(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2022-0101545
(43) 공개일자 2022년07월19일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/06 (2017.01) *H04B 7/0456* (2017.01)
H04L 5/14 (2006.01) *H04W 4/40* (2018.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0617 (2013.01)
H04B 7/0456 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2021-0066720
(22) 출원일자 2021년05월25일
심사청구일자 없음
(30) 우선권주장
1020210003623 2021년01월11일 대한민국(KR)

(71) 출원인
한국전자통신연구원
대전광역시 유성구 가정로 218 (가정동)
울산대학교 산학협력단
울산광역시 남구 대학로 93(무거동)
(72) 발명자
송지호
울산광역시 동구 봉수로 250, 201동 102호
(74) 대리인
특허법인이상

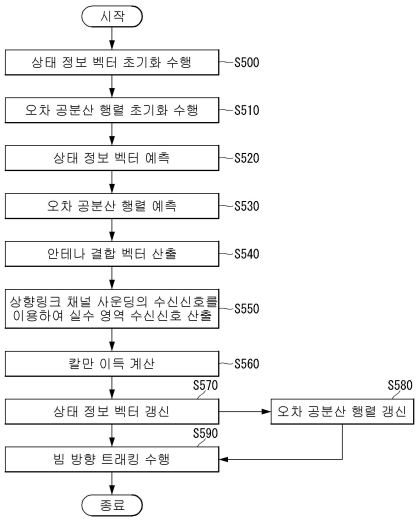
전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 **차량용 통신 시스템에서 빔 관리 방법 및 장치**

(57) 요 약

차량용 통신 시스템에서 빔 관리 기술이 개시된다. 통신 시스템의 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법으로서, 초기 상태 정보 벡터와 초기 오차 공분산 행렬을 생성하는 단계; 상태 전이 모델을 적용하여 제1 상태 정보 벡터와 제1 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계; 상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하는 단계; 및 상기 산출된 제1 칼만 이득을 이용하여 상기 제1 상태 정보 벡터와 상기 제1 오차 공분산 행렬을 추정하는 단계를 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법이 제공될 수 있다.

대 표 도 - 도5



(52) CPC특허분류
H04B 7/0634 (2013.01)
H04B 7/0682 (2013.01)
H04B 7/0695 (2013.01)
H04L 5/1469 (2013.01)
H04W 4/40 (2020.05)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711102840
과제번호 2019-0-01360
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 정보통신기획평가원(IITP)
연구사업명 방송통신산업기술개발사업
연구과제명 동적 기능분할을 지원하는 개방형 기지국 분산 유닛(DU) 기술 개발
기 여 율 1/1
과제수행기관명 한국전자통신연구원
연구기간 2020.01.01 ~ 2020.12.31

명 세 서

청구범위

청구항 1

통신 시스템의 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법으로서,

제2 통신 노드에서 초기 위치와 초기 속도를 수신하여 초기 상태 정보 벡터와 초기 오차 공분산 행렬을 생성하는 단계;

제1 이산 시간에서 상기 초기 상태 정보 벡터와 상기 초기 오차 공분산 행렬에 상태 전이 모델을 적용하여 제1 상태 정보 벡터와 제1 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계;

상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하는 단계; 및

상기 산출된 제1 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제1 상태 정보 벡터와 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제1 상태 정보 벡터와 상기 제1 오차 공분산 행렬을 추정하는 단계를 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬을 이용하여 상기 제2 통신 노드의 제1 위치를 산출하는 단계; 및

상기 산출된 제2 통신 노드의 제1 위치를 이용하여 빔 트래킹을 수행하는 단계를 더 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

제2 이산 시간에서 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬에 상기 상태 전이 모델을 적용하여 제2 상태 정보 벡터와 제2 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계;

상기 제2 통신 노드에서 제2 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제2 칼만 이득을 산출하는 단계; 및

상기 산출된 제2 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제2 상태 정보 벡터와 상기 예측된 상기 제2 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제2 상태 정보 벡터와 상기 제2 오차 공분산 행렬을 추정하는 단계를 더 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 4

청구항 3에 있어서,

상기 제2 상태 정보 벡터와 제2 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계는,

이산 시간의 시간 차이를 이용하여 상기 상태 전이 행렬을 생성하는 단계;

상기 제1 칼만 이득을 시스템 잡음 공분산 행렬에 적용하여 가속도 변수를 산출한 후에, 산출된 가속도 변수를 포함한 가속도 오류 전이 벡터를 생성하는 단계;

상기 가속도 오류 전이 벡터를 상기 상태 전이 행렬에 적용하여 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터에서 상기 제2 상태 정보 벡터를 예측하는 단계; 및

상기 가속도 전이 벡터를 상기 상태 전이 행렬에 적용하여 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬에서 상기 제2 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계를 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 5

청구항 1에 있어서,

상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하는 단계는,

상기 제2 통신 노드에서 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하는 단계;

상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬을 산출하는 단계;

상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 안테나 결합 벡터를 산출하는 단계; 및

상기 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬, 상기 실수 영역 안테나 결합 벡터 및 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 사용하여 상기 제1 칼만 이득을 산출하는 단계를 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 6

통신 시스템의 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법으로서,

제2 통신 노드에서 초기 위치와 초기 속도를 수신하여 초기 상태 정보 벡터와 초기 오차 공분산 행렬을 생성하는 단계;

상기 초기 상태 정보 벡터와 상기 초기 오차 공분산 행렬에 상태 전이 모델을 적용하여 상태 정보 벡터와 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계;

상기 예측된 상태 정보 벡터와 상기 예측된 오차 공분산 행렬을 이용하여 빔 방향 변수를 예측하는 단계; 및

상기 예측된 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수를 빔포머들의 빔 패턴들과 비교하여 하나의 빔포머를 선택하는 단계를 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 7

청구항 6항에 있어서,

상기 예측된 상태 정보 벡터와 상기 예측된 오차 공분산 행렬을 이용하여 빔 방향 변수를 예측하는 단계는,

상기 예측된 상태 정보 벡터와 상기 예측된 오차 공분산 행렬을 이용하여 상기 제2 통신 노드의 위치 정보를 산출하는 단계;

상기 산출된 제2 통신 노드의 위치 정보를 랜덤 변수로 모델링하여 위치 변수를 산출하는 단계; 및

상기 산출된 위치 변수를 이용하여 상기 빔 방향 변수를 예측하는 단계를 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 8

청구항 6항에 있어서,

상기 예측된 빔 방향 변수에 대한 확률 밀도 함수를 빔포머들의 빔 패턴들과 비교하여 하나의 빔포머를 선택하는 단계는,

상기 예측된 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수를 산출하는 단계;

상기 빔포머들이 생성한 상기 빔 패턴들을 산출하는 단계; 및

상기 빔포머들이 생성한 상기 빔 패턴들과 상기 예측한 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수를 비교하여 상기 하나의 빔포머를 선택하는 단계를 포함하는, 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법.

청구항 9

통신 장치로서,

프로세서(processor);

상기 프로세서와 전자적(electronic)으로 통신하는 메모리(memory); 그리고

상기 메모리에 저장되는 명령들(instructions)을 포함하며,

상기 명령들이 상기 프로세서에 의해 실행되는 경우, 상기 명령들은 상기 통신 장치가,

제2 통신 노드에서 초기 위치와 초기 속도를 수신하여 초기 상태 정보 벡터와 초기 오차 공분산 행렬을 생성하고;

제1 이산 시간에서 상기 초기 상태 정보 벡터와 상기 초기 오차 공분산 행렬에 상태 전이 모델을 적용하여 제1 상태 정보 벡터와 제1 오차 공분산 행렬을 예측하고;

상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하고; 및

상기 산출된 제1 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제1 상태 정보 벡터와 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제1 상태 정보 벡터와 상기 제1 오차 공분산 행렬을 추정하는 것을 야기하도록 동작하는, 통신 장치.

청구항 10

청구항 9에 있어서,

상기 명령들은 상기 통신 장치가,

상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬을 이용하여 상기 제2 통신 노드의 제1 위치를 산출하고; 및

상기 산출된 제2 통신 노드의 제1 위치를 이용하여 빔 트래킹을 수행하는 것을 더 야기하도록 동작하는, 통신 장치.

청구항 11

청구항 9에 있어서,

상기 명령들은 상기 통신 장치가,

제2 이산 시간에서 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬에 상기 상태 전이 모델을 적용하여 제2 상태 정보 벡터와 제2 오차 공분산 행렬을 예측하고;

상기 제2 통신 노드에서 제2 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제2 칼만 이득을 산출하고; 및

상기 산출된 제2 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제2 상태 정보 벡터와 상기 예측된 상기 제2 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제2 상태 정보 벡터와 상기 제2 오차 공분산 행렬을 추정하는 것을 더 야기하도록 동작하는, 통신 장치.

청구항 12

청구항 9항에 있어서,

상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하는 경우 상기 명령들은,

상기 제2 통신 노드에서 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하고;

상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬을 산출하고;

상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 안테나 결합 벡터를 산출하고; 및

상기 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬, 상기 실수 영역 안테나 결합 벡터 및 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 사용하여 상기 제1 칼만 이득을 산출하는 것을 야기하도록 동작하는, 통신 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 차량용 통신 시스템에서 빔 관리 기술에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 차량과 인프라 사이에 안정적인 통신 연결 서비스를 제공하는 빔 관리 기술에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 4G(4th Generation) 통신 시스템(예를 들어, LTE(Long Term Evolution) 통신 시스템, LTE-A(Advanced) 통신 시스템)의 상용화 이후에 급증하는 무선 데이터의 처리를 위해, 4G 통신 시스템의 주파수 대역(예를 들어, 6GHz 이하의 주파수 대역)뿐만 아니라 4G 통신 시스템의 주파수 대역보다 높은 주파수 대역(예를 들어, 6GHz 이상의 주파수 대역)을 사용하는 5G(5th Generation) 통신 시스템(예를 들어, NR(New Radio) 통신 시스템)이 고려되고 있다. 5G 통신 시스템은 eMBB(enhanced Mobile BroadBand), URLLC(Ultra-Reliable and Low Latency Communication) 및 mMTC(massive Machine Type Communication)을 지원할 수 있다.

[0003] 4G 통신 시스템 및 5G 통신 시스템은 차량 사물(Vehicle to everything, V2X) 통신을 지원할 수 있다. 4G 통신 시스템, 5G 통신 시스템 등과 같은 셀룰러(cellular) 통신 시스템에서 지원되는 V2X 통신은 "C-V2X(Cellular-Vehicle to everything) 통신"으로 지칭될 수 있다. V2X 통신(예를 들어, C-V2X 통신)은 V2V(Vehicle to Vehicle) 통신, V2I(Vehicle to Infrastructure) 통신, V2P(Vehicle to Pedestrian) 통신, V2N(Vehicle to Network) 통신 등을 포함할 수 있다.

[0004] 이와 같은 차량 사물(V2X) 통신의 상용화를 위해선 고속으로 이동하는 차량을 향해 정보를 안정적으로 송수신할 수 있는 무선 네트워크의 구축이 필요할 수 있다. 인프라와 차량간의 상대 속도가 매우 크기 때문에 인프라가 차량으로 정보를 송신할 때 사용하는 아날로그 빔의 방향이 급격하게 변할 수 있다. 인프라가 차량이 위치한 방향으로 아날로그 빔을 형성하여 차량과 안정적으로 신호를 송수신하기 위해서는 차량의 위치를 신속하게 찾아주어야 할 수 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은, 고속 이동 환경에서 차량의 위치를 신속하게 탐색하여 차량과 인프라 사이의 통신 연결 서비스를 안정적으로 제공할 수 있도록 하는 차량용 통신 시스템에서 빔 관리 방법 및 장치를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

[0006] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제1 실시예에 따른 차량용 통신 시스템에서 빔 관리 방법은, 통신 시스템의 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법으로서, 제2 통신 노드에서 초기 위치와 초기 속도를 수신하여 초기 상태 정보 벡터와 초기 오차 공분산 행렬을 생성하는 단계; 제1 이산 시간에서 상기 초기 상태 정보 벡터와 상기 초기 오차 공분산 행렬에 상태 전이 모델을 적용하여 제1 상태 정보 벡터와 제1 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계; 상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하는 단계; 및 상기 산출된 제1 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제1 상태 정보 벡터와 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제1 상태 정보 벡터와 상기 제1 오차 공분산 행렬을 추정하는 단계를 포함할 수 있다.

[0007] 여기서, 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬을 이용하여 상기 제2 통신 노드의 제1 위치를 산출하는 단계; 및 상기 산출된 제2 통신 노드의 제1 위치를 이용하여 빔 트래킹을 수행하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[0008] 여기서, 제2 이산 시간에서 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬에 상기 상태 전이 모델을 적용하여 제2 상태 정보 벡터와 제2 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계; 상기 제2 통신 노드에서 제2 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제2 칼만 이득을 산출하는 단계; 및 상기 산출된 제2 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제2 상태 정보 벡터와 상기 예측된 상기 제2 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제2 상태 정보 벡터와 상기 제2 오차 공분산 행렬을 추정하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[0009] 여기서, 상기 제2 상태 정보 벡터와 제2 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계는, 이산 시간의 시간 차이를 이용하여 상기 상태 전이 행렬을 생성하는 단계; 상기 제1 칼만 이득을 시스템 잡음 공분산 행렬에 적용하여 가속도 변수를 산출한 후에, 산출된 가속도 변수를 포함한 가속도 오류 전이 벡터를 생성하는 단계; 상기 가속도 오류 전이 벡터를 상기 상태 전이 행렬에 적용하여 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터에서 상기 제2 상태 정보 벡터를 예측하는 단계; 및 상기 가속도 전이 벡터를 상기 상태 전이 행렬에 적용하여 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬에서 상기 제2 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계를 포함할 수 있다.

[0010] 여기서, 상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하는 단계는, 상기 제2 통신 노드에서 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하는 단계; 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬을 산출하는 단계; 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 안테나 결합 벡터를 산출하는 단계; 및 상기 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬, 상기 실수 영역 안테나 결합 벡터 및 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 사용하여 상기 제1 칼만 이득을 산출하는 단계를 포함할 수 있다.

[0011] 한편, 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제2 실시예에 따른 차량용 통신 시스템에서 빔 관리 방법은, 통신 시스템의 제1 통신 노드에서 수행되는 동작 방법으로서, 제2 통신 노드에서 초기 위치와 초기 속도를 수신하여 초기 상태 정보 벡터와 초기 오차 공분산 행렬을 생성하는 단계; 상기 초기 상태 정보 벡터와 상기 초기 오차 공분산 행렬에 상태 전이 모델을 적용하여 상태 정보 벡터와 오차 공분산 행렬을 예측하는 단계; 상기 예측된 상태 정보 벡터와 상기 예측된 오차 공분산 행렬을 이용하여 빔 방향 변수를 예측하는 단계; 및 상기 예측된 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수를 빔포머들의 빔 패턴들과 비교하여 하나의 빔포머를 선택하는 단계를 포함할 수 있다.

[0012] 여기서, 상기 예측된 상태 정보 벡터와 상기 예측된 오차 공분산 행렬을 이용하여 빔 방향 변수를 예측하는 단계는, 상기 예측된 상태 정보 벡터와 상기 예측된 오차 공분산 행렬을 이용하여 상기 제2 통신 노드의 위치 정보를 산출하는 단계; 상기 산출된 제2 통신 노드의 위치 정보를 랜덤 변수로 모델링하여 위치 변수를 산출하는 단계; 및 상기 산출된 위치 변수를 이용하여 상기 빔 방향 변수를 예측하는 단계를 포함할 수 있다.

[0013] 여기서, 상기 예측된 빔 방향 변수에 대한 확률 밀도 함수를 빔포머들의 빔 패턴들과 비교하여 하나의 빔포머를 선택하는 단계는, 상기 예측된 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수를 산출하는 단계; 상기 빔포머들이 생성한 상기 빔 패턴들을 산출하는 단계; 및 상기 빔포머들이 생성한 상기 빔 패턴들과 상기 예측한 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수를 비교하여 상기 하나의 빔포머를 선택하는 단계를 포함할 수 있다.

[0014] 한편, 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제3 실시예에 따른 차량용 통신 시스템에서 빔 관리 장치는, 통신 장치로서, 프로세서(processor); 상기 프로세서와 전자적(electronic)으로 통신하는 메모리(memory); 그리고 상기 메모리에 저장되는 명령들(instructions)을 포함하며, 상기 명령들이 상기 프로세서에 의해 실행되는 경우, 상기 명령들은 상기 통신 장치가, 제2 통신 노드에서 초기 위치와 초기 속도를 수신하여 초기 상태 정보 벡터와 초기 오차 공분산 행렬을 생성하고; 제1 이산 시간에서 상기 초기 상태 정보 벡터와 상기 초기 오차 공분산 행렬에 상태 전이 모델을 적용하여 제1 상태 정보 벡터와 제1 오차 공분산 행렬을 예측하고; 상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하고; 및 상기 산출된 제1 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제1 상태 정보 벡터와 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제1 상태 정보 벡터와 상기 제1 오차 공분산 행렬을 추정하는 것을 야기하도록 동작할 수 있다.

[0015] 여기서, 상기 명령들은 상기 통신 장치가, 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬을 이용하여 상기 제2 통신 노드의 제1 위치를 산출하고; 및 상기 산출된 제2 통신 노드의 제1 위치를 이용하여 빔 트래킹을 수행하는 것을 더 야기하도록 동작할 수 있다.

[0016] 여기서, 상기 명령들은 상기 통신 장치가, 제2 이산 시간에서 상기 추정된 제1 상태 정보 벡터와 상기 추정된 제1 오차 공분산 행렬에 상기 상태 전이 모델을 적용하여 제2 상태 정보 벡터와 제2 오차 공분산 행렬을 예측하고; 상기 제2 통신 노드에서 제2 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제2 칼만 이득을 산출하고; 및 상기 산출된 제2 칼만 이득을 이용하여 상기 예측된 제2 상태 정보 벡터와 상기 예측된 상기 제2 오차 공분산 행렬을 갱신하여 상기 제2 상태 정보 벡터와 상기 제2 오차 공분산 행렬을 추정하는 것을 더 야기하도록 동작할 수 있다.

[0017] 여기서, 상기 제2 통신 노드에서 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하여 제1 칼만 이득을 산출하는 경우 상기 명령들은, 상기 제2 통신 노드에서 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 수신하고; 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬을 산출하고; 상기 제1 상향링크 채널 사운딩 신호를 이용하여 실수 영역 안테나 결합 벡터를 산출하고; 및 상기 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬, 상기 실수 영역 안테나 결합 벡터 및 상기 예측된 제1 오차 공분산 행렬을 사용하여 상기 제1 칼만 이득을 산출하는 것을 야기하도록 동작할 수 있다.

발명의 효과

[0018] 본 발명에 의하면, 인프라가 확장 칼만 필터(Extended kalman filter, EKF)를 기반으로 최소한의 상향 채널 사

운딩 신호를 이용해 차량의 위치를 신속하게 예측할 수 있고, 예측된 차량의 위치를 이용하여 빔 방향을 정밀하게 트래킹할 수 있다.

[0019] 또한, 본 발명에 의하면, 인프라가 신속하게 차량의 위치를 파악하여 빔 방향을 정밀하게 트래킹할 수 있어 고속으로 이동하는 차량을 향해 신호를 안정적으로 송수신할 수 있는 무선 네트워크를 구축할 수 있다.

[0020] 또한, 본 발명에 의하면, 빔포밍 코드북을 도로 구조 환경을 고려하여 제작하였기 때문에 평균 빔포밍 이득을 향상시킬 수 있다.

[0021] 또한, 본 발명에 의하면, 빔포머 전환 속도가 채널 변화 속도보다 느린 경우를 고려하여, 각 빔포머 전환 시점에 미래의 채널 변화를 예측하여 빔포머를 선택함으로써 빔포밍 이득과 전송 속도의 성능을 향상시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0022] 도 1은 통신 시스템의 제1 실시예를 도시한 개념도이다.

도 2는 통신 시스템을 구성하는 통신 노드의 제1 실시예를 도시한 블록도이다.

도 3은 차량용 통신 시스템의 제1 실시예를 도시한 개념도이다.

도 4는 차량용 통신 시스템의 빔 방향 트래킹 방법의 제1 실시예를 도시한 개념도이다.

도 5는 차량용 통신 시스템의 빔 방향 트래킹 방법의 제1 실시예를 도시한 흐름도이다.

도 6은 지리상 영역 균등 구획 방법을 도시한 개념도이다.

도 7은 지리상 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 지리상 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

도 8은 지리상 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 빔 방향 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

도 9는 빔 방향 영역 균등 구획 방법을 도시한 개념도이다.

도 10은 빔 방향 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 지리상 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

도 11은 빔 방향 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 빔 방향 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

도 12는 도로 구조를 반영한 빔포밍 코드북 설계 방법의 제1 실시예를 나타내는 흐름도이다.

도 13은 제1 중간 단계 소영역과 원시 지리상 소영역을 비교하는 과정을 나타내는 개념도이다.

도 14는 이상적 빔 패턴을 형성하기 위한 영역간 확률 밀도 함수의 변환을 나타내는 개념도이다.

도 15는 빔포밍 코드북의 제1 실시예에 따른 정규 빔포밍 이득을 보여주는 개념도이다.

도 16은 빔포밍 코드북의 제2 실시예에 따른 정규 빔포밍 이득을 보여주는 개념도이다.

도 17은 상태 정보 벡터를 이용한 하향 빔포머 갱신 방법의 제1 실시예를 나타내는 개념도이다.

도 18은 상태 정보 벡터를 이용한 하향 빔포머 갱신 방법의 제1 실시예를 나타내는 흐름도이다.

도 19a는 위치 예측의 제1 실시예를 보여주는 그래프이고, 도 19b는 위치 예측의 제2 실시예를 보여주는 그래프이다.

도 20a는 속도 예측의 제1 실시예를 보여주는 그래프이고, 도 20b는 속도 예측의 제2 실시예를 보여주는 그래프이다.

도 21a는 가속도 예측의 제1 실시예를 보여주는 그래프이고, 도 21b는 가속도 예측의 제2 실시예를 보여주는 그래프이다.

도 22a는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 22b는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

도 23a는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 23b는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

도 24a는 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 24b는 다

해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

도 25a는 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 25b는 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0023] 본 발명은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시예를 가질 수 있는 바, 특정 실시예들을 도면에 예시하고 상세하게 설명하고자 한다. 그러나, 이는 본 발명을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.

[0024] 제1, 제2 등의 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 상기 구성요소들은 상기 용어들에 의해 한정되어서는 안 된다. 상기 용어들은 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하는 목적으로만 사용된다. 예를 들어, 본 발명의 권리 범위를 벗어나지 않으면서 제1 구성요소는 제2 구성요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성요소도 제1 구성요소로 명명될 수 있다. 및/또는 이라는 용어는 복수의 관련된 기재된 항목들의 조합 또는 복수의 관련된 기재된 항목들 중의 어느 항목을 포함한다.

[0025] 어떤 구성요소가 다른 구성요소에 "연결되어" 있다거나 "접속되어" 있다고 언급된 때에는, 그 다른 구성요소에 직접적으로 연결되어 있거나 또는 접속되어 있을 수도 있지만, 중간에 다른 구성요소가 존재할 수도 있다고 이해되어야 할 것이다. 반면에, 어떤 구성요소가 다른 구성요소에 "직접 연결되어" 있다거나 "직접 접속되어" 있다고 언급된 때에는, 중간에 다른 구성요소가 존재하지 않는 것으로 이해되어야 할 것이다.

[0026] 본 출원에서 사용한 용어는 단지 특정한 실시예를 설명하기 위해 사용된 것으로, 본 발명을 한정하려는 의도가 아니다. 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 출원에서, "포함하다" 또는 "가지다" 등의 용어는 명세서상에 기재된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.

[0027] 다르게 정의되지 않는 한, 기술적이거나 과학적인 용어를 포함해서 여기서 사용되는 모든 용어들은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 가지고 있다. 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 것과 같은 용어들은 관련 기술의 문맥 상 가지는 의미와 일치하는 의미를 가진 것으로 해석되어야 하며, 본 출원에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다.

[0028] 이하, 첨부한 도면들을 참조하여, 본 발명의 바람직한 실시예를 보다 상세하게 설명하고자 한다. 본 발명을 설명함에 있어 전체적인 이해를 용이하게 하기 위하여 도면상의 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 참조부호를 사용하고 동일한 구성요소에 대해서 중복된 설명은 생략한다.

[0029] 도 1은 통신 시스템의 제1 실시예를 도시한 개념도이다.

[0030] 도 1을 참조하면, 통신 시스템(100)은 복수의 통신 노드들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2, 130-1, 130-2, 130-3, 130-4, 130-5, 130-6)을 포함할 수 있다. 여기서, 통신 시스템은 "통신 네트워크"로 지칭될 수 있다. 복수의 통신 노드들 각각은 적어도 하나의 통신 프로토콜을 지원할 수 있다. 예를 들어, 복수의 통신 노드들 각각은 CDMA(code division multiple access) 기반의 통신 프로토콜, WCDMA(wideband CDMA) 기반의 통신 프로토콜, TDMA(time division multiple access) 기반의 통신 프로토콜, FDMA(frequency division multiple access) 기반의 통신 프로토콜, OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 기반의 통신 프로토콜, OFDMA(orthogonal frequency division multiple access) 기반의 통신 프로토콜, SC(single carrier)-FDMA 기반의 통신 프로토콜, NOMA(non-orthogonal multiple access) 기반의 통신 프로토콜, SDMA(space division multiple access) 기반의 통신 프로토콜 등을 지원할 수 있다. 복수의 통신 노드들 각각은 다음과 같은 구조를 가질 수 있다.

[0031] 도 2는 통신 시스템을 구성하는 통신 노드의 제1 실시예를 도시한 블록도이다.

[0032] 도 2를 참조하면, 통신 노드(200)는 적어도 하나의 프로세서(210), 메모리(220) 및 네트워크와 연결되어 통신을 수행하는 송수신 장치(230)를 포함할 수 있다. 또한, 통신 노드(200)는 입력 인터페이스 장치(240), 출력 인터페이스 장치(250), 저장 장치(260) 등을 더 포함할 수 있다. 통신 노드(200)에 포함된 각각의 구성 요소들은 버스(bus)(270)에 의해 연결되어 서로 통신을 수행할 수 있다. 다만, 통신 노드(200)에 포함된 각각의 구성요소들

은 공통 버스(270)가 아니라, 프로세서(210)를 중심으로 개별 인터페이스 또는 개별 버스를 통하여 연결될 수도 있다. 예를 들어, 프로세서(210)는 메모리(220), 송수신 장치(230), 입력 인터페이스 장치(240), 출력 인터페이스 장치(250) 및 저장 장치(260) 중에서 적어도 하나와 전용 인터페이스를 통하여 연결될 수도 있다.

[0033] 프로세서(210)는 메모리(220) 및 저장 장치(260) 중에서 적어도 하나에 저장된 프로그램 명령(program command)을 실행할 수 있다. 프로세서(210)는 중앙 처리 장치(central processing unit, CPU), 그래픽 처리 장치(graphics processing unit, GPU), 또는 본 발명의 실시예들에 따른 방법들이 수행되는 전용의 프로세서를 의미할 수 있다. 메모리(220) 및 저장 장치(260) 각각은 휘발성 저장 매체 및 비휘발성 저장 매체 중에서 적어도 하나로 구성될 수 있다. 예를 들어, 메모리(220)는 읽기 전용 메모리(read only memory, ROM) 및 랜덤 액세스 메모리(random access memory, RAM) 중에서 적어도 하나로 구성될 수 있다.

[0034] 다시 도 1을 참조하면, 통신 시스템(100)은 복수의 기지국들(base stations)(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2), 복수의 UE들(user equipment)(130-1, 130-2, 130-3, 130-4, 130-5, 130-6)을 포함할 수 있다. 제1 기지국(110-1), 제2 기지국(110-2) 및 제3 기지국(110-3) 각각은 매크로 셀(macro cell)을 형성할 수 있다. 제4 기지국(120-1) 및 제5 기지국(120-2) 각각은 스몰 셀(small cell)을 형성할 수 있다. 제1 기지국(110-1)의 커버리지(coverage) 내에 제4 기지국(120-1), 제3 UE(130-3) 및 제4 UE(130-4)가 속할 수 있다. 제2 기지국(110-2)의 커버리지 내에 제2 UE(130-2), 제4 UE(130-4) 및 제5 UE(130-5)가 속할 수 있다. 제3 기지국(110-3)의 커버리지 내에 제5 기지국(120-2), 제4 UE(130-4), 제5 UE(130-5) 및 제6 UE(130-6)가 속할 수 있다. 제4 기지국(120-1)의 커버리지 내에 제1 UE(130-1)가 속할 수 있다. 제5 기지국(120-2)의 커버리지 내에 제6 UE(130-6)가 속할 수 있다.

[0035] 여기서, 복수의 기지국들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2) 각각은 노드B(NodeB), 고도화 노드B(evolved NodeB), BTS(base transceiver station), 무선 기지국(radio base station), 무선 트랜시버(radio transceiver), 액세스 포인트(access point), 액세스 노드(node), 노변 장치(road side unit; RSU), DU(digital unit), CDU(cloud digital unit), RRH(radio remote head), RU(radio unit), TP(transmission point), TRP(transmission and reception point), 중계 노드(relay node) 등으로 지칭될 수 있다. 복수의 UE들(130-1, 130-2, 130-3, 130-4, 130-5, 130-6) 각각은 터미널(terminal), 액세스 터미널(access terminal), 모바일 터미널(mobile terminal), 스테이션(station), 가입자 스테이션(subscriber station), 모바일 스테이션(mobile station), 휴대 가입자 스테이션(portable subscriber station), 노드(node), 다바이스(device) 등으로 지칭될 수 있다.

[0036] 복수의 통신 노드들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2, 130-1, 130-2, 130-3, 130-4, 130-5, 130-6) 각각은 셀룰러(cellular) 통신(예를 들어, 3GPP(3rd generation partnership project) 표준에서 규정된 LTE(long term evolution), LTE-A(advanced) 등)을 지원할 수 있다. 복수의 기지국들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2) 각각은 서로 다른 주파수 대역에서 동작할 수 있고, 또는 동일한 주파수 대역에서 동작할 수 있다. 복수의 기지국들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2) 각각은 아이디얼 백홀(ideal backhaul) 또는 논(non)-아이디얼 백홀을 통해 서로 연결될 수 있고, 아이디얼 백홀 또는 논-아이디얼 백홀을 통해 서로 정보를 교환할 수 있다. 복수의 기지국들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2) 각각은 아이디얼 백홀 또는 논-아이디얼 백홀을 통해 코어(core) 네트워크(미도시)와 연결될 수 있다. 복수의 기지국들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2) 각각은 코어 네트워크로부터 수신한 신호를 해당 UE(130-1, 130-2, 130-3, 130-4, 130-5, 130-6)에 전송할 수 있고, 해당 UE(130-1, 130-2, 130-3, 130-4, 130-5, 130-6)로부터 수신한 신호를 코어 네트워크에 전송할 수 있다.

[0037] 복수의 기지국들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2) 각각은 OFDMA 기반의 다운링크(downlink) 전송을 지원할 수 있고, SC-FDMA 기반의 업링크(uplink) 전송을 지원할 수 있다. 또한, 복수의 기지국들(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2) 각각은 MIMO(multiple input multiple output) 전송(예를 들어, SU(single user)-MIMO, MU(multi user)-MIMO, 대규모(massive) MIMO 등), CoMP(coordinated multipoint) 전송, 캐리어 애그리게이션(carrier aggregation) 전송, 비면허 대역(unlicensed band)에서 전송, 단말 간 직접(device to device, D2D) 통신(또는, ProSe(proximity services) 등을 지원할 수 있다. 여기서, 복수의 UE들(130-1, 130-2, 130-3, 130-4, 130-5, 130-6) 각각은 기지국(110-1, 110-2, 110-3, 120-1, 120-2)과 대응하는 동작, 기지국(110-1, 110-2,110-3, 120-1, 120-2)에 의해 지원되는 동작을 수행할 수 있다.

[0038] 한편, 수많은 차량들을 무선 네트워크에 연결하여 새로운 가치를 창조하는 커넥티드카 기술은 교통 혼잡과 사고율을 낮출 수 있고, 자율 주행을 실용화하는 등 새로운 서비스를 가능하게 할 수 있기 때문에 학계와 산업계의 주목을 받을 수 있다. 커넥티드카 기술의 주요 기술인 자율 주행 기술은 상용화를 위해서 차량 사물(V2X) 통신

을 위한 무선 네트워크 구축과 고신뢰 및 저지연 통신 기술의 확보가 필요할 수 있다. 커넥티드카 네트워크에서 구현하고자 하는 대표적인 기술은 자율 주행(automotive driving), 협력 주행(cooperative driving) 등이 있을 수 있다. 협력 주행의 대표 서비스인 군집 주행(vehicles platooning)과 자율 주행의 대표 서비스인 원격 주행(remote driving)은 상용화를 위해서 99.999%의 신뢰도와 5ms의 지연 시간 성능으로 동작하는 무선 네트워크 구축이 필요할 수 있다.

[0039] 차량 사물 통신의 상용화를 위한 개발된 기술들은 IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11을 기반으로 하는 북미의 DSRC(dedicated short-range communications), 유럽 주도로 개발된 ITS(Intelligent Transport System)-G5(5th Generation), 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE 네트워크 기반으로 개발된 C-V2X 기술 등이 있을 수 있다. 하지만, 기존에 개발된 차량 사물 통신 기술들은 자율 주행용 고신뢰 및 저지연 성능 요구 사항을 만족시키기엔 다음과 같은 점에서 기술적으로 미흡할 수 있다.

[0040] 먼저, DSRC는 통신 범위가 셀룰러 시스템 기반의 V2X보다 작을 수 있으며, WLAN(Wireless Local Area Network)을 기반으로 설계되어 이동 환경에서의 신뢰도와 지연 시간을 보장할 수 없을 수 있다. 또한, LTE V2X 표준은 지연 시간 요구 사항이 100ms로 설계되어 커넥티드카 네트워크의 대표적인 서비스들을 지원하기 위한 필수 요구 사항을 만족시키지 못할 수 있다. 이에 따라, V2X 네트워크의 상용화를 위한 선결과제는 급격하게 변하는 무선 채널 환경에서 고신뢰 및 저지연 성능 목표를 동시에 만족시키는 것일 수 있다.

[0041] 기존의 신뢰성과 저지연을 위한 기술들은 상충 관계로 인해 신뢰성을 높일 경우에 시간 지연이 발생할 수 있으며, 저지연의 경우에 신뢰성이 낮아지는 경향이 발생할 수 있다. 또한, 기존의 신뢰성과 저지연을 위한 기술들은 네트워크 접속 성능을 높이기 위하여 반복 송신 기반의 채널 사운딩을 고려해 주어야 하며, 이 경우에 정렬된 빔의 신뢰도는 상승할 수 있으나, 지연 시간도 증가하게 될 수 있다. 고속으로 움직이는 차량의 이동 특성을 고려하였을 때 지연 시간의 증가는 네트워크 접속 성능을 저하시키는 주된 요인이 될 수 있다.

[0042] 특히, 차량 사물 통신에 사용될 것으로 생각되고 있는 밀리미터파 대역은 강한 직진 전파 특성 때문에 감쇄가 심할 수 있고, 회절성과 투과성이 적을 수 있다. 기존 무선 통신에서 사용되는 6GHz이하의 전파와 비교할 때에 밀리미터파 대역의 전파는 아날로그 빔 방향이 채널 방향과 부정합(mismatch)되는 경우에 송신 링크가 끊어질 수 있고, 이로 인해 링크 오류가 발생할 확률이 높을 수 있다. 이에 따라, 기존의 통신 기술을 바탕으로 설계된 밀리미터파 대역의 차량 사물 통신을 위한 송수신 시스템은 잦은 통신 링크의 단절로 인해 송신된 신호의 신뢰성이 떨어질 수 있고, 무선 링크의 오류로 인해 통신의 지연이 발생하게 될 수 있다. 더욱이 이동성이 강한 차량 사물 통신 환경에서 통신 링크 단절 빈도는 기존 채널 대비 증가될 것으로 예상할 수 있다.

[0043] 한편, 차량용 통신 시스템에서 고속으로 이동하는 차량과 고정된 인프라간 상대 속도가 매우 크기 때문에, 인프라가 차량으로 정보를 송신할 때 사용하는 아날로그 빔의 방향이 급격하게 변하게 될 수 있다. 이에 따라 인프라는 올바른 방향으로 송신 신호를 전송하기 위해서 차량의 위치를 실시간으로 파악할 필요가 있을 수 있다. 이때 차량은 자신의 위치 정보가 포함된 상태 정보 벡터를 매 순간 인프라에 피드백하여 인프라의 채널 방향을 갱신해 줄 수 있지만, 이 경우 상태 정보 벡터 갱신 작업을 위한 네트워크 피드백 링크의 오버헤드가 증가하게 될 수 있다. 이에 따라 차량과 인프라간 통신의 높은 이동 특성(high mobility)과 피드백 네트워크의 한정된 오버헤드를 고려하여, 인프라가 차량의 상태 정보 벡터를 차량에서 피드백 받는 빈도수는 줄이면서 시간 분할 이중화(time division duplexing, TDD)기반 셀룰라 네트워크에서 하향 채널 예측을 위해 사용하는 상향 채널 사운딩 신호를 이용해 상태 정보 벡터를 예측하는 빔 방향 트래킹 기술이 필요할 수 있다.

[0044] 도 3은 차량용 통신 시스템의 제1 실시예를 도시한 개념도이다.

[0045] 도 3을 참조하면, 차량용 통신 시스템은 인프라(310)에 설치된 송신기(320)와 차량(330)에 설치된 수신기(340)를 포함할 수 있다. 여기서, 송신기(320)는 도 1의 기지국일 수 있고, 수신기(340)는 도 1의 UE일 수 있다.

[0046] 송신기(320)는 M(M은 1보다 큰 자연수)개의 안테나를 가지고 있을 수 있고, 수신기(340)는 한 개의 수신 안테나를 차량(330)의 지붕 위에 구비할 수 있다. 송신기(320)와 수신기(340)는 차량(330)과 인프라(310)간 차량-인프라(V2I)간 통신 네트워크를 형성할 수 있다. 송신기(320)와 수신기(340) 사이의 수신 신호 관계식은 다음 수학식 1과 같을 수 있다.

수학식 1

[0047] $$y_\ell^{\text{down}} = \sqrt{\rho}\mathbf{h}_\ell^H \mathbf{f}_\ell s + n_\ell$$

[0048] 수학식 1에서 y_ℓ^{down} (여기서, $y_\ell^{\text{down}} \in \mathbb{C}$ 임)은 수신기(340)가 수신한 수신 신호를 나타낼 수 있고, ρ는 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio, SNR)를 나타낼 수 있으며, $\mathbf{h}_\ell$ (여기서, $\mathbf{h}_\ell \in \mathbb{C}^M$ 임)은 하향 다중 입력 단일 출력(multiple-input single-output, MISO) 채널 벡터를 나타낼 수 있고, $\mathbf{f}_\ell$ (여기서, $\mathbf{f}_\ell \in \mathbb{C}^M$ 임)은 평균 전력이 1인 하향 빔포머를 나타낼 수 있으며, s는 평균 전력이 1($\mathrm{E}[|s|^2] = 1$)인 송신 정보 심볼을 나타낼 수 있고, n_ℓ (여기서, $n_\ell \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 임)은 잡음 신호를 나타낼 수 있다. 여기서, $\mathbb{C}$는 복소수체를 의미할 수 있고, $\mathcal{CN}(m,\sigma^2)$는 평균이 m일 수 있고 분산이 σ^2 일 수 있는 복소 정규 분포를 의미할 수 있으며, $\|\cdot\|_p$는 벡터의 p-놈을 의미할 수 있고, $\mathrm{E}[\cdot]$는 변수의 기댓값을 의미할 수 있다.

[0049] 이하에서, $\mathcal{N}(m,\sigma^2)$는 평균이 m일 수 있고 분산이 σ^2 일 수 있는 정규 분포를 의미할 수 있으며, $\mathrm{U}(a,b)$는 $[a,b]$ 사이의 균등 분포를 의미할 수 있다. 또한, $u(\cdot)$는 단위 계단 함수를 의미할 수 있고, $\mathbf{0}_{a,b}$는 모든 요소가 0인 $a \times b$ 사이즈 행렬을 의미할 수 있으며, $\mathbf{0}_a$는 모든 요소가 0일 수 있는 $a \times 1$의 열벡터를 의미할 수 있고, $\mathbf{1}_a$는 모든 요소가 1일 수 있는 $a \times 1$ 의 열벡터를 의미할 수 있으며, $\mathbf{I}_M$는 $M \times M$ 사이즈의 단위 행렬을 의미할 수 있고, $(\mathbf{a})_\ell$는 열벡터 $\mathbf{a}$의 ℓ-번째 요소를 의미할 수 있다. 또한, $\mathbf{A}^{-1}$는 $\mathbf{A}$행렬의 역행렬을 의미할 수 있고, $\mathbf{A}^H$는 $\mathbf{A}$행렬의 켤레 전치 행렬을 의미할 수 있으며, $\mathbf{A}^T$는 $\mathbf{A}$행렬의 전치 행렬을 의미할 수 있고, $\mathbf{A}_{a,b}$는 $\mathbf{A}$ 행렬의 (a,b)번째 요소를 의미할 수 있다.

[0050] 한편, 송신기(320)는 효과적인 하향 채널 빔포밍을 위해 N(여기서 N은 자연수)개의 아날로그 라디오 주파수(radio frequency, RF) 체인을 디지털 빔포밍 유닛에 연결한 하이브리드 빔포밍 구조를 사용할 수 있다. 송신기(320)에서 각각의 라디오 주파수 체인의 위상 생성기를 이용하여 M개의 동일 전력 복소수(지수함수) 신호를 생성할 수 있다. 그리고, 송신기(320)에서 각각의 라디오 주파수 체인은 M개의 동일 전력 복소수 신호를 이용해 평균 전력이 1인 아날로그 빔 스티어링(beam steering) 벡터 $\mathbf{s}_n \in \mathbb{C}^M$ 을 만들어 낼 수 있다. 송신기(320)에 사용되는 빔포머는 각각의 라디오 주파수 체인이 만들어 내는 N개의 아날로그 빔 스티어링 벡터를 평균 전력이 1인 디지털 빔포머 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^N$를 이용해 조합해 주는 방식으로 $\mathbf{f}_\ell = [\mathbf{s}_1, \cdots, \mathbf{s}_N]\mathbf{v}$와 같이 하향 빔포머 $\mathbf{f}_\ell$를 생성할 수 있다.

[0051] 송신기(320)는 한 개의 라디오 경로로 구성된 단일 빔 채널 모델에서 채널 벡터는 $\mathbf{h}_\ell = \mathbf{h}(\psi_\ell)$와 같이 빔 방향 ψ_ℓ의 함수로 정의할 수 있다. 송신기(320)는 ℓ 번째 이산 시간을 고려한 경우, 수신 신호 관계식은 근사화된 채널 벡터를 이용하여 다음 수학식2와 같이 재정의 할 수 있다.

수학식 2

[0052] $$y_\ell^{\text{down}} = \sqrt{\rho}(\beta_\ell \mathbf{d}_M(\psi_\ell))^H \mathbf{f}_\ell s + n_\ell$$

[0053] 수학식 2에서 β_ℓ (여기서, $\beta_\ell \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 임)는 라디오 경로의 채널 이득을 나타낼 수 있다. 송신기(320)는 균일

선형 배열(uniform linear array, ULA) 안테나 구조를 고려한 경우, ℓ 번째 이산 시간에서 라디오 경로의 빔 방향을 표현하는 어레이 응답 벡터 $\mathbf{d}_M(\psi_\ell)$ 는 $\mathbf{d}_M(\psi_\ell) = [1, e^{j\psi_\ell}, \cdots, e^{j(M-1)\psi_\ell}]^T \in \mathbb{C}^M$ 와 같이 ℓ 번째 이산 시간에서 빔 방향 ψ_ℓ 의 함수로 정의할 수 있다.

[0054] 인프라(310)에 설치된 송신기(320)는 차선을 따라 이동하는 차량(330)의 수신기(340)에 정보 심볼을 차량이 차선을 바꾸지 않는 상황에서 무선 전송할 수 있다. 인프라(310)의 높이는 h일 수 있고, y축 상에서 인프라(310)와 차량(330)간의 거리는 y변수로 정의할 수 있으며, ℓ 번째 이산 시간에서 차량의 이동 방향인 x축 상의 위치는 p_ℓ 변수로 나타낼 수 있다. 도로의 배치 구성을 기반으로, 수평 빔 발사각(angle of departure, AoD) θ는 $\sin\theta = p(y^2+p^2)^{-\frac{1}{2}}$ 와 같이 정의할 수 있고, 수직 빔 발사각(AoD) ϕ 는 $\cos\phi = (y^2+p^2)^{\frac{1}{2}}(r^2+p^2)^{-\frac{1}{2}}$ 와 같이 정의할 수 있으며, 송신기(320)와 수신기(340)의 거리 r은 $r^2 = y^2 + h^2$ 와 같이 정의할 수 있다. 송신기(320)는 균일 선형 배열 안테나 구조에서 빔 방향(spatial frequency) ψ 은 수학식3과 같이 정의할 수 있다.

수학식 3

[0055] $$\psi = \pi \sin\theta \cos\phi = \pi p(r^2+p^2)^{-\frac{1}{2}}$$

[0056] 한편, 차량(330)의 수신기(340)는 최초 위치 p_0 와 최초 속도 v_0 를 포함하는 초기 상태 정보 $\hat{\mathbf{x}}_0$(여기서, $\hat{\mathbf{x}}_0 = (p_0, v_0)$ 임)를 피드백 링크를 통해 인프라(310)의 송신기(320)에 전송할 수 있다. 송신기(320)는 무선 라디오 경로의 신호 대 잡음비 ρ와 채널 이득 β_ℓ 을 알고 있을 수 있다. 인프라(310)에 설치된 송신기(320)는 이산 시간 ℓ 에서의 차량(430)의 위치 p_ℓ 와 속도 v_ℓ 를 이용하여 차량의 상태 정보 벡터 $\mathbf{x}_\ell$를 $\mathbf{x}_\ell = [p_\ell, v_\ell]^T \in \mathbb{R}^2$ 와 같이 정의할 수 있다. 송신기(320)는 각 이산 시간의 시간 차이를 T_s로 정의할 수 있고, 이산 시간 ℓ 의 상태 정보 벡터와 이전 시간 $\ell-1$에서의 상태 정보 벡터의 관계를 나타내는 상태 전이 모델은 다음 수학식 4와 같이 정의할 수 있다.

수학식 4

[0057] $$\mathbf{x}_\ell = \mathbf{A}\mathbf{x}_{\ell-1} + \mathbf{b}\alpha + \mathbf{c}\omega_{\ell-1}$$

[0058] 송신기(320)는 수학식 4에서 $\mathbf{A}$는 $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2\times 2}$ 와 같이 상태 전이 행렬을 나타낼 수 있고, $\mathbf{b}$는 $\mathbf{b} = [T_s^2/2, T_s]^T \in \mathbb{R}^2$ 와 같이 가속도 전이 벡터를 나타낼 수 있으며, $\mathbf{c}$는 $\mathbf{c} = [T_s, 1]^T \in \mathbb{R}^2$ 와 같이 속도 오류 전이벡터를 나타낼 수 있다. 상태 전이 모델에서 α(여기서, $\alpha \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\alpha^2)$ 임)는 가속도 변수를 나타낼 수 있고, $\omega_{\ell-1}$(여기서, $\omega_{\ell-1} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\omega^2)$ 임)는 속도 오류 변수를 나타낼 수 있으며, 모두 가우시안 분포를 따를 수 있다.

[0059] 각 채널의 상태가 정적으로 유지되는 상관 시간(coherence time)에서, 가속도 변수는 일정하게 유지될 수 있는 반면에 속도 오류 변수는 각 이산 시간마다 변화할 수 있다. 송신기(320)는 가속도 변수가 포함된 가속도 전이 벡터 $\mathbf{b}\alpha$는 $\mathbf{b}\alpha \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}_\alpha)$ 와 같이 시스템 잡음 공분산 행렬 $\mathbf{Q}_\alpha$(여기서, $\mathbf{Q}_\alpha = \mathbf{b}\mathbf{b}^T\sigma_\alpha^2$임)을 이용해 정의할

수 있고, 속도 오류 변수를 포함한 속도 오류 전이 벡터 $\mathbf{c}\omega$는 $\mathbf{c}\omega \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}_\omega)$와 같이 측정 잡음 공분산 행렬 $\mathbf{Q}_\omega$(여기서, $\mathbf{Q}_\omega = \mathbf{c}\mathbf{c}^T\sigma_\omega^2$임)을 이용해 정의할 수 있다.

[0060] 차량의 상태 정보 벡터는 수학식 4에서와 같이 변하는 반면 인프라(310)의 송신기(320)가 가지고 있는 추정한 상태 정보 벡터는 상태 전이 행렬 $\mathbf{A}$와 초기 상태 정보 벡터인 $\mathbf{x}_0$뿐이기 때문에 시간이 지날수록 실제 차량의 상태 정보 벡터와 추정된 상태 정보 벡터 사이의 오류가 증폭될 수 있다. 송신기(320)는 상태 정보 벡터의 정확한 갱신을 위해선 가속도 변수 α와 속도 오류 변수 $\omega_{\ell-1}$에 대한 예측이 필요할 수 있다. 이러한 이유로, 송신기(320)는 상향 채널 사운딩 신호를 이용해 차량의 상태 정보 벡터에 영향을 미치는 랜덤 변수를 예측하는 동시에 확장 칼만 필터(EKF)를 기반으로 채널의 빔 방향을 예측하는 빔 방향 트래킹 기술을 사용할 수 있다. 송신기(320)는 시간 분할 이중화(TDD) 기반의 채널 예측 방식을 고려할 수 있다. 송신기(320)가 이산 시간 ℓ에서 수신기(340)에서 수신한 상향 채널 사운딩 신호의 수신 신호는 다음 수학식 5와 같이 표현할 수 있다.

수학식 5

[0061] $$y_\ell = \mathbf{z}_\ell \mathbf{h}(\psi_\ell) + n_\ell$$

[0062] 수학식 5에서 $\mathbf{z}_\ell$(여기서, $\mathbf{z}_\ell \in \mathbb{C}^{1\times M}$임)은 송신 안테나를 구성하고 있는 다수의 안테나에서 수신한 상향 채널 사운딩 신호를 조합하는 평균전력 1의 안테나 결합 벡터를 나타낼 수 있고, y_ℓ(여기서, $y_\ell \in \mathbb{C}$임)은 기저대역(baseband)에서 결합된 수신 신호를 나타낼 수 있으며, $\mathbf{h}(\psi_\ell)$(여기서, $\mathbf{h}(\psi_\ell) = \beta_\ell \mathbf{d}_M(\psi_\ell) \in \mathbb{C}^M$임) 상향링크 채널 벡터를 나타낼 수 있고, n_ℓ(여기서, $n_\ell = \mathbf{z}_\ell \mathbf{n}_\ell \sim \mathcal{CN}(0, \rho^{-1})$임)는 올바른 채널 사운딩을 방해하는 결합 잡음 신호를 나타낼 수 있다.

[0063] 송신기(320)는 수학식 5의 상향링크 채널 사운딩 관계식을 구성하고 있는 복소수 변수들은 $y_\ell = y_\ell^{\text{re}} + iy_\ell^{\text{im}}$, $\mathbf{z}_\ell = \mathbf{z}_\ell^{\text{re}} + i\mathbf{z}_\ell^{\text{im}}$, $\beta_\ell = \beta_\ell^{\text{re}} + i\beta_\ell^{\text{im}}$, $n_\ell = n_\ell^{\text{re}} + in_\ell^{\text{im}}$와 같이 그 실수부와 허수부로 나눌 수 있다. 또한, 송신기(320)는 어레이 응답 벡터 $\mathbf{d}_M(\psi_\ell)$은 $\mathbf{d}_M(\psi_\ell) = \mathbf{d}_M^{\text{re}}(\psi_\ell) + i\mathbf{d}_M^{\text{im}}(\psi_\ell)$와 같이 실수부와 허수부로 나누어 재정의 할 수 있다.

[0064] 이에 더하여, 송신기(320)는 어레이 응답 벡터를 아래 수학식 6과 같이 실수부와 허수부로 정의할 수 있다.

수학식 6

[0065] $$\mathbf{d}_M^{\text{re}}(\psi_\ell) = \left[\cos(0), \cos(\psi_\ell), \cdots, \cos((M-1)\psi_\ell)\right]^T,$$
$$\mathbf{d}_M^{\text{im}}(\psi_\ell) = \left[\sin(0), \sin(\psi_\ell), \cdots, \sin((M-1)\psi_\ell)\right]^T.$$

[0066] 상향링크 채널 사운딩 관계식인 수학식 5는 복소수 영역에서 정의되어 있는 반면, 차량의 위치와 속도 정보를 포함한 상태 정보 벡터는 실수 영역에서 정의되어 있을 수 있다. 여기서, 송신기(320)가 사용하는 빔 방향 트래킹 기술은 상향링크 채널 사운딩 프로세스에서 획득한 신호의 도움을 받아 상태 정보 벡터를 반복적으로 갱신하는 것을 목표로 할 수 있다. 송신기(320)가 복소수 영역에서 정의된 상향크 채널 사운딩 신호를 이용해 실수 영역 변수인 상태 정보 벡터를 갱신하는데 사용할 경우 이에 따른 오류가 발생하게 될 수 있다. 이런 이유로, 송신기(320)는 복소수 영역에서 정의된 상향링크 채널 사운딩 관계식인 수학식 5를 실수 영역에서 다음과 같이 정의해 줄 수 있다.

수학식 7

[0067] $$\tilde{\mathbf{y}}_\ell = \tilde{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{h}}(\psi_\ell) + \tilde{\mathbf{n}}_\ell$$

[0068] 위 수학식 7에서 실수 영역 수신 신호 $\tilde{\mathbf{y}}_\ell$는 $\tilde{\mathbf{y}}_\ell = [y_\ell^{\text{re}},\ y_\ell^{\text{im}}]^T \in \mathbb{R}^2$와 같이 정의할 수 있고, 실수 영역 안테나 결합 행렬 $\tilde{\mathbf{Z}}_\ell$은 $\tilde{\mathbf{Z}}_\ell = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_\ell^{\text{re}} & -\mathbf{z}_\ell^{\text{im}} \\ \mathbf{z}_\ell^{\text{im}} & \mathbf{z}_\ell^{\text{re}} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2\times 2M}$와 같이 정의할 수 있으며, 실수 영역 잡음벡터 $\tilde{\mathbf{n}}_\ell$는 $\tilde{\mathbf{n}}_\ell = [n_\ell^{\text{re}},\ n_\ell^{\text{im}}]^T \in \mathbb{R}^2$와 같이 정의할 수 있다. 마지막으로, 송신기(320)는 실수 영역 채널 벡터 행렬 $\tilde{\mathbf{h}}(\psi_\ell)$은 다음 수학식 8과 같이 정의할 수 있다.

수학식 8

[0069] $$\tilde{\mathbf{h}}(\psi_\ell) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{\text{re}}(\psi_\ell) \\ \mathbf{h}^{\text{im}}(\psi_\ell) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_\ell^{\text{re}}\mathbf{d}_M^{\text{re}}(\psi_\ell) - \beta_\ell^{\text{im}}\mathbf{d}_M^{\text{im}}(\psi_\ell) \\ \beta_\ell^{\text{im}}\mathbf{d}_M^{\text{re}}(\psi_\ell) + \beta_\ell^{\text{re}}\mathbf{d}_M^{\text{im}}(\psi_\ell) \end{bmatrix}$$

[0070] 송신기(320)는 실수 영역에서 정의된 상향링크 채널 사운딩 관계식인 수학식 7를 이용해 차량의 상태 정보 벡터를 예측하기 위해서는 칼만 필터를 다음과 같이 설계할 수 있다. 일반적인 칼만 필터는 예측하고자 하는 변수가 선형으로 정의된 수식들을 이용해 설계될 수 있다. 칼만 필터를 이용해 예측하고자 하는 변수들은 차량의 위치와 속도 정보일 수 있다. 상향링크 채널 사운딩 관계식은 다중 입력 단일 출력(MISO) 채널 벡터의 함수로 정의되어 있을 수 있고, 여기서 다중 입력 단일 출력(MISO) 채널 벡터는 차량의 위치 변수의 함수로 정의할 수 있다. 하지만 채널 벡터가 차량의 위치 변수의 비선형 수식으로 정의되기 때문에 상향링크 채널 사운딩 관계식 또한 차량의 위치 변수의 비선형 수식으로 정의될 수 있다. 송신기(320)는 차량의 위치 변수의 비선형 수식으로 정의된 상향링크 채널 사운딩 관계식을 칼만 필터에 직접 적용할 수 없기 때문에 상향링크 채널 사운딩 관계식을 선형화할 수 있다. 이에 따라 송신기(320)는 이산 시간 ℓ에서의 빔 방향 ψ_ℓ은 차량의 상태 정보 벡터에 포함된 위치 변수를 이용하여 수학식 9와 같이 정의할 수 있다.

수학식 9

[0071] $$\psi_\ell = g(\mathbf{x}_\ell) \doteq \pi p_\ell (r^2 + p_\ell^2)^{-\frac{1}{2}}$$

[0072] 송신기(320)는 수학식 9를 이용하여 채널 벡터를 $\tilde{\mathbf{h}}(g(\hat{\mathbf{x}}_\ell))$와 같이 위치 변수의 함수로 정의할 수 있다. 송신기(320)는 채널 벡터를 이산 시간 ℓ에서 상태 벡터 예측 정보 $\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}$를 이용하여 수학식 10과 같이 근사화(first-order Taylor series approximation)할 수 있다.

수학식 10

[0073] $$\tilde{\mathbf{h}}\big(g(\hat{\mathbf{x}}_\ell)\big) \simeq \tilde{\mathbf{h}}\big(g(\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1})\big) + \tilde{\mathbf{D}}_\ell(\hat{\mathbf{x}}_\ell - \hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1})$$

[0074] 송신기(320)는 수학식 10에서 채널 벡터의 야코비안 행렬(Jacobian matrix) $\tilde{\mathbf{D}}_\ell$(여기서, $\tilde{\mathbf{D}}_\ell = \frac{\partial \tilde{\mathbf{h}}(g(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}}\Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}}$

임)는 다음 수학식 11과 같이 유도할 수 있다.

수학식 11

[0075]
$$\tilde{\mathbf{D}}_{\ell} = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{h}}^{\mathrm{re}}(g(\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1})) \\ \dot{\mathbf{h}}^{\mathrm{im}}(g(\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1})) \end{bmatrix} \frac{[1, T_s]\pi r^2}{(r^2 + \hat{p}_{\ell|\ell-1}^2)^{\frac{3}{2}}}$$

[0076] 수학식 11에서 $\dot{\mathbf{h}}^{\mathrm{re}}(\psi) \doteq \frac{\partial \mathbf{h}^{\mathrm{re}}(\psi)}{\partial \psi} = \beta_{\ell}^{\mathrm{re}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{re}}(\psi_{\ell}) - \beta_{\ell}^{\mathrm{im}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{im}}(\psi_{\ell})$ 는 채널 벡터를 빔 방향 변수로 미분한 벡터의 실수부를 나타낼 수 있고, $\dot{\mathbf{h}}^{\mathrm{im}}(\psi) \doteq \frac{\partial \mathbf{h}^{\mathrm{im}}(\psi)}{\partial \psi} = \beta_{\ell}^{\mathrm{im}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{re}}(\psi_{\ell}) + \beta_{\ell}^{\mathrm{re}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{im}}(\psi_{\ell})$ 는 채널 벡터를 빔 방향 변수로 미분한 벡터의 허수부를 나타낼 수 있다.

[0077] 송신기(320)는 단일 라디오 경로로 구성된 채널 벡터의 야코비안 행렬(Jacobian matrix)은 $\tilde{\mathbf{D}}_{\ell} = \frac{\partial \mathbf{h}(g(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}}\Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}}$ 식을 유도하여 계산할 수 있다. 송신기(320)는 미분 체인 법칙(chain rule)을 이용하여 채널 벡터의 빔 방향 변수 $\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}$ 에 대한 편도 함수(partial derivative) $\tilde{\mathbf{D}}_{\ell} = \frac{\partial \tilde{\mathbf{h}}(\psi)}{\partial \psi}\Big|_{\psi=g(\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1})} \frac{\partial g(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}\Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}}$ 를 유도할 수 있다. 송신기(320)는 편도 함수 식의 첫 번째 부분을 다음 수학식 12와 같이 유도할 수 있다.

수학식 12

[0078]
$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{h}}(\psi_{\ell})}{\partial \psi} = \begin{bmatrix} \beta_{\ell}^{\mathrm{re}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{re}}(\psi_{\ell}) - \beta_{\ell}^{\mathrm{im}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{im}}(\psi_{\ell}) \\ \beta_{\ell}^{\mathrm{im}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{re}}(\psi_{\ell}) + \beta_{\ell}^{\mathrm{re}} \dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{im}}(\psi_{\ell}) \end{bmatrix}$$

[0079] 송신기(320)는 어레이 응답 벡터 편도 함수식의 실수부와 허수부를 다음 수학식 13과 같이 유도할 수 있다.

수학식 13

[0080]
$$\dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{re}}(\psi_{\ell}) = \left[0, -\sin(\psi_{\ell}), \cdots, -(M-1)\sin((M-1)\psi_{\ell})\right]^T,$$
$$\dot{\mathbf{d}}_M^{\mathrm{im}}(\psi_{\ell}) = \left[0, \cos(\psi_{\ell}), \cdots, (M-1)\cos((M-1)\psi_{\ell})\right]^T.$$

[0081] 또한 송신기(320)는 편도 함수식의 두번째 부분을 다음 수학식 14와 같이 유도할 수 있다.

수학식 14

[0082]
$$\frac{\partial g(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \left[\frac{\partial p(r^2+p^2)^{-\frac{1}{2}}}{\partial p}, \frac{\partial p(r^2+p^2)^{-\frac{1}{2}}}{\partial v}\right]$$
$$\overset{(a)}{\simeq} [1, T_s]\pi r^2 (r^2+p^2)^{-\frac{3}{2}} \in \mathbb{R}^2.$$

[0083] 송신기(320)는 수학식 14에서 (a)부분을 $\frac{\partial p}{\partial v} \simeq T_s$ 를 이용해 근사화하였을 수 있다. 송신기(320)는 테일러 근사식인 수학식 10의 채널벡터를 수학식 7에 대입하여 수학식 15와 같이 근사화한 송신-수신신호 관계식을 산출

할 수 있다.

수학식 15

[0084] $$\tilde{\mathbf{y}}_\ell \simeq \tilde{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{D}}_\ell \hat{\mathbf{x}}_\ell + \tilde{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{h}}\big(g(\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1})\big) - \tilde{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{D}}_\ell \hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1} + \tilde{\mathbf{n}}_\ell$$

[0085] 송신기(320)는 근사화된 상향링크 채널 사운딩 관계식인 수학식 15와 상태 전이 모델식인 수학식 4를 칼만 필터 알고리즘에 적용하여 확장 칼만 필터(EKF)기반 빔 방향 트래킹을 수행할 수 있다. 빔 방향 트래킹 방법의 세부 내용을 다음과 같을 수 있다.

[0086] 먼저, 송신기(320)는 이전 이산 시간에 예측해 준 상태 정보 벡터를 상태 전이 모델을 이용해 $\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{\ell-1}$ 와 같이 갱신할 수 있다. 상태 전이 행렬 $\mathbf{A}$ 를 이용해 갱신해 준 상태 정보 벡터의 경우 오류 변수들을 고려하지 않았기 때문에 예측 오류가 증폭될 수 있다. 이에 따라, 송신기(320)는 발생한 예측 오류를 이용하여 이전 이산 시간의 공분산 행렬을 $\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1} = \mathbf{A}\mathbf{Q}_{\ell-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_\alpha + \mathbf{Q}_\omega$ 와 같이 갱신할 수 있다. 갱신된 공분산 행렬은 상태 전이 모델을 이용해 갱신한 상태 정보 벡터를 나타내는데 이러한 오류를 보정하기 위해 송신기(320)는 근사화된 상향링크 채널 사운딩 관계식인 수학식 16에서 얻은 상향 채널 사운딩 신호를 이용할 수 있다. 근사화된 상향링크 채널 사운딩 관계식 15와 상태 전이 모델의 수학식 4를 합동(jointly)으로 고려하여 상태 정보 벡터 및 공분산 행렬을 갱신할 수 있다. 송신기(320)에 의해 갱신된 상태 정보 벡터는 수학식 16과 같을 수 있다.

수학식 16

[0087] $$\hat{\mathbf{x}}_\ell = \hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1} + \tilde{\mathbf{K}}_\ell\big(\tilde{\mathbf{y}}_\ell - \tilde{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{h}}(\mathrm{g}(\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}))\big)$$

[0088] 송신기(320)에 의해 갱신된 공분산 행렬은 수학식 17과 같을 수 있다.

수학식 17

[0089] $$\mathbf{Q}_\ell = (\mathbf{I}_2 - \tilde{\mathbf{K}}_\ell \tilde{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{D}}_\ell)\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}$$

[0090] 송신기(320)는 수학식 16과 수학식 17에서 칼만 이득 행렬을 수학식 18과 같이 정의할 수 있다.

수학식 18

[0091] $$\tilde{\mathbf{K}}_\ell = \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}\tilde{\mathbf{D}}_\ell^T\tilde{\mathbf{Z}}_\ell^T\left(\tilde{\mathbf{Z}}_\ell\tilde{\mathbf{D}}_\ell\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}\tilde{\mathbf{D}}_\ell^T\tilde{\mathbf{Z}}_\ell^T + \frac{\mathbf{I}_2}{2\rho}\right)^{-1}$$

[0092] 한편, 칼만 이득 행렬은 안테나 결합 행렬 $\tilde{\mathbf{Z}}_\ell$ 의 함수이기 때문에, 상태 정보 벡터의 예측 성능은 안테나 결합 행렬 $\tilde{\mathbf{Z}}_\ell$ 의 영향을 받을 수 있다. 여기서, 빔 방향 트래킹 방법은 상태 정보 벡터 예측 성능을 향상시키기 위하여, 상향링크 채널 사운딩 프로세스에서 최적 안테나 결합 벡터를 구현할 수 있다. 송신단 안테나 결합 프로세스의 목적은 확장 칼만 필터(EKF)의 상태 정보 벡터 예측 성능을 향상시키는데 있을 수 있다. 송신기(320)는 확장 칼만 필터(EKF)에서 사용하는 상태 정보 벡터의 공분산 행렬의 대각합(trace)을 최소화하는 방향으로 안테나 결합 벡터를 설계할 수 있다. 송신단의 안테나 결합 벡터는 다음 수학식 19와 같이 실수부 결합 벡터 $\mathbf{z}_\ell^{\mathrm{re}}$ 와 허

수부 결합 벡터 $\mathbf{z}_\ell^{\text{im}}$ 로 이루어질 수 있다.

수학식 19

$$
\begin{aligned}
(\mathbf{z}_\ell^{\text{re}}, \mathbf{z}_\ell^{\text{im}}) &= \underset{\bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{re}}, \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{im}}}{\arg\min}\, \text{Tr}\{\mathbf{Q}_\ell\} = \underset{\bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{re}}, \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{im}}}{\arg\max}\, \text{Tr}\{\tilde{\mathbf{K}}_\ell \bar{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{D}}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}\} \\
&= \underset{\bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{re}}, \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{im}} \in \mathbb{R}^{1\times M}}{\arg\max}\, \text{Tr}\{\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1} \tilde{\mathbf{D}}_\ell^T \bar{\mathbf{Z}}_\ell^T \mathbf{\Lambda}_{\ell,\rho}^{-1} \bar{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{D}}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}\} \\
&\overset{(a)}{=} \underset{\bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{re}}, \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{im}} \in \mathbb{R}^{1\times M}}{\arg\max}\, \text{Tr}\{\mathbf{\Lambda}_\ell^{-1} \bar{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{D}}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}^2 \tilde{\mathbf{D}}_\ell^T \bar{\mathbf{Z}}_\ell^T\}.
\end{aligned}
$$

[0093]

[0094] 수학식 19에서 변수 $\mathbf{\Lambda}_\ell$ 는 $\mathbf{\Lambda}_\ell \doteq (\bar{\mathbf{Z}}_\ell \tilde{\mathbf{D}}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1} \tilde{\mathbf{D}}_\ell^T \bar{\mathbf{Z}}_\ell^T + \mathbf{I}_2/(2\rho))$ 와 같이 수학식을 단순하게 표현하기 위해 정의해준 변수일 수 있다. 실수 영역에서 정의된 결합 벡터 행렬 $\bar{\mathbf{Z}}_\ell$ 은 $\bar{\mathbf{Z}}_\ell = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{re}} & -\bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{im}} \\ \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{im}} & \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{re}} \end{bmatrix}$ 와 같이 정의되었고, (a)는 $\text{Tr}\{\mathbf{AB}\} = \text{Tr}\{\mathbf{BA}\}$ 를 이용해 유도할 수 있다.

[0095] 송신기(320)는 수학식 19에서 안테나 결합 벡터의 실수부와 허수부를 계산하여 최종 안테나 결합 벡터를 제작할 수 있지만 두 부분을 동시에 합동하여(jointly) 최적화하는 것은 쉽지 않은 문제일 수 있다. 따라서, 송신기(320)는 수학식 19의 최적화 문제를 다음 수학식 20에서와 같이 복소수 영역에서 다시 정의하여 해결할 수 있다.

수학식 20

$$
\begin{aligned}
\mathbf{z}_\ell &= \underset{\bar{\mathbf{z}} \in \mathbb{C}^{1\times M}}{\arg\max} \frac{\bar{\mathbf{z}}\left(\mathbf{D}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}^2 \mathbf{D}_\ell^H\right)\bar{\mathbf{z}}^H}{\bar{\mathbf{z}}\left(\mathbf{D}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1} \mathbf{D}_\ell^H + \mathbf{I}_M/\rho\right)\bar{\mathbf{z}}^H} \\
&\overset{(a)}{=} \mathfrak{v}\left\{\left(\mathbf{D}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1} \mathbf{D}_\ell^H + \mathbf{I}_M/\rho\right)^{-1}\left(\mathbf{D}_\ell \mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}^2 \mathbf{D}_\ell^H\right)\right\}
\end{aligned}
$$

[0096]

[0097] 송신기(320)는 수학식 20에서 행렬 $\mathbf{D}_\ell$ 을 $\mathbf{D}_\ell = \left[\frac{\partial \mathbf{h}^{\text{re}}(\psi)}{\partial \psi} + i\frac{\partial \mathbf{h}^{\text{im}}(\psi)}{\partial \psi}\right]\Big|_{\psi = g(\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1})} \frac{[1, T_s]\pi r^2}{(r^2 + \hat{p}_{\ell|\ell-1}^2)^{\frac{3}{2}}}$ 와 같이 계산할 수 있고, 결합 벡터 $\bar{\mathbf{z}}$ 을 $\bar{\mathbf{z}} = \bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{re}} + i\bar{\mathbf{z}}_\ell^{\text{im}}$ 와 같이 복소수 영역에서 정의할 수 있으며, (a)를 레일리 지수 알고리즘(Rayleigh quotient algorithm) 방법을 사용해 유도할 수 있다. 송신기(320)는 수학식 20을 이용해 복소수 영역에서 제작한 안테나 결합 벡터 $\mathbf{z}_\ell = \mathbf{z}_\ell^{\text{re}} + i\mathbf{z}_\ell^{\text{im}}$ 에서 실수 영역 안테나 결합 벡터 $\tilde{\mathbf{z}}_\ell$ 를 $\tilde{\mathbf{Z}}_\ell = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_\ell^{\text{re}} & -\mathbf{z}_\ell^{\text{im}} \\ \mathbf{z}_\ell^{\text{im}} & \mathbf{z}_\ell^{\text{re}} \end{bmatrix}$ 와 같이 행렬의 형태로 정의할 수 있다. 송신기(320)는 수학식 20에서 산출한 안테나 결합 행렬을 수학식 7에서 정의한 상향링크 채널 사운딩 프로세스에 사용할 수 있다.

[0098] 한편, 제안한 빔 방향 트래킹 방법은 가속도 변수 α 와 속도 오류 변수 $\omega_{\ell-1}$ 에 의해 발생하는 실제 상태 정보 벡터와 예측한 상태 정보 벡터 사이의 오류를 보정하는 것을 목적으로 할 수 있다. 빔 방향 트래킹 기술은 확장 칼만 필터(EKF)를 기반으로 상향링크 채널 사운딩 신호의 도움을 받아 두가지 랜덤 변수에 의한 오류들을 순차적으로 보정해 나갈 수 있다. 각 채널의 상태가 정적으로 유지되는 코히어런스 시간(coherence time)에서 가속도 변수는 일정하게 유지된다고 가정할 수 있다. 이와 같이 가속도 변수가 일정하게 유지된다고 가정하여 상태 방정식에 적용시킬 경우 확장 칼만 필터(EKF) 기술을 이용해서 속도 오류를 보정할 수 있다. 이와 같은 이유로,

송신기(320)는 장기적으로 갱신한 상태 정보 벡터를 이용하여 차량의 가속도 변수를 예측할 수 있다.

[0099] 가속도 변수 예측을 위하여, 송신기(320)는 이산 시간 ℓ에 예측된 상태 정보 벡터 $\mathbf{x}_\ell$와 초기 상태 정보 벡터 $\mathbf{x}_0$의 관계를 설명하는 장기적(long-term) 상태 전이식을 수학식 21과 같이 정의할 수 있다.

수학식 21

[0100] $$\mathbf{x}_\ell = \mathbf{A}^t\mathbf{x}_0 + \sum_{\tau=1}^{\ell}\mathbf{A}^{\tau-1}\mathbf{b}\alpha + \sum_{\tau=1}^{\ell}\mathbf{A}^{\tau-1}\mathbf{c}\omega_{\tau-1} = \mathbf{A}^t\mathbf{x}_0 + \tilde{\mathbf{b}}_\ell\alpha + \tilde{\mathbf{c}}_\ell$$

[0101] 수학식 21에서 $\tilde{\mathbf{b}}_\ell$은 $\tilde{\mathbf{b}}_\ell \doteq \sum_{\tau=1}^{\ell}\mathbf{A}^{\tau-1}\mathbf{b} = [(\ell T_s)^2/2, \ell T_s]^T.$과 같이 수정된 속도 오류 전이 벡터를 나타낼 수 있고, $\tilde{\mathbf{c}}_\ell$는 $\tilde{\mathbf{c}}_\ell \doteq \sum_{\tau=1}^{\ell}\mathbf{A}^{\tau-1}\mathbf{c}\omega_{\tau-1}$와 같이 수정된 속도 오류 전이 벡터를 나타낼 수 있다.

[0102] 송신기(320)는 확장 칼만 필터(EKF)를 이용해 이산 시간 ℓ에서 갱신한 상태 정보 벡터와 실제 상태 정보 벡터 사이의 관계식을 수학식 22와 같이 정의할 수 있다.

수학식 22

[0103] $$\mathbf{x}_\ell = \hat{\mathbf{x}}_\ell + \mathbf{e}_\ell$$

[0104] 수학식 22에서 $\mathbf{e}_\ell$은 확장 칼만 필터(EKF)를 이용해 예측한 공분산 행렬을 상관 그라스만(Correlated Grassmannian) 방법을 기반으로 $\mathrm{e}_\ell \doteq \mathrm{Q}_\ell^{\frac{1}{2}}\mathrm{w}/\|\mathrm{Q}_\ell^{\frac{1}{2}}\mathrm{w}\|_2,\ \mathrm{w} \sim \mathcal{N}(0_2, \mathrm{I}_2)$와 같이 모델링한 상태 정보 에러 벡터일 수 있다. 송신기(320)는 수학식 22에서 정의한 관계식을 장기적(long-term) 상태 전이식 수학식 21에 대입하여, 가속도 변수 예측을 위한 상태 방정식인 수학식 21을 다음 수학식 23과 같이 다시 정의 할 수 있다.

수학식 23

[0105] $$\tilde{\mathbf{x}}_\ell \doteq \hat{\mathbf{x}}_\ell - \mathbf{A}^t\mathbf{x}_0 = \tilde{\mathbf{b}}_\ell\alpha + \tilde{\mathbf{c}}_\ell - \mathbf{e}_\ell$$

[0106] 송신기(320)는 수학식 23에서 속도 오류 벡터는 가우시안 분포를 이용해 $\tilde{\mathbf{c}}_\ell \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}_2, \mathbf{C}_\ell)$와 같이 정의할 수 있다. 또한, 송신기(320)는 속도 오류 벡터의 공분산 행렬을 수학식 24와 같이 산출할 수 있다.

수학식 24

[0107] $$\mathbf{C}_\ell \doteq \mathrm{E}\left[\tilde{\mathbf{c}}_\ell\tilde{\mathbf{c}}_\ell^T\right] = \sum_{\tau=1}^{\ell}\mathbf{A}^{\tau-1}\mathrm{E}\left[\mathbf{c}\mathbf{c}^T\omega_{\tau-1}^2\right](\mathbf{A}^{\tau-1})^T$$
$$= \sum_{\tau=1}^{\ell}\mathbf{A}^{\tau-1}\mathbf{Q}_\omega(\mathbf{A}^{\tau-1})^T \in \mathbb{R}^{2\times 2}.$$

[0108] 송신기(420)는 위 수학식들에서 정의해준 상태 전이식, 오류 벡터 및 공분산 행렬 정보를 이용하여 최소 분산 불편(minimum variance unbiased, MVU) 예측기를 이용하여 속력 변수를 수학식 25와 같이 예측할 수 있다.

수학식 25

[0109]
$$\hat{\alpha} = \frac{\tilde{\mathbf{b}}_\ell^T(\mathbf{C}_\ell + \mathbf{Q}_\ell)^{-1}\tilde{\mathbf{x}}_\ell}{\tilde{\mathbf{b}}_\ell^T(\mathbf{C}_\ell + \mathbf{Q}_\ell)^{-1}\tilde{\mathbf{b}}_\ell} = \alpha + \frac{\tilde{\mathbf{b}}_\ell^T(\mathbf{C}_\ell + \mathbf{Q}_\ell)^{-1}(\tilde{\mathbf{c}}_\ell - \mathbf{e}_\ell)}{\tilde{\mathbf{b}}_\ell^T(\mathbf{C}_\ell + \mathbf{Q}_\ell)^{-1}\tilde{\mathbf{b}}_\ell}$$

[0110] 송신기(420)는 차량의 가속도 변수가 정확히 예측되었다고 가정한 경우, 예측한 가속도 변수를 상태 전이식에 적용하여 상태 예측에서 발생하는 불확정성의 정도를 낮출 수 있다. 송신기(320)가 예측한 가속도 변수를 확장 칼만 필터(EKF) 기반 빔 방향 트래킹 방법에 적용한 경우, 상태 정보 벡터의 정확한 예측을 방해하는 랜덤 변수가 속도 오류 변수ω_ℓ 만 남게 될 수 있다. 따라서, 송신기(320)는 가속도 변수에 의해 발생하는 불확정성을 고려할 필요 없이 오직 속도 오류 변수 ω_ℓ 에 의해 발생하는 오류만 보정하면 될 수 있다.

[0111] 여기서, 송신기(320)는 현재 이산 시간에서 예측한 가속도 변수와 이전 이산 시간에서 예측한 가속도 변수의 차이가 미리 지정한 한계점 α_{thres} 보다 작은 경우에만 예측한 가속도 변수를 빔 방향 트래킹 방법에 적용할 수 있다. 가속도 변수를 고려해 준 경우, 송신기(320)는 상태 정보 벡터와 공분산 행렬을 수학식 26과 같이 예측할 수 있다.

수학식 26

[0112]
$$\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{\ell-1} + \mathbf{b}\hat{\alpha},$$
$$\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1} = \mathbf{A}\mathbf{Q}_{\ell-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_\omega$$

[0113] 도 4는 차량용 통신 시스템의 빔 방향 트래킹 방법의 제1 실시예를 도시한 개념도이다.

[0114] 도 4를 참조하면, 차량용 통신 시스템의 빔 방향 트래킹 방법에서 송신기(420)는 수신기(440)에서 초기 위치 p_0 와 초기 속도 v_0 을 수신하여 초기 상태 정보 $\hat{\mathbf{x}}_0$ 를 $\hat{\mathbf{x}}_0 = (p_0, v_0)$ 를 생성할 수 있다. 그리고, 송신기(420)는 수신기(440)에서 수신한 초기 상태 정보를 이용하여 수학식 26 등을 이용하여 이산 시간 1에서 상태 정보 예측 $\hat{\mathbf{x}}_{1|0}$ 을 산출할 수 있다. 그리고, 송신기(420)는 수신기(440)에서 상향 채널 사운딩 신호 y_1을 수신할 수 있고, 수신한 상향 채널 사운딩 신호와 확장 칼만 필터에 기반하여 수학식 16 내지 18 등을 이용하여 이산 시간 1에서 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_1$을 산출할 수 있다. 송신기(420)는 이산 시간 1에서 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_1$을 이용하여 차량(430)의 위치를 파악할 수 있으며, 파악된 차량의 위치를 이용하여 빔 방향을 트래킹하여 빔 방향을 결정할 수 있다. 계속하여, 송신기(420)는 이산 시간 1에서 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_1$을 이용하여 수학식 26 등을 이용하여 이산 시간 2에서 상태 정보 예측 $\hat{\mathbf{x}}_{2|1}$ 을 산출할 수 있다. 그리고, 송신기(420)는 수신기(440)에서 상향 채널 사운딩 신호 y_2 를 수신할 수 있고, 수신한 상향 채널 사운딩 신호 y_2 와 확장 칼만 필터에 기반하여 수학식 16 내지 18 등을 이용하여 이산 시간 2에서 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_2$ 을 산출할 수 있다. 송신기(420)는 이산 시간 2에서의 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_2$ 을 이용하여 차량(430)의 위치를 파악할 수 있으며, 파악된 차량의 위치를 이용하여 빔 방향을 트래킹하여 빔 방향을 결정할 수 있다. 이와 같은 방식으로, 송신기(420)는 이전 시간인 이산 시간 $\ell - 1$에서의 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_{\ell-1}$ 을 이용하여 수학식 26 등을 통해 이산 시간 ℓ에서 상태 정보 예측 $\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}$을 산출할 수 있다. 그리고, 송신기(420)는 수신기(440)에서 이산 시간 ℓ 에서 상향 채널 사운딩 신호 y_ℓ을 수신할 수 있고, 수신한 상향 채널 사운딩 신호 y_ℓ 와 확장 칼만 필터에 기반하여 수학식 16 내지 18 등을 통해 이산 시간 ℓ 에서 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_\ell$ 을 산출할 수 있다. 송신기(420)는 이산 시간 ℓ에서의 상태 정보 추정 $\hat{\mathbf{x}}_\ell$ 을

이용하여 차량(430)의 위치를 파악할 수 있으며, 파악된 차량의 위치를 이용하여 빔 방향을 트래킹하여 빔 방향을 결정할 수 있다.

[0115] 도 5는 차량용 통신 시스템의 빔 방향 트래킹 방법의 제1 실시예를 도시한 흐름도이다.

[0116] 도 5를 참조하면, 차량용 통신 시스템의 빔 방향 트래킹 방법에서 송신기는 수신기에서 초기 위치와 초기 속도를 수신하여 상태 정보 벡터를 초기 상태 정보 벡터를 $\hat{\mathbf{x}}_0 = [p_0, v_0]^T$ 와 같이 초기화할 수 있다(S500). 또한, 송신기는 ℓ 번째 이산 시간에서 오차 공분산 행렬 $\mathbf{Q}_\ell$ 에 대하여 0번째 이산 시간에서 오차 공분산 $\mathbf{Q}_0$을 $\mathbf{Q}_0 = 0_{2\times 2}$ 와 같이 초기화할 수 있다(S510).

[0117] 송신기는 상태 전이 행렬 A를 수학식 27과 같은 상태 전이 모델에 적용하여 차량의 상태 정보 벡터를 예측하여 상태 정보 벡터 예측 $\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1}$ 을 산출할 수 있다(S520). 이때, 송신기는 수학식 25 등을 이용하여 산출한 가속도 변수 예측 $\hat{\alpha}$ 를 사용하여 수학식 26과 같이 차량의 상태 정보 벡터를 예측할 수도 있다. 여기서, $\mathbf{b}$ 는 가속도 전이 벡터일 수 있다.

수학식 27

[0118] $$\hat{\mathbf{x}}_{\ell|\ell-1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{\ell-1}$$

[0119] 그리고, 송신기는 상태 전이 행렬 A를 이용하여 수학식 28과 같이 오차 공분산 행렬을 예측하여 오차 공분산 행렬 예측 $\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}$ 을 산출할 수 있다(S530). 이때, 송신기는 수학식 25를 이용하여 산출한 가속도 변수 예측 $\hat{\alpha}$ 를 사용하여 수학식 26과 같이 오차 공분산 행렬을 예측할 수도 있다. 여기서, $\mathbf{Q}_\alpha$는 시스템 잡음 공분산 행렬일 수 있고, $\mathbf{Q}_\omega$ 는 측정 잡음 공분산 행렬일 수 있다.

수학식 28

[0120] $$\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1} = \mathbf{A}\mathbf{Q}_{\ell-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_\alpha + \mathbf{Q}_\omega$$

[0121] 다음에, 송신기는 수신기에서 상향 채널 사운딩 신호를 수신하여 수학식 20을 사용하여 안테나 결합 벡터 $\mathbf{z}_\ell$를 산출할 수 있다(S540). 다음에, 송신기는 수학식 5와 같이 표현되는 이산시간 ℓ에서 수신한 상향 채널 사운딩의 수신 신호 y_ℓ에 대하여 상향링크 채널 사운딩을 수행하여 수학식 7과 같이 실수 영역 수신 신호 $\tilde{\mathbf{y}}_\ell$을 산출할 수 있다(S550).

[0122] 다음에, 송신기는 상향 채널 사운딩 신호를 이용하여 산출한 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬 $\tilde{\mathbf{D}}_\ell$, 실수 영역 안테나 결합 벡터 $\tilde{\mathbf{z}}_\ell$, 오차 공분산 행렬 예측 $\mathbf{Q}_{\ell|\ell-1}$ 등을 이용하여 수학식 18과 같이 칼만 이득 행렬 $\tilde{\mathbf{K}}_\ell$을 산출할 수 있다(S560). 이후에, 송신기는 칼만 이득 행렬, 실수 영역 안테나 결합 벡터, 실수 영역 채널 벡터의 야코비안 행렬, 오차 공분산 행렬 예측 등을 이용하여 수학식 17에서와 같이 상태 정보 벡터를 갱신하여 상태 정보 벡터 추정 $\hat{\mathbf{x}}_\ell$을 산출할 수 있다(S570).

[0123] 이때, 송신기는 칼만 이득 행렬을 수학식 17과 같이 오차 공분산 예측에 적용하여 오차 공분산 행렬을 갱신하여 오차 공분산 행렬 추정 $\mathbf{Q}_\ell$을 산출할 수 있다(S580). 이러한 송신기는 이와 같이 추정된 오차 공분산 행렬을 이

용하여 상태 정보 벡터 추정의 정확도를 판단할 수 있다.

[0124] 그리고, 송신기는 상태 정보 벡터 추정을 이용하여 차량의 위치와 속도를 알 수 있으며, 차량의 위치와 속도를 이용하여 빔 방향을 트래킹하여 빔 방향을 결정할 수 있다(S590).

[0125] 한편, 밀리미터파 대역을 기반으로 작동하는 무선 통신 시스템은 중심 주파수가 증가함에 따라 신호의 파장이 짧아지기 때문에 각 안테나 소자의 안테나 이득이 줄어들게 될 수 있다. 이와 같은 안테나 이득의 감소를 보완하기 위해서 밀리미터파 대역을 기반으로 작동하는 무선 통신 시스템은 다중 안테나 시스템을 기반으로 신호를 디자인하는 하향 빔포밍 기술이 필요할 수 있다. 고속으로 이동하는 차량과 인프라간 통신 네트워크의 특성상 인프라가 하향 통신용 빔포머를 바꿔주는 속도가 채널의 변화 속도를 따라가지 못하는 경우가 발생하게 될 수 있다. 이에 따라, 인프라의 송신기는 빔포머의 전환 속도가 채널 변화 속도보다 느린 경우를 고려하여, 미래의 채널 변화를 예측하여 빔포머를 설계할 수 있다. 또한, 인프라의 송신기는 기존의 셀룰라 네트워크 환경과 다른 차량과 인프라간 네트워크의 도로 구조 및 채널 환경을 고려하여 최적의 빔포머들을 설계할 수 있다. 이에 따라, 인프라의 송신기는 도로 구조에 적합한 하향 빔포밍 코드북을 설계할 수 있고, 하향 채널에 적합한 빔포머를 선택할 수 있다. 이에 따라, 인프라의 송신기는 하향 빔포밍 코드북을 구성하고 있는 Q개의 빔포머 $\mathbf{u}_\ell$(여기서, $\mathbf{u}_\ell,\ \ell \in \{1,\cdots,Q\}$임)들을 이용해 라디오 신호를 송신하는 빔포밍 시스템을 포함할 수 있다. 그리고, 인프라의 송신기는 할당된 빔 방향 소영역 ν_ℓ에 빔 패턴을 형성하도록 빔포머 $\mathbf{u}_\ell$를 설계할 수 있다. 도 3을 참조하면, y-축상의 인프라와 차량간의 거리는 차량의 이동 방향인 x-축의 길이에 비해 매우 짧을 수 있다. 이에 따라, 빔 방향 영역(Ψ-domain)에서의 빔 폭의 길이와 도로에 투영(projection)된 지리상 영역(p-domain, geographical-domain)에서의 길이의 비율을 차량의 위치에 따라 달라질 수 있다. 인프라의 송신기는 빔 방향 영역이 도로에 투영되면서 발생하는 길이의 왜곡 현상을 고려하여 빔포머를 설계할 수 있다.

[0126] 도 6은 지리상 영역 균등 구획 방법을 도시한 개념도이다.

[0127] 도 6을 참조하면, 지리상 영역 균등 구획 방법에서 인프라의 송신기는 지리상 영역을 Q개의 균등한 소영역 ϱ_ℓ(여기서, $\varrho_\ell,\ \ell \in \{1,\cdots,Q\}$임)로 나눌 수 있다. 여기서, 지리상 영역의 좌측 한계점과 우측 한계점은 $(\varrho^{lb}, \varrho^{ub})$ 변수들을 이용하여 정의할 수 있다. 균등하게 구획된 지리상 소영역 ϱ_ℓ을 빔 방향 영역으로 변환하였을 때에 각각의 빔포머가 담당하는 빔 방향 소영역의 크기가 크게 차이나는 것을 확인할 수 있다.

[0128] 파시발의 정리(Parseval's theorem)에 따라 모든 빔포머가 전체 빔 영역 $(-\pi \le \psi \le \pi)$에서 만들어 내는 빔 패턴의 적분값은 $\int_{-\pi}^{\pi} \mathbf{g}_\ell^{\text{ideal}}(\psi)\mathrm{d}\psi = \frac{2\pi}{M}$로 동일할 수 있다. 한정된 에너지를 각각의 소영역 안에서 나눠 사용해야 하는데 빔 방향 소영역의 길이 차이가 너무 큰 경우 각 빔포머가 지리상 소영역에서 만들어 내는 빔포밍 이득의 차이도 커지게 될 수 있다. 이 경우, 빔포밍 코드북을 구성하고 있는 대부분의 빔포머가 만들어내는 빔포밍 이득이 빔 방향 영역의 양 끝단에 집중되게 될 수 있다. 구획된 지리상 소영역의 중심 방향을 향해 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform, DFT) 빔포머를 제작할 수 있다. 이산 푸리에 변환(DFT)기반 코드북은 빔 방향 영역(Ψ-domain)을 균등하게 구획하여 빔 방향 소영역을 정의한 뒤, 각 소영역의 중심 방향을 향하도록 빔포밍 코드워드들을 제작하는 것일 수 있다.

[0129] 도 7은 지리상 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 지리상 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

[0130] 도 7을 참조하면, 지리상 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 지리상 영역 빔 패턴에서 각 빔포머가 담당하는 지리상 소영역의 크기가 동일할 수 있다.

[0131] 도 8은 지리상 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 빔 방향 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

[0132] 도 8을 참조하면, 지리상 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 빔 방향 영역 빔 패턴에서 각 빔포머가 담당하는 빔 방향 소영역의 크기들에는 큰 차이가 있을 수 있다. 따라서 차량이 지리상 영역의 중심 부분에 위치할 경우 평균 빔포밍 이득이 크게 감소할 수 있다.

[0133] 도 9는 빔 방향 영역 균등 구획 방법을 도시한 개념도이다.

[0134] 도 9를 참조하면, 빔 방향 영역 균등 구획 방법에서 인프라의 송신기는 빔 방향 영역을 Q개의 균등한 소영역

ν_ℓ (여기서, $\nu_\ell,\ \ell \in \{1,\cdots,Q\}$ 임)로 나눌 수 있다. 여기서, 빔 방향 영역의 좌측 한계점과 우측 한계점은 (ν^{lb},ν^{ub}) 변수들을 이용하여 정의할 수 있다. 균등하게 구획된 빔 방향 소영역 ν_ℓ을 지리상 영역으로 변환하였을 때에 각각의 빔포머가 담당하는 지리상 소영역의 크기가 크게 차이가 있는 것을 확인할 수 있다.

[0135] 도 10은 빔 방향 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 지리상 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

[0136] 도 10을 참조하면, 빔 방향 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 지리상 영역 빔 패턴에서 각 빔포머가 담당하는 지리상 소영역의 크기들에는 큰 차이가 있을 수 있다.

[0137] 도 11은 빔 방향 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 빔 방향 영역 빔 패턴을 나타내는 개념도이다.

[0138] 도 11을 참조하면, 빔 방향 영역 균등 구획 방법에서 빔포머가 만들어 내는 빔 방향 영역 빔 패턴에서 각 빔포머가 담당하는 빔 방향 소영역의 크기가 동일할 수 있다. 따라서 차량이 지리상 영역의 중심 부분에 위치할 경우 평균 빔포밍 이득이 크게 감소할 수 있다. 이와 같이 빔 방향 영역 균등 구획 방법은 도로의 양쪽 끝 부분에 위치한 차량을 서비스하기 위해 사용하는 빔포머가 담당하는 지리상 소영역의 크기가 너무 크기 때문에 평균 빔포밍 이득 성능에서 손해가 발생할 수 있다.

[0139] 이에 따라, 인프라의 송신기는 빔 방향 영역이 지리상 영역에 투영되면서 발생하는 길이 변화를 반영하여 빔 방향 영역과 지리상 영역을 구획할 수 있다. 이처럼 송신기가 빔 방향 영역이 지리상 영역에 투영되면서 발생하는 길이 변화를 반영하여 빔 방향 영역과 지리상 영역을 구획하는 것은 지리상 영역 균등 구획 방법과 빔 방향 영역 균등 구획 방법의 단점들을 보완한 것일 수 있다.

[0140] 도 12는 도로 구조를 반영한 빔포밍 코드북 설계 방법의 제1 실시예를 나타내는 흐름도이다.

[0141] 도 12를 참조하면, 도로 구조를 반영한 빔포밍 코드북 설계 방법에서 먼저 송신기는 지리상 영역을 L(L은 Q보다 작은 자연수)개의 원시 지리상 소영역 ϱ_ℓ (여기서, $\varrho_\ell,\ \ell \in \{1,\cdots,L\}$ 임)들로 나눌 수 있고(S1201), 빔 방향 영역을 L개의 원시 빔 방향 소영역 ν_ℓ (여기서, $\nu_\ell,\ \ell \in \{1,\cdots,L\}$ 임)들로 나눌 수 있다(S1202). 이때, 원시 지리상 소영역 ϱ_ℓ의 좌측 한계점, 우측 한계점 및 소영역의 길이는 ϱ_ℓ^{lb}, ϱ_ℓ^{ub} 및 $\mu(\varrho_\ell)=\frac{\varrho^{ub}-\varrho^{lb}}{L}$와 같이 정의할 수 있다. 또한, 원시 빔 방향 소영역 ν_ℓ의 좌측 한계점, 우측 한계점 및 소영역의 길이는 ν_ℓ^{lb}, ν_ℓ^{ub} 및 $\mu(\nu_\ell)=\frac{\nu^{ub}-\nu^{lb}}{L}$와 같이 정의할 수 있다. 여기서 $\mu(\cdot)$함수는 영역의 길이를 계산하는 함수일 수 있다.

[0142] 다음으로, 인프라의 송신기는 ℓ번째 정의해 준 원시 지리상 소영역 $\varrho_{\ell-1}$의 우측 한계점에서 $\mu(\varrho_\ell)$만큼의 길이에 걸치는 원시 지리상 소영역 ϱ_ℓ을 빔 방향 영역으로 변환하는 방식으로 원시 지리상 소영역들을 빔 방향 영역으로 변환하여 제1 중간 단계 소영역들을 형성할 수 있다(S1203). 이때, 인프라의 송신기는 지리상 영역에서의 원시 지리상 소영역 $\mu(\varrho_\ell)$을 빔 방향 영역으로 변환되는 과정을 변환 함수 $\mathrm{T}[\varrho_\ell]$을 사용하여 수행할 수 있다. 여기서, $\mathrm{T}[\cdot]$ 함수는 지리상 영역을 빔 방향 영역으로 변환해 주는 영역 변환 함수일 수 있다. 이때, 빔 방향 영역으로 변환된 제1 중간 단계 소영역의 길이는 $\mu(\mathrm{T}[\varrho_\ell])$와 같이 표현할 수 있다. 인프라의 송신기는 빔 방향 영역으로 변환된 각각의 제1 중간 단계 소영역의 길이를 대응되는 원시 빔 방향 소영역의 길이와 비교하여, 그 중에서 큰 길이를 가지는 소영역을 제2 중간 단계 소영역들로 확정할 수 있다(S1204).

[0143] 도 13은 제1 중간 단계 소영역과 원시 지리상 소영역을 비교하는 과정을 나타내는 개념도이다.

[0144] 도 13을 참조하면, 제1 중간 단계 소영역과 원시 지리상 소영역을 비교하는 과정에서 인프라의 송신기는 빔 방향 영역으로 변환된 각각의 제1 중간 단계 소영역의 길이 $\mu(\mathrm{T}[\varrho_\ell])$를 대응되는 원시 빔 방향 소영역의 길이 $\mu(\nu_\ell)$와 비교하여, 그 중에서 큰 길이를 가지는 소영역, 즉 $\max(\mu(\mathrm{T}[\varrho_\ell]),\mu(\nu_\ell)$을 제2 중간 단계 소영역들로 확정할 수 있다. 인프라의 송신기는 제2 중간 단계 빔 방향 소영역 $\nu_{\ell-1}$의 우측 한계점에서 선택된 최대값 거리에 이르는 영역을 구획하는 방식으로 ℓ번째 제2 중간 단계 빔 방향 소영역을 수학식 29와 같이 산출할 수 있

다.

수학식 29

[0145] $$\nu_{\ell} \doteq \nu_{\ell-1}^{ub} + \left[0, \max(\mu(\mathrm{T}[\varrho_{\ell}]), \mu(\nu_{\ell}))\right)$$

[0146] 다시, 도 12를 참조하면, 송신기는 확정된 제2 중간 단계 소영역들의 개수가 코드북에 포함될 빔포머의 개수인 Q와 같은지를 판단할 수 있다(S1205). 송신기는 판단 결과, 소영역들의 개수가 코드북에 포함될 빔포머의 개수인 Q와 같지 않으면 변수 L에 1을 가산하여 증가시키면서(S1206), 단계 S1201부터 반복할 수 있다. 이와 달리, 송신기는 판단 결과, 소영역들의 개수가 코드북에 포함될 빔포머의 개수인 Q와 같으면 제2 중간 단계 소영역들을 최종 빔 방향 소영역들로 확정할 수 있다(S1207). 그리고, 송신기는 최종 빔 방향 소영역 ν_{ℓ}을 영역 변환 역함수 $\mathrm{T}^{-1}[\nu_{\ell}]$를 이용하여 지리상 영역으로 $\varrho_{\ell} \doteq \mathrm{T}^{-1}[\nu_{\ell}]$와 같이 역변환하여 최종 지리상 소영역을 산출할 수 있다(S1208). 이와 같은 과정을 통해 송신기는 $\ell \in \{1, \cdots, Q\}$ 인 최종 빔 방향 소영역 ν_{ℓ} 및 최종 지리상 소영역 ϱ_{ℓ} 을 산출할 수 있다.

[0147] 다음으로, 송신기는 각각의 최종 지리상 소영역 ϱ_{ℓ} 안에서 차량 위치의 확률 분포가 균등하여 수학식 30을 통해 연속 균등 분포(continuous uniform distribution)의 확률 밀도 함수(probability density function, pdf) $f_{p_{\ell}}(p)$를 산출할 수 있다(S1209). 수학식 30에서 $u(\cdot)$는 단위 계단 함수를 의미할 수 있다.

수학식 30

[0148] $$f_{p_{\ell}}(p) = \frac{u(p - \varrho_{\ell}^{lb}) - u(p - \varrho_{\ell}^{ub})}{\varrho_{\ell}^{ub} - \varrho_{\ell}^{lb}}$$

[0149] 그리고, 인프라의 송신기는 각각의 최종 지리상 소영역의 확률 밀도 함수를 대응되는 최종 빔 방향 소영역의 확률 밀도 함수로 변환할 수 있다(S1210).

[0150] 도 14는 이상적 빔 패턴을 형성하기 위한 영역간 확률 밀도 함수의 변환을 나타내는 개념도이다.

[0151] 도 14를 참조하면, 이상적 빔 패턴을 형성하기 위한 영역간 확률 밀도 함수의 변환 과정에서 송신기는 지리상 영역의 위치변수 p와 빔 방향 영역의 빔 방향 변수 Ψ는 관계식 $p = r\psi(\pi^2 - \psi^2)^{-\frac{1}{2}}$을 이용해 정의할 수 있다. 그리고, 송신기는 수학식 31을 이용하여 지리상 소영역들의 확률 밀도 함수 $f_{p_{\ell}}(p)$를 빔 방향 소영역들의 확률 밀도 함수 $f_{\psi_{\ell}}(\psi)$로 변환할 수 있다.

수학식 31

[0152] $$\begin{aligned} f_{\psi_{\ell}}(\psi) &= f_{p_{\ell}}\left(r\psi(\pi^2 - \psi^2)^{-\frac{1}{2}}\right)\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\psi}\left(r\psi(\pi^2 - \psi^2)^{-\frac{1}{2}}\right)\right| \\ &= f_{p_{\ell}}\left(r\psi(\pi^2 - \psi^2)^{-\frac{1}{2}}\right)\left|\pi^2 r(\pi^2 - \psi^2)^{-3/2}\right| \\ &= \frac{\left|\pi^2 r(\pi^2 - \psi^2)^{-3/2}\right|}{\varrho_{\ell}^{ub} - \varrho_{\ell}^{lb}}\left[u\left(r\psi(\pi^2 - \psi^2)^{-\frac{1}{2}} - \varrho_{\ell}^{lb}\right) - u\left(r\psi(\pi^2 - \psi^2)^{-\frac{1}{2}} - \varrho_{\ell}^{ub}\right)\right] \end{aligned}$$

[0153] 다시, 도 12를 참조하면, 송신기는 수학식 32와 같이 확률 밀도 함수 $f_{\psi_{\ell}}(\psi)$를 실수배하여 이상적 빔 패턴

$\mathbf{g}_{\ell}^{\text{ideal}}(\psi)$ 을 정의할 수 있으며, 정의된 이상적 빔 패턴을 형성하는 빔포머 후보들을 선정할 수 있다(S1211).

수학식 32

[0154]
$$\mathbf{g}_{\ell}^{\text{ideal}}(\psi) = k f_{\psi_{\ell}}(\psi)$$
$$= \frac{2\pi\left|\pi^2 r(\pi^2-\psi^2)^{-3/2}\right|}{M(\varrho_{\ell}^{ub}-\varrho_{\ell}^{lb})}\left[u\left(r\psi(\pi^2-\psi^2)^{-\frac{1}{2}}-\varrho_{\ell}^{lb}\right)-u\left(r\psi(\pi^2-\psi^2)^{-\frac{1}{2}}-\varrho_{\ell}^{ub}\right)\right]$$

[0155] 빔 패턴 함수는 파시발의 정리에 따라 그 적분값이 $\int_{-\pi}^{\pi}\mathbf{g}_{\ell}^{\text{ideal}}(\psi)\mathrm{d}\psi = \frac{2\pi}{M}$ 와 같을 수 있다. 따라서, 수학식 32의 스케일링 상수는 $k = \frac{2\pi}{M}$ 으로 계산될 수 있다. 이상적 빔 패턴의 빔 이득값은 그 상한을 1로 제한해 줄 수 있다.

[0156] 이처럼 송신기는 ℓ 번째 최종 빔 방향 소영역 ν_{ℓ} 에 정의된 이상적 빔패턴 $\mathbf{g}_{\ell}^{\text{ideal}}(\psi)$ 과 유사한 빔 패턴을 만드는 빔포머 후보 $\tilde{\mathbf{u}}_{\ell}$ 들을 생성할 수 있다. 그리고, 송신기는 수학식 33을 이용하여 빔포머 후보들 중에서 이상적 빔 패턴과의 평균 제곱 근오차(root mean square error, RMSE)가 가장 작은 빔포머를 최종 빔포머로 선정할 수 있다(S1212).

수학식 33

[0157]
$$\mathbf{u}_{\ell} = \arg\min_{\tilde{\mathbf{u}}_{\ell}} \int_{-\pi}^{\pi} \left|\mathbf{g}_{\ell}^{\text{ideal}}(\psi) - \left|\mathbf{d}_{M}^{H}(\psi)\tilde{\mathbf{u}}_{\ell}\right|^2 / \|\mathbf{d}_{M}^{H}(\psi)\|_2^2\right|^2 \mathrm{d}\psi$$

[0158] 송신기는 각각의 최종 빔 방향 소영역 $\nu_{\ell},\ \ell \in \{1,\cdots,Q_o\}$ 에서 최종 빔포머 $\mathbf{u}_{\ell} \in \mathbb{C}^M$ 를 선정한 후에 수학식 34와 같이 Q_o 개의 최종 빔포머들의 집합으로 빔포밍 코드북 $\mathcal{U}_{Q_o}^{\text{BF}}$ 을 형성할 수 있다(S1213).

수학식 34

[0159]
$$\mathcal{U}_{Q_o}^{\text{BF}} = \{\mathbf{u}_1,\cdots,\mathbf{u}_{Q_o}\}$$

[0160] 다음으로, 송신기는 O 개의 코드북들의 집합으로 $Q_{\text{total}} = \sum_{o=1}^{O} Q_o$ 개의 빔포머들로 구성된 다해상도(multi-resolution) 빔포밍 코드북 $\mathcal{U}^{\text{BF}}$ 을 형성할 수 있다(S1214).

수학식 35

[0161]
$$\mathcal{U}^{\text{BF}} = \left\{\mathbf{u}_{Q_1},\cdots,\mathbf{u}_{Q_O} \in \mathbb{C}^M \mid \mathbf{u}_{Q_1} \in \mathcal{U}_{Q_1}^{\text{BF}},\cdots,\mathbf{u}_{Q_O} \in \mathcal{U}_{Q_O}^{\text{BF}}\right\}$$

[0162] 도 15는 빔포밍 코드북의 제1 실시예에 따른 정규 빔포밍 이득을 보여주는 개념도이다.

[0163] 도 15를 참조하면, 빔포밍 코드북의 제1 실시예에 따른 정규 빔포밍 이득에서 M이 64, Q가 64일 수 있고, 중앙 부분은 작고 양끝단으로 진행하면서 증가하다고 다시 줄어드는 형태임을 알 수 있다.

[0164] 도 16은 빔포밍 코드북의 제2 실시예에 따른 정규 빔포밍 이득을 보여주는 개념도이다.

[0165] 도 16을 참조하면, 빔포밍 코드북의 제2 실시예에 따른 정규 빔포밍 이득에서 M이 64, Q가 48일 수 있고, 중앙

부분은 작고 양끝단으로 진행하면서 증가하다고 다시 줄어드는 형태임을 알 수 있어 이상적 빔 패턴에 잘 부합됨을 알 수 있다.

[0166] 한편, 송신기는 상향 채널 사운딩 정보를 획득하는 T_s마다 상태 정보 벡터를 갱신할 수 있다. 하지만 송신기가 이처럼 T_s 시간 마다 하향 빔포머를 갱신하는 것은 처리상의 데이터 처리에 많은 부담을 주기 때문에 현실적이지 못할 수 있다. 이에 따라 송신기는 상향 채널 사운딩 정보를 획득하는 시간 T_s보다 좀더 긴 기간을 단위로 하향 빔포밍을 갱신할 필요가 있을 수 있다.

[0167] 도 17은 상태 정보 벡터를 이용한 하향 빔포머 갱신 방법의 제1 실시예를 나타내는 개념도이다.

[0168] 도 17을 참조하면, 상태 정보 벡터를 이용한 하향 빔포머 갱신 방법에서 송신기는 상향 채널 사운딩 정보를 획득하는 시간 T_s보다 긴 T_d를 주기로 하향 빔포머를 갱신할 수 있다. 여기서, T_d는 $T_d = \Omega T_s$와 같이 정의될 수 있고, Ω는 2이상인 자연수일 수 있다. 송신기는 이산 시간 τ에 예측한 상태 정보 벡터 $\hat{\mathbf{x}}_\tau$와 공분산 행렬 $\mathbf{Q}_\tau$를 이용하여 하향 빔포머를 선택할 수 있다.

[0169] 송신기는 상태 정보 벡터를 갱신하는 주기와 하향 빔포머를 갱신하는 주기가 서로 다를 수 있기 때문에, 이산시간 τ에서 갱신한 상태 정보 벡터와 공분산 행렬을 이용하여 $T_d = \Omega T_s$시간 프레임의 이산시간 $\{(\tau+1), \cdots, (\tau+\Omega)\}$에서의 상태 정보 벡터를 상향 채널 사운딩의 도움 없이 예측할 수 있다. 송신기는 예측한 상태 정보 벡터 정보들을 이용하여 하향 빔포머 $\mathbf{f}_\tau$를 선정할 수 있다.

[0170] 이에 따라, 송신기는 초기에 상태 정보 벡터 $\hat{\mathbf{x}}_0$를 이용하여 초기 하향 빔포머 $\mathbf{f}_0$를 설계할 수 있으며, $T_d = \Omega T_s$시간이 지난 후에 상태 정보 벡터 $\hat{\mathbf{x}}_\Omega$를 이용하여 하향 빔포머 $\mathbf{f}_\Omega$를 설계할 수 있다.

[0171] 도 18은 상태 정보 벡터를 이용한 하향 빔포머 갱신 방법의 제1 실시예를 나타내는 흐름도이다.

[0172] 도 18을 참조하면, 상태 정보 벡터를 이용한 하향 빔포머 갱신 방법에서 송신기는 Ω개 이산 시간에서 상태 전이 행렬 A를 수학식 36과 같은 상태 전이 모델에 적용하여 차량의 상태 정보 벡터를 예측하여 상태 정보 벡터 예측 $\tilde{\mathbf{x}}_{\tau+t}$을 산출할 수 있다(S1801). 이때, 송신기는 수학식 25등을 이용하여 산출한 가속도 변수 예측 $\hat{\alpha}$를 사용하여 수학식 37과 같이 차량의 상태 정보 벡터를 예측할 수도 있다.

수학식 36

[0173] $$\tilde{\mathbf{x}}_{\tau+t} = \mathbf{A}^t \hat{\mathbf{x}}_\tau$$

수학식 37

[0174] $$\tilde{\mathbf{x}}_{\tau+t} = \mathbf{A}^t \hat{\mathbf{x}}_\tau + \tilde{\mathbf{b}}_t \hat{\alpha}$$

[0175] 수학식 36과 수학식 37에서 $\tilde{\mathbf{b}}_t$는 $\tilde{\mathbf{b}}_t \doteq \sum_{\ell=1}^{t} \mathbf{A}^{\ell-1}\mathbf{b} = [(tT_s)^2/2, tT_s]^T$와 같이 정의되는 수정된 가속도 전이 벡터일 수 있다.

[0176] 그리고, 송신기는 상태 전이 행렬 A를 이용하여 수학식 38과 같이 오차 공분산 행렬을 예측하여 오차 공분산 행렬 예측 $\tilde{\mathbf{Q}}_{\tau+t}$을 산출할 수 있다(S1802). 이때, 송신기는 수학식 25를 이용하여 산출한 가속도 변수 예측 $\hat{\alpha}$를 사용하여 수학식 39와 같이 오차 공분산 행렬을 예측할 수도 있다.

수학식 38

[0177]
$$\tilde{\mathbf{Q}}_{\tau+t} = \mathbf{A}^t \mathbf{Q}_\tau (\mathbf{A}^T)^t + \sum_{\tau=0}^{t-1} \mathbf{A}^\tau (\mathbf{Q}_\alpha + \mathbf{Q}_\omega)(\mathbf{A}^T)^\tau$$

수학식 39

[0178]
$$\tilde{\mathbf{Q}}_{\tau+t} = \mathbf{A}^t \mathbf{Q}_\tau (\mathbf{A}^T)^t + \sum_{\tau=0}^{t-1} \mathbf{A}^\tau \mathbf{Q}_\omega (\mathbf{A}^T)^\tau$$

[0179] 이와 같이, 송신기가 상향 채널 사운딩의 도움 없이 상태 정보 벡터를 예측한 경우, 상태 정보 벡터와 공분산 행렬의 오류를 확장 칼만 필터(EKF)에서 설계한 칼만 이득 행렬에 의해 수정되지 않을 수 있다.

[0180] 다음에, 송신기는 예측된 상태 정보 벡터와 공분산 행렬을 이용하여 이산 시간 $\tau+t$에서의 위치 정보를 랜덤 변수로 모델링하여 위치 변수 $p_{\tau+t}$ 를 산출할 수 있다(S1803). 이때, 송신기는 차량의 위치 변수를 $p_{\tau+t} = \tilde{p}_{\tau+t} + \nu_{\tau+t}$ 와 같이 정의할 수 있으며, 위치의 평균값 $\tilde{p}_{\tau+t}$ 을 $\tilde{p}_{\tau+t} = (\tilde{\mathbf{x}}_{\tau+t})_{1,1}$ 와 같이 정의할 수 있고, 분산값 $\nu_{\tau+t}$ 을 $\nu_{\tau+t} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2_{\tau+t})$ 와 같이 $\sigma^2_{\tau+t} = (\tilde{\mathbf{Q}}_{\tau+t})_{1,1}$ 를 이용해 가우시안 랜덤변수로 정의할 수 있다.

[0181] 다음으로, 송신기는 랜덤 변수로 모델링한 차량의 위치 변수 $p_{\tau+t}$ 를 이용해 수학식 40과 같이 빔 방향 변수 $\psi_{\tau+t}$ 를 근사화할 수 있다(S1804).

수학식 40

[0182]
$$\begin{aligned}\psi_{\tau+t} &\simeq q(\tilde{p}_{\tau+t}) + \left.\frac{\partial q(p)}{\partial p}\right|_{p=\tilde{p}_{\tau+t}} (p_{\tau+t} - \tilde{p}_{\tau+t}) \\ &= q(\tilde{p}_{\tau+t}) + \dot{q}(\tilde{p}_{\tau+t})(p_{\tau+t} - \tilde{p}_{\tau+t}).\end{aligned}$$

[0183] 수학식 40에서 빔 방향 변수의 평균값 $q(\tilde{p}_{\tau+t})$ 은 $q(\tilde{p}_{\tau+t}) \doteq \pi \tilde{p}_{\tau+t}(r^2 + \tilde{p}^2_{\tau+t})^{-\frac{1}{2}}$ 일 수 있고, 빔 방향 변수의 분산값 $\dot{q}(\tilde{p}_{\tau+t})$ 은 $\dot{q}(\tilde{p}_{\tau+t}) = \pi r^2 (r^2 + \tilde{p}^2_{\tau+t})^{-\frac{3}{2}}$ 일 수 있다. 송신기는 빔 방향 변수를 $\psi_{\tau+t} \sim \mathcal{N}\left(q(\tilde{p}_{\tau+t}), \dot{q}(\tilde{p}_{\tau+t})^2 \sigma^2_{\tau+t}\right)$ 와 같이 가우시안 랜덤 변수로 모델링할 수 있다. 송신기는 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수 $f_{\psi_{\tau+t}}(\psi)$ 를 수학식 31을 사용하여 산출할 수 있다(S1805). 송신기는 J 개의 이산화된 빔 방향을 고려하여 $\mathbf{g}^{\mathrm{BP}}_\ell \in \mathbb{R}^J$ 와 같이 J 개의 실수가 포함된 빔 패턴 벡터의 형식으로 빔포머 $\mathbf{u}_\ell$ 가 만들어내는 실제 빔 패턴 $\mathbf{g}^{\mathrm{BP}}_\ell$ 을 산출할 수 있다(S1806). 또한, 송신기는 J 개의 빔 방향에서 이산화해 준 정보를 이용하여 $\mathbf{p}_{\tau+t} \in \mathbb{R}^J$ 와 같이 J 개의 실수가 포함된 확률 밀도 함수 벡터의 형식으로 이산 시간 $\tau+t$에 예측한 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수 $\mathbf{p}_\tau$ 를 산출할 수 있다(S1807). 송신기는 $T_d = \Omega T_s$ 시간 프레임에서 예측한 Ω 개의 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수와 각각의 빔포머가 만들어내는 실제 빔 패턴을 비교할 수 있고, 평균 빔포밍 이득을 최대화하는 빔포머를 하향 빔포머로 선택할 수 있다(S1808). 즉, $T_d = \Omega T_s$ 시간 프레임에서 차량-인프라간 하향 무

선 통신을 위한 하향 빔포머는 $\mathbf{f}_\tau = \mathbf{u}_{\hat{\ell}}$ 와 같이 선정될 수 있고, 선정된 하향 빔포머의 인덱스 $\hat{\ell}$ 는 수학식 41과 같을 수 있다.

수학식 41

$$\hat{\ell} = \underset{\ell \in \{1,\cdots,|\mathcal{U}^{\mathrm{BF}}|\}}{\arg\max} \sum_{t=1}^{\Omega} \left| \mathbf{p}_{\tau+t}^{H} \mathbf{g}_{\ell}^{\mathrm{BP}} \right|^2$$

[0184]

[0185] 한편, 빔 방향 트래킹 방법 및 하향 빔포머 선택 방법의 성능을 평가하기 위하여 모의 실험을 수행할 수 있다. 이와 같은 모의 실험에서는 M=64, 96개의 안테나소자를 고려할 수 있는데 각각의 안테나 소자의 위상 정보는 5-비트 위상 컨트롤러를 사용해 구현할 수 있다. 아날로그 빔포밍과 디지털 빔포밍이 결합된 하이브리드 빔포밍 구조를 기반으로 안테나 소자와 안테나 포트간의 신호를 변환하기 위해 $N=4$개의 라디오 주파수(RF) 체인을 사용할 수 있다. 모의 실험을 위한 채널은 한 개의 가시선(line-of-sight, LOS) 라디오 경로와 한 개의 비가시선(non-line-of-path, NLOS) 라디오 경로를 이용해 생성할 수 있고, 리센(Rician) K 인자(Factor)를 13dB로 설정할 수 있다. 또한, 상향 채널 사운딩을 통해 상태 정보 벡터를 갱신하는 주기는 $T_s = 10\mathrm{ms}$로 설정할 수 있다. 인프라의 높이는 $h = 7.5\mathrm{m}$ 로 설정할 수 있고, y-축에서의 인프라와 차량간 거리는 $y = 8.5\mathrm{m}$로 설정할 수 있으며, 도로 구조에서 지리상 영역(p-domain)의 좌측 한계점과 우측 한계점은 $(\varrho^{lb}, \varrho^{ub}) = (-75\mathrm{m}, 75\mathrm{m})$ 로 설정할 수 있다. 상태 전이 모델에서 가속도 변수 $\alpha \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\alpha^2)$의 표준 분포는 $\sigma_\alpha = 10^{-1}\left(v_0 \frac{10^3}{60^2}\right)$로 설정할 수 있고, 속도 오류 변수 $\omega_{\ell-1} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\omega^2)$의 표준 분포는 $\sigma_\omega = 10^{-1.5}$ 로 설정할 수 있다. 초기 위치 및 속력 정보가 포함된 초기 상태 정보 벡터는 $\mathbf{x}_0 = [-50\mathrm{m}, 60\mathrm{km/h}]^T$ 로 설정할 수 있다. 예측한 가속도 변수의 사용 여부를 판단하는 한계점은 $\alpha_{thres} = 3\%$ 로 설정할 수 있다. 확장 칼만 필터(EKF) 기반 빔 방향 트래킹 기술의 상태 정보 벡터 예측 성능을 평가할 수 있다.

[0186] 도 19a는 위치 예측의 제1 실시예를 보여주는 그래프이고, 도 19b는 위치 예측의 제2 실시예를 보여주는 그래프이다. 도 19a와 도 19b를 참조하면, 상태 정보 벡터 예측에 사용되는 상향 채널 사운딩 입력-출력 관계식이 차량 위치 변수의 함수이기 때문에 예측 성능이 가장 우수함을 확인할 수 있다.

[0187] 도 20a는 속도 예측의 제1 실시예를 보여주는 그래프이고, 도 20b는 속도 예측의 제2 실시예를 보여주는 그래프이다. 도 20a와 도 20b를 참조하면, 상향 채널 사운딩 신호를 기반으로 상태 정보를 갱신하는 확장 칼만 필터(EKF)가 차량 속도 변수에 직접적으로 연관되어 있지 않기 때문에 위치 변수 사례보다 낮은 예측 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 시간이 지남에 따라 실제 차량 속도와 예측 속도간의 차이가 줄어드는 것을 확인할 수 있는데, 이는 예측된 가속도 변수를 상태 방정식에 적용시켜 상태 예측에서 발생하는 불확정성(randomness)의 정도를 낮출 수 있었기 때문이다. 가속도 변수에 의해 발생하는 불확정성을 고려할 필요 없이 오직 속도 오류 변수에 의해 발생하는 오류만 보정하는데 집중하였기 때문에 속도 예측 성능이 개선되는 것을 확인할 수 있다.

[0188] 도 21a는 가속도 예측의 제1 실시예를 보여주는 그래프이고, 도 21b는 가속도 예측의 제2 실시예를 보여주는 그래프이다. 도 21a와 도 21b를 참조하면, 상태 예측 프로세스 초반의 경우 예측된 상태 정보 벡터에 포함된 속도 변수의 정확도가 높지 않기 때문에, 가속도 예측 성능 또한 좋지 않음을 확인할 수 있다. 하지만, 상태 예측을 반복적으로 시도하여 상태 정보 벡터를 갱신하면서, 속도 예측 성능이 향상되고 장기적 상태 전이식의 정밀도가 높아지기 때문에, 가속도 예측 성능 또한 향상되는 것을 확인할 수 있다

[0189] 다음으로, 확장 칼만 필터(EKF) 기반 하향 빔포밍 시스템의 빔포밍 이득($\mathrm{E}\left[\frac{|\mathbf{h}^H \mathbf{f}_\ell|^2}{\|\mathbf{h}\|_2^2}\right]$) 및 전송 속도($\mathrm{R} \doteq \mathrm{E}\left[\log_2\left(1+\rho\frac{|\mathbf{h}^H \mathbf{f}_\ell|^2}{\|\mathbf{h}\|_2^2}\right)\right]$) 성능을 평가할 수 있다. 모의 실험에서는 송신 안테나의 개수를 변화시키면서 제안

해 준 빔포밍 코드북 설계 기술과 하향 빔포머 선택 기술의 성능을 평가할 수 있다.

[0190] 최종 빔포밍 코드북을 구현하기 위해 $Q_1 = M$ 개의 빔포머들을 이용해 빔포밍 코드북을 설계할 수 있고 $(O = 1)$, 대조군 빔포밍 시스템의 경우 $M \times M$ 이산 푸리에 변환(DFT) 코드북을 사용할 수 있다. 대조군 빔포밍 시스템 1(DFT scheme 1)은 이산 시간 τ에 예측한 상태 정보 벡터 $\hat{\mathbf{x}}_\tau$를 이용하여 $\frac{t}{2}$ 이산 시간 이후의 상태 정보 벡터를 $\tilde{\mathbf{x}}_{\tau+\frac{t}{2}} = \mathbf{A}^{\frac{t}{2}}\hat{\mathbf{x}}_\tau$와 같이 예측해 준 뒤, 예측된 상태 정보 벡터에 정합(match)된 이산 푸리에 변환(DFT) 빔포머를 선택하는 방식으로 하향 빔포머를 제작할 수 있다. 대조군 빔포밍 시스템2(DFT scheme 2)는 이산 시간 τ에 예측한 상태 정보 벡터 $\hat{\mathbf{x}}_\tau$에 정합(match)된 이산 푸리에 변환(DFT) 빔포머를 선택하는 방식으로 하향 빔포머를 제작할 수 있다.

[0191] 도 22a는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 22b는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

[0192] 도 22a 및 도 22b를 참조하면, 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프와 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 제안된 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능이 대조군 빔포밍 시스템을 능가하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안된 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능이 대조군 빔포밍 시스템의 빔포밍 성능의 차이가 빔포머를 갱신하는 주기가 길어질수록(Ω 변수가 커질수록) 증가하는 것을 확인할 수 있다. 여기서, 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 64일 수 있고, 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 96일 수 있다.

[0193] 도 23a는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 23b는 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

[0194] 도 23a 및 도 23b를 참조하면, 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프와 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 제안된 단일 해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 코드북의 전송 속도가 대조군 빔포밍 시스템을 능가하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안된 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도가 대조군 빔포밍 시스템의 전송 속도의 차이가 빔포머를 갱신하는 주기가 길어질수록(Ω 변수가 커질수록) 증가하는 것을 확인할 수 있다. 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 64일 수 있고, 단일 해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 96일 수 있다.

[0195] 도 24a는 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 24b는 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

[0196] 도 24a 및 도 24b를 참조하면, 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프와 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 제안된 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능이 대조군 빔포밍 시스템을 능가하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안된 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능이 대조군 빔포밍 시스템의 빔포밍 성능의 차이가 빔포머를 갱신하는 주기가 길어질수록(Ω 변수가 커질수록) 증가하는 것을 확인할 수 있다. 여기서, 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 64일 수 있고, 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 이득 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 96일 수 있다.

[0197] 도 25a는 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프이고, 도 25b는 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프이다.

[0198] 도 25a 및 도 25b를 참조하면, 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프와 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 제안된 다해상도 빔포밍 코드북의 빔포밍 코드북의 전송 속도가 대조군 빔포밍 시스템을 능가하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안된 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도가 대조군 빔포밍 시스템의 전송 속도의 차이가 빔포머를 갱신하는 주기가 길어질수록(Ω 변수가 커질수록) 증가하는 것을 확인할 수 있다. 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능

평가의 제1 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 64일 수 있고, 다해상도 빔포밍 코드북의 전송 속도 성능 평가의 제2 실시예를 나타내는 그래프에서 M은 96일 수 있다.

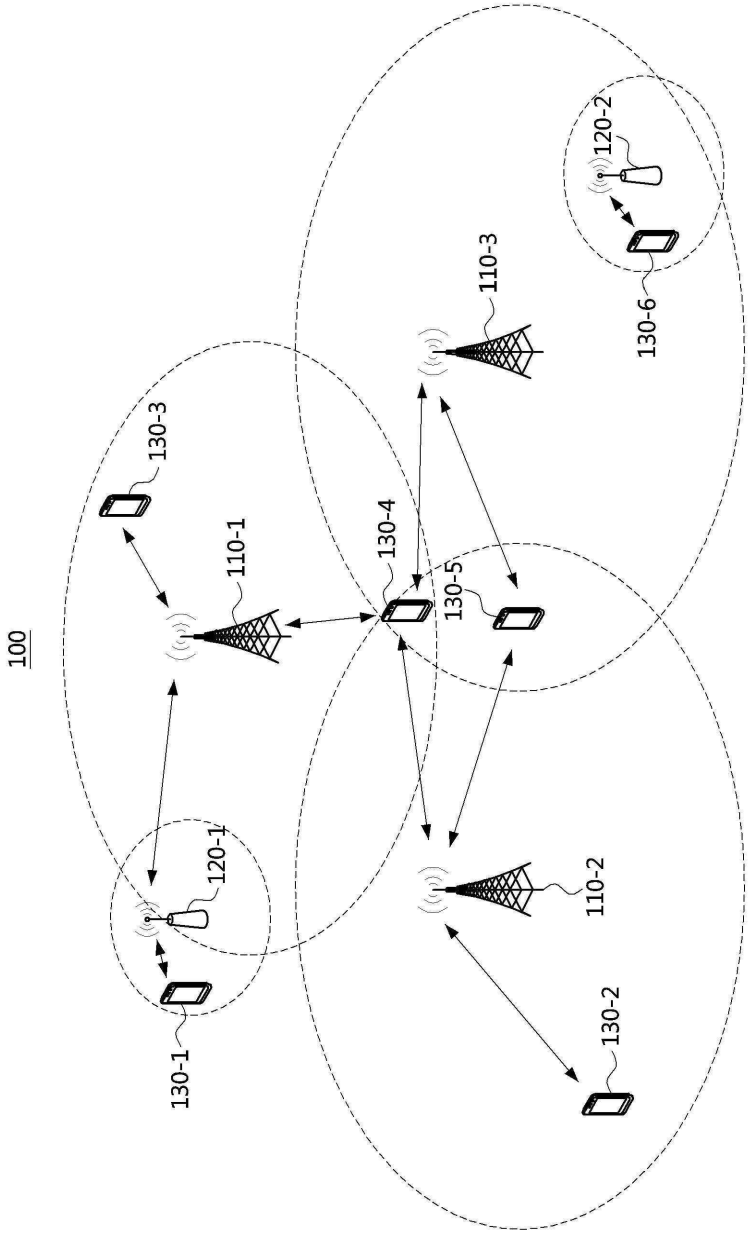
[0199] 제안한 계층적 코드북 기반 빔포밍 시스템은 빔 방향 예측 성능이 좋을 것이라 판단한 경우 빔 폭이 좁은 빔포머를 이용하여 빔포밍 이득을 극대화 시킬 수 있고, 빔 방향 예측 성능이 나쁠 것이라 판단한 경우 빔 폭이 넓은 빔포머를 이용하여 빔 선정의 신뢰도를 향상시킬 수 있다. 또한, 제안한 빔포밍 코드북은 도로 구조 환경을 고려하여 제작하였기 때문에 평균 빔포밍 이득을 향상시키는 것을 확인할 수 있다. 제안한 빔포밍 시스템이 빔 방향 트래킹 성능변화를 파악하여 빔포머를 선정해 준 반면, 이산 푸리에 변환(DFT)기반 대조군 빔포밍 시스템들은 한가지 빔 폭으로만 구성된 하향 빔포머를 사용할 수 있다. 따라서, 대조군 빔포밍 시스템들은 빔 방향 예측성능이 좋지 못할 경우 이런 상황에 효과적으로 대처하지 못하는 것을 확인할 수 있다.

[0200] 본 발명에 따른 방법들은 다양한 컴퓨터 수단을 통해 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 컴퓨터 판독가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록되는 프로그램 명령은 본 발명을 위해 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 매체의 예에는 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리(flash memory) 등과 같이 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함될 수 있다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러(compiler)에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터(interpreter) 등을 사용해서 컴퓨터에 의해 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함할 수 있다. 상술한 하드웨어 장치는 본 발명의 동작을 수행하기 위해 적어도 하나의 소프트웨어 모듈로 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다. 또한, 상술한 방법 또는 장치는 그 구성이나 기능의 전부 또는 일부가 결합되어 구현되거나, 분리되어 구현될 수 있다.

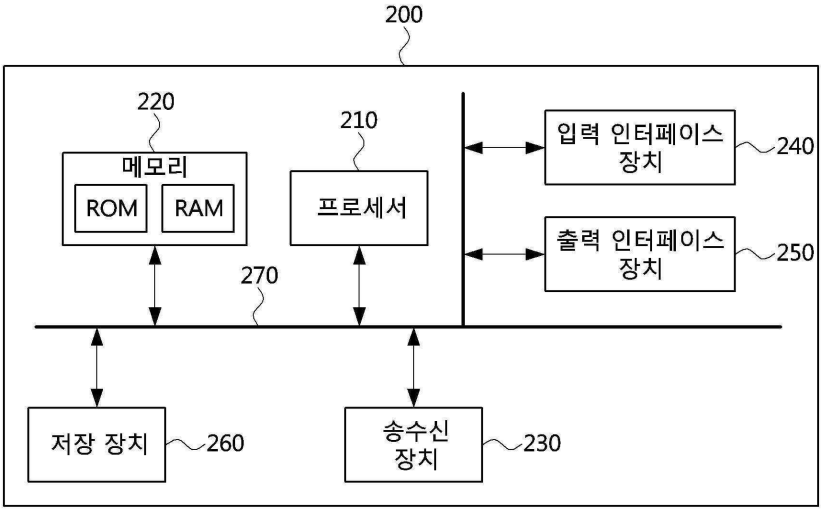
[0201] 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 하기의 특허 청구의 범위에 기재된 본 발명의 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다.

도면

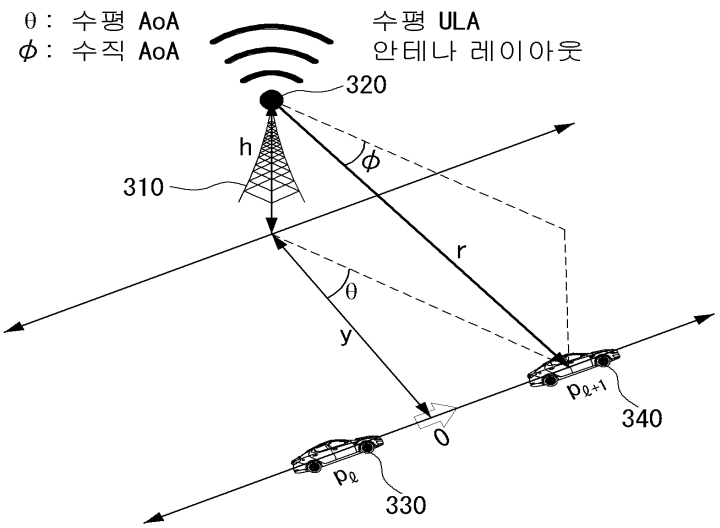
도면1



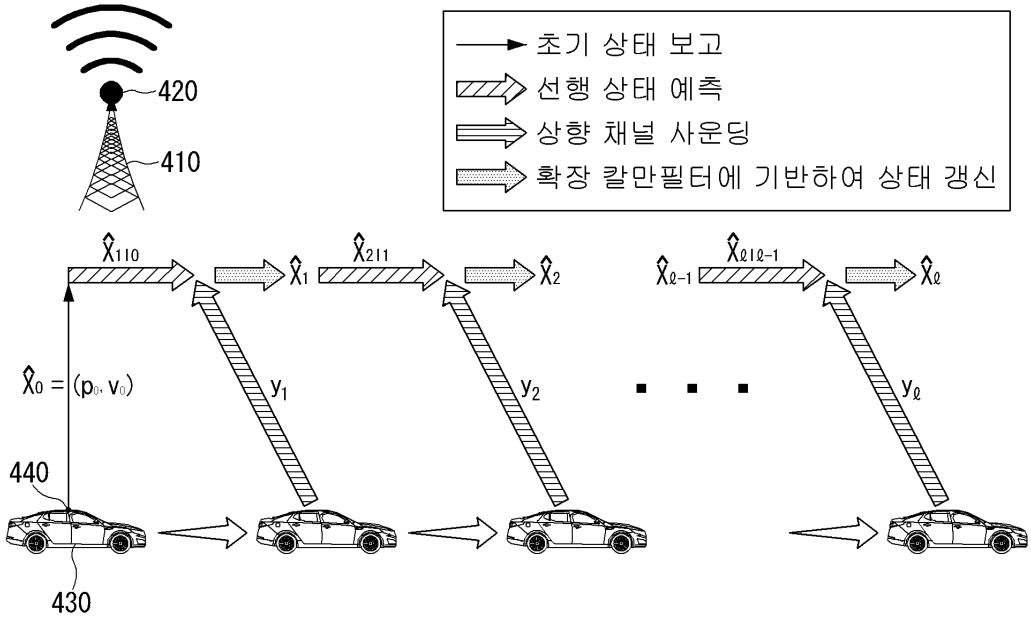
도면2


200
220
메모리
ROM
RAM
210
프로세서
입력 인터페이스 장치
240
출력 인터페이스 장치
250
270
저장 장치
260
송수신 장치
230

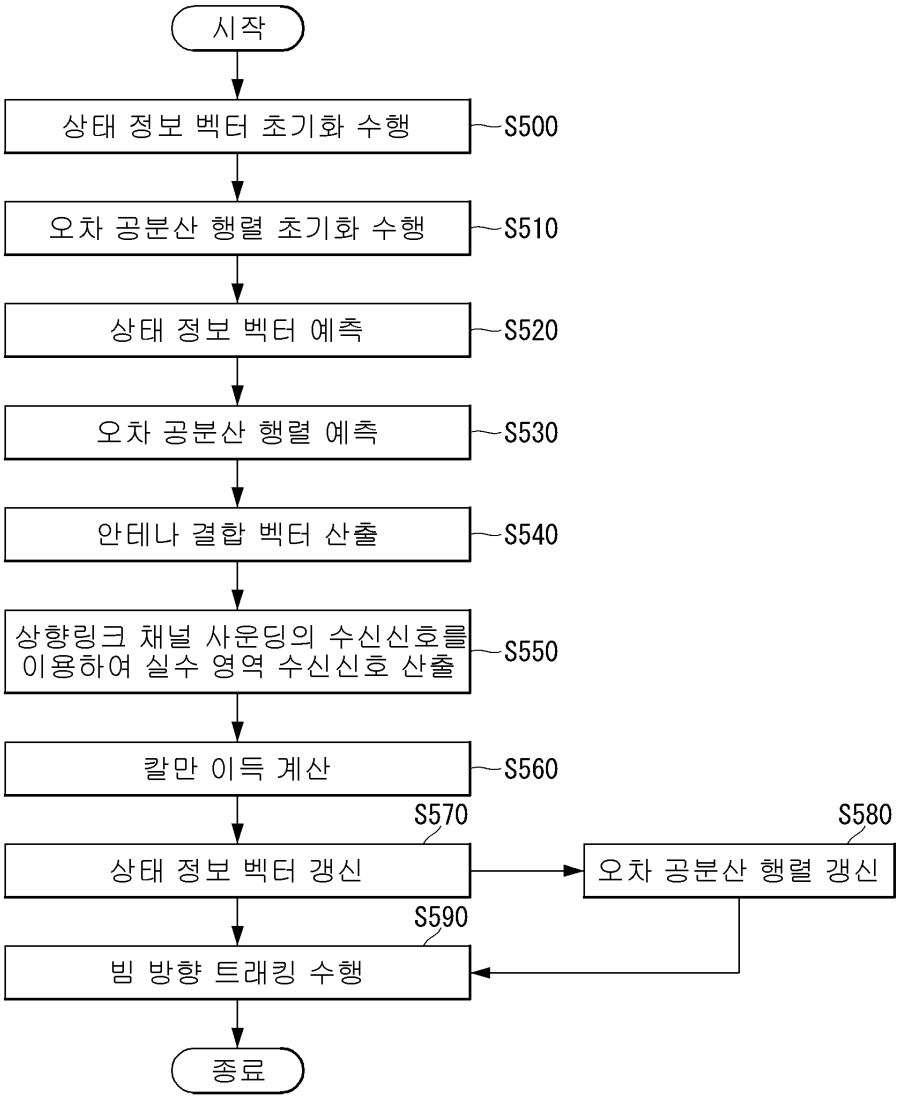
도면3


θ : 수평 AoA
ϕ : 수직 AoA
수평 ULA
안테나 레이아웃
320
h
310
ϕ
r
θ
y
0
$p_{\ell+1}$
340
p_ℓ
330

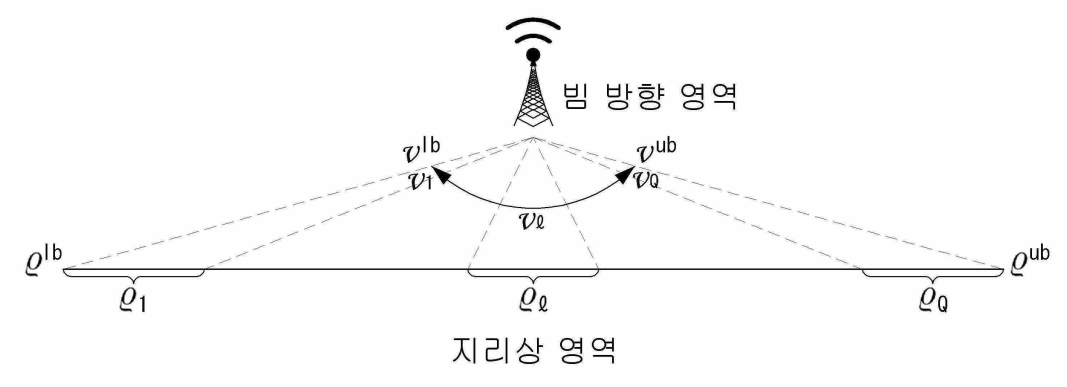
도면4


420
410
초기 상태 보고
선행 상태 예측
상향 채널 사운딩
확장 칼만필터에 기반하여 상태 갱신
$\hat{x}_{110}$
$\hat{x}_1$
$\hat{x}_{211}$
$\hat{x}_2$
$\hat{x}_{\ell-1}$
$\hat{x}_{\ell|\ell-1}$
$\hat{x}_\ell$
$\hat{x}_0 = (p_0, v_0)$
y_1
y_2
y_ℓ
440
430

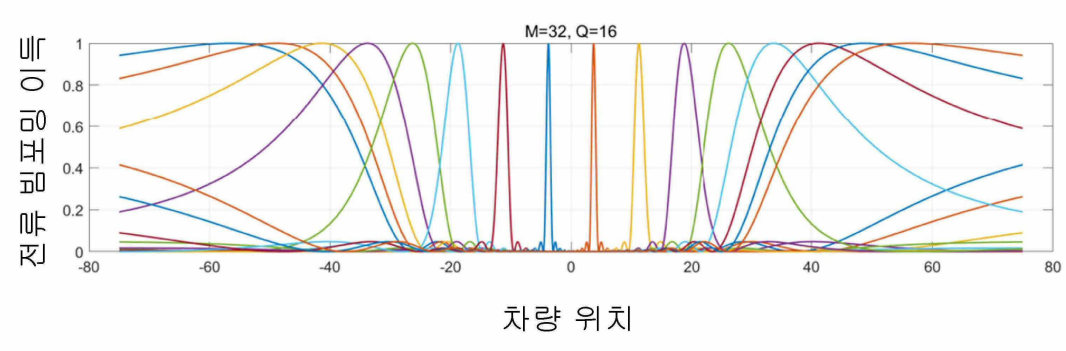
도면5


시작
상태 정보 벡터 초기화 수행
S500
오차 공분산 행렬 초기화 수행
S510
상태 정보 벡터 예측
S520
오차 공분산 행렬 예측
S530
안테나 결합 벡터 산출
S540
상향링크 채널 사운딩의 수신신호를 이용하여 실수 영역 수신신호 산출
S550
칼만 이득 계산
S560
S570
상태 정보 벡터 갱신
S580
오차 공분산 행렬 갱신
S590
빔 방향 트래킹 수행
종료

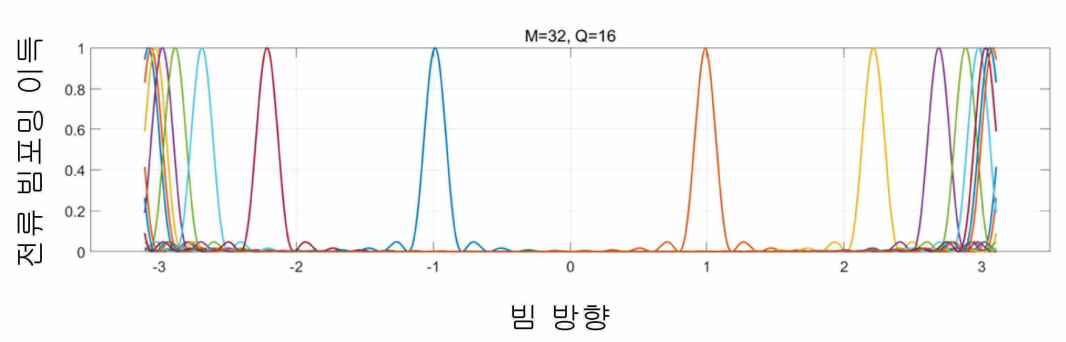
도면6


빔 방향 영역
지리상 영역

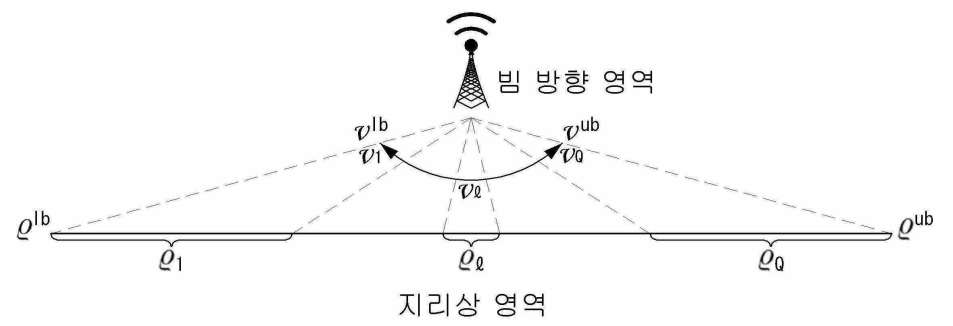
도면7



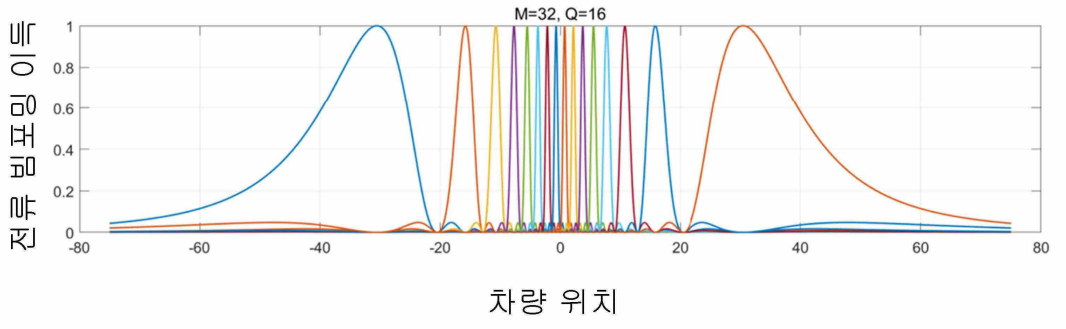
도면8



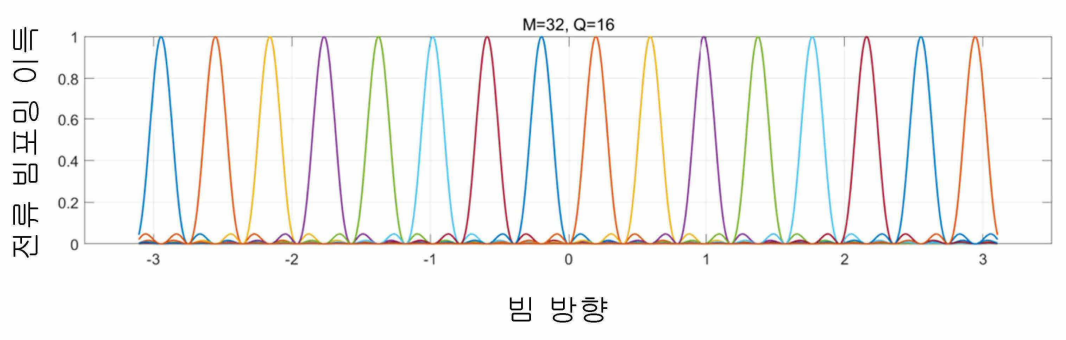
도면9



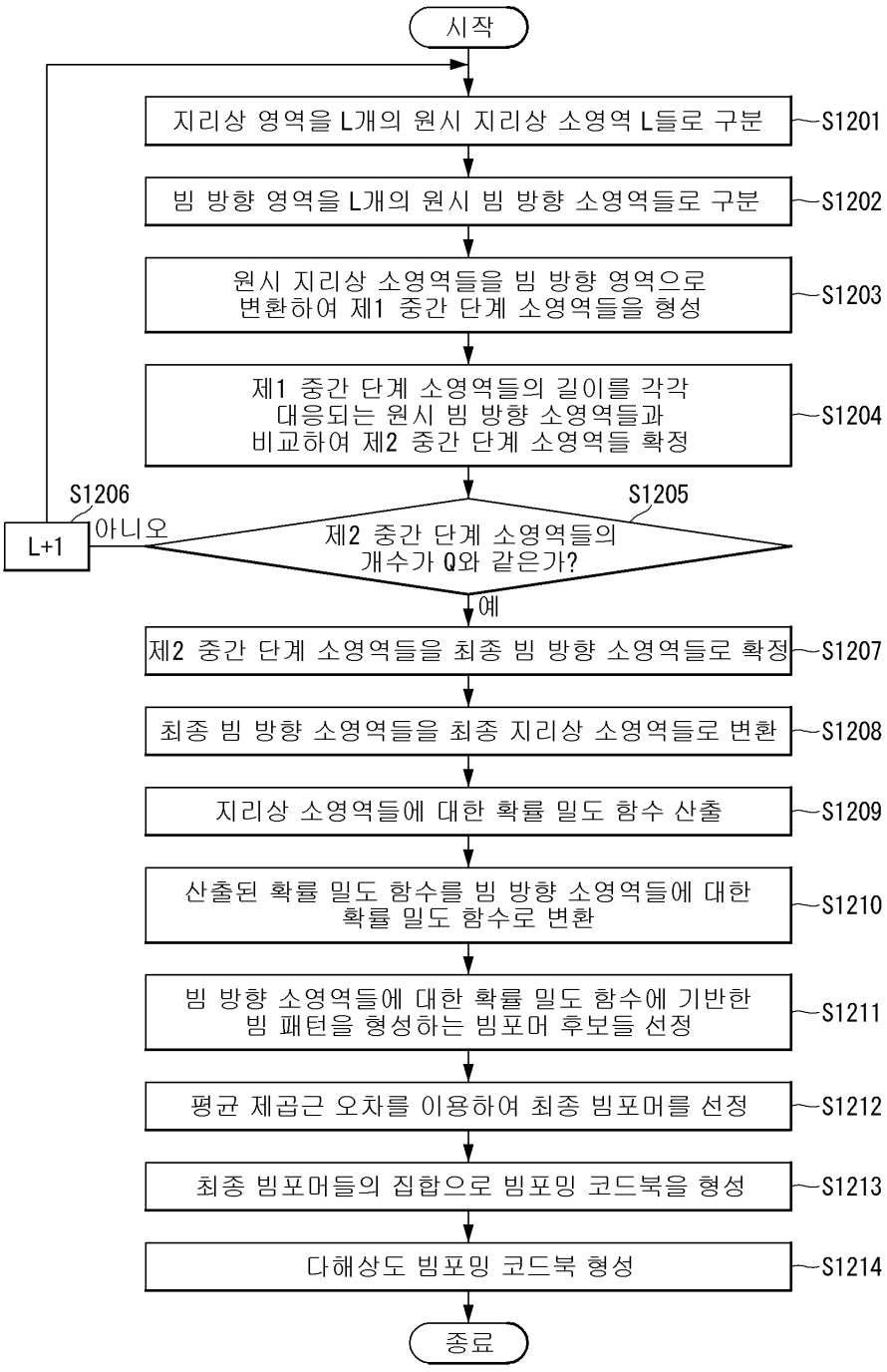
도면10



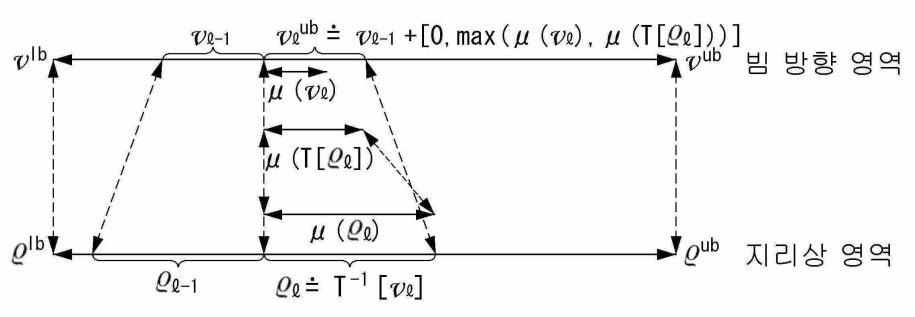
도면11


M=32, Q=16
전류 빔포밍 이득
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-3
-2
-1
0
1
2
3
빔 방향

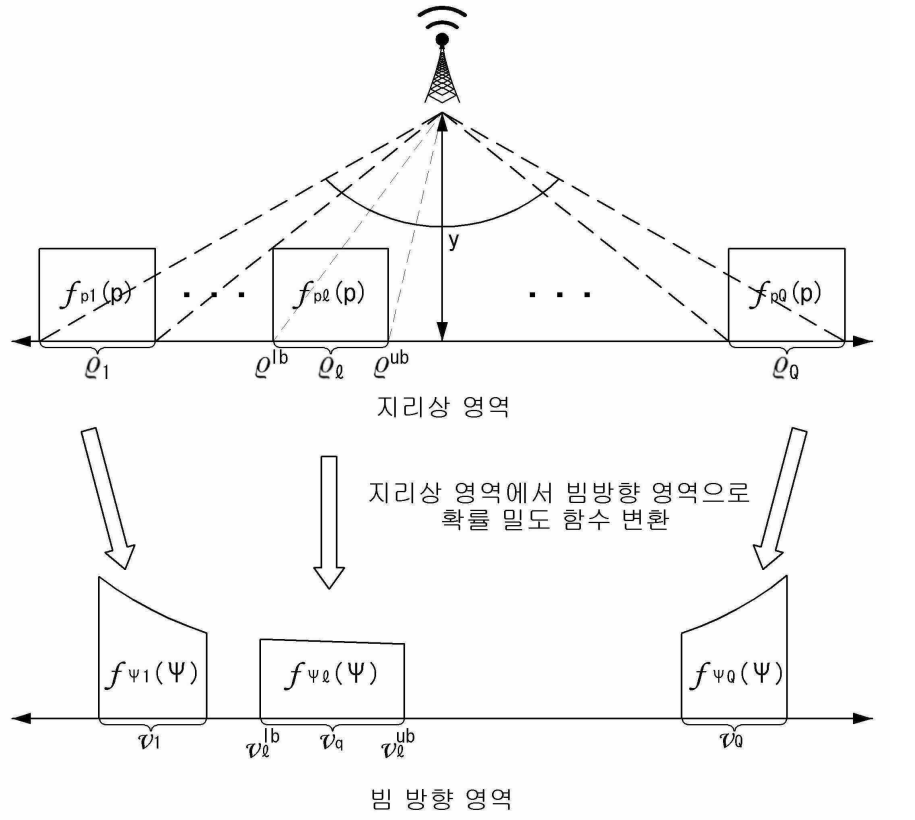
도면12


시작
지리상 영역을 L개의 원시 지리상 소영역 L들로 구분
S1201
빔 방향 영역을 L개의 원시 빔 방향 소영역들로 구분
S1202
원시 지리상 소영역들을 빔 방향 영역으로 변환하여 제1 중간 단계 소영역들을 형성
S1203
제1 중간 단계 소영역들의 길이를 각각 대응되는 원시 빔 방향 소영역들과 비교하여 제2 중간 단계 소영역들 확정
S1204
S1205
제2 중간 단계 소영역들의 개수가 Q와 같은가?
S1206
아니오
L+1
예
제2 중간 단계 소영역들을 최종 빔 방향 소영역들로 확정
S1207
최종 빔 방향 소영역들을 최종 지리상 소영역들로 변환
S1208
지리상 소영역들에 대한 확률 밀도 함수 산출
S1209
산출된 확률 밀도 함수를 빔 방향 소영역들에 대한 확률 밀도 함수로 변환
S1210
빔 방향 소영역들에 대한 확률 밀도 함수에 기반한 빔 패턴을 형성하는 빔포머 후보들 선정
S1211
평균 제곱근 오차를 이용하여 최종 빔포머를 선정
S1212
최종 빔포머들의 집합으로 빔포밍 코드북을 형성
S1213
다해상도 빔포밍 코드북 형성
S1214
종료

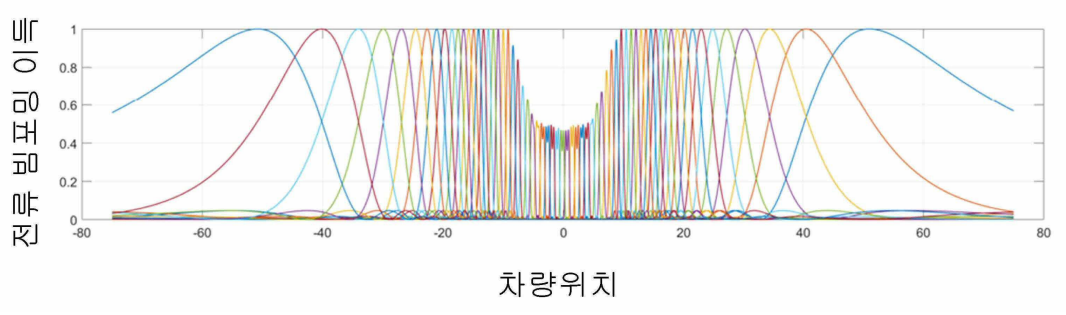
도면13



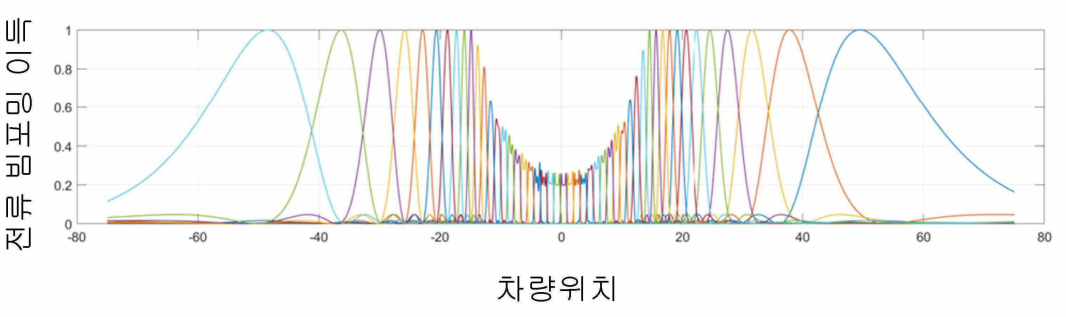
도면14



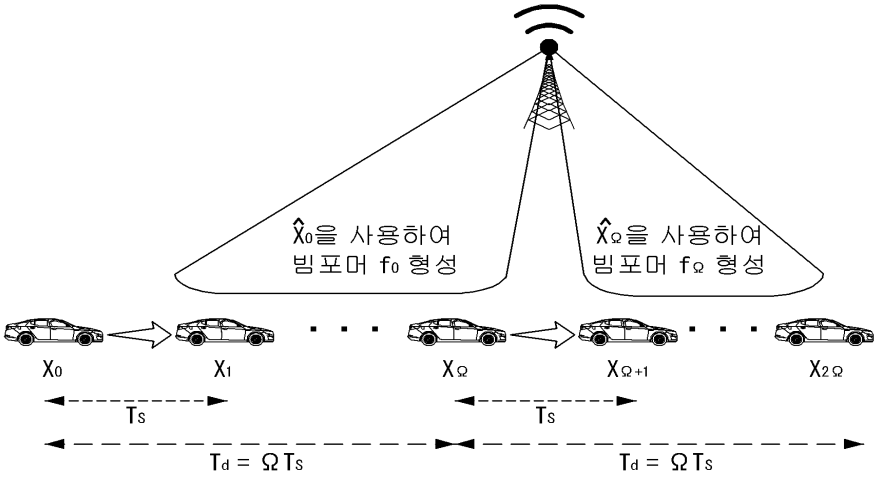
도면15



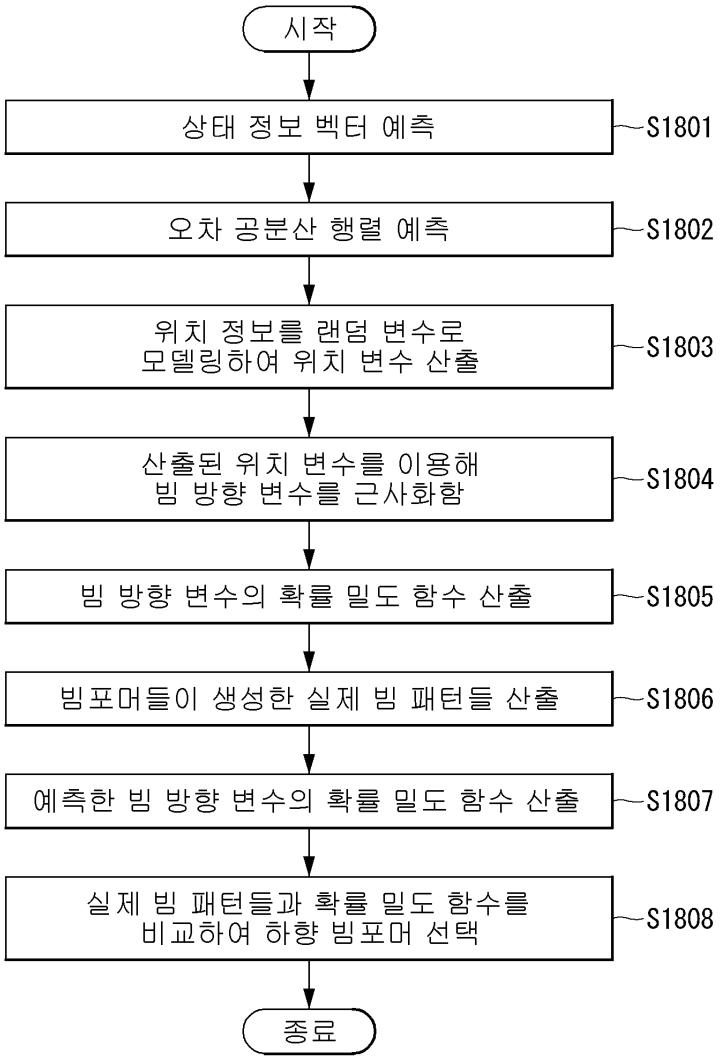
도면16


전류 빔포밍 이득
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-80
-60
-40
-20
0
20
40
60
80
차량위치

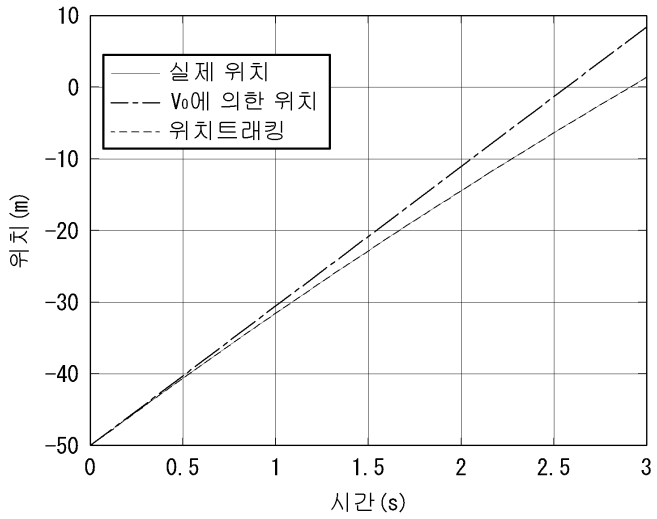
도면17


$\hat{X}_0$을 사용하여
빔포머 f_0 형성
$\hat{X}_\Omega$을 사용하여
빔포머 f_Ω 형성
X_0
X_1
X_Ω
$X_{\Omega+1}$
$X_{2\Omega}$
T_S
T_S
$T_d = \Omega T_S$
$T_d = \Omega T_S$

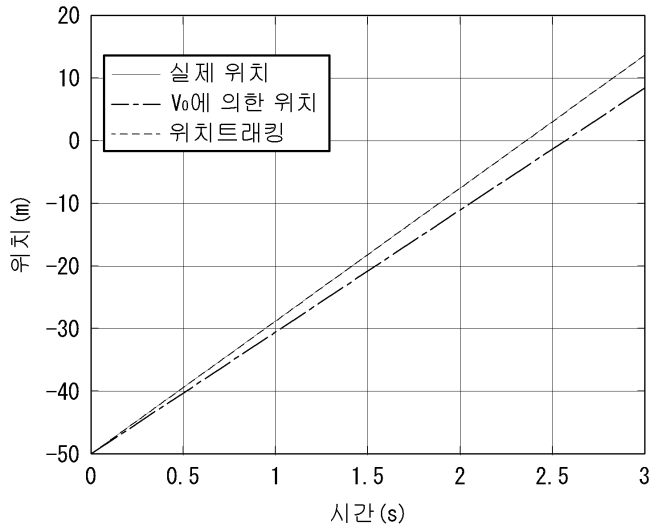
도면18


시작
상태 정보 벡터 예측
S1801
오차 공분산 행렬 예측
S1802
위치 정보를 랜덤 변수로
모델링하여 위치 변수 산출
S1803
산출된 위치 변수를 이용해
빔 방향 변수를 근사화함
S1804
빔 방향 변수의 확률 밀도 함수 산출
S1805
빔포머들이 생성한 실제 빔 패턴들 산출
S1806
예측한 빔 방향 변수의 확률 밀도 함수 산출
S1807
실제 빔 패턴들과 확률 밀도 함수를
비교하여 하향 빔포머 선택
S1808
종료

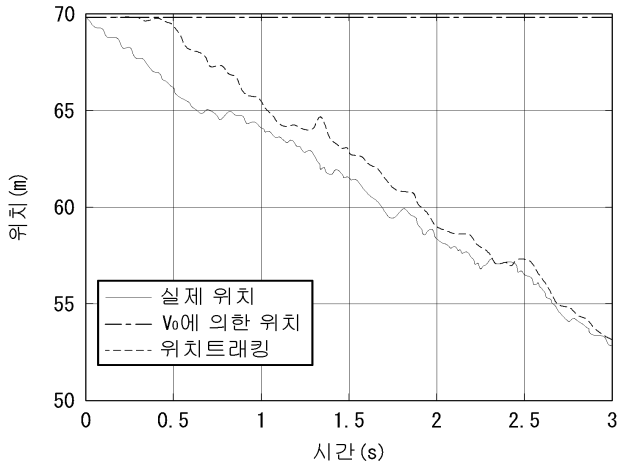
도면19a


실제 위치
V0에 의한 위치
위치트래킹
위치 (m)
시간 (s)
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3

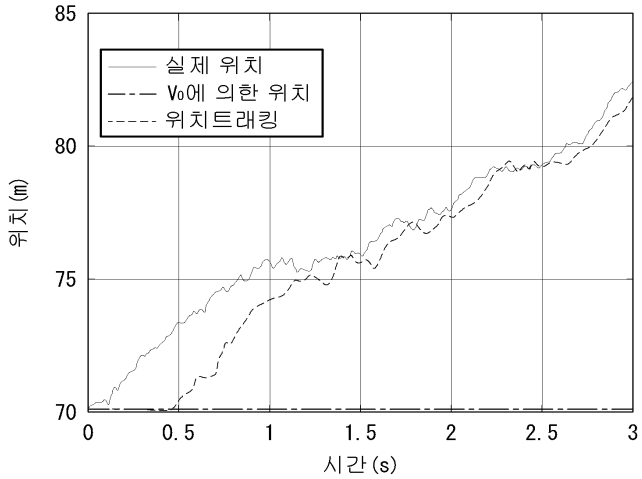
도면19b



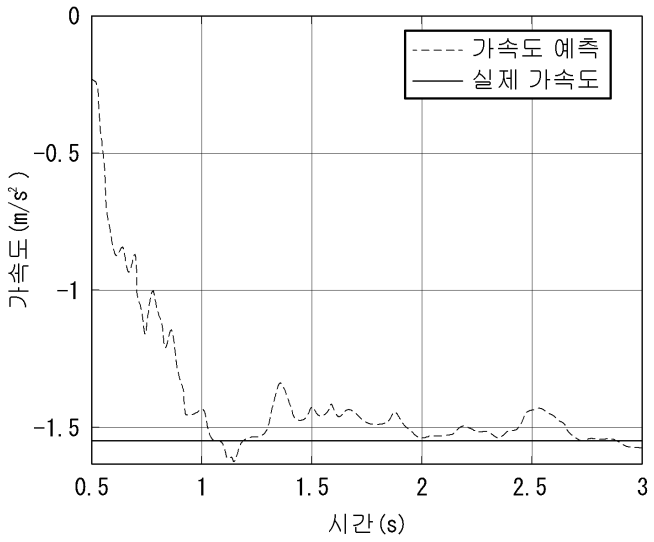
도면20a



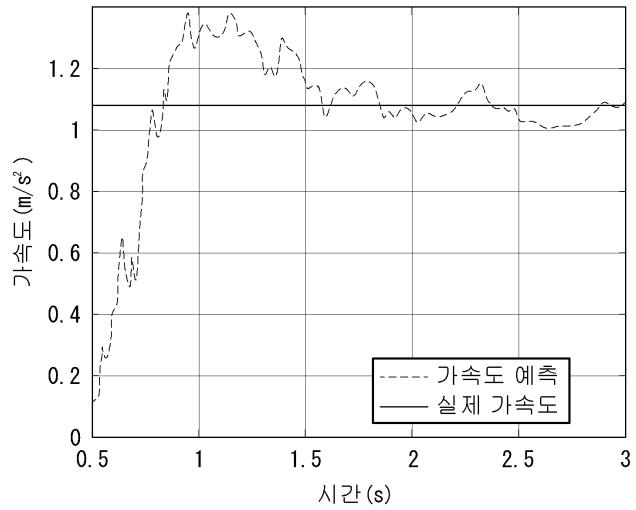
도면20b



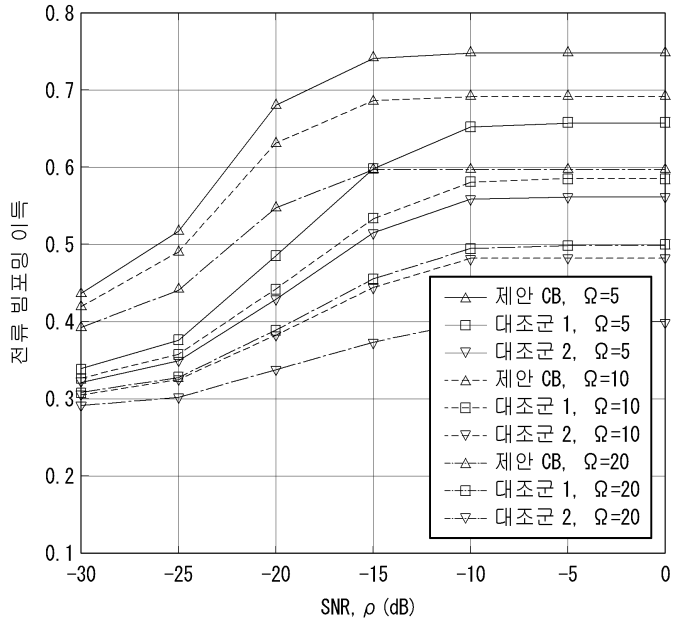
도면21a


0
-0.5
-1
-1.5
가속도 (m/s²)
0.5
1
1.5
2
2.5
3
시간 (s)
가속도 예측
실제 가속도

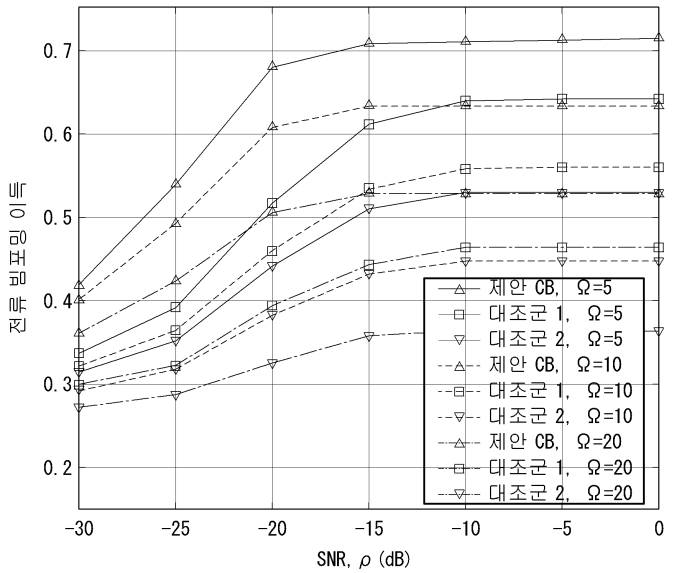
도면21b


1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
가속도 (m/s²)
0.5
1
1.5
2
2.5
3
시간 (s)
가속도 예측
실제 가속도

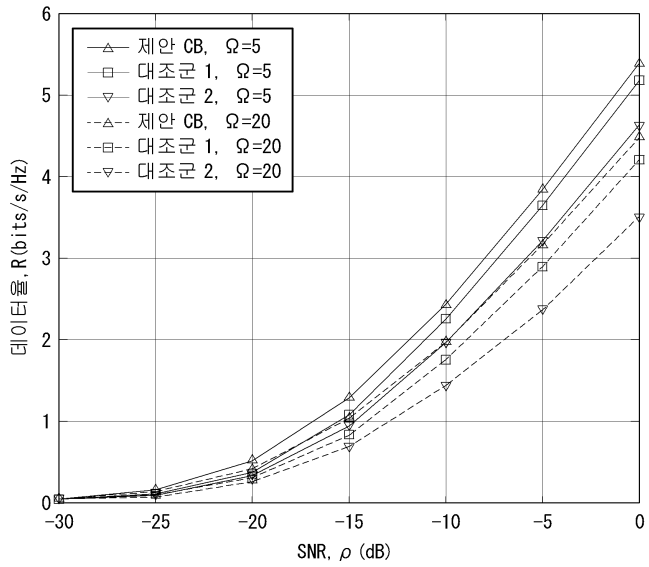
도면22a


0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
전류 빔포밍 이득
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0
SNR, ρ (dB)
제안 CB, Ω=5
대조군 1, Ω=5
대조군 2, Ω=5
제안 CB, Ω=10
대조군 1, Ω=10
대조군 2, Ω=10
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20

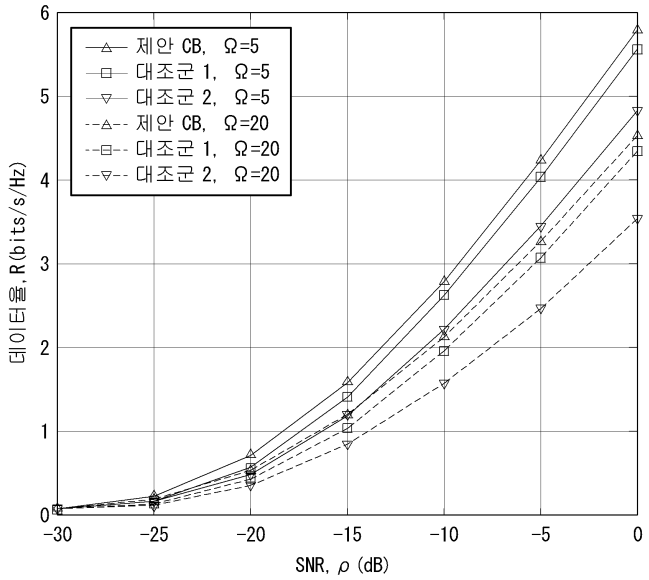
도면22b


0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
전류 빔포밍 이득
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0
SNR, ρ (dB)
제안 CB, Ω=5
대조군 1, Ω=5
대조군 2, Ω=5
제안 CB, Ω=10
대조군 1, Ω=10
대조군 2, Ω=10
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20

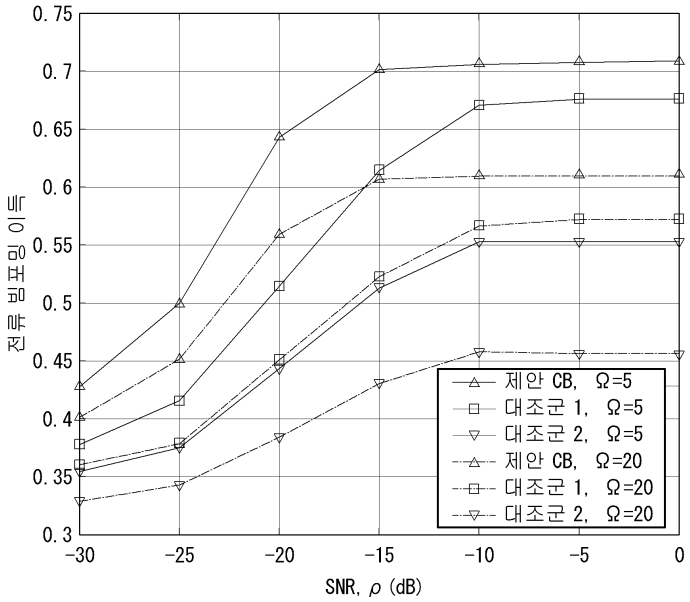
도면23a


제안 CB, Ω=5
대조군 1, Ω=5
대조군 2, Ω=5
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20
데이터율, R(bits/s/Hz)
SNR, ρ (dB)
0
1
2
3
4
5
6
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0

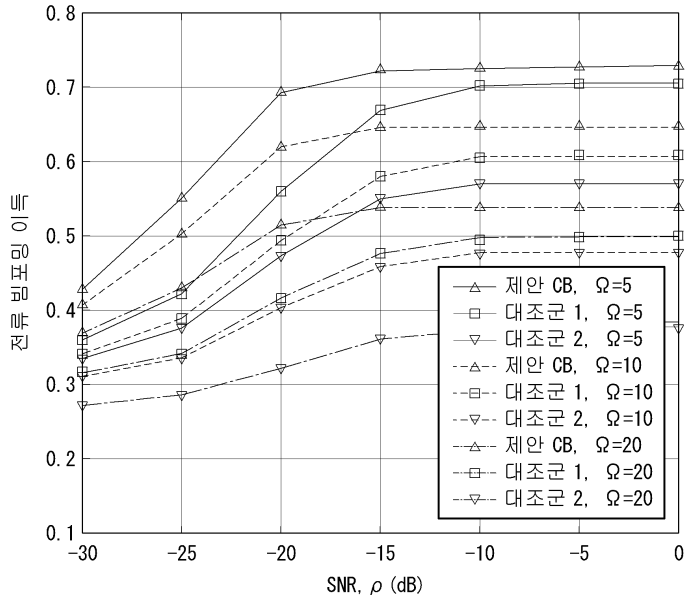
도면23b


제안 CB, Ω=5
대조군 1, Ω=5
대조군 2, Ω=5
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20
데이터율, R(bits/s/Hz)
SNR, ρ (dB)
0
1
2
3
4
5
6
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0

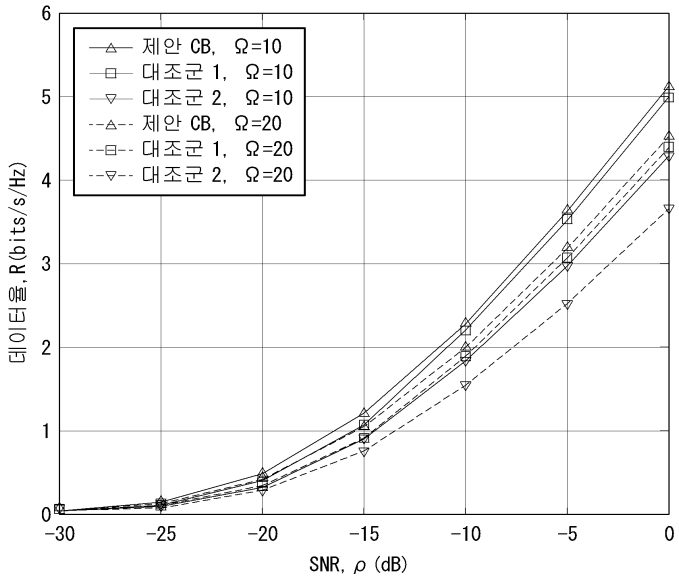
도면24a


0.75
0.7
0.65
0.6
0.55
0.5
0.45
0.4
0.35
0.3
전류 빔포밍 이득
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0
SNR, ρ (dB)
제안 CB, Ω=5
대조군 1, Ω=5
대조군 2, Ω=5
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20

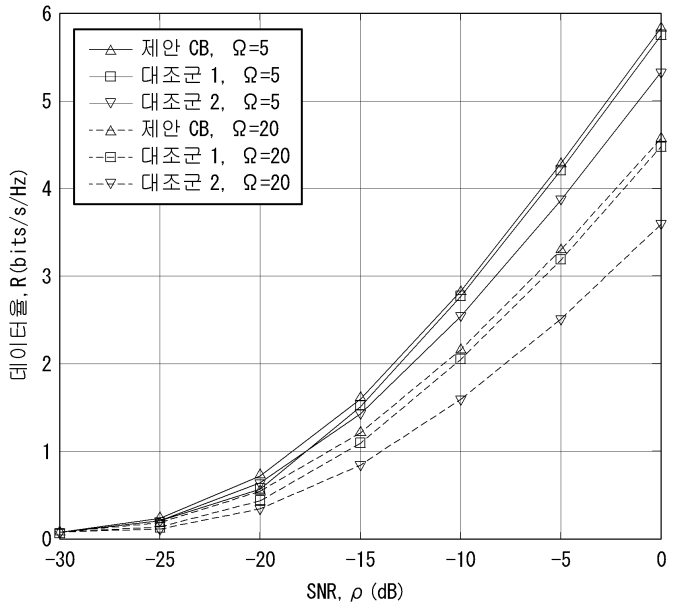
도면24b


0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
전류 빔포밍 이득
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0
SNR, ρ (dB)
제안 CB, Ω=5
대조군 1, Ω=5
대조군 2, Ω=5
제안 CB, Ω=10
대조군 1, Ω=10
대조군 2, Ω=10
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20

도면25a


제안 CB, Ω=10
대조군 1, Ω=10
대조군 2, Ω=10
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20
데이터율, R(bits/s/Hz)
SNR, ρ (dB)
0
1
2
3
4
5
6
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0

도면25b


제안 CB, Ω=5
대조군 1, Ω=5
대조군 2, Ω=5
제안 CB, Ω=20
대조군 1, Ω=20
대조군 2, Ω=20
데이터율, R(bits/s/Hz)
SNR, ρ (dB)
0
1
2
3
4
5
6
-30
-25
-20
-15
-10
-5
0