

基于双向牵引技术的射频功放设计与仿真

高金辉, 李迎迎, 丛密芳

(河南师范大学 物理与信息工程学院, 河南 新乡 453007)

摘 要: 射频功率放大器是无线通信系统的核心部件, 其输出功率和附加效率是设计的重点和难点, 现有方法很难在功率和效率之间取得一致. 为了解决这一问题, 文中在综合考虑谐波分量以及负载阻抗、源阻抗对输出功率和附加效率影响的基础上, 采用新型多谐波双向阻抗牵引技术, 结合实例设计了一种高效率的射频功率放大器. 在 ADS 中进行仿真, 仿真结果表明功放在获得最佳附加效率的同时又有较高输出功率, 证明了该方法的有效性.

关键词: 双向牵引; 多谐波; 功率附加效率; 输出功率

中图分类号: TN722

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)06-0118-04

Design and Simulation Technology of Radio Frequency Power Amplifier Based on Biateral Pull

GAO Jin-hui, LI Ying-ying, CONG Mi-fang

(College of Physics and Information Engineering, Henan Normal University, Xinxian 453007, China)

Abstract: RF power amplifier is the core component of wireless communication system, it's output power and added efficiency are important and difficult to design. The consistent of output power and power added efficiency can't achieved with existing methods. Considering the influence of harmonic, load and source impedance on output power and power added efficiency, by using multi-harmonic bilateral pull technology, design a high-efficiency RF power amplifier. Simulation results show that when the additional efficiency at best, the output power is also high, fully meet the design requirements.

Key words: bilateral pull; multi-harmonic; power added efficiency; output power

1 引言

功放的设计, 不仅要考虑功率放大器的输出功率, 其效率更是人们关注的焦点, 特别是以电池为能源的移动终端^[1,2]. 在接近功率饱和时功率放大器呈非线性特性, 其产生的谐波会对功放性能产生一定影响^[3]. 因此在设计功放匹配电路时, 精确地估计谐波负载分量对功率放大器输出功率和附加效率的影响是很关键的^[4].

功率放大器的设计常采用优化方法和负载牵引技术. 优化方法在匹配电路的谐波性能对功率放大器性能影响这一问题上没有定量的分析结果. 负载牵引技术仅强调了负载阻抗对电路输出功率和效率

的影响, 却忽略了源阻抗的影响^[5,6]. 文中综合考虑了谐波分量以及源阻抗、负载阻抗对输出功率、附加效率的影响, 采用新型多谐波双向牵引技术, 结合实例设计了高效率射频功率放大器, 并验证了该方法的有效性.

2 多谐波双向牵引理论

2.1 谐波平衡法

谐波平衡法是一种迭代方法, 它假定对于给定的正弦激励有一个可以被逼近到满意精度的稳态解. 其核心思想是: 建立一个线性子网络端口电压(电流)和非线性子网络的电压(电流)误差函数的谐波平衡方程. 通过谐波平衡仿真, 获得频域电压和电

收稿日期: 2010-10-18; 修回日期: 2010-11-15

基金项目: 河南省教育厅自然科学基金项目(2009A510006)

流,并计算电路中电压和电流的频谱成份^[7].

谐波平衡法着眼于信号频域特征,擅长处理对非线性电路的分析.多谐波负载牵引方法正是基于谐波平衡法的原理.

2.2 多谐波负载牵引仿真技术

多谐波负载牵引仿真系统揭示了每一谐波对电路性能的影响,并找出每一谐波的最佳负载.仿真公式描述为:

$$E(X, Z) = 0 \quad (1)$$

式中, E 为谐波平衡(HB)误差矢量; X 为所有谐波状态变量; Z 为所有外部端口谐波负载.

E 的第 k 个子矢量为:

$$E_k(X, Z) = A(k\omega_0, Z)\phi(X, Z) + B(k\omega_0, Z)\Psi(X, Z) + D(k\omega_0, Z) \quad (2)$$

其中, $0 \leq k \leq N_H$ (N_H 是仿真的谐波数); A 和 B 是电路矩阵; D 是激励函数; ϕ 与 Ψ 分别为非线性子网络端口的瞬时电压 v 与瞬时电流 i 的谐波矢量. 谐波负载 Z 的矩阵形式:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_L(0\omega_0) & Z_L(1\omega_0) & Z_L(2\omega_0) & \cdots \\ Z_L(k\omega_0) & Z_L[(k+1)\omega_0] & \cdots & Z_L(N_H\omega_0) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, $Z_L(k\omega_0)$ 是负载端口的第 k 次谐波负载; $0\omega_0$ 代表直流分量. 通过阻抗采样方法,多谐波负载牵引仿真能够获得与设计指标有关的最佳谐波负载.在阻抗采样法中,每一步只有 Z 的一个分量在限定的阻抗平面里采样,而其他的 Z 分量保持常量.同时,每采一个样点都进行谐波平衡仿真,从而求解特定的电路响应.然后在 Smith 阻抗圆图上画出等功率和等效效率曲线,这样就可以选择适当的输出阻抗准确地设计功率放大器.

2.3 多谐波双向牵引技术

多谐波双向牵引仿真比单一的负载牵引有进一步的提高.电路结构如图 1 所示.

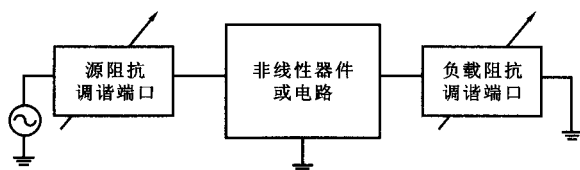


图1 多谐波双向牵引结构

其谐波阻抗 Z 的矩阵形式定义为:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_L(0\omega_0) & Z_L(1\omega_0) & Z_L(2\omega_0) & \cdots & Z_L(N_H\omega_0) \\ Z_S(0\omega_0) & Z_S(1\omega_0) & Z_S(2\omega_0) & \cdots & Z_S(N_H\omega_0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

系统设计过程如下:

(1) 取 $k = 1$, 通过采样基频的阻抗, 开始基频负载阻抗牵引仿真, 并且找出最佳基频负载阻抗 $Z_L(\omega_0)$, 并固定 $Z_L(\omega_0)$;

(2) 在最佳基频负载牵引阻抗 $Z_L(\omega_0)$ 的基础上, 对基频源阻抗进行牵引仿真, 得到最佳源阻抗 $Z_S(\omega_0)$, 并固定 $Z_S(\omega_0)$;

(3) 检查高次谐波负载对电路响应的影响. 如果高次谐波负载的影响很显著, 则令 $k = k + 1$, 继续进行第(4)步, 否则结束;

(4) 将 $Z_L(k\omega_0)$ 、 $Z_S(k\omega_0)$ 固定, 采样第 k 次谐波负载阻抗牵引, 执行 k 谐波负载牵引, 并找出最佳负载阻抗; 进行 k 次谐波源阻抗牵引, 找出最佳源阻抗, 继续进行第(3)步.

3 应用多谐波双向牵引仿真技术

为了验证该方法的有效性, 文中基于 ADS, 采用 MRF7S21150HR3 进行功放设计. 其静态工作点为: $V_{DS} = 28V$, $I_{DQ} = 1350mA$, $V_{GS} = 2.75V$, 工作频段为 $2.11 \sim 2.17GHz$. 设计要求达到: G 大于 $17dB$, 输出功率 P_{out} 大于 $47dBm$, 功率附加效率 PAE 在 42% 以上, 二次和三次谐波 HMD_2 、 HMD_3 都小于 $-50dBc$.

功率管的工作频率为 $2.14GHz$, 基频负载阻抗牵引仿真的原理如图 2 所示.

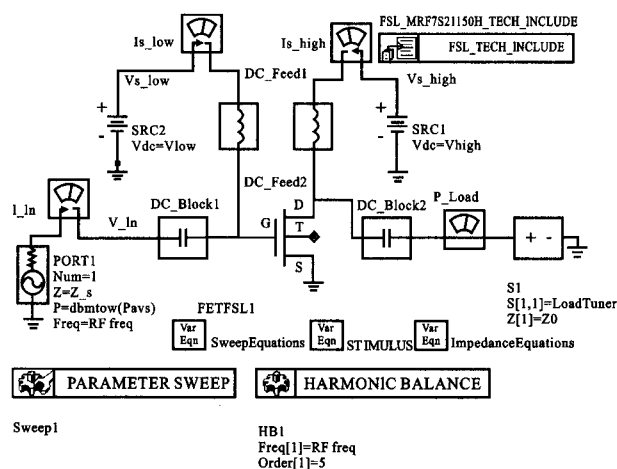


图2 基频负载阻抗牵引仿真原理

进行基频负载阻抗牵引仿真时, 对负载端口进行调谐, 其源阻抗和负载阻抗在变量单元 Impedance Equation 中指定为矩阵形式, 谐波阻抗均设为 500Ω , 基波源阻抗为 10Ω , 基频负载阻抗在 HARMONIC BALANCE 和 PARAMETER SWEEP 单元中设定扫描, 扫描范围在变量单元 Sweep-

Equation 中设定^[4]. 所有阻抗牵引仿真都与基频负载牵引仿真的方法类似. 全部的仿真过程如下:

(1) 进行基频负载阻抗牵引, 在 ADS 中按照图 3 进行仿真. 仿真结果: 最大功率附加效率为 53.97%, 最大输出功率为 Pdel(48.65dBm), 所对应的最佳基频负载阻抗为: $Z_L(\omega_0) = 2.228 - j * 1.368\Omega$;

(2) 固定基频负载阻抗, 进行基频源阻抗牵引, 仿真图与图 2 类似, 差别仅在于此时是在源端加上调谐器而不是在负载端. 仿真后可得: 最大输出功率 Pdel(49.66dBm) 所对应的基频源阻抗 $Z_S(\omega_0) = 3.351 - j * 7.597\Omega$, 最大功率附加效率 56.82% 所对应的基频源阻抗 $Z_S(\omega_0) = 4.019 - j * 5.384\Omega$. 文中以功率附加效率 PAE 作为主要指标. 因此, 最佳基频源阻抗取 $Z_S(\omega_0) = 4.019 - j * 5.384\Omega$;

(3) 固定最佳基频负载阻抗和源阻抗. 然后将 ImpedanceEquation 中的扫描变量设置为二次谐波负载阻抗, 进行二次谐波负载阻抗牵引仿真, 其原理与基频负载阻抗牵引仿真时一样. 仿真得到在二次谐波负载阻抗为 $Z_L(2\omega_0) = 0.044 - j * 4.214\Omega$, 能够同时获得最大输出功率 Pdel(49.73dBm) 与最大功率附加效率 57.91%;

(4) 固定基频负载阻抗、二次谐波负载阻抗, 基频源阻抗. 对二次谐波源阻抗进行牵引仿真, 获得的最大输出功率 Pdel(50.85 dBm) 所对应的源阻抗 $Z_S(2\omega_0) = 37.154 - j * 13.262\Omega$, 最大的功率附加效率 58.17% 所对应的源阻抗 $Z_S(2\omega_0) = 7.669 - j * 7.352\Omega$. 由于功率附加效率为主要指标, 所以最佳二次谐波源阻抗为 $Z_S(2\omega_0) = 7.669 - j * 7.352\Omega$;

(5) 同理, 对 3 次谐波进行了双向阻抗牵引仿真, 负载端口最大功率附加效率 58.14% 所对应的最佳三次谐波负载阻抗为 $Z_L(3\omega_0) = 0.151 - j * 24.574\Omega$, 此效率对应的输出功率是 Pdel = 49.77dBm; 源端口最大功率附加效率 58.36% 对应的最佳三次谐波源阻抗为 $Z_S(3\omega_0) = 7.671 + j * 18.781\Omega$, 此效率对应的输出功率为 Pdel = 50.15dBm.

在对 4 次及其以上谐波进行牵引仿真时发现高次谐波对放大器的性能指标的几乎没有影响. 所以只需考虑到 3 次谐波.

多次重复(1)~(5) 仿真过程, 最后得到综合考虑谐波、负载阻抗和源阻抗之后的基频负载阻抗仿真结果如图 3 所示.

从图 3 中可以看出, 最大功率附加效率 PAE = 58.57% 所对应的基频负载阻抗为: $Z_L(\omega_0) = 2.182$

$-j * 1.712\Omega$, 最大输出功率 Pdel(49.988dBm) 对应的基频负载阻抗为: $Z_L(\omega_0) = 2.200 - j * 1.693\Omega$, 由于 PAE 为主要指标, 因此得到最佳的基波负载阻抗是 $Z_L(\omega_0) = 2.182 - j * 1.712\Omega$.

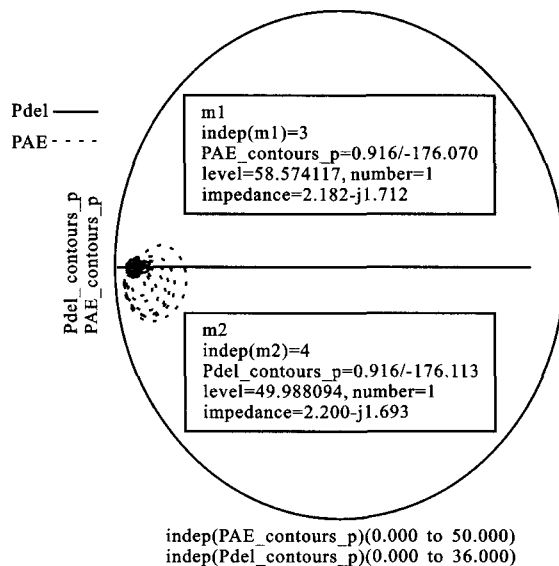


图 3 基频负载多谐波双向牵引结果

进行多次仿真后, 综合考虑谐波、负载阻抗和源阻抗后的基波源阻抗仿真结果如图 4 所示.

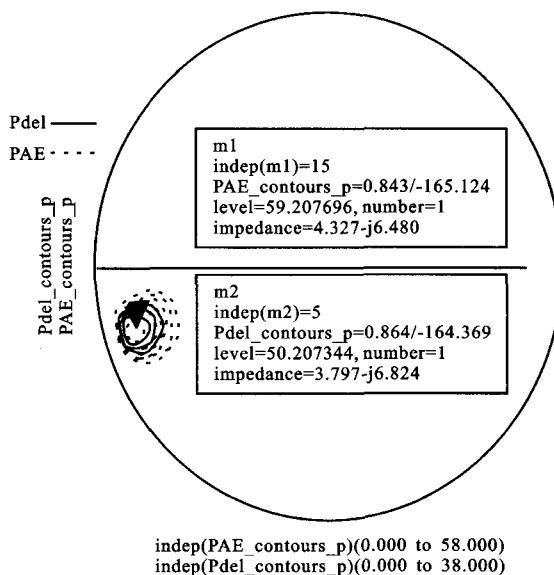


图 4 基频源多谐波双向牵引结果

从图 4 中可以看出, 最大功率附加效率 PAE = 59.20% 所对应的基频源阻抗为: $Z_S(\omega_0) = 4.327 - j * 6.480\Omega$, 最大输出功率 Pdel(50.20dBm) 对应的基频源阻抗为: $Z_S(\omega_0) = 3.797 - j * 6.824\Omega$, 由于 PAE 为主要指标, 因此最佳基波源阻抗是 $Z_S(\omega_0) = 4.327 - j * 6.480\Omega$.

4 电路设计与仿真结果

按照第3节中得到的 $Z_L(\omega_0)$ 、 $Z_S(\omega_0)$ 进行匹配电路和偏置电路设计,所得谐波平衡时仿真电路原理图如图5所示。

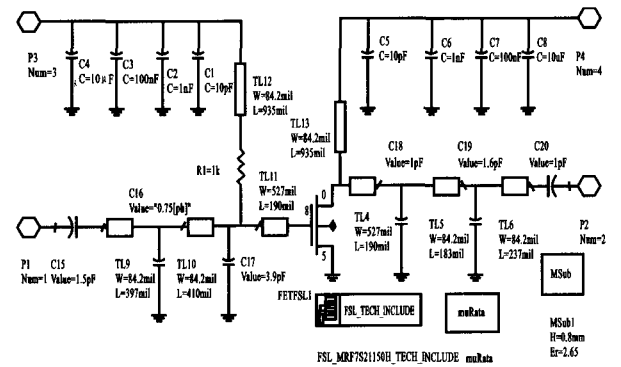


图5 谐波平衡电路图

如图5,在ADS中,进行整体电路仿真,这里采用功率扫描,输入功率设定为30_dBm。

图6给出了仿真后所得转换功率增益、附加效率、输出功率以及二次谐波、三次谐波的特性曲线。

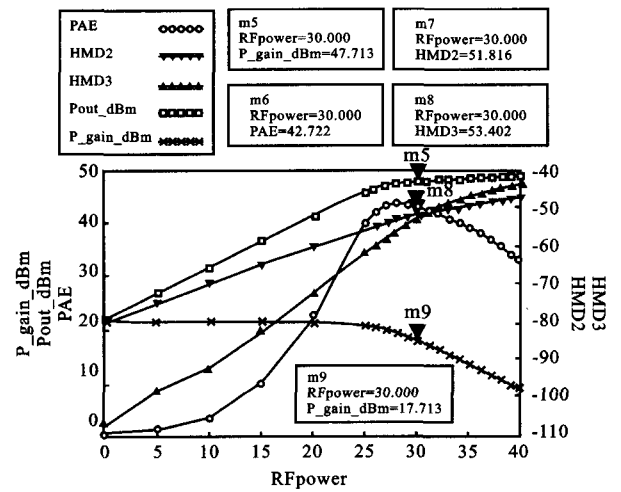


图6 功率放大器参数随功率变化的曲线

从仿真结果可以看出,输入功率为30_dBm时, $G=17.71\text{dB}$, $P_{\text{out}}=47.71\text{dBm}$, $\text{PAE}=42.72\%$, $\text{HMD}_2=-51.86\text{dBc}$, $\text{HMD}_3=-53.40\text{dBc}$ 。完全

满足设计指标要求,证明了该方法的有效性。

5 结束语

文中介绍了基于谐波平衡分析的多谐波双向牵引仿真技术的原理和详细的设计方法。在设计中,综合考虑谐波分量、负载阻抗和源阻抗对于输出功率和功率附加效率的影响。仿真结果显示该方法克服了以往功放设计方法中存在的缺点,使功放在获得最佳的附加效率的同时又提供了较高的输出功率。该设计方法为功放设计者提供了一种有效手段。

参考文献:

[1] 张伟,李霞明,吴保中. Volterra 级数法分析 MESFET 功率放大器[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26(11): 98-101.

[2] Guillermo Gonzalez. 微波晶体管放大器分析与设计[M]. 白晓东,译. 北京: 清华大学出版社, 2003.

[3] 丘春辉,陈向东,沈冰. 射频功率放大器前馈线性化技术研究[J]. 微电子学与计算机, 2008, 25(11): 133-136.

[4] 牛立杰,张德智,李佩. 谐波负载阻抗对功率放大器性能的影响[J]. 雷达科学与技术, 2004, 2(1): 52-56.

[5] Frederick H Raab, Asbeck P, Cripps S, et al. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3): 814-825.

[6] Stephen A Mass. Nonlinear microwave and RF circuits (2nd edition)[M]. Boston, London: Artech House Publishers, Inc, 2003.

[7] 刘光祜,张玉兴. 无线应用射频微波电路设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 751-754.

作者简介:

高金辉 男, (1962-), 教授. 研究方向为射频系统设计.

李迎迎 女, (1986-), 硕士研究生. 研究方向为射频电路设计.

丛密芳 男, (1984-), 硕士研究生. 研究方向为射频电路设计.