

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306428

集成滤波特性的宽带滤波-功率放大器*

南星伊¹ 李新春¹ 丛密芳² 李政¹ 戴涛¹ 刘雨鑫¹

(1. 辽宁工程技术大学电子与信息工程学院 葫芦岛 125105; 2. 中国科学院微电子研究所 北京 100000)

摘要:为满足现代无线通信系统向宽频带、集成化、低成本和高性能方向发展的需求,基于协同设计理论,利用自研的 RF-LDMOS 器件设计了一款集成滤波特性的宽带滤波功率放大器。设计“T型”结构的预匹配网络以扩大晶体管阻抗值,同时集成枝节负载耦合线构成宽带滤波网络。连续波测试结果表明在 1.2~2.6 GHz 频带内饱和输出功率均大于 40 dBm,漏极效率大于 45%,增益约为 11.5 dB,对二次谐波的抑制能力达到-62 dBc。当平均输出功率为 32.5 dBm,ACPR 在频带内均优于-37 dBc。本设计使功放兼具放大和滤波的作用,提高电路集成度的同时相对带宽拓展到了 74%,符合当今无线通信系统的需求。

关键词:宽频带;协同设计;滤波特性;平行耦合微带线;预匹配

中图分类号: TN722.75 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.10

Wideband filter-power amplifier with integrated filtering characteristics

Nan Xingyi¹ Li Xinchun¹ Cong Mifang² Li Zheng¹ Dai Tao¹ Liu Yuxin¹

(1. School of Electrics and Information Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;

2. School of Institute of Microelectronics of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100000, China)

Abstract: In order to meet the needs of modern wireless communication systems to the direction of broadband, integration, low cost and high performance. Based on the theory of collaborative design, a wideband filter power amplifier with integrated filtering characteristics is designed by using the self-developed RF-LDMOS device. A “T-type” prematching network is designed to enlarge the transistors impedance and a wide-band filtering network is formed by integrating the load coupling microstrip lines. The continuous wave test results show that in the frequency band of 1.2~2.6 GHz, the saturation output power is more than 40 dBm, the drain efficiency is greater than 45%, the power gain is about 11.5 dB, and the second harmonic inhibition ability is -62 dBc. When the average output power is 32.5 dBm, ACPR is better than -37 dBc in the range of frequency bands. In this design, the power amplifier has the function of amplification and filtering, and the relative bandwidth is extended to 74% while the circuit integration is improved, which is in line with the needs of today's wireless communication system.

Keywords: wideband; co-design; filtering characteristic; parallel coupled microstrip lines; prematch

0 引言

随着现代科技的高速发展,无线通信技术起着重要的作用,其中最具代表性的就是应用于广域网(wide area network, WAN)的移动通信技术^[1]。越来越多的应用场景要求通信设备以及射频发射系统在不同的条件下拥有

更好的性能。例如,手持式宽带通信系统要求整个发射系统在保持宽频带的基础上输出功率达到 10 W 以上^[2]。而射频功率放大器作为射频前端用于将直流功率转化为微波功率的模块^[3],是关键且耗能最大的部分,其性能指标将会影响整个通信系统的工作质量。随着 5G 的正式商用以及“6G-万物智联,改变世界”的提出,同时伴随着用户量的不断增加以及通信基站的大量部署,需要更高

收稿日期: 2023-04-12 Received Date: 2023-04-12

* 基金项目:国家自然科学基金(61971210)、企业合作项目资助

的通信带宽来满足当前通信系统的需求,因此,拓展功率放大器的带宽是当今学者研究的重点以及难点之一^[4]。

在无线通信系统实现对信号的传输中,不可避免的会产生一些干扰信号,对于抗干扰通信,目前已经提出了如连续功率放大器模式、实频技术以及连续阻抗解等的拓扑结构。而带通滤波器由于其紧凑的结构和良好的谐波控制能力,是提高无线通信系统性能的良好选择。因此,美国普渡大学的 Dimitrios Peroulis 团队在 2013 年首次提出了协同设计^[5]的思想,将功率放大器和滤波器两者结合起来,可以同时完成信号放大和滤波的作用,以获得高选择性带通响应。利用这种设计思想可以满足无线通信系统对于功率放大器效率和线性度的需求^[6],同时降低无源网络的损耗。

由于滤波功率放大器能够有效地改善传统功率放大器的滤波特性和线性度,同时能够降低电路系统的插入损耗和复杂度,因此,集成滤波特性的宽带滤波功率放大器成为近年来研究的热点。章秀银团队在文献[7]中设计了一种混合腔体微带滤波器,该滤波器可以实现 F 类功率放大器对谐波阻抗的要求,利用馈电结构和腔体谐振器可以很好的控制二次和三次谐波,在提高功率放大器效率的同时具有高选择性和滤波响应,在频率为 2.4 GHz 下,其最大的 PAE 可以达到 70.7%,但是该滤波器结构较为复杂,使得整个功率放大器的尺寸过大,不利于小型化。郑少勇团队在文献[8]中首次提出将滤波器与功率放大器协同设计的思想应用在 Doherty 放大器中,利用具有宽带谐波抑制以及任意功率分配比等功能的正交贴片耦合器结构来代替传统的威尔金森功分器结构,最终设计的 Doherty 滤波功率放大器与传统的 Doherty 放大器,其 PAE 提升了 10%,ACPR 提升了 5 dB。但是由于设计的贴片耦合器的带宽较窄,也只能实现窄带的效果。2018 年何松柏团队在文献[9]中提出了一种利用枝节加载的环形谐振器设计的宽带滤波器,并将其集成到功放的输出匹配网络,实现了输出功率为 9.3~19.5 W,饱和漏极效率为 57%~74%的宽频带功率放大器。但是由于该滤波功放只有一个传输零点,带外抑制能力不高。

通过对以上研究结果分析,现有大部分的滤波功放都只能实现窄带的效果,或结构较为复杂,且带外抑制能力不够明显。本文基于平行耦合线理论及阶跃阻抗谐振器理论,利用微带线设计了宽带滤波匹配网络,该滤波匹配网络通过级联耦合线来拓宽整体工作带宽,再在耦合线终端添加枝节以增加带外零点个数,从而使整个功率放大器具有频带选择性及带外抑制能力。基于宽带匹配理论思想,对于 LDMOS 功放器件阻抗值较低的问题设计了预匹配网络,通过降低 Q 值的办法,对 LDMOS 阻抗值扩大并实现了宽频带匹配,同时可以与滤波网络进行良

好匹配,从而保证了整个功率放大器的输出功率和效率。

1 滤波放大器设计原理

1.1 整体设计原理

随着 5G 技术的相对普及已经 6G 技术的不断进步通信系统的模式和标准将越来越多样化,同时需要考虑满足不断变化的技术和标准需求^[10]。在射频前端电路中,功率放大器可以实现对通信系统中的信号的放大作用,而滤波器可以实现对频带的选择以及对信号的滤波作用。在经典的通信系统设计中,通常是将功率放大器与滤波器进行级联,是因为功率放大器的非线性作用,会在对信号放大的过程中产生比较多的杂散信号,而经过滤波器的处理后可以将这些杂散信号滤除掉,从而保留所需要的原始信号。但是这种方式是将功率放大器和滤波器分别基于 50 Ω 的条件下,再通过一段 50 Ω 的传输线进行级联,这种将二者级联、独立设计的方式难免会因为连接结构复杂、阻抗失配等原因产生额外的损耗,从而导致整个通信系统性能的下降^[11]。

由于功率放大器的性能高度依赖于输出匹配网络,本文基于协同设计理论,设计了一款滤波-功率放大器。该放大器的设计思想是将滤波器中心频点处的输入阻抗设计为功放管的最佳输出阻抗后直接作为功放的输出匹配网络,并通过增加传输零点的方式对谐波进行有效抑制。这种设计方法在降低结构的复杂度的同时充分展现了带通滤波器滤波特性的优势。

1.2 终端加载型耦合线结构理论

平行耦合微带线是由两条相互平行的且长度相等的微带线构成的,当其中一条微带线收到信号源的激励时,由于两条微带线之间的距离很小,在电磁耦合的作用下,能量会在两条微带线间反复通过。在这个过程中,射频信号通过,低频信号被阻断。因此,平行耦合微带线通常被用来构成滤波单元^[12]。

阶跃阻抗谐振器(steped impedance resonators, SIR)是由传统的均匀阻抗谐振器(uniform impedance resonators, UIR)进一步演变而来,由于均匀阻抗谐振器的结构简单,导致可变参数较少,设计时的灵活性不够高。而阶跃阻抗谐振器则是由两段不同阻抗值的微带线构成,通过改变阻抗的比值来使基波频率和谐波频率不再是整数倍的关系,从而在展宽阻带范围的同时具有较强的谐波抑制功能^[13]。

本文设计了一款平行耦合线终端加载负载枝节的结构。该结构可以在实现款宽频带的基础上具有较好的滤波效果。如图 1 所示为该结构的等效电路模型,对称的两条平行耦合线(耦合阻抗为 Z ,耦合系数为 k ,电长度为

$\theta=90^\circ$ 于中心频率 f_0 处),耦合线的两端和中间加载特性阻抗为 Z_1 、 Z_3 、 Z_2 ,电长度为 θ 的传输线,另外,在平行耦合线两端加载两个阶跃阻抗谐振枝节(其特性阻抗分别为 Z_4 、 Z_5 以及 Z_6 、 Z_7 ,电长度为 θ),从而产生更多的传输零点和极点来提高带宽,增强带外抑制能力。而不对称的阶跃阻抗谐振单元是为了得到非 $50\ \Omega$ 的输入阻抗到 $50\ \Omega$ 输出阻抗的变化。

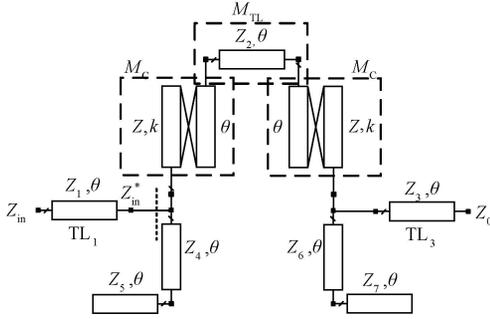


图1 整体滤波电路拓扑结构

Fig. 1 Overall filter circuit topology

为了确定该结构传输零点的位置,采用 ABCD 矩阵分析法^[14]对该结构进行分析, M_C 和 M_{TL} 分别代表两条平行耦合线和级联传输线的 ABCD 矩阵,中间平行耦合部分的等效电路用矩阵 $M=M_C \times M_{TL} \times M_C$ 表示,每个部分的表示式如下:

$$M_{TL} = \begin{pmatrix} \cos\theta & jZ_2 \sin\theta \\ j \frac{\sin\theta}{Z_2} & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$M_C = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos\theta & j \frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2\theta}{2(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin\theta} \\ j \frac{2 \sin\theta}{Z_{0e} - Z_{0o}} & \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos\theta \end{pmatrix} \quad (2)$$

其中:

$$Z_{0e} = Z \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \quad (3)$$

$$Z_{0o} = Z \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \quad (4)$$

计算可得:

$$A_M = A^2 \cos\theta + ABj \sin\theta / Z_2 + ACjZ_2 \sin\theta + BC \cos\theta \quad (5)$$

$$B_M = AB \cos\theta + B^2j \sin\theta / Z_2 + ADjZ_2 \sin\theta + BD \cos\theta \quad (6)$$

$$C_M = AC \cos\theta + ADj \sin\theta / Z_2 + C^2jZ_2 \sin\theta + CD \cos\theta \quad (7)$$

$$D_M = BC \cos\theta + BDj \sin\theta / Z_2 + CDjZ_2 \sin\theta + D^2 \cos\theta \quad (8)$$

由于平行耦合结构仅能实现实阻抗之间的转换,故微带线 TL_1 的作用是将基波阻抗的虚部变换到最佳阻抗区域,满足对虚部的匹配,而 TL_3 是一段调谐线,作为焊接隔直电阻的作用。 Z_{in}^* 及 Z_3 的表达式如式(9)、(10)所示:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_{in}^* + jZ_1 \tan\theta}{Z_1 + jZ_{in}^* \tan\theta} \quad (9)$$

$$Z_3 = Z_0 \quad (10)$$

根据二端口网络各参量之间的转换关系表,可知 ABCD 矩阵与 S 矩阵的转换关系可以得到 S 参数如式(11)和(12)所示:

$$S_{11} = \frac{\sqrt{Z_0/Z_{in}^*} A_M + B_M / \sqrt{Z_{in}^* Z_0} - C_M \sqrt{Z_{in}^* Z_0} - \sqrt{Z_0/Z_{in}^*} D_M}{\sqrt{Z_0/Z_{in}^*} A_M + B_M / \sqrt{Z_{in}^* Z_0} + C_M \sqrt{Z_{in}^* Z_0} + \sqrt{Z_0/Z_{in}^*} D_M} \quad (11)$$

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{Z_0/Z_{in}^*} A_M + B_M / \sqrt{Z_0 Z_{in}^*} + C_M \sqrt{Z_0 Z_{in}^*} + \sqrt{Z_0/Z_{in}^*} D_M} \quad (12)$$

令 $S_{21} = 0$,可以得到两个传输零点的位置为:

$$\theta_{TZ_1} = 0 \quad (13)$$

$$\theta_{TZ_2} = 2\pi \quad (14)$$

通过分析可知,虽然平行耦合线因自身的特性可以产生两个传输零点,但是这两个零点并不能给整个滤波部分带来良好的通带选择性。因此,在耦合线两端对称加载阶跃阻抗谐振器,由此产生两个谐振点再在带外引入了两个传输零点,且额外的传输损耗保证了更好的回波损耗,从而提高了通带选择性能。对于此部分,采用等效阻抗分析法来确定谐振点的位置,阶跃阻抗谐振枝节的输入阻抗为:

$$Z_{in1} = -j \frac{Z_5 - Z_4 \tan^2\theta}{\tan\theta + Z_5 \tan\theta / Z_4} \quad (15)$$

$$Z_{in2} = -j \frac{Z_6 - Z_7 \tan^2\theta}{\tan\theta + Z_7 \tan\theta / Z_6} \quad (16)$$

令 $Z_{in1} = Z_{in2} = 0$,可以得到由阶跃阻抗谐振枝节所产生的另外两个传输零点的位置为:

$$\theta_{TZ3} = \arctan \sqrt{Z_5 / Z_4} \quad (17)$$

$$\theta_{TZ4} = \arctan \sqrt{Z_7 / Z_6} \quad (18)$$

由式(17)和(18)可以看出,由阶跃阻抗谐振枝节产生的两个传输零点的位置与高低阻抗比有关,因此,可以通过改变枝节的两段微带线阻抗的比值来调整所需要的通带性能。

2 基于 LDMOS 宽带滤波功率放大器设计

2.1 功放管的选择

近年来,随着人们对发射机的要求越来越高,各种新型的、高性能的功率器件应运而生,传统的 GaAs MESFET、硅双极型晶体管无法再满足发展的要求,目前引用最广泛的功率器件就是 LDMOS 以及 GaN HMET,而 LDMOS 功率晶体管以其更优越的热稳定性,更高的输出功率和增益,更好的线性度以及更低成本的特点,有着较好的实用效果。因此本文使用中国科学院微电子所自研 RF-LDMOS 器件进行设计分析,不仅实现了 1.2~2.6 GHz 的宽带功率放大器的指标要求,同时实现了功率器件高度国产化的需求。

本文使用自研的 LDMOS 功放管,型号为 IME38S010N,其总体封装结构如图 2 所示,其中管芯与引脚之间通过金丝键合。

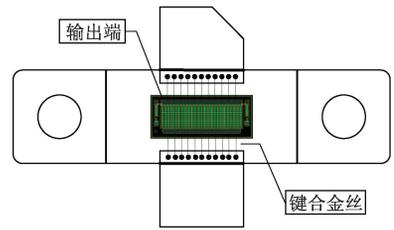


图 2 封装示意图

Fig. 2 Package diagram

2.2 阻抗点的选择

在射频功率放大器的设计中,本质的原理就是利用不同的方法来解决阻抗匹配的问题,从中再获得所需要

的性能。而匹配的前提就是找到晶体管的输入和输出阻抗值。为了获取晶体管在非线性工作条件下的最优阻抗点,则需要对晶体管进行负载牵引测试。

本文利用 Maury 公司的 Tuner 调谐器来搭建完整的负载牵引系统,测试系统由控制电脑、矢量网络分析仪、矢量信号发生器、频谱仪、Tuner 调谐器、驱动级功放、定向耦合器、隔离器、衰减器、直流电源、功率计、待测器件和夹具组成。该系统通过接口总线 (GPIB) 和局部区域网 (LAN) 进行互联,在电脑端使用自动化测试设备工具来远程控制仪器,从而对工作频率、输出功率、增益和效率等指标进行读取和分析。整体测试系统框图如图 3 所示。

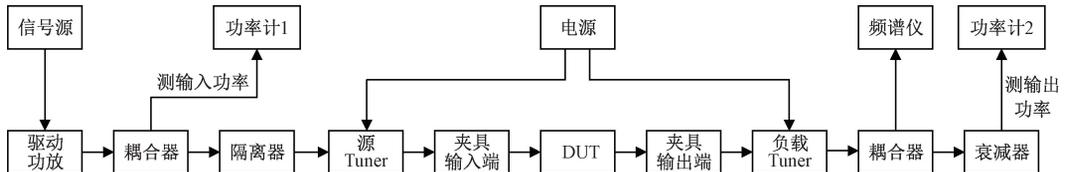


图 3 负载牵引系统测试框图

Fig. 3 Loadpull system test block diagram

最终利用负载牵引系统得到的 LDMOS 晶体管在频段范围内的源阻抗和负载阻抗值如表 1 所示。

表 1 由负载牵引系统得到的阻抗值

Table 1 The impedance value by the loadpull system

频率/GHz	Z _{source}	Z _{load}	Pout/dBm	PAE/%
1.0	2.90+j×5.01	11.88+j×10.71	42.14	66.95
1.4	2.31+j×1.77	7.09+j×9.45	41.84	65.70
1.8	1.65-j×1.58	6.61+j×8.33	41.43	67.36
2.2	2.54-j×2.88	5.20+j×5.37	41.80	65.87
2.6	2.52-j×3.39	4.77+j×4.85	41.24	63.31
3.1	2.42-j×4.62	3.85+j×3.66	41.39	62.25
3.4	1.89-j×5.59	3.23-j×2.87	41.18	62.16

LDMOS 功率管的阻抗值较低,直接与滤波网络匹配会产生较大的反射系数,不易实现较好的宽带性能。

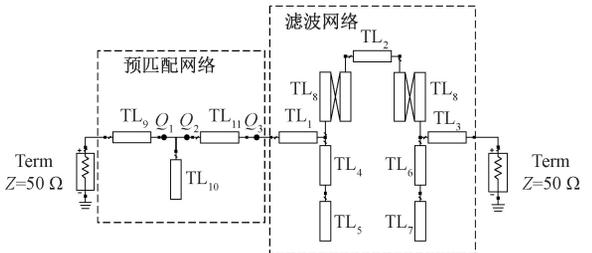


图 4 输出匹配电路拓扑结构

Fig. 4 Output matching circuit topology

2.3 电路设计

1) 输出匹配电路设计

整体的输出匹配电路拓扑结构如图 4 所示,该匹配网络由预匹配网络和滤波网络构成。相较于低频、低功率的 LDMOS 电路设计来说,高频、高功率的 LDMOS 的最佳阻抗点对应的反射系数模值更高。由 2.2 节可知,

为了解决这个问题,本文设计了“T 型”预匹配网络结构,该结构在实现宽频带的同时可以对晶体管负载阻抗值进行扩大。但由于晶体管的寄生效应会限制阻抗匹配的带宽,根据 Bode-Fano 准则可知,当反射系数相同时,负载品质因数 Q 的值越小则带宽越宽^[15]。图 5 绘出了预匹配网络的匹配路径,在频段范围内的最低频点和

最高频点经过每段微带线的阻抗值均在功放管的负载阻抗值所在的 Q 值圆范围内。

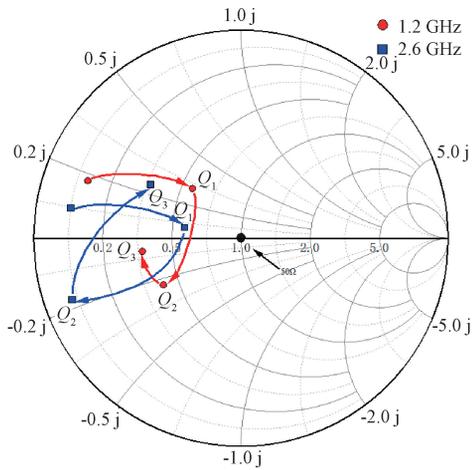


图5 预匹配网络匹配路径

Fig. 5 Matching path of the prematch

为了确定拓扑结构中各微带线的阻抗值,根据负载牵引系统得到的晶体管阻抗值,以中心频点 $f_0 = 2.2$ GHz,最佳负载阻抗 $Z_L = (5.2 + j \times 5.3) \Omega$ 进行后续设计。根据匹配路径的结果可知,该“T型”预匹配结构可将晶体管的阻抗值扩大约3倍,因此, $3Z_L$ 即为滤波网络的输入阻抗值 Z_{in} 。基于滤波网络设计原理可得到该结构的初始值如表2所示。

表2 微带线参数初始值

Table 2 Microstrip line parameter initial value

($\Omega, \theta = 90^\circ$)

参数	取值	参数	取值	参数	取值
Z_1	24.2	Z_4	80	Z_7	30.9
Z_2	39.9	Z_5	14.2	Z_e	104.4
Z_3	39.9	Z_6	75.1	Z_o	26.6

仿真结果如图6所示,该结构具有明显的带通滤波响应,在通带范围内,其回波损耗整体好于10 dB,而最小插入损耗为0.24 dB。同时,可以看到其频率响应曲线上存在4个传输零点 TZ1、TZ2、TZ3、TZ4,有效地提高了通带选择性及带外抑制功能。

由于现有工艺水平的限制,平行耦合线的间距不能做到与理论值相同,所以将间距设置为工艺能做到的最小值,再对整体输出匹配网络的各个参数进行优化。为获得最大输出功率,将负载阻抗 Z_L 进行共轭匹配,对实际微带线参数进行优化后的值如表3所示,其仿真结果如图7所示。从图中可以看到,带宽由原来的1~3.4 GHz变为1.2~2.6 GHz,虽然带宽变窄,但在频带范围内 S_{11} 的值低于-10 dB, S_{21} 的值趋近于0 dB,其性能没有改变,同时具有良好的滤波特性。

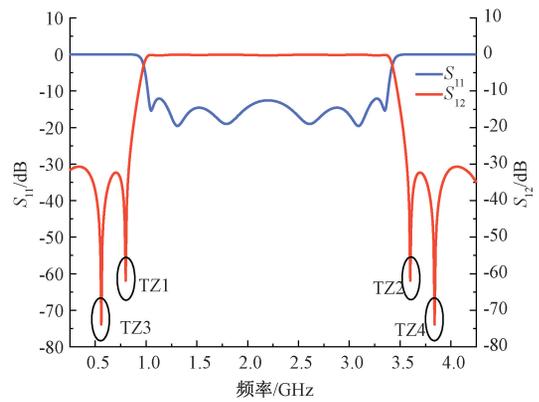


图6 频率响应特性曲线

Fig. 6 Frequency response characteristic curve

表3 输出匹配各微带线参数值

Table 3 The output matches the parameter

values of each microstrip line (W/L; mm)

参数	取值	参数	取值	参数	取值
TL1	3.3/19.4	TL2	1.6/25.1	TL3	2.1/11.5
TL4	1.0/21.2	TL5	7.8/19.5	TL6	1.6/18.0
TL7	6.8/20.7	TL8	0.3/0.14/25.2 (W/S/L; mm)		
TL9	6.5/11.8	TL10	7.0/9.4	TL11	6.5/17.2

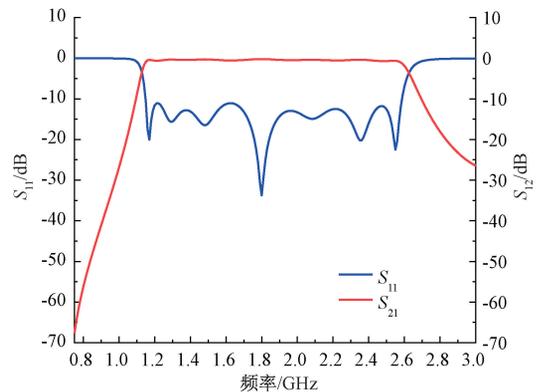


图7 输出匹配网络频率响应

Fig. 7 Frequency response of the output matching network

2) 输入匹配及偏置电路设计

基于2.3节1)中对输出匹配的分析设计,输入匹配网络的匹配区域更广泛,匹配精度较低,用双支节匹配结构进行设计,其中第1个支节为开路微带线,第2个支节为微带线接对地电容,其中对地电容的作用是提升低频处的增益。

偏置电路是利用能将短路转变为开路效果的1/4波长微带线进行分析设计。其中,根据阻抗变换理论,偏置电路末端的接地电容通过1/4波长微带线在主路馈电点处呈现高阻抗状态,可以使直流网络和射频网络有较好的隔离,避免了主路的射频信号从偏置电路中流出,从而

影响整体电路的性能。此外,在靠近电源处并联几个可以滤除电源纹波的接地电容,来保证电源所给的直流电流的输出质量以及稳定性^[16]。

根据以上的分析,再对输入匹配网络及偏置网络进行优化调谐,最后得到整体的滤波功率放大器电路图如图 8 所示。

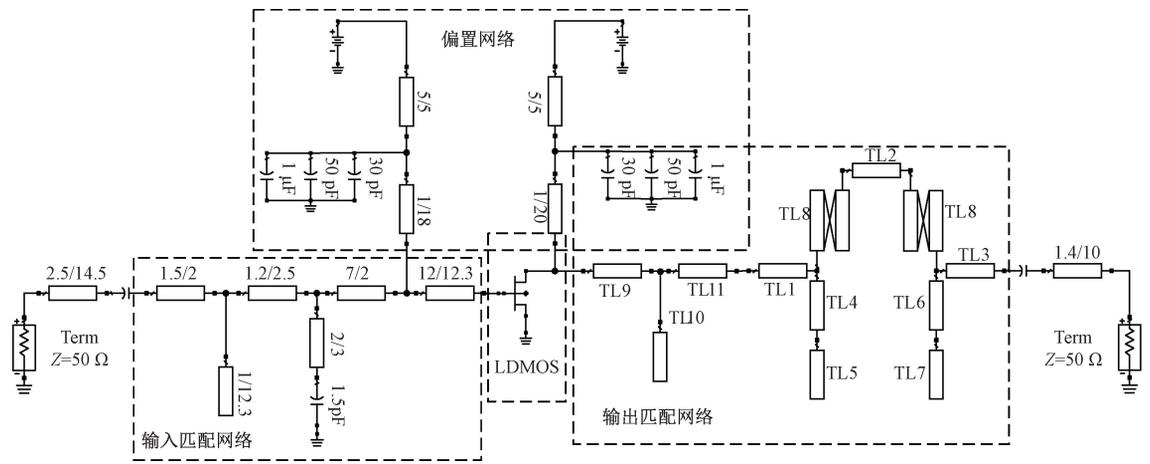


图 8 功放整体电路图

Fig. 8 Overall circuit of amplifier

3 实物制作与仿真测试

为了保证良好的性能,本次设计所采用的板材为 Rogers 4350B,介电常数为 3.66,板材厚度为 20 mil,同时加工与 PCB 板相符合的热沉,保证电路板与热沉之间的良好接触,从而具有更好的散热性能。

在相应位置上焊接好电容以及功放管后,所设计的滤波功率放大器的实物图如图 9 所示,栅极偏置电压设置为 2.25 V,漏极偏置电压设置为 28 V,静态电流为 200 mA。使用连续波(CW)对所设计的功放实物进行测量。

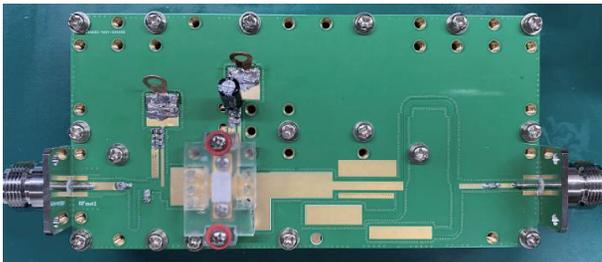


图 9 功率放大器实物图

Fig. 9 The photograph of amplifier

在工作带宽内以 0.2 GHz 的频率间隔取点进行测试,在 1.2~2.6 GHz 频带范围内饱和输出功率、漏极效率以及增益的实测曲线如图 10 所示。可以看出在工作频带内增益为 10.2~12.5 dB,增益平坦度良好;输出功率均在 40 dBm (10 Watts) 以上,最高输出功率为

42 dBm;在饱和输出功率水平下漏极效率可以达到 45%~47.2%。并且,从图中也可以清晰地看到,所设计的放大器具有良好的滤波特性,在频带内满足设计要求,频带外抑制效果明显。

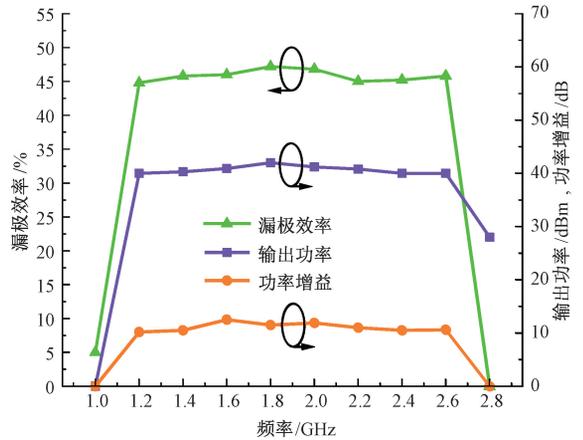


图 10 连续波测试结果

Fig. 10 Continuous wave test results

为了评估该功率放大器的线性度,在 3.84 MHz W-CDMA 的信号,峰值功率比(PAPR)为 8 dB 时测量在不同输出频率下的输出功率与邻通道泄露比(ACPR),其曲线图如图 11 所示。当平均输出功率在 32.5 dBm 时,ACPR 在整个频带范围内优于-37 dBc,其中在 1.2 GHz 频点下,ACPR 的值为-40.5 dBc,满足宽带通信系统的要求。

同时,为了进一步检验该功率放大器的滤波特性,在饱和输出功率下对二次谐波失真(HD₂)进行测量,其特

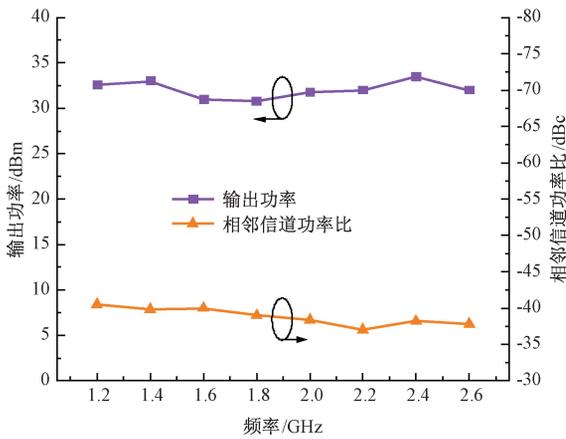


图 11 不同频率下的 ACPR 和平均输出功率测试结果
Fig. 11 ACPR and average output power test results at different frequencies

性曲线如图 12 所示, HD_2 的值在二次谐波频带范围内的平均值为 -58 dBc, 在 3.2 和 4 GHz 频点处 HD_2 的值为 -62 dBc。从结果中可以看到, 所设计的放大器对二次谐波的抑制效果非常明显。其中 2.4 GHz 频点处的值较低的原因是因为该频点在通带范围内, 但是并不影响整体的效果。

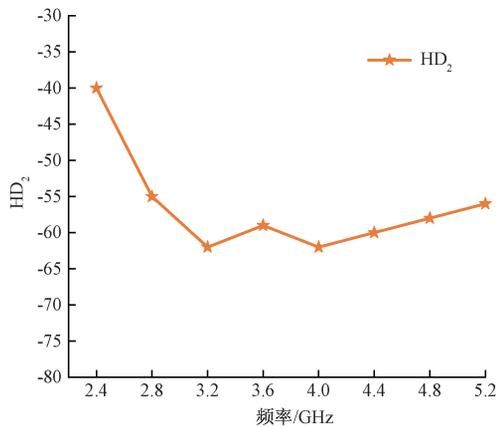


图 12 饱和输出功率下不同频率的 HD_2 测试结果
Fig. 12 Test results of HD_2 at different frequencies at saturated output power

表 4 列出了本文所提出的宽带滤波-功率放大器的性能指标与相关文献进行对比的结果。使用相同的 LDMOS 晶体管并且性能相似的情况下, 文献[11]仅对单点进行设计, 而本文则实现了宽带功率放大器; 文献[17-20]使用 GaN 的晶体管进行设计, 效率的差异性是因为晶体管本身的性能指标原因, 本文在保证输出功率的条件下对带宽进行扩展, 相对带宽达到 74%, 并且增益也有所提升。同时本文所设计的滤波器具有 4 个传输零点, 极大提升了功率放大器的频带选择性。

表 4 同类型功放性能对比

Table 4 Performance comparison of same type amplifiers

文献	频率/ GHz	相对 带宽 /%	晶体管	漏极 效率/ %	输出 功率/ dBm	增益/ dB	传输 零点
[11]	2.6		LDMOS	46.3	42.5	14.4	2
[17]	3.2~3.7	14	GaN	50.2~61	41.2	10	0
[18]	1.6~2.8	54.5	GaN	49.1~65	38~41		2
[19]	3.3~3.7	11	GaN	59~72	40	10.6	2
[20]	2.33~2.48	6.2	GaN	50(PAE)	39.8		2
本文	1.2~2.6	74	LDMOS	45~49.6	41	12	4

4 结 论

本文基于协同设计理论设计了一款宽带滤波-功率放大器, 将滤波器与功率放大器有效集成, 避免因阻抗失配而产生的额外损耗, 具有宽频带及良好的滤波特性。滤波网络结构可以实现对信号滤波的同时进行阻抗变换, 并且通过增加传输零点个数来增强带外抑制。对于 LDMOS 功率器件阻抗值较低导致输出匹配网络匹配困难的问题设计了预匹配网络, 即“T 型”微带线结构, 该结构对带宽进行扩展的同时扩大了晶体管的阻抗值。利用连续波(CW)对实物进行实测后的结果表明, 该功放放在 1.2~2.6 GHz 宽频带范围内饱和输出功率均大于 40 dBm, 漏极效率优于 45%, 对二次谐波的抑制能力达到 -62 dBc。当平均输出功率约为 32.5 dBm 时, ACPR 在整个频带范围内优于 -37 dBc。该功率放大器的输出功率、效率及增益都满足设计要求, 且线性度良好, 二次谐波的抑制效果非常明显。基于集成化、高性能的优势, 本文所设计的滤波-功率放大器可用于移动通信基站, 符合当今无线通信系统的需求。

参考文献

[1] 黄超意, 宽带线性高效率功率放大器研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
HUANG CH Y. Investigation on broadband linear and high-efficiency power amplifiers[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.

[2] 王利斌, 陈海波. 一种基于 GaN 的宽带功率放大器的设计与分析[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(9): 95-99.
WANG L B, CHEN H B. Design and analysis of broadband power amplifier based an GaN[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(9): 95-99.

[3] 高岩, 江肖力, 韩威, 等. L 波段 GaN 内匹配功率放大器研制[J]. 电子测量技术, 2020, 43(20): 10-15.
GAO Y, JIANG X L, HAN W, et al. Development of L-band

- GaN internally-matched power amplifier [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2020, 43(20): 10-15.
- [4] 方敏,段向阳,胡留军. 6G 技术挑战、创新与展望[J]. *中兴通讯技术*, 2020, 26(3): 61-70.
FANG M, DUAN X Y, HU L J. 6G technology challenges, innovations and prospects [J]. *ZTE Technologies*, 2020, 26(3): 61-70.
- [5] KENLE C, JUSEOP L, WILLIAM J, et al. Co-design of highly efficient power amplifier and high-Q output bandpass filter[J]. *Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(11): 3940-3950.
- [6] 李世伟,韩军,杨作成. 基于数字预失真技术的功放线性化方法研究[J]. *电子测量技术*, 2020, 43(1): 132-136.
LI SH W, HAN J, YANG Z CH. Study on linearization method for power amplifier based on digital predistortion technology [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2020, 43(1): 132-136.
- [7] XU J, ZHANG X Y, SONG X. High-efficiency filter-integrated class-F power amplifier based on dielectric resonator[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27(9): 827-829.
- [8] ZHENG S Y, LIU Z W, PAN Y M, et al. Bandpass filtering doherty power amplifier with enhanced efficiency and wideband harmonic suppression [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2016, 63(3): 337-346.
- [9] WANG J C, HE S B, YOU F, et al. Codesign of high-efficiency power amplifier and ring-resonator filter based on a series of continuous modes and even-odd-mode analysis[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2018, 66(6): 2867-2878.
- [10] 应对十大挑战,泰克发布最新十大热点宽带射频应用方案 [J]. *电子测量与仪器学报*, 2019, 33(1): 211-212.
In response to the ten challenges, Tektronix releases the latest ten hot broadband RF application solutions [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2019, 33(1): 211-212.
- [11] LI Y C, WU K C, XUE Q. Power amplifier integrated with bandpass filter for long term evolution application[J]. *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, 2014, 24(5): 327-329.
- [12] 刘文进,赵泽慧,南敬昌. 基于耦合传输线多陷波超宽带滤波器设计[J]. *微波学报*, 2019, 35(4): 30-35.
LIU W J, ZHAO Z H, NAN J CH. Design of multiband notched UWB filter based on parallel-coupled line [J]. *Journal of Microwaves*, 2019, 35(4): 30-35.
- [13] 方升. 谐波控制功率放大器与滤波器的联合设计[D]. 广州:华南理工大学, 2018.
FANG SH. Co-design of harmonic control power amplifier and filter [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2018.
- [14] 李顺. 基于耦合线的双频匹配结构及其在双频功率放大器中的实现[D]. 北京:北京邮电大学, 2013.
LI SH. Miniaturized dual-band matching technique based on coupled-line transformer and application in dual-band power amplifiers design [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2013.
- [15] 汪晖. LD MOS 射频宽带功率放大器设计与实现[D]. 阜新:辽宁工程技术大学, 2022.
WANG H. Design and Implementation of LD MOS RF broadband power amplifier [D]. Fuxin: Liaoning Technical University, 2022.
- [16] 南敬昌,李政,南星伊. 可重构连续型 F 类超宽带功率放大器[J]. *电子测量与仪器学报*, 2022, 36(5): 66-77.
NAN J CH, LI ZH, NAN X Y. Reconfigurable continuous class F ultra-wideband power amplifier [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2022, 36(5): 66-77.
- [17] 黄谢镔,程知群,陈瑾,等. 基于发夹式微带带通滤波器的小型化功率放大器的设计[J]. *微波学报*, 2023, 39(1): 95-98.
HUANG X B, CHENG ZH Q, CHEN J, et al. Design of miniaturized power amplifier based on hairpin microstrip bandpass filter [J]. *Journal of Microwaves*, 2023, 39(1): 95-98.
- [18] MUHAMMAD F H, FEI Y, CHUAN L, et al. Co-design of second harmonic-tuned power amplifier and a parallel-coupled stub loaded resonator[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs*, 2020, 67(12): 3013-3017.
- [19] 简叶龙. 基于滤波匹配网络功率放大器的研究与设计[D]. 杭州:杭州电子科技大学, 2022.
JIAN Y L. Research and design of power amplifier based on filter matching network [D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2022.
- [20] 何志强,刘长军. 一种 S 波段逆 F 类滤波功率放大器设计[J]. *应用科技*, 2022, 49(4): 32-37.
HE ZH Q, LIU CH J. Design of an S-band inverse class-F filtering power amplifier [J]. *Applied Science and Technology*, 2022, 49(4): 32-37.

作者简介



南星伊(通信作者),2019年于天津仁爱学院获得学士学位,现为辽宁工程技术大学研究生,主要研究方向为射频微波电路与系统、射频功率放大器设计、半导体器件可靠性。

E-mail: aananxy@163.com

Nan Xingyi (Corresponding author) received her B. Sc. degree from Tianjin Ren' Ai College in 2019. Now she is a M. Sc. candidate at Liaoning Technical University. Her main research interests include RF circuits and systems, RF power amplifier design and reliability of semiconductor devices.



李新春,1992年于辽宁工程技术大学获得学士学位,现为辽宁工程技术大学高级工程师,主要研究方向为射频微波电路与工业无线网络。

E-mail: 550128966@qq.com

Li Xinchun received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 1992. Now he is a senior engineer in Liaoning Technical University. His main research interests include RF circuits and industrial wireless network.



丛密芳,2008年于河南师范大学获得学士学位,2011年于辽宁工程技术大学获得硕士学位,现为中国科学院微电子研究所高级工程师,主要研究方向为射频大功率MOS器件与射频微波电路研究。

E-mail: congmi Fang@ime.ac.cn

Cong Mifang received his B. Sc. degree from Henan Normal University in 2008, received his M. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2011. Now he is a senior

engineer in Institute of Microelectronics of the Chinese Academy of Sciences. His main research interests include RF high-power MOS devices and RF microwave circuits research.



李政,2020年于辽宁工程技术大学获得学士学位,现为辽宁工程技术大学研究生,主要研究方向为射频电路与系统、射频功率放大器设计等。

E-mail: lizheng20sui@163.com

Li Zheng received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in Liaoning Technical University. His main research interests include RF circuits and systems and RF power amplifier design.



戴涛,2021年于辽宁工程技术大学获得学士学位,现为辽宁工程技术大学研究生,主要研究方向为射频电路与系统、射频功率放大器设计等。

E-mail: 932358979@qq.com

Dai Tao received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2021. Now he is a M. Sc. candidate in Liaoning Technical University. His main research interests include RF circuits and systems, RF power amplifier design, etc.



刘雨鑫,2020年于海南大学获得学士学位,现为辽宁工程技术大学研究生,主要研究方向为射频微波电路与系统等。

E-mail: liu_yuxin2022@163.com

Liu Yuxin received her B. Sc. degree from Hainan University in 2020. Now she is a M. Sc. candidate at Liaoning Technical University. Her main research interests include RF circuits and systems.