

柵狀編碼差分幅相移鍵調變無線傳輸系統之同步與檢測技術研究 (3/3)

Synchronization and Detection Techniques of Trellis-Coded DAPSK for Wireless Multimedia Communication

計畫編號：NSC 91-2213-E-009-004

執行期限：90年8月1日至89年7月31日

主持人：魏哲和 國立交通大學電子工程學系教授

計畫參與人員：陳燦琳、鍾瑞元、黃隆濤 國立交通大學電子研究所研究生

一、中文摘要

本計畫主要是研究在無線多媒體通訊系統中，柵狀編碼差分幅相移鍵(trellis-coded DAPSK)調變訊號之同步與檢測技術。本計畫分三個部份進行研究。第一部份主要是研究柵狀編碼差分幅相移鍵調變訊號之調變與檢測技術，將調變和錯誤更正技術合而為一，取代傳統的獨立調變和錯誤更正，在不增加傳輸頻寬的前提下，改善傳輸系統的可靠度。第二部份主要是研究通道補償與所需之同步技術，利用前置(preamble)訊號及判定回饋(decision-feedback)訊號輔助，來估測出頻率漂移量，以及因多重路徑衰落所造成的通道失真，進而對通道失真及頻率漂移有所補償，以便進行準同調(quasi-coherent)差分檢測。第三部份主要是研究多重符號檢測技術，並且結合通道等化與差分檢測技術，用於檢測差分幅相移鍵調變訊號，提供較佳的效能表現。適應性通道等化是在頻帶有限通訊系統中解決符碼干擾的好方法，由於多點網路及時變環境，使得傳統非適應性方法難以決定適當的訓練序列信號長度及重新訓練之時機。本計畫中應用 Stop-and-go 雙模演算法 [4] 於盲蔽等化器中以增加收斂速度。

Abstract

In this project, the synchronization and detection techniques of the trellis-coded DAPSK signals are investigated for wireless multimedia communication systems. The study in this project is separated into three parts. The first part is concentrated on the study of modulation and error-correcting techniques for trellis-coded DAPSK signals. The trellis-coded modulation combines modulation and error-correction for improving the reliability of a transmission system without increasing the transmitted power or the required bandwidth. The second part is to investigate the techniques of channel compensation and the required synchronization. The proposed channel estimation technique is assisted with preamble signals and the decision-feedback signals to estimate and compensate the combined channel distortion effects due to the multipath fading and frequency offset. The DAPSK signal is detected by using the quasi-coherent differential detection. The other part is to investigate the techniques of multi-symbol detection. We propose a scheme

combining decision feedback equalization and differential detection, which can outperform combined linear equalizer and differential detection. Adaptive equalization is a powerful technique to solve intersymbol interference (ISI) generated in bandlimited communication channel. In the traditional equalizers, we need to transmit a predetermined training data sequence. However, the length of the training and retraining period are difficult to decide for multipoint network and time-varying channel. In our works, we apply the stop-and-go dual mode algorithm to the blind equalization of DAPSK signals.

二、緣由與目的

近年來在無線通信系統研究中，運用多階調變(multilevel modulation)技術[1]的問題，陸續地被提出探討。以因應未來無線通訊系統的應用趨勢。由於差分幅相移鍵(DAPSK)調變方法[2]，將傳輸資料分別編碼於載波訊號的振幅變異量與相位變異量中，所以可利用差分檢測的方式將傳輸資料解碼還原。由於在差分檢測系統中載波訊號的絕對振幅與絕對相位並不十分重要，因此接收端中不需要有自動增益控制(Automatic Gain Control, AGC)迴路與載波相位回復之電路，不僅適用於衰落通道中，同時也可使接收端系統較簡化。

若在一功率有限(power-limited)的環境中，想要用最少的功率來達到系統的效能，有一種解決的方法是使用柵狀碼調變(Trellis Coded Modulation, TCM)是一種結合錯誤更正碼和數位調變的技術。此一技術可在不增加傳輸功率或傳輸頻寬的情形下，來改善數位傳輸系統的可靠度。

本計畫主要是針對使用柵狀編碼差分幅相移鍵調變訊號，在無線多媒體通訊系統中，接收端所需之同步與檢測技術進行研究。然而柵狀編碼差分幅相移鍵調變訊號，會隨著調變階數以及編碼率之不同，而使系統之功率效益(power efficiency)與效能表現有所差異。因此如何在考量傳輸速率、頻寬、功率與效能表現上，找到最佳化之傳輸調變模式，是個相當重要的課題。此外，在此一系統中，實用的同步與檢測之演算法及電路架構設計以及等化技術研究為本計劃研究之重點。

三、柵狀編碼差分幅相移鍵調變

針對柵狀編碼差分幅相移鍵調變(Trellis Coded DAPSK)的解調技術，可區分成兩個步驟，首先是將接收到的 TC-DAPSK 信號作差分檢測，將 TC-DAPSK 信號還原回 TC-APSK 信號，接下來再利用維特比演算法(Viterbi Algorithm)來決定其最有可能的分支路徑，以完成柵狀解碼。

圖二為柵狀解碼之維特比演算法(Viterbi Algorithm)的方塊圖。對於每一分支的 metric，經過差分檢測後 TC-APSK 信號可以用垂直座標(I and Q)或是極座標(R and Φ)的形式來計算。因為在傳送端對 TC-APSK 信號的 amplitude 及 phase 都作差分編碼，因此我們認為柵狀解碼之維特比演算法中的 metric 計算若使用極座標(R and Φ)的形式來表示 TC-APSK 信號，應該較能表現出通道中雜訊的特性。所以我們第一階段即對 TC-16DAPSK 系統(如圖三所示)，使用極座標表示法來分析柵狀解碼之維特比演算法。

圖三所示的 TC-16DAPSK 系統，傳送端的資料位元串經過 Serier-to-Parallel converter 轉換為 3-bit 符元串，透過一個柵狀編碼器將每一個符元調變成 TC-APSK 信號，最後在將信號的相位部份作差分編碼後傳送至通道。

我們針對 TC-16DAPSK 系統，其中 convolutional encoder 考慮如圖四之架構進行模擬，不管是在 AWGN 通道或是多重路徑衰落通道，和傳統的方法比較，都可得到較好的 performance。

四、盲蔽式等化器

從解調技術上的考量，由於接收訊號受多重路徑反射的干擾而發生嚴重的衰落現象，產生隨機性的頻率與相位調變，使得接收訊號相位快速變化，導致同步相位解調變得較為困難。由於差分檢測技術並不需要載波相位回復，因此採用非同調差分檢測法的接收端之硬體複雜度會比較低。然而，差分檢測法極易受傳輸端與接收端間的頻率偏差所影響，太大的頻率漂移將會使系統效能大受影響。

本計畫之前兩年研究利用前置(preamble)訊號及判別式回饋(decision-feedback)訊號輔助之通道補償技術，先從接收訊號中，估測出頻率漂移量，以及因多重路徑衰落所造成的通道失真，進而對通道失真及頻率漂移有所補償，補償後之訊號再做 DAPSK 差分檢測。此一檢測方法可歸類為準同調(quasi-coherent)差分檢測法。

此外，我們同時也考慮檢測系統所需之符號時序回復技術。使接收器在進行檢測時有正確的取樣時序。

在時序回復架構中，我們先利用一種非線性時序誤差估測器取得時序誤差估測值後，再利用適應性內插器(adaptive interpolator)當做時序誤差修正器，同時達到時序回復及干擾消除的目的，其架構如圖六所示。

針對非線性時序誤差估測器的設計，如圖七所示，主要是利用取樣頻率為符碼率的 N_S 倍之時脈產生器，先對基頻解調訊號取樣後，經由一個非線性運算

器，相關的研究成果已發表再國際會議及期刊上 [7][8]。本年度中，我們除了進行同步及時序回復之電路功能模擬外，亦針對盲蔽式等化器進行研究。

對於非同調解調來說，DAPSK 是一個較佳的調變方法，我們根據 [3] 訂定本 DAPSK 調變所採用參數 Tab. 1 及模型圖八。圖八是 64-(D)APSK 訊號空間分佈(signal space diagram)。由於我們的所提的方法只會受訊號星座(constellation)分佈的影響，圖八中的 Q_n 和 S_n 擁有同樣的訊號星座圖，因此在殘餘符碼干擾(residual ISI)上並沒有不同，但差分編碼在 BER 效能表現上則較為優良。

殘餘符碼干擾及訊號雜訊比之定義分別如(1)(2)所示，通道響應 $h(k)$ 與 [4]相似，在我們的模擬中，SNR=30dB, ISI channel 則訂定與 [4-5] 相似。

$$ISI = \frac{\sum_k [|h(k) * W^H(k)|^2] - [|h(k) * W^H(k)|_{\max}^2]}{[|h(k) * W^H(k)|_{\max}^2]}, \dots\dots(1)$$

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{E[|a(k) * h(k)|^2]}{f_n^2}, \dots\dots\dots(2)$$

而模擬結果則如下所示：

圖十是不同方法在 32-DAPSK 調變的殘餘符碼干擾，這些方法包含 CMA, MCMA, DMCMA and SGA 等盲蔽式等化技術。

圖十一則是 CMA, MCMA, DMCMA and SGA 等盲蔽式等化技術在 64-DAPSK 調變的殘餘符碼干擾。

在圖十二中我們比較 DAPSK 與 QAM 調變方法殘餘符碼干擾的不同。

我們將不同的盲蔽等化演算法應用到 DAPSK 調變，可得到相似於應用到 QAM 調變 [6] 的收斂行為，但是由於 DAPSK 調變不像 QAM 調變有清晰易分辨的訊號星座圖，當我們使用盲蔽等化演算法時無法解決相位旋轉的問題，因此必須在盲蔽等化之後增加如差分解碼或鎖相迴路等相位回復的機制。

Appendix: Equations of Stop-and-Go dual-mode algorithm (SGA)

Blind mode	
Equalizer Output	$y(k) = X^H(k)W(k)$
Update Equation	$W(k+1) = W(k) - \mu \cdot f(k) \cdot e(k) \cdot X^H(k),$ $y(k) \notin D_k$
Cost Function	$J_R(k) = E[(y_R^2(k) - R_{k,R})^2]$ $J_I(k) = E[(y_I^2(k) - R_{k,I})^2]$
Auto-Generated Error Function	$e_R(k) = y_R(k)(y_R^2(k) - R_{k,R})$ $e_I(k) = y_I(k)(y_I^2(k) - R_{k,I})$
Constant Modulus Parameter	$R_p = \frac{E[a(k) ^4]}{E[a(k) ^2]}$
Control flag	$f^R(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn } e^R(k) = \text{sgn } e^R(k) \\ 0 & \text{if } \text{sgn } e^R(k) \neq \text{sgn } e^R(k) \end{cases}$ $f^I(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn } e^I(k) = \text{sgn } e^I(k) \\ 0 & \text{if } \text{sgn } e^I(k) \neq \text{sgn } e^I(k) \end{cases}$

Tracking mode

	Tracking Mode
Equalizer Output	$y(k) = X^H(k)W(k)$
Update Equation	$W(k+1) = W(k) - \mu \cdot f(k) \cdot e(k) \cdot X^H(k)$, $y(k) \in D_k$
Cost Function	$J_R(k) = E[(y_R^2(k) - R_{k,R})^2]$ $J_I(k) = E[(y_I^2(k) - R_{k,I})^2]$
Decision-Directed Generated Error Function	$e_R(k) = y_R(k)(y_R^2(k) - R_{k,R})$ $e_I(k) = y_I(k)(y_I^2(k) - R_{k,I})$
Constant Modulus Parameter	$R_p = \frac{E\{ a_D(k) ^4\}}{E\{ a_D(k) ^2\}^2}$
Control flag	$f_R(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_R(k) = \text{sgn } e_R(k) \\ 0 & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_R(k) \neq \text{sgn } e_R(k) \end{cases}$ $f_I(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_I(k) = \text{sgn } e_I(k) \\ 0 & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_I(k) \neq \text{sgn } e_I(k) \end{cases}$

where this table only has shown Go-mode algorithm

五、總結

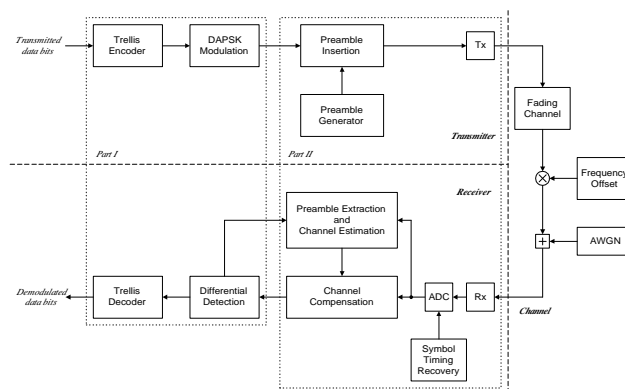
CMA[1]是一個有效率的等化方法，原本被提出以抵抗通道效應所導致的符碼干擾，我們將不同的盲蔽等化演算法應用到 DAPSK 調變，可得到相似於應用到 QAM 調變[6]的收斂行為，但是由於 DAPSK 調變不像 QAM 調變有清晰易分辨的訊號星座圖，當我們使用盲蔽等化演算法時無法解決相位旋轉的問題，因此必須在盲蔽等化之後增加如差分解碼或鎖相迴路等相位回復的機制。

六、參考文獻

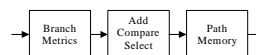
- [1] W. Webb and L. Hanzo, "Modern Quadrature Amplitude Modulation," *IEEE Press & Pentech Press*, 1994.
- [2] W. J. Weber, "Differential Encoding for Multiple Amplitude and Phase Shift Keying Systems," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-26, No.3, pp. 385~391, Mar 1978.
- [3] H. Rohling, T. May, K. Bruninghaus and R. Grunheid, "Broad-Band OFDM Radio Transmission for Multimedia Applications", *Proceedings of IEEE*, Vol 87, No. 10, pp. 1778-1789, Oct 1999.
- [4] C. H. Tseng, C. B. Lin, "A Stop-and-Go Algorithm for Blind Equalization", *Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 1427-1431, 1996.
- [5] G. Picchi and G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a "Stop-and-Go" Decision-Directed Algorithm", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, pp. 877-887, Sep. 1987.
- [6] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp. 1867-1875, Nov. 1980
- [7] D.-Z. Liu and C.-H. Wei, "Asynchronous Symbol Timing Recovery with Adaptive Interpolation Filter

for High Data-Rate Digital Mobile Radio," Proceeding of 2000 IEEE International Symposium on Circuit and Systems, Geneva, Switzerland, II-85~88, May 28~31, 2000

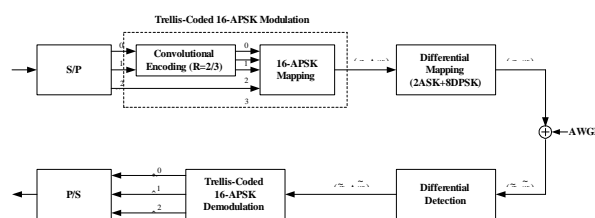
- [8] D.-Z. Liu and C.-H. Wei, "Channel Compensation for Preamble-Assisted DAPSK Transmission in Mobile Radio Communication," Proceeding of International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, B8-4, Osaka, Japan, Sep. 12-15, 1999.



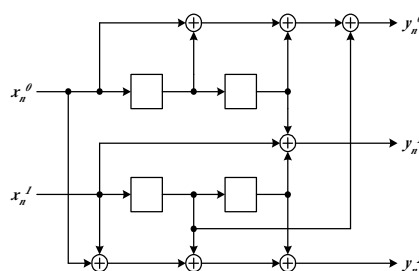
圖一 柵狀編碼差分幅相移鍵調變傳輸系統與通道模型



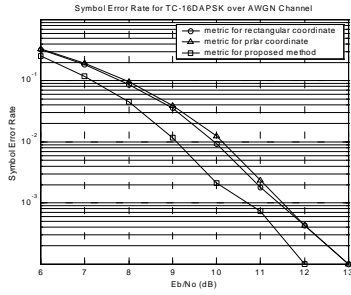
圖二 Viterbi decoder 之方塊圖



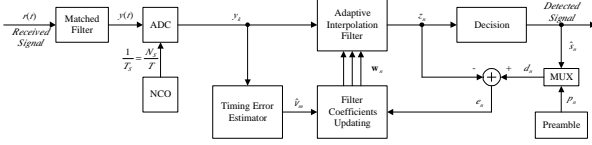
圖三 Trellis Coded 16DAPSK 之系統方塊圖



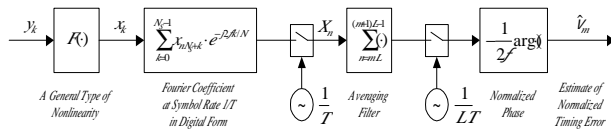
圖四 Convolutional Encoder (R=2/3)



圖五 Performance of TC-16DAPSK over AWGN channel



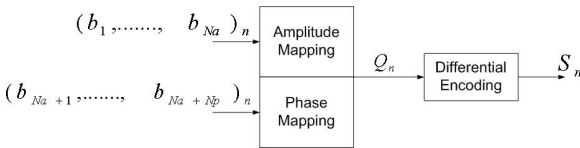
圖六 時序回復架構



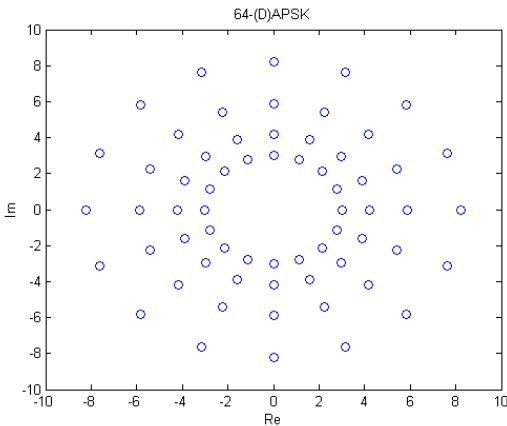
圖七 非線性時序誤差估測器

Tab. 1 Modulation parameters for DAPSK [6]

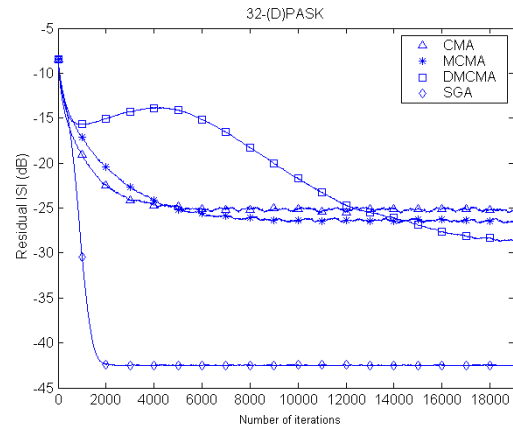
	Na	Np	a (振幅)
M<16	1	M	-
M=16	2	8	2.0
M=32	2	16	1.6
M=64	4	16	1.4
M=128	4	32	1.3



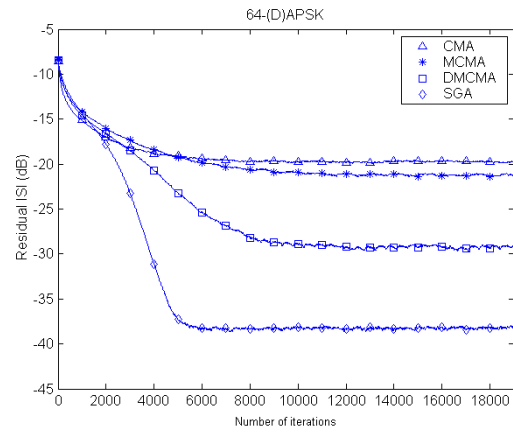
圖八 DAPSK modulation model [3]



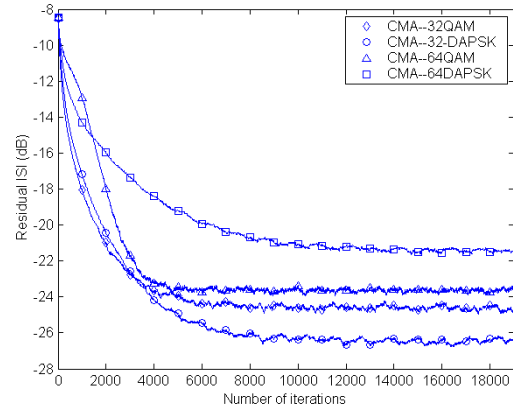
圖九 A 64-(d)APSK signal space diagram



圖十 Residual ISI performances for 32-DAPSK



圖十一 Residual ISI performances for 64-DAPSK



圖十二 Residual ISI performances for QAM and DAPSK