

0.3~3.5 GHz混合连续类功率放大器的设计

李 军* 代法亮 尹希雷 朱佳垟 刘春秀 刘太君
(宁波大学信息科学与工程学院 宁波 315211)

摘 要: 混合连续类相比较于传统连续类模型弱化了阻抗条件, 简化了宽带匹配难度。该文通过采用混合连续类模型并基于阻抗缓冲概念为理论的新型谐波控制网络, 设计了一款跨3个倍频层的混合连续类射频功率放大器。实测结果表明在0.3~3.5 GHz相对带宽为168.4%的频段范围内实现了漏极效率58.4%~72.6%, 增益10 dB以上, 输出功率为39.8~41.2 dBm。

关键词: 射频功率放大器; 混合连续类; 阻抗缓冲

中图分类号: TN722

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)04-1106-06

DOI: 10.11999/JEIT200277

Design of a 0.3~3.5 GHz Hybrid Continuous Power Amplifier

LI Jun DAI Faliang YIN Xilei ZHU Jiayang LIU Chunxiu LIU Taijun
(Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

Abstract: Compared with the traditional continuous model, the mixed continuous model weakens the impedance condition and simplifies the difficulty of broadband matching. In this paper, a new type of harmonic control network used a hybrid continuous model and based on the concept of impedance buffering is designed to design a hybrid continuous radio frequency power amplifier that spans three octave layers. The measured results show that the drain efficiency is 58.4%~72.6%, the gain is more than 10 dB, and the output power is 39.8~41.2 dBm in the frequency range of 168.4% relative bandwidth of 0.3~3.5 GHz.

Key words: Radio frequency power amplifier; Hybrid continuous class; Impedance buffer

1 引言

无线通信领域每一次技术更新都伴随着带宽的拓展, 以支持更大的数据传输速率和数据容量。射频功率放大器(功放)作为无线通信系统中最重要有源模块, 其性能的好坏直接影响着无线通信系统性能的通信质量。因此宽带高效率功率放大器的设计仍然是当今研究的热点。而宽带功率放大器设计的难点在于宽带范围内功放的最优阻抗随频率会有较大的变化, 关键在于如何选取一个最优阻抗解使得其在宽带范围内得到最优阻抗以及宽带匹配网络的设计。而传统的A, AB, B, C类功放很难在宽带范围内同时实现高效率和高输出功率。而D, E类等

开关类功放在GHz以上频段会发生波形失真, 且受到功放器件的开关限制, 很难有实际用途^[1,2]。F类功放则需要对高次谐波进行精确的控制, 在宽带范围内很难实现。由Cripps等人^[3]在2009年提出一种新型谐波控制类功放即J类功放, 它相比于F类功放二次谐波阻抗不再需要严格的开路或者短路, 使得J类功放具有实现宽带的潜力。而在J类功放的基础上提出的连续功率放大器, 相比于对各次谐波和基波阻抗进行精确控制的传统谐波控制类型, 连续型功放模式有着较为丰富的最佳阻抗解空间, 简化宽带匹配网络的设计复杂度^[4,5]。而混合连续类功放在包含连续F类与连续B/J类的基础上将阻抗解空间进一步扩大, 相比于传统连续类它实现宽带功放的潜力更大。

本文首先分析混合连续类的漏极电压公式进而推导出阻抗设计空间, 然后通过使用一种新型的谐波网络, 再采用阶跃阻抗低通滤波结构作为输出匹配网络, 最后基于功率密度大、击穿电压高、电子饱和漂移速度高的第3代半导体GaN HEMT^[6,7]设计了一款性能优越的超宽带功放。

收稿日期: 2020-04-17; 改回日期: 2021-01-25; 网络出版: 2021-02-23

*通信作者: 李军 lijun1@nbu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61571251), 宁波市自然科学基金(2018A610024), 宁波大学校重点项目(JYXMXZD201915)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61571251), The Natural Science Foundation of Ningbo (2018A610024), The Key Projects of Ningbo University (JYXMXZD201915)

2 混合连续类功放原理

最早由英国卡迪夫大学的Cripps等人^[3]提出的F,J类功放通过降低导通角来提高功放的效率。通过假定电流谐波分量在器件输出端为短路状态,保证了功放输出电压波形为正弦波^[8]。在Cripps等人推导过程中定义归一化电压公式为

$$v(\theta) = 1 - v_{1r} \cos \theta + v_{1q} + \sum_n v_{nq} \sin(n\theta) \quad (1)$$

随着 $v_{1r}, v_{1q}, \dots, v_{nq}$ 的取值不同,漏极电压表现出不同的时域波形。为了保证良好的线性防止功放漏压进入膝值区,因膝值区电流急剧下降会带来削波、增益压缩、AM-PM失真等一系列不良的影响。Cripps定义了“Zero-Grazing”: $v(\theta) \geq 0$ 。Cripps在Rhodes和Raab的基础上提出了J类功放也满足 $v(\theta) = 0, v'(\theta) = 0$ 同时为0的特殊解,此时2次谐波为纯容性,基波为包含了感性电抗成分的复阻抗,并且能够得到与B类相等的输出功率和漏极效率。于是连续B/J类功放归一化电压波形可描述为

$$v(\theta) = (1 - \cos \theta) \cdot (1 - \alpha \sin \theta), -1 < \alpha < 1 \quad (2)$$

当 $\alpha = 0$ 时电压波形为B类波形,当 $\alpha = 1$ 时此时为J类功放,当 α 在 $-1 \sim 1$ 变化时对应一系列的B类和J类的功放类型。与连续B/J类的来源相似对F类的推广得到了连续F类的功放模型其电压波形表达式为^[8]

$$v_{CF} = \left(1 - \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \theta\right)^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta\right) \cdot (1 - \beta \sin \theta) \quad (3)$$

其中, β 值在 $-1 \sim 1$ 变化。结合连续F类和B/J类的电压波形,Chen等人^[9]推导出了混合连续类功放漏极电压表达式

$$v_{DS}(\theta) = (1 - \alpha' \cos \theta + \beta' \cos 3\theta) \cdot (1 - \gamma \sin \theta), -1 < \gamma < 1 \quad (4)$$

当 $\alpha' = 2/\sqrt{3}, \beta' = 1/3\sqrt{3}$ 时为连续F类功放的漏极电压表达式。当 $\alpha' = 1, \beta' = 0$ 为连续B/J类功放的漏极电压表达式。当 α', β' 取其他值时也可对应其他类型的功放,图1展示不同 α', β', γ 时对应的漏极电压波形。

根据电压电流表达式可以推导出它在电流源平面下的基波阻抗及2次谐波阻抗

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_{opt} \cdot (\alpha' + j\gamma) \\ Z_2 &= -\frac{3\pi}{8} R_{opt} \cdot \gamma \cdot (\alpha' + \beta') \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $R_{opt} = 2(V_{DC} - V_{knee})/I_{Max}$ 通过Load-pull技术得到 $R_{opt} = 36 \Omega$, V_{DC} 是漏极电压, I_{Max} 为晶体管

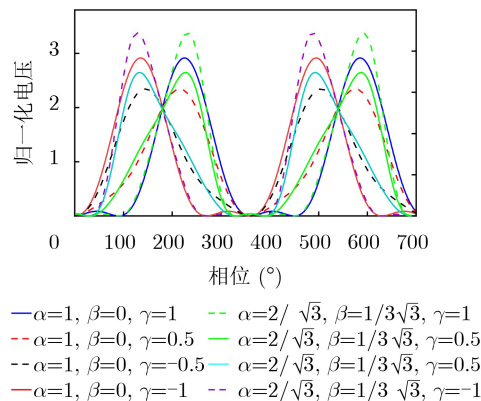


图1 混合连续类归一化漏极电压波形

所能承受的最大电流。当 α', β', γ 取不同值时得到电流源平面的阻抗空间如图2所示。

3 混合连续类功放的电路设计

3.1 基于波形工程的电路设计

“波形工程”的主要思想在于通过合理的增加谐波分量来调控电压和电流波形使得功率管漏极输出电压和电流发生较小的重叠,从而减小漏极功率消耗,同时保证较好的谐波抑制,从而在较宽的频带范围内维持高效率^[10,11]。在新型连续性的拓展中,在保证某一固定偏置下,通过对谐波以及基波阻抗成分进行调整,控制晶体管的漏极电流与电压之间的重叠尽可能减小,使得该连续型模型在一个更为宽泛的阻抗解空间中保持合适的输出功率以及效率。

图3是本文所采用的谐波控制网络,该谐波控制网络是基于中心频率IB(Impedance Buffer)^[12,13]理论所设计的。通过将1/4波长的开路短截线与半

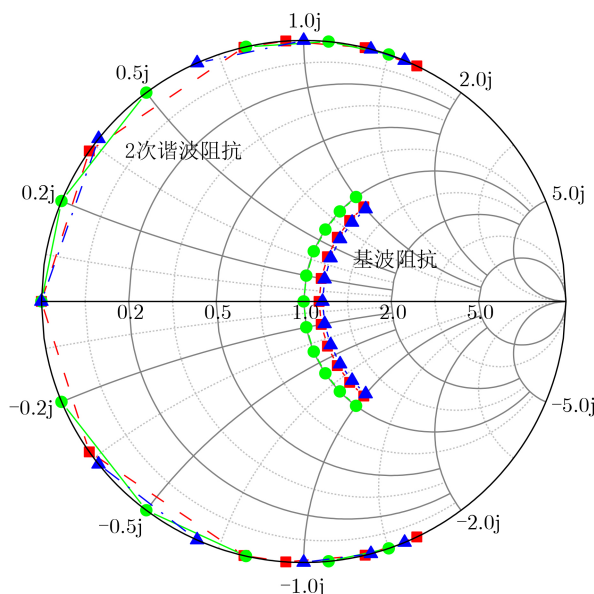


图2 混合连续类电流源平面的阻抗变化轨迹

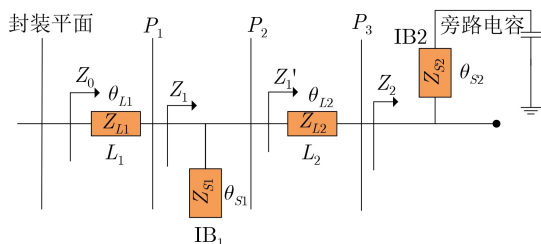


图3 谐波调谐网络

波长短路短截线并联实现对功放谐波控制。其中 $\theta_{S1}^{3f_0} = 90^\circ$, Z_{S1} 为自由设计值, 因为在平面 P_1 引入了 IB_1 则在3次谐波为短路。传输线 L_1 的作用主要是在 IB_1 之前3次谐波阻抗虚部部分不受 IB_1 之后网络影响。特征阻抗 Z_{L1} 和传输线 L_1 的电长度 θ_{L1} 满足关系式

$$Z_0(3f_0) = j \cdot Z_{L1} \cdot \tan(\theta_{L1}^{3f_0}) \quad (6)$$

其中, $Z_0(3f_0)$ 是通过负载牵引技术在 $3f_0$ 得到的最优阻抗, Z_{L1} 为自由设计空间。而传输线 L_1 的电长度 θ_{L1} 求解如

$$\theta_{L1}^{3f_0} = \arctan\left(\frac{Z_0(3f_0)}{jZ_{L1}}\right) \quad (7)$$

通过在 $2f_0$ 半波长短路短截线结合传输线 L_2 , 采用同样的方式可以在 $2f_0$ 处获得最优谐波阻抗。其中 $\theta_{S2}^{2f_0} = 180^\circ$, Z_{S2} 为自由设计值。由于在 $2f_0$ 的短路条件需要满足平面 P_2 , 传输线 L_2 在 $2f_0$ 的电长度满足关系

$$\theta_{L2}^{2f_0} = \arctan\left(\frac{Z_1'(2f_0)}{jZ_{L2}}\right) \quad (8)$$

而平面 P_1' 处的阻抗 $Z'(2f_0)$ 为

$$Z'(2f_0) = \frac{jZ_1(2f_0)Z_{S1} \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{2f_0}{3f_0}\right)}{2Z_1(2f_0) + jZ_{S1} \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{2f_0}{3f_0}\right)} \quad (9)$$

在平面 P_1 处的阻抗 $Z_1(2f_0)$ 可通过式(10)计算得到

$$Z_1(2f_0) = Z_{L1} \cdot \frac{Z_0(2f_0) - jZ_{L1} \tan\left(\theta_{S1}^{3f_0} \cdot \frac{2f_0}{3f_0}\right)}{Z_{L1} - jZ_0(2f_0) \tan\left(\theta_{S1}^{3f_0} \cdot \frac{2f_0}{3f_0}\right)} \quad (10)$$

其中, $Z_0(2f_0)$ 可通过负载牵引技术得到。因此谐波网络的所有参数可由以上的式(6)~式(10)确定。

3.2 匹配网络的设计

由于谐波网络已经将2次谐波阻抗控制在高效率和高输出功率区域并且尽量维持在Smith边缘, 因此输出匹配网络主要完成对基波阻抗匹配。为了实现基波匹配网络的精确设计, 在大信号模型下采用负载牵引技术得到最优基波阻抗。并采用最平坦低通原型结构^[14], 利用阶梯阻抗变换线^[15,16]将最优负载阻抗匹配到 50Ω 。利用ADS中的随机优化算法得到的最终结构如图4所示。图5给出了该功放在其工作带宽内的阻抗分布曲线, 可以看出其阻抗分布与理论推导一致。较好地实现了对功放基波阻抗的匹配和对高次谐波的抑制。输入匹配网络主要是通过负载牵引技术得到最优源阻抗并通过Smith圆图进行匹配, 这里不再详细说明了, 具体的参数将在后面给出。

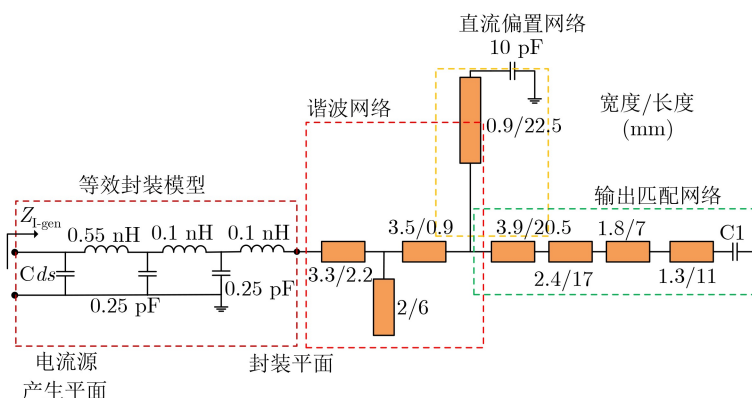


图4 优化后的电流源平面的谐波网络加匹配结构

4 整体电路仿真和测试

4.1 整体电路仿真

本次设计采用的晶体管为Cree公司的CGH40010F GaN HEMT的封装功放管, 漏极电

压为28 V, 栅极电压为-2.8 V, 采用Rogers4003C的介质基板, 介电常数3.38厚度为0.813 mm。整体电路的结构如图6所示。

图7给出了在大信号下ADS仿真电压电流波

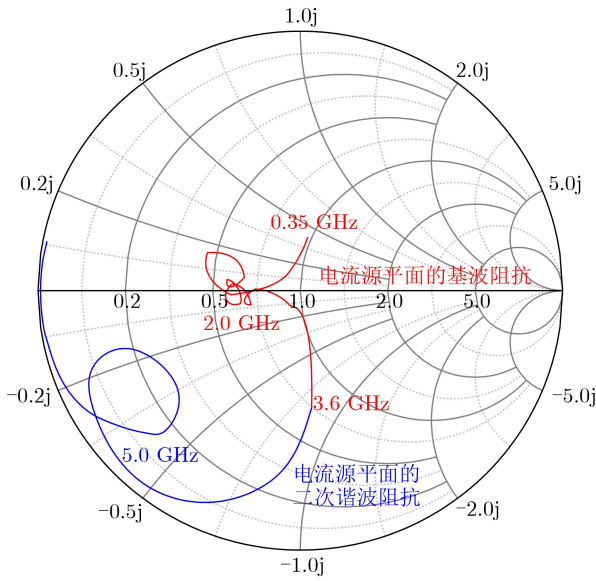


图 5 在电流源平面的输出网络阻抗变换轨迹

形, 可以看出电压电流波形基本上满足连续F类与连续B/J类的电压电流波形形式, 并且电压幅度接近 $2V_{DD}$ 。

4.2 功放实物与实际测试

采用Rogers 4003c板材加工的功放PCB实物照片如图8所示。进行大信号测试功放的输出功率、漏极效率、功率附加效率、增益和仿真的结果如图9所示。最终在0.3~3.5 GHz频段内得到的增益为10~18 dB, 漏极效率为58.4%~72.6%, 输出功

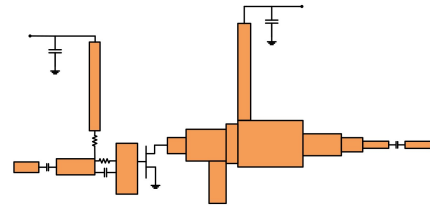
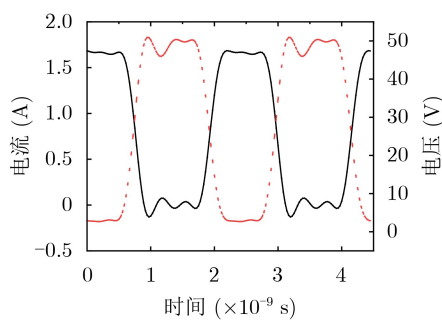
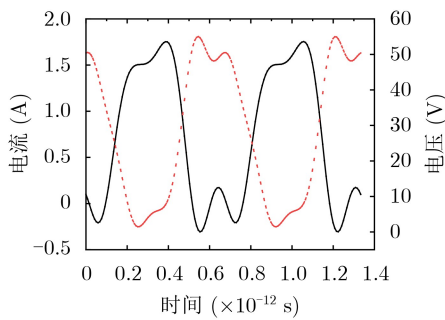


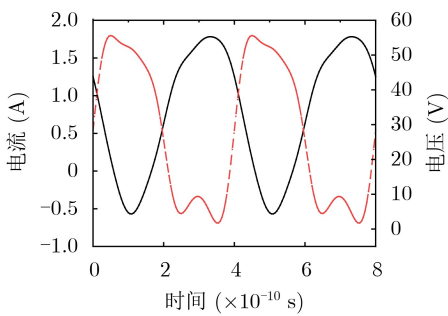
图 6 整体电路结构图



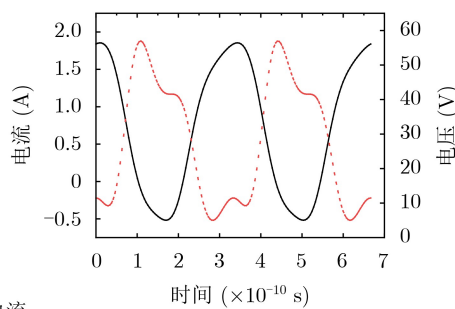
(a) 450 MHz电压电流波形图



(b) 1.5 GHz电压电流波形图



(c) 2.5 GHz电压电流波形图



(d) 3.5 GHz电压电流波形图

— 电流
- - - 电压

图 7 不同频点下大信号仿真电压电流波形

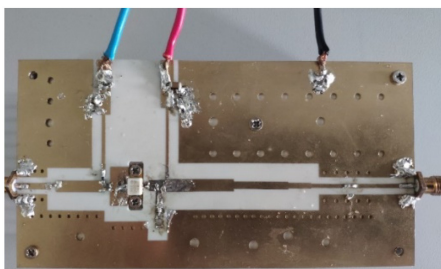


图 8 混合连续类功放实物图

率为39.8~41.2 dBm。表1是与近些年来国内外相关功放设计的效果对比。

5 结束语

本文通过分析连续F类、B/J类功放电压波形确定混合连续类功放的阻抗设计空间, 基于阻抗缓冲(IB)概论提出了一种设计谐波网络的方法, 有效地将基波、2次谐波和3次谐波的阻抗控制到理论提出的设计空间内。本文采用Cree公司的CGH40010F

表1 本文设计功放与国内外相关功放性能对比

文献对比	工作模式	频率(GHz)	BW(%)	PAE(%)	DE(%)	增益(dB)	Pout(dBm)	年份
文献[2]	F类/逆F类	2.4~4.2	54.5	-	55.0~82.0	11~13.6	39.5~41.9	2019
文献[11]	连续类	0.8~3.6	127.0	-	55.8~74.1	10.2~12.2	39.5~42.1	2016
文献[13]	连续F类	0.5~2.3	128.5	52.7~80.7	60.0~81.0	11.7~25.3	39.2~41.2	2017
文献[15]	BJ类/F-1类	2.2~2.8	24.0	58.0~75.0	65.9~79.7	12.0~18.0	41.0~43.0	2019
文献[16]	连续B/J类	1.2~2.6	74.0	-	63.0~68.0	10.0~13.6	40.5~41.6	2018
本文	混合连续	0.3~3.5	168.4	-	58.4~72.6	10.0~18.0	39.8~41.2	2019

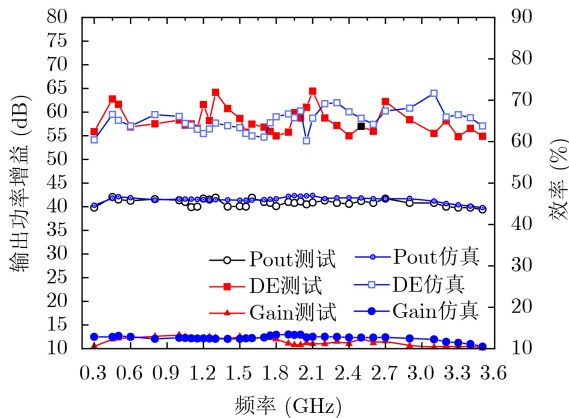


图9 仿真与实测对比图

GaN HEMT的功放管, 设计一款宽带跨3个倍频程的混合连续类功放。在实际测量中在0.3~3.5 GHz内有58.4%以上的漏极效率, 输出功率有39.8 dBm以上。

参考文献

- [1] 许高明, 刘太君, 叶焱, 等. 基于广义改进型Hammerstein模型的宽带射频功率放大器建模[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(12): 3046-3050. doi: 10.3724/sp.j.1146.2014.00545.
XU Gaoming, LIU Taijun, YE Yan, *et al.* Broadband radio frequency power amplifier modeling based on generalized augmented Hammerstein models[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(12): 3046-3050. doi: 10.3724/sp.j.1146.2014.00545.
- [2] 刘汝卿, 蒋衍, 姜成昊, 等. 应用于激光雷达信号处理系统的放大电路接口设计[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(7): 1636-1642. doi: 10.11999/JEIT190427.
LIU Ruqing, JIANG Yan, JIANG Chenghao, *et al.* Amplifying circuit interface model for LiDAR signal processing systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(7): 1636-1642. doi: 10.11999/JEIT190427.
- [3] 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): 665-667. doi: 10.1109/LMWC.2009.2029754.
- [4] DU Xuekun, YOU Changjiang, CAI Jingye, *et al.* Novel design space of load modulated continuous class-B/J power amplifier[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, 28(2): 156-158. doi: 10.1109/LMWC.2017.2779883.
- [5] CANNING T, TASKER P J, and CRIPPS S C. Continuous mode power amplifier design using harmonic clipping contours: Theory and practice[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2014, 62(1): 100-110. doi: 10.1109/TMTT.2013.2292675.
- [6] RAWAT K. Design challenges in continuous mode power amplifiers[C]. 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), Guangzhou, China, 2019: 1-3.
- [7] 孙洪铮, 丁浩, 王志刚. 2~4 GHz宽带高效率功放的设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(5): 871-874. doi: 10.11805/kyda201805.0871.
SUN Hongzheng, DING Hao, and WANG Zhigang. Design of a broadband high-efficiency power amplifier working in 2-4 GHz[J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology*, 2018, 16(5): 871-874. doi: 10.11805/kyda201805.0871.
- [8] 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, Italy, 2017: 41-44.
- [9] CHEN Jinhu and HE Songbai. Broadband high-efficiency power amplifiers design based on hybrid continuous modes utilizing the optimal impedances at package plane[C]. 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, USA, 2015: 1-4.
- [10] SHARMA T, DARRAJI R, and GHANNOUCHI F. High efficiency continuous mode power amplifiers using waveform engineering[C]. 2014 Microwave Symposium, Marrakech, Morocco, 2014: 1-4.
- [11] PANG Jingzhou, HE Songbai, DAI Zhijiang, *et al.* Design of continuous-mode GaN power amplifier with compact fundamental impedance solutions on package plane[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2016, 10(10):

- 1056–1064. doi: [10.1049/jet-map.2015.0804](https://doi.org/10.1049/jet-map.2015.0804).
- [12] GIOFRE R, COLANTONIO P, GIANNINI F, *et al.* A new design strategy for multi frequencies passive matching networks[C]. 2007 European Microwave Conference, Munich, Germany, 2007: 838–841.
- [13] ZHENG Shaoyong, LIU Zhaowu, ZHANG Xiuyin, *et al.* Design of ultrawideband high-efficiency extended continuous class-F power amplifier[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(6): 4661–4669. doi: [10.1109/tie.2017.2772163](https://doi.org/10.1109/tie.2017.2772163).
- [14] CHEN Kenle and PEROULIS D. Design of broadband high-efficiency power amplifier using in-band Class-F⁻¹/F mode-transferring technique[C]. The IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Montreal, Canada, 2012: 1–3. doi: [10.1109/tmtt.2012.2221142](https://doi.org/10.1109/tmtt.2012.2221142).
- [15] POLURI N and 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): 137–139. doi: [10.1109/lmwc.2018.2886655](https://doi.org/10.1109/lmwc.2018.2886655).
- [16] ZHANG Zhiwei, LIU Guohua, SUN Hao, *et al.* A broadband high efficiency class-J power amplifier with a novel output matching method[C]. The 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou, China, 2018: 1–4.
- 李 军: 男, 1983年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为高效射频功放设计及多物理场耦合分析、射频功放的建模和线性化技术等.
- 代法亮: 男, 1995年生, 硕士生, 研究方向为射频功放及无线收发信机的设计.
- 尹希雷: 男, 1993年生, 硕士生, 研究方向为射频功放设计及其多物理场分析.
- 朱佳垚: 男, 1996年生, 硕士生, 研究方向为射频功率放大器设计及其线性化.
- 刘春秀: 女, 1996年生, 硕士生, 研究方向为射频功放设计及数字预失真技术.
- 刘太君: 男, 1965年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为射频功放的建模和线性化技术、高效射频功放设计、宽带无线通信射频前端关键技术、认知无线电收发信机等.

责任编辑: 马秀强