

이중 직교 주파수 중첩을 이용한 MC-CDMA 변조방식에 관한 연구

Study on MC-CDMA Using Two-fold Orthogonal Frequency Overlap

柳 棺 雄*, 朴 容 完**, 徐 映 錫***, 金 基 采***

(Kwan-Wong Ryu*, Yong-Wan Park**, Young-Suk Suh***, and Ki-Chai Kim***)

요 약

차세대 고속 데이터 전송을 위해 연구되고 있는 MC-CDMA 방식은 이동통신환경에서 송신 신호의 주기가 채널의 지연확산보다 충분히 크지 않으면 심볼간의 간섭이 발생하여 성능이 열화된다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 직·병렬 변환기를 통과시킴으로써 채널의 지연확산보다 충분히 큰 주기 신호를 만들고, 직·병렬 변환기의 서브채널 수에 따라 스펙트럼 효율을 가변적으로 높일 수 있다. 또한 이동통신환경에서 성능향상을 위해 MC-CDMA에 병렬 주파수 다이버시티 블록을 첨가한다. 제안된 모델의 스펙트럼 효율을 계산하여 MC-CDMA의 스펙트럼 효율과 비교하고, 다중 경로 레일리 페이딩 채널 모델에서 성능 향상을 시뮬레이션을 통해 검증한다.

Abstract

If signal time duration of MC-CDMA method which has studied for next-generation high-speed data transmission is not sufficiently large compared to delay spread of channel, the performance is degraded by generation of intersymbol interference.

In this paper, this problem will solve through serial to parallel convertor and make large sufficiently time duration of signal compared to delay spread of channel and rise variable spectral efficiency through the number of serial to parallel convertor subchannel. we will add to parallel frequency diversity block for improve the performance in mobile Communication. Spectral efficiency of the proposed system is counted and compared to spectral efficiency of MC-CDMA and investigated through computer simulations by using multipath Rayleigh

* 嶺南大學校 大學院 情報通信工學科
(Graduate School of Information and Communication,
Yeungnam Univ.)

** 嶺南大學校 情報通信科
(Dept. of Information and Communication, Yeungnam
Univ.)

*** 嶺南大學校 電氣·電子工學部
(School of Electrical and Electronics, Yeungnam
Univ.)

※ 본 연구는 한국학술진흥재단의 대학 부설연구소
연구지원에 의해 수행되었음
接受日: 1999年 3月 8日, 修正完了日: 1999年 7月 9日

fading channel

KeyWord: MC-CDMA, High-Speed Data Transmission, Serial to Parallel Convertor, Spectral Efficiency, Parallel Frequency Diversity Block

I. 서론

무선/이동 통신 시스템에서는 현재의 음성 중심 서비스에서 점차 음성, 데이터, 비디오 등을 포함한 고속, 고품질의 멀티미디어 통신 구현을 위한 많은 연구 개발이 진행되고 있다. 고정 무선 통신에서는 Wireless Local Area Network 및 HIPERLAN을 활용하여 저속 및 고속 데이터를 실내에서 통신 할 수 있게 하고 있으며, 이동 통신 분야에서도 멀티미디어 통신을 구현하기 위해 2GHz 대역에서 최대 2Mbps 전송이 가능한 차세대 이동 통신 시스템인 IMT-2000의 표준화 및 연구 개발이 진행 중에 있다. 또한 유럽 및 일본에서는 40GHz - 60GHz 대역에서 최대 155Mbps 까지 통신이 가능한 이동멀티미디어 통신인 MBS(Mobile Broadband System)를 구현하기 위한 연구 개발이 진행 중에 있다. 이와 같이 차세대 이동 통신은 주파수가 수 GHz 대역에서 수십 GHz 대역으로 이루어지고 멀티미디어 통신을 위해 적어도 수 MHz에서 수십 MHz 대역의 주파수 대역이 필요하고, 고품질의 통신을 구현하기 위한 핵심기술 개발이 요구된다.

국내에서는 차세대 이동멀티미디어 통신시스템 개발을 위해 차세대 이동 통신용 시스템인 IMT-2000 시스템의 효율적인 무선 접속 방식으로 광대역 DS-CDMA 방식으로 표준화가 진행 중에 있으며 미국의 cdma 2000, 일본과 유럽의 W-CDMA 시스템들이 CDMA 방식의 무선접속방식으로 차세대 이동 통신 시스템 구현을 위해 연구 중에 있다[12].

최근에는 한정된 주파수 환경에서 효율적인 고속 멀티미디어 이동 통신을 위해 W-CDMA 방식뿐만 아니라 Multi-carrier CDMA, Multi-carrier DS-CDMA, Multi-code CDMA 방식 등의 다양한 광대역 멀티미디어 무선접속(Broadband Multimedia Multiple Access)방식

들이 차세대 이동 멀티미디어 통신 시스템의 무선 접속기술로 제안되어지고 있다.

현재 우리 나라에서 사용되고 있는 디지털 셀룰러 폰의 다중접속방식으로 채택된 CDMA(Code Division Multiple Access)방식은 많은 가입자를 수용할 수 있다는 장점을 가지고 있지만 간섭신호에 의해 사용자가 제한을 받는다. 또한 현재의 CDMA는 수 킬로바이트 급의 주로 저속 및 중속 데이터 전송에 이용되고 있으므로 이동 중에도 화상을 전송 할 수 있을 정도의 고 데이터 율을 요구하는 미래의 이동멀티미디어 서비스에는 적합하지 않다. 이러한 상황에서 새로운 무선접속방식으로 OFDM과 OFDM과 CDMA를 결합한 방식이 제안되어져 왔다[1]~[5].

현재 방송 시스템 등에서 성능의 우수성이 입증된 OFDM은 직·병렬 변환기를 뚫으로써 스펙트럼 효율을 높이고 심벌길이를 지연 스프레드(delay spread)보다 길게 하여 ISI(Inter symbol Interference)를 줄일 수 있으나 각 심플이 하나의 캐리어를 이용한 협대역 주파수를 이용함으로써 주파수 다이버시티는 기대하기 어렵다[9]~[11]. 따라서 OFDM시스템은 강력한 채널 코딩 및 주파수 인터리빙 기술을 필요로 한다 [7][13]. 또한 OFDM과 CDMA를 결합한 방식 중 하나인 MC-CDMA 방식은 이동통신환경에서는 우수한 성능을 나타내지만 스펙트럼 효율 면에서 직·병렬 변환기를 사용하는 OFDM에 비해 우수하지 않다[1]~[5].

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 직·병렬 변환기를 통과시킴으로써 스펙트럼 효율을 높이고, MC-CDMA에 병렬 주파수 다이버시티 블록을 추가한 방식을 제안한다. 제안된 방식은 이중 직교 주파수 중첩 구조를 가진다. 즉, 기존의 MC-CDMA 방식에 병렬 주파수 다이버시티 특징을 가지도록 한 것으로 스펙트럼 효율 향상과 주파수 다이버시티 효

과를 기대 할 수 있다.

본 논문의 구성은 II장에서는 기존의 MC-CDMA 시스템에 대해 기술하고 이를 이론적으로 분석한다. III장에서는 제안된 시스템의 특징을 설명하고 IV장에서는 모의 실험을 통해 제안된 모델과 MC-CDMA를 비교한다.

II. MC-CDMA 시스템

2.1 MC-CDMA의 개요

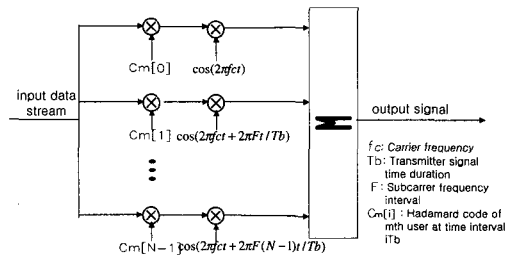


그림1 MC-CDMA송신기 모델

Fig.1 Transmitter model of MC-CDMA

MC-CDMA는 주어진 확산 시퀀스를 사용하여 데이터를 여러 개의 부 반송파에 걸쳐 주파수 축에서 확산시킨 후 송신하며, 수신 단에서는 서브캐리어간 직교성과 코드간 직교 성을 이용하여 수신 데이터를 결정한다. 그림1의 MC-CDMA의 송신기 구조에서 송신 신호는 직교 코드로 변조된 후 기본 주파수 $1/T_b$ 의 정수 배인 서로 다른 서브캐리어들의 합으로 나타내어진다. 서브캐리어 주파수들간의 직교성은 그들의 간격이 F/T_b (F 는 정수)가 되어야하며 F 는 서브캐리어들간의 간격을 나타내는 잣대가 된다. 그림1의 각 서브캐리어들의 각 도는 코드의 값에 따라 π 또는 0 이 된다. 코드의 길이가 N 이면 서브캐리어의 개수도 N 이 된다. 따라서 송신시 모든 사용자들이 같은 서브캐리어 주파수들을 사용하여도 서로 직교인 코드를 사용함으로써 다중화를 지원할 수 있다. 즉, MC-CDMA 방식은 이중의 직교성을 확보하고 있음을 알 수 있다[1]~[5].

MC-CDMA의 목적은 OFDM과 DS-SS의 장점을 취한 것으로 정보 비트가 서브캐리어를 변조하기 전에 직교 코드로 1:1 확산된다. 이는 다중경로 전파로 인한 페이딩에 강한 OFDM의 장점은 물론 주파수 다이버시티에 의한 이득도 기대할 수 있다.

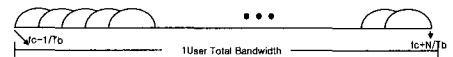


그림 2 MC-CDMA 송신 신호의 전력 스펙트럼
Fig 2. The power spectrum of MC-CDMA transmitted signal

그림2는 MC-CDMA의 스펙트럼의 구조를 나타낸 것이다. 같은 데이터를 다른 서브캐리어 주파수로 전송함으로써 주파수상에서 같은 신호를 배열함으로써 특정 주파수에서 심한 페이딩을 겪더라도 이동통신환경에 강한 특성을 가진다. 따라서 기존의 OFDM신호의 비해 이동통신환경에서 성능을 향상시킬 수 있다.

그러나 주파수 효율 면에서는 직·병렬 변환기를 사용하여 서브캐리어 수만큼 주기가 늘어난 OFDM에 비해서는 낮은 효율을 가지므로 주파수 효율을 높이기 위해서는 MC-CDMA 송신 블록을 통과시키기 전에 채널의 지연확산(delay spread)보다 큰 주기를 가지도록 해야한다.

III. 이중 직교 주파수 중첩을 이용한 MC-CDMA 변조방식

3.1 제안된 시스템의 구조 및 기본원리

제안된 모델은 직·병렬변환기를 사용하여 신호의 주기를 늘림으로써 채널의 지연 확산 보다 충분히 크게하여 심볼간의 간섭을 줄이고, 직·병렬 변환기의 서브채널 수에 따라 스펙트럼 효율을 가변적으로 높일 수 있다. 또한 기존의 MC-CDMA의 주파수 다이버시티 장점에 병렬 주파수 다이버시티 블록을 첨가함으로써 신호 대 잡음비에 대한 성능을 개선하기 위한 방식이다. 그림3는 제안된 방식의 송신부를 나타냈는데 세 개의 블록으로 나누어 설명할 수 있다. 첫 번

제 블록은 입력되는 심볼열을 직·병렬 변환기를 통과시키고 병·직렬 변환기를 통과 시켜 신호의 주기를 늘림으로써 스펙트럼 효율을 향상시키기 위한 블록이다. 여기서 직병렬 변환기는 채널의 지연 확산 보다 큰 주기의 멀티캐리어 신호를 가지도록 데이터열을 변조하는 역할을 하여 심볼간 간섭을 방지 할 수 있다. 두 번째 블록은 MC-CDMA에 해당하는 블록이다. 주기가 늘어난 입력 데이터열이 하다마드코드에 의해 변조되고, 서로 직교인 서브캐리어에 의해 변조되어 송신 되게된다. 하다마드 코드의 비트 주기는 직·병렬 변환기에 의해 늘어난 신호의 주기와 같다고 가정한다. 세 번째 블록에서 변조된 신호는 두 번째 블록에서 $1/T_s$ 간격의 다이버시티 특성을 가진 MC-CDMA신호의 병렬 배열의 합으로 전송된다. 여기서 스펙트럼이 또 한번 겹쳐지게 된다. 어느 한 주파수가 샘플링 되는 위치에서 다른 주파수 성분들의 값이 0이 되는 직교성을 가지도록 이중 병렬스펙트럼 구조의 신호들이 합성되어 송신됨으로써 이중 병렬구조에 의한 간섭을 배제할 수 있다.

제안된 시스템의 송신기를 전체적으로 살펴 보면 기존의 MC-CDMA와 비교하여 $1/T_s$ 의 간격으로 스펙트럼을 중첩시킨 MC-CDMA 신호는 F/T_s 만큼의 간격의 MC-CDMA신호의 집합으로 다시 중첩된다. 여기서 두 번째 블록의 P는 병렬 다이버시티 수를 나타내는데 동일한 대역폭을 가정할 때 F/T_s 의 F가 증가 할수록 세 번째 블록의 다이버시티 수 P가 감소하게 된다. 즉, 동일한 대역 폭을 가정할 때 $F=1$ 일 때 최대 병렬 다이버시티를 가지며 F가 증가함에 따라 세 번째 서브채널 수가 감소하므로 병렬다이버시티 수는 감소한다.

또한 다중접속 방식의 측면에서 보면 코드의 길이가 N이면 서브캐리어 개수도 N이 되어 최대 N명의 가입자를 수용할 수 있다. 즉 N은 하다마드 코드의 길이를 의미하는데 모든 사용자들이 같은 서브캐리어들을 사용하지만 직교성을 갖는 하다마드 코드를 사용함으로써 사용자 구분을 할 수 있다.

3.2 송신기 모델

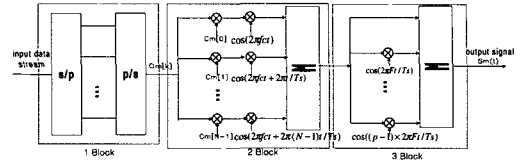


그림 3 제안된 송신기 모델

Fig. 3 The proposed model of transmitter

그림 3에서 첫 번째 블록의 서브캐리어 주파수들 간의 간격은 $1/T_s$ 이고 f_c 는 캐리어들 중 가장 낮은 주파수인 캐리어 주파수를 의미하며, T_s 는 심볼의 길이를 나타낸다. 제안된 시스템의 m번째 사용자의 송신신호는 식(1)과 같이 나타난다.

$$s_m(t) = \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] a_m[k] \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{t}{T_s}) \cos(2\pi n F t / T_s) \quad (1)$$

$a_m[k]$ 는 m번째 사용자의 k번째 데이터 $c_m[0], c_m[1], \dots, c_m[N-1]$ 은 다중화를 위해 사용하는 하다마드 코드이고 P는 두 번째 블록의 서브캐리어 갯수이며 다이버시티를 위해 사용한다. 식(1)의 전송신호는 채널을 통하여 페이딩에 의한 크기와 위상의 왜곡이 생기고 가산성 백색 가우시안 잡음이 더해져서 수신된다.

3.3 수신기 모델

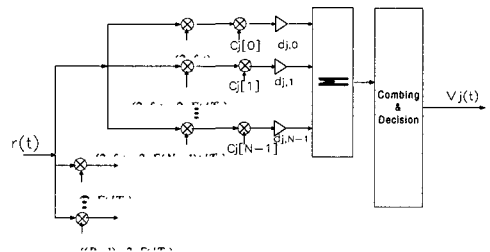


그림 4 제안된 수신기 모델

Fig. 4 The proposed model of receiver

식(1)의 M명의 사용자의 송신 신호가 이동 통신 채널 환경을 통과하여 수신되는 신호 $r(t)$ 는 식(2)와 같다.

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{1}{T_s} t + \theta_{m,i}) \cdot \cos(2\pi n F t / T_s + \theta_{m,i}) + n(t) \quad (2)$$

식 (2)에서 $\rho_{m,i}$ 는 다중 경로에 의한 레일레이 랜덤 변수이며 $\theta_{m,i}$ 는 $[0, 2\pi]$ 의 범위에서 균일 분포된 (uniform distributed) 랜덤 변수이고 $n(t)$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음이다.

수신된 M명의 사용자 중에서 j번째 사용자의 송신 데이터 값을 복원하기 위해서 결정 변수를 구해야 한다. 그렇게 하기 위한 첫 번째 단계는 수신신호의 각 부 반송파를 복조 하는 것과 관련 있다. 즉, 채널에 의해 왜곡이 생긴 위상 $\theta_{m,i}$ 와 크기 $\rho_{m,i}$ 를 보상해야하는데 $\theta_{m,i}$ 의 보상은 수신기의 동기 회로로 보상하고 $\rho_{m,i}$ 의 보상은 등화기를 사용한다. 여기서 완벽한 위상동기가 이루어졌다고 가정하고 크기 보상은 i번째 부반송파 신호의 이득 보상 $d_{0,i}$ 를 등화 방법에 따라 변화 시켜서 보상한다. 결정 변수 j번째 사용자의 수신 신호인 $v_0(t)$ 를 구할 수 있다.

즉, $r(t)$ 가 그림 4의 수신기를 통과하면 식 (3)과 같이 주어진다.

$$v_j(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] c_j[i] d_{j,i} a_m[k] \cdot \frac{2}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{1}{T_s} t + \theta_{m,i}) \cdot \cos(2\pi n F t / T_s + \theta_{m,i}) \cdot \cos(2\pi n F t / T_s + \hat{\theta}_{j,i}) dt + \eta \quad (3)$$

여기서 수신기 통과시 AWGN항 η 는 다음과 같은 식 (4)로 표현된다.

$$\eta = \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \frac{2}{T_s} n(t) d_{j,i} \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{1}{T_s} t + \hat{\theta}_{j,i}) \cdot \cos(2\pi n F t / T_s + \hat{\theta}_{j,i}) dt \quad (4)$$

$\hat{\theta}_{j,i}$ 는 i번째 서브캐리어의 각도이며 송신기와 수신기의 위상 동기가 정확하다는 가정하에서 ($\theta_{j,i} = \hat{\theta}_{j,i}$) 식 (3)이 그림 4의 수신기를 통과하면 식(5)와 같이 주어진다.

$$v_j(t) = \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{j,i} a_j[i] d_{j,i} + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[k] c_m[i] c_j[i] \cdot \rho_{m,i} d_{j,i} \cos \hat{\theta}_{m,i} \cos \hat{\theta}_{m,i} + \eta \quad (5)$$

여기서 첫 번째항은 j번째 사용자 신호인 원하는 수신신호이고, 두 번째항은 다른 M-1명의 사용자의 간섭항이고, 마지막 세 번째항은 가산성 백색 가우시안 잡음항이다. 식 (5)의 $\hat{\theta}_{m,i} = \theta_{j,i} - \theta_{m,i}$ 이며 채널에 의한 왜곡을 무시하고 등화 기법으로 EGC(Equal Gain Combining)를 사용한다면 $\rho_{m,i} = 1, \eta = 0, d_{j,i} = 1$ 되고 수신신호는 식(6)과 같이 주어지며 식(5)의 두 번째항인 다른 사용자간 간섭 항에서 확산 코드의 직교성 정도에 따라 성능의 차이가 있음을 알 수 있다.

$$v_j(t) = P N a_j[k] \quad (6)$$

IV. 스펙트럼 효율과 병렬 주파수 다이버시티 효과

4.1 스펙트럼 효율

MC-CDMA와 제안된 모델 사이의 스펙트럼 효율을 비교한다. 제안된 모델은 직·병렬 변환기를 사용하여 채널 상태에 따라 적응적으로 채널의 지연확산보다 긴 주기 신호를 가지도록 변화시킨다. 여기서는 직병렬 변환기의 주기에 따라 제안된 시스템이 채널의 지연확산보다 충분히 크다고 가정하고 스펙트럼 효율을 계산하였다.

4.1.1 MC-CDMA스펙트럼 효율

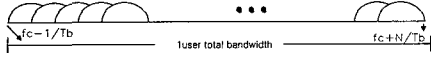


그림 5 MC-CDMA 송신 신호의 전력 스펙트럼
Fig 5. Power spectrum of MC-CDMA Transmitted signal

그림5에서 인접 스펙트럼이 겹쳐지는 것으로부터 MC-CDMA 시스템의 대역폭은 식 (7)와 같이 나타나며 T_b 은 원래 신호의 시간주기이다.

$$B_{MC} = f_c + \frac{N}{T_b} - (f_c - \frac{1}{T_b}) = \frac{N+1}{T_b} \approx \frac{N}{T_b} \quad (7)$$

$R=1/T_b$ 의 심볼율을 고려함으로써 Q-ary시스템의 비트율은 $R \log_2 Q$ 이다.

스펙트럼효율은 단위 대역폭당 비트율로 정의하는데 MC-CDMA의 스펙트럼 효율은 식 (8)과 같다[6].

$$Spectral\ efficiency = \frac{\frac{1}{T_b} \log_2 Q}{\frac{N+1}{T_b}} = \frac{\log_2 Q}{N+1} \quad (8)$$

4.1.2 제안된 시스템의 스펙트럼 효율

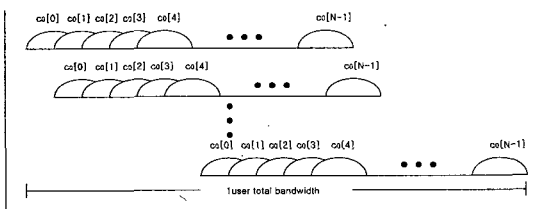


그림 6 제안된 시스템의 송신 신호의 전력 스펙트럼
Fig 6. Power spectrum of proposed system Transmitted signal

제안된 시스템은 그림 3의 첫 번째 블록의 직병렬 변환기의 서브채널의 수를 X개라고 하면 직병렬 변환

기를 통과한 신호의 주기가 $T_s = XT_b$ 가 된다. 이동체의 속도에 따라 채널의 지연확산(delay spread)에 의한 인접 심볼간의 간섭을 제거하기 위해 직병렬 변환기의 서브 채널수를 변화시킴으로써 주기를 변화시킨다.

그림6에 나타난 제안된 신호의 단위 대역폭당 비트율로 정의되는 스펙트럼 효율은 식(9)와 같다.

$$Spectral\ efficiency = X \times \frac{\frac{1}{T_b} \log_2 Q}{\frac{N+1}{T_b}} \quad (9)$$

$$= X \times \frac{\log_2 Q}{N+1}$$

X는 직병렬 변환기의 서브채널의 수를 나타내며 MC-CDMA비해 스펙트럼의 효율 향상의 정도를 나타낸다. 즉 직병렬 변환기의 부채널의 수에 따라 스펙트럼 효율이 변하게된다.

MC-CDMA에 비해 X배만큼 스펙트럼 효율이 향상됨을 알 수 있다.

그러나 X의 값이 늘어남에 따라 X배 만큼의 스펙트럼 효율이 향상되는 반면 부반송파와 부반송파간의 주파수 옵셋에 의한 성능 열화가 더 심하게 나타난다. 본 논문에서는 주파수에 의한 시스템의 영향은 고려하지 않는다.

4.2 병렬다이버시티에 의한 효과

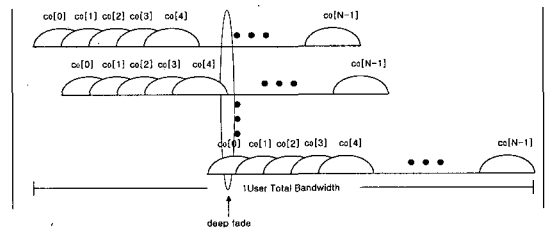


그림 7 특정 주파수 대역이 심한 페이딩을 겪는 경우
Fig. 7 Deep Fade Case of Special frequency bandwidth

그림 7에서와 같이 제안된 시스템의 송신 신호들

주파수 상에서 F/T_s 만큼의 두께 전송하고 있다. 기존의 시스템의 경우 특정부분에서 심한 페이딩 채널을 통과했을 때 채널 코딩을 이용해 시스템의 성능 저하를 방지했다. 그러나 제안된 시스템에서는 특정부분이 심한 페이딩을 겪더라도 병렬 주파수 다이버시티에 의해 손상되는 비트 열이 다르므로 전체 P 개의 비트 중 일부만이 손상된다. 그러므로 수신기에서는 이를 쉽게 복구 할 수 있다.

본 논문에서는 주파수다이버시티 특징을 가진 MC-CDMA를 병렬 주파수 블록을 사용함으로써 성능을 향상 시켰다.

V. 모의 실험 결과

모의실험 환경은 무선 멀티미디어 환경에 적합한 환경을 설정했다. 정보 비트율 2Mbps, 서브채널 수 128, 사용자수 64명, 캐리어 주파수 1.9GHz인 BPSK 변조 방식에서 모의 실험을 수행 했다. 채널환경은 캐리어 주파수가 1.9GHz인 34경로의 Rayleigh 채널인 Jake Model을 사용하고 128000비트의 송신 데이터를 전송 하였다[8]. 그리고 비트마다 페이딩에 영향을 받는 페스트 페이딩(fast fading) 채널을 가정했다.

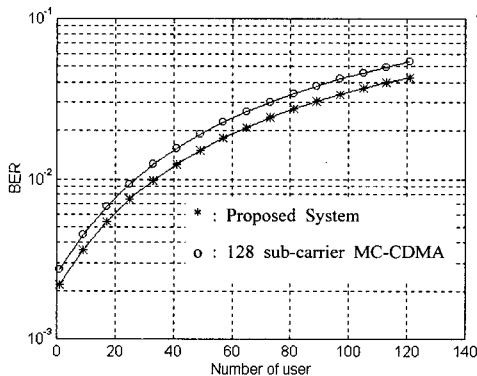


그림 8 레일레이 페이딩 채널의 순방향에서 사용자 수에 따른 BER

Fig. 8 BER versus the number of user in the downlink of Rayleigh fading channel

그림 8은 신호대 잡음의 비가 5dB일때 순방향에서 사용자 수에 따른 BER에 대한 그래프이다. 원하는 사용자의 평균 전력과 다른 $M-1$ 명의 평균 전력이 같은 값을 가진 상황을 가정한다. 제안된 시스템의 첫 번째 블록의 서브캐리어 수가 64개, 두 번째 블록의 서브캐리어 64개이고, 첫 번째 블록의 부반송파와 두 번째 블록의 부반송파 간격은 $1/T_s$ 로 두었다. 이렇게 함으로써 128개의 부반송파를 가진 MC-CDMA의 전체 대역폭과 제안된 시스템의 전체대역폭을 같게 한다. 순방향에서 제안된 시스템과 MC-CDMA를 비교하면 제안된 시스템이 MC-CDMA에 비해 가입자를

10^{-2} BER에서 10명 정도의 가입자를 더 많이 수용할 수 있음을 알 수 있다. 이는 제안된 시스템이 병렬 다이버시티를 가짐으로써 성능이 향상되었다.

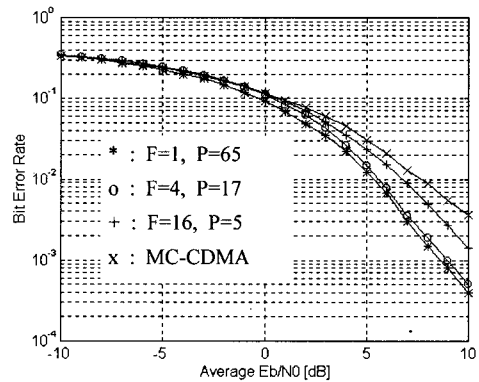


그림 9 F 파라미터 사용에 의한 주파수 간격 효과
Fig. 9 Effect of Frequency spacing by use of F parameter

그림9은 같은 대역폭을 가진 상황에서 MC-CDMA 그리고 제안된 시스템의 성능을 분석한 그래프이다. MC-CDMA와 제안된 방식이 같은 대역폭을 가지도록 그림 8에서 사용한 가정을 그대로 사용했다. 두 번째 블록의 서브캐리어 스펙트럼 사이의 간격을 F/T_s 로 놓고, 주파수 간격 F 를 변화 시켜가며 시뮬레이션 했다. 동일한 채널을 가정할 때 F 의 증가는 세 번째 블

록의 병렬다이버시티 블록의 부 반송파의 수 P 의 감소를 의미한다. 스펙트럼 간격이 $F=1$ 일 때 (64개의 서브캐리어, 64개의 다이버시티) MC-CDMA에 비해 10^{-2} 에서 약5dB정도 성능이 향상됨을 알 수 있다. F 의 간격이 증가할수록 같은 대역폭하에서 병렬 다이버시티의 부채널 수는 감소된다. 즉, P 의 수가 5, 17, 65로 증가함에 따라 MC-CDMA에 비해 2dB, 4dB, 5dB 가량 증가했다.

VI. 결 론

본 논문에서는 고속 데이터 전송을 위해서 높은 스펙트럼 효율과 이동 통신 채널환경에 강한 OFDM/CDMA방식의 무선 접속 구조를 제안하였다. 이미 OFDM과 CDMA를 결합한 많은 방식들이 연구되고 있고, OFDM은 이미 유럽의 DAB(digital audio broadcasting)와 HDTV의 그 우수성이 입증되었다. 또한 OFDM은 직렬 병렬변환기를 뚫으로써 심볼의 길이를 지연스프레드보다 길게 하여 ISI(inter symbol interference)를 줄일 수 있다. 그러나 각각의 심볼 당 하나의 캐리어를 이용하는 협대역 주파수를 이용함으로써 주파수 다이버시티를 기대하기 어렵다. 따라서 OFDM시스템은 강력한 채널 코딩 및 주파수 다이버시티 기술을 필요로 한다. 반면에 MC-CDMA방식은 ISI에 강한 OFDM의 장점과 DS-SS의 주파수 다이버시티 효과를 동시에 취하는 다중 시스템이라 볼 수 있다. 제안된 방식은 직병렬 변환기를 사용하여 스펙트럼효율이 높고, MC-CDMA에 병렬 다이버시티 블록을 첨가함으로써 성능향상을 모의 실험 했다. 순방향 채널에서는 병렬 다이버시티를 사용함으로써 기존의 MC-CDMA에 비해서는 성능이 향상되었다.

참 고 문 헌

- [1] N. Yee, J.P.M.G. Linnartz, G.Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless networks," IEICE Trans. Communications, Japan, Vol. E77-B, no.7, pp.900-904, July. 1994,
- [2] N. Yee, J.P.M.G. Linnartz, "Controlled equalization for Muticarrier CDMA," VTC 1994, Stockholm, June 1994.
- [3] N.Yee, J.P.M.G. Linnartz, "Wiener filtering for Multi-Carrier CDMA," IEEE/ICCC Conference on Personal indoor Mobile radio Communications (PIMRC) and wireless computer Networks(WCN), The Hague,Vol.4, pp.1344-1347, Sep 1994.
- [4] N. Yee, J. P. M. G. Linnartz, "Muticarrier Code Division Mutiple Access(MC-CDMA) a new spreading technique for communication over multipath channels," Final report 93-101(also 92-092), Microelectronics innovation and computer Research Opportunities, University of California. Oakl and, CA 9 4612-3550.
- [5] N. Yee, J. P. M. G. Linnartz, "Multi-Carrier Code CDMA in an indoor wireless radio channel," Memorandum UCB/ERLM94/6, U.C. Berkeley, ectronics Research Lab.
- [6] J.Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, Ch.4. 1983
- [7] Homayoun nikookar and Ramjee Prasad, "OFDM Performance Evaluation Over Measured Indoor Radio Propagation Channls," ICUPC 95.
- [8] William C. Jakes, *Microwave Mobile Communication*, IEEE PRESS. New York, 1974
- [9] K. Fazel, "Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system," in *IEEE, 2nd International Conference on Universal Personal Communication (ICUPC) Proc.*, Oct. 1993.
- [10] L. J. Cimini. Jr. "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Communication*, vol. 33, pp.665-675, July 1985.
- [11] H. Sari, G. Karam, and I. Jean claude, "An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for

mobile radio applications," Proc. VTC'94, Stockholm, Sweden, pp.1635-1639, June 1994

[12] S. Hara and R. Prasad, "DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multimedia Communication," Proc. of IEEE VTC'96, Atlanta, USA, April 1996

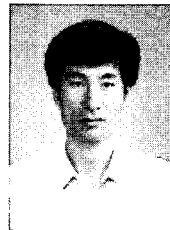
[13] Shiro Kondo and Laurecin, "Performance of Multi-carrier DS CDMA Systems," IEEE Trans. Communication, Vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.

저 자 소 개



柳 楢 雄 (會 員 申 請 中)

1972년 7월 30일생. 1997년 영남대학교 전자공학과 학사, 1999년 영남대학교 전자공학과 석사
주관심분야 : OFDM, Multicarrier CDMA. 다중접속방식, 이동통신시스템



徐 暎 錫 (正 會 員)

1986년 2월 영남대학교 전기공학과 학사, 1991년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 공학석사, 1995년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 공학박사, 현재 영남대학교 전기전자공학부 조교수

주관심 분야 : RF & 마이크로파 회로



朴 容 完 (正 會 員)

1982년 2월 경북대학교 전자공학과 학사, 1984년 2월 경북대학교 전자공학과 공학석사, 1987년 1월 ~ 1989년 2월 뉴욕주립대 Buffalo 대학 전자공학과 공학석사, 1989년 2월 ~ 1992년 6월 뉴욕주립대

Buffalo 대학 전자공학과 공학박사, 1992년 10월 ~ 1993년 12월 캘리포니아 공과대학(Caltech) Research Fellow, 1994년 1월 ~ 1996년 8월 SK Telecom 중앙연구원 기술연구팀장, 1996년 9월 ~ 현재 영남대학교 정보통신공학과 조교수

주관심 분야 : 통신 신호처리, 이동통신 시스템등

金 基 采 (正 會 員)

1984년 2월 영남대학교 전자공학과 학사, 1986년 3월 일본 Keio Univ. 대학원 공학석사, 1989년 3월 일본 Keio Univ. 대학원 공학박사, 1993년 4월 ~ 1993년 한국표준과학연구원 전자과연구실 선임연구원, 1993년 4월 ~ 1995년 8월 일본 후쿠오카공업대학 정보공학과 조교수, 1995년 9월 ~ 현재 영남대학교 전기전자공학부 조교수

주관심 분야 : 안테나 및 전자파이론, EMC/EMI, 전자파의 응용 및 측정