

一种新型复合微型环全通滤波器¹

沈 浩, 李新碗, 王义平, 陈建平

(上海交通大学“区域光纤通信网与新型光通信系统”

国家重点实验室, 上海 200030)

摘要: 本文提出并分析了一种通过在两个级联的微型环谐振腔之间引入一个小的辅助微型环谐振腔的新型全通滤波器结构。在提高色散补偿能力的同时这种结构还能够增加补偿的带宽。群延时峰之间的间距由于辅助微型环谐振腔的引入从 25GHz 展宽到 100GHz, 这使得设计时微型环的尺寸能够更大, 更适合于减低弯曲损耗。同时, 通过耦合系数的设计能够优化群延时谱的形状, 消除高阶群延时谱中的波纹。这种结构能够为高速密集波分复用系统提供多信道色散补偿。

关键字: 全通滤波器, 微型环谐振腔, 群延时, 色散补偿

中图分类号: TN256 文献标识码: A

Group Delay and Dispersion Analysis of Compound High Order Microring Resonator
All-Pass Filter

Hao Shen, Xin-Wan Li, Yi-Ping Wang, Jian-Ping Chen

State Key Laboratory on Advanced Optical Communication System and Network
Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030, China

E-mail: hao.shen@gmail.com

Abstract: In this paper, we propose a novel compound high order microring resonator all-pass filter by employing an assistant microring between two cascaded microrings. It can improve the dispersion compensation ability and provide a wide bandwidth. The extension of group delay range is shown in its group delay response, which allows flexible choice of the microring size for technical convenience and bend loss improvement. The careful design of coupling coefficients allows the optimal design of the group delay response. This device is able to provide a multichannel precompensation to high speed dense wavelength division multiplexer (DWDM) transmission system.

Index: all-pass filter, microring resonator, group delay, dispersion compensation

1. 引言

全通滤波器是一种在整个频谱段上具有固定的传输系数, 但相位响应与频率相关的器

¹本文工作得到国家 863 计划 (ID: 2005AA122110)、国家自然科学基金 (ID: 60377013, 90204006)、教育部博士点基金 (2003034258) 和上海市科委光科技专项 (ID: 036105009) 等的支持

件。因而被广泛的作为色散补偿器件来使用。在光传输系统，尤其是高速系统中，色散会展宽脉冲从而极大的增加系统的误码率。全通滤波器可以来补偿各种不同阶数的色散。

通过将微型环谐振腔耦合到一段直波导上我们可以得到一个最简单的全通滤波器。由于这种滤波器的相位谱具有周期性，所以在波分复用系统中尤其吸引人们的注意力。级联波导环形谐振腔全通滤波器已经有过报道，通过耦合系数的配置和在微型环谐振腔中加入相移器，可以优化器件的色散补偿能力和带宽。

我们在本文中提出并分析了一种新的复合微型环谐振腔全通滤波器的结构。通过在两个级联的微型环谐振腔之间引入一个辅助耦合的小微型环谐振腔，这个全通滤波器的色散补偿被大大加强了。微型环尺寸的不一致带来了维也纳效应（Vernier effect），扩大了群延时峰之间的间距。通过配置微型环之间的耦合系数，可以去除原先高阶全通滤波器中存在的群延时波纹，从而达到增加色散补偿能力和带宽的效果。通过分析结果可以发现，本器件可以作为一个自由谱宽为 100GHz 的长距离 40GHz 的密集波分复用系统提供多信道的色散预补偿。在本设计中微型环的尺寸比较大，有利于降低弯曲损耗和加工的精度要求。

11. 传统的级联耦合微型环全通滤波器

图一是传统的单环和级联微型环全通滤波器的简单示意图，在图一(a)中的 A_1, A_2, B_1, B_2 分别代表耦合区的电场分量。 t_1 和 k_1 是耦合区的耦合系数和传输系数，它们被认为是与波长无关并且满足 $t_1^2 + k_1^2 = 1$ 的条件。 L 是微型环谐振腔的周长。这里我们假设微型环谐振腔与直波导有着同样的传播常数 b 。当考虑归一化角频率 $w = bL$ 时，单环全通滤波器所引入的相位偏移是：

$$j(w) = \arctan \frac{ak^2 \sin w}{(1+a^2)t - (1+t^2)a \cos w} \quad (1)$$

其中 $a = \exp(-aL)$ 表示的是微型环谐振腔的损耗，而 a 是损耗系数。为了简单起见在这里我们假设微型环谐振腔是理想的，所以 a 的值为 1，这个全通滤波器就不会引入任何的幅度衰减。这样的话，归一化群延时就可以由下式给出：

$$t_n = -\frac{dj}{dw} = \frac{k^2}{(1+t^2) - 2t \cos w} \quad (2)$$

在实际情况中我们使用的式群延时的绝对值，所以需要归一化群延时进行换算，换算公式为 $t_g = T t_n$ ，这里 T 是微型环所引入的单位延时。

如图一(b)所示的级联微型环全通滤波器的群延时可以很容易地从公式 2 中导出。由于总的相位偏移其实就是每个微型环谐振腔所引入地相位偏移的和，N 级级联微型环全通滤波器的群延时可以由下式给出：

$$t_n = \sum_{i=1}^N \frac{k_i^2}{(1+t_i^2) - 2t_i \cos w} \quad (3)$$

其中 k_i 和 t_i 分别是第 i 个微型环谐振腔的耦合系数的传输系数。

图 1 单环和级联微型环全通滤波器结构

这里我们选择的微型环的半径是 1.2mm，这个半径可以避免严重的弯曲损耗。微型环的材料采用的是有效折射率 n_{eff} 为 1.6 的聚合物。聚合物材料由于电光或热光效应会引起引起的折射率变化，这种可调谐特性另聚合物材料的应用研究在最近显的尤其引人关注。图二描述了两个微型环级联所组成的全通滤波器的群延时。图中的频率差 Δf 指的是频率和微型环谐振频率的差。在图中群延时有个 25GHz 的周期，这个周期跟微型环谐振腔的自由谱宽 (FSR) 相同，在这里我们把它称作为群延时间距。

图 2 级联微型环全通滤波器在不同耦合系数
(0.1,0.3,0.6) 下的群延时谱

由于在系统中群速度是与波长相关的，所以群速度色散 (GVD) 又被称为波长色散。它是在传输系统中限制传输质量的主要因素。在单环全通滤波器中群速度色散的计算公式如下：

$$D = 2p \frac{dt_n}{d\omega} = -4p \frac{k^2 t \sin \omega}{(1 + t^2 - 2t \cos \omega)^2} \quad (4)$$

同样对于级联微型环全通滤波器 GVD 就是各个微型环的 GVD 的和。

同群延时峰一样微型环全通滤波器的色散峰也是具有相同的周期特性。当群延时峰越尖锐的时候，群速度色散值就越大，但是同时它的补偿带宽也就被大大限制了。为了改善这个问题，已经有文献报道在级联微型环全通滤波器的结构中加入两个可调相位偏移器来达到增加补偿带宽的目的。对于现在的 DWDM 系统，微型环全通滤波器非常适合于用来提供多信道的色散补偿，所以群延时间距必须符合系统的信道间隔。已报道的全通滤波器的微型环谐振腔的半径比较大，虽然它能够提供较高的补偿能力，但是群延时间距往往要小于一般 DWDM 中 100GHz 的信道间隔。当选用比较小的微型环的时候，一方面提供的色散补偿能力下降，另一方面也带来了比较严重的弯曲损耗，导致全通滤波器有比较大的功率损失。所以我们需要一种新的结构来优化这些关键的参数。

III. 复合高阶微型环全通滤波器

这里我们提出了一种新型的复合微型环全通滤波器的结构。如图三所示在两个级联的微型环中引入了一个称作为辅助环的小微型环。这个微型环需要跟两个大的微型环相当的接近以保证它的耦合效应。同时，由于此辅助微型环的尺寸比较小，所以我们这里可以认为辅助微型环与直波导之间由于距离比较远而没有任何耦合作用存在。

图 3 复合高阶微型环全通滤波器结构

由此我们可以写出描述此全通滤波器的一组光电场方程：

$$\begin{cases} A_2 = t_1 A_1 + j\mathbf{k}_1 B_1 \\ B_2 = t_1 B_1 + j\mathbf{k}_1 A_1 \end{cases} (a) \quad \begin{cases} A_4 = t_2 A_3 + j\mathbf{k}_2 B_3 \\ B_4 = t_2 B_3 + j\mathbf{k}_2 A_3 \end{cases} (b)$$

$$\begin{cases} C_2 = t_3 C_1 + j\mathbf{k}_3 D_1 \\ D_2 = t_3 C_1 + j\mathbf{k}_3 D_1 \end{cases} (c) \quad \begin{cases} C_4 = t_4 C_3 + j\mathbf{k}_4 D_3 \\ D_4 = t_4 C_3 + j\mathbf{k}_4 D_3 \end{cases} (d)$$

$$\begin{cases} C_1 = B_2 \exp(-j\mathbf{b}L/4) \\ B_1 = C_2 \exp(-j3\mathbf{b}L/4) \end{cases} (e) \quad \begin{cases} B_3 = C_4 \exp(-j\mathbf{b}L/4) \\ C_3 = B_4 \exp(-j3\mathbf{b}L/4) \end{cases} (f)$$

$$\begin{cases} D_3 = D_2 \exp(-j\mathbf{b}l/2) \\ D_1 = D_4 \exp(-j\mathbf{b}l/2) \end{cases} (g)$$

$$A_3 = A_2 \exp(-j\mathbf{b}L_s) \quad (h)$$

其中 t_i 和 \mathbf{k}_i ($i=1,2,3,4$) 是图中所示四个耦合区的传输和耦合系数。两个级联的大微型环有相同的尺寸。L 和 l 分别是大微型环和辅助微型环的周长。这里三个微型环的圆心处于跟直波导平行的一条直线上。

为了简化起见，我们假设所有的微型环和直波导中的传输常数全部相等，并且有 $A_3 = A_2$ 。后者的实现条件决定于两个耦合区的间距 L_s 的控制。如果我们使用热光或者光电聚合物的话，利用它们的可调特性，可以制成可调相位偏移器来满足这个条件。

这个器件的传输方程，也就是 A_1 和 A_4 的关系由下式给出：

$$\frac{A_4}{A_1} = \frac{(X_{21} - Y_{22})Y_{11} - (X_{11} - Y_{12})Y_{21}}{(X_{21} - Y_{21})X_{12} - (X_{11} - Y_{12})X_{22}} \quad (6)$$

其中，

$$X = \begin{pmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\exp(-0.75j\mathbf{b}L)/j\mathbf{k}_2 & t_2 \exp(-0.75j\mathbf{b}L)/j\mathbf{k}_2 \\ -t_2 \exp(0.25j\mathbf{b}L)/j\mathbf{k}_2 & \exp(0.25j\mathbf{b}L)/j\mathbf{k}_2 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

$$Y_{11} = (-t_1 e^{(0.5j\mathbf{b}l+0.75j\mathbf{b}L)} + t_1 t_3 t_4 e^{(-0.5j\mathbf{b}l+0.75j\mathbf{b}L)} + t_3 e^{(0.5j\mathbf{b}l-0.25j\mathbf{b}L)} - t_4 e^{(-0.5j\mathbf{b}l-0.25j\mathbf{b}L)}) / -j\mathbf{k}_1 \mathbf{k}_3 \mathbf{k}_4$$

$$Y_{12} = (e^{(0.5j\mathbf{b}l+0.75j\mathbf{b}L)} - t_3 t_4 e^{(-0.5j\mathbf{b}l+0.75j\mathbf{b}L)} - t_1 t_3 e^{(0.5j\mathbf{b}l-0.25j\mathbf{b}L)} + t_1 t_4 e^{(-0.5j\mathbf{b}l-0.25j\mathbf{b}L)}) / -j\mathbf{k}_1 \mathbf{k}_3 \mathbf{k}_4$$

$$Y_{21} = (-t_1 t_4 e^{(0.5j\mathbf{b}l+0.75j\mathbf{b}L)} + t_1 t_3 e^{(-0.5j\mathbf{b}l+0.75j\mathbf{b}L)} + t_3 t_4 e^{(0.5j\mathbf{b}l-0.25j\mathbf{b}L)} - e^{(-0.5j\mathbf{b}l-0.25j\mathbf{b}L)}) / -j\mathbf{k}_1 \mathbf{k}_3 \mathbf{k}_4$$

$$Y_{22} = (t_4 e^{(0.5jbL+0.75jbL)} - t_3 e^{(-0.5jbL+0.75jbL)} - t_1 t_3 t_4 e^{(0.5jbL-0.25jbL)} + t_1 e^{(-0.5jbL-0.25jbL)}) / -jk_1 k_3 k_4 \quad (8)$$

这里容易验证公式 6 的幅度恒为 1，也就是说此器件仍然具有全通滤波器的特性。同时，我们看到指数项 e^{jbL} 和 e^{-jbL} 总是同时出现，如果做 z 变换的话，零极点的数目就会比普通的结构增加一倍，这就表明此全通滤波器的阶数相比于传统的级联型滤波器增加了一倍。

这里级联的大微型环的半径仍然是 1.2mm，大微型环和直波导之间的耦合系数 k^2 在下面的模拟中被设为 0.9。辅助微型环的半径是 600 nm，它的谐振波长与大微型环的谐振波长相同。

由图四(a)中可以看出，当辅助耦合区的耦合系数为 0.01 时此器件的群延时间隔由 25GHz 扩展到 100GHz。如果要在传统的微型环全通滤波器上达到这样的群延时间隔，就必须缩小微型环的尺寸。这将会导致比较大的弯曲损耗，以及降低群延时的值。这种群延时间隔的扩展发生在辅助微型环的自由谱宽为大微型环自由谱宽的 $2i$ 倍时。同时通过观察图四(a)我们仍然可以观察到以 25GHz 为间距的群延时峰，不过它的峰值比起 100GHz 为周期的群延时峰值要小的多。另外，由于我们使用的辅助微型环的自由谱宽是 50GHz，实际上这里的群延时谱宽是增加了 1 倍。在别的情况下，此器件的群延时谱宽等于辅助微型环的自由谱宽。所以利用这种结构我们可以用比较大的微型环来得到相对较大的群延时间隔，这能够简化工艺难度和改善微型环的弯曲损耗。

由图四(b)所示这，这种高阶的全通滤波器常常会引入群延时双峰，这种情况会极大的降低群延时和群速的色散的值。通过对辅助耦合微型环的耦合系数进行优化我们可以消除群延时双峰。如图所示在辅助耦合系数 k^2 为 0.01 时，群延时双峰被消除，同时也增加了群速度色散值和补偿带宽。通过调整这个辅助耦合系数还可以用来制作具有特殊群延时响应，比如平顶群延时响应的器件。

图 4 复合高阶微型环全通滤波器群延时谱。(a) 辅助微型环与级联微型环之间的耦合系数 k^2 为 0.01。
(b) 中此耦合系数分别为 0.01, 0.04 and 0.16。

IV. 分析与讨论

在光通信系统中群速度色散绝对值的定义是群延时对波长的导数，有：

$$D = \frac{dt_g}{d\lambda} = -\frac{T^2 c}{\lambda^2} D_n \quad (9)$$

这里 T 是微型环谐振腔的单位延时。通过我们上面模拟时所使用的数据，可以得到归一化群速度色散和它的绝对值的转换关系： $D = -200 D_n (ps/nm)$ 。虽然由上式可知通过加大微型环的尺寸可以得到更大的群速度色散绝对值，但是在本文中器件的设计需要考虑到群延时间距

要符合系统的需要。同时在微型环与波导之间的耦合效应越弱，群延时色散的值就会越大，但是，这会大大限制器件的补偿带宽。所以，我们这里采用了尺寸比较大的微型环，一方面减小了弯曲损耗，一方面时为了容易达到强耦合效应。这里所设计的器件可以为最近报道的一个 40GHz/s 的信道间隔为 100GHz 的长距离传输系统提供-1100ps/nm 的多信道色散预补偿。

V. 结论

本文提出并分析了一种复合微型环谐振腔全通滤波器。理论分析和模拟结果表明，这种在两个级联的微型环中加入一个辅助耦合微型环所组成的全通滤波器可以同时提供比较大的补偿能力和补偿带宽。由于辅助微型环的尺寸不同于级联的微型环，因此本器件的群延时间距从 25GHz 被扩展到 100GHz。通过配置微型环之间的耦合系数我们可以对群延时响应进行优化。通过计算证明这种复合型的全通滤波器适合于为密集波分复用系统提供多信道的群速度色散补偿。

参考文献：

作者简介：沈浩，1981 年生，上海交通大学区域光纤国家重点实验室硕士研究生，主要从事光通信器件研究。

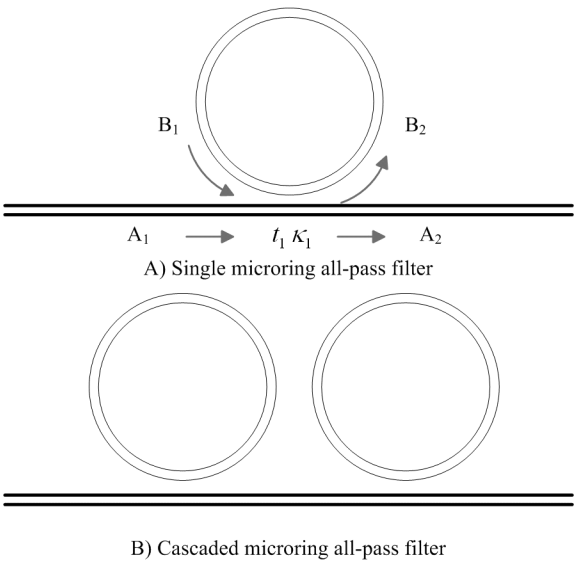


图 1 单环和级联微型环全通滤波器结构
Fig.1 Structures of single and cascaded microring resonator all-pass filter.

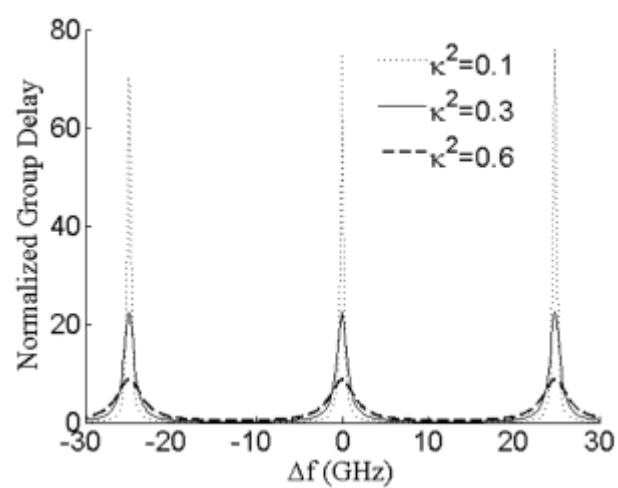


图 2 级联微型环全通滤波器在不同耦合系数（0.1,0.3,0.6）下的群延时谱

Fig.2 Normalized group delay of cascaded microring all-pass filter with different coupling coefficients κ^2 of 0.1, 0.3, 0.6, respectively

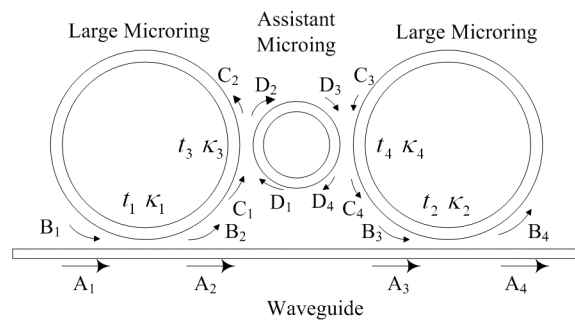


图 3 复合高阶微型环全通滤波器结构

Fig.3 Structure of compound cascaded microring all-pass filter. A_i, B_i, C_i, D_i ($i=1,2,3,4$) are electric fields of the four coupling areas, respectively.

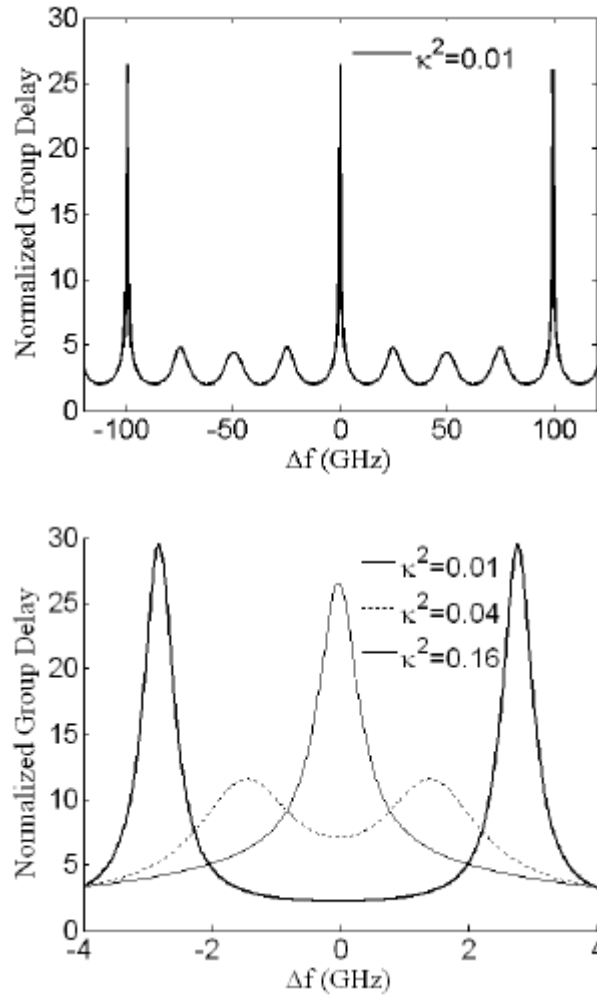


图 4 复合高阶微型环全通滤波器群延时谱。(a) 辅助微型环与级联微型环之间的耦合系数 κ^2 为 0.01。

(b) 中此耦合系数分别为 0.01, 0.04 和 0.16。

Fig.4 Normalized group delay of compound cascaded microring all-pass filter. The assistant coupling coefficients κ^2 between assistant microring and large microring are 0.01 in a) and 0.01, 0.04 and 0.16, respectively, in b)