

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.04.027

同轴均衡器等效电路模型研究*

吕大龙^{1,**}, 周东方¹, 王 钊², 张德伟¹

(1. 解放军信息工程大学 信息工程学院, 郑州 450002; 2. 中国电子科技集团公司第四十一研究所, 山东 青岛 266555)

摘要:建立了同轴均衡器单子结构的等效电路模型,从理论上解释了均衡器单子结构谐振腔的最大衰减量及谐振频率的变化规律。根据等效电路分析知:当探针插入深度增加时,谐振频率变低,衰减幅度变大;当腔长变长,谐振频率变低,衰减变小。计算机仿真结果和调试情况证明了等效电路的正确性。

关键词:同轴均衡器;等效电路;谐振腔

中图分类号:TN715 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)04-0514-04

Research on Equivalent Circuit of Coaxial Equalizer

LV Da-long¹, ZHOU Dong-fang¹, WANG Zhao², ZHANG De-wei¹

(1. Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China;
2. The 41st Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Qingdao 266555, China)

Abstract: This paper provides the equivalent circuit of the sub-unit of the coaxial equalizer. The principle of tune attenuation pole and resonating frequency is explained theoretically. According to the equivalent circuit, it is found that when the length of the probe increases, the resonating frequency moves down and the attenuation pole increases; when the length of the resonator increases, the resonating frequency moves down and the attenuation pole decreases. The computation analysis result and test result agree with the analyzed ones.

Key words: coaxial equalizer; equivalent circuit; resonate cavity

1 引言

微波幅度均衡器是一种用以改善微波管幅频特性的器件^[1],常用均衡器按照构成均衡器谐振结构不同可以分为同轴均衡器、微带均衡器、介质均衡器等,而同轴均衡器由于可调性好,功率容量大而被普遍采用,是最常见的一种^[2]。

同轴均衡器由于结构复杂,难以用解析的方法精确描述其场分布,传统的设计方法是 will 将谐振器看成传输线,将探针耦合结构看成一个电容,通过建立传输线和电容的超越方程来解谐振腔的谐振频率^[3]。但这种方法等效是建立在经验的基础上的,对于耦合电容缺乏准确的计算和规律分析。为了解决上述问题,本文通过把耦合结构看成端口的不均

匀性,利用阻抗稳定公式推导了探针耦合结构的输入阻抗,建立了同轴均衡器的等效电路模型。这种模型简单直接,且能很好解释在调试过程中的两个规律:当探针插入深度增加时,谐振频率降低,衰减量增加;当腔长增加时,谐振频率降低,衰减量变小。仿真结果证明,该等效电路分析与实际情况较为一致。

2 同轴均衡器子结构的等效电路分析思路

同轴均衡器单子结构是组成均衡器最基本的结构,主要由耦合与主传输线的同轴谐振腔组成。探针插入波导内部将能量耦合进谐振腔产生谐振。图 1 是均衡器的分析模型,A 面为谐振器与波导的接触面。

* 收稿日期:2012-10-26;修回日期:2013-02-27 Received date:2012-10-26;Revised date:2013-02-27

** 通讯作者:ldl2076@yahoo.com.cn Corresponding author:ldl2076@yahoo.com.cn

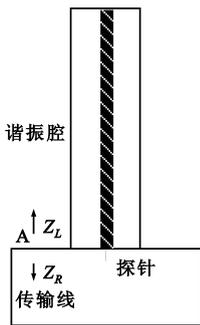


图 1 同轴均衡器分析模型

Fig.1 Coaxial equalizer analysis model

从 A 面分别向上向下看的电阻记为 Z_L 、 Z_R ，谐振器谐振时 $Z_L + Z_R = 0$ ^[4]。因此只要分别计算出 A 面上下两部分阻抗即可得到谐振器的谐振特性。下面对这两部分的等效电路分别进行介绍。

2.1 探针结构等效电路

探针插入波导结构图如图 2(a)所示,由于探针半径很小,我们可以看成线状电流图 2(b),等效电路可以写成图 2(c)。其中 Z_0 为传输线的特性阻抗, n 为变压比, jX 是探针结构引入的容抗值。

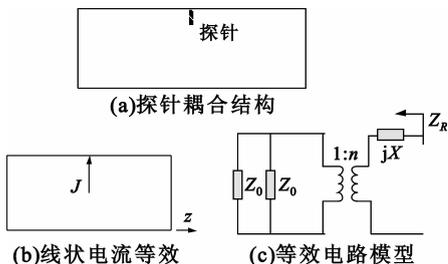


图 2 探针结构的等效电路模型

Fig.2 Equivalent circuit of probe structure

由文献[5]可知,探针上的电流分布是有规律的,可以近似为正弦分布。利用阻抗稳定公式可以得到探针口的输入阻抗

$$Z_R = \frac{1}{I_{in}^2} \sum_i \frac{Z_i \left(\iint J_s \cdot e'_i ds \right)^2}{(1 + \Gamma_i^-) (1 - \Gamma_i^-)^{-1} + (1 + \Gamma_i^+) (1 - \Gamma_i^+)^{-1}} \quad (1)$$

式中,界分在整个 $z = 0$ 平面上进行; I_{in} 是参考平面上的电流, e'_i 是归一化模式函数, Z_i 是模式的波阻抗, Γ_i 是模式的反射系数,由于高次模都是衰减模式,所以,对于 $i \geq 2$, $\Gamma_i = 0$ 。因此,

$$n^2 = \frac{1}{I_{in}^2} \left(\iint J_s \cdot e_0 ds \right)^2$$

$$jX = \frac{1}{2I_{in}^2} \sum_{i \neq 0} Z_i \left(\iint J_s \cdot ds \right)^2 \quad (2)$$

探针上的电流可以假设为

$$J_s = \begin{cases} a_y \sin k(d - y) \delta(x - a/2), & y < d \\ 0, & y > d \end{cases}$$

对于矩形波导,其主模函数为

$$e_0 = \frac{\pi}{a} \vec{a}_x \sin \frac{\pi x}{a} \quad (3)$$

归一化后 $e'_0 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\frac{b}{a}(\pi)^2}} e_0$,

$$n = \frac{1}{I_{in}} \left(\iint J_s \cdot e'_0 ds \right) = \frac{\sqrt{2/ab}}{\sin kd} \iint \sin k(d - y) \delta(x - a/2) \sin \frac{\pi x}{a} ds = \frac{\sqrt{2/ab}}{\sin kd} \int \sin k(d - y) \sin \frac{\pi}{2} dy = \frac{\sqrt{2/ab}}{k \times \sin kd} (-1 + \cos kd) \quad (4)$$

2.2 谐振腔等效电路

由图 3 谐振腔等效电路,我们可以将谐振腔看成传统的传输线,其输入阻抗用终端短路有耗传输线输入阻抗公式可得

$$Z_L = Z_0 th(\gamma l), \gamma = \alpha + j\beta$$

式中, l 为传输线长度, α 为衰减常数。由传输线谐振器的理论可知,该结构可以等效成串联谐振电路,其中 $R = Z'_0 \alpha l$, Z'_0 为谐振腔的特性阻抗。

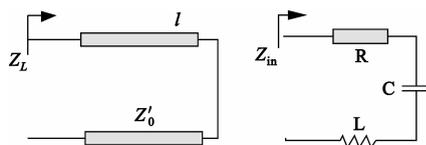


图 3 谐振器的等效电路模型

Fig.3 Equivalent circuit of resonator

2.3 整体电路等效分析

将上述两部分等效电路连接组成谐振器等效电路,如图 4 所示,阻抗虚步部分 jX 对谐振腔谐振频率有牵引作用,而变压器变压比及电阻值将关系到耦合量。

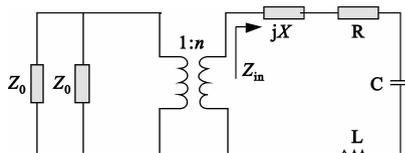


图 4 整体电路等效模型

Fig.4 Equivalent circuit of the whole circuit

对于图 3 构成的谐振电路,定义 Z_{in} 如下,谐振器的端口输入阻抗可以表示为

$$Z_{in} = R(1 + jQ_0 \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}) \quad (5)$$

依据图 4,从耦合系数的定义可知:

$$\beta = \frac{P_e}{P_0} = \frac{n^2 Z_0}{2R} \quad (6)$$

谐振回路和耦合机构等效的归一化电纳为 $\bar{Y} = \frac{Z_0}{Z}$, 此时网络的 S_{11} 和 S_{21} 分别为

$$S_{11} = \frac{-\bar{Y}}{2 + \bar{Y}} = \frac{-1}{\frac{1 + \beta}{\beta} \left[1 + j \frac{Q_0}{1 + \beta} \frac{2(f - f_0)}{f_0} \right]} \quad (7)$$

$$S_{21} = \frac{2}{2 + \bar{Y}} = \frac{1 + \frac{-1}{\frac{1 + \beta}{\beta} \left[1 + j \frac{Q_0}{1 + \beta} \frac{2(f - f_0)}{f_0} \right]}}{1 + \frac{-1}{\frac{1 + \beta}{\beta} \left[1 + j Q_L \frac{2(f - f_0)}{f_0} \right]}} \quad (8)$$

由上式可见,在两侧传输线端接匹配的情况下,谐振器的最大衰减量仅与耦合系数有关,当 $f = f_0$ 时,谐振电路衰减最大值为

$$|S_{21}|_{max} = \frac{1}{1 + \beta} \quad (9)$$

用 dB 表示衰减量 L :

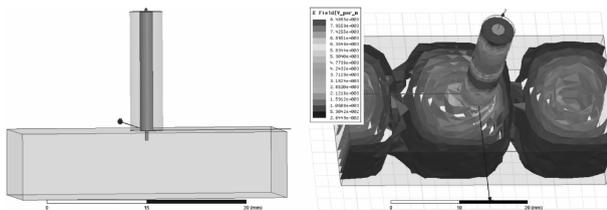
$$L = 20 \lg |S_{21max}| = 20 \lg \left| \frac{1}{1 + \beta} \right| \quad (10)$$

根据式(10),衰减量 L 的最大值正比于耦合系数 β ,而根据式(6),耦合系数的值与 n 、 R 及 Z_0 有关。通过公示,我们可以得到以下结论:当探针插入深度增加时,根据式(4),变压比变大,耦合系数 β 变大,衰减变大;当探针插入深度增加时,根据式(2),可以得到 jX 为负值,且随插入深度增加而增大,说明探针插入深度越深,谐振腔频率往低端移动;当谐振腔长度增加时,谐振频率往低端移动,同时,由于长度增加,表面电阻 R 值增大,耦合系数减小,衰减量也会有所变小。

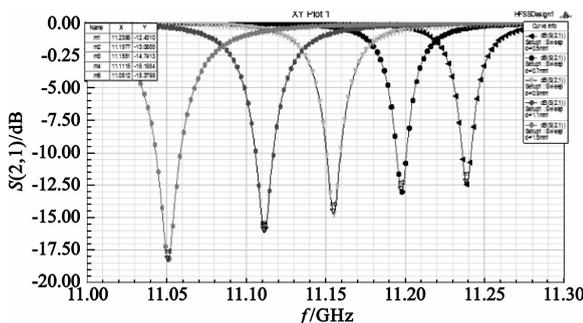
3 计算机仿真分析

根据上述分析,利用高频仿真软件 HFSS 进行

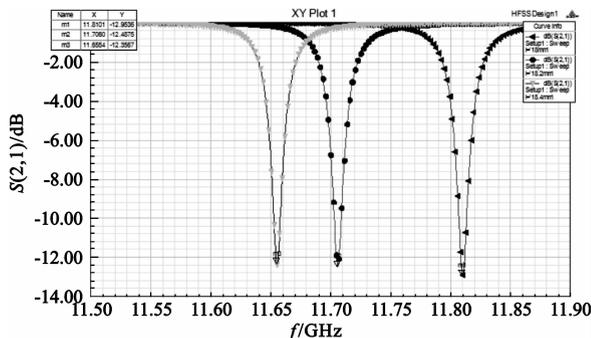
仿真分析。波导选用 BJ120 型波导。同轴谐振腔外径 2.5 mm,内径 1 mm,长度为 17 mm,探针插入深度为 d ,波导及探针材料为铜,中间为空气填充。仿真结果如图 5 所示。



(a) 仿真模型



(b) S_{21} 曲线随探针插入深度变化



(c) S_{21} 曲线随腔长插入深度变化

图 5 仿真结果
Fig. 5 Simulation result

由仿真结果可知,当 d 为 0.5 mm、0.7 mm、0.9 mm、1.1 mm、1.5 mm 时,谐振频率分别为 11.238 6 GHz、11.197 7 GHz、11.155 1 GHz、11.111 5 GHz、11.051 2 GHz,衰减量分别为 -12.431 0 dB、-13.068 5 dB、-14.741 3 dB、-16.188 4 dB、-18.378 9 dB;当探针插入深度 0.5 mm,腔长为 18 mm、18.2 mm 和 18.4 mm 时,谐振频率分别为 11.810 1 GHz、11.706 0 GHz、11.655 4 GHz,衰减量为 -12.953 6 dB、-12.487 5 dB、-12.356 7 dB,这和 2.3 节计算分析的情况一致。

4 结 论

本文推导的均衡器等效电路模型较好地解释了均衡器单子结构调试的规律,分析结果和仿真结果十分相符,与均衡器传统模型相比,该模型有助于更加直观地了解均衡器调试原理,且精度更高。但由于分析时采用的正弦线状等效电流不是一种十分严格的等效,且在模式的选取上也仅仅取了有限模式,在定量分析上与仿真值存在一定差异,进一步的研究可以从等效电流的表达式出发,提高模型的精度。

参考文献:

- [1] 张毅,牛忠霞,周东方,等.一种新型毫米波微带均衡器的设计与实现[J].红外与毫米波学报,2006,25(5):393-396.
ZHANG Yi, NIU Zhong-xi, ZHOU Dong-fang, et al. Design and Realization of A Novel Millimeter Wave Microstrip Equalizer[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2006, 25(5):393-396. (in Chinese)
- [2] 张德伟,周东方,牛忠霞,等.一种同轴谐振腔微波增益均衡器设计的新方法[J],真空科学与技术学报,2008(6):507-510.
ZHANG De-wei, ZHOU Dong-fang, NIU Zhong-xia, et al. Novel Design of Coaxial Resonator Microwave Amplifier Equalizer[J]. Journal of Vacuum Science and Technology, 2008, 28(6):507-510. (in Chinese)
- [3] Zhang Yi, Zhang Feng, Niu Zhong-xia, et al. A more accurate analysis and design for the millimeter wave equalizer[C]// Proceedings of 2005 Asia - Pacific Microwave Conference. Suzhou: IEEE, 2005: 1-5.
- [4] 谢拥军,梁昌洪.探针耦合谐振腔的谐振频率分析[J].西安电子科技大学学报,1996,23(2):263-265,276.

XIE Yong-jun, LIANG Chang-hong. The variational solution of resonate frequency of the probe-coupled rectangular cavity[J]. Journal of Xidian University, 1996, 23(2): 263-265, 276. (in Chinese)

- [5] Harrington R F. 正弦电磁场[M]. 孟佩,译.上海:上海科学技术出版社,1973.

Harrington R F. Time - harmonic electromagnetic fields[M]. Translated by MENG Pei. Shanghai: Shanghai Science and Technology Press, 1973. (in Chinese)

作者简介:



吕大龙(1981—),男,浙江人,2007年获硕士学位,现为助理工程师、博士研究生,主要研究方向为电磁场与微波技术;

LV Da-long was born in Zhejiang Province, in 1981. He received the M.S. degree in 2007. He is now an assistant engineer and currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns electromagnetic field and microwave.

Email: ldl2076@yahoo.com.cn

周东方(1963—),男,浙江人,博士,教授,国家 863-803 专题专家组成员,主要研究方向为微波网络与技术、互联网网络子结构分析方法及其应用;

ZHOU Dong-fang was born in Zhejiang Province, in 1963. He is now a professor with the Ph. D. degree. His research concerns microwave network and Internet.

王钊(1978—),男,陕西人,工程师,主要研究方向为微波多功能组件;

WANG Zhao was born in Shaanxi Province, in 1978. He is now an engineer. His research concerns microwave multifunctional module.

张德伟(1976—),男,辽宁人,副教授,主要研究方向为电磁场微波技术。

ZHANG De-wei was born in Liaoning Province, in 1976. He is now an associate professor. His research concerns electromagnetic field and microwave.