一种新的二次谐波调谐的方法实现宽带高效率GaN功率放大器设计

A New Approach to Second Harmonic Tuning for a Broadband High Efficiency GaN Power Amplifier

作者：乔克　唐宗熙 电子科技大学

在现代的基站应用上，功率放大器的功率输出，效率和线性度是关键的设计参数，但是随着无线通信业务的增加，如 3G 和 4G，需要进一步增加通信系统的带宽。在未来大数据传输的通信系统中，窄带的功率放大器已经不能满足要求了，所以宽带的设计也已成为功率放大器设计的重要参数之一。由于线性度可以通过数字预失真（DPD）来改进，功率放大器在设计时，输出功率、效率和宽带是考虑的关键。虽然有许多关于高效率功率放大器的设计方法，如 F 类和 F-1 类 [1-3]，但是此类功率放大器由于需要相应的奇次谐波和偶次谐波的开路和短路条件，所以很难实现宽带设计。一些宽带开关类功率放大器的实现，如 E 类 [4-6]，受到严格的负载条件限制不能实现较大的宽带设计。谐波调谐的方法 [7-10] 可以实现高效率的功率放大器，但是达不到本文所设计的宽带要求。通过理论分析可知如果把工作频带分段控制，那么谐波调谐功率放大器可以实现较大的宽带设计。因此本文用此种新的方法设计了一个功率放大器，实现了宽带高效率的要求。

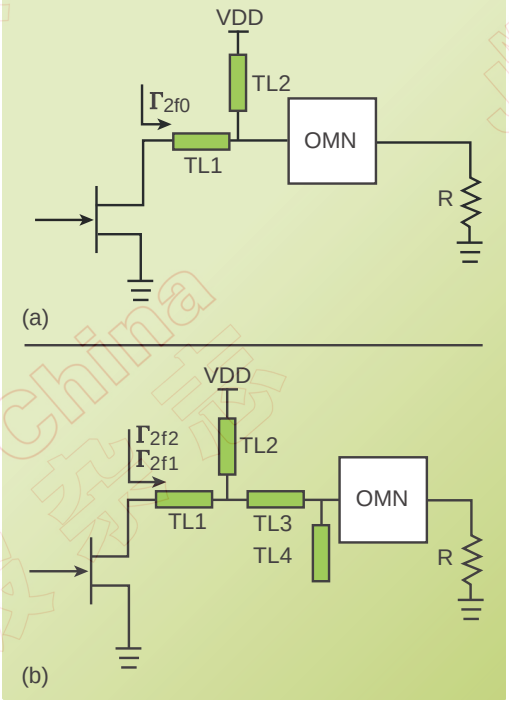

图 1. 谐波调谐功率放大器：(a) 传统二次谐波调谐电路；(b) 改进的二次谐波调谐电路。

谐波调谐功率放大器的设计

一般情况下，二次谐波和三次谐波对功率放大器的输出功率和效率有较大影响，更高次谐波阻抗对功率放大器的性能影响较小。过多的考虑谐波的影响，会增加设计电路的复杂度，但对性能的改进增加较小。考虑到本文设计的要求和高次谐波影响的较小，只采用了二次谐波调谐的方法。

传统功率放大器二次谐波调谐电路，如图 1（a）所示。λ/4 微带线对基波和奇次谐波是开路，对偶次谐波是短路。微带线 TL2 的长

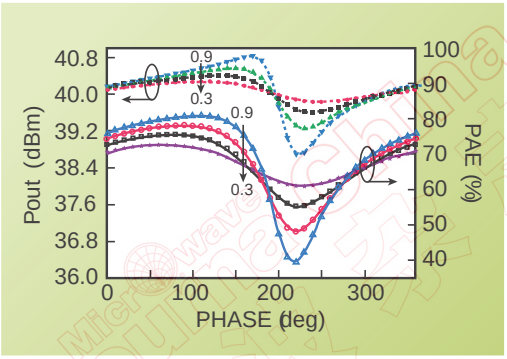

图 2. 反射系数的幅度和相位与效率（PAE）和输出功率（Pout）的关系，f =2.4 GHz, VDD=28 V, VGS=-2.7V。

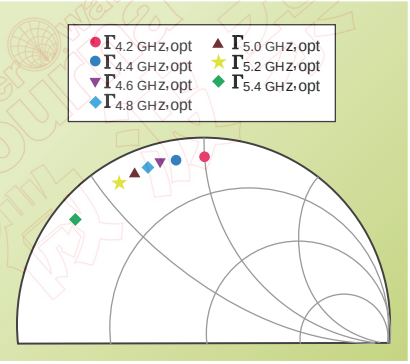

图 3. 最佳二次谐波反射系数（2.1GHz-2.7GHz）。

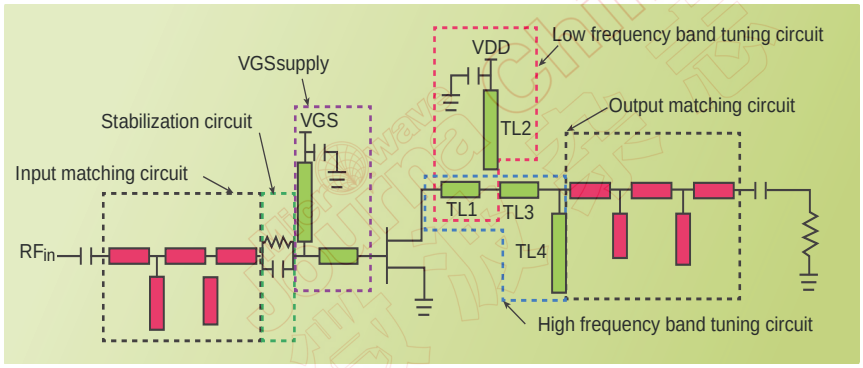

图 4. 改进的二次谐波调谐功率放大器电路。

度是基波波长的 λ/4，二次谐波（Γ_{2f0}）最佳反射系数可以通过微带线 TL2 和 TL1 获得。λ/4 微带线只能对中心频率附近的频率的二次谐波频率有较好的短路，但是在宽带设计中，λ/4 微带线不能实现对所有频率获得最佳的二次谐波阻抗，尤其是远离中心频率的频率。为了满足宽带的二次谐波调谐，功放的工作频率被分为两段（低频段和高频段）。在不同的频段内，分别控制二次谐波的最佳阻抗。一个改进的宽带调谐方法电路，如图 1（b）。微带线 TL2 和 TL1 被用于低频段的调谐；微带线 TL1、TL3、TL4 被用于高频段的调谐。微带线 TL1 长度是低频段中心频率（f_1=2.2GHz）的 λ/4，微带线 TL4 是高频段中心频率（f_2=2.6GHz）的 λ/4。宽带最佳二次谐波反射系数（Γ_{2f1}, Γ_{2f2}）可以通过 TL1、TL2、TL3 和 TL4 获得。

为了研究二次谐波阻抗在输出端对功率放大器的影响，先固定基波频率的源和负载的阻抗，对二次谐波反射系数的幅度和相位进行扫描。图 2 说明了器件的输出功率和效率分别与二次谐波反射系的幅度和相位的关系。二次谐波反射系数的幅度分别为 0.3、0.5、0.7、0.9。图 2 中可以看出输出功率和效率对二次谐波反射系数很敏感。在 00~1600 相位之间，效率和功率随幅度的减小而减小，但是在 1600~2600 之间效率和功率随幅度的减小而增大。幅度一定时，在 00~1600 相位之间，有较好的功率和效率，但是在 1600~2600 之间有很差的效率和功率。特别是在相位为 2200 时，二次谐波严重恶化了效率和功率。在设计时，这种严重恶化性能的相位是要避开的设计的。

为了获得高效率，二次谐波的反射系数应该有相应的幅度和相位。一般情况下，二次谐波的最佳反射系数为 Γ=A*exp（j*θ），（A 为幅度，θ 为相位）A 非常接近 1，所以二次谐波的最佳反射系数会在 Smith 圆图的边沿上，如图 3 所示。微带线 TL1 和开路短接线 TL2 被用于获得最佳二次谐波阻抗，如图 2（a）所示。输入端的二次谐波也会对功率放大器的输出功率和效率有影响，这些最佳的输入阻抗可以由输入的射频扼流微带线获得。

设计了一个宽带谐波调谐功率放大器，工作频率为 2.1GHz~2.7GHz，这个频率段包括 WCDMA 的下行频率 2.11GHz~2.17GHz 和 2.6GHz 的 TD-LTE 工作频段。功放的输出功率为 10w，管子采用的是 Cree 公司的 GaN HEMT CGH40010F。首先通过负载牵引和源牵引得到输入和输出基波、二次谐波的最佳阻抗。这些最佳阻抗是设计宽带高效率功率放大器的关键。其次，假定 TL2 的长度为 2.2GHz 的 λ/4，再优化 TL1 的长度获得 2.1GHz~2.4GHz 频段内的最佳的二次阻抗。如果单独优化 TL1 不能得到最优的结果，那么 TL2 的长度也可以作为优化的目标。第三，假定 TL4 的长度为 2.6GHz 的 λ/4，再优化 TL3 的长度获得 2.4GHz~2.7GHz 频段内的最佳的二次阻抗。最后，在基波频率完成输入和输出的宽带匹配，最终优化的完整电路图如图 4 所示。

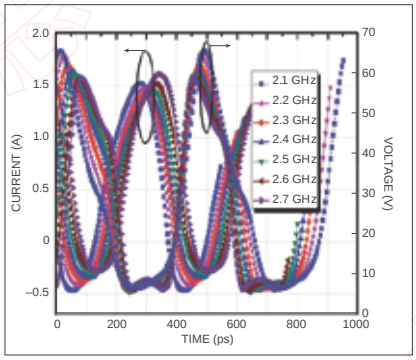

图 5. 仿真的电压和电流的关系（VDD=28V）。

图 5 是不同频率下漏极电压和电流的关系。在最佳的基波和二次谐波阻抗下，2.1GHz~2.7GHz 频率范围内输出为 10W 时，电流和电压的重叠的很少，所以功放管子的损耗很小，从而提升功放的效率。

功率放大器的实现和测试

二次谐波调谐宽带功率放大器的实物图如图 6 所示，基板是 RO4350（εr=3.66, h=0.508 mm）。

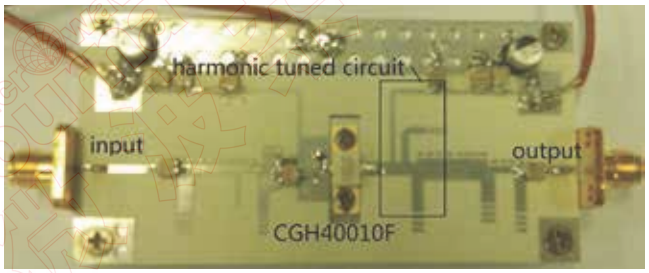

图 6. 宽带高效率功率放大器的实物图。

在 V_{DD}=28 V，V_{GS}=-2.7 V 的静态工作条件下，用连续波测试，功率放大器是输出小信号增益优于 14dB，回波损耗好于 10dB。图 7 可以看出仿真的曲线和最终的测试曲线有很好的吻合。

图 8 是输出功率和效率的仿真和测试曲线，在工作频段内，输出功率 Pout 为 41dBm，效率 PAE 高于 60%，增益 G 大于 12dB，平坦度在 1.5dB 以内。在 2.0GHz~2.2GHz 和 2.55GHz~2.7GHz 的频带内的效率优于 2.4GHz 的效率。主要原因是二次谐波调谐的最佳阻抗在 2.2GHz 和 2.6GHz 处，远离了 2.4GHz 频率的结果，所以在 2.4GHz 处得到的不是最佳的二次谐波阻抗。宽带二次谐波调谐高效率功率放大器的设计达到了预期要求。最终的测试结果证明了分段调谐的方法可以实现宽带高效率功率放大器的设计。■

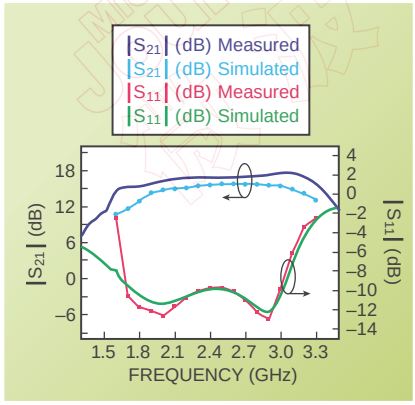

图 7. S_{11} 和 S_{21} 的仿真和测试曲线。

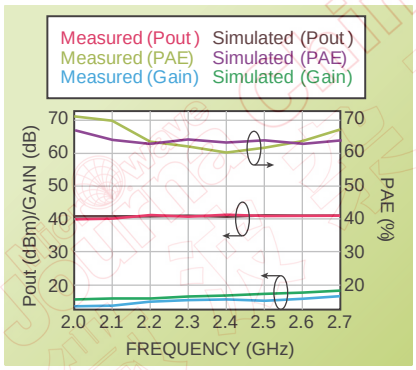

图 8. 效率（PAE）、输出功率（Pout）和增益（Gain）的仿真和测试曲线。

参考文献

1. Javad Yavand Hasani and Mahmoud Kamarei, “Analysis and Optimum Design of a Class E RF Power Amplifier,” IEEE transactions on circuits and systems, VOL. 55, NO. 6, JULY 2008, 1759-1768.
2. Elisa Cipriani, Paolo Colantonio, Franco Giannini and RoccoGiofrè, “Theoretical and Experimental Comparison of Class F vs. Class F-1 PAs,” Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference, September 2010, Paris, France, 428-431.
3. Kenle Chen and Dimitrios Peroulis, “Design of Broadband High-Efficiency Power Amplifier using in-Band Class-F&F-1 Mode-Transferring Technique,” Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International , Montreal, QC, Canada, June 2012,1-3.
4. Yong-Sub Lee and Yoon-Ha Jeong, “A High-Efficiency Class-E GaN HEMT Power Amplifier for WCDMA Applications,” IEEE microwave and wireless components letters, VOL. 17, NO. 8, AUG. 2007, 622-624.
5. Kenle Chen, and Dimitrios Peroulis, “Design of Highly Efficient Broadband Class-E Power Amplifier Using Synthesized Low-Pass Matching Networks,” IEEE transactions on microwave theory and techniques, VOL. 59, NO. 12, DEC. 2011, 3162-3173.
6. Narendra Kumar, Chacko Prakash, Andrei Grebennikov and Arturo Mediano, “High-Efficiency Broadband Parallel-Circuit Class E RF Power Amplifier With Reactance-Compensation Technique,” IEEE transactions on microwave theory and techniques, VOL. 56, NO. 3, MAR. 2008, 604-612.
7. D. Gruner, K. Bathich, A. Al Tanany, and G. Boeck, “Harmonically Tuned GaN-HEMT Doherty Power Amplifier for 6 GHz Applications,” Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), October 2011, Manchester, UK,112-115.
8. Ahmed Al Tanany, Daniel Gruner, Ahmed Sayed, Georg Boeck , “Highly Efficient Harmonically Tuned Broadband GaN Power Amplifier,” Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference, September 2010, Paris, France,5-8.
9. Ramzi Darraji and Fadhel M. Ghannouchi, “high efficiency harmonically-tuned GAN power amplifier for 4G applications,” Electrical and Computer Engineering (CCECE), Niagrara Falls, Canada，May 2011，1264-126.
10. Vincenzo Carrubba, Alan. L. Clarke, Muhammad Akmal, Jonathan Lees, Johannes Benedikt, Paul J. Tasker, and Steve C. Cripps, “On the Extension of the Continuous Class-F Mode Power Amplifier,” IEEE transactions on microwave theory and techniques, VOL. 59, NO. 5, MAY 2011, 1294-1302.