

# 직교 쌍 필터 뱅크 기반 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능 분석

정회원 이재철\*, 최재호\*\*

## Performance analysis of multi-carrier CDMA system using an orthogonal pair of quadrature filter banks

Jae-Cheol Lee\*, Jae-Ho Choi\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문은 채널간의 간섭을 줄이는 관점에서 코사인 변조 필터 뱅크와 사인 변조 필터 뱅크로 이루어진 필터 뱅크의 쌍을 다중 반송파 부호 분할 다원 접속(multi-carrier code division multiple access : MC-CDMA) 시스템의 다중화 전송에 적용하였다. 웨이블릿 특성을 필터 뱅크의 구현에 활용하는 제안된 기법은 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform : DFT)에 기반을 둔 기존의 MC-CDMA 시스템과 비교하였을 때, 전송 채널의 부채널화의 우수성으로 인해 채널간의 간섭을 감소시킬 수 있다. 제안된 직교 쌍 필터 뱅크를 기반으로 하는 MC-CDMA 시스템의 성능을 평가하기 위하여, 레이라이 페이딩 채널과 가우시안 잡음 채널에서 역 방향 링크의 신호 대 잡음비에 대한 비트 오류율을 계산한다. 성능평가 결과는 제안한 시스템이 간섭의 영향을 최소화하는 측면에서 기존의 MC-CDMA 시스템 보다 우수한 성능을 보이고 있다.

### ABSTRACT

A quadrature pair of filter banks that are composed of a pair of cosine and sine modulated filter banks is applied to MC-CDMA data transmultiplexing in the view point of mitigating inter-channel interferences. Exploiting superior capabilities of wavelet properties in composing the filter banks, the proposed scheme is capable of compromising inter-channel interference problems better than the conventional DFT-based MC-CDMA due to superior subchannelization effects. To verify the behavior of our proposed MC-CDMA system based on the quadrature filter banks, the reverse-link bit error rates with respect to signal-to-noise ratio under Rayleigh fading and additive white Gaussian noise channel environments are computed. The results show an improved system performance over the conventional MC-CDMA in the view point of minimizing interference effects.

### I. 서 론

부선 이동 통신에서 직접 수열 (direct sequence :DS) 부호 분할 다원 접속 (code division multiple access : CDMA)방식은 용량증가, 보안성과 같은 좋은 특성 때문에 큰 관심을 끌어 왔다. 그러나 채널

대역폭이 1.25MHz 제한되어 있는 DS-SS-CDMA 시스템은 높은 데이터 전송율을 요구하는 환경에서 칩간의 간섭, 다중 사용자간의 간섭, 심볼간의 간섭 (inter - symbol interference : ISI) 등에 의해 고속의 멀티미디어 서비스를 제공하기에는 역부족한 단점이 있다<sup>[1]</sup>. 즉, 전송속도가 증가함에 따라 칩간의

\* 전북대학교 컴퓨터공학과

\*\* 전북대학교 정보통신연구소(wave@moak.chonbuk.ac.kr)

논문번호: 00140-0501, 접수일자: 2000년 5월 1일

\* 본 논문은 정보통신부 대학기초연구과제 연구비 지원에 의한 결과임.

간섭 및 심볼간의 간섭이 커지고 레이크 수신기의 가지가 증가하여 수신기의 구조가 복잡해지고 칩의 동기가 더욱 어렵게 된다.

위와 같은 간섭 잡음의 문제에 접근하기 위하여 다중 반송파 (multi-carrier : MC) CDMA 방식이 제안되었다<sup>[2-4]</sup>. MC - CDMA에서는 M개의 협대역 부 반송파에 심볼을 동시에 전송하고 데이터 심볼 길이와 동일한 지속시간을 갖는 확산코드를 곱해주기 때문에 확산코드의 칩의 길이가 지연 확산보다 길어진다. 따라서 MC-CDMA 시스템에서는 칩간의 간섭 및 심볼간의 간섭의 영향이 최소화되므로 DS-CDMA에 비해 성능 향상을 얻을 수 있고 칩의 동기를 더욱 쉽게 획득할 수 있으며 수신기의 구조가 간소화된다. 일반적으로 MC - CDMA에서 데이터 변복조는 이산 푸리에 변환 (discrete Fourier transform : DFT)을 이용하여 구현될 수 있으나, DFT의 특성상, 각 부채널의 높은 부엽 (sidelobe)에 의하여 부채널간의 간섭 (inter-channel interference : ICI)이 현저하고, 약간의 주파수 천이 현상이 발생하더라도 스펙트럼 중첩이 증가하면서 MC - CDMA 시스템 성능이 상당히 저하되는 단점을 내재하고 있다<sup>[5]</sup>.

이웃한 부채널 간의 ICI를 극복하기 위하여, M-밴드 DFT 보다 주파수 분할 특성이 월등히 좋은 웨이브렛 원형 필터 기반의 M-밴드 코사인 변조 필터 뱅크 (cosine modulated filter bank : CMFB)를 사용하는 MC-CDMA 시스템이 연구되었다<sup>[6]</sup>. CMFB 필터뱅크를 구성하는 기본 요소인 원형 필터는 DFT의 부채널의 부엽(약 -13 dB)보다 작도록 설계되기 때문에, 이웃한 부채널 사이의 스펙트럼 중첩 때문에 생기는 ICI를 효율적으로 줄일 수 있다.

또한, 장차 다가올 차세대 급의 고속 데이터 전송 환경에서는 채널의 지연 확산이 심볼의 지속 기간보다 길어질 수 있기 때문에 수신 신호의 왜곡현상이 더욱 증가할 수 있다. 따라서 데이터 전송율을 감소시키기 위한 기술이 요구된다. 이러한 데이터 전송 및 채널 지연 확산 문제를 감안하여 본 연구에서는 기존의 CMFB 필터뱅크를 기반으로 한 MC-CDMA<sup>[6]</sup>를 확장하여 직교 쌍 필터뱅크 (quadrature filter bank : QFB)를 적용함으로써 보다 높은 데이터율을 갖는 데이터 전송 시스템을 구현하였다. QFB 필터뱅크는 웨이브렛 및 Nyquist 조건을 만족하는 밴드 통과 원형 필터를 코사인 변조한 CMFB 필터뱅크와 사인 변조한 SMFB(sine

modulated filter bank)의 쌍으로 구성된다. 결과적으로 [6]의 CMFB 필터뱅크를 사용한 시스템보다 심볼의 길이가 증가되므로 채널 지연에 의한 간섭에 효과적이며 원형필터의 중첩인수  $g$ 를 2 이상의 큰 값을 갖게 함으로써(FFT에서는  $g$ 가 1) ICI의 왜곡 또한 감소시키는 장점이 있다.

본 논문에서는 이동 통신 환경에서 고속 데이터의 안정된 송수신이 가능하도록 하기 위한 시도로서 QFB 필터뱅크를 사용한 MC-CDMA 시스템을 제안하고, 이의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 확인하고자 한다. 이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절은 본 논문에서 제안한 QFB 필터뱅크를 사용한 데이터의 다중화 전송기법을 설명하고 3절에서 QFB 필터뱅크를 기반으로 하는 MC-CDMA의 구조를 설명한다. 4절에서 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 시스템의 성능을 해석하고 컴퓨터 시뮬레이션으로 검증하였으며, 5절에서 결론을 내렸다.

## II. Quadrature 필터 뱅크

페이딩이나 재밍과 같은 채널 조건에 의해 DS-CDMA에서 발생하는 칩간의 간섭이나 심볼간의 간섭을 효율적으로 줄이기 위한 방법으로서, 여러 가지 무선 데이터 변조 기술이 제안되었다. 이러한 변조 기술 중에서 MC-CDMA가 많은 관심의 초점이 되어 있다. MC-CDMA 시스템은 디지털 신호의 변복조를 위하여 직교성을 유지하는 다중 부채널을 필요로 하는데 이를 위하여 IDFT/DFT을 일반적으로 사용한다. 그러나 DFT를 이용하여 분할된 부채널들은 그림 1과 같이 상대적으로 높은 부엽, 즉, -13dB 정도의 크기에 의해서 이웃하는 부채널과 상당한 중첩이 존재한다<sup>[5]</sup>.

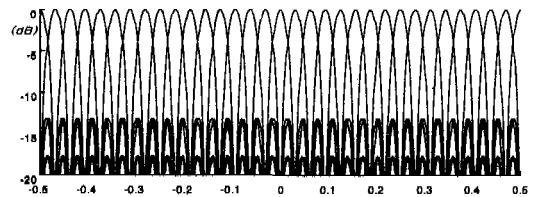


그림 1. 32-채널 32-포인트 DFT의 주파수 스펙트럼

MC-CDMA 시스템은 기본적으로 채널의 분할 정도에 의하여 그 성능이 제한적이다. IDFT/DFT 기반 필터 뱅크를 본 논문에서는 QFB 필터뱅크로

대체하여 채널 분할 과정에서 발생하는 왜곡 현상의 문제를 최소화하기 위한 방법으로 접근하였다. QFB 필터뱅크는 웨이브렛 및 Nyquist 조건을 만족하는 밴드 통과 원형 필터를 코사인(cosine)과 사인(sine) 변조 방식으로 구현한 CMFB 필터뱅크와 SMFB 필터뱅크의 쌍이며 제안하는 MC-CDMA 시스템의 다중 변복조기(transmultiplexing)에 적용된다.

M-밴드 필터뱅크의 분석필터와 합성필터를 각각  $\{f_i\}_{i=0}^{M-1}$ 와  $\{h_i\}_{i=0}^{M-1}$ 라 하면, 이들이 완전 재합성을 제공할 충분조건은 다음과 같다<sup>[8]</sup>.

$$\sum_k f_i(k)h_i(k+Ml) = \delta(l)\delta(i-j) \quad (1)$$

분석필터와 합성필터는 다음과 같은 접합필터의 관계가 있다.<sup>[8]</sup> 즉,

$$h_i(n) = f_i(N-n-1) \quad (2)$$

여기에서  $N=Mg$ 는 필터의 길이를 나타내고  $g$ 는 필터의 길이를 결정하는 중첩인수이다

또한, 분석필터와 합성필터들은 서로간의 직교성을 유지하기 위하여 다음 식을 만족한다.

$$\begin{aligned} \sum_k f_i(k)f_j^*(k+Ml) &= \delta(l)\delta(i-j) \\ \sum_k h_i(k)h_j^*(k+Ml) &= \delta(l)\delta(i-j) \end{aligned} \quad (3)$$

즉, M 개의 필터들은 M의 정수배 만큼 이동시켜도 서로 직교한다. 합성필터  $\{f_i\}$  또는 분석필터  $\{h_i\}$ 는 길이가  $N=gM$ 인,  $g$ 는 2 이상인 짝수인 정수, 임펄스 응답을 가지는 데 대역 외 스펙트럼의 억제 등의 응용목적에 맞도록 설계된다. 이러한 조건을 만족하는 FIR 필터의 한 예로 코사인 변조 필터뱅크(CMFB)가 있다. CMFB 필터뱅크는 위의 특성 이외에도 필터뱅크를 설계하는 데 있어 구조적인 장점을 갖고 있다. 즉, 분석 및 합성 필터들은 단 한 개의 원형필터를 코사인 변조시킴으로서 얻을 수 있다.

본 논문에서는 필터뱅크를 구성하는데 있어 보다 높은 데이터율을 갖는 데이터를 전송하기 위한 시스템을 구현하기 위하여 위에서 언급한 특성을 갖는 필터뱅크를 웨이브렛 및 Nyquist 조건을 만족하는 밴드 통과 원형 필터를 코사인 변조한 CMFB 필터뱅크와 사인 변조한 SMFB의 쌍으로 구성된 직교 쌍 필터뱅크(QFB)를 사용한다.

따라서 QFB 필터뱅크를 구성하는 CMFB 필터뱅크의 합성 필터  $f_i^c(n)$ 과 SMFB 필터뱅크의 합성 필터  $f_i^s(n)$ 는 대역 통과 원형 필터  $P_0(n)$ 을 이용하여 식 (4)와 (5)의 코사인 변조와 사인 변조 식에 의해 구할 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$f_i^c(n) = P_0(n) \cos\left(\frac{\pi}{M}(i-0.5)\left(n-\frac{N}{2}\right) - (-1)^{i-1}\frac{\pi}{4}\right), \quad i=1,2,\dots,M \quad (4)$$

$$f_i^s(n) = P_0(n) \sin\left(\frac{\pi}{M}(i-0.5)\left(n-\frac{N}{2}\right) - (-1)^{i-1}\frac{\pi}{4}\right), \quad i=1,2,\dots,M \quad (5)$$

여기에서  $i=0, \dots, M-1$  이고,  $n=0, \dots, Mg-1$  이다.

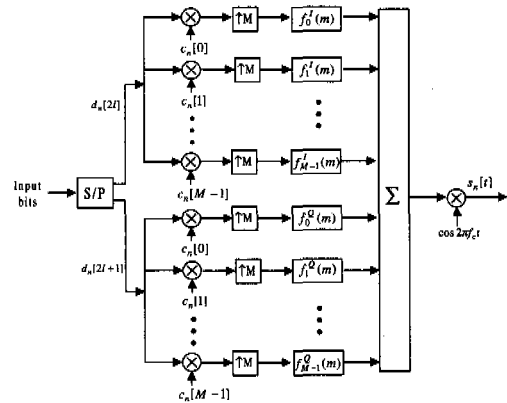


그림 2. QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 송신기 구조

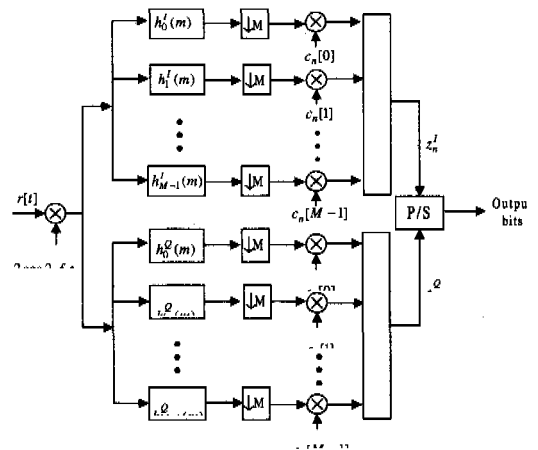


그림 3. QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 수신기 구조

제안한 QFB 필터뱅크 기반 다중 변복조기의 구조는 그림 2, 3과 같다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼  $F^I$ 와 이에 대응하는 정합 필터  $H^I$ 는 in-phase의 데이터 변조 및 복조를 수행하는 CMFB 필터뱅크의 합성 필터뱅크와 분석 필터뱅크이고  $F^Q$ 와 이에 대응하는 정합 필터  $H^Q$ 는 quadrature의 데이터 변조 및 복조를 수행하는 SMFB 필터뱅크의 합성 필터뱅크와 분석 필터뱅크이다.

식 (1) ~ (5)는 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 시스템의 직교성을 유지하기 위한 필수적인 조건이다. 그림 4는 이와 같은 방식에 의해 설계된 QFB 필터뱅크의 주파수 스펙트럼을 나타내고 있으며 그림 1의 DFT 주파수 스펙트럼에서 첫 번째 부엽이 -13dB이고 그림 4의 QFB 필터뱅크의 주파수 스펙트럼에서  $g=2$ 일 경우에 첫 번째 부엽이 -23dB 이고  $g=4$ 에서는 첫 번째 부엽이 -33dB임을 알 수 있으므로 DFT의 경우보다 QFB 필터뱅크의 부채널간의 간섭이 적음을 알 수 있다. 또한 QFB 필터뱅크의 설계에서 필터뱅크의 임펄스 응답의 길이를 결정하는  $g$ 가 증가할수록 부채널간의 간섭이 적음을 알 수 있다.

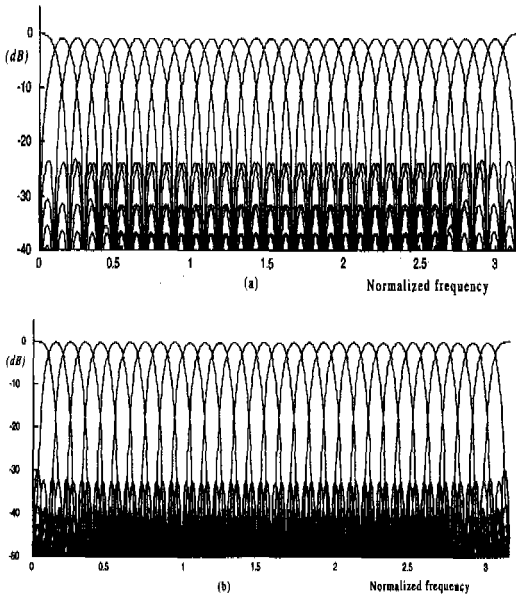


그림 4. 코사인/사인 변조 필터 뱅크의 주파수 스펙트럼 (a) M=32, g=2 (b) M=32, g=4

### III. QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA

M개의 서브채널을 가진 DFT 기반 MC-CDMA 시스템은 필터의 길이가 M인 DFT 필터뱅크로 볼

수 있는데, DFT 필터뱅크는 중첩된 부엽의 크기가 비교적 크기 때문에 (-13dB) 채널의 열화가 있는 경우 시스템의 성능이 저하된다. DFT 기반 시스템의 성능저하 문제를 처리하기 위하여 CMFB 기반 디지털 필터 기법이 [5]에서 제안되었으며, CMFB 필터뱅크를 이용한 MC-CDMA 시스템은 [6]에서 제안되었다. 이장에서는 CMFB 필터뱅크를 기반한 MC-CDMA 시스템을 더욱 확장하여 CMFB 필터뱅크와 SMFB 필터뱅크로 이루어진 QFB 필터뱅크를 MC-CDMA 시스템에 대하여 설명한다.

M-밴드 QFB 필터뱅크를 다중변복조기로 적용하고 PN 수열을 사용자 구별용 직교코드로 사용한 MC-CDMA 시스템의 송·수신기 구조는 그림 2, 3과 같다.  $n$ 번째 사용자의  $k$ 번째 입력 데이터 비트  $d_n[k]$ 를 다중화 전송하기 전에, 직렬 입력 비트 열을 두 개의 병렬 심볼 열로 다음과 같이 변환한다.

$$\begin{aligned} a_n^I[l] &= d_n[2l]P(t-IT_s) \\ a_n^Q[l] &= d_n[2l+1]P(t-IT_s) \end{aligned} \quad (6)$$

$P(t-IT_s)$ 는 지속 시간  $T_s=2T_b$ 를 갖는 단위 펄스 함수이고,  $T_b$ 는 비트 지속 기간이다. 송신기에서 한 쌍의 심볼  $a_n^I[n]$ 과  $a_n^Q[n]$ 을 CMFB 필터뱅크와 SMFB 필터뱅크의 M개의 병렬 가지로 각각 복사한다. 심볼 지속기간  $T_s$  길이의  $n$ 번째 사용자의 PN 코드  $c_n[l]$ 를 CMFB 필터뱅크와 SMFB 필터뱅크의  $i$ 번째 부채널 심볼에 각각 곱하고  $F^I$ 와  $F^Q$ 로 합성한 후 주 캐리어로 변조한 후 전송하면  $n$ 번째 사용자의 전송신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_n(t) &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_n[l] \{ a_n^I[l] f_i^I(k-IM) \\ &\quad + a_n^Q[l] f_i^Q(k-IM) \} P(t-IT_s) \cos 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서  $(k-IM)$ 은 대역 통과 합성 필터의 임펄스 응답 인덱스로서  $0 \leq k-IM \leq Mg-1$  범위의 정수 값이고  $k$ 는  $l$ 에 의해 주어지는 데이터 비트 인덱스이다

전송 채널의 모델은 PSD(power spectral density)가  $N_0/2$ 인 백색 가우시안 잡음(AWGN)환경에서, 채널의 페이딩이 각 사용자  $n=0, \dots, N-1, N \leq M$ 에 대해 진폭 " $\rho_{n,i}$ "은  $M=0$ 은 레이리 분포를 그리고 위상 " $\theta_{n,i}$ "은  $M=0$ 은  $[0, 2\pi)$ 의 균일 분포를 따르는 것으로 가정한다. 따라서  $n$ 번째 사용자의  $i$ 번째 부채

널에서 채널의 전달 함수는 다음과 같다.

$$H_n = \rho_{n,i} e^{j\theta_{n,i}} \quad (8)$$

n번째 사용자의 i번째 부채널에서 LMP(Local Mean Power)는 다음과 같이 정의한다.

$$\overline{P_{n,i}} = E[(\rho_{n,i} \cos(2\pi f_c t))^2] = \frac{1}{2} E[\rho_{n,i}^2] \quad (9)$$

모든 부채널의 LMP가 동일하다고 가정하면 n번째 사용자의 LMP는  $\overline{P_n} = M \overline{P_{n,i}}$  이 된다.

역 방향 링크에서 전송채널을 공유하는 사용자가 N명일 때, 수신신호는 다음과 같다.

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

여기에서  $f_{i,\theta_n}$ 와  $f_{i,\theta_n}^Q$ 는 n번째 사용자의 i번째 부채널에서 위상 이동  $\theta_{n,i}$ 를 갖는 대역 통과 합성 필터들이고  $\rho_{n,i}$ 는 n번째 사용자의 i번째 부채널의 신호에서 레이라이 분포를 따르는 진폭 왜곡이다. 그리고  $\eta(t)$ 는 백색 가우시안 잡음을 나타낸다.

수신기에서 부채널에 대한 주파수 및 위상동기, 역확산 과정에서의 확산코드 동기 그리고 정보 비트에 대한 비트 동기는 완전하게 이루어지는 것으로 가정한다. 수신신호  $r(t)$ 는 먼저 기저 대역 신호로 변환된 후,  $t = mT_s/M = m$  간격으로 샘플링 하면 다음과 같다.

$$r(m) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} \rho_{n,i} \{a_n^l[l] c_n[l] f_{i,\theta_n}^l(k-lM) + a_n^Q[l] c_n[l] f_{i,\theta_n}^Q(k-lM)\} + \eta(m) 2\cos(2\pi f_c m) \quad (11)$$

이어서, QFB 필터뱅크는 식(1)과 식(2)를 만족하므로 수신신호에 분석 필터뱅크  $H^I$ 와  $H^Q$ 를 각각 적용하고, 수신기에서 수행한 과정을 역으로 수행함으로써 전송한 신호를 복원할 수 있다. 0 번째 사용자의 신호를 수신한다고 가정하였을 때 l 번째 전송된 데이터 심볼에 대한 결정 변수는 다음과 같다.

$$z_0^Q[l-g] = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} r(m-k) h_{i,\theta_n}^Q(Mg-1-k) c_0[l] \quad (12)$$

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

여기에서  $\theta_{0,i}$ 는 수신기에서 추정된 위상을 나타내며,  $l = \lfloor (m+1-Mg)/M \rfloor$ 은 전송 심볼 인덱스, g는 필터 중첩인수,  $z_0^I$ 와  $z_0^Q$ 는 각 필터 बैं크와 관련된 결정 변수이다. 식 (12)를 신호 성분, ICI, IUI(inter-user interference) 그리고 잡음 성분으로 다음과 같이 구분하여 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} z_0^I &= \alpha I_{desired} + \beta_{ICI} + \beta_{IUI} + \hat{\eta} \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \rho_{0,i} d_0[2l] \\ &+ \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{i' \neq i} \rho_{0,i'} \{a_0^I[l] c_n[l] c_0[l] \cdot f_{i',\theta_{0,i'}}^I(m-k-lM) h_{i',\theta_{0,i'}}^I(Mg-1-k) \\ &+ a_0^Q[l] c_n[l] c_0[l] f_{i',\theta_{0,i'}}^Q(m-k-lM) \cdot h_{i',\theta_{0,i'}}^I(Mg-1-k)\} c_0[l] \\ &+ \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \rho_{n,i} \{a_n^I[l] c_n[l] c_0[l] \cos(\theta_{n,i}) \\ &+ a_n^Q[l] c_n[l] c_0[l] \sin(\theta_{n,i})\} \\ &+ \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \eta(m-k) c_0[l] 2\cos(2\pi f_c(m-k)) \cdot h_{i,\theta_n}^I(Mg-1-k) \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서 ICI는 다른 서브채널에 있는 심볼에 의하여 발생하는 부채널간의 간섭이고 IUI는 채널의 페이딩에 의해 왜곡되어진 PN 코드로 인해 발생하는 다른 사용자 신호의 간섭이다.

그리고  $\theta_{n,i} = \theta_{0,i} - \theta_{n,i}$ 는 0번째 사용자의 위상 추정과 n번째 사용자의 위상 이동과의 차이이다.  $z_0^I[l]$ 와 같이,  $z_0^Q[l]$ 도 입력심볼  $a_0[2l+1]$ 에 대하여 같은 방식으로 구할 수 있다.

#### IV. 성능 분석과 시뮬레이션

이 장에서는 레이라이 페이딩과 백색 가우시안 부가 잡음(AWGN) 채널 환경에서 제안한 시스템 성능에 대한 분석 및 분석의 결과를 확인하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 다루었다.

식 (A7)과 식(A9)에서 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 시스템이 동일한 환경에서 한 명의 사용자에 대해 간섭 성분에 대한 분산 값을 비교해보면 분산 값에서 평균전력이 2배 차이가 있음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안하는 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 시스템이 기존의 DFT 기반 MC-CDMA 보다 간섭을 배제한다는 측면에서 성능

향상이 있음을 알 수 있다.

본 논문에서 제안하는 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA와 DFT 기반 MC-CDMA 시스템의 성능을 비교 평가하기 위하여 AWGN과 레이리 페이딩 채널 환경에서 역방향 링크의 신호 대 잡음비에 대한 비트 오류율 사용자 수, 부채널의 수 및 원형필터의 중첩인수에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 먼저, 필터의 중첩 인수가  $g=1, 2, 4$ 로 증가할 때, QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 시스템의 부채널화에 대한 효과를 확인하기 위하여 사용자 수 10명 그리고 30명에 대한 시뮬레이션을 수행하였고 그 결과를 그림 5~그림 8에 나타내었다. 필터의 중첩 인수가 증가함에 따라 채널간의 간섭이 기존의 MC-CDMA( $g$ 가 1)보다 상대적으로 작아짐을 알 수 있다. 특히, 사용자 수가 적을수록(10명) 필터의 중첩 인수  $g$ 의 증가에 의한 채널간의 간섭을 감소시키는 웨이브렛 원형필터의 부채널화의 효과가 두드러지고, 그와는 반대로 사용자 수가 많은 경우에는(30명) 중첩인수  $g$ 가 2이상 증가해도, 사용자간의 간섭이 부채널화의 효과를 능가하기 때문에 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA의 경우  $g$  값의 증가에 따른 시스템 성능의 차이는 사용자 수가 적을 때보다 작음을 알 수 있다. 필터의 중첩인수가 4보다 클 경우에는 시스템을 설계할 때 필터 뱅크의 하드웨어 복잡도 및 데이터의 대기 지연시간 등을 고려해야 한다.

그림 9와 그림 10은 사용자의 수가 10명에서 부채널의 수가 32, 64 그리고 128인 경우에 필터의 중첩인수  $g$ 를 2, 4로 고정시키고 시스템 성능을 확인한 결과이다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 부

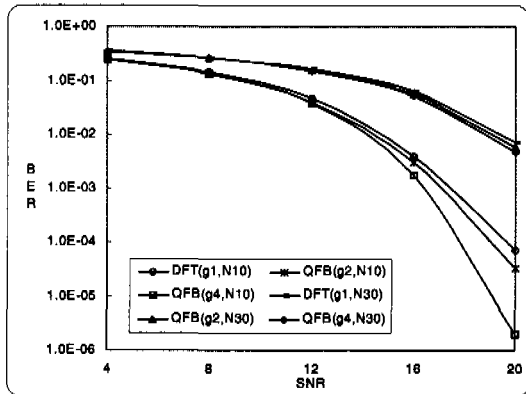


그림 5. AWGN만 있는 채널 환경에서 필터의 중첩인수  $g$  및 사용자 수  $N$ 에 따른 성능비교 (부채널의 수  $M=32$ )

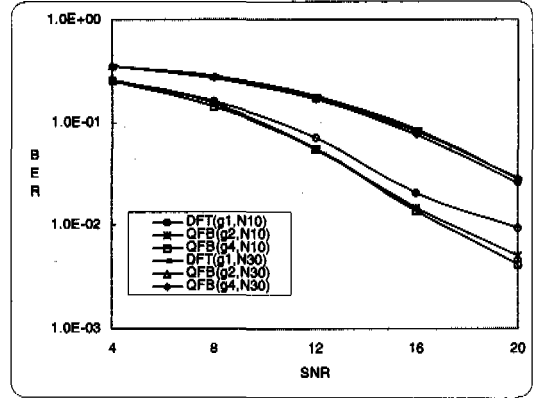


그림 6. AWGN과 레이리 페이딩 채널 환경에서 필터의 중첩인수  $g$  및 사용자 수  $N$ 에 따른 성능비교 (부채널의 수  $M=32$ )

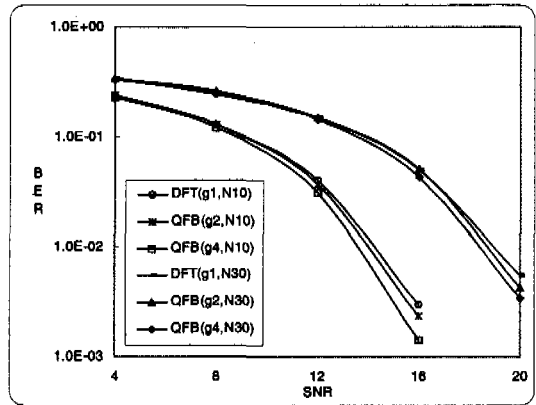


그림 7. AWGN만 있는 채널 환경에서 필터의 중첩인수  $g$  및 사용자 수  $N$ 에 따른 성능비교 (부채널의 수  $M=64$ )

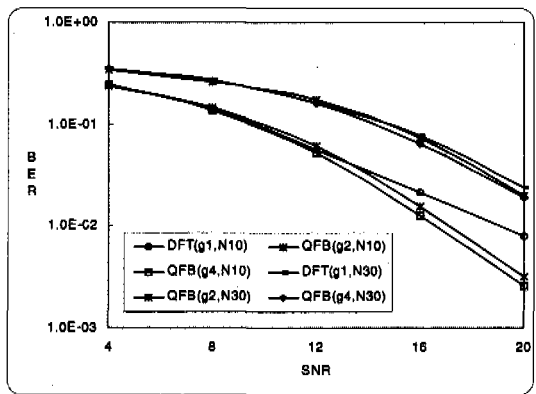


그림 8. AWGN과 레이리 페이딩 채널 환경에서 필터의 중첩인수  $g$  및 사용자 수  $N$ 에 따른 성능비교 (부채널의 수  $M=64$ )

채널의 수가 같을 경우에는 필터의 중첩 인수가 증가함에 따라 채널간의 간섭이 DFT 기반 MC-CDMA( $g$ 가 1)보다 상대적으로 작아짐을 알 수 있다. 일반적으로 MC-CDMA 시스템에서 채널의 수  $M$ 이 증가하면 주파수 다이버시티 효과에 의해 시스템의 성능이 향상되는 것으로 알려져 있으나 QFB 기반 MC-CDMA 시스템에서 부채널의 수가 64인 시스템의 성능이 부채널의 수가 128인 시스템보다 나은 성능을 보이고 있다. 이것은 한정된 대역폭에서 부채널의 수가 증가함으로써 이용하는 부채널로부터의 간섭의 양이 상대적으로 증가하였음을 나타내고 있다. 따라서 시스템의 성능을 향상시키기 위하여 적절한 수의 부채널을 선택해야 함을 알 수 있다.

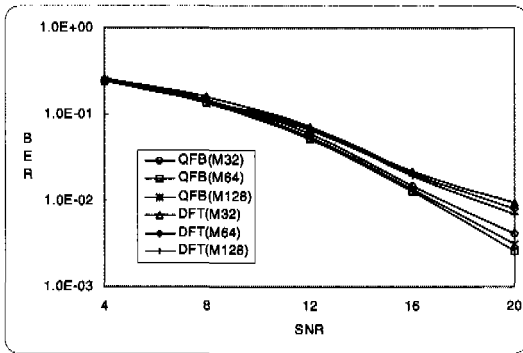


그림 9. AWGN과 레이라이 페이딩 채널 환경에서 부채널의 수에 따른 성능 비교 (필터 중첩인수  $g=4$ , 사용자수  $N=10$ )

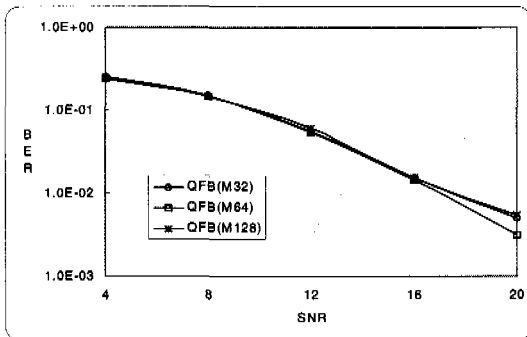


그림 10. AWGN과 레이라이 페이딩 채널 환경에서 부채널의 수에 따른 성능 비교 (필터 중첩인수  $g=2$ , 사용자수  $N=10$ )

### V. 결론

본 연구에서는 quadrature 필터뱅크를 MC-CDMA에 적용하는 새로운 기법을 유도하고 검증하

였다. QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 시스템은 QFB 필터뱅크의 기본 요소인 웨이브렛 원형 필터의 우수한 부채널화 특성을 효과적으로 이용하여 채널간의 간섭을 효율적으로 감소시킴으로써 DFT를 기반으로 하는 기존의 MC-CDMA보다 향상된 성능을 나타내었다. 실험결과, 제안한 QFB 기반 MC-CDMA 시스템은  $10^{-2}$ 의 비트 오류에서 DFT 기반 MC-CDMA 시스템보다 채널의 환경에 관계없이 2~3 dB 성능 향상이 있음을 알 수 있었다. 또한 부채널의 수를 과다하게 증가시키면 주파수 다이버시티에 의한 시스템 성능 향상 효과 보다 이용하는 부채널간의 간섭에 의한 역효과가 증대되는 현상을 증명하였다.

CMFB 필터뱅크와 SMFB 필터뱅크를 고속처리 알고리즘으로 구현하면 DFT에 상응하는 처리속도가 가능한 점에서 제안한 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 기법은 고속의 차세대 이동 통신 시스템과 디지털 방송 등에 적용할 수 있는 기술로써 적용 가능하다.

### 부 록 : 잡음 및 간섭에 대한 평균과 분산

본 부록에서는 AWGN과 레이라이 페이딩을 겪는 채널에서 수신기에서 출력되는 신호의 확률적인 특성을 계산하기 위하여 DFT기반 MC-CDMA 시스템과 본 논문에서 제안하는 QFB 필터뱅크 기반 MC-CDMA 시스템의 잡음 및 간섭에 대한 평균 및 분산 값을 구한다.

식 (14)에서와 같이 각각의 결정 변수  $z_0$ 와 관련된 잡음 성분은 아래와 같다.

$$\hat{\eta} = \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \eta(m-k) c_0[j] 2 \cos(2\pi f_c(m-k)) \cdot h'_{j,0}(Mg-1-k) \quad (A1)$$

부채널의 수인  $M$ 이 상당히 크다면,  $\hat{\eta}$ 의 분산은 CLT(Central Limit Theorem)에 의해 평균 0을 갖는 가우시안 분포로 근사화 할 수 있으므로 이에 대한 평균은 다음과 같다.

$$E[\hat{\eta}] = 0 \quad (A2)$$

식 (A2)에서 잡음 성분의 평균이 0이므로 잡음 성분에 대한 분산은 아래 식에 의해 구할 수 있다.

$$\sigma_{\hat{\eta}}^2 = E[\hat{\eta}^2] - E[\hat{\eta}]^2 = E[\hat{\eta}^2] \quad (A3)$$

따라서 잡음성분의 분산은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\eta}^2 &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} E[\eta(m-k)^2] E[c_0[j]^2] E[2^2] \\ &\quad \cdot E[\cos(2\pi f_c(m-k))^2] \\ &\quad \cdot E[h_{j, \theta_0}^2(Mg-1-k)^2] \quad (A4) \\ &= M \cdot \frac{N_0}{2} \cdot 4 \cdot \frac{1}{2} \\ &= MN_0 \end{aligned}$$

한편, 식 (14)에서 간섭 성분인 ICI와 IUI를 뽑아 합하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \beta_I &= \beta_{ICI} + \beta_{IUI} \\ &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} \rho_{n,i} \{ a_0^i[l] c_n[i] c_0[i] \\ &\quad \cdot f_{i, \theta_0}^Q(m-k-IM) h_{j, \theta_0}^I(Mg-1-k) \\ &\quad + a_n^Q[l] c_n[i] c_0[i] f_{i, \theta_0}^Q(m-k-IM) \\ &\quad \cdot h_{j, \theta_0}^I(Mg-1-k) \} c_0[j] \\ &\quad + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} \rho_{n,i} \{ a_n^i[l] c_n[i] c_0[i] \cos(\vartheta_{n,i}) \\ &\quad + a_n^Q[l] c_n[i] c_0[i] \sin(\vartheta_{n,i}) \} \quad (A5) \end{aligned}$$

마찬가지로 부채널의 수가 상당히 크고 레이라이 분포를 갖는  $\rho_{n,i}$ 와 균일 분포의  $\vartheta_{n,i}$ 는 CLT에 의해 가우시안 분포로 추정할 수 있으므로 간섭 성분의 합인  $\beta_I$ 도 가우시안 분포를 따른다. 그리고  $a_0^i[l]$ ,  $a_n^Q[l]$ ,  $a_n^I[l]$ ,  $a_n^Q[l] \in (-1, 1)$  일 때 간섭 성분의 평균은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} E[\beta_I] &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} E[\rho_{n,i}] \{ E[a_0^i[l]] \\ &\quad \cdot E[c_n[i]] E[c_0[i]] E[f_{i, \theta_0}^Q(m-k-IM)] \\ &\quad \cdot h_{j, \theta_0}^I(Mg-1-k) \} \\ &\quad + E[a_n^Q[l]] E[c_n[i]] E[c_0[i]] \\ &\quad \cdot E[f_{i, \theta_0}^Q(m-k-IM)] h_{j, \theta_0}^I(Mg-1-k) \} \\ &\quad \cdot E[c_0[j]] \\ &\quad + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} E[\rho_{n,i}] \{ E[a_n^I[l]] E[c_n[i]] \\ &\quad + E[c_0[i]] E[\cos(\vartheta_{n,i})] E[a_n^Q[l]] E[c_n[i]] \\ &\quad \cdot E[c_0[i]] E[\sin(\vartheta_{n,i})] \} \\ &= 0 \quad (A6) \end{aligned}$$

식 (A6)에서 간섭 성분의 평균이 0이므로 각 서브채널이 독립적인 페이딩을 겪는다면 간섭성분의 분산은 아래 식과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\beta_I}^2 &= E[\beta_I^2] - E[\beta_I]^2 = E[\beta_I^2] \\ &= \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} E[\rho_{n,i}^2] \{ E[a_0^i[l]^2] E[c_n[i]^2] \\ &\quad \cdot E[c_0[i]^2] E[f_{i, \theta_0}^Q(m-k-IM)] \\ &\quad \cdot h_{j, \theta_0}^I(Mg-1-k)^2 \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\quad + E[a_n^Q[l]^2] E[c_n[i]^2] E[c_0[i]^2] \\ &\quad \cdot E[f_{i, \theta_0}^Q(m-k-IM)] h_{j, \theta_0}^I(Mg-1-k)^2 \} \\ &\quad \cdot E[c_0[j]^2] \\ &\quad + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} E[\rho_{n,i}^2] \{ E[a_n^I[l]^2] E[c_n[i]^2] \\ &\quad \cdot E[c_0[i]^2] E[\cos(\vartheta_{n,i})^2] \\ &\quad + E[a_n^Q[l]^2] E[c_n[i]^2] E[c_0[i]^2] E[\sin(\vartheta_{n,i})^2] \} \\ &= M \cdot (M-1) \cdot E[\rho_{0,i}^2] \cdot (\frac{1}{2} + \frac{1}{2}) + (N-1) \cdot M \\ &\quad \cdot E[\rho_{0,i}^2] \cdot (\frac{1}{2} + \frac{1}{2}) \\ &= 2(M-1) \bar{p}_n + 2(N-1) \bar{p}_n \quad (A7) \end{aligned}$$

여기에서  $\bar{p}_n$ 은 n번째 사용자의 평균 에너지이다. 동일한 전송율과 채널 환경에서 DFT 기반의 MC-CDMA의 경우, 이에 해당하는 간섭의 통계값은 다음과 같다<sup>[2]</sup>.

$$E[\hat{\eta}_c] = 0, \quad \sigma_{\eta_c}^2 = MN_0 \quad (A8)$$

$$E[\beta_r] = 0, \quad \sigma_{\beta_r}^2 = 4(M-1)\bar{p}_n + 2(N-1)\bar{p}_n \quad (A9)$$

### 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] V. Dasilva and E.S. Sousa, "Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasi-synchronous communication systems", *ICUPC '93*, pp.995-999, 1993.
- [4] X. Gui and T. Sang, "Performance of asynchronous orthogonal multicarrier CDMA system in frequency selective fading channel," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, no. 7, pp. 1084-1091, July, 1999
- [5] 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.
- [6] J.C. Lee, H.S. Kwak, J.H. Choi, "M-band



- wavelet filter banks for MC-CDMA modulation", *JCSPT'98*, pp. 1523-1527, 1998.
- [7] J. E. Dennis and R. B. Schnabel, *Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.
- [8] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*, Prentice Hall, Englewood, New Jersey, 1995.
- [9] M.A. Tzannes and M.C. Tzannes, "Bit-by-bit channel coding using wavelets", *Proceedings of GLOBECOM'92*, pp. 684-688, 1992

이 재 철(Jae-Cheol Lee)                      정회원  
한국통신학회 제 24권 제 5A호 참조  
현재 : 전북대학교 컴퓨터공학과 박사과정

최 재 호(Jae-Ho Choi)                      정회원  
한국통신학회 제 24권 제 5A호 참조  
현재 : 전북대학교 전자·정보공학부 부교수