

# 대역내 전이중 셀룰러 시스템을 위한 반복적인 자기간섭 채널 추정

신창용, 유영기\*  
선문대학교 기계ICT융합공학부

## Iterative Self-Interference Channel Estimation for In-Band Full-Duplex Cellular Systems

Changyong Shin, Young Kee Ryu\*

School of Mechanical and ICT Convergence Engineering, Sun Moon University

**요약** 본 논문은 long-term evolution (LTE) 시스템과 같이 하향링크에서 orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) 방식을 이용하고 상향링크에서 single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) 방식을 이용하는 대역내 전이중 셀룰러 시스템을 위한 반복적인 자기간섭 채널 추정 방법을 제안한다. 이 방법은 기지국이 알고 있는 하향링크 신호와 상향링크 파일럿 신호를 이용하여 대략적인 자기간섭 채널 추정치를 획득한 후, 이것에 주파수 영역에서의 평균화와 시간 영역에서의 채널 절단을 순차적으로 적용하여 채널 추정치를 정교하게 만든다. 또한 이 방법은 이러한 추정 절차를 반복적으로 수행함으로써 채널 추정치의 정확도를 더욱 향상시키며 자기간섭 채널을 획득하기 위해 별도의 무선자원을 전혀 요구하지 않는다. 시뮬레이션을 통해 제안 방법이 정확한 자기간섭 채널 길이에 대한 정보 없이도 자기간섭 채널 추정 성능을 크게 향상하여 자기간섭이 완벽히 제거된 경우에 매우 근접한 상향링크 채널 추정 성능과 SINR 성능을 달성함을 보인다.

**Abstract** In this paper, we propose an iterative self-interference (SI) channel estimation method for in-band full-duplex cellular systems that employ orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) on downlink (DL) and single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) on uplink (UL), as in Long Term Evolution (LTE) systems. The proposed method first acquires coarse estimates of SI channels using DL signals and UL pilots, which are known to the base stations, and then refines the estimates by consecutively exploiting averaging in the frequency domain and channel truncation in the time domain. In addition, the method enhances the estimates further by iteratively executing this estimation procedure, and does not require any radio resources dedicated to SI channel estimation. Simulation results demonstrate that by significantly improving the SI channel estimation performance without requiring exact knowledge of the SI channel length, the proposed method achieves UL channel estimation performance and signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) performance very close to those in perfect SI cancellation.

**Keywords** : Channel Estimation, Full-Duplex, Iterative Method, LTE System, Self-Interference

### 1. 서론

급증하는 무선기기와 고용량 무선 콘텐츠로 인해 무선 전송 용량 증대에 대한 요구가 커지고 있다 [1]. 이러

한 요구를 충족시키기 위해 5G 시스템과 같은 차세대 무선통신 시스템에 대해 활발히 논의되고 있다[2,3].

특히 대역내 전이중 (in-band full-duplex) 방식은 주파수 효율을 향상할 수 있는 차세대 무선통신 기술로써

본 논문은 2017년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(no. 2017R1D1A1B03035850).

\*Corresponding Author : Young Kee Ryu(Sun Moon Univ.)

Tel: +82-41-530-2356 email: ryu@sunmoon.ac.kr

Received January 25, 2018

Revised March 2, 2018

Accepted April 6, 2018

Published April 30, 2018

최근 큰 관심을 받고 있다 [4-16]. 이 방식은 동일한 주파수 대역을 이용하여 동시에 신호의 송수신을 가능하게 하므로 현존 반이중 (half-duplex) 방식 대비 2배의 주파수 효율을 즉각적으로 달성할 수 있다. 대역내 전이중 방식이 이러한 주파수 효율을 달성하기 위해서는 수신기에 도달하는 고전력의 자기간섭 (self-interference)을 효과적으로 제거하는 것이 무엇보다 중요하다.

대역내 전이중 방식에서 원하는 수신신호에 비해 자기간섭 신호의 세기가 월등히 크므로 자기간섭은 크게 두 단계의 기술을 적용하여 제거된다. 첫 번째 단계는 RF 영역에서의 자기간섭 제거이다. 이것은 송신 안테나와 수신 안테나를 이격시켜 경로 손실로 인해 수신되는 자기간섭 신호가 감쇄되도록 하고 또한 단일 혹은 다수 탭의 RF 상쇄기를 이용하여 수신기 RF 체인에 입력되는 자기간섭 신호를 감소시킨다 [8-12]. 두 번째 단계는 저비용으로 기저대역에서 자기간섭 신호를 정밀하게 재구성하고 수신된 신호로부터 재구성된 자기간섭을 차감하여 효과적으로 간섭을 제거하는 디지털 영역에서의 자기간섭 제거이다 [11-16]. 본 논문에서는 디지털 영역에서의 자기간섭 제거에 중점을 두고 RF 영역에서의 자기간섭 제거는 향후 연구 주제로 남겨둔다.

[11]과 [12]에서의 자기간섭 제거 기법은 기저대역에서 자기간섭 신호를 재구성할 때 송신 신호에 포함되어 있는 전력 증폭기의 비선형 신호왜곡은 무시하고 선형 신호 성분만을 고려한다. 이로 인해 수신기에서 자기간섭이 충분히 제거되지 않아 성능열화를 야기한다. 반면에 [13-16]의 디지털 영역 제거 방법은 송신기로부터 발생하는 자기간섭의 비선형 신호 성분을 모델링하고 이것으로부터 재구성된 신호를 사용하여 자기간섭을 제거한다. 그러나 [13-15]의 방법들은 자기간섭 제거에 필수적인 자기간섭 채널을 추정하기 위해 별도의 무선자원을 요구하는 트레이닝 심볼을 필요로 한다. 이것은 주파수 효율을 감소시킬 뿐만 아니라 LTE (long-term evolution) 및 LTE-Advanced (LTE-A) 시스템의 전송 프레임 구조를 그대로 이용할 수 없으므로 이 시스템에 적용하기 어렵다. 또한, 이동통신 환경과 같이 자기간섭 채널이 시간에 따라 자주 변하는 경우 트레이닝 심볼을 빈번히 전송해야하므로 주파수 효율은 더욱 감소하게 된다. 한편 [16]의 방법은 자기간섭 채널 추정을 위해 어떠한 트레이닝 심볼도 요구하지 않는다. 하지만 다수의 심볼 구간에 해당하는 긴 전송시간 동안 자기간섭 채널이

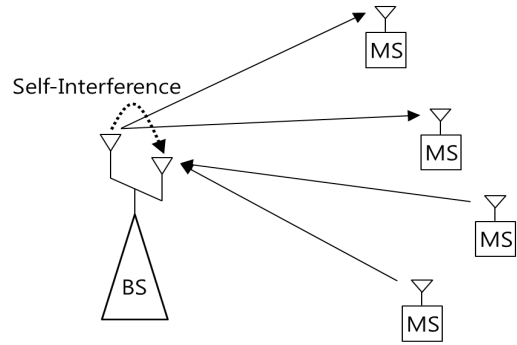


Fig. 1. In-band full-duplex cellular system model

변하지 않고 일정하게 유지되는 것을 요구한다. 그러므로 시간에 따라 채널이 빠르게 변하는 이동 통신 환경에 이 방법을 사용하기 어렵다.

따라서 본 논문은 대역내 전이중 방식을 이용하는 셀룰러 시스템에서 자기간섭 채널 획득을 위해 어떠한 트레이닝 심볼도 요구함이 없이 빠르게 변하는 자기간섭 채널을 정확하게 획득하는 반복적인 추정 방법을 제안한다. 특히 이 방법은 현존 시스템과의 양립성을 고려하여 LTE 시스템과 동일한 전송 프레임 구조를 이용한다. 즉, 하향링크 (DL: downlink)는 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 방식을 이용하여 전송하고 상향링크 (UL: uplink) 전송에는 SC-FDMA (single-carrier frequency division multiple access) 방식을 이용하는 전송 프레임 구조를 기반으로 설계된다. 제안 방법은 먼저 하향링크 신호와 상향링크 파일럿 신호를 이용하여 대략적인 자기간섭 채널 추정치를 획득한 후, 이것에 주파수 영역에서의 평균화와 시간 영역에서의 채널 절단을 순차적으로 적용하여 채널 추정치를 정교하게 만든다. 또한 제안 방법은 이러한 일련의 채널 추정 절차를 반복적으로 수행하여 채널 추정치의 정확도를 더욱 향상시킨다. 시뮬레이션을 통해 제안 방법이 자기간섭 채널 추정 성능을 크게 향상하여 자기간섭이 완벽히 제거된 경우와 거의 동일한 상향링크 채널 추정 성능과 자기간섭 제거 후의 SINR (signal-to-interference-plus-noise ratio) 성능을 달성함을 보인다. 그뿐만 아니라 제안 방법이 실제 자기간섭 채널 길이와 추정 시 가정한 채널 길이 간의 오차에 크게 영향 받음 없이 우수한 성능을 나타냄을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2절에서는 본 연구에서 고려하는 대역내 전이중 셀룰러 시스템 모델을 기

술한다. 제 3절에서는 제안하는 자기간섭 채널 추정 방법을 설명한다. 제 4절에서는 시뮬레이션을 통해 제안한 자기간섭 채널 추정 방법의 성능을 평가한다. 마지막으로 제 5절에서 본 논문을 결론 맺는다.

## 2. 대역내 전이중 셀룰러 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 셀룰러 시스템 모델은 Fig. 1.에 주어진다. 즉, 기지국 (BS: base station)은 대역내 전이중 방식을 이용하여 신호를 송수신하고 사용자 단말 (MS: mobile station)들은 기존과 같이 반이중 방식으로 신호를 송수신한다. 이 시스템에서 사용하는 다중접속방식은 LTE 시스템과 같이 하향링크는 OFDMA 방식을 상향링크는 SC-FDMA 방식을 이용한다 [17]. 또한 LTE 시스템의 전송 프레임 구조와 동일하게 하나의 슬롯 (slot)은 Fig. 2.에 보여진 것처럼 주파수축으로는 12개의 부반송파 (subcarrier)로 구성되고 시간축으로는 0.5 ms에 해당하는 7개의 OFDMA 심볼 (하향링크) 혹은 SC-FDMA 심볼 (상향링크)로 구성된다 [17]. 특히, 상향링크 슬롯의 4번째 SC-FDMA 심볼은 상향링크 채널 추정을 위한 파일럿 (pilot) 신호로 구성된다.

하향링크 데이터  $X(k)$ 을 전송하는 OFDMA 심볼의 시간 영역 샘플  $x(n)$ 은  $0 \leq n < N+N_c$ 에 대해

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi k(n-N_c)}{N}} \quad (1)$$

와 같이 표현된다. 이 식에서  $N$ 은 부반송파의 총 개수이고  $N_c$ 는 주기적 전치부호 (cyclic prefix)의 길이를 나타낸다. 또한 이 시스템의 OFDMA 심볼과 SC-FDMA 심볼은 동일한 주기적 전치부호 길이를 이용한다. 이와 같이 변조된 신호는 전력 증폭기를 통해 신호 증폭된 후 송신된다. 이때 OFDMA 신호의 높은 최대전력 대 평균 전력 비 (peak-to-average power ratio)로 인해 송신 신호에 전력 증폭기의 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 송신기의 광대역 신호 전력 증폭기를 효과적으로 모델링하는 Hammerstein 모델을 사용하여 전력 증폭기의 출력 신호  $y(n)$ 을 표현하면

$$y(n) = (\alpha_0 x(n) + \alpha_1 x(n)|x(n)|^2) * f(n) \quad (2) \\ = x_{pa}(n) * f(n)$$

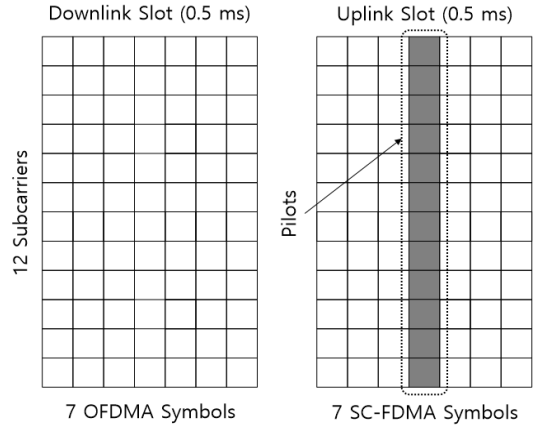


Fig. 2. Slot structure for DL and UL transmission

와 같다 [15,16]. 이 식에서  $f(n)$ 은 전력 증폭기의 메모리 효과를 모델링하는 길이  $L_{pa}$ 인 FIR (finite impulse response) 필터이고  $\alpha_0$ 와  $\alpha_1$ 은 증폭 신호의 1차 성분과 3차 성분 이득을 각각 나타낸다.  $x_{pa}(n)$ 은  $\alpha_0 x(n) + \alpha_1 x(n)|x(n)|^2$ 로 정의되고  $*$ 는 컨볼루션 (convolution)을 의미한다.

상향링크 전송인 경우  $M$  사용자 단말이 참여하고  $m$  번째 사용자 단말에  $\beta_m$  번째부터  $(\beta_m + S_m - 1)$  번째까지의 연속하는  $S_m$  개의 부반송파가 할당된다고 가정할 때,  $m$  번째 사용자 단말의 파일럿 신호를 전송하는 SC-FDMA 심볼의 시간 영역 샘플  $p_m(n)$ 은  $0 \leq n < N+N_c$ 에 대해

$$p_m(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=\beta_m}^{\beta_m+S_m-1} P(k) e^{j \frac{2\pi k(n-N_c)}{N}} \quad (3)$$

와 같이 표현된다. 이 식에서  $P(k)$ 는 주파수 영역에서 주어지는 상향링크 파일럿 신호를 나타낸다.

따라서 상향링크 및 하향링크 슬롯의 4번째 심볼에 대해 대역내 전이중 기지국에서 수신되는 신호  $r(n)$ 은

$$r(n) = \sum_{m=1}^M h_m(n) * p_m(n) + h_I(n) * y(n) + z(n) \\ = \sum_{m=1}^M h_m(n) * p_m(n) + g_I(n) * x_{pa}(n) + z(n) \quad (4)$$

과 같이 쓸 수 있다. 이 식에서  $h_m(n)$ 은 길이  $L_m$ 인  $m$  번째 사용자 단말의 상향링크 채널을 나타내고  $h_I(n)$ 은 길이  $L_I$ 인 자기간섭 채널을 나타내며 결합 자기간섭 채널  $g_I(n)$ 는  $h_I(n) * f(n)$ 로 정의된다. 그리고  $z(n)$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_z^2$ 인 부가성 백색 가우시안 잡음을 나타낸다.

이 시스템은 LTE 시스템의 상향링크 채널 추정을 위한 파일럿 배치를 동일하게 이용하므로 그 파일럿의 전송 주기에 해당하는 0.5 ms의 한 슬롯동안 자기간섭 채널과 상향링크 채널이 거의 변하지 않는 환경을 고려한다. 또한 LTE 시스템에서 이용되는 하향링크 및 상향링크의 동기 신호를 이용하여 기지국에서 하향링크와 상향링크 심볼 간의 시간 동기화를 달성할 수 있고  $N_c$ 는  $L_m - 2$ 와  $L_I + L_{pa} - 2$  보다 크게 설정된다. 그러면  $m$  번째 사용자에게 할당된 상향링크 슬롯의 4번째 SC-FDMA 심볼과 자기간섭으로 작용하는 하향링크 슬롯의 OFDMA 심볼에 대해 주파수 영역에서의 기지국 수신신호  $R(k)$ 는

$$R(k) = H_m(k)P(k) + G_I(k)X_{pa}(k) + Z(k) \quad (5)$$

와 같이 표현된다. 이 식에서  $\beta_m \leq k < \beta_m + S_m$ 이고  $H_m(k)$ ,  $G_I(k)$ ,  $X_{pa}(k)$ ,  $Z(k)$ 는

$$H_m(k) = \sum_{n=0}^{L_m-1} h_m(n)e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (6)$$

$$G_I(k) = \sum_{n=0}^{L_I+L_{pa}-1} g_I(n)e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (7)$$

$$X_{pa}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_{pa}(n)e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (8)$$

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z(n)e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (9)$$

로 각각 주어진다.

### 3. 반복적 자기간섭 채널 추정 방법

이 절에서는 무선자원의 낭비 없이 자기간섭 채널을 정밀하게 추정하기 위한 반복적인 채널추정 방법을 제안한다. 이 방법은 상향링크 슬롯에서 파일럿 신호가 존재

하는 4번째 SC-FDMA 심볼과 동일한 시간 및 주파수 대역을 점유하고 있는 하향링크 슬롯의 OFDMA 심볼을 이용하여 결합 자기간섭 채널  $g_I(n)$ 과 상향링크 채널  $h_m(n)$ 을 추정한다. 일반적으로 자기간섭 채널과 상향링크 채널의 지연확산 (delay spread)을 고려하면 인접하는  $W$ 개의 부반송파에 대해 각 채널이 일정하게 유지된다고 근사할 수 있다. 즉, 다음의 관계

$$G_I(k) \approx G_I(k+1) \approx \dots \approx G_I(k+W-1) \quad (10)$$

$$H_m(k) \approx H_m(k+1) \approx \dots \approx H_m(k+W-1) \quad (11)$$

가 성립한다. 그리고 제안 방법에서  $i$ 번째 반복에서의 수신신호  $R^{(i)}(k)$ 을

$$R^{(i)}(k) = H_m(k)P(k) + G_I^{(i)}(k)X_{pa}(k) + Z(k) \quad (12)$$

와 같이 표현한다. 이때 초기값  $R^{(1)}(k)$ 는 식 (5)에 주어진  $R(k)$ 을 사용한다. 식 (10)에 주어진 조건으로부터

$$G_I^{(i)}(k) \approx G_I^{(i)}(k+1) \approx \dots \approx G_I^{(i)}(k+W-1) \quad (13)$$

인 관계를 얻을 수 있다. 따라서 식 (11)과 (13)을 이용하여 최소자승 (least square) 추정 기법을 적용하면  $G_I^{(i)}(k)$ 와  $H_m(k)$ 의 추정치  $\tilde{G}_I^{(i)}(k)$ 와  $\tilde{H}_m(k)$ 을

$$[\tilde{G}_I^{(i)}(k) \tilde{H}_m(k)]^T = (\mathbf{D}^H(k)\mathbf{D}(k))^{-1}\mathbf{D}^H(k)\mathbf{R}^{(i)}(k) \quad (14)$$

와 같이 구할 수 있다. 이 식에서  $(\ )^T$ 와  $(\ )^H$ 는 전치 행렬과 공액 복소수 전치 행렬을 각각 의미하고 행렬  $\mathbf{D}(k)$ 와 열벡터  $\mathbf{R}^{(i)}(k)$ 는

$$\mathbf{D}(k) = \begin{bmatrix} X_{pa}(k) & P(k) \\ X_{pa}(k+1) & P(k+1) \\ \vdots & \vdots \\ X_{pa}(k+W-1) & P(k+W-1) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{R}^{(i)}(k) = [R^{(i)}(k) \ R^{(i)}(k+1) \ \dots \ R^{(i)}(k+W-1)]^T \quad (16)$$

와 같이 주어진다.

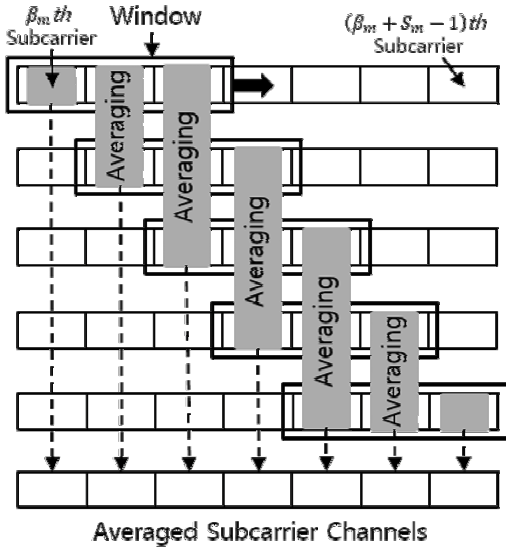


Fig. 3. Subcarrier channel averaging for reduction of noise in self-interference channel estimates

또한 Fig. 3.에 보여진 것처럼 상향링크 심볼의  $\beta_m$  번째부터  $(\beta_m + S_m - 1)$  번째까지의 부반송파가  $m$  번째 사용자 단말에 할당되므로 이 심볼에 대해 연속하는  $W$  개의 부반송파를 포함하는 윈도우 (window)를  $(S_m - W + 1)$  개까지 설정할 수 있다. 이렇게 설정된 각 윈도우 내의 부반송파에 대해 식 (12)-(16)을 이용하여  $\tilde{G}_I^{(i)}(k)$ 을 구할 수 있다. 식 (13)의 근사화와 식 (14)의 추정치에 포함된 잡음의 영향을 줄이기 위해 주어진  $k$  번째 부반송파에 대해 각 윈도우에서 구해진  $\tilde{G}_I^{(i,l)}(k)$ 의 평균치를 계산하여  $i$  번째 반복에서의 정제된 추정치  $\check{G}_I^{(i)}(k)$ 을 구한다. 즉,  $l$  번째 윈도우가  $(\beta_m + l - 1)$  번째부터  $(\beta_m + W + l - 2)$  번째까지의 연속하는  $W$  개의 부반송파를 포함하고 주어진  $k$  번째 부반송파에 대해  $l$  번째 윈도우에서의 추정치  $\tilde{G}_I^{(i,l)}(k)$ 을  $\check{G}_I^{(i,l)}(k)$ 로 표현하면  $\check{G}_I^{(i)}(k)$ 는

$$\begin{aligned} l_{\min} &= \max(1, k - \beta_m - W + 2), \\ l_{\max} &= \min(k - \beta_m + 1, S_m - W + 1), \end{aligned} \quad (17)$$

$$\check{G}_I^{(i)}(k) = \frac{1}{l_{\max} - l_{\min} + 1} \sum_{l=l_{\min}}^{l_{\max}} \tilde{G}_I^{(i,l)}(k)$$

와 같이 구해진다. 이 식에서  $\max(a, b)$ 는  $a$ 와  $b$  중 작지 않은 값을 의미하고  $\min(a, b)$ 는  $a$ 와  $b$  중 크지 않은 값을 의미한다.

추가적으로 시간 영역에서 결합 자기간섭 채널의 길이를 이용한다면 잡음의 영향을 더 줄여 결합 자기간섭 채널 추정치의 정확도를 더욱 향상할 수 있다. 이것을 위해 우선 상향링크 전송에 참여한 모든 사용자 단말로부터 전송된 파일럿 신호와 식 (12)-(17)을 이용하여 모든 부반송파에 대한  $i$  번째 반복에서의 결합 자기간섭 채널 추정치  $\check{G}_I^{(i)}(0), \check{G}_I^{(i)}(1), \dots, \check{G}_I^{(i)}(N-1)$ 을 획득한다. 이것으로부터 시간 영역에서의 결합 자기간섭 채널 추정치  $\check{g}_I^{(i)}(n)$ 을

$$\check{g}_I^{(i)}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \check{G}_I^{(i)}(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (18)$$

와 같이 구한다. 결합 자기간섭 채널의 길이는  $L_I + L_{pa} - 1$ 이므로  $\hat{g}_I^{(i)}(n)$ 을 다음과 같이 정의하면

$$\hat{g}_I^{(i)}(n) = \begin{cases} \check{g}_I^{(i)}(n), & 0 \leq n < L_I + L_{pa} - 1 \\ 0, & L_I + L_{pa} - 1 \leq n < N \end{cases}, \quad (19)$$

$i$  번째 반복에서 획득된 주파수 영역에서의 결합 자기간섭 채널의 최종 추정치  $\hat{G}_I^{(i)}(k)$ 는

$$\hat{G}_I^{(i)}(k) = \sum_{n=0}^{L_I + L_{pa} - 1} \hat{g}_I^{(i)}(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad (20)$$

와 같이 주어진다.

$(i+1)$  번째 반복에서 결합 자기간섭 채널의 추정치  $\hat{G}_I^{(i+1)}(k)$ 을 구하기 위해 요구되는 수신신호  $R^{(i+1)}(k)$ 은 기지국이 알고 있는 하향링크 신호  $X_{pa}(k)$ 을 이용하여

$$R^{(i+1)}(k) = R^{(i)}(k) - \hat{G}_I^{(i)}(k) X_{pa}(k) \quad (21)$$

와 같이 구한다. 이렇게 구해진  $R^{(i+1)}(k)$ 을 이용하여 식 (12)-(20)까지 반복함으로써  $\hat{G}_I^{(i+1)}(k)$ 을 구하게 된다. 이와 같은 자기간섭 채널 추정 알고리즘은 추정 채널 조건  $\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{G}_I^{(i)}(k)|^2 < \epsilon$  이 만족되거나 사전에 설정한 최대 반복 횟수  $J$ 에 도달할 때까지 계속 수행된다. 만일

제안한 자기간섭 채널 추정 알고리즘이 최종적으로  $J$ 회 반복 수행하였다면 결합 자기간섭 채널  $G_I(k)$ 의 최종 추정치  $\hat{G}_I(k)$ 는

$$\hat{G}_I(k) = \sum_{i=1}^J \hat{G}_I^{(i)}(k) \quad (22)$$

로 주어진다. 그리고 이것과 식 (5)을 이용하여  $m$ 번째 사용자 단말의 상향링크 채널 추정치  $\hat{H}_m(k)$ 는

$$\hat{H}_m(k) = \frac{R(k) - \hat{G}_I(k)X_{pa}(k)}{P(k)} \quad (23)$$

와 같이 획득된다.

이상에서 설명한 반복적인 자기간섭 채널 및 상향링크 채널 추정 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

- (i) 식 (14)-(16)을 이용하여  $\tilde{G}_I^{(i)}(k)$ 을 구한다.
- (ii) 잡음 영향을 줄이기 위해 식 (17)을 이용하여 주파수 영역에서 평균된 결합 자기간섭채널 추정치  $\tilde{G}_I^{(i)}(k)$ 을 구한다.
- (iii) 식 (18)과 (19)를 이용하여  $\tilde{G}_I^{(i)}(k)$ 을 시간 영역에서 결합 자기간섭 채널의 길이로 제한하고 식 (20)을 이용하여 다시 주파수 영역으로 변환하여  $i$ 번째 반복에서의 최종 추정치  $\hat{G}_I^{(i)}(k)$ 을 구한다.
- (iv)  $\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{G}_I^{(i)}(k)|^2 < \epsilon$  이 만족되거나  $i$ 가 사전에 설정한 최대 반복 횟수  $J$ 에 도달하면 식(22)을 이용하여 결합 자기간섭 채널의 최종 추정치  $\hat{G}_I(k)$ 을 구하고 (v)를 수행한다. 그렇지 않다면 식 (21)을 이용하여  $R^{(i+1)}(k)$ 을 구하고  $i$ 을 1만큼 증가시켜 (i)로 되돌아간다.
- (v) 식 (23)을 이용하여 상향링크 채널 추정치  $\hat{H}_m(k)$ 을 구한다.

#### 4. 시뮬레이션 결과

이 절에서는 제안한 반복적 자기간섭 채널 추정 방법

의 성능을 평가하기 위해 LTE 시스템과 유사한 시스템 파라미터를 이용한다. 즉, OFDMA 심볼과 SC-FDMA 심볼은  $N=256$  부반송파와 주기적 전치부호  $N_c=18$ 을 이용한다. 상향링크 전송에 참여하는 사용자 단말 수  $M$ 은 8이고 각 단말에 할당된 부반송파 개수의 총합  $\sum_{m=1}^8 S_m$ 은 256이다. 송신기의 전력 증폭기 모델의 메모리  $L_{pa}$ 은 5이고 입력 3차 교차점 (input third-order intercept point)은 20 dBm이다. 자기간섭 채널  $h_I(n)$ 의 길이  $L_I$ 은 5이고 상향링크 채널  $h_m(n)$ 의 길이  $L_m$ 도 5이다. 또한  $h_I(n)$ 과  $h_m(n)$ 의  $n$ 번째 탭은 각각 평균이 0이고 분산이  $e^{-0.5n}$ 에 비례한 등방성 복소 가우시안 분포 (circularly symmetric Gaussian distribution)로부터 랜덤하게 생성된다. 또한 RF 영역에서 자기간섭 제거 후 남은 SIR (signal-to-interference ratio)은 -40 dB라고 가정한다.

제안한 자기간섭 채널 추정 방법의 성능은 자기간섭 전력이 상향링크 신호 전력에 비해 상당히 크다는 것을 이용하여 기존 방식처럼 상향링크 신호를 잡음으로 간주하여 자기간섭 채널을 추정하는 방식의 성능과 비교된다. 특히, 실제 시스템에서 결합 자기간섭 채널의 길이  $L_I + L_{pa} - 1$ 는 정확히 알려지지 않으므로 본 시뮬레이션에서는 2가지 경우가 고려된다. 즉, 정확한 채널 길이인 9를 이용하는 경우 ( $\hat{L}=9$ )와 부정확한 채널 길이인 18을 이용하는 경우 ( $\hat{L}=18$ )이다. 또한 제안 방법은 이상적인 최대 성능 한계인 완벽히 자기간섭이 제거된 경우와도 성능 비교된다. 제안 방법에서 윈도우의 크기  $W$ 는 5로 설정되고 반복횟수 결정을 위해  $\epsilon = 10^{-8}$ 을 사용한다. 시뮬레이션 결과 그림에서 제안 방법은 “Iterative method”로, 기존 방법은 “Treating UL signal as noise”로, 이상적인 경우인 자기간섭이 완벽히 제거된 경우는 “Perfect SI cancellation”로 각각 표시한다.

성능 평가를 위한 메트릭으로 결합 자기간섭 채널 추정치와 상향링크 채널 추정치의 평균 제곱 오차 (MSE: mean square error)와 자기간섭 제거 후의 SINR (signal-to-interference-plus-noise ratio)를 고려한다. 결합 자기간섭 채널 추정치의 평균 제곱 오차는

$$E\left\{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|G_I(k) - \hat{G}_I(k)|^2\right\} \quad (24)$$

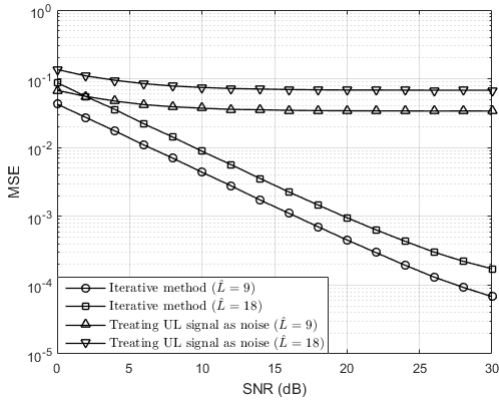


Fig. 4. Comparison of MSE performance in combined self-interference channel estimation according to SNR

로 정의되고 상향링크 채널 추정치의 평균 제곱 오차는

$$E\left\{\frac{1}{N}\sum_{m=1}^s\sum_{k=\beta_m}^{\beta_m+S_m-1}|H_m(k)-\hat{H}_m(k)|^2\right\} \quad (25)$$

로 정의된다. 그리고 자기간섭 제거 후의 SINR은

$$\frac{E\left\{\sum_{m=1}^s\sum_{k=\beta_m}^{\beta_m+S_m-1}|H_m(k)X_m(k)|^2\right\}}{E\left\{\sum_{k=0}^{N-1}(|G_I(k)-\hat{G}_I(k)|X_{pa}(k)|^2)\right\}+E\left\{\sum_{k=0}^{N-1}|Z(k)|^2\right\}} \quad (26)$$

로 정의된다. 이 식에서  $X_m(k)$ 는  $m$  번째 사용자 단말이  $k$  번째 부반송파 상에 전송한 신호를 의미한다. SNR (signal-to-noise ratio)은

$$\frac{E\left\{\sum_{m=1}^s\sum_{k=\beta_m}^{\beta_m+S_m-1}|H_m(k)X_m(k)|^2\right\}}{E\left\{\sum_{k=0}^{N-1}|Z(k)|^2\right\}} \quad (27)$$

로 정의된다.

Fig. 4.는 SNR이 0 dB에서 30 dB로 증가할 때 식 (24)에 주어진 결합 자기간섭 채널 추정치의 평균 제곱 오차 성능을 나타낸다. 이 그림에서 보는 바와 같이 제안 방법은 상향링크 신호를 잡음으로 간주하는 방식보다 우수한 성능을 달성한다. 또한 SNR이 증가함에 따라 두

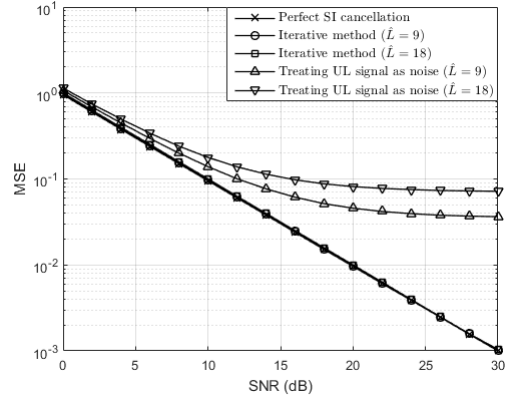


Fig. 5. Comparison of MSE performance in uplink channel estimation according to SNR

방식간의 성능 격차가 점점 더 커짐을 확인할 수 있다. 이것은 SNR이 증가할수록 잡음보다는 상향링크 신호 전력이 상대적으로 더욱 커져 자기간섭 채널 추정 성능에 큰 영향을 주기 때문이다. 이로 인해 상향링크 신호를 잡음으로 간주하는 방식에서는 SNR이 증가하더라도 평균 제곱 오차 성능은 전혀 개선되지 않는다. 반면에 제안 방법은 상향링크 신호를 잡음으로 간주함이 없이 알려진 하향링크 신호와 상향링크 파일럿 신호를 이용하여 반복적으로 정제된 자기간섭 채널 추정치 획득한다. 따라서 제안 방법은 SNR이 증가함에 따라 채널 추정 성능이 포화됨이 없이 지속적으로 향상됨을 확인할 수 있다. 또한 결합 자기간섭 채널 길이 정보의 정확도에 따른 성능결과를 살펴보면, 두 방식 모두 정확한 채널 길이를 이용할 때 성능이 향상됨을 확인할 수 있다. 제안 방법인 경우는 부정확한 채널 길이를 이용하더라도 SNR이 증가함에 따라 성능 포화 없이 여전히 향상된 채널 추정 성능을 획득한다.

Fig. 5.는 SNR이 0 dB에서 30 dB로 증가할 때 식 (25)에 주어진 상향링크 채널 추정치의 평균 제곱 오차 성능을 나타낸다. 이 그림으로부터 제안 방법은 SNR이 증가함에 따라 지속적으로 향상된 상향링크 채널 추정 성능을 획득함을 알 수 있다. 특히 제안 방법은 채널 길이 정보의 정확도와 관계없이 이상적인 최대 성능 한계치와 거의 동일한 상향링크 채널 추정 성능을 달성한다. 이것은 제안한 자기간섭 채널 추정 방법이 부정확한 채널 길이 정보를 이용하여 다소 열화된 자기간섭 채널 추정치를 획득할지라도 그 추정치의 정확도가 충분히 높다는 것을 의미한다. 즉, 이 추정치를 이용하여 수신된 상

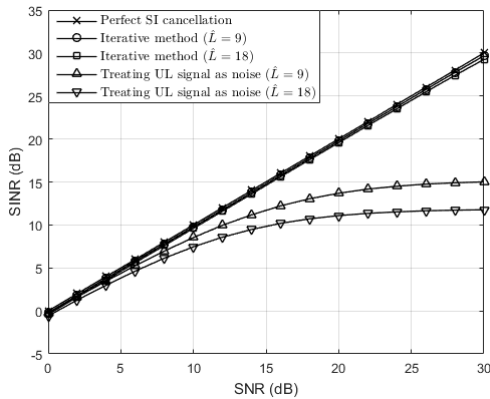


Fig. 6. Comparison of SINR performance after self-interference cancellation according to SNR

향링크 파일럿 신호에 포함된 자기간섭을 제거하더라도 거의 완벽하게 제거할 수 있음을 보인다. 반면에 상향링크 신호를 잡음으로 간주하는 방식은 그림 4로부터 예상된 것처럼 포화된 자기간섭 채널 추정 성능으로 인해 상향링크 채널 추정 성능 역시 SNR이 증가하더라도 개선되지 않고 포화된다.

Fig. 6.은 SNR이 0 dB에서 30 dB로 증가할 때 식 (26)에 주어진 자기간섭 제거 후의 SINR 성능을 나타낸다. 예상한 바와 같이 상향링크 신호를 잡음으로 간주하는 방식은 SNR이 증가하더라도 SINR 성능이 개선되지 않고 포화되어 열화된 성능을 보인다. 반면에 제안 방법은 자기간섭 채널 길이 정보의 정확도와 무관하게 이상적인 최대 성능 한계치에 근접한 SINR 성능을 달성한다. 이것은 제안 방법이 해당 채널 길이 정보의 오차에 둔감하다는 것을 재확인한다. 따라서 제안 방법은 정확한 자기간섭 채널 길이 정보를 요구함이 없이 정밀하게 자기간섭 채널을 추정할 수 있고, 추정된 자기간섭 채널을 이용하여 거의 완벽하게 자기간섭을 제거할 수 있으며, 이것을 통해 신뢰할 수 있는 상향링크 채널 획득 및 신호 복원을 가능하게 한다.

## 5. 결론

본 논문은 대역내 전이중 방식을 이용하는 셀룰러 시스템에서 무선자원의 낭비 없이 정확한 자기간섭 채널 획득을 위한 반복적인 채널 추정 방법을 제안하였다. 이 방법은 현실적인 시스템으로의 확장성을 고려하여 LTE

시스템과 동일한 하향링크 및 상향링크 전송 프레임 구조와 다중접속방식을 적용하여 설계되었다. 제안 방법은 하향링크 신호와 상향링크 파일럿 신호를 이용하여 주파수 영역에서 대략적인 자기간섭 채널 추정치를 획득한 후, 이것을 주파수 영역에서의 평균화와 시간 영역에서의 채널 절단을 순차적으로 수행하여 정제된 채널 추정치를 구하였다. 그리고 이러한 일련의 채널 추정 과정을 반복적으로 수행하여 채널 추정치의 정확도를 더욱 향상시켰다. 또한 시뮬레이션을 통해 제안 방법이 자기간섭 채널 길이 정보의 오차에 강인할 뿐만 아니라 채널 추정 성능을 크게 향상하여 자기간섭이 완벽히 제거된 경우와 거의 동일한 상향링크 채널 추정 성능 및 SINR 성능을 달성함을 보였다. 따라서 제안 방법은 정확한 자기간섭 채널 길이 정보를 요구함이 없이 정밀한 자기간섭 채널 추정치를 획득하고 이것을 이용하여 수신된 상향링크 신호에 포함되어 있는 자기간섭을 거의 완벽하게 제거할 수 있다. 마지막으로 향후 연구에서는 본 논문에서 고려한 디지털 영역에서의 자기간섭 제거 방식과 결합하여 이용 가능한 RF 영역의 자기간섭 제거 기법이 개발될 것이다.

## References

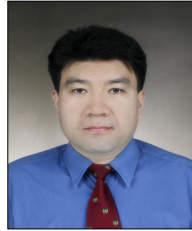
- [1] White paper, "Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update 2016-2021," Cisco VNI Report, Feb. 2017.
- [2] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 74-80, Feb. 2014.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736746>
- [3] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, "What will 5G be?," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, Jun. 2014.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/JSAC.2014.2328098>
- [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, Sep. 2014.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/JSAC.2014.2330194>
- [5] M. Heino, D. Korpi, T. Huusari, E. Antonio-Rodriguez, S. Venkatasubramanian, T. Riihonen, L. Anttila, C. Icheln, K. Haneda, R. Wichman, and M. Valkama, "Recent advances in antenna design and interference cancellation algorithms for in-band full duplex relays," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 5, pp. 91-101, May 2015.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7105647>



- [6] Z. Zhang, X. Chai, K. Long, A. V. Vasilakos, and L. Hanzo, "Full duplex techniques for 5G networks: Self-interference cancellation, protocol design, and relay selection," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 5, pp. 128-137, May 2015.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7105651>
- [7] 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, Nov. 2015.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2403614>
- [8] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, "Achieving single channel full duplex wireless communication," in *Proc. 16th Annu. Int. Conf. Mobile Comput. Netw.*, pp. 1-12, Sep. 2010.  
DOI: <https://doi.org/10.1145/1859995.1859997>
- [9] M. Duarte and A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results," in *Proc. 44th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, pp. 1558-1562, Nov. 2010.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/ACSSC.2010.5757799>
- [10] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, "Full duplex radios," in *Proc. ACM SIGCOMM*, pp. 375-386, Aug. 2013.  
DOI: <https://doi.org/10.1145/2486001.2486033>
- [11] 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. 17th Annu. Int. Conf. Mobile Comput. Netw.*, pp. 301-312, Sep. 2011.  
DOI: <https://doi.org/10.1145/2030613.2030647>
- [12] 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, Dec. 2012.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TWC.2012.102612.111278>
- [13] L. Anttila, D. Korpi, V. Syrjälä, and M. Valkama, "Cancellation of power amplifier induced nonlinear self-interference in full-duplex transceivers," in *Proc. 47th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, pp. 1193-1198, Nov. 2013.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/ACSSC.2013.6810482>
- [14] E. Ahmed, A. M. Eltawil, and A. Sabharwal, "Self-interference cancellation with nonlinear distortion suppression for full-duplex systems," in *Proc. 47th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, pp. 1199-1203, Nov. 2013.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/ACSSC.2013.6810483>
- [15] D. Korpi, L. Anttila, V. Syrjälä, and M. Valkama, "Widely linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-duplex transceiver," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 9, pp. 1674-1687, Sep. 2014.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/JSAC.2014.2330093>
- [16] A. Masmoudi and T. Le-Ngoc, "Channel estimation and self-interference cancellation in full-duplex communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 1, pp. 321-334, Jan. 2017.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TVT.2016.2540538>
- [17] 3GPP TR 36.211, "Evolved universal terrestrial radio access (EUTRA) - Physical channels and modulation," v. 13.4.0, Feb. 2017.

신 창 용(Changyong Shin)

[정회원]



- 2006년 12월 : Univ. of Texas at Austin 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
- 2007년 4월 ~ 2013년 10월 : 삼성종합기술원 Future IT 연구소 전문연구원
- 2013년 11월 ~ 2014년 2월 : 삼성전자 Digital Media & Communications (DMC) 연구소 수석연구원
- 2014년 3월 ~ 현재 : 선문대학교 기계ICT융합공학부 교수

<관심분야>

무선통신, 통신신호처리, 정보통신

유 영 기(Young Kee Ryu)

[정회원]



- 1989년 2월 ~ 1992년 2월 : 삼성종합기술원 전자기기연구소 연구원
- 1996년 2월 : 한국과학기술원 자동차 및 설계공학과 (공학박사)
- 1996년 2월 ~ 현재 : 선문대학교 기계ICT융합공학부 교수

<관심분야>

머신비전, 영상처리, 광응용시스템, 전자기유도 전자펜, 정전용량 전자펜, 디스플레이 입력장치