

論文2000-37TC-9-2

중복된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템의 서브밴드 중복율 변화에 따른 성능개선에 관한 연구

(A Study on the Performance Improvement with Subband Overlapping Variation for Overlapped Multicarrier DS-CDMA Systems)

吳政憲*, 朴光哲*, 金基斗*

(Jung-Hun Oh, Gwang-Chul Park, and Ki-Doo Kim)

요 약

멀티캐리어 DS-CDMA는 다중경로 페이딩 채널에서 광대역 시스템의 구현에 효과적인 방법이다. 본 논문에서는 콘볼루션 코딩을 적용한 중복된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템을 제안하고, 중복율 변화에 대한 성능을 분석하여 정해진 서브밴드 캐리어 수에 따라 최적의 성능을 제공하는 중복율을 제시한다. 특히 전체 서브캐리어 수 $M \times R$ 값이 같다면 콘볼루션 코딩율 $1/M$ 과 반복 코딩율 $1/R$ 값에 관계없이 칩 성형필터의 rolloff 인자 β 값이 같으면 중복율 변화에 따른 BER의 변화 형태가 거의 동일함을 보인다. 그리고 서브밴드의 중복인자 ($0 < \lambda \leq 2$) 변화와 rolloff 인자 ($0 < \beta \leq 1$)의 변화에 따른 MUI를 분석하여 기존의 멀티캐리어 시스템과 성능을 비교하고, 제안한 시스템의 중복율 변화에 따른 성능개선 정도를 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 analyze the performance with subband overlapping variation to determine the overlapping percentage showing best performance. Given a total number of subcarriers $M \times R$, we will show that the BER variation is highly dependent on the rolloff factor β of raised-cosine chip wave-shaping filter irrespective of convolutional encoding rate $1/M$ and repetition coding rate $1/R$. We also analyze the possibility of reduction in total MUI by considering both variation of a rolloff factor ($0 < \beta \leq 1$) and variation of subband overlapping factor ($0 < \lambda \leq 2$), and show that the proposed system may outperform the multicarrier DS-CDMA system in [1, 12].

I. 서론

DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple

* 正會員, 國民大學校 電子工學部

(Department of Electronics Engineering, Kookmin University)

接受日字:2000年2月23日, 수정완료일:2000年8月28日

Access) 방식을 사용하는 시스템은 다중경로에 의한 성능열화를 보상하기 위해 rake 수신기를 통한 경로 다이버시티 기법을 사용한다. 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^[1]. 또한 칩 간격이 짧아져 고속의 데이터 처리가 요구되는 단점이 있다. 이러한 이유

로 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^[2].

현재까지 제안된 멀티캐리어 CDMA 방식들은 직접 확산 변조에서 사용되는 확산코드를 시간영역에서 확산하는 경우와 주파수 영역에서 확산하는 경우로 나눌 수 있다. 시간영역에서 확산코드를 사용하는 멀티캐리어 CDMA 방식은 광대역 단일캐리어(single carrier) DS-CDMA 방식과 비교해 동일한 확산기법을 사용하지만 상대적으로 저속의 확산코드를 시간영역에서 정보비트와 곱한 후 여러 개의 서브밴드 캐리어에 실어 전송하는 구조를 갖는다^[1, 3-7]. 따라서 각 서브밴드는 협대역 단일캐리어 DS-CDMA 방식과 같은 스펙트럼 구조를 갖는다. 반면 주파수 영역에서 확산코드를 사용하는 멀티캐리어 CDMA 방식은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 구조를 이용한다^[8-11]. 즉 직-병렬 변환된 확산코드의 각 칩들이, 역시 직-병렬 변환된 각각의 정보비트와 곱해진 후 서로 다른 서브밴드 캐리어에 의해 전송되는 구조를 보인다. 따라서 정보비트들이 주파수 영역에서 병렬로 전송되는 형태이다. 이러한 두 가지 멀티캐리어 CDMA 방식들은 페이딩 채널환경에서 거의 동일한 성능을 보이지만, 서브밴드 캐리어의 수를 비교해 보면 시간영역에서 확산코드를 사용하는 멀티캐리어 CDMA 방식의 서브밴드 캐리어의 수가 주파수 영역에서 확산코드를 사용하는 멀티캐리어 CDMA 방식의 경우보다 상대적으로 훨씬 적기 때문에 구조적으로 간단한 이점이 있다.

Kondo와 Milstein^[3]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^[7]는 참고문헌 [3]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^[11]는 참고문헌 [3]에서 고려된 반복코드(repetition code) 대신 코딩율이 1/M인 콘볼루션 코드와 반복율이 1/R인 반복코드를 동시에 사용하여, 각각의 콘볼루션 코드심볼을 중복되지 않는 R개의 서브밴드에 동시에 전송시키는 시스템을 제안하였다. 또한 QPSK 변조방식을 사용하여 다이버시티 차수를 2R로 증가시켰다. 이로 인해 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.

오정현 외^[12]에서는 전송률이 1/M인 콘볼루션 채널코딩과 반복율이 1/R인 반복코딩을 적용하여 채널 코딩에 의한 이득과 주파수 다이버시티 효과를 동시에 확보하고, 또한 MUI(Multiple User Interference)를 효과적으로 감소시키기 위하여 각 서브밴드의 확산신호를 raised-cosine 칩 성형필터를 통해 대역제한 시켰다. 이때 가용주파수 대역을 보다 효율적으로 구성하기 위하여 각 서브밴드는 50% 중복된 구조를 갖도록 하였다. 참고문헌 [12]에서 칩 성형필터의 roll-off 인자(β)가 1이고 서브밴드 중복율이 50%인 경우에는 각 서브밴드 캐리어 사이에 직교성(orthogonality)을 만족하기 때문에 동일 이용자의 서브밴드 간섭이 제거될 수 있다. 따라서 참고문헌 [1]의 멀티캐리어 시스템이 QPSK 방식을 사용한 것과 비교해, 서브밴드를 중복시킴으로써 BPSK 방식으로도 동일한 다이버시티 효과를 얻을 수 있으며, 각 서브밴드가 비선택적인 페이딩 조건을 만족시키기 위해 콘볼루션 인코더의 코딩율과 반복코딩율을 탄력적으로 선택할 수 있는 장점을 가진다.

본 논문에서는 참고문헌 [1, 12]의 결과를 일반화시켜 서브밴드 캐리어 수가 정해지면 서브밴드 간의 중복율 변화에 대한 효과를 분석하여 최적의 성능을 제공하는 중복율을 제시하고, 중복율에 따른 성능변화는 rolloff 인자 β 에 좌우됨을 입증한다. 그리고 서브밴드의 중복 인자 ($0 < \lambda \leq 2$) 변화와 사용된 칩 성형필터의 rolloff 인자 ($0 < \beta \leq 1$)의 변화에 따른 MUI를 분석하여 기존

의 멀티캐리어 시스템과 성능을 비교하고, 제안한 시스템의 중복을 변화에 따른 성능개선 정도를 보인다. 결국 참고문헌 [1]과 [12]의 결과는 각각 본 논문 결과에서 중복율이 0%와 50%인 특수한 경우에 해당된다.

II. 시스템 모델

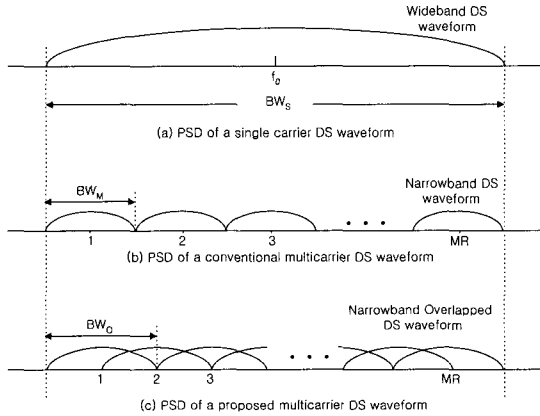


그림 1. 광대역 시스템의 전력밀도 스펙트럼
Fig. 1. Power spectral density of wideband system.

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

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

여기서 β 는 칩 성형필터 필터의 rolloff 인자를 나타내고, T_c 은 광대역 단일 캐리어 시스템의 칩 간격 (chip duration)을 나타낸다. 그림 1(b)는 참고문헌 [1]에서 제안한 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템 (이후 기존의 멀티캐리어 시스템으로 칭함)의 대역제한된 전력밀도 스펙트럼을 나타낸다. 그림 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 $M \cdot R$ 개의 서브밴드로 구성된 구조를 갖는다.

그림 1(c)는 제안된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템 (이후 제안된 멀티캐리어 시스템으로 칭함)의 전력밀도

스펙트럼을 나타낸다. 제안된 멀티캐리어 시스템은 광대역 단일 캐리어 시스템의 대역폭 BW_s 와 같은 대역폭을 사용하며, 동일한 주파수 대역폭을 갖는 $M \cdot R$ 개의 서브밴드가 인접된 서브밴드끼리는 중복되는 구조를 갖는다. 이때 편이상 동일심볼을 전송하는 서브밴드들이 중복되지 않을 때까지 중복성을 허락하여 독립적인 페이딩 조건하에서 성능을 분석한다. 독립적인 다이버시티 차수가 6 차 이상인 경우에는 성능개선 효과가 뚜렷하게 나타나지 않기 때문에^[1], 모든 서브밴드에 동일한 정보비트를 전송하는 것보다 M 개의 콘블루션 심볼을 R 번 반복하여 전송하는 것이 효과적이다. 제안된 멀티캐리어 시스템에서 인접한 서브밴드와의 중복도를 증가시킬 경우 인접한 서브밴드의 간섭은 증가하지만 기존의 멀티캐리어 시스템보다 같은 $M \cdot R$ 값에 대해서 큰 처리이득 (processing gain)을 얻을 수 있다. 제안된 멀티캐리어 시스템의 서브밴드 대역폭 BW_0 는 식 (2)와 같이 정의한다.

$$BW_0 = (1 + \beta) \frac{1}{T_c} \quad (2)$$

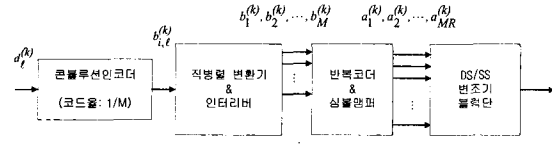
여기서 $1/T_c$ 는 제안된 멀티캐리어 시스템의 칩 전송율 (chip rate)을 나타낸다. 인접한 서브밴드의 중복율을 고려한 경우, 인접한 서브밴드 캐리어 사이의 간격은 $\frac{(1 + \beta)\lambda}{2T_c}$ 이 되며, 식 (1)에 표현된 광대역 단일 캐리어 시스템의 전체 대역폭 BW_s 를 제안된 멀티캐리어 시스템의 서브밴드 대역폭으로 표현하면 식 (3)과 같다.

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

여기서 λ 는 중복인자 (overlapping factor)로서 0 (100% 중복)과 2 (0% 중복) 사이에서 변하는 값이며, 참고문헌 [1]과 [12]는 각각 $\lambda=2$ 와 $\lambda=1$ 인 경우에 해당된다.

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

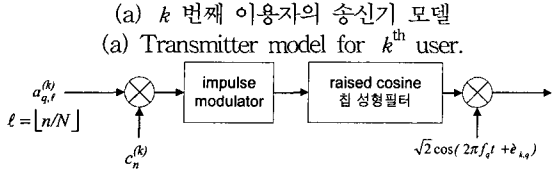
$$\frac{N_1}{N} = \frac{T_c}{T_c} = \frac{(1 + \beta)(2 + (MR - 1)\lambda)}{3} \quad (4)$$



$$a_{q,\ell}^{(k)} = b_{\lceil n/N \rceil}^{(k)}, \ell \equiv \lceil n/N \rceil, \quad (5a)$$

여기서

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



(a) k 번째 이용자의 송신기 모델
(a) Transmitter model for kth user.

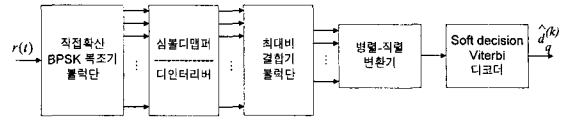
(b) q 번째 서브밴드의 DS/SS 변조기 (1 ≤ q ≤ MR)
(b) DS/SS modulator for qth subband (1 ≤ q ≤ MR).

그림 2. 제안된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템의 송신기 블록도
Fig. 2. Transmitter block diagram of the proposed multicarrier DS-CDMA system.

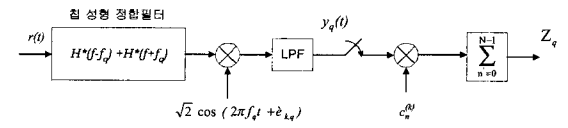
1. 송신기 구조

K_u 명의 전체 사용자 중에서 k 번째 사용자가 사용하는 제안된 멀티캐리어 시스템의 송신기 구조는 그림 2(a)와 같이 전송율이 $1/M$ 인 콘볼루션 인코더, 인터리버 (interleaver)를 포함한 직-병렬 (serial-to-parallel) 변환기, 심볼 매퍼 (symbol mapper), DSSS/BPSK 변조기 블록단으로 구성된다. 임의의 시차 ℓ ($\ell \equiv \lceil n/N \rceil$)에서 비트간격이 T_b 인 k 번째 이용자의 정보 비트 ($d_i^{(k)}$)가 코딩율이 $1/M$ 인 콘볼루션 인코더에 입력되면 M 개의 콘볼루션 심볼 ($b_{i,\ell}^{(k)}, 1 \leq i \leq M$)이 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 매퍼에서 반복율이 $1/R$ 인 반복 코딩 과정을 거쳐 총 $M \cdot R$ 개의 전송심볼 ($a_{q,\ell}^{(k)}, 1 \leq q \leq M \cdot R$)로 생성된다. 여기서 생성된 $M \cdot R$ 개의 전송 심볼 중에서 임의의 콘볼루션 심볼에 대한 R 개의 반복코딩된 심볼이 주파수 영역 상에서 최대로 분리될 수 있도록 매핑과정을 수행한다.

즉 M 개의 콘볼루션 심볼을 $M \cdot R$ 개의 서브밴드 캐리어에 매핑하는 과정은 아래와 같은 규칙을 갖는다. 여기서 $f(q)$ 는 q 의 함수로서 총 $M \cdot R$ 개의 전송심볼 ($a_{q,\ell}^{(k)}, 1 \leq q \leq M \cdot R$)을 M 개의 콘볼루션 심볼 ($b_{i,\ell}^{(k)}, 1 \leq i \leq M$)로 나타내기 위해 적용되는 함수관계를 나타낸다



(a) k 번째 이용자의 수신기 모델
(a) Receiver model for kth user.



(b) q 번째 (1 ≤ q ≤ MR) 서브밴드의 상관기
(b) Demodulation correlator for qth subband (1 ≤ q ≤ MR).

그림 3. 제안된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템의 수신기 블록도
Fig. 3. Receiver block diagram of the proposed multicarrier DS-CDMA system.

$M=8, R=4, \lambda=1$ 인 경우에 8 개의 콘볼루션 심볼이 심볼 매퍼에 의해 각각 4개씩(총 32개) 반복코딩되어 매핑된 후, 32 개의 서브밴드 캐리어에 의해 전송되는 예를 참고문헌 [12]의 그림 3에서 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.

$$\Delta f_{\min} = \frac{(1+\beta)\lambda}{2T_c} M = \frac{M\lambda}{2} BW_0 \quad (6)$$

그림 2(b)는 송신기 구조에서 k 번째 이용자의 q 번째 서브밴드에 해당하는 DSSS/BPSK 변조기를 나타낸다. 여기서 k 번째 이용자의 q 번째 서브밴드를 통해 전송되는 반복코딩된 심볼 ($a_{q,\ell}^{(k)}$)은 확산코드 $c_n^{(k)}$ 에 의해 대역확산 변조된다. 처리이득 N 은 반복코딩된 심볼에 대한 확산코드의 개수를 나타내며, 각 이용자는 서로 다른 코드를 사용하고, k 번째 사용자가 사용하는 $M \cdot R$ 개의 서브밴드 브랜치에서는 동일한 확산코드

를 사용하는 것으로 가정한다. q 번째 서브밴드에서 대역확산 변조된 신호는 간격이 T_c 인 임펄스 열 (train)로 변환되어 칩 성형필터에 입력된다. 그 다음 서브밴드 캐리어 f_q 에 의해 BPSK 변조되고, 다른 서브밴드 캐리어들과 합해져 전송된다.

2. 채널모델

다중경로 채널에 대한 분석은 오래 전부터 많은 연구가 진행되어 왔다^[13-15]. 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^[7].

$$L = \lfloor T_m / T_c \rfloor + 1 \tag{7}$$

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 M 과 R 의 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 M 과 R 은 식 (8)의 조건을 만족시켜야 한다^[7].

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

둘째, 반복심볼을 전송하는 서브밴드 사이의 상관 페이딩 (correlated fading)을 방지하기 위해 식 (9a)를 만족하는 M 과 R 을 선택한다.

$$\Delta f_{\min} > (\Delta f)_c \tag{9a}$$

여기서 $(\Delta f)_c$ 는 채널의 코히어런스 대역폭을 나타내며 식 (9b)로 정의된다^[13].

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{9b}$$

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

$$\xi_{k,q} = a_{k,q} e^{j\beta_{k,q}} \tag{10}$$

여기서 각 서브밴드가 독립적인 페이딩을 겪는다고 가정하면 $a_{k,q}$ 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 같다. 이때 총 이용자 수는 K_u 이고, BPSK 변조 방식이 사용되었다.

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

여기서 E_c 는 사용된 확산코드의 칩 당 에너지를 나타내며, $n_u(t)$ 는 평균이 0이고, 전력 스펙트럼 밀도가 $\eta_0/2$ 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다. $\{\tau_k\}$ 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 ($\psi_{k,q}$)과 채널 위상 ($\beta_{k,q}$)의 합 ($\theta_{k,q} = \psi_{k,q} + \beta_{k,q}$)을 나타내는 랜덤변수로 $[0, 2\pi)$ 에서 균일 분포를 갖는다. k 번째 이용자의 수신기 구조는 그림 3(a)와 같이 $M \cdot R$ 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 3(b)는 DSSS/BPSK 복조기 블럭단에서 q 번째 서브밴드 상관기를 나타낸다. 송신된 q 번째 서브밴드 신호를 칩 정합필터 (chip matched filter)에 통과시킨 후 BPSK 동기복조를 한다. 동기복조 이후에 칩 간격으로 샘플링되고 역확산 과정을 거친다.

심볼 디맵퍼는 송신기에서 행한 매핑과정의 역과정을 수행한다. 즉 DSSS/BPSK 복조기 블럭단에서 출력된 $M \cdot R$ 개의 복조된 심볼 중에서 임의의 콘볼루션 심

된 $M \times R$ 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 각 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. 칩 정합필터 출력신호의 특성

제안된 멀티캐리어 시스템의 성능을 분석하기 위해서, DSSS/BPSK 복조기 블럭단에서는 서브밴드 캐리어에 대한 주파수 및 위상동기, 역확산 과정에서의 확산코드 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 3(b)에서 저역통과 필터를 거친 후 샘플링되기 전의 신호를 $y_q(t)$ 라고 하면, 이는 식 (12)와 같이 $k=1$ 인 이용자에 의해 q 번째 서브밴드를 통해 전송된 신호성분 ($S_{y_q}(t)$), q 번째 서브밴드에서 동일 이용자의 중복된 인접 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 ($N_{y_q}(t)$)의 합으로 표현된다.

$$y_q(t) = S_{y_q}(t) + I_{y_q}^{(1)}(t) + I_{y_q}^{(2)}(t) + I_{y_q}^{(3)}(t) + N_{y_q}(t) \quad (12)$$

식 (12)에서 신호성분과 AWGN에 의한 잡음신호 성분은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{y_q}(t) = \sqrt{E_c} a_{1,q} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{a,\ell}^{(1)} c_n^{(1)} x(t-nT_c) \quad (13)$$

$$N_{y_q}(t) = L_b(n_w(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + \theta_{1,q})) \quad (14)$$

여기서 $L_b\{\cdot\}$ 는 저역통과필터의 필터링 과정을 나타내며, $n_w(t)$ 는 q 번째 서브밴드 칩 정합필터의

임펄스 응답과 AWGN의 콘볼루션을 통해 얻어진 대역 제한된 잡음신호 성분이다. 식 (12)에서 q 번째 서브밴드에서의 간섭신호 성분 $I_{y_q}^{(1)}(t)$, $I_{y_q}^{(2)}(t)$, $I_{y_q}^{(3)}(t)$ 는 각각 식 (15), (16), (17)과 같이 표현된다.

$$I_{y_q}^{(1)}(t) = \sum_{\substack{i=\Gamma^-(\lambda) \\ i \neq q}}^{\Gamma^+(\lambda)} \left\{ \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(1)} \cdot a_{1,i} a_{i,\ell}^{(1)} \right. \\ \left. \{ [[h(t-nT_c) \cos(2\pi(i-q)f_s t)] * h(-t)] \cdot \cos \theta_{1,i} \right. \\ \left. - [[h(t-nT_c) \sin(2\pi(i-q)f_s t)] * h(-t)] \cdot \sin \theta_{1,i} \} \right\} \quad (15)$$

$$I_{y_q}^{(2)}(t) = \sum_{k=2}^{K_u} \left\{ \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} a_{k,q} x(t-nT_c-\tau_k) \right. \\ \left. a_{q,\ell}^{(k)} \cos \theta_{k,q} \right\} \quad (16)$$

$$I_{y_q}^{(3)}(t) = \sum_{k=2}^{K_u} \sum_{\substack{i=\Gamma^-(\lambda) \\ i \neq q}}^{\Gamma^+(\lambda)} \left\{ \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} \cdot a_{k,i} a_{i,\ell}^{(k)} \right. \\ \left. \{ [[h(t-nT_c) \cos(2\pi(i-q)f_s t)] * h(-t)] \cdot \cos \theta_{k,i} \right. \\ \left. - [[h(t-nT_c) \sin(2\pi(i-q)f_s t)] * h(-t)] \cdot \sin \theta_{k,i} \} \right\} \quad (17)$$

여기서 $\Gamma^-(\lambda)$ 와 $\Gamma^+(\lambda)$ 는 각각 q 번째 서브밴드에 중첩되는 인접 서브밴드 중에서 q 번째 서브밴드를 기준으로 가장 낮은 주파수 영역에 위치하는 서브밴드와 가장 높은 주파수 영역에 위치하는 서브밴드를 가리키며, 식 (18a)와 식 (18b)로 정의된다.

$$\Gamma^-(\lambda) = \begin{cases} 1, & q - \left\lceil \frac{2}{\lambda} \right\rceil + 1 \leq 1 \\ q - \left\lceil \frac{2}{\lambda} \right\rceil + 1, & q - \left\lceil \frac{2}{\lambda} \right\rceil + 1 > 1 \end{cases} \quad (18a)$$

$$\Gamma^+(\lambda) = \begin{cases} MR, & q + \left\lceil \frac{2}{\lambda} \right\rceil - 1 \geq MR \\ q + \left\lceil \frac{2}{\lambda} \right\rceil - 1, & q + \left\lceil \frac{2}{\lambda} \right\rceil - 1 < MR \end{cases} \quad (18b)$$

여기서 $\lceil x \rceil$ 는 x 가 정수이면 x 자체 값을 의미하며, 정수가 아닐 경우는 x 보다 큰 수 중에서 최소의 정수를 나타낸다.

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 (19)와 같이 정의한다.

$$Z_q = S_{z_q} + I_{z_q}^{(1)} + I_{z_q}^{(2)} + I_{z_q}^{(3)} + N_{z_q} \quad (19)$$

식 (19)에서 S_{z_q} , N_{z_q} 는 각각 q 번째 서브밴드의

(21)과 같다.

$$S_{Z_q} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(1)} S_{y_q}(n'T_c) \quad (20)$$

$$N_{Z_q} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(1)} N_{y_q}(n'T_c) \quad (21)$$

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 (22)와 같다.

$$I_{Z_q}^{(j)} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(1)} I_{y_q}^{(j)}(n'T_c), \quad j=1, 2, 3. \quad (22)$$

$\alpha_{1,q}$ 와 $a_{q,\ell}^{(1)}$ 에 대한 상관기 출력신호 Z_q 의 조건부 평균은 다음과 같다^[3].

$$E[Z_q | \alpha_{1,q}, a_{q,\ell}^{(1)}] = \pm N\sqrt{E_c} \alpha_{1,q} \quad (23)$$

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

$$\begin{aligned} \text{Var}\{Z_q | \alpha_{1,q}\} &= \sigma_q^2 \\ &= \text{Var}\{I_{Z_q}^{(1)} | \alpha_{1,q}\} + \text{Var}\{I_{Z_q}^{(2)} | \alpha_{1,q}\} \\ &\quad + \text{Var}\{I_{Z_q}^{(3)} | \alpha_{1,q}\} + \text{Var}\{N_{Z_q} | \alpha_{1,q}\} \end{aligned} \quad (24)$$

식 (24)에 표현된 각각의 조건부 분산은 아래의 식 (25), (26), (27)과 같이 표현된다.

$$\text{Var}\{I_{Z_q}^{(1)} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_1(0) = \frac{NE_c}{2} A_1(\lambda, \beta) \quad (25)$$

$$\text{Var}\{I_{Z_q}^{(2)} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_2(0) = \frac{NE_c(K_u-1)}{2} A_2(\beta) \quad (26)$$

$$\text{Var}\{I_{Z_q}^{(3)} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_3(0) = \frac{NE_c(K_u-1)}{2} A_3(\lambda, \beta) \quad (27)$$

여기서 $A_j(\lambda, \beta)$, $j=1,3$, 그리고 $A_2(\beta)$ 는 각각 식 (28), (29)와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} A_1(\lambda, \beta) = A_3(\lambda, \beta) &\equiv \frac{1}{2T_c} \sum_{i=q}^{T_c(\lambda)} \int_{-\infty}^{\infty} [|H(f)|^2 \\ &\quad \{ |H(f-(i-q)f_s)|^2 + |H(f+(i-q)f_s)|^2 \}] df \end{aligned} \quad (28)$$

$$A_2(\beta) \equiv \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (29)$$

식 (25), (26), (27)에서 $R_i(\tau)$ ($i = 1, 2, 3$)는 간섭신호 성분 $I_{y_q}^{(i)}(t)$ 의 자기상관 (autocorrelation) 함수로, 식 (30), (31), (32)에 표현된 간섭신호 성분 $I_{y_q}^{(i)}(t)$ 의 전력밀도 함수 $S_i(f)$ 의 역 Fourier 변환으로 정의된다.

$$\begin{aligned} S_1(f) = \frac{E_c}{4T_c} \sum_{i=q}^{T_c(\lambda)} [|H(f)|^2 \{ |H(f-(i-q)f_s)|^2 \\ + |H(f+(i-q)f_s)|^2 \}] \end{aligned} \quad (30)$$

$$S_2(f) = \frac{E_c}{2T_c} |X(f)|^2 \quad (31)$$

$$\begin{aligned} S_3(f) = \frac{E_c(K_u-1)}{4T_c} \sum_{i=q}^{T_c(\lambda)} [|H(f)|^2 \{ |H(f-(i-q)f_s)|^2 \\ + |H(f+(i-q)f_s)|^2 \}] \end{aligned} \quad (32)$$

한편 AWGN 성분에 의한 조건부 분산은 다음과 같다.

$$\text{Var}\{N_{Z_q} | \alpha_{1,q}\} \cong N R_{N_s}(0) = \frac{N\eta_0}{2} \quad (33)$$

여기서 $R_{N_s}(\tau)$ 는 $N_{y_q}(t)$ 의 자기상관 함수이다.

3. 최대비 결합기 출력신호의 확률적 특성

최대비 결합기로부터 출력되는 신호의 확률적 특성을 알아보기 위하여, $M \times R$ 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 반복코드 심볼에 해당하는 상관기의 출력신호로 정의하면, 심볼 디맵퍼는 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다.

$$Z_{i,j} = Z_{q(i,j)}, \quad q(i,j) = i+(j-1)M \quad (34)$$

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

$$Z_i = \sum_{j=1}^R g_{i,j} Z_{i,j} \quad (35)$$

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 선택된다³⁾.

$$g_{i,j} = \frac{E\{Z_{i,j} | \alpha_{1,q(i,j)}\}}{\text{Var}\{Z_{i,j} | \alpha_{1,q(i,j)}\}} \quad (36)$$

식 (36)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($\pm N\sqrt{E_c}$)을 제거하여 최적 이득 계수를 식 (37)과 같이 나타낸다.

$$g_{i,j} = \frac{\alpha_{q(i,j)}}{\sigma_{q(i,j)}^2} \quad (37)$$

여기서 식 (37)의 분모는 $q(i,j)$ 번째 서브밴드의 분산을 나타낸다. 따라서 식 (35)에 표현된 i 번째 콘볼루션 코드심볼에 대한 최대비 결합기의 출력 Z_i 는 식 (37)을 계수로 갖는 독립적 조건부(uncorrelated conditionally) Gaussian 랜덤 변수들의 선형결합으로 구성되며, 식 (38)과 같이 Gaussian 분포를 갖게 된다¹¹⁾.

$$Z_i | \gamma_i: \xrightarrow{K_u \rightarrow \infty} N(\pm N\sqrt{E_c}\gamma_i, \gamma_i) \quad (38)$$

여기서 기호 D 는 분포 (distribution)을 나타내고, \pm 부호는 콘볼루션 코드심볼에 따라 결정되며, γ_i 는 식 (39)와 같다.

$$\gamma_i = \sum_{j=1}^R \frac{\alpha_{1,q(i,j)}^2}{\sigma_{q(i,j)}^2} \quad (39)$$

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 (40)과 같이 비트 에러확률 (Pb: Probability of Bit Error)로 나타낼 수 있다^{13, 16)}.

$$P_b < \frac{\partial T(D_1, D_2, \dots, D_M, B)}{\partial B} \Big|_{B=1, D_i=P_i, i=1,2,\dots,M} \quad (40)$$

여기서

$$P_i = \prod_{j=1}^R \frac{1}{1 + \gamma_{i,j}}, \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (41)$$

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

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{i,j} &= \frac{N^2 E_c}{2 \sigma_{q(i,j)}^2} \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{N^2 E_c}{\frac{N E_c}{2} A_1(\lambda, \beta) + \frac{N E_c (K_u - 1)}{2} [A_2(\beta) + A_3(\lambda, \beta)] + \frac{\eta_0 N}{2}} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2N} A_1(\lambda, \beta) + \frac{(K_u - 1)}{2N} [A_2(\beta) + A_3(\lambda, \beta)] + \frac{MR\eta_0}{2E_b} \right]^{-1} \\ &= \frac{1}{2} [ISR]^{-1} \end{aligned} \quad (42)$$

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

$$\begin{aligned} ISR = \left[\frac{1}{2N} A_1(\lambda, \beta) + \frac{(K_u - 1)}{2N} [A_2(\beta) + A_3(\lambda, \beta)] \right. \\ \left. + \frac{MR\eta_0}{2E_b} \right] \end{aligned} \quad (43)$$

이 때 E_b 는 정보비트의 에너지로 $E_b = MRNE_c$ 이다.

IV. 수치적 성능분석 및 비교

본 장에서는 제안된 멀티캐리어 시스템의 각 서브밴드가 주파수 비선형적이며 독립적인 Rayleigh 페이딩을 겪는 경우에 서브밴드의 중복을 변화에 따른 성능을 분석하고, 최소의 BER (Bit Error Rate)을 갖는 최적의 중복율을 찾아낸다. 또한 최적의 중복율을 갖는 제안된 멀티캐리어 시스템과 기존의 멀티캐리어 시스템¹¹⁾의 성능을 비교 분석하여 제안한 시스템의 성능개선 정도를 제시한다. 그림 4에서 그림 6까지의 결과는 식 (40)과 식 (42)를 MATLAB으로 프로그래밍하여 수치적으로 계산한 결과를 보여준다. 제안된 멀티캐리어 시스템과 기존의 멀티캐리어 시스템의 파라미터는 광대역 단일 캐리어 시스템의 파라미터를 기준으로 설정하고 성능비교를 한다. 기준이 되는 광대역 단일 캐리어 시스템의 파라미터는 시스템 전체 대역폭 (BW_s), 총 사용자 수 (K_u), 정보비트 간격 (T_b), 콘볼루션 코딩을 사용하지 않았을 때의 처리이득 (N_1), 칩 성형필터의 rolloff 인자 (β), 경로 다이버시티 차수이다.

M과 R 값을 고정시킨 상태에서 중복율을 변화시키기 때문에, 즉 서브밴드의 수는 증가하지 않고 중복율을 변화시키기 때문에 다이버시티 이득이 고정된 상태에서 처리이득에 의한 효과와 인접 서브밴드의 간섭에 의한 영향을 살펴보고, 인접한 서브밴드 간의 중복율 변화에 따른 효과를 분석하여 최적의 성능을 제공하는 중복율을 제시한다. 여기서 인접 서브밴드 간섭이란 주파수 영역에서 복조하고자 하는 임의의 서브밴드에 겹쳐지는 동일 사용자 ($k=1$) 또는 다른 사용자 ($k \neq 1$)의 서브밴드가 복조하고자 하는 서브밴드에 주는 간섭 전력을 의미한다.

제안된 시스템에서는 광대역 단일 캐리어 시스템의 경로 다이버시티 차수에 따라 각 서브밴드가 비선택적 페이딩이 되기 위해 식 (8)을 만족하는 $M \cdot R$ 값을 선택하면 각 서브밴드 대역폭은 채널의 코히어런스 대역폭보다 작거나 같게 된다. 중복율을 변화시키는 경우 편이상 채널의 코히어런스 대역폭과 서브밴드 대역폭이 같다고 하고 동일 심볼을 전송하는 서브밴드들이 서로 중복되지 않도록 하면 각 서브밴드는 서로 상관이 없다고 말할 수 있다.

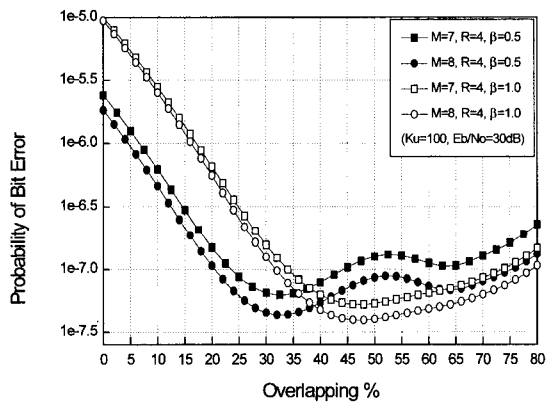


그림 4. 중복율의 변화에 대한 제안된 시스템의 에러 확률의 변화 ($K_u=100$, $E_b/N_0=30\text{dB}$)

Fig. 4. BER vs. λ for $K_u=100$, and $E_b/\eta_0=30\text{dB}$.

그림 4는 중복율이 80%인 경우에 주파수 비선택적인 페이딩을 겪기 위한 M과 R을 고정시킨 상태에서 제안된 시스템의 서브밴드 중복율 변화에 대한 BER의 변화 예를 보여준다. 그림 4에서 제안된 시스템의 M=7인 경우 중복율이 85.7% 이상, M=8인 경우 중복율이 87.5% 이상이면 동일한 심볼을 전송하는 서브밴드 간에 중복이 되므로 각 서브밴드는 상관 페이딩을 겪게

된다. 이러한 경우에도 참고문헌 [4, 5]의 결과를 적용하여 BER을 구할 수 있지만, 상관 페이딩 하에서는 성능이 더욱 나빠지므로 비교할 필요가 없으며, 참고문헌 [1]의 결과와 비교하기 위해 독립적인 페이딩에 국한시켜 성능분석 결과를 제시하고자 한다. 따라서 80%까지 중복율의 변화를 나타낸 그림 4의 결과는 주파수 비선택적이며, 독립적인 페이딩에 대한 결과이다. 위에서도 언급한 바와 같이 M과 R이 고정된 상태에서 인접한 서브밴드의 중복율을 증가시키면 서브밴드 대역폭이 넓어지기 때문에 처리이득이 증가하는 반면 인접 서브밴드의 간섭 역시 증가하는 효과가 발생한다. 즉 처리이득의 변화와 인접 서브밴드의 간섭의 상호 관계에 의하여 그림 4와 같은 결과를 얻는다. 그림 4에서 $\beta=0.5$ 인 경우에 약 32.4% 중복까지는 인접한 서브밴드 간섭의 증가 보다 확산이득의 증가 효과가 더 크기 때문에 BER이 감소하는 것을 볼 수 있다. 그러나 약 52.5%까지는 이와는 반대로 인접한 서브밴드 간섭의 증가가 확산이득의 증가효과 보다 상대적으로 더 크기 때문에 BER이 높아진다. 반면 중복율이 약 52.8%에서 63.9%까지는 인접한 서브밴드 간섭의 증가율이 크지 않기 때문에 오히려 확산이득의 증가에 따른 효과로 인하여 BER이 감소한다. 그러나 약 66.7% 이상부터는 3개의 인접 서브밴드가 중복되고 75% 부터는 4개의 인접 서브밴드가 중복되기 때문에 서브밴드 간섭 증가에 의해서 BER이 증가되는 것을 알 수 있다. 그리고 $\beta=1.0$ 인 경우에는 서브밴드의 중복율이 약 48.9%까지는 인접 서브밴드 간섭의 증가에 따른 성능 감소효과 보다 확산이득에 의한 개선효과가 크기 때문에 BER이 감소하는 것을 볼 수 있다. 그러나 중복율이 48.9% 이상부터는 앞의 경우와 반대로 인접된 서브밴드의 수와 이에 따른 간섭이 증가되기 때문에 BER이 증가하는 결과를 초래한다. 이와 같은 내용은 다음의 그림 5, 그림 6, 그림 7의 결과 설명에 따라 더욱 명확히 이해될 수 있다.

우선 M=8, R=4인 경우 중복율 변화에 대한 성능변화를 살펴보기 위해 그림 5에 식 (43)에 표현된 q 번째 ($q \neq 1$, $M \cdot R$) 서브밴드에서의 ISR을 중복율 변화에 대하여 나타내었다. 각 서브밴드에서 ISR의 역수는 식 (42)와 같이 평균 신호대잡음비를 나타내기 때문에 제안된 시스템의 BER 성능을 결정하는 요소가 된다. 따라서 중복율 변화에 따른 ISR의 변화를 통하여 BER 변화를 예측할 수 있다. ISR을 나타내는 파라미터 중에

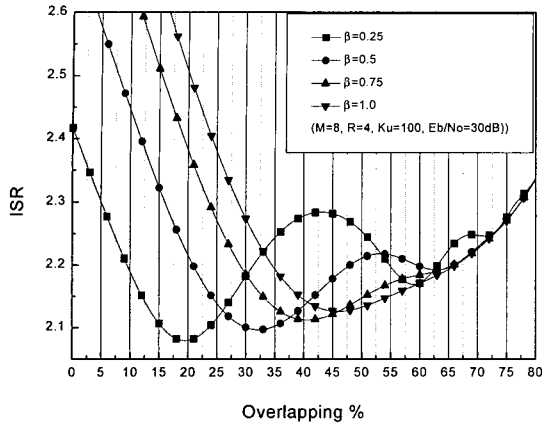


그림 5. M=8, R=4인 경우 중복율에 대한 q 번째 서브밴드 ($q \neq 1, M \cdot R$)에서의 ISR

Fig. 5. ISR vs. λ for M=8, R=4 at q th subband ($q \neq 1, M \cdot R$).

서 중복을 변화에 의해 변경되는 파라미터는 처리이득, 동일 이용자의 인접 서브밴드 간섭 ($A_1(\lambda, \beta)$), 그리고 다른 이용자의 인접 서브밴드 간섭 ($A_3(\lambda, \beta)$)이다. 즉 처리이득이 커지거나 인접 서브밴드 간섭이 작아지면 ISR은 감소하여 BER이 개선된다. 따라서 중복율 변화에 대한 처리이득의 변화와 인접 서브밴드 간섭의 변화를 통해 ISR 변화가 결정되며, BER 특성도 예측할 수 있다.

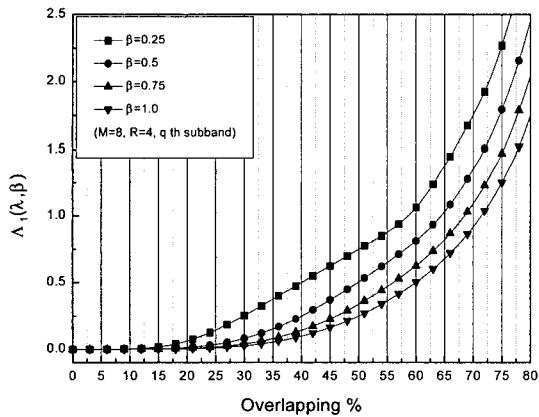


그림 6. M=8, R=4인 경우 중복율에 대한 $A_1(\lambda, \beta)$

Fig. 6. $A_1(\lambda, \beta)$ vs. λ for M=8, R=4.

그림 6은 중복율 변화에 따른 인접 서브밴드 간섭의 변화를 보여준다. 동일 이용자의 인접 서브밴드 간섭과 다른 이용자의 인접 서브밴드 간섭을 나타내는 표현식

은 식 (28)로 동일하기 때문에 편의상 동일 이용자의 인접 서브밴드 간섭만을 나타내었다. $\beta=0.5$ 인 경우 0% 중복에서부터 인접 서브밴드 간섭은 천천히 증가하다가 약 32% 중복에서부터 급격히 증가하고, 약 63% 근방에서는 더 급격히 증가하는 것을 볼 수 있다. 이러한 현상은 $\beta=0.25$ 인 경우 뚜렷하게 나타난다. 대략 20%, 60%, 73%에서 $A_1(\lambda, \beta)$ 의 증가율이 급격하게 변하는 것을 알 수 있다. 이러한 현상은 서브밴드의 주파수 스펙트럼 모양을 결정하는 칩 성형필터의 모양에 따라, 즉 β 값에 따라 정해진다. 특히 $\beta=1$ 인 경우는 서브밴드의 주파수 스펙트럼의 양쪽 끝 부분의 전력밀도가 더욱 낮아지기 때문에 인접한 서브밴드의 간섭이 다른 β 값에 비하여 상대적으로 작은 값을 갖는다.

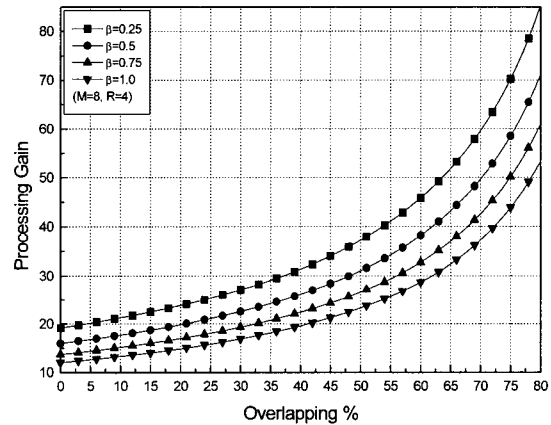


그림 7. M=8, R=4인 경우 중복율 변화에 대한 처리이득

Fig. 7. Processing gain vs. λ for M=8, R=4.

M=8, R=4인 경우에 식 (4)를 이용하면 중복율 변화에 대한 처리이득의 변화를 그림 7과 같이 나타낼 수 있다. 중복율 약 50%를 기준으로 50% 이상에서의 처리이득 증가율이 50% 이하에서의 처리이득 증가율 보다 크고, 중복율이 커질수록 처리이득의 증가율이 더욱 커지는 것을 볼 수 있다. 중복율이 50% 보다 커지면 인접한 서브밴드의 수가 증가할 수 있고, 이에 따른 인접 서브밴드 간섭 역시 크게 증가하게 되지만 그림 7에서와 같이 처리이득 또한 크게 증가하기 때문에 그림 4에서 볼 수 있듯이 중복율이 50% 이상인 경우에 BER 증가 효과가 크지 않음을 알 수 있다. 특히 β 값이 작을수록 처리이득이 크기 때문에 그림 4에서 $\beta=0.5$ 인 경우 약 52.8%에서 63.9%까지의 중복율에서는 오히려 BER이 감소하는 것을 볼 수 있다. 결국 중복율을

변화에 따른 성능변화 결과는 ISR의 크기를 결정하는 처리이득과 인접 서브밴드의 간섭 ($A_1(\lambda, \beta)$)에 따라 결정되는 것을 알 수 있다.

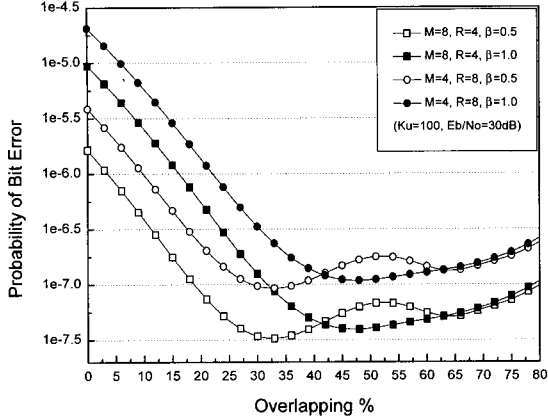


그림 8. $M \cdot R=32$ 인 경우 중복율 변화에 대한 BER
Fig. 8. BER vs. λ for $M \cdot R=32$.

그림 8을 보면 각 서브밴드가 주파수 비선택적이고 독립적인 페이딩을 만족하는 경우 전체 서브밴드 캐리어 수 $M \cdot R$ 값이 같다면 M 과 R 의 값에 관계없이 β 값이 같으면 BER의 변화 형태가 동일한 것을 알 수 있다. 즉 M 과 R 의 값에 관계없이 $\beta=0.5$ 인 경우 약 32.4%의 중복율에서 최소의 BER을 가지며, $\beta=1.0$ 인 경우 약 46.9%의 중복율에서 BER이 최소가 된다. 표 1은 몇 가지 주어진 β 값에 따라 최소의 BER에 상응하는 중복율을 나타낸다.

표 1. β 에 따라 최소의 BER을 갖는 중복율

β	0.25	0.5	0.75	1.0
중복율($M \cdot R=32$)	19.5%	32.4%	40.6%	46.9%
중복율($M \cdot R=24$)	19.8%	32.6%	40.9%	46.8%

그림 9는 참고문헌 [12]의 결과와 비교하기 위하여, 50% 중복의 경우 각 서브밴드가 단일경로를 만족하기 위해 설정한 $M=8, R=3$ 에 대하여 중복율 변화에 따른 BER 변화를 보여 준다. 여기서도 $\beta=0.5$ 인 경우 중복율이 32.6%, $\beta=1.0$ 인 경우 46.8%에서 최소의 BER을 찾아낼 수 있고, 50% 중복의 결과^[12] 보다 신호대 잡음비에서 각각 약 2 배, 1.02 배의 성능개선 효과를 얻을 수 있다.

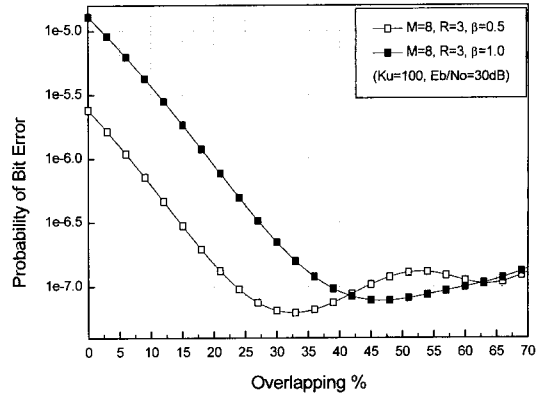


그림 9. $M=8, R=3$ 인 경우 중복율의 변화에 대한 에러 확률의 변화 ($K_u=100, E_b/N_o=30dB$)

Fig. 9. BER vs. λ for $M=8, R=3$ ($K_u=100, E_b/N_o=30dB$).

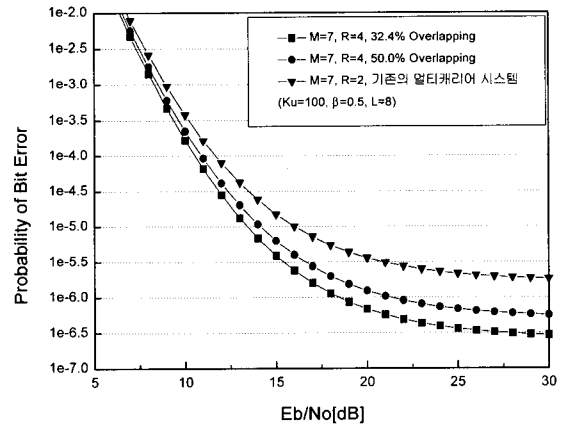


그림 10. 각 시스템 별 신호대잡음비에 대한 BER 비교

Fig. 10. Comparison of BER for multicarrier DS-CDMA systems.

그림 10은 $\beta=0.5, M=7, R=4$ 인 경우에 멀티캐리어 시스템의 서브밴드 중복율이 32.5%, 50%인 경우와 $M=7, R=2$ 인 기존의 멀티캐리어 시스템의 BER 성능을 비교하였다. 중복율이 약 32.5%인 경우 ($M=7, R=4$)는 중복율 변화 방법에 의해 가장 BER이 낮은 경우이며, 중복율이 50%인 경우 ($M=7, R=4$)는 참고 문헌 [12]의 결과이다. $\beta=0.5$ 인 경우 중복율이 32.5%이면 최적의 BER을 갖기 때문에 50%인 경우와 비교해 30 dB의 신호대 잡음비에서 약 1.9 배의 성능개선 효과를 얻을 수 있다. 또한 기존의 멀티캐리어 시스템 ($M=7, R=2$)은 QPSK를 사용하였으므로 제안된 시스템과 동일한 다이버시티 이득을 갖는 경우인데, 이 경우와 비교해서는

30 dB의 신호대 잡음비에서 약 6.3 배의 성능이 개선되었다.

V. 결 론

본 논문에서는 중복된 서브밴드 구조의 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템을 제안하였으며, 참고문헌 [1, 12]의 결과를 일반화시켜 인접한 서브밴드 간의 중복율 변화에 대한 효과를 분석하여 최적의 성능을 제공하는 중복율을 제시하고, 중복율에 따른 성능변화는 rolloff 인자 β 값에 좌우됨을 입증하였다. $\beta=0.5$ 인 경우 약 33%의 중복율에서 BER이 최소가 되고, 50% 중복의 경우와 비교해 약 2 배의 성능개선 효과를 확인하였다. 또한 최적의 중복율을 갖는 제안된 멀티캐리어 시스템이 기존의 멀티캐리어 시스템과 동일한 코딩율과 다이버시티 차수를 갖는 경우와 비교해 신호대 잡음비에서 약 6 배의 성능개선 효과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] 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.

[2] S. Hara, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communication Magazine*, Dec. 1997.

[3] S. Kondo and L. B. Milstein, "On the Performance of Multicarrier DS CDMA Systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, pp. 238-246, Feb. 1996.

[4] R. E. Ziemer and N. Nadgouda, "Effect of Correlation between Subcarriers of an MCM/DSSS Communication System," in *Proc. VTC'96*, Atlanta, GA, April 1996.

[5] W. Xu and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems in the presence of correlated fading," in *Proc. VTC'97*, Phoenix, Arizona, May 1997.

[6] 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.

[7] 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.

[8] N. Yee, J. P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multicarrier CDMA in Indoor Wireless Radio Network," in *Proc. 4th PIMRC'93*, Yokohama, Japan, pp. D1.3.1-D1.3.5, 1993.

[9] 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.

[10] 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.

[11] 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.

[12] 오정현, 황용남, 염정원, 김기두, "다중경로 페이딩 채널에서 채널코딩을 적용한 중복된 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템에 관한 연구," *대한전자공학회 논문지*, 제37권, 1호, 2000년 1월

[13] J. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Edition, New York, McGraw-Hill, 1995.

[14] S. Stein, "Fading Channel Issues in System Engineering," *IEEE J. on Selected Areas in Commun.*, Vol. SAC-5, No. 2, Feb. 1987.

[15] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering, Theory and Applications*, 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, 1998.

- [16] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and Their Performance in Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 19, pp. 751-772, Oct. 1971.

저 자 소 개

吳 政 憲(正會員)

1966년 6월 25일생. 1992년 국민대학교 전자공학과(공학사). 1994년 국민대학교 전자공학과(공학석사). 2000년 국민대학교 전자공학과(공학박사). 주 관심분야는 CDMA, 이동통신 및 위성통신 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 국방과학연구소 연구원. 1998년 2월~1999년 2월 UCSD, CA 연구교수. 1991년 2월~현재 국민대학교 전자공학부 교수. 주 관심분야는 CDMA 통신방식 이론 및 응용 등임

朴 光 哲(正會員)

1969년 11월 14일생. 1995년 2월. 국민대학교 전자공학과(공학사), 1997년 2월 국민대학교 전자공학과(공학석사). 1997년 3월~현재 국민대학교 전자공학과 박사과정. 주 관심분야는 디지털 신호처리 등임