(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2024-0098970
(43) 공개일자 2024년06월28일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/08 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/085 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2023-0020820
(22) 출원일자 2023년02월16일
심사청구일자 2023년02월16일
(30) 우선권주장
1020220180827 2022년12월21일 대한민국(KR)

(71) 출원인
고려대학교 산학협력단
서울특별시 성북구 안암로 145, 고려대학교 (안암동5가)
(72) 발명자
이남윤
서울특별시 성동구 금호로 110, 110동 1104호
이효원
서울특별시 동대문구 약령시로 8-1, 201호
(74) 대리인
윤귀상

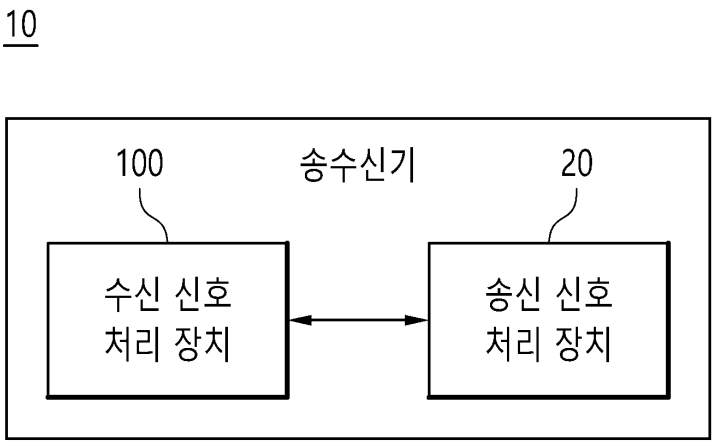
전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 **송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 장치 및 방법**

(57) 요 약

본 발명의 실시예에 따른 송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 장치는, 상기 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 수신부; 상기 수신 신호의 모멘트를 생성하는 모멘트 생성부; 상기 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 직교 다항식 생성부; 및 상기 직교 다항식을 이용하여 상기 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 디지털 간섭 제거부;를 포함할 수 있다.

대 표 도 - 도1



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711152898
과제번호	2021-0-00161-002
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기획평가원
연구사업명	방송통신산업기술개발
연구과제명	초연결 초대역 MIMO 송수신 기술 연구
기 여 율	1/1
과제수행기관명	고려대학교산학협력단
연구기간	2022.01.01 ~ 2022.12.31

명 세 서

청구범위

청구항 1

송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 장치에 있어서,

상기 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 수신부;

상기 수신 신호의 모멘트를 생성하는 모멘트 생성부;

상기 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 직교 다항식 생성부; 및

상기 직교 다항식을 이용하여 상기 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 디지털 간섭 제거부;를 포함하는, 수신 신호 처리 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 모멘트 생성부는

아래 수학식 1을 이용하여 상기 수신 신호의 분포로부터 상기 모멘트를 생성하는, 수신 신호 처리 장치.

[수학식 1]

$$\mu_m = \frac{1}{N}\sum_n |x[n]|^m$$

(여기서, μ_m 는 모멘트, N 은 단위 시간, $x[n]$ 는 n번째 시간의 수신 신호 벡터를 의미한다.)

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 직교 다항식 생성부는

상기 모멘트의 벡터로 구성된 행렬을 생성하고, 상기 행렬에 기초하여 상기 직교 다항식의 계수를 산출하는, 수신 신호 처리 장치.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 직교 다항식 생성부는

상기 직교 다항식의 계수에 대한 정규화를 수행하여 상기 직교 다항식을 생성하는, 수신 신호 처리 장치.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 직교 다항식 생성부는

시간에 따른 상기 모멘트의 변화 여부를 결정하고, 상기 변화 여부에 기초하여 상기 계수를 업데이트하는, 수신 신호 처리 장치.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 디지털 간섭 제거부는

상기 직교 다항식을 기저 함수로 사용하여 상기 자가 간섭 신호를 제거하는, 수신 신호 처리 장치.

청구항 7

송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 방법에 있어서,

상기 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 단계;

상기 수신 신호의 모멘트를 생성하는 단계;

상기 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 단계; 및

상기 직교 다항식을 이용하여 상기 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 단계;를 포함하는, 수신 신호 처리 방법.

청구항 8

제 7 항에 있어서,

상기 모멘트를 생성하는 단계는

아래 수학식 1을 이용하여 상기 수신 신호의 분포로부터 상기 모멘트를 생성하는, 수신 신호 처리 방법.

[수학식 1]

$$\mu_m = \frac{1}{N}\sum_n |x[n]|^m$$

(여기서, μ_m 는 모멘트, N 은 단위 시간, $x[n]$ 는 n번째 시간의 수신 신호 벡터를 의미한다.)

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 직교 다항식을 생성하는 단계는

상기 모멘트의 벡터로 구성된 행렬을 생성하는 단계; 및

상기 행렬에 기초하여 상기 직교 다항식의 계수를 산출하는 단계;를 포함하는, 수신 신호 처리 방법.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 직교 다항식을 생성하는 단계는

상기 직교 다항식의 계수에 대한 정규화를 수행하여 상기 직교 다항식을 생성하는 단계;를 더 포함하는, 수신

신호 처리 방법.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 직교 다항식을 생성하는 단계는

시간에 따른 상기 모멘트의 변화 여부를 결정하는 단계; 및

상기 변화 여부에 기초하여 상기 계수를 업데이트하는 단계;를 더 포함하는, 수신 신호 처리 방법.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 자가 간섭 신호를 제거하는 단계는

상기 직교 다항식을 기저 함수로 사용하여 상기 자가 간섭 신호를 제거하는 단계;를 포함하는, 수신 신호 처리 방법.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 장치 및 방법에 관한 것으로, 보다 상세하게는 송수신기의 송신 신호에 의해 발생한 자가 간섭 신호가 수신부의 주파수에 입력으로 들어오며 발생하는 비선형 PA(PA의 비선형성) 및 주파수 차이가 있을 때, 주파수 차이에 의한 시변 신호(time varying signal)를 고려하여 자가 간섭 신호 제거를 제거하기 위한 장치, 방법 및 시스템에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 본 발명은 송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 장치 및 방법에 관한 것으로, 보다 상세하게는 송수신기의 송신 신호에 의해 발생한 자가 간섭 신호가 수신부의 주파수에 입력으로 들어오며 발생하는 비선형 PA(PA의 비선형성) 및 주파수 차이가 있을 때, 주파수 차이에 의한 시변 신호(time varying signal)를 고려하여 자가 간섭 신호 제거를 제거하기 위한 장치, 방법 및 시스템에 관한 것이다.

선행기술문헌

특허문헌

[0003] (특허문헌 0001) 한국등록특허공보 제10-2233631호(2021.03.24)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명은 상기와 같은 문제를 해결하기 위해 안출된 것으로, 본 발명의 목적은 PA에 의한 비선형성, 자가 간섭을 포함한 OOBE에 존재하는 송수신단 주파수 및 주파수 차이에 대한 정보를 고려하여 수신 신호 처리 장치에서 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 장치 및 방법을 제공하기 위한 것이다.

과제의 해결 수단

[0005] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 실시예 중 제 1 측면에 따른 송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가

간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 장치는, 상기 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 수신부; 상기 수신 신호의 모멘트를 생성하는 모멘트 생성부; 상기 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 직교 다항식 생성부; 및 상기 직교 다항식을 이용하여 상기 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 디지털 간섭 제거부;를 포함할 수 있다.

[0006] 또한, 상기 모멘트 생성부는 아래 수학식 1을 이용하여 상기 수신 신호의 분포로부터 상기 모멘트를 생성할 수 있다.

[0007] [수학식 1]

[0008] $$\mu_m = \frac{1}{N}\sum_n |x[n]|^m$$

[0009] (여기서, μ_m 는 모멘트, N 은 단위 시간, $x[n]$ 는 n번째 시간의 수신 신호 벡터를 의미한다.)

[0010] 또한, 상기 직교 다항식 생성부는 상기 모멘트의 벡터로 구성된 행렬을 생성하고, 상기 행렬에 기초하여 상기 직교 다항식의 계수를 산출할 수 있다.

[0011] 또한, 상기 직교 다항식 생성부는 상기 직교 다항식의 계수에 대한 정규화를 수행하여 상기 직교 다항식을 생성할 수 있다.

[0012] 또한, 상기 직교 다항식 생성부는 시간에 따른 상기 모멘트의 변화 여부를 결정하고, 상기 변화 여부에 기초하여 상기 계수를 업데이트할 수 있다.

[0013] 또한, 상기 디지털 간섭 제거부는 상기 직교 다항식을 기저 함수로 사용하여 상기 자가 간섭 신호를 제거할 수 있다.

[0014] 본 발명의 실시예 중 제 2 측면에 따른 송수신기의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 수신 신호 처리 방법은, 상기 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 단계; 상기 수신 신호의 모멘트를 생성하는 단계; 상기 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 단계; 및 상기 직교 다항식을 이용하여 상기 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 단계;를 포함할 수 있다.

[0015] 또한, 상기 모멘트를 생성하는 단계는 아래 수학식 1을 이용하여 상기 수신 신호의 분포로부터 상기 모멘트를 생성할 수 있다.

[0016] [수학식 1]

[0017] $$\mu_m = \frac{1}{N}\sum_n |x[n]|^m$$

[0018] (여기서, μ_m 는 모멘트, N 은 단위 시간, $x[n]$ 는 n번째 시간의 수신 신호 벡터를 의미한다.)

[0019] 또한, 상기 직교 다항식을 생성하는 단계는 상기 모멘트의 벡터로 구성된 행렬을 생성하는 단계; 및 상기 행렬에 기초하여 상기 직교 다항식의 계수를 산출하는 단계;를 포함할 수 있다.

[0020] 또한, 상기 직교 다항식을 생성하는 단계는 상기 직교 다항식의 계수에 대한 정규화를 수행하여 상기 직교 다항식을 생성하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0021] 또한, 상기 직교 다항식을 생성하는 단계는 시간에 따른 상기 모멘트의 변화 여부를 결정하는 단계; 및 상기 변화 여부에 기초하여 상기 계수를 업데이트하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0022] 또한, 상기 자가 간섭 신호를 제거하는 단계는 상기 직교 다항식을 기저 함수로 사용하여 상기 자가 간섭 신호를 제거하는 단계;를 포함할 수 있다.

발명의 효과

[0023] 상술한 본 발명의 일측면에 따르면, 자가 간섭 신호에 대한 통합적인 모델링 및 제거 방법을 제시하여, 현재 사용되는 반 이중통신에서의 대역 외 방출신호를 제거하여 보호대역의 크기를 줄여 주파수 효율을 높이거나, 차세대 통신 기술 중 하나인 전 이중 통신에서의 대역 내 자가 간섭 신호를 제거하여 이론적으로 두배의 주파수 효

율을 기대할 수 있다.

[0024] 또한, 수신 신호의 분포와 독립적으로 정규화 된 직교 다항식들을 기저 함수로 사용하여, 송신 신호의 분포와 관계없이 빠른 수렴이 가능하다.

[0025] 또한, 본 발명의 결과로 대역 내 혹은 대역 외 자가 간섭 신호가 제거된다면, 단말 혹은 기지국에서 인접 주파수 채널 효과를 줄이기 위해 사용된 주파수 차폐와 같은 기술을 더 이상 사용하지 않으므로 집적회로의 집적률을 높일 수 있을 것으로 기대된다.

[0026] 또한, 차세대 통신을 위한 전이중 통신의 사용으로 유한한 자원에서 더 높은 주파수 효율을 기대할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0027] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 신호 처리 장치를 포함하는 송수신기의 개략적인 구성을 도시한 블록도이다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 신호 처리 장치의 개략적인 구성을 도시한 블록도이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 직교 다항식 생성부가 직교 다항식을 생성하는 실시예를 설명하는 개념도이다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 직교 다항식 생성부가 모멘트 변화에 따라 적응적으로 직교 다항식의 계수를 업데이트하는 실시예를 설명하는 개념도이다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 신호 처리 장치가 동작하는 각 단계를 도시한 흐름도이다.

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 송수신기에 사용된 비선형 기저 대역 등가 모델의 한가지 예시이다.

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘 및 종래의 알고리즘에서 수신 신호의 분포가 가우시안 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이다.

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘 및 종래의 알고리즘에서 수신 신호의 분포가 비-가우시안 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이다.

도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘의 정규화 유무에 따른 효과를 보여주기 위한 것으로, 가우시안 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이다.

도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘의 비정상성 신호에 대한 효과를 보여주기 위한 것으로 시간에 따라 달라지는 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0028] 후술하는 본 발명에 대한 상세한 설명은, 본 발명이 실시될 수 있는 특정 실시예를 예시로서 도시하는 첨부 도면을 참조한다. 이들 실시예는 당업자가 본 발명을 실시할 수 있기에 충분하도록 상세히 설명된다. 본 발명의 다양한 실시예는 서로 다르지만 상호 배타적일 필요는 없음이 이해되어야 한다. 예를 들어, 여기에 기재되어 있는 특정 형상, 구조 및 특성은 일 실시예와 관련하여 본 발명의 정신 및 범위를 벗어나지 않으면서 다른 실시예로 구현될 수 있다. 또한, 각각의 개시된 실시예 내의 개별 구성요소의 위치 또는 배치는 본 발명의 정신 및 범위를 벗어나지 않으면서 변경될 수 있음이 이해되어야 한다. 따라서, 후술하는 상세한 설명은 한정적인 의미로서 취하려는 것이 아니며, 본 발명의 범위는, 적절하게 설명된다면, 그 청구항들이 주장하는 것과 균등한 모든 범위와 더불어 첨부된 청구항에 의해서만 한정된다. 도면에서 유사한 참조부호는 여러 측면에 걸쳐서 동일하거나 유사한 기능을 지칭한다.

[0029] 이하에서는 도면들을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예들을 보다 상세하게 설명하기로 한다.

[0031] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 신호 처리 장치(100)를 포함하는 송수신기(10)의 개략적인 구성을 도시한 블록도이고, 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 신호 처리 장치(100)의 개략적인 구성을 도시한 블록도이다.

[0032] 도 1 및 도 2를 참조하면, 본 발명의 실시예에 따른 송수신기(10)는 수신 신호 처리 장치(100) 및 송신 신호 처리 장치(20)를 포함할 수 있다. 수신 신호 처리 장치(100) 및 송신 신호 처리 장치(20)는 서로 다른 주파수를

사용하는 송신부(미도시) 및 수신부(110)를 포함할 수 있다.

[0033] 서로 다른 주파수를 사용하는 송수신기(10)의 경우, 송신부와 수신부(110) 사이의 채널 감쇠, 잡음 등을 고려하여, 송신부의 전력 증폭기(PA)에서 신호를 증폭하여 송신하는데, 이것이 신호의 비선형성의 주된 원인이 되며, 이로 인한 비선형 송신 신호가 자가 간섭 신호로써 수신부(110)에 수신되어 자가 간섭 문제가 발생하게 된다.

[0034] 실시예에 따른 송신 신호 처리 장치(20)는 표준에 맞게 생성된 송신 신호 x에 대한 업 샘플링, 펄스 성형을 수행하고, 송신을 위한 주파수로 업 컨버전 및 전력 증폭기를 통한 전력 증폭을 수행하여 송신용 채널로 송신하는 일련의 송신 신호 처리 동작을 수행한다.

[0035] 실시예에 따른 본 발명의 주요 구성으로써, 수신 신호 처리 장치(100)는 송수신기(10)의 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 제거하기 위해 아래와 같은 일련의 동작들을 수행할 수 있다.

[0036] 예를 들면, 수신 신호 처리 장치(100)는 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하고, 수신된 수신 신호의 모멘트를 생성하고, 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하고, 생성된 직교 다항식을 이용하여 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거할 수 있다.

[0037] 도 2를 참조하면 수신 신호 처리 장치(100)는 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 수신부(110), 수신 신호의 모멘트를 생성하는 모멘트 생성부(120), 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 직교 다항식 생성부(130) 및 직교 다항식을 이용하여 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 디지털 간섭 제거부(140)를 포함할 수 있다.

[0038] 수신부(110)는 송신 신호에 의해 발생하는 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신할 수 있다.

[0039] 모멘트 생성부(120)는 수신부(110)를 통해 수신되는 수신 신호의 분포로부터 모멘트를 생성할 수 있다. 모멘트를 생성하기 위해 아래의 수학식 1이 이용될 수 있다.

수학식 1

[0040] $$\mu_m = \frac{1}{N}\sum_n |x[n]|^m$$

[0041] 수학식 1에서, μ_m 는 모멘트, N 은 단위 시간, $x[n]$ 는 n번째 시간의 수신 신호 벡터를 나타낸다. 모멘트 생성부(120)는 수신 신호가 수신되는 각 단위 시간마다의 수신 신호 분포로부터 모멘트를 수학식 1과 같이 경험적 모멘트로써 계산하여 생성할 수 있다.

[0042] 관련하여, 수신부(110)를 통해 수신되는 수신 신호는 송수신기(10)를 통해 송신 신호가 송신됨에 따라 생성되기 때문에, 자가 간섭 신호 및 수신 신호의 분포와 그에 따른 모멘트를 설명하기에 앞서 아래 수학식 2 및 3과 같이 표현 가능한 송신 신호에 대해 설명하도록 한다.

수학식 2

[0043] $$x_p[n] = (g_t * x)[n] = \sum_{l=0}^{L} g_t[l]x[n-l]$$

$$x_b(t) = \sum_n x_p[n]\mathrm{sinc}(Wt-n)$$

수학식 3

[0044] $$x_{tx}(t) = f_{PA}\left(Real\left(x_b(t)e^{-j2\pi f_c t}\right)\right)$$

[0045] 수학식 2에서 g_t 은 펄스 성형 필터, W 는 대역폭, $x_p[n]$, $x_b(t)$ 는 각각 송신 신호의 펄스 성형 이후 이산 신

호, 연속 신호를 나타낸다. 수학식 3에서 f_{up} 은 송신 신호의 업 컨버전 주파수이고, $f_{PA}(\cdot)$ 는 통과대역(pass band) 전력 증폭기의 응답 함수이다. 송신 신호 처리 장치(20)를 거쳐 생성되어 방사된 송신 신호 $x_{tx}(t)$ 는 송신 채널을 거친 뒤 수신 신호 처리 장치(100)에서 다운 컨버전을 거친다. 본 발명에서 채널은 일정 시간 동안 채널의 영향이 크게 변하지 않는 채널 가간섭성 시간(channel coherence time) 이 추적(tracking) 할 수 있을 정도로 길다고 가정한다. 따라서 채널에 의한 영향 및 노이즈의 영향을 받은 수신 신호는 다음 수학식 4와 같이 컨볼루젼 형태로 표현될 수 있다.

수학식 4

[0046] $$y_{rx}(t)=(h*x_{tx})(t)+v(t)$$

[0047] 수학식 4의 h 는 송신부와 수신부 사이의 채널 계수, $*$ 는 컨볼루젼, $v(t)$ 는 백색 가우스 잡음 신호이며 평균은 0, 분산은 노이즈 레벨의 크기에 따라 값이 정해질 수 있다.

수학식 5

[0048] $$y_{dc}(t)=y_{rx}(t)e^{j2\pi f_{down}t}$$

[0049] 수학식 5는 수신 신호가 수신단에서 다운 컨버전된 신호를 의미하며, f_{down}은 수신부의 다운 컨버전 주파수이다.

[0050] 위의 수학식 4는 송신부(미도시)와 수신부(110) 사이의 채널과 노이즈를 고려한 수학식이고, 수학식 5는 서로 다른 업 컨버전, 다운 컨버전 주파수와 다른 경로를 고려한 수학식이다.

[0051] 위의 수학식과 같이 실제 수신 신호는 연속 시간 신호를 가지지만, 이를 이산 기저대역 등가모델(discrete baseband equivalent model)로도 표현할 수 있으며 이는 수학식 6과 같이 나타날 수 있다.

수학식 6

[0052] $$y[n]=e^{\frac{j2\pi n\Delta f}{f_{BW}}}f(x[n],\ldots,x[n-M+1])+v[n]$$

[0053] 수학식 6은 송신 신호에 의해 수신 신호 처리 장치(100)로 수신되는 수신 신호의 모델링을 나타내는 수학식이다. 수학식 6의 y[n]은 수신 신호를 나타내고, 함수 $f(\cdot)$ 은 비선형 PA의 응답, 송신 신호 처리 장치(20)의 펄스 성형 필터(미도시), 수신 신호 처리 장치(100)의 저역 통과 필터(미도시) 및 정형 필터(미도시) 등의 선형 필터를 포함한다. 수신 신호에서 업 컨버전 및 다운 컨버전의 주파수 차이 Δf 에 의한 비선형성은 단순히 수신 신호 x들로 표현되지 않기 때문에, 수신 신호 처리 장치(100)는 해당 비선형성을 보상하기 위해 $e^{\frac{j2\pi n\Delta f}{f_{BW}}}$ 를 따로 계산한다. 여기서 f_{BW} 는 신호의 대역 주파수를 의미한다.

[0054] 이후, 직교 다항식 생성부(130)는 모멘트 생성부(120)를 통해 생성된 모멘트를 이용하여 직교 다항식을 생성할 수 있다.

[0055] 이에 대해, 수학식 2 내지 6을 참조하여 설명한 송신 신호 및 수신 신호, 수학식 1을 이용하여 모멘트 생성부(120)로부터 획득되는 모멘트를 이용하여 직교 다항식 생성부(130)가 직교 다항식을 생성하는 실시예에 대해 도 3을 참조하여 설명하도록 한다.

[0056] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 직교 다항식 생성부(130)가 직교 다항식을 생성하는 실시예를 설명하는 개념도이다.

[0057] 직교 다항식 생성부(130)는 모멘트 생성부(120)를 통해 생성된 모멘트의 벡터로 구성된 행렬을 생성하고, 행렬에 기초하여 직교 다항식의 계수를 산출할 수 있다.

[0058] 구체적으로, 직교 다항식 생성부(130)는 모멘트 생성부(120)를 통해 생성된 모멘트 및 아래 수학식 7의 직교 다항식 조건을 이용하여 직교 다항식의 계수를 산출할 수 있다. 수학식 7은 직교 다항식 조건을 표현한 수학식이고, 수학식 8은 각 다항식의 최고 차항이 1인 가정과 함께, 수학식 7을 행렬식으로 전개하였을 때 표현되는 수학식이다.

수학식 7

[0059] $$\psi_{2p-1}(x)=\sum_{m=1}^{p} c_{2m-1}|x|^{2(m-1)}x,$$
$$\begin{cases}\int \psi_i^*(x)\psi_j(x)=1, & i=j\\ \int \psi_i^*(x)\psi_j(x)=0, & i\neq j\end{cases}$$

[0060] 수학식 7에서, ψ_{2p-1} 은 최고차항이 $2p-1$ 인 다항식 기저함수이며, c_{2m-1} 는 직교 다항식의 계수이다. 이 기저함수는 서로 직교한 특징을 가지고 있으며 수학식 7의 두번째 식의 조건을 만족한다.

수학식 8

[0061] $$M_{2p-1}\bar{c}_{2p-1}+b_{2p-1}=0$$

[0062] 수학식 8에서 M_{2p-1}는 수학식 1을 통해 획득되는 경험적 모멘트로부터 수학식 9와 같은 한켈(Hankel) 형태의 행렬을 가지며, $\bar{c}_{2p-1}$는 최고 차항을 제외한 계수들의 벡터, b_{2p-1} 는 수학식 10과 같이 모멘트로 이루어진 벡터로 구성될 수 있다.

수학식 9

[0063] $$M_{2p-1}=\begin{bmatrix}\mu_2 & \mu_4 & \cdots & \mu_{2(p-1)}\\ \mu_4 & \mu_6 & \cdots & \mu_{2p}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \mu_{2(p-1)} & \mu_{2p} & \cdots & \mu_{4p-6}\end{bmatrix}$$

수학식 10

[0064] $$b_{2p-1}=\begin{bmatrix}\mu_{2p}\\ \mu_{2p+2}\\ \vdots\\ \mu_{4p-4}\end{bmatrix}$$

[0065] 직교 다항식 생성부(130)는 수학식 7 내지 10으로부터 직교 다항식 조건을 만족하는 계수를 $\bar{c}_{2p-1}$로 얻을 수 있다. 또한, $\bar{c}_{2p-1}$를 얻는 것에 있어서, M_{2p-1}의 형태가 예측 가능하며, 사전에 알고있는 경험적 모멘트로 얻을 수 있기 때문에, M_{2p+1}을 수학식 11과 같이 표현할 때, 수학식 12와 같은 Schur complement를 이용하여 역행렬을 단순히 행렬의 곱 형태들의 조합으로 얻을 수 있다.

수학식 11

$$M_{2p+1}=\begin{bmatrix} M_{2p-1} & u_{2p-1} \\ u_{2p-1}^{T} & r_{2p-1} \end{bmatrix}$$

$$u_{2p-1}=\begin{bmatrix} \mu_{2p} \\ \mu_{2p+2} \\ \vdots \\ \mu_{4p-4} \end{bmatrix}$$

[0066]

수학식 12

$$M_{2p+1}^{-1}=\begin{bmatrix} M_{2p-1}^{-1}+M_{2p-1}^{-1}u_{2p-1}s_{2p-1}^{-1}u_{2p-1}^{T}M_{2p-1}^{-1} & -M_{2p-1}^{-1}u_{2p-1}s_{2p-1}^{-1} \\ -s_{2p-1}^{-1}u_{2p-1}^{T}M_{2p-1}^{-1} & s_{2p-1}^{-1} \end{bmatrix}$$

$$s_{2p-1}=r_{2p-1}-u_{2p-1}^{T}M_{2p-1}^{-1}u_{2p-1}$$

[0067]

[0068] 직교 다항식 생성부(130)는, 수학식 12와 같이 표현 가능한 Schur complement를 이용하면 행렬의 곱 형태들의 조합으로 역행렬을 얻을 수 있다. 이렇게 얻어진 직교 다항식 계수들은 직교 다항식 조건인 수학식 7 경우의 두 번째 식인 서로 다른 차수에 대한 다항식들에 대해 상관관계가 0이지만, 첫번째 식인 자기 상관은 1 인 조건이 보장되지 않으므로, 직교 다항식 생성부(130)는 이를 위해 수학식 13과 같은 계수 정규화(Normalize coefficient) 과정을 수행할 수 있다.

수학식 13

$$c_{2p-1}=[1,\ \bar{c}_{2p-1}]$$

$$\tilde{c}_{2p-1}=c_{2p-1}{}^{*}c_{2p-1}$$

$$\hat{c}_{2p-1}=c_{2p-1}/\sqrt{\sum_{k=1}^{2p-1}\tilde{c}_{2p-1,k}\mu_{2k}}$$

[0069]

[0070] 수학식 13은 직교 다항식들에 대한 직교 다항식 생성부(130)의 계수 정규화 과정을 표현하는 수학식이다. 수학식 13의 계수 정규화를 수행하면 최종적인 직교 다항식은 아래 수학식 14와 같이 표현될 수 있다.

수학식 14

$$\psi_{2p-1}(x[n])=\sum_{m=1}^{p}\hat{c}_{2m-1}|x|^{2(m-1)}x$$

[0071]

[0072] 일 실시예에서, 모멘트는 주파수 차이에 의한 시변 신호 발생 시, 즉 시간의 변화에 따라 변화할 수 있다. 이에, 직교 다항식 생성부(130)는, 시간에 따른 모멘트의 변화 여부를 결정하고, 모멘트의 변화 여부에 기초하여 직교 다항식의 계수를 업데이트할 수 있다. 이에 대해서는 도 4를 참조하여 설명하도록 한다.

[0073] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 직교 다항식 생성부(130)가 모멘트 변화에 따라 적응적으로 직교 다항식의 계수를 업데이트하는 실시예를 설명하는 개념도이다.

[0074] 본 발명에 따른 직교 다항식의 생성에는 수신 신호에 따른 모멘트를 이용하므로, 시간에 따라 모멘트가 변할 수 있는 수신 신호 분포에 대해 직교 다항식을 유동적으로 생성할 수 있는 장점이 있다. 직교 다항식 생성부(130)는 생성된 직교 다항식의 생성에 사용된 모멘트가 현재 수신 신호의 모멘트와 충분히 다르다고 판단되면 새로운 직교 다항식의 계수를 찾아 기저를 업데이트 할 수 있다.

[0075] 구체적으로, 직교 다항식 생성부(130)는, 모멘트 생성부(120)로부터 생성된 모멘트에 대한 변화를 판단할 수 있

다. 모멘트 변화에 대한 판단 결과, 모멘트가 변화한 것으로 판단되는 경우, 직교 다항식 생성부(130)는 변화된 모멘트에 기초하여 직교 다항식의 계수를 수학식 9 내지 14를 이용하여 생성하고, 수학식 15를 이용하여 계수에 대한 정규화를 수행한 후 최종적인 직교 다항식을 수학식 16과 같은 형태로 생성할 수 있다.

[0076] 다시 도 2를 참조하면, 일 실시예에서 디지털 간섭 제거부(140)는 직교 다항식을 이용하여 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거할 수 있다. 구체적으로, 디지털 간섭 제거부(140)는 직교 다항식을 기저 함수로 사용하여 자가 간섭 신호를 제거할 수 있다.

[0077] 관련하여, 종래의 자가 간섭 신호를 제거하기 위한 적응형 필터 알고리즘 중 하나인 최소 평균 제곱(least mean square, LMS) 알고리즘, 평행 Hammerstein model을 이용한 최소 평균 제곱(parallel Hammerstein model LMS, PH-LMS) 알고리즘을 소개하고, 종래의 기술 한계 및 본 발명에서 제안하는 개선 방법을 설명하고자 한다.

[0078] 시스템 파라미터(unknown system parameter)를 찾는 방법은 모든 시간에 대한 수신 신호의 정보, 시스템의 출력 신호로부터 최소 제곱 추정법(least square estimation)으로 파라미터를 추정하는 Wiener 필터링 기법이 있다. 하지만 이 방법은 수신 신호 및 출력 신호의 스택을 위해 N번째 시간까지 기다려야하는 지연 문제가 있으며, 행렬의 역을 이용하므로 계산 복잡도가 커지는 문제가 있다.

[0079] 이를 위해, 매시간마다 업데이트되는 정보를 이용하여 시스템 파라미터를 추정하는 방법 중 하나로 적응형 필터가 연구되었다. 본 발명에서, 적응형 필터는 디지털 간섭 제거부(140)에 포함되어 자가 간섭 신호를 제거하는 필터로써 동작하는 구성일 수 있다. 일반적인 적응형 필터의 탭 수가 p일 때, 이를 위해 필요한 정보는 n번째 시간의 수신 신호 벡터 $x[n]$, 시스템의 출력 신호 $y[n]$에 노이즈가 더해진 $d[n]$이다. n시간에서 추정된 적응형 필터 $\hat{w}[n]$와 신호의 곱, 즉, 필터를 이용한 추정 시스템 출력 $\hat{y}[n]$와 실제 시스템의 신호의 차이를 에러 $e[n]$로 정의할 때, 수신 신호 처리 장치(100)의 목적은 비용 함수(cost function)인 에러의 크기의 제곱, $|e[n]|^2$를 줄이는 것이다. 그 방법으로 LMS 알고리즘은 경사하강법(steepest descent) 기반으로 적응형 필터 $\hat{w}[n+1]$을 업데이트한다.

[0080] 따라서, LMS 알고리즘의 유도와 구조는 아래 수학식 15와 같다.

수학식 15

$$e[n]=d[n]-\hat{y}[n]=d[n]-\hat{w}^H[n]x[n]$$

$$C[n]=E\{|e[n]|^2\}$$

$$\nabla_{\hat{w}^H}C[n]=2E\{\nabla_{\hat{w}^H}e[n]e^*[n]\}$$

$$\nabla_{\hat{w}^H}e[n]=-x[n]$$

$$\hat{E}\{x[n]e^*[n]\}=\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}x[n-i]e^*[n-i]=x[n]e^*[n],\ (N=1)$$

$$\hat{w}^H[n+1]=\hat{w}^H[n]-\frac{\mu}{2}\nabla_{\hat{w}^H}C[n]$$

[0081] $$\hat{w}^H[n+1]=\hat{w}^H[n]+\frac{\mu}{2}x[n]e^*[n]$$

[0082] 수학식 15에서 E는 기댓값을 의미하고, μ는 경사 하강법의 스텝 사이즈(step size)이며 이 파라미터는 LMS 알고리즘의 수렴속도에 영향을 준다. 아래 수학식 7의 비용 함수의 기울기(gradient)에 기댓값을 가지고 있지만, 실질적으로 계산에 어려움이 있어 경험적 기댓값 $\hat{E}$을 이용하여 계산함을 보여준다. 또한, 경험적 기댓값 계산 중 가장 간단한 경우인 $N=1$일 때를 고려한다. 이와 같이 LMS 알고리즘은 시스템 파라미터를 추적하기 위한 기저로 수신 신호만을 이용하므로, 수신 신호가 비선형성을 가지고 있을 때, 시스템 파라미터 추적이 어려운 문제가 있다.

[0083] 앞서 소개한 적응형 필터의 기저를 이용하여 비선형 함수 $f(\cdot)$를 추정하여 MSE를 시간에 따라 줄여 나갈 수 있다. 하지만 적응형 필터의 이론을 기반할 때, 수신 신호의 상관관계에 따라 수렴 성능의 차이가 있을 수 있다.

[0084] 즉, 본 문제에서는 기저 함수의 상관 관계에 따라 적응형 필터의 수렴 속도의 차이가 있으며, 상관 관계가 적을수록 빠르게 수렴한다고 알려져 있다. 이러한 사실을 기반으로 하여, 종래에 직교 주파수 분할 다중(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 변조와 같이 신호가 역 푸리에 변환(inverse fast Fourier transform, IFFT)을 겪을 때, 중심 극한 정리에 의해 가우시안 분포에 근사한다는 점을 이용하여, 기저 신호를 해당 분포에서 직교성을 가진 Itô-Hermite polynomial로 사용하여 빠른 수렴속도를 달성할 수 있다. 다만, 종래의 방법은 단지 가우시안 분포에만 국한되는 단점이 있고, 푸리에 변환의 크기가 충분히 크지 않거나, OFDM 변조가 아닐 경우 해당 기저는 높은 상관 관계를 가지며 수렴 속도가 저하될 수 있다.

[0085] 위 문제를 해결하기 위해 LMS 알고리즘을 개선한 방법으로 수신 신호 및 수신 신호 기반의 비선형 값을 기저 함수로 사용하는 PH-LMS 방법이 연구되었으며, 아래 수학식 16으로 나타낼 수 있다.

수학식 16

[0086] $$\Psi_m(x) = |x|^{2m-1}x$$

[0087] 수학식 16과 같이 표현 가능한 PH-LMS 알고리즘은 여러 차수의 기저 신호를 이용하여 적응형 필터를 찾는 알고리즘이다. 즉, 기저 신호에 비선형 요소를 추가하는 것으로 시스템의 비선형 부분을 필터로 찾아낼 수 있다.

[0088] 이에 따라, 디지털 간섭 제거부(140)는 수학식 16으로 나타낼 수 있는 기저 함수에 수학식 14를 통해 도출되는 직교 다항식을 적용하여 비선형 함수의 시스템 파라미터를 추정하면, 수신 신호의 자가 간섭 신호를 제거할 수 있고, 이에 따라, 상술한 종래 문제가 효과적으로 해결될 수 있다.

[0089] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 신호 처리 장치(100)가 동작하는 각 단계를 도시한 흐름도이다.

[0090] 본 발명의 일 실시예에 따른 수신 신호 처리 방법은 도 1에 도시된 송수신기(10) 및 도 2에 도시된 수신 신호 처리 장치(100)와 실질적으로 동일한 구성 상에서 진행되므로, 도 1의 송수신기(10) 및 도 2의 수신 신호 처리 장치(100)와 동일한 구성요소에 대해 동일한 도면 부호를 부여하고, 반복되는 설명은 생략하기로 한다.

[0091] 본 발명의 수신 신호 처리 방법은, 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 단계(S10), 수신 신호의 모멘트를 생성하는 단계(S20), 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 단계(S30) 및 직교 다항식을 이용하여 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 단계(S40)를 포함할 수 있다.

[0092] 자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신하는 단계(S10)에서, 수신 신호는 송신 신호가 송신됨에 따라 생성되어 수신부(110)를 통해 수신될 수 있다.

[0093] 수신 신호의 모멘트를 생성하는 단계(S20)에서, 수신 신호 처리 장치(100)는 수학식 1을 이용하여 수신 신호의 분포로부터 모멘트를 생성할 수 있다.

[0094] 모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 직교 다항식을 생성하는 단계(S30)에서, 수신 신호 처리 장치(100)는 모멘트의 벡터로 구성된 행렬을 생성하고, 행렬에 기초하여 직교 다항식의 계수를 산출할 수 있다.

[0095] 또한, 수신 신호 처리 장치(100)는 직교 다항식의 계수에 대한 정규화를 수행하여 직교 다항식을 생성할 수 있다. 추가적으로, 수신 신호 처리 장치(100)는 시간에 따른 모멘트의 변화 여부를 결정하고, 변화 여부에 기초하여 계수를 업데이트할 수 있다. 변화 여부에 기초하여 계수가 업데이트 되는 경우, 수신 신호 처리 장치(100)는 다시 단계 S10 내지 S30의 각 동작들을 수행하여 직교 다항식을 업데이트할 수 있다.

[0096] 직교 다항식을 이용하여 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거하는 단계(S40)에서, 수신 신호 처리 장치(100)는 직교 다항식을 기저 함수로 사용하여 자가 간섭 신호를 제거할 수 있다.

[0097] 이하에서는, 도 6 내지 도 10을 참조하여 본 발명의 효과를 검증하기 위해 종래의 기법인 LMS 알고리즘과 비선형성을 고려한 PH-LMS 알고리즘, 수신 신호의 분포가 가우시안일 때 직교 다항식을 가지는 Itô-Hermite 다항식을 이용한 방법과 본 발명에 따른 직교 다항식을 이용한 자가 간섭 신호 제거 방법(수신 신호 처리 방법)을 비

교하는 모의 실험 과정 및 결과를 설명하도록 한다.

[0098] 본 모의 실험에서는 수신 신호의 분포에 따라 달라지는 성능과 함께, 직교 다항식의 정규화 유무 등을 비교한 그래프를 제시한다.

[0099] 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 송수신기에 사용된 비선형 기저 대역 등가 모델의 한가지 예시이다.

[0100] 앞서 언급한 바와 같이, 업 컨버전 및 다운 컨버전에 의한 주파수 차이 효과를 위해 디지털 간섭 제거기의 입력으로 주파수 차이를 보정한 수학식 17의 값을 고려한다.

수학식 17

[0101] $$x[n]e^{\frac{j2\pi n\Delta f}{f_{sw}}}$$

[0102] 또한, 전력 증폭기의 메모리 효과 등을 고려한 한 가지 예시로 수학식 18과 같은 Saleh PA모델을 사용하였다.

수학식 18

[0103] $$f(x[n],x[n-1],\ldots,x[n-M+1]) \approx \sum_{m=0}^{M-1} h_m \frac{\gamma x[n-m]}{1+\beta|x[n-m]|^2}$$

[0104] 수학식 18에서 h_m는 메모리 효과 계수이며, γ는 소 신호 게인 (small signal gain), β는 전이 첨예도 (transition sharpness)를 나타내며, 응답의 한 가지 예시는 도 6과 같이 나타날 수 있다.

[0105] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘 및 종래의 알고리즘에서 수신 신호의 분포가 가우시안 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이고, 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘 및 종래의 알고리즘에서 수신 신호의 분포가 비-가우시안 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이다.

[0106] 도 7 및 도 8은 이 환경에서 종래의 알고리즘들과 본 발명에서 제안하는 기저를 사용한 LMS알고리즘의 비교 결과를 나타낸다. 도 6은 수신 신호가 가우시안 분포를 따를 때를 나타낸 것으로, 해당 분포에서 알려진 직교 다항식인 Itô-Hermite 다항식을 기저로 사용했을 때와 거의 근사한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있는 반면, 도 7은 수신 신호가 더 이상 가우시안이 아니므로 Itô-Hermite 다항식 기저의 경우 성능의 저하가 크게 발생하는 것을 확인 할 수 있다.

[0107] 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘의 정규화 유무에 따른 효과를 보여주기 위한 것으로, 가우시안 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이다.

[0108] 도 9는 정규화에 의한 효과를 나타낸 것으로 정규화 하지 않은 결과는 성능의 열화가 발생하는데, 이는 큰 상관관계에 의한 것이다.

[0109] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 알고리즘의 비정상성 신호에 대한 효과를 보여주기 위한 것으로 시간에 따라 달라지는 분포일 때 에러를 샘플에 따라 나타낸 결과 그래프이다.

[0110] 도 10은 시간에 따라 모멘트가 변할 수 있는 상황 비정상성 신호 (nonstationary signal)을 고려한 것이며, 직교 다항식 생성부의 모멘트 변화 판별의 기본적인 한 가지 예시로, 시간의 흐름에 따라 모멘트를 업데이트하는 data windowing 방법을 사용하였다. 0~3000 샘플까지는 [0,1]의 균일 분포, 3001~10000 샘플은 가우시안 분포를 가진 신호를 고려하였다. 해당 결과에서 볼 수 있듯, Itô-Hermite을 기저로 사용할 때는 3000 샘플 이후 가우시안 분포에서는 수렴되는 레벨이 잡음의 레벨에 가깝게 줄어들지만, 3000 샘플 이전의 균일 분포에서는 상당한 성능의 열화가 있는 것이 확인된다. 반면, 제안하는 알고리즘은 모멘트가 업데이트되는 경우 채널이 변하는 것처럼 MSE값이 튀는 것을 볼 수 있으나, 수렴되는 레벨은 균일 분포 및 가우시안 분포에서, 종래의 알고리즘과 동일하거나 더 낮은 수준의 MSE레벨을 가지는 것이 확인된다.

[0111] 이와 같은 본 발명의 수신 신호 처리 방법은 다양한 컴퓨터 구성요소를 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령어의 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능한 기록 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능한 기록 매체는 프

로그램 명령어, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다.

[0112] 상기 컴퓨터 판독 가능한 기록 매체에 기록되는 프로그램 명령어는 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 분야의 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다.

[0113] 컴퓨터 판독 가능한 기록 매체의 예에는, 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체, CD-ROM, DVD 와 같은 광기록 매체, 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media), 및 ROM, RAM, 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령어를 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다.

[0114] 프로그램 명령어의 예에는, 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드도 포함된다. 상기 하드웨어 장치는 본 발명에 따른 처리를 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

[0116] 이상에서는 본 발명의 다양한 실시예에 대하여 도시하고 설명하였지만, 본 발명은 상술한 특정의 실시예에 한정되지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 다양한 변형실시가 가능한 것은 물론이고, 이러한 변형실시들은 본 발명의 기술적 사상이나 전망으로부터 개별적으로 이해되어져서는 안될 것이다.

부호의 설명

[0117] 10: 송수신기

20: 송신 신호 처리 장치

100: 수신 신호 처리 장치

110: 수신부

120: 모멘트 생성부

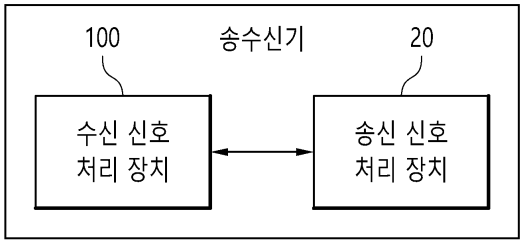
130: 직교 다항식 생성부

140: 디지털 간섭 제거부

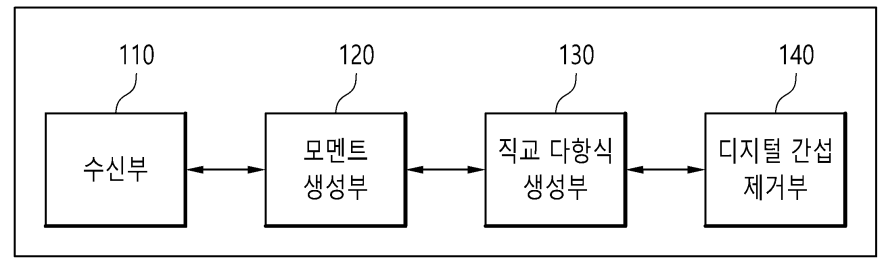
도면

도면1

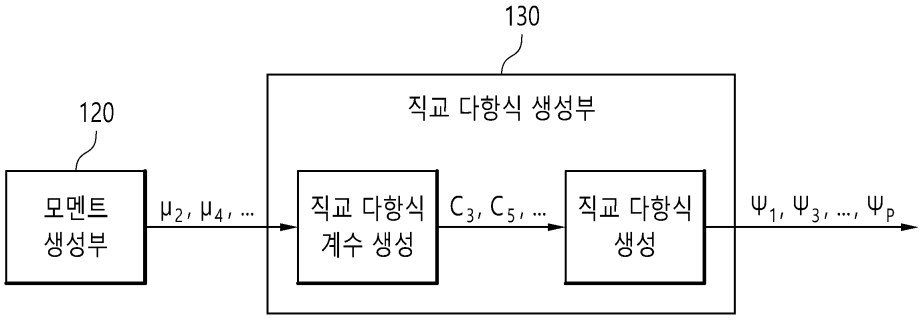
10



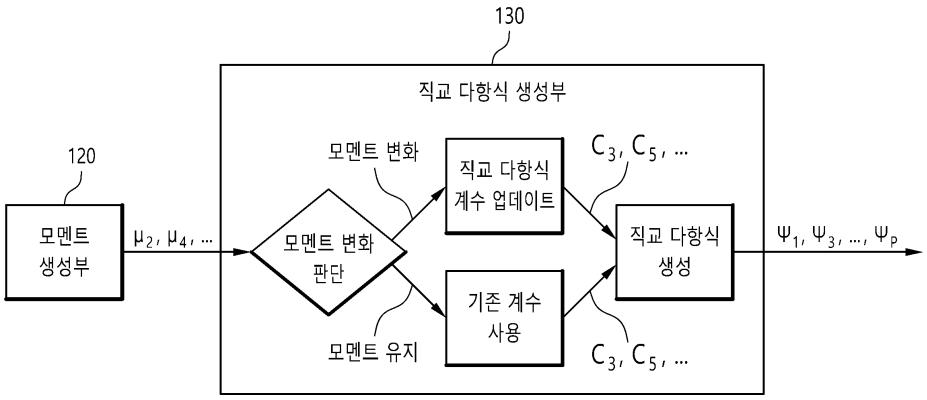
도면2


100
110
수신부
120
모멘트 생성부
130
직교 다항식 생성부
140
디지털 간섭 제거부

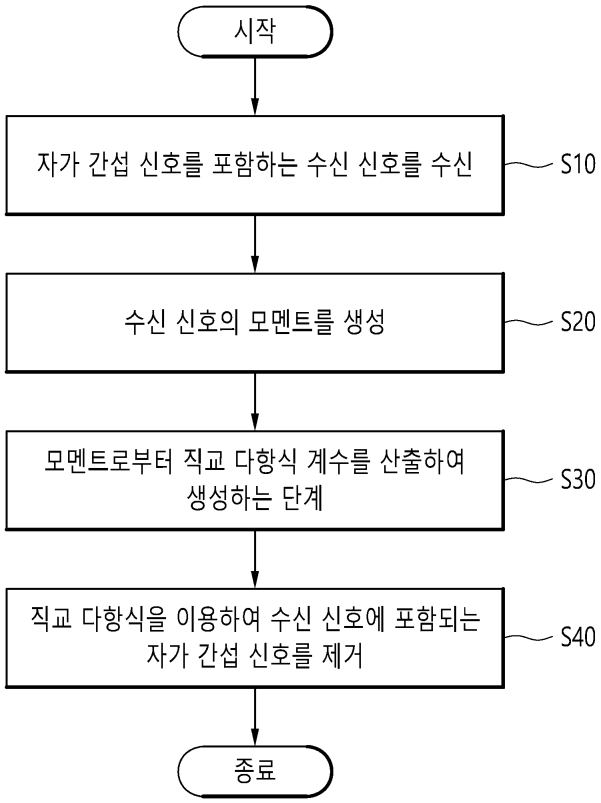
도면3


130
직교 다항식 생성부
120
모멘트 생성부
μ2, μ4, ...
직교 다항식 계수 생성
C3, C5, ...
직교 다항식 생성
Ψ1, Ψ3, ..., ΨP

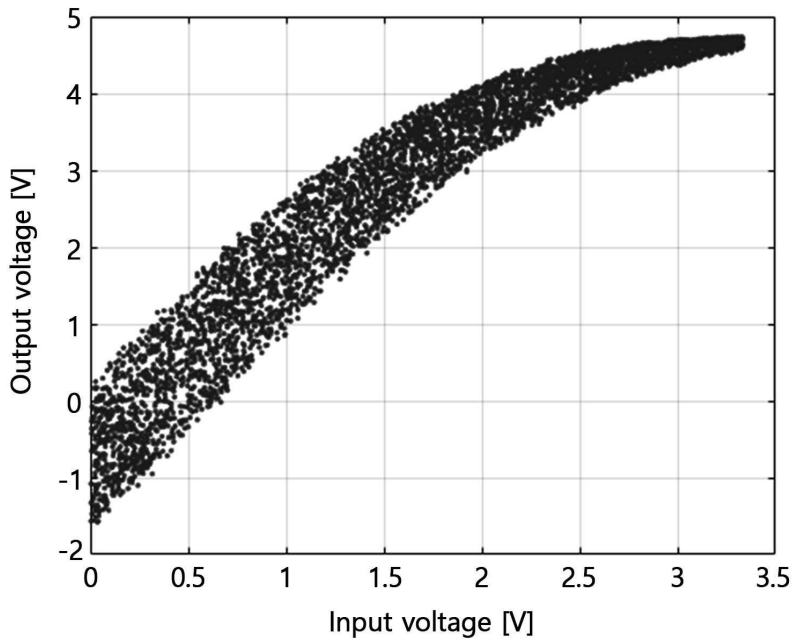
도면4


130
직교 다항식 생성부
120
모멘트 생성부
μ2, μ4, ...
모멘트 변화 판단
모멘트 변화
직교 다항식 계수 업데이트
C3, C5, ...
모멘트 유지
기존 계수 사용
C3, C5, ...
직교 다항식 생성
Ψ1, Ψ3, ..., ΨP

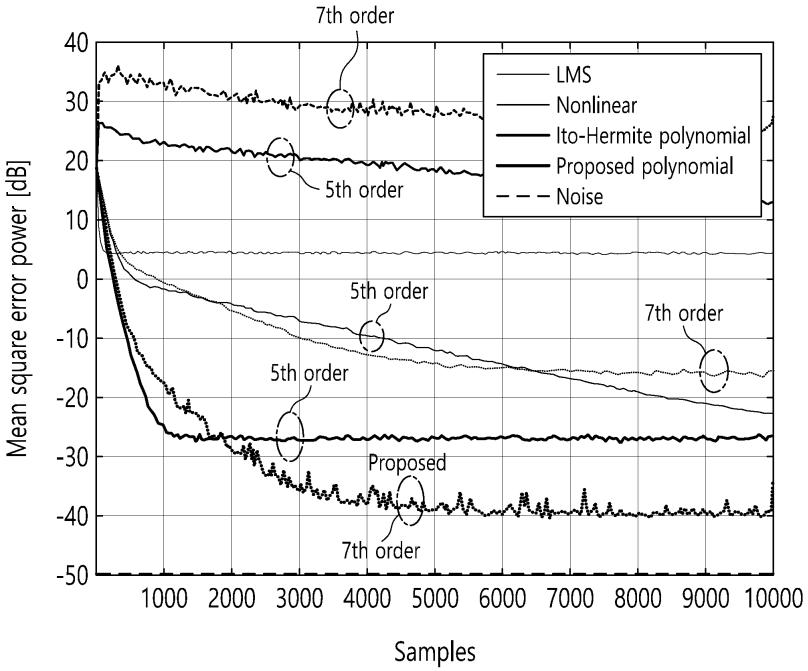
도면5


시작
자가 간섭 신호를 포함하는 수신 신호를 수신
S10
수신 신호의 모멘트를 생성
S20
모멘트로부터 직교 다항식 계수를 산출하여 생성하는 단계
S30
직교 다항식을 이용하여 수신 신호에 포함되는 자가 간섭 신호를 제거
S40
종료

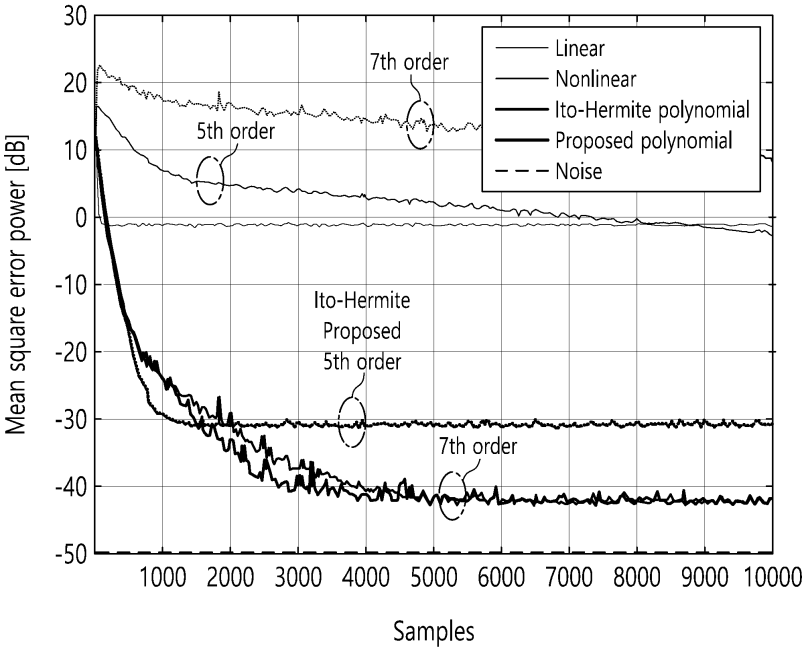
도면6


Output voltage [V]
Input voltage [V]
5
4
3
2
1
0
-1
-2
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3
3.5

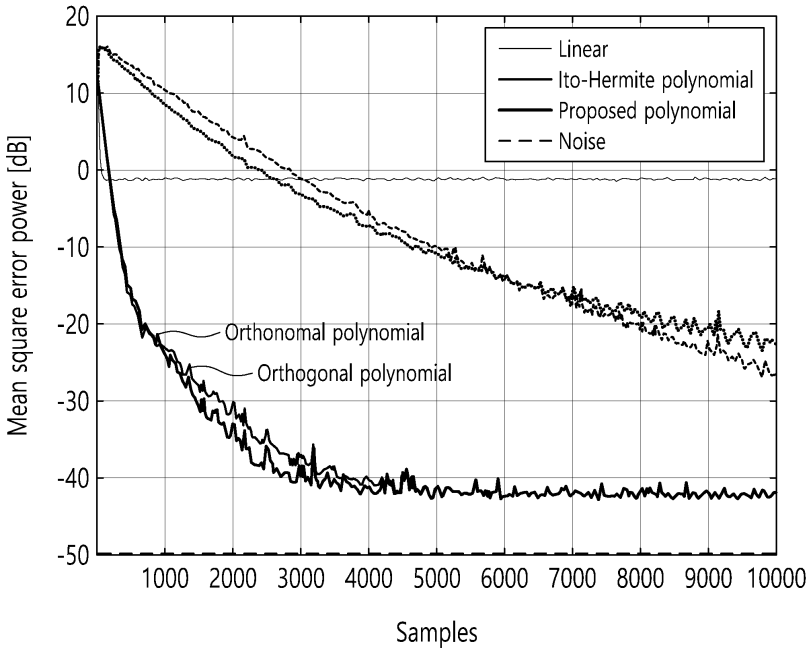
도면7


7th order
5th order
5th order
7th order
5th order
Proposed
7th order
LMS
Nonlinear
Ito-Hermite polynomial
Proposed polynomial
Noise
Mean square error power [dB]
Samples
40
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
1000
2000
3000
4000
5000
6000
7000
8000
9000
10000

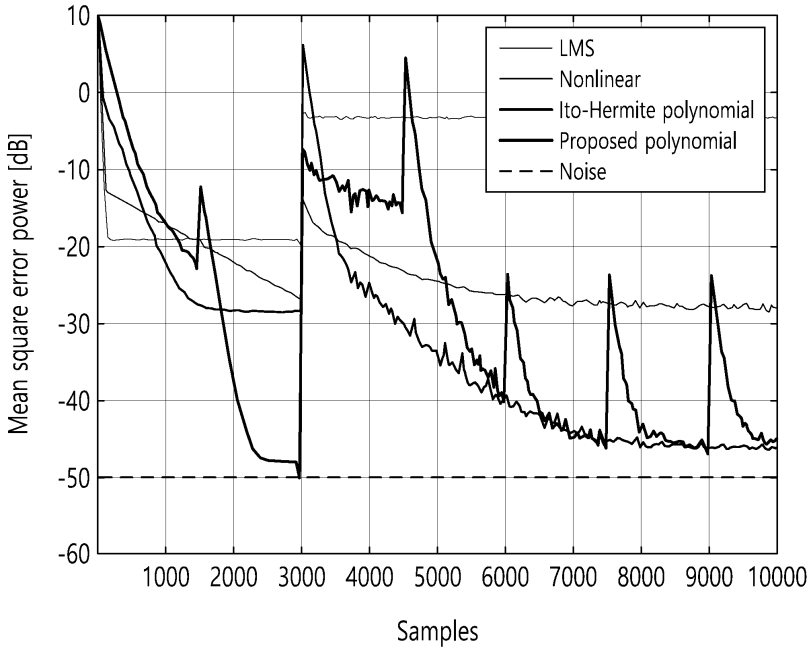
도면8


7th order
5th order
Ito-Hermite
Proposed
5th order
7th order
Linear
Nonlinear
Ito-Hermite polynomial
Proposed polynomial
Noise
Mean square error power [dB]
Samples
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
1000
2000
3000
4000
5000
6000
7000
8000
9000
10000

도면9


Linear
Ito-Hermite polynomial
Proposed polynomial
Noise
Orthonomal polynomial
Orthogonal polynomial
Mean square error power [dB]
Samples
20
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
1000
2000
3000
4000
5000
6000
7000
8000
9000
10000

도면10


LMS
Nonlinear
Ito-Hermite polynomial
Proposed polynomial
Noise
Mean square error power [dB]
Samples
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
1000
2000
3000
4000
5000
6000
7000
8000
9000
10000