

射频功放并发三波段匹配电路分析和设计

张 勋, 叶 焱*, 刘太君, 王 洋

(宁波大学 信息科学与工程学院, 浙江 宁波 315211)

摘要: 针对射频功放的并发多波段匹配问题, 提出了一种并发三波段匹配电路, 可以将功放管在任意 3 个频点处的不同输入或输出阻抗值匹配到 $50\ \Omega$. 首先串联微带传输线把复阻抗变换到归一化电导为 1 的电导圆上; 然后采用在匹配频点处等效所需要电纳的并联微带枝节, 同时在另 2 个频点等效开路, 从而实现在各频点上将任意阻抗转换到 $50\ \Omega$ 系统阻抗; 最后通过对匹配电路进行仿真设计, 验证此方法的可行性. 由于匹配电路采用分布参数微带线, 因此更加适用于高频率大功率并发多波段射频功放的设计.

关键词: 射频功放; 三波段; 匹配电路; 微带传输线; 并联微带枝节

中图分类号: TM933

文献标志码: A

文章编号: 1001-5132 (2015) 02-0032-04

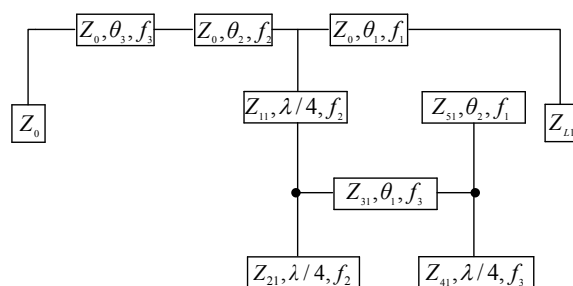
随着无线通信的快速发展, 迫切要求射频功放能够支持并发多频段工作. 人们首先对多频段射频功放的匹配电路进行了深入研究^[1-8], 基于集总参数元件的解决方案^[1-3], 虽然设计方便, 但是在射频频率较高情况下, 不能承受大功率, 同时元件的低 Q 值会降低功放整体性能. 另一种方法是基于电子调谐器件, 如微机电开关 (Micro-electro Mechanical Systems, MEMS)^[4]来设计可重构双波段匹配电路, 但受限于器件开关速率和所能承受的最大功率, 更重要的是此方法不能实现并发双波段匹配. 实现实阻抗的匹配的方法^[5], 不能解决大部分情况下晶体管都以复阻抗形式出现的输入输出阻抗. 其中虽有新的能够匹配任意频率复阻抗的网络^[6], 但这种方法设计计算比较复杂, 需要高阶数值优化算法才能找到它的收敛域. 一些理论可行的计算结果导致微带传输线的特征阻抗值较高而转换成实际物理宽度时传输线很窄^[7-8], 使得现有的工艺水平难以实现.

笔者在文献[3]的基础上, 根据微带传输线的物理特性采用微带并联枝节代替已提出的 LC 集总参数元件, 实现并发三波段的电路设计.

1 理论分析

假设在任意 3 个频点 f_1, f_2 和 f_3 (其中 $f_1 \neq f_2 \neq f_3$) 处, 复阻抗分别为 $Z_{L1}=R_1+jX_1$, $Z_{L2}=R_2+jX_2$ 和 $Z_{L3}=R_3+jX_3$ (一般情况下 $X_1 \neq 0, X_2 \neq 0, X_3 \neq 0$). 匹配电路网络结构如图 1 所示.

从图 1 可知, 匹配电路网络由串联微带线和微带并联枝节组成. 首先串联微带线把 2 个不同复阻抗变换到归一化电导为 1 的等电导圆上. 然后微带并联枝节线在匹配的频点处等效所需要的电纳; 同时在另外 2 个频点等效开路状态, 实现到 $50\ \Omega$ 系统阻抗匹配.



(a) f_1 频点等效匹配网络

收稿日期: 2014-08-19.

宁波大学学报(理工版) 网址: <http://journallg.nbu.edu.cn/>

基金项目: 国家自然科学基金 (61171040); 浙江省自然科学基金 (Y1101270); 宁波大学学科项目 (XKL141038).

第一作者: 张勋 (1989-), 男, 安徽淮北人, 在读硕士研究生, 主要研究方向: 射频场效应器件模型及其应用. E-mail: ruoshui365@yeah.net

*通信作者: 叶焱 (1966-), 女, 云南昆明人, 副研究员, 主要研究方向: 高效射频功放设计. E-mail: yeyan@nbu.edu.cn

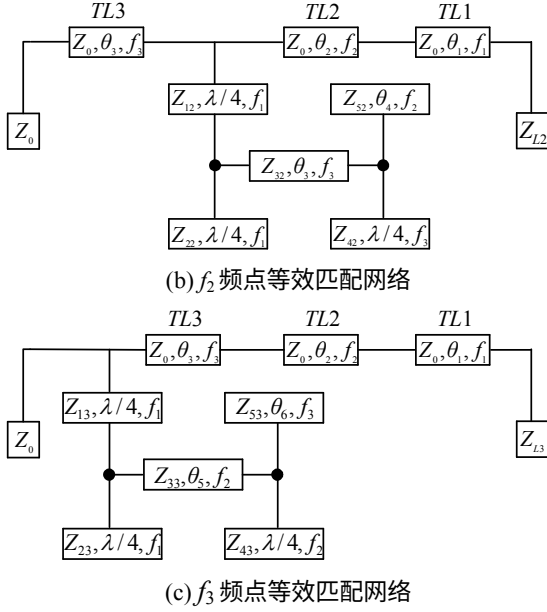


图1 并发三波段匹配网络

1.1 串联微带线

首先 Z_{L1} , Z_{L2} , Z_{L3} 串联不等电长度的微带线转换到归一化电导为 1 的电导圆上, 即

$$Y(f_1) = G + jB_1,$$

$$Y(f_2) = G + jB_2,$$

$$Y(f_3) = G + jB_3.$$

由串联微带线物理特性得到:

$$\frac{1}{G + jB} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\theta)}{Z_0 + jZ_L \tan(\theta)}, \quad (1)$$

把复数方程(1)整理成实数方程组(2):

$$\begin{cases} R_L \tan(\theta) - Z_0 X_L G - \\ Z_0^2 \tan(\theta) G - Z_0 R_L B = 0, \\ Z_0 - X_L \tan(\theta) - Z_0 R_L G + \\ Z_0 X_L B + Z_0^2 \tan(\theta) B = 0. \end{cases} \quad (2)$$

采用特征阻抗 Z_0 不同电长度 θ 的微带线, 实现不同复阻抗到归一化电导为 1 的等电导圆的转换. 采用优化算法或仿真软件, 快速解出串联微带传输线的参数 θ 和 B . 以上分析可得, 在 f_1 频点处 Z_{L1} 串联等效微带线为 $TL1$, 在 f_2 频点处 Z_{L2} 串联等效微带线由 $TL1$ 和 $TL2$ 组成, 在 f_3 频点处 Z_{L3} 串联等效微带线由 $TL1$, $TL2$ 和 $TL3$ 组成.

1.2 微带并联枝节

从图1得出, 微带并联枝节线实现在匹配的频点等效 jB , 在另2个频点等效开路, 把 $Y(f_1) = G + jB_1$,

$Y(f_2) = G + jB_2$ 和 $Y(f_3) = G + jB_3$ 转换为 $Y(f_1) = Y(f_2) = Y(f_3) = G$. 具体最终实现分析如图2所示.

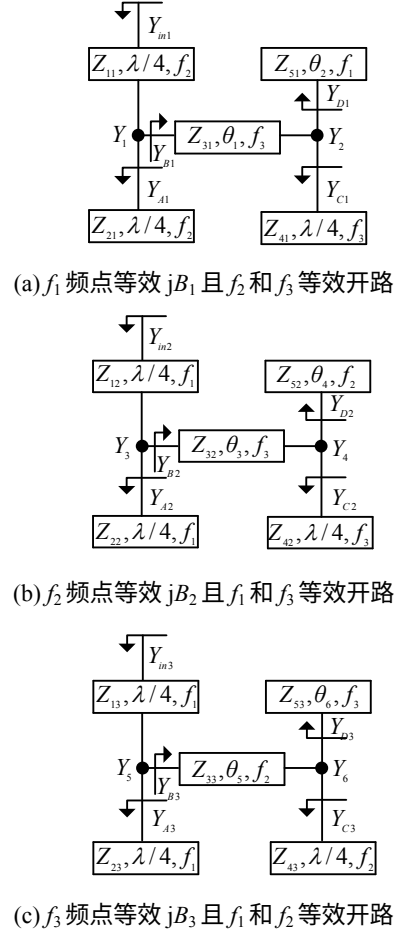


图2 微带并联枝节

首先考虑图2(a), 在 f_2 频点处, 开路点通过 $TL5$ 特征阻抗为 Z_{21} 的 $\lambda/4$ 波长微带线后变换成 Y_{A1} 为无穷大, 忽略其他微带线在 f_2 频点处影响, 所以 $Y_1 = Y_{A1} = \infty$. 再通过 $TL4$ 特征阻抗为 Z_{11} 的 $\lambda/4$ 波长微带线后, 在频点 f_2 处 Y_{in1} 为 0, 即在 f_2 频点处等效阻抗无穷大即开路状态.

在 f_3 频点处, 由于 $Y_{in1} = 0$, 通过推导得到 Y_1 , 如(3)式所示.

$$Y_1 = \frac{-j \tan((f_3 / f_2)(\pi / 2))}{Z_{11}}, \quad (3)$$

其中:

$$Y_{A1} = \frac{-j \tan((f_3 / f_2)(\pi / 2))}{Z_{21}}, \quad (4)$$

由于 Y_1 是 Y_{A1} 和 Y_{B1} 的并联, 所以 $Y_{B1} = Y_1 - Y_{A1}$, 又因 $TL7$ 在 f_3 频点处特征阻抗 Z_{41} 的 $\lambda/4$ 波长微带线,

Y_{C1} 为无穷大同时忽略 $TL8$ 影响, 所以在交点 2 处等效短路. 通过(5)式求出 θ_1 .

$$\cot(\theta_1) = jZ_{31}Y_{B1}, \quad (5)$$

在 f_1 频点处, 由 $Y_{in1}=jB_1$ 得到:

$$Y1 = \frac{Z_{11}Y_{in1} - j\tan((f_1/f_2)(\pi/2))}{Z_{11} - jZ_{11}^2Y_{in1}\tan((f_1/f_2)(\pi/2))}, \quad (6)$$

其中:

$$Y_{A1} = \frac{j\tan((f_1/f_2)(\pi/2))}{Z_{21}}, \quad (7)$$

由于 $Y1$ 是 Y_{A1} 和 Y_{B1} 的并联, 所以 $Y_{B1} = Y1 - Y_{A1}$, 于是有:

$$Y2 = \frac{Z_{31}Y_{B1} - j\tan((f_1/f_3)\theta_1)}{Z_{31} - jZ_{31}^2Y_{B1}\tan((f_1/f_3)\theta_1)}, \quad (8)$$

其中:

$$Y_{C1} = \frac{j\tan((f_1/f_3)(\pi/2))}{Z_{41}}, \quad (9)$$

由于 $Y2$ 是 Y_{C1} 和 Y_{D1} 的并联, 所以 $Y_{D1} = Y2 - Y_{C1}$, 由(10)式求出 θ_2 .

$$\tan(\theta_2) = \begin{cases} -jZ_{51}Y_{D1}, & \text{open,} \\ -j\frac{1}{Z_{51}Y_{D1}}, & \text{short.} \end{cases} \quad (10)$$

同理由图 2(b)和图 2(c)求出 θ_3, θ_4 和 θ_5, θ_6 .

2 仿真结果及分析

射频功放管在 900, 2 140 和 3 500 MHz 频点处负载牵引仿真得到输出阻抗分别为 $(9.8+j10.3)$, $(5.2-j2.2)$ 和 $(3.1+j5.3) \Omega$. 采用共轭匹配, 微带线特征阻抗选取 50Ω , 经过计算并且优化后: $\theta_1=32.8$, $\theta_2=174.6$, $\theta_3=49.5$, $\theta_4=156.2$, $\theta_5=19.3$, $\theta_6=151$. 其中 $TL1, TL2$ 和 $TL3$ 的电长度分别为 7.83° , 10.52° 和 29.06° . 并发三波段匹配网络仿真原理如图 3 所示.

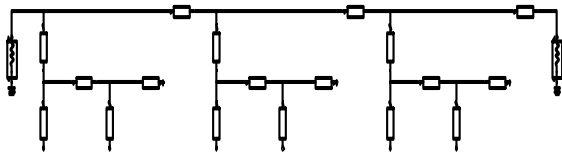


图 3 仿真原理图

仿真结果如图 4 所示, 从仿真结果 S 参数可以看到此匹配网络的反射系数达到匹配要求. 在设计匹配网络的过程中, $TL1$ 的特征阻抗不一定等于 50Ω , 可以根据实际匹配电路要求设置参数. 首

先匹配的频点由串联微带线的长度和 f_1, f_2 和 f_3 之间的比值关系共同确定. 理想微带线转换为实际微带线时, 要进一步优化达到理想结果.

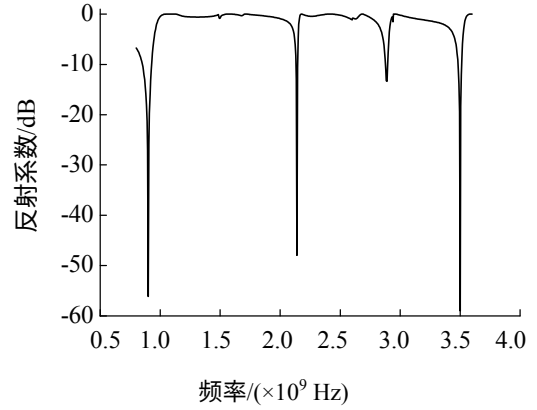


图 4 仿真结果

3 结语

由于集总参数 LC 元件组成的匹配电路容易受到元件自身性能及应用的频率和功率限制, 我们采用微带传输线实现并发三波段匹配电路的设计. 首先根据理论分析, 得出了三频点不同复阻抗到 50Ω 的匹配电路设计. 然后进行数值优化, 仿真结果表明, 3 个频点的反射系数均达到匹配要求, 验证了此匹配电路的正确性.

参考文献:

- [1] Ji S H, Cho C S, Lee J W, et al. Concurrent dual-band class-E power amplifier using composite right/left-handed transmission lines[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(6):1341-1347.
- [2] Genc A, Baktur R. Dual-and triple-band Wilkinson power dividers based on composite right-and left-handed transmission lines[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2011, 1(3): 327-334.
- [3] Silva F G S, Delima R N, Freire R C S, et al. A switchless multiband impedance matching technique based on multiresonant circuits[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2013, 60(7):417-421.
- [4] Mahmoud M A M, Boumaiza S, Mansour R R. Reconfigurable Doherty power amplifier for multi-frequency wireless radio systems[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61(4):

- 1588-1598.
- [5] Orfanidis S J. A two-section dual-band Chebyshev impedance transformer[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2003, 13:382-384.
- [6] Chuang M L. Dual-band impedance transformer using two-section shunt stubs[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(5):1257-1263.
- [7] Wu Y L, Liu Y A, Li S L, et al. A generalized dual-frequency transformer for two arbitrary complex frequency-dependent impedances[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, 19(12):792-794.
- [8] Liu X, Liu Y A, Li S L, et al. A three-section dual-band transformer for frequency-dependent complex load impedance[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, 19(10):611-613.

Analysis and Design: Concurrent Tri-band Matching Circuit for RF Power Amplifiers

ZHANG Xun, YE Yan^{*}, LIU Tai-jun, WANG Yang

(Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

Abstract: In this paper, in order to solve the multi-band matching problems with RF power amplifiers, a concurrent tri-band matching circuit is designed, which can convert arbitrary different input or output impedances of power amplifier transistors into 50 ohms at three different frequency points. At first, the matching network utilizes microstrip transmission line in series to convert the complex impedance to the normalized unit conductance circle. Then, the parallel microstrip stubs are used to produce the required susceptance at the current matching frequency point with the parallel microstrip stub being equivalent to open stubs. In so doing, it can convert an arbitrary impedance to 50 ohm. Finally, the feasibility of this method is validated simulating the matching network. It is found that the matching circuit is more suitable for high power and frequency concurrent multi-band RF PA design due to the use of distributed parameter microstrip transmission.

Key words: RF power amplifiers; tri-band; matching circuit; microstrip transmission line; parallel microstrip stub

(责任编辑 史小丽)