

DOI:10.11918/202205040

L波段F类高效率载片式功率放大器设计

蔡伟剑,周井玉,王晨歌,王志宇,郁发新

(浙江大学 航空航天学院,杭州 310027)

摘要:为解决传统F类功率放大器受晶体管输出电容和输出电感影响,导致调谐匹配网络结构复杂的问题,提出了一种紧凑型的输出调谐匹配电路结构。通过分析基波匹配电路的阻抗特性,在谐波频率处可将其等效为一段有限的到地电抗。在设计谐波匹配电路时,将该电抗元件与谐波匹配电路进行协同设计,避免引入多余的元件来消除基波匹配网络对谐波匹配网络的影响,减小了功放的整体面积。最后,仅引入一个LC串联谐振网络,实现对输出二次\三次谐波的控制以提高输出效率。基于该电路结构,采用0.25 μm GaN HEMT管芯设计了一款L波段高效率功率放大器,并且使用内匹配技术在7 mm \times 8 mm铜-钼-铜载片上实现。实测结果表明,在漏源电压28 V、10%占空比的脉冲输入的工作条件下,该功率放大器在1.18 ~ 1.42 GHz频带内实现饱和输出功率48.1 ~ 48.4 dBm,功率附加效率61% ~ 63%,功率增益大于26 dB。该结构在提高效率的同时,降低了电路复杂度。

关键词: F类功率放大器; GaN HEMT; 高效率; 内匹配; 载片

中图分类号: TN722.75 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2023)08-0051-09

Design of L-band class-F high efficiency carrier power amplifier

CAI Weijian, ZHOU Jingyu, WANG Chengge, WANG Zhiyu, YU Faxin

(School of Aeronautics and Astronautics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: To solve the problem that the tradition class-F power amplifier is affected by transistor output capacitance and output inductance, resulting in complicated tuning circuit, a compact output harmonic tuned matching circuit is proposed. By analyzing the impedance characteristics of the fundamental wave matching circuit, equivalent to a finite reactance to the ground at the harmonic frequency, the reactance and the harmonic tuned matching circuit are co-designed to avoid introducing redundant elements and eliminate the influence of fundamental matching network on harmonic matching network, thus reducing the power amplifier's size. Finally, only an LC tuning network is introduced to realize the control of the output the second and third harmonics to improve the output efficiency. Based on this circuit structure, a high efficiency L-band power amplifier using 0.25 μm GaN HEMT transistor is designed and implemented on a 7 mm \times 8 mm Cu-Mo-Cu Carrier using internal matching technology. The measured results show that under the condition of a drain-source voltage of 28V and the input of 10% duty cycle pulse signal, the amplifier achieves the large-signal performance of 61%~63% PAE and over 26 dB power gain at a saturated power of 48.1~48.4 dBm within 1.18~1.42 GHz. The structure improves the efficiency and reduces the complexity of the circuit.

Keywords: class-F power amplifier; GaN HEMT; high efficiency; internally matched; carrier

射频功率放大器作为通信、相控阵雷达等系统中必不可缺的一个部分,其性能直接影响到整个系统的性能。功率放大器作为整个系统中最耗能的部分,提高功放的效率能够更好地降低成本和改善系统的热管理。常见的高效率功放有D类、E类和F/F⁻¹类等功放。其中,E类功放虽然结构简单、效率高,但是存在漏极峰值电压高、受工作频率影响大和功率输出能力低等缺点^[1]。而F类功放是通过

输出谐波的控制来提高效率,不存在频率限制。同时,其兼顾了输出功率和效率,并且漏极峰值电压低,仅为2倍的漏极直流供电电压^[2]。因而,对F类功放的研究受到越来越多的关注。

在F类功放电路实现方面,大部分拓扑结构使用微带线来实现^[3-8],虽然高频性能较好,但是版图面积大,不利于功放集成在小面积载片上。因此为了

收稿日期:2022-05-12;录用日期:2022-09-05;网络首发日期:2023-04-24

网络首发地址:https://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1235.T.20230424.1102.002.html

基金项目:国家自然科学基金联合基金(U1709221)

作者简介:蔡伟剑(1998—),男,硕士研究生;王志宇(1984—),男,副教授,博士生导师;郁发新(1975—),男,教授,博士生导师

通信作者:王晨歌,0617514@zju.edu.cn

总参数的拓扑结构成为更好的选择^[9]。另一方面,可补偿输出电容的 F 类拓扑结构已经被广泛应用,但在内匹配功放中,需要采用键合金丝来连接晶体管和输出匹配电路,这引入了额外的输出电感。其难以针对该输出电感对二次/三次谐波阻抗进行补偿,导致晶体管无法达到最佳输出效率^[10-13]。图 1 所示为两种常见的补偿输出电容和电感的集总参数拓扑结构^[12-14] (R_p 为晶体管等效输出电阻; C_p 为晶体管等效输出电容; L_{out} 为晶体管输出电感)。为了消除基波匹配网络对谐波的影响,这两种结构在基波匹配和谐波匹配网络之间串联一个谐振在二次谐波频率处并 LC 谐振网络。但是,这会增加电路中的元件个数,使电路尺寸增大,不利于实现功放的小型化。

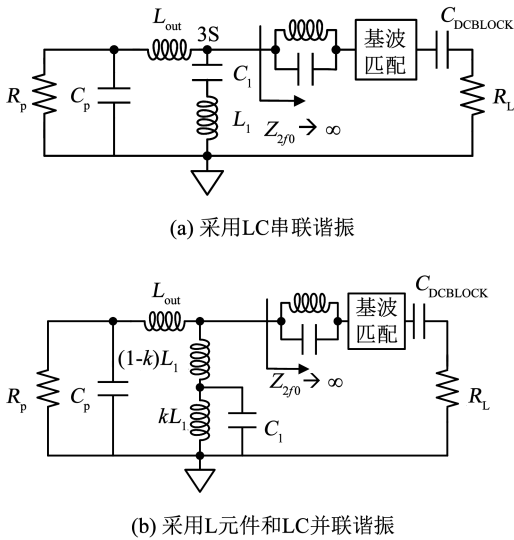


图 1 可补偿输出电容和电感的集总参数拓扑

Fig. 1 Lumped parameter topology with compensated output capacitance and inductance

针对上述两种拓扑结构调谐元件个数过多的问题,本文提出了一种紧凑型 F 类谐波调谐网络结构。该结构利用基波匹配网络的高频阻抗特性,仅引入一个 LC 串联谐振网络,降低电路的复杂度,实现对二次/三次谐波的控制以提高效率。基于该紧凑型谐波调谐网络结构,使用 GaN HEMT 管芯完成一款 L 波段高效率 F 类载片式功率放大器的设计。

1 电路理论

1.1 F 类功率放大器原理

F 类功率放大器通过控制漏极输出偶次谐波开路 and 奇次谐波短路,使得晶体管漏极输出电压为方波,输出电流为半正弦波,并且两者在时域内没有交叠,如图 2 所示。

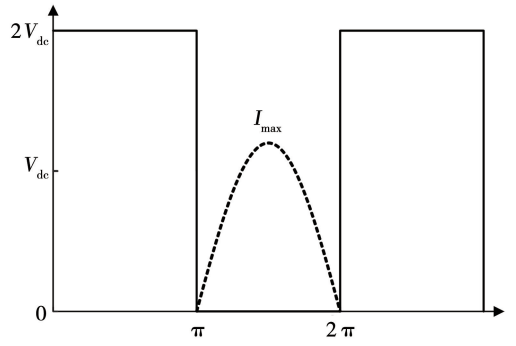


图 2 F 类功放漏极电压电流波形

Fig. 2 Output voltage and current waveform at drain node of class-F amplifier

所以, F 类功放理论上可以实现功放的 100% 漏极效率,其基波和 n 次谐波阻抗为

$$Z_n = \begin{cases} \frac{8}{\pi} \frac{V_{dc}}{I_{max}}, & n = 1 \\ 0, & n \text{ even} \\ \infty, & n \text{ odd} \end{cases} \quad (1)$$

但是在实际设计过程中,处理越多的谐波意味着需要更复杂的结构以及更多的电路损耗,不仅使设计难度增加,甚至还会降低设计功放的输出效率^[15]。Raab^[16]研究表明,在只控制二次和三次谐波的情况下,理论效率就可以达到 81.7% 的水平。因此,综合考虑设计的复杂度以及对效率的提升程度,本文只对二次和三次谐波进行处理。

图 3 为本文提出的输出匹配原理图,由二次/三次谐波控制网络和基波阻抗匹配网络组成,负载 $R_L = 50 \Omega$ 。因为本文采用内匹配技术在铜-钼-铜载片上实现,输出电感 L_{out} 不仅包括管芯的输出寄生电感,还包括连接管芯和输出匹配电路的键合金丝电感。谐波匹配网络在基波频率处可以等效为电容,使得基波阻抗在图 3 中 B 点为容性阻抗,因此需要电感 L_4 将该点的基波阻抗从复阻抗变换到实阻抗,同时 L_4 也作为功放的供电线。由于本文设计的功放末级阻抗变换比约为 1:9,因此采用二阶 LC 阻抗变换网络作为基波阻抗匹配网络进行讨论和分析。

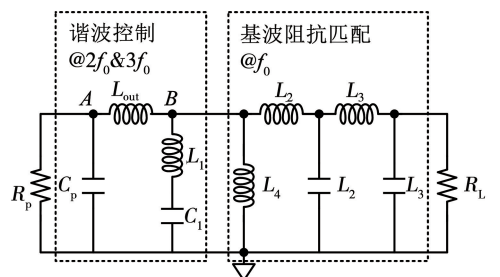


图 3 提出的输出匹配原理图

Fig. 3 Schematic of proposed output matching network

1.2 基波匹配网络对谐波匹配影响分析

图 4 所示为基波匹配网络原理图。在 B 点基波阻抗被 L_4 由复阻抗变换成实阻抗 R_s 。 L_2 、 C_2 、 L_3 及 C_3 组成二阶 LC 阻抗变换网络, 将基波阻抗匹配到 50Ω 负载。实际设计时, 考虑到阻抗匹配网络的损耗、带宽等问题, 二阶 LC 匹配网络一般应用在阻抗变换比为 1:5 到 1:25 之间的情况下。因此, 下面选取 R_s 为 2 ~ 10 Ω 对二阶 LC 阻抗变换网络进行计算分析。

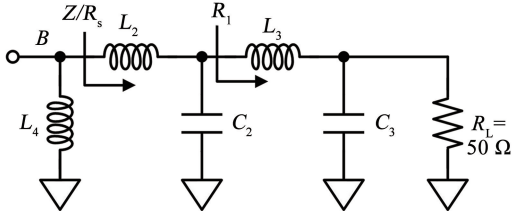


图 4 基波匹配网络

Fig. 4 Fundamental matching network

对于基波, 二阶 LC 阻抗变换网络是从 R_s 先变换到 R_1 再到 R_L , 当两次阻抗变换比相等时, 满足带宽最优条件^[17], 即

$$\frac{R_s}{R_1} = \frac{R_1}{R_L} \quad (2)$$

下面以最优基波带宽条件为例, 定量分析基波匹配网络对谐波匹配网络的影响, 并确定基波匹配网络在谐波频率处的阻抗初值范围。此时, 二阶 LC 匹配网络的品质因素 Q 为

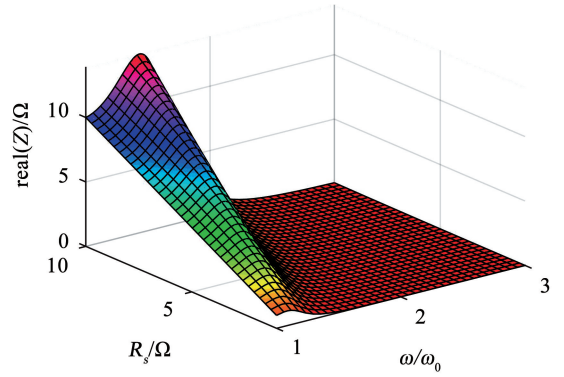
$$Q = \frac{\omega_0 L_2}{R_s} = \omega_0 C_2 R_1 = \sqrt{\frac{R_1}{R_s} - 1} = \frac{\omega_0 L_3}{R_1} = \omega_0 C_3 R_L = \sqrt{\frac{R_L}{R_1} - 1} \quad (3)$$

式中 ω_0 为基波角频率。当 R_s 和 R_L 确定时, 由式(2)、(3)可以计算得到 L_2 、 C_2 、 L_3 和 C_3 的值。二阶 LC 匹配网络的阻抗 Z 为

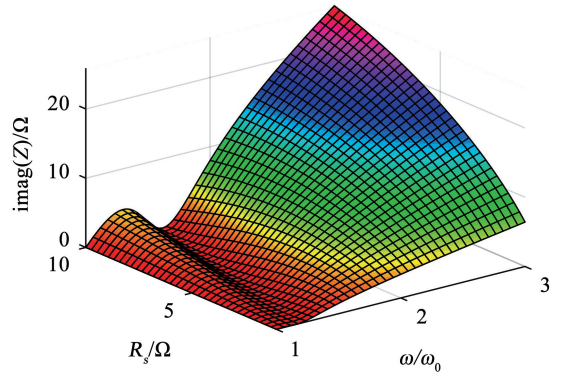
$$Z = j\omega L_2 + j\omega C_2 // (j\omega L_3 + j\omega C_3 // R_L) \quad (4)$$

式中 ω 为角频率。联立式(2) ~ (4) 得到以 ω 和 R_s 为自变量的 Z 的函数表达式。图 5 为阻抗 Z 的实部和虚部随 ω/ω_0 和 R_s 变化的图形。

由图 5 可以得到, 对于二阶 LC 阻抗变换网络, 当 $2 \Omega \leq R_s \leq 10 \Omega$ 时, 尽管二次和三次谐波阻抗实部约等于 0, 但虚部不可忽略, 满足 $5.26 \leq \text{imag}(Z_{20}) \leq 8.88$, $10.28 \leq \text{imag}(Z_{30}) \leq 25.82$ 。因而, 在后续设计谐波匹配时, 需引入基波匹配网络对于谐波匹配的影响。



(a) 阻抗实部



(b) 阻抗虚部

图 5 二阶 LC 匹配网络

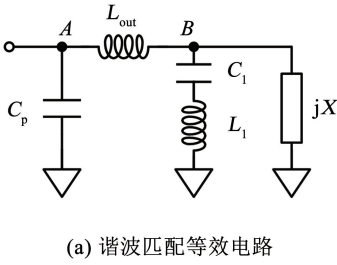
Fig. 5 Second-order LC matching network

1.3 紧凑型谐波匹配网络设计

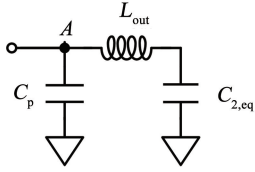
由基波匹配网络对谐波匹配影响分析可以得到, 在设计谐波匹配时, 可将基波匹配网络对于谐波匹配的影响等效为一段有限的到地电抗 $jX(\omega)$, 如图 6(a) 所示。传统谐波匹配电路通常除了引入图 6(a) 所示串联 LC 谐振结构外, 在基波匹配和谐波匹配网络之间引入另一并联 LC 谐振结构。该结构可在二次谐波频率处形成无穷大的谐振阻抗, 以实现忽略串接的基波匹配网络谐波阻抗对谐波匹配网络的影响, 但额外引入的并联 LC 谐振结构将显著增加功放面积。本文为实现紧凑的谐波匹配电路, 将有限的基波匹配网络的谐波阻抗引入谐波匹配计算中, 仅需图 6(a) 所示的一组串联 LC 谐振结构即可实现良好的二次/三次谐波匹配。

如图 6(a) 所示, 在二次谐波频率处, $L_1 C_1$ 串联谐振网络需满足和电抗 jX 并联等效为电容 $C_{2,eq}$, 如图 6(b) 所示。且等效电容 $C_{2,eq}$ 满足与 L_{out} 在二次谐波频率串联谐振, 使得 A 点二次谐波阻抗为 0, 即

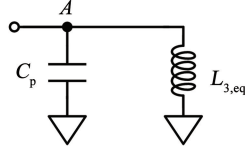
$$\frac{1}{\sqrt{L_{out} C_{2,eq}}} = 4\omega_0 \quad (5)$$



(a) 谐波匹配等效电路



(b) 二次谐波等效电路



(c) 三次谐波等效电路

图 6 谐波匹配网络

Fig. 6 Harmonic matching network

在三次谐波频率处, $L_1 C_1$ 串联谐振网络需满足与电抗 jX 和 L_{out} 等效为电感 $L_{3,eq}$, 如图 6(c) 所示。且等效电感 $L_{3,eq}$ 满足与 C_p 在三次谐波频率并联谐振, 使得 A 点三次谐波阻抗为无穷大, 即

$$\frac{1}{\sqrt{L_{3,eq} C_p}} = 9\omega_0 \quad (6)$$

联立式(5)、(6)得到 L_1 和 C_1 的表达式:

$$L_1 = \frac{\alpha}{5\omega_0\beta} \quad (7)$$

$$C_1 = \frac{5\beta}{12\omega_0\gamma} \quad (8)$$

其中:

$$\begin{aligned} \alpha &= 18L_{out}^2 C_p (2X_1 - 3X_2) \omega_0^3 - \\ & 15L_{out} C_p X_1 X_2 \omega_0^2 - \\ & L_{out} (4X_1 - 6X_2) \omega_0 + 3X_1 X_2 \\ \beta &= (2L_{out} \omega_0 + X_1) \cdot \\ & (9L_{out} C_p \omega_0^2 + 3C_p X_2 \omega_0 - 1) \\ \gamma &= 9L_{out}^2 C_p (3X_1 - 2X_2) \omega_0^3 - \\ & L_{out} (3X_1 - 2X_2) \omega_0 + X_1 X_2 \end{aligned}$$

X_1, X_2 分别为图 5 所示基波匹配网络在二次谐波频率和三次谐波频率处的等效电抗。以本文设计为例, $\omega_0 = 2\pi f_0, f_0 = 1.3 \text{ GHz}, C_p = 6.2 \text{ pF}, X_1 = 8 \Omega, X_2 = 19 \Omega$, 计算得到 L_1 和 C_1 与 L_{out} 的关系如图 7 所示。为了确保 L_1 和 C_1 有物理意义, 即 $L_1 > 0, C_1 > 0$, 计算得到 $L_{out} < 0.37 \text{ nH}$ 。

由图 7 可以发现基波匹配电路与谐波匹配电路在设计时互相影响。因此, 在分别设计完谐波匹配网络和基波匹配网络后, 需要根据实际设计要求对网络进行微调优化以得到更好的匹配结果。图 8 展示了使用该结构设计 F 类功率放大器的步骤。

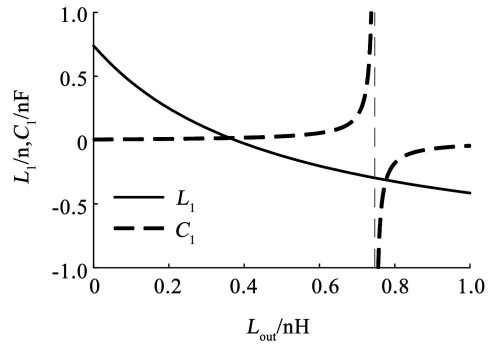


图 7 L_1/C_1 与 L_{out} 关系曲线图

Fig. 7 Relationship curve between L_1/C_1 and L_{out}

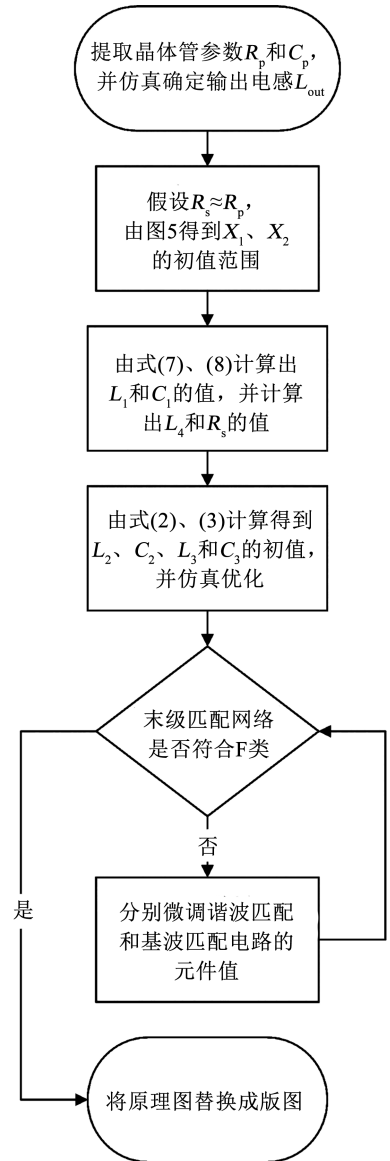


图 8 F 类放大器设计步骤

Fig. 8 Design flow of class-F amplifier

2 设计实例

2.1 管芯选择

本文设计的功率放大器采用两级放大结构, 在 1.18 ~ 1.42 GHz 频段下达到 60 ~ 70 W 的功率输

出。设计采用 $0.25\ \mu\text{m}$ GaN HEMT 工艺的管芯。该管芯在 $28\ \text{V}$ 漏极电压条件下具有 $5\ \text{W}/\text{mm}$ 的功率密度。通过计算和考虑输出损耗等因素, 末级管芯和驱动级管芯分别选取 16.3 、 $2.5\ \text{mm}$ 栅宽的管芯。

在设计输出匹配电路前, 首先需要得到管芯输出的最佳阻抗点。通过对管芯模型进行负载牵引仿真, 得到了图 9 所示的仿真结果。最佳效率负载阻抗为 $5.06 + j * 2.35$, 最佳功率负载阻抗为 $4.87 + j * 0$ 。综合考虑输出功率和输出效率, 最终选取最佳负载阻抗为 $5.10 + j * 1.42$ 。在该负载值下, 管芯输出效率为 74% , 输出功率为 $49.1\ \text{dBm}$ 。晶体管大信号输出时可以等效为图 10 所示的 RC 并联电路, 由最佳负载阻抗 $5.10 + j * 1.42$ 可以计算得到管芯输出等效电阻 $R_p = 5.5\ \Omega$, 输出等效并联电容 $C_p = 6.2\ \text{pF}$ 。

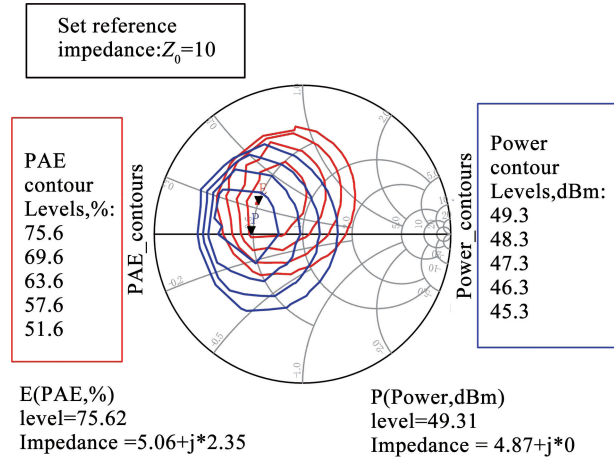


图 9 16.3 mm 管芯负载牵引结果

Fig. 9 Loadpull result of 16.3 mm transistor

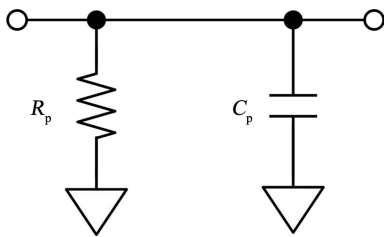


图 10 管芯输出等效模型

Fig. 10 Transistor output equivalent model

2.2 匹配电路设计

图 11 为末级输出匹配原理图。根据图 8 展示的设计过程对输出匹配进行设计。其中 $R_s \approx R_p = 5.5\ \Omega$, $C_p = 6.20\ \text{pF}$ 。因此, 由图 3 选取 $X_1 = 8\ \Omega$, $X_2 = 19\ \Omega$ 。通过仿真所需的金丝得到 $L_{out} \approx 0.13\ \text{nH}$, 把上述各值代入到式 (7)、(8) 中, 计算得到 $L_1 = 0.38\ \text{nH}$, $C_1 = 7.67\ \text{pF}$ 。

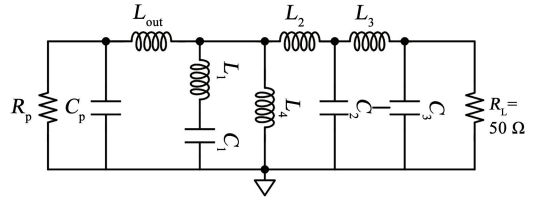


图 11 输出匹配原理图

Fig. 11 Schematic of output matching network

基波匹配电路中 L_4 将基波阻抗从复阻抗变换为实阻抗, 通过计算得到其值为 $1.33\ \text{nH}$ 。此时 $R_s \approx 5.1\ \Omega$, 通过式 (2)、(3) 计算得出二阶 LC 阻抗变换网络值。因为式 (2)、(3) 考虑的是最佳带宽情况下的值, 所以设计时需要根据带宽、损耗等因素进行优化。表 1 为优化前、后二阶 LC 阻抗变换网络元件值。对优化前、后的元件值进行小信号 S 参数仿真, 得到图 12 所示的对比图。

表 1 二阶 LC 阻抗变换网络元件值

Tab. 1 Component value of second-order LC matching network

元件	L_2/nH	C_2/pF	L_3/nH	C_3/pF
优化前	0.9	11.2	2.8	3.6
优化后	1.2	12.1	3.9	3.2

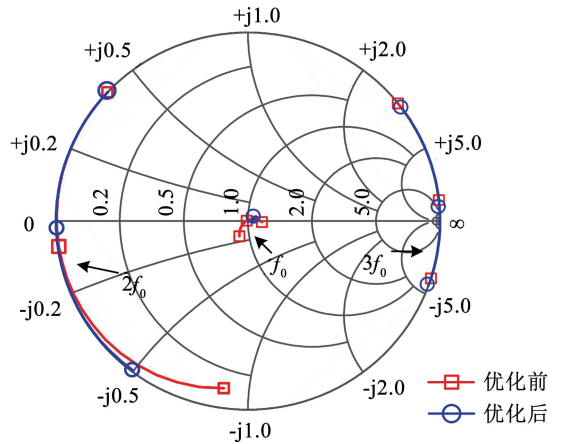


图 12 优化前、后输出匹配响应对比图

Fig. 12 Comparison of output response before and after optimization

将优化后的匹配电路, 替换成图 13 所示的版图。其中: 电感由金丝和薄膜电路来实现, 电容由分布型 MIM 电容和部分薄膜电路来实现。仿真末级输出匹配版图的小信号 S 参数, 在电流源端面得到图 14 所示的响应图。从图 14 可以观察到二次谐波在短路点附近, 三次谐波在开路点附近, 符合 F 类功放的理论阻抗点。联合输出管芯进行谐波平衡仿真, 得到图 15 所示的晶体管电流源端面的输出电流和电压波形。

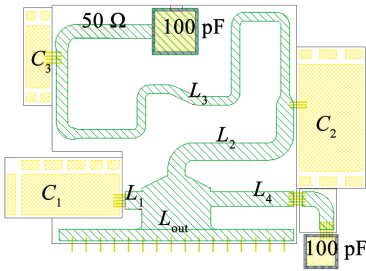


图 13 输出匹配版图

Fig. 13 Layout of output matching network

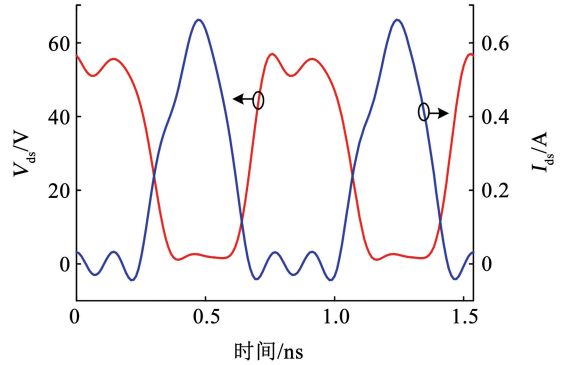


图 15 1.3 GHz 频率下晶体管漏极电流源端面电压电流波形

Fig. 15 Voltage and current waveforms of the intrinsic plane at 1.3 GHz

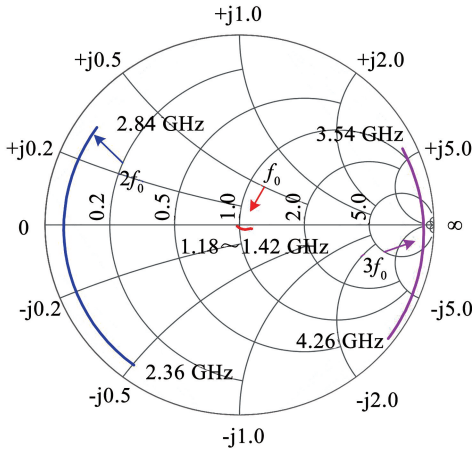


图 14 末级匹配响应图

Fig. 14 Response of output matching network

从图 15 中可以得到,在 1.3 GHz 频率处,晶体管电流源端面的电压波形为方波,电流波形为半正弦波,说明晶体管工作在 F 类模式。

输入匹配设计的目标是在保证功率放大器稳定下获得最佳的功率增益。一般情况下,功率放大器在低频时不稳定,高频时稳定。最常用的方法就是在输入匹配网络中串联 RC 并联网络,在保证高频增益的同时提高稳定性。因此 RC 稳定网络一定程度上也能提高放大器的增益平坦度。同时对于 F 类功放,输入端的二次谐波短路会进一步提高功放的整体效率^[18-19]。因此,本文在末级晶体管输入端并联一个串联 LC 结构使二次谐波短路。在对 LC 取值时,不仅需要考虑谐振网络的带宽,还需要考虑对基波阻抗匹配的影响。综合考虑下,选取 $C = 4 \text{ pF}$, $L = 0.8 \text{ nH}$ 。

最终设计了一个两级 F 类功率放大器,整体原理图如图 16 所示。

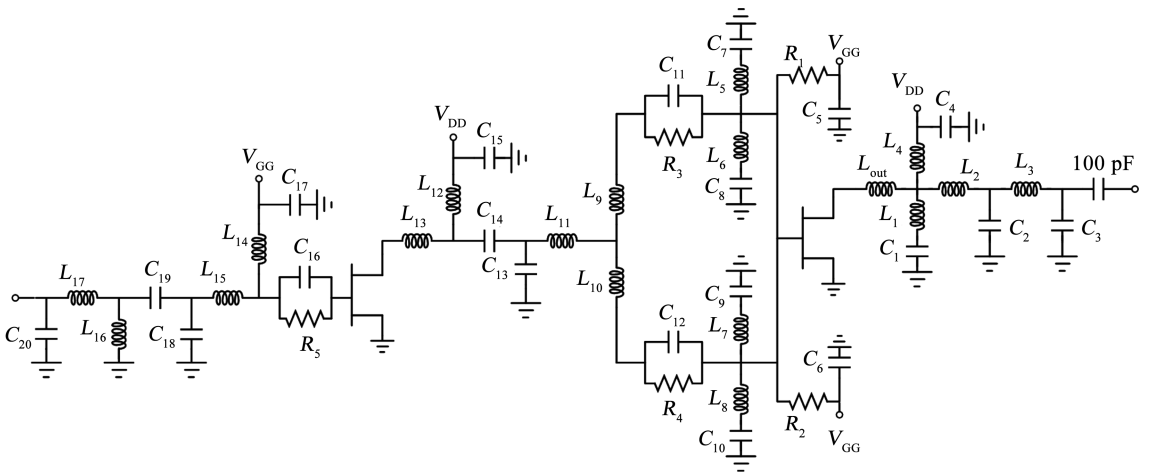


图 16 F 类 L 波段功率放大器原理图

Fig. 16 Schematic of L-band class-F power amplifier

3 实物制作与测试结果

图 17 所示为载片式内匹配功率放大器的实物图。其中,载片采用铜-钼-铜材料,该材料的热膨

胀系数和 GaN 管芯的衬底材料 SiC 接近,且其热导率高,具备良好的散热性能^[20]。末级匹配电路功率高且对损耗要求大,所以采用损耗低的薄膜电路和分布型 MIM 电容。而输入级和中间级匹配电路的

功率低且对损耗要求不大,所以采用集成度高但是损耗偏大的 IPD 工艺来减小面积。充分利用各个工艺的优势,同时末级电路采用了本文提出的紧凑型 F 类调谐网络来减小面积。最终,整个功放采用内匹配技术集成到尺寸仅为 7 mm × 8 mm 的载片上,满足高功率的同时实现了功放的小型化。

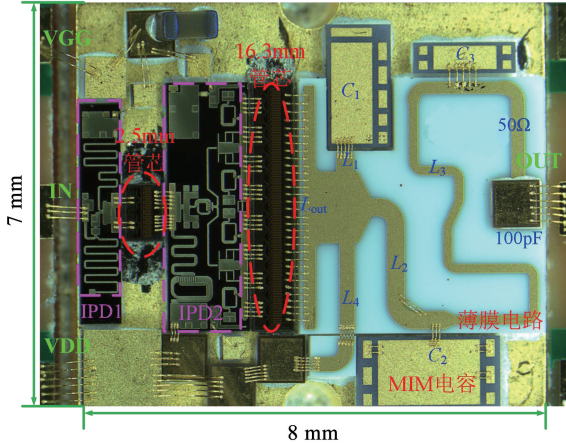


图 17 F 类载片功率放大器照片

Fig. 17 Photograph of the class-F carrier power amplifier

通过微组装工艺对功放进行装配, GaN HEMT 管芯采用 Au_{80%} Sn_{20%} 金锡焊料烧结, 其余采用导电胶黏结到载片上。通过键合金丝, 将电路各个部分连接到一起。

装配完成后, 对功放进行脉冲测试。测试条件: 脉冲条件为 100 us 脉宽长度, 10% 占空比; 漏极直流供电电压 $V_{DS} = 28\text{ V}$; 栅极供电电压 $V_{GS} = -2.5\text{ V}$ 。图 18 为功放测试系统照片。该测试系统由直流电源、自制脉冲调试板、函数信号发生器、射频信号源、霍尔探头、霍尔电源、台式万用表、衰减器、耦合器、频谱仪和功率计组成。仪器具体信号见表 2。图 19 为测试系统框图。函数信号发生器生成 100 us 脉宽长度、10% 占空比的脉冲波信号同时输入脉冲调

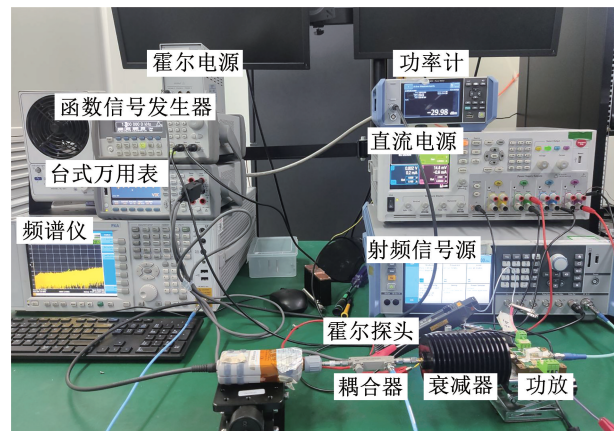


图 18 功放测试系统照片

Fig. 18 Photograph of power amplifier test system

制板和射频信号源, 使得功放的漏极供电脉冲和射频信号输入功率同步。台式万用表读取由霍尔探头获取的漏极电流信息。校准测试系统后, 对功率放大器进行测试。

表 2 仪器型号

Tab. 2 Instrument model

仪器名称	仪器型号
直流电源	Kesight N6705B
函数信号发生器	Kesight 33220A
射频信号源	R&S SMA100B
霍尔探头/电源	Kesight N2782B/N2779A
台式万用表	Kesight 34461A
频谱仪	Kesight N9030A
功率计	R&S NRX

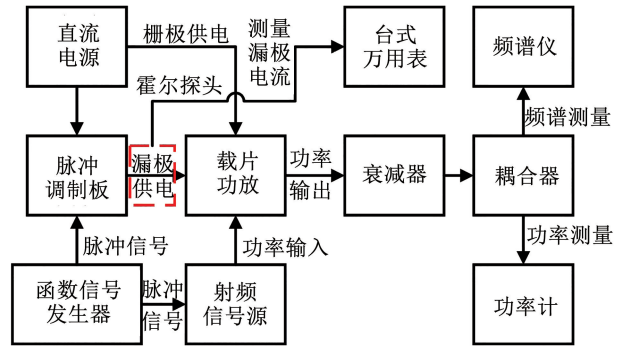


图 19 功放测试系统框图

Fig. 19 Block diagram of power amplifier test system

图 20 为输入功率 $P_{in} = 21\text{ dBm}$ 时, 1.3 GHz 处输出功率的频谱图。从图中可以看出二次和三次谐波得到很好的控制, 二次谐波抑制比为 54.6 dBc、三次谐波抑制比为 58.4 dBc, 符合 F 类功放的设计。图 21 为 $P_{in} = 0 \sim 25\text{ dBm}$ 时, 1.3 GHz 处的输出功率 P_{out} 、功率附加效率 PAE 和功率增益 Gain。当 $P_{in} = 22\text{ dBm}$ 时, $P_{out} = 48.44\text{ dBm}$, $PAE = 62.7\%$, $Gain = 26.4\text{ dB}$ 。

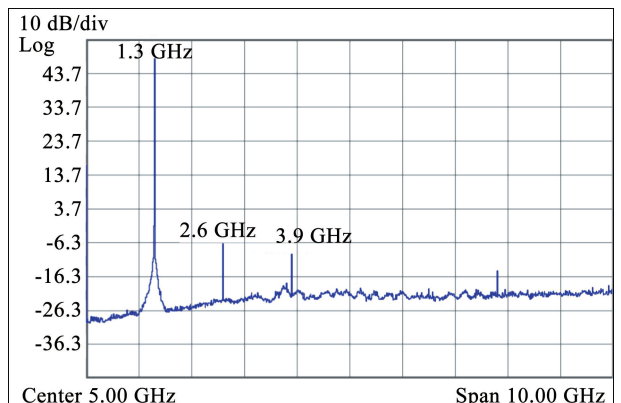


图 20 1.3 GHz 输出频谱图

Fig. 20 Output spectrum at 1.3 GHz

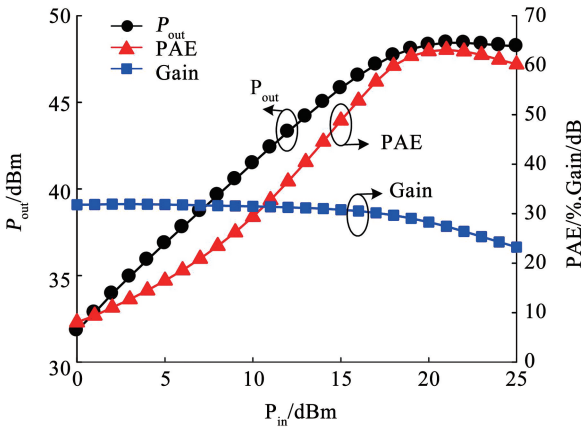


图 21 1.3 GHz 处的输出功率、PAE 和增益

Fig. 21 Output power, PAE, and gain at 1.3 GHz

图 22 为 $P_{in} = 22 \text{ dBm}$ 时, 1.18 ~ 1.42 GHz 频带内的输出功率、功率附加效率和功率增益的谐波平衡仿真值和实测值。从图中可以看出, 在 1.18 ~ 1.42 GHz 频带内, P_{out} 为 48.12 ~ 48.45 dBm, PAE 为 61% ~ 63%, Gain > 26 dB, 达到了设计要求。

表 3 为设计的功放与近几年国内、外发表的频率相近的功率放大器的性能指标的对比情况。由表中可以得到, 本文设计的功放单位面积输出功率高。通过对比品质因素 (Figure of merit, FoM) [21], 本文

设计的功放具有较优的性能。其中, FoM1 为不考虑功放面积的品质因素值; FoM2 为考虑功放面积的品质因素值。文献 [3] 的输出功率和 PAE 虽然优于本文, 但是在带宽和增益方面劣于本文; 文献 [4, 22] 带宽优于本文, 但在功率和增益方面劣于本文; 文献 [23] 增益优于本文, 但输出功率明显小于本文设计; 本文 F 类功放 PAE 明显优于文献 [24 ~ 27] 所报道的功放。综合比较, 本文设计的功放面积小、功率高、效率高和增益高的优点。

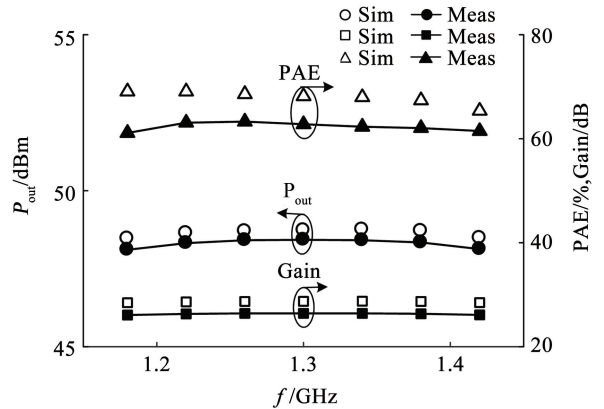


图 22 大信号性能测试结果与仿真结果对比

Fig. 22 Simulated and measured results of large-signal performances

表 3 L 波段功率放大器性能对比

Tab. 3 Performance comparison of L-band power amplifier

文献	工作模式	f/GHz	P_{out}/dBm	PAE/%	Gain/dB	Area/ mm^2	$(P_{out}/\text{Area})/(\text{W}\cdot\text{mm}^{-2})$	FoM1**	FoM2***
[3]	Class F	1.563 ~ 1.587	50.0	68.0	15.00	38.0 × 67.0	0.039 0	31.9	-2.1
[4]	Class F	1.100 ~ 2.100	39.5 ~ 40.5	60.0 ~ 73.0 (DE*)	13.00	118.0 × 36.0	0.002 5	36.4	0.1
[22]	Class E	0.900 ~ 2.300	40.8 ~ 44.8	57.0 ~ 88.0 (DE)	7.50 ~ 13.00	52.0 × 72.0	0.003 0 ~ 0.008 0	36.5	0.8
[23]	Class E	1.475 ~ 1.675	33.5 ~ 34.2	55.0 ~ 62.3	32.65 ~ 33.2	-	-	27.1	-
[24]	Class AB	0.900 ~ 1.100	42.7 ~ 43.2	47.0 ~ 55.0	16.00	-	-	34.5	-
[25]	Class AB	1.200 ~ 1.400	43.0	58.0	15.00	17.4 × 24.0	0.048 0	34.3	8.1
[26]	-	1.100 ~ 1.350	50.0	50.0 (DE)	16.00	-	-	42.1	-
[27]	Class C	1.100 ~ 1.400	50.0	55.0 (DE)	14.50	39.0 × 25.0	0.102 0	42.8	12.9
本文	Class F	1.180 ~ 1.420	48.1	61.0 ~ 63.0	26.00	7.0 × 8.0	1.020 0	42.8	25.3

注: 1. “-”为论文中未提及参数; 2. DE* 为漏极效率, 文献中无 PAE 数据; 3. $\text{FoM1}^{**} = 10 \cdot \log(\text{BW}(\%) \cdot P_{out_watt_min} \cdot \text{PAE}_{min} \cdot \text{Gain}_{min})$, 无 PAE 数据用 DE 来计算比较; 4. $\text{FoM2}^{***} = 10 \cdot \log(\text{BW}(\%) \cdot P_{out_watt_min} \cdot \text{PAE}_{min} \cdot \text{Gain}_{min} / \text{Area})$

4 结 论

1) 本文基于现有 F 类功率放大器拓扑结构, 通过分析基波匹配网络对于谐波匹配的影响, 提出了一种紧凑型 F 类集总拓扑结构。该拓扑结构结合基波匹配网络的高频阻抗特性, 仅引入一个 LC 调谐网络, 即可实现对输出二次/三次谐波的控制。

2) 基于该结构, 采用了 $0.25 \mu\text{m}$ GaN HEMT 工艺的管芯设计了一款 1.180 ~ 1.420 GHz 高效率载片式功率放大器, 并且通过内匹配技术集成在 $7 \text{ mm} \times$

8 mm 的铜-钼-铜载片上。

3) 测试结果表明, 在 18% 的工作带宽下, 功率放大器的输出功率大于 48.1 dBm, 功率附加效率大于 61%, 功率增益大于 26 dB。本文为小型化高效率载片式内匹配功率放大器的设计提供了参考。

参 考 文 献

[1] LIU Chang, CHENG Qianfu. Analysis and design of high-efficiency parallel-circuit class-E/F power amplifier[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(6): 2382. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2902548

- [2] GREBENNIKOV A, RAAB F H. History of class-F and inverse class-F techniques: Developments in high-efficiency power amplification from the 1910s to the 1980s [J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2018, 19(7): 99. DOI: 10.1109/MMM.2018.2862838
- [3] WU Hemin, YUK K S, BRANNER G R, et al. A compact 100 W, 68% class FGaN power amplifier for L-band GPS [C]//2019 IEEE 20th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON). Cocoa Beach, FL: IEEE, 2019: 1. DOI: 10.1109/WAMICON.2019.8765474
- [4] IQBAL M, PIACIBELLO A. GaN HEMT based class-F power amplifier with broad bandwidth and high efficiency [C]//2016 International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM). Chengdu: IEEE, 2017: 131. DOI: 10.1109/ICAM.2016.7813578
- [5] WU Hemin, YUK K S, CUI Can, et al. High power class FGaN HEMT power amplifier in L band for global positioning systems application [C]//2018 IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON). Sand Key, FL: IEEE, 2018: 1. DOI: 10.1109/WAMICON.2018.8363920
- [6] XIONG Xianping, LUO Yonglun, ZHANG Yun, et al. A high-efficiency Class-F power amplifier using double CRLH-TL for LTE application [C]//2014 15th International Conference on Electronic Packaging Technology. Chengdu: IEEE, 2014: 1312. DOI: 10.1109/ICEPT.2014.6922886
- [7] SHARMA T, DARRAJI R, GHANNOUCHI F, et al. Generalized continuous class-F harmonic tuned power amplifiers [J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016, 26(3): 213. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2524989
- [8] YANG Fei, YU Hongxi, LIU Ruizhu, et al. Class F and inverse class F dual modes dual bands power amplifier [C]//2021 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). Shanghai: IEEE, 2021: 1. DOI: 10.1109/IWS49314.2020.9360107
- [9] JEONG H C, OH H S, YEOM K W. A miniaturized WiMAX band 4-W class-FGaN HEMT power amplifier module [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(12): 3184. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2169422
- [10] ALZADEH A, YAGHOUBI M, MEGHDADI M, et al. A 10-WX-band class-F high-power amplifier in a 0.25- μm GaAs pHEMT technology [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, 69(1): 157. DOI: 10.1109/TMTT.2020.3033819
- [11] PARK H C, AHN G, JUNG S C, et al. High-efficiency class-F amplifier design in the presence of internal parasitic components of transistors [C]//2006 European Microwave Conference. Manchester, UK: IEEE, 2006: 184. DOI: 10.1109/EUMC.2007.281249
- [12] 成千福. 级联双频带高效射频与微波功率放大器关键技术的研究 [D]. 天津: 天津大学, 2017
CHENG Qianfu. Research on key techniques of cascaded dual-band high-efficiency RF and microwave power amplifiers [D]. Tianjin: Tianjin University, 2017
- [13] COLANTONIO P, GIANNINI F, LIMITI E. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers [M]. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2009: 287. DOI: 10.1002/9780470746547
- [14] NIKANDISH G, STASZEWSKI R B, ZHU Anding. Design of highly linear broadband continuous mode GaN MMIC power amplifiers for 5G [J]. *IEEE Access*, 2019, 7(99): 57138. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2914563
- [15] 倪春, 吴先良. L 波段高效率 F 类功率放大器的研究与设计 [J]. *合肥工业大学学报 (自然科学版)*, 2010, 33(8): 1249
NI Chun, WU Xianliang. Research and design of L-band class-F power amplifier with high efficiency [J]. *Journal of Hefei University of Technology (Natural Science)*, 2010, 33(8): 1249. DOI: 10.3969/j.issn.1003-5060.2010.08.030
- [16] RAAB F H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, 49(6): 1162. DOI: 10.1109/22.925511
- [17] BAHL I J. Fundamentals of RF and microwave transistor amplifiers [M]. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2009: 170. DOI: 10.1002/9780470462348
- [18] 尤览. 射频放大器的效率增强与线性化技术研究 [D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2011
YOU Lan. Research on efficiency enhancement and linearization techniques of radio frequency amplifiers [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2011
- [19] SHARMA T, SRINIDHI E R, DARRAJI R, et al. High-efficiency input and output harmonically engineered power amplifiers [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 66(2): 1002. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2756046
- [20] 曹欢欢, 高长征, 崔玉发. 基于 GaN 工艺的 C 波段小型化高增益载片式功率放大器 [J]. *通讯世界*, 2021, 28(1): 193
CAO Huanhuan, GAO Changzheng, CUI Yufa. The C-band miniaturized high-gain chip power amplifier based on GaN Process [J]. *Telecom World*, 2021, 28(1): 193. DOI: 10.3969/j.issn.1006-4222.2021.01.093
- [21] LIN Qian, WU Haifeng, LIULinsheng, et al. An ultra-wideband high-gain GaN amplifier with 10 W output power [C]//2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). Hong Kong: IEEE, 2021: 104. DOI: 10.1109/APMC47863.2020.9331425
- [22] TAMJID F, GHAREMANI A, RICHARDSON M, et al. A novel approach to the design of a broadband high efficiency Class-E power amplifier with over 87% bandwidth [C]//2017 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR). Phoenix, AZ: IEEE, 2017: 25. DOI: 10.1109/PAWR.2017.7875564
- [23] 谢仕锋, 李海鸥, 李跃, 等. 基于 GaAs-0.25 μm L 波段高效率功率放大器设计 [J]. *桂林电子科技大学学报*, 2019, 39(1): 1
XIE Shifeng, LI Haiou, LI Yue, et al. A L-band high efficiency power amplifier based on GaAs-0.25 μm process [J]. *Journal of Guilin University of Electronic Technology*, 2019, 39(1): 1. DOI: 10.16725/j.cnki.cn45-1351/tn.2019.01.001
- [24] 高岩, 江肖力, 韩威, 等. L 频段 GaN 内匹配功率放大器研制 [J]. *电子测量技术*, 2020, 43(20): 10
GAO Yan, JIANG Xiaoli, HAN Wei, et al. Development of L-band GaN Tinternal matching power amplifier [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2020, 43(20): 10. DOI: 10.19651/j.cnki.emt.2004949
- [25] WANG Shuai, ZHONG Shichang, ZHAO Liang, et al. Compact L-band high performance self-bias GaN power amplifier [C]//2020 7th International Conference on Information Science and Control Engineering (ICISCE). Changsha: IEEE, 2021: 1760. DOI: 10.1109/ICISCE50968.2020.00346
- [26] NAEIMI T, AHMADI A. A 100 watts L-band power amplifier [C]//2017 Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Tehran, Iran: IEEE, 2017: 2098. DOI: 10.1109/IranianCEE.2017.7985406
- [27] 寇彦雨, 银军, 康建磊, 等. L 波段 GaN 小型化功率模块研发 [J]. *通讯世界*, 2020, 27(3): 5
KOU Yanyu, YIN Jun, KANG Jianlei, et al. Research and development of L-band GaN miniaturized power module [J]. *Telecom World*, 2020, 27(3): 5. DOI: 10.3969/j.issn.1006-4222.2020.03.003