

양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화를 위한 변조 방식

정회원 류 현 석^{*o}, 종신회원 강 충 구^{**}

Modulation Scheme for Network-coded Bi-directional Relaying over an Asymmetric Channel

Hyun-Seok Ryu^{*o} *Regular Member*, Chung G. Kang^{**} *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 기지국(base station: BS)과 릴레이(relay station: RS), 그리고 단말(mobile station: MS) 사이의 릴레이 채널과 액세스 채널의 품질이 서로 다른 양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화 기법을 위한 변조 방식을 제안한다. 제안하는 변조 방식은 이중 성상도를 기반으로 하고 있으며, RS는 네트워크 부호화된 심볼을 연속된 두 심볼 구간 동안 서로 다른 성상도를 이용하여 BS와 MS로 방송 한다. 레일리 페이딩 채널에서 제안하는 변조 방식의 비트 오류율 성능에 대한 상한 식을 수학적으로 유도하고, 기존에 양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화 기반의 양방향 통신 기법을 위해 제안되었던 혼합 성상도 기반의 변조 방식과 성능을 비교 분석한다. 또한 제안하는 변조 방식을 사용하는 네트워크 부호화 기반의 양방향 통신 기법과 기존의 양방향 통신 기법들의 총 채널 사용 횟수를 비교 분석한다. 모의실험을 통해 제안하는 변조 방식이 양방향 비대칭 채널에서 기존 기법들과 동일한 대역 효율성을 유지하면서도 목표 비트 오류율 10^{-2} 에서 3.5~4dB의 E_b/N_0 이득이 있음을 보인다.

Key Words : Network coding, bi-directional relaying, asymmetric channel, average bit error rate

ABSTRACT

In this paper, we propose a modulation scheme for a network-coded bi-directional relaying (NBR) system over an asymmetric channel, which means that the qualities of the relay channel (the link between the BS and RS) and access channel (the link between the RS and MS) are not identical. The proposed scheme employs a dual constellation in such a way that the RS broadcasts the network-coded symbols modulated by two different constellations to the MS and BS over two consecutive transmission intervals. We derive an upper bound on the average bit error rate (BER) of the proposed scheme, and compare it with the hybrid constellation-based modulation scheme proposed for the asymmetric bi-directional link. Furthermore, we investigate the channel utilization of the existing bi-directional relaying schemes as well as the NBR system with the proposed dual constellation diversity-based modulation (DCD). From our simulation results, we show that the DCD gives better average BER performance about 3.5~4dB when E_b/N_0 is equal to 10^{-2} , while maintaining the same spectral efficiency as the existing NBR schemes over the asymmetric bi-directional relaying channel.

I. 서 론

네트워크 부호화(network coding)는 유선 네트워크

* 고려대학교 전기전자전파공학부 무선정보시스템공학 연구실(kor74ryu@korea.ac.kr), (gmpark@seoultech.ac.kr), (° : 교신저자)

** 고려대학교 전기전자전파공학부 무선정보 시스템공학 연구실(ccgkang@korea.ac.kr)

논문번호 : KICS2011-12-603, 접수일자 : 2010년 12월 6일, 최종논문접수일자 : 2011년 1월 26일

크에서 시스템 수율을 증대시키기 위한 전도유망한 기술로 많은 주목을 받고 있다¹⁻³⁾. 최근 무선 네트워크에서 릴레이 시스템이 도입됨에 따라 네트워크 부호화를 양방향 릴레이 시스템(bi-directional relaying system)에 적용함으로써 무선 릴레이 시스템의 수율을 증대시키려는 노력이 있어 왔다^{4,7)}. 네트워크 부호화를 사용하는 양방향 릴레이 통신 시스템에서 릴레이(relay station: RS)는 기지국(base station: BS)과 단말(mobile station: MS)로부터 수신한 데이터를 결합하여 인코딩 한 후, 이를 BS와 MS로 방송(broadcasting)한다. 이러한 특성을 이용하여, 네트워크 부호화를 사용하는 양방향 릴레이 시스템(Network-coded Bi-directional Relaying: NBR)은 네트워크 부호화를 사용하지 않는 기존의 양방향 릴레이 시스템(Traditional Bi-directional Relaying: TBR)에 비해 심볼들의 전송 횟수를 줄일 수 있고, 그 결과 기존의 양방향 릴레이 통신 시스템에 33%의 수율 이득을 얻을 수 있다^{4,7)}.

그러나 이러한 이득은 RS와 BS 간의 채널(릴레이 채널)과 RS와 MS 간의 채널(액세스 채널)이 대칭인 경우(즉, 릴레이 채널과 액세스 채널의 품질이 동일할 경우)에만 보장 받을 수 있다^{4,7)}. 왜냐하면 네트워크 부호화된 심볼이 RS에서 방송될 때, 릴레이 채널과 액세스 채널의 링크 품질 중 상대적으로 품질이 좋은 링크에 기준을 두고 RS가 네트워크 부호화된 심볼을 방송할 경우, 상대적으로 링크 품질이 낮은 채널의 비트 오류율 성능은 열화된다. 이는 빈번한 재전송을 필요로 하기 때문에 대역 효율성 성능이 저하될 수 있다. 이와 반대로 RS가 상대적으로 품질이 낮은 링크에 기준을 두고 네트워크 부호화된 심볼들을 방송할 경우, 상대적으로 링크 품질이 높은 채널의 대역 효율성 성능은 저하된다.

최근 양방향 비대칭 채널에서 이러한 문제점들을 해결하기 위해 혼합 성상도(hybrid constellation: HC) 기반의 변조 방식이 제안된 바 있다⁷⁾. 혼합 성상도 기반의 변조 방식에서는 서로 다른 품질을 갖는 비대칭 채널을 위해 서로 다른 두 개의 성상도가 결합된 혼합 성상도가 사용되며, 이를 통해 대역 효율성을 향상시킬 수 있음을 보였다. 그러나 [7]에서는 혼합 성상도를 구동시키기 위해 불가피하게 필요한 시그널링 오버헤드를 고려하지 않고 있으며, 혼합 성상도 기반의 변조 방식을 사용함으로써 발생할 수 있는 비트 오류율 성능의 저하를 다루고 있지 않다. 본 논문에서는 양방향 비대칭 채널에서 기존의 네트워크 부호화 기법과 동일한 대역

효율성 성능을 보장하면서, 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있는 이중 성상도 다이버시티(dual constellation diversity: DCD) 기반의 변조 방식을 제안한다. 제안하는 변조 방식에서는 연속된 두 번의 심볼 전송 구간 동안 서로 다른 성상도를 사용함으로써, 각 비트들이 갖는 서로 다른 비트 오류율 성능을 평균화시킴으로써 비트 오류율을 극대화시킬 수 있다. 이러한 개념은 다중-밴드 직교 주파수 분할 다중화(multi-band orthogonal frequency division multiplexing: MB-OFDM)에서 사용되는 이중 반송과 변조(dual carrier modulation: DCM), 또는 chase combining을 사용하는 H-ARQ (hybrid automatic request)의 신호점 재배열(constellation rearrangement: CoRe) 기법의 개념과 동일하다.

본 논문에서는 제안하는 DCD 변조 방식의 비트 오류율에 대한 상한 식을 누적 성상도를 이용하여 수학적으로 유도하고, [7]에서 제안된 혼합 성상도 기반의 변조 방식에 대한 비트 오류율 성능과 비교 분석한다. 또한 일반적인 M-QAM을 사용하는 기존의 양방향 통신 기법(TBR), 일반적인 M-QAM을 사용하는 네트워크 부호화 기반의 양방향 통신 기법(Conventional NBR: C-NBR), HC 기반의 변조를 사용하는 네트워크 부호화 기반의 양방향 통신 기법(HC-NBR), 그리고 제안하는 DCD 변조를 사용하는 네트워크 부호화 기반의 양방향 통신 기법(DCD-NBR)들의 총 채널 사용 횟수를 비교 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 살펴본다. III장에서는 양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화 기반의 릴레이 통신 시스템을 위해 기존에 제안되었던 혼합 성상도 기반의 변조 방식과, 본 논문에서 제안하는 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식을 살펴본다. IV장에서는 혼합 성상도 기반의 변조 방식과 제안하는 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식의 비트 오류율 성능을 수학적으로 분석한다. 한편 V 장에서는 TBR, C-NBR, HC-NBR, 그리고 제안하는 DCD-NBR 시스템의 총 채널 사용 횟수를 비교하고 마지막으로 VI장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

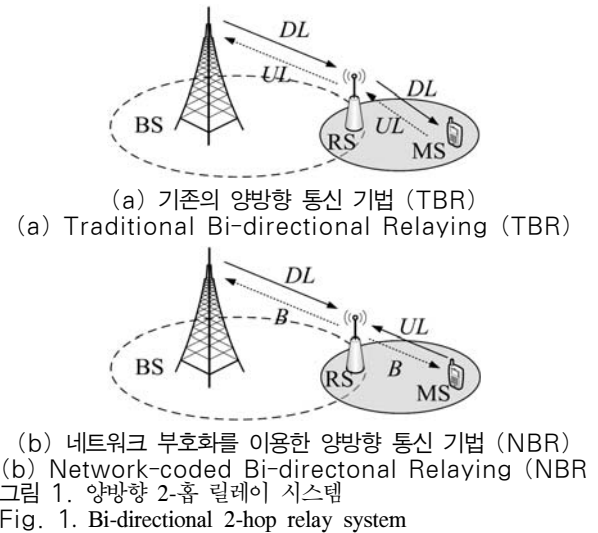
II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1에서와 같이 BS와 MS가 RS를 통해 각각 하향링크와 상향링크로 서로의 데이터를 주고받는 2-홉 양방향 릴레이 시스템을 고려

한다. 이때 릴레이 채널과 액세스 채널의 링크 품질을 고려하기 위해, 적응 변조 기법(adaptive modulation scheme)이 사용된다고 가정한다. 분석의 편의를 위해 BS, RS, 그리고 MS는 모두 단일 안테나를 장착하고 있다고 가정하며, RS는 복호-후-전달(decode-and-forward: DF) 방식과 반-이중화(half-duplexing) 방식으로 동작한다고 가정한다. 또한 릴레이 채널과 액세스 채널에서 하향링크와 상향링크는 시분할로 동작하는 TDD (Time Division Duplexing) 시스템을 고려하며, 상향링크와 하향링크의 채널 reciprocity가 존재한다고 가정한다. 즉 릴레이 채널에서 상향링크와 하향링크는 동일한 링크 품질을 갖게 되며, 마찬가지로 액세스 채널에서 상향링크와 하향링크는 동일한 링크 품질을 갖는다고 가정한다. 그러나 릴레이 채널과 액세스 채널의 품질은 서로 다르다고 가정한다. 한편 릴레이 링크와 액세스 링크의 수신단에서 심볼들 간의 동기는 정확하다고 가정하고, 수신단에서 채널 정보를 정확히 추정할 수 있다고 가정한다.

2.1 적응 변조(adaptive modulation) 기법

적응 변조 기법은 목표 비트 오류율(bit error rate: BER) 또는 프레임 에러율(frame error rate: FER)을 만족시키면서 링크 대역 효율성을 증가시키기 위해 대부분의 상용 시스템에서 사용된다[8]. 본 논문에서는 M-QAM 을 사용하는 적응 변조 기법을 고려한다. 여기서 $M=2^n$ ($n \in 2,4,6$) 이며, M 은 변조 차수를 나타낸다. 또한 분석의 편의를 위해 본 논문에서는 채널 부호화 기법은 고려하지 않지만, 본 논문의 결과는 [9]에서 제안된 적응 변조 및 채널 부호화 기법을 사용함으로써 채널 부호화를 사용하는 시스템에도 적용할 수 있다. 적응 변조를 동작시키기 위해 모든 수신 노드들은 채널 품질을 주기적으로(또는 송신 노드들의 요청에 의해) 송신 노드들에게 보고하며, 이때 보고되는 채널 품질들은 오류 없이 송신 노드들로 전송된다고 가정한다. 한편 본 논문에서는 릴레이 채널의 품질이 액세스 채널의 품질보다 좋다고 가정한다. 이는 BS와 RS가 고정되어 있고, BS와 RS의 안테나가 건물 꼭대기에 위치하기 때문에 릴레이 채널이 액세스 채널에 비해 LOS (Line-of-Sight) 조건을 만족시키기 쉽기 때문이다^[10]. 따라서 릴레이 링크에서 사용되는 적응 변조의 차수와 액세스 링크에서 사용되는 적응 변조의 차수를 각각 M_1 과 M_2 로 정의할 때, 항상



$M_1 \geq M_2$ 가 성립한다고 가정한다.

2.2 양방향 릴레이 기법

2.2.1. 기존의 양방향 릴레이 기법(TBR): 그림 1(a)에서와 같이, TBR에서 BS는 릴레이 채널의 하향링크를 통해 M_1 -QAM을 이용하여 RS로 데이터를 전송한다. RS는 수신한 데이터를 복조한 후 다시 변조하여(M_2 -QAM을 이용) 액세스 채널의 하향링크를 통해 MS로 데이터를 중계한다. 마찬가지로 MS는 액세스 채널의 하향링크를 통해 RS로 M_2 -QAM을 이용하여 데이터를 전송하며, RS는 복조와 변조 과정을 거쳐 M_1 -QAM을 이용하여 릴레이 채널의 상향링크를 통해 BS로 데이터를 중계한다. 따라서 기존의 양방향 릴레이 기법에서는 BS와 MS가 서로의 데이터를 송신 및 수신하기 위해 총 4번의 전송 단계가 필요함을 알 수 있다.

2.2.2. 네트워크 부호화를 사용하는 양방향 릴레이 기법(NBR): 양방향 릴레이 시스템의 대역 효율성을 증대시키기 위해 네트워크 부호화 기법이 도입되었다^[4]. 즉 그림 1(b)에서와 같이, BS와 MS는 RS로 각각 릴레이 채널의 하향링크와 액세스 채널의 상향링크를 통해 각각 M_1 -QAM과 M_2 -QAM을 이용하여 데이터를 전송하고 이를 버퍼에 저장한다. RS는 양방향으로 수신된 데이터를 복조하고 XOR 연산을 통해 네트워크 부호화를 수행하여(비트 단위의 XOR) 다시 변조한 후, 이를 BS와 MS로 방송한다. BS와 MS는 RS로부터 수신한 데이터와 이전에 자신들이 RS로 전송한 데이터(즉, 버퍼에 저장

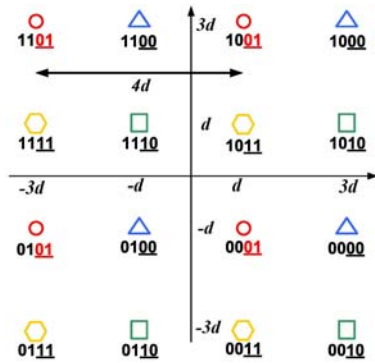


그림 2. 혼합 성상도 기반의 변조 방식을 위한 4-QAM과 16-QAM의 혼합 성상도^[7]
 Fig. 2. Hybrid constellation-based modulation scheme: 4-QAM and 16-QAM^[7]

된 데이터)를 이용하여 비트 단위의 XOR 연산을 수행함으로써 수신한 데이터를 복호할 수 있다. 이러한 네트워크 부호화와 복호화의 과정을 통해 NBR에서 BS와 MS는 서로의 데이터를 송/수신하기 위해 총 3번의 전송 단계가 요구되며, 이는 TBR에 비해 33%의 대역 효율성 이득을 가져올 수 있다^[4]. 그러나 이러한 이득은 $M_1 = M_2$ 일 때, 달성될 수 있다. 만일 양방향 채널이 비대칭인 경우 ($M_1 \neq M_2$), RS가 방송하는 네트워크 부호화된 심볼들이 양방향 비대칭 채널 중에 어느 링크의 품질에 기준을 두고 방송되느냐에 따라 NBR 기법의 성능은 달라진다.

즉, $M_1 > M_2$ 를 가정할 때, RS가 양방향 비대칭 채널 중 상대적으로 품질이 낮은 링크의 변조 차수인 M_2 를 이용하여 네트워크 부호화된 심볼을 방송할 경우, 릴레이 링크의 대역 효율성은 저하된다. 그러나 이와 반대로 RS가 양방향 비대칭 채널 중에 상대적으로 품질이 높은 링크의 변조 차수인 M_1 를 이용하여 네트워크 부호화된 심볼을 방송할 경우, 액세스 링크로 전송되는 데이터의 어려움이 증가하게 된다. 따라서 이러한 대역 효율성 성능과 어려움 성능 간의 트레이드-오프를 적절히 시켜줄 수 있는 변조 방식이 요구된다. 또한 양방향 링크를 통해 방송되는 네트워크 부호화된 비트들은 두 가지 종류의 데이터가 비트 단위의 XOR 연산에 의해 결합되었기 때문에, 빈번한 재전송을 사전에 방지함으로써 대역 효율성의 손실을 줄일 수 있도록 네트워크 부호화된 비트들의 신뢰도를 높이는 방안이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화된 비트들의 수신 신뢰도를 높이고, 대역 효율성의 손실을 최소화하기 위한 DCD 기반

의 변조 방식을 제안하고 그 성능을 살펴본다.

III. 불능 확률 분석

본 절에서는 [7]에서 제안된 혼합 성상도 기반의 변조 방식과 제안하는 이중 성상도 기반의 변조 방식을 살펴본다.

3.1 혼합 성상도 기반의 변조 방식

혼합 성상도 기반의 변조 방식에서는 그림 2와 같이 서로 다른 변조 차수를 갖는 두 개의 서로 다른 성상도가 결합된다^[7]. 즉, 그림 2에서 같은 모양의 심볼들은 4-QAM 성상도를 나타내며 이러한 4-QAM 성상도들이 4개가 모여 전체 성상도는 16-QAM 성상도를 구성한다. 이때 전체 16-QAM 성상도를 이루는 각 4-QAM 성상도들을 hidden 4-QAM 성상도로 명명한다^[7]. 혼합 성상도 기반의 변조 방식이 동작하는 원리는 다음과 같다. 만일 혼합 성상도에서 4 비트로 구성된 16-QAM 심볼들의 마지막 두개 비트가 사전에 수신 노드에 알려질 수 있다면, 혼합 성상도의 hidden 4-QAM 심볼들로부터 두개 비트를 검출한다. 만일 16-QAM 심볼들의 마지막 두개 비트가 사전에 수신 노드에 알려지지 않는다면 혼합 성상도의 16-QAM 심볼들로부터 4개 비트를 검출한다. 예를 들어 작은 변조에 의해 MS는 RS로 4-QAM을 이용하여 11을 전송하고 BS는 RS로 16-QAM을 이용하여 1011을 전송한다고 가정하자. RS는 MS로부터 수신한 11에 00을 삽입하여 1100을 생성하고, BS로부터 수신한 1011과 XOR 연산을 수행하여 $1100 \oplus 1011 = 0111$ 을 생성한다(여기서 \oplus 연산자는 비트 단위의 XOR을 나타낸다). 생성된 0111은 혼합 성상도의 16-QAM 심볼로 맵핑되어 MS와 BS로 방송된다. 이때 양방향 채널이 비대칭임에 주목하자. 즉 TDD 채널의 reciprocity에 의해 BS와 MS가 RS로부터 수신하는 채널의 품질은 각각 16-QAM과 4-QAM을 지원한다. 혼합 성상도는 4-QAM과 16-QAM 성상도가 결합되어 있기 때문에 BS는 RS로부터 수신한 심볼을 혼합 성상도의 16-QAM 심볼들을 이용하여 직접 검출하고, MS는 RS로부터 수신한 심볼을 혼합 성상도의 hidden 4-QAM 성상도를 이용하여 검출한다. 그리고 MS와 BS는 자신이 복조한 비트와 자신의 버퍼에 저장되어 있는 비트를 이용하여 XOR 연산을 수행함으로써 최종 데이터를 복호할 수 있다.

조금 더 자세히 살펴보면, BS는 RS로부터 수신한 16-QAM 심볼을 혼합 성상도를 이용하여 직접 복조하고 0111을 검출한다. 그리고 검출된 0111과 BS 자신의 버

퍼에 저장된 1011을 이용하여 XOR 연산을 수행함으로써 $0111 \oplus 1011 = 1100$ 을 복호한다. 한편 MS는 혼합 성상도의 hidden 4-QAM 심볼들을 이용하여(즉 그림 2에서 육각형 모양의 심볼들), RS로부터 방송된 비트들 중에 앞의 두 비트 01과 자신의 버퍼에 저장된 11을 이용하여 XOR 연산을 수행함으로써 $01 \oplus 11 = 10$ 을 검출한다.

그러나 앞서 언급한 수신 데이터의 검출 과정이 이루어지기 위해서는 MS가 hidden 4-QAM 성상도를 이용해서 검출해야 한다는 사실을 알려주기 위한 시그널링이 필요하다. 예를 들어 BS로부터 송신된 16-QAM 심볼을 구성하는 4개 비트들 중 마지막 2개 비트가 MS가 전송한 4-QAM 심볼을 구성하는 2개 비트와 동일하다는 점을 알려주기 위해서는 시그널링이 필요하며, 이때 4가지 종류의 hidden 4-QAM 심볼들 중에(그림 2에서 원, 세모, 육각형, 사각형 모양의 심볼들) 어느 hidden 4-QAM 심볼들을 이용하여 검출할 것인가를 알려주어야 하므로, hidden 4-QAM 성상도를 이용하기 위해서는 총 2개 비트의 시그널링 오버헤드가 요구된다. 이러한 시그널링은 불필요한 오버헤드를 발생시키기 때문에 양방향 비대칭 채널에서 혼합 성상도 기반의 변조 방식을 사용하는 NBR 시스템의 대역 효율성을 향상시키는 데에는 그 한계가 있다. 또한 혼합 성상도 기반의 변조 방식을 사용하는 NBR 시스템의 성능을 열화시키는 다른 주요 원인으로, 혼합 성상도를 구성하는 심볼들 간의 최소 유클리드 거리(minimum Euclidean distance)를 꼽을 수 있다. 즉 그림 2를 통해 알 수 있듯이, hidden 4-QAM 심볼 간의 최소 유클리드 거리는 $\sqrt{16/5E_b}$ 이며, 이는 TBR에서 사용하는 일반적인 4-QAM 성상도에서 심볼들 간의 최소 유클리드 거리인 $2\sqrt{E_b}$ 보다 작다.

또한 액세스 링크를 위해 사용되는 혼합 성상도의 hidden 4-QAM 심볼들은 Gray-mapping을 사용하지만, 릴레이 링크를 위해 사용되는 혼합 성상도의 16-QAM 심볼들은 Gray-mapping이 아니다. 이미 잘 알려진 비와 같이 단일 전송에서는 Gray-mapping이 비트 오류율 성능 관점에서 최적의 맵핑이기 때문에^[11], 이는 혼합 성상도 기반의 변조 방식을 사용하는 NBR 시스템의 비트 오류율 성능을 열화시키는 이유가 될 수 있다. IV절에서 이러한 혼합 성상도의 비트 오류율 성능을 좀 더 자세하게 살펴보고자 한다.

3.2 제안하는 DCD 기반의 변조 방식

본 소절에서는 비대칭 양방향 채널에서 네트워크 부호화된 심볼의 비트 오류율 성능 열화를 보상하

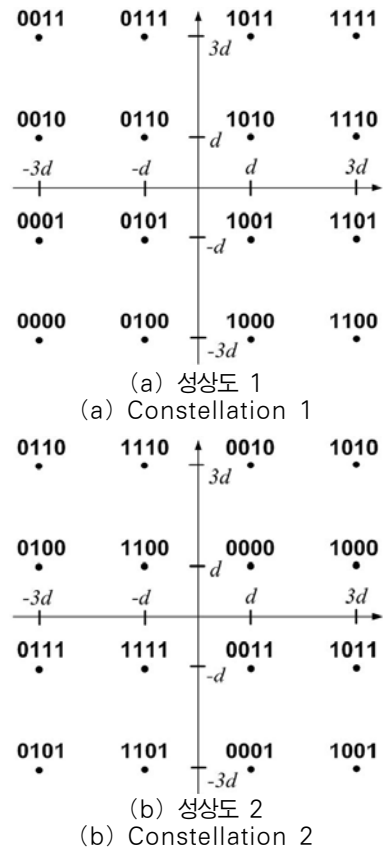


그림 3. 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식을 위한 성상도
Fig. 3. Constellations for dual constellation diversity-based modulation scheme

기 위한 새로운 변조 방식을 제안한다. 제안하는 변조 방식은 연속된 두 번의 심볼 전송 구간 동안에 그림 3의 서로 다른 성상도를 사용하는 것으로서, 이는 원래 MB-OFDM에서 사용되는 DCM을 위해 설계된 성상도들이다^[12,13]. 이러한 접근 방식들은 변조 차수 $M \geq 16$ 인 M-QAM 성상도에서 기본적으로 내재된 비트들 간의 서로 다른 신뢰도를 평균화 시킴으로써 수신한 비트들의 신뢰도를 향상시킬 수 있다^[12-15]. 그림 3의 성상도는 비트 오류율 관점에서 최적화된 성상도 쌍으로 알려져 왔다^[12,15]. 한편, 다중 전송 시에 각 심볼의 전송마다 서로 다른 성상도를 사용하는 방식은 H-ARQ에서 도입한 CoRe의 개념과 유사하다^[16-18]. 따라서 RS에서 네트워크 부호화된 심볼을 생성하기 위한 제안하는 변조 방식은 NBR 시스템의 링크 성능을 향상시킬 수 있음을 알 수 있으며 제안하는 기법의 구체적인 변조 및 복조 방법은 다음과 같다.

그림 4는 DCD 기반의 변조 방식을 위한 RS의 인코더 구조를 나타낸다. 설명의 편의를 위해 BS는 RS를 거쳐 MS로 N_1 비트를 전송하고, MS는

표 1. M-QAM 변조의 조건부 비트 오류율을 위한 파라미터
Table 1. Parameters for conditional error rate of M-QAM

| 변조차수 | a_M | b_M |
|--------|-------|-------|
| 4-QAM | 1 | 2 |
| 16-QAM | 3/4 | 4/5 |
| 64-QAM | 7/12 | 2/7 |

$$\begin{aligned}
 P_b(E) &= \int_0^\infty P_b(E|\gamma_b) f_{\Gamma_b}(\gamma_b) d\gamma_b \\
 &= a_M \int_0^\infty Q(\sqrt{b_M \gamma_b}) f_{\Gamma_b}(\gamma_b) d\gamma_b
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

여기서 $f_{\Gamma_b}(\gamma_b)$ 는 γ_b 의 확률 밀도 함수(probability density function: PDF)를 나타낸다. 레일리 페이딩을 가정할 때, γ_b 는 지수 분포를 따르므로 $f_{\Gamma_b}(\gamma_b) = (1/\Omega_b) \exp(-\gamma_b/\Omega_b)$ 이며, $\Omega_b = E[\gamma_b]$ 이다. 따라서 Gray-mapping을 사용하는 일반적인 M-QAM의 평균 비트 오류율은 다음과 같다^[19].

$$P_b(E) = \frac{a_M}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{b_M \Omega_b}{2 + b_M \Omega_b}} \right)
 \tag{6}$$

4.2 혼합 성상도 기반의 변조

그림 2의 혼합 성상도에서 hidden 4-QAM의 경우, $a_M=1$, 그리고 심볼들 간의 최소 거리는 $4d$ 이다. 또한 심볼 에너지, E_s 와 비트 에너지, E_b 간의 관계는 $E_s = 2E_b$ 이다. 또한 $E_b = 5d^2$ 이므로, $b_M = 8/5$ 임을 알 수 있다. 따라서 혼합 성상도에서 hidden 4-QAM 심볼의 평균 비트 오류율은 식 (6)을 통해 얻을 수 있다.

4.3 이중 성상도 기반의 변조

본 논문에서 제안하는 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식은 신호점 재배열의 개념을 내포하고 있으며, 일반적으로 신호점 재배열 기법의 정확한 비트 오류율은 closed-form 결과로 구해진 바가 없다. 따라서 본 논문에서는 [20]에서 제안된 누적 성상도를 이용하여 비트 오류율의 상한 식을 분석한다. 분석의 편의를 위해 $k=1$ 을 가정한다.

이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식에서 누적 성상도는 두 번의 연속된 심볼 구간 동안 수신된 심볼, y_1 과 y_2 의 실수축과 허수축을 분리한 후 다음과 같이 재배열함으로써 얻을 수 있다.

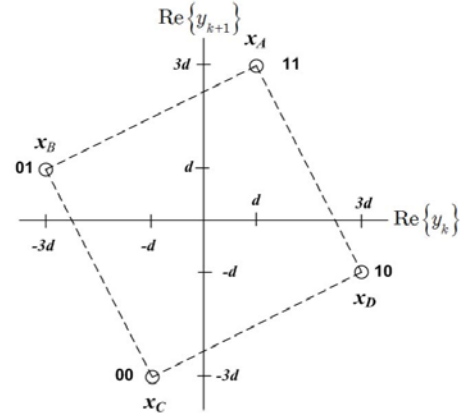


그림 5. 이중 성상도의 누적 성상도
Fig. 5. Accumulated constellation of dual constellations

$$\begin{aligned}
 Y_I &= y_{1,I} + jy_{2,I} \\
 Y_Q &= y_{1,Q} + jy_{2,Q}
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

여기서 $y_{1,I}$ 와 $y_{1,Q}$ 는 각각 두 번의 연속된 심볼 구간 동안 수신된 심볼의 in-phase와 quadrature-phase 성분을 나타낸다($l=1, 2$). 그림 5는 식 (8)로부터 얻어진 누적 성상도를 나타낸 것이며, 이를 통해 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식에서 누적 성상도를 구성하는 심볼들 간의 최소 거리는 $2\sqrt{5}d$ 임을 알 수 있다. 이는 일반적인 4-QAM 변조에서 사용되는 심볼들 간의 최소 거리와 동일하다.

한편 그림 5의 누적 성상도는 Gray-mapping을 사용하므로 높은 SNR에서 심볼 오류율, $P_s(E)$ 와 비트 오류율 간의 관계는 $P_s(E) \approx P_b(E)/2$ 이다. 또한 누적 성상도의 각 심볼이 동일한 확률로 전송된다고 가정할 때, 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식에 대한 비트 오류율의 상한 식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_b(E) &\approx \frac{1}{2} P_s(E) \\
 &\leq \frac{1}{2} \{ p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B) + p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_C) + p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_D) \}
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

여기서 $p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_\delta)$ 는 \mathbf{x}_A 를 전송했을 때, \mathbf{x}_δ 로 판단할 평균 심볼 쌍 오류 확률(pair-wise error probability: PEP)을 나타낸다($\delta \in \{B, C, D\}$). $\mathbf{H} = [h_1 \ h_2]^T$ 로 정의하면, \mathbf{x}_A 와 \mathbf{x}_δ 를 전송했을 때의 수신된 심볼을 각각 $\mathbf{y}_A = \mathbf{H} \odot \mathbf{x}_A + \mathbf{n}_A = \mathbf{u}_A + \mathbf{n}_A$ 와 $\mathbf{y}_\delta = \mathbf{H} \odot \mathbf{x}_\delta + \mathbf{n}_\delta = \mathbf{u}_\delta + \mathbf{n}_\delta$ 로 표현할 수 있다. 여기서 \odot 는 벡터에서 요소들 간의 곱을 의미하고 $\mathbf{u}_A = \mathbf{H} \odot \mathbf{x}_A$,

$\mathbf{u}_\delta = \mathbf{H} \odot \mathbf{x}_\delta$ 이다. 따라서 조건부 PEP는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B | h_1, h_2) = Q\left(\frac{\|\mathbf{u}_A - \mathbf{u}_B\|}{2\sqrt{N_0/2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{(\lambda_{L,1}|h_1|^2 + \lambda_{L,2}|h_2|^2)|d|^2}{N_0}}\right) \quad (9)$$

여기서 $\lambda_{L,1}$ 과 $\lambda_{L,2}$ 는 누적 성상도에서 각 심볼들 간의 I-축과 Q-축에서의 거리를 나타내며, L 은 심볼 쌍들 간의 인덱스를 나타낸다. 표 2에 각 심볼 쌍들 간의 $\lambda_{L,1}$ 과 $\lambda_{L,2}$ 값을 나타내었다. 한편 그림 5의 누적 성상도에서 $E_S = 2E_b = 10d^2$ 의 관계가 있음을 알 수 있다. 이러한 결과를 식 (9)에 대입하면, 조건부 PEP는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B | \gamma_1, \gamma_2) = Q\left(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}\right) \quad (10)$$

여기서 $\mu_{L,1}$ 과 $\mu_{L,2}$ 는 상수로 $(\mu_{L,1}, \mu_{L,2}) = (\lambda_{L,1}/5, \lambda_{L,2}/5)$ 이다. γ_1 과 γ_2 가 서로 독립적이라고 가정할 때, 평균 PEP는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B | \gamma_1, \gamma_2) = \int_0^\infty \int_0^\infty \underbrace{Q\left(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}\right)}_{\Psi(\gamma_2)} f_{\Gamma_2}(\gamma_1) d\gamma_1 f_{\Gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2 \quad (11)$$

식 (11)을 연산하면 평균 PEP는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu_{L,1}\Omega_1}{\mu_{L,1}\Omega_1 - \mu_{L,2}\Omega_2} \sqrt{\frac{\mu_{L,1}\Omega_1}{2 + \mu_{L,1}\Omega_1}} + \frac{\mu_{L,2}\Omega_2}{\mu_{L,1}\Omega_1 - \mu_{L,2}\Omega_2} \sqrt{\frac{\mu_{L,2}\Omega_2}{2 + \mu_{L,2}\Omega_2}} \right] \quad (12)$$

Proof: 부록 A 참조

표 2에 명시된 $\mu_{L,1}$ 과 $\mu_{L,2}$ 를 식 (12)에 대입하고 그 결과를 식 (9)에 대입하면, 이중 성상도 기반의 변조 방식에 대한 평균 비트 오류율의 상한을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b(E) \leq \frac{1}{4} \left\{ 3 - \frac{4\Omega_1}{4\Omega_1 - \Omega_2} \sqrt{\frac{4\Omega_1}{5 + 4\Omega_1}} + \frac{\Omega_2}{4\Omega_1 - \Omega_2} \sqrt{\frac{\Omega_2}{5 + \Omega_2}} + \frac{9\Omega_2}{\Omega_1 - 9\Omega_2} \sqrt{\frac{9\Omega_2}{5 + 9\Omega_2}} - \frac{\Omega_1(2\Omega_1 - 13\Omega_2)}{(\Omega_1 - 9\Omega_2)(\Omega_1 - 4\Omega_2)} \sqrt{\frac{\Omega_1}{5 + \Omega_1} + \frac{4\Omega_2}{\Omega_1 - 4\Omega_2}} \right\} \times \sqrt{\frac{4\Omega_2}{5 + 4\Omega_2}} \quad (13)$$

$\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega$ 를 가정할 경우, 식 (13)은 다음과 같이 간소화될 수 있다.

$$P_b(E) \leq \frac{1}{4} \left\{ 3 + \frac{19}{24} \sqrt{\frac{\Omega}{5 + \Omega}} - \frac{8}{3} \sqrt{\frac{4\Omega}{4 + 5\Omega}} - \frac{9}{8} \sqrt{\frac{9\Omega}{5 + 9\Omega}} \right\} \quad (14)$$

V. 총 채널 사용 횟수 분석

본 절에서는 일반적인 M-QAM 과 혼합 성상도 기반의 변조 방식 그리고 제안하는 DCD 기반의 변조 방식을 사용하는 양방향 통신 기법들의 총 채널 사용 횟수를 분석한다. BS가 RS를 통해 MS로 하향링크 데이터인 N_1 개 비트를 전송하고, MS가 RS를 통해 BS로 상향링크 데이터인 N_2 개 비트를 전송한다고 가정한다. 일반적으로 하향링크의 데이터량이 상향링크의 데이터 량에 비해 많이 때문에 $N_1 > N_2$ 로 가정한다. 또한 상향링크와 하향링크 릴레이 링크의 품질과 하향링크 액세스 링크의 품질은 채널 reciprocity에 의해 동일하다고 가정하며, 릴레이 링크의 품질이 액세스 링크의 품질에 비해 더 좋다고 가정한다($M_1 > M_2$). 한편 변조 차수, M 과 특정 링크를 통해 전송되는 비트수, N 이 주어졌을 때, 총 채널 사용 횟수, $\Phi = N/\log_2 M$ 로 표현할 수 있다. 이를 이용하여 각각의 변조 방식에 대한 총 채널 사용 횟수는 다음과 같다.

5.1 기존의 M-QAM을 사용하는 TBR 시스템

일반적인 M-QAM 을 사용하는 TBR 시스템에서 릴레이 링크와 액세스 링크의 모든 상향링크와 하향링크를 통해 데이터를 전송하기 위한 총 채널 사용 횟수는 다음과 같다.

$$\Phi_{TBR} = \frac{N_1}{\log_2 M_1} + \frac{N_1}{\log_2 M_2} + \frac{N_2}{\log_2 M_1} + \frac{N_2}{\log_2 M_2} \quad (15)$$

5.2 기존의 M-QAM을 사용하는 NBR 시스템

양방향 비대칭 채널에서 RS가 네트워크 부호화 연산을 수행할 때, 0을 삽입하여 상대적으로 긴 쪽의 데이터 비트 수에 맞춘다고 가정하고, 네트워크 부호화된 심볼의 신뢰도를 보장하기 위해 양방향 링크의 품질이 낮은 액세스 링크에 기준을 두어 M_2 로 변조를 수행했다고 가정한다. 따라서 기존의 M-QAM을 사용하는 NBR 시스템(이러한 시스템을 conventional NBR (C-NBR)로 명한다)의 총 채널 사용 횟수는 다음과 같다.

$$\Phi_{C-NBR} = \frac{N_1}{\log_2 M_1} + \frac{N_2}{\log_2 M_2} + \frac{\max(N_1, N_2)}{\min(\log_2 M_1, \log_2 M_2)} \quad (16)$$

5.3 HC-NBR 시스템

3장에서 언급한 것처럼 혼합 성상도 기반의 변조 방식을 사용할 경우 시그널링 오버헤드가 존재한다. 즉 MS가 hidden 4-QAM을 사용해서 심볼을 검출 하도록 사전에 알려주는 2 개 비트의 시그널링 오버헤드이다. 따라서 혼합 성상도 기반의 변조 방식을 사용하는 NBR 시스템에서 총 오버헤드로 인한 채널 사용 횟수, ρ_{HC-NBR} 은 다음과 같다.

$$\rho_{HC-NBR} = \frac{2N_1}{\log_2 M_1 \cdot \log_2 M_2} \quad (17)$$

즉, 양방향 비대칭 채널로 방송되는 혼합 성상도 심볼들의 총 수는 $\max(N_1, N_2)/\log_2 M_1 = N_1/\log_2 M_1$ 이며, MS로 전송되어야 하는 시그널링 오버헤드는 심볼 당 2개 비트가 존재하기 때문에 총 오버헤드의 비트 수는 $2N_1/\log_2 M_1$ 비트이다. 액세스 링크가 릴레이 링크에 비해 상대적으로 품질이 낮기 때문에, MS가 혼합 성상도의 hidden 4-QAM을 이용해서 심볼을 검출하기 위해, 사전에 RS가 알려주어야 할 시그널링을 위한 비트들은 M_2 차수의 변조를 이용해서 전송되어야 한다. 따라서 $\rho_{HC-NBR} = (2N_1/\log_2 M_1)/\log_2 M_2$ 로 표현될 수 있다. 한편 식 (17)의 오버헤드를 고려할 때, HC-NBR 시스템의 총 채널 사용 횟수는 다음과 같다.

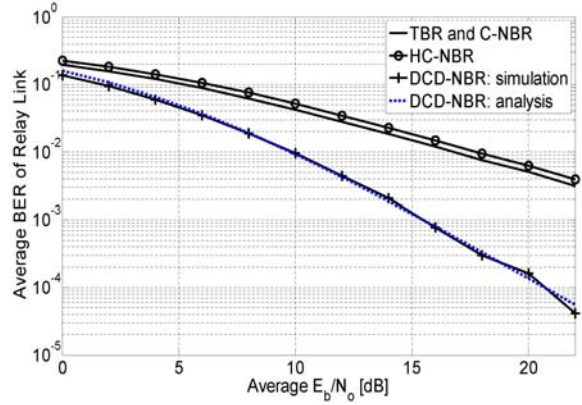


그림 6. 릴레이 링크에서 평균 비트 오류율 성능 비교
Fig. 6. Average BER comparison over the relay link

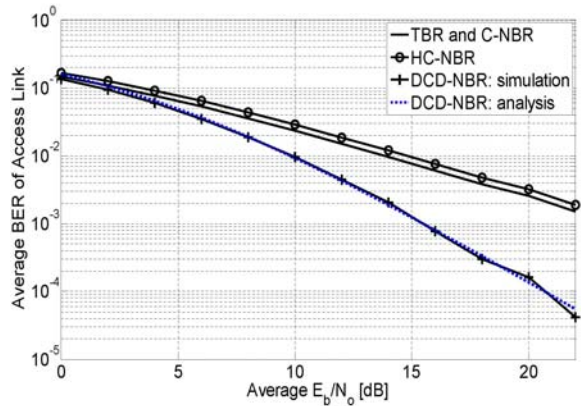


그림 7. 액세스 링크에서 평균 비트 오류율 성능 비교
Fig. 7. Average BER comparison over the access link

$$\Phi_{HC-NBR} = \frac{N_1}{\log_2 M_1} + \frac{N_2}{\log_2 M_2} + \frac{\max(N_1, N_2)}{\max(\log_2 M_1, \log_2 M_2)} + \rho_{HC-NBR} \quad (18)$$

5.4 DCD-NBR 시스템

DCD-NBR에서는 기존의 방식들과 달리 MS와 BS로부터 수신된 서로 다른 길이의 비트들을 이용하여 RS가 네트워크 부호화를 수행할 때, 0을 삽입함으로써 상대적으로 길이가 긴 비트들에 기준을 두어 네트워크 부호화를 수행하지 않는다. 즉 기존의 방식들은 N_2 개 비트에 $N_1 - N_2$ 개 비트 길이의 0을 삽입하여 N_1 개 비트를 생성함으로써, N_1 개 비트를 양방향 비대칭 채널로 방송한다. 그러나 DCD-NBR에서는 N_1 개 비트를 분할하여 N_2 개 비트의 길이로 맞춘 후, 네트워크 부호화를 거쳐 양방향 채널로 방송된다. 이때 양방향 비대칭 채널의 서로 다른 품질 중 상대적으로 품질이 높은 채널의

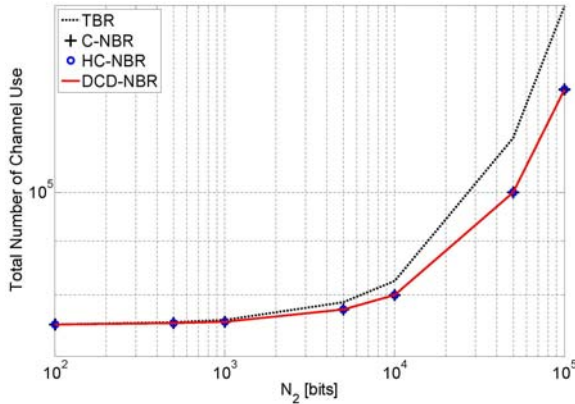


그림 8. 총 채널 사용 횟수의 비교
Fig. 8. Total number of channel use

변조 차수, M_1 에 맞추어 두 번 전송되는 것에 주목하자. 그리고 네트워크 부호화가 수행되지 않는 $N_1 - N_2$ 개 비트는 기존의 M-QAM을 이용하여 유니캐스트 방식으로 전송된다. 따라서 DCD-NBR 시스템의 총 채널 사용 횟수는 다음과 같다.

$$\Phi_{DCD-NBR} = \frac{N_1}{\log_2 M_1} + \frac{N_2}{\log_2 M_2} + \frac{2\min(N_1, N_2)}{\max(\log_2 M_1, \log_2 M_2)} + \frac{|N_1 - N_2|}{\log_2 M_2} \quad (19)$$

VI. 모의실험 결과 및 분석

본 절에서는 모의실험을 통하여 본 논문에서 제안하는 DCD-NBR 시스템과 HC-NBR 시스템, 그리고 일반적인 M-QAM을 사용하는 TBR 시스템과 C-NBR의 평균 비트 오류율 성능과 총 채널 사용 횟수 성능을 살펴본다. TBR과 C-NBR에서 릴레이 링크와 액세스 링크의 상향링크와 하향링크에서는 적응 변조가 사용되고 있다고 가정한다. 즉, 릴레이 링크의 상향링크와 하향링크에서 변조 차수는 $M_1 = 16$ (16-QAM), 액세스 링크의 상향링크와 하향링크에서 변조 차수는 $M_2 = 4$ (4-QAM)을 가정한다. 또한 DCD-NBR에서 이중 성상도를 사용하여 두 번의 심볼 구간 동안 16-QAM을 이용하여 전송할 때, 심볼 구간 동안 채널은 동일하다고 가정한다 (즉 $\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega$).

그림 6은 릴레이 링크에서 16-QAM을 사용하는 TBR과 C-NBR, 그림 2의 혼합 성상도에서 16-QAM을 사용하는 HC-NBR, 그리고 그림 3의

이중 성상도를 사용하는 DCD-NBR의 평균 비트 오류율 성능을 비교한 것이다. IV장에서 언급한 것처럼 혼합 성상도에서의 16-QAM 심볼은 Gray-mapping이 아니기 때문에 일반적으로 Gray-mapping의 16-QAM을 사용하는 TBR과 C-NBR 시스템의 비트 오류율 성능에 비해 HC-NBR 시스템의 비트 오류율 성능이 저하됨을 알 수 있다. 이에 비해 DCD-NBR 시스템은 이중 성상도를 통한 다이버시티 이득의 획득으로 비트 오류율 성능이 급격히 향상됨을 알 수 있다. 예를 들어, 목표 비트 오류율 10^{-2} 에서 기존 기법들에 비해 6dB 이상의 E_b/N_0 이득이 있다.

한편 그림 7은 액세스 링크에서 4-QAM을 사용하는 TBR과 C-NBR, 그림 2의 혼합 성상도에서 hidden 4-QAM을 사용하는 HC-NBR, 그리고 그림 3의 이중 성상도를 사용하는 DCD-NBR의 평균 비트 오류율 성능을 비교한 것이다. 마찬가지로 IV장에서 언급한 것처럼 hidden 4-QAM 심볼의 심볼 간 최소 거리는 일반적인 4-QAM 심볼들 간의 최소 거리보다 작기 때문에 HC-NBR 시스템의 비트 오류율 성능이 TBR과 C-NBR 시스템의 비트 오류율 성능에 비해 저하됨을 볼 수 있다. 이에 비해 DCD-NBR 시스템은 이중 성상도를 통한 다이버시티 이득으로 비트 오류율 성능이 향상될 수 있으며, 특히 목표 비트 오류율 10^{-2} 에서 기존 기법들에 비해 약 3.5 ~ 4dB의 E_b/N_0 이득이 있음을 알 수 있다. 또한 그림 6과 그림 7을 통해 식 (13)에서 계산된 이중 성상도 다이버시티 변조 방식의 비트 오류율에 대한 상한 식이 모의실험 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 8은 식 (15), 식 (16), 식 (17), 그리고 식 (19)의 결과를 이용하여 총 채널 사용 횟수를 비교한 것이다. 이때 BS가 RS를 거쳐 하향링크를 통해 MS로 전송하는 데이터 $N_1 = 10^5$ 개 비트로 가정하였고, MS가 RS를 거쳐 상향링크를 통해 BS로 전송하는 데이터 N_2 의 길이가 변함에 따른 총 채널 사용 횟수를 나타낸다. 네트워크 부호화를 사용하는 양방향 통신 기법들은 변조 방식에 상관 없이 동일한 성능을 보임을 알 수 있다(즉 C-NBR, HC-NBR, 그리고 DCD-NBR의 총 채널 사용 횟수 성능이 동일). 또한 N_2 의 길이가 10^2 개 비트에서 10^5 개 비트로 증가함에 따라 네트워크 부호화를 사용하는 양방향 통신 기법들은 네트워크 부호화를

사용하지 않는 기존의 양방향 통신 기법, TBR 보다 더 적은 횡수의 채널을 사용함을 알 수 있다. 이는 네트워크 부호화를 사용하는 기법들의 대역 효율성이 변조 방식에 관계없이 동일하지만, TBR에 비해 대역 효율성 성능이 향상될 수 있다는 것을 의미한다. 또한 $N_1 = N_2 = 10^5$ 일 때, 네트워크 부호화를 사용하는 양방향 통신 기법들과 TBR 시스템의 총 채널 사용 횡수 성능 차이가 가장 크다는 것을 알 수 있다. 그림 6, 그림 7, 그리고 그림 8을 통해 알 수 있듯이 양방향 비대칭 채널에서 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식을 사용하는 DCD-NBR 시스템은 일반적인 M-QAM 을 사용하는 C-NBR 및 혼합 성상도를 사용하는 HC-NBR과 동일한 대역 효율성을 유지하면서도 목표 비트 오류율 10^{-2} 에서 3.5~4dB의 E_b/N_0 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 따라서 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식은 양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화를 사용하는 시스템을 위해 효율적으로 적용될 수 있음을 알 수 있다.

VII. 결 론

본 논문에서는 릴레이 링크와 액세스 링크의 품질이 서로 다른 양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화 기반의 양방향 릴레이 시스템을 위한 변조 방식을 제안하였다. 제안하는 방식에서는 RS가 연속된 두 심볼 전송 구간 동안 서로 다른 성상도를 사용하여 MS와 BS로 방송한다. 누적 성상도의 개념을 도입하여 제안하는 이중 성상도의 비트 오류율 성능에 대한 상한 식을 수학적으로 분석하고, 기존에 제안되었던 혼합 성상도 기반의 변조 방식과 비교 하였다. 또한 제안하는 DCD-NBR과 일반적인 M-QAM을 사용하며 네트워크 부호화를 사용하지 않는 TBR, 일반적인 M-QAM을 사용하는 C-NBR, 그리고 HC-NBR과 총 채널 사용 횡수를 비교 하였다. 본 논문의 분석을 통해, 제안하는 DCD-NBR은 기존 네트워크 부호화 기반의 양방향 통신 기법들과 동일한 총 채널 사용 횡수를 유지하면서도, 다이버시티 이득과 추가적인 코딩 이득으로 인해 릴레이 링크와 액세스 링크의 비트 오류율을 월등하게 향상시킬 수 있음을 보였다. 따라서 제안하는 이중 성상도 다이버시티 기반의 변조 방식은 양방향 비대칭 채널에서 네트워크 부호화를 사용할 때, 효율적인 변조 방식으로 사용될 수 있을 것이다.

부록 A: 식 (13)의 증명

부분 적분을 이용하면, 식 (11)의 $\Psi(\gamma_2)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Psi(\gamma_2) &= \int_0^\infty Q(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}) dF_{\Gamma_1}(\gamma_1) \\ &= \underbrace{Q(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}) F_{\Gamma_1}(\gamma_1)}_0 \Big|_{\gamma_1=0}^\infty \\ &\quad - \int_0^\infty F_{\Gamma_1}(\gamma_1) dQ(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}) \end{aligned} \quad (\text{A-1})$$

Gaussian Q-function의 정의에 따라, Q-function의 미분 값은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dz} Q(z) = -\frac{e^{-z^2/2}}{\sqrt{2\pi}} \quad (\text{A-2})$$

$z = \sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}$ 로 변수 변환을 하면, 식 (A-1)의 $dQ(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2})$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} dQ(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}) &= \frac{-\mu_{L,1}}{2\sqrt{2\pi}(\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2)} \exp\left(-\frac{\mu_{L,1}\gamma_1 + \mu_{L,2}\gamma_2}{2}\right) d\gamma_1 \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

식 (A-1)의 첫 번째 항은 0이기 때문에 식 (A-3)을 식 (A-1)에 대입하여 정리하면 $\Psi(\gamma_2)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Omega(\gamma_2) &= Q(\sqrt{\mu_{L,1}\gamma_1}) - \sqrt{\frac{\mu_{L,1}\gamma_1}{2 + \mu_{L,1}\gamma_1}} \\ &\quad \times \exp\left(\frac{\mu_{L,2}\gamma_2}{\mu_{L,1}\Omega_1}\right) Q\left(\sqrt{\frac{\mu_{L,2}(2 + \mu_{L,1}\Omega_1)\gamma_2}{\mu_{L,1}\Omega_1}}\right) \end{aligned} \quad (\text{A-4})$$

식 (A-4)를 식 (12)에 대입한 후, 부분 적분을 다시 적용하면 평균 PEP는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & p(\mathbf{x}_A \rightarrow \mathbf{x}_B) \\
 &= \underbrace{Q\left(\sqrt{\mu_{L,2}\gamma_2}\right) F_{\Gamma_2}(\gamma_2)}_{\gamma_2=0}^{\infty} \\
 &= \int_0^{\infty} F_{\Gamma_2}(\gamma_2) dQ\left(\sqrt{\mu_{L,2}\gamma_2}\right) \\
 &= -\frac{K}{\Omega_2} \sqrt{\frac{\mu_{L,1}\Omega_1}{2+\mu_{L,1}\Omega_1}} \quad (A-5) \\
 &\times \left[Q\left(\sqrt{\frac{\mu_{L,2}(2+\mu_{L,1}\Omega_1)\gamma_2}{\mu_{L,1}\Omega_1}}\right) F_{\Gamma_Z}(\gamma_2) \right]_{\gamma_2=0}^{\infty} \\
 &= \int_0^{\infty} F_{\Gamma_Z}(\gamma_2) dQ\left(\sqrt{\frac{\mu_{L,2}(2+\mu_{L,1}\Omega_1)\gamma_2}{\mu_{L,1}\Omega_1}}\right)
 \end{aligned}$$

K 와 $F_{\Gamma_Z}(\gamma_2)$ 는 각각 다음과 같다.

$$K = \frac{\Omega_1 \Omega_2}{\mu_{L,1}\Omega_1 - \mu_{L,2}\Omega_2} \quad (A-6)$$

$$F_{\Gamma_Z}(\gamma_2) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_2}{K}\right) \quad (A-7)$$

식 (A-6)과 식 (A-7)을 식 (A-5)에 대입하여 정리하면, 식 (13)을 얻을 수 있다.

참고 문헌

[1] R. Ahlswede, N. Cai, S. Y. R. Li, and R. W. Yeung, "Network information flow," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 4, pp. 1204-1216, July 2000.

[2] S. Y. R. Li, R. W. Yeung, and N. Cai, "Linear network coding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 2, pp. 371-381, Feb. 2003.

[3] R. Koetter and M. Medard, "An algebraic approach to network coding," *IEEE/ACM Trans. Networking*, vol. 11, no. 5, pp. 782-795, Oct. 2003.

[4] P. Larsson, N. Johansson, and K. E. Sunell, "Coded Bi-directional Relaying," in *proc. IEEE VTC'06*, pp. 851-855, May 2006.

[5] S. Zhang, S.-C. Liew, and P. P. Lam, "Physical-layer network coding," in *proc. ACM. Mobile Computing and Networking (MobiCom)*, pp. 358-365, 2006.

[6] S. Katti, H. Rahul, W. Hu, R. Hariharan, M. Medard, and J. Crowcroft, "Xors in the air: practical network coding," *IEEE/ACM Trans.*

Networking, vol. 16, no. 3, pp. 497-510, June 2008.

[7] M. Feng, X. She, and L. Chen, "Enhanced bi-directional relaying schemes for multi-hop communications," in *proc. IEEE GLOBECOM'08*, pp. 1-6, Nov. 2008.

[8] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable-power M-QAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 10, pp. 1218-1230, Oct. 1997.

[9] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 5, pp. 595-602, May 1998.

[10] H.-S. Ryu, H. S. Lee, J. Y. Ahn, and C. G. Kang, "Selective cooperative relaying in cellular OFDMA-TDD system for broadband mobile wireless services," *J. of Commun. and Networks (JCN)*, vol. 12, no. 5, pp. 466-474, Oct. 2009.

[11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill2000.

[12] S. Hosur, J. Balakrishnan, and A. Batra, "Versatile system for dual carrier transformation in orthogonal frequency division duplexing," *U.S. Patent Application Publication*, pp. 57-59, April 2005.

[13] Multiband OFDM Alliance (MOBA) Special Interest Group (SIG)/WiMedia Alliance (WiMedia), *Multiband OFDM physical layer specification*, Rel.1.1, July 2005.

[14] L. Szczecinski and M. Bacic, "Constellation design for multiple transmission: maximizing the minimum squared Euclidean distance," in *pro. IEEEWCNC'05*, pp. 1066-1071, March 2005.

[15] J. W. Kim, H. S. Lee, J. Y. Ahn, and C. G. Kang, "Design of signal constellation rearrangement (CoRe) for multiple relay links," in *proc. IEEE GLOBECOM'09*, pp. 1-6, Nov. 2009.

[16] C. Wengerter, A. G. E. von Elbwart, E. Seidel, G. Velev, and M. P. Schmit, "Advanced hybrid ARQ technique employing a signal constellation rearrangement," in *proc. IEEE*

VTC'02-Fall, pp. 2002-2006, Sep. 2002.

- [17] IEEE 802.16m-07/292r1, "Enhanced HARQ technique using constellation rearrangement," Nov. 2007.
- [18] IEEE 802.16m-08/771r1, "Enhanced HARQ scheme with signal constellation rearrangement," July 2008.
- [19] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [20] H.-S. Ryu, J.-S. Lee, and C. G. Kang, "BER analysis of constellation rearrangement for cooperative relay networks over Nakagami-m fading channel," in *proc. IEEE ICC'11*, pp. 1-5, June 2011.

류 현 석 (Hyun-Seok Ryu)

정회원



1999년 8월 고려대학교 전자공학과
 2006년 2월 고려대학교 전파공학과 석사
 2011년 2월 고려대학교 전기컴퓨터 공학과 박사
 2011년 3월~현재 고려대학교 BK-21 정보기술사업단 연

구 교수

<관심분야> 광대역 무선 송/수신 기술, 이동통신 시스템 모델링 및 성능 분석

강 총 구 (Chung G. Kang)

종신회원



1987년 6월 Univ. of California (San Diego), 전자공학과 학사
 1989년 6월 Univ. of California (Irvine), 전자 및 컴퓨터 공학과 석사
 1993년 3월 Univ. of California (Irvine), 전자 및 컴퓨터 공

학과 박사

1992년 7월~1993년 6월 (미) Aerospace Corp. 연구원
 1993년 3월~1994년 2월 (미) Rockwell International 연구원
 2000년 9월~2001년 8월 (미) Center for Wireless Communication, UCSD 방문 교수
 1994년 3월~2006년 2월 고려대학교 전파통신공학과 교수
 2003년 7월~현재 TTA PG05 2.3GHz 휴대인터넷 프로젝트 그룹 부의장/서비스 및 네트워크 실무반 의장
 2005년 1월~2005년 12월 한국통신학회 이동통신 연구회 위원장
 2006년 1월~현재 한국통신학회 (상임)학술이사
 <관심분야> 광대역 무선 전송 기술 및 매체접근 제어 프로토콜 설계/구현, 무선 네트워크(Wireless PAN/LAN/MAN) 제어 프로토콜 설계 및 성능 분석