

# 天线宽带匹配网络中的改进实频法

马银圣,何绍林

(中国电波传播研究所青岛分所,山东青岛 266107)

**摘要:**对实频宽带阻抗匹配进行了两点改进,即采用非最小电抗均衡器和优化均衡器带外阻抗的方法,使均衡器阻抗的实部和虚部在 Hilbert 变换中增加附加的自由度,这样可以获得较好的匹配。同时,通过一个加载偶极天线的例子验证了这两点改进的有效性。

**关键词:**实频法; Hilbert 变换; 优化; 阻抗匹配

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1673-5692(2008)04-432-04

## The Improved Real Frequency Method of Antenna Broadband Matching Network

MA Yin-sheng, HE Shao-lin

(Qingdao Branch, China Research Institute of Radiowave Propagation, Shandong Qingdao 266107, China)

**Abstract:** This paper proposes two improvements to the real frequency method of broadband impedance matching, which is realized by employing equalizer impedance with nonminimum reactance and by optimizing equalizer resistance outside the required frequency range. Additional degrees of freedom of the Hilbert transform between the real and imaginary parts of the equalizer impedance are provided, thus a better match obtained. At the same time, examples of a loaded dipole are given for the validation of the modifications.

**Key words:** real frequency method; Hilbert transform; optimize; impedance matching

## 0 引言

实频法(RFM)最早由 Carlin 于 1977 年提出,当时应用于任意负载与电阻性激励器之间的宽带阻抗匹配<sup>[1]</sup>。1983 年 Carlin 和 Yarmin 将这种方法扩展到应用于任意负载与复数阻抗激励器的匹配<sup>[2]</sup>。RFM 直接对负载阻抗  $Z_L(\omega)$  的实频数据进行处理,这些  $Z_L(\omega)$  数据既可以通过测量获得也可以通过计算获得。另外,利用 RFM 仅仅要求执行一个优化程序,对被优化参数的控制是极其灵活的,并且它能够直接生成实现均衡器阻抗  $Z_q(\omega)$  的无耗 LC 拓扑结构。因此,这种方法获得了广泛的应用,已成为一种最为成功的方法应用于宽带阻抗匹配<sup>[3~5]</sup>。

运用 RFM 要得到可实现的均衡器阻抗  $Z_q(\omega)$ ,

通常假定其为最小阻抗(导纳)函数时,  $Z_q(\omega)$  的实部和虚部必须满足 Hilbert 变换,这就意味着一旦实部和虚部其中一个确定下来之后,另一个则通过 Hilbert 变换得到。如果没有这个要求,  $Z_q(\omega)$  可以简单地选择为  $Z_L^*(\omega)$ , 这样只要满足共轭匹配就可以实现无限带宽设计。从这个角度来说,要求满足 Hilbert 变换可看作是宽带均衡器网络设计的基本限制。在本篇论文中,考虑了两种方法即采用  $Z_q(\omega)$  为非最小电抗和优化均衡器带外阻抗的方法,这样对 Hilbert 变换增加了附加的自由度,获得了较好的设计效果。

## 1 RFM 概述

图 1 所示为一带有串联阻抗的匹配网络模型,

已知阻抗为  $Z_L(\omega)$  的负载和电阻为  $R_c$  的激励器, 通过一个最小电抗无耗均衡器网络连接, 这里暂时忽略串联阻抗  $Z_s(\omega)$ 。

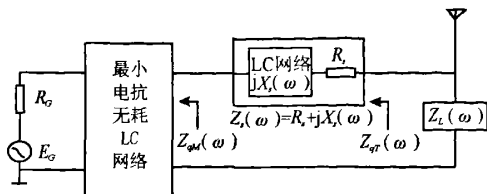


图1 带有串联阻抗的匹配网络模型

朝激励器方向看去的阻抗为均衡器阻抗  $Z_q(\omega)$ , 常规的 RFM 是通过优化通带内的传输功率增益 (TPG) 来决定均衡器的阻抗。TPG 通过式(1)定义。

$$T(\omega) = \frac{P_m}{P_{av}} = \quad (1)$$

$$\frac{4R_L(\omega)R_q(\omega)}{[(R_L(\omega) + R_q(\omega))^2 + [X_L(\omega) + X_q(\omega)]^2]}$$

式中,  $Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega)$ ;  $Z_q(\omega) = R_q(\omega) + jX_q(\omega)$ ;  $P_{in}$  为天线输入功率;  $P_{av}$  为激励器平均资用功率。当  $s = j\omega$  时, 策动点函数  $Z_q(s)$  有

$$Z_q(s)|_{s=j\omega} = Z_q(j\omega) = R_q(\omega) + jX_q(\omega)$$

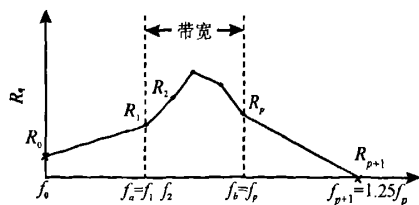
假定策动点函数为最小阻抗 (导纳) 函数, 则  $R_q(\omega)$  与  $X_q(\omega)$  满足 Hilbert 变换<sup>[6]</sup>。

$$R(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{X(\Omega)}{\Omega - \omega} d\Omega = -\frac{2}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\Omega X(\Omega)}{\Omega^2 - \omega^2} d\Omega \quad (2)$$

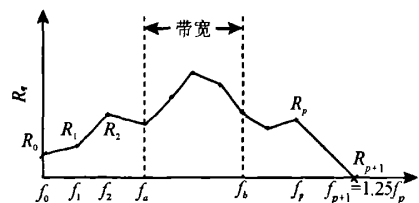
$$X(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{R(\Omega)}{\Omega - \omega} d\Omega = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{R(\Omega)}{\Omega^2 - \omega^2} d\Omega \quad (3)$$

$\omega = 2\pi f$ , 半无限积分的获得是由于  $R(\omega)$  和  $X(\omega)$  分别是关于  $\omega$  的偶函数和奇函数。

$R_q(\omega)$  可以用折线段来近似, 则相应的  $X_q(\omega)$  通过 Hilbert 变换得到, 如图2(a)所示。当有  $p$  个带内频点时, 折线段  $R_q(\omega)$  通过  $P+2$  个阻抗值  $R_p = R_q(f_p)$  ( $p=0, 1, \dots, p+1$ ) 表示。由于式(3)的积分要收敛, 则要求  $R_q(f \geq f_{p+1}) = 0$ , 我们必须设置  $R_{p+1} = 0$ , 典型的  $f_{p+1}$  选在  $1.25f_b \sim 1.5f_b$  之间。这样剩下  $P$  个带内电阻值  $R_p$  ( $p=1, 2, \dots, p$ ), 通过优化通带内的 TPG 使之最优就可以得到。然后, 用一个有理多项式  $\hat{R}_q(\omega)$  来逼近原先折线段  $R_q(\omega)$ , 这样的有理多项式形式为



(a) 带内区域的  $R_q(\omega)$  折线近似



(b) 包含带外区域的  $R_q(\omega)$  折线近似

图2  $R_q(\omega)$  折线近似图

$$R_q(\omega) \approx \hat{R}_q(\omega) = \frac{A_0 \omega^{2M}}{1 + B_1 \omega^2 + B_2 \omega^4 + \dots + B_N \omega^{2N}} \quad (4)$$

当网络为低通时,  $M=0$ ; 为带通时,  $0 < M < N$ ; 为高通时,  $M=N$ 。

在曲线拟合完成后, 运用 Gerwetz 法<sup>[7]</sup> 由  $\hat{R}_q(\omega)$  求出有理多项式  $\hat{Z}_q(s)$ , 则由  $\hat{Z}_q(s)$  生成的网络就能实现最优的 TPG。这样就完成了实频法。

## 2 RFM 的改进

### 2.1 基于非最小电抗均衡器的 RFM

如果能实现均衡器阻抗  $Z_q(\omega) = Z_L^*(\omega) = R_L(\omega) - jX_L(\omega)$ , 那么根据式(1), 则 TPG 将在所有频点均为单位 1。然而, 除了在少数情况下, 这都是不可能的, 因为  $R_q(\omega)$  和  $X_q(\omega)$  必须要满足式(2)、式(3)所表示的 Hilbert 变换。在这种情况下, Hilbert 变换可以认为是宽带匹配网络设计的限制。然而, 式(2)、式(3)表示的 Hilbert 变换没有提供惟一的  $R(\omega)$ 、 $X(\omega)$  变换对, 那么我们可以增加串联阻抗  $Z_s(\omega) = R_s(\omega) + jX_s(\omega)$ , 这样能增加  $R(\omega)$ 、 $X(\omega)$  的自由度。假设  $R_s(\omega)$ 、 $X_s(\omega)$  有零 Hilbert 变换, 这样均衡器总的阻抗可以写成

$$Z_{qT}(\omega) = Z_{qM}(\omega) + Z_s(\omega) = [R_{qM}(\omega) + R_s(\omega)] + j[R_{qM}(\omega) + X_s(\omega)] \quad (6)$$

$Z_{qm}(\omega)$  是最小电抗函数。我们可以在匹配网络中增加如图 1 所示的  $R_i$  和 LC 网络, 其中  $R_i$  是串联电阻,  $X_i(\omega)$  是由任何无耗 LC 网络形成的电抗。由于串联电阻  $R_i$  将对均衡器网络增加损耗, 可以仅考虑增加一个 LC 串联网络产生非最小电抗的均衡器。对于产生  $X_i(\omega)$  的 LC 网络拓扑结构, 可以采用如图 3 所示的 LC 串联, LC 并联和 LC 串/并联三种形式的网络, LC 网络各元件值通过优化 TPG 产生。

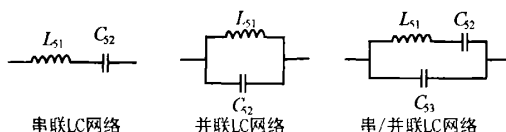


图 3 LC 网络常用的三种形式

非最小阻抗的使用为选择  $R_q(\omega)$  和  $X_q(\omega)$  提供了附加的自由度, 因此有望产生较好的设计效果。

为了说明使用非最小电抗均衡器的效果, 通过一副频率范围为 100 ~ 150 MHz 的加载偶极天线来验证。天线的结构示意图如图 4 所示。

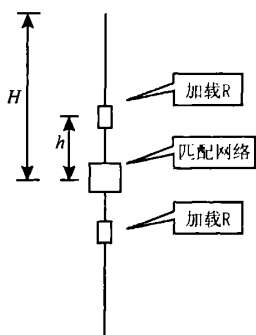


图 4 天线结构示意图

天线半径  $a = 0.001$  m,  $H = 0.25$  m,  $h = 0.10$  m,  $R = 630 \Omega$ 。为了设计该天线的匹配网络, 在 100 ~ 150 MHz 的频率范围内取  $P = 3$ , 分别采用传统的最小电抗均衡器 RFM 和基于非最小电抗均衡器 RFM (即带有附加的串联  $X_i$  网络, 注意这里没有提供带有附加并联  $X_i$  网络和串/并联  $X_i$  网络的结果, 是因为这两种情形对该天线的性能提高非常小)。得到的传输功率增益曲线如图 5 所示, 为了比较起见, 还给出了针对中心频率  $F = 125$  MHz 进行单点匹配的曲线。根据电压驻波比 (VSWR) 与 TPG 的关系表达式<sup>[8]</sup>

$$VSWR = \frac{1 + \sqrt{1 - TPG}}{1 - \sqrt{1 - TPG}} \quad (7)$$

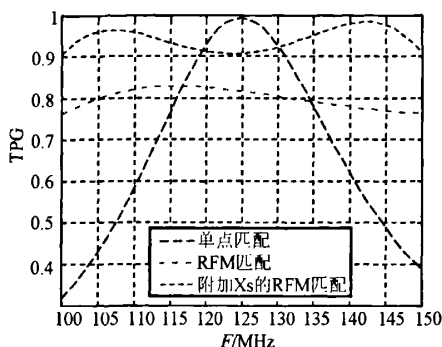


图 5 基于非最小电抗均衡器的 TPG

可以得到天线加不同匹配网络后的 VSWR, 上述三种匹配形式相应的 VSWR 曲线如图 6 所示。

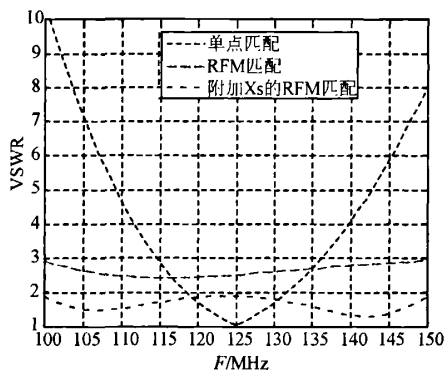


图 6 基于非最小电抗均衡器的 VSWR

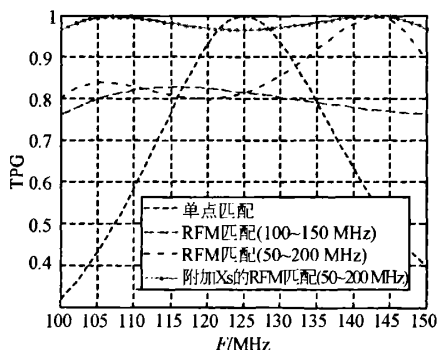
由图 5, 图 6 可以看出, 带有附加  $X_i$  的 RFM 得到的结果较之常规 RFM 得到的结果有不少改善, 前者的 TPG 比后者的 TPG 大约有 0.13 的提高, 而比单点匹配的 TPG 差不多有 0.58 的提高, 相应的 VSWR 得到了很多改善。

## 2.2 基于优化带外 $R_q(\omega)$ 的 RFM

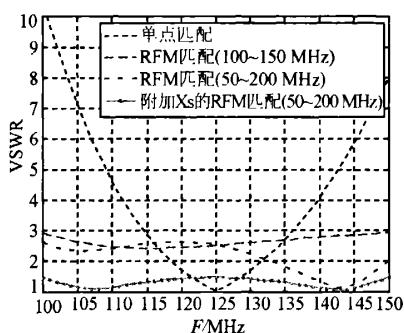
对于任何阻抗匹配问题, 我们仅仅关心带内区域  $f_a \leq f \leq f_b$  的均衡器阻抗。基于这个原因, 参照图 2(a), 传统 RFM 仅仅优化带内均衡器电阻  $R_p$ ,  $P = 1, 2, 3, \dots, P$ 。然而, 既然相应  $X_q(\omega)$  (带内或带外的) 决定于  $R_q(0 \leq f \leq \infty)$ , 我们可以通过改变带外  $R_q(\omega)$  来改变带内的  $X_q(\omega)$ 。因此, 正如图 2(b) 显示的那样, 通过优化带内和带外的  $R_p$ , 也能增加可获得的自由度, 可以潜在地提高带内 TPG。

仍然用上述工作在 100 ~ 150 MHz 频带范围内的加载偶极天线来验证。我们以 25 MHz 的频率间隔, 分别选取  $R_p$  的频率范围为 100 ~ 150 MHz (即仅在频带范围内)、25 ~ 200 MHz, 以及 25 ~ 200 MHz

且包含了附加的  $X_s$  这三种情况来设计匹配网络,最后得到的传输功率增益曲线如图 7(a) 所示(为了比较起见,也提供了针对中心频率进行单点匹配的结果)。相应的 VSWR 曲线如图 7(b) 所示。



(a) 基于优化带外  $R_q(\omega)$  的 TPG



(b) 基于优化带外  $R_q(\omega)$  的 VSWR

图 7 基于优化带外曲线

由图 7 可以看出,增加了优化在频带范围外的  $R_p$  之后,得到的 TPG 比仅仅选取频带范围内的  $R_p$  最小提高了 0.05,这两种情况都是以最小电抗均衡器得到的。而采用非最小电抗均衡器的形式即增加了  $X_s$  时,TPG 再增加了 0.15,这种情况对应的 VSWR 在频带范围内小于 1.5,在工程上往往这是必须要求满足的指标。这种情形对应的匹配网络结构示意图如图 8 所示,各参数分别为  $n=9$ ,  $C_1=2.85$  pF,  $L_2=0.73$   $\mu$ H,  $C_3=3.19$  pF,  $C_4=4.83$  nF,  $L_5=1.58$   $\mu$ H。

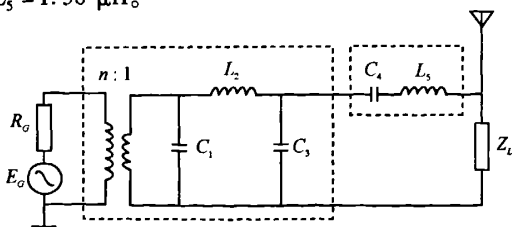


图 8 天线匹配网络示意图

### 3 结 语

本文考虑了两种方法提高 RFM 宽带阻抗匹配技术,第一种是使用非最小电抗均衡器,第二种是使用优化带外均衡器电阻。两种方法都是在确定最优的  $Z_q(\omega)$  时增加可获得的自由度,提高了阻抗匹配的性能。两种方法是互相独立的,可以同时使用。本文提供的方法由于增加了自由度,使得全局优化变得复杂和困难了些;另外在采用非最小电抗均衡器时,由于网络元件数目的增多,将给实际调试网络增加一定难度;但是,如果我们要追求匹配的效果时,这些都显得无所谓了。

#### 参考文献:

- [1] HERBERT J CARLIN. A New Approach to Gain bandwidth Problem[J]. IEEE Trans, 1977, CAS-24(4): 170-175.
- [2] CARLIN H J, YARMAN B S. The Double Matching Problem: Analytic and Frequency Solution[J]. IEEE Trans, 1983, CAS-30: 15-28.
- [3] 陈惠开. 宽带匹配网络的理论和设计[M]. (增订本). 北京: 人民邮电出版社, 1988: 193-205.
- [4] 徐良, 肖良勇, 等. 宽带天线阻抗匹配网络的理论与实验研究[J]. 西安电子科技大学学报, 1991, (18-增刊): 125-131.
- [5] RAMAHIO M. The Design of Matching Network for an HF Antenna Using Real Frequency Method[J]. IEEE Trans on AP, 1989, 37(4): 506-509.
- [6] TUTTLE D F Jr. Network Synthesis[M]. New York: Wiley, 1958.
- [7] KARNI S. Network Theory: Analysis and Synthesis[M]. Boston, MA: Allyn and Bacon, 1996.
- [8] 陈轶鸿, 孙琰, 肖良勇, 等. 宽带天线阻抗匹配网络设计中的实频法[J]. 电子学报, 1997(3): 19-24.

#### 作者简介



马银圣(1978-),男,湖北黄石人,中国电波传播研究所硕士研究生,研究领域包括宽带匹配网络,加载天线,天线小型化等;

何绍林(1967-),男,安徽宿松人,中国电波传播研究所研究员,研究领域包括电磁场数值计算,天线设计。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>