

차세대 광대역 무선 멀티미디어 통신을 위한 Multi-Carrier 변조방식

하덕호* · 고연화* · 김병옥* · 정연호*

1. 서론

최근 이동무선통신환경에서 음성전송뿐만 아니라 텍스트, 데이터, 영상 등 다종다양한 정보를 디지털화하고 한꺼번에 전송하는 멀티미디어 전송에 대한 수요가 늘어나고 있다. 멀티미디어 정보, 특히 화상정보는 그 정보량이 상당히 크고 오류에 대한 내성도 또한 낮기 때문에, 이를 실현하기 위해서는 고 신뢰성의 고속 디지털 전송이 절대적으로 필요하다. 하지만 이동통신환경에서는 송신신호가 다수의 다른 경로로 전파하여 수신되는 다중경로 페이딩이 발생하기 때문에 전송특성이 열악하여 고품질의 디지털 전송 실현이 곤란하다. 또한 광대역 전송의 경우에는 다중경로 전파 때문에 무시할 수 없는 시간지연확산이 존재하며 전송대역 내의 주파수특성이 왜곡되는 주파수 선택성 페이딩이 발생한다. 그 결과 부호간 간섭(ISI: Inter-Symbol Interference)이 발생하고 전송품질이 심하게 저하된다.

한편 미래의 이동통신에서는 고속 디지털 전송을 실현하기 위해 보다 넓은 광대역 전송이 가능한 수 GHz 이상의 주파수 대역과 밀리미터파(millimeter wave: 파장이 1cm에서 1mm까지의 전파, 주파수로는 30GHz에서 300GHz까지) 대 전파의 이용이 검토되고 있다. 이러한 높은 주파수대에서는 수신

신호가 받는 도플러 주파수 편이(Doppler frequency shift)는 100Hz~1kHz 정도의 큰 값으로 되고 수신신호 포락선의 시간변동(순시 페이딩)도 상당히 고속으로 된다. 이러한 시간변동 중에서도 위상변동은 수신신호가 FM 변조를 받고 있는 것과 같다고 생각되기 때문에 일반적으로 Random FM 잡음이라 불리어지고 전송품질 저하의 주요한 요인이 된다. 특히 Random FM 잡음은 수신신호가 받는 도플러 주파수 편이가 증가할수록 크게 되어서 도플러 주파수 편이가 크게 되는 높은 주파수대에서는 문제가 된다.

주파수 선택성 페이딩 대책으로 적응등화기[1], adaptive array[2], 주파수 확산[3] 그리고 다중 반송파(MC: multi-carrier) 변조방식 등의 기술이 검토되고 있다[3~5]. MC 변조방식은 주파수 선택성 페이딩이 발생하지 않을 정도로 전송속도를 억압하여 복수의 변조신호를 주파수 다중화 하여 병렬로 전송함으로써 고속전송을 행하는 방식이다. 비교적 간단한 하드웨어로 실현이 가능하다는 것 때문에 여러 가지 검토가 행해지고 있다[3~5]. 특히 MC 변조방식에 있어서는 각 부 반송파(sub-carrier) 주파수를 직교관계로 유지케 하는 직교 MC 변조방식은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 직교주파수분할다중)이라 일컬으며 이동통신과 지상파 디지털방송 등 다중경로 전파환경에서 우수한 성능을 나타낸다

* 부경대학교

[3~6]. 직교 MC변조는 변복조 시에 고속 푸리에 변환(FFT: Fast Fourier Transformation)을 이용하는 것이 가능하기 때문에 하드웨어 규모를 작게 하고 주파수 이용효율을 높일 수 있는 특징이 있다. 또한 직교 MC 변조방식에서는 보호구간을 설정함으로써 보호구간장 보다 지연시간이 작은 지연전파에 의해 생기는 ISI의 영향을 완전히 제거할 수가 있다. 게다가 시스템 전체의 전송속도를 선택함에 있어 sub-channel 수를 크게 함으로써 각 sub-channel 당 전송속도가 낮아지기 때문에 주파수 선택성 페이딩에 대한 내성을 증가시킬 수가 있다.

그러나 OFDM의 sub-channel 수가 증가함에 따라 각 sub-channel 전송속도가 낮아지고, 더불어 인접 sub-channel 간격이 좁아지기 때문에 Random FM 잡음이나 주파수 오프셋(offset)에 의한 인접 채널간 간섭(ICI: Inter-Channel Interference)이 크게 되어 전송품질이 저하한다. 한편 Random FM 잡음에 대한 내성을 높이기 위해 sub-channel 수를 작게 하면 주파수 선택성 페이딩에 대한 내성이 감소한다. 따라서 전파로의 주파수 선택성 페이딩과 Random FM 잡음 및 주파수 오프셋에 대하여 최적의 sub-channel 수가 존재하지만[3], 주파수 선택성 페이딩이 심하고 게다가 Random FM 잡음 및 주파수 오프셋이 크게 되는 높은 주파수대에서의 디지털 전송에 있어서는 최적의 채널수를 선택하는 것만으로는 불충분하고 추가의 대책이 필요하다.

주파수 오프셋 및 Random FM 잡음에 의해 발생하는 ICI는 sub-channel 간의 주파수 간격을 크게 함으로써 감소시킬 수 있지만, sub-channel 간의 주파수 간섭을 크게 하면 주파수 이용효율이 떨어진다. 따라서 OFDM의 특징인 주파수 이용 효율 면을 고려하고 Random FM 잡음과 주파수 오프셋 영향을 받지 않는 새로운 직교 MC 변조방

식이 요구된다.

본 고에서는 최근 연구가 활발하게 진행중인 CDMA 기술을 이용한 확산 스펙트럼 다중접속기술에 대하여 우선 기술한다. 그리고 원형편파를 이용하여 시간지연확산을 줄임으로써 ISI의 영향을 줄이고, 보호구간으로서 데이터 구간 전체를 복사하여 사용함으로써 스펙트럼효율은 다소 저하되지만 수신단에서 2-branch 수신 다이버시티 효과를 얻게되어 오히려 성능을 향상시키는 새로운 MC 변조방식(CP-OFDM: Circularly Polarization OFDM)에 대하여 논한다. 제 2장에서는 확산 스펙트럼기술을 이용하는 다중접속기술 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA) 시스템 그리고 새로이 제안되고 있는 CIMA(Carrier Interference Multiple Access) 방식에 대하여 기술한다. 제 3장에서는 확산 스펙트럼 OFDM 방식을 소개한다. 제 4장에서는 실내 무선 광대역통신에서 우수한 성능을 보이는 원형편파를 이용하는 새로운 CP-OFDM 방식에 대하여 논하고, 5장에서 결론을 맺는다.

2. 확산 스펙트럼 다중접속기술(MC-CDMA, CIMA)

확산 스펙트럼(SS)은 다중경로 전파의 간섭 신호를 피할 수 있고, 서브 밀리파(sub-millimeter wave: 파장이 가장 짧은 영역의 전파, 1mm에서 10 μ m로 일부는 원적외선과 겹친다)와 밀리미터파 전송에 적용될 수 있는 방식으로 알려져 있다. 그러나 SS는 데이터 대역폭보다 훨씬 넓은 대역폭이 요구되기 때문에 일부 셀룰러 시스템의 Kbps 전송과 ISM(Industrial, Scientific, Medical) 대역의 Mbps 전송과 같은 낮은 비트율이나 중간 비트율 전송만을 위한 것이라고 여겨져 왔다. 준 밀리미터파(Quasi-millimeter wave: 20GHz에서 30 GHz 정도까지의 주파수)나 밀리미터파 대역에서

비동기 전송 모드(ATM) 전송을 위해 156 Mbps를 사용하는 경우를 가정하면, G_p (processing gain)=15인 SS 전송은 2.325 GHz가 필요시 되고 이러한 광대역은 다음과 같은 두 가지 이유로 간단한 직접 확산(DS: Direct Spread) 방식은 현실적이지 못하다.

- (㉠) 심각한 ICI(Inter-Chip Interference)의 발생
- (㉡) 수신기에서 빠른 시퀀스(sequence)의 동기를 맞추기 힘들다.

본 절에서는 이러한 문제들을 극복하기 위한 최근의 MC-CDMA와 새로이 제안되고 있는 CIMA 시스템에 대하여 기술한다.

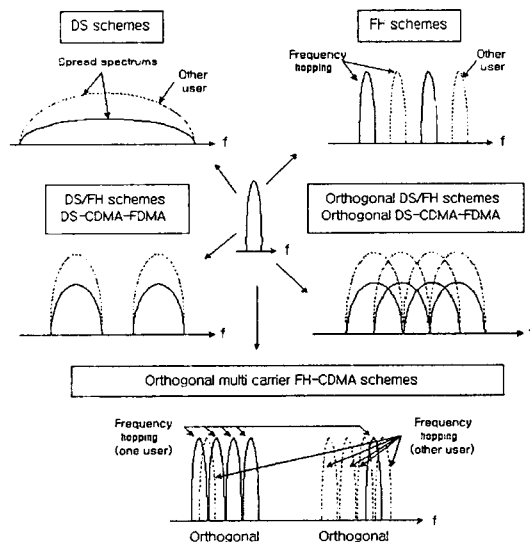


그림 2.1 확산 스펙트럼 다중접속기술의 분류

2.1 Multi-Carrier CDMA 시스템

미래 무선 광대역통신을 위한 최적의 다중접속 방식으로 MC-CDMA, wide-band CDMA(W-CDMA), multi-rate CDMA(MR-CDMA), multi-tone CDMA(MT-CDMA), multi-code CDMA(MC-CDMA), hybrid DS/FH-CDMA, hybrid CDMA/FDMA, hybrid CDMA/TDMA, hybrid CDMA/ISMA 등과 같이 CDMA와 결합하는 수많은 새로운 hybrid와 super-hybrid 다중접속 기술들이 제안되어 왔다[7,8].

[그림 2.1]는 다양한 결합형 CDMA 기술을 나타낸다. DS-CDMA/FDMA(hybrid DS/FH), 직교형 DS-CDMA/FDMA(orthogonal hybrid DS/FH), 또는 직교형 MC-CDMA와 같이 전형적인 DS와 FH(Frequency Hopping)기술이 FDMA나 MC 전송과 결합된 형태이다.

만일 ATM을 기반으로 하는 현재의 유선 광대역 전송과 같이 156Mbps 무선 광대역 전송을 이루는데 초점을 맞춘다면, 현재의 가능한 기술들 중에서 가장 우수한 후보로서 MC 형태의 CDMA를 고려할 수 있다. 무선 LAN에서 여러 시스템들

이 CDMA에 의해 10Mbps 전송속도를 제공하고 있다.

또한 CDMA를 바탕으로 하는 MC를 적용함으로써 160Mbps도 가능하다. 이는 만일 속도가 160Mbps인 데이터 sequence가 10Mbps의 속도를 갖는 16개의 병렬 데이터 subsequence로 변환된다면, 16개의 부 반송파를 이용하면 현재의 10Mbps 무선 LANs을 16개 사용하는 MC 시스템은 160Mbps 전송을 이룰 수 있다. 물론 이러한 MC 시스템에서는 주파수 효율과 하드웨어의 복잡성이 고려되어야 한다. 한편 이동무선통신에서는 주파수 선택성 페이딩이 필연적으로 발생하여 고속 데이터 전송에 있어서 연립 에러(burst error)를 일으키는 심각한 문제를 야기한다. MC 시스템은 이러한 주파수 선택성 페이딩에 강한 내성을 지닌다.

일반적인 DS-CDMA와 MC-CDMA를 비교해 보자. DS-CDMA 송신기는 원 신호를 주어진 확산 시퀀스를 이용하여 시간영역에서 확산한다. 다중 사용자간의 간섭을 억제하는 능력은 확산코드의 상호상관(cross-correlation)관계에 의해 결정

된다. 실제로 합성 수신신호 안의 다른 신호들과 결합되어 있는 한 개의 자기신호를 분리해내는 능력은 확산 시퀀스의 자기상관(auto-correlation) 특성에 의해 결정된다.

MC-CDMA 송신기는 직교신호를 주어진 확산 시퀀스를 이용하여 주파수영역에서 확산한다. MC송신에서 모든 부 반송파가 주파수 비 선택성 페이딩을 갖도록 하는 것은 곤란하다. 그러므로 만일 원래의 심볼율이 주파수 선택성 페이딩의 영향을 받기 쉬울 정도로 충분히 높다면, 우선적으로 신호가 주파수 영역에서 확산되기 전에 직렬로 변환이 되어야 한다. 동기 통신 채널에서 최적의 직교 코드 집합으로써 Hadamard Walsh 코드를 사용할 수 있다.

MC-CDMA가 DS-CDMA에 비해 장점은 다음과 같이 설명된다. 우선 다음과 같은 파라미터를 규정한다.

- (㉠) 전송률 : $R (= 1/T_s)$ (bits/s)
- (㉡) 처리 이득 : K_{ds} (DS-CDMA의 경우), K_{mc} (MC-CDMA의 경우)
- (㉢) 최대 사용자 수 : M_{ds} (DS-CDMA의 경우), M_{mc} (MC-CDMA의 경우)
- (㉣) 부 반송파의 수 : $N (= P \times K_{mc})$

따라서 DS-CDMA를 위해 요구되는 주파수 대역폭은 다음 식 (2.1)과 같다.

$$B_{ds} = 2 \times R \times K_{ds} \quad (2.1)$$

반면에 MC-CDMA를 위해 필요한 주파수 대역폭은 다음 식 (2.2)와 같다.

$$B_{mc} = R \times K_{mc} \times (N+1)/N \quad (2.2)$$

그러므로 만일 $B_{mc} = B_{ds}$ 라면 $K_{mc} = 2 \times K_{ds}$ 이다. 이는 주어진 주파수 대역폭에 대해 MC-

CDMA 시스템이 DS-CDMA 시스템에 비해 두 배의 처리이득을 제공한다는 것을 의미한다. 게다가 DS-CDMA 시스템은 확산 시퀀스가 직교성이 아니라 우수한 상관 특성을 갖도록 주의 깊게 선택되어야 하기 때문에 K_{ds} 명의 사용자 ($M_{ds} < K_{ds}$)를 수용할 수 없다. 반면에 MC-CDMA 시스템은 반송파간의 직교성 때문에 K_{mc} 사용자 ($M_{mc} = K_{mc}$)를 수용할 수 있다. 그러므로 $B_{mc} = B_{ds}$ 이면 $M_{mc} > 2 \times M_{ds}$ 이다. 이는 MC-CDMA가 DS-CDMA 보다 두 배의 사용자 용량을 가진다는 것을 의미한다.

물론 MC-CDMA가 DS-CDMA에 비해 단점이 있다. MC-CDMA 수신기는 각각의 부반송파에 대한 고속 푸리에 변환(FFT), 창 위치 동기(window position synchronization), 주파수 오프셋 보정(frequency offset compensation), 그리고 코히어런트 검출(coherent detection)에 대한 좀더 정확한 회로제어가 필요하다. 또한 MC-CDMA 송신기는 비선형 증폭에 대해 매우 민감하기 때문에 증폭에 있어서 더 큰 입력 backoff를 필요로 한다. 게다가 전력손실이 주로 보호구간부분에 관련되므로 MC변조가 단일 반송파 변조에 비해 BER이 열등하다.

2.2 다중반송파 간섭을 이용하는 CIMA 시스템(9)

새로운 다중접속 방식으로 제안되고 있는 CIMA는 기존의 다중접속기술을 향상시키는 것으로 확산 코드를 사용하는 것이 아니라 주파수 영역에서 Δf 의 등 간격을 가지는 N개의 반송파로 각 사용자에게 직교성을 부여하여 데이터를 전송한다. 이동무선통신에서 제한된 대역을 효과적으로 사용하기 위해 다중접속에 관한 많은 연구들이 진행되어왔다. DS-CDMA의 경우 넓은 대역폭을 가지기 때문에 주파수 선택성 페이딩의 영향을 많이

받게 된다[10]. 채널의 지연이 데이터 신호구간 보다 클 경우는 심각한 ISI 가 발생하고 전송율이 낮은 경우는 ICI 의 영향을 받게 된다. 기존의 DS-CDMA에 비해 개선된 성능을 나타내는 MC-CDMA의 경우 동일한 데이터를 N개의 협대역 부반송파로 동시에 전송한다. 부반송파는 확산코드 계열에 의해 결정되는 위상 오프셋으로 부호화됨으로써 주파수 다이버시티 이득을 준다[11,12].

본 절에서는 Carl R. Nassar 교수에 의해 소개된 새로운 확산 스펙트럼 다중접속 방식인 CIMA [13,14]를 시스템에 적용하고 성능을 검토한 예를 소개한다. 확산코드가 아닌 반송파 간섭(carrier interference)을 이용하는 CIMA의 특성을 분석하고, Rayleigh 페이딩 채널환경에서 CIMA 시스템의 성능과 Gold 코드와 Walsh 코드를 확산코드로 각각 적용한 기존의 DS-CDMA 시스템의 성능을 비교·분석하기 위해 E_b/N_0 에 따른 비트오율과 사용자수에 따른 비트오율 특성에 대하여 검토한 결과를 소개한다.

2.2.1 CIMA 신호

기본적인 CIMA 신호는 주파수 영역에서 Δf 로 균일하게 분배된 N개의 부 반송파의 중첩 신호로 다음 식 (2.3)과 같이 표현된다[11].

$$c(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \cos(2\pi i \Delta f t) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2} 2\pi \Delta f t\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} 2\pi \Delta f t\right)} \cdot \cos\left(2\pi \frac{(N-1)}{2} \Delta f t\right) \tag{2.3}$$

이에 대응하는 포락선은 다음 식 (2.4) 와 같다.

$$E(t) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2} 2\pi \Delta f t\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} 2\pi \Delta f t\right)} \tag{2.4}$$

[그림 2.2]와 [그림 2.3]은 각각 $N=16$ 인 경우의 CIMA 신호와 포락선을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 CIMA 신호의 포락선은 $1/\Delta f$ 의 주기를 갖는다. 다수의 사용자에 대해서는 각 부 반송파에 위상 오프셋 ($\Delta\theta$)을 적용함으로써 CIMA 신호의 포락선은 시간적으로 $\Delta t = \frac{\Delta\theta}{2\pi\Delta f}$ 만큼 이동하게 된다. CIMA 신호들간에 시간적으로 직교성이 유지되도록 $\Delta\theta$ 를 선택하여야 한다. 이들 사용자들 간의 상호 상관은 다음 식 (2.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t) \cdot c(t-\tau) dt \approx \sum_{i=0}^{N-1} \cos(2\pi i \Delta f \tau) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2} 2\pi \Delta f \tau\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} 2\pi \Delta f \tau\right)} \cdot \cos\left(2\pi \frac{(N-1)}{2} \Delta f \tau\right) \tag{2.5}$$

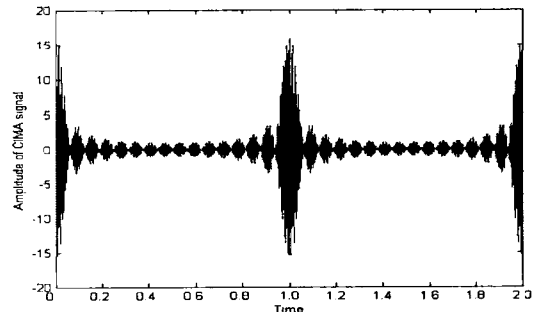


그림 2.2 N=16 인 CIMA 신호

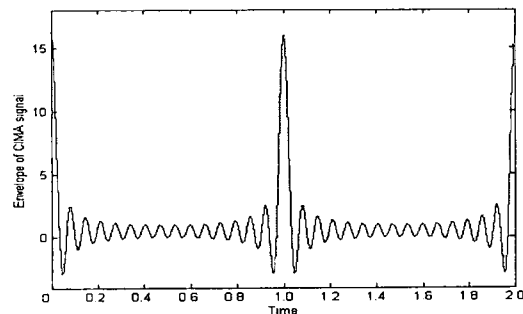


그림 2.3 CIMA 신호의 포락선(N=16)

여기서 τ 는 포락선의 시간천이이다. 식 (2.5)에서와 같이 CIMA 신호는 동시에 N 명의 사용자에게 직교성을 부여할 수 있다. 게다가 사용자의 수가 반송파의 수보다 더 많을 경우 사용자간에 의사 직교성이 유지된다[12]. [그림 2.4]는 세 명의 사용자간의 상관관계를 나타낸다.

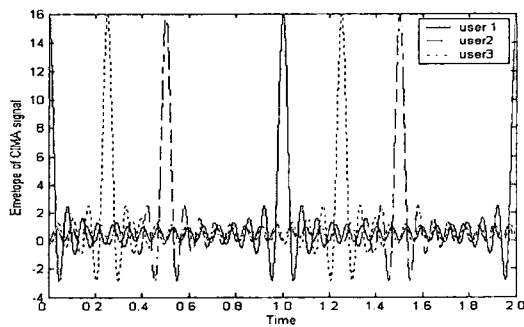


그림 2.4 세 명의 사용자에 대한 CIMA 신호의 포락선

2.2.2 CIMA 시스템의 송·수신기

CIMA 시스템에서 k 번째 사용자에게 대한 n 번째 데이터의 전송신호는 다음 식 (2.6)과 같다.

$$s_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_{ki}[n] \cos(2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (2.6)$$

여기서 $a_{ki}[n]$ 은 k 번째 사용자의 n 번째 비트에 대한 입력 심볼로서 -1 또는 $+1$ 의 값을 가진다. 그리고 $f_i = f_c + i\Delta f$ 이고, f_c 는 전송될 반송파 주파수이며, $\Delta f = \frac{1}{T_b}$ (단, T_b 는 비트구간)는 부 반송파의 간격이다. $\Delta\theta_k$ 는 k 번째 사용자의 부 반송파에 대한 위상 오프셋을 나타낸다. 이러한 CIMA 송신기의 구조는 [그림 2.5]와 같다.

한편 수신된 신호의 특성은 다음 식 (2.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i a_{ki}[n] \cos(2\pi f_i t + i\Delta\theta_k + \phi_i) + n_i(t) \quad (2.7)$$

여기서 α_i 와 ϕ_i 는 각각 채널에 대한 이득과 위상 오프셋이다. 그리고 $n_i(t)$ 는 AWGN이다. 일반적인 CIMA 수신기 구조는 [그림 2.6]과 같다.

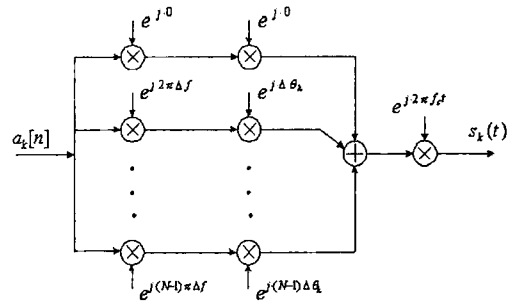


그림 2.5 k 번째 사용자에게 대한 CIMA 송신 시스템

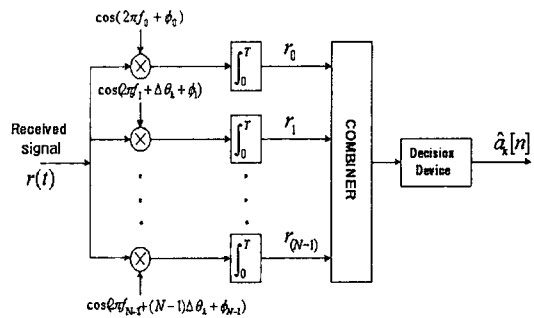


그림 2.6 k 번째 사용자에게 대한 CIMA 수신 시스템

2.2.3 CIMA의 성능

CIMA 시스템의 성능을 효율적으로 분석하기 위해 DS-CDMA 시스템과 비교하였다. 우선 DS-CDMA의 경우 Gold 확산코드 방식과 Walsh 확산코드 방식을 적용하였다. 이들은 각각 확산코드 길이를 32인 경우로 하였다. 동일한 비교분석을 위해 CIMA 시스템의 경우 반송파의 수를 $N=32$ 로 하고 채널 환경은 Rayleigh 페이딩 환경을 적용하였다. 시뮬레이션의 간략화를 위해 송수신간의 동기가 일치하는 것으로 하였다.

[그림 2.7]은 사용자의 수를 32명으로 고정하고 E_b/N_0 에 따른 BER을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 CIMA 시스템 성능이 Gold

코드와 Walsh 코드를 적용한 DS-CDMA의 성능보다 우수함을 알 수 있다. 특히 E_b/N_0 가 10dB 이상일 때 보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

[그림 2.8]은 E_b/N_0 을 12[dB]로 고정하고 사용자의 수가 증가함에 따라 각 시스템의 BER을 비교한 것이다. 이때 CIMA 시스템과 DS-CDMA 시스템은 각각 사용자 수에 적합한 반송파와 확산 코드를 갖도록 하는 조건을 부여하였다.

[그림 2.7] 및 [그림 2.8]의 결과로부터 확산 코드를 Gold 코드로 사용하는 DS-CDMA 시스템은 Walsh 코드를 사용하는 DS-CDMA와 CIMA 시스템의 경우 보다 E_b/N_0 에 대한 BER이 크게 개선되지 않음을 알 수 있다. 또한 확산코드로 Walsh 코드를 사용하는 DS-CDMA 시스템과 CIMA 시스템의 비교에서는 유사한 BER을 나타내고 있지만, 사용자의 수가 증가함에 따라 CIMA 시스템의 성능이 개선되고 있음을 알 수 있다. 실제로 Walsh 코드를 사용하는 DS-CDMA 시스템은 수용할 수 있는 사용자의 수가 확산코드 길이와 같아야만 한다는 조건 때문에[15], 사용자 수의 증대 측면을 고려할 때 CIMA 시스템이 유리함을 알 수 있다.

이와 같이 사용자를 32명으로 고정된 경우 E_b/N_0 가 10dB이상의 경우에는 CIMA 시스템이 기존의 DS-CDMA 시스템보다 우수한 성능을 나타냈고 사용자수의 증대에 따른 BER 성능 개선에서도 CIMA가 가장 우수한 성능을 나타내고 있다. CIMA 시스템은 반송파간의 직교성 뿐만 아니라 의사 직교성까지 부여할 수 있으므로 반송파의 수보다 더 많은 사용자를 수용할 수 있다는 것을 감안하면 CIMA 시스템이 기존의 DS-CDMA 방식보다 유리하고, 또한 보다 상세한 보완적인 연구가 진행되면 기존의 MC-CDMA 보다도 우수한 성능을 갖는 방식으로 발전되리라

생각된다.

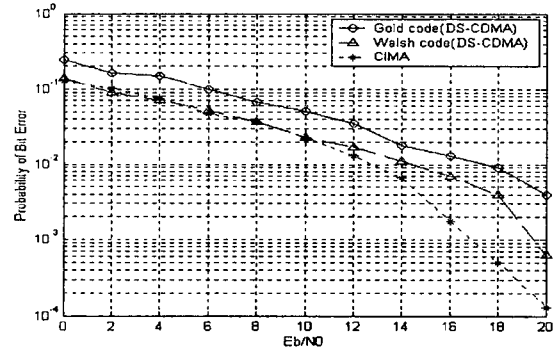


그림 2.7 E_b/N_0 에 따른 비트 에러 확률(user=32)

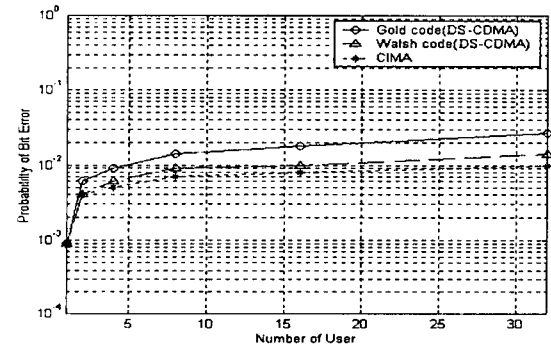


그림 2.8 사용자수에 따른 비트 에러 확률($E_b/N_0 = 12$ (dB))

3. OFDM Spread Spectrum 통신시스템

3.1 OFDM의 역사

OFDM 방식은 1960년대 Chang[16]에 의해 이론적 원리가 구축된 것으로서, 직렬로 입력되는 데이터 열을 매핑한 후 매핑된 신호를 병렬로 변환하고 이들을 각각 상호 직교성을 가지는 다수의 부 반송파에 변조시켜서 전송하는 다중 부 반송파 변조방식이다. OFDM은 ISI에 강한 특성을 가지고 있을 뿐만 아니라 주파수 효율을 극대화할 수 있다는 장점 등으로 인해 광대역 고속 멀티미디어 통신 방식으로 많은 연구가 되고 있다. 1971

년 Weinstein[17] 등이 OFDM의 변복조 과정을 이산 푸리에 변환(DFT: Discrete Fourier Transform)을 이용하여 구현할 수 있다는 것을 발표함으로써 대역통과 필터를 사용하지 않고도 기저대역 처리만으로 주파수 분할 다중화를 수행할 수 있음을 보였다. 이후 DFT 연산을 빠르게 수행하기 위하여 고속 푸리에 변환(FFT: Fast Fourier Transform)이 도입되었고, 반도체 기술의 발전과 더불어 하드웨어적인 구현이 이루어졌으며, 지금은 유럽의 디지털 오디오 방송의 표준뿐 아니라 IEEE 802.11a의 고속의 무선 LAN 표준으로 채택되어 적용되고 있다. 이는 유럽의 육상 디지털 방송 zone 이 수 백 킬로미터 반경이 되어 긴 지연 확산이 발생하고 그로 인하여 주파수 선택성 페이딩이 발생하기 때문에, 그 대책으로 OFDM 방식이 유럽 방송 연합(EBU: European Broadcasting Union)에 의해 채택되었다.

3.2 OFDM의 기본원리

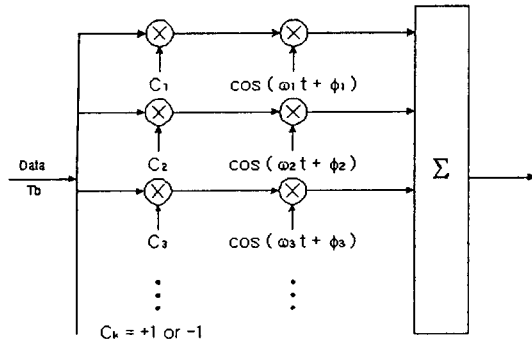
확산 스펙트럼방식을 적용하는 OFDM SS의 개념은 무선 LAN과 셀룰러 시스템에서 ICI와 ISI를 억제하기 위해 제안되었다. OFDM SS 통신방식은 광대역 전송에 있어서 원래의 OFDM이 갖는 이점에 다음과 같은 장점을 하나 더 들 수가 있다. 그것은 OFDM은 병렬 전송이므로 반송파당 chip rate를 줄일 수 있는 장점이다. 달리 표현하면 시스템 구현에서 광대역을 협대역 반송파로 나눌 수 있다는 것이다.

지금까지 많은 OFDM SS 시스템이 제안되어 왔다. 그들 중의 한 예로 [그림 3.1] (a)에 나타난 것처럼, 반송파당 스펙트럼 확산 없이 같은 데이터 심볼을 많은 수의 협대역 직교 반송파들에 의해 전송함으로써 ICI를 해결하는 방식이 있다. 또 다른 시스템의 예로 [그림 3.1] (b)와 같이, DS-SS

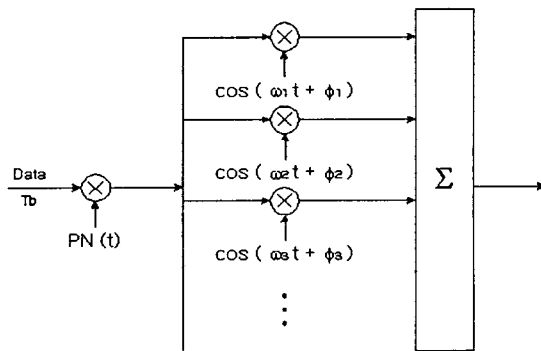
시스템의 반송파들의 수를 단순하게 확장하는 것이다. 고속 SS 데이터 전송에서 ICI 뿐만 아니라 ISI까지 억제 될 수 있다. 그리고 [그림 3.1] (c)은 ICI와 ISI 문제를 동시에 해결하는 시스템을 보이고 있다[18]. 송신기 측에서, bit 주기 T_b 를 가지는 비트 스트림(bit stream)이 직렬에서 병렬로 변환되면서 M 스트림이 된다. 각 스트림에서 새로운 비트 주기 MT_b 은 ISI를 억제 할 수 있다. 동일 bit branch S 가지에 같은 데이터 스트림이 존재하는 형태로 각 스트림은 S 병렬 스트림들로 공급되면서 주파수 다이버시티와 ICI 억제효과를 얻게 된다. 이러한 데이터 스트림은 인터리빙 되면서 시간 다이버시티를 얻게 된다. MS 개의 직교 반송파들 중의 하나는 각 스트림의 BPSK 변조를 위해 사용된다, 여기서 M 은 스트림의 수이고, S 는 병렬 브랜치의 수이다. MS 개의 주파수들은 주어진 값 M 과 같이 할당되며, [그림 3.1] (c)에서 보인 것과 같이 반송파들 사이의 상관을 감소시키기 위해 연속하는 두 개의 동일 비트 반송파간의 주파수 편이는 최대가 된다.

OFDM SS의 또 다른 특징은 다중 경로 페이딩 채널에서 빠른 포착이라고 알려져 있다. 그렇지만 다중반송파 전송은 증폭기의 비선형성으로 인한 반송파들 사이의 상호변조(intermodulation) 때문에 장애를 받는다. 이 상호변조를 보상하기 위한 코딩기법은 소개되어 있다[19]. 아무튼 OFDM SS는 준 밀리미터파 또는 밀리미터파를 이용하는 고속 전송방식에서 중요한 요소기술이 될 것으로 생각된다.

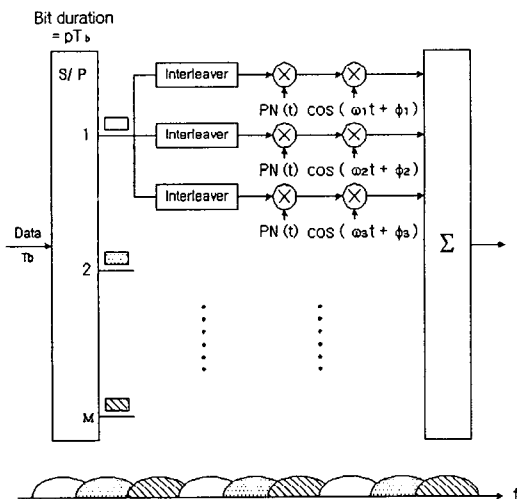
일반적으로 다중반송파 기술에서는 인접 부 반송파들 사이의 보호구간을 최소화할 수 있기 때문에 주파수 유효이용을 위해 OFDM 신호가 자주 사용된다. [그림 3.2]은 OFDM의 기본원리를 보여준다. 만일 데이터 심볼 구간이 T_s 인 다중



(a) OFDM-SS 전송시스템 1



(b) OFDM-SS 전송시스템 2



(c) OFDM-SS 전송시스템 3과 그 스펙트럼

그림 3.1 OFDM-SS 전송시스템

반송파 신호가 주파수 간격 $df = n/T_s$ (n =정수)로 분리된다면 이들 반송파 신호들은 직교성을 가져야만 한다. OFDM은 인접 반송파들 간에 보호 주파수 대역이 필요하지 않기 때문에 가장 효과적인 FDM이다. 실제로 OFDM은 이동 수신기에 고품질 음성서비스를 갖는 디지털 음성 방송 시스템(DSB)과 compact disc(CD)등 양질의 품질을 제공할 수 있도록 응용연구가 진행되어 왔다.

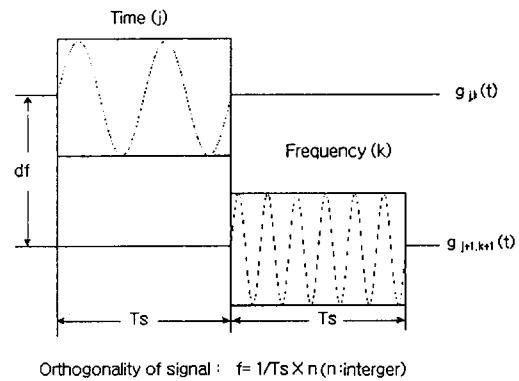


그림 3.2 OFDM의 원리

3.3 OFDM의 송신 프레임 구성

데이터 심볼의 주기가 T_{ds} 이면, 상호 직교성을 가지는 부 반송파의 주파수 간격 Δf 는 $1/T_{ds}$ 이 된다. 따라서 데이터 심볼의 수를 N 개라고 할 때, OFDM 심볼의 주기 T_s 는 NT_{ds} 가 되고, 따라서 OFDM의 k 번째 부 반송파는 다음 식 (3.1)과 같다.

$$f_k = \frac{k}{NT_{ds}} = \frac{k}{T_s} \quad (3.1)$$

따라서 OFDM의 기저대역 신호 $s(t)$ 는 다음 식 (3.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} p(t - nT_s) \quad (3.2)$$

단, N 은 데이터 심볼 수를 나타내며 C 는 신호

의 전력에 관련된 상수이다. $d_{n,k}$ 는 n 번째 신호 구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 k 번째 부 반송파 채널을 통해 전송되는 데이터 심볼을 나타낸다. 그리고 $p(t)$ 는 $0 \leq t \leq T_s$ 구간에서는 1의 값을 갖고, 그 외의 구간에서는 0의 값을 가지는 펄스성형 함수이다. 여기에서 단일 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 나타나는 OFDM의 신호를 $s_i(t)$ 라고 하면, $s_i(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \quad (3.3)$$

단, $nT_s \leq t < (n+1)T_s$ 이다. $f_k = \frac{k}{NT_s}$ 이므로, $s_i(t)$ 를 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 동안 데이터 심볼 주기 T_s 에서 샘플링을 취하면 샘플링된 신호 $s(m)$ 은 다음 식 (3.4) 와 같다.

$$s(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi km/N} \quad (3.4)$$

단, $m=0,1,\dots,N-1$ 이다. 식 (10)은 $d_{n,k}$ 를 역 이산 푸리에 변환(IDFT)을 취하여 얻은 결과와 동일한 식이다. 따라서 T_s 간격으로 입력되는 N 개의 직렬 데이터 심볼들을 직렬 변환기에 의해 병렬 형태로 변환한 후 N 개의 부 반송파를 변조시킨 결과는 병렬 형태로 변환된 데이터 심볼을 IFFT를 수행하여 얻어낸 결과와 동일하게 된다.

OFDM 시스템의 기저대역에서의 구조는 다음 [그림 3.3]과 같다. OFDM 시스템에서는 매핑된 데이터 심볼 중 먼저 N 개의 심볼이 직렬 변환기에 의해 병렬 형태로 변환되고 이들이 N 개의 부 반송파를 변조시키게 된다. 변조된 부 반송파들은 다시 더해진 후 주 반송파에 실려 송신 채널로 전송된다. 물론 부 반송파를 변조시키는 과정은 IFFT를 이용한다. N 개의 심볼이 병렬로 변환되기 때문에 OFDM 심볼간 간격 T_s 는 NT_s 로

길어지고 따라서 지연확산 때문에 발생하는 ISI가 경감된다. 그리고 부 반송파들이 상호 직교성을 가지고 있으므로 채널에서의 왜곡이 없다면 부 채널의 각 심볼은 간섭 없이 분리가 가능하다. 따라서 ISI를 없애기 위하여 채널의 시간지연확산보다 긴 보호구간을 사용하게 된다. 이 보호구간은 부 반송파 변조된 송신신호의 일부를 복사하여 사용하므로 결국 송신 프레임은 부 반송파 변조된 송신신호와 보호구간의 크기에 해당하는 송신신호의 일부의 합으로 구성되는 것이다. 이러한 보호구간은 수신단에서는 제거되어 사용되지 않는 Redundancy이다.

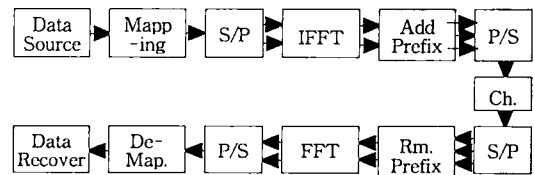


그림 3.3 OFDM 시스템 블록도

M-PSK 방식을 이용한 OFDM의 전송률 R 과 대역폭 W 는 각각 다음 식 (3.5), (3.6)과 같다.

$$R = \log_2 M \times 1/NT_s \times N \quad (3.5)$$

$$W = f_{N-1} - f_0 + 2\delta = (N-1)/NT_s + 2\delta \quad (3.6)$$

따라서 OFDM의 대역폭 효율 η 는 다음 식 (3.7)과 같이 구해진다.

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1-1/N)T_s + 2\delta T_s} \quad (3.7)$$

여기에서 δ 는 부 반송파의 단측 대역폭을 나타내는 것으로서 다음 식 (3.8)과 같이 주어진다.

$$\delta = (1 + \alpha)/2NT_s \quad (3.8)$$

단 α 는 부 반송파의 roll-off 인자이다. 따라서 대역폭 효율 η 는 다음 식 (3.9)와 같이 나타낼 수

있다.

$$\eta = \log_2 \frac{M}{1 + \alpha/N} \quad (3.9)$$

따라서 부 반송파의 개수 N 이 커질수록 OFDM 시스템의 대역폭 효율은 증가하게 된다.

4. 원형편파 특성을 이용한 CP-OFDM 방식 [20]

4.1 실내 다중경로 환경에서의 원형편파 특성

무선통신 시스템에서 채널의 특성을 나타내는 파라미터로서 평균 시간지연과 시간지연확산 등이 있다. 이러한 파라미터들은 채널의 임펄스 응답으로부터 얻어지는 전력 시간지연 프로파일(power delay profile)로부터 구해질 수 있다. 그 중에서도 시간지연확산은 시간지연의 표준편차를 나타내는 것으로서 시간축상에서 전송된 신호의 퍼짐 정도를 나타내는 중요한 파라미터이다.

4~6GHz대의 주파수를 사용하는 경우 하나의 사무실 내에서의 시간지연확산은 평균 약 20ns 정도로 나타나 있다. 그러나 원형편파를 사용할 경우에는 기수회 반사파의 영향이 없으므로 시간지연확산을 일반적인 수직편파나 수평편파를 사용하는 경우보다 훨씬 짧은 약 4.5ns 정도로 감소시킬 수 있는 것으로 나타나 있다[21]. 이러한 지연 시간은 OFDM에서 하나의 샘플링 주기보다도 훨씬 짧은 것으로서 원형편파를 사용할 경우에는 보호구간의 길이를 크게 줄일 수 있음을 의미한다. 또한 원형편파의 경우에는 일반적인 수직편파나 수평편파와 달리 기수회 반사파의 수신을 크게 억제하는 특성을 가지고 있다[22,23]. 특히 신호의 전력이 크게 나타나는 1회 반사파를 억제함으로써 반사파의 간섭을 크게 줄여주기 때문에 반사파의 영향에 의한 성능저하를 크게 개선할 수 있다.

수직편파, 수평편파, 원형편파의 각각의 반사계수의 크기는 다음 식(3.10)과 같다.

$$\begin{aligned} R_V &= \frac{\epsilon \sin \phi - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}}{\epsilon \sin \phi + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}} \\ R_H &= \frac{\sin \phi - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}}{\sin \phi + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \phi}} \\ R_C &= \frac{R_V + R_H}{2} \end{aligned} \quad (3.10)$$

여기에서 $\epsilon = \epsilon_r - j60\sigma\lambda$ 로 나타내어지는 복소 유전율이고, ϵ_r 은 유전율 상수, σ 는 도전율을 나타낸다. 이 식으로부터 수직편파의 반사계수보다 수평편파의 반사계수의 크기가 크게 나타남을 알 수 있다. 따라서 수평편파의 경우에는 반사파의 영향이 수직편파나 원형편파보다 훨씬 크게 작용하게 된다.

실내 무선 LAN의 전파환경에서는 송신기와 수신기가 고정되어 있어서 상대적인 이동성이 없기 때문에 도플러 주파수는 고려하지 않는다. 또한 실내 무선 LAN 환경에서는 일반적으로 가시거리가 유지되지만 셀의 크기가 작기 때문에 송신 전력도 작으며, 직접파 외에 벽면이나 바닥 또는 천장 등에 의한 반사파, 산란파, 회절파 등이 합성되어 음영효과를 나타내게 된다. 이 경우 일반적으로 2-ray 모델을 이용하여 전파 특성을 분석하는 것이 일반적이다. 본 고에서는 직접파 외에 2개의 지연 반사파를 고려하여 다중경로 전송환경으로 모델링 한 내용을 소개한다.

4.2 2-채널 수신 다이버시티를 고려한 CP-OFDM 구성 모델

채널의 지연시간이 커지게 되면 반사파의 간섭으로 인한 성능열화가 발생한다. 다음의 [그림 3.4]는 반사파의 지연시간에 따른 OFDM의 성능을 S/N비에 따라 비교한 것이다. 그림에서 알 수

있듯이 반사파의 지연시간이 길 경우에는 신호 대 잡음비를 높여더라도 그 성능이 크게 개선되지 않는다.

만일 다중경로 환경에 의한 성능열화로 인하여 원하는 성능을 얻지 못할 경우에는 보호구간의 길이를 데이터 구간의 길이와 동일하게 하여 데이터 구간 전체를 복사하여 전송하는 방법을 사용할 수 있다. 즉 IFFT를 취하여 부 반송파 변조를 한 후 이를 보호구간으로 복사함으로써 데이터 구간을 이중으로 형성하는 것이다. 일반적인 OFDM 시스템의 수신단에서는 수신된 프레임 중에서 보호구간을 제거하고 FFT를 취하여 데이터 구간을 복원하게 된다. 그러나 보호구간을 데이터 구간과 동일하게 한 경우에는 수신 프레임에서 보호구간과 데이터구간을 순환 컨볼루션을 이용하여 동기를 취하고, 보호구간과 데이터구간을 분리한 후 각각을 2개의 수신채널을 구성하여 수신한다. 각각의 구성된 수신 채널은 원래의 데이터 구간의 길이와 같은 크기의 FFT를 병렬로 사용하여 각각의 채널을 부 반송파 복조를 행할 수 있게된다. 각각의 부 반송파 채널을 복조 한 후 보호구간을 복조한 채널에 대하여서는 채널의 시간지연확산 특성에 맞추어 1개의 샘플을 제거하고 나머지는 데이터 구간과 2-채널 수신 다이버시티를 구성한다. 이러한 결과를 이용하여 심볼을 판정하게 되면 단일 채널로 수신한 경우에 비하여 스펙트럼 효율은 저하되지만 성능은 향상시킬 수 있기 때문에 채널 적응형 시스템으로 사용할 수 있다. 2-채널 수신 다이버시티를 고려한 CP-OFDM의 새로운 구성 모델은 다음의 [그림 3.5]와 같다.

4.3 CP-OFDM의 성능

IEEE에서 정하고 있는 802.11a 무선 LAN의

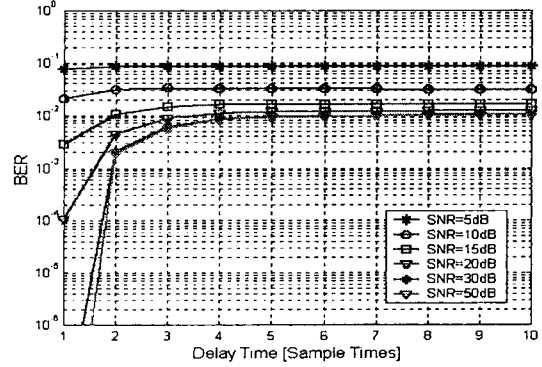


그림 3.4 반사파 지연에 따른 OFDM의 BER 성능

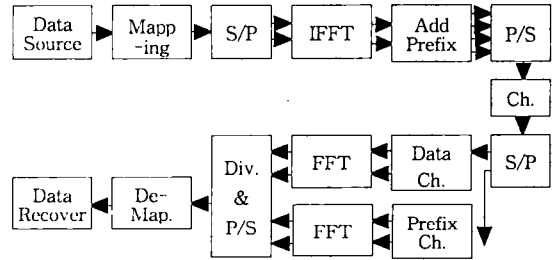


그림 3.5 다이버시티를 고려한 새로운 CP-OFDM 구성 모델

표준에서는 $3.2\mu s$ 의 주기를 가지는 64-point IFFT를 사용하고 있으며 샘플링 주기는 50ns이다. 이 64개의 채널 중에는 순수 데이터 채널이 48개, 파일럿 채널이 4개, 그리고 채널간 간섭을 방지하기 위한 가상 부 반송파용으로 좌우에 6개 채널씩 12개 채널을 사용하고 있다. 또한 16개의 샘플에 해당하는 $0.8\mu s$ 의 보호구간을 사용하고 있다. 따라서 OFDM 총 심볼의 주기는 $4\mu s$ 가 된다. OFDM의 전송대역폭은 20MHz이며 주 반송파의 주파수는 FCC(Federal Communication Commission)가 정한 U-NII(Unlicensed National Information Infrastructure)의 주파수대인 5GHz대(5.15~5.25GHz, 5.25~5.35GHz, 5.725~5.875GHz)를 사용하고 있다. 데이터 전송 속도는 신호의 매핑 방법과 코딩 방법에 따라 6Mbps에서 54Mbps까지 나

오게 된다. 본 논문에서 사용한 방법은 매핑 방법으로는 QPSK를 사용하였으며, 코딩방법은 구속장 7의 부호율 1/2을 가지는 컨볼루션 부호를 사용하였다. 따라서 전송 속도는 12Mbps가 된다.

다음의 [그림 3.6]은 AWGN 환경과 Rayleigh 환경에서의 일반적인 OFDM의 채널코딩에 따른 BER 성능을 보여주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 채널코딩을 적용한 경우가 채널코딩을 적용하지 않은 경우에 비하여 그 성능이 많이 개선됨을 알 수 있다. 특히 터보코드를 사용한 경우에는 상당히 큰 성능개선이 나타나는 것을 알 수 있다.

[그림 3.7]은 AWGN과 Rayleigh 환경에서의 새로 제시한 2-채널 수신 다이버시티를 고려한 CP-OFDM 모델의 성능과 일반적인 OFDM 방식의 성능을 비교한 것이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 2-채널 수신 다이버시티를 고려한 제안된 CP-OFDM 방식이 일반적인 OFDM 방식에 비하여 그 성능이 우수하게 나타나며 AWGN 환경에서 2-채널 수신 다이버시티를 고려한 경우가 약 3dB의 이득이 나타남을 알 수 있다.

[그림 3.8]은 실내 다중경로 환경에서의 일반적인 OFDM과 새로 제시한 2-채널 수신 다이버시티를 고려한 모델의 성능을 편파의 종류에 따라 비교한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 원형편파의 경우가 수직편파나 수평편파에 비하여 그 성능이 매우 우수하게 나타나며 원형편파의 2-채널 수신인 경우 10^{-5} 의 BER에서 약 3dB의 이득이 발생함을 알 수 있다.

5. 결 론

차세대 멀티미디어 이동통신에서는 고속 디지털 전송을 실현하기 위해 보다 넓은 광대역 전송이 가능한 수 GHz 이상의 주파수 대역과 밀리미터파 대 전파의 이용이 효과적일 수 있다. 이와

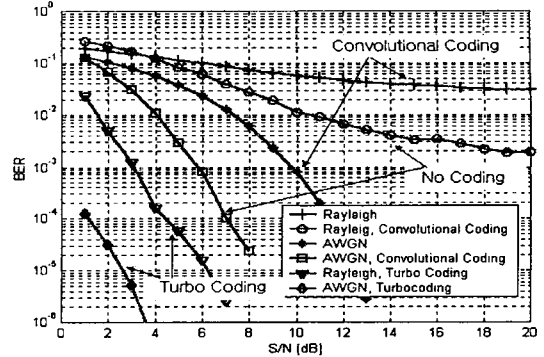


그림 3.6 채널코딩에 따른 OFDM의 BER 성능

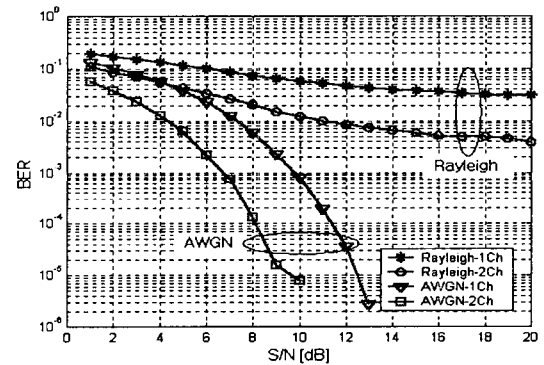


그림 3.7 2-채널 수신 다이버시티를 고려한 OFDM 방식의 BER 성능

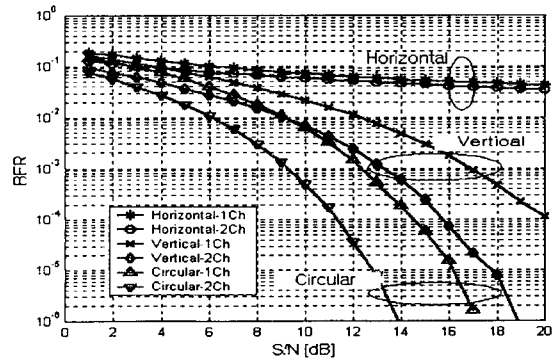


그림 3.8 편파의 종류에 따른 새로운 CP-OFDM 방식의 BER 성능

같은 높은 주파수대에서는 수신신호가 받는 도플러 주파수 편이(Doppler frequency shift)는 100 Hz~1kHz 정도의 큰 값으로 되고 수신신호 포락

선의 시간변동(순시 페이딩)도 상당히 고속으로 된다. 특히 신호의 시간변동 중에서도 위상변동에 해당하는 FM 잡음은 전송품질 저하의 주요한 요인이 된다.

주파수 선택성 페이딩 대책으로, OFDM 과 같은 직교 MC 변조방식을 사용하여 주파수 선택성 페이딩이 발생하지 않을 정도로 전송속도를 억압하여 복수의 변조신호를 주파수 다중화 하여 병렬로 전송함으로써 고속전송을 수행할 수 있다. 그러나 OFDM 방식에서는 sub-channel 수가 증가함에 따라 각 sub-channel 전송속도가 낮아지고, 더불어 인접 sub-channel 간격이 좁아지기 때문에 Random FM 잡음이나 주파수 오프셋(offset)에 의한 ICI가 크게 되어 전송품질이 저하한다. 한편 Random FM 잡음에 대한 내성을 높이기 위해 sub-channel 수를 작게 하면 주파수 선택성 페이딩에 대한 내성이 감소한다.

따라서 전파로의 주파수 선택성 페이딩과 Random FM 잡음 및 주파수 오프셋에 대하여 최적의 sub-channel 수를 선택해야 한다. 또한 직교 MC 변조방식에서는 보호구간을 설정함으로써 보호구간장 보다 지연시간이 작은 지연전파에 의해 생기는 ISI의 영향을 완전히 제거할 수가 있다. 그리고 시스템 전체의 전송속도를 선택함에 있어 sub-channel 수를 크게 함으로써 각 sub-channel 당 전송속도가 낮아지기 때문에 주파수 선택성 페이딩에 대한 내성을 증가시킬 수가 있다.

하지만 주파수 선택성 페이딩이 심하고 게다가 Random FM 잡음 및 주파수 오프셋이 크게 되는 높은 주파수대에서의 디지털 전송에 있어서는 최적의 채널수를 선택하는 것만으로는 불충분하고 추가의 대책이 필요하다. 주파수 오프셋 및 Random FM 잡음에 의해 발생하는 ICI는 sub-channel 간의 주파수 간격을 크게 함으로써 감소시킬 수 있지만, sub-channel 간의 주파수 간섭을 크게 하

면 주파수 이용효율이 떨어진다. 따라서 OFDM의 특징인 주파수 이용효율 면을 고려하고 Random FM 잡음과 주파수 오프셋 영향을 받지 않는 새로운 직교 MC 변조방식이 요구된다.

본 고에서는 최근 연구가 활발하게 진행중인 CDMA 기술을 이용한 확산 스펙트럼 다중접속기술에 대하여 기술하였다. 기존의 MC-CDMA 시스템 그리고 새로이 제안되고 있는 CIMA 방식을 소개하였다. 그리고 원형편파를 이용하여 시간지연확산을 줄임으로써 ISI의 영향을 줄이고, 보호구간으로서 데이터 구간 전체를 복사하여 수신단에서 2-branch 수신 다이버시티 효과를 얻게되어 성능을 향상시키는 새로운 직교 MC 변조방식(CP-OFDM)을 소개하였다.

그 결과, (1) CIMA 시스템은 반송파간의 직교성 뿐만 아니라 의사 직교성까지 부여할 수 있으므로 반송파의 수보다 더 많은 사용자를 수용할 수 있다는 것을 감안하면 CIMA 시스템이 기존의 DS-CDMA 방식보다 유리하고, 또한 보다 상세한 보완적인 연구가 진행되면 기존의 MC-CDMA 보다도 우수한 성능을 갖는 방식으로 발전되리라 생각된다. (2) 실내 다중경로환경에서는 수직편파보다는 원형편파를 이용하는 경우에 성능이 우수하게 나타났으며, 채널코딩을 적용하지 않을 경우에는 10^{-4} 의 BER에서 4dB의 이득이 발생하고, 채널코딩을 적용하는 경우에는 약 5dB의 이득이 발생함을 알 수 있었다. 또한 보호구간을 이용하여 2-채널 수신 다이버시티 효과를 얻는 모델의 경우 일반적인 OFDM 시스템에 비하여 CP-OFDM의 경우가 10^{-4} 의 BER에서 약 3dB 정도의 이득이 발생함을 알 수 있었다. 따라서 실내 다중경로 무선 LAN 환경에서는 원형편파를 이용하여 OFDM의 성능을 높일 수 있을 뿐 아니라 보호구간을 이용한 2-채널 수신 다이버시티 방법을 이용하여 채널 적응형 수신 시스템도 구성할

수 있음을 확인하였다.

감사의 말씀

본고에 기술한 CIMA 기술 및 CP-OFDM 방식에 대한 연구 내용은 부경대학 학술진흥사업의 일환으로 해외 연구년(2000. 2~2001. 2) 연구에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] S. Sampei, "Computation Reduction of Decision Feedback Equalizer using Interpolation for Land Mobile Communications," Proc. of IEEE GLOBECOM'91, vol.1, pp.529-525, 1991.
- [2] R. A. Scholtz, "The Spread Spectrum Concept," IEEE Trans. Commun., vol.COM-25, no.8, pp.748-755, Aug. 1977.
- [3] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit Error Rate Performance of Orthogonal Multicarrier Modulation Radio Transmission Systems," IEICE Trans., Commun., Vol.E76-B, no.2, pp.113-119, Feb. 1993.
- [4] S. Hara, M. Mouri, M. Okada, and N. Morinaga, "Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel," Wireless Personal Communications, vol.2, pp.335-356, Jan.-Feb. 1996.
- [5] W. Youn and B. Bhargava, "Orthogonal multicarrier CDMA system using a concatenated orthogonal/PN spreading scheme," Wireless Personal Communications, vol.32, pp.2318-2321, Dec. 1996.
- [6] A. Sumasu, M. Okada, S. Komaki, and H. Yamamoto, "Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing (OPFDM) in a Fast and Frequency-Selectivem Fading Channel," Proc. of MoMuC'97, pp.205-209, Sept.-Oct. 1997.
- [7] M. Ohkawa, R. Kohno, and H. Imai, "Orthogonal MultiCarrier FH-CDMA Schemes for Frequency Selective Fading," IEICE Trans., Commun., vol. J77-B11, Nov. 1994, pp.691-702.
- [8] R. Prasad, *CDMA for wireless Personal Communications*, Artech, 1996.
- [9] 고연화, 박주련, 정연호, 하덕호, "Rayleigh Fading 환경에서 다중 반송파 간섭을 이용한 CIMA 시스템 성능분석에 관한 연구," 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문집 pp.2490-2493, July 5-7, 2001.
- [10] U. S. Goni and A. M. D Turkmani, "BER Performance of a Direct-Sequence CDMA system in Multipath Fading Mobile Radio Channels with Rake Reception", IEEE 44th Vehicular Technology Conference, 1994, pp. 747-751.
- [11] N. Yee, J. P. Linartz and G. Fettweis, "Multi Carrier CDMA in indoor Wireless Radio," Proceeding of PIMRC'93, pp.109-113, Dec.1993, Yokohama, Japan.
- [12] W. Xu and L. B. Milstein, "Performance of Multicarrier DS-SS-CDMA Systems in the presence of correlated fading," IEEE 47th Vehicular Technology Conference, Phoenix, Az, May 4-7, 1997, pp.2050-4
- [13] Carl R. Nassar, Balasubramaniam Natarajan, Steve shattil, "Throughput enhancement in TDMA through Carrier Interference Pulse Shaping" Proceeding of VTC'2000, sep 2000, Boston, MA, USA.
- [14] Carl R. Nassar, Balasubramaniam Natarajan, Steve shattil, "Introduction of Carrier Interference to Spread Spectrum Multiple Access" Proceedings of IEEE Emerging Technologies Symposium on Wireless Communications and Systems, April 12-13, 1999, Richardson, Texas, USA.
- [15] Jhong Sam Lee, Leonard E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*. :Artech House Publishers, 1998

[16] R.W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission", Bell Syst. tech. J., Vo.. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966

[17] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, "Data Transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform", IEEE Trans. Commun. Technol., COMM-19, No.5, pp. 628-634, Oct. 1971

[18] E. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of Orthogonal Multi-Carrier CDMA in a Multipath Fading Channel," IEEE Trans., Commun., vol.44, no.3, pp.356-367, 1996.

[19] A. Horibe and M. Nakagawa, "Intermodulation Compensation Using Code Reversal for Orthogonal Multi-Carrier," Japan-Canada Int'l Wksp. on Wireless Multimedia Communications and Computing, WMWCC'96, Victoria, Canada, Sept., 1996.

[20] 김병옥, 하덕호, "실내 다중경로 환경에서 원편파 특성을 이용한 새로운 OFDM 시스템의 성능 개선에 관한 연구," 한국통신학회 하계종합학술 발표회 논문집 pp.605-608, July 5-7, 2001.

[21] Akihiro Kajiwara, "On a Circular Polarization Wave Transmission in LOS Indoor Radio Channels" PIMRC A2.6 1994

[22] Deock-Ho Ha, Byung-Ok Kim, Jae-Ho Lee, "An analysis of the Polarization Characteristics in Indoor Radio Channel", The 2nd CIC Proceedings Vol. 2, 1997

[23] Hee-Chang Jung, Seung-Keun Park and Deock-Ho Ha, "A Study on Polarization Diversity for the Next Generation Mobile Radio Communications," Journal of Electrical Engineering and Information Science, vol.3, no.1, Feb. pp.126--117, 1998.



하 덕 호

- 1972. 3~1979. 2: 한양대학교 전자공학과(공학사)
- 1974. 2~1976. 11: 군복무(공군 30단 레이더 정비)
- 1978. 11~1981. 1: (주)금성사 중앙연구소 연구원
- 1982. 4~1984. 3: 일본 Kyoto대학(공학석사)
- 1984. 3~1987. 3: 일본 Kyoto대학(공학박사)
- 1987. 3~1987. 8: 일본 (주)Matsushita 전기, 무선연구소 연구원
- 1990. 8~1991. 8: 캘리포니아 대학(U.C., Davis) 방문 연구교수
- 2000. 2~2001. 2: 미국 콜로라도 주립대학 방문 연구교수
- 1987년 9월~현재: 부경대학교 정보통신공학과 정교수
- 관심 분야: 실내외 전파특성 모델링, 다이버시티 시스템, 디지털 이동통신방식, 채널 코딩 등.



고 연 화

- 1996. 2: 동의대학교 전자통신공학과(공학사)
- 1998. 2: 동의대학교 전자공학과(공학석사)
- 2000.3~현재: 부경대학교 정보통신공학과 박사과정 재학중
- 관심 분야: 이동통신시스템, IMT-2000, CIMA



김 병 옥

- 1983. 2: 한국항공대학교 항공통신공학과 졸업
- 1997. 2: 부경대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업
- 1999. 2: 부경대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료
- 관심 분야: OFDM, Multi-Carrier System, 해상통신



정 연 호

- 1984: 경북대학교 전자공학과(공학사)
- 1992: The Imperial College, The University of London, U.K.(공학석사)
- 1996: Liverpool University, U.K, 전기 및 전자공학과(공학박사)
- 1994~1996: Liverpool University 연구/강의 조교
- 1994~1995: (주)FCL 기술 자문역(이동통신 시스템 설계 및 개발)
- 1996~2001: 경북대학교/동의대학교 전임강사
- 2001. 3~현재: 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 전임강사
- 관심 분야: 이동통신 시스템 설계, 적응성 변조/부호화 기술, 광대역CDMA시스템