DBpia

論文 94-19-8-13

연집 오류 채널에 효율적인 CPM 적응복호 방식

正會員 鄭 淙 文* 正會員 金 大 中* 正會員 鄭 虎 泳* 正會員 康 昌 彦*

An Efficient CPM Adaptive Decoding Technique over the Burst Error Channel

Jong-Moon Chung*, Dae-Joong Kim*, Ho Young Cheong*,
Chang Eon Kang* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 CPM(continuous phase modulation) 변조방식에 연집 에러 검출및 최대 확률론적 복호 방식으로 구성된 연집에러 정정을 위한 이중모드 적응 복호 알고리듬을 제시한다.

이중모드(dual mode) 적응 복호기는 비터비 복호기로 동작하다가, 비터비 복호기에 의해 정정될 수 없는 에러가 검출될 경우 연집 에러 정정모드로 전환되어 복호가 수행된다. 페이딩 채널에서 이중모드 적응 복호 알고리듬과 인터리빙 방식이 같은 메모리의 양을 사용했을 때에, 이중모드 적응 복호기의 성능이 인터리빙을 사용했을 때의 성능 보다 우수함을 알 수 있다. 본 논문의 실험 결과에서 얻어진 성능 향상의 이점 이외에도 이중모드 적응복호 알고리듬을 사용하면 인터리빙 방법을 사용할 때에 발생되는 긴 시간지연의 문제점도 극복할 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, the dual mode error correcting adaptive decoding algorithm which is adapted to the continuous phase frequency shift keying(CPFSK) modulation is presented as a technique for overcoming the distortion that reveals from the Rayleigh fading channel. The dual mode adaptive decoder nominally operates as a Viterbi decoder and switches to the burst error correcting mode, whenever the decoder detects an uncorrectable burst error pattern. Under the fading channel environment and when the usable memory quantity is restricted, the dual mode adaptive decoding algorithm shows an advantage in the BER performance over the interleaving technique, and also obtains the merit of not needing the large time delay that the interleaving technique requires. The experimental results from the computer simulation demonstrate the performance of the algorithm and verify the theoretical results.

*延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Yonsei University
論文番號 : 9459
接受日字 : 1994年 2月 24日

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

최근에 수요가 증가하고 있는 이동 통신 시스템에서는 주파수 효율이 우수한 변조 방식에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 한정된 전파 자원을 사용하는 이동 통신채널에서 디지틀 전송을 하는 경우에는 정진폭(constant envelope)의 디지틀 변조 방식의 사용이 효율적이다[1][3]. 또한, 이동 통신 채널의 페이딩 현상(fading effect)으로 인하여 연집 에러(burst error)가 발생하는 경우에 시스템의 에러율이 상당히 증가하는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 이동 통신 채널환경인 페이딩 채널하에서 효율적인 정진폭 변조 방식인 CPFSK변조방식에 이중모드 적응 복호 알고리듬을 병합한 통신 시스템을 구성하여 그 성능을 CPFSK변조방식에 인터리빙 기법을 적용시킨 시스템에 비교 분석 하고자 한다[1][2].

Ⅱ. 이중모드 적응복호

이동 통신 채널 환경에서는 다경로 페이딩(multipath fading) 현상에 의해서 심볼 에러(symbol error)가 클러스터(cluster)를 이루는 연집 에러가 유발된다. 연집 에러 발생시에 일반적인 비터비 복호기만으로 복호를 하게 되면 전송 정보를 거의 얻을 수 없게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 이중모드 적응복호기는 두개의 복호모드를 두어 적응적으로 채널 상태에 적합하게 복호를 하게된다. AWGN 채널 상태에서 이중모드 적응복호기는 비터비 복호기로 동작을 하다가 에러를 고칠 수 없는 상태가 되면 연집 에러 정정모드로 모드 전환하여 에러를 정정하므로써 채널 상태에 적응적으로 대처할 수 있다. 여기서 연집 에러 정정모드와의 구별을 위하여 첫째 모드를 랜덤 에러 정정모드라고 한다[7].

이중모드 복호 방식은 일반적으로 어떤 길이의 연집 에러에 대해서도 동작할 수 있는 잇점을 지닌다. 연집 에러 정정의 능력은 부호기가 갖고있는 메모리의 길이와 상관 관계가 있다[8].

이중모드 방식의 기본 개념은 입력 정보를 최소한 두번 이상 부호화 하는데 있다. 우선 체계적 부호화(systematic coding)를 하며, 이 경우는 보통 코드율이 1/2이다. 다음에 임의의 길이 만큼 지연된 비트와 패리티 비트와 이진 가산하여 신호사상기(signal mapper)에 인가된다. 신호사상기의 출력에 해당하는 신호 파형 패턴으로 변조기가 신호를 전송하게 된다. 이 때에 수신된 신호가 비터비 복호기에 의하여 복원될 수 없는 열악한 상태에서는 연집 에러 정정모드로 절체되어, 부호기에서 중첩하여 보내진 최근의 패리티 비트에 의하여 정보비트가 복원되어질 수 있다. 패리티 비트와 지연된 정보비트가 같은 부호에 중첩하여 보내짐으로 채널 신호에는 영향을 주지않는다. 콘볼루션 부호기의 구성 형태를 (n, k, m)으로 표현한다[8]. 여기서 k는 단위 시간 동안 입력단에 인가되는 정보비트의 수를 나타내며, n은 k개의 입력 정보가 인가될 때마다 출력되는 비트의 수이고, m은 구속장의 길이를 나타낸다. 부호기는 (2, 1, m) 콘볼루션 코드를 채택하였고, 지연길이 L은 채널의 연집 에러의 분포에 따라 정해진다.

적응부호 절차는 다음과 같다. 가장 먼저 유클리디언 거리를 계산하여 최소 메트릭 값을 구한뒤 이값에 의해서 비터비 복호기로 복호를 하고, 채널의 상태가 페이딩에 의해 연집 에러가 발생되는 열악한 상태에 있을 때에는 연집 에러 정정모드로 절체되어 복호를 한다. 이 과정을 더 자세하게 살펴보면 다음과 같다. 부호기에서 v_q는 입력 정보비트의 변형되지 않은 상태를 가지며, 입력 정보비트 x_i는 추가된 L 단위시간 지연 버퍼의 영향으로 지연되어 두번째 부호화 비트와 이진 가산 되어진다. 이 과정을 식으로 나타내면 다음과 같다[7].

$c_i = x_{i-L-m} + v_i$: 이진 가산

$c_q = v_q$

신호사상에서 c_i, c_q는 각각 동위상(inphase), 직교위상(quaderature phase) 성분에 인가되며, 이때 c_i의 첨자는 동위상 성분만 아니라 시간 지연 지수(time-index)를 의미하기도 한다. 수신단에서는 수신신호 r_i'와 $-x'_{i-L-m}$과 곱해져 비터비 복호단으로 인가된다. 즉 $x_{i-L-m}=1$ 일 경우 동위상, 직교위상 성분은 π 만큼 위상 반전되어 비터비 복호단에 인가된다. 이는 부호화 과정에서 지연비트와 이진 가산되어 신호사상에 인가된 것에 대한 보상 작업이다. 한편 수신신호는 경판정되며, 직교위상성분은 부호화 과정에서 사용한 것과 같은 부호기로 인가된다. 동위상성분은 부호기에서 복원된 v'_i와 이진 가산되어 x'_{i-L-m}을 복호하게 된다.

본 논문의 적응 복호기에 사용한 비터비 복호방식

www.dbpia.co.kr

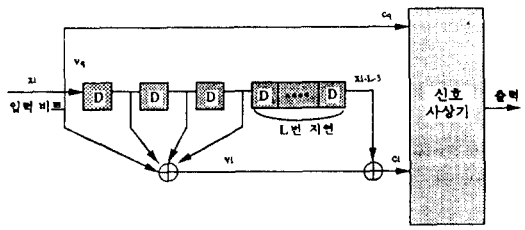

그림 1. (2, 1, m) 이중모드 적응 부호기
Fig. 1. (2, 1, m) Dual mode adaptive encoder.

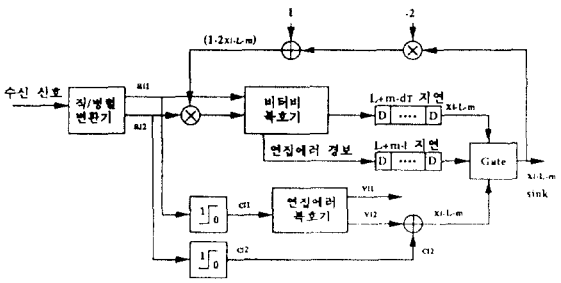

그림 2. (2, 1, m) 부호기를 사용한 적응 복호기
Fig. 2. Adaptive decoder for the (2, 1, m) encoder.

은 궤환 디코딩 방식을 택하였고, 복호 과정에서 부가적으로 출력 비트 결정을 하는 과정에서 경로 메트릭을 검사하게 되는데, 경로 메트릭의 값이 양호하면 랜덤 에러 정정모드에 있게 되며, 경로 메트릭의 값이 너무 커지게되어 경계치를 넘게되는 경우 연집 에러 정정모드로 절체되어 진다[7].

연집 에러 정정모드에서는 연집 에러 경보신호가 작동된 에러의 시작 위치 이전의 몇 비트 위치에서 임의로 지정된 구간 내의 비트들을 연집 에러 정정모드에서 복구된 비트들로 교환하게 된다. 다시 경로 메트릭이 수렴하게 되면 랜덤 에러 정정모드로 복귀되어 비터비 복호기에 의한 복호를 계속한다. L+m 지연후의 구간은 에러가 없는 구간이라고 가정한다. 다시 j+L+m에서 비터비 복호기의 출력으로 복귀되어 적응 복호가 이루어진다. 이와 같이 적응 복호는 랜덤 에러 정정모드인 비터비 복호와 연집 에러 정정모드인 복호기가 각기 독립적으로 동작하며, 다만 비터비 복호기에 의한 연집 경보에 의하여 일정 시간 지연후 출력을 결정하게 된다. 연집 에러 정정 모드에 의한 복호는 수신된 신호를 경판정하여 얻어진 직교위상 성분을 송신단에서 사용한 것과 같은 부호기에 인가하여 얻어진 v'_i와 동위상 성분과 이진 가산에 의하여 x'_{i-L-m}을 복호할 수 있다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$x'_{i-L-m}=c'_i+v'_i$: 이진 가산

이는 체계화 부호기의 성격을 갖도록 직교위상 성분이 입력 정보비트와 일치하도록 부호화함으로 가능해 진다.

적응복호 방식에 있어 에러사건이 유발할 수 있는 경우는 비터비 복호기에 의해서 연집 에러 경보가 발생하고, 해당하는 경보에 대하여 연집 에러 정정모드의 출력으로 절체되는 구간에서 역시 에러가 발생할 경우이며, 특히 이 구간에서 연집 에러가 발생하고 있다면 심각한 에러를 유발하게 된다. 이와같은 상황을 고려하여 채널의 특성에 따라 지연 시간 L을 선택하여야 한다. 수 L의 선택은 채널의 연집 에러의 길이 상태 및 분포 상태에 따라 결정될 수 있다.

Ⅲ. 채널 환경

이동 통신 채널에서는 다경로 현상에 의한 레일리 페이딩(Rayleigh fading)현상 및 다경로 현상에 의한 시간 지연 퍼짐(time delay spread) 특성 등에 의하여 신파의 전송 특성이 결정된다.

본 논문에서는 페이딩율(fading rate)을 그림 3에서 보여준 레일리 다경로 페이딩 생성기의 저역통과 여파기 차단주파수(cut-off frequency)로 정의하여 사용하였다. 시뮬레이션시에는 페이딩율 20Hz와 100 Hz의 페이딩 채널을 사용하였는데, 에러패턴을 조사한 결과 페이딩율이 20Hz 일때에는 100Hz의 페이딩율을 가진 페이딩 채널 보다 긴 연집 에러의 패턴이 발생된다. 이는 도플러 효과와 다경로 현상의 영향에서 비롯된 것인데, 이동체의 이동속도가 빠르면 다경로 현상의 영향이 적게 미치기 때문이다.

Ⅳ. 이중모드 적응 CPFSK 변조 모델

이중모드 적응복호를 이용한 CPFSK 변조 방식의 성능을 분석하기 위하여 채널은 연집 에러의 빈도가 높은 이동 통신 페이딩 채널에 백색 가우시안 잡음을 더하여 모델화하고, CPFSK 변조 방식을 위한 혼합

www.dbpia.co.kr

루션 부호기는 (2, 1, 3)을 선택하였다. 콘볼루션 부호기의 생성열은 $g^{(1)}=(1, 1, 1)$, $g^{(2)}=(0, 1, 0)$을 사용하였으며, 이중모드 비트 지연 L은 400, 600과 800을 채택하였다.

이중모드 적응 복호를 이용한 CPFSK 변조방식 모델에 대한 전체시스템의 구성은 그림 4에 나타나 있다. 그림 4를 보면 랜덤 데이타가 되어서 이중모드 적응 부호기에 입력되어 체계적 구조를 갖는 코드로 부호화 된다. 이렇게 부호화된 코드 시퀀스는 트렐리스 부호기에 입력되어 재부호화된 뒤에 연속적인 파형을 가진 신호의 형태로 변조되어 진다[4][5].

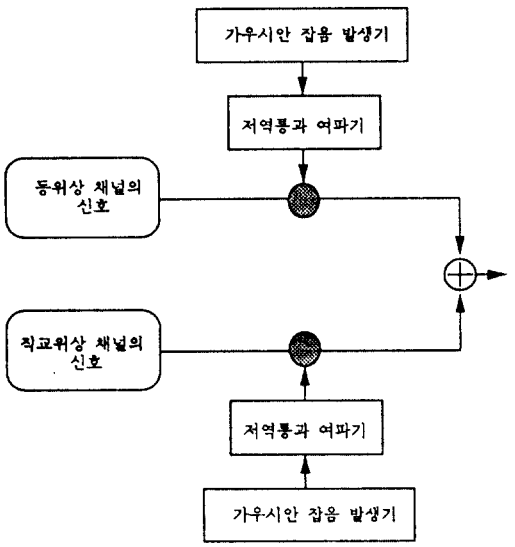

그림 3. 레일리 다경로 페이딩 생성기
Fig. 3. Rayleigh multipath fading generator.

연속 위상 변조 시스템에서 전송되는 신호의 식은 다음과 같다.

$$s(t-kT;\alpha)=\sqrt{\frac{2E}{T}}\cos(2\pi f_0 t+\phi(t,\alpha)+\phi_0) \quad (1)$$

(1)식에서 정보를 포함한 위상은

$$\phi(t-kT;\alpha)=2\pi h\sum_{i=1}^{k}\alpha_i q(t-iT), \quad (k-1)T\le t\le kT \quad (2)$$

이다. 일반적으로 t=0에서 $\phi(t,\alpha)=0$의 값을 가지며, 이 때의 초기위상은 $\phi_0=0$으로 가정한다. 변수 h는 변조 지수(modulation index)라 하며, CPFSK의 전송 신호는 식(1)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다[5].

$$s(t-kT;\alpha)=\sqrt{\frac{2E}{T}}\cos(2\pi f_0 t+\frac{\alpha_k\pi h(t-kT)}{T}+\phi_k)$$

$$\text{단,}\quad kT\le t\le(k+1)T \quad (3)$$

그림 4에서는 본 논문에서 사용하고 있는 부호화율이 2/3인 경우의 콘볼루션 인코더와 신호 매핑 방법이 표시되어 있다. 그림 4에서는 K=3이고 코드 생성기(code generator)가 (7, 2)인 경우를 나타낸다. 그림 5는 그림 4의 트렐리스도를 그린 것이다.

동기 복조를 할 경우에는 복조단에서는 전송 가능한 모든 신호의 종류를 완전히 알고 있다고 가정하며, 전송 신호를 기준으로 MLSE에 의해 추정할 수 있다[5].

$$S_\alpha(t)=\sum_{k=0}^{k-1}s(t-kT;\alpha), \qquad 0\le t\le KT \quad (4)$$

식(4)에서 계산되는 메트릭을 최대로 하는 것은 likelihood ratio를 최대로 하는 것과 동일한데, 여기서 메트릭을 l_α으로 놓으면, l_α는

$$l_\alpha=\int_0^{KT}r(t)\,S_\alpha(t)\,dt=\sum_{k=0}^{k-1}l_{\alpha k}$$

$$\text{여기서,}\quad l_{\alpha k}=\int_{kT}^{(k+1)T}r(t)\,s(t-kT;\alpha)\,dt$$

$$l_{\alpha(k+1)}=l_{\alpha(k)}+l_{\alpha k} \qquad (\text{단,}\quad l_{\alpha(k)}=l_\alpha) \quad (6)$$

와 같이 표현 될 수 있다. 전송된 심볼의 시퀀스 α는 변조기의 위상 상태 트렐리스의 한 경로를 지나게 된다. 최적화 복호기 ML 경로를 찾으므로 추정된 시퀀스는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\alpha}: l_{\hat{\alpha}}=\max_{\alpha} l_\alpha \quad (7)$$

시간 $t=kT$에서 길이 k인 모든 정보 시퀀스들은 메트릭 $l_{\alpha(k)}$를 가지고 트렐리스상에서 경로에 상응하는 위상 상태에 이르게 된다. 복조기단의 상관기에서는 직접 RF신호 상에서 상관 계산을 하지 않고 정보 신호의 포락선에서 상관 계산을 하기 때문에 기저 대역 상관 수신기(baseband correlator receiver)라 부

www.dbpia.co.kr

른다[5].

$$l_i = \sqrt{\frac{2E}{T}}\cos\phi_m \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r_I(t)\cos\alpha_j(t) + \int_{kT}^{(k+1)T} r_Q(t)\sin\alpha_j(t) \right\}$$

$$+ \sqrt{\frac{2E}{T}}\sin\phi_m \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r_Q(t)\cos\alpha_j(t) + \int_{kT}^{(k+1)T} r_I(t)\sin\alpha_j(t) \right\}$$

여기서, $m=1, 2, \cdots, P$, $j=1, 2, \cdots, M^l$ (8)
$i=1, 2, \cdots, pM^l$

따라서, 변조기에서는 k번째 심볼 구간에서 비터비 프로세서에 pM^l개의 메트릭값을 공급한다. 이 때 위상 상태의 p개의 정현파값과 여현파값을 계산한뒤, M^l개의 위상 브랜치값 v(t)를 복조 장치에 기억시켜야 한다. 트렐리스 부호화된 CPFSK의 경우에는 비터비 복호기내의 메트릭 수는 $p2^v$개 이다. 기저 대역 변조기로부터 출력되는 메트릭의 수는 pM이므로 이를 코드 트렐리스에 따라 매핑 해야한다. 최적화 복호기에서는 트렐리스를 통과하는 가장 큰 경로 메트릭을 구하는 것이다.

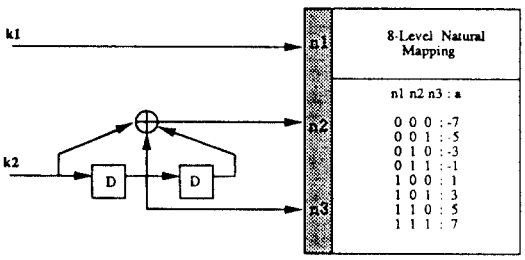

그림 4. r=2/3인 8레벨 트렐리스 부호화된 CPFSK의 매핑 방법{K=3, (7, 2)코드}

Fig. 4. The mapping method of the 8-level trellis encoded CPFSK modulation for r=2/3. {K=3, (7, 2) code}

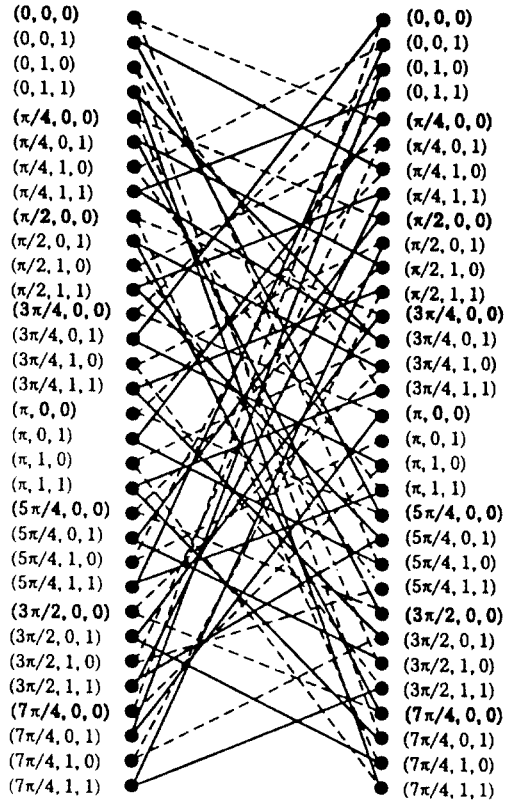

그림 5. 그림 4의 트렐리스

Fig. 5. The trellis structure of Fig. 4.

따라서 $t=kT$에서 각 위상 상태에 대해 이 상태까지 도달하는 경로중 가장 큰 메트릭값 $l_{\alpha ik}$를 갖는 경로와 메모리의 값을 기억하게 된다. 다음 심볼 구간인 $t=(k+1)T$에서 경로 메트릭을 계산하기 위해서 식(6)을 반복적으로 사용해서 접해진 경로 메트릭값(path metric value)을 비교해서 더 낮은 경로를 선택한다.

송신된 신호가 페이딩 채널과 AWGN 채널을 통과하게된다. 수신단에서는 CPFSK 최적화 디코딩 알고리즘을 이용해서 신호를 변조하여 low-pass 신호의 형태로 바뀌게 메트릭 값들을 계산하여 비터비 복호기에 넘겨 주게 된다[6]. 송신단의 트렐리스 부호기에 의하여 재부호화된 코드 시퀀스는 비터비 복호기에 의해서 디코딩 된다. 채널이 페이딩으로 인하여 인접 에러가 발생 하였으면 비터비 복호기 내의 생존 경로(survivor path) 메트릭(metric) 계산부 출

www.dbpia.co.kr

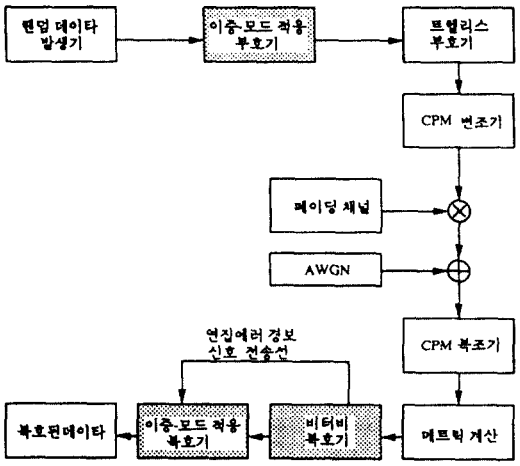

그림 6. 이중모드 적응 복호를 이용한 CPFSK 변조 시스템의 구성

Fig. 6. Structure of the CPFSK modulation dual mode adaptive decoder.

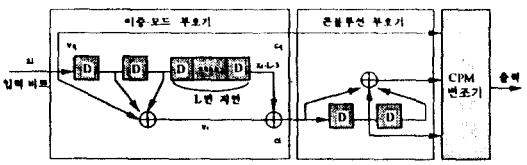

그림 7. 이중모드 적응 복호를 이용한 CPFSK 송신단의 구성

Fig. 7. Structure of the CPFSK transmitter using the dual mode adaptive decoder.

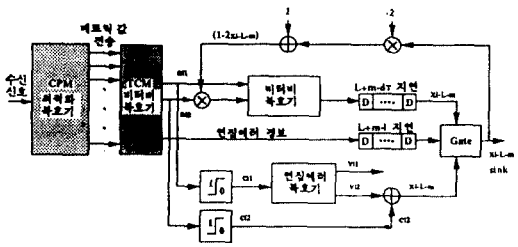

그림 8. 이중모드 적응 복호를 이용한 CPFSK 수신단의 구성

Fig. 8. Structure of the CPFSK receiver using the dual mode adaptive decoder.

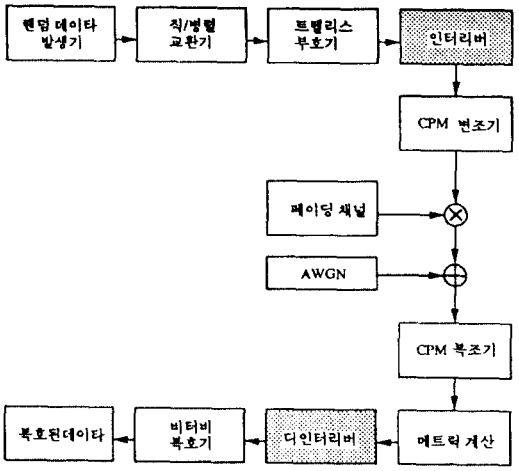

그림 9. 인터리빙 방법을 적용한 트렐리스 부호화된 CPFSK 시스템

Fig. 9. Structure of the trellis encoded CPFSK system using the interleaving technique.

력값이 선정된 경로 메트릭의 경계치를 넘어가게 될 경우에 연집 에러 경보 신호를 다음 단인 이중모드 적응 복호기에 전송하게 된다.

이중모드 적응 복호기에서는 앞 장에서 설명 되어진 알고리듬을 통하여 연집 에러와 랜덤 에러를 정정하게 된다. 이렇게 복호된 데이타가 처음에 발생된 랜덤 데이타와 비교 되면서 에러율(BER)이 계산된다.

단위시간 지연된 비트와 이진 가산하여 게이트에 대기한다. 이 비트는 비터비 복호기로 부터 지연된 비트와 시간적으로 일치하며 연집 경보의 상태에 따라 최종 출력이 결정된다.

또한 본 논문에서는 인터리빙 시스템을 구성하여 이중모드 적응 알고리듬과의 성능 비교를 한다. 인터리빙을 사용하는 경우 수신단의 디인터리버시에 CPFSK 신호의 연속성을 유지하기 위하여 변형된 방법을 택하였다.

그림 9에 나타나 있는 것과 같이 트렐리스 부호기에서 나오는 정보 비트들을 인터리빙한 뒤에 CPFSK 변조기에 입력시켜야 인터리빙한 비트의 순서에 맞게 CPFSK 변조기에서 출력되는 신호 파형의 연속성을 유지할 수 있다. 수신단에서도 이와 같은 구조적인 변화를 고려해야 한다. 연속적인 위상 특성은 다인터리빙의 전단까지는 존재하게 되므로 복조된 신호로 메트릭을 계산한 뒤에 디인터리버를 사용하면 된다[9].

www.dbpia.co.kr

V. 실험 및 결과 고찰

페이딩 채널의 영향하에서 인터리빙 시스템과 이중모드 적응 알고리듬을 구성하여 성능을 비교하였다. 실험 실행시에 페이딩 채널에서 Eb/No를 0 dB부터 30 dB까지 3 dB의 단위 간격을 두고 계산 하였고, 복호기에 의해 복호된 비트열은 입력 정보비트와 비교하여 비트 에러율(BER : Bit Error Rate)을 계산한다. 비트 에러율 계산시에는 Monte-Carlo 방법을 사용하여 실험을 하였다. 페이딩 채널에서 인터리빙 시스템과 이중모드 적응 알고리듬의 메모리양을 각각 400과 800 정도로 제한하였을 때의 성능을 비교하였다.

이중모드 적응복호를 이용한 CPFSK변조방식의 성능을 비교 분석하기 위하여, 총 비트 지연 길이 L은 400, 600과 800을 채택하였다. CPFSK 변조 방식을 위한 변조지수(h : modulation index)는 1/4인 경우에 대하여 비교한다.

그림 10에서는 페이딩율 20 Hz에서 CPFSK 이중모드 적응복호의 성능곡선이 나타나있다. 10^{-3}의 BER에서 이중모드 적응 알고리듬을 적용시켰을 때 L의 값이 800일때가 600일때의 성능 보다 약 1.5 dB 정도 좋으며, L이 600일때가 400일때의 성능 보다 약 1.5 dB 정도 향상되었다는 것을 알 수 있다. 그림 9에서는 페이딩율 100 Hz에서 CPFSK 이중모드 적응복호의 성능곡선이 나타나있는데, 10^{-3}의 BER에서 이중모드 적응 알고리듬을 적용시켰을때 L의 값이 800일때가 600일때의 성능 보다 약 1.5 dB 정도 좋으며, L이 600일때가 400일때의 성능 보다 약 1.5 dB 정도 향상되었다는 것을 알 수 있다.

실험을 수행한 결과 이중모드 적응 복호를 이용한 CPFSK 변조방식에서 사용한 것과 같은 구조의 콘볼루션 부호기를 가진 기존의 CPFSK 변조방식의 경우와 일반적인 CPFSK 변조방식의 성능이 페이딩 채널하에서는 30 dB까지 Eb/No를 올려도 비트에러율이 약 3×10^{-2} 근처에서 머무르고 더이상 향상되지 않음을 그림들을 통하여 알 수 있다. 그러나, 이중모

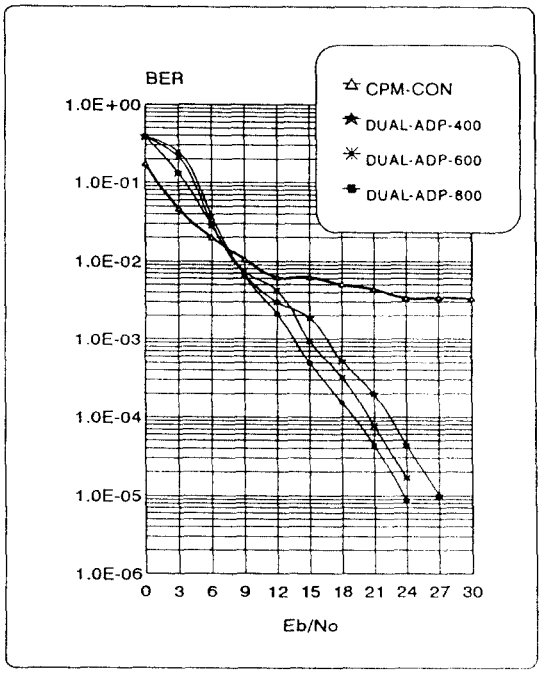

그림 10. 페이딩율 20 Hz에서 CPFSK 이중모드 적응복호의 성능곡선(h=1/4)

Fig. 10. Performance graph of the CPFSK (h=1/4) dual mode adaptive decoder over the fading channel with the fading rate 20Hz.

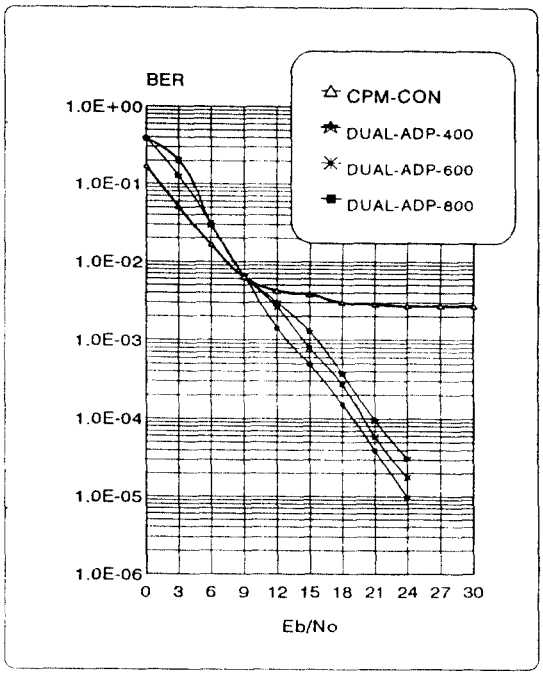

그림 11. 페이딩율 100 Hz에서 CPFSK 이중모드 적응복호의 성능곡선(h=1/4)

Fig. 11. Performance graph of the CPFSK (h=1/4) dual mode adaptive decoder over the fading channel with the fading rate 100Hz.

www.dbpia.co.kr

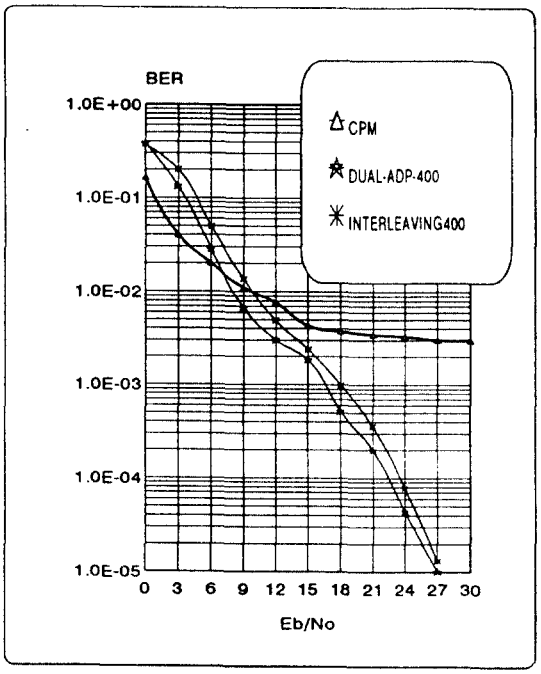

그림 12. 페이딩율 20 Hz에서 이중모드 적응복호와 인터리빙의 성능곡선(메모리 : 400, h = 1/4)

Fig. 12. Performance graph of the CPFSK dual mode adaptive decoder (memory : 400, h = 1/4) over the fading channel with the fading rate 20Hz.

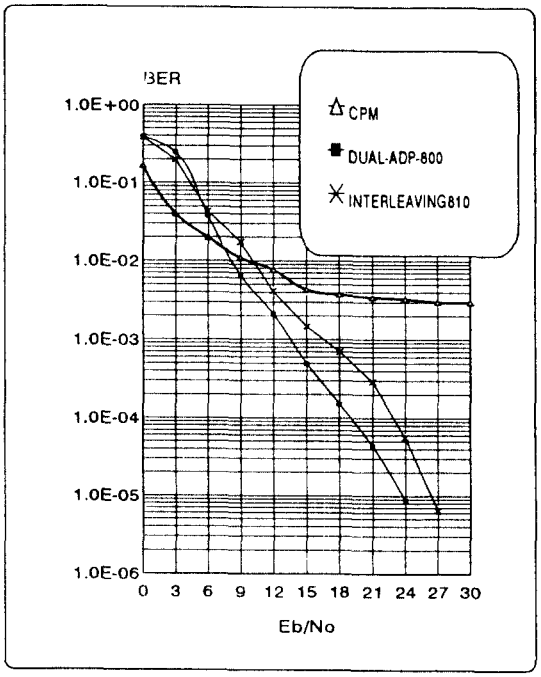

그림 13. 페이딩율 20 Hz에서 이중모드 적응복호와 인터리빙의 성능곡선(메모리 : 800, h = 1/4)

Fig. 13. Performance graph of the CPFSK dual mode adaptive decoder (memory : 800, h = 1/4) over the fading channel with the fading rate 20Hz.

드 적응 복호방식을 이용한 CPFSK 변조방식의 경우 Eb/No가 18 dB에서 최소한 10^{-3}이하의 비트 에러율을 보이며, 지연 길이 L을 더욱 최적화시키면 상당한 성능 향상이 얻어짐을 실험 결과에서 알 수 있다.

그림 12은 페이딩율 20Hz에서 변조 지수가 1/4 일 때, 10^{-3}의 BER에서는 이중모드 적응복호의 L 값이 400일때가 인터리빙 400(즉, 20*20)일때의 성능 보다 약 1.5 dB 정도 좋음을 알 수 있다. 그리고, 그림 13을 보면, 10^{-3}의 BER에서는 이중모드 적응복호의 L 값이 800일때가 인터리빙 810(즉, 27*30)일때의 성능 보다 약 3 dB 정도 좋음을 알 수 있다.

Ⅵ. 결 론

이동 통신과 같이 대역폭이 제한된 시스템에서는 주파수 대역의 효율이 우수한 정진폭의 변조 방식인 CPFSK가 적당하다. 트렐리스 부호화된 CPFSK는 CPM과 TCM을 연결하여 대역폭의 증가없이 에러 확률을 개선할 수 있는 방법이다. 또한 이동 통신 채널의 페이딩 현상으로 인하여 연집 에러가 발생되는 것을 정정하기 위한 방법으로 이중모드 적응 복호 알고리듬을 사용하면 많은 메모리를 사용하지 않고 좋은 성능을 얻을 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 대역폭과 에너지 특성이 뛰어난 트렐리스 부호화된 CPFSK를 연집 에러 정정에 강한 이중모드 적응 복호 알고리듬에 적용하여 그 성능을 분석한다.

페이딩 채널의 모델은 기저대역 실험에 적합하도록 구하였고, 실질적인 이동 통신에 적합하도록 비트 전송속도 9.8kbps를 기준으로 다중 경로를 형성하여 각각 20Hz와 100Hz의 페이딩율을 적용하여 구성하였다. CPFSK 변조방식의 경우 페이딩 환경에서 페이딩율이 높아짐에 따라 비트 에러율이 낮아지는 현상을 보이지만, Eb/No가 30 dB에서 비트 에러율은 10^{-3}에도 미치지 못함을 알 수 있다. 이는 이동 통신상의 음성신호 전송 품질에도 못미치는 비트 에러율이다. 그러나, 이중모드 적응 복호방식을 이용한

www.dbpia.co.kr

CPFSK 변조방식의 경우 Eb/No가 18 dB에서 최소한 10^{-3}이하의 비트 에러율을 보인다.

페이딩율 20 Hz와 100 Hz에서 BER가 10^{-3}인 경우, 이중모드 적응 복호와 인터리빙이 비슷한 정도로 메모리를 제한하였을 때, 즉 메모리의 양을 대략 800 정도로 제한하면, 이중모드 적응복호기가 인터리빙을 사용했을 때의 성능 보다 약 3 dB 정도 좋으며, 메모리의 양을 대략 400 정도로 제한하면, 이중모드 적응 복호기의 성능이 인터리빙을 사용했을 때의 성능보다 약 1.5 dB 정도 우수하다.

결론적으로, 페이딩 채널에 CPFSK 변조 기법을 적용하여 메모리를 제한하면, 인터리빙 기법의 성능보다 이중모드 적응 복호 알고리듬의 성능이 더 우수함을 알 수 있고, CPFSK 변조 방식을 이중모드 적응 복호 알고리듬에 적용하면, CPFSK 변조 방식만으로 해결할 수 없는 성능상의 문제점을 극복할 수 있음을 알 수 있다.

본 논문의 실험 결과에서 얻어진 성능 향상의 이점 이외에도 이중모드 적응 복호 알고리듬을 사용하면 인터리빙 사용시에 생기는 긴 시간지연의 문제점도 극복할 수 있다.

참 고 문 헌

1. 김대중, 김한종, 홍대식, 강창언, "위상 지터 채널하에서 트렐리스 부호화된 CPFSK의 동기복조," 전자공학회, *추계종합 학술대회 논문집*, 제 15 권 제 2 호, pp. 74-78, 1992년 11월.
2. 이영진, 김종일, 홍대식, 강창언, "이동 통신에서 TCM의 연집 에러 정정을 위한 적응 복호 방식," *한국통신학회 논문지*, 제 17 권, 제 9 호, pp. 1020-1028, 1992년 9월.
3. J. Anderson, T. Aulin, and C-E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, Plenumm Publishing Company, New York, NY., 1986.
4. T. Aulin, and C-E. Sundberg, "Continuous Phase Modulation-Part-1 : Full Response Signaling," *IEEE Trans. on Communication*, vol. COM-29, no. 3, pp. 196-209, Mar. 1981.
5. S. Benedetto, E. Biglieri, and V. Castellani, *Digital Transmission Theory*, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, 1987.
6. S. V. Pizzi, and S. G. Wilson, "Convolutional Coding Combined with Continuous Phase Modulation," *IEEE Trans. on Communication*, vol. COM-33, pp. 20-29, Jan. 1985.
7. C. B. Schlegel, and M. A. Herro, "A Burst-Error-Correcting Viterbi Algorithm," *IEEE Trans. on Communication*, vol. 38, no. 3, pp. 285-291, March 1990.
8. S. Lin, and D. J. Costello, Jr., *Error Control Coding : Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 1983.
9. S. Tsai, and P. S. Schmied, "Interleaving and Error Burst Distribution," *IEEE Trans. on Communication*, vol. COM-20, pp. 291-296, June 1972.

www.dbpia.co.kr

鄭 淙 文(Jong-Moon Chung) 正會員
1992年 2月 : 延世大學校 電子工學科 卒業(工學士)
1994年 2月 : 延世大學校 大學院 電子工學科 工學碩士(工學碩士)
1994年 3月 ~ 現在 : 延世大學校 전자정보통신연구소 연구조교

鄭 虎 泳(Ho Young Cheong) 正會員
1962年 7月 6日生
1986年 2月 : 忠南大學校 電子工學教育學科(工學士)
1989年 8月 : 延世大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)
1994年 2月 : 延世大學校 大學院 電子工學科(工學博士)
※주관심분야 : 위성통신, 오류정정이론, CDMA 등임

金 大 中(Dae-Joong Kim) 正會員
1991年 2月 : 延世大學校 電子工學科 卒業(工學士)
1993年 2月 : 延世大學校 大學院 電子工學科 工學碩士(工學碩士)
1993年 3月 ~ 現在 : 延世大學校 大學院 電子工學科 博士課程

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

www.dbpia.co.kr