

DOI:10.11918/201909124

X 波段 GaN 高效率连续 B 类功率放大器芯片设计

金 晨,陈 伟,王志宇,郁发新

(浙江大学 航空航天学院,杭州 310027)

摘 要: 为有效地提升功率放大器的工作带宽和效率,基于 0.25 μm GaN HEMT 工艺,利用末级管芯输入、输出二次谐波调谐技术,设计了一款 X 波段 GaN 高效率连续 B 类功率放大器微波单片集成电路.末级管芯输出二次谐波调谐技术将晶体管的输出电容并入 LC 并联调谐电路中,简化了电路结构,并且优化并联 LC 调谐电路,将宽工作频带内各频点二次谐波负载阻抗与基波负载阻抗实现逐点对应,有效匹配支持宽高效率带宽的连续 B 类工作模式,并进一步结合二次谐波源阻抗牵引技术,采用输入二次谐波调谐技术,在末级晶体管输入端插入串联 LC 调谐电路.通过优化串联 LC 调谐电路,将工作频带内的二次谐波源阻抗点均移入各频点的高效率区域,实现功率放大器宽工作频带内输出效率的整体提升.实测结果表明,该功率放大器芯片在 8.0 ~ 10.5 GHz 工作频带内,饱和输出功率增益为 40.8 ~ 42.2 dBm,饱和输出效率可达 51% ~ 59%,功率增益为 19.8 ~ 21.2 dB,小信号增益为 23.6 ~ 25.6 dB,输入回波损耗小于 -10 dB.芯片尺寸面积为 3.2 mm $\times$ 2.4 mm.本研究提出的电路结构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.

关键词: 功率放大器;输入二次谐波调谐;高效率;连续 B 类;GaN HEMT

中图分类号: TN722.75 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2021)06-0077-09

Design of X-band GaN high-efficiency continuous class B power amplifier

JIN Chen, CHEN Wei, WANG Zhiyu, YU Faxin

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

Abstract: To effectively improve the operation bandwidth and efficiency of power amplifiers, an X-band high-efficiency continuous class B power amplifier was proposed based on 0.25- μm GaN high electron mobility transistor (HEMT) process. The power amplifier adopted the output second harmonic tuned method and utilized the output capacitance of the transistor to design a parallel LC harmonic tuned network, which simplified the circuit structure and optimized the parallel LC harmonic tune network. The second harmonic load impedance and fundamental load impedance were matched accordingly in wideband frequency, satisfying the requirements of continuous class B mode with high efficiency. Furthermore, combined with the second harmonic source-pull method, the power amplifier employed the input second harmonic tuned method and inputted a series LC harmonic tuned network to the output transistor. With the optimization of the series LC harmonic tuned network, the second harmonic source impedance was moved into the high-efficiency regions of the transistor, which achieved the overall improvement of the output efficiency of the power amplifier in the operation bandwidth. Results show that the proposed power amplifier chip was in the bandwidth of 8.0-10.5 GHz with a saturated output power gain of 40.8-42.2 dBm, a saturated output efficiency of 51%-59%, and a power gain of 19.8-21.2 dB. The small signal gain and input return loss of the power amplifier were 23.6-25.6 dB and below-10 dB respectively. The size of the proposed chip was 3.2 mm $\times$ 2.4 mm. The circuit structure proposed in this paper provides a feasible method to improve the operation bandwidth and efficiency of microwave monolithic integrated circuit (MMIC) power amplifiers.

Keywords: power amplifier; input second harmonic tuned; high efficiency; continuous class B; GaN HEMT

射频功率放大器作为不同载荷平台雷达和通信系统射频发射机的核心功率器件,其效率的高低影响着系统的整体功耗.随着宽带大规模相控阵等综

合电子系统的飞速发展,如何进一步提升功率放大器在宽工作频带内的整体效率性能,成为近年来功放设计的主要挑战之一^[1].

传统的高效率功率放大器如 F 类功率放大器^[2-3]和 J 类功率放大器^[4-5]通过控制晶体管的二次谐波和三次谐波负载阻抗以提升功率放大器的效率,但由于两类功放最佳工作状态的负载阻抗只有唯一解,使得功放的高效率工作带宽受限.针对传统的高效率功率放大器的工作带宽受限问题,

收稿日期: 2019-09-18

基金项目: 国家自然科学基金(61604128);中央高校基本科研业务费专项资助(2017QN81002)

作者简介: 金 晨(1995—),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: 陈 伟, cwydd@zju.edu.cn

Tasker^[6]根据波形工程分析方法提出了连续 B 类功率放大器^[7]. 连续 B 类功率放大器在传统 B 类功放基础上结合了晶体管输出的二次谐波, 提出了一族基波和二次谐波一一对应的负载阻抗解, 可实现与传统 B 类功放相同的 78.5% 的输出效率. 这一族解扩展了功率放大器的负载阻抗设计空间, 从而拓展了高效率功率放大器的工作带宽^[1,7]. 文献[8]报道了一款高效率连续 B 类功率放大器, 该设计集成度较低, 采用分立晶体管和印刷电路板实现. 为减小器件尺寸, 微波单片集成电路 (Microwave monolithic integrated circuit, MMIC) 是一种可行的技术手段. 然而, 基于连续 B 类模式的功率放大器 MMIC 芯片很少被报道. 文献[9]对该类功放进行了单级晶体管及其输出阻抗电路的单片集成, 但未实现包含输入阻抗匹配等关键电路的完整 MMIC 功放设计.

除了晶体管的漏极负载阻抗, 晶体管的输入非线性特性也会影响晶体管的输出效率^[10-11]. 文献[12]通过测量单频点的晶体管输入端波形和输出端漏极的电流电压波形, 发现晶体管的输入谐波分量会导致晶体管输入波形失真从而使得晶体管输出效率下降. 因此在进行高效率功率放大器设计时, 输入谐波对功率放大器效率的影响不可忽视.

针对上述问题, 本文基于 0.25 μm GaN HEMT 工艺, 设计并实现了一款带输入谐波调谐的 X 波段高效率连续 B 类功率放大器芯片. 芯片采用末级管芯输出、输入二次谐波调谐技术, 以实现宽工作频带内各频点输出二次谐波阻抗与输出基波阻抗的逐点对应, 有效匹配支持宽高效率带宽的连续 B 类工作模式, 并进一步结合二次谐波源阻抗牵引技术, 将工作频带内的二次谐波源阻抗点移入各频点高效率区域内, 以实现功率放大器宽工作频带内输出效率的整体提升.

1 理论分析

1.1 连续 B 类功率放大器

连续 B 类功率放大器改善了传统高效率功率放大器工作带宽较窄的问题, 拓展了高效率功率放大器的负载阻抗设计空间. 在所有的负载阻抗解下, 连续 B 类功率放大器的输出效率与传统 B 类功率放大器相同, 均为 78.5%. 图 1 为晶体管在连续 B 类工作模式下, 漏极电流端面的漏极波形图, 其归一化表达式^[1,7]为

$$V_{DS}(\theta) = (1 - \sin \theta)(1 - \alpha \cos \theta), \quad -1 < \alpha < 1 \quad (1)$$

式中 α 为比例因子.

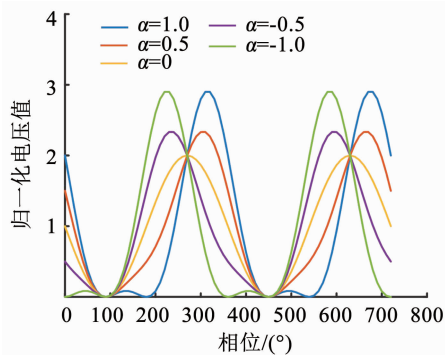


图 1 连续 B 类工作模式下晶体管归一化漏极波形图

Fig. 1 Normalized voltage waveforms of continuous class B mode power amplifier in drain node

图 2 在史密斯圆图上给出了连续 B 类功率放大器的输出端基波与谐波负载阻抗点, 负载阻抗如下:

$$Z_{L,f} = R_{opt}(1 + j\alpha), \quad (2)$$

$$Z_{L,2f} = R_{opt} \cdot \frac{3\pi}{8}(-j\alpha), \quad (3)$$

$$Z_{L,nf} = 0, \quad n \geq 3 \quad (4)$$

式中 R_{opt} 为晶体管工作在 B 类模式下的最大功率输出时的负载阻抗.

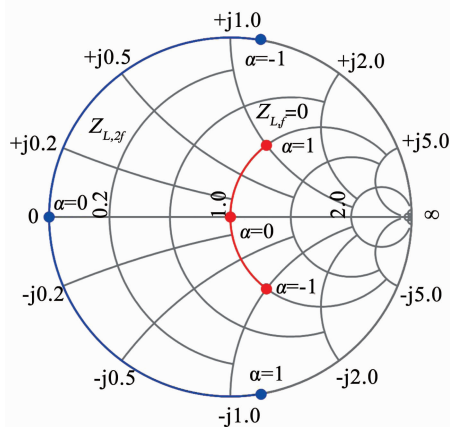


图 2 连续 B 类功率放大器晶体管漏极电流源端面的基波和谐波负载阻抗

Fig. 2 Fundamental and harmonic load impedances in the transistor's drain current source plane in continuous class B mode power amplifier

1.2 晶体管二次谐波对效率的影响

为提高晶体管的输出效率, 研究者通常将优化重心放至影响较为直观的晶体管输出端, 而输入端谐波对晶体管效率的影响却很少被提及. 在理论分析中, 将晶体管的栅极输入波形假设为理想的正弦波. 然而, 当晶体管栅极输入电压接近于栅源二极管的自建电压时, 晶体管输入端栅源电容的非线性特性变强, 晶体管栅极输入电压被钳位, 使得晶体管输入电压失真, 产生谐波分量, 影响晶体管的输出效率.

以谐波幅度最为显著的输入二次谐波为例, 连续 B 类工作状态下晶体管的输入电压波形 V_{GS} 可表示为

$$V_{GS} = V_{GG} + A_1 \cos(\omega t) + A_2 \cos(2\omega t). \quad (5)$$

式中: V_{GG} 为栅极直流偏置; A_1 、 A_2 分别为输入基波幅值和输入二次谐波幅值. 则根据文献[10]中方法, 可得晶体管输出电流为

$$i_D(t) = \begin{cases} I_{\max} \{f(h) \cdot \cos(\omega t) + h \cdot \cos(2\omega t)\}, & -\frac{\Phi}{2} \leq \omega t \leq \frac{\Phi}{2}; \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $h = A_2/A_1$, 表示输入电压波形中二次谐波与基波的幅值比; Φ 为晶体管导通角. 其中 $f(h)$ 为

$$f(h) = \begin{cases} -\frac{1}{h + \frac{1}{8h}}, & h \leq -0.25; \\ \frac{1}{1+h}, & -0.25 < h \leq 0. \end{cases} \quad (7)$$

结合式(6)、(7), 对晶体管输出电流作傅里叶变换可得:

$$I_0 = \frac{I_{\max}}{2\pi} \{f(h) \cdot [2\sin(\Phi/2) + h \cdot \sin(\Phi)]\}, \quad (8)$$

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{2\pi} \left\{ \frac{f(h)}{2} \cdot [\Phi + \sin(\Phi)] + h \cdot f(h) \left[\sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) + \frac{1}{3}\sin\left(\frac{3\Phi}{2}\right) \right] \right\}. \quad (9)$$

晶体管输出效率 $\eta(h)$ 为

$$\eta(h) = \frac{1}{2} \frac{I_1 \cdot V_{DD} \cdot \sqrt{1+\alpha^2} \cdot \cos(\varphi)}{I_0 \cdot V_{DD}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_1}{I_0}, \quad (10)$$

式中 φ 为基波电流与基波电压的相位差. 晶体管效率与 h 的关系曲线图如图 3 所示. 由图 3 可得, 随着晶体管输入的二次谐波与基波幅值比例的上升, 晶体管在连续 B 类工作模式下效率显著下降, 无法忽略输入端谐波对效率的影响, 在实际功放设计中需对晶体管的输入谐波进行优化设计.

以单频点为例, 将晶体管的源基波阻抗设为晶体管的输入基波阻抗的共轭值, 晶体管的基波负载阻抗设置为连续 B 类模式中 $\alpha = 0$ 的负载阻抗值, 并对晶体管进行二次谐波源阻抗牵引. 图 4 为晶体管在 B 类工作状态下, 晶体管的二次谐波源阻抗牵引结果图.

由图 4 可得, 当晶体管的二次谐波源阻抗位于史密斯圆图的阴影部分区域时, 晶体管的输出效率

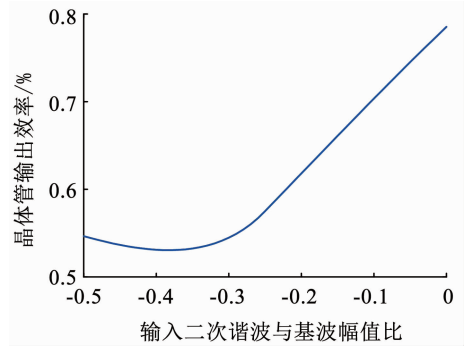


图 3 连续 B 类模式下晶体管输出效率与输入二次谐波与基波幅值比 h 的关系

Fig. 3 Relation between transistor output efficiency and ratio (h) of input second harmonic to fundamental amplitude in continuous class B mode

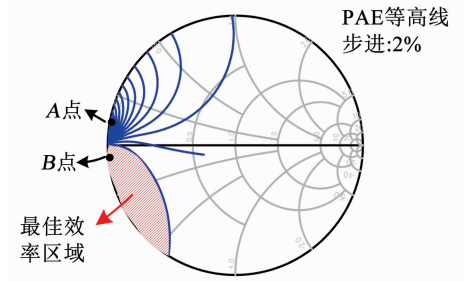


图 4 连续 B 类模式下 $\alpha = 0$ 时, 晶体管二次谐波源阻抗牵引得到的 PAE 等高线图

Fig. 4 Power added efficiency (PAE) contours obtained by second harmonic impedance source-pull in continuous class B mode when $\alpha = 0$

达到最高. 当晶体管的二次谐波源阻抗位于 B 点时, 晶体管输出效率为 70%, B 点的阻抗为 $-j \cdot 1.8\Omega$. 随着二次谐波源阻抗沿着 $\Gamma = 1$ 的圆向上移动到达 A 点时, 晶体管的输出效率最差, 为 42%, A 点的阻抗为 $j \cdot 2.3\Omega$. 将 A 点和 B 点的阻抗值作为晶体管的二次谐波源阻抗, 进行谐波平衡仿真, 观察 A、B 两点的晶体管栅极电压曲线和漏极输出电压电流波形. 图 5 为 A、B 两点处的晶体管栅极电压曲线图. 图中 A: $V_{gs} = V_{GG} + 2.6\cos(\omega t - 71^\circ) + 0.356\cos(2\omega t + 64^\circ)$, B: $V_{gs} = V_{GG} + 2.58\cos(\omega t - 79^\circ) + 0.715\cos(2\omega t - 56^\circ)$.

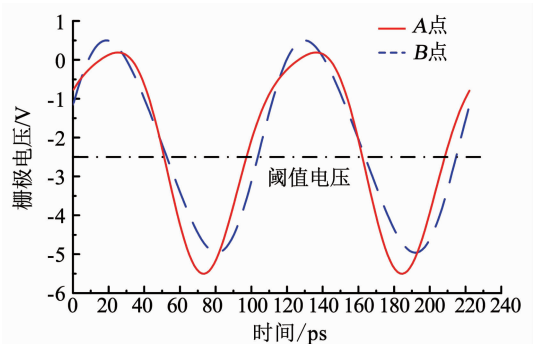
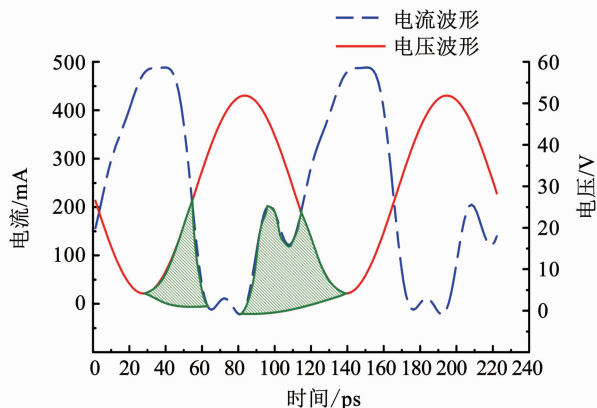


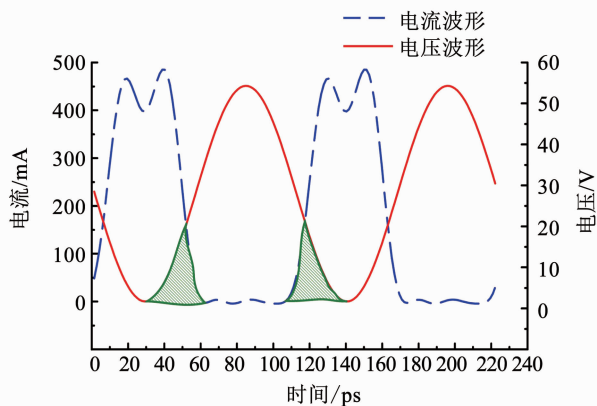
图 5 A、B 两点处的晶体管栅极电压曲线图

Fig. 5 Voltage waveforms in gate node at point A and point B

由图 5 可得, A 点处栅极的电压失真较大. 根据 A 点与 B 点与阈值电压的相交情况, 可得 A 点的晶体管的导通角大于 B 点处的导通角. 因为晶体管栅极处的波形失真主要受输入二次谐波影响, 在图 5 上方中给出了 A 点和 B 点栅极电压展开到二次谐波的傅里叶级数表达式. 从表达式中可以得到, A 点和 B 点处的栅极基波幅值相近, 但是由于 A 点的输入二次谐波幅值大于 B 点, 使得 A 点处晶体管的导通角大于 B 点. 图 6 为 A 点和 B 点处的输出电压电流波形图. 图 6 中阴影面积大小表示晶体管的直流损耗大小. 从图 5、6 可知, 二次谐波使晶体管的栅极输入波形失真, 导致晶体管的导通角变大, 晶体管的输出电压波形与输出电流波形交叠面积变大, 最终使得晶体管的直流损耗变大, 降低了晶体管的输出效率. 因此, 在进行电路设计时, 应选择合适的晶体管二次谐波源阻抗以提高晶体管的输出效率.



(a) A 点输出电压电流波形图



(b) B 点输出电压电流波形图

图 6 A, B 两点输出电压电流波形图

Fig. 6 Output voltage and current waveforms at point A and point B

2 功率放大器设计

本文基于 $0.25 \mu\text{m}$ GaN HEMT 工艺, 采用末级管芯输出、输入二次谐波调谐技术及二次谐波源阻抗牵引技术, 设计了一款 X 波段 GaN 高效率连续 B

类功率放大器芯片, 图 7 为该功率放大器的原理图. 本文设计的功率放大器工作频段为 $8.0 \sim 10.5 \text{ GHz}$, 输出功率大于 40.8 dBm . 芯片的漏极偏置电压为 28 V , 栅极偏置电压为 -2.2 V , 采用二级放大结构以提高功率放大器功率增益. 在末级和驱动级的晶体管处分别插入 RC 串联有耗网络和 LRC 并联有耗网络, 确保晶体管在 $0 \sim 25 \text{ GHz}$ 达到无条件稳定. 末级采用连续 B 类功率放大器拓扑, 拓宽功率放大器高效率下的工作带宽. 末级输出匹配电路中晶体管输出电容与外围电路中的电感构成输出二次谐波调谐电路, 简化了电路结构. 中间级匹配采用带通滤波器匹配网络, 并且在匹配网络中插入二次谐波调谐网络, 使得末级晶体管的二次谐波源阻抗落在晶体管的二次谐波源阻抗高效率区域, 从而提高放大器整体的输出效率. 因为功率放大器的整体功耗主要在末级管芯上, 考虑到版图尺寸以及设计复杂度上, 仅对输入级管芯的输入端, 输出级管芯的输入端和输出端的谐波分量进行处理. 下文将对功率放大器的末级晶体管输出匹配电路和输入谐波调谐网络作详细分析.

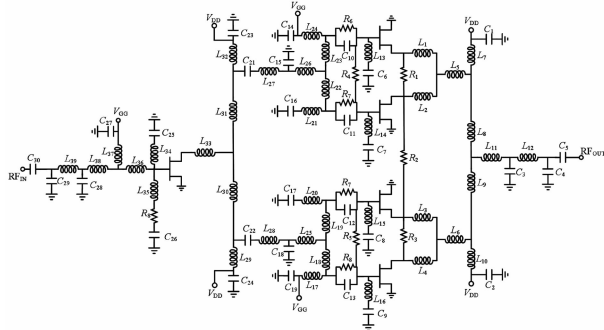


图 7 X 波段高效率功率放大器电路原理图

Fig. 7 Schematic circuit diagram of X-band high-efficiency power amplifier

2.1 管芯尺寸选择

表 1 为 $0.25 \mu\text{m}$ GaN HEMT 工艺的工艺参数. 结合设计指标与工艺参数, 确定末级管芯尺寸大小为 $8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m} \times 4 \mu\text{m}$, 芯片中采用 4 个 $8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ 管芯并联实现. 驱动级管芯需要提供足够的线性输出功率, 使末级管芯能够达到饱和状态. 此外, 设计中也需要尽量的减少驱动级管芯上的功耗以提高功率放大器整体的输出效率. 综合以上考虑, 驱动级管芯尺寸采用 $8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$.

表 2 为 $8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ 的晶体管的在工作频带内 Load-pull 得到的最佳负载阻抗点. 根据文献[13]方法, 结合负载线理论和晶体管大信号等效电路, 得到 $8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ 晶体管输出最佳负载为 100Ω , 输出端等效并联电容为 0.32 pF . 图 8 为最佳负载阻抗下, $8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ 的晶体管在 9 GHz 处的输出功率和效率与输入功率的曲线图.

表 1 0.25 μm GaN HEMT 工艺参数值
Tab. 1 Parameters of 0.25 μm GaN HEMT process

参数	开启电压/ V	击穿电压/ V	最大电流密度/ ($\text{mA} \cdot \text{mm}^{-1}$)	跨导/ ($\text{mS} \cdot \text{mm}^{-1}$)	截止频率/ GHz	功率密度/ ($\text{W} \cdot \text{mm}^{-1}$)
典型值	-3	120	850	390	24.5	5

表 2 晶体管在工作频带内的最佳负载点
Tab. 2 Optimum load impedances of transistor in operation frequency

频率/GHz	最佳负载点
8	$28.0 + j \cdot 4.6$
9	$26.0 + j \cdot 43.0$
10	$20.5 + j \cdot 41.6$

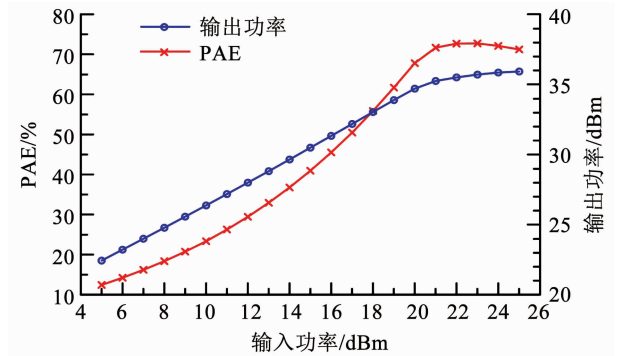


图 8 9 GHz 处 8 $\mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ 管芯输出功率与 PAE 与输入功率的关系图

Fig. 8 Output power and PAE of 8 $\mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ FET under input power of 9 GHz

2.2 输出匹配网络设计

功率放大器的末级输出管芯采用连续 B 类工作模式. 根据图 2 和式(2) ~ 式(4)提供的负载阻抗解来对末级输出匹配网络进行设计. 图 9 为末级输出匹配电路原理图. 在输出匹配电路中引入了二次谐波负载调谐网络. 图 9 中 R_{opt} 为末级管芯输出等效电阻, C_{DS} 为末级管芯输出端等效电容. 根据管芯尺寸选择中得到的 8 $\mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ 的管芯输出最佳负载和输出端等效并联电容, 确定 R_{opt} 为 25 Ω , C_{DS} 为 1.28 pF.

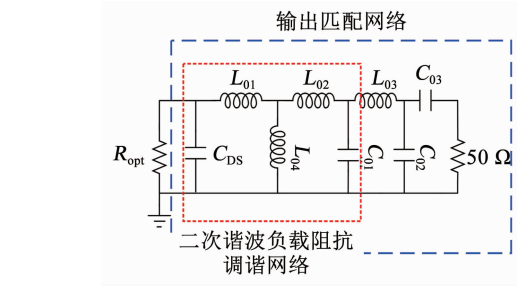


图 9 功率放大器末级输出匹配电路原理图
Fig. 9 Output matching network of proposed power amplifier

二次谐波负载调谐网络的作用是将宽工作频带内, 晶体管各频点的二次谐波负载阻抗与基波负载阻抗实现逐点对应, 有效匹配支持宽高效率带宽的连续 B 类工作模式. 在传统设计中, 需要额外引入 LC 串联或并联网路来对二次谐波负载进行调谐. 在本文中, 二次谐波负载阻抗调谐网络将晶体管输出电容 C_{DS} 作为输出二次谐波调谐网络的一部分, 与网络中的电感 L_{04} 构成并联谐振回路, 降低了电路复杂度. 图 10 展示了输出匹配网络中二次谐波负载调谐网络关键器件 L_{04} 和 C_{01} 对二次谐波负载的影响.

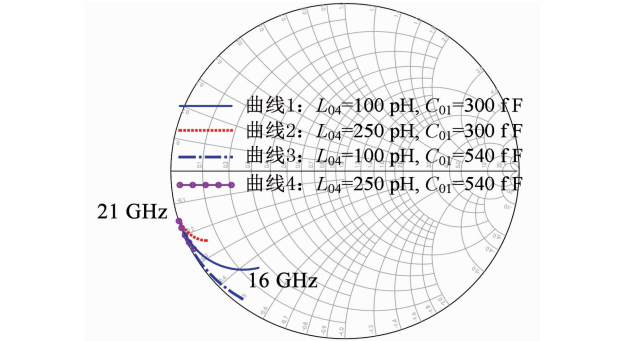


图 10 输出匹配网络二次谐波负载调谐网络关键器件 L_{04} 和 C_{01} 对二次谐波负载阻抗响应的影响

Fig. 10 Response of output second harmonic impedance with different values of L_{04} and C_{01}

图 10 中二次谐波负载阻抗调谐网络中 L_{04} 和 C_{01} 为关键元件. 在 21 GHz 附近的二次谐波高频段, 因为晶体管输出电容 C_{DS} 阻抗较低, 二次谐波负载阻抗主要受电容 C_{DS} 影响, 因此在优化设计中主要针对 16 GHz 附近的二次谐波低频段进行调谐. 令二次谐波负载阻抗为 $R + j \cdot X$. 比较曲线 1 和曲线 2 可得, 调节 L_{04} 可改变与 C_{DS} 的谐振频率从而调整 16 GHz 处的二次谐波负载阻抗点. 通过增加 L_{04} 的值, C_{DS} 与 L_{04} 构成的并联谐振回路谐振频率降低, 二次谐波频率点远离谐振点, 等效为二次谐波负载电阻与电抗均趋近于 0, 总电抗分量 X 的幅值随 L_{04} 增大而减小, 使得晶体管的二次谐波负载在 16 GHz 处更靠近短路点. 比较曲线 1 和曲线 3 可得, 随着并联到地的 C_{01} 容值的增加, C_{01} 趋近于短路, 与之并联的 L_{03} , C_{02} , C_{03} 和 50 Ω 构成的网络的阻抗对二次谐波负载阻抗的影响减小, 等效为总电阻分量 R 随 C_{01} 增大而减小, 使得晶体管的二次谐波负载在 16 GHz 处更

靠近 $\Gamma = 1$ 的圆. 而调谐网络中 L_{01} 与 L_{02} 对二次谐波负载阻抗影响较小, 主要在基波匹配电路中起作用. 表 3 总结了输出匹配网络二次谐波负载调谐网络关键器件 L_{04} 和 C_{01} 对二次谐波负载阻抗的影响趋势.

表 3 输出匹配网络二次谐波负载调谐网络关键器件 L_{04} 和 C_{01} 对二次谐波负载阻抗的影响

Tab. 3 Variation of output harmonic load impedance with different values of L_{04} and C_{01}

关键器件	变化趋势	二次谐波阻抗分量 $R+j\cdot X$, 变化趋势
L_{04}	↑	X , ↑
C_{01}	↑	R , ↓

在实际电路设计时, 利用上述分析到的 L_{04} 和 C_{01} 对二次谐波负载阻抗的调谐特性, 可将整个二次谐波频段的阻抗曲线收缩至图 10 中的曲线 4, 并配合输出匹配网络其他元件对基波负载阻抗进行优化, 实现晶体管的基波负载阻抗与二次谐波负载阻抗逐点对应, 有效匹配支持宽高效率带宽的连续 B 类工作模式. 二次谐波调谐负载阻抗调谐网络各个元件取值为 $L_{01} = 20\text{ pH}$, $L_{02} = 500\text{ pH}$, $L_{04} = 250\text{ pH}$, $C_{01} = 540\text{ fF}$. 图 11 为功率放大器末级匹配网络的网络响应图.

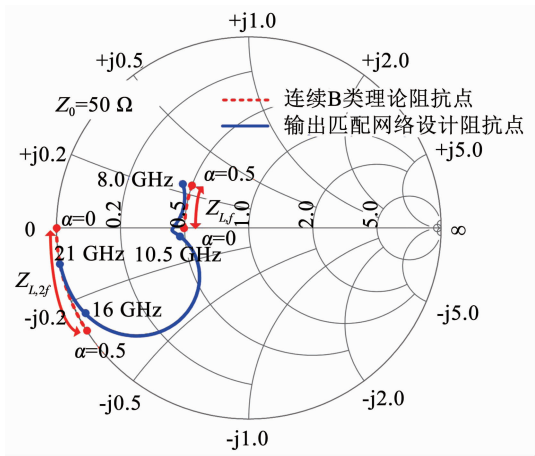


图 11 末级匹配网络的网络响应图

Fig. 11 Response of output matching network

由图 11 可得, 本文所设计的末级匹配网络的基波阻抗与二次谐波阻抗的响应曲线轨迹与连续 B 类模式的负载阻抗在 $\alpha = 0 \sim 0.5$ 区间内曲线轨迹一致, 表明芯片末级管芯工作在连续 B 类模式.

2.3 晶体管输入二次调谐网络的设计

为提高功率放大器的输出效率, 本文通过输入调谐网络, 将晶体管的输入二次谐波源阻抗设置在输出效率最佳区域. 本文的工作带宽为 $8.0 \sim 10.5\text{ GHz}$, 对应的二次谐波频率为 $16 \sim 21\text{ GHz}$. 在芯片设计中, 考虑到芯片尺寸的限制, 输入调谐网络难以用 $1/4$ 波长阻抗线来进行设计. 因此, 本文中采用 LC

串联谐振网络控制二次谐波源阻抗. 图 12 为谐振频率为 21 GHz , 不同 LC 取值下, LC 串联谐振网络在 $16 \sim 21\text{ GHz}$ 的响应. 将晶体管进行二次谐波源阻抗牵引, 得到如图 13 所示的晶体管在 $8.0, 9.0, 10.5\text{ GHz}$ 二次谐波源阻抗的高效率区域. 在图 13 中圆图上标注的阴影面积内, 晶体管的输出效率均大于 66% . 由图 12 可得, 当 C 增大, L 减小时, LC 网络的 Q 值降低, 带宽变宽, 此时响应曲线更易集中在工作频带内二次谐波源阻抗的高效率重叠区域. 但是, C 的增大使得 LC 网络的 Q 值变低, 串联 LC 网络在基频时容性增强, 这使得插入串联 LC 网络后的晶体管基波源阻抗的 Q 值变高, 造成中间级匹配电路阻抗转换比变高, 恶化了中间级匹配电路的插损性能. 根据上述分析, 折中考虑, 最终确定输入调谐网络的谐振频率为 21 GHz , L 取 0.16 nH , C 取 0.350 pF .

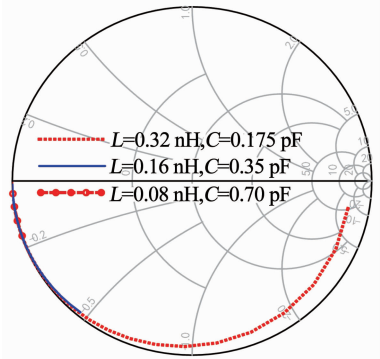


图 12 相同谐振频率, 不同 LC 取值下, LC 串联谐振网络在 $16 \sim 21\text{ GHz}$ 的响应

Fig. 12 Response of LC resonant network in 16-21 GHz with the same resonant frequency and different values of L and C

在确定完晶体管的输入二次调谐网络后, 中间级基波阻抗匹配网络按照共轭匹配进行设计. 中间级匹配电路的阻抗二次谐波频率响应曲线和工作频带内二次谐波源阻抗的高效率区域如图 13 所示.

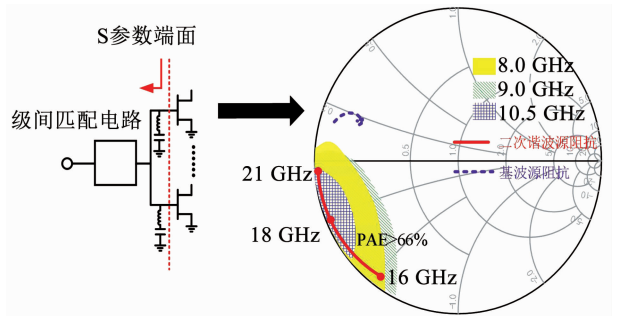


图 13 末级晶体管源阻抗频率响应曲线与晶体管二次谐波源阻抗高效率区域

Fig. 13 Source impedance response of FET in output stage and high-efficiency area of second harmonic source impedance

图 13 给出了在末级管芯输入端端面处功率放大器中间级匹配电路的频率响应曲线和芯片工作频带内晶体管效率大于 66% 的二次谐波源阻抗区域. 由图 13 可得, 优化后的串联调谐 LC 网络使末级管芯的二次谐波源阻抗均落在相应工作频段下效率大于 66% 的区域内, 提高了功率放大器在宽工作频带内的整体效率.

3 测试结果

图 14 为本文设计的 X 波段高效率功率放大器的芯片照片, 芯片尺寸面积为 $3.2\text{ mm} \times 2.4\text{ mm}$. 在实际测试时, 考虑到功率放大器的散热问题, 将功率放大器芯片用金锡合金共晶烧结在钼铜载片, 优化功率放大器的散热性能, 对本论文设计的功率放大器进行在片脉冲测试, 脉冲条件为 $100\text{ }\mu\text{s}$ 脉宽长度, 10% 占空比. 图 15 为功率放大器的测试环境照片. 功率放大器芯片在片测试系统由矢量网络信号分析仪、函数信号发生器、微波信号源、功率计、直流电源、30 dB 衰减器和自制的脉冲调制板组成. 具体使用的仪器由表 3 列出. S 参数测试方法框图和大信号性能测试系统框图如图 16 所示. 因为芯片工作在脉冲条件下, 需要通过函数信号发生器和电源脉冲调制板对芯片的直流供电进行脉冲调制, 并且将函数信号发生器的同步信号输入到微波信号源, 使

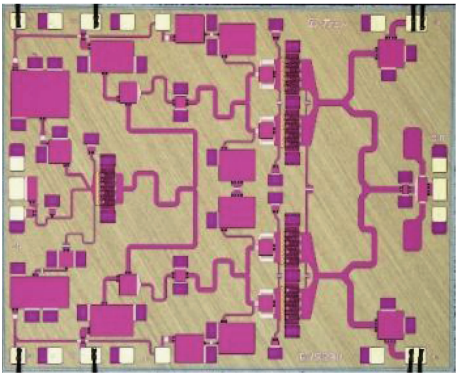


图 14 功率放大器芯片照片

Fig. 14 Photograph of the proposed power amplifier

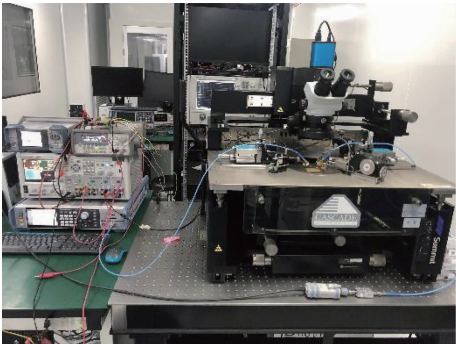


图 15 功率放大器测试环境

Fig. 15 Test environment of the power amplifier

功率放大器的输入功率与供电脉冲电源信号同步. 在进行系统校准后, 对功率放大器的 S 参数和大信号性能进行测试.

表 4 测试所用仪器

Tab. 4 Instruments used in the test	
测试仪器	仪器型号
矢量网络分析仪	Keysight® PNA N5244A
函数信号发生器	Keysight® 33220A
微波信号源	R&S® SMA100B
功率计	R&S® NPR2
直流电源	Keysight® N6705B
衰减器	Weinschel® 86-30-12
脉冲调制板	自制

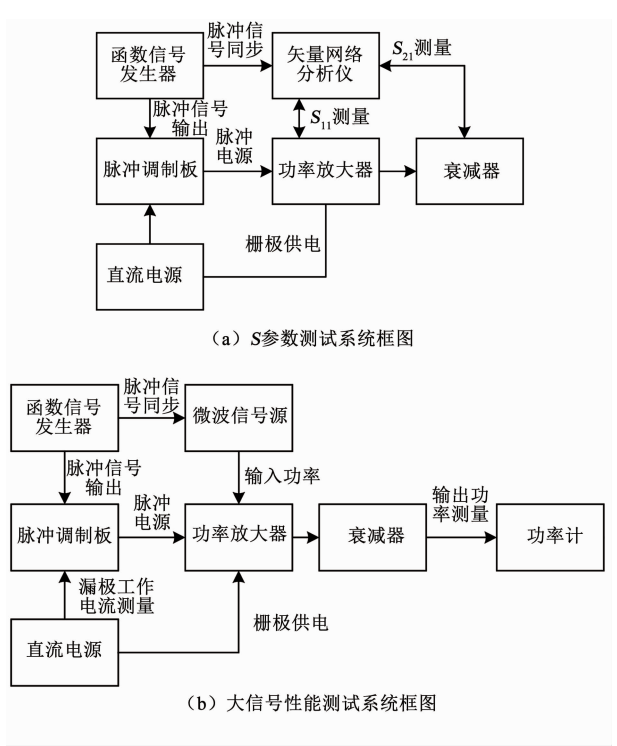


图 16 功率放大器测试系统框图

Fig. 16 Block diagram of power amplifier measurement system

图 17 为芯片的小信号性能曲线图. 图 18 为芯片的饱和输出功率状态下的输出功率, 功率附加效率和功率增益仿真值与实测值的对比图. 测试结果表明, 在 $8.0 \sim 10.5\text{ GHz}$ 工作频带内芯片的小信号增益为 $23.6 \sim 25.6\text{ dB}$, 输入回波损耗小于 -10 dB , 饱和输出功率为 $40.8 \sim 42.2\text{ dBm}$, 饱和输出功率附加效率为 $51.7\% \sim 59.0\%$, 功率增益为 $19.8 \sim 21.2\text{ dB}$. 图 17(b) 中小信号增益仿真值与实测小信号增益值相差较大, 此处差异为晶圆厂商的工艺线波动造成的, 具体表现为该批次晶圆中的晶体管的阈值电压大于 PDK 模型中的标称阈值电压. 图 19 为 $9.0, 10.0\text{ GHz}$ 下该功率放大器的三阶交调失真

随输出功率的变化曲线图. 三阶交调失真测试时的输入双音信号频率间隔 Δf 为 20 MHz,图 19 中 $f_1 < f_2$.

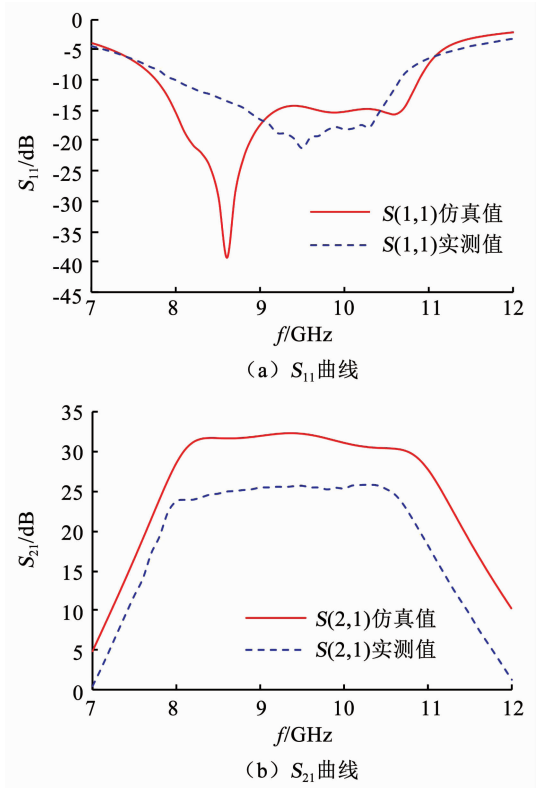


图 17 S 参数曲线测试结果与仿真结果对比图
Fig. 17 Simulated and measured S parameters results

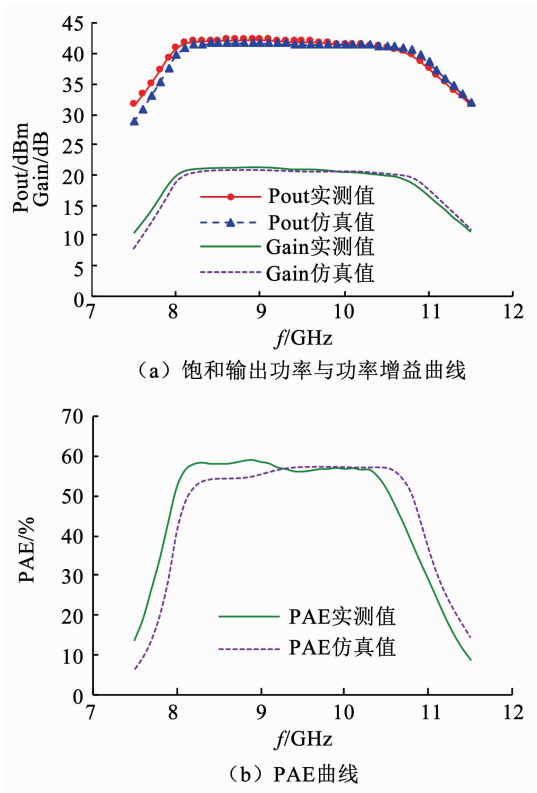


图 18 大信号性能测试结果与仿真结果对比
Fig. 18 Comparison of simulated and measured results of large signal

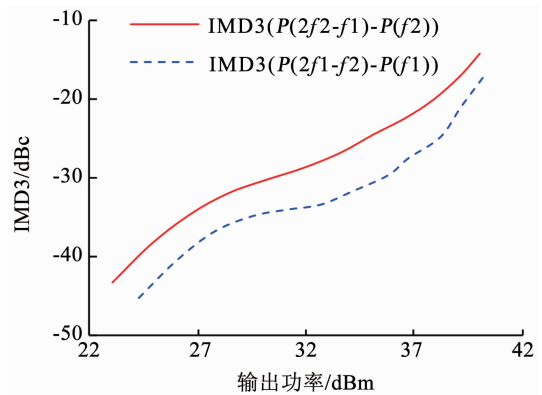


图 19 输入信号中心频率为 9.0 GHz, 双音信号间隔为 20 MHz 条件下, 功率放大器的三阶交调失真随输出功率变化曲线图
Fig. 19 IMD_3 performance of power amplifier versus output power when center frequency of input signal is 9.0 GHz and frequency spacing of the two tones is 20 MHz

表 5 为 X 波段高效率功率放大器芯片性比表. 由表 5 可得, 本文设计的 X 波段功率放大器芯片在带宽和效率上均具有良好性能. 与文献[14–15]中的功率放大器相比, 在工作带宽和输出功率等主要指标相近的情况下, 本文设计的功率放大器具有更高的工作效率. 与文献[16–18]中的功率放大器相比, 在输出效率和输出功率等主要指标相近的情况下, 本文设计的功率放大器具有更大的工作带宽. 测试结果表明, 芯片在 27% 的工作带宽下, 输出功率大于 40.8 dBm, 功率附加效率高达 59%, 芯片尺寸为 $3.2\text{ mm} \times 2.4\text{ mm}$.

4 结 论

- 1) 芯片末级管芯输出匹配网络利用晶体管输出端的寄生电容, 与匹配网络中的电感构成 LC 并联调谐网络, 有效匹配支持宽高效率带宽的连续 B 类工作模式.
- 2) 在末级管芯的输入端进一步结合了二次谐波源阻抗牵引技术, 通过 LC 串联调谐电路, 将工作频带内的二次谐波源阻抗移入各频点高效率区域, 实现功率放大器宽工作频带内输出效率的整体提升.
- 3) 该功率放大器芯片基于 $0.25\text{ }\mu\text{m}$ GaN HEMT 工艺设计并流片验证测试. 测试结果表明, 该功率放大器的工作频段覆盖了 X 波段的主要频带. 在 27% 的工作带宽下, 功率放大器的输出功率大于 42 dBm, 功率附加效率高达 59%.

表 5 X 波段高效率功率放大器芯片性能对比

Tab.5 Performance comparison of X-band high-efficiency power amplifier chip

对比	工艺	电路拓扑	工作频率/ GHz	输出功率/ dBm	功率增益/ dB	PAE/ %	脉宽, 占空比/ (us/%)
文献[14]	0.25 μm GaN HEMT	AB 类, 输出三次谐波调谐	8.5 ~ 10.5	43.2 ~ 44.7	16.0 ~ 19.1	35.0 ~ 37.0	100, 10
文献[15]	0.25 μm GaN HEMT	AB 类	8.8 ~ 10.4	40.0 ~ 41.0	17.0 ~ 18.0	38.0 ~ 44.0	50, 15
文献[16]	0.14 μm GaN HEMT	F 类, 管芯堆叠	9.9 ~ 11.5	37.8 ~ 39.6	9.0 ~ 10.8	50.0 ~ 61.1	–, 10
文献[17]	0.25 μm GaN HEMT	AB 类, 输入输出谐波调谐	7.8 ~ 8.8	43.5	19.5	50.0	连续波
文献[18]	0.15 μm GaN HEMT	二、三次谐波调谐	10.0 ~ 10.5	40.0	19.0	45.0 ~ 61.0	连续波
本文	0.25 μm GaN HEMT	连续 B 类, 输入二次谐波调谐	8.0 ~ 10.5	40.8 ~ 42.2	19.8 ~ 21.2	51.0 ~ 59.0	100, 10

注: 以上数据中“ – ”表示论文中未提及参数.

参考文献

[1] TASKER P J, CARRUBBA V, WRIGHT P, et al. Wideband PA design: The “continuous” mode of operation[C]//Proceedings of the Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium. La Jolla, CA: IEEE, 2012; 1. DOI: 10.1109/CSICS.2012.6340118

[2] CIPRIANI E, COLANTONIO P, GIANNINI F. Class F-C X-band MMIC GaN power amplifier: An extension of waveform engineering approach[C]//Proceedings of the Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop. Graz, Austria: IEEE, 2017;1. DOI:10.1109/INMMIC.2017.7927299

[3] GAO S, BUTTERWORTH P, SAMBELLET A, et al. Microwave class-F and inverse class-F power amplifiers designs using GaN technology and GaAs pHEMT[C]//Proceedings of the European Microwave Conference. Manchester, UK: IEEE, 2006;1719. DOI: 10.1109/EMICC.2006.282691

[4] FOROUZANFAR M, FEGHHI R, BASERI J, et al. High efficiency 8.8-9.6 GHz class J power amplifier[C]//Proceedings of the 16th Mediterranean Microwave Symposium. Abu Dhabi, United Arab Emirates; IEEE, 2016; 1. DOI: 10.1109/MMS.2016.7803868

[5] LIU Bei, MAO Mengda, BOON C C, et al. A fully integrated class-J GaN MMIC power amplifier for 5-GHz wlan 802.11 ax application [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(5): 434. DOI:10.1109/LMWC.2018.2811338

[6] TASKER P J. Practical waveform engineering[J]. IEEE Microwave Magazine, 2009, 10(7): 65. DOI:10.1109/MMM.2009.934518

[7] 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

[8] PREIS S, GRUNER D, BOECK G. Investigation of class-B/J continuous modes in broadband GaN power amplifiers [C]//Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Montreal, QC: IEEE, 2012; 1. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6258413

[9] POWELL J R, UREN M J, MARTIN T, et al. GaAs X-band high efficiency (>65%) Broadband (>30%) amplifier MMIC based on the Class B to Class J continuum[C]//Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Baltimore, MD: IEEE, 2011; 1. DOI: 10.1109/MWSYM.2011.5972786

[10] COLANTONIO P, GIANNINI F, LIMITI E. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers[M]. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd, 2009; 303

[11] WATANABE S, TAKATUKA S, TAKAGI K, et al. Simulation and experimental results of source harmonic tuning on linearity of power GaAs FET under class AB operation[C]// Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. San Francisco, CA: IEEE, 1996; 1771. DOI: 10.1109/MWSYM.1996.512286

[12] CANNING T, TASKER P, CRIPPS S. Waveform evidence of gate harmonic short circuit benefits for high efficiency X-band power amplifiers[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(8): 439. DOI:10.1109/LMWC.2013.2272317

[13] CRIPPS S C. RF power amplifiers for wireless communications [M]. 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2006; 21

[14] BAE K T, LEE I J, KANG B, et al. X-band GaN power amplifier MMIC with a third harmonic-tuned circuit[J]. Electronics, 2016, 6(4): 103. DOI:10.3390/electronics6040103

[15] RESCA D, RAFFO A, DI FALCO S, et al. X-band GaN power amplifier for future generation SAR systems[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2014, 24(4): 266. DOI:10.1109/LMWC.2014.2299552

[16] KANG J, MOON J S. Highly efficient wideband X-band MMIC class-F power amplifier with cascode FP GaN HEMT[J]. Electronics Letters, 2017, 53(17): 1207. DOI:10.1049/el.2017.1672

[17] COUTURIER A M, POITRENAUD N, SERRU V, et al. 50% high efficiency X-band GaN MMIC amplifier for space applications [C]//Proceedings of the 48th European Microwave Conference. Madrid, Spain: IEEE, 2018; 352. DOI: 10.23919/EuMC.2018.8541634

[18] SARDIN D, REVEYRAND T, POPOVIC Z. X-band 10W MMIC High-Gain Power Amplifier with up to 60% PAE[C]//Proceedings of the 9th European Microwave Integrated Circuit Conference. Rome, Italy: IEEE, 2014; 393. DOI: 10.1109/EuMIC.2014.6997875

(编辑 张 红)