideband high-power amplifier, a new type of resistive reactance continuous B/J power amplifier mode is adopted to expand the output load impedance space of transistor with high efficiency. As a result, the drain stage output efficiency of broadband power amplifier is improved. Then, a balanced power amplifier (PA) based on 0.25 μm gate-length GaN HEMT is proposed. The PA combines LC matching network and Chebyshev impedance converter to realize broadband input and output impedance matching of GaN HEMT device, and utilizes a 3 dB Lange coupler to achieve broadband balanced power combination. Under the operating condition of continuous wave (CW), the proposed balanced PA has an output power greater than 100 W, drain efficiency greater than 45%, power gain greater than 9 dB, and anti-load mismatch better than 5:1 in the frequency range of 2 GHz to 6 GHz.

Key words GaN HEMT; broadband; balanced power combination; power amplifier

随着无线通信技术的高速发展, 射频收发系统对微波固态功率放大器的性能提出更高的要求, 如更宽的工作带宽, 更高的输出功率、效率、线性度和可靠性^[1]。作为第三代半导体材料的代表, 氮化镓 (GaN) 具有宽禁带宽度、高击穿电压、强抗辐照能力和高导热率的特点, 适用于制作抗辐照、大功率、宽带、高效率的射频功率放大器^[2-3]。

与窄带功率放大器相比, 宽带功率放大器设计难度大、输出功率低^[4-11]。针对传统的高效率功率放大器的工作带宽受限问题, 文献 [5] 根据波形工程分析方法提出了连续 J 类功率放大器, 推导出了连续 B/J 类功放漏极电压表达式, 通过调控电压和电流的波形减小漏极功耗, 使功放在宽频带内仍维持高效率^[6]。文献 [7] 提出了一种将晶体管的输出

收稿日期: 2023-02-28; 修回日期: 2023-04-24

作者简介: 来晋明, 博士, 研究员级高级工程师, 主要从事射频收发组件、大功率发射机等方面的研究。

*通信作者 E-mail: alai_nuli@qq.com

电容并入 LC 并联调谐电路中, 为提高功率放大器芯片的输出效率和带宽提供了一种可行的思路。文献 [8] 指出在器件输出端面, 调整二次谐波和基波处于反相状态, 可以提高功放的输出性能。文献 [9] 报道了一种外匹配形式的 2~6 GHz 连续波 100 W 功率放大器, 提供了一种结合切比雪夫宽带匹配理论指导宽带匹配电路的设计方法, 但存在放大器驻波差、对外部负载变化敏感等问题。

本文研制的 2~6 GHz 平衡式功放采用基于 GaN 外延技术制作的 HEMT 芯片和内匹配封装形式, 其输入匹配采用 IPD 工艺实现, 输出匹配则在氧化铝基片上制作高精度薄膜匹配网络实现。提出的平衡式功放解决了传统宽带放大器驻波差、稳定性低的缺点。在 2~6 GHz 范围内, 该功放在连续波条件下, 输出功率大于 100 W, 漏极效率优于 45%。

1 电路设计分析

1.1 电阻电抗性连续 B/J 类功率放大器

二次谐波阻抗对功率器件输出性能有着较大的影响。二次谐波与基波同向时, 电压上摆幅压缩, 下摆幅增大, 增大时域上电压与电流的重叠区域, 会恶化器件的功率和效率; 二次谐波与基波反向时, 电压上摆幅增大, 下摆幅压缩, 减小时域上电压与电流的重叠区域, 有利于改善器件的功率和效率。

由于本次研制的功率放大器的工作带宽相对较宽, 并且 2~3 GHz 的二次谐波频率为 4~6 GHz, 正好位于所需工作频带的上频段。如果使用传统的连续 B/J 类功放模式, 会使 2~3 GHz 的二次谐波阻抗位于 Smith 圆图的边缘, 与管芯在 4~6 GHz 的基频阻抗相互矛盾, 从而无法让晶体管发挥最大的性能优势。

为了解决这种二次谐波阻抗与基频阻抗相互矛盾的问题, 本文采用了电阻电抗连续 B/J 类功放模式。这种模式可以让功放在具有一定输出功率的前提下, 极大地拓展晶体管高效率的输出负载阻抗空间, 使晶体管二次谐波阻抗可以与基频阻抗相互重叠, 从而拓展高效率功放的工作带宽。

本文在传统的连续 B/J 类功放模式的电压波形表达式中添加一项辅助因子 $(\lambda + \delta \cos(\theta))$, 则此时晶体管在电流源参考平面的归一化电压波形表达式为:

$$V_{ds}(\theta) = (1 - \cos(\theta))(1 - \gamma \sin(\theta))(\lambda + \delta \cos(\theta)) \quad (1)$$

式中, γ 、 λ 和 δ 均为辅助因子, 各参数因子的取

值范围为 $-1 < \gamma < 1$, $0 \leq \delta < 1$ 以及 $\lambda \geq 1$ 。此时假设晶体管的漏极电流波形表达式为:

$$I_{ds}(\theta) = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos(\theta) + \frac{2}{3\pi} \cos(2\theta) \quad (2)$$

由式 (1) 和式 (2) 可得此时晶体管的阻抗空间, 表示为:

$$\begin{aligned} Z_1 L &= R_{\text{opt}} \left((\lambda - \delta) + j\gamma \left(\lambda - \frac{\delta}{4} \right) \right) \\ Z_2 L &= \frac{3\pi}{8} R_{\text{opt}} (\delta - j\gamma(\lambda - \delta)) \end{aligned} \quad (3)$$

式中, R_{opt} 为 B 类晶体管的最优输出负载阻抗。

同时晶体管的漏极效率 (DE) 随着各参数的变化关系为:

$$\text{DE} = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{\delta}{\lambda} \right) \quad (4)$$

可以看出, DE 的变化取决于 λ 和 δ 的取值。

从传统的电阻电抗连续 B/J 类模式可以看出, 当 $\delta \neq 0$ 时 (此时 $\lambda = 1$), 晶体管的二次谐波阻抗变为电阻性, 并且可以出现二次谐波阻抗与基频阻抗重叠的情况, 如图 1a 所示。其中, 当 $\text{DE} > 50\%$ 时, $\delta = 0.36$ 。此时可以通过增加 λ 的值, 让二次谐波阻抗的覆盖面积变得更大, 如图 1b 所示。以 $\lambda = 1.2$ 为例, 当 $\text{DE} > 50\%$ 时, $\delta = 0.44$ 。

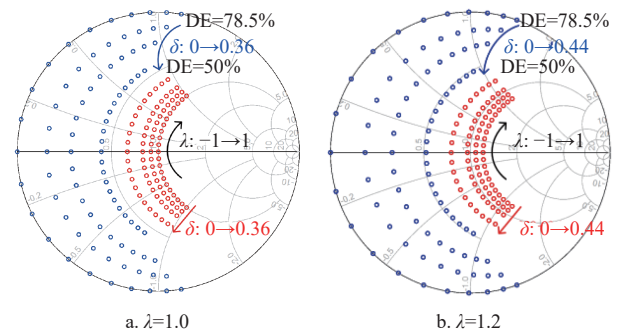


图 1 漏极效率大于 50% 的电阻电抗连续 B/J 类模式基频和二次谐波阻抗空间

通过添加辅助因子使得晶体管高效率的二次谐波阻抗区域得到拓展, 从而降低谐波阻抗匹配网络的设计难度, 并且对于工作频率重叠的矛盾也能够得到一定的缓解。利用这种方法, 可在 2~3 GHz 处选择 λ 和 δ 的值相对较大时的阻抗, 从而使该频段的二次谐波阻抗尽可能地接近 4~6 GHz 的基频阻抗。而 3~6 GHz 的二次谐波阻抗则可以选择 λ 和 δ 的值相对较小时的阻抗, 从而可以保持晶体管在整个工作频带内的高效率工作状态。

1.2 GaN 管芯选取

管芯是功率器件最核心的部分, 本文选用中国电子科技集团公司第十三研究所研制的 $0.25\ \mu\text{m}$ 栅长 GaN HEMT 管芯。管芯的版图结构对器件性能有着十分重要的影响, 综合考虑芯片的散热能力和器件性能, 需要对管芯的栅漏间距、源漏间距以及衬底厚度进行优化设计。优化后芯片的单指栅宽为 $208\ \mu\text{m}$, 栅指数为 6, 胞数为 8, 总栅宽为 $10\ \text{mm}$, 芯片的外形尺寸为 $3.0\ \text{mm}\times 0.7\ \text{mm}$, 厚度为 $80\ \mu\text{m}$ 。管芯版图如图 2 所示。

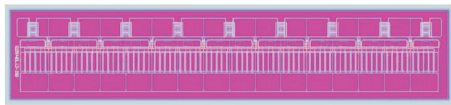


图 2 GaN HEMT 管芯版图

通过对 $10\ \text{mm}$ 管芯进行直流测试, GaN 管芯源漏击穿电压大于 $150\ \text{V}$, 保证了器件可以在 $28\ \text{V}$ 下可靠工作。在 $28\ \text{V}$ 漏源电压连续波工作条件下, 管芯功率密度大于 $3.0\ \text{W}/\text{mm}$, 为实现功率器件连续波输出功率大于 $100\ \text{W}$, 通过计算选用的管芯总栅宽应大于 $34\ \text{mm}$ 。鉴于功率器件在工作时的热损耗、合成损耗以及插入损耗, 本文采用 4 个 $10\ \text{mm}$ 栅宽的管芯实现并联结构。

1.3 管芯等效输出阻抗

管芯的栅极偏置电压选为 $-2.6\ \text{V}$, 漏极的偏置电压 $28\ \text{V}$, 使得放大器工作在 B 类模式。针对单指栅宽为 $208\ \mu\text{m}$, 栅指数为 6, 胞数为 2 的 $2.5\ \text{mm}$ 宽芯片, 选取 $2\ \text{GHz}$ 、 $3\ \text{GHz}$ 、 $4\ \text{GHz}$ 、 $5\ \text{GHz}$ 、 $6\ \text{GHz}$ 这 5 个频率点, 采用芯片的大信号模型进行 Load-Pull 负载牵引仿真, 得到的输出阻抗如表 1 所示。

表 1 管芯输出阻抗

频率/GHz	输出阻抗 Z_L/Ω
2	$27+j19.5$
3	$20.8+j19.5$
4	$17.5+j17.5$
5	$17.5+j17.5$
6	$14.3+j17.3$

输出阻抗采用电阻和电容并联进行等效, 如图 3 所示。用集总模型对芯片输出阻抗进行拟合, 得到 $2.5\ \text{mm}$ 管芯的输出等效电容 C_p 为 $1.15\ \text{pF}$, 输出电阻 R_p 为 $37\ \Omega$ 。晶体管的等效输出电阻

与晶体管栅宽成反比, 晶体管的等效输出电容与晶体管栅宽成正比, 所以 2 个栅宽 $10\ \text{mm}$ 的芯片等效电容为 $9.2\ \text{pF}$, 等效电阻为 $4.63\ \Omega$ 。以该 RC 并联等效电路作为设计初值, 进行输出匹配电路设计。

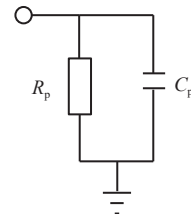


图 3 输出阻抗集总模型

1.4 输出匹配网络设计

由于器件阻抗位于低容性区, 电感 L_1 、电感 L_2 与管芯等效电容 C_p 在基频处产生谐振, 将器件的电流源端面阻抗拉至实部阻抗。在 Q 点处加入偏置网络, C_1 和 C_2 相差一个数量级的高容值电容, 在起滤波作用的同时, 对偏置电路的要求随之降低。整个输出匹配电路拓扑如图 4 所示。

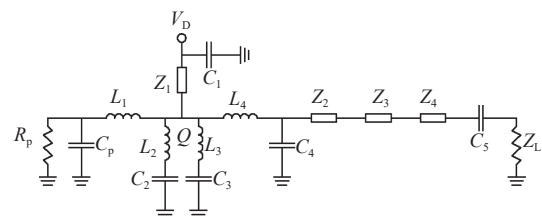


图 4 输出匹配电路拓扑图

为对管芯的等效输出电阻 $R_p=4.63\ \Omega$ 、并联电容 $C_p=9.2\ \text{pF}$ 进行匹配, 首先通过改进并联 LC 调谐电路将阻抗匹配到 Smith 圆图实轴, 并简化偏置网络的设计。再利用 3 节切比雪夫阻抗变换器匹配到 $50\ \Omega$ 。输出匹配电路的反射系数和插损的仿真结果如图 5 所示。在 $2\sim 6\ \text{GHz}$ 范围内, 回波损耗优于 $10\ \text{dB}$, 插损优于 $0.5\ \text{dB}$ 。

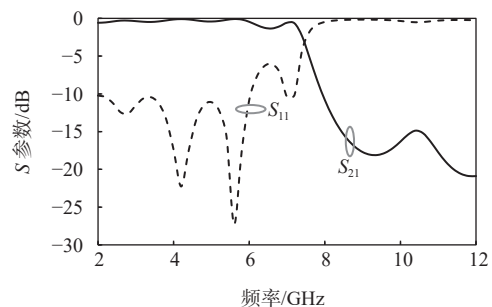


图 5 输出匹配电路仿真结果

1.5 平衡式放大器设计

宽带平衡式放大器由两只相同的放大器和一对 Lange 定向耦合器构成。利用该定向耦合器的隔离特性, 宽带放大器的驻波和抗失配性能有效改善。

Lange 耦合器的耦合度主要受微带线间距 S 、微带线宽度 W 和基片厚度 H 这 3 个参数的影响, 耦合器的频率主要受耦合线长度 L 的影响。考虑到放大器最大的连续波输出功率超过 150 W, 介质基板材料选为氮化铝 AlN, 厚度为 0.762 mm, 微带线宽度 W 需要大于 60 μm , 隔离电阻采用金刚石负载。对线宽、线间距优化设计之后的 Lange 耦合器版图如图 6 所示, 其仿真结果如图 7 所示。耦合器在 2~6 GHz 频段内耦合度 S_{31} 为 3.5 dB, 带内波动小于 ± 0.6 dB, 输入输出驻波比小于 1.2, 满足功放设计需求。

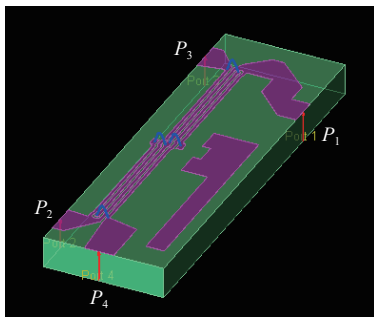


图 6 Lange 耦合器版图

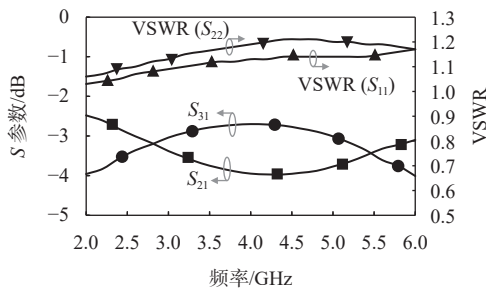
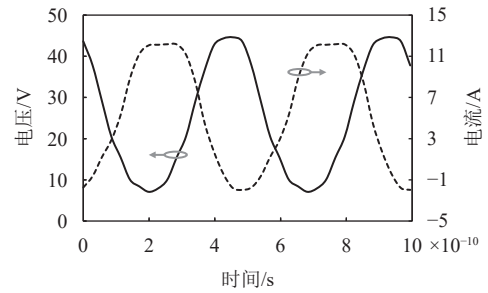
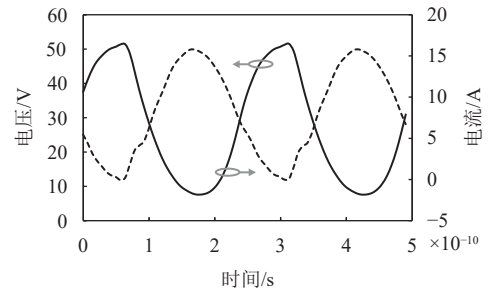


图 7 Lange 耦合器仿真结果

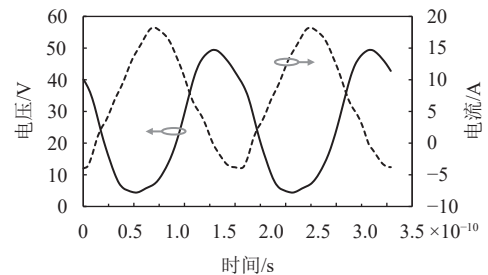
在内匹配总体拓扑电路确定的条件下, 利用大栅宽 HEMT 芯片有源模型以及键合引线、电容等无源模型, 结合内匹配合成技术及谐波平衡法进一步对整个器件进行路场协同全波仿真设计。电流源端面电压和电流的波形如图 8 所示。可以看出, 电压波形与电流波形有一部分交叠, 由于宽带每个频点并不能完全匹配, 交叠部分会进一步扩大。但大电流和大电压基本上都相互交错, 会降低晶体管自身的能耗, 最终达到提高效率的目的。



a. 2 GHz 处电压电流波形



b. 4 GHz 处电压电流波形



c. 6 GHz 处电压电流波形

图 8 电流源端面电压和电流的波形

2 测试分析

本文研制的功率器件的输入匹配电路采用 IPD 工艺, 输出功率合成电路采用介电常数为 9.9、厚度为 254 μm 的 Al_2O_3 介质基板制作微带电路; Lange 电桥采用介电常数为 8.6、厚度为 762 μm 的 AlN 介质基板制作, Lange 负载选用金刚石负载; 电容采用厚度为 0.2 mm、介电常数为 80 的钛酸锆 (ZrTiO_4) 陶瓷基片实现; 电感采用直径 30 μm 的金丝实现。GaN HEMT 管芯和金刚石负载采用熔点 280 $^\circ\text{C}$ 的金锡焊料烧结, 其余匹配电路及耦合器采用导电胶粘接。通过金丝键合工艺实现芯片与匹配电路间的连接; 载板采用高导热率的铜钼铜材料, 尺寸为 22.5 mm \times 17.5 mm。器件实物如图 9 所示。

图 10 为功放的小信号 S 参数实测与仿真结果。功放在 2~6 GHz 范围内 S_{11} 优于 -14 dB, 如图 10a 所示, 仿真结果和实测结果基本一致。 S_{21} 优于

14 dB, 如图 10b 所示, 实测值相对于仿真值向低频偏移 100 MHz, 这主要是 lange 电桥的线宽和缝隙太小, 加工精度不够导致。同时, 实测小信号增益平坦度为 ± 1 dB, 大于仿真结果 ± 0.5 dB, 这是由于输入 lange 电桥的平衡电阻实际的寄生电容比仿真值更大, lange 电桥的 2、3 端口输入驻波变差导致。

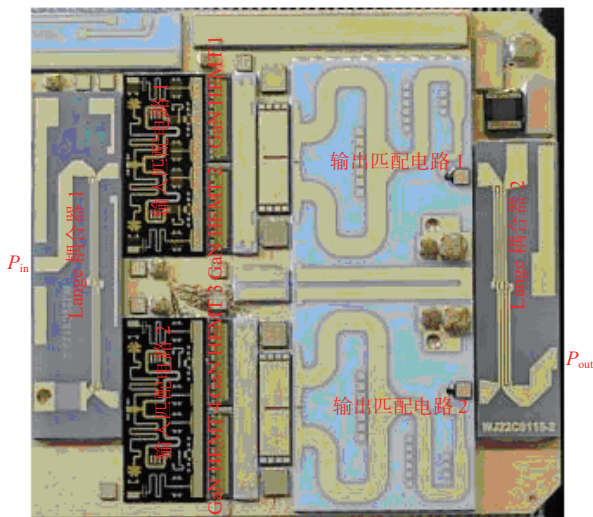


图 9 平衡式功放实物

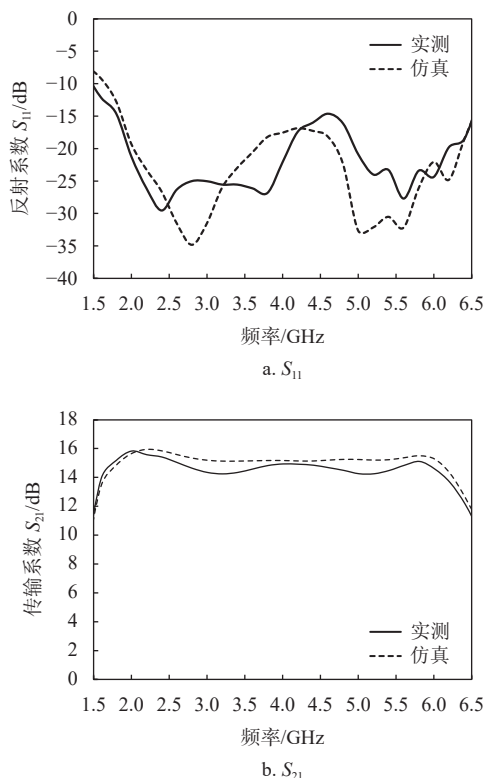


图 10 小信号 S 参数实测与仿真结果

在漏极工作电压 $V_{DS}=28$ V, 栅极电压 $V_{GS}=-$

-2.6 V, 输入功率为 $P_{in}=41$ dBm(12.6 W) 时, 功放采用连续波模式进行性能测试, 在 $2\sim 6$ GHz 范围内输出功率 P_o 大于 50 dBm (100 W), 功率增益 G_p 大于 9 dB, 漏极效率 DE 大于 45%, 带内漏极效率最高可以达到 60%, 仿真及测试结果如图 11 所示。

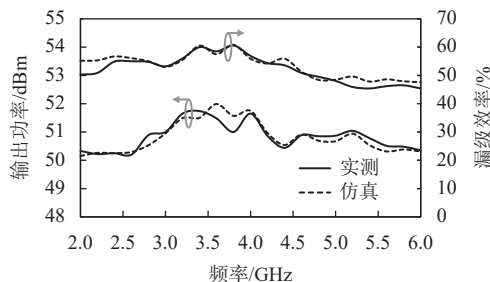


图 11 输出功率、漏极效率仿真与实测结果

图 11 可以看出, 输出功率的实测值低于仿真值 $0.4\sim 0.5$ dB, 漏极效率的实测值低于仿真值 $4\%\sim 5\%$ 。这种现象产生的主要原因是在管芯模型中对热等效电路建立的模型与实际存在误差, 且仿真参数是在理想条件下得出的, 而功率器件实际工作的环境与理想条件存在差异。当器件工作在连续波条件下时, 功放产生的一部分能量会以热量的形式散发, 使管芯的结温升高、芯片的功率密度降低, 导致输出功率和功率附加效率降低。

表 2 为本文研制的功放与已报道功放的性能对比。可以看出, 所研制的功放在 $2\sim 6$ GHz 频带范围内具有最高的输出功率和输出效率。相对于文献 [8], 尽管本文研制的功放的效率略低, 但具有更宽的工作带宽和更高的输出功率。而且, 该功放采用平衡式结构, 具有更高的抗负载失配比。

表 2 与已报道大功率功放性能对比

大功率功放	带宽/GHz	输出功率/dBm	效率/%	晶体管	工作类型
文献[8]	5.2~5.8	>49.0	>50	GaN	AB
文献[9]	2.0~6.0	>49.0	>38	GaN	AB
文献[10]	1.8~5.5	>43.0	>40	GaN	AB
文献[11]	2.0~6.7	>31.0	>20	GaAs	A
文献[12]	2.0~6.0	>45.0	>38	GaN	A
文献[13]	2.0~6.0	>44.8	>30	GaN	AB
本文	2.0~6.0	>50.0	>45	GaN	BJ

3 结束语

本文提出了一款基于自主研制的 GaN HEMT 芯片的宽带高效率平衡式功放, 采用了电阻电抗连续 B/J 类功放模式, 拓展了晶体管高效率的输出负

载阻抗空间, 实现了高效率宽带匹配结构设计。结合 Lange 耦合器设计, 完成了 GaN 平衡式超宽带功率放大器的设计和实现。该放大器工作带宽为 2~6 GHz, 整个频带内输出功率大于 100 W, 漏极效率大于 45%, 具有更高的抗负载失配能力, 可以满足无线通信及各工业领域对宽频带大功率器件的应用需求, 具有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] SECHI F, BUJATTI M. Solid-state microwave high-power amplifiers[M]. Norwood: Artech House Incorporated, 2009.
- [2] 郑新. 新型半导体功率器件在现代雷达中的应用研究[J]. 半导体技术, 2009, 34(9): 828-832.
ZHENG X. Research on the application of new semiconductor power devices in modern radar[J]. Semiconductor Technology, 2009, 34(9): 828-832.
- [3] 曹峻松, 徐儒, 郭伟玲. 第三代半导体氮化镓功率器件的发展现状与展望[J]. 新材料产业, 2015(10): 31-38.
CAO J S, XU R, GUO W L. The development status and prospects of third-generation semiconductor gallium nitride power devices[J]. New Materials Industry, 2015(10): 31-38.
- [4] 徐永刚, 杨兴, 钟世昌. 0.3~2.0 GHz 100 W GaN 超宽带功率放大器[J]. 固体电子学研究与进展, 2018(4): 239-243.
XU Y G, YANG X, ZHONG S C. 0.3-2.0 GHz 100 W GaN ultra wideband power amplifier[J]. Research and Progress in Solid State Electronics, 2018(4): 239-243.
- [5] BOUTAYEB S, GIRY A, SERHAN A, et al. Output matching network design for broadband class B/J power amplifier[C]//The 13th Conference on Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). Giardini Naxos: IEEE, 2017: 41-44.
- [6] CHEN J H, HE S B. Broadband high-efficiency power amplifiers design based on hybrid continuous modes utilizing the optimal impedances at package plane[C]//IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Phoenix: IEEE, 2015: 1-4.
- [7] 金晨, 陈伟, 王志宇, 等. X 波段 GaN 高效率连续 B 类功率放大器芯片设计[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2021(6): 77-85.
JIN C, CHEN W, WANG Z Y, et al. Design of X-band GaN high-efficiency continuous B-class power amplifier chip[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2021(6): 77-85.
- [8] 姜肖萌. C 波段 GaN 内匹配功率放大器的设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
LOU X M. Design of C-band GaN internal matching power amplifier[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022.
- [9] 关统新. 2 GHz~6 GHz 宽带功率放大器的研究[J]. 现代信息科技, 2022, 6(1): 60-62.
GUAN T X. Research on 2 GHz to 6 GHz broadband power amplifiers[J]. Modern Information Technology, 2022, 6(1): 60-62.
- [10] 王浩全, 郭昊, 郝明丽. 2~6 GHz 宽带功率放大器模块设计[J]. 电子技术应用, 2017, 43(7): 8-10.
WANG H Q, GUO H, HAO M L. Design of 2-6 GHz broadband power amplifier module[J]. Application of Electronic Technology, 2017, 43(7): 8-10.
- [11] 朱轩昂, 林金庭, 陈效建. 2~6 GHz 单片功率放大器[J]. 固体电子学研究与进展, 2001, 21(2): 119-125.
ZHU X N, LIN J T, CHEN X J. 2-6 GHz single-chip power amplifier[J]. Research and Progress in Solid State Electronics, 2001, 21(2): 119-125.
- [12] Wolfspeed. CMPA2060035D[EB/OL]. [2023-01-08]. <http://www.wolfspeed.com/products/rf/general-purpose-broadband-28-v/cmpa2060035>.
- [13] Qorvo. TGA2578-CP [EB/OL]. [2023-01-08]. <http://www.qorvo.com/products/p/TGA2578-CP>.

编辑 张莉