

# 시간 선택적 페이딩 채널 환경에서 DPSAM Turbo TCM에 관한 연구

김 정 수\*

## Study on DPSAM Turbo TCM in Time-Selective Fading Channels

Jeong-Su Kim \*

### 요 약

스마트 미디어 시대에 대용량 데이터 서비스가 필수적이고 모바일 이동성과 데이터 신뢰성이 보장되어야 한다. 고속 데이터의 신뢰성을 높이기 위해서는 강력한 채널 코딩 방식 및 변조 기술이 요구되고 있다. 본 논문에서는 최적 복호 방법, 반복 복호를 통하여 부호화 이득이 우수한 Turbo Codes에 대역폭 효율을 증대시키기 위한 고차 변조 기술을 적용한 Turbo TCM 복호기의 구조를 제시하고 시간 선택적 페이딩 채널 환경에서 연립에러 발생 시 성능을 향상시키는 DPSAM 방식에 대해 제안한다. 제안된 방식은 기존의 방식과 비교해서 BER이  $10^{-2}$ 이고 반복 복호수가 3인 경우 약 3dB 우수하고 BER이  $10^{-3}$ 이고 반복 복호수가 7인 경우 약 6dB 성능 개선을 보인다. 제안된 방식은 추가 대역폭이 필요하지만 대역폭 손실에서 발생하는 부가 비트율에 대해 Turbo TCM 기술로 대역폭 손실을 극복할 수 있다.

▶ Keywords : Turbo Codes, Turbo TCM, DPSAM

### Abstract

Mobile mobility and data reliability should be guaranteed as well as amounts of data services are essential in the era of smart media. In order to improve the reliability of high-speed data, strong channel coding and modulation techniques are required. In this paper, the structure of Turbo TCM decoder, applying high-order modulation techniques and the DPSAM method which improves performances in time-selective fading channels in the case of burst errors are suggested through the optimal decoding method and iteration decoding so as to improve bandwidth efficiency

•제1저자 : 김정수 •교신저자 : 김정수

•투고일 : 2013. 7. 29, 심사일 : 2013. 9. 10, 게재확정일 : 2013. 10. 15.

\* 송실사이버대학교 컴퓨터정보통신학과(Dept. of Computer, Information & Communication, Korea Soongsil Cyber University)

in Turbo Codes with excellent encoding gain. The proposed method in comparison with the existing method is that 3dB is superior in case that BER is  $10^{-2}$  and the number of iterations is 3. In addition, the function is improved at approximately 6dB in case that BER is  $10^{-3}$  and the number of iterations is 7. The proposed method requires additional bandwidth; however, the bandwidth loss can be overcome through Turbo TCM technology on the additional bit rate from the bandwidth loss.

▶ Keywords : Turbo Codes, Turbo TCM, DPSAM

## I. 서론

초고속 모바일 통신 채널 환경은 시간 선택적 페이딩에 의해 성능이 저하되고 대역 제한 채널 특성을 갖는다. 이러한 채널 환경에는 BER 성능 향상을 위한 채널코딩 기법과 대역 효율이 우수한 변복조 기술이 요구된다. 채널코딩과 변조가 독립적인 시스템에서는 채널코딩을 위하여 추가 비트(Redundancy)가 필요하게 되고 추가 비트의 사용량에 비해 하여 오류 정정 능력은 증가하지만 대역폭 사용 효율이 떨어지게 된다. 이런 단점을 보완하기 위하여 대역폭의 증가 없이 부호 이득을 얻을 수 있는 TCM(Trellis Coded Modulation)[1][2] 기술이 활용된다.

채널코딩 측면에서 기존의 구조로 부호화한 출력과 입력을 인터리빙하여 변형된 출력을 동시에 전송함으로써 이 중의 부가 정보를 준 것과 같은 효과를 주어 오류율 향상에 도움을 주고, 재귀적(recursive)구조를 통한 반복이 많아질수록 비트 에러율 관점에서 샤논 용량 한계(Shannon capacity limit)에 근접하는 우수한 성능향상을 기대할 수 있는 Turbo Codes[3-5]가 주된 연구 대상이 되고 있다. Turbo Codes의 부호기는 인터리버에 의해 연결된 2개의 부호기가 병렬로 단계적으로 구성되어진다. 그리고 그 자체의 부호기도 마찬가지로 병렬로 반복 복호로 구성된다. 부호기의 출력은 이진 신호로 보내지게 된다. 이진 전송을 위해 제안된 Turbo Codes는 트렐리스 부호화된 변조로 확장되어 왔다. 이러한 방식을 통해 직렬 연결 방식인 SCTCM(Serial Concatenated Trellis Coded Modulation)과 병렬 연결 방식인 PCTCM(Parallel Concatenated Trellis Coded Modulation) 구조가 연구된다[9-11]. 직렬 연결 방식은 인터리버 사이즈가 큰 경우에는 부호와 복호 과정에서 큰 지연이 발생한다. 병렬 연결에서는 대역폭이 효율적인 부호화를

위하여 펄칭(puncturing) 방식이 제안되고 큰 인터리버 사이즈에서 지연 발생을 감소시키고 샤논 용량 한계에 근접한 이득을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 이처럼 부호화 이득이 우수한 Turbo Codes와 대역폭 효율을 증대시키기 위한 고차 변조기술을 접목한 Turbo TCM 복호기의 구조에 대한 분석과 시간 선택적 페이딩 채널에서 성능을 향상시키는 방법에 대해 제안한다. 제시된 구조는 펄칭된 병렬 시스템에 채널 정보를 보간할 수 있는 부분을 추가 구성하여 대역폭 효율이 우수하고 채널에 대한 복호의 신뢰도를 높일 수 있다.

## II. 본론

### 1. 논문의 내용 및 구성

Turbo Codes는 RSC(Recursive Systematic Convolutional) 부호를 병렬로 연결하여 부호화하며 반복 복호를 통하여 복호 동작을 수행하게 된다. 또한 인터리버 사이즈가 크고 반복 복호가 충분히 수행되었을 때 최적 복호의 우수한 성능을 보인다. 이러한 Turbo Codes의 특성을 가지며 대역폭 효율을 얻을 수 있는 Turbo TCM에 대한 복호기의 구조를 분석해 본다. 고속 이동통신 환경에서 도플러 확산은 신호 대역폭을 퍼지게 해서 수신된 신호의 대역폭이 전송된 것과 다르게 하여 시간 선택적 페이딩 채널 특성을 갖는다. 본 논문에서는 Turbo TCM에 파일럿 심벌을 이용하여 시간 선택적 페이딩 채널에서 기존의 단일 파일럿 방식인 PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation)[6-8][12] 시스템의 성능을 개선하기 위하여 DPSAM(Double Pilot Symbol Assisted Modulation) 기법을 제안한다.

2. Turbo TCM 복호기 구조

Turbo TCM 복호기 구조는 직렬로 연결된 두 개의 MAP(Maximum A Posteriori) 복호기로 구성되며 각각에 해당되는 MAP 복호기의 출력 값은 반복 복호 시 다음 MAP 복호기의 부가 정보로 이용된다. Turbo TCM 복호기의 전체 블록도는 그림 1과 같다. 펄처링된 입력 심벌  $x_k$ 가 첫 번째 MAP 복호기로 입력되고 MAP 복호기의 출력은 그림 단위 확률의 logarithm 값인  $L^i(d_k) = L_{P_k} + L_{e \& s_k}$ 로 나타낸다. 여기서  $L_{e \& s_k}$ 는 systematic 정보와 extrinsic 정보에 대해 분리시킬 수 없는 확률 값을 의미하며, 반복 복호로 신뢰도를 향상시켜 요구하는 BER를 얻게 된다. 또한 스위치에 의해 번갈아 펄처링(puncturing)된 입력심벌  $y_k$ 는 두 번째 MAP 복호기로 입력되어진다. 첫 번째 복호기의 신뢰도  $L'_{e \& s_k}$ 는 zero 값으로 초기화된다. 제시된 방식에서 채널에 대한 복호의 신뢰도를 높이기 위해 CVE(Channel Value Estimator) 추가 구성하였다. 이를 통해 채널에 대한 정보를 보간할 수 있어 성능을 개선할 수 있다.

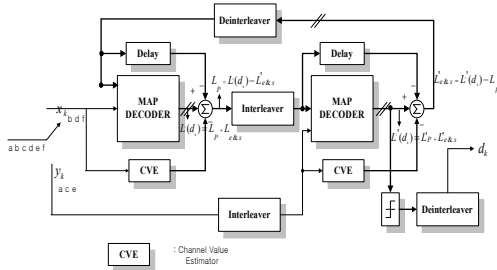


그림 1. Turbo TCM 복호기 구조  
Fig. 1. Decoder structure of Turbo TCM

MAP 복호기는 출력값으로 LLR(Log Likelihood Ratio)을 생성하며, LLR을 구하는 과정은 식 (1)과 같이 구할 수 있다. 여기에서 시간  $t$ 에 대해 정보비트  $c_t = i$ 에 대해 구해지며  $\alpha$ 는 Forward State Metric,  $\beta$ 는 Backward State Metric, 그리고  $\delta$ 는 Branch Metric으로 정의하고 연산 식은 식 (2), (3), (4)와 같다.

$$L^i(c_t = i) = \log \frac{\sum_{(l',l) \in B_t^i} \alpha_{t-1}(l') \delta_t^i(l,l') \beta_t(l)}{\sum_{(l',l) \in B_t^i} \alpha_{t-1}(l') \delta_0^i(l,l') \beta_t(l)} \quad (1)$$

식 (1)에서 심벌  $i$ 는 신호집합  $\{0,1,2,\dots,2^k-1\}$ 이고 제

귀적 확률  $\alpha_t(l), \beta_t(l), \delta_t^i(l',l)$ 에 의해 LLR 값을 얻어낼 수 있다.

Forward State Metric 값은 식 (2)과 같이 나타내며

$$\bar{\alpha}_t(l) = \log \sum_{i=0}^{M_t-1} e^{\bar{\alpha}_{t-1}(i)} \quad (2)$$

Backward State Metric 값은 식 (3)과 같이 얻어낼 수 있다.

$$\bar{\beta}_t(l) = \log \sum_{i=0}^{M_t-1} e^{\bar{\beta}_{t+1}(i)} \quad (3)$$

시간  $t$ 에 대해 Branch 천이 확률은 식 (4)와 같이 표현된다.

$$\bar{\delta}_t^i(l',l) = \log \sum_{i=0}^{2^k-1} \delta_t^i(l',l) \quad (4)$$

식 (4)은 식 (5)의 값을 의미한다.

$$\bar{\delta}_t^i(l',l) = \exp\left(\frac{1}{2\sigma^2}(-|r_t - a_t s_t|^2)\right) \quad (5)$$

수신신호  $r_t$ 는 식 (6)과 같이 표현된다.

$$r_t = a_t s_t + n_t \quad (6)$$

여기에서  $a_t$ 는 채널상태,  $s_t$ 는 송신신호,  $n_t$ 는 가우시안 잡음을 의미한다. LLR을 구하기 위해 Multiply, Exponential, Log 등의 복잡한 연산이 포함되어 있다. 부호율  $r = 2/3$ , Memory 수  $v = 3$ 인 격자도를 그림 2에 나타내었다. 8상태의 격자도로 각 입력에 대한 상태를 나타낸다. 수평축은 입력시간을 의미하고 수직축은 길쌈부호기의 지연 소자에 현재 기억되어 있는 값을 의미한다. 그림 2는 전체 시간 구간에 따른 레지스터의 상태와 Branch Metric 격자도 나타낸다. 이를 하나의 격자점에 대한 상태와 입력 정보로 구성하면 그림 3, 4와 같이 나타낼 수 있다.

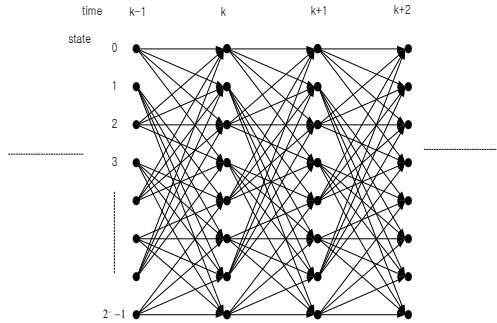


그림 2. Turbo TCM 복호기 트렐리스 다이어그램  
Fig. 2. Trellis diagram of Turbo TCM decoder

▶  $\alpha_k^i(m)$  을 위한 표현

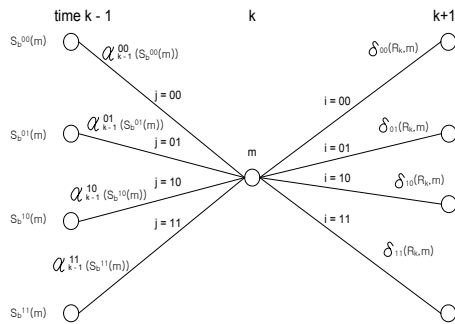


그림 3.  $\delta_i(R_k, m)$  을 이용한  $\alpha_k^i(m)$  의 계산  
Fig. 3.  $\alpha_k^i(m)$  calculation using  $\delta_i(R_k, m)$

그림 3에서  $\alpha_k^i(m)$ 는 Forward State Metric을 의미하고 정보 심벌  $i$ 의 천이 비트를 가지고 시간  $k$ 에서 상태  $m$ 으로 부터 다음 상태로의 천이를 위한 상태 metric을 나타낸다.  $\alpha_k^i(m)$ 에 대해  $\delta(R_k, m)$  값을 사용하여 나타내면 식 (7), (8), (9), (10)과 같이 나타낼 수 있다.  $\delta(R_k, m)$ 는 Branch Metric이며  $S_b^j(m)$ 는 이전 상태를 나타낸다.

$$\alpha_k^{00}(m) = \delta_k^{00}(R_k, m)((\alpha_{k-1}^{00}(S_b^{00}(m)) + \alpha_{k-1}^{01}(S_b^{01}(m))) + \alpha_{k-1}^{10}(S_b^{10}(m)) + \alpha_{k-1}^{11}(S_b^{11}(m))) \tag{7}$$

$$\alpha_k^{01}(m) = \delta_k^{01}(R_k, m)((\alpha_{k-1}^{00}(S_b^{00}(m)) + \alpha_{k-1}^{01}(S_b^{01}(m))) + \alpha_{k-1}^{10}(S_b^{10}(m)) + \alpha_{k-1}^{11}(S_b^{11}(m))) \tag{8}$$

$$\alpha_k^{10}(m) = \delta_k^{10}(R_k, m)((\alpha_{k-1}^{00}(S_b^{00}(m)) + \alpha_{k-1}^{01}(S_b^{01}(m))) + \alpha_{k-1}^{10}(S_b^{10}(m)) + \alpha_{k-1}^{11}(S_b^{11}(m))) \tag{9}$$

$$\alpha_k^{11}(m) = \delta_k^{11}(R_k, m)((\alpha_{k-1}^{00}(S_b^{00}(m)) + \alpha_{k-1}^{01}(S_b^{01}(m))) + \alpha_{k-1}^{10}(S_b^{10}(m)) + \alpha_{k-1}^{11}(S_b^{11}(m))) \tag{10}$$

▶  $\beta_k^i(m)$  을 위한 표현

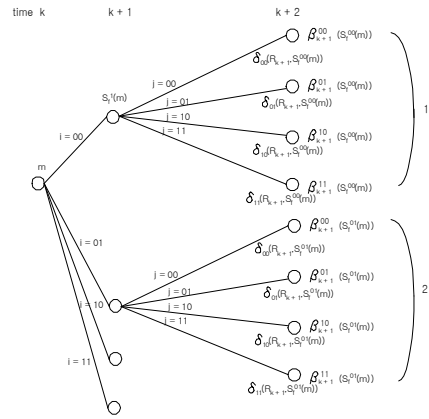


그림 4.  $\delta_i(R_k, m)$  을 이용한  $\beta_k^i(m)$  의 계산  
Fig. 4.  $\beta_k^i(m)$  calculation using  $\delta_i(R_k, m)$

그림 4에서  $\beta_k^i(m)$ 의 계산은  $\alpha$ 의 계산 과정과 유사하게 나타나며, 단지 계산의 진행 과정이  $\alpha$ 와는 반대인 Backward State Metric 형태로 구할 수 있다. 여기에서  $\delta(R_k, m)$ 는 Branch Metric이며  $S_f^j(m)$ 는 다음 상태를 나타낸다.  $\beta_k^i(m)$ 에 대한 값은 식 (11), (12), (13), (14)와 같다.

$$\beta_k^{00}(m) = \beta_{k+1}^{00}(S_f^{00}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{00}(R_{k+1}, S_f^{00}(m)) + \beta_{k+1}^{01}(S_f^{01}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{01}(R_{k+1}, S_f^{01}(m)) + \beta_{k+1}^{10}(S_f^{10}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{10}(R_{k+1}, S_f^{10}(m)) + \beta_{k+1}^{11}(S_f^{11}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{11}(R_{k+1}, S_f^{11}(m)) \tag{11}$$

$$\beta_k^{01}(m) = \beta_{k+1}^{00}(S_f^{01}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{00}(R_{k+1}, S_f^{01}(m)) + \beta_{k+1}^{01}(S_f^{01}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{01}(R_{k+1}, S_f^{01}(m)) + \beta_{k+1}^{10}(S_f^{10}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{10}(R_{k+1}, S_f^{10}(m)) + \beta_{k+1}^{11}(S_f^{11}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{11}(R_{k+1}, S_f^{11}(m)) \tag{12}$$

$$\beta_k^{10}(m) = \beta_{k+1}^{00}(S_f^{10}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{00}(R_{k+1}, S_f^{10}(m)) + \beta_{k+1}^{01}(S_f^{10}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{01}(R_{k+1}, S_f^{10}(m)) + \beta_{k+1}^{10}(S_f^{10}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{10}(R_{k+1}, S_f^{10}(m)) + \beta_{k+1}^{11}(S_f^{10}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{11}(R_{k+1}, S_f^{10}(m)) \quad (13)$$

$$\beta_k^{11}(m) = \beta_{k+1}^{00}(S_f^{11}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{00}(R_{k+1}, S_f^{11}(m)) + \beta_{k+1}^{01}(S_f^{11}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{01}(R_{k+1}, S_f^{11}(m)) + \beta_{k+1}^{10}(S_f^{11}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{10}(R_{k+1}, S_f^{11}(m)) + \beta_{k+1}^{11}(S_f^{11}(m)) \cdot \delta_{k+1}^{11}(R_{k+1}, S_f^{11}(m)) \quad (14)$$

$\alpha_k^i(m)$ ,  $\beta_k^j(m)$ 에 대해 LLR 값인 식 (15),(16),(17), (18)을 통해 최적 복호 값을 얻을 수 있다.

$$L^{00}(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^{00}(m) \beta_k^{00}(m)}{\sum_m \alpha_k^{00}(m) \beta_k^{00}(m)} \quad (15)$$

$$L^{01}(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^{01}(m) \beta_k^{01}(m)}{\sum_m \alpha_k^{00}(m) \beta_k^{00}(m)} \quad (16)$$

$$L^{10}(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^{10}(m) \beta_k^{10}(m)}{\sum_m \alpha_k^{00}(m) \beta_k^{00}(m)} \quad (17)$$

$$L^{11}(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^{11}(m) \beta_k^{11}(m)}{\sum_m \alpha_k^{00}(m) \beta_k^{00}(m)} \quad (18)$$

이동통신 채널 환경은 채널 특성이 시간에 따라 변화할 때 랜덤한 위상변화를 동반하는 시간 선택적 페이딩을 갖는다. 이러한 시간 선택적 페이딩에 의한 도플러 확산은 신호대역폭을 퍼지게 해서 수신된 신호의 대역폭이 전송된 것과 다르게 한다. 도플러 확산은 하나의 정현 반송파가 다중경로 채널을 통해 전송될 때 수신된 반송파의 스펙트럼 폭으로 정의된다. 라디오 주파수(radio frequency)  $f_c$ 를 전송하면 신호의 스펙트럼은 식 (19)와 같은 범위를 갖는다.

$$f_c - f_d < \text{신호의 스펙트럼} < f_c + f_d \quad (19)$$

여기에서  $f_d$  도플러 주파수를 의미한다. 본 논문에서는 파일럿 심벌을 이용하여 도플러 주파수에 의해 영향을 받는 페이딩을 보상하는 기존 PSAM 방식에 비해 우수한 DPSAM 방식의 파일럿 패턴을 제안하고 성능을 비교해 보았다. 그림 5는 PSAM의 프레임 구조를 나타내고 그림 6는 제안된

DPSAM의 프레임 구조를 나타낸다.

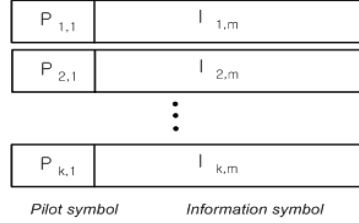


그림 5. DPSAM 프레임 구조  
Fig. 5. DPSAM frame structure

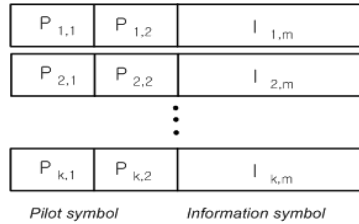


그림 6. DPSAM 프레임 구조  
Fig. 6. DPSAM frame structure

$P_{k,m}$ 은  $k$ 번째 프레임의  $m$ 번째 파일럿 심벌을 나타내며  $I_{k,m}$ 은  $k$ 번째 프레임의  $m$ 번째 정보 심벌을 의미한다. 한 프레임의 길이를  $N$ 이라 하면, PSAM의 경우 정보 심벌 수는  $N-1$ 이 되고 DPSAM의 정보 심벌 수는  $N-2$ 가 된다. 파일럿 심벌은  $P+P_j$ 를 사용한다.

### III. 성능평가

시간 선택적 페이딩 환경은 수신신호의 포락선이 레일레이 분포를 따르는 Jakes 모델[13]로 시뮬레이터를 구성하여 성능평가를 하였다. 그림 7은 도플러 주파수 120Hz( $f_d T = 0.01$ )의 시간 선택적 페이딩에서 Turbo TCM을 적용하여 정보 비트 크기가 2048이고 반복 복호수를 1, 3, 7회 했을 때 기존 PSAM과 제안된 DPSAM 방식에 대한 성능결과를 보여준다. 성능분석 결과 반복 복호수에 비례하여 성능이 향상됨을 알 수 있다. 제안된 방식은 기존의 PSAM 방식과 비교해서 BER이  $10^{-2}$ 이고 반복 복호수가 3인 경우 제안된 방식이 약 3dB 향상됨을 알 수 있다. 또한 BER이  $10^{-3}$ 이고 반복 복호수가 3인 경우 제안된 방식이 약 4.7dB 향상됨을 알 수 있고 반복 복호수가 7인 경우 제안된 방식이 약 6dB

향상됨을 알 수 있다. 제안된 방식은 파일럿 심벌로 추가 대역폭이 필요하지만 신호 보상정보의 추가로 인해 기존 방식에 비해 우수한 성능을 보인다. 또한 대역폭 손실에서 발생하는 부가 비트들에 대해 Turbo TCM 기술로 대역폭 손실을 극복할 수 있다.

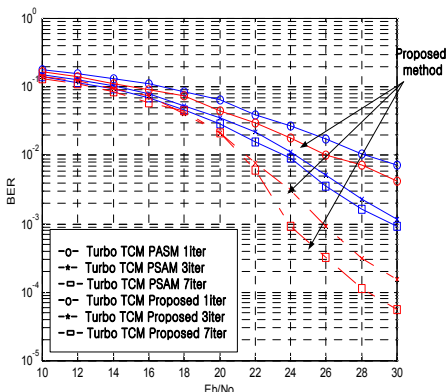


그림 7. 시간 선택적 페이딩 채널에서 PSAM과 제안된 방법의 BER 성능 비교

Fig. 7. BER performance comparison of proposed method and PSAM in time-selective fading channels

#### IV. 결론

본 논문에서는 시간 선택적 페이딩 환경에서는 고속, 대용량 데이터 전송 시 심한 성능열하를 극복하기 위해 부호화 이득이 우수한 Turbo Codes의 특성을 가지며 대역폭 효율을 얻을 수 있는 Turbo TCM에 대한 복호기의 구조를 제시하고 페이딩 채널에서 성능을 향상시키는 방법에 대해 제안하였다. 제안된 구조는 이중 파일럿 형태를 적용하고 직렬로 연결된 두 개의 MAP 복호기로 구성하여 반복 복호 시 다음 MAP 복호기의 부가 정보로 이용되어 시간 선택적 페이딩 채널 환경에서 데이터의 신뢰도를 높일 수 있었다. 인터리버 사이즈가 크고 반복 복호가 충분히 수행되었을 때 우수한 성능을 보인다. 반복 복호수가 1이고 BER이 10<sup>-2</sup>에서 기존 구조를 이용한 방식에 비해 제안된 방식이 약 2dB 정도 성능 향상을 보였고 반복 복호수가 7이고 BER이 10<sup>-3</sup>에서 제안된 방식이 약 6dB 정도의 성능 향상을 보인다. 제안된 방식이 반복 복호수에 비례하여 성능이 더욱 우수함을 알 수 있다. 향후 이동통신은 더욱 고속화 대용량 데이터 서비스가 필요하다. 본 연구를 통해 대역폭이 제한된 환경에서 이동 대용량 데이

터 서비스[14]에 이용될 수 있다.

#### 참고문헌

- [1] D.Jinjin He, Huaping Liu, Zhongfeng Wan, Xinming Huang, and Kai Zhang, "High-Speed Low-Power Viterbi Decoder Design for TCM Decoders," IEEE Transaction Very Large Scale Integration. (VLSI) System volume.20, no.4. April 2012.
- [2] J. He, Z. Wang, and H. Liu, "An efficient 4-D 8PSK TCM decoder architecture," IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst., vol. 18, no. 5, pp. 808-817, May 2010.
- [3] Anita Suthar FET, Mody Institute of Technology and Science, Lakshmangarh Sikar, Rajasthan, INDIA, "Performance analysis of Turbo decoding algorithms in digital communication," International Journal of VLSI & Signal Processing Applications, Vol.2, Issue 1, Feb 2012.
- [4] YEH CHIA J, UENG YL, LIN MC, et al. "Interblock memory for Turbo coding," IEEE Trans on Communications, 58(2) pp.390-393, 2010.
- [5] Mohammad Salim, R.P. Yadav, and S.Ravi kanth, "Performance Analysis of Log-map, SOVA and Modified SOVA Algorithm for Turbo Decoder," in proc .IEEE International Journal of Computer Applications (0975-8887) Volume 9- No.11, November 2010.
- [6] M. Jafar Taghiyar, Sami Muhaidat, Jie Liang, "On the Performance of Pilot Symbol Assisted Modulation for Cooperative Systems with Imperfect Channel Estimation," in Proc. IEEE WCNC 10, pp. 1-5, Apr. 2010.
- [7] M. Jafar Taghiyar, Sami Muhaidat, Jie Liang, "On Pilot-Symbol-Assisted Cooperative Systems with Cascaded Rayleigh and Rayleigh Fading Channels with Imperfect CSI," Multidisciplinary Journals in Science and Technology, Journal of Selected Areas in Telecommunications (JSAT),

pp.24 -31, November Edition, 2010.

- [8] H. Muhaidat, M. Uysal, and R. Adve, "Pilot-symbol-assisted detection scheme for distributed orthogonal space-time block coding," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 8, no. 3, pp. 1057-1061, March 2009.
- [9] Hugo M. Tullberg and Paul H. siegel, "Concatenated TCM With an Inner Accumulate Code-Part I: Maximum-Likelihood Analysis," IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, vol. 53, No.1, January 2005.
- [10] J. Jin and C.-Y. Tsui, "Low-power limited-search parallel state viterbi decoder implementation based on scarce state transition," IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst., vol. 15, no. 11, pp. 1172-1176, Oct. 2007.
- [11] F. Sun and T. Zhang, "Low power state-parallel relaxed adaptive viterbi decoder design and implementation," in Proc. IEEE ISCAS, pp. 4811-4814. May 2006.
- [12] Jeong-Su Kim, "A Research on Multiple PS QAM for Channel Compensation in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels," Journal of The Korea Society of Computer and Information, Vol. 18, No. 7, pp. 79-84, July 2013.
- [13] Chen Wei, Zhang Lili, He Zhiyi, "Second-Order Statistics of Improved Jakes Models' for Rayleigh Fading Channels," Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. pp. 1108 - 1111, Setp. 2007.
- [14] Lee, Jong-Chan, Lee, Moon-Ho, "A QoS Provisioning Based on Load Balancing for Hand-over in OFDMA System," Journal of The Korea Society of Computer and Information, Vol. 18, No. 2, pp. 59-68, Nov. 2013.

**저 자 소 개**



**김 정 수**

1996: 순천대학교  
전자공학과 공학사  
1998: 전북대학교  
정보통신공학과 공학석사  
2003: 전북대학교  
컴퓨터공학과 공학박사  
현 재: 승실사이버대학교  
컴퓨터정보통신학과 부교수  
관심분야: 컴퓨터정보통신  
Email : kjs@mail.kcu.ac