

光纖色散對光學線性長途視訊次載波系統之影響及對應之色散補償技術
Dispersion Effects and Dispersion Compensation Techniques in Optically Linear
Long-Distance Subcarrier-Multiplexed Video Transmission Systems

計畫編號：NSC87-2215-E009-003

執行期限：86/08/01-88/07/31

主持人：尉應時 國立交通大學電信系 教授

共同主持人：

一、 中文摘要 (關鍵詞：次載波系統、摻鉍光纖放大器、光纖色散、色散補償、線性光纖系統、非線性光纖系統)

本計畫是二年整合計畫「傳送多頻道(>100ch)視訊信號之長途(>200km)次載波光纖通訊系統設計」之子計畫三，並針對上述整合計畫中 **optically linear system** 的部份進行分析與實驗 (**optically nonlinear system** 的部份是由子計畫一負責)。分析部份將利用 **perturbation** 的理論來解非線性 **wave-envelope equation** 以求得在線性系統中由於色散所產生之二階合成拍差比 (**composite second order - CSO**) 以及三階合成拍差比 (**composite triple beat - CTB**) 的 **closed form** 並且使用數值分析的方式來驗證其理論的正確性。依據其結果，我們將預測在無 **power budget** 限制下(因有摻鉍光纖放大器的 **SCM** 系統其傳輸距離的基本限制為何。之後，我們會設計如何使用光纖散補償裝置來增加傳輸的距離。這些理論分析與數值計算，我們都將會以實驗來證明之。我們的最終目標是在長途視訊次載波系統上，取得世界研究的領先地位。

英文摘要 (keyword : **SCM system, EDFA, fiber dispersion, dispersion**

compensation, linear fiber optical system, nonlinear fiber optical system)

This sub-project is responsible for analyzing and experimenting an optically linear long-distance subcarrier-multiplexed video lightwave system (the nonlinear optical effects will be covered by another subproject in our team). To get close-form of dispersion induced CSO and CTB in linear optical system, we will use perturbation theorem to solve nonlinear wave-envelope equation and confirm the theoretical results by numerical simulations. We will first predict the fundamental distance limitation for SCM systems carrying various modulation-formats (AM-VSB, QAM, etc.). We will then design the optimum parameters in chirped-grating fibers in order to compensate the optical fiber dispersion effects. We will also carry out experiments to verify the theoretical and numerical predictions. Our final goal is to set a world record in the transmission distance for mixed AM-VSB and 64/256-QAM video signals.

二、 計畫背景及目的

直到一九八〇年代末期，subcarrier-multiplexed (SCM) video transmission system 仍然無法突破三項缺點：(1)頻道數目太少，(2)系統功率預算(system power budget)太小，及(3)傳輸距離太短。其中(1)是針對最簡單經濟的 AM-VSB (Vestigial-Side Band) 而言。到了九〇年初以來，AC 與 DC 線性均極佳的 DFB laser diode (LD) 終於發展成功，使得單一 LD 所能傳送的 AM-VSB 頻道可增至 40~60 個頻道，近一兩年更有 80~110 個頻道承載容量的 LD 被開發成功。同一時期，Mach-Zehnder intensity modulators (MZ-MOD) 也因線性修正電路的開發成功而使 AM-VSB 視訊的承載容量高達 80 頻道，因此，上述的缺點(1)可算是相當程度的解決了。而正巧在九〇年初以來，摻鉕光纖放大器 (erbium-doped fiber amplifier, or EDFA) 也應長途光纖及海底光纜系統的大量需求而日益普遍地被各類通訊系統使用，由於 EDFA 的 slow gain dynamics，使得它也非常適合多頻道的 CATV 系統使用。從而 EDFA 的成功發展便解決了上述的缺點(2)。但由於 EDFA 只能放大 1.55 μm 的光源，而絕大部份已經鋪設好的單模光纖 (telecom and CATV networks) 的零色散波長均在 1310nm 附近。所以假設使用直調式的 1.55 μm DFB LD，則它在光纖所遭遇的 17 ps/nm/km 的高色散會使得二階及三階的非線性失真太高，以至於多頻道的 AM 視訊信號只能傳送 3 公里至 4 公里的短距離[1, 2, 3, 4, 5]，使得上述的缺點(3)獨獨無法解決。因此我們主要由理論，模擬以及實驗三方面同時探討色散所帶來的問

題。並且討論是否可以用色散補償的裝置(光的，如色散補償光纖或光纖光柵，或電路補償方式)來增加傳輸距離。

三、 研究方法及成果

(一)分析部份：

採用 nonlinear wave envelope equation[5]

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} A - jk\kappa_2 |A|^2 A \quad (1)$$

$$\text{而 } A = A_0 \sqrt{X(z,t)} e^{jY(z,t)} \quad (2)$$

[各參數之定義見[5]]，並且我們利用 perturbation 的理論來解上式。假設其解為

$$X(z,t) = e^{-\alpha z} x_0(\mu) + x_1(\mu,z) + x_2(\mu,z) + x_3(\mu,z) + x_4(\mu,z) + \dots \quad (3)$$

$$Y(z,t) = y_0(\mu) + y_1(\mu,z) + y_2(\mu,z) + y_3(\mu,z) + y_4(\mu,z) + \dots \quad (4)$$

上式中， μ 定義為 $t - \beta_1 z$ ，而 $x_0(\mu)$ 和 $y_0(\mu)$ 則分別表示 unperturbed 的強度 (intensity) 和相位 (phase) 調變訊號在傳統單模光纖中傳輸，且沒有發生失真的情形。而 $x_n(\mu,z)$ 和 $y_n(\mu,z)$ 則是代表失真的部分，分別相對於 $x_0(\mu)$ 和 $y_0(\mu)$ 的第 n 階 perturbation。而且我們應該注意：若要 perturbation 定理成立的話，則必須滿足以下的條件

$$x_0 > x_1 > x_2 > x_3 > x_4 \dots \quad (5)$$

$$y_0 > y_1 > y_2 > y_3 > y_4 \dots \quad (6)$$

我們將式(2)代入式(1)，並且將實部和虛部分開。然後再把式(3)和式(4)分別代入實部和虛部的式子中，同時考慮在式(5)和式(6)的條件下，理論上我們可以獲得任意階數的 perturbation，即 $x_1, x_2 \dots, y_1, y_2 \dots$ 。但由於高階的大小必定小於低階的（由 perturbation theorem 的條件，式(5)和式(6)），且載波上的相位失真對視訊訊號並不會產生影響，因此，對於直調式的線性系統，我們只須考慮至強度調變的第二階 perturbation，即 x_2 ，如下：

$$x_1 = -\beta_2 z e^{-\alpha} \frac{d}{d\mu} \left[x_0 \frac{dy_0}{d\mu} \right] \quad (7)$$

$$x_2 = \frac{\beta_2^2 z^2}{2} e^{-\alpha} \left[4 \frac{dx_0}{d\mu} \frac{dy_0}{d\mu} \frac{d^2 y_0}{d\mu^2} + 2x_0 \left(\frac{d^2 y_0}{d\mu^2} \right)^2 + 2x_0 \frac{dy_0}{d\mu} \frac{d^3 y_0}{d\mu^3} + \frac{d^2 x_0}{d\mu^2} \left(\frac{dy_0}{d\mu} \right)^2 \right] \quad (8)$$

在直調式的系統中， $x_0(\mu)$ 和 $y_0(\mu)$ 可分別表示為

$$x_0(\mu) = 1 + m \sum_{i=1}^N \cos(\omega_i \mu) \quad (9)$$

$$y_0(\mu) = \omega_0 t + 2\pi \gamma m \int \sum_{i=1}^N \cos(\omega_i \mu) d\mu' \quad (10)$$

[各參數之定義見[4]]， N 為頻道數。我們把式(9)和式(10)分別代入式(7)和式(8)，則可以得到在直調式多頻道系統中，由色散所產生的 CSO 及 CTB。

$$CSO = (\pi m \beta_2 z \gamma \Omega)^2 N_{2i} + (2\pi m \beta_2 z \gamma \Omega)^2 N_{i+j} \quad (11)$$

$$CTB = \left[-\frac{1}{8} (m \beta_2 z 2\pi \gamma \Omega)^2 \right]^2 N_{3i} + \left[-\frac{3}{8} (m \beta_2 z 2\pi \gamma \Omega)^2 \right]^2 N_{2i \pm j} + \left[-\frac{3}{4} (m \beta_2 z 2\pi \gamma \Omega)^2 \right]^2 N_{i \pm j \pm k} \quad (12)$$

N_{2i} 和 N_{3i} 是 product count of harmonic，而 $N_{i \pm j}$ ， $N_{2i \pm j}$ 和 $N_{i \pm j \pm k}$ 是任二個或任三個頻道之 product count of inter-modulation。對於單一頻道系統而言， N_{2i} 和 N_{3i} 為 1，而 $N_{i \pm j}$ ， $N_{2i \pm j}$ 和

$N_{i \pm j \pm k}$ 均為 0。我們可以看到，當式(11)

和式(12)用於單一頻道時，其公式可以分別化簡為同[4]。

(二) 模擬部份：

我們利用 SPW (Signal Processing Worksystem) 來模擬光纖色散對 SCM 直調式系統的影響以及 apodized linearly chirped grating 對於光纖之色散的補償效果。如圖 1 所示，是我們模擬時所使用的系統方塊圖，逐一簡介如下：

第一個方塊是訊號源。對於直調式系統而言，由於直接調變雷射，使得調變訊號產生 frequency chirp 的效應，大大地增加了訊號的頻寬，因而使得光纖之色散對於此種系統的影響遠大於對於外調式系統的影響。假設有 N 個次載波頻道直接調變雷射，則

所產生之電場訊號可以表示為：

$$A(t) = \sqrt{1 + m \sum_{i=1}^N \cos(\omega_i t)} e^{j\omega_0 t + 2\pi\gamma m \int_{-L}^L \sum_{i=1}^N \cos(\omega_i u) du}$$

m 是強度調變指數， ω_0 是光載波之角頻率， ω_i 是次載波之角頻率，而 γ 是雷射 chirp 的頻率峰值(視強度調率深度和雷射偏壓點而定)，且不為零。

第二個方塊是光纖色散之頻率響應。由第二章的分析可知，色散的主要來源是波傳播常數， β ，中非線性的部分，所以我們將此方塊之頻率響應的相位部份設為 $\frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2$ ，而振幅部份則設為 1，即 $H(f) = 1e^{j\frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2}$ 。

第三個方塊是 apodized linearly chirped grating 之頻率響應(若只想觀察光纖色散的影響而不考慮補償效應時，不須加上此方塊)。首先定義 linearly chirped grating 如圖 2。然後利用數值方法 (Runge-Kutta Method[6]) 以及邊界條件 (boundary condition: $A^+(-\frac{L_g}{2}) = 1, A^-(\frac{L_g}{2}) = 0$)，對不同的頻率去解 counter couple mode equation[7]

$$\frac{dA^+}{dz} + j\left[\beta - \frac{1}{2}\Omega(z)\right]A^+ = \kappa(z)A^- \quad (13)$$

$$\frac{dA^-}{dz} - j\left[\beta - \frac{1}{2}\Omega(z)\right]A^- = \kappa(z)A^+ \quad (14)$$

[各參數之定義見 [7]]，以求得 $A^-(\frac{L_g}{2})$ 的頻率響應。

第四個方塊很簡單地就只是個平方器。因為檢光二極體的作用是檢測光功率的大小，也就是電場訊號的平方。

(三)模擬結果

圖 3.所示的是在直調式單一頻道系統中，由於色散所產生的合成失真對距離的關係圖。分析與模擬所使用的參數列在圖上的說明中。理論值由式(11)及式(12)(第一項)獲得。由圖中我們可以看到理論分析之由色散所產生的 2HD(harmonic distortion)(實線)及 3HD(虛線)與數值模擬之 2HD(實方塊)及 3HD(實圓圈)的結果，彼此之間非常吻合。由圖可以觀察到，若圖中的參數為實際的情形，則傳輸距離為 5 公里時的 2HD 已經超過 CATV 的要求，-60dBc，所以由此可見，在直調式系統中，我們首要考量(或補償)的失真是由色散所產生的二階失真。然而，3HD 會在傳輸距離 > 90km 時超過 CATV 的規格，很顯然地，色散所產生的 3HD 對於直調式系統的傳輸距離之限制也是扮演著非常重要的角色。

圖 4.所示的是直調式多頻道系統經光纖傳輸後，CSO 對頻道頻率的關係圖。分析與模擬所使用的參數列在圖上的說明中。理論分析以實線表示，數值模擬以實圓圈表示。為了獲得較

實際且正確的模擬結果，我們對於各個次載波的相位，隨機地組合模擬 60 次，再加以平均而得到如圖所示。至於分析的部分，是由式(11)所獲得。由圖我們可以看到理論分析和數值模擬的結果相當吻合，此驗證了式(11)的正確性。由圖與式(11)，我們可以發現色散所產生的 CSO 大小是和頻率有關的 (frequency dependent)。同時與圖 3 的 10km 位置(同樣頻道, 505.25MHz)相較之下，由於 product count 的影響使得多頻道的 CSO (~ -35dBc)比單頻道的 2HD (~ -45dBc)高了 10dB 左右。如此，使得色散的影響更形嚴重。

圖 5 所示的是直調式多頻道系統經光纖傳輸後，CTB 對頻道頻率的關係圖。為了模擬上的方便，我們只觀察載波頻帶外(out of band)的 CTB。理論分析的部分，是由式(12)獲得，以實線表示，數值模擬則以實圓圈表示。由圖我們也可以看到理論分析和數值模擬的結果相當吻合，此外我們可以看到傳輸 10km 之後，加上 product count 的影響，已經使得在較高頻率之頻道的 CTB 約有 -70dBc，由此可見，直調式系統的長距離傳輸須同時考慮 CSO 和 CTB。

(四)DCG 規格之設計及其數值方法的結果

光纖光柵 (稱為 Apodized linearly chirped grating, Taped linearly chirped grating (TLCG) 或 Dispersion compensation grating (DCG)) 的參數包括有五項:中心波長, 長度, chirp 參數, apodization (taped) 函數, 耦合係數

(coupling coefficient)。

中心波長由雷射的波長決定。長度和 chirp 參數則可由 counter couple mode equation, 式(13)和式(14)獲得。在 phase matching 成立的條件下, 以及假設系統的頻寬為 B, 而欲補償的光纖長度為 L_f , 則我們可以得到所須最小 DCG 長度 $L_{g,min}$ 及其最佳 chirp 參數 C_{opt} 與 B 及 L_f 的關係如下 [8][9][10]:

$$L_{g,min} = \left(\frac{\lambda_0^2 D}{2n_0} \right) B L_f \quad (15)$$

$$C_{opt} = \left(\frac{8\pi n_0^2}{v_0 \lambda_0^2 D} \right) \frac{1}{L_f} \quad (16)$$

[各參數之定義見[10]]。設計 DCG 的規格時所用的系統參數如下:

1. 調變深度 $m = 0.04/\text{ch}$
2. AM-channel number (NTSC frequency plan) = 80
3. 中心波長 $\lambda_0 = 1551 \text{ nm}$
4. 中心波長的折射係數 $n_0 = 1.46$
5. 色散參數 $D = 17 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$
6. chirp 參數 $\gamma = 10 \text{ GHz}$
7. 傳輸距離 $L_f = 60 \text{ km}$

其中傳輸距離之所以選擇 60 km 是因為在同時考慮非線性系統(SPM, self-phase modulation)的情形下(由于計畫一負責)的多頻道系統中, 由 SPM 以及系統預算所限制的最遠傳輸距離大約為 63km[11]。因此在直調式多頻道系統中, 假若所設計的 DCG 能夠完

全補償色散所產生的 CSO，則下一個 CSO 的主要來源就會是由 SPM 所產生的。所以為了不使得經由我們所設計的 DCG 所補償過後的直調式系統，仍會由於 SPM 的影響而無法達到 CATV 的 CSO 之要求，因此我們將傳輸距離設計為 60km 以避免 SPM 所產生的 CSO。

由系統參數以及式(15)，式(16)，我們可以獲得所須 DCG 的最小長度與其最佳 chirp 參數。然而，由數值方法解 wave envelope equation(如(二)所述)所得的振幅與 group delay 的頻率響應可知：一般實際上所須的 DCG 長度通常必須為 L_{gmin} 的 3 (for digital) 至 6 (for analog) 倍，以便在 group delay 上達到足夠的線性度。

至於 DCG 的另二個參數，apodization (taped) 函數，耦合係數 (coupling coefficient)，則無 close form，必須由數值方法所得的反射率與 group delay 的頻率響應觀察，是否有達到夠小的 group delay ripple 與足夠的反射率(reflectivity)。如此的 DCG 才可以達到較好的補償效果，同時，系統也有足夠的功率預算。

經由反覆地數值計算與模擬，我們發現 Sinc apodization 函數可以得到較平坦的 group delay ripple。而耦合係數則取折衷值。DCG 的所有參數如表 1。而圖 6 為其對應的振幅與 group delay 之頻率響應。

圖 7 所示的是在直調式 SCM 系統中利用我們所設計的 DCG 來做光纖

色散的補償之前，與補償之後的模擬結果。補償前的理論部份之 CSO 是利用式(11)計算的結果(6x 與 6x+2.5 上都有值是由於 CSO beat 的結果)。如圖中的空心方塊與空心圓圈。而實心方塊與實心圓圈則是利用圖 1 所示之模擬系統所做的補償後之模擬結果。

我們可以看到補償後的 CSO 完全符合 CATV 規格的要求，甚至超過其要求 5 dB，這可以避免 grating 的實際製造結果的不理想化 (non-ideal)，例如 chirp 參數，apodization 函數參數，耦合係數的不準確與製程所增加的 ripple[12] 等。

(五)實驗結果

圖 8 所示是我們的實驗之系統架構圖。圖 9 所示是我們利用 DCG 來做色散補償的結果。虛線(CSO_UC)是還未做色散補償時，光調變深度 (OMI) 為 3%，經光纖傳輸~80 km 之後，由檢光二極體接收 0dBm 的光功率的條件下所產生的 CSO。我們可以看到它和理論上的 CSO(點虛線)非常吻合。由此可以確認理論和模擬的正確性。

然而觀察 DCG 的補償效果，我們可以發現，補償過後的 CSO(實線)僅能達到大約 -45 dBc，和我們所預期的相差甚遠。而且 CTB 也由沒有加 DCG 時的 ~ -65 dBc(空心圓圈)反而增加為 ~ -47.25 dBc(實心圓圈)。補償前與補償後的 CNR 均維持 -46 dBc 左右。

可能的原因為(1) DCG 的製作並非完美的，也就是說，不論在反射率或

group delay 都會有 ripple。這些 ripple 會對類比的 SCM 系統造成嚴重的影響，這是和數位系統非常不同的一點。至於究竟 ripple 的大小應該為何時，才不至影響 DCG 的補償效果，我們還在努力研究中，希望能夠找到一個準則(guide line)。(2) 我們補償的效果非常不穩定，也就是說，它會隨著時間而飄動，如圖 10。一方面可能是因為儘管 DCG 本身已經有溫度補償的機制，但其中心波長仍會隨著溫度稍微地飄動。這微小的飄動對數位系統不會有太大的不利影響，但同樣地，它卻有可能對 SCM 的系統影響頗大。在另一方面也有可能是雷射本身的波長不穩定。我們都正在離清問題的所在，希望能有所突破。

參考資料

- [1] G. J. Meslener, "Chromatic dispersion induced distortion of modulated monochromatic light employing direct detection," *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol.20, pp. 1208-1216, October 1984
- [2] C. S. Ih and W. Gu, "Fiber induced distortions in a subcarrier multiplexed lightwave systems," *IEEE J. Selected Areas in Commun. Systems*, vol.8, pp. 1296-1303
- [3] E. E. Bergmann, et al, "Dispersion-induced composite second-order distortion at 1.55 μ m," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.3, pp. 59-61, 1991.
- [4] M. R. Phillips, et al, "Nonlinear distortion generated by dispersive transmission of chirped intensity-modulated signals," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.3, pp. 481-483, 1991.
- [5] D. Marcuse, "Selected topics in the theory of telecommunications fibers," in *Optical Fiber Communications*, S. E. Miller and I. D. Kaminow, Eds. New York; Accademic, 1988.
- [6] Burden, Richard L., Faires, J. Douglas," *Numerical Analysis*," fourth edition, 1988.
- [7] F. Ouellette, "Dispersion cancellation using linearly chirped Bragg grating filters in optical waveguide," *Opt. Lett.*, vol. 12, no. 10, pp. 847-849, 1987.
- [8] D. Pastor, J. Capmany, D. Ortega, V. Tatay, and J. Marti, "Design of apodized linearly chirped fiber gratings for dispersion compensation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 2581-2588, Nov., 1996.
- [9] J. Marti, D. Pastor, M. Tortola, and J. Capmany, "Optical equalization of dispersion induced non linear distortion in subcarrier systems by employing tapered linearly chirped gratings," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 236-237, 1996.
- [10] J. Marti, D. Pastor, M. Tortola, and J. Capmany, A. Montero, "On the use of tapered linearly chirped gratings as dispersion-Induced

distortion equalizers in SCM systems,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, no. 2, pp. 179-187, Feb., 1997.

- [11] W. H. Chen, M. C. Wu, C. T. Chang, and W. I. Way, “Self-phase modulation-limited transmission distance of repeaterless 1.55 μ m multichannel AM-VSB external modulation systems,” *Proc. Of SPIE*, vol.3420, Photonics Taiwan, paper 3420-21, July 1998.
- [12] K. Ennser, R. I. Laming, M. N. Zervas, M. Ibsen and M. Durkin, “Effects of non-ideal group delay and reflection characteristics of chirped fibre grating dispersion compensators,” in *Proc. ECOC'97*, no. 448, pp. 22-25, Sep, 1997.

Central Wavelength	1551 (nm)	$2\pi v_0 / \Omega_0$ v_0 : velocity of light in free
Grating length	10 (cm)	L_g
Chirp parameter	$c = 7.1785 \times 10^{-8} (1/\mu m^2)$ or $F = 717.8453$ or $0.0948 (nm/cm)$	Definition : (1) $\Omega = \Omega_0 + Cz$ Ω : wave number of the grating Ω_0 : wave number of the grating at central (central wavelength) (2) $F = CL_g^2$
Apodization function	Sinc $A=9, B=3$	Definition : $\kappa_{z,z} = \kappa_0 \text{sinc}^A \left[\frac{1}{B} \left(\frac{Bz}{L_g} \right)^B \right]$
Coupling coefficient	$\kappa_0 L_{eq} \leq 10$ or $\kappa_0 \leq 1.3475 \times 10^{-4} (1/\mu m)$ or $\Delta n_{max} \leq 6.6526 \times 10^{-5}$	Definition : (1) $\kappa_0 L_{eq} = \int_{-L_g/2}^{L_g/2} \kappa_{z,z} dz$ (2) $\kappa_{z,z} = \pi \Delta n_{z,z} / \lambda_C$

表 1.

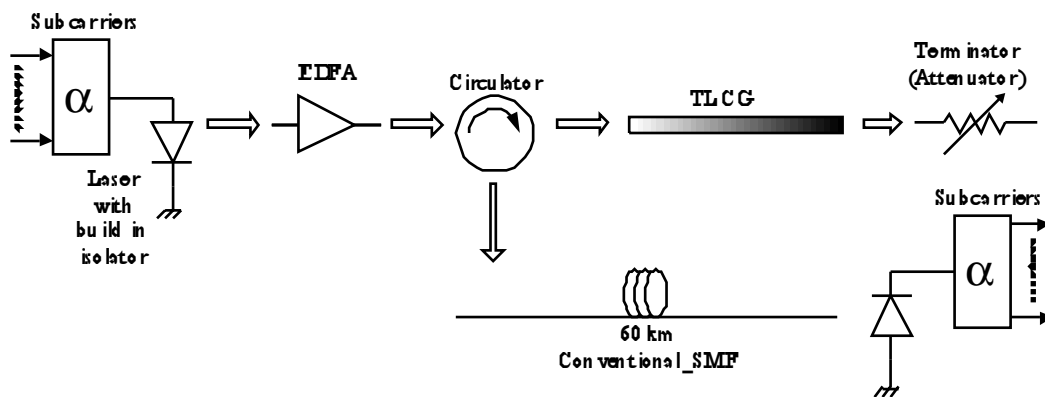


圖 8. 實驗系統架構圖

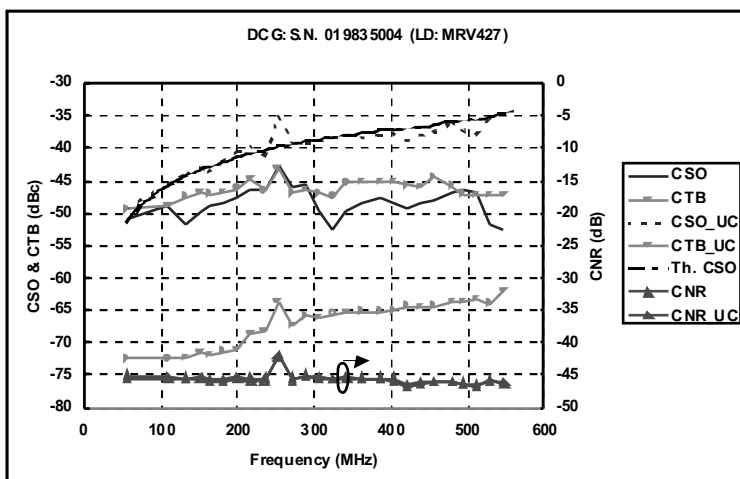


圖 9. 利用 DCG 色散補償的實驗結果

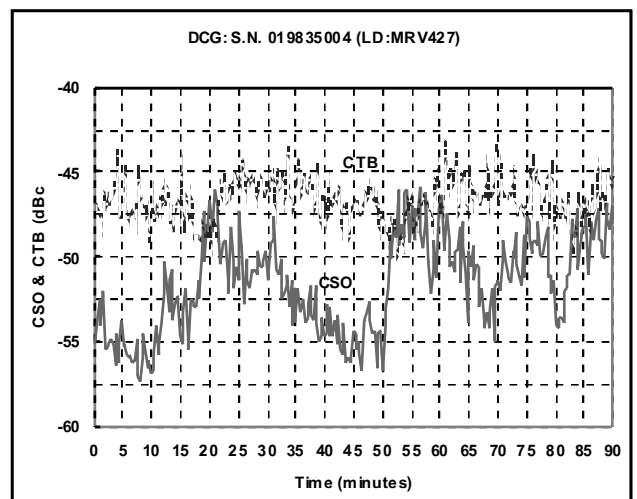


圖 10. 補償效果與時間的關係

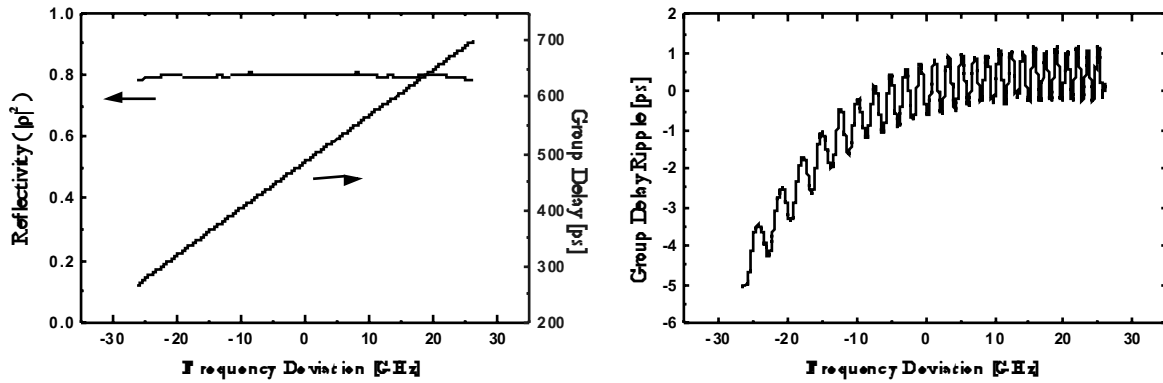


圖 6. Sinc(A=9, B=3) apodized linearly chirped grating 之 Reflectivity 與 group delay ripple 對 frequency deviation 的關係圖。圖中所使用的參數如下： $L_g = 60$ km, $BW = 20$ GHz, $D = 17$ ps/nm · km, $n_0 = 1.46$, $L_g = 6L_{g,min} = 10$ cm, $C_{opt} = 7.1785e-08$ 1/ μm^2 , $\kappa_0 L_{oq} = 10$ 。

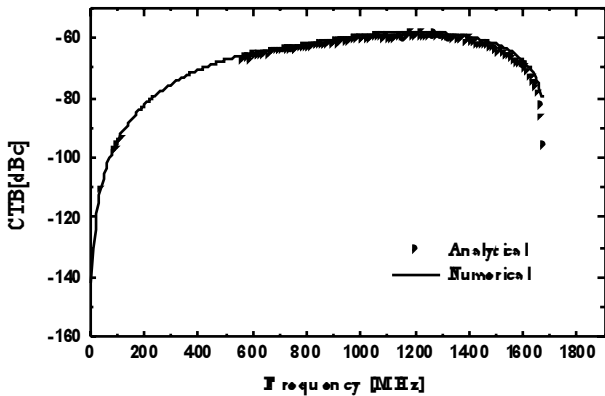


圖 5. 直調式多頻道系統三階合成拍差比之理論的分析結果和數值方法的模擬結果與頻道頻率的關係圖。圖中所使用的參數如下： $z = 10$ km, $m = 0.04/\text{ch}$, AM-channel number (NTSC frequency plan) = 80, $\lambda_0 = 1.55$ μm , $D = 17$ ps/nm · km, $\gamma = 20$ GHz, numbers of 80-channel phase combinations = 60。

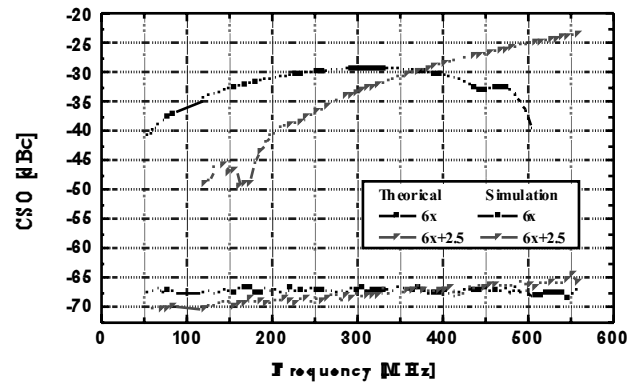


圖 7. 直調式多頻道二階合成拍差比與頻道頻率的關係圖。(a) 補償前，以空心之圓圈與方塊表示；(b) 補償後，以實心之圓圈與方塊表示。

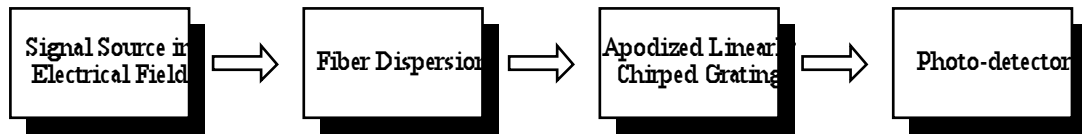


圖 1. 模擬之系統方塊圖

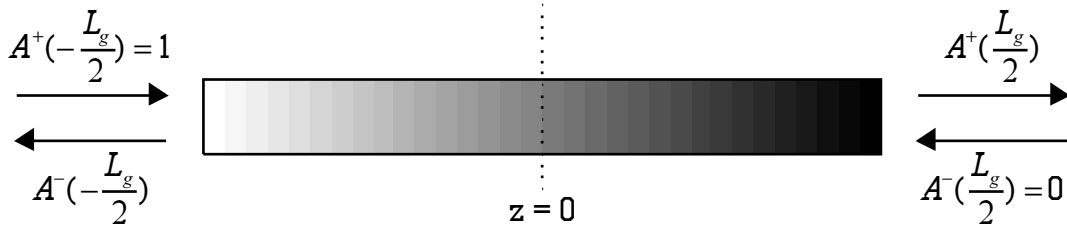


圖 2. Linearly Chirped Grating 示意圖

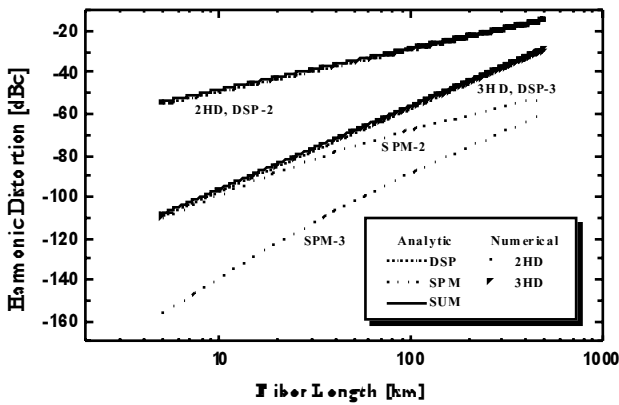


圖 3. 直調式單一頻道系統合成失真之理論的分析結果和數值方法的模擬結果與光纖長度的關係圖。圖中所使用的參數如下： $m = 0.04/\text{ch}$, $\omega = 2\pi \times 505.25 \text{ MHz}$, $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$, $D = 17 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, $\gamma = 20 \text{ GHz}$, $P = 20 \text{ mW}$, $A_{\text{eff}} = 80 \mu\text{m}^2$, $\alpha = 0.22 \text{ dB/km}$ 。

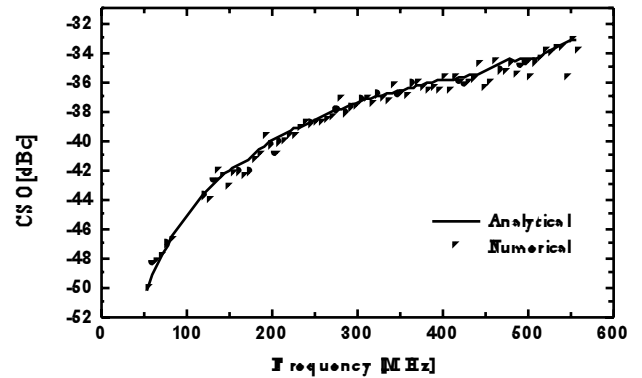


圖 4. 直調式多頻道系統二階合成拍差比之理論的分析結果和數值方法的模擬結果與頻道頻率的關係圖。圖中所使用的參數如下： $z = 10 \text{ km}$, $m = 0.04/\text{ch}$, AM-channel number (NTSC frequency plan) = 80, $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$, $D = 17 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, $\gamma = 20 \text{ GHz}$, numbers of 80-channel phase combinations = 60。