基于新型串联连续模式的宽带高效功率放大器的设计

Design of Broadband High-efficiency Power Amplifiers Based on Series Continuous Modes

Qirong Li、Songbai He、Zhijiang Dai和Weimin Shi
电子科技大学，成都

本文讨论了一种新型的用于设计宽带高效功率放大器的连续模式串联方法，并基于此方法设计出了宽带功率放大器。提出了一种构造漏极电压和电流波形的新的理论方程。相比于传统的连续模式串联，本文提出的方法得益于其宽带匹配网络的设计，可以获得更大的设计空间。为了验证这一理论，作者基于这种新的理论设计出一种高效的功率放大器。实验结果证明了所设计的功率放大器可以实现预期功能，实验得到的基波和谐波阻抗也和理论分析完全吻合。所设计的功率放大器可以在2.3-3.8GHz范围内提供10.9-19.5W的饱和输出电流以及69.5%-77.9%的漏极效率。该功率放大器的增益可达9.8-12.3dB，输出功率为40.4-42.9dBm。

设计者一直在寻求高效宽带的功率放大器的设计方法。谐波调制的功率放大器模式，如J类和F类功率放大器，是获得高效率的最佳选择。[1]尽管这些功率放大器模式的工作效率可达78.5%以上，但是由于其对精准谐波终端的需求，始终受限于过窄的频带。为了拓宽它们的工作频带并简化匹配网络设计，一系列高级的功率放大器模式，如B类、连续J类[2]以及连续F类[3]功率放大器被提出来。由于复合阻抗在所需频带上动态分布，这些扩展的谐波调制功率放大器模式可实现所需的效率和输出功率。基于这些模式，有很多方法可以获得较宽的工作频带。[4-6]

然而，这些连续功率放大器模式只是简单的扩展了最优阻抗解决方案的电抗部分；因此，最优阻抗只能改变史密斯圆图上的恒定电阻圆。就像连续F类模式一样，纯电抗的二次谐波阻抗仍然是需要的。

Chen等人[7]在2014年提出了串联连续模式（SCM）的概念。通过结合连续模式，所提出的新的模式提供了实现高效宽带功率放大器的可能。最优基波阻抗的实部（$Z_{(1f,\ re)}$）可以从1变化到1.154，从而提供了更大的设计自由度。

在本文中，通过构造电压和电流波形，一种基于连续F类模式和SCM的新的理论方程被提出。相比于SCM，新型串联连续模式（NSCM）的实部可以在更宽的范围内变化，显著减小了宽带阻抗匹配网络设计中的困难。

新型串联连续模式

连续F类模式回顾

在连续F类模式中，所需要的漏极电压波形由公式1给出。为了维持正电压，经验参数γ在-1到1的范围内。理想的归一化半整流漏极电流波形在公式2中给出。

$$V_{ds}=\left(1-\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\theta\right)^2\left(1+\frac{1}{\sqrt{3}}\cos\theta\right)\cdot(1-\gamma\sin\theta),\quad -1\le\gamma\le1 \tag{1}$$

$$I_{ds}=\frac{1}{\pi}+\frac{1}{2}\cos\theta+\frac{2}{3\pi}\cos2\theta-\frac{2}{15\pi}\cos4\theta+KK \tag{2}$$

在传输最大能量时，且最优阻抗可以在史密斯圆图上变化的情况下，漏极效率可以保持在90.7%，但是具有恒定的实部。

SCM回顾

通过结合连续B/J类模式、连续F类模式和其他连续模式，归一化的电压方程通过B类偏置条件在公式3中给出，其具有和公式2一样的理想的归一化半整流漏极电流波形。

$$V_{ds}+(1-\alpha\cos\theta+\beta\cos3\theta)\cdot(1-\gamma\sin\theta),\quad -1\le\gamma\le1 \tag{3}$$

为了保持Vds为正，α和β之间的关系如公式4所示。

$$\begin{aligned}&\alpha-\beta=1 && \text{for } \alpha\le\frac{9}{8}\\&\alpha\left[\left(\frac{2}{3}+\frac{2\beta}{\alpha}\right)\sqrt{\frac{1}{4}+\frac{\alpha}{12\beta}}\right]=1 && \text{for } \frac{9}{8}<\alpha\le\frac{2}{\sqrt{3}}\end{aligned} \tag{4}$$

漏极效率的理论值在78.5%（连续B/J类模式）到90.7%（连续F类模式）之间变化。归一化基波最优阻抗的实部在

1到1.154（$1\le\alpha\le\frac{2}{\sqrt{3}}$）之间变化，

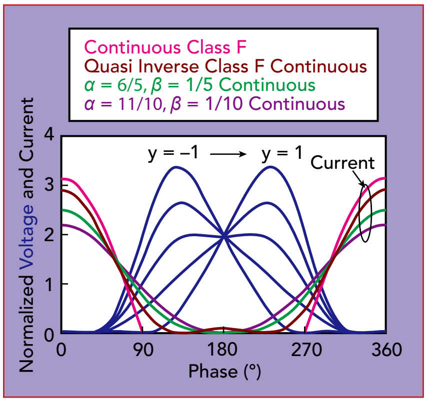

图1：新型串联连续模式的归一化漏极电压和电流。

这对于实现宽带操作是十分有利的。

新型串联连续模式

连续逆F类模式从连续F类模式发展而来，在保持电压波形不变的情况下，通过构造电流波形得到。这样扩展了功率放大器的设计空间。然后，通过将（1-γsinθ）因子与漏极电压波形相乘，SCM可以提供更大的灵活性。NSCM从连续F类模式和SCM发展而来，可以同时构造电压波形和电流波形，正如公式5

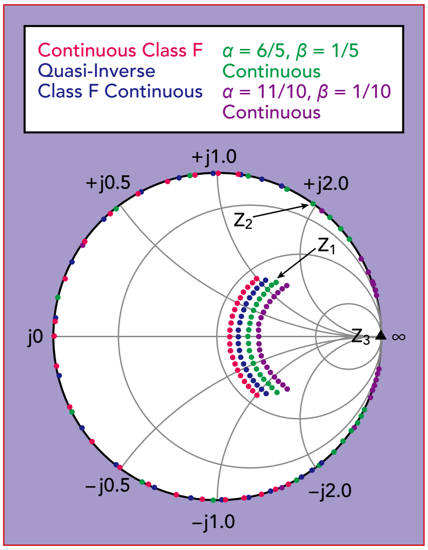

图2：阻抗设计空间。

和公式6所描述的。

$$V_{ds}+\left(1-\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\theta\right)^2\left(1+\frac{1}{\sqrt{3}}\cos\theta\right)\cdot(1-\gamma\sin\theta),\quad -1\le\gamma\le1 \qquad (5)$$

$$I_{ds}=1+\alpha\cos\theta+\beta\cos2\theta \qquad (6)$$

值得注意的是，为了使功率放大器

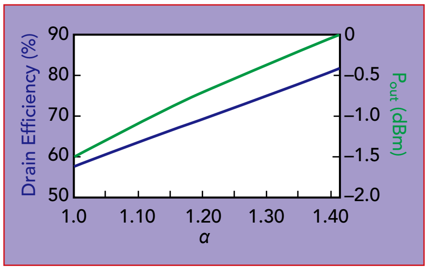

图3：归一化输出功率和漏极效率的理论值。

顺利工作，非零的交变电压和电流波形是必不可少的。所以参数γ应从-1到1变化，α和β之间的关系如下：

$$\alpha-\beta=1 \qquad \text{for } \alpha\le\frac{4}{3} \qquad (7a)$$

$$\frac{\alpha^2}{8\beta}+\beta=1 \qquad \text{for } \frac{4}{3}<\alpha\le\sqrt{2} \qquad (7b)$$

α和β的多种组合就映射着不同的连续模式。当α=$\sqrt{2}$和β=1/2时，可以获得准连续逆F类模式。当α=5/4和β=1/4时，则可以获得另外一种模式。α=11/10和β=1/10的电压和电流波形也对应着一种新的连续模式。α=11/10、5/4和$\sqrt{2}$的电压和电流波形在图1中给出。连续F类的电流波形也在图1中给出以作对比。

公式8给出了归一化到R_{opt}的基波和谐波的最优阻抗。$R_{opt}=2(V_{ds}-V_{knee})/I_{peak}$，是B类的最优基波阻抗，对应所有的谐波短路的情况。

$$Z_1=\frac{\pi}{\sqrt{3}\alpha}+j\cdot\frac{\pi\gamma}{2\alpha} \qquad (8a)$$

$$Z_2=-j\cdot\frac{\pi}{2\sqrt{3}\beta}\left(\gamma+\frac{1}{6}\right) \qquad (8b)$$

$$Z_3=\infty \qquad (8c)$$

这种新颖的设计理念提供了更加丰富的最优阻抗解决方案。参数α从1到$\sqrt{2}$变化，对应的基波最优阻抗归一化实部（$Z_{(1f,re)}$）从1.28到1.81变化。图2给出了α=11/10、5/4和$\sqrt{2}$时的最优基波和谐波的阻抗。准连续逆F类模式对应$Z_{(1f,re)}$=1.28。准连续逆F类模式和标准的连续F类模式之间的设计空间在于为正电流波形存在的高阶电流元件。

从公式5和公式6可以计算出dc(P_{dc})，RF(P_{RF})以及漏极效率η的功率：

$$P_{dc}=\frac{1}{\pi}\cdot V_{ds}I_{peak} \qquad (9a)$$

$$P_{RF}=\frac{\alpha}{\sqrt{3}\pi}\cdot V_{ds}I_{peak} \qquad (9b)$$

$$\eta=\frac{\alpha}{\sqrt{3}} \qquad (9c)$$

将漏极效率和输出功率归一化到连续F类模式，结果在图3中给出。随着

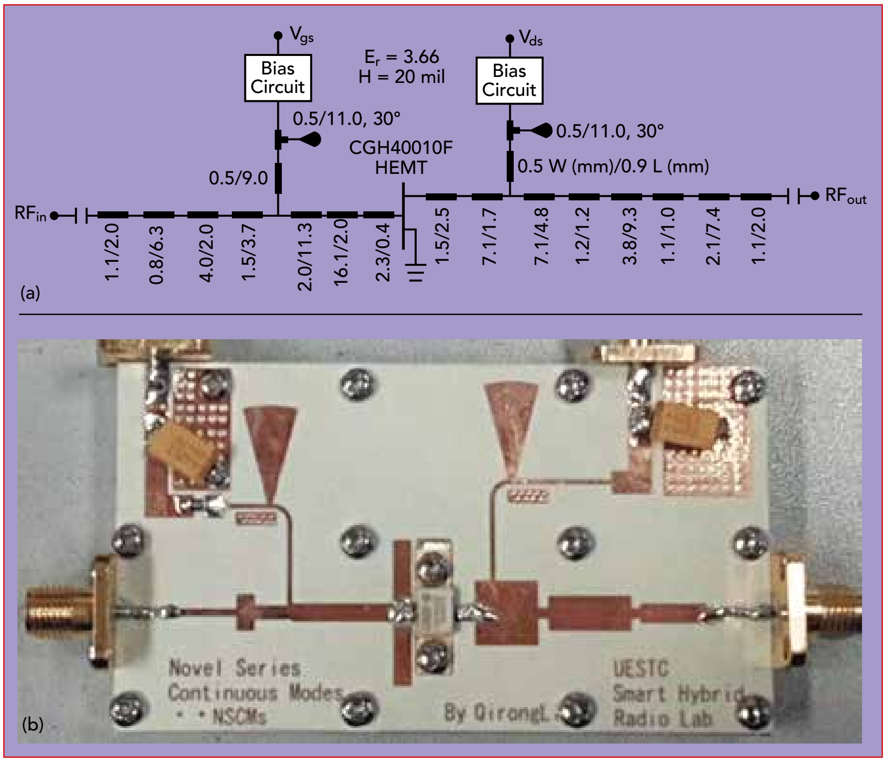

图4：功率放大器匹配网络(a)以及制作的放大器(b)。

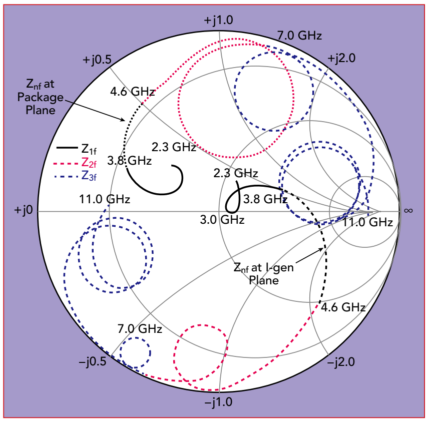

图5：封装和I-gen平面的输出匹配网络阻抗轨迹。

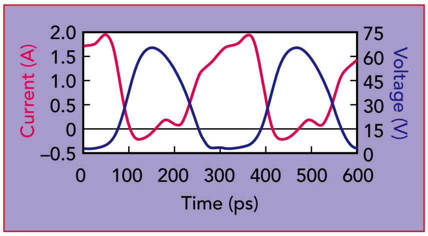

图6：I-gen平面处3.5GHz时电压和电流波形的仿真结果。

α从1到$\sqrt{2}$变化，NSCM的漏极效率从57.7%到81.6%变化。当$\alpha=\sqrt{2}$时，准连续逆F类的漏极效率为81.8%，这与传统的连续逆F类模式的漏极效率相等。和连续逆F类模式相比，NSCM的输出功率会下降0到1.5dB，但仍然可以保持良好的性能。

从图2和图3中可以明显看出，当$Z_{(1f,re)}$在1.28到1.81范围内变化，α在1到范围内变化时，NSCM有更大的设计空间。这相比于传统的连续模式可以提供更大的设计自由度。例如，如果需要高于70%的漏极效率，选择大于6/5的α参数即可；而想要获得大于60%的漏极效率时，只需使用大于1.04的α参数。

基于NSCM的宽带高效功率放大器的设计

一个使用10W Cree（Wolfspeed）GaN HEMT器件（CGH40010F）的宽带（2.3-3.8GHz）高效的功率放大器被用来通过实验验证所提出的设计理念。从上一节中，我们得知当α>6/5的时候，可以获得70%的漏极效率。Chen等人[6]提出的一种近似的CGH40010F大信号封装模型与输出匹配网络（OMN）同时被用于获得最优阻抗匹配。

当利用非线性器件电容时，可以激发三次谐波频段响应，因此，在OMN设计中，重点应该集中于基波和二次谐波的匹配，同时应在高效区域保证三次谐波阻抗。实频技术[8]和阶梯阻抗滤波器匹配是匹配网络设计中最常用的方法。因此本设计中也采用了阶梯阻抗微带滤波网络。

图4a给出了最终的匹配网络及其尺寸。功率放大器电路被设计在厚度为H=20mils的Rogers4350B介质板上，照片在图4b中给出。通过器件的近似封装模型和最终的OMN，我们得到了在封装平面和电流发生器（I-gen）平面处归一化到R_{opt}的阻抗轨迹，如图5所示。可以明显看出，I-gen平面的阻抗位于预测区域内。

图6给出了在功率放大器偏置为V_{ds}=28V且V_{gs}=-2.8V时，仿真得到的去嵌入本征漏极电压和电流。可以观察到大致与图1中波形对应的半正弦电压和准半正弦电流波形。

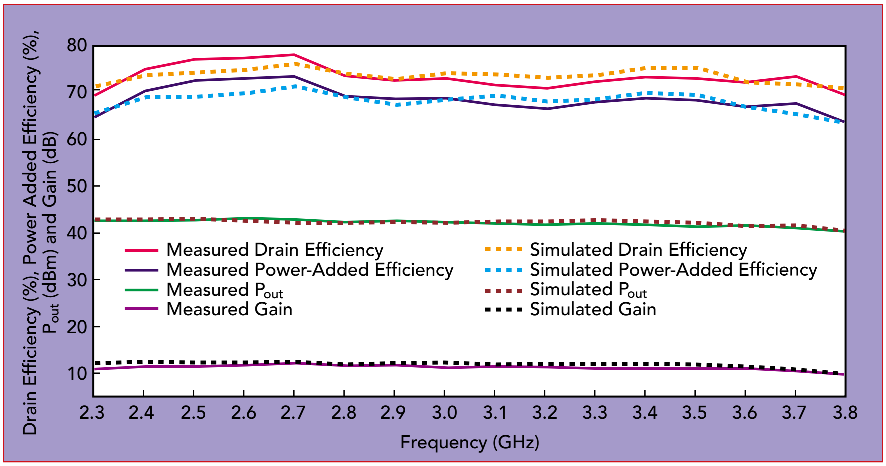

图7：宽带功率放大器漏极效率、功率附加效率、增益和输出功率的仿真和实验结果。

实验结果

功率放大器在单音连续波形信号的激励下进行测量，该信号在2.3到3.8GHz频率范围内以0.1GHz步进扫描。包括输出功率、漏极效率和功率附加效率（PAE）在内的实验结果在图7中给出。仿真结果同样在图中给出用于对比。

从仿真结果我们可以看到在2.3到3.8GHz频率范围内，漏极效率在71%到75.8%之间变化，功率附加效率为65%到74%，同时在整个工作频率范围内增益可达10.2到12.6dB。输出功率范围在40.2到42.6dBm之间。

下转第48页

像素中点所导致的。图5(b)和5(d)显示使通道处于像素成像区域边界的像素对齐影响。这种情况下，2.5μm×2.5μm区域的平均表面温度会低估最高通道温度，低估值超过 15℃。使用5μm×5μm面积会使误差扩大到21℃。

对于GaN热分析，亚微米工艺常用来制造晶体管，其热点远小于0.25微米，而红外显微镜只能解析尺寸数量级更大的——得到完整的细节。

此外，红外热成像仅测量晶体管的表面温度，而峰值温度实际上发生在表面下方的氮化镓外延层。在半导体材料的热时间常数超出热源的脉冲工作情况下，这种测量温度的降幅将扩大，影响测量温度范围。

最后，裸片表面的辐射系数（ε）快速变化。常见的解决方案是在裸片上喷涂哑光黑，以得到接近ε=1的结果，但无法真正创建一个持续的黑体。这会产生另一个挑战，即涂料对裸片产生介电负荷，它可能难以预测，且通常是不连续的。这会改变RF性能，进而影响精确性和可重复性。

表2
FEA 温度解决方案与红外测量、总误差

测量主体或区域	尺寸 (μm x μm)	辐射系数	真正的最高温度 (℃)	红外测量的表面温度 (℃)
仿真 GaN 器件	-	-	204.3	-
表面积	2.5×2.5	1.00	-	189.1
表面积	2.5×2.5	0.85	-	171.1
表面积	5.0×5.0	1.00	-	183.0
表面积	5.0×5.0	0.85	-	164.9

这里展开讨论了上述示例中辐射系数的影响。假定测量条件如上所述，可以看到红外热成像低估了峰值GaN通道温度，低估值高达40℃。

上述建模结果表明，兼容统一的热测量技术对GaN器件来说至关重要。采用最初针对低功耗半导体技术和/或更大几何尺寸开发的工具和技术会产生明显误差。这些误差可能会导致可靠性估计错误，并且会损害产品功能。Qorvo采用当今最灵敏的测量工具开发出了针对GaN 的热设计和分析流程，具备业界领先的精确性。■

参考文献

1. N. Killat and M. Kuball, University of Bristol, H.H. Wills Physics Laboratory; T.-M. Chou, U. Chowdhury, and J. Jimenez, Qorvo, Inc. Temperature Assessment of AlGaN/GaN HEMTs: A Comparative study by Raman, Electrical and IR Thermography
2. J. Pomeroy, M. Bernardoni, M. Kuball, H.H. Wills Physics Laboratory, University of Bristol; D.C. Dumka, D.M. Fanning, Qorvo, Inc. Low Thermal Resistance GaN-on-Diamond Transistors Characterized by 3-D Raman Thermography Mapping
3. S. Kiefer, M. Nair, P. Sanders, J. Steele, M. Sutton, R. Thoma, S. Wilson, Motorola Digital DNA Laboratories; G. Albright, C. Li, J. McDonald, Quantum Focus Inc. Infrared Microthermography for Integrated Circuit Fault Location; Sensitivity and Limitations

上接第42页

表1
最先进的宽带功率放大器性能

Reference	Bandwidth (GHz)	Output Power (W)	Drain Efficiency (AE) (%)	Gain (dB)	FE	FOM	Design Type
4	1.5 to 2.5	9 to 11.5	60 to 70 (65)	10.2 to 12.2	77.3	298.5	Class J
5	1.45 to 2.45	11 to 16.8	70 to 81 (75.5)	10 to 12.6	89.2	462.6	CF
6	1.3 to 3.3	10 to 15	60 to 83 (72.7)	10 to 13	89.5	552.8	CF/ CF^{-1}
7	1.6 to 2.7	10.2-17.8	70.3 to 81.9 (76.4)	11.9 to 15.2	92.5	669.9	SCMs
This Work	2.3 to 3.8	10.9 to 19.5	69.5 to 77.9 (72.1)	9.8 to 12.3	95.3	1126.5	NSCMs

Notes:
FE = AE*$f_c^{0.25}$, where AE = Average Drain Efficiency and f_c = Center Frequency
FoM = f_c^2*AE*AP*AG, where AP = Average Output Power and AG = Average Gain
CF = Continuous F
CF^{-1} = Continuous F^{-1}
SCMs = Series of Continuous Modes
NSCMs = Novel Series of Continuous Modes

从实验结果中可以看到，在2.3到3.8GHz频率范围内，漏极效率范围为69.5%到77.9%，功率附加效率在63.5%到73.4%之间。整个频率范围内的增益和输出功率范围分别为9.8到12.3dB以及40.4dBm到42.9dBm。实验结果和仿真结果十分吻合。

表1总结了该功率放大器与其他最先进连续型功率放大器的性能比较结果。改进的FE6和ITRS功率放大器品质因数9用于功率放大器性能的评估，表1同时还提供了所设计的功率放大器和之前发表的作品的完整比较。FE表示频率加权后的平均效率。ITRS功率放大器品质因数还考虑了除漏极效率和频率以外的输出功率和增益。对比这些测量结果可以看出NSCM提供了卓越的性能。

结论

NSCM是从传统的连续F类模式和SCM模式出发，通过构造漏极电压和电流波形获得的。这些模式可以扩展最优阻抗实部的解决方案，提供更高的设计灵活度以提高器件性能。■

参考文献

1. S. C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications," 2nd Edition, Artech House, Norwood, Mass., 2006.
2. S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees and J. Benedikt, "On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 19, No. 10, October 2009, pp. 665–667.
3. V. Carrubba, A. L. Clarke, M. Akmal, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker and S. C. Cripps, "The Continuous Class F Mode Power Amplifier," Proceedings of the 40th Europe Microwave Conference, September 2010, pp. 1674–1677.
4. P. T. Wright, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker and S. Cripps, "A Methodology for Realizing High Efficiency Class J in a Linear and Broadband PA," IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, No. 12, December 2009, pp. 3196–3204.
5. N. Tuffy, L. Guan, A. Zhu and T. J. Brazil, "A Simplified Broadband Design Methodology for Linearized High Efficiency Continuous Class F Power Amplifiers," IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, No. 6, June 2012, pp. 1952–1963.
6. K. Chen and D. Peroulis, "Design of Broadband Highly Efficient Harmonic-Tuned Power Amplifier Using In-Band Continuous Class (-1)/F Mode-Transferring," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, No. 12, December 2012, pp. 4107–4116.
7. J. Chen, S. He, F. You, R. Tong and R. Peng, "Design of Broadband High-Efficiency Power Amplifiers Based on a Series of Continuous Modes," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 24, No. 9, September 2014, pp. 631–633.
8. Z. Dai, S. He, F. You, J. Peng, P. Chen and L. Dong, "A New Distributed Parameter Broadband Matching Method for Power Amplifier via Real Frequency Technique," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, No. 2, February 2015, pp. 449–458.
9. Y. Song, S. Lee, E. Cho, J. Lee and S. Nam," A CMOS Class E Power Amplifier With Voltage Stress Relief and Enhanced Efficiency," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 58, No. 2, February 2010, pp. 310–317.