文章编号：1674-2974（2024）08-0101-08 DOI：10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2024282

基于GaAs HBT的C波段RLC负反馈功率放大器设计

傅海鹏†，姚攀辉
（天津大学 微电子学院，天津 300072）

摘 要：提出了一款基于GaAs HBT C波段的线性负反馈功率放大器（power amplifier，PA）.本设计采用三级共发射极（common emitter，CE）结构，使用两种不同的有源线性偏置来提升PA的线性度，同时使用RLC负反馈网络来提高稳定性和拓展工作带宽.针对传统的负反馈网络结构PA的增益下降问题，RLC负反馈网络可以通过调整负反馈网络中的电感值来有效减小负反馈带来的增益下降的影响.测试结果表明：室温下，在5.1~7.4 GHz范围内，实现增益大于28 dB.在5.9~7.1 GHz的线性工作频段内，平均增益大约为29.5 dB，S_{11}和S_{22}均小于-10 dB；在满足无线局域网标准802.11a，采用20 MHz 64-QAM信号，EVM达到-30 dB的输出功率为18.9~22.5 dBm.在5.9~6.2 GHz时，饱和输出功率大于30 dBm，最大的附加功率效率大于35%.

关键词：功率放大器；负反馈；异质结双极晶体管（HBT）
中图分类号：TN752 **文献标志码**：A

Design of C-Band RLC Negative Feedback Power Amplifier Based on GaAs HBT

FU Haipeng†，YAO Panhui
（School of Microelectronics，Tianjin University，Tianjin 300072，China）

Abstract：A linear negative feedback power amplifier（PA）based on gallium arsenide（GaAs）heterojunction bipolar transistor（HBT）in the C-band is proposed. The design employs a three-stage common emitter（CE）structure and utilizes two different active linear biases to enhance the linearity of the PA. Simultaneously，an RLC negative feedback network is incorporated to improve stability and broaden the operational bandwidth. Addressing the issue of gain reduction in traditional feedback network structures，the RLC negative feedback network can effectively mitigate the impact of gain reduction induced by feedback by adjusting the inductance values within the feedback network. Test results demonstrate that，at room temperature，within the frequency range of 5.1 GHz to 7.4

* **收稿日期**：2023-10-20
基金项目：国家自然科学基金资助项目（62074110），National Natural Science Foundation of China（62074110）；国家重点研发计划资助项目（2018YFB2202500），National Key Research and Development Program of China（2018YFB2202500）
作者简介：傅海鹏（1985—），男，黑龙江齐齐哈尔人，天津大学副教授
† 通信联系人，E-mail：hpfu@tju.edu.cn

GHz, a gain exceeding 28 dB is achieved. In the linear operating frequency range of 5.9 GHz to 7.1 GHz, the average gain is 29.5 dB, and both S_{11} and S_{22} are less than −10 dB. Complying with the wireless LAN standard 802.11a, a 20 MHz 64-QAM signal is utilized and the output power achieving an EVM of −30 dB ranges from 18.9 dBm to 22.5 dBm. Between 5.9 GHz and 6.2 GHz, the saturated output power exceeds 30 dBm, and the maximum power added efficiency (PAE) is greater than 35%.

Key words: power amplifier; negative feedback; heterojunction bipolar transistor (HBT)

近年来,无线通信传输的需求呈现出高速、低延迟、多样化和高质量化的特点,从高速移动数据到物联网、5G技术和智能应用,都需要稳定、高效的通信连接来满足用户的需求.这促使无线通信技术不断创新和发展,以满足不断变化的通信需求.其中无线通信的传输速率对功率放大器的带宽提出了更高的要求.在无线通信中,C波段通常指的是频率范围在4~8 GHz之间的无线电波段.这个频段在通信、雷达、卫星通信等领域中得到广泛应用.在卫星通信中,C波段被用于卫星与地面站之间的通信,因为它在大气层中的吸收相对较低,有利于信号传输.

随着功率放大器工作带宽需求的提高,确保功率放大器的整体稳定性和在工作带宽内保持良好的增益平坦度变得尤为重要.这是因为高工作带宽会伴随着更复杂的电路特性和更高的频率响应要求,易引入稳定性问题和频率依赖的增益变化.

因此宽带功率放大器的稳定性十分重要,稳定措施有许多种,例如在文献[1]中,为了提高晶体管的稳定性,采用了在基极前添加RC有耗网络的方法.与之不同,文献[2]中则引入了一个串联电阻R到晶体管的基极前,以增加损耗.然而,上述做法会对级间匹配产生不利影响,导致级间匹配插入损耗的增加,从而降低了增益和功率.文献[3-5]通过RC负反馈来提升稳定性,负反馈可以改善功率放大器的线性度和稳定性,但可能会导致增益的降低,同时在调节增益和提升线性度方面有所欠缺.在传统的负反馈网络结构中,功率放大器的增益下降问题是一个常见的挑战.

针对上述问题,本设计提出了一种基于GaAs HBT的C波段的线性负反馈功率放大器,其原理图如图1所示.本功率放大器采用三级CE结构,前两级的驱动级放大器通过RLC负反馈结构来拓展带宽和提高稳定性.通过使用RLC负反馈网络,调整负反馈网络中电感的感值可以在一定程度上减小负反馈对增益的影响,从而在一定频率范围内保持较稳定的增益.本设计在S参数测试结果和仿真结果方面,表现出了较好的一致性,在大信号测试方面满足无线通信的需求.

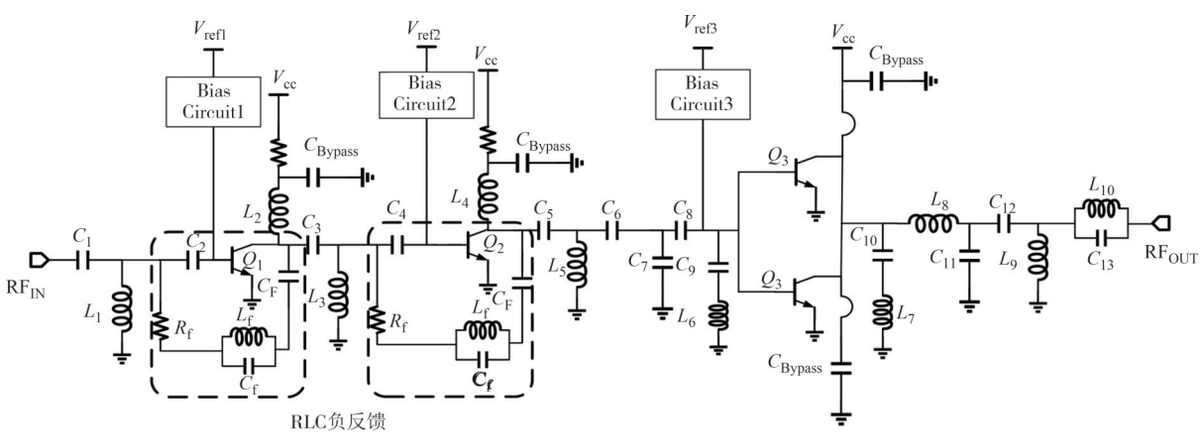


图1 提出的功率放大器原理图

Fig.1 Schematic of the proposed power amplifier

1 RLC负反馈

为了实现宽带放大器,在提升PA稳定性的同时,拓展PA的工作带宽,在第一级放大器和第二级放大器中,加入了RLC负反馈网络.面对宽带通信的需求,负反馈结构被应用在许多超宽带放大器中[6-7].接下来将从稳定性、拓展工作带宽和提升增益三方面来分析RLC负反馈网络.

1.1 拓展工作带宽

图2展示了RLC负反馈结构的电路拓扑,它包括一个由电感L_f、电阻R_f以及3个电容(C、C_f、C_F)组成的反馈路径,从晶体管的基极到集电极.电容C和C_F用于直流解耦,阻断通路上的直流电流,起到了隔直的作用,确保输入和输出之间的直流隔离.C_f为L_f的寄生电容.

该反馈路径在低频率下产生强烈的负反馈,从而降低了低频增益.随着频率的升高,电感L_f的存在逐渐减弱了反馈作用,从而增加了高频增益.同时,高频段的反馈减弱有助于减少对高频信号的抑制,使得放大器能够在更宽的频率范围内工作.

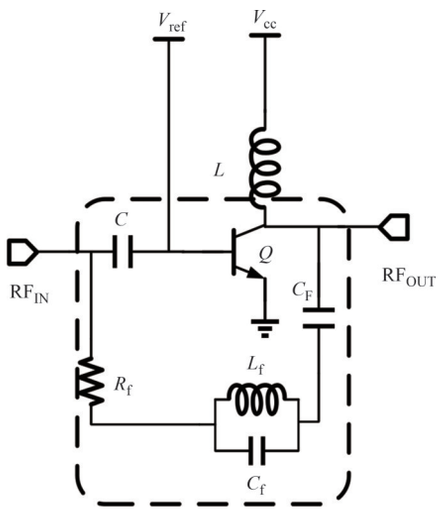


图2　RLC负反馈结构

Fig.2　RLC negative feedback structure

1.2 稳定性

功率放大器的稳定性尤为重要,功率放大器在实际的测试过程容易发生自激,所以在仿真阶段就需要充分考虑功率放大器的稳定性.不单单需要考虑整体功率放大器的稳定性,还需要考虑功率放大器每一级的稳定性.通常我们分析功率放大器的稳定性,会使用K因子.K因子可以表示为

$$K=\frac{1-\left|S_{11}\right|^2-\left|S_{22}\right|^2+\left|\Delta\right|^2}{2\left|S_{12}\right|\left|S_{21}\right|} \tag{1}$$

式中:$\Delta=S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}$;$S_{11}$为输入端的反射系数,即输入回波损耗;$S_{21}$为输入到输出的传输系数,即为增益;$S_{22}$为输出端的反射系数,即输出回波损耗;$S_{12}$指从输出到输入的传输系数,即反向传输系数.

图3对比了使用RLC负反馈网络和未使用负反馈网络时的K值.可以看到,使用负反馈网络后,在0~10 GHz范围内,稳定性有显著提升,K值大于1,达到绝对稳定条件.

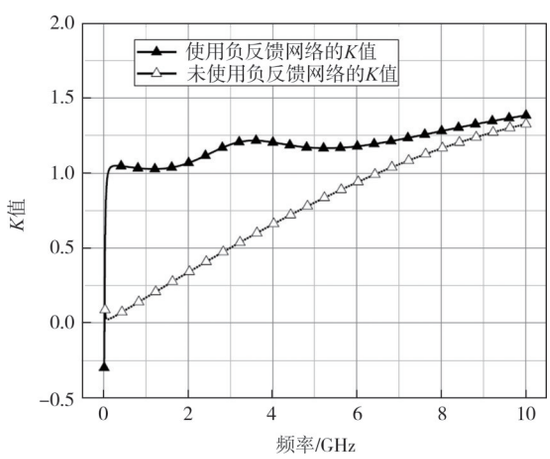


图3　电路有无RLC负反馈网络K值对比

Fig.3　K value for circuit with or without negative feedback

1.3 提高增益

图4为RLC的小信号等效电路.由于电容C和电容C_F起到隔直的作用,为便于分析,在小信号模型中可以忽略它们.如图4所示,V_{be}和V_o分别代表晶体管的输入电压和输出电压,而R_{be}和C_{be}分别表示晶体管的基极和发射极之间的寄生电阻和寄生电容.C_{bc}是晶体管的基极和集电极之间的寄生电容,R_{ce}是晶体管集电极和发射极之间的寄生电阻,而g_m代表晶体管的跨导,跨导为输入电压的微小变化所引起的输出电流的变化.

根据图4的小信号等效电路,其增益A_v可以表示为:

$$A_v=\frac{V_o}{V_{be}}=\frac{R_{ce}(1-g_mZ_f)}{Z_f+R_{ce}} \tag{2}$$

Z_f表示反馈通路的总阻抗,可以表示为:

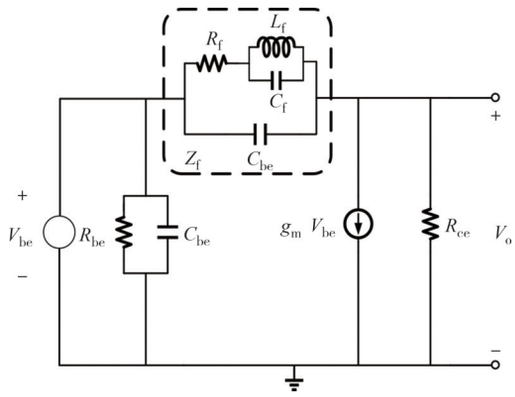


图4 小信号等效电路

Fig.4 Small-signal equivalent circuit

$$Z_f = \left(R_f + sL_f // \frac{1}{sC_f}\right) // \frac{1}{sC_{bc}} \tag{3}$$

式中:s=jω,s为复数频率,其中C_f和C_{bc}的电容值非常小可以忽略.从而Z_f可以表示为

$$Z_f = R_f + sL_f = R_f + j\omega L_f \tag{4}$$

将式(4)代入式(2),可得:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{be}} = \frac{R_{ce} - g_m R_{ce} R_f - j\omega g_m R_{ce} L_f}{R_{ce} + R_f + j\omega L_f} \tag{5}$$

再将式(5)进行优化,方便求其模值:

$$A_v = \frac{(R_{ce} - g_m R_{ce} R_f)(R_{ce} + R_f) - (\omega^2 g_m R_{ce} L_f^2)}{(R_{ce} + R_f)^2 + (\omega L_f)^2} - j\frac{(R_{ce} - g_m R_{ce} R_f)(\omega L_f) - (\omega g_m R_{ce} L_f)(R_{ce} + R_f)}{(R_{ce} + R_f)^2 + (\omega L_f)^2} \tag{6}$$

令 $R_{ce}-g_m R_{ce} R_f = a$, $R_{ce} + R_f = b$, $\omega g_m R_{ce} L_f = c$, $\omega L_f = d$,再求模值$|A_v|$得:

$$|A_v| = \sqrt{\frac{a^2b^2 + c^2d^2 - 2abcd}{(b^2 + d^2)^2} + \frac{a^2d^2 + c^2b^2 - 2abcd}{(b^2 + d^2)^2}} \tag{7}$$

式(7)中的分母关于$L_f{}^4$的系数为ω^4,分子关于$L_f{}^4$的系数为$\omega^4 g_m{}^2 R_{ce}{}^2$,则显然$L_f$关于$|A_v|$正相关.

为了验证以上的分析,进行了仿真验证.使R_f=100 Ω,C_F=5 pF,保持上述条件的一致,改变L_f的感值,对比L_f分别为4 nH、5 nH和6 nH时的最大可用增益.从图5可以看到,随着L_f的增大,最大可用增益也随之提高.同时,对比使用RLC负反馈网络和不使用负反馈网络时的最大可用增益,在0~8 GHz的频段内,最大可用增益的差值显著下降,最大可用增益带内更为平坦.

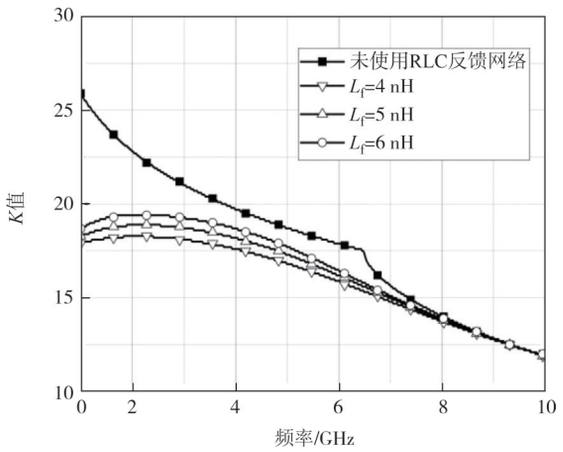


图5 负反馈网络电感值变化与最大可用增益对比

Fig.5 Comparison of the change in inductance value of the negative feedback network with the maximum available gain

2 电路分析与实现

2.1 偏置电路设计

偏置电路对于功率放大器的性能影响极大,特别是对线性度的影响尤为显著.随着输入功率的增加,晶体管的发射结电压会随之减小,同时导致晶体管的跨导降低,进而会导致PA的相位失真和增益压缩更严重.而且输入功率越高,PA的相位失真和增益压缩越严重.

因此,在功率放大器设计中,对于偏置电路的设计和优化至关重要.为了提高PA的线性度和抑制大功率状态下的增益压缩和相位失真,本文采用两种不同的有源线性偏置.第一级驱动级放大器采用第一种偏置电路,第二级驱动级和功率级采用第二种偏置电路.

图6为第一种自适应有源线性偏置结构,晶体管Q_{M1}的集电极通过金丝键合线连接到片外,直接给偏置电流.V_{cc}提供的偏置电压为5 V.将Q_{M1}和Q_{M2}的基极和集电极分别进行连接,等效为两个二极管串联.扼流电感L和隔直电容C是为了防止射频信号泄漏.输入晶体管Q的射频信号会有部分通过Q_{M3}泄漏,C_{Bypass}为旁路电容,它可以将这部分射频信号直接旁路到地,保证晶体管Q_{M3}的基极点电位的稳定.

图7展现了第二种自适应有源线性偏置结构.C_{Bypass}和D_{cfeed}的作用是防止射频信号泄漏到偏置电路中.R_{N2}为镇流电阻,Q_{N1}为提供温度负反馈的晶体管,需要靠紧功率管Q,需要将Q_{N1}放置在功率管Q的中间,这样可以使整体版图温度更加均匀[8-10].R_{N1}左端

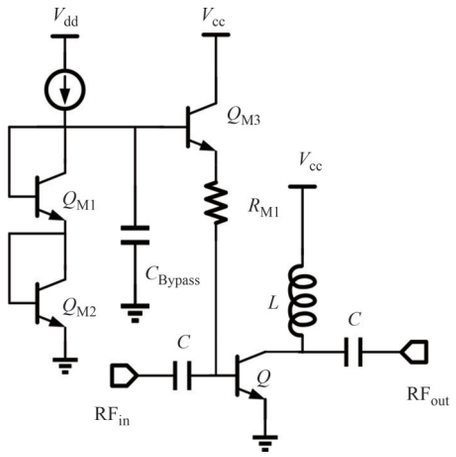


图6　第一种自适应有源线性偏置结构

Fig.6　The first type of adaptive active linear bias structure

与Q_{N1}的基极相连,右端与Q_{N2}的发射极相连.C_{be}为旁路电容,由于Q_{N1}和功率管Q的发射极共地,射频信号会从功率管Q的发射极泄漏,可以通过C_{be}稳定Q_{N1}的基极电位.

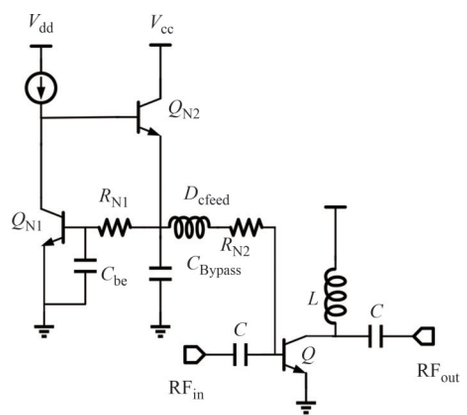


图7　第二种自适应有源线性偏置结构

Fig.7　The second type of adaptive active linear bias structure

当输入信号增大时,由于功率管Q基射结二极管的整流效应,其基射结的电压随着温度的升高而下降,功率管Q的基极电流上升.同时,Q_{N1}的基射结的电压也同时下降,流向Q_{N1}的基极电流变大,而Q_{N2}处的发射极电流不变,因此流经R_{N2}的电流减小,以此补偿温度升高时功率管Q的基极电流上升.

图8为5.9 GHz时,功率级使用两种偏置结构时的AM-AM和AM-PM的仿真对比结果,第二种偏置结构在低功率状态时的线性度较好,两种偏置结构皆能满足设计的需求.第二种偏置结构对比第一种偏置结构减少了一个三极管,可以减少版图面积,二者热补偿机制也有所区别.

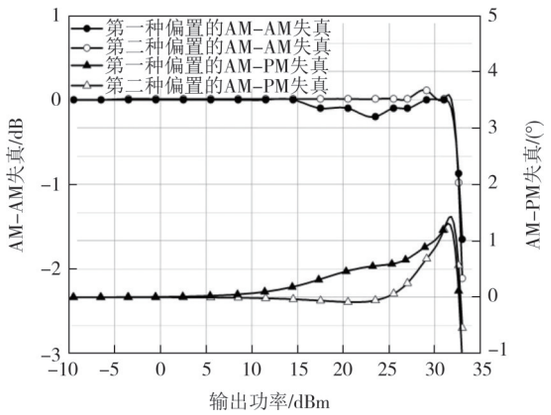


图8　两种偏置下的AM-AM失真与AM-PM失真

Fig.8　AM-AM distortion and AM-PM distortion under two different biases

2.2　线性化措施

随着输入功率增大,当晶体管工作在饱和区时,功率放大器的非线性失真越来越严重,主要包括幅度失真(AM-AM)和相位失真(AM-PM),这主要是由晶体管本身的非线性电容导致的.

线性化技术一般有预失真、包络反馈和前馈.考虑到以上线性化技术实现起来都较为复杂,本设计采用前后级线性补偿优化整体功率放大器的AM-AM和AM-PM,见图9.图9为7.1 GHz时的第一级驱动级、第二级驱动级、功率级和整体功率放大器的AM-PM的前仿结果.功率级的AM-PM失真最高为3°左右,而前两级驱动级的AM-PM失真大约为-1°.通过前后级线性补偿,可以保证整体功率放大器AM-PM失真维持在1°以内,而且在低功率状态下AM-PM几乎未发生失真.

同时本设计使用谐波抑制减少谐波分量来优化

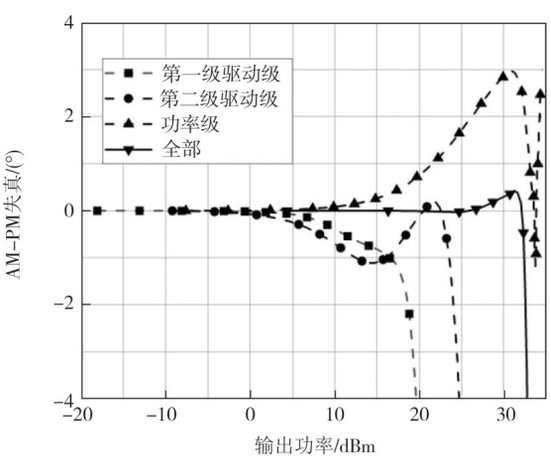


图9　7.1 GHz时的AM-PM仿真结果

Fig.9　AM-PM simulation results at 7.1 GHz

线性度.为了实现在功率级晶体管的集电极输出端为二次谐波低阻抗负载和三次谐波高阻抗负载,在输出匹配处加入了二次谐波短路(C_{10}、L_7)和三次谐波开路(L_{11}、C_{13}).此外,在功率级晶体管的基极前加入二次谐波短路(C_9、L_6),减少第二级放大器输出信号中的二次谐波分量,以减小第二级放大器输出信号中的非线性失真,有助于提高功率放大器的效率并确保整体线性度.在功率级晶体管基极前加入二次谐波抑制形成二次谐波的一个低阻抗负载,可以降低 AM-AM 失真与 AM-PM 失真从而改善电路的线性度,如图 10 所示.图 10 为 6.5 GHz 频点时单功率级的仿真结果,对比了在基极前是否有二次谐波抑制的 AM-AM 失真和 AM-PM 失真的情况.可以明显看到,在加入二次谐波抑制后,AM-AM 和 AM-PM 有明显的改善,单功率级 AM-PM 失真可以控制在 3° 以内.

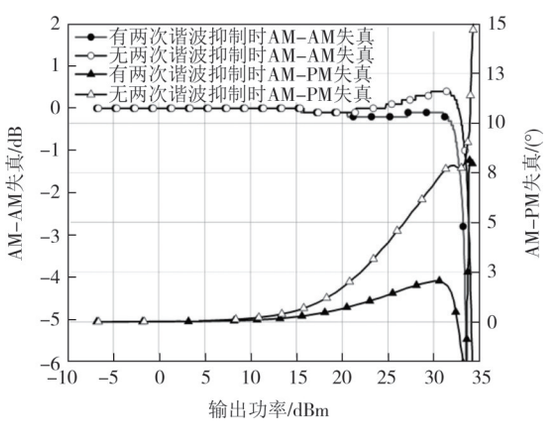


图 10 使用二次谐波抑制的 AM-AM 失真和 AM-PM 失真结果对比

Fig.10 Comparison of AM-AM distortion and AM-PM distortion results using second harmonic suppression

3 结果与分析

本节将介绍芯片的仿真和测试结果.图 11 为芯片 EVB (evaluation board) 测试板的照片,图 12 为显微镜下芯片的照片,芯片 pad 由金丝键合线打至测试板.芯片的面积为 1.45 mm×2.2 mm.芯片三级工作电压皆为 5 V,测试得到第一级驱动级的静态电流为 29.5 mA,第二级驱动级的静态电流为 82.7 mA,第三级功率级的静态电流为 108.1 mA.PA 的三级静态电流测试与仿真大致一致.

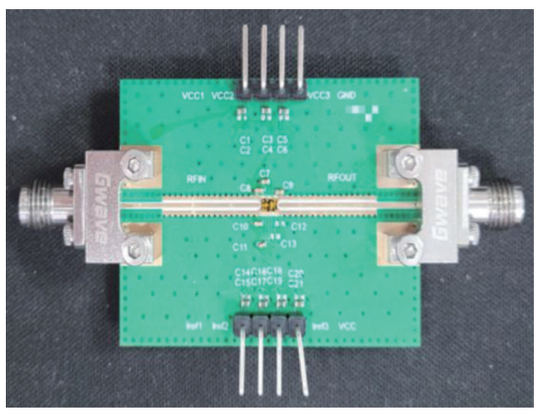


图 11 测试板照片

Fig.11 Photograph of the evaluation board

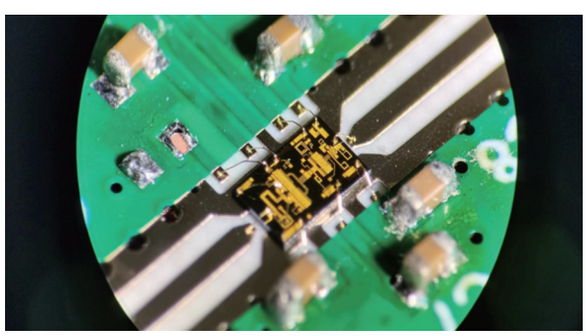


图 12 芯片显微镜照片

Fig.12 Microscope photo of the chip

S 参数测试采用安捷伦 E5063A 矢量网络分析仪,S 参数的仿真与测试结果的对比如图 13 所示.测试结果表明,5.1~7.4 GHz 频段内,PA 的 S_{21} 大于 28 dB,在 5.925~7.125 GHz 的频段内,PA 的平均增益大约为 29.5 dB,S_{11} 和 S_{22} 均小于 −10 dB.同时 S 参数的测试结果与仿真结果较为一致.

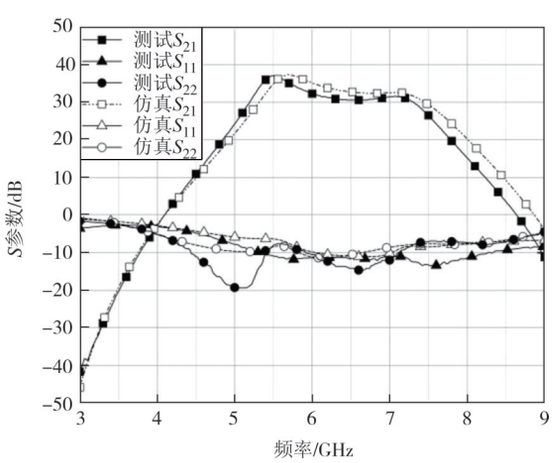


图 13 S 参数仿真与测试结果

Fig.13 Simulation and test results for S-parameters

大信号测试和EVM的测试采用R&S SMW200A矢量信号发生器和R&S FSW85 信号和频谱分析仪.该信号和频谱分析仪非常适合汽车雷达、5G/其他无线标准和航空航天/国防应用.图14展现了PA的饱和输出功率和饱和功率时功率附加效率的测试结果.在5.9~6.2 GHz时,饱和输出功率大于30 dBm,最大的附加功率效率大于35%.在6.1 GHz处,达到了频段内峰值PAE为37.6%.

如图15所示,在满足无线局域网标准802.11a、调制策略为MCS7的情况下EVM达到-30 dB时,实测PA在工作频段内的输出功率为18.9~22.5 dBm.图15展示了在6.2 GHz处的星座图,其中在使用20 MHz MCS7 802.11a 调制信号,平均输出功率(average P_{OUT},P_{AVG})满足EVM的-30 dB达到22.5 dBm.表1为本设计的功率放大器与其他的功率放大器性能参数的对比.

表1　功率放大器性能比较

Tab.1　Power amplifier performance comparison

参数	文献[11]	文献[12]	本文
工艺	GaAs HBT	GaAs HBT	GaAs HBT
频率/GHz	4.9~5.9	4.9~5.9	5.9~7.1
增益/dB	29	26	29.5
峰值PAE/%	27	28	37.6
输入信号类型	54 Mb/s 64-QAM-OFDM	54 Mb/s 64-QAM-OFDM	54 Mb/s 64-QAM-OFDM
EVM/dB	-30	-26	-30
线性输出功率/dBm	20.6	20.5	22.5

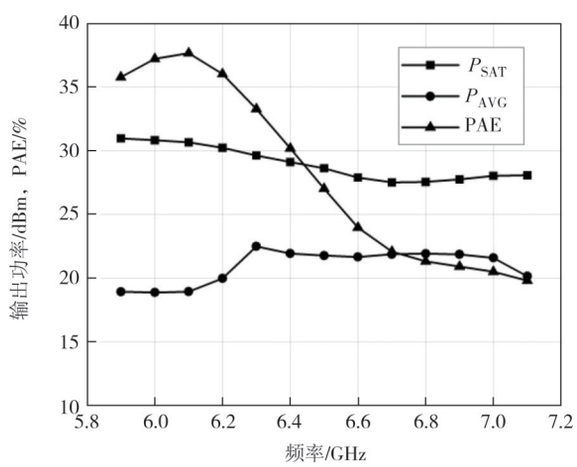
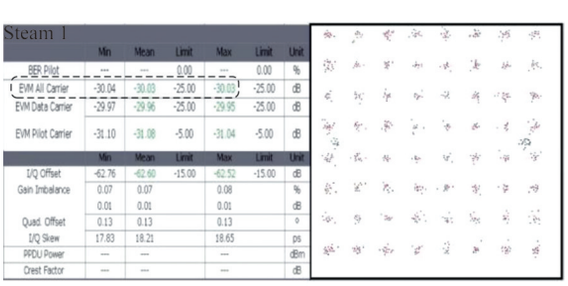


图14　饱和输出功率、功率附加效率和线性平均输出功率

Fig.14　P_{SAT}、PAE and linear P_{AVG}



P_{AVG}=22.5 dBm,EVM=-30 dB,64-QAM

图15　6.2 GHz处测量的星座图(20 MHz MCS7 802.11a)

Fig.15　Measured I/Q constellations for the 20 MHz MCS7 802.11a modulation signal at 6.2 GHz

4　结论

本文提出了一款基于GaAs HBT C波段的线性负反馈功率放大器.基于理论分析,采用了RLC负反馈拓展PA的工作带宽,调整负反馈网络中的电感值来提高增益.同时采用两种自适应有源线性偏置来提高线性度和温度补偿.在S参数测试结果和仿真结果方面,表现出了较好的一致性.测试结果显示该功率放大器实现了5.9~7.1 GHz工作频带内,平均增益大约为29.5 dB,满足了无线通信传输的需求.

参考文献

[1]　JU I, GONG Y Y, CRESSLER J D. Highly linear high-power 802.11ac/ax WLAN SiGe HBT power amplifiers with a compact 2nd-harmonic-shorted four-way transformer and a thermally compensating dynamic bias circuit[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits,2020,55(9):2356-2370.

[2]　REFAI W Y, DAVIS W A. A highly efficient linear multimode multiband class-J power amplifier utilizing GaAs HBT for handset modules [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,2020,68(8):3519-3531.

[3] LEE W, KANG H, LEE H, et al. Broadband InGaP/GaAs HBT power amplifier integrated circuit using cascode structure and optimized shunt inductor[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(12): 5090-5100.

[4] BAE S, JEON J, HWANG S, et al. Linearity enhanced broadband Darlington power amplifier IC using InGaP/GaAs HBT for handset modules with fractional bandwidth of 50%[C]//2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS. San Diego, CA, USA. IEEE, 2023: 697-700.

[5] 林少鑫,张志浩,刘子林,等. 2.5~5 GHz宽带高增益驱动放大器[J]. 半导体技术,2021,46(10):769-773.
LIN S X, ZHANG Z H, LIU Z L, et al. 2.5-5 GHz wideband high gain driver amplifier [J]. Semiconductor Technology, 2021, 46(10): 769-773. (in Chinese)

[6] 胡锦,翟媛,郝明丽,等. 应用于 WLAN 的 SiGe 射频功率放大器的设计[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2012,39(10):56-59.
HU J, ZHAI Y, HAO M L, et al. Design of SiGe RF power amplifier for WLAN[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2012, 39(10): 56-59. (in Chinese)

[7] LIU W, KHATIBZADEH A, SWEDER J, et al. The use of base ballasting to prevent the collapse of current gain in AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1996, 43(2): 245-251.

[8] OZALAS M T. The impact of electro-thermal coupling on HBT power amplifiers [C]//2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). La Jolla, CA, USA. IEEE, 2014: 1-4.

[9] HU J Q, MA K X, MOU S X, et al. Analysis and design of a 0.1-23 GHz LNA MMIC using frequency-dependent feedback [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems Ⅱ: Express Briefs, 2019, 66(9): 1517-1521.

[10] LIU H, LV J J, XIE W Y, et al. A C-band drive amplifier in a 0.5um GaAs process [C]//2022 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). Guangzhou, China. IEEE, 2022: 1-3.

[11] 郑耀华,郑瑞青,林俊明,等. 应用于IEEE 802.11 ac的高线性InGaP/GaAs HBT功率放大器[J]. 固体电子学研究与进展,2015,35(4):329-333.
Zheng Y H, Zheng R Q, Lin J M, et al. A high-linearity InGaP/GaAs HBT power amplifier for IEEE 802.11 ac applications[J]. Research & Progress of SSE, 2015, 35(4): 329-333. (in Chinese)

[12] HUANG L, ZHANG Z H, LI S Z, et al. An InGaP/GaAs HBT power amplifier for 4.9-5.9 GHz Wireless-LAN applications[C]// 2014 12th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). Guilin, China. IEEE, 2014: 1-3.