

文章编号: 2096-1618(2024)01-0008-05

# UHF 波段功率放大器设计

彭书林, 姚振东

(成都信息工程大学电子工程学院/大气探测重点开放实验室, 四川 成都 610225)

**摘要:**为某 UHF 波段的发射机设计一款己类功率放大器, 工作于频段430 ~ 455 MHz, 介绍了谐波控制和匹配网络的设计。在放大器输出匹配网络前添加谐波控制电路, 通过对晶体管漏极的谐波控制生成己类放大器的工作波形。同时, 在输入、输出阻抗是复阻抗的情况下, 使用简化实频技术对电路进行匹配, 提高了匹配网络的效率。测试结果显示, 该放大器输出功率达60 dBm, 对应的增益为20 dB, PAE 为 79%, 达到设计要求。

**关键词:**UHF 波段; 己类功率放大器; 谐波控制; 简化实频技术

**中图分类号:**TN834

**文献标志码:**A

**doi:**10.16836/j.cnki.jcuit.2024.01.002

## 0 引言

大功率放大器位于发射链路的末端, 其输出功率会影响探测目标的探测距离, 其工作效率也是影响发射机能耗的关键。己类放大器在理论上可以达到100%的工作效率, 它是在乙类功放的偏置下对输出波形深度调谐, 让漏极电流是半正弦波, 漏极电压是方波。经过调谐后的漏极电流、电压不发生交叠<sup>[1-4]</sup>。

设计匹配网络时, 由于封装参数或寄生参数使负载阻抗或源阻抗并不是一个纯电阻。在这种情况下, 匹配网络的匹配能力将会受到限制<sup>[5]</sup>。Carlin<sup>[6]</sup>1977年提出一种实频技术(real frequency technique, RFT), 提供一种直接评估匹配效果的方法。RFT 在实际应用中, 需要用到离散的 Hilbert 变换来计算各离散点的实部和虚部, 再将其代入优化算法中得到最优的阻抗函数。1982年, Yarman 等<sup>[7]</sup>简化了实频技术的计算方法, 称之为简化实频技术(simplified real frequency technique), 1990年进一步改进了这种方法<sup>[8]</sup>, 该方法避开了 Hilbert 变换, 直接使用 S 参数表征匹配网络, 相较实频技术更简单, 但能达到同样的匹配效果。

## 1 功率放大器设计方法

### 1.1 谐波控制

己类功率放大器由于理论上能达到100%传输效率, 因而引起了工程师们极大的兴趣。虽然在现实中

无法获得理想的己类功放的条件, 但是可以使用多个谐波对输出电压、电流的波形进行塑形, 即用有限奇次谐波近似出一个方形的电压波形, 用有限偶次谐波近似出半正弦电流波形, 就可以得到可观的效率提升。谐波叠加的表达式如下<sup>[2]</sup>:

$$v(ut) = V_{dc} + V_1 \sin(ut) + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_n \sin(nut)$$

$$i(ut) = I_0 - I_1 \sin(ut) - \sum_{i=2,4,6,\dots}^{\infty} I_n \cos(nut)$$

由文献[2]可知, 在三次谐波峰化的时候, 最佳幅度值为

$$V_1 = \frac{9}{8} V_{dc} \quad V_3 = \frac{1}{8} V_{dc}$$

$$I_1 = \frac{4}{3} I_{dc} \quad I_3 = \frac{1}{3} I_{dc}$$

文献[1]中, 在引入二、三次谐波后, 漏极效率会明显提高。但更高次谐波控制会使电路变得很复杂, 效率提高不大, 因此只考虑对二次和三次谐波的控制。

而对于己类功放, 在输出时需要二次谐波进行短路, 三次谐波进行开路, 以此对波形进行塑形, 而逆己类功放则相反<sup>[9]</sup>。由于晶体管本身的寄生参数, 文献[10]提出了一种考虑寄生参数补偿的己类功率放大器结构, 如图1所示。

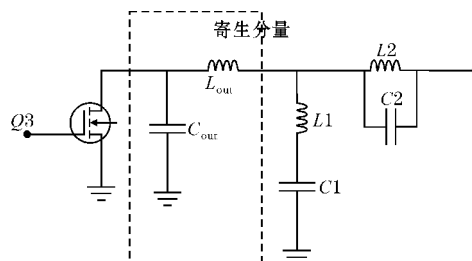


图1 寄生参数补偿己类功放

收稿日期: 2023-03-01

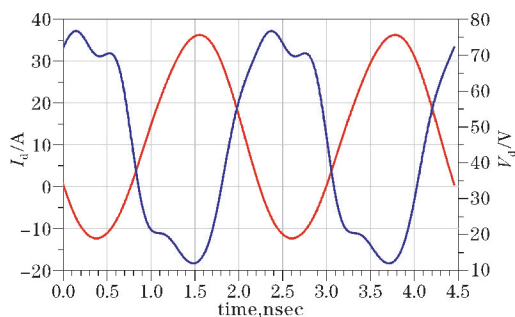
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(41475033); 中国气象局公益性行业(气象)科研专项资助项目(GYHY201306072)

图 1 中,  $L_{\text{out}} = \frac{1}{9\omega^2 C_{\text{out}}}$ ,  $L_2 = \frac{4}{5} L_{\text{out}}$ ,  $C_2 = \frac{5}{4} C_{\text{out}}$ ,

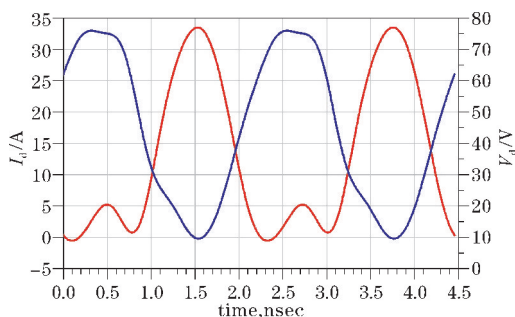
$$L_1 = \frac{1}{4\omega^2 C_1}。$$

结合本文设计,  $C_{\text{out}} = 185 \text{ pF}$  (数据手册查阅可知), 计算得到的参数:  $L_{\text{out}} = 75.5 \text{ pF}$ ,  $L_2 = 60.4 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 231 \text{ pF}$ ,  $L_1 = 314 \text{ pF}$ ,  $C_1 = 100 \text{ pF}$ 。

波形改善如图 2 所示。



(a) 补偿前



(b) 补偿后

图 2 补偿前、后漏极电流、电压对比

可以明显观察到电压波峰在叠加了三次谐波后变平坦, 电流在叠加了二次谐波后波谷被抵消掉了。电压、电流在相位上交叠更少, 由此产生的热损耗降低。

## 1.2 匹配网络设计

电路的匹配主要由阻抗匹配和阻抗变换两部分组成。

在大功率情况下的阻抗变换, 可使用 4 : 1 同轴传输线变压器来实现。既可以满足阻抗变换, 也可以完成推挽放大器中驱动信号最重要的反相功能, 如图 3 所示。图 4 为 4 : 1 传输线变压器, 如果负载阻抗  $R_L$  为  $50 \Omega$ , 则传输线的特性阻抗为  $\sqrt{R_L \times (R_L/4)} = 25 \Omega$ 。传输线的电长度为四分之一波长, 再根据电路工作的中心频率就可以计算得到传输线的长度和线径。若中心频率为 449 MHz, 则可以得到线长 115 mm, 外径 3 mm, 导体内径 1.65 mm。

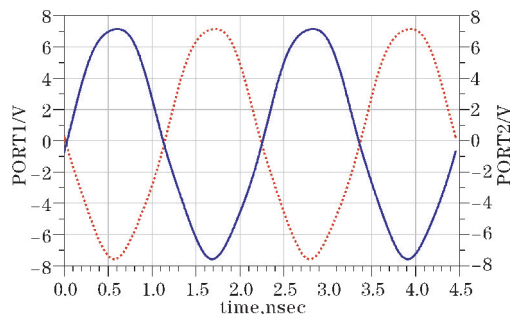


图 3 平衡端电压波形

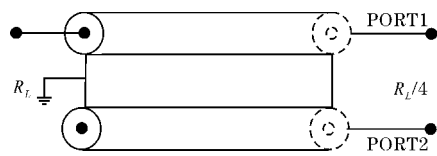
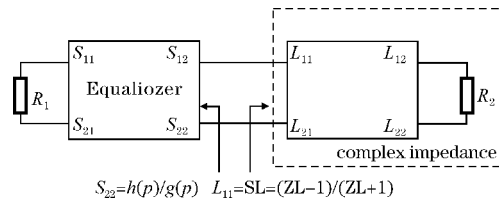


图 4 4 : 1 传输线阻抗变换

对于大功率晶体管, 当进行外在匹配, 由于晶体管的封装和寄生参数, 它的最优阻抗不再是一个恒定的纯电阻, 而是随着频率和输入功率在变化的复阻抗, 因此, 为获得放大器高功率、高效率的性能, 需要对匹配网络进行精心设计。

使用简化实频技术进行阻抗的最优匹配, 匹配网络框图如图 5 所示<sup>[11]</sup>。



$$S_{22} = h(p)/g(p) \quad L_{11} = SL = (ZL - 1)/(ZL + 1)$$

图 5 SRFT 匹配网络

图 5 为散射参数表示的匹配网络, 实频技术将端口网络用  $S$  参数表示:

$$S_{22}(p) = \frac{h(p)}{g(p)} = \frac{h_0 + h_1 p + \dots + h_n p^n}{g_0 + g_1 p + \dots + g_n p^n}$$

$$S_{12}(p) = S_{21}(p) = \mp \frac{f(p)}{g(p)}$$

$$S_{11}(p) = -\frac{f(-p)}{f(p)} \frac{h(-p)}{h(p)}$$

$$f(p) = p^k$$

式中,  $f(p)$  是均衡器传输零点的多项式,  $h(p)$  与  $g(p)$  是  $n$  项 Hurwitz 多项式。它们满足下面的等式约束:

$$g(p) \times g(-p) = f(p)f(-p) + h(p)h(-p)$$

定义功率转换增益如下:

$$T = \frac{|S_{21}|^2 |L_{21}|^2}{|1 - S_{22} L_{11}|^2} = \frac{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |L_{11}|^2)}{|1 - S_{22} L_{11}|^2}$$

在网络匹配的过程中,设  $T_0$  为期望增益值,则需要优化的代价函数为

$$\Delta T = \sum_{i=1}^N |T(w_i) - T_0(w_i)|^2$$

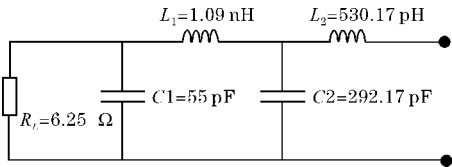
式中,  $w_i$  是所选取的频段中采样的离散点,  $N$  为总共采样的离散点。

在匹配的过程中需要使代价函数尽可能小,这样匹配效果就越好。将代价函数使用优化算法得到最优解,进而综合出匹配网络。

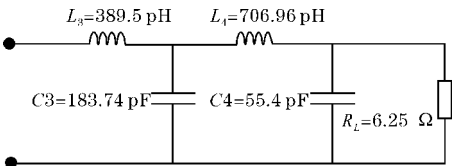
文中,通过对 MRFE6VP61K25HR5 模型的源牵引、负载牵引。可以得到晶体管的源阻抗为  $0.357 + 0.438 \text{ j}\Omega$ ,负载阻抗为  $0.623 - 0.245 \text{ j}\Omega$ 。所匹配的端口阻抗为  $6.25 \text{ }\Omega$  (传输线平衡端口的单路阻抗)。使用简化实频技术综合得到网络参数如表 1 所示,匹配网络如图 6 所示。

表 1 匹配参数

输入匹配		输出匹配	
C1	55 pF	C3	183.74 pF
L1	1.09 nH	L3	389.5 pH
C2	292.17 pF	C4	55.4 pF
L2	530.17 pH	L4	706.96 pH



(a) 输入匹配网络



(b) 输出匹配网络

图 6 匹配网络

在射频电路中,串联电感可以等效为高阻抗短传输线,电容可以等效为终端开路的短节线。而在射频功率放大器中常采用部分分布电路的形式,即并联电容用集中元件实现,串联电感使用微带线实现。

在 PCB 上条状微带线的电感量,可以由以下公式确定:

$$L = 5.08 \times 10^{-3} \times l \times \left( \ln \left( \frac{1}{W+t} \right) + 1.193 + 0.2235 \times \frac{W+t}{l} \right) \times K_g$$

$$K_g = 0.57 - 0.145 \ln \frac{W}{h}$$

式中,  $l$  是线长度,  $W$  是线宽度,  $h$  是板厚,  $t$  是铜箔厚度。最终电路图如图 7 所示。

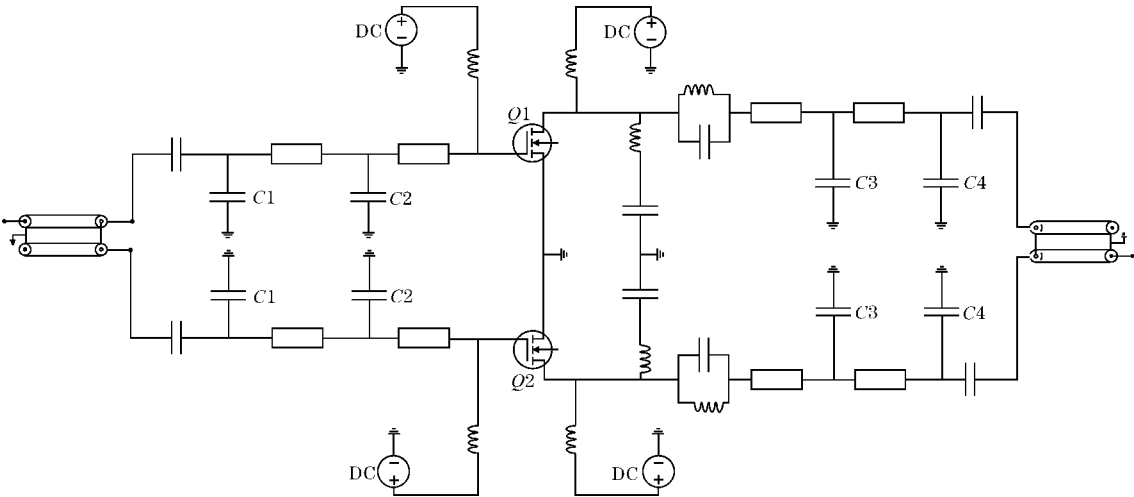


图 7 最终电路原理图

1.3 大信号仿真

在漏极电压为 50 V,门级偏压为 1.8 V 的仿真环境下,图 8 展示了增益和输出功率的函数关系,功率附加效率(PAE)和输出功率的关系,图 9 展示了频率和输出增益的关系。而图 10 展示了在输入功率为 40 dBm 时,输入、输出的回波损失。从图中可以看出,在 440 ~ 460 MHz 的窄带上,增益大于 16 dB。在饱和输出功率为 56 ~ 58.5 dBm 时,增益均大于 17 dB, PAE 大于 50%。回波损失在相应的频段内可以接受。

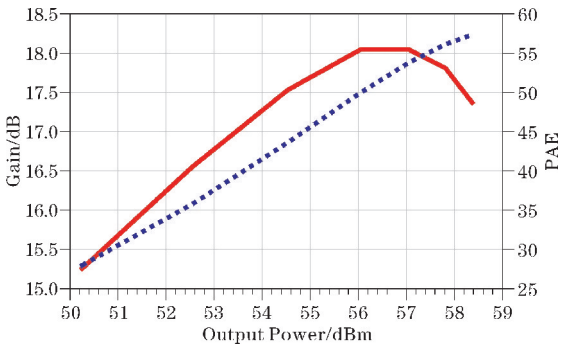


图 8 增益、PAE 和输出功率的关系

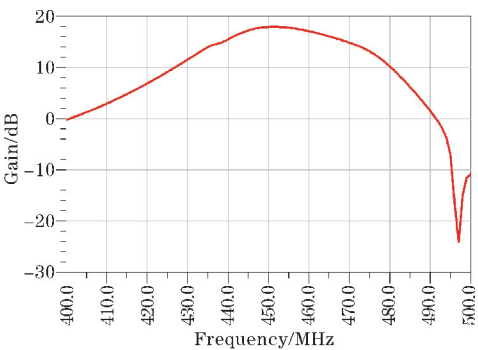
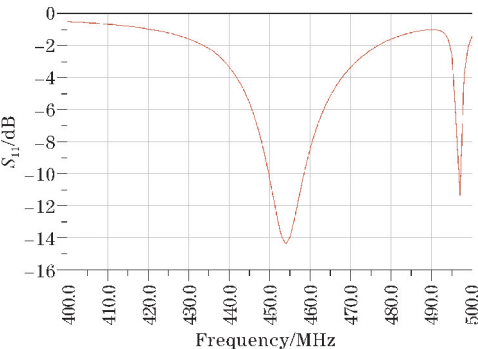
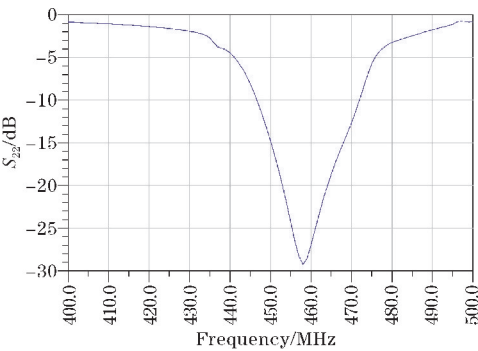


图 9 增益和频率的关系



(a) 输入回波损失



(b) 输出回波损失

图 10 回波损失

1.4 测试结果

以仿真结果为基础,使用罗杰斯的板材 AD255A,制作出功率放大器电路。功放实物如图 11 所示。

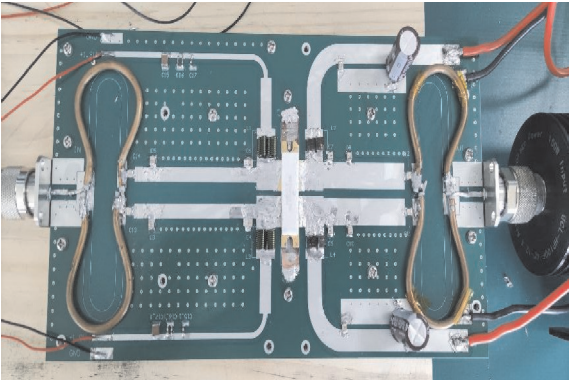


图 11 功放实物图

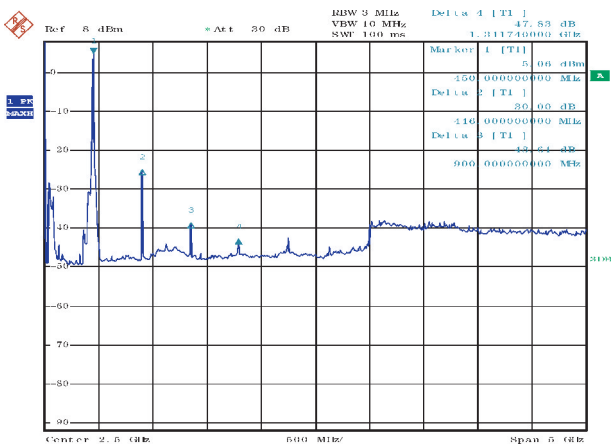


图 12 功放频谱(添加 55dB 衰减器)

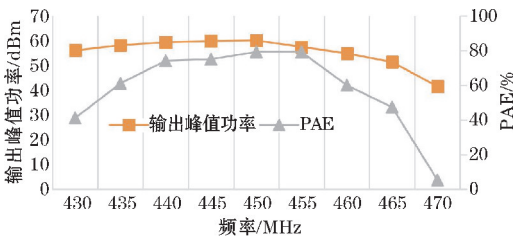


图 13 功率输出功率和 PAE

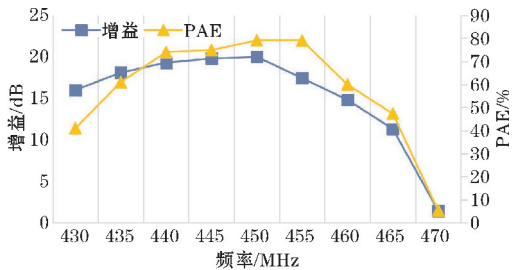


图 14 功放增益和 PAE

由图 12 ~ 14 可知,PAE 随频率先增加后减少,在频率为 455 MHz,PAE 最大,为 79%。输出峰值功率在 450 MHz 最大,为 60 dBm (1 kW),在 430 ~ 455 MHz,输出功率大于 57.5 dBm。增益在 449 MHz 最大,为 20 dB,该频点的二次谐波为 -30 dBc,三次谐波为 -43.6 dBc。图 12 显示在输出大功率时,二次谐波及低频杂波很明显,在使用时需要添加一个带通滤波器。

2 结束语

设计了一款 UHF 波段的功率放大器,在输出电路添加谐波控制电路,同时使用简化实频技术对基波进行最优匹配,电路做工在己类放大器状态,以仿真结果为基础,进行电路加工和调试优化,实现了 1 kW 的大功率输出,PAE 为 79% 的功率放大器设计。

参考文献:

[1] Raab F H. Maximum efficiency and output of class-

- F power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(6): 1162–1166.
- [2] Raab F H. Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997, 45(11): 2007–2012.
- [3] Raab F H. Class-F power amplifiers with reduced conduction angles [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 1998, 44(4): 455–459.
- [4] Ali S N. A 25–35 GHz Neutralized Continuous Class-F CMOS Power Amplifier for 5G Mobile Communications Achieving 26% Modulation PAE at 1.5 Gb/s and 46.4% Peak PAE[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(2): 834–847.
- [5] Fano R M. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances [J]. Journal of the Franklin Institute, 1950, 249(1): 57–83.
- [6] Carlin H. A new approach to gain-bandwidth problems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1977, 24(4): 170–175.
- [7] Yarman B S, Carlin H J. A Simplified “Real Frequency” Technique Applicable To Broadband Multistage Microwave Amplifiers[C]. in 1982 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 1982.
- [8] Yarman B S, Fettweis A. Computer-aided double matching via parametric representation of Brune functions[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1990, 37(2): 212–222.
- [9] Ju I, Cressler J D. A Highly Efficient X-Band Inverse Class-F SiGe HBT Cascode Power Amplifier With Harmonic-Tuned Wilkinson Power Combiner [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2018, 65(11): 1609–1613.
- [10] Grebennikov A V. Circuit design technique for high efficiency Class F amplifiers [C]. in 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 00CH37017), 2000.
- [11] Kilinc S, Yarman B S. A novel method to design broadband flat gain and sufficiently efficient power amplifiers using real frequency technique [C]. in 2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2017.

## Design of UHF Band Power Amplifier

PENG Shulin, YAO Zhendong

(Key Laboratory of Atmospheric Sounding, College of Electronic Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China)

**Abstract:** This paper designs a class-F power amplifier for a certain UHF band transmitter, operating in the 430–455 MHz frequency range, and introduces the design of harmonic control and matching networks in detail. A harmonic control circuit is added before the amplifier output matching network to generate the operating waveform of a class-F amplifier through harmonic control of the transistor drain. At the same time, when the input and output impedances are complex impedances, simplified real frequency technology is used to match the circuit, which improves the efficiency of the matching network. The final test results show that the output power of the amplifier reaches 60 dBm, the corresponding gain is 20 dB, and the PAE is 79%, meeting the design requirements.

**Keywords:** UHF band; class-F power amplifier; harmonic control; simplified real frequency technique