

DOI: 10.13382/j.jemi.B2104882

# 可重构连续型 F 类超宽带功率放大器\*

南敬昌 李 政 南星伊

(辽宁工程技术大学电子与信息工程学院 葫芦岛 125105)

**摘 要:**带宽与效率是功放设计中的两项重要指标,如何使功放同时满足宽频带、高效率的设计要求一直是功放研究的热点和难点之一。本文基于硬件智能化技术和连续理论提出了连续型 F 类超宽带功率放大器,以连续理论扩大阻抗匹配空间,将传统 F 类功放推广至连续型 F 类功放,有效拓宽其工作带宽,并以可重构技术将分散的频段整合为整体。通过测试,该功放在 0.9~4 GHz 范围内,功率附加效率(power added efficiency, PAE)大于 72%,增益约为 12.5 dB,饱和输出功率为 41 dBm。本设计将可重构技术和连续理论二者优势结合,具有宽频带、高效率、智能性等优点,能够很好地适应 5G 无线通信系统的需求。

**关键词:**连续理论;超宽带;阻抗匹配空间;硬件智能化;可重构

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

## Reconfigurable continuous class F ultra-wideband power amplifier

Nan Jingchang Li Zheng Nan Xingyi

(School of Electrics and Information Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

**Abstract:** Bandwidth and efficiency are two important indicators of power amplifiers design, how to make the power amplifier meet the design requirements of wide bandwidth and high efficiency at the same time has been one of the hot spots and difficulties in the research of amplifiers. For the problems mentioned above, this paper proposes a continuous class F ultra-wideband amplifier, based on hardware intelligence and continuous power amplifier theory, expanding impedance matching space with continuous theory, which promote traditional class F power amplifier to continuous class F power amplifier. And the scattered frequency bands are integrated into a whole through reconfigurable technology, to broaden its working bandwidth effectively. By making the physical objects and testing, in the range of 0.9~4 GHz, the power added efficiency (PAE) is greater than 72%, the average gain is about 12.5 dB, and the saturated output power is 41 dBm. This paper combines the advantages of both reconfigurable technology and continuum theory. The designed power amplifier has high efficiency, wide operating band, and circuit flexibility, which can adapt well to the requirements of 5G wireless communication system.

**Keywords:** continuous theory; ultra-wideband; impedance matching space; hardware intelligence; reconfigurable technology

## 0 引 言

当今社会中,无线通信在人与人之间搭建起了沟通的桥梁,人们对无线通信服务暴增式需求,给无线通信技术带来了发展与变革的契机<sup>[1]</sup>,作为无线通信系统核心部件之一的功率放大器也被提出了更高的要求。伴随着数据量的激增,功率放大器必须拓展带宽以支持激增的

数据传输率和信息量,所以拓展功放带宽的技术一直是业内研究的难点也是热点之一<sup>[2]</sup>。此外,“节能减排、绿色通信”一直是通信系统设计中的一大诉求和标准,由于功率放大器的功耗占据通信系统整体功耗的 90%以上,所以提升功率放大器的效率对降低运营成本、实现“绿色通信”、延长设备寿命具有十分重要的意义<sup>[3]</sup>。2009 年,卡迪夫大学的一支科研团队 Steve C. Cripps 为了突破谐波抑制类结构对功放带宽的限制,将其推广至连续型功

放,成为了拓宽功放工作带宽的有效方法。在 2010 年, Carrubba 将连续型功放理论应用于 F 类功放,弱化了传统 F 类功放设计时二次谐波短路与三次谐波开路的严苛要求,从而成为了功放拓宽带宽的有效方法。本文将硬件智能化与连续型功放理论进行优势结合,提出的可重构连续型 F 类超宽带功率放大器能够实现在跨越 4 倍频的频带上工作,且 F 类功率放大器属于开关类功率放大器,能够显著地提升效率;此外可重构技术属于硬件智能化技术,它使得功率放大器能够多标准、多模式地工作;将上述二者优势结合所设计的功放宽频带、高效率、多模多带等特性,在应对激增的通信服务需求和“绿色通信”等方面的有重要意义,符合面向未来智能化通信理论的要求<sup>[4]</sup>。

功率放大器的高效率和宽频带一直是行业所追求的方向。文献[4]提出一款基于新型谐波抑制结构的 F 类功率放大器,通过谐波抑制网络为二次和三次谐波提供最佳的相移条件,减小谐波成分功率消耗从而实现了良好的效率性能,但该设计由于谐波抑制网络的特性,无法拥有跨越倍频的工作带宽。文献[5]对谐波成分进行控制,最大限度地效率逼近理想情况,最终实现了效率接近 80% 的单频点 F 类功率放大器,缺点是由于只能工作在极窄的频带内,无法适用于发展迅速的 5G 无线通信系统。文献[6]利用 Load-Pull 确定谐波阻抗区域,设计了一款工作在 1.4~2.7 GHz 的连续型 F 类功率放大器,该设计的效率值达到了 70.4%~78.3%,并且具有 41 dBm 左右的功率输出能力,缺点是带宽被限制在一倍频以内,没有充分发挥连续型功放的优势。文献[7]将连续类功放理论拓展至连续 B/J 类功率放大器,实现了在 0.85~3.05 GHz 内 61.7%~72.9% 的效率,突破了谐波抑制类功放一倍频工作带宽限制,且具有较高的效值,但该结构运算复杂,实现难度大,计算量巨大。

通过分析以上研究成果发现,现有大部分高效率功放仅在非常窄的频带内适用;即使牺牲部分效率换取较宽的工作带宽,也只能保证该功放在一倍频的频带内具有较好的性能,并不能很好地满足现代无线通信系统对带宽和效率的要求。而本文通过硬件智能化理论,采用可重构技术将离散频带进行整合,并通过开关加以控制,从而使功率放大器具有跨越四倍频的工作带宽。根据连续型功放的设计原理,将丰富的基波和谐波最优阻抗解空间扩大,规避了设计传统宽带功率放大器时需要谐波开路 and 短路对工作带宽的限制作用,使得设计时具有更强的自由度<sup>[8]</sup>。此外,对输出电压、电流波形进行整形,使得二者“错峰交叠”,降低谐波成分所引起的功率消耗,从而极大程度上提升功放整体的效率。本文提出的功放同时具有超宽带、高效率、灵活性高、体积小等特点,本次设计使用安捷伦公司的射频电路仿真软件 ADS,

CGH40010F 晶体管和 FR4 高频板材进行电路仿真设计与实物制作,最终实现在 0.9~4 GHz 带宽内的高效率输出,将仿真结果与实测结果进行对比,差距较小,具有良好的 consistency。

## 1 连续型 F 类功率放大器

### 1.1 连续工作模式理论

随着通信技术的快速发展,对功率放大器的带宽性能提出了更高的要求,拓宽功率放大器带宽的技术研究也变得炙手可热<sup>[9]</sup>。学者们将谐波抑制类功放推广至连续型工作模式功放成为了解决上述问题的有效途径,传统谐波抑制结构由于其本身特性,使得二次、三次谐波处尽可能少地产生功率消耗。这样虽然提升了该功放在基波处的效率性能,但由于谐波抑制结构的特性,将功放带宽限制于一倍频之内,或将完整的频带拆分为数个离散的频带,已不满足当今通信系统的要求。

连续型工作模式功放以其输出电流、电压波形为出发点,根据其实际输出电流、电压输出波形,反推得到其理论阻抗匹配的最佳范围,将此范围内一系列连续变化的阻抗值的解集称为阻抗空间。此时,纯阻性的基波阻抗和谐波阻抗将不再是唯一解,而被转化为了一定区域内解的集合空间,故在进行阻抗匹配电路设计时,弱化了二次谐波短路、三次谐波开路的严格要求,一方面有效地拓宽了工作带宽,另一方面极大地提升了电路设计的自由度。以 F 类功放为例,研究发现,采用多阶因式相乘的形式,加入控制参数  $\alpha$  进行控制的方式表征电压波形,可得连续型 F 类功率放大器的电压波形表达式为<sup>[10]</sup>:

$$V(\theta) = \left(1 - \frac{2}{\sqrt{3}}\cos\theta\right)^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}\cos\theta\right) \cdot$$

$$(1 - \alpha\sin\theta), (-1 < \alpha < 1) \quad (1)$$

式中: $\theta$  为输出波形的相位关系, $\alpha$  为控制参数,当  $\alpha$  满足  $-1 < \alpha < 1$  时,电压在任意角度下输出的为半正弦正电压波形,保证了晶体管不被烧坏。如图 1 所示为  $\alpha$  从 -1 向 1 变化过程中,不同的  $\alpha$  值对应不同的电压变化曲线。其中当  $\alpha$  值为 0 时,曲线为标准 F 类功放的电压输出特性,而当  $\alpha$  值在 -1~1 区间内变动时,产生的电压波簇具有和标准 F 类输出曲线同样的特性<sup>[11]</sup>。

由电流、电压表达式可得到基波、二次谐波、三次谐波阻抗为:

$$Z_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} + j \cdot \alpha \quad (2)$$

$$Z_2 = -j \cdot \frac{7\sqrt{3}\pi}{24} \cdot \alpha \quad (3)$$

$$Z_3 = \infty \quad (4)$$

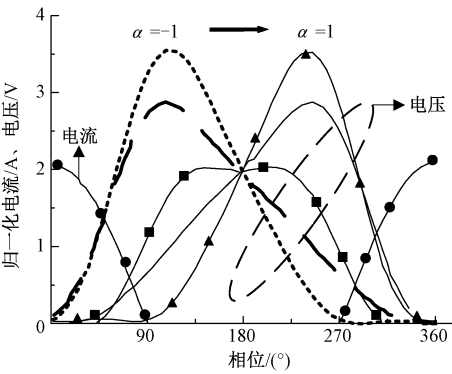


图1 连续型F类功放输出电流、电压曲线  
Fig.1 The output current and voltage curves of continuous class F power amplifier

由于控制参数 $\alpha$ 的加入,基波阻抗形成等阻抗圆,在此范围内不同的基波阻抗和谐波阻抗都可以用作设计匹配电路,对二次谐波开路已不是必要的条件,而成为了纯电抗分量阻抗,提升了电路设计时的自由度,因此,连续F类功率放大器具有较好的带宽性能,为实现功放的宽带性能提供了更大的可能性<sup>[12]</sup>。使用Smith圆图进行阻抗的表征,将阻抗的变化轨迹刻画在Smith圆图上,结果如图2所示。

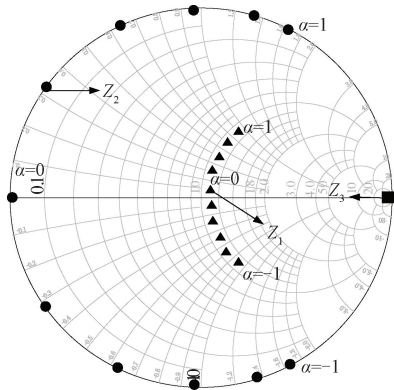


图2 连续型F类功放阻抗变化轨迹

Fig.2 The impedance variation trajectory of continuous class F power amplifier

在图2的阻抗变化轨迹图中展示了由于控制参数 $\alpha$ 的变化,各次谐波连续变化的范围,图2中三角标识代表基波阻抗随着 $\alpha$ 变化的轨迹;圆形标识代表二次谐波阻抗随着 $\alpha$ 变化的轨迹;方形标识代表三次谐波阻抗。在上述的阻抗变化范围内,控制参数 $\alpha=0$ 时为标准F类功率放大器,而当 $\alpha$ 在 $-1\sim1$ 区间内变动所引起的阻抗连续变化的空间对应了功放的连续工作模式。在此空间内的任意阻抗点皆可被用来进行阻抗匹配,并且与标准F类功放具有相同的输出特性;此外,由于阻抗空间提供了非常丰富的阻抗解,在阻抗匹配时不再是点对点地阻抗

匹配<sup>[13]</sup>,而是阻抗空间之间的阻抗匹配,丰富的阻抗解也对应着更为宽阔的工作带宽,使得连续型工作模式成为拓展功放带宽的有效方法。

1.2 连续型匹配电路设计

根据上述理论设计连续型F类超宽带功率放大器的匹配电路。GaN晶体管CGH40010F具有击穿电压高、较宽的工作带宽、输出能力较高、功率密度高以及耐压能力强等优点,适合设计拥有较宽工作频带的功率放大器。由于连续型功放的匹配设计是基于等效电流源平面定义的,所以进行电路设计时需要将晶体管内部和封装带来的寄生效应考虑为匹配电路内的一部分,而厂家为该晶体管提供了非常详细的等效电路模型和器件封装寄生效应等效模型,为匹配电路设计时提供了非常大的便捷,故本次设计基于GaN晶体管CGH40010F进行展开。

本设计由0.9~2.5 GHz和2.4~4 GHz两个宽带输出匹配电路构成。性能良好的宽带匹配电路应该具有结构简单、易于实现、反射系数小、谐波处理能力较好等特点,而根据Bode-Fano准则可知,在工作频带内允许的最大反射系数与带宽成反比,这意味着越宽的频带则需要越精密的匹配电路<sup>[14]</sup>。表1基于Load-Pull技术给出该晶体管在不同频点下的最优基波负载阻抗值;并且通过Load-Pull/Source-Pull技术对该晶体管进牵引,牵引出满足输出功率大于41 dBm,且PAE>75%较优的输入输出阻抗空间,如图3所示为得到的阻抗匹配空间,在该阻抗匹配空间内设计反射系数小、带内波纹低的阻抗匹配电路<sup>[15]</sup>。

表1 最佳基波阻抗值

Table 1 The impedance value of fundamental wave			
频率/GHz	$Z_{load}/\Omega$	频率/GHz	$Z_{load}/\Omega$
0.9	23.68+j×30.51	2.4	19.45+j×10.55
1.4	21.35+j×19.97	2.7	17.5+j×6.5
1.6	26.85+j×14	3.0	17.98-j×1.92
1.8	27.4+j×9.3	3.3	12.68+j×7.58
2.0	19.6+j×16.8	3.6	13.96+j×8.55
2.2	20.35+j×14.6	4.0	11.05+j×5.34

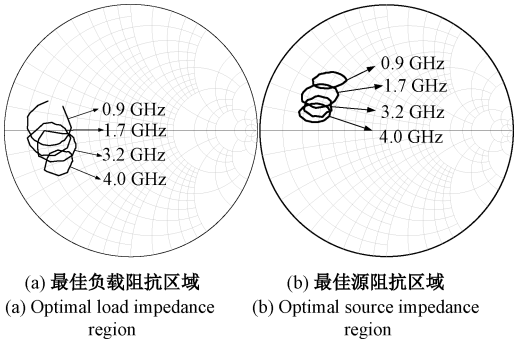


图3 阻抗匹配空间

Fig.3 Impedance matching space



由于切比雪夫滤波器模型具有带内波纹小、可用频带宽、通/阻带变化陡峭等优点,故本设计利用切比雪夫滤波器模型分别以 1.7 GHz 和 3.2 GHz 为中心频率展开匹配电路的设计。由于本文所设计的功放带宽较宽,而高阶滤波器能够满足更宽的工作频带要求以及更陡峭的窄带衰落,所以在设计时选择高阶滤波器优先的原则进行的。设计时需分别满足在 0.9~2.5 GHz 与 2.4~4 GHz 频带内的纹波<0.1 dB 的要求<sup>[16]</sup>。以 2.4~4 GHz 频带的设计过程为例,通过查表可知,满足整个带宽的波纹要求的滤波器至少需要 3 阶。

图 4 所示为查表所得的满足上述带宽和波纹要求的 3 阶切比雪夫滤波器原型,本文中的匹配电路将基于该原型进行展开设计。

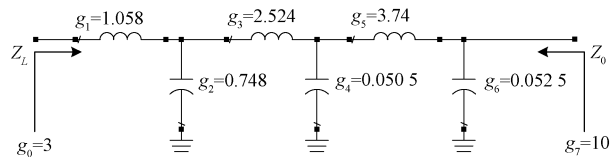


图 4 切比雪夫滤波器原型

Fig. 4 Chebyshev filter prototype

图 4 所示的切比雪夫滤波器起到了负载阻抗到 50 Ω 的阻抗变换作用,图 4 中  $g$  表示在归一化系统中构成该滤波器模型的集总元件系数。根据式(5)、(6),可将该模型中的集总器件换算至以 3.2 GHz 为中心频率的系统用中可用的集总器件具体值。

$$L_n = g_{2n-1} \frac{\omega'_0}{\omega_0} \frac{50}{g_0} \quad (5)$$

$$C_n = g_{2n} \frac{\omega'_0}{\omega_0} \frac{g_0}{50} \quad (6)$$

式中:  $\omega'$  表示角频率,  $\omega_0$  和  $g_0$  分别表示归一化角频率和阻抗值。讲过换算得电容以及电感的具体值,并通过调谐优化之后的滤波器模型如图 5 所示。

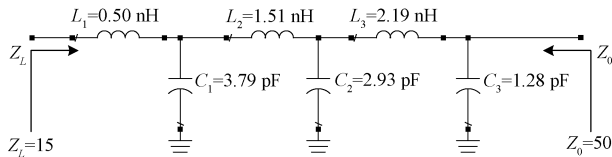


图 5 切比雪夫滤波器模型

Fig. 5 Chebyshev filter model

对搭建的切比雪夫滤波器模型进行仿真,其结果如图 6 所示。从仿真结果图可知,  $S(1,1)$  在目标频带内普遍低于 -20 dB,说明通带内反射系数小,  $S(2,1)$  在目标频带内无限接近于 0,说明此结构在通带内波纹小,对信号损耗较小。综上分析,该模型结构能够实现将负载阻抗转化到 50 Ω,证明该模型在目标频段内能够将阻抗移

动到最佳阻抗空间中,起到良好的阻抗匹配作用。

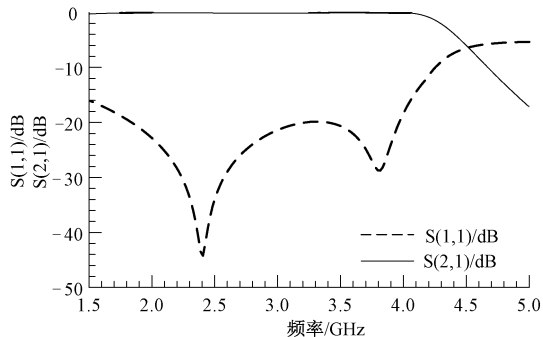


图 6 切比雪夫滤波器模型仿真结果

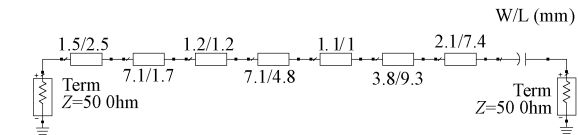
Fig. 6 The simulation result of Chebyshev filter model

由于本设计的目标频段属于射频频段,频率较高,集总器件的寄生参数无法忽略。而寄生参数的影响,将会导致阻抗失配,性能恶化等后果,故需要将切比雪夫滤波器模型中的集总器件用微带线等效替代。该模型中的电感元件以高阻态微带线等效替代;该模型中的电容元件以低阻抗微带线等效替代,根据式(7)、(8),计算得每段等效微带线的尺寸。

$$L_l = \frac{LR_0}{Z_h} \quad (7)$$

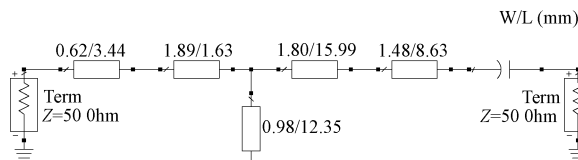
$$L_c = \frac{CZ_l}{R_0} \quad (8)$$

式中:  $L_l$  与  $L_c$  分别表示用来等效代替电感、电容的微带线长度;  $R_0$  表示滤波器阻抗值;  $L$  表示电感元器件值;  $C$  表示电容元器件值;  $Z_h$  代表等效替代电感的微带线阻抗;  $Z_l$  代表等效替代电容的微带线阻抗。经过等效替代过程,最终以切比雪夫滤波器为模型设计的 2.4~4 GHz 输出匹配电路如图 7(a) 所示;同理,0.9~2.5 GHz 输出匹配电路如图 7(b) 所示。



(a) 2.4~4 GHz 输出匹配电路

(a) Output matching circuit for 2.4~4 GHz



(b) 0.9~2.5 GHz 输出匹配电路

(b) Output matching circuit for 0.9~2.5 GHz

图 7 输出匹配电路

Fig. 7 Output matching circuit

由于本文提出的功放工作频带较宽,固定结构的宽带输入匹配电路很难满足在 0.9~4 GHz 内阻抗匹配保持不失配状态,故将此部分设计为可重构输入匹配电路,通过 PIN 开关的导通与截止状态改变电路结构,使得其分别在 0.9~2.5 GHz 与 2.4~4 GHz 内满足阻抗匹配的要求。如图 8 所示为输入匹配电路。

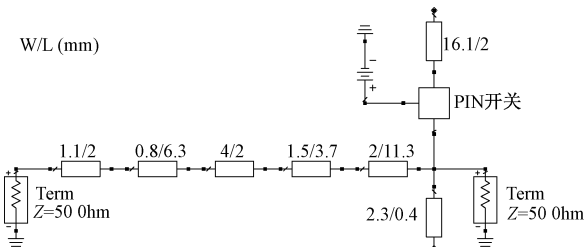


图 8 可重构输入匹配电路

Fig. 8 Reconfigurable input matching circuit

## 2 可重构宽带高效率功放设计

### 2.1 可重构器件

可重构技术是硬件智能化的重要组成部分<sup>[17]</sup>,可重构开关作为可重构电路中的控制单元,通过控制其“导通、截止”状态达到改变电路结构的目的。在本次设计中以 SMP1345 芯片为基础,通过搭建降低损耗和增加隔离度的外围电路与之配合,优化芯片性能,使得可重构开关能在导通、截止两种状态都有较理想的性能。

#### 1) PIN 开关

如图 9 所示为 PIN 开关电路图,其中微带线  $TL_3$  和电容  $C_2$  分别起限流和滤波的作用,通过调节  $C_1$  和  $TL_1$  的值来降低开关电路对射频信号的损耗,并通过调整  $V_{DC}$  的电压值来切换开关的导通、截止状态<sup>[18]</sup>。

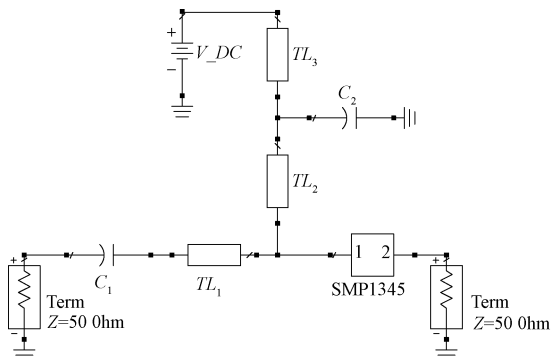


图 9 PIN 开关电路

Fig. 9 PIN switch circuit

如图 10 所示分别为 PIN 开关在两种状态的仿真结果。结果显示该开关在 0~4 GHz 范围内导通情况下 ( $V_{DC}=3.3$  V),  $S_{11}$  均小于 -20 dB,  $S_{21}$  趋近于 0 dB, 说

明开关导通时对经过的信号损耗很小,导通状态性能较为理想;开关截止时 ( $V_{DC}=0$  V),  $S_{11}$  趋近于 0 dB 且  $S_{21}$  均小于 -20 dB, 说明开关截止时具有良好的隔离度,能有效阻隔信号通过,符合 PIN 开关设计要求。

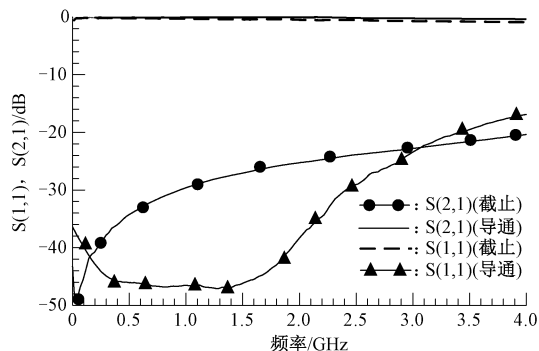


图 10 PIN 开关仿真结果

Fig. 10 PIN switch simulation result

#### 2) 单刀双掷开关

图 11 所示为基于 SMP1345 芯片设计的单刀双掷开关<sup>[19]</sup>电路图,其中  $C_3$ 、 $L_1$  能够滤除电路中的直流成分;  $TL_4$ 、 $TL_5$ 、 $C_4$  和  $TL_7$ 、 $TL_8$ 、 $C_5$  组成的偏置电路对 SMP1345 进行供电从而控制开关的状态,当  $V_{DC1}=3.3$  V、 $V_{DC2}=0$  V 时,代表上支路导通、下支路截止;下支路反之。通过调节  $TL_3$  和  $TL_6$  的参数以调整电路对射频信号的损耗。

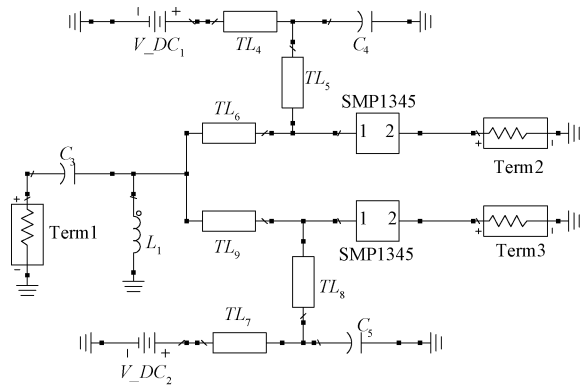


图 11 单刀双掷开关电路

Fig. 11 SPDT switch circuit

由于单刀双掷开关是两路完全对称的结构,所以其中一条支路的性能即可反应整体电路性能。选择上支路进行仿真,通过图 12 所示的仿真结果可知,该开关导通时的  $S_{11}$ 、 $S_{21}$  说明此时开关电路损耗较小,开关截止时  $S_{11}$ 、 $S_{21}$  反映此时开关隔离度高,该单刀双掷开关在 0~4 GHz 范围内性能良好,适用于本次的功放设计。

### 2.2 可重构高效率超宽带功放

将本设计 0.9~4 GHz 的工作频带采用可重构技术

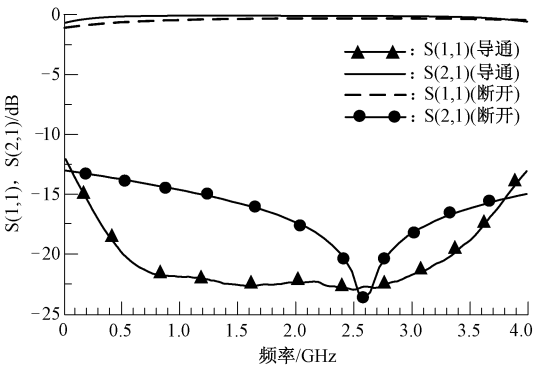


图 12 单刀双掷开关仿真结果

Fig. 12 The simulation results of SPDT

将 0.9~2.5 GHz 和 2.4~4 GHz 两个离散的子频带整合而成。通过使用单刀双掷开关将 1.2 节中所设计的 0.9~2.5 GHz 和 2.4~4 GHz 对应的输出匹配电路与晶体管连接;输入匹配部分运用 PIN 开关控制微带线枝节

是否接入主干路中,改变输入匹配电路的结构,从而实现不同频率下的输入阻抗匹配。可重构功放的整体结构如图 13 所示。

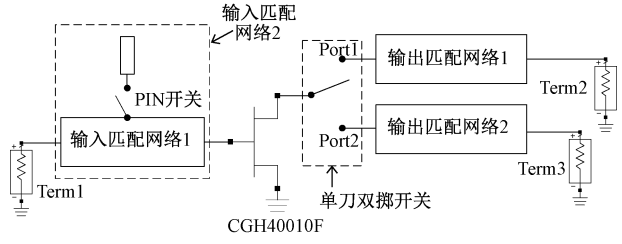


图 13 可重构功放结构框架

Fig. 13 Reconfigurable power amplifier structure

偏置电路采用四分波长高阻抗微带线以防止高频信号进入偏置电路对功放性产生影响,此外在偏置电路中加入扇形微带线能够有效地拓宽偏置电路适用的频率范围。最后形成整体电路如图 14 所示。

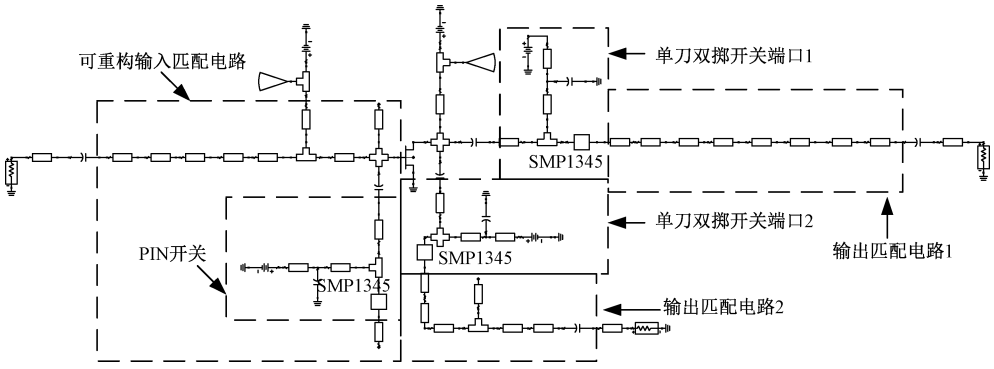


图 14 功放整体电路

Fig. 14 Overall circuit of power amplifier

### 3 实物制作与仿真测试

可重构混合连续型 F 类超宽带功率放大器基于 ADS 平台进行设计与仿真,其版图如图 15 所示。

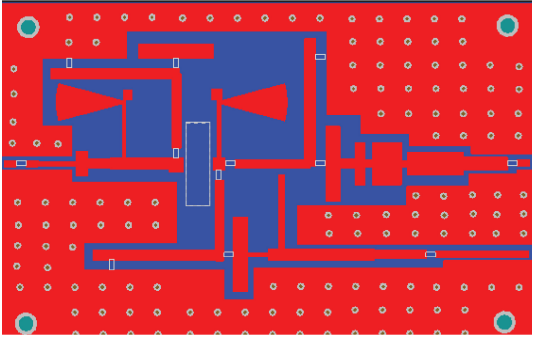


图 15 功率放大器版图

Fig. 15 Power amplifier layout

为了验证本次设计的合理性与可靠性,采用 GaN 晶体管 CGH40010F 和 FR4 高频板材制作可重构混合连续型 F 类超宽带功率放大器实物并进行调试,如图 16 所示为该功率放大器的实物图。

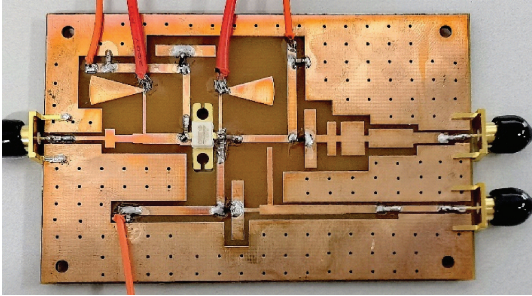


图 16 功率放大器实物图

Fig. 16 The photograph of power amplifier

栅极偏置电压设置为 -3 V,漏极偏置电压设置为

28 V,此时晶体管偏置在F类工作模式,具有100%的理论效率,表2中显示了各个工作频段与可重构开关的对应状态。

表2 可重构功放工作模式

频段	PIN 开关	单刀双掷开关
0.9~2.5 GHz	截止	端口2导通
2.4~4 GHz	导通	端口1导通

在工作带宽内以一定的频率间隔取点仿真其增益性能和PAE性能曲线从而反映其整体带宽范围内的性质,则该功率放大器在0.9~4 GHz频段内随着输出功率逐渐增加各项性能的变化情况如图17所示。

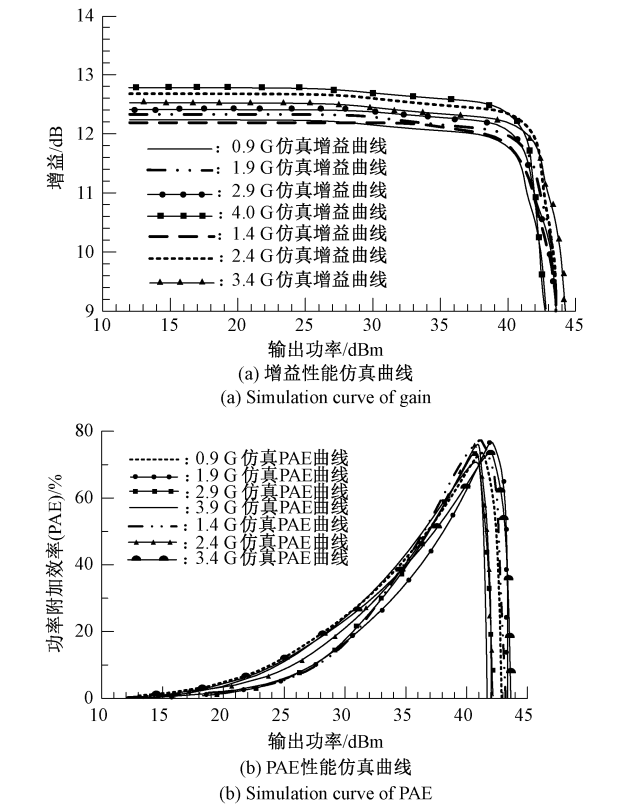


图17 功放性能仿真曲线

Fig. 17 Simulation curve of power amplifier performance

从图17(a)可知工作频段内该功放小信号仿真时平均增益约为12.5 dB,4 GHz时增益达最大值12.8 dB,与均值相差较小,说明该功放具有较好的增益平坦度,能够在工作带宽范维内保持较为稳定的增益,当输出功率逐步增大至饱和输出功率41 dBm时,出现增益压缩;该功放的PAE也随着输出功率的增加逐步提升,约达到41 dBm时PAE达到峰值,由图17(b)可得各频率的PAE峰值均在72%以上,在1.9 GHz时更是达到了最大

值78%。图18所示为功放性能的实测曲线。由图18可知,随着输出功率逐步增大,增益与PAE实测曲线变化趋势与仿真曲线具有一致性,且差距较小。实测曲线较之仿真曲线具有更大的波动性,是由于在测试时器件、传输线的抖动以及环境等客观因素造成,实测与仿真结果相比,差距较小,说明该功放具有良好的稳定性及鲁棒性。

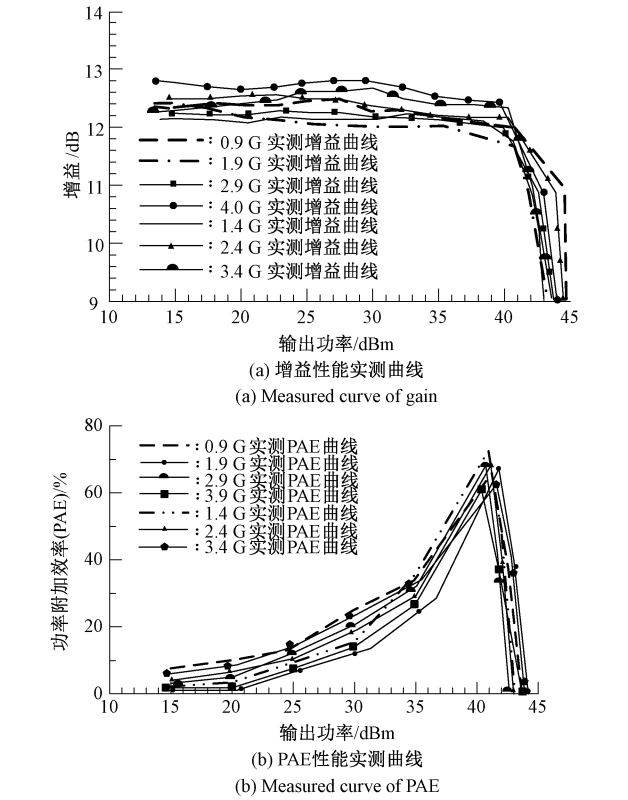


图18 功放性能实测曲线

Fig. 18 Measure curve of power amplifier performance

饱和输出功率条件下在频域角度对该功放进行仿真分析和实物测试,直观反映该功放在整体工作带宽内,性能与频率的变化关系。结果如图19所示。图19中显示两个不同频段的输出匹配电路分别能够在0.9~2.5 GHz和2.4~4 GHz频段上实现增益约为12.5 dB,在2.5 GHz处由可重构开关控制切换工作状态从而实现了在0.9~4 GHz上整体增益>12 d;PAE随着频率升高呈现缓慢的下降趋势,但是在整个工作带宽范围内都达到PAE>72%,性能良好。图19中实测、仿真两者相比略有差别,但整体趋势一致,且与理论值相差较小,具有良好的一致性。造成此情况的原因一方面由于实物制作过程中,板材参数与理想值的差别与电路对射频信号产生损耗;另一方面因引入可重构器件引发影响,导致增益和PAE有一定程度的下降<sup>[20]</sup>。

图20所示分别在1.5、2.5和3.5 GHz时该功放的



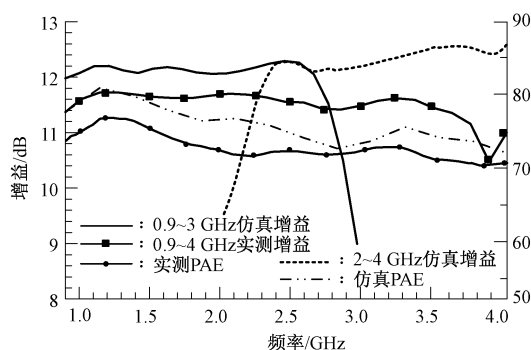


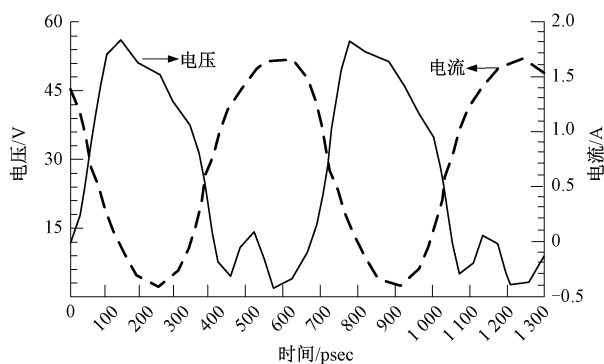
图 19 功放频域性能仿真、实测对比

Fig. 19 Comparison of power amplifier frequency domain simulation and measured results

实测漏极时域电压和时域电流波形。等间隔地选取的 3 个频点处电流、电压波形呈半正弦波且波峰相互交错,减小二者重叠面积,使得功耗降低,显著提升功放的 PAE 性能。图 20 中时域电压、电流波形图,与标准 F 类功率放大器的输出特性相似,故从输出波形的角度验证了本设计工作在连续 F 类工作模式之下,具有与标准 F 类功率放大器一样的输出特性。

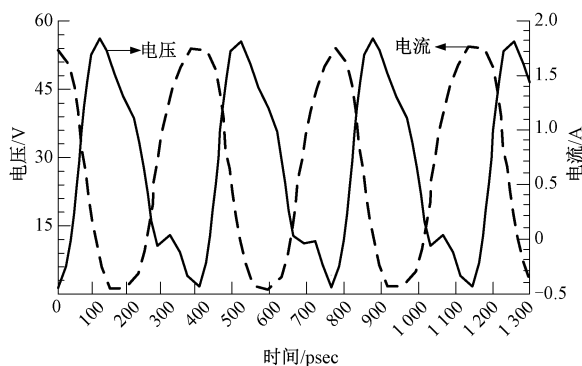
将本文提出的可重构混合连续型 F 类超宽带功率放大器与文献[21]、[22]、[23]、[24]进行对比。本文采用了硬件智能化理论中的可重构技术与混合连续型功放设计理论,将二者优势结合,实现了能够跨越四倍频的超宽带功率放大器。与传统的 F 类功放相比,本设计摒弃了传统 F 类功放设计时对谐波抑制结构的依赖,使得电路结构更加简单的,并且在不牺牲效率的条件下,突破了谐波抑制类功放一倍频工作带宽的限制,达到在 0.9~4 GHz 范围内 PAE>72%,匹配效果良好、电路损耗低、具有较强的稳定性,适合运用于 5G 超宽带无线通信系统中。

文献[21]设计了一款连续 B/J 类功率放大器,使用多频率匹配的方法同时兼顾 4 个基波与二次谐波阻抗匹配,实现在 0.4~2.7 GHz 频带上增益为 9 dB 的信号输出,饱和输出功率为 39 dBm,PAE 约为 55%。相比于 F 类功放,B/J 功放虽有较好的带宽性能,但效率较低,且该文献提出的功放结构为了实现多个频率阻抗的同时匹配,进一步牺牲部分效率,使得 PAE 仅有 55%,相较于该文献,本文由于使用了可重构技术,无论在带宽还是效率方面都明显优于该文献。文献[22]基于新颖的连续逆模理论设计的功率放大器能够在 0.9~3.2 GHz 范围内实现 10.2 dB 增益的输出,PAE 约为 61%,该方法能够在效率与带宽性能之间取得很好的平衡,但设计难度大,结构复杂,且所设计的电路不具有智能性,不符合未来通信系统智能化的要求,且与本文相比,其带宽仍略窄,被局限在三倍频范围内。文献[23]提出了一种增强型的 J 类



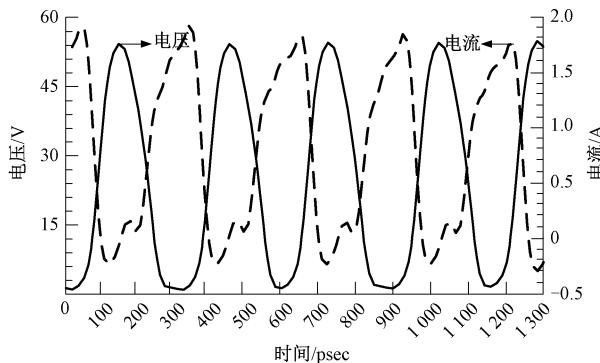
(a) 1.5 GHz漏极电流、电压

(a) Current and voltage curves of drain for 1.5 GHz



(b) 2.5 GHz漏极电流、电压

(b) Current and voltage curves of drain for 2.5 GHz



(c) 3.5 GHz漏极电流、电压

(c) Current and voltage curves of drain for 3.5 GHz

图 20 功放漏极电压、电流

Fig. 20 Drain voltage and current of the power amplifier

功率放大器。较之传统的 J 类功率放大器,该文献提出的结构具有更高的效率,PAE 接近 76%,此种设计方法具有较强的借鉴价值,但缺点是该功放带宽较窄,仅有 100 MHz 的带宽。文献[24]中设计了一款混合连续型 Doherty 功率放大器。该功放通过扩展传统单连续模的设计空间,达到了拓宽带宽的目的,并且以 Doherty 功放结构显著地提升了效率,实现了在 1.5~2.1 GHz 频带内 11 dB 增益的输出,工作带宽内 PAE 约为 47%,缺点是由于谐波的影响,该功放的带宽并没有突破一倍频限制,并



且由于该设计为双路功放结构,成本较高、体积较大,不利于小型化与集成化。同类型功放性能对比如表 3 所示。

表 3 同类型功放性能对比  
Table 3 Performance comparison of  
same type power amplifiers

文献	带宽/GHZ	倍频	PAE	增益/dB
[21]/2019	2.3	六倍频	55%	9
[22]/2021	2.3	三倍频	61%	10.2
[23]/2020	0.1	>一倍	76%	11
[24]/2020	0.6	>一倍	47%	11
本文	3.1	四倍频	75.5%	12.5

4 结 论

本文提出了一款能够跨越四倍频工作带宽的可重构连续型 F 类超宽带功率放大器。该功放同时具有较高的效率与极宽的工作频带。本文基于连续型功率放大器理论展开设计,以功放的是输出特性为出发点,在其输出特性的表达式中引入控制参数  $\alpha$ ,在保证与标准 F 类功放输出特性一致的前提下,将与之对应的阻抗解集 4 以 Smith 原图的形式进行表征,形成阻抗匹配空间。此种方式能够降低了匹配电路设计难度的同时有效地拓宽带宽。在输入匹配电路部分采用可重构 PIN 开关调整电路结构,使目标频段的输入阻抗全部落入阻抗匹配空间内;输出匹配电路部分采用单刀双掷开关将分散的频带进行交叉整合,形成统一整体。此种设计思路将连续型功放设计理论和可重构技术优势结合:可重构技术具有耗能小,灵活新性高的优点,而连续型功放由于是谐波抑制功放的推广,能够兼顾良好的效率和带宽性能,二者优势互补,一方面克服了谐波抑制结构对带宽的限制,使功放同时具备良好的带宽和效率性能;另一方面使得功放能够多模多带地工作,具有灵活性与智能性,满足现代无线通信系统发展的需求。本设计基于 ADS 平台开展,并采用晶体管 CGH40010F 和 FR4 高频板材制作了实物,实测结果表明,该功放能够在 0.9~4 GHz 范围内正常工作,平均 PAE 达 75.5%,平均增益约为 12.5 dB,并且增益平坦度良好,功放的饱和输出功率为 41 dBm,实测结果与仿真结果差距较小,具有一致性,说明该功放能够兼具良好的带宽和效率性能,适用于现代通信系统中。本文提出的功放性能好、体积小、成本低且具有灵活性,具有成为主流潜力。但国内在连续型功放方面起步较晚,现处于仿真实验阶段,基础理论研究薄弱,需更深层次研究和完善。未来计划一方面在保证其具有良好输出特性的前

提下继续研究扩大阻抗空间的方法,以实现更宽的工作频带;另一方面探索降低阻抗匹配难度的方法,简化阻抗匹配电路,推动功放设计向小型化与集成化方向发展。

参考文献

[1] 任震,杨立,谢峰,等. 基于 5G-NR 演进浅析和展望未来 6G 系统中去蜂窝化技术的应用[J]. 信息通信技术,2021,15(2):65-71.  
REN ZH, YANG L, XIE F, et al. An analysis of the 5G-NR evolution and a look at the application of decellularization technology in future 6G systems [J]. Information and Communication Technology, 2021, 15(2):65-71.

[2] 雍培,张宁,慈松,等. 5G 通信基站参与需求响应:关键技术 与 前景 展望[J]. 中国电机工程学报,2021,41(16):5540-5552.  
YONG P, ZHANG N, CI S, et al. 5G communication base station participation in demand response: Key technologies and prospects [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering,2021,41(16):5540-5552.

[3] 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.

[4] SAJEDIN M, ELFERGANI I, RODRIGUEZ J, et al. Multi-resonant class-F power amplifier design for 5G cellular networks[J]. Radioengineering, 2021,30(2):372-380.

[5] PAKASIRI C, MANASUM P, WANG S. Modified class-F power amplifier design with fundamental frequency output impedance load[J]. AEUE-International Journal of Electronics and Communications,2021:132.

[6] 何晋,何松柏,陈金虎. 1.5~2.7 GHz 宽带高效率混合连续类功率放大器设计[J]. 成都信息工程学院学报,2015,30(5):428-432.  
HE J, HE S B, CHEN J H. 1.5~2.7 GHz broadband high efficiency hybrid continuous class power amplifier design[J]. Journal of Chengdu Information Engineering College,2015,30(5):428-432.

[7] 史卫民. 高效连续型射频功率放大器研究[D]. 成都:电子科技大学,2019.  
SHI W M. Research on high efficiency continuous RF power amplifier [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019.

[8] ZARGHAMI S, HAYATIH M, KAZIMIERCZUK M, et al. A novel design methodology for extended continuous class-F power amplifiers in wireless applications [J]. Wireless Networks,2021,27(18):4661-4669.

- [9] 冯笑晨,邵壮,文玉梅,等. 利用 Wi-Fi 信道的超低功耗无线传感系统[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(9): 131-140.  
FENG X CH, SHAO ZH, WEN Y M, et al. An ultra-low-power wireless sensor system using Wi-Fi channel [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(9): 131-140.
- [10] LATHA Y M A, RAWAT K, HELAOUI M, et al. Broadband continuous mode power amplifier with on-board harmonic injection[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2019, 13(9): 1402-1407.
- [11] GAN D C, SHI W M, HAIDER M F. Generalized hybrid continuous mode for designing broadband power amplifiers [J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2020, DOI: 10.1142/S0218126620502369.
- [12] 李啟荣. 连续型功率放大器的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.  
LI Q R. Research on continuous power amplifier[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017.
- [13] CHATRPOL P, PRATEEP M, WANG S. Modified class-F power amplifier design with fundamental frequency output impedance load [J]. AEUE-International Journal of Electronics and Communications, 2021, DOI: 10.1016/J. AEUE. 2021. 153637.
- [14] 徐壮壮,文玉梅,邵壮,等. 通用无源超高频射频传感标签[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(12): 158-165.  
XU ZH ZH, WEN Y M, SHAO ZH, et al. Universal passive UHF RF sensor tag [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(12): 158-165.
- [15] 蔡丽媛,肖曼琳,雍伟,等. 3.3~3.7GHz 宽带非对称 Doherty 功率放大器设计[J]. 电子测量技术, 2020, 43(17): 25-29.  
CAI L J, XIAO M L, YONG W, et al. Design of 3.3~3.7 GHz broadband asymmetric Doherty power amplifier [J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(17): 25-29.
- [16] MOLOUDI F, ESLAMIPOUR O. Wide-band switching-mode power amplifier using varactor-based reconfigurable output matching network[J]. AEUE-International Journal of Electronics and Communications, 2021, 132(2): 153647.
- [17] 谢丹. 可重构连续型 BJ 类功放技术的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.  
XIE D. Study of reconfigurable continuous class BJ amplifier technology [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.
- [18] 刘文进,王皓,南敬昌. 基于 PIN 开关的可重构双波段功率放大器设计[J]. 电波科学学报, 2021, 9(8): 1-7.  
LIU W J, WANG H, NAN J CH. PIN switch-based reconfigurable dual-band power amplifier design [J]. Journal of Radio Wave Science, 2021, 9(8): 1-7.
- [19] 盛爽爽. 射频可重构功率放大器研究与设计[D]. 葫芦岛: 辽宁工程技术大学, 2019.  
SHENG SH SH. Research and design of RF reconfigurable power amplifier [D]. Huludao: Liaoning Technical University, 2019.
- [20] PIRASTEH A, ROSHANI S. Design of a miniaturized class F power amplifier using capacitor loaded transmission lines[J]. Frequenz, 2020, 74(4): 3-4.
- [21] XUAN X F, YANG F, LIU C X. Design of multioctave high-efficiency power amplifier based on extended continuous class-B/J modes[J]. International Journal of RF and Microwave Computer, 2019, DOI: 10.1002/mmce. 21899.
- [22] ZHAO Z M, ZHU X W, ZHANG L. Design of wideband high-efficiency power amplifier based on continuous inverse modes [J]. International Journal of RF and Microwave Computer, 2021, DOI: 10.1002/mmce. 22703.
- [23] ALI F M, ALMUIFRAJE M H, SAEED T R. High efficiency continuous mode RF power amplifier based on second and third harmonic manipulation [J]. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2020, 13(3): 223-233.
- [24] WANG T, CHENG Z Q, LIU G H. Highly efficient Doherty power amplifier using continuous inverse class-F and class-J hybrid mode [J]. International Journal of RF and Microwave Computer, 2020, DOI: 10.1002/mmce. 22464.

## 作者简介



南敬昌, 1993 年于阜新矿业学院获得学士学位, 2003 年于辽宁工程技术大学获得硕士学位, 2007 年于北京邮电大学获得博士学位, 现为辽宁工程技术大学教授, 主要研究方向为射频电路与系统、信号处理与信息编码、通信系统仿真等。

E-mail: nanjc886@sina.com

**Nan Jingchang** received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 1993, M. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2003 and Ph. D. degree from Beijing University of Posts & Telecommunications in 2007, respectively. Now he is a professor in Liaoning Technical University. His main research interests include RF circuits and systems, signal processing and information coding, communication system simulation, etc.



**李政**, 2016 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 2016. 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.



**南星伊**, 2017 年于天津大学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电路与系统。

E-mail: 448476486@qq.com

**Nan Xingyi** received her B. Sc. degree from Ren' Ai University of Tianjin in 2017. Now she is a M. Sc. candidate in Liaoning Technical University. Her main research interests include RF circuits and systems.