비대칭 격자부호변조를 쓰는 직접수열 대역확산 다중접속 통신계통의 성능 특성

박 성 일 · 이 민 수 · 김 광 순 · 배 진 수 · 송 익 호

비대칭 위상이동변조 방식과 격자 부호화를 쓰는 직접수열 대역확산 다중접속 시스템의 성능을 분석한다. 신호 별자리를 비대칭으로 하면 대칭 신호 별자리를 쓸 때보다 성능이 좋아진다. 몇 가지 경우에 대해 이 시스템의 비트 오류 확률을 계산했다. 몇 가지 보기를 들어 신호 분포가 비대칭일 때 얻어지는 성능 개선을 보였다.

I. 머리말

대역확산 통신방식에는 두 가지가 있는데, 그 하나는 진폭변조방식인 직접수열(direct sequence : DS) 대역확산 방식이고 다른 하나는 주파수변조방식인 주파수 도약(frequency hopping : FH) 대역확산 방식이다. 대역확산 통신계통은 신호를 전송할 때 통신계통의 모든 주파수 대역과 모든 시간을 쓴다는 점에서 시분할 다중접속방식이나 주파수분할 다중접속방식과 다르다.

이제까지는 전체 통신계통 설계 관점에서 부호화와 변조를 서로 다른 것으로 생각해 왔다. 그런데, [1]에서 2^{n+1} 신호로 이루어진 집합에 투영된 최적 $n/(n+1)$ 전송률 격자 부호를 쓰면 부호화 되지 않은 2^n 신호로 이루어진 집합에 바탕을 둔 방식과 같은 대역폭을 쓰면서 부호화 이득을 얻을 수 있음을 보였다. 한편, [2]에서는 비대칭 다진 위상 이동 변조(MPSK) 방식의 격자 부호화 통신계통에서 최적 신호집합을 얻었고, [3],[4]에서는 위상이동변조 방식을 쓰는 직접수열 대역확산다중접속 통신계통이 연구되었으며, [4]에서는 이진 위상이동변조 방식 직접수열 대역확산다중접속 통신계통의 비트오류 확률을 얻었다. 한편, [5]에서는 감쇄(fading)가 없을 때 격자부호변조(trellis coded modulation : TCM)를 쓰는 직접수열 대역확산다중접속 통신계통의 성능을 분석했다.

직접수열 대역확산다중접속 통신계통에서 격자부호변조를 쓰면 부호화 이득을 얻을 수 있음이 밝혀진 바 있다[5]. 이때, 비대칭 격자부호변조를 쓰면 대칭 격자부호변조를 쓸 때보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있을 것이다.(참고로 대칭, 비대칭 격자부호변조의 신호 별자리를 그림 1에 보였다.) 그리고, 확산대역 통신계통은 보통 감쇄가 일어나는 환경에서 쓰이므로 전체 확산대역 통신계통을 설계할 때 감쇄의 효과를 생각해야 한다. 이 논문에서는 감쇄 채널에서 비대칭 격자부호변조 방식을 쓰는 직접수열 대역확산다중접속 통신계통에 대해 생각하고 그 성능을 알아보고자 한다.

II. 통신계통 모형

이 논문에서 쓰는 통신계통 모형은 [6]이나 그 밖의 논문에서 쓰인 것과 비슷하다. 정규 잡음 감쇄 채널을 거쳐 비동기적으로 신호를 보내는 K 사람을 생각하자. 비대칭 격자부호변조 방식의 직접수열 대역확산다중접속 통신계통에서 k째 사람이 보낸 신호는

$$s^k(t) = Re\,\{\sqrt{2P}x^k(t)a^k(t)\exp(j2\pi f_c t + j\phi^k)\}. \quad (1)$$

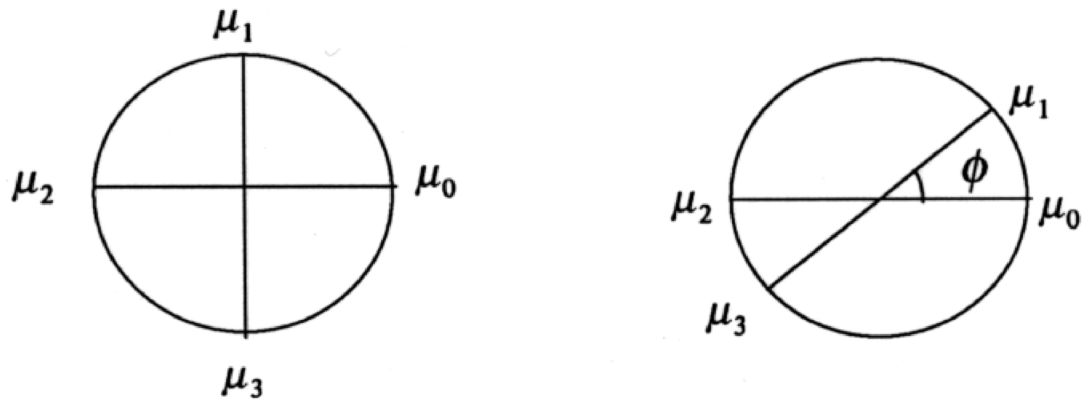
여기서, $P = E_s/(2T)$는 신호전력이고(계산을 쉽게 할 수 있도록 신호전력은 모두 같다고 가정했다), T는 부호 주기, f_c는 반송주파수, ϕ 는 위상, E_s 는 신호 에너지, $j = \sqrt{-1}$, $a^k(t)$는 직접수열 확산 파형이고, $Re\{G\}$는 G의 실수 부분을 뜻한다. k째 사람의 복소 부호화 신호 $x^k(t)$는

$$x^k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^k P_T(t-nT) \quad (2)$$

인데, $P_T(\cdot)$은 길이 T인 사각파이고 x_n^k은 n째 부호 구간에서 k째 사람의 복소 부호화 부호이다. M진위상이동변조방식에서는

$$x_n^k = \exp(j\theta_n^k),\; x_n^k \in \{\mu_0, \mu_1, \cdots, \mu_{M-1}\} \quad (3)$$

박성일, 이민수, 김광순, 배진수, 송익호 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과



(a) Symmetric 4 - PSK (b) Asymmetric 4 - PSK

그림 1. 격자부호변조에 쓰이는 대칭, 비대칭 4진 위상이동변조 신호 별자리

인데, θ_n^k 는 정보 수열 $\{ b_n^k \}_{n=-\infty}^{\infty}$ 에서 생기는 신호 별자리에서 고른 n째 부호의 위상이다. 주기 T인 직접 수열 확산 파형 $a^k(t)$는

$$a^k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m^k \psi(t-(m-1)T_c), \; 0 \leq t < T, \qquad (4)$$

인데, a_m^k 은 k째 사람의 확산 파형의 m째 칩이고 $\psi(\cdot)$는 길이 T_c인 칩 파형이다. 보통 어떤 자연수 N에 대해 $T = NT_c$ 라고 가정한다.

정규잡음 채널에서 수신 신호는

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} y^k(t-\tau^k) + \eta(t) \qquad (5)$$

로 쓸 수 있는데, 여기서 τ^k는 시간 지연이고, $\eta(t)$는 전력 밀도가 $N_0/2$인 백색정규잡음이다. 라이시안 감쇄 채널에서 $y^k(t)$는

$$y^k(t) = Re\{\rho_k s^k(t) \exp(j\tilde{\omega}^k)\} \qquad (6)$$

인데, 여기서 ρ_k 는 감쇄 때문에 신호세기가 줄어드는 것을 나타내는 라이시안 확률변수이고, $\tilde{\omega}^k$ 는 $[0, 2\pi)$에 균일하게 퍼져있는 위상 편이이다.

수신기는 두 복조기, 여집합(coset) 상관기, 비터비 복호기로 이루어져 있다. 각 복조기에서 $r(t)$에 역 확산 수열과 정현파를 곱하고 구간 $[0, T]$에서 적분한다. 동상(in-phase), 직각(quadrature) 복조기에서 복조를 끝낸 뒤 여집합 상관기에 들어가는 표본화된 복소 입력 y_n^i 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_n^i = \rho_n^i x_n^i + z_n^i + \eta_n^i. \qquad (7)$$

여기서, z_n^i 는 다른 사람으로 말미암아 일어나는 간섭이고 η_n^i 는 잡음이다.

간섭 z_n^i 는

$$z_n^i = \frac{1}{T} \sum_{k=1, k \neq i}^{K} \left[x_{n-1}^k R_{k,i}(\tau^k) + x_n^k \hat{R}_{k,i}(\tau^k) \right] \qquad (8)$$

인데 [4], 여기서, 짝수 연속시간 부분교차 상관함수

$$\begin{aligned} R_{k,i}(\tau^k) &= \int_0^{\tau^k} a^k(t-\tau^k) a^i(t)\, dt \\ &= C_{k,i}(l-N)\hat{R}_\psi(\tau^k - lT_c) \\ &\quad + C_{k,i}(l+1-N) R_\psi(\tau^k - lT_c) \end{aligned} \qquad (9)$$

와 홀수 연속시간 부분교차 상관함수

$$\begin{aligned} \hat{R}_{k,i}(\tau^k) &= \int_{\tau^k}^{T} a^k(t-\tau^k) a^i(t)\, dt \\ &= C_{k,i}(l)\hat{R}_\psi(\tau^k - lT_c) \\ &\quad + C_{k,i}(l+1) R_\psi(\tau^k - lT_c) \end{aligned} \qquad (10)$$

은 아래와 같이 정의되는 칩 파형의 부분 자기상관함수와 비주기 교차 상관함수로 정의된다.

$$R_\psi(s) = \int_0^s \psi(t)\psi(t+T_c-s)\, dt, \qquad (11)$$

$$\hat{R}_\psi(s) = \int_s^{T_c} \psi(t)\psi(t-s) dt, \qquad (12)$$

$$C_{k,i}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a_j a_{j+l}, & 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+l} a_{j-l} a_j, & 1-N \leq l < 0 \\ 0 & |l| \geq N. \end{cases} \qquad (13)$$

위 식을 바탕으로 다음절에서 비대칭 격자부호변조방식 직접수열대역확산다중접속 통신계통의 성능을 분석한다. 먼저 짝(pairwise) 오류확률을 계산하고 그 다음에 비트오류 확률의 상한을 얻는다.

III. 성능 분석

격자 부호화 방식의 대역확산 다중접속 통신계통의 성능은 길쌈부호의 성능을 분석할 수 있도록 고안되어 최근에 격자 부호의 성능 분석에도 쓰이고 있는 전달 함수 상한 기법을 써서 얻을 수 있다[7]. 일반화된 전달 함수 상한 기법은 체르노프 한계를 써서 짝 오류 확률을 계산하고 합집합 한계를 써서 모든 가능한 오류 패턴에 대해 더하는 것이다. 성능은 사람마다 다르지 않으므로 이 절에서는 x_n^k , y_n^k , z_n^k 에서 첨자 k를 쓰지 않기로 한다.

복소 부호화 부호 수열 $x = (\cdots, x_1, x_2, x_3, \cdots)$, 복소 복조 수열 $y = (\cdots, y_1, y_2, y_3, \cdots)$, 복소 간섭 수열 $z = (\cdots, z_1, z_2, z_3, \cdots)$을 생각하자. 부가 정보 수열을 $w = (\cdots, w_1, w_2, w_3, \cdots)$라 할 때 x를 $\hat{x}$으로 복호할 조건부 짝 오류 확률은

$$P(x \to \hat{x} | w) = \Pr\{m(y, \hat{x}; w) \geq m(y, x; w) | x\} \quad (14)$$

인데, 여기서 $m(y, x; w)$은 측도이다. 체르노프 한계를 쓰면

$$P(x \to \hat{x} | w) \leq \prod_{n \in \nu} E\{\exp[\lambda\{m(y_n, \hat{x}_n; w_n) - m(y_n, x_n; w_n)\}] | x\}. \quad (15)$$

여기서, ν는 $x_n \neq \hat{x}_n$ 인 모든 n이고 λ는 체르노프 매개변수이다. [7]에서와 같이 측도를

$$m(y_n, x_n; w_n) = -|y_n - \rho_n x_n|^2 \quad (16)$$

이라 두면, (15)에서 부가 정보 수열 $w = (\cdots, w_1, w_2, \cdots)$ 는 $\rho = (\cdots, \rho_1, \rho_2, \cdots)$ 이고

$$P(x \to \hat{x} | \rho) \leq \prod_{n \in \nu} E\{\exp[\lambda(|y_n - \rho_n x_n|^2 - |y_n - \rho_n \hat{x}_n|^2)]\}. \quad (17)$$

이다. 식 (17)을 바꿔 쓰면

$$P(x \to \hat{x} | \rho) \leq \prod_{n \in \nu} \exp\{-\lambda\rho_n^2 |x_n - \hat{x}_n|^2\} E\{\exp[-2\lambda\rho_n Re\{\eta_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}]\} \cdot E\{\exp[-2\lambda\rho_n Re\{z_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}]\}. \quad (18)$$

식 (18)의 첫째 항은

$$E\{\exp[-2\lambda\rho_n Re\{\eta_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}]\} = \exp(2\lambda^2 \rho_n^2 \sigma_\eta^2 |x_n - \hat{x}_n|^2) \quad (19)$$

로 쓸 수 있고, 둘째 항은

$$E\{\exp[-2\lambda\rho_n Re\{z_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}]\} = E\left\{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} [-2\lambda\rho_n Re\{z_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}]^m\right\}. \quad (20)$$

그러므로,

$$P(x \to \hat{x} | \rho) \leq \prod_{n \in \nu} \exp\{-\lambda\rho_n^2 |x_n - \hat{x}_n|^2 (1 - 2\lambda\sigma_\eta^2)\} \cdot E\left\{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} [-2\lambda\rho_n Re\{z_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}]^m\right\} \quad (21)$$

을 얻는다. 식 (21)의 오른쪽을 가장 작게 하는 (최적) λ, 곧 λ_o를 닫힌 형태로 얻을 수 없으므로 (20)을 다음과 같이 근사화하여 준최적값 λ_s를 얻어 보자.

$$E\left\{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} [-2\lambda\rho_n Re\{z_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}]^m\right\} \cong 1 + 2\lambda^2 \rho_n^2 E\{Re^2\{z_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}\}. \quad (22)$$

확률변수 z_n의 확률밀도함수가 짝수함수일 때 $Re\{z_n(x_n - \hat{x}_n)^*\}$의 홀수차 적률은 0이므로 이 근사화는 꽤 타당하다 [8].

이제(22)를 쓰면 (21)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(x \to \hat{x} | \rho) \leq \prod_{n \in \nu} \exp\{-\lambda\rho_n^2 |x_n - \hat{x}_n|^2 (1 - 2\lambda\sigma_\eta^2)\} (1 + \lambda^2 \rho_n^2 |x_n - \hat{x}_n|^2 \sigma_z^2). \quad (23)$$

식 (23)의 오른쪽을 λ에 대하여 미분하여 그것을 0으로 두고 풀면 다음을 얻는다.

$$\lambda_s = -\frac{b}{3a} - \frac{2^{\frac{1}{3}} Q}{3a(R + \sqrt{4Q^3 + R^2})^{\frac{1}{3}}} + \frac{(R + \sqrt{4Q^3 + R^2})^{\frac{1}{3}}}{3 \cdot 2^{\frac{1}{3}} a} \cong \frac{1}{4\sigma_\eta^2}. \quad (24)$$

여기서,

$$Q = 48|x_n - \hat{x}_n|^6 \rho_n^6 \sigma_\eta^4 \sigma_z^2 - |x_n - \hat{x}_n|^8 \rho_n^8 \sigma_z^4 + 24|x_n - \hat{x}_n|^6 \rho_n^6 \sigma_\eta^2 \sigma_z^4,$$
$$R = 288|x_n - \hat{x}_n|^{10} \rho_n^{10} \sigma_\eta \sigma_z^4 + 2|x_n - \hat{x}_n|^{12} \rho_n^{12} \sigma_z^6 - 72|x_n - \hat{x}_n|^{10} \rho_n^{10} \sigma_\eta^2 \sigma_z^6,$$
$$a = 4|x_n - \hat{x}_n|^4 \rho_n^4 \sigma_\eta^2 \sigma_z^2, \quad (25)$$

이고

$$b = -|x_n - \hat{x}_n|^4 \rho_n^4 \sigma_z^2 .$$

(식 (24)의 유도는 [9]에서 찾아 볼 수 있다.)

식 (24)를 쓰면 (21)은

$$P(x \rightarrow \hat{x} \mid \rho) \leq \prod_{n \in \nu} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} c_m \rho_n^{2m} \right\} \exp(-\zeta \rho_n^2) \quad (26)$$

이 되는데, 여기서

$$\zeta = \frac{|x_n - \hat{x}_n|^2}{8\sigma_\eta^2} \quad (27)$$

이고,

$$c_m = \left\{ \frac{|x_n - \hat{x}_n|}{4\sigma_\eta^2} \right\}^{2m} \left\{ \frac{1}{(2m)!} \right\}^2 \frac{2}{(2m+1)} \frac{K-1}{N},$$

$$m = 1,2,\ldots \quad (28)$$

이며, $c_0 = 1$ 이다.

이제, ρ_n은 직접 성분과 산란 성분의 전력비 L을 매개변수로 갖는 라이시안 확률변수로 생각할 수 있다. 정규화된 (평균제곱값 = 1) ρ_n의 확률밀도함수는

$$f_{\rho_n}(\rho) = 2\rho(1+L)\exp[-\{L+\rho^2(1+L)\}] \; I_0\{2\rho\sqrt{L(L+1)}\} \quad (29)$$

이다. 여기서 $I_0(\cdot)$은 0차 1종 수정 베셀 함수이다. 식 (26)과 (29)에서 짝 오류 확률은

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \prod_{n \in \nu} \int_0^\infty \exp(-\zeta \rho_n^2) \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} c_m \rho_n^{2m} \right\} f(\rho_n) d\rho_n$$

$$= \prod_{n \in \nu} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{m!(1+L)c_m}{(1+\zeta+L)^{m+1}} L_m^0 \left[-\frac{L(1+L)}{1+\zeta+L} \right] \exp\left(\frac{-\zeta L}{1+\zeta+L} \right) \quad (30)$$

이 되는데, 여기서

$$L_\varepsilon^\alpha(x) = \frac{1}{\varepsilon!} e^x x^{-\alpha} \frac{d^\varepsilon}{dx^\varepsilon}(e^{-x} x^{\varepsilon+\alpha}) \quad (31)$$

은 라게르 함수이다.

이제 전달함수한계방법을 써서 비트오류확률의 상한을 얻어보자. 비트오류확률은 다음과 같이 제한되어 있음이 알려져 있다.

$$P_b \leq \frac{1}{2\gamma} \frac{\partial}{\partial I} T(D, I)\Big|_{I=1} . \quad (32)$$

여기서, T 는 전달함수, D 는 거리 변수, γ는 부호화 부호속의 정보비트수이고, I는 입력 자료 비트 1로 말미암아 일어나는 가지 천이를 나타낸다. 전송률이 1/2인 비대칭 격자 부호변조방식의 전달함수는

$$T(D,I) = \frac{ID^{4(1+2\alpha)/(1+\alpha)}}{1-ID^{4(1+\alpha)}}, \quad \alpha = tan^2 \varnothing, \quad (33)$$

이므로 [7] 다음과 같이 비트오류확률 P_b 의 상한을 얻는다.

$$P_b \leq \sum_{i=1}^{\infty} \frac{i}{2} D^{4(i+2\alpha)/(1+\alpha)}$$

$$= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{i}{2} P(x \rightarrow \hat{x} \mid \text{사건 } i). \quad (34)$$

여기서 사건 1, 2, 3, ... 은 그림 2에 정의되어 있다. 그림 2에서는 $x = x_0 = (\cdot\cdot, \mu_0, \mu_0, \mu_0 \cdot\cdot)$ 이라 가정했다.

이제, μ_0를 μ_1로 잘못 복호할 가지 오류 확률을 P_i 로 쓰면,

$$P_i = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{m!(1+L)\xi_{m,i}}{(1+\zeta_i+L)^{m+1}} L_m^0 \left[-\frac{L(1+L)}{1+\zeta_i+L} \right] \exp\left(\frac{-\zeta_i L}{1+\zeta_i+L} \right), \quad i = 1, 2, 3, \quad (35)$$

이다.

$$\zeta_1 = \frac{1}{2\sigma_\eta^2} \sin^2\left(\frac{\varnothing}{2}\right),$$

$$\zeta_2 = \frac{1}{2\sigma_\eta^2},$$

$$\zeta_3 = \frac{1}{2\sigma_\eta^2} \cos^2\left(\frac{\varnothing}{2}\right), \quad (36)$$

$$\xi_{m,1} = \beta_m \sin^2\left(\frac{\varnothing}{2}\right),$$

$$\xi_{m,2} = \beta_m,$$

$$\xi_{m,3} = \beta_m \cos^2\left(\frac{\varnothing}{2}\right),$$

$$\beta_m = \left\{ \frac{1}{2\sigma_\eta^4} \right\}^{2m} \left\{ \frac{1}{(2m)!} \right\}^2 \frac{2}{(2m+1)} \frac{K-1}{N}. \quad (37)$$

로 두면, (30)에서 사건 1, 2, 3, ... 에 대해

$$P(x \rightarrow \hat{x} \mid \text{사건1}) \leq P_1 P_2,$$

$$P(x \rightarrow \hat{x} \mid \text{사건2}) \leq P_1 P_2 P_3,$$

$$P(x \rightarrow \hat{x} \mid \text{사건3}) \leq P_1 P_2 P_3^2, \quad (38)$$

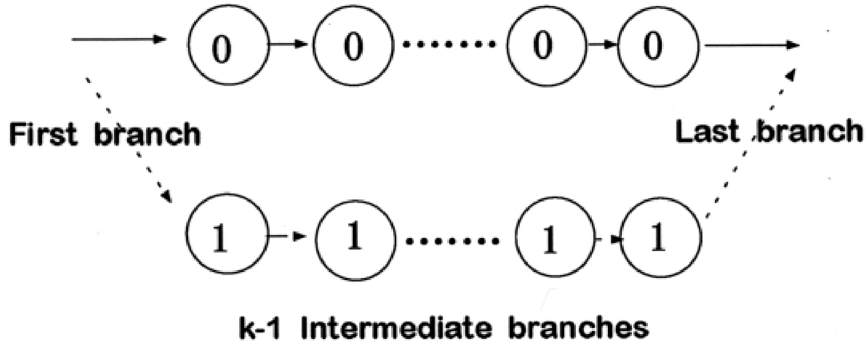


그림 2. 오류 사건 k : 점선은 오류 가지를 나타냄

.
.
.

임을 쉽게 알 수 있다.

끝으로, (34)와 (36)에서 다음을 얻는다.

$$P_b \le \frac{1}{2}\left(P_1P_2 + 2P_1P_2P_3 + 3P_1P_2P_3^2 + \cdots\right)$$
$$= \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{\infty} iP_1P_2P_3^{i-1}$$
$$= \frac{1}{2}\frac{P_1P_2}{(1-P_3)^2}\ . \qquad (39)$$

이제까지 우리는 사용자 사이 간섭을 정규확률변수라고 두지 않고 비대칭 격자부호변조방식 직접수열 대역확산다중접속 통신계통의 짝오류확률과 비트오류확률의 상한을 얻었다. 그리고, 구체적인 보기로 전송률이 1/2일 때를 생각해 보았다. 4절에서는 몇 가지 모의 실험 결과를 보이겠다.

IV. 수치해석

먼저, 비트오류확률 상한 (39)를 가장 작게 하는 회전각을 최적각이라 하자. 최적각은 사람수 K, 직접성분과 산란성분의 전력비 L, 확산비 N과, 신호대 잡음비 SNR의 함수이다. 일반적으로 최적각은 닫힌 형태로는 얻을 수 없으므로, 이를 얻으려면 수치 해석을 써야 한다.

그림 3에 K=10 이고 SNR=10 dB이고, L과 N값이 바뀔 때, 회전각과 비트오류확률을 보였다. 이 그림에서, L이나 N이 커지면 최적각이 커지고, L이 최적각과 비트오류확률에 미치는 영향은 부호 길이가 짧을 때보다 길 때 더 크다는 것을 알 수 있다.

그림 4에 여러 가지 변수값에서 최적각을 SNR의 함수로 나타냈다. 이 그림에서, N이 커질 때 최적각이 커짐을 알 수 있다. 구체적으로 증명하지는 않았지만 $\phi = \pi$일 때 자유거리가 가장 커지므로 SNR$\to\infty$이면 최적각이 π에 접근한다 [7].

그림 5에는 최적각과 SNR의 관계를 L과 N의 함수로 나타냈다. N이 크면 최적각이 L를 따라 크게 바뀌지 않는다. 이것은 확산 부호가 길면 사람수가 조금 바뀌더라도 최적각을 고정할 수 있음을 뜻한다. 한편, L이 커지면 최적각이 커짐도 알 수 있다.

대칭 격자부호변조와 비대칭 격자부호변조 방식에서 여러 가지 통신계통 변수값에 대한 오류확률과 SNR의 관계를 그림 6에 보였다. 비대칭 격자부호변조방식이 대칭 격자부호변조방식보다 성능이 더 좋다는 것을 알 수 있다. 좀더 구체적으로는, 비대칭 격자부호변조방식이 대칭 격자부호변조방식보다 0.5 - 1.5dB쯤 더 좋다는 것을 알 수 있다.

요약하면, 최적 비대칭 격자부호변조방식이 대칭 격자부호변조방식보다 성능이 더 좋다. 그리고, K가 작고 L과 N이 크면 이 두 방식의 성능의 차이가 더욱 두드러진다. 한편, 부호 길이가 길면 사람수가 바뀌어도 최적각은 그리 크게 바뀌지 않는다.

V. 결 론

이 논문에서는 비대칭 격자부호변조 신호를 쓰는 직접수열 대역확산다중접속 통신계통의 성능을 살펴 보았다. 전송률이 1/2인 최적 비대칭 격자부호변조방식에서 비트오류확률을 가장 작게 하는 최적각을 얻었다. 그리고, 통신계통 매개변수들이 최적각과 성능에 미치는 영향도 살펴 보았다.

이 결과를 바탕으로 최적 비대칭 격자부호변조를 쓰는 직접수열 대역확산다중접속방식이 대칭 격자부호변조를 쓰는 직접수열 대역확산다중접속방식보다 좋은 성능을 보인다고 할 수 있다. 그리고, 사람수가 적고 신호 대 잡음비가 크며 감쇄가 심하지 않을때 그 차이는 더욱 크다.

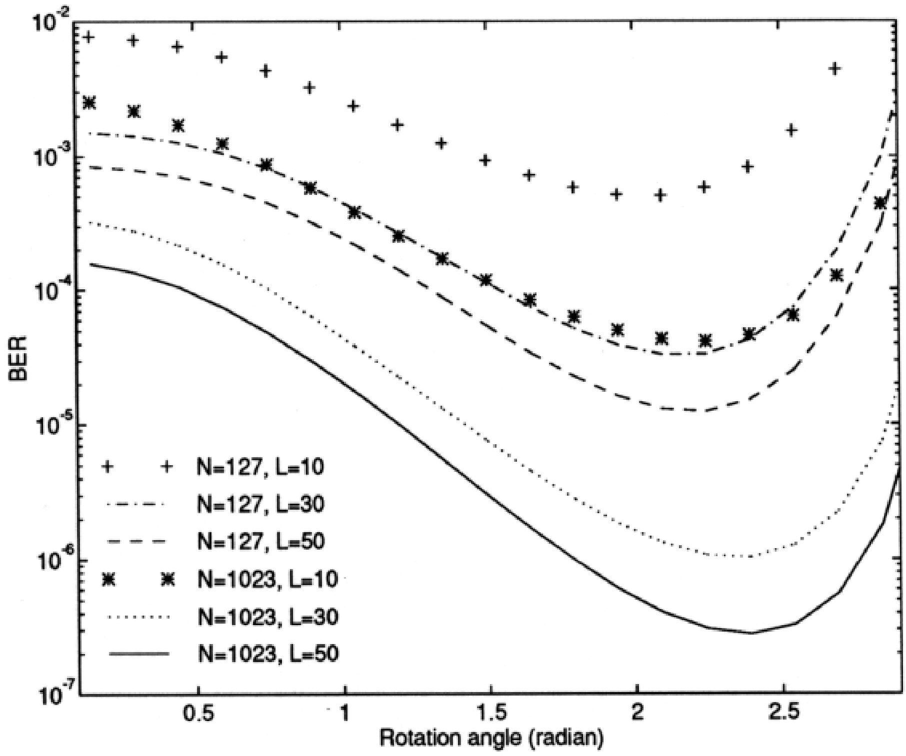


그림 3. K = 10이고 SNR = 10dB일 때의 회전각과 비트오류확률

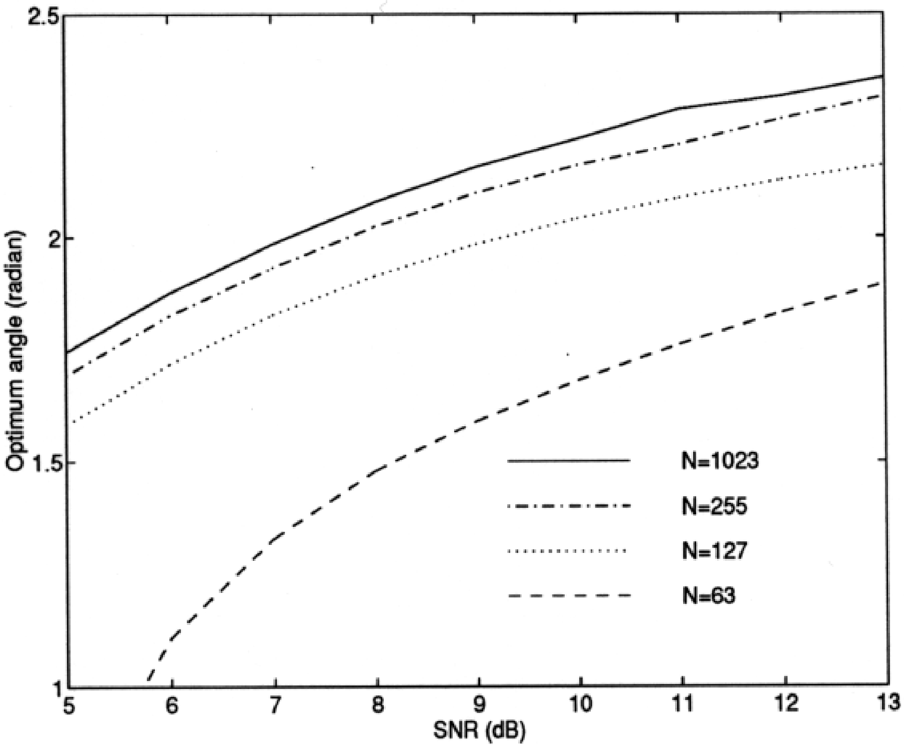


그림 4. K = 10이고 L = 10일 때의 SNR과 최적각

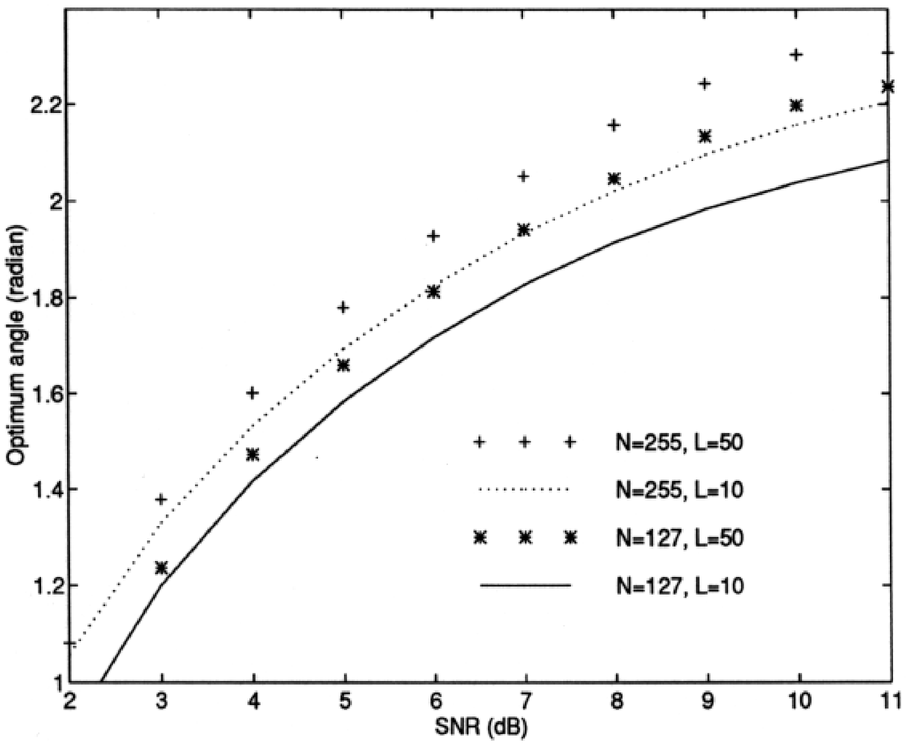


그림 5. K = 10일 때의 SNR과 최적각

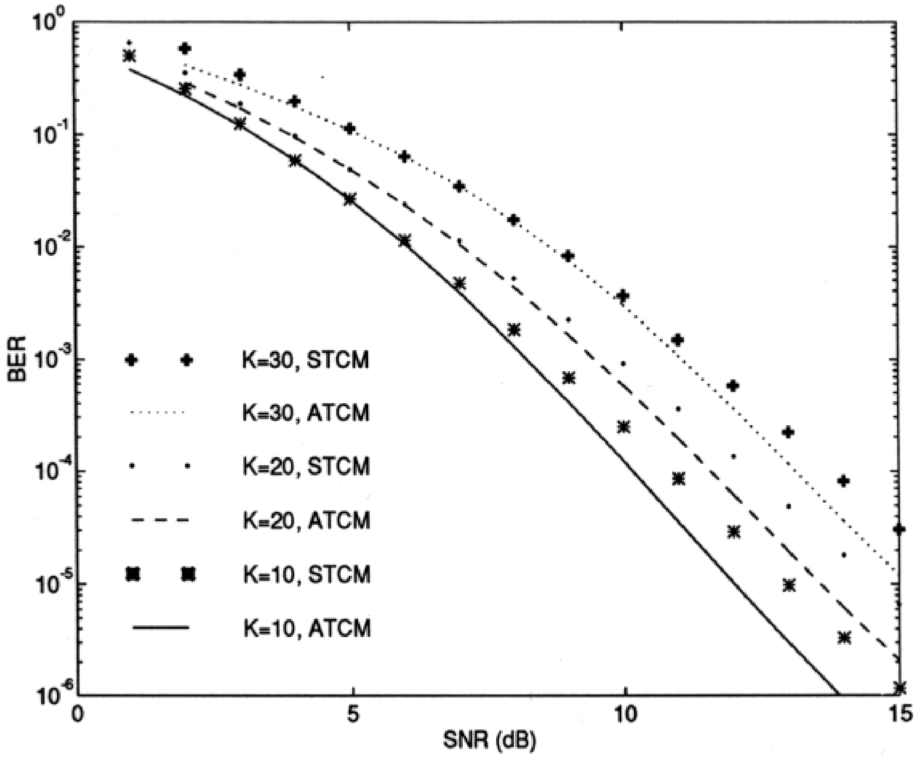


그림 6. L = 10이고 N = 127일 때의 SNR과 비트오류확률 (STCM : 대칭 격자부호변조, ATCM : 최적 비대칭 격자부호변조)

[참고문헌]

[1] G. Ungerboeck,“ Channel coding with multilevel/phase signals, ”*IEEE Tr. Inform. Theory*, vol. IT - 28, pp. 55 - 67, Jan. 1982.

[2] D. Divsalar, M. K. Simon, and J. H. Yuen,“ Trellis coding with asymmetric modulations, ”*IEEE Tr. Comm.*, vol. COM - 35, pp. 130 - 141, Feb. 1987.

[3] J. S. Lee, R. H. French, and L. E. Miller,“ Probability of error analyses of a BFSK frequency - hopping systems with diversity under partial band jamming interference-Part I : Performance of square - law linear combining soft decision receiver, ”*IEEE Tr. Comm.*, vol. COM-32, pp. 645 - 653, June 1984.

[4] M. B. Pursley,“ Performance evaluation for phase coded spread spectrum multiple access communication Part I: System analysis, ”*IEEE Tr. Comm.*, vol. COM - 25, pp. 795 - 799, Aug. 1977.

[5] B. D. Woerner and W. E. Stark,“ Trellis-coded direct-sequence spread-spectrum communications, ”*IEEE Tr. Comm.*, vol. COM - 42, pp. 3161 - 3170, Dec. 1994.

[6] E. A. Geraniotis,“ Direct sequence spread spectrum multiple access communication over nonselective and frequency selective Rician fading channels, ”*IEEE Tr. Comm.*, vol. COM-34, pp. 756-764, Aug. 1986.

[7] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. Mclane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis Coded Modulation with Applications*, Macmillan, New York, 1991.

[8] G. D. Boudreau, D. D. Falconer, and S. A. Mahmoud “ A comparison of trellis coded versus convolutionally coded spread spectrum multiple access systems ”*IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. JSAC-8, pp. 628-640, May 1990.

[9] S. I. Park, *Optimum Modulation and Demodulation Techniques and Channel Coding Schemes for Spread Spectrum Multiple Access Systems*, Ph.D. Diss., Dept. EE, KAIST, Taejon (in preparation).

박 성 일 (朴 聖 日)

1990. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (학사)
1993. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (석사)
1993. 3 ~ 현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 재학중
1995. 3 ~ 현재 : 대우전자 연구원
1995. 9 ~ 1996. 8 : 일본 쯔꾸바대학 객원연구원
관심분야 : 이동통신, 통계학적 신호처리

이 민 수 (李 敏 秀)

1995. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (학사)
1995. 3 ~ 현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정 재학중
관심분야 : 통신이론

김 광 순 (金 光 淳)

1990. 3 ~ 1994. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (학사)
1994. 3 ~ 1996. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (석사)
1996. 3 ~ 현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 재학중
관심분야 : 통계학적 신호처리, 스펙트럼 추정, 이동통신

배 진 수 (裵鎭秀)
1990. 2 : 경기과학고등학교 조기졸업
1993. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
(최우등, 3년 조기졸업, 전체차석)(학사)
1995. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
(석사)
1995. 3 ~ 현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
박사과정 재학중
관심분야 : 신호검파, 추계적과정, 신경회로망, 통신이론,
해석학, 대수학

송 익 호 (宋翊鎬)
1982. 2 : 서울대학교 전자공학과 (학사)
1984. 2 : 서울대학교 대학원 전자공학과 (석사)
1985. 8 : M.S.E., Dept. of EE, Univ. of Pennsylvania
1987. 5 : Ph. D., Dept. of EE, Univ. of Pennsylvania
1987. 3 ~ 1988. 2 : Bell Communications Research
(Morristown) 연구원
1988. 3 ~ 1991. 8 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
조교수
1989 : IEEE 한국지회 재무
1990 ~ 1992 : 한국음향학회 편집위원
1991. 9 ~ 현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
부교수
1992. 6 ~ 1992. 11 : Teaching Fellow at National
Univ. of Singapore
1995. 2 ~ 현재 : An Associate Editor of the Journal
of the KICS
1996. 1 ~ 현재 : An Associate Editor of the Journal
of the ASK
1996. 12 ~ 현재 : Visiting Associate Professor at
McMaster Univ.
관심 분야 : 검파와 추정, 통계학적 신호처리,
배열 신호처리, 스펙트럼 분석, 통신이론