

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告
採用重覆性解碼的編碼調變
Coded Modulation Scheme Using Iterative Decoding

計畫編號：NSC 89-2213-E-002-060
執行期間：88年8月1日至89年7月31日
主持人：林茂昭 國立臺灣大學電信所
計畫參與人員：唐宏驊 國立臺灣大學電機所
葉加榮、周正煌 國立臺灣大學電信所

一、中文摘要

在本研究之中，我們提出了一種應用渦輪碼及延遲處理器之多層次編碼調變系統。不同於傳統使用 m 個二元碼來對 m 層的分割結構加以編碼的方式，我們結合前 $m-1$ 層一起編碼，其編碼係使用遞迴式系統性迴旋碼所裝置成的渦輪碼及串接一個延遲處理器所構成。另外在最低層上，我們再用數個擴展 BCH 區塊碼來進行編碼。另配合多工器將渦輪碼加以適當交替置放在不同層次的方式，我們分別探討了三種不同架構的性能。其解碼方法則分別以 BCJR 及 soft decoding based on ordered statistics 為基礎加上一些已解碼過的軟式訊息來解碼。由模擬結果顯示，我們所提出的調變碼在中到長的解碼延遲和中到高訊雜比條件下，我們所建構的編碼調變系統比傳統的多層次編碼有較佳的除錯性能及較低的複雜度。舉例言之，在僅使用含四個籬柵狀態個數之渦輪碼，解碼延遲為 4096 訊息位元，總和編碼率為二位元情形下，其除錯效能能訊雜比 4.4db (E_b/N_0) 時，即可達錯誤率 10^{-5} 左右。

英文摘要

In this report, we propose a Turbo coded modulation scheme, the proposed coding strategy is first based on multilevel codes with interdependency between consecutive levels of a given labeling. With m -level partition structure, we combine the first $(m-1)$ consecutive levels as a single Turbo code, the m -th level is encoded as a BCH code. The resultant coded sequence is then sequentially processed by the multiplexer, the multilevel delay processor and the signal mapper. With proper choices of the

multiplexer, the delay processor and interdependency between consecutive levels, we can design a coded modulation with good performance. The proposed coding scheme can be suboptimally decoded in multiple stages with component codes decoded sequentially stage by stage. With some previously recovered informations, the Turbo code can be decoded by the iterative decoding, and then the BCH code can be decoded by soft-decision decoding based on ordered statistics. Simulation results show that the proposed coded modulation has some attractive performances with low decoding complexities. A BER of 10^{-5} at an E_b/N_0 of 4.4 dB can be achieved if the decoding delay is 4096 message bits.

二、計畫的緣由與目的

渦輪碼(Turbo Code)為一種新的二元編碼技術，這種編碼技術是將兩個遞迴式系統性迴旋碼(recursive systematic convolutional code)加以並聯，其間再加上一個錯開器(interleaver)來編碼(圖1所示是碼率為 1/3 渦輪碼)。其解碼則使用“軟式輸入/軟式輸出(soft-in/soft-out)”的解碼技術，以及重覆性解碼的方法來解碼[1]。由於使用這種方式所設計的編碼系統，其除錯性能非常優越，因此在編碼調變的領域中，將渦輪碼的觀念應用於編碼調變系統中已成為最熱門的選擇。目前已有部分學者研究將渦輪碼的觀念應用於編碼調變系統，也就是採用重覆性解碼的編碼調變；但是在複雜度、錯開器大小及可靠度的考量之下，仍有很大的改善空間。

1993年，Hellstern提出一種具有延遲處理器的籬柵碼(trellis code)。其編碼係使用一個二

元碼 (binary code)，串接一個延遲處理器所構成。該延遲處理器係將輸入的位元，按照不同的層次給予不同的延遲長度，以便將輸入的位元分散至不同的編碼時間，其效果是增加該編碼系統的限制長度 (constraint length)。此碼的解碼可藉由原二元碼的腓特比 (Viterbi) 解碼器加上一些已解碼過的訊息來完成。這種編碼架構的設計可以達到良好的除錯性能，其缺點則是解碼的延遲長度變的更長。

在本研究中，我們應用了渦輪碼及 Hellstern 技術的觀念，設計出一種具較佳除錯性能，較低複雜度及中等解碼延遲之多層次編碼調變。不同於傳統使用 m 個二元碼來對 m 層的分割結構加以編碼的方式，我們結合前 $m-1$ 層一起編碼，其編碼係使用一個適當碼率的渦輪碼及串接一個延遲處理器所構成，另外在最低層上我們則使用數個擴展 BCH 區塊碼來進行編碼。由模擬結果得知，在使用僅含四個籬柵狀態個數之渦輪碼時，我們的調變碼在中高訊雜比條件下就有不錯的性能，若提高成份碼到八個籬柵狀態個數時，其除錯效能高訊雜比時更會大幅改善。

三、研究方法與成果

A、使用渦輪碼及延遲處理器之多層次編碼調變

編碼調變架構的系統方塊圖如圖 2 所示。我們所提出的設計實例是應用在八相位偏移輸入 (8PSK) 上，採用 Ungerboeck 所提出的分割方法 (Partitioning) 來把所編碼的訊息映射成訊號星座 (Signal Constellation)。在第一，二層上，使用一個由含四個籬柵狀態個數，碼率為 $17/32$ 的渦輪碼，並串接一個多工器及一個二層的延遲處理器來編碼。由於設置在第一，二層上渦輪碼的優越性能，第三層使用傳統 (16, 15, 2) 里德穆勒碼已無法滿足需求，在本研究中我們嘗試在第三層上使用數個 (128, 120, 4) 擴展 BCH 區塊碼來編碼，以提高第三層的除錯性能。這樣構成總和編碼率為二個位元的調變碼，其解碼延遲為 $2N$ 個信息位元， N 為區塊長度 (block length)。另外，針對多工器將所產生的渦輪碼加以適當交替置放在不同層次的方式，我們分別探討了三種不同架構的除錯性能。架

構一為將渦輪碼的信息位元 (message bit) 置於第一層，將檢查位元 (parity check bit) 置於第二層；架構二為將信息位元置於第二層，將檢查位元置於第一層；架構三為當渦輪碼中第一個成份碼的信息位元相對應之檢查位元被剔除器 (puncturer) 刪除時，則將該信息位元改置於第二層，否則信息位元置於第一層。

B、多層次編碼之解碼步驟

在渦輪碼解碼方面，我們用 Log-MAP 演算法加上一些已解碼過軟的 (soft) 訊息為基礎來做為“軟式輸入/軟式輸出”解碼器。由於我們將渦輪碼應用在多層次編碼架構中並串接一個延遲處理器，隨著延遲的級數變大，系統會因錯誤傳播 (error propagation) 現象而造成系統的除錯性能變得較不穩定，因此有關軟性通道的計算及檢查位元的產生必須加以修正。在 BCH 區塊碼解碼方面，考量解碼複雜度及除錯性能，我們採用一種在 1995 年由 Fossorier and S. Lin 所提出的一種適用於區塊碼之軟式解碼法：soft decision decoding based on ordered statistics [2]。該軟式解碼法是目前已知各種區塊碼軟式解碼方式中在同等區塊碼解碼複雜度之下，而仍具有最佳的除錯性能的一個。

C、模擬結果

在模擬過程中，我們用前章所提出的最佳的解碼演算法對所提出的調變碼進行解碼，剛開始我們所用的成份碼為具有四個籬柵狀態個數的遞迴式系統性迴旋碼，其生成成份碼矩陣 (generator matrix) 以八進位表示為 (1, 5/7)，所用的錯開器為隨機錯開器 (pseudo random interleaver)，其後我們亦測試改用具八個籬柵狀態個數的成份碼 (1, 15/17)，以瞭解其對系統性能的改善程度。圖 3 為架構一、架構二及架構三其除錯性能的比較。圖 4 為架構一及架構三其除錯性能對疊代次數 (iteration number) 的作圖，從模擬結果發現 10 次疊代就已足夠；圖 5 為架構一及架構三其除錯性能對不同區塊長度作圖。圖 6 為架構三其置於第一、二層之渦輪碼及置於第三層之 BCH 碼個別除錯性能比較。圖 7 及圖 8 是在相同或相當之解碼延

遲下，比較我們所提出的調變碼與傳統將具十六個籬柵狀態個數之渦輪碼應用於調變碼[3-5]的情形。由模擬結果得知，在使用僅含四個籬柵狀態個數之渦輪碼時，我們的調變碼在中高訊雜比條件下就有不錯的性能，若提高渦輪碼中成份碼到八個籬柵狀態個數目時，其除錯效能在高訊雜比時更會大幅改善。

四、結論與討論

由於渦輪碼的優越性能，目前已有學者研究將渦輪碼應用於編碼調變系統中，得到相當顯著的效能，但是其所使用之渦輪碼中成份碼含 16 個籬柵狀態數目，其解碼複雜度也相對提高。而本研究的努力即是在成份碼中所含的籬柵狀態個數不超過 8 之條件下，建構出一種性能不錯之調變碼，並降低其解碼複雜度。

在本研究中，我們成功結合了渦輪碼及 Hellstern 技術的觀念，來設計一種多層次編碼調變系統。我們所提出的調變碼在中等的解碼延遲和中到高訊雜比條件下，我們的碼在低解碼複雜度下就有不錯的性能。由設計實例顯示，在僅使用含四個籬柵狀態個數之渦輪碼，解碼延遲為 4096 訊息位元，總和編碼率為二位元情形下，其除錯效能訊雜比 4.4db (E_b/N_0) 時，即可達錯誤率 10^{-5} 左右。

五、Reference

[1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-Code(1)," IEEE Int. Conf. On Communications, 1993.

[2] M.P.C Fossorier and S. Lin, "Soft-decision decoding of linear block codes based on ordered statistics," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 41, no.5, pp.1379-1396, Sept. 1995.

[3] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi and F. Pollara, "Parallel concatenated trellis coded modulation," IEEE Conf. on Commun., pp. 974-978, 1996.

[4] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi and F. Pollara, "Serial concatenated trellis coded modulation with iterative decoding: design and performance," Proc. IEEE Glob. Commun. 97, pp. 38-43, 1997.

[5] U. Wachsmann and J. Huber, "Power and bandwidth efficient digital communication using turbo codes in multilevel codes," European Trans. On Telecommun., vol. 6, pp. 557-567, Sept./Oct. 1995.

六、圖表

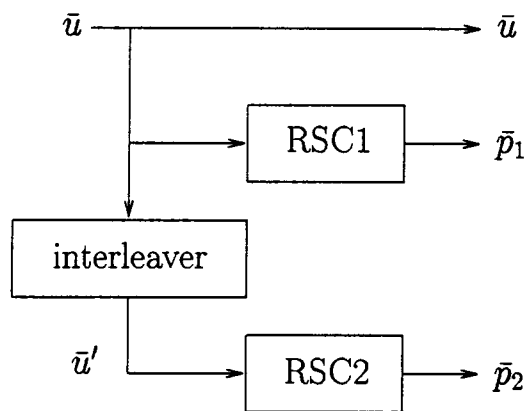


Fig.1: Turbo encoder structure

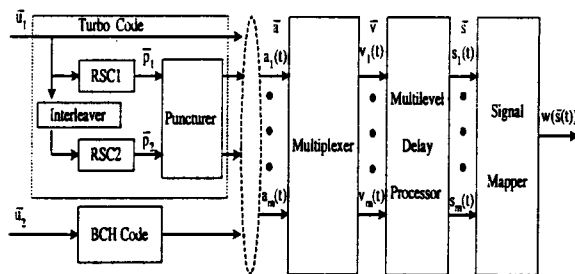


Fig.2: Encoding structure of the proposed coded modulation.

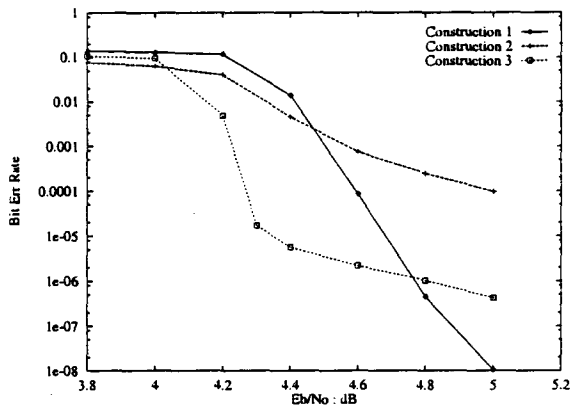


Fig. 3: Comparisons between Construction 1, Construction 2 and Construction 3 at same block length of 1024, 4-state Turbo code in the first two levels, BCH(128,120,4) in the third level, (R=2, NI=10)

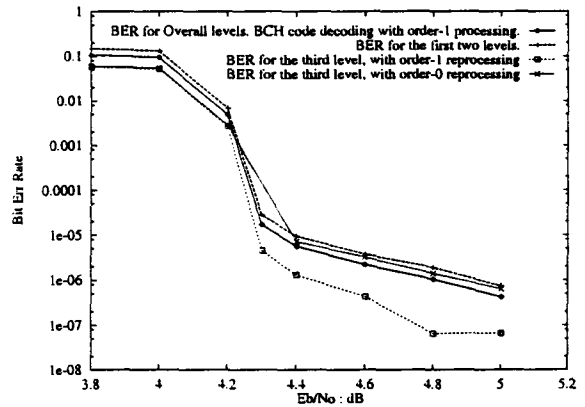


Fig. 6: The BER of the individual levels for Construction 3, 4-state Turbo code decoded by iterative decoding, BCH(128,120,4) decoded by soft decoding based on ordered statistics, (block length N=1024, R=2, NI=10)

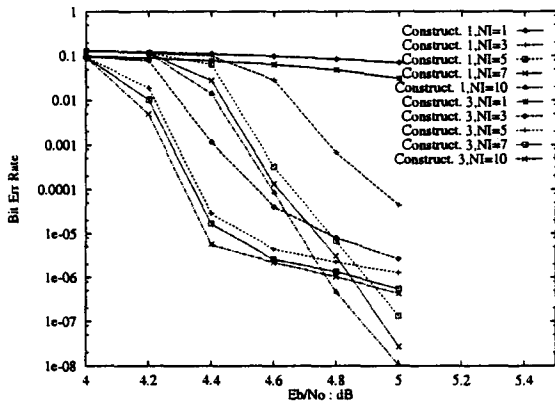


Fig. 4: The BER versus the number of decoding iterations for Construction 1 and Construction 3. (R=2, block length=1024, NI:iteration number).

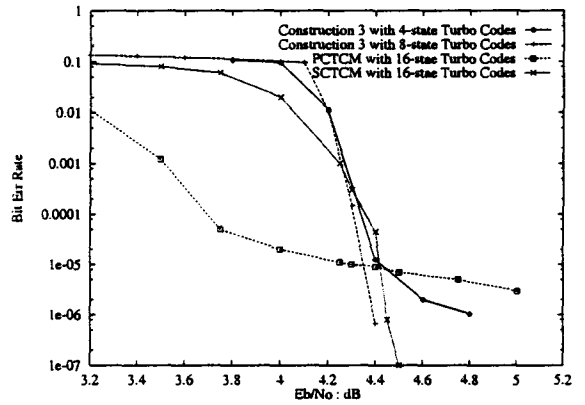


Fig. 7: Comparisons between Construction 3 and the coding scheme PCTCM[3], SCTCM[4] at the same decoding delay of 4096 message bits (NI=8, R=2).

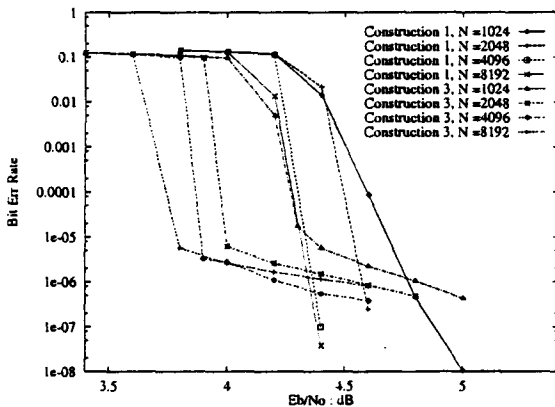


Fig. 5: Comparisons between Construction 1 and Construction 3 with different block size, 4-state Turbo Code in the first two levels, BCH(128,120,4) in the third level, (R=2, NI=10, N:block length)

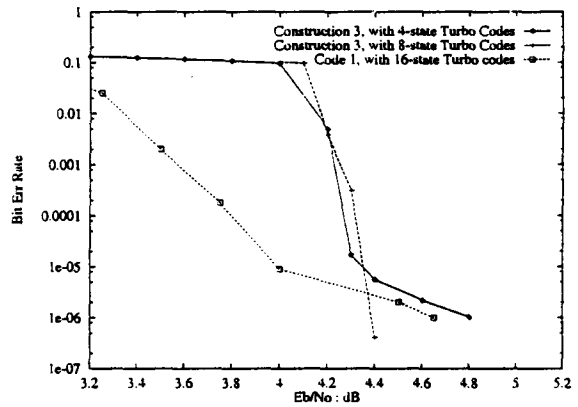


Fig. 8: Comparisons between Construction 3 with 4096 decoding delay and the multilevel coded modulation code 1 [5] with 4000 decoding delay. (NI=10, R=2)