

# 다중경로 페이딩 채널에서의 CDMA 다중채널 결합 검출 방식의 성능 분석

정희원 황용선\*, 이종훈\*, 김동구\*

## Performance Analysis of Multi-channel Joint Detection for CDMA in Multi-path Fading Channel

Yeong-Sun Hwang\*, Jong-Hun Rhee\*, Dong-Ku Kim\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 다중사용자/다중경로 환경에서 다중반송파 CDMA 시스템의 오류확률을 해석적으로 구하고, 다중 사용자, 다중반송파, 다중경로에 의한 간섭의 영향을 분석하였다. 또한 다중반송파 시스템에 역상관 검출기(decorrelating detector)를 결합한 다중반송파/다중사용자/다중경로 결합 검출 방식을 제시하고 성능 및 역상관 과정에 의한 백색가우시안 잡음(AWGN)의 증가를 분석하였다. 제안한 결합 검출 방식의 오류 확률은 하나의 사용자만이 있는 경우의 이상적인 성능에 근접하였다.

### ABSTRACT

In this paper, the bit error ratio(BER) performance of multi-carrier CDMA system in multi-user/multi-path environment is analytically derived, and effect of interferences due to multi-user, multi-carrier, multi-path is analyzed. A multi-carrier/multi-user/multi-path joint detection scheme incorporating a decorrelating detector is proposed, and its performance as well as the enhancement of noise due to decorrelating process are analyzed. BER of the proposed joint detection scheme is only slightly degraded compared to the ideal case of single user environment.

### I. 서 론

IS-95에 기초를 둔 CDMA(code division multiple access)방식의 이동통신 시스템은 AMPS(advanced mobile phone system)등 예전의 FDMA(frequency division multiple access) 방식에 비해 상당히 증가한 용량을 가진다. 급속히 늘어나고 고밀도화되는 가입자 수를 충분히 수용하고 음성 서비스만이 아닌 광대역 고속 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서 차세대 이동통신 시스템의 필요성이 대두되고 있고, 이를 CDMA 방식으로 구현하기 위해 다중반송파 시스템과 다중사용자 검출 방식과

같은 여러 개선 방안들이 제안되고 있다<sup>[1, 2]</sup>. 다중 반송파 시스템은 기존 협대역 시스템의 주파수 대역을 부분반송파 하나의 대역폭으로 하여 전체 주파수 대역을 여러 부분반송파로 분할하는 기법으로, 현존하는 CDMA 시스템을 최대로 활용하면서 광대역 시스템으로 확장함과 동시에 고속 칩(chip) 율에 따른 복잡도 및 비용 증가를 줄이기 위한 방안이다. 다중사용자 검출 방식은 CDMA의 기존 단일 사용자 검출 방식에서 잡음으로 취급한 타 사용자에게 의한 간섭을 제거하여 성능을 개선하는 기법이다. 다중사용자 검출 방식의 대표적인 종류로는 역상관 검출기(decorrelating detector), 최소 제곱오류(mini-

\* 연세대학교 전기 및 컴퓨터공학과 이동통신연구실(dkkim@bubble.yonsei.ac.kr)

논문번호 : 98403-0910, 접수일자 : 1998년 9월 10일

※ 본 연구는 한국과학재단 특징기초연구과제 (97-01-01-06-01-3) 지원으로 수행되었습니다.

imum mean squared error: MMSE) 검출기, 병렬 다단 간섭 제거기(multistage parallel interference canceller), 그리고 직렬 간섭 제거기(successive interference canceller)가 있다<sup>[1]</sup>.

이 개선 방안들은 각각 개별적으로 깊이 연구되고 있으나 일반화된 차세대 이동통신 시스템으로서 다중반송파 시스템에 다중사용자 검출 방식을 결합한 경우에 대한 분석은 아직 시도된 바 없다. 이에 본 논문에서는 우선 다중사용자/다중경로 환경에서 다중반송파 시스템에 다중반송파/다중사용자 결합 검출 방식을 적용할 필요성을 보이고, 역상관 검출 방식을 적용한 다중반송파/다중사용자/다중경로 결합 검출 방식을 제안하여 다중경로 페이딩 채널에서의 성능을 분석하였다.

## II. 다중채널-단일 사용자 검출방식

다중사용자, 다중반송파, 다중경로 환경의 CDMA 시스템에서 각 사용자를 구분하는 부호, 주파수 대역을 구분하는 반송파, 시간 지연을 구분하는 경로들은 각각 정보를 전송하는 채널로 볼 수 있다. 본 논문에서는 이러한 환경을 다중채널 환경이라 하고 이 환경에서 기존의 단일 사용자 검출 방식의 성능 및 채널간섭을 분석하여 다중사용자 검출 방식을 토대로 다중반송파까지 고려한 다중채널 결합 검출 방식을 제안한다.

### 1. 다중채널-단일 사용자 검출 시스템의 구성

다중반송파 시스템은 시간축에서 PN 수열을 곱한 시간축 다중반송파 시스템과 주파수축으로 PN 수열을 곱한 주파수축 다중반송파 시스템의 두 가지 유형으로 나눌 수 있다. 시간축 다중반송파 시스템은 각 부반송파에 다른 정보가 실리는 경우와 같은 정보가 실리는 경우를 모두 포함한다<sup>[2, 3]</sup>. 본 논문에서는 부반송파마다 다른 정보가 실리는 시간축 다중반송파 CDMA 방식을 사용하였다.

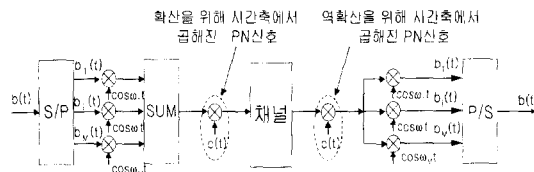


그림 1. 시간축 다중 반송파 DS-SS-CDMA의 송수신단

그림 1은 이 방식의 송수신단이다. 전송하고자 하

는 정보 비트  $b(t)$ 는 직병렬 변환되어 부반송파의 개수만큼의 병렬신호를 만든다. 변환된 정보 비트들에 각 가지마다 서로 직교하는 부반송파  $\cos(\omega_m t)$ 를 곱하고, 다시 합친 다음 PN수열로 이루어진 확산신호  $c(t)$ 를 곱한다. 수신단에선 이 과정이 역으로 이루어진다.

### 2. 다중채널-단일 사용자 검출 시스템의 채널 모델

시간축 다중반송파 CDMA의 페이딩 채널 모델  $h_k(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$h_k(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^{L'} \beta_{kml} \delta(t - \tau_{kl}) e^{-j\phi_{km}} \quad (1)$$

$k, m, l$ 은 각각 사용자, 부반송파, 경로를 나타내는 수이고  $M$ 은 부반송파의 수,  $L'$ 은 부반송파 당 분해가능한 다중경로의 수로서  $L/M$  보다 크지 않은 정수  $\lfloor L/M \rfloor$  이고  $L < M$  의 경우는  $L' = 1$ 이라 가정하였다. 지연  $\tau_{kl}$ 은 사용자와 경로에 의해서만 영향을 받으며 동일한 경로를 통해 들어오는 서로 다른 반송파간에는 채널 지연의 차이가 없다고 가정한다. 하지만 페이딩 이득  $\beta$ 와 위상  $\phi$ 는 사용자, 부반송파, 그리고 경로에 따라 모두 다른 확률 변수이다. 본 논문에서는 구형 펄스를 사용하였으나, 분석 방법은 다른 펄스 성형 여파기에도 쉽게 적용될 수 있다.

### 3. 다중채널-단일 사용자 검출 시스템의 간섭량과 성능 분석

식 (2)는  $k$ 번째 사용자의 수신신호의 기저대역 표현식이다.

$$r_k(t) = \sqrt{\frac{2P}{M}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^{L'} \beta_{kml} c_k(t - \tau_{kl} - iT_M) \cdot b_{km}(t - \tau_{kl} - iT_M) \cos(\omega_m t - \theta_{kml}) + n(t) \quad (2)$$

$c_k(t)$ 는  $k$ 번째 사용자의 PN 수열이고,  $b_{km}(t)$ 는  $k$ 번째 사용자,  $m$ 번째 부반송파의 정보 비트  $n(t)$ 는 백색가우시안 잡음이며,  $T_M = TM$ 은 정보 비트의 길이를 나타낸다.  $\theta_{kml}$ 은  $\phi_{km} + \omega_m \tau_{kl}$ 로서 시간 지연과 위상 성분의 합이다. 첫 번째 사용자의  $n$ 번째 부반송파를 정합 여파한 값은 식 (3)과 같다. 단, 각 정합 여파기는 입력신호의 시간지연과 위상변화를 정확히 추정한다고 가정한다<sup>[3]</sup>.

$$Z_{l,n}(i) = \int_{i T_u + \tau_{l1}}^{(i+1) T_u + \tau_{l1}} \kappa(t) c_l(t - \tau_{l1} - i T_M) \cdot \cos(\omega_n t - \theta_{l1n}) dt \quad (3)$$

$$Z_{l,n}(i) = S(i) + I(i) + J(i) + M(i) + N(i) \quad (4)$$

식(3)의  $Z_{l,n}(i)$ 을 신호와 간섭 성분들로 분리하면 식 (4)와 같이 정리할 수 있다. 식 (4)에서  $S(i)$ 는 원하는 신호성분이고  $I(i)$ 는 원하는 신호에 대해 다중경로를 통해 들어오는 간섭성분이며,  $J(i)$ 는 다른 부반송파로부터 오는 간섭신호들을 나타낸다.  $M(i)$ 는 다른 사용자들로부터 오는 간섭신호를 나타내고,  $N(i)$ 는 정합필터를 통과한 잡음신호 성분을 나타낸다. 모든 간섭 성분  $I(i)$ ,  $J(i)$ ,  $M(i)$ 에 대해 가우시안 잡음으로 근사화를 적용하면, 신호 대 간섭 비(SIR)는 다음과 같다.

$$\gamma_{ca} = \frac{E[S^2(i)]}{E[I^2(i)] + E[J^2(i)] + E[M^2(i)] + E[N^2(i)]} \quad (5)$$

신호와 각 간섭성분의 제곱 평균값들은 2차 모멘트의 정의에 의해서 식 (6)~(10)과 같이 유도된다.

$$E[S^2(i)] = \frac{P}{2M} E[\beta_{l1n}^2] (T_M)^2 \quad (6)$$

$$E[I^2(i)] = \frac{1}{2} \frac{P}{2M} (L-1) E[\beta_{l1n}^2] \cdot \{E[P_{l,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{ld})] + E[\widehat{P}_{l,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{ld})]\} \quad (7)$$

$$E[J^2(i)] = \frac{1}{2} \frac{P}{2M} (M-1)L E[\beta_{l1n}^2] \cdot \{E[P_{l,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{ld})] + E[\widehat{P}_{l,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{ld})] + E[Q_{l,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{ld})] + E[\widehat{Q}_{l,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{ld})]\} \quad (8)$$

$$E[M^2(i)] = \frac{1}{2} \frac{P}{2M} (K-1)ML E[\beta_{kml}^2] \cdot \{E[P_{k,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{kl})] + E[\widehat{P}_{k,0}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{kl})] + E[Q_{k,1}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{kl})] + E[\widehat{Q}_{k,0}^{m,2}(\tau_{l1} - \tau_{kl})]\} \quad (9)$$

$$E[N^2(i)] = \frac{N_0 T_M}{4} \quad (10)$$

$$P_{k,i}^m(\Delta\tau) = \int_{i T_u}^{i T_u + \Delta\tau} c_k(t - \Delta\tau + T_M) c_i(t) \cos((\omega_m - \omega_n)t) dt$$

$$\widehat{P}_{k,i}^m(\Delta\tau) = \int_{i T_u + \Delta\tau}^{(i+1) T_u} c_k(t - \Delta\tau) c_i(t) \cos((\omega_m - \omega_n)t) dt \quad (11)$$

$$Q_{k,i}^m(\Delta\tau) = \int_{i T_u}^{i T_u + \Delta\tau} c_k(t - \Delta\tau + T_M) c_i(t) \sin((\omega_m - \omega_n)t) dt$$

$$\widehat{Q}_{k,i}^m(\Delta\tau) = \int_{i T_u + \Delta\tau}^{(i+1) T_u} c_k(t - \Delta\tau) c_i(t) \sin((\omega_m - \omega_n)t) dt$$

같은 평균 전력을 갖는  $L'$ 개의 경로에 대한 다중경로 최대 비 결합(maximal ratio combining)을 적용하면 비트 오류 확률은 식 (13)과 같이 표시된다<sup>14)</sup>.

$$P_e = [(1-\mu)/2]^L \sum_{j=0}^{L-1} \binom{L-1+j}{j} [(1+\mu)/2]^j \quad (12)$$

$$\mu = \sqrt{\frac{\gamma_{ca}}{(2+\gamma_{ca})}} \quad (13)$$

위에서 얻은 결과로부터, 전체 다중접속 간섭 중에서 검출하고자 하는 기준 사용자에 대한 다른 사용자의 간섭, 기준 사용자에 대한 다른 반송파의 간섭, 그리고 기준 경로에 대한 다른 경로의 간섭들이 차지하는 비율을 분석하였다. 한 명의 사용자만 존재하는 경우, 즉 다른 사용자에 의한 간섭이 없는 경우는 타 반송파 간섭이 전체 간섭량의 대부분을 차지한다. 다중 사용자 환경에서는 타 사용자 간섭이 전체 간섭의 대부분을 차지하며 타 반송파 간섭도 다소의 비중을 가지나 타 경로 간섭량은 매우 작다. 이는 PN 수열의 상관 특성으로 인해 타 경로 간섭의 크기는 매우 작은 반면, 타 반송파 간섭은 다른 반송파의 모든 경로 성분을 포함하며 타 사용자 간섭은 다른 사용자의 모든 반송파와 경로를 포함하기 때문이다. 실제 시스템에서 반송파나 분해가 능한 경로의 수에 비해 사용자의 수가 훨씬 더 많으므로 타 사용자에 의한 간섭은 더욱 큰 비중을 차지하게 된다.

그림 2과 3은 다중채널-단일 사용자 검출 방식의 오류 확률이다. 그림 2는 사용자의 수가 고정되었을 때 부반송파와 경로의 수의 변화에 따른 오류 확률 곡선이며, 그림 3은 부반송파와 경로의 수가 고정되

었을 때 사용자 수의 변화에 따른 오류 확률 곡선이다. 그림 2에서 다중경로의 신호는 최대비 결합(maximal ratio combining)으로 다중화가 이루어지므로 다중경로의 수가 증가할수록 성능이 대폭 증가한다. 부반송파 수의 증가는 사용자 수의 증가와 비교해 비교적 영향을 적게 주지만, 비트 에너지 대 잡음 밀도( $E_b/N_0$ )가 증가함에 따라 비트 오류 확률이 계속 낮아지지 않고 어떤 값에 점차 수렴하는 error floor 현상을 보인다. 이는 간섭에 의해 성능이 제한되는 대역확산 방식의 특성 때문으로, 다중채널 환경에 의한 간섭이 커질수록 error floor 현상은 심화되며, 본 논문에서와는 달리 부반송파가 직교하지 않을 경우는 부반송파에 의한 영향이 더욱 증대될 것이다. 이 현상은 펄스 성형 여파기를 사용하여 줄일 수 있으나, 본 연구에서는 펄스 성형에 대한 조건을 대폭 완화하고 부반송파에 의한 간섭을 검파 과정에서 제거함을 목적으로 한다.

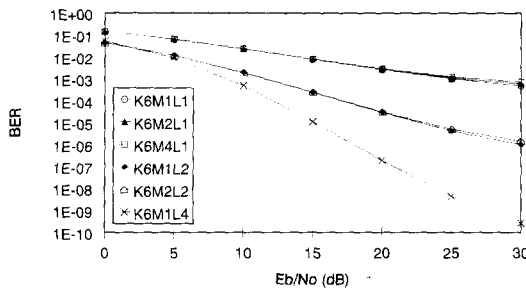


그림 2. 단일 사용자 검출 CDMA의 오류 확률 (6명 사용자)

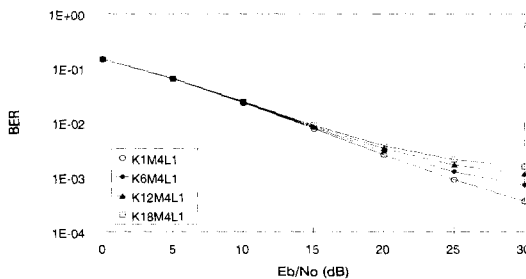


그림 3. 단일 사용자 검출 CDMA의 오류확률 (4개 부반송파, 1개 경로)

그림 3에서 사용자 수의 증가함에 따라 오류확률이 부반송파의 수가 증가할 때보다 비교적 더 크게 증가하며 역시 error floor 현상이 일어남을 알 수 있다. 이는 간섭량 비율의 분석에서 나타났듯이 다른 사용자들의 모든 부반송파와 경로의 신호들이 모두 간섭으로 작용하기 때문으로, 타 사용자의 간섭이 성능 및 용량 증대에 가장 큰 요소로 작용함

을 보여준다. 다중채널-단일 사용자 검출 방식의 오류확률의 error floor 현상을 제거하기 위해선 다중채널 환경에 의한 간섭을 없애야 하며, 따라서 모든 사용자의 모든 부반송파의 모든 경로 성분을 다 고려하는 다중채널 결합 검출 방식이 필요하다.

### III. 다중채널-다중사용자 결합 검출방식

최적의 다중사용자 검출 방식은 최대우도 수열추정기(maximum likelihood sequence estimator: MLSE)로 복잡도가 사용자의 수에 대해 지수적으로 증가한다. 역상관 검출기는 비트 오류 확률 성능으로 볼 때 준최적이지만 복잡도가 역상관 행렬 계산을 제외하면 사용자의 수에 선형적으로 비례한다. 또한, 역상관 검출기는 다른 준최적 다중사용자 검출기들에 비해 수신 신호의 크기를 추정할 필요가 없다는 장점을 가지고 있다. 이는 신호 에너지에 성능이 독립적이며 따라서 근방-원방(near-far) 문제에 매우 강하다는 것을 의미한다. 단, 역상관 검출기는 신호가 아닌 백색가우시안 잡음에도 역상관 과정이 취해져 잡음의 증가가 발생한다는 단점을 가지고 있다<sup>11, 5)</sup>. 본 장에서는 다중채널 환경에서 사용자, 부반송파, 경로로부터 발생한 간섭을 역상관 검출기를 이용해 제거하는 다중채널 결합 검출 방식을 제안하고, 역상관 과정으로 인한 잡음의 증가를 해석적으로 전개하여 비트 오류 확률 성능을 분석하였다.

#### 1. 다중채널-다중사용자 결합 검출방식 구성과 해석

그림 4는 역상관 검출기를 사용한 다중채널-다중사용자 검출기의 송수신단이다. 사용자 K명, 부반송파 M개, 부반송파 당 경로 L'개가 있는 환경에서 다중채널 검출기는 수신 신호를 역확산한 뒤 다음과 같은 정합여파 벡터를 곱하여 적분한다<sup>16)</sup>.

$$d(t) = (d_{11}^-(t) \ d_{11}^+(t) \ d_{12}^-(t) \ \dots \ d_{KM}^+(t))^T \quad (14)$$

여기서 정합여파 벡터의 원소는 다음과 같다.

$$d_{kml}^-(t) = \begin{cases} c_k(t - \tau_{kl} - iT_M) \cos(\omega_m t - \theta_{kml}) & 0 \leq t \leq \tau_{kl} \\ 0 & \tau_{kl} \leq t \leq T_M \end{cases}$$

$$d_{kml}^+(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq \tau_{kl} \\ c_k(t - \tau_{kl} - (i-1)T_M) \cos(\omega_m t - \theta_{kml}) & \tau_{kl} \leq t \leq T_M \end{cases} \quad (15)$$

+와 - 기호는 다중사용자 환경으로 인해 각 사용자에 동기된 정합여파를 할 수 없는 것, 즉 사용자들의 비트간의 비동기성(asyynchronocity)을 고려한 것이다. +는 i번째 적분 구간에서 적분된 i번째 정보 비트의 부분을 나타내고 -는 다음 적분 구간에서 적분된 i번째 정보 비트의 부분을 나타낸다. 따라서  $d_{km}^-(t)$ 는  $0 \leq t \leq \tau_{ki}$ ,  $d_{km}^+(t)$ 는  $\tau_{ki} \leq t \leq T_M$  구간에서만 존재한다.

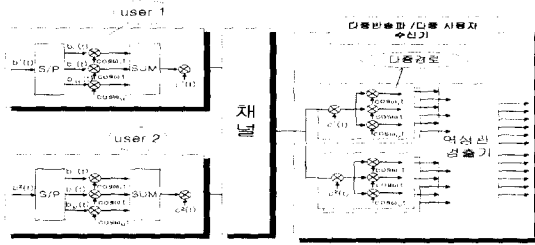


그림 4. 다중채널-다중사용자 검출기 송수신단

비동기성으로 인해 나누어진 실제 정보 비트의 벡터를  $b^i$ , 페이딩 이득  $\beta$ 의 대각 행렬을  $W$ , 정합여파 벡터의 상관행렬을  $R(i)$ , 정합여파기를 통과한 백색가우시안 잡음을  $z^i$ 라고 하면 i번째 비트의 정합여파기 출력값 벡터를 식 (16)과 같다.

$$y^i = \sqrt{\frac{2P}{M}} R(i) W b^i + z^i \quad (16)$$

상관행렬  $R(i)$ 는 식 (17)과 같이 구한다. 기호 (i)는 생략하였다.

$$R = \int d(t) d^T(t) dt = \begin{bmatrix} R_{111,111}^- & R_{111,111}^+ & R_{111,112}^- & \dots & R_{111,KML}^- \\ R_{111,111}^+ & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{KML,111}^+ & \dots & \dots & \dots & R_{KML,KML}^+ \end{bmatrix} \quad (17)$$

상관행렬의 차원은  $2KML' \times 2KML'$  이다. 여기서

$$R_{km,km}^{\pm} = \int_{iT_M}^{(i+1)T_M} d_{km}^{\pm}(t) d_{km}^{\pm}(t) dt \quad (18)$$

$$R_{km,km}^{\pm} = \int_{iT_M}^{(i+1)T_M} d_{km}^{\pm}(t) d_{km}^{\pm}(t) dt$$

이를 역상관 검출기에 통과시키면 출력은 아래와 같다.

$$\hat{b}^i = R^{-1}(i) y^i = W b^i + R^{-1}(i) z^i \quad (19)$$

여기서

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} r_{111,111}^- & r_{111,111}^+ & r_{111,112}^- & \dots & r_{111,KML}^- \\ r_{111,111}^+ & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{KML,111}^+ & \dots & \dots & \dots & r_{KML,KML}^+ \end{bmatrix} \quad (20)$$

비트를 복조하기 위한 결정 변수(decision variable)  $\hat{b}_{km}(i)$ 는 식 (21)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{b}_{km}(i) &= \frac{T_M - \tau_{ki}}{T_M} \hat{b}_{km}^-(i) + \frac{\tau_{ki}}{T_M} \hat{b}_{km}^+(i) \\ &= \left[ \frac{T_M - \tau_{ki}}{T_M} b_{km}^-(i) + \frac{\tau_{ki}}{T_M} b_{km}^+(i) \right] \sqrt{\frac{2P}{M}} \beta_{km} \\ &+ \left( \frac{T_M - \tau_{ki}}{T_M} \right) \sum_{u=1}^K \sum_{v=1}^M \sum_{w=1}^L [r_{km,uvw}^+(i) z_{uvw}^-(i) + r_{km,uvw}^-(i) z_{uvw}^+(i)] \\ &+ \left( \frac{\tau_{ki}}{T_M} \right) \sum_{u=1}^K \sum_{v=1}^M \sum_{w=1}^L [r_{km,uvw}^-(i+1) z_{uvw}^-(i+1) + r_{km,uvw}^+(i+1) z_{uvw}^+(i+1)] \end{aligned} \quad (21)$$

$\hat{b}_{km}(i)$ 는 다중경로 성분에 대해 최대 비 결합되어  $\hat{b}_{km}(i) = \sum_{k=1}^K \beta_{km} \hat{b}_{km}(i)$  가 된다.

2. 다중채널-다중사용자 결합 검출방식 성능분석  
역상관 검출기는 비트 성분에 곱해지는 간섭을 제거하는 대신 더해지는 잡음을 향상시킨다. 식 (21)에서 결정변수의 잡음 성분의 분포를 가우시안 분포로 근사화할 수 있다면 채널상의 백색가우시안 잡음의 전력 스펙트럼 밀도  $N_0/2$  에 잡음 증가분을 곱하여 근사화된 오류확률을 구할 수 있다. 이 방법의 타당성을 알아보기 위해 단위 분산을 가진 채널 가우시안 잡음을 다중채널-다중사용자 결합 검출기에 통과시켜 결정변수의 잡음 성분의 확률밀도를 구하였다.

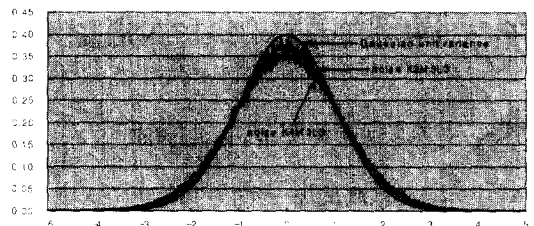


그림 5. 단위 분산 가우시안 분포와 결정변수 잡음성분의 분포

그림 5는 단위 분산 가우시안 확률밀도 함수와 다중채널 환경의 결합변수의 확률밀도 함수이다. 다중채널 환경의 경우가 잡음증가에 따라 확률밀도 함수의 분산이 커지지만 가우시안 분포의 모양을 유지하고 있다.

역상관 과정에 의한 잡음 증가분(noise enhancement)을  $N_{enhance}$ 라고 할 때 분산은 아래와 같다.  $r(i)$ 는 역상관 행렬의 원소이다.

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\widehat{b}_{km}(i)|\beta_{kmi}\} &= \frac{N_0}{2} N_{enhance} = \\ E\left\{\left[\left(\frac{T_M - \tau_{kl}}{T_M}\right) \sum_{u=1}^K \sum_{v=1}^M \sum_{w=1}^{L'} [r_{kmi,uvw}^+(i) z_{uvw}^-(i) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + r_{kmi,uvw}^{+,+}(i) z_{uvw}^+(i)\right]^2\right\} \\ + E\left\{\left[\left(\frac{\tau_{kl}}{T_M}\right) \sum_{u=1}^K \sum_{v=1}^M \sum_{w=1}^{L'} [r_{kmi,uvw}^-(i+1) z_{uvw}^-(i+1) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + r_{kmi,uvw}^{-,+}(i+1) z_{uvw}^+(i+1)\right]^2\right\} \end{aligned} \quad (22)$$

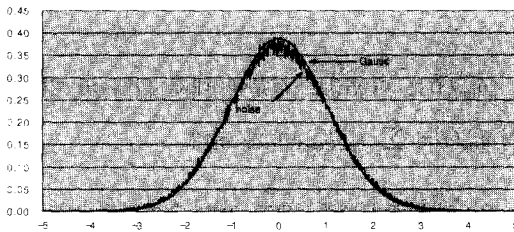


그림 6. 다중채널 환경에서의 실제 잡음 성분 확률밀도 함수와 이론적인 가우시안 확률밀도 함수

그림 6은 식 (21)의 잡음 성분의 실제 분포와 식 (22)와 같이 전개한 분산을 가진 가우시안 확률밀도 함수를 보여준다. 같은 다중채널 환경에서의 실제 잡음 성분의 분포와 이론적인 가우시안 분포가 거의 유사함을 알 수 있다.

비트당 신호 대 잡음비(SNR)  $\gamma_b$ 는

$$\gamma_b = \frac{E\{(\widehat{b}_{km}(i)|\beta_{kmi})^2\}}{\text{Var}\{\widehat{b}_{km}(i)|\beta_{kmi}\}} = \frac{2E_b \sum_{k=1}^K E[\beta_{kmi}^2]}{N_0 N_{enhance}} \quad (23)$$

이고, 각 경로당 평균 신호 대 잡음비는

$$\overline{\gamma}_c = \frac{2E_b E[\beta_{kmi}^2]}{N_0 N_{enhance}} \quad (24)$$

이다. 근사화된 평균 오류 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_b &= \int_0^{\infty} Q(\sqrt{\gamma_b}) P(\gamma_b) d\gamma_b \\ &= [(1-\mu)/2]^{L'} \sum_{j=0}^{L'-1} \binom{L'-1+j}{j} [(1+\mu)/2]^j \end{aligned} \quad (25)$$

여기서,

$$\mu = \sqrt{\frac{\gamma_c}{2 + \gamma_c}} \quad (26)$$

이다.

그림 7~9는 다중채널 결합 검출을 적용한 시간 축 다중반송파 DS-SS와 DS-SS-CDMA의 오류확률이다. 여기서  $K, M, L$ 은 앞 2장과 마찬가지로 각각 사용자, 부반송파, 경로의 수를 나타낸다. 그림 7은 다중경로의 수가 증가함에 따라 최대비 결합에 의하여 오류확률이 감소함을 보여준다. 그림 8과 9에서는 다중채널 결합 검출을 적용한 오류 확률은 같은 다중경로 페이딩 채널에서 단일 사용자, 단일 반송파만이 존재할 때의 이상적인 오류확률과 매우 근사함을 보였다. 이는 제한한 다중채널 결합 검출 방식이 다중채널에 의한 간섭을 대부분 제거함을 의미한다. 사용자와 부반송파의 수가 증가함에 따라 역상관 과정에 따른 잡음 증가분에 의해 오류 확률이 조금씩 증가한다. 부반송파의 수의 증가는 특히 직교성에 의해 매우 작은 영향만을 주는 반면, 사용자의 수의 증가는 잡음 증가분에 거의 선형적으로 비례하는 영향을 준다. 표 1은 사용자와 부반송파 수의 증감에 따른 잡음 증가분의 변화를 나타낸다.  $K$ 와  $M$ 은 각각 사용자와 부반송파의 수이다. 다른 변수를 고정시키고 사용자의 수를 변화시켰을 때가 부반송파의 수를 변화시켰을 때보다 잡음 증가분의 변동이 보다 큰 것을 알 수 있다. 실제 다양한 사용자, 부반송파, 경로의 수의 조합을 가지고 분석해 본 결과 사용자의 수가 부반송파의 수보다 잡음 증가분에 더욱 큰 영향을 주는 것으로 드러났다. 이는 앞 2장에서 내린 결론과 같이 타 사용자에 의한 간섭량이나 타 부반송파에 의한 간섭량보다 많기 때문이다.

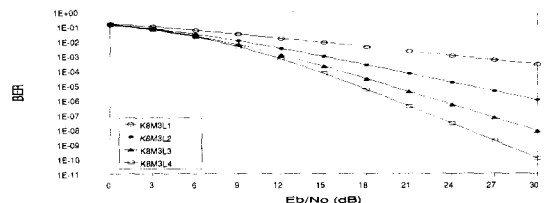


그림 7. 다중채널검출 CDMA의 오류확률 (8명 사용자, 3개 부반송파)

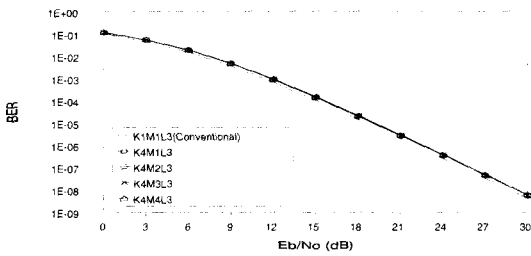


그림 8. 다중채널검출 CDMA의 오류확률 (4명 사용자, 3개 경로)

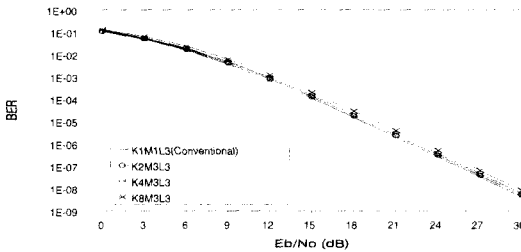


그림 9. 다중채널검출 CDMA의 오류확률 (3개 부반송파, 3개 경로)

표 1. 사용자, 부반송파의 수에 따른 잡음 증가분의 변화

K 증가	잡음 증가분(dB)	M 증가	잡음 증가분(dB)
K2M3L3	0.251	K4M2L3	0.459
K4M3L3	0.503	K4M3L3	0.503
K8M3L3	0.966	K4M4L3	0.631

### V. 결론

본 논문에서는 차세대 이동통신 시스템으로서 일반화된 다중반송파 다중사용자 다중경로 결합 검출 방식을 다중경로 페이딩 환경에서 분석하였다.

다중사용자, 다중반송파, 다중경로를 모두 고려한 다중채널 환경에서 CDMA 시스템의 단일 사용자 검출은 다중사용자 및 다중반송파에 의한 간섭에 큰 영향을 받아 오류 확률 성능이 저하한다. 이를 개선하기 위해 본 논문에서는 역상관 검출기를 사용한 다중채널 결합 검출 방식을 구성하여 성능을 분석하였다. 다중채널에 의한 간섭이 제거되어 단일 사용자 검출에서의 error floor 현상이 없어지고 단일 사용자-단일반송파만 존재하는 경우에 근사한 오류확률 성능을 보였다. 역상관 과정에 의한 백색가

우시안 잡음의 증가가 성능 저하에 영향을 미치나 잡음 증가분은 상당히 작은 것으로 나타났다.

역상관 검출기가 많은 장점으로 다중사용자 검출기 중에서 가장 깊이 연구되고 있으나, 보다 일반화된 차세대 이동통신 시스템으로서 다중레벨(M-ary) 변복조가 고려될 경우 상관 행렬 구성이 매우 어렵게 된다. 이 경우 병렬 다단 간섭 제거나 직렬 간섭 제거 등의 간섭 제거(interference cancellation) 방식이 고려되어야 하며 이 방향으로의 연구가 요구된다.

### 참고 문헌

- [1] S. Moshavi, "Multi-user Detection for DS-CDMA Communications", *IEEE Comm. Mag.*, vol. 34, no. 10, pp. 124-136, Oct. 1996.
- [2] B. Kang, J. Ha, and M. Kim, "A Multi-carrier DS/CDMA System with Maximal Ratio Combining in a Mobile Radio Channel", *Proc. MDMC '96*, Seoul, pp. 749-753, July 1996.
- [3] S. Kondo and L. Milstein, "Performance of Multicarrier DS CDMA Systems", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.
- [4] J. Proakis, *Digital Communications, 3rd ed.*, McGraw-Hill, pp. 778-785, 1995.
- [5] R. Buehrer, N. Correal, and B. Woerner, "A Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA", *Proc. IEEE Globecom '96*, London, vol. 2, pp. 1571-1577, Nov. 1996.
- [6] L. Yang and R. Scholtz, " $\delta$ -adjusted Mth Order Multiuser Detector", *Proc. IEEE Globecom '96*, London vol. 2, pp. 1555-1560, Nov. 1996.

황 용 선(Yeong-Sun Hwang)

정희원

1997년 2월: 연세대학교 전파공학과 졸업(공학사)

1998년 2월: 연세대학교 전기 및 컴퓨터공학과 졸업(공학석사)

이 종 훈(Jong Hun Rhee)

정회원



1996년 2월: 연세대학교 전파공  
학과 졸업(공학사)

1998년 2월: 연세대학교 전파공  
학과 졸업(공학석사)

1998년 3월~현재: 연세대학교  
전기 및 컴퓨터공학과  
박사과정

<주관심 분야> 이동통신분야

김 동 구(Dong Ku Kim)

정회원



1983년 2월: 한국항공대학교 통  
신공학과 졸업(공학사)

1985년 5월: University of Sou-  
thern California 전기공  
학과 졸업(공학석사)

1992년 5월: University of Sou-  
thern California 전기공  
학과 졸업(공학박사)

1992년 5월~1992년 9월: 미국 University of Sou-  
thern California Post Doc. (연구원)

1992년 9월~1994년 2월: 미국 Motorola cellular  
infrastructure group 연구소 연구원

1994년 3월~현재: 연세대학교 공과대학 기계·전  
자공학부 조교수

<주관심 분야> 이동통신분야