

# 두단계 IDFT/DFT를 갖는 TC 8PSK/OFDM를 위한 RSSE 방식

\*강 훈 철, \*고 상 보, \*\*좌 정 우

제주대학교 통신컴퓨터공학부

전화 : 064-754-3638 / 핸드폰 : 016-685-4508

## Reduced-state sequence estimation for TC 8PSK/OFDM with 2-stage IDFT/DFTs

Hoon-Chul Kang, Sang-Bo Ko, Jeong-Woo Jwa  
Dept. of Telecommunication Eng., Cheju University  
E-mail : [kang9070@cheju.ac.kr](mailto:kang9070@cheju.ac.kr)

### Abstract

In this paper, we propose a reduced-state sequence estimation (RSSE) for trellis coded modulation (TCM) in OFDM with two-stage IDFT/DFTs, MMSE-LE, and interleaving on frequency-selective Rayleigh fading channels. The Viterbi algorithm (VA) is used to search for the best path through the reduced-state trellis combined with equalization and TCM decoding. Computer simulations confirm the bit error probability of the proposed scheme.

### I. 서론

고속 데이터를 이동채널을 통해 전송할 때 채널을 주파수 선택형 레일레이 페이딩 채널로 모델링 할 수 있다[1]. 다중경로 페이딩 채널에서 지연확산은 인접한 심볼간 간섭을 일으키고 시스템 성능을 저하시킨다. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 지연확산에 의해 심볼간 간섭이 발생하는 주파수 선택형 페이딩 채널에서 강점을 갖는 통신방식이다. OFDM은 다중경로 페이딩 채널에서 지연확산 보다 긴 보호구간을 이용하여 심볼간 간섭 문제를 해결한다[3]. 사용자 터미널의 이동으로 인한 도플러 확산은 OFDM 신호의 직교성을 파괴하여 복조된 OFDM 신호에서 서

브채널간 간섭을 유발시킨다. 서브채널간 간섭은 오류 성능을 저하시키고 동기식 검출에서 error floor의 원인이 된다. 서브채널간 간섭신호의 평균전력은 정규화된 최대 도플러 주파수가 증가함에 따라 증가하므로 OFDM에서 서브채널수가 제약될 수 있다.

OFDM은 주파수 선택형 페이딩 채널에서 주파수 영역의 파일럿 심볼을 사용하여 채널을 예측하고 보상한다. 채널 보상된 OFDM 신호에는 주파수 영역의 채널 응답에서 deep fade로 인한 버스트 오류가 나타난다. 본 논문에서 사용하는 두 단계 IDFT/DFT를 갖는 OFDM 통신방식[6]은 주파수 영역에서 선형등화기로 채널을 보상하고 시간영역에서 비선형 등화기를 사용하여 채널을 보상하여 오류 성능을 향상시킨다. 이와 같은 구조는 CPSC(Cyclic Prefix Single Carrier)[4]와 증가적으로 표현할 수 있다. 두 단계 IDFT/DFT를 갖는 TC 8PSK/OFDM 통신방식은 CPSC에 대해 주파수 영역에서 인터리빙을 사용하여 오류성능을 향상시킬 수 있는 장점을 갖는다.

본 논문은 주파수-선택형 페이딩 채널에서 MMSE-LE, 인터리빙과 두 단계 IDFT/DFT를 갖는 TC 8PSK/OFDM을 위해 시간 영역에서 RSSE (reduced-state sequence estimation)[8][9] 방식을 제안한다. II장에서는 제안한 시스템 모델과 채널모델에 대해 기술한다. III장에서는 컴퓨터 모의실험 결과에 대해 설명하고 IV장에서 결론을 내린다.

## II. 시스템과 채널모델

주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서 데이터 전송을 위한 OFDM 시스템을 고찰한다. 그림 1은 두 단계 IDFT/DFT와 MMSE-LE(Minimum Mean Square Error-Linear Equalization)를 갖는 트래이스 부호화된 8PSK/OFDM을 위한 RSSE의 블록다이어그램을 나타낸 것이다. TCM 부호화기[2]는 비트 열을  $\kappa / (\kappa+1)$ 의 길쭉 부호화기로 부호화하여 TC 8PSK 심볼을 출력한다. TC 8PSK 심볼 벡터는 직렬-병렬 변환기로 얻어진다. 첫 번째 IDFT의  $M$ 개의 TC 8PSK 정보 전송 심볼벡터는  $M \times N$  버퍼에 의해 인터리빙 되고 두 번째 IDFT단에서 OFDM 신호로 변조된다. 본 논문에서는 그림 2와 같이 파일럿 심볼벡터 블록을 이용한 채널 예측 방법을 사용한다. 하나의 파일럿 심볼벡터 블록은 정보 전송 심볼벡터와 하나의 파일럿 심볼벡터로 구성다. 여기서  $N_p$ 를 파일럿 심볼 간격이라 한다. 파일럿 심볼벡터는 IDFT에 의해 OFDM 신호로 변조된다.  $i$ 번째 파일럿 심볼벡터 블록의 OFDM 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x_i^j = \begin{cases} \text{IDFT}(p_i^0) & j=0 \\ \text{IDFT}(\text{IDFT}(s_i^j)) & 1 \leq j \leq N_p - 1 \end{cases} \quad (1)$$

여기서  $s_i^j = (s_i^j(0), s_i^j(1), \dots, s_i^j(k), \dots, s_i^j(N-1))$ 는  $i$ 번째 파일럿 심볼벡터 블록에서  $j$ 번째 TC 8PSK 심볼 벡터를 나타낸다.  $s_i^j(k)$ 는  $k$ 번째 서브채널에서 심볼을 나타내고 평균전력  $E_s = E[|s_i^j(k)|^2] = 1$ 로 정규화 된다.  $p_i^0$ 는 파일럿 심볼 벡터를 나타내고 평균전력은  $E_p = E[|p_i^0(k)|^2] = 1$ 로 정규화 된다. 여기서  $N_s = N/N_G$ 로 파일럿 심볼 벡터에서 파일럿 심볼 간격을 나타내고  $N_G$ 는 보호구간을 나타낸 것이다. 병렬-직렬 변환기에서 보호구간을 삽입하고 채널로 전송된다.

본 논문에서는 이동채널을 시변 이산 다중경로 레일레이 페이딩 채널로 가정한다. 기저대역 채널 임펄스 응답  $h(t, \tau)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (2)$$

여기서  $\alpha_l(t)$ 는  $l$ 번째 경로의 진폭을 나타내고  $\tau_l$ 은 경로의 지연시간,  $L$ 은 다중경로의 수,  $\delta(\cdot)$ 는 델타 함수를 나타낸 것이다.  $\alpha_l(t)$ 는 비상관 복소수 가우시언 함수로 다음과 같은 자기상관 함수를 갖는다.

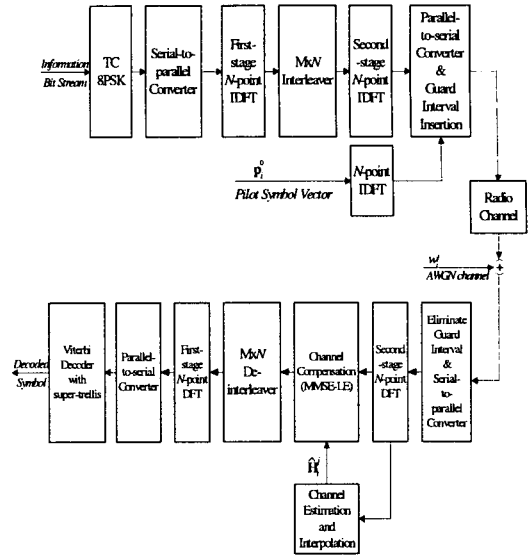


그림 1 두단계 IDFT/DFT, MMSE-LE, 인터리빙 갖는 TC 8PSK/OFDM을 위한 RSSE

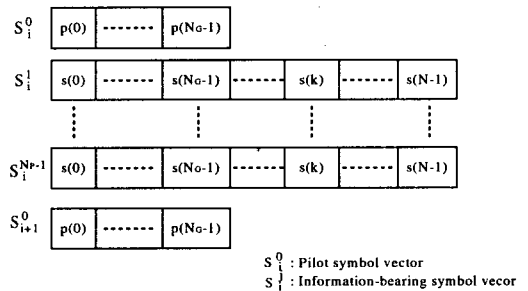


그림 2 파일럿 심볼 블록 구성도

$$\Phi_\alpha(\tau) = \frac{1}{2} E \left[ \alpha_l(t) \alpha_m^*(t + \tau) \right] = \sigma_{\alpha_l}^2 J_0(2\pi f_D \tau) \delta(l - m) \quad (3)$$

여기서  $\sigma_{\alpha_l}^2$ 는  $l$ 번째 경로의 평균전력을 나타낸 것이고  $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{\alpha_l}^2 = 1$ 로 정규화한다. 위 식에서,  $J_0(\cdot)$ 는 0차 제1종 Bessel 함수이고  $J_D$ 는 최대 도플러 주파수, 그리고  $*$ 는 복소수 conjugate를 나타낸 것이다.

수신단에서는 수신신호에서 보호구간을 제거하고 직렬-병렬 변환기에서 수신신호 벡터를 구한다. 수신신호 벡터는 2단계 DFT로 복조된다. 복조된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_i^0(n) = H_i^0(n)p_i^0(n) + I_i^0(n) + W_i^0(k) \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

여기서  $H_i^0(n)$ 는 주파수 영역에서 페이딩 채널의 임펄스 응답,  $I_i^0(n)$ 는 도플러 확산으로 인한 서브채널간 간섭 신호,  $W_i^0(n)$ 는  $1/2E[W_i^0(n)] = N_o$  인 주파수 영역에서 가산 백색잡음 신호를 나타낸다. 수신신호에서 ICI는 가산 가우시언 잡음신호로 모델링 할 수 있으므로 복조된 OFDM 신호는 MMSE-LE에 의해 다음과 보상된다.

$$\hat{y}_i^j(n) = \frac{y_i^j(n)\hat{H}_i^{j*}(n)}{|\hat{H}_i^j(k)|^2 + (N_o + \sigma_f^2)/E_s} \quad 1 \leq j \leq N_p - 1 \quad (5)$$

여기서  $y_i^j(n)$ 는  $i$  번째 파일럿 심볼 벡터 블록에서  $j$  번째 복호된 정보 전송 심볼 벡터에서  $n$  번째 서브채널의 신호를 나타낸 것이다.  $\hat{H}_i^j(k)$ 은 채널예측으로 2차 가우시언 보간 필터[7]를 사용하여 구한 값이다. 식 (5)에서  $\sigma_f^2$ 은 서브채널간 간섭신호의 평균전력으로 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_f^2 = 1 - \frac{1}{N^2} \left( N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_o(2\pi n f_D T_s) \right) \quad (6)$$

OFDM 시스템에서 ICI에 의한 error floor는 신호-대-서브채널 간섭신호의 전력 비(SIR : Signal-to-ICI Ratio)  $\gamma_{SIR} = E_s \sigma_H^2 / \sigma_f^2$ 로 나타낼 수 있다. 여기서  $\sigma_H^2$ 는 채널의 임펄스 응답의 평균전력을 나타낸다.

채널 임펄스 응답  $H_i^j(k)$ 의 2차원 자기상관함수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_H(a, b) &= E[H_i^j(k)H_i^{j*}(k-a)] \\ &= R_H(0, b) \sum_{l=0}^{r-1} \sigma_{a_l}^2 e^{-j \frac{2\pi a l b}{N}} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서  $R_H(a, 0)$ 는 주파수 방향으로 자기상관함수로 채널의 지연 프로파일에 의존한다. 그러므로 주파수-비선택형 페이딩 채널에서  $R_H(a, 0)$ 는 상수이므로 주파수 방향으로 인터리빙은 좋은 성능을 얻을 수 없다. 식 (3.6)에서  $R_H(0, b)$ 는 시간방향으로 자기상관함수로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R_H(0, b) = \frac{1}{N^2} \left( N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_o(2\pi(b-n)Nu(b-1) + bN_G + n)f_D T_s \right) \quad (8)$$

여기서  $u$ 는 unit step 함수이다. 시간방향에서 자기상관함수는 정규화된 최대도플러 주파수  $f_D/B_{sub}$ 에 의해 결정된다. 그러므로 slow fading에서 시간방향으로 인터리빙은 좋은 성능을 가질 수 있다.

시간영역으로 복원된 TC 8PSK 심볼은 TCM 트렐리스와 등화기의 상태를 결합한 super-trellis에 대해 비터비 알고리즘을 사용하여 복호한다. RSSE을 위한 비터비 디코더의 survivor 경로 매트릭  $\Lambda_i^j(k)$ 는 다음과 같다.

$$\Lambda_i^j(k) = \min_l \left\{ \Lambda_i^j(k-1) + \lambda_i^j(k) \right\} \quad (9)$$

여기서  $\lambda_i^j(k)$ 는 상태  $S_i^j(k-1)$ 에서  $S_i^j(k)$ 로 천이할 때  $l$ 번째 브랜치 매트릭을 나타내며 여기서  $S_i^j(k)$ 는  $k$  번째 TC 8PSK 심볼에서 super-trellis 상태를 나타낸다. 브랜치 매트릭은 다음과 같다.

$$\lambda_i^j(k) = e_i^j(k) - \sum_{p=1}^P c_i^j(p) \hat{e}_i^j(k-p)^2 \quad (10)$$

여기서  $e_i^j(k) = \hat{s}_i^j(k) - s_i^j(k)$ 는  $l$ 번째 브랜치에서 선형등화기의 오류신호를 나타내고  $\sum_{p=1}^{P-1} c_i^j(p) \hat{e}_i^j(k-p)$ 는 오류신호에 대한 예측치,  $P$ 는 예측기의 차수를 나타낸 것이다.  $\hat{e}_i^j(k-p) = \hat{s}_i^j(k-p) - \hat{s}_i^j(k-p)$ 은 survivor 경로에서 오류신호를 나타내며 여기서  $\hat{s}_i^j(k-p)$ 는 이전 상태와 연결된 경로추적에서 결정된 심볼을 나타낸다.  $c_i^j(p)$ 는 예측필터의 계수를 나타내며 시간영역에서 상관잡음의 역 공분산 행렬  $1/N_o R_{DFE}^{-1}$ 를 Cholesky 분해하여 구한다. 역 공분산 행렬은 Toeplitz Hermitian 대칭이고 순환적인 행렬로  $R_{DFE}^{-1}$ 는 다음과 같이 주어진다[10].

$$R_{DFE}^{-1} = R^{-1} + ((N_o + \sigma_f^2)/E_s) I \quad (11)$$

여기서  $R^{-1}$ 은  $P \times P$  공분산 행렬이고  $I$ 는 단위 행렬을 나타낸다. 다중경로 페이딩 채널에서 역 공분산 행렬은  $r^{-1} = IDFT(|\hat{H}_i^j|^2)$ 로 주어진다. 잡음 예측 필터에 의한 MMSE  $\xi_{min}^2$ 는 아래와 같이 주어진다.

$$\xi_{min}^2 = (N_o + \sigma_f^2)(r_{DFE}(0) - \sum_{p=1}^{P-1} c(p)r(p)) \quad (12)$$

### III. 모의실험 결과 및 토의

두 단계 IDFT/DFT, 인터리빙, MMSE-LE를 갖는 TC 8PSK/OFDM을 RSSE에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 오류 성능을 확인하였다. 컴퓨터 시뮬레이션

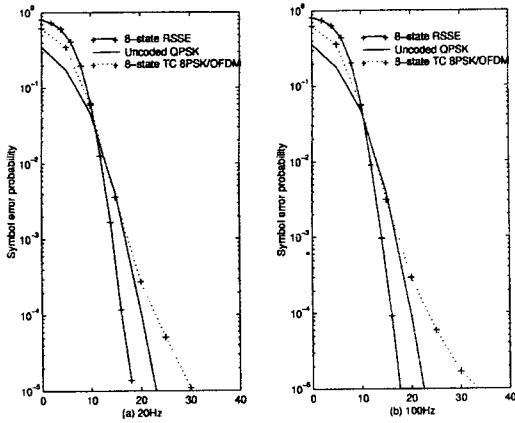


그림 2 GSM 대도시 채널모델에서 두단계 IDFT/DFT, MMSE-LE, 인터리빙을 갖는 TC 8PSK/OFDM를 위한 8-state RSSE의 심볼 오류 확률,  $1/T_b = 1.111\text{MHz}$ ,  $N = 128$ ,  $N_G = 32$ .

을 위한 시스템 파라미터는 신호 대역폭  $1/T_b = 1.111\text{MHz}$ , 서브채널 수  $N = 128$ , 보호구간  $N_G = 32(28.8\mu\text{sec})$ 로 설정한다. 인터리빙은  $M = 128$ 로 설정하고  $m = (k * 16 + (k/16) * 16 + m) \% 128$  와  $k = (k * 8 + (k/16) \% 128)$ 로 동작한다. 여기서  $m$ 은 시간방향으로 인덱스이고  $\%$ 는 모듈러 연산을 나타낸다. 구현 복잡도를 줄이기 위해 2차 가우시언 보간필터[4]을 사용하고  $N_p = 7$ 로 설정한다. 채널모델로 GSM 대도시 채널모델[11]과 최대 도플러 주파수  $f_D = 20\text{Hz}$ 와  $100\text{Hz}$ 를 고려하였다.

그림 3은 MMSE-LE, 인터리빙, 두단계 IDFT/DFT를 갖는 TC 8PSK/OFDM을 위한 8-state RSSE의 심볼 오류 확률을 나타낸 것이다. 8-state RSSE는 심볼 오류율  $10^{-3}$ , 최대 도플러 주파수  $20\text{Hz}$ 에서 두 단계 IDFT/DFT와 인터리빙을 갖는 Uncoded QPSK/OFDM과 인터리빙된 8-state TC 8PSK/OFDM에 대해 2.5dB와 3.0dB의 페이드 마진을 갖는다. 최대 도플러 주파수  $100\text{Hz}$ 에서는 두 단계 IDFT/DFT와 인터리빙을 갖는 Uncoded QPSK/OFDM과 인터리빙된 8-state TC 8PSK/OFDM에 대해 3.0dB와 3.5dB의 페이드 마진을 갖는다. 8-state RSSE는 심볼 오류율  $10^{-5}$ , 최대 도플러 주파수  $100\text{Hz}$ 에서 두단계 IDFT/DFT와 인터리빙을 갖는 Uncoded QPSK/OFDM에 대해 5.0dB의 페이드 마진을 갖는다.

## V. 결론

본 논문에서는 MMSE-LE, 인터리빙, 두 단계 IDFT/DFT를 갖는 TC 8PSK/OFDM을 위한 RSSE 방식을 제안하였다. 제안한 구조에서 두 단계 IDFT/DFT를 갖는 TC 8PSK/OFDM은 인터리빙을 제외하고 1단계 IDFT/DFT를 DFT/IDFT로 대체하면 CPSC와 등가한 구조를 갖는다. 제안한 RSSE 방식은 심볼 오류율  $10^{-3}$ , 최대 도플러주파수  $100\text{Hz}$ 에서 3dB 페이드 마진을 갖는다.

## 참고문헌

- [1] W.C. Jakes Jr., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, 1974.
- [2] G. Ungerboeck, "Channel coding with multi-level/phase signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol.28, pp.55-67, Jan. 1982.
- [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. 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.
- [5] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems", *IEEE Commun. Magazine*, pp.58-66, April, 2002.
- [6] J.W. Jwa, "Channel compensation method and wireless communication system in the OFDM system on the frequency-selective fading channel," KR patent application 19201, March 2003.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] S.M. Kay, *Modern Spectral Estimation : Theory and Application*, Prentice-Hall, New Jersey, 1988.
- [11] ETSI, GSM recommendation 05.05, Annex C, 1994