

ZCZ 부호와 블록 확산을 이용한 사용자 동기화 경감 OFDM-CDMA

라 동 준*, 최 권 휴^o

Allowing a Large Access Timing Offset in OFDM-CDMA Using ZCZ Code and Block Spreading

Donj-jun Na*, Kwonhue Choi^o

요 약

본 논문에서 제안하는 새로운 유형의 상향링크 OFDM-CDMA 기법은 ZCZ(Zero Correlation Zone) 부호와 블록 확산 기법을 함께 이용하여 사용자간의 넓은 접속시간 동기오차 허용범위를 가진다. 또한, 제안하는 기법은 OFDM 신호에 보호구간을 삽입하지 않아 주파수 효율을 최대화 한다. 넓은 사용자간 접속시간 동기오차 허용범위를 가지려면 보호구간의 길이를 늘여야 하는 기존 기법과 달리, 본 논문에서 제안하는 기법은 보호구간을 삽입하지 않아도 아주 넓은 사용자간 접속시간 동기오차 허용범위를 가진다. 제안하는 보호구간이 없는 상향링크 OFDM-CDMA 기법은 다중경로 페이딩 환경에서 수신단의 역확산 과정을 통해 모든 사용자간 간섭이 사라지는 특성을 가진다. 더욱이, 제안하는 기법은 복수개의 OFDM 심볼 길이만큼의 사용자간 동기오차 환경에서도 모든 사용자간 간섭이 없다. 보호구간이 없기 때문에 자기 신호의 부반송과간 간섭은 존재하지만, 제안하는 블록 확산 방식으로 인한 블록의 첫 번째 심볼이 ISI(Inter Symbol Interference)가 없는 특성을 이용하여 간단한 SIC(Successive Interference Cancellation)를 통해 첫 번째 이후 심볼의 간섭도 효과적으로 억제할 수 있다.

Key Words : uplink, OFDMA, ZCZ code, Block spreading, access timing offset

ABSTRACT

We propose a new type of OFDM-CDMA scheme which allows large inter-user timing offset using zero correlation zone(ZCZ) code in conjunction with block spreading technique. Moreover to maximize spectral efficiency, the proposed OFDMA does not have guard time(GT). This is opposite to the trends in the conventional schemes where GT are supposed to be larger to allow larger inter-user timing offset. It is remarkable that the proposed GT-free OFDM-CDMA scheme completely cancels inter-user interference in the multipath fading simply by despreading process. This inter-user interference-free feature still remains even there exist inter-user timing offsets as large as multiple OFDM symbols. Although the self-user interference exists due to no GT, it can be effectively suppressed by simple successive interference cancellation(SIC) from the first symbol in spread block as it is free from inter symbol interference(ISI).

* 본 논문은 2015년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(215C000276)

※ 본 논문은 교육부 및 한국연구재단의 BK21 플러스 사업 (ICT기반 스마트기기 창의인재양성 사업팀)으로 지원된 연구임 (관리번호 215C000096)

• First Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, nadj2964@ynu.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, gonew@ynu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2015-09-312, Received September 16, 2015; Revised December 3, 2015 Accepted December 21, 2015

I. 서 론

일반적으로 상향링크 시스템에서는 여러 단말들이 제 각각 신호를 송신하므로 기지국에서 각 단말들의 신호 간에 접속시간 동기오차가 발생한다. 이는 부반송파 간의 직교성을 파괴하여 심각한 성능 저하를 발생시킨다. 따라서 이러한 상향링크 시스템의 특성 때문에 상향링크를 위한 채널 추정 기법과 다중접속 기법에 대한 연구가 진행되고 있다^[1-3]. 한편, 기존의 일반적인 상향링크 시스템에서는 레인징 과정을 통해 사용자간 동기화 및 전력제어를 수행하여 각 사용자의 신호간 간섭을 최소화하고 있다^[4]. 기존의 상향링크 시스템은 주기적으로 파일럿 심볼을 전송하여 레인징을 수행하기 때문에 무선자원의 낭비를 초래할 수 있다. 따라서 무선자원의 낭비를 방지하기 위해서는 접속시간 동기오차가 존재하는 환경에서도 별도의 레인징 동작이 없거나, 아주 간헐적인 레인징 동작만으로도 사용자간 간섭을 최소화 할 수 있는 상향링크 송신 방식이 필요하다.

사용자간 접속시간 동기오차로 인한 간섭 문제를 해결하기 위해 프리코딩을 이용한 시간 확산 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기법들이 제안되었다^[5,6]. 하지만, 이 기법들은 한 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼 길이보다도 좁은 동기오차환경에서만 MAI(Multiple Access Interference)를 억제 할 수 있다. 참고문헌 [7]에서는 OFDMA 시스템에서 OFDM 심볼에 0구간을 삽입하여 사용자간 접속시간 동기오차에 강인한 시스템을 제안하였지만, 여전히 사용자간 접속시간 동기오차가 있으면 BER(Bit Error Rate) 성능 저하가 발생한다^[7]. 참고문헌 [5-7]에서 제안한 방식에 비해 사용자간 동기오차 허용범위를 더욱 확장하기 위해, 본 논문 저자의 선행연구 [8, 9]에서는 ZCZ(Zero Correlation Zone) 부호기반 시간 확산 OFDM-CDMA 방식이 제안되었으나 여전히 동기오차의 허용범위가 한 OFDM 심볼 내로 제한되어 있다^[8,9].

5G 무선 통신 환경에서는 네트워크 용량의 증대를 위해 셀이 소형화되고 밀집화될 전망이다^[10-12]. 셀의 소형화로 인해 다중경로의 지연시간이 줄어들 것으로 예상된다. 하지만, 사용자간 동기오차로 인한 간섭을 제거하기 위해 보호구간은 여전히 필요하다. 기존 4G 상향링크에 사용하는 SC-FDMA (Single carrier Frequency Division Multiple Access) 방식은 작은 사용자간 접속시간 동기오차에도 민감한 문제점이 있다.

셀 간 이동이 잦은 소형 셀 시스템에서는 각 셀마다 상향링크 신호의 접속시간 기준이 다르므로 이 문제점은 소형셀 시스템 성능에 더 치명적일 수 있다. 따라서 이러한 소형 셀 시스템의 환경을 감안하여, 상향링크 신호를 글로벌 시간에 대응 맞추어 전송하더라도 동기오차로 인한 간섭이 발생하지 않도록 접속시간 동기오차 허용범위가 아주 넓은 상향링크 전송 방식에 대한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 [8]에서 제안된 ZCZ 부호를 블록 확산 기법과 결합하여 사용자간 접속시간 동기화 부담 및 전력 제어 부담을 과격적으로 줄이는 상향링크 OFDM-CDMA(Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Code Division Multiple Access)기법을 제안한다. 특히, 제안하는 기법은 보호구간을 삽입하지 않고, ZCZ 부호의 특성을 이용한 간단한 SIC(Successive Interference Cancellation)과정을 통해 다중경로에 의한 간섭을 효과적으로 억제하여 대역폭 효율의 증대도 얻을 수 있다. 본 논문의 실험 결과는 비교하는 각 기법의 공정한 성능 비교를 위해 공평한 주파수 효율을 가지도록 설정하여 수행하였다. 실험 결과에서 기존의 방식들은 사용자간 동기오차가 증가함에 따라 심각한 성능 저하를 일으키지만, 제안하는 기법은 보호구간이 없이도 기존 방식에 비해 월등히 넓은 동기오차 허용구간을 가지며 다중경로에 의한 간섭에도 강인한 특성을 보인다.

II. 시스템 모형

2.1 블록 확산 기법

본 논문에서 제안하는 기법은 직교 부호와 블록 확산 방식을 기반으로 하여 각 사용자 간의 직교성을 유지한다. 블록 확산 방식은 일반적인 시간 확산 방식에서 인터리빙 방식을 이용해 확산 칩의 순서를 변경한 방식이다^[13]. 그림 1은 일반적인 시간 확산 방식의 칩의 순서를 변경하여 블록 확산 방식으로 칩을 배열하는 과정을 나타낸다. 그림 1에서 $c_m^{(p)}$ 은 p 번째 사용자의 m 번째 직교 부호 이고 $D_m^{(p)}$ 은 p 번째 사용자의 m 번째 데이터 심볼이다. 블록 확산 방식의 역 확산 순서는 다음과 같다. 우선 수신된 확산 칩을 다시 시간 확산 방식으로 칩 순서를 변경한다. 그 다음은 일반적인 시간 역확산 방식과 동일하다. 본 논문에서는 기존의 블록 확산 방식에 기반을 두어 직교 부호 대신 [14]에서 제안한 ZCZ 부호를 사용하고, 보호구간을 삽입하지 않는 OFDM-CDMA 기법을 제안한다. 기존 방

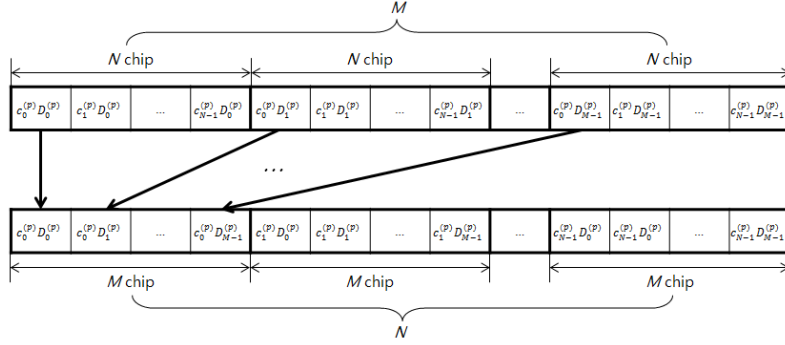


그림 1 시간 확산 방식에서 블록 확산 방식으로 확산 칩 순서를 변경하는 과정
 Fig. 1. The process of changing the spread chip sequence to block spreading scheme from time spreading scheme

식과의 자세한 차이점은 다음의 송신단 시스템 모형과 수신단 시스템 모형 절에서 설명한다.

2.2 송신단 시스템 모형

본 논문에서는 [15]의 OFDMA 시스템 모형을 참조하여 제안하는 기법의 시스템 모형을 설명한다. 그림 2는 제안된 시스템의 송신단 구조이다. 각 사용자는 셀에 할당된 전체 서브캐리어를 사용하며, ZCZ 부호에 의해 각 사용자의 신호가 구분된다. 전체적인 송신과정은 다음과 같다. 총 부반송파 개수인 N_C 개의 데이터는 ZCZ 부호에 의해 블록 확산된다. 블록 확산된 신호는 N_C -point IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 연산을 수행하고, 순환 블록 칩 삽입 후 송신된다.

그림 3은 전체 P 명의 사용자 중에서 p 번째 사용자의 데이터 심볼 블록이다. 각 사용자의 데이터 심볼 블록은 블록길이가 M 이고, N_C 개의 부반송파에 의해 전송된다. 따라서 데이터 심볼 블록행렬의 크기는 $N_C \times M$ 이다. 본 논문에서는 p 번째 사용자의 데이터 심볼 블록에서 k 번째 부반송파에 의해 전송되는 m 번째 데이터 심볼을 $X_{m,k}^{(p)}$ 로 표기한다. 그리고 본 논문에서 $X_m^{(p)}$ 은 $X_{m,k}^{(p)}$ 를 k 번째 원소로 가지는 $N_C \times 1$ 데이터 심볼 행렬을 나타낸다.

그림 3의 데이터 심볼 블록은 $X_m^{(p)}$ 들로 분할되어 길이가 N 인 ZCZ 부호를 이용하여 그림 4와 같이 블

		Time →	
Frequency ↓	$X_{0,0}^{(p)}$	$X_{1,0}^{(p)}$	$X_{M-1,0}^{(p)}$
	$X_{0,1}^{(p)}$	$X_{1,1}^{(p)}$	$X_{M-1,1}^{(p)}$
	\vdots	\vdots	\vdots
	$X_{0,N_C-1}^{(p)}$	$X_{1,N_C-1}^{(p)}$	$X_{M-1,N_C-1}^{(p)}$

그림 3. p 번째 사용자의 데이터 심볼 블록
 Fig. 3. Data block of the p -th user

록 확산된다. 그림 4에서 $c_n^{(p)}$ 은 p 번째 사용자의 ZCZ 부호의 n 번째 칩으로써 모든 부반송파에 동일하게 곱해진다. 따라서 제안하는 방식에서 p 번째 사용자의 블록 확산된 데이터 칩에서 k 번째 부반송파에 의해 전송되는 u 번째 데이터 칩 $X_{(ZCZ,B)u,k}^{(p)}$ 는 수식으로 정리하면

$$X_{(ZCZ,B)u,k}^{(p)} = c_{\lfloor u/M \rfloor}^{(p)} X_{[u \bmod M],k}^{(p)} \quad (1)$$

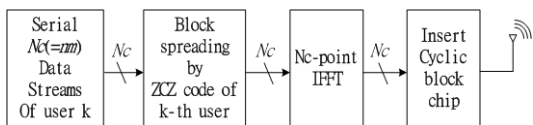
가 된다. 식 (1)에서 $p = [1, 2, \dots, P]$ 이고 P 의 최댓값은 $\lfloor N/2 \rfloor$ 이다. 그리고 $u = [0, 1, \dots, MN-1]$ 이고, $k = [0, 1, \dots, N_C-1]$ 이다. 그리고 본 논문에서 $X_{(ZCZ,B)u}^{(p)}$ 는 $X_{(ZCZ,B)u,k}^{(p)}$ 를 k 번째 원소로 가지는 $N_C \times 1$ 데이터 칩 행렬을 나타낸다.

제안하는 기법에서 블록 확산에 사용한 ZCZ 부호는 다음과 같은 특성을 가진다^[14].

- 1) Code size(할당 가능한 부호 개수) = $N/2$, (N = 부호의 길이)
 - 2) 동기오차가 ± 1 칩 이내일 때, 영상관도를 가진다.
- 즉,

$$C_{q,p}^{(m)} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_{[n+y \bmod N]}^{(p)} = 0. \quad (2)$$

그림 2. 송신단 구조
 Fig. 2. The structure of the transmitter



Subcarrier ↑	Time →												
	$c_0^{(p)X_{0,0}^{(p)}}$	$c_0^{(p)X_{1,0}^{(p)}}$...	$c_0^{(p)X_{N-1,0}^{(p)}}$	$c_1^{(p)X_{0,0}^{(p)}}$	$c_1^{(p)X_{1,0}^{(p)}}$...	$c_1^{(p)X_{N-1,0}^{(p)}}$...	$c_{N-1}^{(p)X_{0,0}^{(p)}}$	$c_{N-1}^{(p)X_{1,0}^{(p)}}$...	$c_{N-1}^{(p)X_{N-1,0}^{(p)}}$
	$c_0^{(p)X_{0,1}^{(p)}}$	$c_0^{(p)X_{1,1}^{(p)}}$...	$c_0^{(p)X_{N-1,1}^{(p)}}$	$c_1^{(p)X_{0,1}^{(p)}}$	$c_1^{(p)X_{1,1}^{(p)}}$...	$c_1^{(p)X_{N-1,1}^{(p)}}$...	$c_{N-1}^{(p)X_{0,1}^{(p)}}$	$c_{N-1}^{(p)X_{1,1}^{(p)}}$...	$c_{N-1}^{(p)X_{N-1,1}^{(p)}}$
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	$c_0^{(p)X_{0,N_c-1}^{(p)}}$	$c_0^{(p)X_{1,N_c-1}^{(p)}}$...	$c_0^{(p)X_{N-1,N_c-1}^{(p)}}$	$c_1^{(p)X_{0,N_c-1}^{(p)}}$	$c_1^{(p)X_{1,N_c-1}^{(p)}}$...	$c_1^{(p)X_{N-1,N_c-1}^{(p)}}$...	$c_{N-1}^{(p)X_{0,N_c-1}^{(p)}}$	$c_{N-1}^{(p)X_{1,N_c-1}^{(p)}}$...	$c_{N-1}^{(p)X_{N-1,N_c-1}^{(p)}}$

그림 4. 블록 확산된 p 번째 사용자의 데이터 블록
Fig. 4. Data block of the p -th user after block spread

이때, $y = \{-1, 0, 1\}$ 이며, q, p 는 사용자의 번호를 나타내며 $\forall q \neq p$ 이다. 또한 $y = \{-1, 1\}$ 인 경우, $q = p$ 일 때도 식 (2)는 성립한다.

블록 확산을 수행한 다음, OFDM 신호 변조를 위해 N_c -point IFFT를 수행한다. p 번째 사용자의 u 번째 송신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_u^{(p)}(t) = \frac{A_c^{(p)}}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_{(ZCZ.B)u,k}^{(p)} e^{j2\pi f_k(t-uT)}, \quad (3)$$

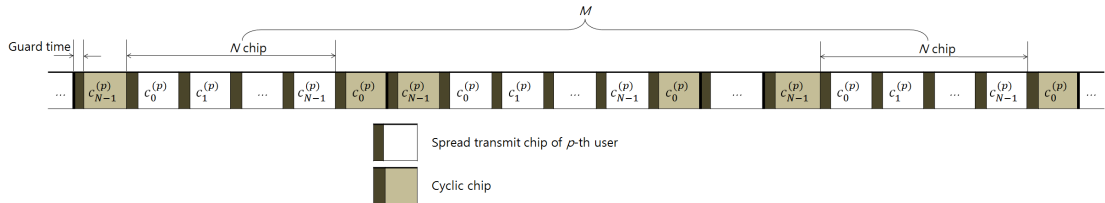
$$uT < t < (u+1)T;$$

여기서 $A_c^{(p)}$ 는 p 번째 사용자의 전력 제어 계수이다. 그리고 $f_k = k/T$ 이고, T 는 한 송신신호의 길이이다. 생성된 각 u 번째 송신신호들은 순환 블록 칩을 삽입한 후 시간축으로 순서대로 나열되어 송신된다. 본 논문에서는 p 번째 사용자의 전체 송신신호를 $x^{(p)}(t)$ 로 표기한다.

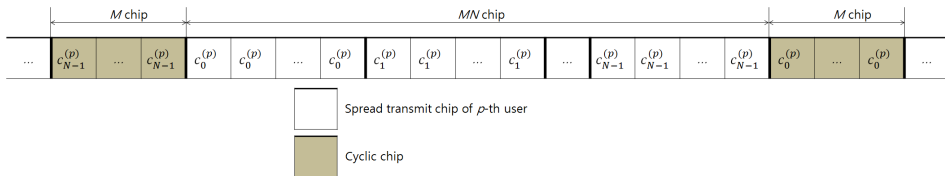
그림 5는 [8]에서 사용한 기존의 시간 확산 방식과 제안된 블록 확산 방식의 확산된 송신 칩의 구조를 비

교한 것이다. 각 칩에는 해당 칩에 곱해진 ZCZ 부호를 표기하였다. 일반적으로 시간 확산 방식은 사용자 간 접속시간 동기오차 및 다중경로 채널 환경을 위해 순환 칩과 보호구간이 필요하다. 따라서 한 데이터 단위인 N 칩 마다 순환 칩을 앞뒤로 1개씩 삽입하고 보호구간 또한 삽입한다. 제안된 블록 확산 방식은 확산된 한 데이터블록 단위인 MN 칩 마다 길이가 M 인 순환 블록 칩을 삽입하여 전체 순환 칩의 수는 시간 확산 방식과 같지만, 보호구간은 삽입하지 않는다. 제안된 블록 확산 방식은 블록 크기인 M 칩 단위로 같은 인덱스의 ZCZ 부호가 곱해져 있다. 이러한 특성과 순환 블록 칩의 길이가 M 칩인 특성으로 인해 제안하는 블록 확산 방식은 M 칩 길이 내의 사용자간 접속시간 동기오차 환경에서는 수신단의 블록 역확산 과정 후에 MAI가 사라지는 특성을 가진다. 이에 대한 자세한 내용은 다음 장에서 설명한다.

제안하는 기법은 블록 확산 방식에 의해 데이터 용량의 손실이 발생할 수 있다. 우선 순환 칩에 의한 데



(a) 기존의 시간 확산된 칩 구조
(a) traditional time-spreading scheme



(b) 제안된 방식의 확산된 칩 구조
(b) proposed block-spreading scheme

그림 5. 기존 시간 확산 방식과 제안된 블록 확산 방식의 확산된 송신 칩 구조 비교
Fig. 5. Comparison of chip structure of proposed block-spreading scheme and traditional time-spreading scheme

이더 용량 손실이 발생한다. 하지만 송신 칩수에 대한 순환 칩수의 비율은 $2M/MN=2/N$ 이고, 셀룰러 통신 환경에서 셀의 크기에 따라 각 셀은 수백에서 수만 명을 수용하므로 코드 길이 N 은 셀의 사용자수의 2배 이상으로 설정하여야 한다. 따라서 제안하는 기법은 전체 송신 심볼의 1/8가량을 차지하는 보호구간을 삽입하는 방식에 비해 주파수 효율을 높일 수 있다. 그리고 제안하는 기법은 확산된 한 데이터 심볼 블록이 $N_C \times M \times N$ 개의 심볼로 이루어져 있기 때문에, 한 데이터 심볼 블록의 일부만 데이터가 채워져 전송할 때 발생하는 데이터 용량의 손실이 발생할 수 있다. 이러한 손실은 여러 개의 데이터 블록 중 가장 마지막의 데이터 블록에서만 발생하므로, 데이터 송신시에 전송하는 데이터 블록의 수가 많아질수록 상대적으로 손실의 비율은 줄어든다.

확산과 역확산 과정이 필요한 부호 분할 다중접속 방식에서는 초기 지연 시간이 발생하고, 블록 확산 방식의 경우 지연은 블록 크기에 비례하여 증가하는 단점이 있다. 제안하는 기법은 블록 확산으로 인해 송수신 과정의 초기에 $2 \times N_C \times M \times N$ 개의 심볼 전송 시간만큼의 시간 지연이 발생한다. 그러나 데이터 송수신시에 전송하는 데이터 블록의 수가 많아질수록 송수신 과정 초기에 발생하는 초기 지연시간의 비율은 전체 송수신 시간에 비해 줄어든다. 또한 이러한 데이터 손실들은 송수신 시스템에서 필요한 접속시간 동기오차 허용범위에 따라 블록 크기 M 을 최솟값으로 설정하여 최소화 할 수 있다.

2.3 수신단 시스템 모형

그림 6은 제안된 시스템의 수신단 구조이다. 전체적인 데이터 복조 과정은 다음과 같다. 수신단에서 각 사용자의 신호가 수신되면, 복조하고자하는 사용자 신호의 접속시간에 맞춰 N_C -point FFT(Fast Fourier Transform)를 수행한다. 그 다음 블록 역확산을 수행하고, SIC 기법을 이용한 채널보상 및 간섭제거를 수행한다. 그리고 마지막으로 데이터를 판별하게 된다.

상향링크의 수신단에서 각 사용자의 신호는 다중경로 페이딩 채널을 거쳐 서로 다른 접속시간에 수신된다. L 개의 경로를 가지는 다중경로 페이딩 채널을 통과한 p 번째 사용자의 신호 $r^{(p)}(t)$ 는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$r^{(p)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} x^{(p)}(t - \tau_l^{(p)}). \quad (4)$$

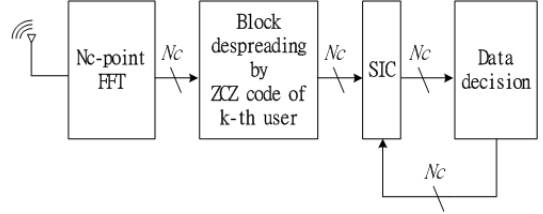


그림 6. 수신단 구조
Fig. 6. The structure of the receiver

여기서 $h_l^{(p)}$ 은 p 번째 사용자의 l 번째 경로의 페이딩 계수이고, 거리 감쇄를 포함한다. 따라서 완벽한 전력 제어 환경에서는 식 (3)의 $|A_c^{(p)}|^2 = 1 / \sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(p)}|^2$ 이라고 가정한다. 이후 본 논문에서는 완벽한 전력 제어 환경을 가정하여 설명을 진행한다. $\tau_l^{(p)}$ 는 p 번째 사용자의 l 번째 경로의 지연 시간이다. 본 논문에서는 최대 다중경로 지연시간은 한 송신 심볼의 길이를 넘지 않는다고 가정한다. 그리고 블록 확산된 한 데이터 블록이 전송되는 동안 채널은 변하지 않는다고 가정한다. 또한 식 (4)의 각 사용자의 신호는 상향링크 수신단에서 사용자간 접속시간 동기오차를 가지고 수신되며, 수신된 전체 사용자 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{p=1}^P r^{(p)}(t - t_d^{(p)}) + n(t). \quad (5)$$

여기서 $t_d^{(p)}$ 는 p 번째 사용자의 접속시간 동기오차이며, 본 논문에서는 $[-t_{d,max}/2, t_{d,max}/2]$ 범위 내에서 균등 분포로 발생한다고 가정한다. 여기서 $t_{d,max}$ 는 최대 사용자간 접속시간 동기오차이다. 본 논문에서는 $t_{d,max}$ 는 MT 보다 작다고 가정한다. T 는 한 OFDM 심볼의 길이이다. $n(t)$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이다.

그림 7은 전체 사용자수 $P=4$, 블록길이 $M=4$ 이고, 수신단에서 각 사용자 신호의 접속시간 동기오차가 $[-t_{d,max}/2, t_{d,max}/2]$ 범위 내에 발생하였을 때, 수신 신호의 구조를 표현한 예이다. 그림 7에서 왼쪽 첫 번째 점선은 순환 칩을 제외한 첫 번째 사용자 신호의 접속시간이고, 왼쪽에서 두 번째, 세 번째 점선은 첫 번째 사용자의 N_C -point FFT 구간의 예이다. 각 OFDM 심볼에는 해당 심볼에 곱해진 ZCZ부호를 표기하였다. 수신된 신호는 복조하고자하는 각 사용자 신호의 접속시간에 맞춰 복조를 수행한다. 예를 들어

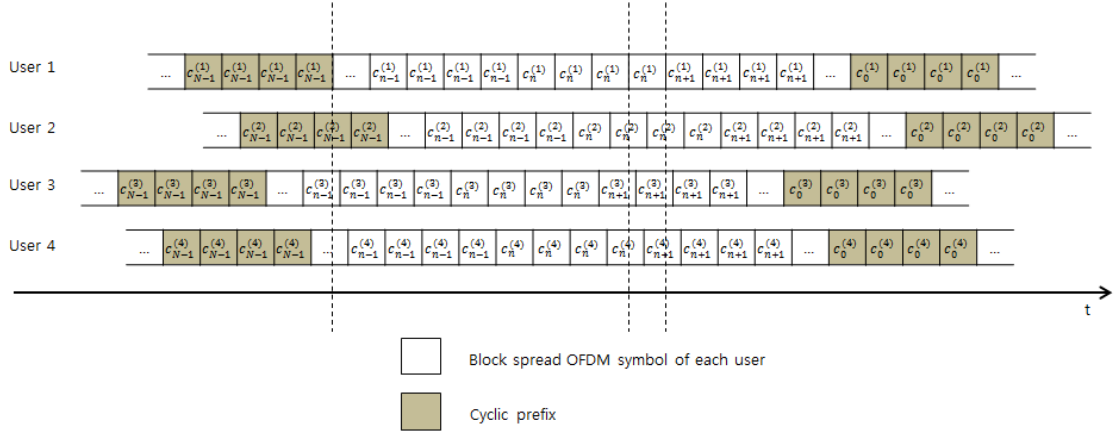


그림 7. 사용자간 접속시간 동기오차가 존재할 때 제안하는 기법의 수신 신호 구조
 Fig. 7. Received signal structure of the proposed scheme in access timing offset environment

임의의 q 번째 사용자 신호의 접속시간에 맞춰 데이터를 복조할 경우, 그림 7에서 보인바와 같이, 한 사용자의 N_C -point FFT 구간에서 다음과 같이 3가지 경우로 다른 사용자의 칩이 위치하게 된다.

case1 : q 번째 사용자의 부호와 인덱스가 같은 부호가 곱해진 다른 사용자의 칩이 위치하는 경우(그림 7의 User 2)

case2 : q 번째 사용자의 부호와 인덱스 오차가 +1 또는 -1인 부호가 곱해진 다른 사용자의 칩이 위치하는 경우(그림 7의 User 3)

case3 : case1에 해당하는 다른 사용자의 칩과 case2에 해당하는 다른 사용자의 칩이 동시에 존재하는 경우(그림 7의 User 4)

모든 경우에 대해 각 사용자의 신호에 곱해진 ZCZ 부호의 인덱스 오차는 $[-1 \ 0 \ 1]$ 이내에 있음을 알 수

있다. 이러한 특성으로 인해 제안하는 기법은 각 사용자 신호의 접속시간 동기오차가 $[-t_{d, \max}/2 \ t_{d, \max}/2]$ 범위 내에 존재하면 수신단의 복조과정의 블록 역확산 과정 후에는 모든 MAI가 사라지는 특성을 가진다. 자세한 복조과정은 다음절에서 설명한다.

III. 제안하는 시스템의 간섭 특성 및 제거 기법

3.1 사용자간 간섭(MAI)이 없는 특성

수신단에서는 데이터 복조를 위해 그림 7의 왼쪽에서 두 번째, 세 번째 점선으로 나타난 것과 같이 복조하고자 하는 q 번째 사용자 신호의 접속시간 동기오차를 고려하여 N_C -point FFT를 수행한다. FFT를 수행한 q 번째 사용자의 k 번째 부분송파로 전송된 u 번째 칩의 판별신호 $R_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)}$ 는 식 (5)를 이용하여 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)} = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T}^{t_d^{(q)} + uT} [r^{(q)}(t - t_d^{(q)}) + \sum_{p \neq q} r^{(p)}(t - t_d^{(p)}) + n(t)] e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt \quad (6)$$

$$= D_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)} + \sum_{p \in G_a} MAI_{u,k}^{(p)} + N_{u,k}^{(q)}$$

$$MAI_{u,k}^{(p)} = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T}^{t_d^{(q)} + uT} r^{(p)}(t - t_d^{(p)}) e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt$$

$$= \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T}^{t_d^{(q)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} x^{(p)}(t - t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)}) e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt + \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}}^{t_d^{(q)} + uT} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} x^{(p)}(t - t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)}) e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt$$

$$= \frac{A_c^{(p)}}{T} \sum_{k'=0}^{N_C-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}}^{t_d^{(q)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}} e^{j2\pi f_k(t - t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)} - uT)} e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt X_{(ZCZ.B)u,k}^{(p)}$$

$$+ \frac{A_c^{(p)}}{T} \sum_{k'=0}^{N_C-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}}^{t_d^{(q)} + uT} e^{j2\pi f_k(t - t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)} - uT)} e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt X_{(ZCZ.B)[u+1 \bmod MN],k}^{(p)} \quad (7)$$

식 (6)에서 $D_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)}$ 는 블록 확산된 q 번째 사용자의 k 번째 부반송파로 전송된 u 번째 칩의 판별 신호이고, $MAI_{u,k}^{(p)}$ 는 q 번째 사용자의 k 번째 부반송파로 전송되는 u 번째 칩에 포함된 p 번째 사용자 신호의 간섭이다. $N_{u,k}^{(q)}$ 는 N_C -point FFT 후에 남은 q 번째 사용자의 k 번째 부반송파로 전송된 u 번째 칩의 복조신호에 남은 잡음 성분이다. 식 (6)에서 $MAI_{u,k}^{(p)}$ 를 식 (3), (4), (5)를 이용해 정리하면 식 (7)과 같이 정리 할 수 있다.

식 (7)에서 $\Delta^{(p)}$ 는 q 번째 사용자의 FFT 구간의 시작점에서 FFT구간 내에 존재하는 p 번째 사용자 신호의 칩 경계까지의 시간이다. u' 는 p 번째 사용자 신호에서 간섭을 주는 칩의 인덱스이다. u' 는 $t^{(p)}$ 값에 의해 결정되고, $\lfloor u - M/2 \rfloor \lfloor u + M/2 \rfloor$ 내의 정수이다. 식 (7)에서

$$\sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{T} h_l^{(p)} \int_{t_d^{(p)} + (u-1)T}^{t_d^{(p)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}} e^{j2\pi f_c(t-t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)} - u'T)} e^{-j2\pi f_c(t-t_d^{(p)})} dt$$

부분은 FFT 구간 내에서 앞쪽에 위치한 p 번째 사용자 신호의 k' 번째 부반송파의 u' 번째 칩에 의한 간섭 계수이고 $I_{(pre)k,k'}^{(p)}$ 로 표기한다. $I_{(pre)k,k'}^{(p)}$ 에서 $e^{j2\pi f_c(t-t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)} - u'T)}$ 는 주기가 T/k' 이므로 u' 값에 상관없이 동일한 값을 가지고 $e^{-j2\pi f_c(t-t_d^{(p)})}$ 또한 주기가 T/k' 이므로 $I_{(pre)k,k'}^{(p)}$ 를 정리하면

$$I_{(pre)k,k'}^{(p)} = \frac{A_c^{(p)}}{T} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} \int_{t_d^{(p)} + (u-1)T}^{t_d^{(p)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}} e^{j2\pi f_c(t-t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)} - u'T)} e^{-j2\pi f_c(t-t_d^{(p)})} dt$$

$$= \frac{A_c^{(p)}}{T} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} \int_{t_d^{(p)} + \Delta^{(p)}}^{t_d^{(p)} + \Delta^{(p)} + T} e^{j2\pi f_c(t-t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)})} e^{-j2\pi f_c(t-t_d^{(p)})} dt$$

(8)

로 정리할 수 있고, $I_{(pre)k,k'}^{(p)}$ 는 모든 u' , u 값과 상관없이 동일한 값을 가진다. 같은 방법으로 식 (7)에서 FFT 구간 내에서 뒤쪽에 위치한 p 번째 사용자 신호의 k'' 번째 부반송파의 $[u' + 1 \bmod MN]$ 번째 칩에 의한 간섭 계수 $I_{(post)k,k''}^{(p)}$ 도 정리하면

$$I_{(post)k,k''}^{(p)} = \frac{A_c^{(p)}}{T} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} \int_{t_d^{(p)} + (u-1)T}^{t_d^{(p)} + (u-1)T + \Delta^{(p)}} e^{j2\pi f_c(t-t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)} - u'T)} e^{-j2\pi f_c(t-t_d^{(p)})} dt$$

$$= \frac{A_c^{(p)}}{T} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} \int_{t_d^{(p)} + T}^{t_d^{(p)} + T + \Delta^{(p)}} e^{j2\pi f_c(t-t_d^{(p)} - \tau_l^{(p)})} e^{-j2\pi f_c(t-t_d^{(p)})} dt$$

(9)

으로 나타낼 수 있고, $I_{(pre)k,k'}^{(p)}$ 와 마찬가지로 $I_{(post)k,k''}^{(p)}$ 도 모든 u' , u 값과 상관없이 동일한 값을 가진다. 따라

서 식 (7)은 식 (8), (9)를 이용하여

$$MAI_{u,k}^{(p)} = \sum_{k'=0}^{N_C-1} I_{(pre)k,k'}^{(p)} X_{(ZCZ.B)u',k'}^{(p)} + \sum_{k''=0}^{N_C-1} I_{(post)k,k''}^{(p)} X_{(ZCZ.B)[u'+1 \bmod MN],k''}^{(p)}$$

$$= I_{(pre)k}^{(p)} X_{(ZCZ.B)u'}^{(p)} + I_{(post)k}^{(p)} X_{(ZCZ.B)[u'+1 \bmod MN]}^{(p)}$$

(10)

으로 정리 할 수 있다. $I_{(pre)k}^{(p)}$ 는 $I_{(pre)k,k'}^{(p)}$ 를 k' 번째 원소로 갖는 간섭계수 행렬이고, $I_{(post)k}^{(p)}$ 는 $I_{(post)k,k''}^{(p)}$ 를 k'' 번째 원소로 갖는 간섭계수 행렬로 두 행렬 모두 $1 \times N_C$ 의 크기를 가진다. 제안하는 기법은 보호구간이 없기 때문에 사용자간 타이밍 오차와 각 사용자의 다중경로 신호에 의한 간섭이 발생한다.

수신단에서 FFT 과정 후에는 블록 역확산을 수행한다. 블록 역확산 후에 q 번째 사용자의 k 번째 부반송파로 전송되는 m 번째 심볼에 존재하는 p 번째 사용자의 간섭 성분 $\widehat{MAI}_{m,k}^{(p)}$ 는 식 (10)을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\widehat{MAI}_{m,k}^{(p)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} MAI_{u+nM,k}^{(p)}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} I_{(pre)k}^{(p)} X_{(ZCZ.B)u'+nM}^{(p)} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} I_{(post)k}^{(p)} X_{(ZCZ.B)[u'+1+nM \bmod MN]}^{(p)}$$

(11)

식 (11)에서 u' 번째 칩에 포함된 데이터 심볼의 인덱스가 m' 이면 $[u' \bmod M] = m'$ 이고, 식 (1)에 의해 $X_{(ZCZ.B)u'+nM}^{(p)} = c_n^{(p)} X_{m'}^{(p)}$ 이므로, $X_{(ZCZ.B)[u'+1+nM \bmod MN]}^{(p)} = c_n^{(p)} X_{[m'+1 \bmod M]}^{(p)}$ 으로 나타낼 수 있다. 여기서 $I_{(pre)k}^{(p)}$, $I_{(post)k}^{(p)}$ 는 u' , u 값과 상관없이 모든 칩에 대해 동일한 값을 가지는 특성과 식 (2)의 ZCZ 부호의 특성을 이용하여 식 (11)을 정리하면 다음과 같다.

$$\widehat{MAI}_{m,k}^{(p)} = I_{(pre)k}^{(p)} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(p)} X_m^{(p)} + I_{(post)k}^{(p)} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(p)} X_{[m'+1 \bmod M]}^{(p)}$$

$$= 0.$$

(12)

여기서, 그림 7로 설명한 바와 같이 사용자간 접속 시간 동기오차가 $[-t_{d,\max}/2, t_{d,\max}/2]$ 내에서 발생하

면 $n', n'' \in \{n-1, n, n+1\}$, $m' \in \{1, 2, \dots, M\}$ 이다. 또한 $q \neq p$ 이므로 식 (2)에서 나타낸 ZCZ 부호의 특성으로 인해 $\sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(p)}$ 와 $\sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(p)}$ 는 0이 되므로 $\widehat{MA}_{m,k}^{(p)}$ 는 0이 됨을 알 수 있다. 이는 복조하려는 q 번째 사용자를 제외한 나머지 사용자의 신호의 간섭들에 대해 모두 동일하므로 식 (6)의 $\sum_{p \in G_s} MAI^{(p)}$ 는 블록 역확산 과정 후 0이 된다. 보호구간을 삽입하는 기존의 SC-FDMA 기법의 경우에는 접속시간 동기오차가 존재하는 다른 사용자 신호와 그 다중경로 신호가 보호구간내에 존재하는 환경에서만 다른 사용자의 간섭이 없지만, 제안하는 기법은 접속시간 동기오차가 존재하는 다른 사용자 신호와 그 다중경로 신호가 $[-t_{d,\max}/2, t_{d,\max}/2]$ 구간 내에 존재하면 보호구간 없이도 다른 사용자의 간섭이 사라지는 특성을 가진다. 따라서 제안하는 기법은 $[-t_{d,\max}/2, t_{d,\max}/2]$ 구간 내에서 사용자간 동기오차가 발생하면, 사용자간 동기화 및 전력제어를 위한 레인징 과정을 수행할 필요가 없다.

3.2 SIC를 이용한 자기 신호의 ISI, ICI 제거 기법
 식 (6)에서 판별신호인 $D_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)}$ 는 식 (7), (8), (9), (10)에서의 과정과 동일한 방법으로 정리하면

$$\begin{aligned} D_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)} &= \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T}^{t_d^{(q)} + uT} r^{(q)}(t - t_d^{(q)}) e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{l=0}^{L-1} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T + \tau_l}^{t_d^{(q)} + (u-1)T + \tau_l + T} h_l^{(q)} x^{(q)}(t - t_d^{(q)} - \tau_l) e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{l=0}^{L-1} \int_{t_d^{(q)} + (u-1)T + \tau_l}^{t_d^{(q)} + uT} h_l^{(q)} x^{(q)}(t - t_d^{(q)} - \tau_l) e^{-j2\pi f_k(t - t_d^{(q)})} dt \\ &= ISI_k^{(q)} X_{(ZCZ.B) \lfloor u-1 \bmod MN \rfloor}^{(q)} + ICI_k^{(q)} X_{(ZCZ.B)u}^{(q)} \end{aligned} \quad (13)$$

로 정리 할 수 있다. 여기서 $ISI_k^{(q)}$ 는 $X_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)}$ 에 대한 ISI(Inter Symbol Interference)행렬이고, $ICI_k^{(q)}$ 는 $X_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)}$ 에 대한 ICI(Inter Carrier Interference)행렬로 u 값에 상관없이 동일한 값을 가진다. $ISI_k^{(q)}$, $ICI_k^{(q)}$ 는 모두 $1 \times N_C$ 의 크기를 가진다. 제안하는 기법은 보호구간이 없으므로 다중경로에 의해 $D_{(ZCZ.B)u,k}^{(q)}$ 에는 모든 부반송파의 칩에서 간섭이 발생한다. 식 (13)에서 u 번째 칩에 포함된 데이터 심볼의 인덱스가 m 이라 가정하면, 식 (11), (12)와 동일한 방법으로 블록 역확산 후의 q 번째 사용자의 k 번째 부반송파로 전

송되는 m 번째 심볼의 판별신호 $\overline{D}_{m,k}^{(q)}$ 는

$$\begin{aligned} \overline{D}_{m,k}^{(q)} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} D_{(ZCZ.B)u+nM,k}^{(q)} \\ &= ISI_k^{(q)} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} X_{(ZCZ.B) \lfloor u-1 \bmod MN \rfloor}^{(q)} \\ &\quad + ICI_k^{(q)} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} X_{(ZCZ.B)u}^{(q)} \\ &= ISI_k^{(q)} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(q)} X_{[m-1 \bmod M]}^{(q)} \\ &\quad + ICI_k^{(q)} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(q)} X_m^{(q)} \end{aligned} \quad (14)$$

로 정리할 수 있다. 식 (14)에서, 그림 4에 나타낸 블록 확산 기법의 특성에 의해 $m=0$ 일 때는 $n' = [n-1 \bmod M]$ 이고, $m \neq 0$ 이면 $n' = n$ 이다.

3.2.1 데이터 블록의 첫 번째 심볼의 간섭 제거

그림 4에서 나타낸 굵은 테두리 내의 블록 확산된 하나의 데이터 블록에서 $m=0$ 일 때 즉, 데이터 블록의 첫 심볼을 블록 역확산 할 때는 식 (14)에의 $n' = [n-1 \bmod M]$ 을 만족한다. 다시 설명하자면, 확산된 데이터 블록의 첫 칩들에 곱해진 ZCZ 부호는 바로 전 칩에 곱해진 부호와 인덱스 값이 1차이가 난다. 따라서 식 (2)에 나타낸 ZCZ 부호의 특성으로 인해 식 (14)에서 $\sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(q)} = 0$ 이고, $\sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(q)} = N$ 이다. 그러므로 식 (14)는 다음과 같이 정리 된다.

$$\overline{D}_{0,k}^{(q)} = ICI_k^{(q)} X_0^{(q)}. \quad (15)$$

그리고 $\overline{D}_{0,k}^{(q)}$ 를 k 번째 원소로 가지는 $N_C \times 1$ 크기의 행렬 $\overline{D}_0^{(q)}$ 는 정리하면

$$\overline{D}_0^{(q)} = ICI^{(q)} X_0^{(q)} \quad (16)$$

이 된다. 여기서 $ICI^{(q)}$ 는 각 k 행이 $ICI_k^{(q)}$ 행렬로 이루어진 행렬이다. $k = [0, 1, \dots, N_C - 1]$ 이므로 $ICI^{(q)}$ 행렬의 크기는 $N_C \times N_C$ 이다. 식 (16)에서 알 수 있듯이 데이터 블록의 첫 심볼은 ISI가 없고, ICI만 존재한다. 그러므로 데이터 블록의 첫 심볼은 나머지 심볼들과 달리 그림 6의 복조과정 중 SIC 단계에서 채널 보상을 통한 ICI 제거만 수행하면 된다. 채널 추정을 통해 ICI 행렬을 추정하고, 추정된 ICI 행렬을 이용한

MMSE(Minimum Mean Squared Error) 기법을 통해 채널 보상을 수행하면 q 번째 사용자의 첫 번째 판별신호 행렬 $\hat{X}_0^{(q)}$ 는

$$\hat{X}_0^{(q)} = Z_{MMSE} \bar{D}_0^{(q)} = ICI^{(q)H} (ICI^{(q)} ICI^{(q)H} + v_n E)^{-1} ICI^{(q)} X_0^{(q)}. \quad (17)$$

으로 정리할 수 있다¹⁶⁾. 식 (17)에서 Z_{MMSE} 는 MMSE 기법을 이용한 채널 보상 행렬이고, v_n 은 SIC 단계에서 남은 잡음의 분산이고, E 는 단위행렬이다.

3.2.2 데이터 블록의 첫 번째 심볼을 제외한 나머지 심볼의 간섭 제거

식 (14)에서 데이터 블록의 첫 심볼을 제외한 다른 심볼에서는 즉, $m \neq 0$ 일 때는 $n = n'$ 이므로 $\sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(q)} c_n^{(q)} = N$ 이 된다. 따라서 $m \neq 0$ 일 때 식 (14)는 다음과 같이 정리된다.

$$\bar{D}_{m,k}^{(q)} = ISI_k^{(q)} X_{m-1}^{(q)} + ICI_k^{(q)} X_m^{(q)}. \quad (18)$$

$\bar{D}_{m,k}^{(q)}$ 를 k 번째 원소로 가지는 $N_C \times 1$ 행렬 $\bar{D}_m^{(q)}$ 은 정리하면

$$\bar{D}_m^{(q)} = ISI^{(q)} X_{m-1}^{(q)} + ICI^{(q)} X_m^{(q)} \quad (19)$$

이 된다. 여기서 $ISI^{(q)}$ 는 각 k 행이 $ISI_k^{(q)}$ 행렬로 이루어진 $N_C \times N_C$ 행렬이다. 데이터 블록의 두 번째 심볼부터는 ISI, ICI가 모두 존재한다. 따라서 데이터 블록의 첫 번째 심볼을 제외한 나머지 심볼들은 SIC 기법을 이용해 ISI 및 ICI를 제거한다. 우선, 채널 추정을 통해 얻은 ISI행렬과 추정된 이전 심볼을 이용하여 ISI를 계산하여 제거한다. 그리고 ICI 행렬과 MMSE 기법을 이용한 채널 보상을 수행하여 ICI도 제거한다. SIC과정 후의 q 번째 사용자의 m 번째 판별신호 행렬 $\hat{X}_m^{(q)}$ 은 식 (20)과 같이 정리 할 수 있다. 식 (20)에서 $\hat{X}_{m-1}^{(q)}$ 은 복조하고자 하는 m 번째 데이터 심볼의 이전 추정 심볼이다. 데이터 블록의 m 번째 최종 판별신호 행렬 $\hat{R}_m^{(q)}$ 는

$$\hat{R}_m^{(q)} = \hat{X}_m^{(q)} + \hat{N}_m \quad (21)$$

으로 정리 할 수 있다. 제안하는 기법의 SIC 기법을 통한 첫 번째 데이터 심볼을 제외한 나머지 심볼들의 ISI 억제 성능은 실험 결과에서 서술하였다. $m=0$ 일 때도 최종 판별신호 행렬은 식 (21)과 동일하다. 식 (21)에서 \hat{N}_m 는 모든 복조과정을 거친 잡음 신호이다. 이렇게 얻은 최종 판별신호 행렬 $\hat{R}_m^{(q)}$ 의 값에 따라 $\hat{R}_m^{(q)}$ 행렬의 k 번째 원소인 $\hat{R}_{m,k}^{(q)}$ 들을 판별하여 추정 데이터 심볼을 구한다. 추정 데이터 심볼은 앞서 설명한 것과 같이 다음 심볼의 SIC과정에도 이용한다.

제안하는 기법에서 $m=0$ 일 때의 데이터 판별 신호에는 ISI가 없으므로 높은 신뢰도를 가진다. 이러한 특성은 앞 심볼부터 순차적으로 간섭을 제거해나가는 SIC 방식에 적합하다. 따라서 제안하는 기법은 보호 구간 없이도 다중경로에 의한 간섭을 효과적으로 제거하여 다중경로에 강인한 특성을 가진다.

IV. 실험 결과

이번 절에서는 제안하는 기법과 기존의 상향링크 다중접속 기법간의 성능을 비교한다. 공통적인 실험 변수는 표 1과 같다. 표 1에 대해서, 제안하는 기법에 사용하는 ZCZ 부호는 전체 부호의 절반만 사용할 수 있기 때문에 제안하는 기법의 전체 데이터 전송속도는 1/2로 줄어든다. 따라서 전체 데이터 전송속도를 일치시키기 위해 제안하는 기법은 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식을 사용하였고, 기존의 SC-FDMA 기법은 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식을 사용하였다. 하지만 제안하는 기법은 보호구간이 없으므로 보호구간이 없는 만큼의 데이터 전송속도 차이는 존재한다. 채널 환경은 두 가지를 고려하였다. 첫 번째로 고려한 채널환경은 ITU-R Extended Pedestrian A 채널 모델이다¹⁷⁾. 두 번째로 고려한 채널 환경은 ITU-R Extended Vehicular A 채널이고, 더 심한 다중경로 페이딩을 고려하기 위한 채널환경이다. 사용자 간 접속시간 동기오차는 설정된 범위 내에서 균등분포로 발생하도록 설정하였다.

그림 8과 9는 상향링크에서 기존 SC-FDMA 기법

$$\hat{X}_m^{(q)} = Z_{MMSE} (\bar{D}_m^{(q)} - ISI^{(q)} \hat{X}_{m-1}^{(q)}) = ICI^{(q)H} (ICI^{(q)} ICI^{(q)H} + v_n E)^{-1} (ICI^{(q)} X_m^{(q)} + ISI^{(q)} X_{m-1}^{(q)} - ISI^{(q)} \hat{X}_{m-1}^{(q)}) \quad (20)$$

표 1. 실험 변수

Table 1. Simulation Parameter

Parameter	Value
Number of subcarrier(N_C)	64
Number of user(P)	8
Length of ZCZ code(N)	16
Length of data block(M)	5
Length of transmission symbol(T)	$66.7\mu s$
Length of guard time	$5.2\mu s$
Modulation order	QPSK or 16QAM
Channel model	1. ITU-R Extended Pedestrian A channel 2. ITU-R Extended Vehicular A channel
Access timing error range	$[-0.3T/2 \quad 0.3T/2]$

과 보호구간을 제거한 기존 SC-FDMA 기법 그리고 제안하는 기법의 비트 에너지 대 잡음 비(E_b/N_0)에 따른 BER 성능을 비교한 그래프이다. SC-FDMA로 표기한 그래프는 기존의 SC-FDMA를 뜻하고, proposed는 제안하는 기법을 뜻한다. SC-FDMA는 각 사용자가 8개의 부반송파를 사용하고, 제안하는 기법은 각 사용자가 64개의 부반송파를 모두 사용한다. 그리고 보호구간의 유무에 따라 보호구간이 있는 것은 GI로, 보호구간이 없는 것은 noGI로 표기하였다. 범례의 $t_{d,max} = 0$ 는 사용자간 동기오차가 없는 환경을 뜻하고, $t_{d,max} = 0.3$ 는 사용자간 접속시간 동기오차가 표 1에 표기한 범위 내에서 균등분포로 발생하는 환경을 뜻한다.

우선 사용자간 접속시간 동기오차가 존재하는 환경의 실험 결과에 앞서 사용자간 접속시간 동기오차가 없는 이상적인 환경에서의 각 기법의 BER 성능은 기본적으로 변조방식의 차이로 인해 격차가 있다. 그림 8의 실험 결과를 보면 두 방식 간에는 변조 방식이 서로 다르므로 고려한 두 채널 모델 중 상대적으로 다중경로 페이딩이 심한 ITU-R Extended Vehicular A 채널에서 상대적으로 큰 BER 성능 격차가 발생하지만, 상대적으로 약한 다중경로 페이딩에 해당하는 ITU-R Extended Pedestrian A 채널에서는 약 3dB 정도로 BER 성능의 격차가 줄어든다.

그리고 본 논문의 초점인 사용자간 접속시간 동기오차의 유무에 따른 성능을 보기 위해 사용자간 접속시간 동기오차가 존재하는 환경을 고려하여 실험을

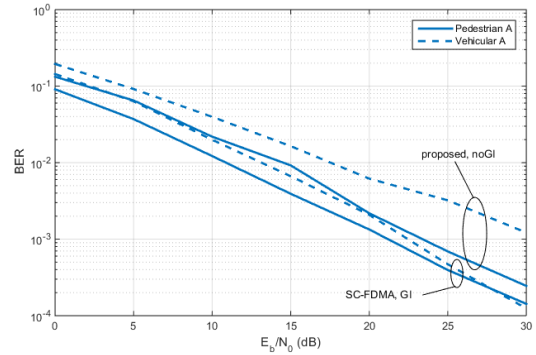


그림 8. 사용자간 접속시간 동기오차가 존재하지 않는 환경에서 제안하는 기법과 SC-FDMA 기법의 다중경로 환경과 E_b/N_0 에 따른 BER 성능 비교
Fig. 8. BER performance comparison of proposed scheme and SC-FDMA according to E_b/N_0 and multipath channel model In the absence of the access timing offset environment

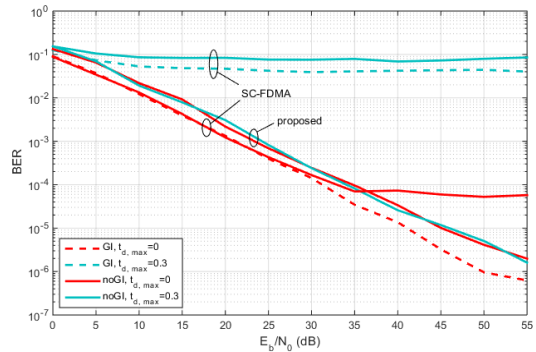


그림 9. 제안하는 기법과 SC-FDMA 기법의 사용자간 동기오차 환경과 E_b/N_0 에 따른 BER 성능 비교
Fig. 9. BER performance comparison of proposed scheme and SC-FDMA according to E_b/N_0 and access timing offset

수행하였다. 그림 9는 사용자간 접속시간 동기오차를 고려한 E_b/N_0 에 따른 BER 성능의 실험 결과이다. 그림 9를 보면 다중경로 페이딩과 0.3T 범위 내의 사용자간 접속시간 동기오차가 동시에 존재하면 기존 SC-FDMA 기법은 성능이 크게 저하되는 것을 알 수 있다. 반면에 제안하는 기법은 사용자간 접속시간 동기오차가 발생하여도 성능이 저하되지 않고 사용자간 접속시간 동기오차가 없는 환경과 같은 BER 성능을 유지하는 것을 확인 할 수 있다.

한편 그림 9에서, 기존 SC-FDMA기법은 사용자간 접속시간 동기오차가 없는 이상적인 환경에서도 보호구간이 없으면 다중경로에 의해 E_b/N_0 이 35dB 이상인 영역에서 BER 성능이 약 6×10^{-5} 정도로 수렴되는 것을 알 수 있다. 반면에 제안하는 기법은 보호구

간이 없음에도 SIC 기법으로 인해 35dB 이상의 E_b/N_0 영역에서도 BER 성능이 수렴하지 않고 E_b/N_0 에 따라 좋아지는 것을 알 수 있다.

그림 10은 제안하는 기법의 SIC를 이용한 다중경로 간섭 억제 성능 그래프이다. 범례의 noSIC 방식은 제안하는 기법에서 SIC 과정을 수행하지 않고 ICI 제거만 수행했을 때의 BER 성능이고, 범례의 SIC 방식은 SIC 과정을 수행하여 ISI 제거 후에 ICI 제거를 수행했을 때의 BER 성능이다. 실험은 E_b/N_0 가 30dB이고 ITU-R Extended Pedestrian A 채널 환경에서 수행하였다. 그래프의 가로축은 데이터 블록 내 데이터 심볼의 인덱스이고, 블록 길이 $M=5$ 이다. 실험 결과, 두 방식 모두 첫 번째 심볼은 ISI가 존재하지 않으므로 비슷한 BER 성능을 보이지만, noSIC 방식의 경우 첫 번째 심볼을 제외한 나머지 심볼들은 ISI를 제거하지 못해 BER 성능이 저하되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 SIC 방식의 경우에는 앞 심볼을 이용한 ISI 제거 과정을 수행하게 되므로 첫 번째 심볼을 제외한 나머지 심볼의 BER 성능이 큰 차이가 없음을 알 수 있다.

그림 11은 기존 상향링크 다중접속 기법과 제안하는 기법의 $t_{d,max}$ 에 따른 BER 성능 비교이다. 그림 11은 E_b/N_0 가 27dB이고, ITU-R Extended Pedestrian A 채널 환경에서 BER 성능 실험을 수행한 결과이다. 최대 접속시간 동기오차의 단위는 1 송신 심볼 길이 T 이다. SC-FDMA는 작은 접속시간 동기오차에도 심각한 성능저하가 발생하며, [7]에서 제안한 sparse block SC-FDMA 기법 또한 접속시간 동기오차에 따른 성능저하가 발생한다. [8]에서 제안한 ZCZ 부호를 이용한 시간 확산 방식은 타 기법에 비해 넓은 사용자간

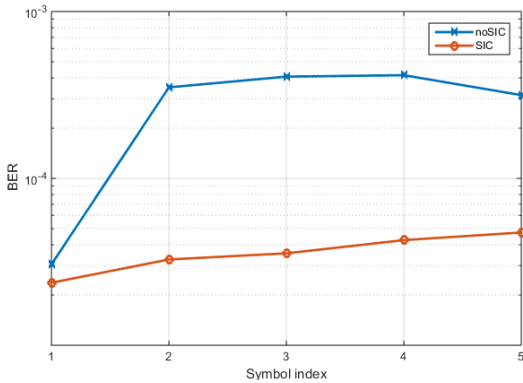


그림 10. 제안하는 기법의 SIC를 이용한 다중경로 간섭 억제 성능, $E_b/N_0 = 30dB$
Fig. 10. Multipath interference suppression performance of the proposed scheme using SIC

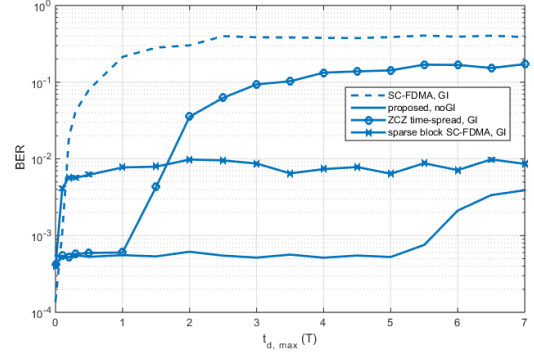


그림 11. 다중경로 페이딩 채널 환경에서 사용자간 접속시간 동기오차 범위에 따른 BER 성능 비교, $E_b/N_0 = 27dB$
Fig. 11. Comparison of BER performance according to access timing offset range in multipath fading channels

접속시간 동기오차 허용 구간을 가지지만, 사용자간 접속시간 동기오차 허용 구간이 1T를 넘지 못한다. 반면, 제안하는 기법은 보호구간을 삽입하지 않아도 데이터 블록길이인 5T까지 동기오차가 0인 환경 즉, 동기오차가 없는 환경의 BER 성능을 유지함을 알 수 있다. 따라서 기존의 사용자간 접속시간 동기오차에 강인한 기법들에 비해 월등히 넓은 사용자간 접속시간 동기오차 허용 범위를 가지고 있고, 허용 범위 내의 사용자간 접속시간 동기오차에 의한 간섭이 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

이동 통신 환경에서는 각 사용자의 이동에 따른 도플러 주파수가 발생한다. 이동 통신 환경에서의 각 사용자의 신호를 표현하기 위해 식 (4)의 p 번째 사용자의 신호를 수정하면 다음과 같다.

$$r^{(p)}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i^{(p)} x^{(p)}(t - \tau_i^{(p)}) e^{j2\pi f_d^{(p)} t}. \quad (22)$$

식 (22)에서 $f_d^{(p)}$ 는 p 번째 사용자의 도플러 주파수이다. 본 논문에서 $f_d^{(p)}$ 는 $[-f_{d,max}/2, f_{d,max}/2]$ 범위 내에서 균등 분포로 발생한다고 가정한다. 여기서 $f_{d,max}$ 는 최대 도플러 주파수 범위이다. 그림 12는 식 (22)에 나타낸 사용자 신호를 이용하여 최대 도플러 주파수 범위에 따른 SC-FDMA 기법과 제안하는 기법의 BER 성능이다. E_b/N_0 가 30dB 이고 ITU-R Extended Pedestrian A 채널 환경에서 실험 하였고, 사용자 수 $K=4$, 블록길이 $M=2$ 로 설정하였고, 제안하는 기법의 경우 ZCZ 부호의 길이 $N=8$ 이다. 또한 그림 12에서는 도플러 주파수와 사용자간 동기오차가 동시에 존재할 때의 BER 성능도 나타내었다. 이동 체

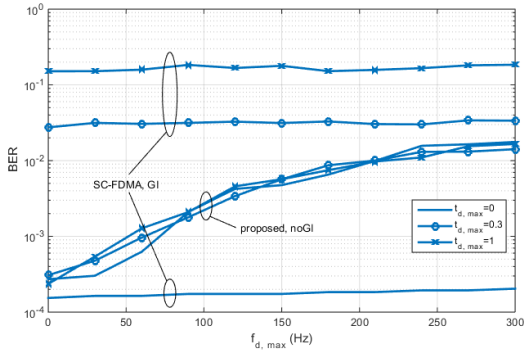


그림 12. 제안하는 기법과 SC-FDMA 기법의 최대 도플러 주파수 범위에 따른 BER 성능 비교, $P = 4, M = 2, N = 8$
 Fig. 12. BER performance comparison of proposed scheme and SC-FDMA according to maximum doppler frequency

널 환경에서는 각 사용자의 도플러 주파수에 의해 ZCZ 부호는 완벽한 직교성을 유지하지 못하고 사용자간 간섭을 일으킨다. 따라서 제안하는 기법은 최대 도플러 주파수 범위가 커짐에 따라 BER 성능이 저하된다. 하지만 제안하는 기법은 사용자간 접속시간 동기오차의 영향으로 인한 BER 성능 저하가 거의 발생하지 않는다. 반면, 기존 SC-FDMA 기법은 도플러 주파수만 있을 경우에는 제안하는 기법보다 좋은 성능을 보이지만, 도플러 주파수와 동시에 사용자간 동기오차가 존재하면 심각한 BER 성능저하가 나타난다. 따라서 도플러 주파수가 있는 환경에서 사용자간 동기오차도 동시에 존재하면, 제안하는 기법이 기존 SC-FDMA 기법보다 여전히 좋은 BER 성능을 유지할 수 있음을 알 수 있다.

그림 13은 접속시간 동기오차가 존재하는 환경에서, 완벽한 전력제어를 수행 했을 때와 완벽한 전력제어를 수행하지 못했을 때 기존의 SC-FDMA 기법과 제안하는 기법의 E_b/N_0 에 따른 BER 성능을 나타낸 그래프 이다. 두 기법 모두 $t_{d,max} = 0.2T$ 이고, ITU-R Extended Pedestrian A 채널 환경에서 실험 하였다. 완벽한 전력제어 환경에서의 성능은 범례에 controlled로 표기하였고, 식 (4)의 아래에서 설명한 대로 $|A_c^{(p)}|^2 = 1 / \sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(p)}|^2$ 인 환경에서의 성능이다. 전력제어 오차가 존재하는 환경은 범례에 not controlled로 표기하였고, $|A_c^{(p)}|^2 \sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(p)}|^2$ 이 완벽하게 1이 아니라 $10^{(P_d^{(p)}/10)}$ 로 모델링된다. 여기서 $P_d^{(p)}$ 는 p 번째 사용자의 전력 제어 오차이다. $P_d^{(p)}$ 의 값은 평균이 0이고 분산이 σ_{pe}^2 인 가우시안 분포를 따르는 랜

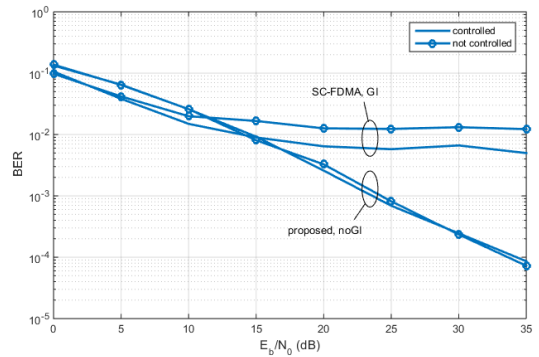


그림 13. 제안하는 기법과 SC-FDMA 기법의 전력제어에 따른 BER 성능 비교, $t_{d,max} = 0.2T$
 Fig. 13. BER performance comparison of proposed scheme and SC-FDMA according to power control

덤변수이다. 본 논문에서는 σ_{pe}^2 는 9로 설정하였다. 그림 13에서, 기존 SC-FDMA 방식은 사용자간 접속시간 동기오차가 있는 환경에서 전력제어 또한 완벽히 수행하지 못하면 사용자간 간섭량이 증가하여 BER 성능이 저하 되지만, 제안하는 기법의 경우에는 사용자간 간섭이 없으므로 사용자간 접속시간 동기오차 및 전력제어 오차에 상관없이 같은 BER 성능을 보인다.

V. 결 론

본 논문에서는 상향링크를 위한 사용자간 넓은 접속시간 동기오차 허용범위를 가지는 OFDM-CDMA 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 ZCZ 부호와 블록 확산의 특성으로 인해 보호구간 없이도 여러 송신 심볼 길이만큼의 사용자간 접속시간 동기오차 환경에서도 사용자간 간섭을 모두 제거할 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다. 제안하는 기법을 상향링크에 적용하였을 때, 사용자간 접속시간 동기오차 허용 범위가 아주 넓으므로 사용자간 동기화 부담 및 전력 제어 부담 즉, 레인징 과정의 부담을 크게 줄일 수 있고 이는 레인징 과정에 필요한 무선 자원을 절약하여 데이터 용량 향상에 기여할 것으로 기대된다. 제안하는 기법은 도플러 주파수가 있는 상향링크 환경에서는 ZCZ 부호가 완벽한 직교성을 유지하지 못하여 사용자간의 간섭이 발생한다. 하지만 제안하는 기법은 도플러 주파수가 있는 환경에서도 사용자간 접속시간 동기오차로 인한 성능저하는 여전히 발생하지 않는다. 또한, 제안하는 기법은 ZCZ 부호의 특성을 이용한 SIC 기법을 적용하여 보호구간이 없어도 다중경로에 강인한 특성을 가지고, 사용자간 간섭 제거 특성 또한

유지된다. 따라서 보호구간 제거를 통한 주파수 효율의 증대 효과도 가진다.

References

- [1] K. Kim, K. Choi, and K. Kim, "DFT-based channel estimation scheme for the uplink of LTE-A systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 2, pp. 307-309, Feb. 2015.
- [2] K. Kim, K. Choi, J. Lee, and K. Kim, "Adaptive multi-antenna channel estimation scheme for uplink multiuser environments," *J. KICS*, vol. 40, no. 7, pp. 1293-1295, Jul. 2015.
- [3] M. Irfan, J. Kim, and S. Shin, "Spectral and energy efficient spatially modulated non-orthogonal multiple access (NOMA) for 5G," *J. KICS*, vol. 40, no. 8, pp. 1507-1514, Aug. 2015.
- [4] IEEE LAN/MAN Standards Committee, broadband Wireless Access: IEEE MAN standard, IEEE 802.16.-2004, 2003.
- [5] S. H. Tsai, Y. P. Lin, and C.-C. J. Kuo, "Precoded multiuser OFDM transceiver in time asynchronous environment," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, No. 10, pp. 1863-1866, Oct. 2007.
- [6] H. Wei, L. Yang, and L. Hanzo, "Time-and frequency-domain spreading assisted MC DS-CDMA using interference rejection spreading codes for quasi-synchronous communications," in *Proc. IEEE VTC2004-Fall.*, vol. 1, pp. 389-393, Sept. 2004.
- [7] M. Rim, "A random access scheme robust to timing offsets for uplink OFDMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E92-B, no. 10, pp. 3274-3276, Oct. 2009.
- [8] B. Kim and K. Choi, "Uplink OFDMA schemes for loose multi-user synchronization," *ICTC*, pp. 417-421, Sept. 2011.
- [9] B. Kim and K. Choi, "Inter-user quasi-synchronous OFDMA for cooperative base stations systems," *The Korea Soc. Space Technol.*, vol. 9, no. 1, pp. 97-101, Mar. 2014.
- [10] J. Ahn and P. Song, "Prospect of 5G mobile communication development based on 3GPP," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 30, no. 12, pp. 37-50, Nov. 2013.
- [11] G. Kim and H. Park, "R&D issues and progress direction of mobile communication," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 32, no. 1, pp. 28-32, Dec. 2014.
- [12] K. Koo, K. Oh, and H. Youn, "A study on trend of research and development for 5G," in *Proc. KICS Fall Conf.*, pp. 266-267, Daejeon, Korea, Nov. 2014.
- [13] Z. Shengli, G. B. Giannakis, and C. Le Martret, "Chip-interleaved block-spread code division multiple access," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 2, pp. 235-248, Aug. 2002.
- [14] K. Choi and H. Liu, "Quasi-synchronous CDMA using properly scrambled walsh codes as user spreading sequences," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 7, pp. 3609-3617, Sept. 2010.
- [15] M. Park, K. Ko, B. Park, and D. Hong, "Effects of asynchronous MAI on average SEP performance of OFDMA uplink systems over frequency-selective rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 2, pp. 586-599, Feb. 2010.
- [16] M. Tuchler, A. C. Singer, and R. Koetter, "Minimum mean squared error equalization using a priori information," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 3, pp. 673-683, Mar. 2002.
- [17] Technologies Agilent, *Advanced design system - LTE channel model - R4-070872 3GPP TR 36.803 v0.3.0.*, 2008.

라 동 준 (Dong-jun Na)



2014년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 졸업
2014년 3월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 석사
<관심분야> OFDM 기반 다중 반송파 전송방식, FBMC 기반 다중 반송파 전송방식, 5G 이동통신 시스템

최 권 휴 (Kwonhue Choi)



1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
1996년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
2000년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
2000년 4월~2003년 2월 : 한국 전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원
2003년 2월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 교수
<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO 검출 알고리즘, CDMA 시스템