

필터뱅크 쌍을 이용한 MC-CDMA 다중화 전송 기법

오형진, 이재철, 곽훈성, 최재호*

전북대학교 전자정보공학부

Tel: +82 652 270 2415, E-mail: wave@moak.chonbuk.ac.kr

MC-CDMA Transmultiplexing Technique Using Quadrature Filter Banks

이 논문은 전북대학교 정보통신연구소 연구비 지원으로 수행됨

Abstract

In the view point of further reducing the inter-symbol interferences studied in our previous paper [1], a quadrature pair of wavelet-based filter banks that are composed of a pair of cosine and sine modulated filter banks is applied to MC-CDMA transmultiplexing. For that fact, the symbol duration gets twice longer than the one in [1], the interference effects due to channel overlapping and Doppler spread can be effectively alleviated while increasing the channel utilization efficiency. Moreover, the well-known wavelet properties are exploited to design the prototype filter in such a way to maintain the size of sidelobes much smaller than those of the FFT, the interference reduction effect can be further obtained. To verify the behavior of our proposed quadrature filter bank based 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. The results show an improved system performance over the conventional MC-CDMA.

I. 서론

부족한 무선 주파수를 효율적으로 이용하기 위하여, DS-SS(Direct Sequence Spread Spectrum)를 기반으로 한 CDMA(Code Division Multiple Access) 방식이 이동통신 응용에서 많은 관심을 끌어들였다. DS-SS CDMA의 성능은 사용자간, 칩간의 간섭에 의해 제약을 받는다. 이와는 달리, 최근에 제안한 MC(Multi-Carrier)-CDMA는 페이딩과 지연확산을 갖는 채널에서 효과적인 무선통신 방법이다[2]-[4]. 일반적으로 IDFT/DFT 기반 MC-CDMA 시스템의 데이터 다중화 전송은 FFT를 이용하여 하드웨어 구현에 있어 단순하지만[5], 각 부채널은 이웃한 부채널들과 상당한 스펙트럼의 중첩을 겪기 때문에, 도플러 확산이 작은 경우에도 상당한 시스템의 성능 저하가 일어날 수 있다.

이웃한 부채널 간에 생기는 ICI를 극복하기 위하여, FFT대신 CMFB(Cosine Modulated Filter Banks)를 사용하는 MC-CDMA system[1]을 연구해 왔다. 여기에서, PF(Prototype Filter)는 CMFB[7]의 기본 구성요소로서 웨이블릿 제약조건을 바탕으로 설계된다. PF는 FFT의 부채널의 sidelobes(약 -13 dB)보다 작도록 설계되기 때문에, 이웃한 부채널 사이의 스펙트럼 중첩 때문에 생기는 ICI를 효율적으로 줄일 수 있다. 그러나 고속의 데이터 전송 환경에서 도플러 효과 때문에 채널의 지연확산은 심볼기간을 초과하여, CMFB를 사용하는 MC-CDMA 시스템은 ISI에 보다 더 민감하여 실질적으로 사용할 수 없다. 이런 문제에 효율적으로 대응하기 위해, QFB(Quadrature Filter Banks)를 사용하는 개선된 MC-CDMA system을 제안한다.

[1]에서 발표한 CMFB를 기반으로 한 MC-CDMA를 더욱 확장시켜, 데이터 비트를 다중화 전송할 때 CMFB와 SMFB(Sine Modulated Filter Banks)를 함께 사용한다. 본 논문에선, [1]에서 CMFB를 만들 때 사용한 웨이블릿을 기반으로 한 원형 대역 통과 필터를 사용하며, 제안된 시스템이 가진 두개의 장점을 고찰해 본다. 첫째, 필터의 중첩인수 g ($g > 1$)를 가진 웨이블릿을 기반으로 한 필터는 (예, FFT의 genus=1) 뛰어난 부채널화가 되도록 하여 ICI를 줄일 수 있다. 둘째, 데이터를 변조할 때 CMFB와 SMFB로 이루어진 QFB를 사용하여 심볼 기간을 FFT를 기반으로 하는 기존의 MC-CDMA의 것보다 더 길게 함으로써 지연확산에 효율적으로 대응하고 ICI를 줄일 수 있다. 본 논문은 제안한 QFB를 기반으로 하는 MC-CDMA의 구조를 II장에서 기술하고 III장에서 검증하였으며, IV에서 결론을 내렸다.

II. 필터뱅크 쌍과 제안한 MC-CDMA

최근에, DS-SS CDMA에 대한 대안으로서 간섭 효과를 줄이며 페이딩과 재밍과 같은 열악한 채널 환경에서의 적응성 향상 측면에서 여러 가지 다중 반송파 데이터 변조 기법이 연구되었다[2-5].

다중 반송파 변조 기법을 사용한 시스템에서 기존의

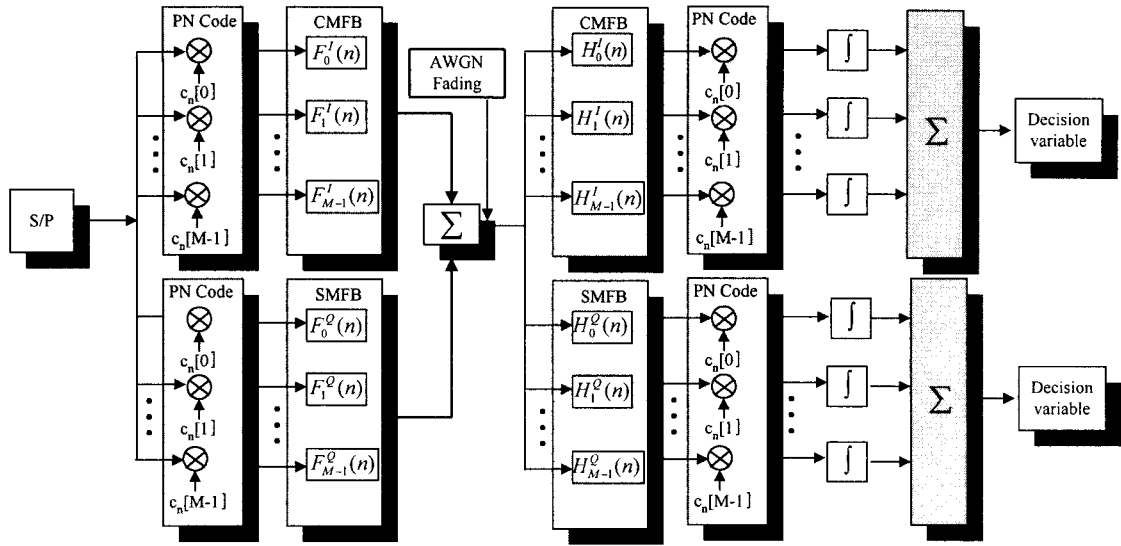


그림 1. QFB를 사용한 MC-CDMA 시스템의 송·수신기

MC-CDMA는 데이터의 변조와 복조를 위해 DFT/IDFT를 사용하며, FFT를 적용하여 효율적인 구현이 가능하다. 그러나 FFT는 상대적으로 큰 sidelobes (약 -13dB) 때문에 내재한 부채널간의 간섭 문제를 가진다. 더구나 심볼 기간은 다수의 부채널의 수에 의해 제약되어, ISI에 의한 효율성 제약점이 있다. 본 연구에서는, 기존의 방법에 내재하는 문제를 극복하기 위한 더 좋은 방법으로, 한 쌍의 코사인파와 사인 변조된 필터뱅크로 구성된 QFB를 MC-CDMA 시스템에 적용하였다.

그림 1은 QFB를 사용한 MC-CDMA 시스템의 송·수신기 구조를 보이고 있다. F^I 와 그것의 정합 필터뱅크 H^I 는 CMFB로서 in-phase 데이터 비트 변조와 복조에 사용되고 F^Q 와 대응하는 정합 필터뱅크 H^Q 는 quadrature 데이터 비트의 변조와 복조에 사용된다. 한 쌍의 필터뱅크를 구성하는 대역통과 필터, f_i^I , h_i^I 그리고 f_i^Q , h_i^Q 는 웨이블릿을 기반으로 한 원형 대역 통과 필터의 코사인과 사인 변조된 방식으로, 필터의 중첩인수 g 는 $g > 1$ 를 갖는다. 이러한 대역 통과 필터들은 quadratic 조건, 선형조건, Nyquist 조건[6]을 각각 만족하며 다음과 같다.

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

$$\sum_k f_i^Q(k) f_j^Q(k+Ml) = \delta(l) \delta(i-j)$$

$$\sum_{k=0}^{Ml-1} f_i^I(k) = \sqrt{M}, \quad \sum_{k=0}^{Ml-1} f_i^Q(k) = \sqrt{M} \quad (2)$$

$$f^I(nM) = \begin{cases} c, & n=0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

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

이러한, 대역통과 필터들은 필터뱅크내의 필터간에 그리고 다른 필터뱅크의 필터와 직교 특성을 가지며 다음과 같다.

$$\sum_k f_i^I(k) h_j^I(k+Ml) = \delta(l) \delta(i-j) \quad (4)$$

$$\sum_k f_i^Q(k) h_j^Q(k+Ml) = \delta(l) \delta(i-j)$$

$$\sum_k f^I h^Q = 0, \quad \sum_k f^Q h^I = 0 \quad (5)$$

PF를 변조한 필터뱅크를 사용하는 MC-CDMA 시스템의 스펙트럼 특성과 장점들은 [1]에서 기술하였다. 식 (1)-(5)에서, QFB로 구성된 다중화 송·수신기는 MC-CDMA에서 필수적인 완벽재구성 특성을 유지한다.

그림 1에서 보여준 QFB 기반 MC-CDMA 송·수신기 구조를 고찰해 보자. n번째 사용자의 k번째 입력 데이터 비트 $d_n[k]$ 를 다중화 전송하기 전에, 직렬 입력 비트 스트림은 QPSK와 유사하게 두 개의 병렬 심볼 스트림으로 구성된다. 전송 데이터 심볼은 입력 비트의 심볼 기간 보다 2배 길며, 다음과 같다.

$$a_n^I[l] = d_n[2l] P_T(t - lT_s) \quad (6)$$

$$a_n^Q[l] = d_n[2l+1] P_T(t - lT_s)$$

P_T 는 지속 시간 $T_s = 2T_b$ 를 갖는 단위 펄스 함수이고, T_b 는 비트 지속 기간이다. 송신기에서 한쌍의

심볼 $a_n^I[n]$ 과 $a_n^Q[n]$ 을 CMFB와 SMFB의 M개의 병렬 가지로 각각 전송한다. QFB의 i번째 부채널에 해당하는 부채널의 쌍에서, 길이 M인 n번째 사용자의 PN 코드 $c_n[i]$ 를 곱하고 F^I 와 F^Q 로 각각 합성하면 전송신호는 다음과 같다.

$$s_n(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} (p_{T_s}(t-lT_s)(a_n^I[l]f_i^I(k-lM) + a_n^Q[l]f_i^Q(k-lM))c_n[i] \cos 2\pi f_c t) \quad (7)$$

여기에서 k는 비트 인덱스이다

채널은 PSD(power spectral density)가 $N_0/2$ 를 갖는 AWGN이라 하고, 채널의 페이딩은 각 사용자 $n=0 \dots N-1$ 에 대해 진폭 $\{\rho_{n,i}\}_{i=0}^{M-1}$, 위상 $\{\theta_{n,i}\}_{i=0}^{M-1}$ 인 레이라이 분포를 따르는 것으로 가정하자. 따라서 n번째 사용자의 i번째 부채널에서 채널 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.

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

여기에서 모든 부채널의 LMP는 동일함을 가정하자.

N명의 사용자가 있을 때, 역방향 링크에서 수신 신호는 다음과 같다.

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

여기에서 $f_{i,\theta_{n,i}}^I$ 와 $f_{i,\theta_{n,i}}^Q$ 는 n번째 사용자의 i번째 부채널에서 위상 이동 $\theta_{n,i}$ 를 갖는 대역통과 합성 필터들이다.

수신신호 $r(t)$ 는 먼저 기저대역 신호로 변환된 후, $t = mT_s/M = m$ 간격으로 샘플링 하면 다음과 같다.

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

0 번째 사용자의 신호를 분석하기 위한 신호라 가정하자. 수신기에서 분석필터뱅크 H^I 와 H^Q 를 적용하고, 송신기에서 수행한 과정을 역으로 수행함으로써 신호를 복원할 수 있다. 1번째 전송된 데이터 심볼에 대한 결정변수는 다음과 같이 정의된다.

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

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

여기에서 $\widehat{\theta}_{0,i}$ 는 수신기에서 추정된 위상을 나타내며, $l = \lfloor (m+1-Mg)/M \rfloor$ 은 전송 심볼 인덱스, g 는 필터 중첩인수. z_0^I 와 z_0^Q 는 필터뱅크 쌍의 결정 변수이다. 완벽한 위상 추정을 가정하면, 식 (12)와 (13)은 원하는 신호, ICI, IUI 그리고 잡음성분으로 다시 쓸 수 있다.

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

$z_0^I[l]$ 과 비슷하게, $z_0^Q[l]$ 도 전송되는 비트 $d_0[2l+1]$ 에 대하여 같은 방식으로 구할 수 있다.

III. 성능분석과 시뮬레이션

이장에서는 레이라이 페이딩과 AWGN 채널 조건에서 제한한 시스템 성능에 대한 분석적인 틀이 소개되고 수학적 분석을 증명하기 위하여 시뮬레이션 결과를 보이겠다.

η 의 분산은 CLT(Central Limit Theorem)에 의해 가우시안 분포로 근사화 할 수 있으며 평균과 분산은 다음과 같이 정의한다.

$$E[\widehat{\eta}] = 0, \quad \sigma_{\widehat{\eta}}^2 = MN_0 \quad (15)$$

채널 간섭 성분 β_{int} 는 레이라이 분포를 갖는 $\rho_{n,i}$ 와 $\theta_{n,i}$ 의 함수이지만 CLT에 의해 가우시안 분포가 된다. β_{int} 의 평균과 분산은 다음과 같이 정의된다.

$$E[\beta_{int}] = 0, \quad \sigma_{\beta_{int}}^2 = 2(M-1)\overline{p_n} + (N-1)\overline{p_n} \quad (16)$$

여기에서 $\overline{p_n}$ 은 n번째 사용자의 평균 에너지이다.

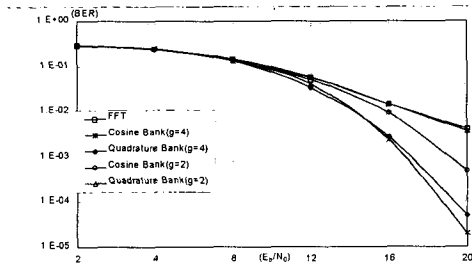
같은 채널 환경에서 기존의 FFT를 기반으로 하는 MC-CDMA에 해당하는 간섭의 통계값은 다음과 같다.

$$E[\hat{\eta}_c] = 0, \sigma_{\hat{\eta}_c}^2 = MN_0 \quad (17)$$

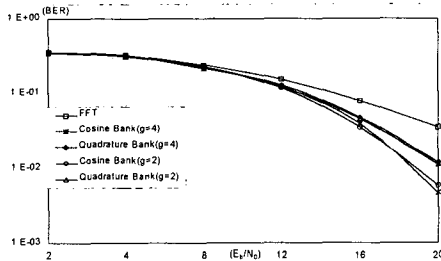
$$E[\beta_{int,c}] = 0, \sigma_{\beta_{int,c}}^2 = 4(M-1)\overline{p_n} + (N-1)\overline{p_n} \quad (18)$$

식 (15)~(18)에서, 본 논문에서 제안한 QFB를 사용하는 MC-CDMA 시스템이 같은 채널 환경에서 기존의 MC-CDMA보다 BER 성능이 2-3dB정도 향상될 수 있음을 나타낸다. ICI와 ISI를 억제하는데 있어 QFB 기반 MC-CDMA의 효율성을 확인하기 위하여, 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 2는 여러 가지 시스템 파라미터들, 즉, 사용자수, 원형필터의 genus를 가지고 SNR대 BER

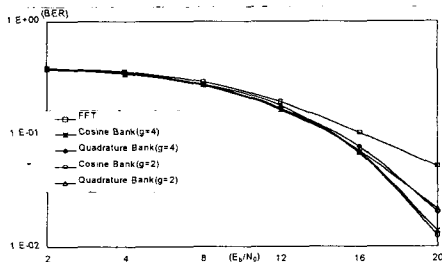
측면에서 시스템 성능을 보여준다. 그림 2-(a), (b) 그리고 (c)의 3가지 곡선들은 본 논문에서 제안한 방법이 채널간의 간섭을 최소화하는 측면에서 기존의 MC-CDMA보다 시스템 성능이 향상됨을 명확히 보여 준다. 그림 2-(a)에서 볼 수 있는 것처럼, 사용자 수가 적을 때는, 채널간의 간섭을 감소시키는 부채널화의 효과는 웨이브렛 원형필터의 genus를 증가시킴으로써 얻을 수 있다. 그와는 반대로 사용자수가 많은 경우에는, 즉, 그림 2-(b), 2-(c)에서 볼 수 있는 바와 같이, g가 2이상 증가해도, 사용자간의 간섭이 부채널화의 효과를 능가하기 때문에 QFB 기반 MC-CDMA의 경우 g 값의 증가에 따른 시스템 성능의 차이는 사용자 수가 적을 때보다 작음을 알 수 있다.



(a) 사용자수 10명



(b) 사용자수 20명



(c) 사용자수 30 명

그림 2. 원형필터 중첩인수 $g=1, 2, 4$ 에 대한 성능비교(채널수 64)

IV. 결론

본 논문에서 웨이브렛-원형 QFB를 MC-CDMA에 적용하는 새로운 기법을 유도하고 검증하였다. 시뮬레이션으로 검증한 결과, 제안한 시스템이 FFT를 기반으로 한 기존의 MC-CDMA보다 2-3dB 정도 향상된 성능을 보이는 것으로 확인되었고 도플러 효과에 보다 적응적인 방법인 것으로 나타났다.

참고문헌

- [1] J.C.Lee, H.S.Kwak, J.H.Choi, "M Band wavelet Filter Banks for MC-CDMA Modulation", ICSPAT'98, PP. 1523-1527, 1998.
- [2] N. Yee, 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] L.Vandendorpe, "Multitone SS multiple access communication system in a multipath Rician fading channel", ICC'94, 1994
- [5] P. P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and filter banks", Prentice Hall P. T. R, 1995.
- [6] M.A. Tzannes and M.C. Tzannes, "Bit-by-bit Channel Coding Using Wavelets", Proceedings of GLOBECOM'92.
- [7] J. Proakis, "Digital Communications", New York, McGraw-Hill, 1995.