

文章编号: 0253-2239(2001)01-0024-04

光纤光栅非线性时延对啁啾的电视信号的影响

肖立成 黄肇明

(上海大学通信学院, 上海 200072)

摘要: 分析了有线电视系统中, 用作色散补偿的光纤光栅因色散抖动对信号载波互调比产生的影响, 结果显示色散抖动对有线电视信号互调比的影响随抖动幅度、抖动周期、信道数目的增加而增加, 信道频率的分布也对其有影响。对光栅的色散特性进行数值估算, 发现常耦合系数线性啁啾光栅不能用的有线电视系统中进行色散补偿。

关键词: 光纤光栅; 时延抖动; 色散补偿; 有线电视; 载波互调比

中图分类号: TN25 文献标识码: A

1 引 言

近几年来, 线性啁啾光纤光栅开始用于光通信中作色散补偿器件。光纤光栅补偿能力大, 损耗低, 可以取代色散补偿光纤(DCF)。但是, 光栅的时延特性并非理想的线性, 而是有小的抖动。抖动对数字通信系统的影响与抖动周期有关^[1,2]; 当抖动周期远大于信号带宽时, 它可认为是对光栅预先设计补偿能力的偏差; 当抖动周期小于或等于信号带宽时, 它对信号的影响不能用一个简单数学模型描述, 它引起码间串扰, 改变相邻元间的能量分布^[3]。

色散(时延对波长的导数)抖动对有线电视信号的影响还没有引起人们的注意, 我们的研究发现, 由于存在大量不可忽略的高阶互调项, 组合二阶互调(CSO)和组合三阶差拍(CTB)这两个指标并不适合用来描述色散抖动对有线电视信号的影响, 用载波互调比(IM)来衡量这种影响更为准确。由于常耦合系数线性啁啾光栅存在很大的色散抖动幅度, 它不能用在有线电视系统中进行色散补偿。

2 光纤光栅时延与色散的抖动

光纤光栅的纤芯折射率呈周期性变化, 其变化量 $\delta n_{\text{eff}}(z)$ 为^[4]:

$$\delta n_{\text{eff}}(z) = \overline{\delta n_{\text{eff}}}(z) \left[1 + V \cos \left[\frac{2\pi}{\Lambda} z + \phi(z) \right] \right], \quad (1)$$

式中 z 为光栅上任意一点距光栅中点的距离, Λ 为光栅折射率变化周期, $\overline{\delta n_{\text{eff}}}(z)$ 为光栅折射率在一个周期内“直流”平均变化量, V 为折射率变化的“条纹可见度”, $\phi(z)$ 描写光栅周期的啁啾^[4]。在线

性啁啾光纤光栅中 $\phi(z)$ 是 z 的线性函数, $\phi(z)$ 的变化能等效成 Λ 的变化, 又由于存在 $\Lambda = \lambda_B / 2n_{\text{eff}}$ (其中 λ_B 为光栅布拉格波长), 可用光栅两端 λ_B 的改变量 $\Delta \lambda_B$ 来衡量光栅的啁啾。根据 $\overline{\delta n_{\text{eff}}}(z)$ 的形状, 线性啁啾光纤光栅又可分为常耦合系数线性啁啾光栅与分布耦合系数线性啁啾光栅两种, 本文只计算常耦合系数光栅, 此种光栅 $\overline{\delta n_{\text{eff}}}(z)$ 为常数。分析啁啾光纤光栅从求解光纤光栅耦合模方程组开始^[4]:

$$\left. \begin{aligned} dR/dz &= i\sigma' R(z) + i\kappa S(z), \\ dS/dz &= -i\sigma' S(z) + i\kappa^* R(z), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中 R 与 S 分别为前向波与后向波的振幅,

$$\kappa = \kappa^* = (\pi/\lambda) V \overline{\delta n_{\text{eff}}}$$

为耦合系数,

$$\sigma' = \delta + \sigma - (1/2)(d\phi/dz),$$

$$\sigma = (2\pi/\lambda) \overline{\delta n_{\text{eff}}},$$

失谐量 δ 与 z 无关, 且

$$\delta = \beta - \pi/\Lambda = \beta - \beta_D = 2\pi n_{\text{eff}}(1/\lambda - 1/\lambda_D),$$

$(d\phi/dz)/2$ 与光纤光栅周期的啁啾有关。本文采用传输矩阵法解此方程组^[4]。图 1 与图 2 分别是计算所得的常耦合系数线性啁啾光栅时延与色散曲线,

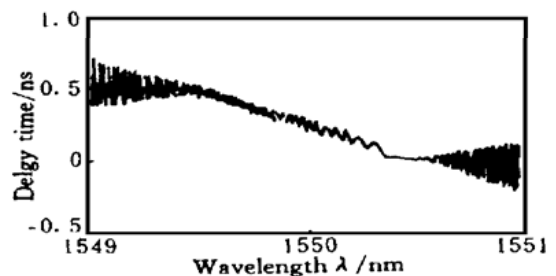


Fig. 1 Group delay versus wavelength of uniform linearly chirped grating

此光栅长度为5 cm, 啁啾量 $\Delta\lambda_B = 1$ nm, $V\delta n_{\text{eff}} = 0.00015$ 。从这两个图中可以看出时延与色散值均存在抖动, 此抖动是由于光栅两端产生的微量反射相互干涉的结果^[5], 当光栅在有线电视系统中用作色散补偿器件时, 它将对信号产生影响。

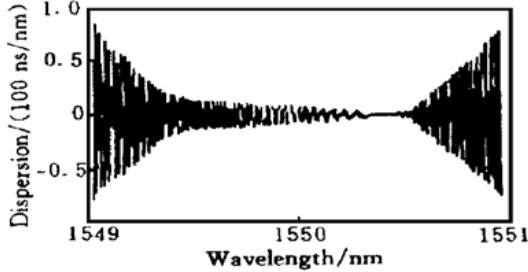


Fig. 2 Dispersion versus wavelength of uniform linearly chirped grating

3 色散抖动对有线电视信号影响

以强度直接调制分布反馈布拉格(DFB)激光器所产和的啁啾信号为例, 此信号通过色散介质时, 因啁啾产生的频率变化会转化成信号的时延变化, 输出信号可以用下式表示^[6]

$$S_{\text{out}}(t) = S_{\text{in}}[t - \tau(t)] / (1 + \partial\tau/\partial t), \quad (3)$$

$S_{\text{in}}(t)$ 为输入信号, $S_{\text{out}}(t)$ 为输出信号, $\tau(t)$ 为信号的时延, 分母为因时延而引起的信号幅度变化。

如图3所示, 用 $\cos(x)$ 来近似光栅色散抖动随波长的变化, 在 AM-VSB CATV 电信号 50~550

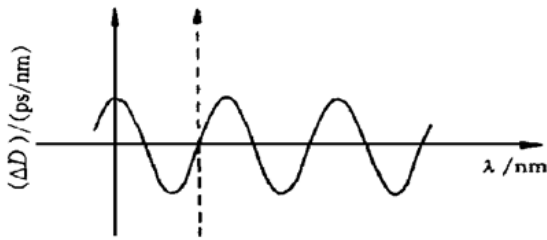


Fig. 3 Using $\cos(x)$ to approximate dispersion ripple
MHz 的频率范围内, 激光器啁啾与注入电流成正比。

当输入信号为 $S_{\text{in}}(t) = \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t$ 时(ω_i 为电信号角频率, n 为系统中正在使用的信道数, 载波的幅度被归一化), 其经历的色散变化表示为:

$$\Delta D(t) = A \cos\left[\left(\frac{2\pi M}{L} \right) S_{\text{in}}(t) \right] = A \cos\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t \right], \quad (4)$$

式中 A 为色散抖动幅度 (ps/nm), L 为抖动周期 (nm), M 为单路信号引起的最大啁啾 (nm)。在分析色散抖动对信号的影响时, 时延变化 $\Delta\tau$ 可用下

式(文献[7]中的 D 是常数, 此处 D 是时间的函数, 因此要用积分形式) 表示:

$$\Delta\tau = \int_0^t \Delta D(t) d[MS_{\text{in}}(t)] = \frac{LA}{2\pi} \sin\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t \right] - \Delta\tau_0, \quad (5)$$

式中的 $\Delta\tau_0$ 是一个常数。为后面书与方便, 令:

$$\Delta\tau(t) = \frac{LA}{2\pi} \sin\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t \right]. \quad (6)$$

因此信号的时延 $\tau(t)$ 即为:

$$\tau(t) = \tau_c + \Delta\tau = \tau_c + \Delta\tau(t) - \Delta\tau_0, \quad (7)$$

τ_c 是不存在啁啾时光波在光栅中经历的固定时延。在色散抖动幅度 A 不太大(例如只有几千 ps/nm) 时, 因为 A 的数量级为 ps/nm, 即 10^{-12} s/nm, ω_i 的数量级只有 10^8 /s, L, M 也远远小于 1(数量级为 10^{-2} nm), 因此(7)式的偏导 $\partial\tau(t)/\partial t \ll 1$ (相当于 $\omega_i \Delta\tau(t) \ll 1$), 本文只考虑这种情况。在此条件下, 输出电信号为:

$$\begin{aligned} S_{\text{out}}(t) &= S_{\text{in}}[t - \tau(t)] / (1 + \partial\tau/\partial t) = \\ &= S_{\text{in}}[t - \tau_c - \Delta\tau(t) + \Delta\tau_0] = \\ &= \sum_{i=1}^n \cos \omega_i [(t - \tau_c + \Delta\tau_0) - \Delta\tau(t)] = \\ &= \sum_{i=1}^n \{ \cos \omega_i (t - \tau_c + \Delta\tau_0) \cos[\omega_i \Delta\tau(t)] + \\ &\quad \sin \omega_i (t - \tau_c + \Delta\tau_0) \sin[\omega_i \Delta\tau(t)] \}. \end{aligned}$$

式中 τ_c 与 $\Delta\tau_0$ 是常数, 为表达方便, 下文中用 t 代替 $t - \tau_c + \Delta\tau_0$ 。利用 $\cos[\omega_i \Delta\tau(t)] \approx 1$ 和 $\sin[\omega_i \Delta\tau(t)] \approx \omega_i \Delta\tau(t)$ 对上式进行化简, 得到:

$$\begin{aligned} S_{\text{out}}(t) &= \sum_{i=1}^n \{ \cos \omega_i t + \sin[\omega_i \Delta\tau(t)] \} = \\ &= \sum_{i=1}^n \left[\cos \omega_i t + \sin \omega_i t \left[\frac{LA \omega_i}{2\pi} \sin\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right] \right] \right] = \\ &= \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t + \sum_{i=1}^n \left[\frac{LA \omega_i}{2\pi} \sin\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right] \sin \omega_i t \right] \end{aligned} \quad (8)$$

式中下标 i, j 都是用来区分不同的信道。

把(8)式中 $\sin\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]$ 用 $\sin(x)$ 的幂级数展开为:

$$\begin{aligned} &\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t - \left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^3 / 3! + \\ &\left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^5 / 5! - \dots - \\ &(-1)^p \left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t \right]^{2p-1} / (2p-1)! + \dots, \quad (9) \end{aligned}$$

然后利用三角函数的降幂公式、积化和差公式最终把(8)式化成如下形式:

$$S_{\text{out}}(t) = \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin \left[\sum_{j=1}^n a_j \omega_j t \right], \quad (10)$$

b_m 表示互调项 $\sin \left[\sum_{j=1}^n a_j \omega_j t \right]$ 的振幅, a_j 为任意整数。这样 $S_{\text{out}}(t)$ 就被表示成载波与互调项之和。

大多数系统的 M 值在 0.0045 nm 左右, 在图 1 所示的 5 cm 光栅中, L 约为 0.025 nm, 此时 $2\pi M/L$ 约为 1.1。如果系统中被利用的信道数目较多, 例如 $n = 30$, 则 $S_{\text{in}}(t) = \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t$ 的最大值可达到 30, 尽管出现这种情况的概率很小, 但 $S_{\text{in}}(t)$ 要达到一个较大的值, 例如 $S_{\text{in}}(t) > 5$ 的概率还是很大的。在 $S_{\text{in}}(t) = 5$ 时, 因为

$$\frac{2\pi M}{L} \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t \ll \left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t \right]^3 / 3!,$$

所以(9)式中的三阶项 I 对应于(10)式中的四阶互调项, 因为(8)式中有 $\sin \omega_i t$ 项 I 要比一阶项 I 对应于(10)式中的二阶互调项 I 更为重要。这说明在分析色散抖动对有线电视信号的影响时不能忽略高阶互调项而仅仅去考虑二阶互调项对信号组合二阶互调的影响, 即组合二阶互调这个指标不能准确地衡量色散抖动对信号影响程度。如果光载波中心频率处于色散抖动的零值处, 即图 3 中纵坐标处于虚线所示位置时, 应该用 $\sin(x)$ 来代表色散抖动, 经过类似分析会发现此时组合三阶差拍这个指标也不能准确衡量色散抖动对信号的影响。

有必要对上述结论作进一步的说明。在分析有线电视系统中的非线性因素对信号的影响时, 通常只考虑二阶与三阶失真, 忽略高阶失真。例如, 在文献[5]第九章分析强度直接调制分布反馈布拉格激光器产生的失真时, 设激光器的输入输出特性为非线性函数 $y = f(x)$, 在工作点 x_0 附近把函数 y 展开为泰勒级数, 并保留到三阶项为止(只保留到三阶项意味着忽略掉高阶失真)。这样做的前提条件是在 x_0 附近函数 y 的高阶导数与 Δx 要足够小。在强度直接调制分布反馈布拉格激光器时, 为了避免严重的削波失真, 对每路电视信号的调制度进行了限制, 使 Δx 不能很大(或者 Δx 具有较大值的概率很小), 同时也使激光器工作在线性非常好的区域, 从而函数 y 在 x_0 处的高阶导数值很小, 可以忽略其影响。文献[7]有类似的处理方法, 因此忽略高阶失真的作法是可取的。但在本文 $\sin(x)$ 的展开式中, 把(9)

式保留三项的作法是不能接受的, 因为自变量 $\frac{2\pi M}{L} \sum_{j=1}^n \cos \omega_j t$ 的取值大于 1 的概率很大, 使高阶失真对信号产生严重的影响(与二阶、三阶失真相比)。

可用载波互调比来衡量色散抖动对信号的影响, 载波互调比是载波功率与落到这个信道中所有互调产物功率之比。首先计算(8)式中的互调项的总功率。当信道数较多时, 任何时刻 $S_{\text{in}}(t) = \sum_{i=1}^n \cos \omega_i t$ 值由 n 个信号共同决定, 单个信道对 $S_{\text{in}}(t)$ 的影响相对减弱, 这样就可以把(8)式中 $\sin \left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{k=1}^n \cos \omega_k t \right]$ 项看作一个与其后的 $\sin \omega_i t$ 项不相关的随机过程, 其中 $\sin \omega_i t$ 项平方的时间平均值是 1/2(即功率值是 1/2), $\sin \left[\frac{2\pi M}{L} \sum_{k=1}^n \cos \omega_k t \right]$ 项平方的时间平均值接近于单位正弦时间函数的功率 1/2。因此(8)式中互调项的总功率 P_i 为:

$$P_i \approx \sum_{i=1}^n \left[\frac{LA \omega_i}{2\pi} \right]^2 \frac{1}{2} \frac{1}{2}. \quad (11)$$

通过分析(11)式, 可以发现互调功率随色散抖动幅度 A 、抖动周期 L 、信道数目 n 的增加而增加, 信道频率 ω_i 的分布也对其有影响, 与单路信号能够引起的最大啁啾无关。对于一个确定的系统, ω_i 的分布是已知的, 能够求出 P_i 。在下文的计算中取频率值为 350 MHz(这个数接近于所有信道频率值平均的平均值), 即 $\omega_i = 2\pi \times 350 \times 10^6$ rad/s, 则上式为:

$$P_i = \frac{n}{4} (350LA \times 10^6)^2. \quad (12)$$

很明显(8)式中的很多互调项在 50~ 550 MHz 范围外, 对信号不产生影响, 用 η_n 表示在 50~ 550 MHz 范围内的互调项功率占互调项总功率 P_i 的比值。在 PAL-D 制有线电视系统中, 50~ 550 MHz 范围内分成 59 个信道, 图像信号的占用率约 80%(不考虑伴音信号), 则每路信号的载波互调比 γ_{IM} 为:

$$\gamma_{\text{IM}} = 10 \times \lg \frac{1/2}{(0.8P_i \eta_n)/59} \approx 10 \times \lg \frac{37}{P_i \eta_n}, \quad (13)$$

式中分子 1/2 代表载波的功率。上式利用了一个假设条件, 那就是落在 50~ 550 MHz 范围内的互调项功率是均匀分配的, 实际情况不会完全如此(二阶与三阶互调项在 50~ 550 MHz 范围内的分布就远远不是均匀分布), 某些信道中 γ_{IM} 值要比(13)式计算的结果要严重。在本文中利用(13)式的计算结果进行讨论, 它足以说明常耦合系数线性啁啾光栅中色散抖动对信号影响的严重程度。

4 常耦合系数线性啁啾光栅不适合在有线电视中进行色散补偿

利用概率论的知识可以较为准确地估算出落到 50~ 550 MHz 范围内互调项功率占互调项总功率 P_i 的比值 η_n , 本文只是利用简单的办法来粗略地估算出 η_n 。如前所述, 在 n 个信道系统中 $S_{in}(t)$ 之值等于 n 的概率是很小的, (9) 式保留到 n 阶项(或者 $n-1$, 当 n 为偶数时) 项是可取的, 这样(9) 式中一阶项的所落的区间为 50~ 550 MHz, 三阶项落在区间不超过 $3 \times [-550, 550]$ MHz(负频率是低于光载波中心波长的频谱成分), 五阶项落在区间不超过 $5 \times [-550, 550]$ MHz,, n 阶项的区间不超过 $n \times [-550, 550]$ MHz, 因此可认为超过 $1/[2(n+1)]$ 的互调项能量落在 50~ 550 MHz 内[分母出现 $n+1$ 的原因是(8) 式中有 $\sin \omega_i t$ 项], 在下面的计算中就取 $\eta_n = 1/[2(n+1)]$ 。实际上, η_n 会远远大于这个数, 但在本文中 η_n 取此值时已足以说明问题。

电视信号在光纤有线电视系统中传输时, 要求载波互调比高于 57 dB, 考虑到光纤有线电视系统中, 产生载波互调比的原因除了光纤的色散外, 还包括激光器固有的调制非线性、削波失真和光放大器增益的非线性等原因, 我们在设计色散补偿光栅时应该以 63 dB 为标准, 使其有 6 dB 的富裕度。

在图 2 对应的常耦合系数线性啁啾光栅中, 在 1550 nm 处 $A = 7000 \text{ ps/nm}$ 、 $L = 0.25$, 把 $\eta_n = 1/[2(n+1)]$ 以及上述参数代入到(12) 式、(13) 式中, 可以求出此时载波互调比约为 50 dB, 显然不满足要求。经过计算, 发参数为其他值的此种光栅也不能达到要求。采用适当包络形状分布耦合系数光纤光栅能有效地抑制色散抖动, 能够应用于有线

电视系统中, 但是要定量地分析载波互调比之值, 必须要较为准确地估计出 η_n 。

结论 本文分析了色散抖动对有线电视信号载波互调比影响, 并计算了常耦合系数线性啁啾光栅的色散特性, 结果显示由于此种光栅存在很大的色散抖动, 不能用在有线电视系统中进行色散补偿。本文没有给出落到 50~ 550 MHz 范围内的互调项功率占互调项总功率的比值 η_n , 因此还不能定量地计算各种分布耦合系数光纤光栅对有线电视信号载波互调比影响的准确值。色散补偿光栅对有线电视信号的影响还没有引起足够的重视, 我们在本文的分析是有一定的实际意义。

参 考 文 献

- [1] Gusmeroli V, Scarano D. Fiber grating dispersion compensators, the Technical Digest of OFC 99, San Diego, California, 1999, FA4
- [2] Ennse K, Ibsen M, Durkin M *et al.*. Influence of nonideal chirped fiber gratings characteristics on dispersion cancellation. *IEEE Photonics Technology Lett.*, 1998, **10** (10): 1476~ 1478
- [3] Evangelides S G, Bergano N S, Davidson C R. Intersymbol interference induced by delay ripple in fiber Bragg gratings. the Technical Digest of OFC 99, San Diego, California, 1999, FA2
- [4] Erdogan T. Fiber grating spectra. *J. Lightwave Technology*, 1997, **15**(8): 1277~ 1294
- [5] Polandian L. Graphical and WKB analysis of nonuniform Bragg gratings. *Phys. Rev. (E)*, 1993, **48**(6): 4758~ 4767
- [6] Blauvelt H A, Kwong N S, Chen P C *et al.*. Optimum range for DFB laser chirp for fiber-optic AM video transmission. *J. Lightwave Technology*, 1993, **11**(1): 55~ 59
- [7] Nazarathy M, Berger J, Ley A J *et al.*. Progress in externally modulated AM CATV transmission systems. *J. Lightwave Technology*, 1993, **11**(1): 82~ 105

Influence of Fiber Grating Nonlinear Delay on Chirped CATV Signals

Xiao Licheng Huang Zhaoming

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

(Received 16 July 1999; revised 19 October 1999)

Abstract: The influence of dispersion ripple of fiber gratings on chirped CATV signals' carrier-to-intermodulation ratio (IM) is investigated. The value of IM is related to the amplitude and the period of dispersion ripple. The number and the distribution of channels have an effect on the IM value. It is found that the uniform linearly chirped grating can not be used in CATV systems.

Key words: fiber grating; delay ripple; dispersion compensation; CATV; intermodulation