

비용장 다중오류정정을 갖는 Duobinary MSK의 차동검파에 관한 연구

정희원 송석일*, 한영열**

A Study on Differential Detection of Duobinary MSK with Nonredundant multiple error correction

Seogil Song*, Youngearl Han** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 비용장 다중오류정정(nonredundant multiple error correction)을 이용하여 Duo 이진(Duobinary) Minimum Shift Keying(MSK) 차동검파의 성능을 향상시키는 방법에 대하여 제안 연구되었다. 비용장 다중오류정정을 갖는 Duobinary MSK의 차동검파에 대한 제안된 시스템은 두 개 이상의 타임슬롯(time slots) 만큼 지연되어 수신된 신호를 이용하여 얻은 출력이 패리티 체크 비트가 되어 다중오류정정에 이용되는 것이다. 제안된 시스템을 이용하여 가우시안 적응백색잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)과 나카가미(Nakagami) 페이딩으로 모델링된 이동통신 채널에서 비용장 연속다중오류정정(NEC)을 갖는 Duobinary MSK 차동검파성능에 대하여 연구하였으며, 다중오류정정 차수가 증가함에 따라 성능이 향상됨을 보였다.

ABSTRACT

An analysis of Differential Detection of Duobinary MSK, with nonredundant multiple error correction for power limited, is investigated. Proposed scheme for differential detection of Duobinary MSK with nonredundant multiple error correction utilizes the output that employ the received signal delayed by more than two time slots. The error rate performance of the proposed Differential Detection of Duobinary MSK with nonredundant multiple error correction is studied for Nakagami fading channel and AWGN.

I. 서론

이동통신 시스템에서 발생하는 큰 문제점중에 하나는 다중경로에 의한 신호진폭의 감쇄현상인 페이딩 현상을 들 수 있다. 이러한 현상 중에서 가장 일반적인 모델이고, 실험적 이론적으로 도심의 무선 다중경로채널에 가장 적합한 분포를 갖는 것은 Nakagami 페이딩 채널 모델로 알려져 있다^[1].

페이딩의 영향을 줄이기 위한 전송방법이 몇가지 있다. 그것들은 시간 다이버시티를 도입하는 코딩을 이용하는 방법, 전송채널의 페이딩을 측정하고 보상

하기 위해서 디지털 피아롯심볼시퀀스를 삽입하는 방법, 채널의 특성을 측정하기 위해서 데이터 신호와 함께 파일럿 톤을 전송하는 방법, 차동복조와 같은 비동기검파를 이용하는 방법 등이 있다. 앞의 세 가지 방법은 추가되는 채널의 대역폭이 필요되고, 시스템이 다소 복잡하다. 페이딩의 민감도를 최소화 하며 페이딩된 신호로부터 테이터를 복구하는 데 간단하고 효과적인 방법으로 비동기 검파가 고려되고 있다^[1-5].

상관 부호화(correlative encoding) 또는 부분 응답 기술들은(partial response techniques) 원하는 신

* 한국전자통신연구원(sisong@etri.re.kr)

** 한양대학교 전자통신공학과

논문번호 : 98480-1103 접수일자 : 1998년 11월 3일

* 본 논문은 1998년 한국학술진흥재단 대학부설연구소 지원과제내용의 일부입니다.

호 스펙트럼을 얻기 위해 사용되어져 왔다. 이동 통신 시스템에 있어 듀오-바이너리 코드화된 MSK의 스펙트럼 효과는 누화화 및 인접채널 간섭을 줄이고 변조 신호에 대한 상수포락선(constant envelope)으로부터 페이딩 및 비선형 왜곡이 감소된다. 차동검파(differential detection)와 판별복조(discriminator detection)와 같은 비동기복조는 동기검파에 비해서 성능이 좋지 못하지만 비동기 검파의 성능을 향상시키기 위해서 추가 대역폭과 추가 전송전력 등과 같은 신호처리를 필요로 하지 않는 특별한 방법으로 비용장 오류정정(Nonredundancy Error Correction: NEC) 방법이 있다. 비용장 오류정정 방법은 이진 차동위상변조(binary DPSK), 다차동위상변조(multidifferential PSK), DMSK, M-phase DMSK, $\pi/4$ -DQPSK의 단일오류정정(one error correction)에 적용되어 왔다^[6-10]. 본 논문에서는 단일오류이상을 정정할 수 있는 다중연속오류정정 기능을 갖는 비용장 다중연속오류정정을 Duobinary MSK의 차동검파 시스템에 적용하여 가우시안 적응 백색잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)에서 성능을 연구하였고, 나카가미(Nakagami) 페이딩으로 모델링된 이동통신채널에서도 비용장연속 다중오류정정(NEC)을 갖는 Duobinary MSK의 차동검파의 성능에 대하여 연구하였다. 본문에서 Duobinary MSK의 차동검파 신호에 대하여 간단히 정리하고, Duobinary MSK의 차동검파의 연속 3개 까지의 오류를 정정하는 비용장 오류정정에 대한 일반적인 방법에 대하여 기술하고, Duobinary MSK의 차동검파 신호에 대한 비용장 연속 다중오류정정의 성능에 대하여 분석되고, Accept-Rejection 방법을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션하였으며, 결론에서 Duobinary MSK의 차동검파신호에 대한 비용장 연속 다중오류정정의 연구결과를 기술하였다.

II. 본론

1. Duobinary MSK 차동검파의 비용장 오류정정(NEC)

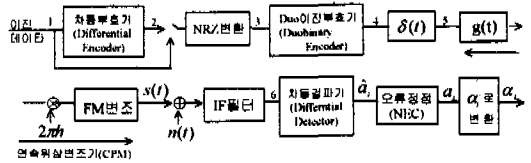
1-1. Duobinary MSK의 신호와 차동검파

Duobinary MSK 변조의 차동검파 시스템모델 블록도를 그림 1에 나타내었다.

일반적으로 Continuous Phase Frequency Shift Keying(CPFPSK) 신호는 식 (1)과 같이 쓰여질 수 있다^[6].

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t) + \phi_0) \tag{1}$$

$$\phi(t) = \pi h \int_{-\infty}^t dt \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k g(t-kT) \tag{2}$$



1: $a_k \in (0, 1)$	2: $\beta_k \in (0, 1)$	3: $\beta_k \in (-1, 1)$
4: $b_k \in (-1, 0, 1)$	5: $b_k(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \delta(t-kT)$	
6: $R(t) = s(t) + n(t)$	7: $a_k = \cos(b_k * \pi/2)$	

그림 1. Duobinary MSK의 시스템 모델 블록도

여기서 h는 변조지수(modulation index)이고 ϕ_0 는 초기 위상오프셋(phase offset)이며, 식 (2)는 전송된 위상을 나타낸다. $0 \leq t \leq T$ 에서 $g(t) = 1/T$ 인 구형 파이고, 그 밖에서는 0인 어떤 보우드 구간(baud interval)의 위상응답은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi(t) = \pi h \cdot (t - kT) / T \cdot b_k + \phi(kT), \tag{3}$$

$$kT \leq t \leq (k+1)T$$

+1, 0, 혹은 -1을 갖는 랜덤변수 b_k 는 식(4)와 같이 Duobinary 상관부호를 나타내며

$$b_k = (\beta_k + \beta_{k-1}) / 2 \tag{4}$$

변조지수 h는 $2 f_d T$ 이고, f_d 는 피크 주파수 편이(the peak frequency deviation)를 나타낸다. MSK 신호에서는 $h = 1/2$ 이고, $f_d = 1/4T$ 이다.

여기서 시퀀스(sequence) $\{\beta_k\}$ 는 $\beta_k = a_k \oplus \beta_{k-1}$ 의 NRZ(Non Return Zero) 값과 같으며, $\{a_k\}$ 는 1 혹은 0의 값을 갖는 등가 확률 이진 랜덤 시퀀스이고, β_k 는 차동부호화된 시퀀스이다.

식 (1)에서 $\phi_0 = 0$ 이라하면, $s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t))$ 이고, $s(t)$ 는 연속 위상신호이기 때문에 BPSK 차동복조기의 기본 구조를 이용하여 검출될 수 있으며^[6], $\pi/4$ QPSK 차동복조기의 기본구조를 이용하여도 검출될 수 있다. 여기서는 $\pi/4$ QPSK 차동복조기의 기본구조를 이용하여 검출한다. 수신

기에 수신된 신호는 $s(t) + n(t)$ 이며, $n(t)$ 는 식 (5)와 같이 정의된 적용가우시안잡음(Additive Gaussian noise)이고, X_1, Y_1 는 가우시안 랜덤프로세스를 나타낸다.

$$n(t) = X_1(t) \cos(2\pi f_c t) - Y_1 \sin(2\pi f_c t) \quad (5)$$

그림 1에서 IF필터의 출력을 $R(t)$ 라 하면, $R(t)$ 는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(t) = G(t) \cos(2\pi f_c t + \eta(t)) \quad (6)$$

여기서 $G(t)$ 와 $\eta(t)$ 는 $s(t)$ 와 $n(t)$ 의 함수이다. 그리고 여기서의 검파기는 차동검파를 이용하므로 $R(t)$ 를 복조하기 위하여 이용되는 잡음이 포함된 기준신호(Reference Signal)는 $R(t-T)$ 이다. 위상을 셋오류(phase offset error)가 검파변수에 나타나지 않도록 $f_c T$ 가 정수라고 가정하면, $R(t-T)$ 는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(t-T) = G(t-T) \cos(2\pi f_c t + \eta(t-T)) \quad (7)$$

그러므로 저역필터(low pass filter)의 입력은 $x(t) = R(t)R(t-T)$ 이며, 저역필터가 모든 고주파신호를 제거할 수 있다고 가정하면, 저역필터를 통과한 출력신호는 $\psi(t) = \eta(t) - \eta(t-T)$, $A = G(t)G(t-T)$ 인 $y(t) = A \cos(\psi(t))$ 이 된다. A 은 포락선이 하드리미트(hard-limited)된다고 가정하면, 검파 과정에 영향을 주지 못하며 $h=1/2$ 일 때, 수신기는 $|\psi(t)| > \pi/4$ 인 경우에 위상천이를 검출하고, $|\psi(t)| < \pi/4$ 인 경우는 위상천이를 검출하지 못하게 된다. 여기서 IF필터는 가우시안필터(Gaussian Filter)를 이용하여 부호시간잡(ISI)을 고려 하였다^[6].

1-2. Duobinary MSK 차동검파의 비움장 다중오류정정을 위한 패리티생성

그림 2의 Duobinary MSK 차동검파에서 i 째 출력위상은 식 (8)과 같이 ϕ_i 으로 나타낼 수 있으며, $0, \pm\pi/4, \pm\pi/2, \pm3\pi/4, \pi$ 중에 존재하고 인접심볼의 위상차 θ_i 는 $\pm\pi/4, +3\pi/4$ 중에 존재한다.

$$\phi_i = \phi_{i-1} + \theta_i \quad (8)$$

그리고 식 (8)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_i = \sum_{j=0}^i \theta_j, \quad \theta_j \in (\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4) \quad (9)$$

$$\phi_i - \phi_{i-k} = \sum_{j=0}^k \theta_{i-j} = \pi/4 * \sum_{j=0}^k a_{i-j}, \quad a_j \in (1, 3, 7) \quad (10)$$

그런데 ϕ_i 는 Modulo 2π Sum으로 표현될 수 있으므로 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left(\sum_{j=0}^k a_{i-j} \right)_{\text{Mod } 8} = 4/\pi * (\phi_i - \phi_{i-k})_{\text{Mod } 2\pi} \quad (11)$$

식 (11)을 이용하여 i 째 심볼과 k 개 타임슬롯(time slot) 지연된 심볼사이의 위상차를 ph_k 로 나타내면 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} ph_1 &= (\phi_i - \phi_{i-1})_{\text{Mod } 2\pi} = \pi/4 * (a_i)_{\text{Mod } 8} \\ ph_2 &= (\phi_i - \phi_{i-2})_{\text{Mod } 2\pi} = \pi/4 * (a_i + a_{i-1})_{\text{Mod } 8} \\ ph_3 &= (\phi_i - \phi_{i-3})_{\text{Mod } 2\pi} = \pi/4 * (a_i + a_{i-1} + a_{i-2})_{\text{Mod } 8} \\ &\vdots \\ ph_k &= (\phi_i - \phi_{i-k})_{\text{Mod } 2\pi} = \pi/4 * (a_i + a_{i-1} + \dots + a_{i-k+1})_{\text{Mod } 8} \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)를 $\pi/4$ 이 없는 항으로 표현하기 위해서 양변에 $4/\pi$ 를 곱하면 식 (13)과 같이 표현된다. 여기서 \oplus 는 $(x+y)_{\text{Mod } 8}$ 혹은 $(x-y)_{\text{Mod } 8}$ 를 나타내고, Mod8는 modulo 8 adder를 나타낸다.

$$\begin{aligned} PH_1 &= 4\pi * ph_1 = (a_i)_{\text{Mod } 8} = a_i \\ PH_2 &= 4\pi * ph_2 = (a_i + a_{i-1})_{\text{Mod } 8} = a_i \oplus a_{i-1} \\ PH_3 &= 4\pi * ph_3 = (a_i + a_{i-1} + a_{i-2})_{\text{Mod } 8} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \\ &\vdots \\ PH_k &= 4\pi * ph_k = (a_i + a_{i-1} + \dots + a_{i-k})_{\text{Mod } 8} = a_i \oplus a_{i-1} \\ &\quad \oplus \dots \oplus a_{i-k} \end{aligned} \quad (13)$$

위의 k 타임슬롯(time slot) 지연을 나타내는 식 (13)을 이용하여 위상데이터 검출 및 패리티 검출방법은 다음과 같다.

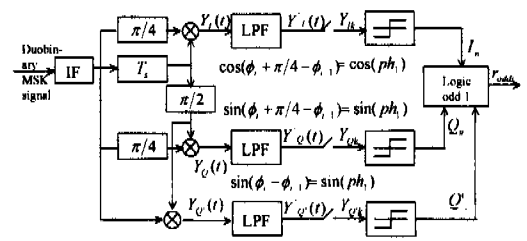


그림 2. Duobinary MSK의 T_s 지연차동 검파 블럭도

그림 2에서 Duobinary MSK의 차동검파에서 IF 필터를 통과한 신호에 T_s 만큼 지연된 신호와 $\pi/2$ 위상변환을 한 신호에 곱하여 얻은 In-phase성분과 Quadrature-phase성분을 식으로 표현하면 식 (14)와 식 (15)로 나타낼 수 있다. Duobinary MSK의 T_s 지연 출력 위상차가 $\{0, \pm\pi/2\}$ 인데 $\pi/4$ -QPSK 차동복조의 기본 구조를 이용하기 위해서 $\pi/4$ 쉬프트(shift)를 두었으며, 이때 T_s 지연 출력 위상차는 $\{\pm\pi/4, +3\pi/4\}$ 이 된다. 여기서 T_s 지연 출력에서 $\pi/4$ 쉬프트(shift)가 없는 $Y_Q(t)$ 를 두는 것은 Duobinary MSK 차동복조의 T_s 지연 출력 위상차 $\{0, \pm\pi/2\}$ 와 $\pi/4$ -QPSK 차동복조의 T_s 지연 출력 위상차 $\{\pm\pi/4, +3\pi/4\}$ 관계를 맞추기 위해서 이며 홀수 지연 kT_s 에서 $k=1$ 일 때만 $\pi/4$ 쉬프트(shift)가 없는 $Y_Q(t)$ 를 갖는다.

$$Y_I(t) = \cos[\omega_c * t + \pi/4 + \phi(t)] * \cos[\omega_c * (t - T_s) + \phi(t - T_s)]$$

$$= 1/2 \{ \cos[\omega_c * T_s + \pi/4 + \phi(t) - \phi(t - T_s)] + \cos[2\omega_c * (t - 1/2T_s) + \pi/4 + \phi(t) + \phi(t - T_s)] \}$$

(14)

$$Y_Q(t) = \cos[\omega_c * t + \pi/4 + \phi(t)] * \sin[\omega_c * (t - T_s) + \phi(t - T_s)]$$

$$= 1/2 \{ \sin[\omega_c * T_s + \pi/4 + \phi(t - T_s) - \phi(t)] + \sin[2\omega_c * (t - 1/2T_s) + \pi/4 + \phi(t) + \phi(t - T_s)] \}$$

$$Y_Q(t) = \cos[\omega_c * t + \phi(t)] * \sin[\omega_c * (t - T_s) + \phi(t - T_s)]$$

$$= 1/2 \{ \sin[\omega_c * T_s + \phi(t - T_s) - \phi(t)] + \sin[2\omega_c * (t - 1/2T_s) + \phi(t) + \phi(t - T_s)] \}$$

(15)

샘플링 각주파수(ω_c)가 $\omega_c * t = 2\pi n$ (n : 정수, $t = kT_s$)을 만족하고, 저역필터(LPF)를 통해서 식 (14)와 식 (15)에서의 높은 주파수가 제거되게 한 후에 Y_I, Y_Q ($V_I, V_Q \in \{\pm 0.707\}$)이 샘플링되고, 검출기(threshold detector)를 통하여 2개의 출력 값중에 1개의 값이 검출되며, P/S(Parallel to Serial converter)와 위상정합기(phase mapper)로 구성된 로직회로(logic odd)를 통하여 두 개의 이웃 심볼사이의 위상차가 얻어진다.

$$Y_I(t) = \cos[\pi/4 + \phi(t) - \phi(t - T_s)],$$

$$Y_Q(t) = \sin[\pi/4 + \phi(t) - \phi(t - T_s)],$$

$$Y_Q(t) = \sin[\phi(t) - \phi(t - T_s)]$$

(16)

$$Y_I = \cos[\pi/4 + \phi_k - \phi_{k-1}] = \cos(\pi/4 + \phi h_1)$$

$$Y_Q = \sin[\pi/4 + \phi_k - \phi_{k-1}] = \sin(\pi/4 + \phi h_1)$$

(17)

이때 표 1에서와 같이 전송된 위상차 데이터 a_i 에 따라 위상정합기(phase mapper)에 의하여 In-phase성분인 I_n 과 Quadrature-phase성분인 Q_n , Q'_n 관계를 이용하여 원래의 위상 데이터를 얻을 수 있다.

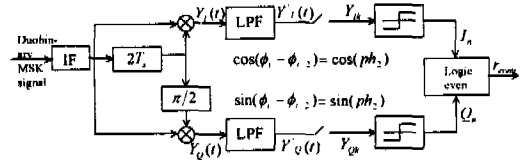


그림 3. Duobinary MSK $2T_s$ 지연 차동검파 블록도

같은 방법으로, 그림 3은 $2T_s$ 지연될 때의 블록도를 나타내며, 홀수 타임슬롯 지연일 때의 검출기(threshold detector)를 간단히 이용하기 위해서 $\pi/4$ 위상 쉬프트(shift)를 이용하지 않는다^[7]. 그림 2와 그림 3에서와 같이 지연시간을 달리하여 홀수 타임슬롯 지연일 때는 r_{odd} 이고, 짝수 타임슬롯 지연일 때도 로직회로(logic even)를 통하여 r_{even} 의 위상 데이터의 값을 갖는다. 이와 같은 방법을 이용하여 수신신호를 패리티 검출회로로 통과시키면 여러 형태의 패리티를 얻을 수 있다. 표 1에서 I_n, Q_n, Q'_n 와 θ_i 는 kT_s 의 $k = 1$ 일 때를 나타내며, θ_i 는 kT_s 의 k 가 $k \neq 1$ 인 홀수 일 때를 나타내고 있다. 여기서 θ_i 와 θ'_i 는 $b_i * \pi/2 + \pi/4$ 을 의미한다.

표 1. $\theta_i, a_i, \theta'_i, b_i$ 의 관계와 $I_n, Q_n, r_{odd}, r_{even}$ 의 관계

b_i	$b_i * \pi/2$	$\theta'_i(a_i)$	$\theta_i(a_i)$
0	0	$\pi/4$ (1)	$\pi/4$ (1)
+1	$\pi/2$	$3\pi/4$ (3)	$3\pi/4$ (3)
x	x	$3\pi/4$ (3)	$5\pi/4$ (5)
		$7\pi/4$ (7)	
-1	$-\pi/2$	$7\pi/4$ (7)	$7\pi/4$ (7)

b_i	I_n, Q_n, Q'_n (r_{id})	I_n, Q_n (r_{odd})	I_n, Q_n (r_{even})
0	1 1 x(1)	1 1 (1)	1 1 (2)
+1	-1 1 x(3)	-1 1 (3)	-1 1 (4)
x	-1 -1 1(3) -1 -1 -1(7)	-1 -1 (5)	-1 -1 (6)
		1 -1 (7)	1 -1 (0)

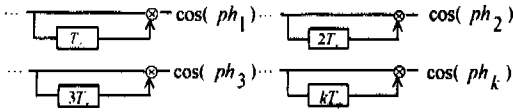


그림 4. 패리티검출을 위한 지연회로

1-3. Duobinary MSK의 차동검파 시스템에 대한 비용장 오류정정

Duobinary MSK신호의 3개 까지의 비용장오류정정을 위한 일반화된 방법을 얻기 위해서 [7, 9, 10]에서 이용된 방법을 이용한다.

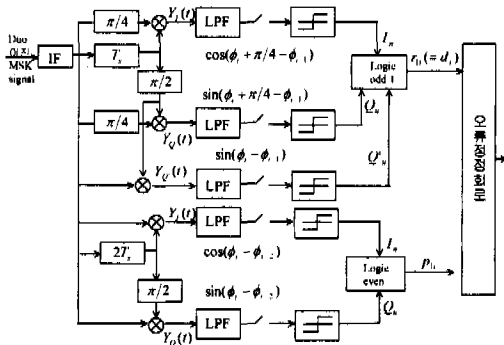


그림 5. 비비용장 단일오류정정을 갖는 Duobinary MSK 차동검파 블럭도

우선 Duobinary MSK 신호의 비용장 단일오류정정에 대하여 기술하면 다음과 같다. $\theta_i = \pi/4 * a_i$, $a_i = \pm 1, +3$ 라 하면, a_i 와 입력데이터 b_i 와의 관계는 표 1과 같다. 수신기에서 데이터와 패리티를 얻기위해서 T_s 지연 위상차검파와, $2T_s$ 지연 위상차검파를 이용한다. T_s 지연 위상차검파의 출력은 수신된 인접 심볼사이의 반송파(carrier)의 위상차이며, $2T_s$ 지연 위상차검파의 출력은 수신된 현재 심볼과 그것의 2번째 심볼($2T_s$ 지연)사이의 반송파 위상차이다. r_{1i} 와 r_{2i} 이 i^{th} 전분추출(sampling) 순간의 출력을 나타낸다고 하면 식 (18)과 같다.

$$r_{1i} = \phi_i - \phi_{i-1} \tag{18}$$

$$r_{2i} = \phi_i - \phi_{i-2}$$

여기서 $\phi_i, \phi_{i-1}, \phi_{i-2}$ 는 $i^{th}, (i-1)^{th}, (i-2)^{th}$ 번째 전분추출 순간에 수신된 반송파위상을 나타낸다. 만약에 페이딩과 잡음이 없는 나이키스트

(Nyquist) 채널이라고 가정하면 $\phi_i = \phi_{i-2}$, $\phi_{i-1} = \phi_{i-1}, \phi_{i-2} = \phi_{i-2}$ 이므로

$$r_{1i} = \theta_i = \pi/4 * a_i \tag{19}$$

$$r_{2i} = (\theta_i + \theta_{i-1})_{Mod 2\pi} = \pi/4(a_i + a_{i-1})_{Mod 8} \tag{20}$$

여기서 $\pi/4$ 를 생략하면 식 (21)과 같이 표현된다.

$$r_{1i} = a_i \in (1, 3, 7) \tag{21}$$

$$r_{2i} = (a_i + a_{i-1})_{Mod 8} \in (0, 2, 4, 6)$$

Duobinary MSK 차동검파에서 T_s 지연 위상차검파와 $2T_s$ 지연 위상차검파를 고려할 때, 만약 신호 간 간섭과 잡음으로 인한 오류가 존재한다면 식 (22)와 식 (23)으로 나타낼 수 있다.

$$r_{1i} = (a_i + e_{1i})_{Mod 8} = a_i \oplus e^{d_i} \tag{22}$$

$$r_{2i} = (a_i + a_{i-1} + e_{2i})_{Mod 8} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus e^{p_i} \tag{23}$$

식 (22), 식 (23)은 1/2 단일오류정정 자기적교집쌍 부호(1/2 Single Error correcting Self-Orthogonal-Convolutional Code)^[11]일 때의 데이터와 패리티로 볼 수 있다. 그러므로 송신단에서 추가적인 부호화 과정을 거치지 않고서도 수신단에서 오류정정에 사용될 수 있는 패리티를 손쉽게 얻을 수 있게 된다. 이 데이터와 패리티를 이용하기 위한 복호방법으로는 신드롬 피드백 복호^[9]를 하였으며, 복호기의 블럭도는 그림 6과 같다. $e_{1i}(= e^{d_i})$ 와 $e_{2i}(= e^{p_i})$ 는 데이터생성인 T_s 지연 위상차검파와 패리티 생성인 $2T_s$ 지연 위상차검파의 오류이며, 0, $\pm 2, \pm 4$ 중에 존재한다. 그림 6에서 신드롬 S_i 와 S_{i-1} 을 생성하기 위해서($r_{1i}=d_i$ 와 r_{1i} 의 1비트 지연된 출력 $r_{1(i-1)}(=d_{i-1})$ 와 패리티 수신검출 $r_{2i}(=p_i)$ 을 이용하여 나타내면 식 (24), 식 (25)와 같다.

$$S_i = (r_{1i} + r_{1(i-1)} - r_{2i})_{Mod 8} = a_i \oplus e^{d_i} \oplus a_{i-1} \oplus e^{d_{i-1}} \oplus a_i \oplus a_{i-1} \oplus e^{p_i} = (e^{d_i} + e^{d_{i-1}} - e^{p_i})_{Mod 8} = e^{d_i} \oplus e^{d_{i-1}} \oplus e^{p_i} \tag{24}$$

$$S'_i = (S_i - E_{1(i-1)})_{Mod 8} \tag{25}$$

여기서 $E_{1(i-1)}$ 는 오류 $e^{d_{i-1}} (= e_{1(i-1)})$ 의 판정

값이며 만약 오류 $e_{1(i-1)}$ 이 정확하게 판정되었거나 영이면 식 (26)을 만족한다.

$$S_{i-1} = S_{i-1} \text{ Mod } 8 \\ = (e_{1(i-1)} - e_{2(i-1)}) \text{ Mod } 8 \\ = e^{d_{i-1}} \oplus e^{p_{i-1}} \quad (26)$$

$e_{1(i-1)}$, $e_{2(i-1)}$ 중에서 영이 아닌 값이 1개 존재하면, 오류 $e_{1(i-1)}$ 는 정확하게 결정될 수 있다. $S_i \neq S_{i-1}$ 이면 $E_{1(i-1)}$ 는 영이고, $S_i = S_{i-1} = n$ 이면 $E_{1(i-1)}$ 는 n 으로 결정될 수 있어 출력 데이터는 $r_{1(i-1)}$ 에서 $E_{1(i-1)}$ 을 빼므로써 복구될 수 있다.

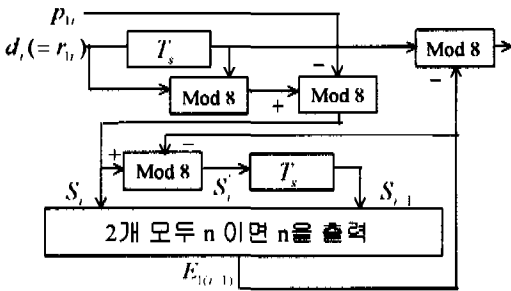


그림 6. Duobinary MSK을 위한 비용장 단일오류정정 블록도

Duobinary MSK를 위한 비용장 이중오류정정(double error correction), 비용장 삼중오류정정(triple error correction)을 위해서 단일오류정정과 같이 kT_s 타입슬롯 지연 차동검파출력을 이용하여 데이터와 패리티를 구하여 오류정정하는 방법은 다음과 같다.

우선 그림 7과 그림 8을 이용하여 이중오류정정 방법에 대하여 기술하면 다음과 같다.

그림 7과 그림 8에서 이중오류정정을 위한 데이터($r_{1i} = (d_i)$)와 패리티(p_{2i})사이의 관계는 식 (27)과 같으며, $a_i \in \{1, 3, 7\}$ 이다.

$$p_{2i} = a_i \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-5} \quad (27)$$

식 (27)의 패리티 비트는 $6T_s$ 지연 차동검파출력인 $a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-5}$ 에서 $2T_s$ 지연 차동검파출력을 T_s 지연 시킨 $a_{i-1} \oplus a_{i-2}$ 을 빼므로써 얻어진다. 이것은 1/2 이중오류정정 자기 직교길쌈부호(1/2 double error correcting Self Orthogonal Convolutional Code)와 일치한다^[12]. 그

리고 신드롬은 식 (28), 식 (29)와 같이 형성되어 얻어진다.

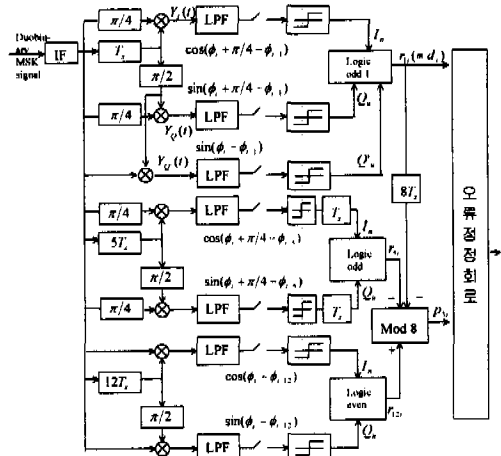


그림 7. 비용장 이중오류정정을 갖는 Duobinary MSK 차동검파 블록도

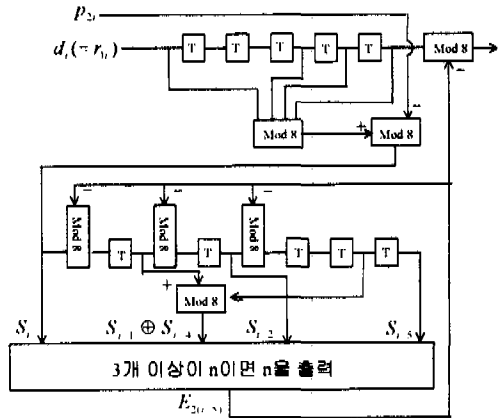


그림 8. Duobinary MSK을 위한 비용장 이중오류정정 블록도

$$S_{i-5} = e^{p_{i-5}} \oplus e^{d_{i-5}} \\ S_{i-4} = e^{p_{i-4}} \oplus e^{d_{i-4}} \\ S_{i-3} = e^{p_{i-3}} \oplus e^{d_{i-3}} \\ S_{i-2} = e^{p_{i-2}} \oplus e^{d_{i-2}} \oplus e^{d_{i-5}} \\ S_{i-1} = e^{p_{i-1}} \oplus e^{d_{i-1}} \oplus e^{d_{i-4}} \oplus e^{d_{i-5}} \\ S_{i-1} = e^{p_i} \oplus e^{d_i} \oplus e^{d_{i-5}} \oplus e^{d_{i-4}} \oplus e^{d_{i-5}} \quad (28)$$

여기서 e^a, e^b 는 i^{th} 의 샘플링 순간의(sampling instant) 데이터와 패리티의 오류를 나타낸다.

식 (28)의 각 식들을 조절하여 $e^{d_{i-5}}$ 이 포함되도록 S_{i-1} 에서 S_{i-4} 을 뺀 값을 modulo 8 sum한

$S_{i-4} \oplus S_{i-1}$ 와 S_{i-5}, S_{i-2}, S_i 을 고려하면 식 (29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{i-5} &= e^{b_{i-5}} \oplus e^{d_{i-5}} \\ S_{i-2} &= e^{b_{i-2}} \oplus e^{d_{i-2}} \oplus e^{d_{i-5}} \\ S_{i-4} \oplus S_{i-1} &= e^{b_{i-1}} \oplus e^{d_{i-1}} \oplus e^{b_{i-4}} \oplus e^{d_{i-5}} \\ S_i &= e^{b_{i-1}} \oplus e^{d_{i-1}} \oplus e^{d_{i-3}} \oplus e^{d_{i-4}} \oplus e^{d_{i-5}} \end{aligned} \quad (29)$$

그런데 식 (29)는 각각의 식들이 $e^{d_{i-5}}$ 을 포함하고 있으며, 다른 데이터 오류는 오직 한 개의 식에서만 발생하는 데, 이러한 식의 조합(set)을 $e^{d_{i-5}}$ 에 직교한다고 말한다. 이 식들의 조합에서 $e^{d_{i-5}} = n$ ($n \in \{1,3,7\}$) 이고 다른 오류가 발생하지 않으면 모든 신드롬들은 n일 것이며, 어떤 다른 오류가 12개 오류변수들 중에 오직 1개가 존재하면 식 (29) 중에서 1개의 식이 n일 것이고, 다른 세 개 식은 0일 것이다. $e^{d_{i-5}} = n$ 이고, 다른 오류변수가 12개 오류변수 중에 같은 n이 존재하면 3개의 식은 n이고, 다른 식은 0이다. 끝으로 $e^{d_{i-5}} = 0$ 이지만 다른 2개의 오류변수가 n이면 거의 식 (29)의 2개 식이 n일 것이기 때문에 각각의 이러한 오류항은 1개 식에서 발생한다. 그러므로 식 (29)중에 3개 혹은 4개가 같은 n이면 $e^{d_{i-5}} = n$ 인 것이 확실하므로 12개의 오류변수 중에 영이 아닌 오류변수가 2개 보다 적으면 오류를 빠르게 정정가능 하므로 $e^{d_{i-5}}$ 을 같은 값 n으로 하여 $r_{1(i-5)} (= d_{i-5})$ 에서 $e^{d_{i-5}}$ 을 뺀 값을 modulo 8 sum하여 정정된 a_{i-5} 을 출력할 수 있다.

그리고 삼중 오류정정에 대하여 기술하면 다음과 같다. 그림 9와 그림 10에서 삼중 오류정정을 위한 데이터($r_{1i} = d_i$)와 패리티(p_{3i})사이의 관계는 식 (30)과 같다.

$$p_{3i} = a_i \oplus a_{i-6} \oplus a_{i-7} \oplus a_{i-9} \oplus a_{i-10} \oplus a_{i-11} \quad (30)$$

식 (30)의 패리티 비트는 $12T_s$ 지연 차동검파출력인 $a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus \dots \oplus a_{i-10} \oplus a_{i-11}$ 에서 $5T_s$ 지연 차동검파출력을 T_s 지연시킨

$a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-5}$ 와 T_s 지연 차동검파출력을 $8T_s$ 지연 a_{i-8} 을 빼므로서 얻어진다. 이것은 1/2 삼중 오류정정 자기직교길쌌부호(1/2 triple error correcting Self Orthogonal Convolutional Code)와 일치한다^[11]. 그리고 신드롬은 식 (31), 식 (32)와 같이 형성되어 얻어진다.

$$\begin{aligned} S_{i-11} &= e^{b_{i-11}} \oplus e^{d_{i-11}} \\ S_{i-10} &= e^{b_{i-10}} \oplus e^{d_{i-10}} \\ S_{i-9} &= e^{b_{i-9}} \oplus e^{d_{i-9}} \\ S_{i-8} &= e^{b_{i-8}} \oplus e^{d_{i-8}} \\ S_{i-7} &= e^{b_{i-7}} \oplus e^{d_{i-7}} \\ S_{i-6} &= e^{b_{i-6}} \oplus e^{d_{i-6}} \\ S_{i-5} &= e^{b_{i-5}} \oplus e^{d_{i-11}} \oplus e^{d_{i-8}} \\ S_{i-4} &= e^{b_{i-4}} \oplus e^{d_{i-11}} \oplus e^{d_{i-10}} \oplus e^{d_{i-4}} \\ S_{i-3} &= e^{b_{i-3}} \oplus e^{d_{i-10}} \oplus e^{d_{i-9}} \oplus e^{d_{i-3}} \\ S_{i-2} &= e^{b_{i-2}} \oplus e^{d_{i-11}} \oplus e^{d_{i-9}} \oplus e^{d_{i-8}} \oplus e^{d_{i-2}} \\ S_{i-1} &= e^{b_{i-1}} \oplus e^{d_{i-11}} \oplus e^{d_{i-10}} \oplus e^{d_{i-9}} \oplus e^{d_{i-7}} \oplus e^{d_{i-1}} \\ S_i &= e^{b_i} \oplus e^{d_{i-11}} \oplus e^{d_{i-10}} \oplus e^{d_{i-9}} \oplus e^{d_{i-7}} \oplus e^{d_{i-6}} \oplus e^{d_i} \end{aligned} \quad (31)$$

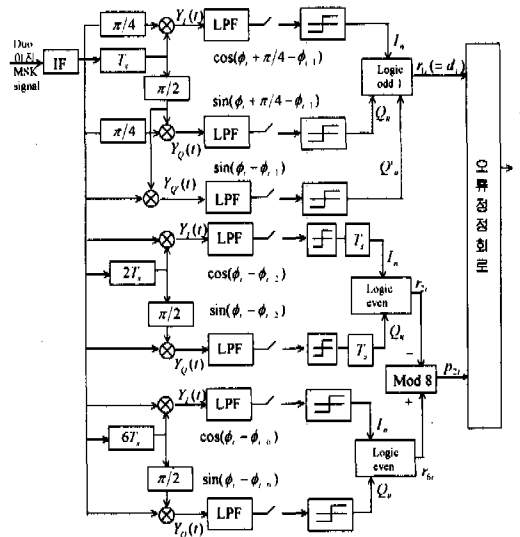


그림 9. 비용량 삼중오류정정을 갖는 Duobinary MSK의 차동검파 블록도

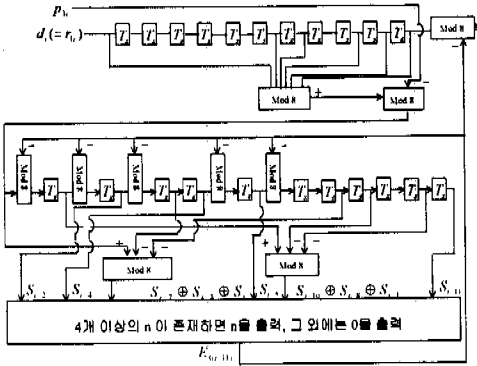


그림 10. Duobinary MSK을 위한 비용장 삼중오류정정 블록도

여기서 e^d, e^p 는 i 의 샘플링 순간의(sampling instant) 데이터와 패리티의 오류를 나타낸다.

식 (31)의 각 식들을 조절하여 $e^{d_{i-11}}$ 이 포함되도록 S_i 에서 S_{i-3} 와 S_{i-7} 을 뺀 값을 modulo 8 sum한 $S_{i-7} \oplus S_{i-3} \oplus S_i$, S_{i-1} , 에서 S_{i-3} 와 S_{i-10} 을 뺀 값을 modulo 8 sum한 $S_{i-10} \oplus S_{i-8} \oplus S_{i-1}$, S_{i-11} , S_{i-5} , S_{i-4} , S_{i-2} 을 고려하면 식 (32)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 S_{i-11} &= e^{p_{i-11}} \oplus e^{d_{i-11}} \\
 S_{i-5} &= e^{p_{i-5}} \oplus e^{d_{i-5}} e^{d_{i-11}} \\
 S_{i-4} &= e^{p_{i-4}} \oplus e^{d_{i-4}} e^{d_{i-10}} e^{d_{i-11}} \\
 S_{i-2} &= e^{p_{i-2}} \oplus e^{d_{i-2}} e^{d_{i-8}} e^{d_{i-9}} e^{d_{i-11}} \\
 S_{i-10} \oplus S_{i-8} \oplus S_{i-1} &= e^{p_{i-10}} \oplus e^{d_{i-10}} \oplus e^{d_{i-4}} \\
 &\quad \oplus e^{d_{i-8}} \oplus e^{d_{i-11}} \\
 S_{i-7} \oplus S_{i-3} \oplus S_i &= e^{p_i} \oplus e^{p_{i-3}} \oplus e^{p_{i-7}} \\
 &\quad \oplus e^{d_i} \oplus e^{d_{i-3}} \oplus e^{d_{i-6}} \oplus e^{d_{i-11}}
 \end{aligned}
 \tag{32}$$

이중 오류정정에서와 같이 식 (32)는 각각의 식들이 $e^{d_{i-11}}$ 을 포함하고 있으며, 각각의 서로 다른 데이터 오류는 한 개이상의 식에서는 발생하지 않으므로 $e^{d_{i-11}}$ 에 직교한다. 식 (29)에서 $e^{d_{i-6}}$ 와 다른 12개의 오류변수에 관계되는 신드롬식에서와 같이 식 (31)과 식 (32)에서 $e^{d_{i-11}}$ 와 다른 오류변수의 관계에서 오류변수 중에 영이 아닌 오류변수가 3개 보다 적으면 오류를 바르게 정정가능 하다. 이것은

식 (32) 신드롬식이 4개 이상이 같은 n 이면 $e^{d_{i-11}} = n$ 이 확실하므로 다수결논리에 의하여 신드롬식이 4개 이상의 값이 같으면 $e^{d_{i-11}}$ 을 같은 값 n 으로 하여 $r_{1(i-11)}$ 에서 $e^{d_{i-11}}$ 을 뺀 값을 modulo 8 sum하여 정정된 a_{i-11} 을 출력할 수 있다.

그림 11a, 그림 11b, 그림 11c에 Duobinary MSK 차동검파에 대한 비용장 오류정정의 예를 설명한다. 그림 11에서 a_i 는 표 1의 송신 출력 위상 데이터이며, $r_{1i} (= d_i)$ 들은 각각의 차동수신 출력 데이터이고, 점선상자는 오류가 발생된 것을 나타낸다. p_{1i}, p_{2i}, p_{3i} 는 각각의 수신 패리티를 나타내고 있으며, 여기서 패리티 오류는 없는 것으로 가정하였다. 그림 11a에서 단일오류는 바르게 정정되나 2개가 연속해서 발생하는 부분은 정정되지 못함을 보이고 있으며, 그림 11b에서는 패리티 생성을 위한 지연 구간내에서 2개의 연속오류가 발생하면 바르게 정정됨을 보이고 있고, 그림 11c에서는 패리티 생성을 위한 지연구간내에서 3개의 연속오류가 발생하면 삼중오류가 바르게 정정됨을 보이고 있다.

a_i	: 37371337377313313
$r_{1i} (= d_i)$: 37371313373373313
$p_{1i} (= r_{2i})$: 2204622262446443
aa	: 22204446226226443
S_i	: 00000624044660000
E_{1i}	: 00000042004060000
* $aa = (r_{1i} + r_{1(i-1)}) \text{Mod } 8$	
* $S_i = (r_{1i} + r_{1(i-1)} - p_{1i}) \text{Mod } 8$	

(a) 단일 오류정정 (single error correction)

a_i	: 7733373113737371337377313313
$r_{1i} (= d_i)$: 77333311373737133377373313
p_{2i}	: 4460020264266042442266256313
bb	: 0606066264266406444046236313
S_i	: 4226046000000444002660060000
E_{2i}	: 0000046000000000004000060000
* $bb = (r_{1i} + r_{1(i-3)} + r_{1(i-4)} + r_{1(i-5)}) \text{Mod } 8$	
* $S_i = (r_{1i} + r_{1(i-3)} + r_{1(i-4)} + r_{1(i-5)} - p_{2i}) \text{Mod } 8$	

(b) 이중 오류정정 (double error correction)

a_i	: 3373113737371337377313313
$r_{1i} (= d_i)$: 3373113313371337377313313
p_{3i}	: 6044060664442630732313313
cc	: 6260060240442630732313313
S_i	: 06240004640000000000000000
E_{3i}	: 00000046400000000000000000
* $cc = (r_{1i} + r_{1(i-6)} + r_{1(i-7)} + r_{1(i-8)} + r_{1(i-9)} + r_{1(i-10)}) \text{Mod } 8$	
* $S_i = (r_{1i} + r_{1(i-6)} + r_{1(i-7)} + r_{1(i-8)} + r_{1(i-9)} + r_{1(i-10)} - p_{3i}) \text{Mod } 8$	

(c) 삼중 오류정정 (triple error correction)

그림 11. Duobinary MSK 차동검파의 비용장 오류 정정의 예

2. Duobinary MSK차동검파의 비용장 오류
정정(NEC)의 컴퓨터 시뮬레이션

동기복조지의 가우시안(Gaussian) 잡음에서의 위
상오류의 확률밀도함수(PDF)는 식 (33)과 같은 형
태를 갖는다^[13].

$$f(\theta) = e^{-R/2\pi + \frac{1}{2}} \sqrt{\frac{R}{\pi}} \exp(-R \sin^2 \theta) \quad (33)$$

$$P_e = \cos \theta (1 + \operatorname{erf}(\sqrt{R} \cos \theta))$$

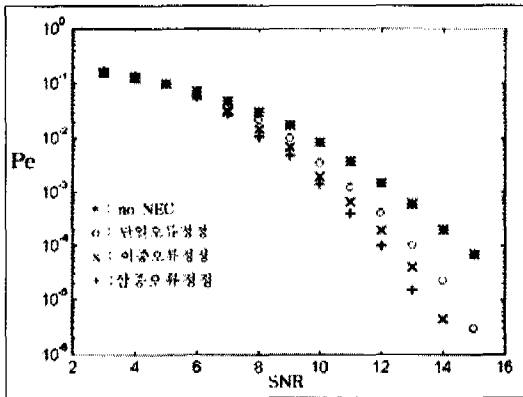


그림 12. 적응가우시안 잡음에서 비용장 오류정정을 가질
때의 Duobinary MSK 차동검파의 성능 (IF필터:
Gaussian 필터, BT=1.1)

그리고 동기복조지의 나카가미(Nakaga-mi) 페이
딩 채널에 의한 위상오류의 확률밀도함수(PDF)는
다음과 같다.

일반적인 BPSK 동기 복조지에서 수신신호를
S(t), 잡음신호를 $n_s(t)$ 라 할 때

$$S(t) = d \cos \omega_c t + n_b(t) \quad (34)$$

여기서 $n_b(t) = n_c \cos \omega_c t - n_s \sin \omega_c t$ 이고 $A = \sqrt{x^2 + y^2}$, $\theta = \tan^{-1} y/x$, $x = d + n_c = A \cos \theta$, $y = -n_s = A \sin \theta$ 이며 n_c , n_s 는 평균이 영이고 분
산이 σ_n^2 인 서로 독립인 가우시안 잡음일 때
Nakagami 페이딩의 영향을 받는 신호의 진폭 A 에
대한 확률밀도함수는 식 (35)와 같다^[14].

$$f_b(d) = \frac{2m^m d^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\frac{md^2}{\Omega}} \quad (35)$$

여기서 $d > 0$, $m \geq 1/2$, $\Omega = E[d^2]$, $\Gamma(\cdot)$: 감마
함수, m : 나카가미 페이딩 지수이다.

위에서 x 와 y 에 대한 결합확률밀도 함수를 구한 후
에 A 와 θ 의 결합밀도 함수로 변환하여 Nakagami
페이딩에 의한 위상오류 확률밀도함수를 구할 수
있다^[15].

x 에 대한 확률밀도함수 $f(x)$ 는 d 와 n_c 가 서로 독
립이므로 식 (36)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{D,N}(d, x-d) dd = \frac{2m^m e^{-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}}}{\Gamma(m)\Omega^m \sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \quad (36)$$

$$\cdot \int_0^{\infty} d^{2m-1} e^{-kd^2 + \frac{x}{\sigma_n} d} dd, \quad K = \frac{m}{\Omega} + \frac{1}{2\sigma_n^2}$$

식 (36)을 풀기 위해서 식 (37)의 관계식^[20, pp. 337]
을 이용하여 정리하면 식 (38)을 얻을 수 있다.

$$\int_0^{\infty} x^{v-1} e^{-\beta x^2 - vx} dx = (\beta/2)^{-\frac{v}{2}} \Gamma(v) e^{\frac{v^2}{8\beta}} D_{-v}\left(\frac{v}{\sqrt{2\beta}}\right), \beta > 0, v > 0 \quad (37)$$

$$f(x) = \frac{m^m \Gamma(2m)}{\sqrt{\pi\sigma_n^2} \Omega^m \Gamma(m) 2^{m-\frac{1}{2}}} e^{-\frac{4K\sigma_n^2-1}{8K\sigma_n^2} x^2} D_{-2m}\left(\frac{-x}{\sqrt{2K\sigma_n^2}}\right), -\infty < x < \infty \quad (38)$$

여기서 $D_v(x)$ 는 parabolic cylinder 함수로서 식
(39)와 같이 정의된다^[20, pp. 1064].

$$D_v(x) = \frac{e^{-\frac{x^2}{4}}}{\Gamma(-v)} \int_0^{\infty} e^{-xy - \frac{y^2}{2}} y^{-v-1} dy, v < 0 \quad (39)$$

x 와 y 가 서로 독립이므로, x 와 y 의 결합 확률
밀도함수는 각각의 확률밀도함수의 곱을 구하여 정
리하면 식 (40)을 얻을 수 있다.

$$f(x, y) = \frac{m^m \Gamma(2m) e^{-\frac{4K\sigma_n^2(x^2+y^2)-x^2}{8K\sigma_n^2}}}{\pi\sigma_n^2 \Omega^m \Gamma(m) 2^m} D_{-2m}\left(\frac{-x}{\sqrt{2K\sigma_n^2}}\right) \quad (40)$$

식 (40)의 x 와 y 의 결합확률밀도 함수로부터 $x = d + n_c = A \cos \theta$ 와 $y = -n_s = A \sin \theta$ 의 관계를 이용하
여 얻은 A 와 θ 의 결합확률밀도 함수는 식 (41)과
같다.

$$f(A, \theta) = \frac{A}{2\pi\sigma_n^2} e^{-A^2} D_{-2m}(-A\theta) \quad (41)$$

$$\text{여기서 } \frac{1}{2\sigma^2} = \frac{m^m \Gamma(2m)}{\sigma_n^2 (2K\Omega)^m \Gamma(m)},$$

$$b = \frac{\cos \theta}{\sqrt{2K} \sigma_n^2},$$

$$i = \frac{4K \sigma_n^2 - \cos^2 \theta}{8K \sigma_n^4}$$

식 (41)로부터 진폭 A에 대하여 적분하여 얻은 위상오류의 확률밀도함수는 식 (42)와 같다.

$$\begin{aligned} f(\theta) &= \int_0^\infty \frac{A}{2\pi\sigma^2} e^{-A^2} D_{-2m}(-Ab) dA \\ &= \int_0^\infty \frac{A 2^{-m} e^{-(1+\frac{b^2}{4})A^2}}{2\sqrt{\pi}\sigma^2 \Gamma(m+\frac{1}{2})} \cdot {}_1F_1(m; \frac{1}{2}; \frac{A^2 b^2}{2}) dA \\ &= \int_0^\infty \frac{A^2 b^2 2^{-m} e^{-(1+\frac{b^2}{4})A^2}}{2\sqrt{\pi}\sigma^2 \Gamma(m)} \cdot {}_1F_1(m+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{A^2 b^2}{2}) dA \end{aligned} \quad (42)$$

식 (42)를 적분하고, $K, \frac{1}{2\sigma^2}, b, i$ 을 대입하고 정리하여 얻은 Nakagami 페이딩에 의한 위상오류의 확률밀도 함수는 식 (43)과 같으며, 여기서 R는 신호대잡음비로서 $\frac{\Omega}{2\sigma_n^2}$ 이며, ${}_1F_1(\cdot), {}_2F_1(\cdot)$ 은 초기하함수^[20, pp. 1045]로 정의되며 식 (44)와 같다.

$$\begin{aligned} f(\theta) &= \frac{1}{2} \left(\frac{m}{m+R} \right)^m {}_2F_1 \left(1, m, \frac{1}{2}, \frac{R \cos^2 \theta}{m+R} \right) + \\ &\quad \frac{2^{-2m} \Gamma(2m)}{\Gamma^2(m)} \sqrt{\frac{R}{m+R}} \cos \theta \left(\frac{m}{m+R} \right)^m \\ &\quad {}_2F_1 \left(m+\frac{1}{2}, \frac{3}{2} + \frac{3}{2}, \frac{R \cos^2 \theta}{m+R} \right), \quad -\pi \leq \theta \leq \pi \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} {}_1F_1(\alpha; \nu; z) &= \frac{\Gamma(\nu)}{\Gamma(\alpha)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\alpha+k)}{\Gamma(\nu+k)} \frac{z^k}{k!}, \\ {}_2F_1(\alpha; \beta; \nu; z) &= \frac{\Gamma(\nu)}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\alpha+k)\Gamma(\beta+k)}{\Gamma(\nu+k)} \frac{z^k}{k!} \end{aligned} \quad (44)$$

동기복조일 때의 오류는 위상오류가 신호의 위상을 오류영역으로 천이시킬 때 발생하지만, 차동복조일 때는 연속되는 두 개의 시간 간격안에서 위상오류의 합이 신호의 위상을 오류영역으로 천이시킬 때 발생하게 된다. 그러므로 차동복조시의 위상오류 확률밀도함수의 식은 원래신호와 지연된 신호양쪽에서 위상오류의 합으로 계산되어야 한다. 이를 식으로

나타내면 식 (45)와 같다^[16].

$$f(\Delta\theta) = \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) f(\Delta\theta + \theta) d\theta \quad (45)$$

이 식을 정확하게 풀기는 어려우므로 이 식이 일종의 콘보루션임으로 감안 될 수 있음을 알 수 있다. 비용장 오류정정을 갖는 Duobinary MSK 차동검파의 성능을 시뮬레이션하기 위하여 Acceptance-Rejection 방법이 적용되었다. Acceptance-Rejection 방법은 확률밀도함수 f(x)가 x의 상한과 하한 그리고 f(x)의 상한 값을 가질 때 적용될 수 있으며, 합분산이 적분될 수 없을 때 원하는 확률밀도함수의 랜덤변수를 생성경우에 편리한 방법이다. f(θ)을 만족하는 랜덤위상오류를 발생시켜 PN(pseudo)코드에 의해 발생한 위상에 더해줌으로써 오류가 발생한 데이터와 패리티를 만들어 주었다. 이 데이터와 PN 코드에 의해 생성된 데이터와 비교하여 오류정정회로를 이용하지 않을 때의 오류를 측정하고 데이터와 패리티를 이용해 오류정정회로를 거쳐온 정정된 데이터와 PN코드에 의해서 생성된 데이터와 비교하여 오류율을 측정하였다. 그림 12는 적용가우시안 잡음(AWGN)에서 비용장 오류정정을 가질 때의 성능을 시뮬레이션한 것을 나타내고 있으며, 10⁻⁴의 경우에 2dB정도의 성능개선이 있었으며, 다중오류정정의 차수를 증가함에 따라 성능개선이 증가함을 알 수 있다. 그리고 그림 13은 나카가미 페이딩 지수가 1, 4, 15일 때의 성능을 나타내는 데, m=15에서 1.5dB이상의 성능개선이 있었으며, 역시 다중오류정정의 차수가 증가함에 따라 성능이 개선됨을 알 수 있다.

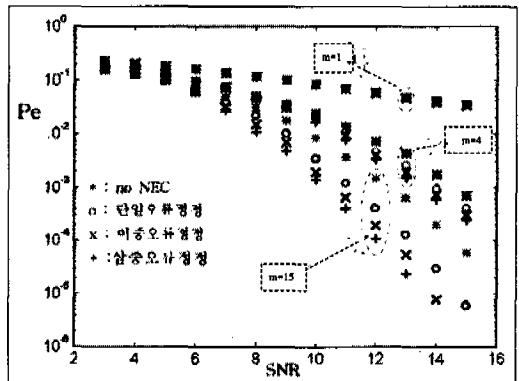


그림 13. 나카가미 페이딩 채널환경에서 비용장 오류정정을 가질 때의 Duobinary MSK의 성능(IF필터: Gaussian 필터, BT=1.1)

III. 결 론

본 논문에서는 비용장 다중오류정정(nonredundant multiple error correction)을 이용하여 Duobinary MSK의 차동검파의 성능을 향상시키는 방법에 대하여 제안되고 연구되었다. 그것은 기존의 차동복조와 kT 지연되어 차동복조된 k 차 차동검파기(k order differential detector)와의 관계를 이용하는 것이다. 이 오류정정방법은 간단한 회로구성을 이용하여 복호될 수 있는 자기직교길쌈부호 오류정정에 기초한 것인데, 다중오류정정회로 구성의 복잡정도는 자기직교 길쌈부호의 생성행렬에 의존한다. 비용장 다중오류정정을 갖는 성능은 적응백색가우시안잡음(AWGN)과 나카가미 페이딩(Nakagami fading)으로 모델링되는 채널에서 Acception-Rejection 방법을 이용하여 연구되었다. 오류성능(BER)은 적응백색가우시안잡음(AWGN) 환경에서 오류정정의 개수가 증가할수록 성능이 더 향상되었으며, 나카가미 페이딩 환경에서 역시 오류정정의 개수가 증가할수록 성능이 향상되었다. 컴퓨터 시뮬레이션은 데이터와 패리티에 독립적으로 오류가 발생한다는 가정하에서 행하여졌지만 실제의 상황에서는 데이터에 오류가 발생했다면 패리티에서도 오류가 발생할 확률은 높아야 될 것이다. 그러므로 오류정정의 성능은 어느 정도 감소하게 된다. 비용장 오류정정방법에 의해서 어떤 신호의 비용장(redundancy)이나 대역폭 증가, 전송전력증가 없이 수신기에 간단한 회로의 추가로 상당한 이득을 얻을 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J.P.McGeehan and A.J.Bateman, "Phase-Locked Configuration Particularly Suited to the Transmission of Data over SSB Mobile Radio Network," IEEE Trans. Commun. Vol. COM-32, Jan. 1984.

[2] F.Davarian, "Mobile Digital Communications Via Tone Calibration," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. VT-36, May 1987.

[3] S.Sampegi and T.Sunaga, "Rayleigh Fading Compensation Method for 16-QAM in Digital Land Mobile Radio Channel," Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference, San Francisco, 1989.

[4] E.Lutz, "Code and Interleave Design for

Data Transmission over Fading Channel," Proceedings Global Telecommunications Conference, pp.12.4.1-12.4.6. 1984.

[5] M.K.Simon and C.C.Wang, "Differential Detection of Gaussian MSK in a Mobile Radio Environment," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. VT-33, pp307-320, Nov. 1984.

[6] Gary D. Boudreau, Peter J. Mclane "Differential Detection of Duobinary CPFSK," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-35, pp.181-184, Feb 1987.

[7] J.Yang and K.Feher, "An Improved $\pi/4$ -QPSK with Nonredundant Error Correction for Satellite Mobile Broadcasting," IEEE Trans. on Broad., Vol.37, March 1991.

[8] T. Masamura, S.Samejima, Y.Morihiro and H.Fuketa, "Differential Detection of MSK with Nonredundant Error Correction," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-27, pp.912-918, June 1979.

[9] S.Samejima, K.Enomoto and Y.Watanabe, "Differential PSK System with Nonredundant Error Correction," IEEE J. Selected Areas Commun., Vol. SAC-1, pp.74-82, Jan 1983

[10] Y. Han and J.Choi, "DMSK System with Nonredundant Error Correction Capability," Proceedings of the IEEE GLOBECOM Conference, San Francisco, 1991.

[11] W.W.Peterson, E.J.Welden, Jr., Error Correcting Code, 2nd ed. Cambridge, MA : MIT Press, 1972.

[12] A.J.Viterbi, J.K.Omura, Principle of Digital Communications and Coding, McGraw- Hill, 1979.

[13] J.G.Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, Inc., 1989.

[14] M. Nakagami, "The m -distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading," in W.G. Hoffman (Ed): "Statistical methods in radio wave propagation," (Oxford, England, Pergamon Press, 1960), 3-36, 1960.

[15] C.W. Kim, Analysis of BPSK System and

