2019 年 12 月 Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

文章编号: 2095-4980(2019)06-1065-06

0.4~2.2 GHz 连续 F 类功率放大器设计

李 阳^{1,2}, 高洪民¹, 刘 刚², 冷永清²

(1.北京理工大学 信息与电子学院,北京 100081; 2.中国科学院微电子研究所 通信与信息工程研发中心,北京 100029)

摘 要: 连续 F 类功放(PA)通过引入修正因子,减轻功放对基波和二次谐波阻抗的要求,从 而扩展 F 类功放的带宽。本文在连续 F 类功放基础上,提出一种新型修正型连续 F 类工作模式。 通过引入电阻性二次和三次谐波阻抗进一步扩展连续 F 类功放的设计空间,使其可实现多个倍频 程带宽。基于此理论,采用负载牵引方法对基波和谐波进行最佳阻抗提取,结合实频技术设计功 放匹配网络,实现了一款超宽带高效率功率放大器。该功放在 0.4~2.2 GHz 频段内,饱和输出功 率为 39.8~41.4 dBm,漏极效率在 59%~79%之间,增益大于 10 dB。仿真与测试结果良好,验证了 该方法的正确性。

关键词:超宽带;高效率;连续F类;功率放大器
 中图分类号:TN92
 文献标志码:A

doi: 10.11805/TKYDA201906.1065

Design of 0.4-2.2 GHz continuous class-F modes power amplifiers

LI Yang^{1,2}, GAO Hongmin¹, LIU Gang², LENG Yongqing²

(1.School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2.Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: The continuous Class-F Power Amplifier(PA) can mitigate the requirement of fundamental and second harmonic impedances by introducing a modified factor, thus extending the bandwidth of class-F PAs. In this paper, a new modified continuous Class-F mode is proposed. The design space is extended by introducing the resistive second and third harmonic impedance, so that it can realize multi-octave bandwidth. Based on this theory, an ultra-broadband high-efficiency power amplifier is realized showing 59%-79% drain efficiency,39.8-41.4 dBm saturation output power and large signal gain above 10 dB in 0.4-2.2 GHz frequency range. The simulation and test results are good, which verifies the validity of the methodology.

Keywords: ultra-broadband; high-efficiency; continuous Class-F modes; Power Amplifier

随着无线通信技术的飞速发展,信号带宽不断展宽。受限于稀缺的可用频谱资源,要求通信系统能够覆盖 不同通信频段;同时射频功率放大器是通信系统中最耗能的组成模块之一,因此,宽带高效率功率放大器的研 究越来越受到关注。

F 类功放是实现高效率的有效手段之一,但 F 类功放要求二次谐波短路、三次谐波开路,这使得其阻抗解处于很窄的范围内,这样苛刻的阻抗条件不利于宽带网络匹配的设计。为克服带宽限制的问题,连续模式 F 类功放被提出并被证明^[1-4]:连续 F 类功放通过引入修正因子,使得功放具有一组基波和二次谐波阻抗解,提升了匹配网络的设计空间,实现 F 类功放的频带扩展。随后,在连续型 F 类功放的基础上,引入电阻性二次谐波阻抗^[5-8],进一步扩展功放设计空间,从而在连续 F 类功放基础上进一步扩展可实现带宽。

本文在连续型 F 类功放的基础上,提出一种新型修正型连续 F 类功放实现方法。由于同时引入了电阻性二次谐波阻抗和三次谐波阻抗,再次拓展功放的设计空间,使实现多倍频程带宽连续 F 类功放成为可能。基于这种方法,结合负载牵引技术,实现了一款 0.4~2.2 GHz 超宽带高效率功率放大器。

1 连续 F 类功放分析

1.1 传统连续 F 类功放分析

谐波控制是提升功放效率的有效方法之一, 传统 F 类功放通过调节高次谐波阻抗来控制漏极电压和电流波 形,减少电压与电流的交叠产生的功率耗散,从而提高功放效率。传统 F 类功放的输出电流波形为半正弦,输 出电压波形为与电流波形完全交错的方波。为了产生这样的方波电压波形,要求电流源端面的阻抗条件为奇次 谐波阻抗开路、偶次谐波阻抗短路。这样严格的谐波开路或短路条件,限制了其带宽方面的应用。

连续型 F 类功放通过在传统 F 类电压波形公式的基础上引入修正因子^[9-11],使其基波阻抗为在等电阻圆上 连续变化的复阻抗,而二次谐波阻抗为连续变化的纯电抗,扩展了 F 类功放的阻抗设计空间。将负载阻抗设计 在连续 F 类的阻抗解空间内时,理论上功放能得到与传统 F 类功放相同的输出功率和漏极效率。由于存在一系 列满足功放性能的阻抗值,大大增加了设计的自由度,所以其更适用于进行宽带功放的设计。连续 F 类功放的 漏极电压和电流波形公式为:

$$U_{\rm ds}(\theta) = \left(1 - \frac{2}{\sqrt{3}}\cos\theta + \frac{1}{3\sqrt{3}}\cos3\theta\right) \times \left(1 - \gamma\sin\theta\right) \tag{1}$$

$$I_{\rm d}(\theta) = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\theta + \frac{2}{3\pi}\cos3\theta \tag{2}$$

根据式(1)~式(2)可以得到基波阻抗和谐波阻抗值:

$$z_1 = R_{\text{opt}} \left(\frac{2}{\sqrt{3}} + j\gamma \right)$$
(3)

$$z_2 = R_{\rm opt} \left(0 - j \frac{7\sqrt{3}\pi}{24} \gamma \right) \tag{4}$$

$$z_3 = \infty \tag{5}$$

式中: *R*_{opt} 为理想 B 类功放所需的最优基波阻抗值; j为虚数单位; y 为修正因子。

为了不使晶体管截断,电压需大于 0 V,则修正因子取值范围为-1<y<1,由此连续 F 类功放的电流源平面的归一化基波与谐波阻抗值在 Smith 圆图上分布情况如图 1 所示。可以看出,基波阻抗由纯阻性阻抗变为连续变化的复阻抗,二次谐波阻抗由短路变为连续变化的纯电抗,因此连续 F 类功放具有一定宽带特性。

1.2 新型修正型连续 F 类功放分析

1.2.1 引入电阻性二次谐波阻抗的修正型连续 F 类功放分析

连续 F 类功放的工作带宽通常难以超过一个倍频程带宽,是因为谐波频率与基波频率的重叠引起重复阻抗的存在,限制了其跨倍频程带宽的应用。为了拓展连续 F 类功放的工作带宽,将其漏极电压波形即式(1)乘上修正因子(δ)^[12-14],引入电阻性二次谐波阻抗,拓展了二次谐波阻抗的设计空间,使得在某些情况下基波阻抗与二次谐波阻抗相重叠,解决了超过一个倍频程 F 类功放的设计难题。该修正型连续 F 类功放的漏极电压公式为:

$$U_{\rm ds}(\theta) = \left(1 - \frac{2}{\sqrt{3}}\cos\theta + \frac{1}{3\sqrt{3}}\cos3\theta\right)(1 - \gamma\sin\theta)\left(1 + \delta\cos\theta\right) \tag{6}$$

由式(2)与式(6),可以得出基波与谐波的阻抗为:

$$z_{1} = R_{\text{opt}} \left(\left(\frac{2}{\sqrt{3}} - \delta \right) - j \left(\frac{7\delta}{12\sqrt{3}} - 1 \right) \gamma \right)$$
(7)

$$z_2 = R_{\text{opt}} \left(\frac{5\pi\delta}{8\sqrt{3}} - j\frac{3\pi}{8} \left(\frac{7}{3\sqrt{3}} - \delta \right) \gamma \right)$$
(8)

$$z_3 = \infty \tag{9}$$

得到漏极效率(Drain Efficiency, DE)为:

$$DE = \frac{\pi \left(\frac{2}{\sqrt{3}} - \delta\right)}{4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{3}}\delta\right)}$$
 10)



Fig.1 Distribution of fundamental impedance and harmonic impedance when varying y value with step of 0.1
图 1 不同 y 值下基波和谐波阻抗的分布, y 步进为 0.1

由式(10)可以看出,漏极效率 DE 反比于 δ ,为了保证 DE \geq 65%, δ 的取值范围为 0 $\leq \delta \leq$ 0.6。由此,结合式(7)~ 式(9)可得到修正型 F 类功放的归一化基波阻抗与谐波阻抗 在 Smith 圆图上分布情况,如图 2 所示。可以看出,二次 谐波阻抗引入了电阻性部分,在满足一定条件下,可以实 现 $z_1 = z_{2f}$,有效解决了基波阻抗与二次谐波阻抗交叠的情 况,使得连续 F 类功放实现跨倍频程的应用成为可能。但 同时可以看出,修正型连续 F 类功放的三次谐波仍为开 路,使得此类功放实现多个倍频程存在难度。

1.2.2 引入电阻性三次谐波阻抗的修正型连续 F 类功放分析

在修正型连续 F 类功放基础上,将漏极电流波形乘上 修正因子(μ),引入电阻性三次谐波阻抗,进一步拓展连续 F 类功放的设计空间,为实现多倍频程连续 F 类功放提供 可能性。修正后的漏极电流公式为:

$$I_{\rm d}(\theta) = \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\theta + \frac{2}{3\pi}\cos 2\theta\right) \times \left(1 + \mu\cos\theta\right) \tag{11}$$

根据式(6)和式(11)可以得到基波阻抗和谐波阻抗值:



Fig.2 Distribution of fundamental impedance and harmonic
impedance when varying δ value with step of 0.1图 2 不同 δ 值下的基波阻抗和谐波阻抗分布, δ 的步进
为 0.1

$$z_1 = 3\pi \left(\left(\frac{2}{\sqrt{3}} - \delta \right) - j \left(\frac{7\delta}{12\sqrt{3}} - 1 \right) \gamma \right) \times R_{\text{opt}} / (3\pi + 8\mu)$$
(12)

$$z_2 = 3\pi \left(\delta \frac{5}{3\sqrt{3}} - j \left(\frac{7}{3\sqrt{3}} - \delta \right) \gamma \right) \times R_{\text{opt}} / (3\pi\mu + 8)$$
(13)

$$z_3 = -3\pi \left(\frac{1}{3\sqrt{3}} + j\frac{1}{2\sqrt{3}}\delta\gamma\right) \times R_{\text{opt}} / 2\mu$$
(14)

为了保证基波阻抗和各次谐波阻抗可实现,同时满足电压大于 0,可以得到-8(3π)<μ<0 和 0≤δ≤1。 根据式(6)和式(11),可以计算出漏极效率为:

$$DE = \frac{2 - \sqrt{3}\delta}{\sqrt{3} - \delta} \times \frac{3\pi + 8\mu}{12 + 3\pi\mu}$$
(15)

可以看出,漏极效率是修正因子 δ 和 μ 的函数,正比于 δ ,反比于 μ 。漏极效率和输出功率随修正因子变化 曲线如图 3 所示。从图 3 中可以看出,修正因子取值范围需限制在一个很小范围内,以保证获得较高的漏极效 率和输出功率。为了保证 $DE \ge 65\%$,修正因子取值范围应为: $0 \le \delta \le 0.6$; $-0.5 \le \mu \le 0$ 。相应电流源平面的基波 和各次谐波阻抗可以通过式(12) ~ 式(14)计算。阻抗在 Smith 圆图上分布情况如图 4 所示。由图 4 可以看出,二 次谐波阻抗和三次谐波阻抗与基波阻抗存在交叠的部分。与仅引入电阻性二次谐波阻抗相比,在设计多倍频程 带宽功放时,能更直观表示出低频段在带内的三次谐波影响,便于进行匹配网络的设计。





2 设计实例与实测结果

基于前面的理论分析,选用 Cree 公司 GaN HEMT 器件 CGH40010F,设计出一款工作频段为 0.4~2.2 GHz 宽带高效率功率放大器。该功放的静态工作点为:漏极供电电压为 28 V,漏极静态电流为 68 mA。电路板板材为 Rogers4350B,介电常数为 3.66,板厚 30 mil。

2.1 最佳基波阻抗去归一化

结合所选管子特性(I_{max} 和 U_{knee} 等),可得出 B 类偏置 下的最佳基波阻抗 R_{opt} 。所选管子 I_{max} =1.5 A, U_{knee} =3 V, 根据公式

$$R_{\rm opt} = \frac{2(U_{\rm dc} - U_{\rm knee})}{I_{\rm max}} \tag{16}$$



 Fig.4 Distribution of fundamental impedance and harmonic impedance under different modified factors
 图 4 不同修正因子下的基波阻抗和谐波阻抗分布

得出去归一化最佳基波负载阻抗 R_{opt}为 33 Ω,再根据式(12)~式(14)可以准确得到负载端最佳基波和谐波阻抗的 范围。

2.2 仿真设计

根据所选晶体管的输出近似封装网络,可以推导出设计的匹配网络在晶体管电流源面的阻抗变化曲线,其 曲线图如图 5 所示。可以看出,设计出的匹配网络在电流源面的阻抗基本落在理论分析的阻抗取值范围内。注 意到,低频段的电流源面的三次谐波阻抗与理论阻抗一致,而高频段的三次谐波阻抗与理论阻抗偏差较大,这 是由于功放输出端的电容导致。若考虑此因素,将大大增加匹配网络复杂度。而设计多倍频程功放主要是解决 低频段谐波落在带内的情况,且在中间频带的阻抗偏离理论最佳阻抗可能导致漏极效率出现恶化。同样地,输 入匹配网络也按照上述方法进行设计。

由于连续型工作模式的最佳阻抗推导都是基于电流源平面进行的,而晶体管存在封装寄生参数,因此,需 要在封装面进行最佳阻抗提取^[15]。根据晶体管低频增益高的特性,对晶体管从高频到低频进行负载牵引,利用 迭代方法,将高频点最佳阻抗作为低频点谐波阻抗,对低频段阻抗进行提取。根据提取出来的最佳阻抗,采用 实频技术进行输出端匹配网络设计,该匹配网络结构如图 6 所示。



2.3 仿真与实测结果对比分析

图 7 为本文设计的连续 F 类功率放大器,图 8 为仿真与实测结果对比。应用连续波信号进行仿真和测试,将信号源功率设定为 29 dBm。测试结果表明,在 0.4~2.2 GHz 工作带宽内,饱和输出功率为 40 dBm,增益大于 10 dB,漏极效率在 59%~79%之间。可以看出,测试结果与仿真结果较为一致。同时,从图中可以看出,漏极 效率在中间频带出现恶化情况,这与之前分析结果一致。



3 结论

对传统连续 F 类功放进行了介绍,并分析了其宽带应用方面的限制,提出了一种新型修正型连续 F 类功率 放大器的设计方法。该方法通过引入电阻性二次谐波阻抗和三次谐波阻抗,大大拓展了连续 F 类功放的设计空 间,可应用于多倍频程带宽的高效率功率放大器设计。采用该设计方法,设计了一款 0.4~2.2 GHz 宽带高效率 功率放大器,验证了该设计方法的合理性。

参考文献:

- CRIPPS S C, TASKER P J, CLARKE A L, et al. On the continuity of high efficiency modes in linear RF power amplifiers[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2009,19(10):665-667.
- [2] WRIGHT P,BENEDIKT J,TASKER P J,et al. A methodology for realizing high efficiency class-J in a linear and broadband PA[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009,57(12):3196-3204.
- [3] CHEN J,HE S,YOU F,et al. Design of broadband high-efficiency power amplifiers based on a series of continuous modes[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2014,24(9):631-633.
- [4] LU Z,CHEN W. Resistive second-harmonic impedance continuous class-F power amplifier with over one octave bandwidth for cognitive radios[J]. IEEE Journal on Emerging & Selected Topics in Circuits & Systems, 2013,3(4):489-497.
- [5] FRIESICKE C,QUAY R,JACOB A F. The resistive-reactive class-J power amplifier mode[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015,25(10):666-668.
- [6] TUFFY N,GUAN L,ZHU A,et al. A simplified broadband design methodology for linearized high-efficiency continuous class-F power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012,60(6):1952-1963.
- [7] 甘德成,何松柏,亓天,等. 3.35 GHz 线性高效率 Doherty 功率放大器的设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016,14(3):401-404. (GAN Decheng,HE Songbai,QI Tian,et al. Design of 3.5 GHz linear high-efficiency Doherty power amplifiers[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016,14(3):401-404.)
- [8] ZHENG S Y,LIU Z W,ZHANG X Y,et al. Design of ultrawideband high-efficiency extended continuous class-F power amplifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018,65(6):4661-4669.
- [9] LI Q,HE S,DAI Z,et al. A method for designing generalized continuous power amplifier[C]// 2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications(IMWS-AMP). Chengdu,China:IEEE, 2016:1-3.
- [10] GIOFRE Rocco, PIAZZON Luca, COLANTONIO Paolo, et al. A close-form design technique for ultra-wideband Doherty power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014,62(12):3414-3424.
- [11] YANG M,XIA J,GUO Y,et al. Highly efficient broadband continuous inverse class-F power amplifier design using modified elliptic lowpass filtering matching network[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(5):1515-1525.
- [12] CARRUBBA V,AKMAL M,LEE J,et al. The continuous inverse class-F mode with resistive second-harmonic impedance[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012,60(6):1928–1936.

1069

太赫兹科学与电子信息学报

- [14] TUFFY N,ZHU A,BRAZIL T J. Novel realization of a broadband high-efficiency continuous class-F power amplifier[C]// 2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference. Manchester,UK:IEEE, 2011:120–123.
- [15] 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 Jin,HE Songbai,CHEN Jinhu. Design of 1.5-2.7 GHz broadband high-efficiency hybrid continuous modes power amplifier[J]. Journal of Chengdu University of Information Technology, 2015,30(5):428-432.)

作者简介:



李 阳(1985-),男,石家庄市人,本科, 工程师,主要研究方向为微波射频电路、射频 功率放大器.email:lylzw4@126.com. 高洪民(1969-),男,河北省唐山市人,博 士,副教授,主要研究方向为射频电路设计、 毫米波、太赫兹技术与系统、导航制导与控 制、新型能源车辆等.

刘 刚(1990-),男,湖北省黄冈市人,在 读博士研究生,主要研究方向为微波射频电 路、射频功率放大器设计.

冷永清(1981-),男,河南省周口市人,博 士,副研究员,主要研究方向为射频宽带高效 率功率放大器设计、包络跟踪技术、极坐标发 射机技术等.

1070