

硅基 $M \times N$ 型微环阵列谐振滤波器的理论分析*

闫欣¹ 马春生^{1,†} 徐元哲¹ 王现银¹ 鄂书林² 张大明^{1,2}

(1 吉林大学电子科学与工程学院, 集成光电子学国家重点联合实验室, 长春 130012)

(2 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 应用光学国家重点实验室, 长春 130021)

摘要: 对硅基 M 行 N 列微环谐振滤波器的传输特性进行了理论分析, 给出了 $M \times N$ 微环阵列谐振滤波器光强传递函数的通用公式. 在 $1.55\mu\text{m}$ 谐振波长下对其传输特性进行了数值模拟, 计算结果表明, 行数 M 取为奇数且行数 M 、列数 N 越大时, 其谐振峰越平坦越陡峭, 具有较好的滤波特性. 选择 $M = 5, N = 10$, 谐振峰的 3dB 带宽约为 0.35nm .

关键词: 集成光学; 滤波器; 微环阵列; 传递函数; 传输光谱

EEACC: 1320

中图分类号: TN256

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2005)11-2223-07

1 引言

近年来, 微环谐振器已经引起国内外研究者的高度重视和极大兴趣, 成为热点研究课题^[1~4]. 微环谐振器具有成本低、结构紧凑、集成度高、插入损耗小、串扰低等优点, 在光信号处理、滤波、波分复用、路由、波长变换、调制、开关、激光等方面都具有广泛的应用, 可与其他类型的同类器件相媲美^[5,6]. 由于器件的温度依赖性以及器件的工艺公差都将引起谐振波长的漂移. 因此在器件的实际应用中, 人们总是希望滤波器件和波分复用器件具有所谓的箱形波谱响应, 用以放宽对谐振波长的精确控制. 单环谐振器具有上凸的洛伦兹形状的波谱, 不够平坦, 波谱响应性较差, 这将影响器件的滤波和分波性能. 为了改善器件的波谱响应, Little 和 Chu 等人^[7]提出了一种 $M \times 1$ 型串联微环谐振滤波器, 有效地降低了非谐振光的强度, 进而降低了器件的串扰. Chu 等人^[8]和 Griffel^[9]提出了几种 $1 \times N$ 型并联微环谐振滤波器, 形成了箱形波谱响应, 使得带宽变得十分平坦, 但是这种器件不易降低非谐振光的强度, 从而不易降低器件的串扰. 本文提出了一种 $M \times N$ 型微环阵列谐振滤波器, 通过适当选取行数 M 和列数 N 的

值, 不仅可以得到箱形的波谱响应, 而且可以有效地降低非谐振光的强度, 从而可以降低器件的串扰, 有可能成为滤波和波分复用的理想器件.

本文对 $M \times N$ 型微环阵列谐振滤波器的传输特性进行了理论分析, 给出了光强传递函数的通用公式. 在谐振波长为 $1.55\mu\text{m}$ 的情况下, 对这种硅基 $\text{Ta}_2\text{O}_5\text{-SiO}_2/\text{SiO}_2$ 器件的自由光谱区 (FSR)、输出光谱等主要光学特性进行了数值模拟, 并对模拟结果进行了适当的讨论.

2 传递函数

平行信道 $M \times N$ 型微环阵列谐振滤波器的结构如图 1 所示, 其中每列由 M 个微环串联构成一个滤波单元, 因此它是由 N 个滤波单元并联构成. 不失一般性, 令振幅耦合比率为 κ_{ij} , 微环半径为 R_{ij} , 两信道的长度相等, 各为 $2L_1 + (N - 1)L_2$, L_1 为信道端口到邻近耦合点间的距离, L_2 为信道上两个相邻耦合点间的距离, 亦即微环横向排列的周期长度.

这一器件的工作原理为: 含有不同波长的复信号光从主信道的输入端口输入后, 其中只有满足微环谐振条件的某一特定波长的光才能最大限度地耦合进入每个滤波单元中而引起谐振, 其他波长的光

* 国家高技术研究发展计划(批准号: 2001AA312160), 国家重点基础研究发展规划(批准号: G2000036604), 中国科学院百人计划资助项目

† 通信作者. Email: mcsheng@163.com.

2004-12-16 收到, 2005-04-25 定稿

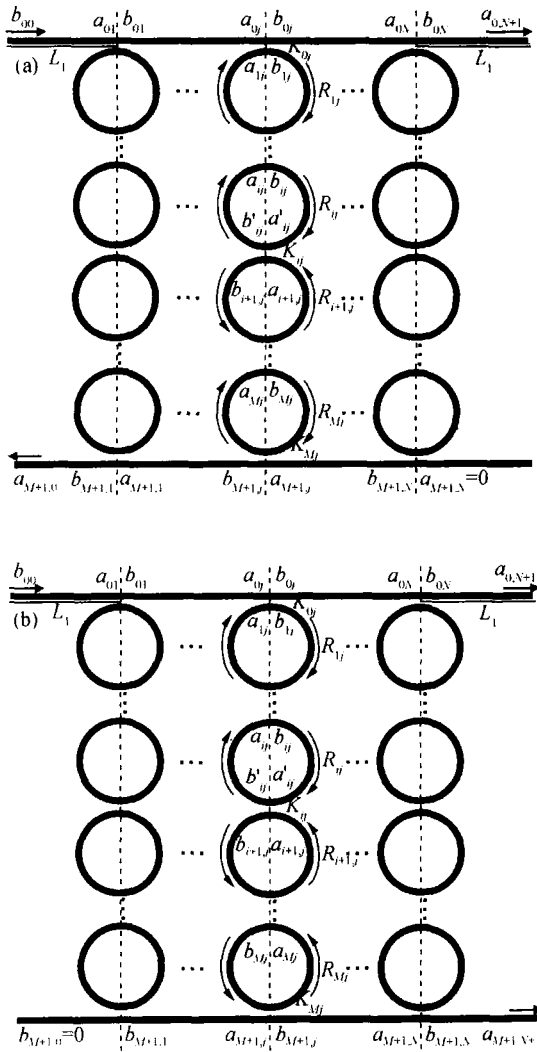


图 1 平行信道 $M \times N$ 型微环阵列谐振滤波器的结构简图
 (a) 行数 $M = 1, 3, 5, \dots$ 为奇数; (b) 行数 $M = 2, 4, 6, \dots$ 为偶数
 Fig. 1 Diagram of an $M \times N$ MRRA (a) The number of rows M is odd; (b) The number of rows M is even

因不满足微环谐振条件使得耦合进入每个滤波单元的输出光强为最大, 从而完成了滤波功能. 奇数行和偶数行微环阵列在原理上的差异不仅在于它们的下信道输出端口不同 (奇数行微环阵列的输出端口为下信道的左端口, 而偶数行微环阵列的输出端口为下信道的右端口), 而且它们的传输特性也不相同, 这一点详见以下的分析讨论.

令每列微环与其邻近的下一列微环相距足够远以致可忽略它们之间的耦合. 通过优化信道波导和微环波导的波导芯尺寸和折射率分布, 可以实现信道波导和微环波导中 E_{00}^y 主模的单模传输^[10], 并可使二者的模传播常数相等. 令 Γ_L, Γ_R 分别为信道

波导和微环波导的模式损耗系数, 因而信道波导和微环波导的复传播常数分别为 $-\Gamma_L, -\Gamma_R$, 式中 i 为虚数单位.

对于第 j 列中的第 i 个和第 $i + 1$ 个微环间的耦合 (包含了当 $i = 0$ 时代表的主信道与 $i = 1$ 时对应的第一个微环间的耦合, $i = M$ 对应的第 M 个微环与 $i = M + 1$ 时代表的下信道间的耦合), 振幅之间的关系为

$$b_{ij} = t_{ij} a_{ij} - i \Gamma_{ij} a_{i+1,j} \quad b_{i+1,j} = -i \Gamma_{ij} a_{ij} + t_{ij} a_{i+1,j} \quad (1)$$

由此可得

$$a_{i+1,j} = \frac{t_{ij} a_{ij} - b_{ij}}{i \Gamma_{ij}}, \quad b_{i+1,j} = \frac{a_{ij} - t_{ij} b_{ij}}{i \Gamma_{ij}} \quad (2)$$

写成矩阵的形式为

$$\begin{pmatrix} a_{i+1,j} \\ b_{i+1,j} \end{pmatrix} = \frac{1}{i \Gamma_{ij}} \begin{pmatrix} t_{ij} & -1 \\ 1 & -t_{ij} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{ij} \\ b_{ij} \end{pmatrix} \quad (3)$$

由于

$$a_{ij} = b_{ij} \exp(-i \phi_{ij}), \quad b_{ij} = a_{ij} \exp(i \phi_{ij}) \quad (4)$$

式中 $\phi_{ij} = R_{ij} (-i \Gamma_{ij})$, 上式则可写成矩阵的形式为

$$\begin{pmatrix} a_{ij} \\ b_{ij} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \exp(-i \phi_{ij}) \\ \exp(i \phi_{ij}) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{ij} \\ b_{ij} \end{pmatrix} \quad (5)$$

代入 (3) 式得到

$$\begin{pmatrix} a_{i+1,j} \\ b_{i+1,j} \end{pmatrix} = Q_{ij} \begin{pmatrix} a_{ij} \\ b_{ij} \end{pmatrix} \quad (6)$$

式中

$$Q_{ij} = \frac{1}{i \Gamma_{ij}} \begin{pmatrix} -\exp(i \phi_{ij}) & t_{ij} \exp(-i \phi_{ij}) \\ -t_{ij} \exp(i \phi_{ij}) & \exp(-i \phi_{ij}) \end{pmatrix} \quad (7)$$

令 $P_{ij} = Q_{ij}^{-1}$, 则可得到振幅传输矩阵 P_{ij} 为

$$P_{ij} = \frac{1}{i \Gamma_{ij}} \begin{pmatrix} \exp(-i \phi_{ij}) & -t_{ij} \exp(-i \phi_{ij}) \\ t_{ij} \exp(i \phi_{ij}) & -\exp(i \phi_{ij}) \end{pmatrix}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, M \quad (8)$$

P_{ij} 左乘 (6) 式, 得到振幅递推公式为

$$\begin{pmatrix} a_{ij} \\ b_{ij} \end{pmatrix} = P_{ij} \begin{pmatrix} a_{i+1,j} \\ b_{i+1,j} \end{pmatrix} \quad (9)$$

利用 (9) 式由 $i = M, M - 1, \dots, 1, 0$ 递推, 则可得到

$$\begin{pmatrix} b_{0j} \\ a_{0j} \end{pmatrix} = P_{0j} P_{1j} P_{2j} \dots P_{Mj} \begin{pmatrix} a_{M+1,j} \\ b_{M+1,j} \end{pmatrix} \quad (10)$$

式中 P_{0j} 由下式给出

$$P_{0j} = \frac{1}{i \Gamma_{0j}} \begin{pmatrix} 1 & -t_{0j} \\ t_{0j} & -1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

由(10)式可得

$$\begin{aligned} b_{0j} &= P_{11,j}a_{M+1,j} + P_{12,j}b_{M+1,j} \\ a_{0j} &= P_{21,j}a_{M+1,j} + P_{22,j}b_{M+1,j} \end{aligned} \quad (12)$$

下面分两种情况进行讨论.

(1) 行数 $M=1,3,5, \dots$ 为奇数行,如图 1(a)所示.

由式(12)可得

$$\begin{aligned} a_{M+1,j} &= \frac{-P_{22,j}b_{M+1,j} + a_{0j}}{P_{21,j}} \\ b_{0j} &= \frac{(P_{21,j}P_{12,j} - P_{11,j}P_{22,j})b_{M+1,j} + P_{11,j}a_{0j}}{P_{21,j}} \end{aligned} \quad (13)$$

写成矩阵的形式为

$$\begin{pmatrix} a_{M+1,j} \\ b_{0j} \end{pmatrix} = \frac{1}{P_{21,j}} \begin{pmatrix} -P_{22,j} & 1 \\ P_{21,j}P_{12,j} - P_{11,j}P_{22,j} & P_{11,j} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{M+1,j} \\ a_{0j} \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$U_j = \frac{1}{P_{21,j}} \begin{pmatrix} -P_{22,j}\exp(i\beta_2) & \exp(-i\beta_2) \\ (P_{21,j}P_{12,j} - P_{11,j}P_{22,j})\exp(i\beta_2) & P_{11,j}\exp(-i\beta_2) \end{pmatrix} \quad (18)$$

令 $V_j = U_j^{-1}$, 则可得到振幅传输矩阵 V_j 为

$$V_j = \frac{1}{P_{12,j}} \begin{pmatrix} -P_{11,j}\exp(-i\beta_2) & \exp(-i\beta_2) \\ (P_{21,j}P_{12,j} - P_{11,j}P_{22,j})\exp(i\beta_2) & P_{22,j}\exp(i\beta_2) \end{pmatrix}, \quad j = 2, 3, \dots, N \quad (19)$$

V_j 左乘(17)式,得到振幅递推关系为

$$\begin{pmatrix} a_{M+1,j-1} \\ b_{0,j-1} \end{pmatrix} = V_j \begin{pmatrix} a_{M+1,j} \\ b_{0j} \end{pmatrix} \quad (20)$$

利用上式由 $j = N, N - 1, \dots, 2, 1$ 递推,并注意 $a_{M+1,N} = 0$, 及 $b_{0N} = a_{0,N+1}\exp(i\beta_1)$, $\beta_1 = L_1(-i\beta_L)$, 则可得到

$$V_1 = \frac{1}{P_{12,1}} \begin{pmatrix} -P_{11,1}\exp(-i\beta_1) & \exp(-i\beta_1) \\ (P_{21,1}P_{12,1} - P_{11,1}P_{22,1})\exp(i\beta_1) & P_{22,1}\exp(i\beta_1) \end{pmatrix} \quad (22)$$

由(21)式可得到由主信道输入端口至输出端口的光强传递函数 $|B|^2$ 及由主信道输入端口至下信道输出端口的光强传递函数 $|D|^2$ 分别为

$$\begin{aligned} |B|^2 &= \left| \frac{a_{0,N+1}}{b_{00}} \right|^2 = \left| \frac{\exp(-i\beta_1)}{V_{22}} \right|^2 \\ |D|^2 &= \left| \frac{a_{M+1,0}}{b_{00}} \right|^2 = \left| \frac{V_{12}}{V_{22}} \right|^2 \end{aligned} \quad (23)$$

(2) 行数 $M=2,4,6, \dots$ 为偶数行,如图 1(b)所示.

由(12)式可得

$$\begin{aligned} b_{M+1,j} &= \frac{-P_{21,j}a_{M+1,j} + a_{0j}}{P_{22,j}} \\ b_{0j} &= \frac{(P_{11,j}P_{22,j} - P_{21,j}P_{12,j})a_{M+1,j} + P_{12,j}a_{0j}}{P_{22,j}} \end{aligned} \quad (24)$$

对于第 j 列和第 $j - 1$ 列,下信道及主信道上的相邻两个耦合点的输入/输出振幅之间的关系为

$$b_{M+1,j} = a_{M+1,j-1}\exp(i\beta_2) \quad a_{0j} = b_{0,j-1}\exp(-i\beta_2) \quad (15)$$

式中 $\beta_2 = L_2(-i\beta_L)$, 上式则可写成矩阵的形式为

$$\begin{pmatrix} b_{M+1,j} \\ a_{0j} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \exp(i\beta_2) & 0 \\ 0 & \exp(-i\beta_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{M+1,j-1} \\ b_{0,j-1} \end{pmatrix} \quad (16)$$

代入(14)式得到

$$\begin{pmatrix} a_{M+1,j} \\ b_{0j} \end{pmatrix} = U_j \begin{pmatrix} a_{M+1,j-1} \\ b_{0,j-1} \end{pmatrix} \quad (17)$$

式中

式中 V_1 由下式给出

写成矩阵的形式为

$$\begin{pmatrix} b_{M+1,j} \\ b_{0j} \end{pmatrix} = \frac{1}{P_{22,j}} \begin{pmatrix} -P_{21,j} & 1 \\ P_{11,j}P_{22,j} - P_{21,j}P_{12,j} & P_{12,j} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{M+1,j} \\ a_{0j} \end{pmatrix} \quad (25)$$

对于第 j 列和第 $j - 1$ 列,下信道及主信道上的相邻两个耦合点的输入/输出振幅之间的关系为

$$a_{M+1,j} = b_{M+1,j-1}\exp(-i\beta_2) \quad (26)$$

$$a_{0j} = b_{0,j-1}\exp(-i\beta_2)$$

式中 $\beta_2 = L_2(-i\beta_L)$, 上式则可写成矩阵的形式为

$$\begin{pmatrix} a_{M+1,j} \\ a_{0j} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \exp(-i\beta_2) & 0 \\ 0 & \exp(-i\beta_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{M+1,j-1} \\ b_{0,j-1} \end{pmatrix} \quad (27)$$

代入(25)式得到振幅递推关系为

$$\begin{pmatrix} b_{M+1,j} \\ b_{0j} \end{pmatrix} = V_j \begin{pmatrix} b_{M+1,j-1} \\ b_{0,j-1} \end{pmatrix} \quad (28)$$

式中

$$V_j = \frac{\exp(-i\gamma_j)}{P_{22,j}} \begin{pmatrix} -P_{21,j} & 1 \\ P_{11,j}P_{22,j} - P_{21,j}P_{12,j} & P_{12,j} \end{pmatrix} \quad j = 2, 3, \dots, N \quad (29)$$

利用(28)式由 $j = 1, 2, \dots, N - 1, N$ 递推, 并注意 $b_{M+1,0} = 0$, 及 $b_{0N} = a_{0,N+1} \exp(i\gamma_1)$, $b_{M+1,N} = a_{M+1,N+1} \exp(i\gamma_1)$, $\gamma_1 = L_1(-i\alpha)$, 则可得到

$$\begin{pmatrix} a_{M+1,N+1} \exp(i\gamma_1) \\ a_{0,N+1} \exp(i\gamma_1) \end{pmatrix} = V_N V_{N-1} V_{N-2} \dots V_1 \begin{pmatrix} 0 \\ b_{00} \end{pmatrix} \quad (30)$$

$$\begin{pmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ b_{00} \end{pmatrix}$$

式中 V_1 由下式给出

$$V_1 = \frac{\exp(-i\gamma_1)}{P_{22,1}} \begin{pmatrix} -P_{21,1} & 1 \\ P_{11,1}P_{22,1} - P_{21,1}P_{12,1} & P_{12,1} \end{pmatrix} \quad (31)$$

由(30)式则可得到由主信道输入端口至输出端口的光强传递函数 $|B|^2$ 及由主信道输入端口至下信道输出端口的光强传递函数 $|D|^2$ 分别为

$$|B|^2 = \left| \frac{a_{0,N+1}}{b_{00}} \right|^2 = |V_{22} \exp(-i\gamma_1)|^2$$

$$|D|^2 = \left| \frac{a_{M+1,N+1}}{b_{00}} \right|^2 = |V_{12} \exp(-i\gamma_1)|^2 \quad (32)$$

下信道输出光谱定义为

$$T(\lambda) \text{ (dB)} = 10 \lg(|D(\lambda)|^2) \quad (33)$$

3 计算结果及讨论

利用上面给出的公式(23),(32)和(33),我们对硅基 $\text{Ta}_2\text{O}_5\text{-SiO}_2/\text{SiO}_2$ $M \times N$ 型微环阵列谐振滤波器的传输特性进行了数值模拟. 为了在器件中实现单模传输并获得良好的传输特性, 必须对相关的结构参数进行优化, 限于篇幅, 本文只给出了参数优化结果并列于表 1. 对于半径 $10\mu\text{m}$ 以上的微环, 弯曲损耗很小^[11,12], 在下限制层厚度足够大的情况下衬底的泄漏损耗也很小^[13,14], 这两种损耗皆可忽略不计. 因此在以下的计算中只考虑了模式的传输损耗, 功率传输损耗系数的典型值在 $1.55\mu\text{m}$ 波长下为 $2\alpha_p = 0.1/\text{cm} = 0.434\text{dB}/\text{cm}$, 它包含了材料的吸收损耗和由波导侧壁的不光滑而引起的散射损耗. 计

算中选取的信道和微环的波导芯尺寸及折射率分布可参见表 1.

表 1 $M \times N$ 型微环谐振滤波器的参数优化值

Table 1 Optimized values of the $M \times N$ MRRA

谐振波长	$= 1.55\mu\text{m}$
波导芯 $\text{Ta}_2\text{O}_5\text{-SiO}_2$ 的折射率	$n_1 = 1.6532$
下包层 SiO_2 的折射率	$n_2 = 1.4508$
上包层及左右包层空气的折射率	$n_3 = 1$
芯宽度和芯厚度	$a = b = 1.5\mu\text{m}$
信道与微环的间距	$d_1 = 0.15\mu\text{m}$
微环与微环的间距	$d_2 = 0.45\mu\text{m}$
信道与微环间的振幅耦合比率	$\gamma_1 = 0.2$
微环与微环间的振幅耦合比率	$\gamma_2 = 0.03$
谐振级数	$m = 77$
微环半径	$R = 12.3\mu\text{m}$
信道端口到邻近耦合点间的距离	$L_1 = 4000\mu\text{m}$
微环横向排列的周期长度	$L_2 = 200\mu\text{m}$
功率传输损耗系数	$2\alpha_p = 0.1\text{dB}/\text{cm}$

图 2 给出了微环阵列的行数 M 对下信道输出光谱的影响, 取 $N = 10, M = 1, 3, 5$. 可以看出, 随着行数 M 的增大, 微环阵列非谐振光的强度迅速减小, 其最小值由 -40dB ($M = 1$) 降到 -120dB ($M = 5$), 因此增大行数可以有效地降低器件的串扰.

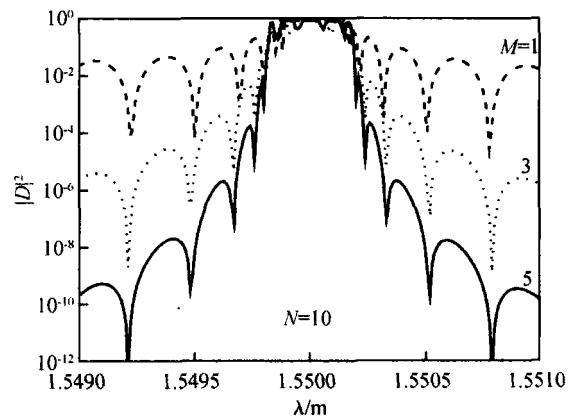


图 2 行数 M 对下信道输出光谱的影响 取 $N = 10, M = 1, 3, 5$, 其他参量取值见表 1

Fig. 2 Effect of the number of row M on the output spectra of the below channel $N = 10, M = 1, 3, 5$, and the values of some other parameters are seen in Table 1

图 3 给出了当微环阵列的行数 M 为奇数时其列数 N 对下信道输出光谱的影响, 取 $M = 5, N = 1, 3, 10$. 对于这种奇数行的微环阵列, 随着列数 N 的增大, 含有谐振波长的谐振峰变平, 谐振峰两边的旁瓣增多, 非谐振光变均匀, 但是旁瓣的包络线变化不

明显,因此改变列数不能有效地降低串扰. 当选取 $M = 5, N = 10$ 时,3dB 带宽约为 0.35nm,其 - 1dB/ - 10dB 带宽的比值为 0.85,而相应的单环谐振滤波器的 - 1dB/ - 10dB 带宽的比值仅为 0.17.

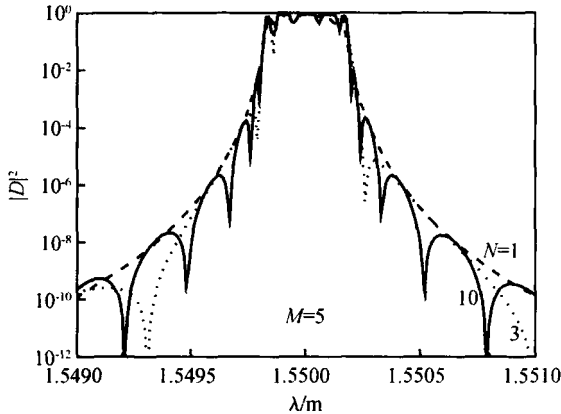


图 3 当行数 M 为奇数时列数 N 对下信道输出光谱的影响 取 $M = 5, N = 1, 3, 10$,其他参量取值见表 1

Fig.3 Effect of the number of columns N on the output spectra of the below channel $M = 5, N = 1, 3, 10$, and the values of some other parameters are seen in Table 1

图 4 给出了当微环阵列的行数 M 为偶数时其列数 N 对下信道输出光谱的影响,取 $M = 4, N = 1, 3, 10$. 对于这种偶数行的微环阵列,随着列数 N 的增大,谐振峰上的皱纹增多,同时非谐振光变强,因此增大列数将使串扰增大. 比较图 3 和图 4 可以看出,具有奇数行的微环阵列,其谐振峰的平坦和陡峭程度要明显好于具有偶数行的微环阵列,因此具有奇数行的微环阵列具有较好的滤波特性. 尽管在其平坦的谐振峰上存在一些较窄的小凹陷,但不会对器件的滤波性能产生明显影响.

图 5 给出了 M 行 N 列微环阵列谐振滤波器在大于两个 FSR 范围内下信道的输出光谱,取 $N = 4, M = 1, 2, 3, 4$. 可以看出,图中给出的 FSR 约为 19.7nm,与用公式 $FSR = \lambda_c / m n_g$ ^[14] 计算得到的 FSR 相同. 对于行数 M 相同的微环阵列,随着列数 N 的增大,非谐振光的强度虽然略有增大但不明显,因此对串扰的影响也不明显,但列数 N 过大会增大插入损耗,不利于滤波,因此列数 N 不应选取过大. 而对于列数 N 相同的微环阵列,随着行数 M 的增大,非谐振光的强度很快地减小,进而会有效地降低串扰,但是行数 M 过大又会增大插入损耗,因此行数 M 也不能选取过大. 还可看出,当 $N = 1$ 时,

具有奇数行的微环阵列与具有偶数行的微环阵列,二者的下信道输出光谱的形状不同,具有奇数行微

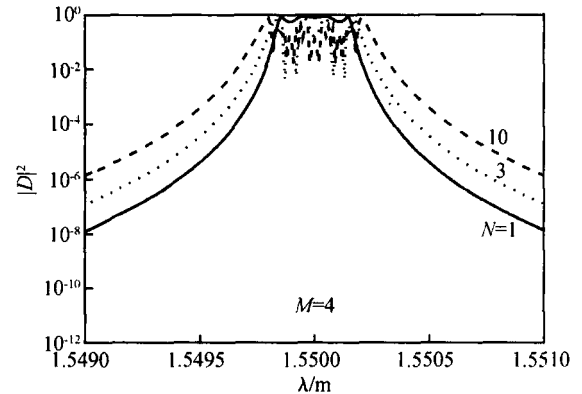


图 4 当行数 M 为偶数时列数 N 对下信道输出光谱的影响 取 $M = 4, N = 1, 3, 10$,其他参量取值见表 1

Fig.4 Effect of the number of columns N on the output spectra of the below channel $M = 4, N = 1, 3, 10$, and the values of some other parameters are seen in Table 1

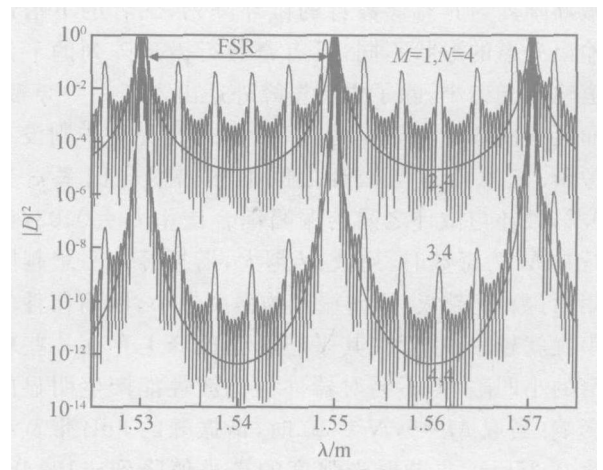


图 5 大于两个 FSR 内的下信道输出光谱 取 $N = 4, M = 1, 2, 3, 4$,其他参量取值见表 1

Fig.5 Output spectra of the below channel in more than two FSRs $N = 4, M = 1, 2, 3, 4$,and the values of some other parameters are seen in Table 1

环阵列的下信道输出光谱中,除了主谐振峰外还出现了一些旁瓣,而具有偶数行微环阵列的下信道输出光谱中则没有旁瓣. 关于这一点可简要解释如下: (1)对于奇数行微环阵列,由(19),(21)和(23)式可以判断出,传递函数 $|D|^2$ 中含有 $\exp(-i \beta L_2)$ 在振幅传输矩阵 V_j 之内,因而与 L_2 有关, L_2 的取值决定了次谐振峰即旁瓣的位置,因而在奇数行微环阵列的输出光谱中会出现旁瓣. (2)对

于偶数行微环阵列,由(29),(30)和(32)式可以判断出,传递函数 $|D|^2$ 中虽然也含有 $\omega_2 = L_2(-iL)$,但 $\exp(-i\omega_2)$ 在振幅传输矩阵 V_j 之外.当不考虑损耗时, D 取模方后 $|D|^2 = 1$,对传输不起作用;当考虑损耗时, $|D|^2 < 1$,只是引起了传输损耗.因此虽然有 L_2 的存在,但它并不能引起旁瓣,因此偶数行微环阵列的输出光谱中不会出现旁瓣.

4 结论

本文给出的 $M \times N$ 型微环阵列谐振滤波器的光强传递函数公式(23)和(32),具有形式规范、表达简洁、普适性强等特点,适用于单环($M=1, N=1$)、串联双环($M=2, N=1$)、并联双环($M=1, N=2$)、串联 M 环($M>1, N=1$)、并联 N 环($M=1, N>1$)等情况.所有这些我们都与相关文献的计算结果进行了对比,所得的计算结果完全一致.具有奇数行的微环阵列与具有偶数行的微环阵列,二者的下信道输出光谱的形状不同,具有奇数行微环阵列的下信道输出光谱中,除了主谐振峰外还出现了一些旁瓣,而具有偶数行微环阵列的下信道输出光谱中则没有旁瓣.选取信道与微环之间的振幅耦合比率 $\kappa_1 = 0.2$,微环与微环之间的振幅耦合比率 $\kappa_2 = 0.03$,当行数 M 为奇数时,列数 N 越大,谐振峰越平坦越陡峭;行数 M 越大,非谐振光的强度越小,因而器件的串扰就越小.尽管在其平坦的谐振峰上存在一些较窄的小凹陷,但不会对器件的滤波性能产生明显的影响.当取 $M=5, N=10$ 时,谐振峰的3dB带宽约为0.35nm,非谐振光强度的最小值降到-120dB,其-1dB/-10dB带宽的比值为0.85,而单环谐振滤波器的-1dB/-10dB带宽的比值仅为0.17.当行数 M 为偶数时,随着列数 N 的增大,谐振峰上的皱纹增多,因此具有奇数行的微环阵列具有较好的滤波特性.

参考文献

- [1] Sozuki S, Hatakeyama Y, Kokubun Y, et al. Precise control of wavelength channel spacing of microring resonator add-drop filter array. *IEEE Photonics Technol Lett*, 2002, 20(4): 745
- [2] Caruso L, Montrosset I. Analysis of a racetrack microring resonator with MMI coupler. *J Lightwave Technol*, 2003, 21(1): 206
- [3] Yang J Y, Zhou Q J, Zhao F, et al. Characteristics of optical bandpass filters employing series-cascaded double-ring resonators. *Opt Commun*, 2003, 228: 91
- [4] Yang Jianyi, Jiang Xiaoqing, Wang Minghua et al. Characteristics and limitations of optical filters employing single-ring microresonator. *Journal of Optoelectronics · Laser*, 2003, 14(1): 13 (in chinese) [杨建义, 江晓清, 王明华, 等. 采用单环微谐振器的光滤波器特性及其局限性. *光电子 · 激光*, 2003, 14(1): 13]
- [5] Ou H Y, Lei H B, Yang Q Q, et al. Simple method for designing 1×8 arrayed-waveguide. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2000, 21(8): 798 (in Chinese) [欧海燕, 雷红兵, 杨沁清, 等. 1×8 阵列波导光栅型波分复用/解复用器设计的一种简单方法. *半导体学报*, 2000, 21(8): 798]
- [6] Zhang Ruikang, Yang Xiaohong, Zhou Zhen, et al. Micromechanical tunable optical filter. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2003, 24(4): 347
- [7] Little B E, Chu S T, Absil P P, et al. Very high-order microring resonator filters for WDM applications. *IEEE Photonics Technol Lett*, 2004, 16(10): 2263
- [8] Chu S T, Little B E, Pan W, et al. Second-order filter response from parallel coupled glass microring resonators. *IEEE Photonics Technol Lett*, 1999, 11(11): 1426
- [9] Griffel G. Vernier effect in asymmetrical ring resonator arrays. *IEEE Photonics Technol Lett*, 2000, 12(12): 1642
- [10] Marcatili E A J. Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics. *Bell System Tech J*, 1969, 48(9): 2071
- [11] Marcatili E A J. Bends in optical dielectric guides. *Bell System Tech J*, 1969, 48(9): 2103
- [12] Suzuki S, Kokubun Y, Nakazawa M, et al. Ultrashort optical pulse transmission characteristics of vertically coupled microring resonator add/drop filter. *J Lightwave Technol*, 2001, 19(2): 266
- [13] Suematsu Y, Furuya K. Quasi-guided modes and related radiation losses in optical dielectric waveguides with external higher index surroundings. *IEEE Trans Microw Theory Technol*, 1975, MTT-23(1): 170
- [14] Wang Xianyin, Ma Chunsheng, E Shulin, et al. Theoretical analysis for transmission characteristics of polymer microring resonant wavelength multiplexer. *Acta Optica Sinica*, 2005, 25(1): 45 (in chinese) [王现银, 马春生, 鄂书林, 等. 聚合物微环谐振波分复用器传输特性的理论分析. *光学学报*, 2005, 25(1): 45]

Theoretical Analysis of $M \times N$ Microring Resonator Array on Silicon^{*}

Yan Xin¹, Ma Chunsheng^{1,†}, Xu Yuanzhe¹, Wang Xianyin¹, E Shulin², and Zhang Daming^{1,2}

(1 State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, College of Electronic Science and Engineering,
Jilin University, Changchun 130012, China)

(2 State Key Laboratory on Applied Optics, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130021, China)

Abstract: General formulas of transfer functions are presented and transmission characteristics are analyzed for an $M \times N$ microring resonator array (MRRA). Simulated results show that when the number of rows M is odd, the larger the number of rows M and columns N , the flatter and precipitous the resonant peak, and the better the device filtering becomes. When $M = 5$ and $N = 10$, the 3dB bandwidth of the resonant peak is about 0.35nm.

Key words: integrated optics; wavelength filter; microring array; transfer function; transmission spectrum

EEACC: 1320

Article ID: 0253-4177(2005)11-2223-07

^{*} Project supported by the National High Technology R & D Program of China (No. 2001AA312160), the State Key Development Program for Basic Research of China (No. G2000036604), and One Hundred Talent Project of Chinese Academy of Sciences

[†] Corresponding author. Email: mcsheng@163.com.

Received 16 December 2004, revised manuscript received 25 April 2005

©2005 Chinese Institute of Electronics