

이동통신에서 TCM의 연집에러 정정을 위한 복호방식

正會員 李 榮 天* 正會員 金 宗 一* 正會員 李 明 洙*

正會員 洪 大 植* 正會員 康 昌 彦*

A Burst Error Correcting Decoding Algorithm in TCM on Mobile Communications

Young Chun Lee*, Chong Il Kim*, Myung Soo Rhee*, Dae Sik Hong*

Chang Eon Kang* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 TCM(Trellis Coded Modulation)에서 연집에러 검출 및 최대 확률론적 복호방식으로 구성된 연집에러 정정을 위한 적응 복호방식을 제시하고 있다. 복호기는 보통 비터비 복호기로서 동작하고, 비터비 복호기에 의해 정정될 수 없는 에러가 검출될 경우 연집에러 정정모드로 전환된다. 이동통신에서의 채널특성인 연집에러가 빈번히 발생하는 다경로 페이딩 채널에서 적응 복호방식을 이용한 TCM은 기존의 방식에 비해 비트오율면에서 향상된 성능을 나타내고 있다.

ABSTRACT

In this paper, a burst-error-correcting adaptive decoding in TCM(Trellis Coded Modulation) is presented that combines maximum-likelihood decoding with a burst error detection scheme. The decoder usually operates as a Viterbi decoder and switches to a burst-error-correcting mode whenever error patterns uncorrectable by Viterbi decoder are detected. It is demonstrated that TCM using adaptive decoding method outperforms a traditional TCM on the multi-path fading channels that are bursty in nature, which are like the channel environments of mobile communications.

1. 서 론

통신의 신뢰도를 향상시키는 방법으로 에러정정 부호, 즉 채널부호가 사용된다. 채널부호는 전송되어야 할 정보비트에 리던던시 비트를 추가하여 에러정정 능력을 부여하는 기법이다. 이 방법은 전송해야

할 비트의 증가를 의미하며, 이는 전송에 필요한 대역폭의 증가를 의미한다. 채널부호는 신뢰도를 향상시키는 반면, 대역폭의 효율성은 낮아진다. 주어진 전송량에 대하여 대역폭을 줄이는 근본적인 방법은 M-ary신호화이다. M-ary변조에서는 각각의 채널신호가 여러 비트를 나타내므로 대역폭 효율이 좋은 반면, 채널신호 각각에 1비트를 나타내는 이진변조에 비하여 비트오율이 현저히 높아지는 단점이 있다.

채널부호화와 변조, 복호와 복조를 하나의 과정으

*延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Yonsei University, Seoul
論文番號 : 92-102 (接受1992. 7. 14)

로 수행하여 대역폭의 증가없이 채널부호를 사용한 효과를 나타내는 TCM이 Ungerboeck에 의해 제안되었다^[1]. 이 방식은 확장된 채널신호 집합을 리던던시로 이용하고, 수신기에 연판정(Soft Decision)을 수행하여 부호화이득(Coding Gain)을 얻는다. 이러한 이유로 TCM을 Ungerboeck부호 또는 ARC(Alphabet Redudant Code)라 부른다. 즉 TCM은 통신의 신뢰도와 대역폭의 효율성을 모두 향상시키는 방법이 된다.

근래에 수요가 증가하고 있는 한정된 전파자원을 공유하는 이동통신 채널의 경우, TCM은 상기 요소에 대해서는 적합한 방법이지만, 페이딩 현상으로 인하여 연집에러가 발생하는 이동통신 채널에서는 비트오율이 상당히 저하되는 단점을 가지고 있다. 이는 복호과정에서 터티비 복호방식을 사용하므로서 연집에러 발생시 야기되는 에러전파(Error Propagation)에서 기인하는 단점이다.

본 논문에서는 이중모드를 가진 적응복호에 의하여 연집에러 발생시에도 에러의 전파를 방지하고, 정보비트를 복원하여 비트오율을 향상시키는 적응 복호방식을 이용한 TCM을 제시하고 있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 TCM의 개요를 설명하고, 3장에서는 적응 복호방식을 이용한 TCM 및 저대역에서의 시뮬레이션을 위한 페이딩 채널모델에 대하여 설명한다. 4장에서는 시뮬레이션 및 결과에 대하여 설명하고, 5장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. Trellis 부호화 변조방식

본 장에서는 Ungerboeck에 의해 제안된 방식을 중심으로 TCM을 간략하게 설명한다. TCM은 기존의 부호화 기법인 블록부호나 길쌈부호와는 달리 부호화와 변조기법을 일체화한 방식으로 대역폭의 확장이나 전송율의 저하없이 부호화이득을 얻을 수 있다. 부호화이득이란 주어진 비트오율을 유지하기 위한 SNR의 차를 의미한다.

k비트를 하나의 심볼로 대응시키는 것을 M-ary 신호화라 하며, M은 채널신호 집합의 크기를 나타내며 그 값은 2^k이다. 채널 지속시간 T_b는 kT_b로 채널신호의 에너지 E_s는 kE_b로 각각 증가된다. 크기가 M인 채널신호 집합을 이용하는 변조를 M-ary변조라 한다. M-ary변조를 사용하여 대역폭을 줄이려면 ASK 계열이나 PSK 계열의 변조방식을 사용해야 한다^[1]. ASK 계열의 변조방식은 채널신호를 1차원 신호공간

에 표시할 수 있으며, PSK 계열의 변조방식은 채널신호를 2차원 신호공간에 표시할 수 있다. 상기 두 계열의 변조를 사용하는 경우 2^kary변조는 이진변조에 비하여 채널신호 지속시간이 k배이므로 1/k의 대역폭을 갖는다. 일정한 정보량을 적은 대역폭을 통해 전송하는 방법은 M-ary변조를 사용하는 것이다. M-ary변조는 같은 전력을 갖는 이진변조에 비하여 대역폭의 효율성이 좋은 반면, 비트오율이 현저히 저하되는 단점을 갖는다. 비트오율을 향상시키려면 에러정정부호, 즉 채널부호를 사용해야 하는데, 이는 전송비트량의 증가를 가져오며 결과적으로 대역폭의 증가를 야기한다. 채널부호의 적용은 대역폭이 증가되는데, 증가된 대역폭을 M-ary변조를 사용하여 상쇄시켜 대역폭의 증가없이 비트오율을 향상시킬 수 있는 방법이 TCM이다. 결론적으로 기존의 두 방식의 직접적인 결합으로는 성능의 향상을 가져올 수 없고, 채널 신호열간의 유클리드 거리가 최대가 되도록 하는 새로운 부호화 방법을 사용하고 부호와 복조를 하나의 과정으로 수행하는 연판정을 이용하여 성능의 향상을 가져올 수 있다. Ungerboeck의 계산결과에 의하면 두배로 확장된 신호 집합이면 거의 모든 이득을 얻을 수 있기 때문에 TCM에서는 M-ary변조에 필요한 채널신호보다 두배로 확장된 신호 집합만을 일반적으로 사용한다^[1].

한편 TCM은 부호율 $r = n / (n+1)$ 인 길쌈부호기와 2ⁿ⁺¹-ary 무기억 변조기(Memoryless Modulator)의 결합으로 해석할 수 있다. 여기에 사용된 길쌈부호는 해밍거리가 극대가 되도록 설계된 기존의 길쌈부호와는 다른 채널 신호열간의 유클리드 거리가 극대가 되도록 설계되어야 한다. 수신기에서는 연판정을 사용한 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation)방법에 의해 부호와 복조를 하나의 과정으로 수행한다. 여기서 연판정은 수신된 신호를 복조기에서 어떤 채널신호일 것이라고 결정하지 않고 신호공간상에서의 위치를 복조기에 알려주는 방법으로, 경판정(Hard Decision)에 의해 생길 수 있는 불가역적 정보의 손실(Irreversible Information Loss)을 막을 수 있다.

앞에서 설명한 유클리드 거리를 최대가 되도록 하기 위하여 부호기의 출력을 신호사상(Signal Mapper)에 인가하여 매핑하는 규칙이 Ungerboeck에 의해 제안된 집합분할(Set Partition) 규칙이다. 집합분할 규칙을 정리하면 다음과 같다.

동일한 상태노드에서 출력되는 2^k개의 출력가지상

에 있거나 동일한 상태노드로 입력되는 2ⁿ 개의 입력 가지상에 비트열의 집합(집합원소는 2ⁿ 개임)을 원래의 신호집합에서 처음으로 파생된 두개의 부집합 중 하나에 매핑시킨다. 병렬적인 한 입,출력가지상에 있는 비트열의 집합(집합원소는 2개임)은 2개의 최소 부집합들 중 하나에 매핑시킨다. 단, 유클리드 거리를 증가시키는 방향으로 집합을 세분화한다. 예로써 8 PSK의 신호 집합을 이용한 집합분할과 부호율 2/3의 4상태, 8상태에 대한 부호기 및 상태도를 그림 1-5에 나타내고 있다.

앞에서 설명한 TCM의 성능을 더욱 향상시키고 발전시킨 여러방식이 제시되어 왔다. 대표적인 예를 들면, 다차원 TCM, 비대칭 TCM, 다중 TCM 등이 있다.

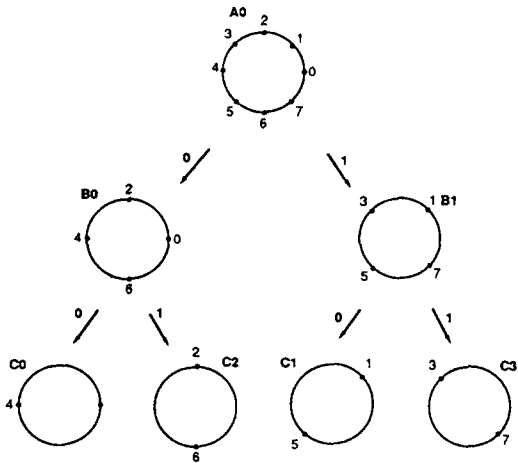


그림1. 8PSK 신호의 집합분할
Fig.1. Set partition of 8PSK signal

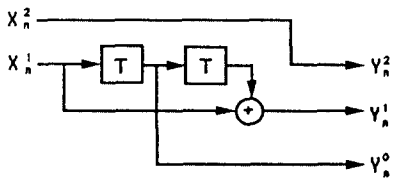


그림2. 부호율 2/3인 4상태 부호기
Fig.2. Encoder with 4 states(code rate 2/3)

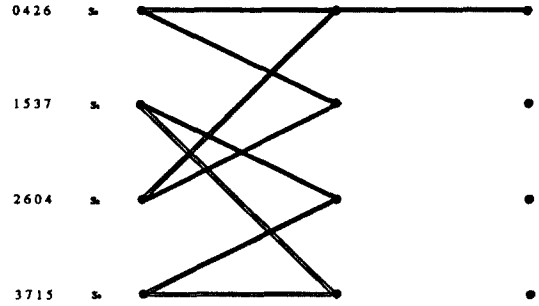


그림3. 부호율 2/3인 4상태 부호기의 상태도
Fig.3. State diag. of encoder with 4 states(code rate 2/3)

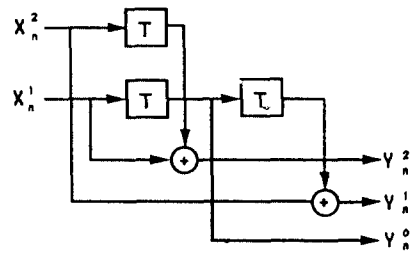


그림4. 부호율 2/3인 8상태 부호기
Fig.4. Encoder with 8 states(code rate 2/3)

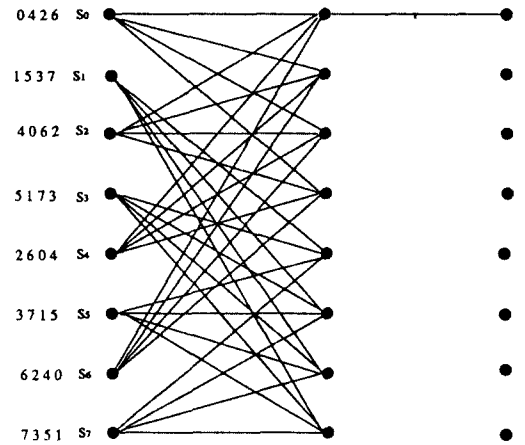


그림5. 부호율 2/3인 8상태 부호기의 상태도
Fig.5. State diag. of encoder with 8 states(code rate 2/3)

III. 적응 복호방식 및 채널모델

1. 적응 복호방식

본 절에서는 비터비 복호기에 근간을 둔 적응 또는 이중 복호기에 대하여 살펴보기로 한다. 채널이 양호한 상태에서는 최대 확률론적 복호기로서 비터비 복호기가 동작하고, 비터비 복호기에 의하여 수정될 수 없는 상태에서는 연집에러 정정모드로 전환된다. 여기서 연집에러 정정모드와의 구별을 위하여 첫째 모드를 랜덤에러 정정모드라고 한다. 복호기는 비교적 에러확률이 높아져 연집에러 정정모드로 전환되기 전까지는 계속 랜덤에러 정정모드로 동작하게 된다. 다중모드 복호방식은 일반적으로 어떤 길이의 연집에러에 대해서도 동작할 수 있는 잇점을 갖게된다. 동작할 수 있는 연집에러의 길이는 부호기가 갖고있는 메모리의 길이와 상관 관계가 있다.

trellis 부호화하기 위한 길쌈부호기의 표현을 (n, k, m) 이라 하자. 여기서 k 는 단위 시간 동안 입력단에 인가되는 정보비트의 수를 나타내며, n 은 k 개의 입력 정보가 인가될 때마다 출력되는 비트의 수이고, m 은 천이 메모리의 길이를 나타낸다.

다중모드 방식의 기본 개념은 입력정보를 최소한 두번 이상 부호화하는데 있다. 우선 체계적 부호화를 하며, 이 경우는 보통 코드율이 $1/2$ 이다. 다음에 임의의 길이만큼 지연된 비트와 패리티비트와 이진가산하여 신호사상에 인가된다. 만약 수신된 신호가 비터비 복호기에 의하여 복원될 수 없는 열악한 상태에서는 연집에러 정정모드로 전환되어, 부호기에서 중첩하여 보내진 최근의 패리티비트에 의하여 정보비트가 복원되어 질 수 있다. 패리티비트와 지연된 정보비트가 같은 부호에 중첩하여 보내짐으로서 채널 신호에는 영향을 주지않는다.

본 논문에서 제시한 부호기 및 복호기는 그림 6, 7과 같다. 부호기는 $(2, 1, m)$ 길쌈부호기이고, 지연길이 L 은 채널의 연집에러의 분포에 따라 정해 질 수 있다. 입력정보비트 x_i 의 변하지 않은 정보비트는 신호사상의 quadrature-phase성분에 패리티비트는 in-phase성분에 인가된다. 본 논문에서는 4PSK 신호를 사용하므로 신호의 phase성분에 직접 인가하는 매핑이 가능하며, 4PSK 이상의 M-ary신호의 경우에는 symbol을 고유 정보비트 부분, 패리티비트 부분으로 구성하여 적용 가능하다. 인가된 성분은 신호사상에 의하여 4PSK 성상으로 나타나는데 집합분할 기법을 적용한다.

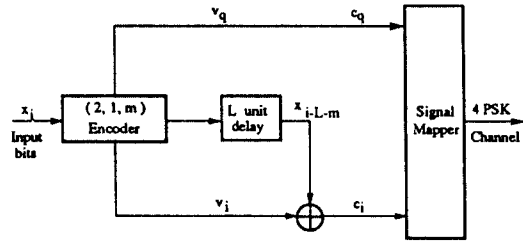


그림6. 적응 복호방식의 부호기
Fig.6. Encoder for the adaptive decoder

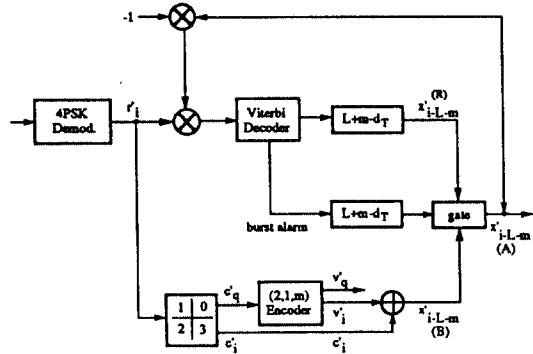


그림7. 적응 복호기
Fig.7. Adaptive decoder

적응 부호과정은 다음과 같다. 우선 유클리드 거리에 기초한 최소 metric 값에 의한 비터비 복호기의 동작에 의하여 복호를 하고, 채널이 연집에러등에서 비롯되는 열악한 상태에서는 연집에러 정정모드로 전환된다. 이 과정을 더 자세하게 살펴보면, 그림6의 $(2, 1, m)$ 부호기에서 v_q 는 입력정보비트의 변형되지 않은 상태이며, 입력정보비트 x_i 는 부가적으로 L 단위 시간 지연되어 두번째 부호화 비트와 이진가산된다. 즉 이를 식으로 나타내며 다음과 같다.

$$c_i = x_{i-L-m} + v_i ; \text{이진가산}$$

$$c_q = v_q$$

신호사상에서 c_i, c_q 는 각각 in-phase, quadrature-phase성분에 인가된다. 수신단에서는 수신신호 r_i 와 $-x_{i-L-m}^{(A)}$ 과 곱해져 비터비 복호단으로 인가된다. 즉 $x_{i-L-m} = 1$ 일 경우 in-phase, quadrature-phase성분

은 π 만큼 반전되어 비터비 복호기에 인가된다. 이는 부호화 과정에서 지연비트와 이진가산되어 신호사상에 인가된 것에 대한 보상이다. 수신신호는 한편 경관정되어 quadrature-phase 성분은 부호화 과정에서 사용한 것과 같은 부호기로 인가되며, in-phase 성분과 부호기로 부터의 v_i' 와 이진가산되어 x'_{i-L+m} 을 복원할 수 있다.

본 논문에서 제시한 적응 복호기의 비터비 복호기는 제한 복호방식이고, 출력비트 검정과정에서 부가적으로 경로 metric의 수렴 여부를 검사한다. 적응 복호기는 비터비 복호기의 경로 metric이 수렴하는 경우 랜덤에러 정정모드로, 그렇지않는 경우 연집에러 정정모드로 동작한다. 복호과정에 대한 하나의 예를 그림8에 보이고 있다. 그림에서는 비터비 복호기의 경로 metric이 시간 h에서 수렴되지 않고, j에서 다시 수렴되는 경우의 예를 보이고 있다. 즉 시간 h와 j사이에서 연집에러등과 같은 열악한 상태로 인하여 비터비 복호기에 의한 복호가 불가능 한 경우 연집검보를 받고 해당되는 구간 사이의 출력은 삭제되게 된다. 이 삭제된 출력은 L+m지연후에 연집에러 정정모드에 의하여 복원되게 된다. L+m지연후의 구간은 에러가 없는 구간이라고 가정한다. 다시 j+L+m에서 비터비 복호기의 출력으로 복원되어 적응 복호가 이루어진다. 이와같은 적응 복호는 랜덤에러 정정모드인 비터비 복호기와 연집에러 정정모드인 부호기가 각기 독립적으로 동작하며, 다만 비터비 복호기에 의한 연집검보에 의하여 일정시간 지연후 출력을 결정하게 된다. 연집에러 정정모드에 의한 복호는 수신된 신호를 경관정하여 얻어진 quadrature phase 성분을 송신단에서 사용한 것과 같은 부호기에 인가하여 얻어진 v_i' 와 in-phase 성분과 이진가산하여 x'_{i-L+m} 을 복원할 수 있다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$x'_{i-L+m} = c_i + v_i'; \text{ 이진가산}$$

이는 체계적 부호의 성적을 갖도록 quadrature phase 성분이 입력정보비트와 일치하도록 부호화함으로써 가능하다.

적응 부호방식에서 에러를 유발할 수 있는 경우는 비터비 복호기에 의해서 연집에러 검보가 발생하고, 해당하는 검보에 대하여 연집에러 정정모드의 출력으로 절환되는 구간에서 역시 에러가 발생할 경우이며, 특히 이 구간에서 연집에러가 발생하고 있다면

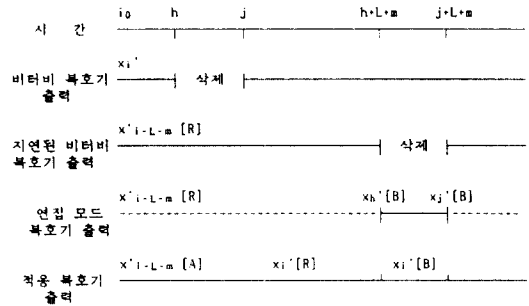


그림8. 적응 복호기의 Timing diagram
Fig.8. Timing diagram for adaptive decoder

심각한 에러를 유발하게 된다. 이와같은 상황을 고려하여 채널의 특성에 따른 지연 시간 L의 선택을 하여야 한다. 즉 L의 선택은 채널의 연집에러의 길이 및 분포 상태에 따라 결정될 수 있다. 본 논문에서는 연집에러 발생의 빈도가 높은 이동통신 페이딩 현상을 채널에 적용한다.

2. 채널 모델

본 논문에서는 다중경로 채널의 해석을 간단히 하고, 특히 도심지역의 페이딩 현상을 효율적으로 시뮬레이션하기 위하여 2차 모델(2-ary model)을 채널모델로 선택한다. 2차 모델은 그림9와 같이 D파(Desired wave)와 U파(Undesired wave)로 모델링되며 수신신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r(t) = x(t) + \rho x(t - \tau) \tag{1}$$

$$x(t) = a_i \cos \omega_c t - a_q \sin \omega_c t \tag{2}$$

$$= \cos(\omega_c t + \phi_n), \phi_n = \tan^{-1}(a_q/a_i)$$

여기서 $x(t)$ 는 전송신호이며 $a_i(t)$, $a_q(t)$ 는 전송신호 $x(t)$ 의 in phase, quadrature-phase 성분이며, τ 는 지연시간, ρ 는 U파의 정규화된 진폭을 의미한다. 또한 D파는 $-20 \log \rho$ (dB)로 정의된다. 또한 전송신호 $x(t)$ 가 식(2)와 같을 때 U파의 수신신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \rho x(t - \tau) &= N_I(t) \cos(\omega_c t + \phi_n) - N_Q(t) \sin(\omega_c t + \phi_n) \\ &= [N_I(t) \cos \phi_n - N_Q(t) \sin \phi_n] \cos \omega_c t \\ &\quad - [N_I(t) \sin \phi_n + N_Q(t) \cos \phi_n] \sin \omega_c t \end{aligned}$$

여기서 $N_I(t)$, $N_Q(t)$ 는 평균이 0이고 variance가 1인

백색 가우시안 잡음을 페이딩 채널의 스펙트럼을 갖는 저역통과 필터를 통과한 잡음신호이다⁹⁾. 즉 수신점에서 채널신호 복조후 샘플링 순간의 in-phase, quadrature-phase 성분 신호 a_1' , a_2' 는

$$a_1' = 0.5 [\cos\phi_n + N_I(nT)\cos\phi_n - N_Q(nT)\sin\phi_n] \quad (3)$$

$$a_2' = 0.5 [\sin\phi_n + N_I(nT)\sin\phi_n + N_Q(nT)\cos\phi_n] \quad (4)$$

가 된다. 이러한 과정은 실제로 800MHz의 고주파에 대한 모델이므로 기저대역에서의 시뮬레이션에 적합한 모델을 설정해야 한다. 식(3)과 식(4)는 수신신호 대역의 정확한 표현이 되며, 이러한 수신 기저대역 신호를 만들어주기 위하여 그림10과 같은 기저대역 시뮬레이터를 사용한다. 최종으로 적용한 채널의 모델은 그림11과 같다.

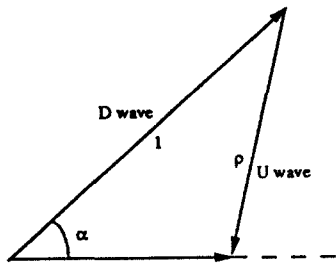


그림9. 2과 모델
Fig.9. 2-ary model

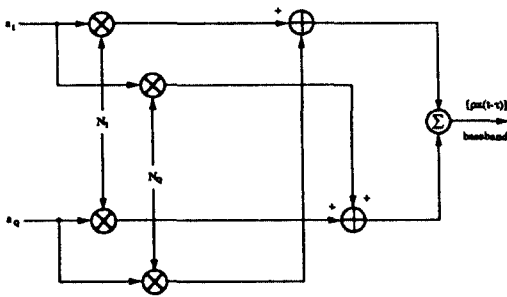


그림10. 기저대역 시뮬레이터
Fig.10. Simulator on baseband

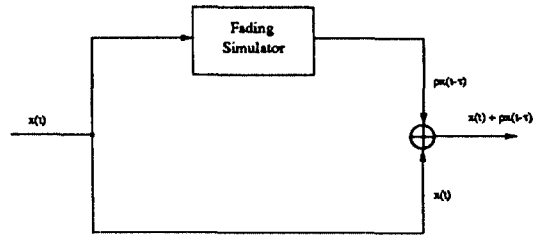


그림11. 채널모델
Fig.11. Channel model

IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 장에서는 언집에러의 빈도가 높은 이동통신 페이딩 채널에서, 적응 복호방식을 이용한 TCM과, 천이에 따른 상태변화의 수가 동일한 기존의 TCM에 대한 성능 비교 및, 분석을 보이고 있다. 시뮬레이션은 (2,1,3) 체계적 길쭉부호기를 모델로 하여 Monte Carlo 방식으로 실행하였다. L에 대한 최적화를 위하여 노력하였으나, 일반화할 수 있는 기준은 설정할 수 없었다. 본 논문에서는 L=897, L=397을 선택하였고, 이 값은 시뮬레이션을 위한 이동통신 페이딩 채널의 에러분포에 대한 분석 결과로 부터 근사치로 설정하였다. 시뮬레이션을 위한 채널의 분석 결과, 평균적으로 언집에러의 길이 및 빈도는 각각 약 400, 1000정도를 보이고 있다. 부호화 과정에서 천이에 따른 상태변화의 수는 8이고, 복호과정에서 사용된 비트비 복호기는 윈도우(window) 길이가 구속장 $v = m+1$ 의 5배에 해당하는 20인 궤환 복호방식이다. 페이딩 채널 시뮬레이터의 DU비는 10dB로 설정하였고, 페이딩율은 데이터 전송속도 48.6kbps를 기준으로 하여 30Hz, 50Hz, 80Hz로 적용하였으며, 이는 실질적인 이동체 속도 40km/h에서 100km/h를 감안한 값이다. 시뮬레이션은 랜덤비트열 200,000 단위로 하고, SNR 0dB부터 30dB까지 3dB단위로 AWGN을 첨가하여 실행하였다. 본 논문에서 제시한 TCM이 기존의 TCM에 비하여 비트오율면에서 향상된 시뮬레이션 결과를 그림12-14에 보이고 있다. L=897일 경우 L=397의 경우보다 1-3dB의 이득이 있음을 보이고 있다. 특이한 것은 페이딩율 30Hz, 80Hz에서는 SNR이 증가할수록 비트오율이 계속 향상되는 반면, 50Hz에서는 10⁻⁴ 정도에 머무르고 있다. 이에 대한 고찰 결과, 언집에러의 길이 및 빈도, 즉 에러분포와

L값과 밀접한 관계가 있음을 알 수 있었다. 즉 페이딩율 30Hz의 경우, 80Hz의 경우에 비하여 연접에러의 빈도는 비교적 적고, 분포는 넓으며, 열악한 정도는 덜하다. 페이딩율 50Hz의 경우, 상기 두 성질을 평균적으로 갖고 있으며, L값에 대한 보완 관계가 가장 부족함을 관찰할 수 있었다.

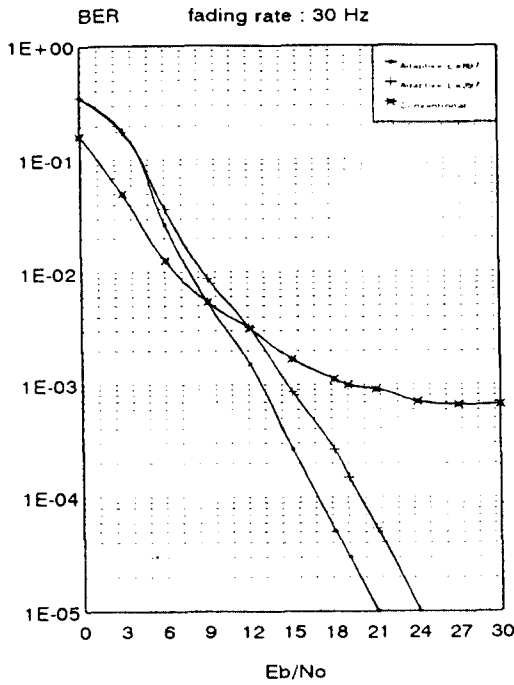


그림 12. 페이딩율 30Hz인 경우 BER
Fig.12. BER when fading rate is 30Hz

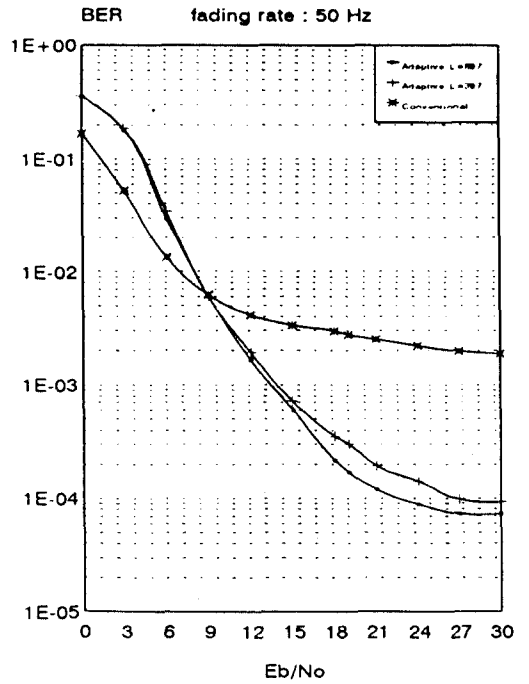


그림 13. 페이딩율 50Hz인 경우 BER
Fig.13. BER when fading rate is 50Hz

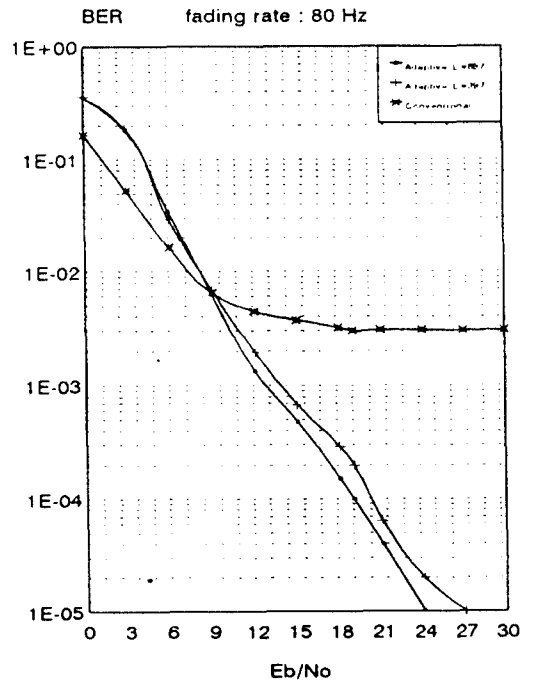


그림 14. 페이딩율 80Hz인 경우 BER
Fig.14. BER when fading rate is 80Hz

V. 결 론

본 논문에서는 연집에러의 빈도가 높은 이동통신 페이딩 채널에서의 적응 복호방식을 이용한 TCM에 대한 성능을 구하였다. 이동통신 페이딩 채널을 기저대역에서의 시뮬레이션에 적합하도록 모델화하였고, 페이딩율은 전송속도 48.6kbps를 기준으로, 실질적인 이동체 속도 40km/h에서 100km/h에 해당하는 30Hz, 50Hz, 80Hz를 적용하였다.

기존의 TCM의 경우 페이딩율이 높아짐에 따라 비트오율이 저하되는 페이딩 환경이 그대로 반영됨을 보이며, SNR 19dB에서 비트오율은 10^{-3} 에 미치지 못함을 알 수 있다. 이는 이동통신의 디지털 음성신호 품질에 미달되는 비트오율이다. 적응 복호방식을 이용한 TCM의 경우, SNR 19dB에서 최소 3×10^{-4} 이상의 비트오율로 향상됨을 보이며, L값의 최적화에 의한 비트오율 향상의 가능성이 있음을 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있다. 또한 부호화에서 천이 메모리의 적당한 증가가 비트오율의 향상을 가져오리라는 것이 자명하다.

이동통신의 디지털 음성신호에 비하여 더 나은 비트오율을 요구하는 데이터 통신에 본 논문에서 제시한 방식을 적용하기 위하여, 상기의 최적화와 더불어 metric 값의 분석에 의한 향상된 연집경로 결정방식의 연구 및 적합한 복합부호와 등화기의 결합으로 실용화하는 것이 앞으로의 과제라 하겠다.

참 고 문 헌

1. G. Ungerboeck, "Channel coding with multi-level phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp.55-67, Jan. 1982.
2. G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets. Part I: Introduction," *IEEE Communications Magazine*, vol.25, no.2, pp. 5-11, Feb.1987.
3. 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.
4. E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*, Macmillan, 1991.
5. C. B. Schlegel and M. A. Herro, "A burst-error-correcting viterbi algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol.38, no.3, pp.285-291, Mar. 1990.
6. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
7. D. Bodson, G. F. McClue, and S. R. McConoughy, *Land Mobile Communications Engineering*, IEEE Press, 1984.
8. G. D. Forney, Jr., "Burst-correcting codes for the classic busy channel," *IEEE Trans. Commun. Techno.*, vol. com-19, no.5, Oct. 1971.
9. L. J. Mason, "Error probability evaluation for systems employing differential detection in a rician fast fading environment and gaussian noise," *IEEE Trans. Commun.* vol. COM-35, no. 1, Jan. 1987.
10. S. Yoshida, and F. Ikegami, "A comparison of multipath distortion characteristics among digital modulation techniques," *IEEE Trans Veh. Technol.* vol. VT-34, no. 3, Aug. 1985.



李 榮 天 (Young Chun Lee) 정회원
 1982년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업
 1982년 1월 ~ 현재: 삼성 정보통신
 1990년 9월 ~ 1992년 8월: 연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
 1992년 9월 ~ 현재: 연세대학교 본대학원 전자공학과 박사과정



金 宗 一 (Chong Il Kim) 正會員
 1987년 2월: 서강대학교 전자공학과 졸업
 1987년 3월 ~ 1989년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
 1989년 3월 ~ 현재: 연세대학교 본대학원 전자공학과 박사과정

李明洙(Myung Soo Rhee) 正會員
1983년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1983년 3월 ~ 1985년 2월 : 연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
1985년 3월 ~ 1989년 8월 : 연세대학교 본대학원 전자공학과 박사

1990년 3월 ~ 현재 : KT 재직



康昌彦(Chang Eon Kang) 正會員
1938年 8月 26日生
1960年 : 延世大學校 電氣工學科(工學士)
1965年 : 延世大學校大學院 電氣工學科(工學碩士)
1969年 : 美國미시간주립大學校大學院 電氣工學科(工學碩士)
1973年 : 美國미시간주립大學校大學院 電氣工學科(工學博士)
1967年 ~ 1973年 : 美國미시간주립大學校 工業研究所 先任 研究員
1973年 ~ 1981年 : 美國노던일리노이大學校 電氣工學科 助 教授, 副教授
1982年 ~ 現在 : 延世大學校 電子工學科 教授
1987年 ~ 1988年 : 本學會 副會長
1989年 ~ 1990年 : 本學會 會長



洪大植(Dae Sik Hong) 正會員
1961年 1月 4日生
1983年 2月 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1985年 2月 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1990年 8月 : Purdue University 졸업(Ph.D)
1990年 9月 ~ 1991年 7月 : Purdue University Post-Doctoral Resear Associate
1991年 8月 ~ 현재 : 연세대학교 전자공학과 조교수
※주관심분야 : 신경회로망 및 정보통신 등임