

# 다중경로 감쇄 채널에서의 광대역 부호분할다중접속방식 시스템의 주파수 및 부호 동기 오차에 따른 성능 분석

정회원 최영관\*, 안철용\*, 김동구\*

## Performance Analysis of Wideband CDMA System with Freq./Timing Error in Multi-path Fading Channel

Young-Kwan Choi\*, Chul-Yong Ahn\*, Dong-Ku Kim\* *Regular Members*

### 요약

이 논문에서는 광대역 부호분할다중접속방식 시스템의 순방향 연결의 다중경로 레일리 감쇄 채널에서 주파수 및 부호 동기 오차에 따른 오류확률을 구하였다. 채널 오류확률은 이론적으로 구하고, 정보 오류확률은 모의실험으로 확인하였다. 부호 및 주파수 동기 오차에 따른 성능 떨어짐을 길쌈부호와 터보부호 두 부호화 구조에 따라 연구하였다. 결과에 따르면, 두 부호화 방식은 비슷한 성능 떨어짐을 겪는다. Tc/4의 부호 동기 오차에서 1dB 성능이 떨어지고, 50Hz의 주파수 동기 오차에서는 0.5dB 성능이 떨어진다.

### ABSTRACT

The average bit error rate of wideband CDMA in forward link is evaluated for frequency and timing errors in multipath Rayleigh fading channel. The channel BER is evaluated analytically and information BER is investigated with simulation. The performance degradation due to the code/frequency synchronization errors was obtained through simulation for particular two coding schemes - convolutional codes and turbo codes. The results show 1dB degradation due to Tc/4 timing error and 0.5dB degradation due to 50Hz frequency error, for both coding schemes.

### I. 서론

현재 이동 통신 시스템은 고속도/고품질의 데이터 서비스를 지원할 수 있는 전송 시스템으로 개발되고 있다. 이를 위해서 제안되고 있는 순방향 연결의 무선 접속 방식은 크게 2가지 방식으로 구성되어 있다. 하나는 기존의 IS-95 통신망을 최소의 비용으로 IMT 2000으로 발전시키는데 중점을 둔 다중대역 부호분할다중접속방식이고, 다른 하나는 단일 반송파를 사용하는 부호분할다중접속방식이다.

단일 반송파 부호분할다중접속방식은 의사잡음

부호의 칩속도가 증가하여 의사잡음 부호의 신호 지속기간이 줄어들기 때문에 동기 오차에 대해서 기존의 IS-95 시스템에 비해 민감하다. 이 논문에서는 부호 동기 오차와 주파수 동기 오차에 따라서 시스템 성능이 어떠한 변화를 보이는지를 분석하였다.

시스템의 성능 분석은 먼저 채널 오류확률은 이론적으로 구하고, 정보 오류확률은 모의실험으로 확인하였다. 모의실험에서는 길쌈부호와 터보부호의 두 가지 오류 정정 부호를 사용하여, 각 부호를 사용한 시스템의 부호 동기 오차와 주파수 동기 오차에 대한 성능 변화를 살펴본다.

\* 연세대학교 전기컴퓨터공학과 이동통신 연구실(young@qycrl.com)

논문번호 : 99383-0920, 접수일자 : 1999년 9월 20일

※ 이 연구는 연세대학교 학술연구비 지원으로 수행되었습니다.

2장에서는 단일 반송파 광대역 부호분할다중접속 방식 시스템의 구성에 대해 제시하고, 3장에서는 다중사용자, 다중경로 감쇄 채널에서 복호기 입력에서의 채널 평균오류율을 중심으로 수직적 전개를 통해 시스템의 이론적인 성능 분석을 한다. 4장에서는 시스템에 대한 모의실험을 통해 복호기 출력에서의 정보 평균오류율을 얻고 그 성능을 분석한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

## II. 광대역 부호분할다중접속방식 시스템

### 2.1 시스템 특징

현재 상용화된 협대역 부호분할다중접속방식의 칩속도는 1.2288Mcps로서 음성 서비스에 적절하도록 설계되어 있어서 데이터 서비스에는 부적합하며, 고속 및 고용량 차세대 이동 통신을 위한 다중 접속 방법으로는 한계가 있다. 기존 부호분할다중접속 방식 시스템의 확산이득을 유지하면서, 고속의 정보를 보내기 위해서는 광대역의 대역폭이 필요하게 된다. 따라서, 칩 율이 고속이 되어 고속 및 정밀도가 높은 동기 기술이 필요하게 되는 단점이 있는 반면에, 좀더 많은 수의 갈퀴 가락을 이용해서 다양성을 늘려 평균오류율을 향상시킬 수 있다.

### 2.2 시스템 구성

그림 1은 단일 반송파 광대역-부호분할다중접속방식 시스템의 송신단 구성도이다. 정보 신호는 I-채널과 Q-채널로 직병렬 변환된다. 각 I/Q 채널 신호들은 사용자 구분을 위하여 길이가 256인 Walsh 부호가 곱해지고, I-채널과 Q-채널 의사잡음 부호로 확산이 된다. 확산된 신호는 펄스 성형 여파기를 통과한 뒤 반송파에 실려 송신된다.

그림 2는 시스템의 수신기의 구조를 나타낸다. 수신기는 송신기의 역할을 역으로 수행하여 정보 신호를 복원하게 된다. 이 때, 송신된 신호는 채널을 통과하여 수신기에 입력되므로, 수신된 신호는 다중

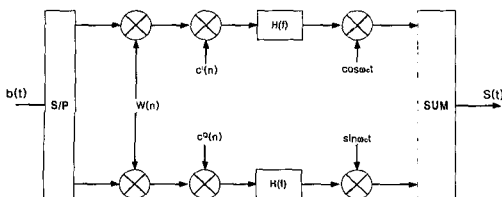


그림 1. 시스템 송신기 구조

경로 감쇄 채널에 의하여, 확률 채널 이득과 확률 시간 지연 및 위상에 의해서 왜곡되게 된다.

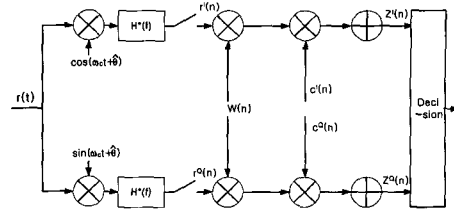


그림 2. 시스템 수신기 구조

이러한 다중 경로 성분을 각각 동위상으로 복조하여, 이들을 최대 우도 검출법에 의해서 합하여, 최종 판정 변수를 구하는데, 이를 갈퀴 수신기라고 한다. 갈퀴 수신기는 그림 2와 같이 구성된 여러 개의 갈퀴 가락으로 구성되어 있다. 이 경우 채널에 대한 정확한 추정값이 필요하게 된다. 그러므로, 채널 추정 값이 정확하지 않은 경우, 성능이 떨어질 것으로 예상된다.

이 논문에서는 부호 동기 오차와 주파수 동기 오차를 각각 시간 율셋과 주파수 율셋으로 고려하고, 각 오차가 시스템의 성능에 미치는 영향력에 대한 연구를 하였다.

K명의 사용자가 시스템을 사용하고 있다고 가정하였을 때, 그 중 k 번째 사용자의 송신 신호는 다음과 같다.

$$S_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{ [x_k^I(t - iT_c) W_k(t - iT_c)] \cdot h(t - iT_c) c^I(t - iT_c) \cos(\omega_c t) + [x_k^Q(t - iT_c) W_k(t - iT_c)] \cdot h(t - iT_c) c^Q(t - iT_c) \sin(\omega_c t) \} \quad (1)$$

여기서,  $F$ 는 정보 신호의 평균 전력이다. 그리고  $x_k(t)$ 는 k번째 사용자의 데이터 신호의 연속파형이고,  $W_k(t)$ 는 k번째 사용자의 Walsh 부호를 연속파형으로 나타낸 것이다.  $h(t)$ 는 펄스 성형 여파기의 충격 응답이고,  $c^I(t)$ ,  $c^Q(t)$ 는 각각 I-채널과 Q-채널의 의사잡음 수열을 연속파형으로 나타낸 것으로 한 주기가 한 정보 비트 구간내에 포함된다. 반송파 주파수는  $\omega_c$ 로 표시하였다.  $x_k^I(t)$ 와  $x_k^Q(t)$ 는 각각 k번째 사용자의 I/Q 채널의 정보 신호를 의미한다. 펄스 성형 여파기는 구형 펄스 성형 여파기로 가정한다.

### Ⅲ. 시스템 이론적 성능 분석

#### 3.1 시스템 채널 모델링

시스템의 감쇄 채널 모델은 다음과 같다

$$a(t) = \sum_{l=1}^{L'} \beta_l \delta(t-\tau_l) e^{-j\phi_l} \quad (2)$$

$l$ 은 다중 경로를 나타내는 변수이고  $L'$ 은 다중경로의 수를 나타낸다.  $\tau_l$ ,  $\beta_l$ ,  $\phi_l$ 는 각각  $l$ 번째 경로의 시간 지연, 이득, 위상을 나타낸다.  $\beta_l$ 은  $l$ 번째 경로 채널의 서로 독립적이고 분포가 같은 레일레이 확률변수이며,  $\tau_l$ 은  $[0, NTC]$  사이에 존재하는  $l$ 번째 채널의 균일 확률변수이다.  $\phi_l$ 는  $[0, 2\pi]$  동안 존재하는  $l$ 번째 경로 채널의 서로 독립적이고 분포가 같은 균일 확률변수이다.

#### 3.2 시스템 성능 분석

수신신호의 표현식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) = & \sqrt{2P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L'} \beta_l \{ x_k^i(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot W_k(t-\tau_l-iT_c) h(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot c^i(t-\tau_l-iT_c) \cos((\omega_c + \Delta\omega)t + \theta_i) \\ & + x_k^0(t-\tau_l-iT_c) W_k(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot h(t-\tau_l-iT_c) c^0(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot \sin((\omega_c + \Delta\omega)t + \theta_i) \} + n(t) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $\Delta\omega$ 는 주파수 오차이다. 채널에 의한 시간 지연과 위상성분으로 인해 발생한  $i$  번째 경로의 위상오차는  $\theta_i = \phi_l + (\omega_c + \Delta\omega)\tau_l$  로 표시된다.  $n(t)$ 는 백색정규 잡음이다.

수신 신호가 정합 여파기를 거치고 역확산되어, 판정 변수가 얻어진다. I-채널의 첫 번째 사용자의 첫 번째 경로에 대한 판정 변수  $Z^I(n)$ 은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} Z^I(n) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \int \sum_i \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L'} \beta_l \{ x_k^i(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot W_k(t-\tau_l-iT_c) W_1(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & \cdot c^i(t-\tau_l-iT_c) c^I(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & \cdot h(t-\tau_l-iT_c) * h(-t+\hat{\tau}_1+nT_c) \\ & \cdot \cos(\Delta\omega t + \theta_i - \hat{\theta}_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + x_k^0(t-\tau_l-iT_c) W_k(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot W_1(t-\hat{\tau}_1-nT_c) c^0(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot c^I(t-\hat{\tau}_1-nT_c) h(t-\tau_l-iT_c) \\ & * h(-t+\hat{\tau}_1+nT_c) \sin(\Delta\omega t + \theta_i - \hat{\theta}_1) \} dt \\ & + [n_c^i(n) \cos \hat{\theta}_1 - n_s^i(n) \sin \hat{\theta}_1] W_1(n) c^I(n) \\ = & S^I(n) + C^I(n) + I^I(n) + M^I(n) + N^I(n) \quad (4) \end{aligned}$$

수식에 나타낸 \* 기호는 길쌈 과정을 나타낸다. 여기서,  $\hat{\tau}_1$  과  $\hat{\theta}_1$ 은 각각 추정된 채널의 시간 지연과 위상을 나타낸다. 추정이 완전할 경우 이 값은 각각  $\tau_1$ ,  $\theta_1$ 과 같게 된다.

판정 변수  $Z^I(n)$ 을 좀더 쉽게 분석하기 위해 식 (4)의 마지막 줄과 같은 표현을 사용한다. 각각의 성분은 다음과 같이 정의된다.  $S^I(n)$ 은 원하는 신호로 I-채널의 첫 번째 사용자의 첫 번째 경로의 성분이다.  $C^I(n)$ 는 주파수 오차에 의해 발생하는 상호 간섭에 의한 간섭성분,  $I^I(n)$ 는 다중경로 간섭성분,  $M^I(n)$ 는 다중사용자 간섭성분,  $N^I(n)$ 은 백색정규 잡음 성분이다.

$$\begin{aligned} S^I(n) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \beta_1 \int_{nNT_c+\tau_1}^{(n+1)NT_c+\tau_1} x_1^i(t-\tau_1-nT_c) \\ & \cdot W_1(t-\tau_1-nT_c) W_1(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & \cdot c^I(t-\tau_1-nT_c) c^I(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & \cdot h(t-\tau_1-nT_c) * h(-t+\hat{\tau}_1+nT_c) \\ & \cdot \cos(\Delta\omega t + \theta_1 - \hat{\theta}_1) dt \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} C^I(n) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \beta_1 \int \{ x_1^0(t-\tau_1-nT_c) \\ & \cdot W_1(t-\tau_1-nT_c) W_1(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & \cdot c^0(t-\tau_1-nT_c) c^I(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & \cdot h(t-\tau_1-nT_c) * h(-t+\hat{\tau}_1+nT_c) \\ & \cdot \sin(\Delta\omega t + \theta_1 - \hat{\theta}_1) \} dt \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} I^I(n) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \int \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L'} \beta_l \{ x_k^i(t-\tau_l-iT_c) \\ & \cdot W_1(t-\tau_l-iT_c) W_1(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & \cdot c^I(t-\tau_l-iT_c) c^I(t-\hat{\tau}_1-nT_c) \\ & * h(t-\tau_l-iT_c) h(-t+\hat{\tau}_1+nT_c) \\ & \cdot \cos(\Delta\omega t + \theta_i - \hat{\theta}_1) \\ & + x_1^0(t-\tau_l-iT_c) W_1(t-\tau_l-iT_c) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \cdot W_k(t - \widehat{\tau}_1 - nT_c) c^Q(t - \tau_i - iT_c) \\
 & \cdot c^I(t - \widehat{\tau}_1 - nT_c) * h(t - \tau_i - iT_c) \\
 & \cdot h(-t + \widehat{\tau}_1 + nT_c) \sin(\Delta\omega t + \theta_i - \widehat{\theta}_i) dt
 \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 M'(n) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \int \sum_{\tau} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_i} \beta_i x_k^i(t - \tau_i - iT_c) \\
 & \cdot W_k(t - \tau_i - iT_c) W_k(t - \widehat{\tau}_1 - nT_c) \\
 & \cdot c^I(t - \tau_i - iT_c) c^I(t - \widehat{\tau}_1 - nT_c) \\
 & * h(t - \tau_i - iT_c) h(-t + \widehat{\tau}_1 + nT_c) \\
 & \cdot \cos(\Delta\omega t + \theta_i - \widehat{\theta}_i) \\
 + & x_k^Q(t - \tau_i - iT_c) W_k(t - \tau_i - iT_c) \\
 & \cdot W_k(t - \widehat{\tau}_1 - nT_c) c^Q(t - \tau_i - iT_c) \\
 & \cdot c^I(t - \widehat{\tau}_1 - nT_c) * h(t - \tau_i - iT_c) \\
 & \cdot h(-t + \widehat{\tau}_1 + nT_c) \sin(\Delta\omega t + \theta_i - \widehat{\theta}_i) dt
 \end{aligned} \tag{8}$$

I-채널 판정 변수를  $S^I(n)$ ,  $C^I(n)$ ,  $I^I(n)$ ,  $M^I(n)$ ,  $N^I(n)$ 의 각 성분으로 나누어, 각 성분들의 평균 전력을 구한다. 이렇게 구한 I-채널 판정 변수의 각 성분들의 평균 전력 값들을 이용하여 각 경로당 평균 신호대잡음 전력비를 구한다. 이 때, 각 성분들의 평균 전력은 부분 상관값들로 표현이 가능하며, 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 E [S^I(n)^2] = & \frac{P}{4} E[\beta_i^2] \{ E[(P_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(Q_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(\widehat{P}_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(\widehat{Q}_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \}
 \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
 E [C^I(n)^2] = & \frac{P}{4} E[\beta_i^2] \{ E[(P_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(Q_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(\widehat{P}_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(\widehat{Q}_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \}
 \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
 E [I^I(n)^2] = & \frac{P}{4} \sum_{i=2}^{L_i} E[\beta_i^2] \{ E[(P_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(Q_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(\widehat{P}_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(\widehat{Q}_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(P_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(Q_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(\widehat{P}_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(\widehat{Q}_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \}
 \end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
 E [M^I(n)^2] = & \frac{P}{4} \sum_{i=2}^K \sum_{j=1}^{L_i} E[\beta_i^2] \\
 & \{ E[(P_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(Q_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(\widehat{P}_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(\widehat{Q}_{k,i}^{I,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(P_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(Q_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \\
 & + E[(\widehat{P}_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] + E[(\widehat{Q}_{k,i}^{Q,I}(\widehat{\tau}_1 - \tau_i))^2] \}
 \end{aligned} \tag{12}$$

$$E [N^I(n)^2] = \frac{N_0(N T_c)}{4} \tag{13}$$

식 (13)의  $N$ 은 알지 부호의 주기를 나타낸다. 여기서,  $P$ ,  $Q$ ,  $\widehat{P}$ ,  $\widehat{Q}$ 은 부분상관값을 나타내는 것으로 다음과 같이 표현된다<sup>[1][2]</sup>.

$$\begin{aligned}
 P_{k,i}^{I,I}(\tau) = & \int_{iNT_c}^{iNT_c + \tau} W_k(t - \tau + NT_c) W_j(t) \\
 & \cdot c^I(t - \tau + NT_c) c^I(t) h(t - \tau - T_c) \\
 & * h(-t + T_c) \cos(\Delta\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
 \widehat{P}_{k,i}^{I,I}(\tau) = & \int_{iNT_c + \tau}^{(i+1)NT_c} W_k(t - \tau + NT_c) W_j(t) \\
 & \cdot c^I(t - \tau + NT_c) c^I(t) h(t - \tau - T_c) \\
 & * h(-t + T_c) \cos(\Delta\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 P_{k,i}^{Q,I}(\tau) = & \int_{iNT_c}^{iNT_c + \tau} W_k(t - \tau + NT_c) W_j(t) \\
 & \cdot c^Q(t - \tau + NT_c) c^I(t) h(t - \tau - T_c) \\
 & * h(-t + T_c) \cos(\Delta\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 \widehat{P}_{k,i}^{Q,I}(\tau) = & \int_{iNT_c + \tau}^{(i+1)NT_c} W_k(t - \tau + NT_c) W_j(t) \\
 & \cdot c^Q(t - \tau + NT_c) c^I(t) h(t - \tau - T_c) \\
 & * h(-t + T_c) \cos(\Delta\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned}
 Q_{k,i}^{I,I}(\tau) = & \int_{iNT_c}^{iNT_c + \tau} W_k(t - \tau + NT_c) W_j(t) \\
 & \cdot c^I(t - \tau + NT_c) c^I(t) h(t - \tau - T_c) \\
 & * h(-t + T_c) \sin(\Delta\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned}
 \widehat{Q}_{k,i}^{I,I}(\tau) = & \int_{iNT_c + \tau}^{(i+1)NT_c} W_k(t - \tau + NT_c) W_j(t) \\
 & \cdot c^I(t - \tau + NT_c) c^I(t) h(t - \tau - T_c) \\
 & * h(-t + T_c) \sin(\Delta\omega t) dt
 \end{aligned} \tag{19}$$

$$Q_{k,j}^{Q,I}(\tau) = \int_{iNT_c}^{iNT_c+\tau} W_k(t-\tau+NT_c)W_j(t) \cdot c^Q(t-\tau+NT_c)c^I(t)h(t-\tau-T_c) * h(-t+T_c)\sin(\Delta\omega t)dt \quad (20)$$

$$\widehat{Q}_{k,j}^{Q,I}(\tau) = \int_{iNT_c+\tau}^{(i+1)NT_c} W_k(t-\tau+NT_c)W_j(t) \cdot c^Q(t-\tau+NT_c)c^I(t)h(t-\tau-T_c) * h(-t+T_c)\sin(\Delta\omega t)dt \quad (21)$$

식 (14) 와 (15) 의  $P_{k,j}^{Q,I}$  와  $\widehat{P}_{k,j}^{Q,I}$ 는 k번째 사용자와 왈시 부호와 I-채널 의사잡음부호의 곱으로 구성된 수열의 연속파형과 j번째 사용자의 왈시 부호와 I-채널 의사잡음부호의 곱으로 구성된 수열의 연속파형의 부분 자기 상관값으로, 적분 구간은 각각  $t \in [iNT_c, iNT_c + \tau]$ 와  $t \in [iNT_c + \tau, (i+1)NT_c]$ 이다. 식 (16) 에서 식 (21) 까지의 부분 상관값들도 같은 방법으로 구하였다. 여기서,  $P_{k,j}^{Q,I}$  와  $\widehat{P}_{k,j}^{Q,I}$ ,  $Q_{k,j}^{Q,I}$  와  $\widehat{Q}_{k,j}^{Q,I}$  는 Q-채널이 I-채널에 미치는 상호 간섭 성분들이다. Q-채널의 판정변수도 같은 방법으로 유도할 수 있다.

위와 같이 판정 변수의 각 성분의 평균전력을 구한 뒤, 원하는 신호  $S'(n)$ 를 제외한 나머지 모든 간섭 성분  $C'(n)$ ,  $I'(n)$ ,  $M'(n)$ 에 대해 정규 잡음으로 근사화를 적용하면 각 경로당 평균 신호대잡음 전력비  $\overline{\gamma}_l$  은 다음과 같다<sup>[3]</sup>.

$$\overline{\gamma}_l = \frac{E[S'(n)^2]}{(E[C'(n)^2] + E[I'(n)^2] + E[M'(n)^2] + E[N'(n)^2])} \quad (22)$$

식 (22)에서 구한 각 경로당 평균 신호대잡음 전력비로 시스템의 성능을 구한다. 서로 독립적이고 분포가 같은 특성을 가지는  $L'$ 개의 경로에 대한 다중경로 최대비 결합을 적용하면 비트 오류 확률은 다음과 같이 표시된다<sup>[3]</sup>.

$$P_e = [(1-\mu)/2]^L \sum_{j=0}^{L'-1} \binom{L'-1+j}{j} [(1+\mu)/2]^j \quad (23)$$

$$\mu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_l}{1+\overline{\gamma}_l}} \quad (24)$$

### 3.3 채널 평균오류율

수식적인 전개를 통하여 얻어진 채널 평균오류율 결과를 동기 오차를 고려하여 나타낸다. 주파수 동기 오차는 0, 50Hz, 100Hz에 대하여 고려하였고, 부호 동기 오차는 0,  $T_c/8$ ,  $T_c/4$ 에 대하여 고려한다. 이 때, 다중 경로의 수가 3인 경우와 6인 경우에 대해서 제시하였다.

그림 3, 그림 4, 그림 5는 다중 경로의 수가 3인 경우에 대한 결과를 보여준다.

그림 3은 주파수 동기 오차만을 고려한 경우의 결과이다. 결과의 비교를 위하여 동기 오차가 없을 경우를 같이 제시한다. 오류율  $10^{-3}$  기준으로 볼 때, 주파수 동기 오차 50Hz, 100Hz에서 각각 0.2dB, 0.4dB 만큼 성능이 떨어진다.

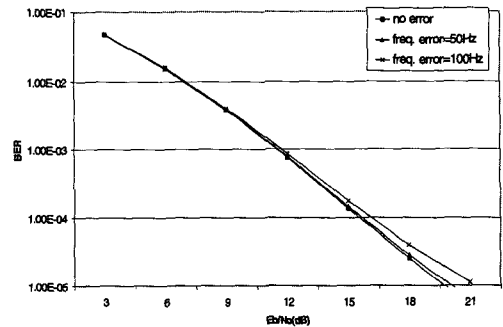


그림 3. 주파수 동기 오차에 따른 채널 평균오류율 (3 경로)

그림 4는 부호 동기 오차만을 고려한 경우의 결과를 나타낸다. 결과로 얻어지는 곡선은 동기 오차가 없었을 경우와 비교하여  $T_c/8$ 의 부호 동기 오차의 경우에는 1dB 만큼, 그리고  $T_c/4$ 의 부호 동기 오차의 경우 2.8dB 만큼 이동한 형태를 보인다.

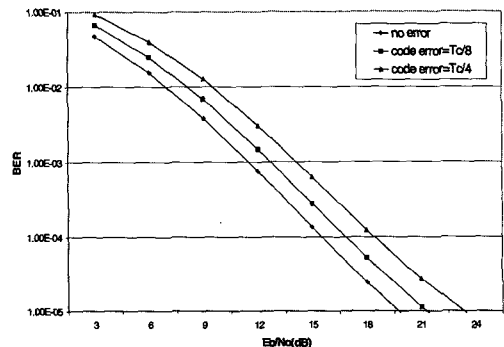


그림 4. 부호 동기 오차에 따른 채널 평균오류율 (3 경로)

그림 5은 Tc/4의 부호 동기 오차와 50Hz의 주파수 동기 오차를 고려한 경우이다. 오류율  $10^{-3}$ 을 기준으로 보면, 성능이 4.5dB 떨어진다. 두 가지 오차를 모두 고려할 경우 오류 바다 현상을 일으킴을 관찰할 수 있다.

그림 6, 그림 7, 그림 8은 6개의 다중 경로에 대해서 다중화를 하였을 때의 결과이다.

그림 6 주파수 동기 오차만을 고려한 경우의 결과이다. 결과의 비교를 위하여 동기 오차가 없을 경우를 같이 제시한다. 오류율  $10^{-3}$  기준으로 볼 때, 주파수 동기 오차 50Hz, 100Hz에서 성능이 각각 0.7 dB, 1.7dB 떨어진다.

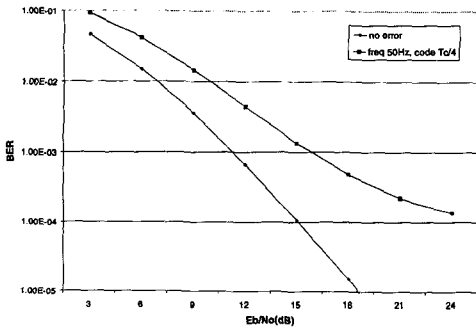


그림 5. 동기오차를 고려한 시스템 채널평균오류율 (3 경로)

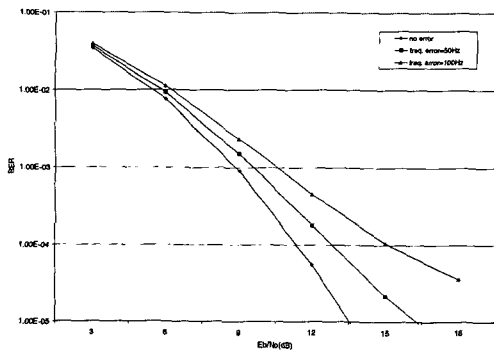


그림 6. 주파수 동기 오차에 따른 채널 평균오류율 (6 경로)

그림 7는 부호 동기 오차만을 고려한 경우의 결과를 나타낸다. 결과로 얻어지는 곡선은 동기 오차가 없었을 경우와 비교하여 오류율  $10^{-3}$ 에서 Tc/8의 부호 동기 오차의 경우 1.8dB 성능이 떨어지고, Tc/4의 부호 동기 오차의 경우에는 성능이 3.2dB 떨어진다.

그림 8은 Tc/4의 부호 동기 오차와 50Hz의 주파수 동기 오차를 고려한 경우이다. 오류율  $10^{-3}$ 을 기준으로 보면, 4.7dB 성능이 떨어진다.

그림 9와 그림 10에서는 각각 다중 경로의 수가 3인 경우와 6인 경우로, 부호 동기 오차와 주파수 동기 오차에 따른 시스템의 성능 떨어짐의 관찰을 쉽게 하기 위해 오류율  $10^{-4}$ 을 얻기 위해 요구되는 Eb/No를 도시하였다. 결과로 미루어보아 부호 동기 오차를 Tc/8 이하로 제한한다면 동기 오차로 인한 심각하게 성능이 떨어지는 것을 피할 수 있다.

이러한 동기 오차에 의한 성능 떨어짐은 다중경로의 수가 증가할수록 더욱 심해진다.

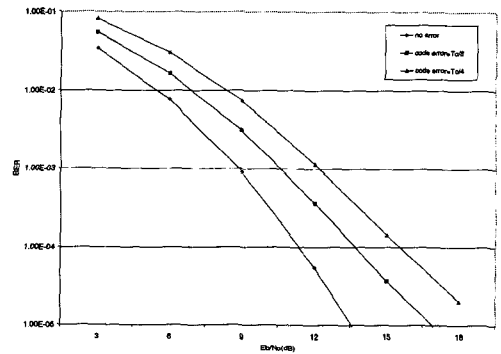


그림 7. 부호 동기 오차에 따른 채널 평균오류율 (6 경로)

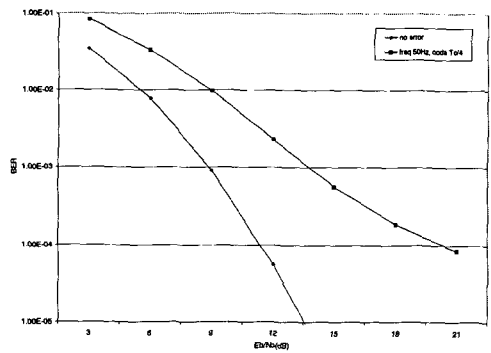


그림 8. 동기오차를 고려한 시스템 채널평균오류율 (6 경로)

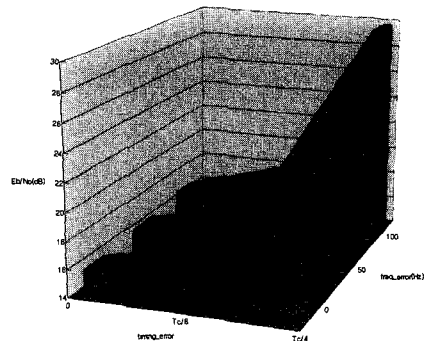


그림 9. 동기 오차에 따른 시스템 채널 평균오류율 (3 경로)

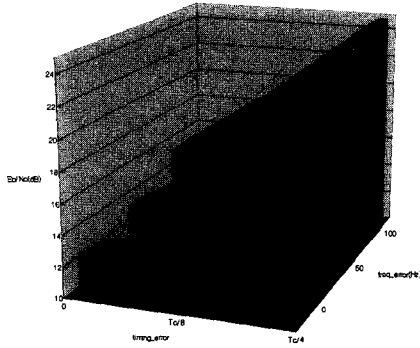


그림 10. 동기오차에 따른 시스템 채널평균오류율 (6 경로)

#### IV. 모의실험을 이용한 성능 분석

##### 4.1 모의실험 사양

순방향 연결 다중 경로 감쇄 채널에서의 복호기 출력의 정보 평균오류율의 부호 동기 오차와 주파수 동기 오차에 따른 성능을 모의실험으로 살펴보았다.

시스템의 모의실험 사양은 표 1에 나타내었다<sup>[4]</sup>. 다중 경로 감쇄 채널은 ITU-R에서 제안한 차량이동 환경 (채널 B)에 대한 IMT-2000 채널을 택한다<sup>[5]</sup>. 탭 지연 선로 모델의 각 탭에 대한 경로 이득과 경로 시간 지연을 표 2에 나타내었다. 다중 경로 신호는 갈퀴수신기 (3개의 경로)로 복원하게 된다.

길쌈 부호와 터보 부호, 두 종류의 오류 정정 부호에서의 성능을 비교 분석하였다. 터보 부호는 내부 인터리버로 12×16 블록 인터리버를 사용하였고, 테일 비트는 두 개의 부호화기 중에서 내부 인터리버를 거치지 않는 정보 신호로 부호화를 하는 부호화기의 레지스터를 '0' 상태로 만들도록 한다. 터보 부호의 복호는 MAP 알고리즘을 사용하였고, 복호시 반복 횟수는 6으로 하였다<sup>[6][7][8]</sup>.

표 1. 시스템 사양

변조 방식	QPSK
의사잡음 확산	주기 2 <sup>8</sup>
직교 수열	256 Walsh 부호
오류 정정 부호	R=1/3, K=3 터보 부호 R=1/3, K=9 길쌈 부호
인터리빙	18×32 블록 인터리버
전송 속도	9.6 kbps
프레임 길이	20 msec
의사잡음 칩율	3.6864 Mcps
확산 이득	384
이동 속도	60 km/h
반송파 주파수	2 GHz

표 2. 차량 이동 채널 모델

paths	Channel A		Channel B	
	Delay (nsec)	Average Power(dB)	Delay (nsec)	Average Power(dB)
1	0	0	0	-2.5
2	310	-1.0	300	0
3	710	-9.0	8900	-12.8
4	1090	-10.0	12900	-10.0
5	1730	-15.0	17100	-25.2
6	2510	-20.0	20000	-16.0

##### 4.2 모의실험 결과

채널을 통과하면서 발생하는 시간 지연에 대한 동기를 정확하게 찾지 못하는 경우에 대한 분석을 목적으로 하는 모의실험이므로 동기를 정확하게 맞춘 경우와 Tc/4 만큼의 부호 동기 오차를 가진 경우를 모의실험하여 두 결과를 비교하였다. 주파수 동기 오차는 0 와 50Hz 에 대하여 고려한다. 다중 사용자 간섭은 고려하지 않는다.

그림 11은 각 부호의 Tc/4 부호 동기 오차에 대한 모의실험 결과이다. 길쌈 부호의 경우 10<sup>-3</sup>의 오류율을 얻기 위해서는 0.85 dB 성능이 떨어지고, 터보 부호의 경우에는 0.9 dB 성능이 떨어진다. 결과에서 관찰할 수 있듯이 길쌈 부호의 성능과 터보 부호의 성능은 거의 같다.

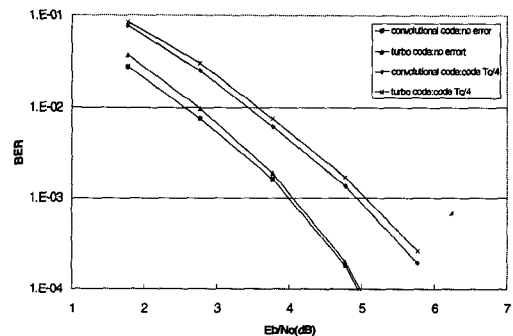


그림 11. 부호 동기 오차에 따른 시스템 정보 평균오류율 (3경로)

그림 12는 50Hz 주파수 동기 오차에 대한 모의 실험 결과이다. 오류율 10<sup>-3</sup>에서 길쌈 부호는 0.7 dB의 성능이 떨어지고, 터보 부호는 0.5 dB의 성능이 떨어진다. 결국, 주파수 동기 오차만 고려한다면 터보 부호의 성능이 길쌈 부호의 성능 보다 0.2 dB 더 좋다.

그림 13은 Tc/4 부호 동기 오차와 50Hz 주파수 동기 오차에 대한 모의실험 결과이다. 오류율  $10^{-3}$ 에서 길쌈 부호는 1.2dB의 성능이 떨어지고, 터보 부호는 1.1dB의 성능이 떨어진다.

결국, 길쌈 부호를 사용한 시스템과 터보 부호를 사용한 시스템은 부호 동기 오차와 주파수 동기 오차에 대해서 비슷한 영향을 받는 것을 볼 수 있다.

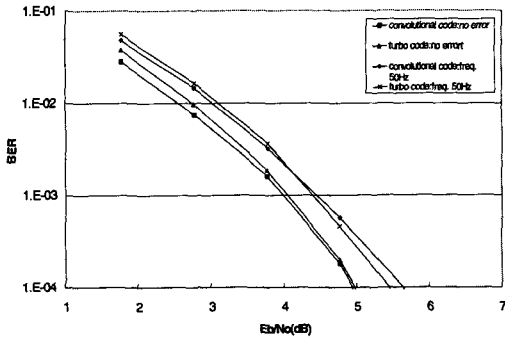


그림 12. 주파수 동기 오차에 따른 시스템 정보 평균오류율 (3 경로)

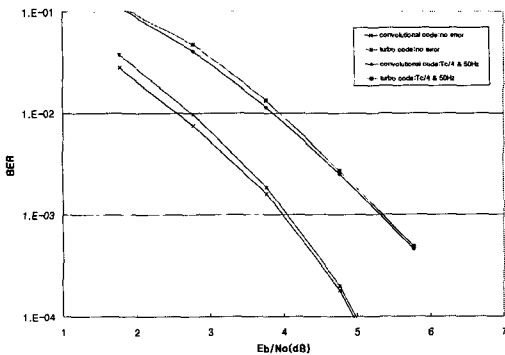


그림 13. 동기 오차에 따른 시스템 정보 평균오류율 (3 경로)

### V. 결론

광대역 부호분할다중접속방식 시스템의 순방향 연결에 대한 이론적인 접근과 모의실험으로 시스템의 성능분석이 이루어졌다. 이론적인 성능분석을 위해 시스템에 대한 오류 확률 식을 수식적으로 전개하였고, 모의실험을 통해 시스템의 성능을 보인다.

먼저 시스템의 이론적인 성능 분석을 위해 다중 경로 레일리 감쇄 채널에서 오류확률 식을 유도하여 채널 평균오류율을 구하였다. 이 때, 부호 동기 오차와 주파수 동기 오차를 도입하여 동기 오차

가 시스템의 성능에 미치는 영향력을 살펴본다. 이론적인 분석 결과에서 다중화하는 다중 경로의 수가 많을 경우, 다중화로 인한 이득이 있는 반면 동기 오차의 영향을 더 많이 받는 것을 볼 수 있다.

모의실험에서는, 서로 다른 오류 정정 부호를 사용한 시스템에서의 부호 및 주파수 동기 오차에 따른 오류율 성능을 분석하였다. 모의실험 결과에서 길쌈 부호를 사용한 시스템과 터보 부호를 사용한 시스템 모두 Tc/4의 부호 동기 오차가 있을 때 1dB의 성능이 떨어지고, 50Hz의 주파수 동기 오차가 있을 때 0.5dB의 성능이 떨어진다.

### 참고 문헌

- [1] M. B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple Access Communication-Part 1: System Analysis", *IEEE Transactions on Comm.*, vol.COM.25, No.8, pp.795-799, Aug. 1977.
- [2] 황용선, 이종훈, 김동구, "다중경로 페이딩 채널에서의 CDMA 다중채널 결합 검출 방식의 성능 분석", *한국통신학회 논문지*, 제24권, 제8A호, pp. 1099-1106, 1999.
- [3] J. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, pp. 778-787, 1995.
- [4] "3G IS-95 System Description Draft", V0.06, Jan. 1998.
- [5] "Recommendation. ITU-R M.1225", 1997.
- [6] S. S. Pietrobon and A. S. Barbulescu, "A Simplification of the Modified Viterbi Decoding Algorithm for Systematic Convolutional Codes", *International Symposium Information Theory & its Application*, Sydney, Australia, pp.1073-1077, Nov. 1994.
- [7] 김민구, "터보부호의 구조와 이해", 부호 및 정보 이론 워크숍 논문집, 제1권 1호, 건국대학교, pp. 77-80, 1996년 5월.
- [8] 박창수, 김용, 이필중, "전송율 1/2인 Turbo Code에서의 최적의 구성 부호", 부호 및 정보 이론 워크숍 논문집, 제1권 1호, 건국대학교, pp. 96-101, 1996년 5월.



최 영 관(Young-Kwan Choi)

정회원



1998년 2월 : 연세대학교

전파공학과 졸업

2000년 2월 : 연세대학교

전기컴퓨터공학과 석사

2000년 3월~현재 : 연세대학교

전기컴퓨터공학과

박사과정

<주관심 분야> 전자공학, 통신공학

안 철 용(Chul-Yong Ahn)

정회원

한국통신학회 제24권 제1B호 참조

현재 : 연세대학교 전기컴퓨터공학과 박사과정

김 동 구(Dong-Ku Kim)

정회원

한국통신학회 제24권 제1B호 참조

현재 : 연세대학교 기계전자공학부 부교수