

MUD 기반 수신기의 채널 추정을 위한 주 경로 선택 알고리즘

준회원 변형주*, 서인권*, 정회원 김영록*

Dominant Path Selection Algorithm for Channel Estimation of MUD Based Receiver

Hyoung-joo Byon*, In-kwon Seo* *Associate Members*, Younglok Kim* *Regular Members*

요 약

다중 사용자 검출 기법을 기반으로 하는 무선 통신 수신기는 단일 사용자 검출 기법에 비해 더욱 정확한 채널 추정을 필요로 한다. 추정 채널 계수 중에서 잡음 성분만을 포함하는 계수를 제거함으로써 더욱 정확한 채널 응답을 추정해 내기 위한 방법으로 주 경로를 선택하는 기법이 있다 일반적으로 주 경로를 선택하기 위해서는 잡음과 간섭의 전력을 먼저 추정한 후에 그 값과 상대적인 문턱값을 기준으로 하여 신호의 유무를 판단하는 기법이 사용된다. 본 논문에서 제안된 적응적 주 경로 선택 기법은 문턱값 기법을 반복적으로 수행하며 각 반복 단계에서 계산된 오차로 반복 지속 여부를 판단하기 때문에 반복 횟수가 채널 환경에 따라서 적응적으로 변화한다. 제안된 기법의 반복에 의한 처리 속도 지연은 상대적으로 무시할 수 있을 정도로 작고 하드웨어 복잡성의 증가가 거의 없이 보다 정확한 잡음 전력의 추정치를 얻을 수 있는 장점을 갖고 있다. 제안된 기법의 다중 사용자 기반 3GPP TDD 환경에서의 실험 결과는 BER 성능의 향상을 보이지는 않지만 잡음 및 간섭 전력추정의 오류는 10%정도이며 이는 최대 50%의 오류를 갖는 일반적인 방법에 비해 현저히 낮다.

Key Words : channel estimation, path selection, multiuser detection

ABSTRACT

The multiuser detection (MUD) based wireless receiver requires more accurate channel estimation than the single user detection (SUD) schemes such as Rake receiver, and hence the post processing is required for MUD to clean up the estimated channel coefficients by eliminating the noise only coefficients. The adaptive post processing method is proposed in order to provide more accurate channel responses and the power level of the background noise and interferences at the cost of the negligible processing delay compared to the conventional method based on the threshold test with the threshold value relative to the noise variance. The simulations are performed in 3GPP-TDD mode environment. The results show that the noise estimation error of the proposed method is maximum 10%, which is much smaller than 50% maximum error of the conventional method.

* 서강대학교 전자공학과 WSoC 연구실 (ylkim@sogang.ac.kr)

(Department of Electronic Engineering and Program of Integrated Biotechnology, Sogang University)

논문번호: KICS2004-08-162, 접수일자: 2004년 8월 24일

※ 본 연구는 서강대학교 산업 기술 연구소의 지원을 받아 수행되었습니다.

I. 서론

시변 다중경로 페이딩 환경의 무선 통신에서는 송신기와 수신기간의 채널 응답을 추정하여 정확한 데이터를 검출하는 것이 가장 중요한 단계 중의 하나이다. 채널 추정에서 생기는 오차가 데이터 검출의 성능에 끼치는 영향은 채널 등화 알고리즘이나 데이터 검출 알고리즘과도 밀접한 연관이 있다. 예를 들어 코드 분할 다중 접속(Code Division Multiple Access; CDMA) 환경에서 널리 쓰이는 Rake 기반의 수신기의 경우, 채널의 주된 경로의 최대 수가 미리 정해져 있고 이것이 실제 송수신 채널의 경로 수와 달라서 채널 응답을 어느 정도 잘못 추정하더라도 충분히 큰 확산 이득으로 인하여 몇 개의 주된 경로만으로도 데이터 검출 성능을 크게 악화시키지 않고 시스템에서 요구하는 성능을 만족시킬 수 있다. 다중 사용자 검출 방식(multiuser detection: MUD) [3],[4] 기반 수신기의 경우에는 비교적 응답 계수가 큰 경로를 무시하게 되면 심볼 사이의 간섭 (intersymbol interference: ISI)이나 다중 접속 간섭(multiple access interference: MAI)을 충분히 제거시키지 못하기 때문에 데이터 검출 성능에 심각한 악영향을 끼칠 수가 있다. 그 이유는 MUD를 구현하기 위해서는 작은 확산 계수 (spreading factor; SF)를 적용할 수밖에 없으며 따라서 그 데이터 추정 성능은 채널 응답 오차에 민감할 수밖에 없기 때문이다. 결과적으로 MUD 기반 수신기의 경우는 Rake 기반의 수신기보다 더 정확한 채널 추정이 요구된다. 채널 응답에서 다중 경로에 해당하는 소수의 계수들만이 신호 성분을 포함하고 나머지 계수들은 잡음과 간섭 신호들로 구성된다. 정확한 채널 응답의 추정을 위하여 신호 성분을 포함한 계수만을 남기고, 신호 성분을 포함하지 않고 잡음과 간섭 성분만을 갖는 계수를 선택적으로 제거하는 기법을 주 경로 선택 기법이라고 정의한다. Rake 기반의 수신기의 경우 주 경로가 일정 시간 변하지 않기 때문에 주 경로를 미리 선택하고, 이에 따라 채널을 추정하는 방법을 사용하기도 하지만 TDD 시스템을 위한 MUD 기반의 수신기의 경우 주 경로가 빠르게 변화하게 된다. 이러한 채널의 변화에 대처하기 위해 일반적으로 후단 처리 기법을 위해서 문턱값을 이용한 기법 (threshold test)을 사용하며, 문턱값은 백색 잡음과 그 밖의 간섭 성분들로 이루어진 잡음 전력의 상대적인 값으로 정해진다. 이러한 문턱값 기법을 위해서는 정확한 잡음 분산

이 먼저 추정되어야 하며, 문턱값은 시스템이 적용되는 채널 환경에 따라 미리 결정되어야 한다. 셀간/셀내 환경의 빠른 변화에 의해 간섭 신호의 양이 급속히 변하기 때문에 잡음 분산 추정이 자주 이루어져야만 한다. 그렇지 않을 경우 주어진 간섭 신호의 전력 수준과 맞지 않는 문턱값에 의해 데이터 검출의 성능이 나빠지는 결과를 초래하게 된다. 또한 일반적인 방식은 응답 계수가 작아서 모든 응답 계수가 문턱값보다 작아지는 경우에 대해서도 별도로 고려를 해야 하고, 이는 실제 구현에 있어서 복잡성을 증가시키는 원인이 된다.

본 논문에서는 이러한 일반적인 방식의 단점을 보완하기 위하여 채널 환경에 적응적인 주 경로 선택 기법을 제안한다. 이 새로운 알고리즘에서는 잡음 분산의 추정과 주 경로 선택 과정을 동시에 수행하며 알고리즘이 반복될 때마다 추정 잡음 분산이 갱신된다. 각 반복의 단계에서 추정 오차가 계산되며 그 오차의 허용치를 결정하여 최대 추정 오차를 조정할 수 있다. 또한 제안된 알고리즘에서는 가장 큰 계수는 항상 채널 응답으로 선택되기 때문에 일반적인 방식과는 달리 모든 응답 계수가 문턱값보다 작아지는 특별한 경우에 대해서도 별도로 고려해야 할 필요가 없어 구현이 간단하다. 3rd Generation Partnership Project (3GPP) Time Division Duplex (TDD) [1] 기반 무선 통신 환경에서의 다중 사용자 검출을 위한 수신기에서의 시뮬레이션 결과를 통해서 제안된 알고리즘에 대한 BER 성능과 추정 오차를 분석하고 검증하였다.

3GPP TDD 기반의 다중 사용자 검출을 위한 수신기에서의 채널 추정과 일반적인 문턱값 기법을 이용한 주 경로 선택 과정은 2장에 요약 되었으며, 적응적 주 경로 선택 알고리즘은 3장에 제안하였다. 성능 비교를 위한 시뮬레이션 결과는 4장에, 결론은 5장에 명시하였다.

II. 다중 채널 추정

여기서는 하향 채널 상황을 포함하는 일반적인 환경으로서 상향 채널 추정에 대해서 기술한다. 각 사용자의 훈련열은 콜셋업 동안 배당 받는다. 직교 특성을 갖는 상이한 훈련열을 사용함으로써 모든 사용자의 채널을 동시에 추정할 수 있다. 상향 채널의 사용자수를 K 라고 한다면, 기지국에서 수신되는 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r = T \cdot \underline{h} + n$$

$$= [T_1 | T_2 | L | T_k] \cdot \begin{bmatrix} \underline{h}^{(1)} \\ \underline{h}^{(2)} \\ \vdots \\ \underline{h}^{(K)} \end{bmatrix} + n \quad (1)$$

여기서 $\underline{h}^{(k)} = [h_0^{(k)} h_1^{(k)} \dots h_{W-1}^{(k)}]^T$ 는 열 벡터로 표현되는 k -번째 채널의 충격 응답이고, W 는 채널의 길이, n 은 백색 가우시안 잡음의 벡터 형태이다. T_k 는 훈련열 $[t_0^{(k)} t_1^{(k)} \dots t_{2W-2}^{(k)}]^T$ 의 토이플리츠 행렬(Toeplitz Matrix)이며 다음과 같이 표현된다

$$T_k = \begin{bmatrix} t_{W-1}^{(k)} & L & t_1^{(k)} & t_0^{(k)} \\ t_W^{(k)} & L & t_2^{(k)} & t_1^{(k)} \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ M & O & M & \\ t_{2W-2}^{(k)} & L & t_{W-1}^{(k)} & \end{bmatrix} \quad (2)$$

수신된 신호가 (1) 식과 같을 때, 채널 응답 \underline{h} 를 추정하기 위한 maximum-likelihood estimator(MLE) 추정기의 식은 다음과 같다

$$\hat{\underline{h}} = (T^H T)^{-1} T^H \underline{x} = \underline{h} + \underline{w} \quad (3)$$

여기서 백색 가우시안 잡음의 추정기를 통과한 출력 \underline{w} 는 다음과 같이 표현되고, 이 또한 가우시안 분포를 갖는다

$$\underline{w} = (T^H T)^{-1} T^H \underline{n} \quad (4)$$

이때, $T_k^H T_l = I_{Wk} \delta(k-l)$ 을 만족하는 훈련열을 사용한다면, $\hat{\underline{h}} = T^H \underline{x}$ 로써 MLE 를 구현 할 수 있다.

3GPP TDD 에서 제안된 표준에 기반을 둔 무선 통신 환경에서 훈련열은 T 행렬이 토이플리츠 행렬의 형태가 되도록 하나의 기본코드의 순환이동을 통해 생성된다¹⁾. Steiner²⁾에 의해서 제안된 이 방법은 K 개의 직교 시퀀스 대신에 짧은 하나의 코드를 사용함으로써 시스템 자원을 절약하고 채널 응답 추정의 효율성을 제공한다. 이 방법의 또 다른 장점은 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform)이나 상관기(correlator)로 채널을 추정할 수 있다는 점이다. 3GPP TDD 규격에서는 서로 다른 시간 지연에서 매우 낮은 상관 계수를 가지는 128 개의 코드들을 컴퓨터 시뮬레이션으로 생성하여 제공한다¹⁾.

이 코드들의 상관 계수는 최대 -15dB정도 이고, 평균 -25 dB정도의 값을 갖는다. 이 값은 무시될 정도로 작기 때문에 추정기의 출력 잡음 역시 백색 잡음이라고 가정할 수 있다.

(4) 식으로부터 출력 잡음 분산은 다음과 같이 입력 잡음 분산의 상수 배로 표현된다

$$\sigma_w^2 = c \cdot \sigma_n^2 \quad (5)$$

여기서 $c = Tr[(T^H T)^{-1}]$ 로 유도되며, 입력 대 출력 잡음 분산 비율이라고 정의된다 TDD 시스템 환경에서 상수값 c 는 기본 코드에 따라 정해져 있는 값이다. (3) 식에서 채널 추정에는 백색 가우시안 잡음과 채널 충격 응답이 포함되어 있다

수신부의 MUD 의 성능은 채널 추정 오차에 상당히 민감하고, 순수 잡음 성분의 응답 계수는 데이터 검출의 성능을 매우 감소시킨다 따라서 주 경로 선택 기법을 통해 순수 잡음 성분의 응답 계수들을 제거하여 채널 성분만을 남겨야 한다 일반적인 주 경로 선택 기법 중 하나는 잡음 분산에 비례하여 결정되는 문턱값을 이용한 방식이다 잡음 분산을 추정해서 문턱값을 구한 후, 그림 1에서 보는 바와 같이 문턱값 보다 작은 값들을 제거한다 잡음 분산은 샘플 분산(sample variance)을 이용해서 추정할 수 있다. 채널 경로의 수를 미리 알면, 채널 경로 수 만큼의 가장 큰 응답 계수들을 채널 응답이라고 가정할 수 있다. 이 경우 채널 응답을 제외한 나머지 응답 계수들은 순수 잡음 성분이 되고 이 순수 잡음 성분이라고 고려한 샘플들의 분산을 구하여 이로써 잡음 분산을 추정한다. 일반적인 경우 중요한 채널 응답 계수들은 순수 잡음 성분보다 크기 때문에 위의 방법으로 순수 잡음의 분산을 구하는데 문제가 없다. 하지만 신호가 없을 때의 잡음 분산을 추정하는 경우를 고려해 보면 순수 잡음의 응답 계수 중 정해진 경로 수만큼의 가장 큰 응답 계수들을 채널 응답으로 고려하게 되어 잡음 분산을 추정하기 위하여 샘플 분산을 취할 때 제외하게 되므로, 샘플 분산은 잡음 분산에 비해 작은 값으로 바이어스 된다 위의 예에서처럼 잡음 분산을 추정하는 과정에서 채널 응답의 길이 또는 경로의 수가 실제와 다를 경우 높은 값 또는 낮은 값으로 잡음 분산이 바이어스 되기 때문에 이를 고려하여야만 한다. 이 때문에 채널 추정을 위한 추가적인 하드웨어가 필요하게 된다. 잡음 분산을 추정한 후에 각각의 응답 계수들을 문턱값과 비교하여 문턱값보다

작은 값은 순수 잡음 성분이라 가정하고 '0'으로 대응시킨다. 이때 문턱값은 TDD 수신기를 기반으로 한 MUD 에서 시뮬레이션 해 본 결과 잡음 분산보다 8 dB 높은 값으로 정하는 것이 최적이다

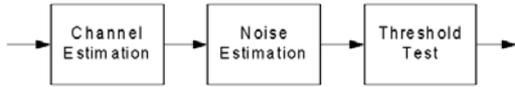


그림 1. 채널 추정 및 기존의 주 경로 선택 기법.
Fig 1. Channel estimation and conventional path selection procedure.

III. 적응적 알고리즘

주 경로 선택 기법을 위한 반복 알고리즘은 매 반복 단계마다 추정 잡음 전력을 갱신하고 그 값에 따른 문턱값 기법을 수행한다. 문턱값의 초기값은 채널 응답 계수나 신호의 세기 주 경로의 수 등을 고려하지 않고, 모든 수신 샘플을 순수 잡음 성분으로 가정하고 수신 샘플의 샘플 분산으로 결정하며 이 경우 채널 계수에 의한 신호 성분이 포함된 샘플을 제거하지 않고 샘플 분산을 계산하게 되므로 샘플 분산은 실제 잡음 분산 보다 큰 값이 나오게 된다. 샘플 분산에 의해 유도된 문턱값은 일반적인 방법에 비해 큰 값이 유도되므로 일반적인 방법보다 적은 수의 채널 응답 계수들이 선택된다 이렇게 선택된 채널 응답 계수를 제거한 잡음 성분의 분산으로 다음 문턱값을 결정한다 이 과정에 의해 결정된 문턱값은 선택된 채널 응답 계수를 제거하고 나머지 샘플의 샘플 분산으로 결정되므로 초기값보다 작은 값이 결정되고 다음 채널 응답 계수는 첫 번째 반복 과정보다 많은 수의 샘플이 선택된다 위의 과정을 반복하면서 문턱값은 반복 횟수에 따라 점차로 작아지고, 샘플 분산은 점차 정확한 잡음분산에 근접해 가게 된다 각 반복 단계에서의 샘플 분산은 다음과 같이 표현된다

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{KW} \sum_{k=1}^K \sum_{w=0}^{W-1} |h_w^{(k)} - g_w^{(k)}|^2 \quad (6)$$

여기서 $g_w^{(k)}$ 는 $n-1$ 번째 반복 과정에서의 샘플 분산 $\hat{\sigma}_{n-1}^2$ 에 의해 선택된 채널 응답 계수이고, 수신 신호 $h_w^{(k)}$ 에서 샘플 분산 $\hat{\sigma}_{n-1}^2$ 에 의해 결정된 문턱값보다 큰 샘플들이다 문턱값의 초기값을 결정하는 $\hat{\sigma}_0^2$ 은 처음 수신 신호 $h_w^{(k)}$ 의 샘플 분산이다

반복되는 post processing의 진행 과정은 다음과

같다.

1. 수신 신호 $h_w^{(k)}$ 의 샘플 분산을 계산하여 초기 문턱값을 결정한다.

$$\hat{\sigma}_0^2 = \frac{1}{KW} \sum_{k=1}^K \sum_{w=0}^{W-1} |\hat{h}_w^{(k)}|^2 \quad (7)$$

2. 샘플 분산을 기준으로 문턱값보다 큰 채널 응답 계수 $g_w^{(k)}$ 를 구한다.
3. 채널 응답 계수가 제거된 뒤의 샘플 분산을 다음과 같이 계산한다

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{KW} \sum_{k=1}^K \sum_{w=0}^{W-1} |h_w^{(k)} - g_w^{(k)}|^2 \quad (8)$$

4. 추정 오차가 주어진 최대 오차 값보다 작아질 때까지 과정 2에서 과정4까지 반복한다.

$$\frac{\hat{\sigma}_n^2 - \hat{\sigma}_{n-1}^2}{\hat{\sigma}_{n-1}^2} < r_e \quad (9)$$

제안된 방식에서는 일반적인 방법에서 주 경로 선택에 앞서 추정되어야만 하는 채널을 따로 저장해 두기 위한 여분의 메모리가 필요하지 않다 채널 추정을 미리 하지 않아도 반복적인 과정을 통해 잡음 분산을 추정할 수 있고 또한 반복적인 과정에서 다음 수행될 과정에 필요한 메모리는 이전 과정에서 사용했던 메모리에 갱신된 정보를 저장하여 다시 사용하기 때문이다 또한 추정 오차를 갱신하기 위한 계산은 단순한 뺄셈 연산에 불과하므로 무시할 수 있을 정도로 작고 이를 위한 추가적인 하드웨어가 필요하지 않다. 반면 제안된 방법에서는 반복의 횟수만큼 잡음 분산을 추정하고, 이를 통해 문턱값 기법을 반복하므로, 반복하는 만큼 수행 시간이 길어지게 된다. 하지만, 문턱값 기법을 반복하는데 걸리는 시간은 전체 수신기의 처리 시간을 고려할 때, 채널 추정이나 데이터 검출을 위해 필요한 수행시간과 비교하여 무시할 수 있을 만큼 작기 때문에 그에 대한 영향은 상대적으로 무시할 수 있다 일반적인 방식에서는 시스템의 파라미터와 채널 환경에 따라 달라지는 상수들을 미리 최적화하고 결정해야 하는 반면, 제안된 방식은 적용된 데이터 추정기의 민감도와 최대 오차 r_e 만을 조절함으로써 채널 환경에 적응적으로 대체할 수 있다는 장점이 있다.

IV. 성능 비교

본 논문에서는 제안된 알고리즘과 일반적인 알고리즘을 비교하기 위하여 수신기의 데이터 추정은 Minimum Mean Square Error Block Linear Estimator (MMSE-BLE)^[3]를 적용한 MUD 알고리즘을 적용하였다. 시뮬레이션은 3GPP TDD 시스템^[1]의 역방향 전송을 가정하였고 주요 시스템 파라미터의 값은 표 1에 정리하였다. 채널의 Rayleigh 페이딩과 도플러 특성은 Jakes^[5] 모델로 발생시켰으며 배경 잡음은 가우시안 백색 잡음을 가정하였다. 채널 경로의 특성은 ITU가 정의한 모델^[6]을 적용하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation Parameters

Channel Parameters	Values
Chip rate	3.84MHz
Frame duration	10ms
Num. of timeslot/ frame	400
Propagation Conditions	Burst type 1 with W=57
Midamble allocation	Different midamble for different code
Number of users/codes	K = 8
Power and delay profile	ITU channel model ^[6]

그림 2는 여러 추정 오차(Error Rate)의 값에 따라 BER 성능의 저하를 관찰하기 위한 시뮬레이션 결과이다. ITU pedestrian B 채널에서는 추정 오차의 값의 변화에 따라 BER에 영향을 거의 끼치지 않는 것을 볼 수 있으며 이는 다른 ITU 채널에서도 마찬가지이다. 1보다 큰 값의 추정 오차는 실질적으로 의미가 없으며 추정 오차는 BER 성능에 영향을 끼치지 않는 것을 볼 수 있다. 이 채널의 경우 $E_b/N_0 = 10$ dB에서 1% 정도의 BER 성능을 얻을 수 있으며, 그림 3은 신호의 전송 전력을 10 dB로 고정한 상태에서 여러 추정 오차에 따른 반복 횟수를 평균값으로 보여 준다. Indoor A와 B, 그리고 Pedestrian A 채널의 경우 추정 오차는 0.6 이상부터는 반복 횟수가 2로 접근하고, 나머지 채널의 경우에는 3에서 2로 계속 감소하는 것을 볼 수 있다. 그림 2와 3의 결과를 본다면 BER 성능을 저하시키지 않는 한도 내에서 어느 정도 큰 값의 추정 오차를 부여함으로써 반복 횟수를 줄이는 것이 유리하다고 할 수 있다.

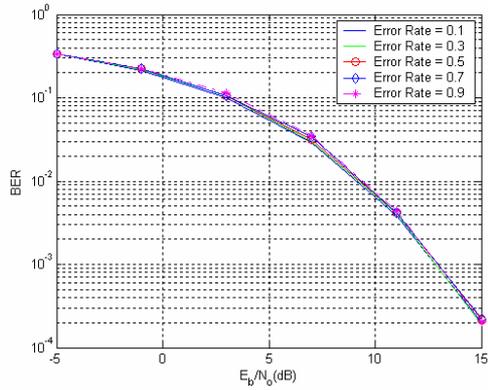


그림 2. 여러 r_e 에서의 SNR에 따른 BER 성능 비교 ITU Pedestrian B Channel, 3km/h UE.
Fig 2. Comparison of SNR to BER Performance as Various r_e .

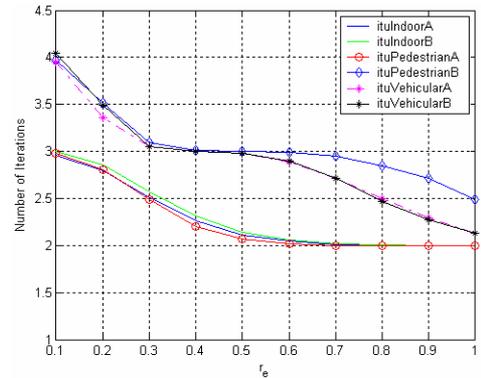


그림 3. 여러 채널에서의 r_e 에 따른 평균 반복 횟수
Fig 3. The Number of Iteration as r_e in Various Channels.

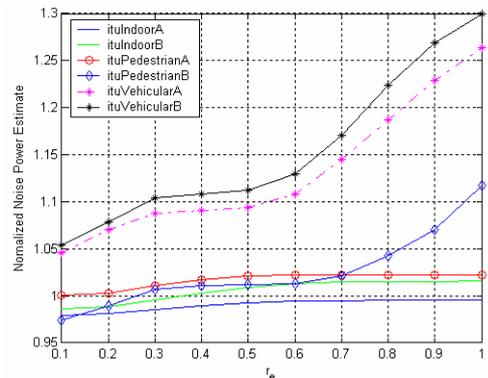


그림 4. 여러 채널에서의 r_e 의 변화에 따른 잡음 분산 비교
Fig 4. Comparison of Noise Variance as r_e in Various Channels.

그림 4는 추정 오차의 변화에 따른 잡음 전력 추정치의 실제 잡음 전력의 상대적인 값을 보여 준다.

Indoor A와 B, 그리고 Pedestrian A에서는 추정 오차에 관계없이 실제 값과 상당히 근접함을 보여 준다. 반면에 Pedestrian B와 Vehicular A, B에서는 추정 오차가 0.5 보다 큰 경우에 급격히 오차가 늘어나는 것을 볼 수 있다. 따라서 추정오차 0.5 는 잡음 전력의 추정 오차와 반복 횟수의 관점에서 1% BER의 동작 범위를 위한 최적의 값이 된다

그림 5는 SNR에 따른 잡음 추정치의 상대값을 보여 준다. 1% 정도의 BER의 동작 범위를 가정하였으므로 작은 SNR의 범위에서는 오차가 좀 더 커지는 것을 볼 수 있다. 하지만 그림 6에서 볼 수 있는 것처럼 채널 환경이 나쁜 편인 Vehicular 채널에서도 제안된 알고리즘의 최대 오차는 10%정도인데 반해 기존 알고리즘의 오차는 최대 50% 이상이며 SNR이 클수록 오차가 커지는 것을 볼 수 있다

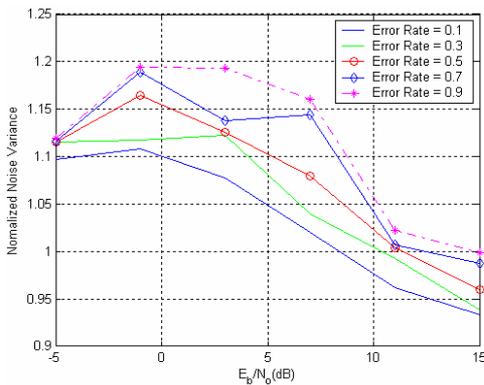


그림 5. 여러 r_e 에서의 SNR에 따른 잡음 분산 비교 ITU Pedestrian B Channel, 3km/h UE.

Fig 5. Comparison of Noise Variance as SNR in various r_e .

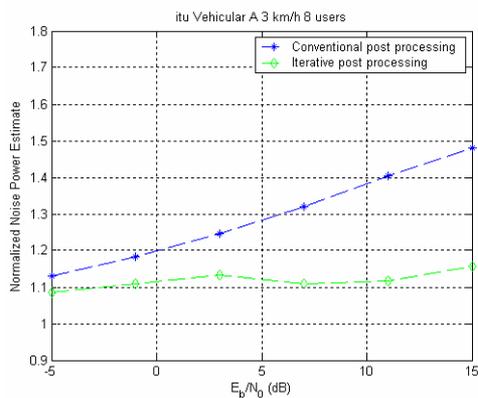


그림 6. E_b/N_0 에 따른 잡음 분산 비교 ITU Vehicular A Channel, 3km/h UE.

Fig 6. Noise Variance Comparison as E_b/N_0 .

결과적으로 제안된 알고리즘은 SNR의 크기에 관계 없는 작은 바이어스 값을 보여 주어 더 안정된 알고리즘이라고 할 수 있다

표 2는 SNR이 5 dB 와 10 dB일 때의 반복 횟수를 확률 분포로 보여 준다. 1% BER의 동작 범위에서는 최대 반복 횟수가 3번이다. 즉 최대오차를 0.5로 고정하였을 때 반복 횟수가 4번을 넘는 경우가 거의 없음을 보여 준다. 5 dB SNR의 경우에 99%가 2회의 반복 횟수이다. 따라서 5% BER 정도의 성능을 요구하는 시스템에서는 반복 횟수를 2번으로 고정시키는 방법이 효율적인 것을 이 결과에서 알 수 있다. 고성능을 요구하는 시스템에서는 반복 횟수가 2와 3에 고르게 분포하고 있으며 오차 값에 따라 적응적으로 반복 횟수를 선택하는 것이 효율적이다. 이 결과는 반복 횟수를 고정된 상태에서의 SNR에 따른 BER을 보여주는 그림 7의 결과에서도 잘 알 수 있다. 2회로 반복 횟수를 고정하였을 때, 높은 BER 범위에서는 차이가 거의 없으나 1%의 BER 경우에 약 1 dB 정도의 성능 저하를 볼 수 있다.

표 2. SNR에 따른 알고리즘의 반복 횟수 비교 모든 ITU 채널, 3km/h UE.

Fig 2. The Number of Iteration as SNR.

SNR	반복 횟수			
	1	2	3	4
5 dB	0.0 %	99.0 %	42.1 %	0.0 %
10 dB	0.0 %	1.0 %	57.9 %	0.0 %

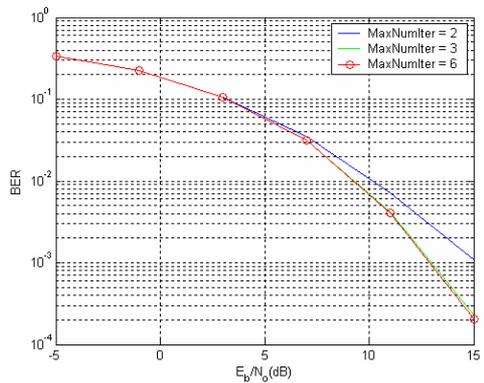


그림 7. 알고리즘의 최대 반복 횟수가 각각 2, 3, 6 일 때 BER 성능 비교 ITU Pedestrian B channel, 3km/h UE.

Fig 7. BER Performance as Maximum Number of Iteration is 2, 3, 6. ITU Pedestrian B Channel, 3km/h UE.

그림 8은 반복 횟수를 2회로 고정한 경우에 큰 SNR 범위에서 잡음 추정 오차가 커지는 것을 볼

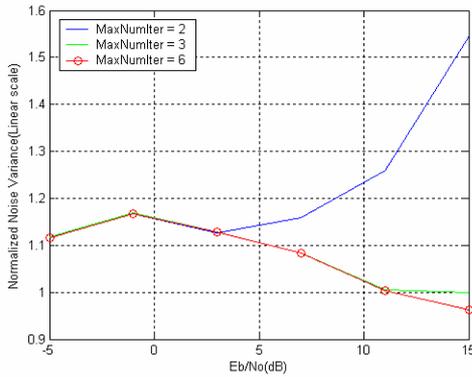


그림 8. 알고리즘의 최대 반복 횟수가 각각 2, 3, 6 일 때 잡음 분산 비교 ITU Pedestrian B Channel, 3km/h UE.
 Fig 8. Comparison of Noise Variance as Maximum Number of Iteration is 2, 3, 6. ITU Pedestrian B Channel, 3km/h UE.

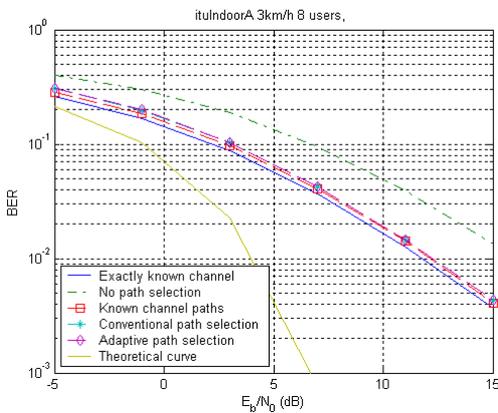


그림 9. 여러 경로 선택 알고리즘의 BER 성능 비교 ITU Indoor A channel, 3km/h UE.
 Fig 9. Comparison of BER Performance for various Path Selection Algorithm. ITU Indoor A Channel, 3km/h UE.

수 있다. 이는 높은 BER을 허용하는 시스템에서 수신 신호의 전력이 클 때에 SNR을 낮게 추정하는 결과를 가져오며 power control에서 송신 전력을 더 높여야 한다는 잘못된 판단을 내리게 한다 또한 Turbo-decoder의 성능에도 심각한 영향을 미친다

그림 9는 적응적인 반복 횟수를 적용한 알고리즘과 기존의 방법들을 비교한 것이며 BER 성능에는 큰 차이를 보이지 않는다 “No path selection”은 주 경로 선택 기법을 거치지 않은 경우의 성능이며 주 경로 선택 기법을 사용한 경우와 비교하여 약 3 dB 정도의 성능 저하를 볼 수 있다 “Exactly known channel”은 채널의 경로와 응답 계수를 모두 알고 있을 경우이고 “Known channel path”는 채널의 경로만을 알고 있다고 가정한 경우, “Con-

ventional path selection”은 채널 경로와 응답 계수를 모두 추정하는 경우에 일반적인 문턱값 기법을 적용한 결과이다

V. 결론

본 논문에서는 적응적 주 경로 선택 기법을 위한 반복적 알고리즘을 제안하여 일반적인 방법과 성능을 비교 하였다. 제안된 방식은 일반적으로 순차적이고 독립적으로 계산하였던 잡음 전력 추정과 잡음 제거를 동시에 갱신하는 방법이다 3GPP TDD 시스템을 가정한 시뮬레이션에서 BER을 구하여 동일한 검출 성능을 갖는 조건하에서 하드웨어의 복잡도와 처리 속도 그리고 잡음 전력 추정 오차를 비교하여 분석하였다 잡음 전력 추정 오차를 시뮬레이션을 통해서 비교한 결과 일반적인 방법은 추정값이 최대 50% 정도까지 바이어스 되어 있는데 반해 제안된 방법에서는 10% 정도로 낮춰지는 것을 알 수 있다. 하드웨어의 복잡도는 기존 방식에 비해서 증가한 것이 없으며 반복 횟수에 비례해서 최대 3배까지 증가하는 처리 지연 시간은 전체 채널 추정기의 처리 시간과 비교해서 상대적으로 무시할 만큼 작다

제안된 방식은 시뮬레이션한 시스템뿐만 아니라 채널 추정이 필요한 모든 무선 통신 시스템에 변형 없이 적용할 수 있다 일반적인 방식에서는 시스템의 파라미터와 채널 환경에 따라 달라지는 상수들을 미리 최적화하고 결정하여 저장해 놓아야 하는 반면, 제안된 방식은 적용된 데이터 추정기의 민감도와 주어진 최대 처리 시간에 따라 최대 오차만을 조절함으로써 채널 환경에 적응적으로 대체할 수 있는 방식이다 채널 응답이 아주 약해서 신호가 탐지되지 않는 예외적인 상황을 별도로 고려해 주지 않아도 되며, 처리 속도와 잡음 추정의 정확도 사이에 trade-off를 제공함으로써 통신 시스템의 환경에 따라서 유연하게 적용할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 제안된 방식은 이러한 유연성 때문에 채널 추정뿐만 아니라 Random Access Channel (RACH) 등의 신호 탐지에도 적용이 될 수 있으며 Sonar/Radar에서의 목표물 탐지에도 적용 될 수 있다

참고 문헌

[1] 3rd Generation Partnership Project, “Physical Channels and Mapping of Transport Channels

onto Physical Channel (TDD) (Release 6)",
3 GPP Technical Specification Group Radio
Access Network, 3 GPP TS 25.221 V.6.1.0,
June 2004.

- [2] Steiner, P Jung, "Uplink channel estimation is synchronous CDMA mobile radio systems with joint detection", *The fourth international symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, 1993.
- [3] A. Klein, G. K. Kaleh, and P. W. Baiser, "Zero-Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple-Access Channels," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, Vol.45, No.2, May 1996.
- [4] S. Verdu, "Multiuser detection," *Cambridge University Press*, 1998.
- [5] W. C. Jakes (Editor), "Microwave mobile communications," *IEEE Press*, 1997.
- [6] TR 30.03 : Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ; Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS, Version 3.2.0, April 1998.

변 형 주 (Hyoung-joo Byon)

준회원



2004년 2월 서강대학교 전자
공학과 졸업
2004년 3월~현재 서강대학교
전자공학과 석사 과정
<관심분야> 신호 처리, 이동 통
신

서 인 권 (In-kwon Seo)

준회원



2004년 2월 서강대학교 전자공
학과 졸업
2004년 3월~현재 서강대학교
전자공학과 석사 과정
<관심분야> 이동 통신, SDR

김 영 록 (Younglok Kim)

정회원



1991년 2월 서강대학교 전자공
학과 졸업
1993년 2월 Polytechnic Univ.
(미국 뉴욕 폴리테크닉 대학) 공
학석사
1998년 3월 Polytechnic Univ.
(미국 뉴욕 폴리테크닉 대학) 공

학 박사

1998년~1999년 AT&T 연구소 연구원
1999년~2003년 InterDigital Comm. Corp., (Melville,
NY) 연구원
2003년~현재 서강대학교 전자공학 조교수
<관심분야> 레이더 및 무선 통신 신호처리 VLSI 설
계를 위한 DSP 알고리즘