

## 주파수 선택적 페이딩 환경에서 CDMA 트래픽 채널의 성능 해석

正會員 金昌淵\*, 洪大亨\*

### Performance Analysis of a CDMA Traffic Channel in the Frequency Selective Fading Environment

Chang Yeon Kim\*, Dae Hyoung Hong\* Regular Members

#### 要 約

CDMA 셀룰라 시스템의 트래픽 채널의 성능을 다양한 종류의 채널 환경에서 분석하였다. 링크의 성능 분석을 위하여 IS-95에 근거하여 순방향과 역방향 링크의 모의 실험을 위한 모델을 설정하고 구현하였다. 링크의 구현 시 발생할 수 있는 문제점과 그 해결책을 제시하였다. 다양한 종류의 채널을 모의 실험에 적용하여 이에 따른 링크 성능의 변동을 분석하였다. 레이크 수신기를 구성하고 경로 다이버시티를 수행하기 위하여 채널 예측기를 구성하고 적용하였다. 가우스 잡음 채널, 플랫 페이딩 채널 그리고 여러 개의 전자파 전파 경로를 가지는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 요구되는 비트 오류율을 만족시키기 위해 필요한  $E_b/N_0$ 을 도출하였다. 요구되는  $E_b/N_0$ 값이 채널의 환경에 따라 매우 크게 변화하는 것을 확인하였다.

#### ABSTRACT

We analyzed the performance of a traffic channel designed for the CDMA systems. For the analysis, we modeled and configured the simulations of the forward and reverse links based on IS-95. The rake receiver is applied with a channel estimator. Issues for the realizations of the channel links are discussed and possible solutions for the issues are also suggested in this paper. Simulations were performed in various channel environments and the results were analyzed.  $E_b/N_0$  values for the Required BER or FER were obtained as the link performance. Simulation results show large variations of the required  $E_b/N_0$  values according to the channel environments.

\* 西江大學校 電子工學科  
Dept. of Electronic Eng., Sogang Univ.  
論文番號 : 94286-1015  
接受日字 : 1994年 10月 15日

## I. 서 론

차세대 이동 전화 시스템으로 개발 중인 디지털 CDMA(Code Division Multiple Access)시스템은 현재의 아날로그 AMPS(Advanced Mobile Phone Service)시스템과 비교하여 동일한 환경에서 용량이 대략 10배정도일 것으로 기대된다. 그러나 CDMA 시스템에서 구현되는 용량의 증가 정도는 요구되는  $E_b/N_0$  값, 적용된 전력 제어의 성능, 그리고 핸드 오버의 적용 결과 등에 따라서 매우 민감하게 변화한다. 이러한 요소들 중에서 요구되는  $E_b/N_0$ 의 값은 구현되는 시스템 용량과 반비례 관계를 가진다. 따라서 시스템의 용량을 최대한으로 증가시키기 위해서 링크의 성능이 최적이 되도록 설계하고 구현하는 것이 필요하다. 최적의 성능을 가지는 링크를 설계하고 구현하기 위하여 채널 코딩(Channel Coding), 인터리빙(Interleaving), 디버시티(Diversity)등의 기술이 적용된다.<sup>(1)</sup>

현재까지 많은 연구들에서 CDMA 시스템의 성능이 분석되었다. Turin<sup>(2)</sup>, Lehnert와 Pursley<sup>(3)</sup>는 해석적인 방법을 사용하여 시스템의 성능을 분석하였다. 그들의 연구에서는 다중 경로 채널의 경로 수와 동일한 수의 레이크 가지를 가지는 레이크 수신기를 설계하여 성능을 분석하였다. 그러나 실제 환경에서는 이동국이 이동함에 따라서 다중 경로의 수가 지속적으로 변한다. 따라서 레이크 가지의 수가 채널의 경로 수와 동일한 모델은 실제와 일치하지 않는다. Kavehrad와 Bodeep<sup>(4)</sup>, Levi<sup>(5)</sup>, Grob<sup>(6)</sup>등은 실제 환경에서 실제 실험을 통하여<sup>(4),(6)</sup> 혹은 GSM 채널 모델에서 모의 실험을 통하여<sup>(5)</sup> 시스템의 성능을 분석하였다. 그들의 연구에서는 제한된 수의 레이크 가지들이 사용되었다. 그러나 레이크 가지 사이의 시간 지연은 하나의 칩 주기로 고정하였다. 따라서 채널에서의 지연 확산이 큰 경우에는 그만큼 많은 수의 레이크 가지가 필요하게 된다. 반면에 Günther<sup>(7)</sup>는 적은 수의 레이크 가지를 효과적으로 사용하는 방법을 제안하였다. 그는 다중 경로 페이딩 채널(Multipath Fading Channel)에서 평균적으로 신호의 세기가 큰 몇 개의 경로를 선택하여 최대비 결합을 사용하는 방법을 제안하고 해석적인 방법을 통하여 성능을 분석하였다.

본 연구에서는 다양한 이동통신 채널환경에서 사용되는 CDMA 트래픽 채널의 성능을 요구되는  $E_b/N_0$ 로 분

석하였다. 이를 위하여 링크의 모의실험을 구성하고 수행하였다. 링크는 IS-95를 근거로 하여 구성하였으며 채널 파라미터의 통계적 특성과 시간의 변화에 따른 특성을 모두 적용할 수 있도록 하였다. 디버시티 기법은 Günther<sup>(7)</sup>가 제안한 방법과 같이 제한된 수(3~4개)의 레이크 가지를 사용하고 한 프레임 동안 평균 수신 세기가 큰 경로들을 선택하여 독립적으로 수신하고 최대비 결합기를 사용하여 결합하는 방법을 적용하였다. 채널은 다음의 세 가지 경우를 다루었다. 즉 가우시 잡음 채널(Gaussian Channel), 플랫 페이딩 채널(Flat Fading Channel), 그리고 주파수 선택적 페이딩 채널(Frequency Selective Fading Channel)이다.

본 논문은 II장에서 현재까지 수행된 연구 결과들을 검토하고 III장에서는 IS-95에 근거한 링크의 모의 실험 모델설정 및 구현에 대하여 기술한다. IV장에서는 여러 채널 환경에서 수행한 링크 모의실험 결과를 제시하고 분석한다. 마지막으로 V장에서 종합적으로 결론을 맺는다.

## II. 해석적 분석

이제까지 CDMA 링크의 성능 분석에 대한 많은 연구들이 수행되었다. 이러한 연구들은 해석적인 방법 또는 실험적인 방법을 사용하였다. 해석적인 연구의 결과들은 다음과 같다. 레이크 수신기의 레이크 가지가 채널의 경로의 수와 동일하고 각 경로의 신호 세기와 지연을 정확히 아는 경우에는 링크 성능은 다음의 (1)식과 같다.<sup>(8)</sup> 이 결과는 각 경로의 신호세기가 레일레이 페이딩(Rayleigh Fading)을 겪는 경우이다. (1)식에서  $\Gamma$ 는  $E_b/N_0$ 를 나타내며  $\rho_m^2$ 은 m번째 경로에서의 평균 전력이다.

$$P_c(\Gamma) = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^K \prod_{n=1}^{K-m} \frac{\rho_m^2}{\rho_m^2 - \rho_n^2} \left( 1 - \left( 1 + \frac{1}{\Gamma \rho_m^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (1)$$

한정된 수의 레이크 가지가 사용되고 레이크 가지 사이의 시간 지연이 고정된 경우에는 (1)식은 다음의 (2)식과 같이 표현된다.<sup>(7)</sup> 여기서 N은 레이크 가지의 수이다.

$$P_c(\Gamma) = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \sum_{m=0}^{N-1} \frac{(2m)!}{(m!)^2} \frac{1}{(4(1+\Gamma))^m} \right) \quad (2)$$

Günther<sup>17)</sup>의 연구에서와 같이 한정된 수의 레이크 가지가 사용되고 다중 경로 신호 중 평균 수신 세기가 큰 신호를 선택하여 디버시티를 수행하는 경우는 (2)식은 다시 (3)식과 같이 나타내어진다.

$$P_r(\Gamma) = \frac{1}{2} \left( \frac{K}{N} \right) \sum_{k=1}^N \left( \frac{K-N}{k} \right) (-1)^k \left( -\frac{N}{k} \right)^{k-1} \left( \sum_{m=1}^{\infty} \left( -\frac{1}{N} \right)^m \left( 1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \sum_{n=0}^m \binom{2m}{m} \frac{1}{4(1+\Gamma)^m} \right) \right) \quad (3)$$

위의 식은 채널 예측기의 동작이 이상적인 경우, 즉 채널 예측기가 각 경로의 세기와 지연을 정확히 예측하는 경우의 결과이다. 그러나 실제 구현된 시스템에서는 신호의 대역을 제한하기 위한 저 대역 필터의 사용과 예측 구간의 유한성 등의 이유로 이와 같은 완벽한 예측은 불가능하리라 예상된다. 이러한 채널 예측기의 불완전성 등을 포함하는 링크의 정확한 성능 분석은 위와 같은 해석적 방법의 적용으로는 어려우리라 예상된다.

또한 IS-95 링크와 같이 길쌈 부호화와 인터리빙이 적용되는 경우에는 링크의 성능이 이동국의 속도에 따라서 민감하게 변화한다. 이동국의 속도가 빠른 경우에는 비트 오류 사이의 상관관계가 감소하여 길쌈 부호화와 인터리빙의 성능이 향상된다. 그러나 이동국의 속도가 느린 경우에는 비트 오류 사이의 상관관계가 증가하여 채널 코딩과 인터리빙의 성능은 저하된다. 따라서 길쌈 부호화와 인터리빙이 적용된 경우는 비트 오류 사이의 상관관계가 포함된 해석적 분석이 필요하다. 이러한 점들이 충분히 고려된 링크의 성능을 해석적인 방법으로 정확히 분석하는 것은 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 모의 실험을 구성하고 수행하는 방법을 사용하였다.

### III. 모의 실험의 구성

#### 3.1 채널의 구성

본 논문에서는 CDMA 트래픽 채널의 성능을 측정하

기 위하여 가우스 잡음 채널, 플랫 페이딩 채널, 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 측정하였다. 그리고 이들 세 가지 형태의 채널들은 다음의 방법을 통하여 모의 실험에 적용되었다.

플랫 페이딩 채널은 채널의 코히어런스 대역폭 (Coherence Bandwidth)이 신호의 대역폭보다 큰 경우로 신호 세기가 신호의 전체 대역에서 동일하게 변화한다. 이러한 신호 세기의 변화는 레일레이 분포 (Rayleigh Distribution) 또는 라이시안 분포 (Rician Distribution)를 따른다. 본 연구에서는 레일레이 분포를 고려하였고 페이딩을 발생시키기 위하여 페이딩 발생기를 구성하였다. 페이딩 발생기는 가우스 잡음 발생기와 이동국의 속도에 따라서 결정되는 저대역 필터에 의해서 구성된다.<sup>19)</sup> 그리고 모의 실험에서 고려된 차량의 속도는 50Km/h와 100Km/h이다.

주파수 선택적 페이딩 채널은 채널의 코히어런스 대역폭이 신호의 대역폭에 비하여 작은 경우로 이 경우에는 신호의 세기가 신호의 주파수 대역 안에서 다르게 변화한다. 이러한 특성을 가지는 채널을 모델링하기 위해 이론적 전자파 경로 모델(Ray Theoretical Model)을 사용한다. 이 모델에서는 전자파 전파의 경로 수를 임의로 설정한다. 그리고 각 전자파 전파 경로는 서로 다른 시간 지연과 평균 신호세기를 가진다. 그리고 각 경로는 독립적인 페이딩 발생기를 사용하여 구성된다. 송신기로부터의 신호는 임의의 수의 경로를 통과한 후에 모두 수신기에 수신된다. 본 논문에서는 이론적 전자파 전파 모델로 TDMA 시스템의 최소 성능 기준과 각 성능의 실험 환경을 기술한 IS-56에서 채택된 2-경로 모델(2-Ray Model)<sup>10)</sup>, CDMA 시스템의 최소 성능 기준과 각 성능의 실험 환경을 기술한 IS-97, IS-98에서 채택된 3-경로 모델(3-Ray Model)<sup>11)12)</sup>, 그리고 GSM 시스템의 최소 성능 기준과 각 성능의 실험 환경을 기술한 Rec 05.05에 채택된 12-경로 모델(12-Ray Model)을 사용하였다.<sup>13)</sup> 다음의 표1~3은 실험에 적용한 앞의 세 가지 이론적 전자파 경로 모델의 파라메타를 나타낸다.

표 1. 2 경로 모델의 다중 경로 파라메타  
Table 1. Multipath paramters of 2-ray model

경로	첫번째 경로에 대한 시간 지연 (Tc)	첫번째 경로에 대한 이득 (dB)
2	15	0.0

표 2. 3 경로 모델의 다중 경로 파라메타  
Table 2. Multipath paramters of 3-ray model

경로	첫번째 경로에 대한 시간 지연 (Tc)	첫번째 경로에 대한 이득 (dB)
2	2.5	0.0
3	17.75	-3.0

표 3. 12 경로 모델의 다중 경로 파라메타  
Table 3. Multipath paramters of 12-ray model

경로	첫번째 경로에 대한 시간 지연 (Tc)	첫번째 경로에 대한 이득 (dB)
2	0.25	2.0
3	0.5	4.0
4	0.75	6.0
5	1.0	10.0
6	2.5	10.0
7	3.0	6.0
8	18.5	2.0
9	18.75	1.0
10	19.5	0.0
11	21.25	-2.0
12	24.75	-4.0

3.2 순방향 링크의 구성

순방향 링크는 기지국으로부터 이동국에 이르는 경로이다. 전체적인 구성은 IS-95를 기준으로 하였으며 그림1과 같다.<sup>[14]</sup> 기지국 송신기의 모의 실험 구성을 3.2.1절에 그리고 이동국 수신기의 모의 실험 구성을 3.2.2절에 기술한다.

3.2.1 기지국 송신기의 구성

본 논문에서는 0과 1을 동일한 확률로 랜덤하게 발생 시켜서 가변을 음성 부호화기의 출력 신호로 사용하였다. 음성 부호화기의 출력 신호는 길쌈 부호화기(Convolutional Encoder)의 꼬리 비트(Tail Bit)와 CRC 비트를 포함하여 9600bps의 전송 속도를 가지는 20msec의 프레임으로 구성된다. 하나의 프레임은 길쌈 부호화기를 이용하여 채널 코딩이 수행되며 인터리버(Interleaver)를 통과한다. 인터리버의 출력 신호는 왈시 코드(Walsh Code)에 의해 확산된다. 이 코드는 채널을 구분해 주고 신호를 확산시키는 두 가지 목적으로

사용된다. 왈시 코드에 의해서 확산된 신호는 파일럿 PN 코드(Pilot PN Code)에 의해 I-성분(In-phase Component)과 Q-성분(Quadrature-phase Component)으로 확산된다. 그리고 확산된 신호는 4배로 인터폴레이션(Interpolation)되어 채널에서의 주파수 대역을 제한하기 위한 저대역 통과 필터를 통과한다. 본 모의 실험에서는 길이가 47인 FIR필터를 사용하였다. 필터의 출력 신호인 I-성분과 Q-성분은 QPSK 변조기의 I-채널과 Q-채널을 통해 전송된다. 이 경우 동일한 정보 신호를 I-채널과 Q-채널을 이용하여 전송하므로 신호의 위상차이를 이용한 위상 다이버시티(Phase Diversity)가 수행된다.

3.2.2 이동국 수신기의 구성

이동국 수신기에서는 다중 경로 채널을 통해 수신된 신호들 중에서 신호 세기가 큰 3개의 경로를 독립적으로 수신하여 최대비 결합을 수행함으로써 레이크 수신기를 이용한 경로 다이버시티가 수행된다. 경로의 선택을 위해

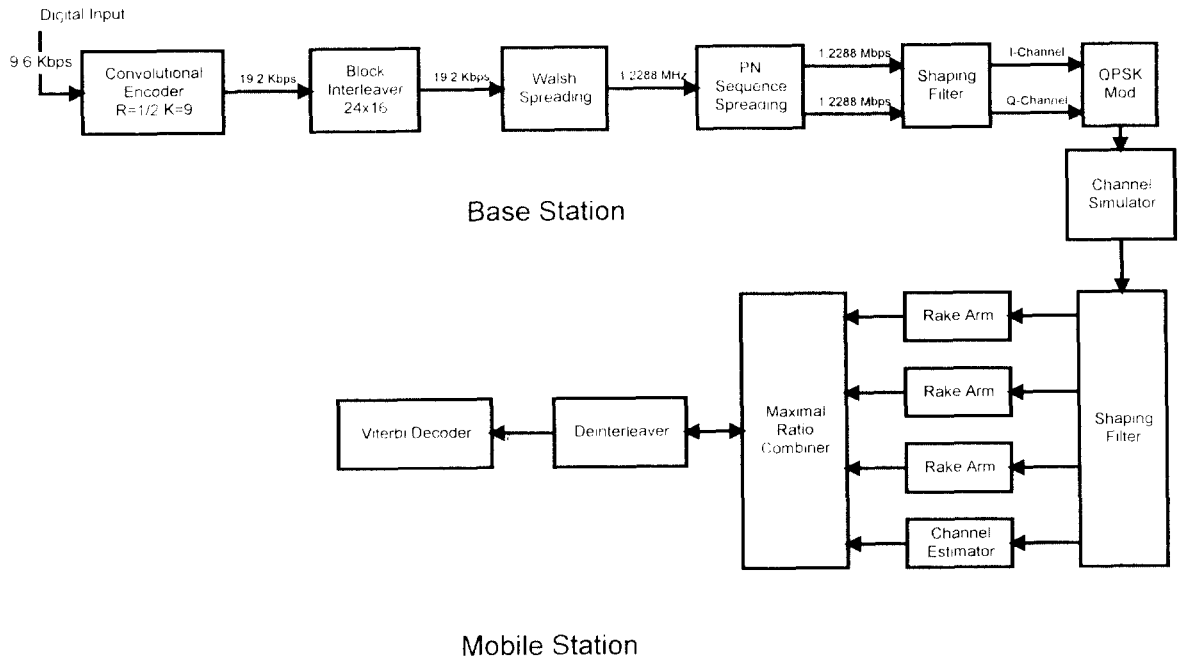


그림 1. 순방향 링크의 구성  
 Fig. 1. Forward link structures

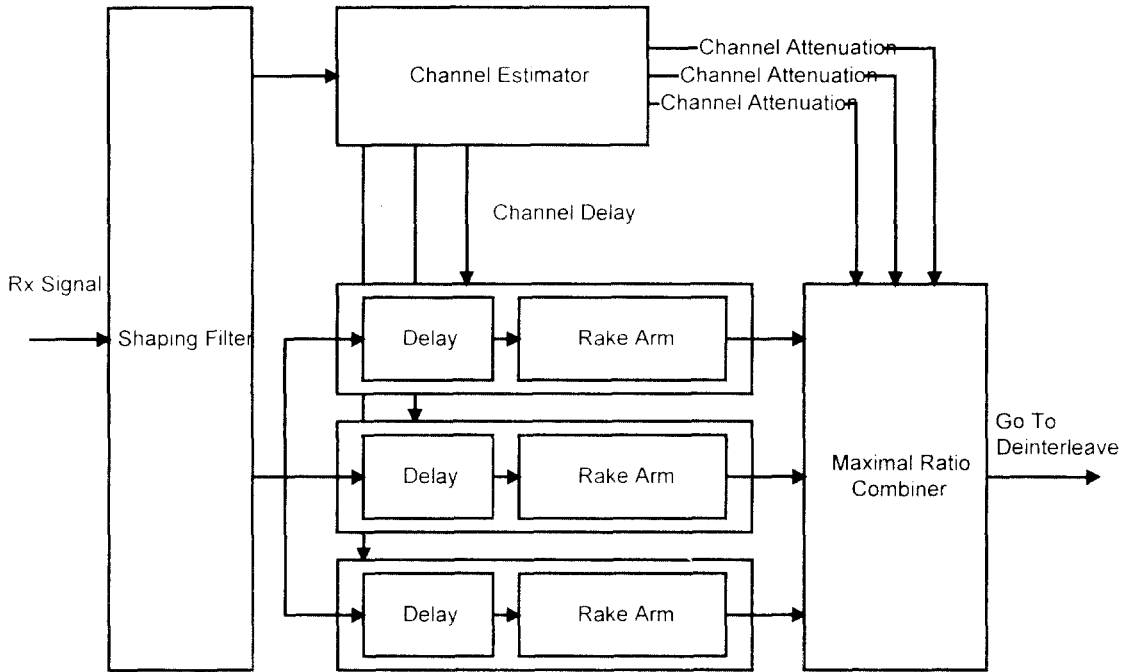


그림 2. 순방향 링크의 레이크 수신기 구조  
 Fig. 2. Forward link rake receiver structures

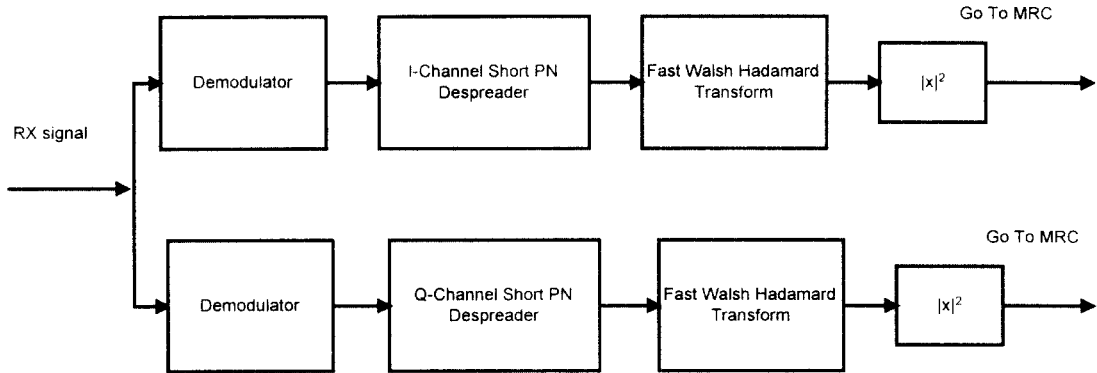


그림 3. 순방향 링크의 레이크 가지 구조  
Fig. 3. Forward link rake arm structures

채널의 상태를 예측하는 채널 예측기(Channel Estimator)가 사용된다. 레이크 수신기의 구성은 그림 2와 같으며 그림3은 레이크 가지의 구성을 보인다.

하나의 레이크 가지에서는 수신된 신호와 동기된 파일럿 PN코드를 이용하여 I-성분과 Q-성분으로 역확산시킨다. 그리고 왈시 코드 역확산을 수행하기 위하여 고속 왈시 하다마드 변환기(Fast Walsh Hadamard Transform)를 사용한다.<sup>[15]</sup> 3개의 레이크 가지로부터 얻어진 값들은 최대비 결합을 수행한다. 최대비 결합기의 출력은 디인터리버를 통과하고 비터비 디코더(Viterbi Decoder)를 통해 연판정(Soft decision)을 수행한다.

순방향 링크의 채널 예측기는 기지국으로부터 항상 전송되는 파일럿 PN 코드의 자기 상관 관계(Autocorrelation)를 이용하여 동작한다. 채널의 특성 함수가  $h[n]$ 일 때 이 채널을 통과한 수신 파일럿 신호  $r[n]$ 는 다음의 (4)식과 같다. 여기에서  $p[n]$ 는 송신 파일럿 PN 코드를 나타내며 \*는 Convolution을 나타낸다.

$$r[n] = h[n] * p[n] = \sum_{k=0}^{\infty} h[k] p[n-k] \quad (4)$$

수신기에서 수신된 파일럿 PN 코드와 자체적으로 발생시킨 파일럿 PN코드의 상관 관계는 다음의 (5)식과 같다. 여기에서 M은 순방향 링크 채널 예측기의 예측구간이다.

$$\begin{aligned} C[n] &= \frac{1}{M} \sum_{k_2=0}^{M-1} r[k_2+n] R[k_2] \\ &= \sum_{k_1=0}^{\infty} h[k_1] R[n-k_1] * h[n] \end{aligned} \quad (5)$$

만일 M을 파일럿 PN 코드의 전체 주기로 선정하는 경우  $R[n]$ 은 파일럿 PN 코드의 자기 상관 관계 함수가 되며 이 함수는 임펄스와 유사한 형태를 가지게 된다. 따라서  $C[n]$ 이 채널의 특성 함수  $h[n]$ 과 매우 유사하게 되어  $C[n]$ 을 이용하여 채널의 특성을 충분히 예측할 수 있다.

그러나 파일럿 신호는 채널에서 신호의 대역폭을 감소시키기 위한 저대역 통과 필터를 거치기 때문에 채널 예측기에도 저 대역 통과 필터의 영향이 나타난다. 따라서 앞의 (4), (5)식은 다음의 (6), (7)식과 같이 표현된다. 여기에서  $f[n]$ 는 저 대역 통과 필터의 특성 함수이며  $g[n]$ 는 저 대역 통과 필터가 고려된 파일럿 PN 코드의 자기 상관 관계 함수를 나타낸다.

$$r'[n] = h[n] * p[n] * f[n] * f[n] \quad (6)$$

$$\begin{aligned} C[n] &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} r'[k+n] p[k] \\ &= h[n] * R[n] * f[n] * f[n] \\ &= h[n] * g[n] \end{aligned} \quad (7)$$

I-성분의 파일럿 PN 코드를 (7)식에 적용한 결과를

$I[n]$ 이라고 하고 Q-성분의 파일럿 PN 코드를 (7)식에 적용한 결과를  $Q[n]$ 이라고 할 때  $\sqrt{I^2[n]+Q^2[n]}$ 의 값을 순방향 링크 채널 예측기 결과로 정의한다. 채널 예측기의 결과로 얻는  $\sqrt{I^2[n]+Q^2[n]}$ 의 값들 중에서 첨두치들은 각각 독립적인 경로의 신호를 나타낸다. 각 첨두치의 시간은 채널에서의 각 전자파 전파 경로의 시간 지연을 나타내며 각 첨두치의 크기는 각 전자파 전파 경로의 신호 세기를 나타낸다. 아래의 그림4는 두 경로 전자파 전파 경로를 가정하고 두 경로 사이의 시간 지연이  $2T_c$ 인 경우 앞에서 구성된 채널 예측기를 적용한 결과를 나타낸다.

그림4에서는  $10T_c$ ,  $11.5T_c$ ,  $13.5T_c$ ,  $15T_c$  등의 여러 부분에서 첨두치를 보인다. 이 값들 중에서  $11.5T_c$ 와  $13.5T_c$ 는 실제 신호에 의해서 나타나는 첨두치가 되며 그 외의  $10T_c$ ,  $15T_c$  등의 위치는 저대역 통과 필터의 사용에 의한 영향으로 나타나는 부분들이다.

### 3.3 역방향 링크의 구성

역방향 링크는 이동국으로부터 기지국에 이르는 경로이다. 전체적인 구성은 그림5와 같다. 이동국 송신기의

모의 실험 구성을 3.3.1절에 그리고 3.3.2절에는 기지국 수신기의 모의 실험 구성을 기술한다.

#### 3.3.1 이동국 송신기의 구성

순방향 링크와 동일하게 0과 1일 동일한 확률로 랜덤하게 발생시켜서 가변율 음성 부호화기의 출력 신호로 모델링 한다. 음성 부호화기의 출력 신호와 길쌈 부호화기의 꼬리 비트, CRC 비트가 포함되어 하나의 프레임을 구성한다. 하나의 프레임은 길쌈 부호화기를 이용하여 채널 코딩을 수행하고 인터리버를 통과한다. 인터리버의 출력 신호는 6개의 비트마다 64개의 왈시 코드로 대응시키는 64-ary 변조가 수행된다. 64-ary 변조된 신호는 긴 PN 코드와 짧은 PN 코드에 의해 확산된다. 짧은 PN 코드로 확산된 I-성분 신호와 Q-성분 신호는 4배로 인터플레이션되어 저대역 통과 필터를 통해 변조기로 입력된다. 여기서 사용되는 필터는 순방향 링크에서 사용된 필터와 동일하다. 필터의 출력 신호인 I-성분과 Q-성분은 O QPSK 변조기의 I-채널과 Q-채널을 통해 전송된다. 이 경우도 순방향의 경우와 동일하게 신호의 위상 차이를 이용한 위상 디버시티가 적용된다.

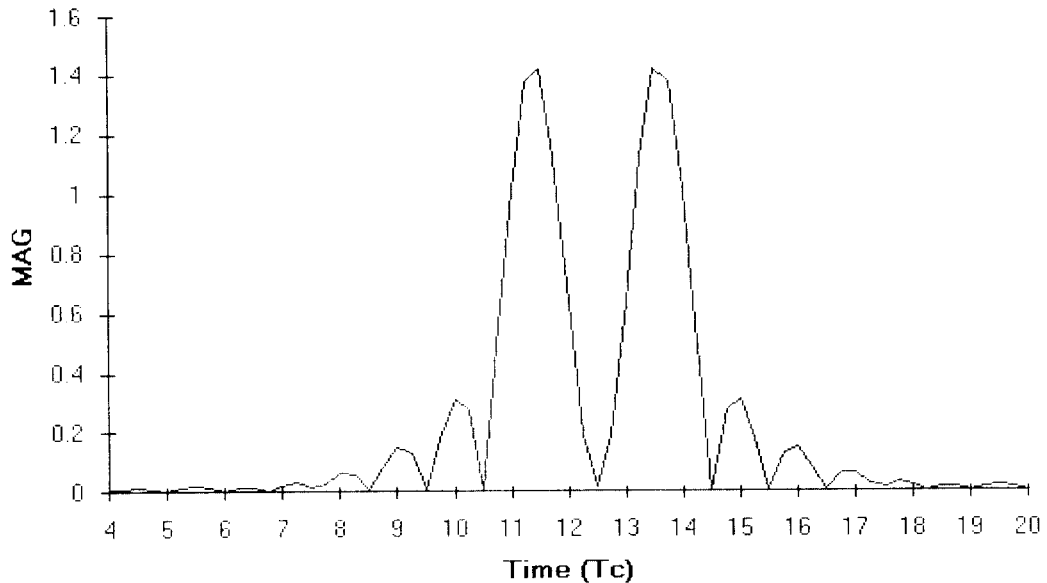


그림 4. 채널 예측기의 성능(시간지연이  $2T_c$ 인 경우)  
Fig. 4. Performance of forward channel estimator ( $2T_c$  delay)

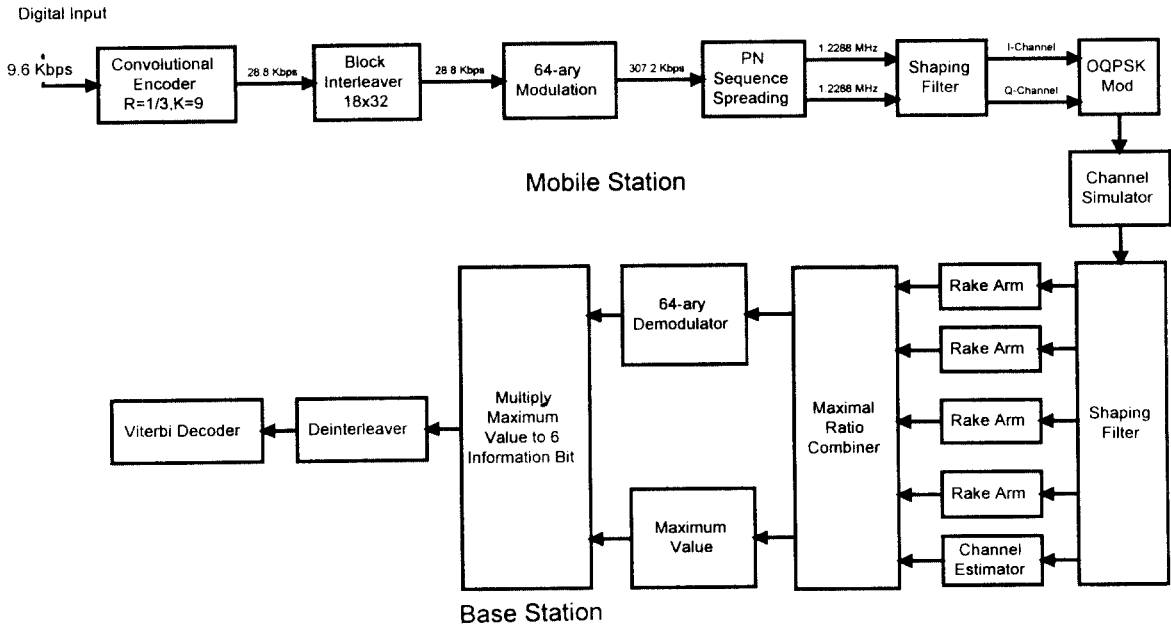


그림 5. 역방향 링크의 구성  
Fig. 5. Reverse link structures

3.3.2 기지국 수신기의 구성

기지국 수신기에서는 다중 경로를 통해 수신된 신호들 중에서 수신 세기가 가장 큰 4개의 신호를 분리하여 경로 디버시티를 수행한다. 이 과정에서 채널의 상태를 예측하기 위한 채널 예측기가 사용된다. 역방향 링크의 레이크 수신기의 구성은 그림6과 같으며 그림7은 레이크 가지의 구성을 보인다.

하나의 레이크 가지에서는 동기된 짧은 PN 코드와 긴 PN 코드에 의해 수신신호의 역확산이 이루어진다. 그리고 고속 하다마드 변환기를 이용한 64-ary 복조가 수행된다. 변환의 결과와 채널 예측기로부터 얻은 경로 감쇄를 이용하여 최대비 결합이 수행된다. 최대비 결합기의 출력중 가장 큰 값을 가지는 왈시 코드의 번호를 2진수의 형태로 표현하여 송신된 6비트의 정보를 복조한다. 복조된 신호는 디인터리버를 거친 후 비터비 디코더에서 연판정된다.

역방향 링크의 채널 예측기는 다음과 같이 구성된다. 이동국 송신기의 64-ary 변조기 출력을  $m(n)$ 이라고 할 경우 이 신호는 (8)식과 같은 특성을 가진다. 아래와

같은 관계가 성립하는 이유는 64-ary 변조된 신호들의 첫번째 심볼이 항상 1의 값을 가지기 때문이다.

$$\begin{cases} m[64n] = 1 & n = 0 \dots \infty \\ m[64n+i] = 1 \text{ or } 0 & i = 1 \dots 63 \end{cases} \quad (8)$$

이동국의 송신기의 출력 신호  $T[n]$ 은 아래의 (9)식과 같이 표현된다. 여기에서  $p_s[n]$ 은 짧은 PN 코드,  $p_l[n]$ 은 긴 PN 코드를 나타낸다. 그리고  $\lfloor X \rfloor$ 은  $x$ 보다 작은 가장 큰 정수를 나타낸다.

$$T[n] = m[\lfloor \frac{n}{4} \rfloor] p_s[n] p_l[n] \quad (9)$$

다중 경로 채널을 통해 기지국에 수신된 신호  $r[n]$ 은 (10)식과 같이 나타난다.  $h[n]$ 은 채널의 특성 함수를 나타낸다.

$$\begin{aligned} r[n] &= h[n] * T[n] = \sum_{k=0}^{\infty} h[k] T[n-k] \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} h[k] m[\lfloor \frac{n-k}{4} \rfloor] p_s[n-k] p_l[n-k] \end{aligned} \quad (10)$$

채널 예측기에서는 수신 신호  $r[n]$ 과 수신기에서 발



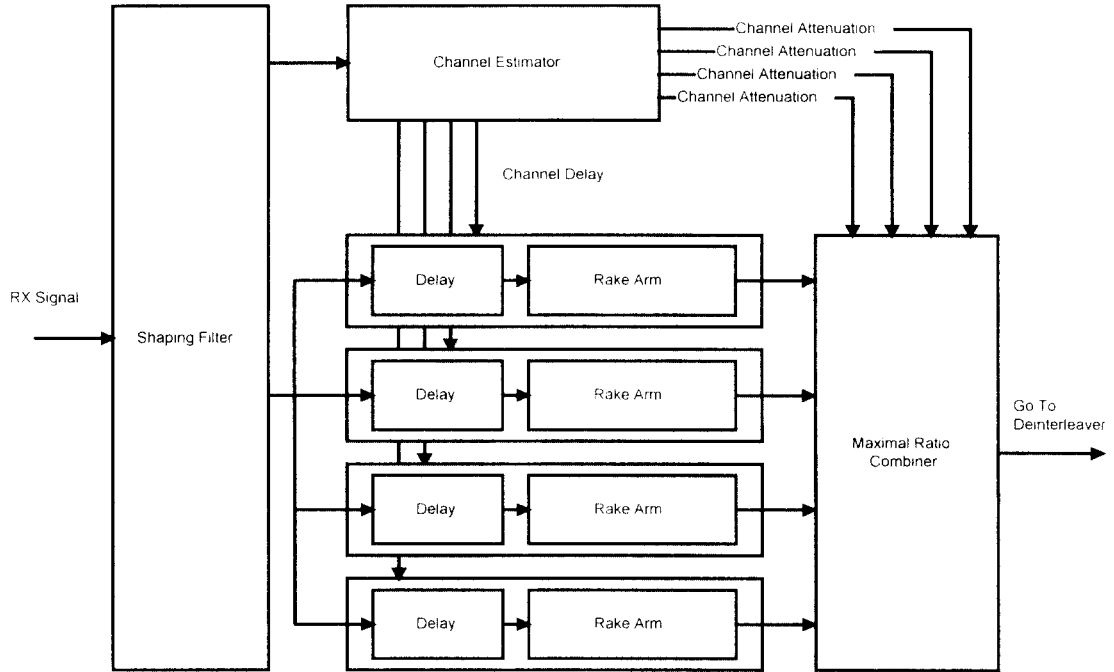


그림 6. 역방향 레이크 수신기의 구조  
Fig. 6. Reverse link rake receiver structures

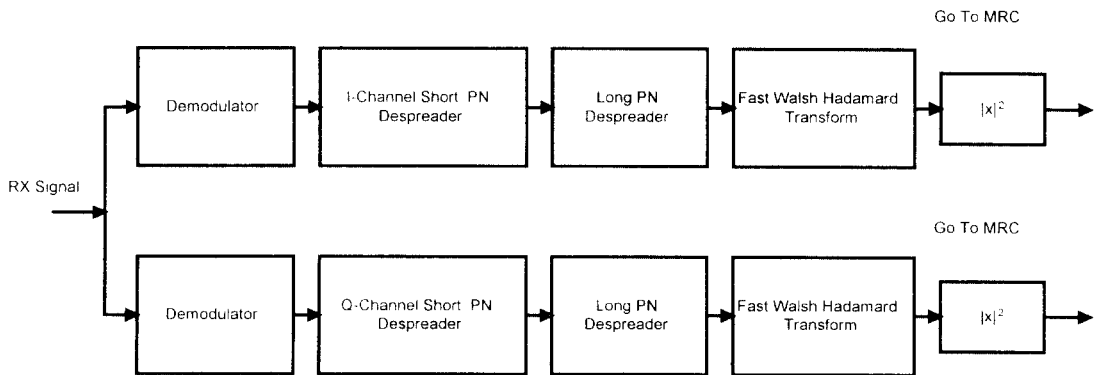


그림 7. 역방향 레이크 가지의 구조  
Fig. 7. Reverse link rake arm structures

생시킨 PN 코드를 사용하여 (11)식과 같이 정의되는 부분 상관 관계를 구한다. 여기서 M은 채널 예측기의 예측 구간이 된다.

$$\begin{aligned}
 C[n] &= \frac{256}{M} \sum_{k=0}^{M-1} r[256k+n] p_s[256k] p_r[256k] \\
 &= \sum_{k_2=0}^{\infty} h[k_2] \hat{R}[n-k_2]
 \end{aligned}$$

$$\ast h[n] \tag{11}$$

만일 M을 파일럿 PN 코드의 전체 주기로 선정하는 경우  $\hat{R}[n]$ 은 그림8과 같으며 거의 임펄스와 같은 형태를 가진다. 따라서 (11)식의  $C[n]$ 을 통해서 채널의 상

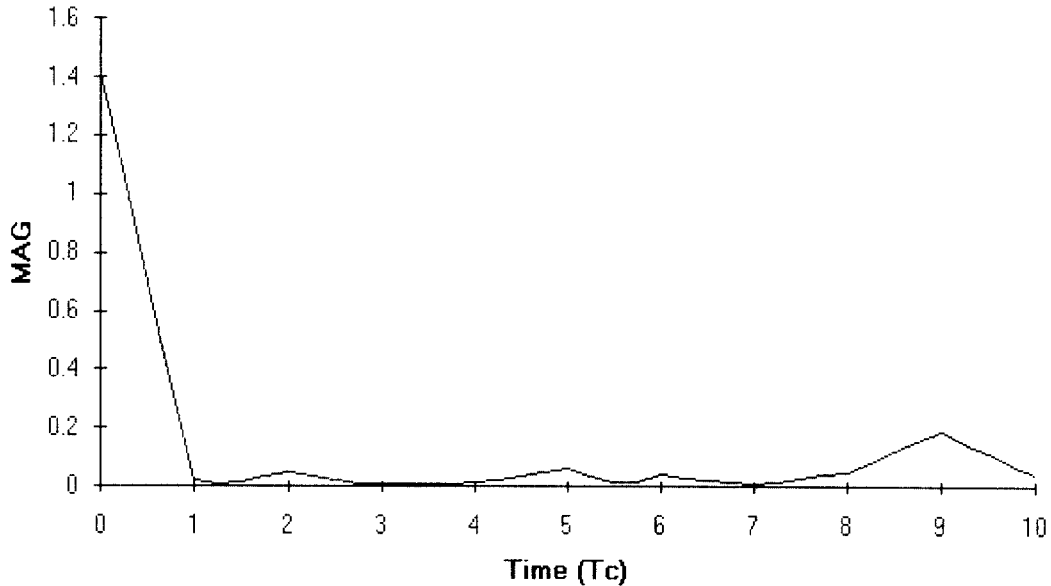


그림 8. 부분 상관 관계 함수  
Fig. 8. Partial correlation function

태를 충분히 예측할 수 있다.

그러나 이동국 송신기에서도 순방향 링크와 동일하게 저대역 통과 필터를 사용한다. 따라서 역방향 링크 채널 예측기에도 저대역 통과 필터의 영향이 나타난다. 저대역 통과 필터를 고려한 경우 이동국의 송신 신호는 (12)식과 같이 표현된다. 여기에서  $\hat{g}[n]$ 은 저 대역 통과 필터가 고려된 상태의 파일럿 PN 코드의 부분 상관 관계 함수이다.

$$T'[n] = m[\lfloor \frac{n}{4} \rfloor] p_s[n] p_r[n] * f[n] \quad (12)$$

따라서 앞의 (10), (11)식은 아래의 (13), (14)식과 같이 변경된다.

$$\begin{aligned} r[n] &= h[n] * T'[n] * f[n] \\ &= h[n] * m[\lfloor \frac{n}{4} \rfloor] p_s[n] \\ &\quad p_r[n] * f[n] * f[n] \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} C[n] &= h[n] * \hat{R}[n] * f[n] * f[n] \\ &= h[n] * \hat{g}[n] \end{aligned} \quad (14)$$

순방향 링크와 동일하게 I-성분을 (14)식에 적용한

결과를  $I(n)$ 이라고 하고 Q-성분을 (14)식에 적용한 결과를  $Q(n)$ 이라고 할 때  $\sqrt{I^2[n]+Q^2[n]}$ 의 값을 역방향 링크의 채널 예측기 결과로 표현한다. 순방향 링크와 동일하게 채널 예측기의 결과로 채널의 특성을 파악할 수 있다. 아래의 그림9는 두 개의 전자파 전파 경로를 가정하고 두 경로 사이의 시간 지연이 칩주기의 2배인 경우에 역방향 링크 채널 예측기를 적용한 결과를 보인다.

그림9에서는  $10T_c$ ,  $11.5T_c$ ,  $13.5T_c$ ,  $15T_c$  등의 여러 부분에서 첨두치가 나타나는 것을 보인다. 이러한 값들 중에서  $11.5T_c$ 와  $13.5T_c$ 는 실제 신호에 의해서 나타나는 첨두치이며 그 외의  $10T_c$ ,  $15T_c$ 등의 위치는 저대역 통과 필터의 사용에 의해서 나타나는 부분들이다.

#### IV. 모의 실험 결과

본 장에서는 구성된 CDMA 트래픽 채널의 성능을 다양한 이동통신 채널 환경에서 모의실험을 통해서 측정된 결과를 기술한다. 순방향 링크의 결과를 4.1에 그리고 역방향 링크의 결과를 4.2에 기술한다.

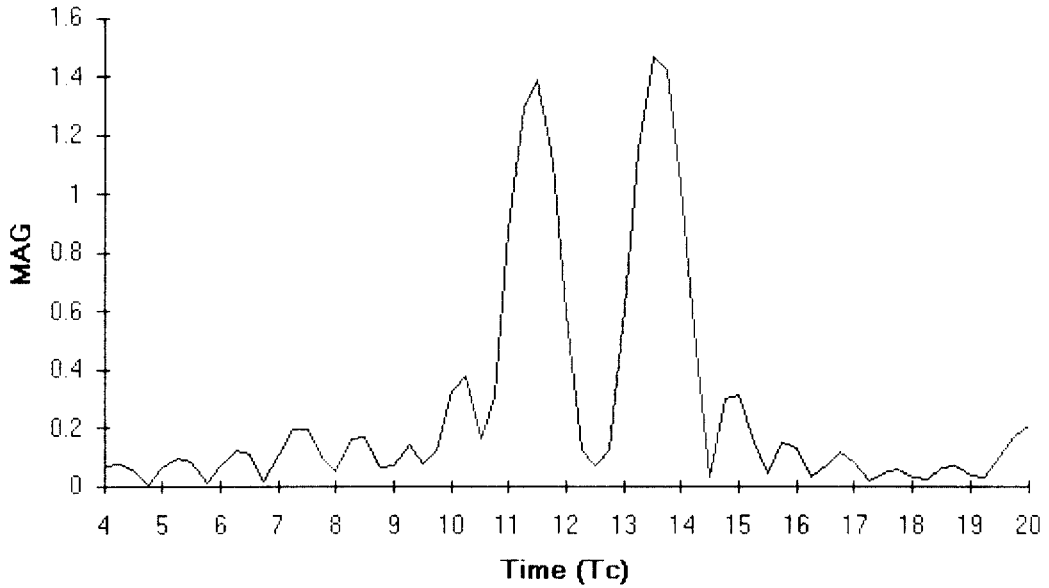


그림 9. 역방향 채널 예측기의 성능 (시간 지연이  $2T_c$ 인 경우)  
 Fig. 9. Performance of reverse channel estimator ( $2T_c$  delay)

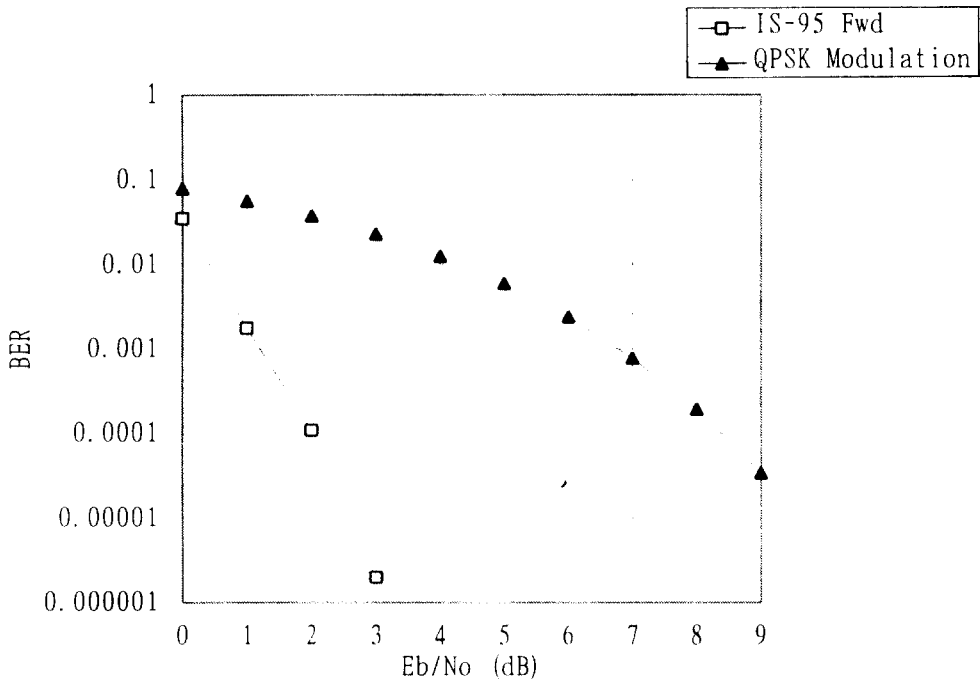


그림 10. 순방향 링크의 가우스 잡음 채널 성능  
 Fig. 10. Forward link performance in gaussian noise channel

4.1 순방향 링크

순방향 링크의 실험 결과를 채널에 따라서 분류하였다. 그림10에서는 가우스 잡음 채널에서의 일반적인 QPSK 변조의 비트 오류율과 본 논문에서 구성한 IS-95 순방향 링크의 성능을 나타낸다. 비트 오류  $10^{-3}$ 을 기준으로 하였을 때 IS-95 링크는 대략 5.5dB의 개선된 성능을 보인다.

그림11은 플랫 페이딩 채널에서 일반적인 QPSK 변조의 비트 오류율과 본 논문에서 구성한 IS-95 순방향 링크의 성능을 보인다. 비트 오류  $10^{-3}$ 을 기준으로 IS-95 링크는 대략 14dB의 개선된 성능을 보인다.

그림12와 그림13은 일정한  $E_b/N_0$ 에서 주파수 선택적 페이딩 채널 모델로 2 경로 모델을 사용하고 두 경로 사이의 시간 간격을  $T_c$ 부터  $2.5T_c$ 까지  $0.25T_c$ 간격으로 변화시키며 IS-95 순방향 링크의 비트 오류율을 측정된 결과이다. 그림12의 경우에는 선택적 디버시티를 적용한 경우의 결과이며 그림13은 경로 최대비 결합 디버시티를 적용한 경우의 결과이다.

두 경로 사이의 시간 간격이  $1.5T_c$ 이전까지는 비트 오류율이 증가하고 시간 간격이  $1.5T_c$ 이후에는 비트 오류율이 감소하는 현상을 보인다. 이것은 길이가 47인 저대

역 필터를 사용하였기 때문에 나타나는 현상이다. 저대역 필터의 주빔(Main Lobe) 즉 저대역 필터 Impulse Response의 가장 큰 첨두치로부터  $1.5T_c$ 이후에 나타나는 첨두치의 크기가 크기 때문에 심볼간의 간섭을 발생시켜 비트 오류율을 커지게 한다.

그림14는 주파수 선택적 페이딩 채널을 2 경로 모델로 선정하고 두 경로 사이의 시간 간격이 심볼간의 간섭이 최대로 되는  $1.5T_c$ 인 경우 디버시티 방식에 따른 실험 결과를 보인다. 비트 오류율  $10^{-3}$ 을 기준으로 코딩과 위상 디버시티의 영향을 보면 선택적 디버시티를 사용한 경우에는 해석적인 결과에 비해 IS-95 순방향 링크가 2.5dB 개선된 결과를 보인다. 경로 최대비 결합 디버시티를 적용한 경우에는 해석적인 결과에 비해 IS-95 순방향 링크가 이동국의 속도가 100Km/h인 경우는 6dB, 이동국의 속도가 50Km/h인 경우는 5.5dB의 개선된 결과를 보인다. IS-95 순방향 링크의 성능을 디버시티 방식에 따라 비교하면 이동국의 속도가 100Km/h인 경우 경로 최대비 결합 디버시티가 선택적 디버시티에 비해 5dB 만큼 더 우수하다. IS-95 순방향 링크의 성능을 이동국 속도에 따라 비교하면 이동국의 속도가 100Km/h인 경우가 50Km/h인 경우에 비해 0.5dB

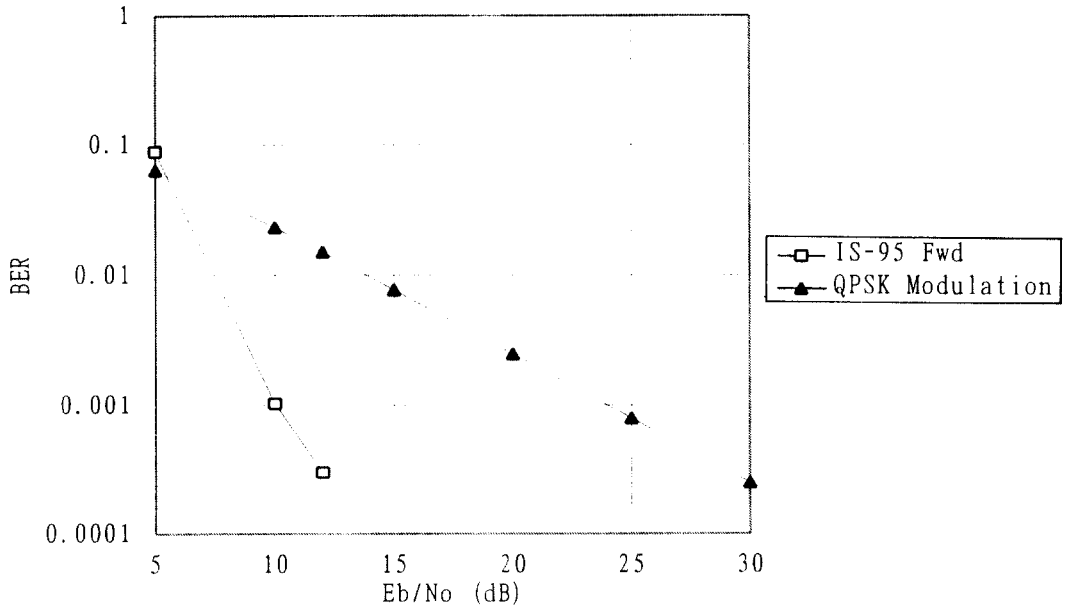


그림 11. 순방향 링크의 플랫 페이딩 채널 성능  
Fig. 11. Forward link performance in flat fading channel

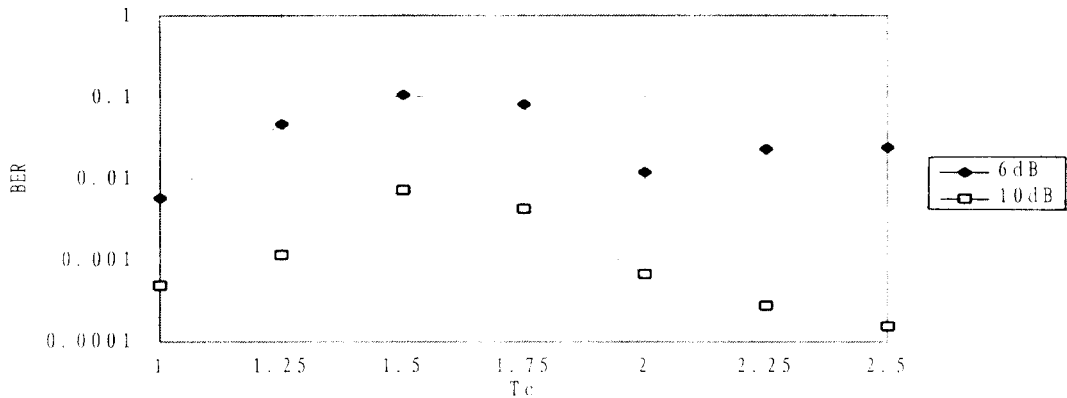


그림 12. 순방향 링크에서 선택적 다이버시티를 사용한 경우 2 경로 모델의 성능  
Fig. 12. Forward link performance in 2 ray model with selection diversity

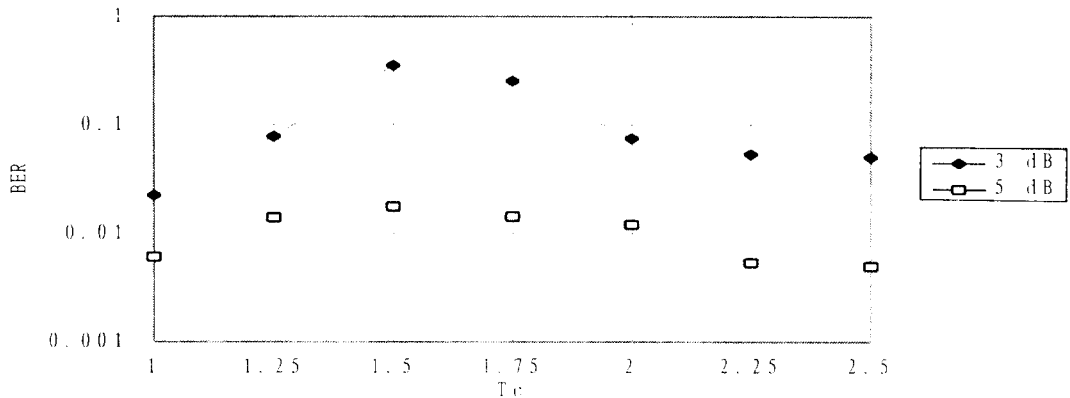


그림 13. 순방향 링크에서 경로 다이버시티를 사용한 경우 2 경로 모델의 성능  
Fig. 13. Forward link performance in 2 ray model with selection diversity

더 나은 성능을 나타낸다.

아래의 그림15는 주파수 선택적 페이딩 채널로 3 경로 모델과 12 경로 모델을 적용한 경우의 결과를 보인다. 비트 오류율  $10^{-3}$ 을 기준으로 채널의 변화에 따른 영향을 보면 12 경로 모델을 적용한 경우가 3 경로 모델을 적용한 경우에 비해 5.9dB의 이득을 가진다. 3 경로 모델이 적용된 경우 이동국의 속도가 100Km/h인 경우가 50Km/h인 경우에 비해 1.5dB 더 나은 성능을 나타낸다.

#### 4.2 역방향 링크

역방향 링크의 실험 결과는 다음과 같다. 그림16은 가우스 잡음 채널에서 이론적인 OQPSK와 구성된 IS-95 역방향 링크의 성능을 보인다. 비트 오류  $10^{-3}$ 을 기준으로 적용한 코딩과 64-ary 변조의 결과 IS-95 역방향 링크는 이론적인 OQPSK와 비교하여 대략 3.6dB의 개선된 결과를 보인다.

그림17은 플랫폼 페이딩 채널에서 이론적인 OQPSK와 본 논문에서 구성된 IS-95 역방향 링크의 성능을 보인다. 비트 오류  $10^{-3}$ 을 기준으로 적용한 코딩과 64-ary

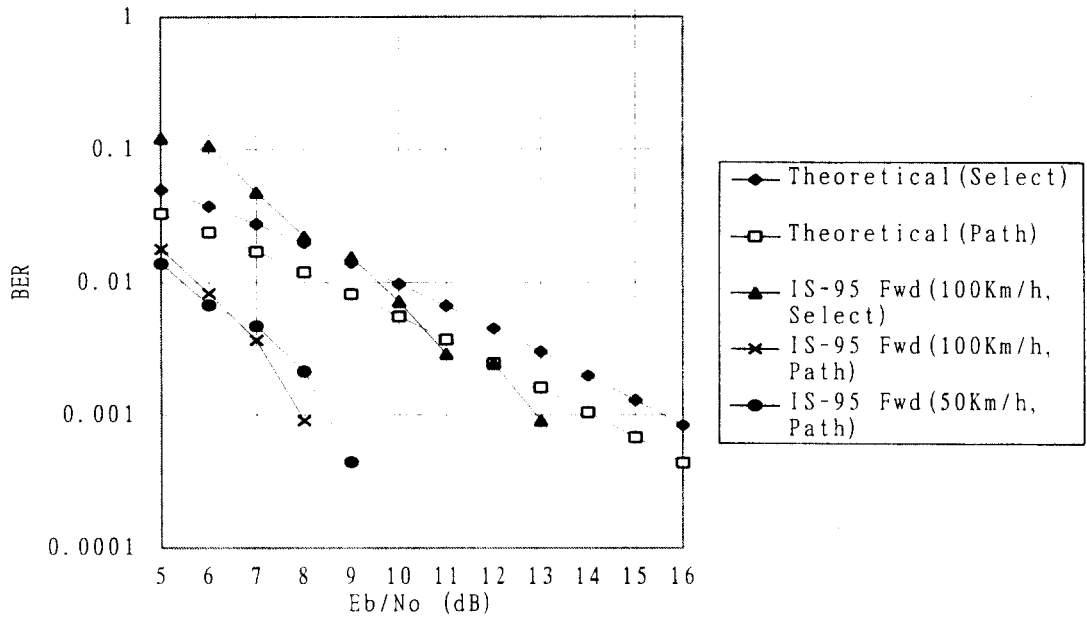


그림 14. 순방향 링크의 2 경로 모델 성능  
 Fig. 14. Forward link performance in 2 ray model

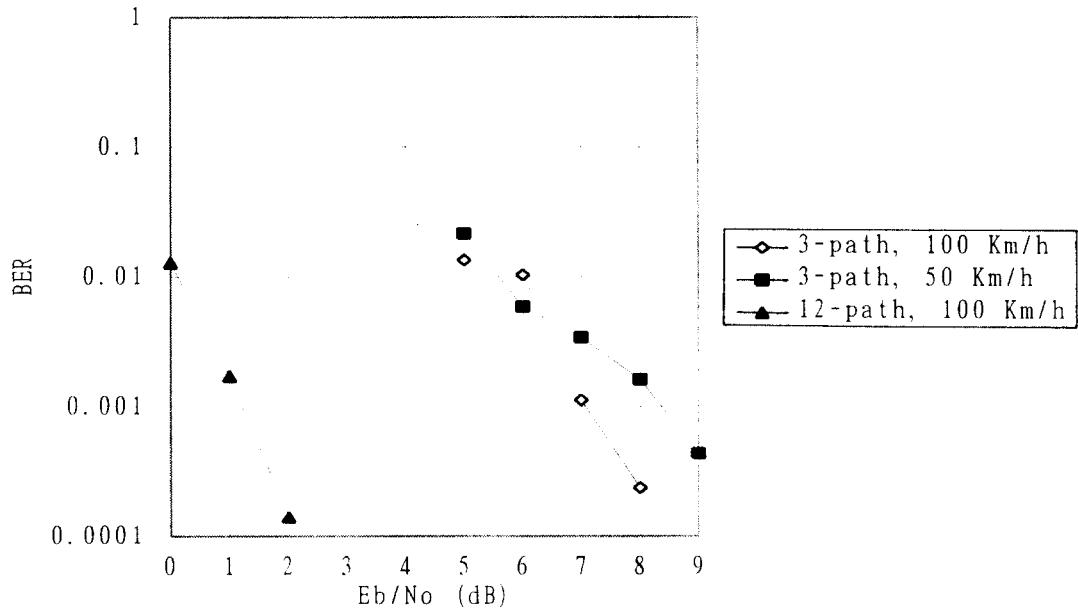


그림 15. 순방향 링크의 3 경로와 12 경로 모델 성능  
 Fig. 15. Forward link performance in 3 and 12 ray model

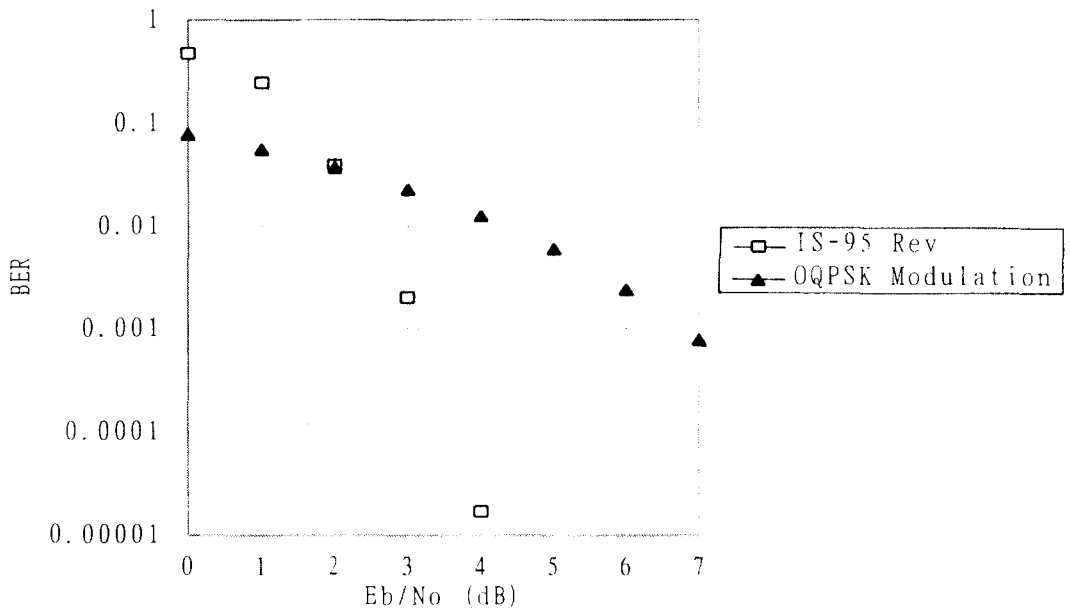


그림 16. 역방향 링크의 가우스 잡음 채널 성능  
 Fig. 16. Reverse link performance in gaussian noise channel

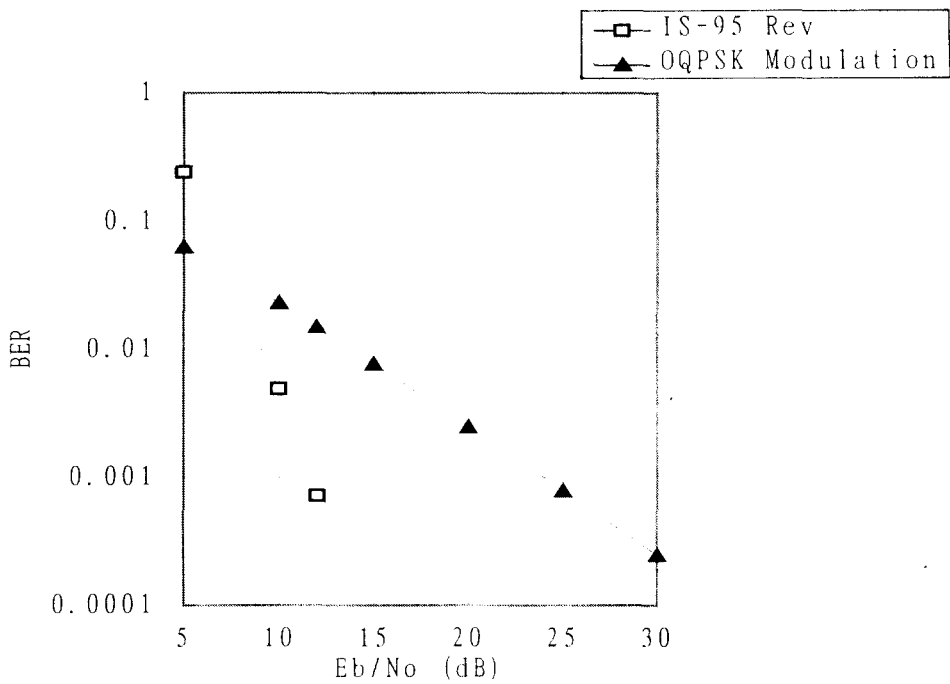


그림 17. 역방향 링크의 플랫 페이딩 채널 성능  
 Fig. 17. Reverse link performance in flat fading channel

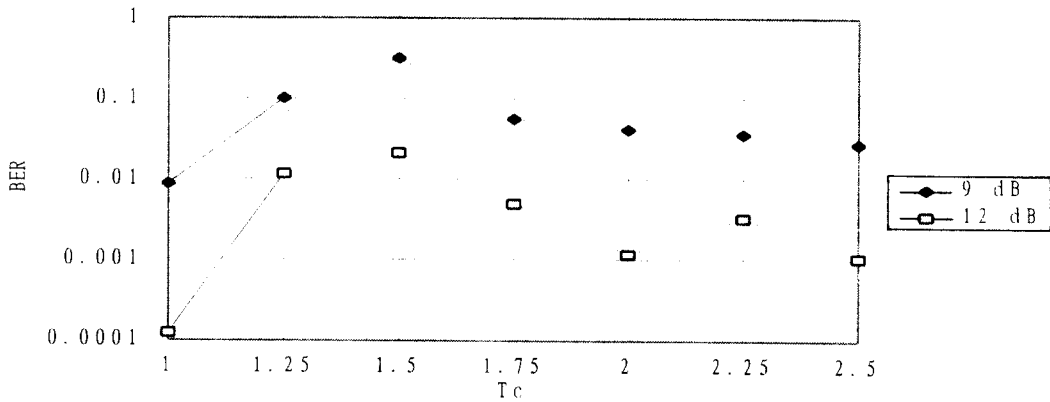


그림 18. 역방향 링크에서 선택적 다이버시티를 사용한 경우 2 경로 모델의 성능  
 Fig. 18. Reverse link performance in 2 ray model with selection diversity

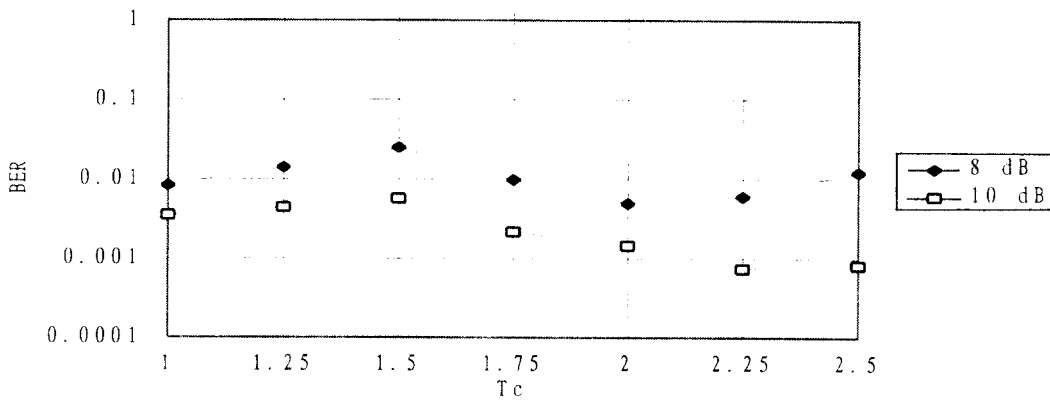


그림 19. 역방향 링크에서 경로 다이버시티를 적용한 경우 2 경로 모델의 성능  
 Fig. 19. Reverse link performance in 2 ray model with selection diversity

변조의 결과 IS-95 역방향 링크는 이론적인 OQPSK와 비교하여 12dB정도의 개선된 결과를 보인다.

그림18과 그림19는 앞의 그림12와 그림13과 동일한 환경에서 IS-95 역방향 링크의 실험 결과를 보인다. 순방향 링크의 경우와 마찬가지로 두 경로 사이의 시간 간격이  $1.5T_c$  이전까지는 비트 오류가 증가하고 시간 간격이  $1.5T_c$  이후에는 비트 오류가 감소하는 현상을 보인다.

그림20은 그림14와 동일한 환경에서 IS-95 역방향 링크의 성능을 보인다. 비트 오류율  $10^{-3}$ 을 기준으로 코

딩, 위상 다이버시티, 64-ary 변조의 영향을 보면 선택적 다이버시티를 사용한 경우에는 해석적인 결과에 비해 IS-95 역방향 링크가 0.3dB 개선된 결과를 보인다. 경로 최대비 결합 다이버시티를 적용한 경우에는 해석적인 결과에 비해 IS-95 순방향 링크가 이동국의 속도가 100 Km/h인 경우는 2.9dB, 이동국의 속도가 50Km/h인 경우는 2 dB의 개선된 결과를 보인다. IS-95 역방향 링크의 성능을 다이버시티 방식에 따라 비교하면 이동국의 속도가 100Km/h인 경우 경로 최대비 결합 다이버시티가 선택적 다이버시티에 비해 4dB 만큼 더 우수하다. IS-95



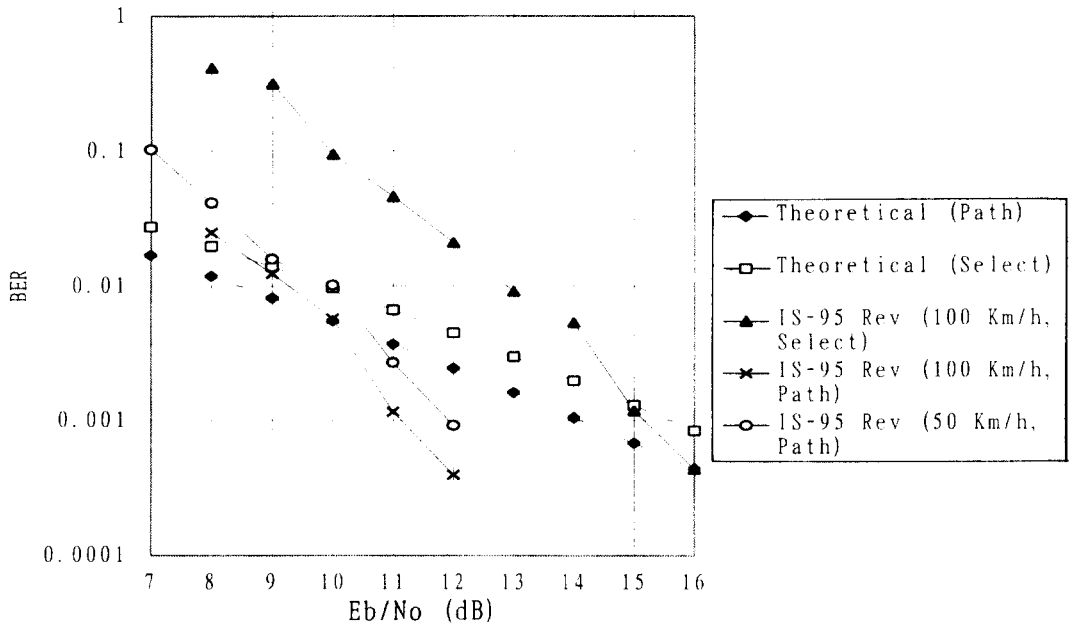


그림 20. 역방향 링크의 2 경로 모델 성능  
Fig. 20. Reverse link performance in 2 ray model

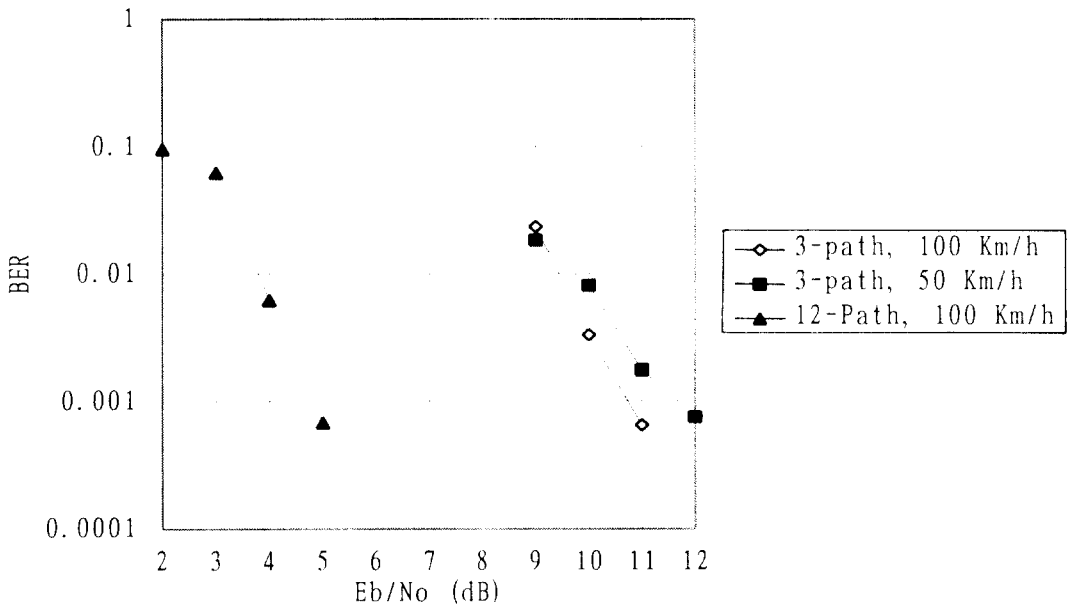


그림 21. 역방향 링크의 3 경로와 12 경로 모델의 성능  
Fig. 21. Reverse link performance in 3 and 12 ray model

역방향 링크의 성능을 이동국의 속도에 따라서 비교하면 이동국의 속도가 100Km/h인 경우가 50Km/h인 경우에 비해 0.9dB 더 나은 성능을 나타낸다.

아래의 그림21은 그림15와 동일한 환경에서 IS-95 역방향 링크의 성능을 보인다. 비트 오류율  $10^{-3}$ 을 기준으로 채널의 변화에 따른 영향을 보면 12 경로 모델을 적용한 경우가 3 경로 모델을 적용한 경우에 비해 6.0dB 더 나은 결과를 보인다. 3 경로 모델을 적용한 경우 이동국의 속도가 100Km/h인 경우가 50Km/h인 경우에 비해 0.9dB 더 개선된 결과를 보인다.

### V. 결론

본 논문에서는 CDMA 트래픽 채널을 위한 수신기의 구조를 설정하고 모의실험을 구현하여 다양한 이동 통신 채널 환경에서 그 성능을 해석하였다. 고려된 채널 환경은 가우스 잡음 채널, 플랫 페이딩 채널, 그리고 주파수 선택적 페이딩 채널이며 이동국의 속도는 100Km/h와 50Km/h의 두가지 경우를 고려하였다.

성능 분석 결과 순방향 링크의 성능이 역방향 링크보다 우수함을 알 수 있었다. 위상 디버시티, 채널 코딩, 64-ary 변조, 경로 디버시티에 의한 이득을 정량적으로 확인하였다. 결과적으로 링크의 성능이 채널의 상태에 따라 매우 민감하게 변화하는 것을 확인하였다.

실험결과는 이동국의 속도가 빠른 경우의 성능이 더 좋음을 보인다. 이것은 이동국의 속도가 빨라지면 비트 오류사이의 상관관계가 감소하고 인터리빙과 채널 코딩의 성능이 향상되기 때문이다. 또한 채널에서의 전자파 전파 경로의 수가 증가함에 따라서 링크의 성능이 개선되는 것과 그 정도를 정량적으로 확인하였다. 이것은 경로 디버시티에 의한 이득이 증가하기 때문이다.

본 연구의 결과를 IS-95 역방향 링크의 최소 성능 기준인 IS-97과 비교하면 다음과 같다. 주파수 선택적 페이딩 채널 모델로 3 경로 모델을 설정하고 이동국의 속도가 100 Km/h인 경우 IS-97에서의 FER 1%를 기준으로 한  $E_b/N_0$  요구치는 11.4~12.0dB 이다. 본 연구의 실험 결과는 BER 0.1%를 기준으로 요구되는  $E_b/N_0$  값이 10.7dB임을 보인다. 따라서 0.7~1.3dB의 여유가 있다. 그러나 동일한 성능 기준을 근거로한 비교를 위하여는 좀더 정확한 분석이 요구된다.

본 연구의 결과는 전체적인 시스템의 성능을 결정하기

위한 주요 기본 파라메타들의 하나를 제시한다. 또한 설정된 링크 모델은 전력제어, 가변율 음성 부호화기등의 관련 기술들의 성능 해석 연구를 위한 기본적인 도구로 활용될 수 있다.

### 參考文獻

1. Klein S. Gilhausen, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. VT.*, Vol. 40, No. 2, pp.303~312, May, 1991.
2. George L. Turin, "The Effects of Multipath and Fading on the Performance of Direct-Sequence CDMA Systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. SAC-2, No. 4, pp.597~603, July, 1984.
3. James S. Lehnert and Michael B. Pursley, "Multipath Diversity Reception of Spread-Spectrum Multiple-Access Communications," *IEEE Trans. ommun.*, Vol. COM-35, No. 11, pp.1189~1198, November, 1987.
4. Mohsen Kavehrad and George E. Bodeep, "Design and Experimental Results for a Direct-Sequence Spread-Spectrum Radio Using Differential Phase-Shift Keying Modulation for Indoor, Wireless Communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. SAC-5, No. 5, pp.815~823, June, 1987.
5. Urs Grob, Arnold L. Welti, Ernst Zollinger, Roland Kung and Hans Kaufmann, "Microcellular Direct-Sequence Spread-Spectrum Radio system Using N-Path Rake Receiver," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. SAC-8, No. 5, pp.772~780, June, 1990.
6. Lucia Levi, Flavio Muratore, Valerio Palestini and Giovanni Romano, "Performance of a DS-CDMA System in a Multipath Fading Environment," *ICUPC '93*, pp.28~32, October, 1993.
7. Christoph G. Günther, "A Rake Receiver which adapts to Fast Fading," *PIMRC '92*, pp.456~459, October, 1992.

8. Proakis, *Digital Communications* 2nd Ed., McGraw-Hill, pp.734~739, 1989.
9. Gaston A. Arredondo, William H. Chriss and Edward H. Walker, "A Multipath Fading Simulator for Mobile Radio," *IEEE Trans.* VT, Vol 42, No. 4, pp.241~244, November, 1973.
10. TR 45.3 Project Number 2216, "Recommended Minimum Performance Standards for 800 MHz Dual-ModeBase Mobile Stations."
11. TR 45, Recommended Minimum Performance Standards for Base Stations Supporting Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular Mobile Stations.
12. TR 45, Recommended Minimum Performance Standards for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular Mobile Stations.
13. GSM specifications : Rec 05.05(draft 2.1.0).
14. TIA/EIA Interim Standard, Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System, 1993.
15. N. Ahmed and K. R. Rao, *Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing*, Springer-Verlag, 1975, pp.99~144.



金昌淵(Chang-Yeon Kim) 정회원

1993년 2월 : 서강대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1995년 2월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1995년 3월~현재 : 서강대학교 대학원 박사과정 재학중

※주관심 분야 : 이동통신

洪大亨(Dae Hyoung Hong)

정회원

한국통신학회 논문지 1995년 제20권 제3호 참조.