

# 프레임 오류 확률 예측 방법을 이용한 적응형 송신 빔 성형 시스템의 성능 연구

정희원 안철용\*, 최영관\*, 이병하\*, 김동구\*

## Performance Evaluation of Transmit Adaptive Array using FER prediction approach

Cheol Yong Ahn\*, Young-Kwan Choi\*, Byoung Ha Yi\*, Dong Ku Kim\* *Regular Members*

### 요약

이동 통신 시스템의 성능을 연구하기 위해서는 채널 환경에 따른 링크간의 특성 및 시스템 전반의 특성이 고려되어야 한다. 시스템 레벨의 연구에서 링크간의 간섭 특성을 고려하기 위해 각 사용자마다 링크 레벨 모의 실험을 사용하는 방식은 많은 수행 시간과 모의 실험체의 복잡도를 증가시키게 된다. 이 논문에서는 각 사용자의 링크 레벨 특성을 모두 고려하면서 효율적인 시스템 레벨 모의 실험을 가능하게 해 주는 방식으로 프레임 오류 확률(FER) 예측 방식을 소개하며, 이 FER 예측 알고리즘이 CDMA 시스템의 해석에 적용될 수 있음을 보인다. 특히 여러 개의 송신 안테나를 갖는 적응형 송신 빔 성형 CDMA 시스템에 적용하여 다양한 안테나 수 및 다양한 채널 환경에서 타당성 및 일반성을 검증한다. FER 예측 방식과 실제 링크 레벨 모의 실험을 적용해 다양한 송신 안테나의 수에 따른 시스템의 성능을 시간 및 공간 상관 특성을 고려한 페이딩 채널에서 비교한다. 연구 결과는 FER 예측 방식을 적용한 경우의 시스템 성능이 링크 레벨 모의 실험을 통해 얻은 성능에 대해 약 0.6dB 이내의 오차를 갖는 것을 보여준다.

### ABSTRACT

To evaluate the performance of a mobile radio system, both network and link quality aspects have to be evaluated. It is desirable to include all link aspects in a system level simulator, but without having to simulate every single link, since this leads to time consuming. In this paper, a simple method is presented to interface between link level simulation and system level simulation for a transmit adaptive array CDMA system, which can be used for integration of link aspects in a system level simulator. The accuracy is within 0.6 dB as comparing the results of the FER prediction approach with those of the link level simulation.

### 1. 서론

시스템 레벨의 연구에서 사용자들의 분포 형태 및 채널 환경에 따른 전체 시스템의 성능을 정량화하기 위해서는 셀간 간섭 및 기지국과 각 사용자간의 링크 특성을 모두 고려한 모의 실험이 요구된다. CDMA 시스템에서 각 사용자의 링크 특성을 고려하기 위해서는 칩 혹은 비트 레벨의 모의 실험을

통한 평균 비트 오류 확률(BER) 혹은 평균 프레임 오류 확률(FER)이 요구된다. 이 경우 분포된 사용자 수가 증가함에 따라 모의실험을 위해 구성되어야 하는 시스템의 복잡도가 증가하게 되며 상당히 긴 수행 시간이 요구된다. 따라서 시스템 레벨에서의 모의실험은 슬롯 단위 혹은 프레임 단위로 구동이 되며 수신단에서 측정된 슬롯 단위의 평균 신호 대 잡음 및 간섭 비(SINR)를 기준으로 채널의 상태 및 간섭 효과를 고려하였다. 일반적으로, 시스템 레

\* 연세대학교 전기 전자 공학과

논문번호 : 020017-0115,

접수일자 : 2002년 1월 15일

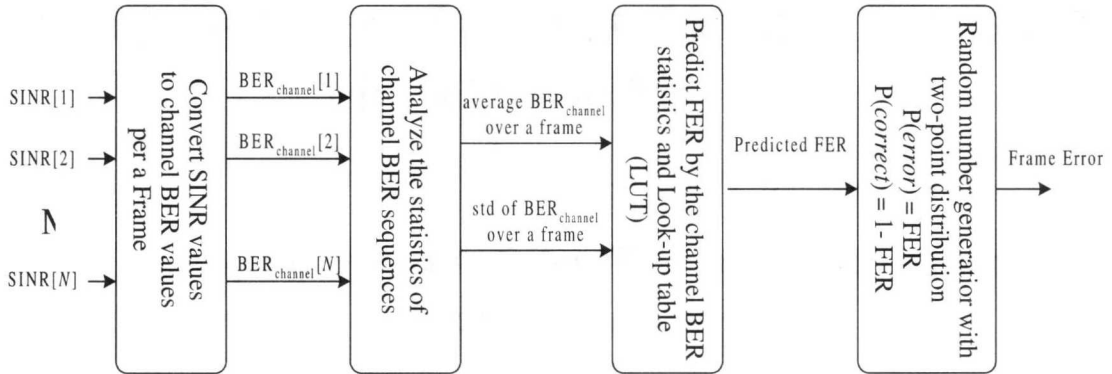


그림 1. FER 예측 알고리즘

벨의 연구에서 outage 확률은 각 사용자의 수신 SINR이 특정 FER을 만족하는 SINR보다 작을 경우의 확률  $P(\text{SINR} < \text{SINR}_{\text{target}})$ 로 정의된다. 그러나 SINR은 각 사용자의 채널 상태를 반영하기에는 부족한 자료이다. 동일한 SINR에 대해서도 채널 특성이나 사용된 채널 코딩 및 간섭의 모델링에 따라 다른 성능을 나타낼 수 있기 때문이다. 그에 비해 평균 FER은 보다 실질적인 성능 평가의 기준이 된다. 또한 FER을 이용한 시스템 레벨의 모의실험은 각 사용자당 프레임 에러의 추정이 가능하여 요구되는 통화 품질에 대한 신뢰성 있는 시스템의 설계를 가능하게 해 준다<sup>[1][2]</sup>. 따라서, 보다 정확한 시스템 레벨의 성능 연구를 위해서 outage 확률은  $P(\text{FER} > \text{FER}_{\text{target}})$ 로 정의될 때 보다 실질적인 성능 평가의 기준이 될 수 있다. FER 예측 알고리즘은 시스템 레벨의 연구와 링크 레벨의 연구를 상호 연계시키기 위한 방법으로 주로 GSM/TDMA 시스템을 기반으로 제안되어 왔다<sup>[1][2][3]</sup>.

이 논문에서는 FER 예측 알고리즘이 CDMA 시스템의 해석에 적용될 수 있음을 보이며, 특히 여러 개의 송신 안테나를 갖는 적응형 송신 빔 성형 CDMA 시스템에 적용하여 성능을 비교한다. 다양한 송신 안테나의 수에 따른 시스템 성능을 다양한 채널 환경에서 비교함으로써 FER 예측 알고리즘을 이용한 시스템 해석 방법의 일반성 및 타당성을 검증한다. 또한 이론적 해석 방법을 통해 SINR을 채널 BER로 변환함으로써 [2]에서 제안된 FER 예측 알고리즘을 간략화 할 수 있음을 보인다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 FER 예측 방식에 대해 기술하고, 3장에서는 모의실험에 사용된 적응형 송신 빔 성형 시스템에 대한 소개를

한다. 그리고 4장에서는 모의실험을 위한 시스템의 구성 및 채널 환경에 대해 언급하고, FER 예측 방식을 사용한 경우와 링크 레벨 모의 실험을 통해 얻은 결과를 비교 검증한다. 그리고 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. FER 예측 알고리즘

일반적으로 시스템 레벨에서의 모의실험은 주로 슬롯 혹은 프레임 단위로 이루어지며 슬롯 단위로 측정된 SINR이 성능 평가의 기준이 된다. FER 예측 알고리즘은 일반적으로 한 프레임 내에서 슬롯 단위로 측정된 SINR 값들을 Look up table (LUT) 들을 이용해 FER로 변환한다<sup>[1][3]</sup>. BER이나 FER은 사용된 오류 정정 부호, 잡음이나 간섭, 그리고 채널의 페이딩 특성 등에 의해 영향을 받으므로 다양한 채널 환경을 모두 고려하기 위해서는 각 경우에 대한 링크 레벨에서의 모의실험 결과가 요구된다. 따라서 링크 레벨에서의 모의실험 결과들을 반영하는 수많은 LUT가 요구되며 이의 구성을 위해서는 오랜 시간의 링크 레벨 모의실험이 필요하다. 구성의 복잡도를 줄이고 다양한 채널 환경에 적용이 가능한 방식으로 두 단계의 LUT들을 사용하는 방식이 제안된 바 있다<sup>[2]</sup>. 이 방식은 먼저, 측정된 슬롯 단위의 채널 BER 값들을 첫 번째 LUT를 이용해 BER 값들로 변환한다. 변환된 채널 BER 값들로부터 프레임 단위의 평균 BER 및 BER값들의 표준 편차를 계산하여 두 번째 LUT을 이용해 FER을 예측하게 된다. 이 논문에서는 이론적 해석을 통해 첫 번째 LUT를 사용하는 과정을 줄여서 시스템 구성을 단순화하였다. 그림 1은 한 프레임이 N개의

슬롯으로 구성된 경우 슬롯당 측정된 N개의 SINR 값들을 채널 BER 값들로 변환하고 LUT를 이용해 이 값들로부터 FER을 계산한 후 프레임 에러를 예측하는 과정을 보여준다.

가. SINR을 채널 BER로 변환

다중 경로에 의한 내부 셀 및 외부 셀로부터의 간섭신호는 사용자 수가 매우 많은 경우 가우시안 랜덤 프로세서로 근사화가 가능하다. 채널이 한 슬롯 구간동안 변화가 무시할 정도로 작다고 가정하면 i번째 슬롯의 채널 BER은 식 (1)과 같이 계산된다<sup>[5]</sup>.

$$BER_{channel}[i] = Q(\sqrt{SINR[i]}) \quad (1)$$

여기서 SINR[i]는 i번째 슬롯의 SINR 값을 나타내며 모의 실험을 통해 측정된다. 식 (1)에서 얻은 채널 BER은 이동국의 속도 및 채널 환경의 변화에 무관한 값을 갖는다. 따라서 사용된 인터리버와 오류 정정 부호에 따라 신호가 겪는 채널의 변화를 반영해 주는 과정이 필요하다.

나. 채널 BER값들을 이용한 FER의 예측

동일한 채널 환경에서도 사용된 인터리버와 오류 정정 부호에 따라 채널 BER 값들의 통계적 특성이 달라지며 다른 FER 값을 갖게 된다. 변환된 채널 BER 값들로부터 한 프레임 단위로 BER의 평균값과 표준 편차가 계산될 수 있으며 이 값들은 채널의 변화 특성을 반영한다<sup>[2][3]</sup>. LUT는 여기서 계산된 프레임 단위의 채널 BER의 평균값 및 표준편차를 FER로 변환해 주게 된다. 그림 2는 다양한 채널

환경에서 여러 번의 링크 레벨 모의 실험을 통해 얻은 결과물들을 이용해 구성된 LUT를 나타낸다. 한 프레임 구간 동안 슬롯 당 계산된 채널 BER 값들의 평균값과 표준 편차를 입력으로 하며 두 입력 값에 따라 FER 값이 결정된다.

III. 적응형 송신 빔 성형 시스템

송신 빔 성형 기술은 각 안테나의 송신 신호에 서로 다른 가중치를 주어 원하는 사용자 방향으로 방향성 있는 빔을 형성함으로써 원하는 방향으로의 빔 성형 이득을 얻을 뿐 아니라 간섭 신호의 크기를 최소화시켜 순방향 링크에서의 동일 채널 간섭을 제거하고 시스템의 용량을 증가시킨다<sup>[6][7]</sup>. 이 논문에서는 여러 개의 송신 안테나를 갖는 적응형 송신 빔 성형 시스템에 FER 예측 알고리즘을 적용하여 실제 링크레벨 모의 실험 결과와 비교한다.

송신 빔 성형 시스템은 각 안테나에 동일한 신호가 서로 다른 가중치를 갖고 전송되므로 i번째 기지국으로부터 서비스 받는 사용자 수를 K<sub>i</sub>라고 할 때 M개의 송신 안테나를 갖는 i번째 기지국의 송신 신호는 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}_i(t) = \sum_{j=1}^{K_i} \mathbf{w}_{i,j} \sqrt{P_T} b_{i,j}(t) c_{i,j}(t) \quad (2)$$

여기에서  $\mathbf{w}_{i,j}$ 는 i번째 기지국에서 j번째 사용자의 안테나 신호를 위한 가중치 벡터를 나타내며 식 (3)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{w}_{i,j} = [w_{i,j,1}, \dots, w_{i,j,M}]^T \quad (3)$$

$w_{i,j,m}$ 는 i번째 기지국에서 j번째 사용자의 m번째 안테나 신호를 위한 가중치를 나타낸다.  $P_T$ 는 각 사용자당 송신전력이며  $b_{i,j}(t)$ 와  $c_{i,j}(t)$ 는 각각 i번째 기지국의 j번째 사용자 신호를 위한 심벌 신호와 확산 시퀀스를 나타낸다.

수신단은 한 개의 수신 안테나와 L개의 갈퀴 수신기로 구성되어 있으며 수신신호는 여러 기지국으로부터 송신된 신호들과 L개의 다중경로에 의해 지연된 송신 신호들의 합으로 나타낼 수 있다. 총  $N_c$ 개의 기지국 중에서 q번째 기지국의 k번째 사용자가 수신하는 신호를  $r_{q,k}$ 라 할 때 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

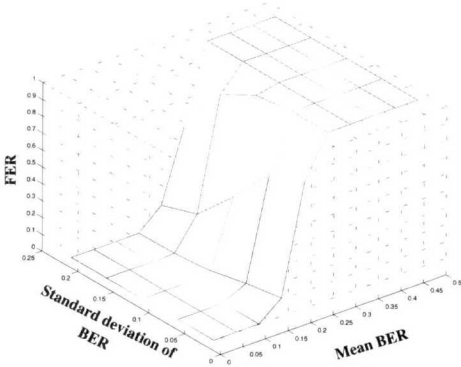


그림 2. 채널 BER 값들의 평균 및 표준 편차에 따른 평균 FER (Look-up table)



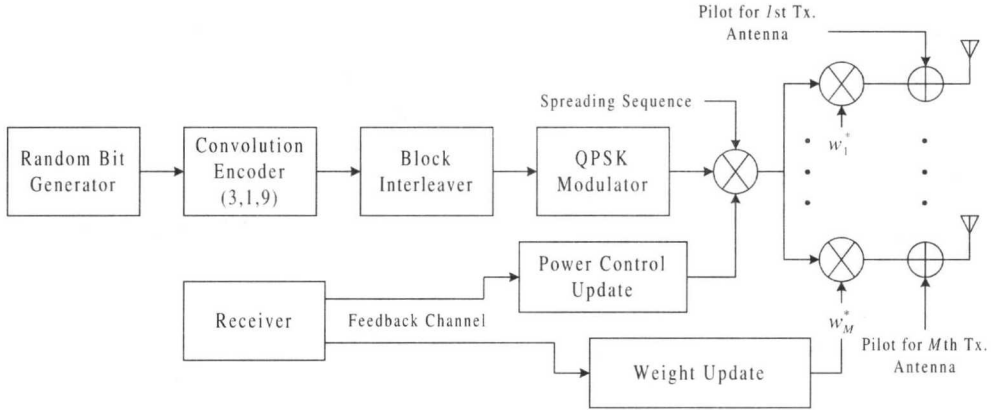


그림 3. 적응형 송신 빔 성형 CDMA 시스템

$$r_{q,k}(t) = \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{l=1}^L \mathbf{h}_{i,k}^{(l)\tau} \mathbf{x}_i(t - \tau_{i,k}^{(l)}) + n_{q,k}(t) \quad (4)$$

여기에서  $\tau_{i,k}^{(l)}$ 은  $i$ 번째 기지국으로부터  $q$ 번째 기지국의 사용자  $k$ 로의 다중경로 중  $l$ 번째 경로의 시간 지연을 의미하며  $n_{q,k}(t)$ 는  $q$ 번째 기지국의  $k$ 번째 사용자의 AWGN 성분을 나타낸다. 채널벡터  $\mathbf{h}_{i,k}^{(l)}$ 는 식 (5)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{h}_{i,k}^{(l)} = [h_{i,k,1}^{(l)}, \dots, h_{i,k,M}^{(l)}]^T \quad (5)$$

식 (5)에서  $h_{i,k,m}^{(l)}$ 은 기지국  $i$ 에서 기지국  $q$ 의 이동국  $k$ 로의 신호 중  $m$ 번째 안테나 신호가 겪는  $l$ 번째 경로의 페이딩 이득을 의미한다.

수신된 신호는  $L$ 개의 rake 수신기에 의해 역 확산 과정을 거쳐 최대비 결합된다. rake 수신기에 의해 복원된  $m$ 번째 심볼은 식 (6)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} z_{q,k}(m) &= Gb_{q,k}(m)\sqrt{P_T} \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{q,k} \mathbf{v}_{q,k} \\ &+ \sum_{i=1, i \neq q}^{N_c} \sum_{j=1}^K \sqrt{P_T} a_{i,j}(m) \mathbf{w}_{i,j}^H \tilde{\mathbf{H}}_{i,k} \mathbf{v}_{q,k} \\ &+ \sum_{j=1}^K \sqrt{P_T} a_{q,j}(m) \mathbf{w}_{q,j}^H \tilde{\mathbf{H}}_{q,k} \mathbf{v}_{q,k} + \mathbf{n}_{q,k}(m) \mathbf{v}_{q,k} \end{aligned} \quad (6)$$

위 식에서  $G$ 는 확산 이득을 나타내며  $n_{q,k}(m)$ 는 잡음 성분을 나타낸다. 식 (6)의 두 번째와 세 번째 표현식은 각각  $q$ 번째 기지국의 다른 사용자들을 위한 신호의 다중경로로 인한 간섭신호와 인접

하는 다른 기지국으로부터의 간섭신호를 나타낸다.

$q$ 번째 기지국의 사용자  $k$ 의 채널 행렬  $\mathbf{H}_{q,k}$ 와  $i$ 번째 기지국으로부터  $k$ 번째 사용자로의 채널 벡터와 시간 지연이 다른 두 확산 시퀀스의 부분 상관도의 곱들로 구성된 채널 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}_{i,k}$ 는 각각 식 (7)과 식 (8)로 정의된다.

$$\mathbf{H}_{q,k} = [ \mathbf{h}_{q,k}^{(1)} \dots \mathbf{h}_{q,k}^{(L)} ] \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,k} = [ \tilde{\mathbf{h}}_{i,k}^{(1)} \dots \tilde{\mathbf{h}}_{i,k}^{(L)} ] \quad (8)$$

수신 신호 전력을 최대화는 결합 벡터는 식 (9)와 같이 정의된다. 식 (6)에서 간섭과 잡음 성분을 제외한 수신 신호 전력을 최대화는 결합 벡터  $\mathbf{v}_{q,k}$ 는 schwarz 부등식에 의해 식 (9)로 결정되어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{q,k} &= \max \{ Gb_{q,k}(m)\sqrt{P_T} \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{q,k} \mathbf{v}_{q,k} \} \\ &= \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k} / \| \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k} \| \end{aligned} \quad (9)$$

적응형 송신 빔 성형을 위한 가중치를 결정하기 위해 이동국 수신 신호의 SINR를 최대화하는 가중치 벡터 결정 알고리즘을 사용하였다<sup>[7],[9]</sup>. 가중치 벡터  $\mathbf{w}_{q,k}$ 는 식 (10)과 같이 정의되며

$\mathbf{H}_{q,k} \mathbf{H}_{q,k}^H$ 의 고유벡터 중 가장 큰 고유치를 갖는 고유벡터로 결정된다.

$$\mathbf{w}_{q,k} = \arg \max_{\mathbf{w}} \{ \mathbf{w}_{q,k}^H \mathbf{H}_{q,k} \mathbf{H}_{q,k}^H \mathbf{w}_{q,k} \} \quad (10)$$

식 (6)에서 다중 경로로 인한 내부 셀의 간섭은 확산 이득이 매우 커서 역확산 과정에서 무시할 정도로 작아지며 외부 셀로부터의 간섭 신호를 전력  $\sigma_n^2$ 를 갖는 가우시안 랜덤 프로세서로 근사화할 수 있다고 가정하면 수신 신호의 SINR은 식(11)과 같이 결정될 수 있다.

$$SINR = \frac{P_T \mathbf{w}_{a,k}^H \mathbf{h}_{a,k} \mathbf{h}_{a,k}^H \mathbf{w}_{a,k}}{\sigma_I^2 + \sigma_n^2} \quad (11)$$

#### IV. 시스템 구성 및 모의 실험 결과

##### 가. 시스템 사양

이 논문에서 구성한 시스템 변수는 표 1과 같다. 직교 부호로 길이 256인 왈쉬 부호열을 사용했으며, 전송 속도는 9.6Kbps로 두었다. 칩율은 3.6864Mcps이며 확산 이득은 256으로 유지되었다. 채널 부호로 1/3 길쌈 부호가 사용되었으며 빠른 전력제어 방식이 적용되었다. 빠른 전력 제어 간격은  $\pm 0.5\text{dB}$ 로 두었으며 전력 제어 및 빔 성형을 위한 가중치 갱신 속도는 800Hz로 두었다. 귀환 채널에 의한 가중치 갱신 지연은 1 슬롯으로 두었으며 송신전력 갱신 지연은 가중치 갱신 지연과 동일하게 두었다. 수신단에서의 동기 오류는 없으며, 채널은 시간에 따라 통계적 특성이 변하지 않는다고 가정하였다.

그림 3은 링크 레벨 모의실험을 위해 구성된 모델의 블록도이다. 채널 인코딩된 신호는 인터리빙

표 1. 모의실험 변수

변조 방식	QPSK
정보 전송 속도	9.6 Kbps
칩률	3.6864 Mcps
프레임 길이	20 ms
채널 부호화	(3, 1, 9) 길쌈 부호
인터리버	블럭 인터리버
Walsh 코드 길이	256
반송 주파수	2 GHz
공용 파일럿 전력	-7 dB
전력제어 및 가중치 갱신 속도	800 Hz
전력 제어 간격	$\pm 0.5$ dB
가중치 갱신 지연	1 슬롯 (1.25 ms)
사용자당 보조 파일럿 전력	트래픽 대비 -10 dB

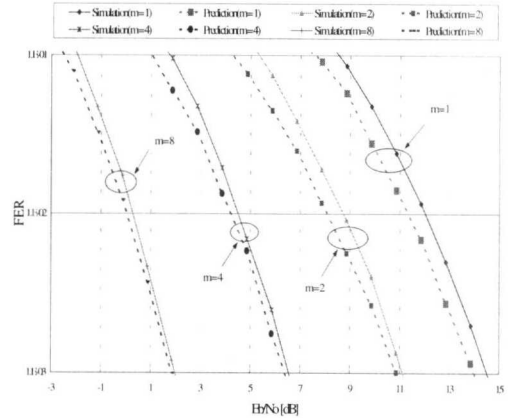


그림 4. FER 예측 방식과 실제 모의 실험을 통한 FER 성능을 송신 안테나의 수에 따라 비교 (공간상관도 = 0.85,  $f_d=50\text{Hz}$ , 전력제어 적용 없음)

과정을 거쳐 확산열에 의해 확산된 후 각 안테나에 동일하게 입력된다. 이동국으로부터 선택된 각 안테나로 입력된 신호에는 안테나마다 다른 가중치가 곱해진다. 각 안테나 신호들이 겪는 채널을 구분하여 추정하기 위해 안테나 구분 파일럿은 모든 송신 안테나에서 각각 전송된다. 각 안테나를 위한 가중치는 이동국에서 계산된 후 기지국으로 전송된다. 수신된 신호는 채널 추정 과정을 거친 후 디인터리빙과 디코딩 과정을 거쳐 원래 신호로 복원된다. 이 논문에서는 채널 추정으로 인한 오류 및 귀환 정보의 전송 오류는 없다고 가정하였다.

##### 나. 모의 실험 결과

그림 4와 5는 FER 예측 방법과 실제 링크 레벨 모의 실험을 통해 송신 안테나의 수(m)에 따른 적응형 송신 빔 성형의 FER 성능을 주파수 비선택적 페이딩 채널 환경에서 비교하고 있다. 각 안테나 신호가 겪는 채널의 공간 상관 특성은 약 0.85로 두었으며 전력 제어 방식은 적용하지 않았다.

그림 4는 최대 도플러 주파수( $f_d$ )가 50Hz인 경우의 FER 성능을 나타낸다. 점선들은 FER 예측 방법을 통해 얻은 결과이며 실선들은 실제 모의 실험을 통해 얻은 FER 곡선들이다. 송신 안테나 수가 증가하더라도 FER  $10^{-2}$ 에서 약 0.6dB 이내의 오차를 보이고 있다. 안테나 8개를 사용한 경우 2개를 사용한 경우에 비해 약 FER  $10^{-2}$ 에서 약 8.5dB 정도의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

그림 5는 최대 도플러 주파수( $f_d$ )가 100Hz인 경우 FER 예측 방법과 실제 링크 레벨 모의 실험을

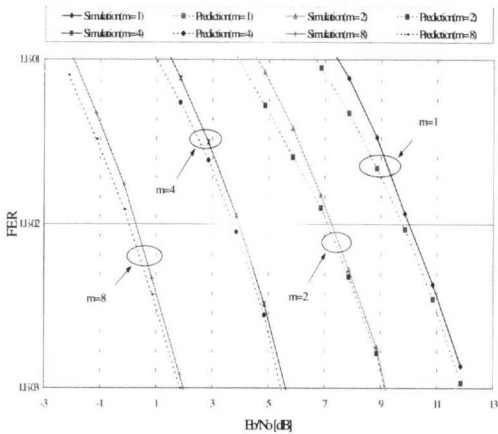


그림 5. FER 예측 방식과 실제 모의 실험을 통한 FER 성능을 송신 안테나 수에 따라 비교 (공간상관도 = 0.85,  $f_d = 100\text{Hz}$ , 전력제어 적용 없음)

통해 얻은 FER 성능 곡선들을 비교하고 있다. 두 방식으로 얻은 결과의 오차는 FER  $10^{-2}$ 에서 약 0.4dB 이내로 나타났으며 그림 4와 비교해 볼 때 약 0.2dB 정도의 오차가 줄었음을 보여준다. 이는 채널의 변화가 빠른 경우 한 프레임 내의 채널 BER 값들의 표준편차가 채널의 변화를 더욱 잘 반영해 주는 것으로 판단된다.

그림 6은 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 최대 도플러 주파수의 변화에 따라 FER 예측 방법과 실제 링크 레벨 모의 실험을 통해 얻은 결과를 비교한다. 송신 안테나(m)는 2개를 사용하였으며 각 안테나 신호가 겪는 채널의 공간 상관 특성은 서로

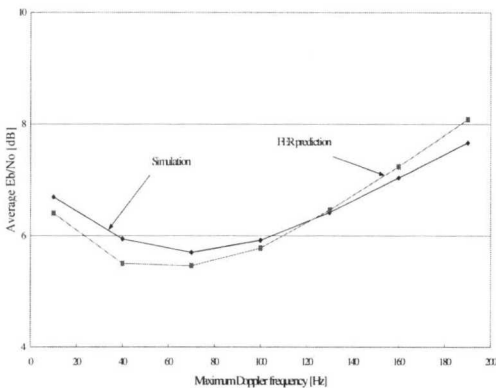


그림 6. 주파수 비선택적 페이딩 채널에서 다양한  $f_d$ 에 따라 1% FER을 만족하기 위한  $E_b/N_0$ 의 비교 (m=2, 안테나간 채널의 공간 상관도 없음, 전력제어 적용)

독립적이다. 전력제어 방식을 적용하였으며 전력 제어를 위한 송신 전력 갱신 지연과 가중치 갱신 지연은 1슬롯(1.25ms)으로 동일하게 두었다. 채널의 변화 속도가 변화하더라도 FER 예측 방법과 실제 링크 레벨 모의 실험을 통해 얻은 FER 성능의 차이가 0.5dB 이내임을 보여준다. 최대 도플러 주파수가 낮은 경우는 높은 채널의 시간 상관도에 의해 시스템 성능이 저하되며 높은 경우는 가중치의 갱신 지연에 의한 영향이 커짐으로 인해 성능이 저하됨을 보여준다.

그림 7은 다중 경로 페이딩 채널에서 최대 도플러 주파수에 따른 성능 변화를 비교한다. 다중경로 채널 모델로 ITU-R에서 권고한 IMT-2000 채널 임펄스 모델 중에서 차량전파환경 채널 B를 사용했다. 실제 시뮬레이션에서는 6개의 다중경로 모델에서 가장 수신전력이 큰 3개의 다중경로만을 취해서 3개의 다중경로 모델로 근사화하여 3개의 rake 수신기로 신호를 복원하였다. 사용된 송신 안테나 수(m)는 2개이며 가중치 갱신 지연은 1 슬롯으로 두었다. 채널의 변화 속도가 변화하더라도 FER 예측 방법과 실제 링크 레벨 모의 실험을 통해 얻은 FER 성능의 차이가 0.3dB 이내임을 보여주고 있으며 다중 경로로 인한 경로간 간섭이 존재하더라도 FER 예측 알고리즘이 적용될 수 있음을 보여준다.

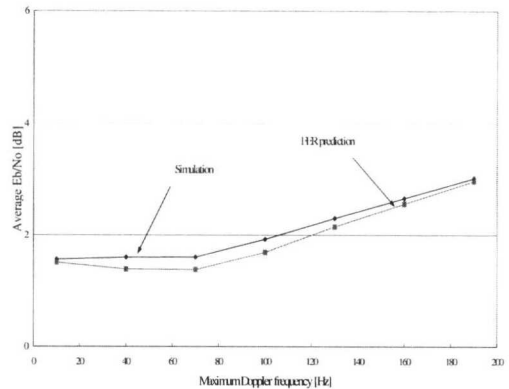


그림 7. 다중 경로 페이딩 채널에서 다양한  $f_d$ 에 따라 1% FER을 만족하기 위한  $E_b/N_0$ 의 비교 (m=2, 안테나간 채널의 공간 상관도 없음, 전력제어 적용)

## V. 결론

이 논문에서는 FER 예측 알고리즘을 적용형 송신 빔 성형 CDMA 시스템에 적용하였으며, 다양한 시간 상관 및 공간 상관 특성을 갖는 주파수 비선



택적 페이딩 채널 및 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 송신 안테나 수에 따른 시스템 성능을 비교함으로써 FER 예측 알고리즘 적용의 일반성과 타당성을 검증하였다. 연구 결과는 채널의 변화나 송신 안테나의 수에 관계없이 FER 예측 방식을 적용한 경우의 시스템 성능이 링크 레벨 모의 실험을 통해 얻은 성능에 대해 약 0.6dB 이내의 오차를 갖는 것을 보여준다. 특히 최대 도플러 주파수가 120Hz 근처에서 가장 적은 것으로 나타났는데 이 범위에서 채널의 변화에 의한 채널 BER 값들의 표준편차가 채널의 변화 특성을 가장 잘 반영해 주는 것으로 판단된다.

참고 문헌

[1] J. Wigard, T. T. Nielsen, P. H. Michaelsen, and P. Mogensen, "BER and FER prediction of control and traffic channel for a GSM type of air-interface," *IEEE VTC'98*, pp.1588-1592, 1998.

[2] H. Olofsson, M. Almgren, C. Johansson, M. Höök, and F. Kronstedt, "Improved interface between link level and system level simulations applied to GSM", *Universal Personal Communications Record*, vol. 1, pp. 79-83, 1997.

[3] J. Pons and J. Dunlop, "Enhanced system level/link level simulation interface for GSM," *IEEE VTC'99*, pp. 1189-1193, 1999.

[4] J. Wigard and P. Mogensen, "A simple mapping from C/I to FER and BER a GSM type of air-interface," *IEEE PIMRC'96*, pp. 78-82, 1996.

[5] J. G. Proakis, *Digital communications*, McGRAW- HILL, third edition.

[6] D. Gerlach, A. Paulraj, "Adaptive transmitting antenna array with feedback," *IEEE Signal Processing Letter*, vol. 1, no. 10, Oct. 1994.

[7] Arrays Visotsky E., Madhow U., "Optimum Beamforming Using Transmit Antenna Arrays," *Proc. IEEE Veh Technol. Conf.*, vol. 1, pp.851-856, 1999.

[8] Hottinen A., Wichman, "Transmit diversity using filtered Feedback weight in the FDD/WCDMA system," *R. Broadband Communications, Proc.. International Zurich*

*Seminar on*, pp. 15-21, 2000.

[9] Jin Kyu Han, Ji Yung Oh, Cheol Yong Ahn, and Dong Ku Kim, "Effects of Feedback Channel Delay on Transmit Adaptive Arrays," *Proc. MDMC'01*, pp.219-226, Pori, 2001.

안 철 용(Cheol yong Ahn)

정회원



1996년 2월 : 경북대학교 전자공학 학사 졸업  
 1998년 8월 : 연세대학교 전자공학 학사 졸업  
 1998년 9월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

최 영 관(Young-Kwan Choi)

정회원



1998년 2월 : 연세대학교 전자공학 학사 졸업  
 2000년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사과정 졸업  
 2000년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

이 병 하 (Byoung Ha Yi)

정회원



2001년 2월 : 연세대학교 전자공학 학사 졸업  
 2001년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 석사과정

김 동 구(Dong Ku Kim)

정회원



1983년 : 한국항공대학교 통신공학과 학사 졸업  
 1985년 : U.S.C. Dept. of Electrical Engineering(M.S.)  
 1992년 : U.S.C. Dept. of Electrical Engineering(Ph.D.)  
 1992 - 1994 : Cellular Infrastructure group. Motorola, Fort Worth, Tx  
 1994 - 1999 : 연세대학교 공과대학 기계전자공학부 조교수  
 1999 - 현재 : 연세대학교 공과대학 기계전자공학부 부교수