

# 光纖視訊的半頻多工傳輸 以抑制信號互調失真與光拍差干擾 ( Half-Split-Band Transmission of CATV Video Signals to Suppress IMD and OBI )

黃振發                      文治中  
Jen-Fa Huang and Chi-Chung Wen  
Department of Electrical Engineering,  
National Cheng Kung University, Taiwan, R.O.C  
Tel : 06-2757575 Ext. 62370, Fax: 06-234-5482  
E-Mail: [huajf@eembox.ee.ncku.edu.tw](mailto:huajf@eembox.ee.ncku.edu.tw)

## 摘要

在本篇論文中，我們提出了一個可以應用於光纖通訊網路上的半頻多工傳輸架構，並且利用擬亂碼雜訊對光視訊進行相位調變(Pseudo-Noise Coded Phase Modulation)來提高整個系統的效能。針對混合光纖同軸電纜(Hybrid Fiber Coax, HFC)網路中有線電視信號所使用的八十個廣播通道頻寬(0~560MHz)作分析，我們探討的重點將著重於利用半頻多工的傳輸架構來降低電視信號經過光電轉換後所引起的非線性互調失真(Inter-Modulation Distortion, IMD)。而提高諸項與互調失真相關的量測參數，諸如載波二階合成拍差(Composite Second-Order, CSO)比、載波三階合成拍差(Composite Triple-Beat, CTB)比，並且探討如何使用擬亂碼之相位調變來降低在接收端所產生的光拍差干擾(Optical Beat Interference, OBI)，經由模擬分析，我們所提出的半頻多工架構確實能提高整個系統的效能。

**Keywords** – 半頻多工(Half-Band-Split)傳輸, 交互調變失真(IMD), 二階合成拍差(CSO), 三階合成拍差(CTB), 光拍差干擾(OBI), 預失真電路(pre-distortion circuit), 擬亂碼雜訊(Pseudo-Noise Code Sequences).

## 1. 簡介

在光纖通訊技術日益成熟的情況下，我們可以樂觀地預測，光纖通訊將逐漸取代以同軸電纜為架構的通訊技術。換句話說，傳統有線電視的視訊品質如果要改善的話，從同軸電纜系統架構升級到光纖有線電視系統架構乃是必然的趨勢[1]。無論是光纖/同軸電纜混合架構(Hybrid Fiber Coax, HFC)或者是光纖到饋線網路架構，都少不了光發射機與光接收機之類比視訊光傳輸設備。由此可見，除了光纖的施工佈放外，光發射機與光接收機乃是光纖有線電視所面臨的問題核心所在。

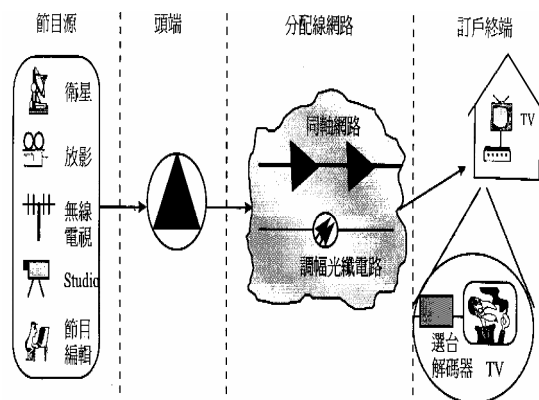


圖 1. 混合光纖電纜有線電視網路架構

在以光纖為傳輸媒介的光纖有線電視系統上，光電轉換模組是光發射機中一個不可或缺的元件。以國內有線電視 NTSC 80 頻道而言，因為是以 AM-VSB 調變的類比式視訊信號，故在傳輸設計考量上，線性度的要求是相當重要的參數。工作範圍線性度佳的話，則視訊信號經過光電轉換後所引進來的失真及混信就比較小；相對的如果工作區域線性度差的話，系統將會引進較大的失真[2]，故本論文將對光發射機調變後失真的機制作一深入的探討，以作為光纖有線電視系統取代同軸電纜有線電視系統所需參考的數據。

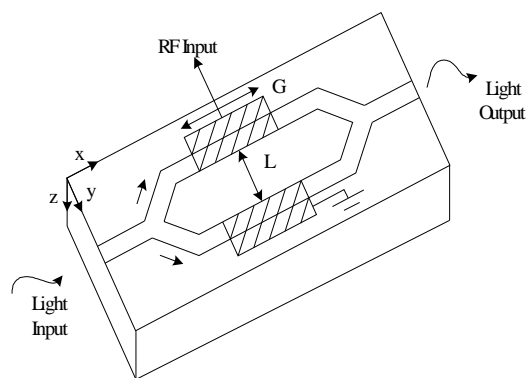


圖 2. 外調式光調變器。

圖 2 為一般外調式光調變器，其輸出對輸入的靜態轉換函數可表示為

$$P_{out(t)} = \frac{P_{in} L_a}{2} \left[ 1 + \sin \left( \frac{\pi}{V_{\pi}} V(t) + \phi \right) \right] \quad (1)$$

其中

$P_{out}$  為光調變器的光輸出功率，

$P_{in}$  為光調變器的光輸入功率，

$V(t)$  為調變電壓，

$V_{\pi}$  為半波電壓(half voltage)，

$L_a$  為插入損耗，

$\phi$  為靜態偏壓相位偏移量。

光纖通訊系統傳輸端中的電光訊號轉換器，由於其轉換特性曲線的非線性形式，造成輸入調變信號嚴重的非線性失真，尤其以二階合成拍差失真與三階合成拍差失真對系統所造成的影響最大[3]，導致系統效能的降低，在類比視訊傳輸中，線性度更是影響傳輸距離與傳輸品質的一個重要因素。而且由非線性傳輸系統所引起的交互調變失真(Inter-Modulation Distortion, IMD)更是限制了光纖視訊傳輸的速率與距離[4]。因此如何來增進傳輸系統的線性度以改進傳輸品質便是本論文研究的重心。

一個光纖傳輸系統表現的好壞除了要克服因非線性元件所造成的信號失真外，系統的動態範圍更是決定因素[5]。具備寬廣動態範圍的光纖有線電視系統，將可忍受較大的輸入功率變動；相反的，如果系統的動態範圍狹小，則輸入訊號的功率將受到很大的限制。一般來說限制動態範圍最重要的因素是系統非線性元件所引起的三階合成拍差失真。研究文獻指出，三階合成拍差將隨著輸入功率之增大而成三倍速度的增加，所以希望藉由增加輸入訊號功率來達到拉長傳輸距離的目的將是不可行的。一般來說如何在發射端對非線性元件預做補償，來抑制三階合成拍差的產生是比較可行的方式。

假設調變電壓信號為一單頻(single frequency)信號加上直流偏壓  $V_b$ ，

$$V(t) = A \cos(\omega_o t + \theta) + V_b \quad (2)$$

其中  $A$  是角頻率為  $\omega_o$  的單頻信號之振幅， $V_b$  為光調變器的直流偏壓(DC bias)。運用貝索函數(Bessel

function)可以將式子(1)展開成

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}L_u}{2} \left\{ 1 + \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right) J_0\left(\frac{\pi}{V_\pi}A\right) + 2 \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right) J_1\left(\frac{\pi}{V_\pi}A\right) \cos(\omega_o t + \theta) - 2 \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right) J_2\left(\frac{\pi}{V_\pi}A\right) \cos(2\omega_o T + 2\theta) - 2 \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right) J_3\left(\frac{\pi}{V_\pi}A\right) \cos(3\omega_o T + 3\theta) + \dots \right\} \quad (3)$$

於是我們可以根據(3)式算出

線性項/二倍頻項

$$= \frac{\cos\left[\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right] J_1\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]}{-\sin\left[\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right] J_2\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]} = -\cot\left(\frac{\pi}{V_b}V_b + \phi\right) \frac{J_1\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]}{J_2\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]} \quad (4)$$

以及

線性項/三倍頻項

$$= \frac{\cos\left[\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right] J_1\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]}{-\cos\left[\frac{\pi}{V_\pi}V_b + \phi\right] J_3\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]} = -\frac{J_1\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]}{J_3\left[\frac{\pi}{V_\pi}A\right]} \quad (5)$$

由式子(5)我們知道線性項對三倍頻項的光功率比值只與調變信號的振幅  $A$  以及半波電壓  $V_\pi$  有關，並不隨著光調變器的偏壓  $V_b$  改變。而線性項對二倍頻的功率比值則與調變信號的振幅  $A$ 、半波電壓  $V_\pi$  及光調變器的偏壓  $V_b$  都有關，故外調式光調變器應用在光纖有線電視的發射機中時，以上的參數均需審慎考慮。

## 2. 半頻多工傳輸系統架構

目前使用外調式光調變的類比系統都是將調變信號置於線性區，也就是將光調變器的偏壓點選擇在

光調變器非線性轉換特性曲線的反折點(inflexion point)。偏壓在光調變器之轉換特性曲線上的反折點時，由於轉換特性曲線的二次微分為零，所以由泰勒展開式來看，光調變器並不會引起信號的二階非線性失真。只需要在調變信號加入外調式光調變器之前，利用三階非線性失真修正/補償電路(pre-distortion circuit)來消除光調變器對信號所產生的三階非線性失真[6]，其他更高階的非線性所引起的失真程度，由於其影響遠小於二階和三階非線性失真，因此外調式光發射機只要操作在反折點再加上三階非線性失真修正/補償電路，即可達到線性化的要求。然而偏壓點的不穩定及補償不完全，仍會造成二階及三階的非線性失真[7]，因此我們提出了半頻多工的傳輸架構。

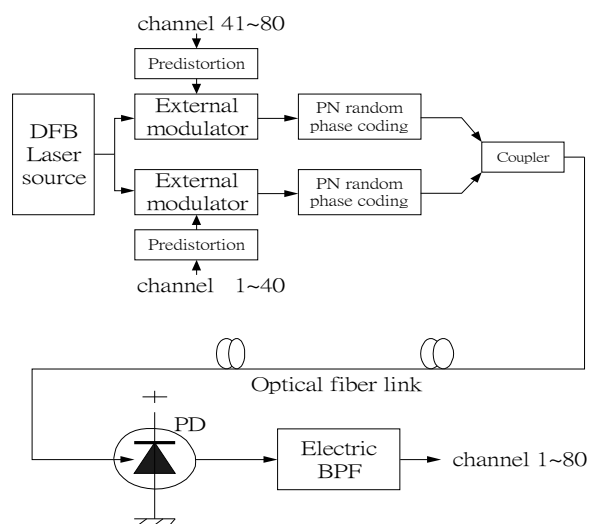


圖 3. 半頻多工傳輸接收系統架構

我們提出的半頻多工架構(如圖 3)，係將 80 個頻道分成上下兩個各 40 個頻道的頻帶，經由不同的外調式調制器調變，並加上擬亂碼相

位調制後直接耦合傳輸，再由接收端檢測。由於使用半頻多工的架構，在接收端會同時接受到兩個載波頻率非常接近的光訊號，因此會產生光的拍差干擾問題[8]，為了解決這個問題，我們採取擬亂碼相位調變的方式，來降抵光的拍差干擾。

在訊號滿載的情況下，類比視訊信號參數特性將會變得比較差；但是若能減少頻道數目的傳送，就可以明顯的提昇類比視訊信號經過光纖傳輸系統後訊號失真的特性。其理論如下所示：

以載波雜訊比參數特性為例：當傳送頻道數目為滿載時(80 個頻道)，

$$\begin{aligned} & \text{CNR}(N \text{ Channels}) \\ &= \text{CNR}(80 \text{ Channels}) + 10\log(80/N) \end{aligned} \quad (6)$$

當傳送頻道數目由滿載情況降至一半的時候(40 個頻道)，

$$\begin{aligned} & \text{CNR}(40 \text{ Channels}) \\ &= \text{CNR}(80 \text{ Channels}) + 10\log(80/40) \\ &= \text{CNR}(80 \text{ Channels}) + 3 \text{ dB} \end{aligned} \quad (7)$$

由以上的式子，我們知道載波雜訊比之參數值理論上可以獲得 3dB 的明顯改善。本論文所採用半頻多工的傳輸模式，將 CH1 ~ CH40 與 CH41 ~ CH80 分成兩條不同的外調式調制器調制，以期能獲得如上述載波雜訊比上有 3dB 的效益。因為對於類比視訊信號而言，系統的載波雜訊比值是一項非常重要的參

數，並且由於類比信號對抗雜訊的能力並不像數位信號那麼強，故 3dB 的增加效益在系統傳輸效能上，可以說是得來相當不易。

### 3. 模擬與分析

當我們考慮有線電視 N 個頻道的調變時，設電壓信號為多頻信號加上直流偏壓  $V_b$ ，並表示為

$$V(t) = \sum_{i=1}^N A \cos(\omega_i t + \theta_i) + V_b \quad (8)$$

其中  $A$  是角頻率為  $\omega$  的單頻信號之振幅， $V_b$  為光調變器的直流偏壓(DC bias)。將(8)式代入(1)式中，並令  $\chi = \frac{\pi}{V_\pi} A$  藉由貝索函數(Bessel function)展開式，我們可以獲得下列式子

$$\begin{aligned} & \sin\left[\frac{\pi}{V_\pi} \sum_{i=1}^N A \sin(\omega_i t + \theta_i)\right] \\ &= \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \sum_{n_2=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{n_N=-\infty}^{\infty} J_{n_1}(\chi) J_{n_2}(\chi) \cdots \\ & \cdot \sin[n_1(\omega_1 t + \theta_1) + n_2(\omega_2 t + \theta_2) + \cdots + n_N(\omega_N t + \theta_N)] \end{aligned} \quad (9)$$

以及

$$\begin{aligned} & \cos\left[\frac{\pi}{V_\pi} \sum_{i=1}^N A \sin(\omega_i t + \theta_i)\right] \\ &= \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \sum_{n_2=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{n_N=-\infty}^{\infty} J_{n_1}(\chi) J_{n_2}(\chi) \cdots \\ & \cdot \cos[n_1(\omega_1 t + \theta_1) + n_2(\omega_2 t + \theta_2) + \cdots + n_N(\omega_N t + \theta_N)] \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $J_n$  為 n 階的第一類貝索函數。

當  $n_i = 1, n_{j, j \neq i} = 0$  我們可以得到光功率的線性項為

$$\frac{P_{in} L_a}{2} \left( 2 J_1(\chi) [J_0(\chi)]^{N-1} \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_b + \phi\right) \right) \quad (11)$$

頻率形式為  $\omega_i + \omega_j$  的二階交互調變之光

功率為

$$\frac{P_{in} L_a}{2} \left( 2[J_1(\chi)]^2 [J_0(\chi)]^{N-2} \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_b + \phi\right) \right) \quad (12)$$

頻率形式為  $\omega_i + \omega_j - \omega_k$  的三階交互調變

之光功率為

$$\frac{P_{in} L_a}{2} \left( 2[J_1(\chi)]^2 J_{-1}(\chi) [J_0(\chi)]^{N-3} \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_b + \phi\right) \right) \quad (13)$$

因此

$$\begin{aligned} \frac{C}{CSO} &= \frac{(2J_1(\chi)[J_0(\chi)]^{N-1})^2}{(2[J_1(\chi)]^2 [J_0(\chi)]^{N-2})^2 N_{CSO}} \cot^2\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_b + \phi\right) \\ &\cong \frac{1}{N_{CSO}} \left(\frac{2}{\chi}\right)^2 \cot^2\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_b + \phi\right) \end{aligned} \quad (14)$$

以及

$$\frac{C}{CTB} = \frac{(2J_1(\chi)[J_0(\chi)]^{N-1})^2}{(-2[J_1(\chi)]^2 [J_0(\chi)]^{N-3})^2 N_{CTB}} \cong \frac{1}{N_{CTB}} \left(\frac{2}{\chi}\right)^4 \quad (15)$$

其中  $N_{CSO}$  和  $N_{CTB}$  分別是二次拍差及三次拍差失真的拍差數目

因此針對 80 個頻道以傳統全頻帶調制及半頻多工的方式所產生的 CSO 及 CTB 的值，分別加以模擬及比較：我們假

設  $\chi = \frac{\pi}{V_\pi} A = 0.2$  且  $\frac{\pi}{V_\pi} V_b + \phi = \frac{\pi}{4}$ ，根據(14)

及(15)式，我們繪出了以下的圖 4 及圖 5。

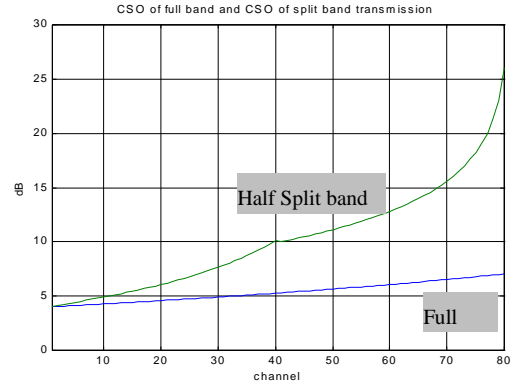


圖 4. 全頻與半頻多工調制的 CSO 比較。

由圖 4 我們可以看出在使用半頻多工調制方式，CSO 雖然在頻道 1 並沒有很明顯的改善，可是愈後面的頻道，CSO 改善的愈多，一直到第八十個頻道的時候，半頻多工的調制方式比傳統的全頻調制方式之 CSO 改善了近 20 dB。

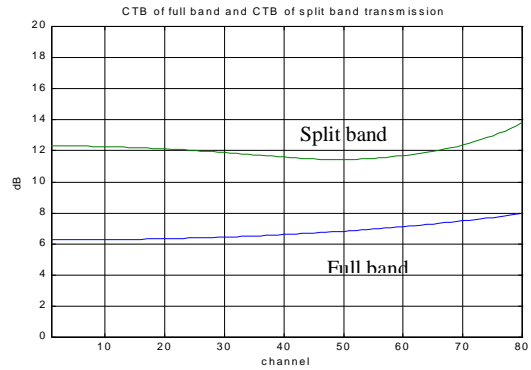


圖 5. 全頻與半頻多工調制的 CTB 比較。

由圖 5 我們可以看出來使用半頻多工調制方式，CTB 從頻道 1 到頻道 80 都至少比傳統的全頻調制方式改善了 5dB，可見半頻多工調制可以有效降低因外調式調制器的非線性效應所造成的干擾現象。

因為在傳送端作電訊號到光訊號轉換時，我們將 80 個頻道的電視信號分成上下兩個各 40 個頻道的頻帶各自用外調式調制器調制，然後再直接耦合，所以在接收端的二極體檢測器上會產生光拍差干擾，因此，我們採用擬亂碼對光視訊進行相位調變的技術來改善，其原理說明如下：

在 Photo-Detector 端所檢測出來的光電流為

$$\begin{aligned}
 i(t) &= R \times LPF \left( \left[ \sqrt{P_{S1}(t)} \cos(f_1 t + \phi_1(t)) + \sqrt{P_{S2}(t)} \cos(f_2 t + \phi_2(t)) \right]^2 \right) \\
 &= R \times LPF \left( P_{S1}(t) \cos^2(f_1 t + \phi_1(t)) + P_{S2}(t) \cos^2(f_2 t + \phi_2(t)) \right. \\
 &\quad \left. + 2\sqrt{P_{S1}(t)P_{S2}(t)} \cos(f_1 t + \phi_1(t)) \cos(f_2 t + \phi_2(t)) \right) \\
 &= R \times \left( \frac{1}{2} P_{S1}(t) + \frac{1}{2} P_{S2}(t) + \sqrt{P_{S1}(t)P_{S2}(t)} \cos((f_1 - f_2)t + (\phi_1(t) - \phi_2(t))) \right)
 \end{aligned} \tag{16}$$

其中 R 是光功率對光電流的轉換比例常數， $f_1$  及  $f_2$  是光載波的頻率， $P_{S1}$  及  $P_{S2}$  分別代表 Ch1 ~ Ch40 及 Ch41 ~ Ch80 頻道的訊號，而  $\sqrt{P_{S1}(t)P_{S2}(t)} \cos((f_1 - f_2)t + (\phi_1(t) - \phi_2(t)))$  則為光拍差干擾，

在這裡我們要強調的是，我們假設光拍差干擾係為分佈在以 0MHz 為中心而標準差為 50MHz 的高斯分佈形式上， $\phi_1(t)$  及  $\phi_2(t)$  則是在調制時加在光載波上的擬亂碼雜訊相位。我們使用兩個正交且長度為 31 位元的最大長度序列碼，使用 recursion polynomials  $h_1(x)=1+x^2+x^5$  所產生之 PN code 1，加在頻率為  $f_1$  光載波的相位中，使用 recursion polynomials  $h_2(x)=1+x+x^2+x^4+x^5$  所產生之 PN code 2，加在頻率為  $f_2$  光載波的相位中，當碼值是 1 時則  $\phi(t)=\pi/2$ ，當碼值是 0 時  $\phi(t)=-\pi/2$ 。

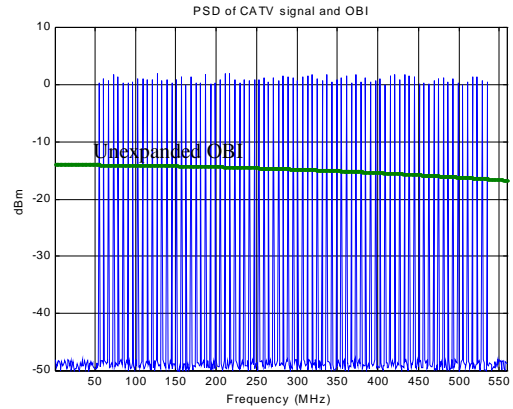


圖 6. 線電視廣播頻帶 0~560MHz 內的 80 個頻道訊號及光拍差干擾。

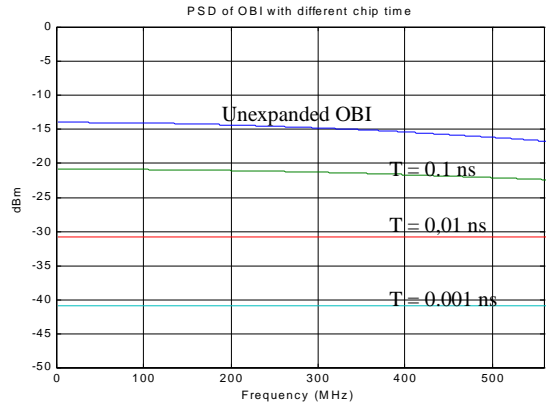


圖 7. 在 0~560 MHz 頻帶內 OBI 被抑制的現象，

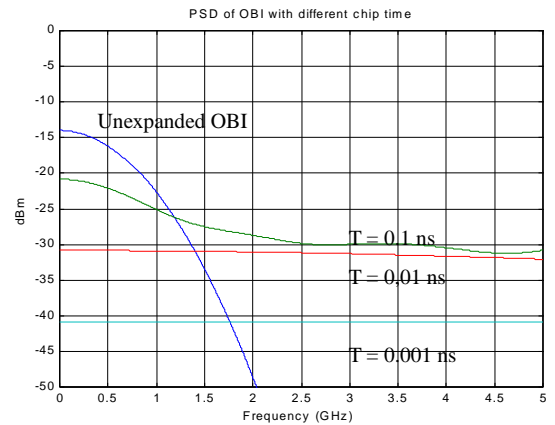


圖 8. 在 0~5GHz 內 OBI 被抑制的現象，

圖 6 所顯示的是在我們要模擬的有線電視廣播頻帶 0~560MHz 內的 80 個頻道訊號及光拍差干擾分佈狀況。圖 7 所顯示的是 0~560MHz 信號頻帶內的光拍差干擾的功率頻譜，使用 PN code 1 及 PN code 2 的擬亂碼雜訊相位調制，分別模擬 chip time (即是 PN code 中每個 chip 的寬度) 為 0.1ns, 0.01ns 及 0.001ns 時光拍差干擾的變化，在 chip time 等於 0.001ns 時在 0MHz 的光拍差干擾被降低了約 27dB，我們可以看出當 chip time 愈小的時候光拍差干擾就更有效的被抑制，由(16)式可以得知，經由傳送端加在光載波上的擬亂碼相位變化，會使得在檢測端的光拍差干擾的頻率成分提升到更高的頻帶，進而減少了電訊號頻帶內的光拍差干擾成分，而這樣的擬亂碼雜訊相位調制，並不會影響到真正訊號的檢出。圖 8 所顯示的是 0~5GHz 的光拍差干擾被擬亂碼相位調制方式所抑制的現象。可以看出光拍差干擾的功率被分散到非常高頻的部份。

#### 4. 結論

在這篇論文中，我們提出了一個可以應用於光視訊在光纖網路上的半頻多工傳輸架構，在這個架構下可以使得整個有線電視訊號在經由光通道傳送時的線性度提高，並且以混合光纖電纜的有線電視網路系統模擬，可以發現到 CSO 及 CTB 都能夠有效的改善。利用擬亂碼對光視訊作相位調制的方式可以進一步降低在接收端所產生的光拍差干擾以提昇整個系統的效能。使用不同的擬亂碼 chip time (即是 PN code 中每個 chip 的寬度)來作模擬，我們發現當 chip time 高達 0.001ns 時，光拍差干擾可以降低約 27dB。

#### 參考文獻

- [1]. J.A. Chiddix, H. Laor, D.M. Pangrac, L.D. Williamson, and R.W. Wolfe, "AM Video on Fiber CATV Systems; Need and Implementation", IEEE J. Select Areas in Communi., Vol. 8, No. 7, pp. 1229-1239, 1990.
- [2]. G.K. Gopalakrishnan, T.J. Brophy, and C. Breverman, "Experiment study of fiber induced distortions in externally modulated 1550 nm analog CATV links" Electron Lettr., No. 32(14), pp. 1309-1310, 1996.
- [3]. W.I. Way, "Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Considerations for Subscriber Loop Applications", Journal of Lightwave Technology, Vol.7, No. 11, 1989.
- [4]. T.E. Darcie, and G.E. Bodeep, "Lightwave Subcarrier CATV Transmission Systems", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 38, No. 5, pp. 524-533, 1990.
- [5]. M. Nazarathy, J. Berger, A.J. Ley, L.M. Levi, and V. Kagon, "Progress in Externally Modulated AM CATV Transmission Systems", J. Lightwave Technol., Vol. 11, No.1, pp.82-105, 1993.
- [6]. S.P. Dye, and N.J. Gomes, "Dual-modulation compensation for optical intensity modulator nonlinearities", IEEE Photon Technol. Lettr., Vol. 8, No.1, pp.72-74, 1997.
- [7]. B. Clesxa, P. Bousselet, and L. Hamon, "Second order distortion improvements or degradations brought by Erbium-doped fiber amplifiers in analog links using directly modulated lasers", IEEE Photon. Technol. Lettr., No. 5(9), pp. 1029-1031, 1993.
- [8]. Mohammad M. Banat, and M. Kavehrad, "Reduction of optical beat interference in SCM/WDMA networks using pseudo-random phase modulation", Journal of Lightwave Technology, Vol. 12, No. 10, pp. 1863 -1868, Oct. 1994.

### **Brief Biography:**

(1) Huang, Jen-Fa is an associate professor in the Department of Electrical Engineering at the National Cheng Kung University, Taiwan. Dr. Huang received his M.A.Sc. and Ph.D. degree from the Department of Electrical Engineering at the University of Ottawa, Canada, in 1981 and 1985 respectively. After his graduation, he joined MPB technologies, Montreal, at Optical Communication Laboratories working on TAT-9 transatlantic undersea lightwave transmission project. Since 1991 he has joined the Department of Electrical Engineering at the National Cheng Kung University. His research interests are mainly in the areas of optical communications, all-optic data network, and fiber-optic sensory.

(2) Chi-Chung Wen was born in Taipei, Taiwan on December 1969. He received his B.S. degree in 1998 from the Department of Electrical Communications, National Taiwan University of Science and Technology. Currently, he is working towards his M.A.Sc. degree in the Fiber Communication Lab., Department of Electrical Engineering, National Cheng Kung University, Taiwan. His major interests are in fiber-optic communications and optical data networks.