

시간선택적 페이딩 환경에서 MC-CDMA 시스템의 신호대 채널간 간섭의 비에 대한 분석

김명진, 김성필, 오종갑

한국의국어대학교 정보통신공학과

An Analysis on Signal to Interchannel Interference Ratio of MC-CDMA System in Time Selective Fading Environments

Myoung Jin Kim, Sung Pil Kim, Jong Kap Oh
Hankuk University of Foreign Studies

요약

MC-CDMA 시스템에서는 송신 데이터열을 병렬 서브캐리어로 전송하기 때문에 DS-SS-CDMA에 비하여 심볼 길이가 길다. 이러한 긴 길이의 심볼은 무선채널의 지연확산의 효과를 감소시킬 수 있지만, 시간선택적 페이딩의 영향을 더 많이 받게 한다. 즉, 주파수선택적 페이딩에 대하여는 강인하게 되지만, 단말기가 이동하는 경우 도플러 확산의 영향을 더 받기 쉬워진다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 MC-CDMA 시스템에서 단말기가 이동하는 경우 채널이 보이는 시간선택적 페이딩의 효과를 MC-CDMA 수신기의 결합기 출력에서 원하는 신호전력대 서브캐리어간 간섭전력의 비 관점에서 분석한다.

Abstract

In MC-CDMA systems effects of delay spread of the channel are reduced with increased symbol duration by simultaneously transmitting data symbols on the parallel subcarriers. However, the increased symbol duration causes the system to be more vulnerable to time selective fading. In this paper, we investigate the effects of time selective fading characteristics of the mobile channel from the viewpoint of desired signal power to inter-carrier interference power ratio at the combiner output of the MC-CDMA receiver.

I. 서론

MC-CDMA는 멀티캐리어 변조방식을 CDMA와 결합하여 다중접속 통신방식으로 적용한 방식으로서 송신하고자 하는 데이터를 여러 개의 서브캐리어를 통하여 전송하는 디지털변조방식이다. 직교 MC-CDMA 시스템에서는 서브캐리어간 직교성을 유지하기 위해 데이터 변조에 사각 펄스를 사용하는데, 사각 윈도우 주파수 응답의 큰 부엽으로 인하여 서브채널들의 스펙트럼은 인접한 서브채널과 심하게 중첩되며, 결과로 무선채널 환경에서 상당한 서브캐리어간 간섭을 받게 된다. 이러한 서브캐리어간 간섭은 이동무선환경과 같은 시변 채널환경 하에서 더욱 심각하게 된다. 따라서 단말기가 이동하는 경우 도플러 확산의 영향을 더 받기 쉬워진다.

OFDM 시스템에서 시간선택적 페이딩의 효과와 캐리어 오프셋의 영향에 대하여 여러 연구 결과가 있으며 [1]-[3], OFDM을 이용한 광대역 이동통신 시스템의 설계에서 이 효과는 매우 중요한 고려 요소가 된다. 본 논문에서는 MC-CDMA 시스템에서 단말기가 이동하는 경우 채널에 대한 시간선택적 페이딩의 효과를 분석한다. 구체적으로, MC-CDMA 수신기의 결합기 출력에서 원하는 신호의 전력대 간섭의 전력의 비(SIR)를 유도하여 단말기의 이동속도에 따른 영향을 분석한다. SIR 분석에서는 동일이득 결합기 및 최대비결합기를 사용한 수신기를 고려하였다.

II. MC-CDMA 시스템 모델

직교 MC-CDMA에서 각 데이터 심볼은 $\Delta f = 1/T_b$ 만큼 떨어진 N 개의 서브캐리어로 동시에 전송된다. 여기서 T_b 는 심볼 길이이다. 전송에 앞서 N 개의 병렬 가지에 있는 데이터 심볼은 동일한 길이를 갖는 확산코드 $\{c_i\}$ 로 곱해진다. (그림 1)에 MC-CDMA 시스템의 송신기 모델을 보인다. 여기서 a_m 은 m 번째 사용자의 입력 데이터 심볼 구간 ($0 \leq t \leq T_b$)에서의 데이터 심볼을 나타내며, $\Delta\omega = 2\pi/T_b$ 이다. 전송신호에 대한 저주파 등가신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_m[k] a_m e^{j(k\Delta\omega)t} \quad (1)$$

여기서 $c_m[k]$ 는 m 번째 사용자에게 할당된 확산수열의 k 번

채 서브채널에 곱해지는 코드비트를 의미하며 다음과 같다고 가정한다.

$$c_m[k] = p[k]W_m[k] \quad (2)$$

여기서 $p[k]$ 는 여러 사용자가 사용하는 랜덤수열이며, $W_m[k]$ 는 m 번째 사용자에게 할당된 직교코드집합의 한 원소이다. 확산코드열은 다음을 만족하게 된다.

$$E\{c_m[k] c_m[k+i]\} = 0 \text{ for } i \neq 0, \forall m, m' \quad (3)$$

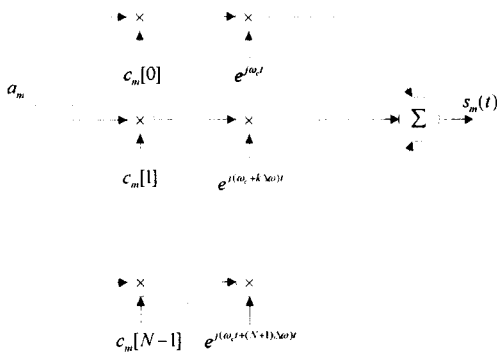


그림 1. MC-CDMA 시스템의 송신기 모델

MC-CDMA 시스템의 수신기는 N 개의 상관기 출력을 역 확산하여 결합한 후 비트 판정을 한다. 멀티패스 신호의 상관기 출력 결과를 결합하는 DS-SS 레이크 수신기가 시간 영역 수신기입에 비해, MC-CDMA 수신기는 주파수영역 레이크 수신기이다. 주파수 선택적 채널에서 각각의 캐리어들은 각기 다른 감쇠와 위상 천이를 겪게 된다. 동일이득결합기(EGC)나 최대비결합기(MRC)와 같은 전통적인 다이버시티 결합방식을 주파수영역에서 사용할 수 있다. 직교 MC-CDMA 시스템에서 서브캐리어의 직교성은 적당한 서브캐리어 간격을 선택함으로써 얻을 수 있으며, 사용자간 직교성은 직교확산 코드에 의해 얻어진다. 멀티패스 페이딩 채널에서는 사용자간 직교성이 왜곡된다. MC-CDMA 시스템의 수신기의 구조로서 채널의 영향으로 손상된 직교성을 복원하기 위한 직교성 복원 결합방식이나 Wiener 필터링에 의한 수신기 구조 등이 연구되고 있다[4].

(그림 2)는 사용자 m 에 대한 MC-CDMA 수신기를 샘플된 형태로 실현한 예를 보인다. 여기서 $c_m[k]$ 는 사용자 m 의 확산수열이며, k 번째 수신기 상관기 출력은 g_k 의 이득을 가지고 결합된다. 판정을 위한 결정변수는 다음과 같이 표현된다.

$$v = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} g_k \sum_{n=0}^{N-1} c_m[k] r(nT_c) e^{-j(k\Delta\omega)nT_c} \quad (4)$$

여기서 $r(t)$ 는 수신신호이다. $T_c = T_b/N$ 이므로 v 는

$$v = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} g_k c_m[k] \sum_{n=0}^{N-1} r(nT_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (5)$$

과 같이 된다.

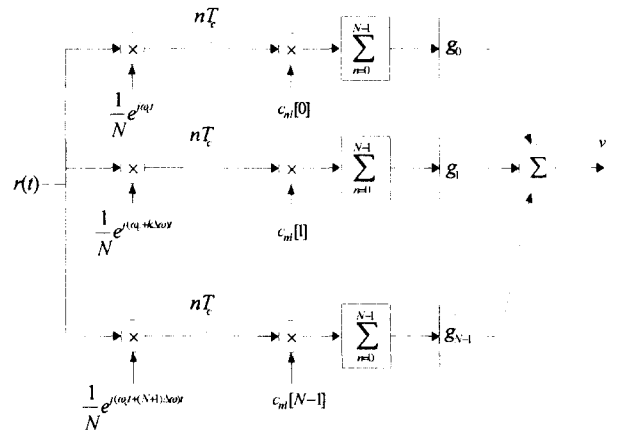


그림 2. MC-CDMA 시스템의 수신기 모델

III. 시간선택적 페이딩 채널모델

무선통신 채널의 가장 큰 특징은 다중경로를 통하여 수신되는 신호의 페이딩 현상이라 할 수 있다. 다중경로 채널의 특성을 결정하는 파라미터로서 지연확산과 코히런스 대역폭을 들 수 있다. 지연확산은 채널의 임펄스응답의 길이를 나타내는 지표로서 심볼간간섭(Intersymbol Interference: ISI)을 일으키게 하여 시스템의 성능을 저하시킨다. 또 하나의 채널 현상으로 도플러 확산은 캐리어 주파수의 편이 정도를 나타내는데, 채널의 특성이 변화하는 속도를 나타내는 지표로서 해석할 수 있다. 도플러 확산이 작으면 코히런스 시간은 커지게 되고 채널은 천천히 변화하게 된다. 단말기가 이동하거나 주변환경이 변화하는 경우, 여러 경로로 수신되는 신호는 경로시간차가 없더라도 서로 다른 크기와 위상을 가져서 결과적으로 채널 효과는 시간에 따라 랜덤하게 변화하는 시간선택적 페이딩으로 나타난다. 본 논문에서는 WSS-UCS(Wide-sense Stationary Uncorrelated Scattering) 채널모델[5]을 사용하여 MC-CDMA 시스템의 특성을 분석하였다. 각 서브캐리어가 독립적이고 주파수 비선택적 페이딩을 겪는다면 i 번째 서브채널의 등가 저주파 임펄스 응답은 다음과 같이 표현된다.

$$h_i(t, \tau) = \beta_i(t) \delta(\tau) \quad (6)$$

여기서 $\beta_i(t)$ 는 복소 가우시안 프로세스로서 i 번째 서브채널의 시변 이득과 위상천이를 나타낸다. Clarke의 2차원 isotropic scattering 모델[6]을 사용하여 서브채널 이득간의 상호상관함수를 표현하면 다음과 같다.

$$R_{\beta_i}(\tau) = E\{\beta_i(t+\tau)\beta_i^*(t)\} = \sigma^2 J_0(2\pi f_d \tau) \delta(t, t) \quad (7)$$

여기서 J_0 는 0차의 1종 Bessel 함수이다. 또한 $f_d = v/\lambda$ 는 최대 도플러 주파수 편이를 나타낸다.

IV. 시간선택적 페이딩 환경에서 MC-CDMA시스템의 서브캐리어간 간섭

MC-CDMA 시스템에서 m 번째 사용자에게 대한 $t = nT_c$ 로 샘플된 형태의 저주파 등가출력은 다음과 같이 표현된다.

$$s_m(nT_c) = \sum_{k=0}^{N-1} c_m[k] a_m e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (8)$$

사용자수가 M 명이고 각 사용자 신호가 동기되어 있다고 가정하면 샘플된 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r(nT_c) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_k(nT_c) c_m[k] a_m e^{j\frac{2\pi}{N}kn} + w(nT_c) \quad (9)$$

여기서 $w(t)$ 는 평균이 0인 가우시안 백색잡음이다. 사용자 1의 수신기의 i 번째 가지 상관기의 출력은 다음과 같이 된다.

$$y[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_k(nT_c) c_m[k] a_m e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)n} + \eta[i] \quad (10)$$

여기서

$$\eta[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(nT_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}in} \quad (11)$$

로 i 번째 가지에 포함된 잡음성분이다. 결합기를 거친 비트판정을 위한 결정변수 v 는 다음과 같이 표현된다.

$$v = \sum_{i=0}^{N-1} g_i c_i[i] y[i] \\ = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} g_i c_i[i] \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_k(nT_c) c_m[k] a_m e^{j\frac{2\pi}{N}(k-i)n} + \eta \quad (12)$$

여기서

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1} g_i c_i[i] \eta[i] \quad (13)$$

이다. 서브캐리어간 간섭의 표현을 간단히 하기 위하여 다음과 같은 함수를 정의하자.

$$\Lambda(i,k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \beta_k(nT_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)n} \quad (14)$$

그러면, 수신기의 결합기 출력 v 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v = \sum_{i=0}^{N-1} g_i \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} \Lambda(i,k) c_i[i] c_m[k] a_m + \eta \quad (15)$$

이 논문에서는 단일 사용자 환경에서 시간선택적 페이딩에 의한 서브캐리어간 간섭을 분석하며, $M=1$ 로 가정하고 잡음의 영향은 고려하지 않았다. 이 경우 결합기 출력은

$$v = a \sum_{i=0}^{N-1} g_i \sum_{k=0}^{N-1} \Lambda(i,k) c[i] c[k] + \eta \quad (16)$$

가 된다. 결합기 출력 v 에 포함되어 있는 원하는 신호성분은

$$v_s = a \sum_{i=0}^{N-1} g_i c^2[i] \Lambda(i,i) = a \sum_{i=0}^{N-1} g_i \Lambda(i,i) \quad (17)$$

가 된다. 만일 채널이 이상적이라면 $\Lambda(i,i) = 1$ 이 되어

$$v_s = a \sum_{i=0}^{N-1} g_i \quad (18)$$

가 된다.

결합기 출력신호의 전력 중에서 원하는 신호전력대 서브캐리어간 간섭전력의 크기를 비교해 보기로 하자. 결합기 출력신호의 전력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E\{v^2\} = E\left\{ \left[a \sum_{i=0}^{N-1} g_i \Lambda(i,i) + a \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k \neq i} g_i c[i] \sum_{k \neq i} \Lambda(i,k) c[k] \right]^2 \right\} \quad (19)$$

입력심볼의 전력을 $E\{|a|^2\} = \sigma_a^2$ 이라 하고 채널 페이딩이 수신심볼과 독립적이라 가정하자. $E\{v^2\}$ 에 포함되어 있는 원하는 신호성분의 전력을 S 라 하면

$$S = \sigma_a^2 E\left\{ \left[\sum_{i=0}^{N-1} g_i \Lambda(i,i) \right]^2 \right\} \quad (20)$$

와 같이 된다. 다음에 서브캐리어간 간섭전력을 구하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I = E\left\{ \left[a \sum_{i=0}^{N-1} g_i c[i] \sum_{k \neq i} \Lambda(i,k) c[k] \right]^2 \right\} \\ = \sigma_a^2 \sum_i \sum_{k \neq i} \sum_{i' \neq k'} E\{c[i]c[k]c[i']c[k']\} E\{g_i g_{i'} \Lambda(i,k) \Lambda^*(i',k')\} \quad (21)$$

그런데

$$E\{c[i]c[k]c[i']c[k']\} = \delta(k,k')\delta(i,i') \quad (22)$$

이므로 캐리어간 간섭의 전력은 다음과 같이 된다.

$$I = \sigma_a^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k \neq i} E\{g_i \Lambda(i,k)\}^2 \quad (23)$$

동일이득결합기(equal gain combiner: EGC)를 사용한 경우 $g_i = 1$ 이 되어, 식(14)의 정의로부터 결합기 출력의 신호전력은 다음과 같이 된다.

$$S = \sigma_a^2 E\left\{ \left[\sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \beta_i(nT_c) \right]^2 \right\} \\ = \frac{\sigma_a^2}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} R_i((n-n')T_c) \quad (24)$$

각 서브채널이 겪는 이득의 통계적 특성이 동일하다면 $\sigma_i^2 = \sigma^2$ 이 되어 신호의 전력은 다음과 같이 된다.

$$S = \frac{\sigma_a^2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_d(n-n')T_c) \quad (25)$$

한편, 식 (14)로부터

$$E\{\Lambda(i,k)\}^2 \\ = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} E\{\beta_k(nT_c) \beta_k^*(n'T_c)\} e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)(n-n')} \\ = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} R_k((n-n')T_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)(n-n')} \quad (26)$$

가 되어 간섭의 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$I = \frac{\sigma_a^2 \sigma^2}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k \neq i} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_d(n-n')T_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)(n-n')} \quad (27)$$

식(24)와 식(27)로부터 출력신호의 원하는 신호전력대 간섭전력의 비는 다음과 같이 표현된다.

$$SIR = \frac{N \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_d(n-n')T_c)}{\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k \neq i} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_d(n-n')T_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)(n-n')}} \quad (28)$$

최대비결합기(maximal ratio combiner: MRC)를 사용한 경우, $g_i = \beta_i^*(0)$ 라고 가정하면 신호의 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$S = \sigma_a^2 E\left\{ \left[\sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^*(0) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \beta_i(nT_c) \right]^2 \right\} \\ = \frac{\sigma_a^2}{N^2} E\left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{i'=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \beta_i^*(0) \beta_{i'}(0) \beta_i^*(nT_c) \beta_{i'}(n'T_c) \right\} \quad (29)$$

서브채널의 독립성과 jointly Gaussian 확률변수의 특성으로부터 신호의 전력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S = \frac{\sigma_a^2}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \{R_i(0)R_i((n-n')T_c) + 2R_i(nT_c)R_i(n'T_c)\}$$

$$= \frac{\sigma_a^2 \sigma^4}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \{J_0(2\pi f_d(n-n')T_c) + 2J_0(2\pi f_d nT_c)J_0(2\pi f_d n'T_c)\} \quad (30)$$

한편, 간섭을 구하면 다음과 같다.

$$I = \frac{\sigma_a^2}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E \left\{ \beta_i(0)\beta_i^*(0) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \beta_k(nT_c)\beta_k^*(n'T_c) \right\} e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)(n-n')}$$

$$= \frac{\sigma_a^2 \sigma^4}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_d(n-n')T_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)(n-n')} \quad (31)$$

따라서 식(30)과 식(31)로부터 출력신호의 원하는 신호전력대 간섭전력의 비는 다음과 같이 표현된다.

$$SIR = \frac{N \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \{J_0(2\pi f_d(n-n')T_c) + 2J_0(2\pi f_d nT_c)J_0(2\pi f_d n'T_c)\}}{\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_d(n-n')T_c) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-i)(n-n')}} \quad (32)$$

V. 수치적 결과

앞서 시간선택적 페이딩이 MC-CDMA 시스템에 미치는 영향을 분석하기 위하여 수신기의 결합기 출력의 원하는 신호전력대 서브캐리어간 간섭 전력의 비를 동일이득결합기와 최대비결합기를 사용한 경우에 대하여 각각 식(28)과 식(32)와 같이 유도하였다. 여기서는 MC-CDMA 시스템의 한 예를 들어서 SIR을 수치적으로 구해 보았다. 고려한 시스템은 서브캐리어 개수가 32개 이고, 캐리어의 오프셋은 없다고 가정한다.

(그림 3)에 시간선택적 페이딩에 따른 결합기 출력의 SIR을 보인다. 여기서 채널의 시변성 정도를 나타내는 지수로 T_s/T_0 를 사용하였는데, T_s 는 데이터 심볼의 길이를 나타내고 $T_0 = 1/f_d$ 은 채널의 코히런스 시간을 나타낸다. 그 결과를 보면 T_s/T_0 의 증가에 따라 SIR이 감소하는 것을 볼 수 있다. 이것은 단말기의 이동성에 따라 채널의 코히런스 시간이 작아지면 서브캐리어간 간섭이 증가한다는 것을 의미하며, 또한 병렬로 데이터를 전송하여 유효 심볼 길이를 증가시키면 주파수선택적 페이딩에는 강인해지지만 시간선택적 페이딩에는 취약해진다는 것을 의미한다. 동일이득결합기와 최대비결합기를 비교하면 주어진 분석조건에서는 MRC를 사용한 수신기의 SIR이 높은 것을 확인할 수 있다.

VI. 결론

MC-CDMA 시스템은 데이터열을 병렬 서브캐리어로 전송함에 의하여 유효 심볼 길이를 증가시켜서 지연확산의 효과를 감소시킬 수 있지만, 심볼 길이의 증가는 시간선택적 페이딩의 영향을 더 많이 받게 한다. 본 논문에서는 MC-CDMA 시스템에서 채널의 코히런스 시간보다 커지는 경우 채널이 보이는 시간선택적 페이딩의 효과를 MC-CDMA 수신기의 결합기 출력에서 원하는 신호전력대 서브캐리어간 간섭전력의 비 관점에서 분석하였다. 시간선택적 페이딩은 서브캐리어간 간섭을 증가시키는 것을 확인하였다. 따라서 MC-CDMA 시스템의 설계에서, 예를 들어 캐리어의 개수 선정에서, 주파수선택적 페이딩의 영향을 고려함과 동시에 시간선택적 페이딩의 영향을 고려해야

한다는 결과를 얻었다.

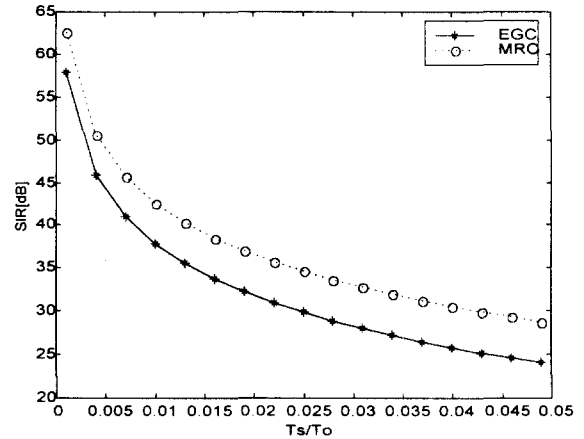


그림 3. 시간선택적 페이딩이 MC-CDMA 시스템에 미치는 영향

참고문헌

- [1] P. H. Moose, A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 191-193, 1994.
- [2] J. Li and M. Kavehrad, Effects of time selective multipath fading on OFDM systems for broadband mobile applications, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, Dec. 1999.
- [3] Y. Li, L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 902-915, Jul. 1998.
- [4] N. Yee, J. Linnartz, and G. Fettweis, Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks, *IEICE Trans. Commun.*, vol. E77-B, pp. 900-904, 1994.
- [5] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communications*, Reading, MA: Kluwer Academic, 1996.
- [6] R. H. Clarke, A statistical theory of mobile radio reception, *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, pp. 957-1000, Jul. 1968.