

# MIMO Full-Duplex 기술 동향

양 현 중\*

## Survey on MIMO Full-Duplex

Hyun Jong Yang\*

요 약

본 논문은 송수신기가 다중 안테나를 가지고 있는 multi-input multi-output (MIMO) 시스템에서 송수신을 동시에 수행하는 full-duplex 기법을 다룬다. MIMO full-duplex가 가지는 근본적인 문제에 대해 알아보고, 이를 위한 해결 방안에 대해 조사한다. 특히, 그동안 학계에서 논의 되고 있는 MIMO full-duplex 송수신기 설계 기법에 대해 기술적으로 리뷰하고 문제점들에 대해 고찰하고, LTE 및 WiFi 등의 상용화 시스템에서 사용 가능성에 대해 분석한다.

**Key Words** : wireless full-duplex, MIMO(multi-input multi-output), review and survey, self-interference

### ABSTRACT

In this paper, a multi-input multi-output (MIMO) full-duplex system is addressed, where both the transmitter and receiver have multiple antennas. Fundamental problems of the MIMO full-duplex technique are discussed, and possible solutions are presented. In particular, the transceiver designs that have been reported in the literature are technically reviewed, and their problems are discussed investigating the feasibility of the full-duplex technique in commercialized systems such as LTE and WiFi.

### 1. 서 론

무선 데이터 서비스 및 단말 형태의 다양화에 따라 미래에는 무선 데이터 사용량에 대한 요구가 급증할 것으로 예측되고 있다. 차세대 무선 통신 표준은 급증하는 데이터 요구량을 수용하기 위해 최대 전송율을 높이는데 중점을 두고 있다. Fig. 1은 무선 통신 표준들의 진화를 나타낸다. 3GPP 진영에서 이끌고 있는 LTE 기술은 최대 전송율 10Gbps를 위해 massive MIMO, 소형셀 과 같은 핵심기술을 개발하고 있다. 또한 IEEE 진영의 WLAN 기술도 같은 목표를 위해 centralized 간섭 제어 기술을 개발하고 있는 중이다.

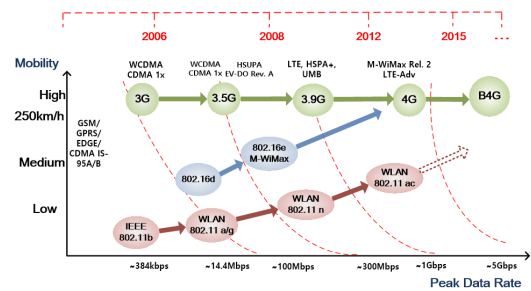


Fig. 1. Wireless standards evolution

특히, full-duplex (FD) 통신은 동시에 같은 주파수 자원을 이용해 한 노드에서 송수신을 동시에 수행하

\* This work was support by IITP grant funded by the Korea government (MSIP) (No. B0126-15-1064, Research on Near-Zero Latency Network for 5G Immersive Service).

• First Author : UNIST, hjyang@unist.ac.kr, 정희원

논문번호 : KICS2015-07-210, Received April 7, 2015; Revised June 9, 2015; Accepted June 9, 2015

는 기법으로, 주파수 효율을 기존의 half-duplex (HD) 통신에 비해 2배 끌어 올릴 수 있다<sup>[1-9]</sup>. 송수신을 시간 자원을 이용해 분리하는 시분할 분할 기법, 주파수 자원을 이용해 분리하는 주파수 분할 기법에 비해 한정된 시간/주파수 자원으로 전송율을 최대 2배까지 높일 수 있기 때문에 차세대 LTE 및 WLAN에는 반드시 적용되어야 할 중요한 기술로 여겨지고 있다.

하지만 이러한 FD 기술은 송신된 신호의 echo를 수신기를 통해 그대로 받기 때문에, Fig. 2에서와 같이 자기 간섭 문제가 생기게 된다. 한 디바이스 안에서 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 거리는 수십 cm 정도에 불과할 수 있기 때문에, 이러한 자기 간섭은 수백 m를 통해 수신되는 본래 수신 신호에 비해 그 크기가 매우 크다. HD 기법에 비해 2배에 가까운 주파수 효율을 얻기 위해서는 자기 간섭 신호를 백색 잡음 수준으로 낮추는 것이 필수적이다.

특히, multi-input multi-output (MIMO) FD 시스템은 공간 자원을 활용해 주파수 더욱 극대화 할 수 있는 기술이다. MIMO 시스템의 다중 안테나는 FD 시스템에서 필연적으로 발생하는 자기 간섭 신호를 제거하는데 효과적으로 제거하는데 사용될 수 있다<sup>[4-7]</sup>. 초기의 FD MIMO 에 대한 연구들은 아날로그 프론트엔드에서 자기 간섭 신호가 ADC를 saturation 시키지 않고, ADC로 인한 양자화 오류가 심각하지 않을 때 다중 안테나를 활용하여 자기 간섭 신호를 디지털 단에서 줄이는 연구를 수행하였다. 하지만 많은 경우 자기 간섭 신호는 원하는 수신 신호에 비해 현저하게 그 크기가 크고, 이로 인해 한정된 성능의 ADC 디바이스를 거치면서 원하는 신호가 매우 부정확하게 양자화 되는 문제가 발생한다.

따라서 full-duplex 기술은 ADC를 통과하기 직전의 아날로그 단에서 다중 안테나의 빔포밍, 안테나 격리 등의 아날로그 기법을 통해 간섭 신호를 줄이는 것이 핵심이다. 최근 [8-12]과 같은 연구에서

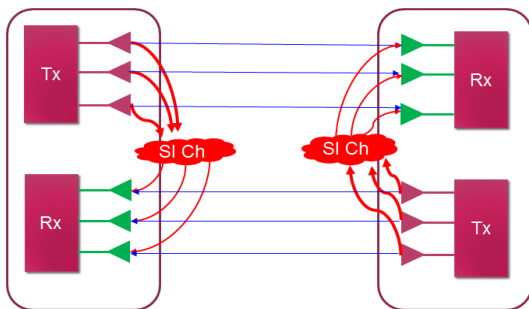


Fig. 2. MIMO full-duplex system

single-antenna single-output (SISO) FD 시스템에서 다양한 아날로그 자기 간섭 제거 기술을 활용하여 30~60dB 의 자기 간섭 제거 효과를 얻었다고 보고하였다. 이는 디지털 단의 추가적인 간섭 제거 기술과 결합하여 최대 110dB가량의 간섭 제거 효과를 기대할 수 있고, 이는 WiFi와 같은 시스템에서 자기 간섭을 백색 잡음까지 낮추는 것이 가능한 수준의 결과이다.

또한 [7], [13], [14]의 연구에서는 MIMO FD 시스템에서 다중 안테나를 활용하여 간섭을 제거하는 기법을 소개하고 있다. 특히, [13]에서는 SISO FD 간섭 제거 기술을 MIMO 환경에서 확장하면서 여전히 WiFi에서 사용될 수 있을 정도의 110dB 간섭 제어 결과를 얻을 수 있다고 리포트 하고 있다.

본 논문에서는 이러한 자기 간섭 문제의 근본적인 원인에 대해 알아보고, 셀룰라 및 WiFi와 같은 시스템에서 어느 정도의 간섭 제거 정도가 요구되는지 알아본다. 또한 SISO FD 시스템에서 간섭을 제거하는 기법들에 대해 분석하고 각각의 장단점에 대해 토의한다. 마지막으로 MIMO FD 시스템에서 생기는 추가적인 문제에 대해 알아보고 이를 제거하기 위한 다중 안테나 기법들에 대해 살펴본다.

## II. Full-Duplex 문제 정의

### 2.1 ADC 양자화 문제

FD 시스템에서 다중 셀 환경에서의 간섭 문제와 달리 자기 간섭은 송신한 신호를 노드가 알고 있기 때문에 자기 간섭 채널에 대한 정보만 있다면 수신 신호에서 이를 단순히 뺄 수 있게 된다. 하지만 “빼는” 연산은 Analog-to-Digital conversion (ADC) 후에 이루어지는데, ADC의 입력에 간섭신호가 원하는 신호에 비해 너무 크면 양자화 오류 문제가 생기게 된다. ADC 디바이스의 양자화 포인트 개수가 한정되어 있기 때문에, ADC의 정확도에 한계가 존재하고 자기 간섭 신호가 너무 크면 상대적으로 ADC에 넣기 전에 automatic gain control (AGC)를 통해 그 크기를 normalization을 하게 된다. 이때 원하는 신호는 자기 간섭 신호에 비해 상대적으로 매우 작기 때문에 AGC 이후 ADC를 거치면서 매우 부정확한 신호로 양자화 된다.

Fig. 3의 위 그림은 ADC에서 사용되는 midtread 및 midrise 양자화 기법에 대한 그림이다. Fig. 3의 아래 그림에서와 같이 양자화 포인트 개수가  $L$ , 최대 양자화 포인트를  $m_{max}$  라고 표현하면, 최대 양자화

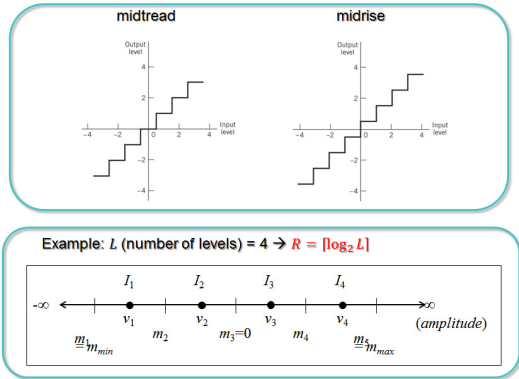


Fig. 3. Top: Midtread and midrise quantization, Bottom: quantization example

오류는

$$\Delta = \frac{2m_{\max}}{L} \tag{1}$$

와 같이 나타낼 수 있다. 양자화 오류의 분포를  $\Delta$  범위 안에서 uniform하다고 가정할 수 있기 때문에, 양자화 오류  $Q$ 에 대한 분포는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_Q(q) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & -\Delta/2 < q \leq \Delta/2 \end{cases} \tag{2}$$

따라서, 양자화 오류에 대한 분산은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} q^2 F_Q(q) dq = E[Q^2] \\ &= \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} q^2 dq = \frac{\Delta^2}{12} \end{aligned} \tag{3}$$

또한  $R$ 을  $R = \lceil \log_2 L \rceil$  로 정의하면,

$$\Delta = \frac{2m_{\max}}{2^R} \tag{4}$$

$$\sigma_Q^2 = \frac{1}{3} m_{\max}^2 2^{-2R} \tag{5}$$

와 같이 나타낼 수 있으며, signal-to-quantization-error-ratio (SQNR)은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$(SNR)_O = \frac{P}{\sigma_Q^2} = \left( \frac{3P}{m_{\max}^2} \right) 2^{2R} \tag{6}$$

AGC를 통한 적당한 normalization을 가정하고  $m_{\max}$ 를 1로 선택하고,  $P = \frac{1}{3}$ 으로 선택하면 SQNR을 간단히

$$10 \log_{10} (SNR)_O = 20 \log_{10} 2^R = 6.02 \times R \tag{7}$$

과 같이 나타낼 수 있다.

일반적으로 ADC는 8-12비트 정도이기 때문에 SQNR이 48-72dB정도가 되는 것을 알 수 있다. 예를 들어 8비트 ADC를 사용할 때 원하는 수신 신호가 자기 간섭 신호에 비해 40dB가량 낮다면, ADC를 통과 하면서 1비트 정도의 resolution밖에 가지지 못하는 것을 알 수 있다. 즉, 자기 간섭 신호가 대부분을 차지 하기 때문에 원하는 수신 신호는 매우 적은 비트수로 양자화 되는 꼴이 된다. 통상 자기 간섭신호는 원하는 수신 신호에 비해 50dB 이상 크기 때문에 ADC를 바로 통과 시키면 심각한 문제를 초래하는 것을 예측 할 수 있다.

### 2.2 ADC 양자화 한계

양자화 오류를 줄이려면 ADC의 비트 수를 늘려야 한다. 다시 말해 ADC가 무한히 정확한 precision을 갖는다면 상대적으로 매우 작은 원하는 수신 신호도 정확하게 ADC를 수행할 수 있다. 하지만 ADC의 비트 수를 늘리면서 비용의 문제가 발생하게 된다. 실제로 상용화된 가장 좋은 성능의 ADC는 24 비트 ADC이다. ADC 소자의 진화에 대해서는 Moore 법칙이 성립하고 있지 않는데, 이는 온도 잡음에 의한 한계 등으로 인해 소자 성능 발전이 다른 부품들에 비해 매우 느리다.

뿐만 아니라 ADC 작업은 시간과 amplitude의 2차원 양자화 작업이기 때문에 Heisenberg의 불확정 원리에 의해

$$\Delta E \Delta t \geq \frac{h}{2\pi} \tag{8}$$

와 같은 관계를 가지게 된다. 이때  $\Delta E$ 와  $\Delta t$ 는 각각 amplitude와 시간의 측정오류를 나타내며  $h$ 는 상수이다. 즉, 시간 축의 측정 오류를 줄이면 amplitude 축의 측정 오류가 커진다.

이러한 문제들로 인해 단순히 수신된 신호를 ADC를 통과 시키는 것은 간섭 제거에 있어 뚜렷한 한계가 존재하고, 최대한 아날로그 단에서 간섭을 제거 한 후에 어느 정도 작아진 신호를 ADC를 통과시켜 추가적으로 디지털 간섭 제거를 수행하는 것이 필요하다.

### 2.3 간섭 제거에 대한 요구 조건

실제 시스템에서 어느 정도까지 자기 간섭을 제거해야 하는지에 대해 알아본다.

앞서 언급한 바와 같이 HD 시스템 대비 2배 정도의 전송을 이득을 얻기 위해서는 자기 간섭 신호를 백색 잡음 크기 정도로 낮추어야 할 필요가 있다. Fig. 4는 셀룰라 환경에서 자기 간섭 신호에 대한 요구 조건을 그림으로 나타낸 것이다. Fig. 4의 왼쪽은 기지국에서의 자기 간섭 신호에 대한 요구조건을 나타내는데, 송신 신호의 크기가 46dBm이고 14비트 ADC를 썼을 때 66dB가량의 디지털 단 간섭 제거 효과를 기대할 수 있다. 이때 SQNR 계산은

$$6.02 \times (R - 3) + \alpha \quad (9)$$

와 같이 할 수 있는데, 실제 환경에서 동작할 때를 위해 R에서 3만큼의 마진을 두었고 상수  $\alpha$ 의 bias를 둔다. 기지국에서 온도 잡음은 높게 잡으면 -95dBm 정도가 되기 때문에 송신된 신호 46dBm이 온도 잡음 수준까지 내려가기 위해서는 총 141dB의 간섭 제거가 필요하다. 디지털 단에서 66dB 제거를 할 수 있기 때문에, 아날로그 단에서 75dB 가량의 간섭이 이미 제거되어야 한다는 결론이 나오게 된다.

마찬가지 방법으로 최근 Release 12에서부터 본격적으로 논의되고 있는 소형셀 기지국은 총 119dB가량의 간섭 제거가 필요하고, 모바일 단말은 118dB 정도의 간섭 제거가 필요하다.

Fig. 5는 WiFi 및 bluetooth와 같은 근거리 통신 디

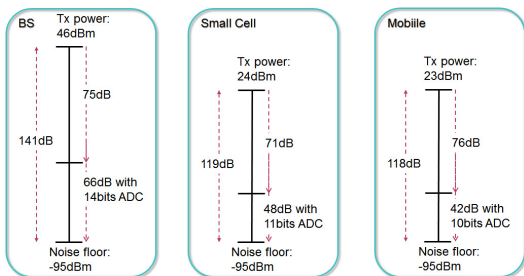


Fig. 4. Self-interference cancellation requirements at BSs (left), small-cell BS (middle), and mobile devices (right)

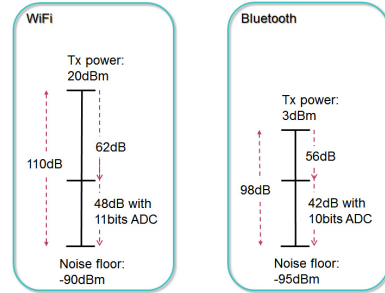


Fig. 5. Self-interference cancellation requirements at WiFi stations (left) and bluetooth devices (right)

바이스에서의 간섭 제거 요구 조건에 대한 그림이다. WiFi는 송신 전력의 크기가 셀룰라 기지국에 비해 훨씬 작은 20dBm 수준이고, 온도 잡음도 -90dBm으로 비교적 높다. 따라서 총 110dB의 간섭제거가 얻어진다면 HD 시스템에 비해 2배 가량의 성능을 기대할 수 있음을 알 수 있다. Bluetooth는 이보다 훨씬 적은 98dB 정도의 간섭 제거가 필요하다.

### III. SISO Full-Duplex

본 절에서는 SISO FD 시스템에서 자기 간섭을 제거한 기법에 대해 간단히 리뷰한다.

Antenna cancellation 기법을 이용한 [9]에서는 디바이스에 송신 안테나를 물리적으로 두 개를 설치하고, 수신 안테나를 두 송신 안테나 사이에 설치하였다. 이때 송수신 안테나 거리를  $\lambda/2$ 만큼 차이를 두고 두 송신 안테나에서 같은 신호를 전송한다. 이때  $\lambda/2$ 의 거리차로 인해 carrier 신호 성분인 sinusoidal 신호는 수신 안테나에서 자연스럽게 제거된다. 이러한 antenna cancellation으로 아날로그 단에서 30dB 정도의 간섭을 제거할 수 있고, ADC를 통과하고 디지털 단에서 추가적으로 남은 간섭 신호를 제거해 줌으로써 추가적으로 30dB의 간섭을 제거 할 수 있다. 총 60dB 정도의 간섭을 제거하였다고 리포트 되었는데, 이는 WiFi 및 셀룰라 디바이스에 사용되기에 많이 부족한 수치이다.

추가적인 간섭 제거를 위해 [15]에서 active antenna cancellation 기술이라는 기법을 소개하였으며, 이는 두 번째 송신 안테나에서 전송되는 신호를 적절히 설계해 줌으로써, 수신 안테나에서 두 송신 안테나로부터의 자기 간섭 신호들이 제거되는 효과를 노렸다. 또한 추가적으로 디지털 단에서 남은 간섭 신호를 effective 자기 간섭 채널 추정을 통해 보다 정확

하게 제거하였다.

기서는 소단원을 작성할 때 내용을 설명하고 자 한다.

[11]에서는 circulator를 이용한 passive cancellation 기법이 제안되었다. Circulator는 3개의 포트가 구성된 아날로그 소자로 그림에서 나타난 바와 같이 한쪽 방향으로 신호를 그대로 통과시키지만 다른 방향으로 신호의 흐름을 억제하는 소자이다. 두 개의 송신 안테나를 설치하는 것보다 단순히 circulator를 설치함으로써 추가적으로 15dB의 아날로그 제거 이득을 얻었다고 리포트 되었다. 이 기술로 45dB의 아날로그 단 간섭 제거 효과를 얻었다고 리포트하고 있다.

하지만 이러한 기법들은 총 110dB 이상의 간섭 제거 이득을 얻지 못하였고, WiFi 및 LTE와 같은 시스템에서 사용되기에는 무리가 있었다.

2013년 처음으로 WiFi에서 사용 가능한 총 110dB의 간섭 제거가 리포트 되었다<sup>[12]</sup>. Fig. 8은 circulator 및 FIR 아날로그 필터를 사용해 추가적으로 간섭을 제안한 FIR filter-based cancellation 기법에 대한 그림이다. [12]의 저자들은 수신되는 자기 간섭 신호가 실제로는 각각의 시간 지연 요소를 가지는 여러 harmonic 성분으로 구성되어 있는 것을 발견하고, 아날로그 FIR 필터를 설계하여 자기 간섭을 효과적으로 제거하였다. 하지만 아날로그 필터 설계를 위해서는 시간 지연 계수 및 amplitude 계수에 대한 정확한 설계가 필요한데, 이 부분은 수신되는 상황을 보며 tuning을 통해 맞추어 나갔다고 서술하고 있다. 이러한 이유로 실제로 실시간 시스템에서 채택되어 사용되기에는 무리가 있을 수 있다. [12]에서 소개된 이 기법은 디지털 단의 성능도 크게 개선하였는데, 마찬가지로 자기 간섭 신호를 harmonic 성분들의 합으로 모델링하고 디지털 FIR 필터를 설계함으로써 디지털 단 간섭 제거 성능을 크게 향상 시켰다.

이 밖에도 [8]에서는 i) antenna displacement, ii) RF absorbers, iii) cross polarized antennas, iv) directional antennas 의 4가지 수동 아날로그 간섭 제거 기법을 사용하여 95dB 정도의 총 자기 간섭 제거 결과를 얻었다고 리포트 하고 있다.

#### IV. MIMO Full-Duplex

본 절에서는 MIMO FD 시스템에 대한 연구에 대해 소개한다. MIMO FD에서 모든 송신 안테나에서 독립적으로 신호를 송신한다면, 수신 안테나에서 자기 간섭은 안테나 개수의 제곱의 형태로 증가하게 된다.

[13]의 연구에서는 [12]에서의 시스템을 MIMO FD에 그대로 구현하여 여전히 110dB의 만족할 만한 성능을 얻었다고 리포트 하고 있다.

[13]에서는 MIMO FD 시스템에 대한 프로토타입을 개발하였다. 안테나 개수가 늘어남에 따라 수신되는 자기 간섭 신호의 개수가 제곱으로 늘어나게 된다. 하지만 각 송신 안테나에서 송신하는 송신 전력은 안테나 개수의 역수만큼 줄어들게 된다. 따라서 자기 간섭 신호가 안테나 개수에 따라 선형적으로 증가하게 되는데, 각 송신 안테나로부터 각 수신 안테나로의 자기 간섭 신호를 독립적인 FIR 필터를 적용하여 제거함으로써, SISO FD에서와 같은 110dB 가량의 총 간섭 제거를 기대할 수 있다고 리포트 하고 있다.

하지만 다중 송신 안테나를 모두 독립적인 신호를 전송하는데 사용할 필요는 없다. 즉, 다중 안테나를 통해 제한된 개수의 신호를 전송하더라도, 특정 수신 안테나로 들어가는 자기 간섭을 완전히 차단하는 빔포밍 기법도 가능하다. 이러한 기술이야말로 MIMO FD가 SISO FD에 비해 가지는 가장 큰 이득이라고 볼 수 있다.

이러한 MIMO 빔포밍 문제는 처음 [7]에서 소개되었다. [7]의 연구에서는 F양쪽 노드의 프리코딩 행렬 및 각 spatial stream에 대한 송신 전력을 최적화 하는 문제를 풀었다.

프리코딩 행렬 및 송신 전력 최적화는 다시 말해 송신 신호 벡터의 covariance 행렬을 최적화 하는 문제로 귀결되는데, Fig. 6에서와 같이 채널을 모델링하고 합 전송율을 최대화 하는 문제를 풀었다. 이를 위해  $H_{11}$  및  $H_{22}$ 로 표현된 자기 간섭 채널 행렬을 두 노드가 모두 공유해야 하는 가정이 필요하다.

이러한 자기 간섭 채널 행렬 정보는  $H_{21}$  및  $H_{12}$ 의 forward 채널을 통해 교환되어야 한다. 하지만 자기 간섭 채널 행렬은 forward 채널에 비해 그 크기가 매우 크기 때문에 매우 큰 범위 내에서 변하고, 이를 매우 작은 이득을 가지는 forward 채널을 통해 전송하려면 매우 오랜 시간이 필요하다. 따라서 자기 간섭 채널 정보 교환을 위한 오버헤드가 매우 커지고 이는 전송을 저하를 야기하게 된다.

이를 해결하기 위해 [14]에서 자기 간섭 채널 행렬 정보에 대한 직접적인 교환 없이 input covariance 행렬을 최적화 하는 연구를 소개하였다.

Fig. 6에서는 [14]에서 소개된 distributed input covariance 행렬 최적화에 대한 모식도이다. 우선 자기 간섭 채널을 제외한 모든 채널을 파일럿 및

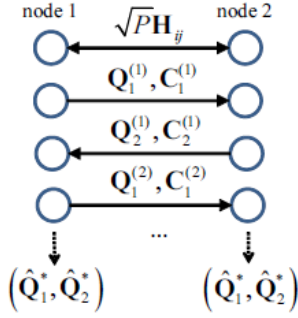


Fig. 6. Distributed input covariance matrix optimization (figure from [14])

training을 통해 서로 추정하고, 노드 1이 먼저 자신이 가지고 있는 채널 정보만을 가지고 송신 신호 1에 대한 covariance 행렬  $Q_1$ 을 최적화한다. Locally 최적화된 covariance 행렬  $Q_1$ 을 사용하여 송신 신호 1을 노드 2에 전송하게 되고, 노드 2는 수신된 신호를 이용해 자신의 송신 신호 2에 대한 covariance 행렬  $Q_2$ 를 최적화 한다. 마찬가지로 노드 2는  $Q_2$ 를 이용해 노드 1에게 신호를 전송한다. 몇 번의 이와 같은 반복과정을 통해  $Q_1$  및  $Q_2$ 의 최적화가 빠르게 이루어지고, 안정화 되면 본격적으로 full-duplex 모드로 송수신을 수행하게 된다.

이와 같은 분산 최적화 방식은 거의 1~2번의 반복과정을 통해 input covariance 행렬을 최적화 할 수 있으며, 실질적으로 자기 간섭 채널 정보를 전혀 교환하지 않아도 돼서 매우 실용적이다. [13]번에서 소개된 아날로그 FIR 필터를 통한 간섭 제거 기술과 함께 사용하면 LTE 및 WiFi에서 사용 가능한 간섭 제거 수준에 도달 할 수 있을것으로 예측된다.

### V. 결 론

본 논문에서는 full-duplex 시스템에서 발생하는 자기 간섭 문제에 대해 정의하고, 이를 해결할 때 생기는 현실적인 한계에 대해 논의 하였다. 또한 WiFi, LTE와 같은 상용화 시스템에서 full-duplex 가 사용되기 위해 필요한 요구 조건에 대해 정의하였다. SISO full-duplex 및 MIMO full-duplex 시스템에서 자기 간섭 제거를 위한 그동안의 연구 결과에 대해 분석하고 각각의 장단점에 대해 고찰하였다. 이 밖에도 최근 PHY와 MAC 이슈들을 정리한 [16]과 같은 연구와, 실시간으로 프로토타입을 구현한 [17]번과 같은 연구도 소개되었다.

### References

- [1] J. Kim, J. H. Lee, and S. H. Cho, "A design of TDMA/TDD MAC protocol for full-duplex multi-user voice communication systems based on sensor network," *J. KICS*, vol. 38, no. 3, pp. 239-246, Mar. 2013.
- [2] I. D. Chang, D. J. Park, and K. I. Kwon, "A self interference cancellation method in OFDM-based full duplex relay," in *Proc. KICS*, pp. 348-351, Nov. 2010.
- [3] H.-R. Cheon and J.-H. Kim, "OFDMA FD\_MAC protocol based on the channel information," *J. KICS*, vol. 40, no. 3, pp. 451-458, Mar. 2015.
- [4] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Mitigation of loopback selfinterference in full-duplex MIMO relays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 12, pp. 5983-5993, Dec. 2011.
- [5] B. Chun and H. Park, "A spatial-domain joint-nulling method of selfinterference in full-duplex relays," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 4, pp. 436-438, Apr. 2012.
- [6] D. W. K. Ng, E. S. Lo, and R. Schober, "Dynamic resource allocation in MIMO-OFDMA systems with full-duplex and hybrid relaying," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 5, pp. 1291- 1304, May 2012.
- [7] B. Day, A. Margetts, D. Bliss, and P. Schniter, "Full-duplex bidirectional MIMO: Achievable rates under limited dynamic range," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 60, no. 7, pp. 3702-3713, Jul. 2012.
- [7] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 11, no. 12, pp. 4296-4307, Dec. 2012.
- [8] E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal, "Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes," arXiv:1302.2185v2, Dec. 2013.
- [9] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, "Achieving single channel, full duplex wireless communication," in *Proc.*



- Mobicom '10*, pp. 1-2, Sept. 2010.
- [10] M. Jain, J. I. Choi, T. M. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, and P. Sinha, "Practical, real-time, full duplex wireless," in *Proc. Mobicom '11*, pp. 301-312, Sept. 2011.
- [11] S. Hong, J. Mehlman, and S. Katti, "Picasso: flexible RF and spectrum slicing," in *Proc. ACM Sigcomm '12*, vol. 42, no. 4, pp. 37-48, Oct. 2012.
- [12] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, "Full duplex radios," in *Proc. ACM SIGCOMM '13*, pp. 375-386, Aug. 2013.
- [13] D. Bharadia and S. Katti, "Full duplex MIMO radios," in *Proc. USENIX Symp. NSDI '14*, pp. 359-372, Seattle, WA, Apr. 2014.
- [14] T. M. Kim, H. J. Yang, and A. Paulraj, "Distributed sum-rate optimization for full-duplex MIMO system under limited dynamic range," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 20, no. 6, Jun. 2013.
- [15] M. Duarte, "Full-duplex wireless: design, implementation and characterization," MS Thesis, Rice University, 2012.
- [16] D. Kim., H. Lee, and D. Hong, "A survey of in-band full-duplex transmission: From the perspective of PHY and MAC layers," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2015.
- [17] M. Chung, M. S. Sim, J. Kim, D.-K. Kim, and C.-B. Chae, "Prototyping real-time full duplex radios," to appear in *IEEE Commun. Mag.*, Sept. 2015.

양 현 중 (Hyun Jong Yang)



2004년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 학사

2006년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 석사

2010년 8월 : KAIST 전기 및 전자공학과 박사

2010년 8월~2011년 8월 : 한국 해양연구원, 박사 후 연구원

2011년 10월~2012년 10월 : Stanford University, 박사 후 연구원

2012년 10월~2013년 8월 : Broadcom Corporation, Staff II Systems Design Engineer

2013년 9월~현재 : UNIST, 전기전자컴퓨터 공학부, 조교수

<관심분야> 무선 통신, 신호 처리, 정보 이론