DBpia

논문 19-44-06-03 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '19-06 Vol.44 No.06
https://doi.org/10.7840/kics.2019.44.6.1048

TDD 기반 간섭제거 중계기의 양방향 단일 적응알고리즘 구현

김 종 훈◆°

Implementation of Bi-Directional Single Adaptive Algorithm for TDD-Based Interference Cancellation Repeater

Chonghoon Kim◆°

요 약

5G-NR 또는 TD-LTE와 같은 TDD 기반 시스템을 위한 간섭제거중계기(interference cancellation system :ICS)는 채널 상반성(channel reciprocity)에 의해 하향링크(downlink :DL) 및 상향 링크(uplink :UL)에서 궤환채널(feedback channel) 정보가 같으므로, 원칙적으로 DL/UL 구간에 관계없이 하나의 적응 알고리즘을 연속적으로 사용하여 간섭제거 기능을 수행할 수 있으나, 이를 위해서는 중계기 내부의 상/하향 RF단의 서로 다른 특성들이 보상되어야 한다. 본 논문에서는 이러한 양방향 RF단의 시변 진폭 및 위상차를 보상하고 구간전환 시 발진을 피하여, 단일 적응알고리즘으로 최적상태에서 동작할 수 있는 시분할 방식 간섭제거 중계기(time division ICS :TD-ICS)의 구현 방안을 제안하였으며, TD-LTE와 유사한 환경의 신호를 사용한 모의실험을 통해 그 유효성을 확인하였다.

Key Words : Channel Reciprocity, TDD, Interference cancellation system(ICS), 5G-NR, TD-LTE

ABSTRACT

An interference cancellation system(ICS) for a TDD system, such as 5G-NR or TD-LTE, has the same feedback channel information on the DL, and UL due to the channel reciprocity. Therefore, the interference cancellation can be performed by a single adaptive algorithm continuously regardless of the direction, however, the different characteristics of RF stages for DL and UL inside the repeater must be compensated. This paper presents a time division ICS(TD-ICS) that compensates for the time-varying amplitude and phase difference of the the RF stages, and avoids oscillation during the DL/UL transitions, so that it can operate in an optimum state with a single adaptive algorithm. The validity of the proposed scheme is verified by simulation using TD-LTE like signals.

Ⅰ. 서 론

TDD 무선통신 시스템의 중요한 장점의 하나는 전자기학의 상반정리(reciprocity theorem)에서 비롯된 채널 상반성으로, 이로부터 UL의 채널정보 추정을 DL에서 사용할 수 있다는 것이다. 그러나 실제로는 송수신기 RF단의 부정합으로 인해 상반성에 의해 얻을 수 있는 채널 정보가 열화 되며[1], 각 RF단 간의

※ 본 연구는 민군협력진흥원(ICMTC, Korea)이 지원하는 기술 개발 프로그램(17-SN-MC-07)에 의해 수행되었습니다.
◆° First Author and Corresponding Author : Soongsil University, School of Electronics Engineering, chkim@ssu.ac.kr, 종신회원
논문번호 : 201904-037-A-RU, Received April 3, 2019; Revised April 24, 2019; Accepted April 27, 2019

www.dbpia.co.kr

정교한 교정(Calibration)방안이 필요하다[2].

TD-ICS에도 이러한 상반성이 궤환 입력에 적용됨이 실험적으로 검증되었으며[3], 이로부터 DL과 UL 구간에서의 궤환 채널 정보가 같으므로 한 구간이 시작될 때 직전 구간의 채널정보를 사용함으로써 시변 궤환채널에 대한 적응알고리즘을 지속하여 연속적인 간섭제거를 수행할 수 있음이 실험적으로 입증되었다. 그러나 ICS의 DL 및 UL의 이득에 대한 요구조건이 다르고, 또한 하드웨어 구현문제로 인해 각 방향 RF는 서로 다른 경로의 회로를 거치게 되어, 이로 인해 발생하는 이득 및 위상차가 보상되어야 한다.

지금까지 발표된 대부분의 국내외의 ICS관련 논문들은 디지털 방송이나 FDD 기반의 무선통신 시스템에 관한 것이며 TD-ICS관련 논문은 극히 드물다. 극히 최근 제안된 TD-ICS 구현방안은 두 가지가 있는데, 첫 번째로는 채널 상반성과 양방향 이득 차를 고려하지 않고 구간 전환 사이 과도기간 동안 출력을 일시 끈 후, 새로운 구간이 시작될 때 점차 이득을 증가하여 정상 상태로 복귀하며 이때부터 간섭제거 알고리즘을 수행하는 방식으로[4], 새로운 구간 시작될 때 이전 구간의 적응 필터 계수를 초기조건으로 적응 알고리즘을 수행해야하므로 적응필터가 RF의 이득 및 위상차에의해 달라진 최적 계수에 이르기까지의 시간동안 성능저하 및 발진의 가능성이 크다. 두 번째 방안은 RF의 이득 및 위상차에 해당하는 적응필터 계수 오프셋(offset)을 사용하여 구간에 따라 다른 오프셋을 적용하여 적응알고리즘을 수행하는 방식으로[3], 첫 번째 방식과 같은 문제가 발생하지는 않으나 RF의 이득 및 위상차가 시간에 따라 점차 변할 경우가 고려되지 않았으며, 이러한 문제점이 해결되어야 함을 지적하였다.

본 논문에서는 기존의 방식들과는 달리 양방향 모두 같은 계수를 사용하되, 적응 알고리즘에 입력되는 회귀(regressor)입력 샘플의 크기 및 위상을 구간에 따른 RF의 이득 및 위상차에 따라 보정하여 최적 계수 상태를 항상 유지하며, 아울러 시변 이득 및 위상차를 추적, 보상하는 알고리즘을 제안하였다. 제안된 방안은 적응알고리즘의 종류에 관계없이 유효하며, 기존 방식들의 문제점을 모두 해결할 수 있다. 더하여 TD-LTE와 유사한 입력 신호를 사용한 모의실험을 통해 제안한 방안들의 유효성을 입증하였다.

Ⅱ. 본 론

2.1 TD-ICS 시스템 모델

그림 1은 단일 적응알고리즘으로 구현한 TD-ICS

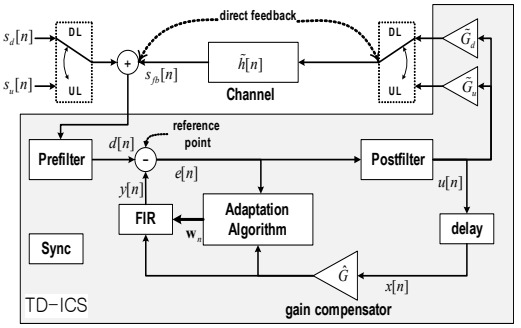

그림 1. TD-ICS의 구조 및 동작(DL상태)
Fig. 1. Structure and operations of TD-ICS (DL state)

를 나타낸 것이다. 시스템은 기지국을 향해 도너(donor) 안테나, 단말을 향해 서비스(service)안테나가 설치되어 있으며, 동기 시스템을 내장하여 DL신호로부터 동기를 획득하고 DL 및 UL구간을 정확하게 파악하고 있다고 가정한다. ICS는 DL구간에서는 기지국으로부터의 신호 $s_d[n]$과 서비스 안테나로부터 출력되어 궤환채널 $\tilde{h}[n]$을 통해 도너 안테나에 도착한 궤환신호 $s_{fb}[n]$이 더해져서 입력되고, UL구간에서는 단말로부터의 신호 $s_u[n]$과 도너 안테나로부터 출력되어 같은 궤환채널을 통해 서비스 안테나에 도착한 궤환신호가 더해져서 시스템에 입력된다.

한편 궤환신호들 중 두 안테나간의 Isolation의 한계로 인해 한 안테나의 출력의 일부가 직접 다른 안테나로 입력되는 직궤환(direct - feedback) 성분이 존재하는데 이들은 항상 일정하고 가장 짧은 지연을 가지며, 본 논문에서 제안한 상하향 이득보상기의 시변 추적 알고리즘의 주요 근거가 된다.

그림 1의 전치 필터(prefilter)는 ICS의 RF 입력으로부터 반향제거가 수행되는 기준점(그림 1에서의 time reference)까지의 모든 RF 및 디지털 필터의 특성 및 지연을, 후치 필터(postfilter)는 기준점 이후 안테나까지의 모든 필터의 특성 및 지연을 등가로 나타낸 것이며, DL경로의 전체이득을 $\widetilde{G}_d$, UL경로의 전체이득을 $\widetilde{G}_u$라 정의한다. 이때 이들 이득은 위상을 포함하는 복소수이며, 시변 함수 및 변수에는 틸드부호를 붙여 구분하였다.

RF로 변환되기 전 디지털 영역에서의 ICS 출력 $u[n]$과 ICS의 궤환입력 $s_{fb}[n]$과의 관계는

$$s_{fb}[n] = \begin{cases} \widetilde{G}_d \tilde{h}[n] * u[n] & (\text{DL}) \\ \widetilde{G}_u \tilde{h}[n] * u[n] & (\text{UL}) \end{cases} \quad (1)$$

www.dbpia.co.kr

이며, 필터 탭수 N 인 적응필터의 계수 벡터를 $\mathbf{w}$ 라 할 때, $u[n]$을 지연한 신호 $x[n]$으로 구성되는 regressor 벡터 $\mathbf{x}_n = [x[n]...x[n-N+1]]^T$ 에 대한 적응필터 출력을

$$y[n] = \hat{G}\mathbf{w}^H\mathbf{x}_n \tag{2}$$

으로 정의한다. 여기서 이득 보상기(그림 1의 gain compensator)의 이득 $\hat{G}$ 는 시스템의 동작을 이해하기 위해 일단 상수로 간주한다. 적응 알고리즘은 구체적인 형태에 관계없이 선형 최소제곱추정(Linear least square estimation)방식에 속한다고 가정하며, 이러한 가정 하에서 적응필터의 계수 벡터는 Wiener 해[5]에 수렴하며, 직교성(orthogonality) 원리에 의해

$$E\left[\mathbf{x}_n e^*[n]\right] = E\left[\mathbf{x}_n\left(s[n]+s_f[n]-y[n]\right)^*\right] = 0 \tag{3}$$

의 관계가 성립한다. 여기서 $s[n]$은 DL 구간에서는 $s_d[n]$, UL 구간에서는 $s_u[n]$이며 시스템 지연이 신호의 비상관성 $E\left[\mathbf{x}_n s[n]^*\right]=0$ 을 만족할 만큼 충분히 길다고 가정한다. 식(3)에 식(1) 및 (2)를 대입하여 DL 및 UL 구간의 최적계수 $\mathbf{w}_d$ 와 $\mathbf{w}_u$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mathbf{w}_d = \left(\frac{\widetilde{G}_d}{\hat{G}}\right)^* \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}, \qquad \mathbf{w}_u = \left(\frac{\widetilde{G}_u}{\hat{G}}\right)^* \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \tag{4}$$

여기서 공분산행렬(covariance matrix) $\mathbf{R}$, 상관벡터 $\mathbf{p}$는 각각 $\mathbf{R}= E\left[\mathbf{x}_n\mathbf{x}_n^H\right]$, $\mathbf{p} = E\left[\mathbf{x}_n(h[n]*u[n])^*\right]$ 이다. 엄밀하게는 식(4)의 왼쪽 $\mathbf{R}$은 DL 신호, 오른쪽 $\mathbf{R}$은 UL 신호의 공분산 행렬이나 두 신호 모두 같은 대역을 평균적으로 균등하게 사용한다고 할 수 있으므로 앙상블 평균의 관점에서 근사적으로 같다고 간주한다. 다시 식(4)로부터 $\mathbf{w}_d$ 와 $\mathbf{w}_u$ 간의 관계는

$$\mathbf{w}_u^H = \frac{\widetilde{G}_u}{\widetilde{G}_d}\mathbf{w}_d^H \tag{5}$$

으로 표현되며, $\widetilde{G}_u/\widetilde{G}_d$를 이득비(gain ratio)라 정의한다.

2.2 제안된 이득비 보상 및 추적 알고리즘

식(5)의 이득비 $\widetilde{G}_u/\widetilde{G}_d$가 1이 아니면 적응 알고리즘은 매 구간이 시작될 때마다 이전 계수 벡터를 초기조건으로 구간 내에 최적 계수로 다시 수렴해야하는 문제가 발생하며, 적응 알고리즘이 충분이 빨라 구간 내에 새로운 최적계수에 이른다 하더라도 과도현상에서 발생하는 오차는 궤환이득이 클 경우 발진을 일으키게 된다. 이 문제를 해소하기 위해 다음과 같은 이득보상 알고리즘을 제안한다.

$$\hat{G} = \begin{cases} 1 & (\mathrm{DL}) \\ \rho & (\mathrm{UL}) \end{cases}, \qquad \rho = \frac{\widetilde{G}_u}{\widetilde{G}_d} \tag{6}$$

식(6)과 같이 구간별로 이득을 변경하면 식(4)로부터 적응필터의 최적계수는 $\mathbf{w}_d = \mathbf{w}_u$ 가 되어 UL 구간에서의 적응알고리즘은 DL과 동일한 채널 추정을 하게 되어 계수벡터는 변하지 않는 반면, ρ 는 회귀신호 $x[n]$의 크기를 조절하여 간섭 추정 $y[n]$이 달라진 UL 간섭신호에 크기에 맞추게 된다.

한편 이득비 $\widetilde{G}_u/\widetilde{G}_d$ 는 환경, 온도 또는 열화에 의해 변하게 되므로 이를 추적하는 알고리즘이 필요하다. 현재 시스템에서 보상하고 있는 이득비를 ρ_0 라 하고 변화된 이득비의 참값을 $\rho_t = \widetilde{G}_u/\widetilde{G}_d$라 할 때 식(6)의 알고리즘을 식(4)에 대입하면

$$\mathbf{w}_u^H = \frac{\widetilde{G}_d}{\rho_0\widetilde{G}_u}\mathbf{w}_d^H = \frac{\rho_t}{\rho_0}\mathbf{w}_d^H \tag{7}$$

의 관계를 얻을 수 있다. 식(7)의 양변 오른쪽에 각각 $\mathbf{w}_d$를 곱하면 $\rho_0\mathbf{w}_u^H\mathbf{w}_d = \rho_t\mathbf{w}_d^H\mathbf{w}_d$ 의 관계를 얻고 이득비의 참값과 현재 값의 차이는

$$\Delta\rho = \rho_t - \rho_0 = \left(\frac{\mathbf{w}_u^H\mathbf{w}_d}{\mathbf{w}_d^H\mathbf{w}_d} - 1\right)\rho_0 \tag{8}$$

으로 표현된다. 여기에 알고리즘의 안정성을 위하여 수렴상수 α $(0<\alpha<1)$를 도입하여 다음과 같은 고정점 반복(fixed point iteration) 알고리즘을 제안한다.

$$\rho_{n+1} = \rho_n + \alpha\Delta\rho_n, \quad \Delta\rho_n = \left(\frac{\mathbf{w}_u^H\mathbf{w}_d}{\mathbf{w}_d^H\mathbf{w}_d} - 1\right)\rho_n \tag{9}$$

www.dbpia.co.kr

식(9)의 계수들은 ICS의 연속되는 DL/UL 두 구간에서 각 구간이 끝나는 시점의 계수 벡터들로부터 얻는다. 구체적으로, DL 구간이 끝나는 시점에서 $\mathbf{w}_d$ 값을 저장하고 UL 구간이 끝나는 시점에서의 $\mathbf{w}_u$ 값과 저장된 $\mathbf{w}_d$ 값을 사용하여 식(9)의 알고리즘을 수행한다. 여기서 식(9)는 식(4)의 이상적인 추정 계수(Wiener 해)를 기반으로 유도되었으나 실제로는 LMS와 같은 적응 알고리즘에서 수행되므로 이를 고려한 분석이 필요하다. 궤환채널의 상태가 일정하다고 가정할 때 n 번째 알고리즘 수행에 사용된 계수들을 $\mathbf{w}_u(n)$,$\mathbf{w}_d(n)$ 이라하면 식(7) 및 식(9)로부터 이들은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{w}_d(n) &= \mathbf{w}_o + \Delta\mathbf{w}_d(n)\\ \mathbf{w}_d(u) &= (\tilde{\rho}/\rho_n)^*\mathbf{w}_o + \Delta\mathbf{w}_d(u)\end{aligned} \tag{10}$$

여기서 ρ_n은 n 번째 알고리즘 수행에서 계산된 이득비, $\tilde{\rho}$는 이득비의 참값, $\mathbf{w}_o$는 Wiener 해, 그리고 $\Delta\mathbf{w}_u(n)$ 및 $\Delta\mathbf{w}_d(n)$는 각각 적응 알고리즘에서 발생된 오차를 나타내는 랜덤변수이며 서로 비상관(uncorrelated)을 가정한다. 이를 사용하여 식(9)의 $\Delta\rho_n$의 기대치를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}&E\{\Delta\rho_n\} = \lambda\tilde{\rho} - \rho_n,\\ &\text{where}\quad \lambda = \frac{|\mathbf{w}_o|^2}{|\mathbf{w}_o|^2 + E\{|\Delta\mathbf{w}_d(n)|^2\}}\end{aligned} \tag{11}$$

식(11)의 기대치를 사용하여 식(9)를 계산하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\rho_n = (1-\alpha)^n\rho_0 + \lambda\tilde{\rho}\left(1-(1-\alpha)^n\right) \tag{12}$$

식 (12)로부터 $(0<\alpha<1)$의 범위에서 ρ_n은 이득비 참값 $\tilde{\rho}$에 수렴함을 알 수 있다. 현실적으로 이득비의 변화는 다른 파라미터들에 비해 매우 느리므로 ICS의 순간적인 오동작이나 통계적으로 나타날 수 있는 오류를 대비하여 α값을 되도록 작게 설정하는 것이 안정된 동작에 도움이 될 것이다.

한편 계수 벡터들은 ICS 주위 환경에 의해 ICS 출력이 반사되어 다시 입력되는 궤환 경로를 추정한 것이므로, 주위에 반사체가 없는 경우에는 유의미한 정보를 가지고 있지 않고 간섭제거 알고리즘의 step에 의한 잡음만 가지고 있을 가능성이 있다(식(11)에서 $\lambda \approx 0$). 본론 1절에서 언급한 직궤환 성분은 이러한 우려를 불식시켜준다. 직궤환 신호는 두 안테나간의 직선거리로 들어오므로 시불변(time-invariant)이며 계수 벡터의 가장 앞쪽에 존재하므로, 계수의 가장 앞에서 순차적으로 몇 개의 계수만을 선택하면 된다. 만일 직궤환 신호가 없다면 두 안테나사이를 손실이 큰 결합기(coupler)로 연결하여 인위적으로 만들어 줄 수도 있을 것이다. 또한 궤환 채널에 큰 페이딩이 있을 가능성을 고려하여 실제로 식(9)의 계수 벡터는 계수 벡터의 직궤환 부분만 선택하는 것이 유리하다.

2.3 적응 알고리즘의 동작 제어

적응 알고리즘은 고속 데이터를 처리해야 하므로 ASIC 또는 FPGA를 통한 하드웨어로 구현되는 것을 고려하여 LMS(Least Mean Square)계열 알고리즘을 가정하며 신호 경로에서의 간섭제거는 지연시간이 가능한 짧아야 하므로 샘플별로 이루어져야 한다. 즉 적응 필터(그림 1의 FIR)는 시간영역에서 컨볼루션 형태로 구현되어야 한다. 계수 업데이트는 샘플별 또는 블록 알고리즘 모두 가능하다. 한편 DL에서 UL또는 그 반대의 전환사이에는 공백 기간(Guard Period: GP)이 존재해야 한다. TD-LTE의 경우 DL에서 UL로 전환되는 지점에서는 switch-point 로 불리는 subframe 내부에 GP가 규격에 존재하나 UL에서 DL로 전환되는 경우에는 따로 규정되어 있지 않다. 그러나 ICS의 시스템 지연시간의 대부분을 차지하는 디지털 필터의 과도응답 및 AD/DA 변환기의 지연등을 고려하면 현실적으로 최소한 수 us의 GP기간이 필요하다. NR과 LTE의 경우 양쪽 모두 DL은 CP-OFDMA (cyclic-prefix orthogonal frequency division multiple access)로 규정되어 있으므로, CP구간에서 앞의 일부를 GP구간으로 사용할 수도 있을 것이다. 그림 2는 TDD 각 구간에서의 알고리즘 동작 상태를 나타낸 것이 그림 1의 기준점(reference point)에서의 시간을 기준으로 한다.

그림 2의 구간별 알고리즘 동작을 상세하게 서술하면 다음과 같다.

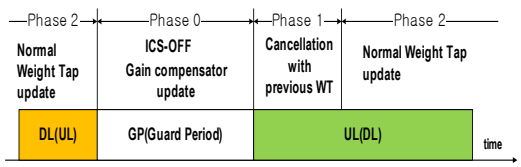

그림 2. TDD 구간별 적응알고리즘의 동작상태.
Fig. 2. Behavior of Adaptive Algorithm for TDD periods

www.dbpia.co.kr

Phase 0: 먼저 이전 구간이 지나고 GP구간이 되면 적응 알고리즘을 멈추고 출력되는 데이터를 reset한다. 이는 GP 구간동안 디지털 필터 및 RF 단의 과도응답으로 인한 불필요한 출력을 방지하기 위해서이다. 이 구간 동안 가장 최근의 계수 벡터 $\hat{\mathbf{w}}_d, \hat{\mathbf{w}}_u$ 로부터 식(9)의 알고리즘을 수행하고 식(6)의 이득비 ρ를 업데이트하며, 다음 구간 상태에 따라 식(6)의 이득보상 값(1 또는 ρ)을 설정한다.

Phase 1:새 구간이 시작되면 첫 신호가 직궤환으로 돌아오기 전까지는 간섭제거가 필요 없으나 그 이후 적응 알고리즘이 완전히 준비될 때 까지 -예를 들면 NLMS 알고리즘의 경우 정규화에 필요한 충분한 $x[n]$샘플이 축적될 때 까지- 이전 구간 계수 벡터로 간섭제거를 수행한다.

Phase 2: 이 구간부터 다음 GP가 될 때까지는 적응 알고리즘을 정상적으로 수행한다.

Ⅲ. 모의 실험

모의실험은 TD-LTE와 유사한 환경으로 c++언어로 코딩하였다. 물리적 대역폭 20MHz에 필터 통과 대역의 여유분을 포함하여 24MHz의 샘플링을 가정하였고, TD-LTE의 가장 작은 UL/DL단위인 1 subframe(1ms)의 길이를 가지며, 시스템 지연은 3us, GP구간은 4us로 설정하였다. 적응 알고리즘은 블록 NLMS로 80 샘플마다 계수를 업데이트 하도록 하였다. 표 1 은 모의실험에 사용된 주요 변수들을 정리한 것이다.

표 1. 모의실험에 사용된 주요 변수들
Table 1. List of parameters used in the simulations

Parameters	Values
Sample Rate	25MHz
System Delay (including filters)	3us
DL period	1ms
UL period	1ms
GP period	4us
Direct-feedback Gain	10dB
Adaptive Filter Length	40 Tap
Weight Tap Update Period	3.2us (80 sample)
Adaptation Algorithm	Block-NLMS
α (eqn(9))	0.7
prefilter(LPF)	33 tap, fpass = 10.6 MHz, fstop= 12.3 MHz, ripple 0.3 dB, rejection 60 dB
postfilter(LPF)	65 tap, fpass = 10. MHz, fstop= 11.25 MHz, ripple 0.1 dB, rejection 60 dB

그림 3은 모의실험에 입력된 DL 및 UL 신호의 전력 스펙트럼을 나타낸 것이다. 두 신호 모두 OFDM 신호의 형태를 띄고 있으며 DL은 대역폭이 17.5 MHz, UL은 5MHz 에 중심주파수로부터 2.5MHz 오른쪽으로 이동되어 있다.

두 신호의 noise floor는 RF 초단의 저잡음 증폭기(low noise amplifier : LNA) 의 noise floor가 AD 변환기의 양자화 잡음 보다 위에 있는 것을 가정한 것으로, UL의 noise floor가 높게 설정된 것은 DL의 경우에는 항상 신호가 있지만 UL의 경우에는 기지국과 연결된 단말이 없을 때 입력 신호가 없으므로 이때는 LNA 의 noise floor을 사용하여 무신호로 인한 발진을 방지하고 채널 추정을 어느정도 유지할 수 있기 때문이다.

한편 후치필터 앞에 리미터(limiter)를 두어 overflow를 방지하고 발진이 일어나더라도 궤환신호 $s_{fb}[n]$ 와 내부 회귀신호 $x[n]$ 간의 상관관계가 유지되어 발진이 곧 복귀할 수 있도록 하였다. 이러한 결과로 모의실험에서 overflow로 인한 실행 중단 없이 모든 결과를 얻을 수 있었다.

첫 번째 실험(실험 I)에서는 이득비 $\widetilde{G}_u/\widetilde{G}_d$ 를 시간에 따라 변화 시켰을 때 ρ값을 초기 이득비로 설정하여 이득비 추적 알고리즘을 사용한 ICS와 사용하지 않은 ICS의 시간에 따른 간섭제거 성능의 변화를 비교하였다. 실험은 이득비를 초기값 $\rho = 1\angle(0\,\mathrm{rad})$ 으로 시작하여 위상값 $\arg\left(\widetilde{G}_u/\widetilde{G}_d\right)$ 을 $-\pi\,\mathrm{rad/sec}$ $(-4\times10^{-8}\pi/\text{샘플})$, 진폭값 $\left|\widetilde{G}_u/\widetilde{G}_d\right|$ 을 $1/\mathrm{sec}$ $(4\times10^{-8}/\text{샘플})$의 등속도로 변화시키면서 두 가지 ICS를 초기적응 시간 포함 120 ms ($\rho = 1.12\angle(-0.12\pi\,\mathrm{rad})$)까지 모의 실험하였으며, 간섭제거

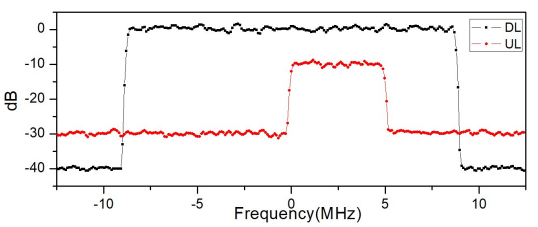

그림 3. DL 및 UL신호의 전력 스펙트럼 (각 구간 내의 평균)
Fig. 3. The power spectrum of DL and UL signals (average within each period)

www.dbpia.co.kr

를 비교하는 척도로는 식(13)으로 정의된 정규화된 평균제곱오차(normalized mean square error : NMSE)를 사용하였다.

$$\mathrm{NMSE} = \frac{\sum_{m=0}^{999} |s_r[n-m] - e[n-m]|^2}{\sum_{m=0}^{999} |s_r[n-m]|^2} \qquad (13)$$

여기서 기준 신호 $s_r[n]$은 그림 1의 기준점에서 간섭제거가 완벽하게 수행된 것과 같은 파형 및 지연시간을 가지도록 기지국 및 단말 신호 $s_d[n]$, $s_u[n]$를 별도로 전치필터를 통과시킨 신호이다.

그림 4는 이득비가 변할 때 식(9)의 알고리즘을 사용하여 추적한 ICS와 사용하지 않은 ICS의 시간에 따른 NMSE 변화를 비교한 것이며, 추적 알고리즘을 사용한 ICS의 NMSE는 붉은 선, 사용하지 않은 ICS의 NMSE는 검은 선으로 나타내었다. 그림 4의 아래쪽 그래프에서 시간이 지남에 따라 보상 알고리즘에서 초기에 설정된 ρ 값으로부터 이득비의 참값이 벗어나게 되고, 이로 인해 추적 알고리즘을 사용하지 않은 ICS 는 점차 발진을 일으킴을 관찰할 수 있다. 그림 4의 위쪽 그래프는 아래쪽의 100-110ms 구간을 확대해서 그린 것이다. 구간 별로 입력 전력과 SNR이 다르므로 NMSE는 DL보다 UL구간에서 커짐을 관찰할 수 있으며, 추적 알고리즘이 없는 ICS는 구간이 전환될 때 마다 NMSE 값이 0 dB를 넘으므로 발진을 일으키고 있음을 알 수 있다.

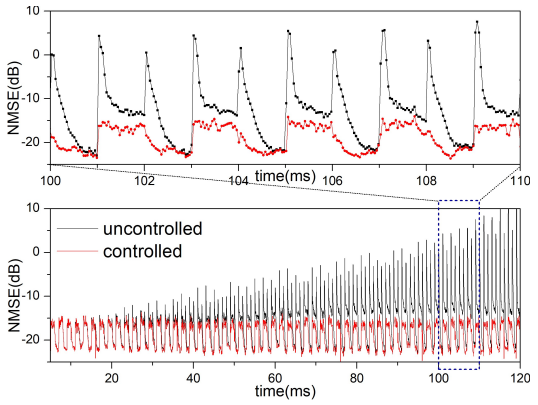

그림 4. 이득비가 시간에 따라 변할 때 ICS의 NMSE 비교. 붉은선: 이득 보상 추적 알고리즘을 사용한 ICS, 검은선: 사용하지 않은 ICS
Fig. 4. Comparison of NMSE of ICS's when gain ratio varies with time. Red line: ICS using the tracking algorithm, Black line: ICS without tracking

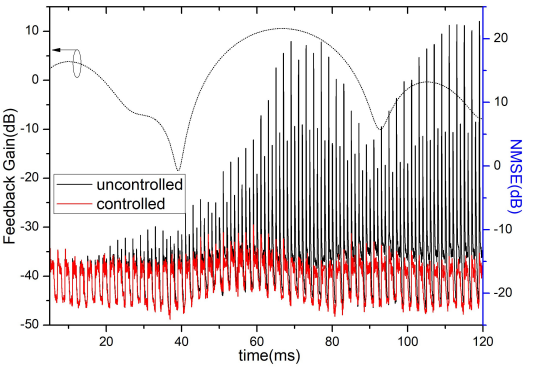

그림 5. 실험 I 과 동일한 조건에 Fading 궤환채널을 추가한 결과
Fig. 5. Result of adding the fading feedback channel under the same condition as Experiment I.

두 번째 실험(실험 II)에서는 실험 I의 설정에 페이딩 궤환을 추가하였다. 페이딩 알고리즘은 Jake's 모델[6]을 사용하였으며 도플러 주파수는 20 Hz로 설정했고, 반사 위치는 필터 인덱스로 직궤환 위치로부터 8 만큼 떨어지도록 했는데 이는 왕복거리이므로 물리적으로는 ICS로부터 24m 떨어진 곳에 해당한다. 그림 5에서 위쪽 점선으로 나타낸 그래프는 x축의 시간에 대한 페이딩 채널의 이득 변화를 보여주며 아래쪽 검은 선과 붉은 선은 실험 I의 설정과 같다. 추적 알고리즘이 없는 ICS는 발진을 일으키고 추적알고리즘이 있는 ICS는 페이딩의 변화에 따라 NMSE가 약간씩 변하는데 이것은 적응알고리즘의 수렴상수 값에 의존하는 현상이다.

그림 6은 NMSE이외의 실험 II의 결과들을 나타낸 것이다. 먼저 위쪽 두 그래프는 각각 모의실험 마지막 구간에서의 전력 스펙트럼 평균을 나타낸다. 추적 알

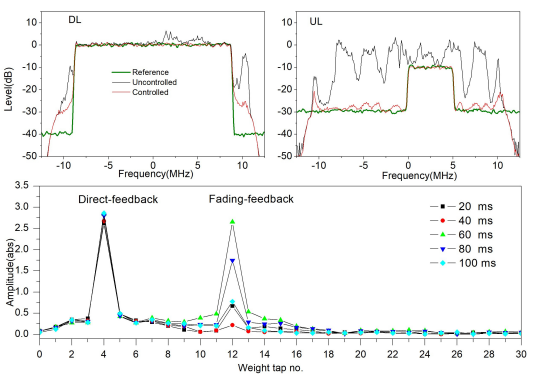

그림 6. ICS출력 전력스펙트럼과 적응필터 계수의 변화
Fig. 6. Changes in ICS output power spectrum and adaptive filter coefficients

www.dbpia.co.kr

고리즘이 없는 ICS는 특히 UL구간에서 심하게 발진이 일어나고 있음을 보여주고 있다. 그림 6의 아래쪽 그래프는 추적알고리즘을 가진 ICS에서 모의실험 구간 내 20ms 마다 적응필터의 계수를 기록하여 나타낸 것이며 직궤환과 페이딩궤환의 상태를 보여준다. 실험 II에서 식(9)에 사용된 계수 벡터는 계수 인덱스 0에서 6 까지만 을 사용하였다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 TD-ICS의 양방향 단일 적응알고리즘 구현에 필수적인 양방향 RF단의 시변 진폭 및 위상차를 보상하는 방안과 추적 알고리즘을 제안하고, 구간별 알고리즘들의 동작을 정의하였다. 모의실험 결과는 이득의 변화, 페이딩 채널, 상하향 구간의 신호 스펙트럼형태의 큰 차이에도 불구하고 정상적으로 간섭제거를 수행할 수 있음을 보였다.

References

[1] Z. Shi, Q. Wang J. Jin, D. Jiang, and G. Liu, "Achievability of the channel reciprocity and its benefit in TDD system," *5th Int'l ICST Conf. on Commun. and Network in China*, pp. 1-4, 2010.

[2] S. Bazzi and W. Xu, "Robust bayesian precoding for mitigation of TDD hardware calibration errors," *IEEE Sign. Process. Lett.*, vol. 23, issue 7, pp. 929-933, 2016.

[3] H. Kim and S.n Im, "An efficient scheme for TDD LTE ICS exploiting the reciprocity of the feedback channel in TDD LTE networks," *J. IEIE*, vol. 53, no. 2, pp. 17-23, 2016.

[4] J. M. Kim, N. H. Lee, and J. S. Park, "A study on the interference cancellation repeater based on time division and control method thereof," in *Proc. Symp. KICS*, pp. 681-682, 2015.

[5] S. Haykin, "*Adaptive Filter Theory*," Prentice Hall, p. 104, 2002.

[6] M. Patzold and F. Laue, "Statistical properties of Jake's fading channel simulator," *VTC '98*, vol. 2, pp. 712-718, 1998.

김 종 훈 (Chonghoon Kim)

1984년 : 서울대학교 전자공학과 학사

1986년 : 서울대학교 전자공학과 석사

1993년 : 미국 Northwestern 대학교 EECS 박사

1996년~현재 : 숭실대학교 IT대학 전자정보공학부 교수

<관심분야> 무선통신 시스템, 고속 신호처리 회로 설계

[ORCID:0000-0001-9922-0510]

www.dbpia.co.kr