

# 근접지 환경에서의 웨이브렛 기반 CMFB MC-CDMA 시스템 성능 분석

정회원 이재철\*, 최재호\*\*

## Performance Analysis of Wavelet Prototyped CMFB MC-CDMA for Local Area Application

Jae-cheol Lee\*, Jae-ho Choi\*\* *Regular Members*

### 요 약

근접지 이동 통신을 위한 다중 반송파 코드 분할 다중접속(MC-CDMA) 방식에서 근접하는 부채널간의 간섭을 줄이기 위해서 본 논문에서는 FFT 대신에 코사인 변조 필터 뱅크를 이용하는 방법을 제안한다. 웨이브렛 특성을 갖는 코사인 변조 필터 뱅크의 원형필터는 FFT보다 더 작은 sidelobe들을 가지도록 설계되기 때문에 근접하는 채널간의 간섭과 심벌간의 간섭을 효율적으로 줄일 수 있다. 본 논문에서 제안한 MC-CDMA 시스템의 성능을 평가하기 위해 레이어이 페이딩과 백색잡음의 채널 조건에서 역방향 링크의 비트 오류율과 신호 대 잡음비를 고려하였다. 시스템의 시뮬레이션 결과를 기존의 FFT 기반 MC-CDMA 방식과 비교한 결과, 제안한 시스템이 간섭의 영향을 최소화하는 측면에서 기존의 MC-CDMA 보다 더 좋은 성능을 보이고 있다.

### ABSTRACT

In our newly proposed multi-carrier CDMA data transmission method for a local area mobile communication application, a perfect reconstruction cosine modulated filter bank is introduced to take the place of the fast Fourier transform as a purpose to reduce spectral overlaps among neighboring subchannels. Since the CMFB's prototype filter having a wavelet property is designed to maintain the maximum size of sidelobes much smaller than those of the FFT, the inter-symbol-interference and inter-channel-interference between neighboring subchannels can be effectively reduced. To verify the behavior of our proposed MC-CDMA system, the reverse-link bit error rates with respect to SNR under Rayleigh fading and additive white Gaussian noise channel environments are computed and simulated. The results show an improved system performance over the conventional MC-CDMA based FFT method in the view point of minimizing interference effects.

### I. 서론

라디오 주파수 스펙트럼은 제한된 자원으로 미래의 이동 통신 네트워크는 할당된 주파수 대역의 효율적인 사용을 필요로 한다. 무선 채널에서 디지털

데이터를 송수신하기 위해 특별히 설계된 변조와 다중 접속 기술은 이러한 목적을 달성하기 위해 중요한 역할을 한다.

이러한 무선통신 기술 중에서 DS-SS(direct sequence spread spectrum) 기법에 근간한 CDMA(code division multiple access) 기법은 무선환경에

\* 전북대학교 컴퓨터공학과 (jcleee@image.chonbuk.ac.kr)

\*\* 전북대학교 전자·정보공학부, 정보통신연구소 (wave@moak.chonbuk.ac.kr)

논문번호:98536-1216, 접수일자:1998년12월16일

\* 본 연구는 한국학술진흥재단 연구과제(1997-001-E00335) 지원 및 전북대학교 정보통신연구소 판리로 수행되었습니다.

서 많은 관심을 모으고 있는 대표적인 방법이다. 일반적으로 DS-SS CDMA 시스템의 성능은 높은 데이터율을 요구하는 응용에서 다중 사용자 간섭(Inter-User-Interference)과 칩간의 간섭(Inter-Chip-Interference) 또는 심볼간의 간섭(Inter-Symbol-Interference)에 의해 제한을 받는다. 만약 채널의 지연 확산이 심볼 주기보다 크거나 같다면 전통적인 DS-SS CDMA 시스템은 ISI에 직면하게 되고 실질적으로 사용할 수 없게 된다<sup>[1]</sup>. 그러므로 심볼율을 감소시키기 위한 기술이 요구된다. 또한, DS-SS CDMA 시스템에서 비록 데이터율이 낮고 심볼간 간섭의 양이 무시된다 할지라도 다중경로 페이딩은 채널간의 간섭(Inter-Channel-Interference) 때문에 성능의 감소 요인이 된다.

DS-SS CDMA 시스템의 성능저하 요소인 심볼간 간섭과 칩간 간섭 문제를 해결하기 위하여 다중 반송파(Multi-Carrier) 변조 기법에 근간한 MC-CDMA 시스템이 제안되었다<sup>[2]</sup>. MC-CDMA 시스템에서 심볼 주기는 지연확산 보다 매우 크기 때문에 심볼간 간섭 문제에 직면하지 않게 되며 같은 데이터 심볼을 다수개의 협대역 직교 캐리어에서 스펙트럼 확산 없이 전송함으로써 채널간 간섭 문제를 해결할 수 있다. 또한 MC-CDMA 시스템은 주파수 다이버시티(frequency diversity)를 이용하기 때문에, 상대적으로 안정된 송신 데이터의 획득이 가능하다. 이러한 기술들은 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform : FFT)을 적용하여 용이하게 구현될 수 있으나 FFT를 사용한 다중 캐리어 변조는 이웃하는 채널과의 상당한 스펙트럼 중복에 의하여 이웃 채널간의 간섭을 낳게 되고, 약간의 주파수 천이 현상이 발생하더라도 스펙트럼 중첩이 증가하면서 시스템 성능은 상당히 감소된다<sup>[3]</sup>.

다중캐리어 변조 방법을 사용한 MC-CDMA 시스템의 성능은 채널간의 분할 정도에 의해서 영향을 받기 때문에 본 논문에서 제안한 MC-CDMA 방법에서는 웨이브렛 원형 필터 기반의 완벽 재구성(Perfect Réconstruction) 코사인 변조 필터 뱅크(Cosine Modulated Filter Bank)의 이론을 FFT를 대신해서 이용하였다. 무선 다중 캐리어 데이터 변복조 기법으로 사용되는 다중 영역 변환기(transmultiplexer)는 완벽 재구성을 이루는 CMFB의 쌍으로 구성된다. 데이터 송수신 시에 먼저 병렬화된 데이터는 원형 필터를 코사인 변조하여 얻어지는 대역통과 합성 필터  $f_i(n)$ 로 구성된 M-밴드 합성 CMFB에 의해 역 채널화 되고 수신측에서  $h_i(n) =$

$f_i(T-n)$  관계를 갖는 분석 필터들로 구성된 M-밴드 분석 CMFB에 의해 채널화 되어 신호가 복원된다. 여기에서 웨이브렛 원형 필터는 CMFB를 구성하는 기본 요소로써, 웨이브렛 특성을 가지는 형태로 설계되는 동시에 이러한 원형 필터의 주파수 특성은 FFT보다 훨씬 더 작은 sidelobe를 가지도록 설계된다<sup>[4]</sup>. 그러므로 CMFB를 사용한 MC-CDMA는 스펙트럼 중복으로 인해서 발생하는 채널간 간섭과 심볼간의 간섭을 효율적으로 줄일 수 있다. 따라서 제안한 시스템이 이웃하는 채널간의 간섭의 영향을 최소화하는 측면에서 기존의 MC-CDMA 보다 더 좋은 성능을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 CMFB 이론과 웨이브렛 원형 필터 설계에 대해서 기술하고 3절에서는 CMFB를 이용한 MC-CDMA를 설명한다. 4절에서는 제안된 시스템의 이론적인 성능을 분석하고 이를 시뮬레이션을 이용하여 기존의 MC-CDMA와 제안한 시스템을 비교 분석한다.

## II. 원형필터와 M-밴드 코사인 변조 필터뱅크

최근에 DS-SS CDMA를 대체할 수 있는 다중 반송파 변조 기법이 다수 발표되었다<sup>[5][6][7]</sup>. 다중 반송파 변조 방법은 디지털 신호의 변복조를 위하여 직교성을 유지하는 다중 부채널을 필요로 하는데 고속 푸리에 변환(FFT)은 이러한 기술을 구현하는데 매우 용이하다. 특히, FFT를 사용한 다중 반송파 변조는 DS-SS CDMA에서 발생하는 칩간 간섭이나 심볼간 간섭 문제를 효율적으로 줄이고 페이딩(fading)과 재밍(jamming) 같은 악조건의 채널 상황에서도 주파수 다이버시티의 효과로 더 좋은 적응성을 보여준다. 그러나 그림 1에서 알 수 있듯이 FFT를 이용해서 분할한 채널은 상대적으로 높은 sidelobe, 즉 -13dB 정도의 크기에 의해서 이웃한 부채널간의 상당한 중첩이 존재한다. 따라서 도플러 효과(Doppler effect) 등과 같은 영향에 의한 부채널의 작은 주파수 이동에도 시스템 성능이 크게 저하된다.

FFT에 의하여 분할된 부채널간에 존재하는 간섭 문제를 해결하기 위한 방법으로써, 본 논문에서 제안한 MC-CDMA는 CMFB를 이용한 다중 영역 변환기 구조를 사용한다. 그림 2에서 다위상(polyphase) 형태의 M-채널 CMFB의 쌍으로 구성된 다중 영역 변환기 구조를 보여준다. 그림에서 T는  $M \times 2M$  크기의 코사인 변조 행렬이다<sup>[8]</sup>. M-

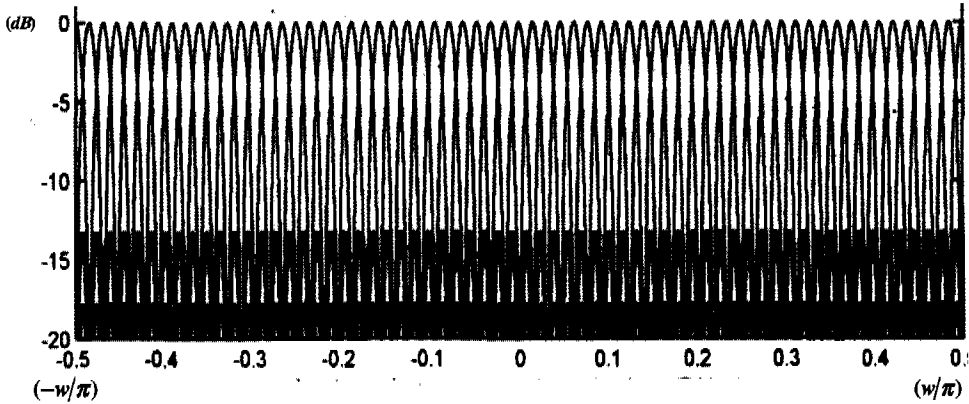


그림 1. 32-채널 32-point DFT의 주파수 스펙트럼

대역 합성 필터 뱅크 CMFB는 임펄스 응답 길이가  $Mg$  ( $g=1,2,4,6$ ) 인 웨이브렛 기반 저역통과 원형 필터인  $P_0(n)$ 을 코사인 변조하여 생성하는  $M$ 개의 대역통과 필터  $f_i(n)$ 으로 구성된다. 코사인 변조의 형태는 다음과 같다<sup>[8]</sup>.

$$f_i(n) = b_0(n) \cos\left(\frac{\pi}{2M}(2i+1)\left(n - \frac{Mg-1}{2}\right)\right) + (-1)^i \frac{\pi}{4} \quad (1)$$

각 대역통과 필터  $f_i(n)$ 은 다음과 같은 웨이브렛 조건 (2), 선형조건 (3) 및 Nyquist 조건 (4)을 만족한다.

$$\sum_k f_i(k)f_j(k+lm) = \delta(l)\delta(i-j) \quad (2)$$

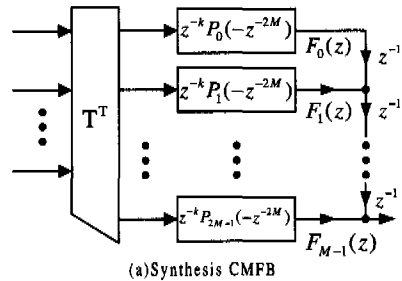
$$\sum_{k=0}^{Mg-1} f_0(k) = \sqrt{M} \quad (3)$$

$$f(nM) = \begin{cases} c, & n=0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

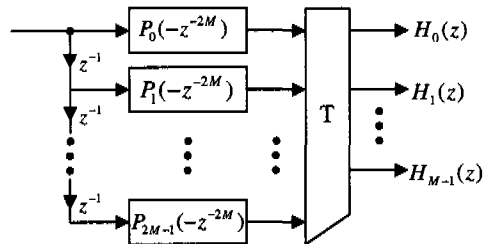
다중 영역 변환기는 그림 2에서와 같이 송신측의 합성 CMFB와 수신측의 분석 CMFB의 쌍으로 되고 완벽 재구성(Perfect Reconstruction)의 조건을 만족한다. 데이터 송신시에 입력 데이터는 병렬화 되어 각 부채널에 실리고  $M$ 개의 대역통과 합성 필터  $f_i(n)$ , ( $i=0, 1, \dots, M-1$ ) 으로 구성된 합성 CMFB에 의해서 역 방향 변환되어 FDM 신호로 변환된다. 수신기는  $M$ 개의 대역통과 분석 필터  $h_i(n)=f_i(Mg-1-n)$ 로 구성된 분석 CMFB에 의해 순 방향 변환되어 원래의 TDM 신호를 복원한

다.

Quasi-Newton방법<sup>[9]</sup>을 사용하여 설계한 임펄스 응답 길이가 256 ( $M=64, g=4$ )인 저역통과 웨이브렛 원형 필터  $b_0(n)$ 의 주파수 스펙트럼은 그림 3과 같다. 그림 4는 설계된 원형 필터  $b_0(n)$ 을 코사인 변조하여 구현한 64-채널 (64-대역통과) 합성/분석 CMFB의 주파수 스펙트럼을 보여준다. 그림 3과 4에서 알 수 있듯이 각 부채널의 sidelobe의 크기는



(a) Synthesis CMFB



(b) Analysis CMFB

그림 2.  $M$ -밴드 코사인 변조 필터뱅크의 쌍으로 구성된 다중 영역 변환기 구조

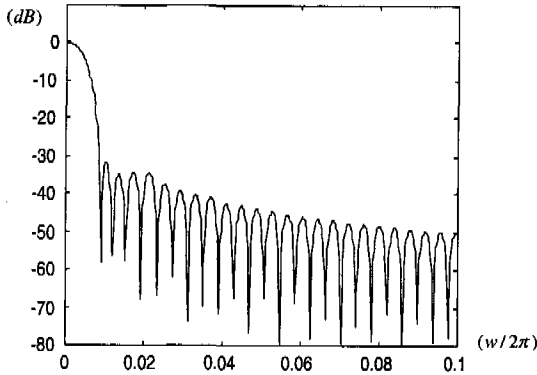


그림 3. 지역통과 웨이브렛 원형필터의 주파수 스펙트럼

기존의 MC-CDMA에서 사용되었던 FFT의 sidelobe 보다 훨씬 더 작다. 이러한 CMFB의 특성을 MC-CDMA 시스템에 적용하면 채널간 간섭을 효과적으로 감소시킬 수 있다는 점에서 기존의 FFT를 이용한 MC-CDMA 기법 보다 향상된 성능을 나타내는 시스템을 구성할 수 있다.

### III. CMFB를 적용한 새로운 MC-CDMA 시스템

이 절에서는 2절에서 CMFB의 쌍으로 구현된 다중 영역 변환기를 MC-CDMA에 적용하는 방법에 대하여 기술하였다.

기존의 MC-CDMA는 하나의 데이터 심볼을 M개의 협대역 BPSK 부채널에 실어서 전송하는 디지털 변조 기법이다. 이때 각 부채널은 기저대역에서의 하모닉(harmonic) 주파수,  $1/T_b$ 의 배수인 곳에 위치하게 된다. 길이 M의 확산코드(PN)를 사용하는

경우에는 M개의 부채널이 존재한다. 많은 사용자들이 M개의 부채널을 공유 하지만 한 사용자의 확산코드가 다른 모든 사용자의 확산코드와 직교성을 유지한다는 측면에서는 다중 접속 기법(multiple access scheme)이라고 할 수 있다. 기존의 MC-CDMA에서 n번째 사용자의 전송 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[1]</sup>

$$s_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} c_n[i] a_n[k] P_{T_b}(t - kT_b) \times \sqrt{\frac{2}{MT_b}} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t) \quad (5)$$

여기서,  $a_n[k]$ 는 n번째 사용자의 k번째 입력 데이터 심볼,  $T_b$ 는 데이터 심볼 지속시간(duration),  $c_n[i]$ 는 n번째 사용자의 확산코드에서 i번째 칩,  $P_{T_b}(t)$ 는  $[0, T_b]$  구간에서 0이 아닌 단위 진폭 펄스,  $f_c$ 는 전송신호의 중앙 주파수,  $F/T_b$ 는 이웃한 부채널들 사이의 주파수 간격을 나타내고 있다. CMFB를 사용하는 제안한 MC-CDMA도 FFT를 사용하는 기존의 MC-CDMA와 같이 직교 M-밴드 PR 필터 뱅크를 이용하는 직교 다중 반송파 시스템이다. 그림 5에서 M-대역 CMFB에 근간한 MC-CDMA의 전송기와 수신기의 구조를 보여주고 있다. 전송기 측에서 하나의 데이터 심볼  $a_n[i]$ 은 M개의 병렬 경로(부채널)에 복사본을 만든다. i번째 ( $i=0, 1, \dots, M$ ) 경로에 복사된 심볼  $a_n[i]$ 은 n번째 사용자의 PN 코드 중에서 i번째 칩  $c_n[i]$ 와 곱해지고 합성 필터  $f_i(k-1M)$ 를 통과하면서 합성된다. 따라서 n번째 사용자의 1 번째 데이터  $a_n[1]$ 의 전송 신호는 다음과 같다.

$$s_n(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{M-1} a_n[i] c_n[k] P_{T_b}(t - kT_b) \times f_i(k-1M) \cos 2\pi f_c t \quad (5)$$

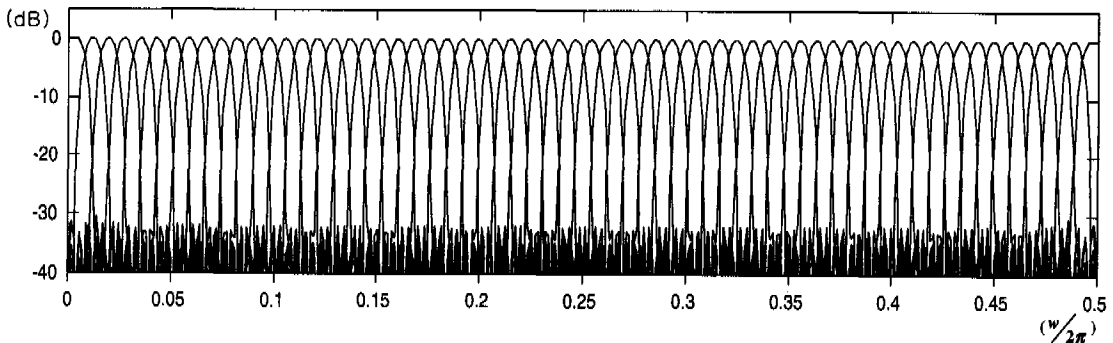


그림 4. 64-채널 합성/분석 CMFB의 주파수 스펙트럼

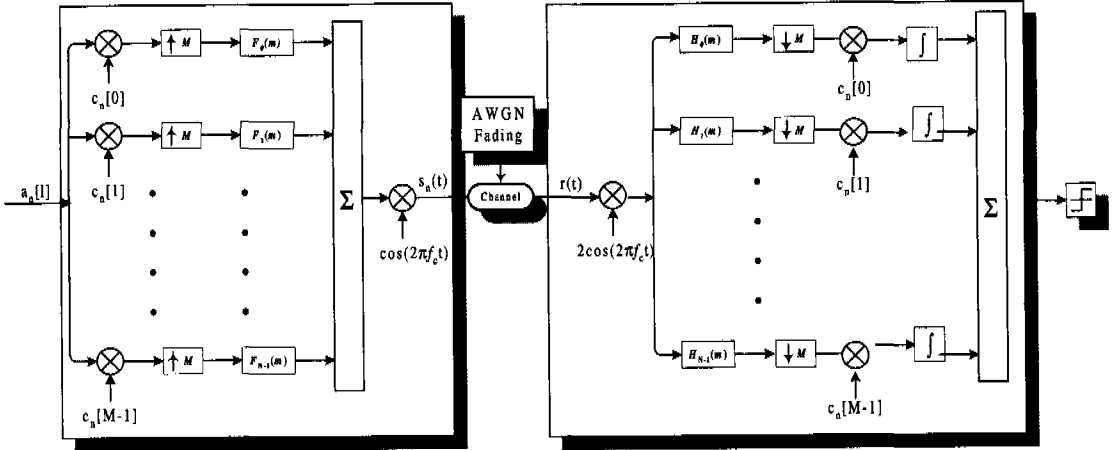


그림 5. CMFB의 쌍으로 구현한 CMFB MC-CDMA 송수신기의 구조

여기서 (k-1M)은 대역통과 합성필터의 임펄스 응답 인덱스로서  $0 \leq k-1M \leq Mg-1$  범위의 정수 값이고 k는 1 값에 의해 주어지는 전송 비트 인덱스이다. 예를 들어,  $M=8, g=2, l=1$ 일 때, 즉, 8개의 부채널과 중첩인수 g가 2이고 l=1번째 심볼에 대하여 전송 비트 인덱스  $k=8, 9, \dots, 15$ 의 값을 갖는다.

채널은 일반적인 백색잡음 (AWGN)  $\eta(t)$ 를 포함하는 것으로 가정하고 채널을 공유하는 사용자에게 각각 레이타이 (Rayleigh) 분포를 이루는 진폭  $(\rho_{n,i})_{i=0}^{M-1}$ 과 위상  $(\theta_{n,i})_{i=0}^{M-1}$ 의 채널 페이딩을 가정하였다. 따라서, 근접지 환경에서 n번째 사용자의 i번째 채널에 대한 페이딩 채널의 전달함수는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$H_n = \rho_{n,i} e^{j\theta_{n,i}} \quad (7)$$

부가하여  $\rho_{n,i}$ 과  $\theta_{n,i}$ 는 심볼 지속 기간,  $T_b$  동안 상수 값을 갖는 것으로 가정하였다. n번째 사용자의 i번째 채널에서의 LMP(Local Mean Power)는 아래와 같이 정의된다.

$$\overline{p_{n,i}} = E [(\rho_{n,i} \cos(2\pi f_c t))^2] = \frac{1}{2} E[\rho_{n,i}^2] \quad (8)$$

여기에서 모든 서브캐리어에 대한 LMP가 같다고 가정하면 아래와 같이 n번째 사용자에게 대한 LMP를 구할 수 있다.

$$\overline{p_n} = M \overline{p_{n,i}} \quad (9)$$

N 명의 사용자가 있을 때, 역방향 링크에서의 수신 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} \rho_{n,i} a_n[l] c_n[i] \times f_{i,\theta_n}(k-1M) \cos(2\pi f_c t) + \eta(t) \quad (10)$$

이때,  $f_{i,\theta_n}(k)$ 은 n번째 사용자의 i번째 부채널에서의 위상 왜곡  $\theta_{n,i}$ 를 갖는 대역통과 합성필터에 관한 식으로 아래와 같다.

$$f_{i,\theta_n}(k) = p_0(k) \cos\left(\frac{\pi}{2M}(2i+1)\left(k - \frac{2M-1}{2}\right)\right) + (-1)^i \frac{\pi}{4} + \theta_{n,i} \quad (11)$$

수신 신호 r(t)는 먼저 기저대역으로 변환되고  $t=mT_b-m$ 의 심볼 주기 단위로 다음과 같이 샘플링 된다.

$$r(m) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} \rho_{n,i} a_n[l] c_n[i] \times f_{i,\theta_n}(k-1M) + \eta(m) 2 \cos(2\pi f_c m) \quad (12)$$

수신측에서 수신하고자 하는 신호가 0번째 사용자의 신호라고 가정할 때 수신기에서는 송신기에서 처리된 과정을 역으로 수행한다. 즉, 수신신호를 M-대역통과 분석 CMFB인 H에 통과시킨 후 각 부채널에서 PN 코드를 곱하여 적분기에서 결과 값들을 합산하는 과정을 거쳐 송신된 신호를 복원한다. 따라서, 수식 (12)로부터 1 번째 데이터 심벌의 결정

변수는 다음과 같다.

$$z_0[l-g] = \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} r(m-k) \times h_{j, \theta_{0,i}}(Mg-1-k)c_0[j] \quad (13)$$

여기에서  $\theta_{0,i}$ 는 수신측에서 0번째 사용자 신호의 위상 변화를 추정한 위상 추정 값이다. 그리고 1은  $1 = \lfloor (m+1-Mg)/M \rfloor$ 로 결정되는 복원된 심볼 시간의 인덱스이며 CMFB의 필터 중첩인수  $g$ 로 인하여 첫 번째 복원 신호 값은  $g$ 개의 심볼 지연 후 출력된다. 위상 추정이 완벽하다고 가정하면, 즉,  $\theta_{0,i} = \theta_{0,i}$ , ( $i=0, 1, \dots, M-1$ )이면, 수식 (13)은 데이터 신호, 채널간의 간섭 신호, 사용자간의 간섭신호 그리고 AWGN 잡음 신호 측면에서 아래와 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} z_0 &= aI_{desired} + \beta_{ICR} + \beta_{IUI} + \hat{\eta} \\ &= \sum_{j=0}^{M-1} \rho_{0,i} a_0[l] \\ &+ \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} \rho_{0,i} a_0[l] c_0[j] \\ &\times f_{i, \theta_0}(m-k-IM) h_{j, \theta_0}(Mg-1-k) c_d[j] \quad (14) \\ &+ \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} \rho_{n,i} a_n[l] c_n[i] c_0[j] \cos(\vartheta_{n,i}) \\ &+ \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \eta(m-k) 2 \cos(2\pi f_c(m-k)) \\ &\times h_{j, \theta_0}(Mg-1-k) c_0[j] \end{aligned}$$

여기에서,  $\cos(\vartheta_{n,i}) = \cos(\vartheta_{0,i} - \theta_{n,i})$ 이고  $a$ 는 임의의 상수이다.

#### IV. 성능분석과 모의시행

MC-CDMA 시스템에서 오류 확률은 전송 데이터 심볼이 -1이라 가정할 때 식 (14)의 결정 변수가 0보다 클 확률로 정의된다. 이 확률 값을 얻기 위하여 먼저 AWGN 잡음성분  $\hat{\eta}$ 와 간섭성분  $\beta_{ICR} + \beta_{IUI}$ 의 평균과 분산을 구한다. 시간에 따른 채널의 변화가 적은 조건에서 잡음성분 및 간섭성분은 CLT (Central Limit Theorem)에 의하여 가우시안 분포로 추정할 수 있다. 식 (14)로부터 잡음성분은 아래와 같다.

$$\hat{\eta} = \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \eta(m-k) 2 \cos(2\pi f_c(m-k)) \times h_{j, \theta_0}(Mg-1-k) c_0[j] \quad (15)$$

이때,  $\sigma_{\hat{\eta}}^2 = N_0/2$ 을 AWGN의 입력 분산값 이라면 수신기 출력에서의 AWGN 잡음 성분에 대한 평균  $E[\hat{\eta}]$ 와 분산  $\sigma_{\hat{\eta}}^2$ 은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} E[\hat{\eta}] &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} E[\eta(m-k)] \\ &\times E[2 \cos(2\pi f_c(m-k))] \\ &\times E[h_{j, \theta_0}(Mg-1-k)] E[c_0[j]] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\eta}}^2 &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} E[\eta(m-k)^2] E[2^2] \\ &\times E[\cos(2\pi f_c(m-k))^2] \\ &\times E[h_{j, \theta_0}(Mg-1-k)^2] E[c_0[j]^2] \\ &= M \times N_0/2 \times 4 \times 1/2 \\ &= MN_0 \end{aligned} \quad (17)$$

또한, 식 (14)로부터 간섭성분  $\beta_{ICR} + \beta_{IUI}$ 은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \beta_{int} &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} \rho_{0,i} a_0[l] c_0[j] \\ &\times f_{i, \theta_0}(m-k-IM) \\ &\times h_{j, \theta_0}(Mg-1-k) c_d[j] \quad (18) \\ &+ \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} \rho_{n,i} a_n[l] c_n[i] c_0[j] \\ &\times \cos(\vartheta_{n,i}) \end{aligned}$$

CLT에 따라 Rayleigh 랜덤 변수  $\rho_{0,i}$ ,  $\rho_{n,i}$ ,  $\vartheta_{n,i}$ 도 가우시안 분포를 형성하므로 잡음성분의 평균  $E[\beta_{int}]$ 과 분산  $\sigma_{\beta_{int}}^2$ 을 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} E[\beta_{int}] &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} E[\rho_{0,i}] E[a_0[l]] \\ &\times E[c_0[j]] E[f_{i, \theta_0}(m-k-IM)] \\ &\times E[h_{j, \theta_0}(Mg-1-k)] E[c_d[j]] \\ &+ \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} E[\rho_{n,i}] E[a_n[l]] \\ &\times E[c_n[i]] E[c_0[j]] E[\cos(\vartheta_{n,i})] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\beta_{int}}^2 &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} E[\rho_{0,i}^2] E[c_0[j]^2] \sum_{i=0}^{M-1} E[c_d[j]^2] \\ &\times \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} E[a_0[l]^2] E[f_{i, \theta_0}(m-k-IM)^2] \\ &\times E[h_{j, \theta_0}(Mg-1-k)^2] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{n=1}^{N-1} E[\rho_{n,i}^2] E[c_n[i]^2] E[c_0[i]^2] \\
 & \quad \times \sum_{i=-\infty}^{\infty} E[a_n[l]^2] E[\cos(\vartheta_{n,i})^2] \\
 & = (M-1) \times M \times E[\rho_{0,1}^2] \\
 & \quad + M(N-1) \times E[\rho_{n,i}^2] \times \frac{1}{2} \\
 & = 2(M-1) \bar{p}_0 + (N-1) \bar{p}_n
 \end{aligned} \tag{20}$$

모든 사용자에게 대한 수신된 신호의 평균 전력이 같다고 가정하면 식 (20)은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\sigma_{\beta_m}^2 = 2(M-1) \bar{p}_n + (N-1) \bar{p}_n \tag{21}$$

같은 채널 조건에서 기존의 MC-CDMA<sup>[2]</sup>에 대하여 AWGN 잡음성분의 평균  $E[\hat{\eta}_c]$  및 분산  $\sigma_{\eta_c}^2$  과 간섭 성분의 평균  $E[\beta_{int,i}]$  및 분산  $\sigma_{\beta_{int,i}}^2$  값을 같은 방법으로 구하면 아래와 같다.

$$E[\hat{\eta}_c] = 0 \tag{22}$$

$$\sigma_{\eta_c}^2 = MN_0 \tag{23}$$

$$E[\beta_{int,i}] = 0 \tag{24}$$

$$\sigma_{\beta_{int,i}}^2 = 4(M-1) \bar{p}_n + (N-1) \bar{p}_n \tag{25}$$

전송된 데이터 심볼의 값이  $a_0[l] = -1$  이라고 가정할 때,  $z_0$  의 데이터 성분  $I_{desired} = \sum_{m=0}^{M-1} \rho_{0,i} a_0[l]$  이므로 채널 페이딩이 레이라이 분포를 이루는 채널 조건에서 비트 에러율은 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 & \Pr(\text{error} | \{\rho_{0,i}\}_{i=0}^{M-1}, \sigma_{\beta_{int,i}}^2) \\
 & = \Pr(\sum_{i=0}^{M-1} \rho_{0,i} < \beta_{int,i} + \hat{\eta}) \\
 & = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_{\beta_{int,i}}^2 + \sigma_{\eta_c}^2)}} e^{-\frac{y^2}{2(\sigma_{\beta_{int,i}}^2 + \sigma_{\eta_c}^2)}} dy \\
 & = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{0.5 \left[ \sum_{i=0}^{M-1} \rho_{0,i}^2 \right] / [(N-1) \bar{p}_n + MN_0]} \right) \tag{26}
 \end{aligned}$$

여기에서  $\operatorname{erfc}()$ 는 complementary error function,  $M$  은 총 사용자 수,  $N$  은 총 채널 수,  $\rho_{0,i}$  은 0번째 사용자의  $i$ 번째 채널에 대한 레이라이 분포 진폭 변수,  $\bar{p}_n$  은  $n$ 번째 사용자에게 대한 평균 전력,  $\sigma_{\beta_{int,i}}^2$

은 수신기 출력에서의 간섭성분 분산 값,  $\sigma_{\eta_c}^2$  은 AWGN 잡음성분 분산 값을 나타낸다.

식 (15) ~ (26)로 부터 사용자가 한 명일 때 본 논문에서 제안된 시스템은 기존의 MC-CDMA 시스템 보다 약 3 dB정도의 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 제안된 시스템을 근접지 이동 통신 송·수신단으로 적용하는 경우의 성능을 검증하기 위해 근접지 환경에서의 도플러효과를 무시하고 역방향 링크에서 서브채널의 수, 다중 사용자 간섭 그리고 원형 필터의 중첩인수에 따른 성능을 레이라이 페이딩 및 AWGN이 혼재하는 채널 환경에서 실험하였다. 이때, 송·수신단의 주파수와 타이밍 동기화 일치하며 수신단에서 EGC(Equal Gain Combining)을 가정하였다.

그림 6은 레이라이 페이딩 채널 환경에서 사용자 수  $N=20, 30$ 명일 때 중첩인수  $g=1$ , 즉 기존의 FFT를 이용하는 MC-CDMA, 그리고  $g=2, g=4$ 일 때의 시스템 성능을 비교하여 나타낸 것이다. 그림 7은 레이라이 페이딩 채널 환경에서 채널의 수가 32이고 사용자의 수  $N=10, 20, 30$ 명 일 때, 필터 중첩인수 ( $g=1, g=2$ , 그리고  $g=4$ )에 따른 시스템 성능을 비교하여 나타낸 것이다. 그림 6과 7에서 볼 수 있듯이 기존의 FFT를 이용한 MC-CDMA 시스템에 비해  $g=2, 4$ 인 CMFB를 사용한 MC-CDMA 시스템의 성능이 우수함을 나타내고 있다. 또한 64 서브채널에서는 32 서브채널에 비해  $g=2$ 와  $g=4$ 에서 성능의 차이가 그리 크지 않음을 알 수 있다. 이것은  $g=2$ 인 경우라도 채널 분할의 성능이  $g=4$ 에 비하여 크게 떨어지지 않는 것을 알 수 있다.

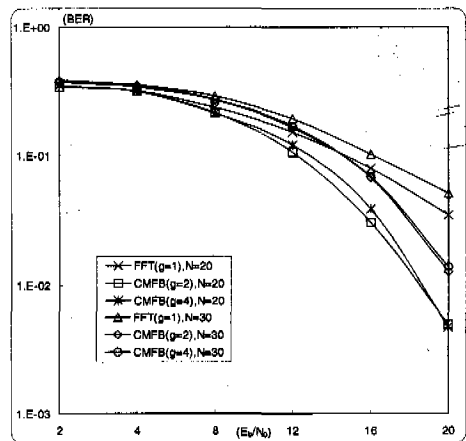


그림 6. AWGN와 레이라이 페이딩 채널 조건에서 64서브 채널의 필터 중첩인수  $g$ 에 대한 성능 비교

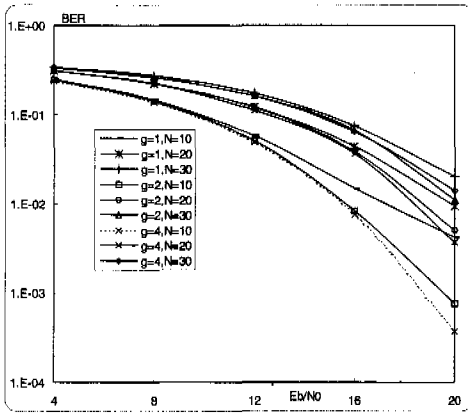


그림 7. 32 서브채널의 필터 중첩인수에 대한 성능비교

그림 8은 레이어이 페이딩과 AWGN 잡음이 혼재하는 채널 환경에서 채널의 수에 따른 시스템 성능을 나타낸 것이다. 그림 8에서 사용자 수 N=1명 일 때, 채널의 수 32가 64인 경우보다 성능이 약간 우수함을 보이고 있다. 그러나, N=10, 20명에서 볼 수 있듯이 사용자가 증가함에 따라 채널의 수가 64 일 때가 32 채널의 경우 보다 성능이 우수함을 보이고 있다. 이러한 결과는 MC-CDMA 방식에서 수용할 수 있는 최대 사용자의 수는 채널의 수에 제한적이므로 채널의 수가 64일 때가 32일 때보다 다른 사용자에 의한 간섭의 영향이 상대적으로 작아진다는 것을 의미한다. 따라서 사용자의 수가 적을 경우에는 32 채널의 경우가 64 채널의 경우보다 상대적으로 우수한 성능을 나타내고, 사용자가 10명, 20명으로 점차 증가할수록 64 채널로 구성된

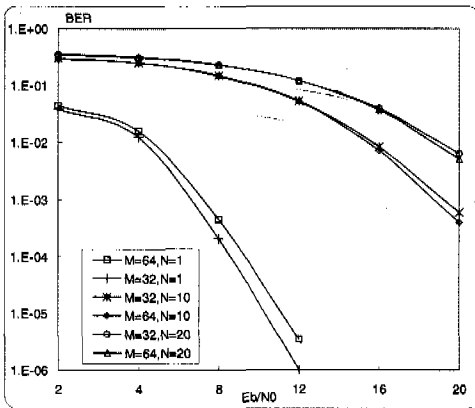


그림 8. 중첩인수 g가 4일 때 서브채널의 수에 따른 성능비교

시스템의 성능이 우수함을 알 수 있다. 식 (21)에서 예측하여 볼 수 있듯이 시스템의 성능은 사용자의 수, 채널의 수 및 채널 페이딩의 정도에 역 비례함을 알 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 웨이브렛 원형 필터 기반의 코사인 변조 필터 뱅크의 쌍을 이용한 MC-CDMA 근접지 이동 통신 기법을 제안하였다. 필터 중첩인수 g를 조절하여 웨이브렛 지역통과 원형 필터를 적절히 설계하고 이들을 M-대역 필터 뱅크로 구성하여 다중 영역 변복조기로 적용하면, FFT를 이용한 기존의 MC-CDMA 기법 보다 우수한 성능을 얻을 수 있음을 수치적인 시스템 성능 분석과 시뮬레이션을 통하여 증명하였다. 즉, 이웃하는 부채널간의 스펙트럼 중첩을 최소화하는 데 있어 FFT를 기반으로 하는 방법보다 제안한 방법이 훨씬 더 효과적이라는 것을 알 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multiple fading channel", *IEEE Trans. Comm.* vol. 44, no. 3, pp. 356-366, March 1996.
- [2] N. Yee and J. P. Linnartz, "Multi - carrier CDMA in an indoor wireless radio channel," *MICRO Project Memorandum M94/6, Electr. Res. Lab., College of Engineering, UC-Berkeley*, 1994.
- [3] A. D. Rizos, J. G. Proakis and T. Q. Nguyen, "Comparison of DFT and cosine modulated filter banks in multicarrier modulation," *Proceedings of IEEE*, pp 687-691, 1994.
- [4] M. A. Tzannes and M. C. Tzannes, "Bit-by-bit channel coding using wavelets", *Proceedings of GLOBECOM'92*, pp. 684-688, 1992.
- [5] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come", *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, pp. 5-14, April 1990.
- [6] M. A. Tzannes, "The DWMT: A multicarrier transceiver for ADSL using M-band wavelet



transforms”, *ANSI TIE1.4 Committee Contribution No. 93-067*, March 1993.

- [7] J. C. Lee, W. K. Kim, S. S. Song, H. S. Kwak and J. H. Choi, “M-band wavelet filter banks for MC-CDMA modulation”, *ICSPAT’98 Conference Proceedings*, PP. 1523-1527, Sept. 1998
- [8] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.
- [9] J. E. Dennis and R. B. Schnabel, *Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.

이 재 철(Jae-Cheol Lee)

정회원



1991년 : 전북대학교 전자계산기  
공학과(공학사)  
1994년 : 전북대학교 전자계산기  
공학과(공학석사)  
1996년 3월~현재 : 전북대학교  
컴퓨터공학과 박사과정

<주관심 분야> 이동통신, 영상통신

최 재 호(Jae-Ho Choi)

정회원



1985년 : 노스캐롤라이나 주립대  
학교 전자공학과(공학사)  
1988년 : 노스캐롤라이나 주립대  
학교 전자공학과(공학석사)  
1993년 : 노스캐롤라이나 주립대  
학교 컴퓨터공학(공학박사)

1990년~1993 : 미국 리서치 트라이앵글 연구소 시스템공학 연구센터 연구원

1997년~1998 : 한국 전자통신연구원 전송연구실 초빙 연구 교수

1994년~현재 : 전북대학교 전자정보공학과 조교수

<주관심 분야> 가입자망 전송기술, 멀티캐리어 시스템, 다차원신호처리, 영상통신