

다중경로 페이딩 채널에서 콘볼루션 채널코딩을 적용한 중복된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템에 관한 연구

(A Study on Convolutionally-Coded Overlapped Multicarrier DS-CDMA Systems in a Multipath Fading Channel)

吳政憲*, 黃勇男**, 廉程元***, 金基斗*

(Jung-Hun Oh, Yong-Nam Hwang, Joeng-Won Youm, and Ki-Doo Kim)

要 約

멀티캐리어 DS-CDMA는 다중경로 페이딩 채널에서 광대역 시스템의 구현에 효과적인 방법이다. 본 논문에서는 콘볼루션 코딩을 적용한 중복된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템을 제안하고, 기존의 멀티캐리어 시스템과 비교하여 성능의 우수성을 입증한다. 제안된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템은 분할된 각 서브밴드를 사용주파수 대역 내에서 보다 효율적으로 구성하기 위하여 50% 중복(overlapping)된 구조를 갖도록 한다. 그리고 전송률이 $1/M$ 인 콘볼루션 채널코딩과 반복율이 $1/R$ 인 반복코딩을 적용하여 채널 코딩에 의한 이득과 주파수 다이버시티(frequency diversity) 효과를 동시에 획득하고, 또한 MUI(Multiple User Interference)를 효과적으로 감소시키기 위하여 각 서브밴드의 확산신호에 raised-cosine 칩 성형필터를 적용하였다. 사용된 칩 성형필터의 rolloff 인자($0 < \beta \leq 1$)의 변화에 따른 MUI를 분석하여 기존의 멀티캐리어 시스템의 성능보다 우수함을 보인다.

Abstract

Multicarrier DS-CDMA is an effective approach to realize wideband CDMA system in a multipath fading channel. In this paper, we propose a convolutionally-coded overlapped multicarrier DS-CDMA system, and show the performance improvement by comparing with conventional multicarrier DS-CDMA system. We consider the case of 50% overlapping with the adjacent subband to utilize the transmission bandwidth more efficiently. In the proposed multicarrier system, each of the rate $1/M$ convolutionally-encoded symbols is also $1/R$ repetition coded and transmitted using overlapped multicarriers and we may obtain the coding gain and frequency diversity effect, simultaneously. We also analyze the possibility of reduction in total MUI by considering a raised-cosine wave-shaping filter having a roll-off factor ($0 < \beta \leq 1$). It will be shown that the proposed system outperforms the multicarrier DS-CDMA system in [3].

* 正會員, 國民大學校 電子工學部

(Department of Electronics Engineering, Kookmin University)

** 正會員, (株) LG 情報通信

(LG Information & Communications, LTD.)

*** 正會員, (株) 海泰電子 通信研究所

(Haitai Electronics Tele-Comm. R&D Cenetr)

接受日字: 1999年11月2日, 수정완료일: 2000年1月4日

I. 서 론

DS-CDMA 방식은 다중경로 페이딩 채널에 대하여 안정적이고 의도적이거나 비의도적인 간섭 (Interference)에 대한 성능이 우수하고 특히 다중접속 용량이 우수하기 때문에 최근에 가장 많이 사용되고 있는 다중 접속 방식이다. DS-CDMA 방식을 적용하는 시스템들이 사용하고 있는 대역폭은 일반적으로 채널의 코히어런스 대역폭 (coherence bandwidth) 보다 넓기 때문에 주파수 선택적인 페이딩을 받게 된다. 이러한 경우에 채널 코딩 또는 다이버시티 기법을 사용하지 않으면 이용자 수가 증가함에 따라 성능이 급격히 저하된다. 따라서 DS-CDMA 시스템은 rake 수신기와 같은 경로 다이버시티 기법을 사용하여 시스템 성능을 개선시킬 수 있다. Rake 수신기를 사용하는 DS-CDMA 방식을 광대역 시스템에 적용할 경우, 칩 간격이 짧아지기 때문에 rake 수신기의 분해 가능한 경로 수 (resolvable path)가 증가하게 된다. 일반적으로 다중경로 신호는 지연시간이 길수록 신호세기가 급격히 감소하는 특성이 있기 때문에 광대역 DS-CDMA 시스템에서 분해 가능한 경로수 만큼의 브랜치를 갖는 rake 수신기의 구조는 적절하지 못하다. 또한 칩 간격이 짧아져 고속의 데이터 처리가 요구되는 단점이 있다. 이러한 이유로 인하여 채널의 코히어런스 대역폭과 같은 크기로 전체 시스템 대역폭을 분할하여 전송하는 멀티캐리어 (multicarrier) 시스템에 대한 연구가 진행되어 왔다. 멀티캐리어 시스템은 분할된 서브밴드 (subband) 대역폭이 코히어런스 대역폭과 비교해 작거나 같도록 하기 때문에 주파수 비선택적 페이딩 특성을 갖는다. 즉 멀티캐리어 시스템은 다중경로 특성을 갖는 주파수 선택적인 페이딩 채널에서 광대역 시스템의 구현을 위한 방법으로 제안되고 있다^[1].

현재까지 제안된 멀티캐리어 CDMA 방식들은 직접 확산 변조에서 사용되는 확산코드를 시간영역에서 확산하는 경우와 주파수 영역에서 확산하는 경우로 나눌 수 있다. 시간영역에서 확산을 이루는 멀티캐리어 CDMA 방식은 MC DS-CDMA라 부르며, 이 방식은 광대역 단일 캐리어 DS-CDMA 방식에 비해 저속의 확산코드를 시간영역에서 정보비트와 곱한 후 여러 개의 서브밴드 반송파에 실어 전송하는 구조를 갖는다^[2~6]. 따라서 각 서브밴드는 협대역 단일 캐리어 DS-CDMA 방식과 같은 스펙트럼 구조를 갖는다. 반면 주파수 영역에서 확산을 이

루는 멀티캐리어 CDMA 방식을 MC-CDMA라 부르며, 이러한 방식은 OFDM 구조를 이용한다^[7~10]. 즉 직-병렬 변환된 확산코드의 각 칩들이 서로 다른 서브밴드 반송파에 의해 전송되는 구조를 보인다. 따라서 정보비트가 주파수 영역에서 병렬로 전송되는 방법이다. 이러한 두 가지 멀티캐리어 CDMA 방식들은 페이딩에 대해 거의 동일한 제거효과를 보이지만, 서브밴드 캐리어의 수를 비교해 보면 MC DS-CDMA 방식에서 사용되는 서브밴드 캐리어의 수가 MC-CDMA 방식의 경우보다 상대적으로 훨씬 적기 때문에 구조적으로 간단한 이점이 있다.

Kondo와 Milstein^[2]은 다양한 종류의 간섭신호와 페이딩에 대처하기 위한 효과적인 방법으로 직접확산 방식에 의해 변조된 확산신호를 중복되지 않은 여러 개의 서브밴드를 통해 전송하는 멀티캐리어 시스템을 제안하였다. 수신기는 각각의 서브밴드 캐리어에 대응하는 상관기 (correlator)와, 상관기를 통해 복조된 신호가 최대비 결합기 (maximal ratio combiner)에 의해 합해지는 구조를 갖는다. 그리고 인접한 서브밴드의 간섭을 막기 위하여 확산신호의 파형을 raised-cosine 칩 성형 (wave-shaping) 필터를 사용해 대역제한 하였다. 그리고 Sourour와 Nakagawa^[6]는 참고문헌^[2]에서 제안된 멀티캐리어 시스템의 서브밴드가 서로 중복되지 않는다는 가정과는 달리 주파수 대역 효율 (spectral efficiency)을 높이기 위하여 직교 (orthogonal) 캐리어를 사용하여 인접하는 서브밴드를 50% 중복시키는 시스템을 제안하였다. Douglas^[3]는 참고문헌^[2]에서 고려된 반복코드 (repetition code) 대신 코딩률이 1/M인 콘볼루션 코드와 반복률이 1/R인 반복코드를 동시에 사용하여, 각각의 콘볼루션 코드심볼을 중복되지 않는 R 개의 서브밴드에 동시에 전송시키는 시스템을 제안하였다. 수신기 구조는 각각의 서브밴드 신호를 복조하기 위하여 MR 개의 상관기를 사용하였고, M 개의 콘볼루션 코딩 심볼을 복조하고자 먼저 상관기를 통해 복조된 MR 개의 신호에 대해 R 개씩 최대비 결합기로 결합시켜 주파수 다이버시티 효과를 극대화 시켰으며, 채널 디코딩 방식으로 soft decision Viterbi 디코더를 사용하였다. 그리고 rake 수신기를 사용하는 광대역 단일 캐리어 DS-CDMA 시스템과 비교하여 시스템 복잡도 (complexity)에서는 비슷하지만, 협대역 잡음이 존재하는 경우에서 광대역 단일 캐리어 DS-CDMA 시스템보다 우수함을 알 수 있다.

본 논문에서는 전송률이 1/M인 콘볼루션 채널코딩과

반복율이 $1/R$ 인 반복코딩을 적용하여 채널 코딩에 의한 이득과 주파수 다이버시티 효과를 동시에 확보하고, 또한 MUI (Multiple User Interference)를 효과적으로 감소시키기 위하여 각 서브밴드의 화산신호를 raised cosine 칩 성형필터를 통해 대역제한 시킨 멀티캐리어 시스템을 제안한다. 여기서 각 서브밴드는 가용주파수 대역을 보다 효율적으로 구성하기 위하여 각 서브밴드는 50% 중복된 구조를 갖도록 한다. 그리고 사용된 칩 성형필터의 rolloff 인자 ($0 < \beta \leq 1$)의 변화에 따른 MUI를 분석하여 기존의 멀티캐리어 시스템과 성능을 비교한다. 이 논문의 구성은 II 장에서는 제안된 멀티캐리어 시스템의 송신기와 수신기 구조 및 채널모델에 대하여 기술하였으며, III 장에서는 칩성형 정합필터, 상관기, 그리고 최대비 결합기 출력신호의 확률적 특성을 계산하였으며, Viterbi 디코더를 통한 오류확률을 계산하기 위하여 평균 신호대잡음비를 유도하였다. IV 장에서는 제안된 시스템과 기존의 멀티캐리어 시스템의 성능을 분석하여 비교하였으며, 끝으로 V 장에서 결론을 다루었다.

II. 시스템 모델

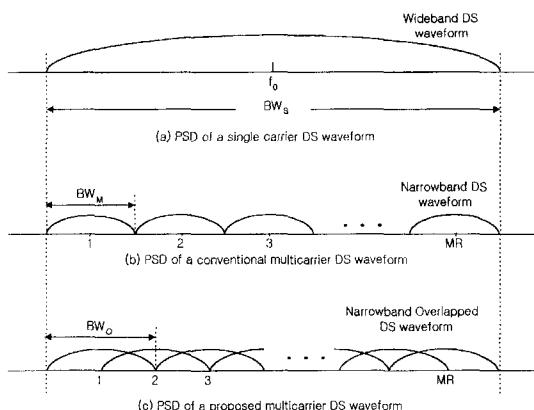


그림 1. 광대역 시스템의 전력밀도 스펙트럼

Fig. 1. Power spectral density of wideband system.

그림 1(a)는 rake 수신기를 사용하는 광대역 단일 캐리어 CDMA 시스템 (이하 광대역 단일 캐리어 시스템으로 칭함)의 대역제한된 전력밀도 스펙트럼 (power spectral density)을 보여주며, 가용주파수 대역 BWs 는 식(1)과 같이 정의한다.

$$BW_s = (1 + \beta) \frac{1}{T_{c_i}} \quad (1)$$

여기서 β 는 칩 성형필터 필터의 rolloff 인자 (factor)를 나타내고, T_{c_i} 은 광대역 단일 캐리어 시스템의 칩 간격 (chip duration)을 나타낸다. 그럼 1(b)는 참고문헌^[3]에서 제안한 MC DS-CDMA 시스템 (이하 기존의 멀티캐리어 시스템으로 칭함)의 대역제한된 전력 밀도 스펙트럼을 나타낸다. 그럼 1(b)에서와 같이 기존의 멀티캐리어 시스템은 광대역 단일 캐리어 시스템과 같은 크기의 주파수 대역을 사용하며, 서브밴드 대역폭이 서브밴드 캐리어 주파수 간격과 같으며, 중복되지 않은 MR 개의 서브밴드로 구성된 구조를 갖는다.

그림 1(c)는 본 논문에서 제안된 MC DS-CDMA 시스템 (이하 제안된 멀티캐리어 시스템으로 칭함)의 전력 밀도 스펙트럼을 나타낸다. 그럼 1(c)에서와 같이 제안된 멀티캐리어 시스템은 광대역 단일 캐리어 시스템의 대역폭 BWs 와 같은 대역폭을 사용하며, 동일한 주파수 대역폭을 갖는 MR 개의 서브밴드가 인접된 서브밴드끼리는 중복되는 구조를 갖는다. 여기서 M 은 정보비트 당 콘볼루션 인코딩된 심볼의 개수이고, R 은 콘볼루션 인코딩된 심볼 당 주파수 다이버시티를 얻기 위해 반복코딩된 심볼의 수이다.

제안된 멀티캐리어 시스템에서 인접한 서브밴드와의 중복을 50%로 할 경우 할 경우 기존의 멀티캐리어 시스템보다 같은 MR 값에 대해서 약 2배 정도의 처리이득 (processing gain)을 얻을 수 있다. 그리고 독립적인 다이버시티 차수가 4 차 이상일 경우에는 성능개선 효과가 뚜렷하게 나타나지 않기 때문에^[3], 모든 서브밴드에 동일한 정보비트를 전송하는 것보다 M 개의 콘볼루션 심볼을 R 번 반복하여 전송하는 것이 효과적이다. 따라서 본 논문에서 제안된 멀티캐리어 시스템은 M 개의 콘볼루션 심볼을 R 차 주파수 다이버시티를 이용해 전송하는 시스템이다. 제안된 멀티캐리어 시스템의 서브밴드 대역폭 BW_o 는 식 (2)와 같이 정의한다.

$$BW_o = (1 + \beta) \frac{1}{T_c} \quad (2)$$

여기서 $1/T_c$ 는 제안된 멀티캐리어 시스템의 칩 전송율 (chip rate)을 나타낸다. 인접한 서브밴드의 중복율을 고려한 경우, 서브밴드 캐리어의 간격 (f_s)은 $\frac{(1+\beta)\lambda}{2T_c}$

이 되며, 식 (1)에 표현된 광대역 단일 캐리어 시스템의 전체 대역폭 BWs 를 제안된 멀티캐리어 시스템의 서브밴드 대역폭으로 표현하면 식 (3)과 같다.

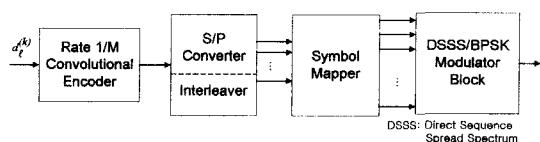
$$\begin{aligned} BW_S &= \frac{(1+\beta)(1+(MR-1)\lambda/2)}{T_c} \\ &= (1+(MR-1)\lambda/2)BW_0 \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 λ 는 중복인자 (overlapping factor)로서 0 (100% 중복)과 2 (0% 중복) 사이에서 변하는 값이며, 참고문헌 [3]에서의 멀티캐리어 시스템은 $\lambda=2$ 인 시스템이 된다.

제안된 멀티캐리어 시스템의 처리이득 N 은 M 과 R 이 주어지고, 광대역 단일 캐리어 시스템의 첨성형필터의 rolloff 인자인 β 가 0.5일 때의 처리이득을 N_1 으로 고정시키면 식 (4)와 같이 구할 수 있다.

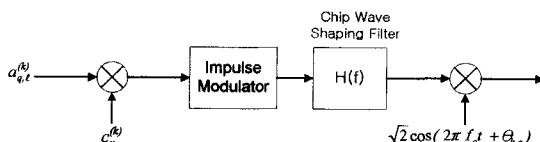
$$\frac{N_1}{N} = \frac{T_c}{T_{c_i}} = \frac{(1+\beta)(2+(MR-1)\lambda)}{3} \quad (4)$$

1. 송신기 구조



(a) k 번째 이용자의 송신기 블록

(a) Transmitter block for the k th user



(b) k 번째 이용자, q 번째 서브밴드의

DSSS/BPSK 변조기 ($1 \leq q \leq MR$)

(b) DSSS/BPSK modulator at subband q for the k^{th} user

그림 2. 제안된 멀티캐리어 시스템의 송신기 블록도
Fig. 2. Proposed multicarrier CDMA transmitter block diagram.

K_u 명의 전체 이용자 중에서 k 번째 이용자가 사용하는 제안된 멀티캐리어 시스템의 송신기 구조는 그림 2와 같이 전송율이 $1/M$ 인 콘볼루션 인코더, 인터리버 (interleaver)를 포함한 직-병렬 (serial-to-parallel) 변환기, 심볼 맵퍼 (symbol mapper), DSSS/BPSK 변조기 블록단으로 구성된다. 임의의 시각 ℓ ($\ell \in [n/N]$)에서 비트간격이 T_b 인 k 번째 이용자의 정보비트 ($d_{q,\ell}^{(k)}$)

가 코딩율이 $1/M$ 인 콘볼루션 인코더에 입력되면 M 개의 콘볼루션 심볼이 출력된다. 이 심볼들은 다시 직-병렬 변환과정과 인터리빙 과정을 거쳐 M 개의 병렬화된 콘볼루션 심볼로 변환된다. 이제 각 M 개의 병렬화된 콘볼루션 심볼은 정보비트와 같은 시간 간격을 갖는다. 병렬화된 콘볼루션 심볼들은 각각 심볼 맵퍼에서 반복율이 $1/R$ 인 반복코딩 과정을 거쳐 총 MR 개의 전송심볼 ($a_{q,\ell}^{(k)}$, $1 \leq q \leq MR$)로 생성된다. 여기서 생성된 MR 개의 전송심볼 중에서 임의의 콘볼루션 심볼에 대한 R 개의 반복코딩된 심볼이 주파수 영역 상에서 최대로 분리될 수 있도록 매핑과정을 수행한다.

즉 M 개의 콘볼루션 심볼 ($b_{i,\ell}^{(k)}$, $1 \leq i \leq M$)을 MR 개의 서브밴드 캐리어에 매핑하는 과정은 아래와 같은 규칙을 갖는다. 여기서 f_q 는 MR 개의 서브밴드 캐리어 중에서 q 번째 캐리어를 나타낸다.

$$a_{q,\ell}^{(k)} = b_{f(q),\ell}^{(k)} \quad (5a)$$

여기서

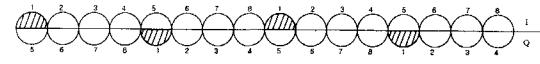
$$f(q) = 1 + \{ (q-1) \bmod(M) \}, \quad 1 \leq q \leq MR \quad (5b)$$



(a) 제안된 멀티캐리어 시스템 ($M=8$, $R=4$, BPSK 경우)

(a) Proposed multicarrier system

($M=8$, $R=4$, BPSK Case)



(b) 기존의 멀티캐리어 시스템

($M=8$, $R=2$, QPSK 경우)

(b) Conventional multicarrier system

($M=8$, $R=2$, QPSK Case)

그림 3. 심볼매핑 후에 서브밴드 캐리어에 의해 전송되는 예
Fig. 3. Example code symbol to subcarrier mapping for the transmitter.

$M=8$, $R=4$ 인 경우에 8 개의 콘볼루션 심볼이 심볼 맵퍼에 의해 각각 4개씩(총 32개) 반복코딩되어 매핑된 후, 32 개의 서브밴드 캐리어에 의해 전송되는 예를 그림 3에 나타내었다. 그림 3에서 심볼매핑 과정을 통해 임의의 콘볼루션 심볼에 대한 반복코딩된 심볼

들을 전송하는 서브 캐리어들이 서브밴드 대역폭의 정수 배 만큼 분리되어 있는 것을 볼 수 있다. 제안된 멀티캐리어 시스템에서는 반복코딩된 심볼을 전송하는 서브밴드 캐리어의 최소 주파수 간격 (minimum frequency separation: Δf_{\min})이 식 (6)과 같음을 알 수 있다.

$$\Delta f_{\min} = \frac{(1+\beta)\lambda}{2T_c} M = \frac{M\lambda}{2} BW_o \quad (6)$$

그림 2(b)는 송신기 구조에서 k 번째 이용자의 q 번째 서브밴드에 해당하는 DSSS/BPSK 변조기를 나타낸다. 그림 2(b)에 보인바와 같이 k 번째 이용자의 q 번째 서브밴드를 통해 전송되는 반복코딩된 심볼 ($a_{q,k}^{(k)}$)은 확산코드 $c_n^{(k)}$ 에 의해 대역확산 변조된다. 처리이득 N 은 반복코딩된 심볼에 대한 확산코드의 개수를 나타내며, 각 이용자는 서로 다른 코드를 사용하고, 이용자 k 가 사용하는 MR 개의 서브밴드 브랜치에서는 동일한 확산코드를 사용하는 것으로 가정한다. q 번째 서브밴드에서 대역확산 변조된 신호는 간격이 T_c 인 임펄스 열 (train)로 변환되어 칩 성형필터에 입력된다. 그리고 나서 서브밴드 캐리어 f_o 에 의해 BPSK 변조되고, 다른 서브밴드 캐리어들과 합해져 전송된다.

2. 채널모델

다중경로 채널에 대한 분석은 오래 전부터 많은 연구가 진행되어 왔다^[11-13]. 본 논문에서 제안된 멀티캐리어 시스템에 적용되는 채널은 신호감쇠가 시간에 대하여 천천히 변하는 (slowly varying), 주파수 선택적 (frequency selective)인 Rayleigh 페이딩 채널로 가정한다.

Rake 수신기를 사용하는 광대역 단일 캐리어 시스템에서 채널의 지연 스프레드 (delay spread)를 T_m 으로 가정하였을 경우 분해 가능한 경로 수는 식 (7)과 같기 때문에 광대역 단일 캐리어 시스템은 L 개의 경로 다이버시티를 이용하는 것으로 간주한다.

$$L = \lfloor T_m / T_c \rfloor + 1 \quad (7)$$

여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 가 정수이면 x 자체 값을 의미하며, 정수가 아닐 경우는 x 보다 작은 수 중에서 최대의 정수를 나타낸다. 제안된 멀티캐리어 시스템에서 M과 R의 선택은 아래와 같이 두 가지 조건을 만족하는 값으로 선택한다. 첫째, 각 서브밴드가 비선택적인 페이딩을 얻기 위한 조건 ($T_m / T_c < 1$)을 만족하는 값으로 선택한다.

제안된 멀티캐리어 시스템에서 각 서브밴드가 비선택적인 페이딩을 얻기 위해서 M과 R은 식 (8)의 조건을 만족시켜야 한다^[6].

$$(MR-1)\lambda > \frac{3(L-1)}{1+\beta} - 2 \quad (8a)$$

특히 각 서브밴드가 50% 중복된 경우 M과 R은 다음과 같이 표현된다.

$$MR > \frac{3(L-1)}{1+\beta} - 1 \quad (8b)$$

둘째, 반복심볼을 전송하는 서브밴드의 간격 (Δf_{\min})이 식 (9)에 표현된 채널의 코히어런스 대역폭, $(\Delta f)_c$, 보다 크다는 조건을 만족하기 위한 M과 R을 선택한다.

$$(\Delta f)_c \simeq \frac{1}{T_m} \quad (9)$$

제안된 멀티캐리어 시스템에서는 $M > 1$ 이면 임의의 콘볼루션 심볼에 대한 반복코딩된 심볼들은 식 (6)에서와 같이 최소한의 서브밴드 대역폭보다 크게 분리되기 때문에 각 서브밴드는 서로 상관이 없다고 가정한다[6]. 참고문헌^[3]에서의 멀티캐리어 시스템은 광대역 단일 캐리어 시스템의 경로 다이버시티 차수 L 과 MR이 같기 때문에, MR=L을 만족시키는 콘볼루션 코딩율을 채택하였다. 따라서 L이 소수 (prime number)인 경우 M=L, R=1로 선택해야 하는 등의 제약성을 가진다. 그러나 제안된 멀티캐리어 시스템에서는 기존의 멀티캐리어 시스템과는 달리 식 (8)의 부등식을 만족하도록 M과 R의 선택을 탄력적으로 선택할 수 있는 장점이 있다.

제안된 멀티캐리어 시스템의 k 번째 이용자의 q 번째 서브밴드에 해당되는 채널의 전달함수는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\xi_{k,q} = \alpha_{k,q} e^{j\beta_{k,q}} \quad (10)$$

여기서 각 서브밴드가 독립적인 페이딩을 겪는다고 가정하면 $\alpha_{k,q}$ 는 2차 모멘트 (moment)가 1이고, i.i.d. (independent, identically distributed)한 Rayleigh 랜덤 변수이며, $\beta_{k,q}$ 는 $[0, 2\pi]$ 에서 i.i.d.한 균일분포 랜덤 변수이다.

3. 수신기 구조

제안된 멀티캐리어 시스템의 수신신호는 식 (11)과 같

다. 이때 총 이용자 수는 K_u 이고, BPSK 변조 방식이 사용되었다.

$$\begin{aligned} r(t) = & \sum_{k=1}^{K_u} \left\{ \sqrt{2E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} h(t - nT_c - \tau_k) \right. \\ & \cdot \sum_{q=1}^{MR} a_{k,q} [a_{q,n}^{(k)} \cos(2\pi f_q t + \theta_{k,q})] \} + n_w(t) \quad (11) \end{aligned}$$

여기서 E_c 는 사용된 화산코드의 침팅 에너지를 나타내며, $n_w(t)$ 는 평균이 0이고 전력 스페트럼 밀도가 $\eta_0/2$ 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다. (τ , k)는 이용자 신호들의 비동기 전파지연 (asynchronous propagation delay)을 나타내는 랜덤변수로 $[0, T_c]$ 에서 균일한 분포를 갖는다. $\theta_{k,q}$ 는 k 번째 이용자 신호의 q 번째 서브밴드 캐리어의 초기위상 ($\phi_{k,q}$)과 채널 위상 ($\beta_{k,q}$)의 합 ($\theta_{k,q} = \phi_{k,q} + \beta_{k,q}$)을 나타내는 랜덤변수로 $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포를 갖는다.

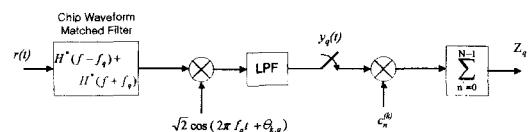
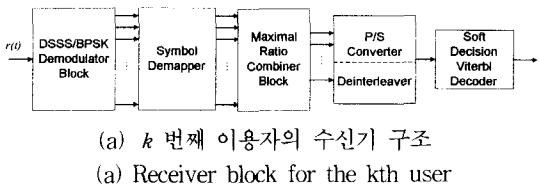


그림 4. 제안된 멀티캐리어 시스템의 수신기 블록도
Fig. 4. Proposed multicarrier CDMA receiver block diagram.

k 번째 이용자의 수신기 구조는 그림 4(a)와 같이 MR 개의 서브밴드 신호를 복조하기 위하여, DSSS/BPSK 복조기 블럭단과 심볼 디맵퍼 (de-mapper), R 개의 브랜치를 입력으로 하는 최대비 결합기 블럭단, 역 인터리버 (de-interleaver), soft decision Viterbi 디코더로 구성된다. 그림 4(b)는 DSSS/BPSK 복조기 블럭단에서 q 번째 서브밴드 상관기 구조를 나타낸다. q 번째 서브밴드 상관기에서는 송신된 q 번째 서브밴드 신호를 침 성형 정합필터 (chip waveform matched filter)에 통과시킨 후 BPSK 동기복조를 한다. 동기복조 이후

에 침 간격으로 샘플링되고 역화산 과정을 거친다.

침 성형 정합필터의 주파수 응답 ($\omega X(f)$)은 사용된 raised-cosine 침 성형필터의 진폭 세곱 (magnitude squared transfer function, $|H(f)|^2$)으로 식 (12)와 같다.

$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{W}, & |f| \leq \frac{W}{2}(1-\beta) \\ \frac{1}{2W} \left[1 - \sin \left[\frac{1}{2\beta} \left(\frac{2\pi|f|}{W} - \pi \right) \right] \right], & \frac{W}{2}(1-\beta) \leq |f| \leq \frac{W}{2}(1+\beta) \\ 0, & \text{그 외} \end{cases} \quad (12)$$

여기서 W 는 $1/T_c$ 이다.

심볼 디맵퍼는 송신기에서 행한 매핑과정의 역과정을 수행한다. 즉 DSSS/BPSK 복조기 블럭단에서 출력된 MR 개의 복조된 심볼 중에서 임의의 콘볼루션 심볼에 대한 R 개의 반복코딩심볼을 찾아 M 개의 그룹으로 분리하는 역할을 수행한다. 그리고 각 그룹에 속한 R 개의 반복심볼들은 최대비 결합기에 입력된다. 여기서 최대비 결합기는 콘볼루션 인코딩 심볼에 대한 R 차 주파수 다이버시티 효과를 극대화시킨다. M 개의 최대비 결합기 출력은 역 인터리버를 거친 후에 Viterbi 디코더에서 soft decision 디코딩 된다.

III. 성능 분석

1. 침 성형 정합필터 출력신호의 특성

제안된 멀티캐리어 시스템의 성능을 분석하기 위해서, DSSS/BPSK 복조기 블럭단에서는 서브밴드 캐리어에 대한 주파수 및 위상동기, 역화산 과정에서의 화산코드 동기 그리고 정보비트에 대한 비트 동기는 완전하게 이루어지는 것으로 가정한다. 그리고 $k=1$ 인 이용자의 q 번째 서브밴드 신호를 복조하는 것으로 가정하고, 이에 대한 성능을 분석한다. 상관기 구조를 나타내는 그림 4(b)에서 저역통과 필터를 거친 후 샘플링 되기 전의 신호를 $y_q(t)$ 라고 하면, 이는 식 (13)과 같이 $k=1$ 인 이용자에 의해 q 번째 서브밴드를 통해 전송된 신호성분 ($S_{y_q}(t)$), q 번째 서브밴드에서 동일 이용자 중복된 인접 ($q-1, q+1$ 번째) 서브밴드로 인한 간섭신호 ($I_{y_q}^{(1)}(t)$), 다른 이용자 (K_u-1 명)에 의해 q 번째 서브밴드에서 발생하는 간섭신호 ($I_{y_q}^{(2)}(t)$), $k=1$ 인 이용자의 q 번째 서브밴드에서 다른 이용자 (K_u-1 명)의 중복된 인접 서브밴드로 인한 간섭신호 ($I_{y_q}^{(3)}(t)$), 그리고

AWGN에 의한 잡음신호 ($N_{y_s}(t)$)의 합으로 표현된다.

$$y_q(t) = S_{y_s}(t) + I_{y_s}^{(1)}(t) + I_{y_s}^{(2)}(t) + I_{y_s}^{(3)}(t) + N_{y_s}(t) \quad (13)$$

식 (13)에서 신호성분과 AWGN에 의한 잡음신호 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{y_s}(t) = \sqrt{E_c} \alpha_{1,q} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{q,\ell}^{(1)} c_n^{(1)} x(t - nT_c) \quad (14)$$

$$N_{y_s}(t) = Lp(n_{W_s}(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_q t + \theta_{1,q})) \quad (15)$$

여기서 $Lp(\cdot)$ 는 저역통과필터의 필터링 과정을 나타내며, $n_{W_s}(t)$ 는 q 번째 서브밴드 침성형 정합필터의 임펄스 응답과 AWGN의 콘볼루션을 통해 얻어진 대역제한된 잡음신호 성분이다. 식 (13)에서 q 번째 서브밴드에서의 간섭신호 성분 $I_{y_s}^{(1)}(t)$, $I_{y_s}^{(2)}(t)$, $I_{y_s}^{(3)}(t)$ 는 각각 식 (16), (17), (18)과 같아 표현된다.

$$\begin{aligned} I_{y_s}^{(1)}(t) &= \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(1)} \\ &\quad \{ [[h(t - nT_c) \cos(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \\ &\quad [[\alpha_{1,q+1} a_{q+1,\ell}^{(1)} \cos \theta_{1,q+1} + \alpha_{1,q-1} a_{q-1,\ell}^{(1)} \cos \theta_{1,q-1}] \\ &\quad - [[h(t - nT_c) \sin(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \\ &\quad [[\alpha_{1,q+1} a_{q+1,\ell}^{(1)} \sin \theta_{1,q+1} - \alpha_{1,q-1} a_{q-1,\ell}^{(1)} \sin \theta_{1,q-1}]] \} \end{aligned} \quad (16)$$

$$I_{y_s}^{(2)}(t) = \sum_{k=2}^K \left\{ \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} a_{k,q} x(t - nT_c - \tau_k) a_{q,\ell}^{(k)} \cos \theta_{k,q} \right\} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} I_{y_s}^{(3)}(t) &= \sum_{k=2}^K \left\{ \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} \cdot \right. \\ &\quad \left. [[h(t - nT_c - \tau_k) \cos(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \right. \\ &\quad \left. [[\alpha_{k,q+1} a_{q+1,\ell}^{(k)} \cos \theta_{k,q+1} + \alpha_{k,q-1} a_{q-1,\ell}^{(k)} \cos \theta_{k,q-1}] \right. \\ &\quad \left. - [[h(t - nT_c - \tau_k) \sin(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \right. \\ &\quad \left. [[\alpha_{k,q+1} a_{q+1,\ell}^{(k)} \sin \theta_{k,q+1} - \alpha_{k,q-1} a_{q-1,\ell}^{(k)} \sin \theta_{k,q-1}]] \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

그리고 $q = 1$ 또는 MR인 경우 동일 이용자에 의한 인접 서브밴드의 간섭신호, 다른 이용자에 의한 동일 서브밴드의 간섭신호 그리고 다른 이용자에 의한 인접 서브밴드의 간섭신호는 각각 식 (19), (20), (21)과 같다.

$$\begin{aligned} I_{y_s}^{(1)}(t) &= \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(1)} \alpha_{1,\varepsilon} a_{\varepsilon,\ell}^{(1)} \\ &\quad \{ [[h(t - nT_c) \cos(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \cos \theta_{1,\varepsilon} \} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} I_{y_s}^{(2)}(t) &= \sum_{k=2}^K \left\{ \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} a_{k,q} x(t - nT_c - \tau_k) a_{q,\ell}^{(k)} \cos \theta_{k,q} \right\} \\ &\quad \{ [[h(t - nT_c) \sin(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \sin \theta_{1,\varepsilon} \} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} I_{y_s}^{(3)}(t) &= \sum_{k=2}^K \left\{ \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} a_{k,\varepsilon} a_{\varepsilon,\ell}^{(k)} \cdot \right. \\ &\quad \left. \{ [[h(t - nT_c - \tau_k) \cos(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \cos \theta_{k,\varepsilon} \right. \\ &\quad \left. \{ [[h(t - nT_c - \tau_k) \sin(2\pi f_s t)] * h(-t)] \cdot \sin \theta_{k,\varepsilon} \} \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 $q = 1$ 인 경우 $\varepsilon = 2$ 이며, $q = \text{MR}$ 인 경우 $\varepsilon = \text{MR}-1$ 이다. 특히 식 (17), (20)은 일반적으로 CDMA 시스템에서 언급되는 다중 이용자 간섭신호를 나타낸다^[6].

2. q 번째 상관기 출력신호의 확률적 특성

q 번째 서브밴드 상관기에서 출력되는 신호의 확률적인 특성을 계산하기 위하여, q 번째 서브밴드 상관기의 출력신호, Z_q 를 아래 식 (22)와 같이 정의한다.

$$Z_q = S_{Z_q} + I_{Z_q}^{(1)} + I_{Z_q}^{(2)} + I_{Z_q}^{(3)} + N_{Z_q} \quad (22)$$

식 (22)에서 S_{Z_q} , N_{Z_q} 는 각각 q 번째 서브밴드의 신호성분과 AWGN에 의한 상관기 출력신호로 식 (23), (24)와 같다.

$$S_{Z_q} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(1)} S_{y_s}(n' T_c) \quad (23)$$

$$N_{Z_q} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(1)} N_{y_s}(n' T_c) \quad (24)$$

그리고 $I_{Z_q}^{(1)}$, $I_{Z_q}^{(2)}$, $I_{Z_q}^{(3)}$ 는 각각 q 번째 서브밴드에서 동일 이용자에 의한 인접 서브밴드의 간섭신호, 다른 이용자에 의한 동일 서브밴드의 간섭신호 그리고 다른 이용자에 의한 인접 서브밴드의 간섭신호에 의한 상관기 출력신호로 식 (25)와 같다.

$$I_{Z_q}^{(i)} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(1)} I_{y_s}^{(i)}(n' T_c), \quad i=1, 2, 3. \quad (25)$$

$\alpha_{1,q}$ 와 $a_{q,\ell}^{(1)}$ 에 대한 상관기 출력신호 Z_q 의 조건부 평균은 다음과 같다^[2].

$$E[Z_q | \alpha_{1,q}, a_{q,\ell}^{(1)}] = \pm N\sqrt{E_c} \alpha_{1,q} \quad (26)$$

여기서 ±는 q 번째 서브밴드를 통하여 전송되는 콘볼루션 심볼에 따라 결정된다. $\alpha_{1,q}$ 에 대한 상관기 출력신호 Z_q 의 조건부 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Var}\{Z_q | \alpha_{1,q}\} &= \sigma_q^2 \\ &= \text{Var}\{I_{Z_q}^{(1)} | \alpha_{1,q}\} + \text{Var}\{I_{Z_q}^{(2)} | \alpha_{1,q}\} \end{aligned}$$

$$+ \text{Var}\{I_{Z_q}^{(3)} | \alpha_{1,q}\} + \text{Var}\{N_{Z_q} | \alpha_{1,q}\} \quad (27)$$

식 (27)에 표현된 각각의 조건부 분산은 아래의 식 (28), (29), (30)과 같이 표현된다.

$$\text{Var}\{I_{Z_q}^{(1)} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_1(0) = \frac{NE_c}{2} A_1(\beta) \quad (28)$$

$$\text{Var}\{I_{Z_q}^{(2)} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_2(0) = \frac{NE_c(K_u-1)}{2} A_2(\beta) \quad (29)$$

$$\text{Var}\{I_{Z_q}^{(3)} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_3(0) = \frac{NE_c(K_u-1)}{2} A_3(\beta) \quad (30)$$

여기서 $A_i(\beta)$, $i=1, 2, 3$ 는 식 (31)과 같이 정의된다.

$$A_1(\beta) = A_3(\beta) \equiv \begin{cases} \frac{1}{2T_c} \int_{-\infty}^{\infty} [|H(f)|^2 \{ |H(f-f_s)|^2 \\ + |H(f+f_s)|^2 \}] df, & \text{for } q=1, MR \\ \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} [|H(f)|^2 \{ |H(f-f_s)|^2 \\ + |H(f+f_s)|^2 \}] df, & \text{for } 1 < q < MR \end{cases} \quad (31.a)$$

$$A_2(\beta) \equiv -\frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (31.b)$$

식 (28), (29), (30)에서 $R_i(t)$ ($i = 1, 2, 3$)는 간섭신호 성분 $I_{y_s}^{(i)}(t)$ 의 자기상관 (autocorrelation) 함수로, 식 (32), (33), (34)에 표현된 간섭신호 성분 $I_{y_s}^{(i)}(t)$ 의 전력 밀도 함수 $S_i(f)$ 의 역 Fourier 변환으로 정의된다.

$$S_1(f) = \begin{cases} \frac{E_c}{4T_c} [|H(f)|^2 \{ |H(f-f_s)|^2 + |H(f+f_s)|^2 \}], \\ \text{for } q=1, MR \\ \frac{E_c}{2T_c} [|H(f)|^2 \{ |H(f-f_s)|^2 + |H(f+f_s)|^2 \}], \\ \text{for } 1 < q < MR \end{cases} \quad (32)$$

$$S_2(f) = \frac{E_c}{2T_c} |X(f)|^2 \quad (33)$$

$$S_3(f) = \begin{cases} \frac{E_c(K_u-1)}{4T_c} [|H(f)|^2 \{ |H(f-f_s)|^2 \\ + |H(f+f_s)|^2 \}], & \text{for } q=1, MR \\ \frac{E_c(K_u-1)}{2T_c} [|H(f)|^2 \{ |H(f-f_s)|^2 \\ + |H(f+f_s)|^2 \}], & \text{for } 1 < q < MR \end{cases} \quad (34)$$

한편 AWGN 성분에 의한 조건부 분산은 다음과 같다.

$$\text{Var}\{N_{Z_q} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_{N_w}(0) = \frac{N\eta_0}{2} \quad (35)$$

여기서 $R_{N_w}(0)$ 은 $N_w(t)$ 의 자기상관 함수이다.

3. 최대비 결합기 출력신호의 확률적 특성

최대비 결합기로부터 출력되는 신호의 확률적 특성을 알아보기 위하여, MR 개의 상관기로부터 복조된 심볼 $\{Z_q\}_{q=1}^{MR}$ 을 R 개씩 묶여진 M 개의 복조된 콘볼루션 심볼로 분리하는 심볼 디맵퍼의 역할을 정의한다. $Z_{i,j}$ 를 i ($1 \leq i \leq M$) 번째 콘볼루션 심볼, j ($1 \leq j \leq R$) 번째 반복 코드 심볼에 해당하는 상관기의 출력신호로 정의하면, 심볼 디맵퍼는 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다.

$$Z_{i,j} = Z_{q(i,j)}, \quad q(i,j) = i + (j-1)M \quad (36)$$

i 번째 콘볼루션 코드심볼에 해당하는 최대비 결합기의 출력신호는 다이버시티 이득 R에 의해 결합된 신호로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_i = \sum_{j=1}^R g_{i,j} Z_{i,j} \quad (37)$$

여기서 $g_{i,j}$ 는 i 번째 콘볼루션 코드심볼에 해당하는 최대비 결합기에서, R 개의 다이버시티 브랜치 중에서 j 번째 브랜치의 최적 이득 계수 (optimal gain coefficients)로 다음과 같이 선택된다^[2].

$$g_{i,j} = \frac{E\{Z_{i,j} | \alpha_{1,q(i,j)}\}}{\text{Var}\{Z_{i,j} | \alpha_{1,q(i,j)}\}} \quad (38)$$

식 (38)에서 $Z_{i,j}$ 의 조건부 평균 및 조건부 분산은 $\{\alpha_{1,q(i,j)}\}$ 가 심볼간격 동안 변하지 않는다고 가정하면 구할 수 있다. 각 브랜치에 공통인 상수항 ($\pm \sqrt{E_c}$)을 제거하여 최적 이득 계수를 식 (39)와 같이 나타낸다.

$$g_{i,j} = \frac{\alpha_{q(i,j)}}{\sigma_{q(i,j)}} \quad (39)$$

여기서 식 (39)의 분모는 $q(i,j)$ 번째 서브밴드의 분산을 나타낸다. 따라서 식 (37)에 표현된 i 번째 콘볼루션 코드심볼에 대한 최대비 결합기의 출력 Z_i 는 식 (39)를 계수로 갖는 독립적 조건부 (uncorrelated conditionally) Gaussian 랜덤 변수들의 선형결합으로 구성되며, 식 (40)과 같이 Gaussian 분포를 갖게 된다^[3].

$$Z_i | \gamma_i \stackrel{D}{\sim} N(\pm \sqrt{E_c} \gamma_i, \sigma^2) \quad (40)$$

여기서 $\pm \gamma_i$ 는 콘볼루션 코드심볼에 따라 결정되며, γ_i 는 식 (41)과 같다.

$$\gamma_i = \sum_{j=1}^R \frac{\alpha_{i,j}^2 q(i,j)}{\sigma_{q(i,j)}^2} \quad (41)$$

4. Soft Decision Viterbi 디코더

제안된 멀티캐리어 시스템의 콘볼루션 인코딩 심볼에 대한 Viterbi 디코더의 성능은 적용된 콘볼루션 인코더의 전달함수와 신호대잡음비에 대한 Chernoff bound를 통해 식 (42)와 같이 비트 에러확률 (Pb: Probability of Bit Error)로 나타낼 수 있다^[12, 14].

$$P_b < \frac{\partial T(D_1, D_2, \dots, D_M, B)}{\partial B} \Big|_{B=1, D=P, i=1, 2, \dots, M} \quad (42)$$

여기서

$$P_i = \prod_{j=1}^R \frac{1}{1 + \gamma_{i,j}}, \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (43)$$

이여, $\bar{\gamma}_{i,j}$ 는 $q(i, j)$ 번째 서브밴드의 평균 신호대잡음비로서 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{i,j} &= \frac{N^2 E_c}{2 \sigma_{q(i,j)}^2} \\ &= \frac{1}{2} \left| \frac{NE_c}{2} A_1(\beta) + \frac{NE_c(K_u - 1)}{2} [A_2(\beta) + A_3(\beta)] + \frac{\eta_0 N}{2} \right| \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2N} A_1(\beta) + \frac{(K_u - 1)}{2N} [A_2(\beta) + A_3(\beta)] + \frac{MR\eta_0}{2E_b} \right]^{-1} \\ &= \frac{1}{2} [ISR]^{-1} \end{aligned} \quad (44)$$

여기서 ISR (Interference-to-Signal Ratio)은 다음과 같이 정의된다.

$$ISR = \left[\frac{1}{2N} A_1(\beta) + \frac{(K_u - 1)}{2N} [A_2(\beta) + A_3(\beta)] + \frac{MR\eta_0}{2E_b} \right]^{-1} \quad (45)$$

이 때 Eb는 정보비트의 에너지로 $E_b = MRNE_c$ 이다.

IV. 수치적 성능분석 및 비교

본 장에서는 제안된 멀티캐리어 시스템과 기존의 멀티캐리어 시스템의 BER (Bit Error Rate) 성능을 비교분

석한다. 이때 채널코딩으로 콘볼루션 인코딩/Viterbi 디코딩이 사용되었다. 제안된 멀티캐리어 시스템과 기존의 멀티캐리어 시스템의 파라미터는 광대역 단일 캐리어 시스템의 파라미터를 기준으로 설정하고 성능비교를 한다. 기준이 되는 광대역 단일 캐리어 시스템의 파라미터는 전체 시스템 대역폭 (BW_s), 전체 이용자 수 (Ku), 정보비트 간격 (T_b), 콘볼루션 코딩을 사용하지 않았을 때의 처리이득 (N_1), 침 성형필터의 rolloff 인자 (β), 경로 다이버시티 차수이다.

참고문헌^[3]에서 QPSK 변조방식을 사용하는 기존의 멀티캐리어 시스템은 경로 다이버시티 차수가 4 이상일 경우 성능개선 효과가 뚜렷하게 나타나지 않으므로, 비교대상인 기존의 멀티캐리어 시스템의 동일심볼에 대한 주파수 다이버시티 차수를 4 ($R=2$)로 고정시키고 제안된 시스템과 비교분석 한다. 그리고 기존의 멀티캐리어 시스템의 경우 전체 서브밴드 수가 광대역 단일 캐리어 시스템의 경로 다이버시티 차수와 같기 때문에, MR=L을 만족시키는 콘볼루션 코딩율을 채택해야 하지만, 제안된 멀티캐리어 시스템에서의 M과 R의 선택은 광대역 단일 캐리어 시스템의 경로 다이버시티 차수에 따라 식 (8)을 만족하는 값 중에서 선택할 수 있다. 이와 같은 M과 R의 선택으로 각 서브밴드를 통해 전송되는 신호가 주파수비선택적인 페이딩 채널에서 단일 경로 신호로 간주될 수 있다.

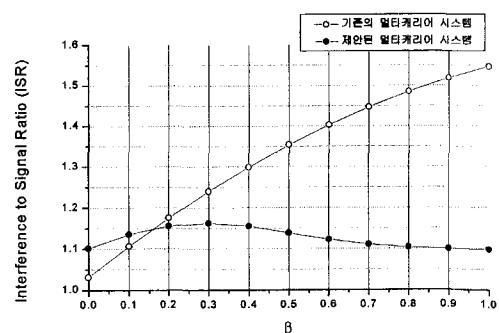


그림 5. 침 성형필터에서 β 의 변화에 대한 ISR의 변화 ($K_u=100$, $E_b/\eta_0=30$ dB)

Fig. 5. ISR vs. β for $K_u=100$, and $E_b/\eta_0=30$ dB.

그림 5는 $M=4$, $R=2$ 인 기존의 멀티캐리어 시스템과 식 (45)를 이용하여 $M=4$, $R=4$ 인 제안된 멀티캐리어 시스템에서 β 의 변화에 따른, q 번째 서브밴드 ($q \neq 1$, MR)에서의 ISR을 나타낸다. 기존의 시스템은 QPSK 변

조방식을 사용하였고, 제안된 시스템은 BPSK 방식을 사용하였으므로 두 시스템은 동일한 주파수 다이버시티 차수를 갖는다. 기존의 시스템에서의 간섭신호는 동일 서브밴드를 사용하는 다른 이용자들의 신호이며, 제안된 멀티캐리어 시스템에서는 식 (16), (17), (18)의 간섭신호가 모두 고려되었다. 그림 5에서 기존의 시스템은 β 의 증가에 따라서 처리이득이 감소하기 때문에 ISR이 증가함을 볼 수 있다. 제안된 시스템 역시 β 를 증가시키면 식 (4)에서와 같이 처리이득이 감소하는 것을 알 수 있다. 따라서 고려된 3가지 간섭신호 중에서 다른 이용자들이 주는 동일 서브밴드 간섭에 의한 ISR은 증가한다. 그러나 제안된 시스템은 BPSK 변조방식을 사용하였으므로 QPSK 변조방식을 사용한 기존의 시스템에 비하여 이러한 간섭신호의 크기는 약 반이 된다. 반면 동일 이용자의 인접한 서브밴드 간섭과 다른 이용자의 인접한 서브밴드 간섭에 의한 ISR은 β 가 증가할수록 감소하기 때문에, 전체 ISR은 β 가 약 0.3 부터 감소하는 것을 볼 수 있다. 이것은 β 가 증가함에 따라 서브밴드의 주파수 스펙트럼에서 양쪽 끝 부분의 전력밀도가 더욱 낮아짐으로 인해 인접한 서브밴드의 간섭이 감소하기 때문이다. 그러나 β 가 0.3 근처까지는 MUI의 감소로 인한 성능개선 효과보다 이에 상충하는 확산이득의 감소에 의한 성능저하 효과가 더 크게 나타나기 때문에 제안된 시스템의 성능이 기존의 시스템에 비하여 다소 성능이 저하됨을 볼 수 있다.

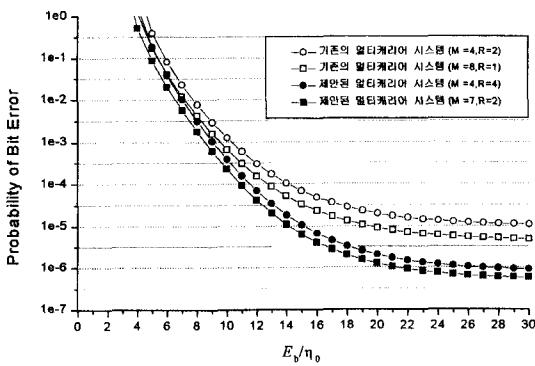


그림 6. $K_u=100$, $\beta=0.5$, $L=8$ 인 경우에 신호대잡음비에 대한 BER

Fig. 6. BER vs. E_b/η_0 for $K_u=100$, $\beta=0.5$, and $L=8$.

그림 6에서 그림 9까지의 에러률률은 식 (42)를 MATLAB으로 프로그램하여 수치적으로 계산한 결과를 보여 준다. 우선 그림 6은 β 가 0.5이고, $L=8$ 인 경우에

기존의 멀티캐리어 시스템 ($M=4$, $R=2$; $M=8$, $R=1$)과 제안된 멀티캐리어 시스템 ($M=4$, $R=4$; $M=7$, $R=2$)의 BER을 나타낸다. BPSK 방식을 사용하는 제안된 시스템에서 간섭신호는 QPSK 방식을 사용하는 기존의 시스템에서의 간섭신호에 비하여 작기 때문에 같은 코딩율과 다이버시티 차수에서 성능이 우수함을 쉽게 알 수 있다. 또한 다이버시티 차수는 같지만 코딩율이 낮을 경우 ($M=7$, $R=2$)에도 기존의 시스템 ($M=8$, $R=1$) 보다 우수함을 볼 수 있다.

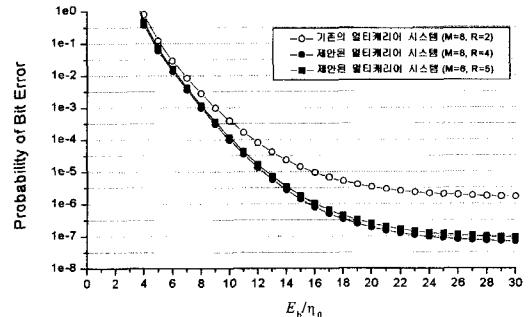


그림 7. $K_u=100$, $\beta=0.5$, $L=16$ 인 경우에 신호대잡음비에 대한 BER

Fig. 7. BER vs. E_b/η_0 for $K_u=100$, $\beta=0.5$, and $L=16$.

그림 7은 $\beta=0.5$ 이고, 광대역 단일 캐리어 시스템의 경로 다이버시티 차수가 16일 때 기존의 멀티캐리어 시스템 ($M=8$, $R=2$)과 제안된 멀티캐리어 시스템 ($M=8$, $R=4$), 그리고 제안된 시스템에서 MR을 탄력적으로 선택할 수 있는 장점을 보이기 위하여 $M=6$, $R=5$ 인 경우를 함께 비교하였다. 그림 7에 나타난 결과 역시 그림 6의 결과와 마찬가지로 코딩율 및 주파수 다이버시티 차수가 동일할 때 제안된 시스템이 기존의 시스템에 비하여 우수함을 보여준다. 그리고 $M=6$, $R=5$ 인 경우에 R 은 1차 증가하였지만 코딩율 M 이 2개 감소한 상태 (전체적으로 서브캐리어의 수가 2개 감소)에서도 성능이 우수한 것을 볼 수 있다. 그림 6, 7을 통하여 제안된 시스템은 다이버시티 차수와 콘볼루션 코딩율이 동등한 조건에서 기존의 시스템보다 성능이 우수할 뿐만 아니라 M 과 R 을 탄력적으로 선택할 수 있는 장점이 있음을 알 수 있다.

그림 8은 $\beta=1$ 이고, 광대역 단일 캐리어 시스템의 경로 다이버시티 차수가 16일 때의 BER을 보여 준다. 그림 5에서 볼 수 있듯이 $\beta=1$ 인 경우는 인접한 서브밴드의 간섭신호 성분들이 최소인 경우로, 제안된 멀티캐리어

시스템과 기존의 멀티캐리어 시스템의 ISR 차이가 가장 크게 나타난다. $\beta=1$ 인 경우, 식 (8)을 만족하는 MR의 최소 값이 다른 β 에서의 그것보다 작다. 따라서 두 시스템에 같은 콘볼루션 코딩율을 적용할 경우 제안된 시스템은 기존의 시스템에 비하여 작은 다이버시티 차수를 가질 수 있으며, 이 경우에서도 기존의 시스템보다 성능이 훨씬 우수함을 볼 수 있다. 그리고 동일한 코딩율과 다이버시티 차수를 적용하였을 경우에는 더욱 개선된 성능효과를 나타내며, 다른 β 에서의 결과와 비교해 성능개선효과의 폭이 큼을 확인할 수 있다.

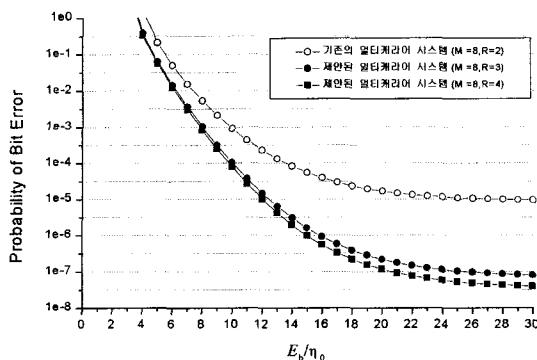


그림 8. $K_u=100$, $\beta=1.0$, $L=16$ 인 경우에 신호대잡음비에 대한 BER

Fig. 8. BER vs. E_b/η_0 for $K_u=100$, $\beta=1.0$, and $L=16$.

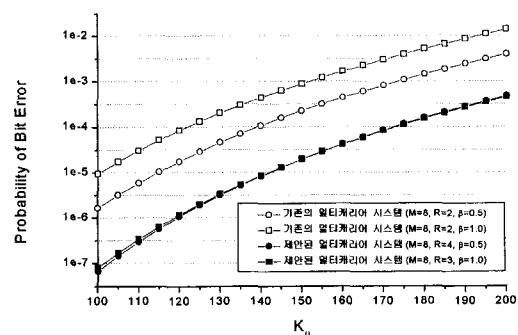


그림 9. $L=16$, $E_b/\eta_0=30$ dB인 경우에 이용자 수 (K_u)에 대한 BER

Fig. 9. BER vs. K_u for $L=16$, and $E_b/\eta_0=30$ dB.

그림 9는 이용자 수의 증가에 따른 두 시스템의 성능을 비교한 결과이다. 제안된 멀티캐리어 시스템은 동일한 조건에서 수용할 수 있는 이용자 수가 기존의 멀티캐리어 시스템에 비하여 많음을 알 수 있다. 또한 기존의 시

스템은 β 가 증가하여도 수용할 수 있는 이용자 수가 감소되지만, 제안된 시스템에서는 β 가 증가하여도 거의 동일한 이용자 수를 수용하는 견실성을 보여준다.

V. 결 론

본 논문에서는 중복된 서브밴드 구조의 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템을 제안하였으며, 기존의 멀티캐리어 시스템과 성능을 비교하였다. 이때 콘볼루션 인코딩과 반복코딩을 함께 적용함으로서 코딩이득과 주파수 다이버시티 효과를 동시에 얻을 수 있다. 제안된 멀티캐리어 시스템은 주파수 선택적인 Rayleigh 다중경로 채널환경에서 각 서브밴드가 단일 경로 페이딩을 갖도록 서브밴드 대역폭을 설정하고, 정해진 시스템 대역폭 내에서 최대비 결합기기를 사용함으로써 주파수 다이버시티 효과를 극대화 시켰다. 시스템의 각 서브밴드는 50%씩 중복되는 구조를 갖도록 하였기 때문에 동일밴드의 다른 이용자 간섭 이외에 인접 서브밴드의 동일이용자 및 다른 이용자의 간섭이 발생한다. 이 중에서 인접 서브밴드의 간섭신호들은 칩 성형필터를 사용하여 효과적으로 감소시킬 수 있기 때문에 기존의 멀티캐리어 시스템에 비하여 성능개선 효과를 얻을 수 있었다. 추후 인접한 서브밴드를 50% 이상 중복시킨 경우($\lambda < 1$)와 50% 미만으로 중복시킨 경우($\lambda > 1$)에 대한 시스템의 성능도 분석하여 50% 중복시킨 시스템과의 장단점을 비교하고자 한다.

제안된 멀티캐리어 시스템은 기존의 멀티캐리어 시스템이 QPSK 방식을 사용한 것과 비교해, 서브밴드를 중복시킴으로서 BPSK 방식으로도 높은 다이버시티 효과를 얻을 수 있으며, 각 서브밴드가 비선택적인 페이딩 조건을 만족시키기 위해 콘볼루션 인코더의 코딩율과 반복코딩율을 탄력적으로 선택할 수 있는 장점을 가진다.

참 고 문 현

- [1] S. Hara, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communication Magazine*, Dec. 1997.
- [2] S. Kondo and L. B. Milstein, "On the Performance of Multicarrier DS CDMA Systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, pp. 238-246, Feb. 1996.
- [3] D. N. Rowitch, *Convolutional and Turbo Coded Multicarrier Direct Sequence CDMA*,

- and Applications of Turbo Codes to Hybrid ARQ Communication Systems*, Ph. D. Dissertation, Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of California, San Diego, May 1998.
- [4] R. E. Ziemer and N. Nadgava, "Effect of Correlation Between Subcarriers of an MCM/DSSS Communication System," in *Proc. VTC'96*, Atlanta, GA, Apr. 1996.
- [5] K. D. Kim, J. H. Oh, L. B. Milstein, "The Performance Improvement of a Multicarrier DS-CDMA System Using both Time-Diversity and Frequency Offset," *ETRI Journal*, Vol. 21, No. 4, pp. 29-40, Dec. 1999.
- [6] E. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of Orthogonal Multi-Carrier CDMA in a Multipath Fading Channel," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, pp. 356-367, Mar. 1996.
- [7] N. Yee, J. P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Network," in *Proc. 4th PIMRC'93*, Yokohama, Japan, pp. D1.3.1-D1.3.5, 1993.
- [8] K. Fazel and L. Papke, "On the Performance of Convolutionally-Coded CDMA/OFDM for Mobile Communication System," in *Proc. 4th PIMRC'93*, Yokohama, Japan, pp. D3.2.1-D3.2.5, 1993.
- [9] A. Chouly, A. Barajal, and S. Jourdan, "Orthogonal Multicarrier Technique Applied to Direct Sequence Spread Spectrum CDMA Systems," in *Proc. GLOBECOM'93*, Houston, TX, pp. 1723-1728, Nov. 1993.
- [10] L. Vandendorpe, "Multitone Spread Spectrum Multiple Access Communications System in a Multipath Rician Fading Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 44, pp. 327-337, May 1995.
- [11] S. Stein, "Fading Channel Issues in System Engineering," *IEEE J. on Selected Areas in Commun.*, Vol. SAC-5, No. 2, Feb. 1987.
- [12] J. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Edition, New York, McGraw-Hill, 1995.
- [13] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, Theory and Applications, 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, 1998.
- [14] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and Their Performance in Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 19, pp. 751-772, Oct. 1971.

저자소개

吳政憲(正會員)

1966년 6월 25일생. 1992년 국민대학교 전자공학과(공학사). 1994년 국민대학교 전자공학과(공학석사). 1997년 국민대학교 전자고학과 박사과정 수료 주 관심분야는 CDMA 응용통신, 이동통신, 위성통신 등임

廉程元(正會員)

1970년 6월 6일생. 1997년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1999년 8월 국민대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1999년 9월~현재 (주) 해태전자 통신연구소 주관심분야는 PCS 이동통신 등임

黃勇男(正會員)

1972년 5월 13일생. 1996년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1999년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1999년 5월~현재 (주)LG 정보통신. 주관심분야는 디지털통신, 디지털 신호처리 등임

金基斗(正會員)

1957년 12월 17일생. 1980년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업(학사). 1988년 8월 The Pennsylvania State University 전자공학과 석사학위 취득. 1990년 12월 The Pennsylvania State University 전자공학과 박사학위 취득. 1980년 3월~1985년 12월 국방과학 연구소 1998년 2월~1999년 2월 UC, San Diego 연구교수. 1991년 2월~현재 국민대학교 전자공학부 부교수. 주관심분야는 CDMA 통신방식 이론 및 응용 등임