

다중 심별 검파를 사용한 터보 트렐리스 부호화 변조 Turbo Trellis Coded Modulation with Multiple Symbol Detection

김 종 일

Chong Il, Kim

요 약

본 논문에서는 다중 심별 검파를 터보 트렐리스 부호화 변조에 적용하여 대역폭 효율을 높일 수 있는 채널 코딩 방식을 제안하고 또한 다중 심별 검파를 수행하는 터보 트렐리스 부호화 변조의 MAP 알고리듬을 설계한다. 터보 코드는 낮은 SNR에서 아주 좋은 BER 성능을 얻을 수 있다. 이것은 두 개의 콘볼류션 부호화기와 인터리버에 의해 구성된다. TCM은 코드워드사이의 유클리드 거리를 최대화시킴으로써 코딩과 변조를 동시에 수행하는 방식이다. 터보 트렐리스 부호화 변조는 비터비 혹은 symbol-by-symbol MAP 알고리듬에 의해 디코딩 될 수 있다. 그러나 본 논문에서는 다중 심별 검파를 수행하기 위해 1차 및 그 이상의 위상차를 이용한 유클리드 거리를 가지 메트릭으로 사용하는 터보 트렐리스 부호화 변조의 MAP 알고리듬을 설계한다. 본 연구는 같은 SNR에서 좀 더 향상된 BER 성능을 얻을 수 있다는 것을 보여준다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a bandwidth-efficient channel coding scheme using the turbo trellis-coded modulation with multiple symbol detection. The turbo code can achieve good bit error rates(BER) at low SNR. That comprises two binary component codes and an interleaver. TCM codes combine modulation and coding by optimizing the euclidean distance between codewords. This can be decoded with the Viterbi or the symbol-by- symbol MAP algorithm. But we present the MAP algorithm with branch metrics of the Euclidean distance of the first phase difference as well as the Lth phase difference. The study shows that the turbo trellis-coded modulation with multiple symbol detection can improve the BER performance at the same SNR.

I. 서 론

정보이론이나 부호이론에 대한 연구가 시작된 것은 역사적으로 오래전의 일이지만 1948년에 샤논(C.E. Shannon)은 정보에 확률을 도입하여 오류없는 정보의 전송을 가능하게 하는 샤논의 한 계를 정립하였다. 이에 샤논의 한계에 접근하는 부호를 찾기 위하여 여러 가지 복잡한 규칙을 갖는 성능이 좋은 부호들이 많이 제시되어 왔으나 문제는 이를 부호들을 효과적으로 복호할 수 있는 복호화기를 설계하기가 힘들다는 사실이었다.

이런 면에 있어서 1993년에 C. Berrou등에 의해 제시된 터보부호(Turbo Code)는 비교적 간단한 복호 알고리즘을 가지면서도 반복 복호시에 $0.7dB$ 라는 낮은 신호 대 잡음비에서 10^{-5} 이라는 획기적인 성능[3][4]을 보인다.

터보부호는 순환 길쌈부호를 병렬로 연접하여 부호화하며, 수신단에서는 반복적인 복호화 알고리즘을 이용하여 정보에 대한 신뢰도를 개선시켜 에러를 정정하는 기법이다[4]. 그러나 터보코드는 큰 인터리버와 반복적인 복호 알고리즘을 사용하기 때문에 수신과정에서는 큰 복호지연을 요구하

며, 이로 인해 음성 전송을 위한 이동통신 시스템 등에서 문제점으로 대두되어지고 있다.

본 논문에서는 기존에 사용되었던 터보코드가 갖는 성능을 향상시키면서 전송 및 복호에 필요한 시간 지연을 줄일 수 있는 방법을 제안하였다. 이를 위하여 대역폭 효율적인 변조기법인 트렐리스 부호화 변조(Trellis Coded Modulation, TCM)를 터보코드에 적용시키고, 이에 다중 심별 검파(Multiple Symbol Detection)를 수행한다.

II. 터보코드

터보 코드의 부호화기 구조는 일반적으로 그림 1과 같이 길쌈 부호화기 두개와 이 두개의 부호화기를 연결하는 인터리버로 이루어져 있다. 입력 시퀀스 d_k 는 부호화하지 않은 출력 X_k 와 첫 번째 구성 부호화기(Encoder1)를 통과하여 부호화된 출력 Y_{1k} 를 발생시킨다. 같은 입력 시퀀스 d_k 는 인터리버를 통과한 후 두 번째 구성 부호화기(Encoder2)를 통과하여 부호화된 출력 Y_{2k} 를 발생시키게 된다. 이렇게 발생된 정보는 전송율을 1/2로 하기 위해서 평츄어링(Puncturing)을 거쳐 $(X_1, Y_{11}), (X_2, Y_{22}), (X_3, Y_{13})\dots$ 순으로 채널에 전송되어진다.

MAP 알고리즘은 정보비트와 이에 대한 패리티 비트를 받아들여서 각 비트에 대한 소프트 출력을 발생시키는 알고리즘이다[5][8]. v 개의 메모리를 가지는 부호화기의 시간 k 에서의 메모리 상태를 S_k 라 하면 S_k 는 메모리 상태에 따라 v -tuple로 나타낼 수 있다. 이 때 부호화기의

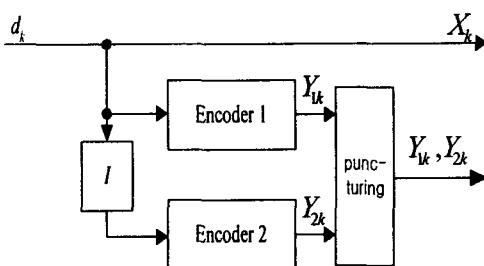


그림 1. 터보 부호화기의 일반적인 구조

Fig. 1. Turbo Encoder

초기상태 S_0 는 메모리가 모두 0인 상태로 가정하고 이를 0(All-zero)으로 나타낸다. 구성 부호

화기로는 시간 k 에서 부호화되지 않은 출력 비트 X_k 와 부호화된 비트 Y_k 를 출력으로 발생시키는 부호화율이 1/2인 systematic 재귀 부호화기를 생각한다. 부호화기에서 발생된 출력 비트들이 BPSK(Binary Phase Shifting Keying)로 변조되고 부가 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise) 채널을 통과하게 된다고 가정하자.

Map 복호화기에서 발생시키고자 하는 최종 출력인 각각의 복호된 비트 d_k 에 대한 로그 상관율(LLR : Log Likelihood Ratio)은 다음과 같이 다시 표현할 수 있다:

$$L(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^1(m) \beta_k^1(m)}{\sum_m \alpha_k^0(m) \beta_k^0(m)} \quad (2-1)$$

$\alpha_k^i(m)$ 와 $\beta_k^i(m)$ 는 상태 메트릭(state metric)을 나타내며, 각각 자신의 이전 값 혹은 이후 값과 가지 메트릭(branch metric)인 $\delta_i(R_k, m)$ 의 합으로 다음과 같다.

$$\alpha_k^i(m) = \delta_i(R_k, m) \sum_{j=0}^1 \alpha_{k-1}^j(S_b^i(m)) \quad (2-2)$$

여기서 $S_b^i(m)$ 은 $d_{k-1} = j$ 이고 $S_k = m$ 에 이르게 하는 이전의 상태를 말한다.

$$\beta_k^i(m) = \sum_{j=0}^1 \beta_{k+1}^j(S_f^i(m)) \delta_j(R_{k+1}, S_f^i(m)) \quad (2-3)$$

위 식에서 $S_f^i(m)$ 은 $S_k = m$ 이고 $d_k = i$ 일 때 다음 레지스터 상태를 말한다.

평균이 0이고 분산이 σ^2 인 두 개의 부가 가우시안 잡음 p_k 와 q_k 가 서로 독립적이라는 사실로부터 $\delta_i(R_k, m)$ 은

$$\begin{aligned} \delta_i(R_k, m) &= P(x_k | d_k = i, S_k = m) \cdot \\ &\quad P(y_k | d_k = i, S_k = m)/2 \\ &= K_k \exp \left[-\frac{2}{\sigma^2} (x_k i + y_k Y_k^i(m)) \right] \end{aligned} \quad (2-4)$$

여기서 상수인 K_k 는 $L(d_k)$ 의 계산에 영향을 미치지 않기 때문에 무시할 수 있다. 그러므로 식(2-4)을 다시 써 보면 다음과 같다.

$$\delta(R_k, m) = \exp \left[-\frac{2}{\sigma^2} (x_k i + y_k Y_k^i(m)) \right] \quad (2-5)$$

복호화기에서는 $L(d_k)$ 를 0과 비교함으로써 전

송된 비트에 대한 최종 결정을 할 수 있다.

$$d_k = \begin{cases} 1 & ; L(d_k) \geq 0 \\ 0 & ; L(d_k) < 0 \end{cases} \quad (2-6)$$

III. 다중 심벌 검파를 사용한 터보 트렐리스 부호화 변조

트렐리스 부호화된 MDPSK(Multiple Differential Phase Shift Keying)의 N 개의 전송 된 신호는

$$S = (s_0, s_1, \dots, s_{N-1}) \quad (3-1)$$

이고, 여기서 s_k 는 MDPSK의 신호 중에 하나이고, k 는 k 번째 전송구간을 의미한다. 구간 $kT_s < t \leq (k+1)T_s$ 에서 전송 신호를 복소 형태로 표시하면

$$s_k = e^{j\Delta\theta_k} \quad (3-2)$$

가 된다. 터보 트렐리스 부호화된 MDPSK의 경우 s_k 는

$$\begin{aligned} s_k &= s_{k-1} \cdot d_k \\ &= s_{k-1} \cdot e^{j\Delta\theta_k} = e^{j(\theta_{k-1} + \Delta\theta_k)} \\ &\equiv e \\ &\equiv s_{k-L} \cdot d_{k-L+1} \cdot d_{k-L+2} \cdots d_k \end{aligned} \quad (3-3)$$

가 되며 여기서 d_k 는 정보를 포함한 위상차 $e^{j\Delta\theta_k}$ 를 표시한다. 그림 2는 다중 심벌 검파를 사용한 터보 트렐리스 부호화 변조(MTTCM)의 송신단 시스템 모델을 보여주고 있다.

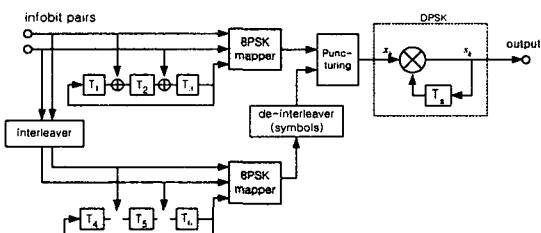


그림 2. 터보 트렐리스 부화된 DPSK의 부호화기

Fig. 2. Encoder of Turbo Trellis coded DPSK 만일, 채널에서 평균이 0인 복소 가우시안 잡음 n_k 가 더해졌다고 가정하고 수신된 N 개의 신호 열 R 을

$$R = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1}) \quad (3-4)$$

이라 하자. 여기서 r_k 는 k 번째 구간의 수신 신호이다. 정보 비트는 전송 신호의 위상차에 의해서 전송되기 때문에 수신기에서 수신 신호 사이의 위상차를 추출해야만 한다. 추출된 1차 위상차를 $y_{1,k}$ 라 하면

$$y_{1,k} = r_k \cdot r_{k-1}^* = s_k \cdot s_{k-1}^* = d_k \quad (3-5)$$

가 된다. 여기서 '*'는 공액복소수를 표시한다. 만일 수신측에서 L 차 위상차를 추출할 수 있다고 하면

$$y_{L,k} = r_k \cdot r_{k-L}^* = s_k \cdot s_{k-L}^* = d_{k-L+1} \cdot d_{k-L+2} \cdots d_k \quad (3-6)$$

가 된다. 만약 $L=2$ 라고 하면

$$y_{2,k} = r_k \cdot r_{k-2}^* = s_k \cdot s_{k-2}^* = d_{k-1} \cdot d_k \quad (3-7)$$

따라서 시간 k 에서의 위상차 $y_{1,k}$ 는 식 (3-5)와 같이 되며 또한 다음과 같이 구할 수도 있다.

$$\begin{aligned} y_{1,k} &= y_{2,k} \cdot y_{1,k-1}^* \\ &= (s_k \cdot s_{k-2}^*) \cdot (s_{k-1} \cdot s_{k-2}^*)^* \\ &= s_k \cdot s_{k-1}^* \\ &= d_k \end{aligned} \quad (3-8)$$

남은 문제는 디코딩을 할 때 수신된 위상차 열 Y 를 $\hat{D} = (\hat{d}_0, \hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_{N-1})$ 으로 평가하는 일이다. 모든 정보 심벌의 발생 확률을 $P(d_k=i)$ (여기서 $(i=0, 1, \dots, 2^m-1)$)이라 하면 수신단에서 여러 확률을 줄이기 위해 y_k 를 비이진 MAP 디코딩을 하게 된다.

비이진 트렐리스에 적용되어지는 심볼 대 심볼 MAP 알고리즘을 명확하게 이끌어 내기 위해서는 전형적인 트렐리스 부호화 변조 설계시 복호화기에서 사용되었던 정보비트의 각 그룹 d_k 에 대응하는 추론 정보를 생각해보아야 한다. 먼저 상태수를 2^n 으로 정의하고 단계 k 에서의 상태는 $S_k \in [0, 1, \dots, 2^n-1]$ 에 의해 나타낼 수가 있다. m 개의 정보비트들의 그룹 d_k 는 $(0, \dots, 2^m-1)$ 의 범위내에서 정수로 표현되어질 수 있고, 이는 단계 $k-1$ 에서 k 로의 변화에 관련이 있다. 수신기는 n 개의 잡음 심볼로 이루어진 N 개의 집합을 관찰한다. 이때 n 개의 심볼들은 트렐리스의 각 단계와 관련이 있는데

즉, 단계 $k-1$ 로부터 단계 k 까지 수신기는 $y_k = (y_k^0, \dots, y_k^{(n-1)})$ 를 관찰한다. 전체 수신 열은 $y = y_1^N = (y_1, \dots, y_N)$ 으로 나타낼 수가 있고, 트렐리스 부호화 변조 부호화기 출력 열 (d_1, \dots, d_N) 은 단축파대 잡음-전력 스펙트럼 밀도를 가진 AWGN(Additive White Gaussian Noise)에 의해 간섭을 받는다. 각 $d_k = (d_k^0, \dots, d_k^{(n-1)})$ 은 단계 k 에서 매파에 의해 발생된 n 개의 심별 출력 그룹이다. 복호화 기의 목적은 모든 k 에서 각 d_k 의 $\Pr\{d_k | y_1^N\}$ 을 구하는 것이다. 여기서 순방향 및 역방향 변수를 다음과 같이 정의하자.

$$\alpha_{k-1}(M') = \frac{p(S_{k-1} = M', y_1^{k-1})}{p(y_1^{k-1})} \quad (3-9)$$

$$\beta_k(M) = \frac{p(y_{k+1}^N | S_k = M')}{p(y_{k+1}^N | y_1^k)} \quad (3-10)$$

단계 k 에서의 가지 전이 확률 $p(d_k = i, y_k, S_k = M | S_{k-1} = M')$ 은 식(3-11)과 같이 이끌어 낼 수가 있다.

$$\begin{aligned} r_i(y_k, M', M) &= p(y_k | d_k = i, S_k = M, S_{k-1} = M') \\ &\times q(d_k = i | S_k = M, S_{k-1} = M') \\ &\times \Pr\{S_k = M | S_{k-1} = M'\} \end{aligned} \quad (3-11)$$

여기서 $p(y_k | d_k = i, S_k = M, S_{k-1} = M')$ 는 단계 $k-1$ 에서의 상태가 M' , 단계 k 에서 상태가 M 이고 정보 심별이 i 일 조건하에서 y_k 를 수신 할 확률로 가우시안 잡음이 부가된 경우에 이 조건 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_k &\equiv p(y_{1,k} | d_k = i, S_k = M, S_{k-1} = M') \\ &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(y_{1,k} - d_k)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3-12) \\ &= K \exp\left[-\frac{(y_{1,k} - d_k)^2}{2\sigma^2}\right] \end{aligned}$$

그러나 만약 수신단에서 식 (3-6)과 같이 수신측에서 1차 위상차 $y_{1,k}$ 뿐만 아니라 연속된 L 개의 1차 위상차 $y_{1,k-L}$ 추출할 수 있다고 하면 가지 메트릭 λ_k 는

$$\begin{aligned} \lambda_k &= p(y_{1,k}, \dots, y_{1,k-L} | d_k, \dots, d_{k-L+1}, d_{k-L}, S_k = M, \dots, S_{k-L} = M') \\ &= \frac{1}{(2\pi)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{\|Y_L - X_L\|^2 \|C_{XY}\|^{-1} \|Y_L - X_L\|}{2}\right\} \\ &= K \exp\left\{-\frac{\|Y_L - X_L\|^2 \|C_{XY}\|^{-1} \|Y_L - X_L\|}{2}\right\} \end{aligned} \quad (3-13)$$

이 된다. 단 여기서

$$[Y_L - \bar{Y}_L] = [Y_L - X_L] = \begin{bmatrix} y_{1,k} - d_k \\ y_{1,k-1} - d_{k-1} \\ \vdots \\ y_{1,k-L} - d_{k-L} \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

$$[C_{XY}] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & C_{1L} \\ C_{21} & C_{22} & \cdots & C_{2L} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ C_{L1} & C_{L2} & \cdots & C_{LL} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

$$C_{ij} = E[(y_{1,k-i} - d_{k-i})(y_{1,k-j} - d_{k-j})] \quad (3-16)$$

만일 수신된 신호의 1차 위상차만을 적용할 경우 즉, $L=1$ 일 경우 가지 메트릭은 식 (3-12)와 같이 되며 이것은 일반적인 MDPSK의 Turbo TCM 복조기가 된다. 또한 수신된 신호의 연속된 2개의 위상차를 이용할 경우 즉, $L=2$ 일 경우 가지 메트릭은

$$\lambda_k = \exp\left\{ |y_{1,k} - d_k|^2 + 2\rho |y_{1,k} - d_k| \cdot |y_{1,k-1} - d_{k-1}| + |y_{1,k-1} - d_{k-1}|^2 \right\} \quad (3-17)$$

이 된다. 식 (3-17)에서 첫 번째 항은 수신된 신호의 1차 위상차 $y_{1,k}$ 와 후보 신호 d_k 의 자승 유클리드 거리이며 두 번째 항은 k 번째 수신된 신호의 1차 위상차 $y_{1,k}$ 와 후보 신호 d_k , $k-1$ 번째 수신된 신호의 1차 위상차 $y_{1,k-1}$ 와 후보 신호 d_{k-1} 의 유클리드 거리이며 이는 k 번째 수신된 신호의 2차 위상차 $y_{2,k}$ 와 후보 신호 $d_k \cdot d_{k-1}$ 자승 유클리드 거리가 된다. 따라서 최종적인 비터비 복조기의 가지 메트릭은

$$\begin{aligned} \lambda_k &= \exp\left\{ |y_{1,k} - d_k|^2 + |y_{2,k} - d_k \cdot d_{k-1}|^2 + |y_{1,k-1} \cdot d_{k-1}|^2 \right\} \\ &= \exp\left\{ |r_k \cdot r_{k-1}^* - d_k|^2 + |r_k \cdot r_{k-2}^* - d_k \cdot d_{k-1}|^2 + |r_{k-1} \cdot r_{k-2}^* - d_{k-1}|^2 \right\} \end{aligned} \quad (3-18)$$

이 된다.

또한 식 (3-11)에서 $S_{k-1} = M'$ 에서 $S_k = M$ 으로의 전이에 관계된 부호기 입력상태 $i \in [0, 1]$,

$\dots, 2^m - 1]$ 에 따라

$q(d_k = i | S_k = M, S_{k-1} = M')$ 는 "0" 또는 "1"

이 된다. 그리고 식(3-11)의 마지막 수식에서 추론적 정보를 사용한다.

$$\Pr(S_k = M | S_{k-1} = M') = \begin{cases} \Pr(d_k = 0), & \text{if } q(d_k = 0 | S_k = M, S_{k-1} = M') = 1 \\ \Pr(d_k = 1), & \text{if } q(d_k = 1 | S_k = M, S_{k-1} = M') = 1 \\ \dots \\ \Pr(d_k = j), & \text{if } q(d_k = j | S_k = M, S_{k-1} = M') = 1 \end{cases}$$

(3-19)

여기에서

$j : q(d_k = j | S_k = M, S_{k-1} = M') = 1$ 이다.

만일 $j : q(d_k = j | S_k = M, S_{k-1} = M') = 1$ 을 만족시키는 j 가 없다면

$\Pr(S_k = M | S_{k-1} = M')$ 은 "0"이 된다. 그리고 만일 S_k 를 알고 있다면 사건

$(d_k = i, y_k, S_{k-1} = M')$ 는 y_{k+1}^N 에 아무런 영향을 주지 못한다. 따라서

$$p(y_{k+1}^N | S_k = M) = p(y_{k+1}^N | d_k = i, y_k, S_k = M, S_{k-1} = M')$$

(3-20)

이다. 위의 식과

$$p(y_1^{k-1}) = \frac{p(y_1^k)}{p(y_k | y_1^{k-1})}$$

(3-21)

로부터 식 (3-9), (3-10), (3-19)를 이용하여 다음 식을 유도한다.

$$\begin{aligned} & \alpha_{k-1}(M') \cdot \beta_k(M) \cdot \gamma_i(y_k, M', M) \\ &= p(S_{k-1} = M', y_1^{k-1}) \times p(y_{k+1}^N | d_k = i, y_k, S_k = M | S_{k-1} = M') \\ & \quad \times \frac{p(y_k | y_1^{k-1})}{p(y_1^N)} \end{aligned}$$

(3-22)

식 (3-22)에서 두 번째 항은

$$p(y_{k+1}^N | d_k = i, y_k, S_k = M | S_{k-1} = M')$$

$$= p(y_{k+1}^N, d_k = i, y_k, S_k = M | S_{k-1} = M', y_1^{k-1})$$

(3-23)

식 (3-22)를 다시쓰면

$$\begin{aligned} & \alpha_{k-1}(M') \cdot \beta_k(M) \cdot \gamma_i(y_k, M', M) \cdot \frac{1}{p(y_k | y_1^{k-1})} \\ &= p(S_{k-1} = M', S_k = M, d_k = i, y_1^N) \frac{1}{p(y_1^N)} \\ &= p(S_{k-1} = M', S_k = M, d_k = i | y_1^N) \end{aligned}$$

(3-24)

그리하여 MAP 복호화기의 출력은 다음과 같이 정의된다.

$$\Pr\{d_k = i | \underline{y}\} = \text{const} \cdot \sum_M \sum_{M'} \gamma_i(y^k, M', M) \cdot \alpha_{k-1}(M') \cdot \beta_k(M)$$

(3-25)

$\forall i \in \{0, \dots, 2^m - 1\}$ 이다.

확률 $\Pr\{d_k = i | \underline{y}\}$ 은 d_k 의 추론적 확률뿐만 아니라 완전하게 수신된 열에 의해 달려있기 때문에 추론적, 규칙적 그리고 외부 구성 요소로 구성되어 있다. 다음으로 $\alpha_{k-1}(M')$ 과 $\beta_k(M)$ 을 반복적으로 정의하고자 한다.

$$p\{S_k = M | y_1^{k-1}, y_k\} \cdot p(y_k | y_1^{k-1}) = p(y_k, S_k = M | y_1^{k-1})$$

(3-26)

그리고, $p(y_k | y_1^{k-1})$ 로 양변을 나누면 다음과 같은 형식으로 확장한다.

$$\begin{aligned} & \Pr\{S_k = M | y_1^k\} \\ &= \alpha_k(M) = \frac{\sum_{M'} p(y_k, S_k = M, S_{k-1} = M' | y_1^k)}{\sum_M \sum_{M'} p(S_k = M, S_{k-1} = M', y_k | y_1^k)} \end{aligned}$$

(3-27)

식(3-23)을 참조로 식(3-27)을 다음과 같이 정의 할 수가 있다.

$$\alpha_k(M) = \frac{\sum_{M'} p(y_k, S_k = M | S_{k-1} = M') \cdot p(S_{k-1} = M' | y_1^{k-1})}{\sum_M \sum_{M'} p(y_k, S_k = M | S_{k-1} = M') \cdot \Pr(S_{k-1} = M' | y_1^{k-1})}$$

(3-28)

여기에서 $\gamma_T(y_k, M', M)$ 을 다음과 같이 정의하면

$$\gamma_T(y_k, M', M) = \sum_{i=0}^{2^m-1} \gamma_i(y_k, M', M)$$

(3-29)

그러므로 $\alpha_k(M)$ 을 다시 쓰면

$$\alpha_k(M) = \frac{\sum_{M'} \gamma_T(y_k, M', M) \cdot \alpha_{k-1}(M')}{\sum_M \sum_{M'} \gamma_T(y_k, M', M) \cdot \alpha_{k-1}(M')}$$

(3-30)

이와 유사한 방법으로

$$\begin{aligned} & \beta_k(M) = \frac{\sum_{M''} p(S_{k+1} = M'', y_{k+1}^N | S_k = M)}{p(y_{k+1}^N | y_1^k)} \\ &= \frac{\sum_{M''} p(S_{k+1} = M'', y_{k+1}^N | S_k = M) \cdot p(y_{k+2}^N | S_{k+1} = M'')}{p(y_{k+1}^N | y_1^k)} \end{aligned}$$

(3-31)

왜냐하면

$$p(y_{k+2}^N | S_{k+1} = M'') = p(y_{k+2}^N | S_{k+1} = M', y_{k+1}, S_k = M)$$

이기 때문이다. 최종적으로 반복적인 계산을 이용하여 $\beta_k(M)$ 을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \beta_k(M) &= \frac{\sum_{M'} p(S_{k+1} = M', y_{k+1} | S_k = M) \cdot \frac{p(y_{k+1}^N | S_{k+1} = M')}{p(y_{k+1}^N | y_1^k)}}{\sum_{M' \neq M} p(S_{k+1} = M', S_k = M, y_{k+1} | y_1^k)} \\ &= \frac{\sum_{M'} \gamma_T(y_{k+1}, M, M') \cdot \beta_{k+1}(M')}{\sum_{M' \neq M} \gamma_T(y_{k+1}, M, M') \cdot \alpha_k(M)} \end{aligned} \quad (3-32)$$

이러한 가지 메트릭을 이용한 복조 블록도가 그림 3에 나와 있다. 그림 3에서 수신된 잡음 심볼 중에서 첫 번째 복호화기로 입력되어지는 데이터는 수신된 심볼들 중에서 짹수번째 데이터들이다. 이과정에서 데이터는 메트릭을 거쳐 계산된 후 첫 번째 복호화기에 입력되어지고 첫 번째 복호화기에서는 사전 정보를 위해 메트릭을 계산된 후 그 값이 첫 번째 복호화기에 입력되어진다. 여기서 메트릭이란 식 (3-11)에 따른 평가값이다. 첫 번째 복호화기에서는 두 개의 입력으로 복호화를 수행한 후 그 출력을 발생하게 되는데 발생된 출력은 첫 번째 복호화기에서 발생한 사전 정보값과 연산 후 인터리버를 거쳐 두 번째 복호화기에 입력되어진다.

그리고 수신된 잡음 심볼 중 두 번째 복호화기로 입력되어지는 데이터는 인터리버를 거쳐 메트릭을 계산한 후 복호화기에 입력되어지며 복호화기에서는 사전 정보로 첫 번째 복호화기에서 발생한 출력을 인터리버한 데이터를 입력으로 사용하여 출력을 발생시킨다.

그리고 디인터리버를 행한 후 원래의 데이터를 복원하게 되는데 여기에서 발생한 데이터를 다시

디인터리버한 후 첫 번째 복호화기의 사전정보로 이용하게 된다. 이러한 순회과정을 거쳐 복호화기에서는 수신열을 복원하게 된다. 첫 번째 복호화기에서의 메트릭 계산을 다시 살펴보면 복호화 과정에서 위에서 적용된 첫 번째 복호화기를 위한 사전 정보값은 첫 번째 복호화기에서만 이용 가능하다. 복호화 수행과정을 살펴보면 다음과 같다.

- 1) 식(3-11)을 이용해 가지메트릭을 모두 계산한 후 식(3-29)에 따라 $\gamma_T(y_k, M', M)$ 을 계산한다.
- 2) $\alpha_0(M)$ 을 “1”로 초기화한 후 식(3-30)을 이용해 $\alpha_k(M)$ 을 계산한다.
- 3) $\beta_N(M)$ 을 “1”로 초기화한 후 $\beta_k(M)$ 을 계산한다.
- 4) 1)2)3)에 따라 복호기의 출력 식(3-25)를 계산한다.

IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 장에서는 다중 심별 검파를 사용한 터보 트렐리스 부호화 변조 시스템의 오율 성능 평가를 위해 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서 컴퓨터를 이용한 모의 실험을 수행하였다.

본 논문에서 제안한 다중 심별 검파를 사용한 터보 트렐리스 부호화 변조 시스템의 성능 평가를 위해 입력정보는 랜덤열 발생기에 생성된 랜덤열 데이터를 이용하며 부호율이 2/3이고 state가 8인 콘볼루션 부호화기를 통과한 후 DQPSK 변조를 거쳐 AWGN 채널에 인가된다. 채널로 인가된 정보는 수신된 후 정합 여과기를 통해 인접된 채널 신호열들간의 1차 위상차와 2차 위상차를 추출하여 원신호를 복원한다. 그림 4에 DQPSK 변조 방식의 오율 성능을 나타내었다. DQPSK와 터보 트렐리스 보호화 변조 방식을 비교해보면 그림 4, 5, 6, 7에서와 같이 우선 반복 횟수가 증가될수록 같은 BER에서 E_b/N_0 가 감소한 것을 알 수 있으며, 인터리버의 크기에 따라 4.25 dB, 4.6 dB 그리고 5.04 dB 정도 E_b/N_0 가 감소된 것을 알 수 있다. 다중 심별 검파를 사용한 터보 트렐리스 부호화된 8DPSK 변조 방식의 오율 성능은 앞에서와 같이, 성능 평가를

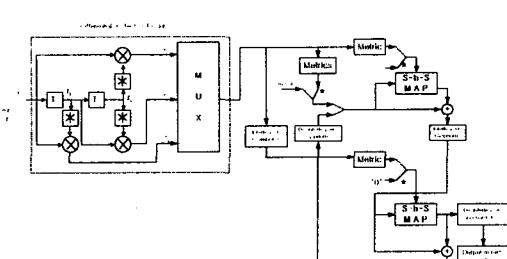


그림 3. 다중심별 검파를 이용한 터보 트렐리스 부호화 변조의 복호화기

Fig. 3. Decoder of Turbo TCM with multiple symbol detection

위하여 반복횟수를 1번에서 8번까지 그리고 인터리버의 수를 256, 512, 1024로 증가시키면서 그 성

능을 알아본다. 우선 반복횟수가 증가될수록 같은 BER에서 Eb/No 가 감소한 것을 알 수 있으며, 그림 8, 9, 10에서와 같이 비트 에러 확률 10^{-4} 일 경우의 부호화 이득을 살펴보면 반복횟

수가 8이고 인터리버가 256일 경우에 약 7.75 dB, 인터리버가 512일 경우에는 7.35 dB 그리고 인터리버가 1024일 경우에는 6.92 dB로 인터리버의 크기에 따라 Eb/No 가 변화한 것을 알 수가

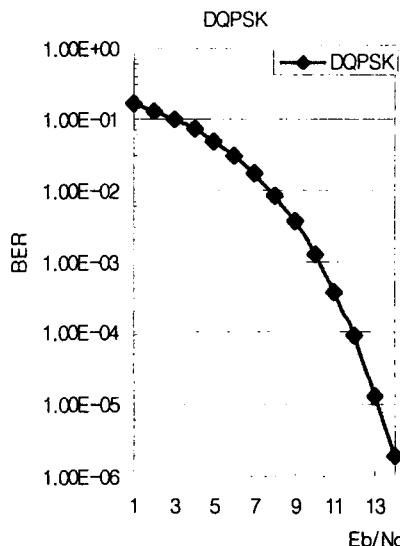


그림 4. DQPSK 변조 방식의 오율성능

Fig. 4. Performance of DQPSK

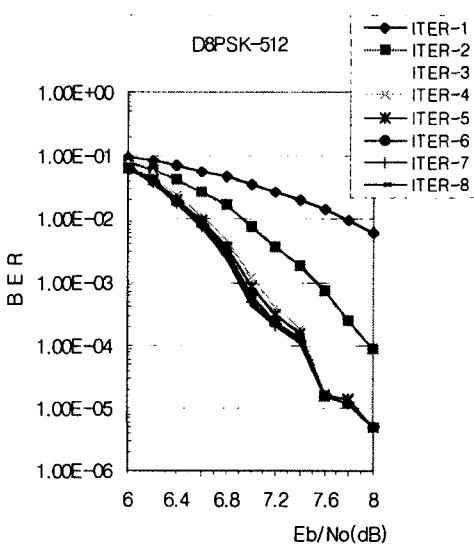


그림 5. 인터리버가 256인 8-DPSK TTCM 변조 시스템의 성능

Fig. 5. Performance of Turbo TCM(8-DPSK) with interleaver=256

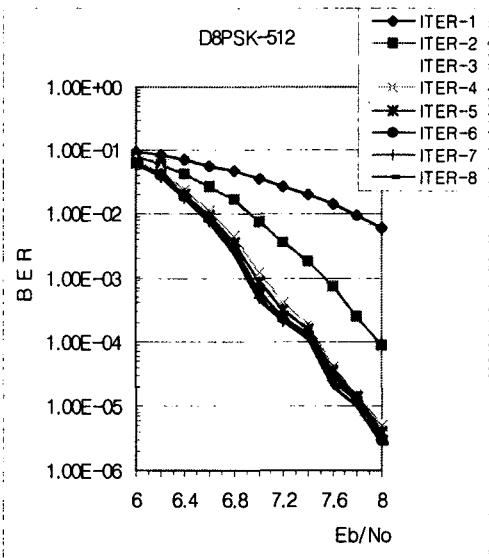


그림 6. 인터리버가 512인 8-DPSK TTCM 변조 시스템의 성능

Fig. 6. Performance of Turbo TCM(8-DPSK) with interleaver=512

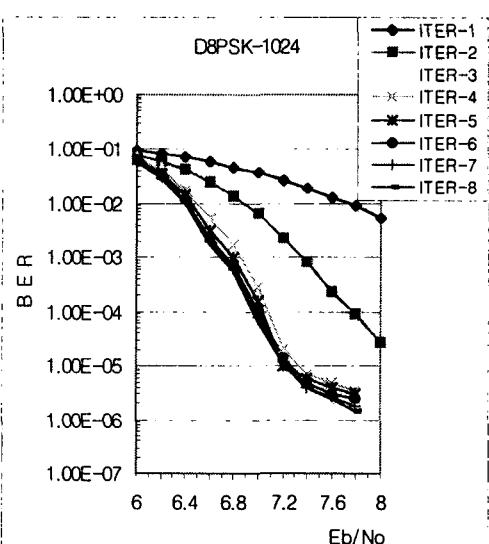


그림 7. 인터리버가 1024인 8-DPSK TTCM 변조 시스템의 성능

Fig. 7. Performance of Turbo TCM(8-DPSK) with interleaver=1024

있다. 그림 11에서 TTCM 방식과 MTTCM방식을 비교해보면 인터리버가 512이고 반복횟수가 6일 경우 TTCM은 7.5 dB, MTTCM은 7.4 dB이자. 반복횟수가 8일 경우에는 TTCM 은 7.45

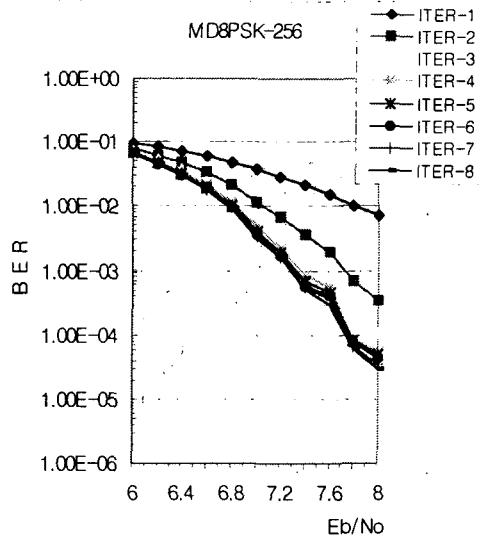


그림 8. 인터리버가 256인 8-DPSK MTTCM 변조 시스템의 성능

Fig. 8. Performance of Multiple Turbo TCM(8-DPSK) with interleaver=256

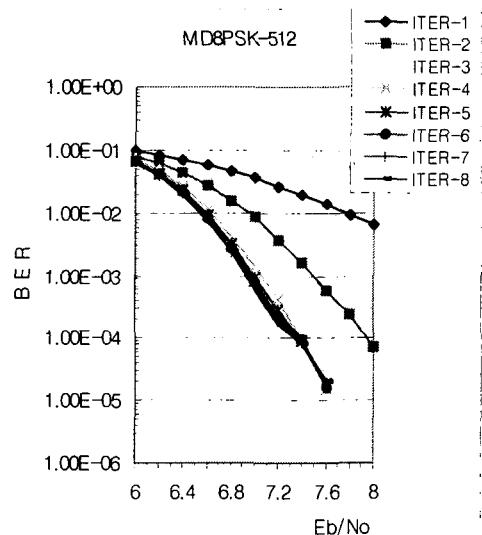


그림 9. 인터리버가 512인 8-DPSK MTTCM 변조 시스템의 성능

Fig. 9. Performance of Multiple Turbo TCM(8-DPSK) with interleaver=512

dB, MTTCM은 7.35 dB이다. 그리고 인터리버가 1024이고 반복횟수가 6일 경우 TTCM은 7.0 dB, MTTCM은 6.9 dB이고 반복횟수가 8일 경우 TTCM은 7.00 dB, MTTCM은 6.9 dB로

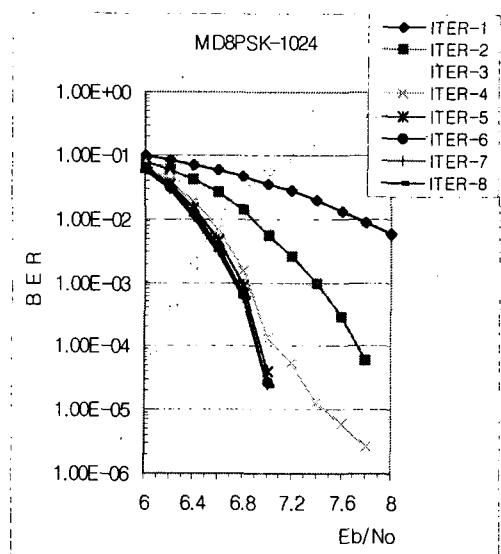


그림 10. 인터리버가 1024인 8-DPSK MTTCM 변조 시스템의 성능

Fig. 10. Performance of Multiple Turbo TCM(8-DPSK) with interleaver=1024

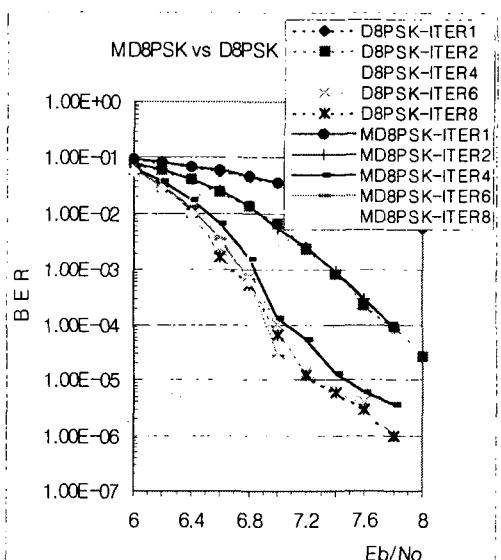


그림 11. 인터리버가 1024인 TTCM과 MTTCM의 성능 비교

Fig. 11. Performance of Multiple Turbo TCM and Turbo TCM with interleaver=1024

TTCM방식을 사용하고 반복횟수가 8번인 경우 보다 MTTCM을 적용하여 반복횟수가 6번인 경우가 성능이 더 향상됨을 알 수 있다. 이와 같이 위상차를 고려한 다중 심벌 검파를 수행함으로써 같은 BER값을 얻기 위해 좀 더 낮은 E_b/N_0 를 요구함으로써 이를 이용해 반복 횟수를 줄일 수 있는 효과를 얻을 수 있으며 또한 송수신간의 시간지연을 줄일 수 있는 중요한 방법이 될 수가 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존에 사용되었던 터보코드가 갖는 성능을 향상시키면서 전송 및 복호에 필요한 시간 지연을 줄일 수 있는 방법을 제안하였는데 이를 위하여 대역폭 효율적인 변조기법인 트렐리스 부호화 변조(Trellis Coded Modulation, TCM)를 터보코드에 적용시키고, 이에 1차 및 2차 위상차를 고려한 다중심벌 검파(Multiple Symbol Detection)를 수행하여 성능향상을 이루고자 하였다. 실험결과에서 살펴보면 터보 트렐리스 부호화 변조 시스템에 다중심벌 검파를 수행함으로써 다중 심벌 검파를 수행하지 않은 경우보다 같은 비트 에러율(Bit Error Rate)을 얻으면서 반복 횟수를 줄일 수 있는 효과가 있으며, 이를 이용해 반복복호 및 인터리버로 인해 발생하는 시간지연을 줄일 수가 있다.

접수일자 : 2000. 9. 8. 수정완료 : 2000. 10. 13

참 고 문 헌

- [1] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-part I: introduction," IEEE communication Magazine, Vol.25, No.2, pp.5~11, Feb, 1987.
- [2] D.Divsalar and M.K.Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-38, No.3, pp300~308, Mar, 1990.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes(1)," Proc. IEEE ICC'93, Geneva, Switzerland, Vol.2, pp.1064~1070, May, 1993.
- [4] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes," IEEE Trans. Commun., Vol.44, No.10, pp.1261~1271, Oct, 1996.
- [5] S.S. Pietrobon and A.S. Barbulescu, "A simplification of the modified Bahl decoding algorithm for systematic convolutional codes," Proc. IEEE ISITA'94, Sydney, Australia, pp.1073~1077, Nov, 1994.
- [6] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Soft-output decoding algorithms in iterative decoding of turbo codes," The TDA Progress report 42-124, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, pp.63~87, Feb, 1996.
- [7] J. Hagenauer and P. Hoeher, "A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications," Proc. IEEE Globecom'89, Dallas, Texas, Vol.3, pp.1680~1686, Nov, 1989.
- [8] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.IT-20, pp.248~287, March, 1974.
- [9] Patrick Roberson, "Bandwidth-Efficient Turbo Trellis-Coded Modulation Using Punctured Component Codes," IEEE Journal on selected areas in commun., Vol.16, No.2, Feb, 1998.
- [10] Tadashi MINOWA et al, "Application of Soft-In/Soft-Out viterbi Algorithm to Turbo Trellis-Coded Modulation," IEICE Trans Fundamentals, Vol.E81-A, No.10, Oct, 1998.
- [11] 최철웅, 정인수, 윤종기, 김종일, "다중 심벌 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 직접 대역 확산 통신 시스템," 한국통신학회 학계종합학술발표회 논문집(下), 1999.



김종일(Chong Il, Kim)

正會員

1961년 11월 5일 생.

1980~1987 서강대학교 전자공
학과 공학사,

1987~1989 연세대학교 전자공
학과 공학석사,

1989~1993 연세대학교 전자공학과 공학박사,
1993~현재 관동대학교 정보기술공학부(전자정보
전공) 교수.

관심분야 : 이동통신, 부호이론, 변복조이론, 위성
통신, CDMA, TCM 등
