

논문 2010-47TC-3-2

이동 위성통신 시스템에서의 LTE 기반 AMC 방식을 위한 인터리버 설계

(Interleaver Design for Mobile Satellite Communication Systems Using
LTE based AMC Scheme)

여 성 문*, 홍 태 철**, 김 수 영***, 송 상 섭***, 안 도 섭**

(Sungmoon Yeo, Tae Chul Hong, Sooyoung Kim, Sang Seob Song, and Doseob Ahn)

요 약

다양한 네트워크 통합에 대한 요구사항의 증가로 인하여 미래에는 하이브리드/통합 위성-지상 시스템의 중요성이 증가할 것으로 예상된다. 이 경우 위성 시스템과 지상 시스템은 서로 호환성을 가지도록 하는 것이 시스템의 효율성 측면에서 매우 중요하다. 3GPP Long Term Evolution (LTE) 규격은 현재 4G 시스템의 가장 강력한 후보 중 하나이다. 따라서 본 논문에서는 3GPP LTE 규격에 바탕을 둔 이동 위성 시스템에서의 인터리버 설계에 대해 소개한다. LTE를 포함하는 모든 4G 지상 시스템 규격에서는 효과적인 자원의 사용을 위해 수 msec 단위로 개신이 가능한 적응적 변조 및 부호화를 채택하였다. 그러나 위성 시스템의 긴 왕복지연 때문에 이러한 적응형 방식을 그대로 적용하기는 불가능하고, 단기 페이딩에 효과적으로 대응할 수 없다. 따라서 이러한 단점을 극복하기 위한 방안으로써, 본 논문에서는 적응형 전송방식과 결합된 인터리버 방식을 제안한다. 특히, LTE 규격에 바탕을 둔 이동위성시스템을 고려하여 다양한 인터리버 설계 결과를 제시하고, 성능 시뮬레이션 결과를 비교 분석한다.

Abstract

Due to the increasing demand of network convergence, in future, hybrid/integrated satellite and terrestrial systems will play an important role. In that case, compatibilities between the satellite and terrestrial systems are very important for efficiency of the systems. 3GPP Long Term Evolution (LTE) is one of the most powerful candidates of the 4G system. Therefore, in this paper, we introduce the design of interleaver for mobile satellite system based 3GPP LTE specification. The 4G system including the LTE specification adopted adaptive modulation and coding (AMC) schemes for efficient usage of resources, and the updating interval of resource allocation is an order of msec. However, because of the long round trip delay of satellite systems, we cannot employ the same AMC scheme specified for the terrestrial system, and thus it cannot effectively counteract to short term fadings. Therefore, in order to overcome these problems, we propose an interleaver scheme combined with AMC. We present the interleaver design results considering mobile satellite system based on the LTE and analyze the simulation results.

Keywords : mobile satellite communications, IMT-Advanced, LTE, interleaver, adaptive modulation and coding

* 학생회원, *** 정회원, 전북대학교 전자정보공학부
(Chonbuk National University Electronic &
Information Engineering)

** 정회원, 한국전자통신연구원
(Electronics & Telecommunications Research
Institute)

※ 이 논문은 정보통신연구진흥원 IT 원천기술개발사업의 일환으로 수행되었음. (2008-F-010-01,
IMT-Advanced 위성접속기술 개발)
접수일자: 2009년11월3일, 수정완료일: 2010년3월18일

I. 서 론

IMT-Advanced 시스템에 포함될 대부분 지상 시스템의 규격은 OFDM 등의 기술을 기반으로 하는 다중 반송파 기술이 주류를 이루고 있다. 이는 급격히 증가하고 있는 고속 전송의 요구 사항을 만족시키면서도 이동통신 채널에서의 다중 경로 페이딩을 극복할 수 있

는 가장 효과적인 방법 중의 하나가 다중 반송파 전송 기술을 이용하는 것이기 때문이다. 그러나 위성 채널에서는 지상 이동 채널과는 달리 다중 경로 환경을 쉽게 찾을 수가 없으며, 다중 반송파 전송으로 인하여 가장 큰 문제점으로 지적되고 있는 첨두 전력 대 평균 전력 비 (peak to average power ratio ; PAPR) 문제가 고출력 종폭기에서 더 심각한 성능 열화를 야기할 수 있다는 문제점 때문에 다중 전송파 전송 기술을 적용하는 것이 별 이득이 없다는 인식이 다수를 차지하여 왔다^[1].

그러나 OFDM이 가지고 있는 가장 근본적인 장점, 효율적인 대용량 전송이 가능하다는 점과 향후 위성 지상 간의 혼합 망 또는 통합 망에 대한 중요도가 커지게 되어, 위성과 지상 간의 규격에 공통성이 있어야 하는 필요성이 제기됨에 따라 위성 시스템에서도 OFDM을 사용하는 데에 대한 여러 가지 연구가 진행되어 왔다^[2~4]. 이러한 여러 가지 사항들을 고려해 볼 때, 차세대 이동 위성 통신 규격은 지상 시스템의 규격과 최대한의 호환성을 갖도록 개발될 필요가 있을 것이다. 이러한 맥락에서 본 논문에서는 IMT-Advanced 시스템의 가장 강력한 후보 기술 중의 하나인 LTE에 기반된 이동 위성통신 기술을 고려한다.

그러나 위성 통신 시스템의 긴 왕복 시간 지연 등의 특성들로 인해서 지상 망과 다른 점이 많기 때문에 현재 지상 망의 특성에 맞도록 개발된 IMT-Advanced 규격을 위성 통신 시스템의 특성에 맞도록 수정할 필요가 있다. 특히, IMT-Advanced 시스템의 가장 두드러지는 특징 중의 하나는 변화하는 채널환경에 대응하기 위한 적응적 변조 및 부호화 (adaptive coding and modulation; AMC)를 활용한 적응형 전송 방식이 필수적으로 사용된다는 것이다. 그러나 정지궤도위성 시스템의 왕복 지연 시간은 약 0.5 초에 이르기 때문에 위성통신시스템의 적응적 전송 기술은 지상 시스템에서 사용되는 방식과는 달라야 할 것이다^[5].

위와 같은 정지궤도 위성시스템의 긴 왕복 지연 때문에, 위성시스템에서 AMC를 사용할 경우에는 그 간격은 거의 초 단위로 이루어져야 할 것이다. 따라서 위성통신 시스템에서의 적응형 전송은 약 수백 msec 단위 이하의 빠른 페이딩에는 효과적으로 대응할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 개선하기 위해서 기존의 LTE 기반 AMC 방식에 인터리버를 결합하는 방식을 제안한다.

위와 같은 기술적 필요성에 따라 참고 문헌 [6]에서

는 위성시스템에서 사용할 수 있도록 LTE 규격에 호환성을 갖는 인터리버가 제안되었다. 여기에서는 LTE에서 시간 축에서 데이터 전송의 기본 단위가 TTI (time transmission interval), 즉 서브 프레임들끼리 서로 데이터가 재배열될 수 있도록 함으로써 inter-TTI 인터리버라고 불렸다. 또한, LTE 규격에 정의되어 있는 HARQ에서 데이터 재전송 단위를 그대로 사용할 수 있도록 함으로써 효율성을 도모한 특징이 있다.

그러나 상기 제안된 인터리버의 경우 설계된 크기가 약 4~160 msec에 이르는 크기이며, LTE의 여러 가지 물리 채널 중 PMCH (physical multicast channel)에 대해서만 그 설계 결과가 소개된 바 있다. 따라서 본 논문에서는 실제 데이터의 전송이 이루어지는 물리 채널인 PDSCH (physical downlink shared channel)에 대한 인터리버를 위성 통신 시스템의 왕복 지연 시간을 고려하여 제안한다.

본 서론에 이어 II장에서는 인터리버 설계에 필요한 LTE 규격의 하향링크 구조를 분석하고 기존의 인터리버 설계 결과를 살펴본다. III장에서는 위성시스템의 특징을 고려하여 LTE 규격에 맞게 설계될 수 있는 인터리버의 구조를 소개하고 IV장에서 LTE 규격에서 제공하는 대역폭을 바탕으로 III장에서 설계한 인터리버 중 주파수 비 선택적 채널용 인터리버에 대한 성능 시뮬레이션 결과를 비교, 분석한 후 마지막으로 V장에서 결론을 맺기로 한다.

II. 인터리버 설계의 고려사항

1. LTE 규격의 하향링크 구조

LTE 규격에서 하나의 무선 프레임구조는 FDD와 TDD의 경우에 대하여 각각 정의되어 있다. 위성 시스템의 경우 FDD 방식을 사용할 가능성이 매우 크기 때문에, 본 논문에서는 FDD 방식에 대해 정의되어 있는 FS1 (Frame structure type 1)을 설명하고자 한다. 이 구조에서, 두 개의 슬롯은 하나의 서브 프레임으로 구성되며 하나의 서브 프레임 단위는 1 msec 길이의 TTI이다. 10 개의 서브 프레임, 즉 10 개의 TTI가 하나의 프레임을 형성하므로 한 프레임의 길이는 10 msec가 된다.

그림 1은 하향링크의 슬롯 구조를 나타낸 것인데 CP (cyclic prefix)를 사용하는 일반적인 OFDM 방식에 기반하고 있다. CP 구간의 길이는 아래의 표 1과 같이 기

표 1. 리소스 블록의 구성^[7]

Table 1. Configuration of resource blocks.

구성	부반송파 개수	OFDM 심볼 개수
일반 cyclic prefix $\Delta f = 15 \text{ kHz}$	12	7
		6
확장 cyclic prefix $\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	24	3

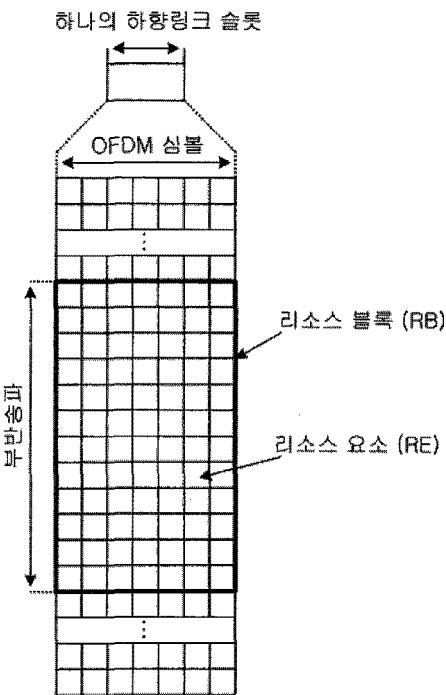


그림 1. 하향링크 슬롯 구조.

Fig. 1. The Downlink slot structure.

본 CP (normal CP)와 확장 CP (extended CP)로 정의되어 있다. CP의 선택은 일반적인 경우에는 기본 CP를 사용하게 되고, 커버리지가 매우 커서 긴 시간 지연이 발생하는 시스템 혹은 MBSFN (Multicast/Broadcast over Single Frequency Network)에서는 확장 CP를 사용하게 된다^[7]. 두 가지 경우 모두 부반송파의 대역폭 Δf 는 15 kHz이다.

두 개의 슬롯은 LTE 규격에서 제시된 채널 대역폭 별 리소스 블록 (resource block; RB)의 개수에 기반하여 구성되고, 하나의 RB 내에는 시간 축으로 일반적으로 7개의 OFDM 심볼이 있고, 주파수 축으로 15 kHz의 대역폭을 갖는 12 개의 부반송파가 있다. 그리고, 하향 링크 전송에서 사용되는 가장 작은 시간-주파수 단위로 써 리소스 성분 (resource element; RE)을 정의한다. 따

표 2. PDSCH에서 변조방식과 대역폭에 따른 RB와 RE 수

Table 2. The number of RBs and REs according to bandwidths at PDSCH.

채널 대역폭	1.4	3	5	10	15	20
RB	6	15	25	50	75	100
RE	720	1,800	3,000	6,000	9,000	12,000

라서, 그림 1에 나타나 있는 바와 같이 하나의 RB는 $7 \times 12 = 84$ 개의 RE로 구성된다고 말할 수 있다. 또한, 하나의 RB가 차지하는 대역폭은 $15 \text{ kHz} \times 12\text{개} = 180 \text{ kHz}$ 가 된다.

LTE 규격에서 실제 데이터를 전송하는 채널인 PDSCH (physical downlink shared channel)에서 대역폭에 따른 RB와 RE의 수를 아래의 표 2와 같이 정리하였다.

2. 기존 인터리버 구조

기존의 선행 연구에서는 TTI 단위로 인터리빙을 수행함으로써 지상 규격과의 최대 호환성을 가질 수 있도록 하는 방식을 제안하였으며, 이를 inter-TTI 인터리버라고 불렀다^[5]. 일반적으로 지상 시스템에서의 인터리버 설계에 사용되는 방법인 사용자의 이동 속도에 따른 상관 시간 (coherence time), T_c 를 분석하여 인터리버를 설계하였다.

그림 2는 inter-TTI 인터리빙의 개념도를 보여주고 있다. 인터리빙 과정을 좀 더 자세히 살펴보면, 먼저 터보 부호의 부호기에서 정보어와 패리티 한 쌍이 출력된다. 여기에서는, 부호화율이 1/3로 고정된 부호어가 출력되게 되는데 이 중 정보어는 부 블록 인터리버를

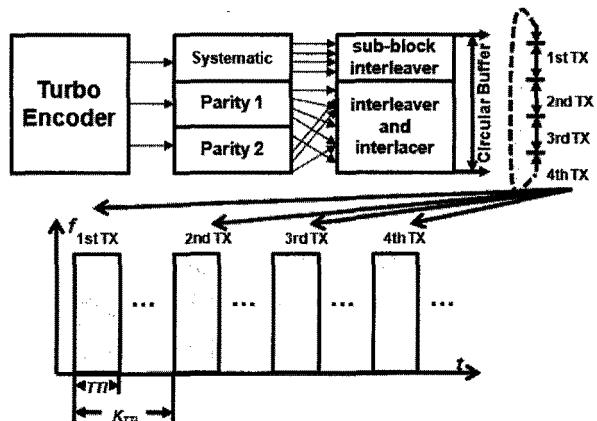


그림 2. Inter-TTI 인터리빙의 개념도.

Fig. 2. The concept of inter-TTI interleaving.

거치고 패리티 한 쌍은 인터리버와 디인터리버를 통해 섞이게 된다. 이후 지상 규격에서 사용되는 HARQ를 위하여 TTI 단위의 1~4번 째 재전송 블록으로 순환 버퍼에 쌓이게 된다. 이러한 기준의 LTE 규격과 호환성을 가지도록 하기 위하여 TTI 단위의 재전송 블록 단위로 인터리빙을 수행하도록 설계되었다. 쉽게 말해 이는 터보 부호화 과정을 거친 후 TTI 단위로 분할되어 있는 부호어를 여러 다른 시간대에 걸쳐 전송함으로써 인터리빙을 수행한다는 개념으로써 일종의 블록 인터리버에 해당한다.

Inter-TTI 인터리버에서 중요한 파라미터로는 인터리버 깊이를 결정하는 $kTTI$, 하나의 부호어를 나눈 조각의 개수 R_{TTI} , 그리고 각 하나의 조각을 통해 전송하는 OFDM 심볼의 개수인 L_{sub} 가 있다. 그림 2에서의 inter-TTI 인터리빙의 과정에 해당하는 구조적 모습은 블록(디) 인터리버로 생각할 수 있다.

참고문헌 [5]에서는 Inter-TTI 인터리버를 다음과 같이 LTE 규격의 DL-MBSFN (downlink-multicast broadcast single frequency network) 환경에서 설계한 인터리버를 소개하였다. 이 때, 사용자의 이동 속도는 각각 3과 30 km/h, 반송파 주파수는 2 GHz를 가정하였다. 대역폭은 5 MHz, 변조 방식은 QPSK를 가정하였다. 이 경우 정보어의 길이는 2496 비트, 부호어의 길이는 6300 비트이다. 사용된 채널 모델은 유럽의 Maestro 프로젝트 결과로 만들어진 Case 5 모델을 사용하여^[8], 상관 시간 $T_c \approx 90$ msec과 $T_c \approx 9$ msec인 경우에 대처

가 가능한 인터리버 설계 결과를 제시하였다. 아래의 그림 3은 인터리버 깊이가 40에 해당하는 설계 예를 블록 (디)인터리버의 구조적 모습으로 나타낸 것이다.

인터리버에서의 IU (interleaving unit)는 부호어를 구성하는 비트수 / R_{TTI} , 그리고 (디)인터리버의 브랜치 개수는 $kTTI$ / 1 msec으로서, R_{TTI} 가 4이고, 한 부호어로 전송 할 수 있는 비트수가 6300이기 때문에, IU는 $6300 / 4 = 1575$ 비트가 되며, 또한 $kTTI$ 가 40 msec이다.

III. LTE 기반 위성 AMC를 위한 인터리버 설계

본 장에서는 실제 데이터의 전송이 이루어지는 PDSCH에 대한 인터리버 설계 방식을 제안한다. 먼저 대부분의 경우 위성시스템에서의 전송은 직접파가 있어야 하는 경우가 대부분이므로 채널의 특성이 주파수 비선택적 특성을 가진다고 볼 수 있다. 따라서, 먼저 이러한 주파수 비선택적 환경에 적합한 인터리버 설계 결과를 소개한다. 이 경우 인터리빙은 시간 축에서만 일어나게 되고 주파수 축에서의 데이터는 인터리빙 할 필요가 없다.

그 다음으로는 도심 지역과 같은 환경에서 음영 지역에서의 전송을 가능하도록 하기 위하여 지상 중계기를 사용하는 환경에서는 주파수 선택적 채널 특성이 나타날 수 있다. 이러한 경우에는 시간 축에서 뿐만 아니라 주파수 축에서도 인터리빙의 필요성이 존재한다. 따라서, 시간 및 주파수 축에서의 인터리빙이 동시에 수행될 수 있는 결과를 제시한다.

1. 주파수 비선택적 환경을 위한 인터리버 설계

아래 그림 4는 LTE 데이터 전송 블록도에 본 연구에서 제안하는 인터리버를 삽입하여 나타낸 것이다. 터보 부호와 레이트 매칭(rate matching)을 거쳐 부호화된 부호어는 여러 가지 방식으로 변조 후 RE들

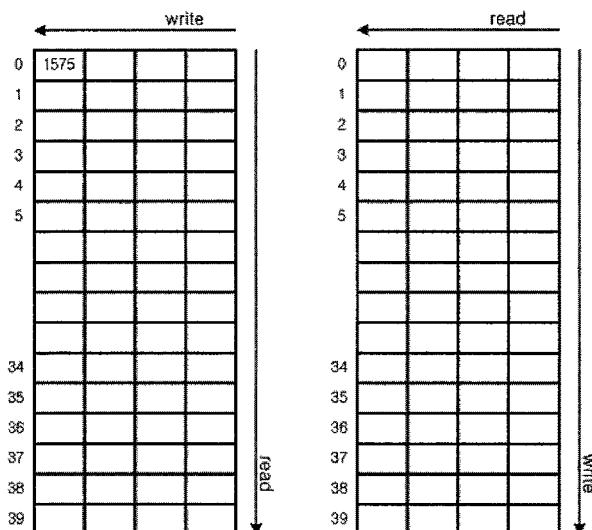


그림 3. Inter-TTI 인터리버와 디인터리버 구조.
Fig. 3. Inter-TTI interleaver and deinterleaver structure.

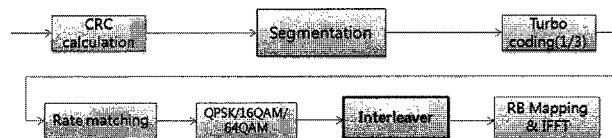


그림 4. PDSCH에 대한 채널 코딩에 인터리버를 삽입한 블록 구성도

Fig. 4. The block diagram of channel coding with interleaver for PDSCH.

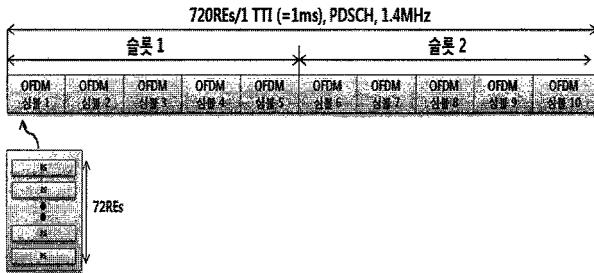


그림 5. PDSCH에 대한 한 TTI에서의 OFDM 심볼들의 구조

Fig. 5. The configuration of OFDM symbols in a single TTI for PDSCH.

로 매핑되는데, 인터리버는 이 RE들을 대상으로 진행된다.

그림 5는 PDSCH에 관해 표 2에 나타나 있는 여러 매개 변수 중 대역폭 1.4 MHz에 해당하는 경우에 OFDM 심볼의 구성을 나타내는데, 한 TTI 동안 총 720 개의 RE가 존재한다. PDSCH는 일반 CP를 사용하고 OFDM 심볼의 7 개중 2 개는 제어나 참조 신호이기 때문에 실제 데이터를 보내는 OFDM 심볼은 한 개의 부호어에 해당하는 한 TTI동안에 10 개로 구성된다.

먼저 주파수 비선택적 채널에서의 인터리빙은 주파수 축으로는 인터리빙이 전혀 필요 없기 때문에 시간 단위, 즉 OFDM 심볼들간의 인터리빙만으로 충분하다. 이러한 이유로, 하나의 OFDM 심볼을 IU로 정하였다. 따라서 IU의 크기는 0.1 msec가 된다.

인터리버의 크기는 한 번에 인터리빙을 수행하는 총 부호어의 개수, N_c 에 1 msec를 곱한 것과 같다. 이제 인터리빙의 효과를 살펴보기 위하여, f_D msec 동안 페이딩이 발생하였을 경우를 고려해 보자. 인터리빙을 하지 않았을 경우에는 부호어의 길이가 1 msec이므로 총 f_D 개의 부호어가 전체적으로 페이딩을 겪게 되어 심각한 성능 저하가 발생하게 된다. 인터리빙을 통하여 성능 개선을 하기 위하여 그 크기가 $f_D N_c$ msec인 인터리버를 사용하게 되면, 전체 N_c 개의 부호어들이 각 부호어 내에 0.1 msec만큼의 페이딩만 겪게 되므로 성능 개선을 기대할 수 있게 된다.

그림 6은 N_c 가 120이고, 크기가 120 msec인 블록 인터리버의 구조를 나타낸 것이다. 예를 들어 IU 안의 표기어 C_1^2 은 첫 번째 부호어의 2번째 조각을 나타낸다. 인터리빙이 되면 실제 부호어가 전송되는 순서는 각 열의 첫 행부터 끝 행까지 첫 열부터 순서대로 전송되기 때문에, 이러한 블록 인터리버의 경우

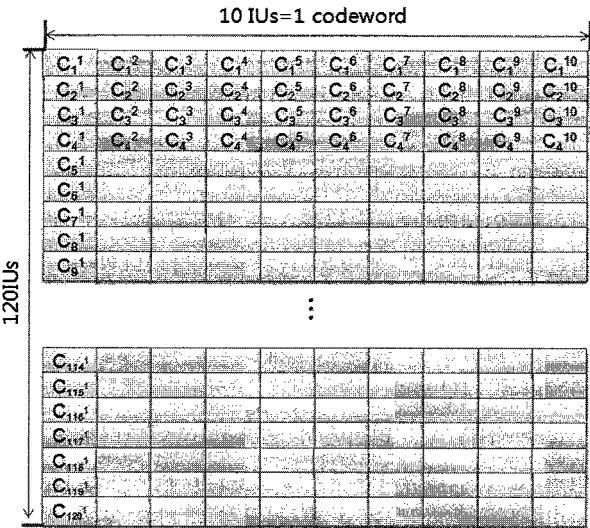


그림 6. 주파수 비선택적 채널을 위한 블록 인터리버 설계 예제 (인터리버 크기 120 msec)

Fig. 6. An example of block interleaver for frequency non-selective channel.

120 개의 IU 길이 동안의 페이딩이 발생할 경우 한 부호어당 한 IU에 해당하는 페이딩만을 가지게 된다. 만약 인터리빙을 수행하지 않은 경우를 가정하면, 동일한 페이딩 길이에 대해 12 개의 부호어가 전부 페이딩을 겪게 되어 심각한 성능 저하를 가져올 수 있게 된다.

이와 같이 설계된 인터리버를 기존의 참고문헌 [5]에서 소개된 방식과 비교하면, 기존의 방식은 하나의 부호어의 길이에 1/4 길이에 해당하는 IU를 갖는 반면, 본 논문에서 설계된 인터리버는 더 적은 크기 즉, 하나의 부호어의 1/10 길이에 해당하는 IU를 가지게 되기 때문에 더 우수한 인터리빙 성능을 기대할 수 있다.

이러한 인터리버 구조는 시간축에서 OFDM 심볼 단위로만 인터리빙을 수행하기 때문에, 완벽한 주파수 비선택적 채널일 경우에만 효율적이다. 또한, 일반적으로 convolutional 인터리버를 사용할 경우 블록 인터리버에 비해 동일한 성능을 가지면서도 메모리 크기를 반으로 줄일 수 있다. 그러나 아래의 같은 구조에서는 가로와 세로의 크기가 비대칭이기 때문에 convolutional 인터리버로의 구현이 힘들다는 단점이 있다.

2. 시간 및 주파수 인터리빙 기능을 동시에 수행할 수 있는 인터리버 설계

앞 절에서 주파수 비선택적 환경을 위한 시간축에서

만 인터리빙이 가능한 인터리버를 설계하였다. 상기에 설명된 바와 같은 인터리버의 경우 주파수축으로는 인터리빙이 전혀 수행되지 않기 때문에 도심환경에서 나타나는 주파수 선택적 채널에 대해서는 효과적으로 대응이 불가능하다. 따라서, 이번에는 시간 및 주파수 인터리빙 기능을 동시에 수행할 수 있도록 기본 단위를 좀 더 세밀하게 나눈 인터리버 설계 예제를 살펴보도록 한다.

인터리버 설계시 기본 단위를 더 세밀하게 나눌 경우 보다 유연한 인터리버의 설계가 가능하다. 대역폭에 상관없이 하나의 RB는 시간축상으로 10개, 주파수축 상으로 12 즉 총 120 개의 RE로 구성되어 있다. 이와 같은 사실을 염두에 두고, 하나의 부호어에 항상 120 개의 IU가 할당될 수 있도록 하면 할당되는 대역폭에 따라 하나의 IU안에 들어가는 RE의 개수는 총 할당된 RB의 개수와 같아진다. 예를 들어 1.4 MHz의 대역폭이 할당된 경우, RB는 6이므로 RE는 $6 \times 120 = 720$ 개다. 이 때, 하나의 부호어 내에 총 120 개의 IU가 있다고 가정하기 때문에, 한 개의 IU당 $720/120=6$ 개의 RE가 포함된다. 그리고 한 개의 IU 내에 들어가는 RE의 개수를 구성할 때 인터리버의 깊이와 가로축 길이를 맞춰 주면 정사각형 형태가 되므로 convolutional 인터리버로 변환하여 구현할 수 있게 된다.

그림 7은 이러한 기준에 따라 그림 6의 인터리버를 다시 설계한 결과이다. 이 블록 인터리버는 하나의 IU를 구성하는 RE가 OFDM 심볼을 주파수 축에서 분할하였기 때문에 시간과 주파수 인터리빙을 동시에 수행한다. 또한 앞 절에서 설계한 그림 6의 직사각형 형태의 블록 인터리

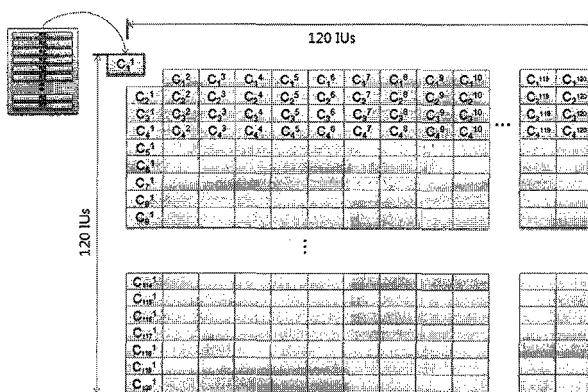


그림 7. 주파수 선택적 채널을 위한 블록 인터리버 설계 예제 (인터리버 크기 120 msec)

Fig. 7. An example of block interleaver for frequency selective channel.

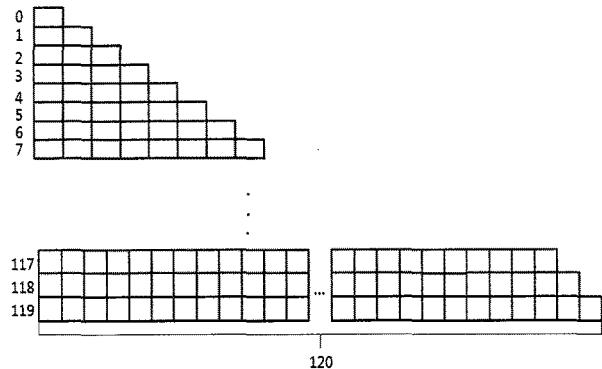


그림 8. convolutional 인터리버로의 변환
Fig. 8. Conversion to a convolutional interleaver.

버와 비교할 때, 시간축에서의 인터리빙 기능은 동일하고 추가적으로 부반송파들간의 인터리빙을 수행하다. 그러나 메모리 크기는 동일하지만, IU 크기가 적어짐에 따라서 복잡도 증가가 예상된다.

그림 7의 블록인터리버는 정사각형 구조를 가지므로, 동일한 인터리빙 성능을 가지는 convolutional 인터리버로 변환할 수 있다. 그림 8은 그림 7의 블록 인터리버를 convolutional 인터리버로 변환한 결과를 도식화 한 것이다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 III장에서 설계한 인터리버에 대한 비트 오류율 (BER) 성능 시뮬레이션 결과를 기존의 인터리버 및 인터리버를 사용하지 않았을 경우와 비교하여 제시한다. 시뮬레이션에서는 모부호의 부호화율이 1/3인 LTE 규격의 터보 부호를 사용하였고 LTE 규격에서의 MCS 레벨 중 부호화율이 0.3에 해당하는 MCS 레벨 4를 대상으로 시뮬레이션을 수행하였다. 또한 본 논문의 주요 목적은 인터리빙에 따른 상대적인 성능 비교이므로, -1, -2, -5 및 -10 dB의 일정 깊이를 가지는 페이딩이 일정한 기간 동안 일정한 값으로 발생하는 경우와 "V"자의 형태로 발생하는 경우를 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다.

아래 그림 9는 1.4 MHz의 대역폭이 할당되었을 경우 각각 페이딩이 일정한 기간 동안 -1, -2, -5 및 -10 dB의 고정된 값으로 발생했을 때 인터리버의 성능을 시뮬레이션 한 결과를 나타낸 것이다. 본 시뮬레이션에는 인터리버의 크기가 그림 7에 나타나 있는 바와 같이 120 msec이고, 블록 페이딩의 길이가 12 msec일 경우

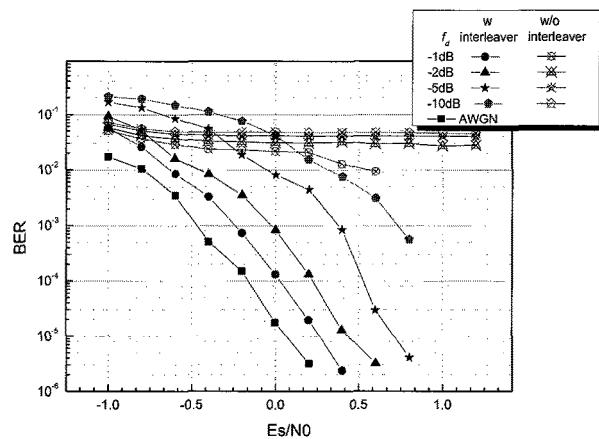


그림 9. 12 msec의 블록 페이딩이 일정한 값으로 발생했을 경우 인터리버 사용으로 인한 BER 성능 비교

Fig. 9. BER performance comparison by using interleavers for 12 msec of constant fading.

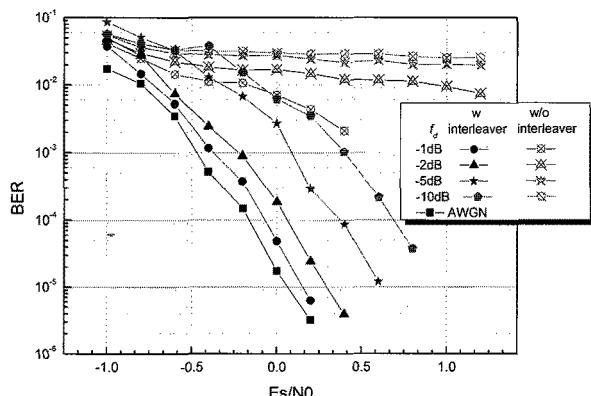


그림 10. 12 msec의 블록 페이딩이 “V”자 형태로 발생했을 경우 인터리버 사용으로 인한 BER 성능비교

Fig. 10. BER performance comparison by using interleavers for 12 msec of fading with “V” form

를 가정하였다. 이 경우 그림 9에 나타나 있는 바와 같이 인터리버를 사용하지 않으면 12개의 부호어가 모두 페이딩을 겪게 되므로 페이딩의 값이 -1 dB 정도로 적은 경우에도 매우 심각한 성능 저하가 발생한다는 것을 알 수 있다.

이제 보다 현실적인 경우를 가정하여 그림 9에서 사용한 바와 같은 동일한 시스템 파라미터에서 -1 , -2 , -5 및 -10 dB의 페이딩이 “V”자의 형태로 발생했을 때, 즉 12 msec 동안 0 dB부터 해당되는 페이딩 깊이, -1 , -2 , -5 및 -10 dB까지 서서히 페이딩이 심해졌다가 다시 0 dB로 증가할 경우에 인터리버의 성능을 시뮬레이션 한 결과를 나타낸 것이다. 그림 10에서도 인터리버

를 사용하지 않으면 아주 적은 페이딩 값에서도 그 성능 저하가 매우 심각하게 발생한다는 것을 알 수 있다. 또한, 인터리버를 사용함으로써, AMC로써는 극복 할 수 없는 짧은 기간 동안의 페이딩을 매우 효과적으로 극복할 수 있는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 LTE 규격을 기반으로 하는 이동 위성통신 시스템에 대해 설계한 인터리버들을 소개하였다. 이 논문에서 제안된 인터리버들은 AMC 기술과 결합하여 사용함으로써 단기간의 페이딩에 효과적으로 대처할 수 있도록 하였다. 즉, 본 논문에서 제시된 시뮬레이션 결과에 따르면 12 msec 정도의 단기간의 페이딩에 대해서도 인터리버를 사용하지 않으면 매우 심각한 성능 저하를 가져올 수 있으며, 인터리버를 사용함으로써 매우 효과적으로 성능 개선을 가져올 수 있음을 알 수 있다. 따라서, 본 논문에서 제안된 인터리버를 사용함으로써, 보다 적절한 SNR 운용 범위를 선택하고 전력을 효과적으로 활용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 한국전자통신연구원 위탁과제 보고서, “OFDM 기반 위성무선인터페이스를 위한 적응적 변조 및 코딩 방법 연구”, 전북대학교, 2009. 1.
- [2] S. Cioni, G. E. Corazza, M. Neri, A. Vanelli-Coralli, “On the use of OFDM radio interface for satellite digital multimedia broadcasting systems,” International Journal of Satellite Communications and Networking, Volume 24, Issue 2, pp. 153-167, March/April 2006.
- [3] Ludong Wand, Jezek B., “OFDM modulation schemes for military satellite communications”, Military Communications Conference, 2008. MILCOM 2008. IEEE, 16-19, pp. 1-7 Nov. 2008.
- [4] Hee Wook Kim, Bonjun Gu, Kunseok Kang, Do-Seob Ahn, “Efficient Time and Frequency Offset Estimation for OFDM Base MSS Systems”, Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th, 25-28, pp. 1-5, Sept. 2006.
- [5] M.Papaleo, M. Neri, A. Vanelli_Coralli, and G.E.Corazza, “Using LTE in 4G Satellite Communication:Increasing Time Diversity

- through Forced Retransmission", 10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications, Rhodes Island, Gressce, 6-8 Oct. 2008.
- [6] 윤영우, 노동욱, 서동연, 이정훈, 김은선, "LTE 하향 링크의 물리 계층 주요 요소 기술 소개", 한국통신학회지(정보와 통신), 제25권, 제9호, 2008, 9
- [7] "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8) ", 3GPP TS 36.211 V8.3.0(2008-05).
- [8] "Mobile Applications and sErviceS based on Satellite and Terrestrial interWorking (IST-2002-507023)", EC FP6 MAESTRO project.

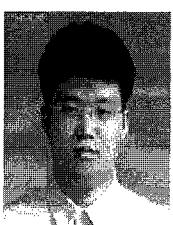
저자 소개



여 성 문(학생회원)
 2005년 전북대학교 전자정보
 공학부 학사 졸업
 2007년 전북대학교 전자공학과
 석사 졸업
 2007년 ~ 현재 전북대학교 전자
 정보공학부 박사과정
 <주관심분야 : 위성통신, 디지털 통신, LDPC>



김 수 영(정회원)
 1990년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 학사 졸업
 1990년 ~ 1991년 ETRI 연구원
 1992년 Univ. of Surrey, U.K
 공학석사
 1995년 Univ. of Surrey, U.K
 공학박사
 1994년 ~ 1996년 Research Fellow, Univ. of
 Surrey, U.K
 1996년 ~ 2004년 ETRI 광대역무선전송연구팀장
 2004년 ~ 2008년 전북대학교 전자정보공학부
 조교수
 2008년 ~ 현재 전북대학교 전자정보공학부 부교수
 <주관심분야 : 오류정정부호화방식, 이동/위성통
 신 전송방식>



홍 태 철(정회원)
 2000년 연세대학교 전자공학과
 학사졸업
 2003년 연세대학교 전기전자
 공학과 석사
 2003년 ~ 현재 ETRI 연구원
 <주관심분야: 위성통신, 무선통신시스템, 무선네
 트워크>



송 상 섭(정회원)
 1980년 KAIST 전기및전자공학과
 석사.
 1990년 Manitoba대학교 전기 및
 컴퓨터공학과 박사.
 2010년 현재 전북대학교
 전자공학부 교수
 <주관심분야 : 채널 코딩, 무선/위성통신 전송방
 식>



안 도 섭(정회원)
 1988년 경북대학교 전자공학과
 학사졸업
 1990년 경북대학교 전자공학과
 석사
 2010년 충남대학교 전파공학과
 박사
 1990년 ~ 현재 ETRI 위성무선융합연구부장
 <주관심분야: 위성통신, 위성방송, 방통융합>