

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.2.421

中图分类号: TN43

文献标志码: A

一种基于功率合成器和功率分配器的 2.45 GHz 功率放大器

李钰梁, 杨 楨, 李 艳, 王宇宁

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛 125105)

摘要: 当前功率放大器在输出效率、输出功率以及线性度等方面不能很好地兼顾, 针对这一问题, 在三级级联放大方法的基础上, 提出了一种基于功率合成器和功率分配器的 AB 类射频功率放大器。针对线性度和增益的问题, 带通匹配和 T 型网络匹配技术对前置驱动级电路进行了优化设计; 利用功率合成技术解决了末级放大器输出功率过大的问题, 并且使功率放大器的稳定性和效率得到了保证。为防止功放的温度过高, 对功率放大器腔体进行了热特性分析, 最高温度为 81 °C, 可以使功放得到良好的降温。在室温测试环境下, 当中心频点为 2.45 GHz 时, 射频功率放大器的输出功率为 47 dBm, 放大增益为 42 dB, 最大功率附加效率大于 45%。测试结果与仿真结果相近, 为后续放大器的研究与设计提供了一定的指导。

关键词: 无线通信; 射频功率放大器; 功率合成器; 功率分配器

Research on 2.45 GHz Power Amplifier Based on Power Synthesizer and Power Splitter

LI Yuliang, YANG Zhen, LI Yan, WANG Yuning

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: The existing power amplifier cannot strike a balance among aspects such as its output efficiency, output power and linearity. To solve this problem, on the basis of a three-level cascade amplification method, a kind of AB class RF power amplifier based on a power synthesizer and a power splitter is proposed. Aimed at the problems of linearity and gain, the band-pass matching and T-network matching techniques are used to optimize the design of the pre-driver circuit. The problem that the output power of the final amplifier is too large is solved by using the power synthesis technique, and the stability and efficiency of the power amplifier are guaranteed. To prevent the temperature of the power amplifier from being too high, the thermal characteristics of the power amplifier cavity are analyzed. The highest temperature is 81°C, which can make the power amplifier get a good cooling. At room temperature, the RF power amplifier has an output power of 47 dBm, an amplification gain of 42 dB and a maximum power added efficiency of more than 45% at a central frequency point of 2.45 GHz. The test results were close to simulation results, indicating that the research in this paper can provide some guidance for the subsequent research and design of amplifiers.

Keywords: Wireless communication; RF power amplifier; power synthesizer; power splitter

在现今的信息时代, 功率放大器在无线通信系统、无线输电、雷达、导航等系统的射频前端中承担着重要功能, 效率高、稳定性好、体积小等要求在迅速提升。文献[1]设计了一款工作在 2.45 GHz 的高效率中距离的微波输能系统, 它采用 F 类放大器,

输出功率为 53.272 dBm 时, 漏极效率可达 57.612%, 但增益仅为 12.219 dB。文献[2]对射频功放中线性度不足的问题, 提出了动态减少模型、记忆多项式模型和广义记忆多项式模型 3 种模型来减小 AB 类放大器的非线性, 但是改善增益最高仅达 12 dB。文献[3]利用 SiGe 工艺设计了一款 2.4 GHz 全集成射频前端电路。该射频前端的功率增益为 25.4 dB, 饱和功率为 24.3 dBm, 最大功率附加效率 PAE (power added

收稿日期: 2021-03-30; 修回日期: 2021-05-20, 2021-05-28;
录用日期: 2021-06-10; 网络首发日期: 2021-09-01

efficiency)为 30.8%,该放大器提升了集成度,但没有提升功率增益等参数。文献[4]基于 ANSYS 对一款 3.3~3.6 GHz 的射频功率放大器进行热特性设计,当放大器的输出功率大于 39.2 dBm 时,增益大于 12 dB,PAE 在 62.6%~69.0%之间,最高温度为 90.0 °C。该放大器虽然 PAE 较高,但相应的增益与功率较低,且温度较高。此文献在热特性分析上确有指导意义。文献[5]利用 GaN HEMT 技术,设计了一种高效率的射频功放。该射频功率放大器在 3.3~3.6 GHz 工作频段时,输出功率为 40.2~41.5 dBm,但它的 PAE 为 59.1%~71.4%,该放大器输出功率和 PAE 不能兼顾。文献[6]为了达到较大的输出功率,采用两级级联大功率的方法,并利用 GaAs HBT 工艺,设计了一种工作频段在 1.8~2.0 GHz 的高效率、高线性度的射频功率放大器,它的饱和功率为 30.2 dBm,功率附加效率高于 46%,很明显相较于三级放大,它的输出功率及 PAE 都较小。文献[7]为了提高线性度和效率,采用了功率合成技术和相位补充技术,设计了一款在工作频率为 24.5~26.0 GHz 的 MMIC 功率放大器,它的饱和输出功率为 4 W,PAE 大于 24%,尽管已将效率和线性度提升上去,但没有兼顾好输出功率。文献[8]采用模拟预失真和相位补偿器来抑制幅度失真和相位失真,提高了线性度,并采用了二次谐波终端电容提高电路的 PAE,在 815~951 MHz 频率内,增益大于 29.5 dB,PAE 为 39%~41%。该放大器工作频率区间及放大增益都相对较小。文献[9]采用后级增益压缩和前级增益扩张对消等手段,实现了高线性度和高功率附加效率。在 3.7~4.2 GHz 频率范围内,饱和输出效率大于 39 dBm,功率附加效率大于 30%,但增益较小。

本文针对功率放大器存在输出功率、输出效率和线性度不能兼顾的问题,采用多级级联放大和功率合成技术设计一款高功率、高效率、高线性度的射频功率放大器,当中心频点为 2.45 GHz 时,射频功率放大器的输出功率为 47 dBm,放大增益为 42 dB,最大 PAE 大于 45%。

1 功率放大器的拓扑

图 1 为共射放大晶体管电路的拓扑结构,放大电路的各种放大状态是依据放大时晶体管的导通角度来划分。

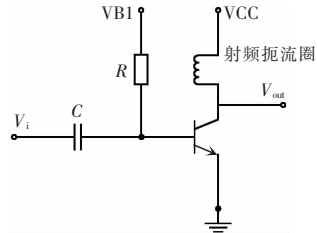


图 1 共射放大晶体管电路拓扑

Fig. 1 Topology of common-emission amplifier transistor circuit

当晶体管的静态工作点位于放大状态饱和点与截止点的中间时,晶体管的工作状态为 A 类,其此时晶体管的工作导通角为 360°,则此状态的晶体管输出电流与电压可表示为

$$i(\theta) = I_{dc} + I_1 \cos \theta \quad (1)$$

$$v(\theta) = V_{dc} - V_1 \cos \theta \quad (2)$$

式中: $\theta = \omega t$, ω 的单位为 rad/s, t 的单位为 s; I_{dc} 为直流偏置电流,A; I_1 为基波电流幅度,A; V_{dc} 为晶体管集电极直流偏置电压,V; V_1 为基波电压幅值,V。

一般来讲单级功率放大器的增益较小,研究内容主要体现在输入匹配电路和输出匹配电路 2 个方面,而多级功率放大器的增益较大,要考虑设计其每一级的性能参数。功率放大器级联拓扑如图 2 所示。功率放大器级联拓扑包括 2 个单级放大电路、输入和输出匹配电路以及两级之间的级向匹配电路。

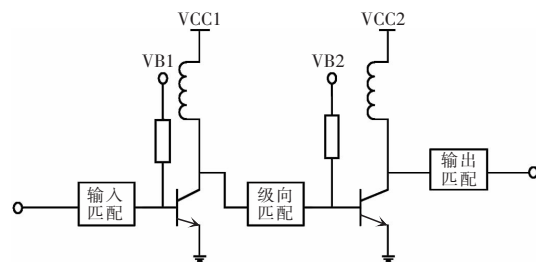


图 2 功率放大器级联拓扑

Fig. 2 Cascade topology of power amplifier

2 功率放大器的指标与结构研究

2.1 参数与指标研究

在功率放大器的设计过程中,需要进行输入和输出的匹配电路设计,其设计要求包括满足匹配需求、谐波衰减、带宽、小驻波、线性及实际尺寸等。同时在无线输电的应用背景下,考虑无线输电系统的体积大小、传输距离和输出功率等条件下,得知在多数应用微波的地区频率为 2.45 GHz,因此本文设计的射频功率放大器的工作频率为 2.45 GHz。功率放大器的整体指标为:①工作频率 2.45 GHz;②1 dB 压缩点输入功率 5 dBm;③1 dB 压缩点输出功率大于等于 47 dBm(50 W);④增益大于等于 42 dB;⑤电压驻波比 VSWR(voltage standing wave ratio)小于等于 1.2。

2.2 功率放大器结构研究

由功率放大器的设计指标可知,单级功放无法满足需求,故本系统将设计三级放大来满足放大增益需求。此次的三级放大器由初级、驱动级和末级功率放大器组成,其中初级和驱动级功率放大器的主要功能是实现较弱弱的射频输出信号进行高增益放大,并负责给末级功率放大器提供足量的推动功率。而末级射频放大器的输出功率较大,其增益以及输出功率的效率都将会影响整个系统的性能优异。

本次研究结合无线输电系统需求,确定了输出功率为 50 W 的高效率 2.45 GHz 微波功率放大器的整体设计指标。由于采用了三级级联的增益方法,因此将设计指标细化为三级功放的具体设计指标,然后按照设计指标对三级功率放大器进行相应的器件选型,确定了初级功放的芯片为 ERA-6SM+,驱动级功放的芯片为 MHT1008N,末级功放的芯片则采用 MAMG-100227-010COL。图 3 为射频功率放大器组成框图。

根据指标,末级功率放大器的 1 dB 压缩点输出功率为 47 dBm,按照末级功放增益为 12 dB 计算,末级功放的输入功率应该为 35 dBm。为了达到末级功放的设计要求,则驱动级放大器的 1 dB 压

缩点的输出功率需要大于 34 dBm,假设在这里预留 1 dB 的输出功率裕量,即驱动级提供输出功率为 35 dBm。同理假设驱动级功放增益为 18 dB,计算出初级功放输出功率应该大于 11 dBm。综上分析,三级功放设计指标如表 1 所示。

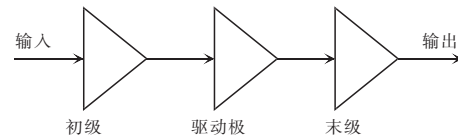


图 3 射频功率放大器的结构框图

Fig. 3 Block diagram of structure of RF power amplifier

表 1 三级功放设计指标

Tab. 1 Design indexes for three-level power amplifier

功率放大器	工作频率/ GHz	增益/dB	输出功率/ dBm	效率/%
初级功率放大器	2.45	11	16	—
驱动级功率放大器	2.45	18	35	50
末级功率放大器	2.45	12	47	40

系统的总增益为

$$G_{\text{总}} = G_1 + G_2 + G_3 - IL_1 - IL_2 \quad (3)$$

式中: G_1, G_2, G_3 分别为三级放大器的增益; IL_1, IL_2 分别为 1、2 级的输出功率。

本次研究采用的板材是 Rogers 公司的 RO4350, RO4350 耗材的基片相对介电常数为 3.48, 损耗因子为 0.003 7, 通过 MWI2017 计算出微带线的宽度为 1.667 130 mm。

功率放大器的结构如图 4 所示。在本次射频功率放大器的研究中,为了防止负载端反射的能量过

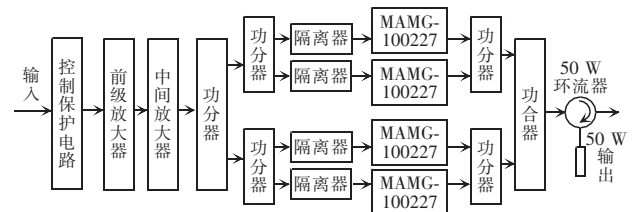


图 4 功率放大器的结构

Fig. 4 Structure of power amplifier

大对放大器造成损坏,各级放大器和整个系统的输出端口都需要配备隔离器,这样负载端反射的能量将会全部被环流器后的负载所吸收,也因此从放大器的输出端口所接的负载始终是匹配负载。

3 功率放大器的仿真研究

3.1 驱动级功率放大器仿真

驱动级功率放大器主要是对来自初级功率放大器的输出信号进行功率放大,以及保证末级功率放大器可以正常驱动工作,并且在尽可能地降低输出占波比以及功耗的损失。本文选用的 MHT1008N

芯片属于 AB 类功率放大器,且选用了小两管推挽的工作方式,在此种工作方式下晶体管的功耗比较小,并且能够在大功率下工作,还可以避免出现交越失真的情况,从而可以实现和下一级功放的无损级联。

由于初级功放的输出功率较小,末级功放的输出功率很大,因此位于两者之间的驱动级功放需要在保持线性的条件下,尽可能地提高增益。为了达到功放的设计要求,本文引入了电抗补偿技术,采用带通匹配技术和 T 型网络匹配技术来完成电路的阻抗匹配。应用 MHT1008N 芯片的驱动级功率放大器电路原理如图 5 所示。

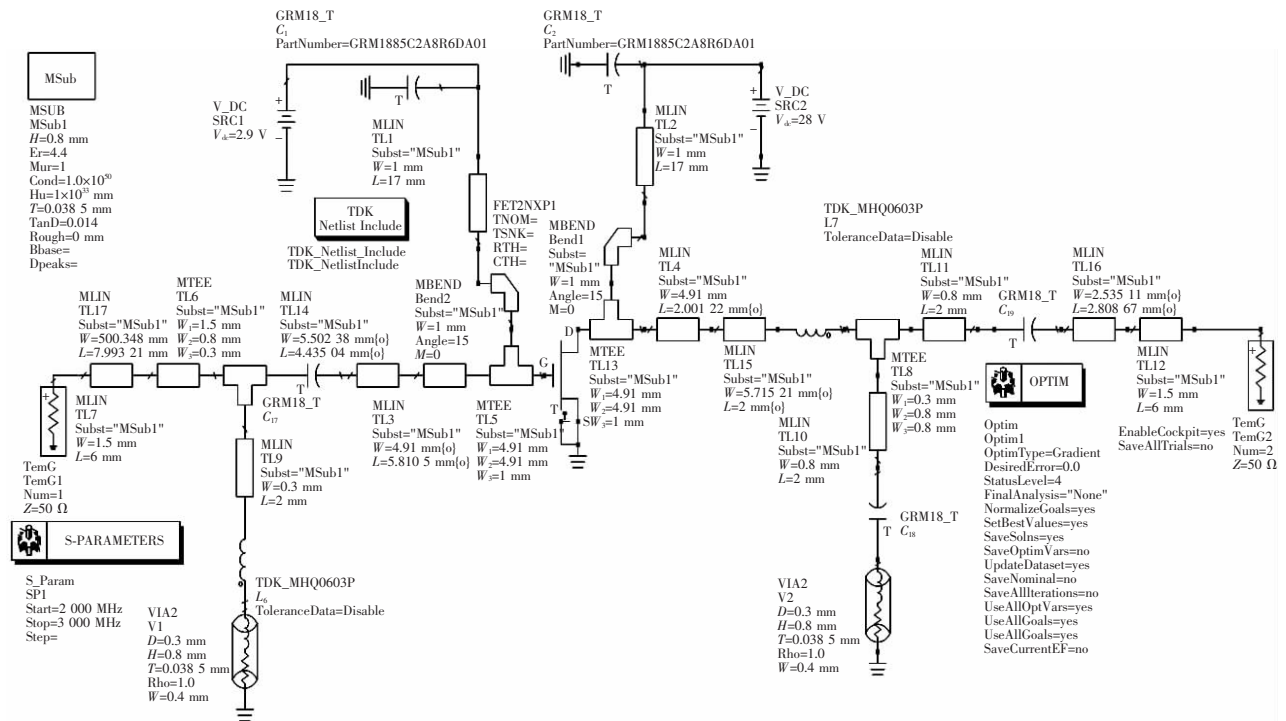


图 5 MHT1008N 电路原理

Fig. 5 Schematic of MHT1008N circuit

图 6 为驱动级功率放大器的 MHT1008N 版图设计。利用 ADS 软件生成版图,并结合版图进行仿真,根据版图的仿真数据来进行下一步计算,以此来减小误差损耗。

图 7 为电路版图仿真图。设置的扫描频率为 2~3 GHz。

图 7 中的 m_1 表示当放大器工作在 2.45 GHz 频率下时,放大器的功率增益,即 S_{21} 达到了 24.550 dB,

由 m_2, m_3 点可知反射系数为 -18.813 和 -14.611 dB。

3.2 初级与驱动级的串联仿真

在放大器电路的设计与研究,最重要的条件就是工作状态的稳定性,尤其是高频段的微波电路,一旦存在着工作频段内稳定性不佳的状态,就会引起信号的振荡,严重时会导致放大器的增益急剧变化,从而导致晶体管烧损。为此,需要在设计之初就要计算判断放大器的稳定性,然后在完成电路

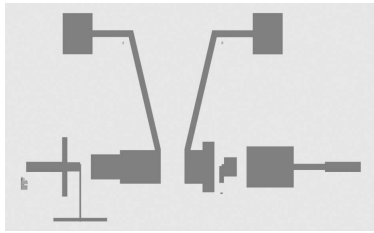
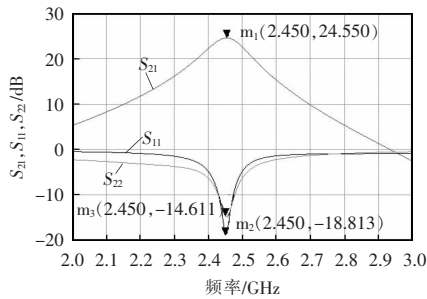
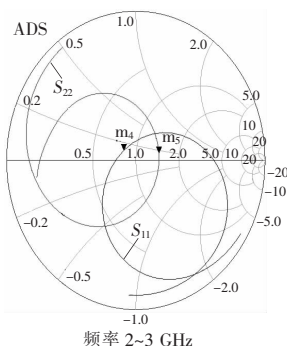


图 6 MHT1008N 版图

Fig. 6 Layout of MHT1008N



(a) S_{21}, S_{11}, S_{22} 曲线



m_4 频率=2.450 GHz
 S_{11} =0.115/143.655
 阻抗= $Z_0(0.824+j0.113)$

m_5 频率=2.450 GHz
 S_{22} =0.186/15.434
 阻抗= $Z_0(1.428+j0.146)$

(b) 负载阻抗

图 7 驱动级电路版图仿真

Fig. 7 Simulation of driver-stage circuit layout

设计之后, 仍要判断其整个放大系统的稳定性。放大器的正常工作状态必须是绝对稳定, 放大器绝对稳定的判断条件为

$$\begin{cases} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \\ B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 > 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中: K 为稳定性系数; B 为稳定因子; S_{11}, S_{22} 分别为端口 1 和端口 2 的反射系数; S_{12}, S_{21} 分别为端口 1 至端口 2 和端口 2 至端口 1 的传输增益。

对于放大器来说绝对稳定的条件为 $K > 1, B > 0$, 在仿真中, StabFact 控件显示的为 K 值, StabMeas 控件显示的为 B 值。在进行两级放大仿真研究中, 添加

这 2 个控件, 同时设置扫描频率为 2.40~2.50 GHz。初级功率放大器与驱动级功率放大器的串联如图 8 所示, 得到的两级放大仿真曲线如图 9 所示。

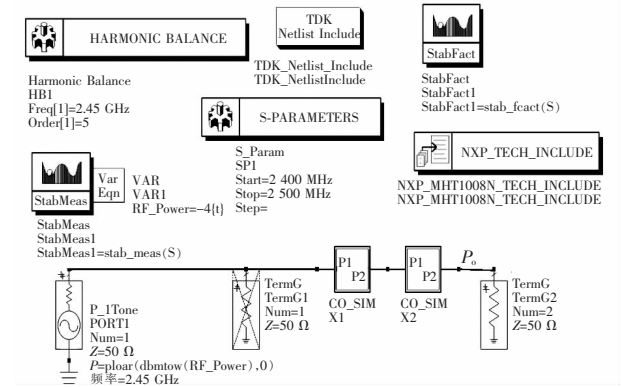
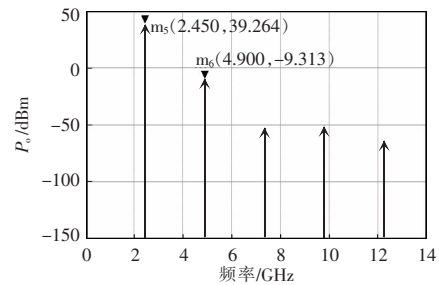
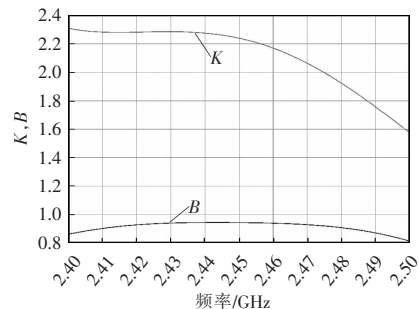


图 8 两级放大器串联

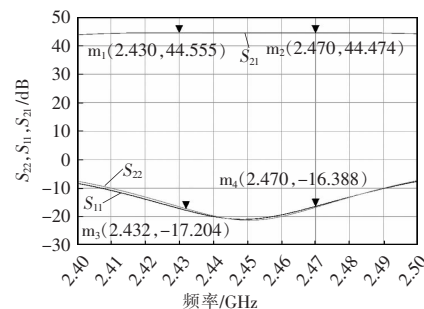
Fig. 8 Series diagram of two-stage amplifier



(a) 输出功率 P_o 曲线



(b) 稳定性系数 K 和稳定因子 B 曲线



(c) S_{22}, S_{11}, S_{21} 曲线

图 9 两级放大仿真

Fig. 9 Simulation of two-level amplification

从图 9 两级放大仿真图的仿真结果中可以看出放大器在 2.40~2.50 GHz 的频率范围内, $K>1, B>0$, 即场效应管在整个频带内处于绝对稳定的状态。

图 8 中 m_1 点为放大器工作在 2.430 GHz 时, 放大器的功率增益为 44.555 dB; m_2 点为放大器工作在 2.470 GHz 时, 放大器的功率增益为 44.474 dB; m_3 点表示工作在 2.432 GHz 时, 放大器的反射系数为 -17.204 dB; m_4 点为工作在 2.470 GHz 时, 反射系数为 -16.388 dB, 而在 2.45 GHz 时, 反射系数约为 -20 dB。实际上反射系数与带宽是相互矛盾的, 所以在突出一些指标的同时要兼顾其他指标, 而本设计的反射系数为 -20 dB, 带宽为 2.430~2.470 GHz, 较为合适。从 m_5 和 m_6 点可知, 在 2.45 GHz 时, $P_o=39.264$ dBm, 合算为 8.44 W, 即经过放大器实现功率放大为 8.44 W, 满足研究要求。

3.3 末级功率放大器仿真

根据功率放大器的设计指标, 末级功率放大器需要较大的输出功率, 单一的场效应管无法满足需求, 所以采用功率合成技术来满足需求, 在功率合成技术中, 功率分配器和功率合成器具有极大的相似性, 尤其是在无源结构中, 二者的结构以及工作频段、隔离度、损耗等性能参数几乎完全一致, 因此在分析两者时, 可以只选取其中一种分析即可, 以下以功率分配器为例进行分析研究。

图 10 为功率分配器的电路结构。图 10 中, 输入端口为端口 1, 其源阻抗设为 Z_0 ; 输出端口为端口 2 和端口 3, 其负载阻抗设为 R_2 和 R_3 ; 两段 $1/4$ 波长传输线的特征阻抗设为 Z_{02} 和 Z_{03} , 电阻 R 的作用是隔离输入和输出端口。通过推导, 输出端口 2 和输出端口 3 的输出功率 P_2 和 P_3 为

$$\begin{cases} P_2 = \frac{1}{2} \frac{U_2^2}{R_2} \\ P_3 = \frac{1}{2} \frac{U_3^2}{R_3} \\ k^2 = \frac{P_3}{P_2} \end{cases} \quad (5)$$

且有

$$\frac{1}{Z_{in2}} + \frac{1}{Z_{in3}} = \frac{1}{Z_0} \quad (6)$$

式中, k^2 为功分比。取 $R_2 = kZ_0$, 则 $R_3 = Z_0/k$ 。由四分之一波长阻抗变换器理论可得

$$\begin{cases} Z_{02} = \sqrt{Z_{in2}R_2} \\ Z_{03} = \sqrt{Z_{in3}R_3} \end{cases} \quad (7)$$

联立可得

$$\begin{cases} Z_{02} = Z_0 \sqrt{k(1+k^2)} \\ Z_{03} = Z_0 \sqrt{(1+k^2)/k} \end{cases} \quad (8)$$

为了令最终功率放大器的输出功率得到平衡, 可令功分比 $k^2=1$, 端口的源阻抗 $Z_0=50 \Omega$ 。由式(5)~式(8)可计算得, $Z_{02}=Z_{03}=70.7 \Omega, R=100 \Omega$ 。

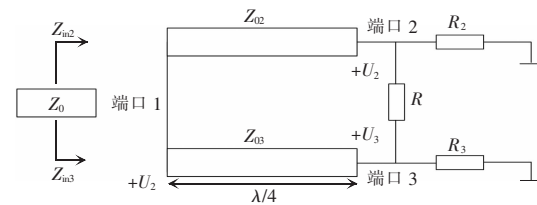


图 10 功率分配器的电路结构

Fig. 10 Circuit structure of power splitter

本文采用的功率合成技术不仅可以使放大功率满足需求, 还可以降低各功率单元间的干扰, 元件调整方便。本文选用 4 个 MAMG-100227-010COL 芯片作为末级功放, 由于功放管过多, 所以采用了 XC6106 来控制末级功放上电时序。末级功放系统包括四合一合路器、功放管以及隔离器构成, 本文的合路器采用威尔金森功分器来设计。

图 11 为通过 ADS 进行的四合一合路器原理图, 图 12 为四合一合路器版图的仿真图。图 13 为四合一合路器的版图仿真结果图。由图 13 的仿真结果可知, 输入的 S_{11} 的值满足带宽设计要求, 即合路器拥有足够的带宽。并且本文在合路器中采用弧形设计极大地减小了反射系数。

3.4 功率放大器腔体仿真

由于本文采用的是 AB 类功率放大器, 用于信号增强, 所以末级输出功率效率较低, 达到 40%, 在功率放大器运行使用的时候, 为了防止过热损坏, 所以添加栅型散热片, 使用 SolidWorks 绘制散热片, 散热器的作用就是把热量传输出去, 把温度降低。图 14 为 SolidWorks 散热片模型, 为了模拟散热情况保证功放正常工作采用 Ansys 对散热片进行仿真测试,

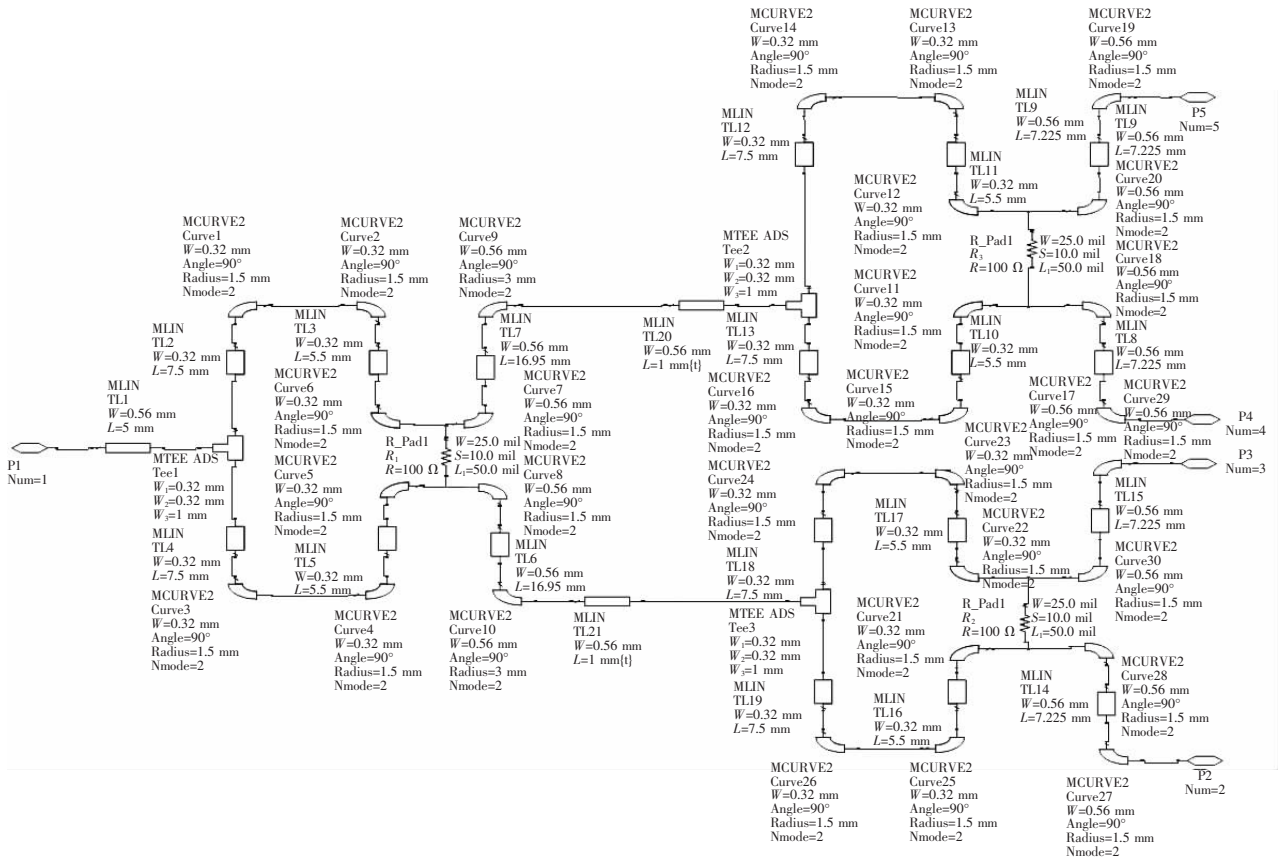


图 11 四合一合路器原理

Fig. 11 Schematic of four-in-one combiner

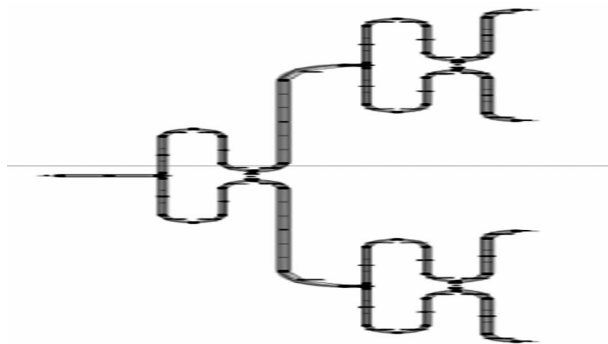
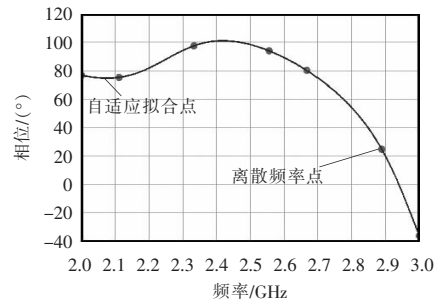


图 12 四合一合路器版图仿真

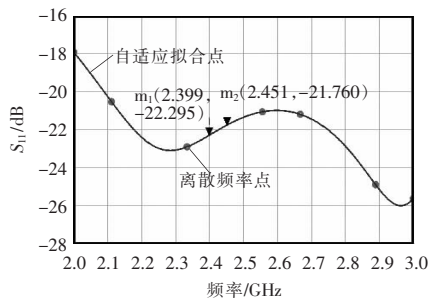
Fig. 12 Simulation of four-in-one combiner layout



(b) S_{11} 相位

图 13 四合一合路器版图仿真结果

Fig. 13 Simulation results of four-in-one combiner layout



(a) S_{11} 曲线

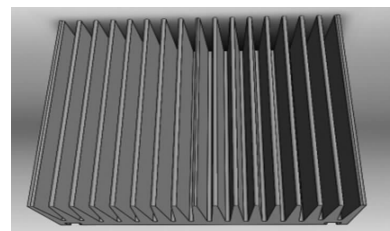
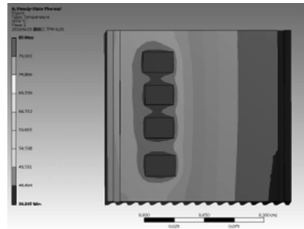


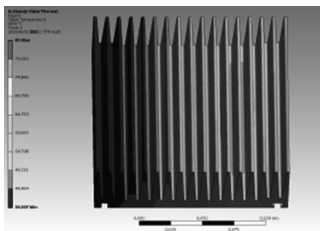
图 14 SolidWorks 散热片模型

Fig. 14 SolidWorks heat sink model

设置对流模式验证系统的可行性,图 15 为 Ansys 仿真模型。由云图知,模型纵向视角的最高温度可达 $81\text{ }^{\circ}\text{C}$,集中在左侧区间,温度逐渐递减,而横向视角的温度最高为 $75\text{ }^{\circ}\text{C}$,集中在右侧,温度逐渐递减。



(a)纵向视角



(b)横向视角

图 15 Ansys 散热片热仿真模型

Fig. 15 Ansys heat sink thermal simulation model

4 功率放大器实验测试

4.1 实验设备及版图

本文选用的是 RO4350 板材。为了使耗材的阻抗值较小且缩短信号的传输路径,采用了通孔并多层铜箔的方法,在驱动级电路中的微带线两侧进行了打孔,孔的位置靠近微带线但没有超过地铜箔。图 16 为驱动级电路实物。

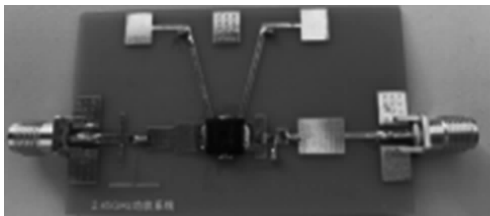


图 16 驱动级电路实物

Fig. 16 Specimen of driver-stage circuit

末级功率放大器采用的是罗杰斯 R4350 板材设计,采用四层电路对末级功放进行设计,通过威尔金森功分器将 4 组功放管进行输出连接。图 17 为 MAMG-100227-010C0L 末级功率放大器 PCB。

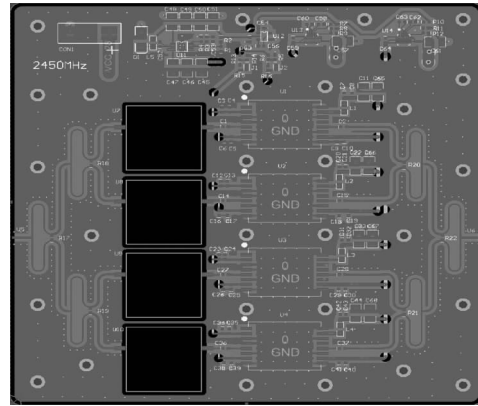


图 17 MAMG-100227-010C0L 末级功率放大器 PCB

Fig. 17 MAMG-100227-010C0L final power amplifier PCB

4.2 实验过程及结果

1) 功率测试

本次测试需要将高频信号发生器、三级放大器、30 dBm 的衰减器、功率计顺序连接起来。通过高频信号发生器在频率范围为 2~3 GHz 内产生一个增益为 5 dBm 的信号,观察功率计示数。在频率范围内调整频率的大小,当频率为 2.45 GHz 时,功率计示数最大为 17.26 dBm,与设计目标相比,基本满足仿真要求。测试结果存在些许误差,产生的原因包括自身的芯片损耗、焊接损耗、传输损耗、测试设备损耗、衰减器的损耗误差,就结果来看,来自衰减器的损耗误差导致输出功率增加的可能性较大。图 18 为功率放大器功率测试。



图 18 功率放大器功率测试

Fig. 18 Power test of power amplifier

2) 频率响应测试

VSWR 和频率响应采用矢量网络分析仪测量,测量方法是先将矢量网络分析仪机械校准后,将矢量网络分析仪端口 1、三级放大器、衰减器、矢网端口 2 顺序连接起来。设置频率范围为 2~3 GHz,设

定测量功率,扫描点数选择 300,切换到 S_{21} 曲线,即为频率响应曲线。图 19 为频率响应曲线。从图 19 中可以看出,频响曲线在 2.45 GHz 是相对突出的,且与仿真数据对比分析可知,实验的频率响应曲线是相对滞后于仿真数据,但误差数据不大,在误差的允许范围内,总体结果数据与实验预期相符。此实验的误差来源包括放大器和实验器材,对实验器材进行校准后,误差大概率来自于放大器自身。

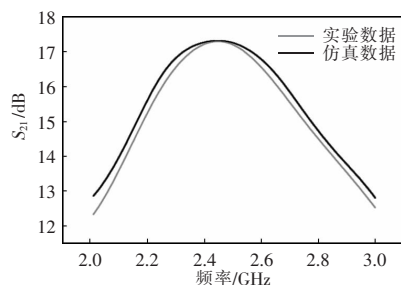


图 19 频率响应曲线

Fig. 19 Frequency response curves

3) 电压驻波比测试

电压驻波比的测量也是需要将这些器件顺序连接起来,且需切换到 VSWR 的显示界面。图 20 为电压驻波比。实验数据中有几个较大的数值,是由于矢量网络分析仪分析数据的程序决定的。从整体的数据对比分析可知,电压驻波比曲线都在 1.2 之上,且数据误差小,因此满足实验预期。实验误差经过分析可知,来自放大器自身的概率较大。

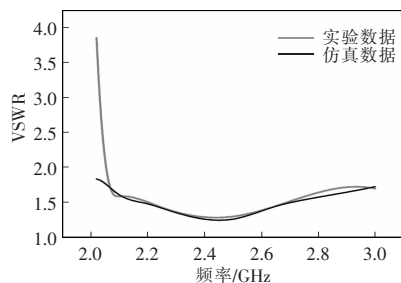


图 20 电压驻波比

Fig. 20 Voltage standing wave ratio

5 结语

本文提出了一种输出功率、输出效率及线性度可以较好兼顾的射频功率放大器,通过三级级联放大提高输出增益,采用带通匹配和 T 型网络

匹配技术优化线性度和增益,还使用功率合成技术保证了功率放大器的稳定性。三级功放选择各自适用的芯片后,制成的实物用于测试,在测试温度为室温时,测试范围为 2~3 GHz,测试结果表明,在中心频点为 2.45 GHz 时,PAE 大于 45%,输出功率为 47 dBm 以及增益可达 42 dB。本文的功率放大器在一定范围内,输出功率、输出效率及线性度都较高,可被应用于无线输电等领域中。

参考文献:

- [1] 周永金,徐露,戴黎辉,等. 高功率中距离 2.45 GHz 微波输能系统[J]. 空间电子技术, 2020, 17(2): 70-75.
Zhou Yongjin, Xu Lu, Dai Lihui, et al. High power microwave power transmission system from medium range at 2.45 GHz [J]. Space Electronic Technology, 2020, 17(2): 70-75 (in Chinese).
- [2] 詹军,许高明. 5G 宽带功率放大器数字预失真线性化模型验证[J]. 无线通信技术, 2020, 29(3): 1-6.
Zhan Jun, Xu Gaoming. Validation of digital predistortion linearization model for the 5G broadband power amplifier [J]. Wireless Communication Technology, 2020, 29(3): 1-6 (in Chinese).
- [3] 陈福栈,甘业兵,罗彦彬,等. 一种 2.4 GHz 多模块集成 CMOS 射频前端芯片[J]. 微电子学与计算机, 2020, 37(12): 27-32.
Chen Fuzhan, Gan Yebing, Luo Yanbin, et al. A 2.4 GHz multi-module CMOS RF front-end chip [J]. Microelectronics & Computer, 2020, 37(12): 27-32 (in Chinese).
- [4] 李军,尹希雷,代法亮,等. 基于 ANSYS 的射频功率放大器热特性研究[J]. 电子学报, 2020, 48(12): 2487-2492.
Li Jun, Yin Xilei, Dai Faliang, et al. The research on thermal characteristics of RF power amplifier based on ANSYS [J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(12): 2487-2492 (in Chinese).
- [5] 高凯仑,叶焱,谢晋雄,等. 一种高效率 E-1/F 类 GaN HEMT 射频功率放大器[J]. 微波学报, 2019, 35(4): 42-46, 61.
Gao Kailun, Ye Yan, Xie Jinxiong, et al. A high efficiency class-E-1/F GaN HEMT RF power amplifier [J]. Journal of Microwaves, 2019, 35(4): 42-46, 61 (in Chinese).
- [6] 黄继伟,黄思巍. 基于 GaAs HBT 的 J 类射频功率放大

- 器[J]. 微电子学, 2020, 50(5): 632-636, 642.
- Huang Jiwei, Huang Siwei. A class-J RF power amplifier based on GaAs HBT [J]. Microelectronics, 2020, 50(5): 632-636, 642 (in Chinese).
- [7] 董毅敏, 蔡道民, 高学邦, 等. 26 GHz Doherty MMIC 功率放大器的研制[J]. 半导体技术, 2019, 44(2): 94-98, 120. Dong Yimin, Cai Daomin, Gao Xuebang, et al. Development of a 26 GHz Doherty MMIC power amplifier [J]. Semiconductor Technology, 2019, 44(2): 94-98, 120 (in Chinese).
- [8] 曾丽珍, 李杰, 尹怡辉, 等. 应用于 LTE 的高效率高线性功率放大器[J]. 微电子学, 2021, 51(6): 822-827. Zeng Lizhen, Li Jie, Yin Yihui, et al. A high efficiency and high linearity power amplifier for LTE [J]. Microelectronics, 2021, 51(6): 822-827 (in Chinese).
- [9] 乔明昌, 张志国, 王衡. C 波段高效率高线性 GaN MMIC 功率放大器[J]. 半导体技术, 2021, 46(2): 124-128.

Qiao Mingchang, Zhang Zhiguo, Wang Heng. C band GaN MMIC power amplifiers with high efficiency and linearity [J]. Semiconductor Technology, 2021, 46(2): 124-128 (in Chinese).



李钰梁

作者简介:

李钰梁(1995-),男,硕士研究生。研究方向:电子测量与仪器。E-mail:liyuliang5512@163.com。

杨桢(1980-),男,通信作者,博士,副教授。研究方向:电子测量与仪器。E-mail:yangzhen1980219@163.com。

李艳(1990-),女,硕士研究生。研究方向:电子测量与仪器。E-mail:653031624@qq.com。

王宇宁(1998-),女,硕士研究生。研究方向:电子测量与仪器。E-mail:1207697508@qq.com。