

논문 2015-52-2-2

단일 안테나를 사용하는 단일대역 전이중 통신을 위한 자기간섭신호제거와 터보 등화기 설계

(Self-Interference Cancellation and Turbo Equalizer Design for the
Single-band Full Duplex System using Single Antenna)

최진규*, 안창영**, 유흥균***

(Jinkyu Choi, Changyoung An, and Heung-Gyoon Ryu[©])

요약

본 논문에서는 터보 등화기를 결합한 단일 안테나 구조의 동일 대역 동시 전 이중 통신 시스템을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 단일 안테나를 사용하기 위하여 Balanced Feed Network 회로를 이용하여 송신 신호와 수신 신호를 격리시킨다. 또한 추가적으로 자기 간섭 신호를 감쇄시키기 위하여 RF Cancellation과 Digital Cancellation을 사용한다. 마지막으로 상대국에서 자국으로의 채널 상황이 열악할 경우와 Digital Cancellation 이후에도 남은 잔류 자기 간섭 신호에 의한 상대국에서 보낸 수신 신호에 오류가 발생할 경우에도 통신의 신뢰도를 보장할 수 있도록 터보 등화기를 결합한다. 본 논문에서 제안하는 시스템의 성능을 확인하기 위하여 Simulink 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 시스템을 설계하였다. 시뮬레이션 결과, 본 논문에서 제안하는 시스템은 단일 안테나를 사용하며 동일 대역에서 Balanced Feed Network, RF(radio frequency) Cancellation, Digital Cancellation 그리고 터보 등화기를 통해 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거하고 열악한 채널 상황에서도 전 이중통신을 할 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose a single antenna SSD(simultaneous single band duplex) system using turbo equalizer. The proposed system communicates simultaneously on single band. That is the proposed system is full-duplex system. The proposed system uses balanced feed network circuit to improve isolation in single antenna structure. Also, the proposed system uses RF(radio frequency) cancellation and digital cancellation to cancel self-interference. Additionally, the proposed system uses turbo equalizer to equalize ISI(inter-symbol interference) by harsh multipath fading and to collect bit errors by residual self-interference signals. By using turbo equalizer, the proposed system guarantees QoS(quality of service). In this paper, we use Simulink simulation program to analyze performance of the proposed system. The simulation results confirm that proposed system can communicate simultaneously by using balanced feed network, RF cancellation, digital cancellation and turbo equalizer in harsh multipath channel on single band.

Keywords : single antenna, SSD, full-duplex, turbo equalizer, self-interference cancellation

* 정회원, 한국전자통신연구원 스마트무선기술연구팀
(Electronics and Telecommunications Research Institute, Smart Radio Research Team)

** 학생회원, *** 정회원, 충북대학교 전자공학과
(Department of electronics engineering, Chungbuk National University)

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음.(14-000-04-001, 고집적 Compact MIMO 안테나 개발), 그리고 이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임.
(No.2013R1A2A2A01005849).

© Corresponding Author(E-mail: ecomm@cbu.ac.kr)

접수일자: 2014년09월29일, 수정일자: 2014년12월26일, 게재확정: 2015년01월29일

I. 서 론

최근 소형 무선 단말 기기의 사용이 급격하게 증가하고 있다. 이러한 무선 통신 기기들은 정보를 교류하기 위하여 이중 통신을 사용한다. 이중 통신은 기기 간에 송신과 수신을 하면서 서로 정보를 교류하는 통신 방식이다. 이러한 이중 통신 방식에는 일반적으로 많이 사용하는 TDD (time-division duplex) 방식과 FDD (frequency-division duplex) 방식이 있다^[1~2]. TDD 방식은 시간 영역에서 송신 구간과 수신 구간을 분리하여 이중 통신을 한다. FDD 방식은 송신과 수신을 위한 각각 다른 주파수 대역을 사용하게 된다. 그러나 TDD 방식의 경우 송신과 수신 구간 사이에 어떠한 송수신도 하지 않는 보호 구간이 필요하고, 특정 주파수 대역을 완전한 송신을 위하여 사용하거나 완전한 수신을 위하여 사용할 수 없다. FDD 방식의 경우 송신과 수신을 하기 위하여 대역이 배로 들어가는 단점이 있다. 최근에는 이러한 TDD 방식과 FDD 방식의 단점을 개선하여 스펙트럼 효율을 향상시키는 SSD(simultaneous single band duplex) 시스템에 대한 연구가 이루어지고 있다^[3~4].

SSD 시스템은 동일 대역에서 동시에 송신과 수신을 하는 것이다. SSD 시스템은 TDD와 같이 시간 영역에서 송신 구간과 수신 구간을 분리하지 않고 그로 인하여 송신과 수신 구간 사이에 존재하는 보호 구간을 사용하지 않으며 하나의 대역을 완전한 송신과 수신을 위하여 사용할 수 있기 때문에 스펙트럼 효율이 향상된다. 또한 FDD 방식이 송수신을 위한 각각의 주파수 대역을 사용하는 것과는 다르게 송수신을 동일 대역에서 하기 때문에 FDD 방식에 비하여 스펙트럼 효율이 높다. 그러나 이러한 장점을 갖는 SSD 시스템은 동일 대역에서 동시에 송수신을 하기 때문에 자국의 송신 신호가 자국의 수신기에 간섭을 일으킬 수 있다. SSD 시스템에서 발생하는 자국 송신 신호에 의한 자기 간섭 신호는 상대국에서 보낸 수신 신호에 비하여 그 크기가 매우 크다. 따라서 상대국에서 보낸 수신 신호가 자기 간섭 신호에 의하여 완전히 왜곡될 수 있다. 이렇게 상대국에서 보낸 수신 신호가 완전히 왜곡될 경우 상대국에서 보낸 수신 신호에서 상대국의 정보를 얻을 수 없다. 따라서 SSD 시스템은 반드시 상대국에서 보낸 수신 신호를 왜곡시키는 자기 간섭 신호를 효과적으로 제

거하는 추가적인 과정이 필요하다.

일반적으로 1개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 갖는 시스템에서 잘 알려진 자기 간섭 제거 방법에는 RF(radio frequency) Cancellation과 Digital Cancellation이 있다^[5~6]. RF Cancellation은 RF 영역에서 이루어지는 자기 간섭 제거 방법이다. RF Cancellation은 자국의 송신 안테나에서 최단거리를 거쳐 자국 수신 안테나로 간섭을 일으키는 직접적인 자기 간섭 신호 성분을 감쇄시키기 위하여 주로 사용된다. RF Cancellation은 자기 간섭 신호와 크기는 같고 위상이 반대인 신호를 자국의 RF 영역 송신 신호를 이용하여 만들어 낸다. Digital Cancellation은 자국 수신기의 ADC 이후의 디지털 영역에서 이루어지는 자기 간섭 제거 방법이다. RF Cancellation에 의하여 상쇄되지 않은 잔류 자기 간섭 신호 성분 및 자국 송신 안테나로부터 다중 경로를 거쳐 자국 수신 안테나로 수신되는 다중 경로 자기 간섭 신호 성분을 감쇄시키기 위하여 사용한다. 이러한 시스템에서 RF Cancellation의 경우 자국 송신 안테나에서 외부로 전파되어 자국 수신기로 되 돌아오는 자기 간섭 신호 성분의 크기와 위상 변화를 측정하여 감쇄기의 감쇄 수치와 위상 천이기의 위상 회전 수치를 정하여 설계한다. 그러나 이러한 방법으로 RF Cancellation만을 사용할 경우 자국 송신 안테나에서 자국 수신 안테나로 전파가 진행되는 상황이 주변 환경이나 안테나의 구조 및 위치에 따라 변화할 수 있고 이렇게 전파의 진행상황이 변화할 경우 크기와 위상 조건이 바뀔 수 있고 RF Cancellation에서 직접 자기 간섭 신호와 크기는 같고 위상이 반대인 조건을 크게 벗어나는 신호를 생성하여 효과적으로 자기 간섭 신호를 제거하지 못할 가능성이 크다. 또한 RF Cancellation과 Digital Cancellation을 통하여 자기 간섭 신호를 효과적으로 감쇄시킨다고 하더라도 상대국에서 보낸 수신 신호가 열악한 채널 환경을 통과할 경우 시스템의 성능이 열화 되어 통신의 신뢰도가 감소할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 RF Cancellation이 외부의 환경에 의하여 자기 간섭 제거 효과가 감소하는 문제점을 보완하기 위하여 Balanced Feed Network 회로를 사용하는 단일 안테나 구조의 SSD 시스템에 제거되지 못한 자기 간섭 신호에 의한 정보 비트의 왜곡과 열악한 채널 상태를 극복하기 위하여 터보 등화기를 결합한 시스템을 설계하고 그 성능을 분석한다.

II. 시스템 모델

SSD 시스템은 동일 대역에서 동시에 전 이중 통신을 하는 시스템이다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 단일 안테나를 사용하는 SSD 시스템에 터보 등화기를 결합한 시스템이다. 제안하는 시스템은 단일 안테나를 사용하는 SSD 시스템에 터보 등화기를 결합하여 상대국에서 자국으로의 채널 상태가 열악한 경우에도 이를 효과적으로 등화하여 상대국을 수신 할 수 있다. 또한 터보 등화기는 채널 등화기와 디코더가 결합된 등화기로 상대국의 자기 간섭 신호에 대한 부분적일 열화에 대한 오류를 정정할 수 있다.

SSD 시스템은 동일 대역에서 동시에 송수신을 한다. 따라서 송신 신호와 수신 신호는 서로 간섭을 일으킬 수 있다. 상대국에서 보낸 수신 신호를 자국의 수신기에 수신하는 동안 자국의 송신 신호는 자국의 수신기에 간섭을 일으킬 수 있다. 자국의 송신 신호가 자국의 수신기에 간섭을 일으키는 현상을 자기 간섭이라고 한다. 본 논문에서는 Balanced Feed Network 회로를 이용한 단일 안테나 구조를 사용한다. Balanced Feed Network 회로에서는 송수신 신호를 완전하게 격리하지 못하여 자국의 송신 신호가 자국의 수신기로 수신되는 자기 간섭이 일어날 수 있다. 또한 단일 안테나를 통해 외부로 송신된 신호가 다중 경로를 거쳐 다시 단일 안테나로 되돌아와 수신 되어 자기 간섭이 일어날 수 있다. 이러한 자기 간섭 신호는 일반적으로 상대국에서

보낸 수신 신호에 비하여 월등히 크다. 이러한 큰 자기 간섭 신호는 상대국에서 보낸 수신 신호를 완전히 왜곡 시키기 때문에 상대국의 신호를 수신할 수 없다. 따라서 동일 대역에서 동시에 송수신하는 전 이중 통신을 위해서는 자기 간섭 제거 기술을 사용해야 한다.

본 논문에서는 동일 대역에서 동시에 전 이중 통신을 하기 위한 자기 간섭 제거 방법으로 RF Cancellation과 Digital Cancellation을 사용하고 자기 간섭 제거 후 잔류 자기 간섭 신호 성분에 의한 오류를 정정하고 열악한 채널 상태를 극복하여 통신의 신뢰도를 높이기 위하여 터보 등화기를 결합한다.

III. 자기 간섭 제거 및 터보 등화기

1. Balanced Feed Network

본 논문에서 제안하는 시스템은 단일 안테나를 사용한다. 단일 안테나 구조에서는 송신 신호와 수신 신호를 격리 하는 것이 중요하다. 일반적으로 단일 안테나 구조에는 송수신 신호를 격리시키기 위하여 Circulator를 사용한다. Circulator는 송신 신호가 수신기로 진행하여 자기 간섭을 일으키지 못하도록 하며 송신 신호는 안테나 방향으로 진행시키도록 한다. 또한 수신 신호는 수신기로 진행하도록 한다. 이러한 기능을 하는 Circulator는 실제적으로 송수신 신호를 완전하게 격리시키지 못하기 때문에 송신 신호가 수신기로 누출된다. 이러한 누출된 송신 신호의 크기는 상대국에서 보낸 수

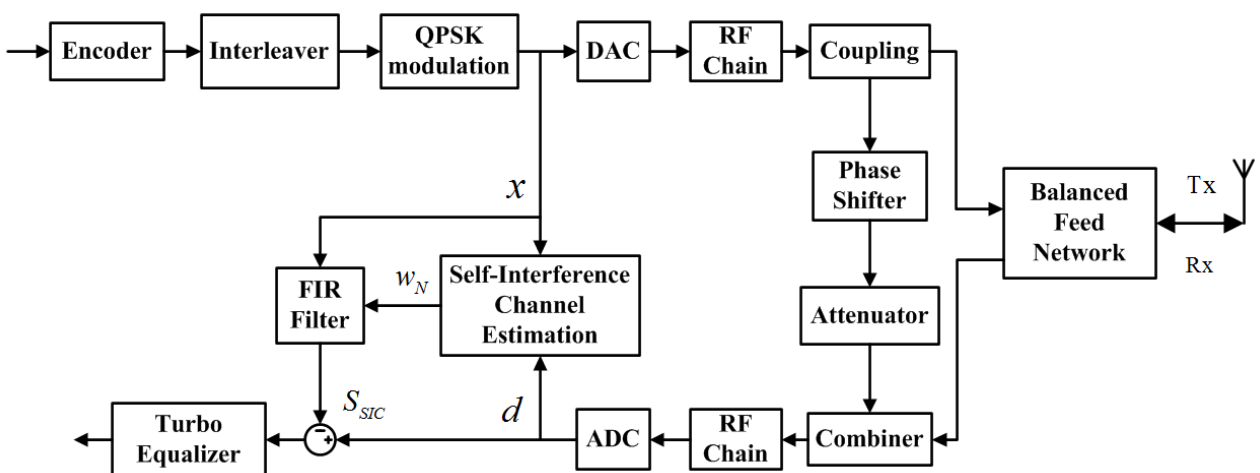


그림 1. 제안하는 동일 대역 동시 통신 시스템의 구성도
Fig. 1. Block diagram of proposed SSD system.

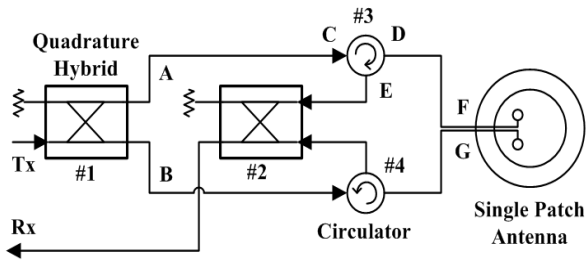


그림 2. Balanced Feed Network의 구성도
 Fig. 2. Block diagram of balanced feed network.

신 신호에 비하여 그 크기가 매우 크다. 따라서 최대한 누출되는 송신 신호의 크기를 줄여야 한다. 본 논문에서는 이러한 누출 신호를 더욱 효율적으로 감쇄시켜 송수신 신호간의 격리도를 높이기 위하여 Balanced Feed Network 회로를 사용한다^[7].

그림 2는 본 논문의 시스템이 단일 안테나 구조를 사용하기 위한 Balanced Feed Network 회로이다. Balanced Feed Network는 2개의 Quadrature Hybrid 소자와 2개의 Circulator가 사용된다. Balanced Feed Network 회로는 송신 신호와 수신 신호를 효과적으로 격리함으로써 단일 안테나 구조를 가능하게 한다^[7]. 즉, 그림 2에서 Balanced Feed network는 Tx라고 표기되어진 송신 신호가 안테나로부터 수신기로 향하는 수신 신호 Rx에 일으키는 간섭을 줄여준다^[7].

그림 2에서 송신 신호의 흐름을 다시 살펴보면 송신 신호는 좌측 Quadrature Hybrid #1을 통과하면서 A와 B방향으로 나누어진다. 여기에서 신호의 크기는 1/2씩 나누어지며 A방향으로는 90°의 위상회전이 이루어져 진행된다. B 방향으로는 위상회전 없이 진행된다. A 방향으로 진행한 신호는 Circulator #3을 거쳐 Single Patch Antenna로 진행된다. 그러나 이러한 Circulator는 완전하게 송신 신호와 수신 신호의 진행을 격리시키지 못하며 C에서 D로 진행되는 송신 신호의 일부가 E로 누설될 수 있다. 또한 C에서 D로 진행한 송신 신호의 일부는 안테나에서 반사되어 다시 E방향으로 진행하게 된다. 이렇게 송신 신호의 일부가 E방향으로 누설된다. 이렇게 송신 신호의 일부분이 누설된 신호는 Quadrature Hybrid #1을 통과하면서 90°의 위상 회전이 발생한다. 즉 전체적으로 E방향으로 누설되는 신호는 Quadrature Hybrid #1과 #2를 거치면서 180°의 위상회전이 이루어진다. Quadrature Hybrid #1에서 B방향으로 진행하는 송신 신호는 크기만 1/2이 되고 위상은 회

전하지 않은 채로 진행된다. 이렇게 진행한 신호는 Circulator #4를 거쳐 안테나 방향으로 진행하여 위에서 설명한 Circulator #3과 같은 원리로 인해서 Balanced Hybrid #2 방향으로 누설 신호가 발생한다. 이렇게 누설된 신호는 Quadrature Hybrid #1과 #2를 거치는 동안 위상회전이 이루어지지 않았기 때문에 Quadrature Hybrid #2에서 180° 위상 회전된 누설 신호와 위상이 회전되지 않은 누설 신호 성분이 합쳐져서 서로 상쇄된다. 따라서 이러한 Balanced Feed Network 구조를 사용할 경우 1개의 Circulator만을 이용하여 송수신 신호를 격리시키는 회로에 비하여 수신기로 누설되는 송신 신호를 더 줄일 수 있다. 이러한 Balanced Feed Network 구조에서 A방향으로 진행하는 송신 신호와 B 방향으로 진행하는 송신 신호는 각각 Circulator #3과 #4를 거쳐 단일 안테나에 도달한다. 이때 A방향으로 진행한 송신 신호의 경우 위상이 90°회전되어 있기 때문에 Single Patch Antenna에서 A방향으로 진행된 신호가 오는 안테나 포트 측 F에 -90°의 Feed를 사용하며 B방향으로 진행된 신호가 오는 안테나 포트 측 G에는 0°의 Feed를 사용하여 두 신호가 Feed를 거친 후 안테나에서 합쳐졌을 때 위상이 같도록 한다.

그림 2에서 수신 신호가 진행되는 경로를 살펴보면 안테나로 수신된 신호의 경우 포트 F방향으로 위상이 -90°회전되어 진행하며 Circulator #3을 거쳐 Quadrature Hybrid #2로 진행하게 된다. 이 신호는 Quadrature Hybrid #2를 거치면서 90°위상회전이 되어 전체적으로 일어난 위상 회전은 0°가 된다. 포트 G방향으로는 위상 회전 없이 수신 신호가 진행하며 이 신호는 Circulator #3을 거쳐 Quadrature Hybrid #2로 진행한다. 이 신호는 Quadrature Hybrid #2를 통과하여도 위상 회전이 되지 않는다. 따라서 F방향과 G방향으로 진행한 수신 신호는 Quadrature Hybrid #2를 통과하여 같은 위상을 갖게 된다. 이렇게 같은 위상을 갖는 수신 신호는 Quadrature Hybrid #2를 통과한 후에 서로 합쳐지면서 그 크기가 원래의 수신 신호 크기와 같아지게 된다.

이러한 Balanced Feed Network 회로를 사용할 경우 자국 수신기로 누설되는 송신 신호를 약 40dB정도 감쇄시킨다. 자국의 송신 신호는 상대국에서 보낸 수신 신호에 비하여 약 80~90dB 더 크기 때문에 누설되는 자국 송신 신호의 40dB를 감쇄시킨다고 하여도 누설되

는 신호의 크기는 상대국에서 보낸 수신 신호에 비하여 월등히 크다. 이렇게 큰 신호가 상대국에서 보낸 수신 신호를 왜곡시킨다면 상대국에서 보낸 수신 신호에서 정보를 획득할 수 없다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해서 추가적인 감쇄 기술이 필요하다.

2. RF Cancellation

본 논문에서 제안하는 시스템은 Balanced Feed Network에서 발생하는 송신 신호의 누설을 추가적으로 감쇄시키기 위하여 RF Cancellation을 사용한다. RF Cancellation은 특정 신호와 크기는 같고 위상이 180° 차이 나는 신호가 결합될 경우 서로 상쇄되는 원리를 이용한다. 즉, RF Cancellation은 누설된 자기 간섭 신호와 크기는 같고 위상이 180° 차이 나는 신호를 만들어 결합함으로써 자기 간섭 신호를 상쇄 시키는 기술이다. 본 논문에서 제안하는 시스템의 경우 RF Cancellation을 통하여 Balanced Feed Network에서 완전히 격리 되지 못하고 수신기로 누설된 자기 간섭 신호 성분과 크기는 같고 위상이 반대인 신호와 최대한 유사한 신호를 생성해야 한다. 이러한 신호를 생성하기 위하여 자국 송신기에서 RF Chain 이후의 신호를 위상 천이기와 감쇄기에 통과시킨다. 여기에서 위상 천이기에 사용할 위상 회전 수치와 감쇄기에 사용할 감쇄 수치는 실측을 통하여 Balanced Feed Network에서 누설된 신호 성분을 분석한 뒤에 이 신호와 최대한 크기가 같고 위상이 반대가 될 수 있도록 설정한다. 본 논문에서는 위상 천이기에서 269.5°의 위상 천이가 되도록 하였고 감쇄기에서는 약 42dB를 감쇄 시키도록 설계하였다. 이러한 위상 천이량과 감쇄량은 설계되는 Balanced Feed Network에 따라서 효과적인 수치를 측정하여 설계하여야 한다. 이렇게 하여 누설된 자기 간섭 신호 성분과 크기는 같고 위상이 반대인 신호를 생성한 뒤에 생성된 신호를 누설된 자기 간섭 신호 성분과 결합하여 누설된 자기 간섭 신호 성분을 추가적으로 감쇄한다.

3. Digital Cancellation

본 논문에서 제안하는 시스템은 송수신 신호를 Balanced Feed Network로 격리 시키며 누설된 자국 송신 신호 성분을 RF Cancellation을 통하여 추가적으로 감쇄시킨다. 이렇게 감쇄를 시키더라도 잔류 자기 간섭 신호 성분이 존재할 수 있으며 또한 안테나를 통해 송

신된 후 다중경로를 통과해 다시 되돌아오는 다중 경로 자기 간섭 신호 성분이 남아 있을 수 있다. 따라서 이러한 자기 간섭 신호를 추가적으로 제거하기 위하여 Digital Cancellation을 사용한다.

Digital Cancellation은 디지털 신호 영역에서 자기 간섭 신호를 추정하고 이를 이용하여 자기 간섭 신호를 제거 하는 기술이다. 자기 간섭 신호를 추정하기 위해서 적응 알고리즘을 사용한다. 본 논문에서는 자기 간섭 신호를 추정하기 위한 알고리즘으로 LMS(least mean square) 알고리즘을 사용한다. LMS 알고리즘은 목표 신호와 FIR filter 출력 신호간의 오차를 최소화 하도록 FIR filter의 계수를 지속적으로 갱신하는 알고리즘이다^[8]. LMS 알고리즘에서 FIR filter와 목표 신호와의 오차는 다음과 같이 나타낸다.

$$e_k = d_k - W_k^H X_k \quad (1)$$

여기에서 d_k 는 목표 신호이고 X_k 는 입력 신호이다. W_k^H 는 추정된 미지의 계수를 나타내며 FIR filter에 적용된다. 따라서 $W_k^H X_k$ 는 FIR filter의 출력 신호를 나타내며 목표신호에서 FIR filter의 출력 신호를 빼주어 오차를 구한다. 식 (1)에서 목표 신호는 자국 수신기에서 ADC 이후에 자기 간섭 신호가 포함된 수신 신호를 사용한다. 입력 신호는 자국 송신기에서 DAC 이전의 디지털 영역의 송신 신호를 사용한다. LMS 알고리즘은 식 (1)의 방법으로 구한 오차가 최소가 되도록 FIR filter의 계수를 갱신한다. FIR filter의 계수를 갱신하는 식은 다음과 같이 표현된다^[8].

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu e_k X_k \quad (2)$$

여기에서 μ 는 스텝 크기를 나타내며 계수를 갱신하는 크기를 나타낸다. μ 값이 크면 계수의 오차를 최소화 하도록 하는 갱신이 빠르지만 목표 신호를 정밀하게 추정하지 못해서 오차가 크게 발생할 수 있고, μ 값이 작으면 목표 신호를 정밀하게 추정하지만 계수의 갱신이 느려지기 때문에 오차를 최소화 하는데 시간이 오래 걸린다. 따라서 적절한 μ 값을 사용하는 것이 중요하다. 식 (2)를 지속적인 갱신을 통하여 목표 신호와 FIR filter간의 오차가 최소가 되는 계수 W_k^H 를 FIR filter에 적용시키고 자국의 DAC 이전의 디지털 영역의 송신 신호를 계수가 적용된 FIR filter에 적용시키면 FIR

filter의 출력이 자기 간섭 신호와 유사해지게 되고 이 신호를 자국의 ADC 이후의 수신 신호에서 빼줌으로써 수신 신호 안에 포함되어 있는 자기 간섭 신호를 제거하게 된다. 본 논문에서는 자기 간섭 신호 성분의 선형 조건이 유지 된다고 고려하였다. 선형 알고리즘인 LMS 알고리즘을 사용하여 자기 간섭 채널을 추정할 경우 자기 간섭 신호와 수신 신호가 합쳐져 있기 때문에 추정 계수에 일부 오차가 발생할 수 있지만 수신 신호의 크기는 대체적으로 매우 작기 때문에 자기 간섭 신호를 효과적으로 추정할 수 있다.

본 논문에서는 Balanced Feed Network를 통하여 송수신 신호를 1차적으로 격리 시키고, Balanced Feed Network에서 불완전한 격리에 의해서 발생하는 누설 송신 신호 성분을 RF Cancellation을 통하여 2차적으로 추가 감쇄 시킨다. 그 다음 자국의 송신 신호가 단일 안테나를 거쳐 송신 된 후에 다중 경로를 거쳐 되돌아오는 다중 경로 자기 간섭 신호 성분과 RF Cancellation 이후에도 잔류하게 되는 잔류 자기 간섭 신호 성분을 추가적으로 감쇄시키기 위하여 Digital Cancellation을 사용한다. 여기에서 Digital Cancellation은 다중 경로 자기 간섭 신호 성분과 잔류 자기 간섭 신호 성분이 모두 합성된 자기 간섭 신호 전체를 추정하고 이를 제거한다. 그러나 Digital Cancellation은 일반적으로 자기 간섭 신호 성분만 존재할 경우 자기 간섭 신호를 잘 추정한다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 동일 대역에서 동시에 전 이중 통신을 하기 때문에 자기 간섭 신호와 상대국에서 보낸 수신 신호가 함께 수신된다. 이러한 조건에서는 Digital Cancellation을 하기 위하여 자기 간섭 신호를 추정할 때 상대국에서 보낸 수신 신호에 의하여 자기 간섭 추정이 명확하게 이루어지기 어렵다. 따라서 이러한 자기 간섭 추정의 오차로 인하여 자기 간섭 신호의 제거가 보다 명확하게 이루어지지 않고 상대국에서 보낸 수신 신호가 부분적으로 왜곡되어 오류가 발생할 수 있다.

4. 터보 등화기

본 논문에서는 Digital Cancellation 이후에도 잔류하는 일부 자기 간섭에 의한 왜곡으로 인하여 발생 하게 되는 상대국에서 보낸 수신 신호의 정보 비트 오류를 정정하고 상대국과 자국간의 열악한 채널 상황을 극복할 수 있도록 터보 등화기를 사용한다. 터보 등화기는

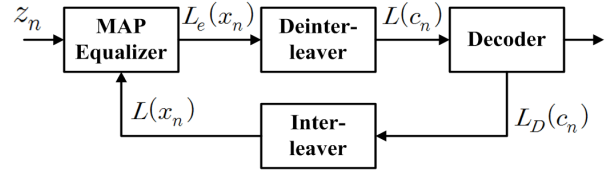


그림 3. 터보 등화기의 구성도

Fig. 3. Block diagram of turbo equalizer.

등화기와 디코더를 연계하여 LLR(log-likelihood ratio) 값의 반복 순환을 통해 성능을 향상시켜 통신의 신뢰도를 높일 수 있는 등화기이다^[9].

그림 3은 터보 등화기의 구성도를 나타낸다. 터보 등화기는 MAP 등화기, 디인터리버, 디코더 그리고 인터리버로 구성되어 있다. MAP 등화기는 최적의 등화 성능 갖는 최적 등화기이다. 디인터리버는 인터리버에 의하여 순서가 섞인 신호의 순서를 원래의 순서로 복원한다. 디코더는 송신기에서 인코딩된 신호에 오류가 발생하였을 경우 이를 정정하는 역할을 한다. MAP 등화기의 출력은 다음과 같이 표현된다^[9].

$$L_e(x_n) \cong \ln \frac{P(x_n = +1 | z_1, \dots, z_{K_c})}{P(x_n = -1 | z_1, \dots, z_{K_c})} - \ln \frac{P(x_n = +1)}{P(x_n = -1)} \quad (3)$$

여기에서 MAP 등화기의 출력은 사후 LLR 값에서 사전 LLR 값을 빼서 구한다. $z_n, n = 1, 2, \dots, K_c$ 은 수신 받은 심볼을 나타낸다. 인터리버의 출력인 사전 확률 $L(x_n)$ 은 x_n 의 발생 확률에 대한 사전 정보를 나타내며 디코더로부터 구해지며, 초기 등화 상태에서는 사전 정보가 존재 하지 않기 때문에 $L(x_n) = 0$ 인 상태에서 시작하게 된다.

디코더에서는 사후 확률 $P(c_n = x | L(c_1), \dots, L(c_{K_c}))$, $x \in B$ 을 $L(c_n)$ 을 이용하여 연산한다. MAP 디코더의 출력은 다음과 같다^[9].

$$L_D(c_n) = \ln \frac{P(c_n = +1 | L(c_1), \dots, L(c_{K_c}))}{P(c_n = -1 | L(c_1), \dots, L(c_{K_c}))} - \ln \frac{P(c_n = +1)}{P(c_n = -1)} \quad (4)$$

여기에서 $L(c_n)$ 은 MAP 등화기의 출력 $L_e(x_n)$ 을 디인터리버에 통과시켜 구할 수 있다. MAP 디코더의 출력은 인터리버를 거쳐 MAP 등화기로 다시 변환 되어 사전확률로 사용되며 이러한 과정을 반복함으로써 등화 성능을 향상시킨다. 마지막으로 디코더에서는 최

종적으로 데이터 비트를 결정하게 된다. 데이터 비트를 결정하는 식은 다음과 같다^[9].

$$\hat{b}_i = \operatorname{argmax}_{b \in \{0,1\}} P(b_i = b | L(c_1), \dots, L(c_{K_c})) \quad (5)$$

IV. 시뮬레이션 및 분석

본 논문에서는 제안하는 터보 등화기를 결합한 단일 안테나 구조의 SSD 시스템의 성능을 분석하기 위하여 표 1과 같은 시뮬레이션 환경을 고려하였다.

본 논문에서 제안하는 터보 등화기를 결합한 단일 안테나 구조의 SSD 시스템의 성능을 분석하기 위하여 Simulink 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 설계하였다. 본 논문에서는 송신 신호의 크기를 20dB로 기준 정했을 때 -40dB 크기의 다중 경로 자기 간섭 신호가 있는 환경을 고려하였다. 본 논문에서는 송신과 수신 신호를 격리시키는 Balanced Feed Network 내부에 Quadrature Hybrid 소자에서 90°의 위상 천이 부분에 0.5°의 위상 천이 오차를 고려하였다. 여기에서 Quadrature Hybrid 소자와 Circulator 소자는 위상 천이의 오차가 존재하지만 선형 특성을 갖는 것을 고려하여 시뮬레이션을 진행하였다. 또한 다중 경로 자기 간섭 신호가 선형 특성을 갖음을 고려하여 시뮬레이션을 진행하였다. RF Cancellation에서 위상 천이기는 269.5°의 위상 천이가 되도록 하였고 감쇄기는 약 42dB를 감쇄 시키도록 설계하였다. 본 논문에서는 Digital

표 1. 시뮬레이션 환경

Table 1. Simulation parameters.

Modulation	QPSK
Algorithm for digital cancellation	LMS
Number of taps	32
Step size	0.001
Channel from distant station	Proakis A, Proakis B, Proakis C
Channel coding	Convolution code
Code rate	3/4
Equalizer	Turbo Equalizer
Number of iteration	0, 1, 2, 3, 4
Phase shifter error of Q.H.	0.5°
Carrier frequency	2.5MHz

Cancellation을 위한 LMS 알고리즘을 사용한 적응등화기의 탭을 32개, 스텝 크기를 0.001로 하여 시스템을 구성하였다. 상대국에서 자국으로의 채널은 Proakis A, Proakis B 그리고 Proakis C 채널을 고려하였다. 본 논문에서는 터보 등화기의 반복을 0회에서 4회까지 반복 시켜서 성능을 확인하고 분석하였다.

그림 4는 송신 신호와 수신 신호의 스펙트럼을 나타낸다. 본 논문에서는 송신 신호의 크기를 20dB로 기준을 정하였다. 수신 신호는 송신 신호보다 약 90dB 작은 -70dB로 고려하였다.

그림 5는 자국의 안테나에서 전파되어 다중 경로를 거쳐 다시 자국의 안테나로 되돌아오는 다중 경로 자기 간섭 신호의 스펙트럼을 나타낸다. 본 논문에서는 -40dB 크기의 다중 경로 자기 간섭 신호를 고려하였다.

그림 6은 Balanced Feed Network를 통과한 후의 수신 신호 스펙트럼을 나타낸다. 이 신호의 크기는 약 -

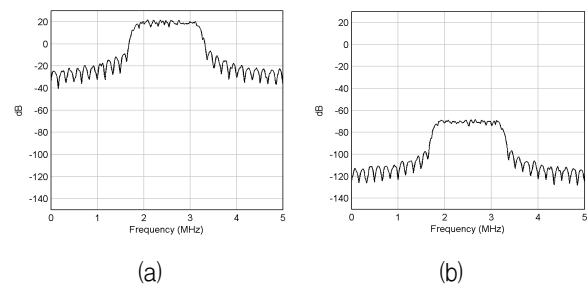


그림 4. 송신 신호와 수신 신호의 스펙트럼
(a) 송신 (b) 수신

Fig. 4. Spectrum of transmit signal and received signal.
(a) transmit (b) receive

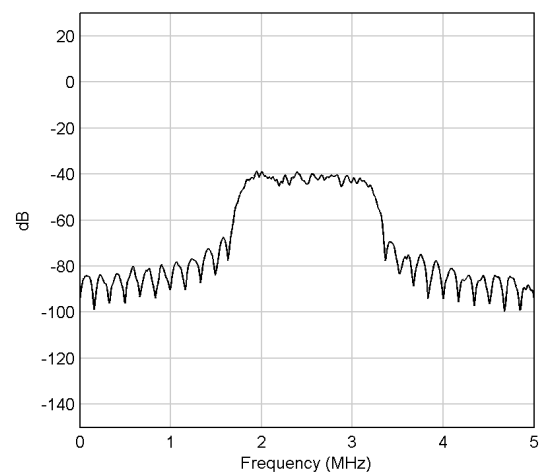


그림 5. 다중 경로 자기 간섭 신호의 스펙트럼
Fig. 5. Spectrum of multipath self-interference signal.

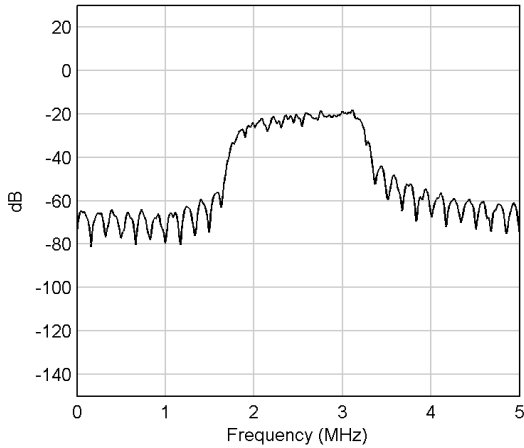


그림 6. Balanced Feed Network를 통과한 후의 수신 신호 스펙트럼

Fig. 6. Spectrum of receive signal after balanced feed network.

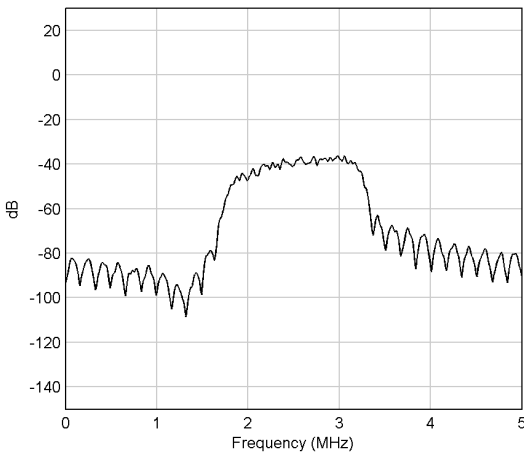


그림 7. RF Cancellation 이후의 신호의 스펙트럼

Fig. 7. Spectrum of signal after RF cancellation.

20dB의 크기를 갖는 것을 확인할 수 있다. 이 신호에는 상대국에서 보낸 수신 신호 성분과 다중 경로 자기 간섭 신호 성분 및 Balanced Feed Network에서 완전하지 않은 격리로 인해 발생하는 누설된 자기 간섭 신호 성분이 존재한다. 상대국에서 보낸 수신 신호 성분은 약 -70dB로 고려되어있고 상대국에서 보낸 수신 신호보다 자기 간섭 신호가 월등히 크기 때문에 그림 6의 신호가 등화기를 거쳐 디코딩이 되어도 상대국에서 보낸 정보를 얻을 수 없다. 따라서 Balanced Feed Network 이외의 추가적인 자기 간섭 제거 과정이 필요하다.

그림 7은 RF Cancellation 이후의 신호 스펙트럼을 나타낸다. RF Cancellation에서는 Balanced Feed Network에서 완전히 격리되지 못하고 수신기 방향으로

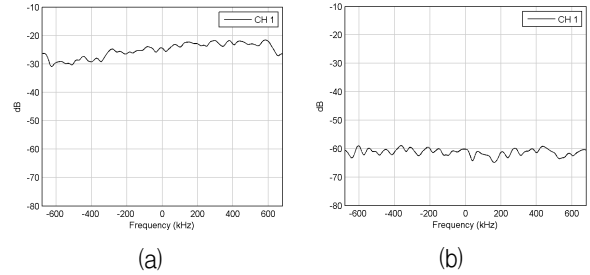


그림 8. Digital Cancellation 이후의 신호 스펙트럼

(a) Digital Cancellation 전

(b) Digital Cancellation 후

Fig. 8. Spectrum of signal after digital cancellation. (a) before (b) after.

누설되는 송신 신호 성분, 즉 누설된 자기 간섭 신호 성분을 주로 제거한다. 그림 7에서 Balanced Feed Network 이후의 신호 크기 -20dB에서 약 20dB를 추가적으로 감쇄시켜 -40dB의 신호 크기를 갖는 것을 확인할 수 있다. 그러나 이러한 신호 크기는 RF Cancellation 이후에도 상대국에서 보낸 수신 신호의 크기 -70dB 보다 월등히 크기 때문에 이 신호에서 상대국에서 보낸 수신 신호 성분이 완전히 왜곡되어 상대국에서 보낸 정보를 얻을 수 없다. 따라서 상대국에서 보낸 수신 신호에서 정보를 획득하기 위하여 추가적인 자기 간섭 제거가 필요하다.

그림 8은 Digital Cancellation 전과 후의 신호 스펙트럼을 나타낸다. Digital Cancellation 이전의 신호의 크기는 약 -25~-30dB의 크기를 나타낸다. Digital Cancellation 이후의 신호는 약 -60dB~-65dB로 약 30dB~35dB가 추가로 감쇄된 것을 확인할 수 있다. 전체적인 자기 간섭 신호 감쇄 수치를 살펴보면 우선 크기 20dB의 송신 신호는 Balanced Feed Network에 의해 약 40dB 정도의 감쇄가 되어 Balanced Feed Network 이후의 신호 크기는 약 -20dB가 된다. 여기에 추가로 RF Cancellation에 의하여 약 20dB가 추가로 감쇄되어 RF Cancellation 이후의 신호의 크기는 약 -40dB가 된다. 여기에서 Digital Cancellation에 의하여 30~35dB가 추가로 감쇄되어 전체적으로 자기 간섭 신호의 감쇄는 약 90~95dB가 된다. 이 수치는 송신 신호의 크기 20dB에서 상대국에서 보낸 수신 신호의 크기 -70dB간의 크기 차이인 90dB와 유사한 수치이므로 자기 간섭 신호로 작용하는 송신 신호의 성분이 자국 수신기에서 순차적인 감쇄를 통해 대부분 감쇄된 것을 확

인할 수 있다. 그러나 시스템에서 자기 간섭 신호를 순차적으로 제거하여 그 크기의 대부분을 감쇄 시켰다고 하더라도 자기 간섭 신호를 정확하게 알고 있지 않기 때문에 자기 간섭 신호 성분이 일부 잔류 할 수 있다. 특히 Digital Cancellation에서 자기 간섭 성분만을 명확하게 추정해야 하지만 Digital Cancellation에 사용되는 적응 알고리즘의 목표 신호를 대국에서 보낸 수신 신호와 자기 간섭 신호가 함께 포함된 신호로 사용하기 때문에 자기 간섭 신호가 제거된다고 하더라도 일부 자기 간섭 신호가 잔류하거나 Digital Cancellation에서 명확하지 않은 자기 간섭 신호의 추정으로 인해 상대국에서 보낸 수신 신호의 일부가 왜곡될 가능성이 있다. 또한 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거했다고 하더라도 상대국에서 자국으로의 채널상황이 열악할 경우 상대국에서 보낸 수신 신호에서 상대국에서 보낸 정보를 얻는 것이 어렵다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 다중 경로에 의한 ISI를 효과적으로 등화하고 상대국에서 보낸 수신 신호에서 얻은 정보의 오류를 정정할 수 있는 디코더를 결합한 터보 등화기를 사용한다.

그림 9는 Proakis A 채널에서 터보 등화기의 반복에 따른 제안하는 시스템의 성능을 나타낸다. Proakis A 채널은 Proakis B와 Proakis C 채널에 비하여 다중 경로에 의한 ISI 현상이 약하다^[10]. 따라서 터보 등화기의 반복이 1번만 반복되더라도 성능의 증가가 포화되어 더 이상 터보 등화기의 반복이 증가하여도 성능의 개선이 없는 것을 확인할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 시스

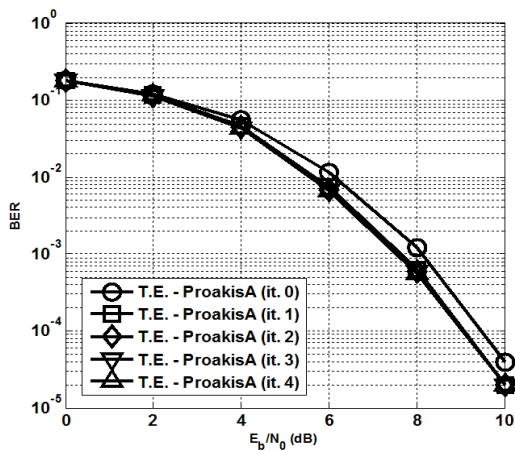


그림 9. Proakis A 채널에서 터보 등화기의 전역 반복에 따른 제안하는 시스템의 성능
 Fig. 9. BER performance of proposed system according to global iteration in Proakis channel A.

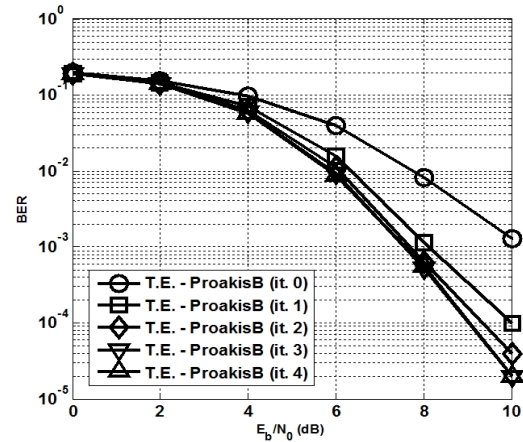


그림 10. Proakis B 채널에서 터보 등화기의 전역 반복에 따른 제안하는 시스템의 성능
 Fig. 10. BER performance of proposed system according to global iteration in Proakis channel B.

템은 Proakis A 채널에서 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거하면서 터보 등화기의 전역 반복이 1회일 때 10dB에서 2×10^{-5} 의 성능을 낸다.

그림 10은 Proakis B 채널에서 터보 등화기의 반복에 따른 제안하는 시스템의 성능을 나타낸다. Proakis B 채널은 Proakis A 채널에 비하여 상대적으로 더 열악한 채널이다^[10]. 따라서 터보 등화기의 전역 반복이 3회일 경우 성능의 포화가 일어난다. 즉, 전역 반복이 3회에서 더 이상 증가하더라도 성능의 개선이 거의 없다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 Proakis B 채널에서 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거하면서 터보 등화

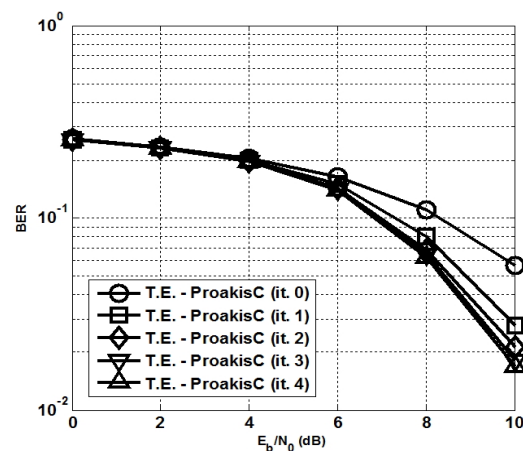


그림 11. Proakis C 채널에서 터보 등화기의 전역 반복에 따른 제안하는 시스템의 성능
 Fig. 11. BER performance of proposed system according to global iteration in Proakis channel C.

기의 반복이 3회일 때 10dB에서 2×10^{-5} 의 성능을 나타낸다.

그림 11은 Proakis C 채널에서 터보 등화기의 반복에 따른 제안하는 시스템의 성능을 나타낸다. Proakis C 채널은 Proakis A 채널과 Proakis B 채널에 비하여 매우 열악한 채널이다^[10]. 이러한 채널 환경에서는 전역 반복이 3회일 경우에도 성능이 포화 되지 않고 반복이 4회 일 때에도 성능이 개선되었다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 Proakis C 채널에서 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거하면서 터보 등화기의 반복이 4회일 때 10dB에서 약 2×10^{-2} 의 성능을 나타낸다.

V. 결 론

본 논문에서는 터보 등화기를 결합한 단일 안테나 구조의 동일 대역 동시 전 이중 통신 시스템을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 단일 안테나를 사용하기 위하여 Balanced Feed Network 회로를 이용하여 송신 신호와 수신 신호를 격리시킨다. 그러나 Balanced Feed Network는 송수신 신호를 완벽하게 격리시키지 못한다. 그렇기 때문에 Balanced Feed Network 회로에서 완전하게 격리 되지 못한 누설된 송신 신호를 감쇄시키기 위하여 RF Cancellation을 사용한다. 또한 단일 안테나에서 송신된 신호가 외부 다중 경로를 거쳐 다시 되돌아와서 간섭을 일으키는 다중 경로 자기 간섭 신호 성분 및 RF Cancellation 이후에도 잔류하게 되는 잔류 자기 간섭 신호 성분을 제거하기 위하여 Digital Cancellation을 사용한다. 그리고 마지막으로 상대국에서 자국으로의 채널 상황이 열악할 경우와 Digital Cancellation 이후에도 남은 잔류 자기 간섭 신호에 의한 상대국에서 보낸 수신 신호의 오류가 발생할 경우에도 통신의 신뢰도를 보장할 수 있도록 터보 등화기를 결합한다. 본 논문에서 제안하는 시스템의 성능을 확인하기 위하여 Simulink 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 시스템을 설계하였다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 Balanced Feed Network를 통해 자국 수신기로 누설되는 송신 신호를 약 40dB 감쇄 시키며 RF Cancellation을 통하여 추가적으로 20dB를 감쇄 시킨다. 마지막으로 Digital Cancellation을 통하여 약 30dB~35dB를 감쇄시킨다. 즉, 전체적으로 자국 송신 신호에 의해 발생하는 자기 간섭신호를 90dB 이상 감쇄 시켜 상대국에서 보

낸 수신 신호에서 정보를 얻을 수 있는 것을 확인하였다. 또한 터보 등화기를 통하여 Proakis A, Proakis B 그리고 Proakis C의 열악한 채널에서도 상대국에서 보낸 수신 신호를 등화 하여 상대국에서 보낸 정보를 얻을 수 있음을 확인하였다. 즉, 본 논문에서 제안하는 시스템은 단일 안테나를 사용하며 동일 대역에서 Balanced Feed Network, RF Cancellation, Digital Cancellation 그리고 터보 등화기를 통해 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거하고 열악한 채널 상황에서도 전이중통신을 할 수 있다.

REFERENCES

- [1] Esmailzadeh, R.; Nakagawa, M.; Sourour, E.A., "Time-division duplex CDMA communications," *Personal Communications, IEEE*, vol.4, no.2, pp.51-56, Apr 1997.
- [2] Liang Dong, "Open-Loop Beamforming for Frequency-Division Duplex Mobile Wireless Access," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol.56, no.4, pp.1845-1849, July 2007.
- [3] 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. networking (Mobicom '10)*, pp. 1-12, Chicago, U.S.A., Sep. 2010.
- [4] 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.
- [5] Li, Na; Zhu, Weihong; Han, Haihua, "Digital Interference Cancellation in Single Channel, Full Duplex Wireless Communication," *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2012 8th International Conference on*, pp. 1-4, 21-23 Sept. 2012.
- [6] Riihonen, T.; Wichman, R., "Analog and digital self-interference cancellation in full-duplex MIMO-OFDM transceivers with limited resolution in A/D conversion," *Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on*, pp. 45-49, 4-7 Nov.

- 2012.
- [7] Knox, M.E., "Single antenna full duplex communications using a common carrier," Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2012 IEEE 13th Annual, pp. 1-6, 15-17 April 2012.
 - [8] Young-Hwa Jeong, "A Adaptive Blind Equalization Algorithm with a Double Step Size LMS Using the Decision-Directed Error," J. Korean Inst. Commun. Inform. Sci. (KICS), vol. 37, no. 2, pp. 55-60, Korea, Dec. 2012.
 - [9] Tüchler, M.; Koetter, R.; Singer, A.C., "Turbo equalization: principles and new results," Communications, IEEE Transactions on , vol. 50, no. 5, pp. 754-767, May 2002.
 - [10] J. G. Proakis, Digital Communications. New York: McGraw-Hill.

— 저 자 소 개 —



최진규(정회원)
1999년 한양대학교 전자공학과
학사.
2001년 한양대학교 전파통신전자
공학과 석사.
2001년~현재 한국전자통신
연구원 선임연구원.
<주관심분야 : MIMO-OFDM, digital RF
transceiver, SDR, CR>



안창영(학생회원)
2013년 충북대학교 전자공학과
공학사
2013년~현재 충북대학교
전자공학과 석사과정
<주관심분야 : 무선통신시스템,
신호처리>



유흥균(정회원)
1988년~현재 충북대학교
전자공학과 교수
2002년 3월~2004년 2월
충북대학교 컴퓨터정보
통신연구소 소장
1996년~현재 IEEE, IET 논문
심사위원
2002년 한국전자과학회 학술상 수상
2008년 ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper
Award" 수상
2009년 SPACOMM 2009 국제학술대회 "Best
Paper Award" 수상
<주관심분야 : 무선통신시스템, 위성통신,
B4G/5G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신
신호 처리>