

天线调谐器 II 型阻抗匹配网络参数估算

李引凡

(重庆通信学院 军事信息工程系, 重庆 400035)

摘要 介绍了天线调谐器 II 型匹配网络的组成结构和元件配置。对于给定的网络匹配后的电压驻波比 (VSWR) 门限值, 定量分析了匹配网络中各元件的最小取值所必须满足的取值范围, 得出了合理的估算值。对于决定网络匹配范围各元件的最大取值, 则依据天线输入阻抗的范围, 给出了初步的估算值。通过对以上 2 类参数的估算, 为后续的天线调谐器调谐算法设计及整体性能指标设计提供了参考。

关键词 天线调谐器; 阻抗匹配网络; 电压驻波比

中图分类号 TN820.8 **文献标识码** A **文章编号** 1003-3106(2012)01-0043-04

Parameters Estimation of II-Section Impedance Matching Network of Antenna Tuner

LI Yin-fan

(Department of Military Information Engineering, Chongqing Communication College, Chongqing 400035, China)

Abstract The structure form and component scheme of II-section matching network in antenna tuner are introduced at first. The ranges of the minimum values of components are analyzed quantitatively according as the appointed threshold value of VSWR of matched network and the reasonable values can be got. The maximum values of components which determine the matching domain are computed primarily according as the input impedance of antenna. The estimation of the above two parameters can be referenced in the design of tuning algorithm and performance specifications of antenna tuner.

Key words antenna tuner; impedance matching network; VSWR

0 引言

天线调谐器阻抗匹配网络用于实现天线输入阻抗和发射机输出阻抗之间的匹配, 以实现信号功率的高效传输^[1]。对阻抗匹配网络的参数设置和性能分析, 将为天线调谐器调谐算法的设计和最终匹配性能分析提供参考依据。

对于频率较高的如微波通信系统, 通常采用脚线或传输线进行匹配, 而对于频率较低的射频系统如超短波、短波和中长波通信系统, 则通常采用电抗型 LC 匹配网络。

1 阻抗匹配网络

1.1 网络结构

$C-L-C'$ 型网络^[2]是最常见的 II 型网络结构, 该网络由输入并联电容 C 、串联电感 L 和输出并联电容 C' 组成, 如图 1 所示。

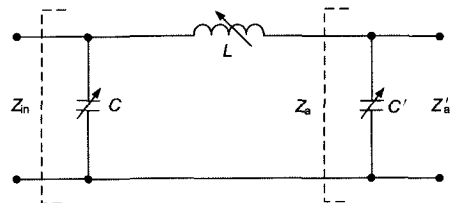


图 1 II 型匹配网络

令天线输入阻抗 Z'_a 经 C' 匹配后的输入阻抗为 Z_a , 则经过网络匹配后的输入阻抗 Z_{in} 为:

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L + Z_a}} \quad (1)$$

式中,

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C' + \frac{1}{Z'_a}} \quad (2)$$

当网络完全匹配时, 有 $Z_{in} = R_g$ (通常 $R_g = 50 \Omega$), 对式(1)进行重写可得:

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{R_g} - j\omega C} - j\omega L \quad (3)$$

收稿日期: 2011-10-21

对式(3)进行整理可得:

$$\begin{cases} R_a = \frac{R_g}{1 + (\omega CR_g)^2} \\ X_a = \frac{\omega CR_g^2}{1 + (\omega CR_g)^2} - \omega L \end{cases} \quad (4)$$

进一步可得:

$$\omega C = \sqrt{\left(\frac{1}{R_a} - \frac{1}{R_g}\right) \frac{1}{R_g}} \quad (5)$$

理想情况下, L 和 C 的取值为 $0 \sim \infty$, 因此由式(4)可以得到由 L 和 C 组成的 Γ 型网络的匹配区域^[3,4]为:

$$\begin{cases} R_a \leq R_g \\ X_a \leq \sqrt{R_a(R_g - R_a)} \end{cases} \quad (6)$$

重写式(2)可得:

$$\omega C' = \frac{X'_a}{R_a'^2 + X_a'^2} - \frac{X_a}{R_a^2 + X_a^2} \quad (7)$$

C' 的作用就是将式(6)中匹配区域外的阻抗点变换到匹配区域内, 再由 Γ 型网络进行匹配, 这样, Π 型网络的匹配区域就可以覆盖整个阻抗复平面。

1.2 元件配置

在天线调谐器中, 为了实现匹配网络参数的可变, 一般采用二进制的元件阵列来实现^[5,6], 各元件的取值为:

$$\begin{cases} L_m = 2^{m-1} L_1 \\ C_n = 2^{n-1} C_1 \\ C'_j = 2^{j-1} C'_1 \end{cases} \quad (8)$$

则 L 、 C 和 C' 的取值为:

$$\begin{cases} L = \sum_{i=1}^m 2^{i-1} L_1 a_i \\ C = \sum_{j=1}^n 2^{j-1} C_1 b_j \\ C' = \sum_{j'=1}^{n'} 2^{j'-1} C'_1 c_{j'} \end{cases} \quad (9)$$

式中, a_i 、 b_j 和 $c_{j'}$ 取值为“0”或“1”。当 $a_i = b_j = c_{j'} = 1$ 时表示第 i (j 、 j') 个元件接入网络, 反之则表示元件与网络断开。这样, L 和 C 就可以在 $0 \sim (2^m - 1)L_1$ ($(2^n - 1)C_1$ 、 $(2^{n'} - 1)C'_1$) 范围内以 L_1 (C_1 、 C'_1) 为步进任意取值, 显然 L_1 (C_1 、 C'_1) 决定了 L (C 、 C') 的取值精度。

2 网络参数估算

定性地, 式(9)的取值步进越小、匹配精度越

高; 式(9)的取值越大、匹配区域越广。对于给定的匹配门限 σ , 如何定量确定式(8)中的参数 L_1 、 C_1 、 C'_1 、 m 、 n 和 n' , 是一个比较复杂的问题, 实际工程应用中通常根据经验判断, 以下通过理论分析给出的合理估算值。

令匹配后的 $VSWR$ 门限值为 σ ,

$$\sigma = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (10)$$

式中,

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - R_g}{Z_{in} + R_g} \quad (11)$$

2.1 L_1 和 m 的估算

2.1.1 L_1 的估算

令匹配后的阻抗点正好位于等 $VSWR$ 圆的边界点, 如图 2 所示, 此时 $X_{in} = 0$ 。

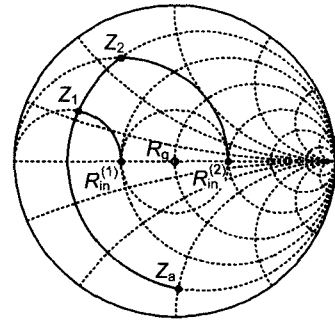


图 2 匹配轨迹

联合式(10)和式(11)可解得:

$$\begin{cases} R_{in}^{(1)} = \frac{R_g}{\sigma} \\ R_{in}^{(2)} = R_g \sigma \end{cases} \quad (12)$$

根据图 2 可以求得满足门限值 σ 的 L_1 取值(对应于 $\text{Im}(Z_2 - Z_1)$) 需满足:

$$\omega L_1 = \begin{cases} \sqrt{R_a(R_{in}^{(2)} - R_a)} - \sqrt{R_a(R_{in}^{(1)} - R_a)}, & R_a \leq R_{in}^{(1)} \\ \sqrt{R_a(R_{in}^{(2)} - R_a)} + \sqrt{-(R_a - R_{in}^{(1)})(R_a - R_{in}^{(2)})}, & R_{in}^{(1)} \leq R_a \leq R_{in}^{(2)} \end{cases} \quad (13)$$

为不失一般性, 应着重考虑远离目标点的阻抗点, 即 $R_a \leq R_{in}^{(1)}$ 的情况。对式(13)求关于 R_a 的偏导数,

$$\frac{\partial(\omega L_1)}{\partial R_a} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{R_{in}^{(2)} - R_a}{R_a}} - \sqrt{\frac{R_{in}^{(1)} - R_a}{R_a}} + \sqrt{\frac{R_a}{R_{in}^{(1)} - R_a}} - \sqrt{\frac{R_a}{R_{in}^{(2)} - R_a}} \right) \quad (14)$$

由此可知, 当 $R_a \leq R_{in}^{(1)} < R_{in}^{(2)}$ 时, 式(14)的值恒大于零, 即 ωL_1 是关于 R_a 的单调递增函数, 同时, 从图 2 可以直观地看到, 随着 R_a 的减小, 对 L_1 的取

值精度也越来越高。

以 $f = 3 \text{ MHz}$ 、 $R_a = 1 \Omega$ 、 $\sigma = 2$ 为例, 根据式(12)和式(13)可求得此时 L_1 的取值应小于 $0.268 \mu\text{H}$ 。

2.1.2 m 的估算

由于 L 的作用主要是抵消电小天线所呈现的较大的容抗, 其最大取值依赖于可匹配天线的最大容抗^[7]。因此有:

$$\omega L = \sqrt{R_a(R_g - R_a)} - X_a \quad (15)$$

令 $\partial(\omega L)/\partial R_a = 0$, 可以得到:

$$R_a = R_g/2 \quad (16)$$

此时, ωL 取最大值。

以 $f = 3 \text{ MHz}$ 、 $X_a = -2000 \Omega$ 为例, 根据式(15)和式(16)可求得此时 L 的取值应大于 $107 \mu\text{H}$, 若 $L_1 = 0.25 \mu\text{H}$, 则 $m = 9$ 。

2.2 C_1 和 n 的估算

2.2.1 C_1 的估算

令最后的匹配点所在的匹配轨迹经过点 $(R_{in}^{(3)}, 0)$, 如图3所示, 中 Z_3 和 Z_4 为匹配轨迹与等 $VSWR$ 圆的交点。

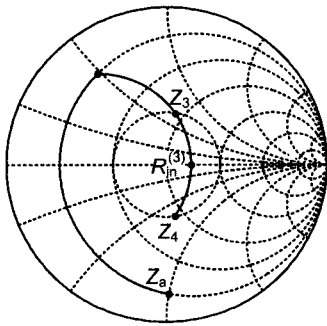


图3 匹配轨迹2

根据式(5), 此时可求得满足门限值 σ 的 C_1 取值(对应于 $(Z_4 - Z_3)$) 需满足:

$$\omega C_1 = 2 \sqrt{\left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_{in}^{(3)}}\right) \frac{1}{R_{in}^{(3)}}} \quad (17)$$

式中, R_3 为匹配轨迹与等 $VSWR$ 圆的交点 Z_3 的电阻分量,

$$R_3 = \frac{R_g^2}{R_{in}^{(1)} + R_{in}^{(2)} - R_{in}^{(3)}}, R_{in}^{(1)} \leq R_{in}^{(3)} \leq R_{in}^{(2)} \quad (18)$$

令 $\partial(\omega C_1)/\partial R_{in}^{(3)} = 0$, 可以得到:

$$R_{in}^{(3)} = \frac{2R_g^2}{R_{in}^{(1)} + R_{in}^{(2)}} \quad (19)$$

此时, ωC_1 取最大值。

以 $f = 30 \text{ MHz}$ 、 $\sigma = 2$ 为例, 根据式(12)、

式(17)、式(18)和式(19)可求得此时 C_1 的取值应小于 159 pF 。

2.2.2 n 的估算

n 的取值决定了 C 的最大取值, 根据图3和式(5)可求得:

$$\omega C = \sqrt{\left(\frac{1}{R_a} - \frac{1}{R_{in}^{(3)}}\right) \frac{1}{R_{in}^{(3)}}}, 0 < R_a \leq R_{in}^{(3)} \quad (20)$$

显然, ωC 是关于 R_a 的单调递减函数, 且当 $R_a \ll R_{in}^{(3)}$ 时, 可忽略 $R_{in}^{(3)}$ 对 C 取值的影响。

以 $f = 3 \text{ MHz}$ 、 $R_a = 1 \Omega$ 、 $R_{in}^{(3)} = 50 \Omega$ 为例, 根据式(20)可求得此时 C 的取值应大于 7427 pF , 若 $C_1 = 25 \text{ pF}$, 则 $n = 9$ 。

值得说明的是, 式(13)和式(17)是在不考虑对方取值精度时, 网络能匹配到给定门限值 σ 的充分条件(但并非必要条件)。考虑到 L_1 和 C_1 均有一定取值精度, 因此在工程应用中还应在理论计算的基础上, 根据实际情况进一步减小 L_1 和 C_1 的值。

2.3 C'_1 和 n' 的估算

2.3.1 C'_1 的估算

C'_1 对 Z'_a 的变换轨迹如图4所示。轨迹由 Z_6 点进入式(6)中的匹配区域内, C'_1 的大小决定了 Z'_a 进入匹配区域的“深度”(对应于 $(Z_a - Z_6)$)。

令式(7)中的 $Z'_a = Z_6$, 可以得到:

$$\omega C'_1 = \frac{X_6}{R_6^2 + X_6^2} - \frac{X_a}{R_a^2 + X_a^2} \quad (21)$$

式中, R_6 和 X_6 、 R_a 和 X_a 满足:

$$X_k = -\sqrt{R_k(R_5 - R_k)} \quad (22)$$

式中, $R_6 = R_g$, Z_5 为 Z_a 所在匹配轨迹圆与 R 轴交点 $(R_5, 0)$ 。

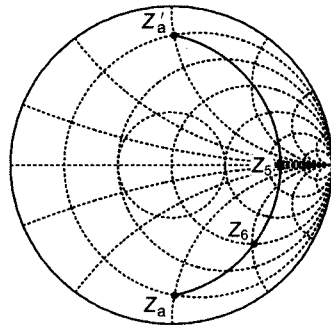


图4 匹配轨迹3

由式(13)和式(20)可知, R_a 越小, 需要的 L_1 越小、 C 越大, 因此, 经 C' 变换后得到的 Z'_a , 其 R_a 应尽量取得大些。

联合式(21)和式(22)可得:

$$\omega C'_1 = \sqrt{\left(\frac{1}{R_a} - \frac{1}{R_5}\right)\frac{1}{R_5}} - \sqrt{\left(\frac{1}{R_6} - \frac{1}{R_5}\right)\frac{1}{R_5}} \quad (23)$$

当 $R_5 \gg R_6$ 时,对式(23)取近似且求其关于 R_5 的偏导数:

$$\frac{\partial(\omega C'_1)}{\partial R_5} \approx -\frac{1}{2}\left(\frac{1}{R_5\sqrt{R_a R_5}} - \frac{1}{R_5\sqrt{R_6 R_5}}\right) \quad (24)$$

显然,当 $R_5 \gg R_6$ 时,式(24)恒小于零,即 $\omega C'_1$ 是关于 R_5 的单调递增函数。

以 $f = 30 \text{ MHz}$ 、 $R_a = 5 \Omega$ 、 $R_5 = 2000 \Omega$ 为例,根据式(23)可求得此时 C'_1 的取值应小于 36 pF 。

2.3.2 n' 的估算

同样的,令式(7)中的 $Z_a = Z_6$ 可得:

$$\omega C' = \frac{X'_a}{R_a'^2 + X_a'^2} - \frac{X_6}{R_6^2 + X_6^2} \quad (25)$$

式中, R'_a 和 X'_a 满足下式:

$$X'_a = \begin{cases} \sqrt{R'_a(R_5 - R'_a)}, & R'_a \leq R_6 \\ \pm \sqrt{R'_a(R_5 - R'_a)}, & R'_a > R_6 \end{cases} \quad (26)$$

联合式(25)和式(26)可得:

$$\omega C' = \sqrt{\left(\frac{1}{R_6} - \frac{1}{R_5}\right)\frac{1}{R_5}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{R'_a} - \frac{1}{R_5}\right)\frac{1}{R_5}} \quad (27)$$

显然,当 R_5 被确定后, $X'_a > 0$ 时, $\omega C'$ 是关于 R'_a 的单调递减函数; $X'_a < 0$ 时, $\omega C'$ 是关于 R'_a 的单调递增函数。若 Z'_a 在式(6)中匹配区域内,则可令 $Z_a = Z'_a$,可得 $C' = 0$,即此时不需要 C' 的接入。

当 R'_a 被确定后,令 $X'_a > 0$ 、 $\partial(\omega C')/\partial R_5 = 0$,可以得到:

$$R_5 = R_6 + R'_a \quad (28)$$

此时, $\omega C'$ 取最大值。

式(27)中,当 $R'_a \gg R_6$ 时,式右边第1项占主导地位;当 $R'_a \ll R_6$ 时(此时 $X'_a > 0$),式右边第2项占主导地位。在进行参数估算时,可采用近似的方法进行处理。

以 $f = 3 \text{ MHz}$ 、 $R'_a = 5 \Omega$ 为例,根据式(27)和式(28)可求得此时 C' 的取值应大于 3300 pF ,若 $C'_1 = 25 \text{ pF}$,则 $n' = 8$ 。

3 结束语

上述对 II 型匹配网络的结构、参数估算值的计算方法进行了分析,这对设计天线调谐器的技术指标^[1]和调谐算法^[8]是一个必要的参考。然而,对于不同的调谐算法,匹配网络所呈现的性能会有一定差异,在实际应用中,还应结合特定调谐算法的思想和性能,根据不同的匹配对象、工作频段和应用环境等,在理论计算的基础上,对网络的参数进行调整,以达到整体的优化。 ✦

参考文献

- [1] SJ-20489-1995. 中华人民共和国电子行业军用标准——天线调谐器通用规范[S],1995.
- [2] 胡中豫. 现代短波通信[M]. 北京:国防工业出版社,2003:179-182.
- [3] THOMPSON M, FIDLER J K. Design Software for Impedance Matching Networks [J]. HF Radio Systems and Techniques, 1997(7):445-449.
- [4] THOMPSON M, FIDLER J K. Determination of the Impedance Matching Domain of Impedance Matching Networks [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, 2004, 51(10):2098-2106.
- [5] SUN Y C, LAU W K. Antenna Impedance Matching using Genetic Algorithms [C]. National Conference on Antennas and Propagation, 1999:31-36.
- [6] BRITO B K, NUNES L R. Impedance Network for an Automatic Impedance Matching System [C]. Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2007:1-4.
- [7] MILEUSNIC M, PETROVIC P, TODOROVIC J. Design and Implementation of Fast Antenna Tuner for HF Systems [C]. International Conference on Information, Communications and Signal Processing ICICS'97 Singapore, 1997:1722-1726.
- [8] OH Sung-Hoon. Automatically Tuning Antenna System for Software-Defined and Cognitive Radio [D]. Arizona State University, 2006:88-96.

作者简介

李引凡 男,(1979—),重庆通信学院军事信息工程系讲师。主要研究方向:军事无线通信技术与装备。

(上接第13页)

参考文献

- [1] 沈金龙. 现代电信交换和网络[M]. 北京:人民邮电出版社,2000.
- [2] 苗兰波,冯志勇,吕廷杰. IP电话网络技术[M]. 北京:电子工业出版社,2001.
- [3] 王建军,赵惠霞. 语音交换技术的发展趋[J]. 无线电工程,2006,36(12):13-15.

- [4] 王 巍,顾贵芬. 语音接口话路特性分析[J]. 无线电工程,2006,36(5):53-55.
- [5] 刘嘉楠. VoIP——新一代语音技术[J]. 商场现代化,2006(3):32.
- [6] 金志涛,陈忠辉. VoIP语音传输终端技术[J]. 通信技术,2001,27(4):140-144.

作者简介

宋桂景 女,(1978—),中国电子科技集团公司第五十四研究所工程师。主要研究方向:地面接入通信。

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)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)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),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>