

DS/CDMA DMB 하향 링크에서 복잡도가 감소된 블라인드 부분 공간 채널 추정

Complexity Reduced Blind Subspace Channel Estimation for DS/CDMA DMB Downlink

양 완 철 · 이 병 섭

Wan-Chul Yang · Byung-Seub Lee

요 약

본 논문에서는 정합 필터 출력을 이용하여 연산 복잡도가 감소된 DS/CDMA DMB 하향 링크 시스템에서의 부분 공간 채널 추정 기법을 제안한다. 연산 복잡도 감소 효과는 채널 벡터의 길이가 짧고 시스템의 부하가 적절할 때 매우 크게 나타난다. 이전에 제안된 부분 공간 채널 추정 알고리즘은 확산 이득이 큰 시스템에서 막대한 연산 복잡도 문제를 겪게 된다. 제안된 알고리즘에 약간의 성능 손실이 발생하지만 데이터 행렬의 길이가 길어지게 되면 그 영향은 미미해진다. 시뮬레이션과 분석적인 MSE 성능의 유도를 통해 성능을 평가한다.

Abstract

In this paper, we propose a subspace channel estimation technique for DS/CDMA DMB down link system, which can obtain reduction in numerical complexity by using of matched filtering outputs. The complexity reduction is considerable when the channel length is small and the system is moderately loaded. Previously proposed subspace-based blind channel estimation algorithm suffer from high numerical complexity for systems with large spreading gains. Although the proposed algorithm suffers a slight performance loss, it becomes negligible for large observation length. Performance is evaluated through simulations and the derivation of the analytical MSE.

Key words : Blind Channel Estimation, DMB, Subspace, Complexity Reduction

I. 서 론

DS/CDMA 시스템은 채널 상호간의 간섭에 대한 본연의 내성과 높은 대역 효율성 때문에 이동 무선 통신에서 상당한 주목을 받고 있다^{[1],[2]}. 그러나, 다중경로 간섭 영향 하에서 신호는 직교성의 손실로 심각한 다중 접속 간섭(MAI)을 갖게 된다^{[3],[4]}. 이런 경우, 채널 판단에서의 적절한 채널 추정 및 보상은 종래의 정합 필터 수신 방식을 사용하거나 또는 블라인드 다중 사용자 검출기를 사용하는 경우이든 통신 성능의 향상을 얻을 수 있다^{[5]~[8]}. 채널에 대한 정

보는 비이상적(non-ideal)인 채널의 영향을 보상하는 데 효과적으로 사용될 수 있다. 종래의 채널 추정 기법은 알고 있는 데이터를 즉, 학습 열(training sequence)을 이용하였다. 그러나 이런 경우 대역폭 요구량이 증가되는 문제점이 발생되어 결과적으로 다중 무선 시스템에서 블라인드 채널 추정 기법이 각광을 받게 되었다. 참조논문 [9]에서는 채널 추정을 위해서 오로지 데이터 행렬의 2차 통계치(second-order statistics)와 고유값 구조(eigen-value structure)를 이용하는 부분 공간에 기초한 채널 추정 알고리즘이 제안되었다. 신호 공간과 잡음 공간과의 직교성(ortho-

한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부(School of Electro., Telecomm. and Computer Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문 번호 : 20040511-066

· 수정완료일자 : 2004년 8월 30일

gonality)을 이용하여 직교함수(quadratic function)를 만들고 이 함수의 최소화를 통해 채널 추정을 수행하였다. DS/CDMA 시스템 환경에서 부분 공간에 기초한 채널 추정 기법이 발전되어왔다^[10]. 그러나 부분 공간 분석에 기초한 채널 추정 기법의 큰 결점은 이산적인 데이터에 수행해야 하는 고유값 분해(EVD) 내지 특이해 분해(SVD)에 따른 연산 복잡도(computational complexity)에 있다. 이산적인 데이터는 연속적인 신호를 칩 속도로 샘플링을 수행하여 만들어지는데, 이 경우 실제 SVD를 적용해야 되는 데이터 행렬의 차원은 오버 샘플링에 의해 보통 확산 이득(spreading gain)의 정수배가 된다. 그러므로 확산 이득이 큰 시스템의 경우 부분 공간에 기초한 알고리즘은 데이터 행렬의 사이즈가 커지고 결국 막대한 연산 복잡도를 가지게 된다. 정합 필터 출력을 이용하여 데이터 행렬의 사이즈를 줄이고 따라서 연산 복잡도를 감소시킬 수 있는데 본 논문에서는 부분 공간 채널 추정 알고리즘^[10]에 정합필터를 결합하여 DS/CDMA DMB 하향 링크(점 대 다중 점)에서의 복잡도를 감소시킨 채널 추정 알고리즘을 제안한다. 디지털 멀티미디어 방송(DMB)같은 점 대 다중 점 시스템의 경우에, 일반적으로 다음과 같은 실제적인 가정이 가능하다. 1) 하향 링크 신호는 송신단에서 동기화되며 동일한 신호 전력을 갖는다. 2) 하향 링크 신호는 동일한 전파전파 채널(radio propagation channel)을 통과한다. 3) 점 대 다중 점(point-to-multipoint) 이동 수신기는 모든 채널의 확산 코드를 알고 있다. 정합 필터링의 영향을 관찰하기 위해, [10]의 알고리즘을 통해 검토되었고 시뮬레이션을 통하여 두 알고리즘의 MSE 성능을 비교하였다. 또한 제안된 알고리즘과 [10]의 알고리즘의 추정 MSE에 대한 분석적인 표현식을, [11]에서의 근사를 이용하여, 유도하고 성능을 비교하였다. 결과에 따르면 제안된 알고리즘은 약간의 성능 저하를 보이지만 연산 복잡도상의 상당한 감소 효과를 가진다. 본 논문의 구성은 2장에서 관련수식을 통해 신호를 모델링하고, 3장에서 복잡도를 감소시킨 채널 추정 기법을 관련수식과 함께 제안하며, 4장에서는, 분석적인 MSE 성능식을 유도하고, 5장에서 시뮬레이션을 통하여 제안된 기법의 성능 및 복잡도를 비교하며 마지막 6장으로 결론을 맺는다.

II. 신호 모델링

P채널을 수용하는 점 대 다중 점 CDMA 시스템을 고려해 보면, 하향 링크를 통해서 이동 단말기에 잡음이 배제되어 수신되는 기저 대역 연속 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_c(t) = \sum_{j=1}^P \sum_{m=-\infty}^{\infty} \gamma_j s_j(m) \omega_j(t - mT_d) \quad (1)$$

여기서, $S_j(m)$ 은 j 번째 채널의 m 번째 데이터 심볼을, $|\gamma_j|^2$ 은 j 번째 채널의 전력을 의미하며 T_d 는 심볼 지속시간을 말한다. $\omega_j(t)$ 은 연속적인 signature 파형을 의미하고 이것은 확산 코드와 채널 임펄스 응답과의 컨볼루션으로 만들어지며 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\omega_j(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_j(k) p(t - kT_c) \quad (2)$$

여기서, $c_j = \{c_j(1), \dots, c_j(L_c); c_j(k) = \pm 1\}$ 은 미리 할당된 j 번째 채널의 코드 벡터이고, L_c 는 확산 코드 벡터의 길이(i.e., number of chips/bit)이며, T_c 는 칩 지속시간 그리고 $p(t)$ 는 칩 성형 함수이다. 다중경로 페이딩 채널은 지연 τ_n 과 복소 이득 α_n 의 합으로 모델링될 수 있고, L_d 는 다중경로의 총 개수이다.

$$h_D(t) = \sum_{n=1}^{L_d} \alpha_n \delta(t - \tau_n) \quad (3)$$

파라미터 α_n, τ_n 는 이동 채널 환경에서 시간에 따라 완만히 변화된다고 가정한다. 하지만, 채널 응답은 $[0, LT_c]$ 에서 다중 경로 성분은 stationary FIR 필터로 모델링될 수 있다. 더구나, 채널 모델 FIR 필터의 차수를 L 이라 하면 $L \ll L_c$ 라고 가정할 수 있다. 왜냐하면 도시지역에서 다중 경로 지연 확산이 심볼 지속 시간 T_d 에 비해 상대적으로 짧기 때문이다^[10]. 따라서 채널 응답 함수는 칩 성형함수 $p(t)$ 를 사용하여 다음과 같이 표현 가능하다.

$$h(t) = h_D(t) * p(t) = \sum_{n=1}^L \alpha_n p(t - \tau_n) \quad (4)$$

그리고, 수신 signature 파형은 다음과 같다.

$$\omega_j(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_j(k) h(t - kT_c) \quad (5)$$

여기서, $\omega_j(t)$ 는 다중 경로 지연으로 인해 $t \in [0, (L_c +$

$L-1)T_c]$ 구간에서 지속되고 결과적으로 더 이상 채널들간의 높은 직교성이 유지되지 않으므로 정합필터 같은 간단한 수신 방법은 적용이 불가능해진다. 대부분의 발달된 이동 다중접속 방식들처럼, DS/CDMA 방식 역시 송수신기 모두를 디지털로 구현한다. 따라서 연속적인 수신신호 $y_c(t)$ 는 먼저 표본화되어야 한다. 표본화 속도는 칩 속도의 몇 배의 속도를 가져야 하나 본 논문에서는 편의상 칩 속도와 일치한다고 가정하고 시스템의 이상적인 모델은 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned}
 y(m) &= [y(m, 1), y(m, 2), \dots, y(m, L_c)]^T \\
 y(m, i) &= y_c(t) \Big|_{t=(m-1)T_s + iT_s/2} \\
 \omega_j &= [\omega_j(1), \omega_j(2), \dots, \omega_j(L_c + L - 1)]^T \\
 \omega_j(i) &= \omega_j(t) \Big|_{t=iT_s - T_s/2} \\
 h &= [h(1), h(2), \dots, h(L)]^T \\
 h(i) &= h(t) \Big|_{t=iT_s - T_s/2}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Signature 파형 $\omega_j(t)$ 는 심볼 지속시간 T_d 를 초과하므로, j 번째 채널의 신호 $k \in [1, (L_c + L - 1)]$ 는 ISI가 발생하지만 만약, $L \ll L_c$ 라면 ISI 영향을 무시할 수 있게 되므로 수신신호 $y(m)$ 는 ISI 영향을 받지 않은 모든 P 채널 신호들의 중첩된 신호로 다음과 같이 표현 가능하다.

$$y(m) = \sum_{j=1}^P \overline{\omega_j} \gamma_j s_j(m) = \Omega s(m) \tag{7}$$

여기서,

$$\overline{\omega_j} = [\omega_j(L), \dots, \omega_j(L_c)]^T, \Omega = [\gamma_1 \overline{\omega_1}, \dots, \gamma_P \overline{\omega_P}] \tag{8}$$

$$s(m) = [s_1(m), \dots, s_P(m)]^T \tag{9}$$

j 번째 채널의 signature 파형은 채널 임펄스 응답과 확산코드와의 컨볼루션으로 나타내므로

$$\omega_j(k) = \sum_{n=1}^{L_c} h(n) c_j(k-n), k=1, \dots, L_c + L - 1 \tag{10}$$

ISI가 배제된 신호의 행렬식 표현은 다음과 같다.

$$\overline{\omega_j} = C_j h \tag{11}$$

여기서,

$$C_j = \begin{bmatrix} c_j(L) & c_j(L-1) & \dots & c_j(1) \\ c_j(L+1) & c_j(L) & \dots & c_j(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_j(L_c) & c_j(L_c-1) & \dots & c_j(L_c-L+1) \end{bmatrix} \tag{12}$$

M 개의 데이터 벡터표본을 가지고, 다음과 같이 데이터 행렬이 정의될 수 있다.

$$Y = [y(1), \dots, y(M)] \tag{13}$$

점 대 점(point-to-point) 또는 점 대 다중(point-to-multipoint) 통신이든 간의 여부를 떠나, 최종 목적은 전송 심볼을 검출하는 일이다. 이런 관점에서 볼 때, 점 대 다중 수신기는 점 대 점 수신기에 비해서 차별화된 전략을 갖출 수 있으므로 유리한 점이 생길 수 있다. 왜냐하면 점 대 다중 하향 링크에서 모든 채널의 이동수신기 전단에서의 단일 채널의 보상기법은 모든 채널에 유효하기 때문이다. 수신기 전단에서 다중경로 채널에 기인한 왜곡을 보상하여 다중경로 간섭이 제거되고 나면, 도시지역 이동통신에서 요구되는 BER 성능을 간단하고 비용 효과적인 정합 필터 방식을 통해서도 달성이 가능하게 된다. 점 대 다중 통신에서 특히 중요시되는 비용효율(Cost effectiveness) 면에서 볼 때 채널 보상을 목적으로 하는 독립적인 채널추정은 DS/CDMA DMB 하향링크 수신 시스템에서 효율적인 전략이라 할 수 있다.

III. 복잡도가 감소된 부분공간 분석에 근거한 채널 추정

3-1 Liu and Xu(LX) Method

부가 잡음이 배제된 데이터 행렬(13)에 SVD를 수행하면 다음과 같다.

$$Y = \Omega s = (U_s \ U_0) \begin{pmatrix} \sum_s & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_s^H \\ V_0^H \end{pmatrix} \tag{14}$$

여기서 $(\cdot)^H$ 는 transpose conjugation을 의미한다. 식 (14)에서 P 개의 영이 아닌 특이치와 관련된 신호벡터 U_s 는 Ω 의 열(column)에 의해 한정되는 신호공간이 되며, 반면에 $(L_c - L + 1 - P)$ 개의 0인 특이치와 관련된 벡터 U_0 는 직교 잡음부분공간이 된다. 신호부분 공간과 잡음 신호 부분 공간과는 직교성이 있으며 따라서 다음과 같은 선형 방정식을 풀어서 h 을 추정하게 된다.

$$U^H C_j h = 0, \quad j=1, \dots, P \quad (15)$$

결국 [10]에서의 기법은 채널추정을 위해 $(L_c - L + 1)$ 차원의 SVD를 수행해야만 하는데 이는 확산 이득이 큰 시스템에서 막대한 연산 복잡도를 갖게 한다.

3-2 Signal Complexity Reduced Method using Matched Filter Outputs

채널 추정에 일련의 정합 필터 출력을 사용하는 변형된 채널 추정 알고리즘을 제안하는데, 이를 통해 정합 필터의 출력을 사용하지 않는 데이터 $y(m)$ 방식에 비해 상당한 연산 복잡도 감소 효과를 볼 수 있다. 제안된 기법에서, 부분 공간 분해는 각 채널의 정합필터 출력을 이용해 수행되며 따라서 본 알고리즘을 정합필터(MF) 알고리즘이라고 하자. 정합필터는 다중경로의 총 신호를 포착하기 위한 방법으로 사용되어지며 여기서, "정합필터"는 모든 채널 응답에 정합된 필터가 아니라 한 심볼에서 각 채널의 L 경로에 정합된 필터를 말한다. 식 (8)과 (10)에서, j 번째 채널의 수신신호는 지연된 송신신호 L 개에 채널벡터 \mathbf{h} 각각의 요소 가중치가 곱해져서 중첩된 신호로 해석할 수 있고 각 채널에서 L 성분의 정합필터 출력을 생성할 수 있다. 주어진 데이터 벡터 $\mathbf{y}(m)$ 을 이용하여, j 번째 채널의 정합필터 출력은 왼쪽에 전치된 코드벡터 행렬 C_j^T 을 곱하여 얻을 수 있고 잡음을 포함한 j 번째 채널의 수신신호의 정합필터 출력은 다음과 같다.

$$y_{mf,j}(m) = C_j^T [y(m) + \mathbf{n}(m)] \quad (16)$$

$$= \sum_{j=1}^P C_j^T \bar{\omega}_j \gamma_j s_j(m) + C_j^T \mathbf{n}(m) \quad (17)$$

여기서, $\mathbf{n}(m)$ 는 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma^2 \mathbf{I}_N$ 인 가우시안 랜덤 벡터이다. 그리고 \mathbf{I}_N 은 $(N \times N)$ 단위 행렬을 말하며 N 은 $(L_c - L + 1)$ 이다. P 채널 전체의 정합 필터 출력은 부가 잡음의 영향을 감소시키기 위해 화이트닝(whitening) 필터를 적용하여 다음과 같이 생성된다.

$$y_{mf}(m) = [y_1(m)^H \dots y_P(m)^H]^H \quad (18)$$

$$= W C^m y(m) \quad (19)$$

여기서 $C^m = [C_{1,m}, \dots, C_{P,m}]^T$, 화이트닝 필터 $w = (C^m C^{mT})^{-1/2}$ 이다. 데이터 행렬은 정합필터 출력들을 M 개 연결하여 다음과 같이 만들어진다.

$$y_{mf} = [y_{mf}(1), \dots, y_{mf}(M)] \quad (20)$$

$$= \sum_{j=1}^P W C^m \bar{\omega}_j \gamma_j \underbrace{[S_j(m) S_j(m+1) \dots S_j(m+M-1)]}_{S_j} + W C^m \underbrace{[\mathbf{n}(m) \mathbf{n}(m+1) \dots \mathbf{n}(m+M-1)]}_{N} \quad (21)$$

여기서 $s = [s^T \dots s^T]^T$, $C_w^m = W C^m$ 따라서 $y_{mf} = C_w^m \Omega s + C_w^m N$ 이다.

행렬의 차원은 $(L_c - L + 1)$ 에서 LP 로 감소했지만 식 (20)과 같이 공분산 행렬을 만들어서 부분 공간 채널추정을 하는 데는 식 (13), 식 (14)의 단계를 그대로 적용 가능하다. 부분공간의 추정은 데이터 행렬 식 (20)에 SVD를 수행하면 다음과 같다.

$$y_{mf} = (U, U_0) \begin{pmatrix} \Sigma_s & 0 \\ 0 & \Sigma_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_s^H \\ V_0^H \end{pmatrix} \quad (22)$$

P 개의 영이 아닌 특이치와 관련된 신호벡터 U ,는 $C_w^m \Omega$ 의 열(column)에 의해 한정되는 신호 공간이 되며, 반면에 $(LP - P)$ 개 최소값의 특이치와 관련된 벡터 U_0 는 직교 잡음 부분 공간이 된다. 채널 추정은 신호 공간과 잡음 공간과의 직교성을 이용하게 되며, 따라서 우리의 목적은 \mathbf{h} 에 대해서 $\|(W C^m \bar{\omega})^H U_0\|^2$ 을 최소화 하는 데 있다. 단 여기서 $\|\cdot\|$ 은 행렬의 Frobenius norm을 말한다. $\bar{\omega}_j$ 의 구조를 이용하면, 다음 식을 만족하는 행렬 $Q_{MF,j}$ 가 존재함을 보일 수 있다.

$$\|(W C^m \bar{\omega})^H U_0\|^2 = \|h_j^H Q_{MF,j}\|^2 \quad (23)$$

컨볼루션 채널 및 단일 채널 시스템의 경우에 이와 유사한 등식이 존재한다^[9]. 하지만 확산(spreading) 작용은 컨볼루션 작용과는 다르다. $Q_{MF,j}$ 를 표현하기 위해서, $\mathbf{w} = [w(1) \dots w(P)]$ 이라 하자. 여기서 $w(j)$ 는 $LP \times P$ 부분행렬이 되며 따라서

$$Q_{MF,j} = Q_{C,j} W U_0 \quad (24)$$

이며 여기서, $Q_{C,j} = [C_j^T C_1 \dots C_j^T C_P]$ 이다. 채널추정은 다음을 통하여 이루어지며

$$\mathbf{h} = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \|\mathbf{h}_j^H Q_{MF,j}\|^2 \quad (25)$$

이것의 해는 행렬 $\mathbf{Q}_{MF,j}$ 의 최소 특이해에 관련되는 특이벡터에 의해 결정된다.

IV. 알고리즘 성능 분석

제안된 알고리즘의 MSE 성능은 [10]과 같은 방식으로 구할 수 있다. [11]의 1차 perturbation 근사를 이용하여 데이터상의 perturbation에 따른 채널추정의 perturbation을 구할 수 있다. 잡음이 배제된 데이터 행렬로부터 얻어진 순수한 직교 부분공간을 \mathbf{U}_0 라 하고, 잡음이 유입된 데이터 행렬로부터 얻어진 직교부분공간을 $\hat{\mathbf{U}}_0$ 이라고 하자. 유사하게 $\mathbf{Q}_{MF,j}$ 는 \mathbf{U}_0 을 이용하여 형성되고 $\hat{\mathbf{Q}}_{MF,j}$ 는 $\hat{\mathbf{U}}_0$ 를 이용하여 형성된다. 그리고 채널벡터 \mathbf{h} 는 $\mathbf{Q}_{MF,j}$ 의 널 벡터이고, $\hat{\mathbf{h}}$ 는 $\hat{\mathbf{Q}}_{MF,j}$ 의 널 벡터가 된다. 각 행렬과 그들의 추정치는 다음관계가 성립한다. $\hat{\mathbf{U}}_0 = \mathbf{U}_0 + \Delta\mathbf{U}_0$, $\hat{\mathbf{Q}}_{MF,j} = \mathbf{Q}_{MF,j} + \Delta\mathbf{Q}_{MF,j}$, $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h} + \Delta\mathbf{h}$ 잡음이 유입된 데이터 행렬은 다음 표현이 가능하며

$$\mathbf{Y}_w = \mathbf{C}_w^m \mathbf{\Omega} \mathbf{S} + \mathbf{C}_w^m \mathbf{N} \quad (26)$$

직교 부분 공간의 1차 perturbation 근사는 다음과 같다[11].

$$\Delta\mathbf{U}_0 \approx -\mathbf{Z}^t \mathbf{U}_0 (\mathbf{C}_w^m \mathbf{N})^H \mathbf{U}_0 \quad (27)$$

여기서, † 는 행렬의 의사 역행렬(pseudo inverse)을 말하고, $\mathbf{Z} = \mathbf{C}_w^m \mathbf{\Omega}$ 이다. 유사한 방식으로

$$\Delta\mathbf{h} \approx -\mathbf{Q}_{MF,j}^t \Delta\mathbf{Q}_{MF,j}^H \mathbf{h} = \mathbf{Q}_{MF,j}^t \Delta\mathbf{U}_0 \mathbf{W} \mathbf{Q}_{c,j}^H \mathbf{h} \quad (28)$$

이 되며 또한 다음이 성립하므로

$$\mathbf{W} \mathbf{Q}_{c,j}^H \mathbf{h} = \mathbf{C}_w^m \mathbf{C}_j \mathbf{h} = \mathbf{C}_w^m \bar{\mathbf{w}}_j \quad (29)$$

채널추정에 대한 perturbation은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta\mathbf{h} \approx -\mathbf{Q}_{MF,j}^t \mathbf{U}_0^H \mathbf{C}_w^m \mathbf{N} \mathbf{Z}^t \mathbf{C}_w^m \bar{\mathbf{w}}_j \quad (30)$$

편의상 $\mathbf{N}_{cw} = \mathbf{C}_w^m \mathbf{N}$, $\bar{\mathbf{w}}_{cw,j} = \mathbf{C}_w^m \bar{\mathbf{w}}_j$ 이라 정의하고, \mathbf{e}_k 는 k 번째 요소만 1이고 나머지는 모두 0인 길이가 L 인 열 벡터라 할 때 \mathbf{h} 의 k 번째 성분의 MSE는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E\{\|\Delta\mathbf{h}(k)\|^2\} &= E\{\|\mathbf{e}_k^H \Delta\mathbf{h}\|^2\} \\ &\approx \mathbf{e}_k^H \mathbf{Q}_{MF,j} \mathbf{U}_0^H \cdot E\{\mathbf{N}_{cw} \mathbf{Z}^t \bar{\mathbf{w}}_{cw,j} \bar{\mathbf{w}}_{cw,j}^H \mathbf{Z}^t \mathbf{N}_{cw}^H\} \\ &\quad \cdot \mathbf{U}_0 \mathbf{Q}_{MF,j}^t \mathbf{e}_k \end{aligned} \quad (31)$$

여기서 $E\{\mathbf{N}_{cw} \mathbf{N}_{cw}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ 및 $\bar{\mathbf{w}}_j^H \mathbf{C}_w^m \mathbf{Z}^t \mathbf{Z}^t \mathbf{C}_w^m \bar{\mathbf{w}}_j \approx (1/N) \mathbf{I}$ 을 이용하면 다음 식을 얻을 수 있다[11].

$$E\{\mathbf{N}_{cw} \mathbf{Z}^t \bar{\mathbf{w}}_{cw,j} \bar{\mathbf{w}}_{cw,j}^H \mathbf{Z}^t \mathbf{N}_{cw}^H\} \approx \frac{\sigma_n^2}{N} \mathbf{I} \quad (32)$$

식 (32) 및 $\mathbf{U}_0^H \mathbf{U}_0 = \mathbf{I}$ 을 이용하여 식 (31)에 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$E\{\|\Delta\mathbf{h}\|^2\} = \frac{\sigma_n^2}{N} \|\mathbf{Q}_{MF,j}^t\|^2 \quad (33)$$

제안된 알고리즘과의 비교를 위해 LX 알고리즘의 MSE는 다음과 같다[10].

$$E\{\|\Delta\mathbf{h}\|^2\} = \frac{\sigma_n^2}{N} \|\mathbf{Q}_{LX,j}^t\|^2 \quad (34)$$

여기서, $\mathbf{Q}_{LX,j} = \mathbf{C}_j^H \mathbf{U}_0$ 이다. 식 (33), (34)의 경우에 신호 전력은 정규화 되었고 따라서 $SNR = \sigma_n^{-2}$ 이 되며 MSE는 SNR에 역비례함을 알 수 있다.

V. 시뮬레이션 및 결과

본 장에서는 제안된 기법의 성능 및 유용성을 예시하기 위해 다양한 시뮬레이션을 수행하고 그 결과를 보인다. 확산 코드는 골드 코드(gold code)를 사용하였고 채널 벡터는 무작위로 발생시켜 사용하였으며 MSE는 아래와 같이 정의하였다. 편의상 제안된 알고리즘을 MF 알고리즘이라 하고 [10]의 알고리즘을 LX 알고리즘이라 한다.

$$MSE = \|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|^2 \quad (35)$$

여기서 $\hat{\mathbf{h}}_0$ 는 추정된 채널벡터를 의미한다. 그림 1은 SNR에 따른 MSE를 보여준다. 사용채널 수 $P=15$, 채널길이 $L=2$, 데이터 길이 $N=80$ 그리고 확산코드 길이 $L_c=31$ 이다.

분석적인 MSE 성능은 MF 알고리즘과 LX 알고리즘의 차이가 거의 없음을 볼 수 있고, 시뮬레이션 결과는 LX 알고리즘의 경우에 분석적인 MSE 성능에 매우 근접함을 보이고 MF 알고리즘의 경우에 낮은

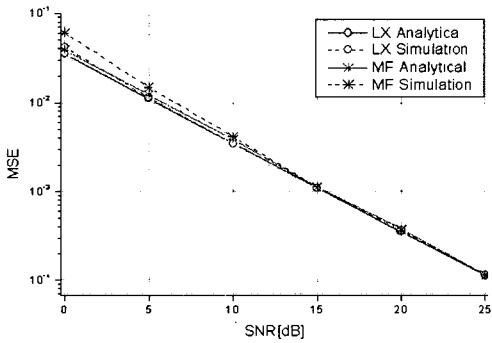


그림 1. SNR에 따른 MSE
Fig. 1. MSE as a function of SNR.

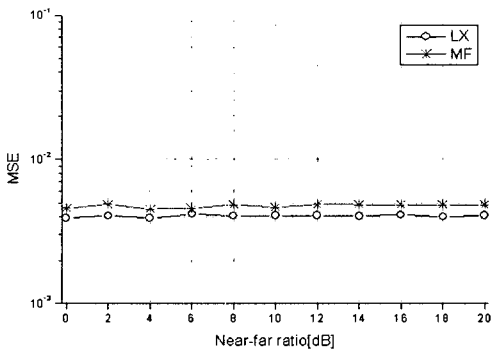


그림 2. Near-far 비율에 따른 MSE
Fig. 2. MSE as a function of Near-far ratio.

SNR 상태에서는 분석적인 MSE 성능과 차이가 있으나 10 dB 이상 되면 분석적인 MSE 성능에 수렴함을 볼 수 있다. 그 이유는 본 논문에서의 이론적인 MSE 성능분석의 기초가 되는 perturbed subspace approximation 기법 [10]이 비교적 높은 SNR을 갖는다는 조건에서 유효하고 그렇지 못할 경우 즉, 낮은 SNR에서는 근사 오차가 생기기 때문이라 볼 수 있다. 그림 2는 원근 효과(Near-far effect)에 따른 MSE를 보여준다. $L_c=31, L=2, P=15$ 이며 약한 전력의 1번 채널과 강한 동일 전력의 나머지 19개 채널을 고려하였다. 근원비(Near-far ratio)는 강한 전력 채널과 약한 전력 채널의 전력 비율로 정의하였고, 1번 채널의 SNR이 15 dB일 때 채널 추정은 원근 효과에 민감하지 않은 것을 볼 수 있다.

그림 3은 SNR 10 dB, $L=2, L_c=31$ 일 때 사용채널수에 따른 MSE를 보여준다. 예상했던 대로 LX 알고리즘 및 MF 알고리즘 모두 P 가 증가함에 따라

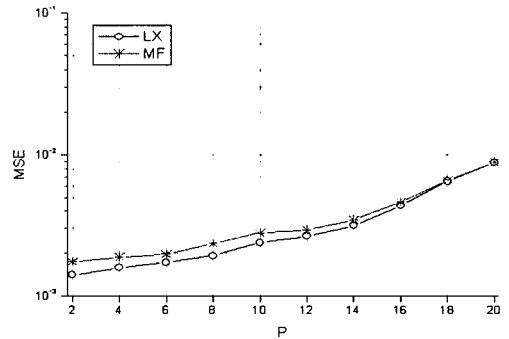


그림 3. 채널수에 따른 MSE
Fig. 3. MSE as a function of the number of channels.

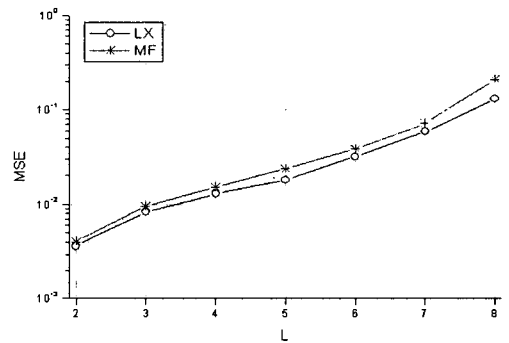


그림 4. 채널길이에 따른 MSE
Fig. 4. MSE as a function of the length of channel.

MAI가 증가되므로 결국 MSE도 증가됨을 볼 수 있다. 그림 4는 SNR 10 dB, $P=15, L_c=31$ 일 때 채널길이에 따른 MSE를 보여준다. LX 알고리즘 및 MF 알고리즘 모두 L 이 2에서 8까지 증가함에 따라 직교성 손실이 증가되므로 따라서 추정 MSE도 증가됨을 볼 수 있다. 그림 5는 SNR 10 dB, $P=15, L_c=31, L=2$ 일 때 데이터 길이에 따른 MSE를 보여 준다. LX 알고리즘 및 MF 알고리즘 모두 N 이 20에서 100까지 증가함에 따라 추정 MSE가 감소됨을 볼 수 있고 70 이하에서는 LX 알고리즘의 성능이 우수하지만 대략 70 이상이 되면 두 알고리즘의 성능 차이가 없음을 볼 수 있다.

제안된 MF 알고리즘과 LX 알고리즘과의 연산 복잡도 비교를 위해 각 알고리즘에서 SVD 수행에 요구되는 연산량을 구해본다. $n \times m$ 행렬의 SVD 수행에는 $2n^2m + 11n^3$ 의 연산량이 요구된다^[12]. 따라서 심볼 데이터 길이가 N 이라면 LX 알고리즘은 $(L_c - L + 1)$

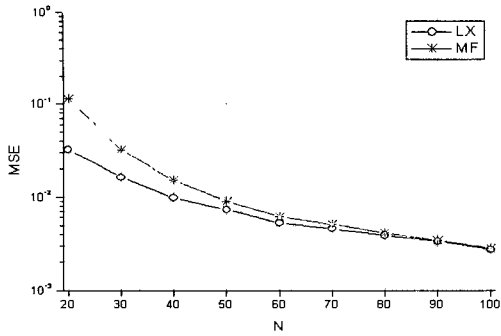


그림 5. 데이터 길이에 따른 MSE
Fig. 5. MSE as a function of the number of data.

$\times N$ 행렬의 SVD를 수행해야 하므로 연산 복잡도는 다음과 같다.

$$2 \cdot (L_c - L + 1)^2 N + 11 \cdot (L_c - L + 1)^3 \quad (36)$$

MF 알고리즘에서는 정합 필터 출력 즉, $LP \times N$ 행렬의 SVD를 수행해야 하므로 연산 복잡도는 다음과 같다.

$$2 \cdot (LP)^2 N + 11 \cdot (LP)^3 \quad (37)$$

물론 MF 알고리즘에서 MF 필터 및 Whitening 필터 수행도 연산 복잡도에 기여하나 SVD 수행에 요구되는 복잡도에 비하면 무시할 정도이고 또한 (19)에서 Whitening 필터과정(WC^m)은 사전에 계산되어질 수 있기 때문에 식 (37)은 SVD 수행에만 관련된 연산 복잡도를 고려한다. 식 (36) 및 (37)을 근거로 그림 6은 $L=2$, $L_c=31, 64$ 일 때 채널 수 2에서 20까지 증가에 따른 연산량 변화를 보여준다. 식 (36)에서

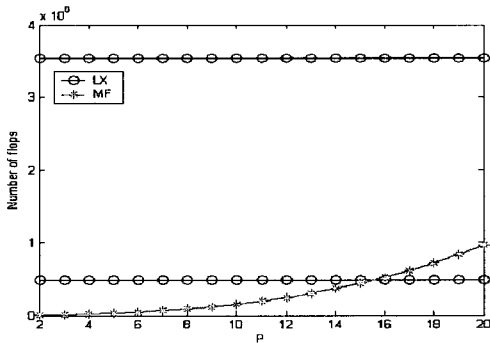


그림 6. 채널수에 따른 복잡도
Fig. 6. Complexity as a function of the number of channel.

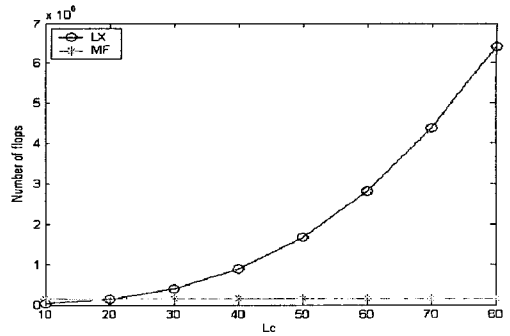


그림 7. 확산코드길이에 따른 복잡도
Fig. 7. Complexity as a function of the length of spreading code.

보통 LX 기법의 연산량은 P 와는 무관하다. 그리고 MF 기법은 P 에 비례해서 연산량이 증가됨을 볼 수 있다.

$L_c=31$ 일 때 적절한 시스템 부하(load) 내에서 즉, P 의 값이 대략 16 정도까지는 MF 기법의 연산량이 LX 기법에 비해 적음을 볼 수 있고, 시스템의 적정 확산 이득을 고려할 때 L_c 를 최소 64로만 증가해도 내에서, 제안된 기법이 연산량 면에서 LX 기법에 비해 효율적임을 알 수 있다. 그림 7은 $L=2$, $P=10$ 인 조건에서 L_c 를 10에서 80까지 증가시키며 연산량 변화를 비교하였다. MF 알고리즘은 확산 코드 길이에 따라 연산량 변화가 없지만 LX 알고리즘은 L_c 에 비례하여 증가됨을 볼 수 있다. 낮은 확산 이득에서는 LX 기법이 효율적이지만 확산 이득이 증가되면 제안된 기법이 우수하고 그 격차는 L_c 가 증가함에 따라 더욱 커짐을 볼 수 있다. 그림 8은 $P=10$, L_c 가 31

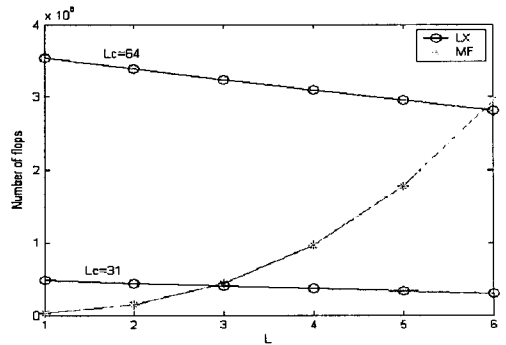


그림 8. 채널길이에 따른 복잡도
Fig. 8. Complexity as a function of the length of channel.

및 64인 조건에서 L 를 1에서 6까지 증가시키며 연산량 변화를 비교하였다. L_c 가 31일 때는 $L \ll L_c$ 인 조건 내에서, 즉 L 이 3 이하에서, 그리고 L_c 가 64일 때는 L 이 6 이하에서 MF 기법이 LX 기법에 비해 연산 효율성을 가짐을 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 정합 필터 출력을 이용 연산 복잡도가 감소된 DS/CDMA DMB 하향 링크 시스템에서의 부분 공간 채널 추정 기법을 제안하였다. 기존에 제안되었던 부분 공간 채널 추정 알고리즘은 복잡도가 확산 이득에 비례 증가되어 확산 이득이 큰 시스템에서 막대한 연산 복잡도 문제가 발생되었다. 제안된 알고리즘은 이러한 환경에서 정합 필터 출력을 이용하여 복잡도를 줄였으며 연산 복잡도 감소 효과는 채널 벡터의 길이가 짧고 적절한 시스템 부하상태에서 매우 크게 나타났다. 제안된 알고리즘에 약간의 성능 손실이 발생했지만 데이터 채널 추정에 통상적으로 이용되는 정도의 데이터 행렬 길이만 되면 그 영향은 미미해졌다. 시뮬레이션 결과와 분석적인 MSE 성능식을 통해 제안된 알고리즘의 성능을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, New York: Addison-Wesley, 1995.
- [2] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications Handbook*, Revised Edition, New York: McGraw-Hill, 1994.
- [3] E. Colzi, C. Elia, F. Tarkoey and R. Viola, "Synchronous CDMA, for satellite frequency-selective broadcasting channels: performance and structures", in *Proc. ICC'93*, Genova, Switzerland, pp. 1746-1751, May 1993.
- [4] Q. Bi, "Performance analysis of a CDMA, cellular system in the multipath fading environment", in *Proc. IEEE Int. Conf. PIMRC'92*, Boston, MA, pp. 108-111, 1992.
- [5] R. Lupas, S. Verdu, "Linear multiuser detectors for synchronous CDMA channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 1, no. 35, pp. 123-136, Jan. 1989.
- [6] Z. Xie, R. T. Shot and C. K. Rushforth, "A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications", *IEEE J.Select. Areas Commun.*, pp. 683-690, May 1990.
- [7] Z. Zvonar, D. Brady, "Suboptimum multiuser detector for synchronous CDMA, frequency-selective Rayleigh fading channels", in *GLOBECOM Mini-Conf. Commun. Theory*, pp. 82-86, 1992.
- [8] M. L. Honig, U. Madhow and S. Verdu, "Blind adaptive interference suppression for near-far resistant CDMA", in *Proc. GLOBECOM'94*, pp. 379-384, 1994.
- [9] E. Moulines, P. Duhamel, J. F. Cardoso and S. Mayrargue, "Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, pp. 516-525, Feb. 1995.
- [10] H. Liu, G. Xu, "Subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA system", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, pp. 1346-1354, Oct. 1996.
- [11] F. Li, H. Liu and R. J. Vaccaro, "Performance analysis for DOA estimation algorithms: Unification, simplification, and observations", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 29, pp. 1170-1183, Oct. 1993.
- [12] G. H. Golub, C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 3rd edition, 1996.

양 완 철



1998년 2월: 한국항공대학교 통신
정보공학과 (공학사)
2000년 2월: 한국항공대학교 통신
정보공학과 (공학석사)
2000년 8월~현재: 한국항공대학
교 통신정보공학과 박사과정
[주 관심분야] 신호처리, 이동통신,

디지털 방송

이 병 섭



1979년 2월: 한국항공대학교 통신
정보공학과 (공학사)
1981년 2월: 서울대학교 전자공학
과 (공학석사)
1981년 2월~1992년 1월: 한국전자
통신연구소
1990년 5월: New Jersey Institute of

Technology 박사

1992년 9월~현재: 한국항공대학교 통신정보공학과 교수
[주 관심분야] 위성통신, 신호처리, Adaptive Array