

# 较宽通带对称双工器的直接设计法

周文胜,朱义胜

(大连海事大学信息工程学院,辽宁大连 116026)

摘要: 本文给出了较宽通带对称双工器的直接设计方法. 基于同一个低通原型滤波器的两个带宽相同但中心频率不同的带通滤波器, 根据本文给出的直接计算公式调整其部分元件值后可直接连接得到性能良好的双工器.

关键词: 双工器; 导纳倒置变换器; 插入损耗; 回波损耗

中图分类号: TN713 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2001) 08-1142-03

## Direct Design of Symmetrical Interacting Relatively Wideband Diplexers

ZHOU Wen-sheng, ZHU Yi-sheng

(Information Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian, Liaoning 116026, China)

Abstract: Explicit design formulas are given for relatively wideband diplexers. By modifying some of the elements according to the explicit design formulas, two bandpass filters based upon same lowpass prototype with same bandwidth but operating at different center frequencies can be connected directly into a diplexer with good performance.

Key words: diplexers; admittance invertors; insertion loss; return loss

### 1 引言

由于各通道之间的互相影响, 多工器的设计需要调整每个滤波通道, 所以给出其直接设计方法对于理论研究和实际应用是非常重要的. Rhodes 提出了对称窄带通双工器的直接设计方法<sup>[1]</sup>, 但是他的方法是针对带宽非常窄的情况, 从低通原型到目标双工器的频率变换是以两个波道中间频率的平均值为中心频率实现的. 因此双工器的低波道通带与中心频率的距离及通带本身都会变窄, 而高波道通带与中心频率的距离以及通带本身都会变宽. 尤其是当其带宽增大时, 其响应会出现较大的不对称. 本文给出的方法是将两个带通滤波器的低通原型调整后, 分别以各自的中心频率进行频率变换后直接连接成双工器, 能有效地减小带宽的影响.

### 2 对称双工器的直接设计法

图1所示是一个以导纳倒置变换器实现的低通原型滤波器,  $C_1$ 、 $C_2$  及  $K_{12}$  为信号源端最近的电容及导纳倒置变换器. 调整其部分元件值后, 通过频率变换得到两个具有相同带宽  $B$ , 中心频率分别为  $\omega_1$  和  $\omega_2$  的低波道和高波道修正带通滤波器  $N_1$  和  $N_2$ , 直接串联组成的双工器如图2所示(为了与 Rhodes<sup>[1]</sup> 的定义保持一致, 计算结果进行比较, 采用了串联

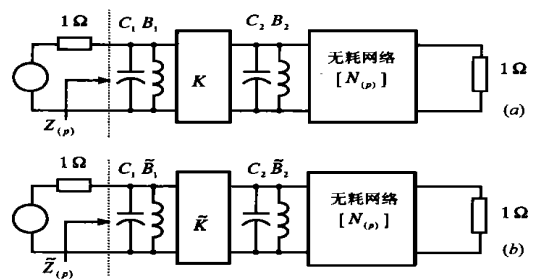


图3 原型低通修正电路

连接结构).

图3(a)和(b)中的原型低通滤波器修正电路分别为图2中的修正带通滤波器  $N_1$  和  $N_2$  的频率归一化原型. 修正带通滤波器  $N_1$  的频率变量  $\omega_1$  对应于(a)原型低通滤波器修正电路频率变量  $\omega_1$  的频率变换关系式为:

$$\omega_1 = \frac{\omega}{B} \left( \frac{1}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{1} \right) \quad (1)$$

修正带通滤波器  $N_2$  的频率变量  $\omega_2$  对应于(b)原型低通滤波器修正电路频率变量  $\omega_2$  的频率变换关系式为:

$$\omega_2 = \frac{\omega}{B} \left( \frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{2} \right) \quad (2)$$

原型低通滤波器修正电路(a)和(b)是通过分别调整图1原型低通滤波器中导纳倒置变换器  $K_{12}$  为  $K$  和  $\bar{K}$ , 并增加了导纳值为  $jB_1, jB_2, j\bar{B}_1$  和  $j\bar{B}_2$  的频不变虚电抗元件得到的. 定义频率变换常数:

$$1 = \frac{\omega}{B} \left( \frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad (3)$$

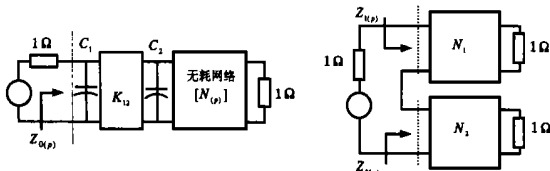


图1 原型低通滤波器

图2 带通双工器

收稿日期: 2000-07-13; 修回日期: 2001-02-12

$$z_2 = \frac{-\omega_2}{B} \left( \frac{-\omega_1}{\omega_2} - \frac{-\omega_2}{\omega_1} \right) = -\frac{\omega_2}{\omega_1} z_1 \quad (4)$$

则有:

$$B_1 = -C_1 \left[ \frac{1}{C_1^2} z_1^{-1} + \left( \frac{\frac{2}{\omega_1} K_{12}^2}{\omega_2 C_1^3 C_2} - \frac{1}{C_1^4} \right) z_1^{-3} \right] + (\dots) \quad (5)$$

$$B_2 = -\frac{K_{12}^2}{C_1^3} z_1^{-3} + (\dots) \quad (6)$$

$$K^2 = K_{12}^2 \left( 1 - \frac{1}{C_1^2} z_1^{-2} \right) + (\dots) \quad (7)$$

$$\tilde{B}_1 = -C_1 \left[ \frac{1}{C_1^2} i_1^{-1} + \left( \frac{\frac{2}{\omega_1} K_{12}^2}{\omega_2 C_1^3 C_2} - \frac{1}{C_1^4} \right) i_1^{-3} \right] + (\dots) \quad (8)$$

$$\tilde{B}_2 = -\frac{K_{12}^2}{C_1^3} i_1^{-3} + (\dots) \quad (9)$$

$$\tilde{K}^2 = K_{12}^2 \left( 1 - \frac{1}{C_1^2} i_1^{-2} \right) + (\dots) \quad (10)$$

其中  $(\dots)$  表示  $i_1^4$  阶以上的误差。

### 3 直接设计方法的证明

为了使两个波道直接串联的滤波器能同时满足各自的要求,我们可以通过分别调整它们的低通原型元件值来实现,各原型元件的调整值应为  $z_1$  和  $z_2$  的函数. 因为高波道的原型元件的调整主要是为了抵消低波道的影响,我们在这里只认为它是  $z_1$  的函数,事实上由于波道间的相互影响,在证明过程中  $z_2$  的影响会自动反映在调整公式中. 同理在这里低波道的原型元件的调整只认为是  $z_2$  的函数. 注意到当  $z_1$  和  $z_2$  趋大时,各波道滤波电路趋向独立,也就是说各元件的调整值趋向零,所以,各元件的调整值可以分别表达为  $z_1^{-1}$  和  $z_2^{-1}$  的幂级数.

由问题的对称性,图 3 各有关元件值可以以下方式展开为  $z_1^{-1}$  和  $z_2^{-1}$  的幂级数:

$$B_1 = -C_1 (b_1 z_1^{-1} + b_2 z_1^{-3}) + (\dots) \quad (11)$$

$$B_2 = -C_2 (d_1 z_2^{-1} + d_2 z_2^{-3}) + (\dots) \quad (12)$$

$$K^2 = K_{12}^2 (1 + k_1 z_1^{-2}) + (\dots) \quad (13)$$

$$\tilde{B}_1 = -C_1 (\tilde{b}_1 i_1^{-1} + \tilde{b}_2 i_1^{-3}) + (\dots) \quad (14)$$

$$\tilde{B}_2 = -C_2 (\tilde{d}_1 i_2^{-1} + \tilde{d}_2 i_2^{-3}) + (\dots) \quad (15)$$

$$\tilde{K}^2 = K_{12}^2 (1 + \tilde{k}_1 i_1^{-2}) + (\dots) \quad (16)$$

式中的  $b_1, b_2, d_1, d_2, k_1$  及  $\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \tilde{d}_1, \tilde{d}_2, \tilde{k}_1$  为实系数.

事实上令  $d_1 = \tilde{d}_1 = 0$  即可满足解题要求,这可以在证明过程中自动得到满足. 设  $z_i$  为低通原型滤波器的任一反射零点,它通过式(2)对应的频率为  $(\omega_{01} + \omega_k)$ ,则原型低通修正电路(b)在  $z_i$  的输入阻抗  $Z_{i(z_i)}$  等于滤波器  $N_2$  在  $z_i$  的输入阻抗  $Z_{i(z_i)}$ . 忽略  $z_i^4$  阶以上误差,由式(14)~(16)有:

$$Z_{i(z_i)} = \tilde{Z}_{i(z_i)} = 1 + jC_1 \tilde{b}_1 z_i^{-1} + z_i^{-2} [ -\tilde{k}_1 (1 - jC_1 z_i) - C_1^2 \tilde{b}_1^2 ] + z_i^{-3} [ jC_1 \tilde{b}_2 - j \frac{C_2 \tilde{d}_2}{K_{12}^2} (1 - jC_1 z_i)^2 - 2jC_1 \tilde{b}_1 \tilde{k}_1 (1 - jC_1 z_i) - jC_1^3 \tilde{b}_1^3 ] \quad (17)$$

设  $(\omega_{02} + \omega_h)$  通过  $N_1$  的频率归一化式(1)对应于低通修正电路(a)的频率  $z_j$ ,则原型低通修正电路(a)在  $z_j$  的输入阻抗

$Z_{i(z_j)}$  等于滤波器  $N_1$  在  $(\omega_{02} + \omega_h)$  的输入阻抗  $Z_{i(z_j)}$ . 考虑导纳倒置变换器  $K$  及虚电抗  $B_1$  和  $B_2$  在  $z_1$  附近近似实现而导致其值在  $z_2$  附近的变化,忽略  $z_1^{-4}$  阶以上误差,由式(11)~(13)可得:

$$Z_{i(z_j)} = Z_{i(z_j)} = -\frac{jz_j^{-1}}{C_1} \left\{ 1 - jz_j i_1^{-1} + z_j^{-2} \left[ -b_1 + \frac{2}{\omega_1} \frac{K_{12}^2}{C_1 C_2} + \frac{2}{j} \right] \right\} \quad (18)$$

同理,设  $z_m$  为低通原型滤波器的任一反射零点,它通过式(1)对应的频率为  $(\omega_{01} + \omega_k)$ ,则原型低通修正电路(a)在  $z_m$  的输入阻抗  $Z_{i(z_m)}$  等于滤波器  $N_1$  在  $(\omega_{01} + \omega_k)$  的输入阻抗  $Z_{i(z_m)}$ :

$$Z_{i(z_m)} = Z_{i(z_m)} = 1 + jC_1 b_1 z_1^{-1} + z_1^{-2} [ -k_1 (1 - jC_1 z_m) - C_1^2 b_1^2 ] + z_1^{-3} [ jC_1 b_2 - j \frac{C_2 d_2}{K_{12}^2} (1 - jC_1 z_m)^2 - 2jC_1 b_1 k_1 (1 - jC_1 z_m) - jC_1^3 b_1^3 ] \quad (19)$$

设  $(\omega_{01} + \omega_k)$  通过  $N_2$  的频率归一化式(2)对应于低通修正电路(b)的频率  $z_n$ ,则原型低通修正电路(b)在  $z_n$  的输入阻抗  $Z_{i(z_n)}$  等于滤波器  $N_2$  在  $(\omega_{01} + \omega_k)$  的输入阻抗  $Z_{i(z_n)}$ :

$$Z_{i(z_n)} = \tilde{Z}_{i(z_n)} = -\frac{jz_n^{-1}}{C_1} \left\{ 1 - jz_n z_2^{-1} + z_n^{-2} \left[ -\tilde{b}_1 + \frac{2}{\omega_2} \frac{K_{12}^2}{C_1 C_2} + \frac{2}{m} \right] \right\} \quad (20)$$

因  $(\omega_{02} + \omega_h)$  和  $(\omega_{01} + \omega_k)$  为目标双工器的反射零点,由式(17)~(20)可以得到式(5)至(10)的证明.

两个带通滤波器的直接串联会导致在对方通带内插入损耗有大约 7dB 的增加,而共同端回波损耗数在通带内稍有下降<sup>[1]</sup>,因此,在设计时就应考虑适当调整低通原型的技术指标.

**例 1:** 设计一 Chebyshev 双工器,两个通道的通带分别为 97.5 - 102.5MHz 和 105.5 - 110.5MHz. 要求在通带内共同端回波损耗  $L_r > 17$ dB,在对方通带内插入损耗  $L_a > 35$ dB.

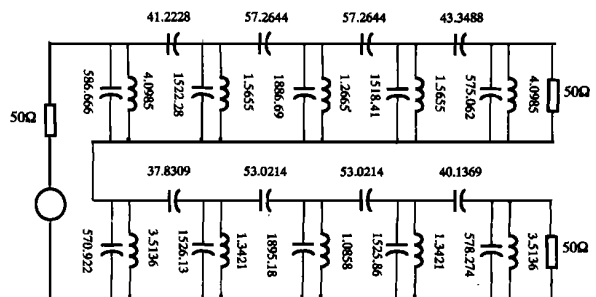


图 4 例 1 的实现电路(电容单位 pF,电感单位 nH)

设高波道通带的最低频率点 105.5MHz 相对低波道中心频率的距离经低波道带通滤波器频率归一化后为  $z_1$ ,根据式(1)可以求得  $z_1 = 2.1545$ . 为通带内共同端回波损耗  $L_r$  预留 3dB 的减小,所以低通原型滤波器的节数:

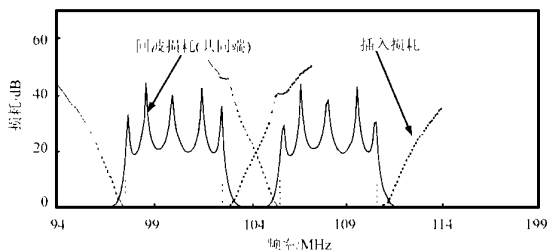


图5 例1的响应曲线

$$N > \frac{\cosh^{-1} 10 \left( \frac{35 + 17 + 3 - 7}{20} \right)}{\cosh^{-1} 1} = 4.682 \quad (21)$$

显然,  $N$  必然同时符合两个通道的要求. 所以我们用两个  $L_r > 20\text{dB}$  的五节 Chebyshev 原型低通滤波器来实现目标带通双工器. 利用式(5)至(10)可以直接求得两个低通原型修正电路, 然后分别通过频率变换, 我们即可获得目标双工器的元件参数, 实现电路如图4所示. 其响应曲线如图5所示, 图中以竖虚线指示出了 97.5 - 102.5 和 105.5 - 110.5 两个目标通带范围.

作为比较, 同样两个  $L_r > 20\text{dB}$  的五节 Chebyshev 原型低通滤波器, 以 Rhodes 的方法实现的目标带通双工器其响应曲线如图6所示. 显然, 在本文中, 由于高低波道分别采用了各自的带通频率变换关系式, 且在以电容近似实现原型低通滤波器修正电路中的导纳倒置变换器和不随频率变化的虚电抗元件时, 它们的值在对方波道内变化带来的影响也得到了考虑, 所以给出的直接设计法使可实现带宽有了极大的提高. 当带宽进一步变大时, 其相对的优越性也会变得更为明显.

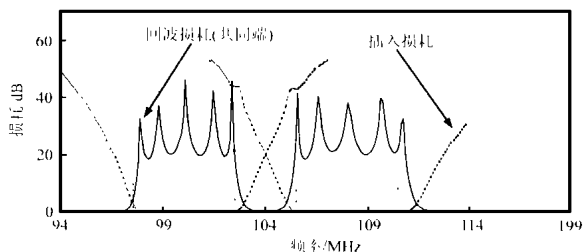


图6 Rhodes 设计的响应曲线

## 4 结束语

双工器通道间的相互影响使得其优化设计是比较复杂的<sup>[5]</sup>. 所以, 直接计算公式的给出对于它的实际设计和应用有着重要的意义, 而本文则为双工器的直接设计方法提供了更广泛的应用范围.

## 参考文献:

- [1] J D Rhodes. Direct design of symmetrical interacting bandpass channel duplexers [J]. IEE Microwaves optics and acoustics, September 1976, 1(1): 34 - 40.
- [2] J D Rhodes. Theory of electrical filters [M]. London: Wiley, 1976.
- [3] W K Chen. Explicit formulas for the synthesis of optimum broad-band impedance-matching networks [J]. IEEE Trans Circuits Syst., 1977, CAS-24(4): 157 - 169.
- [4] S Dalington. A history of network synthesis and filter theory for circuits composed of resistors, inductors, capacitors [J]. IEEE Trans Circuits Syst., January 1999, 46(1): 4 - 13.
- [5] Y S Zhu, W K Chen. Computer Aided Design of Communication Networks [M], Singapore: Scientific Publishing, 2000.

## 作者简介:



周文胜 男, 1968 年出生. 1993 年获大连海事大学通信与电子系统专业硕士学位, 其后曾从事船舶电子工程工作. 现为大连海事大学通信与信息系统专业博士生, 主要研究方向: 网络理论, 通信技术, 滤波器及多工器理论与设计.



朱义胜 男, 1945 年生于山东. 大连海事大学教授, 博士生导师, IEEE 高级会员. 1995 年, “宽带匹配和兼容阻抗的研究”获国家教委科技进步二等奖. 1999 年获美国 University of Illinois at Chicago 颁发的 John and Grace Nevean International Award. 2000 年与 Dr. Wai-Kai Chen 合著 Computer-Aided Design of Communication Networks.