

그래프와 신뢰전파 알고리즘 기반의 저복잡도/고성능 공간 다중화 신호 수신 알고리즘

I. 서론

MIMO 수신기에 관한 연구는 1990년대 부호분할 다중접속(CDMA) 방식의 다중 사용자 수신기^[1]에 대한 연구에서 시작하여 최대 우도(Maximum likelihood, ML)/최대 사후 확률(maximum a posteriori, MAP) 수신기, 선형 수신기(linear receivers), 병렬 및 순차 간섭 제거(parallel and successive interference cancellation, PIC/SIC) 수신기 등 많은 연구가 진행되어왔으며^[1] 최근에는 스피어 복호기(sphere decoding, SD)^[2-7]에 대한 많은 연구가 진행되었다. 한편, 스피어 복호기에 비해 많은 연구는 진행되지 않았으나 그래프와 신뢰 전파(belief propagation) 알고리즘에 기초한 수신기 설계 방법에 대한 연구도 진행되었다^[8-11].

이러한 MIMO 수신 알고리즘의 설계는 성능과 연산 복잡도간의 교환특성(tradeoff)를 고려하여 이루어져야 하는데 결국 수신기 설계의 목표는 주어진 연산 복잡도에서 최선의 성능을 얻을 수 있는 방식의 설계 또는 동일한 성능이라면 가능한 낮은 연산 복잡도를 갖도록 설계해야 함을 의미하며 여러 가지의 다양한 방식의 비교에서도 성능과 복잡도를 모두 고려한 비교가 필요하다.

본 논 고에서는 우선, 최대우도 수신기, QR 분해 기반의 스피어 복호기 및 선형 검파기 등의 여러 기존 방식들을 그래프 기반에서 재조명한다. 또한, 그래프 및 BP 기반의 MIMO 수신기에 관련된 최신의 방법들을 소개하고 기존 방식과의 비교를 통해 그래프 기반의 수신 알고리즘 설계 방법 및 성능/복잡도에 대한 통찰을 제공하고자 한다.



윤 석 현
단국대학교
전자전기공학부

II. MIMO 시스템의 그래프 모형

우선 본 고에서 사용하는 신호 모형은 정해진 채널행렬을 갖는 다음과 같은 일반적인 MIMO 신호 모형을 사용한다.

$$y = Hx + n \quad (1)$$

여기서, y 는 $N \times 1$ 의 수신 신호벡터이며, H 는 $N \times M$ 의 채널 행렬, x 는 $M \times 1$ 의 송신 데이터 벡터로 $E[x^H] = I$ 이며, n 은 $N \times 1$ 의 잡음벡터로 평균은 0, 공분산 $E[nn^H] = \sigma^2 I$ 이다.

1. MAP 검파와 BP 기반 수신기

MAP 검파는 최대 사후 확률로부터 각 데이터 심볼(혹은 데이터 비트)에 대한 주변확률(혹은 한계확률, marginal probability)을 구하는데 이는 다음과 같다.

$$p(x_j = x | y) = p(x_j = x) \sum_{x \setminus x_j \in \Xi^{M-1}} p(y | x \setminus x_j, x_j = x) \prod_{k \neq j} p(x_k) \quad (2)$$

여기서, $p(y | x) = \Phi(y; Hx, \sigma^2 I)$ 이며 $\Phi(y; \mu, C)$ 는 평균 μ , 공분산이 C 인 복소 가우시안 분포이다.

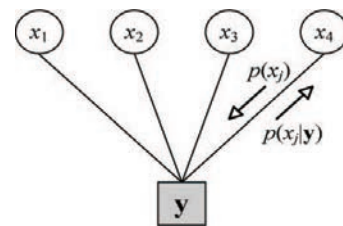
위의 MAP 검파는 <그림 1>과 같은 인수 그래프(factor graph) 모형상에서의 BP알고리즘으로 설명될 수 있는데 각 원은 각 데이터 심볼에 해당하는 변수노드(variable node)이며 아래쪽의 사각형은 수신 신호벡터를 나타내는 인수 노드(factor node)이다. 이러한 그래프에서의 BP 알고리즘은 먼저 각 변수노드가 사전 확률 $p(x_j)$ 를 인수 노드에게 메시지로 전달하고 인수노드는 이들 메시지와 수신 신호의 확률 모형(식 (3))으로부터 변수노드들의 사후 확률을 계산하여 이를 메시지로 전달하는 것으로 볼 수 있다. 여기서 인수 노드에서의 연산 복잡도는 인수노드와 연결된 변수노드의 수 또는 가지(edge)의 수(M)와 각 데이터 심볼의 심볼당 비트수(m)에 지수적으로 증가하며 따라서 MAP 검파의 복잡도는 $O(M2^{mM})$ 으로 표현될 수 있다.

한편, MIMO 시스템은 전송심볼 x 가 주어진 경우 수신 신호벡터 y 의 각 요소는 조건부 독립이므로 <그림 2>와 같은 인수 그래프 모형으로 나타낼 수 있으며 일

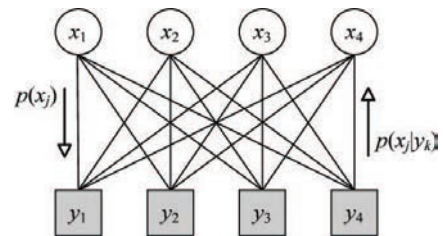
반적으로 BP 기반의 수신 알고리즘은 <그림 2>의 인수 모형 상에서 기술된다. 물론, 이러한 BP 기반의 수신 알고리즘 역시 하나의 인수 노드에 연결된 가지의 수는 M 이기 때문에 MAP 검파와 동일한 복잡도를 가지며 일반적으로 여러 번의 반복적인 메시지 갱신이 필요하므로 전체적인 복잡도는 반복 횟수에 비례하여 더욱 늘어난다. 한편, 이러한 문제 외에서 그래프 모형 자체가 많은 작은 루프를 갖기 때문에 수렴성의 문제가 대두되는데, <그림 2>의 완전 연결을 갖는 인수 그래프 상에서의 BP 알고리즘은 M 이 매우 크고 특정 조건이 만족되면(스트림 수가 일정 값 이하로 제한되면) 고정점으로 수렴하며 MAP과 동일한 성능을 갖는다는 것이 증명되었다^[12-13].

2. 가지치기를 통한 BP 알고리즘의 복잡도 감소

저밀도 패리티 검사(low density parity check, LDPC) 부호의 반복적인 복호에서도 마찬가지로, 인수 그래프 상에서의 BP 알고리즘의 복잡도는 각 인수 노드에 연결된 가지의 수에 지수적으로 증가하기 때문에 안테나 간 채널의 강도가 특정한 역치 값 이하인 경우 그래프의 가지치기(edge pruning)을 통해 BP



<그림 1> MAP 검파에 대한 그래프 모형. M=4인 경우



<그림 2> 완전 연결(full connection)을 갖는 인수 그래프 모형. M=4인 경우

알고리즘의 복잡도를 낮추는 아이디어를 제안하였다^[14]. 즉, <그림 2>의 완전 연결을 갖는 그래프의 각 인수노드에서 $h_{ij}=[H]_{ij}$ 의 절대값이 작은 d 개의 가치를 제거함으로써 복잡도를 $1/2^d$ 로 줄일 수 있다. 그러나 문헌의 결과에서도 나타난 것처럼 작은 수의 가치치기만으로도 성능의 열화가 매우 크게 나타난다는 문제가 있어 실제 시스템에 적용되기는 어렵다.

한편, 선형변환을 통한 그래프 모형의 단순화에 대한 연구^[15-16]도 있었는데 예를 들면, 변환 행렬 T 를 채널 행렬 H 에 곱하여 다음과 같은 형태로 변환한다.

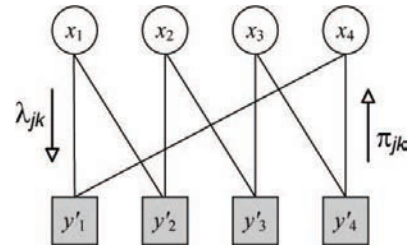
$$T^H H = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \quad (3)$$

이러한 T^H 를 식 (1)의 수신 신호벡터에 곱한 벡터를 y' 라 하면 이의 j 번째 요소는 다음과 같다.

$$y'_j = a_{jj}x_j + a_{j,j-1}x_{j-1} + n'_j \quad (4)$$

여기서 n'_j 는 벡터 $T^H n$ 의 j 번째 요소이다. 식 (4)를 보면 우변은 2개의 데이터 신호와 실효 잡음으로 구성되는데 각 잡음이 통계적으로 무상관(uncorrelated)라고 가정하면 실효 채널이 식 (3)으로 주어지는 MIMO 시스템의 그래프 모형은 <그림 3>와 같은 들판 그래프(sparse graph)로 표현된다. 물론, 일반적으로 실효 잡음 벡터 $T^H n$ 의 공분산은 대각 행렬이 아니라 $\sigma^2 T^H T$ 로 주어지므로 엄밀한 의미에서 잡음 벡터의 상관성을 고려한다면 <그림 3>의 인수 그래프로 표현되지는 않지만 편의 상 이들의 상관성을 무시하고 <그림 3>의 그래프를 적용하는데 <그림 3>에서 각 인수 노드는 2개의 가지만을 갖기 때문에 이러한 그래프 상에서의 BP 알고리즘의 연산 복잡도는 $O(M2^m)$ 가 된다.

한편, 임의의 상수 $\{a_{ij}\}$ 에 대해 식 (3)의 형태로 주어지는 선형 변환은 여러 가지 해가 가능한데 [15]의 경우 최소 심볼 오류지표를 사용하여 2중 대각화를 제안하였으며 사후 결합검파는 비터비 알고리즘을 적용하였



<그림 3> 들판 그래프 모형. M=4인 경우

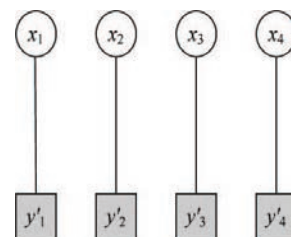
다. 이와는 독립적으로, [16]에서는 2중 대각화를 일반화한 다중 대각화의 형태로 문제를 공식화하였고 ZF 및 MMSE 지표를 적용하여 다중 대각화 행렬 T 를 얻는 방법을 제안하였으며 사후 결합 검파로는 Forward-backward 알고리즘을 적용하였다.

선형 수신기의 경우 [16, 17]에서 제안한 알고리즘에서 $L=1$ 인 특수한 경우로 고려할 수 있는데 선형 수신기는 선형 변환을 통해 ZF 혹은 MMSE의 지표를 적용하여 채널을 다음과 같이 대각화하는 것이다.

$$T^H H = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} \end{bmatrix} \quad (5)$$

이러한 선형 수신기의 그래프 모형을 <그림 4>에 나타내었으며 이러한 선형 수신기는 각 데이터 심볼에 대해 따로 복조가 가능하기 때문에 연산 복잡도는 $O(M2^m)$ 이나 잡음의 증폭(Noise enhancement) 효과로 MAP 복호 대비 상당한 성능 열화가 발생하게 된다.

이와 같은 잡음의 증폭은 L 차의 다중 대각화에도 그대로 적용되나 L 이 클수록 잡음의 증폭은 작아지며 대신 하나의 관측 값에 L 개의 신호가 동시에 존재하므로 결합 검파가 적용되어야 한다. 즉, L 차의 다중 대각화



<그림 4> 선형 수신기의 그래프 모형. M=4인 경우

를 통해 얻어지는 인수 그래프의 인수 노드는 L 개의 가지를 갖는데 [16]에서는 <그림 3>과 같은 규칙적 그래프(regular graph)의 형태를 이용하여 $L-1$ 개의 연속된 데이터 심볼을 상태로 정의하고 2^{L-1} 개의 상태를 갖는 트렐리스 상에서의 Forward-backward 알고리즘을 적용한 사후 결합검파를 사용하였는데 이의 연산 복잡도는 $O(M2^{mL})$ 이다.

3. 스피어 복호와 순차간섭 제거기

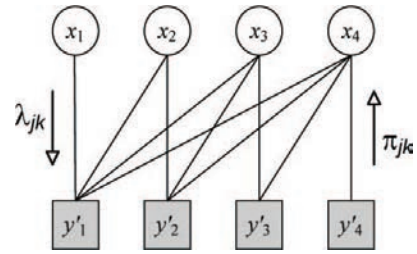
스피어 복호는 다중 대각화 방식과 마찬가지로 2단계 검파인데 전처리 과정에서는 소위 QR 분해(QR decomposition)를 이용하여 채널 행렬 H 를 $H=QR$ 로 분해하는데 여기서 Q 는 유니터리 행렬로 $Q^H Q=I$ 이며 R 은 삼각 행렬로 ($M = 4$ 인 경우) 다음과 같은 형태를 갖는다.

$$R = Q^H H = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ 0 & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ 0 & 0 & a_{33} & a_{34} \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} \end{bmatrix} \quad (6)$$

이제 Q^H 를 식 (1)의 수신 신호벡터에 곱하면 다음을 얻는다.

$$y' = Q^H y = Rx + n' \quad (7)$$

식 (7)에 대한 그래프 모형은 <그림 5>와 같다. <그림 5>의 경우 BP 알고리즘을 그대로 적용하기는 부담스러운데 그래프의 특징상 BP 알고리즘은 트리 탐색(Tree search)이 되며 Tree 상의 잎새(leaf)들을 모두 탐색하는 것은 ML 검파의 복잡도와 동일하게 되기 때문이다. 따라서, 스피어 복호에서는 복잡도의 감소를 위해 수신 신호로부터 일정 반경 이내에 있는 잎새들만 탐색을 하거나 또는 각 트리 탐색 단계에서 정해진 수의 잎새만을 탐색하는 방식을 적용한다. 물론, 탐색 반경(혹은 탐색할 잎새의 수)을 작게 설정하면 복잡도는 감소하나 성능에서 손해를 보게 되며 너무 크게 잡을 경우 복잡도가 ML/MAP의 복잡도에 가까워 질 수 있다. 또 한 가지의 문제는 신뢰성 있는 연판정 값의 생성을 위해서는 탐색 반경을 어느 정도 크게 설정해야 하는 것이다. 한편, QR 분해를 이용하면 높은 계층



<그림 5> 채널이 삼각 행렬로 주어지는 MIMO 시스템의 그래프 모형. M=4인 경우

(higher layer)의 스트림은 더 큰 잡음의 증폭을 경험하게 되는데 이러한 잡음의 증폭을 경감하기 위해 MMSE 기반 QR 분해를 수행하는 것도 가능하며^[5] 그렇게 함으로써 SNR이 매우 낮은 상황에서 어느 정도의 이득을 얻을 수 있다.

한편, (ZF으로 적용하든 MMSE로 적용하든) QR 분해를 통해 삼각화된 채널을 갖는 식 (10)의 MIMO 시스템에 대해서는 순차간섭제거를 적용하는 것도 가능하다. 즉, <그림 5>에서 4계층의 스트림 x_4 를 관측값 y'_4 를 이용하여 먼저 복조와 복호를 수행하고 (여기서 복호는 채널 복호를 말함) 이의 경판정 값을 이용하여 다음 계층의 관측값 y'_3 에서 x_4 를 제거한 후 x_3 의 복조와 복호를 수행하고 이러한 순차 복조/복호/제거 과정을 1계층까지 반복함으로써 ML에 비해 매우 낮은 복잡도로 각 데이터 스트림을 복호하는 것이 가능하다. 특히, MMSE 기반의 순차 간섭제거는 수신단 채널정보만 존재하는 경우(receiver channel side information only)의 MIMO 채널용량을 달성할 수 있는 방법임이 밝혀졌는데^[18], 실제로 전처리만을 본다면 수신 신호벡터에 유니터리 행렬 Q 를 곱하여 선형 변환을 수행하는 것은 성능에 아무런 영향을 주지 않는다.

물론 채널 용량의 달성을 위해서는 완벽한 채널 추정과 함께 각 계층 별로 채널 부호화가 따로 이루어지는 수평 부호화(horizontal coding) 방식이 적용되어야 하며 임의의 부호율로 부호화가 가능해야 한다는 조건이 만족되어야 한다. 그러나 채널 추정 오차 등을 고려할 때 3계층 이상에 대해 순차 간섭제거를 적용하는 것도 쉽지 않을 뿐 더러 부호율의 할당 역시 일반적으로 단속적인 값들만을 가질 수 있으므로 이러한 현실적인 제

약을 고려할 때 어느 정도의 성능 열화는 감수할 수밖에 없다.

III. 쌍별 그래프에 기초한 수신 알고리즘

1. 쌍별(pair-wise) MRF

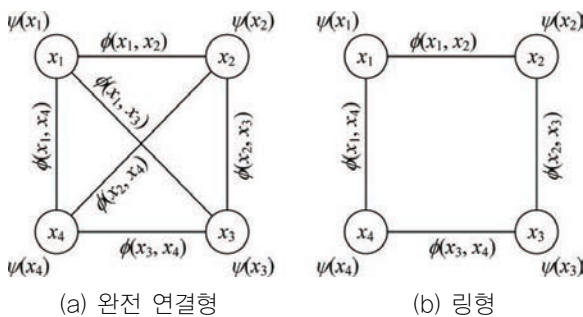
본 절에서는 비교적 최근에 제안된 쌍별(pair-wise) 마르코프 랜덤 필드(Markov random field, MRF) 기반의 MIMO 수신 알고리즘을 소개한다. MRF는 (노드로 표현되는) 랜덤 변수들 간의 상관 관계를 가지 (edge)로 나타내는 그래프로 결합 확률분포를 인수 분해하여 얻어진 (더 이상 분해 불가능한) 각 인수에 포함된 변수들의 (부분)집합은 MRF의 ‘클릭(clique)’을 구성한다. 쌍별 MRF란 임의의 결합 확률분포 $f(x_1, x_2, \dots, x_M)$ 가 다음과 같이 2개 혹은 그 이하의 랜덤 변수들의 인수로 분해되는 경우를 말한다.

$$f(x_1, x_2, \dots, x_M) = \prod_{i \in N} \psi_i(x_i) \prod_{(i,j) \in E} \phi_{i,j}(x_i, x_j) \quad (8)$$

여기서, 함수 $\phi_{ij}(x_i, x_j)$ 은 포텐셜 함수라 하는데 ($\psi_i(x_i)$ 는 자기 포텐셜이라 함) 두 개의 랜덤변수 x_i 와 x_j 의 상관 관계를 나타낸다. <그림 6>은 4개의 변수를 갖는 쌍별 MRF의 두 가지 예를 보여주는데 그림에서 두 변수를 연결하는 가지는 두 랜덤 변수가 상관관계를 가짐을 의미한다.

2. 가우시안 쌍별(pair-wise) MRF

가우시안 분포함수 $\exp(-\|y-Hx\|^2/\sigma^2)$ 는 쌍별 MRF의 한 예로 인수 분해를 통해 다음과 같은 포텐셜



<그림 6> 쌍별 MRF의 예. M=4인 경우

함수들을 얻을 수 있다^[19-23].

$$\psi_i(x_i) = A_i \exp\left(-\frac{2 \operatorname{Re}[x_i^* z_i] - r_{ii}|x_i|^2}{\sigma^2}\right) \quad (9)$$

$$\phi_{i,j}(x_i, x_j) = A_{ij} \exp\left(-\frac{2 \operatorname{Re}[x_i^* r_{ij} x_j]}{\sigma^2}\right) \quad (10)$$

여기서, $r_{ij} = [H^H H]_{ij}$, $z_i = [H^H y]_i$ 이다.

이러한 가우시안 MRF에 기초한 몇몇 연구가 진행되었는데 가우시안 쌍별 MRF에 가우시안 BP를 적용한 방법[19~21]과 동일한 MRF에 일반적인 BP를 적용하는 방법[22,23] 등이 제안되었다.

우선, 가우시안 BP를 사용하는 방법의 경우 입력 데이터 심볼이 가우시안 랜덤 변수라는 가정 하에 BP 알고리즘의 메시지와 신뢰값(belief)를 모두 가우시안 분포로 보고 이들을 평균과 분산의 쌍으로 나타내는 방법으로 [21]에서 증명한 바와 같이 가우시안 BP의 반복 회수가 증가함에 따라 평균과 분산이 각각 선형 MMSE 추정치와 MSE에 수렴하는 것으로 알려져 있다. 사실상 가우시안 입력에 대해서 MAP 검파는 MMSE 추정과 동일해지며 따라서 MMSE 추정이 최선이지만 일반적인 데이터 심볼은 가우시안이 아닌 QPSK나 16QAM과 같은 이산 알파벳을 사용하며 따라서 가우시안 BP의 성능은 일반적인 MAP이나 다른 결합 검파 방식에 비해 성능이 열등한 것으로 알려져 있다.

두 번째로 가우시안 쌍별 MRF에 일반적인 BP를 적용한 방법의 경우 BPSK와 같은 낮은 변조 수준의 데이터에 대해서는 잘 동작하나 16QAM과 같은 고차 변조를 사용하면 잘 동작하지 않는다는 문제점이 있다^[24]. 이러한 문제점은 <그림 6>의 MRF가 작은 지역 루프들을 갖기 때문에 수렴이 제대로 이루어지지 않았기 때문일 수 있으나 저차 변조에서는 동작하고 고차 변조를 사용할 경우 잘 동작하지 않는 문제는 아직 확실하게 밝혀진 바는 없다.

3. 채널 단축을 이용한 근사화된 쌍별 MRF

가우시안 쌍별 MRF가 고차 변조에 대해 잘 동작하지 않는 문제점을 해결하기 위한 방식으로 도입된 것이

[16]의 채널 단축을 이용한 근사화된 쌍별 MRF인데 [25][26]에서는 2차원 공간으로의 투영(projection)을 이용한 방법이 제안되었으며 [27][28]의 경우, MMSE 지표를 이용한 쌍별 포텐셜의 유도과 함께 완전연결 MRF 보다 수렴성이 좋은 링형의 쌍별 MRF 역시 제안되었다. 본 절에서는 [28]의 내용을 기준으로 근사화된 쌍별 MRF와 이의 인수 그래프 및 BP 알고리즘에 대해 설명한다.

[28]에서 제안된 쌍별 포텐셜 함수는 조건부 MMSE 추정기를 이용하며 방향성을 가지고 있다. 먼저, 두 개의 랜덤 변수 x_i 와 x_j 를 고려해보자. x_i 가 주어진 경우 x_j 에 대한 조건부 MMSE 추정기는 다음과 같다.

$$c_{j|i} = K_{(i,j)}^{-1} h_j \quad (11)$$

여기서 $K_{(i,j)} = \sigma^2 I + \sum_{k \neq i,j} h_k h_k^H$ 이며 이를 수신 신호벡터 y 에 적용하면 식 (6)과 유사하게 다음을 얻는다.

$$y'_{j|i} = c_{j|i}^H y = a_{j|i,j} x_j + a_{j|i,i} x_i + n'_{j|i} \quad (12)$$

여기서 $a_{j|i,k} = h_j^H K_{(i,j)}^{-1} h_k$, $n'_{j|i} = c_{j|i}^H (\sum_{k \neq i,j} h_k h_k^H + n)$, 이며 $E|n'_{j|i}|^2 = h_j^H K_{(i,j)}^{-1} h_j = \sigma_{j|i}^2$ 이다. 따라서, $n'_{j|i}$ 를 가우시안이라고 가정하면 다음을 얻는다.

$$p(y'_{j|i} | x_j, x_i) \propto \exp\left(-\frac{|y'_{j|i} - a_{j|i,j} x_j - a_{j|i,i} x_i|^2}{\sigma_{j|i}^2}\right) \quad (13)$$

위의 함수는 방향성을 갖는데 $y'_{j|i} \neq y'_{i|j}$ 로부터 쉽게 알 수 있으며 이러한 방향성 때문에 포텐셜 함수로 기능하지는 않으나 (이들의 곱으로 사후 확률을 근사화할 수는 없으나) BP 알고리즘에의 적용은 가능하며 이를 이용한 BP 알고리즘은 다음의 3단계로 요약 된다.

S1: 메시지 번역

$$\pi_{i \rightarrow j}(x_j) = \sum_{x_i \in \Xi} p(y'_{j|i} | x_i, x_j) \lambda_{i \rightarrow j}(x_i) \quad (14)$$

S2: 신뢰값 갱신

$$b(x_i) = \prod_{k \in V(i)} \pi_{k \rightarrow i}(x_i) \quad (15)$$

S3: 메시지 갱신

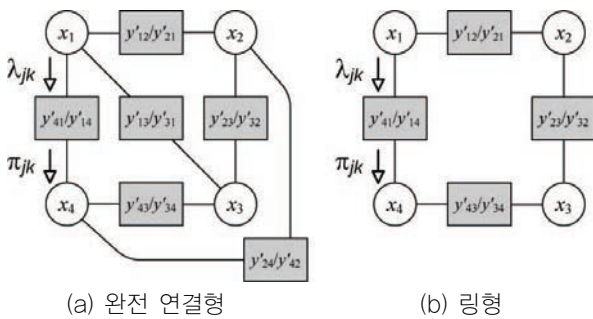
$$\lambda_{i \rightarrow j}(x_i) = \prod_{k \in V(i) \setminus j} \pi_{k \rightarrow i}(x_i) = \frac{b(x_i)}{\pi_{j \rightarrow i}(x_i)} \quad (16)$$

여기서, $V(i)$ 는 변수 i 와 연결된 변수 노드들의 집합, $V(i)/j$ 는 $V(i)$ 에서 j 번째 노드를 제외한 집합이며 (14)~(16)을 일정 회수만큼 반복하여 최종적으로 얻어진 각 데이터 심볼에 대한 신뢰값 $b(x_i)$ 로부터 부호비트에 대한 LLR을 계산하여 채널 복호부에 넘겨준다.

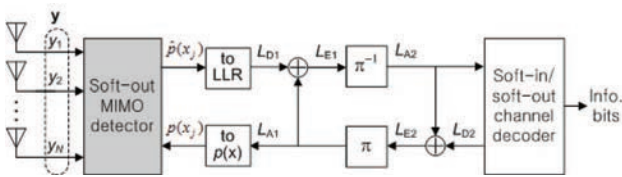
식 (14)~(16)의 BP 알고리즘은 임의의 MRF에 대해 적용 가능한데 [28]에서는 <그림 6(a)>로 주어지는 완전 연결을 갖는 MRF 외에 <그림 6(b)>와 같은 링형의 MRF를 제안하였으며 링형의 MRF를 이용한 경우 고차 변조를 사용하더라도 수렴성이 보장됨을 실험을 통해 확인하였다. 사실 상 M 개의 변수가 존재하는 경우 가능한 변수 쌍의 개수는 $M(M-1)/2$ 이며 이를 모두 사용하면 완전 연결형의 MRF가 얻어나 일부분만을 사용하면 임의의 쌍별 MRF의 구성이 가능하다. [28]의 오류성능 결과를 보면 완전 연결형과 링형의 MRF를 이용한 BP 기반 수신 알고리즘은 MAP 검파기의 성능과 비교할 때 (DVB-S2 LDPC 부호를 적용한 BER 성능에서) 0.1~0.6 dB 정도의 작은 성능 열화를 보였으며 링형의 경우 순차적인 메시지 갱신을 적용할 경우 노드 당 2번의 반복으로 수렴함을 보였다.

한편, 쌍별 MRF의 복잡도는 <그림 7>에 나타난 쌍별 MRF에 상응한 인수 그래프를 보면 알 수 있는데 그림에 나타난 바와 같이 각 인수 노드는 2개의 가지만을 갖기 때문에 이러한 그래프 상에서의 BP 알고리즘의 복잡도는 반복회수를 v 라 할 때, 완전 연결형의 경우 $O(vM(M-1)2^{2m})$ 이며 링형의 경우 $O(v2M2^{2m})$ 이 된다. 구체적인 복잡도 분석은 [28][30]에 나와 있으며 링형에 대해 BP 기반 알고리즘의 복잡도는 ($M=8$ 기준으로) 선형 MMSE 수신기 복잡도의 2~4배 정도이다.

안테나 순서교환을 통한 성능향상: 링형에서의 BP 알고리즘의 경우 링을 구성하는 변수의 순서에 따라 성능 차이가 발생하는데 모든 가능한 링 구성의 수는 $(M-1)!/2$ 개이며 이를 모두 탐색하여 최선의 링을 찾는 것은 NP-hard 문제로 안테나 수가 많아지며 모든



(a) 완전 연결형 (b) 링형
 (그림 7) 그림 6의 쌍별 MRF에 대한 인수 그래프 모형



(그림 8) 반복적 검파 및 복호 방식을 적용한 MIMO 수신기

가능한 링 구성을 다 따져보는 것은 쉽지 않다. [29]에서는 조건부 SINR을 최대화하는 쌍을 순차적인 방식으로 탐색하여 링을 구성하는 방법을 제안하여 추가적으로 0.3~0.5dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있음을 보였다.

터보 수신기에의 적용: 마지막으로 이러한 방식을 반복적 검파 및 복호 방식(터보 수신기)에 적용한 연구가 있었으며^[30] (그림 8)은 반복적 검파 및 복호를 적용한 수신기 구성을 보여준다. [30]에서 제안한 시스템에서는 콘볼루션 부호를 적용하였으며 1~2회의 터보 반복으로 (터보 반복을 사용하지 않은) MAP 성능 보다 더 좋은 성능을 얻었다. 또한, 복잡도 분석을 통해 1회의 터보 반복에 요구되는 (채널 복호와 MIMO 검파를 모두 포함한) 전체적인 복잡도가 선형 MMSE 수신기의 4~6배 정도임을 보여 매우 낮은 복잡도로 (터보 반복을 사용하지 않은) MAP 성능을 얻을 수 있음을 보였다.

IV. 결론

본 고에서는 최대 우도 검파기, 선형 검파기 및 스피어 복호기 등 여러 가지 다양한 MIMO 수신 방식들을 그래프 기반에서 재조명해보았으며 비교적 최근에 제안

된 그래프 및 BP 알고리즘 기반의 MIMO 검파 방식을 소개하였다. 향후, 가우시안 BP를 적용한 보다 낮은 복잡도를 갖는 수신 알고리즘에 대한 연구나 고차 변조에 대한 수렴성의 증명 등 아직 추가적인 연구가 필요한 부분들이 존재하기는 하나 그래프 및 BP기반의 MIMO 수신 알고리즘이 매우 낮은 복잡도로 (선형 수신기의 수배 정도 복잡도로) MAP 성능에 가까운 혹은 MAP 성능보다 더 좋은 성능을 보일 수 있음은 충분히 확인되었으며 송신 안테나와 스트림 수가 점점 늘어나는 추세에서 그 적용 가치는 매우 크다고 할 수 있다.

ACKNOWLEDGEMENT

2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 것임 (NRF-2012R1A1A2038807)

참고 문헌

- [1] S. Verdú, Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1998
- [2] H. Vikalo and B. Hassibi, "Modified Fincke-Poste Algorithm for Low-Complexity Iterative Decoding over Multiple Antenna Channel", Proc. of ISIT 2002, pp.390, July, 2002, Laussane, Switzerland
- [3] U. Fincke and M. Pohst, "Improved methods for calculating vectors of short length in a Lattice, including a complexity analysis", Math. Comput. Vol.44, pp.463-471, Apr. 1985
- [4] B. M. Hochwald and S. ten Brink, "Achieving Near-Capacity on Multiple-Antenna Channel", IEEE Trans. on Comm, Vol.51, No.3, pp.389-399, March 2003
- [5] D. Wubben, R. Boehnke, V. Kuehn, and K. Kammeyer, "MMSE Extension of V-BLAST based on Sorted QR Decomposition," in Proc. of VTC 2003-Fall, Oct, 2003
- [6] C. Studer, A. Burg, and H. Bolcskei, "Soft-output sphere decoding: Algorithms and VLSI implementation," IEEE Journal on Selected Areas in



- Comm., Vol. 26, No. 2, pp. 290–300, Feb. 2008
- [7] K. Higuchi, H. Kawai, H. Taoka, N. Maeda and M. Sawahshi, “Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica candidates for Quasi-Maximum Likelihood Detection Using M-Algorithm with QR-Decomposition for OFDM MIMO Multiplexing,” *IEICE Trans. on Comm.*, Vol. e92–b, 2009
- [8] G. Caire, “Statistical physics and the analysis of exact belief-propagation decoding of CDMA,” in *Proc. JWCC. Barolo, Italy, 2002*, pp. 30–32.
- [9] G. Caire, R. R. Müller, and T. Tanaka, “Iterative multiuser joint decoding: Optimal power allocation and low-complexity implementation,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, pp. 1950–1973, Sept. 2004.
- [10] Y. Kabashima “A CDMA multiuser detection algorithm on the basis of belief propagation,” *J. Phys. A*, pages 11111–11121, 2003
- [11] T. Tanaka and M. Okada, “Approximate Belief Propagation, Density Evolution, and Neurodynamics for CDMA Multiuser Detection,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, pp. 700–706, 2005
- [12] A. Montanari and D. Tse, “Analysis of belief propagation for nonlinear problems: The example of CDMA (or: How to prove Tanaka’s formula),” in *Proc. IEEE Inform. Theory Workshop*, pp. 122–126, Punta del Este, Uruguay, Mar. 2006.
- [13] C.-C. Wang and D. Guo, “Belief Propagation Is Asymptotically Equivalent to MAP Estimation for Sparse Linear Systems,” *Proc. of Allerton Conf. 2006*, pp.926–935, Sep. 2006
- [14] J. Hu and T. M. Duman, “Graph-based detector for BLAST architecture,” *Proc. of ICC 2007*
- [15] W. Jiang, Y. Li and X. Yu, “Truncation for Low-Complexity MIMO Signal Detection,” *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 53, pp. 1564–1571, April 2007
- [16] S. Yoon and S. Lee, “A Detection Algorithm for Multi-Input Multi-Output (MIMO) Transmission using Poly-Diagonalization and Trellis Decoding,” *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, Vol.26, No.8, pp.993–1002, Aug. 2008
- [17] S. Yoon, “Asymmetrically Optimized Poly-diagonalization for Low Complexity MIMO detection,” *IET Electronics Letter*, Vol.46, No.17, pp.1226–1228, Aug. 2010
- [18] M. K. Varanishi and T. Guess, “Optimum Decision Feedback Multiuser Equalization with Successive Decoding Achieves the Total Capacity of Gaussian Multiple Access Channel,” *Proc. of Ashilomar Conference 1998*, pp.1405–1409, 1998
- [19] D. Bickson, O. Shental, P. H. Siegel, J. K. Wolf, and D. Dolev, “Gaussian belief propagation based multiuser detection,” *Proc of ISIT, 2008*
- [20] D. Bickson, O. Shental, P. H. Siegel, J. K. Wolf, and D. Dolev, “Linear detection via belief propagation,” *Proc. of Allerton Conf. on Communications, Control and Computing, Monticello, IL, USA, Sept. 2007*
- [21] A. Montanari, B. Prabhakar, and D. Tse, “Belief propagation based multi-user detection,” *Proc. of Allerton Conf. on Comm., Control and Computing, Monticello, IL, USA, Sept. 2005*
- [22] M. Suneel, P. Som, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, “Belief propagation based decoding of Large non-orthogonal STBCs,” *Proc. IEEE ISIT’ 2009*, June 2009
- [23] P. Som, T. Datta, N. Srinidhi, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, “Low-Complexity Detection in Large-Dimension MIMO-ISI Channels Using Graphical Models,” *IEEE JSTSP*, vol.5, No.8, pp.1497–1511, Dec. 2011
- [24] J. Goldberger and A. Leshem, “A Gaussian tree approximation for integer least-squares,” *Neural Information Processing Systems 23 (NIPS)*, 2009
- [25] J. Goldberger and A. Leshem, “MIMO decoding based on stochastic reconstruction from multiple



- projections”, Proc. of ICASSP 2009, pp. 2457–2460, Taipei
- [26] J. Goldberger and A. Leshem, “Iterative Tomographic Solution of Integer Least Squares Problems With Applications to MIMO Detection”. IEEE JSTSP , vol.5, No.8, pp.1486–1496, Dec. 2011
- [27] S. Yoon, “A Low Complexity MIMO Detection Based on Pair-wise Markov Random Fields,” Proc. of IEEE VTC 2011 Spring, Budapest, Hungary, May 2011
- [28] S. Yoon and C.-B. Chae, “Low Complexity MIMO Detection Based on Belief Propagation over Pair-wise Graphs,” IEEE Trans. on Veh. Tech. Vol.63, No.5, pp.2363–2377
- [29] S. Yoon, K. Seo and T. Jeon, “Antenna Ordering in Low Complexity MIMO Detection Based on Ring-Type Markov Random Fields,” IEICE Trans. on Comm. Vol.E95–B, No.11, pp.3621–3624, 2012
- [30] S. Yoon, “Iterative Detection and Decoding of MIMO Signals Using a Low-Complexity Soft-In/Soft-Out Detector,” submitted to IEICE Trans. on Comm. 2014



윤석현

- 1992년 성균관대학교 전자공학과 학사
- 1996년 성균관대학교 전자공학과 석사
- 2003년 New Jersey Inst. of Tech. Electrical & Computer Eng. 박사
- 1999년 한국전자통신연구원(ETRI) 방송기술부, 선임연구원
- 2003년~2005년 삼성전자 통신연구소 책임연구원
- 현재 단국대학교 전자전기공학부 부교수

〈관심분야〉

무선통신, MIMO, OFDM 등