

文章编号: 0253-2239(2003)04-0412-05

光纤射频滤波网络与最佳陷波条件的研究*

胡 力 叶昆珍 刘国祥

(电子科技大学宽带光纤传输与信息系统技术国家重点实验室, 成都 610054)

摘要: 研究了利用光纤网络实现的射频滤波技术, 讨论了几种基本单元结构的冲击响应函数与最佳滤波条件。给出了各单元实现理想陷波的参量取值范围, 发展并验证了为获得最佳陷波的耦合器系数-损耗补偿方法。实验表明这一方法是简便有效的, 并与理论分析符合得很好。

关键词: 光纤光学; 射频; 滤波; 延时; 定向耦合器; 频谱

中图分类号: TN25 文献标识码: A

1 引 言

光纤作为延迟媒质具有传输损耗极低和极高的时间带宽(TB)积, 加上抗电磁干扰、体积小重量轻、可绕性、以及丰富的拓扑结构等特点, 在微波和毫米波系统、雷达和电子对抗设备等宽带信号处理系统中获得了重要应用^[1]。

光纤网络被用作射频(RF)滤波器件时, 考虑的是被射频信号调制的光功率叠加, 由于光功率正比于光电探测电流, 因此实质上是一种光载的射频信号干涉滤波网络。网络中的光纤定向耦合器被用以实现光载射频信号的提取、分流、加权叠加, 光纤网络的延迟时间 ΔT 使叠加信号间产生相位差。为避免光频干涉干扰, 一般要求 ΔT 远大于光源的相干时间, 对光场的偏振态无严格要求, 因此光纤网络用作射频滤波的稳定性远优于用作光频滤波^[2]。

在射频滤波网络中, 滤波频率峰值由延迟时间确定, 而滤波防卫度, 这里主要指陷波深度, 则取决于叠加信号的加权因子, 其对于陷波深度的影响是非常临界的。目前光纤网络中的定向耦合器均由熔锥工艺制作, 熔锥耦合器件结构简单、稳定可靠且成本低廉, 但由于耦合系数的不可调节性及其不可避免 的 1%~5% 左右的制作偏差, 为最佳滤波的实现带来困难。对此, 作者曾在对单环滤波技术的研究中指出可以采用环路损耗补偿的方法获得最佳滤波的事实^[3]。本文将全面讨论光纤网络射频滤波三种基本单元结构的频谱特性, 给出了各单元的理想陷

波条件、以及采用损耗补偿来实现最佳陷波的参量取值范围, 并以实验验证了这一方法的有效性和简便实用性。最后介绍一个应用例。

2 光纤射频滤波网络的频率响应函数

在传输光功率不足以引起光学非线性的情况下, 可以将光功率传输网络作为时不变系统处理, 网络对射频信号的响应特性可以由经典的信号分析理论得到。向一个等延时系统输入时域 δ 脉冲, 定义输出的时域脉冲序列为系统的特征矢量, 称为希尔伯特(Hilbert)空间矢量 \mathbf{A} :

$$\mathbf{A} = [a_0, a_1, a_2, \dots, a_n, \dots]^T, \quad (1)$$

式中, 正整数 n 表示输出脉冲的时间序列, 矢量元 a_n 是归一化的光脉冲幅度。根据离散信号理论, 延迟系统的冲击响应函数 $h(t)$ 可表示为

$$h(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \delta(t - n\Delta T), \quad (2)$$

式中 $\delta(t)$ 为狄拉克函数。延迟时间 $\Delta T \approx 1.5\Delta L/c$, c 为真空中光速, ΔL 为光纤延时长度。对 $h(t)$ 作离散傅里叶变换即可得到延迟系统的频率响应函数 $H(\omega)$ 。由离散信号的 Z 变换理论得到

$$\left. \begin{aligned} H(Z) &= F(\mathbf{A}) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n Z^n, \\ Z &= \exp(-j\omega\Delta T), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 $\omega = 2\pi f$ 为信号角频率。对上式作 Z 变换容易得到 $H(\omega)$ 。

图 1~图 3 为光纤射频滤波网络的三种基本单元结构。图中记输入端口为 X , 输出端口为 Y ; K 为耦合器功率耦合系数, e_c 为耦合器透过率; e_1 为延迟光纤的透过率。 K 、 e_c 和 e_1 均为小于 1 的正值。

* 国防科技预研基金资助课题。

E-mail: huli@uestc.edu.cn

收稿日期: 2002-02-27; 收到修改稿日期: 2002-05-07

直接从信号流程出发可以得到各基本单元的特征矢量元和频率响应函数,分别为

1) 单环滤波(图 1)

$$\mathbf{A} \begin{cases} a_0 = Ke_c, \\ a_n = (1-K)^2 K^{n-1} e_c^{n+1} e_1^n \quad (n \geq 1), \end{cases} \quad H(z) = \frac{Ke_c + (1-2K)e_c^2 e_1 Z}{1 - Ke_c e_1 Z}; \quad (4)$$

2) 前馈(非递归) 滤波单元(图 2)

$$\mathbf{A}_{11} \begin{cases} a_0 = (1-K_1)e_{c1}(1-K_2)e_{c2}, \\ a_1 = K_1 e_{c1} e_1 K_2 e_{c2}, \\ a_n = 0 \quad n \neq 0, 1 \end{cases} \quad H_{11}(Z) = (1-K_1)(1-K_2)e_{c1}e_{c2} + K_1 K_2 e_{c1} e_{c2} e_1 Z; \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_{12} \begin{cases} a_0 = (1-K_1)e_{c1} K_2 e_{c2}, \\ a_1 = K_1 e_{c1} e_1 (1-K_2)e_{c2}, \\ a_n = 0, \quad n \neq 0, 1, \end{cases} \quad H_{12}(Z) = (1-K_1)K_2 e_{c1} e_{c2} + K_1 (1-K_2)e_{c1} e_{c2} e_1 Z; \quad (6)$$

3) 后馈(递归) 滤波单元(图 3)

$$\mathbf{A}_{11} \begin{cases} a_0 = K_1 e_{c1}, \\ a_n = [(1-K_1)e_{c1}]^2 (K_1 e_{c1})^{n-1} (K_2 e_{c2} e_1)^n, \\ n \neq 0, \end{cases} \quad H(Z) = \frac{K_1 e_{c1} + (1-2K_1)e_{c1}^2 K_2 e_{c2} e_1 Z}{1 - K_1 K_2 e_{c1} e_{c2} e_1 Z}, \quad (7)$$

$$\mathbf{A}_{12} \quad a_n = (1-K_1)e_{c1}(1-K_2)e_{c2}(K_1 e_{c1})^n (K_2 e_{c2} e_1)^n, \quad H_{12}(Z) = \frac{(1-K_1)(1-K_2)e_{c1} e_{c2}}{1 - K_1 e_{c1} K_2 e_{c2} e_1 Z}, \quad (8)$$

特征矢量 \mathbf{A} 的第一、二脚标分别表示输入、输出端口,即是对前馈和后馈网络分别讨论两种输入输出方式。

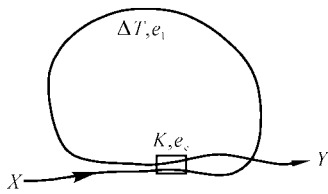


Fig. 1 Circular filter unit

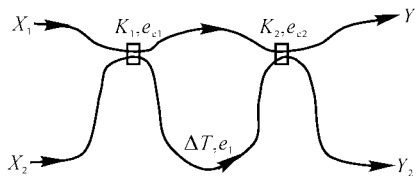


Fig. 2 Unrecursive filter unit

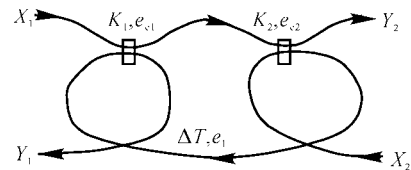


Fig. 3 Recursive filter unit

对(4)式~(8)式作 Z 变量代换后易得相应单元网络的输出模谱和相位谱,下面仅讨论模谱。

3 最佳陷波条件及耦合系数-损耗补偿

3.1 单环滤波

对(4)式作 Z 变量代换后可得到单环滤波输出模谱为

$$|H(\omega)| = \left[\frac{K^2 + 2K(1-2K)e_c e_1 \cos(\omega\Delta T) + (1-2K)^2 e_c^2 e_1^2}{1 - 2Ke_c e_1 \cos(\omega\Delta T) + K^2 e_c^2 e_1^2} \right]^{1/2} e_c, \quad (9)$$

模谱的极大值位于 $\omega\Delta T = 2k\pi$, 极小值位于 $\omega\Delta T = (2k+1)\pi$ 处, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。这些频率点称为滤波器的特征频率,与延迟光纤长度有关。陷波深度 D_N 的定义为

$$D_N = -10 \log \left[|H(\omega)|_{\max} / |H(\omega)|_{\min} \right],$$

令 $H(\omega)|_{\min} = 0$, 容易导出单环滤波的理想陷波条

件为

$$K = \frac{e_c e_1}{1 + 2e_c e_1}, \quad \text{或} \quad e_1 = \frac{K}{(1-2K)e_c}. \quad (10)$$

由于 $e_c \leq 1$ 且 $e_1 \leq 1$, 可见为获得理想陷波应有 $K \leq 1/3$ 。从(9)式容易进一步看到,陷波深度对于偏离理想条件非常敏感,在目前光纤融锥型耦合器

件的 K 值的偏差还难以控制在 1% 以内,且 K 和 e_c 值尚无法调整的条件下,可按上式在 $K \leq 1/3$ 的范围内微调 e_1 值补偿以实现最佳陷波。

图 4(a)、图 4(b) 分别为一个偏离设计值的单环

滤波网络补偿前后所得到的陷波谱。只需附加 0.2 dB 的环路损耗即可将不到 25 dB 的陷波深度提高到 40 dB 以上。

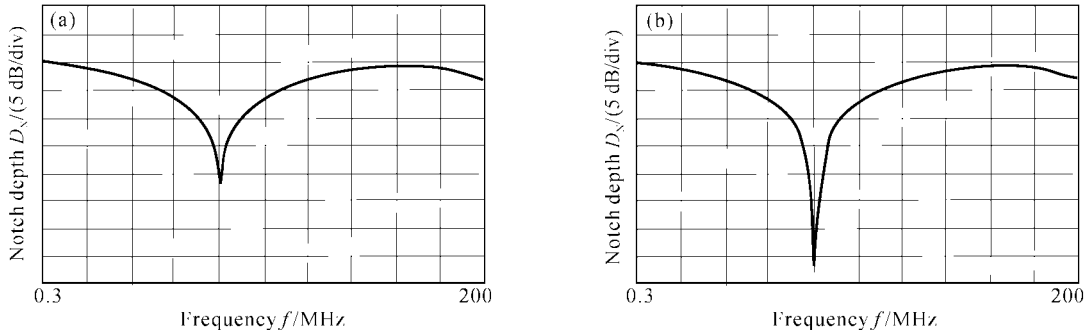


Fig. 4 (a) Spectrum of a circular filter unit ($K=0.32, e_c=0.95, e_1 \approx 1$); (b) Spectrum of optimized circular filter unit ($K=0.32, e_c=0.95, e_1 \approx 0.93$)

实验所用单模光纤环长约 1.23 m,其余有关参量已如图中所注,第一陷波频率位于 81 MHz。采用了精细而简单的微弯控制方式调整 e_1 ,在测试过程中光纤环长度始终保持不变。所用测试仪器为

HP7002 光纤元件测试仪,以该仪器测试组件的损耗也是方便的。

3.2 前馈(非递归)滤波

对于前馈滤波的 A_{11} 工作方式,由(5)式得到

$$|H_{11}(\omega)| = |(1-K_1)^2(1-K_2)^2 + 2(1-K_1)(1-K_2)K_1K_2e_1\cos(\omega\Delta T) + (K_1K_2e_1)^2|^{1/2}e_{c1}e_{c2}, \quad (11)$$

理想陷波条件与 e_{c1} 和 e_{c2} 无关,但与 e_1 有关:

$$e_1 = \frac{(1-K_1)(1-K_2)}{K_1K_2}, \quad (12)$$

理论上, A_{11} 工作方式的理想陷波在 $K_1 + K_2 \geq 1$ 的

条件下调整 e_1 值总能实现。

对于前馈(非递归)滤波的 A_{12} 工作方式,由(6)式得到

$$|H_{12}(\omega)| = |(1-K_1)^2K_2^2 + 2(1-K_1)(1-K_2)K_1K_2e_1\cos(\omega\Delta T) + K_1^2(1-K_2)^2e_1^2|^{1/2}e_{c1}e_{c2}, \quad (13)$$

理想陷波条件与 e_{c1} 和 e_{c2} 无关,与 e_1 有关:

$$e_1 = \frac{(1-K_1)K_2}{(1-K_2)K_1}, \quad (14)$$

A_{12} 工作方式的理想陷波在 $K_1 \geq K_2$ 的条件下调整 e_1 值也总能实现。

前馈滤波 $|H_{11}(\omega)|$ 和 $|H_{12}(\omega)|$ 的极值位置与单环滤波相同。可以看到,当取 $K_2 = 0.5$ 时(12)式和(14)式兼容,即两种工作方式获得最佳陷波的 e_1 调整值相同,且此时 $|H_{11}(\omega)|$ 和 $|H_{12}(\omega)|$ 频谱完全相同。从 K_2 在这两种工作方式中的定义可知这一

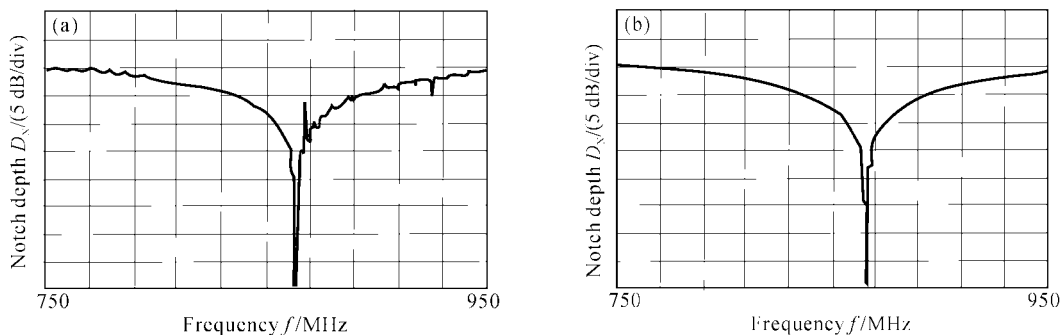


Fig. 5 (a) Spectrum of optimized irrecursive unit with A_{11} ($K_1=0.59, e_{c1}=0.9; K_2=0.5, e_{c2}=0.99; e_1 \approx 0.69$); (b) Spectrum of optimized irrecursive unit with A_{22} ($K_1=0.59, e_{c1}=0.9; K_2=0.5, e_{c2}=0.99; e_1 \approx 0.69$)

结论是显然的。

图 5(a)、图 5(b)给出了这一情况下经调整延迟线附加损耗到 1.55 dB 后的实验结果, 两者的陷波

深度均达到近 40 dB。

3.3 后馈(递归)滤波

对于后馈滤波的 A_{11} 工作方式, 由(7)式得到

$$|H_{11}(\omega)| = \left| \frac{K_1^2 + 2(1 - 2K_1)K_1K_2e_{c1}e_{c2}e_1 \cos(\omega\Delta T) + [(1 - 2K_1)K_2e_{c1}e_{c2}e_1]^2}{1 - 2K_1K_2e_{c1}e_{c2}e_1 \cos(\omega\Delta T) + (K_1K_2e_{c1}e_{c2}e_1)^2} \right|^{1/2} e_{c1}, \quad (15)$$

理想陷波条件为

$$e_1 = \frac{K_1}{(1 - 2K_1)K_2e_{c1}e_{c2}}, \quad (16)$$

可见, A_{11} 工作方式的理想理想陷波必须在 $K_1 \leq$

1/3 的条件下调整 e_1 值实现。

对于后馈(递归)滤波的 A_{12} 工作方式, 由(8)式可得到

$$|H_{12}(\omega)| = \frac{(1 - K_1)(1 - K_2)e_{c1}e_{c2}}{\sqrt{1 - 2K_1e_{c1}K_2e_{c2}e_1 \cos(\omega\Delta T) + (K_1e_{c1}K_2e_{c2}e_1)^2}}, \quad (17)$$

考察(17)式, 无论取 K_1 或者 K_2 为 1 都将导致 $H_{12}(\omega) \equiv 0$, 可见后馈滤波单元的 A_{12} 工作方式不可能获得理想陷波。图 6(a)和图 6(b)为 A_{11} 工作方

式的非理想和理想频谱, 按(16)式调整延迟线附加损耗至 0.09 dB 后使陷波深度从 8 dB 增加到了 40 dB 以上。

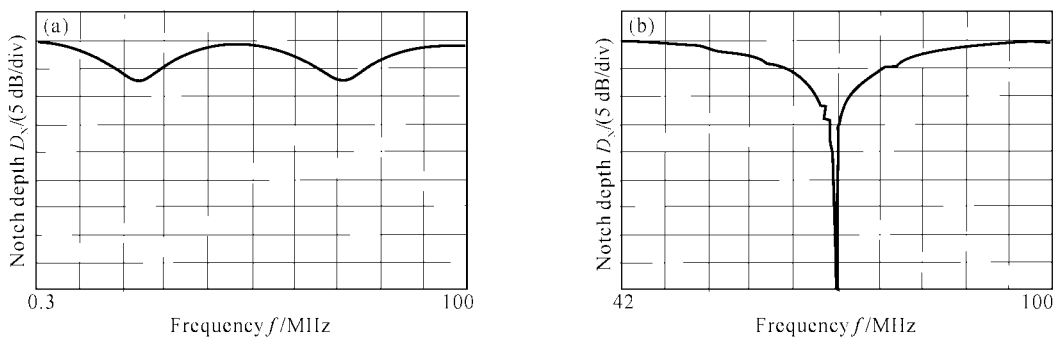


Fig. 6 (a) Spectrum of a recursive unit with A_{11} ($K_1=0.19$, $e_{c1}=0.97$; $K_2=0.34$, $e_{c2}=0.95$; $e_1 \approx 1$); (b) Spectrum of optimized recursive unit with A_{11} ($K_1=0.19$, $e_{c1}=0.97$; $K_2=0.34$, $e_{c2}=0.95$; $e_1 \approx 0.98$)

3.4 应用例

利用耦合系数-损耗补偿方法实现的理想陷波频谱有着非常尖锐而稳定的谐振点, 这一特性也可被应用于光纤测量技术。例如可利用网络等效延迟

光程与光波长有关、从而陷波频率随光波长改变的原理来测量光纤色散。这里仅给出直接利用后馈滤波单元测量光纤长度的实验例。图 7(a)为对一盘未知长度光纤测得的陷波谱, 第一陷波频率位于

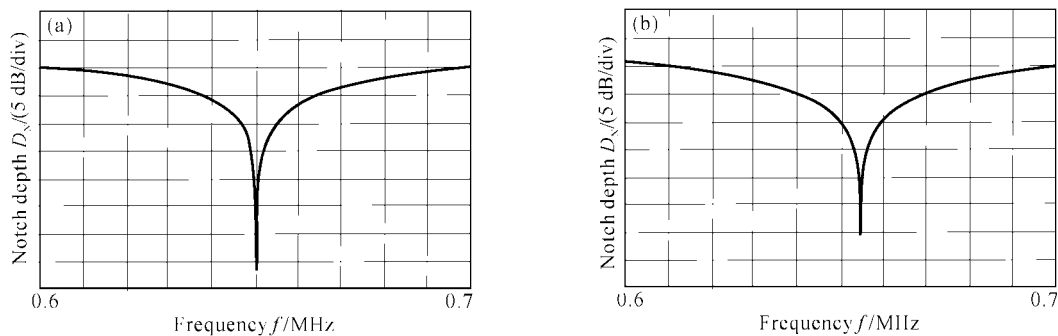


Fig. 7 (a) The first trap frequency of a optimized recursive unit was at 649.45 kHz corresponding with fiber length 153.98 m; (b) The first trap frequency of the same recursive unit was changed to 654.5 kHz corresponding with the fiber length cut back 1 m

649.45 kHz, 由 $\omega\Delta T = \pi, \Delta T \approx 1.5\Delta L/c$ 容易算出被测长度为 $\Delta L = c/3f = 153.98$ m。图 7(b) 为剪去 1 m 光纤长度后测得的陷波谱, 第一陷波频率变为 654.5 kHz, 与理论上应测得的陷波频率 653.70 kHz 比较, 可见测长相对误差在 0.2% 以内, 误差来源于光纤剪接、以 $n=1.5$ 计算光纤折射率及扫频仪精度等因素。

结束语 光纤射频滤波网络基本单元可提供等频率间隔的梳状滤波特性, 滤波特征频率取决于延迟光纤长度, 而理想的窄带滤波特性可以由耦合器耦合系数与器件损耗在一定条件下匹配获得。耦合系数和耦合损耗在实际工艺制作中不可能精确控制, 可以采用微调延迟光纤损耗的方法来补偿。理论和实验表明了这一补偿方法可以有效而方便地提高网络的陷波深度, 且不至影响滤波的特征频率。以这些基本单元为基础构成的多种拓扑网络可用于实现各种频率响应的横向滤波器, 复杂网络的频率响应特性可利用 Z 变换和响应矩阵技术方便地分析求解, 本文的讨论完全可以推广到更复杂网络结构。由于目前的电光和光电转换组件工作频宽已可做到

20 GHz 以上, 使光纤网络技术不仅在工业自动化测量领域^[4], 也在雷达、电子对抗等微波毫米波系统^[5]中具有广泛的应用前景。本文的讨论将有助于这一技术的实际应用。

参 考 文 献

- 1 Jackson K P, Newton S A, Moslchi B *et al.*. Optical fiber delay-line signal processing. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1985, **MTT-33**(3): 193~209
- 2 Schwelb O, Frigyes I. All-optical tunable filters built with discontinuity-assisted ring resonators. *J. Lightwave Technol.*, 2001, **19**(3): 380~386
- 3 Wang Xu, Hu Li. The realization of FORDL optimum notch filter and the influence of PIIN. *Acta Electronica Sinica* (电子学报), 1998, **26**(10): 110~114 (in Chinese)
- 4 Li Fuying, Hu Zhaoyang, Tian Wen. Study of reentrant fiber optical rotation sensor. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 2001, **21**(3): 363~366
- 5 Tedjini S, Ho-Quoc A, Khalil A M. All-optical networks as microwave and millimeter-wave circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1995, **43**(9): 2428~2434

RF Filter Employing Optical Fiber Lattice Network and the Optimum Trapper

Hu Li Ye Kunzhen Liu Guoxiang

(National Key Laboratory of Optical Fiber Communications System, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054)

(Received 27 February 2002; revised 27 May 2002)

Abstract: The radiation-frequency filters employing optical fiber lattice networks are investigated. The response functions of the fundamental elements are discussed. The optimum configuration conditions and parameter ranges of these lattices are deduced to achieve the optimum operation. A compensation method to realize a optimum notch filter is developed and implemented by matching the loss of fiber delay line with the coupling-coefficient of couplers. Experimental result shows that this method is effective, convenient, and well accorded with theory.

Key words: fiber optics; radiation-frequency (RF); filter; optical fiber; delay; coupler; spectrum