

論文99-36S-6-1

M-밴드 코사인변조 필터뱅크를 이용한 멀티캐리어 CDMA 시스템의 이동무선환경에서의 비트오율 성능

(Bit Error Probability Performance of Multi-carrier CDMA System Using M-band Cosine Modulated Filter Bank in the Mobile Radio Channel)

金 明 珍 *

(Myoung Jin Kim)

요 약

멀티캐리어(MC-) CDMA는 데이터 심볼을 주파수 영역에서 확산코드를 사용하여 여러 개의 캐리어로 전송하는 방식으로 심볼 길이가 길어서 협대역 간섭에 강인하다. 그러나 사각펄스를 사용하여 데이터 변조를 하므로 서브채널간 신호 스펙트럼은 상당한 크기의 중첩된 부엽을 가지며, 이동무선채널 환경에서 서브채널간 직교성이 손상될 때 캐리어간 간섭이 커지게 된다. 본 논문에서는 M-밴드 코사인변조 필터뱅크(Cosine Modulated Filter Bank: CMFB)에 의하여 서브채널의 스펙트럼을 제한하는 멀티캐리어 CDMA 시스템을 제안하였다. CMFB 기반의 MC-CDMA에서는 심볼 길이보다 긴 임펄스 응답을 가진 코사인변조 필터뱅크를 사용하여 부엽의 크기를 제한하는데, 이러한 스펙트럼 제한 특성은 멀티패스 페이딩과 같은 채널의 열화에 대하여 강인함을 보이고 있다. 제안된 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템에 대하여 이동통신 채널에서의 비트오율 성능을 모의실험을 통하여 분석하였다.

Abstract

Multi-carrier CDMA is a transmission scheme where data symbols are spread in the frequency domain with a spread code then transmitted using multiple carriers. It is robust against narrowband interference because of its long symbol duration. However, due to large sidebands of the rectangular window frequency response, subchannels spectrally overlap with neighboring subchannels, which leads to substantial intercarrier interference in a dispersive channel. In this paper, we consider a multi-carrier CDMA system where subchannel spectral containment is achieved by M-band cosine modulated filter bank (CMFB). In CMFB based MC-CDMA, subchannel spectral containment is achieved using the filter bank of longer impulse response than that of conventional discrete Fourier transform (DFT) filter bank. We show that spectral containment feature of the CMFB based MC-CDMA provides robustness to channel impairments. Bit error rate performance in the multipath fading channel is analyzed using computer simulations.

* 正會員, 韓國外國語大學校 情報通信工學科
(Department of Information and Communications
Engineering Hankuk University of Foreign Studies)

제 지원연구비에 의하여 수행된 것임. (과제번호:
1997- 003-E00193)
接受日字:1998年11月13日, 수정완료일:1999年4月30日

※ 본 연구는 한국학술진흥재단의 '97년도 신진교수과

I. 서 론

멀티캐리어 변조는 입력 데이터열을 병렬 데이터열로 나누어 각각 다른 캐리어로 변조하여 전송하는 기술이다. 멀티캐리어 변조방식은 디지털 지상파방송과 같은 무선환경에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)으로서 연구되고 있으며, ADSL과 같은 유선환경에서는 DMT(Discrete Multitone) 방식으로서 연구되고 있다. OFDM에서는 여러 데이터 심볼을 여러 개의 서브캐리어로 동시에 전송함에 의하여 유효전송률이 작게 되어서 심볼 길이가 길어진다. 따라서 OFDM 시스템은 다중경로 채널 환경이나 협대역 간섭에 대하여 강한 특성을 갖는다.

직교 멀티캐리어 시스템에서 서브캐리어는 매우 근접하게 놓여지는데, 서브캐리어간 간격은 $\Delta f = 1/T_b$ 이며 T_b 는 서브채널의 스펙트럼이 직교하도록 하는 심볼 길이이다. 이 방식은 FFT(Fast Fourier Transform) 알고리즘을 이용하여 쉽게 구현할 수 있다는 장점을 가진다. 그러나 이 방식은 직교성을 유지하기 위해 데이터 변조에 사각 펄스를 사용한다. 따라서 신호처리 필터는 상당한 크기의 (-13dB)의 중첩된 부엽(sidelobe)을 갖게 된다. 사각 윈도우 주파수 응답의 큰 부엽으로 인하여 서브채널들의 스펙트럼은 인접한 서브채널과 심하게 중첩되며, 결과로 무선채널 환경에서 상당한 캐리어간 간섭을 낳게 된다. 이러한 문제를 극복하기 위한 신호처리 방법으로 DFT 연산 대신 CMFB(Cosine Modulated Filter Bank)가 제안되었다^[1]. CMFB는 DFT 필터뱅크보다 더 긴 길이의 임펄스 응답을 가진 필터들을 사용하여 훨씬 작은 부엽을 갖도록 하며, 결과적으로 서브캐리어간 간섭이 감소된다^[2].

근래에 멀티캐리어 변조방식을 CDMA와 결합하여 다중접속 통신방식으로 적용하고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 방식으로 MC(multi-carrier)-CDMA와 MT(multitone)-CDMA 등이 있다. MC-CDMA에서는 데이터열을 주어진 확산 코드를 사용해 여러 서브캐리어로 확산시키며, 따라서 신호는 주파수 영역에서 CDMA 코드화 된다^[3]. MT-CDMA에서는 데이터열을 직-병렬 변환하여 시간 영역에서 확산한 후 직교 서브캐리어들로 변조하여 전송한다.

본 논문에서는 CMFB 필터뱅크에 의하여 서브채널

의 스펙트럼을 제한하는 멀티캐리어 CDMA 시스템을 고려한다. 기존의 MC-CDMA에서는 사각 윈도우를 씌운 정현파로써 데이터를 변조하는데, 이는 심볼 길이와 동일한 임펄스 응답을 가진 DFT 필터뱅크로 각 병렬 데이터열을 처리한다고 볼 수 있다. 이에 비하여 CMFB 필터뱅크는 DFT 필터뱅크보다 긴 길이의 임펄스응답을 가지는데, 서브채널의 스펙트럼을 제한하여 대역폭 효율을 높이도록 설계된다. CMFB를 사용한 MC-CDMA에서는 여러 데이터 블록의 펄스들은 시간적으로 중첩되는데, 부엽의 크기가 억제되어 서브캐리어 간의 간섭이 감소된다. 이러한 CMFB 기반의 MC-CDMA의 스펙트럼 제한특성은 채널 결함에 대하여 강한 특성을 제공한다. [2]에서는 전형적인 유선 가입자선로의 주파수 응답을 고려하여 CMFB를 사용한 멀티캐리어 전송에서 서브채널간 간섭을 계산하여 기존의 DMT에 비하여 신호 대 간섭의 비가 개선됨을 보이고 있다. 본 논문에서는 CMFB를 MC-CDMA에 적용한 시스템에 대하여, 이동무선 환경을 고려할 때 비트오율 관점에서의 성능을 분석하였다. 주파수선택적 페이딩 특성을 가진 멀티패스 채널환경 하에서 제안된 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템의 비트오율 성능을 Monte Carlo 시뮬레이션을 통하여 분석하였다. 분석한 결과는 기존의 OFDM에 기초한 MC-CDMA 방식에 비해 성능이 우수함을 보이고 있다.

II. 직교 멀티캐리어 CDMA 시스템

직교 MC-CDMA는 OFDM과 DS-CDMA의 장점을 결합한 멀티캐리어 전송기술이다. 각 데이터 심볼은 $\Delta f = 1/T_b$ 만큼 떨어진 M 개의 서브캐리어로 동시에 전송된다. 여기서 T_b 는 심볼 길이이다. 전송에 앞서 M 개의 병렬 가지에 있는 데이터 심볼은 동일한 길이를 갖는 확산코드 $\{C_i\}$ 로 곱해진다. 이것은 MC-CDMA 시스템에서 사용자 데이터 신호가 DS-CDMA에서처럼 PN코드 그 자체가 곱해지는 것이 아니라 확산 코드의 Fourier 변환이 곱하여진다고 해석할 수 있다.

그림 1은 MC-CDMA 시스템의 기저대역 송신기 모델을 보이고 있다. 기저대역 전송신호 $s_k(t)$ 는 전송 전에 주 캐리어 f_c 로 변조된다. 기저대역 신호 $s_k(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

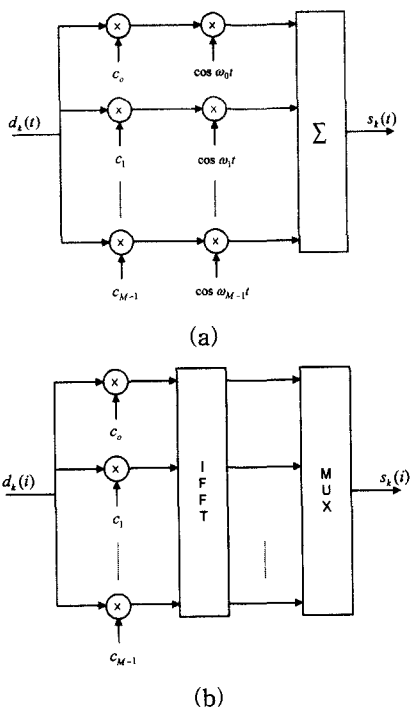


그림 1. MC-CDMA 송신기
Fig. 1. MC-CDMA Transmitter.

$$s_k(t) = d_k \sum_{m=0}^{M-1} c(m) \cos\left(\frac{2\pi m}{T_b} t\right) p_{T_b}(t - kT_b) \quad (1)$$

여기서 $p_{T_b}(t)$ 는 $t \in [0, T_b)$ 에서 0인 단위펄스이다. 이산시간 시스템에서는 그림 1b와 같이 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)를 사용해서 구현할 수 있다.

수신된 신호는 down-conversion 과정을 거쳐서 기저대역 신호로 변환된다. 이 기저대역 신호 $r_k(i)$ 는 FFT 연산 및 역확산 과정을 거친 후 심볼구간 동안 더하여 디코딩된다.

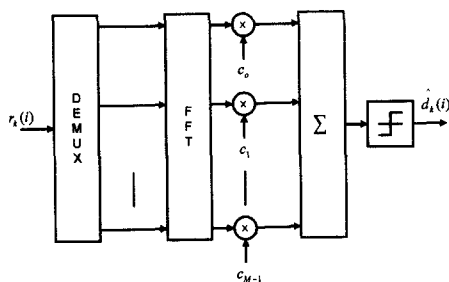


그림 2. MC-CDMA 수신기
Fig. 2. MC-CDMA Receiver.

그림 2에 MC-CDMA 수신기의 블록도를 보인다. 멀티패스 신호의 상관기 출력 결과를 결합하는 DS-CDMA 시간영역 레이크 수신기와 비교해보면 MC-CDMA 수신기는 주파수영역 레이크 수신기이다. 주파수 선택적 채널에서 각각의 캐리어들은 자기 다른 감쇄와 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 왜곡되어진다. MC-CDMA 시스템의 연구에서는 수신기의 구조로서 채널의 영향으로 손상된 직교성을 복원하기 위한 직교성 복원 결합방식이나 Wiener 필터링에 의한 수신기 구조 등이 연구되고 있다^[4-5]. DS-CDMA 시스템과 비교하여 MC-CDMA 신호는 M 개의 협대역 신호로 구성되어 있기 때문에 지연확산에 의해 큰 영향을 받지 않는다. M 개의 협대역 신호로 구성되어 있기 때문이다. MC-CDMA 신호는 심볼 길이 T_b 가 지연 확산 보다 훨씬 더 크기 때문에 심볼간 간섭이 작다.

III. M-밴드 코사인변조 필터뱅크와 이산 멀티톤 변조

1. M-밴드 코사인변조 필터뱅크^[6]

M-밴드 필터뱅크의 분석필터와 합성필터를 각각 $\{g_m(n)\}_{m=0}^{N-1}$ 와 $\{f_m(n)\}_{m=0}^{N-1}$ 라 하면, 이들이 완전재합성(Perfect Reconstruction: 이하 PR)을 제공할 충분 조건은 다음과 같다:

$$\sum_n g_m(n) f_{m'}^*(n+IM) = M \delta(m-m') \delta(I). \quad (2)$$

이러한 조건을 만족시키는 필터뱅크중에 매우 유용한 종류로서, 분석필터와 합성필터가 서로 공액복소수 이면서 시간을 역으로 한 관계의 필터가 있다. 즉,

$$f_m(n) = g_m^*(-n) \quad (3)$$

결과로 만들어지는 필터뱅크는 직교성을 가지며, 합성필터 은 다음을 만족한다:

$$\sum_n g_m(n) g_m^*(n+lM) = M \delta(m-m')\delta(l). \quad (4)$$

즉, M 개의 필터들은 M의 정수배만큼 이동시켜도 서로 직교한다. 합성필터 $\{g_m\}$ 또는 분석필터 $\{f_m\}$ 는 길이가 $N = vM$ 인, M은 짝수인 정수, 임펄스 응답을 가지는데 대역의 스펙트럼의 억제, 최대 코딩이득 등의 응용 목적에 맞도록 설계된다. 이러한 조건을 만족하는 FIR 필터의 한 예로 코사인변조 필터뱅크(CMFB)가 있는데 CMFB는 위의 특성 이외에 추가로 구조적인 장점을 가진다. 즉, 분석 및 합성 필터들은 단 한 개의 분석 및 합성 기준필터를 변조시킴으로써 얻어진다. 본 논문에서는 임펄스응답의 길이가 $N = 2M$ 이고 다음과 같이 표현되는 직교 코사인변조 필터뱅크가 고려되었다:

$$g_m(n) = \sqrt{\frac{1}{2M}} \left[\sin\left(\frac{\pi(m+1)(n+1/2)}{M} - (2m+1)\frac{\pi}{4}\right) - \sin\left(\frac{\pi m(n+1/2)}{M} - (2m+1)\frac{\pi}{4}\right) \right] \quad (5)$$

여기서 $m = 0, \dots, M-1$ 이고, $n = 0, \dots, 2M-1$ 이다.^[6]

2. 이산 멀티톤 변조 (Discrete Multitone Modulation: DMT) 송수신기

트랜스멀티플렉서는 TDM신호를 FDM신호로 변환하는 전송장치이다. 트랜스멀티플렉서 문제는 필터뱅크 문제와 쌍대적인 관계가 된다.

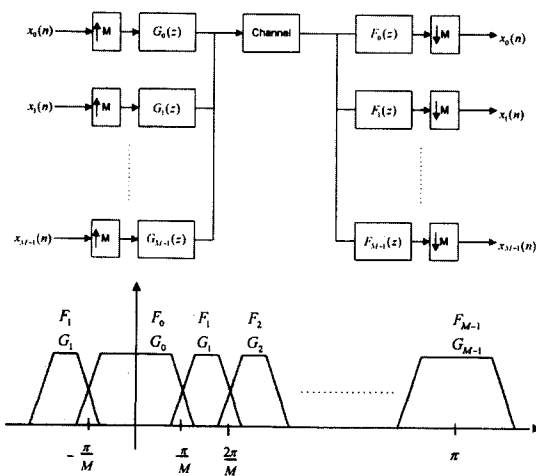


그림 3. PR 필터뱅크를 이용한 트랜스멀티플렉서
Fig. 3. Transmultiplexer using the perfect reconstruction filter bank.

그림 3은 M-채널 트랜스멀티플렉서의 기본구조를 보이고 있다. 협대역 입력신호 $x_k(n)$ 는 상향샘플링(또는 interpolation)되고, 필터링되어 광대역 채널을 통해 전송된다. 수신된 신호는 필터링되고 하향샘플링(또는 decimation)되어 약간 지연된 원 신호로 복원된다. 데시메이션 및 보간, 비이상적인 필터링 등으로 인하여 신호의 왜곡과 누화가 발생하게 된다. PR 트랜스멀티플렉서의 목표는 이러한 왜곡과 누화를 상쇄시키는 필터 $G_k(z)$ 와 $H_k(z)$ 를 설계하는 것이다.

트랜스멀티플렉서는 DMT(discrete multitone)나 MC(multi-carrier) 변조 수신기와 조합되어 사용된다. MC 변조에서, 사용자 데이터는 M 개의 병렬 가지로 나누어지며, 이러한 비트열은 서로 직교하는 M 개의 서브캐리어에 의해 변조된다. DMT 변조기술은 HDSL이나 ADSL 통신을 위한 표준으로 제안되어 있다.

MC 변조는 긴 심볼 길이로 인해 임펄스성 잡음에 강하다. 협대역 간섭의 경우에, 손상된 서브채널에 대해서는 전송을 하지 않도록 하는 것도 가능하다. 중요한 데이터를 높은 SNR로 특정 서브채널로 전송할 수 있는 유연성과 등화가 간단하다는 점은 MC 변조의 또 다른 장점이다. 직교 MC 변조 송수신기는 FFT알고리즘을 이용하여 구현할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 $1/T_b$ 의 캐리어 간격 설정으로 보장된 서브캐리어의 직교성은 분산(dispersive)채널에서 손상이 된다. FFT를 이용한 직교 MC 변조의 구현은 비교적 큰 크기 (-13 dB)의 부엽이 중첩된 필터뱅크로 해석될 수 있는데, 이러한 큰 부엽은 정보신호가 사각펄스 파형의 특성에 기인한다. 신호처리 필터간의 큰 스펙트럼 중첩은 무선채널 환경에서 상당한 캐리어간 간섭을 발생시켜서 결과적으로 성능이 저하된다.

그림 4는 FFT를 이용한 MC 변조방식에서의 신호처리 필터의 주파수 응답을 나타낸다. 스펙트럼 중첩을 감소시키기 위하여 펄스정형필터를 사용하는 방법을 취할 수도 있지만, 그러한 방법으로 얻어진 트랜스멀티플렉서는 직교성이 보장되지 않으며, 또한 완전재합성(PR)이 얻어지지 않는다. 다른 해결방법으로서 FFT 대신 코사인 변조(또는 이산 wavelet) 필터뱅크를 사용한 방식이 제안되어 있다^[11]. 이러한 필터뱅크는 DFT 보다 더 긴 길이의 임펄스 응답을 가진 필터들을 사용하여 훨씬 낮은 레벨의 부엽을 갖게 되며, 캐리어간 간섭이 감소된다. M개 서브채널의 필터 길이는 보통 $N = vM$ 이며, 여기서 v는 짝수이다. 코사

인변조 필터뱅크는 이와 같은 완전재합성 및 대역의 스펙트럼의 억제 등의 특성을 만족하면서, 한 개의 기준필터를 변조함에 의하여 다른 밴드의 필터를 쉽게 구성할 수 있는 구조적인 장점을 가진다.

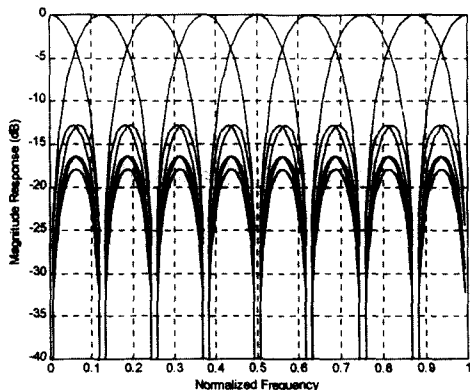


그림 4. DFT 필터뱅크의 주파수 응답
Fig. 4. Frequency response of DFT filter bank.

그림 5에 코사인변조 필터뱅크의 주파수 응답을 보인다. 코사인변조 필터뱅크는 DFT 필터뱅크에 비하여 부엽 레벨이 현저히 낮음을 관찰할 수 있다.

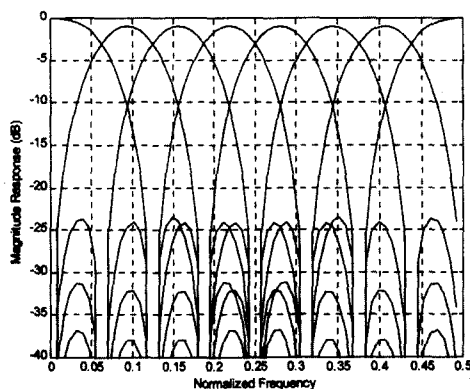


그림 5. 코사인변조 필터뱅크의 주파수 응답
Fig. 5. Frequency response of cosine modulated filter bank.

IV. M-밴드 코사인변조 필터뱅크를 이용한 MC-CDMA 시스템

M 개의 서브채널을 가진 OFDM이나 MC-CDMA 시스템에서는 신호처리 필터가 길이 M의 DFT 필터뱅크로 볼 수 있는데, DFT 필터뱅크는 중첩된 부엽 파의 크기가 비교적 크기 때문에 (-13 dB) 채널의 열화가 있는 경우 시스템의 성능이 저하된다. CMFB

필터뱅크를 신호처리 필터로 사용한 DMT 시스템은 [2]에서 제안되었으며, 이산 웨이브렛 필터뱅크를 이용한 MC-CDMA 시스템은 [7]에서 제안되었다. 본 논문에서는 CMFB 필터뱅크를 이용한 MC-CDMA 시스템에 대하여 이동통신 채널에서 서브채널 간 간섭을 분석하고 비트오율 성능을 시뮬레이션을 통하여 분석해 보았다.

일반적인 M-밴드 필터뱅크나 CMFB는 두 종류의 필터, 즉 M 개의 분석필터 $\{g_m(n)\}_{m=0}^{M-1}$ 와 M 개의 합성필터 $\{f_m(n)\}_{m=0}^{M-1}$ 로써 표현된다. 이 필터들은 길이가 vM 인 FIR 필터이다. 여기서 파라미터 v 는 작수이며 필터뱅크의 중첩인수라고 부른다. 기존의 DFT를 기반으로 한 OFDM에서는 $v = 1$ 이며, 웨이브렛을 기반으로 한 멀티캐리어 변조에서는 $v > 1$ 이다.

M-밴드 CMFB 필터뱅크를 신호처리필터로 사용하고 Walsh 수열을 사용자 구별용 직교코드로 사용한 MC-CDMA 시스템의 구조를 그림 6에 보인다. 송신기에서, i 번째 데이터 심볼은 M개의 서브채널로 복사되어지며, 데이터 심볼과 같은 길이의 Walsh 코드 $\{c_n\}$ 으로 각 채널에 곱하여진다. 서브채널 신호는 코사인변조 필터뱅크로 구성된 합성필터뱅크를 통과한 후 전송에 앞서 주 캐리어를 변조한다. CMFB 기반 MC-CDMA 수신기에서는 직교 코사인변조 분석필터뱅크에 의하여 멀티캐리어 복조를 한다. 복조기의 출력신호열은 Walsh 코드로 곱해진 후 판정을 위하여 결합된다.

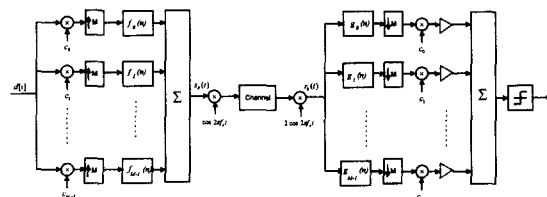


그림 6. M-밴드 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템
Fig. 6. MC-CDMA system based on M-band cosine modulated filter bank.

전송신호를 수식으로 표현하기 위하여 i 번째 데이터 심볼을 $d[i]$ 라 하고, Walsh 수열의 m 번째 비트, 즉 m 번째 서브채널 데이터 심볼에 곱해지는 확산코드 비트를 c_m 이라 하자. 또한 송신기측 필터뱅크의 m 번째 서브채널 필터의 임펄스응답을 $f_m(n)$ 이라 하자. 새로운 심볼이 변조기에 입력되면 각 서브채널은 길이 M 의 신호파형을 발생시킨다. M개의 서브채널 신호

는 더해져서 전송신호 $s(n)$ 의 길이 M 부분을 만들어 낸다. 전송신호 $s(n)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} d[i] c_m f_m(n-iM) \quad (6)$$

각 대역통과필터의 임펄스응답, $f_m(n)$ 이 0 아닌 값을 갖는 구간은 $i0 \leq n \leq vM-1$ 되며, 파라미터 v 는 중첩인수이다. 기존의 OFDM이나 직교 MC-CDMA는 $v=1$ 인 DFT 필터뱅크를 사용한 것으로 볼 수 있으며, M-밴드 필터뱅크 기반의 MC-변조에서는 $v > 1$ 이다.

채널의 임펄스 응답을 $h(n)$ 이라 하고, $y_m(n) = h(n) * f_m(n)$ 으로 정의하면, 수신기에 입력되는 신호는 다음과 같이 표현된다:

$$r(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d[l] c_m y_m(n-Ml) \quad (7)$$

수신기의 j 번째 분석필터의 출력은

$$\begin{aligned} v_j(n) &= r(n) * g_j(n) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d[l] c_m y_m(n-Ml) * g_j(n) \end{aligned} \quad (8)$$

가 된다. 한편, $g_j(n) = f_j^*(-n)$ 이므로

$$v_j(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d[l] c_m y_m(k-Ml) f_j^*(k-n) \quad (9)$$

와 같이 표현할 수 있다. $M:1$ 데시메이터를 통과하고 역확산된 신호를 동일이득 결합기를 통과한 출력, 즉 데이터 심볼을 복조하기 위한 결정변수 $z(n)$ 는 다음과 같이 표현된다:

$$\begin{aligned} z(n) &= \sum_{j=0}^{M-1} v_j(Mn) c_j \\ &= \pm \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d[l] y_m(k-Ml) f_j^*(k-Mn) \end{aligned} \quad (10)$$

시간 $n = i$ 에서 결정변수는

$$\begin{aligned} z(i) &= \pm \{ d[i] \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_j(k-Mi) f_j^*(k-Mi) \\ &+ d[i] \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{m=0, m \neq j}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_m(k-Mi) f_j^*(k-Mi) \\ &+ \sum_{l=-\infty, l \neq i}^{\infty} d[l] \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{m=0, m \neq j}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_m(k-Ml) f_j^*(k-Mi) \} \end{aligned} \quad (11)$$

와 같이 된다. 위의 식에서 첫 번째 항은 원하는 신호 성분이고, 두 번째 항은 시간 i 에서 다른 서브채널에 있는 심볼에 의하여 발생하는 캐리어간 간섭 성분이며, 마지막 항은 시간 $l \neq i$ 에서 동일 서브채널 및 다른 서브채널에 있는 심볼에 의하여 발생하는 심볼간-채널간 간섭이다.

V. 이동무선채널 환경에서 비트오율 성능분석 시뮬레이션

멀티패스 페이딩 채널 환경에서 제안된 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템의 비트오율 성능을 분석하기 위하여 Monte Carlo 시뮬레이션을 수행하였다. 멀티캐리어 변조를 위한 부채널의 개수는 8개를 사용하였다. 사용된 코사인변조 필터뱅크의 기준필터는 중첩인수가 $v=2$ 이며 임펄스 응답이 식(5)와 같이 표현되는 필터이며, 필터뱅크의 주파수 응답은 그림 5와 같다. 시뮬레이션 결과를 그림 4와 같은 주파수 응답의 필터뱅크를 사용하는 기존의 DFT 기반의 MC-CDMA 시스템의 비트오율 성능과 비교하였다.

표 1. 시뮬레이션용 멀티패스 페이딩 채널의 파라미터

Table 1. Parameters of multipath fading channel for simulation.

	(지연, 평균전력)	(지연, 평균전력)
경로 1	(0, 0 dB)	(0, 0 dB)
경로 2	(T_c , -3 dB)	(T_c , -3 dB)
경로 3	($2 T_c$, -4 dB)	($2 T_c$, -4 dB)
경로 4		($3 T_c$, -5 dB)
경로 5		($4 T_c$, -6 dB)
경로 6		($5 T_c$, -7 dB)
경로 7		($6 T_c$, -8 dB)

시뮬레이션에서는 3개의 경로와 7개의 경로를 갖는 주파수 선택적 채널을 가정하였으며, 각 경로는 독립적인 Rayleigh 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 표 1에 시뮬레이션에서 사용한 멀티패스 채널 모델의 파라미터로서 상대적 지연과 평균전력 특성을 보인다. 시뮬레이션에서 신호의 반송파 주파수는 2 GHz, 이동체의 속도는 60 km/hour를 가정하였다. 수신기에서의 주파수영역 등화방식으로는 간단한 동일이득 결합방식

이 사용되었다. 그림 7과 그림 8에는 멀티패스 경로 개수가 3인 경우와 7인 경우에, 기존의 DFT 필터뱅크 기반의 MC-CDMA 시스템의 비트오율 성능과 제안된 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템의 비트오율 성능을 보인다.

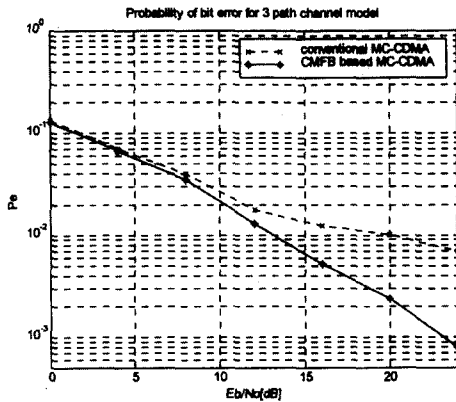


그림 7. 멀티패스 페이딩 환경(3 경로 모델)에서의 MC-CDMA 및 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템의 비트오율 특성

Fig. 7. Probability of bit error of MC-CDMA and CMFB based MC-CDMA systems in the multipath fading channel environment (3 path model).

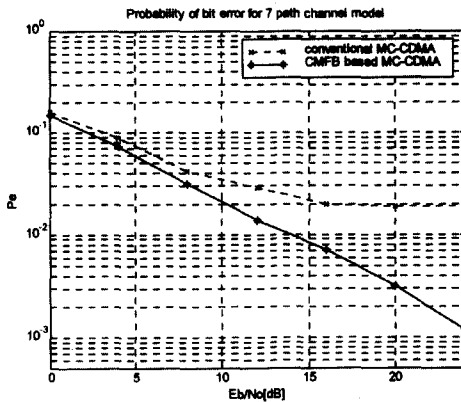


그림 8. 멀티패스 페이딩 환경(7 경로 모델)에서의 MC-CDMA 및 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템의 비트오율 특성

Fig. 8. Probability of bit error of MC-CDMA and CMFB based MC-CDMA systems in the multipath fading channel environment (7 path model).

결과를 보면 멀티패스 페이딩 환경에서 DFT 필터뱅크 기반의 MC-CDMA 시스템은 경로개수가 증가함에 따라 비트오율이 증가하며, 신호대 잡음비가 증

가하여도 비트오율이 어느 정도 이상은 개선되지 않음을 볼 수 있다. 이에 비하여 CMFB 기반의 MC-CDMA 시스템은 기존의 MC-CDMA에 비하여 전반적인 비트오율이 낮으며, 신호대 잡음비의 증가에 따른 비트오율 성능의 포화가 늦게 발생한다는 것을 알 수 있다.

VI. 결론

M-밴드 코사인변조 필터뱅크를 이용한 MC-CDMA 시스템이 제안되었으며 무선채널 환경에서의 비트오율 성능이 분석되었다. 제안된 MC-CDMA 시스템에서는 M-밴드 코사인변조 필터를 사용하여 여러 데이터 블록의 펄스들이 시간적으로 중첩되며, 이들은 서브채널의 스펙트럼을 제한하여 대역폭 효율이 높아진다. 코사인변조 필터뱅크 기반의 MC-CDMA의 스펙트럼 제한특성은 채널 결합에 대하여 강인함을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 멀티패스 페이딩 채널환경에서 시뮬레이션을 통하여 비트오율 성능을 분석한 결과, 코사인변조 필터뱅크 기반의 MC-CDMA 시스템이 기존의 DFT 필터뱅크에 기초한 MC-CDMA 방식에 비해 성능이 우수함을 보이고 있다.

참고 문헌

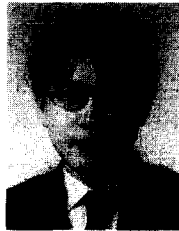
- [1] M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. G. Proakis, and P. N. Heller, "DMT systems, DWMT systems and digital filter banks," *Proc. of ICC'94*, pp. 311-315.
- [2] A. Rizos, J. Proakis, and T. Nguyen, "Comparison of DFT and Cosine Modulated Filter Banks in Multicarrier Modulation," *Proc. of Globecom'94*, pp. 687-691.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "DS-SS, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multi-Media Communications," *Proc. of VTC '96*, pp. 1106-1110, Atlanta, April 1996.
- [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] N. Yee, J-P. Linnartz, and G. Fettweiss, "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks," *Proc. of IEEE PIMRC '93*, pp.109-113, Sept. 1993.

[6] C. Burrus, Gopinath, and H. Guo, "Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms, A Primer," *Prentice-Hall*, 1998.

[7] M. J. Kim and Y. G. Jeong, "Discrete Wavelet Multi-carrier CDMA for Mobile Radio Communications," *Proc. of CDMA Intern. Conf. (CIC'97)*, pp. 169-173.

저 자 소 개



金 明 珍(正會員)

1982년 2월 서울대학교 제어계측공학과 공학사. 1984년 2월 서울대학교 제어계측공학과 공학석사. 1992년 1월 University of Minnesota 전기공학과 공학박사. 1984년 3월 ~ 1996년 8월 한국전자통신연구원 이동통신기술연구단 책임연구원. 1996년 9월 ~ 현재 한국외국어대학교 정보통신공학과 부교수