



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2022년09월30일
(11) 등록번호 10-2449737
(24) 등록일자 2022년09월27일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 1/56 (2015.01) H04B 1/48 (2015.01)
(52) CPC특허분류
H04B 1/56 (2013.01)
H04B 1/48 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2016-0074062
(22) 출원일자 2016년06월14일
심사청구일자 2021년04월08일
(65) 공개번호 10-2017-0001594
(43) 공개일자 2017년01월04일
(30) 우선권주장
1020150090790 2015년06월25일 대한민국(KR)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020080066608 A*
KR1020100131146 A*
US20130301487 A1
KR1020080036235 A
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌
기술이전 희망 : 기술양도

(73) 특허권자
한국전자통신연구원
대전광역시 유성구 가정로 218 (가정동)
(72) 발명자
장갑석
대전광역시 서구 복수동로 21-20, 203동 1505호(복수동, 초록마을2단지)
주형식
대전광역시 유성구 문화원로6번길 40 (장대동)
(74) 대리인
팬코리아특허법인

전체 청구항 수 : 총 17 항

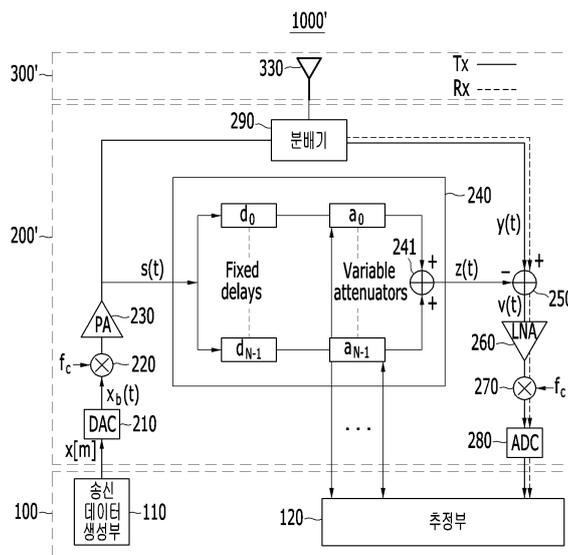
심사관 : 구영희

(54) 발명의 명칭 동일대역 전이중 송수신기에서 FIR 필터를 튜닝하는 방법 및 장치

(57) 요약

동일대역 전이중 송수신기에서 FIR 필터를 튜닝하는 방법 및 장치가 개시된다. 상기 튜닝 방법은, FIR 필터의 감쇄 정도를 제1 값으로 설정한 후 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계, 추정된 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여 델타 응답을 추정하는 단계, 그리고 추정된 델타 응답을 이용하여 FIR 필터의 감쇄 정도를 제2 값으로 업데이트하는 단계를 포함할 수 있다.

대표도 - 도2



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	R0101-15-244
부처명	미래창조과학부
과제관리(전문)기관명	정보통신기술진흥센터
연구사업명	ETRI 통합과제
연구과제명	초연결 스마트 모바일 서비스를 위한 5G 이동통신 핵심기술 개발
기 여 율	1/1
과제수행기관명	한국전자통신연구원
연구기간	2015.03.01~2016.02.29

명세서

청구범위

청구항 1

송신 신호를 입력 받아 자기송신간섭신호를 제거하는 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 포함하는 동일대역 전이중 송수신기에서, 상기 FIR 필터를 튜닝하는 방법으로서,
 상기 FIR 필터의 감쇄 정도를 소정의 제1 값으로 설정한 후, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계,
 상기 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여, 델타 응답을 추정하는 단계,
 상기 델타 응답을 이용하여, 상기 감쇄 정도를 제2 값으로 업데이트 하는 단계, 그리고
 상기 제2 값을 상기 FIR 필터에 적용하는 단계를 포함하며,
 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계는,
 제1 기간에서, 상기 감쇄 정도를 상기 제1 값으로 설정한 후, 제1 트레이닝 신호를 발생시켜 전송하는 단계,
 상기 제1 기간에서, 상기 자기송신간섭신호에서 상기 FIR 필터의 출력신호를 뺀 신호에 대한 기저대역 등가신호인 제1 신호를 측정하는 단계,
 제2 기간에서, 제2 트레이닝 신호를 발생시켜 전송하는 단계,
 상기 제2 기간에서, 상기 자기송신간섭신호에 대한 기저대역 등가신호인 제2 신호를 측정하는 단계, 그리고
 상기 제1 신호와 상기 제2 신호를 이용하여, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,
 상기 델타 응답은 무선 채널에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답에서 상기 제1 값으로 설정된 상기 FIR 필터에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답을 뺀 값에 대응하는 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,
 상기 업데이트 하는 단계는,
 상기 델타 응답을 이용하여, 업데이트할 상기 FIR 필터의 감쇄 정도인 제3 값을 계산하는 단계, 그리고
 상기 제1 값에 상기 제3 값을 더하여, 상기 제2 값을 계산하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 4

삭제

청구항 5

제1항에 있어서,
 상기 델타 응답을 추정하는 단계는, 상기 FIR 필터의 입력 정보 및 상기 제1 신호를 이용하여, 상기 델타 응답을 추정하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,
 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계는,

상기 제2 신호에서 상기 제1 신호를 빼서 상기 FIR 필터의 출력신호에 대한 기저대역 등가 신호인 제3 신호를 생성 단계, 그리고

상기 제3 신호를 이용하여, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 계산하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 제2 신호를 측정하는 단계는, 상기 FIR 필터의 출력 신호 발생을 억제한 후 상기 제2 신호를 측정하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 제1 트레이닝 신호와 상기 제2 트레이닝 신호는 동일한 신호인 방법.

청구항 9

제1항에 있어서,

상기 FIR 필터의 입력 정보는 선형 성분과 비선형 성분을 포함하는 방법.

청구항 10

제1항에 있어서,

상기 제1 기간 및 상기 제2 기간은 시간영역 프레임에서 상기 제1 트레이닝 신호 및 상기 제2 트레이닝 신호를 전송하기 위한 필드에 포함되어 있는 방법.

청구항 11

송신 신호를 생성하여 전송하는 송신기,

수신 신호를 기저대역 신호로 변환하고 복조하는 수신기,

상기 송신 신호를 입력 받아 자기송신간섭신호를 제거하는 FIR(Finite Impulse Response) 필터, 그리고

상기 수신기에 포함된 아날로그디지털 변환기의 출력을 이용하여 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하며, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여 상기 FIR 필터의 감쇄 정도를 설정하는 추정부를 포함하며,

상기 추정부는, 상기 감쇄 정도를 소정의 제1 값으로 설정한 후 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하며, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여 델타 응답을 추정하며, 상기 델타 응답을 이용하여 상기 감쇄 정도를 제2 값으로 업데이트 하며, 상기 제2 값을 상기 FIR 필터에 적용하며,

상기 송신기는 제1 기간에서 제1 트레이닝 신호를 발생시켜 전송하고 제2 기간에서 제2 트레이닝 신호를 발생시켜 전송하며,

상기 추정부는,

상기 제1 기간에서, 상기 감쇄 정도를 상기 제1 값으로 설정한 후 상기 아날로그디지털 변환기의 출력 신호를 이용하여 제1 신호를 측정하며,

상기 제2 기간에서, 상기 자기송신간섭신호에 대한 기저대역 등가신호인 제2 신호를 측정하는 동일대역 전이중 송수신기.

청구항 12

삭제

청구항 13

제11항에 있어서,

상기 델타 응답은 무선 채널에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답에서 상기 제1 값으로 설정된 상기 FIR 필터에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답을 뺀 값에 대응하는 동일대역 전이중 송수신기.

청구항 14

삭제

청구항 15

제11항에 있어서,

상기 추정부는, 상기 제2 신호에서 상기 제1 신호를 빼서 상기 FIR 필터의 출력신호에 대한 기저대역 등가신호인 제3 신호를 생성하며, 상기 제3 신호를 이용하여 상기 FIR 필터의 입력 정보를 계산하는 동일대역 전이중 송수신기.

청구항 16

제11항에 있어서,

상기 추정부는 상기 제2 기간에서 상기 FIR 필터의 감쇄 정도를 설정하여 상기 FIR 필터의 출력 신호를 억제하는 동일대역 전이중 송수신기.

청구항 17

제11항에 있어서,

상기 송신 신호를 전송하며 상기 수신 신호를 수신하는 안테나, 그리고

상기 송신 신호를 상기 안테나로 보내고 상기 수신 신호를 상기 수신기로 보내는 분배기를 더 포함하는 동일대역 전이중 송수신기.

청구항 18

송신 신호를 생성하여 전송하는 송신기,

수신 신호를 기저대역 신호로 변환하고 복조하는 수신기,

상기 송신 신호를 입력 받아 자기송신간섭신호를 제거하는 FIR(Finite Impulse Response) 필터, 그리고

상기 수신기에 포함된 아날로그디지털 변환기의 출력을 이용하여 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하며, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여 상기 FIR 필터의 감쇄 정도를 설정하는 추정부를 포함하며,

상기 송신 신호는 상기 송신기에 포함된 전력 증폭기의 출력 신호인 동일대역 전이중 송수신기.

청구항 19

제11항에 있어서,

상기 제1 트레이닝 신호와 상기 제2 트레이닝 신호는 동일한 신호인 동일대역 전이중 송수신기.

청구항 20

제11항에 있어서,

상기 FIR 필터의 입력 정보는 선형 성분과 비선형 성분을 포함하는 동일대역 전이중 송수신기.

발명의 설명

기술 분야

본 발명은 동일대역 전이중 송수신기에서 FIR 필터를 튜닝하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0001]

- [0002] 현재 무선통신 시스템은 반이중(Half Duplex) 방식을 대부분 채용하고 있다. 반이중 방식은 시간 또는 주파수를 분배하여 송신 또는 수신하므로 송수신 간에 직교성이 유지될 수 있다. 그러나 이러한 반이중 방식은 자원(시간 또는 주파수)을 낭비한다.
- [0003] 동일대역 전이중(In-band Full Duplex, IFD) 방식은 반이중 방식의 비효율을 해결하기 위한 솔루션으로 제시되고 있다. 동일대역 전이중 방식은 동일대역에서 동시에 송수신이 가능한 기술이다. 동일대역 전이중 방식은 이론적으로 최대 2배의 링크용량 증대가 가능하므로, 5G 이동통신에서 요구하는 1000배 트래픽 용량 달성에 없어서는 안될 기술이다.
- [0004] 그러나 동일대역 전이중(IFD) 방식은 자기송신신호가 수신기에 유입되어, 자기송신신호가 유효 수신신호보다 매우 강하며, 이로 인해 자기송신신호가 자기간섭신호로 작용하는 단점이 있다. 자기간섭제거(Self-Interference Cancellation, SIC)를 위해 송신 안테나와 수신 안테나를 물리적으로 상당히 이격하는 안테나 영역 SIC 기술이 있다. 안테나 영역 SIC 기술을 통해 자기간섭레벨을 낮추고 디지털 영역에서 남은 자기간섭을 제거하는 기술이 상용화 단계에 있다. 그러나 이 기술은 송수신 안테나 간 물리적 이격으로 인해 소형 장치에 적용하기 쉽지 않다.
- [0005] 소형 장치에 동일대역 전이중(IFD) 방식을 적용하려면, 안테나간 물리적 이격 도움 없이 아날로그회로영역에서 자기간섭을 제거하는 기술이 필요하다. 아날로그회로영역의 SIC 기술은 크게 수동 SIC 기술과 능동 SIC 기술이 있다. 수동 SIC 기술은 수동소자를 이용해 SIC 이득을 쉽게 얻을 수 있지만 그 이득에 한계가 있다. 한편, 능동 SIC 기술은 적응 아날로그 FIR(Finite Impulse Response) 필터 회로를 사용하여, 수동 SIC 기술에 비해 높은 SIC 기술 이득을 얻을 수 있다. 그런, 기존의 능동 SIC 기술은 광대역에 걸쳐 주변 환경 변화에 빠르게 적응하면서 높은 SIC 이득을 계속 유지하지 못하는 문제가 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0006] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 동일대역 전이중 송수신기가 높은 SIC 이득을 가지도록, FIR 필터를 튜닝하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

- [0007] 본 발명의 실시예에 따르면, 송신 신호를 입력 받아 자기송신간섭신호를 제거하는 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 포함하는 동일대역 전이중 송수신기에서, 상기 FIR 필터를 튜닝하는 방법이 제공된다. 상기 방법은, 상기 FIR 필터의 감쇄 정도를 소정의 제1 값으로 설정한 후, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여, 델타 응답을 추정하는 단계, 상기 델타 응답을 이용하여, 상기 감쇄 정도를 제2 값으로 업데이트 하는 단계, 그리고 상기 제2 값을 상기 FIR 필터에 적용하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0008] 상기 델타 응답은 무선 채널에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답에서 상기 제1 값으로 설정된 상기 FIR 필터에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답을 뺀 값에 대응할 수 있다.
- [0009] 상기 업데이트 하는 단계는, 상기 델타 응답을 이용하여, 업데이트할 상기 FIR 필터의 감쇄 정도인 제3 값을 계산하는 단계, 그리고 상기 제1 값에 상기 제3 값을 더하여, 상기 제2 값을 계산하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0010] 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계는, 제1 기간에서, 상기 감쇄 정도를 상기 제1 값으로 설정한 후, 제1 트레이닝 신호를 발생시켜 전송하는 단계, 상기 제1 기간에서, 상기 자기송신간섭신호에서 상기 FIR 필터의 출력신호를 뺀 신호에 대한 기저대역 등가신호인 제1 신호를 측정하는 단계, 제2 기간에서, 제2 트레이닝 신호를 발생시켜 전송하는 단계, 상기 제2 기간에서, 상기 자기송신간섭신호에 대한 기저대역 등가신호인 제2 신호를 측정하는 단계, 그리고 상기 제1 신호와 상기 제2 신호를 이용하여, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0011] 상기 델타 응답을 추정하는 단계는, 상기 FIR 필터의 입력 정보 및 상기 제1 신호를 이용하여, 상기 델타 응답을 추정하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0012] 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 단계는, 상기 제2 신호에서 상기 제1 신호를 빼서 상기 FIR 필터의 출력신호에 대한 기저대역 등가 신호인 제3 신호를 생성 단계, 그리고 상기 제3 신호를 이용하여, 상기 FIR 필터의

입력 정보를 계산하는 단계를 포함할 수 있다.

- [0013] 상기 제2 신호를 측정하는 단계는, 상기 FIR 필터의 출력 신호 발생을 억제한 후 상기 제2 신호를 측정하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0014] 상기 제1 트레이닝 신호와 상기 제2 트레이닝 신호는 동일한 신호일 수 있다.
- [0015] 상기 FIR 필터의 입력 정보는 선형 성분과 비선형 성분을 포함할 수 있다.
- [0016] 상기 제1 기간 및 상기 제2 기간은 시간영역 프레임에서 상기 제1 트레이닝 신호 및 상기 제2 트레이닝 신호를 전송하기 위한 필드에 포함되어 있을 수 있다.
- [0017] 본 발명의 다른 실시예에 따르면, 동일대역 전이중 송수신기가 제공된다. 상기 동일대역 전이중 송수신기는, 송신 신호를 생성하여 전송하는 송신기, 수신 신호를 기저대역 신호로 변환하고 복조하는 수신기, 상기 송신 신호를 입력 받아 자기송신간섭신호를 제거하는 FIR(Finite Impulse Response) 필터, 그리고 상기 수신기에 포함된 아날로그디지털 변환기의 출력을 이용하여 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하며, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여 상기 FIR 필터의 감쇄 정도를 설정하는 추정부를 포함할 수 있다.
- [0018] 상기 추정부는, 상기 감쇄 정도를 소정의 제1 값으로 설정한 후 상기 FIR 필터의 입력 정보를 추정하며, 상기 FIR 필터의 입력 정보를 이용하여 델타 응답을 추정하며, 상기 델타 응답을 이용하여 상기 감쇄 정도를 제2 값으로 업데이트 하며, 상기 제2 값을 상기 FIR 필터에 적용할 수 있다.
- [0019] 상기 델타 응답은 무선 채널에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답에서 상기 제1 값으로 설정된 상기 FIR 필터에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답을 뺀 값에 대응할 수 있다.
- [0020] 상기 송신기는 제1 기간에서 제1 트레이닝 신호를 발생시켜 전송하고 제2 기간에서 제2 트레이닝 신호를 발생시켜 전송할 수 있으며, 상기 추정부는, 상기 제1 기간에서, 상기 감쇄 정도를 상기 제1 값으로 설정한 후 상기 아날로그디지털 변환기의 출력 신호를 이용하여 제1 신호를 측정할 수 있으며, 상기 제2 기간에서, 상기 자기송신간섭신호에 대한 기저대역 등가신호인 제2 신호를 측정할 수 있다.
- [0021] 상기 추정부는, 상기 제2 신호에서 상기 제1 신호를 빼서 상기 FIR 필터의 출력신호에 대한 기저대역 등가신호인 제3 신호를 생성하며, 상기 제3 신호를 이용하여 상기 FIR 필터의 입력 정보를 계산할 수 있다.
- [0022] 상기 추정부는 상기 제2 기간에서 상기 FIR 필터의 감쇄 정도를 설정하여 상기 FIR 필터의 출력 신호를 억제할 수 있다.
- [0023] 상기 동일대역 전이중 송수신기는, 상기 송신 신호를 전송하며 상기 수신 신호를 수신하는 안테나, 그리고 상기 송신 신호를 상기 안테나로 보내고 상기 수신 신호를 상기 수신기로 보내는 분배기를 더 포함할 수 있다.
- [0024] 상기 송신 신호는 상기 송신기에 포함된 전력 증폭기의 출력 신호일 수 있다.
- [0025] 상기 제1 트레이닝 신호와 상기 제2 트레이닝 신호는 동일한 신호일 수 있다.
- [0026] 상기 FIR 필터의 입력 정보는 선형 성분과 비선형 성분을 포함할 수 있다.

발명의 효과

- [0027] 본 발명의 실시예에 따르면, FIR 필터의 입력신호에 대한 기저대역 등가신호를 이용하여 FIR 필터의 감쇄 정도를 설정함으로써, 광대역에 걸쳐 주변 환경 변화에 빠르게 적응하면서 높은 SIC 이득을 얻을 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0028] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 동일대역 전이중 송수신기를 나타내는 도면이다.
- 도 2는 본 발명의 다른 실시예에 따른 동일대역 전이중 송수신기를 나타내는 도면이다.
- 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 시간영역 프레임 구조를 나타내는 도면이다.
- 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 FIR 필터의 입력 정보를 추정하는 방법을 나타내는 플로우 차트이다.
- 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 추정부가 FIR 필터를 튜닝하는 방법을 나타내는 플로우차트이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0029] 아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면 부호를 붙였다.
- [0030] 명세서 전체에서, 단말은(terminal)은 이동 단말(mobile terminal, MT), 이동국(mobile station, MS), 진보된 이동국(advanced mobile station, AMS), 고신뢰성 이동국(high reliability mobile station, HR-MS), 가입자국(subscriber station, SS), 휴대 가입자국(portable subscriber station, PSS), 접근 단말(access terminal, AT), 사용자 장비(user equipment, UE) 등을 지칭할 수도 있고, 단말, MT, AMS, HR-MS, SS, PSS, AT, UE 등의 전부 또는 일부의 기능을 포함할 수도 있다.
- [0031] 또한, 기지국(base station, BS)은 진보된 기지국(advanced base station, ABS), 고신뢰성 기지국(high reliability base station, HR-BS), 노드B(node B), 고도화 노드B(evolved node B, eNodeB), 접근점(access point, AP), 무선 접근국(radio access station, RAS), 송수신 기지국(base transceiver station, BTS), MMR(mobile multihop relay)-BS, 기지국 역할을 수행하는 중계기(relay station, RS), 기지국 역할을 수행하는 고신뢰성 중계기(high reliability relay station, HR-RS) 등을 지칭할 수도 있고, ABS, 노드B, eNodeB, AP, RAS, BTS, MMR-BS, RS, HR-RS 등의 전부 또는 일부의 기능을 포함할 수도 있다.
- [0032] 명세서 전체에서, 송수신기(transceiver)는 단말(terminal), 이동 단말(mobile terminal, MT), 이동국(mobile station, MS), 진보된 이동국(advanced mobile station, AMS), 고신뢰성 이동국(high reliability mobile station, HR-MS), 가입자국(subscriber station, SS), 휴대 가입자국(portable subscriber station, PSS), 접근 단말(access terminal, AT), 사용자 장비(user equipment, UE) 등을 지칭할 수도 있고, 단말, MT, AMS, HR-MS, SS, PSS, AT, UE 등의 전부 또는 일부의 기능을 포함할 수도 있다.
- [0033] 또한, 송수신기(transceiver)는 기지국(base station, BS), 진보된 기지국(advanced base station, ABS), 고신뢰성 기지국(high reliability base station, HR-BS), 노드B(node B), 고도화 노드B(evolved node B, eNodeB), 접근점(access point, AP), 무선 접근국(radio access station, RAS), 송수신 기지국(base transceiver station, BTS), MMR(mobile multihop relay)-BS, 기지국 역할을 수행하는 중계기(relay station, RS), 기지국 역할을 수행하는 고신뢰성 중계기(high reliability relay station, HR-RS) 등을 지칭할 수도 있고, ABS, 노드B, eNodeB, AP, RAS, BTS, MMR-BS, RS, HR-RS 등의 전부 또는 일부의 기능을 포함할 수도 있다.
- [0034] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 동일대역 전이중 송수신기(1000)를 나타내는 도면이다.
- [0035] 도 1에 나타낸 바와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 동일대역 전이중 송수신기(1000)는 기저대역(baseband) 디지털영역 송수신부(100), 아날로그회로영역 송수신부(200) 및 안테나부(300)를 포함한다.
- [0036] 기저대역 디지털영역 송수신부(100)는 송신 데이터 생성부(110) 및 추정부(Estimator)(120)를 포함한다. 도 1에는 나타내지 않았지만 기저대역 디지털영역 송수신부(100)는 수신 데이터 복조 생성부를 더 포함할 수 있다. 송신 데이터 생성부(110)는 이코딩(encoding)과 변조(modulating)를 수행하여, 송신할 데이터에 대응하는 디지털 신호를 생성한다. 도 1에서 송신 데이터 생성부(110)의 출력 신호 즉, 기저대역 시간영역 신호를 $x[m]$ 으로 나타내었다. 수신 데이터 복조 생성부(도 1에 도시하지 않음)는 수신 데이터에 대해서 복조(demodulating)와 디코딩(decoding)을 수행한다. 추정부(120)는 FIR(Finite Impulse Response) 필터(240)의 탭별 감쇄 정도를 설정한다. 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 FIR 필터(240)의 탭별 감쇄 정도를 설정하기 위해, FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하는 기능을 수행한다. 그리고 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 추정된 FIR 필터(240)의 입력 정보를 이용하여 FIR 필터(240)의 탭별 감쇄 정도를 설정함으로써, SIC를 제거할 수 있다.
- [0037] 아날로그회로영역 송수신부(200)는 디지털아날로그 변환기(Digital Analog Converter, DAC)(210), 믹서(220), 전력 증폭기(Power Amplifier, PA)(230), FIR 필터(240), 신호 결합기(250), 저잡음 증폭기(Low Noise Amplifier, LNA)(260), 적분기(270) 및 아날로그디지털 변환기(Analog Digital Converter, ADC)(280)를 포함한다. 송신 데이터 생성부(110), DAC(210), 믹서(220) 그리고 PA(230)는 송신기(Transmitter)를 형성한다. 그리고 신호 결합기(250), LNA(260), 적분기(270), ADC(280) 및 수신 데이터 복조 생성부는 수신기(Receiver)를 형성한다.
- [0038] DAC(210)는 디지털 신호를 아날로그 신호로 변환하며, 믹서(220)는 반송 주파수(f_c)를 이용하여 기저대역(Baseband Frequency) 신호를 RF(Radio Frequency)대역 신호로 변환한다. PA(230)는 RF대역 신호를 증폭하여

출력한다. 도 1에서, DAC(210)의 출력 신호를 $x_b(t)$ 로 나타내었으며, PA(230)의 출력 신호 즉, 최종 송신 신호를 $s(t)$ 로 나타내었다. 최종 송신 신호인 $s(t)$ 는 믹서(220) 및 PA(230)로 인해 비선형성분(하모닉스 성분 및 위상 잡음 성분)을 포함하고 있으며, 아래에서 설명하는 바와 같이 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 비선형성분을 포함하고 있는 $s(t)$ 에 대한 기저대역 등가 정보를 추정한다.

- [0039] 안테나부(300)는 송신 안테나(310)와 수신 안테나(320)를 포함한다. 송신 안테나(310)는 송신 신호 $s(t)$ 를 외부로 송출하며, 수신 안테나(320)는 수신 신호를 수신한다. 송신 안테나(310)와 수신 안테나(320)는 물리적으로 근접하고 있으므로, 송신 신호 $s(t)$ 는 수신 안테나(320)를 통해 유입되어 간섭신호로 작용하며, 이러한 간섭신호가 자기송신간섭신호이다. 이는 본 발명의 실시예에 따른 송수신기(1000)가 동일대역 전이중 방식으로 동작하기 때문이다. 수신 안테나(320)를 통해 수신되는 신호는 정상적인 수신 신호뿐만 아니라 자기송신간섭신호도 포함하고 있다. 도 1에서 자기송신간섭신호를 $y(t)$ 로 나타내었다. 아래에서 설명하는 바와 같이, 본 발명의 실시예에서는 이러한 자기송신간섭신호($y(t)$)를 FIR 필터(240)를 사용하여 제거할 수 있다.
- [0040] FIR 필터(240)는 송신신호 $s(t)$ 를 입력 받으며 자기송신간섭신호($y(t)$)를 최소화 시키는 신호를 생성하여 출력한다. 도 1에 나타낸 바와 같이 본 발명의 실시예에 따른 FIR 필터(240)는 복수의 지연기($d_0 \sim d_{N-1}$), 복수의 감쇄기(attenuator)($a_0 \sim a_{N-1}$) 및 신호 결합기(241)를 포함한다.
- [0041] 복수의 지연기($d_0 \sim d_{N-1}$)는 각각 고정의 지연(delay)을 가진다. 각 지연기($d_i(i=0,1,\dots,N-1)$)간의 지연 간격은 모두 동일하거나 모두 다를 수 있고 서로 동일한 지연 간격을 가지는 복수의 그룹으로 나눌 수 있다. 여기서, N 은 총 탭수를 의미하고 $d_i(i=0,1,2,\dots,N-1)$ 는 탭에 가해진 지연(delay)를 의미한다.
- [0042] 복수의 감쇄기($a_0 \sim a_{N-1}$)는 복수의 지연기($d_0 \sim d_{N-1}$)에 각각 연결되며 신호를 감쇄시킨다. 각 감쇄기($a_i(i=0,1,2,\dots,N-1)$)의 감쇄 정도는 가변적이며, 감쇄 정도는 추정부(120)에 의해 설정된다. 각 감쇄기($a_i(i=0,1,2,\dots,N-1)$)의 감쇄 정도의 값은 크기, 크기 및 위상, 실수치 또는 복소치 중 하나를 가질 수 있으며, 이하의 설명에서는 편의상 감쇄 정도는 크기 또는 실수치를 가지는 것을 가정하여 설명한다.
- [0043] 신호 결합기(241)는 복수의 감쇄기($a_0 \sim a_{N-1}$)의 출력 신호를 결합한다. 신호 결합기(241)는 복수의 감쇄기($a_0 \sim a_{N-1}$)로부터 출력되는 신호 모두 더하여 결합한다. 도 1에서 신호 결합기(241)의 출력 신호 즉, FIR 필터(240)의 출력 신호를 $z(t)$ 로 나타내었다.
- [0044] 신호 결합기(250)는 수신 신호와 FIR 필터(240)의 출력 신호를 결합한 후 LNA(260)로 출력한다. 신호 결합기(250)는 수신 신호에서 FIR 필터(240)로부터 출력되는 신호를 뺀 후 두 신호를 결합한다. 이때, FIR 필터(240)는 자기송신간섭신호($y(t)$)를 최소화시키는 신호를 출력하므로, 신호 결합기(250)는 수신 신호에서 자기송신간섭신호($y(t)$)를 제거한 신호를 LNA(260)로 출력한다. 도 1에서, 신호 결합기(250)의 출력 신호를 $v(t)$ 로 나타내었다.
- [0045] LNA(260)는 신호 결합기(250)로부터 자기송신간섭신호($y(t)$)가 제거된 수신신호를 입력 받으며, 입력된 신호에서 노이즈를 제거하고 증폭한다. 적분기(Integrator)(270)는 반송 주파수(f_c)를 이용하여 RF대역 신호를 기저대역 신호로 변환한다. ADC(260)는 아날로그인 기저대역 신호를 디지털 신호로 변환한다.
- [0046] 도 2는 본 발명의 다른 실시예에 따른 동일대역 전이중 송수신기(1000')를 나타내는 도면이다.
- [0047] 도 2에 나타낸 바와 같이, 본 발명의 다른 실시예에 따른 동일대역 전이중 송수신기(1000')는 기저대역(baseband) 디지털영역 송수신부(100), 아날로그회로영역 송수신부(200') 및 안테나부(300')를 포함한다. 안테나부(300')가 하나의 송수신 안테나로 구성되고 아날로그회로영역 송수신부(200')가 분배기(290)를 더 포함하는 것을 제외하고 도 1과 동일하므로, 도 1과 중복되는 설명은 생략한다.
- [0048] 안테나부(300')는 동일대역 전이중 방식을 위해, 송신기능뿐만 아니라 수신기능을 동시에 수행하는 송수신안테나(330)로 구성된다. 즉, 안테나(330)를 통해 송신 신호가 송신되고 수신 신호가 수신된다.
- [0049] 아날로그회로영역 송수신부(200')는 분배기(290)를 더 포함한다. 분배기(290)는 안테나(330)에 연결되며 송신 신호($s(t)$)를 안테나(330)로 보낸다. 그리고 분배기(290)는 안테나(330)로부터 수신되는 수신 신호를 수신 모듈(도 1의 신호 결합기(250), LNA(260) 등)로 보낸다. 즉, 본 발명의 실시예에 따른 분배기(290)는 송신 신호를 안테나(330)로 보내고 수신 신호를 수신 모듈로 보내는 역할을 수행한다. 분배기(290)는 서클레이터

(circulator) 또는 EBD(Electrical Balance Duplex) 등으로 구현될 수 있다. 서큘레이터 및 EBD는 본 발명이 속하는 기술 분야에 통상의 지식을 가진 자라면 알 수 있는 바 구체적인 설명은 생략한다.

[0050] 먼저, 추정부(120)가 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하는 방법에 대해서 설명한다. FIR 필터(240)의 입력 정보(z(t))는 비선형성분을 포함하고 있으며, 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 비선형성분을 포함하고 있는 s(t)의 기저대역 등가 정보를 추정한다. 아래에서 설명하는 z(t)의 기저대역 등가 정보를 추정하는 방법을 도 2를 기준으로 설명하나 도 1에도 동일하게 적용될 수 있다.

[0051] 추정부(120)가 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하는 방법을 설명하기 위해서, 동일대역 전이중 송수신기(1000')의 각종 신호를 수학적으로 모델링한다.

[0052] x[m]은 d배 오버샘플링(oversampling)된 기저대역 시간 영역 신호를 의미한다. 만약 d=1인 경우, x[m]은 기저대역 샘플링된 시간영역 신호를 의미한다. 이 샘플링된 신호가 DAC(210)를 통과하면, 아래의 수학적 식 1과 같은 기저대역 아날로그 신호(x_b(t))가 생성된다.

수학적 식 1

[0053]
$$x_b(t) = \sum x[m]\text{sinc}(Wt - m)$$

[0054] 수학적 식 1에서 x[m]은 x_b(m/W)이고, sinc(t)는 아래의 수학적 식 2와 같이 정의된다.

수학적 식 2

[0055]
$$\text{sinc}(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t}$$

[0056] 수학적 식 1의 표현은 샘플링 이론(Sampling Theorem)이 적용된 것이다. 즉, W/2에 대역 제한되는 모든 기저대역 파형이 샘플들에 의해 주어지는 계수(즉, x[m])와 직교 베이스(basis)({sinc(Wt-m)})의 선형 결합(Linear Combination)으로 표현할 수 있다는 샘플링 이론이 수학적 식 1에 적용된다. 수학적 식 1에서, W는 대역폭을 의미하며, 기저대역의 시스템 대폭일 수도 있고 d배 오버샘플링(oversampling)된 대역폭일 수 있다. 아래에서는 설명의 편의상 W를 1배(d=1) 오버샘플링된 대역폭으로 가정하여 설명하였으나, d의 값은 다른 값으로 설정될 수 있다.

[0057] x_b(t)가 믹서(220)를 통과하면 RF 신호가 되며, 이 RF 신호가 PA(230)를 통과하면 FIR 필터(240)의 시간영역 입력 신호(s(t))가 된다. 이 s(t)를 수학적으로 표현하면 아래의 수학적 식 3과 같이 된다.

수학적 식 3

[0058]
$$s(t) = \sqrt{2P} \text{Re} \left\{ \tilde{x}_b(t) e^{-j2\pi f_c t} \right\}$$

[0059] 수학적 식 3에서 $\tilde{x}_b(t)$ 는 x_b(t)가 PA(230)를 통과하면서 발생하는 비선형성분을 포함하는 RF 신호에 대한 등가 기저대역 신호를 의미한다. P는 PA(230)에 의해 증폭되는 송신전력을 의미하며, f_c는 믹서(220)의 반송 주파수를 의미한다. 수학적 식 3를 통해, s(t)는 선형성분과 비선형성분을 모두 포함하고 있음을 알 수 있다.

[0060] 수학적 식 3과 같은 RF 신호(s(t))는 FIR 필터(240)를 통과하며, 통과된 RF 신호의 시간영역 표현식은 아래의 수학

식 4와 같이 된다.

수학식 4

[0061]
$$z(t) = h_{fir}(t) * s(t)$$

[0062] 수학식 4에서 $h_{fir}(t)$ 는 FIR 필터(240)의 RF영역 시간임펄스응답을 의미한다. $h_{fir}(t)$ 에 대한 기저대역 등가 시간 임펄스응답은 아래의 수학식 5와 같다.

수학식 5

[0063]
$$h_{fir}^b[l] = \sum_i a_i e^{-j2\pi f_c d_i} \text{sinc}[l - d_i W]$$

[0064] 수학식 5에서, $d_i (i=0, 1, \dots, N-1)$ 와 $a_i (i=0, 1, \dots, N-1)$ 는 각각 FIR 필터(240)의 탭별 시간지연(time delay)과 경로감쇄(attenuation)을 의미한다. 그리고 l 은 필터 탭의 인덱스를 의미한다. FIR 필터(240)의 출력인 $z(t)$ 에 대한 디지털(기저대역)영역 등가신호($z[m]$)는 수학식 5를 적용하면 아래의 수학식 6과 같이 된다.

수학식 6

[0065]
$$\begin{aligned} z[m] &= \sum_l \tilde{x}[m-l] h_{fir}^b[l] \\ &= \sum_l \tilde{x}[m-l] \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{-j2\pi f_c d_i} \text{sinc}[l - d_i W], \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned}$$

[0066] 수학식 6에서, $\tilde{x}[m]$ 은 수학식 3에 의해 $\tilde{x}[m] = \tilde{x}_b(m/W)$ 이 되며, M 은 시간영역의 최대 샘플수를 의미한다.

[0067] 상기 수학식 4 내지 수학식 6의 표현식을 이용하면, 자기송신간섭신호($y(t)$)에 대한 디지털(기저대역)영역 등가의 시간영역 표현식($y[m]$)은 아래의 수학식 7과 같이 된다.

수학식 7

[0068]
$$\begin{aligned} y[m] &= \sum_l \tilde{x}[m-l] h_{ch}^b[l] \\ &= \sum_l \tilde{x}[m-l] \sum_{i=0}^{N'-1} b_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \text{sinc}[l - \tau_i W], \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned}$$

[0069] 수학식 7에서, $h_{ch}^b[l]$ 은 분배기(290)와 안테나(330)의 특성에 의해 생성되는 채널에 대한 기저대역(디지털영역) 등가 시간임펄스 응답을 의미한다. 그리고, b_i 와 τ_i 는 각각 분배기(290)와 안테나(330)의 특성에 의해 생성되는 채널에 대한 다중 경로 i 별 경로감쇄(attenuation)와 시간지연(time delay)를 의미한다. N' 는 채널에 대한 총 다중 경로 수를 의미한다.

[0070] 도 3 및 도 4를 참조하여, 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)가 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하는 방법에 대해서 설명한다. 아래의 설명에서는 상기 수학적 식 5 내지 7 각각의 표현식에서 LNA(260), 적분기(270) 및 ADC(280)는 하드웨어 손상(Impairment)이 없는 것으로 가정한다.

[0071] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 시간영역 프레임 구조를 나타내는 도면이다.

[0072] 도 3에 나타난 바와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 시간영역 프레임은 IFD(In-band Full Duplex) 트레이닝 필드(training field)(410)와 IFD 통신 필드(communication field)(420)를 포함한다. IFD 트레이닝 필드(410)는 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하기 위해, 트레이닝 신호(training)를 신호를 전송하기 위한 별도의 필드이다. IFD 트레이닝 필드(410)에서, 제1 트레이닝 신호(411)와 제2 트레이닝 신호(412)가 전송된다. 제1 트레이닝 신호(411)와 제2 트레이닝 신호(412)는 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하기 위해 별도로 생성된 신호이며, 두 신호는 주파수 영역에서 할당될 수도 있고 시간영역에서 할당될 수 있다. 한편, 제1 트레이닝 신호(411)와 제2 트레이닝 신호(412)는 동일한 신호이다. 그리고, IFD 통신 필드(420)는 동일대역 전이중 송수신을 위한 데이터가 전송되는 구간이다.

[0073] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하는 방법을 나타내는 플로우 차트이다.

[0074] 먼저, 추정부(120)는 제1 트레이닝 신호(411)를 이용하여, SIC(Self-Interference Cancellation) 수행된 후의 $v[m]$ 을 측정한다(S410). 추정부(120)는 FIR 필터(240)의 감쇄 정도($a_i(i=0,1,2,\dots,N-1)$)를 임의의 초기 설정 값(식 22의 $\mathbf{a}(u)$ 에 해당함)으로 설정한다. 그리고 송신 데이터 생성부(110)는 제1 트레이닝 신호(411)를 생성하며, 추정부(120)는 제1 트레이닝 신호(411)에 대한 신호 결합기(250)의 출력정보($v[m]$)을 측정한다. 여기서, $v[m]$ 은 제1 트레이닝 신호(411)에 대한 ADC(280)의 출력을 이용하여 측정된 신호이며, 추정부(120)는 ADC(280)의 출력을 입력 받아 $v[m]$ 을 측정한다. 한편, 상기 수학적 식 6 및 7을 이용하면, 신호 결합기(250)의 출력 신호($v(t)$)에 대한 기저대역 등가 신호($v[m]$)는 아래의 수학적 식 8과 같이 된다.

수학적 식 8

$$v[m] = y[m] - z[m]$$

[0075]

[0076] 추정부(120)는 제2 트레이닝 신호(412)를 이용하여, 자기간섭신호의 기저대역 등가 신호($y[m]$)를 측정한다(S420). 즉, 추정부(120)는 자기송신간섭신호($y(t)$)에 대한 기저대역 등가 신호($y[m]$)인 수학적 식 7을 측정한다.

[0077] 추정부(120)가 $y[m]$ 을 측정하기 위해서는 자기송신간섭신호($y(t)$)만이 추정부(120)에 유입될 필요가 있다. 자기송신간섭신호($y(t)$)이 추정부(120)에 유입하는 방법으로서, 추정부(120)는 FIR 필터(240)의 감쇄 정도($a_i(i=0,1,2,\dots,N-1)$)의 값을 매우 높은 값으로 설정할 수 있다. 이를 통해 물리적으로 FIR 필터(240)의 출력 신호 발생을 억제할 수 있으며, 자기송신간섭신호($y(t)$)만이 LNA(260), 적분기(270) 및 ADC(280)를 통해 추정부(120)에 입력된다. 이때 추정부(120)는 ADC(280)로부터 입력되는 신호를 측정하며, 이 측정된 신호가 $y[m]$ 에 해당한다.

[0078] 다음으로 추정부(120)는 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정한다(S430). 상기 수학적 식 7에서 수학적 식 8을 빼면, 수학적 식 6과 같이 표현되는 FIR 필터(240)의 출력신호($z(t)$)의 기저대역 등가신호($z[m]$)가 된다. 즉, 추정부(120)는 S420 단계에서 측정된 $y[m]$ 에서 S410 단계에서 측정된 $v[m]$ 을 빼서 $z[m]$ 을 추정할 수 있다. 이와 같이 추정된 $z[m]$ 으로부터 FIR 필터(240)의 입력 정보를 추정하기 위해, 상기 수학적 식 6에 대한 행렬 표현식을 구하면, 아래의 수학적 식 9와 같이 된다.

수학적 식 9

$$\mathbf{z} = \mathbf{A}_{\tilde{x}} \mathbf{h}_{fir}$$

[0079]

[0080] 상기 수학식 9에서, $\mathbf{A}_{\tilde{x}}$ 는 $\tilde{x}[m]$ 의 토프리츠(Toeplitz) 행렬이며, 아래의 수학식 10과 같이 표현된다.

수학식 10

$$\mathbf{A}_{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}[-c] & \cdots & \tilde{x}[-1] & \tilde{x}[0] & \cdots & \tilde{x}[c-1] \\ \tilde{x}[1-c] & \cdots & \tilde{x}[0] & \tilde{x}[1] & \cdots & \tilde{x}[c] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{x}[M-1-c] & \cdots & \tilde{x}[M-2] & \tilde{x}[M-1] & \cdots & \tilde{x}[M+c-2] \end{bmatrix} \text{ or}$$

$$\mathbf{A}_{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}[c-1] & \cdots & \tilde{x}[1] & \tilde{x}[0] & \cdots & \tilde{x}[-c] \\ \tilde{x}[c] & \cdots & \tilde{x}[2] & \tilde{x}[1] & \cdots & \tilde{x}[1-c] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{x}[c+M-2] & \cdots & \tilde{x}[M] & \tilde{x}[M-1] & \cdots & \tilde{x}[M-c-1] \end{bmatrix}$$

[0081]

[0082] 상기 수학식 10에서, c는 non-causal element(즉, 샘플) 수를 의미한다.

[0083] 수학식 9에서, \mathbf{h}_{fir} 은 수학식 5에 대한 벡터 표현식으로, 아래의 수학식 11과 같이 표현된다.

수학식 11

$$\mathbf{h}_{fir} = [h_{fir}^b[-c] \ h_{fir}^b[-c+1] \ \cdots \ h_{fir}^b[0] \ h_{fir}^b[1] \ \cdots \ h_{fir}^b[c-1]]^T \text{ or}$$

$$\mathbf{h}_{fir} = [h_{fir}^b[c-1] \ \cdots \ h_{fir}^b[1] \ h_{fir}^b[0] \ h_{fir}^b[-1] \ \cdots \ h_{fir}^b[-c]]^T$$

[0084]

[0085] 상기 수학식 11에서, 기호 T는 벡터의 트랜스포즈(transpose)를 의미한다. 상기 S410 단계에서 설명한 바와 같이 FIR 필터(240)의 탭별 시간지연 값($d_0 \sim d_{N-1}$)과 감쇄 정도($a_i(i=0,1,2,\dots,N-1)$ 는 임의의 초기 값으로 설정되어 있으므로, 수학식 11과 같은 기저대역 시간 임펄스 응답 벡터는 계산하여 획득할 수 있다. 즉, 추정부(120)는 수학식 11과 같은 기저대역 시간 임펄스 응답 벡터를 미리 알고 있다.

[0086] 상기와 같이 추정된 수학식 9의 벡터 \mathbf{z} 와 미리 획득한 수학식 11를 이용하여, FIR 필터(240)의 입력 정보에 대한 기저대역 등가 행렬은 아래의 수학식 12와 같이 추정된다.

수학식 12

$$\hat{\mathbf{A}}_{\tilde{x}} = \mathbf{z}\mathbf{h}_{fir}^\dagger \text{ or } \hat{\mathbf{A}}_{\tilde{x}} = \mathbf{z}\mathbf{h}_{fir}^H (\mathbf{h}_{fir}\mathbf{h}_{fir}^H)^{-1}$$

[0087]

[0088] 상기 수학식 12에서, \mathbf{h}_{fir}^\dagger 는 \mathbf{h}_{fir} 의 의사역행렬(pseudo-inverse matrix)을 의미하고, \mathbf{h}_{fir}^H 는 \mathbf{h}_{fir} 의 허미션(Hermitian)을 의미한다.

[0089] 최종적으로, 추정부(120)는 상기 수학식 12에서 추정된 행렬에서 FIR 필터(240)의 입력 신호에 대한 등가 기저대역 성분인 $\tilde{x}[m]$ 을 추출한다. 이와 같이 추출된 $\tilde{x}[m]$ 이 추정부(120)가 구하고자 하는 FIR 필터(240)의 입

력 신호에 대한 기저대역 등가신호이다. 그리고 상기에서 설명한 바와 같이, $\tilde{x}[m]$ 에는 선형성분에 대한 정보 뿐만 아니라 비선형성분에 대한 정보도 포함되어 있다.

[0090] 한편, 추정부(120)는 $\tilde{x}[m]$ 을 이용하여 자기간섭신호를 최소화 시키기 위해, FIR 필터(240)의 감쇄 정도 ($a_i(i=0,1,2,\dots,N-1)$)를 재설정한다. 즉, 추정부(120)는 S410 단계에서 초기 값으로 설정한 감쇄 정도를 자기간섭신호를 최소화 시키기 위한 값으로 튜닝한다. 아래에서는 도 5를 참조하여, 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)가 FIR 필터(240)를 튜닝하는 방법에 대해서 설명한다.

[0091] 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)가 FIR 필터(240)를 튜닝하는 방법을 나타내는 플로우차트이다.

[0092] 먼저, 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 델타 응답을 추정한다(S510). 상기 수학식 8인 $v[m]$ 은 아래의 수학식 13과 같이 표현할 수 있다.

수학식 13

$$\begin{aligned} v[m] &= y[m] - z[m] \\ &= \sum_l \tilde{x}[m-l] (h_{ch}^b[l] - h_{fir}^b[l]) \\ &= \sum_l \tilde{x}[m-l] \Delta h_{fir}^b[l]. \end{aligned}$$

[0093]

[0094] 수학식 13에서, $\Delta h_{fir}^b[l]$ 이 추정부(120)가 추정하고자 하는 델타 응답이다. $\Delta h_{fir}^b[l]$ 은

$h_{ch}^b[l] - h_{fir}^b[l]$ 이며 상기 수학식 5를 참조하면 아래의 수학식 14와 같이 표현된다. $h_{ch}^b[l]$ 는 무선 채널

에 대한 기저대역 등가 시간임펄스응답을 의미하며, $h_{fir}^b[l]$ 는 상기 수학식 5와 동일하다.

수학식 14

$$\Delta h_{fir}^b[l] = \sum_i \Delta a_i e^{-j2\pi f_c d_i} \text{sinc}[l - d_i W]$$

[0095]

[0096] 상기 수학식 14에서, Δa_i 는 i번째 감쇄기의 업데이트 감쇄정도를 의미한다. 상기 수학식 13에 대한 행렬 표현식을 구하면, 아래의 수학식 15와 같다.

수학식 15

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}_{\tilde{x}} \Delta \mathbf{h}_{fir}$$

[0097]

[0098] 수학식 15에서, $\mathbf{A}_{\tilde{x}}$ 는 상기 수학식 10과 동일하며, 도 4에서 이미 구한 값이다. 즉, $\mathbf{A}_{\tilde{x}}$ 는 상기 수학식 12에

서 같이 추정된 행렬에 해당한다. $\Delta \mathbf{h}_{fir}$ 은 FIR 필터(240)의 시간임펄스응답 특성을 업데이트 하기 위해, 현재의 기저대역 등가 시간임펄스응답에 더해지는 델타응답 벡터를 의미한다. $\Delta \mathbf{h}_{fir}$ 는 아래의 수학식 16과 같이 표현된다.

수학식 16

[0099]
$$\Delta \mathbf{h}_{fir} = [\Delta h_{fir}^b[-c] \ \Delta h_{fir}^b[-c+1] \ \cdots \ \Delta h_{fir}^b[0] \ \Delta h_{fir}^b[1] \ \cdots \ \Delta h_{fir}^b[c-1]]^T$$

[0100] 또는

[0101]
$$\Delta \mathbf{h}_{fir} = [\Delta h_{fir}^b[c-1] \ \cdots \ \Delta h_{fir}^b[1] \ \Delta h_{fir}^b[0] \ \Delta h_{fir}^b[-1] \ \cdots \ \Delta h_{fir}^b[-c]]^T$$

[0102] 상기 수학식 15에서, $\mathbf{A}_{\tilde{x}}$ 에 대한 의사 역행렬을 취하면, $\Delta \mathbf{h}_{fir}$ 는 아래의 수학식 17과 같이 추정된다.

수학식 17

[0103]
$$\Delta \hat{\mathbf{h}}_{fir} = \mathbf{A}_{\tilde{x}}^\dagger \mathbf{v}$$

[0104] 상기 수학식 17에서, $\mathbf{A}_{\tilde{x}}^\dagger$ 는 $\mathbf{A}_{\tilde{x}}$ 의 의사역행렬을 의미한다. $\mathbf{A}_{\tilde{x}}$ 는 상기 수학식 12에서와 같이 이미 추정해서 알고 있는 행렬이므로, $\mathbf{A}_{\tilde{x}}^\dagger$ 는 계산에 의해서 획득될 수 있다. 그리고 \mathbf{v} 도 이미 S410 단계에서 제1 트레이닝 신호를 통해서 측정하여 구해진 값이다. 따라서, 추정하고자 하는 델타 응답($\Delta \mathbf{h}_{fir}$)는 상기 수학식 17을 통해 추정된다.

[0105] 다음으로, 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 업데이트할 감쇄정도($\Delta \mathbf{a}$)를 계산한다(S520). 상기 수학식 14의 델타응답 표현식으로부터 FIR 필터(240)의 업데이트 감쇄 정도($\Delta \mathbf{a}$)를 계산하기 위해, 상기 수학식 17은 아래의 수학식 18과 같이 표현될 수 있다.

수학식 18

[0106]
$$\Delta \hat{\mathbf{h}}_{fir} = \mathbf{s} \Delta \mathbf{a}$$

[0107] 상기 수학식 18에서, \mathbf{s} 는 아래의 수학식 19와 같이 표현된다.

수학식 19

[0108]

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_c d_0} \text{sinc}(-c - d_0 W) & \cdots & e^{-j2\pi f_c d_{N-1}} \text{sinc}(-c - d_{N-1} W) \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-j2\pi f_c d_0} \text{sinc}(c - 1 - d_0 W) & \cdots & e^{-j2\pi f_c d_{N-1}} \text{sinc}(c - 1 - d_{N-1} W) \end{bmatrix}$$

[0109]

또는

[0110]

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_c d_0} \text{sinc}(c - 1 - d_0 W) & \cdots & e^{-j2\pi f_c d_{N-1}} \text{sinc}(c - 1 - d_{N-1} W) \\ \vdots & & \vdots \\ e^{-j2\pi f_c d_0} \text{sinc}(-c - d_0 W) & \cdots & e^{-j2\pi f_c d_{N-1}} \text{sinc}(-c - d_{N-1} W) \end{bmatrix}$$

[0111]

상기 수학식 19와 같은 \mathbf{s} 에서, f_c 는 반송 주파수로서 이미 알고 있는 값이고 $d_0 \sim d_{N-1}$ 는 고정 지연의 값으로 미리 설정된 값이며, W 는 대역폭으로서 이미 알고 있는 값이다. 따라서, \mathbf{s} 는 상기 수학식 19를 통해 계산하여 획득될 수 있다.

[0112]

그리고 상기 수학식 18에서, $\Delta \mathbf{a}$ 는 아래의 수학식 20과 같이 표현된다.

수학식 20

[0113]

$$\Delta \mathbf{a} = [\Delta \hat{a}_0 \quad \Delta \hat{a}_1 \quad \cdots \quad \Delta \hat{a}_{N-1}]^T$$

[0114]

상기 수학식 18에서 $\Delta \hat{\mathbf{h}}_{fir}$ 는 S510단계에서 추정해서 구한 벡터이고, \mathbf{s} 도 상기 수학식 19에 의해 계산된 값으로서 이미 알고 있으므로, $\Delta \mathbf{a}$ 는 아래의 수학식 21과 같이 구해진다.

수학식 21

[0115]

$$\Delta \mathbf{a} = \mathbf{s}^\dagger \Delta \hat{\mathbf{h}}_{fir}$$

[0116]

또는

[0117]

$$\Delta \mathbf{a} = (\mathbf{s}^H \mathbf{s})^{-1} \mathbf{s}^H \Delta \hat{\mathbf{h}}_{fir}$$

[0118]

마지막으로, 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 $\Delta \mathbf{a}$ 를 이용하여 FIR 필터(240)의 감쇄 정도를 튜닝한다(S530). 상기 수학식 21과 같이 구한 $\Delta \mathbf{a}$ 를 이용하여, 추정부(120)는 업데이트할 감쇄 정도($\mathbf{a}(u+1)$)를 아래의 수학식 22와 같이 결정한다.

수학식 22

$$\mathbf{a}(u+1) = \mathbf{a}(u) + \Delta \mathbf{a}$$

[0119]

[0120]

상기 수학식 22에서, $\mathbf{a}(u)$ 는 현재의 감쇄 정도의 벡터를 의미하며 도 4의 S410단계에서 설명한 임의의 초기 설정 값에 해당한다. 그리고 $\mathbf{a}(u+1)$ 은 최종 업데이트할 감쇄 정도의 벡터를 의미한다.

[0121]

FIR 필터(240)는 수학식 22와 같이 결정된 업데이트할 감쇄 정도($\mathbf{a}(u+1)$)를 FIR 필터(240)의 감쇄기에 적용한다. 이를 통해, 본 발명의 실시예에 따른 추정부(120)는 자기간섭신호를 최소화 시킬 수 있다.

[0122]

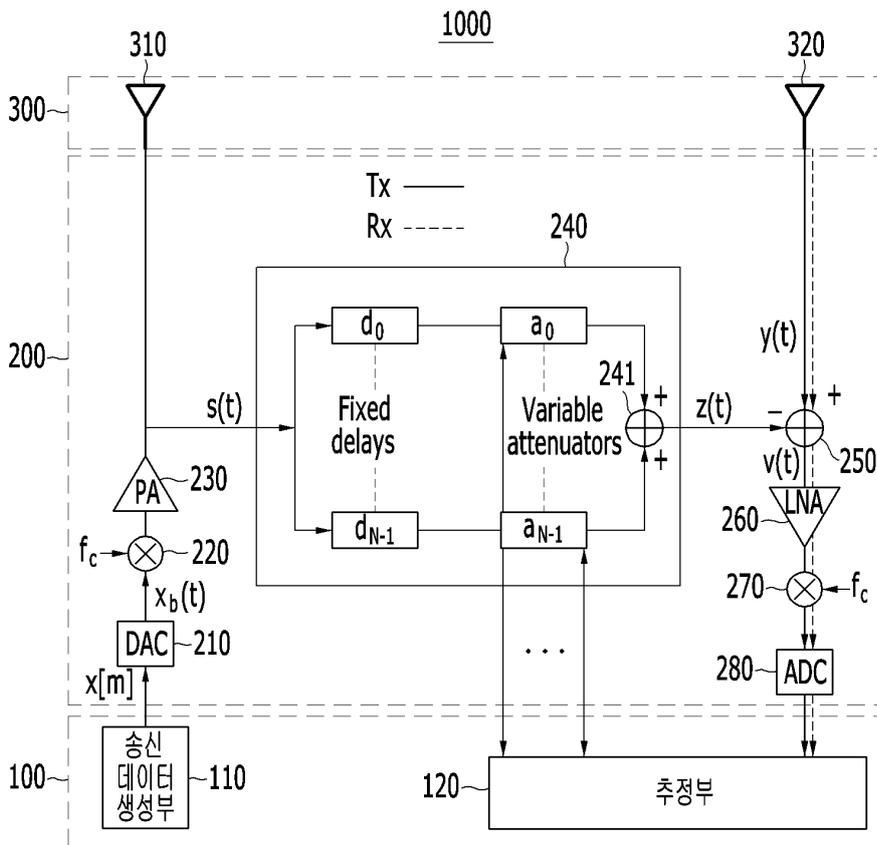
이와 같은 본 발명의 실시예에 따르면, 선형 성분뿐만 아니라 비선형성분을 포함하고 있는 FIR 필터(240)의 입력신호에 대한 기저대역 등가신호를 이용하여 FIR 필터(240)의 감쇄 정도를 설정함으로써, 높은 SIC 이득을 얻을 수 있다.

[0123]

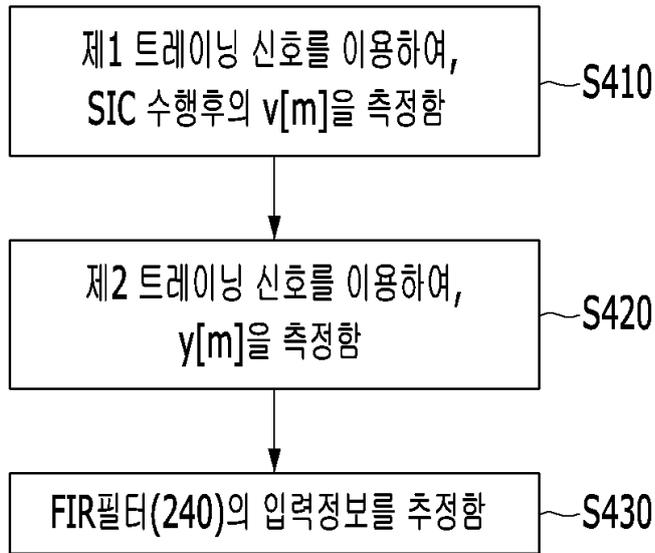
이상에서 본 발명의 실시예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명의 권리범위는 이에 한정되는 것은 아니고 다음의 청구범위에서 정의하고 있는 본 발명의 기본 개념을 이용한 당업자의 여러 변형 및 개량 형태 또한 본 발명의 권리범위에 속하는 것이다.

도면

도면1



도면4



도면5

