

DOI:10.11918/202411078

准连续逆 F 类功率放大器的紧凑型设计

刘书呈¹, 周井玉¹, 谢俊杰², 戴启东², 李里², 党黎黎², 王晨歌¹, 郁发新^{1,2}

(1. 浙江大学 航空航天学院, 杭州 310027; 2. 浙江臻镭科技股份有限公司, 杭州 310030)

摘要: 为满足现代无线通信系统对射频功率放大器(PA)在高功率、宽带高效率,以及小型化方面的需求,提出了一种在P/L/S波段(特别是L波段)适用于高功率输出的宽带高效率PA的设计方法。首先,基于连续逆F类PA高效率阻抗匹配区域的拓展原理及基波低通匹配电路的阻抗特性,提出了准连续逆F类PA的谐波阻抗高效率区域及对应的输出电路拓扑结构。其次,通过有效利用高功率PA大尺寸晶体管的寄生参数,并复用基波与谐波输出匹配电路元件,在宽频带内以较少的元件实现高效率匹配的紧凑型设计,显著降低了电路复杂度。最后,为验证提出的设计方法,采用氮化镓高电子迁移率晶体管(GaN HEMT)作为放大器的主要器件,设计了一款适应于1.3~1.9 GHz频段的准连续逆F类高功率宽带高效率PA,经实验测试,其饱和输出功率达到46.01~46.73 dBm,功率增益在24.01~24.73 dB之间,同时实现了功率附加效率(PAE)65.1%~69.6%,末级漏极效率(DE)74.1%~79.5%的高效率输出。结果表明:对比国内外相近频率范围内的PA设计,文中提出的PA设计方法在确保宽带高效率的同时,显著缩减了电路面积,提升了结构紧凑性,为低频应用的小型化宽频带高效率PA提供了一种有效方案,在无线通信、雷达系统等领域具有潜在应用价值。

关键词: 功率放大器;准连续逆F类;宽频带;高功率;高效率;内匹配

中图分类号: TN722.7 文献标志码: A 文章编号: 0367-6234(2026)04-0165-09

Compact design of quasi-continuous inverse Class-F power amplifier

LIU Shucheng¹, ZHOU Jingyu¹, XIE Junjie², DAI Qidong², LI Li², DANG Lili², WANG Cheng¹, YU Faxin^{1,2}

(1. School of Aeronautics and Astronautics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Zhejiang Zhenlei Technology Co., Ltd., Hangzhou 310030, China)

Abstract: To address the demands of modern wireless communication systems for radio frequency (RF) power amplifiers (PAs) with high power output, broadband high efficiency, and miniaturization, this study proposes a novel design methodology for broadband high-efficiency PAs suitable for high-power output in the P/L/S bands, with a particular focus on the L band. Firstly, based on the extension of the high-efficiency impedance matching region of continuous inverse Class-F PAs and the impedance characteristics of fundamental low-pass matching circuits, a quasi-continuous inverse Class-F PA impedance model and the corresponding output circuit topology are developed. Secondly, by effectively utilizing the parasitic parameters of large-size transistors in high-power PAs and reusing fundamental and harmonic matching circuit components, the design achieves a compact high-efficiency configuration with minimal components across a wide frequency band, significantly reducing circuit complexity. Finally, to validate the proposed methodology, a prototype PA was designed using a gallium nitride high electron mobility transistor (GaN HEMT) as the primary device, targeting the 1.3–1.9 GHz frequency band. Experimental results demonstrate a saturated output power of 46.01–46.73 dBm and a power gain of 24.01–24.73 dB. Moreover, the PA achieves high-efficiency performance, with a power-added efficiency (PAE) of 65.1%–69.6% and a drain efficiency (DE) of 74.1%–79.5%. Compared with domestic and international PA designs within similar frequency ranges, the proposed approach ensures broadband high efficiency while significantly reducing circuit size and enhancing structural compactness. This design offers a promising solution for miniaturized, broadband, high-efficiency PAs with potential applications in wireless communication, radar systems, and related fields.

Keywords: power amplifier; quasi-continuous inverse Class-F; broadband; high power; high efficiency; internal matching

收稿日期: 2024-11-26; 录用日期: 2025-01-04; 网络首发日期: 2025-10-21

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.T.20251021.1225.002>

基金项目: 民用航天项目(D040302)

作者简介: 刘书呈(1999—),男,硕士研究生;郁发新(1975—),男,教授,博士生导师

通信作者: 王晨歌,0617514@zju.edu.cn

射频功率放大器(power amplifier, PA)在现代无线通信系统中一直扮演着至关重要的角色,随着通信频段的拓宽和数据速率的提升,PA 的性能要求也日益严格。目前,PA 不仅需要在宽频带内提供高增益和高输出功率,还必须具备高效率以降低系统的功耗,具备紧凑的拓扑结构以减小尺寸。这些日益严格的要求推动了 PA 技术的发展,使得“如何在宽带拓扑中实现高效率和高集成度”成为目前迫切需要解决的问题。

为了在宽带内实现高效率,Cripps 等^[1]提出了连续 B/J 类 PA 的设计方法,后来在此基础上演化出了连续 F 类^[2]、连续逆 F 类^[3]等连续类高效率 PA,这些结构在带宽、效率等方面均表现良好,因此受到了广泛关注。然而,面对功率、带宽、效率、尺寸等方面日益增长的需求,这些传统结构仍存在一定的局限性。

在谐波控制方面,由于宽带条件下基波、2 次谐波和 3 次谐波频段间的过渡带均较窄,此时在保证基波最佳阻抗的前提下,保持全频带 2、3 次谐波处于高效率区域较为困难。为此,Sun 等^[4]和 Yang 等^[5]分别提出多阶 LC 结构和椭圆滤波器结构的两种常见连续类拓扑结构来解决该问题,但同时也引入了复杂的匹配分支,这将增加损耗,降低效率,并使电路尺寸增大,不利于小型化设计;另一方面,在高频条件下,晶体管的输出寄生电容会产生低通滤波效应,降低晶体管的增益和带宽,高功率输出的晶体管尺寸较大,这种效应将更加明显,会增大宽带匹配的难度^[6-7],通常要采用额外的补偿电路来减小电容效应,这将进一步增大电路复杂程度。此外,为实现谐波的开路控制,常规的谐波控制型拓扑通常在基波匹配网络之前增加隔离支路,将 2 次谐波与基波网络有效隔离,以削弱谐波网络对基波的影响,但这也将提高电路复杂度。针对宽带谐波匹配、大功率下电容补偿等原因导致的结构复杂和效率下降等问题,本文提出了一种适应于 P/L/S 波段(特别是 L 波段)、高功率输出的准连续逆 F 类宽带高效率 PA 设计方案及与其对应的紧凑型输出匹配结构,该结构利用大尺寸晶体管输出寄生电容的高频阻抗特性,使 3 次谐波自然完成匹配,并结合对基波低通匹配网络的频率响应特性的分析,得到准连续逆 F 类 PA 的 2 次谐波的高效率区域。在此基础上,通过对元件在不同功能中的复用,仅引入 2 个元件便实现 2 次谐波调谐,在大幅减小电路尺寸的同时实现了高功率宽带高效率特性。为验证理论有效性,本文基于此结构,使用 GaN HEMT 管芯完成了一款准连续逆 F 类高功率宽带高效率 PA 的设计。

1 电路理论

1.1 高功率准连续逆 F 类 PA 方案

准连续逆 F 类 PA 的谐波拓展方法基于连续逆 F 类 PA 的思想,首先通过在逆 F 类 PA 的漏极电流表达式中添加无功因子项 $(1 - \gamma \sin \theta)$ 及拓展因子项 $(1 + \delta \cos \theta)$,将 2 次谐波最佳阻抗匹配点拓展为一段连续的高效率阻抗区域,此时 PA 的电压电流表达式为^[8-9]:

$$v(\theta) = 1 + \sqrt{2} \cos \theta + 0.5 \cos 2\theta \quad (1)$$

$$i(\theta) = (0.37 - 0.43 \cos \theta + 0.06 \cos 3\theta) \times (1 - \gamma \sin \theta) (1 + \delta \cos \theta) \quad (2)$$

基波、2 次谐波,以及 3 次谐波的阻抗分别为^[10]:

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{\sqrt{2} R_{\text{opt}}}{0.43 - 0.37\delta - j\gamma(0.123\delta - 0.37)} \\ Z_2 = \frac{0.5 R_{\text{opt}}}{0.185\delta + 0.5j\gamma(0.37\delta - 0.49)} \\ Z_3 = 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$R_{\text{opt}} = \frac{2(V_{\text{DD}} - V_{\text{knee}})}{I_{\text{max}}} \quad (4)$$

式中: V_{knee} 为膝点电压, I_{max} 为漏极最大电流幅值,此时漏极效率可以表示为^[10]

$$\eta_{\text{DE}} = \frac{\sqrt{2}(0.37\delta - 0.43)}{0.43\delta - 0.74} \quad (5)$$

式中 η_{DE} 为漏极效率。

可见,漏极效率与参数 δ 成反比,所以以此获得的阻抗区域拓展牺牲了部分效率,如图 1 所示为漏极效率与 δ 的关系曲线。

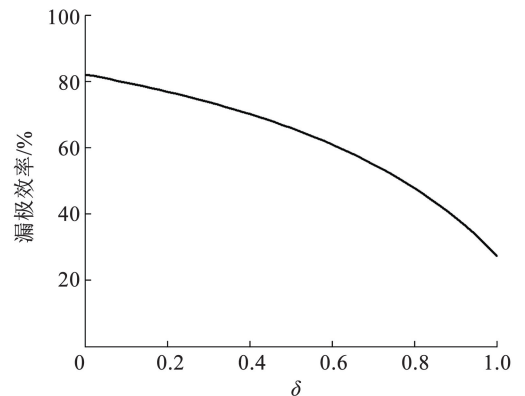


图 1 漏极效率与 δ 的关系曲线图

Fig. 1 Graph of the relationship between η_{DE} and δ

为避免很强的非线性效应^[8],通常将参数 γ 的取值范围限制在 $[-1, 1]$ 之间,同时为保证高效率特性,参数 δ 的取值范围限定为 $[0, 0.3]$ 。以本文使用的管芯为例,通过式(3)、(4)计算可得理论 2 次谐波阻抗在史密斯圆图上的位置分布如图 2 所

示,实际的区域范围与选取的管芯有关,但总体上集中于右半平面。

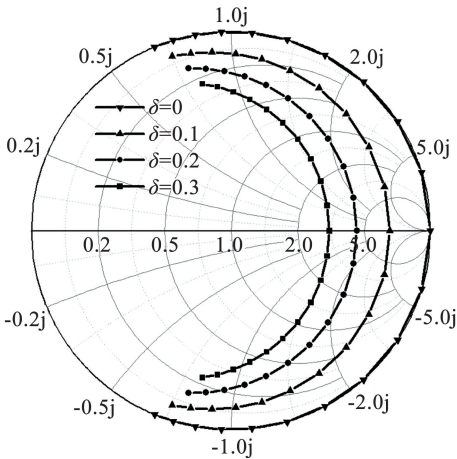


图2 2次谐波高效率区域

Fig.2 High-efficiency region of the second harmonic

上述分析基于3次谐波理想匹配(短路)的条件,但实际上,这在宽带下是很难实现的。为实现宽带高效率匹配,本文提出了一种准连续逆 F 类 PA 设计,将原逆 F 类 3 次谐波最佳匹配区域从短路点拓展至接近短路点的一段连续阻抗区域,其输出匹配网络拓扑见图 3。

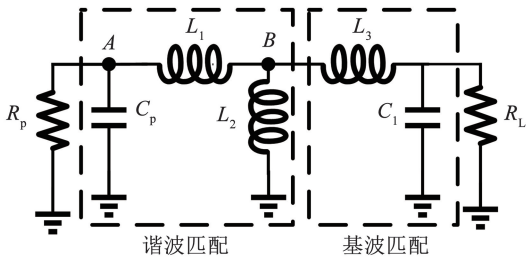


图3 本文提出的输出匹配原理图

Fig.3 Proposed output matching schematic diagram

此网络将管芯的寄生电路模型中的输出寄生电容(C_p)和寄生电感(L_d)吸收,此外仅引入 L_1 、 L_2 、 L_3 ,以及 C_1 共4个元件参与匹配,这些元件可分为谐波匹配部分及基波匹配部分。其中, C_p 主要由Anglov等^[11-13]提出的 HEMT 器件非线性等效模型中,晶体管自身的本征参数——漏-源寄生电容 C_{ds} 和端口存在的焊盘寄生电容构成,而漏极串联寄生电感 L_d 则在电路匹配时考虑进 L_1 的元件值中。在较高的频率下,这些寄生参数尤其是寄生电容的存在将导致晶体管的开关时间不再为0,使 PA 无法实现逆 F 类模式中,漏极电流和电压波形不重合的特性^[14],而在低频高功率的应用场景下,其对基波的影响较小。本文利用这一特性使其参与到谐波的匹配当中。

基波匹配网络采用的是低通匹配结构^[4],低通

匹配电路的输出阻抗在较高频率下表现为感抗,其频率响应见图 4。

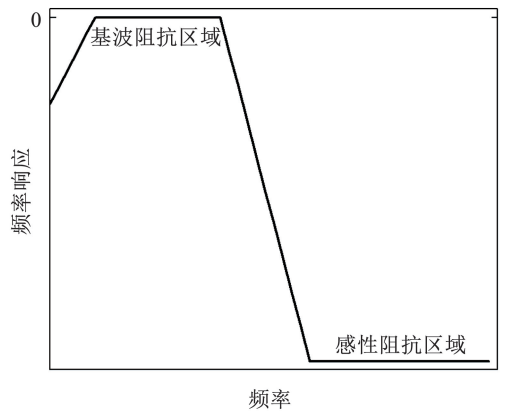


图4 低通匹配电路频率响应曲线

Fig.4 Frequency response curve of the low-pass matching circuit

这种频率响应在史密斯圆图中随着频率的升高将逐渐向开路状态延伸,在史密斯圆图中的轨迹见图 5。从图 5 可以看出,上半平面的阻抗位置更接近圆图的中心点,而根据对图 2 的分析,1 次谐波的位置越接近圆图中心,其对应的 δ 越大,理论效率也将越低。因此,将 2 次谐波的阻抗位置匹配至下半平面,可以在最大程度上降低效率损失。3 次谐波下,频率较高,同时因为大功率管芯的 C_p 较大,所以其对 3 次谐波的并联阻抗特性接近短路状态。基于此,本文确定了提出的准连续逆 F 类 PA 的基波预期位置及 2 次谐波、3 次谐波的高效率区域见图 5。

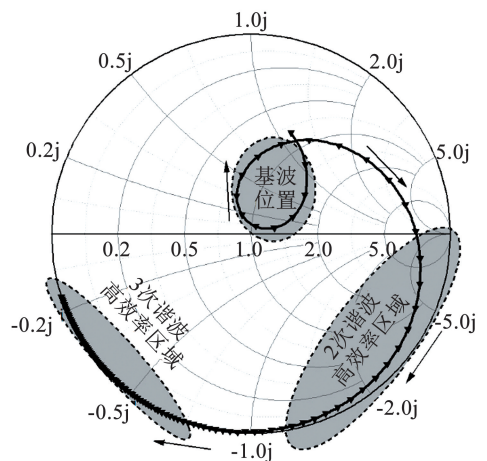


图5 输出电路频率响应轨迹及高效率区域位置图

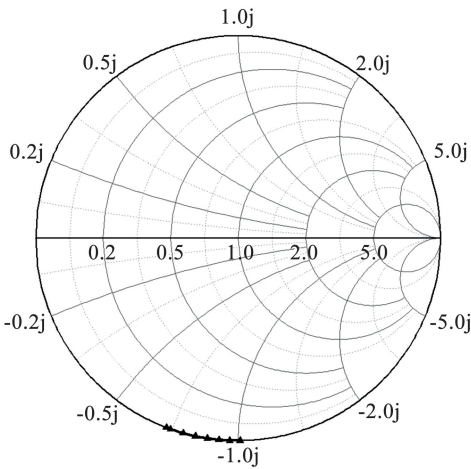
Fig.5 Frequency response trajectory of the output circuit and location of the high-efficiency region

1.2 紧凑型输出匹配电路分析

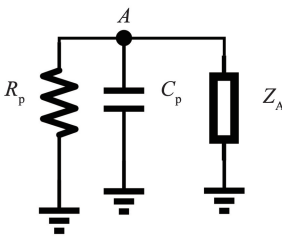
通过简单的结构实现宽带高效率匹配是实现紧凑型准连续逆 F 类 PA 的基础,本文基于如图 5 所示的高效率阻抗轨迹,通过有效利用高功率 PA 大

尺寸晶体管的寄生参数,并复用基波与谐波输出匹配电路元件,对图 3 所示准连续逆 F 类输出匹配网络进行紧凑型设计。

基于上述分析可知,在低频段进行高功率的准连续逆 F 类 PA 设计时,由于寄生电容的影响,3 次谐波将天然位于高效率区域。以本文采用的管芯为例,通过参数提取得到本文管芯的 $C_p = 5.67 \text{ pF}$, $R_p = 9.63 \text{ } \Omega$, $L_d = 0.0016 \text{ nH}$, C_p 在本文频段 (1.3 ~ 1.9 GHz) 的 3 次谐波范围内的阻抗为 $(-7.21j) \sim (-4.93j) \text{ } \Omega$, 其位置如图 6(a) 所示, 将图 3 电路中 A 点右侧的元件 (L_1, L_2, L_3, C_1, R_L) 阻抗表示为 Z_A , 可将电路简化为如图 6(b) 所示的结构, 由于 C_p 与 Z_A 并联后的阻抗低于 C_p 的阻抗, 所以两者并联后的 3 次谐波阻抗将更加接近短路效果。



(a) 3 次谐波下 C_p 的频率响应曲线



(b) 3 次谐波输出等效电路

图 6 3 次谐波分析与处理图

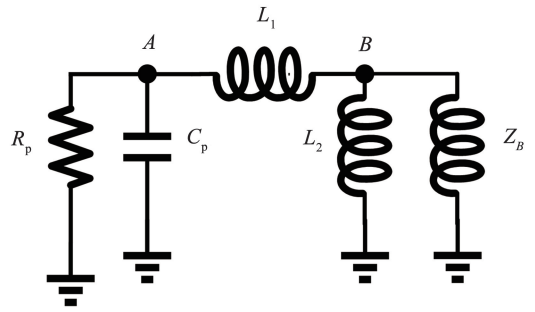
Fig. 6 Analysis and handling diagram of third harmonic

在 2 次谐波下分析如图 3 所示电路, B 点右边的结构 (L_3, C_1, R_L) 可视为一段优先得到的电感 $Z_B = (R_B + jX_B)$, 其中 R_B 近似为 0, 所以此时电路可等效为如图 7(a) 所示结构, 进一步可将 L_1, L_2 和 Z_B 等效为电感 L_{eq} , 如图 7(b) 所示, 其值为

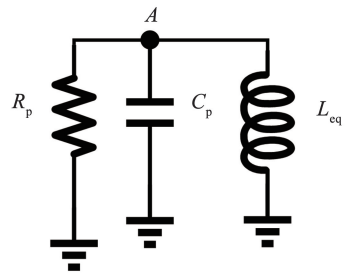
$$L_{eq} = L_1 + (L_2 // Z_B) \quad (6)$$

其与 C_p 形成并联谐振可设置 2 次谐波的开路点, 同时根据阻抗轨迹可知, 将谐振点设置在频带低频边缘的 2 次谐波处, 或者是基波与 2 次谐波的过

渡带即可实现 2 次谐波的高效率匹配。相比于传统方法中设置串联谐振结构形成短路点来隔离基波匹配网络对并联谐振结构的影响, 这种设计方法可以明显简化电路结构。



(a) 等效电路 1



(b) 等效电路 2

图 7 2 次谐波下输出等效电路图

Fig. 7 Equivalent output circuit diagram for the second harmonic

以本文设计为例, 图 3 中基波阻抗从 R_p 开始在 B 点由复阻抗经 L_2 变换为实阻抗 R_s , 再由基波匹配电路匹配至负载 R_L , 而一阶 LC 电路一般用于 1:3 ~ 1:10 的阻抗变换比中, 故将 R_s 的取值范围设为 5 ~ 17 Ω , 在百瓦级的超高功率场景中, 可在图 3 拓扑结构基础上增加 LC 阶数完成更大的阻抗变换比范围。

由品质因数的计算可得到 L_3 和 C_1 的取值范围为

$$Q = \frac{\omega_0 L_3}{R_s} = \omega_0 C_1 R_L = \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1} \quad (7)$$

进而得到此时基波网络在 2 次谐波的阻抗见图 8。

可知此时 Z_B 的实部阻抗 R_B 可近似为 0, Z_B 可等效为感性阻抗 jX_B , 其值的范围为 21.9 ~ 31.5 Ω 。此时可通过下式进行 2 次谐波的匹配, 即

$$\frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_p}} = 4\omega_0 \quad (8)$$

根据图 8 中 2 次谐波下 X_B 的阻值范围, 可知在中心频点 1.6 GHz 的 2 次谐波处, Z_B 的电感值为 1.09 ~ 1.57 nH。在确定初值时, 先近似的认为这些频点的电感值都为 1.09 ~ 1.57 nH。此外, 基于

式(7), L_1, L_2 , 以及 Z_B 还需满足从 R_p 传输至 B 点的基波阻抗转换为实阻抗, 即 B 点阻抗虚部为 0, R_p 传输至 B 点的阻抗 Z_s 可表示为

$$Z_s = \left(\frac{1}{R_{//} + j(X_{//} + \omega L_1)} + \frac{1}{j\omega L_1} \right)^{-1} = \left[\frac{R_{//}}{R_{//}^2 + (X_{//} + \omega L_1)^2} - j \left(\frac{X_{//} + \omega L_1}{R_{//}^2 + (X_{//} + \omega L_1)^2} + \frac{1}{\omega L_1} \right) \right]^{-1} \quad (9)$$

其中

$$Z_{//} = R_{//} + jX_{//} = \left(\frac{1}{R_p} + j\omega C_p \right)^{-1} = \frac{R_p}{1 + (\omega C_p R_p)^2} - j \frac{\omega C_p R_p^2}{1 + (\omega C_p R_p)^2}$$

令虚部为 0 可得

$$-\frac{\omega^2 L_2 C_p R_p^2}{1 + (\omega C_p R_p)^2} + \omega^2 L_2 L_1 + \left(\frac{R_p}{1 + (\omega C_p R_p)^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega C_p R_p^2}{1 + (\omega C_p R_p)^2} \right)^2 - 2 \frac{\omega^2 C_p R_p^2 L_1}{1 + (\omega C_p R_p)^2} + \omega^2 L_1^2 = 0 \quad (10)$$

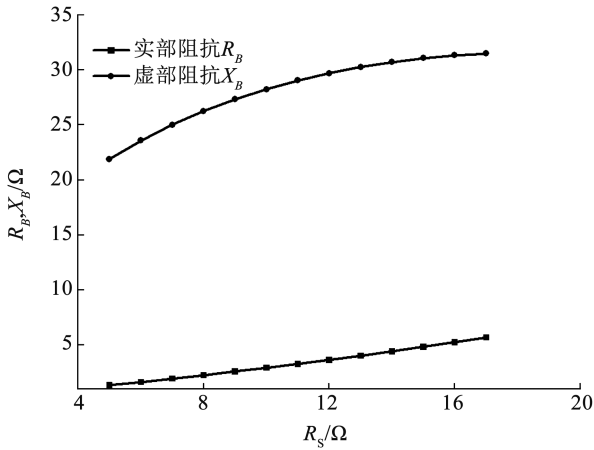


图 8 基波匹配网络在 2 次谐波下的阻抗 ($R_B + jX_B$) 与 R_s 的关系曲线

Fig. 8 Relationship curve between impedance ($R_B + jX_B$) of the fundamental matching network for the second harmonic and R_s

将各项数值代入并使 L_{eq} 与 C_p 并联谐振在 2.25 ~ 2.60 GHz 处(过渡带中点到 2 次谐波低频边缘), 可以解得 $L_1 = 0.09$ nH, $L_2 = 2.04$ nH 为一组可行的解, 此时 R_s 的值为 8.75 Ω , 虚部近似为 0, 此时 X_B 的值约为 $j \times 27.1 \Omega$, 其对应的电感值约为 1.35 nH, 此时 L_2 与 X_B 的并联电感值为 0.81 nH, L_{eq} 与 C_p 并联谐振在 2.35 GHz 处, 满足上述条件。

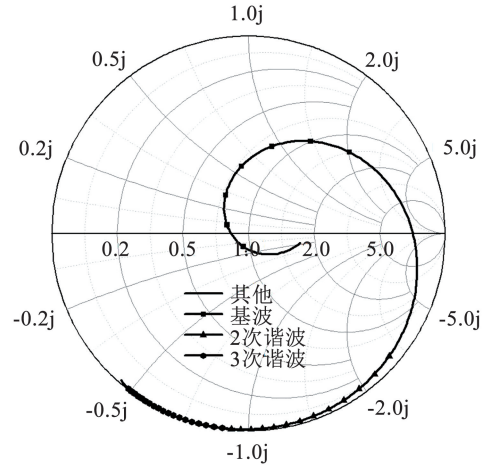
最后通过式(7)可以计算得到 L_3 与 C_1 的初值为: $L_3 = 1.89$ nH, $C_1 = 4.32$ pF。

在电路设计中, 此前忽略不计的部分将产生细微影响, 另外在进行版图仿真时, 实际元件将引入损耗, 这些是在计算过程中不曾考虑过的, 因此, 版图仿真的响应曲线与理想的仿真结果将出现较大偏差, 所以将上述元件初值代入后还需要根据版图仿真结果进行微调优化, 使其更加符合理想的频率响应轨迹。本文中优化前、后的各元件数值对比见表 1。

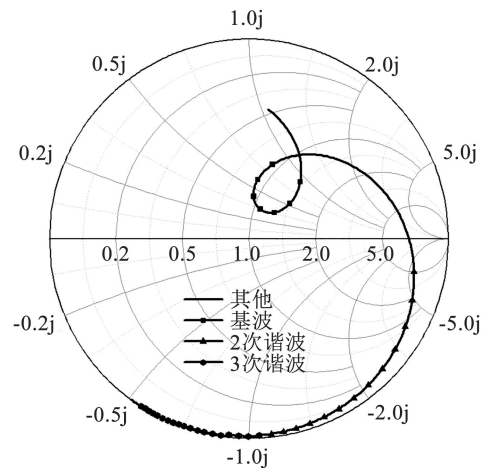
表 1 输出匹配网络元件值

元件	L_1 /nH	L_2 /nH	L_3 /nH	C_1 /pF
优化前初值	0.09	2.04	1.89	4.32
优化后初值	0.12	1.23	1.96	3.62

如图 9 所示为优化前、后的输出匹配频率响应对比。从图 9 可以看出, 优化后的基波、2 次谐波, 以及 3 次谐波均位于准连续逆 F 类 PA 的预期阻抗匹配区域, 按照本文提出的设计理论, 将可以在 1.3 ~ 1.9 GHz 频段上实现宽带高效率匹配。



(a) 优化前曲线



(b) 优化后曲线

图 9 输出匹配响应图

Fig. 9 Output matching response diagram

本文对 C_p, L_2 均进行了功能上的复用以实现紧凑型设计。其中 C_p 除使 3 次谐波天然位于匹配区域外,还完成了对 2 次谐波的匹配。 L_2 在完成谐波控制及将 B 点阻抗变换为 R_s 的同时,还兼顾偏置作用,从而代替逆 F 类传统结构中常用的两种偏置结构(1/4 波长偏置线或者大电感),如图 10 所示使用该结构设计准连续逆 F 类 PA 输出匹配网络的步骤。

级间匹配与输入匹配的设计目标是在保证 PA 稳定的条件下获得最佳的功率增益,一般情况下将前级管芯输出端与末级管芯输入端、负载与前级输入端在所需的频段下完成共轭匹配即可,本文采用了 RC 并联谐振结构充当稳定性电路,并基于此完成了级间与输入匹配电路,最终设计的整体原理图见图 11。

为评估本文提出的设计方法的有效性,将整个 PA 电路在 ADS 中进行谐波平衡仿真,静态工作点设为栅极电压 $V_{GS} = -2.5 \text{ V}$,漏极电压 $V_{DS} = 28 \text{ V}$,此时 PA 偏置在深 AB 状态,符合准连续逆 F 类功放的工作模式,在此状态下仿真得到的如图 12 (a)、(b)分别展示了 1.4 GHz 和 1.7 GHz 时在内部电流源端面仿真得到的电压和电流波形,从图 12 可以看出,电压电流波形交叠较小,接近逆 F 类 PA 的波形情况。此方法适用于低频段、高功率场景下的多种指标的宽带高效率 PA 设计。

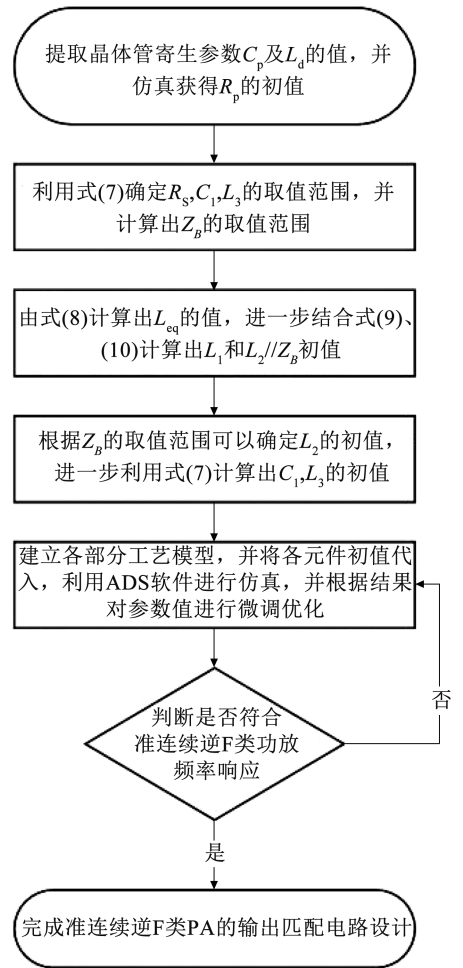


图 10 准连续逆 F 类 PA 输出匹配网络设计步骤

Fig. 10 Design steps of the output matching network for a quasi-continuous inverse Class-F PA

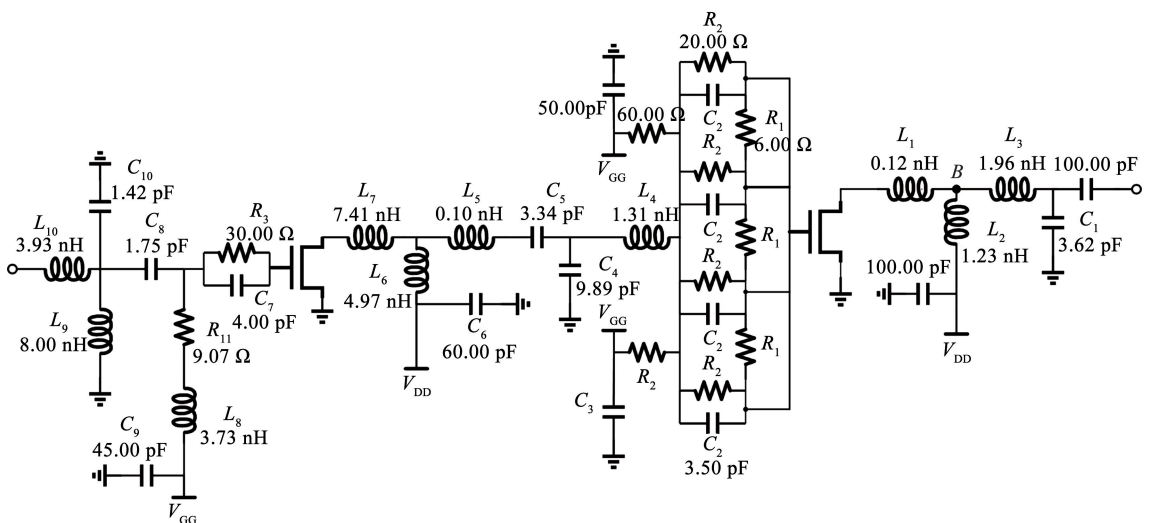


图 11 准连续逆 F 类功率放大器电路原理图

Fig. 11 Circuit schematic diagram of quasi-continuous inverse Class-F power amplifier

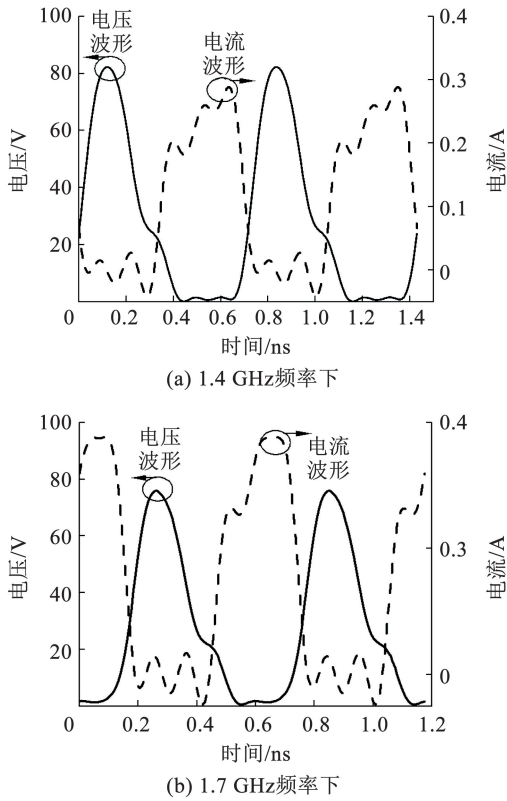


图 12 晶体管漏极电流源端面电压电流波形图

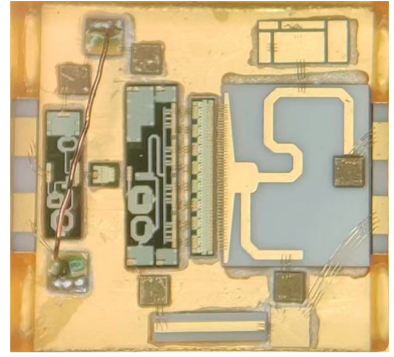
Fig. 12 Voltage and current waveform diagram of the transistor drain current source terminal

2 实物制作及测试结果

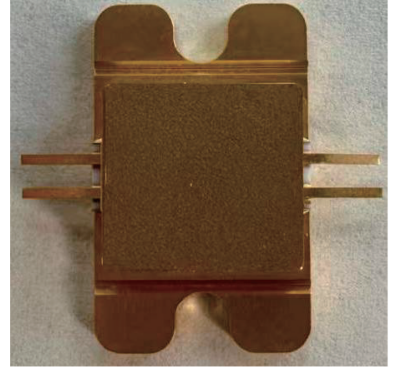
2.1 实物制作

本文设计的射频功率放大器基于内匹配工艺制造,输入匹配和级间匹配通过集成无源电路(GaAs IPD)完成,输出匹配元件插入损耗的要求较高,因此选择 Al_2O_3 薄膜电路($\epsilon_r = 9.9, H = 0.254 \text{ mm}$)和陶瓷电容($\epsilon_r = 80.0, H = 0.170 \text{ mm}$)材质,陶瓷电容和薄膜电路相比于 IPD 工艺的片上电容品质因数更高,可以减少损耗,提升 PA 性能。管芯采用集迈科 $0.25 \mu\text{m}$ GaN-on-SiC 工艺,此工艺的功率密度为 $4.0 \sim 5.0 \text{ W/mm}$,综合考虑本文 40 W 的预期饱和功率及为达到宽带高效率特性造成的功率密度下降,以 $3.0 \sim 3.5 \text{ W/mm}$ 的功率密度确定本文的管芯尺寸为 13.5 mm 。封装采用金属陶瓷管壳,最终制作的 PA 经测试,可在工作频段 $1.3 \sim 1.9 \text{ GHz}$ 下达到 $40 \sim 47 \text{ W}$ 的功率输出。如图 13 所示给出了本文所制备的 PA 照片,其管壳内部电路尺寸为 $8.4 \text{ mm} \times 8.4 \text{ mm}$,见图 13(a),含管壳整体尺寸为 $21 \text{ mm} \times 13 \text{ mm}$,见图 13(b)。

通过微组装工艺对 PA 进行装配,GaN HEMT 管芯采用高导热银浆进行贴装,其余部分采用金锡焊料烧结,最后通过金丝键合将电路各部分连接到一起。



(a) 内部照片



(b) 外部照片

图 13 准连续逆 F 类功率放大器照片

Fig. 13 Photograph of the quasi-continuous inverse Class-F power amplifier

2.2 测试结果

装配完成后,对 PA 进行连续波测试。测试条件:漏极直流供电电压 $V_{DS} = 28 \text{ V}$,栅极供电电压 $V_{GS} = -2.5 \text{ V}$ 。测试频段为 $1.2 \sim 2.0 \text{ GHz}$,输入信号为 22 dBm 。邻道泄漏比(adjacent channel leakage ratio, ACLR)调制方式为 QPSK,码率 3.27 Mbps ,滤波器滚降系数为 0.22 ,保护带为 1 MHz 。本文的测试系统见图 14。

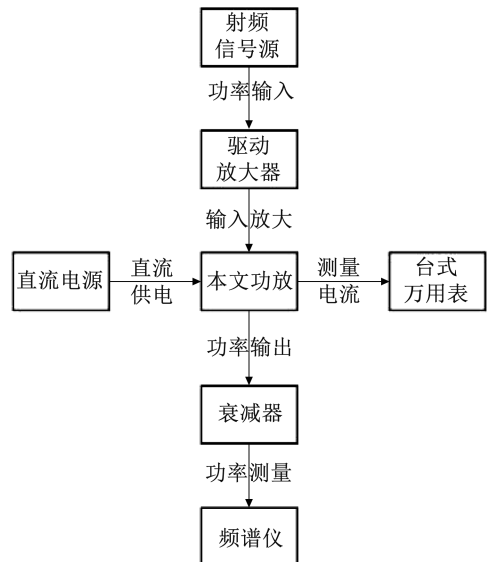


图 14 PA 测试系统框图

Fig. 14 Block diagram of the PA test system

测试结果:在 1.3 ~ 1.9 GHz 频段,输出功率(P_{out})为 46.01 ~ 46.73 dBm(46.36 dBm,括号内为平均值,下同),饱和功率增益(Gain)为 24.01 ~ 24.73 dB(24.36 dB),末级 DE 为 74.1% ~ 79.5%(76.6%),功率附加效率(PAE)为 65.1% ~ 69.6%(67.1%),1 dB 增益压缩点处的 ACLR 为 -37.9 ~ -33.1 dBc(-35.2 dBc),除线性度指标 ACLR 外,其他性能参数的测试数据与仿真结果对比见图 15。其中仿真结果来自 ADS 软件对整体版图的仿真,仿真时管芯、匹配电路均采用相应工艺的 PDK 模型。

由图 15 可以看出,测试数据与仿真结果在可接受的范围内存在一定偏差,但总体上吻合良好。在实验中发现,偏差的主要来源是本文采用了人工装配,进行贴装时,容易造成陶瓷电容与管壳底板贴合不均匀,这会引起其容值的变化,同时,手动进行的金丝键合,其长度等方面也会与仿真设定值产生偏

离,从而造成偏差,使用机器进行自动贴装可以减小这些影响,使测试数据与仿真结果更加吻合。

表 2 总结了本文设计的 PA 与近几年国内外报道的低频段大功率 PA 的性能指标对比情况。

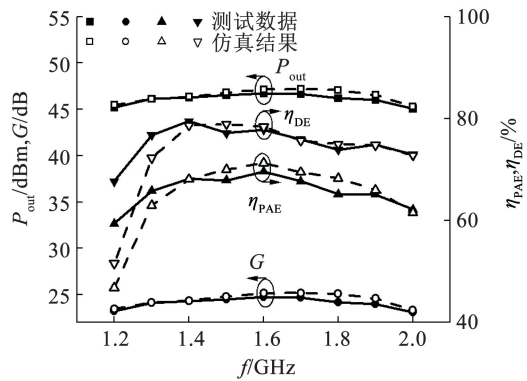


图 15 PA 测试数据与仿真结果对比图

Fig. 15 Comparison diagram of PA test data and simulation results

表 2 低频段功率放大器性能对比表

Tab. 2 Performance comparison table of power amplifiers in low frequency bands

文献	工作模式	f/GHz	$W_B/\%$	$\eta_{DE}/\%$	$\eta_{PAE}/\%$	P_{out}/dBm	A/mm^2
[15]	F 类	1.18 ~ 1.42	18.5		61.0 ~ 63.0	48.10	7.0 × 8.0
[16]	连续 F 类	3.30 ~ 4.30	26.3	67.5 ~ 79.9		40.00 ~ 41.32	
[17]	连续逆 F 类	1.40 ~ 2.00	35.0	70.0		40.00	80.0 × 40.0 (E)
[18]	BJ/逆 F 类	2.20 ~ 2.80	24.0	66.0 ~ 80.0		41.00 ~ 43.00	84.0 × 70.0 (E)
[19]	EF 类	2.60 ~ 3.60	33.5	62.0 ~ 78.0		40.70 ~ 41.60	77.0 × 35.0 (E)
[20]		2.80 ~ 3.30	16.4		63.3	51.28	14.6 × 15.6
[21]		2.70 ~ 3.60	28.6		60.0	55.30	11.0 × 20.0
本文	准连续逆 F 类	1.30 ~ 1.90	37.5	74.1 ~ 79.5	65.1 ~ 69.6	46.01 ~ 46.73	8.4 × 8.4

注:(E)为根据文献中的照片估测的尺寸,文中无具体尺寸。

从表 2 可以看出,低频段高功率宽带高效率 PA 的元件数较多,且尺寸较大,与之相比,本文所设计的 PA 在带宽、效率和尺寸上具有更优的性能。相比于 F 类^[15] PA,本文 PA 可在与之相当的紧凑度下,大幅提升带宽并具有更高的效率,而相比于连续 F 类^[16]、连续逆 F 类^[17],以及组合了多种高效率模式的 BJ/逆 F 类^[18]、EF 类^[19] PA,本文 PA 可在更宽的频带下实现更高效率的同时,大幅度减小电路尺寸。综合比较,本文的 PA 设计方法具有在达到更大的带宽和更高宽带效率特性的同时减小电路尺寸的优势。

3 结 论

1) 本文基于对连续逆 F 类 PA 的研究,提出了一种适用于低频段、高功率场景的宽带高效率射频

功率放大器设计方案,并给出了准连续逆 F 类 PA 的谐波阻抗高效率区域及对应的输出电路拓扑结构。通过有效利用高功率 PA 大尺寸晶体管的寄生参数,并复用基波与谐波输出匹配电路元件,在宽频带内仅引入 2 个元件便实现 2 次谐波调谐,实现了高效率匹配的紧凑型设计。

2) 基于此方法,采用 0.25 μm GaN HEMT 器件,设计了一款适用于 1.3 ~ 1.9 GHz 频段的高功率宽带高效率功率放大器。实物制作中采用内匹配工艺,实现了仅 8.4 mm × 8.4 mm 的紧凑布局。

3) 测试结果表明,该放大器在工作频段内输出功率达 46.01 ~ 46.73 dBm,功率附加效率(η_{PAE})达到 65.1% ~ 69.6%,末级 DE 为 74.1% ~ 79.5%,功率增益在 24.01 ~ 24.73 dB 之间。本方法适用于低频段、高功率场景下的多种指标的宽带高效率 PA

设计,并具备良好的扩展性,可应用于百瓦功率量级 PA 的设计,具有在无线通信、雷达系统等领域的广泛应用潜力。

参考文献

- [1] CRIPPS S C, TASKER P J, CLARKE A L, et al. On the continuity of high efficiency modes in linear RF power amplifiers [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2009, 19(10): 665. DOI: 10.1109/LMWC.2009.2029754
- [2] DONG Yezi, MAO Luhong, XIE Sheng. Extended continuous inverse Class-F power amplifiers with class-AB bias conditions [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27(4): 368. DOI: 10.1109/LMWC.2017.2678433
- [3] SHI Weimin, HE Songbai, LI Qirong. A series of inverse continuous modes for designing broadband power amplifiers [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(7): 525. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2574820
- [4] SUN Yinjin, ZHU Xiaowei, ZHAI Jianfeng, et al. Highly efficient concurrent power amplifier with controllable modes [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015, 63(12): 4051. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2486759
- [5] YANG Mengsu, XIA Jing, GUO Yan, et al. Highly efficient broadband continuous inverse Class-F power amplifier design using modified elliptic low-pass filtering matching network [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2016, 64(5): 1515. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2544318
- [6] FANO R M. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 1950, 249(2): 139. DOI: 10.1016/S0016-0032(50)91101-X
- [7] BODE H W. *Network analysis and feedback amplifier design* [M]. New York: Van Nostrand, 1945
- [8] CARRUBBA V, AKMAL M, QUAY R, et al. The continuous inverse Class-F mode with resistive second-harmonic impedance [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(6): 1928. DOI: 10.1109/TMTT.2012.2189228
- [9] CARRUBBA V, CLARKE A L, AKMAL M, et al. Exploring the design space for broadband pas using the novel “continuous inverse Class-F mode” [C]//2011 41st European Microwave Conference. Manchester: IEEE, 2011: 333. DOI: 10.23919/EuMC.2011.6101840
- [10] ASHA LATHA Y M, SHARIATIFAR M, RAWAT K. Performance estimation of continuous Class-F⁻¹ PA with non-ideal harmonic terminations [C]//2022 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON). Bangalore: IEEE, 2022: 1. DOI: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047381
- [11] ANGLOV I, ZIRATH H, ROSMAN N. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, 40(12): 2258. DOI: 10.1109/22.179888
- [12] ANGLOV N, ZIRATH H, RORSMAN A. Validation of a nonlinear transistor model by power spectrum characteristics of HEMT's and MESFET's [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1995, 43(5): 1046. DOI: 10.1109/22.382064
- [13] ANGLOV I, BENGTTSSON L, GARCIA M. Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1996, 44(10): 1664. DOI: 10.1109/22.538957
- [14] INOUÉ A, OHTA A, GOTO S, et al. The efficiency of Class-F and inverse Class-F amplifiers [C]//IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Fort Worth: IEEE, 2004. DOI: 10.1109/MWSYM.2004.1338991
- [15] 蔡伟剑,周井玉,王晨歌,等. L波段F类高效率载片式功率放大器设计 [J]. *哈尔滨工业大学学报*, 2023, 55(8): 51
CAI Weijian, ZHOU Jingyu, WANG Chengge, et al. Design of L-band Class-F high-efficiency chip-on-carrier power amplifier [J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2023, 55(8): 51. DOI: 10.11918/202205040
- [16] SADEQUE M G, YUSOFF Z, ROSLEE M, et al. Design of a broadband continuous Class-F RF power amplifier for 5G communication system [C]//2019 IEEE Regional Symposium on Micro and Nanoelectronics (RSM). Pahang: IEEE, 2019: 148. DOI: 10.1109/RSM46715.2019.8943508
- [17] PIACIBELLO A, ZHANG Zhifan, CAMARCHIA V. Continuous inverse Class-F GaN power amplifier with 70% efficiency over 1.4-2.0 GHz bandwidth [C]//2023 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications. Las Vegas: IEEE, 2023: 11. DOI: 10.1109/PAWR56957.2023.10046215
- [18] POLURI N, DE SOUZA M M. High-efficiency modes contiguous with class B/J and continuous Class-F⁻¹ amplifiers [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2019, 29(2): 137. DOI: 10.1109/LMWC.2018.2886655
- [19] ZHANG Zhiwei, CHENG Zhiqun, LIU Guohua. Design of broadband class EF power amplifier based on low-pass filter matching structure [J]. *IEICE Electronics Express*, 2019, 16(12): 20190264. DOI: 10.1587/elex.16.20190264
- [20] OH K, LEE S, KIM H, et al. 120 W S-band internally matched packaged GaN HEMT with 50% PAE for 500 MHz bandwidth [C]//2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC). Kuala Lumpur: IEEE, 2017: 1141. DOI: 10.1109/APMC.2017.8251657
- [21] LI Fei, ZHONG Shichang. An S-band wideband high power GaN HEMT power amplifier [C]//2020 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC). Fuzhou: IEEE, 2020: 2. DOI: 10.1109/CSRSWTC50769.2020.9372600

(编辑 张红)