

<https://doi.org/10.7236/IIBC.2017.17.5.51>

IIBC 2017-5-7

## 그레이 코드화된 안테나 순서의 차등 공간 변조

### Differential Spatial Modulation with Gray Coded Antenna

김정수\*, 이문호\*\*

Jeong-Su Kim\*, Moon Ho Lee\*\*

**요약** 본 논문은 차등공간변조(DSM)를 위한 안테나 인덱스 순열들의 그레이 코드 오더를 제안한다. 실행하기 위해서 계산 복잡도(Computational complexity)와 사전 편찬식 오더를 사용하는 기존 DSM 이 둘의 유사성을 도출한 Trotter-Johnson의 유명한 Ranking & Unranking 알고리즘들을 차용했다. 사전 편찬식 오더를 넘어선 그레이코드로 얻어낸 신호 대비 잡음비는 시뮬레이션들을 통해 성능이 분석되었다. 그레이 코딩 프레임워크를 기초로, 그레이 코드 오더에 속한 완전 순열들의 예상되지 않는 위치들에서 직접적으로 선택된 액티브 안테나 지수들의 순열들이 있는 인터섹티드 그레이 코드(I-code) 오더로 명칭된 다양성-강화 기법을 제안한다. 분석과 시뮬레이션들에서, I-Gray 코드 오더가 그레이 코드 오더에 대한 추가적인 다이버시티 차수를 만들어 내 성능이 우수했다.

**Abstract** In this paper, we propose a gray code order of antenna index permutations for differential spatial modulation (DSM). To facilitate the implementation, the well-known Trotter - Johnson ranking and unranking algorithms are adopted, which result in similar computational complexity to the existing DSM that uses the lexicographic order. The signal-to-noise ratio gain achieved by the proposed gray code order over the lexicographic order is also analyzed and verified via simulations. Based on the gray coding framework, we further propose a diversity-enhancing scheme named intersected gray (I-gray) code order, where the permutations of active antenna indices are selected directly from the odd (or even) positions of the full permutations in the gray code order. From analysis and simulations, it is shown that the I-gray code order can harvest an additional transmit diversity order with respect to the gray code order.

**Key Words** : Gray coding, differential modulation, SNR gain, diversity order, spatial modulation (SM)

## 1. 서론

최근 모바일 기기와 SNS 대중화는 개인의 일상을 넘어 기업과 일상생활의 업무 환경까지 빠르게 바뀌어 나가고 있다. 모바일 기기가 콘텐츠 및 서비스를 소비하는 주요 기기로 자리를 잡으며 일반인과 기업에서도 경쟁력

강화를 위한 BYOD(Bring Your Own Device) 확산과 함께 엔터프라이즈 모빌리티, 스마트워크 등을 뒷받침하는 핵심 인프라로 와이파이(WIFI)의 요구 위상을 높이고 있다. 여기에 모바일 세대의 요구에 부응하기 위한 올-와이어리스 워크플레이스(all-wireless workplace)라는 새로운 업무 환경 구현도 본격화되면서 와이파이(WIFI)는 핵

\*정희원, 송실사이버대학교 컴퓨터정보통신학과

\*\*정희원, 전북대학교 전자정보공학부(교신저자)

접수일자: 2017년 8월 18일, 수정완료: 2017년 9월 18일

게재확정일자: 2017년 10월 13일

Received: 18 August, 2017 / Revised: 18 September, 2017 /

Accepted: 13 October, 2017

\*\*Corresponding Author: moonho@jbnu.ac.kr

Dept Division of Electronic Engineering, Chonbuk National University, Korea

심 연결 기술로 자리를 더욱 넓혀 나가기 시작했다. 그러나 효율적인 엔터프라이즈 모빌리티, 스마트워크를 구현하기 위해서는 언제 어디서나 모바일 기기와의 안정적인 접속을 보장하는 네트워크 인프라의 확보와 더불어 클라우드(Cloud), BYOD, 가상화, 보안, 관리 등 다양한 기술의 도입과 결합은 불가피하다<sup>[8-9]</sup>. 특히 모바일 및 클라우드 퍼스트 시대 도래에 따라 보다 효율적이고 민첩한 네트워크의 중요성이 한층 강조되면서 와이파이 인프라의 고도화를 견인할 것으로 기대된다. 국내 엔터프라이즈 모빌리티 시장이 꾸준하게 성장세를 이어나가고 있는 가운데 기업에서는 신규 및 기존 비즈니스 프로세스를 모바일 환경에 적용시키려는 노력이 이어지면서 와이파이 인프라의 업그레이드가 불가피해지고 있다. 과거에도 와이파이기는 기업 네트워크의 한 축이었지만 속도, 커버리지, 안정성 등 무선의 한계와 함께 단말의 성능 제한으로 인해 기대와는 다르게 유선의 보조 수단에 머문 것이 현실이었다. 그러나 속도, 성능, 커버리지, 안정성, 보안 등 무선 기술의 지속적인 진화와 모바일 퍼스트라는 새로운 트렌드는 802.11n를 대체해 기가비트 속도를 지원하는 802.11ac의 확산을 부추기고 있다. 가격 하락과 802.11ac 지원 단말의 보급 확대에 힘입어 지난해부터 국내에 공급이 본격화된 802.11ac 지원 액세스 포인트(Access Point)는 엔터프라이즈 모빌리티 구현을 위한 안정적인 인프라 역할을 수행하며 기가 와이파이 시대를 앞당기고 있다. 이미 기업의 업무 현장은 물론 교육, 병원, 호텔, 금융, 제조, 유통, 공공 등 다양한 분야에서 도입이 이뤄지면서 멀티미디어 시대에 걸맞게 대용량의 다양한 콘텐츠와 서비스를 지원하고 있는 한편 다양한 무선 기술이 접목되는 사물인터넷(IoT) 환경에서도 주요 인프라로 활용되면서 올해는 그 위상이 한층 더 높아지고 있다. 와이파이의 혁신을 이끌고 있는 것은 무엇보다 802.11ac다. 802.11ac 시장 활성화의 최대 걸림돌이었던 가격도 대량 생산에 따른 단가 하락은 물론 벤더간 가격 경쟁이 심화되면서 빠르게 하락하고 있어 올해를 기점으로 대중화가 이뤄질 것으로 전망된다. 802.11ac의 장점은 기가비트 속도는 물론 5GHz 대역 사용을 통한 간섭 최소화, 한층 넓어진 채널 대역폭 사용에 따른 전송량 증가, 다안테나 시 MU-MIMO 지원으로 AP에서 다수 사용자에 동시 전송 등을 꼽을 수 있다. 또한 무선 주파수 효율을 높이기 위한 256QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식 사용으로 데이터 전송률이 증가하고, 최대 8개의 송신

안테나, 빔포밍 기술을 통해 데이터 전송의 안정성 향상과 범위 확장 등 다양한 장점을 두루 갖추고 있다. 802.11ac는 고급형, 보급형 등 제품이 다양화됐을 뿐 아니라 가격도 큰 폭으로 떨어지면서 공급이 빠르게 늘어나고 있는 추세로, 802.11n 대체 속도는 올해 더욱 빨라져 802.11n과 802.11ac 시장 공존 기간은 예상보다 단축될 전망이다. 이에 내년에는 802.11ac가 전체 와이파이 시장의 80% 이상을 점유할 것으로 관련 업계에서는 예측하고 있다.

한편, 업계에서는 802.11ac 확산, 인수합병 바람이 불며 차세대 와이파이 시장 선점을 위한 관련 업계의 경쟁도 한층 치열해지면서 올해는 시장판도 변화가 그 어느 때보다 주목된다. 특히 시스코와 아루바 양강 구도에서 아루바를 인수한 HP가 HPE로 분리돼 HPE 아루바로 본격적인 시장 개척을 나서는 한편 삼성전자의 공격적인 와이파이 시장 공세가 몰아치고 있기 때문이다. 지난해 3분기 국내 와이파이 시장에서 삼성전자가 30% 이상을 점유하면서 시스코와 HPE 아루바를 제치고 1위로 올라선 것으로 추정되면서 올해 판도가 더욱 주목된다. 시스코, HPE 아루바, 삼성전자의 선두 다툼에 이어 루커스, 에어로하이브가 약진하고 있는 가운데 지브라, 익스트림, 지러스, ALE, 델, 다산네트웍스 등도 와이파이 시장 공세 강화를 위한 조직 및 솔루션을 재정비하면서 치열한 공방전을 예고하고 있다. 여기에 기존 아루바와 OEM이나 협력 관계에 있던 벤더들이 어떻게 움직일지도 시장판도 변화에 영향을 미칠 전망으로 새로운 짜릿기가 예상되면서 경쟁사 영업 파트너 영입을 위한 움직임도 주목된다. 관련 업계에서는 불투명한 경제 상황으로 인해 가격 경쟁이 더욱 심화될 것으로 판단하고 있는 만큼 올해 역시 재고떨이를 위한 802.11n 할인판매가 계속되겠지만 과도 기적 현상인 만큼 초기 802.11ac 시장을 열었던 스마트스쿨, 대학, 금융권은 물론 다양한 엔터프라이즈(Enterprise) 영역으로 802.11ac 확산이 본격화되면서 대중화 길로 빠르게 진입할 것으로 기대하고 있다. 지난해 엔터프라이즈 와이파이 시장의 성장세는 기대에 미치지 못한 것이 사실로 올해는 업그레이드와 신규 수요 증가로 소폭의 성장이 예견되지만 가성비비를 갖춘 보급형 802.11ac 제품은 물론 보안, 관리, BYOD, 클라우드 등 다양한 솔루션을 접목해 보로운 가치 창출을 통한 신규 수요 창출이 보다 중요해질 전망이다. 또한 서비스사업자의 매니지드 서비스, 클라우드 솔루션 등 새로운 시장 개

적 경쟁을 통한 활로 모색과 함께 802.11ac 웨이브 2 시장 선점 경쟁도 예고되고 있다. 업계 관계자는 “시장판도가 요동치고 있지만 시스코, HPE 아루바, 삼성전자의 3강 구도가 올해도 이어질 전망이다”며 “그러나 루커스, 에어로하이브, 지브라, 지러스, 익스트림 등의 공세가 이어지며 다자간 경쟁구도 형성도 배제할 수 없는 상황이다”고 전망했다. 한편, SM(Spatial Modulation)기법도 5G 기술에 걸맞게 최근 몇 년 사이에 나온 새로운 변조 기법이다. 입력 bit가 송신안테나와 전송 심볼을 선택하게 한다. 그림 1과 같은 계통도를 갖는다. 안테나를 스위칭하면서  $s_1, s_2$ 를 심볼을 보낸다.

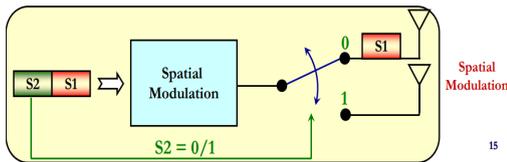


그림 1. 공간 변조 기법  
 Fig. 1. Spatial Modulation Technique

공간 변조(SM) 안에서 최적의 최대 공산(ML) 디코딩은 실행<sup>[1-3]</sup>을 복잡하게 하는 채널 상태 정보(CSI)를 필요로 한다. 문제 해결을 위해 최근 CSI<sup>[4-5]</sup>를 생략하는 DSM이 제안되었다. DSM에서 송신 안테나 수를 표시하는  $N_T$ 와 함께 세트  $\{1, 2, \dots, N_T\}$ 의 순열들에 의해 명시될 수 있는 안테나 활성화 오더는 정보를 수반한 메카니즘으로 사용된다. 따라서 안테나 활성화 오더들 간의 차이가 DSM의 비트오류율(BER)에서 중요한 역할을 한다. 기존 작업들<sup>[4]</sup>에서 안테나 활성화 오더들은 정보 비트 시퀀스들에 해당 되는 것들 사이에서의 거대한 비트 차이들을 이끌 수 있는 비슷한 순열들인 사전 편찬식 오더를 따르게 조정하였다. 이 방식은 높은 신호 대비 잡음비(SNR)의 유사한 순열들 사이에서 발생된 대부분의 오류들을 발견하여 DSM의 비트 오류율을 낮췄다. 본 논문에서, 표 1과 같이 DSM의 비트오류율(BER) 결과를 향상시키기 위해 Gray 코딩 아이디어에 기초를 둔다.

표 1. 그레이 코드와 2진수  
 Table 1. Gray Code and Binary

Decimal	Binary	Gray code
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011

3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010

표 1 및 표 2의 제안된 스키마에서 각 정보 비트 시퀀스는 오직 기존의 것과 새로운 것에서 비롯된 두 안테나 지수 차이를 통신 안테나 인덱스 순열들이 가지는 동안에 기존의 것과 다음 것들로부터 하나의 비트 차이만을 갖는다. 광범위한  $N_T$  케이스의 용이한 실행을 위해 정보 비트 시퀀스와 통신 안테나 인덱스 순열 사이의 관계를 만드는 Trotter - Johnson의 유명한 Ranking & Unranking 알고리즘을 적용한다. 이론 해석에서 제안된 Gray 코드 오더가 SNR을 유사한 계산 복잡도 동반한 사전 편찬식 코더를 넘어선 1.2dB까지 얻어낼 수 있음을 발견했다. Gray 코딩<sup>[6]</sup> 프레임워크를 기초로 새로운 스키마, 정보 전달 목적만을 위한 Gray 코드 오더에 속한 완전 순열들의 예상되지 않는 위치들을 수반하는 DSM의 성과 다양성을 성장시키는 인터섹티드 Gray(I-Gray) 코드 오더를 제안한다. I-Gray 코드 오더는 Gray 코드 오더에 반대되는 추가적인 송신 다이버시티를 가지고 있음을 보여준다. 본 논문 표기는  $H$ 는 에르미트 행렬변환을 뜻한다. 복소수체는  $C$ 로 표기한다.  $T, N$  단위행렬  $M \times M$ 을 의미한다.  $\Re\{\cdot\}$ 는 거의 동상성분을 나타낸다.  $\text{Tr}(\cdot)$ ,  $\text{rank}\{\cdot\}$  그리고  $\text{Mod}(\cdot, \cdot)$  각각 트레이스, Rank 그리고 Modulus Operations를 나타낸다.  $\mathbf{A}(i, j)$ 는  $(i, j)$  번째  $\mathbf{A}$  행렬의 성분을 나타낸다.  $\lfloor \cdot \rfloor, \lceil \cdot \rceil$ 들은 올림, 내림 실행들을 각각 의미하다. 본 논문의 구성은 II.장 시스템 모델, III.장 Gray 코드 Order에서 인덱스-맵핑, IV.다이버시티 고양방안, V.시뮬레이션결과와 분석, VI.결론의 순서로 이루어져있다.

## II. 시스템 모델

$N_R$  이 안테나를 수신하는 수를 나타내는 베이스 밴드  $N_R \times N_T$  다중 입출력 (MIMO) 시스템을 선택했다<sup>[12]</sup>. 구체적으로 DSM은 다음과 같이 실행된다. 송신기에서는

정보 비트들이 송신된 블록들로 나뉜다. 이 송신된 블록들은 각  $m = \log_2(N_T!) + N_T \log_2(M)$  비트들로 구성되고 M이 별자리 S(Constellation S)의 카디널리티(Cardinality)를 나타내는  $N_T$  타임슬롯들을 통해 송신된다. 송신 안테나 수와 송신 블록 하나의 길이 둘 다 DSM의 개념에 따라  $N_T$ 로 표기한다. 각 송신 블록, 진행되는  $m_1 = \log_2(N_T!)$  비트들은 정수  $\in \{1, 2, \dots, 2m_1\}$  처음으로 기록되고 이후에 안테나 지수들의 순열  $\mathbf{A}(d, i)^{N_T}$ 로 기록된다. 나머지  $m_2 = N_T \log_2(M)$  비트들은  $\{s_i\}^{N_T}$ 에서 S(5)로부터 송신 신호가 선택된다.  $t$ -th 송신 주기에서 송신 매트릭스  $S_t \in C^{N_T \times N_T}$ 는 아래와 같이 도출된다.

$$S_t = S_{t-1} X_t, \quad (1)$$

표 2. 룩업 테이블  $N_T=3$

Table 2. Look up Table  $N_T=3$

Bits in LO <sup>1</sup>	Permutations	Bits in GCO <sup>2</sup>	Permutations
00	(1 2 3)	00	(1 2 3)
01	(1 3 2)	01	(1 3 2)
10	(2 1 3)	11	(3 1 2)
11	(2 3 1)	10	(3 2 1)

<sup>1</sup> LO=lexicographic order    <sup>2</sup> GCO=gray code order

$X_t \in C^{N_T \times N_T}$ 는 정보 매트릭스로 정보 비트에 의해 결정된다. 서론에서  $i \in \{1, 2, \dots, N_t\}$ 인  $X_t(\mathbf{A}(d, i), i) = s_i$ 는 증명되었다.  $H_t \in CNR^{N \times N_t}$ 는 채널 매트릭스와 공분산  $I_{N_r}$ 로 표기한다. 그러므로, 수신된 신호 매트릭스  $Y_t \in C^{N_r \times N_T}$ 는 다음과 같이 나타난다.

$$Y_t = H_t S_t + N_t, \quad (2)$$

$N_t \in C^{N_r \times N_T}$ 이 평균제로와 공분산  $\sigma^2 I_{N_r}$ 을 포함한 백색 잡음 매트릭스이다. 가령 준정적 페이딩 즉,

$H_{t-1} = H_t$ , (2)이  $(t-1)$ 번째에 의해 나타나고 수신한 신호매트릭스를 아래와 같이 나타낸다.

$$Y_t = Y_{t-1} X_t - N_{t-1} X_t + N_t, \quad (3)$$

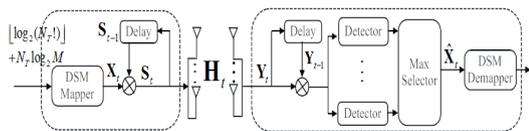


그림 2. DSM 계통도

Fig. 2. The System Model of DSM

그에 맞춰, 최적의 ML 발견은 식 (4)와 같이 도출된다.

$$\hat{X}_t = \underset{X_t \in \phi}{\operatorname{argmax}} \operatorname{Tr} \{ \mathcal{R} \{ Y_t^H - Y_{t-1} X \} \}, \quad (4)$$

모든 타당한 정보 매트릭스들의 구성 세트들을 나타낸다. 최종적으로 정보 비트들은 추측된 안테나 활성 오더 그리고  $X_t$ 에서 송신된 신호들의 복조들의 디맵핑을 복구한다.

### III. Gray 코드 순서 내의 인덱스-맵핑

이번 절에서는 정보 비트들에 오직 관련된 DSM을 위한 Gray 코드 오더 내에서 안테나 지수들의 부호화된 순열들 아이디어를 제시한다.

#### 1. 룩업표(Look Up Table)

표 2는 버려진 전체 6개 순열들 중 2개이고 각각  $N_T=3$ 인 사전 편찬식 오더(Order)와 Gray 코드 오더 내에서 해당하는 순열들과 정보 비트들 사이에서의 맵핑(Mapping)을 보여준다. 자세히 표기되지 않더라도 손쉽게 두 방식이 동일하게 이끄는 결과값  $N_T=2$ 를 파악할 수 있다. 표 2에서 분명한 것은 Gray 코드 내에서 버려진 순열들은 사전 편찬식 오더와 다른 값들이다. 그러나 한 가지의 놀라운 사실은 사전 편찬식 오더  $N_T=3$ 가 Gray 코드의 요구 역시 충족시킨다는 것이다. 즉, 그 어떤 두 가지의 순열들이 하나의 비트가 차이가 다른 오직 두 가지의 지수들을 가진다는 것이다. 이것은  $N_T=3$ 인 두 방식들이 모두 BER 결과 값과 같을 것을 의미한다.  $N_T>3$ 에서 사전편찬식 오더는 요구사항을 더 이상 충족시키지 못하고 두 방식들이 완전히 다른 결과값을 내지 못한다. 이것은 뒤에 검증한다.

#### 2. Ranking과 Unranking 방법들

룩업(Look up)표 방법은 송신기와 수신기 모두에 순열들의 저장을 필요로 한다. 이는 비현실적으로 많은  $N_T$ 를 요구한다. 그 예로, 3628800 그리고  $2.4329 \times 10^{18}$  순열들은 각각 저장된  $N_T=10$ 과 20이 필요하다. 확실히 최신 컴퓨터로는 저장하기란 메모리 낭비이고 비현실적이다. 그러므로 해당하는 순열들 내의 정보 비트들로부터 일대일 맵핑을 하는 손쉬운 실행들을 만드는 것이 바람직하

다. 위 방법이 Unranking이다. 그리고 정반대로 순열들에서 해당하는 정보 비트들로부터 맵핑을 하는 것은 Ranking기법이다.

**Example 1: Generating permutations of {1, 2, 3, 4} in the gray code order**

1234, 1243, 1423, 4123,	$\overleftarrow{4}$
4132 1432, 1342, 1324,	$\overrightarrow{4}$
3124, 3142, 3412, 4312,	$\overleftarrow{4}$
4321, 3421, 3241,3214,	$\overrightarrow{4}$
2314, 2341, 2431, 4231,	$\overleftarrow{4}$
4213, 2413, 2143, 2134,	$\overrightarrow{4}$

처음에는 먼저 Gray 코드 오더 내에서 순열들을 어떻게 발생시키는 지 파악해야한다. 이를 위해선 [7]에서 보여준 아이디어를 참고한다. 예 1은  $N_T=4$ 의 해결책을 제공한다. 이 예시를 통해 다음과 같은 일반적인  $N_T$ 를 위한 Gray 코드 오더의 중요한 성질들을 기대할 수 있다. 손쉬운 설명으로 왼쪽과 오른쪽 방향으로 움직임을  $N_T$ 만큼 각각 정의한다. 또한 방향 지표를  $N_T$ 를 따른  $L_{N_T}$ 로 나타낸다.  $L_{N_T} = 1$  는  $N_T$ 가 왼쪽으로 그리고  $L_{N_T} = 0$ 은  $N_T$ 가 오른쪽으로 가는 상황을 나타낸다. 만약  $N_T$  그리고 세트  $\{1,2,\dots,N_T\}$  사이의 전체 스왑(Swap)들은  $N_T$ 의 한 라운드라고 정하고 이는  $L_R$ 로 표기하면  $(N_T - 1)!$  다. 추가적으로 만약  $L_{N_T}$  가 예측할 수 없다면  $L_{N_T} = 1$  이다. 그리고 균등할 경우는  $L_{N_T} = 0$  이다.  $L_{N_T}$ 는  $L_{N_T}$ -th 라운드 내의  $N_T$ 만큼의 수를 지칭하는 변수이다. 규칙 생성의 자세한 사항들은 Trotter-Johnson Ranking 그리고 Unranking 알고리즘[7]에서 참조 할 수 있다. 다음으로 표기로 요약하고 중점적으로 DSM으로의 적용을 다룬다.

### 가. Trotter-Johnson Ranking 알고리즘

아래와 같이 가정한다.

$$\text{순열 } a = a_1, a_1, \dots, a_{N_T}$$

$$u, a_u \in 1, 2, \dots, N_T$$

$P_{au}$  를  $a_u$ 의 구성요소  $a^{[au]}$ 로 정의한다.  $a^{[au]}$ 는 버려진  $a_u$ 의 구성요소 보다 뛰어난 경우 대체되는  $a$ 의 후보 순열이다. 시작으로 **a**를 순열  $\{1, 2\}$  또는  $\{2, 1\}$ 로  $l_3$ 을 도출하기 위해 가정한다.  $P_2 = 2$ 라면 **a**는 명백하게  $\{1, 2\}$  다.

여기서  $l_3 = 1$  ( $l_3 = 1$ )이다. 만약  $P_2 = 1$ , **a**는  $\{2, 1\}$   $l_3 = 0 = 2$  ( $L_3 = 0$ ) 이다.  $N_T > 3$ 의 경우,  $\{l_j\}_{j=4}^{N_T}$ 는 아래와 같이 반복적을 계산 할 수 있다.

$$l_j = (l_{j-1} - 1) * (j - 1) + I_{j-1} * P_{j-1} + I_j - 1 * (j - P_{j-1}), \quad (5)$$

여기서  $L_{j-1} = 1 - L_{j-1}$  이다.

결과적으로 정수  $d \in \{1, \dots, 2^{m_1}\}$ 는 **a**에 따라 아래와 같이 계산된다.

$$d = (l_{N_T} - 1) * N_T + l_{N_T} * P_{N_T} + L_{N_T} * (N_T + 1 - P_{N_T}). \quad (6)$$

Gray 코드배열에 있는 비트 시퀀스 정보는  $d$ 로부터 바로 얻을 수 있다.

### 나. Trotter-Johnson Unranking Algorithm

Unranking 프로세스는 Ranking 프로세스의 반대이다. 먼저, Gray 코드 배열에 있는 비트 시퀀스 정보는 정수  $d$ 로 변환되었다. 그 후  $l_{N_T}$ 와  $P_{N_T}$ 를  $l_{N_T} = [d/N_T]$ 와  $P_{N_T} = \text{mod}(d, N_T) + 1$ 로 각자 도출해 낼 수 있다.  $N_T > 3$ ,  $l_k$ 와  $P_k$  with  $k=N_T-1$ 은  $l_k = [l_k + 1/k]$ 과  $P_k = \text{Mod}(l_k + 1, k) + 1$ 로 각자 도출해 낼 수 있다. 그 다음에는,  $k=k-1$ 라고 하면  $l_k$ 와  $P_k$ 로부터 각자 반복적으로 도출할 수 있다. 이 프로세스는  $k=3$ 이 될 때까지, 다시말해  $\{l_k\}_{k=3}^{N_T}$ 과  $\{P_k\}_{k=3}^{N_T}$ 이 준비될 때까지 반복 된다.  $\{l_k\}_{k=3}^{N_T}$ 이  $\{l_k\}_{k=3}^{N_T}$ 으로 인해 결정될 수 있다는데 주목할 수 있다. 결국, 랭킹 알고리즘을 통해 순열을 다시 세울 수 있다.

### 3. SNR Gain 분석

이제까지 Lexicographic 배열과의 비교를 통한 Gray 코드 배열의 성과를 분석해 보았다. Gray 코딩의 효과를 분리해서 보자면, DSM이라는 특별한 케이스와 I.e., Differential Space Shift Keying(DSSK)를  $\{s_i\}_{i=1}^{N_T}$ 이 모든 순간에 세팅되도록 고려하였다.

평균 비트 확률(ABEP)은 유니온 바운드 테크닉을 식 (7) 통해서 얻을 수 있다.

$$P_e \leq \frac{1}{m_1 \cdot 2^{m_1}} \sum_{p=1}^{2^{m_1}} \sum_{q=1}^{2^{m_1}} M(X_p \rightarrow \widehat{X}_q) \Pr(X_p \rightarrow \widehat{X}_q), \quad (7)$$

$\Pr(X_p \rightarrow X_q)$ 이 쌍으로 오류, 즉 정보 매트릭스  $X_q$ 를 찾을 때의 개연성( $X_p$ 가 전달되었을 때)으로부터 나왔으며,  $N(X_p \rightarrow X_q)$ 는  $X_p$ 와  $X_q$ 사이의 비트 개수의 차이점이다. 풍부하게 분산된 환경을 가정해 보았을 때, 높은 SNR 7번식의 upper bound는 (8)식으로 한층 더 근접할 수 있다.

$$P_e \leq \frac{c \cdot SNR^{r_{\min} N_R}}{m_1 \cdot 2^{m_1}} \sum_{p,q} N(X_p \rightarrow \hat{X}_q | R_{p,q} = r_{\min}), \quad (8)$$

$c$ 가 일정할 때,  $N(\cdot | \cdot)$ 의 조건적인 개수이고,  $R_{p,q} = \text{rank} X_p - \hat{X}_q$  와  $r_{\min} = \min R_{p,q}$  이다. 이를 통해 Gray코드배열과 Lexicographic 배열을 즉시 해결하여  $r_{\min}=1$ 임을 얻어낼 수 있는데 Encoding Manner가 개입되었음에도 불구하고 DSSK가 Unit Transmit Diversity 배열을 달성했다는 것을 의미한다. 그러므로, Gray 코드 배열과 Lexicographic 배열의 성과는 단독적 SNR Gain과는 구분된다. 가치를 계산하기 위해서,  $R_{p,q}=1$  비트 개수의 차이점을 정의해보면

$$N_{error}^G = \sum_{p,q} N^G(X_p \rightarrow \hat{X}_q | R_{p,q} = 1),$$

$N_{error}^L = \sum_{p,q} N^L(X_p \rightarrow \hat{X}_q | R_{p,q} = 1)$ 이므로 G와 L이 Gray코드 배열, Lexicographic 배열에 각자 속하는 것으로 알 수 있다. 그 후에 (8)을 통한 SNR Gain이 dB의 Gray 코드 배열과 Exicographic Order를 달성하였고 BER 기준으로 정의되어 (9)를 통해 계산될 수 있다.

$$\gamma = 10 \log_{10} (N_{error}^L / N_{error}^G) / N_R \quad (9)$$

#### IV. 다이버시티 곱양 방안

위의 분석들을 토대로, DSM 시스템을 통해 달성된 Transmit Diversity Order는  $r_{\min}$ 에 좌우 된다는 것을 알 수 있었다. 두 근접 순열이 Gray 코드 배열에 있을 때 두가지 다른 요소가 있는데, 최소의 같은 랭크 값과 Transmit Diversity Order Remains Unit의 반환이다. DSM 성과의 다양성을 개발하기 위해, 이 절에서 Gray 코드 배열에 기반한 Novel Scheme, I.e, I-Gray 코드 배열을 제안한다.

표 1. I-Gray 코드 순서  $N_T=3$

Table 1. I-Gray Code Order  $N_T=3$

Candidates in GCO	Permutations in GCO	Selected Permutations	Permutations in I-GCO <sup>1</sup>
(1 2 3)		(1 2 3)	(1 2 3)
(1 3 2)	(1 2 3)	(3 1 2)	(3 1 2)
(3 1 2)	(1 3 2)	(2 3 1)	
(3 2 1)	(3 1 2)		
(2 3 1)	(3 2 1)		
(2 1 3)			

<sup>1</sup> I-GCO=I-gray code order

#### 1. DSSK의 적용

I-Gray 코드 배열에서 새로운 순열은 Gray코드 배열 속 Full 순열의 홀수(혹은 짝수)에 위치한 것으로 구성되어 있다.  $N_T=3$ 이라는 예시가 표 3에 제시되어 있는데, 홀수 배열만 보았을 때 I.e., 첫 번째, 세 번째, 다섯 번째 Gray 코드 내의 full순열이 정보 비트를 조정하기 위한 목적을 가지고 선택되었다. 어찌되었든,  $2^{\lceil \log_2(N_T/2) \rceil} = 2$  오직 순열만이 사용되도록 허가되었는데, (1 2 3)과 (3 1 2)같은 적절한 순열들을 얻었다. 아이 Gray 배열 내의 두 근접 순열들이 3가지 차이점을 보일 것이라는 것은 명확한데, 이는 DSSK내의 추가적인 Transmit Diversity Order를 향상시켜 줄 것이다.

#### 2. DSM의 적용

전통적인 DSM에 I-Gray 코드를 직접 적용하는 것은 Transmit Diversity Order를 달성하는 것을 실패하게 하는데 독립적인 Symbol-by-Symbol Transmission Scheme(전달 체계)가  $r_{\min}$ 이 하나가 되는 것을 제한하는 한 그럴 것이다. 이러한 문제를 극복하기 위해, DSM 블록 내 I-Gray 코드 아래에 프레임워크에 있는 두 근접 조정 심볼의 상호 관련성을 찾는 것이 필요하다. 끝으로, 우리는 좌표 인터리빙 디자인(Coordinator Interleaving Design)(CID)<sup>[10-11]</sup>에 대한 아이디어를 우리 디자인에 확장시켰다. 특히 DSM 블록에서, 앵글0의 배치 회전된 면에서 뽑아낸 한 쌍의 사실적이고 조정된 심볼의 가상적인 면이 다른 조정된 심볼의 가상적이고 사실적인 다른 조정된 심볼과 하나가 되었다. 예를 들면 Antenna Activation 배열의  $N_T=2,3$  행렬의 (2 1)과 (3 2 1)이 각각 식 (10)과 (11)을 통해 표현될 수 있다.

$$X_t = \begin{bmatrix} 0 & s_2^R + js_3^I \\ s_1^R + js_2^I & 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$X_t = \begin{bmatrix} 0 & s_2^R + js_3^I & 0 \\ 0 & 0 & s_3^R + js_1^I \\ s_1^R + js_2^I & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

개별적으로,  $s_i = s_i^R + js_i^I \in S^\theta, S^\theta$  와 함께 배치된 S(Constellation S)가 회전하고 있다는 것을 뜻한다. 정보 행렬  $N_T > 3$ 이 (10)과 (11)의 연합을 통해 세워질 수 있다.  $\theta$ 의 값이 DSM을 인한 BER의 성과와  $\theta$ 의 최적화에 영향을 미쳐 향후 이 부분을 추가 연구한다.

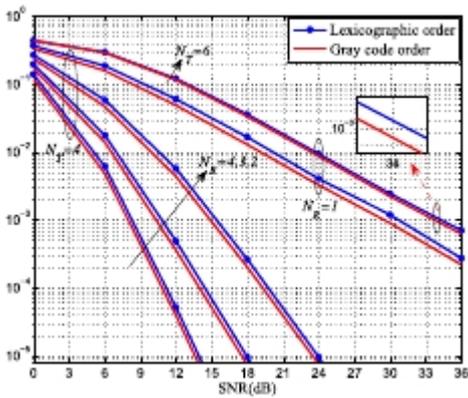


그림 3. DSSK 내의 다른 구성을 위한 그레이 코드 순서와 사전 편찬식 순서 사이의 BER 결과치.

Fig. 3. BER performance between the gray code order and lexicographic order for different configuration in DSSK

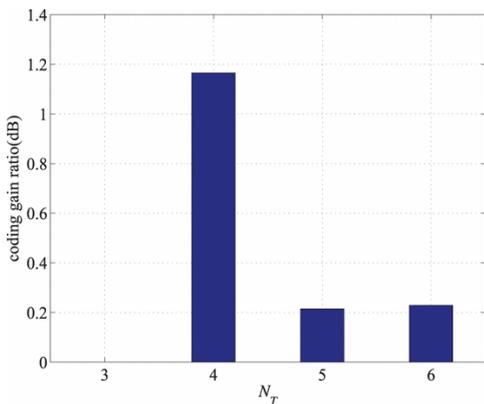


그림 4. DSSK의  $N_T = \{3,4,5,6\}$  그리고  $N_R = 1$ 을 위한 Gray 코드 순서와 사전 편찬식 오더 사이에서 SNR이 얻은 비.

Fig. 4. The SNR gain ratio between the gray code order and lexicographic order for  $N_T = \{3,4,5,6\}$  and  $N_R = 1$  in DSSK

## V. 시뮬레이션 결과 분석

이 장에서는 제안된 스키마로 DSM/DSSK의 BER 결과값들을 평가하기 위한 시뮬레이션들을 실시한다. 이 과정에서 천천히 변하는 레일리 수평 페이딩 채널들을 추정한다. 그림 3은 능률의 스펙트럼이 각각 1bps/Hz 그리고 1.5bps/Hz 내에서 DSSK를  $N_T = 4, 6$   $N_R = 1, 2, 3, 4$ 로 두고 Gray코드 오더 그리고 사전 편찬식 오더의 BER 결과값 사이의 비교 결과들을 보여준다. BER= $10^{-3}$ 일 때,  $N_R = 1$  라고 가정 두었을 때 제안된 Gray 코드 오더는 1.2 dB 그리고 0.3 dB값을 가지고 SNR은 각각  $N_T = 4$  그리고  $N_T = 6$  값을 사전 편찬식 오더로 가져간다. DSSK 내에서 DSM에서 얻은 값들이 더 작다는 것은 주목할 점이다. 페이지 제한에 따라 DSM의 결과치들은 더하지 않았다. 그림 자료에서 얻을 수 있는 추가적인 자료는  $N_R$  만큼 코딩을 줄이고 주어진  $N_T$ 만큼 SNR을 통해 얻었다는 점을 주목할 수 있다. 그림 2는 DSSK 내의  $N_T = \{3,4,5,6\}$ ,  $N_R = 1$ 부터 (9)를 값으로 사전 편찬식 오더에서 Gray 코드 오더를 통해 얻은 SNR 값들을 계산하는 것을 보여준다.  $N_T=3$ 이 가능할 경우 SNR의 측정값들을 기대할 수 없고  $N_T=4$ 로 둘 경우 1.2dB SNR까지 최대 얻을 수 있다. 그에 따른 값은  $N_{\text{error}}^L=136$  그리고  $N_{\text{error}}^G=104$ 이다. 반면에 그림 1에서 반대 부분에 이론적 결과치 시뮬레이션들이 서로 매치되는 것을 확인할 수 있다.

그림 3은 각각 DSSK 그리고 DSM을  $N_T=4$ ,  $N_R = 2$ 로 두어 I-Gray 코드 오더 그리고 Gray 코드 오더의 BER 결과치들을 보여준다.

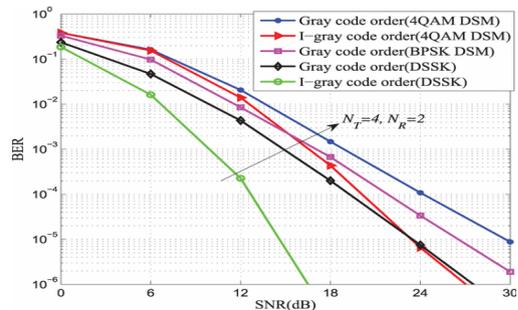


그림 5. DSSK, DSM의  $N_T=4$ ,  $N_R = 2$  일 때 Gray코 순서와 I-Gray 코드 사이에서의 BER 결과값

Fig. 5. BER performance between the gray code order and with  $N_T=4$ ,  $N_R = 2$  in DSSK and DSM

결과값들의 범위에 따라 4QAM값을 가진 I-Gray 코

드 오더가 높은 SNR값으로 DSM의 4QAM 또는 BPSK을 능가했다. 4QAM 값을 가진 I-Gray 코드 오더는 낮은 SNR값을 가지면 BPSK 값을 가진 Gray 코드 오더보다 떨어졌고, 높은 SNR 값을 가질 때는 높았다. 이유는 범위 효과가 높은 SNR 값을 가질 때 코딩 효과가 낮은 SNR 값을 가져 BER을 영향을 미친다. DSSK에서 I-Gray 코드 오더는 매 송출에서 한 개의 정보 비트 소모값으로 추가적인 송신범위오더를 얻는다.

## VI. 결론

본 논문에서는 최근 와이파이 연구 동향과 SM기법을 소개했으며 DSM의 결과값들을 향상시키기 위해 Gray 코드 오더를 제안했다. 더 나아가 I-Gray 코드 오더를 통한 DSM은 Gray 코드 오더와 비교하여 추가적인 송출 범위 오더를 얻을 수 있는 코드 순서가 새롭게 제안되었다. 기존의 논문에 비해 본 논문이 성능이 향상되었다.

## References

- [1] M. Di Renzo, H. Haas, P. M. Grant, "Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: A survey", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 182-191, Dec. 2011.
- [2] P. Yang, M. Di Renzo, Y. Xiao, S. Li, L. Hanzo, "Design guidelines for spatial modulation", *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 17, no. 1, pp. 6-26, Mar. 2015.
- [3] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges opportunities and implementation", *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56-103, Jan. 2014.
- [4] Y. Bian, X. Cheng, M. Wen, L. Yang, H. V. Poor, B. Jiao, "Differential spatial modulation", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 7, pp. 3262-3268, Jul. 2015.
- [5] M. Wen, X. Cheng, Y. Bian, H. V. Poor, "A low-complexity near-ML differential spatial modulation detector", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 1834-1838, Nov. 2015.
- [6] M. Cohn, S. Even, "A Gray code counter", *IEEE Trans. Comput.*, vol. C-18, no. 7, pp. 662-664, Jul. 1969.
- [7] D. L. Kreher, D. R. Stinson, *Combinatorial Algorithms: Generation Enumeration and Search (Discrete Mathematics and Its Applications)*, Rockville, MD, USA: CRC Press, 1998.
- [8] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [9] Z. Wang, G. B. Giannakis, "A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 8, pp. 1389-1398, Aug. 2003.
- [10] E. Başar, "OFDM with index modulation using coordinate interleaving", *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 4, no. 4, pp. 381-384, Aug. 2015.
- [11] R. Rajashekar, K. V. S. Hari, "Modulation diversity for spatial modulation using complex interleaved orthogonal design", *Proc. IEEE TENCON*, pp. 1-6, Nov. 2012.
- [12] Jun Li, Moon Ho Lee, et al "Differential Spatial Modulation With Gray Coded Antenna Activation Order", *IEEE Commun Letters*, vol. 20, no. 6, June 2016.

## 저자 소개

### 김 정 수 (정회원)



- 1998년 : 전북대학교 정보통신공학과 석사
- 2003년 : 전북대학교 컴퓨터공학과 박사
- 2002년 6월 ~ 현재 : 숭실사이버대학교 컴퓨터정보통신학과 부교수

<주관심분야 : 이동통신, IoT>

**이 문 호(정회원)**



- 1984년 : 전남대학교 전기공학과 박사, 통신기술사
  - 1985년 ~ 1986년 : 미국 미네소타 대학 전기과 포스트닥터
  - 1990년 : 일본동경대학 정보통신공학과 박사
  - 1970년 ~ 1980년 : 남양MBC 송신소장
  - 1980년 10월 ~ 2010년 2월 : 전북대학교 전자공학부 교수
  - 2010년 2월 ~ 2013 : WCU-2 연구책임교수
  - 2015 : 국가연구개발 우수성과 100선
  - 현재 : 전북대학교 전자공학부 초빙교수
- <주관심분야 : 무선이동통신>

※ This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government(MSIP) (No. 2015R1A2A1A05000977)