

## 고주파 채널에 대한 상관부호화의 지연적응LMS등화

正會員 姜珉求\*, 李永朝\*\*, 宋旺暉\*\*, 趙炯來\*\*, 康昌彥\*\*

## A Delayed Adaptive LMS Equalization of Correlative Coding over High Frequency Channel

Min Goo Kang\*, Young Jo Lee\*\*, Wang Cheol Song\*\*, Hyoung Rae Cho\*\*,  
Chang Eon Kang\*\* Regular Members

## 要 約

본 논문에서는 대역폭 효율의 향상을 위해 상관부호에 따른 FM 신호를 설계한다. 상관부호화된 신호는 연속위상과 정진폭 특성으로 전력효율이 높다. 하지만 이 신호는 최소 유클리언 거리( $d_{\min}^2$ )가 작기때문에 약 2dB의 신호대 잡음비(SNR)의 손실로 수신성능(BER)이 저하된다.

수신성능의 향상을 위해 상관부호화에 따른 수정된 다중높이 최대근사추정(MLSE)과 LMS 알고리즘을 채택한 등화기를 사용한다. 특히, 등화기의 결정신호에 대한 신뢰성을 높이기 위해 최대근사추정의 결정신호를 이용하는 지연 LMS 알고리즘 등화기를 사용한다.

## ABSTRACT

In this paper, the MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation) scheme is modified to improve the performance of the BER. To remove intersymbol interference, the linear adaptive Equalization using the Delayed-LMS(Least Mean Square) algorithm is adopted. Under the HF, the MLSE detection is compared to the bit-by-bit detection at the  $10^{-5}$  BER level. In the Delayed LMS (DLMS), the Viterbi algorithm is used to improve the decision of decision-directed adaptive equalization.

\* 湖南大學校 情報通信工學科

\*\* 延世大學校 電子工學科

論文番號 : 94111-0419

接受日字 : 1994年 4月 19日

## 제 1 장 서 론

상관부호화된 FM은 변조시에 NRZ 입력 비트의 상관부호화로 인접 심볼간에 조절된 상관관계를 인가한다. 이런 상관관계와 저역통과 여파기는 기저 대역폭을 제한함으로써 스펙트럼의 효율을 증가시킨다.

1963년 Adam Lender는 상관신호의 위상과 크기 형태의 해석을 통해 전력효율을 낮추지 않고 스펙트럼의 효율을 증가시킬 수 있음을 증명하였다. Anderson은 변조지수에 따라 신호전력과 대역폭을 줄일 수 있음을 보였다<sup>(1)</sup>.

FM신호의 검파는 동기방식, 차동방식, 리미터-변별기를 이용한 주파수 검파 방식으로 구분된다. 이동통신 환경하에서 다중경로 페이딩에 의한 반송파 편이와 동기 신호 복원의 어려움으로 주파수 변별기 복조를 선호한다. 주파수 변별기 복조의 성능개선을 위해 결정궤환(decision feedback equalization, DFE)과 최대근사추정(maximum likelihood sequence estimation, MLSE)을 사용한다<sup>(2)(3)(4)</sup>.

본 논문에서는 상관부호화된 신호의 작은 최소 유클리언 거리( $d_{\min}^2$ )로, 저하된 수신성능의 향상을 위해 상관다항식  $(D^2 + 2D + 1)/4$ 에 따른 수정된 다중높이(multi-level) 최대근사추정을 적용한다.

아울러 채널의 심볼간섭을 제거하기 위해 적응등화기를 사용한다. 사용한 LMS(Least Mean Square) 알고리즘의 탭구조는 31개의 전방 탭이다. 또한, 수렴계수는 0.001이다<sup>(2)</sup>.

또한, 지연 결정궤환(Delayed LMS, DLMS)에서는 적응 등화기의 결정신호에 대한 신뢰성을 높이기 위해 10개의 심볼 지연을 갖는 최대근사추정의 결정신호를 이용한다.

## 제 2 장 상관 부호화된 디지털 FM 변조

3-탭(tap) 횡단 여파기(transversal filter) 구조에 따른 부호화된 FM(correlative coded FM) 변조기는 그림 1과 같다. 여기에서 일반적인 상관부호화 다항식은 지연 연산자D를 이용한 다음 정의와 같다<sup>(4)</sup>.

$$F(D) = (k_0 + k_1D + k_2D^2 + \dots + k_mD^m) / C \quad (1)$$

여기에서  $C = \sum_{l=0}^m |k_l|$ 이다.

위식에서 상관부호화된 FM 신호는 상호독립인 입력 심볼의 기저대역 펄스에 따라 1 비트구간 이상으로 확장된다. 또, L개의 신호높이(level)를 갖는다.  $(D^2 + D + 1)/3$  모델은  $\pm 3, \pm 1$ 의 4 신호높이를 갖고,  $(D^2 + 2D + 1)/4$  모델은  $\pm 2, \pm 1, 0$ 의 5 신호높이이다.

FM변조에서 변조지수는 기저대역의 신호크기에 선형 비례한다. 전형적인 FSK에서 변조지수는  $h = 2f_d T$ 로 정의된다. 여기에서  $f_d$ 는 반송파 주파수의 최대순시 주파수 변화이다.

3-탭 횡단 여파기의 상관부호화 다항식  $(K_0 + K_1D + K_2D^2) / C$ 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 출력높이 4개를 갖는다<sup>(4)</sup>.

여기에서 대역폭 효율의 정의는 채널 대역폭당 전송 데이터 속도인 bits/sec/Hz 이다. 기저대역 FM 신호의 99% 대역폭에 대한 대역폭 효율을 표1에 나타낸다. 표1에서 부호화한 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<sup>(4)</sup>.

표1에서 99% 대역폭을 갖는 MSK의 대역폭 효율은 0.85 bits/sec/Hz 이다. 변조지수  $h = 0.5$ 인 FM의 상관부호화된  $(1 + D + D^2) / 3$  모델과  $(1 + 2D + D^2) / 4$  모델의 대역폭 효율은 1.25 bits/sec/Hz 로 47%의 대역폭 효율 향상을 기대할 수 있다<sup>(4)(5)</sup>.

표 1. FM 변조의 성능 비교

Table 1. Comparison of modulation performance

변조방식	대역폭효율 bit s/sec/Hz	오류 성능	
	99% 신호전력	최소유클리언거리 $d_{\min}^2$	$10 \log d_{\min}^2$ $d_{\min}^2(\text{MSK})$
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

펄스성형 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, 1.1 dB의 SNR 손실이 생긴다. 이런 SNR의 손실은 수신성능을 저하시킨다. 수신성능의 향상을 위해 최대근사화추정이 필요하다.

2-1 상관부호화 시스템

상관부호화는 대역폭 제한효과와 속도효율(speed efficiency)을 향상시킨다. 또, 상관부호화가 각 단위 심볼의 심볼간섭을 배제시키며 얻을 수 있는 최대 속도 효율은 나이퀴스트 속도(Nyquist speed)인 2 (symbol/sec/Hz) 이다. 이는 대역폭이 B인 이상적인 채널에서 표본화 순간에 심볼간섭 없이 2B(symbol/sec/Hz)의 전송률로 정보를 전송한다.

전후 전송신호의 심볼을 고려하지 않는 무기억 시스템은 표본화 순간에 심볼간섭을 제거한다. 반면, 상관부호화 신호는 적당히 조절된 양의 심볼간섭을 야기시키는 것이 신호의 특성이다<sup>(2)</sup>.

상관부호화 시스템은 횡단 여파기의 인접한 이진 값에 의해 조절된 상관관계를 인가한다. 이로써 시스템 여파기의 스펙트럼을 재구성시킬 수 있다. 또한, 고유여분(inherent redundancy)에 의한 패리티의 추가없이 오류를 제어할 수 있는 장점을 지닌다. 그러나 상관부호화의 단점은 심볼검파시 신호대 잡음비 손실을 갖는다.

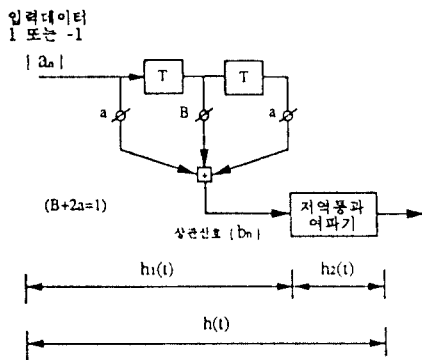


그림 1. 상관부호화 시스템  
Fig. 1. Correlative coded system

이것은 비터비(Viterbi) 알고리즘을 이용한 최대근사추정(maximum likelihood sequence estimation)에 의해 복원할 수 있다<sup>(6)(7)</sup>.

그림 1에서 입력 신호열  $\{a_n\}$ 의 계수가  $k_n = k(n/2B)$   $n=0, 1, \dots, N-1$ 인 이산시간필터를 통과하게 되면, 이 여파기로 부터의 출력 신호열  $\{b_n\}$ 은 상관부호화신호가 된다. 즉 다음 식과 같다<sup>(2)</sup>.

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

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

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

입력신호의 평균값이 0이고 백색일 경우 자기상관함수는 다음과 같다.

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

여기에서 정규화된 값  $E(a_n^2)=1$ 을 사용한다. 식3을 식4에 대입하면  $\{b_n\}$ 에 대한 자기상관의 형태가 다음과 같다.

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

이에 상응하는 전력밀도스펙트럼은 다음과 같다.

$$S(f) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} R(m) e^{-j2\pi f m T} = \left| \sum_{n=0}^{N-1} k_n e^{-j2\pi f n T} \right|^2 \tag{6}$$

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

이산시간 여파기는 전송신호의 스펙트럼 모양에 영향을 미친다. 따라서 상관부호화된 신호의 설계에서 바람직한 전력밀도 스펙트럼을 얻기위해 적절한 이산시간 여파기의 계수  $k_m$ 를 선택해야 한다.

이산시간 여파기의 계수  $k_m$ 에 따라 출력 신호높이의 수(signal level)와 스펙트럼 모양에 영향을 미친다. 출력 신호높이의 숫자가 많아질수록 수신성능의 손실과 시스템의 복잡도가 커지는 단점이 있다. 일반적으로 이진 입력에 대해 5개의 신호높이가 실제적인 상한이다<sup>(4)</sup>.

본 논문에서는 3-탭 계수에 의해 상관관계를 정의하

는 부호화 규칙은 신호높이 천이 규칙이 일정한 4-신호높이의  $(1+D+D^2)/3$ 과 5-신호높이의  $(1+2D+D^2)/4$  및 6-신호높이의  $(1+3D+D^2)/5$  모델을 고려한다.

그림 1에서  $(1+2D+D^2)/4$  모델의 3-탭 횡단 여파기의 충격파 응답은  $h_1(t)=\delta(t)+2\delta(t-T)+\delta(t-2T)$ 이다. 전달함수는  $H_1(f)=\cos 2\pi fT$ 이다.

또, 이상적인 rectangular 저역통과 여파기  $h_2(t)$ 의 충격파응답은  $h_2(t)=\sin c(t/T)$ 이고, 전달함수는  $H_2(f)=T$ 이다. 따라서 그림 1의 상관부호화 시스템의 전체 충격파응답  $h(t)$ 는  $h_1(t)$ 과  $h_2(t)$ 의 컨볼루션이므로 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

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

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

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

상관부호화 신호는 표 2, 3과 같은 신호높이 천이 규칙과 천이확률을 갖고 있다. 이를 이용한 최대근사추정이 가능하다. 3-탭 횡단 여파기 구조에서 1비트에 의한 변조 반송 주파수의 위상변화(phase shift) 규칙은  $\Delta \phi_s(mT) = \phi_s(mT) - \phi_s((m-1)T)$ 이다.

따라서  $(1+D+D^2)/3$  모델의 경우에는  $\Delta \phi(kT) = \pi/2(a_{k-1}/3 + a_k/3 + a_{k+1}/3)$  으로  $\pm(\pi/2)$ 와  $\pm(\pi/6)$ 각 입력 상태에 대한 위상 변화를 갖고,  $(D^2+2D+1)/4$  모델의 위상변화 규칙은  $\Delta \phi(kT) = \pi/2(a_{k-1}/4 + a_k/2 +$

$a_{k+1}/4)$ 으로  $\pm(\pi/2), \pm(\pi/4)$ 와 0인 다섯 가지이다. 이는 표2와 표3에 정리한다.

### 제 3 장 수신성능 분석

#### 3-1 최대근사추정 복조(9)

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

최대근사추정은 부호화 규칙에 의해 인접 심볼간 신호높이를 참조하여 확률적으로 가능성이 가장 큰 값에 (+1, -1)를 부여한다. 트렐리스 경로에서 수신 심볼간의 신호높이 차이 (distance)인 메트릭 (metric)을 부여하여 경로의 유사성을 조사한다.

트렐리스의 각 신호높이에 대해 열등경로를 제거함으로써 최적경로를 찾는다. 이때 남는 경로를 생존경로 (survival paths)라 한다<sup>[9]</sup>.

검파지연  $d$ 에 의한  $t=(k-d)T$ 에서 하나의 가지 (branch)는 모든 생존경로가 공통가지를 갖게 된다. 이때, 이 가지로부터  $a_{k-d}$ 를 검출한다. 그림 2는 트렐리스도이다. 그림 3은 최대근사추정의 흐름도이다. 다음은 최적경로를 찾기 위한 가지 메트릭과 누적경로 메트릭의 정의이다<sup>[11]</sup>.

1) 가지 메트릭(branch metric) : 시간구간  $t=(k-1)T$ 와  $t=kT$ 에서 신호높이를 잇는 가지의 신호높이 차이.

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	$\pi/2$

표 3.  $(D^2+2D+1)$ 의 신호높이천이 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

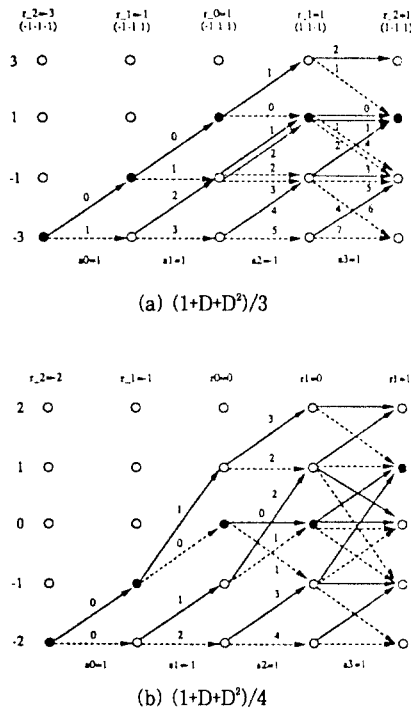


그림 2. TFM의 트렐리스도  
Fig. 2. Trellis diagram for TFM

- 2) 누적경로 메트릭(cumulative path metric) : 경로를 구성하는 모든 가지의 메트릭의 합.
- 3) 최대 경로 길이는 N-심볼로 제한.

3-1-1 경로 초기화

최대근사추정의 트렐리스를 확장한다. 부호화 규칙과 신호높이 천이규칙을 이용하여 수신신호를 추정한다. 최초 수신신호 r-2에서 r-1로의 경로는 a-2=a-1=1인 경우 a0에 의해 결정된다.

3-1-2 경로 확장

그림 2에서 r2까지 생성된 경로 수는 r2=±2 인 경우에 각 2개, r2 = ±1, 0인 경우 각각 4개가 되어 모두 16개의 경로가 생성된다. t = kT까지의 경로에서 노드 rk에서의 동일한 신호높이로 들어오는 경로 중에 ak+1 값이 같은 경로는 둘 이하이다.

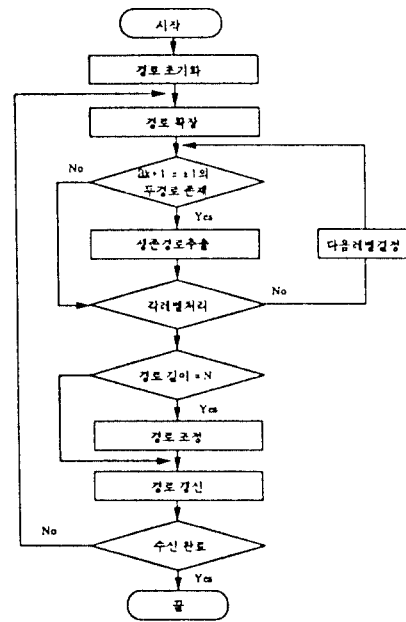


그림 3. 최대근사추정 흐름도  
Fig. 3. Flow chart for MLSE

만약, k 번째 노드에서 한 신호높이에 대하여 ak+1 값이 같은 경로가 둘인 경우, 이 두 경로가 k 번째 노드 이후 경로는 똑같다. 따라서, 이 두 경로를 모두 확장한다면 k+1번째 노드부터는 중복경로가 된다.

3-1-3 생존 경로 추출

생존 경로 추출은 경로 확장에서 생성된 경로 중에서 동일 신호높이로 들어오는 경로 중에서 누적 경로 메트릭이 큰 열등경로를 제거한다.

만약, 두 경로의 누적 경로 메트릭이 같으면, 각 경로에서 rk-2에 해당하는 노드까지의 누적 경로 메트릭을 비교한다. 그것이 작은 경로가 K번째에서 오류가 발생한 것이므로 이를 제거한다.

3-1-4 경로길이 조정

경로를 확장하고 생존 경로를 추출과정에서 다수 심볼

오류 발생으로 인해 특정 신호높이의 유일한 경로가 n 을 초과해도 NRZ신호가 검출되지 않는다. 이때, 오류 전파 (error propagation)를 막기 위해 강제로 유일한 추정 NRZ신호 열을 복원한다.

3-1-5 경로 갱신

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

3-2 지연 적응동화 (10)

지연 적응동화에서는 탭 계수 조정을 위해 오류신호를 발생시킨다. 오류신호는 수신신호와 결정신호의 차이므로, 검파단의 출력신호에서 결정신호의 신뢰성을 높여야 한다. 이를 위해 선형 적응동화 후단에 직접 결정방식 (decision direct) 대신, 최대근사추정 (MLSE)의 결정신호에 의한 오류신호로 탭 계수를 조정한다.

최대근사추정에 의한 지연은 등화기 탭 계수의 조정에 의해 극복된다. 이때 안정된 수렴을 위해 LMS 알고리즘의 스텝 크기를 줄이므로써 안정된 알고리즘을 얻는다.

적응동화에서 자승 평균오류를 최소화하는 가파른 감쇠 순환 알고리즘은 지연이 없는 임계치 결정인 심볼검파를 사용한다. 하지만 비터비 알고리즘을 사용하는 최대근사추정은 검파지연으로 인한 펄스 지연시간에 따라 시스템의 복잡도가 커진다.

검파의 복잡도를 줄이고 횡단 등화기의 안정한 수렴특성을 위해 지연 시간에 따른 수렴계수의 상한을 결정해야 한다.

그림 4에서  $r^{(k)}$ 는 k 번째 지연을 갖는 수신심볼 벡터이다.  $c^{(k)}$ 는 M 개의 탭 계수를 갖는 횡단 여파기의 탭 계수 벡터일 때, 등화기 출력  $y_k$ 는 다음과 같다.

$$y_k = c^{(k)} r^{(k)} \tag{9}$$

이때, 출력 신호의 오류는 원하는 출력  $d_k$ 와 등화기 출력  $y_k$ 의 차이로 탭 계수에 따른 gradient 벡터  $g^{(k)}$ 는 다음과 같다.

$$g^{(k)} = E \left[ \frac{\partial e_k^2}{\partial c^{(k)}} \right] \tag{10}$$

자승 평균오류를 최소화하는 가파른 감쇠 순환 알고리즘의 가중치 조정 알고리즘은 스텝의 크기  $\Delta_k$ 를 조정하는 변수인  $s_k$ 와  $g^{(k)}$ 에 의해 다음과 같다.

$$\begin{aligned} c^{(k+1)} &= c^{(k)} - s_k g^{(k,D)} \\ &= c^{(k)} - \Delta_k E \{ e_{k-D} r^{(k-D)} \} \\ &= c^{(k)} - \Delta_k (A c^{(k-D)} - \alpha) \end{aligned} \tag{11}$$

여기에서, A는 수신신호열의 상관행렬 (correlation matrix)이다.  $\alpha$ 는 수신신호와 원하는 신호의 상호상관 벡터 (cross-correlation vector)이다. 또, 자승 평균오류를 최소화하는 탭가중치의 최적값은 다음과 같다.

$$c_{opt} = A^{-1} \alpha \tag{12}$$

탭 가중치 조정의 분리를 위한 변환에서, 행렬 A를 대각행렬 (diagonal matrix)로 만드는 정규직교 행렬 (orthonormal matrix) P와 행렬 A의 고유치 (eigen value)  $\lambda$ 의 대각행렬  $\Lambda$ 에 의한 가중치 조정 알고리즘은 다음과 같다.

$$c^{(k+1)} = c^{(k)} - \Delta_k (A c^{(k-D)} - p \alpha) \tag{13}$$

식 12와 식 13에서 탭 가중치 오류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} h^{(k)} &= c^{(k)} - c'_{opt} \\ &= c^{(k)} - \Delta_k \Lambda h^{(k-D)} \end{aligned} \tag{14}$$

여기에서  $\Delta_k$ 가 상수  $\Delta$ 이면, 탭 가중치  $j$ 가  $j=1, 2, \dots, M$ 에 대한  $j$ 번째 탭 계수 오류의 Z 변환은 다음과 같다.

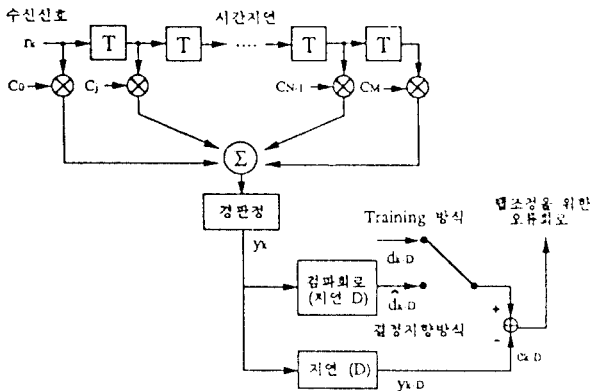


그림 4. 지연 적응 선형등화기 구조  
Fig. 4. Delayed adaptive linear equalization

$$H_{j(z)} = \frac{z^{D+1}h_j(0)}{z^{D+1}-z^D+\Delta\lambda_j} \quad (15)$$

k가 극한값을 가질 때,  $|h_j^{(k)}|$ 가 0이 되기 위한 필요충분 조건은  $H_{j(z)}$ 가 복소 z 평면에서 단위원 내에 존재해야 한다. 만약,  $j=1, \dots, M$ 에 대해  $\lim_{k \rightarrow \infty} |h_j^{(k)}| = 0$ 가 만족한다면,  $\lim_{k \rightarrow \infty} c^{(k)} = c_{opt}$ 이다.

식 15가 안정한 수렴을 위한 필요충분 조건은 특성함수  $F(z) = \{z^{D+1} - z^D + \Delta\lambda_j\}$ 의 모든 근이 단위원 내에 존재해야 한다.  $F(z)$ 의 특성함수는 다음과 같다.

$$F(z) = z^{D+1} - z^D + \Delta\lambda_j \quad (16)$$

특성함수의 특정한 형태에서 근의 위치를 결정할 수 있다.  $\beta = \Delta\lambda_j$  정의와  $z=e^{j\phi}$ 에서,  $\beta$ 가 실수이므로 특성함수 식 16에서 다음을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \beta &= \cos D\phi - \cos(D+1)\phi \\ \sin D\phi - \sin(D+1)\phi &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

$\phi$  값이 단위원 내에 존재해야 하므로  $l$ 이 기수이고,  $|l| \leq 2D+1$  또는  $l=0$  인 경우  $\phi = \frac{l\pi}{2D+1}$ 이다.  $\beta$  값이 단위 원내에 존재해야 하므로,  $\beta$ 의 값은 다음과 같다.

$$\beta = 2\sin \frac{l\pi}{2(2D+1)} \quad (18)$$

시스템의 전반적인 특성은 시스템 특성함수의 pole이 갖는 근의 위치에 따라 결정된다.  $\beta=0$ 인 경우, D의 근은 원점에 있다. 다른 하나의 근은  $z=1$ 에 있다. 따라서 모든 근이 단위 원내에 존재할 때  $\beta$  값이 식 18을 만족하므로  $\Delta$ 와  $\lambda_j$ 에 의해 수렴계수 구간이 다음과 같이 정의된다.

$$0 < \Delta < \frac{2}{\lambda_j} \sin \frac{\pi}{2(2D+1)} \quad (19)$$

또한, 안정된 수렴을 하기 위한 필요충분 조건은 다음과 같다.

$$0 < \Delta < \frac{2}{\lambda_{max}} \sin \frac{\pi}{2(2D+1)} \quad (20)$$

여기에서, D는 지연 연산자의 숫자를 나타낸다.

### 3-3 채널모델링

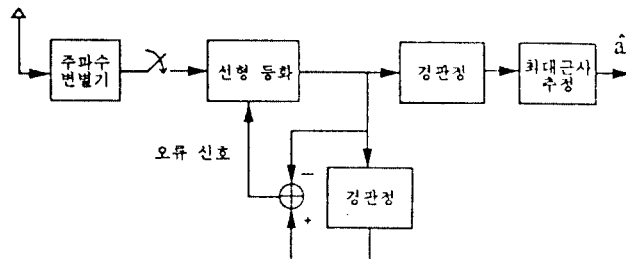
심각한 인접심볼 간섭을 받는 단파 전리층 전파 채널의 전달함수 및 고유치분포비(eigen value spread ratio)는 다음 표4와 같다. 다음 채널들은 주파수 상에 골이 존재하는 열악한 채널이며, 고유치 분포비에 따라 채널의 열악도를 알 수 있다<sup>[2](11)</sup>.

### 3-4 모의실험

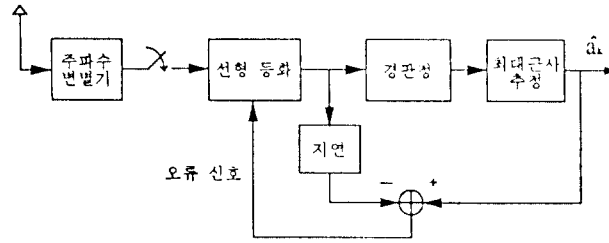
본 논문에서 등화기는 31개의 탭을 사용한다. 수렴계수는 0.001이다. 적응등화와 최대근사추정을 적용한 시스템과 비교하기 위한 bit-by-bit 검파 시스템의 구성도는 그림 5와 같다.

표 4. 단파전리층전파채널

	전달함수 F(z)	고유치분포비
채널1	$0.26+0.93z^1+0.26z^2$	11
채널2	$0.304+0.903z^1+0.304z^2$	21
채널3	$0.408+0.816z^1+0.408z^2$	$\infty$



(a) 선형등화와 최대근사추정에 의한 검파(모델-A)



(b) 지연 적응등화와 최대근사추정에 의한 검파(모델-B)

그림 5. 지연 적응등화와 최대근사추정 검파  
Fig. 5. DLMS and MLSE

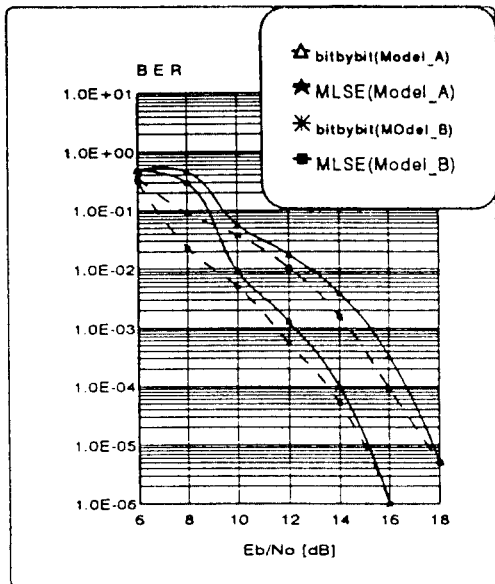
그림 6은 지연 적응등화와 선형등화의 수신성능 비교 곡선이다. 그림에서 최대근사추정이 bit-by-bit 검파보다 약 2dB 우수하다. 또한, 지연 적응등화를 적용한 최대근사추정은 선형등화를 적용한 최대근사추정이 보다 약 0.5dB 우수하다.

따라서 지연적응 등화와 최대근사추정을 이용한 상관 부호화된 신호의 복호는 대부분의 채널에서 사용 가능하다.

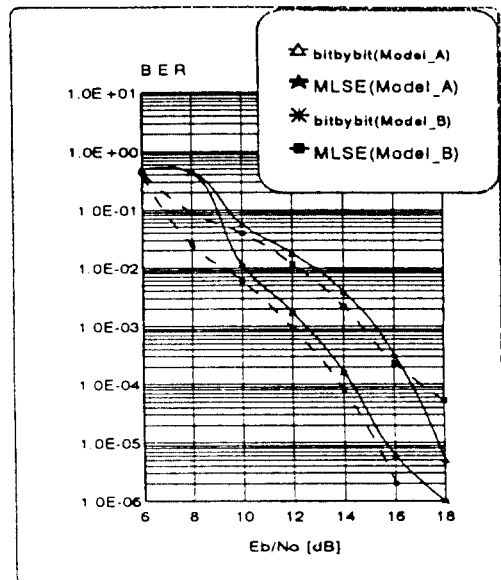
### 제 4 장 결 론

본 논문에서는 대역폭 효율 향상을 위한 협대역 디지털 FM 시스템 설계한다. 송신측 분석으로 파형합성기에 의한 실험에서 1.3kbps의 NRZ 입력이 가해질 때, 신호속도의 약 1/2에 해당하는 점유대역폭을 갖는다. 스펙트럼 분석으로 상관 다항식  $(1+2D+D^2)/4$ 은 점유대역폭이 645Hz로 중간정도이고, 부엽이 작아 협대역 FM에 유리하다.

수신성능 개선으로 적응등화와 최대근사추정을 적용한다. 상관부호화의 규칙에 따라 제안된 최대근사추정을 이용한 지연 적응등화를 진화채널과 단파 진리층 진파

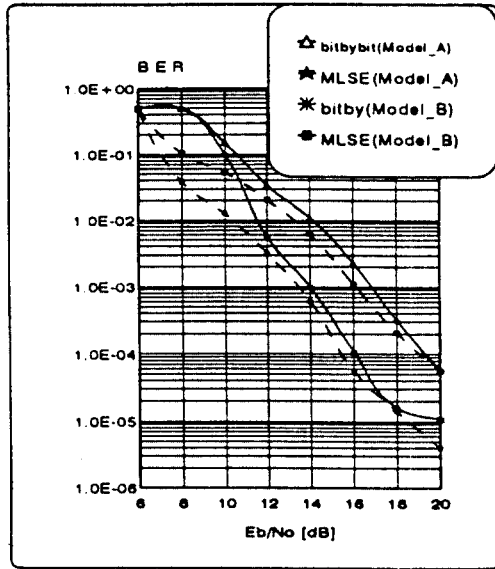


(a) 채널-1(고유치분포비:11)



(b) 채널-2(고유치분포비:21)





(c) 채널-3(고유치분포비: ∞)

그림 6. 지연 적용등화와 최대근사추정의 오류성능  
(지연 10심볼, 전방덱 31, 수렴계수 0.001)  
Fig. 6. BER curves of DLMS and MLSE

채널과 스펙트럼 골이 존재하는 채널에서 bit-by-bit 검파에 비해 수신 오류를 향상하였다.

선형등화를 적용한 경우 최대근사추정은 거의 모든 채널에서 bit-by-bit 검파에 비해 약 2 dB의 수신성능이 향상되었다. 지연적용등화를 적용한 경우 최대근사추정은 거의 모든 채널에서 선형등화를 적용한 최대근사추정보다 약 0.5dB의 수신성능이 향상되었다.

참고문헌

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. G. Long, F. Ling and J.G. Proakis, " The LMS Algorithm with Delayed Coefficients Adaptation," *IEEE Trans. Acoustics., Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-37, no. 9, pp.1397-1405, Mar. 1983.
11. 노재호, 김남용, 강창연, "주파수 선택성 페이딩채널에서 적응등화기의 성능분석," 한국통신학회 논문집, 제 16권 제3호, pp.248-258, 1991, 3.
12. 강민구, 박길재, 김종일, 강창연, "고속 페이딩 채널에서 DFE기법을 적용한 PRCPM신호의 주파수 검파에 관한 연구," 한국통신학회논문지, 제16권 제5호 1991,5.
13. 정의성, 홍대식, 조형래, 강창연 "TFM 방식에서 Trellis 검파의 성능분석," 대한전자공학회 논문집, 제

29권 제7호, pp.524-532, 1992, 7.



姜 珉 求(Min Goo Kang) 정회원

1963年11月5日生  
 1986年 2月 : 延世大學校 電子工學  
 科(工學士)  
 1985年 12月~1987年 1月:三星半導  
 體通信(株)通信研究所  
 1989年 2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)  
 1994年 3月~現在 : 湖南大學校 情報通信工學科 學科長

李 永 朝(Young Jo Lee)

정회원

1969年1月31日生  
 1991年 2月 : 延世大學校 電子工學科(工學士)  
 1993年 2月 : 延世大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)  
 1993年 3月~現在 : 延世大學校 大學院 電子工學科 博士科程



宋 旺 曠(Wang Cheol Song) 정회원

1963年12月12日生  
 1989年 2月 : 延世大學校 電子工學  
 科(工學士)  
 1991年 2月 : 延世大學校 大學院 電  
 子工學科(工學碩士)  
 1995年 8月 : 延世大學校 大學院 電  
 子工學科(工學博士)

趙 鎭 來(Hyoung Rae Cho)

정회원

1959年6月30日生  
 1982年 2月 : 光云大學校 電子工學科(工學士)  
 1984年 2月 : 延世大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)  
 1984年 1月~1990年 6月:金星電氣技術研究所 先任研究員  
 1994年 2月 : 延世大學校 大學院 電子工學科(工學博士)  
 1994年 3月~現在 : 延世大學校 電子情報通信研究所 責任研究  
 員

康 昌 彥(Chang Eon Kang)

정회원

現在 : 延世大學校 電子工學科 教授  
 한국통신학회 논문지 제20권 제1호 참조