

DS/CDMA DMB 하향 링크에서의 신호 공간에 기초한 블라인드 채널 추정

Blind Signal Subspace-Based Channel Identification for DS/CDMA DMB Downlink

양 완 철 · 이 병 섭

Wan-Chul Yang · Byung-Seub Lee

요 약

본 논문에서는 긴 코드 DS/CDMA DMB 하향링크 시스템에서의 신호공간에 기초한 새로운 채널추정기법을 제안한다. 신호공간과 잡음공간과의 직교성을 이용하는 종래의 부분공간 방식과는 달리 신호공간만을 이용하여 채널응답을 추정할 수 있다. 신호공간만을 이용하므로 제안된 기법은 종래의 부분공간 방식에서의 연산복잡도 문제를 해결할 수 있고 따라서 실제 구현 가능한 적절한 사이즈의 공분산 행렬로 부분공간 분석을 통한 채널추정기법에 사용될 수 있다. 논문을 통하여 제안된 기법과 관련된 수식을 도출하고 시뮬레이션 및 수치결과를 통해 제안된 기법의 유효성을 보인다.

Abstract

In this paper, we propose a new channel identification technique for long code DS/CDMA DMB down link system which estimate the channel response based on the signal space vector only, unlike the most conventional subspace method relying on the orthogonal property of noise space vectors to the signal space vector. Because of this property of the proposed method, it is optimum and practical in manipulation of the covariance matrix to be analyzed. In the paper, we derive the mathematical expression necessary to clarify the proposed method and show the relevant simulation and numerical results to verify the validity of the proposed algorithm.

Key words : Blind Channel Identification, DS/CDMA, DMB, Subspace

I. 서 론

DS/CDMA 시스템은 채널 상호간의 간섭에 대한 본연의 내성과 높은 대역 효율성 때문에 이동 무선 통신에서 상당한 주목을 받고 있다. 그러나, 다중경로 간섭 영향 하에서 신호는 직교성의 손실로 심각한 다중접속간섭(MAI)을 갖게 된다. 이런 경우, 채널 판단에서의 적절한 채널 추정 및 보상은 종래의 정합필터 수신방식을 사용하거나 또는 블라인드 다중사용자 검출기를 사용하는 경우이든 통신 성능의

향상을 얻을 수 있다. 현존하는 DS/CDMA 시스템은 점진적으로 긴 코드 시스템(aperiodic)으로 진화하게 될 것이며 이는 비동기 환경에서 사용 채널들간의 유효한 직교성을 제공하기 위한 차세대 MC/CDMA 시스템의 핵심적인 특징 중의 하나이다. 채널 추정에 가장 간편하게 이용될 수 있는 것이 파일럿 채널을 이용하는 것이지만 이 방식은 다중경로 간섭으로 인한 MAI가 증가되는 상황에서 그 성능이 매우 열화 된다. 또한 주기적인 시퀀스를 전송하기 위해 별도의 파일럿 채널을 두어야 하기 때문에 채널 효율성

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

· 논문 번호 : 20040430-058

· 수정완료일자 : 2004년 8월 30일

(channel efficiency)이 감소한다. 따라서 채널 효율성의 감소 없이 다중경로 간섭상황에서 적용 가능한 블라인드 기법들이 도입되었다. 긴 코드 DS/CDMA 시스템에서의 블라인드 채널 추정 기법^{[1]~[5]}은 신호의 cyclo-stationary 특성을 이용하는 짧은 코드 시스템 블라인드 채널 추정^{[6]~[8]}에 비해 더 복잡하고 어려운 분야이다. 본 논문에서는, DS/CDMA 점 대 다중 점 시스템에서의 새로운 채널 추정 기법을 소개하며 이 방법은 긴 코드 및 짧은 코드 시스템 양자에 적용 가능하다. 점 대 다중 점 시스템의 좋은 사례가 되는 위성 디지털 멀티미디어 방송(DMB)같은 경우에, 일반적으로 다음과 같은 실제적인 가정이 가능하다. (1) 하향 링크 신호는 송신단에서 동기화 되며 동일한 신호전력을 갖는다. (2) 하향 링크 신호는 동일한 채널을 통과한다. (3) 점 대 다중 점(point-to-multi-point) 이동 수신기는 모든 채널의 확산코드를 안다.

본 논문의 주요한 독창성 및 기존방식과의 차별성은 다음과 같다. 첫째, DS/CDMA 점 대 다중 점 시스템에서 블라인드 채널 추정과 관련하여 신호 공간 벡터만을 이용하는 새로운 방식을 제안한다. 채널 응답 벡터와 동일 차원이거나 그 이상의 이용 가능한 잡음 공간 벡터를 이용하는 종래의 잡음 부분 공간 방식과는 다르게, 제안된 방식은 채널 길이 정도 또는 그 이상의 사용 채널수만 확보되면 적용 가능하므로 잡음 공간 벡터 차원에 제한이 없으며 따라서 공분산 행렬의 사이즈가 줄어들고 따라서 연산 복잡도가 감소되어 구현상 용이하다. 둘째, 제안된 기법은 긴 코드(aperiodic) DS/CDMA 하향 링크뿐만 아니라 짧은 코드 시스템에서도 적용 가능하다.

본 논문의 구성은 2장에서 관련 수식을 통해 신호를 모델링하고, 3-1절에서는 잡음 공간 벡터에 근거한 종래의 채널 추정 방식에 관한 문제를 설명하고, 3-2절에서 새로운 채널 추정 기법을 관련수식과 함께 제안하며, 4장에서 시뮬레이션을 통하여 제안된 기법의 성능 및 연산량 감소를 비교하며 마지막 5장으로 결론을 맺는다.

II. 신호 모델링

제안된 기법이 짧은 코드뿐만 아니라 긴 코드 DS/CDMA 시스템에도 적용 가능함을 보이기 위해서,

모든 신호 및 시스템 모델은 그 요구가 가증되는 긴 코드 시스템에 근거해 설명한다. P 채널을 수용하는 점 대 다중 점 CDMA 시스템을 고려해 보면, 하향 링크를 통해서 이동단말기에 잡음이 배제되어 수신되는 기저대역 연속신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

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. $\omega_{j,m}(t)$ 은 연속적인 signature 파형의 의미하고 이것은 확산코드와 채널 임펄스 응답과의 컨볼루션으로 만들어진다. 비순환(aperiodic) 긴 코드 시스템에서, 확산코드의 파형은 매 심볼마다 달라지게 되므로 signature 파형은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\omega_{j,m}(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_{j,m}(k) p(t - kT_c) \quad (2)$$

여기서, $c_{j,m} = \{c_{j,m}(1), c_{j,m}(2), \dots, c_{j,m}(L_c); c_{j,m}(k) = \pm 1\}$ 은 미리 할당된 j 번째 채널의 코드 벡터이고, L_c 는 코드 벡터의 길이이며, T_c 는 칩 지속시간 그리고 $p(t)$ 는 칩 성형함수이다. 다중경로 페이딩 채널은 지연 τ_n 과 복소이득 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 시간구간 $[0, LT_c]$ 에서 다중경로 성분은 stationary FIR 필터로 모델링될 수 있다. 더구나, 채널 모델 FIR 필터의 차수를 L 이라고 가정하면 이는 칩 길이 L_c 에 비해 상대적으로 매우 짧다. 도시지역에서 다중경로 지연확산이 $10 \mu s$ 이하인 반면에 IS-95 시스템에서 전형적인 코드길이는 대략 $200 \mu s$ 가 되는 점을 고려하면 그 같은 가정은 실제적으로 타당성이 있다고 할 수 있다. 따라서 채널 응답 함수는 칩 성형 함수 $p(t)$ 를 사용하여 다음과 같이 표현이 가능하다.

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

그리고, 수신 signature 파형은 다음과 같다.

$$\omega_{j,m}(t) = \sum_{k=1}^{L_c} c_{j,m}(k) h(t - kT_c) \quad (5)$$

여기서, $\omega_{j,m}(t)$ 는 다중 경로 지연으로 인해 $t \in [0, (L_c+L-1)T_c]$ 구간에서 지속되고 결과적으로 더 이상 채널들 간의 높은 직교성이 유지되지 않으므로 정합필터와 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 표본화 되어야 한다. 표본화 속도는 칩 속도의 몇 배의 속도를 가져야 하나 본 논문에서는 편의상 칩 속도와 일치하며 $t_0=T_c/2$ 에 시작된다고 가정하면 시스템의 이산적인 모델은 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(m) &= [y(m, 1), y(m, 2), \dots, y(m, L_c)]^T \\ y(m, 1) &= y_c(t) |_{t=(m-1)T_c + iT_c/2} \\ \omega_{j,m} &= [\omega_{j,m(1)}, \omega_{j,m(2)}, \dots, \omega_{j,m(L_c+L-1)}]^T \\ \omega_{j,m(i)} &= \omega_{j,m(t)} |_{t=iT_c - T_c/2} \\ \mathbf{h} &= [h(1), h(2), \dots, h(L)]^T \\ h(i) &= h(t) |_{t=iT_c - T_c/2} \end{aligned} \quad (6)$$

Signature 파형 $\omega_{j,m}$ 는 확산코드 길이 L_c 를 초과하므로 ISI가 발생하지만 만약, $L \ll L_c$ 라면 ISI 영향이 매우 감소되므로 $\mathbf{y}(m)$ 의 주요 부분, $y(m, L) \sim y(m, L_c)$ 만을 고려하여 아래와 같이 표현이 가능하다.

$$\mathbf{y}_f(m) = \sum_{j=1}^P \hat{\omega}_{j,m} \gamma_j s_j(m) = \mathbf{\Omega}_m \mathbf{\Gamma} \mathbf{s}(m) \quad (7)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{j,m} &= [\omega_{j,m(L)}, \dots, \omega_{j,m(L_c)}]^T, \mathbf{\Omega}_m = [\hat{\omega}_{1,m}, \hat{\omega}_{1,m}, \dots, \hat{\omega}_{p,m}] \\ \mathbf{\Gamma} &= \text{diag}\{\gamma_1, \dots, \gamma_p\}, \mathbf{s}(m) = [s_1(m), s_2(m), \dots, s_p(m)]^T \end{aligned} \quad (8)$$

j 번째 채널의 signature 신호는 채널 임펄스 응답과 확산코드와의 컨볼루션으로 나타내므로

$$\omega_{j,m}(k) = \sum_{n=1}^{L_c} h(n) c_{j,m}(k-n) \quad k=1, \dots, L_c + L - 1 \quad (9)$$

ISI 영향이 배제된 signature 신호의 행렬식 표현은 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_{j,m} = \hat{\mathbf{C}}_{j,m} \mathbf{h} \quad (10)$$

여기서,

$$\hat{\mathbf{C}}_{j,m} = \begin{bmatrix} c_{j,m}(L) & c_{j,m}(L-1) & \dots & c_{j,m}(1) \\ c_{j,m}(L+1) & c_{j,m}(L) & \dots & c_{j,m}(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{j,m}(L_c) & c_{j,m}(L_c-1) & \dots & c_{j,m}(L_c-L+1) \end{bmatrix} \quad (11)$$

점 대 점(point-to-point) 또는 점 대 다중(point-to-multipoint) 통신의 여부를 떠나, 최종목적은 전송 심볼을 검출해 내는 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 하향링크에서 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 정합필터 방식을 통해서도 달성이 가능하게 된다. 점 대 다중 통신에서 특히 중요시되는 비용효율(Cost effectiveness)면에서 볼 때 채널 보상을 목적으로 하는 독립적인 채널 추정은 DS/CDMA DMB 하향 링크 수신 시스템에서 효율적인 전략이라 할 수 있다.

III. 부분공간 분석에 근거한 채널 추정

3-1 Noise Subspace-Based Algorithm

부가 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 포함한 수신 신호 벡터 표현은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{y}}_f(m) = \mathbf{\Omega}_m \mathbf{\Gamma} \mathbf{s}(m) + \mathbf{n}(m) \quad (12)$$

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.

M 개의 데이터 벡터표본을 가지고 다음과 같이 사이즈가 $(L_c - L + 1) \times M$ 인 데이터 행렬식을 정의할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{Y}}_f \equiv \mathbf{Y}_f + \mathbf{E} \quad (13)$$

여기서, $\mathbf{Y}_f = [\mathbf{y}_f(1), \dots, \mathbf{y}_f(M)]$, $\mathbf{E} = [\mathbf{n}(1), \dots, \mathbf{n}(M)]$ 특이치 분해(SVD)를 통해 잡음이 배제된 데이터 행렬 \mathbf{Y}_f 는 다음과 같은 부분공간으로 분해될 수 있다.

$$\mathbf{Y}_f = (\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_o) \begin{pmatrix} \sum_s & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_s^H \\ \mathbf{V}_o^H \end{pmatrix} \quad (14)$$

여기서 $(\cdot)^H$ 는 transpose conjugation을 의미한다. 식 (14)에서 P 개의 영이 아닌 특이치와 관련된 신호벡터 \mathbf{U}_s 는 Ω_m 의 열(column)에 의해 한정되는 신호공간이 되며, 반면에 $(L_c - L + 1 - P)$ 개의 0인 특이치와 관련된 벡터 \mathbf{U}_0 는 직교 잡음부분공간이 된다. 신호부분공간과 잡음신호부분공간과는 직교성이 있으며 따라서 다음과 같은 등식이 성립한다.

$$\mathbf{U}_0^H \hat{\mathbf{C}}_{j,m} \mathbf{h} = 0, \quad j=1, \dots, P \quad (15)$$

식 (15)에 근거한 채널추정 기법이 제안되었다^[6]. 이 방식에 의하면, L 차의 채널 임펄스 응답을 얻으려면 $(L_c - L + 1)$ 차원의 SVD를 수행해야만 하는데 확산이득(Spreading Gain)이 높은 시스템의 경우에 연산복잡도가 매우 커지게 된다.

3-2 Signal Subspace-Based Algorithm with Combination of MF and MPI

앞 절에서 보듯, 행렬 $\hat{\mathbf{Y}}_j$ 는 SVD를 수행하기에 사이즈 $(L_c - L + 1)$ 가 너무 크다. 만약 채널응답 벡터를 신호 공간벡터로부터 직접 구할 수 있다면, 채널 차수보다 큰 사이즈의 행렬을 만들 필요가 없게 된다. 유일한 신호 공간 벡터로부터 정확한 채널 응답을 추정해 내려면, 식 (13) 데이터 행렬 내부의 심볼 무작위성(randomness)을 제거해야만 한다. 식 (12)에서의 j 번째 채널의 심볼 벡터를 $\mathbf{s}_j = [s_j(1), \dots, s_j(M)]$ 라 정의하자. 만약 $\{s_j(m) \neq s_k(m) : j \neq k\}$ 조건이 충족된다면 신호공간벡터의 총 개수는 P 가 된다. 같은 이치로, $\{s_j(m) = s_k(m) : \text{for all } j, k\}$ 라면 신호공간 벡터의 개수는 1이 된다. 따라서 심볼 무작위성의 정도(degree of randomness)는 신호공간 벡터의 사이즈를 결정한다. 심볼 시퀀스의 무작위성을 제거하고 소스벡터의 사이즈를 감소시키기 위해서, 간이 심볼 추정을 위한 정합필터(MF)와 사이즈 감소를 위한 유사역행렬(MPI)을 도입한다. 참조논문 [7]에서는 연산복잡도 감소(KL_c 차원에서 $(K-1)LP$ 로 감소 K 는 smoothing factor)의 목적으로 CDMA 채널 추정에 정합필터를 도입하였지만 본 논문에서는 식 (12)에서의 \mathbf{s}_j 의 무작위성을 제거하기 위한 용도로 사용되었다는 점에 큰 차별성이 있다. 정합필터의 사용은 MPI가 행해지기 전에 수행되며 간섭을 배제하고 신호를 처

리하기 위해서 채널 확산 코드를 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{\mathbf{C}}_{j,m} = [C_{j,m}(L), \dots, C_{j,m}(L_c)] \quad (16)$$

정합 필터를 사용하여 간이 심볼 추정을 위해서 벡터 $\hat{\mathbf{y}}_j(m)$ 의 왼쪽에 채널확산 코드를 곱한다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_j(m) &= \text{sgn}(\bar{\mathbf{C}}_{j,m} \hat{\mathbf{y}}_j(m)) \\ &= \text{sgn}(\bar{\mathbf{C}}_{j,m} (\mathbf{y}_j(m) + \mathbf{n}(m))) \quad j=1, \dots, P \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $\text{sgn}(\cdot)$ 은 signum 함수를 나타내며 정합 필터 출력의 극성을 판별한다. 정합 필터 출력이 채널 응답을 추정하는데 어떻게 사용되는지 보이기 위해서, 식 (7)을 조정하여 채널 응답 벡터 \mathbf{h} 를 분리하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_j(m) = \Phi \mathbf{h} \quad (18)$$

여기서,

$$\Phi = \begin{bmatrix} \gamma_1 s_1(m) c_{1,m}(L) + \dots + \gamma_P s_P(m) c_{P,m}(L) & \dots & \gamma_1 s_1(m) c_{1,m}(1) + \dots + \gamma_P s_P(m) c_{P,m}(1) \\ \gamma_1 s_1(m) c_{1,m}(L+1) + \dots + \gamma_P s_P(m) c_{P,m}(L+1) & \dots & \gamma_1 s_1(m) c_{1,m}(2) + \dots + \gamma_P s_P(m) c_{P,m}(2) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_1 s_1(m) c_{1,m}(L_c) + \dots + \gamma_P s_P(m) c_{P,m}(L_c) & \dots & \gamma_1 s_1(m) c_{1,m}(L_c - L + 1) + \dots + \gamma_P s_P(m) c_{P,m}(L_c - L + 1) \end{bmatrix}$$

하향 링크에서 전력은 $\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_P = \gamma$ 라고 가정할 수 있고 정합 필터의 출력에 오차가 없다고 가정한다면 즉, $\mathbf{S}_j(m) = \hat{\mathbf{S}}_j(m)$, $j=1, \dots, P$ 라면 수신단에서 Φ 는 다음과 같이 된다. 이 경우 채널의 영향으로 위상 모호성(phase ambiguity)이 발생할 수 있으나 차동 부호(differential encoding) 방식으로 해결할 수 있고 잡음에 의한 영향은 오버 샘플링 기법으로 완화될 수 있다.

$$\hat{\Phi} = \gamma \begin{bmatrix} \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L) + \dots + \hat{s}_P(m) c_{P,m}(L) & \dots & \hat{s}_1(m) c_{1,m}(1) + \dots + \hat{s}_P(m) c_{P,m}(1) \\ \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L+1) + \dots + \hat{s}_P(m) c_{P,m}(L+1) & \dots & \hat{s}_1(m) c_{1,m}(2) + \dots + \hat{s}_P(m) c_{P,m}(2) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L_c) + \dots + \hat{s}_P(m) c_{P,m}(L_c) & \dots & \hat{s}_1(m) c_{1,m}(L_c - L + 1) + \dots + \hat{s}_P(m) c_{P,m}(L_c - L + 1) \end{bmatrix} \quad (19)$$

행렬 $\hat{\Phi}$ 는 더 이상 랜덤이 아닌 결정적(deterministic)이다. $\mathbf{y}_j(m)$ 의 왼쪽에 $\hat{\Phi}$ 의 3MPI 행렬을 곱하면 다음과 같이 L 차원의 순수한 채널응답벡터를 얻을 수 있다.

$$\bar{\mathbf{y}}_z(m) \equiv \hat{\Phi}_{mpi} \mathbf{y}_j(m) = \hat{\Phi}_{mpi} \Phi \mathbf{h} = \mathbf{h} \quad (20)$$

만약 잡음 또는 MAI에 의해 식 (19)에서 판정 오류가 생긴다면 채널 추정에 미치는 영향은 다음과 같다.

$$\hat{\Phi}_{mpt} \hat{\Phi} \mathbf{h} = \hat{\mathbf{I}} \mathbf{h} = (\mathbf{I} + \Delta) \mathbf{h} \quad (21)$$

여기서 Δ 은 판정오류에 의해 $L \times L$ 단위행렬로부터 편차된 오차 행렬이다. 벡터 $\bar{\mathbf{y}}_z(m)$ 안에서, 미지의 부분 벡터는 \mathbf{h} 이고 각 채널의 전력을 나타내는 스칼라 γ_j 는 알고 있다고 가정한다. 행렬의 차원은 감소했지만 공분산 행렬을 만들어서 채널 추정을 하는데는 식 (13)의 단계를 그대로 적용이 가능하다.

$$\hat{\mathbf{Y}}_z = \bar{\mathbf{Y}}_z + \mathbf{E} \quad (22)$$

여기서, $\bar{\mathbf{Y}}_z = [\mathbf{y}_z(1), \dots, \mathbf{y}_z(m)]$ 이며 사이즈는 $L \times M$ 이다. 식 (13)과 식 (21)의 주된 차이점은 SVD해야 할 행렬의 사이즈에 있다. 보통의 경우 $P \gg L$ 이 성립되며 식 (21)에서 신호 공간의 사이즈 L 은 사용 채널의 수 P 에 의해 쉽게 포화되어 신호 공간 벡터와 같은 개수로 나타난다. 결과적으로, 잡음 신호 공간 벡터가 사라지고 식 (15)에서와 같은 직교성을 이용한 채널 추정 기법이 아니라, 채널 응답 벡터는 행렬 $\bar{\mathbf{Y}}_z$ 의 SVD에 의해 최대의 특이값에 관련되는 유일한 신호 벡터 공간으로부터 얻어지게 되는데, 이는 참조논문 [7]에서 연산 복잡도 감소 목적으로 정합 필터를 사용했고 채널 추정은 식 (17)에서처럼 신호 부분 공간과 잡음 신호 부분 공간과의 직교성을 이용했다는 점과 명확히 구별되며 따라서 본 논문의 독창성을 갖는다. 또한, 점 대 다중 DS/CDMA DMB 하향 링크에서 사용채널의 개수 P 를 고려해 보면 적게는 수십에서 많게는 거의 100 채널에 도달할 수 있다. 따라서 이런 경우 $(K-1)LP$ 차원의 SVD를 구현하기에는 막대한 연산량에 따른 복잡도 문제가 발생된다. 이상 기술한 신호공간벡터만을 이용한 채널 추정 알고리즘의 개관은 다음과 같다.

- 1) 식 (17)과 같이 정합필터를 사용하여 $\hat{s}(m)$ 을 추정.
- 2) 식 (19)처럼 $\hat{\Phi}$ 를 생성하고 식 (20)의 유사 역행렬 $\hat{\Phi}_{mpt}$ 를 이용해 $\bar{\mathbf{y}}_z(m)$ 를 생성.
- 3) 과정 2)의 $\bar{\mathbf{y}}_z(m)$ 을 이용 (22)의 행렬 $\bar{\mathbf{Y}}_z$ 생성.
- 4) 행렬 $\bar{\mathbf{Y}}_z$ 의 SVD 적용 후 최대 특이값에 해당하는 신호 벡터 공간으로부터 \mathbf{h} 생성.

IV. 시뮬레이션 및 결과

본 장에서는 제안된 기법의 성능 및 유용성을 예

시하기 위해 다양한 시뮬레이션을 수행하고 그 결과를 보인다. 제안된 기법은 기존의 잡음 부분 공간에 기초한 방식들과는 다른 방식이며 최적의 채널 추정을 위한 신호 공간만을 이용하는 알고리즘이다. 따라서 제안된 기법의 연산 복잡도를 [7]과 비교하여 제안된 기법의 연산 복잡도 감소 효과를 보인다. 그리고 편의상 [7]의 방식을 MF 방식이라 하자. 긴 코드(aperiodic) DS/CDMA 시스템을 시뮬레이션 하기 위해 길이 31인 골드코드(gold code) 풀(pool)로부터 무작위로 확산 코드를 선택하여 특정 채널에 동일한 코드가 반복되지 않도록 하였다.

그림 1은 SNR과 제안된 기법의 평균자승에러(MSE) 곡선을 보여주며, 이때 처리이득, 사용 채널 수, 채널 응답 벡터의 길이는 각각 31, 10, 4이고 채널 응답은 무작위로 생성하여 사용하였다. 채널의 길이에 상관없이 MSE를 보편적인 성능지수로 나타내기 위해서 $(\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|^2 / \|\mathbf{h}\|^2)$ 를 이용하여 정규화 된 MSE를 정의하였다. 여기서 $\hat{\mathbf{h}}$ 는 추정된 채널벡터를 의미한다. 그림 1에서 보듯, 표본수를 10부터 30 심볼로 증가시키기에 따라 MSE가 감소함을 알 수 있다. 제안된 기법에서, 정합필터가 심볼의 간이 추정기로 사용되었기 때문에, 사용채널이 증가함에 따라 MAI가 증가되고 따라서 MSE가 증가하게 된다. 그림 2는 사용채널 수를 10에서 20까지 증가시키며 SNR에 따른 MSE 성능을 보여준다.

그림 3은 $P=10, L_c=31$ 및 채널응답 길이 L 을 16으로 하고 심볼 데이터 길이를 20에서 60으로 증가시켰을 때 SNR과 MSE의 함수를 보여준다. 그림 1과

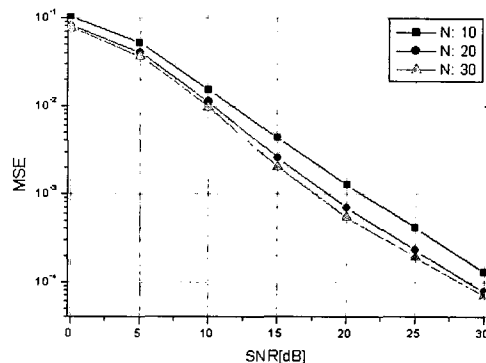


그림 1. $L=4$ 일 때 데이터 길이에 따른 MSE
Fig. 1. MSE as a function of the SNR with the length of data when $L=4$.

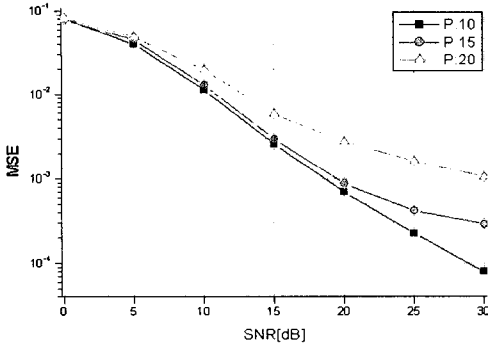


그림 2. $L=4$ 일 때 사용채널 수에 따른 MSE
Fig. 2. MSE as a function of the SNR with the number of channel when $L=4$.

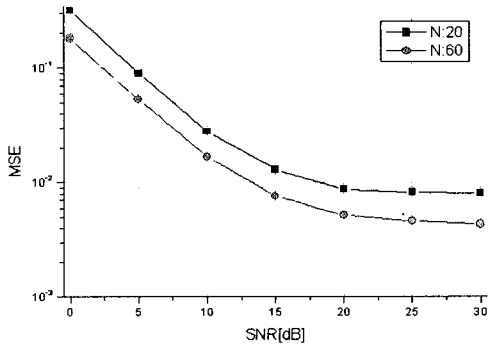


그림 3. $L=16$ 일 때 데이터 길이에 따른 SNR과 MSE
Fig. 3. MSE as a function of the SNR with the length of data when $L=16$.

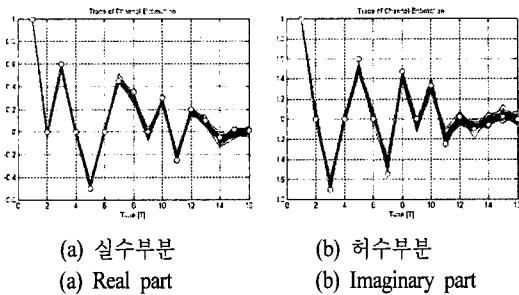


그림 4. 채널추정 궤적
Fig. 4. Trace of channel identification.

비교하여 채널응답 길이가 증가함에 따라 사용자 확산코드들간의 직교성이 손상되므로 그림 1보다 그림 3의 경우 MSE가 증가됨을 볼 수 있다. 그림 3과 관련하여 그림 4는 복소 채널추정 궤적을 보여준다. 이때 파라미터는 코드길이 31, 사용 채널 수 10,

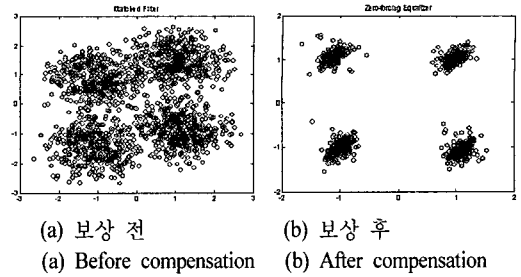


그림 5. 채널 1의 성상도
Fig. 5. Constellation plots for channel 1.

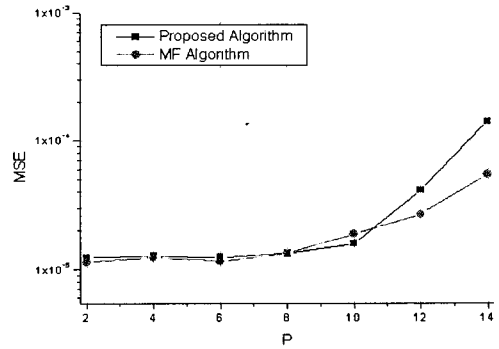


그림 6. 채널수에 따른 MSE
Fig. 6. MSE as a function of the number of channel.

SNR 10 dB 그리고 채널응답벡터 $\mathbf{h} = [1+i, 0, 0.6 - 0.7i, 0, -0.5+0.6i, 0, 0.45 - 0.55i, 0.35+0.47i, 0, 0.3+0.33i, -0.25 - 0.25i, 0.2+0.02i, 0.1 - 0.1i, -0.05 - 0.06i, 0.02+0.02i, 0.01-0.01i]_T$ 이며 등근 점은 지정된 채널 응답이고 실선은 추정 결과를 나타낸다.

그림 5는 SNR 10 dB에서 1번 채널의 채널보상 없이 정합필터 사용시의 신호 성좌점과 채널추정 후 이를 이용 채널 보상이 이루어진 후의 신호 성좌점을 각각 비교하였다. 그림 6은 SNR 15 dB, $L=4$, $L_c=31$, $N=200$ 일 때 사용채널 수 P 를 2에서 14까지 증가시켜가며 MSE 변화를 제안된 기법과 MF 기법(이때, smoothing factor $K=3$)을 비교하였다. 2에서 8까지는 제안된 기법과 MF 기법이 비슷한 성능을 보이다 10 이상을 넘어서면서 MF 기법이 우수한 성능을 보인다. 부분 공간 분석에 근거한 채널 추정의 최대 단점은 SVD를 수행하는데 따른 막대한 연산 복잡도에 있다. 제안된 기법과 MF 기법과의 연산 복잡도 비교를 위해 각 기법에서 요구되는 연산량을 구해본다. $n \times m$ 행렬의 SVD 수행 30에는 $2n^2m+11n^3$, 그리고

의사 역행렬 수행에는 $2mm^2$ 의 연산량이 요구된다^[9]. 따라서 심볼 데이터 길이가 N 이라면 제안된 기법은 $(L_c - L + 1) \times L$ 행렬의 의사 역행렬을 N 번 수행하고 마지막에 $L \times N$ 행렬의 SVD를 1회 수행해야 하므로 총 연산량은 다음과 같다.

$$[2 \cdot L^2 N + 11 \cdot L^3] + N \cdot [2(L_c - L + 1)L^2] \quad (22)$$

MF 기법에서는 $(K - 1)LP \times N$ 행렬의 SVD를 수행해야 하므로 총 연산량은 다음과 같다.

$$2 \cdot ((K - 1)LP)^2 N + 11 \cdot ((K - 1)LP)^3 \quad (23)$$

식 (22) 및 (23)을 근거로 그림 7은 $L=4$, $K=2$, $L_c=31$, $N=20$ 일 때 채널 수 2에서 20까지 증가에 따른 연산량 변화를 보여준다. 제안된 기법은 사용채널 수에 따라 연산량 변화가 없지만 MF 기법은 P 에 비례하여 증가됨을 볼 수 있다. 주어진 조건에서 대략 3 이하에서는 MF 기법이 효율적이지만 3 이상이 되면 제안된 기법이 우수하고 그 격차는 P 가 증가함에 따라 더욱 커짐을 볼 수 있다. 그 이유는 제안된 기법은 정합 필터를 사용하여 P 개의 신호 공간 벡터를 단일 신호 공간 벡터로 중첩했기 때문이다. 그림 8은 $K=2$, $L=4$, $P=10$, $N=20$ 인 조건에서 L_c 를 10에서 100까지 증가시키며 연산량 변화를 비교하였다. 식 (25)에서 보듯 MF 기법의 연산량은 L_c 와는 무관하다. 그리고 제안된 기법은 L_c 에 비례해서 연산량이 증가됨을 볼 수 있다. P 를 고정하고 L_c 만을 증가시킨다면 제안된 기법의 연산량이 MF 기법의 연산량을 초과할 수도 있지만 적절한 시스템 부하(load)를 고려한다면, (즉 L_c 가 증가되면 P 도 증가되므로) 제안된 기법의 연

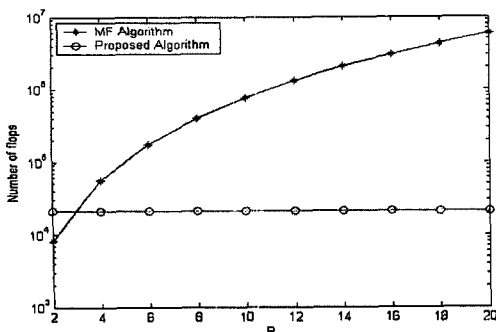


그림 7. 채널수에 따른 복잡도
Fig. 7. Complexity as a function of the number of channel.

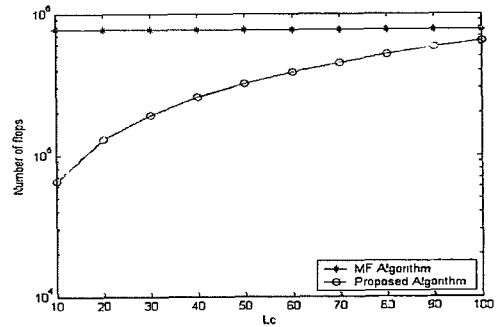


그림 8. 확산 코드 길이에 따른 복잡도
Fig. 8. Complexity as a function of the length of spreading code.

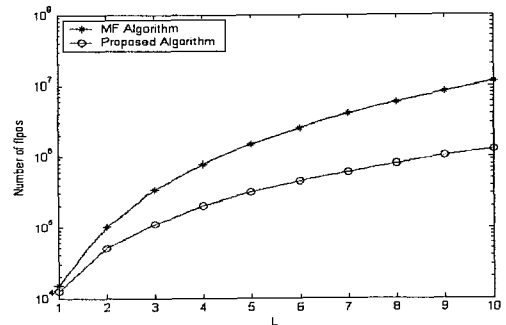


그림 9. 채널 길이에 따른 복잡도
Fig. 9. Complexity as a function of the length of channel.

산량이 MF 기법에 비해 적음을 알 수 있다. 그림 9는 $K=2$, $P=10$, $L_c=31$, $N=20$ 인 조건에서 L 을 1에서 10까지 증가 시킬 때 연산량을 비교하였다. 제안된 기법의 곡선 기울기가 MF 기법에 비해 완만하게 증가됨을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 긴 코드 DS/CDMA DMB 하향 링크 시스템에서의 신호 벡터 공간만을 이용하는 새로운 채널 추정 기법을 제안하였다. 제안된 기법은, 신호공간 벡터와 직교성이 존재하는 잡음 공간 벡터를 이용하는 종래의 부분 공간 채널 추정 기법과는 달리 신호 부분 공간만을 이용하여 채널 응답 벡터의 추정이 가능하다. 이러한 특성 때문에 제안된 기법은 종래의 막대한 연산복잡도 관계로 실제 구현상 장애가 되는 규모의 공분산 행렬 사이즈를 부분공간

채널 추정의 구현에 있어서 실제 적용 가능한 적절한 사이즈로 차원에서 차원으로 감소시켜 연산 복잡도 감소 효과를 거두었고 식 (22), (23) 및 그림 7~9를 통하여 확인하였다. 또한 제안된 기법의 성능을 설명하기 위해 필요한 수식을 유도하였고, 관련 시뮬레이션 결과를 통해 성능을 확인하고 연산 복잡도 비교를 통해 제안된 기법의 연산량 감소 효과를 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] A. J. Weiss, B. Friedlander, "Channel estimation for DS-CDMA downlink with aperiodic spreading codes", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, no. 10, pp. 1561-1569, Oct. 1999.

[2] S. Buzzi, H. V. Poor, "Channel estimation and multiuser detection in Long-Code DS/CDMA systems", *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 19, no. 8, pp. 1476-1487, Aug. 2001.

[3] S. Bhashyam, B. Aazhang, "Multiuser channel estimation and tracking for long-code CDMA systems", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 50, no. 7, pp. 1081-1090, Jul. 2002.

[4] Z. Xu, D. Reitz, "Subspace-based channel estimation for CDMA downlink with aperiodic spreading codes and multiple subchannels", *Proc. Of Asilomar'2001*, Pacific Grove, CA. vol. 2, pp. 1728-1732, Nov. 2001.

[5] Y. Sung, L. Tong, "A projection based semi-blind channel estimation for long-code WCDMA", *Proc. Of ICASSP 2002*, Orlando, FL. vol. III, pp. 2245-2248, May 2002.

[6] H. Liu, G. Xu, "Subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA system", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, pp. 1346-1354, Oct. 1996.

[7] E. Aktas, U. Mitra, "Complexity reduction in subspace-based blind channel identification for DS/CDMA systems", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 48, no. 8, pp. 1392-1404, Aug. 2000.

[8] K. Li, H. Liu, "A new blind receiver for downlink DS-CDMA communication", *IEEE Communications Letters*, vol. 3, no. 7, pp. 193-195, Jul. 1999.

[9] G. H. Golub, C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 3rd edition, 1996.

양 완 철



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

디지털 방송

이 병 섭



1979년 2월: 한국항공대학교 통신정보공학과 (공학사)
 1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1981년 2월~1992년 1월: 한국전자통신연구소
 1990년 5월: New Jersey Institute of

Technology 박사

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