

微波 Q 值测量中的馈线相移消除方法

吴昌英, 韦 高, 许家栋

(西北工业大学电子信息学院, 陕西西安 710072)

摘要: 提出了一种实用的测量微波谐振器无载品质因素的方法, 在临界点法的基础上, 消除了馈线引入的相移. 该相移的出现会使谐振器等效阻抗曲线在 Smith 圆图中发生旋转, 进而影响到测量结果. 通过在 Smith 圆图中对测量的输入阻抗曲线进行旋转, 根据寻找出的一个目标函数来判断合适的旋转角度, 即为馈线引入的相移. 对所提出的方法进行了数值模拟, 并通过了一组实测数据做了验证.

关键词: 临界点法; 微波谐振器; 无载品质因素; 相移

中图分类号: TM 931 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372 2112 (2009) 03 0646 03

Microwave Q Measurement in the Presence of Phase Shift of Feed Line

WU Chang ying, WEI Gao, XU Jia dong

(College of Electronic Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China)

Abstract: A practical method of measuring microwave resonator unloaded Q-factor is presented, which could eliminate phase shift of feed line when Q-factor is estimated by critical points method. The presence of the phase shift would rotate the resonator's input impedance locus in Smith Chart, thereby affecting measurement result. To demerit the phase shift, an objective function was introduced to find the proper rotation angle caused by feed line instead of calibration using extra measurement. The method was demonstrated by simulation data and measurement data.

Key words: critical points method; microwave resonator; unloaded Q-factor; phase shift

1 引言

无载品质因素 Q_0 是微波谐振器的一个重要参数. Q_0 可以采用传输型的方法进行测量, 也可以采用反射型的方法进行测量. 传输型由于系统较复杂, 而且两个端口不能够完全对称, 所以引入的误差较大^[1]. 对于反射型的方法, 有采用标量信息进行测量^[2], 也有采用矢量信息进行测量. 由于矢量包含的信息大于标量, 所以测量的精度自然会高一些. 目前在文献中见得最多的一种方法是 Kajfez 提出的临界点法^[3], 随后很多文献对其进行了引用和发展^[4-6]. 临界点法是将谐振器用并联或串联等效电路来表示, 耦合装置具有一定的损耗和电抗, 通过测量阻抗曲线上阻抗虚部的两个临界点频率和曲线交点的两个失谐频率来计算 Q_0 . 但是文献[3~5]并没有考虑耦合馈线相移对测量的影响, 这样会使结果产生误差. Ly^[6]认识到这个问题, 并采用了两根相同结构不同长度的耦合馈线进行测量来修正馈线的相移.

本文对测量的阻抗曲线在 Smith 圆图中在一个周期内进行旋转, 并找出了一个目标函数来判断合适的旋

转角度, 对阻抗曲线旋转这个角度正好可以消除馈线相移的影响, 并不需要通过测量来寻找这个角度.

2 理论模型

考虑到耦合馈线, 微波谐振器的等效电路可以用图 1 来表示^[6]. 其中 R_s 为网络分析仪的源电阻, v_s 为激励源, R_0 、 C_0 和 L_0 为谐振器等效参数, R_e 和 X_e 分别表征耦合电路的损耗和储能, $X_e = 2\pi V L_e$ 或 $X_e = -1/2\pi f C_e$, 特征阻抗为 Z_0 的低损耗耦合馈线产生的相移为 θ . 一般情况下 $Z_0 = R_s = 50\Omega$.

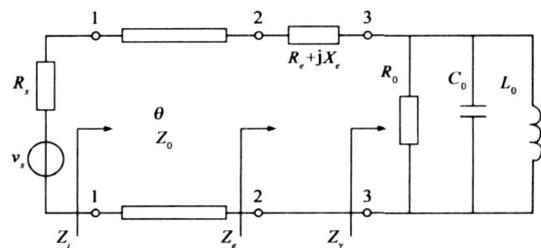


图1 微波谐振器等效电路

收稿日期: 2007 12 17; 修回日期: 2008 11 24

基金项目: 陕西省自然科学基金资助项目(No. 2006F15); 西北工业大学科技创新基金资助项目(No. 2006CR11); 西北工业大学翱翔之星计划资助

端口 2 处的输入阻抗为:

$$\begin{aligned}
 Z_e &= R_e + jX_{e+} + \frac{1}{\frac{1}{R_0} + j\left[\omega C_0 - \frac{1}{\omega L_0}\right]} \\
 &= R_e + jX_{e+} + \frac{R_0}{1 + jQ_0\left[\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right]} \\
 &= \left[R_e + \frac{R_0}{1 + (2Q_0\mathcal{D})^2} \right] \\
 &\quad + j\left[\omega_0(1 + \delta)L_e - \frac{2Q_0\mathcal{D}R_0}{1 + (2Q_0\mathcal{D})^2} \right] \quad (1)
 \end{aligned}$$

其中 $Q_0 = R_0 \sqrt{C_0/L_0}$
 $f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_0 C_0}$, $\delta = (f - f_0)/f_0$
 $D = (1 + \delta/2)/(1 + \delta)$. Z_e 在直角坐标系内的曲线为图 2.

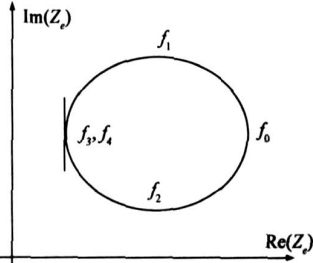


图2 阻抗曲线图

分别对应阻抗虚部最大值和最小值的频率, f_3 和 f_4 为曲线交点的频率. 根据临界点法^[4], 测出 $f_1 \sim f_4$ 后, 微波谐振器的谐振频率 f_0 和无载品质因素 Q_0 为:

$$f_0 = (f_1 + f_2)/2 \quad (2)$$

$$Q_0 = |x|f_0/|f_1 - f_2| \approx f_0/|f_1 - f_2| \quad (3)$$

其中:

$$x^2 = \frac{b - 2a - 1 + \sqrt{(b - 2a - 1)^2 - 4(b + a)(a - 1)}}{2(b + a)} \quad (4)$$

$$a = 1 + \frac{f_1^2 + f_2^2 + 2ff_2 - 4f_3f_4}{2(ff_3 + ff_4 + ff_3 + ff_4 + 4f_3f_4)} \quad (5)$$

$$b = \left[\frac{\delta_4 D_4 - \delta_3 D_3}{\delta_2 - \delta_1} \right]^2 \quad (6)$$

$$\delta_k = (f_k - f_0)/f_0, D_k = (1 + \delta_k/2)/(1 + \delta_k), k = 1 \sim 4 \quad (7)$$

但是在实际测量时, 只能测到端口 1 处的输入阻抗 Z_i , 它是在 Z_e 的基础上在圆图中旋转了 $\theta = 2\pi l/v$ 角度, l 为馈线的长度, v 为波速, 对于高 Q 谐振器, 测量频率范围为窄带, 则近似认为 θ 与频率无关. 从下文将会看出, 直接采用 Z_i 来求解 f_0 和 Q_0 会出现很大的误差. 如果知道 Z_i 和 θ , 即可解出 Z_e , 然后按照式(2)~式(7)计算出 f_0 和 Q_0 . 由 Z_i 求解 Z_e 的关系为:

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_i - jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_i \tan \theta} \quad (8)$$

对 Z_i 按照式(8)进行旋转, 如果旋转到 Z_e , 根据交点处两个频率下阻抗的实部应该相等, 即:

$$R_e + \frac{R_0}{1 + (2Q_0\delta_3 D_3)^2} = R_e + \frac{R_0}{1 + (2Q_0\delta_4 D_4)^2} \quad (9)$$

可以得出:

$$J(\theta) = \delta_3 D_3 + \delta_4 D_4 = 0 \quad (10)$$

将式(2)和式(7)代入得:

$$J(\theta) = \left[\frac{f_3}{f_1 + f_2} - \frac{f_1 + f_2}{4f_3} \right] + \left[\frac{f_4}{f_1 + f_2} - \frac{f_1 + f_2}{4f_4} \right] = 0 \quad (11)$$

式(11)可以作为目标函数用来寻找正确的角度 θ . 这是因为虽然交点处两个的阻抗同样相等, 但关系并非式(9), 因此不能推出式(11); 而且尽管交点频率仍然为 f_3 和 f_4 , 但是阻抗曲线发生了旋转, 阻抗虚部的极值点频率 f_1 和 f_2 因此改变, 所以式(11)不再满足. 以式(11)作为目标函数, 在一个周期内选择 θ , 根据式(8)由 Z_i 计算出这个角度下的 Z_e , 找出此时 Z_e 轨迹上的两个临界点和交点的频率 $f_1 \sim f_4$, 然后判断目标函数, 如果目标函数为零, 那么即为正确的角度 θ . 采用交点处阻抗虚部相等也可以建立起一个表达式, 但这个式子比较复杂而且出现了较难区分的多值, 并不适合来做目标函数.

3 数值模拟

为验证目标函数的可行性, 首先模拟一组数据. 选取 $R_0 = 10\Omega$, $C_0 = 1.5915\text{nF}$, $L_0 = 0.15915\mu\text{H}$, $R_e = 10\Omega$ 和 $L_e = 7.8585\text{pH}$, 则 $Q_0 = 1000$, $f_0 = 10\text{GHz}$. 对这组数据求出阻抗 Z_e , 然后对在 Smith 圆图中进行 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 旋转, 对结果按照目标函数式(11)进行验证, 如图 3 所示. 可以看出, 在 0° 处目标函数为零, 而另外一个零点很容易排除. 图 4 和图 5 为在不同角度下计算出的 f_0 和 Q_0 . 在 0° 时, 即目标函数为零的时候, 两条曲线都达到了理论值. 虽然图 3 中目标函数曲线在 0° 时的斜率很小, 会产生较大的角度误差, 但同样图 4 和图 5 中两条曲线在 0° 时的斜率也很小, 因此不会造成较大的计算误差.

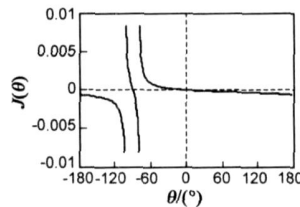


图3 理论目标函数曲线

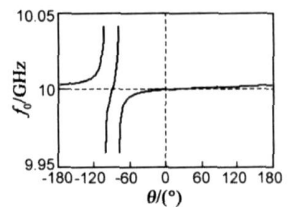


图4 理论谐振频率曲线

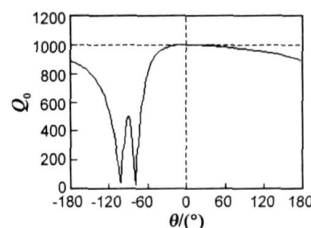


图5 理论无载品质因素曲线

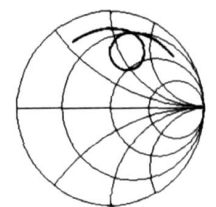


图6 实测Z_e阻抗曲线

4 试验验证

采用矢量网络分析仪对一微波谐振器进行测量, 所测的阻抗曲线为图 6. 按照式(8)对阻抗轨迹进行旋转, 计算不同角度下的目标函数式(11), 如图 7 所示. 当 $\theta=117^\circ$ 时, 目标函数为零. 因此 Z_e 为将 Z_i 向负载旋转 117° , 如图 8. 对图 8 采用临界点法进行计算, 测得 $f_1=5.2290\text{GHz}$ 、 $f_2=5.2248\text{GHz}$ 、 $f_3=5.2172\text{GHz}$ 、 $f_4=5.2366\text{GHz}$, 应用式(2)~式(7)计算出 $f_0=5.2269\text{GHz}$ 、 $Q_0=1122$. f_0 和 Q_0 关于 θ 的曲线如图 9 和图 10, 其变化趋势和理论计算趋势一致.

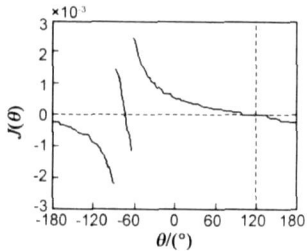


图7 实测数据的目标函数曲线

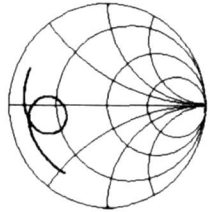


图8 通过实测数据旋转出的 Z_e 阻抗曲线

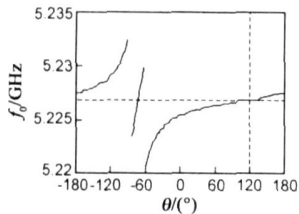


图9 实测数据的谐振频率曲线

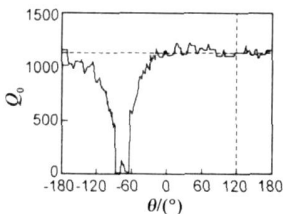


图10 实测数据的无载品质因素曲线

5 结论

本文在临界点法测量微波谐振器无载品质因素的基础上, 提出了一种实用的消除馈线相移的方法. 在 Smith 圆图中对测量的输入阻抗曲线进行旋转, 并通过寻找出的一个目标函数来判断合适的旋转角度. 该方法在测量时不用区分磁场耦合和电场耦合, 因为两种耦合可以通过四分之一波长的相移来相互转化, 该相移可以统一到旋转角度中. 对所提出的方法进行了数值模拟, 结果吻合良好, 并通过了一组实测数据做了验证.

参考文献:

- [1] Kajfez D, Chebolu S, Abdul Gaffoor, Kishk A A. Uncertainty analysis of the transmission type measurement of Q factor[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1999, 47(3): 367- 371.
- [2] Kajfez D. Q factor measurement with a scalar network analyzer [J]. IEE Proceedings Microwave, Antenna and Propagation, 1995, 142(5): 369- 372.
- [3] Kajfez D, Hwan E J. Q-factor measurement with network analyzer[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1984, 32(7): 666- 670.
- [4] Sun E Y, Chao S H. Unloaded Q measurement - the critical points method [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1995, 43(8): 1983- 1986.
- [5] Wang P, Chua L H, Mirshekar Syahkal D. Accurate characterization of low Q microwave resonator using critical points method [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(1): 349- 353.
- [6] Lye Heng Chua, Mirshekar Syahkal D. Accurate and direct characterization of high Q microwave resonators using one port measurement [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(3): 978- 985.

作者简介:

吴昌英 男, 1977 年出生于陕西长安, 西北工业大学电子信息学院副教授, 博士. 主要研究领域为电磁场与微波技术.

Email: aaawucy@nwpu.edu.cn

韦 高 男, 1963 年出生于陕西西安, 西北工业大学电子信息学院教授, 博士. 主要研究领域为微波测量.

Email: weigao@nwpu.edu.cn

许家栋 男, 1948 年出生于安徽, 西北工业大学电子信息学院教授, 博士生导师. 主要研究领域为电磁场与微波技术.

Email: jdku@nwpu.edu.cn