

다중안테나 수신 기술

임태호* | 김재권** | 조용수*

* 중앙대학교, ** 연세대학교

요약

다중안테나 시스템은 단일 안테나 시스템에 비해 추가적인 주파수나 송신전력의 할당없이 채널 용량을 안테나 수에 비례하여 증가시킬 수 있다는 장점으로 인해 차세대 통신기술의 핵심으로 부각되고 있다.

본 고에서는 이와 같은 장점을 가지고 있는 다중안테나 시스템의 신호검출을 위한 다양한 기법을 기술한다. 특히 공간다중화 방식의 다중 송수신 안테나 시스템에서의 다양한 신호검출 기법을 살펴보고, 성능 및 연산복잡도면에서 비교한다.

1. 서론

언제, 어디서나, 누구와도 항상 가능한 통화 및 고품질의 멀티미디어 서비스에 대한 요구의 증대로 인해 기존 음성서비스 위주에서 고속 전송이 요구되는 데이터 서비스 위주로 중심축이 이동하고, 따라서 낮은 오류확률로 더 많은 데이터를 더 빨리 전송하기 위한 차세대 무선 전송기술이 요구된다.

이러한 무선 데이터 전송을 가능하게 하는 기술로써 공간 영역의 채널을 이용하는 다중안테나 시스템에 대한 연구가 현재 활발히 진행되고 있다.

다중안테나 기술은 송수신 양단에 다중안테나를 사용함으로써 한정된 주파수 자원 및 송신전력을 이용하여 채널 용

량을 증대시켜 높은 데이터 전송률을 제공할 수 있다. 다중 송수신 안테나를 이용하는 기술인 어레이 안테나를 이용하는 레이더 기술, 수중 공간에서의 소나 기술, 무선 통신 시스템의 빔형성 기법 등이 예전부터 연구되어 왔으며, 최근 무선 통신 시스템에서의 용량 증대에 대한 요구가 증가되면서 이러한 다중안테나 기술 연구에 관심이 집중되고 있다[1-2].

다중안테나 기술은 각 송신 안테나로부터 서로 다른 데이터를 동시에 전송함으로써 시스템의 대역폭을 증가시키지 않고, 고속 데이터를 전송하는 공간다중화 (spatial multiplexing) 기술과 여러개의 송신 안테나에서 같은 데이터를 내포하는 신호를 전송하여 송신 다이버시티 (transmit diversity)를 얻고자 하는 전송 다이버시티 기술로 구분된다 [2-5]. 이러한 두 가지 기술들은 각각 다시 송신기에서 채널 정보의 사용 여부에 따라 개루프 (open loop) 방식과 폐루프 (closed loop) 방식으로 나뉜다.

본 고에서는, 수신기로부터 송신기로 채널 정보 피드백 (feedback)을 할 필요없는 개루프 방식의 다중 송수신 안테나 시스템의 다양한 수신기술에 집중한다. II장에서는 다중 안테나 시스템에 대해 설명한다. 특히 대표적인 공간다중화 기법인 BLAST (bell lab layered space time)와 전송 다이버시티 기법인 STBC (space time block code)에서의 송수신 기술을 다룬다. III장에서는 공간다중화 방식의 다중 송수신 안테나 시스템에서의 다양한 신호검출 기법들을 설명한다. IV장에서는 III장에서 다룬 다양한 신호검출 기법들의 성능과 연산복잡도를 비교한다. V장에서 결론을 맺는다.

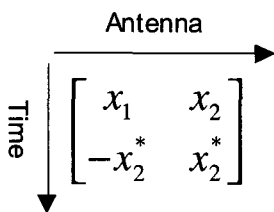
II. 다중안테나 기술

다중안테나 기술은 다수개의 페이딩 채널을 이용하여 AWGN 채널에 가까운 가상의 채널을 생성하여 송신신호가 심한 감쇄(deep fading)를 겪지 않도록 하는 다이버시티(diversity) 기법과 전송률을 증가시키는 공간 다중화(spatial multiplexing) 기법으로 분류할 수 있다. 다이버시티 기법을 사용했을 때의 채널용량은 공간다중화 기법을 사용했을 때보다 현격하게 작고, 후자의 채널용량은 Shannon의 채널용량과 동일하다. 본 장에서는 전송 다이버시티 기법과 공간 다중화 기법을 설명하고, 특히 각 기법의 전송 기술 및 수신 부 신호검출 기법들을 다룬다.

1. 안테나 다이버시티 기법

다이버시티 이득은 시간 다이버시티 이득, 주파수 다이버시티 이득, 채널 부호화 다이버시티 이득, 안테나 다이버시티 이득으로 구분할 수 있다. 일반적으로 이러한 다양한 다이버시티 이득들은 독립적으로 구분하기 어렵고 합성된 형태로 나타난다. 이중 안테나 다이버시티 기법은 다시 수신 안테나 다이버시티 기법과 송신 안테나 다이버시티 기법으로 구분할 수 있다. 수신 다이버시티 기법은 다이버시티 이득을 얻을 수 있으나 하드웨어 복잡도가 수신부에 집중되어 전력소모가 크다는 단점 때문에 하향링크 관점에서 볼 때 단말기에 적용이 힘들다. 반면에 전송 다이버시티 기법은 다수의 안테나를 송신부에 설치하기 때문에 단말기에 적용이 용이하다. 대표적인 전송 다이버시티 기법으로는 시공간 블록부호화(space-time block coding STBC) 기법이 있다[45].

(그림 1)과 같은 부호화방식을 이용하여 Alamouti는 2개의



(그림 1) Alamouti 방식 (2x2 STBC 부호화 방식)

송신 안테나에 대해 복소 직교 설계(complex orthogonal design)를 이용한 송신 다이버시티 기법을 제안하였고, Tarokh은 이를 3개 이상의 송신안테나 시스템에 대해 일반화하여 직교 설계(orthogonal design)에 기반한 시공간 부호화 방식을 제안하였다[5].

직교 설계를 이용한 시공간 부호화(space-time coding STC)의 경우, 복소수 심볼일 때 최대 전송률인 “1”을 만족하는 설계가 어려워 3개 이상의 송신 안테나 시스템에서는 적용이 어렵다는 단점이 있다. 일반적으로 3개 이상의 송신 안테나를 위한 시공간 블록 부호화 방식의 전송률은 “1” 이하가 된다.

2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 고려할 때 송신 안테나 1과 수신 안테나 사이의 채널 이득을, 송신 안테나 2와 수신 안테나 사이의 채널 이득을 라고 하고, 첫 심볼 구간에 수신 안테나가 수신한 신호를, 두 번째 심볼 구간에 수신된 신호를 이라 할 때, 아래와 같은 관계가 성립한다.

$$y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + z_1 \quad (1)$$

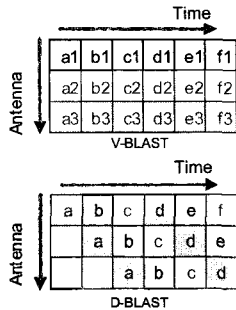
$$y_2 = h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + z_2 \quad (2)$$

식 (2)의 양변을 conjugation한 결과와 식 (1)을 이용하면 송/수신 신호의 관계가 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

수신기에서는 ML(maximum likelihood) 해를 식 (3)을 이용해 쉽게 구할 수 있다. 식 (3)의 가상 채널 행렬의 직교성 덕분에, 식 (3)의 양변에 채널행렬의 Hermitian transpose를 곱하면 심볼 별로 분리해서 검출할 수 있기 때문에 수신기가 간단하게 유지되면서 ML성능을 달성할 수 있게 된다. STBC는 linear processing만으로 수신 신호의 복원이 가능하므로, 수신기의 복잡도가 안테나의 개수에 따라 선형적으로 증가하여 수신기의 구조가 매우 간단하다.

시공간 블록부호화 기술은 플랫폼 페이딩 환경을 가정하며 일반적으로 송신 안테나 개수의 연속된 심볼구간 동안 채널의 변화가 없어야 한다. 단일 송수신 안테나 시스템과 총 송신전력을 같도록 유지하기 위해서는 다수의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서는 송신되는 신호의 전력을 안테나 개수만큼 줄여야 된다. 따라서 식 (3)으로부터 유도할 수 있는



(그림 2) 공간다중화 방식 (V-BLAST, D-BLAST)의 다중안테나 시스템의 전송방식

수신 SNR은 단일 안테나 시스템을 통해 얻을 수 있는 수신 SNR과 동일하나, 다이버시티 이득을 얻게 되어 전송 오류율이 개선된다.

2. 공간다중화 기법

공간다중화 기법은 전송률을 증대시키기 위한 기법으로 각 송신 안테나에서 독립 데이터를 전송함으로써 전송률을 증대시킨다. 대표적인 공간다중화 다중안테나 기술로는 BLAST 기술이 있다. BLAST 기술 중 D-BLAST는 (그림 2)에서 볼 수 있듯이 diagonal 전송을 위해 각 송신안테나에서 전송되는 데이터간 특정한 블록 코딩을 사용하여, 주파수 효율은 높으나 구현 복잡도가 높다. 이와 달리 V-BLAST는 각 안테나에서 독립적으로 데이터를 전송함으로써 구현의 복잡도를 줄였다[6].

V-BLAST는 수신 안테나수가 송신 안테나 수와 같거나 많아야 하며, 수신기에서 검출 방법에 따라 선형검출 기법, OSIC 검출 기법, 최적, 준 최적 검출 기법 등 여러 가지 검출 기법으로 분류할 수 있다. 다음 장에서는 V-BLAST시스템의 다양한 신호검출 기법을 다룬다.

III. 공간 다중화 방식의 다중안테나 시스템을 위한 신호검출 기법

본 장에서는 V-BLAST 방식의 다중 송수신 안테나 시스템에서의 다양한 신호검출 알고리즘들을 자세히 다룬다. 신호

검출 알고리즘은 검출방법에 따라 선형검출, OSIC 검출, 최적, 준 최적 검출 기법 등으로 분류할 수 있다.

선형검출 기법은 각 수신 안테나에서 특정 신호를 검출할 때 다른 신호들은 간섭신호로 간주하여 ZF (zero-forcing) nulling 또는 MMSE (minimum mean square error) 기준으로 감쇠시키는 검출 기법이다. 비선형검출 기법에는 검출 순서에 따라 순차적으로 검출된 신호의 성분을 수신신호로부터 제거하여 나머지 신호관점에서 간섭신호의 영향을 줄이는 OSIC (ordered successive interference cancellation) 방식이 있다[3],[7]. ML 검출 기법은 송신 안테나에서 송신 가능한 심볼벡터들을 모두 대입하여 최소 자승 유클리디안 거리를 가지는 심볼벡터를 선택함으로써 최적의 성능을 달성한다[8]. 그러나 ML 검출 기법은 송신안테나 수와(또는) 변조차수가 증가함에 따라 계산량이 지수함수적으로 증가하기 때문에, 이를 효율적으로 감소시킬 수 있는 준 최적 검출 기법들이 제안되었다. 대표적인 준 최적 검출 기법들로는 sphere decoding, M-algorithm combined with QR decomposition (QRM-MLD), Lattice reduction aided detection 기법 등이 있다[9-14].

1. 선형검출 기법

선형검출 방식은 각 수신 안테나에서 특정 신호를 검출할 때 다른 신호들은 간섭신호로 간주하여 nulling 또는 감쇠시키는 검출 기법이다. 선형검출 기법에는 ZF와 MMSE가 있다. ZF 은 가중치 행렬을 다음 식과 같이 선택한다.

$$W_{ZF} = (H^*H)^{-1}H^* \quad (4)$$

MMSE 가중치 행렬은 아래와 같다.

$$W_{MMSE} = (H^*H + \sigma_z^2 I)^{-1}H^* \quad (5)$$

여기서 H^* 는 H 의 Hermitian transpose이다. MMSE의 경우 잡음에 대한 사전정보인 σ_z^2 가 사용됨을 볼 수 있다. 일반적으로 ZF에 비해 MMSE가 우월한 성능을 보이는데, 이는 채널 이득행렬의 condition number 가 클 경우 가중치를 곱할 때 발생하는 잡음증폭이 MMSE의 경우가 ZF에 비해 적기 때문이다. ZF 방식을 사용할 때 달성하게 되는 다이버시티 이득(diversity gain)은 $n_r - n_t + 1$ 이다. 송신 안테나가 하나인

경우에는 ZF 검출기법이 maximal ratio receive combining (MRRC) 기법과 동일하게 되고 달성하는 다이버시티 이득은 n_r 이다.

2. OSIC 기법

선형 검출 기법은 비교적 간단하게 하드웨어 구현이 가능한 방법이지만, 일반적으로 성능이 만족스럽지 못하다. 이러한 열악한 성능을 보완하기 위해, OSIC 기법에서는 검출 순서에 따라 순차적으로 신호를 검출하고, 검출된 신호의 성분을 수신신호로부터 제거하여 아직 검출되지 않은 신호 관점에서 간섭으로 작용하는 신호성분을 제거하여 성능을 향상시킨다[3],[7]. 이때 검출된 성분들의 순서는 전체 시스템의 성능을 결정하는 중요한 요인이다. OSIC 검출 기법에 사용할 수 있는 지금까지 알려진 순서화 방법에는 아래와 같이 3가지가 있다.

방법 1: MMSE 가중치 행렬을 사용할 때 활용 가능한 기준으로써 post detection signal to interference plus noise ratio (SINR)이 있다. Mean squared error가 최소가 되도록 생성한 MMSE 가중치 행렬은 또한 아래 식으로 표현되는 post detection SINR을 최대화 한다.

$$SINR_j = \frac{E_x |w_j h_j|^2}{E_x \sum_{i \neq j} |w_j h_i|^2 + \|w_j\|^2} \quad (6)$$

여기서 E_x 는 송신신호의 에너지를 나타내고, w_j 는 식 (5)로 표현되는 MMSE 가중치 행렬의 j 번째 행을 나타내고, h_j 는 채널 이득 행렬의 j 번째 열을 나타낸다. SINR을 최적으로 하는 순서화는 신호검출과 동시에 이루어져야 한다. 처음에는 먼저 n_T 개의 SINR을 계산하여 그 중 가장 큰 값에 해당하는 신호를 식 (5)로 표현되는 MMSE 가중치 행렬을 사용해 검출한다. 두 번째 SINR이 큰 신호를 검출하기 위해서는 맨 처음 검출된 신호성분을 수신신호로부터 제거하고, 식 (5)와 유사한 MMSE 가중치 행렬을 다시 연산한다. 이 때 식 (5)에 사용되는 채널 이득행렬은 원래의 채널 이득행렬에서 검출된 신호에 해당하는 열을 삭제한 새로운 행렬이다. 이 새로운 행렬을 기반으로 다시 식 (6)과 유사한 방식으로 n_T-1 개의 SINR을 계산한다. 이중 가장 큰 SINR에 해당하는 신호

를 다시 검출한다. 매 신호를 검출하고 다음 신호를 검출할 때 이와 같이 MMSE 가중치 행렬 및 SINR 연산을 다시 수행해야 한다.

방법 2: 방법 1은 MMSE 및 SINR 연산을 많이 해야 된다. 방법 1에 비해 성능 면에서 열화를 초래하지만 연산복잡도를 감소시키는 방법으로는 채널 행렬의 열 벡터들의 norm 값에 따라 순서화 하는 방법이 있다. 이 방법은 아래의 수식에 근거한다.

$$y = Hx + z = h_1 x_1 + h_2 x_2 + \dots + H_{n_T} x_{n_T} + z \quad (7)$$

위 식을 통해 j 번째 송신신호가 수신신호에 포함되어 있는 정도가 채널이득 행렬의 j 번째 열의 norm에 비례한다는 것을 관찰할 수 있다. n_T 개의 열벡터의 norm값을 계산하여 그 순서대로 신호를 검출할 수 있다. 이 방법을 사용할 경우 방법 1과는 달리 순서화를 한번만 하고 이 순서에 따라 신호를 검출하게 되므로 순서화를 위해 지불해야 하는 비용이 현저히 줄어들게 된다.

방법 3: 방법 1과 방법 2에서는 채널의 정보와 잡음의 통계적인 정보만을 이용했다. 신호검출이라 함은 수신신호가 가용할 때 송신신호를 검출하는 것으로써 수신신호의 정보를 추가적으로 사용하여 검출순서를 결정할 수 있다[15]. 이 방법은 가장 많은 정보를 사용하는 순서화 방식으로써 최적의 성능을 보이지만, 방법 1,2와는 달리 채널 이득이 고정되어 있을 때에도 매번 수신된 신호가 바뀌므로 이에 따라 순서화를 다시하여 신호를 검출해야 하므로 이에 따른 추가적인 연산복잡도가 소요된다. 방법 1과 2에서는 채널 이득 행렬이 고정되어 있다면 순서를 한번 정하고 검출은 그 순서에 따라 수행하면 된다.

본 절에서 기술한 OSIC 방법을 사용할 때 달성하게 되는 다이버시티 이득은 모든 심볼에 대해 $n_r - n_T + 1$ 보다 크게 된다. 맨 처음 검출되는 심볼의 경우에도 순서화를 수행하기 때문에 얻게되는 추가적인 다이버시티 이득이 있다. 두 번째 부터 마지막 까지 검출하는 신호의 다이버시티 이득은 그 전에 검출된 신호의 오류여부에 따라 결정된다. 만약 그 전에 검출된 신호가 모두 올바르게 검출되었다고 하면 j 번째 신호를 검출할 때 얻게되는 다이버시티 이득은 $n_r - n_T + j$ 가 된다.

3. ML 검출 기법

Maximum likelihood (ML) 검출 방식은 송신 가능한 심볼 벡터들을 모두 고려하여 아래 식 (8)로 표현되는 metric 값을 최소로 하는 송신 벡터를 찾아내는 방식으로써 송신심볼 벡터의 확률이 모두 같을 때 최적의 성능을 달성한다. 그러나 송신 안테나 수와 (또는) 변조차수 (modulation order)가 증가함에 따라 소요되는 계산량이 지수함수적으로 증가하게 된다[8]. 변조를 위해 사용되는 성상도 상의 심볼들의 집합을 라 하고 이 집합의 cardinality를 $|C|$ 로 표시할 때, 필요한 ML metric 연산 횟수는 $|C|^r$ 로 표현할 수 있다.

$$\hat{x} = \arg \min_x \|y - Hx\|^2 \quad (8)$$

이 방식은 일반적으로 실제 하드웨어로 구현하기에는 어려움이 있고, 새로운 신호검출기법을 제안할 때 비교대상이 된다. [8]에서 ML 신호검출을 위해 $|C|^r$ 회 of ML metric 연산을 $|C|^{r-1}$ 회로 줄일 수 있음을 증명되었다. [8]의 modified ML (MML) 기법은 $n_r = 2$ 인 경우에는 아주 적합한 방식이나 $n_r \geq 3$ 인 경우에는 여전히 복잡도가 높다는 단점이 있다.

1절의 선형검출 기법과 2절의 OSIC 검출 기법들은 3절의 ML 검출 기법에 비해 매우 낮은 연산복잡도를 보이지만 큰 성능 열화를 보인다. 그러므로 ML 신호검출 기법을 기반으로 하되 높은 연산복잡도를 낮추어 하드웨어 구현이 용이하면서 동시에 ML과 근접한 성능을 보이는 다양한 신호검출 기법이 많이 연구되고 있다.

4. Sphere Decoding (SD)

Sphere decoding은 ML 신호검출과 같이 ML metric을 최소로 하는 송신신호 벡터를 찾지만, 모든 가능한 송신신호 벡터를 고려하는 대신 어떤 sphere안에 존재하는 벡터들만 고려함으로써 그 연산 량을 줄이는 방식이다[9][10]. 그림 3은 sphere decoding의 연산량 감소를 나타낸다. SD에서는 아래의 관계식을 이용한다.

$$\arg \min_x \|y - Hx\|^2 = \arg \min_x (x - \hat{x})^T H^T H (x - \hat{x}) \quad (9)$$

여기서 $\hat{x} = (H^T H)^{-1} H^T y$ 이다. 식 (9)의 양편의 최소 metric 값은 다르나 각각 metric 값을 최소로 하는 송신신호 벡터는

동일하다. SD에서는 다음 식으로 표현되는 sphere 내부에 존재하는 벡터들만 고려한다.

$$(x - \hat{x})^T H^T H (x - \hat{x}) \leq R_{SD}^2 \quad (10)$$

식 (10)의 metric의 등가 표현을 아래와 같이 할 수 있다.

$$(x - \hat{x})^T H^T H (x - \hat{x}) = (x - \hat{x})^T R^T R (x - \hat{x}) = \|R(x - \hat{x})\|^2 \quad (11)$$

식 (11)의 행렬 R은 채널 이득 행렬을 QR분해 하여 얻어진 행렬을 나타낸다. 식 (11)을 기반으로 SD과정을 $n_r = n_r = 3$ 로 가정하여 예를 통해 설명한다. 식 (11)은 다시 아래와 같이 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned} \|R(x - \hat{x})\|^2 &= \left\| \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{23} \\ 0 & 0 & r_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \\ x_3 - \hat{x}_3 \end{bmatrix} \right\|^2 \\ &= |r_{33}(x_3 - \hat{x}_3)|^2 + |r_{22}(x_2 - \hat{x}_2) + r_{23}(x_3 - \hat{x}_3)|^2 \\ &\quad + |r_{11}(x_1 - \hat{x}_1) + r_{12}(x_2 - \hat{x}_2) + r_{13}(x_3 - \hat{x}_3)|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

식 (10)과 식 (12)를 결합하면 SD에서 고려하는 sphere는 아래와 같이 표현된다.

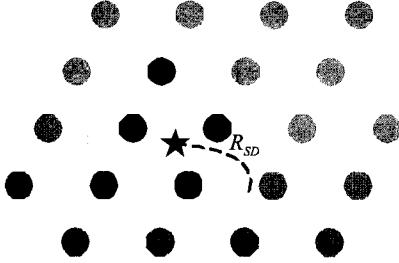
$$\begin{aligned} &|r_{33}(x_3 - \hat{x}_3)|^2 + |r_{22}(x_2 - \hat{x}_2) + r_{23}(x_3 - \hat{x}_3)|^2 \\ &|r_{11}(x_1 - \hat{x}_1) + r_{12}(x_2 - \hat{x}_2) + r_{13}(x_3 - \hat{x}_3)|^2 \leq R_{SD}^2 \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)으로부터 출발하여 SD은 아래의 3단계로 진행된다.

단계 1: $|r_{33}(x_3 - \hat{x}_3)|^2 \leq R_{SD}^2$ 안에 존재하는 값을 아래의 upper/ lower bound를 이용하여 선택한다.

$$\hat{x}_3 - \frac{R_{SD}}{r_{33}} \leq x_3 \leq \hat{x}_3 + \frac{R_{SD}}{r_{33}} \quad (14)$$

단계 2: $|r_{33}(x_3^* - \hat{x}_3)|^2 + |r_{22}(x_2 - \hat{x}_2) + r_{23}(x_3^* - \hat{x}_3)|^2 \leq R_{SD}^2$ 내부에 존재하는 x_2 값을 다시 아래의 upper/ lower bound를 사용하여 한 개 선택한다. 이 때 은 단계1에서 선택한 값을 나타낸다.



(그림 3) Sphere decoding 알고리즘의 기하학적 표현

$$\hat{x}_2 - \frac{\sqrt{R_{SD} - |r_{33}(x_3^* - \hat{x}_3)|^2} - r_{23}(x_3^* - \hat{x}_3)}{r_{33}} \leq x_2 \leq \hat{x}_2 + \frac{\sqrt{R_{SD} - |r_{33}(x_3^* - \hat{x}_3)|^2} - r_{23}(x_3^* - \hat{x}_3)}{r_{22}} \quad (15)$$

위 구간에 해당하는 x_2 가 존재하지 않을 경우 x_3 값을 다른 값으로 대치하여 식 (15)를 다시 연산한다. 만약 모든 가능한 x_3 를 대입하였음에도 불구하고 해당하는 x_2 가 존재하지 않을 경우 반지름 R_{SD} 을 더 큰 값으로 갱신한다.

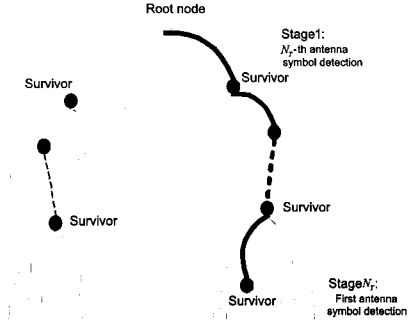
단계3: 단계 1과 2에서 선택한 값을 각각 x_3^* , x_2^* 라 하고 다음 sphere 내부에 존재하는 x_1 값을 선택한다.

$$|r_{33}(x_3^* - \hat{x}_3)|^2 + |r_{22}(x_2^* - \hat{x}_2)|^2 + |r_{23}(x_3^* - \hat{x}_3)|^2 + |r_{11}(x_1 - \hat{x}_1) + r_{12}(x_2^* - \hat{x}_2) + r_{13}(x_3^* - \hat{x}_3)|^2 \leq R_{SD}^2 \quad (16)$$

선택 방법은 단계 2와 유사하게 upper/ lower bound를 이용한다. 위 과정을 거쳐 x_3^* , x_2^* , x_1^* 을 선택하면 선택된 송신 신호에 해당하는 반지름을 계산한다. 계산된 새로운 반지름을 사용하여 다시 단계 1부터 시작한다. 송신신호 x_3^* , x_2^* , x_1^* 가 특정 반지름에 해당하는 sphere내부에 존재하는 유일한 신호일 때 검색을 중단한다.

5. QRM-MLD 검출 기법

QRM-MLD는 채널 행렬의 QR 분해한 결과에 M 알고리즘을 적용한 방법이다. 송수신 안테나 수가 동일한 것을 가정하고, 채널 행렬 H의 QR 분해를 통해 아래와 같이 ML



(그림 4) QRM-MLD 검출 기법 알고리즘 (송신 안테나 n_r 개, QPSK, $M=2$ 인 경우)

metric의 등가적 표현이 가능하다.

$$\|y - Hx\| = \|y - QRx\| = \|Q^H[y - QRx]\| = \|y^* - Rx\| \quad (17)$$

식 (17)의 ML metric을 이용해서 QRM-MLD가 수행된다. 용이한 설명을 위해 다시 $n_r = n_r = 3$ 로 가정하여 예를 통해 설명한다. 식 (17)은 아래 식으로 다시 표현이 가능하다.

$$\|y^* - Rx\|^2 = \left\| \begin{bmatrix} y_1^* \\ y_2^* \\ y_3^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{23} \\ 0 & 0 & r_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \right\|^2 = |y_3^* - r_{33}x_3|^2 + |y_1^* - r_{22}x_2 - r_{23}x_3|^2 + |y_1^* - r_{11}x_1 - r_{12}x_2 - r_{13}x_3|^2 \quad (18)$$

식 (18)에서 출발하여 QRM-MLD 신호검출은 3단계로 구성된다.

단계 1: $|y_3^* - r_{33}x_3|^2$ 를 작게하는 x_3 의 후보군 M 개($|C|$ 개 중)를 선택한다.

단계 2: $|y_3^* - r_{33}x_3|^2 + |y_2^* - r_{22}x_2 - r_{23}x_3|^2$ 를 작게하는 벡터 $[x_2, x_3]^T$ 를 $M \times |C|$ 개 중 M 개 선택한다.

단계 3: 식 (18)로 표현되는 ML metric 값을 가장 작게하는 벡터 $[x_1, x_2, x_3]^T$ 를 $M \times |C|$ 개 중에서 선택한다.

QRM-MLD의 성능은 파라미터 M 값에 따라 결정된다. M

값이 크면 성능은 ML 성능에 근접하게 되지만 복잡도가 증가하고, 작은 M 값을 사용하면 복잡도는 감소하지만 성능이 열화되는 trade-off 관계에 있다. (그림 4)는 QRM-MLD를 도식적으로 표현한다.

6. Lattice Reduction Aided Detection

선형검출기법 및 선형검출기법을 기반으로 하는 OSIC 기법에서는 선형검출 과정에서 잡음 증폭에 의해 성능열화가 초래된다. 채널 이득행렬의 condition number가 크면 가중치를 수신신호에 곱하는 과정에서 잡음이 크게 증폭되기 때문이다. Lattice reduction은 lattice의 좋은 기저를 찾는 방법으로 LLL (Lenstra-Lenstra-Lovasz)과 같은 알고리즘을 이용하여 채널 행렬의 condition number를 줄인다. (그림 5)의 위쪽의 기저를 아래 그림과 같이 직교 기저 혹은 직교에 가까운 기저를 찾음으로써 condition number를 감소시킨다. Lattice reduction을 수행하여 얻어진 새로운 가상 채널 행렬을 이용하여 MMSE, OSIC와 같은 선형, 비선형 검출 기법을 수행하면 기존에 발생하는 잡음 증폭을 크게 줄일 수 있다 [13-14].

먼저 채널 행렬 H 를 이용하여 $2n_r \times 2n_r$ 크기의 실수 채널 H_{real} 을 생성한다. 채널이득 행렬, 송/수신신호 및 잡음의 실수부와 허수부를 분리하여 그 관계를 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$y_{real} = H_{real}x_{real} + z_{real} \quad (19)$$

위 식에서 출발하면 LRA-OSIC를 이용한 신호검출 과정은 다음과 같다.

단계 1: 실수 채널 생성 및 sorted QR 분해 생성한 실수 채널을 아래와 같이 sorted QR 분해를 한다.

$$H_{real}P_{real} = Q_{pre} + R_{pre} \quad (20)$$

식 (20)에서 R_{pre} 은 permutation matrix를 나타낸다. 즉 QR 분해를 하면서 동시에 채널행렬 열의 순서를 바꿀 수 있음을 나타낸다. 열의 순서를 바꾸는 목적은 행렬 R_{pre} 의 대각선 위치의 값들이 증가하도록 하는 것이다. 식 (20)을 이용하면 식 (19)의 표현이 아래와 같게 된다.

$$y_{real} = Q_{pre}R_{pre}R_{pre}^{-1}x_{real} + z_{real} \quad (21)$$

단계 2: Lattice reduction

LLL 알고리즘을 이용하여 아래와 같이 R_{pre} 의 condition number를 감소시킨다.

$$R_{pre} = R_{reduced}T \quad (22)$$

식 (22)에서 행렬 T 는 upper triangular 행렬이고 원소값들은 모두 정수이며, 행렬의 determinant 값이 1 또는 -1인 unimodular 행렬이다. Condition number가 작은 $R_{reduced}$ 로부터 새로운 가상 행렬을 아래와 같이 생성한다.

$$(x - \hat{x})^T H^T H (x - \hat{x}) \leq R_{SD}^2 \quad (23)$$

식 (22) 및 (23)을 이용하여 송수신 신호의 관계를 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$y_{real} = H_{real, reduced} TP_{pre}^{-1}x_{real} + z_{real} \quad (24)$$

여기서 $TP_{pre}^{-1}x_{real}$ 은 새로운 임시벡터를 나타내며 x_{real} 의 원소가 모두 정수라고 하면 이 새로운 임시벡터의 원소들도 또한 모두 정수임을 알 수 있다. 따라서 식 (24)를 기반으로 $TP_{pre}^{-1}x_{real}$ 를 검출할 때 정수 이외의 성분은 잡음이라고 간주할 수 있다. 이 점은 OSIC 기법을 사용할 때 성능향상을 위해 적용할 수 있다.

단계 3: Sorted QR 분해 및 OSIC

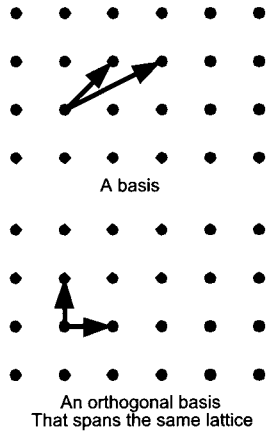
단계 2에서 새롭게 생성된 행렬을 아래와 같이 다시 sorted QR 분해를 한다.

$$H_{real, reduced}P_{post} = Q_{post} + R_{post} \quad (25)$$

식 (25)를 이용하면 식 (24)를 아래와 같이 표현가능하다.

$$y_{real} = Q_{post}R_{post}R_{post}^{-1}TP_{pre}^{-1}x_{real} + z_{real} \quad (26)$$

식 (26)에서도 역시 새로운 임시 벡터 $P_{post}^{-1}TP_{pre}^{-1}x_{real}$ 를 구하고, 이 검출된 신호로부터 x_{real} 를 구할 수 있다. 식 (26)를 사용하여 OSIC와 같은 기법을 사용하여 신호를 검출하게 되면 lattice reduction 과정을 거치지 않은 경우에 비해 큰 성능 향상을 가질 수 있다.



(그림 5) 초기 채널 행렬의 기저와 Lattice reduction과정을 거친 채널 행렬의 기저

IV. MIMO 시스템을 위한 신호검출 기법의 성능과 연산복잡도

본 장에서는 Ⅲ장에서 다룬 다양한 신호검출 기법의 성능과 연산복잡도를 비교, 분석한다.

1. 성능 비교

다양한 신호검출 기법을 모의 실험을 통해 성능을 비교한다. 모의실험 파라미터는 <표 1>과 같다. 모의실험은 MIMO 시스템 모델을 확장하여 한 프레임이 10개의 OFDM 심볼로 이루어진 송수신 안테나가 각 4개씩인 4x4 MIMO-OFDM 시스템을 기반으로 16-QAM 변조방식이라고 가정한다. k번째 OFDM 심볼을 위한 MIMO 시스템의 입출력 관계를 아래 식과 같이 표현 할 수 있다.

$$y[k] = H[k]x[k] + n[k] \tag{27}$$

여기에서 $y[k] = [y_1[k] y_2[k] \dots y_m[k]]^T$, $n[k] = [n_1[k] n_2[k] \dots n_m[k]]^T$, 그리고 $H[k]$ 는 $h_{ij}[k]$ 를 가지는 $n \times m$ 채널 행렬이다. $h_{ij}[k]$ 는 k번째 심볼 구간에서 i번째 수신 안테나 사이의 다중경로 채널의 주파수 응답을 나타낸다.

또한 MIMO-OFDM 시스템은 각 부 채널간 직교성이 유지

되고, 수신단 동기는 정확하게 추정한다고 가정한다. 채널 상태 정보는 수신부에서 알고 있다고 가정한다.

이와 같은 MIMO-OFDM 시스템에 MIMO 신호검출 기법을 적용할 경우 부 채널간 직교성이 성립되므로 각 부 채널에서 기존 MIMO 시스템에서와 같이 동일한 신호검출 기법이 적용된다.

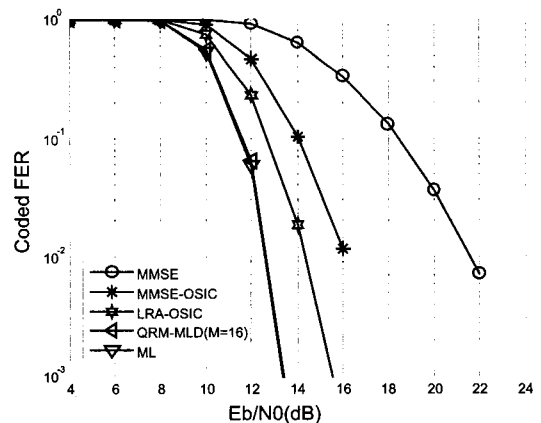
<표 1> 모의실험 파라미터

Parameter	Description
No. of transmit antennas	4
No. of receive antennas	4
No. of FFT points	64
Data modulation	16QAM
Frame length	10 OFDM symbols
Channel coding/decoding	Convolutional coding(R=1/2) Viterbi decoding(hard decision)
Channel information	Ideal (Known CSI)

(그림 6)은 위와 같은 모의실험 환경에서 다양한 신호검출 기법들의 FER (frame error rate) 이다. 선형검출 기법인 MMSE, 비선형검출 기법인 MMSE-OSIC는 최적의 성능을 보이는 ML 검출 기법에 비하여 매우 큰 성능 열화를 보인다. LRA-OSIC는 10^2 의 FER 레벨에서 ML에 비하여 SNR의 2dB의 성능열화를 보인다. QRM-MLD는 ML과 거의 동일한 성능을 보인다.

2. 연산복잡도 비교

신호검출기의 연산복잡도는 하드웨어 구현에 있어 가장



(그림 6) 다양한 신호검출 기법의 FER 성능

중요한 문제이다. 연산복잡도가 높은 경우 구현용량이 커지거나 구현 자체가 어렵게 된다. 그러므로 공간다중화 방식의 신호검출 기법은 적절한 성능을 가지면서 연산복잡도는 낮을수록 구현 측면에서는 장점을 가지게 된다.

본 논문에서는 다양한 신호검출 기법의 연산복잡도를 다음과 같은 환경에서 엄밀히 비교하였다. 변조방식이 16-QAM이고 4개의 수신 안테나와 4개의 송신 안테나인 공간다중화 방식의 MIMO 시스템의 경우를 예로 복잡도를 계산하였다.

〈표 2〉 다양한 신호검출 기법의 연산복잡도

검출기법	연산 복잡도	
	곱셈	나눗셈
MMSE	496	8
MMSE-OSIC (SINR ordering)	1,134	28
Lattice Reduction Aided OSIC	2,906	180
QRM-MLD (=16)	2,560	4
ML	524,288	0

연산복잡도 계산에서 다음과 같은 가정을 한다.

- 덧셈, 뺄셈, 쉬프트 연산은 하드웨어 구현 측면에서 곱셈, 나눗셈에 비해 간단하므로 실수 곱셈, 실수 나눗셈의 개수를 통해 연산복잡도를 계산한다.
- 성상도 심볼의 실수부와 허수부는 실수로 가정한다. 그러므로 성상도 심볼의 곱셈은 쉬프트 연산으로 처리 가능하다.
- 곱셈과 나눗셈에 비해 매우 간단하므로 연산복잡도에 포함하지 않는다.

이와 같은 가정에 따라 한 개의 ML metric을 계산할 때 8개의 실수 곱셈이 필요하다. 4x4 MIMO 시스템 16-QAM 변조 방식일 때 ML 기법은 16⁴개의 ML metric을 계산하여야 하므로 16⁴×8=524,288 개의 실수 곱셈이 필요하다.

다양한 신호검출 기법의 연산복잡도를 〈표 2〉에 비교하였다. LRAD와 QRM-MLD 기법들은 ML 기법에 비하여 상대적으로 낮은 연산복잡도를 가지나, MMSE, MMSE-OSIC에 비하여 매우 높은 연산복잡도를 가진다.

V. 결 론

본 고에서는 차세대 이동통신 시스템에 필수적으로 도입될 것으로 전망되는 다중안테나 시스템의 수신기술을 알아보았다. 특히 공간다중화 방식을 통해 높은 데이터 전송률을 가능하게 하는 다중안테나 시스템의 신호검출을 위한 다양한 신호검출 기법을 선형 검출, OSIC 검출, 최적 ML 검출 기법, 준 최적 ML 검출 기법으로 나누어 살펴보았다. 최적 검출 성능을 보이는 ML 검출 기법은 송신 안테나 수와 변조 차수에 따라 지수함수적으로 복잡도가 증가하므로 구현이 어렵다. 선형, OSIC 검출 기법의 경우 ML 검출 기법에 비해 연산복잡도가 현저하게 낮아 구현은 용이하지만, 검출오류 성능이 만족스럽지 못하다는 문제점이 있다. 따라서 오류 성능은 ML의 성능에 근접하면서 복잡도는 낮은 방식들이 제안되었고 이들 중 대표적인 방법들로는 SD, QRM-MLD, LRAD이 있다. 본 논문에서는 이들의 성능 및 연산 복잡도를 비교 분석하였다.

참 고 문 헌

- [1] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, "Introduction to space-time wireless communications," Cambridge Univ. Press, 2003.
- [2] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41-59, Oct. 1996.
- [3] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space-time communication architecture," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 14-15, Jan. 7, 1999.
- [4] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas of Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-

1458, Oct. 1998.

[5] V. Taroch, H. JafraKhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 15, pp. 1456-1467, July 1999.

[6] W. Firmanto, J. Yuan, K. L. Lo and B. Vucetic, "Layered space-time coding: performance analysis and design criteria," Proc. *IEEE GLOBECOM' 01*, vol. 2, pp. 1083-1087, Nov. 2001.

[7] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden and R. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," Proc. *ISSSE-98, Pisa, Italy*, Sept. 29, 1998.

[8] J. Kim, Y. Kim, K. Kim, "Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas," *SK Telecommun. Review*, vol. 17, no. 1C, pp. 183-191, Feb. 2007.

[9] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1639-1642, July 1999.

[10] B. M. Hochwald and S. Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antennas channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.

[11] K. J. Kim and J. Yue, "Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems," Proc. *36th Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput.*, pp. 295-300, 2002.

[12] H. Kawai, K. Higuichi, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Ito, Y. Kakura, A. Ushirokawa, and H. Seki, "Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 1, pp. 57-57, Jan. 2005.

[13] H. Yao and G.W. Wornell, "Lattice-reduction-aided detectors for MIMO communication systems," Proc.

IEEE GLOBECOM' 02, vol. 1, pp. 424-428, Nov. 2002.

[14] C. Windpassinger, L. Lampe, and R. F. H. Fischer, "From lattice-reduction-aided detection towards maximum-likelihood detection in MIMO systems," in *Proc. WOC 2003*, Banff, Canada, July 2003.

[15] S. Kim and K. Kim, "Log-likelihood ratio based detection ordering in V-BLAST," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 2, Feb. 2006.

약 력



2006년 중앙대학교 전자 전기공학부 학사
2006년 ~ 현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
관심분야: 디지털 통신, OFDM, MIMO

임 태 호



1995년 중앙대학교 전기공학과 학사
2000년 중앙대학교 전기공학과 석사
2004년 The University of Texas at Austin 공학박사
2004년 ~ 2005년 삼성종합기술연구원 4G 시스템 Lab.
2005년 ~ 현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부 조교수

관심분야: OFDM, MIMO, 신호검출 기법, Relay

김 재 권



1984년 중앙대학교 전자 공학과 학사
1987년 연세대학교 전자공학과 석사
1991년 The University of Texas at Austin 공학박사
1992년 ~ 현재 중앙대학교 전자전기공학과 교수
2001년 한국전자통신연구원 이동통신 초빙연구원
2003년 ~ 현재 TTA 2.3Ghz 휴대인터넷(WiBro), 무선접속 실무반 의장

관심분야: 4G 이동통신, MIMO-OFDM 모델, MMR

조 용 수