

# 트렐리스 부호화된 8PSK/CPSC를 위한 RSSE 방식

\*고상보, \*강훈철, \*\*좌정우

\*제주대학교 통신컴퓨터공학부 통신공학전공

전화 : 064-754-3638 / 핸드폰 : 016-692-9604

## Reduced-state sequence estimation for trellis-coded 8PSK/cyclic prefixed single carrier

Sang-Bo Ko, Hoon-Chul Kang, Jeong-Woo Jwa

Dept. of Telecommunication Engineering, Cheju National University

E-mail : rain9604@hotmail.com

### SUMMARY

A reduced-state sequence estimation(RSSE) for trellis-coded (TC) 8PSK/cyclic prefixed single carrier(CPSC) with minimum mean-square error-liner equalization(MMSE-LE) on frequency-selective Rayleigh fading channels is proposed. The Viterbi algorithm (VA) is used to search for the best path through the reduced-state trellis combined equalization and TCM decoding. The symbol error probability of the proposed scheme is confirmed by computer simulation.

**key words :** Frequency domain equalization, Multipath Fading, Reduced-state sequence estimation (RSSE), Trellis coded modulation (TCM)

### 1. 서론

이동채널을 통해 고속의 데이터를 전송할 때 채널은 주파수 선택적 페이딩 채널로 모델링 된다[1-2]. 채널의 지연확산은 시스템의 심볼간 간섭(ISI : intersymbol interference)의 원인이 된다. CPSC(cyclic prefixed single carrier)는 다중 경로 페이딩 채널에서 효율적인 통신방식이다[5-6]. CPSC 시스템은 OFDM 시스템에서 보호구간을 사용하는 것과 같이 cyclic prefix를 사용하여 채널의 지연확산으로 인한 ISI를 극복한다. cyclic prefix가 채널 임펄스 응답보다 길면 ISI 문제를 해결할 수 있다.

CPSC 시스템에서는 채널상태정보(CSI : channel state information)를 갖는 주파수영역 등화기를 사용하여 채널을 보상한다. 채널 보상을 위해 주파수영역에서 선형등화기를 사용하고 시간영역에서 DFE(decision feedback equalizer)를 사용한다. 단말기 이동으로 인한 도플러 확산은 OFDM에서와 같이 수신단의 주파수영역 신호에 서브채널간 간섭(ICI : interchannel interference)이 나타난다. ICI는 가우시안 랜덤 프로세서로 모델링되며 가산 가우시안 잡음처럼 동작한다. ICI는 CPSC의 오류성능을 저하시키고 CSI를 갖는 coherent detection에서 error floor의 원인이 된다.

CPSC와 OFDM은 푸리어 변환의 시간-주파수 이중성(duality)을 갖는다. 주파수-선택형 페이딩 채널에서 CPSC는 주파수-비선택형 페이딩 채널에서 OFDM<sup>[3-4]</sup>과 동가적으로 표현할 수 있다. 주파수 비선택형 페이딩 채널에서 OFDM은 시간영역에서 선형등화기로 채널을 보상하고 주파수영역에서 DFE를 사용하여 오류성능을 향상시킨다. 반면, CPSC에서는 주파수 영역에서 선형등화기를 사용하고 시간 영역에서 DFE를 사용한다.

비터비 알고리즘을 갖는 MLSE(maximum-likelihood sequence estimation)<sup>[7]</sup>는 AWGN(additive white Gaussian noise)를 갖는 ISI 채널에서 디지털 신호방식을 위한 최적의 검파 알고리즘이다. 그러나 이 방식은 구현이 복잡한 단점을 갖고 있다. 예를 들어, 채널 임펄스 응답이 L인 ISI 채널에서 M개의 알파벳을 갖는 컨스텔레이션을 사용할 경우  $M^L$ 에 비례하는 하드웨어 복잡도를 갖는다. 이와 같은 구현 복잡도를 줄이기 위해 RSSE<sup>[8]</sup>와

DDFSE(delay-decision feedback sequence estimation)<sup>[9]</sup>가 제안되었다. TCM(trellis coded modulation)은 신호 대역폭의 확장이 없이 부호화 이득을 얻을 수 있는 효율적인 변조방식이다. [10][11]에서는 ISI 채널에서 TCM의 트렐리스와 등화기의 상태를 결합한 RSSE 알고리즘이 제안되었다.

본 논문에서는 트렐리스 부호화된 8PSK/CPSC에 대한 RSSE 방식을 제안하고 있다. 2절에서는 시스템과 채널모델에 대해 기술한다. 3절에서는 제안된 알고리즘의 성능을 GSM Urban 채널모델에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인한다. 끝으로 4장에서 결론을 내린다.

## 2. 시스템과 채널 모델

주파수 선택적 레일레이 페일딩 채널에서 데이터 전송을 위한 CPSC 시스템을 고려한다. 그림 1은 MMSE-LE를 갖는 TC 8PSK/CPSC의 블록다이어그램을 나타낸 것이다. TCM 부호화기는 비트 열을  $\kappa/(\kappa+1)$ 의 길쌈 부호화기로 부호화하여 TC 8PSK 심볼을 출력하고 N개의 심볼로 하나의 정보 전송 심볼 벡터를 구성한다. 채널의 지연학산으로 인한 ISI를 방지하기 위해 전송 심볼 벡터로부터 순환확장으로 구한 cyclic prefix를 전송 심볼 벡터 간에 삽입하여 채널로 전송한다. 본 절에서는 파일럿 심볼을 이용한 채널 예측 방법을 사용한다. 이를 위해, 전송단에서 파일럿 심볼 벡터 블록을 구성한다. 하나의 파일럿 심볼 벡터 블록은 하나의 파일럿 심볼 벡터와  $N_p-1$ 개의 전송 심볼 벡터로 구성된다. 여기서  $N_p$ 를 파일럿 심볼 간격(pilot symbol spacing)이라 한다.

수신단의 직렬-병렬 변환기는 수신신호에서 cyclic prefix를 제거하여 벡터로 신호로 변환 후 DFT로 입력한다. 수신신호 벡터는 DFT에 의해 복소수 영역 신호로 변환된다.  $i$  번째 파일럿 심볼 벡터 블록내  $j$  번째 전송 심볼 벡터에서  $n$  번째 주파수 영역 신호는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$y_i^j(n) = H_i^j(n)x_i^j(n) + I_i^j(n) + W_i^j(n) \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

여기서  $x_i^j = \text{IDFT}(s_i^j)$ ,  $s_i^j = (s_i^j(0), \dots, s_i^j(k), \dots, s_i^j(N-1))$  이고  $s_i^j(n)$ 은  $E_s = E[|s_i^j(k)|^2] = 1$ 로 정규화된  $k$ 번째 서브채널에서 TC 8PSK 심볼을 나타낸다. 식 (1)에서  $H_i^j(n)$ 은 채널에 의한 왜곡신호를 나타내고,  $I_i^j(n)$ 은 채널의 도플

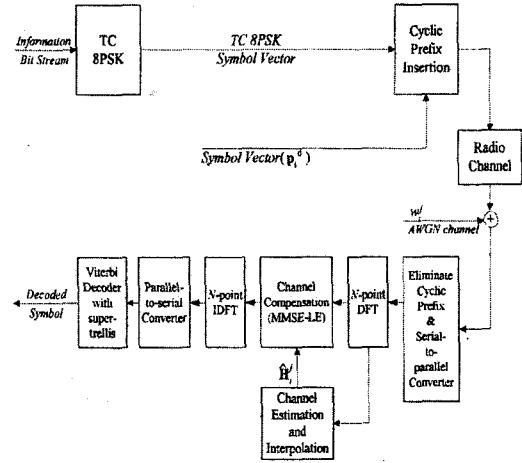


그림 1. 주파수영역 등화기를 갖는 TC 8PSK/CPSC를 위한 RSSE 방식

러 확산으로 인한 ICI,  $W_i^j(n)$ 은  $1/2E[|W_i^j(n)|^2] = N_o$ 인 AWGN을 나타낸 것이다. ICI는 OFDM에서와 같이 가산 가우시안 잡음으로 모델링 되고 평균전력은 아래와 같이 주어진다.

$$\sigma_I^2 = 1 - \frac{1}{N^2} \left( N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_0(2\pi n f_D T_s) \right) \quad (2)$$

ICI에 의한 error floor는  $\gamma_I = E_s \sigma_H^2 / \sigma_I^2$ 로 정의되는 SIR(signal-to-ICI ratio)에 의해 결정된다. 여기서,  $\sigma_H^2$ 는  $H_i^j(n)$ 의 평균 전력을 나타낸다. 주파수 영역에서 신호는 MMSE-LE에 의해 아래와 같이 채널이 보상된다.

$$\hat{x}_i^j(n) = \frac{r_i^j(n) \hat{H}_i^{j*}(n)}{|\hat{H}_i^j(n)|^2 + (\sigma_w^2 + \sigma_I^2)/\sigma_x^2} \quad 1 \leq j \leq N_p - 1 \quad (3)$$

여기서  $\hat{H}_i^j(n)$ 은 파일럿 심볼과 보간필터를 사용하여 구한 정보 전송 신호에 대한 채널예측을 나타낸 것이다. 본 논문에서는 구현이 간단한 2차 가우시언 보간필터<sup>[13]</sup>를 사용한다. 채널이 보상된 주파수영역 신호 벡터는 IDFT에 의해  $\hat{s}_i^j = \text{IDFT}(\hat{x}_i^j)$ 로 시간영역 신호로 복원된다. 시간영역으로 복원된 TC 8PSK 심볼에는 MMSE-LE에 의한 잡음증가(noise enhancement)가 나타난다.

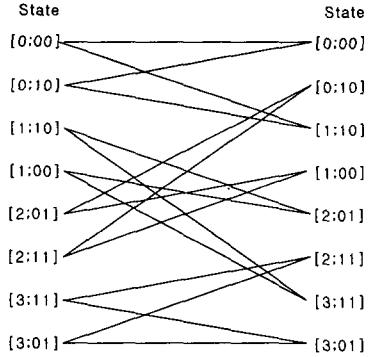


그림 2. 4-state TCM과 등화기를 결합한 8-state Super-trellis 다이어그램

시간영역으로 복원된 TC 8PSK 심볼은 TCM 트렐리스와 등화기의 상태를 결합한 super-trellis를 통해 비터비 알고리즘을 사용하여 복호한다. 그림 2는 4-state Ungerboeck code와 2-state 등화기 상태를 결합한 8-state super trellis 다이어그램을 나타낸 것이다[10]. 그림에서 상태 [0:00]는 TCM의 상태 00와 예측기를 위한 상태 0을 결합한 상태를 나타낸다. 8-state super-trellis를 통한 비터비 디코더에서  $k$ 번째 심볼에서  $m$ 번째 상태에서 survivor 경로 메트릭  $\Lambda_i^j(k)$ 는 다음과 같다.

$$\Lambda_i^j(k) = \min_i \left\{ \Lambda_i^j(k-1) + \lambda_i^{j'}(k) \right\} \quad (3)$$

여기서  $\lambda_i^{j'}(k)$ 는  $S_i^j(k)$ 에서  $S_i^{j'}(k)$ 로 천이할 때  $i$  번째 브랜치 메트릭을 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$\lambda_i^j(k) = \left| e_i^j(k) - \sum_{p=1}^{P-1} c_i^j(p) \hat{e}_i^{j'}(k-p) \right|^2 \quad (4)$$

여기서  $e_i^j(k) = \hat{s}_i^j(k) - s_i^{j'}(k)$ 로 상태  $m$ 에서  $i$ 번째 브랜치로부터 상태천이에서 선형등화기의 오류신호를 나타낸다.  $\sum_{p=1}^P c_i^j(p) \hat{e}_i^{j'}(k-p)$ 는  $i$ 번째 브랜치로부터 path history에 저장된 오류신호를 이용하여 선형등화기의 오류신호에 대한 예측치로 상관 잡음을 비상관 잡음으로 만들고,  $P$ 는 예측기의 차수를 나타낸다.

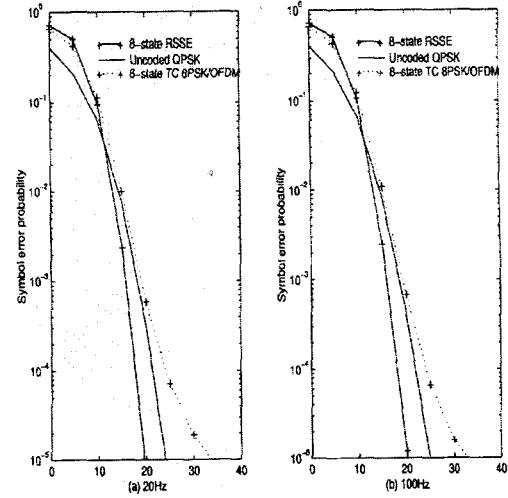


그림 3. GSM Urban 채널에서 TC 8PSK/CPSC에 대한 8-state super-trellis 갖는 RSSE의 심볼오류 확률, 여기서  $1/T_s = 1.111\text{MHz}$ ,  $N=128$ ,  $N_G=32$ .

$\hat{e}_i^{j'}(k-p) = \hat{s}_i^j(k-p) - \tilde{s}_i^{j'}(k-p)$ , 여기서  $\tilde{s}_i^{j'}(k-p)$ 는 상태  $m$ 에서  $i$ 번째 경로에서 path history에서 결정된 심볼을 나타낸다.  $c_i^j(p)$ 는 잡음 예측 필터의 예측 계수로 MMSE와 IDFE에 의한 상관잡음에 대한 역 공분산 행렬  $1/N_o R_{IDFT}^{-1}$ 를 Cholesky 분해로 구할 수 있다. 역 공분산 행렬은 Toeplitz Hermitian이고 순환적인 행렬이다 [12].  $R_{IDFT}^{-1}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$R_{IDFT}^{-1} = R^{-1} + (N_o + \sigma_f^2)I \quad (5)$$

여기서  $R^{-1}$ 는  $P \times P$  공분산 행렬이고  $I$ 는 단위 행렬을 나타낸다. 다중경로 페이딩 채널의 역 공분산 행렬은 다음과 같이 채널예측으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$r^{-1} = IDFT(|\hat{H}_f^j|^2) \quad (6)$$

잡음 예측 필터에서 차수가  $P$ 인 경우 MMSE  $\xi_{mm}^2$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\xi_{\min}^2 = \left( N_o + \sigma_I^2 \right) \left( r_{IDFE}(0) - \sum_{p=1}^P c(p) r_{IDFE}(p) \right) \quad (7)$$

### 3. 시뮬레이션 결과와 토론

MMSE-LE를 갖는 TC 8PSK/CPSC에 대한 8-state super-trellis에서 RSSE[10]의 성능을 확인하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션을 위한 CPSC 시스템 파라미터는 다음과 같다 : 신호 대역폭  $1/T_s=1.111\text{MHz}$ , cyclic prefix  $N_G=32(28.8\mu\text{sec})$ , 하나의 전송 심볼벡터에서 심볼의 수  $N=128$ 으로 설정하였다. 채널모델은 GSM urban 모델[14]을 사용하고, 최대 도플러 주파수로  $f_D=20\text{Hz}$ 와  $100\text{Hz}$ 를 고려하였다. 예측기의 차수  $P$ 는식 (6)으로부터 채널의 자연확산에 의해 결정된다. GSM Urban 모델에서  $\tau_{\max}=5\mu\text{sec}$ 이므로  $P=6$ 으로 설정하였다. 제안된 방식과 오류성능을 비교하기 위해 CSI를 갖는 uncoded QPSK/CPSC와 인터리빙된 8-state TC 8PSK/OFDM의 심볼 오류 확률을 시뮬레이션을 통해 구하였다.

그림 3은 MMSE-LE를 갖는 TC 8PSK/CPSC에 대한 8-state RSSE의 심볼오류 확률을 나타낸 것이다. 심볼 오류 확률  $10^{-3}$ 에서 8-state super-trellis를 갖는 RSSE의 오류성능은 MMSE-LE를 갖는 uncoded QPSK/CPSC과 인터리빙된 8-state TC 8PSK/OFDM에 대해  $f_D=20\text{Hz}$ 에서 각각  $3\text{dB}$ 와  $3.8\text{dB}$ 의 페이드 마진을 갖고  $f_D=100\text{Hz}$ 에서 각각  $2.7\text{dB}$ 와  $3.3\text{dB}$ 의 페이드 마진을 갖는다. 심볼 오류 확률  $10^{-5}$ 과  $f_D=100\text{Hz}$ 에서 MMSE-LE를 갖는 uncoded QPSK/CPSC에 대해 8-state RSSE는  $4.5\text{dB}$ 의 페이드 마진을 갖는다.

### 4. 결론

본 논문에서는 MMSE-LE를 갖는 트렐리스 부호화된 8PSK/CPSC에서 RSSE 알고리즘을 제안하였다. 상관잡음율을 예측하는 예측기의 계수는 전송 심볼 벡터 단위로 계산되고 예측 필터의 계수는 채널의 자연확산에 의해 결정된다. 빠른 페이딩에서는 OFDM에서와 같이 ICI에 의해 error floor가 발생함으로 하나의 심볼 벡터를 이루는 심볼의 수  $N$ 이 제한되게 된다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안된 방식은 uncoded 시스템에 대해  $3\text{dB}$ , 인터리버를 갖는 8-state TC 8PSK/OFDM에 대해서는  $3.8\text{dB}$ 의 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

### [참고문헌]

- [1] W.C.Jakes Jr., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, 1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.
- [3] L.J.CIMINI Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol.33, pp.665-675, 1985.
- [4] S.S. Lee, J.W. Jwa, and H.S. Lee, "Trellis-coded OFDM signal detection with maximum ratio combining and combined equalization and trellis coding," *IEICE Trans. Comm.*, Vol.80-B, No.4, pp.632-638, 1997.
- [5] D. Falconer, S.L. Ariyavasitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commun. Magazine*, pp.58-66, April, 2002.
- [6] N. Benevenuto and S. Tomasin, "On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feedforward filter," *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, pp.947-955, June 2002.
- [7] G. D. Forney, "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequence in the presence of intersymbol interference," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-18, pp.363-378, May 1972.
- [8] M. V. Eyuboglu and S.U.H. Qureshi, "Reduced-state sequence estimation with set partitioning and decision feedback," *IEEE Trans. Commun.*, vol.36, pp.13-20, Jan. 1988.
- [9] A. Duel-Hallen and C. Heegard, "Delayed decision-feedback sequence estimation," *IEEE Trans. on Commun.*, vol.37, pp.428-436, May 1989.
- [10] M. V. Eyuboglu and S.U.H. Qureshi, "Reduced-state Sequence Estimation for Coded Modulation on Intersymbol Interference Channels," *IEEE JSAC*, vol.7, no.6, pp.989-995, Aug. 1989.
- [11] P.R. Chevillat and E. Eleftheriou, "Decoding of Trellis-Encoded in the Presence of Intersymbol Interference and Noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol.37, no.7, pp. 669-676, July 1989.
- [12] S.M. Kay, *Modern Spectral Estimation : Theory and Application*, Prentice-Hall, New Jersey, 1988.
- [13] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.42, pp.137-147, May 1993.
- [14] ETSI, *GSM recommendation 05.05, Annex C*, 1994