



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2017년11월02일
(11) 등록번호 10-1792626
(24) 등록일자 2017년10월26일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 1/525 (2014.01) H04B 1/10 (2006.01)
H04B 15/02 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04B 1/525 (2013.01)
H04B 1/10 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2016-7016956
(22) 출원일자(국제) 2013년11월29일
심사청구일자 2016년06월24일
(85) 번역문제출일자 2016년06월24일
(65) 공개번호 10-2016-0090372
(43) 공개일자 2016년07월29일
(86) 국제출원번호 PCT/CN2013/088229
(87) 국제공개번호 WO 2015/078009
국제공개일자 2015년06월04일
(56) 선행기술조사문헌
KR101236078 B1*
KR1020100126509 A*
US20130089021 A1*
KR100879334 B1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
후아웨이 테크놀러지 컴퍼니 리미티드
중국 518129 광둥성 셴젠 롱강 디스트릭트 반티안
후아웨이 어드미니스트레이션 빌딩
(72) 발명자
류 생
중국 518129 광둥 셴젠 롱강 반티안 후아웨이 어
드미니스트레이션 빌딩
(74) 대리인
유미특허법인

전체 청구항 수 : 총 20 항

심사관 : 구영희

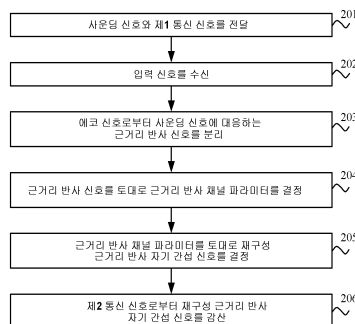
(54) 발명의 명칭 통신 시스템의 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명의 실시 예들은 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법과 장치를 제공한다. 방법은, 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계;

입력 신호를 수신하는 단계; 상기 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리하는 단계; 상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계; 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계; 및 다른 장치에 의해 전달되는 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소하는 단계를 포함한다. 본 발명은 근거리 반사 자기 간섭 신호를 효과적으로 인식하고 재구성할 수 있으며, 이에 따라 자기 간섭에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시킨다.

대 표 도 - 도2



(52) CPC특허분류

H04B 15/02 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달(send)하도록 구성되는 전달 유닛;

입력 신호를 수신하도록 구성되는 수신 유닛;

상기 사운드 신호에 대응하는 근거리 반사(near-field reflection) 신호를 에코(echo) 신호로부터 분리하도록 구성되는 신호 분리(separation) 유닛;

상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되는, 근거리 반사 자기 간섭(self-interference) 신호에 대한 처리 유닛; 및

상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호(reconstructed near-field reflected self-interference signal)를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산(subtract)하도록 구성되는, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거(cancellation) 유닛

을 포함하며,

상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯(timeslot)은 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하고, 상기 사운드 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호(large time-bandwidth product signal)이며,

상기 입력 신호는 다른 장치에 의해 전달되는 상기 제2 통신 신호 그리고 상기 사운드 신호와 상기 제1 통신 신호에 대응하는 상기 에코 신호를 포함하는, 무선(wireless) 전이중(full duplex) 통신 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛은 구체적으로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 제1 통신 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 3

제1항에 있어서,

전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호(self-interference radio frequency reference signal)를 획득하도록 구성되는 커플링(coupling) 유닛

을 더 포함하고,

상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛은 구체적으로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 4

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 전달 유닛은 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 대역폭을 사용하여 상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며,

상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 상기 근거리 반사 신호에 대해 정합 필터링(matched filtering)을 수행하여 필터링된 근거리 반사 신호를 획득하고, 상기 필터링된 근거리 반사 신호에 따라 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 5

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 전달 유닛은 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같은 대역폭을 사용하여 상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며,

상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 초분해능(super-resolution) 지연 알고리즘을 사용하여 상기 근거리 반사 신호에 대응하는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 다음의 수식(formula):

$$\hat{h}^{(k)} = \left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1} b \quad \text{및}$$

$$w^{(k)} = \left[1 + \kappa - \frac{|\hat{h}^{(k-1)}|}{\max |\hat{h}^{(k-1)}|} \right] \circ w^{(k-1)},$$

을 사용하여 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되며,

\hat{h} 는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 나타내고, $\hat{h}^{(k)}$ 의 첨자 k는 k번째 반복(iteration)의 결과를 식별하며, $B = A^H A$ 이고, A는 사운드 신호 행렬(matrix)을 나타내고, $b = A^H r$ 이며, r 은 상기 근거리 반사 신호를 나타내고,

$w^{(k)}$ 는 k번째 반복의 가중치 벡터(weighting vector)를 나타내며, 가중치 벡터의 초기값(initial value)은 $w^{(0)} = \alpha 1_{M \times 1}$ 이고, $1_{M \times 1}$ 는 원소(element)가 모두 1인 M×1-차원 열 벡터(dimension column vector)를 나타내며, M은 근거리 반사 채널의 다중 경로(multi-path) 지연 분포 범위(delay distribution range)를 나타내고, 연산자(operator) " \circ "는 두 개의 벡터에 대응하는 원소들이 곱해지는 것을 나타내며, K , k, 그리고 α 는 수렴 특성(convergence property)을 조정하기 위하여 사용되는 미리 결정된 양의 정수들을 나타내는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 7

제6항에 있어서,

B가 공액 행렬(conjugate matrix)인 경우, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 다음의 수식:

$$B_m^{-1} = D_{m-1} - \frac{w_m^{(k)}}{1 + w_m^{(k)} d_{m-1,mm}} d_{m-1,m} d_{m-1,m}^H, \quad m=1,2,\dots,M,$$

을 사용하여 $m = 1$ 부터 $m = M$ 까지의 반복을 통한 계산을 수행하여 $(\mathbf{B} + \text{diag} \{\mathbf{w}^{(k)}\})^{-1}$ 를 획득하도록 구성되며,

$\mathbf{B}_m = \mathbf{B}_{m-1} + w_m^{(k)} \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$ 이고, $\mathbf{D}_{m-1} = \mathbf{B}_{m-1}^{-1} = [\mathbf{d}_{m-1,1}, \mathbf{d}_{m-1,2}, \dots, \mathbf{d}_{m-1,M}]$ 이며, 특히, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}$, $\mathbf{B}_M^{-1} = (\mathbf{B} + \text{diag} \{\mathbf{w}^{(k)}\})^{-1}$ 이고, $\mathbf{d}_{m-1,m}$ 은 행렬 \mathbf{D}_{m-1} 의 m 번째 열 벡터이며, $d_{m-1,mm}$ 는 행렬 \mathbf{D}_{m-1} 의 m 번째 행과 m 번째 열의 원소이고, \mathbf{e}_i 는 i 번째 열 원소들이 1이고 다른 원소들(the other elements)은 모두 0인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타내는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 8

사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달하도록 구성되는 송신기(transmitter);

입력 신호를 수신하도록 구성되는 수신기; 및

상기 사운드 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리하도록 구성되는 프로세서를 포함하고,

상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯이 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하며, 상기 사운드 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호이며,

상기 입력 신호는 다른 장치에 의해 전달된 제2 통신 신호 그리고 상기 사운드 신호와 상기 제1 통신 신호에 대응하는 상기 에코 신호를 포함하고,

상기 프로세서는 추가로, 상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되며,

상기 프로세서는 추가로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 프로세서는 구체적으로, 상기 근거리 반사 신호 파라미터와 상기 제1 통신 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 10

제8항에 있어서,

전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 획득하도록 구성되는 커플러

를 더 포함하고,

상기 프로세서는 구체적으로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 11

제8항 내지 제10항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 송신기는 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 대역폭을 사용하여

상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며,

상기 프로세서는 구체적으로, 상기 근거리 반사 신호에 대해 정합 필터링을 수행하여 필터링된 근거리 반사 신호를 획득하고, 상기 필터링된 근거리 반사 신호에 따라 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 12

제8항 내지 제10항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 송신기는 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같은 대역폭을 사용하여 상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며,

상기 프로세서는 구체적으로, 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여 상기 근거리 반사 신호에 대응하는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 프로세서는 구체적으로, 다음의 수식:

$$\hat{h}^{(k)} = \left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1} b \quad \text{및}$$

$$w^{(k)} = \left[1 + \kappa - \frac{|\hat{h}^{(k-1)}|}{\max |\hat{h}^{(k-1)}|} \right] \circ w^{(k-1)},$$

을 사용하여 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되며,

\hat{h} 는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 나타내고, $\hat{h}^{(k)}$ 의 첨자 k는 k번째 반복의 결과를 식별하며,

$B = A^H A$ 이고, A는 사운드 신호 행렬을 나타내고, $b = A^H r$ 이며, r 은 상기 근거리 반사 신호

를 나타내고, $w^{(k)}$ 는 k번째 반복의 가중치 벡터를 나타내며, 가중치 벡터의 초기값은 $w^{(0)} = \alpha 1_{M \times 1}$ 이

고, $1_{M \times 1}$ 는 원소가 모두 1인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타내며, M은 근거리 반사 채널의 다중 경로 지연 분포

범위를 나타내고, 연산자 " \circ "는 두 개의 벡터에 대응하는 원소들이 곱해지는 것을 나타내며, K , k, 그리고 α 는 수렴 특성을 조정하기 위하여 사용되는 미리 결정된 양의 정수들을 나타내는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 14

제13항에 있어서,

B가 공액 행렬인 경우,

상기 프로세서는 구체적으로, 다음의 수식:

$$\mathbf{B}_m^{-1} = \mathbf{D}_{m-1} - \frac{w_m^{(k)}}{1 + w_m^{(k)} d_{m-1,mm}} \mathbf{d}_{m-1,m} \mathbf{d}_{m-1,m}^H, \quad m=1,2,\dots,M,$$

을 사용하여 $m = 1$ 부터 $m = M$ 까지의 반복을 통한 계산을 수행하여 $(\mathbf{B} + \text{diag}\{\mathbf{w}^{(k)}\})^{-1}$ 를 획득하도록 구성되며,

$$\mathbf{B}_m = \mathbf{B}_{m-1} + w_m^{(k)} \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H \text{ 이고, } \mathbf{D}_{m-1} = \mathbf{B}_{m-1}^{-1} = [\mathbf{d}_{m-1,1}, \mathbf{d}_{m-1,2}, \dots, \mathbf{d}_{m-1,M}] \text{이며, 특히, } \mathbf{B}_0 = \mathbf{B},$$

$$\mathbf{B}_M^{-1} = (\mathbf{B} + \text{diag}\{\mathbf{w}^{(k)}\})^{-1} \text{ 이고, } \mathbf{d}_{m-1,m} \text{ 은 행렬 } \mathbf{D}_{m-1} \text{ 의 } m\text{-번째 열 벡터이며, } d_{m-1,mm} \text{ 는 행렬}$$

\mathbf{D}_{m-1} 의 m -번째 행과 m -번째 열의 원소이고, \mathbf{e}_i 는 i -번째 열 원소들이 1이고 다른 원소들은 모두 0인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타내는, 무선 전이중 통신 장치.

청구항 15

무선 전이중을 지원하는 장치에 의해 실행되며, 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 제거하기 위한 방법에서,
사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계;

입력 신호를 수신하는 단계;

상기 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리하는 단계;

상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계;

상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계; 및

다른 장치에 의해 전달되는 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하는 단계를 포함하고,

상기 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯이 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하며, 상기 사운딩 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호이며,

상기 입력 신호는 상기 다른 장치에 의해 전달되는 상기 제2 통신 신호 그리고 상기 사운딩 신호와 상기 제1 통신 신호에 대응하는 상기 에코 신호를 포함하는, 방법.

청구항 16

제15항에 있어서,

상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계는,

상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 제1 통신 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭신호를 결정하는 단계

를 포함하는, 방법.

청구항 17

제15항에 있어서,

전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 획득하는 단계

를 더 포함하고,

상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계는,
상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 18

제15항 내지 제17항 중 어느 한 항에 있어서,
상기 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계는,
사운딩 시간슬롯의 송신 시간슬롯(transmit timeslot)에서 상기 사운딩 신호를 전달하는 단계를 포함하는, 방법.

청구항 19

제18항에 있어서,
상기 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계는,
상기 사운딩 시간슬롯의 아이들(idle) 시간슬롯에서 상기 사운딩 신호를 전달하는 것을 정지하는 단계; 및
데이터 송신 시간슬롯에서 상기 제1 통신 신호를 전달하는 단계를 포함하며,
상기 아이들 시간슬롯은 제1 사일런트(silent) 시간슬롯과 제2 사일런트 시간슬롯을 포함하는, 방법.

청구항 20

제19항에 있어서,
상기 제1 사일런트 시간슬롯의 구간이 상기 근거리 반사 채널의 최대 다중 경로 지연이며,
상기 제2 사일런트 시간슬롯의 값이, 에코 성분(component)의 지연이 상기 제1 사일런트 시간슬롯의 구간과 상기 제2 사일런트 시간슬롯의 구간의 합을 초과하도록 하며, 에코 다중 경로 성분의 전력이 미리 설정된 문턱값보다 작은, 방법.

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

청구항 24

삭제

청구항 25

삭제

청구항 26

삭제

청구항 27

삭제

청구항 28

삭제

청구항 29

삭제

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

삭제

청구항 33

삭제

청구항 34

삭제

청구항 35

삭제

청구항 36

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명의 실시 예들은 무선 통신 기술에 관한 것으로, 더욱 상세하게 말하자면, 통신 시스템에서 자기 간섭(self-interference) 신호를 감소시키기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 이동(mobile) 셀룰라 통신 시스템, 무선 근거리 네트워크(Wireless Local Area Network, WLAN), 그리고 고정 무선 액세스(Fixed Wireless Access, FWA)와 같은 무선 통신 시스템에서, 기지국(Base Station, BS), 액세스 포인트(Access Point, AP), 릴레이 시스템(Relay Station, RS), 또는 사용자 장비(User Equipment, UE)와 같은 통신 노드는 일반적으로 통신 노드의 신호를 전달하고 다른 통신 노드의 신호를 수신하는 능력(capabilities)을 가진다. 무선 신호는 무선 채널 상에서 크게 감쇠되기(attenuated) 때문에, 통신 노드에 의한 전달되는 신호에 비하여, 통신 송신단(communications transmit end)으로부터 오는 신호는 수신단에 도착하였을 때 매우 약하다. 예를 들어, 이동 셀룰라 통신 시스템에서 통신 노드에 의해 신호를 수신하는 전력과 신호를 전달하는 전력 사이의 차이는 80dB 내지 120dB에 도달하며, 심지어 더 클 수 있다. 그러므로 통신 노드의 전달 신호로부터 통신 노드의 수신 신호에 대한 간섭(이러한 간섭은 자기 간섭으로 명명됨)을 방지하기 위하여, 무선 신호의 송신 및 수신은 상이한 주파수 대역 또는 시간 주기(period)를 사용하여 구별된다. 예를 들어, 주파수 분할 이중(Frequency Division Duplex, FDD)에서, 송신과 수신은 임의 보호 대역(guard band)에 의해 분리되는 상이한 주파수 대역을 사용하여 수행된다. 시간 분할 이중(Time Division Duplex, FDD)에서, 송신과 수신은 통

신은 임의 보호 구간(guard interval)에 의해 분리되는 상이한 시간 주기를 사용하여 수행된다. FDD 시스템에서의 보호 대역과 TDD 시스템에서의 보호 구간은 모두, 수신과 송신이 철저하게(thoroughly) 분리되는 것을 보장하기 위한 것이며, 이에 따라 송신으로부터 수신에 대한 간섭을 방지한다.

[0003] 무선 전이중(full duplex) 기술에서, 수신 및 송신 동작은 동일한 무선 채널 상에서 동시에 수행될 수 있다. 이론적으로, 무선 전이중 기술의 스펙트럼 효율(spectral efficiency)이 FDD 기술 또는 TDD 기술의 스펙트럼 효율보다 2배 높다. 그러나 보호 대역 또는 보호 구간이 없기 때문에, 무선 전이중을 지원하는 통신 노드의 송신 신호는 통신 노드의 수신 신호에 자기 간섭을 일으킬 수 있으며, 통신 노드가 원하는 신호(wanted signal)를 정확하게 수신할 수 없는 원인이 된다. 자기 간섭 신호는 근거리 반사(near-field reflection) 채널 상의 근거리 반사 자기 간섭 신호와 원거리 반사(far-field reflection) 채널 상의 원거리 반사 자기 간섭 신호를 포함한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호는 일반적으로 0.3m 내지 60m의 근거리 반사 경로에 대응하며, 다중 경로 전송 지연(multi-path transmission delay)이 1ns 내지 400ns이다. 송수신 안테나(transceiving antenna) 주변의 전파 환경(propagation environments)이 약간 변화하기 때문에, 근거리 반사 자기 간섭 신호의 지연이 시간에 따라 약간 천천히 변화한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호는 무선 전이중 시스템에서 효과적으로 제거하기가 가장 어려운 자기 간섭이며, 그 이유는 다음과 같다. 근거리 다중 경로 에코 신호의 전파 거리(propagation distance)가 비교적 짧기 때문에, 다중 경로를 사이의 전파 지연이 매우 작으며, 정상 대역폭(normal bandwidth)(10 내지 40MHz)의 통신 신호가 사용되는 경우, 근거리 반사 자기 간섭 신호는 효과적으로 인식되거나 재구성될 수 없으며, 효과적인 간섭 제거가 구현될 수 없다. 예를 들어, 통신 노드에 의해 전달된 무선 주파수 신호가, 통신 노드로부터의 직선 전파 거리(straight-line propagation distances)가 3m의 차이를 가지는 두 개의 반사기(reflector)에 도달할 때 생성되는 지연들 사이의 차이가 20ns이며, 상이한 다중 경로 지연을 가지는 2개의 에코들을 구별하는 것이 매우 어렵다. 비교적 큰 다중 경로 지연 차이로 인해, 정상 대역폭을 가지는 신호가 사용되는 경우 원거리 반사 자기 간섭 신호의 성분(component)이 인식될 수 있으며, 이에 따라 효과적인 제거를 구현한다. 그러므로 무선 전이중 시스템의 사용 효율성을 향상시키기 위하여, 근거리 반사 자기 간섭 신호를 어떻게 감소시킬 것인가가 해소할 문제점이다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명의 실시 예들은 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법 및 장치를 제공하여, 근거리 반사 자기 간섭 신호를 효과적으로 감소시킬 수 있으며, 이에 따라 무선 전이중 시스템의 사용 효율성을 향상시키는 목적을 달성한다.

[0005] 제1 측면에 따르면, 본 발명의 실시 예는 무선 전이중 통신 장치를 제공하며, 상기 무선 전이중 통신 장치는, 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달(send)하도록 구성되는 전달 유닛; 입력 신호를 수신하도록 구성되는 수신 유닛; 상기 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사(near-field reflection) 신호를 에코(echo) 신호로부터 분리하도록 구성되는 신호 분리(separation) 유닛; 상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되는, 근거리 반사 자기 간섭(self-interference) 신호에 대한 처리 유닛; 및 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호(reconstructed near-field reflected self-interference signal)를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산(subtract)하도록 구성되는, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거(cancellation) 유닛을 포함하며, 상기 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯(timeslot)은 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하고, 상기 사운딩 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호(large time-bandwidth product signal)이며, 상기 입력 신호는 다른 장치에 의해 전달되는 상기 제2 통신 신호 그리고 상기 사운딩 신호와 상기 제1 통신 신호에 대응하는 상기 에코 신호를 포함한다.

[0006] 제1 측면을 참조하여, 제1 가능한 구현 방식에서, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛은 구체적으로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 제1 통신 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0007] 제1 측면을 참조하여, 제2 가능한 구현 방식에서, 상기 무선 전이중 통신 장치는, 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호(self-interference radio frequency reference signal)를 획득하도록 구성되는 커플링(coupling) 유닛을 더 포함하고, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛은 구체적으로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간

섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0008] 제1 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 어느 하나를 참조하여, 제3 가능한 구현 방식에서, 상기 전달 유닛은 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 대역폭을 사용하여 상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 상기 근거리 반사 신호에 대해 정합 필터링(matched filtering)을 수행하여 필터링된 근거리 반사 신호를 획득하고, 상기 필터링된 근거리 반사 신호에 따라 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.

[0009] 제1 측면 또는 제1 가능한 구현 방식과 제2 가능한 구현 방식 중 어느 하나를 참조하여, 제4 가능한 구현 방식에서, 상기 전달 유닛은 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같은 대역폭을 사용하여 상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 초분해능(super-resolution) 지연 알고리즘을 사용하여 상기 근거리 반사 신호에 대응하는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.

[0010] 제4 가능한 구현 방식을 참조하여, 제5 가능한 구현 방식에서, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 다음의 수식(formula):

$$\hat{h}^{(k)} = \left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1} b \quad \text{및}$$

$$w^{(k)} = \left[1 + \kappa - \frac{|\hat{h}^{(k-1)}|}{\max |\hat{h}^{(k-1)}|} \right] \circ w^{(k-1)},$$

[0011]

을 사용하여 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되며,

[0012]

[0013] \hat{h} 는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 나타내고, $\hat{h}^{(k)}$ 의 첨자 k는 k번째 반복(iteration)의 결과를 식별하

며, $B = A^H A$ 이고, A는 사운드 신호 행렬(matrix)을 나타내고, $b = A^H r$ 이며, r 은 상기 근거

리 반사 신호를 나타내고, $w^{(k)}$ 는 k번째 반복의 가중치 벡터(weighting vector)를 나타내며, 가중치 벡터의

초기값(initial value)은 $w^{(0)} = \alpha 1_{M \times 1}$ 이고, $1_{M \times 1}$ 는 원소(element)가 모두 1인 M×1-차원 열 벡터(dimension column vector)를 나타내며, M은 근거리 반사 채널의 다중 경로(multi-path) 지연 분포 범위(delay distribution range)를 나타내고, 연산자(operator) " \circ "는 두 개의 벡터에 대응하는 원소들이 곱해지는 것

을 나타내며, κ , k, 그리고 α 는 수렴 특성(convergence property)을 조정하기 위하여 사용되는 미리 결정된 양의 정수들을 나타낸다.

[0014] 제5 가능한 구현 방식을 참조하여, 제6 가능한 구현 방식에서, B가 공액 행렬(conjugate matrix)인 경우, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 구체적으로, 다음의 수식:

$$B_m^{-1} = D_{m-1} - \frac{w_m^{(k)}}{1 + w_m^{(k)} d_{m-1,mm}} d_{m-1,m} d_{m-1,m}^H, \quad m=1,2,\dots,M,$$

[0015]

[0016] 을 사용하여 $m = 1$ 부터 $m = M$ 까지의 반복을 통한 계산을 수행하여 $(\mathbf{B} + \text{diag} \{ \mathbf{w}^{(k)} \})^{-1}$ 를 획득하도록 구성되며,

[0017] $\mathbf{B}_m = \mathbf{B}_{m-1} + w_m^{(k)} \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$ 이고, $\mathbf{D}_{m-1} = \mathbf{B}_{m-1}^{-1} = [\mathbf{d}_{m-1,1}, \mathbf{d}_{m-1,2}, \dots, \mathbf{d}_{m-1,M}]$ 이며, 특히, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}$, $\mathbf{B}_M^{-1} = (\mathbf{B} + \text{diag} \{ \mathbf{w}^{(k)} \})^{-1}$ 이고, $\mathbf{d}_{m-1,m}$ 은 행렬 \mathbf{D}_{m-1} 의 m 번째 열 벡터이며, $\mathbf{d}_{m-1,mm}$ 는 행렬 \mathbf{D}_{m-1} 의 m 번째 행과 m 번째 열의 원소이고, \mathbf{e}_i 는 i 번째 열 원소들이 1이고 다른 원소들(the other element s)은 모두 0인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타낸다.

[0018] 제1 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제7 가능한 구현 방식에서, 상기 전달 유닛은 구체적으로, 무선 주파수 신호에서 데이터 신호를 전달하기 위하여 사용되는 전력보다 낮은 전력을 사용하여 상기 주파수 무선 신호에서 사운드 신호를 전달하도록 구성된다.

[0019] 제1 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제8 가능한 구현 방식에서, 상기 근거리 반사 간섭 신호에 대한 처리 유닛은 추가로, 다수의(multiple) 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 상기 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 결정하도록 구성되며, 상기 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛은 구체적으로, 상기 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0020] 제1 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제9 가능한 구현 방식에서, 상기 무선 전이중 통신 장치가 다중 입력 다중 출력(multiple-input multiple-output, MIMO)을 지원하는 경우, 상기 전달 유닛은 구체적으로, 다수의 안테나(multiple antenna)를 사용하여 상기 무선 주파수 신호를 개별적으로 전달하도록 구성되며, 상기 수신 유닛은 구체적으로, 상기 다수의 안테나를 사용하여 상기 입력 신호를 개별적으로 수신하도록 구성되며, 상기 다수의 안테나에 의해 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯들이 엇갈리게 배치되어(staggered) 있다.

[0021] 제1 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제10 가능한 구현 방식에서, 상기 전달 유닛은 구체적으로, 무선 전이중을 지원하는 인접 장치에 의해 무선 주파수 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 엇갈리게 배치되어 있는 시간슬롯을 사용하여 상기 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성되어 있다.

[0022] 제2 측면에 따르면, 본 발명의 실시 예는 무선 전이중 통신 장치를 제공하며, 상기 무선 전이중 통신 장치는, 사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달하도록 구성되는 송신기(transmitter); 입력 신호를 수신하도록 구성되는 수신기; 및 상기 사운드 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리하도록 구성되는 프로세서를 포함하고, 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯이 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하며, 상기 사운드 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호이며, 상기 입력 신호는 다른 장치에 의해 전달된 제2 통신 신호 그리고 상기 사운드 신호와 상기 제1 통신 신호에 대응하는 상기 에코 신호를 포함하고, 상기 프로세서는 추가로, 상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되며, 상기 프로세서는 추가로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0023] 제2 측면을 참조하여, 제1 가능한 구현 방식에서, 상기 프로세서는 구체적으로, 상기 근거리 반사 신호 파라미터와 상기 제1 통신 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0024] 제2 측면을 참조하여, 제2 가능한 구현 방식에서, 상기 무선 전이중 통신 장치는, 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 획득하도록 구성되는 커플러를 더 포함하고, 상기 프로세서는 구체적으로, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성

된다.

[0025] 제2 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 어느 하나를 참조하여, 제3 가능한 구현 방식에서, 상기 송신기는 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 대역폭을 사용하여 상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며, 상기 프로세서는 구체적으로, 상기 근거리 반사 신호에 대해 정합 필터링을 수행하여 필터링된 근거리 반사 신호를 획득하고, 상기 필터링된 근거리 반사 신호에 따라 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.

[0026] 제2 측면 또는 제1 가능한 구현 방식과 제2 가능한 구현 방식 중 어느 하나를 참조하여, 제4 가능한 구현 방식에서, 상기 송신기는 구체적으로, 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같은 대역폭을 사용하여 상기 사운드 신호를 전달하도록 구성되며, 상기 프로세서는 구체적으로, 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여 상기 근거리 반사 신호에 대응하는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.

[0027] 제4 가능한 구현 방식을 참조하여, 제5 가능한 구현 방식에서, 상기 프로세서는 구체적으로, 다음의 수식:

$$\hat{h}^{(k)} = \left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1} b \quad \text{및}$$

$$w^{(k)} = \left[1 + \kappa - \frac{|\hat{h}^{(k-1)}|}{\max |\hat{h}^{(k-1)}|} \right] \circ w^{(k-1)},$$

[0028] 을 사용하여 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되며,
 [0029]

[0030] \hat{h} 는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 나타내고, $\hat{h}^{(k)}$ 의 첨자 k는 k번째 반복의 결과를 식별하며,

$B = A^H A$ 이고, A는 사운드 신호 행렬을 나타내고, $b = A^H r$ 이며, r 은 상기 근거리 반사 신호

를 나타내고, $w^{(k)}$ 는 k번째 반복의 가중치 벡터를 나타내며, 가중치 벡터의 초기값은 $w^{(0)} = \alpha 1_{M \times 1}$ 이

고, $1_{M \times 1}$ 는 원소가 모두 1인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타내며, M은 근거리 반사 채널의 다중 경로 지연 분포

범위를 나타내고, 연산자 " \circ "는 두 개의 벡터에 대응하는 원소들이 곱해지는 것을 나타내며, κ , k, 그리고 α 는 수렴 특성을 조정하기 위하여 사용되는 미리 결정된 양의 정수들을 나타낸다.

[0031] 제5 가능한 구현 방식을 참조하여, 제6 가능한 구현 방식에서, B가 공역 행렬인 경우, 상기 프로세서는 구체적으로, 다음의 수식:

$$B_m^{-1} = D_{m-1} - \frac{w_m^{(k)}}{1 + w_m^{(k)} d_{m-1,mm}} d_{m-1,m} d_{m-1,m}^H, \quad m=1,2,\dots,M,$$

[0032]

[0033] 을 사용하여 $m = 1$ 부터 $m = M$ 까지의 반복을 통한 계산을 수행하여 $(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \})^{-1}$ 를 획득하도록 구성되며,

[0034] $\mathbf{B}_m = \mathbf{B}_{m-1} + w_m^{(k)} \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$ 이고, $\mathbf{D}_{m-1} = \mathbf{B}_{m-1}^{-1} = [\mathbf{d}_{m-1,1}, \mathbf{d}_{m-1,2}, \dots, \mathbf{d}_{m-1,M}]$ 이며, 특히, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}$, $\mathbf{B}_M^{-1} = (\mathbf{B} + \text{diag} \{ \mathbf{w}^{(k)} \})^{-1}$ 이고, $\mathbf{d}_{m-1,m}$ 은 행렬 \mathbf{D}_{m-1} 의 m번째 열 벡터이며, $d_{m-1,mm}$ 는 행렬 \mathbf{D}_{m-1} 의 m번째 행과 m번째 열의 원소이고, \mathbf{e}_i 는 i번째 열 원소들이 1이고 다른 원소들은 모두 0인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타낸다.

[0035] 제2 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의의 하나를 참조하여, 제7 가능한 구현 방식에서, 상기 송신기는 구체적으로, 무선 주파수 신호에서 데이터 신호를 전달하기 위하여 사용되는 전력보다 낮은 전력을 사용하여 상기 주파수 무선 신호에서 사운드 신호를 전달하도록 구성된다.

[0036] 제2 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의의 하나를 참조하여, 제8 가능한 구현 방식에서, 상기 프로세서는 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 상기 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 결정하도록 구성되며, 상기 프로세서는 구체적으로, 상기 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 상기 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0037] 제2 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의의 하나를 참조하여, 제9 가능한 구현 방식에서, 상기 무선 전이중 통신 장치가 다중 입력 다중 출력(MIMO)을 지원하는 경우, 상기 송신기는 구체적으로, 다수의 안테나를 사용하여 상기 무선 주파수 신호를 개별적으로 전달하도록 구성되며, 상기 수신기는 구체적으로, 상기 다수의 안테나를 사용하여 상기 입력 신호를 개별적으로 수신하도록 구성되며, 상기 다수의 안테나에 의해 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯들이 엇갈리게 배치되어 있다.

[0038] 제2 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의의 하나를 참조하여, 제10 가능한 구현 방식에서, 상기 송신기는 구체적으로, 무선 전이중을 지원하는 인접 장치에 의해 무선 주파수 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 엇갈리게 배치되어 있는 시간슬롯을 사용하여 상기 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성되어 있다.

[0039] 제3 측면에 따르면, 본 발명의 실시 예는 무선 전이중을 지원하는 장치에 의해 실행되며, 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 제거하기 위한 방법을 제공하며, 상기 방법은, 사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계; 입력 신호를 수신하는 단계; 상기 사운드 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리하는 단계; 상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계; 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계; 및 다른 장치에 의해 전달되는 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하는 단계를 포함하고, 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯이 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하며, 상기 사운드 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호이며, 상기 입력 신호는 상기 다른 장치에 의해 전달되는 상기 제2 통신 신호 그리고 상기 사운드 신호와 상기 제1 통신 신호에 대응하는 상기 에코 신호를 포함한다.

[0040] 제3 측면을 참조하여, 제1 가능한 구현 방식에서, 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계는, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 제1 통신 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭신호를 결정하는 단계를 포함한다.

[0041] 제3 측면을 참조하여, 제2 가능한 구현 방식에서, 상기 방법은, 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 획득하는 단계를 더 포함하고, 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계는, 상기 근거리 반사 채널 파라미터와 상기 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계를 포함한다.

[0042] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 어느 하나를 참조하여, 제3 가능한 구현 방식에서, 상기 사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계는, 사운드 시간슬롯의 송신 시간슬롯(transmit timeslot)에서 상기 사운드 신호를 전달하는 단계를 포함한다.

[0043] 제3 가능한 구현 방식을 참조하여, 제4 가능한 구현 방식에서, 상기 사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계는, 상기 사운드 시간슬롯의 아이들(idle) 시간슬롯에서 상기 사운드 신호를 전달하는 것을 정지하는 단계; 및 데이터 송신 시간슬롯에서 상기 제1 통신 신호를 전달하는 단계를 포함하며, 상기 아이들 시간슬롯은 제1 사

일런트(silent) 시간슬롯과 제2 사일런트 시간슬롯을 포함한다.

[0044] 제4 가능한 구현 방식을 참조하여, 제5 가능한 구현 방식에서, 상기 제1 사일런트 시간슬롯의 구간이 상기 근거리 반사 채널의 최대 다중 경로 지연이며, 상기 제2 사일런트 시간슬롯의 값이, 에코 성분(component)의 지연이 상기 제1 사일런트 시간슬롯의 구간과 상기 제2 사일런트 시간슬롯의 구간의 합을 초과하도록 하며, 에코 다중 경로 성분의 전력이 미리 설정된 문턱값보다 작다.

[0045] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제6 가능한 구현 방식에서, 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 경우, 상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계는, 상기 근거리 반사 신호에 대해 정합 필터링을 수행하여 필터링된 근거리 반사 신호를 획득하는 단계; 및 상기 필터링된 근거리 반사 신호에 따라 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계를 포함한다.

[0046] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제6 가능한 구현 방식에서, 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같은 경우, 상기 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계는, 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여, 상기 근거리 반사 신호에 대응하는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계를 포함한다.

[0047] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제7 가능한 구현 방식에서, 상기 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여, 상기 근거리 반사 신호에 대응하는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계는, 다음의 수식:

$$\hat{h}^{(k)} = \left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1} b \quad \text{및}$$

$$w^{(k)} = \left[1 + \kappa - \frac{|\hat{h}^{(k-1)}|}{\max |\hat{h}^{(k-1)}|} \right] \circ w^{(k-1)},$$

[0048]

[0049] 을 사용하여 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 단계를 포함하며,

[0050] \hat{h} 는 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 나타내고, $\hat{h}^{(k)}$ 의 첨자 k는 k번째 반복의 결과를 식별하며,

$B = A^H A$ 이고, A는 사운드 신호 행렬을 나타내고, $b = A^H r$ 이며, r 은 상기 근거리 반사 신호

를 나타내고, $w^{(k)}$ 는 k번째 반복의 가중치 벡터를 나타내며, 가중치 벡터의 초기값은 $w^{(0)} = \alpha 1_{M \times 1}$ 이

고, $1_{M \times 1}$ 는 원소가 모두 1인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타내며, M은 근거리 반사 채널의 다중 경로 지연 분포

범위를 나타내고, 연산자 " \circ "는 두 개의 벡터에 대응하는 원소들이 곱해지는 것을 나타내며, κ , k, 그리고 α 는 수렴 특성을 조정하기 위하여 사용되는 미리 결정된 양의 정수들을 나타낸다.

[0051] 제7 가능한 구현 방식을 참조하여, 제8 가능한 구현 방식에서,

[0052] 다음의 수식:

$$\mathbf{B}_m^{-1} = \mathbf{D}_{m-1} - \frac{w_m^{(k)}}{1 + w_m^{(k)} d_{m-1,mm}} \mathbf{d}_{m-1,m} \mathbf{d}_{m-1,m}^H, \quad m=1,2,\dots,M,$$

[0053]

[0054] 을 사용하여 $m = 1$ 부터 $m = M$ 까지의 반복을 통한 계산을 수행하여 $(\mathbf{B} + \text{diag} \{ \mathbf{w}^{(k)} \})^{-1}$ 이 획득되며,

[0055] $\mathbf{B}_m = \mathbf{B}_{m-1} + w_m^{(k)} \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$ 이고, $\mathbf{D}_{m-1} = \mathbf{B}_{m-1}^{-1} = [\mathbf{d}_{m-1,1}, \mathbf{d}_{m-1,2}, \dots, \mathbf{d}_{m-1,M}]$ 이며, 특히, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}$,

$\mathbf{B}_M^{-1} = (\mathbf{B} + \text{diag} \{ \mathbf{w}^{(k)} \})^{-1}$ 이고, $\mathbf{d}_{m-1,m}$ 은 행렬 \mathbf{D}_{m-1} 의 m 번째 열 벡터이며, $d_{m-1,mm}$ 는 행렬

\mathbf{D}_{m-1} 의 m 번째 행과 m 번째 열의 원소이고, \mathbf{e}_i 는 i 번째 열 원소들이 1이고 다른 원소들은 모두 0인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타낸다.

[0056] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제9 가능한 구현 방식에서, 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계 이전에, 상기 방법은, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 획득하는 단계; 및 상기 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균 값을 결정하는 단계를 더 포함하고, 상기 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계는, 상기 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균 값에 따라 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하는 단계를 포함한다.

[0057] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제10 가능한 구현 방식에서, 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 전력이 상기 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 전력보다 작다.

[0058] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제11 가능한 구현 방식에서, 상기 장치가 다중 입력 다중 출력(MIMO)을 지원하는 경우, 상기 사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달하는 단계는, 상기 장치의 다수의 안테나를 사용하여 상기 사운드 신호를 개별적으로 전달하는 단계를 포함하며, 상기 다수의 안테나에 의해 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯들은 상이하다.

[0059] 제3 측면 또는 전술한 가능한 구현 방식들 중 임의 하나를 참조하여, 제12 가능한 구현 방식에서, 상기 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯이, 무선 전이중을 지원하는 인접 장치에 의해 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간 슬롯과는 상이하다.

[0060] 본 발명의 실시 예에서 제공되는 방법과 장치에 따르면, 장치를 포함하는 통신 노드, 예를 들어, 사용자 장비 또는 기지국은, 데이터 신호를 전달하는 경우, 시간 분할 다중화 방식으로 사운드 신호를 전달할 수 있으며, 사운드 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 효과적으로 인식하고, 근거리 반사 신호에 따라 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하기 위하여, 근거리 반사 채널 파라미터에 따라 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0061] 본 발명의 실시 예에서의 기술적 해결 방안을 더욱 명확히 기술하기 위해, 이하에서 본 발명의 실시 예들을 설명할 때 필요한 첨부 도면을 간략하게 소개한다. 분명한 것은, 이어질 설명에서 첨부된 도면은 단지 본 발명의 몇 가지 실시 예를 나타내며, 당업자는 첨부된 도면으로부터 창작 능력 없이도 다른 도면을 도출해 낼 수 있다는 것이다.

도 1은 통신 시스템의 개략적인 도이다.

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법의 개략적인 흐름도이다.

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법의 개략적인 흐름도이다.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 시간 슬롯의 구조도이다.

도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 다른 시간 슬롯의 구조도이다.

도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 11은 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛의 개략적인 구조도이다.

도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 다른 제거 유닛의 개략적인 구조도이다.

도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 14는 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 15는 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 17은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다.

도 18은 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기의 개략적인 구조도이다.

도 19는 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 다른 제거기의 개략적인 구조도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0062] 이하에 본 발명의 실시 예에서의 첨부도면을 참조하여 본 발명의 실시 예의 기술적 해결방안을 명확하고 완전하게 설명한다. 명백히, 설명하는 실시 예는 본 발명의 실시 예의 전부가 아니라 일부이다. 당업자가 본 발명의 실시 예에 기초하여 창의적인 노력 없이 얻은 모든 다른 실시 예는 본 발명의 보호 범위에 속한다.

[0063] 본 발명의 실시 예에서 기술적 해결 방안들은 무선 전이중 시스템에 적용될 수 있음을 이해되어야 한다. 본 발명의 실시 예에서 언급되는 사용자 장비와 기지국과 같은 통신 노드들은 모두 무선 전이중 시스템을 지원한다.

[0064] 사용자 장비(User Equipment, UE)는 또는 이동 단말(Mobile Terminal, MT), 이동 사용자 장비 등은 무선 액세스 네트워크(예를 들어, Radio Access Network, RAN)를 이용하여 하나 이상의 코어(core) 네트워크와 통신할 수 있다. 사용자 장비는 모바일(mobile) 폰(또한 셀룰라 폰으로 명명됨)과 같은 모바일 단말과, 모바일 단말을 가지는 컴퓨터일 수 있다. 예를 들어, 사용자 장비는 휴대형, 포켓 사이즈(pocket-sized), 핸드헬드(handheld), 컴퓨터에 내장된(computer built-in) 또는 차량 내(in-vehicle) 이동 장치일 수 있다.

[0065] 도 1은 통신 시스템의 개략적인 도이다. 도 2에 및 도 3에 도시된, 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법들은 도 1의 장치(101)에서 무선 전이중을 지원하는 장치에 의해 실행될 수 있다. 도 1에 도시된 통신 시스템은 사용자 장비(101), 제1 반사기(reflector)(102), 제2 반사기(103), 및 기지국(104)을 포함하며, 제1 반사기(102)와 제2 반사기(103)는 물체(object), 예를 들어, 무선 주파수 신호를 반사시킬 수 있는 빌딩들일 수 있다. 일반적으로 제1 반사기(102)로부터 사용자 장비(101)까지의 거리는 0.3m부터 60m까지의 임의 거리일 수 있으며, 제2 반사기(103)로부터 사용자 장비(101)까지의 거리는 60m보다 큰 임의 거리일 수 있다.

[0066] 사용자 장비(101)는 기지국(104)과 통신한다. 구체적으로, 사용자 장비(101)는 제1 통신 신호를 이용하여 정보를 기지국(104)으로 전달하며, 기지국(104)은 제2 통신 신호를 이용하여 정보를 사용자 장비(101)로 전달한다. 사용자 장비(101)는 근거리 반사 자기 간섭 신호(near-field reflected self-interference signal)를 추정하기 위하여 사용되는 사운드 신호를 전달할 수 있다. 다시 말하자면, 사용자 장비(101)에 의해 전달되는 무선 주파수 신호는 기지국(104)과 통신하기 위하여 사용되는 제1 통신 신호와, 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하기 위하여 사용되는 사운드 신호를 포함한다.

- [0067] 기지국(104)에 의해 전달되는 제2 통신 신호를 수신할 뿐만 아니라, 사용자 장비(101)는 또한, 반사기에 의해 반사되는 에코(echo) 신호를 수신한다. 구체적으로, 제1 반사기(102)는 사용자 장비(101)에 의해 전달되는 무선 주파수 신호를 사용자 장비(101)로 반사시킬 수 있다. 제1 반사기(102)에 의해 반사된 신호는 근거리 반사 자기 간섭 신호로 명명되며, 근거리 반사 자기 간섭 신호를 송신하기 위한 채널이 근거리 반사 채널로 명명된다. 제2 반사기(103)는 또한 사용자 장비(101)에 의해 전달되는 신호를 사용자 장비(101)로 반사시킬 수 있다. 제2 반사기(103)에 의해 반사된 신호는 원거리(far-field) 반사 자기 간섭 신호로서 명명되며, 원거리 반사 자기 간섭 신호를 송신하기 위한 채널이 원거리 반사 채널로 명명된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호와 원거리 반사 자기 간섭 신호는 일반적으로 에코 신호로 명명된다.
- [0068] 도 1은 단지 하나의 제1 반사기와 하나의 제2 반사기를 도시함을 주목해야 한다. 실제로, 사용자 장비(101)로부터 0.3m 내지 60m의 거리를 가지는 다수의 제1 반사기들이 있을 수 있으며, 사용자 장비(101)로부터 60m보다 큰 거리를 가지는 다수의 제2 반사기들이 있을 수 있다. 사용자 장비(101)에 의해 전달된 무선 주파수 신호가 다수의 제1 반사기들에 의해 반사되어 사용자 장비(101)로 돌아간 경우 생성된 신호가 또한 근거리 반사 자기 간섭 신호로 명명된다. 유사하게, 사용자 장비(101)에 의해 전달된 무선 주파수 신호가 다수의 제2 반사기들에 의해 반사되어 사용자 장비(101)로 돌아간 경우 생성된 신호가 또한 원거리 반사 자기 간섭 신호로 명명된다. 다시 말하자면, 근거리 반사 자기 간섭 신호와 원거리 반사 자기 간섭 신호는, 어떤 반사기가 신호를 반사하는지를 토대로 구별되지 않으며, 신호가 특정 영역 내에서 반사기에 의해 뒤로 반사되지 않는 한, 신호는 근거리 반사 자기 간섭 신호 (반사기와 사용자 장비 사이의 거리가 0.3m 내지 60m 내에 있음) 또는 원거리 반사 자기 간섭 신호(반사기와 사용자 장비 사이의 거리가 60m 보다 큼)로서 명명될 수 있다. 게다가, 도 1에 도시된 사용자 장비(101)와 기지국(104)은 또한 무선 전이중을 지원하는 다른 통신 노드일 수 있다.
- [0069] 본 발명의 명세서에서 제1 통신 신호와 제2 통신 신호에서 "제1" 및 "제2"는 데이터와 데이터 콘텐츠를 한정하기보다는, 단지 상이한 데이터들을 구별하기 위하여 사용된다.
- [0070] 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법의 개략적인 흐름도이다. 도 2에 도시된 방법은 무선 전이중을 지원하는 장치에 의해 실행된다. 장치는 사용자 장비 또는 기지국과 같은 통신 노드에 위치될 수 있다.
- [0071] 201. 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달하며, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯(timeslot)이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 다르며, 사운딩 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호(large time-bandwidth product signal)이다.
- [0072] 202. 입력 신호를 수신하며, 입력 신호는 다른 장치로부터 전달되는 제2 통신 신호와, 사운딩 신호와 제1 통신 신호에 대응하는 에코 신호를 포함한다.
- [0073] 203. 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리한다.
- [0074] 204. 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정한다.
- [0075] 205. 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로, 재구성(reconstructed) 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정한다.
- [0076] 206. 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 전달된다.
- [0077] 도 2에 도시된 방법에 따르면, 사용자 장비 또는 기지국과 같은 장치를 포함하는 통신 노드가 데이터 신호를 전달하는 경우, 시간 분할 다중화 방식으로 사운딩 신호를 전달할 수 있으며, 근거리 반사 신호에 따라 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하기 위하여 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 효과적으로 인식할 수 있으며, 근거리 반사 채널 파라미터에 따라 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시킬 수 있다. 도 2에 도시된 방법은 효과적으로 근거리 반사 채널을 추정할 수 있으며, 이에 따라 자기 간섭에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 목적을 달성한다.
- [0078] 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 통신 시스템에서 자기 간섭 신호를 감소시키기 위한 방법의 개략적인 흐름도이다. 도 3에 도시된 방법은 도 2에 도시된 방법의 구체적인 실시 예이다. 도 3에 도시된 방법은 무선 전이중을 지원하는 장치에 의해 실행된다. 장치는 사용자 장비 또는 기지국과 같은 통신 노드에 위치될 수 있다.
- [0079] 301. 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호(self-interference radio frequency reference signal)를 획득한다.

[0080] 전달될 신호는 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 포함한다. 구체적으로, 무선 전이중을 지원하는 장치를 포함하는 통신 노드(하기에서는 간략하게 제1 통신 노드)는 다른 통신 노드와 통신한다. 제1 통신 노드에 의해 생성되고 다른 통신 노드와의 통신을 위하여 사용되는 신호는 제1 통신 신호로 명명되며, 제1 통신 신호는 데이터 정보 및 제어 정보와 같은, 다른 통신 노드와의 통신을 위하여 사용되는 모든 정보를 포함한다. 제1 통신 신호를 생성할 뿐만 아니라, 제1 통신 노드는 추가로 사운딩 신호를 생성하며, 사운딩 신호는 근거리 반사 채널 파라미터를 측정하기 위하여 사용된다. 제1 통신 노드는 시간 분할 다중화 방식으로 제1 통신 신호와 사운딩 신호를 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 다시 말하자면, 사운딩 신호와 제1 통신 신호는 시간 도메인에서 엇갈리게 배치되어(staggered) 있다. 게다가, 제1 통신 신호와 사운딩 신호가 하나의 무선 주파수 신호로 결합되기 전에, 제1 통신 신호와 사운딩 신호는 또한 상이한 중간 무선 주파수 채널(intermediate radio frequency channel)들(디지털 아날로그 변환, 상향 변환, 전력 증폭 등을 포함)을 통과(pass through)할 수 있다. 다르게는, 제1 통신 신호와 사운딩 신호가 하나의 무선 주파수 신호로 결합된 후에, 무선 주파수 신호는 중간 무선 주파수 채널(디지털 아날로그 변환, 상향 변환, 전력 증폭 등을 포함)을 통과할 수 있다. 이후에, 제1 통신 노드는 전달될 무선 주파수 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 획득한다.

[0081] 302. 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달하며, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 다르며, 사운딩 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호이다.

[0082] 제1 통신 노드가 시간 분할 다중화 방식으로 제1 통신 신호와 사운딩 신호를 하나의 무선 주파수 신호로 결합하기 때문에, 제1 통신 노드는 데이터 송신 시간슬롯에서 제1 통신 신호를 전달하고, 사운딩 시간슬롯의 송신 시간슬롯에서 사운딩 신호를 전달하며, 사운딩 시간슬롯의 아이들(idle) 시간슬롯에서 사운딩 신호를 전달하는 것을 정지하며, 아이들 시간슬롯은 제1 사일런트(silent) 시간슬롯(δ_1)과 제2 사일런트 시간슬롯(δ_2)을 포함한다. 구체적으로, 제1 통신 노드는 송신 시간슬롯에서 B의 대역폭과 T의 시간 길이로 큰 시간-대역폭 곱

$$TB \gg 1$$

신호를 전달하며, T 이며, 심볼 ">>"는 매우 크다는 것을 지시한다. 사운딩 신호를 위하여 사용되는 전형적인 큰 시간-대역폭 곱(이하에서는 간단히 "시간-대역폭 곱") 신호는 선형 주파수 변조, 또는 비선형 주파수 변조 등일 수 있다. 일반적으로, 대역외 방출(out-of-band emission)을 감소시키기 위하여, 사운딩 신호는 또한, 시간-도메인 윈도우잉(windowing) 후에 획득되는 큰 시간-대역폭 곱 신호일 수 있으며, 윈도우잉을 위하여 사용되는 전형적인 윈도우 기능은 해밍(Hamming) 윈도우,海宁(Hanning) 윈도우, 타일러(Tyler) 윈도우 등일 수 있다.

[0083] 그래서, 제1 통신 노드는 아이들 시간슬롯에서 침묵(silent)을 유지하고 이 주기에서 임의의 신호를 전달하지 않으므로, 제1 통신 노드가 에코 검출 처리를 수행할 수 있다. 선택적으로, 아이들 시간슬롯에서의 제1 사일런트 시간슬롯(δ_1)은 근거리 반사 채널의 최대 다중 경로 지연일 수 있으며, 아이들 시간슬롯의 제2 사일런트 시간슬롯(δ_2)은 낮은 에코 다중 경로 성분의 지연이 제1 사일런트 시간슬롯의 구간(duration)과 제2 사일런트 시간슬롯의 구간의 합을 초과하도록 하며, 에코 다중 경로 성분의 전력(power)이 미리 설정된 문턱값보다 작음으로써, 사운딩 신호는 다음 사운딩 시간슬롯에서 생성되는 사운딩 신호에 대하여 간섭을 일으키지 않는다. 일반적으로, $\delta_2 = 3\delta_1 \sim 4\delta_1$ 이다.

[0084] 선택적으로, 제1 통신 노드가 사운딩 시간슬롯의 송신 시간슬롯에서 사운딩 신호를 전달하고, 사운딩 시간슬롯의 아이들 시간슬롯에서 사운딩 신호를 전달하는 것을 한번 정지하는 경우, 제1 통신 노드는 데이터 송신 시간슬롯(즉, 도 4에 도시된 시간슬롯 구조)에서 제1 통신 신호를 전달할 수 있다. 제1 통신 노드가 사운딩 시간슬롯의 송신 시간슬롯에서 사운딩 신호를 전달하고, 사운딩 시간슬롯의 아이들 시간슬롯에서 사운딩 신호를 전달하는 것을 다수회 정지하는 경우, 제1 통신 노드는 데이터 송신 시간슬롯(즉, 도 5에 도시된 시간슬롯 구조)에서 제1 통신 신호를 전달할 수 있다. 다시 말하자면, 사운딩 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯 사이의 관계(relationship)(즉, 사운딩 신호와 제1 통신 신호에 대한 시간 분할 다중화 방식)는, N개의 사운딩 시간슬롯 이후에 하나의 데이터 송신 시간슬롯이 존재하는 것 또는 각 사운딩 시간슬롯 이후에 하나의 데이터 송신 시간슬롯이 존재하는 것일 수 있다. 각 사운딩 시간슬롯 이후에 하나의 데이터 송신 시간슬롯이 존재하고, 데이터 송신 시간슬롯이 사운딩 시간슬롯보다 매우 큰 경우, 아이들 시간슬롯에서 제2 사일런트 시간슬롯(δ_2)의 값이 0일 수 있다.

[0085] 사운딩 신호가 단지 근거리 반사 채널에 대한 근거리 반사 신호를 추정하기 위하여 사용되기 때문에,

$\delta_1 \ll T$ 이다. 예를 들어, 송신기의 60m의 반경 내에서 근거리 반사 채널이 고려되며, $\delta_1 = 400\text{ns}$ 일 수 있다. 도 4에 도시된 시간슬롯 구조가 사용되는 경우, $\delta_2 = 1.6\mu\text{s}$ 일 수 있다. 근거리 채널이 시간에 따라 천천히 변

화하기 때문에, $T_2 \gg T_1$ 이며, T_2 는 데이터 송신 시간슬롯의 구간을 나타내며, T_1 은 사운딩 시간슬롯의

구간을 나타낸다. 일반적으로, $T_1 + T_2 = 10 \sim 100\text{ms}$ 이고, $T_1 = 3 \sim 10\mu\text{s}$ 이다. 데이터 송신을 위하여 사용되는 데이터 송신 시간슬롯의 시간에 비하여, 근거리 반사 채널을 조사(probing)하기 위하여 사용되는 사운딩 시간슬롯의 시간이 단지 작은 비율(proportion)을 차지하며(accounts for), 그러므로 통신 시스템의 용량(capacity)에 대한 영향(impact)은 무시될 수 있다.

[0086] 선택적으로, 실시 예에서, 대역폭이 큰 경우, 중첩된 신호들을 인식하는 것이 쉬워지며, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크며, 그러므로 비교적 작은 다중 경로 지연 차이를 가지는 근거리 반사 채널이 인식될 수 있다. 예를 들어, 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 통신 채널의 대역폭이 20MHz이고, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 $B = 80\text{MHz}$ 이다. 이 경우, 12ns의 다중 경로 지연이 인식될 수 있다. 그러므로 사운딩 신호의 대역폭이 제1 통신 신호의 대역폭보다 크어도 불구하고, 사운딩 신호와 제1 통신 신호는 동일한 주파수 대역에 위치되며, 이는 사운딩 신호를 사용하여 측정되는 무선 채널 파라미터가 제1 통신 신호의 통신 채널의 채널 파라미터에 가까워지는(approximate) 것을 보장할 수 있다.

[0087] 예를 들어, 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 통신 채널이 2.4 GHz 내지 2.42 GHz 내에 위치되고, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 통신 채널이 2.4 GHz to 2.48 GHz 내에 위치된다. 시간-대역폭 곱이 $is\ TB = 120$ 인 해밍 윈도우 비선형 주파수 변조 신호가 사운딩 신호로서 사용되고, 신호 대역폭은 $B = 80\text{MHz}$ 이며, 도 4에 도시된 시간슬롯 구조가 사용되고, $T = 1.5\mu\text{s}$ 이며, $T_1 = 3.5\mu\text{s}$ 이다. 이 경우, 제1 통신 신호와 사운딩 신호가 동일한 주파수 대역에 위치되지만, 사운딩 신호의 대역폭이 제1 통신 신호의 대역폭보다 크다.

[0088] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같으며, 사운딩 신호와 제1 통신 신호가 동일한 주파수 대역에 위치된다. 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭과 동일한 경우, 사운딩 신호를 사용하여 측정되는 무선 채널 파라미터는 통신 채널의 채널 파라미터와 동일하다. 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 경우, 사운딩 신호를 사용하여 측정되는 무선 채널 파라미터가 통신 채널의 채널 파라미터에 가까워지는 것을 보장할 수 있다.

[0089] 예를 들어, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭과 동일한 경우, 통신 채널의 대역폭은 20MHz이고, 통신 채널이 2.44 GHz 내지 2.46 GHz 내에 위치되며, 중심(central) 주파수는 2.45 GHz이다. 사운딩 신호가 동일 주파수 대역에 위치되며, 시간-대역폭 곱이 $is TB = 80$ 인 선형 주파수 변조 신호가 사용되며, 대역폭이 $B = 20\text{MHz}$ 이고, 도 3에 도시된 시간슬롯 구조가 사용되며,

$$T = 4\mu\text{s} \quad T_1 = 4.4\mu\text{s} \quad \text{이고,} \quad \text{일 수 있다.}$$

[0090] 다른 예를 들어, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 경우, 통신 채널의 대역폭은 20MHz이고, 통신 채널이 2.44 GHz 내지 2.46 GHz 내에 위치되며, 중심(central) 주파수는 2.45 GHz이다. 시간-대역폭 곱이 $is TB = 80$ 인 해밍 윈도우 비선형 주파수 변조 신호가 사운딩 신호로서 사용되며, 통신 채널이 2.43 GHz 내지 2.47 GHz 내에 위치되고, 대역폭이 $B = 40\text{MHz}$ 이고, 도 4에

도시된 시간슬롯 구조가 사용되며, $T = 2\mu\text{s}$ 이고, $T_1 = 4\mu\text{s}$ 일 수 있다.

[0091] 더욱이, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 전력은 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 전력보다 적다. 이 경우, 사용자 장비에 매우 가까운(몇 미터 내지 10 미터) 전이중 통신 노드를 제외하고, 사운딩 신호

의 송신이 다른 통신 노드의 근거리 반사 채널 사운딩과 데이터 송신과 간섭하지 않을 수 있다.

- [0092] 더욱이, 무선 전이중을 지원하는 인접한(예를 들어, 몇 미터 내지 10 미터의 거리를 가지는) 장치에 대하여, 사운딩 신호가 전달되는 송신 슬롯이, 무선 전이중을 지원하는 인접한 장치에 의해 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 송신 시간슬롯과 엇갈리게 배치되어 있다. 다시 말하자면, 인접한 통신 노드들(A와 B)에 의해 근거리 반사 채널들을 조사하기 위하여 사용되는 시간슬롯들이 엇갈리게 배치되어 있으며, 어느 한쪽의 노드가 사운딩 신호를 전달하고 에코 신호를 수신하는 경우, 다른 통신 노드의 송신기가 사일런트 상태에 있으며, 0의 송신 전력을 가진다.
- [0093] 만약 노드들에 의해 근거리 반사 채널들을 조사하기 위하여 사용되는 시간슬롯들이 δ_3 의 간격(interval)만큼 분리되어 있으면, 각 노드의 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서 제2 사일런트 시간슬롯(δ_2)의 값이, $\delta_1 + \delta_2 + \delta_3$ 를 초과하는 지연을 가지는 사운딩 신호의 에코 다중 경로 성분의 전력이 충분히 낮아질 수 있게 한다. 그러므로 에코 다중 경로 성분은 다른 노드의 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서의 근거리 반사 에코 신호에 대해 수행되는 뒤이은(subsequent) 검출에 대해 간섭을 일으키지 않는다.
- [0094] 선택적으로, 실시 예에서, 무선 전이중을 지원하는 장치가 다중 입력 다중 출력(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)을 지원하는 경우, 장치의 다수 안테나가 무선 주파수 신호를 개별적으로 전달하는 데 사용되고, 다수 안테나가 입력 신호를 개별적으로 수신하는 데 사용되며, 다수 안테나에 의해 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 송신 시간슬롯들은 엇갈리게 배치되어 있다. 즉, 임의의 시간 포인트에서, 단지 하나의 브랜치(branch)(즉, 안테나)가 사운딩 신호를 전달하고 사운딩 신호의 에코 신호를 송신하기 위하여 사용되며, 이러한 방식으로 브랜치들은 서로 간섭하지 않는다.
- [0095] 그러므로 모든 브랜치들이 하나의 사운딩 신호를 공유할 수 있다. 유사하게, 브랜치들의 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯들이 δ_3 의 간격을 두고 분리되어 있으면, $\delta_3 \geq 0$ 이고, 각 브랜치의 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서 제2 사일런트 시간슬롯(δ_2)의 값이, $\delta_1 + \delta_2 + \delta_3$ 를 초과하는 지연을 가지는 사운딩 신호의 에코 다중 경로 성분의 전력이 충분히 낮아질 수 있게 한다. 그러므로 에코 다중 경로 성분은 다른 브랜치의 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서의 근거리 반사 에코 신호에 대해 수행되는 뒤이은 검출에 대해 간섭을 일으키지 않는다.
- [0096] 303. 입력 신호를 수신하며, 입력 신호는 다른 장치에 의해 전달된 제2 통신 신호와, 사운딩 신호와 제1 통신 신호에 대응하는 에코 신호를 포함한다.
- [0097] 304. 에코 신호로부터 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 분리한다.
- [0098] 구체적으로, 제1 통신 노드는 입력 신호를 수신하며, 입력 신호는 제2 통신 신호와, 제1 통신 노드에 의해 전달된 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함하고, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 전달된다. 입력 신호를 수신한 후에, 제1 통신 노드는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 사용할 수 있으며, 이에 따라 입력 신호에서의 메인 경로 자기 간섭 신호를 감소시킨다. 제1 통신 노드는 에코 신호로부터 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 분리할 수 있다.
- [0099] 305. 근거리 반사 신호를 토대로, 근거리 반사 채널 파라미터를 결정한다.
- [0100] 선택적으로, 실시 예에서, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 경우, 정합 필터링(matched filtering)이 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 데 사용될 수 있다.
- [0101] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같은 경우, 초분해능(super-resolution) 지연 알고리즘이 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하는 데 사용될 수 있다. 일반적으로 초분해능 지연 알고리즘은 최대 우도 추정 알고리즘(maximum likelihood estimation algorithm), 어레이 신호 처리, 정합 추적(matching pursuit), 직교 매칭 추적(orthogonal matching pursuit) 기반의 고분해능 도착 방향 추정 알고리즘(high-resolution direction-of-arrival estimation algorithm) 등을 포함한다.
- [0102] 더욱이, 초분해능 지연 알고리즘은 저복잡성(low-complexity) 초분해능 지연 알고리즘을 더 포함할 수 있다. 구체적으로, 근거리 반사 채널 파라미터는 다음의 수식:

$$\hat{h}^{(k)} = \left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1} b \dots\dots\dots 1.1$$

$$w^{(k)} = \left[1 + \kappa - \frac{|\hat{h}^{(k-1)}|}{\max |\hat{h}^{(k-1)}|} \right] \circ w^{(k-1)} \dots\dots\dots 1.2$$

[0103]

[0104]

[0105]

을 사용하여 반복을 통하여 결정될 수 있으며,

\hat{h} 는 근거리 반사 채널 파라미터를 나타내고, $\hat{h}^{(k)}$ 의 첨자 k는 k번째 반복(iteration)의 결과를 식별하며,

$B = A^H A$ 이고, A는 사운드 신호 행렬(matrix)을 나타내고, $b = A^H r$ 이며, r 은 근거리 반사 신호

를 나타내고, $w^{(k)}$ 는 k번째 반복의 가중치 벡터(weighting vector)를 나타내며, 가중치 벡터의 초기값

(initial value)은 $w^{(0)} = \alpha 1_{M \times 1}$ 이고, $1_{M \times 1}$ 는 원소(element)가 모두 1인 $M \times 1$ -차원 열 벡터(dimension column vector)를 나타내며, M은 근거리 반사 채널의 다중 경로(multi-path) 지연 분포 범위(delay distribution range)를 나타내고, 연산자(operator) " \circ "는 두 개의 벡터에 대응하는 원소들이 곱해지는 것

을 나타내며, κ , k, 그리고 α 는 수렴 특성(convergence property)을 조정하기 위하여 사용되는 미리 결정된 양의 정수들을 나타낸다.

[0106]

일반적으로, 반복 회수 수량이 20 내지 30인 경우, 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘은 수렴(convergent)하며, k의 값이 20 내지 30일 수 있는 경우, 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘은 수렴한다. 더욱이, $M \times M$ -차원 행렬 B

는 공액 대칭 행렬(conjugate symmetric matrix) (즉, $B = B^H$)이며, $\left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1}$ 이 다음의 수식:

$$B_m^{-1} = D_{m-1} - \frac{w_m^{(k)}}{1 + w_m^{(k)} d_{m-1,mm}} d_{m-1,m} d_{m-1,m}^H, \quad m=1,2,\dots,M \dots\dots\dots 1.3$$

[0107]

[0108]

을 사용하여 $m = 1$ 부터 $m = M$ 까지의 반복을 통한 계산에 의해 획득될 수 있으며,

$B_m = B_{m-1} + w_m^{(k)} e_m e_m^H$ 이고, $D_{m-1} = B_{m-1}^{-1} = [d_{m-1,1}, d_{m-1,2}, \dots, d_{m-1,M}]$ 이며, 특히, $B_0 = B$,

$B_M^{-1} = \left(B + \text{diag} \{ w^{(k)} \} \right)^{-1}$ 이고, $d_{m-1,m}$ 은 행렬 D_{m-1} 의 m번째 열 벡터이며, $d_{m-1,mm}$ 는 행렬

D_{m-1} 의 m번째 행과 m번째 열의 원소이고, e_i 는 i번째 열 원소들이 1이고 다른 원소들(the other elements)은 모두 0인 $M \times 1$ -차원 열 벡터를 나타낸다.

[0110]

다시 말하자면, $B^{-1} = \left(A^H A \right)^{-1}$ 이 미리 계산되고, $B + \text{diag} \{ w^{(k)} \}$ 의 역행렬들을 획득하기 위하여,

$$B + w_1^{(k)} e_1 e_1^H \text{의}$$

열행렬들

$$\left(B + w_1^{(k)} e_1 e_1^H \right) + w_2^{(k)} e_2 e_2^H, \dots, \left(B + \sum_{i=1}^{M-1} w_i^{(k)} e_i e_i^H \right) + w_M^{(k)} e_M e_M^H$$

이 M 반복을 통

해 산출된다.

[0111] 306. 다수의 근거리 반사 채널 파라미터들을 누적한다.

[0112] 307. 다수의 근거리 반사 채널 파라미터들의 평균값을 결정한다.

[0113] 단계(306)와 단계(307)는 선택적인 단계임을 주목해야 한다. 근거리 반사 채널은 천천히 변화하고 다수의 인접한 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯들에서 근거리 반사 채널들이 서로 근접하기 때문에, 다수의 시간슬롯들에 대해 코히런트 누적(coherent accumulation)을 수행하는 방법이 사용될 수 있으며, 이에 따라 추가로 근거리 반사 채널 파라미터의 신호 대 잡음비에 대한 요구사항을 감소시킨다. 예를 들어, 도 4에 도시된 시간슬롯 구조가 사용되는 경우, 근거리 반사 채널의 N (N은 1보다 크거나 같은 양의 정수)개의 사운딩 시간슬롯들이 각 시간에 연속적으로 전달되며, 각 시간슬롯에서 수신되는 에코 신호가 처리되고, 근거리 반사 신호에 대응하는 근거리 반사 채널 파라미터가 결정되며, 버퍼링 이후에, 근거리 반사 채널 파라미터가, 다음 시간슬롯에서 수신되는 에코 신호를 계산하여 획득되는 근거리 반사 채널 파라미터에 추가되며, N개의 시간슬롯에서의 근거리 반사 채널 파라미터들이 누적되고 평균화되어, 코히런트 통합(coherent integration) 이후에 획득되는 근거리 반사 채널 파라미터가 획득된다.

[0114] 308. 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 자기 간섭 신호를 결정한다.

[0115] 구체적으로, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호는 다음의 수식:

$$y(t) = x(t) * h(t) \dots\dots\dots 1.4$$

[0116]

을 사용하여 결정될 수 있으며,

[0117]

[0118] y(t)는 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 나타내며, x(t)는 재구성 참조 신호를 나타내고, h(t)는 근거리 반사 채널 파라미터를 나타내며, 심볼 "*"은 컨볼루션(convolution)을 나타낸다. 선택적으로, 재구성 참조 신호는 제1 통신 신호일 수 있거나 또는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호일 수 있다. 다시 말하자면, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호는 근거리 반사 채널 파라미터와 제1 통신 신호에 따라 결정될 수 있거나, 또는 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호는 근거리 반사 채널 파라미터와 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 결정될 수 있다.

[0119] 309. 수신된 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 전달된다.

[0120] 선택적으로, 실시 예에서, 제1 통신 노드는 수신된 제2 통신 신호로부터, 근거리 반사 채널 파라미터와 제1 통신 신호에 따라 결정되는 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산할 수 있다.

[0121] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 제1 통신 노드는 수신된 제2 통신 신호로부터, 근거리 반사 채널 파라미터와 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 결정되는 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산할 수 있다.

[0122] 단계(306)와 단계(307)가 수행되는 경우, 선택적으로, 실시 예에서, 제1 통신 노드는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값과 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 수신된 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산할 수 있다. 다르게는, 다른 실시 예에서, 제1 통신 노드는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값과 제1 통신 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 수신된 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산할 수 있다.

[0123] 게다가, 무선 전이중을 지원하는 장치가 MIMO를 지원하는 경우, 각 수신 브랜치는 각각의 송신 브랜치들로부터의 근거리 반사 자기 간섭 신호뿐만 아니라, 다른 브랜치로부터의 근거리 반사 자기 간섭 신호를 포함한다. 그러므로, M (M은 2보다 크거나 같은 양의 정수) 개의 송신 브랜치들에 대하여, 각각의 브랜치는 각 송신 브랜치

에 대응하는 자기 간섭 신호 성분을 재구성하기 위하여, M 개의 송신 브랜치로부터의 자기 간섭 신호를 개별적으로 추정해야 하며, 이에 따라 수신된 신호로부터 근거리 반사 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거한다.

- [0124] 도 3에 도시된 방법에 따라, 장치를 포함하는 통신 노드, 예를 들어, 사용자 장비 또는 기지국은 데이터 신호를 전달하는 경우, 시간 분할 다중화 방식으로 사운딩 신호를 전달할 수 있으며, 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 효과적으로 인식할 수 있으므로, 근거리 반사 신호에 따라 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하고, 근거리 반사 채널 파라미터에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하며, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산할 수 있다. 도 3에 도시된 방법을 사용하는 것에 의하여, 근거리 반사 신호는 효과적으로 인식되고 재구성되며, 수신 신호의 자기 간섭에서의 근거리 반사 자기 간섭 신호가 제거될 수 있다.
- [0125] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 시간슬롯의 구조도이다. 이 경우, 사운딩 시간슬롯은 데이터 송신 시간슬롯과 번갈아서 배치된다(alternates).
- [0126] 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 다른 시간슬롯의 구조도이다. 이 경우, N 개의 연속하는(continuous) 사운딩 시간슬롯들이 하나의 송신 시간슬롯과 번갈아서 배치되며, N 은 2보다 크거나 같은 양의 정수이다.
- [0127] 도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 6에 도시된 장치는 무선 전이중 시스템을 지원한다. 장치는 사용자 장비 또는 기지국과 같은 통신 노드에 위치될 수 있다. 도 6에 도시된 장치(600)는 전달 유닛(601), 수신 유닛(602), 신호 분리 유닛(603), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(604), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(605)을 포함한다.
- [0128] 전달 유닛(601)은 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 전달하도록 구성되며, 전달 유닛(601)에 의해 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯은 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하고, 사운딩 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호(large time-bandwidth product signal)이다.
- [0129] 수신 유닛(602)은 입력 신호를 수신하도록 구성되며, 입력 신호는 다른 장치에 의해 전달되는 제2 통신 신호 그리고 전달 유닛(601)에 의해 전달된 사운딩 신호와 상기 제1 통신 신호에 대응하는 상기 에코 신호를 포함한다.
- [0130] 신호 분리 유닛(603)은 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리하도록 구성된다.
- [0131] 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(604)은 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.
- [0132] 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(605)은, 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 상기 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.
- [0133] 도 6에 도시된 장치(600)는 데이터 신호를 전달하는 경우, 시간 분할 다중화 방식으로 사운딩 신호를 전달하며, 근거리 반사 신호를 효과적으로 인식하고 재구성할 수 있으며, 이에 따라 근거리 반사 신호로부터 자기 간섭을 효과적으로 감소시키기 위한 목적을 달성한다.
- [0134] 선택적으로, 실시 예에서, 전달 유닛(601)은 구체적으로, 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 대역폭을 사용하여 사운딩 신호를 전달하도록 구성된다. 이 경우, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(604)은 구체적으로, 근거리 반사 신호에 대해 정합 필터링을 수행하여 필터링된 근거리 반사 신호를 획득하고, 필터링된 근거리 반사 신호에 따라 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.
- [0135] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 전달 유닛(601)은 구체적으로, 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같은 대역폭을 사용하여 사운딩 신호를 전달하도록 구성된다. 이 경우, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(604)은 구체적으로, 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여 근거리 반사 신호에 대응하는 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성될 수 있으며, 초분해능 지연 알고리즘은 최대 우도 추정 알고리즘 그리고 어레이 신호 처리, 정합 추적, 직교 매칭 추적 기반의 고분해능 도착 방향 추정 알고리즘 등을 포함할 수 있다.
- [0136] 더욱이, 초분해능 지연 알고리즘은 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘을 더 포함할 수 있다. 구체적 프로세스에 대하여, 방법의 설명을 참조하며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다.
- [0137] 선택적으로, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(605)은 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 근거리 반사 채널 파라미터와 제

1 통신 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0138] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(604)은 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 결정하도록 구성될 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(605)은 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값과 제1 통신 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0139] 선택적으로, 실시 예에서, 장치(600)는 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 획득하도록 구성되는 커플링(coupling) 유닛을 더 포함할 수 있으며, 전달될 신호는 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 포함한다. 구체적으로, 사운딩 신호와 제1 통신 신호는 시간 분할 다중화 방식으로 하나의 무선 주파수 신호로 결합된다. 전달 유닛(601)에 의해 전달되는 사운딩 신호와 제1 통신 신호는 무선 주파수 신호, 즉, 결합된 사운딩 신호 및 제1 통신 신호이다. 사운딩 신호와 제1 통신 신호와 무선 주파수 신호 사이의 구체적인 관계는 전술한 컨텍스트(context)에서 구체적으로 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다.

[0140] 장치(600)가 커플링 유닛(606)을 포함하는 경우, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(605)은 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 근거리 반사 채널 파라미터와 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0141] 장치(600)가 커플링 유닛(606)을 포함하는 경우, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(604)은 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 결정하도록 구성될 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(605)은 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값과 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0142] 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(605)은 제2 데이터 신호의 시간슬롯에서 작동(working)을 시작하고, 다른 시간슬롯에서 작동을 정지한다.

[0143] 선택적으로, 실시 예에서, 장치가 다중 입력 다중 출력을 지원하는 경우, 전달 유닛(601)은 구체적으로, 다수의 안테나를 사용하여 무선 주파수 신호를 개별적으로 전달하도록 구성된다. 수신 유닛(602)은 구체적으로, 다수의 안테나를 사용하여 입력 신호를 개별적으로 수신하도록 구성되며, 다수의 안테나에 의해 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯들이 엇갈리게 배치되어 있다.

[0144] 선택적으로, 실시 예에서, 전달 유닛(601)은 구체적으로, 무선 전이중을 지원하는 인접 장치에 의해 무선 주파수 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 엇갈리게 배치되어 있는 시간슬롯을 사용하여 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다.

[0145] 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 7에 도시된 장치는 도 6에 도시된 장치의 구체적인 실시 예이다. 도 7에 도시된 실시 예는 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크고, 근거리 반사 채널 파라미터가 정합 필터링 방법을 사용하여 결정되는 실시 예이다. 도 7에 도시된 바와 같이, 장치(700)는, 데이터 신호 생성 유닛(701), 사운딩 신호 생성 유닛(702), 제1 디지털 아날로그 변환 유닛(703), 제2 디지털 아날로그 변환 유닛(704), 제1 상향 변환(up-conversion) 유닛(705), 제2 상향 변환 유닛(706), 고전력 증폭 유닛(707), 저전력 증폭 유닛(708), 신호 결합(combination) 유닛(709), 커플링 유닛(710), 전달 유닛(711), 수신 유닛(712), 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(713), 신호 분리 유닛(714), 하향 변환 유닛(715), 아날로그 디지털 변환 유닛(716), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(717), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(718)을 포함한다.

[0146] 데이터 신호 생성 유닛(701)은 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호 생성 유닛(702)은 사운딩 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호와 데이터 신호는 상이한 대역폭을 가지기 때문에, 상이한 중간 무선 주파수 채널들이 사용되어야 한다. 제1 통신 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제1 디지털 아날로그 변환 유닛(703), 제1 상향 변환 유닛(705), 및 고전력 증폭 유닛(707)을 포함한다. 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제2 디지털 아날로그 변환 유닛(704), 제2 상향 변환 유닛(706), 및 저전력 증폭 유닛(708)을

포함한다. 사운딩 신호의 송신 전력이 데이터 신호의 송신 전력보다 매우 적기 때문에, 제1 통신 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에서 사용되는 전력 증폭기는 비교적 고출력 전력을 가지는 고전력 증폭기이며, 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에서 사용되는 전력 증폭기는 비교적 저출력 전력을 가지는 저전력 증폭기이다. 제1 통신 신호와 사운딩 신호가 대응하는 중간 무선 주파수 채널들을 개별적으로 통과한 다음에, 신호 결합 유닛(709)은 제1 통신 신호와 사운딩 신호를 시간 분할 다중화 방식으로 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 무선 주파수 신호의 구체적인 결합 방법과 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 무선 주파수 신호는 커플링 유닛(710)을 통과하고, 커플링 유닛(710)은 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하도록 구성된다. 그 다음에, 전달 유닛(711)은 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되면, 장치(700)은 서클레이터(circulator) 유닛(도시되지 않음)을 더 포함해야 한다. 커플링 유닛(710)과 서클레이터 유닛을 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 전달 유닛(711)에 의해 전달되며, 서클레이터 유닛은 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이솔레이트(isolate)시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서클레이터 유닛을 통과할 필요는 없다.

[0147] 수신 유닛(712)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와, 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(713)을 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(713)은 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플링 유닛(71)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다. 저잡음 증폭 유닛(도시되지 않음)이, 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 후에 획득된 입력 신호를 증폭한 후에, 신호 분리 유닛(714)은 사운딩 시간슬롯과 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯을 분리하며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 수신된다. 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서 수신되고 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호가 하향 변환 유닛(715)과 아날로그 디지털 변환 유닛(716)에 의해 기저대역(baseband) 신호로 변환되며, 그 다음에 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(717)에 의해 처리되어 근거리 반사 채널 파라미터가 생성된다. 구체적으로, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(717)은 정합 필터링 방법을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(717)은 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다. 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯에서 수신된 제2 통신 신호는 먼저, 근거리 반사 자기 간섭 신호의 제거를 위하여, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(718)을 통과하고, 그 다음에, 하향 변환 유닛과 아날로그 디지털 변환 유닛에 의해 기저대역으로 변환되며, 추가로 원거리 반사 자기 간섭 신호의 제거를 위하여, 원거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(도시되지 않음)을 통과하여, 자기 간섭 신호가 제거된 데이터 신호가 획득된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(718)은 구체적으로, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(717)에 의해 제공된 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)와, 커플링 유닛(710)에 의해 제공된 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 사용하여 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하며, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0148] 도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 8에 도시된 장치는 도 6에 도시된 장치의 구체적인 실시 예이다. 도 8에 도시된 실시 예는 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같고, 근거리 반사 채널 파라미터가 정합 필터링 방법을 사용하여 결정되는 다른 실시 예이다. 도 8에 도시된 장치(800)는, 수신기의 아날로그 디지털 변환 유닛이 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14 비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어, 20dBm보다 작음)을 가지는 경우에, 적용될 수 있다. 도 8에 도시된 바와 같이, 장치(800)는, 데이터 신호 생성 유닛(801), 사운딩 신호 생성 유닛(802), 제1 디지털 아날로그 변환 유닛(803), 제2 디지털 아날로그 변환 유닛(804), 제1 상향 변환 유닛(805), 제2 상향 변환 유닛(806), 고전력 증폭 유닛(807), 저전력 증폭 유닛(808), 신호 결합 유닛(809), 커플링 유닛(810), 전달 유닛(811), 수신 유닛(812), 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(813), 신호 분리 유닛(814), 제1 하향 변환 유닛(815), 제1 아날로그 디지털 변환 유닛(816), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(817), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818), 제2 하향 변환 유닛(819), 그리고 제2 아날로그 디지털 변환 유닛(820)을 포함한다.

[0149] 데이터 신호 생성 유닛(801)은 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호 생성 유닛(802)은 사운딩 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호와 데이터 신호는 상이한 대역폭을 가지기 때문에, 상이한 중간 무선 주파수 채널들이 사용되어야 한다. 제1 통신 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제1 디지털 아날로그 변환 유닛(803), 제1 상향 변환 유닛(805), 및 고전력 증폭 유닛(807)을 포함한다. 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제2 디지털 아날로그 변환 유닛(804), 제2 상향 변환 유닛(706), 및 저전력 증폭 유닛(808)을

포함한다. 사운딩 신호의 송신 전력이 데이터 신호의 송신 전력보다 매우 적기 때문에, 제1 통신신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에 사용되는 전력 증폭기는 비교적 고출력 전력을 가지는 고전력 증폭기이며, 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에서 사용되는 전력 증폭기는 비교적 저출력 전력을 가지는 저전력 증폭기이다. 제1 통신 신호와 사운딩 신호가 대응하는 중간 무선 주파수 채널들을 개별적으로 통과한 다음에, 신호 결합 유닛(809)은 제1 통신 신호와 사운딩 신호를 시간 분할 다중화 방식으로 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 무선 주파수 신호의 구체적인 결합 방법과 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 무선 주파수 신호는 커플링 유닛(810)을 통과하고, 커플링 유닛(810)은 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하도록 구성된다. 그 다음에, 전달 유닛(811)은 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되면, 장치(800)는 서큘레이터 유닛(도시되지 않음)을 더 포함해야 한다. 커플링 유닛(810)과 서큘레이터 유닛을 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 전달 유닛(811)에 의해 전달되며, 서큘레이터 유닛은 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이솔레이트시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서큘레이터 유닛을 통과할 필요는 없다.

[0150] 수신 유닛(812)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와, 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(813)을 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(813)은 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플링 유닛(810)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다. 저잡음 증폭 유닛(도시되지 않음)이, 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 후에 획득되는 입력 신호를 증폭한 후에, 신호 분리 유닛(814)은 사운딩 시간슬롯과 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯을 분리하며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 수신된다. 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서 수신되고 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호가, 제1 하향 변환 유닛(815)과 제1 아날로그 디지털 변환 유닛(816)에 의해 기저대역 신호로 변환되며, 그 다음에 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(817)에 의해 처리되어 근거리 반사 채널 파라미터가 생성된다. 구체적으로, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(817)은 정합 필터링 방법을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(817)은 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다.

[0151] 수신기의 아날로그 디지털 변환 유닛이 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14 비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어, 20dBm보다 작음)을 가지는 경우, 근거리 반사 자기 간섭 신호는 또한 기저대역에서 제거될 수 있다. 이 경우, 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯에서 수신되는 제2 통신 신호는 먼저, 제2 하향 변환 유닛(819)과 제2 아날로그 디지털 변환 유닛(818)에 의해 변환된 다음에 기저대역으로 입력되며, 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818)을 통과한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818)은 디지털 필터 유닛을 토대로 하는 구조를 사용할 수 있다. 선택적으로, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818)은 데이터 신호 생성 유닛(801)에 의해 생성되는 제1 통신 신호와 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(817)에 의해 제공된 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818)은 변환 후에 기저대역으로 입력된 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접(directly) 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0152] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818)은 커플링 유닛(810)에 의해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 신호와 근거리 반사 그리고 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 근거리 반사 자기 간섭 신호를 재구성할 수 있다. 이 경우, 장치(800)는 제3 하향 변환 유닛(821)과 제3 아날로그 디지털 변환 유닛(822)을 더 포함할 수 있다. 이러한 방식으로, 자기 간섭 무선 주파수 신호는 제3 하향 변환 유닛(821)과 제3 아날로그 디지털 변환 유닛(822)에 의해 변환된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818)은 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)와 변환된 자기 간섭 무선 주파수 신호를 사용하여, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(818)은 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0153] 도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 9에 도시된 장치(900)는 도 6에 도시된 장치(600)의 구체적인 실시 예이다. 도 9에 도시된 실시 예는 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제

1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크고, 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘이 사용되는 실시 예이다. 도 9에 도시된 바와 같이, 장치(900)는, 데이터 신호 생성 유닛(901), 사운드 신호 생성 유닛(902), 신호 결합 유닛(903), 디지털 아날로그 변환 유닛(904), 상향 변환 유닛(905), 전력 증폭 유닛(906), 커플링 유닛(907), 전달 유닛(908), 수신 유닛(909), 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(910), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(911), 하향 변환 유닛(912), 아날로그 디지털 변환 유닛(913), 신호 분리 유닛(914), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(915)를 포함한다.

[0154] 데이터 신호 생성 유닛(901)은 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운드 신호 생성 유닛(902)는 사운드 신호를 생성하도록 구성된다. 사운드 신호의 대역폭이 제1 통신 신호의 대역폭보다 크거나 같다. 신호 결합 유닛(903)은 시간 분할 주파수 방식으로, 사운드 신호와 제1 통신 신호를 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 구체적인 결합 방법과 무선 주파수 신호의 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 커플링 유닛(907)은 중간 무선 주파수 채널을 통과한 무선 주파수 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하며, 중간 무선 주파수 채널은 디지털 아날로그 변환 유닛(904), 상향 변환 유닛(905), 및 전력 증폭 유닛(906)을 포함한다. 그리고 전달 유닛(908)이 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신 및 수신을 위하여 공유되면, 장치(900)는 서클레이터 유닛(도시되지 않음)을 더 포함해야 한다. 커플링 유닛(907)과 서클레이터 유닛을 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 전달 유닛(908)에 의해 전달되며, 서클레이터 유닛은 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이솔레이트시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서클레이터 유닛을 통과할 필요는 없다.

[0155] 수신 유닛(909)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와, 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(910)을 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(910)은 근거리 반사 채널의 사운드 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플링 유닛(907)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다. 저잡음 증폭 유닛(도시되지 않음)이, 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 입력 신호를 증폭한다. 그 다음에, 입력 신호는 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(910)을 통과하고, 하향 변환 유닛(912)과 아날로그 디지털 변환 유닛(913)에 의해 기저대역으로 변환된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(910)은 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키도록 구성되며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 수신된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(910)은 단지 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯에서 작동되며, 사운드 시간슬롯에서 작동되지 않는다. 입력 신호가 기저대역으로 변환된 후에, 신호 분리 유닛(914)은 제2 통신 신호의 사운드 시간슬롯과 송신 시간슬롯을 분리한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(915)은 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(915)은 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(911)은 근거리 반사 채널 파라미터 또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값 그리고 커플링 유닛(907)에 의해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 사용하여 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정한다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(911)은 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0156] 도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 10에 도시된 장치(1000)는 도 6에 도시된 장치(600)의 구체적인 실시 예이다. 도 10에 도시된 실시 예는 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같으며, 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘이 사용되는 실시 예이다. 도 10에 도시된 장치(1000)는, 수신기의 아날로그 디지털 변환 유닛이 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14 비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어, 20dBm보다 작음)을 가지는 경우에, 적용될 수 있다. 도 10에 도시된 바와 같이, 장치(1000)는, 데이터 신호 생성 유닛(1001), 사운드 신호 생성 유닛(1002), 신호 결합 유닛(1003), 디지털 아날로그 변환 유닛(1004), 상향 변환 유닛(1005), 전력 증폭 유닛(1006), 커플링 유닛(1007), 전달 유닛(1008), 수신 유닛(1009), 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(1010), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011), 제1 하향 변환 유닛(1012), 제1 아날로그 디지털 변환 유닛(1013), 신호 분리 유닛(1014), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(1015)을 포함한다.

[0157] 데이터 신호 생성 유닛(1001)은 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운드 신호 생성 유닛(1002)은 사운드 신호를 생성하도록 구성된다. 사운드 신호의 대역폭이 제1 통신 신호의 대역폭보다 크거나 같다. 신호 결합 유

닛(1003)은 시간 분할 주파수 방식으로, 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 구체적인 결합 방법과 무선 주파수 신호의 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 커플링 유닛(1007)은 중간 무선 주파수 채널을 통과한 무선 주파수 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하며, 중간 무선 주파수 채널은 디지털 아날로그 변환 유닛(1004), 상향 변환 유닛(1005), 및 전력 증폭 유닛(1006)을 포함한다. 그리고 전달 유닛(1008)이 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신 및 수신을 위하여 공유되면, 장치(1000)는 서클레이터 유닛(도시되지 않음)을 더 포함해야 한다. 커플링 유닛(1007)과 서클레이터 유닛을 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 전달 유닛(1008)에 의해 전달되며, 서클레이터 유닛은 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이슬레이트시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서클레이터 유닛을 통과할 필요는 없다.

[0158] 수신 유닛(1009)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(1010)을 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 유닛(1010)은 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플링 유닛(1007)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다. 저잡음 증폭기(도시되지 않음)는 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 입력 신호를 증폭한다.

[0159] 수신기의 아날로그 디지털 변환 유닛이 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14 비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어, 20dBm보다 작음)을 가지는 경우에, 근거리 반사 자기 간섭 신호가 또한 기저대역에서 제거될 수 있다. 이 경우에, 저잡음 증폭 유닛을 통과한 입력 신호가 먼저 제1 하향 변환 유닛(1012)과 제1 아날로그 디지털 변환 유닛(1013)에 의해 변환된 다음에, 기저대역으로 입력되며, 신호 분리 유닛(1014)은 제2 통신 신호의 사운딩 시간슬롯과 송신 시간슬롯을 분리한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(1015)은 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(1015)은 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011)은 근거리 반사 채널 파라미터 또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값에 따라 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시킨다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011)은 디지털 필터 유닛을 토대로 한 구조를 사용할 수 있다.

[0160] 선택적으로, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011)은 데이터 신호 생성 유닛(1001)에 의해 생성된 제1 통신 신호와 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛(1015)에 의해 제공되는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011)은 변환 후에 기저대역으로 입력된 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0161] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011)은 또한 커플링 유닛(1007)에 의해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호와 근거리 반사 그리고 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 이 경우, 장치(1000)는 제2 하향 변환 유닛(1016)과 제2 아날로그 디지털 변환 유닛(1017)을 더 포함할 수 있다. 이러한 방식으로, 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호가 제2 하향 변환 유닛(1016)과 제2 아날로그 디지털 변환 유닛(1017)에 의해 변환된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011)은 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)와 변환된 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 사용하여 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정한다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1011)은 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0162] 도 11은 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛의 개략적인 구조도이다. 도 11에 도시된 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛은, 도 7 또는 도 9에 도시된 장치에 적용될 수 있다.

[0163] 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호는 다수 레벨의 아날로그 지연 유닛(110)들을 통과한다. 근거리 반사 신호의 상이한 지연 성분들에 대응하여, 각 브랜치에서, 디지털 감쇠(attenuation) 유닛(1102)과 디지털 위상 시프트 유닛(1103)이 추가로 각 브랜치의 크기(amplitude) 및 위상을 조정하며, 최종적으로 결합 유닛(1104)이 신호들

을 결합하여 재구성 반사 자기 간섭 신호를 형성한다. 아날로그 지연 유닛(1101)의 지연 그리고 디지털 감쇠 유닛(1102)과 디지털 위상 시프트 유닛(1103)의 크기 및 위상은, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛에 의해 제공되며, 즉, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛에 의해 제공되는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 설정된다. 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호가 수신 신호(즉, 제2 통신 신호)로부터 감산되어, 근거리 반사 자기 간섭 신호가 감산된 제2 통신 신호가 획득된다.

[0164] 도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 다른 제거 유닛의 개략적인 구조도이다.

[0165] 디지털 FIR(finite impulse response) 필터의 필터 계수들 C_1, C_2, \dots , 및 CN과 지연 유닛(1201)의 지연이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛에 의해 제공되는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 설정된다. 디지털 자기 간섭 신호 참조 신호는 다수 레벨의 지연 유닛(1201)들을 통과한다. 근거리 반사 신호의 상이한 지연 성분들에 대응하여, 브랜치들의 필터 계수들이 상이하며, 다수 채널들의 신호들이 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호로 결합되며, 그 다음에 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호가 디지털 아날로그 변환 유닛(1202)과 상향 변환 유닛(1203)과 같은 유닛들을 통과하여, 재구성 아날로그 근거리 반사 자기 간섭 신호가 획득된다. 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호는 원거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛에 의해 사용되는 디지털 자기 간섭 신호 참조 신호와 동일하며, 직접적으로(directly), 송신 브랜치에서 디지털 신호 생성 유닛에 의해 생성되는 제1 통신 신호의 기저대역 신호일 수 있거나, 또는 전력 증폭 후에 커플링 유닛에 의해 샘플링을 통해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호가, 하향 변환 유닛과 아날로그 디지털 변환 유닛에 의해 변환된 후에 획득되는 기저대역 신호일 수 있다. 특히, 도 12에 도시된 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 제거 유닛이 도 8과 도 10에 도시된 장치에 사용되는 경우, 도 8과 도 10의 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호들은 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호들이다. 다시 말하자면, 도 12에 도시된 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛이 도 8과 도 10의 장치에 사용되면, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛은 디지털 아날로그 변환 유닛(1202) 또는 상향 변환 유닛(1203)을 포함하지 않을 수 있다. 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호는 직접적으로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호로서 사용되고, 제2 통신 신호로부터 감산된다.

[0166] 도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 13에 도시된 장치는 무선 전이중 시스템을 지원한다. 장치는 사용자 장비 또는 기지국과 같은 통신 노드에 위치될 수 있다. 도 13에 도시된 장치(1300)는 송신 안테나(1301), 수신 안테나(1302), 신호 역다중화기(de-multiplexer)(1303), 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 프로세서(1304), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 제거기(canceller)(1305)를 포함한다.

[0167] 송신 안테나(1301)는 사운드 신호와 제1 통신 신호를 전달하도록 구성되며, 송신 안테나(1301)에 의해 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 상이하며, 사운드 신호는 큰 시간-대역폭 곱 신호이다.

[0168] 수신 안테나(1302)는 입력 신호를 수신하도록 구성되며, 입력 신호는 다른 장치로부터 전달되는 제2 통신 신호와, 송신 안테나(1301)에 의해 전달되는 사운드 신호와 제1 통신 신호에 대응하는 에코 신호를 포함한다.

[0169] 신호 역다중화기(1303)는 사운드 신호에 대응하는 근거리 반사 신호를 에코 신호로부터 분리하도록 구성된다.

[0170] 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 프로세서(1304)는 근거리 반사 신호를 토대로 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.

[0171] 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 제거기(1305)는 근거리 반사 채널 파라미터를 토대로, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0172] 도 13에 도시된 장치(1300)는 데이터 신호를 전달하는 경우, 시간 분할 다중화 방식으로 사운드 신호를 전달하며, 근거리 반사 자기 신호를 효과적으로 인식하고 재구성할 수 있으며, 이에 따라 근거리 반사 신호에서 자기 간섭을 효과적으로 감소시키기 위한 목적을 달성한다.

[0173] 선택적으로, 실시 예에서, 송신 안테나(1301)는 구체적으로 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 큰 대역폭을 사용하여 사운드 신호를 전달하도록 구성된다. 이 경우, 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 프로세서(1304)는 구체적으로, 근거리 반사 신호에 대해 정합 필터링을 수행하여 필터링된 근거리 반사 신호를 획득하고, 필터링된 근거리 반사 신호에 따라 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성된다.

[0174] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 송신 안테나(1301)는 구체적으로 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대

역폭보다 크거나 같은 대역폭을 사용하여 사운드 신호를 전달하도록 구성된다. 이 경우, 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 프로세서(1304)는 구체적으로, 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여, 근거리 반사 신호에 대응하는 근거리 반사 채널 파라미터를 결정하도록 구성되며, 초분해능 지연 알고리즘은 최대 우도 추정 알고리즘, 그리고 어레이 신호 처리, 정합 추구, 직교 매칭 추구기반의 고분해능 도착 방향 추정 알고리즘 등을 포함할 수 있다. 더욱이, 초분해능 지연 알고리즘은 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘을 더 포함할 수 있다. 구체적인 프로세스에 대하여, 방법의 설명을 참조하며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다.

[0175] 선택적으로, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1305)는 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 근거리 반사 채널 파라미터와 제1 통신 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0176] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1304)는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 결정하도록 구성될 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1305)는 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값과 제1 통신 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0177] 선택적으로, 실시 예에서, 장치(1300)는 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 획득하도록 구성되는 커필러(1306)를 더 포함할 수 있으며, 전달될 신호는 사운드 신호와 제1 통신 신호를 포함한다. 구체적으로, 사운드 신호와 제1 통신 신호는 시간 분할 다중화 방식으로 하나의 무선 주파수 신호로 결합된다. 송신 안테나(1301)에 의해 전달되는 사운드 신호와 제1 통신 신호는 무선 주파수 신호, 즉, 결합된 사운드 신호 및 제1 통신 신호이다. 사운드 신호와 제1 통신 신호와 무선 주파수 신호 사이의 구체적인 관계는 전술한 컨텍스트에서 구체적으로 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다.

[0178] 장치(1300)가 커필러(1306)를 포함하는 경우, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1305)는 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 근거리 반사 채널 파라미터와 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0179] 장치(1300)가 커필러(1306)를 포함하는 경우, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1304)는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 결정하도록 구성될 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1305)는 구체적으로, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯을 결정하고, 제2 데이터 신호에 대응하는 시간슬롯에서, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값과 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하고, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산하도록 구성된다.

[0180] 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(1305)은 제2 데이터 신호의 시간슬롯에서 작동을 시작하고 다른 시간슬롯에서 작동을 정지한다.

[0181] 선택적으로, 실시 예에서, 장치(1300)가 다중 입력 다중 출력을 지원하는 경우, 송신 안테나(1301)는 구체적으로, 다수의 안테나를 사용하여 무선 주파수 신호를 개별적으로 전달하도록 구성된다. 수신 안테나(1302)는 구체적으로, 다수의 안테나를 사용하여 입력 신호를 개별적으로 수신하도록 구성되며, 다수의 안테나에 의해 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯들이 엇갈리게 배치되어 있다.

[0182] 선택적으로, 실시 예에서, 송신 안테나(1301)는 구체적으로, 무선 전이중을 지원하는 인접 장치에 의해 무선 주파수 신호를 전달하기 위하여 사용되는 시간슬롯과 엇갈리게 배치되어 있는 시간슬롯을 사용하여 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다.

[0183] 도 14는 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 14에 도시된 장치(1400)는 도 13에 도시된 장치(1300)의 구체적인 실시 예이다. 도 14에 도시된 실시 예는 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크고, 근거리 반사 채널 파라미터가 정합 필터링 방법을 사용하여 결정되는 실시 예이다. 도 14에 도시된 바와 같이, 장치(1400)는, 데이터 신호 생성 회로(1401), 사운드 신호 생성 회로(1402), 제1 디지털 아날로그 변환기(converter)(1403), 제2 디지털 아날로그 변환기(1404), 제1 상향 변환기(1405), 제2 상향 변환기(1406), 고전력 증폭기(1407), 저전력 증폭기(1408), 신호 다중화기

(multiplxer)(1409), 커플러(coupler)(1410), 송신 안테나(1411), 수신 안테나(1412), 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1413), 신호 역다중화기(de-multiplxer)(1414), 하향 변환기(1415), 아날로그 디지털 변환기(1416), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1417), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 제거기(1418)를 포함한다.

[0184] 데이터 신호 생성 회로(1401)는 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호 생성 회로(1402)는 사운딩 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호와 데이터 신호는 상이한 대역폭을 가지기 때문에, 상이한 중간 무선 주파수 채널들이 사용되어야 한다. 제1 통신 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제1 디지털 아날로그 변환기(1404), 제1 상향 변환기(1405), 및 고전력 증폭기(1407)를 포함한다. 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제2 디지털 아날로그 변환기(1404), 제2 상향 변환기(1406), 및 저전력 증폭기(1408)를 포함한다. 사운딩 신호의 송신 전력이 데이터 신호의 송신 전력보다 매우 작기 때문에, 제1 통신 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에서 사용되는 전력 증폭기는 비교적 고출력 전력을 가지는 고전력 증폭기이며, 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에서 사용되는 전력 증폭기는 비교적 저출력 전력을 가지는 저전력 증폭기이다. 제1 통신 신호와 사운딩 신호가 대응하는 중간 무선 주파수 채널들을 개별적으로 통과한 후에, 신호 다중화기(1409)는 제1 통신 신호와 사운딩 신호를 시간 분할 다중화 방식으로 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 무선 주파수 신호의 구체적인 결합 방법과 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 무선 주파수 신호는 커플러(1410)를 통과하고, 커플러(1410)는 전달될 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하도록 구성된다. 그 다음에, 송신 안테나(1411)는 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되면, 장치(1400)는 서클레이터(도시되지 않음)를 더 포함해야 한다. 커플러(1410)와 서클레이터를 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 송신 안테나(1411)에 의해 전달되며, 서클레이터는 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이솔레이트 시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서클레이터를 통과할 필요는 없다.

[0185] 수신 안테나(1412)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와, 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1413)를 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1413)는 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플러(1410)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다.

[0186] 저잡음 증폭 유닛(도시되지 않음)이, 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 후에 획득되는 입력 신호를 증폭한 후에, 신호 역다중화기(1414)는 사운딩 시간슬롯과 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯을 분리하며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 수신된다. 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서 수신되고 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호가 하향 변환기(1415)와 아날로그 디지털 변환기(1416)에 의해 기저대역 신호로 변환되며, 그 다음에 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1417)에 의해 처리되어 근거리 반사 채널 파라미터가 생성된다. 구체적으로, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1417)는 정합 필터링 방법을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1417)는 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다. 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯에서 수신된 제2 통신 신호는 먼저, 근거리 반사 자기 간섭 신호의 제거를 위하여, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1418)를 통과하고, 그 다음에, 하향 변환기와 아날로그 디지털 변환기에 의해 기저대역으로 변환되며, 추가로 원거리 반사 자기 간섭 신호의 제거를 위하여, 원거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛(도시되지 않음)을 통과하여, 자기 간섭 신호가 제거된 데이터 신호가 획득된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1418)는 구체적으로, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1417)에 의해 제공된 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)와, 커플러(1410)에 의해 제공된 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 사용하여 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정하며, 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0187] 도 15는 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 15에 도시된 장치(1500)는 도 13에 도시된 장치의 구체적인 실시 예이다. 도 15에 도시된 실시 예는 사운딩 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같고, 근거리 반사 채널 파라미터가 정합 필터링 방법을 사용하여 결정되는 다른 실시 예이다. 도 15에 도시된 장치(1500)는, 수신기의 아날로그 디지털 변환기가 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어, 20dBm보다 작음)을 가지는 경우에, 적용될 수 있다. 도 15에 도시된 바와 같이, 장치(1500)는, 데이터 신호 생성 회로(1501), 사운딩 신호 생성 회로(1502), 제1 디지털 아날로그 변환기(1503), 제2 디지털 아날로그 변환기(1504),

제1 상향 변환기(1505), 제2 상향 변환기(1506), 고전력 증폭기(1507), 저전력 증폭기(1508), 신호 다중화기(1509), 커플러(1510), 송신 안테나(1511), 수신 안테나(1512), 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1513), 신호 역다중화기(1514), 제1 하향 변환기(1515), 제1 아날로그 디지털 변환기(1516), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1517), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518), 제2 하향 변환기(1519), 그리고 제2 아날로그 디지털 변환기(1520)를 포함한다.

[0188] 데이터 신호 생성 회로(1501)는 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호 생성 회로(1502)는 사운딩 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호와 데이터 신호는 상이한 대역폭을 가지기 때문에, 상이한 중간 무선 주파수 채널들이 사용되어야 한다. 제1 통신 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제1 디지털 아날로그 변환기(1503), 제1 상향 변환기(1505), 및 고전력 증폭기(1507)를 포함한다. 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널은 제2 디지털 아날로그 변환기(1504), 제2 상향 변환기(1506), 및 저전력 증폭기(1508)를 포함한다. 사운딩 신호의 송신 전력이 데이터 신호의 송신 전력보다 매우 적기 때문에, 제1 통신 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에 사용되는 전력 증폭기는 비교적 고효율 전력을 가지는 고전력 증폭기이며, 사운딩 신호에 대응하는 중간 무선 주파수 채널에서 사용되는 전력 증폭기는 비교적 저출력 전력을 가지는 저전력 증폭기이다. 제1 통신 신호와 사운딩 신호가 대응하는 중간 무선 주파수 채널들을 개별적으로 통과한 후에, 신호 다중화기(1509)는 제1 통신 신호와 사운딩 신호를 시간 분할 다중화 방식으로 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 무선 주파수 신호의 구체적인 결합 방법과 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 무선 주파수 신호는 커플러(1510)를 통과하고, 커플러(1510)는 전달할 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하도록 구성된다. 그 다음에, 송신 안테나(1511)는 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되면, 장치(1500)는 서큘레이터(도시되지 않음)를 더 포함해야 한다. 커플러(1510)와 서큘레이터를 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 송신 안테나(1511)에 의해 전달되며, 서큘레이터는 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이솔레이트시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서큘레이터를 통과할 필요는 없다.

[0189] 수신 안테나(1512)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와, 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(813)를 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1513)는 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플러(1510)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다. 저잡음 증폭기(도시되지 않음)가 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 후에 획득되는 입력 신호를 증폭한 후에, 신호 역다중화기(1514)는 사운딩 시간슬롯과 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯을 분리하며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 수신된다. 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯에서 수신되고 사운딩 신호에 대응하는 근거리 반사 신호가 제1 하향 변환기(1515)와 제1 아날로그 디지털 변환기(1516)에 의해 기저대역 신호로 변환되며, 그 다음에 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1517)에 의해 처리되어 근거리 반사 채널 파라미터가 생성된다. 구체적으로, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1517)는 정합 필터링 방법을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1517)는 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다.

[0190] 수신기의 아날로그 디지털 변환기가 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어, 20dBm보다 작음)을 가지는 경우, 근거리 반사 자기 간섭 신호의 제거 또한 기저대역에서 구현될 수 있다. 이 경우, 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯에서 수신되는 제2 통신 신호는 먼저, 제2 하향 변환기(1519)와 제2 아날로그 디지털 변환기(1520)에 의해 변환된 다음에 기저대역으로 입력되며, 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518)를 통과한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518)는 디지털 필터를 토대로 하는 구조를 사용할 수 있다.

[0191] 선택적으로, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518)는 데이터 신호 생성 회로(1501)에 의해 생성되는 제1 통신 신호와 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1517)에 의해 제공된 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518)는 변환 후에 기저대역으로 입력된 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0192] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518)는 커플러(1510)에 의해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 신호와 근거리 반사 그리고 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사

채널 파라미터의 평균값)에 따라 근거리 반사 자기 간섭 신호를 재구성할 수 있다. 이 경우, 장치(1500)는 제3 하향 변환기(821)과 제3 아날로그 디지털 변환기(822)를 더 포함할 수 있다. 이러한 방식으로, 자기 간섭 무선 주파수 신호는 제3 하향 변환기(821)와 제3 아날로그 디지털 변환기(822)에 의해 변환된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518)는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)와 변환된 자기 간섭 무선 주파수 신호를 사용하여, 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1518)는 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0193]

도 16은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 16에 도시된 장치(1600)는 도 13에 도시된 장치(1300)의 구체적인 실시 예이다. 도 16에 도시된 실시 예는 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같고, 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘이 사용되는 실시 예이다. 도 16에 도시된 바와 같이, 장치(1600)는, 데이터 신호 생성 회로(1601), 사운드 신호 생성 회로(1602), 신호 다중화기(1603), 디지털 아날로그 변환기(1604), 상향 변환기(1605), 전력 증폭기(1606), 커플러(1607), 송신 안테나(1608), 수신 안테나(1609), 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1610), 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 제거기(1611), 하향 변환기(1612), 아날로그 디지털 변환기(1613), 신호 역다중화기(1614), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 프로세서(1615)를 포함한다.

[0194]

데이터 신호 생성 회로(1601)는 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운드 신호 생성 회로(1602)는 사운드 신호를 생성하도록 구성된다. 사운드 신호의 대역폭이 제1 통신 신호의 대역폭보다 크거나 같다. 신호 다중화기(1603)는 시간 분할 주파수 방식으로, 사운드 신호와 제1 통신 신호를 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 구체적인 결합 방법과 무선 주파수 신호의 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 커플러(1607)는 중간 무선 주파수 채널을 통과한 무선 주파수 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하며, 중간 무선 주파수 채널은 디지털 아날로그 변환기(1604), 상향 변환기(1605), 및 전력 증폭기(1606)를 포함한다. 그리고 송신 안테나(1608)가 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신 및 수신을 위하여 공유되면, 장치(1600)는 서클레이터(도시되지 않음)를 더 포함해야 한다. 커플러(1607)와 서클레이터를 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 송신 안테나(1608)에 의해 전달되며, 서클레이터는 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이솔레이션시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서클레이터를 통과할 필요는 없다.

[0195]

수신 안테나(1609)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와, 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1610)를 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1610)는 근거리 반사 채널의 사운드 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플러(1607)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다. 저잡음 증폭기(도시되지 않음)가, 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 입력 신호를 증폭한다. 그 다음에, 입력 신호는 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1610)를 통과하고, 하향 변환기(1612)와 아날로그 디지털 변환기(1613)에 의해 기저대역으로 변환된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1610)는 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키도록 구성되며, 제2 통신 신호는 다른 장치에 의해 수신된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1610)는 단지 제2 통신 신호의 송신 시간슬롯에서 작동되며, 사운드 시간슬롯에서 작동되지 않는다. 입력 신호가 기저대역으로 변환된 후에, 신호 역다중화기(1614)는 제2 통신 신호의 사운드 시간슬롯과 송신 시간슬롯을 분리한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1615)는 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1615)는 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1611)는 근거리 반사 채널 파라미터 또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값 그리고 커플러(1607)에 의해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 사용하여 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정한다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1611)는 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

[0196]

도 17은 본 발명의 실시 예에 따른 장치의 구조 블록도이다. 도 17에 도시된 장치(1700)는 도 13에 도시된 장치(1300)의 구체적인 실시 예이다. 도 17에 도시된 실시 예는 사운드 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭이 제1 통신 신호를 전달하기 위하여 사용되는 대역폭보다 크거나 같으며, 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘이 사용되는 실시 예이다. 도 17에 도시된 장치(1700)는, 수신기의 아날로그 디지털 변환기가 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14 비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어,

20dBm보다 작음)을 가지는 경우에, 적용될 수 있다. 도 17에 도시된 바와 같이, 장치(1700)는, 데이터 신호 생성 회로(1701), 사운딩 신호 생성 회로(1702), 신호 다중화기(1703), 디지털 아날로그 변환기(1704), 상향 변환기(1705), 전력 증폭기(1706), 커플러(1707), 송신 안테나(1708), 수신 안테나(1709), 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1710), 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711), 제1 하향 변환기(1712), 제1 아날로그 디지털 변환기(1713), 신호 역다중화기(1714), 그리고 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1715)를 포함한다.

[0197] 데이터 신호 생성 회로(1701)는 제1 통신 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호 생성 회로(1702)는 사운딩 신호를 생성하도록 구성된다. 사운딩 신호의 대역폭이 제1 통신 신호의 대역폭보다 크거나 같다. 신호 다중화기(1703)는 시간 분할 주파수 방식으로, 사운딩 신호와 제1 통신 신호를 하나의 무선 주파수 신호로 결합한다. 구체적인 결합 방법과 무선 주파수 신호의 시간슬롯 구조는 위에서 설명되었으며, 여기서는 상세한 설명을 생략한다. 커플러(1707)는 중간 무선 주파수 채널을 통과한 무선 주파수 신호를 샘플링하여 자기 간섭 무선 주파수 신호를 획득하며, 중간 무선 주파수 채널은 디지털 아날로그 변환기(1704), 상향 변환기(1705), 및 전력 증폭기(1706)를 포함한다. 그리고 송신 안테나(1708)가 무선 주파수 신호를 전달하도록 구성된다. 더욱이, 하나의 안테나가 송신 및 수신을 위하여 공유되면, 장치(1700)는 서큘레이터(도시되지 않음)를 더 포함해야 한다. 커플러(1707)와 서큘레이터를 통과한 후에, 무선 주파수 신호는 송신 안테나(1708)에 의해 전달되며, 서큘레이터는 하나의 안테나가 송신과 수신을 위해 공유되는 경우, 수신과 송신을 아이솔레이트시키도록 구성된다. 송신 및 수신을 위하여 상이한 안테나들이 개별적으로 사용되면, 무선 주파수 신호가 서큘레이터를 통과할 필요는 없다.

[0198] 수신 안테나(1709)에 의해 수신된 입력 신호(제2 데이터 신호와, 무선 주파수 신호에 대응하는 에코 신호를 포함)는 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1710)를 통과해야 한다. 메인 경로 자기 간섭 제거 회로(1710)은 근거리 반사 채널의 사운딩 시간슬롯과 데이터 송신 시간슬롯을 구별하지 않으며, 커플러(1707)에 의해 획득된 자기 간섭 무선 주파수 신호에 따라 모든 신호에 대해 메인 경로 자기 간섭 신호 제거 처리를 수행한다. 저잡음 증폭기(도시되지 않음)는 메인 경로 자기 간섭 신호가 제거된 입력 신호를 증폭한다. 수신기의 아날로그 디지털 변환기가 비교적 큰 동적 범위(예를 들어, 14 비트보다 큼)를 가지거나 또는 비교적 낮은 송신 전력(예를 들어, 20dBm보다 작음)을 가지는 경우에, 근거리 반사 자기 간섭 신호의 제거가 또한 기저대역에서 구현될 수 있다. 이 경우에, 저잡음 증폭 유닛을 통과한 입력 신호가 먼저 제1 하향 변환기(1712)와 제1 아날로그 디지털 변환기(1713)에 의해 변환된 다음에, 기저대역으로 입력되며, 신호 역다중화기(1714)는 제2 통신 신호의 사운딩 시간슬롯과 송신 시간슬롯을 분리한다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1715)는 초분해능 지연 알고리즘 또는 저복잡성 초분해능 지연 알고리즘을 사용하여 근거리 반사 채널 파라미터를 생성한다. 더욱이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1715)는 추가로, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터를 누적하고, 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값을 획득할 수 있다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711)는 근거리 반사 채널 파라미터 또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값에 따라 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시킨다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711)는 디지털 필터 유닛을 토대로 한 구조를 사용할 수 있다.

[0199] 선택적으로, 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711)는 데이터 신호 생성 회로(1701)에 의해 생성된 제1 통신 신호와 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 프로세서(1715)에 의해 제공되는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711)는 변환 후에 기저대역으로 입력된 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

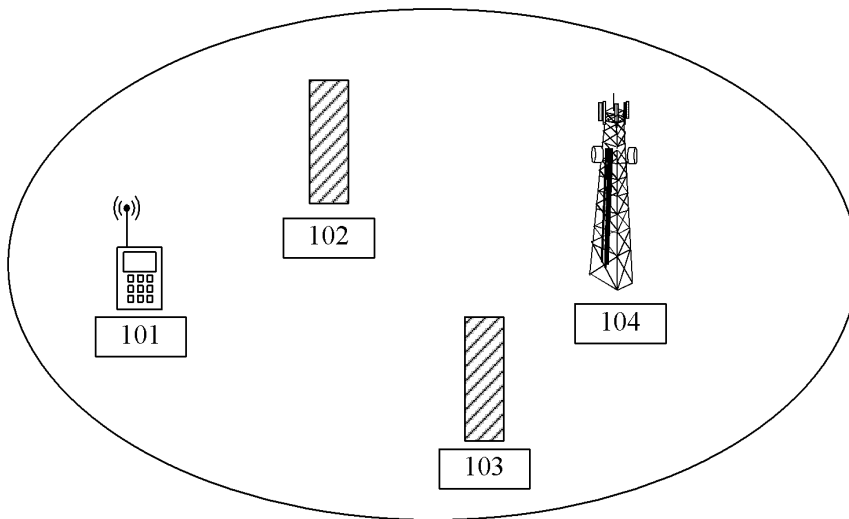
[0200] 선택적으로, 다른 실시 예에서, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711)는 커플러(1707)에 의해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호와 근거리 반사 그리고 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정할 수 있다. 이 경우, 장치(1700)는 제2 하향 변환기(1716)와 제2아날로그 디지털 변환기(1717)를 더 포함할 수 있다. 이러한 방식으로, 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호가 제2 하향 변환기(1716)와 제2아날로그 디지털 변환기(1717)에 의해 변환된다. 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711)는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)와 변환된 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호를 사용하여 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 결정한다. 그 다음에, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기(1711)는 제2 통신 신호에서 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감소시키기 위하여, 직접 제2 통신 신호로부터 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호를 감산한다.

- [0201] 도 18은 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기의 개략적인 구조도이다. 도 18에 도시된 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기는, 도 14 또는 도 16에 도시된 장치에 적용될 수 있다.
- [0202] 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호는 다수 레벨의 아날로그 지연 회로(1801)들을 통과한다. 근거리 반사 신호의 상이한 지연 성분들에 대응하여, 각 브랜치에서, 디지털 감쇠기(attenuator)(1802)와 디지털 위상 시프터(1803)가 추가로 각 브랜치의 크기 및 위상을 조정하며, 최종적으로 결합기(1804)가 신호들을 결합하여 재구성 반사 자기 간섭 신호를 형성한다. 아날로그 지연 회로(1801)의 지연 그리고 디지털 감쇠기(1802)와 디지털 위상 시프터(1803)의 크기 및 위상은, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛에 의해 제공되며, 즉, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛에 의해 제공되는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 설정된다. 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호가 수신 신호(즉, 제2 통신 신호)로부터 감산되어, 근거리 반사 자기 간섭 신호가 감산된 제2 통신 신호가 획득된다.
- [0203] 도 19는 본 발명의 실시 예에 따른 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 다른 제거기의 개략적인 구조도이다.
- [0204] 디지털 FIR(finite impulse response) 필터의 필터 계수들 C1, C2, ..., 및 CN과 지연 기(1901)의 지연이, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 처리 유닛에 의해 제공되는 근거리 반사 채널 파라미터(또는 다수의 근거리 반사 채널 파라미터의 평균값)에 따라 설정된다. 디지털 자기 간섭 신호 참조 신호는 다수 레벨의 지연기(1901)들을 통과한다. 근거리 반사 신호의 상이한 지연 성분들에 대응하여, 브랜치들의 필터 계수들이 상이하며, 다수 채널들의 신호들이 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호로 결합되며, 그 다음에 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호가 디지털 아날로그 변환기(1902)와 상향 변환기(1903)와 같은 유닛들을 통과하여, 재구성 아날로그 근거리 반사 자기 간섭 신호가 획득된다. 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호는 원거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거 유닛에 의해 사용되는 디지털 자기 간섭 신호 참조 신호와 동일하며, 직접적으로, 송신 브랜치에서 디지털 신호 생성 유닛에 의해 생성되는 제1 통신 신호의 기저대역 신호일 수 있거나, 또는 전력 증폭 후에 커플링 유닛에 의해 샘플링을 통해 획득되는 자기 간섭 무선 주파수 참조 신호가, 하향 변환기와 아날로그 디지털 변환기에 의해 변환된 후에 획득되는 기저대역 신호일 수 있다.
- [0205] 특히, 도 19에 도시된 근거리 반사 자기 간섭 유닛에 대한 제거기가 도 15와 도 17에 도시된 장치에 사용되는 경우, 도 15와 도 17의 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호들은 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호들이다. 다시 말하자면, 도 19에 도시된 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기가 도 15 또는 도 17의 장치에 사용되면, 근거리 반사 자기 간섭 신호에 대한 제거기는 디지털 아날로그 변환기(1902) 또는 상향 변환기(1903)를 포함하지 않을 수 있다. 재구성 디지털 근거리 반사 자기 간섭 신호는 직접적으로 재구성 근거리 반사 자기 간섭 신호로서 사용될 수 있으며, 제2 통신 신호로부터 감산된다.
- [0206] 도 7 내지 도 12 그리고 도 14 내지 도 19는 본 발명을 한정하기보다는, 단지 본 발명의 더 나은 이해를 돕기 위하여 사용된 구체적인 실시 예들임을 주목해야 한다.
- [0207] 당업자는 본 명세서에 개시된 실시 예들에서 기술된 예들을 결합하여, 유닛들과 알고리즘 단계들이 전자 하드웨어 또는 컴퓨터 소프트웨어와 전자 하드웨어의 결합에 의해 구현될 수 있음을 알 수 있다. 기능(function)들이 하드웨어 또는 소프트웨어 의해 수행되는지는 특정 애플리케이션과 기술적 해결 방안의 설계 제약 조건(design constraint conditions)에 따라 달라진다. 당업자는 각각의 특정 애플리케이션에 대하여 기술된 기능들을 구현하기 위하여 상이한 방법들을 사용할 수 있으며, 그러나 구현들이 본 발명의 범위를 벗어나는 것은 고려되어서는 안된다.
- [0208] 당업자는 편리하고 간단한 설명을 위하여, 전술한 시스템, 장치 그리고 유닛의 상세한 작동 프로세스(working process)에 대하여, 전술한 방법 실시 예들에서의 대응하는 프로세스를 참조할 수 있으며, 이에 대한 상세한 설명은 생략한다.
- [0209] 본 애플리케이션에서 제공되는 여러 실시 예들에서, 개시된 시스템, 장치 그리고 방법은 다른 방식으로 구현될 수 있음을 이해해야 한다. 예를 들어, 기술된 장치 실시 예는 단지 예시적인 것이다. 예를 들어, 유닛 분할(unit division)은 단지 논리적 기능 분할이며, 실제 구현에서 다른 분할일 수 있다. 예를 들어, 다수의 유닛 또는 구성 요소들은 결합될 수 있으며, 또는 다른 시스템으로 통합될 수 있으며, 또는 일부 특징(feature)들은 무시되거나 수행되지 않을 수 있다. 게다가, 표시되거나 논의된 상호 커플링(mutual couplings)들 또는 직접 커플링(direct couplings) 또는 통신 연결(communication connections)들이 일부 인터페이스를 통하여 구현될 수 있다. 장치들 또는 유닛들 사이의 간접 커플링(indirect couplings) 또는 통신 연결들은 전자, 기계적 또는 다른 형태(form)로 구현될 수 있다.

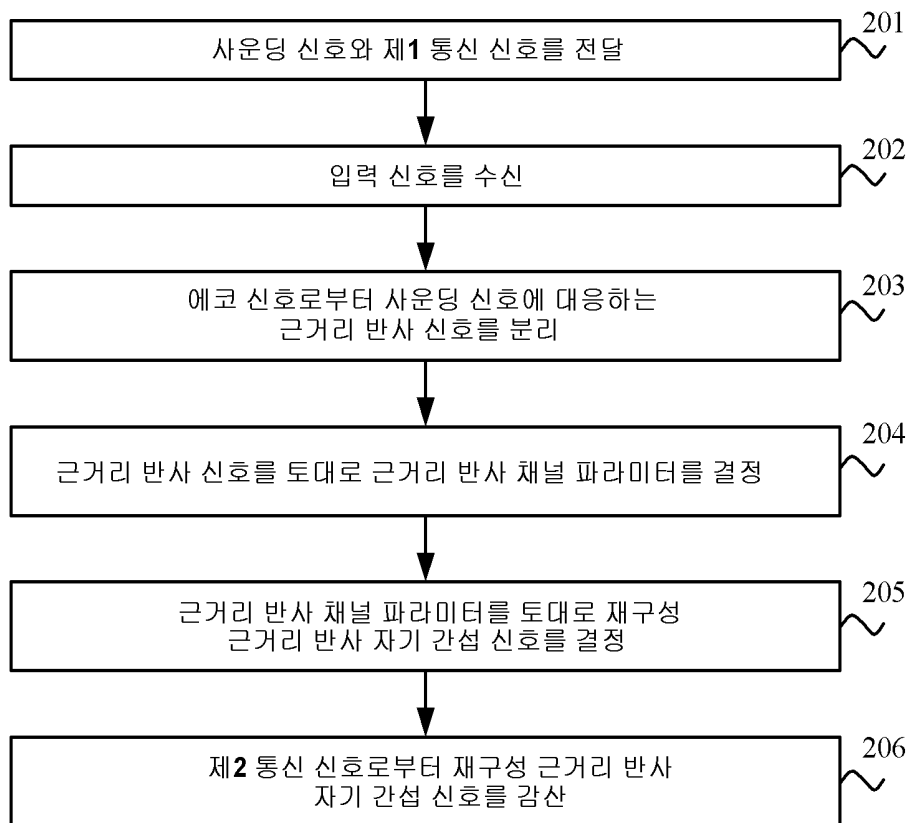
- [0210] 개별 파트(part)로서 기술된 유닛들은 물리적으로 분리되거나 분리되지 않을 수 있으며, 유닛으로 표시되는 파트들은 물리적 유닛이거나 아닐 수 있으며, 하나의 위치에 위치될 수 있으며, 또는 다수의 네트워크 유닛들에 분산될 수 있다. 유닛들의 일부 또는 모두는 실시 예들의 해결 방안의 목적을 달성하기 위한 실제 필요에 따라 선택될 수 있다.
- [0211] 게다가, 본 발명의 실시 예에서의 기능적 유닛들은 하나의 처리 유닛으로 통합될 수 있으며, 또는 각각의 유닛은 물리적으로만 존재할 수 있거나 또는 둘 이상의 유닛들이 하나의 유닛으로 통합된다.
- [0212] 기능들이 소프트웨어 기능적 유닛의 형태로 구현되고 독립적인 제품으로 팔리거나 사용되는 경우, 기능들은 컴퓨터 판독 가능한 저장 매체에 저장될 수 있다. 이러한 이해를 토대로, 본 발명의 기술적 해결 방안, 또는 종래 기술에 기여하는 파트 또는 기술적 해결 방안의 파트가 기본적으로(essentially) 소프트웨어 제품의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 제품은 저장 매체에 저장되며, 컴퓨터 장치(개인 컴퓨터, 서버, 또는 네트워크 장치일 수 있음) 또는 프로세서에게 본 발명의 실시 예들에서 기술된 방법들의 단계들의 일부분 또는 모두를 수행하도록 명명하는 다수의 명령(instructions)을 포함한다. 전술한 저장 매체는, USB 플래시 드라이브, 제거 가능한 하드 디스크, 판독 전용 메모리(ROM, Read-Only Memory), 랜덤 액세스 메모리(RAM, Random Access Memory), 자기 디스크, 또는 광학 디스크와 같은, 프로그램 코드를 저장할 수 있는 임의의 매체를 포함한다.
- [0213] 전술한 설명들은 단지 본 발명의 구체적인 실시 예들이며, 본 발명의 보호 범위를 한정하기 위하여 의도되지 않는다. 본 발명에 기술된 기술적 범위 내에서의 당업자에 의해 쉽게 파악되는 변형(variation) 또는 대체(replacement)는 본 발명의 보호 범위 내에 속한다. 그러므로 본 발명의 보호 범위는 청구범위의 보호 범위를 따른다(subject to).

도면

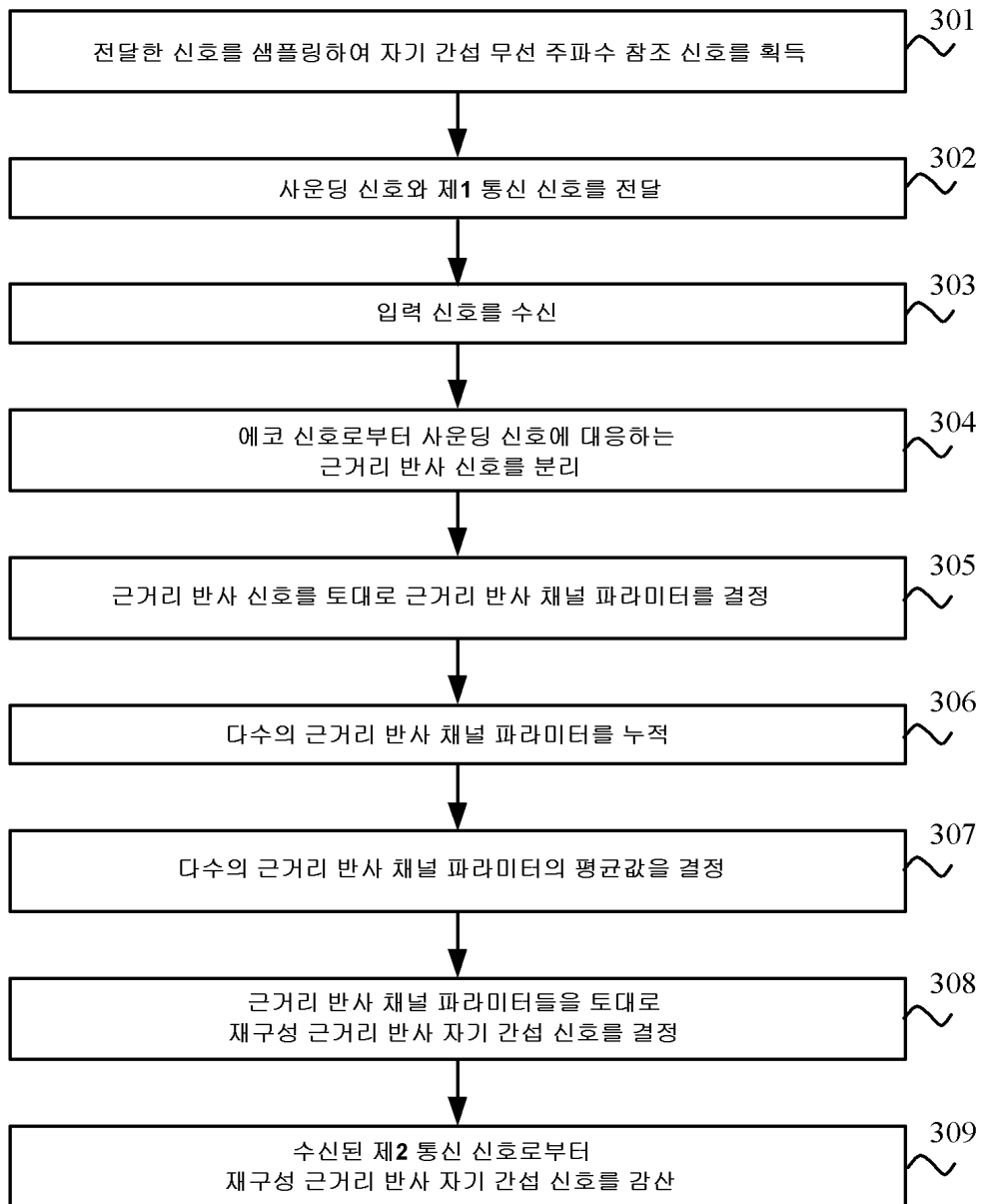
도면1



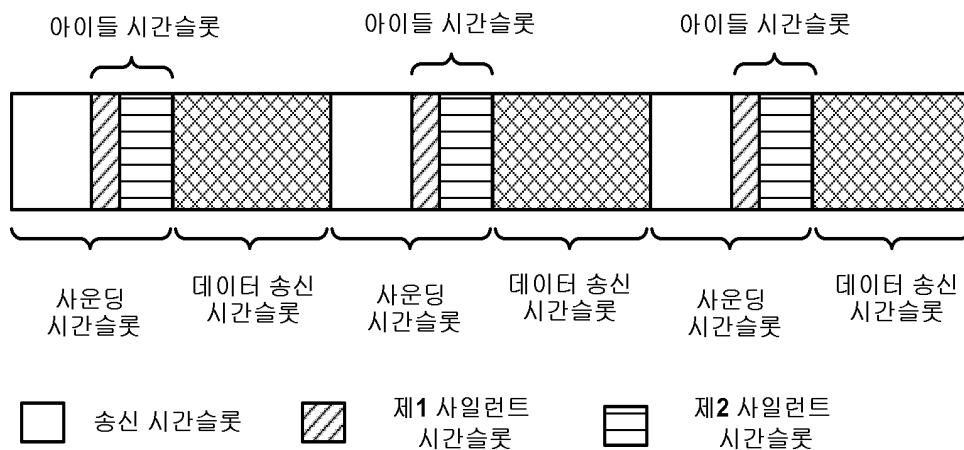
도면2



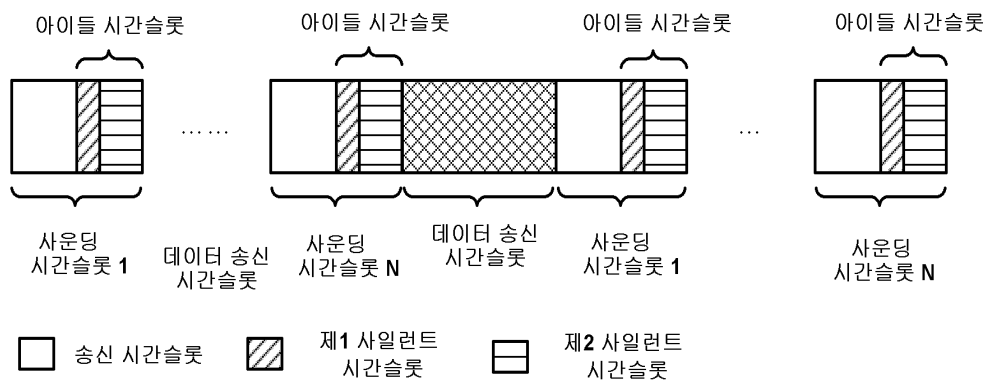
도면3



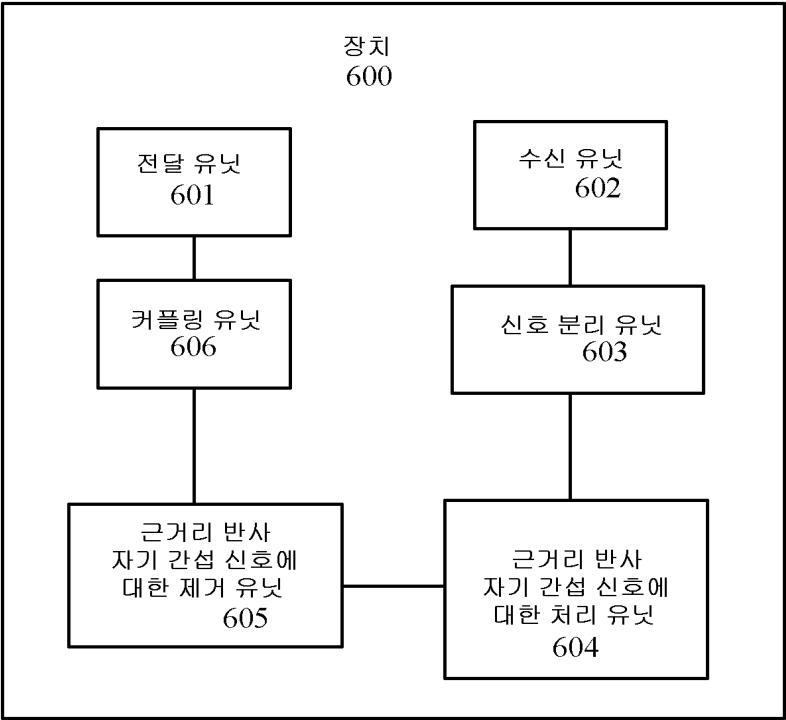
도면4



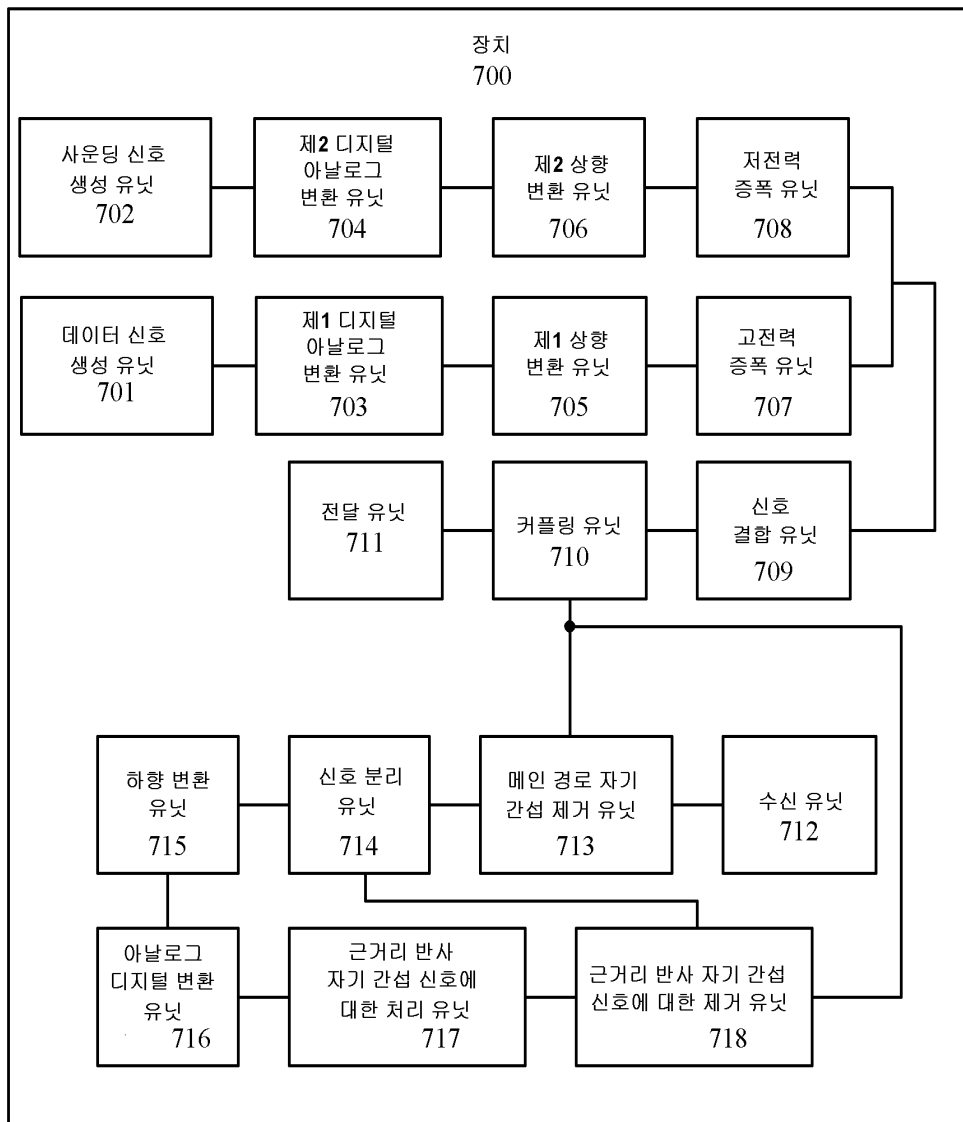
도면5



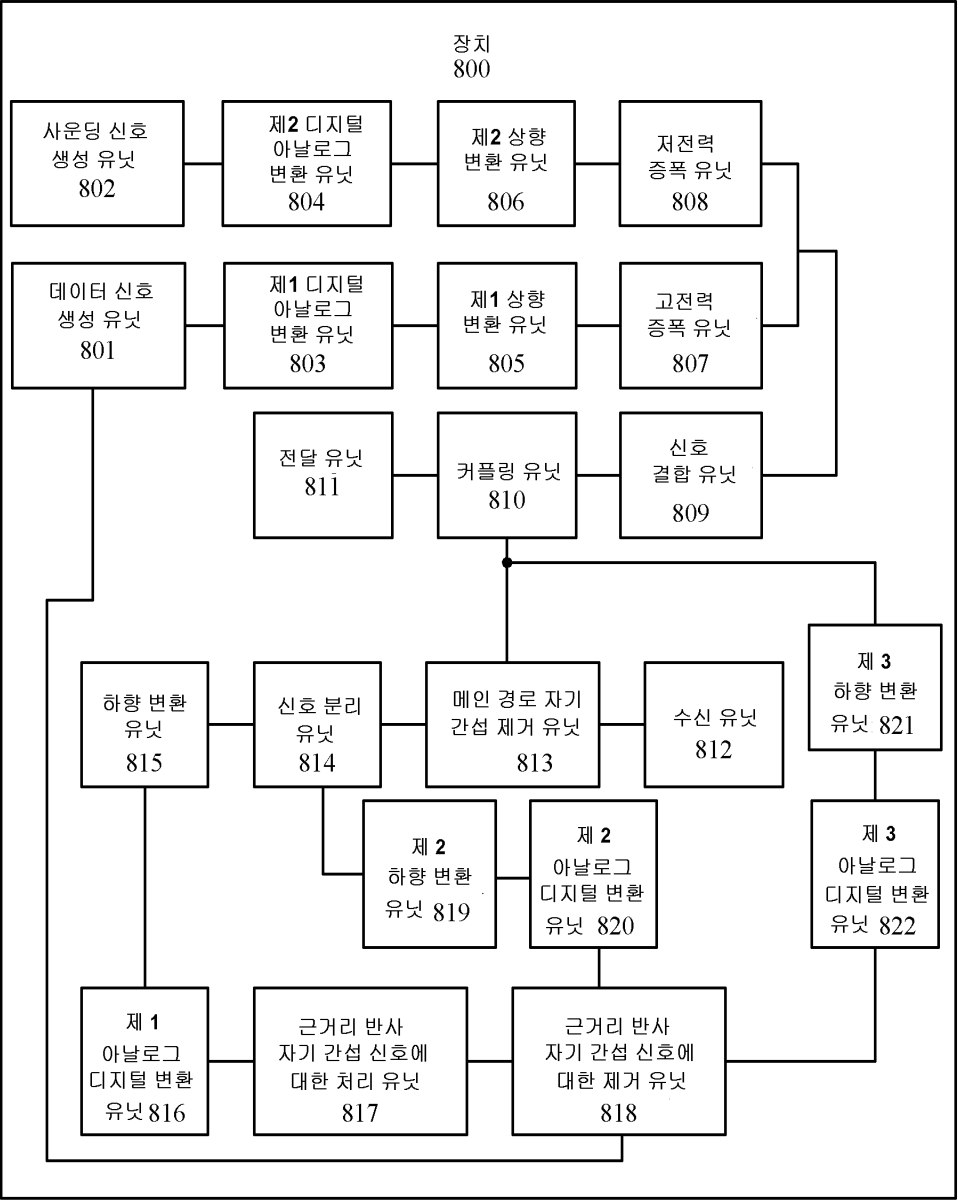
도면6



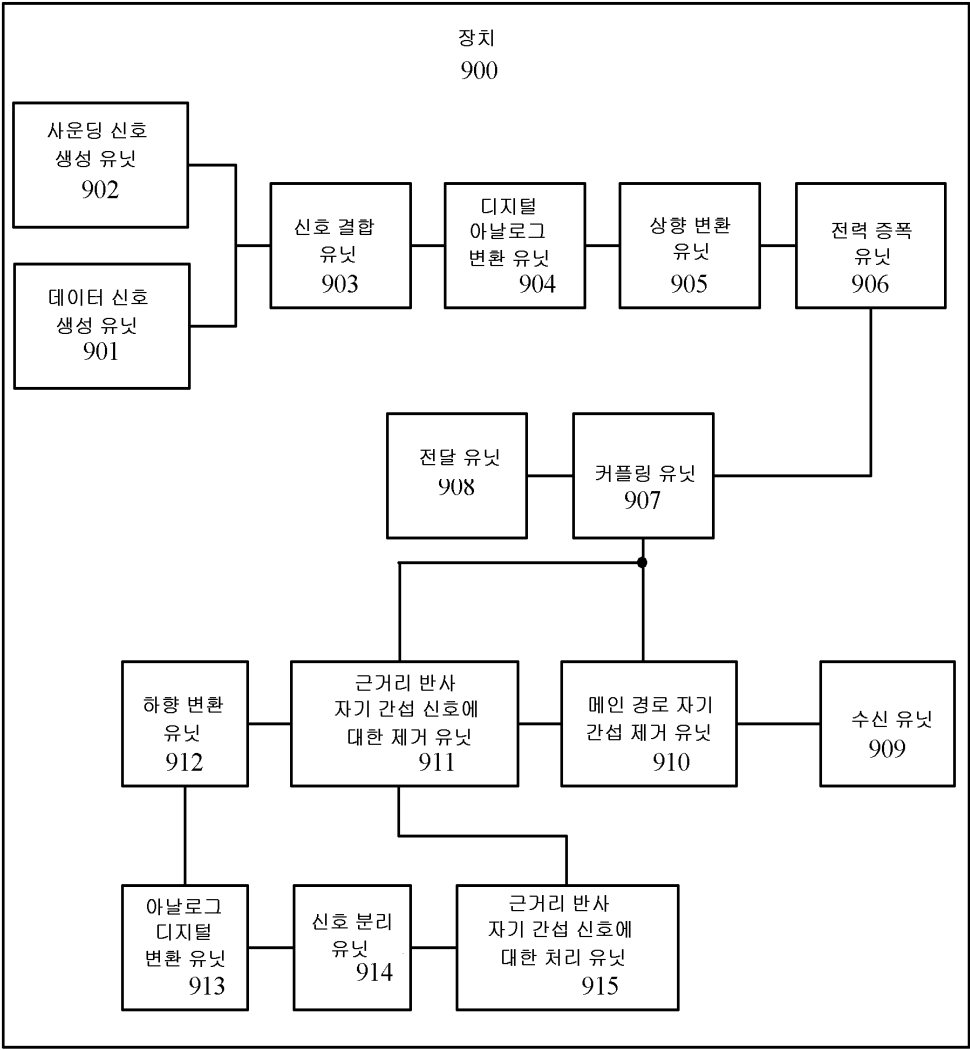
도면7



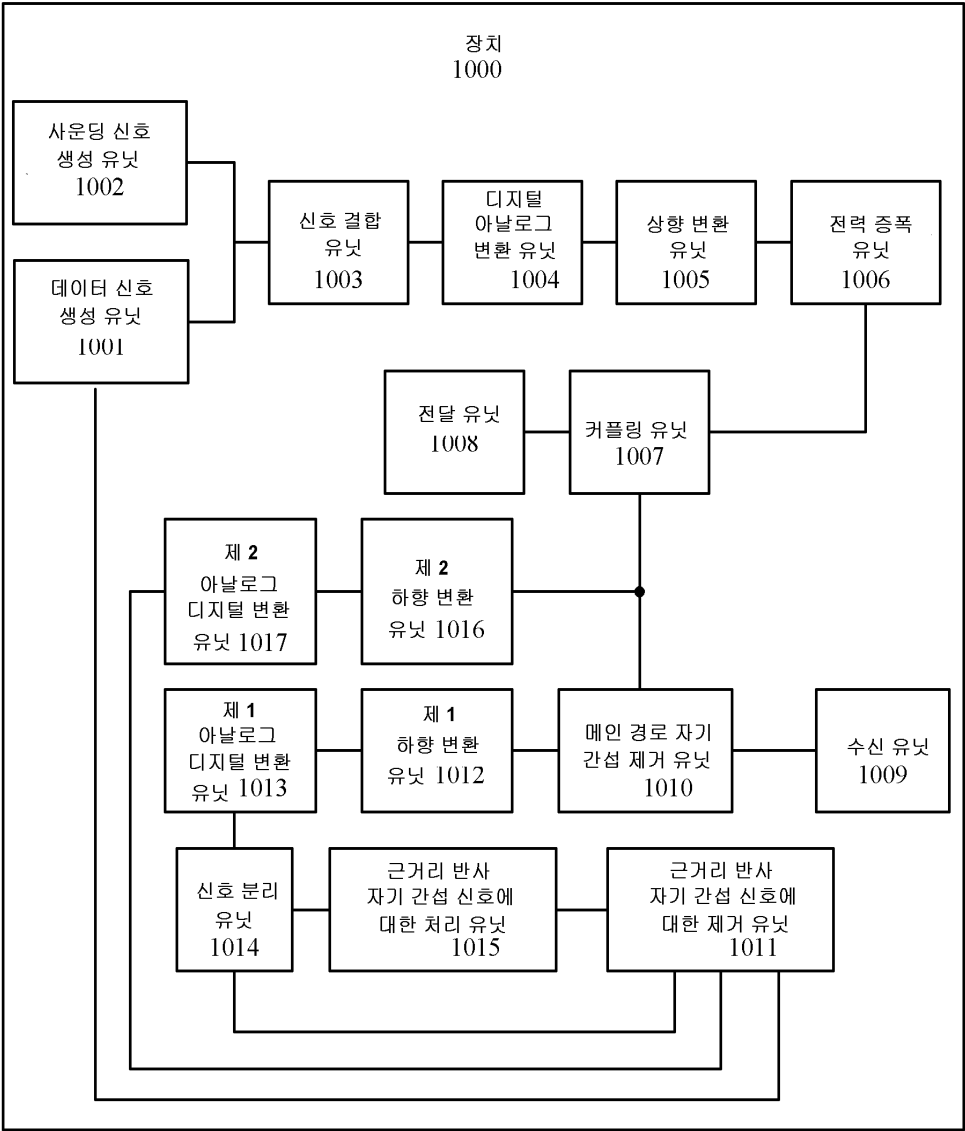
도면8



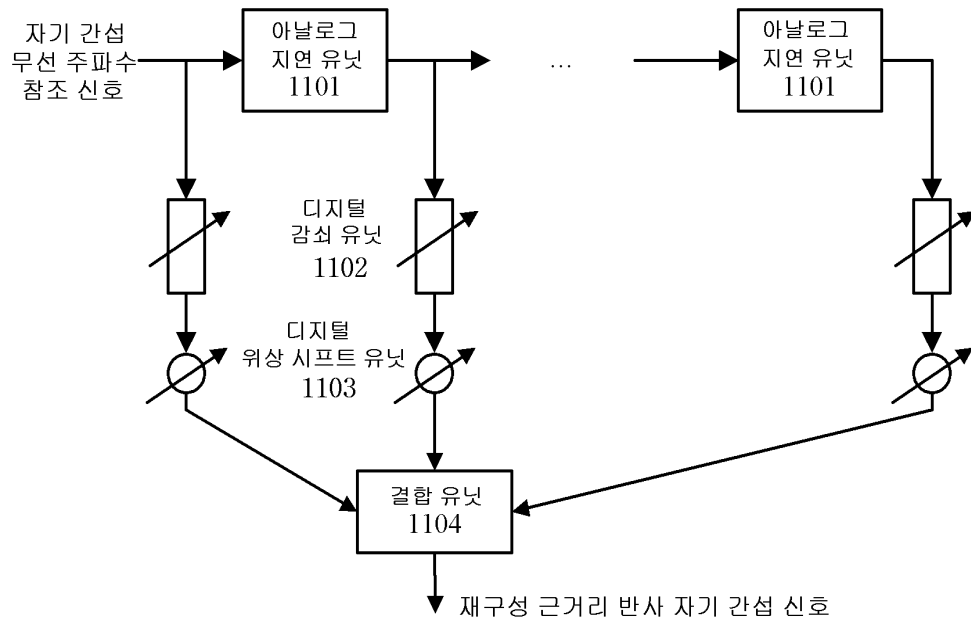
도면9



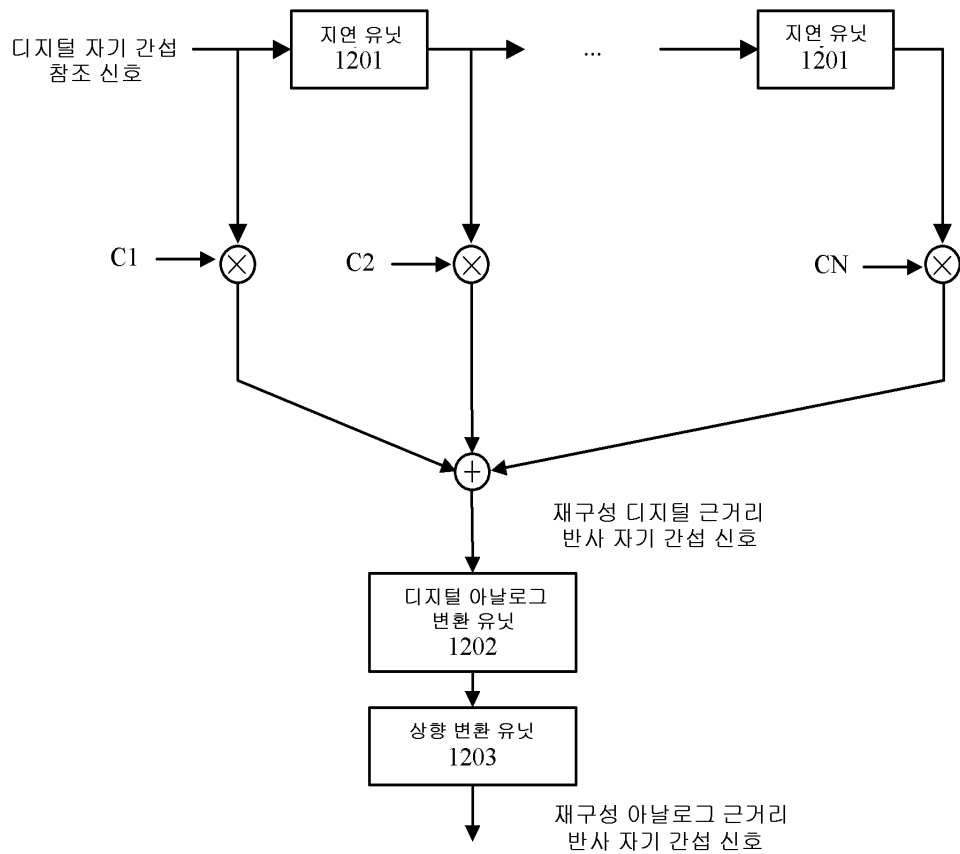
도면10



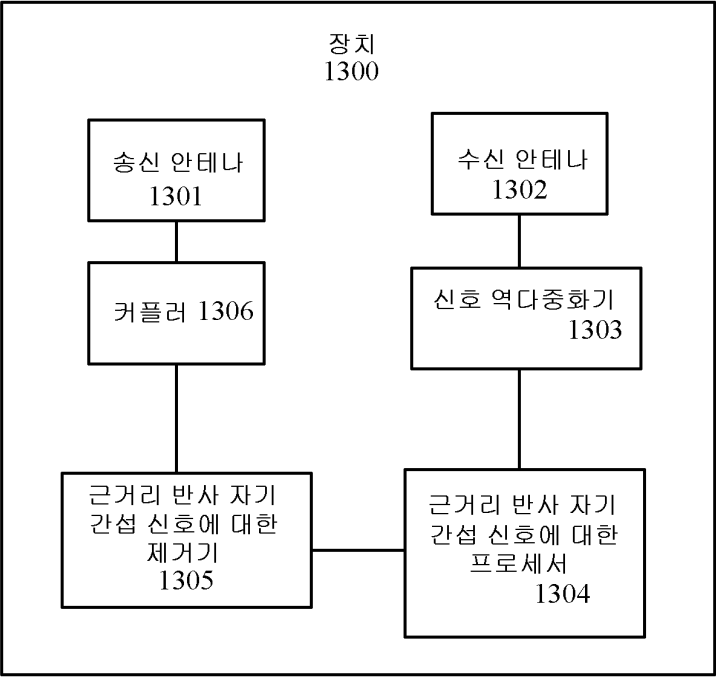
도면11



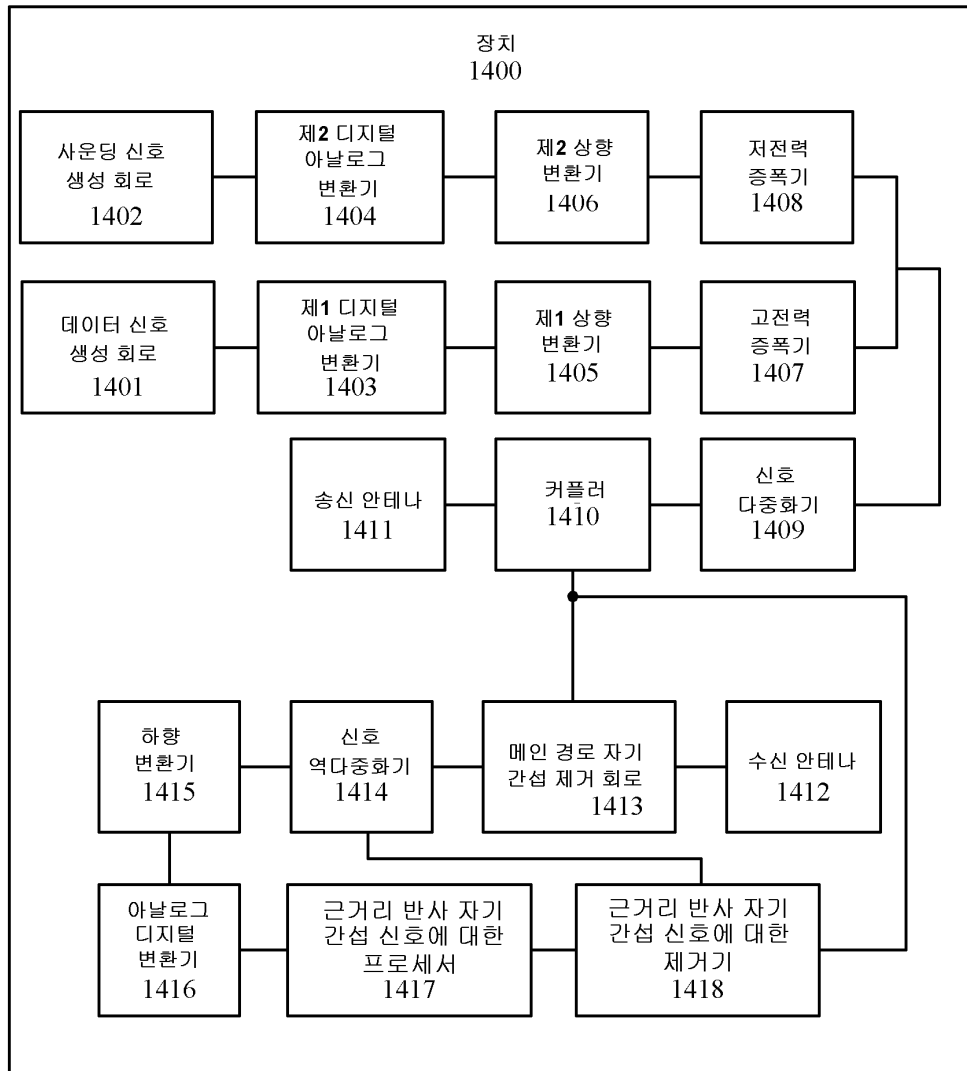
도면12



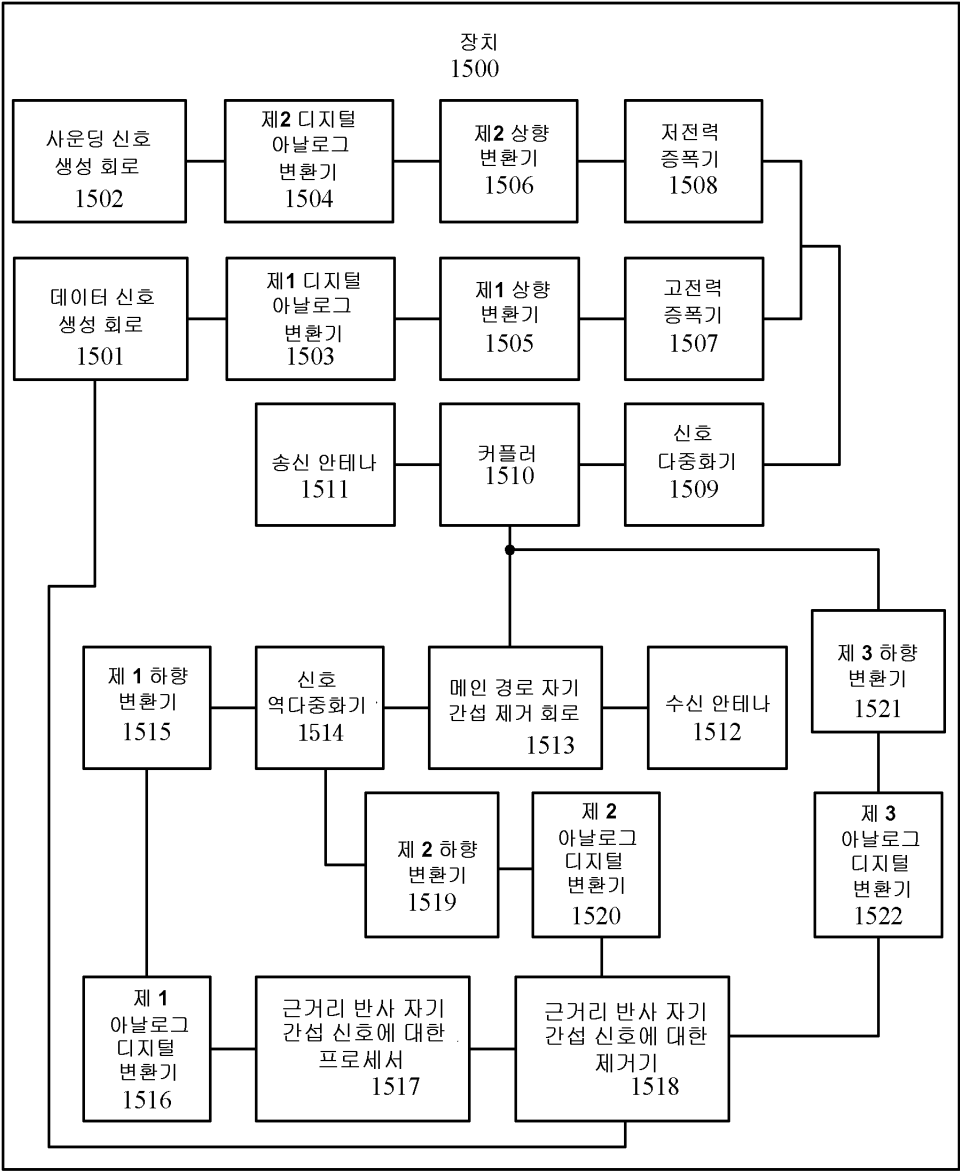
도면13



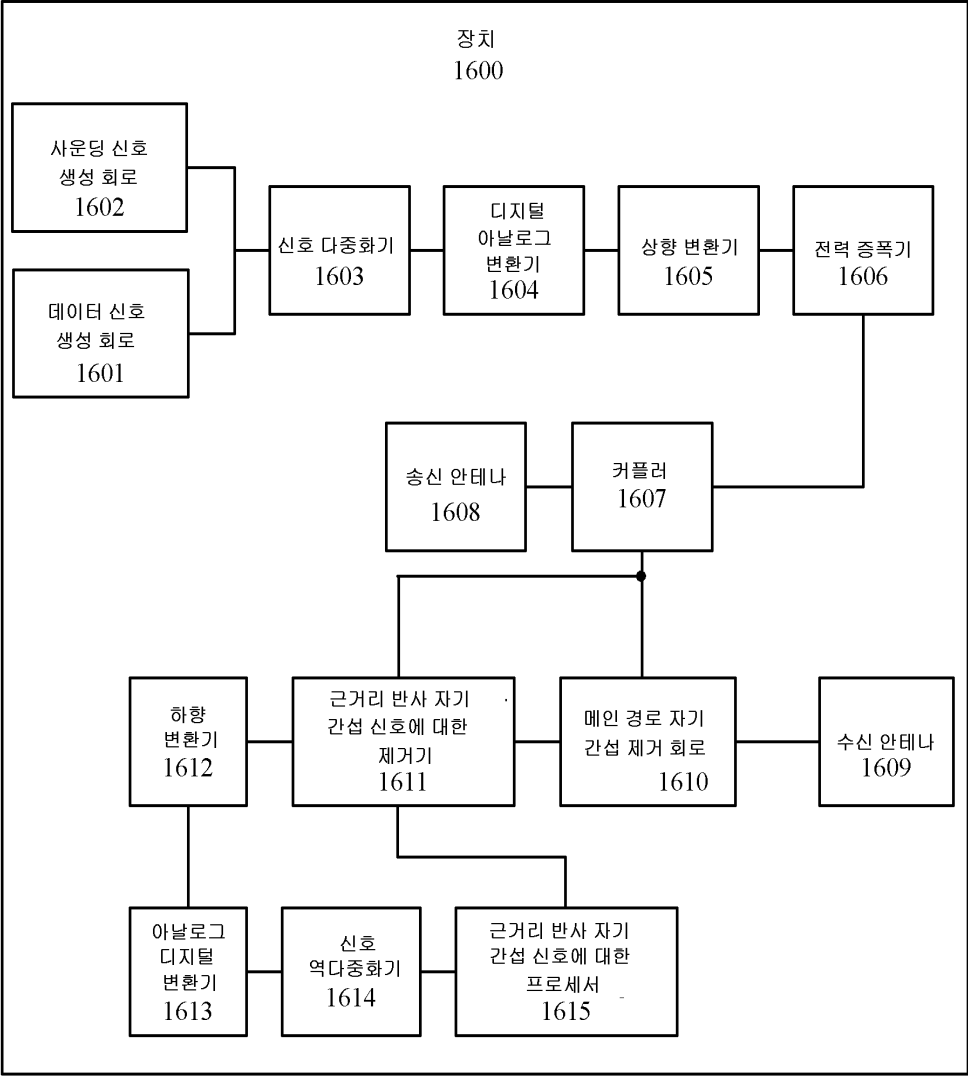
도면14



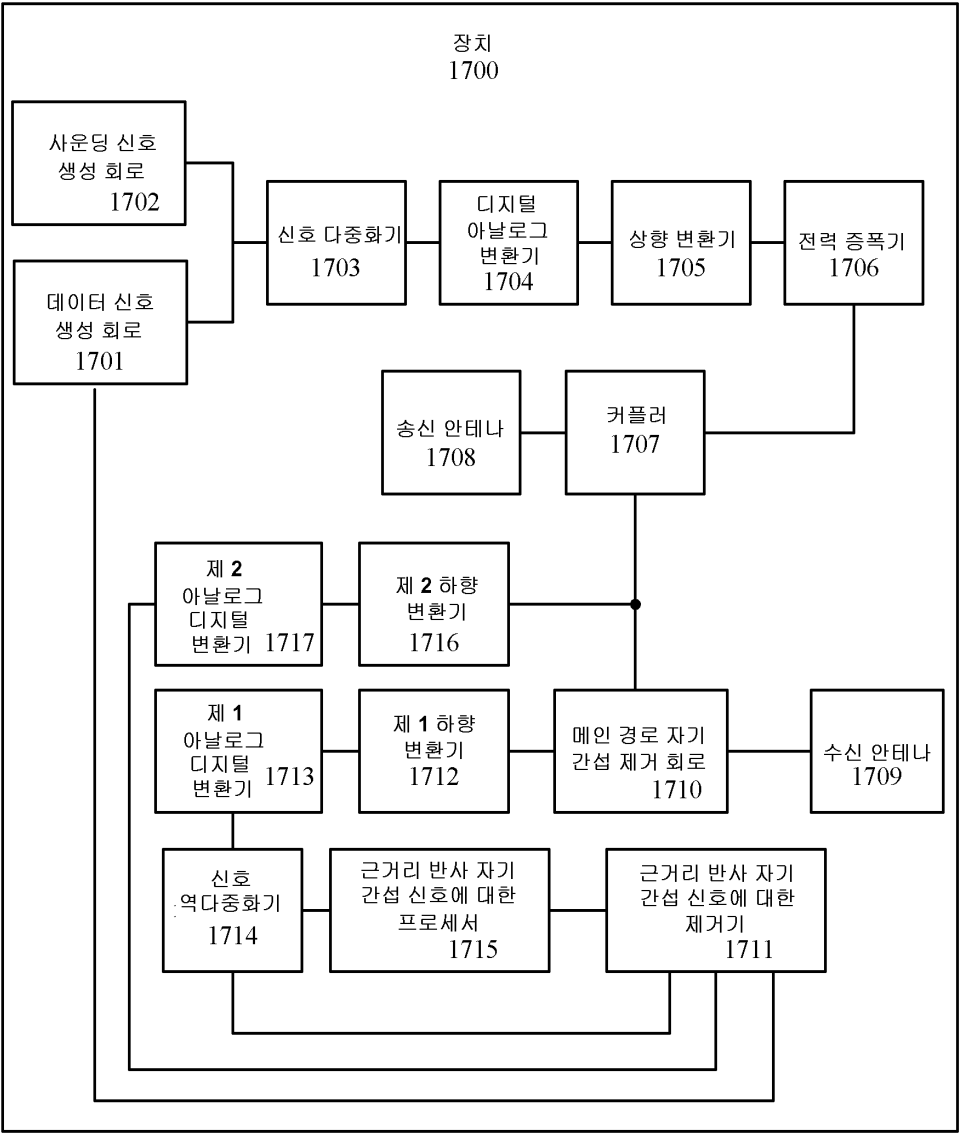
도면15



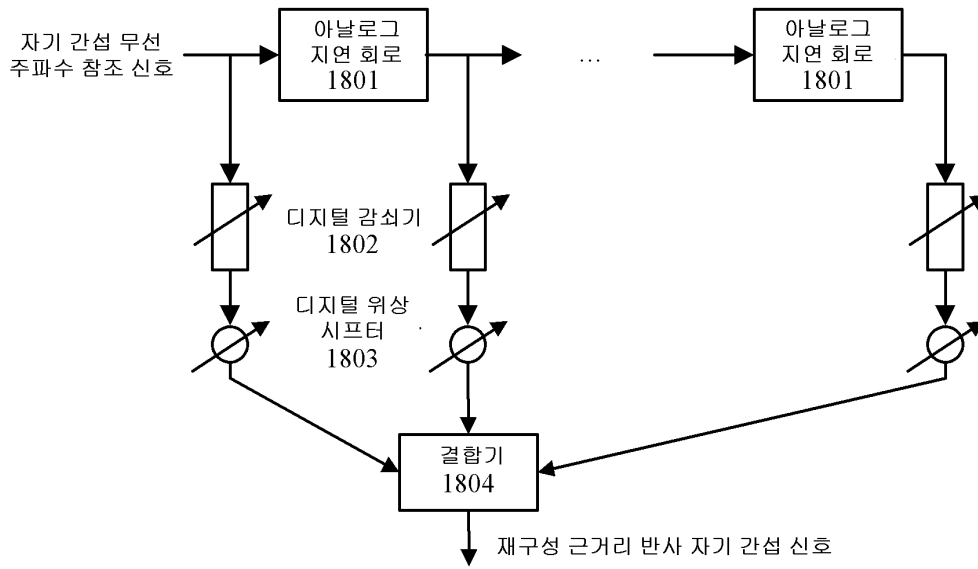
도면16



도면17



도면18



도면19

