

文章编号: 0253-2239(2001)04-472-04

适合于有线电视系统的色散补偿光纤光栅

肖立成 黄肇明 王春华 朱 栩
(上海大学延长校区通信学院, 上海 200072)

摘要: 分析了光栅色散抖动对有线电视信号的影响, 估计出落在信号 50 MHz~ 550 MHz 范围内互调产物功率约占所有互调产物功率的 10%~ 50%。为了抑制色散抖动幅度, 光栅的折射率变化应该从初值零渐渐升到最大值。长度为 10 cm、包络为升余弦与 $\tanh(4z)$ 的光栅都能满足有线电视系统的要求。此外还发现, 长光栅对应的抖动周期小, 因此对信号的影响也小; 具有升余弦包络的光栅比 $\tanh(4z)$ 光栅更能有效地抑制色散抖动。

关键词: 光纤光栅; 色散补偿; 时延抖动; 有线电视; 载波互调比

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

啁啾光纤光栅已经开始应用于数字光通信系统中做色散补偿器件。最近光栅时延(色散)的抖动对光信号的影响受到了注意^[1], 我们也分析了色散抖动对啁啾有线电视信号的影响, 并且推导出对信号载波互调比(IM)影响的表达式^[2]。

下文在对折射率变化为不同分布的光栅特性计算中, 采用了传输矩阵法^[3]。每个光栅的布拉格波长都是 1550 nm, 啁啾程度为 0.2 nm/cm。其中高斯分布折射率变化的近似表达式为^[3]

$$\overline{\delta n_{\text{eff}}(z)} = \overline{\delta n_{\text{eff}}} \exp[-4 \ln 2 z^2 / W^2], \quad (1)$$

升余弦分布折射率变化的表达式为^[3]

$$\overline{\delta n_{\text{eff}}(z)} = \overline{\delta n_{\text{eff}}}(1/2) [1 + \cos[2\pi z / W]]. \quad (2)$$

文献[3]中(46)式漏掉了系数 2, 否则它不是升余弦函数。双曲正切函数 $\tanh(4z)$ 分布折射率变化在文献[4]中有定义, 为了与本文中参数的含义一致, 将其等效地表示为

$$\overline{\delta n_{\text{eff}}(4z)} = \overline{\delta n_{\text{eff}}} \tanh \left[\frac{8}{W} \left| \frac{W}{2} - |z| \right| \right]. \quad (3)$$

在以上的表达式中, W 为包络函数的半高全宽值, 其他参数的定义与文献[3]相同。对于升余弦和 $\tanh(4z)$ 包络而言, W 等于光栅的长度。

1 对参数 η_n 的估计

PAL-D 制有线电视系统中色散补偿光栅的色散抖动对每路信道载波互调比的影响可表示为^[2]

$$\gamma_{\text{IM}} \approx 10 \times \lg[37 / (P_i \eta_n)], \quad (4)$$

其中 η_n 为落在信号 50 MHz~ 550 MHz 范围内互调

产物功率占有所有互调产物总功率 P_i 的比值, P_i 可用下式求出^[2]

$$P_i = (n/4)(350 \cdot LA \cdot 10^6)^2, \quad (5)$$

n 为系统中的信道数目, L 为光栅色散抖动周期, A 为色散抖动幅度。要计算各种分布耦合因数光纤光栅对有线电视信号载波互调比影响的准确值, 必须较准确地估计出 η_n 。下面分析 η_n 的取值范围。

有线电视信号通过色散补偿光栅时, 由于色散抖动的影响, 输出信号可以表示为(此时用 $\cos x$ 来近似光栅色散抖动随波长的变化)^[2]

$$S_{\text{out}}(t) = \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t + \sum_{i=1}^n \left[\frac{LA \omega_i}{2\pi} \cdot \sin \left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right] \sin \omega_i t \right], \quad (6)$$

上式中 M 为单路电视信号引起光源的最大啁啾量 (nm), ω_i 为电信号角频率, 下标 i, j 都是用来区分不同的信道。(6) 式中 $\sin \left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]$ 可以用正弦函数的幂级数展开为

$$\begin{aligned} & \frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t - \frac{\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^3}{3!} + \\ & \frac{\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^5}{5!} - \dots - \\ & (-1)^q \frac{\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^{2q-1}}{(2q-1)!} + \dots, \quad (7) \end{aligned}$$

上式中 $2q-1$ 阶项可以化成(为叙述方便, 下文用奇数 p 代替 $2q-1$; 此项中常数部分不必考虑):

$$\left[\sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^p = \sum_{n^p} (\cos \omega_{j_1} t \cos \omega_{j_2} t \dots \cos \omega_{j_p} t), \quad (8)$$

其中 j_1, j_2, \dots, j_p 是 1 到 p 之间的整数. 如果用三角函数的积化和差公式对上式的右边进行处理, 则

$$\left[\sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^p = \sum_{n^p} \left[\frac{1}{2^{p-1}} \sum_{2^{p-1}} [\cos(\omega_{j_1} \pm \omega_{j_2} \pm \dots \pm \omega_{j_p}) t] \right], \quad (9)$$

在(9)式的 $\sum_{2^{p-1}} [\cos(\omega_{j_1} \pm \omega_{j_2} \pm \dots \pm \omega_{j_p}) t]$ 项中, 如果不考虑 ω_{j_1} 前面的“+”号, 则具有相等“+”、“-”号数目的 $\cos(\omega_{j_1} \pm \omega_{j_2} \pm \dots \pm \omega_{j_p}) t$ 项有 $C_{p-1}^{(p-1)/2}$ 个. 由于信道频率 ω_j 取值的随机性, 在 $\sum_{2^{p-1}} [\cos(\omega_{j_1} \pm \omega_{j_2} \pm \dots \pm \omega_{j_p}) t]$ 中的 2^{p-1} 个项中, 落在 50 MHz ~ 550 MHz 范围内的互调项在数日上接近具有上述特点的项. 这类项占 $\sum_{2^{p-1}} [\cos(\omega_{j_1} \pm \omega_{j_2} \pm \dots \pm \omega_{j_p}) t]$ 中总项数的 $C_{p-1}^{(p-1)/2}/2^{p-1}$, 这个比值就是落在 50 MHz ~ 550 MHz 范围内的 p 阶互调项功率占所有 p 阶互调项功率的百分比.

当用 $\sin x$ 逼近色散抖动时, 要用到 $\cos x$ 展开式, $\cos x$ 展开式中只有偶数阶幂级数, 可认为有接近半数的“+”号比“-”号少 1 个的项和“+”号比“-”号多 1 个的项(如果考虑到 ω_{j_1} 前面的正号, 总的正负号相等或正号比负号多 2 个) 落在信号频率范围内, 这类项占 p 阶项(此时 p 为偶数) 展开式中的 $C_{p-1}^{p/2}/2^{p-1} = C_{p-1}^{p/2-1}/2^{p-1}$, 即此时有 $C_{p-1}^{p/2}/2^{p-1}$ 的 p 阶互调项功率落在 50 MHz ~ 550 MHz 范围内.

对 p 在 2 到 60 之间取值时的 $C_{p-1}^{(p-1)/2}/2^{p-1}$ 或 $C_{p-1}^{p/2}/2^{p-1}$ 进行计算, 结果如表 1.

Table 1. Ratios of $C_{p-1}^{(p-1)/2}/2^{p-1}$ or $C_{p-1}^{p/2}/2^{p-1}$ with different p

p	2	3	4	8	12
ratio	0.5000	0.5000	0.3750	0.2734	0.2256
p	20	28	36	44	60
ratio	0.1762	0.1494	0.1321	0.1196	0.1026

我们知道, 电视信号 $S_{in}(t) = \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t$ 取较大值的概率很小, 因此对于信道数为 60 的系统, 可以把(7)式只保留到 $p = 60$ 阶项. 分析表 1 中的比值, 可以看出, 当 p 在 2 到 60 之间取值时, 落在 50 MHz

~ 550 MHz 之间的 p 阶互调项功率占所有 p 阶互调项功率的百分比为 10% ~ 50%. 由于 p 的取值在 2 到 60 范围内的任意阶互调项都具有上述特点, 因此可以说落在信号 50 MHz ~ 550 MHz 范围内互调产物功率占所有互调产物总功率比值 η_n 是在 10% ~ 50% 之间.

实际上, (6) 式还有一个 $\sin \omega_i t$ 项, 因为可以把 $\sin \omega_i t$ 项转化成(7)式和(8)式中等号右边的一个乘积项[如果仔细分析, (7)式、(8)式中乘以 $\sin \omega_i t$ 项后, (9)式中应该是 $\sin(\omega_{j_1} \pm \omega_{j_2} \pm \dots \pm \omega_{j_p} \pm \omega_i) t$ 的形式, 但这并不影响问题的实质], 所以它对上面估计的 η_n 取值范围不产生任何影响; 正是由于这个 $\sin \omega_i t$ 项的存在, 在表 1 中没有计算 p 为 1 的情况, 因为 p 为 1 的项与 $\sin \omega_i t$ 相乘后对应于二阶互调项.

2 对不同光栅的数值计算与分析

图 1 画出了 $\overline{\delta n_{eff} \cdot \nu} = 0.00015$ (ν 为折射率变化的“条纹可见度”), 长度为 5 cm 包络分别为高斯函数 (W 为光栅长度的一半)、升余弦函数和双曲正切函数 $\tanh(4z)$ 的光纤光栅色散曲线. 图 1(b) 中对应的升余弦光栅抖动幅度很小, 但由于色散平均值

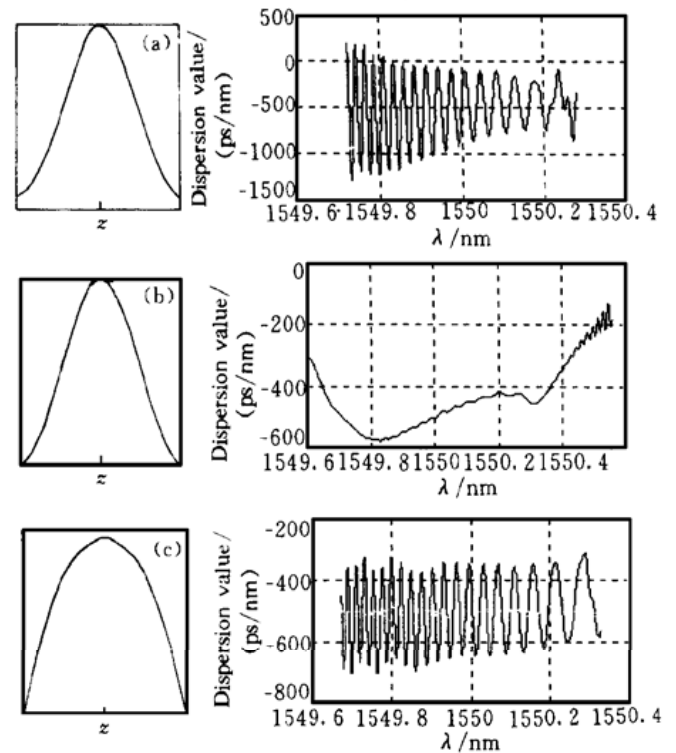


Fig. 1 The dispersion of 5 cm-length gratings corresponding to (a) Gauss grating, in which $A = 350$ ps/nm, $L = 0.033$ nm, (b) Raised-cosine grating, here A has a nominal value, (c) $\tanh(4z)$ grating, in which $A = 150$ ps/nm, $L = 0.033$ nm. The left parts are profiles of Gauss, raised-cosine and $\tanh(4z)$ functions, respectively

随波长变化很大,长度为 5 cm 的此种光栅不能用在有线电视系统中。把另外两种光栅的抖动幅度值与周期值代入(4)式,并取信道数为 60、 η_n 为 50%,可以得到载波互调比值分别为 55 dB 与 62 dB,不能应用于有线电视系统中(有线电视系统中要求单个器件导致的载波互调比不低于 63 dB)。

比较图 1 中的三个图形可以发现,如果光栅两端的折射率变化为零,则光栅色散抖动幅度较小,图 2 也进一步说明了这个特性。

图 2 对应一组 $\overline{\delta n_{eff}} \cdot \nu = 0.0001$,长 10 cm,包络为高斯函数的光栅色散抖动曲线,图 2(a)、图 2(b)中的 W 分别取为光栅长度的 1/2、1/3。图 2(b)对应光栅的端点处折射率变化接近于 0,因此与图 2(a)相比,色散抖动幅度较小。常耦合因数光纤光栅的端点处折射率变化更大,色散抖动幅度要远远大于图 1 中所示的三种光栅,其曲线可参阅文献[2]中的图 1。这些说明,为了抑制色散抖动幅度,光栅的折射率变化应该从初值零渐渐升到最大值。

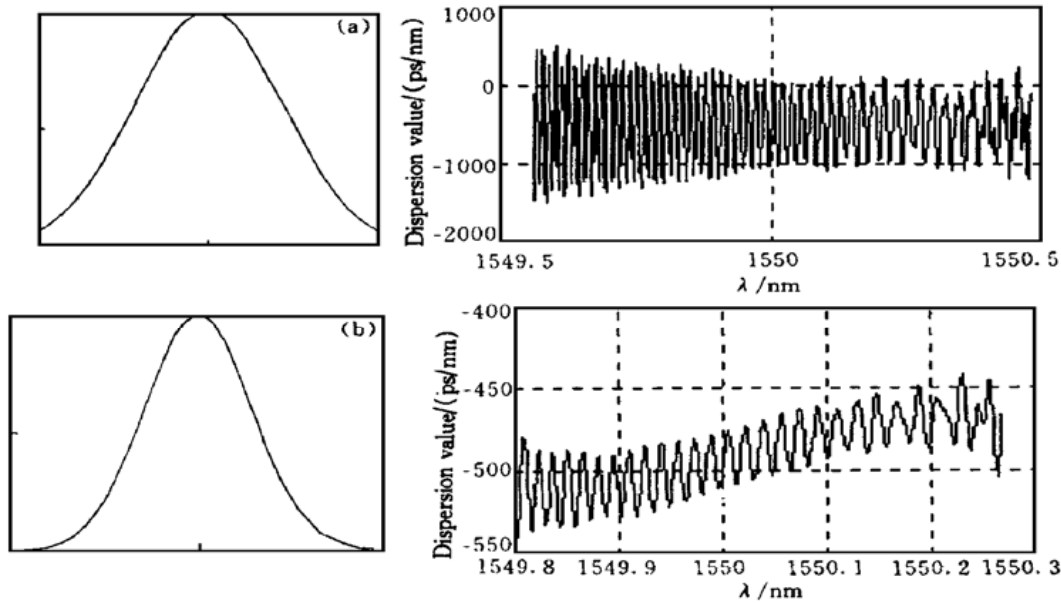


Fig. 2 The dispersion of 10 cm-length Gauss gratings and their apodization profile. (a) $W = 5$ cm; (b) $W = 10/3$ cm

图 3 画出了 $\overline{\delta n_{eff}} \cdot \nu = 0.001$,长度为 10 cm,包络分别为 $\tanh(4z)$ 与升余弦函数光栅的色散曲线。图 3(a) 曲线的 A 约为 110 ps/nm, L 约为 0.017 nm。图 3(b) 曲线在 1550 nm 附近的色散抖动幅度约为 1 ps/nm, L 约为 0.018 nm。与图 1(b) 相比,长度为 10 cm 的升余弦光栅色散平均值随波长的变化显著减小,如果光栅的设计补偿能力为 -490 ps/nm,则在 1549.8 nm~1550.2 nm 的范围内实际值与设计值的偏差不超过 10 ps/nm。如果用文献[5]中的公式(6)来计算此偏差对有线电视信号组合二阶互调(Composite second order distortion, 缩写为

CSO)的影响,它能满足有线电视系统的要求(计算时取激光器啁啾因数的典型值 250 MHz/mA)。把上述光栅参数以及信道数 60、 η_n 的最大值 50% 代入(4)式后得到载波互调比分别为 71 dB 与 110 dB (110 dB 是取抖动幅度为 1 ps/nm 时,单纯由色散抖动引起的信号失真;如果要考虑进光栅色散平均值随波长变化,光栅对信号的影响程度要比这个计算值严重),满足有线电视系统的要求。文献[4]中指出 $\tanh(4z)$ 包络最适合于色散补偿光栅,文献[6]也认为此包络最适合于副载波复用(subcarrier multiplexing, 缩写为 SCM)系统。但是从图 3 可以

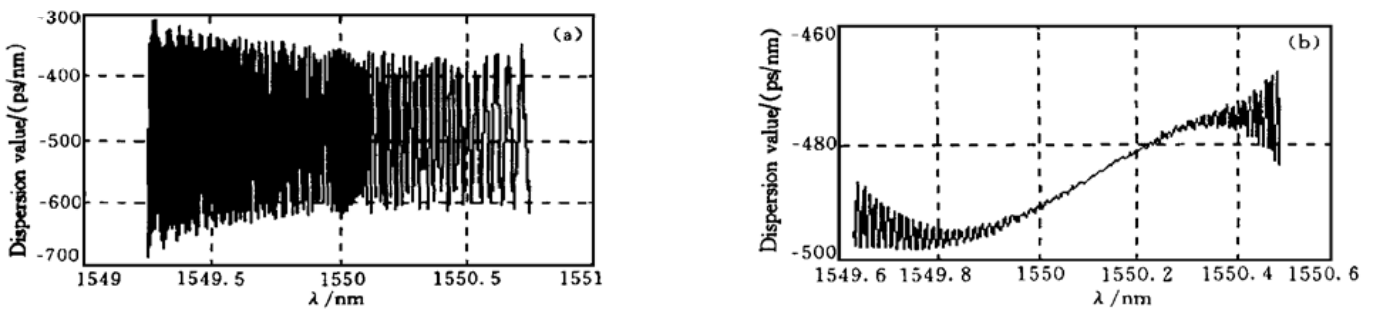


Fig. 3 The dispersion characteristics of 10 cm-length $\tanh(4z)$ and raised-cosine gratings

看出升余弦包络对色散抖动的抑制更为有效。从文献[4]的图 11(b) 可以看出, $\tanh z$ 光栅的时延特性整体上比 $\sin z$ 光栅更接近线性, 这反映在图 1(b) 中, 就是色散的平均值在较宽的范围内更接近一常数。但是从每一个细微的局部进行观察时, 可发现前者比后者具有更大的抖动, 此时延抖动在对波长求导数时, 导致了很大色散值的抖动。

从上述几个图形还可以看出较长的光栅对应的抖动周期较小, 例如: 在 1550 nm 附近, 图 1(c) 与图 3(a) 对应的长度为 5 cm 与 10 cm、包络为 $\tanh(4z)$ 光栅的抖动周期分别约为 0.033 nm 与 0.017 nm; 图 1(a) 与图 2(a) 对应的长度为 5 cm 与 10 cm 的高斯包络光栅 (W 为光栅长度的 1/2) 抖动周期也分别为 0.033 nm 与 0.017 nm (相同长度的这两类光栅的抖动周期没有明显差别); 图 1(b) 与图 3(b) 对应的升余弦包络光栅也显示了相同的趋势。这是光栅很重要的一个特点, 因为从(5)式可以看出, 较小的抖动周期对应的互调项总功率较小, 因此长光栅更适合于有线电视系统。

结论 本文估计出落在信号 50 MHz~ 550 MHz 范围内互调产物功率约占所有互调产物功率的 10%~ 50%。通过不同参数的光栅进行计算, 发现长光栅对应的抖动周期较小, 因此对信号的影响小, 更适合用于有线电视系统中。为了抑制色散抖动幅度, 光栅的折射率变化应该从初值零渐渐升到最大值。长度为 10 cm、包络为升余弦与 $\tanh(4z)$ 的光栅都

能满足有线电视系统的要求; 但是, 具有升余弦包络的光栅比 $\tanh(4z)$ 光栅更能有效地抑制色散抖动幅度, 因此对信号的影响更小。当升余弦包络光栅的长度减小到 5 cm 时, 由于光栅色散抖动平均值随波长的改变有较大的变化, 不能用在有线电视系统中。长度为 5 cm、包络为 $\tanh(4z)$ 与高斯函数的光栅由于具有较大的抖动幅度与抖动周期, 也不能被用于有线电视系统中。本文的结论对光栅在有线电视系统中的应用有一定指导意义。

参 考 文 献

- [1] Ennser K, Ibsen M, Durkin M *et al.*. Influence of nonideal chirped fiber gratings characteristics on dispersion cancellation. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10** (10): 1476~ 1478
- [2] 肖立成, 黄肇明. 光纤光栅非线性时延对啁啾的电视信号的影响. *光学学报*, 2001, **21**(1): 24~ 27
- [3] Erdogan T. Fiber grating spectra. *J. Lightwave Technol.*, 1997, **15**(8): 1277~ 1294
- [4] Ennser K, Zervas M, Laming R I. Optimization of apodized linearly chirped fiber gratings for optical communications. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1998, **34** (5): 770~ 778
- [5] Blauvelt H A, Kwong N S. Optimum range for DFB laser chirp for fiber-optic AM video Transmission. *J. Lightwave Technol.*, 1993, **11**(1): 55~ 59
- [6] Marti J, Tórtola M, Capmany J *et al.*. On the use of tapered linearly chirped gratings as dispersion-induced distortion equalizers in SCM systems. *J. Lightwave Technol.*, 1997, **15**(2): 179~ 187

Dispersion Compensation Fiber Gratings Suitable for CATV Systems

Xiao Licheng Huang Zhaoming Wang Chunhua Zhu Xu

(School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072)

(Received 3 August 1999; revised 24 January 2000)

Abstract: The influence of fiber grating dispersion ripple on CATV signals is analyzed and the power of intermodulation terms fallen into the range of 50 MHz~ 550 MHz is estimated about 10%~ 50% of the total power of all the intermodulation terms. In order to restrain the amplitude of dispersion ripple, the refraction index change of fiber gratings should be made to rise from zero to its maximum value gradually. 10 cm-length fiber gratings with apodized refraction index profiles of raised-cosine or $\tanh(4z)$ shape can be used in CATV systems in theory. The longer the fiber gratings are, the smaller period of dispersion ripples they have, and subsequently the much less the influence on CATV signals. It is found that the fiber gratings with raised-cosine tapered profile have smaller dispersion ripple amplitude than those with $\tanh(4z)$ profile.

Key words: fiber grating; dispersion compensation; delay ripple; CATV; carrier-to-intermodulation ratio (IM)