

OFDM 색인 변조를 위한 부반송파 분할 색인 맵핑

김 장 현*, 윤 은 철^oSubcarrier Segmentation Based Index Mapping
for OFDM Index ModulationJanghyun Kim*, Eunchul Yoon^o

요 약

색인 변조 직교 주파수 분할 다중화(OFDM Index Modulation, OFDM-IM)는 전체 부반송파를 QAM 심볼로 변조되는 활성 부반송파와 파워가 0인 비활성 부반송파로 분리한 후, 활성 부반송파의 색인을 이용하여 추가적인 정보를 전달한다. OFDM-IM에서 입력 비트의 일부는 색인 선택 비트(Index Selecting Bits, ISB)로써 색인 맵핑 과정을 통해 활성화될 부반송파의 패턴(Subcarrier Activation Pattern, SAP)을 결정한다. 이러한 ISB와 SAP를 일대일 맵핑하는 과정에서는 불가피하게 통신에 사용되지 않는 SAP가 발생한다. 하지만 통신에 실질적으로 사용되지 않기로 약속된 SAP는 무선 채널의 악화나 노이즈가 크게 될 경우 수신기에서 검출될 수 있으며, 이는 통신에 치명적인 오류를 유발한다. 이러한 수신기에서의 치명적인 오류를 줄이는 것은 OFDM-IM에서 중요한 이슈이지만, 이는 OFDM-IM의 주파수 효율의 악화를 초래할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 특정 파라미터 아래에서 서브블록 분할 방법을 적용하여 OFDM-IM의 에러율을 낮추면서도 전송 효율은 동일하게 유지할 수 있는 방법을 제안한다.

Key Words : OFDM, Index modulation, Wireless communication, 5G, Network, Log likelihood ratio(LLR)

ABSTRACT

OFDM with index modulation(OFDM-IM) separates entire subcarriers into active subcarriers modulated with QAM symbols and inactive subcarriers with zero power, and then carries additional information bits using indices of active subcarriers. In OFDM-IM, index selecting bits(ISB), which are part of input bits, determine the subcarrier activation patterns (SAP) to be activated via the index mapping process. One-to-one mapping of these ISBs to SAPs inevitably leads to SAPs that is not used for communication. However, SAPs determined not to be used can be detected at the receiver if the wireless channel or noise deteriorates which causes a fatal error in communication. Reducing the fatal detection error in such a receiver is an important issue in OFDM-IM, but this can lead to deterioration of the frequency efficiency of OFDM-IM. To solve this problem, we propose a method to improve the BER performance of OFDM-IM by subcarrier segmentation without reducing the frequency efficiency of OFDM-IM under specific parameters in this paper.

※ 이 논문은 2018년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (No. 2018R1D1A1B07050232)

• First Author : (ORCID:0000-0002-8604-3153)Konkuk University Department of Electronic Engineering, kjhfire@konkuk.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : (ORCID:0000-0002-6321-516X)Konkuk University Department of Electronic Engineering, ecyoon@konkuk.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 201812-385A-RN, Received December 11, 2018; Revised December 31, 2018; Accepted January 1, 2019

II. 시스템 모델

I. 서 론

직교 주파수 분할 다중화 (OFDM)에서는 데이터가 진폭이나 위상의 변조를 통해 전송되었지만, OFDM 색인 변조(OFDM Index Modulation, OFDM-IM)에서 데이터는 신호의 변조 뿐 만 아니라 부반송파의 색인으로도 전송된다¹⁻⁵⁾. 기존의 OFDM과 달리 OFDM-IM에서는 일부분의 부반송파만 QAM 심볼로 변조되지만, 부반송파의 색인으로 전송되는 추가적인 데이터로 인해 기존의 OFDM보다 더 높은 주파수 효율과 파워 효율을 기대할 수 있다⁵⁾. 이러한 OFDM-IM의 장점으로 인해 OFDM-IM은 후속 연구자들에 의해 지속적으로 연구되어 왔다.

OFDM-IM의 활성화되는 부반송파의 개수를 일반화함으로써 주파수 효율을 증가시키는 OFDM-GIM (OFDM-Generalized Index Modulation)이 제안되었으며¹⁾, OFDM-IM과 좌표 인터리빙을 결합하여 다이버시티 이득을 얻는 방법이 제안되기도 하였다⁵⁾. 또한 OFDM-IQ-IM (OFDM-In phase/quadrature Index Modulation)은 BPSK를 사용한 OFDM-IM을 동 위상 및 직교 성분에 각각 독립적으로 적용하여 BPSK보다 더 높은 정상도의 변조 방법을 사용할 때에도 주파수 효율을 향상시켰다¹⁾.

채널 상호성에 기반해 IM 기법을 적용함으로써 의도한 수신자와 다른 채널을 갖는 도청자는 새롭게 정의된 인덱스 변조 기법을 유추할 수 없는 보안에 강한 OFDM-IM 방법이 개발되기도 하였다²⁾.

OFDM-IM과 관련된 후속 연구들에서는 사전식 배열에 따라 순서대로 ISB(Index Selecting Bits, ISB)를 SAP(Subcarrier Activation Patterns, SAP)에 맵핑하는 방법을 채택하였다¹¹⁻¹⁴⁾. 이러한 ISB와 SAP를 일대일 맵핑하는 과정에서는 불가피하게 통신에 사용되지 않는 SAP가 발생한다. 하지만 통신에 실질적으로 사용되지 않기로 약속된 SAP는 무선 채널의 악화나 노이즈가 크게 될 경우 수신기에서 검출될 수 있으며, 통신에 치명적인 오류를 유발한다는 결함이 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 부반송파 분할 기반 색인 맵핑 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 수학적으로 유도되었으며, 특정 조건 하의 파라미터에서는 서브블록을 더 작은 서브블록들로 분해하여도 주파수 효율을 분해이전과 동일하게 유지할 수 있고, BER 성능을 더 좋게 개선할 수 있다. 컴퓨터 모의실험을 통해 제안하는 방법이 OFDM-IM보다 더 좋은 에러 성능을 달성하는 것을 보인다.

먼저, N 개의 부반송파로 이루어진 OFDM 시스템을 고려한다. N 개의 부반송파는 각각 n 개의 부반송파로 이루어진 G 개의 OFDM 서브블록으로 분리된다. 즉, $N = nG$ 이다. 표기의 간단함을 위해, G 개의 서브블록 중 첫 번째 OFDM 서브블록에 대해서만 고려하기로 하며, 이 때 전체 부반송파의 색인을 원소로 갖는 집합을 $L = \{1, 2, \dots, n\}$ 이라 하자. 기존의 OFDM과는 달리, OFDM-IM에서 데이터는 QAM 변조되는 심볼 뿐만 아니라 이들 부반송파의 색인으로도 전송된다. OFDM-IM에서는 n 개 중 k 개의 부반송파만이 QAM 변조되며, 이를 활성 부반송파라고 한다. 활성 부반송파의 색인은 사전에 정의된 룩업 테이블과 입력되는 p 비트 중 첫 p_1 비트로부터 결정된다. 이 때, n , k , 그리고 룩업 테이블은 송신기와 수신기에서 모두 알고 있다고 가정한다. 그림 1은 OFDM-IM 송신기와 수신기의 블록 다이어그램이며, $(n, k) = (8, 2)$ 인 시스템에서 비트 010010이 입력되었을 때 시스템이 어떻게 동작하는지 간략히 보인다. 송신기에서는 p 개의 비트 스트림이 입력되며, p 비트는 각각 p_1 과 p_2 비트로 이루어진 2개의 부분으로 분할된다. 입력되는 p 비트 시퀀스의 첫 $p_1 = \lfloor \log_2 C(n, k) \rfloor$ 개 비트는 ISB로 사용되기 위해 색인 맵핑 블록에 입력된다. 여기서 $C(n, k)$ 는 조합을 뜻하는 연산자이다. 색인 맵핑 블록에서는 p_1 개 비트가 사전 정의된 룩업 테이블로부터 활성화 될 부반송파의 색인을 결정한다. 활성 부반송파 색인들을 원소로 갖는 집합 $I = \{i_1, i_2, \dots, i_k\}$ 를 부반송파 활성화 패턴(Subcarrier Activation Patterns, SAP)이라고 정의한다. 입력되는 p 비트 시퀀스의 나머지 $p_2 = k \log_2(M)$ 개 비트는 M-ary 맵퍼 블록에 입력되어 k 개의 M-ary 심볼로 변조된다. M-ary 맵퍼의 출력인 변조된 심볼들의 벡터를 $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_k]$ 로 표시할 수 있다. 이후 OFDM 블록 생성기에서는 \mathbf{S} 를 I 로 주어지는 활성 부반송파 위치에 배치함으로써 송신 신호 \mathbf{X} 를 생성한다. 결과적으로, 크기가 $n \times 1$ 인 전체 OFDM 서브블록을 주파수 도메인에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{X} = [X_1, X_2, \dots, X_n]^T \quad (1)$$

여기서 $(\cdot)^T$ 는 행렬의 전치를 나타낸다. 파워가

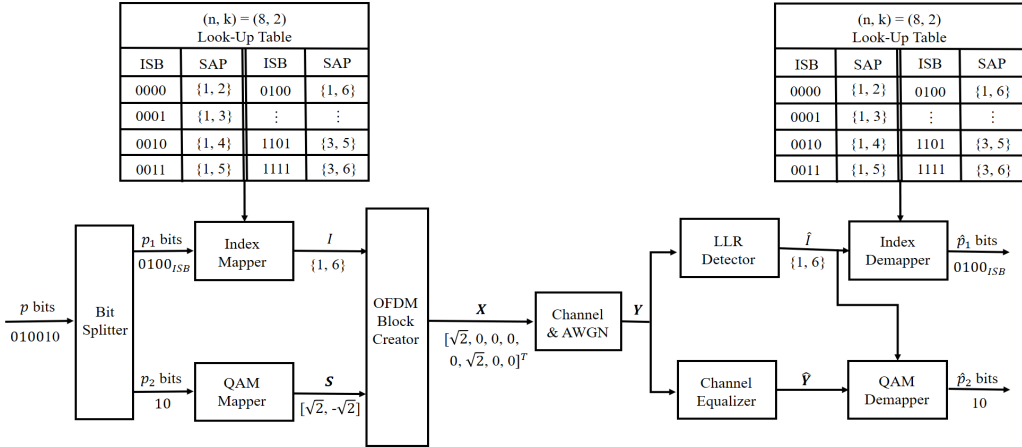


그림 1. OFDM-IM 송신기와 수신기의 블록 다이어그램.
Fig. 1. Transmitter & receiver of the OFDM-IM system.

n/k 로 정규화된 M -ary 심볼들의 집합을 χ 로 정의할 때, $\alpha = 1, 2, \dots, n$ 에 대하여 $\alpha \in I$ 이면 $X_\alpha \in \chi$ 이고, $\alpha \notin I$ 이면 $X_\alpha = 0$ 이다. 시간 도메인에서 V 개 다중 경로를 갖는 채널의 처음 n 개 채널 주파수 응답을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H} = [H_1, H_2, \dots, H_n]^T \quad (2)$$

여기서 $v = 1, 2, \dots, n$ 에 대한 H_v 는 $CN(0, 1)$ 의 복소 가우시안 분포를 따른다. 채널을 통과하고 노이즈가 더해진 수신 신호 $\hat{\mathbf{Y}}$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \text{diag}(\mathbf{H})\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (3)$$

여기서 $\text{diag}(\mathbf{H})$ 는 대각 요소가 벡터 \mathbf{H} 인 대각 행렬이며, \mathbf{N} 은 분산이 N_0 인 백색 가우시안 잡음이다.

수신기에서는 가장 낮은 에러율 성능을 갖는 최적의 심볼 검출을 위해 최대 우도(ML)검출기를 사용할 수 있지만, 이는 높은 복잡도를 야기한다. 따라서 여기서는 복잡도가 훨씬 낮은 로그 우도(LLR) 검출기만을 고려한다. LLR검출기에서 계산되는 α 번째 부반송파에 대한 LLR값은 다음과 같다.

$$\lambda_\alpha = \ln \frac{\sum_{m=1}^M \Pr(X_\alpha = \tilde{s}_m | Y_\alpha)}{\Pr(X_\alpha = 0 | Y_\alpha)} \quad (4)$$

여기서 $\tilde{s}_m \in \chi$ 이며, $\Pr(A)$ 는 사건 A 가 발생할 확률이다. LLR 검출기는 각각의 부반송파에 대해 0이 될 사후 확률과 그렇지 않을 사후 확률의 비율에 로그를 취함으로써 LLR값을 구한다. 이 LLR값은 해당 부반송파가 활성화 되었는지를 판단할 수 있는 정보를 제공한다. $\Pr(X_\alpha)$ 가 α 번째 부반송파가 활성화 부반송파일 확률임을 고려할 때, 식 (4)는 베이지안의 법칙을 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_\alpha = \ln \left(\frac{\Pr(X_\alpha)}{1 - \Pr(X_\alpha)} \right) + \frac{|Y_\alpha|^2}{N_0} + \ln \left(\sum_{m=1}^M \exp \left(-\frac{1}{N_0} |Y_\alpha - H_\alpha \tilde{s}_m|^2 \right) \right). \quad (5)$$

식 (5)의 유도는 부록에 소개되어 있다. 계산된 n 개의 LLR값 중 큰 순서대로 k 개의 LLR값들이 선택되며, 선택된 값들의 색인은 추정 SAP인 \hat{I} 을 구성한다. 색인 맵핑의 역과정인 색인 디맵핑 과정을 통해 \hat{I} 로부터 \hat{p}_1 비트를 얻는다. 마지막으로 \hat{I} 의 위치에서 M -ary 복조를 통해 \hat{p}_2 비트를 얻는다.

III. 제안하는 부반송파 분할 기반 색인 맵핑 방법

n 개의 부반송파들 중 오직 k 개의 부반송파만이 활성화되는 패턴을 뜻하는 SAP는 총 $C(n, k)$ 종류가 존재한다. 하지만 OFDM-IM에서는 항상 모든 SAP들이 사용되지는 않으며, p_1 개 비트들로 구성된 이진 시퀀스들에 일대일 맵핑되는 2^{p_1} 개의 SAP들만이 데이

터 전송을 위해 사용된다. 예를 들어, $(n, k) = (8, 2)$ 이고 $p_1 = 4$ 인 전송 방식이 채택될 경우, SAP의 전체 가짓수는 $C(8, 2) = 28$ 이지만, OFDM-IM에서는 $4 (= p_1)$ 개 비트들로 구성된 이진 시퀀스들 $\{0000, 0100, \dots, 1111\}$ 에 일대일 맵핑되는 16개의 SAP들만이 데이터 전송을 위해 사용되며, 나머지 12개의 SAP들은 통신에 사용되지 않는다. 하지만 이러한 경우, 수신단의 LLR 검출기에서는 수신된 신호를 송신에 사용되지 않는 SAP로 잘못 검출할 수 있으며, 이는 통신에 치명적인 오류를 야기한다⁵⁾. 또한, 치명적인 오류가 발생하지 않더라도 송신에 사용되는 SAP가 많아질수록 시스템의 BER 성능은 떨어진다⁵⁾. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 우리는 OFDM-IM의 주파수 효율을 악화시키지 않으면서 통신에 사용되지 않는 SAP의 개수를 줄여 OFDM-IM의 BER 성능을 향상시킬 수 있는 방법을 이 단원에서 소개한다.

3.1 제안하는 방법의 송신기 시스템 모델

OFDM-IM과 마찬가지로, 제안하는 방법은 모든 OFDM 부반송파를 G 개의 서브블록으로 나눈 후 입력 비트 B 개 또한 각각 p 비트로 이루어진 G 개의 서브블록으로 나눈다. 이 중 가장 첫 번째 서브블록 하나에 대해서만 고려하기로 한다. OFDM-IM과는 다르게 제안하는 방법은 n 개의 부반송파를 다시 크기가 각각 n_1 과 n_2 인 두 부분으로 나누어 생각한다. 즉, $n_1 + n_2 = n$ 이다. 또, k_1 과 k_2 를 각각 n_1 과 n_2 중 활성화될 부반송파의 개수라고 정의하자. OFDM-IM의 주파수 효율과 동일하게 하기 위하여, $k_1 + k_2 = k$ 를 만족하도록 한다.

n_1, n_2, k_1 그리고 k_2 를 정하는 방법에 대해서는 다음 소단원에서 자세히 설명한다. 정해진 (n_1, k_1, n_2, k_2) 에 대하여, 제안하는 방법에서의 SAP는 $C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)$ 이다. 입력되는 p 비트는 p_1 개와 p_2 개로 분할된 후 두 단계에 걸쳐 처리된다. 먼저 $p_1 = \lfloor \log_2(C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)) \rfloor$ 개의 비트는 색인 셀렉터로 입력되며, n_1 개 부반송파 중 활성화될 k_1 개의 부반송파의 색인과 n_2 개 부반송파 중 활성화될 k_2 개의 부반송파의 색인을 동시에 결정한다. 선택되지 않은 부반송파는 통신 중 휴지 상태를 유지한다. g 번째 서브블록에서 선택된 활성화될 부반송파들의 색인은 집합 $\mathbf{I} = \{\mathbf{I}^1, \mathbf{I}^2\}$ 에 포함되며, 여기서 $\mathbf{I}^1 = \{i_1^1, i_2^1, \dots, i_{k_1}^1\}$, $\mathbf{I}^2 = \{i_1^2, i_2^2, \dots, i_{k_2}^2\}$ 는 각각 n_1 과 n_2 개 부반송파 중 활성화되는 부반송파들의 색인 집

합을 의미한다. 집합 $\mathbf{I}^1, \mathbf{I}^2$ 와 \mathbf{I}^2 의 원소는 모두 오름차순 정렬 되어있다고 가정한다.

두 번째로, $p_2 = (k_1 + k_2) \log_2(M)$ 비트는 QAM 맵퍼로 입력되어 각각 k_1, k_2 개의 파워 n/k 로 정규화된 M-ary 심볼 집합인 $\mathcal{S} = \{\mathcal{S}^1, \mathcal{S}^2\}$

$\mathcal{S}_1 = \{s_1^1, s_2^1, \dots, s_{k_1}^1\}$, $\mathcal{S}_2 = \{s_1^2, s_2^2, \dots, s_{k_2}^2\}$ 을 발생시킨다.

최종적으로, 주파수 도메인에서 전송될 OFDM 서브블록을 다음과 같이 생성한다.

$$\mathbf{X}(\alpha) = [X(1), X(2), \dots, X(n)]^T \quad (6)$$

여기서 $\alpha = 1, 2, \dots, n$ 이며, $X(\alpha) \in \{0, \mathcal{S}\}$ 이다.

3.2 제안하는 방법의 색인 맵핑

임의의 (n_1, n_2, k_1, k_2) 에 대하여, $C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2) - C(n, k)$ 는 조합의 성질

$$C(p, q) \times \frac{p+1}{p+1-q} = C(p+1, q) \quad (7)$$

$$C(p, q) \times \frac{p+1}{q+1} = C(p+1, q+1) \quad (8)$$

에 의해 항상 0 보다 작거나 같으므로 다음과 같은 부등식이 항상 성립한다.

$$C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2) \leq C(n, k) \quad (9)$$

즉, 서브블록을 두 부분으로 나누어 생각하는 것은 필연적으로 SAP의 감소를 일으키며, 이는 곧 $p_1 = \lfloor \log_2(C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)) \rfloor$ 또한 OFDM-IM에서의 $p_1 = \lfloor \log_2 C_n^k \rfloor$ 보다 작아질 수 있음을 의미한다. 따라서, SAP는 감소되지만 $\lfloor \log_2(C_{n_1}^{k_1} C_{n_2}^{k_2}) \rfloor = \lfloor \log_2 C_n^k \rfloor$ 을 만족함으로써 주파수 효율이 줄지 않는 파라미터인 (n_1, n_2, k_1, k_2) 를 찾는 것을 목표로 한다.

이를 위해, 먼저 $C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)$ 의 값이 최대로 되는 (n_1, k_1) 을 찾는다. $C(n, k)$ 은 $C(n, n-k)$ 와 같으므로 k 는 항상 $n/2$ 보다 작다고 가정한다. 또한 $k_2 = k - k_1$ 이고, $n_2 = n - n_1$ 이라 할 수 있다.

$C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)$ 을 최대로 하는 n_1 은 다음의

표 1. $(n, k) = (8, 2)$ 인 OFDM-IM 및 제안하는 시스템의 Look-up Table 비교
 Table 1. Comparison of OFDM-IM and proposed system's Look-up Table when $(n, k) = (8, 2)$.

OFDM-IM				Proposed							
Z	I	Z	I	Z	I^1, I^2	Z	I^1, I^2	Z	I^1, I^2	Z	I^1, I^2
0	{1, 2}			0	{1}, {1}	4	{2}, {1}	8	{3}, {1}	12	{4}, {1}
1	{1, 3}	15	{3, 6}	1	{1}, {2}	5	{2}, {2}	9	{3}, {2}	13	{4}, {2}
2	{1, 4}			2	{1}, {3}	6	{2}, {3}	10	{3}, {3}	14	{4}, {3}
3	{1, 5}	28	{7, 8}	3	{1}, {4}	7	{2}, {4}	11	{3}, {4}	15	{4}, {4}

두 부등식들을 만족해야 한다.

$$C(n_1, k_1) \times C(n - n_1, k - k_1) \geq C(n_1 \pm 1, k_1) \times C(n - (n_1 \pm 1), k - k_1) \quad (10)$$

또한 $C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)$ 을 최대로 하는 k_1 은 다음의 부등식들을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} C(n_1, k_1) \times C(n - n_1, k - k_1) &\geq C(n_1, k_1 + 1) \times C(n - n_1, k - (k_1 + 1)) \\ &\geq C(n_1, k_1 + 2) \times C(n - n_1, k - (k_1 + 2)) \\ &\vdots \end{aligned} \quad (11)$$

(10)의 부등식들을 정리하면

$$\frac{n+1}{k} - 1 \leq n_1 \leq \frac{n+1}{k} \quad (12)$$

를 얻을 수 있고, (11)의 모든 부등식들을 정리하면

$$k_1 = 1, \quad n_1 \leq 2 \times \frac{n+2}{k+1} - 1 \quad (13)$$

를 얻을 수 있다. 이 때, (12) 부등식 가장 우측 항인 $\frac{n+1}{k}$ 는 항상 (13) 부등식 가장 우측 항인 $2 \times \frac{n+1}{k+1} - 1$ 보다 작으므로, (12) 부등식이 성립하면 (13) 부등식은 자동으로 만족된다. 따라서, (12) 부등식을 만족하는 n_1 을

$$n_1 = \left\lfloor \frac{n+1}{k} \right\rfloor \quad (14)$$

와 같이 정하고, $k_1 = 1$ 이라 정하면, $C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)$ 은 그 크기가 최대가 된다. 결

론적으로 말해, 주어진 n 및 k 에 대해 $C(n_1, k_1) \times C(n_2, k_2)$ 를 최대로 만들어 주는 파라미터들은

$$n_1 = \left\lfloor \frac{n+1}{k} \right\rfloor, \quad k_1 = 1, \quad n_2 = n - \left\lfloor \frac{n+1}{k} \right\rfloor, \quad k_2 = k - k_1 \quad \text{이다.}$$

주어진 (n, k) 와 식 (13)으로부터 결정된 (n_1, n_2, k_1, k_2) 에 대해 $\min\{n_1, n_2\} = 0$ 이라면, 이는 주파수 효율을 유지 하면서 서브블록을 두 부분으로 나눌 수 없음을 의미 하기 때문에 OFDM-IM을 적용할 수 없다.

3.3 제안하는 방법의 색인 디맵핑

(n_1, n_2, k_1, k_2) 가 결정된 후, 입력되는 p_1 비트를 $I^1 = \{i_1^1, i_2^1, \dots, i_{k_1}^1\}$, $I^2 = \{i_1^2, i_2^2, \dots, i_{k_2}^2\}$ 로 맵핑하는데 쓰이는 룩업 테이블을 작성한다. 그 과정은 3단계에 걸쳐 진행된다. 첫째, p_1 비트를 십진수 $P \in [0, 2^{p_1} - 1]$ 로 변환한다. 둘째,

$$Z_1 = \left\lfloor \frac{P}{C(n_2, k_2)} \right\rfloor \quad (15)$$

$$Z_2 = \text{mod}(P, C(n_2, k_2)) \quad (16)$$

로부터 Z_1 과 Z_2 를 구한다. 셋째, 구해진 Z_1 과 Z_2 로부터

$$\begin{aligned} Z_\rho &= C(i_{k_\rho}^\rho, k_\rho) + C(i_{k_\rho}^\rho - 1, k_\rho - 1) + \\ &\dots + C(i_2^\rho, 2) + C(i_1^\rho, 1) \quad \text{for } \rho = 1, 2 \end{aligned} \quad (17)$$

를 만족하는 모든 $i_1^\rho, i_2^\rho, \dots, i_{k_\rho}^\rho$, $\rho = 1, 2$, 를 다음과 같이 구한다. 우선 $i_{k_\rho}^\rho$ 의 값을 $C(i_{k_\rho}^\rho, k_\rho) \leq Z_\rho$ 를 만족 하는 최대 정수를 찾음으로써 구한다. 그 다음, $i_{k_\rho-1}^\rho$ 의 값을 $C(i_{k_\rho-1}^\rho, k_\rho - 1) \leq Z_\rho - C(i_{k_\rho}^\rho, k_\rho)$ 를 만족하

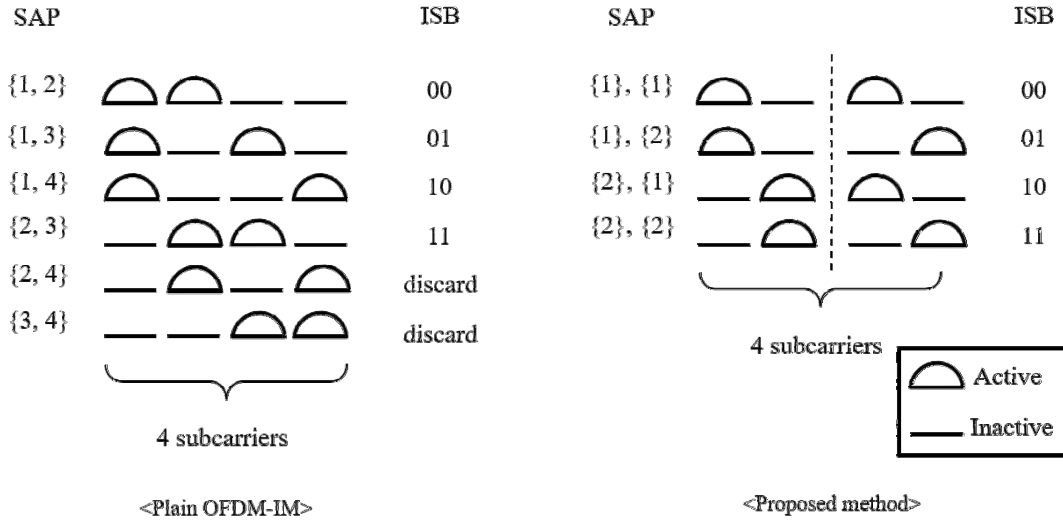


그림 2. $(n, k) = (4, 2)$ 인 OFDM-IM 및 제안하는 시스템에서 색인 맵핑의 도식적 비교
 Fig. 2. Comparison of index mapping for OFDM-IM and the proposed method with $(n, k) = (4, 2)$.

는 최대 정수를 찾음으로써 구한다. 그 다음, $i_{k_p-2}^{\rho}$ 의 값을 $C(i_{k_p-2}^{\rho}, k_p - 2) \leq Z_{\rho} - C(i_{k_p}^{\rho}, k_p) - C(i_{k_p-1}^{\rho}, k_p - 1)$ 를 만족하는 최대 정수를 찾음으로써 구한다. 이러한 과정을 반복하면 모든 $i_1^{\rho}, i_2^{\rho}, \dots, i_{k_p}^{\rho}$, $\rho = 1, 2$, 를 구할 수 있다. 이러한 과정은 소위 사전식 정렬 방법 혹은 조합 정렬 방법이라 불린다⁵⁾.

$\mathbf{I}^{\rho}, \mathbf{F}^{\rho}$ 로부터 p_1 을 얻는 디맵핑 절차는 상기된 방법의 역과정을 거친다. 구체적으로, 처음으로 수신단에서 Z_1 과 Z_2 를 얻은 후, $Z = Z_1 C(n_2, k_2) + Z_2$ 로부터 Z 를 구한다. 이후 구해진 Z 를 이진수로 변환함으로써 p_1 을 얻는다. $(n, k) = (8, 2)$ 인 OFDM-IM 시스템에서, 제안하는 방법으로 모든 SAP 룩업 테이블을 작성하는 예시가 표 1에 보여진다. 비교를 위해 우리는 OFDM-IM의 SAP 또한 나열하였다. 결론적으로, CP를 고려하지 않은 제안하는 방법의 주파수 효율은 다음과 같다.

$$\eta_{proposed} = \frac{\lfloor \log_2(C_{n_1}^{k_1} C_{n_2}^{k_2}) \rfloor}{n} + \frac{k}{n} \log_2 M \quad (18)$$

OFDM-IM의 SAP는 표 1에 표기된 16가지 만 통신에 사용된다는 것에 주목하라. 나머지 12개의 SAP는 통신에 사용되지 않음에도 불구하고 수신단에서 해당 SAP가 수신되었다고 판단할 수 있다. 이것은 그

림 2를 참고하여 다음의 예제를 통해 더 쉽게 이해할 수 있다. BPSK 심볼을 채택한 $(n, k) = (4, 2)$ 인 OFDM-IM과 제안하는 방법의 시스템이 동일한 OFDM 서브블록 $X = [\sqrt{2}, 0, \sqrt{2}, 0]$ 를 송신한다고 가정하자. 그리고 동일한 채널과 노이즈를 거쳐 동일한 $Y = [2, \sqrt{3}, \sqrt{2}, 0]$ 신호를 수신했다고 가정하자. 이러한 경우, OFDM-IM의 LLR 검출기는 4개의 부반송파 중 가장 큰 파워를 가진 2개의 {1, 2}번째 부반송파를 검출하지만, 제안하는 방법의 LLR 검출기는 처음 두 개 부반송파 중 큰 것과 나중 두 개 부반송파 중 큰 것을 선택하므로 이러한 오류에서 자유롭다.

3.4 LLR 검출기

ML 검출기는 송신 가능한 모든 부반송파의 조합을 탐색함으로써 OFDM-IM에서 수신된 심볼을 검출하는 데에 최적이다. 그러나 ML 검출기는 큰 $C(n, k)$ 값을 갖는 시스템에서 매우 복잡하다. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 우리는 계산이 간단한 LLR 검출기를 제안하는 방법에 적용하였다. LLR 검출기는 모든 부반송파에 대해 파워가 0이 될 사후 확률과 그렇지 않을 사후 확률의 비율에 로그를 취해 LLR 값을 구한다. 이 LLR 값은 해당 부반송파가 활성화 되었는지 아닌지에 대한 정보를 제공한다.

LLR 검출은 서브블록 단위로 이루어지고, 그 이전에 먼저 수신 신호에 대한 제로-포스 균등화가 수행된다. $a = 0, 1, \dots, n$ 일 때, a 번째 주파수 도메인 수신 신호 $Y(a)$ 와 주파수 응답 $H(a)$ 에 대하여 균등화된

수신 신호 $Y(\alpha)$ 는 다음과 같다.

$$Y(\alpha) = \frac{Y(\alpha)}{H(\alpha)}. \quad (19)$$

균등화 이후, LLR 검출기는 모든 서브캐리어의 활성화 여부를 몇 단계에 걸쳐 검출한다. 첫 번째 단계로, 검출기는 n 개의 부반송파에 대한 LLR값을 구하며, 이는 식 (5)와 같다.

두 번째 단계로, 식 (5)에서와 같이 구한 $\lambda(\alpha)$ 를 각각 크기 n_1 와 n_2 인 벡터로 분류한다.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= [\lambda(1), \lambda(2), \dots, \lambda(n_1)]^T \\ \lambda_2 &= [\lambda(n_1+1), \lambda(n_1+2), \dots, \lambda(n_1+n_2)]^T \end{aligned} \quad (20)$$

세 번째 단계로, λ_1 과 λ_2 에서 각각 큰 순서대로 k_1 과 k_2 개의 LLR 값을 선택하며, 선택된 값에 해당하는 색인 \hat{I}^1, \hat{I}^2 의 부반송파가 활성화 된 것으로 추정한다. 추정되는 M-ary 콘스텔레이션 심볼 \hat{S}^1, \hat{S}^2 은 색인 \hat{I}^1, \hat{I}^2 와 그에 해당하는 부반송파로부터 얻을 수 있다.

이후에, 얻어진 \hat{I}^1, \hat{I}^2 와 \hat{S}^1, \hat{S}^2 는 색인 변조 블록과 반대 역할을 수행하는 색인 복조 블록으로 입력되어 입력 비트 \hat{p} 를 추정한다.

IV. 제안하는 방법의 성능 분석

이 단원에서는 OFDM-IM의 평균 비트 에러 확률 (Average Bit Error Probability, ABEP)을 바탕으로 제안하는 방법과 OFDM-IM을 이론적으로 비교한다^[5]. 제안하는 방법이 ISB의 오류를 줄이는데 집중되었기 때문에, 두 방법의 ISB에 대한 ABEP를 상대적으로 비교한다. 먼저, 채널 계수 H 의 공분산 행렬을 $K_n = E\{HH^T\}$ 로 정의한다. 여기서 $E\{\cdot\}$ 는 기대값을 나타낸다. $A = (X - \hat{X})^H(X - \hat{X})$ 이고 I_n 은 $n \times n$ 단위행렬이라 정의하자. 송신된 OFDM 서브블록 X 가 \hat{X} 로 잘못 검출될 무조건부 오류 확률 $\Pr(X \rightarrow \hat{X})$ 은 다음과 같이 근사될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Pr(X \rightarrow \hat{X}) \\ \approx \frac{1/12}{\det(I_n + q_1 K_n A)} + \frac{1/4}{\det(I_n + q_2 K_n A)} \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 $q_1 = 1/4N_0$, $q_2 = 1/3N_0$, 이며 $(\cdot)^H$ 는 에르미트 전치를 나타낸다. 식 (10)의 자세한 유도는 부록에 소개되어 있다. 식 (10)을 이용하여 OFDM-IM의 APEP는 다음과 같이 근사적으로 나타낼 수 있다^[5].

$$P_p \approx \frac{1}{p \times 2^p} \sum_{\mathbf{X}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}} \Pr(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) e(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \quad (22)$$

여기서 $e(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 는 \mathbf{X} 가 $\hat{\mathbf{X}}$ 로 잘못 검출 되었을 때 발생하는 비트 오류의 개수이다. 식 (11)이 전체 p 비트의 평균 에러 확률을 나타내므로, p_1 비트 ISB에 대한 평균 에러 확률도 다음과 같이 근사화하여 나타낼 수 있다.

$$P_{p_1} \approx \frac{1}{p_1 \times 2^{p_1}} \sum_I \sum_{\hat{I}} \Pr(I \rightarrow \hat{I}) e(p_1, \hat{p}_1) \quad (23)$$

여기서 $\Pr(I \rightarrow \hat{I})$ 은 송신 신호 X 의 SAP I 가 수신 단에서 \hat{I} 로 잘못 검출될 확률이며, $e(p_1, \hat{p}_1)$ 은 ISB가 잘못 검출 되었을 때 발생하는 비트 오류의 개수이다. OFDM-IM과 제안하는 방법에서의 $\Pr(I \rightarrow \hat{I})$ 을 비교하면, 같은 I 를 송신했을 때 \hat{I} 의 가지수가 더 많은 OFDM-IM의 $\Pr(I \rightarrow \hat{I})$ 이 더 클 수밖에 없다. 결과적으로, 제안하는 방법은 식 (12)의 $\Pr(I \rightarrow \hat{I})$ 을 줄임으로써 기존의 OFDM-IM보다 낮은 ABEP를 갖게 한다.

V. 모의실험 결과

이 절에서는 제안하는 방법의 시뮬레이션 결과를 OFDM-IM과 비교하여 제시한다. 모든 모의실험에서 $N=128$ 이며 $M=2$ 이다. OFDM-IM과 제안하는 방법은 모두 $(n, k) = (4, 2), (8, 2), (8, 6)$ 의 시스템 파라미터 하에서 성능이 비교된다. 세 시스템에서 p_1 은 각각 2, 4, 4이다. 무선 채널은 10탭의 균일한 전력 지연 프로파일에 의해 모델링되며, 수신기에서는 완벽한 채널 정보를 안다고 가정한다. 채널 부호화 되지 않은 BER과 색인 에러 비율(Index Error Rate, IER)이 성능 메트릭으로서 선택되었으며, 이는 부반송파당 수신 SNR에 대해 평가된다. 제안하는 방법은 ISB의 에러를 줄이는데 집중되었기 때문에, 제안하는 방법이 ISB에 미치는 효과를 완벽하게 분리하여 보이기

표 2. $(n, k) = (4, 2), (8, 2), (8, 6)$ 인 OFDM-IM 및 제안하는 시스템의 전체 SAP, 사용되지 않는 SAP, 주파수 효율 비교
 Table 1. Comparison of number of total SAPs, unused SAPs, and frequency efficiency of OFDM-IM and proposed system when $(n, k) = (4, 2), (8, 2), (8, 6)$.

	OFDM-IM			Proposed		
	Total SAP	Unused SAP	$\eta_{OFDM-IM}$	Total SAP	Unused SAP	$\eta_{proposed}$
$(n, k) = (4, 2)$	6	2	4	4	0	4
$(n, k) = (8, 2)$	28	12	6	16	0	6
$(n, k) = (8, 6)$	28	12	10	16	0	10

위해 ISB에 대한 BER 또한 제시된다.

표 2.는 모의실험에서 사용될 파라미터 $(n, k) = (4, 2), (8, 2), (8, 6)$ 에 대해 OFDM-IM과 제안하는 방법의 전체 SAP, 사용되지 않는 SAP 그리고 주파수 효율을 비교한 표이다. 3가지의 (n, k) 파라미터에 대해서 OFDM-IM은 전체 SAP수에 대한 사용되지 않는 SAP수의 비율이 30%, 43%, 43%로 나타남을 알 수 있다. 반면 제안하는 방법에서는 이 비율이 모두 0%임에도 불구하고 OFDM-IM과 같은 주파수 효율을 보인다.

그림 3.은 두 방법의 BER을 보여준다. $(n, k) = (4, 2), (8, 2), (8, 6)$ 시스템에서 BER이 10^{-3} 일 때, 제안하는 방법에서 각각 -0.5, -0.4 -2.0 dB의 SNR성능 이득이 있는 것을 확인할 수 있다.

이는 식 (23)의 $\sum_I \sum_{\hat{I}} \Pr(I \rightarrow \hat{I})$ 을 OFDM-IM 보다 줄임으로서 성능을 개선했음을 의미한다.

$(n, k) = (8, 2)$ 시스템이 $(n, k) = (4, 2)$ 시스템에 비해 두 배 더 높은 파워로 송신하기 때문에, p_1 이 크

에도 불구하고 더 좋은 성능을 보인다. BER 성능 차이가 SNR이 높아질수록 작아지는 이유는 다음과 같다.

첫째 색인 맵핑의 영향을 거의 받지 않는 QAM비트가 고려되었기 때문이다. 실제, $(n, k) = (8, 2)$ 시스템은 QAM 비트의 비율이 다른 두 시스템에 비해 작기 때문에, 전체 BER 성능 차이가 큰 것을 확인할 수 있다.

둘째, SNR이 높아질수록 기존 OFDM-IM의 수신기가 치명적인 오류로 판단하는 경우가 거의 없어지기 때문이며, 이는 제안하는 방법이 Low-SNR 영역에서 더 효과적으로 적용될 수 있음을 의미한다.

VI. 결론

본 논문에서는 기존 OFDM-IM 시스템에서 잉여 SAP의 발생으로 야기될 수 있는 수신기에서의 치명적인 오류를 부반송파 분할 방법으로 개선하였다. 제안하는 방법은 다른 복잡한 알고리즘을 채택하는 대신 일반적으로 사용되는 사전식 나열 방법을 부반송파 분할에 적용하였으며, 특정 조건 하의 (n, k) 파라미터에서는 서브블록을 더 작은 서브블록들로 분해하여도 주파수 효율을 분해 이전과 동일하게 유지하면서 BER 성능을 개선할 수 있다.

제안하는 방법은 또한 기존의 시스템에서 단순히 룩업 테이블만을 개선한 것이기 때문에 다른 OFDM-IM 기반 시스템에도 적용될 수 있다는 장점이 있다.

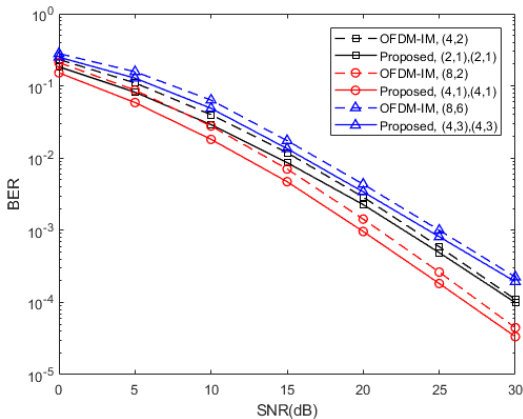


그림 3. OFDM-IM과 제안하는 방법의 BER 성능 비교
 Fig. 3. BER performance comparison among OFDM-IM and Proposed method.

References

- [1] R. Fan, Y. J. Yu, and Y. L. Guan, "Generalization of orthogonal frequency division multiplexing with index modulation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 10, pp. 5350-5359, Oct. 2015.
- [2] J. Lee and H. Ryu, "Design of dual-mode index modulation-based OFDM systems and performance improvement of PAPR," *J. KICS*, vol. 43, no. 4, pp. 648-654, Apr. 2018.
- [3] Y. Xiao, S. Wang, L. Dan, X. Lei, P. Yang, and W. Xiang, "OFDM with interleaved subcarrier-index modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 8, pp. 1447-1450, Aug. 2014.
- [4] E. Basar, "Index modulation techniques for 5G wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 7, pp. 168-175, Jul. 2016.
- [5] E. Basar, U. Aygölü, E. Panayrc, and H. V. Poor, "Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, no. 22, pp. 5536-5549, Nov. 2013.
- [6] I. Stojmenovic, "A simple systolic algorithm for generating combinations in lexicographic order," *Comput. & Math. Appl.*, vol. 24, no. 4, pp. 61-64, Aug. 1992.

김 장 현 (Janghyun Kim)



2017년 2월 : 건국대학교 전자공학과 졸업.
 2017년 3월~현재 : 건국대학교 전자공학과 석사과정.
 <관심분야> 통신공학, OFDM, 색인 변조, 5G

윤 은 철 (Eunchul Yoon)



1993년 2월 : 연세대학교 공학사.
 1995년 2월 : 연세대학교 공학석사.
 1995년~2000년 : 삼성전자 네트워크사업부 책임연구원.
 2006년 : 미국 스탠포드대학 전기공학과 공학박사.
 2006년 : 미국 스탠포드대학 전기공학과 공학박사.
 2008년~현재 : 건국대학교 전자공학부 교수.
 <관심분야> 이동통신, 무선통신시스템 설계, 홈 네트워크, 협력 다이버시티, 색인 변조, Time Reversal, 5G.