

基于 GaN 的输入谐波控制射频功率放大器设计

邵煜伟,陶洪琪

(南京电子器件研究所 微波毫米波单片集成和模块电路重点实验室,江苏 南京 210016)

摘要:定量地分析了输入谐波控制理论对功放效率的影响。同时,选用了南京电子器件研究所的0.25 μm GaN HEMT器件,并对该GaN HEMT器件进行了负载牵引仿真和大信号仿真。根据仿真结果发现,通过输入谐波控制可以提升射频功率放大器的效率,在频带内能获得3~10%的效率提升。以此设计了一款X波段单级MMIC功放。经测试,该功放芯片在9.2~11.3 GHz范围内功率附加效率最大可以达到52.88%。

关键词: 功率放大器; 输入谐波控制; 高效率; MMIC

中图分类号: TN722

文献标识码: A

DOI:10.16157/j.issn.0258-7998.201247

中文引用格式: 邵煜伟,陶洪琪. 基于GaN的输入谐波控制射频功率放大器设计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(4): 67~70, 76.

英文引用格式: Shao Yuwei, Tao Hongqi. Design of GaN-based input harmonic control RF power amplifier[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(4): 67~70, 76.

Design of GaN-based input harmonic control RF power amplifier

Shao Yuwei, Tao Hongqi

(Science and Technology on Monolithic Integrated Circuits and Modules Laboratory, Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing 210016, China)

Abstract: The influence of input harmonic control theory on the performance of power amplifier efficiency is qualitatively analyzed. At the same time, the 0.25 μm GaN HEMT device from Nanjing Institute of Electronic Devices was selected, and the load pull test and harmonic balance simulation of the GaN HEMT device were carried out. According to the test results, it is found that the efficiency of the RF power amplifier can be effectively improved through the input harmonic control, and an efficiency improvement at 3~10% can be obtained in band. Based on this, an X-band single-stage monolithic microwave integrated circuit(MMIC) power amplifier was designed. After testing, the power amplifier chip has a maximum PAE at 52.88% in the range of 9.2 to 11.3 GHz.

Key words: power amplifier; input harmonic control; high efficiency; monolithic microwave integrated circuit

0 引言

随着电子通信技术的不断发展,谐波控制射频功率放大器由于其高效率的特性广泛应用于航天雷达等领域中。谐波控制是目前提高功放效率的重要技术之一。

由于射频功率放大器可以看成一个能量转换器,为了提高功率放大器的工作效率,必须减小晶体管的自身损耗^[1],即令 $P_{diss}=0$,如式(1)所示:

$$P_{diss} = \int I_{ds}(t)V_{ds}(t)dt = 0 \quad (1)$$

传统的功率放大器是通过减小导通角来减小管耗,进而提升其效率。可以通过进一步控制谐波,使放大器自身的电压电流波形在一个周期上相互交错开,从而减小晶体管的损耗以提高功率放大器的效率。比如F类功率放大器就是通过调节负载谐波阻抗使其在偶次谐波短路,奇次谐波开路,从而形成没有交叠的方波电压波形和半正弦波电流波形^[2]。常见的高效率功率放大器有E/逆E类^[3]、B^[4]/J^[5]类、F/逆F类和S^[6]类等。

这些年以来,谐波控制类功放相关的研究愈发得到重视,研究成果众多。2014年,NIKANDISH G设计了一款双频F类功放,工作在5 GHz和12 GHz,附加效率分别为58%和51%,对应的输出功率为28 dBm和26.7 dBm^[7]。2017年,MOHADESC-ASAEI S A设计了一款高效率、高线性的J类功率放大器,其工作于1.6~2.6 GHz,使用了源阻抗与器件的输入阻抗共轭匹配,输出功率为38~39.9 dBm,效率为60%~73%^[8]。2020年,Liu Guohua设计了一种使二次谐波和三次谐波宽带相匹配的新型宽带F类功率放大器,其工作于1.5~2.6 GHz,饱和输出功率为10 W,漏极效率为60%~80%^[9]。从目前的情况来看,在功率放大器的设计中,谐波控制技术是一项非常重要的技术^[10],但是仍然有不少的提升空间。

本文通过理论分析、负载牵引仿真、大信号仿真和电路设计验证等几个步骤,定性地分析了功放设计过程中输入谐波控制的必要性,同时实现了输入谐波控制理论在X波段MMIC功率放大器设计中的应用^[11]。

1 原理分析

不同的输出电压电流波形能够使放大器工作时产生不同量的耗散功率。耗散功率越小, 功率放大器能量转化能力就越强。谐波控制类放大器便是通过对谐波分量的控制, 来获得最佳波形, 以提升效率^[12]。

就实际器件来说, 存在着反馈电容, 由于其非线性因素的影响, 功放输出电路特性将受制于输入电路特性, 即输入谐波成分是决定输出波形的关键因素。所以在谐波类功放设计中, 控制输入谐波阻抗也将是很有必要的。工作在电流源模式下的FET器件等效电路示意图见图1^[13]。

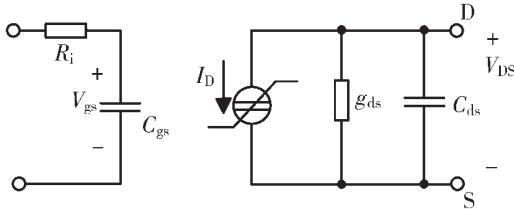


图1 FET等效电路

当电路处于B类状态下时, $i(\theta)$ 为^[14]:

$$\begin{aligned} i(\theta) &= I_{\max}(1+1.5\sin\theta-0.5835\cos 2\theta+0.0834\cos 4\theta)/3 \\ &= \sigma_0 + \sigma_1 V_{gs}(\theta) + \sigma_2 V_{gs}^2(\theta) + \sigma_3 V_{gs}^3(\theta) + \sigma_4 V_{gs}^4(\theta) + \sigma_5 V_{gs}^5(\theta) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $\sigma_0 \sim \sigma_5$ 代表的都是电压系数。同时, 栅-源电压波形函数 $V_{gs}(\theta)$ 为:

$$V_{gs}(\theta) = V_{gs0} + V_{gs1} \sin\theta \quad (3)$$

其中, V_{gs0} 和 V_{gs1} 分别是直流电源和基频电压幅度。

以此为基础可推导出式(4)~式(7):

$$\begin{aligned} &\sigma_0 + \sigma_1 V_{gs0}(\theta) + \sigma_2 V_{gs0}^2(\theta) + 0.5\sigma_2 V_{gs1}^2(\theta) + \sigma_3 V_{gs0}^3(\theta) + \\ &1.5\sigma_3 V_{gs0}(\theta) V_{gs1}^2(\theta) + \sigma_4 V_{gs0}^4(\theta) + \sigma_5 V_{gs0}^5(\theta) + \\ &3\sigma_4 V_{gs0}^2(\theta) V_{gs1}^2(\theta) + 5\sigma_5 V_{gs0}^3(\theta) V_{gs1}^2(\theta) + 0.375\sigma_4 V_{gs1}^4(\theta) + \\ &1.875\sigma_5 V_{gs0}(\theta) V_{gs1}^4(\theta) = 0.333I_{\max} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} &\sigma_1 V_{gs1}(\theta) + 2\sigma_2 V_{gs0}(\theta) V_{gs1}(\theta) + 3\sigma_3 V_{gs0}^2(\theta) V_{gs1}(\theta) + \\ &0.75\sigma_3 V_{gs1}^3(\theta) + 4\sigma_4 V_{gs0}^3(\theta) V_{gs1}(\theta) + 5\sigma_5 V_{gs0}^4(\theta) V_{gs1}(\theta) + \\ &3\sigma_4 V_{gs0}(\theta) V_{gs1}^3(\theta) + 7.5\sigma_5 V_{gs0}^2(\theta) V_{gs1}^3(\theta) + 0.625\sigma_5 V_{gs1}^5(\theta) + \\ &= 0.5I_{\max} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} &0.5\sigma_2 V_{gs}^2(\theta) - 1.5\sigma_3 V_{gs0}(\theta) V_{gs1}^2(\theta) - 0.5\sigma_4 V_{gs1}^4(\theta) - \\ &2.5\sigma_5 V_{gs0}(\theta) V_{gs1}^4(\theta) - 3\sigma_4 V_{gs0}^2(\theta) V_{gs1}^2(\theta) - \\ &5\sigma_5 V_{gs0}^3(\theta) V_{gs1}^2(\theta) = -0.1945I_{\max} \end{aligned} \quad (6)$$

$$0.125\sigma_4 V_{gs1}^4(\theta) + 0.625\sigma_5 V_{gs0}(\theta) V_{gs1}^4(\theta) = 0.0278I_{\max} \quad (7)$$

然后, 将具有初始振幅 V_{gs2} 和相位为 φ_2 的二次谐波电压分量添加到晶体管的输入节点。这种情况下栅极电压最终可以表示为:

$$V_{gs}(\theta) = V_{gs0} + V_{gs1} \sin\theta + V_{gs2} \sin(2\theta + \varphi_2) \quad (8)$$

再将式(2)与式(8)相联系, 可以得出输入二次谐波电流分量为:

$$i_{2\text{nd-harmonic}}(\theta) = I_{\text{DC}} + \sum_{n=1}^{10} i_n(\theta) \quad (9)$$

可以看出, 由于在晶体管的输入节点处存在二次谐波电压, 因此产生了更高的谐波电流分量。

而电路的漏级电压可以写成:

$$V_{ds}(\theta) = V_{\text{DC}} + (V_{\text{DC}} - V_k)(1.21 \sin\theta + 0.28 \sin 3\theta) \quad (10)$$

其中, V_{DC} 和 V_k 分别是直流电源电压和膝点电压。而通过负载阻抗牵引调节电路二次谐波的负载阻抗, 就可以针对电流谐波含量进行适当的修改, 以减小更高的谐波电流分量带来的影响。

2 功放设计

本文中使用的是南京电子器件研究所的GaN 0.25 μm 工艺HEMT器件, 晶体管总栅宽为960 μm($4 \times 4 \times 60$ μm)。本文选取的栅压为-2.7 V, 漏压为28 V。

射频功率放大器的设计离不开ADS的仿真^[15], 负载阻抗牵引作为一种重要的方法, 该方法可以在保证输入阻抗匹配的同时, 通过不断变化负载阻抗, 同时找到有源器件输出功率最大的输出阻抗和效率最高的输出阻抗, 本文选取的为效率最高的输出阻抗。

功放的输出功率主要取决于有源器件的负载阻抗: 通过改变负载阻抗的值来获得功放不同的性能叫做负载阻抗牵引; 同理改变源阻抗的值来获得功放不同的性能叫做源阻抗牵引。计算机技术的进步和微波EDA技术的发展, 利用ADS仿真软件来实现负载牵引无疑是一种非常便捷的选择。

在做负载牵引仿真时, 先得到相应的最佳负载阻抗点, 再将这些最佳负载阻抗点带入对应的源牵引仿真, 可以得到器件的源阻抗点。之后再以迭代的方式得出最终的最佳负载阻抗点。图2和图3以10 GHz为例展示了负载牵引的结果, m1为最佳的基波阻抗点。

输入谐波控制电路设计最重要的是找到最佳的输入谐波阻抗。功放的效率会随着输入谐波阻抗的不同而产生相应的差异。

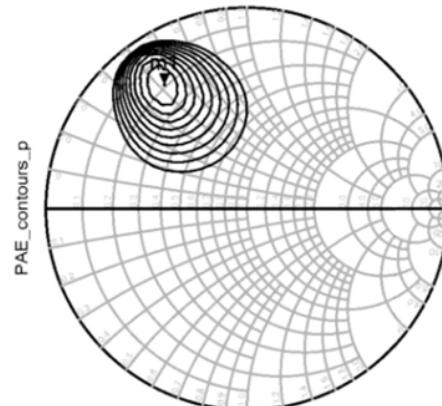
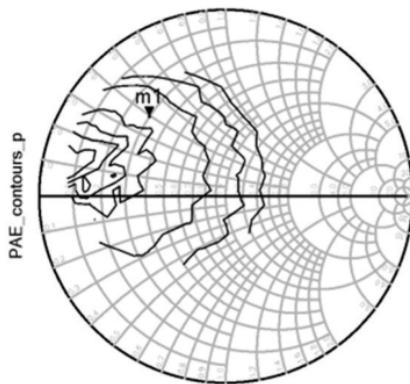


图2 4×4×60 μm 管芯 10 GHz 基波负载牵引仿真结果

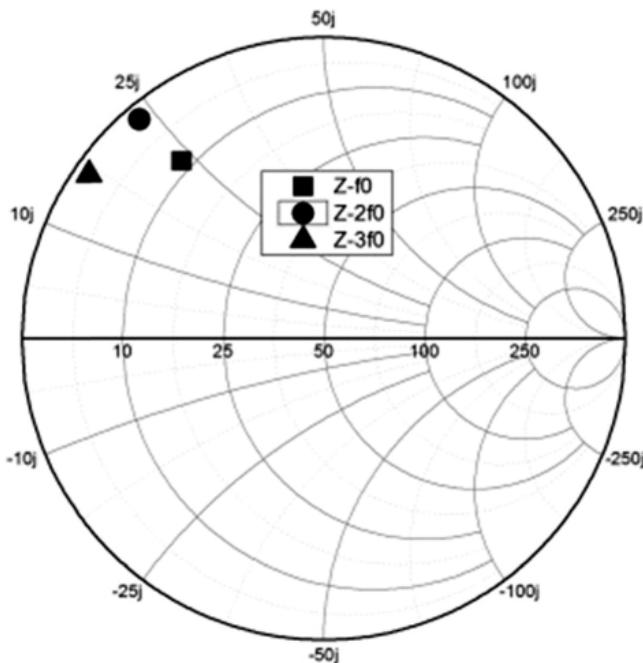
图 3 $4 \times 4 \times 60 \mu\text{m}$ 管芯 10 GHz 基波源牵引仿真结果

以相同的方法可以得出 8~12 GHz 最佳负载阻抗点,如表 1 所示。

表 1 8~12 GHz 最佳负载阻抗点

	8 GHz	9 GHz	10 GHz	11 GHz	12 GHz
$Z_{L,\text{fund}}$	$11.77 + j27.43$	$10.99 + j24.95$	$8.576 + j23.46$	$6.678 + j21.70$	$4.702 + j20.09$
$Z_{L,2}$	$0.126 + j33.52$	$0.008 + j22.74$	$1.001 + j18.30$	$0.004 + j19.23$	$0.006 + j20.57$
$Z_{L,3}$	$0.024 + j21.43$	$0.678 + j26.66$	$0.002 + j13.00$	$0.023 + j11.67$	$0.017 + j10.74$
$Z_{S,\text{fund}}$	$15.58 + j21.19$	$17.93 + j12.59$	$14.03 + j11.15$	$8.283 + j12.62$	$9.453 + j6.173$
$Z_{S,2}$	$0.245 + j4.915$	$1.218 + j4.168$	$2.344 + j3.181$	$0.007 + j2.789$	$1.002 + j2.574$
$Z_{S,3}$	$2.064 + j15.79$	$0.759 + j5.067$	$0.319 - j1.317$	$0.599 + j7.164$	$0.423 + j6.574$

同时,效率对输入二次谐波阻抗相位较为敏感。这也提醒我们需要精细地调节输入二次谐波阻抗相位。通过牵引仿真得到了最佳的输入二次谐波阻抗值,接着加以实现。图 4 以 10 GHz 为例展示了最佳的基频、二次、三次谐波阻抗相位点。

图 4 $4 \times 4 \times 60 \mu\text{m}$ 管芯 10 GHz 二次谐波牵引测试结果

输出匹配网络(OMN)采用了 LC 匹配的方式,但是由于衬底的介电常数较大,导致了输出匹配网络的损耗较大,在 9~12 GHz 范围内,输出匹配网络有 0.55 dB 的损耗,如图 5 所示。

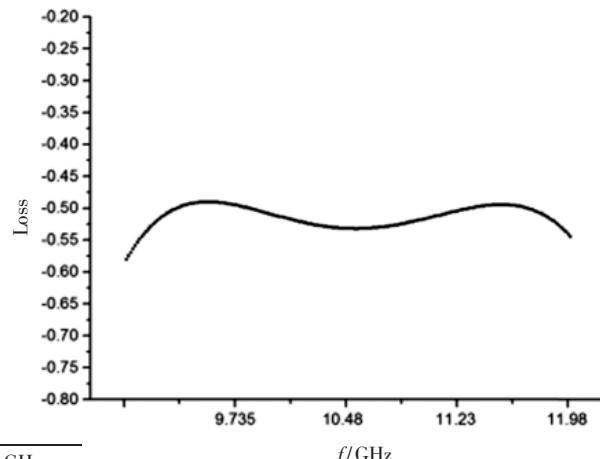


图 5 输出匹配网络(OMN)损耗

输入匹配网络(IMN)则是在多谐波负载牵引的基础上,在不同位置添加了三个输入谐波控制枝节电路,分别位于图 6 中的 1、2、3 处。

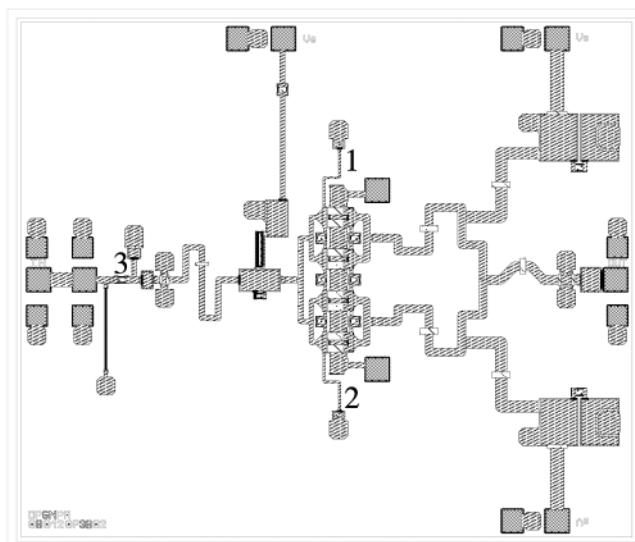


图 6 射频功率放大器芯片版图照片

利用二次谐波控制枝节,可以达到提高射频功率放大器效率的目的;同时 RC 并联电路则可以提高该电路的稳定性。其中,二次谐波控制枝节可以有效减小输入二次谐波所造成的影响。整体的射频功率放大器采用了电抗匹配方式。

3 结果分析

为了验证前面的分析,设计了 X 波段单级 MMIC 功放,芯片尺寸 $2.4 \text{ mm} \times 2.8 \text{ mm}$ 。芯片图如图 7 所示。

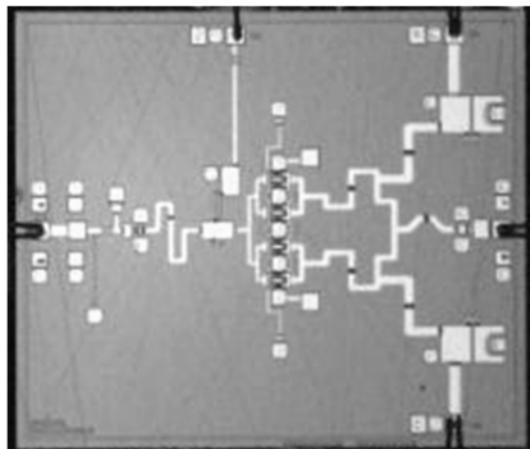


图 7 射频功率放大器芯片实物照片

该射频功率放大器芯片的 PAE 如图 8 所示。由图可知, 该功率放大器在二次谐波控制枝节的帮助(PAE1), 和未添加二次谐波控制枝节(PAE2)的时候相比, 功率附加效率提升了 3%~10%。

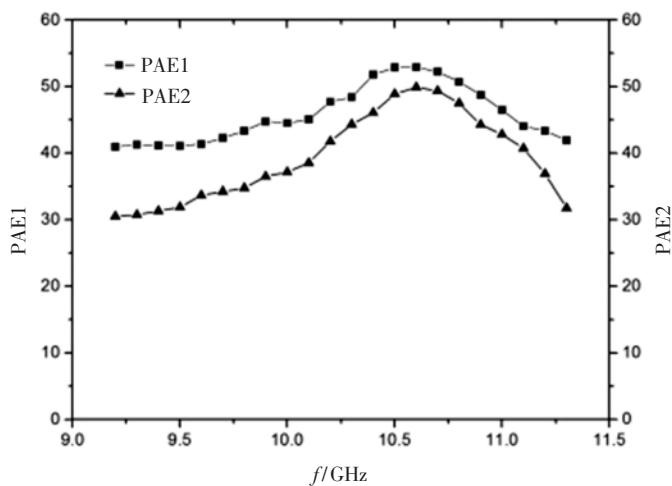


图 8 射频功放芯片的功率附加效率

而该射频功率放大器芯片的输出功率则如图 9 所示, 可以看出, 在频带范围内, 该功放有最大 38.3 dBm 的输出功率。

同理, 该单级射频功率放大器芯片的功率增益如图 10 所示, 在频带范围内, 该功放有最大 9.3 dB 的增益。

根据负载牵引的仿真结果, 可以证明设计的功放在 9.2 GHz~11.3 GHz 范围内因为谐波控制而实现了效率提升, 在 10.6 GHz 处达到最佳, 且输入驻波小于 2。

4 结论

本文研究了利用输入谐波控制提高射频功率放大器的效率, 通过谐波负载牵引对南京电子器件研究所的 0.25 μm GaN HEMT 器件进行负载牵引仿真, 并以此数据设计了一款单级 X 波段射频功率放大器, 在 9.2 GHz~11.3 GHz 范围内 PAE 最高可达 52.88%。

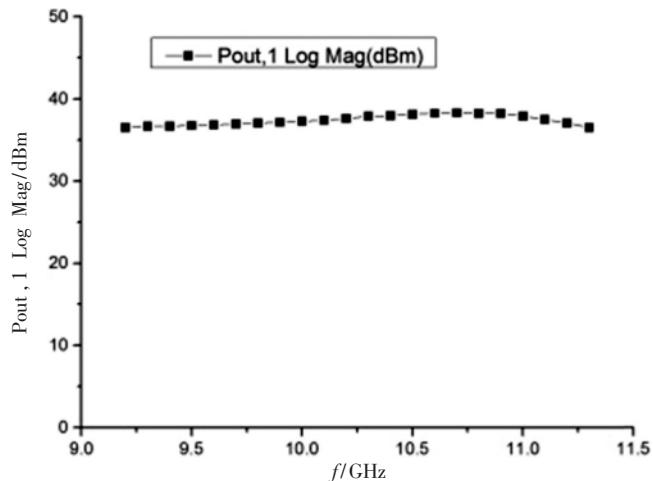


图 9 射频功放芯片的输出功率

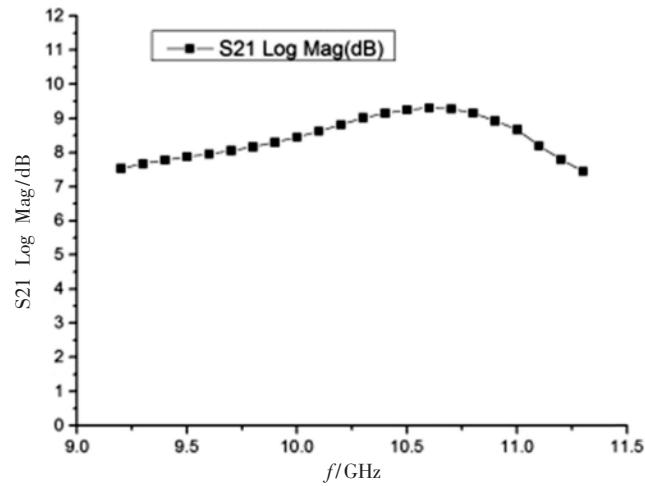


图 10 射频功放芯片的增益

同时, 在后续的研究中, 为了提高负载牵引对晶体管的精度, 可以使用基于神经网络的 DynaFET Model 技术, 以取得更好的结果。

参考文献

- [1] TREW R J, SHIN M W, GATTO V. High power application for GaN-based device[J]. Solid-State Electronics, 1997, 41(10): 1561~1568.
- [2] COLANTONIO P, GIANNINI F, LIMITI E. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers[M]. Wiley, 2009: 267~295.
- [3] ORTEGA-GONZALEZ F J, JIMENEZ-MARTIN J L, ASENSIO-LOPEZ A, et al. High-efficiency load-pull harmonic controlled class-E power amplifier[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letter, 1998, 8: 348~350.
- [4] PEDRO J C, NUMES L C, CABRAL P M A simple method to estimate the output power and efficiency load-pull contours of class-b power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 2015, 63: 1239~1249.

(下转第 76 页)

5 结论

本文采用 TF-IDF 方法表示安全问题文本,通过遗传算法优化集成分类器并最终得到具有更高分类准确度的基分类器组合,提出了 Evolutionary Ensemble Classifier 文本分类模型,应用某路局安全接触网问题进行验证,实验证明 Evolutionary Ensemble Classifier 模型在安全接触网问题具有较高的准确性,也可以为处理铁路其他文本分类问题提供参考模型。

参考文献

- [1] 康东.中文文本挖掘基本理论与应用[D].苏州:苏州大学, 2014.
 - [2] MIKOLOV T, CHEN K, CORRADO G, et al. Efficient estimation of word representations in vector space[J]. Computer Science, arXiv : 1301.3781[CS.CL], 2013.
 - [3] BREIMAN L. Random forests[J]. Machine Learning, 2001, 45(1): 5-32.
 - [4] 张笑铭, 王志君, 梁利平. 一种适用于卷积神经网络的 Stacking 算法[J]. 计算机工程, 2018, 44(4): 243-247.
 - [5] 陶宏曜, 梁栋屹. 基于卷积神经网络的职位描述文本分类方法[J]. 电子技术应用, 2017, 38(6): 30-34.

- [6] 王伟,孙玉霞,齐庆杰,等.基于 BiGRU-Attention 神经网络的文本情感分类模型[J].计算机应用研究,2019,36(12):3558–3564.
 - [7] 王广.基于文本数据的铁路道岔故障预测[D].北京:北京交通大学,2017.
 - [8] 赵阳,徐田华.基于文本挖掘的高铁信号系统车载设备故障诊断[J].铁道学报,2015(8):53–59.
 - [9] 李佳奇,党建武.基于 MAS 电务故障诊断模型的研究[J].铁道学报,2013,35(2):72–80.
 - [10] 杨连报,李平,薛蕊,等.基于不平衡文本数据挖掘的铁路信号设备故障智能分类[J].铁道学报,2018(2):59–66.
 - [11] 张磊,王喆.基于铁路安全管理信息报告的文本挖掘技术研究[J].铁路计算机应用,2018,27(8):9–12.
 - [12] 任勉,甘刚.基于双向 LSTM 模型的文本情感分类[J].计算机工程与设计,2018,39(7):272–276.
 - [13] 朱菲,金炜东.一种 SVM-DS 决策融合方法及在高铁故障中的应用[J].华中科技大学,2018,44(7):127–130,134.

(下转第 81 页)

(上接第 70 页)

- [5] FOROUZANFAR M , FEGHBI R , BASERI J , et al. High Efficiency 8.8–9.6 GHz class J power amplifier[C]. Proceedings of the 16th Mediterranean Microwave Symposium, 2016.
 - [6] LEE Y H , KIM M W , KIM C W. A CMOS band-pass delta sigma modulator and power amplifier for class-S amplifier applications[J]. The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences , 2015 , 40(1) : 9–15.
 - [7] NIKANDISH G , BABAKRPUR E , MEDI A. A harmonic termination technique for single-band and multi-band high-efficiency class-F MMIC power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques , 2014 , 62 (5) : 1212–1220.
 - [8] MOHADESCASAEI S A , LIN F , ZHOU X , et al. Novel design theory for high-efficiency and high-linearity microwave power amplifier based on 2nd harmonic : enhanced class-J[J]. Progress In Electromagnetics Research M , 2017 , 57 : 103–111.
 - [9] Li Guohua , Li Sudong , Cheng Zhiqun , et al. High-efficiency broadband GaN HEMT power amplifier based on harmonic-tuned match[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-aided Engineering , 2020 , 30(2) : e22097.1–e22097.8.

- [10] SHARMA T, SRINIDHI E R, DARRAJI R, et al. High-efficiency input and output harmonically engineered power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 2017, 66: 1002 – 1014.
 - [11] KLOCKENHOFF H, BEHTASHR, WURFL J, et al. A compact 16W X-band GaN-MMIC power amplifier[J]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006: 1846–1849.
 - [12] SAGAR K D, TUSHAR S, Zhu Ning, et al. Input-harmonic-controlled broadband continuous class-F power amplifiers for Sub-6-GHz 5G applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2020, 68(7): 3120–3133.
 - [13] KARTHIKEYAN K, RAMAKRISHNA V, KELLER S, et al. Broadband GaAs MESFET and GaN HEMT resistive feedback power amplifiers[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2000, 35(9): 1285–1292.
 - [14] RAAB F.H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2001, 47(6): 1162–1166.
 - [15] 徐兴福. ADS 2011 射频电路设计与仿真实例[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014.

(收稿日期:2020-12-24)

作者简介：

邵煜伟(1993-),男,硕士研究生,主要研究方向:GaN 功率 MMIC 研究。

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所