

주 제

3GPP LTE에서의 MIMO 기술 동향

LG-Nortel 권성락, 김홍직, 박동주, 이영조, 연철흠

차 례

I. 서 론

II. MIMO 표준화 방향

III. 제안되어진 MIMO 기술들

IV. Virtual MIMO

V. 결 론

요 약

데이터 전송률이 고속화되고 있는 이동통신환경에서 한정된 주파수에서 효율적으로 데이터를 전송하는 방법에 대한 요구가 증대하고 있다. 이러한 과제를 해결하기 위한 방법으로써 다중 안테나 기술이 표준 시스템으로서 논의되고 있다. 차세대 통신 시스템으로서 고려되고 있는 3GPP LTE(Long Term Evolution)에서도 다양한 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 기술들이 제안되고 있다. 현재 이루어지고 있는 MIMO 표준화 동향을 살펴보고, 제안된 기술들의 특징들을 정리한다.

I. 서 론

현재 무선 이동통신 시장이 급성장하고, 무선 환경

에서 다양한 멀티미디어 서비스가 요구 되고 있으며, 동시에 전송 데이터의 대용량화 및 데이터 전송의 고속화가 진행되고 있다. 따라서 한정된 주파수를 효율적으로 사용할 수 있는 방법을 찾는 것이 가장 시급한 과제로 떠오르고 있다.

HSDPA(High Speed Downlink Packet Service)를 통해 고속 데이터 서비스를 시작한 3G 시스템에서 최대 데이터 전송률을 높이고, IMT-2000의 진화된 서비스를 위한 low latency를 제공하기 위하여, 3GPP LTE(Long Term Evolution) 표준화가 2004년 12월 LTE workshop 을 시점으로 시작되었으며, 3GPP TSG-RAN(Technical Specification Group-Radio Access Network)에서 담당하고 있다.

LTE 시스템은 구체적으로 DL(downlink)에서는 100Mbps를 UL(uplink)에서는 50Mbps를 목표로 하고 있으며, delay 측면에서는 5ms 이내의 user

data plane delay를 요구한다. 다양한 spectrum allocation을 지원하기 위해서 1.25, 2.5, 5, 10, 15, 20MHz의 scalable bandwidth에서 동작하는 것을 목표로 한다. 또한, 기본적으로 다중 안테나 시스템을 고려하고 있다. 이와 같은 요구조건을 만족하기 위해서 LTE에서는 새로운 다중접속 기술과 다중 안테나 기술인 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 등의 발전된 물리계층 기술과 네트워크 기술들의 도입을 위해서 현재 엘지, 삼성, 노텔, 도코모, 에릭슨, 켈컴 및 여러 회사들이 각사의 기술을 제안하고 논의를 진행하고 있다 [1].

II. MIMO 표준화 방향

차세대 통신에서 요구되는 data rate를 만족시키기 위해 기존의 표준과 달리 고려되고 있는 기술은 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) / SC-FDMA(Single-Carrier Frequency Division Multiple Access)와 MIMO 기술이다. 특히 송·수신단에 다중 안테나를 사용함으로써 독립적인 페이딩 채널을 다수 개 형성하여 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시에 얻는 MIMO 방식에 대한 연구와 논의가 활발히 진행되고 있다. 특히, 다중경로 페이딩 채널에서 고속 데이터를 전송하고자 할 경우 단일 반송파 방식에서는 수신단의 복잡도가 크게 증가하는 반면, 다중 안테나를 갖는 OFDM 방식인 MIMO/OFDM은 link budget을 크게 향상시키면서 수신단을 간단하게 구현할 수 있기 때문에 표준 기술로서 논의되고 있다. 현재는 각사의 MIMO 시스템에 대한 제안들을 고려하여, 앞으로 논의될 MIMO 시스템의 전체들을 만드는 과정에 있다.

SI(Study Item) 단계에서의 MIMO시스템에 관해 다음과 같은 내용들이 합의되었다.

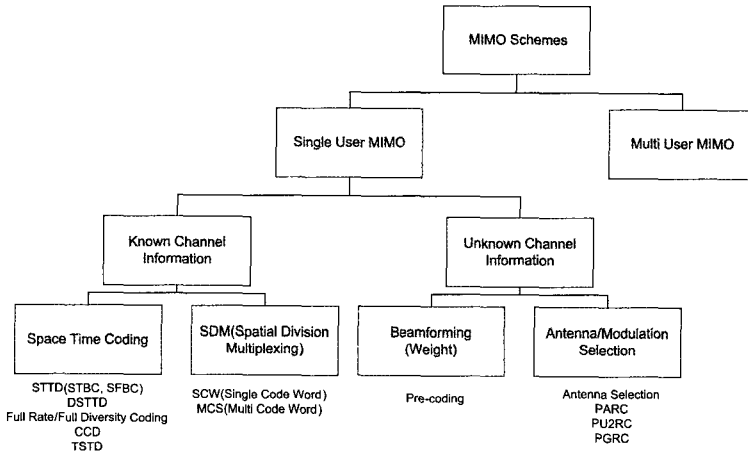
- Spatial Multiplexing에서 각 stream 들이 하나의 코딩에 의해 생성되는 경우와 각각 다른 코딩에 의해 생성되는 경우 모두를 고려한다.
- Pre-coding 방식에 대해 고려해야 한다.
- 하나의 사용자만이 아니라 여러 사용자가 동시에 자원을 공유하는 경우를 고려한다.
- 필요 이상의 많은 방식들을 표준에 포함시키지 않는다.

III. 제안되어진 MIMO 기술들

이론적으로 MIMO 기술이 채널 용량과 데이터 전송률을 크게 증가시킬 수 있음이 증명된 이래, 이론적인 채널 용량과 가까운 성능을 제공하는 실제적인 송수신법에 대한 연구가 활발히 이루어져 왔다. LTE 시스템에 제안된 MIMO 기술들은 크게 나누어 2가지로 나눌 수 있다. 채널 상태 정보 없이 다중 입출력의 여러 채널에 대한 다이버시티 또는 멀티플렉싱 이득을 얻는 open loop 방식과 채널 상태 정보에 따라 전력을 조정하거나 및 전송 신호에 weight를 곱하는 closed loop 방식이 있다.

Open loop 전송 방식은 다이버시티 이득 및 부호 이득을 얻기 위한 STC(Space Time Coding) 방식과 전송률을 높이기 위해 안테나에 다른 심볼을 병렬적으로 전송하는 spatial multiplexing방식이 있다. 각각의 방식으로 다이버시티 이득과 다중화 이득을 얻을 수 있는데, 이러한 trade-off 관계에서 최대 전송률과 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 부호 등도 제안되고 있다. Closed loop 방식은 채널 상태 정보를 이용하므로 Open loop에 비해 용량을 증가시킬 수 있다.

이외에 다중 사용자 환경에서 서로 직교(orthogonal) 특성의 채널을 가지는 사용자들에게



(그림 1) 제안된 MIMO 기술들의 분류

자원을 할당함으로써 용량을 증가시키는 기술도 고려되고 있다. 제안된 방식들은 (그림 1)과 같이 분류할 수 있다.

1. Open loop MIMO

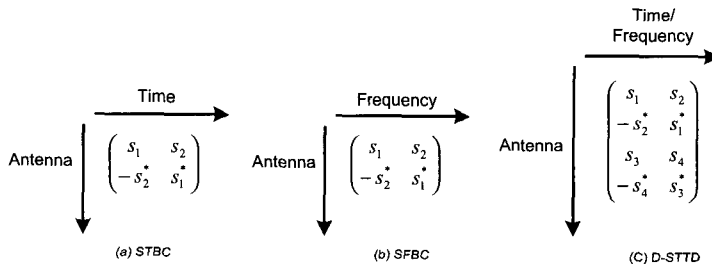
1.1. Space Time Coding

STC 방식은 하나의 stream이 부호화를 거쳐 다중 안테나로 전송되기 때문에 다이버시티 이득이나 부호 이득을 얻을 수 있다. 레일리 페이딩 환경하에서 비트 수신 오류(BER) 곡선의 기울기가 신호 대 잡음비와 다이버시티 이득 거듭 제곱에 비

례하기 때문에 단일의 송/수신 안테나를 사용할 때 보다 전송 신뢰도를 높일 수 있다는 것이 장점이다. 하지만 안테나 수에 비례하여 용량을 증가시킬 수 없기 때문에 차세대 무선 통신 시스템에서 요구되는 높은 주파수 효율을 얻기 어렵다. (그림 2)는 STBC(Space Time Block Coding)와 SFBC(Space Frequency Block Coding)의 구성을 나타낸다.

STBC(Space Time Block Coding)

STBC는 최초로 Alamouti에 의해 제안되었다 [2]. 2개의 송신 안테나를 사용한 Alamouti의 처음



(그림 2) Space Time Block Coding

제안은 이후 Taroakh의 직교 설계조건에 따라 임의의 송신 안테나 개수로 확장 가능한 여러가지 부호화율의 STBC로 발전되었다. STBC는 다중안테나 시스템에서 간단한 부호화를 통해 부가적인 대역폭의 증가없이 시·공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 시간적으로 연속된 두 OFDM 심볼간에 채널의 변화가 없다고 가정하면 STBC를 OFDM 방식에 적용할 수 있다.

SFBC(Space Frequency Block Coding)

채널의 시변 정도가 커서 연속된 OFDM 심볼 사이에 채널이 변화할 경우에는 STBC-OFDM은 적용이 어려워진다. 그러나 채널의 주파수 선택적 특성(frequency selectivity)이 크지 않고, FFT 크기가 매우 커서 인접 부채널간의 채널 주파수 응답이 거의 바뀌지 않을 경우에는 인접 부채널의 심볼 사이에 부호화를 적용할 수 있다. 이러한 경우에는 부호화가 주파수영역에서 이루어지므로 SFBC-OFDM이 된다.

D-STTD(Dual Space Time Transmit Diversity)

D-STTD 방식을 위한 전송 시스템은 기존의 STTD가 확장된 구조로서, 2개의 STTD 부호기와 4개의 전송 안테나로 구성된다[3]. (그림 2) (C)는 4개의 전송 안테나로 구성되어 있는 D-STTD 시스템의 신호 전송 방법을 나타내고 있다.

안테나 1과 안테나 2에 할당된 전송 신호는 STTD 부호화로 인해 상호 직교 한다. 마찬가지로 안테나 3과 안테나 4도 상호 직교하는 전송 신호가 할당된다. 이 경우에 각 안테나를 통해 전송된 신호는 서로 다른 STTD 부호기를 거친 신호로부터 간섭 영향을 받게 되며, 각 데이터 심벌은 송신 다이버시티 효과를 가진다.

안테나가 2개인 경우와 달리 신호간의 간섭이 존재하기 때문에, 수신 알고리즘으로는 간섭에 강한 신

호 검출 알고리즘을 사용하여야 한다. 신호 검출기를 거친 출력 신호는 하나의 스트림으로 합쳐진 후, 복호기를 통과하며, 각각의 수신 안테나는 STTD 전송으로 인해 자유도가 2가 된다.

CDD(Cyclic Delay Diversity)

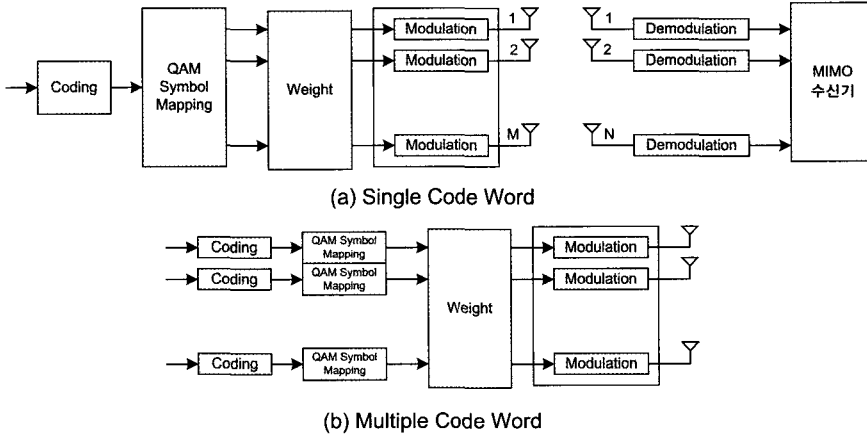
Samsung에 의해 제안된 안으로써[3], 임의의 지연을 설정하여 각각의 안테나로 신호를 전송할 경우, 전송 채널이 single path인 경우에도 하나의 안테나를 통해 다중 경로 채널에서의 전송과 같은 형태가 된다. 이로 인해 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. OFDM 환경에서는 지연에 의한 신호들이 서로 간섭 신호로 작용하지 않기 때문에 CDMA(Code Division Multiple Access) 환경에 비해 더 큰 성능 이득을 얻을 수 있다.

1.2. SDM(Spatial Division Multiplexing)

다중 안테나 환경에서의 독립적인 부채널로 각각 다른 stream을 전송하는 방식으로써 전송률을 높일 수 있다. 여기서 부채널의 수는 송·수신 안테나 중에서 작은 값으로 결정된다. 수신방식으로 MMSE(Minimum Mean Square Error)와 BLAST(Bell lab Layered Space Time)를 고려할 수 있다. LTE에서는 논의되는 SDM을 구분하는데 있어, (그림 3)과 같이 부채널로 전송되는 stream 들이 독자적인 coding에 의해 생성될 경우에는 MCW(Multiple Code Word)라고 표현하고, 하나의 coding에 의해 생성될 경우에는 SCW(Single Code Word)라고 한다.

MMSE 수신기

MMSE(Minimum Mean Squared Error) 수신기는 간단한 형태의 수신기 구조를 가지고 있다[4]. 수신 신호에 복호 행렬을 곱하여 송신 신호를



(그림 3) MIMO 시스템

복원한다. MMSE 수신기는 수신단에서 더해지는 백색 가우시안 잡음의 분산값을 고려하여 추정하는 신호의 평균제곱오차가 최소가 되도록 weight를 곱한다.

(그림 3)에서와 같이 M 개의 송신 안테나, N 개의 수신 안테나를 가진 MIMO 시스템을 가정할 경우, M 개의 송신 안테나를 통해 각각 다르게 송신된 신호 벡터를 \mathbf{x} 라고 하고 송신 신호 벡터가 수신단에 수신 되기 전 거치게 되는 채널 행렬을 \mathbf{H} 라고 할 때 N 개의 수신 안테나를 가진 MIMO 시스템의 수신단에서 수신되는 신호 벡터 \mathbf{y} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

이 때, 채널 행렬인 \mathbf{H} 는 각각의 송신 안테나 송신된 신호가 서로 다른 경로를 거쳐 다른 수신 안테나에서 수신되므로 $N \times M$ 행렬이 된다. 가산성 백색 잡음 \mathbf{n} 은 수신단 각 안테나에 유기되므로 $N \times 1$ 벡터가 된다.

이때 MMSE 수신기를 구현하는 복호 행렬 \mathbf{G} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^* \quad (2)$$

여기서 σ^2 은 수신 잡음의 분산을 나타내고, \mathbf{A}^* 는 행렬 \mathbf{A} 의 hermitian 행렬이다. 수신 신호는 $\mathbf{G}\mathbf{y}$ 에 의해 복원하게 되며, MMSE 수신기를 통해 얻을 수 있는 다이버시티 이득은 $N-M+1$ 과 같다.

BLAST

MIMO 시스템에 대한 처음 시도는 Bell Lab에서 시작되었다. Bell Lab에서 제안한 BLAST[5, 6] 시스템은 각각의 다른 안테나로 서로 다른 stream들을 전송하며, ZF(Zero Forcing)/MMSE 수신기와 Interference Cancellation을 결합하여 복조하는 것이다.

V-BLAST 수신기의 복호기는 수신신호들로부터 ZF 수신기나 MMSE 수신기 등을 통하여 송신 신호들을 분리해내고 이 중에서 신호 대 간섭 잡음 비(SINR)가 가장 좋은 심볼 하나를 검출한다. 이렇게 검출된 심볼은 다시 재생(regeneration)되어 다른 부채널의 수신 신호들로부터 제거되는 간섭 제거 과정을 겪는다. 간섭 제거 과정마다, 다이버

시티 차수가 한 개씩 증가하게 된다.

검출된 심볼들을 제거하고 새로이 얻어진 수신 신호들로부터 다시 ZF/MMSE 수신기를 통하여 남은 송신 신호들 중에서 신호 대 간섭 잡음비가 최대인 신호가 검출되고, 또다시 재생된 후에 간섭 제거를 거치는 과정이 계속되어 마지막 송신 신호 까지 검출되게 된다. 검파한 신호가 올바르다고 가정하면 간섭 신호의 개수가 줄어들기 때문에 다른 stream들에서는 다이버시티 차수가 증가하는 효과를 얻을 수 있게 된다.

2. Closed loop MIMO

채널의 상태에 대한 정보를 궤환(feedback)함으로써 채널의 용량을 증가시킬 수 있다. 이러한 방법으로 대표적인 방법이 채널의 Eigen vector 방향으로 신호를 전송하는 방법이다. Eigen vector는 SVD(Singular Value Decomposition)를 이용하여 구할 수 있으나, 이 방식은 이동국이 기지국으로 궤환해야 하는 채널 정보가 매우 많다는 문제점이 있다. 이와 같은 문제점을 인식하여 PARC(Per Antenna Rate Control)나 Antenna Selection 등의 기술들이 제안되었다.

2.1. SVD(Singular Value Decomposition)

SVD 방식은 송신단에서 채널을 SVD를 행하여 채널을 고유 벡터 영역으로 나누고 이를 sub-stream으로 전송하는 방식이다. 즉, 통신 채널을 $\min(N, M)$ 개의 간섭이 존재하지 않는 서로 평행한 채널들로 분리하는 것이다.

채널 행렬 \mathbf{H} 를 SVD 하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^* \quad (3)$$

여기서 \mathbf{U} 와 \mathbf{V} 는 각각 $M \times M$, $N \times N$ 의 크기를 갖는 unitary 행렬이고, \mathbf{D} 는 $M \times N$ 크기를 갖는 non-negative definite 대각 행렬이다. 송신단에서 송신 신호 \mathbf{x} 에 \mathbf{V} 를 곱한 다음 전송한다. 수신단에서는 수신신호에 \mathbf{V}^* 를 곱하게 되면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \mathbf{U}^* \mathbf{y} \\ &= \mathbf{U}^* \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^* \mathbf{V} \mathbf{x} + \mathbf{U}^* \mathbf{n} \\ &= \mathbf{D} \mathbf{x} + \mathbf{v} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, \mathbf{D} 가 대각 행렬이기 때문에, 송신단에서 전송한 신호들은 각각 간섭 신호가 없는 평행한 채널을 겪은 뒤에 수신단에서 수신되는 형태가 된다. 대각 행렬 \mathbf{D} 의 값들은 채널의 고유치인 λ_i 의 값을 가지게 된다. 여기서 각 stream의 최적의 송신 전력은 water pouring 알고리즘을 통해 구할 수 있다.

하지만 이를 위해서는 채널의 상태에 대한 정확한 정보가 필요하다. 채널이 빠르게 변하는 이동통신 환경에서는 이것의 전송이 용이하지 않다. 즉, 채널을 아는 상태에서의 용량을 얻기 위해서는 채널의 covariance matrix의 고유벡터(eigen vector)를 알아야 하며, 이를 위해 궤환해야 하는 정보량이 커진다. 이러한 단점을 극복하기 위해 다양한 방법들이 제안되고 있다. 서로 orthogonal한 여러 개의 beam 들을 설정하고 각각의 beam으로 전송되는 reference 신호를 기준으로 전송할 beam을 선정하는 multi-beam MIMO방식과[7], 채널을 측정하여, 채널의 rank에 따라 stream의 수를 정하고, 채널의 고유벡터에 가장 가까운 weight를 code book에서 찾아 그 index를 전송하는 multi-rank beamforming 방식[8]이 제안되어 있다.

2.2. PARC(Per Antenna Rate Control)

PARC는 Lucent에 의해 제안된 HSDPA를 위한 MIMO 시스템 기술로서 V-BLAST를 확장한 것이다[9]. 기존에 제안된 MIMO 기술들에 반해 PARC는 각 안테나마다 데이터 전송 속도(Modulation과 Coding)가 다를 수 있다는 점에서 다르다. 각 안테나의 데이터 전송 속도를 독립적으로 제어하므로 좀더 세밀하게 제어하는 것이 가능하며, 이것은 전체 시스템의 실질 전송 용량(Throughput)을 높일 수 있게 해준다. 이 경우 안테나별 채널의 상태를 알려주기 위해 필요한 궤환 정보량은 Single rate MIMO를 위해 제안된 기술들보다 많이 필요하다.

이와 비슷한 방식으로 각각의 stream 별로 데이터 전송 속도를 다르게 하는 PSRC(Per Stream Rate Control)가 있다. 그리고, 독립적인 stream 들을 각기 다른 사용자에게 할당함으로써 다중 사용자 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 PU2RC(Per User Unitary Rate Control)가 있다.

2.3. Antenna Selection

NTT에 의해 제안된 안으로써, 신호를 전송하거나 수신하는 안테나를 선정하여 일부 안테나에서만 송신 또는 수신하게 하는 방식이다. 송신단에서는 수신단에서 채널의 상태를 측정할 수 있도록 reference signal을 계속적으로 전송하여야 하며, 이를 토대로 수신단에서는 기준에 맞는 송·수신 안테나를 선정한다. 선정 기준으로는 상호정보량(mutual information)을 최대화 하는 조합을 선택하는 방법과 수신했을 때의 수신 신호 대 잡음비(SINR)을 최대화 하는 조합을 선택하는 방법이 있다.

IV. Virtual MIMO

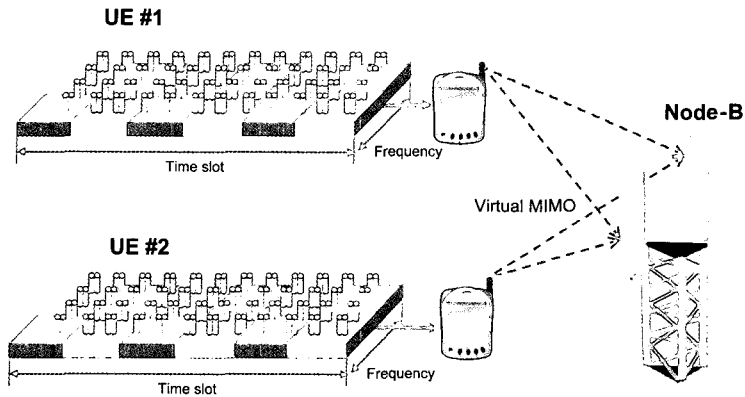
1. Virtual MIMO scheme

CDMA는 간섭 제한적(interference limited) 시스템이므로 여러 사용자가 동시에 좋은 채널을 가지고 있는 경우, 시스템 전체 전송률(throughput)을 증가시킬 수 있다. 이에 반해, LTE UL에 쓰일 SC-FDMA는 OFDMA와 같이 여러 사용자가 사용하는 주파수 및 시간 자원간에 직교성(orthogonality)을 유지해야 하는 시스템이다.

또한, DL에서는 64QAM과 같은 높은 차수의 변조방식이 적용 가능하지만, UL는 단말의 전송 전력 및 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 문제 등으로 인해 16QAM 정도로 제한된다. 이로 인해, 여러 사용자가 좋은 채널 상황에 처해 있다 하더라도, 시스템 전체 전송률을 높이는데 한계가 있다. 이를 해결하기 위해서는 각 사용자의 전송률을 높일 수 있는 MIMO를 적용하거나(single-user MIMO), 사용자 간의 직교성을 무시하고 여러 사용자에게 같은 주파수 및 시간 자원을 할당하여야 한다(multi-user MIMO).

그러나, DL와 달리 UL의 경우, 한 명의 사용자에게 MIMO를 적용하기는 어렵다. 2개 이상의 송신 안테나를 구현하기 위해서는 단말기 크기의 문제뿐 아니라 송신 안테나 수만큼의 전력 증폭기가 필요하게 되어 복잡도, 소모 전력 및 비용이 증가하게 된다. 따라서, DL MIMO를 위해 다수의 수신 안테나를 적용한 단말기의 경우에도 하나의 송신 안테나를 적용하는 경우가 일반적일 것이다.

하나의 송신 안테나를 가지는 여러 사용자에게 직교성을 무시하고 동시에 같은 물리적 자원(동일한 주파수 및 시간 자원)을 할당하여 데이터를 전송하게 함으로써 여러 사용자와 기지국 간에 가상의 MIMO

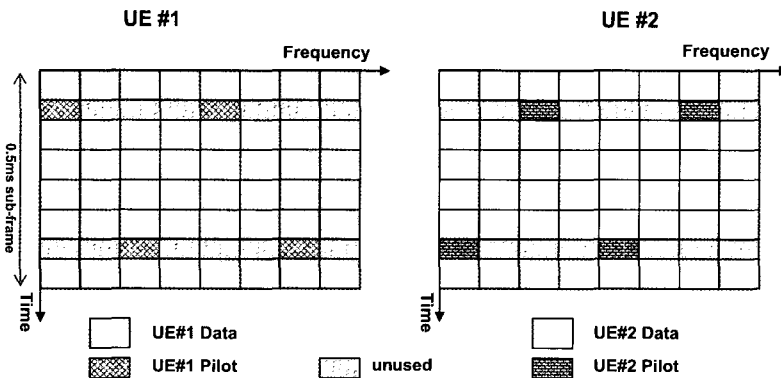


(그림 4) 2x2 Virtual MIMO

채널을 구성할 수 있으며, 이를 Virtual MIMO(V-MIMO)라 부른다. V-MIMO는 Nortel에서 제안하였으며, LTE에서는 multi-user MIMO라고 칭하고 있다. (그림 4)는 하나의 송신 안테나를 가진 두 단말과 두 개의 수신 안테나를 가진 기지국으로 구성된 2x2 V-MIMO를 보여준다. 두 단말이 동시에 같은 주파수 대역으로 데이터를 전송하므로 서로 간섭을 일으키지만, 기지국에서 적절한 MIMO 수신기를 구성하여 두 단말로부터의 신호를 분리할 수 있다. 각 단말은 하나의 송신 안테나만을 가지고 있고, 다른 단말에서의 전송 신호와 무관하게 자신만의 데이터를 전송하므로 복잡도가 SIMO 단말기와 같으므로 다중

송신 안테나를 가진 단말기에 비해 전력 소모, 크기, 가격 등에서 유리하다.

(그림 5)는 2x2 V-MIMO에서 두 단말의 부반송파 할당 예시를 보여준다. LTE의 UL에서 하나의 sub-frame은 0.5 ms이며 각 sub-frame은 데이터 전송을 위한 6개의 Long Block과 파일럿 등을 위한 2개의 Short Block으로 구성된다[1]. V-MIMO에서 두 사용자는 각각의 데이터를 모든 Long Block을 통해, 즉, 같은 물리적 자원을 이용하여 전송한다. 반면, 기지국에서의 채널 추정을 용이하게 하기 위해 Short Block에 할당된 Pilot은 서로 다른 자원을 할당하여 전송하고 있다. 이러한 Pilot 할당 방식은 여



(그림 5) Virtual MIMO에서의 Data와 Pilot 할당 예시

러 가지가 논의되고 있으며, 여기서는 하나의 예시만을 보이고 있다.

V-MIMO 신호의 복조는 주파수 영역에서 수행하게 된다. 기지국에서 FFT를 거친 후, k 번째 부반송파의 수신신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(k) &= \begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) \\ h_{21}(k) & h_{22}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1(k) \\ c_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{H}(k)\mathbf{c}(k) + \mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, $r_i(k)$ 는 i 번째 안테나의 FFT를 거친 수신 신호이며, $h_{ij}(k)$ 은 j 번째 사용자로부터 i 번째 수신 안테나로의 채널 이득을 나타낸다. $c_j(k)$ 은 j 번째 사용자의 전송 신호로서, LTE UL에서는 SC-FDMA가 쓰이므로 QAM 변조신호를 DFT 확산한 신호이다. $n_i(k)$ 는 i 번째 안테나의 주파수 영역에서의 가산성 백색 잡음으로 σ^2 의 분산을 가진다.

주파수 영역에서 각 부반송파 별로 두 사용자의 신호를 추정하기 위한 MMSE Equalizer는 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{c}}(k) = \left(\mathbf{H}(k)^* \mathbf{H}(k) + \frac{\sigma^2}{E_s} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}(k)^* \mathbf{r}(k) \quad (6)$$

여기서, E_s 는 평균 신호 에너지이며 \mathbf{I} 는 2x2 단위 행렬이다. 두 사용자의 분리된 신호 $\hat{\mathbf{c}}(k) = [\hat{c}_1(k) \ \hat{c}_2(k)]^T$ 는 각각 IDFT와 QAM 복조를 거치게 된다.

이러한 방식의 V-MIMO 송수신 방식은 OFDMA 뿐 아니라, LTE에서 쓰일 SC-FDMA에서도 동일한 방식으로 쉽게 적용되어 쓰일 수 있는 장점이 있다.

2. UE Pairing Scheduling

V-MIMO의 성능을 최대화되기 위해서는 두 사용자로부터의 채널 이득이 직교하여야 한다. 즉,

$$[h_{11}(k) \ h_{21}(k)] \begin{bmatrix} h_{12}^*(k) \\ h_{22}^*(k) \end{bmatrix} = 0 \quad (7)$$

이라면, 같은 물리적 자원을 사용하는 두 사용자 간의 간섭이 없어져서 두 개의 독립된 1x2 SIMO과 같게 되어 최적의 성능을 보이게 된다.

따라서, V-MIMO를 적용하기 위해서는, OFDMA 혹은 SC-FDMA에 기본적으로 필요한 자원 할당 scheduler 이외에, 여러 사용자 중 서로 직교성(orthogonality)이 높은 두 사용자를 선별하는 과정(UE Pairing Scheduler)이 필요하다. 기본적인 자원할당 scheduler가 첫 사용자를 선정하면, UE Pairing Scheduler가 선정된 사용자와 직교성이 높은 두 번째 사용자를 선정하여 같은 자원을 할당하는 것이다. 대표적으로 다음과 같은 세 가지의 UE Pairing Scheduler를 생각할 수 있다[10].

RPS (Random Pairing Scheduling) 방식

사용자의 이동속도가 높은 경우, V-MIMO scheduler가 직교성이 높은 두 사용자를 선별하더라도 선별 과정과 신호 메시지 전달 과정에서의 시간 지연 동안 채널이 변하게 되므로 원하는 성능을 얻을 수 없다. 따라서, 이러한 경우, 기본적인 자원할당 scheduler가 첫 사용자를 결정하고, 임의로 두 번째 사용자를 선별하여 사용하여야 하며, 이를 Random Pairing Scheduler (RPS)라 한다.

OPS (Orthogonal Pairing Scheduling) 방식

저속 사용자의 경우, 자원할당 scheduler에 의해

선정된 첫 사용자와 직교성이 높은 두 번째 사용자를 선택함으로써 시스템 성능을 극대화할 수 있다. 이 때, 직교성의 정도를 판단하는 선택 기준 중에는 대표적으로 Orthogonal Formula(OF)와 Determinant Formula(DF)가 있다. 이 중 OF를 사용한 것을 Orthogonal Pairing Scheduler(OPS)라 하며 DF를 사용한 것을 Determinant Pairing Scheduler(DPS)라 한다.

채널 행렬 $\mathbf{F}(k)$ 를 2x2 V-MIMO에서 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{F}(k) = (\mathbf{H}(k))^H \mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

그러면, k 번째 부반송파의 Orthogonal Formula는 아래와 같이 정의된다.

$$D_{OF}(k) = \frac{(f_{11} + f_{22}) - (f_{12} + f_{21})}{\text{tr}(\mathbf{F}(k))} \quad (9)$$

여기서, $\text{tr}(\mathbf{A})$ 는 \mathbf{A} 행렬의 trace이다. $D_{OF,i,j}(k)$ 가 i 번째 사용자와 j 번째 사용자간의 k 번째 부반송파에서의 OF 값이라고 하면, 모든 부반송파에 대한 평균은 아래와 같다.

$$\bar{D}_{OF,i,j}(k) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} D_{OF,i,j}(k) \quad (10)$$

자원할당 scheduler에 의해 첫 번째 사용자를 결정 한 후, 모든 다른 사용자 중 (10)이 가장 큰 두 번째 사용자를 선택하여 Virtual MIMO를 적용한다.

DPS (Determinant Pairing Scheduling) 방식
Determinant Formula는 아래와 같이 정의된다.

$$D_{DF}(k) = \frac{\det(\mathbf{F}(k))}{\text{tr}(\mathbf{F}(k))} \quad (11)$$

여기서, $\det(\mathbf{A})$ 는 \mathbf{A} 행렬의 determinant이다. DPS는 Orthogonal Formula 대신 Determinant Formula를 사용한다는 점을 제외하고 OPS와 같다.

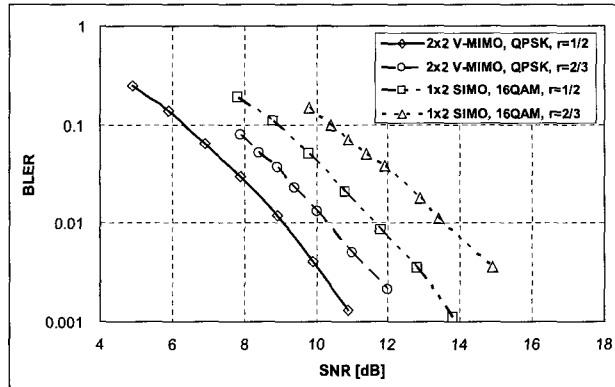
3. Performance

Link Performance

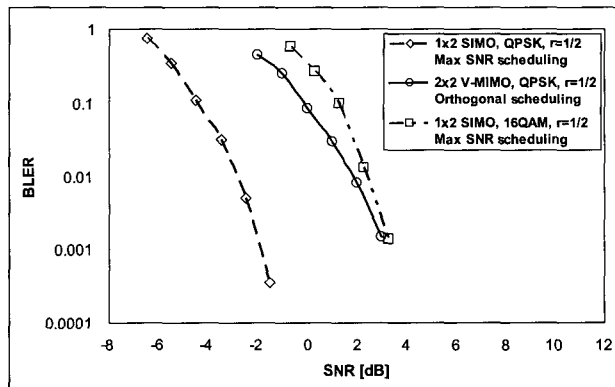
2x2 Virtual MIMO의 Link level 성능을 보기 위해 과 에서 1x2 SIMO와 비교하였다[11]. 공정한 비교를 위해 두 경우 모두에서 V-MIMO의 두 사용자 송신 전력은 각각 1x2 SIMO 사용자의 송신 전력의 1/2로 하였다. 또한, 2x2 Virtual MIMO는 2명의 사용자가 동시에 데이터를 전송하므로 2x2 V-MIMO QPSK는 1x2 SIMO 16QAM과 동일한 채널 throughput을 가진다.

(그림 6)은 ITU-VA 30km/h 채널 모델에서 2명의 사용자만 있는 경우의 비교이다. 2명의 사용자만 있으므로 자원할당 scheduling 및 V-MIMO scheduling이 모두 사용되지 않은 경우이나, V-MIMO scheduling의 경우, RPS와 성능이 같다고 볼 수 있다. 동일한 채널 Throughput인 경우를 비교할 때, V-MIMO가 SIMO에 비해 2 dB 정도의 성능 이득이 있는 것을 확인 할 수 있다.

(그림 7)은 Orthogonal Pairing Scheduling(OPS)을 적용한 경우의 시스템 Throughput 성능을 보여준다. 비교 대상인 1x2 SIMO는 총 16명의 사용자 중에서 Max SNR scheduling에 의해 자원할당을 하였다. 반면, 2x2 V-MIMO의 경우 총 16명의 사용자 중 Orthogonality가 최대가 되는 2명의 사용자를 선별하여 전송한 경우이다. 즉, V-MIMO의 경우 각 사용자의 SNR을 고려하지 않았으므로 SNR이 낮



(그림 6) Link Performance (ITU-VA 30km/h, 2UE, No scheduling, 10MHz BW)



(그림 7) Link Performance (ITU-PB 3km/h, 16UE, scheduling, 10MHz BW)

은 사용자나 SNR이 높은 사용자나 자원이 할당될 확률은 같다. 이러한 문제에도 불구하고 같은 Throughput을 비교할 때, 2x2 V-MIMO의 성능이 더 좋은 것을 확인할 수 있다. 만일 2x2 V-MIMO에서 자원할당 Scheduler가 Pairing Scheduler와 동시에 적용된다면, 복잡도는 증가하지만, 성능향상을 가져올 수 있다.

Throughput Performance

<표 1>은 Throughput 성능 비교에 쓰인 모의실험 Case이다. Case 1은 micro cell에서 보행자를, Case 2는 micro cell에서 30km/h의 이동체를,

Case 3는 macro cell에서 보행자를 모형화하고 있다. 모든 Case에서 cell 당 3 sector, 19 cell, sector 당 20명의 사용자를 가정하고 있다. <표 2> <표 3> <표 4>는 각 모의실험 Case에서의 2x2 V-MIMO의 성능을 1x2 SIMO 뿐 아니라, 2x2 MIMO와 비교하고 있다. 1x2 SIMO와 2x2 V-MIMO는 단말기당 송신안테나 수가 1개인 반면, 2x2 MIMO는 단말기당 송신안테나가 2개인 경우이다.

자원할당 scheduler로는 Proportional Pairness scheduler와 간단한 Round-robin scheduler가 사용되었다. 1x2 SIMO나 2x2 MIMO에서는 이러한 자원할당 scheduler에 의해 전송할 사용자가 선택된

〈표 1〉 모의실험 가정

Simulation Cases	CF (GHz)	ISD (meters)	BW (MHz)	PLoss (dB)	Speed (km/h)	Channel Model
1	2.0	500	10	20	3	PA
2	2.0	500	10	10	30	VA
3	2.0	1732	10	20	3	PB

(CF: Center Frequency, ISD: Inter-Site Distance, PLoss: Penetration Loss)

〈표 2〉 섹터 총용량 (Aggregate Sector Throughput) [b/s/Hz], Case 1

	Proportional Fairness	Round-Robin
1x2, SIMO	0.9339	0.7796
2x2 MIMO, MMSE	1.0863	0.8605
2x2 MIMO, PLS	1.1841	1.0213
Virtual MIMO, RPS	0.9768	0.8314
Virtual MIMO, OPS	1.2698	1.2112
Virtual MIMO, DPS	1.1181	1.2952

MMSE: Minimum Mean Square Error PLS: Perfect Layer Separation

〈표 3〉 섹터 총용량 (Aggregate Sector Throughput) [b/s/Hz], Case 2

	Proportional Fairness	Round-Robin
1x2, SIMO	0.8094	0.6936
2x2 MIMO, MMSE	0.9003	0.7636
2x2 MIMO, PLS	0.9279	0.8196
Virtual MIMO, RPS	0.8384	0.7337
Virtual MIMO, OPS	1.0570	1.1839
Virtual MIMO, DPS	0.9661	1.0582

〈표 4〉 섹터 총용량 (Aggregate Sector Throughput) [b/s/Hz], Case 3

	Proportional Fairness	Round-Robin
1x2, SIMO	0.5155	0.3082
2x2 MIMO, MMSE	0.4426	0.3193
2x2 MIMO, PLS	0.4632	0.3401
Virtual MIMO, RPS	0.5689	0.4520
Virtual MIMO, OPS	0.7666	1.1117
Virtual MIMO, DPS	0.6649	0.8707

다. 반면, 2x2 V-MIMO에서는 이러한 자원할당 scheduler에 의해 첫 번째 사용자가 선택되고, UE Pairing Scheduler (RPS, OPS, DPS)에 의해 두 번째 사용자가 선택되어 동시에 전송하게 된다.

〈표 2〉와 〈표 3〉의 micro cell 모델의 경우, V-MIMO가 MIMO에 비해서 약 10~30%의 시스템 Throughput 이득이 있으며, 이러한 이득은 UE 속도가 높을수록 더 커진다. 또한, V-MIMO의 경우 매

우 간단한 Round robin scheduler를 사용한 경우의 성능이 복잡한 Proportional Pairness scheduler를 사용한 경우와 거의 차이가 없거나 오히려 좋은 것을 알 수 있다. 따라서, 간단한 자원할당 scheduler를 사용함으로써 UE Pairing scheduler의 추가에 따른 기지국의 신호 처리 부담을 상당히 줄일 수 있다.

macro cell에서의 V-MIMO에 의한 Throughput 이득은 〈표 4〉에서와 같이 30~60% 정도로 상

당히 커지며, 간단한 Round robin scheduler의 Throughput이 특히 높게 나타나는 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

MIMO 기술은 차세대 통신에서 요구되고 있는 높은 주파수 효율을 얻을 수 있는 핵심 기술이다. 특히 OFDM이나 SC-FDMA 환경에서는 CDMA에 비해 MIMO 구현이 용이하다. 3GPP LTE에서도 다이버시티 이득이나 멀티플렉싱 이득을 얻을 수 있도록 다양한 MIMO 기술들이 제안되어 논의되고 있다. 현재의 Study Item 단계에서는 제안된 안들을 통하여 MIMO 시스템의 기본 방향을 설정하는 단계이지만, 이후 세세한 부분에 대한 논의가 이루어지면서 성능이나 복잡도에 있어 구현 가능한 기술들이 채택될 것이다.

[참 고 문 헌]

- [1] Physical Layer Aspects for Evolved UTRA, 3GPP TR 25.814 v1.5.0, May 2006
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998
- [3] Samsung, "Adaptive Cyclic Delay Diversity," 3GPP TSG-RAN1 #43, R1-051354, 7th - 11st Nov. 2005, Seoul, Korea
- [4] J. Proakis, Digital Communications, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995
- [5] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Bell Labs Tech. J., Vol. 1, pp. 41-59. Autumn 1996
- [6] G. D. Golden and et al, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," IEE Electronics Letters, Vol. 35, No. 1, pp. 14 - 16, Jan. 1999
- [7] Fujitsu, "Multi-beam MIMO for EUTRA Downlink," 3GPP TSG-RAN1 #43, R1-051438, 7th - 11st Nov. 2005, Seoul, Korea
- [8] NEC, "MIMO Techniques for Downlink E-UTRA," 3GPP TSG-RAN1 #43, R1-051455, 7th - 11st Nov. 2005, Seoul, Korea
- [9] Lucent Technology, "Increasing MIMO throughput with per-antenna rate control," 3GPP TSG-RAN1, R1-010879, 27th - 31st Aug. 2001, Turin, Italy
- [10] Nortel, "System level performance evaluation for E-UTRA UL with multi-user MIMO," 3GPP TSG-RAN1 #44, R1-060652, 13th-17th Feb. 2006, Denver, USA
- [11] Nortel, UL Virtual MIMO Transmission for E-UTRA, 3GPP TSG-RAN1 #42bis, R1-051162, 10th-14th, Oct. 2005, San Diego, USA



권성락

1992년 연세대학교 전자공학 학사
1994년 연세대학교 대학원 공학석사
1998년 연세대학교 대학원 공학박사
1998년 ~ 2005년 LG전자 네트워크연구소 책임연구
구원
2005년 ~ 현재 LG-Nortel 연구소 책임연구원

관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO 시스템, 디지털 신호처리, 모뎀



김홍직

1995년 포항공과대학교 전자전기공학 학사
1997년 한국과학기술원 공학석사
2005년 한국과학기술원 공학박사
2002년 ~ 2005년 LG전자 네트워크 연구소 선임연
구원
2005년 ~ 현재 LG-Nortel 연구소 책임연구원

관심분야 : 이동통신, CDMA 및 OFDM 모뎀, Software Defined Radio, MIMO
시스템



박동주

1990년 고려대학교 전자공학과 졸업 학사
1992년 고려대학교 전자공학과 대학원 공학석사
1996년 고려대학교 전자공학과 대학원 공학박사
1995년 ~ 2005년 LG전자 네트워크 연구소 책임연
구원
2005년 ~ 현재 LG-Nortel 연구소 책임연구원

관심분야 : 이동통신시스템 (CDMA, OFDM), OFDM 기반 모뎀(WCDMA
LTE, WIMAX, etc), 실시간 시스템 구현



이영조

1991년 연세대학교 전자공학과 학사
1993년 연세대학교 전자공학과 대학원 석사
1997년 연세대학교 전자공학과 대학원 박사
1997년 ~ 2005년 LG전자 네트워크 연구소 책임연
구원
1997년 ~ 현재 LG-Nortel 연구소책임연구원

관심분야 : 이동통신시스템, CDMA 및 OFDM 모뎀



연철흠

1981년 서강대학교 전자공학과 학사
1987년 한국과학기술원 공학석사
1993년 한국과학기술원 공학박사
1980년 ~ 1987년 금성전기 연구소
1987년 ~ 1995년 디지털 정보통신연구소
1995년 ~ 1997년 데이콤 연구소

1997년 ~ 2005년 LG전자 네트워크 연구소 연구위원

2005년 ~ 현재 LG-Nortel 연구소 연구위원

관심분야 : 디지털 통신 시스템, 디지털 신호 처리, 무선 이동통신 시스템