

# 상관 부호화된 디지털 FM 시스템에서 결정 궤환을 이용한 TFM의 최대 근사 추정

(Maximum Likelihood Sequence Estimation of TFM with Decision  
Feedback Equalization in the Correlative Coded Digital FM System)

宋 溍 圭\* · 姜 珉 求\*\* · 姜 昌 彦\*

(Hyoung Kyu Song\* · Min Goo Kang\*\* · & Chang Eon Kang\*)

## 요 약

본 논문에서는 대역폭 효율의 향상을 위해 상관 부호에 따른 FM시스템을 설계한다. 상관 부호화된 신호는 연속 위상과 정진폭 특성으로 전력 효율이 높다. 하지만 이 신호는 최소 유클리언 거리( $d_{\min}^2$ )가 작기 때문에 신호 대 잡음비(SNR)의 손실과 수신 성능(BER)의 저하를 초래한다. 따라서 본 논문에서는 수신 성능의 향상을 위하여 상관 부호화에 따른 수정된 최대 근사 추정을 적용한다. 최대 근사 추정은 사용된 채널에서 bit-by-bit 검파에 비하여 수신 오류를 향상시킨다. 결정 궤환을 적용하지 않은 경우, 최대 근사 추정은 bit-by-bit 검파에 비해 약 2dB의 수신 성능이 향상되었다. 결정 궤환을 적용한 경우, 최대 근사 추정은 bit-by-bit 검파에 비해 약 4dB의 수신 성능이 향상되었다. 특히 안정된 채널보다 채널이 열악할수록 최대 근사 추정과 결정 궤환의 성능이 우수하다.

## Abstract

To improve the bandwidth efficiency in the environment of digital mobile communications, a correlative coded FM system is designed. The signal of this system has continuous phase and high power efficiency due to the constant envelope. But this signal also has a little loss of the SNR and some degradation of the BER. In this paper, a modified MLSE method which uses correlative coded signal is adopted to improve the performance of the receiver. The MLSE method improved the BER performance in the used channel. Without the decision feedback, the receiver performance was improved by 2dB and with it, by 4dB. Particularly, the MLSE method and the decision feedback showed better performance in bad channels than in a stable telephone channel.

\* 연세대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Eng., Yonsei University)

\*\* 호남대학교 정보통신공학과(Dept. of Information & Communication Eng., Honam University)

## I. 서 론

상관 부호화된 FM은 변조시에 NRZ 입력 비트의 상관 부호화로 인접 심볼간에 조절된 상관 관계를 인가한다. 이런 상관 관계와 저역 통과여파기는 기저 대역폭을 제한함으로써 스펙트럼의 효율을 증가시킨다.

1963년 Adam Lender는 상관 신호의 위상과 크기 형태의 해석을 통해 전력 효율을 낮추지 않고 스펙트럼의 효율을 증가시킬 수 있음을 증명하였다. Anderson은 변조 지수에 따라 신호 전력과 대역폭을 줄일 수 있음을 보였다[1].

FM 신호의 검파는 동기 방식, 차동 방식, 리미터-변별기를 이용한 주파수 검파 방식으로 구분된다. 이동 통신 환경하에서 다중 경로 페이딩에 의한 반송파 편이와 동기 신호 복원의 어려움으로 주파수 변별기 복조를 선호한다. 주파수 변별기 복조의 성능 개선을 위해 결정 제환(decision feedback equalization, DFE)과 최대 근사 추정(maximum likelihood sequence estimation, MLSE)을 사용한다[2].

본 논문에서는 대역폭 효율을 위해 상관 다항식  $(D^2 + D + 1)/3$ ,  $(D^2 + 2D + 1)/4$ ,  $(D^2 + 3D + 1)/5$ 를 적용한 스펙트럼을 해석한다. 또, 상관 신호의 파형 합성 실험에 의한 스펙트럼 점유 대역을 분석한다. 아울러 VCO(Voltage Controlled Oscillator)에 의한 168MHz의 무선 호출 대역에서의 FM 직접 변조를 실험한다[3].

또한, 상관 부호화된 신호의 최소 유클리언 거리  $(d_{\min}^2)$ 가 작기 때문에, 저하된 수신 성능의 향상을 위해 상관 다항식에 따른 수정된 다중 높이(multi-level) 최대 근사 추정을 적용한다. 아울러 채널의 심볼 간섭을 제거하기 위해 적응 등화기를 사용한다. 사용한 LMS(Least Mean Square) 알고리즘의 탭 구조는 16개의 전방 탭과 후방 15탭이다. 또한, 수렴 계수는 0.001이다[2].

## II. 상관 부호화된 디지털 FM 변조

3-탭(tap) 횡단 여파기(transversal filter) 구조에 따른 부호화된 FM(correlative coded FM) 변조기는 [그림 1]과 같다. 여기에서 일반적인 상관 부호화 다항식은 지연 연산자  $D$ 를 이용한 다음 정의와 같다.

$$F(D) = (k_0 + k_1 D + k_2 D^2 + k_m D^m) / C \quad (1)$$

여기에서  $C = \sum_{l=0}^m |k_l|$ 이다.

위 식에서 상관 부호화된 FM 신호는 상호 독립인 입력 심볼의 기저 대역 펄스에 따라 1비트 구간 이상으로 확장된다. 또,  $L$ 개의 신호높이(level)를 갖는다.  $(D^2 + D + 1)/3$  모델은  $\pm 3, \pm 1$ 의 4 신호 높이를 갖고,  $(D^2 + 2D + 1)/4$  모델은  $\pm 2, \pm 1, 0$ 의 5 신호 높이이다.

FM 변조에서 변조 지수는 기저 대역의 신호 크기에 선택 비례한다. 전형적인 FSK에서 변조 지수는  $h = 2f_d T$ 로 정의된다. 여기에서  $f_d$ 는 반송파 주파수의 최대 순시 주파수 변화이다. 3-탭 횡단 여파기의 상관 부호화 다항식  $(K_0 + K_1 D + K_2 D^2) / C$ 에서  $K_1 = K_2 = 0$  이면 전형적인 FSK이다.  $K_1 = K_2 = 1$  이면 MSK이다. 또한,  $K_0 = K_1 = K_2 = 1$  이면 duobinary FSK이다. duobinary FSK는  $(1 + D + D^2)/3$  모델로 가장 좋은 대역폭 효율과 가장 적은 출력 높이 4개를 갖는다. 여기에서 대역폭 효율의 정의는 채널 대역폭 당 전송 데이터 속도인 bits/sec/Hz 이다. 기저 대역 FM 신호의 99% 대역폭에 대한 대역폭 효율을 <표 1>에 나타낸다. <표 1>에서 부호화된 최소 유클리언 거리  $d_{\min}^2$ 와 부호화에 대한 이득을 MSK와 비교하기 위해  $10 \log \{d_{\min}^2 / d_{\min}^2(\text{MSK})\}$ 를 함께 나타낸다[4].

<표 1>에서 99% 대역폭을 갖는 MSK의 대역폭 효율은 0.85bits/sec/Hz이다. 변조 지수  $h=0.5$ 인 FM의 상관 부호화된  $(1 + D + D^2)/3$  모델과 (1

〈표 1〉 FM 변조의 성능 비교  
 〈table. 1〉 Comparison of modulation performance

변 조 방 식	대역폭 효율 bits/sec/Hz	오 류 성 능	
	99% 신호전력	최소유클리언거리 $d_{min}^2$	$10 \log \frac{d_{min}^2}{d_{min}^2(MSK)}$
QPSK	0.1	2.0	0.0
MSK	0.85	2.0	0.0
$(D^2+D+1)/3$ 변조지수:0.5	1.25	1.19	-2.3
$(D^2+2D+1)/4$ 변조지수:0.5	1.25	1.55	-1.11

$+2D + D^2) / 4$  모델의 대역폭 효율은 1.25 bits / sec / Hz로 47%의 대역폭 효율 향상을 기대할 수 있다[4].

펄스 성형 방법이 구형과 성형인 경우 MSK의 최소 유클리언 거리가  $d_{min}^2 = 2.0$ 이다. 이에 비해  $(1 + D + D^2) / 3$ 의 최소 유클리언 거리는  $d_{min}^2 = 1.19$ 로, 2.3dB의 신호대 잡음비(Signal to Noise Ratio, SNR) 손실이 발생한다. 또한,  $(1 + 2D + D^2) / 4$  모델의 최소 유클리언 거리는  $d_{min}^2 = 1.55$ 로, 1.1dB의 SNR 손실이 생긴다. 이런 SNR의 손실은 수신 성능을 저하시킨다. 수신 성능의 향상을 위해 최대 근사화 추정이 필요하다.

2.1 상관 부호화 시스템[5, 6, 7, 8]

상관 부호화는 대역폭 제한 효과와 속도 효율(speed efficiency)을 향상시킨다. 또, 상관 부호화가 각 단위 심볼의 심볼 간섭을 배제시키며 얻을 수 있는 최대 속도 효율은 나이퀴스트 속도(Nyquist speed)인 2(symbol / sec / Hz)이다. 이는 대역폭이 B인 이상적인 채널에서 표분화 순간에 심볼 간섭 없이 2B(symbol / sec / Hz)의 전송률로 정보를 전송한다.

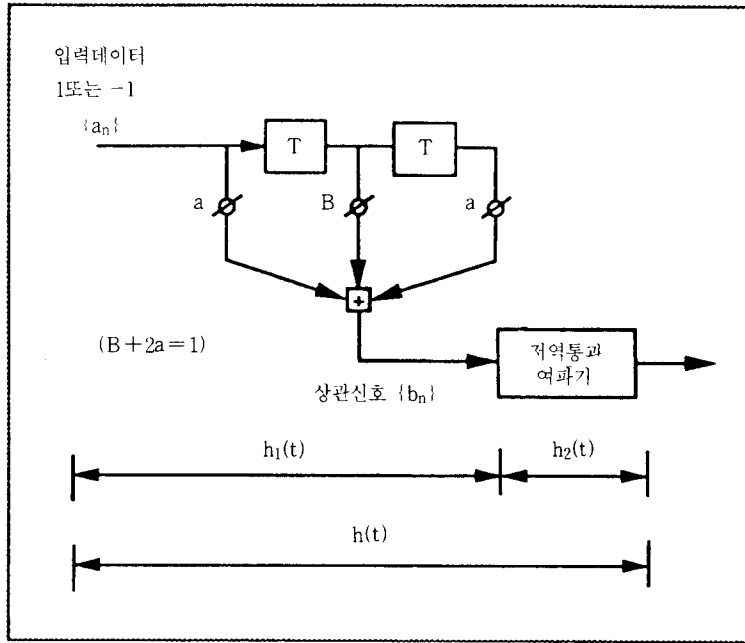
전후 전송 신호의 심볼을 고려하지 않는 무기역 시스템은 표분화 순간에 심볼 간섭을 제거한다. 반면, 상관 부호화 신호는 적당히 조절된 양의 심볼 간섭을 야기시키는 것이 신호의 특성이다[2].

상관 부호화 시스템은 횡단 여파기의 인접한 인접 값에 의해 조절된 상관 관계를 인가한다. 이로써 시스템 여파기의 스펙트럼을 재구성시킬 수 있다. 또한, 고유 여분(inherent redundancy)에 의한 패리티의 추가없이 오류를 제어할 수 있는 장점을 지닌다. 그러나 상관 부호화의 단점은 심볼 검파시 신호대 잡음비 손실을 갖는다. 이것은 비터비(Viterbi) 알고리즘을 이용한 최대 근사 추정(maximum likelihood sequence estimation)에 의해 복원할 수 있다.

[그림 1]에서 입력 신호열  $\{a_n\}$ 의 계수가  $k_n = k(n / 2B)$   $n=0, 1, \dots, N-1$ 인 이산 시간 필터를 통과하게 되면, 이 여파기로 부터의 출력 신호열  $\{b_n\}$ 은 상관 부호화신호가 된다. 즉 다음 식과 같다[2].

$$b_n = \sum_{k=0}^{N-1} k_k a_{n-k} \tag{2}$$

$\{b_n\}$ 은 신호열  $\{a_n\}$ 에서 행해진 여파기의 결과로 상관된다.  $\{b_n\}$ 의 자기상관 함수는 다음과 같다.



[그림 1] 상관 부호화 시스템

[Fig. 1] Correlative coded system

$$R(m) = E(b_n b_{n+m})$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} k_k k_l E(a_{n-k} a_{n+m-l}) \quad (3)$$

입력 신호의 평균값이 0이고 백색일 경우 자기상관 함수는 다음과 같다.

$$E(a_{n-k} a_{n+m-l}) = \delta_{m+k-l} \quad (4)$$

여기에서 정규화된 값  $E(a_n^2) = 1$ 을 사용한다. 식 3을 식4에 대입하면  $\{b_n\}$ 에 대한 자기상관의 형태가 다음과 같다.

$$R(m) = \sum_{k=0}^{N-1-|m|} k_k k_{k+|m|} \quad m=0, \pm 1, \dots, \pm(N-1) \quad (5)$$

이에 상응하는 전력 밀도 스펙트럼은 다음과 같다.

$$S(f) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} R(m) e^{-j2\pi f m T}$$

$$= \left| \sum_{k=0}^{N-1} k_k e^{-j2\pi f k T} \right| \quad (6)$$

이때,  $T=1/2B$ 이고,  $|f| \leq 1/2T=B$ 이다.

이산 시간 여파기는 전송 신호의 스펙트럼 모양에 영향을 미친다. 따라서 상관 부호화된 신호의 설계에서 바람직한 전력 밀도 스펙트럼을 얻기 위해 적절한 이산 시간 여파기의 계수  $k_m$ 를 선택해야 한다.

이산 시간 여파기의 계수  $k_m$ 에 따라 출력 신호 높이의 수(signal level)와 스펙트럼 모양에 영향을 미친다. 출력 신호 높이의 숫자가 많아질수록 수신 성능의 손실과 시스템의 복잡도가 커지는 단점이 있다. 일반적으로 이진 입력에 대해 5개의 신호 높이가 실제적인 상한이다[4].

본 논문에서는 3-탭 계수에 의해 상관 관계를 정의하는 부호화 규칙은 신호 높이 천이 규칙이 일정한 4-신호 높이의  $(1 + D + D^2)/3$ 과 5-신호 높이의  $(1 + 2D + D^2)/4$  및 6-신호 높이의  $(1 + 3D + D^2)/5$  모델을 고려한다.

[그림 1]에서  $(1 + 2D + D^2)/4$  모델의 3-탭 횡단 여파기의 충격과 응답은  $h_1(t) = \delta(t) + 2\delta(t - T) + \delta(t - 2T)$ 이다. 전달 함수는  $H_1(f) = \cos^2 \pi f$

T이다. 또, 이상적인 rectangular 저역 통과 여파기  $h_2(t)$ 의 충격과 응답은  $h_2(t) = \text{sinc}[t/T]$ 이고, 전달함수는  $H_2(f) = T$ 이다. 따라서 [그림 1]의 상관 부호화 시스템의 전체 충격과 응답  $h(t)$ 는  $h_1(t)$ 과  $h_2(t)$ 의 콘볼루션이므로 다음과 같다[4].

$$h(t) = \frac{\sin \pi t / T}{\pi t / T} + 2 \frac{\sin \pi(t-T) / T}{\pi(t-T) / T} + \frac{\sin \pi(t-2T) / T}{\pi(t-2T) / T} \quad (7)$$

또, 전체 전달 함수  $H(f)$ 는  $H_1(f)$ 와  $H_2(f)$ 의 곱이므로 다음과 같다.

$$H(f) = 2 T \cos^2 \pi f t (Tf), \text{ for } |f| \leq \frac{1}{2T} \quad (8)$$

상관 부호화 신호는 <표 2>, <표 3>과 같은 신호 높이 천이 규칙과 천이 확률을 갖고 있다. 이를 이용한 최대 근사 추정이 가능하다. 3-탭 횡단 여파기 구조에서 1비트에 의한 변조 반송 주파수의 위상 변화(phase shift) 규칙은  $\Delta \phi_s(mT) = \phi_s(mT) - \phi_s((m-1)T)$  이다.

<표 2>  $(D^2 + 2D + 1)$ 의 부호화와 위상변화 규칙  
<table. 2> Rule for encoding and phase shifting of  $(D^2 + 2D + 1)$

$a_{k-1}$	$a_k$	$a_{k+1}$	$b_k$	$\Delta \phi$
-1	-1	-1	-2	$-\pi/2$
-1	-1	1	-1	$-\pi/4$
-1	1	-1	0	0
-1	1	1	1	$\pi/4$
1	-1	-1	-1	$-\pi/4$
1	-1	1	0	0
1	1	-1	1	$\pi/4$
1	1	1	2	$\pi/2$

따라서  $(1 + D + D^2)/3$  모델의 경우에는  $\Delta \phi (k$

$T) = \pi/2(a_{k-1}/3 + a_k/3 + a_{k+1}/3)$ 으로  $\pm(\pi/2)$ 와  $\pm(\pi/6)$ 각 입력 상태에 대한 위상 변화를 갖고,  $(D^2 + 2D + 1)/4$  모델의 위상 변화 규칙은  $\Delta \phi (k T) = \pi/2(a_{k-1}/4 + a_k/2 + a_{k+1}/4)$ 으로  $\pm(\pi/2)$ ,  $\pm(\pi/4)$ 와 0인 다섯 가지이다. 이는 <표 2>와 <표 3>에 정리한다.

<표 3>  $(D^2 + 2D + 1)$ 의 신호 높이 천이 규칙  
<table. 3> Rule for level Transition probability of  $(D^2 + 2D + 1)$

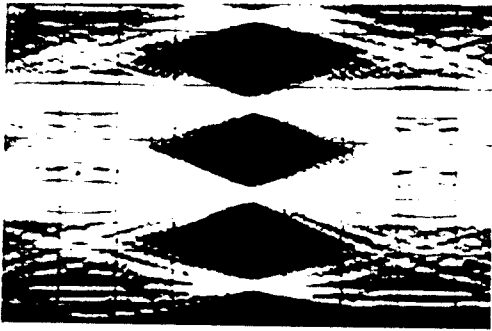
R1 R2	0	1	-1	2	-2
0	1/8	1/16	1/16	0	0
1	1/16	1/16	1/16	1/16	0
-1	0	1/16	1/16	0	1/16
2	0	1/16	0	1/16	0
-2	0	0	1/16	0	1/16

## 2.2 송신 신호 해석

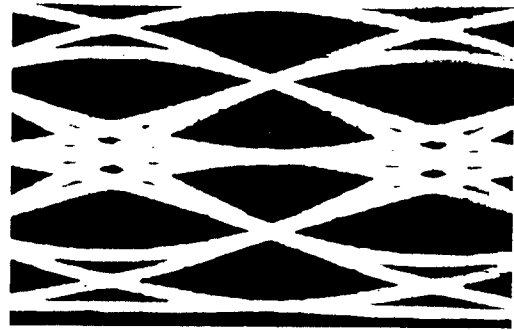
나이퀴스트 속도 2bits/sec /Hz를 가질 때, 상관 다항식에 따른 기저대역 스펙트럼을 분석한다. 파형 여파기에 1.3kbps의 입력이 가해질 때, <사진 1>은 신호 속도의 1/2에 해당하는 나이퀴스트 대역폭을 실현한다.

이때 스펙트럼 분석으로 주엽과 부엽의 점유 대역폭을 측정하므로써 각 시스템의 기저대역 대역폭 효율을 비교한다. 점유 대역폭의 정의는 주엽의 최대 크기에서 45dB 이상 떨어지는 최초의 골(null)이 존재하는 영역이다.

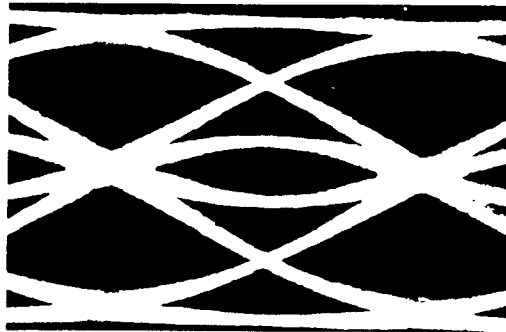
<사진 2>에서  $(1 + D + D^2)/3$  모델은 주엽이 차지하는 대역폭이 430Hz로 좁은 반면 부엽 신호 높이가 크다.  $(1 + 3D + D^2)/5$ 는 주엽이 차지하는 점유 대역폭이 730Hz로 넓다. 한편  $(1 + 2D + D^2)/4$ 은 점유 대역폭이 645Hz로 중간 정도이고, 부엽이 작아 협대역 FM에 유리하다.



(a)  $(1 + D + D^2) / 3$  모델



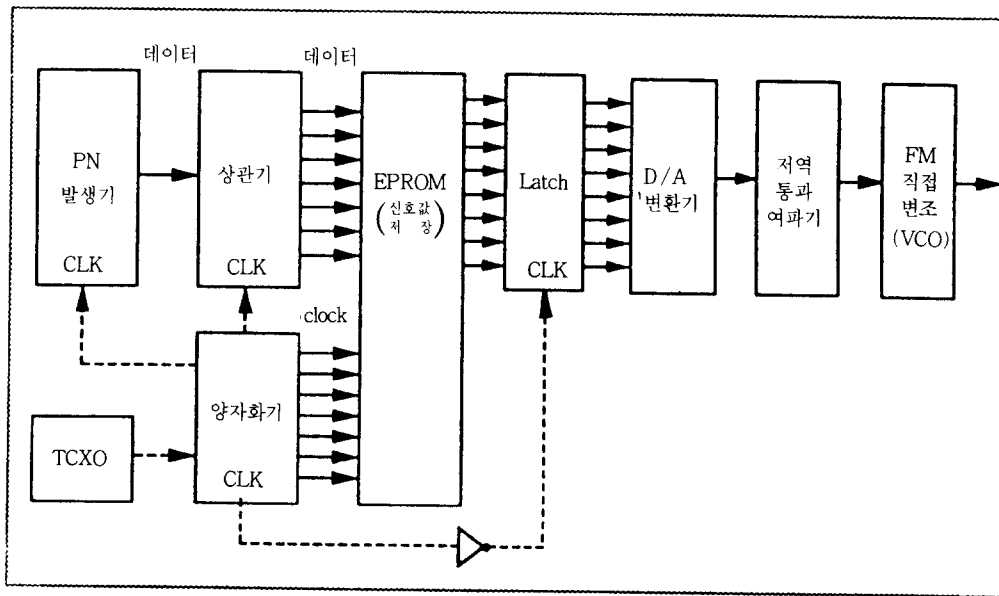
(b)  $(1 + 2D + D^2) / 4$  모델



(c)  $(1 + 3D + D^2) / 5$  모델

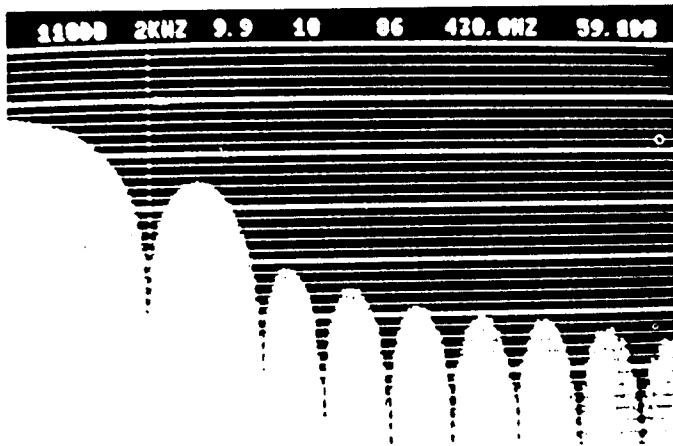
〈사진 1〉 상관 다항식에 따른 눈 모양

〈Photo. 1〉 Eye diagram under the correlative polynomial

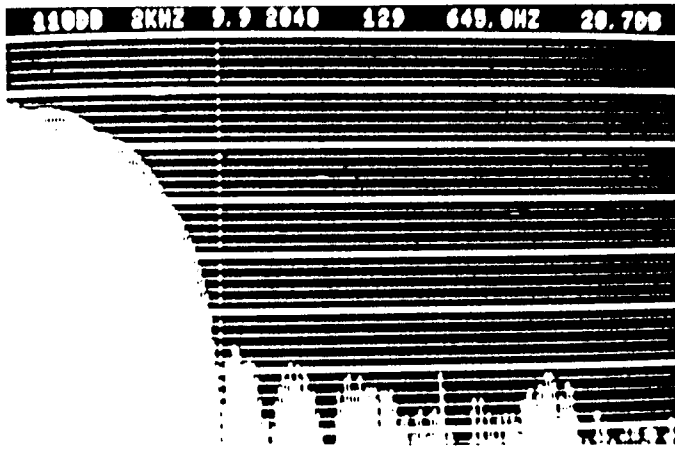


〔그림 2〕 파형 합성기 구조

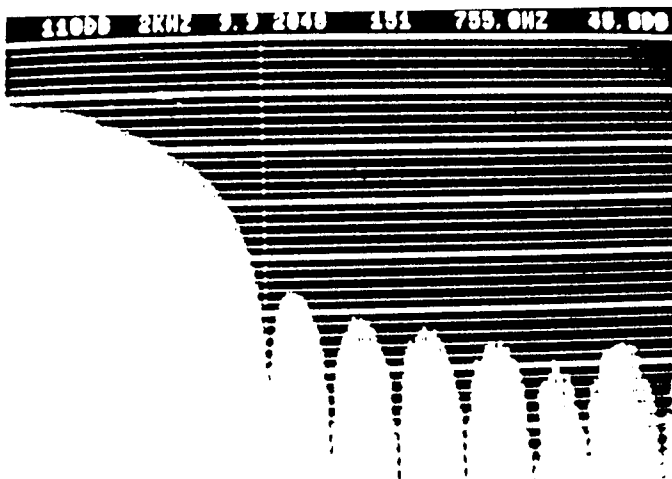
〔Fig. 2〕 Waveform Synthesizer



(a)  $(1 + D + D^2) / 3$  모델



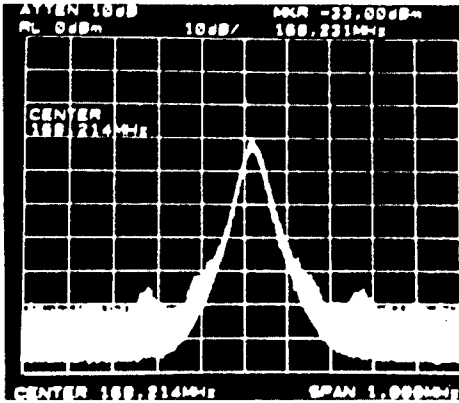
(b)  $(1 + 2D + D^2) / 4$  모델



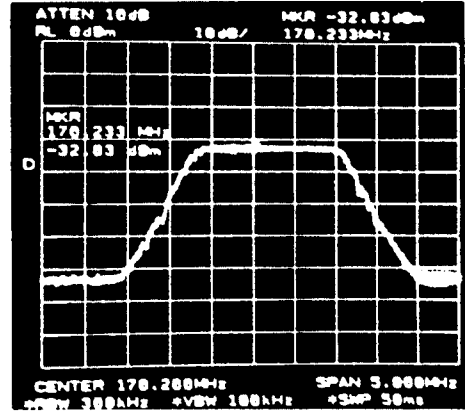
(c)  $(1 + 3D + D^2) / 5$  모델

〈사진 2〉 기저대역 스펙트럼 분석

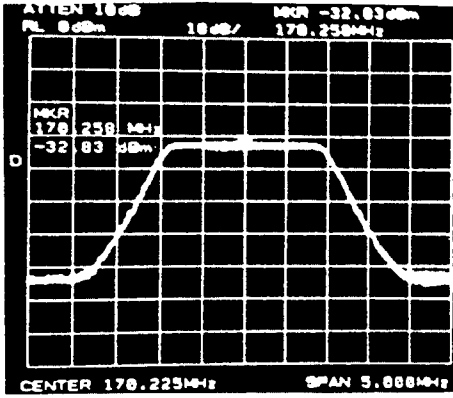
〈Photo. 2〉 Spectrum analysis of baseband



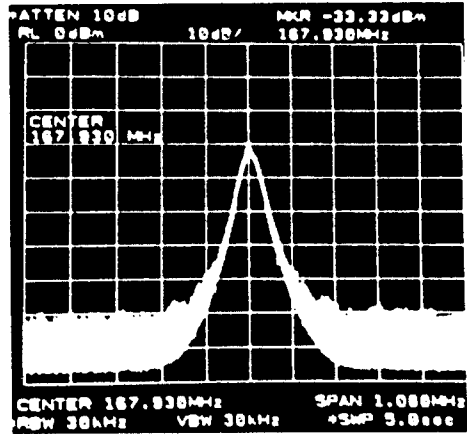
(a)  $(1 + D + D^2) / 3$  모델의 전송주파수



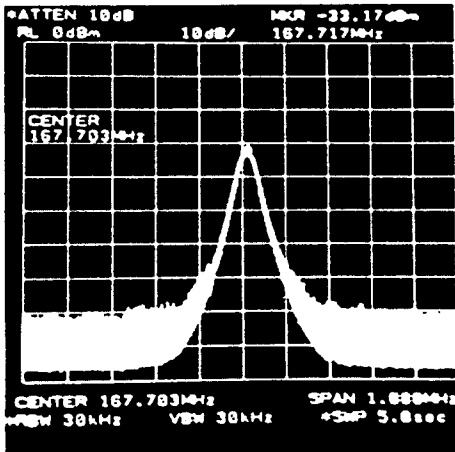
(d)  $(1 + 2D + D^2) / 4$  모델의 점유대역폭



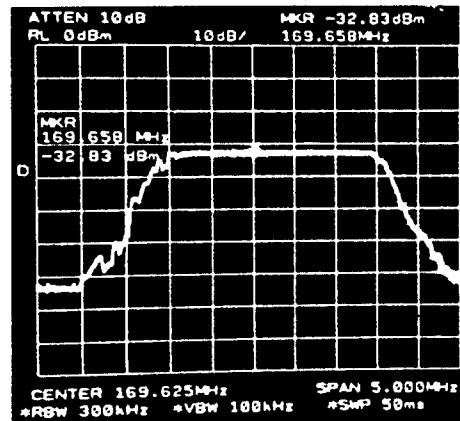
(b)  $(1 + D + D^2) / 3$  모델의 점유대역폭



(e)  $(1 + 3D + D^2) / 5$  모델의 전송주파수



(c)  $(1 + 2D + D^2) / 4$  모델의 전송주파수



(f)  $(1 + 3D + D^2) / 5$  모델의 점유대역폭

〈사진 2〉 기저대역 스펙트럼 분석

〈Photo. 2〉 Spectrum analysis of baseband



Ⅲ. 최대 근사 추정 복조[9, 10]

주파수 변별기의 bit-by-bit 복조 방식은  $t = kT$ 에서의 NRZ 데이터  $a_k$  복원시  $t = kT$  순간에서 심볼값만을 참조하여  $a_k$ 를 복원한다. bit-by-bit 복조 방식은 구조가 간단하다. 반면, 심볼  $r_k$ 에서 오류가 발생할 경우  $a_k$ 에 야기된 비트 오류는 정정할 수 없다.

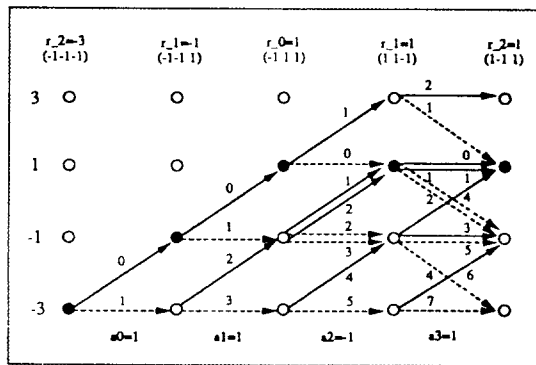
최대 근사 추정은 부호화 규칙에 의해 인접 심볼간 신호 높이를 참조하여 확률적으로 가능성이 가장 큰 값에 (+1, -1)를 부여한다. 트렐리스 경로에서 수신 심볼간의 신호 높이 차이 (distance)인 메트릭(metric)을 부여하여 경로의 유사성을 조사한다.

트렐리스의 각 신호높이에 대해 열등 경로를 제거함으로써 최적 경로를 찾는다. 이때 남는 경로를 생

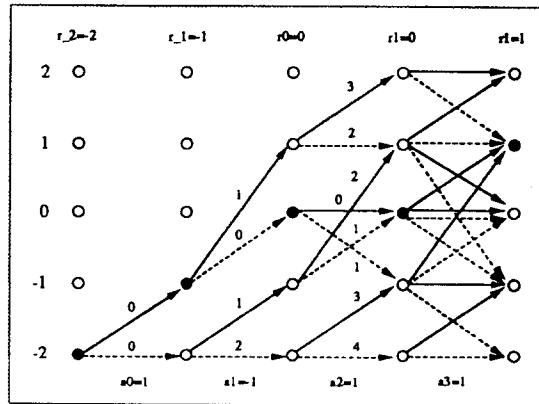
존 경로(survival paths)라 한다.

검과 지연  $d$ 에 의한  $t = (k - d)T$ 에서 하나의 가지(branch)는 모든 생존 경로가 공통 가지를 갖게 된다. 이때, 이 가지로부터  $a_{k-d}$ 를 검출한다. [그림 2]는 트렐리스도이다. [그림 3]은 최대 근사 추정의 흐름도이다. 다음은 최적 경로를 찾기 위한 가지 메트릭과 누적 경로 메트릭의 정의이다.

- 1) 가지 메트릭(branch metric): 시간구간  $t = (k - 1)T$ 와  $t = (kT)$ 에서 신호 높이를 잇는 가지의 신호 높이 차이.
- 2) 누적 경로 메트릭(cumulative path metric): 경로를 구성하는 모든 가지의 메트릭의 합.
- 3) 최대 경로 길이는 N 심볼로 제한.



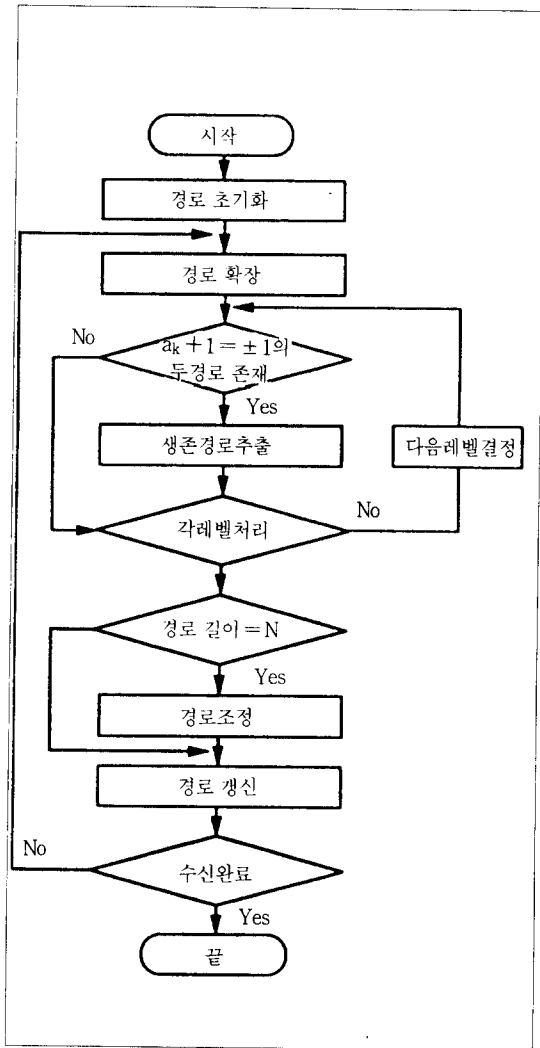
(a)  $(1 + D + D^2) / 3$



(b)  $(1 + 2D + D^2) / 4$

[그림 3] TFM의 트렐리스도

[Fig. 3] Trellis diagram for TFM



[그림 4] 최대 근사 추정 흐름도

[Fig. 4] Flow chart for MLSE

### 3.1 경로 초기화

최대 근사 추정의 트렐리스를 확장한다. 부호화 규칙과 신호 높이 천이 규칙을 이용하여 수신 신호를 추정한다. 최초 수신 신호  $r-2$ 에서  $r-1$ 로의 경로는  $a-2=a-1=1$ 인 경우  $a_0$ 에 의해 결정된다.

### 3.2 경로 확장

[그림 3]에서  $r_2$ 까지 생성된 경로 수는  $r_2 = \pm 2$ 인 경우에 각 2개,  $r_2 = \pm 1, 0$ 인 경우 각각 4개가 되어 모두 16개의 경로가 생성된다.  $t = kT$ 까지의 경로에서 노드  $r_k$ 에서의 동일한 신호 높이로 들어오는 경로 중에  $a_{k+1}$  값이 같은 경로는 둘 이하이다.

만약,  $k$ 번째 노드에서 한 신호 높이에 대하여  $a_{k+1}$  값이 같은 경로가 둘인 경우, 이 두 경로가  $k$ 번째 노드 이후 경로는 똑같다. 따라서, 이 두 경로를 모두 확장한다면  $k+1$ 번째 노드부터는 중복 경로가 된다.

### 3.3 생존 경로 추출

생존 경로 추출은 경로 확장에서 생성된 경로 중에서 동일 신호 높이로 들어오는 경로 중에서 누적 경로 메트릭이 큰 열등 경로를 제거한다.

만약, 두 경로의 누적 경로 메트릭이 같으면, 각 경로에서  $r_{k-2}$ 에 해당하는 노드까지의 누적 경로 메트릭을 비교한다. 그것이 작은 경로가  $K$ 번째에서 오류가 발생한 것이므로 이를 제거한다.

### 3.4 경로 길이 조정

경로를 확장하고 생존 경로를 추출 과정에서 다수 심볼 오류 발생으로 인해 특정 신호 높이의 유일한 경로가  $n$ 을 초과해도 NRZ신호가 검출되지 않는다. 이때, 오류 전파(error propagation)를 막기 위해 강제적으로 유일한 추정 NRZ신호 열을 복원한다.

### 3.5 경로 갱신

생존 경로 추출을 거치면, 최대 근사 추정은  $a_{k-d}$ 에 해당하는 가지가 하나만 존재한다. 이때  $a_{k-d}$ 를 검출하고,  $a_{k-d}$ 에 해당하는 가지를 제거하여 경로 길이를 하나 감소시킨다.

### IV. 수신 성능 분석

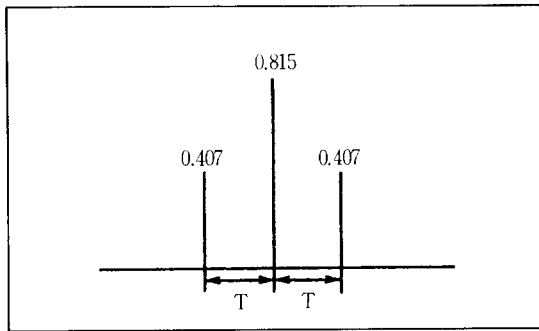
#### 4.1 채널 모델링

심각한 인접 심볼 간섭을 받는 단파 전리층 전파 채널(high frequency, HF)의 고유치 분포비(eigen value spread ratio)가 무한대인 채널의 전달 함수는 다음과 같다[3]

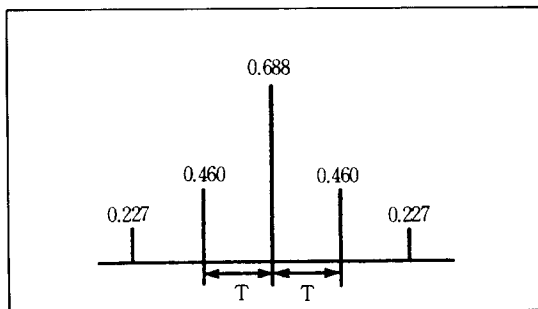
$$0.407 + 0.815z^{-1} + 0.407z^{-2} \quad (9)$$

단파 전리층 전파 채널에서 스펙트럼의 골(null)이 존재 채널의 전달함수는 다음과 같다[3].

$$0.227 + 0.460z^{-1} + 0.688z^{-2} + 0.460z^{-3} + 0.227z^{-4} \quad (10)$$



채널 1



채널 2

[그림 5] 등가 이산 채널 모델

[Fig. 5] Modeling for discrete channel

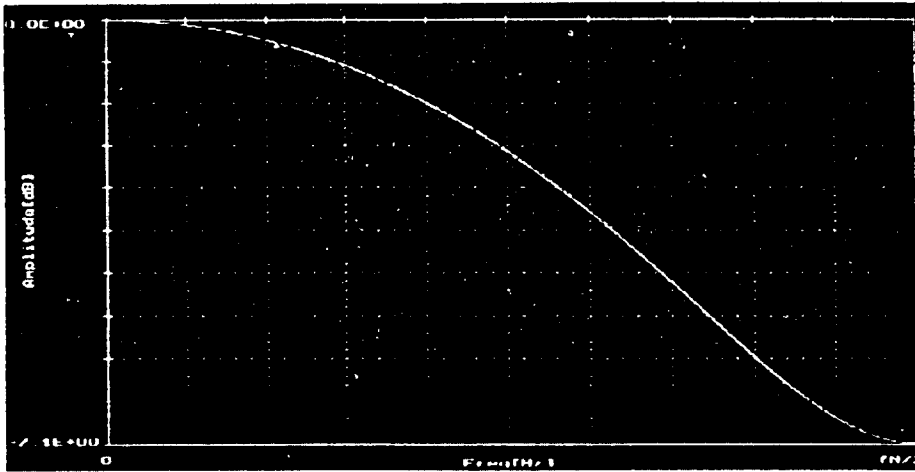
이들 채널의 주파수 특성은 [그림 6]과 같다. 그림에서 수신 신호의 크기가 30dB 이하로 떨어지는 영역이 스펙트럼 상에 존재하는 채널이다. 이들 채널은 스펙트럼에 골이 존재하는 열악한 채널로 선형 등화에 의한 수렴은 어렵고, 특히 초과 자승 평균 오차(Excess MSE)가 커서 결정 궤환 등화가 필요한 채널이다.

#### 4.2 모의 실험

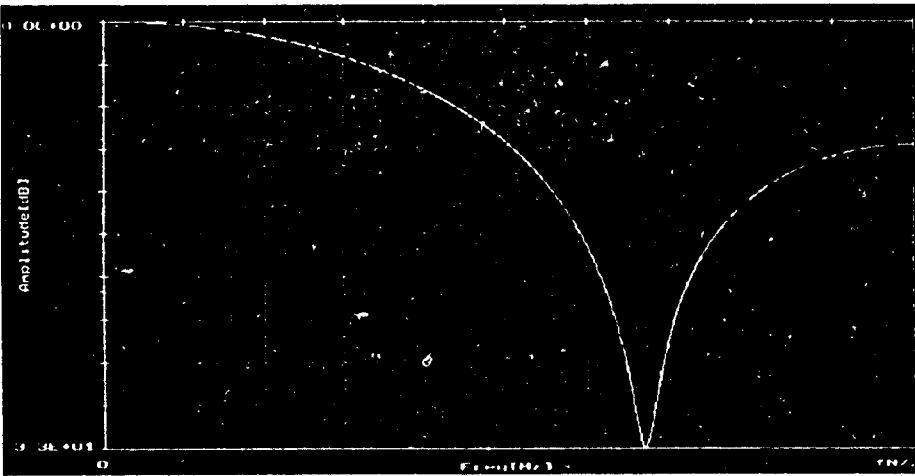
본 논문에서는 한 예로써 등화기는 16개의 전방 탭과 15개의 후방탭을 사용하고, 수렴 계수는 0.001로 고정하여 사용하였다. 적응 등화와 최대 근사 추정을 적용한 시스템과 비교하기 위한 bit-by-bit 검파 시스템의 구성도는 [그림 7]과 같다. [그림8]은 채널1에 대한 수신 오류 확률 곡선이다. 최대 근사 추정은 bit-by-bit 검파 보다 선형 등화기를 사용하였을 경우 약 1dB, 결정 궤환 등화기를 사용하였을 경우 약 2dB 우수하다. 결정 궤환 등화기와 선형 등화기를 비교하여 보면 채널이 스펙트럼골이 존재하는 열악한 환경으로 인해 선형 등화기의 성능이 채널 보상을 완벽히 할 수 없어 결정 궤환 등화기 보다 약 2~3dB 나쁜 것을 볼 수 있다.

결정 궤환을 적용한 최대 근사 추정은 선형 등화를 적용한 bit-by-bit 검파보다 4dB 이상 수신 성능이 우수하다.

[그림 9]는 채널2에 대한 적응 등화와 최대 근사 추정을 적용한 수신오류 확률 곡선이다. 채널2는 스펙트럼 가운데 골이 존재하는 채널로 선형 등화기로는 등화가 어려운 채널이다. 성능 곡선 상에서 보면  $E_b/N_0$ 가 20dB까지 되어도 오류 확률이  $10^{-1}$  이하로 떨어지지 않음을 볼 수 있다. 결정 궤환 등화기를 사용하였을 경우의 성능 곡선을 비교하면 최대 근사 추정을 한것이 bit-by-bit 검파보다 성능이 우수하다. 따라서 결정 궤환과 최대 근사 추정을 이용한 상관 부호화된 신호의 복호는 대부분의 채널에서 사용 가능하다.



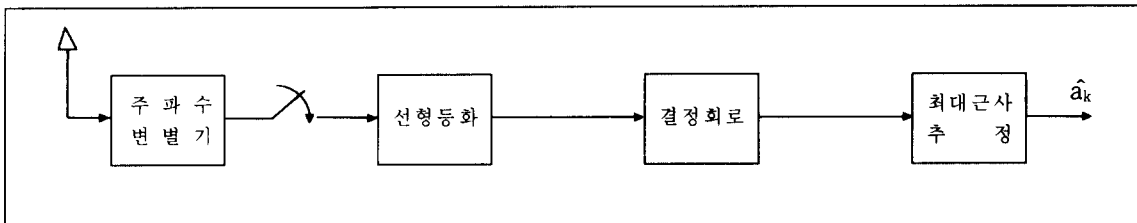
채널 1



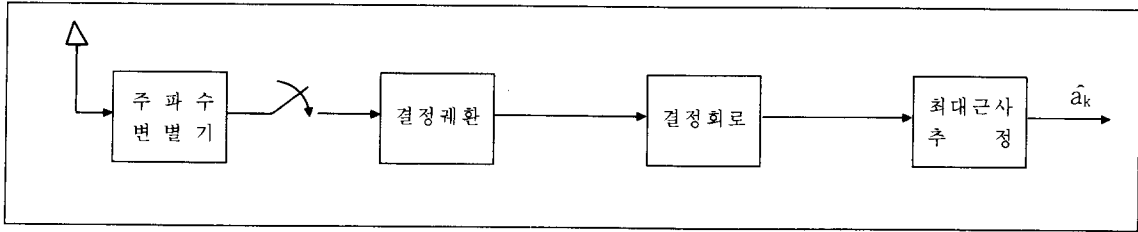
채널 2

[그림 6] 채널의 주파수 특성[3]

[Fig. 6] Frequency characteristics of HF channel



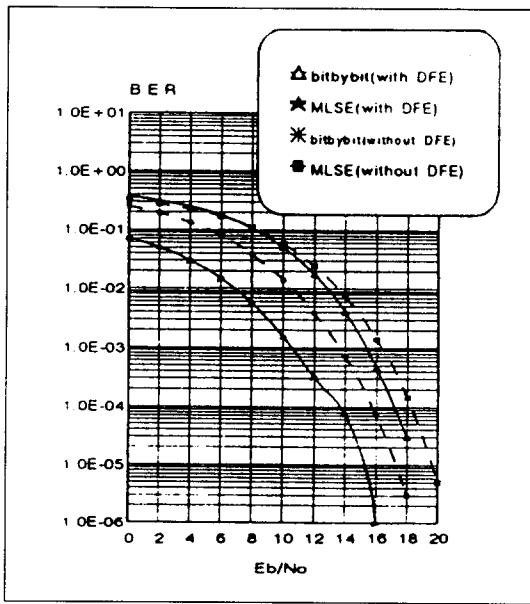
(a) 선형등화와 최대근사추정에 의한 검파



(b) 결정회환과 최대근사추정에 의한 검파

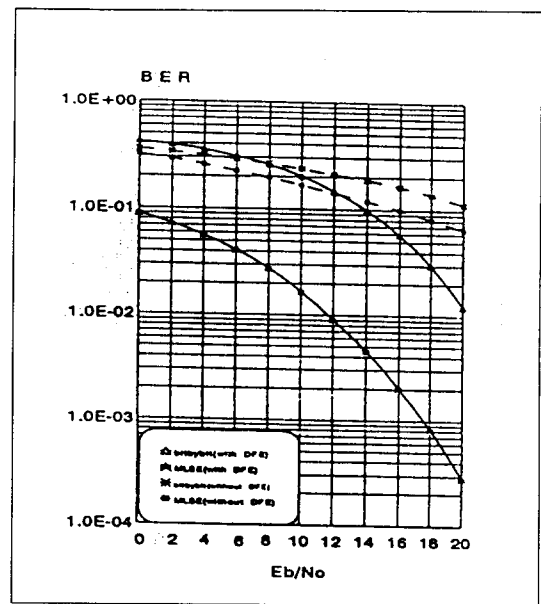
[그림 7] 적응 등화와 최대 근사 추정 검파

[Fig. 7] Adaptive equalization and MLSE



[그림 8] 적응 등화와 최대 근사 추정의 오류 성능 (채널 1)

[Fig. 8] BER curves of adaptive equalization and MLSE



[그림 9] 적응 등화와 최대 근사 추정의 오류 성능 (채널 2)

[Fig. 9] BER curves of adaptive equalization and MLSE

## V. 결 론

본 논문에서는 대역폭 효율 향상을 위한 협대역 디지털 FM 시스템을 설계했다. 송신측 분석으로 파형 합성기에 의한 실험에서 1.3kbps의 NRZ 입력이 가해질 때, 신호 속도의 약 1/2에 해당하는 점유 대역폭을 갖는다. 스펙트럼 분석으로 상관 다항식 (1

+ 2D + D<sup>2</sup>)/4은 점유 대역폭이 645Hz로 중간 정도이고, 부엽이 작아 협대역 FM에 유리하다.

수신 성능 개선을 위해 적응 등화와 최대 근사 추정을 이용했다. 상관 부호화의 규칙에 따라 제안된 최대 근사 추정을 이용한 적응 등화를 단파 전리층 전파 채널과 스펙트럼 골이 존재하는 채널에서 bit-by-bit 검파에 비해 수신 오류가 향상되었다.

선형 등화를 적용한 경우 최대 근사 추정은 거의 모든 채널에서 bit-by-bit 검파에 비해 약 4dB의 수신 성능이 향상되었다.

### 참 고 문 헌

- [1] J. B. Anderson et al, *Digital Phase Modulation*, Plenum, 1986.
- [2] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1989.
- [3] S. Pasupathy, "Correlative Coding; A Bandwidth-Efficient Signaling Scheme", *IEEE Communications Magazine*, pp.4~11, July 1977.
- [4] G. S. Deshpande, and P. H. Wittke, "Correlative Encoded Digital FM," *IEEE Trans. Commun.* vol.COM-29, no.2, pp.156~161, Feb. 1981.
- [5] K. Chung, "Generalized Tamed Frequency Modulation and Its Application for Mobile Radio Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. VT-33, no.3, pp.103~113, Aug. 1984.
- [6] K. Hirono et al., "Multilevel Decision Method for Band-Limited Digital FM with Limiter-Discriminator Detection", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol.VT-33, no.3 pp.114~122, Aug. 1984.
- [7] S. M. Elnoubi, and S. C. Gupta, "Error Rate Performance of Noncoherent Detection of Duobinary Coded MSK and TFM in Mobile Radio Communication Systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol.VT-30, no.2, pp.62~76, May 1981.
- [8] A. Yongacoglu, D. Makrakis and K. Feher, "Differential Detection of GMSK Using Decision Feedback", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, no.6, pp.641~649, June 1988.
- [9] G. D. Forney, "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference," *IEEE Trans. Inform.* vol. IT-18, no.3, pp.363~378, May 1972.
- [10] 강창언, 정의성, 홍대식, 조형래, "TFM 방식에서 Trellis 검파의 성능분석", 대한전자공학회 논문집, 제29권 제7호, pp.524~532, 1992. 7.