

유사동기 부호분할다중접속 시스템에서 안테나 배열과 갈퀴 수신기를 쓴 여러 쓰는이 수신기

정회원 김 광 순*, 윤 석 호*, 송 익 호*, 김 윤 회*, 이 주 식*

A Multiuser Receiver for QS-CDMA Systems Using Base-Station Antenna Arrays and Rake Receivers

Kwang Soon Kim*, Seokho Yoon*, Iickho Song*,
Yun Hee Kim*, Jooshik Lee* *Regular Members*

요 약

이 논문에서는 유사 동기 채널에서 갈퀴 검파기를 쓸때와 쓰지 않을 때 유사 최대우도 검파기를 생각한다. 이 시스템도 이제까지의 상관 없앰 방식과 마찬가지로 잡음을 늘리고 상관을 크게 하지만, 그 정도가 이제까지의 상관 없앰 방식보다 덜하며, 쓰는이와 안테나가 많아질 때는 그 성능이득이 더욱 커진다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a quasi maximum likelihood (quasi-ML) detector with rake detectors in quasi-synchronous channels. Although this system exhibits enhancement and correlation of noise as the conventional decorrelator, it is shown that the performance of the system is better than that of the conventional decorrelator system and that the performance gain over the conventional decorrelator system increases as the numbers of active users and antenna arrays increase.

1. 머리말

통신기술의 발달은 우리의 생활을 매우 빠르게 바꾸어 왔다. 요즘에 부호 분할 다중접속 기술이 다른 것들과는 구별되는 독특한 특성 때문에 매우 관심있는 연구 분야가 되고 있다 [1-3]. 그런데, 부호 분할 다

중접속 기술이 다른 것들보다 대역 효율이 더 높지만, 가까운 미래에 그 용량조차도 이동통신의 폭발적인 수요를 만족시키지 못할 것이다. 따라서, 대역 효율을 높이면 다른 방법이 필요하게 된다. 이런 방법 가운데 하나가 안테나 배열을 쓰는 것이 알려져 있다 [4, 5].

한편, 쓰는이 사이 간섭과 원근문제를 극복할 수 있는 방법으로, 요즘에 여러 쓰는이 검파기가 생각되고 있다. 최적 여러 쓰는이 검파기는 성능이 가장 좋지만, 그 결정 알고리즘의 복잡도는 쓰는이 수가 늘어나면

* 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
論文番號 : 97424-1124
接受日字 : 1997年 11月 24日

지수함수적으로 늘어나게 된다. 최적 여러 쓰느이 검파기가 이처럼 매우 복잡하기 때문에, 상관 없앰 방식을 포함하는 여러 방식이 준최적 여러 쓰느이 검파기로 연구되어 왔다 [6-8].

이러한 시스템들은 서명 파형의 교차상관행렬을 완벽하게 알고 있을 때, 여러 쓰느이 간섭을 없앨 수 있기 때문에, 이제까지의 시스템보다 그 성능이 뛰어나다. 그러나, 상관 없앰 방식은 잡음을 세게하고, 잡음 사이 상관을 늘리는 단점이 있다. 그리고, 이와같이 잡음이 커지고 상관이 생기는 것은 교차상관이 커지거나 쓰느이 수가 늘어나면 더 커지게 된다.

한편, 이동 통신 시스템의 여러 쓰느이 검파를 생각할 때, 그 채널은 이동국으로부터 기지국까지 거리 차이와 여러길 감쇄 때문에 비동기 채널로 보아야 하나, 시간 늦음의 차이가 작다면, 그것을 유사동기 채널로 볼 수 있다: 동기 기술의 발달로 늦음 불확정성을 몇 칩 주기 안으로 줄일 수 있음을 눈여겨 보자 [9]. 이 논문에서는 유사동기 채널에서 기지국이 안테나 배열을 쓸 때, 역방향 채널에서 갈퀴 수신기를 쓰는 유사 최대우도 검파기를 제안하고, 그 시스템의 성능을 분석할 것이다.

II. 시스템 모형

비동기 시스템에서는 다른 쓰느이의 이전 심볼의 간섭을 무시할 수 없다. 하지만 유사동기 채널에서는 늦음 불확정성을 몇 칩 주기 안으로 줄일 수 있다. 이 논문에서는 부호 지속시간이 늦음 불확정성보다 훨씬 크다고 하고, 그 간섭을 무시할 수 있다고 두겠다. 이동국에서, 정보 수열을 먼저 확산 수열로 곱한다. 그리고, 반송파를 곱한 뒤, 그 신호를 이진 위상 변이 키잉으로 보낸다고 하자. 그러면, k째 쓰느이의 바탕대역 정보 심볼을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_k(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} x_k(p) P_{T_s}(t - pT_s). \quad (1)$$

여기서, T_s 는 심볼 주기, P_{T_s} 는 지속시간이 τ 인 사각 펄스이고, $x_k(p)$ 는 p째 심볼 주기동안 k째 쓰느이의 바탕대역 심볼이다. 비슷하게, k째 쓰느이의 서명파형은 다음과 같이 정의된다.

$$c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_k(n) P_{T_c}(t - nT_c). \quad (2)$$

여기서, $c_k(n)$ 은 n째 칩이고 $T_c \ll T_s$ 이다. 이 때, 주파수 f_c 인 반송파로 변조한 송신 신호는 다음과 같다.

$$u_k(t) = \sqrt{P_k} \text{Re}\{x_k(t)c_k(t)\exp[j(\omega_c t + \psi_k)]\}. \quad (3)$$

여기서, $x_k(t)$ 는 k째 쓰느이의 바탕대역 정보 심볼이고, c_k 는 k째 쓰느이의 서명 파형이며, ψ_k 는 k째 반송파의 확률 위상이고, P_k 는 k째 쓰느이의 전력이다. 이 때, 안테나 배열을 쓰는 기지국의 수신기에서 복소 바탕대역 수신 신호 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(t - \tau_{k,l}) c_k(t - \tau_{k,l}) a_{k,l} + n(t). \quad (4)$$

여기서,

$$s_{k,l}(t) = \sqrt{P_k} a_{k,l} x_k(t) e^{j\phi_{k,l}} \quad (5)$$

이고, K 는 쓰느이 수이며, $a_{k,l}$ 은 k째 쓰느이의 l째 길 감쇠인자이고, $\phi_{k,l} = \psi_k - \omega_c \tau_{k,l}$ 인데, $\psi_k = 0$ 이라고 둘 수 있다. L 은 나눌 수 있는 길의 수이고, $a_{k,l}$ 은 k째 쓰느이의 l째 여러길 성분의 $M \times 1$ 채널 벡터이다. 그리고, $n(t)$ 는 공분산 행렬이 $\sigma_n^2 I$ 이고 시간적, 공간적으로 흰빛인 복소 정규 잡음벡터이다.

이 논문에서 제안하는 수신기를 그림 1에 보였다.

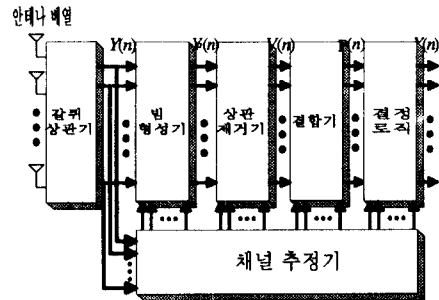


그림 1. 수신 시스템 열개

균일 선형 배열의 안테나 수를 M 이라 하고 갈퀴 수신기 출력 행렬을 $Y(n)$ 이라 하자. 길의 수 L 을 알고 있고, 그 수만큼 갈퀴 수신기의 가지수가 있다고 하자. 그러면 $Y(n)$ 을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y(n) = [y_{1,1}(n) \cdots y_{1,L}(n) \cdots y_{K,1} \cdots y_{K,L}(n)]. \quad (6)$$

여기서,

$$y_{p,q}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} a_{k,l} + n_{p,q}(n), \quad (7)$$

$$\gamma_{p,q,k,l} = \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{k,q}}^{\tau_{k,q}+T_s} c_k(t-\tau_{k,l}) c_p(t-\tau_{p,q}) dt, \quad (8)$$

$$n_{p,q}(n) = \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{k,q}+(n-1)T_s}^{\tau_{k,q}+nT_s} n(t) c_p(t-\tau_{p,q}) dt \quad (9)$$

이다.

식 (7)의 $y_{p,q}$ 은 p 째 쓰는이 신호의 q 째 여러길 성분의 갈퀴 수신기 출력을 나타내는 $M \times 1$ 열 벡터이다. 식 (8)의 $\gamma_{p,q,k,l}$ 은 p 째 쓰는이의 q 째 여러길 성분의 서명 파형과 k 째 쓰는이의 l 째 여러길 성분의 서명 파형사이의 교차 상관을 나타낸다. 그리고, 식 (9)의 $n_{p,q}(n)$ 는 $M \times 1$ 잡음 벡터이다. 그런데,

$$c_k(t-\tau_{k,l}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_k(m) P_{T_c}(t-mT_c-\tau_{k,l}) \text{이고,}$$

$$c_p(t-\tau_{p,q}) = \sum_{b=-\infty}^{\infty} c_p(b) P_{T_c}(t-bT_c-\tau_{p,q}) \text{이기 때}$$

문에, 교차 상관 $\gamma_{p,q,k,l}$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_{p,q,k,l} &= \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{k,q}}^{\tau_{k,q}+T_s} c_k(t-\tau_{k,l}) c_p(t-\tau_{p,q}) dt \\ &= \frac{1}{N} \sum_{b=0}^{N-1} c_p(b) c_k(b-d_{p,q,k,l}-1) R_P(\delta_{p,q,k,l}) \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{b=0}^{N-1} c_p(b) c_k(b-d_{p,q,k,l}) R_P(T_c-\delta_{p,q,k,l}). \end{aligned} \quad (10)$$

여기서,

$$d_{p,q,k,l} = \lfloor \frac{\tau_{p,q}-\tau_{k,l}}{T_c} \rfloor, \quad (11)$$

$$\delta_{p,q,k,l} = \tau_{p,q} - \tau_{k,l} - T_c d_{p,q,k,l}, \quad (12)$$

$$R_P(s) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} P_{T_c}(t) P_{T_c}(t+T_c-s) dt, \quad 0 \leq s \leq T_c. \quad (13)$$

식 (11)에서 $\lfloor \alpha \rfloor$ 는 α 를 넘지않는 가장 큰 정수이다. 이제, $c_p(\cdot)$, $c_k(\cdot)$, $R_P(s)$ 는 미리 알 수 있고, $d_{p,q,k,l}$, $\delta_{p,q,k,l}$ 은 시간 늦음 추정값으로부터 얻을 수 있기 때문에, 교차상관 $\gamma_{p,q,k,l}$ 을 얻을 수 있다. 한편, (9)에서

$$\begin{aligned} n_{p,q}(n) &= \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{k,q}+(n-1)T_s}^{\tau_{k,q}+nT_s} n(t) c_p(t-\tau_{p,q}) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{b=0}^{N-1} \int_{\tau_{k,q}+(n-1)T_s+bT_c}^{\tau_{k,q}+(n-1)T_s+(b+1)T_c} n(t) c_p(b) P_{T_c}(t-bT_c-\tau_{p,q}) dt \end{aligned} \quad (14)$$

이므로, 공분산 행렬을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{n_{p,q}(n) n_{p,q}^H(n)\} &= \frac{1}{T_s^2} \sum_{b=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \int_{\tau_{k,q}+(n-1)T_s+bT_c}^{\tau_{k,q}+(n-1)T_s+(b+1)T_c} \int_{\tau_{k,q}+(n-1)T_s+mT_c}^{\tau_{k,q}+(n-1)T_s+(m+1)T_c} c_p(b) c_p(m) \cdot \\ &\quad P_{T_c}(t-bT_c-\tau_{p,q}) P_{T_c}(t-mT_c-\tau_{p,q}) \\ &\quad E\{n(t) n^H(\sigma)\} d\sigma dt \\ &= \frac{\sigma_n^2}{T_s^2} I \sum_{b=0}^{N-1} \int_0^{T_c} P_{T_c}^2(t) dt \\ &= \frac{\sigma_n^2}{T_s} R_P(T_c) I. \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, 대역폭 $B = \frac{1}{T_c}$ 인 이상적인 낮은 대역 통과 여파기를 가정하고, 칩 파형이 어떠하더라도 에너지가 같다고 한다면, $R_P(T_c)$ 는 늘 1이라는 것을 알 수 있다. 따라서, $n_{p,q}(n)$ 의 공분산 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E\{n_{p,q}(n) n_{p,q}^H(n)\} = \sigma_n^2 I, \quad (16)$$

여기서, $\sigma_n^2 = \frac{\sigma_n^2}{T_s}$ 이다. 비슷하게, 시간차이가 작다면, $n_{p,q}(n)$ 과 $n_{k,l}(n)$ 사이의 교차 공분산 행렬은

다음과 같다.

$$E\{n_{p,q}(n) n_{k,l}^H(n)\} = \gamma_{p,q,k,l} \sigma_n^2 I, \quad (17)$$

III. 유사 최대우도 검파

이 절에서는 쓰느이 신호의 유사 최대우도 검파를 생각해 보자. p째 쓰느이의 q째 여러길 성분의 표본화된 여파 출력은 다음과 같다.

$$y_{p,q}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} a_{k,l} + n_{p,q}(n). \quad (18)$$

여기서, $n_{p,q}(n)$ 가 시간적, 공간적으로 흰빛이므로, $y_{p,q}(n)$ 의 대수 우도 함수 $L_{p,q}(n)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_{p,q}(n) = -\left(y_{p,q}(n) - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} a_{k,l} \right)^H \cdot \left(y_{p,q}(n) - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} a_{k,l} \right). \quad (19)$$

식 (19)를 미분하여, 그 결과를 0으로 두면,

$$\hat{s}_{p,q}(n) = (a_{p,q}^H a_{p,q} \gamma_{p,q,p,q})^{-1} \cdot \left[a_{p,q}^H y_{p,q}(n) - \sum_{(k,l) \neq (p,q)} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} a_{k,l}^H a_{k,l} \right]. \quad (20)$$

위 방정식에서 $s_{k,l}(n)$ 를 그에 대한 추정값 $\hat{s}_{k,l}(n)$ 으로 바꾸고, 모든 쓰느이와 모든 길에 대한 우도 함수들을 한꺼번에 생각하면, 다음을 얻을 수 있다.

$$\hat{X}(n) = Q^{-1} Y_a(n), \quad (21)$$

여기서, Q는 $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가 $\sqrt{P_k} a_{k,l} e^{i\phi_{k,l}} \gamma_{p,q,k,l} a_{k,l}^H a_{k,l}$ 인 $KL \times KL$ 행렬이고, $p \cdot q = (p-1)L + q$, $\hat{X}(n) = [\hat{x}_{1,1}(n) \cdots \hat{x}_{1,L}(n) \cdots \hat{x}_{K,1}(n) \cdots \hat{x}_{K,L}(n)]^T$ 은 $X(n)$ 의 추정값이고, $Y_a(n) = [a_{1,1}^H y_{1,1}(n) \cdots a_{1,L}^H y_{1,L}(n) \cdots a_{K,1}^H y_{K,1}(n) \cdots a_{K,L}^H y_{K,L}(n)]^T$ 이다. 이

제 $a_{k,l}, \phi_{k,l}, \sqrt{P_k} a_{k,l}$ 을 안다면, 쓰느이 신호의 유사 최대우도 추정값을 얻을 수 있다. k째 쓰느이 신호의 $a_{k,l}, \phi_{k,l}$ 그리고 $\sqrt{P_k} a_{k,l}$ 의 추정 방법은 [5]에서 다루어져 있는데, 그 방법은 k째 부호 관련 출력 $y_k(n)$ 의 공분산 행렬을 써서, 일반화된 고유값 문제를 푸는 방법으로 $a_{k,l}, \phi_{k,l}, \sqrt{P_k} a_{k,l}$ 을 추정하는 것이다. 이 논문에서는 그와 비슷하지만 좀더 나은 방법을 사용한다. 먼저, (6)을 아래처럼 쓸 수 있다.

$$Y(n) = D(n) \Gamma + N(n). \quad (22)$$

여기서,

$$D(n) = [d_{1,1}(n) \cdots d_{1,L}(n) \cdots d_{K,1}(n) \cdots d_{K,L}(n)], \quad (23)$$

$$d_{k,l}(n) = s_{k,l}(n) a_{k,l}, \quad (24)$$

$$N(n) = [n_{1,1}(n) \cdots n_{1,L}(n) \cdots n_{K,1}(n) \cdots n_{K,L}(n)]. \quad (25)$$

그리고, Γ 는 $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가 $\gamma_{p,q,k,l}$ 인 $KL \times KL$ 행렬이다. 이 때, $Y(n)$ 의 뒤에 Γ^{-1} 을 곱한다면, 다음을 얻을 수 있다.

$$\hat{D}(n) = Y(n) \Gamma^{-1} = D(n) + N(n) \Gamma^{-1}. \quad (26)$$

이제, $\hat{D}(n)$ 의 $k \cdot l$ 째 열 $\hat{d}_{k,l}(n)$ 의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$R_{\hat{d}_{k,l}} = E\{\hat{d}_{k,l}(n) \hat{d}_{k,l}^H(n)\} = P_k E\{a_{k,l}^2\} a_{k,l} a_{k,l}^H + \sigma_n^2 [\Gamma^{-1}]_{k \cdot l, k \cdot l} I. \quad (27)$$

여기서, $[R]_{i,j}$ 는 R의 ij 째 요소이다. 따라서, 가장 큰 고유값에 대응하는 고유벡터로서 $a_{k,l}$ 을 얻을 수 있다. 그리고, 공분산 행렬 $R_{\hat{d}_{k,l}}$ 을 시간 늦음의 함수로 두고, $R_{\hat{d}_{k,l}}$ 의 가장 큰 고유값이 가장 커지는 때를 얻어 $\tau_{k,l}$ 과 P_k 를 추정할 수 있다: 가장 큰 고유값을 가장 크게 하는 τ 값은 $\tau_{k,l}$ 의 추정값으로 알맞고, 그때의 가장 큰 고유값은 $P_k a_{k,l}^2$ 의 추정값으로 알맞다. $\phi_{k,l} = -\omega_c \tau_{k,l}$ 이므로 $\phi_{k,l}$ 의 추정값

또한 얻을 수 있다. 따라서, Q , Y_a 그리고 쓰는이 신호의 유사 최대우도 추정값을 계산할 수 있다.

이제, W 를 $k \cdot l$ 째 대각 원소가 $\sqrt{P_k a_{k,l}^H a_{k,l}} a_{k,l} e^{j\phi_{k,l}}$ 인 대각 행렬이라 하고, Λ 를 $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가 $\gamma_{p,q,k,l} a_{p,q}^H a_{k,l} / \|a_{p,q}\| \|a_{k,l}\|$ 인 $KL \times KL$ 행렬이라 하자. 이때, 빔이 만들어진 신호 $Y_a(n)$ 을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y_a(n) = \Lambda W X(n) + N_a(n). \quad (28)$$

여기서, $N_a(n)$ 은 $k \cdot l$ 째 원소가 $a_{k,l}^H n_{k,l}(n) / \|a_{k,l}\|$ 이고 $R_{n,n} = \sigma_n^2 \Lambda$ 인 $KL \times 1$ 벡터이다. 곧, 제한한 시스템은 상관 없음 행렬이 Λ^{-1} 인 상관 없음 방식이라는 것을 알 수 있다.

이제까지의 안테나 배열을 쓰는 상관 없음 방식 시스템에서는, 상관을 없앤 뒤에 빔을 만든다. 그러나, 이 논문에서 제안한 시스템은 먼저 빔을 만든 뒤에 상관을 없애는 시스템으로서 생각할 수 있다. 특히, $V(n)$ 을 앞에서 다룬 상관 없음 방식의 $KL \times 1$ 출력 벡터라고 하면,

$$\begin{aligned} V(n) &= \Lambda^{-1} Y_a(n) \\ &= W X(n) + N'(n). \end{aligned} \quad (29)$$

여기서, $N'(n) = \Lambda^{-1} N_a(n)$ 은 $KL \times 1$ 벡터이다. 따라서, $Y(n)$ 으로부터 빔을 만들어 $Y_a(n)$ 을 얻을 수 있고, 상관을 없애면 $V(n)$ 을 얻을 수 있다. 상관 없음 행렬 Λ^{-1} 의 비대각 원소들은 이제까지의 상관 없음 행렬의 비대각원소들보다 더 작다는 것을 쉽게 알 수 있다. 곧, 쓰는이 신호를 구분할 때, 이 논문에서 제안한 시스템은 유사잡음부호와 채널벡터를 모두 쓰지만 이제까지의 상관 없음 방식은 유사잡음부호만을 쓴다. 그런 까닭에, 제안한 시스템의 성능은 이제까지의 상관 없음 방식보다 더 좋은 성능을 나타낸다.

간단한 보기로, 길이 하나인 채널에서 쓰는이가 둘 일 때를 생각해 보자. 표기가 간단해지도록 길울 나타내는 첨자를 쓰지 않겠다. 이 때, 이제까지의 상관없음 방식의 점근효율은 $1 - \gamma_{1,2} \gamma_{2,1}$ [6]이다. 한편, 제안한 시스템의 점근효율은 $1 - \gamma_{1,2} \gamma_{2,1} \|a_1^H a_2\|^2 / (\|a_1\|^2 \|a_2\|^2)$

이다. 그런데, $\|a_1^H a_2\| \leq \|a_1\| \|a_2\|$ 이기 때문에, 제안한 시스템의 점근효율이 이제까지 방식의 점근효율보다 더 높다는 것을 똑똑히 알 수 있다.

IV. 성능 분석

상관을 없앤 뒤 첫째 쓰는이의 $L \times 1$ 출력 벡터는

$$v_1(n) = W_1 x_1(n) + n'_1(n) \quad (30)$$

이다. 여기서, W_1 은 l 째 원소가 $\sqrt{P_1 a_{1,l}^H a_{1,l}} a_{1,l} e^{j\phi_{1,l}}$ 인 $L \times 1$ 벡터이고, $n'_1(n)$ 의 상관 행렬은 $\sigma_n^2 [(\Lambda^{-1})^H]_L$ 이다. ($[R]_L$ 은 ij 째 원소가 R 의 ij 번째 원소인 R 의 $L \times L$ 부행렬이다.) 콜레스키 분해하면 $(T^{-1})(T^{-1})^H = [(\Lambda^{-1})^H]_L$ 을 만족시키는 $L \times L$ 행렬 T 를 얻을 수 있다. 그러면, 다음과 같은 여파기 출력을 얻을 수 있다.

$$v_{1,w}(n) = T W_1 x_1(n) + n_{1,w}(n). \quad (31)$$

여기서, $E\{n_{1,w}(n) n_{1,w}^H(n)\} = \sigma_n^2 I$ 이다. 최대을 결합을 쓰는 동기 수신을 가정하면, 결정 변수를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_1(n) &= W_1^H T^H v_{1,w}(n) \\ &= W_1^H T^H T W_1 x_1(n) + W_1^H T^H n_{1,w}(n). \end{aligned} \quad (32)$$

그리고, $\rho_1(n)$ 의 순간 신호대 잡음비는

$$\begin{aligned} \nu_1 &= \frac{(W_1^H T^H T W_1)^2}{2\sigma_n^2 W_1^H T^H T W_1} = \frac{W_1^H T^H T W_1}{2\sigma_n^2} \\ &= \frac{E_1 W_1^H T^H T W_1}{2\sigma_n^2} \end{aligned} \quad (33)$$

여기서, W_1' 은 l 째 원소가 $a_{1,l} e^{j\phi_{1,l}} / \|a_{1,l}\|$ 인 $L \times 1$ 벡터이고, $E_1 = P_1 T_1$ 는 첫째 쓰는이의 심볼 에너지이다. 이때, 조건부 비트 오류 확률 $P_{b,1}(\nu_1)$ 은

$$P_{b,1}(\nu_1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\nu_1}). \quad (34)$$

한편, W_1' 은 평균이 0이고, 공분산 행렬이 다음과 같은 복소 정규 벡터이다.

$$R_{W_1, W_1} = \operatorname{diag}(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_L). \quad (35)$$

여기서, $\mu_i = a_{1,i}^H a_{1,i} E\{\alpha_{1,i}^2\}$ 이다. 이제, $R_{W_1, W_1} T^H T$ 가 대칭이기 때문에, $\rho_1(n)$ 의 특성함수는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\phi_{\rho_1}(\omega) = \frac{1}{\prod_{j=1}^L (1 + 2j\omega\xi_{1,j})}. \quad (36)$$

여기서, $\xi_{1,j}$ 는 $R_{W_1, W_1} T^H T$ 의 고유값이다. 따라서, 비트 오류 확률은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{b,1} &= \int_0^\infty P_{b,1}(x) f_{\nu_1}(x) dx \\ &= \sum_{i=1}^L \frac{\pi_{1,i}}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{x_{1,i}}{1+x_{1,i}}} \right]. \end{aligned} \quad (37)$$

여기서, $\pi_{1,i} = \prod_{j \neq i} \frac{\xi_{1,i}}{\xi_{1,i} - \xi_{1,j}}$ 이고, $x_{1,i} = \frac{E_1 \xi_{1,i}}{2\sigma_n^2}$ 이다.

V. 모의 실험 결과

배열 응답벡터 10개를 선형결합하여 쓰는이 채널 응답 벡터를 만들었다. 이 때, 배열 응답 벡터의 위상각은 $[0, 2\pi]$ 에 고르게 퍼져 있고, 선형 결합 계수는 복소 정규 확률변수로 발생시켜 절대값의 제곱의 합이 1이 되도록 정규화 하였다. 시간늦음은 $[-3T_c, 3T_c]$ 구간에서 고르게 퍼져 있다. 이 때, (37)을 써서 비트 오류 확률을 얻었다. 여러 길 레일리 변수의 분산 $E\{\alpha_{k,i}^2\}$ 을 모두 같다고 두었고, 주기가 63인 골드수열을 서명수열로 썼다. 이 때, 제안한 시스템을 [7]에서 제안한 상관을 없앤 뒤 빔을 만드는 시스템과 견주어 보았다.

그림 2와 3에, 길 수와 같귀 수신기 가지수가 1일 때 두 시스템의 비트 오류 확률을 보였다. 쓰는이 수는 각각 30, 60이고 $E\{\alpha_{k,i}^2\}$ 을 0.3으로 하였다. 배열 안테나 수가 2, 3, 4일 때, 실선은 제안한 시스템의 비트 오류 확률 곡선들을 나타내고, 점선은 이제까지의 시스템의 비트 오류 확률 곡선들을 나타낸다. 이 그림들에서 안테나 배열 수와 쓰는이 수가 늘어날수록 제안한 시스템의 성능이 이제까지의 시스템의 성능보다 더 좋아짐을 알 수 있다. 제안한 시스템은 쓰는이를 구분하는데 서명파형뿐 아니라 채널벡터도 쓰므로, 더 큰 성능이득을 얻을 수 있다. 또, 쓰는이 수가 많아지면 다른 쓰는이로 말미암은 간섭의 영향이 커지게 되어, 상관 없앤 방식의 단점이 두드러지게 된다. 하지만, 제안한 시스템은 다른 쓰는이로 말미암은 간섭을 빔 형성을 통해 줄여주므로, 쓰는이 수가 늘어나도 성능이 크게 나빠지지 않게 되어 더 큰 성능이득을 얻을 수 있다.

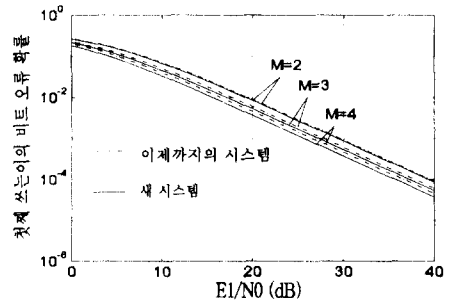


그림 2. 쓰는이 수 K가 10, 가지수 L이 1, 안테나 수 M이 2, 3, 4일 때 두 시스템의 비트 오류 확률

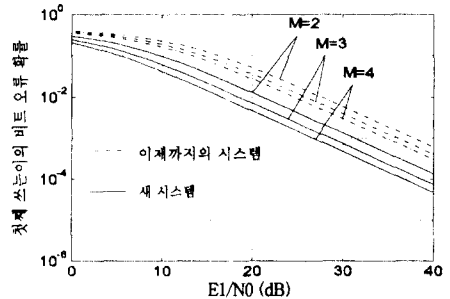


그림 3. 쓰는이 수 K가 60, 가지수 L이 1, 안테나 수 M이 2, 3, 4일 때 두 시스템의 비트 오류 확률

그림 4와 5에 길 수와 갈퀴 수신기 가지수가 3이고 쓰는이 수가 10, 20일 때 두 시스템의 비트 오류 확률을 보였다. 이 때, $E\{\alpha^2_{k,i}\}$ 은 0.1로 두었다. 곧, 그림 2와 3에서와 전체 수신 에너지는 같지만 서로 다른 세 길을 따라 신호를 받는 때이다. 이 그림들에서 다시 한번 안테나 수와 쓰는이 수가 늘어나면 이제까지의 시스템보다 좀 더 많은 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또, 길 수와 갈퀴 수신기 가지수가 늘어나면서 여러 길 다양성을 (diversity) 쓸 수 있게 되어 가지수가 1일때 보다 성능이 좋아짐을 알 수 있다.

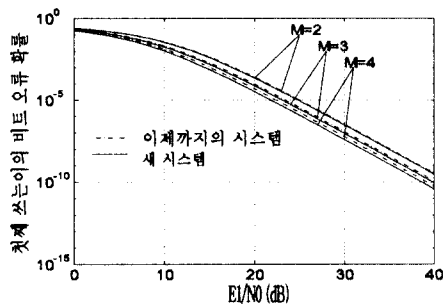


그림 4. 쓰는이 수 K가 10, 가지수 L이 3, 안테나 수 M이 2, 3, 4일 때 두 시스템의 비트 오류 확률

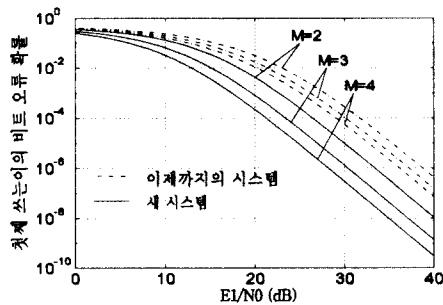


그림 5. 쓰는이 수 K가 20, 가지수 L이 3, 안테나 수 M이 2, 3, 4일 때 두 시스템의 비트 오류 확률

VI. 맺음말

이 논문에서는 유사동기 채널에 안테나 배열과 갈퀴 수신기를 쓸 때 유사 최대우도 검파기를 제안했다. 제안한 시스템의 성능을 분석하였고, 상관 없앤

방식 시스템에서 일어나는 잡음이 늘어나고 상관없이 생기는 정도가 줄어들음을 보였다. 제안한 유사 최대우도 검파기는 빔을 만든 뒤, 상관을 없애는 시스템으로서 생각할 수 있다. 이제까지의 상관 없앤 방식 시스템보다 성능이 좋음을 보였고, 쓰는이 수와 안테나 수가 늘어나면 그 이득이 더 커짐을 보였다. 제안한 시스템을 쓰면 이제까지의 상관 없앤 방식 시스템으로 얻을 수 있는 것보다 더 높은 용량을 얻을 수 있을 것이다.

참고 문헌

1. A.J. Viterbi, "The orthogonal-random wave form dichotomy for digital mobile personal communication," *IEEE Person. Commun. Mag.*, Vol. 1, pp. 18-14, First Quarter 1994.
2. 정우진, 한영렬, "셀룰라 CDMA 이동통신용 레이크 수신기의 설계," *한국통신학회논문지*, 19권, 560-572쪽, 1994년 3월.
3. 김창연, 홍대형, "주파수 선택적 페이딩 환경에서 CDMA 트래픽 채널의 성능 해석," *한국통신학회 논문지*, 20권, 2422-2440쪽, 1995년 9월.
4. J.H. Winger, J. Salz, and R.D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-42, pp. 1740-1750, February/March/April 1994.
5. A.F. Naguib, A. Paulraj, and T. Kailath, "Capacity improvement with base station antenna array in cellular CDMA," *IEEE Tr. Veh. Tech.*, Vol. VT-43, pp. 691-689, August 1994.
6. S. Verdu, "Multiuser Detection," in *Advances in Signal Processing* (H.V. Poor and J.B. Thomas, eds.), vol. 2: Signal Detection, pp. 369-409, CT: JAI Press, 1992.
7. Z. Zvonar, "Combined multiuser detection and diversity reception for wireless CDMA systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. VT-45, pp. 205-211, February 1996.
8. 김광순, 이주식, 윤석호, 송익호, 이민준, "비동기 직접수열 다중접속 계통에서 갈퀴 수신기를 쓴 유사 최대우도 여러 쓰는이 검파: 2. 채널이 시간을

