

# 비동기 직접수열 다중접속 계통에서 갈퀴 수신기를 쓴 유사 최대우도 여러 쓰느이 검파: 2 채널이 시간을 따라 바뀔 때

正會員 김 광 순\*, 이 주 식\*, 윤 석 호\*, 송 익 호\*, 이 민 준\*

## Quasi-ML Multiuser Detection with a Rake Receiver in Asynchronous DS/CDMA System: 2. The Time-Varying Channel Case

Kwang Soon Kim\*, Jooshik Lee\*, Seok Ho Yoon\*, Ickho Song\*, and Min Joon Lee\*

Korea Advanced Institute of Science and Technology *Regular Members*

### 요 약

이 논문에서는 시간을 따라 바뀌는 비동기 채널에서 안테나 배열을 쓸 때 유사 최대우도 검파기를 생각했다. 제안한 유사 최대우도 검파기는 먼저 빔을 만든 뒤 상관을 없앤다. 채널 매개변수를 추정하도록 역 여파 신호의 상관행렬 고유분해를 바탕으로 한 방법을 제안하였다. 제안한 알고리즘이 나쁜 전파환경에서도 적은 손실 안에서 채널 벡터를 잘 추정하는 것을 모의실험으로 보였다.

### ABSTRACT

In this paper, we consider the quasi maximum likelihood(quasi-ML) detector which uses antenna arrays in asynchronous time-varying channels. It is shown that the proposed quasi-ML detector can be regarded as a beamformer followed by a decorrelator: a method based on the eigendecomposition of the correlation matrix of the inverse-filtered signal is proposed to estimate the channel vectors. We also show that the proposed algorithm estimates the channel vector within small mismatch loss in severe propagation environment through computer simulations.

### I. 머리말

요즘에 직접수열 부호분할 다중접속 방법은 그 독특한 특징과 뛰어난 쓰느이 수용 능력 때문에 널리 연구되고 있다. 부호분할 다중접속 기술의 주파수 효율이 다른 기술들보다 높고 [1], 그밖에도 많은 장점이 있지만 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에는 쓰느이 사이의 (interuser) 간섭과 원근 (near-far) 문제

가 있다. 또한, 이동통신의 폭발적인 수요를 충족시킬 만큼 쓰느이 (user) 수용 능력이 충분하다고 보기 힘들다. 따라서, 주파수 효율을 높이려면 이를 보완할 수 있는 방법을 생각해야 한다. 그러한 보기로, 안테나 배열을 쓰는 방법을 들 수 있다 [2].

쓰느이 사이의 간섭을 없애고 원근 문제를 푸는 방법의 하나로 여러 쓰느이 검파가 있다 [3]-[6]. 최적 여러 쓰느이 검파기는 성능이 가장 좋지만, 쓰느이가 많아지면 그 판단 알고리즘이 매우 빠르게 복잡해진다. 최적 여러 쓰느이 검파기의 이러한 복잡성 때문에, [4]-[6]에서는 몇 가지 준최적 검파기들을 다루고

\* 한국과학기술원 전기및 전자공학과  
論文番號 : 97457-1218  
接受日字 : 1997年 12月 18日

있고, [3]에서는 간단한 준최적 여러 쓰는이 검파기로 상관없앰 (decorrelating) 방법을 썼다. 또한, [4]에서는 안테나 배열을 쓴 여러 쓰는이 수신기들을 다루었다. 이러한 시스템들은 쓰는이 사이의 간섭을 줄이지만, 상관없앰이 잡음을 크게 하고 잡음 사이에 상관을 일으키는 단점이 있으며, 이와같은 단점은 쓰는이 수가 커지면 더욱 심해진다. 한편, 동기채널과 일정한 패킷 크기의 비동기 채널에서 안테나 배열을 쓴 최적 여러 쓰는이 검파기와 준최적 여러 쓰는이 검파기도 다른 것들보다 더 높은 접근 효율을 나타내지만, 패킷 크기가 클 때 역행렬 계산이 매우 복잡하고 큰 기억용량이 필요하다 [7].

이 논문에서는 비동기 채널에서 기지국 안테나 배열을 쓸 때 상관없앰 여파기를 쓴 유사 최대우도 검파기를 제안했다. 2절에서는 갈퀴 여러길 다양성을 (rake multipath diversity) 생각한 시스템 모형을 보였고, 시간을 따라 바뀌는 채널에서의 유사 최대우도 검파기를 3절에서 다루었다. 4절에서는 이 시스템의 성능을 알아보았다. 모의 실험 결과를 5절에, 그리고 맺음말을 6절에 보였다.

## II. 시스템 모형

비동기 채널에서 이동단말기에서 배열 안테나를 쓰는 기지국까지의 연결을 생각하자. 채널은 넓은 뜻에서 정상이며, 서로 관계가 없이 신호를 흩어지게 하고 시간을 따라 바뀌지 않는 감쇄가 일어나고 레일리 특성을 보인다고 둔다.

신호는 정보 비트들에 확산 수열과 반송파를 차례로 곱한 뒤 이진 위상편이변조 방식으로 보낸다고 둔다. 그러면,  $k$ 째 쓰는이의 바탕대역 (baseband) 정보 신호 파형은

$$x_k(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} x_k(p) p_r(t - pT_r) \quad (1)$$

로 쓸 수 있으며, 여기서,  $T_r$ 는 심볼주기를,  $p_r$ 는 지속기간이  $\tau$ 인 사각파를,  $x_k(p)$ 는  $p$ 째 심볼 주기 동안에  $k$ 째 쓰는이의 바탕대역 심볼을 각각 나타낸다. 마찬가지로, 서명 파형은

$$c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_k(n) p_{T_r}(t - nT_r) \quad (2)$$

로 정의한다. 여기서,  $c_k(n)$ 은  $k$ 째 쓰는이의  $n$ 째 칩이며,  $T_r \ll T_c$ 이다. 이 때, 주파수가  $f_c$ 인 ( $f_c \gg \frac{1}{T_c}$ ) 반송파로 변조한 전송 신호는

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

이다. 여기서,  $\omega_c = 2\pi f_c$ 이고,  $\psi_k$ 는  $k$ 째 반송파의 위상이며,  $P_k$ 는  $k$ 째 쓰는이의 전송 전력을 나타낸다.

이제, 갈퀴 여러길 (rake multipath) 다양성을 살펴보자. 그림 1에 이 논문에서 쓰인 역방향 비동기 채널

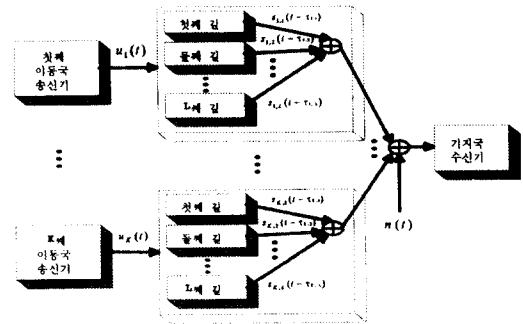


그림 1. 역방향 비동기채널 모형

모형을 보였다. 여러길 늦음 확산이 (delay spread) 신호 대역폭의 역수와 견줄만할 때, 기지국 수신기에서 받은 바탕대역  $M \times 1$  복소 신호 벡터는

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

이다. 여기서,  $s_{k,l}(t) = \sqrt{P_k} a_{k,l} x_k(t) e^{j\psi_{k,l}}$ 이고,  $a_{k,l}$ 은  $k$ 째 쓰는이의  $l$ 째 길의 줄음 요소이며,  $L$ 은 서로 나눌 수 있는 길의 수이다. 이제,  $\psi_k = 0$ 으로 둔 위상 동기 수신에서는  $\psi_{k,l} = -\omega_c \tau_{k,l}$ 이고,  $a_{k,l}$ 은  $k$ 째 쓰는이의  $l$ 째 경로에서의  $M \times 1$ 채널 벡터이며,  $n(t)$ 는 공분산행렬이  $\sigma_n^2$ 인  $M \times 1$  덧셈꼴 복소정규 흰빛잡음 (white noise) 벡터이다.

갈퀴 여러길 다양성을 생각한 수신기의 열개를 그

림 2에 나타냈다. 이 그림에서 갈퀴 수신기에서 나온  $M \times KL$  행렬  $Y(n)$ 은

$$Y(n) = [y_{1,1}(n) \cdots y_{1,L}(n) y_{2,1}(n) \cdots y_{2,L}(n) \cdots y_{K,1}(n) \cdots y_{K,L}(n)] \quad (5)$$

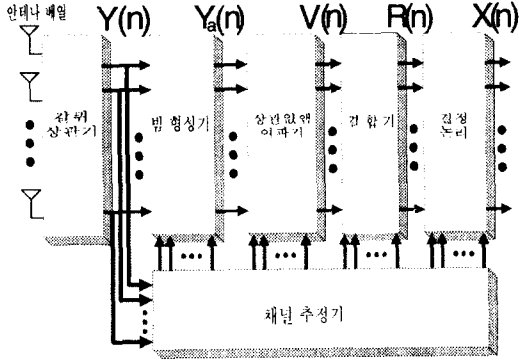


그림 2. 갈퀴 다양성을 쓴 수신기 시스템 열개

이다. 여기서,

$$y_{p,q}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 s_{k,l}(n+m) \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} a_{k,l}(n+m) + n_{p,q}(n) \quad (6)$$

은  $q$  째 길에서  $p$  째 쓰는이의  $M \times 1$  벡터이고,

$$\gamma_{p,q,k,l}^{(-1)} = \begin{cases} \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{p,q}}^{\tau_{k,l}} c_k(t - \tau_{k,l}) c_p(t - \tau_{p,q}) dt & \tau_{k,l} > \tau_{p,q} \text{ 일 때,} \\ 0 & \text{그밖에,} \end{cases} \quad (7)$$

$$\gamma_{p,q,k,l}^{(0)} = \frac{1}{T_s} \int_{\max(\tau_{p,q}, \tau_{k,l})}^{\min(\tau_{p,q}, \tau_{k,l}) + T_s} c_k(t - \tau_{k,l}) c_p(t - \tau_{p,q}) dt, \quad (8)$$

$$\gamma_{p,q,k,l}^{(1)} = \begin{cases} \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{k,l}}^{\tau_{p,q}} c_k(t - \tau_{k,l}) c_p(t - \tau_{p,q}) dt & \tau_{k,l} < \tau_{p,q} \text{ 일 때,} \\ 0 & \text{그밖에,} \end{cases} \quad (9)$$

는  $q$  째 길에서  $n$  째 심볼 구간 동안의  $p$  째 쓰는이 서명 파형과,  $l$  째 길에서 각각  $n-1, n, n+1$  째 심볼 구간 동안의  $k$  째 쓰는이 서명 파형과의 교차 상관 계수를 나타내며,

$$n_{p,q}(n) = \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{p,q} + (n-1)T_s}^{\tau_{p,q} + nT_s} n(t) c_p(t - \tau_{p,q}) dt \quad (10)$$

은  $M \times 1$  잡음벡터이다.

쓰는이 신호 파형과 시간 늦음에 대해 미리 알고 있는 정보로부터  $\mathbf{Y}_{p,q,k,l}^{(-1)}$ ,  $\mathbf{Y}_{p,q,k,l}^{(0)}$ ,  $\mathbf{Y}_{p,q,k,l}^{(1)}$ 을 계산할 수 있다. 서명 파형은 이미 알고, 쓰는이의 시간 늦음은 [2]에서 설명한 방법으로 추정할 수 있다. 이제,  $n_{p,q}(n)$  과  $n_{k,l}(n+m)$ 의 공분산 행렬은

$$\begin{aligned} E\{n_{p,q}(n) n_{k,l}^H(n+m)\} &= \frac{1}{T_s^2} \int_{\tau_{p,q} + (n-1)T_s}^{\tau_{p,q} + nT_s} \int_{\tau_{k,l} + (n+m-1)T_s}^{\tau_{k,l} + (n+m)T_s} \\ &E\{n(t) n^H(\sigma)\} \cdot c_{p,q}(t - \tau_{p,q}) c_{k,l}(\sigma - \tau_{k,l}) d\sigma dt \\ &= \frac{\sigma_n^2 I}{T_s^2} \int_{\tau_{p,q}}^{\tau_{p,q} + T_s} \int_{\tau_{k,l}}^{\tau_{k,l} + T_s} \delta(t - \sigma - mT_s) \\ &\cdot c_{p,q}(t - \tau_{p,q}) c_{k,l}(\sigma - \tau_{k,l}) d\sigma dt \\ &= \begin{cases} \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} \sigma_n^2 I & m = -1, 0, 1 \text{ 일 때,} \\ 0 & \text{그밖에,} \end{cases} \quad (11) \end{aligned}$$

이고, 여기서  $\sigma_n^2 = \frac{\sigma_n^2}{T_s}$  이다.

### III. 시간을 따라 바뀌는 채널에서 갈퀴 다양성을 생각한 유사 최대우도 검파

실제 환경에서, 이동 단말기는 전파 환경의 영향 크게 받는다. 또한, 기지국 안테나에서 받은 신호에 미치는 유효 흠어짐의 크기는 서로 다르다. 이때, 채널 벡터의 추정값들을 새롭게 하는 순환 방법을 써야 한다. 먼저, 쓰는이의 채널 벡터는 그 쓰는이가 쓰는 각 심볼의 앞부분에서만 바뀐다고 둔다. 이것은 채널 벡터가 심볼 주기 동안에는 바뀌지 않는다는 것을 뜻한다 [8]. 보기를 들어, 심볼 전송속도가 9600 bps일 때, 이동단말기가 72 km/h로 움직인다면 그 단말기는 한 심볼 주기동안에 2cm만 움직이므로 이와 같은 가정은 타당하다.

$q$  째 길에서  $p$  째 쓰는이의 표본화된 갈퀴 수신기 출력 벡터는, (5)와 (6)에서 보인 것처럼

$$y_{p,q}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 s_{k,l}(n+m) \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} a_{k,l}(n+m) + n_{p,q}(n) \quad (12)$$

로 쓸 수 있다. 그러면, 유사 최대우도 추정값은

$$Y_o(n) = Q(n) W \hat{X}_o(n) \quad (13)$$

으로 얻을 수 있다 (부록 참조). 여기서,

$$Q(n) = \Lambda_n^{(-1)} \cdot D + \Lambda_n^{(0)} + \Lambda_n^{(1)} \cdot D^{-1}, \quad (14)$$

$$\Lambda_n^{(m)} = \begin{bmatrix} \gamma_{1,1,1,1}^{(m)} d_{1,1,1,1}^{(m)}(n) & \dots & \gamma_{1,1,1,L}^{(m)} d_{1,1,1,L}^{(m)}(n) & \dots & \gamma_{1,1,K,L}^{(m)} d_{1,1,K,L}^{(m)}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{1,L,1,1}^{(m)} d_{1,L,1,1}^{(m)}(n) & \dots & \gamma_{1,L,1,L}^{(m)} d_{1,L,1,L}^{(m)}(n) & \dots & \gamma_{1,L,K,L}^{(m)} d_{1,L,K,L}^{(m)}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{K,L,1,1}^{(m)} d_{K,L,1,1}^{(m)}(n) & \dots & \gamma_{K,L,1,L}^{(m)} d_{K,L,1,L}^{(m)}(n) & \dots & \gamma_{K,L,K,L}^{(m)} d_{K,L,K,L}^{(m)}(n) \end{bmatrix} \quad (15)$$

이다.

식 (13)-(15)에서  $X_o(n) = [x_{o,1,1}(n) \dots x_{o,1,L}(n) \dots x_{o,K,1}(n) \dots x_{o,K,L}(n)]^T$ 는  $X_a(n)$ 의 추정값이고,  $d_{p,q,k,l}^{(m)}(n) = a_{p,q}^H(n) a_{k,l}(n+m) / \|a_{p,q}(n)\| \|a_{k,l}(n+m)\|$ 이다.  $Q(n)$ 의 원소들은  $D$ 의 다항식으로 이루어져 있기 때문에,  $Q^{-1}(n)$ 의 원소들은 일반적으로  $D$ 의 유리함수이다. 따라서,  $W \hat{X}_o(n)$ 는  $Y_o(n)$ 과 늦은  $Y_o(n)$ 들, 그리고 늦은  $W \hat{X}_o(n)$ 들의 선형 결합이다. 곧, 입력이  $Y_o(n)$ 이고 출력이  $W \hat{X}_o(n)$ 인 역여파기를 만들 수 있다. 그 역여파기의 계수들은 시간을 따라 바뀌고 서명 파형들과 수열  $d_{p,q,k,l}^{(m)}(n)$ ,  $m = -1, 0, 1$ 를 알면 계산할 수 있다. 이제, 채널 벡터를 추정할 수 있다면,  $d_{p,q,k,l}^{(m)}(n)$ ,  $m = -1, 0, 1$ 과 역여파기 계수들을 계산할 수 있다. 시간  $n$ 에서 여파기의 충격응답을  $H_n(k)$ 으로 여파기의 전달 함수를  $G_n(Z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_n(k) Z^{-k}$ 로 정의하면, 역여파기는

$$G_n(Z) = [A_n^{(-1)} Z^{-1} + A_n^{(0)} + A_n^{(1)} Z]^{-1} \quad (16)$$

의 꼴로 나타난다. 여기서,  $A_n^{(m)}$ ,  $m = -1$ 은  $\mathbf{r}_{p,q,k,l}^{(m)}(n)$ 과  $d_{p,q,k,l}^{(m)}(n)$ 이 원소인  $KL \times KL$ 행렬이다.

[3]과 [4]에서는 서명파형의 교차상관만을 생각하여 전달함수가  $\mathbf{r}(Z) = (\Gamma^{(-1)} Z^{-1} + \Gamma^{(0)} + \Gamma^{(1)} Z)^{-1}$ 인 역여파기를 썼다. 여기서,  $\Gamma^{(m)}$ 은  $ij$ 제 원소가  $\mathbf{r}_{i,j}^{(m)}$ 인 행렬이다. 하지만, 이 논문에서는 열개는 비슷하지만 여파기를 서명파형의 교차상관뿐 아니라 채널벡터의 교차상관도 생각하여 만들었다. 이 논문에서 제안한 역여파기는 [3][4]에서 제안한 역여파기에 기억소자와 곱셈소자를 약간 더하여 만들 수 있다. 따라서, 이 논문에서 제안한 방법은 이제까지의 방법보다 조금 더 복

잡하지만, 공간 다양성을 다양성 결합 이득을 얻는데 뿐만 아니라 쓰느이 서명 파형의 교차 상관 계수를 줄이는 데에도 쓰기 때문에 좀 더 좋은 성능을 얻을 수 있다.

보기 :  $L=1$ 이고 쓰느이가 둘인 때를 생각하자. 서명 파형들의 상관 행렬은 각 쓰느이의 늦음을 추정한 뒤에 계산한다. 그 때,  $Q(n)$ 은

$$Q(n) = \begin{bmatrix} \gamma_{1,1}^{(0)} d_{1,1}^{(0)}(n) & \gamma_{1,2}^{(0)} d_{1,2}^{(0)}(n) + \gamma_{1,2}^{(-1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) D \\ \gamma_{2,1}^{(0)} d_{2,1}^{(0)}(n) + \gamma_{2,1}^{(1)} d_{2,1}^{(1)}(n) D^{-1} & \gamma_{2,2}^{(0)} d_{2,2}^{(0)}(n) \end{bmatrix} \quad (17)$$

로 쓸 수 있다. 그 다음에  $Q(n)$ 의 역행렬을

$$Q^{-1}(n) = \frac{\text{adj}[Q(n)]}{\det[Q(n)]} \quad (18)$$

로 계산한다. 여기서,

$$\begin{aligned} \det[Q(n)] &= \gamma_{1,1}^{(0)} \gamma_{2,2}^{(0)} d_{1,1}^{(0)}(n) d_{2,2}^{(0)}(n) - \gamma_{1,2}^{(0)} \gamma_{2,1}^{(0)} d_{1,2}^{(0)}(n) d_{2,1}^{(0)}(n) \\ &\quad - \gamma_{1,2}^{(-1)} \gamma_{2,1}^{(1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) D d_{2,1}^{(1)}(n) D^{-1} \\ &\quad - \gamma_{1,2}^{(-1)} \gamma_{2,1}^{(0)} d_{1,2}^{(-1)}(n) D d_{2,1}^{(0)}(n) \\ &\quad - \gamma_{1,2}^{(0)} \gamma_{2,1}^{(1)} d_{1,2}^{(0)}(n) d_{2,1}^{(1)}(n) D^{-1} \\ &= \gamma_{1,1}^{(0)} \gamma_{2,2}^{(0)} d_{1,1}^{(0)}(n) d_{2,2}^{(0)}(n) - \gamma_{1,2}^{(0)} \gamma_{2,1}^{(0)} d_{1,2}^{(0)}(n) d_{2,1}^{(0)}(n) \\ &\quad - \gamma_{1,2}^{(-1)} \gamma_{2,1}^{(1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) d_{2,1}^{(1)}(n-1) \\ &\quad - \gamma_{1,2}^{(-1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) \gamma_{2,1}^{(0)} d_{2,1}^{(0)}(n-1) D \\ &\quad - \gamma_{1,2}^{(0)} \gamma_{2,1}^{(1)} d_{1,2}^{(0)}(n) d_{2,1}^{(1)}(n) D^{-1} \end{aligned} \quad (19)$$

이고,

$$\text{adj}[Q(n)] =$$

$$\begin{bmatrix} \gamma_{2,2}^{(0)} d_{2,2}^{(0)}(n) & -\gamma_{1,2}^{(0)} d_{1,2}^{(0)}(n) - \gamma_{1,2}^{(-1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) D \\ -\gamma_{2,1}^{(0)} d_{2,1}^{(0)}(n) - \gamma_{2,1}^{(1)} d_{2,1}^{(1)}(n) D^{-1} & \gamma_{1,1}^{(0)} d_{1,1}^{(0)}(n) \end{bmatrix} \quad (20)$$

이다. 이 때, 역여파기는

$$W \hat{X}(Z) = \frac{1}{D(Z)}$$

$$\begin{bmatrix} \gamma_{2,2}^{(0)} d_{2,2}^{(0)}(n) & -\gamma_{1,2}^{(0)} d_{1,2}^{(0)}(n) - \gamma_{1,2}^{(-1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) Z^{-1} \\ -\gamma_{2,1}^{(0)} d_{2,1}^{(0)}(n) - \gamma_{2,1}^{(1)} d_{2,1}^{(1)}(n) Z & \gamma_{1,1}^{(0)} d_{1,1}^{(0)}(n) \end{bmatrix} Y(Z) \quad (21)$$

이고, 여기서

$$\begin{aligned}
 D(Z) &= \gamma_{1,2}^{(0)} \gamma_{2,2}^{(0)} d_{1,2}^{(0)}(n) d_{2,2}^{(0)}(n) - \gamma_{1,2}^{(0)} \gamma_{2,1}^{(0)} d_{1,2}^{(0)}(n) d_{2,1}^{(0)}(n) \\
 &\quad - \gamma_{1,2}^{(-1)} \gamma_{2,1}^{(-1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) d_{2,1}^{(-1)}(n-1) \\
 &\quad - \gamma_{1,2}^{(-1)} d_{1,2}^{(-1)}(n) \gamma_{2,1}^{(0)} d_{2,1}^{(0)}(n-1) Z^{-1} \\
 &\quad - \gamma_{1,2}^{(0)} \gamma_{2,1}^{(1)} d_{1,2}^{(0)}(n) d_{2,1}^{(1)}(n) Z
 \end{aligned} \quad (22)$$

이다.

추정한 채널벡터  $\hat{a}_k(n+m)$ ,  $k=1,2$ ,  $m=-1,0,1$ ,로부터  $d_{p,k}^{(m)}$ ,  $k=1,2$ ,  $p=1,2$ ,  $m=-1,0,1$ ,를 계산할 수 있기 때문에, 알맞게 긴 늦음을 쓰고 여파기의 비실현 부분을 잘라내면 여파기 계수들을 새롭게 함으로써 여파기의 출력으로부터 첫째 쓰는이 신호를 얻을 수 있다. 이제, 채널 벡터를 추정해 보자. 안테나 출력의 전달 함수가  $\mathcal{R}(Z)$ 인 KL입력 KL출력 상관없음 여파기를 생각해 보자. 이때,  $q$  짝 길 신호에서  $p$  짝 쓰는이의  $M \times 1$  여파기 출력 벡터는

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

이다. 여기서,  $b_{p,q}(n) = s_{p,q}(n) a_{p,q}(n) + n'_{p,q}(n)$ 이고, 공분산 행렬은

$$\begin{aligned}
 R_{bb,p,q}(n) &= E\{b_{p,q}(n) b_{p,q}^H(n)\} \\
 &= P_p \alpha_{p,q}^2 a_{p,q}(n) a_{p,q}^H(n) + [F(0)]_{p,q,p,q} \sigma_n'^2 I
 \end{aligned} \quad (24)$$

이고,  $p \circ q = (p-1)L + q$ 이다. 따라서, 먼저 공분산 행렬을 새롭게 해야 하고, 그 다음에는 채널벡터를 추정해야 한다. 채널벡터는 심볼 전송률과 견주어 시간적으로 느리게 바뀌기 때문에 감쇄 기억 방법을 (fading memory methods) 쓸 수 있다 [9]. 그러면, 공분산 행렬  $R_{bb,p,q}(n)$ 의 추정값은

$$\hat{R}_{bb,p,q}(n) = \beta \hat{R}_{bb,p,q}(n-1) + b_{p,q}(n) b_{p,q}^H(n) \quad (25)$$

로 쓸 수 있고,  $\beta$ 는 0과 1사이의 수로 잊음 요소라 불린다. 이제,  $\hat{R}_{bb,p,q}(n)$ 로부터 채널벡터  $a_{p,q}(n)$ 을 추정해야 한다. 고유분해 방법은 매우 많은 시간이 필요하기 때문에 여기서는 전력 방법 (power method) 쓴다 [10].

$$\eta_{r+1} = \frac{\hat{R}_{bb,p,q}(n) \eta_r}{\|\hat{R}_{bb,p,q}(n) \eta_r\|} \quad (26)$$

일 때, 가장 큰 고유값과 그에 대응하는 고유벡터로부터 얻은 채널벡터와 쓰는이 전력의 추정값은

$$P_p E\{\alpha_{p,q}^2\} = \lim_{r \rightarrow \infty} \|\hat{R}_{bb,p,q}(n) \eta_r\| \quad (27)$$

과

$$\hat{a}_{p,q}(n) = \lim_{r \rightarrow \infty} \eta_r \quad (28)$$

이 된다. 여기서, 수렴률은 가장 큰 고유값과 그 다음으로 큰 고유값의 비율 따르며, 그 비는 여파기 출력의 신호대잡음비와 같다. 곧, 신호대잡음비가 클수록 빨리 수렴한다. 또, 채널 벡터의 시간 상관은 거의 1이기 때문에  $a_{p,q}(n)$ 를 추정하는 순환의 초기 벡터로  $a_{p,q}(n-1)$ 를 쓰면 빠르게 수렴한다.

이제, 마지막으로 최적 잊음 요소 (forgetting factor) 얻는 문제가 남아있다. 잊음 요소가 너무 크면, 채널 벡터가 바뀌는 만큼 빨리 공분산 행렬을 새롭게 하기가 어렵다. 한편, 너무 작으면 공분산 행렬을 추정하는데 필요한 유효 자료 수가 적어서 추정값이 틀릴 수 있다. 일반적으로 잊음 요소의 최적값을 찾기란 어렵지만, 채널 특성이 시간적으로 바뀌고 공분산 행렬의 변화가 채널 벡터의 변화로 일어나기 때문에 채널 벡터의 시간 상관을 잊음 요소로 쓸 수 있다 [2].

#### IV. 성능분석

먼저, 첫째 쓰는이의 신호를 바라는 신호라 하자. 첫째 쓰는이의 여파기 출력은 다음과 같다.

$$V_1(n) = W_1 x_1(n) + N_{g,1}(n). \quad (29)$$

여기서,  $N_{g,1}(n) = [n_{g,1,1}(n) \ n_{g,1,2}(n) \ n_{g,1,L}(n)]^T$ 은  $N_g(n) = [N_{g,1}^T \ N_{g,2}^T \ \cdots \ N_{g,K}^T]^T$ 의 첫 열이고,  $W_1 = [w_{1,1} \| a_{1,1}(n) \| \ w_{1,2} \| a_{1,2}(n) \| \ \cdots \ w_{1,L} \| a_{1,L}(n) \|]^T$ 이다. 잡음 벡터의 상관 행렬의 Z-변환은  $R_n(Z) = \mathbf{A}_n^{(-1)} Z^{-1} + \mathbf{A}_n^{(0)} + \mathbf{A}_n^{(1)} Z$ 이다.  $G_n(Z) R_n(Z) G_n^H(1/Z^*) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} T_n(k) Z^{-k}$ 라 두면 여파기를 지난 정규 잡음의 공분산 행렬은  $\sigma_n^2 T_n(0)$ 이다. 이제  $ij$  짝 원소가  $T_n(0)$ 의  $ij$  짝 원소인  $L \times L$  행렬을  $[T_n(0)]_L$ 이라 둘 때,  $N_{g,1}(n)$ 의 상관 행렬은  $\sigma_n^2 [T_n(0)]_L$ 이다. 그러므로 콜레스키 분해법으로  $(\mathbf{0}^{-1})(\mathbf{0}^{-1})^H = [T_n(0)]_L$ 인  $L \times L$ 행렬  $\mathbf{0}_L$ 을 얻을 수 있다 [11]. 그러면, 흰빛화를 (whitening) 한 뒤 최대율 결합을 (maximum ratio combining) 쓰면 결정 변수  $A(n)$ 을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\rho_1(n) = W_1^H \Phi_1^H \Phi_1 W_1 x_1(n) + W_1^H \Phi_1^H n_{1,w}(n). \quad (31)$$

여기서  $n_{1,w}(n)$ 은 공분산 행렬이  $\sigma_n^2 I$  인 정규잡음이다. 이제 [12]의 결과와 전주어 보면 비트오류율을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$P_{b,1} = \int_0^\alpha \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{x}) f_n(x) dx \quad (32)$$

$$= \sum_{i=1}^L \frac{\pi_{1,i}}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\chi_{1,i}}{1+\chi_{1,i}}} \right].$$

여기서,  $\pi_{1,i} = \prod_{j=1}^L \frac{\xi_{1,i}}{\xi_{1,j} - \xi_{1,j}}$  이고  $x_{1,i} = \frac{E_1 \xi_{1,i}}{2\sigma_n^2}$  이며  $\xi_{1,j}$ 는

$R_{w,w_i}([T_n(0)])^{-1}$ 의 고유값이고  $R_{w,w_i} = \operatorname{diag}(E\{a_{1,1}^2\} a_{1,1(0)}^H(n) a_{1,1}(n), \dots, E\{a_{1,L}^2(n)\} a_{1,L(0)}^H(n) a_{1,L}(n))$ 이다. 이 결과는 [12]의 결과에서  $T(0)$ 이  $T_n(0)$ 으로 바뀐 것임을 볼 수 있다. 따라서, 채널 벡터의 추정이 꽤 정확하다면 [12]에서와 같이 이제까지의 방법보다 좋은 성능을 갖는다는 것을 알 수 있다.

### V. 모의실험결과

서로 나눌 수 있는 길마다 입사각이 [0, 2] 사이에 고르게 퍼져있는 배열 응답 벡터 20개의 선형 조합을 채널벡터로 두자. 그 계수들은 복소 정규확률밀도함수를 갖도록 확률적으로 만들었고, 계수들의 합은 1로 정규화하였으며, 나눌 수 있는 길의 시간늦음  $\tau_{k,1}$ 은 고르게 퍼져 있고, 길이 63의 골드 수열을 쓰며, 레일

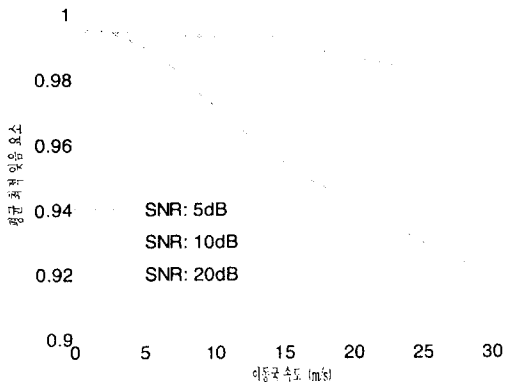


그림 3. 이동국의 속도와 잇음 요소의 최적값

리 분포 매개변수를 0.1로 (공,  $E\{a^2\}=0.1$ ) 놓았다.

시간을 따라 바뀌는 채널벡터의 추정성능을 볼 수 있도록, 다음과 같이 모의실험하였다. 이동단말기는 출발지점부터  $d$ 만큼 떨어진 도착지점까지를 속도  $v$ 로 움직이며, 출발지점에서 채널벡터를  $a_s = [1 -0.02+0.089j \quad 0.475-0.338j \quad -0.087+0.076j]^T$ 로, 도착지점에서 채널벡터를  $a_r = [1 \quad 0.5-0.527j \quad 0.266-0.285j \quad 0.509-0.464j]^T$ 로 놓고, 이동단말기가 출발지점에서  $\gamma$ 미터 떨어져 있을 때 채널벡터는  $(1-\frac{r}{d})a_s + \frac{r}{d}a_r$ 라고 두었다. 심볼 전송률을 9600bps로 놓았으며 100심볼동안 어긋남 (mismatch) 손실을 평균해서 결과를 얻었다.

그림 3에는 모의실험 100번을 거쳐 얻은 잇음 요소 최적값들의 평균값을 나타냈다. 이동단말기가 빨리 움

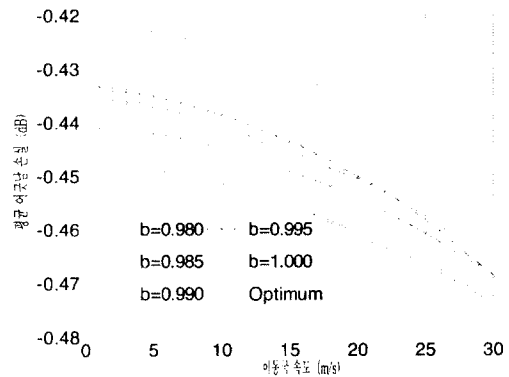


그림 4. 잇음 요소 값과 평균 어긋남 손실(신호대잡음비=5dB)

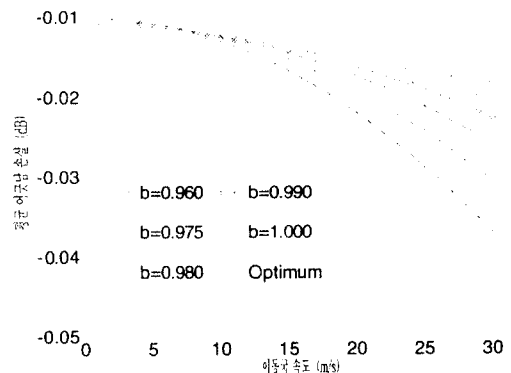


그림 5. 잇음 요소 값과 평균 어긋남 손실(신호대잡음비=20dB)

직일수록 잇음 요소 최적값이 작아짐을 알 수 있다. 잇음 요소 최적값을 결정하는 이동단말기 속도가 커지면, 잇음 요소 최적값은 작아져서 채널벡터를 바뀌게 한다. 신호대잡음비가 작으면 잇음 요소 최적값은 커져서 효과적으로 표본이 커지는 셈이다. 따라서, 이동단말기가 빠르게 움직일수록 잇음 요소 최적값이 작아지며, 신호대잡음비가 작을수록, 바뀌는 정도가 작다.

그림 4, 5에는, 여러 가지 잇음 요소 값과 어긋남 손

실  $20 \log_{10} \left( E \left[ \frac{|\hat{a}^H(n) a(n)|}{|a(n)|} \right] \right)$  을 나타냈다.

이동단말기 속도가 커지고 신호대잡음비가 작아지면 손실은 커진다는 것을 알 수 있다. 제안한 알고리즘으로 시간을 따라 채널 벡터를 추정할 수 있다는 것과 잇음 요소 최적값을 모르더라도 성능이 그리 심하게 떨어지지 않다는 것도 알 수 있다.

## VI. 맺음말

이 논문에서는 비동기 채널에서 배열 안테나를 쓰는 유사 최대우도 검파기를 제안했다. 기존 시스템은 먼저 상관을 없애고 그 뒤에 빔을 만들지만, 제안한 유사 최대우도 검파기는 먼저 빔을 만들고 그 뒤에 상관을 없애는 시스템이다.

시간을 따라 채널이 바뀔 때에는 제안한 유사 최대우도 검파기를 시변 여파기로 구현할 수 있음을 보였고, 이 시변 여파기의 충격응답은 채널벡터를 추정하여 얻을 수 있음을 보였다.

시간을 따라 바뀌는 채널 매개변수를 추정할 수 있도록 역 여파된 신호 상관 행렬의 고유분해를 바탕으로 한 방법을 제안했다. 이제까지의 고유분해 방법은 계산량이 많아 시간을 따라 바뀌는 채널벡터를 추정하는데 알맞지 않으므로, 시변 채널벡터를 추정하는데 알맞은 빠른 순환 알고리즘을 제안했다. 모의실험 결과, 제안된 알고리즘이 나쁜 전파환경에서도 0.5dB 손실 안에서 채널벡터를 추정하는 것을 알 수 있었다.

## 부 록

$y_{p,q}(n)$ 의 우도 함수  $L_{p,q}(n)$ 은

$$\begin{aligned} L_{p,q}(n) &= f_{n_s, l}(y_{p,q}(n)) \\ &= \frac{1}{\|\pi R_{nn, p, q}\|} \exp \left[ - \left( y_{p,q}(n) - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 s_{k,l}(n+m) \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} a_{k,l}(n+m) \right)^H \right. \\ &\quad \left. R_{nn, p, q}^{-1} \left( y_{p,q}(n) - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 s_{k,l}(n+m) \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} a_{k,l}(n+m) \right) \right] \end{aligned} \quad (33)$$

이 된다. 여기서,  $R_{nn, p, q} = E \{ n_{p,q}(n) n_{p,q}^H(n) \} = \sigma_n^2 I$ ,  $p=1, \dots, K, q=1, \dots, L$  이다. 식 (35)의 대수를 가장 크게 하는  $s_{p,q}(n)$ 으로 우도 추정값을 얻을 수 있다. 곧,  $\log L_{p,q}(n)$ 을 편미분하여, 그 결과를 0으로 놓으면

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\partial \log L_{p,q}(n)}{\partial s_{p,q}(n)} \\ &= \gamma_{p,q,p,q} [a_{p,q}^H(n+m) R_{nn, p, q}^{-1} y_{p,q}(n) \\ &\quad - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 s_{k,l}(n+m) \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} a_{p,q}^H(n+m) R_{nn, p, q}^{-1} a_{k,l}] \end{aligned} \quad (34)$$

따라서, 시공간적으로 흰빛인 잡음의 공분산 행렬은  $R_{nn, p, q} = \sigma_n^2 I$  이므로  $s_{p,q}(n)$ 의 최대우도 추정값은

$$\begin{aligned} \hat{s}_{p,q}(n) &= (\gamma_{p,q,p,q}^{(0)} \|a_{p,q}(n)\|)^{-1} [a_{p,q}^H(n) y_{p,q}(n) / \|a_{p,q}(n)\| \\ &\quad - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 s_{k,l}(n+m) \\ &\quad \cdot \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} a_{p,q}^H(n) a_{k,l}(n+m) / \|a_{p,q}(n)\|] \end{aligned} \quad (35)$$

이 된다. 위 식에서  $m=-1, 0, 1$ 일 때  $\hat{s}_{k,l}(n+m), l=1, 2, \dots, L$ , 을 추정값  $\hat{s}_{k,l}(n+m)$ 로 바꾸고, 모든 쓰이는 모든 길의 우도 함수를 생각하면

$$Y_a(n) = Q(n) W \hat{X}_d(n) \quad (36)$$

을 얻을 수 있다.

## 참고 문헌

1. R. Kohno, R. Meidan, and L. Milstein, "Spread spectrum access method for wireless communica-

- tions," IEEE Commun. Mag., Vol. 23, pp. 58-67, January 1995.
2. A.F. Naguib and A. Paulaj, "Performance enhancement and trade-offs of smart antennas in CDMA cellular networks," Proc. IEEE VTC, Chicago, IL, pp. 40-44, July 1995.
  3. 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.
  4. Z. Zvonar, "Combined multiuser detection and diversity reception for wireless CDMA systems," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. VT-45, pp. 205-211, February 1996.
  5. T.R. Gialloinzi, "Suboptimum multiuser receivers for convolutionally coded asynchronous DS-SSMA systems," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-44, pp. 1183-1196, September 1996.
  6. K.S. Kim, S.Y. Kim, J. Lee, I. Song, S.R. Lee, and J. Bae, "Suboptimum multiuser detection of the QS-SSMA systems using antenna array", Proc. 16th IEEE Mil. Comm. Confer. (MILCOM), pp. 798-802, Monterey, CA, U.S.A., Nov. 1997.
  7. S.Y. Miller and C. Schwartz, "Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple-access channels," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-43, pp. 396-411, February/March/April 1995.
  8. Y. Ryu, I. Song, T. Chang, and K.S. Kim, "Adaptive code rate change for maximum throughput in DS-SSMA communication systems", Signal Proc., Vol. 51, pp. 201-214, June 1996.
  9. S. Haykin, Adaptive Filter Theory, NJ: Prentice-Hall, 1991.
  10. G.H. Golub and C.F. Van Loan, Matrix Computations, 2nd ed., MD: Johns Hopkins University Press, 1984.
  11. C.W. Therrien, Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing, NJ: Prentice-Hall, 1992.
  12. 김광순, 박소령, 송익호, 김석찬, 박성일, "비동기 직접수열 다중접속 계통에서 갈퀴 수신기를 쓴 유사 최대우도 여러 쓰는이 검파 : 1. 채널이 시간을 따라 바뀌지 않을 때", 한국통신학회논문지 심사받고 있음, 1998.
- |  |            |
|--|------------|
| <p>김 광 순 (Kwang Soon Kim)<br/>1972년 9월 20일 태어남<br/>1990년 3월~1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사 (최우등, 과수석)<br/>1994년 3월~1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사<br/>1996년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정<br/>※주관심분야: 이동통신, 배열신호처리, 다중사용자 검파</p> | <p>정회원</p> |
| <p>이 주 식 (Jooshik Lee)<br/>1974년 7월 30일 태어남<br/>1992년 3월~1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사<br/>1996년 3월~1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사<br/>1998년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정<br/>※주관심분야: 배열신호처리, 신경회로망, 이동통신</p>                  | <p>정회원</p> |
| <p>윤 석 호 (Seok Ho Yoon)<br/>1976년 1월 7일 태어남<br/>1993년 3월~1997년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사<br/>1997년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정<br/>※주관심분야: 이동통신, 통계학적 신호처리, 적응 신호처리</p>  | <p>정회원</p> |
| <p>송 익 호 (Iickho Song)<br/>1960년 2월 20일 태어남<br/>1978년 3월~1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등)</p>  | <p>정회원</p> |



1982년 3월~1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학석사

1984년 1월~1985년 8월: 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사

1985년 9월~1987년 5월: 펜실베니아대학교 전기공학과 공학박사

1987년 3월~1988년 2월: 벨 통신연구소 연구원

1988년 3월~1991년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수

1991년 9월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수

1995년 1월~현재: 한국통신학회 논문지 편집위원

1996년 1월~현재: 한국음향학회 영문논문지 편집위원

1991년 11월~1996년 11월: 한국통신학회 학술상 받음

1993년 11월: 한국음향학회 우수연구상 받음

대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 종신회원, IEE 회원, IEEE 선임회원

※주관심분야: 통계학적 신호처리, 신호검파, 스펙트럼 추정, 이동통신

이 민 준 (Min Joon Lee) 정회원

1963년 8월 15일 태어남

1981년 3월~1985년 2월: 서강대학교 전자공학과 공학사

1986년 3월~1988년 2월: 서강대학교 전자공학과 공학석사

1988년 3월~현재: 국방과학연구소 연구원

1995년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정

※주관심분야: 레이더 신호처리