

TFM 방식에서 Trellis 검파의 성능 분석

(Performance Analysis of Trellis Detection in the TFM System)

丁 義 聲*, 趙 炯 來*, 洪 大 植*, 康 昌 彦*,

(Eu Seong Jeong, Hyoung Rae Cho, Dae Sik Hong, and Chang Eon Kang)

要 約

본 논문에서는 디지털 이동 통신에 적합한 변복조 방식 중의 하나인 TFM(tamed frequency modulation) 방식에서 비동기 복조의 성능 개선에 대하여 논하며, 그 성능 개선 방법으로 trellis 검파(trellis detection)를 제안하였다.

Trellis 검파에 의해 검파된 데이터에 대한 에러 성능은 평균 심볼 에러 확률(average symbol error probability)을 Bernoulli trial에 적용하여 분석하였으며, 기존의 검파 방식인 bit-by-bit 검파에 의해 검파된 데이터의 에러 성능과 비교하였다. 그 결과, 레일리 페이딩과 백색 가우시안 잡음(AWGN) 환경 아래에서 SNR이 약 20dB이하인 영역에서는 trellis 검파가 bit-by-bit 검파 방식보다 성능이 열등하였으나, 20dB 이상인 영역에서는 trellis 검파 방식이 우수하였고, SNR이 커질수록 그 성능 격차는 커짐을 알 수 있었다. 그리고, SNR이 20dB인 점에서 비트 에러 확률은 약 2.5×10^{-2} 이었다. 따라서, 비트 에러 확률이 약 10^{-3} 이상을 요구하는 시스템에서 TFM을 적용할 때는 trellis 검파 방식을 채택하는 것이 효율적임을 알 수 있다.

Abstract

In this thesis, the trellis detection scheme is proposed to improve the error performance of the noncoherent detection in the TFM system. Trellis detection takes advantage of the trellis property of TFM-encoded signals. The trellis property is created by giving correlations among adjacent TFM-encoded signals at the transmitter. The performance of the trellis detection scheme is analyzed by means of the Bernoulli trials with the average symbol error probability, and is compared to that of the bit-by-bit detection scheme. As a result, when the SNR is below 20 dB in the Rayleigh fading and AWGN channel, the trellis detection is inferior to the bit-by-bit detections. But when SNR is above 20 dB, the trellis detection is superior to the bit-by-bit detection, and its performance enhancement is better as the SNR increases.

I. 서 론

요즈음 디지털 이동 통신에 대한 관심이 고조되면

서, 그 채널 특성에 대한 요구 사항을 만족시키기 위한 코딩 방식이나 변조 방식이 많이 대두되고 있다. 이동 통신은 장소에 구애를 받지 않고 통신을 할 수 있다는 장점이 있는 반면, 사용할 수 있는 채널 공간이 한정되어 있기 때문에 이 한정된 자원을 효율적으로 사용하기 위해 협대역 전송 시스템을 요구하고 있다.

*正會員, 延世大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.)
接受日字: 1991年 11月 28日

채널 대역폭 사용 면에서 효율적인 전송 시스템은 대개 비트-효율적인 원천코딩(bit-efficient source coding) 기법과 대역-효율적인 디지털 변조(spectral-efficient digital modulation) 기법을 사용한다.¹¹ 비트-효율적인 원천 코딩 기법에서는 같은 전송 속도로 더 많은 데이터를 보내는 방향으로 코딩을 하는데, 음성 코딩의 경우 전송 속도를 8~10kbps로 낮추어 채널 간격을 15kHz 이하로 가능하게 하였다. 대역-효율적인 디지털 변조 기법으로는 GMSK (gaussian lowpass-filtered minimum shift keying)¹², SFSK (sinusoidal frequency shift keying)¹³, TFM (tamed frequency modulation)¹⁴이 각광받고 있는데, 이러한 변조 기법들은 기존의 QPSK, MSK 등의 변조 방식에 비해 주파수 대역 효율이 상당히 좋은 것으로 입증되었다.¹⁴⁻¹⁷

TFM은 기저 대역에서 premodulation filter (PMF)를 이용하여 불연속 신호를 완만한 연속 신호로 바꾸어줌으로써 신호가 차지하는 대역폭을 줄이고, 변조 지수 0.5로 FM 변조하여 통과 대역 (passband) 에서의 대역폭을 최소화한 PRCPM (partial response continuous phase modulation)의 한 가지이다.¹⁸ 협대역을 가능케 하는 것은 변조단 앞에 설치하는 PMF인데, PMF는 3-탭 transversal 필터와 Nyquist 3 criterion을 만족하는 저역 통과 필터를 직렬로 연결하여, 전송하고자 하는 불연속한 구형파를 pulse shaping하여 완만한 연속 신호로 만들어 준다.¹⁸

TFM은 대역 효율면에서는 우수한 반면, 에러 성능(error performance)이 저하되는 단점이 있다. 대역 효율을 그대로 유지하면서 이러한 단점을 보완하려면 수신단에서 효율적인 검파(detection)를 하여야 한다.

이러한 의도에서 본 논문에서 제안된 검파 방법이 trellis 검파이다. Trellis 검파는 MLSE (maximum likelihood sequence estimation) 기법에 속하는 검파 방식으로서, TFM 방식에서 비동기 복조 기법중 주파수 변별기 복조에 의해 복조된 심벌을 5-레벨 경판정(hard decision)하여, 이를 검파 알고리즘을 적용하여 NRZ 데이터를 검파하는 방법이다. 이 때 사용된 검파 알고리즘을 trellis 검파 알고리즘(trellis detection algorithm: TDA)이라 명명하였다. TDA는 TFM 인코딩에 의해 생기는 TFM 신호의 trellis 특성을 이용하여 검파를 수행한다. 이 trellis 특성은 콘볼루션 코드(trellis 특성과 비슷하기 때문에 TDA 또한 콘볼루션 코드에 적용하는 Viterbi 디코딩 알고리즘(Viterbi decoding algorithm)을 변형하여 만든 알고리즘이다.

Trellis 검파에서는 TDA를 적용하여 에러 정정을 통하여 에러 성능을 개선하는데, 이는 콘볼루션 코드(trellis)의 경우와 같다. 그런데, 콘볼루션 코드에서는 에러 정정을 위하여 redundancy를 첨가하는데, 이 redundancy는 데이터 전송속도(data rate)를 감소시키는 문제점이 있으므로, 코딩을 하지 않았을 때와 같은 데이터 전송속도를 유지하려면 신호가 차지하는 대역폭을 늘려주어야 한다. 반면, TFM에서는 redundancy 없이도 에러를 정정할 수 있으므로, 협대역의 우수성은 그대로 유지하면서 에러 성능을 개선할 수 있다는 잇점이 있다.

Trellis 검파에 의한 에러 성능은 평균 심벌 에러 확률(average symbol error probability)을 Bernoulli trial에 적용하여 유도하였고, 성능 비교는 기존의 bit-by-bit 검파에 의한 에러 성능과 비교하였다.

II. TFM 인코딩 신호의 trellis 특성

TFM 인코딩 과정은 다음과 같다. 데이터 신호(data signal) $a(t)$ 를 다음과 같이 정의하자.¹⁹

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot \delta(t - nT), \quad a_n = +1 \text{ 또는 } -1 \quad (1)$$

여기서 a_n 은 정보를 담은 데이터열이며, $\delta(t)$ 는 임펄스 함수(impulse function), T 는 단위 데이터당 전송 시간(pulse duration)이다. 그리고, TFM 인코딩 신호를 $b(t)$ 라 하면, TFM 인코딩 규칙은 다음과 같다.

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \cdot \delta(t - nT) \quad (2)$$

$$b_n = 0.5a_{n-1} + a_n + 0.5a_{n+1} \quad (3)$$

식(3)에 의해 인코딩된 b_n 와 a_{n-1}, a_n, a_{n+1} 과의 관계는 표 1과 같다. 표 1에서 데이터열 a_{n-1}, a_n, a_{n+1} 과

표 1. a_{n-1}, a_n, a_{n+1} 과 b_n 과의 관계
Table 1. The relation between a_{n-1}, a_n, a_{n+1} and b_n .

a_{n-1}	a_n	a_{n+1}	b_n
-1	-1	-1	-2
-1	-1	1	-1
-1	1	-1	0
-1	1	1	1
1	-1	-1	-1
1	-1	1	0
1	1	-1	1
1	1	1	2

TFM 인코딩 열(TFM encoded sequence) b_n 과의 관계를 정리해 보면 다음과 같다.

이웃하는 데이터열 세 비트 a_{n-1}, a_n, a_{n+1} 이

가) 모두 +1인 경우 : $b_n = +2$

나) 이웃하는 두 비트가 +1이고 나머지 한 비트가 -1인 경우 : $b_n = +1$

다) 세 비트의 극성이 교차하는 경우 : $b_n = 0$

라) 이웃하는 두 비트가 +1이고 나머지 한 비트가 -1인 경우 : $b_n = -1$

마) 모두 -1인 경우 : $b_n = -2$

위의 특성을 이용하여 TFM 인코딩 신호의 trellis 다이어그램을 그려보면 그림 1과 같다. 그림 1은 초기값을 $a_{-3}, a_{-2}, a_{-1} = -1, -1, -1$, 즉 $b_{-2} = -2$ 라고 가정하였을 때 생길 수 있는 가능한 모든 경로를 그려 놓았다. 그림에서 다섯 레벨의 노드(node)는 b_n 이 가질 수 있는 값 $+2, +1, 0, -1, -2$ 에 해당하며, 노드와 노드 사이를 잇는 branch는 그 branch가 실선일 경우 $a_{n+1} = +1$, 점선일 경우 $a_{n+1} = -1$ 임을 의미한다. 그리고, 그 노드나 branch가 몇번째에 해당하는지는 trellis 다이어그램의 윗부분의 b_n , 아랫부분의 a_n 에 대한 첨자 n 으로 나타내었다.

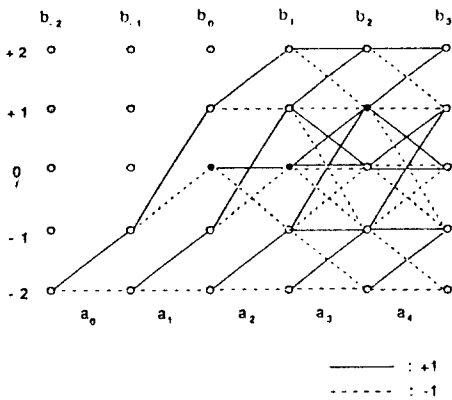


그림 1. TFM 인코딩 신호의 trellis 다이어그램
 Fig. 1. Trellis diagram of TFM-encoded signal.

그리고, b_n 값을 알면 a_n 값을 추정해낼 수 있는데, 그 관계를 표 2에 보였다. 수신단에서 검출되는 값은 b_n 에 의해 결정되므로, 표 2는 수신단에서 b_n 에 의존하여 (dependent) 검출된 값으로부터 정보 데이터 a_n 을 추정해내는데 쓰인다.

III. Trellis 검파 알고리즘

Trellis 검파 알고리즘(trellis detection algorithm):

표 2. b_n 과 a_n 과의 관계

Table 2. The relation between b_n and a_n .

b_n	a_n
+2	+1
+1	+1
0	$-a_{n-1}$
-1	-1
-2	-1

TDA)은 1967년에 Viterbi가 콘볼루션 코드를 디코딩하기 위해 개발한 Viterbi 디코딩 알고리즘을 TFM 신호의 복조에 맞게 변형하여 적용한 알고리즘이다. TDA는 maximum likelihood sequence estimation (MLSE) 기법에 근거를 두고 있으며, 이 때 TFM의 trellis 특성을 이용하여 계산량을 줄인다. TDA는 수신된 신호의 시퀀스와 trellis 경로들 (trellis paths)을 구성하는 모든 가능한 시퀀스 사이의 유사성(similarity)을 조사하여, trellis 다이어그램의 각 레벨에 대하여 참 경로(true path)가 될 가능성이 없는 경로를 버림으로써 최적 경로(optimum path)를 찾아간다. 이때, 유사성이란 distance와 관련이 있다. 즉, TDA에서는 수신된 신호 시퀀스와 각 경로 시퀀스 사이의 distance를 토대로 하여 각 경로에 유사성을 표현하는 인자인 메트릭 (metric)을 부여하는, trellis 다이어그램의 각 레벨에 대하여 메트릭이 열등한 경로를 버림으로써 최적 경로를 찾아가게 되는 것이다. 이때, trellis 다이어그램에 남게 되는 경로들을 생존 경로 (survival paths)라 한다.¹⁾ TDA를 수행하려면 수신단에서, 식(3)에서 보인, 송신된 TFM 인코딩열 b_n 에 대응하는 값을 검출해내야 하는데, 이러한 기능을 하는 수신단 구조를 그림 2에 나타내었다.

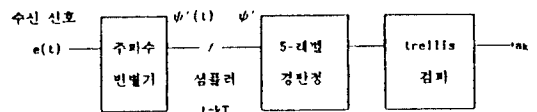


그림 2. Trellis 검파를 적용한 TFM 수신단
 Fig. 2. TFM receiver using trellis detection method.

위 그림에서 복조기는 수신된 대역통과 신호에서 기저대역 신호를 추출하는 역할을 하며, 5-레벨 경관정을 거치면 TFM 인코딩열이 가질수 있는 다섯가지 레벨 $+2, +1, 0, -1, -2$ 중의 한 값을 갖는 신호가 검출된다. $t=kT$ 에서의 검출된 신호를 r_k 라 하자. Trellis 다이어그램의 각 레벨 $+2, +1, 0, -1, -2$ 에 대한

생존 경로들을 $t=kT$ 시각에서 조사해 보면 다음과 같다.

- 가) 레벨 = +2인 경우, $a_{k+1} = 1$ 에 대한 하나의 생존 경로가 남는다.
- 나) 레벨 = +1, 또는 0, 또는 -1인 경우, $a_{k+1} = 1$ 인 경우와 $a_{k+1} = -1$ 인 경우에 대한 생존 경로 둘씩이 남게 된다.
- 다) 레벨 = -2인 경우, $a_{k+1} = -1$ 에 대한 하나의 생존 경로가 남는다.

위와 같이 가능한 경로들을 추적해나가고 거기서 생존 경로들만을 선택해가다 보면, 어떤 시각 $t=(k-d)T$ (k : 현재 시각, d : 검파 지연(detection delay))에서 오직 하나의 branch 즉, 모든 생존 경로가 공통 branch를 갖게 된다. 이 때, 이 branch로부터 a_{k-d} 를 검출해내게 된다.

TDA 기법을 사용하기 위해서 다음과 같은 가정과 정의를 하자.

- 가) 복조단의 출력에 경관정 (hard decision)을 적용한다.
- 나) 초기값은 $r_{-2} = -2$ 로 놓는다. (r_{-2} : $t = -2T$ 에서의 심볼)
- 다) $t = (k-1)T$ 와 $t = kT$ 에서의 레벨을 잇는 branch의 메트릭은 $t = kT$ 에서 수신된 심볼과 각 레벨 값 사이의 distance로 정의한다.
- 라) 각 경로의 누적 경로 메트릭(cumulative path metric)은 그 경로를 구성하는 모든 branch의 메트릭의 합으로 정의한다.
- 마) 각 경로의 최대 길이는 n -심볼로 정의한다.

위를 토대로 한 TDA 기법을 수행하는 전체 순서도를 그림 3에 보였다.

Trellis 다이어그램에서 경로를 확장해나가면서 정보를 검출해내기 위해서는 trellis 다이어그램의 시작점에서 초기 상태를 설정해주어야 한다. 이 기능을 하는 것이 'trellis 다이어그램 초기화 단계'이다. 그림 4에 trellis 다이어그램 초기화 단계를 수행한 결과를 그려놓았다. 그림에서 branch가 실선으로 표현된 경우는 $a_0 = +1$ 인 경우이고, 점선은 $a_0 = -1$ 인 경우이다.

경로 확장 단계에서는 존재하는 모든 경로에 대하여 생성 가능한 branch를 하나 덧붙여서 경로 길이(path length)가 하나 증가된 경로들을 만들어내는 단계이다. 그림 4를 토대로 하여 $r_0 = 0, r_1 = 0, r_2 = +1$ 로 복조되었다고 가정할 때 $t = 2T$ 즉, 레벨 r_2 까지 경로를 확장해 나가는 과정을 그림 5에 보였다.

생존 경로 추출 단계에서는 경로 확장 단계에서 생성된 경로들 가운데서 경로를 구성하는 노드들의 레벨값과 수신된 심볼 시퀀스와의 유사성을 비교하여,

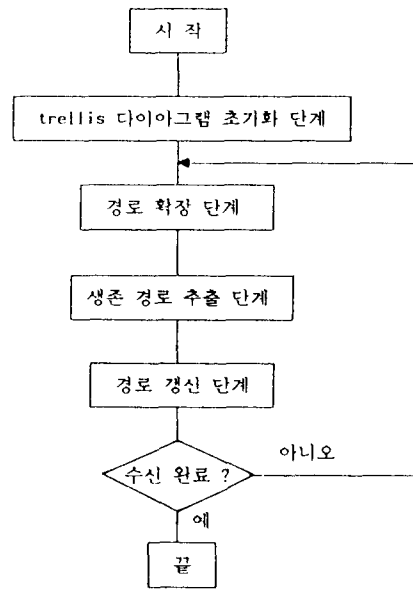


그림 3. TDA 전체 순서도
Fig. 3. The flowchart of TDA.

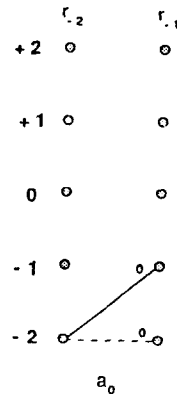


그림 4. Trellis 다이어그램 초기화 단계
Fig. 4. Trellis diagram initialization step.

확장된 최종 노드의 각 레벨에 대하여 참 경로가 될 가능성이 적은 경로를 버림으로써 생존 경로를 추출하는 과정이다. 생존 경로 추출 단계를 수행하는 순서도를 그림 6에 보였다. 순서도를 설명해 보면 다음과 같다.

생존 경로 추출 단계를 거치면, TDA는 a_{k-d} 에 해당하는 branch가 오직 하나만 존재하는지를 검사한다. 만약, a_{k-d} 에 해당하는 branch가 오직 하나만 존재하면 a_{k-d} 가 검출되었으므로 경로 갱신 단계를 수행

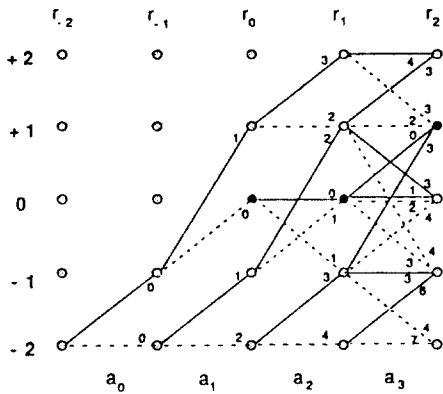


그림 5. 경로 확장 단계
Fig. 5. Path expansion step.

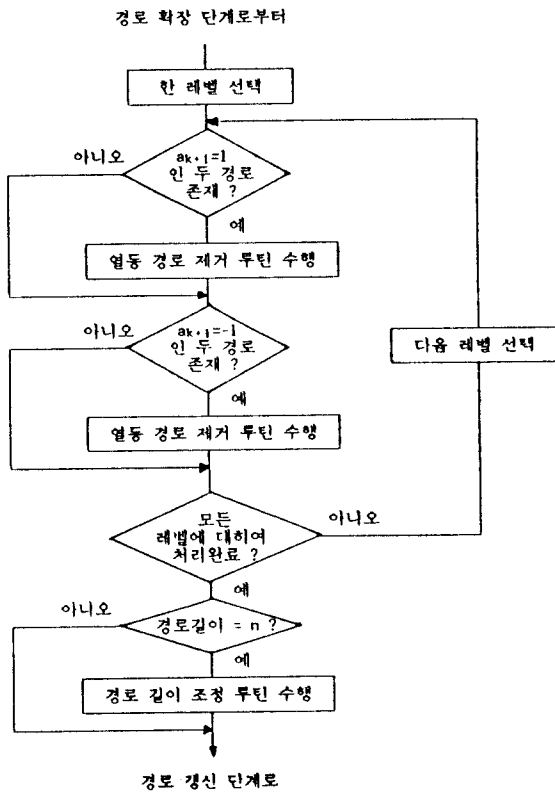


그림 6. 생존 경로 추출 단계 순서도
Fig. 6. Survival path extraction step.

하고, 그렇지 않으면 그냥 경로 확장 단계로 되돌아간다.

경로 갱신 단계에서는 a_{k-d} 를 검출하고 a_{k-d} 에 해당하는 branch를 제거하여 경로 길이를 하나 감소시

킨다. 그리고, $d=b-1$ 로 놓은 다음 a_{k-d} 에 해당하는 branch가 오직 하나 존재하는 동안 위의 과정을 되풀이 한다.

IV. 성능 분석 및 결과 고찰

1. 레벨 에러 확률

TDA에 의해 복원된 데이터 a_k 에 대한 BER은 심볼 에러에 의해 생기는 distance에 영향을 받는다. 따라서, BER을 분석하기 위해서는 distance에 따른 심볼 에러 확률을 조사할 필요가 있다.

어떤 레벨 r ($r=+2, +1, 0, -1, -2$)에 대하여 distance d 만큼의 심볼 에러가 생길 확률을 레벨 에러 확률(level error probability)이라 정의하고 $P_{r,d}$ 라 표기하자. 모든 r 과 d 에 대하여 레벨 에러 확률을 구해보면 다음과 같다.

가) $r=+2$ 인 경우 (4)

$$P_{+2,1} = \int_{-\pi/8T}^{3\pi/8T} P(\psi | r=+2) d\psi$$

$$P_{+2,2} = \int_{-\pi/8T}^{\pi/8T} P(\psi | r=+2) d\psi$$

$$P_{+2,3} = \int_{-3\pi/8T}^{-\pi/8T} P(\psi | r=+2) d\psi$$

$$P_{+2,4} = \int_{-\infty}^{-3\pi/8T} P(\psi | r=+2) d\psi$$

나) $r=+1$ 인 경우 (5)

$$P_{+1,1} = \int_{-\pi/8T}^{\pi/8T} P(\psi | r=+1) d\psi + \int_{3\pi/8T}^{\infty} P(\psi | r=+1) d\psi$$

$$P_{+1,2} = \int_{-\pi/8T}^{-3\pi/8T} P(\psi | r=+1) d\psi$$

$$P_{+1,3} = \int_{-\infty}^{-3\pi/8T} P(\psi | r=+1) d\psi$$

$$P_{+1,4} = 0$$

다) $r=0$ 인 경우 (6)

$$P_{0,1} = \int_{-3\pi/8T}^{-\pi/8T} P(\psi | r=0) d\psi + \int_{\pi/8T}^{3\pi/8T} P(\psi | r=0) d\psi$$

$$P_{0,2} = \int_{-3\pi/8T}^{-\infty} P(\psi | r=0) d\psi + \int_{3\pi/8T}^{\infty} P(\psi | r=0) d\psi$$

$$P_{0,3} = 0$$

$$P_{0,4} = 0$$

라) $r=-1$ 인 경우 (7)

$$P_{-1,d} \equiv P_{+1,d} \quad (d=1,2,3,4)$$

마) $r = -2$ 인 경우 (8)

$$P_{-2,a} = P_{+2,a} \quad (d=1,2,3,4)$$

위 식에서 ψ 는 복조기 출력을 샘플링한 값으로서 송신단에서의 TFM 인코딩열 b_n 이 왜곡없이 전송되었다면 $\psi = \pi * b_n / 4T$ ($b_n = +2, +1, 0, -1, -2$)의 관계를 갖는다. 그리고 $P(\psi | r = b_n)$ ($b_n = +2, +1, 0, -1, -2$)은 송신단에서 b_n 을 송신했을 때 ψ 의 확률밀도 함수를 나타낸다.

식(4)에서 (8)들로부터 평균 레벨 에러 확률(average level error probability)을 유도해낼 수 있다. Distance에 따른 평균 레벨 에러 확률을 p_a 라 표기하면 p_a 는 다음과 같이 표현된다.

$$p_a = \sum_{r=-2}^{+2} P(b_k = r) P_{r,a} \quad (d=1,2,3,4) \quad (9)$$

$$P(b_k = +2) = P(b_k = -2) = \frac{1}{8} \quad (10)$$

$$P(b_k = +1) = P(b_k = 0) = P(b_k = -1) = \frac{1}{4} \quad (11)$$

그림 7에서는 Rayleigh-fading 채널에서 주파수 변별기복조를 적용한 경우에 평균 레벨 에러 확률들의 곡선을 그려놓았다. 그림을 보면, 에러 distance가 커질수록 그에 해당하는 평균 레벨 에러 확률은 줄어들어 있음을 알 수 있다.

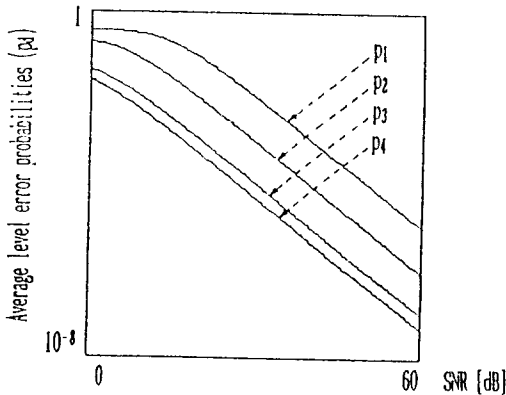


그림 7. 평균 레벨 에러 확률 곡선

Fig. 7. Average level error probability curve.

위에서 구한 평균 레벨 에러 확률들을 Bernoulli trial에 적용하여 BER을 구할 수 있다.

2. Trellis 검파의 BER

Trellis 검파기에서의 비트 에러는 심볼의 레벨 에러의 크기와 발생 빈도에 따라 그 확률이 달라지므로

로 BER을 레벨 에러 확률로부터 정확히 구해내기란 어렵다. 콘볼루셔널 코드의 경우에 있어서도 코드의 free distance를 이용하여 BER의 상한값만을 제시할 뿐 그 정확한 식은 유도해내지 못하고 있다.^{10,11} 더우기, TFM 방식에서 TDA를 사용하는 경우에는 심볼 에러와 비트 에러와의 관계가 콘볼루셔널 코드의 Viterbi 디코딩 알고리즘보다 훨씬 복잡하기 때문에 free distance의 개념도 도입하기 곤란하다. 그래서 본 논문에서는 평균 레벨 에러 확률을 Bernoulli trial 기법에 도입하여 BER의 상한값을 구하였다. BER의 상한값을 유도하기 위해 다음과 같은 가정을 하자.

가정 1) 각 샘플링점에서의 심볼이 에러를 일으키는 event는 각각 독립이다.

가정 2) 에러 정정은 n 구간에서 이루어진다.

가정 3) 에러 정정 능력은 한 심볼 에러만을 정정한다고 본다.

가정 1)은 Bernoulli trial이 독립인 사건(event)들에만 적용되기 때문에 세운 것이다.¹² 대개, 가우시안 채널의 경우에는 이 가정이 성립되며, 레일리이 페이딩(Rayleigh fading) 채널의 경우에는 에러 발생이 독립이라고 볼 수는 없으나, 독립이라 가정하여도 근사적인 접근은 가능하다.

가정 2)는 Bernoulli trial을 적용할 때 사건(events)을 관찰하는 구간이 정해져야 하며, 이 구간의 폭은 고정되어야 분석이 용이하므로, TDA에서 경로 길이의 상한값인 n 을 관찰 구간으로 가정하였다. 그런데, 대체로, 에러 정정은 경로 길이가 n 이 되기 전에 이루어지므로, 에러 정정 구간을 n 으로 놓고 BER을 구하는 것은 BER의 상한값을 부여하는 한 근거가 된다.

가정 3)의 경우는 n 구간에서 하나의 심볼 에러가 발생하는 경우에는 이를 확실히 정정할 수 있도록 TDA를 구성하였으므로 이와 같은 가정을 하였다. 위와같은 가정 아래 n 구간 중에서 서로 독립이고 각각 p_1, p_2, p_3, p_4 의 확률을 갖는 네 사건이 각각 k_1, k_2, k_3, k_4 번 발생할 확률을 $p_n(k_1, k_2, k_3, k_4)$ 이라 표기하면 $p_n(k_1, k_2, k_3, k_4)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_n(k_1, k_2, k_3, k_4) = \frac{n!}{k_1! k_2! k_3! k_4! (n - k_s)!} p_1^{k_1} p_2^{k_2} p_3^{k_3} p_4^{k_4} (1 - p_s)^{n - k_s} \quad (12)$$

$$k_s = k_1 + k_2 + k_3 + k_4 \quad (13)$$

$$p_s = p_1 + p_2 + p_3 + p_4 \quad (14)$$

구간 n 에서 $p_n(k_1, k_2, k_3, k_4)$ 의 특성을 살펴 보면 다음과 같다.

$$\sum_{k_1=0}^n \sum_{k_2=0}^{n-k_1} \sum_{k_3=0}^{n-k_1-k_2} \sum_{k_4=0}^{n-k_1-k_2-k_3} p_n(k_1, k_2, k_3, k_4) = 1 \quad (15)$$

$$\sum_{k_1=0}^n \sum_{k_2=0}^{n-k_1} \sum_{k_3=0}^{n-k_1-k_2} \sum_{k_4=0}^{n-k_1-k_2-k_3} \frac{k_1+k_2+k_3+k_4}{n} p_n(k_1, k_2, k_3, k_4) = p_s \tag{16}$$

식(16)은 n구간에서 발생하는 모든 가능한 레벨 에러 확률을 n으로 나눈 값은 한 샘플에서 관찰한 레벨 에러 확률의 합, 즉 비트당 심볼 에러 확률과 같다는 것을 의미한다. 따라서 식(16)은 n구간에서 관찰한 레벨 에러 확률로부터 BER을 유도할 수 있음을 암시한다. 식(16)을 참조하여 bit-by-bit 검파의 BER을 표현해 보면 다음과 같다.

$$P_e \leq \sum_{k_1=0}^n \sum_{k_2=0}^{n-k_1} \sum_{k_3=0}^{n-k_1-k_2} \sum_{k_4=0}^{n-k_1-k_2-k_3} \frac{P_{e1}k_1 + P_{e2}k_2 + P_{e3}k_3 + P_{e4}k_4}{n} p_n(k_1, k_2, k_3, k_4) \tag{17}$$

식(17)에서 $P_{e1}, P_{e2}, P_{e3}, P_{e4}$ 는 distance가 각각 1, 2, 3, 4인 심볼에러가 발생했을 경우의 BER이다. 식(16)을 참조하여 trellis 검파의 BER을 표현해 보면 다음과 같다.

$$P_e \leq \sum_{k_1=0}^n \sum_{k_2=0}^{n-k_1} \sum_{k_3=0}^{n-k_1-k_2} \sum_{k_4=0}^{n-k_1-k_2-k_3} \frac{k_1+k_2+k_3+k_4}{n} p_n(k_1, k_2, k_3, k_4) - \frac{1}{n} [p_n(1,0,0,0) + p_n(0,1,0,0) + p_n(0,0,1,0) + p_n(0,0,0,1)] = p_s - \frac{1}{n} [p_n(1,0,0,0) + p_n(0,1,0,0) + p_n(0,0,1,0) + p_n(0,0,0,1)] \tag{18}$$

식(18)의 우변에서, p_s 는 비트당 심볼 에러 확률로서 이것은 심볼 에러가 발생하면 이를 비트에러로 간주한다는 것을 뜻한다. 그리고, 식(18)의 우변에서 p_s 를 제외한 나머지 항은 n 구간 안에서 하나의 심볼 에러가 발생했을 때에 해당하는 비트당 심볼 에러 확률이다. 따라서, 식(18)의 우변은 심볼 에러가 발생하면 이를 비트 에러로 간주하되, n 구간중 하나의 심볼 에러가 발생했을 때는 이를 정정할 수 있으므로 이 경우에 해당하는 에러 확률을 p_s 로부터 빼주어서 trellis 검파에 대한 BER의 상한값을 구함을 뜻한다.

3. 성능비교

Bit-by-bit 검파에 대한 BER 곡선과 식(18)을 이용해 구한 trellis 검파에 대한 BER 곡선을 그림 6에 보였다. 이 때, 에러정정구간 n은, 10으로 놓았다. 이 수치는 실험을 통하여 얻은 가장 적절한 값이다. 그림 7을 보면, SNR이 약 20dB를 기점으로 하여 두 검파 방식 사이에 성능 차이가 나타남을 알 수 있다. SNR이 20dB 이하인 영역에서는 bit-by-bit 검파가 trellis 검파보다 성능이 우수하게 나타나는데, 이는

SNR이 낮아서 레벨 에러 확률이 높은 경우에는 trellis 검파의 에러 정정 능력이 뛰어나지 못함을 의미한다. SNR이 20dB 이상인 영역에서는 SNR이 높아질수록 trellis 검파의 성능이 bit-by-bit 검파의 성능보다 나아짐을 볼 수 있는데, 이는 레벨 에러 확률이 낮아질수록 trellis 검파의 에러 정정 능력은 우수해짐을 의미한다. 그리고, SNR이 20dB일때 두 검파기의 BER이 약 2.5×10^{-2} 정도이므로, BER이 약 10^{-4} 이하가 되기를 요구하는 시스템에서는 bit-by-bit 검파보다 trellis 검파를 쓰는 것이 전력 효율면에서 유리하다는 것을 알 수 있다. 또, 도플러 전이(Doppler shift)가 없다고 가정할 때, BER이 10^{-3} 정도인 시스템을 요구하는 경우, bit-by-bit 검파기를 채택한 시스템보다 trellis 검파기를 채택한 시스템이 SNR 면에서 약 6~7dB 우수하며, 10^{-4} 이상의 성능을 요구하는 시스템에서는 SNR이 10dB 이상 우수해지며, 그 성능의 차이는 SNR이 높아질수록 더 커짐을 알 수 있다. 더우기, $f_0T=0.005$ 만큼의 도플러 전이가 존재하는 경우, bit-by-bit 검파는 10^{-4} 이상의 성능을 기대할 수 없는 반면, trellis 검파는 10^{-5} 이상의 성능까지도 발휘할 수 있음을 볼 수 있다.

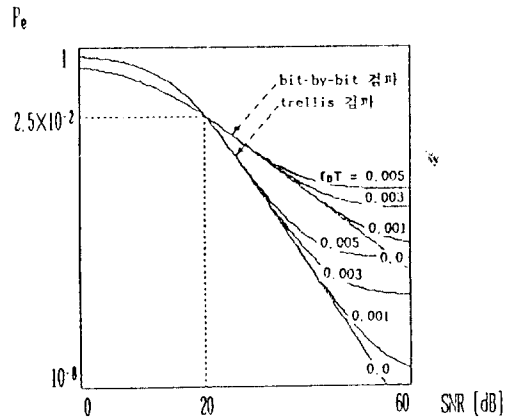


그림 8. Bit-by-bit 검파와 trellis 검파의 BER 곡선
Fig. 8. BER curves of bit-by-bit detection and trellis detection.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털 이동 통신 시스템에 적합한 변복조 방식중의 하나인 TFM 방식의 비동기 복조에서의 성능 개선에 대하여 다루었다.

성능을 개선하기 위한 방법으로 비동기 복조 방식 중 주파수 변별기 복조단에서 복조한 수신 신호를

TFM의 특성에 따라 5-레벨 경관정환 후, 여기에 MLSE 방식중 콘볼루션 코드에 적용되는 Viterbi 디코딩 알고리즘을 TFM 방식에 맞게 변형한 trellis 검파 알고리즘(TDA)을 적용하였다. TDA는 여러 정정을 통해 성능을 개선하였는데, 그 개선된 정도를 나타내는 BER을 Bernoulli trial을 적용하여 수식으로 유도하였다.

본 논문에서는 주파수 변별기 복조를 한 후 bit-by-bit 검파 방법을 사용한 기존의 방식과 본 논문에서 제시한 trellis 검파 방식을 비교해본 결과, SNR이 약 20dB 이하인 경우에는 bit-by-bit 검파 방식이 우세하였으나, 20dB 이상인 영역에서는 SNR이 커질수록 trellis 검파 방식이 더 우세해짐을 보여주었다. 그리고, SNR이 20dB일 경우 비트 에러 확률(BER)은 약 2.5×10^{-2} 이었으므로, BER이 약 10^{-3} 이상을 요구하는 시스템에서 TFM을 적용할 경우에는 bit-by-bit 검파보다 trellis 검파 방식이 전력 사용면에서 더 효율적임을 알 수 있다. 또한, 도플러 천이가 존재하는 경우에도 trellis 검파 방식은 bit-by-bit 검파 방식에 비해 우수한 성능을 발휘함을 알 수 있었다.

그리고, 본 논문에서는 경관정환에 TDA를 적용한 경우만을 다루었는데, 이는 경관정환을 하면 Bernoulli trial 적용을 통해 성능 분석이 가능했기 때문이다. 그러나, 연판정(soft-decision)이 경관정보보다 우세함이 여러 논문을 통해 입증되었으므로^[12,13] TFM의 trellis 검파에서 연판정에 의한 성능 분석이 요구된다.

参 考 文 献

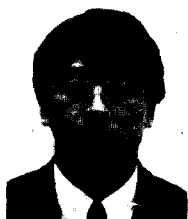
- [1] K. Chung, "Generalized tamed frequency modulation and its application for mobile radio communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VTA 88, pp. 103-113, Aug. 1984.
- [2] K. Murota and K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-29, pp. 1004-1050, Jul. 1981.
- [3] F. Amoroso, "The bandwidth of digital data signals," *IEEE Communications Magazine*, pp. 13-24, Nov. 1980.
- [4] F. Jager and C.B. Dekker, "Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-26, pp. 534-542, May 1978.
- [5] 박길재, 강민구, 김종일, 강창언, "고속 페이딩 채널에서 DFE기법을 적용한 PRCPM 신호의 주파수 검파에 관한 연구," 한국통신학회논문집 16권 5호 pp. 413-423, 1991.
- [6] 김남용, "디지털 이동 통신을 위한 개선된 적응 등화," 연세대학교 박사학위논문, Aug. 1991.
- [7] S. Pasupathy, "Minimum shift keying: a spectrally efficient modulation," *IEEE Communications Magazine*, pp. 14-22, Jul. 1979.
- [8] S. Pasupathy, "Nyquist's third criterion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 860-861, Jun. 1974.
- [9] G.D. Forney, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972.
- [10] B. Sklar, *Digital Communications-Fundamentals and Applications* Prentice-Hall, 1988.
- [11] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
- [12] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, Second Edition, 1984.

著 者 紹 介



丁 義 聲 (正會員)

1968年 5月 13日生. 1990年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1992년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1992년 1월~현재 동양나이론 주식회사 효성컴퓨터 사업부 전자연구소 개발1실 연구원. 주관심분야는 PC 통신 및 변조방식 등임.



趙 炯 來 (正會員)

1959年 6月 30日生. 1982년 2월 광운대학교 응용전자공학과 졸업 (공학사). 1984년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1984년 1월~1990년 6월 금성전기 특수기술연구소 선임연구원. 1989년 3월~현재 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료. 1990년 8월~현재 광운대학교 전자통신공학과 강사. 1992년 3월~현재 연세대학교 강사. 주관심분야는 이동통신, 대역확산 통신, 변조방식 등임.

洪 大 植 (正會員)

1961年 1月 4日生. 1983년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1985년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1990년 8월 Purdue University 졸업 (Ph. D). 1990년 9월~1991년 7월 Purdue University Post-Doctoral Research Associate. 1991년 8월~현재 연세대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야는 신경회로망 및 정보통신 등임.



康 昌 彦 (正會員)

1938年 8月 26日生. 1960년 연세대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1965년 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1969년 미국미시간주립대학교 전자공학과 (공학석사). 1973년 미국미시간주립대학교 대학원 전자공학과 (공학박사). 1967년~1973년 미국미시간주립대학교공업연구소선임연구원. 1973년~1981년 미국 노던일리노이대학교 전자공학과 조교수, 부교수. 1982년~현재 연세대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 정보통신분야 및 이동통신 등임.