

Effective Self-interference Cancellation for In-band Full-duplex

I. 서론

스마트폰, 태블릿 등과 같은 고성능 모바일 장치의 사용자 증가로 인해 모바일 데이터 트래픽은 기하급수적으로 증가하여 <그림 1> 에서와 같이 2015년의 5.3EB (Monthly ExaBytes)에서 2021년에는 51EB (Monthly ExaBytes)로 약 10배 가량 증가될 것으로 전망되고 있다. 따라서, 이러한 요구를 충족시키기 위해 차세대 5G 무선 통신 시스템은 기존 4G 무선 통신 시스템 대비 1000배의 용량 증가를 목표로 제한된 주파수 자원 하에서 고효율의 데이터 전송을 위한 방향으로 진화하고 있다.

5G 무선 통신의 핵심적인 목표 중 하나는 주파수 이용 효율을 증가시켜 모바일 데이터 트래픽의 폭증을 효과적으로 처리하는 것이다. 주

파수 이용 효율을 증가시키기 위한 다양한 기술 중 전이중 통신 기술 (In-band Full-duplex, IBFD)은 최근 각광받고 있는 기술 중 하나이다^[2,3].

기존 통신 시스템과 같이 주파수/시간으로 나누어 상·하향 전송을 수행하는 반이중 (Half-duplex, HD) 전송 기법과는 다르게 IBFD 전송 기법은 동일 시간, 동일 주파수 대역에서 상·하향 전송을 수행함으로써 <그림 2>에서와 같이 주파수 이용 효율을 HD 대비 이상적으로는 2배 증가시킬 수 있다.



김동규
LG 전자 차세대표준연구소



노광석
LG 전자 차세대표준연구소



이상림
LG 전자 차세대표준연구소



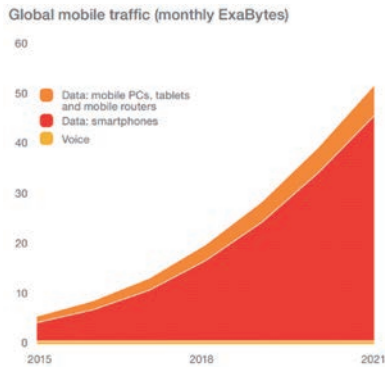
정재훈
LG 전자 차세대표준연구소



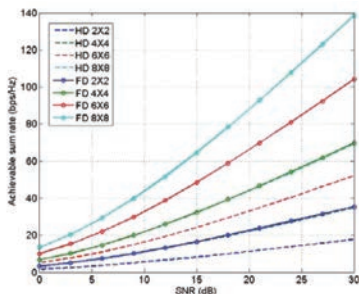
이호재
LG 전자 차세대표준연구소



김병훈
LG 전자 차세대표준연구소



〈그림 1〉 Ericsson 모바일 데이터 트래픽 전망^[1]



〈그림 2〉 IFD 와 HD 의 전송 용량 비교^[3]

뿐만 아니라 주파수 이용 효율의 증가를 포함하여 IFD 를 사용함으로써 얻을 수 있는 장점들을 나열하면 아래와 같이 정리할 수 있다^[2].

- 전송 용량의 2배 증가: IFD 전송을 통해 시간 및 주파수 자원을 송수신에 모두 이용하기 때문에 기존 HD 전송 대비 이상적인 조건에서 링크의 전송 용량을 2배 증가시킬 수 있다.
- 피드백 지연의 감소: 데이터 전송 시에도 피드백 신호 (제어 정보, 채널 정보, 자원 할당 정보, 재전송 요청 (ACK/NACK) 정보 등)를 수신할 수 있기 때문에 피드백을 기반으로 하는 무선 통신 시스템의 지연을 줄일 수 있다.
- 전송 지연의 감소: 중계기와 같은 장비에서 동일 주파수에서 송신과 수신을 동시에 수행하기 때문에 중계 시 발생하는 전송 지연을 줄일 수 있다.
- 네트워크 보안성 증가: 서로간의 통신을 수행하는 두 노드가 IFD능력으로 인해 동시에 송신이 가능하다

주 파수 이용 효율을 증가시키기 위한 다양한 기술 중 전이중 통신 기술 (In-band Full-duplex, IFD)은 최근 각광받고 있는 기술 중 하나이다.

는 의미는 도청자의 입장에서 두 노드가 전송하는 신호의 합을 수신한다는 것이다. 이는 서로의 신호가 간섭이 되어 도청자가 신호의 복호화를 수행하는 데 어려울 수 있다.

- 에드 혹 네트워크에서의 전송 프로토콜 효율 증가: 기존 에드 혹 네트워크에서는 중앙 컨트롤러의 부재로 인해 “Hidden Node” 문제가 발생할 수 있으며, 이를 해결하기 위해 모든 노들이 통신 전에 간섭을 막기 위한 Handshaking 절차를 거침으로써 전송 효율이 떨어진다. 하지만 IFD 능력으로 인해 송신과 동시에 주변 노드의 전송 여부 측정이 가능하기 때문에 전송 효율이 증가할 수 있다.
- 주파수 이용 자유도 증가: 상·하향 비대칭 데이터 트래픽 환경에서 기존 통신 시스템의 고정된 상·하향 전송 비율로 인한 주파수 이용 효율 저하의 단점을 IFD전송을 통해 주파수 이용 자유도를 증가시킬 수 있다.

하지만 상기 나열한 장점들에도 불구하고 IFD 전송으로 인한 자기 간섭 (Self-interference, SI) 신호로 인한 영향 때문에 아직까지는 널리 사용되지 못하고 있다. 상대 노드로부터 전송되는 데이터 신호에 비해 같은 노드로부터의 자기 간섭 신호는 전파되는 거리가 대단히 짧기 때문에 신호의 세기가 더 강할 수 밖에 없다.

일 예로, 기지국의 셀 외각에 위치한 단말로부터의 상향 신호가 110dB 의 신호 감쇄를 겪는다고 하면 단말의 송신신호를 23dBm 으로 가정할 때 $23-110=-87dBm$ 의 낮은 전력으로 수신된다. 반면에 기지

국의 송신 전력이 30dBm 이고 송신 안테나와 수신 안테나간의 차폐가 15dB일 때 수신 안테나로의 자기 간섭 신호와 수신 신호의 차이는 $30-15-(-87)=102dB$ 이다. 그러므로 IFD의 동작을 위해서는 효과적인 자기 간섭 신호 제거 (Self-interference Cancellation, Self-IC) 기법이 필수적이다.

자기 간섭 신호뿐만 아니라 IFD 에서 발생하는 단점들을 나열하면 아래와 같이 정리할 수 있다^[2].



- 자기 간섭: 동일 주파수 밴드에서 동시에 송신과 수신을 수행함으로써 매우 강한 세기의 자기 간섭 신호가 수신기로 유입된다.
- 자기 간섭의 왜곡: 실제 통신 환경에서는 소자들 모두 왜곡을 가지고 있으며, 특히 송신 파워 앰프 (Power Amplifier, PA)의 왜곡으로 인한 IMD (Intermodulation Distortion)가 추가로 발생하기 때문에 이를 효과적으로 추정하고 제거하는 것이 필요하다.
- 단말 간 간섭: 기존 인접 셀의 단말 간 간섭 신호의 개수 증가뿐만 아니라 기존에는 발생하지 않았던 동일 셀 내의 단말 간 간섭 신호도 추가된다.
- 비용 및 복잡도 증가: 자기 간섭 제거를 위해서는 전파 영역과 아날로그 회로 영역에서 Self-IC가 가능하도록 추가적인 소자가 필요하기 때문에 추가비용이 증가할 수 있다. 뿐만 아니라 자기 간섭 채널 추정 및 디지털 영역에서의 Self-IC를 위한 신호처리로 인해 복잡도 역시 증가한다.

IBFD 전송 방식은 과거에도 무선 중계기 시스템에서 전파 영역과 디지털 영역에서의 Self-IC 기술을 바탕으로 상용화하였으나, 단말과 같은 소형 장치에 적용하기 어려운 기술로 분류되어 왔다.

하지만 최근 무선 통신 시스템이 고효율을 기반으로 하는 대용량 전송으로 진화하면서, IBFD 방식은 유효 수신신호 대비 간섭 신호의 크기가 상대적으로 작은 소형셀과 같은 환경에서 효과적으로 구현이 가능하다는 최근 연구 결과들에 따라 미국과 유럽 등에서 IBFD 송수신기 개발 및 사업화에 적극적으로 나서고 있는 추세이다.

본 고에서는 IBFD 송수신기 개발의 최근 자기 간섭 제거 기술을 소개하고 정리하였으며, 자기 간섭 제거 기술 검증에 대한 데모의 동향에 대해 살펴본다.

II. IBFD 기본 구조 및 SI신호

본 장에서는 IBFD 기본 구조와 SI 신호의 형태에 대해 살펴본다.

2.1. IBFD의 기본 구조

IBFD 전송기술을 사용하기 위해서는 송신과 수신을 동시에 수행해야 한다. 이를 위해 송신 RF Chain 과 수신 RF Chain 을 안테나 연결하는 방식에 따라 크게 안테나 공유 방식과 안테나 분리 방식으로 나눌 수 있다.

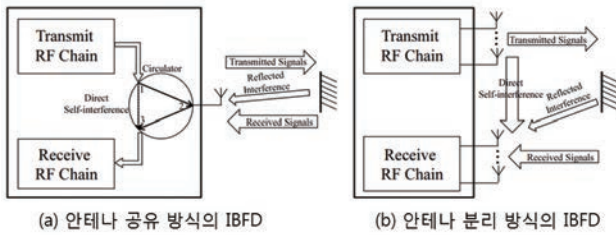
안테나를 공유하는 방식은 수신 신호와 송신 신호를 분리하기 위한 회로가 필요하다. 기존 FDD 기반 통신 시스템에서는 Duplexer와 같은 필터링 기법을 통해 안테나 공유 방식에서 수신 신호와 송신 신호의 구분이 가능하였다. 하지만 IBFD 에서는 동일 주파수 밴드에서 동시에 송신과 수신이 이루어 져야 하기 때문에 기존 Duplexer 소자로는 수신 신호와 송신 신호의 구분이 불가능하다. 그러므로 안테나 공유 방식의 IBFD 에서는 다른 타입의 Duplexer 가 필요하다.

<그림 3(a)>는 3개의 입출력 포트를 가진 Circulator 를 사용하여 안테나 공유 방식의 IBFD 를 구성하는 방법

을 보여주고 있다. 이미 Radar 시스템에서는 Circulator소자를 사용하여 송신 RF Chain 에서의 수신 RF Chain으로 송신 신호가 직접 흘러 들어가지 못하게 제한하는 장비로 사용되어 왔다. 그러므로 Circulator의 이러한 특징을 활용하여 안테나 공유 방식의 IBFD 시스템에 적용하였을 때에 송신 신호가 수신 RF Chain으로 흘러 들어가는 것을 제한할 수 있다. 하지만, 이상적인 환경과는 다르게 상용 Circulator 는 Port 1에서 Port 3으로의 차폐 효과가 15dB~20dB로 제한된다.

또 다른 방법은 안테나 분리 방식의 IBFD 이다. 이는 <그림 3(b)>와 같이 송신 안테나와 수신 안테나를 물리적으로 분리하여 수신 RF Chain 으로 수신될 수 있는 자기 간섭의 양을 전파의 감쇄 특성을 이용하여 줄여줄 수 있

최근 무선 통신 시스템이 고효율을 기반으로 하는 대용량 전송으로 진화하면서, IBFD 방식은 소형셀과 같은 환경에서 효과적으로 구현이 가능하다는 최근 연구 결과들에 따라 미국과 유럽 등에서 IBFD 송수신기 개발 및 사업화에 적극적으로 나서고 있는 추세이다.



(a) 안테나 공유 방식의 IBFD (b) 안테나 분리 방식의 IBFD
 <그림 3> 안테나 공유 방식과 안테나 분리 방식의 IBFD 구조^[2]

는 방법이다. 즉, 송신 안테나와 수신 안테나의 물리적 이격과 함께 안테나의 구성 및 안테나간의 배치를 달리하여 자기 간섭 신호의 감쇄 이득을 얻을 수 있다. 하지만, 단말과 같은 공간적 제약이 있는 환경에서는 사용하기 힘들 뿐만 아니라 기존 다중 안테나로 얻을 수 있는 공간 자원에서의 Degree of Freedom (DoF)의 하락으로 인한 단점이 존재한다.

2.2. 자기 간섭 신호

IBFD는 태생적으로 송신 신호가 수신 신호로 들어오는 자기 간섭 신호를 가지고 있다. 이 SI 신호는 <그림 3>과 같이 Direct SI 신호와 Reflected SI 신호로 구분될 수 있다. Direct SI 신호는 <그림 3(a)>와 같이 송신 신호가 Circulator의 포트로부터 흘러 나온 신호 또는 <그림 3(b)>와 같이 송신 신호의 Line-of-sight (LOS) 성분이 수신 RF Chain에 수신되는 신호이다. 한편, Reflected SI 신호는 송신 신호가 빌딩, 나무 등과 같은 물체에 의해 반사된 Non-line-of-sight (NLOS) 신호들의 합으로 구성될 수 있다.

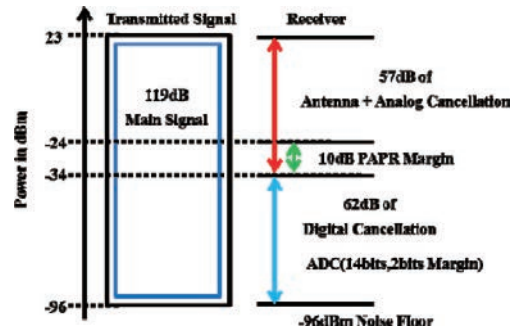
특히, Direct SI는 송신 안테나와 수신 안테나의 짧은 거리로 인해 수신 신호 대비 수십dB 큰 전력으로 수신된다. 따라서, IBFD의 구동을 위해서는 효과적으로 자기 간섭 신호를 제거할 수 있는 기법을 개발하는 것이 필수적이다. 다음 장에서는 자기 간섭 신호의 분석 결과 및 이를 제거하기 위한 다양한 기법에 대해 살펴본다.

III. 자기 간섭 제거 기술 동향

자기 간섭 신호의 제거 기술은 크게 전파 영역 (Antenna Domain)과 아날로그 회로 영역(RF Domain),

<표 1> 노드 타입 별 자기 간섭 신호 제거 요구 조건 ($BW = 20\text{MHz}$)^[3]

Node Type	$P_{t,max}$	NF	NL(BW)	$R_{Self-IC}$
Macro eNB	46dBm	5dB	-96dBm	142dB
Pico eNB	30dBm			126dB
Small eNB	23dBm	9dB	-92dBm	119dB
Cellular UE	23dBm			115dB



<그림 4> 각 영역 별 자기 간섭 제거 요구 조건 (Small eNB, $BW = 20\text{MHz}$)

디지털 영역(Digital Domain)으로 구분되어 연구되고 있다. 본 장에서는 자기 간섭 제거의 요구조건과 각 영역에서의 자기 간섭 제거 기술에 대해 살펴본다.

3.1. 자기 간섭 제거의 요구 조건

IBFD의 동작을 위해서는 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거하는 것이 필요하다. 본 절에서는 각 노드 타입 별 자기 간섭 제거의 요구조건을 살펴보겠다.

<표 1>은 노드 타입 별 자기 간섭 신호 제거 요구 조건을 예로 들어 나타낸 것이다. 각 노드 타입 별 송신 전력($P_{t,max}$)과 잡음 피쳐 (NF)가 다르기 때문에 자기 간섭 제거의 요구 조건이 다를 수 밖에 없다. 각 노드의 주파수 대역폭에 따른 잡음 레벨은 $NL(BW) = -174\text{dBm}/\text{Hz} + 10\log_{10}(BW) + NF$ 와 같다. 여기서 BW 는 대역폭을 나타낸다. 이를 기반으로 송신 전력과 각 노드의 잡음 레벨의 차이에 의해 제거되어야 하는 자기 간섭 신호의 요구 조건이며 수식은 $R_{Self-IC} = P_{t,max} - NL(BW)$ 와 같다.

또한, 높은 전력의 자기 간섭 신호가 수신 RF chain에 수신되면 저잡음 증폭기 (Low-noise Amplifier, LNA), Analog-to-digital Converter (ADC)와 같은 소자에서 오류가 발생하게 하게 되며, 이를 방지하기 위해 LNA와

ADC의 가동 영역 이내로 자기 간섭 신호가 수신될 수 있도록 전파 영역과 아날로그 회로 영역에서의 자기 간섭 제거를 수행해야 한다. 따라서 수신 RF chain로의 자기 간섭 수신 이전에 제거해야 할 자기 간섭 신호의 세기가 결정될 수 있다.

〈그림 4〉는 14 bits ADC를 사용하였을 때의 Small eNB에서의 각 영역 별 자기 간섭 제거 요구 조건을 나타낸 것이다. 즉, 수신 RF Chain의 ADC소자가 IBFD 시스템에서 오류 없이 동작하기 위해서는 전파 및 아날로그 회로 영역에서 57dB 이상의 자기간섭 제거가 필수적임을 알 수 있다.

3.2. 전파 영역 Self-IC 기술

무선 전파 영역의 Self-IC 기술의 목적은 자기 간섭 신호의 전력을 수신 RF Chain으로 수신되기 전에 줄이기 위해 송신 RF Chain과 수신 RF Chain을 전기전자적으로 분리시키는 것이다. 전파 영역에서의 Self-IC 기술을 사용함으로써 얻을 수 있는 가장 우선적인 이득은 수신 RF Chain으로 수신되는 자기 간섭 신호의 전력 변동을 줄여줌으로써 큰 전력으로 수신되었을 때 수신 장비에서 생길 수 있는 문제를 줄여줄 수 있다는 것이다. 안테나 분리 방식 IBFD에서는 무선채널의 경로 손실(Path-loss), 교차 편파(Cross-polarization), 방향성 안테나(Directional Antenna)를 사용하여, 안테나 공유 방식 IBFD에서는 Circulator를

사용하여 송신 RF Chain과 수신 RF Chain의 분리 효과를 얻을 수 있다.

안테나 분리 방식 IBFD에서는 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 거리를 증가시키거나 수신 안테나 위치로 널(Null)이 발생할 수 있도록 추가 송신 안테나를 배치하거나 수신 안테나와 송신 안테나 사이에 전파 흡수 물질(RF Absorptive Shielding)을 설치함으로써 경로 손실의 효과를 증가시킬 수 있다. 비록 경로 손실을 이용한 전파 영역 Self-IC 기술은 효과적이지만 디바이스의 Form-factor(예를 들어, 단말과 같은 소형 디바이스) 등에 의해 제약이 받게 된다. 이에 교차 편파는 송신 안테나와 수신 안테나의 분리 효과를 증가시킬 수 있는 방법 중 하나이다. 예를 들어 송신 안테나는 수직 편파를 사용하고 수신 안테나는 수평 편파를 사용하게 된다면 자기 간섭을 효과적으로 제거할 수 있다. 이와 비슷하게 방향성 안테나의 널 방향에 서로의 안테나를 설치하게 되면 자기 간섭

자기 간섭 신호의 제거 기술은 크게 전파영역(Antenna Domain)과 아날로그 회로 영역(RF Domain), 디지털 영역(Digital Domain)으로 구분되어 연구되고 있다.

을 효과적으로 제거 가능하다. 상기 소개한 분리 안테나 기반 전파 영역 Self-IC 기술을 그림으로 나타내면 〈그림 5〉와 같다.

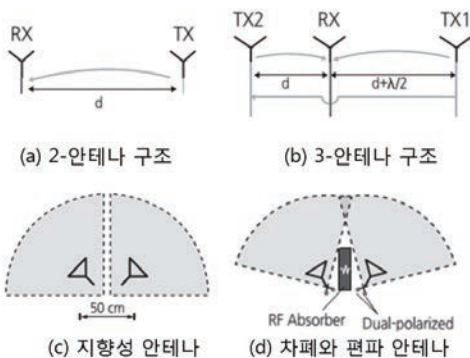
뿐만 아니라 주변의 물체로 인해 발생하는 자기 간섭의 다중 경로 페이딩(Multi-path Fading)

채널 성분은 채널 추정을 통해 제거 가능하다. 일 예로, 다중 안테나 기반의 송신 빔포밍(Beamforming) 기법은 자기 간섭의 채널 정보를 활용하여 수신 안테나 방향으로의 방사 패턴을 추정하여 제거하는 전파 영역 Self-IC 기술이다.

하지만 상기 소개한 전파 영역에서의 Self-IC 기술은 자기 간섭 신호뿐만 아니라 수신되어야 할 신호 역시 감소시킨다는 단점이 있다. 따라서 이를 보완하고자 아날로그 회로 영역과 디지털 영역에서의 Self-IC 기법이 개발되었다.

3.3. 아날로그 회로 영역 Self-IC 기술

아날로그 회로 영역의 Self-IC 기술의 목적은 ADC 이전에 수신 RF Chain의 아날로그 회로에서 자기 간섭 신



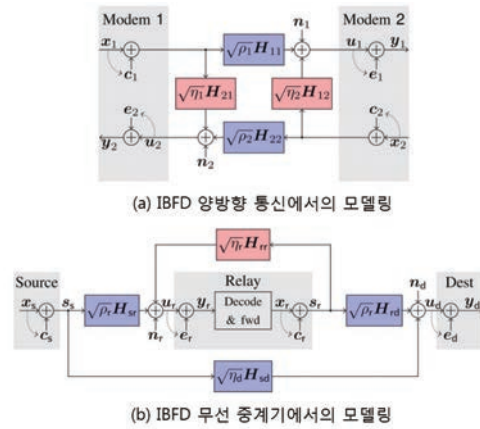
〈그림 5〉 분리 안테나 기반 전파 영역 Self-IC 기술^[19]

호를 상쇄하는 것이다. 보다 자세히는 송신 안테나 전단에서 일부 분기된 RF 기준 (Reference) 신호를 이득, 지연, 위상을 조절하여 Self-IC 이득이 최대가 되도록 자기 간섭 신호를 재생하고 이 신호를 수신 신호로부터 차감함으로써 자기 간섭 신호를 제거하는 것이다. 상기 방법 이외의 방법은 디지털 영역에서의 송신 신호를 이용하여 이득, 지연, 위상을 디지털화 하여 조절한 이후 아날로그 도메인으로 변환하여 자기 간섭 신호를 재생하고 이 신호를 수신 신호로부터 차감함으로써 자기 간섭 신호를 제거하는 것이다.

아날로그 회로영역에서 Self-IC 기술의 주요 목적은 수신된 자기 간섭 신호의 전력 변동을 줄여줌으로써 수신 RF Chain 내부의 소자 (예를 들어, LNA, ADC 등)에서 발생할 수 있는 오류로 인한 신호 왜곡 없이 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거할 수 있도록, ADC의 동작 범위 (Dynamic Range) 이내로 자기 간섭신호의 크기를 줄이는 것이다. <그림 4>에서의 예와 같이 만약 14bits의 ADC를 사용한 경우, 부호 마진 (2bits)을 고려한 12bits ADC의 동작 범위인 72dB로부터 최대전력 대 평균전력 비 (Peak-to-average Power Ratio, PAPR)의 마진 (10dB)을 고려하여 62dB 이내로 자기 간섭 신호가 수신되어야 한다. <표 1>의 Small eNB 를 예로 들어 설명하면 잡음 레벨 -96dBm을 고려하면 119dB의 Self-IC 성능이 필요하며, 전파 영역 및 아날로그 회로 영역에서의 제거 요구량인 62dB 기준으로는 최소 57dB의 자기 간섭 제거성능이 필요하게 된다.

아날로그 회로 영역 Self-IC는 대역폭에 따라 달라지게 된다. 협대역에서의 (Direct and/or Reflected) 자기 간섭 채널은 송신 안테나와 수신 안테나간 채널의 단일 이득과 단일 지연으로 모델링이 가능하다. 그러므로 협대역에서 동작하는 IBFD의 경우에는 아날로그 회로 영역의 Self-IC를 위해서는 단일 지연과 단일 이득만으로 자기 간섭 신호의 재생 및 제거가 가능하다.

반면 광대역에서의 아날로그 회로 영역 Self-IC는 협대역에서의 아날로그 회로 영역 Self-IC와는 다르다. 우선 Direct 자기 간섭 채널은 광대역에서도 주파수 비선택적 특성을 가지고 있기 때문에 상기 설명한 단일 지연과



<그림 6> IBFD 양방향 통신 시스템 및 무선 중계기에서의 자기간섭 신호 모델링^[4]

단일 이득만으로 모델링이 가능하다. 하지만 Reflected 자기 간섭 채널은 다중 경로 페이딩으로 인해 광대역에서 주파수 선택적 특성을 가진다. 그러므로 광대역에서 동작하는 IFBD의 경우에는 송신 신호를 여러 개 분기한 이후 아날로그 회로 영역에서 조절 함으로써 아날로그 필터의 효과를 내야지만 자기 간섭 신호의 제거가 가능하다.

3.4. 디지털 영역 Self-IC 기술

디지털영역 Self-IC 기술은 Self-IC의 마지막 단계로써 전파 영역과 아날로그 회로 영역의 Self-IC에서 완벽하게 제거되지 못한 잔류 자기 간섭 신호를 ADC이후에 신호처리 기법을 활용하여 제거하는 것에 목표를 두고 있다. 이때 수신된 자기 간섭 신호는 송신 RF Chain의 Digital-to-analog Converter (DAC) 이전과 수신 RF chain의 ADC이후의 시스템의 비선형 특성, 채널 특성, 전파 영역과 아날로그 회로 영역에서의 자기 간섭 채널 특성을 모두 포함하고 있기 때문에 이를 이산 시간 (Discrete-time) 시스템으로 정확하게 모델링 하여 잔여 자기 간섭 신호를 재연하는 것이 중요하다.

<그림 6>은 양방향 IBFD에서의 잔여 자기 간섭 신호의 이산 시간 시스템 모델링이다. 여기서 $\sqrt{\eta}H$ 와 $\sqrt{\rho}H$ 는 전파 영역과 아날로그 회로 영역의 간섭제거 효과를 포함한 수신신호와 자기 간섭 신호의 유효 채널 (Effective Channel)을 모델링 한 것이다. 여기서 x 와 $x+c$ 는 각각 송신하고자 하는 신호와 시스템의 비선형 특성(c)이 더



해진 실제 송신 된 신호이고, u , y , e 는 각각 수신된 신호, ADC를 통과한 출력신호, ADC시의 양자화 잡음과 비선형성으로 인한 오차를 의미한다.

Self-IC 구동 방법은 상기 측정된 채널 신호, 시스템의 비선형 특성(c) 잡음 신호(n) 및 오차(e)가 수학적으로 더해진 최종 수신 신호로부터 기준신호인 x 가 되도록 하는 적응 필터를 설계하는 것이다. 뿐만 아니라 디지털 영역에서의 Self-IC 기술의 중점 이슈는 최종 수신 신호로부터 왜곡된 비선형 자기 간섭 신호 성분을 효과적으로 추정하고 억제하면서 상기 적응 필터 계수의 수렴속도 및 정확도를 높이는데 있다.

뿐만 아니라 디지털 영역에서 자기 간섭 신호를 정확하게 재연함에 있어서 시스템의 비선형 특성을 모델링 하는 것이 매우 중요하다. 상기 모델링은 시스템의 비선형 특성을 선형형태로 모델링 하였으나 실제 통신 환경에서는 PA의 왜곡으로 인해 고차항의 IMD성분이 비선형의 형태로 발생하게 된다. 이러한 비선형은 고차의 다항식 형태로 모델링이 가능하다. 따라서, 다항식 모델의 각 차수 별 변수 값을 추정함으로써 비선형성을 고려한 디지털 영역에서의 Self-IC이 가능하다.

IV. IBFD 플랫폼 개발 현황 및 동향

상기 소개한 전파 영역, 아날로그 회로 영역, 디지털 영역 Self-IC 기술의 다양한 조합을 통해 자기 간섭 신호의 현저한 감쇄가 가능하다. 이러한 Self-IC기술의 성능을 검증하기 위해 IBFD 시스템의 플랫폼 구축이 필수적이며, 많은 대학 및 회사에서 기술 개발과 플랫폼 개발을 활발히 진행하고 있다. <표 2>는 각 대학 및 업체의 플랫폼 개발 동향을 정리한 것이다.

우선 Stanford University 에서는 안테나 공유 방식 IBFD 시스템에서의 Self-IC의 통합 기술 검증용 Wireless Open-Access Research Platform (WARP) 를 활용하여 수행하였다^[6-9]. Wi-Fi 시스템에서 비선형

디지털 영역에서의 Self-IC 기법을 개발하였으며 최대 110dB의 자기 간섭 제거 성능을 얻었다^[8]. 뿐만 아니라 [8]의 기법을 3x3의 다중 안테나로 확장하여 최대 103dB의 자기 간섭 제거 성능을 얻었다^[9]. 하지만 안테나 공유 방식의 IBFD는 Circulator 기반으로 동작해야 하기 때문에 전파 영역의 Self-IC의 성능 제약으로 인해 아날로그 회로 영역 및 디지털 영역에서의 부담이 크게 작용할 뿐만 아니라 코일로 구성되어 있는 Circulator의 방식으로 인해 소형 단말로의 적용이 어려울 수 있다.

이와는 별개로 안테나 분리 방식 IBFD 시스템에서의 Self-IC의 통합 기술 검증 역시 WARP 또는 Software Defined Radio (SDR) Platform을 활용하여 수행되었다^[11-17, 19, 21]. 초기에는 전파 영역의 Self-IC 검증을 위해 활용되었는데^[10-11]. 그 이후 전파 영역뿐만 아니라 아날로그 회로 영역 및 디지털 영역 Self-IC의 통합 검증을 통해 95dB의 자기 간섭 제거 성능을 얻었다^[19].

최근 SDR 장비의 성능 개선으로 인해 좀더 자유도 높은 SDR 플랫폼을 활용하여 Self-IC의 통합 기술 검증을 시도하였다^[20-21]. 3GPP LTE 시스템 모델 기반에서의 IBFD 구현을 위해 Dual-polarized 안테나를 활용한 전파 영역의 Self-IC와 FPGA를 활용한 디지털 영역에서의 Self-IC를 통해 85dB의 자기 간섭 제거 성능을 얻었다^[20]. 뿐만 아니라 [20]을 기반으로 2x2 다중 안테나를 위해 Rat Race Coupler를 활용한 전파 영역의 Self-IC와 적응적 아날로그 회로 영역의 Self-IC를 통해 최대 110dB의 자기 간섭 제거 성능을 안정적으로 얻으며, 2015년 12월 미국 San Diego에서 개최된 IEEE GLOBECOM 2015에서 공개 시연을 수행하였다^[21].

V. 결론

IBFD 통신 시스템은 기존 HD 시스템 대비 최대 2배의 주파수 효율 이득이 있지만 시스템의 동작 특성에 의해 발생하는 매우 큰 자기 간섭 신호로 인해 성능이 제약되

이러한 전이중 통신을 위한 자기 간섭 제거 기술의 성능을 검증하기 위해 In-Band 전이중 시스템의 플랫폼 구축이 필수적이며, 많은 대학 및 회사에서 기술 개발과 플랫폼 개발을 활발히 진행하고 있다.



〈표 2〉 자기 간섭 제거 기술의 동향 및 성능 요약

Ref.	Band	BW	App.	Equipment	Antenna Type	Num. of Ant. (Tx, Rx)	Ant. Configuration	Cancellation Performance			Total
								Antenna	Analog	Digital	
[6]	915MHz	30MHz	ISM Band	Circulator/Vector Network Analyzer (VNA)	Circularly Polarized Patch	(1,1)	Shared	None	40dB	None	40dB
[7]	2.45GHz	10MHz	802.11	Circulator/Spectrum Analyzer	Omni-directional	(1,1)	Shared	None	70dB	None	70dB
[8]	2.4GHz	80MHz/20MHz	802.11ac	Circulator/WARP Platform/Rohde & Schwarz Equipment	Off-the-shelf	(1,1)	Shared	None	62dB/72dB	48dB/38dB	110dB
[9]	2.4GHz	20MHz	802.11n	Circulator/WARP Platform	Off-the-shelf	(3,3)	Shared	None	70dB	33dB	103dB
[10]	2.6GHz	200MHz	All App.	VNA Agilent E8383A	Directional Dual-polarized Patch	(2,2)	Separated	51dB	None	None	51dB
[11]	5GHz	10MHz	WiMAX	WARP Platform	Dual-polarized	(1,2)	Separated	55dB	None	None	55dB
[12]	2.4 GHz	625 kHz	Bluetooth/Wi-Fi	WARP Platform	Typical Wi-Fi Antenna(RE07U-SM)	(1,1)	Separated	45dB	35dB		80dB
[13]	2.4GHz	10MHz	802.11n	WARP Platform	3dBi Desktop Omni-directional	(1,1)	Separated	None	45dB	28dB	73dB
[14]	2.4GHz	40MHz	802.11	WARP Platform	7dBi Desktop Omni-directional	(1,1)	Separated	44dB	30dB		74dB
[15]	2.4GHz	10MHz	802.11n	WARP Platform	7dBi Desktop Omni-directional	(1,1)	Separated	57dB	24dB	None	81dB
[16]	2.48GHz	5MHz	802.15.4	SDR Platform	Omni-directional	(2,1)	Separated	30dB	20dB	10dB	60dB
[17]	2.4GHz	20MHz	802.11	WARP Platform	7dBi Desktop Omni-directional	(2,1)	Separated	65dB	20dB		85dB
[18]	370MHz	100kHz	Relay	PENTEK board	Omni-directional	(7,3)	Separated	None	None	60dB	60dB
[19]	2.4GHz	20MHz	802.11	WARP Platform	Dual-polarized 90° BW Panel	(1,1)	Separated	72dB	23dB		95dB
[20]	2.52GHz	10MHz	3GPP LTE	SDR Platform	Dual-polarized	(1,1)	Separated	42dB	None	43dB	85dB
[21]	2.52GHz	20MHz	3GPP LTE	Rat Race Coupler/SDR Platform	Omni-directional	(2,2)	Separated	45dB	25dB	40dB	110dB
[22]	60GHz	1GHz	802.11ad	VNA Agilent E8257D	Dual-polarized Patch	(1,1)	Separated	36dB	24dB	None	70dB

는 단점이 있다. 따라서 본 고에서는 IBFD의 동작을 위해서 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거할 수 있는 기술을 전파 영역, 아날로그 회로 영역, 디지털 영역으로 나누어 분석하고 기술 검증에 위한 플랫폼 개발 현황 및 동향을 소개하였다.

현재 미국과 유럽 소재의 대학과 기업이 IBFD 기술 개발 및 상업화에 적극적으로 참여하고 있으며, IBFD 플랫폼 개발과 글로벌 시연에도 앞서 나가고 있다. 국내 역시 대학과 기업의 연계를 바탕으로 IBFD 관련 연구 및 플랫폼 개발을 주도하고 있는데, 송수신기 핵심 구현 기술을

바탕으로 응용 시스템 솔루션 기술 개발에도 적극적으로 나서야 할 것이다. 또한 가까운 미래에 도래할 5G 글로벌 표준화의 주도와 함께 향후 상용 제품의 국산화 및 글로벌 IBFD 부품 시장 선점을 위해 노력해야 할 것이다.

참고 문헌

- [1] Ericson Mobility Reports, Nov. 2015. [Online] Available: <http://www.ericsson.com/mobility-report>.
- [2] 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. 17, no. 4, pp. 2017–2046, Fourthquarter, 2015.
- [3] D. Kim, K. Noh, H. Ko, J. Chung, “Key Elements to Enable In-band Full-duplex Transmission for 5G Wireless Systems,” in *Proc. ITC-CSCC*, pp. 1–2, 2015.
- [4] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, “In-band Full-duplex Wireless: Challenges and Opportunities,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 9, pp. 1637–1652, 2014.
- [5] DUPLO Deliverable D2.1, “Design and Measurement Report for RF and Antenna Solution for Self-interference Cancellation,” [Online] Available: <http://www.fp7-duplo.eu/index.php/deliverables>.
- [6] M. E. Knox, “Single antenna full duplex communications using a common carrier,” in *Proc. IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, pp. 1–5, 2012.
- [7] N. Phungamngern, P. Uthansakul, and M. Uthansakul, “Digital and RF interference cancellation for single-channel full-duplex transceiver using a single antenna,” in *Proc. 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, pp. 1–5, 2013.
- [8] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, “Full Duplex Radios,” in *Proc. ACM SIGCOMM 2013*, pp. 1–12, 2013.
- [9] D. Bharadia and S. Katti, “Full duplex MIMO radios,” in *Proc. 11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI)*, pp. 359–372, 2014.
- [10] K. Haneda, E. Kahra, S. Wyne, C. Icheln, and P. Vainikainen, “Measurement of loop-back interference channels for outdoor-to-indoor full-duplex radio relays,” in *Proc. 4th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, 2010.
- [11] M. A. Khojastepour, K. Sundaresan, S. Rangarajan, X. Zhang, and S. Barghi, “The case for antenna cancellation for scalable full-duplex wireless communications,” in *Proc. the 10th ACM Workshop on Hot Topics in Networks*, pp. 1–6, 2011.
- [12] M. Duarte and A. Sabharwal, “Full-duplex wireless communications using Off-the-Shelf radios: Feasibility and first results,” in *Proc. 44th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 1558–1562, 2010.
- [13] M. Jain, J. I. Choi, T. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, and P. Sinha, “Practical, real-time, full duplex wireless,” in *Proc. 17th annual international conference on Mobile computing and networking*, pp. 301–312, 2011.
- [14] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, “Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 12, pp. 4296–4307, 2012.
- [15] A. Sahai, G. Patel, and A. Sabharwal, “Pushing the limits of full-duplex: Design and real-time implementation,” *CoRR*, 2011, abs/1107.0607.
- [16] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, “Achieving single channel, full duplex wireless communication,” in *Proc. 16th annual international conference on Mobile computing and networking*, pp. 1–12, 2010.
- [17] M. Duarte, A. Sabharwal, V. Aggarwal, R. Jana, K. K. Ramakrishnan, C. W. Rice, and N. K. Shankaranarayanan, “Design and characterization of a full-duplex multi-antenna system for WiFi networks,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 3, pp. 1160–1177, 2014.
- [18] D. Bliss, P. Parker, and A. Margetts, “Simultaneous transmission and reception for improved wireless network performance,” in *Proc. IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing*, pp. 478–482, 2007.
- [19] E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal, “Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 680–694, 2014.
- [20] M. Chung, M. S. Sim, J. Kim, D. K. Kim and C. b. Chae, “Prototyping real-time full duplex radios,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 9, pp. 56–63, Sep. 2015.
- [21] D. Kim, K. Noh, J. Chung, B. Min, C. b. Chae, “Demonstration of Real-time MIMO Full-duplex Radio with Adaptive Self-interference Cancellation,” in *Proc. IEEE Globecom*, Dec, 2015.



[Online] Available: <http://globecom2015.ieee-globecom.org/program/industry-program/demonstrations#LGE>.

[22] T. Dinc, A. Chakrabarti and H. Krishnaswamy, "A 60 GHz CMOS Full-Duplex Transceiver and Link with Polarization-Based Antenna and RF Cancellation," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Early Access Article, 2016.



김동규

- 2006년 2월 건국대학교 공학사 (전자공학)
- 2008년 2월 연세대학교 공학석사 (전자공학)
- 2013년 8월 연세대학교 공학박사 (전자공학)
- 2013년 9월~2014년 8월 연세대학교 BK21Plus BEST 사업단 박사후연구원
- 2014년 8월~현재 LG전자, 선임연구원

〈관심분야〉
5G 무선 통신, LTE/LTE-Advanced



노광석

- 2004년 2월 건국대학교 공학사 (전자공학)
- 2006년 2월 건국대학교 공학석사 (전자공학)
- 2013년 2월 고려대학교 공학박사 (전자공학)
- 2006년 2월~2007년 5월 삼성전자 연구원
- 2013년 4월~현재 LG전자, 선임연구원

〈관심분야〉
5G 무선 통신, LTE/LTE-Advanced



이상림

- 2005년 8월 고려대학교 공학사 (전기전자전파공학)
- 2007년 8월 고려대학교 공학석사 (전파공학)
- 2013년 8월 고려대학교 공학박사 (전기전자전파공학)
- 2007년 8월~2010년 2월 삼성전자 연구원
- 2013년 9월~2014년 7월 고려대학교 BK21Plus 정보기술사업단 연구교수
- 2014년 8월~현재 LG전자, 책임연구원

〈관심분야〉
communication theory, signal processing techniques, optimization theory, asymptotic random matrix theory



이호재

- 2008년 8월 경희대학교 공학사 (전자공학)
- 2015년 2월 연세대학교 공학박사 (전자공학)
- 2015년 2월~현재 LG전자, 선임연구원

〈관심분야〉
LTE/LTE-A, 5G New Radio Access Technology



정재훈

- 1997년 2월 연세대학교 공학사 (전자공학)
- 1999년 2월 KAIST 공학석사 (전기 및 전자공학)
- 2005년 8월 KAIST 공학박사 (전기 및 전자공학)
- 2003년 8월~2004년 9월
미국 NIST(National Institute of Standards and Technology) Guest Researcher
- 2005년 9월~2006년 4월 데이콤 중앙연구소 선임연구원
- 2006년 4월~현재 LG전자, 수석연구원

<관심분야>

5G 무선 통신, LTE/LTE-Advanced



김병훈

- 1994년 2월 서울대학교 공학사 (전자공학)
- 1996년 2월 서울대학교 공학석사 (전자공학)
- 2000년 8월 서울대학교 공학박사 (전기전자컴퓨터공학)
- 2000년 8월~2003년 3월 GCT Semiconductor, Staff Engineer
- 2003년 8월~2008년 3월 Qualcomm, Senior Staff Engineer/Manager
- 2008년 3월~현재 LG전자, 상무/연구위원

<관심분야>

5G 무선 통신, LTE/LTE-Advanced