

# 레이리 페이딩 채널에서의 이중직교 신호에 대한 다중심볼 검파

正會員 엄 의 석\*, 윤 순 영\*\*, 이 황 수\*\*\*

## Multi-symbol Detection for Biorthogonal Signals over Rayleigh Fading Channels

Oui Suk Uhm\*, Soon Young Yoon\*\*, Hwang Soo Lee\*\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문은 CDMA 셀룰라 역방향 접속 시스템의 성능개선을 위하여 이중직교 신호에 대한 다중심볼 검파방식을 제안하고, 이에 대한 성능해석과 컴퓨터 모의실험을 수행한다. 이 방식은 기존의 심볼단위 비동기 검파대신 복잡도를 줄인 근사 MLSE에 의해 다중심볼로 구성된 복조 데이터와 채널을 동시에 예측한다. 이 방식은 또한 주어진 심볼의 워드수  $M$ 에 대해 관측하는 다중심볼 길이  $N$ 을 적절히 선택할 때 채널의 예측이 없이도 이상적인 동기검파 방식에 근접한 오류성능을 얻게 해준다. 특히 매우 의미 있는 사항은 이 방식을 CDMA 역방향 접속 시스템에 적용할 때 요구되는 평균 비트당 신호대 잡음 전력비  $\gamma_b$ 를 약 1.4dB 정도 줄일 수 있어 38% 정도의 용량이 증가된다.

### ABSTRACT

In this thesis, a new practical coherent detection scheme for biorthogonal signals, which uses multi-symbol observation interval, is proposed and its performances are analyzed and simulated. The technique jointly estimates both the demodulated data and the channel from received signal only while reducing computation complexity by an approximate maximum-likelihood sequence estimation rather than symbol-by-symbol detection as in previous noncoherent detection. The scheme achieves performance close to that of ideal coherent detection with perfect channel estimates when select the appropriate observation symbol interval  $N$  in the given symbol alphabet size  $M$ . What is particularly interesting is that the required average signal-to-noise ratio per bit  $\gamma_b$  can be reduced by as much as 1.4dB and the capacity can be increased by as much as 38% when we use this system in the CDMA cellular reverse link.

\* (주)케이콤 종합연구소

\*\* (주)삼성전자 정보통신본부 통신시스템 사업부

\*\*\* 한국과학기술원 전기 및 전자공학과

論文番號: 96246-0812

接受日字: 1996年 8月 12日

## I. 서 론

최근 CDMA 기술이 발전하면서 현재 용량이 포화 상태에 있는 아날로그 방식의 셀룰라를 대체하는 디지털 이동통신에의 도입이 본격적으로 전개되고 있다. CDMA 방식의 디지털 셀룰라라는 파일럿 채널이 항상 존재하는 동기식 복조방식의 순방향 접속과 파일럿 채널이 없는 비동기식 방식의 역방향 접속으로 구분된다. 순방향 접속의 경우 송신 측에서는 연속적인 파형의 간섭원에 대해 좋은 특성을 가지는 QPSK 방식과 각 채널의 구분을 위하여 직교함수인 Walsh-Hadamard(WH) 부호를 사용하고 수신 측에서는 동일한 부호에 의해 데이터를 복원하므로 타 채널에 의한 간섭성분이 제거된다. 이에 비해 역방향 접속의 경우 송신 측에서는 순방향 접속과 달리 파일럿 채널이 없으므로 전송할 데이터를 WH 부호에 사상시키는 64-ary 직교변조 신호를 사용하여 성능향상을 도모하고, 수신 측에서는 파일럿 채널이 없는 상태에서 직교 변조된 신호를 복조하는 비동기식 복조방식을 사용한다. 일반적으로 L=1일 때 직교신호가 되고 L=2일 때 이중직교 신호가 되는 L중 직교신호는 가능한 대역폭내에서 심볼의 워드수 M을 증가시키므로써 오류율을 임의대로 줄일 수 있기 때문에 매우 우수한 변조기법중의 하나라는 것은 잘 알려져 있다. 그러나 L중 직교신호는 오류율을 줄이기 위해 심볼의 워드수를 늘려야되고 심볼의 워드수 증가는 대역폭의 증가를 수반하기 때문에 대역폭과 전력의 상호관계에서 최적의 효율을 얻기 위하여 많은 연구가 되어왔다. L중 직교신호에 대한 복조는 다른 방식과 마찬가지로 동기 복조방식이나 비동기 복조방식을 통해 이루어진다. 동기복조를 위해서는 채널에 의해 만들어지는 위상의 변화를 동기복조 참조신호를 이용하여 예측해야 하지만 CDMA 이동통신의 역방향 접속과 같은 다중경로 페이딩 채널에서는 동기복조를 위한 신호를 만들고 추적하는 것을 어렵게 한다. 이에 따라 신뢰할만한 채널의 예측이 어려운 환경에서는 일반적으로 비동기복조를 수행한다. 그러나 비동기 복조는 수신기에서 반송파의 초기동기와 미세동기에 대한 필요성을 제거시켜주는 반면 동기복조에 비해 성능이 저하된다. 예로서  $10^{-3}$  비트오류율(BER)에서 직교변조신호의 비동기복조는 동기복조에 비해 약 1.2dB의

$E_b/N_0$ 이 더 요구된다. 이러한 비동기 복조의 성능개선을 위해 Divsalar와 Simon은 MPSK 신호에 대해 Maximum Likelihood Sequence Estimation(MLSE)를 기본으로한 다중심볼 검파기법을 적용하면서 오류성능을 해석하였으며, 연속펄스변조(CPM) 신호에 다중심볼 검파기법을 적용하였다[3][4]. 또한 최근 L중 직교신호를 이동통신에 적용하려는 관심이 높아지고 있는 가운데 직교신호와 이중 직교신호에 대해 다중심볼 검파기법을 적용한 실제적인 동기복조방식의 수신기가 연구되었고[5][8], 레이리 페이딩 채널에서 L중 직교신호의 비동기 복조방식에 대한 성능해석이 이루어졌다[6]. 그러나 L이 2이상인 L중 직교신호에 대해 다중심볼 검파기법을 적용한 동기복조 방식에 대한 연구는 아직 미흡한 상태이다.

본 논문에서는 L중 직교신호의 하나로써 쉽게 L중 직교신호로 일반화 할 수 있는 이중직교 신호(L=2)에 대해 다중심볼 검파기법을 적용한 동기복조방식의 성능을 확인한다. 여기서 이중직교 신호란 M/2-ary 직교신호와 그 반대 부호를 가진 직교신호를 이용하여 M-ary 이중직교 신호를 구성하므로써, 직교신호에 비해 동일한 대역폭에서 하나의 비트를 전송할 수 있는 신호 방식을 의미한다. 부가백색 정규잡음(AWGN) 채널에서는 심볼의 워드수 M과 관측하는 다중심볼의 길이 N을 파라미터로한 오류성능을 다중심볼 쌍들간의 오류확률 상한(upper bound)을 통해 유도하고, 컴퓨터 모의실험 결과와 거의 일치하는 것을 보인다. 또한 레이리 페이딩 채널에서는 2개의 다이버시티 브랜치를 사용할 때 심볼의 워드수 M을 파라미터로한 오류성능을 컴퓨터 모의실험을 통해 구했으며 이 결과를 CDMA 역방향 접속시스템에 적용할 때 기존 시스템에 비해 큰 성능이득이 있는 것을 확인하였다.

## II. AWGN 채널에서 이중직교 신호에 대한 다중심볼 검파

AWGN 채널에서 이중직교 신호를 전송할 때 구간  $0 \leq t \leq T$ 의 전송된 M-ary 이중직교 신호 파형  $\{s_{m,l}(t), m=1, \dots, M/2, l=1, 2\}$ 는 일반적으로 다음과 같다.

$$s_{m,l}(t) = \sqrt{2} P \cos(2\pi f_c t + 2\pi m \Delta f t + \theta_l)$$

$$= \text{Re} [u_{m,l}(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (1)$$

여기서 P는 일정한 신호 전력이고 Δf는 두 개의 인접한 직교신호 사이의 최소 주파수 거리이며 θ<sub>l</sub>은 직교신호의 위상으로서 0 또는 π의 값을 갖게된다. {u<sub>m,l</sub>(t)}은 등가 저역통과 신호로

$$u_{m,l}(t) = \sqrt{2} P e^{j(2\pi m \Delta f t + \theta_l)}, \quad m=1, 2, \dots, M/2, l=1, 2, 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

가 된다. 이때 수신된 n번째의 심볼구간 (n-1)T ≤ t ≤ nT에서 등가의 저역통과 신호 r(t)는 다음과 같다.

$$r(t) = \alpha e^{-j\theta_c} u_{m,l}(t) + z(t) \quad (3)$$

여기서 z(t)는 AWGN이다. 수신된 신호를 (m, l)번째 정합필터(matched filter)에 통과 시키고 그 출력을 λ<sub>m,l</sub>이라 하면

$$\lambda_{m,l} = \int_{(n-1)T}^{nT} r(t) u_{m,l}^*(t) dt \quad (4)$$

이다. 이때 최적의 동기검파 결정변수(decision variable) {U<sub>m,l</sub>}는

$$U_{m,l} = \text{Re} [e^{-j\theta_c} \lambda_{m,l}] \quad (5)$$

가 되며 다음과 같은 비동기 결정변수 {V<sub>m,l</sub>}을 갖게 된다.

$$V_{m,l} = \begin{cases} |\lambda_{m,l}|^2, & \text{for } m \\ \text{sign } \lambda_{m,l}, & \text{for } l \end{cases} \quad (6)$$

결정규칙은 최대의 결정변수에 대응하는 심볼 {m̂, l̂}을 선택하는 것이다.

$$\{\hat{m}, \hat{l}\}(n) = \max_{m,l} \Lambda_{m,l}(n) \quad (7)$$

여기서 동기검파의 경우에 Λ<sub>m,l</sub> = U<sub>m,l</sub>이 되며 비동기 검파의 경우에는 Λ<sub>m,l</sub> = V<sub>m,l</sub>이 된다. 동기검파의 경우에는 채널에 의해 생성된 위상 e<sup>jθ<sub>c</sub></sup>을 예측해야된다. 그런데 정합필터 출력 λ<sub>m,l</sub>은 채널의 조건부 예측이라

고 생각할 수 있다. 예로서 m, l 개의 심볼중 심볼 1, 1이 전송되었다고 가정하면 잡음이 포함된 λ<sub>1,1</sub>은

$$\lambda_{1,1} = \alpha e^{-j\theta_c} + N_{1,1} \equiv \hat{g}_{1,1} \quad (8)$$

이 되며, 여기서 N<sub>1,1</sub>은 심볼 1.1의 정합필터를 통과한 잡음성분이다. 따라서 심볼단위로만 검파를 한다면

$$\hat{g}_{1,1} = \lambda_{m,l}, m=1, 2, \dots, M/2, l=1, 2 \quad (9)$$

이 된다. 여기서 α e<sup>-jθ<sub>c</sub></sup>이 한 심볼 구간동안 일정하다고 가정하면 조건부 동기검파의 결정변수 U<sub>m,l</sub>은

$$U_{m,l} = \text{Re} [\hat{g}_{m,l}^* \lambda_{m,l}] = |\lambda_{m,l}|^2 \quad (10)$$

이 된다. 결정규칙은 이 구간에서 동기적인 에너지를 최대로 만들어주는 채널예측 ĝ를 선택하는 것이다. 위 식에서 볼 때 채널변화에 대하여 심볼과 심볼사이에 어떠한 메모리를 갖지 않는다면 조건부 동기검파의 성능은 비동기검파의 성능과 동일하다. 이제 α e<sup>-jθ<sub>c</sub></sup>이 한 심볼구간에서 일정하다는 가정을, N개의 연속적으로 이루어지는 심볼로 구성된 하나의 프레임구간 동안에 일정하다고 확장하고 위의 (10)을 전개한다. S를 한프레임 내에서 구성 가능한 M<sup>N</sup>개의 다중심볼 집합이라고 하고 u는 이 집합에서 하나의 다중심볼이라 하면

$$u = (b_1 a_1, b_2 a_2, \dots, b_N a_N) \quad (11)$$

이 되며, 여기서 a<sub>n</sub>과 b<sub>n</sub>은 n번째 구간에서의 심볼로 a<sub>n</sub>은 M/2개로 구성된 직교신호중의 하나이며 b<sub>n</sub>은 차등 부호화한 신호로 +1 또는 -1중의 하나를 갖게 된다. 다중심볼 u에서 n번째 구간의 심볼에 대한 정합필터 출력을 λ<sub>u</sub>이라 정의하면

$$\lambda_u = \int_{(n-1)T}^{nT} r(t) b_n a_n^*(t) dt = b_n \int_{(n-1)T}^{nT} r(t) a_n^* dt \quad (12)$$

가 되고 한 블록에 대한 M<sup>N</sup>개의 조건부 채널예측은

$$\hat{g}_u = \sum_{n=1}^N \lambda_u, \quad \forall u \in S \quad (13)$$

이 되며 다중심볼  $u$ 에 대한 결정변수  $\Lambda(u)$ 은

$$\Lambda(u) = |\hat{g}_u|^2 = \left| \sum_{n=1}^N \lambda_{u_n} \right|^2$$

$$= \left| \sum_{n=1}^N b_n \int_{(n-1)T}^{nT} r(t) a_n^*(t) d(t) \right|^2 \quad (14)$$

이 된다. 여기서  $r(t)$ 는 수신신호이고  $a_n(t)$ 는  $a_n$ 에 대응하는 구간  $T$ 의 직교신호이다. 따라서 이중직교 신호로 구성된 심볼들이 모여 하나의 시퀀스를 이루는 다중심볼  $u$ 에 대한 위식의 결정변수  $\Lambda(u)$ 를 가지고 최대의 결정변수에 대응하는 다중심볼들을 동시에 선택할 수 있게 된다.

### III. BER 성능

제안된 구조의 성능평가를 위해 여기서는 [3]에서 사용했던 기법을 이용하여 비트오류율의 상한인  $P_b$ 를 구한다. 이러한 상한은 각각의 오류블럭에 의해 발생되는 각 오류율들의 합으로 표시된다. 식(11)과 같이  $N$ 개로 구성된 다중심볼들이 전송 되었고 이들을 검파하여 결정된 다중심볼들을  $\hat{u}$ 라 정의하면

$$\hat{u} = (\hat{b}_1 \hat{a}_1, \hat{b}_2 \hat{a}_2, \dots, \hat{b}_N \hat{a}_N) \quad (15)$$

이 되고 또한 이들을 더욱 세분화 해서 정의하면

$$u_a = (a_1, a_2, \dots, a_N) \quad (16a)$$

$$u_b = (b_1, b_2, \dots, b_N) \quad (16b)$$

$$\hat{u}_a = (\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_N) \quad (16c)$$

$$\hat{u}_b = (\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_N) \quad (16d)$$

이 된다. 일반적으로 이중직교신호의 심볼오류율은 직교신호 사이에서 발생하는 심볼오류율과 심볼의 위상을 차등 복호화할 때 발생하는 심볼 오류율의 합으로 나타난다. 여기서 직교신호 사이의 심볼 오류율을  $P_{M, ori}$ 라 하고 심볼의 위상간 차등복호화로 인한 심볼 오류율을  $P_{M, phase}$ 라 하면  $P_{M, ori}$ 는  $u_a$ 와  $\hat{u}_a$ 사이의 각각

에 대한 오류확률의 합으로

$$P_{M, ori} \leq \sum_{\delta=0}^{N-1} \frac{N-\delta}{N} \binom{N}{\delta} (M-2)^{N-\delta} P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} \quad (17)$$

이 되며  $P_{M, phase}$ 는  $u_b$ 와  $\hat{u}_b$  사이의 각각에 대한 오류확률의 합으로

$$P_{M, phase} \leq \sum_{\delta=0}^{N-1} \frac{N-\delta}{N-1} \binom{N}{\delta} (M/2-1)^{N-\delta} P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} \quad (18)$$

이 된다. 여기서  $\delta$ 는 다중심볼  $u$ 와  $\hat{u}$ 사이에 서로 같은 심볼의 수를 의미하고  $P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\}$ 는 실제로  $u$ 가 보내어졌을 때  $\hat{u}$ 로 잘못 선택하는 오류율이며 나머지 부분은 각 심볼의 오류가  $N$ 개의 심볼을 가지는 시퀀스의 어느 곳에서나 발생할 수 있기 때문에  $\delta$ 를 0에서  $N-1$ 로 변화면서 더한 전체 경우의 수이다.  $P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\}$ 의 계산을 위해 여기서는 [7]에서 적용했던 방법을 이용한다.  $z_1$ 과  $z_2$ 가 복소 가우시언 랜덤변수일 때  $P_r\{|z_2|^2 > |z_1|^2\}$ 의 확률은 다음과 같다.

$$P_r\{|z_2|^2 > |z_1|^2\} = \frac{1}{2} [1 - Q(b, a) + Q(a, b)] \quad (19)$$

여기서  $Q(\alpha, \beta)$ 은 Marcum의  $Q$ 함수이며

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{1}{2N_s} \times \frac{S_1 + S_2 - |\rho| \sqrt{S_1 S_2} \cos(\theta_1 - \theta_2 + \phi)}{1 - |\rho|^2} \pm \frac{S_1 - S_2}{\sqrt{1 - |\rho|^2}}} \quad (20)$$

$$S_1 \equiv \frac{1}{2} |\bar{z}_1|^2; \quad S_2 \equiv \frac{1}{2} |\bar{z}_2|^2$$

$$N_s \equiv \frac{1}{2} |\bar{z}_1 - \bar{z}_1|^2 = \frac{1}{2} |\bar{z}_2 - \bar{z}_2|^2$$

$$\rho \equiv \frac{1}{2N_s} (\bar{z}_1 - \bar{z}_1) * (\bar{z}_2 - \bar{z}_2)^*$$

$$\phi = \arg(\rho); \theta_1 = \arg(\bar{z}_1); \theta_2 = \arg(\bar{z}_2)$$

$P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\}$ 를 구하기 위해  $\Lambda(u)$ 는  $|\hat{g}_u|^2$ 이므로  $\hat{g}_u$ 를  $z_1$ ,  $\hat{g}_u$ 를  $z_2$ 로 대체하면

$$\bar{z}_1 = E[\hat{g}_u] = E\left[\sum_{n=1}^N \lambda_{u_n}\right] = \sqrt{2} PN \quad (21)$$

이 되며

$$\bar{z}_2 = E[\hat{g}\hat{u}] = \sqrt{2} PN \quad (22)$$

이 된다. 여기서  $\delta$ 는  $u$ 와  $\hat{u}$ 사이에서 서로 같은 심볼의 수를 의미하므로 식(21)과 (22)를 (20)에 대입하면

$$S_1 = PN^2; S_2 = P\delta^2 \quad (23)$$

$$N_s = \frac{1}{2} E\left[ \sum_{n=1}^N z_n^2 \right] = \frac{NN_0}{T} \quad (24)$$

이 되며

$$\rho = \frac{\delta}{2N_s} \sum_{i=1}^N \sum_{n=1}^N E[n_i n_n^*] = \frac{\delta}{N} \quad (25)$$

가 된다. 여기서 식(21)과 (25)을 식(20)에 대입하면 원하는 결과인  $P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\}$ 가 유도된다.

$$P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} = \frac{1}{2} [1 - Q(b, a) + Q(a, b)] \quad (26)$$

여기서

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{1}{2} \gamma_s [N \pm \sqrt{N^2 - |\delta|^2}]} \quad (27)$$

이 되고 위 식에서  $\gamma_s = \frac{PT}{N_0}$ 이다. 그러나 식(26)의  $Q$  함수로는 오류율 비교가 어려우므로  $Q$ 함수를 계산 가능한 식으로 변경해야 된다. 일반적으로  $Q$ 함수의 입력변수가 클 경우에는 다음과 같이 근사화 시킬 수 있다[7].

$$Q(\alpha, \beta) \cong 1 - \frac{1}{\alpha - \beta} \sqrt{\frac{\beta}{2\pi\alpha}} \exp\{-(\alpha - \beta)^2\}; \alpha \gg \beta \gg 1 \quad (28a)$$

$$Q(\alpha, \beta) \cong 1 - \frac{1}{\beta - \alpha} \sqrt{\frac{\beta}{2\pi\alpha}} \exp\{-(\beta - \alpha)^2\}; \beta \gg \alpha \gg 1 \quad (28b)$$

위의 근사식을 식(26)에 대입하면

$$P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{b-a} \left( \sqrt{\frac{a/b}{2\pi}} + \sqrt{\frac{b/a}{2\pi}} \right) \right.$$

$$\left. \times \exp\left\{-\frac{(b-a)^2}{2}\right\} \right] \quad (29)$$

이며 여기서  $a, b$ 의 값은 식(27)에 나타나있다. 그런데 블록  $u$ 와  $\hat{u}$ 를 비교해 볼 때 전체 오류율은 식(17)와 (18)에 나타나 있지만 이중 지배적인 오류는  $N$ 개의 심볼중  $N-1$ 개는 같고 1개만 틀린 경우이므로 이 경우  $\delta_{\max} = N-1$ 이 되며  $\sum_{\delta=0}^{N-1}$  대신에  $\delta_{\max}$ 를 식(17)과 (18)에 대입하면 직교신호 부분과 위상부분의 심볼오류율은 다음과 같이된다.

$$P_{M, ori} \leq (M-2) P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} \quad (30a)$$

$$P_{M, phase} \leq \frac{N}{N-1} \times \left(\frac{M}{2} - 1\right) P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} \quad (30b)$$

여기서 직교신호 부분의 심볼 오류율  $P_{M, ori}$ 와 비트 오류율  $P_{b, ori}$ 는 다음과 같다.

$$P_{b, ori} = \frac{1}{2} \frac{M}{M-2} P_M \leq \frac{M}{2} P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} \quad (31)$$

또한 위상부분에서  $P_{M, phase}$ 를 가지고  $P_{b, phase}$ 를 구하기 위해서는 블록  $u$ 와  $\hat{u}$ 에 대한 평균 해밍거리(Hamming Distance)  $W(u, \hat{u})$ 를 고려해야하는데  $N$ 개의 심볼로 구성된 시퀀스에 대한 해밍거리  $W(u, \hat{u})$ 는 다음과 같다[1].

$$W(u, \hat{u}) = \begin{cases} \frac{2(N-1)}{N} & ; N > 2 \\ \frac{1}{2} & ; N = 2 \end{cases} \quad (32)$$

위상 부분의 비트에 대한 오류율  $P_{b, phase}$ 는 이들에 대한 곱이므로  $N > 2$ 인 경우

$$\begin{aligned} P_{b, phase} &= W(u, \hat{u}) P_{M, phase} \leq \frac{2(N-1)}{N} \times \frac{N}{N-1} \\ &\times \left(\frac{M}{2} - 1\right) P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} \\ &= (M-2) P_r\{\Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u\} \end{aligned} \quad (33)$$

이며 따라서 이중직교 신호에 대한 다중심볼 검파의

심볼오류율  $P_M$ 은

$$P_M = P_{M, \text{ori}} + P_{M, \text{phase}} \quad (34)$$

이 되며 비트 오류율  $P_b$ 는 전체  $\log_2(M)$ 비트 중에서  $\log_2(M/2)$ 는  $P_{b, \text{ori}}$ 에 의해서 결정이 되고 1비트는  $P_{M, \text{phase}}$ 에 의해서 결정되므로 전체 비트 오류율  $P_b$ 는

$$P_b = \frac{1}{\log_2 M} \left( \log_2 \left( \frac{M}{2} \right) \times P_{b, \text{ori}} + 1 \times P_{b, \text{phase}} \right) \\ \leq \left( \frac{M}{2} + \frac{M-4}{2 \log_2 M} \right) P_r \{ \Lambda(\hat{u}) > \Lambda(u) | u \} \quad (35)$$

이 된다. 따라서 우리는 식(29)와 (31)을 이용하여 직교 신호 워드의 크기  $M$ 과 다중심볼 시퀀스의 길이  $N$ 에 대한 AWGN 채널에서의 평균 비트오류율의 상한을 구할 수 있으며 또한 식(29)와 (35)를 이용하여 이중 직교 신호의 워드 크기  $M$ 과 다중심볼 시퀀스의 길이  $N$ 에 대한 AWGN 채널에서의 평균 비트오류율의 상한을 구할 수 있다.

#### IV. 송수신기 구조와 변경된 근사 MLSE(MNMLSE)

그림 1은 이중직교신호를 다중심볼 검파하기 위한 송수신기의 구조를 보여주고 있다.

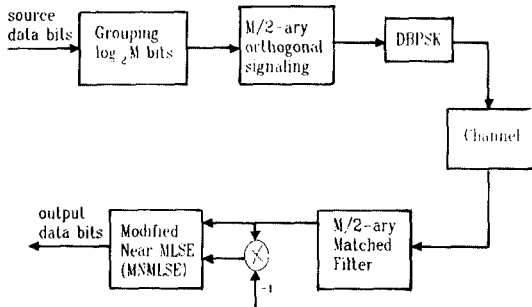


그림 1. 다중심볼 검파의 이중직교 송수신기 구조

이 구조에서 원천(source) 비트들은 두 개의 부분으로 나뉘어져 한 부분의 비트들은 직교신호중의 하나를 선택하는데 사용되고 나머지 하나의 원천 비트는 선택된 직교신호의 위상을 차등부호화 하는데 사용

된다. 적용되는 채널이 AWGN 채널이면서 직교신호와  $M$ 의 크기가 작은 이중직교 신호에 대한 다중심볼 검파의 구조는 매우 간단히 생각할 수 있지만 CDMA 이동통신과 같은  $M$ 의 크기가 큰 환경의 경우에는 실제 구현하는데 고려해야 할 사항들이 있다. 첫째로 적용 되어야 할 채널이 디지털 이동통신과 같이 시간에 따라 변화하는 다중경로 페이딩 채널일 때에는 채널변화에 따라 발생하는 위상의 모호함이 해결되어야 한다. 일반적으로 다중경로 페이딩 채널은 다음과 같은 등가 저역통과 충격파 응답으로 표시된다.

$$h(\tau, t) = \sum_k \alpha_k(t) e^{-j2\pi f_c \tau_k(t)} \delta[\tau - \tau_k(t)] \quad (36)$$

여기서  $\alpha_k(t)$ 는  $k$ 번째 경로에 대한 수신 신호의 진폭 감쇄이고  $\tau_k(t)$ 는  $k$ 번째 경로에 대한 전파 지연이다. 하나의 이중직교 신호가 식(36)의 이산적인 다중경로 페이딩 채널을 통해 전송될 때 잡음이 없는 경우 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum \alpha_k(t) e^{-j2\pi f_c u(t)} = \sum \alpha_k(t) e^{-j\phi_k(t)} \quad (37)$$

위 식에서 관측된 수신 위상은 각각의 위상의 합으로 진폭  $\alpha_k(t)$ 와 위상  $\phi_k(t) + \theta_l$ 를 가지며 여기서  $\phi_k(t) = 2\pi f_c \tau_k(t)$ 로서 구간  $(-\pi, \pi)$ 에서 랜덤하게 변한다. 따라서 채널의 변화에 따라 수신신호의 위상이 랜덤하게 변하기 때문에 수신신호의 위상만을 가지고 심볼을 검파하게 되면 위상의 모호함이 발생하게 된다. 이를 위해 송신기에서는  $\log_2(M)$  비트를 전송할 때  $\log_2(M/2)$  비트는 그룹화 하여  $(M/2)$ 개의 직교신호중 하나를 선택하고 1비트를 가지고 선택된 직교신호의 부호를 차등부호화 시킨다. 수신기에서는 역으로 차등부호화를 하게 되므로써 심볼 사이에 발생하는 위상의 모호함을 해결할 수 있다. 둘째로 식(14)의 결정변수에 의해 시퀀스를 결정하는데는  $N$ 개의 심볼로 구성된 블록에 대해 MLSE를 수행하는 것이 가장 이상적이다. 그러나 이상적인 MLSE의 경우에는  $M^N$ 개의 결정변수를 계산해야 되기 때문에  $M$ 의 값이 클 경우에는 시퀀스 길이  $N$ 에 따라 계산량이 지수함수로 증가하게 되어 적용이 거의 불가능하다.

그림 2는 이중직교 신호에 대해 NMLSE(Near MLSE)를 변경시킨 변경된 근사 MLSE(Modified NMLSE)

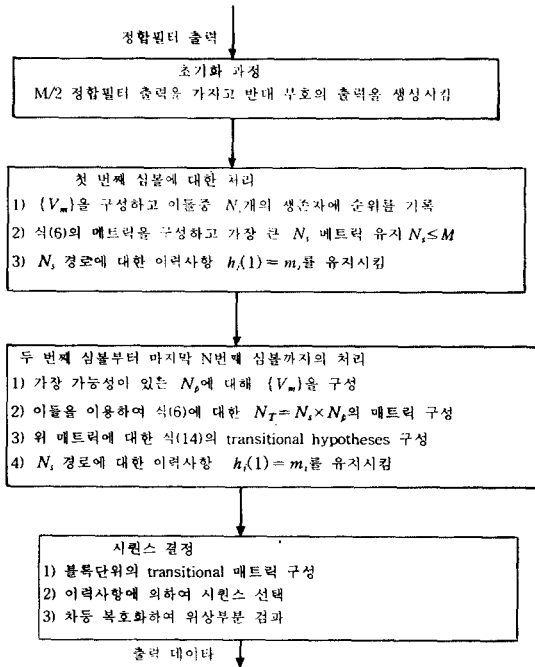


그림 2. 이중직교 신호에 대한 MNMLSE 알고리즘

알고리즘의 구조이다. MNMLSE는 심볼이 수신될 때마다  $\{V_m\}$ 을 구성하고 이에 대한 순위를 구한 다음  $N_s$  만큼의 생존자를 남기고 다음 심볼의 일부분인  $N_p$ 와 함께 새로운 변경 행렬  $N_T = N_s \times N_p$ 을 구성하여 계산량을 대폭 줄일 수 있다. 이상적인 MLSE의 계산량은  $M^N$ 인데 비해 MNMLSE의 계산량은  $(n-1) \times N_p \times N_s$

이기 때문에 예로서 만일  $N_p = N_s = \frac{M}{2}$  이고  $M=16, N=$

6으로 하면 심볼들의 순위계산을 제외할 때 결정변수에 대한 계산량은  $16^6$ 에서 320으로 현저하게 감소하므로 하드웨어 구현시에 알고리즘의 실행에 필요한 메모리의 양도 감소하게 되어 하드웨어의 구조가 간단하게 구성될 수 있다. 계산량을 대폭적으로 줄여 현실적으로 구현 가능케 하면서도 오류율은 MLSE와 거의 유사하게 유지토록 하는 것이 MNMLSE의 장점이라 할 수 있다.

## V. 모의실험 결과 및 토의

### 5.1 오류율 상한선의 평가

그림 3, 4, 5는  $M=2, 4, 8$ 에 대해서 식(29)와 (31)을 이용한 직교신호의 다중심볼검파 오류율에 대한 상한을 보여주고 있으며 그림 6, 7은  $M=4, 8$ 에 대해서 식(29)와 (35)를 이용한 이중직교 신호의 다중심볼검파 오류율에 대한 상한을 보여주고 있다. 여기서 사용한 파라미터는 다중심볼 시퀀스의 길이  $N$ 으로서  $N=1$  (기존 비동기 검파)에서  $N=6$ 으로 변하고 있다. 이들 그림에서 마크를 하여 표시한 점들은 컴퓨터 모의실험을 통하여 얻어진 정확한 오류율들로서 오류율 상한선과의 비교를 위하여 표시하였다. 오류율 상한선과 모의실험 결과를 통해 볼 때 비동기 검파인  $N=1$ 에서  $N=2$ 인 다중심볼 검파를 적용하기만 해도 비동기검파와 이상적인 동기검파사이의 손실중 절반이상을 회복시켜주는 것을 알 수 있다.

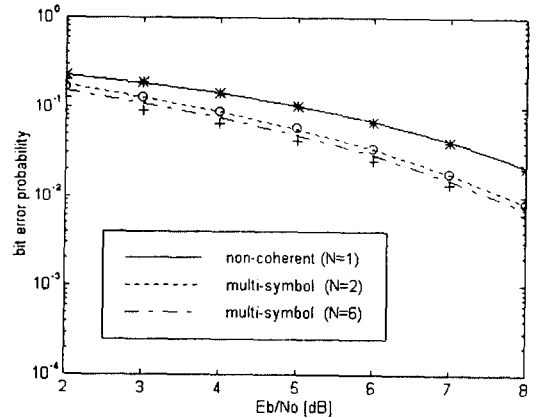


그림 3. M=2인 직교신호의 에러율 상계에 대한 BER 결과

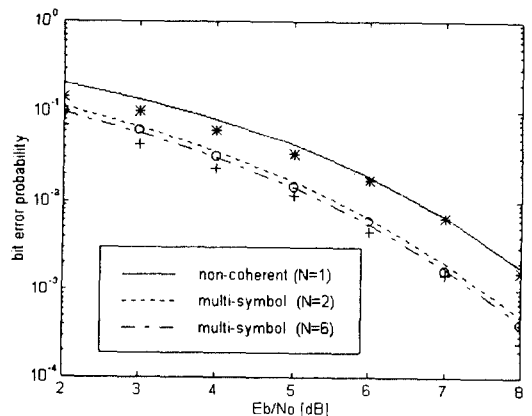


그림 4. M=4인 직교신호의 에러율 상계에 대한 BER 결과

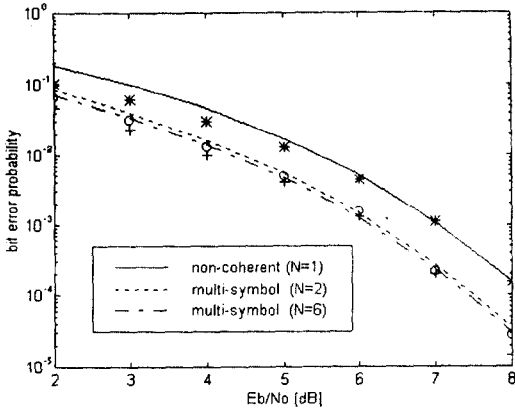


그림 5. M=8인 직교신호의 에러율 상계에 대한 BER 결과

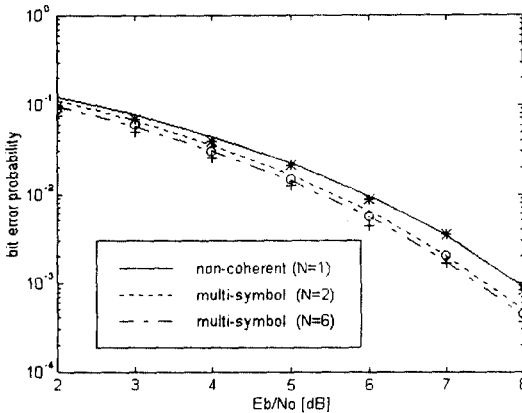


그림 6. M=4인 이중직교 신호의 에러율 상계에 대한 BER 결과

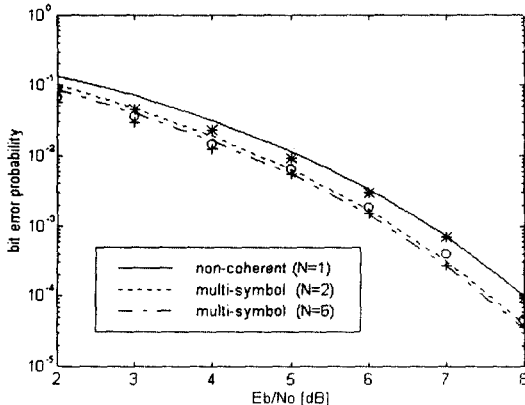


그림 7. M=8인 이중직교 신호의 에러율 상계에 대한 BER 결과

### 5.2 다이버시티를 적용한 컴퓨터 모의실험

레이리 페이딩 채널에서 다중심볼 검파를 적용한 이중직교 신호의 오류율에 대한 성능해석은 어렵기 때문에 본 절에서는 컴퓨터 모의실험을 통하여 정확한 성능비교를 한다. 모의실험의 조건은 다음과 같다. CDMA 역방향 접속 시스템의 입력 데이터율이 9.6 Kbps이고 코드율이 1/3인 것과 비교하여 원천 데이터 비트율은 28.8Kbps로 하였다. 또한 M-ary 이중직교신호의 코드심볼은 WH 부호를 이용하여 구성한다. 수신된 시퀀스는 6개의 심볼 단위로 블록을 구성하여 각 블록 단위로 MNMLSE를 거쳐 다중심볼 검파를 수행한다. 여기에서 고려한 채널은 AWGN 채널과 flat한 레일리 페이딩 채널로 100Hz 도플러 주파수를 가지고, 두 개의 독립적인 경로를 갖는 Jakes 모델을 따르도록 하였다. 따라서 다이버시티의 수는 2이다. 또한 여기서 사용한 MNMLSE 검파기의 파라미터로서  $N_p \times N_s = M/2$ 을 적용하였다. 성능비교를 위해 수행한 이중직교 신호의 비동기검파는 직교신호에 대해 비동기검파를 한 다음 위상을 비동기검파하도록 하였으며 모의실험은 50,000심볼을 반복하였다.

그림 8은 16-ary 이중직교 신호에 대한 AWGN 채널에서의 오류성능을 보여주고 있으며 그림 9는 레일리 페이딩 채널에서의 오류성능을 보여주고 있다.

성능 비교를 위해 동일한 대역폭의 8-ary 직교신호의 오류성능을 추가하였다. 다중심볼 검파를 적용한 16-ary 이중직교 신호는 비동기나 다중심볼 검파를

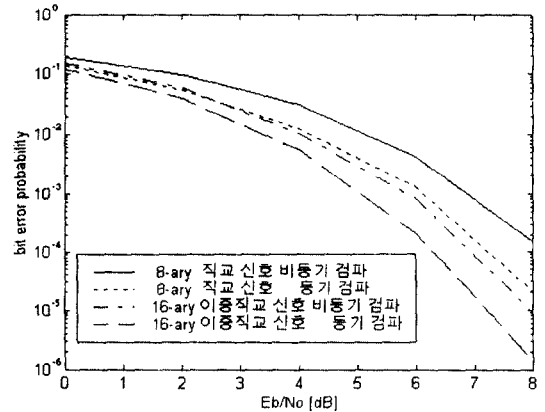


그림 8. AWGN 채널에서 시뮬레이션을 통한 M=16인 이중직교 신호에 대한 BER 결과



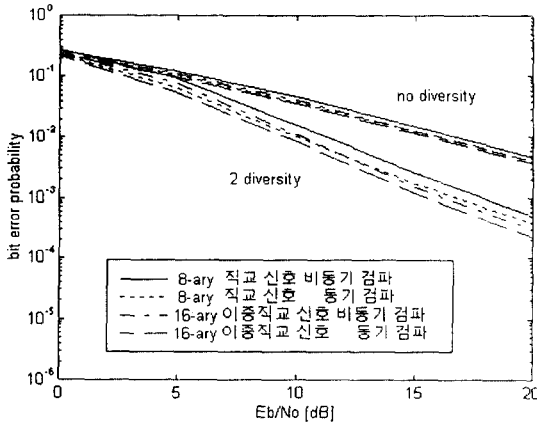


그림 9. 레일리페이딩 채널에서 시뮬레이션을 통한  $M = 16$  인 이중직교 신호에 대한 BER 결과

적용한 8-ary 직교신호에 비해 큰 성능 이득이 있음을 알 수 있으며 AWGN 채널에서의 성능 특성은 flat한 레일리 페이딩 채널에서도 그 특성을 그대로 유지하고 있음을 알 수 있다.

표 1에는  $10^{-3}$ 의 BER을 유지하기 위해 필요한 평균화된 비트에너지를 나타내고 있다.

표 1.  $10^{-3}$ 의 BER을 유지하기 위해 필요한 평균화된 비트 에너지(dB)

M	AWGN				Rayleigh(diversity 2)			
	비동기 직교	비동기 이중	다중 직교	다중 이중	비동기 직교	비동기 이중	다중 직교	다중 이중
2	11.1	7.8	10.0	7.2	21.1	17.8	20.1	17.3
4	8.5	6.7	7.5	6.1	18.9	17.0	17.9	16.4
8	7.1	5.9	6.2	5.3	17.8	16.5	16.9	15.9
16	6.2	5.3	5.4	4.7	17.1	16.1	16.2	15.5
32	5.6	4.8	4.8	4.3	16.6	15.7	15.7	15.1
64	5.3	4.5	4.4	4.0	16.2	15.3	15.3	14.8

위 표에서 보이는 바와 같이 128-ary 이중직교 신호의 경우 AWGN 채널에서 다중심볼 검파는 비동기검파에 비해 약 0.5dB의 성능이득이 있으며 64-ary 직교신호의 비동기 검파에 비해서는 1.3dB, 다중심볼 검파에 비해서는 0.4dB의 성능이득이 있음을 알 수 있다. 또한 다이버시티를 적용하지 않을 경우에는 레일

리 페이딩이 급격한 성능저하를 보임을 알 수 있다. 그러나 2개의 다이버시티 브랜치를 사용했을 때 다중심볼 검파는 비동기 결합손실에 의해 성능이 저하되는 비동기 검파에 비해 큰 성능이득이 있음을 알 수 있다. 128-ary 이중직교 신호의 경우 레일리페이딩 채널에서의 다중심볼검파는 비동기검파에 비해 약 0.5dB의 성능이득이 있으며 64-ary 직교신호의 비동기 검파에 비해서는 1.4dB의 성능이득이 있음을 알 수 있다. 따라서 우리는 다이버시티를 적용한 직교신호와 이중직교 신호의 다중심볼검파는 AWGN 채널에서의 성능이득을 레일리 페이딩 채널에서도 그대로 유지함을 알 수 있다. 또한 128-ary 이중직교신호를 CDMA 디지털 셀룰라 역방향 접속시스템에 적용할 때 이에 대응되는 기존의 64-ary 직교신호보다 매우 우수한 위 결과의 성능이득을 통해 채널용량을 증가시킬 수 있게 된다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 CDMA 역방향 접속 시스템의 성능 개선을 위하여 이중직교 신호에 대한 다중심볼 검파 방식을 제안하였으며 이에 대한 성능해석과 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 이 방식은 송신기에서는 기존의 직교신호 변조 대신에 이중직교 신호 변조를 사용하므로서 동일한 채널 대역폭에서 심볼 에너지를 증가시키고 수신기에서는 기존의 심볼단위 비동기 검파대신 복잡도를 줄인 근사 MNMLSE에 의해 다중심볼로 구성된 복조 데이터와 채널을 동시에 예측하므로서 성능이 향상된다. 이 방식은 또한 주어진 심볼의 워드수  $M$ 에 대해 관측하는 다중심볼의 길이  $N$ 을 적절히 선택할 때 채널의 예측이 없이도 이상적인 동기검파 방식에 근접한 오류성능을 얻는다. 이 방식의 성능해석은 AWGN 채널에서 다중심볼  $u$ 를 전송할 때, 이들을 검파하여 결정되는 다중심볼이  $\hat{u}$ 라 하면  $u$ 와  $\hat{u}$  사이에 발생하는 직교신호 부분과 위상 부분의 심볼 오류율 상한들의 계산을 통해서 이루어졌으며 수식으로 나타난 결과는 실제의 모의실험 결과와 거의 일치하는 것을 보여주고 있다. 그러나 레일리 페이딩 채널의 경우에는 다중심볼 검파를 적용한 이중직교 신호에 대한 성능해석이 어렵기 때문에 컴퓨터 모의실험을 통하여 정확한 성능비교를 하였다.

컴퓨터 모의실험의 조건은 CDMA 이동통신의 환경과 유사하게 구성하면서 여러 가지 M값에 따라 50,000심볼에 대한 모의실험을 반복하였으며 이 결과중 128-ary 이중직교신호를 CDMA 디지털 셀룰라 역방향 접속 시스템에 적용할 때 이에 대응하는 64-ary 직교신호에 비해 매우 우수한 성능이득을 통해 채널용량을 증가시킬 수 있게 됨을 보여주고 있다. 앞으로 이중직교 변조신호에 다중심볼검파를 실제로 이용하기 위해 가능한 대역폭, 코히런스를 유지할 수 있는 전력의 크기, 반송파 참조신호의 동기, 요구되는 오류 성능, MNMLSE의 비용 등이 고려되어야 한다.

### 참 고 문 헌

1. J. G. Proakis, Digital Communications, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, Inc., 1989.
2. L.S. Reed and R.A.Scholtz, "N-orthogonal Phase-Modulated Codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-12, pp. 388-395, July 1966.
3. D. Divsalar and M.K. Simon, "Multiple-Symbol Differential Detection of MPSK," IEEE Trans. Comm., vol. 38, no. 3, pp. 300-308, Mar. 1990.
4. D.Divsalar and M.K. Simon "Maximum-Likelihood Block Detection of Noncoherent Continuous Phase Modulation," IEEE Trans. Comm., vol. COM-41, pp. 90-98, Jan 1993.
5. R.Walton and M.Wallace, "Near Maximum Likelihood Demodulation for M-ary Orthogonal Signaling," PIMRC'93, pp. 5-8, 1993.
6. I. Ghareeb and A.Yongacoglu, "Joint Frequency-phase Modulation over Rayleigh Fading Channels," '94 International Zurich Seminar on Digital Comm., 1994.
7. S.Stein "Unified Analysis of Certain Coherent and Nonchorent Binary Communication Systems," IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 43-51, Jan. 1964.
8. Ouisuk Uhm, Soon Young Yoon and Hwang Soo Lee "Coherent detection of biorthogonal signals over Rayleigh fading channels," IEE Electronics Letters vol. 32, no. 2, pp. 89-91, Jan. 1996.



엄 의 석(Ouisuk Uhm) 정회원

1952년 11월 24일생

1977년 2월:서강대학교 전자공학과 공학사

1991년 8월:서강대학교 정보처리과 이학석사

1996년 8월:한국과학기술원 정보 및 통신공학과 공학박사

1977년 1월~1983년 6월:(주)금성전기 선임연구원

1983년 7월~1985년 9월:(주)현대전자 선임연구원

1985년 10월~현재:(주)데이콤 종합연구소 본부장

※주관심분야:디지털 이동통신, CDMA 시스템, ATM 네트워크, 표준화



윤 순 영(SoonYoung Yoon)정회원

1965년 12월 10일생

1988년 2월:서울대학교 전자공학과 공학사

1990년 2월:한국과학기술원 전자공학과 공학석사

1995년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사

1995년 3월~현재:삼성전자 정보통신본부 기간네트웍사업부 챌린지그룹 선임연구원

※주관심분야:CDMA-PCS용 모뎀 ASIC 설계 및 알고리즘 개발, 디지털 이동통신 시스템 모델링 및 성능시험, CDMA 간섭제거 방식



이 황 수(HwangSoo Lee)정회원

1952년생

1975년 2월:서울대학교 전자공학과 공학사

1978년 2월:한국과학기술원 전자공학과 공학석사

1983년 2월:한국과학기술원 전자공학과 공학박사

1975년 3월~1976년 2월:(주)현대중공업 연구원

1983년 3월~현재:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수

※주관심분야:음성언어처리, 디지털신호처리, 디지털데이터전송, 이동통신시스템 설계