DBpia

논문 13-38A-08-13

한국통신학회논문지 '13-08 Vol.38A No.08
http://dx.doi.org/10.7840/kics.2013.38A.8.712

MIMO 기술의 진화

심 병 효◆°, 이 병 주*

Evolution of MIMO Technology

Byonghyo Shim◆°, Byungju Lee*

요 약

근래 전 세계적으로 스마트 폰의 수요가 급증하면서 기존의 3G 표준에 비해 높은 데이터 전송률을 제공하는 long term evolution (LTE) 서비스가 활발히 보급되고 있다. 특히, 이동통신 강국인 우리나라는 LTE의 최신 릴리즈인 LTE-Advanced (LTE-A) 서비스를 최근 시작하였다. 높은 데이터 전송률을 얻기 위한 LTE와 LTE-A 시스템의 핵심기술로 다중입출력 안테나 (multiple-input-multiple-output; MIMO)기술을 들 수 있다. MIMO 기술은 주파수와 전력의 증가 없이 안테나 수에 비례하는 채널용량을 얻을 수 있는 장점으로 큰 주목을 받아왔으며 다양한 측면에서 진화 발전이 이루어지고 있다. 본 논문에서는 단일사용자 MIMO에서 다중사용자 MIMO, 그리고 최근 주목받고 있는 대용량 MIMO까지 MIMO기술의 이론적 배경 및 시스템을 구현하기 위해 필요한 고려사항들을 살펴본다.

Key Words : Single-user MIMO, multiuser MIMO, massive MIMO, LTE, LTE-Advanced, millimeter wave

ABSTRACT

Recent exploration of smart-phone user is fueling the deployment of long term evolution (LTE) service that offers higher data rates service over 3G HSPA networks. In particular, Korea, mobile powerhouse, recently launched the service of LTE-Advanced (LTE-A) which is the latest release in LTE standard. Multiple-input-multiple-output (MIMO) technology is the one of key enablers for LTE and LTE-A for achieving high data rate. MIMO technology has received much attention since it is possible to achieve channel capacity in proportion to the number of antennas without increasing frequency and power. In this paper, we overview of the theoretical background of MIMO technology regarding from single-user MIMO, multiuser MIMO, and massive MIMO and design considerations to implement the communication system.

Ⅰ. 서 론

최근 들어 스마트 폰 사용자의 폭발적 증가 및 이에 수반하는 고화질 영상통화, 비디오 및 인터넷 서비스의 급격한 수요증가로 인해 데이터 트래픽 사용 요구량이 급증하고 있다[1]. 이러한 요구를 맞추기 위해 미국 버라이존을 비롯하여 우리나라의 SKT, KT, LGU+ 등 이동통신 사업자들은 4세대 이동통신 시스템인 LTE (long term evolution) 서비스를 시작하였다. LTE는 3세대 이동통신 기술인 CDMA (코드분할다중접속)과 WCDMA (광대역 부호분할다중접속), 그리고 3.5세대 이동통신망인 HSPA (High Speed Packet Access)에서 진화한 기술로서 OFDM 전송방식에 기반하고 있다. LTE시스템에서는 하향링크에서

※ 본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신방송(ICT) 연구개발사업과 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국 연구재단의 지원을 받아 수행되었습니다.
◆° 주저자 겸 교신저자 : 고려대학교 정보통신대학 bshim@korea.ac.kr, 종신회원
* 고려대학교 정보통신대학, bjlee@isl.korea.ac.kr, 학생회원
논문번호 : KICS2012-07-287, 접수일자 : 2013년 7월 8일, 최종논문접수일자 : 2013년 8월 1일

www.dbpia.co.kr

HSPA시스템에 비해 3배의 전송률 증가를 목표로 하고 있으며 LTE의 최신 표준인 LTE-Advanced (릴리즈 10 이후)에서는 LTE (릴리즈 8)보다 두 배 이상의 전송률을 목표로 하고 있다[2]. 높은 전송률을 가능하게 하는 LTE 및 LTE-Advanced 이동통신의 핵심기술로 다중입출력 안테나 (multiple-input-multiple-output; MIMO) 기술을 들 수 있다. MIMO기술은 전력이나 주파수의 도움 없이 안테나 수에 비례하는 채널용량을 얻을 수 있다는 점에서 큰 주목을 받아왔으며 이동통신 분야의 중요한 연구주제가 되어왔다. MIMO 기술은 단일사용자 MIMO (single-user MIMO)에서 다중사용자 MIMO (multiuser MIMO)로, 그리고 최근 대용량 MIMO (massive MIMO)기술까지 비교적 짧은 시간에 급격한 진화를 거듭하고 있다[3-5]. 정보이론적 측면이나 통신 시스템 측면 그리고 실제 시스템의 구현까지, 다양한 관점에서 MIMO기술에 대한 연구가 진행되어 왔으며 연구의 범위나 폭은 굉장히 방대하다.

본 논문은 복잡한 수식을 전개하거나 MIMO기술의 특정한 측면에 초점을 맞추어 설명하기 보다는 보다 큰 관점에서 MIMO기술의 이론적인 배경 및 통신 시스템을 구현하는 데 고려할 이슈들을 요약하여 전달함으로서 다소 복잡하게 느껴지는 MIMO 기술에 대한 독자의 이해를 높이며 실제 MIMO 시스템을 개발하는 엔지니어가 느끼는 정보이론과 실제 통신 시스템 간의 간극을 좁히는 데 그 주 목적을 두고 있다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 서론에 이어 II장과 III장에서는 단일사용자 MIMO 및 다중사용자 MIMO 시스템을 설명하고, IV장에서는 대용량 MIMO 시스템을 소개한다. 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

Ⅱ. 단일사용자 MIMO (Single-user MIMO) 시스템

단일사용자 MIMO 시스템에서는 여러 개의 안테나를 갖고 있는 단일 송수신기 사이에서 정보 전송이 이루어진다. 이 시스템은 Bell 연구소의 Foschini[6]와 Telatar[7]의 연구 이후, 무선 이동통신의 중요한 연구주제가 되어 왔으며, 대부분의 셀룰라 이동통신 시스템 (HSPA, LTE, 그리고 LTE-Advanced) 및 WiFi에서 표준으로 채택되어 이미 상용화가 이루어졌다.

2.1. 단일사용자 MIMO 시스템의 채널용량

시스템 모델이 $y = Hx + v$ (H는 채널행렬, x,y는 송신 및 수신 신호벡터, v는 가우시안 잡음벡터)로 표현되는 단일사용자 MIMO 시스템의 채널용량은 다음과 같이 표현된다.

$$C = \log|I + HQH^H| \quad \text{[bit/channel-use]} \qquad (1)$$

여기서 Q는 입력신호의 공분산 (covariance)이며 전력 제한조건 ($tr(Q) \le P$)을 만족시켜야 한다. 주어진 채널에 대해서 채널용량을 최대화하기 위해서는 Waterfilling기법을 사용하여야 한다. 송신단과 수신단 양쪽에서 완벽한 채널상태 정보 (channel state information; CSI)를 가지고 있는 경우, HH^H행렬의 고유치 (eigenvalue)분해를 통하여 영 아닌 고유치의 개수만큼의 스칼라 형태의 채널로 분리할 수 있으며 Waterfilling기법을 사용하여 각각의 채널에 전력을 적절히 배분하여 채널용량을 최대화 할 수 있다. 송신단에서 채널행렬을 분해하기 위해서는 수신단에서 추정된 채널을 송신단으로 전달해야 한다. 이때 채널 추정에 수반하는 오류 외에도 하나의 실수를 표현하기 위해서는 무한개의 비트가 필요하기 때문에 완벽한 채널상태의 피드백은 현실적으로 불가능하다. 따라서 실제로는 피드백을 하지 않거나 (no feedback) 제한된 피드백 (limited feedback)을 사용할 수 밖에 없다. 이론적으로는 MIMO 시스템을 사용할 때 HH^H행렬의 고유치의 수만큼, 혹은 H행렬의 특이치 (singular value)의 수만큼, 간섭이 없는 스칼라 채널로 분리해 낼 수 있기 때문에 단일 입출력 안테나 (single-input-single-output; SISO) 시스템과 비교할 때 분리된 채널 수만큼의 선형적 채널용량 증가를 얻을 수 있는 장점이 있다. 이러한 장점을 흔히 다중화 이득 (multiplexing gain)이라고 일컫는다. 참고로 다중안테나 시스템에 적절한 시공간 부호화 (space-time coding)를 적용하여 페이딩 채널의 비트오율 (bit error rate)을 줄이기 위한 용도로 사용할 수 있다. 이때 얻어지는 이득을 다중화 이득과 구분하기 위하여 다양화 이득 (diversity gain)이라고 부른다.

2.2. 실제 시스템에서의 단일사용자 MIMO

단일사용자 MIMO 시스템을 실제로 구현하기 위해서는 고려해야 할 여러 가지 이슈들이 있다.

1) **유한 채널 피드백**: 채널상태의 피드백과 이를 이용한 송신단의 적절한 프리코딩을 통하여 하향링크 (downlink)의 성능을 증가시킬 수 있지

www.dbpia.co.kr

만, 이때 상향링크 (uplink) 자원의 감소를 피할 수 없기 때문에 실제 시스템에서는 피드백 되는 채널상태 정보의 양에 제한이 있다. 이러한 점을 고려하여 LTE 시스템에서는 측정된 채널과 미리 정해둔 코드북간의 차이를 최소화하는 코드북 원소를 찾아, 그 인덱스 (precoding matrix index; PMI)만을 전송하게 된다. 이외에도 부호화율 (code rate) 및 변조율 (modulation order) 정보를 나타내는 CQI (channel quality indicator), 전송이 가능한 데이터 스트림 수의 최대치를 나타내는 RI (rank indicator) 정보를 기지국으로 전송한다.

2) **파일럿 신호 설계**: 수신단에서 채널을 추정하기 위해서는 송신단에서 흔히 레퍼런스 신호 (reference signal; RS)라고 불리는 파일럿 신호를 전송해야 한다. 파일럿 채널의 신호모델은 $y_p = hx_p + v$이며 파일럿 신호 x_p는 송수신단에서 이미 알고 있기 때문에, minimum mean square error (MMSE) 또는 least squares (LS) 추정기법 등을 사용하여 채널정보 h를 얻어낼 수 있다. 모든 서브캐리어 (subcarrier) 채널에 대해서 채널 추정치가 필요하지만, 모두를 파일럿 용도로만 사용할 경우 정보를 전송할 서브캐리어가 없음은 자명하다. 따라서 송신단에서는 적절한 간격을 두고 파일럿을 전송한 후, 수신단에서 보간 (interpolation)기법을 사용하여 파일럿이 전송되지 않는 서브캐리어의 채널을 추정한다. 파일럿이 전송되는 서브캐리어 (정확하게는 resource element)에는 하나의 송신 안테나의 채널만 추정이 가능하기 때문에, 파일럿의 수는 일반적으로 송신단 안테나의 수에 비례하게 된다. LTE 시스템에서는 기지국 송신단에서 전송된 공용 파일럿 (common RS; CRS)을 이용하여 채널을 추정하고, 추정된 채널과 가장 유사한 코드북의 인덱스 (PMI)를 전송한다[8]. 여기서 주의할 점은 공용 파일럿을 사용하기 때문에 데이터 신호와 파일럿 신호의 모델간의 차이가 발생한다는 점이다. 즉, 수신 데이터 신호는 송신단 프리코딩을 거치는 경우 $y_d = hpx_d + v$와 같이 표현되며 (p는 프리코딩 신호) 파일럿 신호는 '공용'이기 때문에 특정한 사용자를 위한 프리코딩이 적용될 수 없으며 따라서 파일럿 수신신호는 $y_p = hx_p + v$으로 표현된다. 이와 같이 수신 데이터 신호와 파일럿 신호간의 모델의 차이가 있기 때문에 송신데이터를 검출하기 위해서는 프리코딩 정보가 추가적으로 필요하다. LTE 시스템에서는 프리코딩 정보를 별도의 제어채널을 통해서 전송한다. 이 경우 선택할 수 있는 프리코딩 행렬의 수는 유한할 수 밖에 없기 때문에 비교적 단순한 유한한 개수로 이루어진 프리코딩 기법을 사용할 수 밖에 없다. 참고로 이러한 제약을 해결하기 위해 LTE-Advanced 표준에서는 전용 파일럿 (dedicated pilot)을 도입하였다.

3) **단일사용자 MIMO 시스템의 문제점**: 단일사용자 MIMO 시스템의 채널용량은 송신단 안테나와 수신단 안테나 중 적은 값에 선형적으로 비례하여 증가하지만 모바일 기기의 (면적, 전력소모 등) 특성상 수신단 안테나의 수에 제약이 있기 때문에 실제 전송 가능한 스트림의 수는 아주 작다. 또한 송/수신단 안테나의 상관관계가 높은 상황에서는 채널행렬이 랭크 부족 (rank deficiency)을 겪거나 채널의 특성이 나빠져 행렬조건 계수 (condition number)가 나빠진다. 이외에도 직선경로 (line of sight)가 강한 환경에서는 채널행렬의 랭크 부족이 흔히 발생한다. 이러한 이유로 단일사용자 MIMO 시스템에서는 안테나 수에 비례하는 이득을 얻기가 쉽지 않다.

Ⅲ. 다중사용자 MIMO (Mutli-user MIMO)

다중사용자 MIMO 시스템은 여러 개의 안테나를 갖고 있는 하나의 송신기가 하나 이상의 안테나를 갖고 있는 다수의 수신기에 신호를 전송하는 시스템을 일컫는다. 다중사용자 MIMO 시스템은 앞 절에서 언급한 단일사용자 MIMO 시스템이 갖는 한계 (다중화 이득의 감소)를 극복하기 위한 대안으로 주목을 받아왔으며 실제 LTE 및 LTE-Advanced 시스템에서 물리계층의 중요한 요소기술로 사용되고 있다.

3.1. 다중사용자 MIMO 시스템의 채널용량

정보이론적 관점에서 다중사용자 MIMO 시스템은 하나의 기지국이 다수의 사용자에게 정보를 전송하는 broadcast (BC) 채널이다. BC채널에 대한 연구는 1970년대 초반 Cover교수에 의해 시작되었으며 그 이후 학문적 그리고 실제적 중요성으로 인하여 많은

www.dbpia.co.kr

연구가 진행되어 왔다[9], BC채널은 본질적으로 하나의 송신단에서 여러 수신단으로 정보를 전송하는 다중 사용자 시스템이므로 채널용량 (channel capacity) 보다는 각 사용자의 채널용량을 모두 만족시키는 채널용량 영역 (capacity region)이 통신의 한계를 규정하는 적절한 메트릭이 된다. BC채널에서 다중사용자를 지원하기 위한 다중 액세스 방식에는 시분할 (TDMA), 주파수분할 (FDMA), 코드분할 (CDMA) 방식 등이 잘 알려져 있다. Cover교수는 한 번에 하나의 사용자를 지원하는 이와 같은 엑세스 방식은 본질적으로 최적의 전송방식이 아니며, 단순화된 (degraded) BC채널에서는 여러 사용자의 신호를 더하여 전송하는 중첩 부호화 (superposition coding) 방식이 채널용량 영역을 얻을 수 있는 최적의 방식임을 증명하였다. 단순화 (degraded)된 채널은 각 수신 사용자가 상태가 가장 좋은 사용자부터 가장 나쁜 사용자까지 정렬이 가능한 채널을 일컫는다. 예컨대 그림 1에 나타난 바와 같이 두 개의 사용자로 이루어진 가우시안 (Gaussian) BC채널의 경우 가우시안 랜덤변수의 성질을 이용하여 채널이 단순화 될 수 있음을 쉽게 파악할 수 있다. 중첩 부호화 방식에서는 다수의 사용자의 신호를 서로 중첩한 뒤 동시에 전송하며, 수신단에서는 가장 강한 사용자의 신호부터 순차적인 간섭제거 (successive interference cancellation) 방식을 사용하여 복호화 작업을 수행한다.

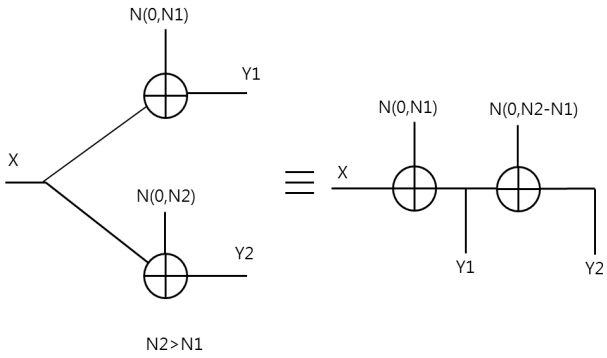

그림 1. 단순화가 가능한 Gaussian BC채널. 편의상 두 번째 사용자에 더해지는 가우시안 잡음의 전력세기가 첫 번째 사용자의 세기보다 크다고 가정한다.
Fig. 1. Degraded Gaussian BC channel

하지만 수신단이 다수의 안테나를 갖고 있는 벡터로 이루어진 MIMO BC채널은 단순화되지 않는 (non-degraded) BC채널이기 때문에, 중첩 부호화 방식이 사용될 수 없다. 이 문제는 오랫동안 해결되지 않았으나 dirty paper coding (DPC) 기법을 통하여 해결의 실마리를 얻을 수 있었다[10]. 1983년 Costa에 의해 제안된 DPC방식은 간섭신호 S가 송신단에 알려져 있을 때 송신단에서 적절한 부호화 방식을 통하여 수신단에서 간섭이 없는 것과 동일한 채널용량 $C = \frac{1}{2}\log(1+\frac{P_x}{P_n})$ 을 얻을 수 있는 기법이다 (그림 2 참조).

2000년대 들어 DPC 기법을 MIMO BC채널에 적용하여 채널용량 영역을 얻어내고자 하는 시도들이 있어 왔으며, 실제 Viswanath, Jindal, Goldsmith등은 MAC채널과 BC채널간의 쌍대성 (duality)을 이용하여 DPC를 사용하는 MIMO BC채널의 채널용량 영역이 MAC채널의 채널용량 영역과 동일함을 보였다[11]. 이어 Weingarten, Steinberg, Shamai등은 aligned degraded BC (ADBC)개념을 사용하여 DPC의 채널용량 영역이 BC채널의 채널용량 영역과 같음을 증명하였다[12].

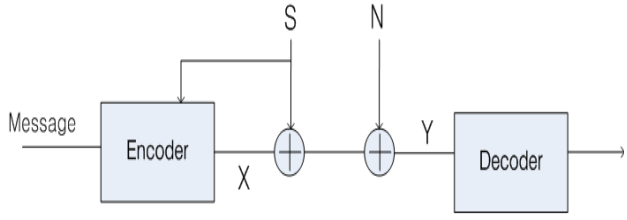

그림 2. Costa의 DPC 기법
Fig. 2. Costa's DPC technique

이로써 오랫동안 알려지지 않았던 일반적인 MIMO BC채널의 채널용량 영역이 (BC채널과 같은 전력 제한조건을 갖는) MAC채널의 채널용량 영역과 동일함이 밝혀졌다. MIMO BC채널의 채널 합용량 (sum rate)은 다음과 같이 표현된다.

$$C = \max_{\sum_i tr(Q_i) \le P} \log|I + \sum_i H_i^H Q_i H_i| \quad (2)$$

일반적으로 위 식의 합용량은 직관적인 해석이 쉽지 않다. 얻어진 결과에 대한 이해를 높이고 실제 시스템의 설계에 대한 더 나은 직관을 얻기 위해서, 다른 변수를 고정시키고 하나의 변수만을 변화시켜서 합용량이 변수와 어떤 관계를 갖는지를 분석하는 스케일링 법칙 (scaling law)이 연구되었다[13]. 앞 절에서 언급한 바와 같이 SNR이 커질 때, 단일사용자 시스템에서는 채널용량이 송신안테나와 수신안테나 중

www.dbpia.co.kr

적은 값에 비례하여 증가함에 비해서 $\frac{C}{\log \mathrm{SNR}} \propto \min(N_t, N_r)$, 다중사용자 MIMO시스템은 송신안테나와 수신안테나와 스케줄링되는 사용자의 곱 중 작은 값에 비례하여 증가한다.

$$\frac{C}{\log \mathrm{SNR}} \propto \min(N_t, KN_r) \tag{3}$$

따라서 스케줄되는 사용자와 수신안테나의 곱이 송신안테나보다 클 때 송신안테나 수에 비례하는 합용량을 얻을 수 있다. 이후의 연구에서 zero forcing (ZF), regularized ZF, vector perturbation (VP) 등 DPC 기법 보다 적은 복잡도를 가지면서 동일한 스케일링을 얻을 수 있는 프리코딩 방식이 제안되었다[14,15].

3.2. 실제 시스템에서의 다중사용자 MIMO

다중사용자 MIMO 시스템을 구현하기 위해서는 다음과 같은 여러 가지 현실적인 문제들이 고려되어야 한다.

1) **유한 채널 피드백**: 앞 절에서 언급한 바와 같이 송신단에서 프리코딩을 수행하기 위해서는 채널상태 정보가 필요하다. 하지만 상향 링크(uplink)의 자원을 채널상태 정보를 피드백하기 위한 용도로만 사용할 수는 없기에, 채널 피드백은 일반적으로 적은 비트수로 표현된다. 피드백 정보가 불완전할 때 송신단 프리코딩 역시 부정확해질 수 밖에 없음은 자명하다. 실제로 다중사용자 MIMO시스템에서는 부정확한 프리코딩의 결과로 사용자간 간섭 (interuser interference)이 완벽하게 제거되지 않으며 결과적으로 수신기의 신호대간섭잡음비 (signal-to-interference-and-noise ratio; SINR)가 나빠진다. 여기서 주목할 점은 다중사용자 MIMO 시스템은 단일사용자 MIMO 시스템보다 유한한 피드백 비트수에 훨씬 더 큰 영향을 받는다는 것이다. 단일사용자 MIMO시스템의 경우, 채널상태 정보의 정확도는 성능에 영향을 미치지만 다중화 이득을 변화시키지는 않는다. 이에 반해, 다중사용자 MIMO 시스템은 유한 피드백 조건 하에서 간섭으로 인해 성능향상이 더 이상 이루어지지 않기 때문에, 즉 유한 피드백 하에서 간섭 제한 (interference limited)된 시스템이기 때문에, 채널상태 정보의 정확도는 MU-MIMO 하향링크의 다중화 이득에 직접적인 영향을 미친다.

특히, 완벽한 채널상태 정보와 비슷한 합용량을 얻기 위해서는, 정확하게 표현하면 합용량의 차이를 일정한 범위 이내로 유지하기 위해서는, 채널을 양자화 (quantization)하기 위한 비트수를 기지국 안테나 수 및 신호대잡음비에 비례해서 설정해야 한다. Jindal의 연구결과에 의하면 랜덤 벡터 양자화 (random vector quantization) 기법[16]을 사용할 때 필요한 피드백 비트수 B는 다음과 같이 표현된다[17].

$$B = \frac{N_t - 1}{3} P_{dB} \tag{4}$$

여기서 N_t는 기지국의 안테나 수이고 P_{dB}는 dB 스케일로 표현된 전송 전력이다. 그림 3에 완벽한 채널 상태 정보일 때와 (4)식을 따르는 스케일 된 피드백 비트수를 사용했을 때의 합용량을 비교하였다. 그림에서 알 수 있듯이 채널 벡터의 양자화 비트수를 기지국의 안테나 수에 비례하여 증가시키게 되면 완전한 채널상태 정보를 사용하여 프리코딩한 경우와 일정한 성능 간격 (3 dB 정도의 성능차이)을 유지하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 고정된 피드백 비트수를 사용하게 되면 신호대잡음비가 증가하더라도 합용량이 포화되어 더 이상의 이득을 얻을 수 없게 된다 (그림 4 참조).

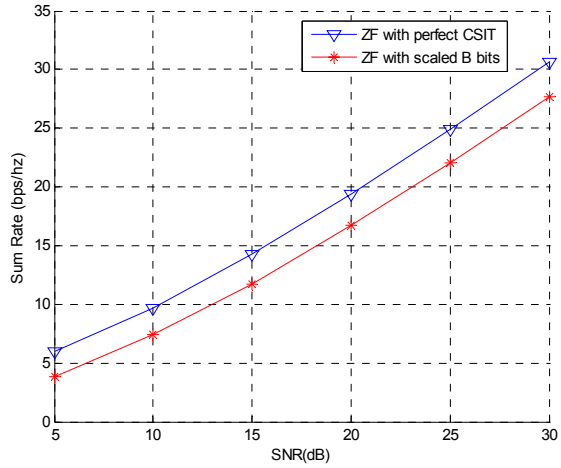

그림 3. 완전한 채널 상태 정보를 사용할 때와 (4)식에 기반하여 채널 양자화 비트수를 증가시킨 경우의 합 용량 비교
Fig. 3. Sum rate comparison between perfect CSIT and scaled feedback bits based on (4)

www.dbpia.co.kr

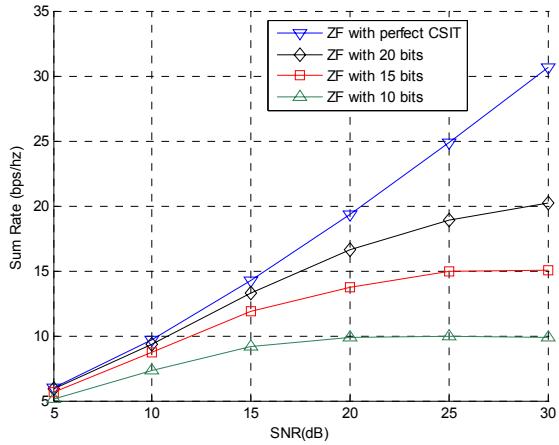

그림 4. 완전한 채널 상태 정보를 사용할 때와 고정된 채널 양자화 비트수를 증가시킨 경우의 합 용량 비교
Fig. 4. Sum rate comparison between perfect CSIT and fixed feedback bits

2) **사용자 스케쥴링**: 다중사용자 MIMO 시스템에서는 단일사용자 MIMO 시스템과 달리 여러 사용자에게 정보를 전송하기 때문에, 정보를 요구하는 다수의 사용자 중 소수만을 선택해서 전송해야 한다. 이와 같은 사용자 스케쥴링시에 고려되어야 할 중요한 이슈로는 성능을 최대로 높일 수 있는 사용자들을 선택하는 문제와 사용자간의 형평성 (fairness)을 보장하는 문제가 있다. 첫째로 사용자를 선택하기 위해서는 사용자로부터 SINR과 같은 채널품질 (channel quality) 정보를 얻어야 한다. 수신단 입장에서는 동시에 스케쥴되는 다른 사용자의 채널정보 등을 알 수 없기 때문에, SINR을 정확하게 추정할 수 없다. 따라서 기지국에 전달되는 채널 품질 메트릭의 정확도는 그다지 높지 않다. 이렇게 부정확한 정보를 기반으로 사용자를 스케쥴링하는 경우 합용량을 최대화하는 최적의 사용자 조합을 얻을 수 없음은 자명하다. 또한 성능만을 최적화하려할 때 (채널조건이 좋은) 특정 사용자만이 선택될 수 있으므로 사용자간 형평성이 보장되지 않을 수 있다. 실제로 기지국 스케쥴링에서는 이러한 점이 고려된 형평성 비례 스케쥴링 (proportional fair scheduling) 기법 등이 많이 사용되고 있다[18,19].

3) **파일럿 설계 및 프리코딩**: 단일사용자 MIMO 시스템에서 발생하는 간섭은 스트림간 간섭 (interstream interference)으로 수신단 검출기법을 통해서 해결할 수 있다. 잘 알려진 수신단 검출기법으로는 V-Blast, 구 복호화 (sphere decoding)을 이용한 최대우도 검출(maximum likelihood detection), 반복적 검출 부호화 (iterative detection and decoding) 등이 있으며 이러한 수신 기법들은 단일사용자 MIMO 시스템의 중요한 연구주제가 되어왔다.

이에 비해 다중사용자 MIMO 시스템의 주 간섭원은 사용자간 간섭 (interuser interference)이므로 수신단 기법으로는 근본적인 해결이 불가능하며 송신단 프리코딩을 통하여 간섭이 제어되어야 한다. 간섭제어 성능이 우수한 ZF이나 MMSE 등의 프리코딩 기법을 사용하는 경우, 프리코딩 정보를 따로 수신단으로 전송할 수 없기 때문에 파일럿 신호 역시 프리코딩이 되어야 한다 (2.2절 참조). 이를 가능케 하기 위하여 LTE-Advanced에서는 특정 사용자를 위한 전용파일럿 (dedicated pilot)을 도입하였다[20]. 전용 파일럿은 사용자가 스케쥴되는 시간과 공간에서만 정의되고 프리코딩 되어 전송되기 때문에 데이터 수신신호와 파일럿 수신신호는 동일한 방식으로 표현된다. 즉, 각각은 $y_d = hpx_d + v$와 $y_p = hpx_p + v$로 표현되기 때문에 추정한 채널 $h^{'} = hp$을 송신데이터 검출에 바로 사용할 수 있다.

3.3. LTE 및 LTE-Advanced에서의 MU-MIMO

앞 절에서 다룬 여러 가지 이슈들을 고려하여 LTE-Advanced 표준에서는 여러 가지 새로운 방식을 도입하였다. 이를 간단히 요약하면 다음과 같다.

1) **동적 스위칭 (dynamic switching)**: 단일사용자 MIMO시스템은 시공간 자원을 하나의 사용자에게 할당하여 단일 사용자의 전송률을 향상시키는데 비해, 다중사용자 MIMO시스템은 여러 사용자중의 최적의 조합을 통해서 다중사용자 다이버시티 (multiuser diversity)를 향상시키기 때문에 피크 전송률이나 여러 사용자간의 평균 전송률을 향상시킬 수 있다. 단일사용자 MIMO 시스템과 다중사용자 MIMO 시스템의 다소 상보적인 장점을 극대화하기 위해 LTE-Advanced에서는 두 시스템 모드간의 동적 스위칭 기법을 도입하였다. 동적 스위칭을 사용하는 경우 서브프레임의 채널 상황과 트래픽 양에 따라 한 모드에서 다른 모드로 쉽게 전환이 가능할 수 있도록 새로운 하향링크 제어정보 (downlink

www.dbpia.co.kr

control information; DCI) 포맷이 도입되었다.

2) **이중코드북 (dual codebook)의 도입**: LTE-Advanced에서는 채널 피드백 성분을 두 종류로 분리함으로써 단일코드북을 사용할 때보다 향상된 성능을 달성하면서도 낮은 피드백 부하를 갖는 이중코드북 (dual codebook)기법을 도입하였다. 이중코드북 기법에서 프리코더는 두 개의 행렬 (P_1과 P_2)로 구성되는데, P_1은 광대역 및 long term 채널 특성을 반영하며 P_2는 주파수 선택성 (frequency selectivity) 채널과 short term 채널 감쇄를 반영한다. 두 개의 행렬을 합한 프리코더는 두 행렬의 곱으로 다음과 같이 주어진다[21]

$$P = P_1 P_2 \tag{5}$$

이중코드북 기법은 채널상태 피드백 성분을 두 종류로 분리함으로써 단일코드북을 사용할 때와 비교하여 향상된 성능을 제공하면서 피드백 부하를 줄여주는 장점이 있다.

3) **전용 파일럿의 도입**: 앞서 언급한 바와 같이 LTE에서는 공용 파일럿 만을 사용하기 때문에 채널추정이나 데이터의 복조 (demodulation)시 모든 사용자는 공용 파일럿 만을 사용할 수 있다. 또한 공용 파일럿은 모든 사용자에게 제공되기 때문에 특정한 사용자를 위한 프리코딩을 적용할 수가 없다. 따라서 각 사용자는 제어채널을 통해 별도로 전송된 프리코딩 정보에다 추정된 채널을 곱해서 프리코딩된 채널을 추정해야 한다. 이와 같은 접근방식은 코드북에서 정의된 유한한 개수의 행렬로만 프리코딩을 해야 한다는 단점이 있기 때문에 다중사용자 간섭을 효율적으로 제어하는 강력한 프리코딩을 사용할 수 없는 단점이 있다. LTE-Advanced에서는 사용자 전용 파일럿을 도임함으로서 이러한 제약으로부터 자유롭게 강력한 프리코딩을 수행할 수 있다.

Ⅳ. 대용량 MIMO

앞에서 언급한 단일사용자 및 다중사용자 MIMO 시스템은 안테나의 수가 적은 (대략 안테나 수가 10개 미만) 시스템을 가정하고 있다. 최근 주목을 받고 있는 대용량 MIMO 시스템은 기지국에서 굉장히 많은 (수십에서 수백 개) 안테나를 활용하여 높은 전송률을 얻고자 하는 기술로서 Bell Lab의 Marzetta등에 의해 제안되었다[3-5]. 대용량 MIMO 기술은 밀리미터 파장 (millimeter wave; mmWave) 대역의 물리적 특성과 부합하기 때문에 4세대 이후 이동통신의 핵심기술이 될 것으로 예측되고 있으며 최근 활발한 연구가 이루어지고 있다[22]. 본 절에서는 수십 기가 헤르츠 대역을 반송파로 사용하기 위한 밀리미터 파장 대역의 물리적 특성을 간단히 살펴본 후, 대용량 MIMO기술을 설명한다.

4.1. 밀리미터 파장 대역의 특성

밀리미터 파장 대역은 수십 기가 헤르츠의 반송파 주파수를 사용하는 대역으로 마이크로웨이브 (microwave) 대역보다 파장이 짧은, 파장이 수 센티미터 혹은 수 밀리미터에 해당하는 스펙트럼 대역을 통칭한다. 이 대역은 전파의 감쇄가 심하고 직진성이 강하기 때문에 종래에는 통신의 용도로 큰 관심을 받지 못했지만 마이크로웨이브 대역 주파수의 고갈을 해결하기 위한 대안으로, 또한 안테나 및 RF회로 기술의 발달에 힘입어 구현이 가능하게 된 관계로, 4세대 이동통신 이후의 대안으로 근래 큰 주목을 받고 있다. 밀리미터 파장 대역의 특성을 간략하게 요약하면 다음과 같다.

1) **높은 직진성 및 경로 손실**: 파장이 짧기 때문에 파동의 직진성이 강하고 다중경로 간섭 (multipath interference)이 적으며 또한 좁은 빔 형성 (narrow beamforming)이 가능하다. 이외에도 경로 손실이 마이크로웨이브 대역과 비교하여 크기 때문에 커버리지 (coverage)가 작아지는 단점이 있는 반면에 한편으로는 펨토셀, 피코셀 등 소형셀 환경에서 자연스러운 간섭제어가 가능하다.

2) **넓은 대역폭**: 마이크로웨이브 대역보다 넓은 대역을 쉽게 확보할 수 있기 때문에 주파수 효율을 추구하기 위한 과도한 노력과 비용 (예컨대 시스템 복잡도의 증가, 과도한 전력소모)을 완화시킬 수 있다.

3) **짧은 파장**: 통상적으로 안테나간 거리를 파장의 절반 (반파장)이라고 할 때 2GHz대역에서는 반파장이 15cm이지만 30GHz대역에서는 1cm에 불과하다. 따라서 기지국에서는 이차원 대용량 어레이 안테나 (2D massive array antennas)를 사용할 수 있으며 모바일 핸드셋에서 역시 기존

www.dbpia.co.kr

보다 많은 수의 (4개 혹은 그 이상) 안테나를 사용할 수 있다. 따라서 단일사용자 MIMO, 다중사용자 MIMO와 관계없이 많은 안테나로 이루어진 MIMO 시스템의 구현이 가능하다.

4.2. 대용량 MIMO 시스템

1) **상향링크 채널**: 셀 당 N_t개의 안테나를 가진 기지국과 하나의 안테나를 가진 K명의 사용자간의 대용량 MIMO 시스템의 상향링크 모델은 그림 5와 같이 나타난다. 편의상 모든 셀의 기지국과 사용자는 완전히 동기화된 TDD 프로토콜에 따라 동작한다고 가정한다. 채널 전송은 플랫 페이딩 (flat-fading)하에 이루어질 때, 상향링크의 j번째 기지국에서의 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_j^{ul} = \sqrt{\rho_{ul}} \sum_{l=1}^{L} H_{jl} x_l^{ul} + n_j^{ul} \qquad (6)$$

여기서 채널 행렬 $H_{jl} = [h_{jl1} \cdots h_{jlK}] \in C^{N \times K}$은 l번째 셀 안의 k번째 사용자로 부터의 채널 $h_{jlk} \in C^N$들로 구성된다. 셀 l에서의 전송 신호는 $x_l^{ul} = [x_{l1}^{ul} \cdots x_{lK}^{ul}]^T \sim CN(0, I_K)$이며 x_{lk}^{ul}은 셀 l에서의 사용자 k로부터의 전송신호이다. $n_j^{ul} \sim CN(0, I_N)$는 잡음 벡터이며 $\sqrt{\rho_{ul}}$은 상향 링크의 신호대잡음비를 나타낸다.

기지국은 간단히 수신신호와 선형필터의 내적을 통해 셀 안의 각 사용자의 신호를 검출할 수 있다. 선형필터의 방식으로는 다음과 같은 정합필터 (matched filter; MF)를 사용할 수 있다.

$$r_{jm}^{MF} = \hat{h}_{jjm} \qquad (7)$$

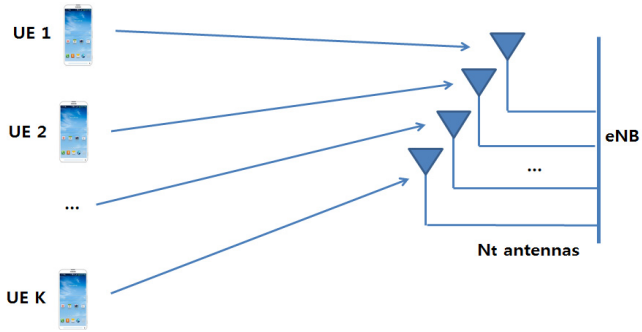

그림 5. 대용량 MIMO 시스템의 상향링크
Fig. 5. Massive MIMO uplink

정합필터 r_{jm}^{MF}와 수신 신호 y_{jm}^{ul}의 내적을 통해 j번째 기지국의 m번째 사용자의 심볼인 x_{jm}^{ul}를 추정할 수 있다. 정합필터가 곱해진 후의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{y_{jm}^{ul}} &= r_{jm}^{MF^H} y_{jm}^{ul} \\ &= \widehat{h_{jjm}^H} \left(\sqrt{\rho_{ul}} \sum_{l=1}^{L} h_{jlm} x_{lm}^{ul} + n_{jm}^{ul} \right) \\ &= \sqrt{\rho_{ul}} \, \widehat{x_{jm}^{ul}} \end{aligned} \qquad (8)$$

최종적인 심볼의 추정치는 $\widehat{x_{jm}^{ul}} = \dfrac{\widehat{y_{jm}^{ul}}}{\sqrt{\rho_{ul}}}$와 같이 나타난다. 여기서 채널 원소들은 독립을 가정하면 대수의 법칙 (law of large numbers)을 통해 간섭과 잡음은 없어지게 되므로 가장 간단한 수신기법인 정합필터만으로도 안테나 수에 비례하는 채널용량을 얻을 수 있다.

2) **하향링크 채널**: 셀 당 N_t개의 안테나를 가진 기지국과 하나의 안테나를 가진 K명의 사용자간의 대용량 MIMO 시스템의 하향링크가 그림 6에 도시되어 있다. 하향링크 모델에서 j번째 셀의 사용자 m으로의 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_{jm}^{dl} = \sqrt{\rho_{dl}} \sum_{l=1}^{L} h_{ljm}^H s_l + n_{jm}^{dl} \qquad (9)$$

여기서 s_l은 l번째 기지국의 전송 신호 벡터, $n_{jm}^{dl} \sim CN(0,1)$은 수신단 잡음, $\rho_{dl} > 0$은 하향링크 SNR이다. TDD 시스템을 사용할 경우 채널 가역성 (channel reciprocity)으로 인하여 하향링크 채널 h_{ljm}^H은 상향링크 채널 h_{ljm}의 Hermitian transpose로 표시된다. 이때 전송 신호 벡터 s_l은 다음과 같이 주어진다.

$$s_l = \sqrt{\lambda_l} \sum_{k=1}^{K} w_{lk} x_{lk}^{dl} = \sqrt{\lambda_l} \, W_l x_l^{dl} \qquad (10)$$

여기서 $W_l = [w_{l1} \cdots w_{lK}]$은 프리코딩 행렬, $x_l = [x_{l1}^{dl} \cdots x_{lK}^{dl}]^T$는 l번째 셀의 K 사용자들의 데이터 심볼들을 포함한다. 또한 λ_l은 기지국 l의 사용자 당 편균 전송 파워를 정규화하기 위한 매개변수로 다음과 같이 표현된다.

www.dbpia.co.kr

$$\lambda_l = \frac{1}{E[\frac{1}{K} tr\, W_l W_l^H]} \quad (11)$$

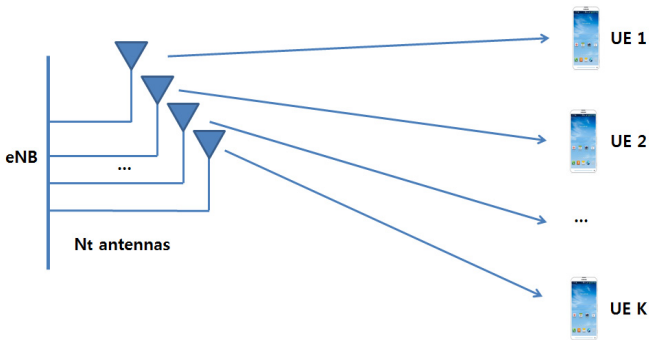

그림 6. 대용량 MIMO 시스템의 하향링크
Fig. 6. Massive MIMO downlink

대용량 MIMO에서는 안테나 수가 증가함에 따라 선형 프리코더의 성능이 비선형 프리코더의 근접하는 경향을 보인다[3]. BC 모델에서의 선형 프리코더로는 다음과 같은 maximal ratio transmission (MRT)을 사용할 수 있다.

$$W_j^{MRT} = \hat{H}_{jj} \quad (12)$$

이 때 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_j^{dl'} = \sqrt{\rho_{dl}} \sum_{l=1}^{L} H_{jl}^H W_j^{MRT} x_l^{dl} + n_j^{dl} \quad (13)$$
$$= \sqrt{\rho_{dl}}\, x_j^{dl} + n_j^{dl}$$

하향링크 역시 대수의 법칙을 이용하여 $H_{jj}^H H_{jj} \approx I$을 얻을 수 있으며 이때 셀 안의 간섭은 모두 사라지게 된다. 따라서 가장 간단한 선형 프리코딩 기법인 MRT만으로도 안테나 수에 비례하는 채널용량을 얻을 수 있다.

이와 같이 이상적인 상황에서는 상향링크에서는 정합필터를, 하향링크에서는 MRT만을 사용하여 안테나 수에 비례하는 채널용량을 얻을 수 있지만 실제 시스템은 파일럿 오염 (pilot contamination)으로 인한 채널 추정치의 부정확성, 셀 간 간섭 (intercell interference) 등으로 인하여 이상적인 성능을 얻기는 쉽지 않다. 대용량 MIMO 시스템의 구현을 위해 고려해야 할 이슈들을 살펴보면 다음과 같다.

(1) **Frequency division duplexing (FDD) vs. Time division duplexing (TDD)**

오랜 세월에 걸쳐 FDD방식과 TDD방식의 장단점이 논의되어왔다. 채널 추정 및 피드백 관점에서 살펴보면 FDD방식은 상향링크를 통한 채널상태 정보의 피드백이 필요한 반면에 TDD방식은 채널의 가역성을 활용할 수 있기 때문에 채널상태 피드백이 필요 없다. 실제 대용량 MIMO와 관련된 대다수의 논문들에서는 TDD 시스템을 가정하고 상향링크와 하향링크의 채널 가역성을 활용하여 채널 피드백에 관련된 이슈를 피하고 있다[23]. 하지만 FDD방식은 여전히 많은 셀룰라 네트워크에서 사용되고 있고 하위 호환성 (backward compatibility)을 위해 대용량 MIMO기술을 FDD 시스템에 적용하는 것이 실제적으로는 중요한 문제가 된다. 대용량 MIMO 시스템에서는 기존 MIMO 시스템보다 훨씬 많은 수의 안테나를 가정하기 때문에 양자화 하는 채널 벡터의 차원 (dimension) 역시 상당히 커지고 채널상태 정보를 표현하기 위한 정보량이 크게 증가된다. 따라서 성능열화를 최소화 하면서 피드백되는 채널상태 정보를 효율적으로 줄이기 위한 기법이 절실히 요구된다.

(2) **파일럿 오염 (Pilot contamination)**

대용량 MIMO 시스템에서는 대수의 법칙으로 인해 가우시안 잡음과 간섭을 효율적으로 제어할 수 있는 장점이 있지만, 직교성을 갖지 못하는 비직교성의 (non-orthogonal) 파일럿 시퀀스를 사용했을 때 나타나는 간섭 문제인 파일럿 오염 (pilot contamination)문제가 발생한다. 파일럿 오염은 필요한 파일럿의 수가 채널 coherence 시간 보다 커질 때 파일럿 시퀀스간의 직교성이 보장될 수 없기 때문에 발생한다. 또한 인접셀에서 동일한 파일럿을 사용하는 경우에도 파일럿 오염 문제가 발생한다. 채널 추정치에 원하지 않는 채널의 성분이 포함되는 경우, 채널추정의 정확도가 감소하는 것은 자명하다[3][24]. 이와 같은 파일럿 오염의 효과를 간단히 살펴보면 다음과 같다. 송신단 m과 n이 같은 파일럿 시퀀스를 사용하는 경우, 송신단 m의 채널 추정치는 다음과 같다.

$$\widehat{H_m} = H_m + H_n + n_m \quad (14)$$

여기서 H_n은 파일럿 오염으로 발생하는 원하지 않는 채널의 추정치, n_m은 추정 잡음이

www.dbpia.co.kr

다. 기지국의 안테나 수가 무한대일 때 정합필터는 원하는 신호를 제외한 간섭 신호들을 제거하지만 ($\lim_{N_t\to\infty}\frac{1}{N_t}h_i^H h_i=1, \lim_{N_t\to\infty}\frac{1}{N_t}h_i^H h_j=0$) 파일럿 오염이 발생하는 경우에는 정합필터를 사용하게 되더라도, 비직교성의 파일럿 시퀀스로 인하여 아래와 같이 파일럿 신호가 중첩되는 현상이 발생한다.

$$\frac{1}{N_t}\widehat{H}_m^H y \xrightarrow[N_t\to\infty, K=const]{} x_m + x_j \quad (15)$$

이와 같이 인접셀에서 파일럿 신호의 재사용 때문에 발생하는 파일럿 오염효과로 인하여 대용량 MIMO 시스템의 채널용량은 큰 영향을 받을 수 밖에 없다. 따라서 이를 완화하기 위한 파일럿 신호 설계 및 프리코딩 기법이 필요하다.

(3) **비선형 송수신 기법**

앞서 언급한 대로, 기지국의 안테나가 무한대로 증가할 때, 상향링크에서는 정합필터가, 하향링크에서는 MRT 혹은 ZF 방식이 주로 연구되고 있다. 하지만 안테나 상관관계(correlation)가 존재하는 실제 시스템에서는 제안하는 방식이 최적의 성능을 나타내지 못한다[3]. 따라서 선형적인 송수신 기법 외에도, 순방향 링크에서 인접 셀의 정보까지 고려한 DPC기법[10]이나 역방향 링크에서 구 복호화(sphere decoding)[25] 등의 비선형 기법을 통하여 대용량 MIMO 시스템의 성능을 향상 시킬 수 있을 것이다. 이때 발생하는 복잡도를 줄이는 문제 역시 실제적으로 중요한 구현 이슈가 된다.

V. 결 론

본 논문에서는 4세대 이동통신 표준인 LTE 및 LTE-Advanced의 물리계층 핵심기술의 하나인 단일 사용자 MIMO 및 다중사용자 MIMO 시스템의 이론적 특징과 현실적 제약조건을 살펴보았다. 또한 4세대 이후의 차세대 이동통신의 핵심기술로 주목받고 있는 대용량 MIMO기술의 특징에 대해서 살펴보았다. 대용량 MIMO기술은 기지국에서 무수히 많은 안테나를 사용하고 채널의 독립성 및 대수의 법칙의 성질을 이용하여 간단한 선형 작용소 (linear operator)만으로 셀 안의 간섭과 잡음을 효율적으로 제어하여 높은 전송률을 얻을 수 있는 유망한 기술이다. 하지만 실제 시스템을 설계할 때 파일럿 부족, 파일럿 오염효과, 채널 추정, 비선형 프리코딩 및 수신필터 기법 등의 여러 가지 문제들이 존재하이를 해결하기 위한 연구가 요구된다.

References

[1] Verizon, *Verizon wireless*, Retrieved Aug., 11, 2012, from http://network4g.verizonwireless.com/#/4g-network-verizon-wireless.

[2] D. Martin-Sacristan, J. F. Monserrat, J. Cabrejas-Penuelas, D. Calabuig, S. Garrigas, and N. Cardona, “On the way towards fourth generation mobile: 3GPP LTE and LTE-Advanced,” *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, vol. 2009, Article no. 4, Mar. 2009.

[3] J. Hoydis, S. T. Brink, and M. Debbah, “Massive MIMO: how many antennas do we need?,” in *Proc. Allerton Conf. Commun. Control Comput.*, pp. 545-550, Monticello, U.S.A., Sep. 2011.

[4] T. L. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, Nov. 2012.

[5] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Uplink power efficiency of multiuser MIMO with very large antenna arrays,” in *Proc. Allerton Conf. Commun. Control Comput.*, pp. 1272-1279, Monticello, U.S.A., Sep. 2011.

[6] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.

[7] E. Telatar, “Capacity of multi-antenna Gaussian channels,” *European Trans. Telecommun. (ETT)*, vol. 10, no. 6, pp. 585-596, Nov. 1999.

[8] 3GPP TSG RAN WG1 #55, Common

www.dbpia.co.kr

reference symbol mapping/signaling for 8 transmit antenna, *R1-090288*, Jan. 2009.

[9] T. M. Cover, "Broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-18, no. 1, pp. 2-14, Jan. 1972.

[10] M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-29, no. 3, pp. 439-441, May 1983.

[11] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of gaussian MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658-2667, Oct. 2003.

[12] H. Weingarten, Y. Steinberg, and S. Shamai, "The capacity region of the Gaussian multiple-input multiple-output broadcast channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 9, pp. 3936-3964, Sep. 2006.

[13] M. Sharif and B. Hassibi, "On the capacity of MIMO broadcast channels with partial side information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 2, pp. 506-522, Feb. 2005.

[14] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.

[15] J. Park, B. Lee, and B. Shim, "A MMSE vector precoding with block diagonalization for multiuser MIMO downlink," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 2, pp. 569-577, Feb. 2012.

[16] C. K. Au-Yeung and D. J. Love, "On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 2, pp. 458-462, Feb. 2007.

[17] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite rate feedback," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 11, pp. 5045-5059, Nov. 2006.

[18] H. Kim and Y. Han, "A proportional fair scheduling for multicarrier transmission systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 210-212, Mar. 2005.

[19] T. Girici, C. Zhu, J. R. Agre, and A. Epheremides, "Proportional fair scheduling algorithm in OFDMA-based wireless systems with QoS constraints," *J. Commun. Networks (JCN)*, vol. 12, no. 1, pp. 30-42, Feb. 2012.

[20] 3GPP TSG RAN WG1 #68, Achievable gains with dedicated pilots in a four branch MIMO system, *R1-120354*, Feb. 2012.

[21] 3GPP TSG RAN WG1 #61, Way forward on UE feedback, *R1-103332*, May 2010.

[22] S. Akoum, O. El Ayach, and R. W. Heath Jr., "Coverage and capacity in mmWave cellular systems," in *Proc. 46th Asilomar Conf. Signals Syst. Comput. (Asilomar)*, pp. 688-692, Pacific Grove, U.S.A., Nov. 2012.

[23] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufyesson, "Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, Jan. 2013.

[24] H. Q. Ngo, T. L. Marzetta, and E. G. Larsson, "Analysis of the pilot contamination effect in very large multicell multiuser MIMO systems for physical channel models," in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process. (ICASSP)*, pp. 3464-3467, Prague, Czech Republic, May 2011.

[25] B. Shim and I. Kang, "Sphere decoding with a probabilistic tree pruning," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 10, pp. 4867-4878, Oct. 2008.

www.dbpia.co.kr

심 병 효 (Byonghyo Shim)

1995년 서울대학교 제어계측 공학과 학사 졸업
1997년 서울대학교 제어계측 공학과 석사 졸업
2004년 University of Illinois Urbana-Champaign Mathematics 석사 졸업
2005년 University of Illinois at Urbana-Champaign Electrical and Computer Engineering 박사 졸업
2005년~2007년 미 퀄컴사 선임 및 책임연구원
2007년~현재 고려대학교 컴퓨터·전파통신공학과 부교수
<관심분야> 정보이론, 통계적 신호처리, 무선이동통신

이 병 주 (Byungju Lee)

2008년 고려대학교 전파통신 공학과 학사 졸업
2010년 고려대학교 컴퓨터·전파통신공학과 석사 졸업
2010년~현재 고려대학교 컴퓨터·전파통신공학과 박사과정
<관심분야> 무선이동통신, 정보이론

www.dbpia.co.kr