

文章编号: 1001—4322(1999)02—0229—05

离子回旋共振加热射频系统 阻抗变换器的优化设计*

吴丛凤¹, 王兆申¹, 刘永普²

(1 中科院等离子体物理研究所, 合肥 230031)

(2 电子工业部 38 研究所, 合肥 230031)

摘 要: 根据网络综合理论, 选择一优化函数去逼近器件特性, 并且采用集分混合电路, 对托卡马克离子回旋共振加热系统中的阻抗变换器进行优化设计, 使其具有频带宽、长度短的特点。

关键词: 阻抗变换器; 网络综合; 优化函数; 集分混合电路

中图分类号: TL 631.24

文献标识码: A

托卡马克(TOKAMAK)离子回旋共振加热(ICRH)是高温等离子体的主要加热手段之一。为了能有效地加热, 需由ICRH射频系统中的阻抗变换器, 变换负载阻抗, 使之与传输线特性阻抗相匹配。目前, 当工作频率改变时, ICRH射频加热系统中的阻抗调配器皆要进行调谐(带有一个体积较庞大的调谐装置), 不是很方便。因此, 有必要研制一种满足ICRH射频系统特定条件的新型阻抗变换器。

微波领域常用的阶梯型阻抗变换器频带宽, 已广泛应用的是 $\lambda_0/4$ (λ_0 为中心导引波长)阶梯切比雪夫(step-Chebyshev)型阻抗变换器^[1], 但ICRH系统工作在射频波段($\lambda_0 \approx 10\text{m}$), 若变换节长度选为 $\lambda_0/4$, 则变换器显得过长。Matthaei^[2]提出过一种短阶梯切比雪夫(short-step-Chebyshev)型阻抗变换器, 它的每节长度皆为 $\lambda_0/16$, 但这种变换器的高、低阻抗变换节的阻抗值悬殊较大, 这种大的阶梯不连续性使其在工程上很难实现。针对ICRH射频系统的特定条件, 为避免上述设计方法的缺陷, 用集分混合(mixed lumped and distributed)电路^[3], 即高阻抗变换节的长定为 $\lambda_0/16$, 用同轴线加载电容形式来等效低阻抗变换节, 设计新型的阻抗变换器。这种变换器既有效地缩短变换器的长度, 又减小了阶梯不连续性。

1 网络综合理论及计算

将阻抗变换器视为一网络。所谓网络综合在工程上指的是预先规定原器件特性而用网络去实现的一个过程, 它包括三个方面。

1.1 提出目标

设计一个同轴阻抗变换器, 工作频带为 $\Delta f = 17.86 \sim 49\text{MHz}$, 输入端同轴线的特性阻抗 $Z_0 = 50\Omega$, 天线负载阻抗 $Z_R = 200\Omega$, 带内最大驻波比 $\rho_{\max} = 1.1$ 。

由于工作频带越宽, 所需节数越多, 因此为使变换器长度尽量短, 将频带分为三段来实现:
 $\Delta f_1 = 17.86 \sim 25\text{MHz}$, $\Delta f_2 = 25 \sim 35\text{MHz}$, $\Delta f_3 = 35 \sim 49\text{MHz}$ 。相对带宽定义为

* 1998年1月20日收到原稿, 1999年2月2日收到修改稿。
吴丛凤, 女, 1966年6月出生, 博士

$$B = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (1)$$

这里 ω 为低频, ω_0 为高频, ω_c 为中心频率。根据(1)式可知, 对应于 Δf_1 、 Δf_2 、 Δf_3 三个不同频率区域, $B = 1/3$ 。

1.2 选择逼近函数

选择一优化函数^[4], 使该函数在 z 平面的无穷区间 $(-j, j)$ 有等波纹特性。即

$$K(z)K^*(-z) = \frac{\left[\prod_{i=1}^N (z - z_i) + \prod_{i=1}^N (z + z_i^*) \right]^2}{4 \prod_{i=1}^N (z - z_i)(z + z_i^*)} \quad (2)$$

这里 z_i 为无穷远处或有限远处的奇异点。 N 为偶数。将 z_i 取两组值^[4], 每组皆为 $N/2$ 个, 即

$$\begin{cases} z_{i1} = \sqrt{\frac{1 + \omega_0^2}{1 + \omega_1^2}} \\ z_{i2} = 1 \end{cases} \quad (3)$$

z_{i1} 对应于短截(stub)段, z_{i2} 对应于阻抗单元段。选用上述函数去逼近网络的插入损耗。

将插入损耗定义为

$$L(z) = 1 + \epsilon^2 K(z)K^*(-z) \quad (4)$$

其中常数 ϵ 控制等波纹的最大幅度值, 作变换

$$z = \pm \sqrt{\frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + \omega_1^2}}, \quad p = j\omega \quad (5)$$

$$\omega = \tan \left[\frac{2\pi}{16} \left(1 - \frac{B}{2} \right) \right] = 0.3395 \quad (6)$$

$$\omega_0 = \tan \left[\frac{2\pi}{16} \left(1 + \frac{B}{2} \right) \right] = 0.4931 \quad (7)$$

则插入损耗在 $[\omega, \omega_0]$ 频带内有等波纹特性^[4]。

1.3 实现具有逼近函数的网络

1.3.1 变换器节数 N 的确定

ϵ 和最大驻波比的关系为^[5]

$$\rho_{\max} = (\sqrt{1 + \epsilon^2} + \epsilon)^2 \quad (8)$$

由 $\rho_{\max} = 1.1$, 得 $\epsilon = 6.994 \times 10^{-2}$ 。当 $z = \pm (\omega/\omega_0)$ 时^[3], $L(z) = L_{\max}$ 。联立(2)、(3)、(4)得

$$L_{\max} = 1 + \epsilon^2 \frac{\left[(z - 1)^{N/2} (z - \sqrt{\frac{1 + \omega_0^2}{1 + \omega_1^2}})^{N/2} + (z + 1)^{N/2} (z + \sqrt{\frac{1 + \omega_0^2}{1 + \omega_1^2}})^{N/2} \right]^2}{4(z^2 - 1)^{N/2} (z^2 - \frac{1 + \omega_0^2}{1 + \omega_1^2})^{N/2}} \Bigg|_{z = \pm \frac{\omega_0}{\omega_1}} \quad (9)$$

当负载与同轴线直接相连时, 反射系数最大, 插入损耗最大。

$$L_{\max} = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} = \frac{1}{1 - \left(\frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} \right)^2} = 2.5 \quad (10)$$

联立(6)、(7)、(8)、(9)和(10), 解得 $N = 4$ 。

1.3.2 各节特性阻抗(导纳)的计算

阻抗(导纳)的计算,需进行网络综合,先求网络的特征函数和传输函数。

1.3.2.1 网络的特征函数 $Q(p)$ 和传输函数 $T(p)$

根据网络的特征函数定义^[1]

$$\begin{aligned} Q(p)Q^*(-p) &= \epsilon^2 K(z)K^*(-z) \Big|_{z=\pm\sqrt{(p^2+\omega_2^2)/(p^2+\omega_1^2)}} \\ &= \frac{(25\ 2315p^4 + 8\ 99939p^2 + 0\ 750896)^2}{(1-p^2)^2} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{可得} \quad Q(p) = \frac{25\ 2315p^4 + 8\ 99939p^2 + 0\ 750896}{1-p^2} \quad (12)$$

由 $T(p)$ 与 $Q(p)$ 的关系^[1]

$$1 + Q(p)Q^*(-p) = T(p)T(-p)^* \quad (13)$$

把(12)式代入上式得

$$T(p) = \frac{25\ 2315p^4 + 19\ 0119p^3 + 16\ 1621p^2 + 5\ 37655p + 1\ 25054}{1-p^2} \quad (14)$$

1.3.2.2 变换节的特性阻抗(导纳)

由网络理论^[1]和求得的 $T(p)$ 、 $Q(p)$ 导出该网络的传输矩阵为

$$\frac{1}{1-p^2} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \frac{1}{1-p^2} \begin{bmatrix} 50\ 463p^4 + 25\ 1615p^2 + 2\ 0014 & 19\ 0119p^3 + 5\ 37655p \\ 19\ 0119p^3 + 5\ 37655p & 7\ 16271p^2 + 0\ 49964 \end{bmatrix} \quad (15)$$

特性阻抗为 Z_0 的阻抗变换节的传输矩阵为 $\frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} 1 & pZ_0 \\ \frac{p}{Z_0} & 1 \end{bmatrix}$, 并联的开路 stub 线(特征

导纳 Y_0) 的传输矩阵为 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -pY_0 & 1 \end{bmatrix}$ 。

设第一节特性阻抗为 \bar{Z}_1 , 则

$$\frac{1}{1-p^2} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} 1 & p\bar{Z}_1 \\ \frac{p}{\bar{Z}_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -p\bar{Z}_1 \\ -\frac{p}{\bar{Z}_1} & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \frac{1}{1-p^2} \quad (16)$$

把(16)式等式右边的后两项矩阵相乘,写成如下等式

$$\frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \frac{1}{1-p^2} \begin{bmatrix} A - Cp\bar{Z}_1 & B - Dp\bar{Z}_1 \\ -\frac{Ap}{\bar{Z}_1} + C & -\frac{Bp}{\bar{Z}_1} + D \end{bmatrix} \quad (17)$$

比较(16)和(17)式可知,(17)式为去掉第一节后剩下网络的传输矩阵。(17)式的矩阵元必须含有 1 的根,才能去掉分母中 $(1-p^2)$ 这个因子,故

$$\bar{Z}_1 = \frac{A(1)}{C(1)} = \frac{B(1)}{D(1)} = 3.183 \quad (18)$$

则(17)式变成

$$\frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} 10\ 05p^2 + 2 & 3\ 786p \\ 15\ 85p^3 + 4\ 75p & 5\ 97p^2 + 0\ 5 \end{bmatrix} \quad (19)$$

同理, stub 线的特性导纳也是通过矩阵变换求得的。

设第二节的特性导纳为 \bar{Y}_2 将(19)式左乘 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -p\bar{Y}_2 & 1 \end{bmatrix}$ 得

$$\frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -p\bar{Y}_2 & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} 10.05p^2 + 2 & 3.786p \\ 15.85p^3 + 4.75p - p\bar{Y}_2(10.05p^2 + 2) & 5.97p^2 + 0.5 - 3.786\bar{Y}_2p^2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

(20) 式中的矩阵降阶是通过消除矩阵单元中的高阶系数取得的, 这样

$$\bar{Y}_2 = \lim_p \frac{15.85p^3 + 4.75p}{10.05p^3 + 2p} = \lim_p \frac{5.97p^2 + 0.5}{3.786p^2} = 1.58 \quad (21)$$

则

$$\frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \begin{bmatrix} 10.05p^2 + 2 & 3.786p \\ 1.59p & 0.5 \end{bmatrix} \quad (22)$$

以此类推可求得第三节特性阻抗 $\bar{Z}_3 = 7.57$, 第四节特性导纳 $\bar{Y}_4 = 0.665$ 。以上 $\bar{Z}_1, \bar{Y}_2, \bar{Z}_3, \bar{Y}_4$ 都是以输入同轴线特性阻抗来规一化的。

1.3.3 网络的结构计算

第一节和第三节由上面计算出的特性阻抗可导出同轴线的内、外导体半径, 第二节和第四节两段低阻抗变换节, 首先由下列等效方程^[3]

$$\omega_0 Z_0 C_i = Y_i \tan \theta_i, \quad i = 2, 4 \quad (23)$$

计算出电容, 这里 θ_i 为对应 ω_0 点的电长度。在计算中加载介质选用 $\epsilon_r = 30$ 的陶瓷 (Ba (Zn_{1/3} Ta_{2/3}) O₃)^[6], 然后导出内、外导体半径和变换节的长度。表 1 给出了采用集分混合电路形式后的各段变换节的具体尺寸, 其示意图如图 1 所示, a_n, b_n 分别为变换节的内、外半径, l_i 是其长度。表 2 是未采用该种电路形式的各段变换节的具体尺寸, 通过表 1 和表 2 的比较, 可以很明显地看出采用集分混合电路设计的优点。

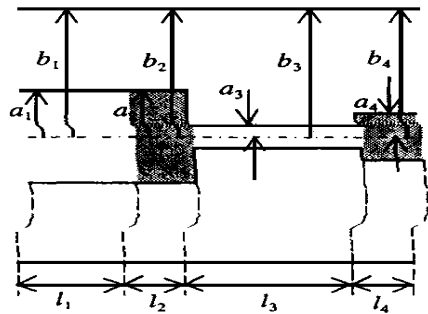


Fig. 1 Schematic diagram of concentric impedance transformer
图 1 同轴阻抗变换器结构示意图

表 1 采用集分混合电路各变换节的参数 (单位: mm)

Δf	first section ($\epsilon=1$)			second section ($\epsilon=30$)			third section ($\epsilon=1$)			fourth section ($\epsilon=30$)			total length
	a_1	b_1	l_1	a_2	b_2	l_2	a_3	b_3	l_3	a_4	b_4	l_4	
Δf_1	29.03	411.85	875	29.03	411.85	157.73	0.75	411.85	875	14.69	411.85	83.43	1991.2
Δf_2	29.03	411.85	625	29.03	411.85	112.67	0.75	411.85	625	14.69	411.85	59.6	1422.3
Δf_3	29.03	411.85	446.4	29.03	411.85	80.47	0.75	411.85	446.4	14.69	411.85	42.57	1015.8

表 2 未采用集分混合电路各变换节的参数 (单位: mm)

Δf	first section ($\epsilon=1$)			second section ($\epsilon=1$)			third section ($\epsilon=1$)			fourth section ($\epsilon=1$)			total length
	a_1	b_1	l_1	a_2	b_2	l_2	a_3	b_3	l_3	a_4	b_4	l_4	
Δf_1	29.03	411.85	875	242.88	411.85	875	0.75	411.85	875	117.63	411.85	875	3500
Δf_2	29.03	411.85	625	242.88	411.85	625	0.75	411.85	625	117.63	411.85	625	2500
Δf_3	29.03	411.85	446.4	242.88	411.85	446.4	0.75	411.85	446.4	117.63	411.85	446.4	1785.6

2 变换器的功率容量

同轴传输线传输 TEM 模时的功率容量^[7]

$$P_r = k \sqrt{\epsilon} \frac{a^2}{120} E_{br}^2 \ln(b/a) \quad (24)$$

这里, 空气击穿场强 $E_{br} = 30 \text{ kV/cm}$, a 、 b 为同轴线的内、外半径, k 为略小于 1 的修正因子(考虑电场集中效应)。现选内径小的那段估算: $P_r = k \frac{a_3^2}{120} 30^2 \ln(b_3/a_3) = 26.56k \times 10^4 \text{ W}$ 。

3 结 论

本文运用网络综合的理论, 选择优化函数去逼近插入损耗(表征变换器传输性能), 采用集分混合电路形式, 对频率进行分段设计出满足 ICRH 射频系统特定条件的新型阻抗变换器, 这种阻抗变换器长度短, 在较宽频带内驻波性能好, 能传输大功率信号, 工程上易于实现。

参考文献

- 1 林为干. 微波网络. 北京: 国防工业出版社, 1978
- 2 Matthaei G L. *IEEE Trans MTT*, 1966, **MTT-14**(8): 372
- 3 Levy R A. *IEEE Trans MTT*, 1970, **MTT-18**: 1064
- 4 Humpherys D S. *The analysis design and synthesis of electrical filter*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1970
- 5 李嗣范. 微波元件原理与设计. 北京: 人民邮电出版社, 1982
- 6 功能材料及其应用手册. 北京: 机械工业出版社, 1991
- 7 廖承恩. 微波技术基础. 北京: 国防工业出版社, 1984

THE OPTIMUM DESIGN OF NEW TYPE IMPEDANCE TRANSFORMER IN ICRH RADIOFREQUENCY SYSTEM ON TOKAMAK

WU Cong-feng¹, WANG Zhao-shen¹, LU Yong-pu²

¹ Institute of Plasma Physics, Academia Sinica Hefei 230031 China

² Institute of 38th, Ministry of Electronics-Industry, Hefei 230031 China

ABSTRACT: The optimum design of a newly typed impedance transformer in ICRH radiofrequency system on Tokamak is presented. The network synthesis utilizes an optimum function of approaching the property of the device and the mixed lumped and distributed circuit. The newly typed impedance transformer has the character of wide band, short length and the ability to transform large power, and fits the use of future fusion reactor.

KEY WORDS: impedance transformer; network synthesis; optimum function; mixed lumped and distributed circuit