

# 一种设计宽带高效 E 类功率放大器的方法 ——“参数补偿压缩法”

孙文宾, 黄云新, 刘 鹏  
(南京航空航天大学电子工程系, 江苏南京 210016)

摘 要: 本文首先分析了 E 类放大器负载网络的参数特性, 提出了“参数补偿压缩法”的原理和改进型宽带负载网络. 并且借助于电路优化设计理论实际制作出工作于 30 ~ 90MHz、输出功率为 7.6 ~ 10.2W、总效率为 72% ~ 84% 功放电路, 实验表明, 测试结果与理论计算基本相符.

关键词: E 类; 宽带; 高效率; 功率放大器

中图分类号: TN8 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2001) 11-1536-04

## A Method to Design Broadband High Efficiency Class E Amplifier ——“Parameter Compensation and Compress”

SUN Wen-bin, HUANG Yun-xin, LIU Peng  
(Department of Electronic Engineering, NUA, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: This paper analyses parameter characteristics of load network for class E power amplifier. The principle of “Parameter Compensation and Compress” and improved broadband load network are submitted. A broadband class E amplifier of 30 ~ 90 MHz is designed and produced according to the theory of circuit design optimization. The output power is 7.6 ~ 10.2W. Its total efficiency is 72% ~ 84%. Tests show measurement results are basically coincident with theory calculation.

Key words: class E; broadband; high efficiency; amplifier

### 1 引言

现代移动通信设备要求在使用电池供电的条件下, 能在宽频带上实现通信. 如单边带通信机、军用 FM 通信机等通信设备对效率及宽带指标均提出了新的要求. 宽带化也是实现未来软件无线电的必要条件. 而对于军方, 提高效率等于增强了后勤保障力度.

D、E 类放大器都是理论效率能达 100% 的放大器. D 类放大器的高效率是由其集电极(漏极)波形严格为方波来保证的, 因而实现宽带化较为困难. 相比之下 E 类放大器在采用共发(共源)组态时, 集电极(漏极)波形不要求为方波. 基本 E 类放大器电路如图 1 所示(以晶体管为例), 它由起开关作用的晶体管  $T$ , 简单串联网络( $L_o + L_x$ )  $C_o$  以及分路电容  $C$ , 负载  $R$ , 扼流圈 RFC 等元件组成, 其中  $L_x$  为剩余电感, 信号送到有源器件的输入端, 进行大信号激励, 有源器件呈现为一个非理想的单刀单掷开关. 当器

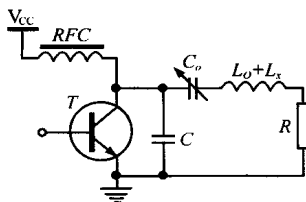


图 1 E 类功放基本电路图

件导通时, 集电极电压  $V_c$  的波形由晶体管决定, 当器件截止时,  $V_c$  由特殊设计的网络瞬变响应所决定. 其结果, 使得开关导通时有电流流过, 而管压降很小. 当开关断开时, 开关上电压很高, 而无电流流过. 因此开关上的功耗很小, 放大器的效率大大提高, 这给宽带化带来可能.

### 2 基本 E 类放大器的参数特性分析

E 类功放是一个多变量的非线性系统, 影响功率性能的主要参数有: 剩余电抗  $X = L_x$ ; 串联负载电阻  $R$ ; 分路电纳  $B = C$ ; 激励信号半导通角  $\gamma$ ; 器件接通时的集电极电压波形的瞬时斜率; 负载相角  $= \arctan(X/R)$ ; 电源电压  $V_{cc}$  等.

E 类功率放大器的宽带应用, 就是要使放大器在频率变化时, 保持高效率 and 一定的功率输出. 在频率变化时,  $B$ ,  $X$ ,  $\gamma$ ,  $^{[1]}$  均发生变化. 设计宽带负载网络的前提是必须了解这些参数对 E 类放大器能量关系的影响.

#### 2.1 分路电纳 B 对 E 类放大器的影响

由文献[1,2]可知, 在  $\gamma = \pi/2$ ,  $\theta = 0$  条件下, 效率最高, 故在以下分析中以此为前提. 且由于电路电流关系不变, 采用文献[1]导出的结果. 输出功率

$$P_0 = (V_{cc}^2 G^2 R) / (2 R_{dc}^2) \quad (1)$$

收稿日期: 2000-10-19; 修回日期: 2001-05-23  
基金项目: 国家自然科学基金(No. 69872015)

其中  $V_{cc}$  为电源电压,  $R_{dc}$  为直流电源的等效负载, 输入功率

$$P_{dc} = V_{cc}^2 / R_{dc}; \text{ 则效率 } \eta_c = (G^2 R) / (2 R_{dc}) \quad (2)$$

$G$  是为了计算及表达方便而引入的中间变量,

$$G = \frac{2y \sin \theta_1 \sin \gamma - 2y \cos \theta_1 \cos \gamma + 2 \cos \theta_1 \sin \gamma}{-2 \sin(\theta_1 - \gamma) \sin y \sin \theta_1 - \frac{1}{2} \sin 2y \cos(2\theta_1 + \gamma) + y \cos \theta_1} \quad (3)$$

其中  $\theta_1 = \arctan \frac{X}{R}$ ,  $B$  的变化引起  $\theta_1$  变化,

$$\theta_1 = \arctan \frac{L \cos \theta_1 - K \sin \theta_1 - 4.0}{K \cos \theta_1 + L \sin \theta_1} \quad (4)$$

其中  $K = M + \cos \theta_1$ ,  $L = \frac{2}{\cos \theta_1} - 2M$ ,  $M = BR - \frac{1}{2} \sin \theta_1$ ,  $R = \sqrt{1 + (X/R)^2}$ ,

$$R_{dc} = \frac{1}{2B} \{ [2y^2 + 2yG \sin(\theta_1 - \gamma)] - 2G \sin \theta_1 \sin \gamma \} \quad (5)$$

将  $y = \theta_1/2$  代入式 (3)、(4)、(5), 得出  $G, R_{dc}, \eta_c$ , 再由式 (1)、(2) 可得到分路电纳  $B$  对  $P_0, \eta_c$  的影响. 作出当其它参数为适当固定值时  $\eta_c, P_0, P_{dc}$  对  $B$  的曲线, 如图 2、图 3 所示.

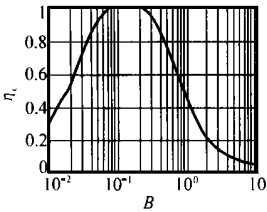


图 2  $\eta_c$  与  $B$  的关系曲线

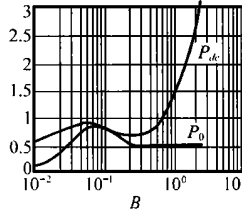


图 3  $P_{dc}, P_0$  与  $B$  的关系曲线

由此得出这样的结论:  $B$  (归一化电纳) 在 0.06 ~ 0.3 之间变化时, 效率在 100% 附近变化, 在此区间  $P_0$  随  $B$  增大而减小. 从效率的角度看, E 类放大器允许分路电纳变化范围较大.

### 2.2 负载相角 变化对 E 类放大器的影响

串联电路在频率  $f$  改变时, 剩余电抗  $X$  发生变化,  $\theta_1$  变化.

利用 2.1 节中的公式, 在选定  $B, R, f, V_{cc}, \gamma$  等固定值之后, 可得到  $\eta_c, P_0, P_{dc}$  与  $\theta_1$  的关系曲线, 如图 4、图 5 所示.

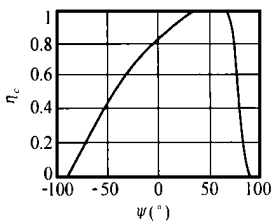


图 4  $\eta_c$  与  $\theta_1$  关系曲线

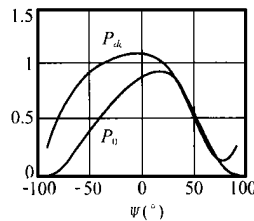


图 5  $P_{dc}, P_0$  与  $\theta_1$  的关系曲线

从图 4、图 5 可看出负载相角在高效区的输出功率随相角的增加而降低, 这与上述分路电纳  $B$  在高效区随自身的增加而导致输出功率降低一起构成了“参数补偿法”的理论依据.

### 3 “参数补偿压缩法”及改进型宽带负载网络

为达到宽带放大又同时满足高效率输出功率平稳的目的, “参数补偿法”要求实际的负载网络必需满足以下几个条

件: (1) 为保证 E 类功放在高效率的条件下, 可用带宽大, 必需使基本电路中串联支路的  $Q$  值为 0, 即串联支路中只有剩余电抗和负载电阻, 而  $C_0$  变为隔直电容. (2) 在高效区, 频率  $f$  增加, 分路电纳增加, 输出功率  $P_0$  降低. (3) 在高效区, 频率  $f$  增加, 负载相角 减少, 输出功率增加.

基于这样的设计思想, 提出如图 6 所示的基本宽带负载网络, 其中  $C_0$  为隔直电容,  $R_p$  和  $L_p$  为并联负载网络中负载电阻和剩余电感. 由后文优化搜索结果计算出负载相角 随频率变化的关系

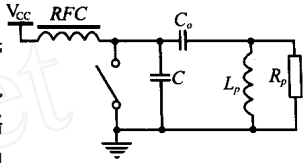


图 6 改进型宽带负载网络

如图 7 所示, 显然已实现了频率  $f$  增大负载相角 降低的要求, 从而与分路电纳  $B$  形成参数补偿的目的, 使放大器的功率输出得以平稳. 图 8 和图 9 为采用参数补偿法得到的功率和效率曲线. 可知功率曲线在带内非常平稳, 而效率曲线在频段高端没有达到大于等于的目标.

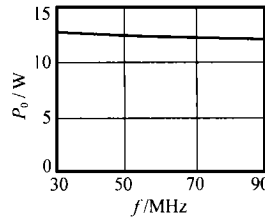


图 8 补偿后的功率曲线

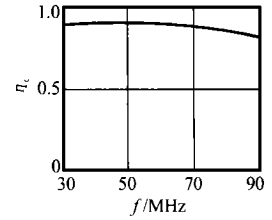


图 9 补偿后的效率曲线

讨论: “参数补偿法”可以调节负载相角 的变化, 实现频率  $f$  增加, 负载相角 降低, 输出功率  $P_0$  增加, 与分路电纳  $B$  增加, 输出功率  $P_0$  降低相互补偿, 从而达到功率输出平稳的目的. 但在功率输出平稳的同时, 负载相角的变化范围较大, 如图 7 所示  $\theta_1 > 15^\circ$ . 由 2.2 节分析可知, 负载相角变化范围大, 导致效率变化快, 不能在输出平稳的同时实现高效率应用, 其直接后果是缩小了带宽. 为了能实现宽带高效应用, 又提出了“参数压缩法”, 即在电路中增加一附加电感  $L$ , 如图 13 所示, 由负载相角的表达式  $\theta_1 = \arctan(X/R)$  可知: 当频率  $f$  增加, 负载网络等效剩余电抗  $X$  减低, 而附加电抗  $X = L$  增加, 使得网络的电抗总和  $X = X + X$  变化减少, 即减小. 图 10 为采用了附加电感后的网络负载相角图, 可见  $\theta_1 < 6^\circ$ ; 达到了压缩 的目的.

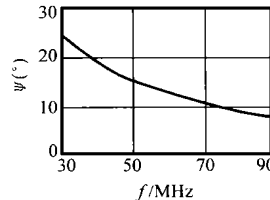


图 7 负载相角 的频率特性 图 10 有  $L$  时的 的频率特性

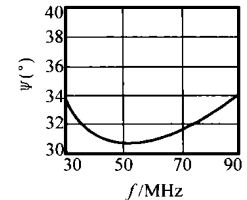


图 11 和图 12 为采用“参数补偿压缩法”后的效率功率曲线, 可看出经补偿压缩后的效率曲线明显优于图 9 的效率曲线, 扩大了带宽. 其原因可从图 10 看出, 经压缩后的负载相角

不但相角变化范围减小而且较未采用压缩法的负载相角更接近于高效率区,又由图 11 可见补偿压缩后的功率曲线在频段高端功率有所下降.其原因是由于补偿压缩后的负载相角在频段低端随频率增加而下降从而与分路电纳  $B$  形成参数补偿,功率平稳输出,但在频率高端,负载相角随频率增加而增加从而与分路电纳一起导致输出功率下降,但由于在高效率区 E 类放大器允许分路电纳变化范围较大,而且相角在压缩后变化范围很小,综合上面两个原因,在频率高端,随着频率增加,输出功率虽然因负载相角和分路电纳的增加而下降,仍然可以满足输出功率平稳度的要求.

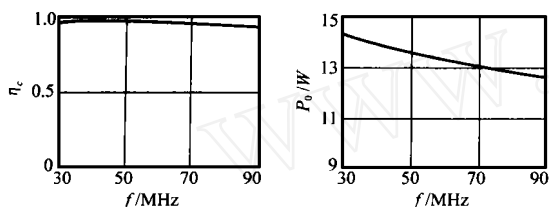


图 11 补偿压缩后的效率曲线 图 12 补偿压缩后的功率曲线

#### 4 宽带负载网络的计算机辅助设计

宽带高效率功率放大器功率性能是宽带负载网络的各个参数在工作频段上共同作用的结果.参数包括  $f, C, R, \theta, L$ .选择不同的参数,得出的放大器的性能是不同的.因而可采用计算机辅助设计的方法来优化宽带负载网络的参数.

##### 4.1 网格法原理

选择非线性优化方法中的网格法来完成宽带负载网络的优化设计任务.

设非线性规划为<sup>[8]</sup>:

$$\begin{aligned} \min f(x), X \in E \\ \text{s. t. } S_i(x) \geq 0, i=1, 2, 3, \dots, m \end{aligned}$$

$f(x)$ 为目标函数,  $S(x)$ 为约束函数,且假定变量的取值范围已知:  $x_j \leq x_j \leq x_j$ .原问题无上下界约束,则可根据问题的性质估计一下最优解所在的范围.

网格法就是在区域  $x_j \leq x_j \leq x_j$  内打网格在网格点上求约束函数与目标函数值.对满足约束条件式的点,再比较目标函数值的大小,从中选择小者,并把该网格点作为一次迭代的结果.然后在求出的点附近将分点加密,再打网格,并重复前述计算与比较,直到网格的间距小于预先给定的精度,终止迭代.网格既可以是等间距,也可以是不等间距的.

##### 4.2 目标函数求解

宽带高效率 E 类功率放大器参数优化涉及功率和效率两个性能指标,因此需要建立两个目标函数.

在文献[2]、[6]中,讨论了各参数  $f, R, C$  对 E 类功率放大器工作状态影响.  $R$  是选定频率点处的等效负载相角及负载阻抗.在不同的频率点上,即使选择相同的初始参数  $f, R, C$ ,所得到的宽带负载网络及其特性也是不同的.因此,变量向量是  $X = [f, C, R, \theta, L]$ .在求解目标函数时,向量的值假定已知,也就是优化搜索时网格上的网络点是已知的.那么,可以将要求解的非线性规划问题表示为:

$$\begin{aligned} f_1(x) &= (\eta) \\ f_2(x) &= P_0(x) \\ \text{s. t. } f_1(x) &> \eta_{\min}, P_0(x) > P_{0\max} \end{aligned}$$

为给定的换算后的设计指标.

当  $X = [f, C, R, \theta, L]$  值已知时,由  $f_1(x)$  的定义以及  $R$  的表达式<sup>[4]</sup>组成非线性方程组并解出需要的电路的参数.这样在此网格点上的电路形式也就确定了,对该电路在工作频段上进行扫描,得出它的效率和输出功率不平稳度.在完成对工作频段的扫描之后,判断这一个网格点是否满足设计要求.如果满足,这个网格点即为一个容许解.

#### 4.3 优化设计结果

通过编程,实现上两节的优化算法,并设定计算的初始条件:

起始负载范围  $R(\Omega) = 30 \sim 70$ ; 起始负载相角范围  $\theta(^{\circ}) = 10 \sim 45$ ; 分路电容取值范围  $c(\text{pF}) = 15 \sim 25$ ; 频率范围  $f(\text{MHz}) = 30 \sim 90$ ; 最终网格点间隔  $step = 1$ ; 最小输出功率 9W; 最低效率 94%; 最大功率起伏 1.5dB; 经优化搜索得到 30 组最佳解<sup>[7]</sup>.

从中任选一组解:

$f(\text{MHz})$	$C(\text{pF})$	$R(\Omega)$	$\theta(^{\circ})$	$L(\mu\text{H})$
59	16	35	13	0.036

代入设计界面中,计算得到的效率和功率曲线如图 11 和图 12 所示.此状态下频段上的最低效率为 94%,最高效率为 98%.

根据得到的最优网络参数,即可设计宽带负载网络,然后实现宽带高效率功率放大器.

注:此处的负载相角  $\theta_0$  是用来计算宽带负载网络参数(即自耦变压器的变比和电感量)的起始值,  $\theta_0 = \arctan(X/R) = 13^{\circ}$ ,见图 7,而非宽带负载网络增加附加电感后的负载相角  $\theta = \arctan((X + X_0)/R) = 31.4^{\circ}$ ,见图 10.其中  $X$  和  $R$  分别是宽带负载网络在频率等于 59MHz 时的等效电抗和电阻,  $X_0$  为加在电路中的附加电抗.

#### 5 实际模块制作及测试

根据“参数补偿压缩法”的设计原理,设计出的实际电路如图 13 所示.放大器电源电压  $V_{cc} = 21\text{V}$ ,激励功率  $> 1\text{W}$ .

经测试获得负载  $R_A$  上得到的实际功率  $P_A$  与放大器实际总效率的曲线如图 14 所示.

功率和效率的性能相比于图 11 和图 12 来说有所降低,这主要是由于晶体管的饱和压降,负载网络的损耗及滤波器损耗等原因引起的.实际功率放大器的输出功率  $P_A$  为 7.6 ~ 10.2W,总效率为 72% ~ 84%,输出功率波动指标:

$$10 \log(P_{A\max}/P_{A\min}) = 10 \log(10.2/7.6) = 1.28\text{dB} < 1.5\text{dB}, \text{ 满足}$$

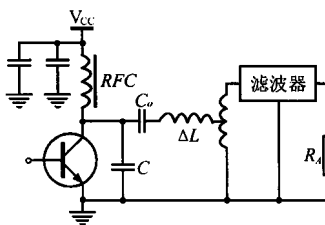


图 13 宽带 E 类功放电路

功率和效率的性能相比于图 11 和图 12 来说有所降低,这主要是由于晶体管的饱和压降,负载网络的损耗及滤波器损耗等原因引起的.实际功率放大器的输出功率  $P_A$  为 7.6 ~ 10.2W,总效率为 72% ~ 84%,输出功率波动指标:

$$10 \log(P_{A\max}/P_{A\min}) = 10 \log(10.2/7.6) = 1.28\text{dB} < 1.5\text{dB}, \text{ 满足}$$

预定设计目标.

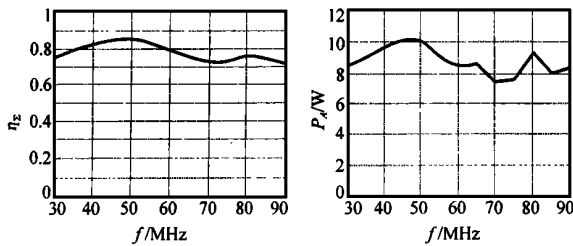


图 14 试验功放效率和功率曲线

## 6 结论

由理论计算及实际测试结果可知,用基于“参数补偿压缩法”的设计原理得出的宽带负载网络来调整负载相角的设计方法是正确而且实用的,实现了 E 类高效率放大器的宽带化.

### 参考文献:

- [ 1 ] F H Rabb. Idealized operation of the class E tuned power amplifier [J]. IEEE Trans. Circuits Syst., Dec, 1977, CAS-24: 725 - 735.
- [ 2 ] F H Rabb. Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier [J]. IEEE J. Solid State Circuits, Apr, 1978, SC-13: 239 - 247.
- [ 3 ] Auratogloic, CH p, Voulgaeis, N C. A new method of the analysis design of the class E power amplifier taking into account the QL factor [J]. IEEE Transactions on circuits and systems, June 1987, CAS. 34 (6).

- [ 4 ] J Smith. Modern Communication Circuits [M]. McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [ 5 ] The software radio architecture [J]. IEEE Communication Magazine, 1995, 5.
- [ 6 ] 孙文宾. 新型功率放大器 and 模拟乘法器 [M]. 南京: 南京航空航天大学, 1988.
- [ 7 ] 黄云新. 宽带高效率 E 类功率放大器 [D]. 硕士论文, 南京航空航天大学, 2001.
- [ 8 ] 鲍顺光. 优化方法与电路优化设计 [M]. 东南大学出版社, 1992.

### 作者简介:



孙文宾 男, 1938 年 10 月出生于江苏仪征市. 南京航空航天大学电子工程系教授, 主要从事通信电路和系统领域内的教学与科研工作, 先后承担过国家自然科学基金、航空科学基金及国家重点工程项目多项, 曾获得光华科技基金奖和部省级科技进步奖多项.

黄云新 1975 年生于江苏东台市. 1998 年于安徽大学获学士学位, 2001 年于南京航空航天大学获硕士学位, 现主要从事电路与系统及计算机应用领域内的工作.

刘 鹏 1973 年生于江苏靖江市. 2000 年于南京航空航天大学电子工程系获硕士学位, 现主要从事移动通信设备的研究和开发工作.