

3-h CPM 차동 검파기의 오류 성능 개선

正會員 洪 羲 植* 正會員 韓 榮 烈**

On the Improvement of Error Performance in the Differential Detector for 3-h CPM

Hee Sik HONG*, Young Hearl HAN** *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 3T 신호 구간마다 변조지수가 주기적으로 변하도록 한 3-h CPM 신호의 차동 검파에 적합한 변조 지수 집합 $\{h_i\}$ ($i=1,2,3$)을 선택하고 선택된 변조지수를 갖는 3-h CPM 신호에 대해 3T 구간의 표본주기마다 3bits 정보를 검출하는 심볼 단위의 검파기와 T 구간의 표본주기마다 1 bit 정보를 검출하는 비트 단위의 검파기를 제안하였다.

또한 비용장 오류 정정 회로와 비터비 알고리즘을 3-h CPM 차동 검파기에 적용하여 시뮬레이션 한 결과 오류특성이 개선되었음을 확인하였다.

ABSTRACT

In the paper, the differential detection techniques of 3 h CPM signals whose modulation index is varied periodically are proposed and their error performances are analyzed. We select the modulation index sets which are proper to the differential detection and propose the differential detectors which detect a symbol with 3 bits per sampling period of 3T and detect a bit per sampling period of T.

Applying the nonredundant error correction circuit and viterbi algorithm to differential detection of 3-h CPM, we ascertain the error performances are improved.

1. 서 론

주기성을 갖는 K개의 변조 지수 집합 $\{h_i\}(i=1, 2, \dots, K)$ 에 의한 부호화로 인하여 위상 trellis 상의 최초의 merger를 지연시키므로써 신호간 유클리드 거리를 크게하여 오류 성능을 개선시킬수 있는 multi-h CPM(Continuous Phase Modulation)은 정진폭 특성과 연속위상특성 등에 의해 디지털 이동

통신 및 위성통신에 적합한 변조 방식이 될 수 있다^{1,2,3}. 일반적으로 multi h CPM 신호는

$$s(t, \mathbf{a}) = \sqrt{2E/T} \cos[2\pi f_0 t + \phi(t, \mathbf{a}) + \phi_0] \quad (1-1)$$

로 표현되며, 이때 T와 E는 각각 신호 주기와 신호 에너지를 나타내며 ϕ_0 는 임의의 반송파 위상을 나타낸다. 정보비트를 포함하는 위상함수는

$$\phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi f \sum \text{hag}(\tau_i T) d\tau \quad (1-2)$$

*東洋工業專門大學 通信工學科

**漢陽大學校 電子通信工學科 教授

Dept. of Electronic Communication Engineering
Han Yang University

論文番號 : 92-26 (接受 1991. 11. 19)

로 표현되며 $g(t)$ 는 주파수 성형 함수를, a_k 는 $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$ 의 값을 갖는 정보 계열을 나타낸다. 또한 변조 지수 집합은

$$h_i = h_i + k \quad (1-3)$$

이 되어 k 를 주기로 반복적인 값을 갖는다. 본 논문에서는 $k=3$ 이고 주파수 성형 함수 $g(t)$ 가

$$g(t) = \begin{cases} 1/2T & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (t < 0, t > T) \end{cases} \quad (1-4)$$

인 full response 3-h CPM 신호의 차동 검파 방식을 제안하고 비용장 오류 정정 회로와 비터비 앤고리들을 적용하여 동기 검파에 비해 저하되는 오율 성능을 개선하였다.

II. 3-h CPM 차동 검파기

2-1. 표본주기 3T인 차동 검파기

차동 검파는 수신 신호와 지연된 수신 신호사이의 승적을 통해 얻은 위상차로부터 원래의 정보를 검출하는 과정이다. 3-h CPM 신호의 경우 $3T$ (T : 신호 주기) 구간 동안의 위상차에 대응되는 3 bits 정보 계열을 검출할 수 있다. 주파수 성형 함수 $g(t)$ 의 $t=nT$ 인 순간에서의 excess phase는

$$\phi_n = \pi \sum_{i=0}^{n-1} a_i h_i, \quad a_i = \pm 1 \quad (2-1)$$

이 되며 변조 지수는

$$h_i = \frac{2^k}{2^n}, \quad k=0,1,2,\dots,n-1 \quad (2-2)$$

일때 nT 구간 동안의 신호 위상차는 그림 2-1과 같이 단위위상에 등간격으로 배열한다. 3-h CPM 신호는 $n=3$ 인 경우에 해당되며 이에 대응되는 변조 지수 집합은 $\{h_i\} = \{1/8, 2/8, 4/8\}$ 가 된다. 이로부터 $3T$ 구간 동안의 정보 계열 $\{a_i\}$ 에 따른 신호 위상차를 $\Delta\phi$ 에 나타내었다. 각각의 위상차의 직교 성분을 통해서 3 bits 정보 계열을 검출할 수 있는 차동 검파기가 그림 2-2에 나타나 있다. 또한 $3T$ 구간의 신호 위상차와 그 배수에 대응되는 신호점이 그림 2-3과 같

이 배열되므로 그림 2-4와 같은 차동 검파기를 구성할 수 있다. 3비트 중에 하위 비트는 $\Delta\phi$ 에 대한 신호점으로부터, 가운데 비트는 $2\Delta\phi$ 의 신호점으로부터, 그리고 상위 비트는 $4\Delta\phi$ 의 신호점으로부터 검출할 수 있다. 이와 같은 검파가 가능한 3-h CPM의 변조 지수 집합은 $\{1/8, 4/8, 6/8, 12/8, 4/8, 7/8, 14/8, 6/8, 7/8\}$ 이 있을 수 있으나 전력 스펙트럼면에서 $\{1/8, 2/8, 4/8\}$ 의 경우가 가장 유리하다.

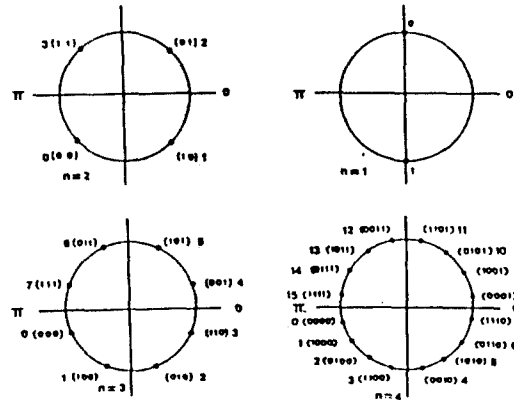


그림2-1. Multi h CPM의 신호 위상차
Fig.2-1. Signal constellation of phase difference for multi-h CPM.

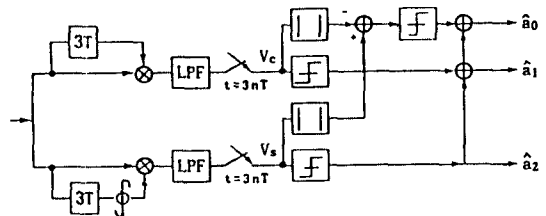
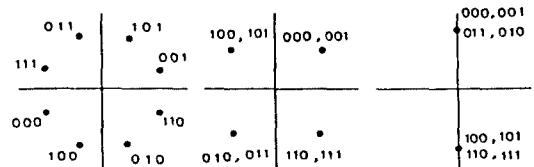


그림2-2. 3-h CPM의 차동 검파기
Fig.2-2. Differential detector of 3-h CPM



$\Delta\phi = \theta(t) - \theta(t-3T)$ $2\Delta\phi$ $4\Delta\phi$
그림2-3. $3T$ 구간의 위상차와 2배수 및 4배수에 대응되는 신호점 배열
Fig.2-3. Signal constellations for phase difference during $3T$ intervals and its multiples.

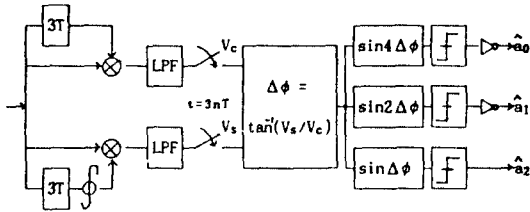


그림2-4. 신호질 재배치법 이용한 3-h CPM 차동 검파기
Fig.2-4. Differential detector of 3-h CPM using signal reconstitulation.

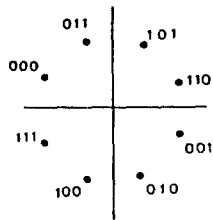


그림2-5. 변조지수 1/2, 3/8, 4/8인 3-h CPM의 신호 집배열
Fig.2-5. signal constellation of 3-h CPM with modulation index {1/2, 3/8, 4/8}.

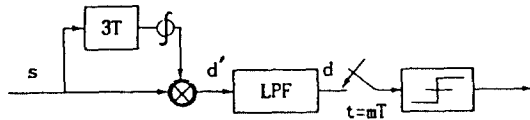


그림2-6. 표본주기 T인 3-h CPM 차동 검파기
Fig.2-6. Differential detector of 3-h CPM with sampling time T.

표 1. 3-h CPM 신호의 3T 구간동안의 위상차
Table. 1. Phase difference of 3-h CPM during 3T intervals.

$a_0 a_1 a_2$	$a_0 h_0 + a_1 h_1 + a_2 h_2$	$\Delta\phi$
1 -1 1	$(1/8 - 2/8 + 4/8)$	$7/8\pi$
1 -1 -1	$(1/8 - 2/8 - 4/8)$	$5/8\pi$
-1 1 -1	$(-1/8 + 2/8 - 4/8)$	$3/8\pi$
1 1 -1	$(1/8 + 2/8 - 4/8)$	$1/8\pi$
-1 -1 1	$(-1/8 - 2/8 + 4/8)$	$1/8\pi$
1 -1 1	$(1/8 - 2/8 + 4/8)$	$3/8\pi$
-1 1 1	$(-1/8 + 2/8 + 4/8)$	$5/8\pi$
1 1 1	$(1/8 + 2/8 + 4/8)$	$7/8\pi$

2-2. 표본주기 T인 차동 검파기

3T 구간의 위상차로부터 표본 주기 T 마다 정보 비트를 검출하기 위해서는 송신단에서 변조전에 차동 부호화를 수행한다. 차동 부호화는 아래의 식과 같은 방법으로 이루어진다.

$$a_k = a_{k1} \cdot a_{k2} \cdot m_k \quad (2.3)$$

여기서 m_k 는 $t+kT$ 인 순간의 원래의 정보 비트이며, a_k 는 차동 부호화된 정보 비트를 나타내며 각각 ± 1 의 값을 갖는다. 단위 원주상에 등간격으로 위상차 배열을 갖는 변조지수 집합중에서 a_k 로부터 원래의 정보비트 m_k 를 검파할 수 있는 변조지수 집합은 $\{2/8, 3/8, 4/8, 12/8, 4/8, 5/8, 13/8, 4/8, 6/8\}$ 그리고 $\{4/8, 5/8, 6/8\}$ 이 있다. 이 밖에 등간격의 위상차 배열을 갖지 않지만 위와 같은 검파가 가능한 변조지수 집합으로 $\{(2^{m+1}-1)/2^m, 2^{m+1}/2^m, (2^{m+1}+1)/2^m\}$ 이 있을 수 있다. 그림 2-5에서는 $\{2/8, 3/8, 4/8\}$ 의 변조지수를 갖는 3-h CPM 신호의 3T 구간의 위상차 배열을 나타내었다. 식 (2.3)으로부터

$$m_k = a_k \cdot a_{k1} \cdot a_{k2} \quad (2.4)$$

이 되어 상반면에 위치한 $(0 \sim \pi)$ 정보 계열은 1로, 하반면에 위치한 $(\pi \sim 2\pi)$ 정보 계열은 -1로 검출된다. 그림 2.6에 표본 주기 T인 간단한 차동 검파기를 나타내었다. 잡음이 없는 경우, 수신 신호와 각 단계에서의 신호는 아래와 같이 표현된다. 즉,

$$s(t) = \sqrt{2E/T} \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)] \quad (2.5)$$

$$d'(t) = s(t) * s(t-3T) + \sqrt{2E/T} \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)] * \sin[2\pi f_0(t-3T) + \phi(t-3T)] \quad (2.6)$$

$$d(t) = E/T \sin[\phi(t) - \phi(t-3T)] \quad (2.7)$$

이 되어 $t=mT(m=3,4,\dots)$ 인 순간의 표본화에 의한 3T 구간의 위상차로부터 원래의 정보 계열을 검출하게 된다.

III. 오율 개선 방안

3-1. 비용장 오류정정 기법

본 논문에서는 T 구간 및 3T 구간의 시간 지연으로부터 얻은 정보 계열을 각각 데이터와 패리티로 하여 데이터에서 발생된 오류를 정정할 수 있는 비용장 오류 정정 (nonredundant error correction) 기법^{[6][7]}을 3-h CPM의 차동 검파기에 적용하여 오율 특성을 시뮬레이션 하였다. 그림 3-1. 에서와 같이 데이터 D_k 와 패리티 P_k 를 이용한 복호 방식으로는 신드롬 피드백 복호를 사용 하였다^[8]. 오류 정정 회로에 입력되는 데이터와 패리티는

$$\begin{aligned} D_k &= \dot{D}_k + e_{dk} \\ P_k &= \dot{P}_k + e_{pk} \end{aligned} \quad (3-1)$$

로 표현되며, 이때 \dot{D}_k 와 \dot{P}_k 는 오류가 없을 때의 데이터와 패리티를 나타내고 e_{dk} 와 e_{pk} 는 데이터와 패리티에서 발생된 오류를 나타낸다. 그림 3.1로 부터 신드롬은 다음과 같이 발생된다.

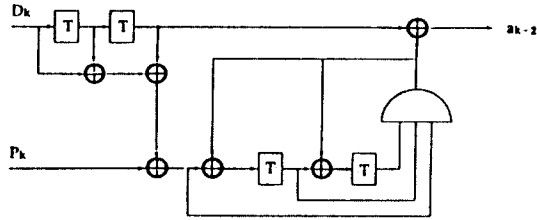


그림3-1. 비용장 오류 정정 회로
Fig.3-1. Nonredundant error correction circuit.

$$\begin{aligned} S_k &= D_k + D_{k-1} + D_{k-2} + P_k \\ &= e_{dk} + e_{dk-1} + e_{dk-2} + e_{pk} \end{aligned} \quad (3-2)$$

$$S_{k-1} = e_{dk-1} + e_{dk-2} + e_{pk-1} \quad (3-3)$$

$$S_{k-2} = e_{dk-2} + e_{pk-2} \quad (3-4)$$

윗 식으로 부터 $t=(k-2)T$ 일 순간의 데이터에서 발생된 오류는

$$e_{dk-2} = S_k \cdot S_{k-1} \cdot S_{k-2} \quad (3-5)$$

로 표현되어, 그림 3.1에서와 같이 오류 정정 회로에 입력되는 데이터와 패리티에서 발생된 오류사이의 modulo-2 연산에 의해 데이터에서 발생된 한개의 오류가 정정될 수 있다^[6].

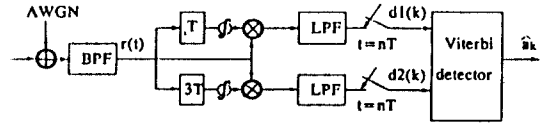


그림3-2. 비터비 검파를 위한 시뮬레이션 모델
Fig.3-2. Simulation model for Viterbi detection.

3-2. 비터비 알고리즘 검파

신호 구간 T 및 3T 구간의 위상차로 부터 얻은 $d_1(k)$ 와 $d_2(k)$ 를 이용한 비터비 알고리즘을 그림 3.2와 같이 3-h CPM 차동 검파기에 적용 시켜서 오율 성능을 시뮬레이션 하였다. 신호 전력을 정규화 했을때 ($E/T=1$) 가우시안 잡음(AWGN)하에서 내역 여파기를 통과한 수신 신호는

$$r(t) = \sqrt{2} \cos(\omega t + \Phi(t)) + n_b(t) \quad (3-6)$$

이때 $n_b(t)$ 는 협대역 가우시안 잡음으로 다음과 같이 표현 된다.

$$\begin{aligned} n_b(t) &= n_c(t) \cos(\omega t + \Phi(t)) - n_s(t) \sin(\omega t + \Phi(t)) \\ &= R(t) \cos(\omega t + \Phi(t) + \theta(t)) \end{aligned} \quad (3-7)$$

여기서 $n_c(t)$ 와 $n_s(t)$ 는 상호 독립적인 가우시안 랜덤 프로세스이며

$$R(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)} \quad (3-8)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1}[n_s(t) / n_c(t)] \quad (3-9)$$

이 된다. 1 bit 지연 검파와 3 bits 지연 검파의 결과 식은

$$\begin{aligned} r_1(t) &= r(t) * r(t-T) |_{t=0} \\ &= \sin(\Phi(t) - \Phi(t-T)) + (R(t-T) / \sqrt{2}) * \sin(\Phi(t) - \Phi(t-T) - \theta(t-T)) \\ &\quad + (R(t) / \sqrt{2}) * \sin(\Phi(t) - \Phi(t-T)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & +\theta(t))+(R(t)*R(t-T) / 2)*\sin(\Phi(t)-\Phi(t-T) \\
 & +\theta(t)-\theta(t-T)) \quad (3-10)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r_2(t) &= r(t)*r(t-3T) \quad (9) \\
 &= \sin(\Phi(t)-\Phi(t-3T))+(R(t-3T) / \sqrt{2})*\sin(\Phi(t) \\
 & \cdot \Phi(t-3T)-\theta(t-3T)+(R(t) / \sqrt{2})*\sin(\Phi(t)-\Phi \\
 & (t-3T)+\theta(t))+(R(t)*R(t-3T) / 2)*\sin(\Phi(t) \\
 & \Phi(t-3T)+\theta(t)-\theta(t-3T)) \quad (3-11)
 \end{aligned}$$

이 된다. $\omega_c T=2k\pi(k=1,2,\dots)$ 가 되도록 반송파 주파수를 선정하면 지역 여파기를 통과한 신호는 $t=kT$ 인 순간에 각,

$$\begin{aligned}
 d_1(k) &= \sin(\Phi(kT)-\Phi(k-1)T))+n_1(kT) \\
 &= a_k+n_1(kT) \quad (3-12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 d_2(k) &= \sin(\Phi(kT)-\Phi(k-3)T))+n_2(kT) \\
 &= a_k a_{k-1} a_{k-2}+n_2(kT) \quad (3-13)
 \end{aligned}$$

이 되며, 이때 $n_1(kT)$ 와 $n_2(kT)$ 는 각각 1bit 지연 검파와 3 bit 지연 검파시의 잡음의 총합을 나타낸다. 여기서 수신 신호에 가장 근접한 정보 계열을 찾기 위해 MLSE(maximum likelihood sequence estimation) 방법을 이용한다. 즉, 평균 차등 오차를 최소화 시키는 정보 계열을 선택한다.

$$P(1)=\min \sum_{j_1}^1\{[d_1(j_1)-a_1]^2+[d_2(j_1)+a_1 a_{j_1-1} a_{j_1-2}]^2\} \quad (3-14)$$

이 식을 전개하여 최대화 시킨 형태로 표현하면

$$R(1)=\max \sum_{j_1}^1[a_1 d_1(j_1)-a_1 a_{j_1-1} a_{j_1-2} d_2(j_1)] \quad (3-15)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 정보 계열 $\{a_k\}$ 는 ± 1 의 2가지 상태 값을 갖게 되므로 그림 3.3과 같은 2상태 비터비 알고리즘 검파 방식을 적용한다. $[k-2, k]$ 구간에서 존재할 수 있는 경로는 8가지 경로가 있으며 각각의 경우에 해당되는 branch metric을 표2와 같이 정의할 수 있다. 또한 $t=kT$ 인 순간에 ± 1 의 상태를 갖는 node metric은 4개가 존재할 수 있다. 즉,

$$R_{11}(k)=\max[R_{11}(k-1)+L_4(k), R_{12}(k-1)+L_2(k)]$$

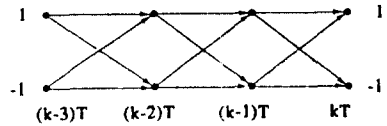


그림3-3. 2상태 비터비 검파를 위한 트렐리스 圖
Fig.3-3. Trellis diagram for 2 state Viterbi detection.

표 2. 정보 계열에 따른 branch metric
Table. 2. Branch metric by information sequence.

a_k	a_{k-1}	a_{k-2}	$L(k)$
1	1	1	$L_1(k)=-d_1(k)+d_2(k)$
1	1	-1	$L_2(k)=d_1(k)+d_2(k)$
1	-1	1	$L_3(k)=d_1(k)-d_2(k)$
1	-1	-1	$L_4(k)=d_1(k)+d_2(k)$

$$R_{12}(k)=\max[R_{21}(k-1)+L_2(k), R_{22}(k-1)+L_4(k)]$$

$$R_{21}(k)=\max[R_{11}(k-1)+L_1(k), R_{12}(k-1)+L_3(k)]$$

$$R_{22}(k)=\max[R_{21}(k-1)+L_3(k), R_{22}(k-1)+L_1(k)]$$

여기서 $R_{ij}(k)$ 는 $t=(k-1)T$ 인 순간에 j 의 상태를 갖는 node에서 $t=kT$ 인 순간에 i 의 상태를 갖는 node metric을 나타낸다. $d_1(k)$ 와 $d_2(k)$ 를 이용하여 정보 계열을 결정하는 과정은 다음과 같다.

- 1) $t=kT$ 인 순간의 branch metric 계산
- 2) $t=kT$ 인 순간의 node metric 계산
- 3) 최대 node metric 결정
- 4) $t=(k-2)T$ 인 순간의 정보 계열 결정

IV. 결과 및 고찰

차동 검파가 가능한 변조 지수를 갖는 6종류의 3-h CPM 신호에 대해 차동 검파시 오류 특성을 분석 하였다. 그림 4.1은 3T 구간의 위상차 정보를 이용한 일반적인 차동 검파기의 오류 성능을 나타내었다. 단위

원주상에 등간격의 위상차 배열을 갖는 4개의 신호의 경우는 거의 유사한 오율 특성을 가지며, 등간격의 배열을 하지 않지만 차동 검파가 가능한 변조 지수 집합 $\{(2^{n-1}-1)/2^n, 2^{n-1}/2^n, (2^{n+1}-1)/2^n\}$ 을 갖는 신호는 n 이 클수록 향상됨을 알 수 있다. 비용상 오류 정정 (NEC) 기법과 비터비 알고리즘(VA)을 이용하여 오율 특성을 구한 결과, 그림 4.2와 같이 일반적인 차동 검파기에 비해 성능 개선이 이루어졌음을 알 수 있다. 변조 지수 집합이 $\{3/8, 4/8, 5/8\}$ 인 3-h CPM 신호의 경우, 10⁻⁴에서 NEC의 경우 약 3dB의 개선 효과를 가져왔고 VA를 이용한 결과, NEC에 비해 약 0.3dB 개선 되었다. 그림 4.3에서는 각각의 3-h CPM 신호에 대해 오율 개선 효과가 가장 좋은 비터비 검파에 의한 오율 성능을 비교하였다. $\{7/16, 8/16, 9/16\}$ 의 변조 지수를 갖는 3-h CPM 신호가 등간격의 위상차 배열을 갖는 신호에 비해 NEC나 VA에 의한 개선 효과가 떨어지나 전반적인 오율 성능은 일반적인 차동 검파의 경우와 마찬가지로 우수함을 확인하였다.

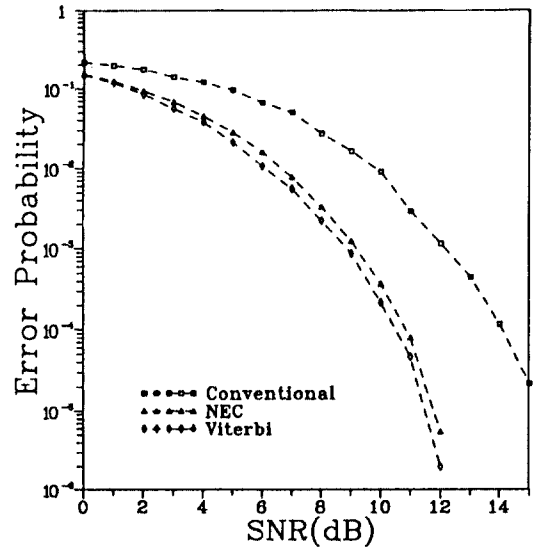


그림4-2. NEC와 VA를 이용한 차동 검파기의 오율특성 $\{3/8, 4/8, 5/8\}$

Fig.4-2. Error performances of differential detector using nonredundant error correction and viterbi algorithm $\{3/8, 4/8, 5/8\}$.

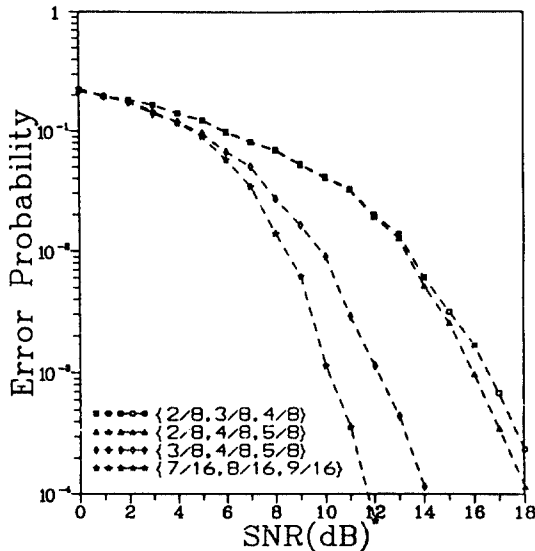


그림4-1. 3-h CPM 차동 검파기의 오율특성
Fig.4-1. Error performances of differential detector for 3-h CPM.

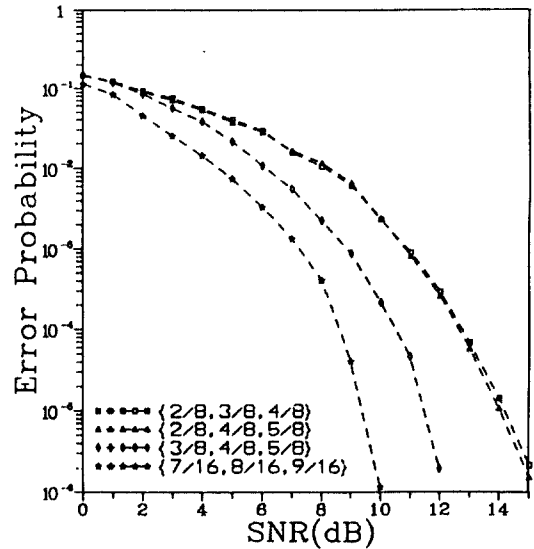


그림4-3. VA에 의한 3-h CPM 차동 검파기의 오율특성
Fig.4-3. Error performances of differential detector for 3-h CPM using Viterbi algorithm.

V. 결 론

본 논문에서는 3-h CPM 신호의 차동 검파 방식을 제안하고 이에 적합한 변조 지수 집합을 갖는 6종류의 3-h CPM 신호에 대해 오류 성능을 분석하였다. 동기 검파에 비해 수신기가 간략해지는 반면, 저하되는 차동 검파의 오류 성능을 개선하기 위해 비용량 오류 정정 기법과 비터비 엔코리들을 적용한 결과 6종류의 모든 신호에 대해 10에서 약 3~4 dB의 오류 개선효과를 얻었다. 변조 지수 17/16, 8/16, 9/16의 경우가 NEC나 VA에 의한 개선효과는 적으나 가장 좋은 오류 특성을 나타냈고 등간각의 위상차 배율을 갖는 4종류의 변조 지수중 12/8, 3/8, 4/8의 경우가 동일한 오류 조건하에서 내역폭 효율이 가장 좋을 수 있다. 또한 본 논문에서 제안한 VA의 경우가 NEC에 비해 전반적으로 약 0.3 dB 정도의 개선이 이루어짐을 확인 하였다.

참 고 문 헌

1. J.B.Anderson and D.P.Taylor, "A new class of signal space codes," IEEE Trans.IT 24, pp. 703-712, Nov. 1978.
2. S.G.Wilson, J.H.Highfill and C.D.Hsu, "Error bounds for multi-h phase codes," IEEE Trans. IT 28, pp.600-665, July 1982.
3. S.G.Wilson and R.C.Gaus, "Power spectra of

multi-h phase codes," IEEE Trans COM-29, 250-256.1981.

4. H.S.Hong, D.W.Yoon and Y.Y.Han, "A Study on the Differential Demodulation of Multi-h CPM," JCCI'91 No.1, pp.22-26, April, 1991, Korea.
5. A.Yongacoglu, D.makrakis and K.Feher, "Differential Detection of GMSK Using Decision Feedback," IEEE Trans. COM-36, pp.641-648, June, 1988.
6. T.Masamura, H.Fukeda, "Differential Detection of MSK with Nonredundant Error Correction," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-27, No. 6, pp.912-918, June, 1979.
7. S.Samejima et al., "Differential PSK System with Nonredundant Error Correction," IEEE J. SAC, Vol.SAC-1, pp.74 81, Jan., 1983.
8. A.J.Viterbi, J.K.Omura, Principles of Digital Communication and Coding, McGraw-Hill, New-York, pp.262-272.
9. D.Makrakis, A.Yongacoglu and K.Feher, "Novel receiver structures for systems using differential detection," IEEE Trans. VT 36, May 1987.
10. 한영린, 최중호, "DMSK System with Nonredundant Error Correction Capacity," Proc. of IEEE, GLOBECOM'91, Phoenix, Arizona, Dec., 1991, (Accepted).



洪 羲 植 (Hee Sik HONG) 正會員
 1957年 1月15日生
 1980年: 韓國航空大學 電子工學科 卒業(工學士)
 1982年: 韓國航空大學 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
 1988年: 漢陽大學校 大學院 電子通信工學科 博士課程 修了

1985年~現在: 東洋工業專門大學 通信工學科 副教授



韓 榮 烈 (Young Hearl Han) 正會員
 1960年: 서울大學校 電子工學科 卒業
 1974年: 美國미주리 주립大學校 (工學碩士)
 1979年: 美國미주리 주립大學校 (工學博士)
 1988年: 美國코로라도주립 大學校 (客員教授)

1980年~現在: 漢陽大學校 電子通信工學科 教授

1981年~1990年: 本學會 理事 常任理事

1991年: 本學會 副會長