

흐름 다중 심벌 검파를 사용한 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM

Sliding Multiple Phase Differential Detection of Trellis-coded MDPSK-OFDM

김종일

Chong-Il Kim

요약

본 논문에서는 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM의 차동검파에서 BER(bit error rate) 성능을 향상시키기 위해 다중 위상차의 유클리드 거리를 가지 메트릭으로 하는 비터비 디코더를 제안한다. 제안된 비터비 디코더는 다중 위상차를 가지 메트릭으로 사용하는 슬라이딩 방식의 다중 심벌 검파 방식이며 다중 위상차를 가지 메트릭으로 사용하기 위한 비터비 알고리즘을 설명한다. 본 논문에서 제안한 다중 심벌 검파를 이용한 MDPSK-OFDM은 대역폭과 전력의 효율성을 감소시키지 않고 같은 SNR에서 BER 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 보여준다. 또한 제안된 디코더 방식과 알고리즘은 다중 반송파뿐만 아니라 전통적인 단일 반송파 변조에도 사용될 수 있다.

Abstract

In this paper, the Viterbi decoder containing new branch metrics of the squared Euclidean distance with multiple order phase differences is introduced in order to improve the bit error rate (BER) in the differential detection of the trellis-coded MDPSK-OFDM. The proposed Viterbi decoder is conceptually same as the sliding multiple phase differential detection method that uses the branch metric with multiple phase differences. Also, we describe the Viterbi algorithm in order to use this branch metrics. Our study shows that such a Viterbi decoder improves BER performance without sacrificing bandwidth and power efficiency. Also, the proposed algorithm can be used in the single carrier modulation.

Key words : Trellis-Coded Modulation, OFDM, Multiple symbol detection, MDPSK

1. 서론

현재 이동 무선 통신 시스템에서 다양한 고품질의 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서 고속 멀티미디어 통신 시스템의 수요가 급증하고 있다. 멀티미디어 통신은 보다 높은 대역폭 효율성과 전송율을 요구한다. OFDM(orthogonal frequency-division multiplexing)이라 불리는 다중 반송파 통신은 이러한 통신 요구를 만족시키는 고속의 통신 방식 중 하나이다[1]. OFDM은 실제 무선 채널에서 다중 경로에 의한 왜곡과 심벌간 간섭(Intersymbol interference, ISI)을 줄이기 위해 보호구간(guard interval)을 삽입한다. 또한 보호 구간과 차동검파를 사용함으로써 동기화 및 위상 동기의 필요성이 없게 되어 수신기의 구조가 간단하게 된다. 하지만 주파수 선택적 페이딩 채널하에서 반송파의 심한 감쇄 현상을 야

기시켜 신뢰할 만한 고속의 데이터 전송을 할 수 없다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 보통 채널 코딩을 쓰게 되며 고속의 데이터 전송을 위해 효율적인 채널 코딩을 써야만 한다. 과거에는 채널코딩과 변조를 분리하여 취급하였으나 Ungerboeck는 채널코딩과 변조를 동시에 수행하여 향상된 코딩이득(coding gain)을 얻을 수 있는 TCM을 제안하였다.

1982년 Ungerboeck에 의해 트렐리스 부호화 변조(Trellis-Coded Modulation, TCM)가 제안된 후 몇년 동안 코딩 이득을 증가시키기 위한 연구가 진행되어왔다. 1987년 Divsalar와 Simon은 비대칭(asymmetric) 신호 성상도를 가진 비대칭 TCM을 이용하여 향상된 코딩 이득을 얻었고, Wei는 다차원(multidimensional) TCM과 다중(multiple) TCM을 제안하였다. 또한 여러 채널 환경과 CPM, MPSK, QAM, MDPSK와 같은 여러 변조 방식을

TCM에 적용시키기 위한 노력이 계속 되어 왔다. TCM은 부가 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise, AWGN)이나 페이딩 채널에서 CPM, CPFSK, MPSK, MDPSK, PSK, Q²PSK, QAM, multilevel AM에 적용되었다. 또한 1998년 64-DAPSK에서 콘볼루션 부호를 이용한 OFDM 신호의 성능을 분석하였다.[2]

본 논문에서는 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) MDPSK-OFDM에서 BER 특성을 향상시키기 위해 1차 위상차 뿐만아니라 다중 위상차의 유클리드 거리를 가지 메트릭으로 하는 비터비 디코더와 수신기를 제안한다. 또한 AWGN 채널과 라이시안, 레일레이 채널에서의 TC 8DPSK-OFDM 성능을 조사한다. 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM, 즉 TC MDPSK-OFDM은 전력과 대역폭이 제한된 채널에서 아주 유용한 방식중에 하나이며 특히 다중 위상차를 메트릭으로 사용하는 비터비 디코더는 BER 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 보여준다. 제한된 알고리즘은 OFDM에만 국한된 것은 아니며 여러 차동 변조 시스템에 사용 될 수 있으며 또한 단일 반송파 시스템에도 적용될 수 있다.

II. TC MDPSK-OFDM 전송 시스템

그림 1은 TC MDPSK-OFDM 전송 시스템을 나타낸다. 부호화된 비트열은 각 부반송파의 신호 사상에 의해 MDPSK 변조 신호로 사상된다. 즉 현재 부반송파 i 의 OFDM 심벌 k 에 대해서 비트 z_k^0, \dots, z_k^n 은 위상차 심벌 f_k^i 로 사상된다. 신호 집합 확장과 신호 집합 분할에 의한 신호 사상을 사용함으로써 현저한 코딩 이득을 얻을 수 있다. MDPSK를 TCM에 적용하기 위해서는 세 단계를 거치게 된다. 첫째, 코드율(code rate) $R = n/(n+1)$ 의 콘볼루션 부호화기를 사용하였을 때 채널 신호 집합의 크기를 2^n 에서 2^{n+1} 로 채널 신호 집합을 확장하는 것이다. 둘째, 확장된 채널 신호 집합에서 유클리드 거리가 점차적으로 최대가 되도록 신호 집합 분할을 한다. TCM을 설계하기 위한 마지막 단계로, 이러한 집합 분할이 이루어 지도록 콘볼루션 부호화기를 설계한다. 콘볼루션 부호화기와 트렐리스 다이어그램은 [3], [4], [5]에서와 같다. 그러나 일반적으로 TCM은 한정된 산발 에러를 수정하는데 사용된다. 만일 채널 출력단에서 연집(burst) 에러가 발생하였다고 하면 TCM 디코더는 올바르게 디코딩 할 수 없다. 그러므로 OFDM에서 이러한 연집 에러를 산발 에러로 만들기 위해 심벌 인터리빙 방식이 도입된다. 송신단에서 다음단계는 이산 OFDM 신호를 계산하기 위해 IFFT(inverse fast Fourier transform)가 수행된다.

더불어 IFFT 출력열에 주기적으로 보호구간이 삽입된다. 전송된 신호는 주파수 선택적 무선 채널에 의해 왜곡되어지고 AWGN이 첨가된다.

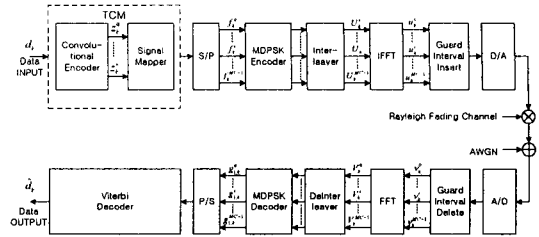


그림 1. TC MDPSK-OFDM 전송시스템

Fig. 1. TC MDPSK-OFDM Transmission System

OFDM 심벌 k 에 대한 전송 신호는

$$u_k^n = \frac{1}{\sqrt{MC}} \sum_{i=0}^{MC-1} U_k^i e^{j2\pi ni/MC} \quad (1)$$

여기서 U_k^i 는 i 번째 부반송파의 k 번째 심벌에서의 TC MDPSK 심벌이고 MC 는 부반송파의 갯수이다. U_k^i 는 다음과 같이 복소형태로 표시할 수 있다

$$U_k^i = \exp(j\theta_k^i) \quad (2)$$

여기서 θ_k^i 는 전송된 신호의 위상을 표시하고 집합 $\{2\pi m/M, m=0, 1, \dots, M-1\}$ 의 M 개의 값들 중 하나이다.

그러면 TC MDPSK-OFDM의 경우에 각 부반송파 심벌은 인접 심벌간에 다음과 같이 차동 부호화 된다.

$$\begin{aligned} U_k^i &= \exp(j\theta_k^i) \\ &= \exp(j(\theta_{k-1}^i + \Delta\theta_k^i)) \\ &= \exp(j(\theta_{k-L}^i + \Delta\theta_{k-L+1}^i \\ &\quad + \Delta\theta_{k-L+2}^i + \dots + \Delta\theta_k^i)) \\ &\equiv U_{k-L}^i \cdot f_{k-L+1}^i \cdot f_{k-L+2}^i \dots f_k^i \end{aligned} \quad (3)$$

차동 부호화된 TC MDPSK-OFDM 신호는 레일레이 페이딩(주파수 선택적 무선 채널)을 통과하고 AWGN이 첨가된다. 수신단에서 복조기는 OFDM 부반송파를 얻기 위해 FFT(fast fourier transform)을 수행한다. 이상적인 경우 복조된 심벌 V_k^i 는

$$V_k^i = \alpha_k^i \cdot U_k^i + N_k^i \quad (4)$$

$k=0, \dots, N-1$ and $i=0, \dots, MC-1$

여기서 α_k^i 와 N_k^i 는 각 부반송파에 첨가된 가우시안 잡음과 채널에서의 페이딩을 표시하는 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 또한 N_k^i 는 편차(variance)가

$$\sigma^2 = \frac{1}{2} E(N_k^i \cdot N_k^{i*}) = N_0 \quad (5)$$

인 통계적으로 독립이고 동등하게 분포(independent identically distribution)된 변수이다. 여기서 N_0 는 AWGN의 전력스펙트럼 밀도함수이다.

III. 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM의 SMPDD

MDPSK에서 정보는 현재 신호와 바로 전신호의 위상차에 전송된다. 수신단에서 정보를 추출하기 위해서는 단지 연속적인 두 신호의 샘플링 순간의 위상차가 필요하다. 정보 비트는 전송된 신호의 위상차에 의해 표현되기 때문에 수신된 신호의 위상차를 추출해야만 한다. 전에 알려진 것처럼 트렐리스 부호화된 차동 변조 시스템에서 비터비 디코딩으로 최적의 방법을 찾기는 어렵다. 하지만 신뢰할만한 근사화가 이루어진다면 최적의 방법을 찾을 수 있다. 각 부반송파의 두 인접 OFDM 심벌에서 두 샘플간에 추출된 1차 위상차 $g_{1,k}^{i,\alpha}$ 는

$$\begin{aligned} g_{1,k}^{i,\alpha} &= V_k^i \cdot V_{k-1}^{i*} \\ &= (\alpha_k^i \cdot U_k^i + N_k^i) \cdot (\alpha_{k-1}^i \cdot U_{k-1}^i + N_{k-1}^i)^* \\ &= \alpha_k^i \cdot \alpha_{k-1}^{i*} \cdot U_k^i \cdot U_{k-1}^{i*} \\ &\quad + \alpha_k^i \cdot U_k^i \cdot N_{k-1}^{i*} + \alpha_{k-1}^i \cdot U_{k-1}^i \cdot N_k^i \\ &\quad + N_k^i \cdot N_{k-1}^{i*} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 '*'는 공액 복소 신호이다. BER 특성은 SNR에 따라 변하고 높은 SNR($|\alpha_k^i \cdot U_k^i| \gg |N_k^i|$, $|\alpha_{k-1}^i \cdot U_{k-1}^i| \gg |N_{k-1}^i|$)에서 $N_k^i \cdot N_{k-1}^{i*}$ 는 무시할 수 있을 정도로 매우 작아서 $g_{1,k}^{i,\alpha}$ 는 다음과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$g_{1,k}^{i,\alpha} \approx \alpha_k^i \cdot \alpha_{k-1}^{i*} \cdot U_k^i \cdot U_{k-1}^{i*} + \alpha_k^i \cdot U_k^i \cdot N_{k-1}^{i*} + \alpha_{k-1}^i \cdot U_{k-1}^i \cdot N_k^i \quad (7)$$

만일 채널 전달 특성이 매우 천천히 변한다고 하면(즉, $\alpha_k^i \approx \alpha_{k-1}^i$)

$$g_{1,k}^{i,\alpha} \approx |\alpha_k^i|^2 f_k^i + \alpha_k^i \cdot U_k^i \cdot N_{k-1}^{i*} + \alpha_k^{i*} \cdot U_{k-1}^i \cdot N_k^i \quad (8)$$

이 되고 모든 잡음항을 $N_{1,k}^i$ 로 하고 $g_{1,k}^{i,\alpha}$ 를 스케일링하면

$$g_{1,k}^i \equiv \frac{g_{1,k}^{i,\alpha}}{|\alpha_k^i|^2} = f_k^i + \frac{1}{\alpha_k^{i*} \cdot U_k^i} \cdot N_{k-1}^{i*} + \frac{1}{\alpha_k^i \cdot U_{k-1}^i} \cdot N_k^i \quad (9)$$

이 된다. 여기서 U_k^i 와 U_{k-1}^i 사이의 위상차 f_k^i 와 $g_{1,k}^i$ 의 조건 확률 밀도 함수(probability density function, pdf)는 다음과 같이 가우시안 분포로 근사화 시킬 수 있다[2].

$$P_G(g_{1,k}^i | f_k^i) \approx \frac{1}{\sigma_{1,k} \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(g_{1,k}^i - f_k^i)^2}{2\sigma_{1,k}^2}\right\} \quad (10)$$

여기서 평균값은

$$E[g_{1,k}^i] = f_k^i \quad (11)$$

이고 편차는

$$\begin{aligned} \sigma_{1,k}^2 &= \left(\frac{1}{|\alpha_k^i \cdot U_k^i|^2} + \frac{1}{|\alpha_k^i \cdot U_{k-1}^i|^2} \right) \sigma^2 \\ &= \frac{2\sigma^2}{|\alpha_k^i|^2} \end{aligned} \quad (12)$$

이다.

식 (10)에서 가우시안 확률 밀도 함수로의 근사화는 높은 SNR에서 신뢰할만하고 [2]에서 시뮬레이션에 의해 증명되어지고 있다.

그러나 [6]에서처럼 L 차 위상차(현재신호와 L 번째 전신호사이의 위상차)는 실제 시스템에서 신드롬처럼 동작하여 에러를 수정할 수 있는 능력이 있고 또한 [7], [8]에서 처럼 MDPSK에서 성능을 향상시키기 위해 block-by-block 방식의 다중 위상 검출을 수행 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이를 이용하여 1차 위상차 및 L 차 위상차를 가지 메트릭으로 사용하여 BER성능을 향상시킬 수 있는 비터비 디코더를 설계하고 이를 사용하는 복조기를 설계하고자 한다. 본 논문에서 제안한 비터비 디코더는 개념적으로 다중 위상차를 가지 메트릭으로 하는 연속적인 다중 위상 검파(sliding multiple phase differential detection, SMPDD)이다.

BER 성능을 향상시키기 위해 SMPDD 기술을 L 개의 위상차 $g_{1,k}^i, \dots, g_{L,k}^i$ 를 추출하여 트렐리스 디코딩에 적용한다. 여기서 L 은 채널 전달 특성 factor보다도 작아야만 한다. 부반송파 i 의 수신된 $(l+1)$ 개의 연속 수신된 OFDM 심벌중 l 차 위상차 $g_{l,k}^{i,\alpha}$ 는

$$\begin{aligned} g_{l,k}^{i,\alpha} &= V_k^i \cdot V_{k-l}^{i*} \\ &\approx |\alpha_k^i|^2 \cdot f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-l+1}^i \\ &\quad + \alpha_k^i \cdot U_k^i \cdot N_{k-l}^{i*} + \alpha_k^{i*} \cdot U_{k-l}^i \cdot N_k^i \end{aligned} \quad (13)$$

이다. $g_{l,k}^i$ 를 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned} g_{l,k}^i &\equiv \frac{g_{l,k}^{i,\alpha}}{|\alpha_k^i|^2} = f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-l+1}^i \\ &\quad + \frac{1}{\alpha_k^{i*} \cdot U_k^i} \cdot N_{k-l}^{i*} \\ &\quad + \frac{1}{\alpha_k^i \cdot U_{k-l}^i} \cdot N_k^i \\ &= f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-l+1}^i + N_{l,k}^i \end{aligned} \quad (14)$$

$g_{l,k}^i$ 의 pdf는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} P_G(g_{l,k}^i | f_k^i, f_{k-1}^i, \dots, f_{k-l+1}^i) \\ \approx \frac{1}{\sigma_{l,k} \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(g_{l,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-l+1}^i)^2}{2\sigma_{l,k}^2}\right\} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 평균값은

$$E[g_{l,k}^i] = f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-l+1}^i \quad (16)$$

이고 편차는

$$\begin{aligned} \sigma_{l,k}^2 &= \left(\frac{1}{|\alpha_k^i \cdot U_k^i|^2} + \frac{1}{|\alpha_k^i \cdot U_{k-l}^i|^2} \right) \sigma^2 \\ &= \frac{2\sigma^2}{|\alpha_k^i|^2} \end{aligned} \quad (17)$$

이다.

수신단에서 디코딩의 남은 문제는 디코딩을 할 때 수신된 위상차 열 G 를 $\hat{F} = (\hat{f}_1, \hat{f}_2, \dots, \hat{f}_{N-1})$ 으로 평가하

는 일이다. 모든 정보 심벌이 일정한 비율로 발생한다고 할 때 심벌 에러 확률을 줄이기 위해 \mathbf{G} 를 최대 가능도(Maximum-Likelihood)라고 하는 디코딩을 하게 된다. 이것은 전송 가능한 모든 신호 열과 수신된 신호의 조건 확률을 비교하여 가장 큰 확률과 관계되는 전송 신호 열을 선택하는 것이다.

즉 디코더는

$$P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} P_G(\mathbf{G} | \mathbf{F}) \quad (18)$$

가 되는 $\hat{\mathbf{F}}$ 을 선택한다. 또한 수신측에서 1차 위상차 $g_{1,k}^i$ 뿐만 아니라 연속된 L 차 위상차 $g_{L,k}^i$ 를 추출할 수 있다고 하면 $P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}})$ 는

$$P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} \prod_{k=L}^{N-1} P(g_{1,k}^i, \dots, g_{L,k}^i | f_k^i \dots f_{k-L+1}^i) \quad (19)$$

이 된다. 이러한 계산은 곱셈의 복잡성 때문에 곱셈을 덧셈으로 변환시키는 Log를 취하고 행렬 형태로 표시하며 또한 잡음의 랜덤 변수는 결합(jointly) 가우시안 분포이며 채널이 무기억(memoryless)이고 상호 독립적이라고 하면

$$\ln P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} \ln \prod_{k=L}^{N-1} \frac{|[C_{G_i G_i}]^{-1}|^{1/2}}{(2\pi)^{L/2}} \times \exp \left\{ - \frac{[\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H [C_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]}{2} \right\} \quad (20)$$

이 된다. 단 여기서 $[C_{G_i G_i}]$ 는 추출된 위상차의 상관분산(covariance) 행렬이며 다음과 같다.

$$[\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] = \begin{bmatrix} g_{1,k}^i - \overline{g}_{1,k}^i \\ g_{2,k}^i - \overline{g}_{2,k}^i \\ \vdots \\ g_{L,k}^i - \overline{g}_{L,k}^i \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$= [\mathbf{G}_k^i - \mathbf{F}_k^i] = \begin{bmatrix} g_{1,k}^i - f_k^i \\ g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \\ \vdots \\ g_{L,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-L+1}^i \end{bmatrix}$$

그러면

$$\ln P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} \left[K - \sum_{k=L}^{N-1} A [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H \cdot [C_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] \right] \quad (22)$$

이 된다. 단, 여기서 K 와 A 는 최대화시키면서 버릴 수 있는 상수이다. 결론적으로 최대 가능도 디코딩은 수신된 신호 열 \mathbf{G}_k^i 를 다음과 같이 정의된 메트릭을 최소화시키는 것과 같다.

즉,

$$\lambda_b = \min_{\text{all } \mathbf{F}} \left[\sum_{k=L}^{N-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H \cdot [C_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] \right] \quad (23)$$

여기서, 트렐리스 부호화된 MDPSK의 비터비 디코더의 가지(branch) 메트릭을 다음과 같이 정의한다.

$$\lambda_b = [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H [C_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] \quad (24)$$

만일 수신된 신호의 1차 위상차만을 적용할 경우 즉, $L=1$ 일 경우 MLSE의 로그 가능도(log likelihood) 함수는

$$P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} \ln \prod_{k=1}^{N-1} P(g_{1,k}^i | f_k^i) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} \sum_{k=1}^{N-1} \ln \frac{1}{\sigma_{1,k} \sqrt{2\pi}} \cdot \exp \left\{ \frac{-(g_{1,k}^i - f_k^i)^2}{2\sigma_{1,k}^2} \right\} \approx \min_{\text{all } \mathbf{F}} \sum_{k=1}^{N-1} (g_{1,k}^i - f_k^i)^2 \quad (25)$$

이다. 그러므로 비터비 디코더의 가지 메트릭은

$$\lambda_b = |g_{1,k}^i - f_k^i|^2 \quad (26)$$

이며 이것은 전통적인 TCM의 복조기와 같다.

만일 연속적인 두 개의 위상차, 즉 $L=2$ 인 경우에 로 그 가능도 함수는

$$P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} \ln \prod_{k=2}^{N-1} P(g_{1,k}^i, g_{2,k}^i | f_k^i, f_{k-1}^i) = \max_{\text{all } \mathbf{F}} \sum_{k=2}^{N-1} \ln \frac{1}{2\pi\sigma_k^2 \sqrt{1-\rho^2}} \cdot \exp \left[\frac{-1}{2(1-\rho^2)\sigma_k^2} \left\{ |g_{1,k}^i - \overline{g}_{1,k}^i|^2 - 2\rho |g_{1,k}^i - \overline{g}_{1,k}^i| \cdot |g_{2,k}^i - \overline{g}_{2,k}^i| + |g_{2,k}^i - \overline{g}_{2,k}^i|^2 \right\} \right] \quad (27)$$

이며 여기서

$$\overline{g}_{1,k}^i = f_k^i \quad \overline{g}_{2,k}^i = f_k^i \cdot f_{k-1}^i \quad (28)$$

$$\sigma_k^2 = E[|g_{1,k}^i - \overline{g}_{1,k}^i|^2] = E[N_{1,k}^2] = E[|g_{2,k}^i - \overline{g}_{2,k}^i|^2] = E[N_{2,k}^2] \quad (29)$$

$$\rho = \frac{E[|g_{1,k}^i - \overline{g}_{1,k}^i| \cdot |g_{2,k}^i - \overline{g}_{2,k}^i|]}{\sigma_k^2} \quad (30)$$

이다. 따라서 비터비 디코더의 경로 메트릭과 가지 메트릭은 다음과 같다.

$$\lambda_b \approx \min_{\text{all } \mathbf{F}} \sum_{k=2}^{N-1} |g_{1,k}^i - f_k^i|^2 - 2\rho |g_{1,k}^i - f_k^i| \cdot |g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i| + |g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i|^2 \quad (31)$$

$$\lambda_b = |g_{1,k}^i - f_k^i|^2 - 2\rho |g_{1,k}^i - f_k^i| \cdot |g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i| + |g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i|^2 \quad (32)$$

이 된다. 식 (32)에서 첫 번째 항은 수신된 신호의 1차

위상차 $g_{1,k}^i$ 와 후보 신호 f_k^i 와의 자승 유클리드 거리가며 세 번째 항은 수신된 신호열의 2차 위상차와 후보 신호 $f_k^i \cdot f_{k-1}^i$ 사이의 유클리드 거리이다. 두 번째 항은 첫 번째 항과 세 번째 항의 제곱근이며 이것은 높은 SNR에서 무시할 수 있다. 따라서 최종적인 비터비 복조기의 가지 매트릭은

$$\lambda_b = |g_{1,k}^i - f_k^i|^2 + |g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i| \\ = |V_k^i \cdot V_{k-1}^{i*} - f_k^i|^2 \\ + |V_k^i \cdot V_{k-2}^{i*} - f_k^i \cdot f_{k-1}^i|^2 \quad (33)$$

이다. 만일 L 개의 연속적인 위상차를 사용한다면 최종적인 가지 매트릭은

$$\lambda_b = |g_{1,k}^i - f_k^i|^2 + |g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i|^2 + \dots \\ + |g_{L,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \dots f_{k-L+1}^i|^2 \\ = |V_k^i \cdot V_{k-1}^{i*} - f_k^i|^2 \\ + |V_k^i \cdot V_{k-2}^{i*} - f_k^i \cdot f_{k-1}^i|^2 + \dots \\ + |V_k^i \cdot V_{k-L}^{i*} - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \dots f_{k-L+1}^i|^2 \quad (34)$$

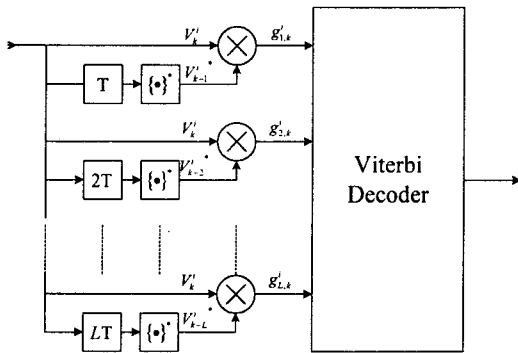


그림 2. i 번째 부반송파의 L 차 위상차를 이용한 TC MDPSK-OFDM의 복조 블록도

Fig. 2. Demodulation block diagram of TC MDPSK-OFDM with the L th phase difference of i th subcarrier.

이 된다.

그림 2에 이러한 비터비 디코더의 위상차를 추출하기 위한 TC MDPSK-OFDM의 복조기가 나타나 있다.

IV. SMPDD를 수행하는 비터비 디코더

본 장에서는 위의 매트릭을 비터비 디코더에 적용하기 위한 알고리즘을 제안한다. 이 경우에 수신단에서의 성능은 현재 신호 위상차의 유클리드 거리뿐만 아니라 과거 $L-1$ 차 신호 위상차의 유클리드 거리에 의존한다. 따라서 비터비 디코더의 가지 매트릭은 식 (34)의 첫 번째 항과 다른 항과의 합으로 표시된다. 첫 번째 항은 전통적인 TCM 비터비 디코더의 유클리드 거리이다. 다른 항을 계

산하기 위해 다음과 같은 기호를 정의한다.

$c_k^i(m, n)$: 시간 $t=k$ 에서의 상태 m 과 시간 $t=k+1$ 에서의 상태 n 사이의 후보 신호. 여기서 $m, n=0, 1, \dots, M-1$, M 은 상태수이다.

$c_{k-j \cdot MC}^b(m, n)$: 시간 $t=k-j \cdot MC$ 에서의 상태 m 과 시간 $t=k-j \cdot MC+1$ 에서의 상태 n 사이의 후보 신호. 여기서 $m, n=0, 1, \dots, M-1$, $j=L-1, L-2, \dots, 1$, M 은 상태수이다.

알고리즘은 다음과 같다.

단계 1 : 시간 $t=k$ 에서 모든 상태에 대한 후보 신호 $c_k^i(m, n)$ 를 찾는다.

단계 2 : 후방(backward) 탐색을 이용하여 시간 $t=k-j \cdot MC$ 에서의 상태 m 과 시간 $t=k-j \cdot MC+1$ 에서의 상태 n 사이의 후보 신호 $c_{k-j \cdot MC}^b(m, n)$ 를 찾는다.

단계 3 : 식 (34)에서의 $|g_{L,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \dots f_{k-L+1}^i|^2$ 를 계산하기 위해

$c_k^i(m, n) \cdot c_{k-MC}^b(m, n) \dots c_{k-L \cdot MC+1}^b(m, n)$ 를 계산한다.

단계 4 : 식 (34)를 사용하여 가지 매트릭을 계산한다.

단계 5 : 각 상태의 가지 수 만큼 단계 4를 반복한다.

단계 6 : 모든 상태에 대해서 단계 1,2,3,4를 반복한다.

단계 7 : 시간 $t=k+1$ 에서 경로 매트릭을 비교하여 생존 경로를 찾는다.

단계 8 : 정보 데이터를 디코딩한다.

단, 여기서 L 은 비터비 디코더의 디코딩 지연보다 작아야 한다.

그림 3에 $L=2$ 와 상태수 2인 경우의 비터비 디코딩 예가 나와 있다. 먼저 $t=k$ 와 상태 0에서 생존 경로의 후방 탐색을 이용하여 $c_{k-MC}^b(1, 0)$ 을 찾는다. 그러면 가지 매트릭은

$|g_{1,k}^i - c_k^i(0, 0)|^2 + |g_{2,k}^i - c_k^i(0, 0) \cdot c_{k-MC}^b(1, 0)|^2$ 이 된다. 이러한 절차를 반복함으로써 모든 가지 매트릭과 경로 매트릭, 생존 경로를 발견할 수 있다.

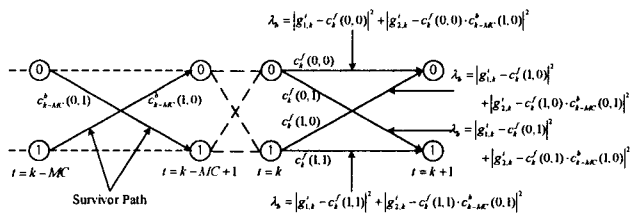


그림 3. L 차 위상 매트릭을 이용한 비터비 디코더의 트렐리스 다이어그램

Fig. 3. Trellis diagram of the Viterbi decoder with the L th difference metric ($L=2$).

V. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 장에서는 TC 8DPSK-OFDM과 부호화되지 않은 DQPSK-OFDM의 성능을 Monte Carlo 방법을 통한 시뮬레이션을 통해 알아본다. 부반송파 수는 256과 1024개로 하며 인터리빙은 16×16 과 32×32 를 가진 블록 인터리빙을 사용한다. IFFT 출력열에 주기적으로 반송파 수의 1/4만큼 보호 구간이 삽입된다. 전송된 신호는 AWGN과 라이시안 혹은 레일레이 채널을 통과한다. 시뮬레이션에서 채널은 [9]에서와 같이 주파수 선택적 채널을 통과 하지만 시변은 아니라고 가정한다. 수신단에서 디코딩은 1, 2차 위상차를 이용하는 다중 위상차를 가진 비터비 디코더를 사용한다. 비터비 디코더의 경로 메모리는 최소한 OFDM 심벌의 3배만큼 주어진다. 시뮬레이션은 DQPSK-OFDM과 TC 8DPSK-OFDM의 SNR의 변화에 따른 상태수 4, 8, 16에서 2차 위상차를 사용한 것보다 1차 위상차만을 이용한 것과의 BER 특성을 비교하게 된다. 이러한 결과가 그림 4~9에 나와 있다. 16상태, 10^{-5} 에서의 SNR이 표 1에 나와 있다. 그림 4, 5는 AWGN에서 반송파 수 256과 1024개의 DQPSK-OFDM과 TC 8DPSK-OFDM의 BER 특성이 나와 있다. MC=1024에서 TC 8DPSK-OFDM은 부호화 되지 않은 DQPSK-OFDM보다 2.5-3.0 dB의 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 또한 2차 위상차를 이용한 TC 8DPSK-OFDM은 부호화 되지 않은 DQPSK-OFDM보다 3.5-4.3 dB 만큼 성능이 향상됨을 볼 수 있다.

MC=256에서 TC 8DPSK-OFDM은 부호화 되지 않은 DQPSK-OFDM보다 2.0-3.0 dB의 성능 향상이 있고 2차 위상차를 이용한 TC 8DPSK-OFDM은 부호화 되지 않은 DQPSK-OFDM보다 3.8-4.0 dB의 성능이 향상됨을 볼 수 있다.

표 1. 10^{-5} BER에서 SMPDD를 이용한 16상태 TC 8DPSK-OFDM의 SNR

Table 1. SNR of the 16 State TC 8DPSK-OFDM with or without SMPDD and OFDM for 10^{-5} BER

	TC OFDM with SMPDD		TC OFDM		OFDM	
	1024	256	1024	256	1024	256
AWGN	7.7 dB	8.1 dB	9.0 dB	9.1 dB	12.0 dB	12.1 dB
Rician	8.6 dB	8.8 dB	10.2 dB	9.9 dB	14.2 dB	14.2 dB
Rayleigh	19.4 dB	18.6 dB	21.0 dB	20.3 dB	Error floor	Error floor

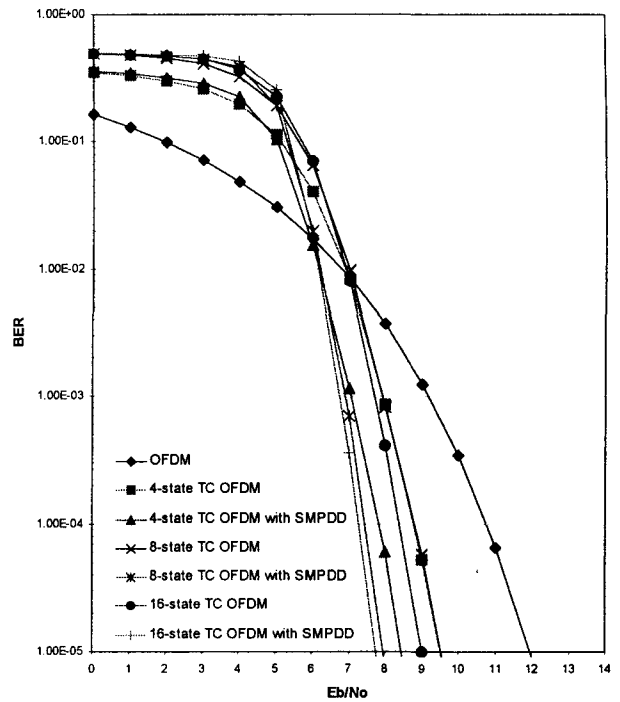


그림 4. AWGN 채널에서 OFDM과 SMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=1024)
Fig. 4. Performance of the OFDM and the TC 8DPSK-OFDM with SMPDD for AWGN channel (subcarrier number=1024).

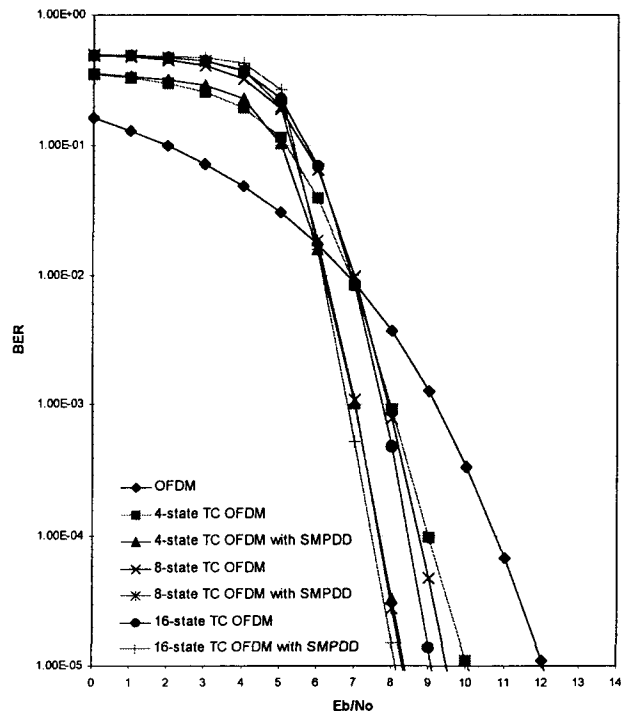


그림 5. AWGN 채널에서 OFDM과 SMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=256)
Fig. 5. Performance of the OFDM and the TC 8DPSK-OFDM with SMPDD for AWGN channel (subcarrier number=256).

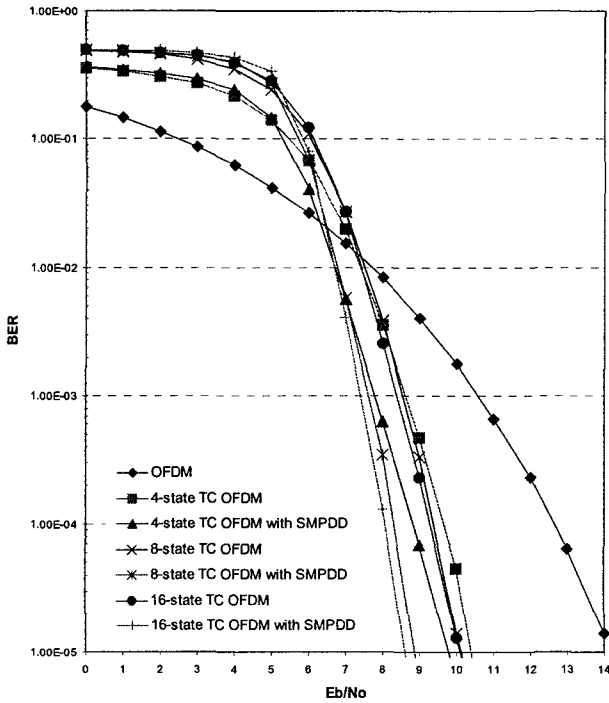


그림 6. 라이시안 채널에서 OFDM과 SMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=1024)
 Fig. 6. Performance of the OFDM and the TC 8DPSK-OFDM with SMPDD for Rician channel (subcarrier number=1024).

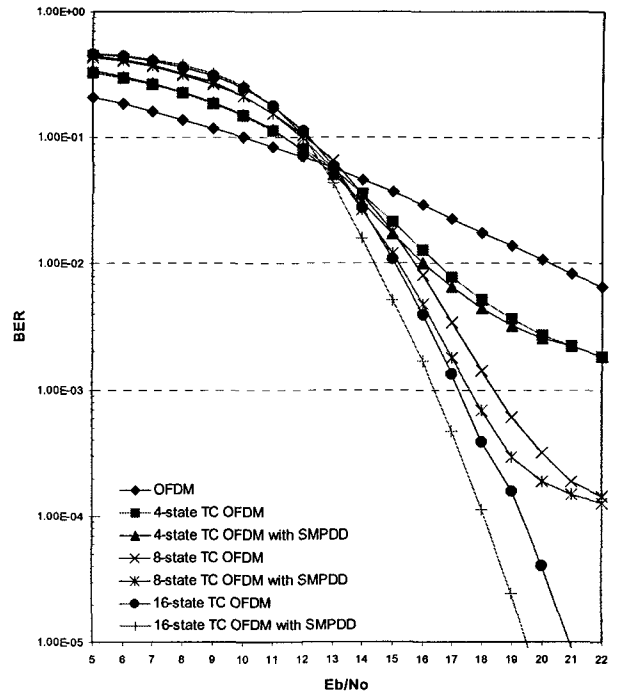


그림 8. 레일레이 채널에서 OFDM과 SMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=1024)
 Fig. 8. Performance of the OFDM and the TC 8DPSK-OFDM with SMPDD for Rayleigh channel (subcarrier number=1024).

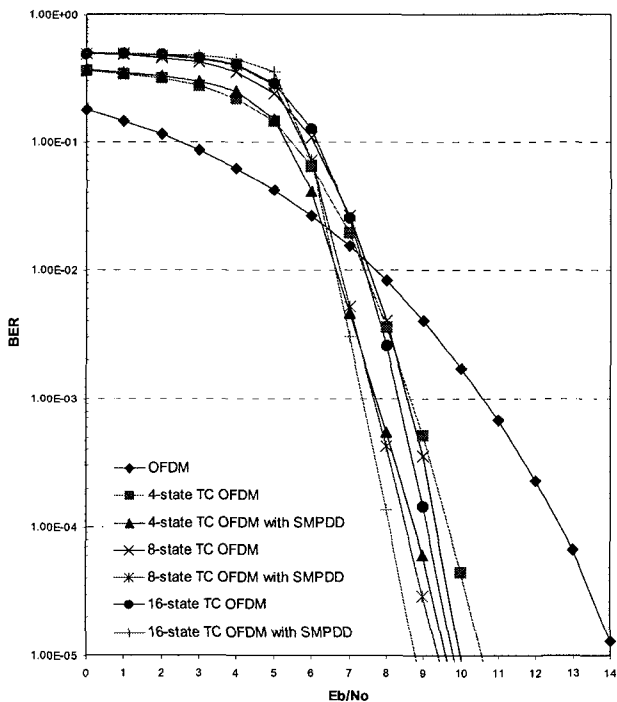


그림 7. 라이시안 채널에서 OFDM과 SMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=256)
 Fig. 7. Performance of the OFDM and the TC 8DPSK-OFDM with SMPDD for Rician channel (subcarrier number=256)

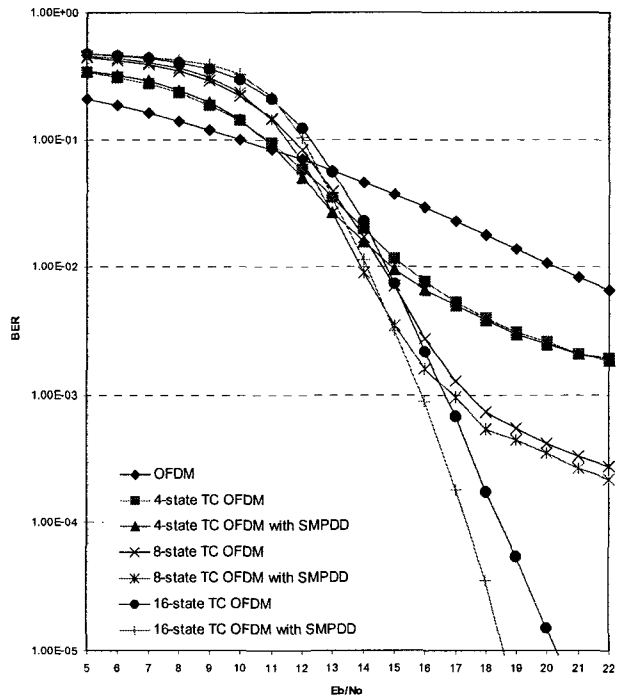


그림 9. 레일레이 채널에서 OFDM과 SMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=256)
 Fig. 9. Performance of the OFDM and the TC 8DPSK-OFDM with SMPDD for Rayleigh channel (subcarrier number=256).

그림 6과 7은 라이시안 채널에서의 성능을 보여준다. $MC=1024$ 에서 TC 8DPSK-OFDM은 부호화 되지 않은 DQPSK-OFDM보다 3.8-4.0 dB의 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 또한 2차 위상차를 이용한 TC 8DPSK-OFDM은 부호화 되지 않은 DQPSK-OFDM보다 4.4-5.6 dB 만큼 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 비슷하게 $MC=256$ 에서의 성능 향상은 3.5-4.3 dB와 4.5-5.4 dB이다. 또한 AWGN과 라이시안 채널에서 SMPDD를 사용한 4 상태 TC 8DPSK-OFDM이 SMPDD를 사용하지 않은 16 상태 TC 8DPSK-OFDM보다 우수하다.

레일레이 채널에서 부호화 되지 않은 OFDM과 4 혹은 8 상태의 TC 8DPSK-OFDM은 error-floor 현상이 발생한다. 시뮬레이션 결과가 그림 8과 9에 나와 있고 이것은 4 혹은 8상태의 TC 8DPSK-OFDM은 보호구간이 ISI를 완전하게 제거 할수 없다는 것을 보여준다. 그러나 16 상태의 SMPDD를 사용한 TC 8DPSK-OFDM은 에러 흐름(error-floor) 현상이 발생하지 않고 1.6 dB의 성능이 향상됨을 볼 수 있다.

결과적으로 다중 위상차를 이용한 TC 8DPSK-OFDM은 에러 흐름(error-floor) 현상을 수정할 수 있다는 것을 보여준다.

VI. 결론

본 논문에서는 연속적인 위상차를 이용한 TC 8DPSK-OFDM을 제안했다. Ungerboeck가 제안한 TCM은 대역폭과 전력이 제한된 채널에서 효율적인 방법이다. MDPSK를 TCM에 적용하기 위해 신호 집합을 2배로 확장하고 유클리드 거리가 최대가 되도록 신호 집합 분할을 하게 된다. 인코더는 이러한 것을 수행하도록 설계되며 인코더의 출력은 신호 사상기와 차동 변조기를 통과한다. 수신단에서 다중 위상차를 추출하는 차동 복조기가 사용되며 BER 특성을 향상시키기 위해 이러한 위상차를 메트릭으로 사용하는 비터비 디코더가 설계된다. 제안된 비터비 디코더는 1차 및 연속적인 L 차 위상차를 사용하는 다중 위상차 검파 방식이다.

이러한 방법을 통해 AWGN, 10^{-5} 의 BER에서 3.5-4.3 dB의 성능을 향상시킬 수 있다. 라이시안채널에서는 4.4-5.6 dB의 성능 향상을 볼 수 있다.

레일레이 채널에서 부호화 되지 않은 OFDM과 4 혹은 8 상태의 TC 8DPSK-OFDM은 error-floor 현상이 발생한다. 그러나 16 상태의 SMPDD를 사용한 TC 8DPSK-OFDM은 error-floor 현상이 발생하지 않고 1.6 dB의 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 이러한 향상은 대역폭과 전력이 증가 없이 이루어 질 수 있다.

참고 문헌

- [1] S. Hara and R. Prasad, Overview of multicarrier CDMA, *IEEE Commun. Mag.*, no. 9, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [2] T. May, H. Rohling and V. Engels, Performance Analysis of Viterbi Decoding for 64-DAPSK and 64-QAM modulated OFDM Signals, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 2, pp. 182-190, Feb. 1998.
- [3] G. Ungerboeck, Channel coding with multilevel phase signals, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [4] G. Ungerboeck, Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part II: State of the art, *IEEE Communications Magazine*, vol.25, no. 2, pp.12-21, Feb.1987.
- [5] G. Ungerboeck, Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part I:Introduction, *IEEE Communications Magazine*, vol.25, no. 2, pp. 5-11, Feb. 1987.
- [6] J. Yang and K. Feher, An improved $\pi/4$ -QPSK with nonredundant error correction for satellite mobile broadcasting, *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 37, no. 1, pp. 9-16, Mar. 1991.
- [7] D. Divsalar and M. K. Simon, Multiple-symbol differential detection of MPSK, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-38, no. 3, pp. 300-308, Mar. 1990.
- [8] D. Divsalar and M. K. Simon, and M. Shahshahani, The performance of trellis-coded MPSK with multiple symbol detection, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-38, no. 9, pp. 1391-1403, Sept. 1990.
- [9] Digital broadcasting systems for television, sound and data service., *European Telecommunications Standard*, prETS 300 744 (Draft, version 0.0.3), Apr. 1996.

김 종 일(Chong-Il Kim)

正會員

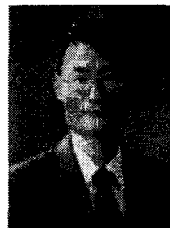
1987 서강대학교 전자공학과 공학사

1989 연세대학교 전자공학과 공학석사

1993 연세대학교 전자공학과 공학박사

1993~현재 관동대학교 정보기술공학부

(전자정보전공) 교수.



관심분야 : 이동통신, 부호이론, CDMA, TCM, OFDM 등