(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2022-0084793
(43) 공개일자 2022년06월21일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01S 13/89 (2006.01) *G01S 7/35* (2006.01)
(52) CPC특허분류
G01S 13/89 (2022.01)
G01S 7/356 (2021.05)
(21) 출원번호 10-2020-0174631
(22) 출원일자 2020년12월14일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
한국전자통신연구원
대전광역시 유성구 가정로 218 (가정동)
부경대학교 산학협력단
부산광역시 남구 용소로 45, 부경대학교내 (대연동)
(72) 발명자
김형주
대전광역시 유성구 가정로 306-6, 102동 205호
유성진
대전광역시 유성구 노은로426번길 15, 604동 701호
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
특허법인이상

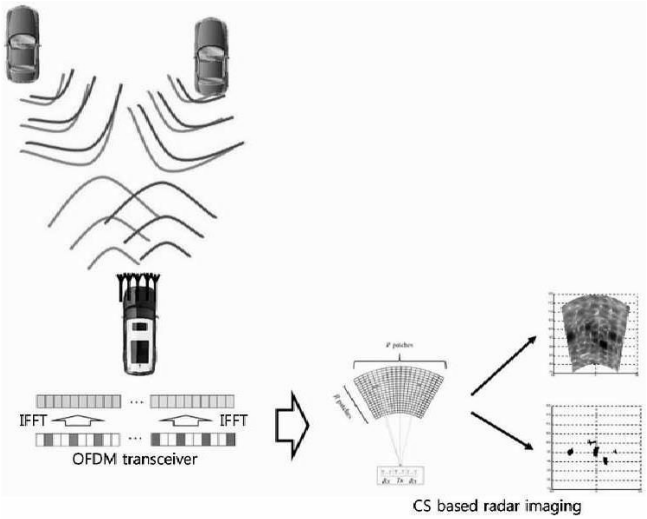
전체 청구항 수 : 총 1 항

(54) 발명의 명칭 **레이더 영상 획득 방법 및 장치**

(57) 요 약

본 명세서는 다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 레이더 수신 신호를 획득하는 단계; 상기 레이더 수신 신호를 이미지 패치 모델링(image patch based modeling)을 토대로 변환하는 단계; 및 상기 변환된 레이더 수신 신호를 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 활용하여 압축 센싱하는 단계; 및 상기 압축 센싱된 레이더 수신 신호로부터 레이더 영상을 획득하는 단계를 포함하는, 레이더 영상 획득 방법에 대해 개시한다.

대 표 도



(72) 발명자

정병장

서울특별시 강남구 헌릉로571길 20, 105동 1505호

박재현

부산광역시 남구 신선로 566, 307동 1101호

서지호

부산광역시 사상구 백양대로342번길 17, 202동 1002호

양윤지

부산광역시 남구 용호로 38-17, 201동 1501호

홍용기

부산광역시 해운대구 좌동순환로99번길 22, 110동 203호

황성준

부산광역시 북구 화명신도시로 156, 105동 503호

명 세 서

청구범위

청구항 1

다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 레이더 수신 신호를 획득하는 단계;

상기 레이더 수신 신호를 이미지 패치 모델링(image patch based modeling)을 토대로 변환하는 단계;

상기 변환된 레이더 수신 신호를 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 활용하여 압축 센싱하는 단계; 및

상기 압축 센싱된 레이더 수신 신호로부터 레이더 영상을 획득하는 단계를 포함하는, 레이더 영상 획득 방법.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 레이더 영상을 획득하는 방법 및 장치에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 레이더 시스템에서 레이더 영상을 획득하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 차량용 레이더 및 군사용 레이더에서 목표물의 정확한 위치를 추정하기 위해서는 목표물까지의 거리, 방위각을 파악할 수 있는 고해상도 레이더 영상을 획득해야 한다. 특히, 자율 주행 등의 레이더 응용 분야에서는 실시간 처리 속도로 레이더 영상을 획득해야 한다. 다만, 현재 레이더 시스템은 목표물까지의 거리, 방위각 및 속도 등을 추정함에 있어서 계산의 복잡성 문제로 인해 고해상도 레이더 영상을 획득하지 못하는 문제가 있다.

[0003] 또한, 정보 통신 대역과 레이더 운용 대역이 서로 인접하거나 공존하는 레이더 시스템에서는 파형 간 간섭이 발생하여 정확한 레이더 영상을 획득하지 못하는 문제가 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 레이더 전방의 목표물까지의 거리, 방위각 및 속도를 정확하게 추정하여 고해상도 레이더 영상을 획득하는 데 있다.

[0005] 또한, 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 다른 목적은 레이더 수신 신호를 압축 센싱을 적용하기 적합한 신호로 변환하는 방법을 제공하는 데 있다.

[0006] 또한, 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 또 다른 목적은 변환된 수신 신호에 기반한 레이더 이미징을 위한 압축 센싱을 통해 목표물까지의 거리, 방위각 및 속도를 추정하는 데 있다.

과제의 해결 수단

[0007] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 레이더 영상 획득 방법은, 다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 레이더 수신 신호를 획득하는 단계; 상기 레이더 수신 신호를 이미지 패치 모델링(image patch based modeling)을 토대로 변환하는 단계; 및 상기 변환된 레이더 수신 신호를 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 활용하여 압축 센싱하는 단계; 및 상기 압축 센싱된 레이더 수신 신호로부터 레이더 영상을 획득하는 단계를 포함할 수 있다.

발명의 효과

[0008] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 활용하여 목표물까지의 거리, 방위각 및 속도를 추정할 때 계산의 복잡성을 감소시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0009] 도 1은 본 발명의 레이더 영상 획득 방법을 설명하기 위한 도면이다.

도 2는 레이더 수신 신호를 설명하기 위한 도면이다.

도 3은 레이더 수신 신호를 데이터 큐브로 표현한 도면이다.

도 4는 이미지 패치 모델링을 설명하기 위한 도면이다.

도 5는 고속 푸리에 변환을 설명하기 위한 도면이다.

도 6a는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 1 도면이다.

도 6b는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 2 도면이다.

도 6c는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 3 도면이다.

도 6d는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 4 도면이다.

도 6e는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 5 도면이다.

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 레이더 영상 획득 방법의 동작 순서도이다.

도 8은 본 발명의 다른 실시예에 따른 레이더 영상 획득 장치의 블록 구성도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0010] 본 발명은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시예를 가질 수 있는 바, 특정 실시예들을 도면에 예시하고 상세한 설명에 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. 각 도면을 설명하면서 유사한 참조부호를 유사한 구성요소에 대해 사용하였다.

[0011] 제1, 제2, A, B 등의 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는 데 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.

[0012] 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.

[0013] 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.

[0014] 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 가지는 것으로 해석되어야 하며, 본 출원에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다.

[0016] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

[0017] 도 1은 본 발명의 레이더 영상 획득 방법을 설명하기 위한 도면이다.

[0018] 도 1 을 참고하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 레이더 영상 획득 방법은, 다중안테나(Multiple Input Multiple Output; MIMO)를 통해 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 파형을 바탕을 레이더 영상을 획득할 수 있다.

[0020] 도 2는 레이더 수신 신호를 설명하기 위한 도면이고, 도 3은 레이더 수신 신호를 데이터 큐브로 표현한 도면이다.

[0021] 송신 안테나 별로 직교하게(즉, 겹치지 않도록) 부반송파를 할당 받으면, 송신 안테나에서 전송하는 신호는 수학식 1과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

[0022] $$x_{m_t}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{\mu=0}^{N_{sym}-1} \sum_{n_c \in \bar{N}_{m_t}} s(n_c, \mu) e^{j2\pi f_{n_c} t} rect\left(\frac{t_f + T_{CP}}{T_{OFDM}}\right)$$

[0023] 수학식 1은 M_t 개의 송신 안테나 및 M_r 개의 수신 안테나를 포함하는 MIMO OFDM 시스템에서, 송신 안테나가 전송하는 신호에 대한 수식일 수 있다. 여기서, $\bar{N}_{m_t}$ 는 m_t 번 째 안테나가 할당 받은 부반송파 인덱스 집합을 의미할 수 있고, N_{sym} 은 OFDM 심볼의 개수를 의미할 수 있다. 또한, 수학식 1에 따르면 전방의 목표물들의 속도를 추정하기 위해 N_{sym} 개의 OFDM 심볼을 전송할 수 있다. 이 때, N_{sym}은 1일 수 있다. 한편, f_{n_c} ($n_c \Delta f$)은 부반송파의 주파수를 의미할 수 있고, $T_{OFDM}(= T + T_{CP})$ 은 CP를 포함한 OFDM 심볼 시간 길이를 의미할 수 있고, T_{SRI} 는 심볼 반복 인터벌(symbol repetition interval)을 의미할 수 있다. 또한, 시간(t)는 $t = t_f + (\mu - 1)T_{OFDM}$ 로 표현될 수 있다. 따라서, 상기 송신 안테나가 전송하는 신호가 전방으로 방사되어, K개의 목표물에 반사되어 수신되는 신호를 $T_s \left(= \frac{1}{N_c \Delta f}\right)$ 로 샘플링하여 이산 신호로 변환할 수 있다. 이 때, 이산 시간 수신 신호는 수학식2와 같다.

수학식 2

[0024] $$y(n_d, m_r, \mu) = \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} \sum_{m_t=1}^{M_t} \sum_{n_c \in \bar{N}_{m_t}} s(n_c) e^{\frac{j2\pi f_{n_c} n_d}{N_c \Delta f}} e^{-j2\pi f_{n_c} \tau_k} e^{j2\pi f_D \mu T_{SRI}}$$

[0025] 여기서, τ_k 는 송신 신호가 전방의 k번 째 목표물에 반사되어 수신 안테나가 이를 수신하는데 소요된 지연시간을 의미할 수 있다. 한편, τ_k 는 수학식 3과 같이 표현될 수 있다.

수학식 3

[0026] $$\tau_k = \frac{2}{c} R_{k0} + \frac{1}{c} d_{m_t m_r} \sin\theta_k$$

[0027] 여기서, R_{k0}는 기준 안테나로부터 k 번째 목표물까지의 거리를 의미할 수 있고, θ_k는 k번째 목표물의 방위각을 의미할 수 있다. 즉, 지연시간에 두 파라미터가 커플링(coupling)될 수 있다. 한편, 수학식 2와 수학식 3을 정리하면 수학식 4와 같다.

수학식 4

[0028] $$y(n_d,m_r,\mu)=\sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}\sum_{m_t=1}^{M_t}\sum_{n_c\in N_{m_t}}s(n_c)e^{j2\pi f_{n_c}\frac{n_d}{N_c}T}e^{-j2\pi f_{n_c}\frac{2R_{k0}}{c}}e^{-j2\pi f_{n_c}\frac{1}{c}d_{m_tm_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}}$$

[0029] 수학식 4에 따르면 안테나로부터 목표물까지의 거리를 추정할 수 있고, 방위각을 추정할 수 있고, 도플러 주파수를 추정할 수 있다. 이 때, 수학식 4와 수학식 5를 통해 수학식 4를 간단하게 표현한 수학식 6을 도출할 수 있다.

수학식 5

[0030] $$\bar{\tau}_{k0}=\frac{\tau_{k0}}{T}=\tau_{k0}\Delta f$$

수학식 6

[0031] $$y(n_d,m_r,\mu)=\sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}\sum_{m_t=1}^{M_t}\sum_{n_c\in N_{m_t}}s(n_c)e^{\frac{j2\pi n_c}{N_c}n_d}e^{-j2\pi n_c\bar{\tau}_{0,k}}e^{-j2\pi n_c\frac{1}{\lambda}d_{m_tm_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}}$$

[0032] 또한, 수학식 6의 OFDM 심볼 내 수신 신호를 벡터 형태로 정리하면 수학식 7과 같다.

수학식 7

[0033] $$\mathbf{y}_{t,m_t}^{\mu}=\begin{bmatrix}y(1,m_r,\mu)\\y(2,m_r,\mu)\\\vdots\\y(N_d,m_r,\mu)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}\sum_{m_t=1}^{M_t}\sum_{n_c\in N_{m_t}}s(n_c)e^{j2\pi\frac{n_c}{N_c}}e^{-j2\pi n_c\tau_{0,k}}e^{-j2\pi n_c\frac{1}{\lambda}d_{m_tm_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}}\\\sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}\sum_{m_t=1}^{M_t}\sum_{n_c\in N_{m_t}}s(n_c)e^{j2\pi\frac{n_c2}{N_c}}e^{-j2\pi n_c\tau_{0,k}}e^{-j2\pi n_c\frac{1}{\lambda}d_{m_tm_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}}\\\vdots\\\sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}\sum_{m_t=1}^{M_t}\sum_{n_c\in N_{m_t}}s(n_c)e^{j2\pi\frac{n_c}{N_c}N_d}e^{-j2\pi n_c\tau_{0,k}}e^{-j2\pi n_c\frac{1}{\lambda}d_{m_tm_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}}\end{bmatrix}$$

[0034] 수학식 7을 주파수 영역으로 변경하기 위해 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)하는 행렬($\boldsymbol{F}_{N_c}$)를 활용하면 수학식 8과 같이 정리할 수 있다.

수학식 8

$$\mathbf{y}_{f,m_r}^{\mu} = \mathbf{F}_{N_c}\mathbf{y}_{t,m_r}^{\mu} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}s(1)\sum_{m_t=1}^{M_t}\Omega_{1,m_t}e^{-j2\pi 1\tau_{0,k}}e^{-j2\pi 1\frac{1}{\lambda}d_{m_t,m_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}} \\ \sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}s(2)\sum_{m_t=1}^{M_t}\Omega_{2,m_t}e^{-j2\pi 2\tau_{0,k}}e^{-j2\pi 2\frac{1}{\lambda}d_{m_t,m_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}} \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}s(N_c)\sum_{m_t=1}^{M_t}\Omega_{N_c,m_t}e^{-j2\pi N_c\tau_{0,k}}e^{-j2\pi N_c\frac{1}{\lambda}d_{m_t,m_r}\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}} \end{bmatrix}$$

[0035]

[0036] 수학식 8을 참고하면, 송신 안테나 별로 부반송파를 서로 겹치지 않도록 하였으므로, 수신 안테나에서 각 송신 안테로부터 수신한 신호를 분리할 수 있다. 따라서, 가상 배열 안테나의 효과를 얻을 수 있다. 이 때, 가상 안테나는 균일한 선형 배열 안테나 형태에 따라 배치할 수 있다. 한편, 가상 안테나 인덱스(m)을 활용하여 m 번째 가상 안테나에서 수신된 신호는 수학식 9와 같다.

수학식 9

$$\mathbf{y}_{f,m}^{\mu} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}s\left(n_1^{(m)}\right)e^{-j2\pi n_1^{(m)}\tau_{0,k}}e^{-j2\pi n_1^{(m)}\frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}} \\ \sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}s\left(n_2^{(m)}\right)e^{-j2\pi n_2^{(m)}\tau_{0,k}}e^{-j2\pi n_2^{(m)}\frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}} \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^{K}\frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}}s\left(n_{N_m}^{(m)}\right)e^{-j2\pi n_{N_m}^{(m)}\tau_{0,k}}e^{-j2\pi n_{N_m}^{(m)}\frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}} \end{bmatrix}$$

[0037]

[0038] 또한, 수학식 9에서 모든 가상 안테나 인덱스(m)을 정리하면 수학식 10과 같다.

수학식 10

$$\mathbf{y}^{\mu} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{f,1}^{\mu} \\ \mathbf{y}_{f,2}^{\mu} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{f,M}^{\mu} \end{bmatrix}$$

[0039]

[0040] 수학식 10을 도식화하면 도 2와 같고, 도 2의 레이더 수신 신호 모델을 바탕으로 총 N_{sym}개의 OFDM 심볼을 송신하여 수신한 신호를 도 3과 같은 데이터 큐브(data cube) 형태로 표현할 수 있다.

[0042] 도 4는 이미지 패치 모델링을 설명하기 위한 도면이다.

[0043] m 번 째 가상 안테나에서 수신한 신호는 수학식 11과 같이 표현될 수 있다.

수학식 11

[0044] $$\left[\mathbf{y}^{\mu}\right]_{i_m} \approx \sum_{p=1}^{P}\sum_{r=1}^{R} x\left(R_r,\theta_p\right)\frac{1}{\sqrt{N_c}}s\left(n_i^{(m)}\right)e^{-j2\pi n_i^{(m)}\tau\left(m,R_r,\theta_p\right)}e^{j2\pi f_{D_k}\mu T_{SRI}}$$

[0045] 도 4를 참고하여 수학식 11을 설명하면, 거리 방향으로 R개, 방위각 방향으로 P개로 레이더 영상 이미지를 여러 개의 픽셀로 나눈 후, (r, p)번 째 이미지 패치에 해당하는 거리 및 방위각을 $\left(R_r,\theta_p\right)$로 표현할 수 있다. 여기서, $x(R_r,\theta_p)$는 (r, p)번 째 이미지 패치에 해당하는 픽셀에 목표물이 있으면 그 목표물의 반사율(reflectivity)을 의미할 수 있고, 목표물이 없으면 0의 값을 가질 수 있다. 한편, 지연시간은 수학식 12와 같이 이미지 패치의 거리, 방위각 및 송수신 안테나의 인덱스(즉, 가상 배열 안테나의 인덱스)에 의해 결정될 수 있다.

수학식 12

[0046] $$\tau\left(m,R_r,\theta_p\right)=\frac{2}{c}R_r+\frac{1}{c}\left(d(m-1)\sin\theta_p\right),\quad m=1,\ldots,M_tM_r$$

[0047] 한편, 수학식 10은 수학식 13과 같이 정리할 수 있다.

수학식 13

[0048] $$\mathbf{y}^{(\mu)}=\mathbf{A}\mathbf{x}+\mathbf{n}^{(\mu)},\ \mathbf{A}\in\mathbb{C}^{M_rN_c\times RP},\ \mathbf{x}\in\mathbb{C}^{RP\times 1},\ \mathbf{n}^{(\mu)}\sim CN\left(0,\mathbf{R}_n\right),\ \mathbf{R}_n\in\mathbb{C}^{M_rN_c\times M_rN_c}$$

[0049] 여기서, 행렬 A와 행렬 x는 각각 수학식 14 및 수학식 15와 같이 표현될 수 있다.

수학식 14

[0050] $$\mathbf{x}=\sqrt{MN}\left[x\left(R_1,\theta_1\right),\ldots,x\left(R_1,\theta_P\right),x\left(R_2,\theta_1\right),\ldots,x\left(R_R,\theta_P\right)\right]^T$$

[0051] 행렬 x는 전방 영상 정보를 포함할 수 있고, 산란체(scatterer)가 많이 없어(즉, 0의 원소를 많이 포함함) 일반적으로 희소(sprase)한 성질을 가질 수 있다.

수학식 15

[0052] $$\mathbf{A}=\frac{1}{\sqrt{MN}}\begin{bmatrix} A\left(1,1,R_1,\theta_1\right) & A\left(1,1,R_2,\theta_1\right) & \cdots & A\left(1,1,R_R,\theta_P\right) \\ A\left(2,1,R_1,\theta_1\right) & A\left(2,1,R_2,\theta_1\right) & \cdots & A\left(2,1,R_R,\theta_P\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A\left(M,N,R_1,\theta_1\right) & A\left(M,N,R_2,\theta_1\right) & & A\left(M,N,R_R,\theta_P\right) \end{bmatrix}$$

[0053] 여기서, 행렬 A의 각각의 원소는 수학식 16과 같다.

수학식 16

[0054] $$A(m,n,R_r,\theta_p)=\frac{1}{\sqrt{N_c}}s\left(n_t^{(m)}\right)e^{-j2\pi n_t^{(m)}\tau(m,R_r,\theta_p)}$$

[0055] 따라서, 수학식 17에 따라 이미지 패치 모델링을 통해 레이더 수신 신호를 변환할 수 있다.

수학식 17

[0056] $$\hat{\mathbf{x}}^{(\mu)}=\arg\min_{\mathbf{x}}\|\mathbf{x}\|_0 \text{ subject to } \left\|\mathbf{y}^{(\mu)}-\mathbf{A}\mathbf{x}\right\|_2^2\le\varepsilon$$

[0058] 도 5는 고속 푸리에 변환을 설명하기 위한 도면이다.

[0059] MIMO OFDM 레이더 영상을 획득하기 위해 다양한 형태의 압축 센싱 기법들을 적용할 수 있다. 예를 들어, 기존 FMCW MIMO 레이더 영상을 획득하기 위해 제안되었던 BMP(Bayesian Matching Pursuit; BMP) 등을 적용할 수 있다.

[0060] 한편, 총 μ 번 째 수신 신호를 바탕으로 획득한 레이더 영상 정보를 $\hat{\mathbf{x}}^{(\mu)}$ 라고 정의할 때, 각각의 수신 신호를 통해 추정된 값의 평균을 내어 잡음에 강인한(robust) 개선된 영상을 획득할 수 있고, 이는 수학식 18과 같다.

수학식 18

[0061] $$\hat{\mathbf{x}}=\frac{1}{N_{sym}}\sum_{\mu=1}^{N_{sym}}\hat{\mathbf{x}}^{(\mu)}$$

[0062] 수학식 18에 따르면, $\hat{\mathbf{x}}$ 의 원소가 0이면 해당 픽셀에 목표물이 존재하지 않으며, 원소가 0보다 큰 값을 가질 경우 목표물이 존재할 수 있고 이 때 해당 목표물의 도플러 주파수 추정을 통해 목표물의 속도를 추정할 수 있다. 따라서, 목표물이 있는 픽셀의 집합을 $\mathbf{\Phi}(=\{j|\left|[\hat{\mathbf{x}}]_j\right|>0\})$ 라고 하면, 데이터 큐브(data cube)로부터 목표물이 있는 픽셀에 대해 행렬 A의 열벡터를 활용하여 수학식 19와 같은 신호를 획득할 수 있다.

수학식 19

[0063] For the *j*th target (or scatterer),

Matched filtering with the associated column of **A**: $$\mathbf{y}_{doppler,j}=\begin{bmatrix}[\mathbf{A}]_{\Phi_j}^H\mathbf{y}^{(1)}\\[\mathbf{A}]_{\Phi_j}^H\mathbf{y}^{(2)}\\\vdots\\[\mathbf{A}]_{\Phi_j}^H\mathbf{y}^{(N_{sym})}\end{bmatrix}$$

[0064] 즉, 수학식 19를 참고하면 N_{sym} 개의 수신 파형에 대해 거리 및 방위각 정보를 이용하여 매치드 필터(matched filter)를 통과하기 때문에, 다른 목표물에 대한 도플러 정보는 제거되고 해당 목표물의 도플러 정보에 기반한 위상 변화만이 존재할 수 있다. 이 때, 수학식 20과 같은 고속 푸리에 변환(FFT)를 통해 해당 도플러 주파수를

추정할 수 있다.

수학식 20

[0065]

$$\text{Doppler frequency of the } j\text{th target (or scatterer)},$$
$$\hat{f}_j = \arg\max_f \bar{\mathbf{y}}_{doppler,j} \quad \left(\bar{\mathbf{y}}_{doppler,j} = FFT\left(\mathbf{y}_{doppler,j}\right)\right)$$

[0066] 한편, 레이더 수신 신호를 압축 센싱을 통해 레이더 영상을 획득할 때, 고해상도 레이더 영상을 획득하려면 계산 복잡도가 증가하게 된다. 즉, 고해상도 레이더 영상을 획득하려면 전방의 영상에 대한 픽셀의 숫자를 증가시키므로 계산 복잡도가 증가한다.

[0067] 따라서, 본 발명에 의하면 계산 복잡도를 감소시키기 위해 MIMO OFDM의 특성을 활용하여 대략적인 목표물이 있는 거리를 고속 푸리에 변환을 통해 대략적으로 빠르게 추정할 수 있다. 즉, 본 발명에 의하면 고속 푸리에 변환을 통해 도플러 주파수를 대략적으로 추정하여 수학식 13의 모델의 차원을 감소시켜 압축센싱을 적용할 수 있다.

[0068] 한편, 각 가상 안테나 별 수신 신호를 나타내는 수학식 9로부터 수학식 21을 도출할 수 있다.

수학식 21

[0069]

$$\mathbf{y}^{\mu}_{f,m} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} s\left(n_1^{(m)}\right) e^{-j2\pi n_1^{(m)} \tau_{0,k}} e^{-j2\pi n_1^{(m)} \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k} e^{j2\pi f_{D_k} \mu T_{SH}} \\ \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} s\left(n_2^{(m)}\right) e^{-j2\pi n_2^{(m)} \tau_{0,k}} e^{-j2\pi n_2^{(m)} \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k} e^{j2\pi f_{D_k} \mu T_{SH}} \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} s\left(n_{N_m}^{(m)}\right) e^{-j2\pi n_{N_m}^{(m)} \tau_{0,k}} e^{-j2\pi n_{N_m}^{(m)} \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k} e^{j2\pi f_{D_k} \mu T_{SH}} \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{sub}\mathbf{x}^{sub} + \mathbf{n}^{sub}, \quad \mathbf{A}^{sub} \in \mathbb{C}^{N_c \times R}$$

[0070] 수학식 13은 전방의 2차원 레이더 영상을 방위각과 거리를 이용하여 표현하였다면, 수학식 21은 방위각이 고정된 상태에서 거리축의 1차원 방향을 $\boldsymbol{x}^{sub}$ 로서 표현하고 있다. 여기서, $\boldsymbol{A}^{sub}$ 는 수학식 15와 유사하게 표현할 수 있고, $\boldsymbol{A}^{sub}$ 는 수학식 15의 행렬 A에 비해 행의 개수가 $\frac{1}{M}$ 의 비율로 감소될 수 있고, 열의 개수가 $\frac{1}{P}$ 의 비율로 감소된 행렬의 크기를 가질 수 있다. 이 때, 수학식 21로 범위(range) 추정을 위해 $\boldsymbol{y}_{f,m}$에 고속 푸레이 변환을 적용하면 목표물 거리에 따른 딜레이 위치에 임펄스(impulse)가 나타날 수 있다. 이는 수학식 22와 같이 표현할 수 있다.

수학식 22

[0071]

$$\mathbf{z}_{f,m} = \mathbf{y}_{f,m} ./ \mathbf{s} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} e^{-j2\pi n_1^{(m)}\left(\tau_{0,k} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k\right)} \\ \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} e^{-j2\pi n_2^{(m)}\left(\tau_{0,k} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k\right)} \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} e^{-j2\pi n_{N_m}^{(m)}\left(\tau_{0,k} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k\right)} \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{K} \frac{\gamma_k}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi n_1^{(m)}\left(\tau_{0,k} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k\right)} \\ e^{-j2\pi n_2^{(m)}\left(\tau_{0,k} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k\right)} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi n_{N_m}^{(m)}\left(\tau_{0,k} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k\right)} \end{bmatrix}$$

[0072] 도 5를 참고하면, $\mathbf{z}_{f,m}$ 에 인버스 고속 푸리에 변환(Inverse FFT)를 적용하면 목표물이 있는 거리에 해당하는 지연 시간에 피크(peak)가 발생함을 알 수 있고, 이를 수식으로 나타내면 수학식 23과 같다.

수학식 23

[0073] $$\hat{\mathbf{i}}_{\tau,m} = IFFT\left(\mathbf{z}_{f,m}\right)$$

[0074] 즉, $\hat{\boldsymbol{i}}_{\tau,m}$ 에는 목표물 위치에 대응되는 시간에 피크를 확인할 수 있고, 이로부터 범위(range)를 추정할 수 있다. 목표물 위치에 대응 되는 시간에 발생한 피크의 위치에 해당하는 거리는 수학식 24에 의해 도출될 수 있다.

수학식 24

[0075] $$\hat{\tau}_m = \left(\bar{\tau}_{0,k} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_k\right),\ m = 1,\ldots,M$$

[0076] 다만, 가상 안테나 별로 목표물에 대응되는 피크의 위치에 차이가 있을 수 있고, 이는 방위각 및 안테나 인덱스의 영향을 받는 지연 이주(delay migration) 현상이라고 정의할 수 있다. 즉, 추정 신뢰도를 향상시키기 위해 여러 가상 안테나에서 추정된 $\hat{\boldsymbol{i}}_{\tau,m}$ 을 결합하여 목표물의 거리를 추정할 수 있고, 이는 수학식 25로 표현될 수 있다.

수학식 25

[0077] $$\hat{\mathbf{i}}_{\tau} = \sum_{m=1}^{M} \hat{\mathbf{i}}_{\tau+\hat{c}_m,m} \qquad \hat{c}_m : \text{Delay migration compensation due to the target angle of arrival}$$

[0078] 여기서, $\hat{c}_m$ 은 수학식 26과 같이 정의될 수 있다.

수학식 26

[0079] $$\hat{c}_m = \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_{max} = \bar{\tau}_{0,max} - \bar{\tau}_{m,max}$$

[0080] 수학식 25에 따르면, 여러 가상 안테나에서 추정된 $\hat{\boldsymbol{i}}_{\tau,m}$ 을 결합하여 목표물의 거리를 추정하기 위해서는 지연 이주를 보상한 뒤 피크를 추정해야 한다. 또한, 가장 큰 피크의 지연 이주를 기준으로 보상할 수 있고, 가장 큰 피크의 위치는 각 안테나 별로 수학식 27에 의해 표현될 수 있고, 가장 큰 피크의 위치는 안테나 인덱스와 방위각의 영향을 받을 수 있다.

수학식 27

[0081] $$\hat{\tau}_{m,\max} = \left(\bar{\tau}_{0,\max} + \frac{d}{\lambda}(m-1)\sin\theta_{\max}\right)$$

[0082] 한편, 본 발명은 $\bar{\tau}_{0,max}$ 을 추정하기 위해 가상 안테나 배열 방식을 원점을 중심으로 대칭이 되도록 설계할 수 있다. 즉, 가상 안테나의 위치가 $m=-\frac{M}{2}+\frac{1}{2},\ldots,-\frac{1}{2},+\frac{1}{2},\ldots,\frac{M}{2}-\frac{1}{2}$ 이 되도록 설계하면 수학식 28에 의해 각 안테나 별 추정된 피크 값의 위치의 평균 값을 활용하여 안테나의 위치와 무관하게 $\bar{\tau}_{0,max}$ 을 추정할 수 있다.

수학식 28

[0083] $$\bar{\tau}_{0,\max}=\frac{1}{M}\sum_{m=-\frac{M}{2}+\frac{1}{2}}^{\frac{M}{2}-\frac{1}{2}}\hat{\tau}_{m,\max}$$

[0084] 따라서, 수학식 25내지 28에 따라, $\hat{c}_{\mathrm{m}}$ 을 추정할 수 있고, 다중 목표물들의 거리에 피크가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 즉, $\hat{l}_{\tau}$ 의 값이 사용자가 미리 설정한 임계값보다 크면 목표물이 있다고 판단할 수 있다, 한편, 수학식 13으로부터 해당 거리에 해당하는 픽셀에 대해서만 CS를 위한 선형 방정식을 수학식 29와 같이 표현할 수 있다.

수학식 29

[0085] $$\mathbf{y}^{(\mu)}=\mathbf{A}_{sub}\mathbf{x}+\mathbf{n}^{(\mu)},\ \mathbf{A}_{sub}\in\mathbb{C}^{M_rN_c\times R_{sub}P},\ \mathbf{x}\in\mathbb{C}^{R_{sub}P\times 1},\ \mathbf{n}^{(\mu)}\sim CN(0,\mathbf{R}_n),\ \mathbf{R}_n\in\mathbb{C}^{M_rN_c\times M_rN_c}$$

[0086] 이 때, $R_{sub}\ll R$ 일 수 있다.

[0087] 한편, 본 발명에 따르면 CS 적용을 위한 시스템 방정식의 크기를 결정하는 행렬 A의 크기가 $M_rM_c\times RP$에서 $M_rM_c\times R_{sub}$ 로 감소되어 압축 센싱에서 요구하는 계산 복잡도를 감소시킬 수 있다.

[0088] MIMO OFDM 레이더에서는 수신단에서 각 송신 안테나에서 송신한 파형을 분류하기 위해 각 송신 안테나 별 부반송파를 겹치지 않게 할당하여 OFDM 파형을 전송할 수 있다. 한편, 할당 방식에 따라 압축 센싱 기반 레이더 이미징 성능에 차이가 있을 수 있으므로, 본 발명은 수학식 13의 선형 방정식에 압축 센싱을 적용하여 레이더 이미지를 추정할 수 있다.

[0089] 즉, 추정해야하는 벡터 x의 어느 위치에 0이 아닌 값이 존재하는지를 나타내는 서포트 세트(support set)의 정보를 통해 일반적인 선형방정식의 추정치에 대한 평균제곱오차(Mean Square Error; MSE)의 하한선(lower bound)에 해당하는 크라메-라오 하한선을 수학식 30과 같이 표현할 수 있다.

수학식 30

[0090] $$CRB=\sigma_{\mathrm{n}}^2 Trace((\boldsymbol{A}_{\tau}^{T}\boldsymbol{A}_{\tau})^{-1})$$

[0091] 여기서, $\boldsymbol{A}_{\tau}$ 는 행렬 A의 부행렬로써 서포트 세트에 해당하는 행렬 A의 열벡터들을 모아둔 행렬을 의미할 수 있다. 즉, 본 발명은 수학식 30으로부터 행렬 A의 임의의 부행렬들의 $Trace((\boldsymbol{A}_{\tau}^{T}\boldsymbol{A}_{\tau})^{-1})$ 값이 작아지도록 부반송

파를 할당하여, 추정한 영상의 평균제곱오차를 감소시키고 보다 개선된 레이더 영상을 획득할 수 있다.

[0093] 도 6a는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 1 도면이고, 도 6b는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 2 도면이고, 도 6c는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 3 도면이고, 도 6d는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 4 도면이고, 도 6e는 레이더 영상 획득 결과를 비교하기 위한 제 5 도면이다.

[0094] 도 6a 내지 도 6d를 참고하면, 송수신 안테나를 각각 4개 활용한 MIMO OFDM 레이더 수신 신호에 기반하여 레이더 영상을 획득하는 과정에서 활용된 영상 기법들을 비교할 수 있다.

[0095] 도 6a는 원본 영상이고, 전방에 5개의 객체들을 나타내는 레이더 영상을 의미한다. 또한, 도 6b는 배경 투사(back projection) 방식을 사용했을 때 획득한 레이더 영상을 의미할 수 있고, 도 6c는 종래 BMP 방식을 사용했을 때 획득한 레이더 영상을 의미할 수 있고, 도 6d는 본 발명에 따른 계산 복잡도를 감소시킨 BMP 방식을 사용했을 때 레이더 영상을 의미할 수 있다. 이 때, 도 6c 및 도 6d는 도 6a의 원본 영상에 비해 5개의 객체들을 뚜렷하게 구분하여 레이더 영상을 획득한 것을 알 수 있다.

[0096] 도 6e는 기존 고속 푸리에 변환 방식을 이용하여 레이더 영상을 획득하는 경우와 본 발명의 계산 복잡도를 감소시킨 BMP 방식을 이용하여 레이더 영상을 획득하는 경우의 계산량을 비교한 도면을 의미한다. 통상적으로 안테나의 개수가 증가하면 계산량이 증가한다. 다만, 본 발명의 계산 복잡도를 감소시킨 BMP 방식에 따라 레이더 영상을 획득할 경우 기존 BMP 방식에 따라 레이더 영상을 획득할 때 보다 8배 이상 계산 복잡도를 감소시킬 수 있다.

[0098] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 레이더 영상 획득 방법의 동작 순서도이다.

[0099] 도 7을 참고하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 레이더 영상 획득 방법은 다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 레이더 수신 신호를 획득하는 단계(S110)를 포함할 수 있다.

[0100] 또한, 본 발명의 레이더 영상 획득 방법은 상기 레이더 수신 신호를 이미지 패치 모델링(image patch based modeling)을 토대로 변환하는 단계(S120)를 포함할 수 있다.

[0101] 또한, 본 발명의 레이더 영상 획득 방법은 상기 변환된 레이더 수신 신호를 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 활용하여 압축 센싱하는 단계(S130)를 포함할 수 있다.

[0102] 또한, 본 발명의 레이더 영상 획득 방법은 상기 압축 센싱된 레이더 수신 신호로부터 레이더 영상을 획득하는 단계(S140)를 포함할 수 있다.

[0104] 도 8은 본 발명의 다른 실시예에 따른 레이더 영상 획득 장치의 블록 구성도이다.

[0105] 도 8을 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 레이더 영상 획득 장치(100)는 프로세서(110) 및 프로세서를 통해 실행되는 적어도 하나의 명령 및 명령 수행의 결과를 저장하는 메모리(120) 및 네트워크와 연결되어 통신을 수행하는 송수신 장치(130)를 포함할 수 있다.

[0106] 레이더 영상 획득 장치(100)는 또한, 입력 인터페이스 장치(140), 출력 인터페이스 장치(150), 저장 장치(160) 등을 더 포함할 수 있다. 레이더 영상 획득 장치(100)에 포함된 각각의 구성 요소들은 버스(Bus)(170)에 의해 연결되어 서로 통신을 수행할 수 있다.

[0107] 프로세서(110)는 메모리(120) 및 저장 장치(160) 중에서 적어도 하나에 저장된 프로그램 명령(program command)을 실행할 수 있다. 프로세서(110)는 중앙 처리 장치(central processing unit, CPU), 그래픽 처리 장치(graphics processing unit, GPU), 또는 본 발명의 실시예에 따른 방법들이 수행되는 전용의 프로세서를 의미할 수 있다. 메모리(120) 및 저장 장치(160) 각각은 휘발성 저장 매체 및 비휘발성 저장 매체 중에서 적어도 하나로 구성될 수 있다. 예를 들어, 메모리(120)는 읽기 전용 메모리(read only memory, ROM) 및 랜덤 액세스 메모리(random access memory, RAM) 중에서 적어도 하나로 구성될 수 있다.

[0108] 저장 장치(160)는 본 발명에 사용된 다중입출력(MIMO) 안테나에 대한 정보, 직교주파수분할된 레이더 수신 신호에 대한 정보, 레이더 수신 신호를 이미지 패치 모델링을 토대로 변환한 정보 및 변환된 레이더 수신 신호를 압

축 센싱할 때 사용된 고속 푸레이 변환에 대한 정보를 저장할 수 있다.

[0109] 여기서, 적어도 하나의 명령은, 다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 레이더 수신 신호를 획득하도록 하는 명령; 상기 레이더 수신 신호를 이미지 패치 모델링(image patch based modeling)을 토대로 변환하도록 하는 명령; 상기 변환된 레이더 수신 신호를 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 활용하여 압축 센싱하도록 하는 명령; 및 상기 압축 센싱된 레이더 수신 신호로부터 레이더 영상을 획득하도록 하는 명령을 포함할 수 있다.

[0111] 본 발명의 실시예에 따른 방법의 동작은 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체에 컴퓨터가 읽을 수 있는 프로그램 또는 코드로서 구현하는 것이 가능하다. 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 컴퓨터 시스템에 의해 읽혀질 수 있는 데이터가 저장되는 모든 종류의 기록장치를 포함한다. 또한 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템에 분산되어 분산 방식으로 컴퓨터로 읽을 수 있는 프로그램 또는 코드가 저장되고 실행될 수 있다.

[0112] 또한, 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 롬(rom), 램(ram), 플래시 메모리(flash memory) 등과 같이 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치를 포함할 수 있다. 프로그램 명령은 컴파일러(compiler)에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터(Internetpreter) 등을 사용해서 컴퓨터에 의해 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함할 수 있다.

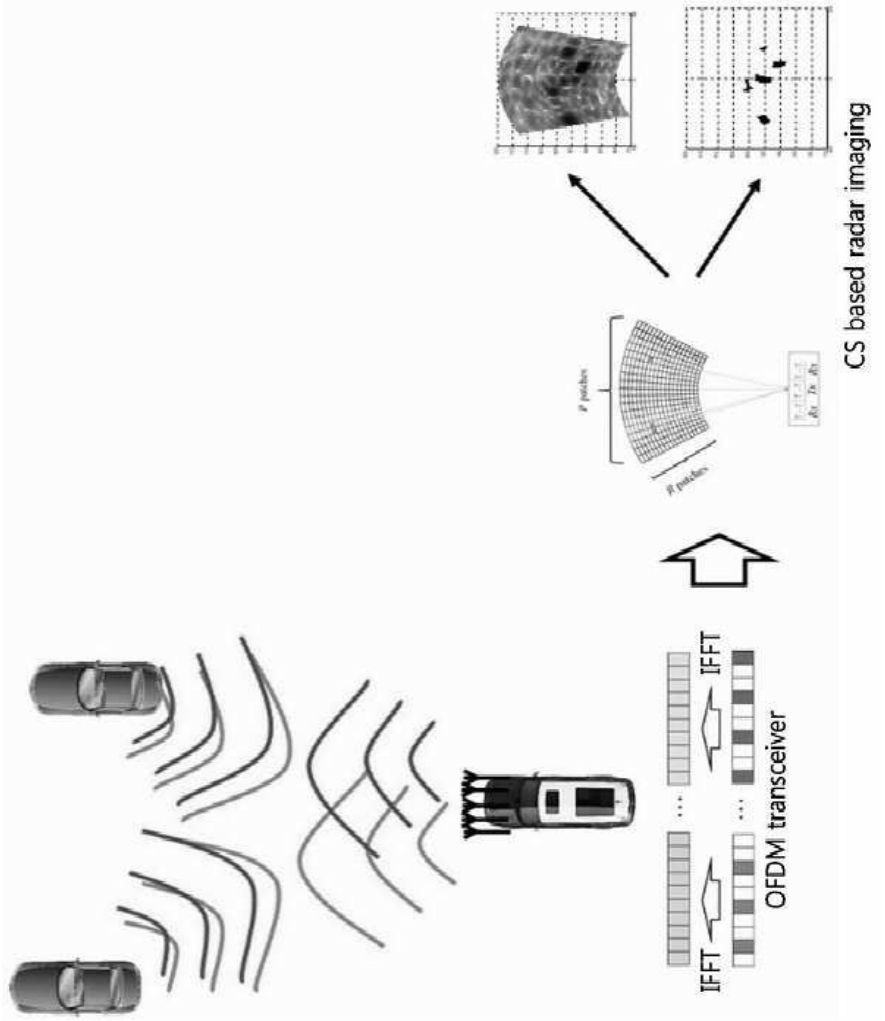
[0113] 본 발명의 일부 측면들은 장치의 문맥에서 설명되었으나, 그것은 상응하는 방법에 따른 설명 또한 나타낼 수 있고, 여기서 블록 또는 장치는 방법 단계 또는 방법 단계의 특징에 상응한다. 유사하게, 방법의 문맥에서 설명된 측면들은 또한 상응하는 블록 또는 아이템 또는 상응하는 장치의 특징으로 나타낼 수 있다. 방법 단계들의 몇몇 또는 전부는 예를 들어, 마이크로프로세서, 프로그램 가능한 컴퓨터 또는 전자 회로와 같은 하드웨어 장치에 의해(또는 이용하여) 수행될 수 있다. 몇몇의 실시예에서, 가장 중요한 방법 단계들의 하나 이상은 이와 같은 장치에 의해 수행될 수 있다.

[0114] 실시예들에서, 프로그램 가능한 로직 장치(예를 들어, 필드 프로그머블 게이트 어레이)가 여기서 설명된 방법들의 기능의 일부 또는 전부를 수행하기 위해 사용될 수 있다. 실시예들에서, 필드 프로그머블 게이트 어레이는 여기서 설명된 방법들 중 하나를 수행하기 위한 마이크로프로세서와 함께 작동할 수 있다. 일반적으로, 방법들은 어떤 하드웨어 장치에 의해 수행되는 것이 바람직하다.

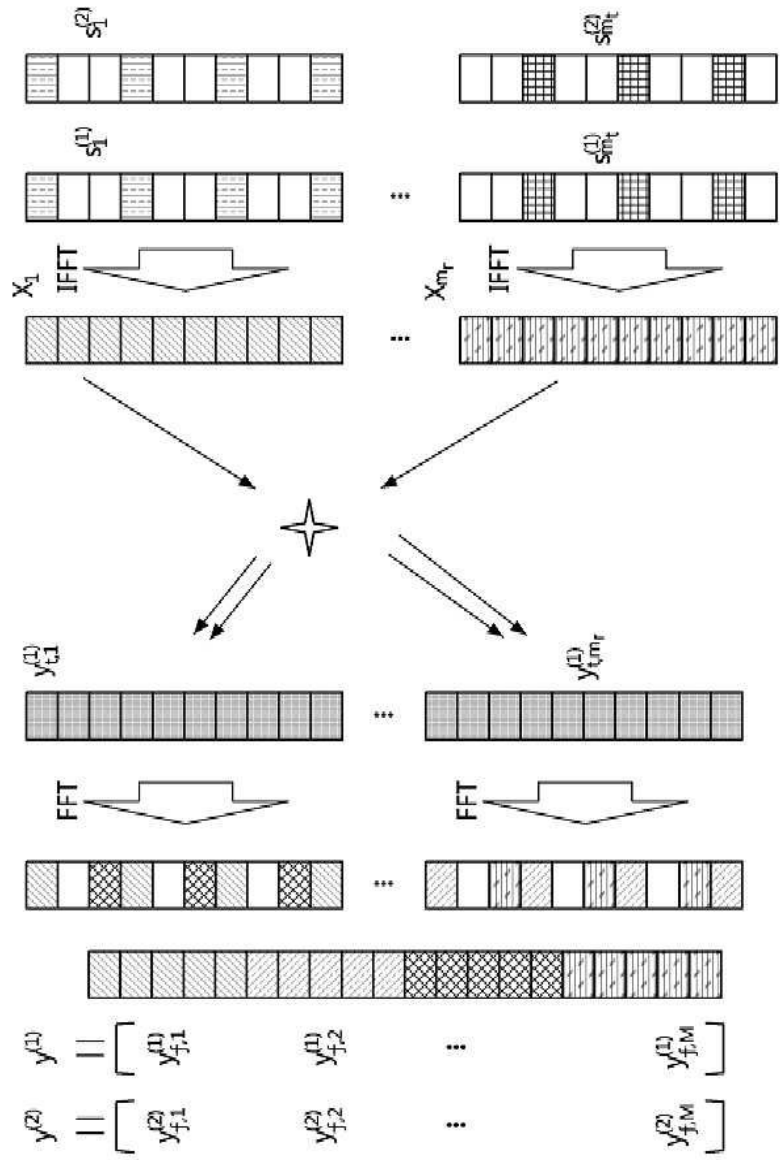
[0115] 이상 본 발명의 바람직한 실시예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 하기의 특허 청구의 범위에 기재된 본 발명의 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다.

도면

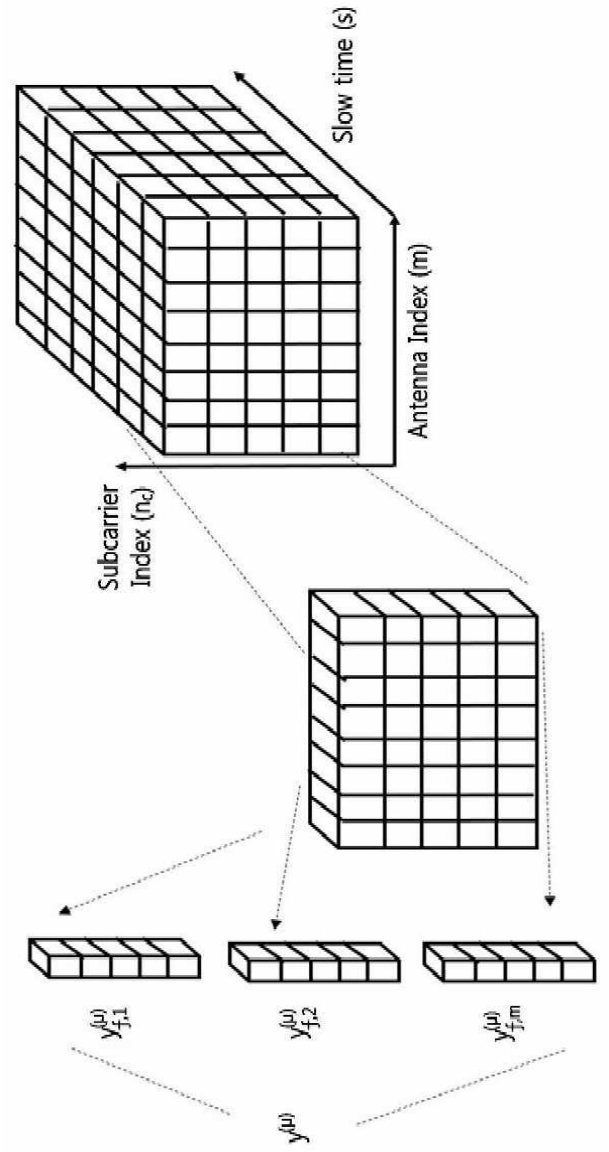
도면1



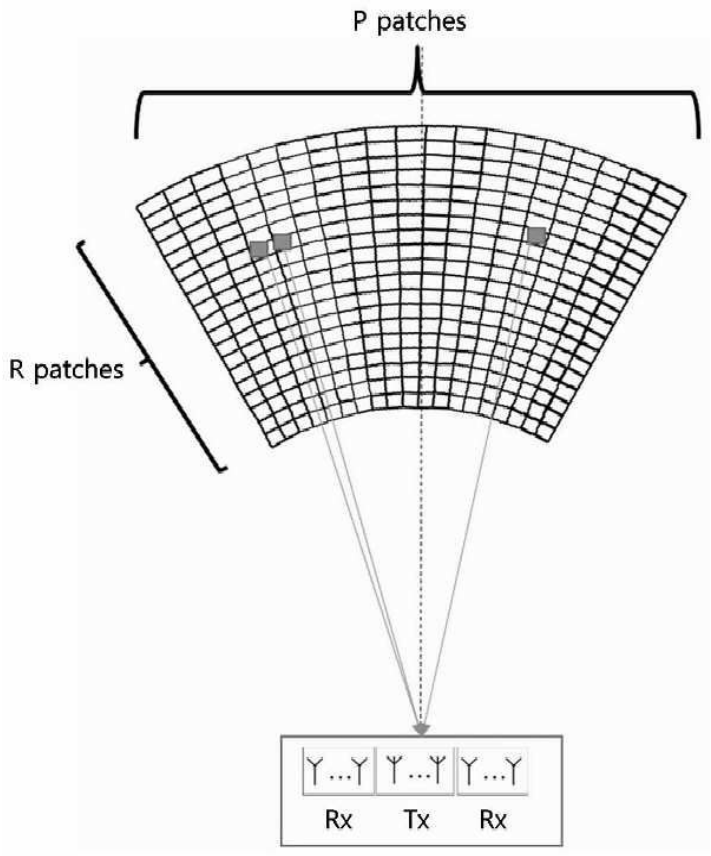
도면2



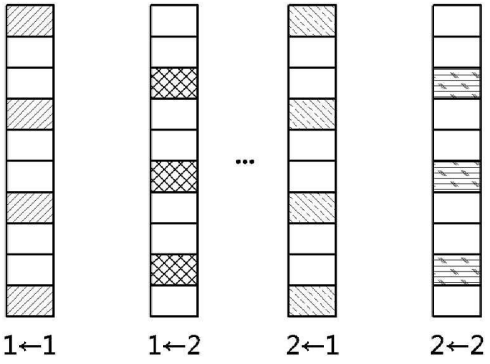
도면3


Slow time (s)
Antenna Index (m)
Subcarrier Index (n_c)
$y_{f,1}^{(\mu)}$
$y_{f,2}^{(\mu)}$
$y_{f,m}^{(\mu)}$
$y^{(\mu)}$

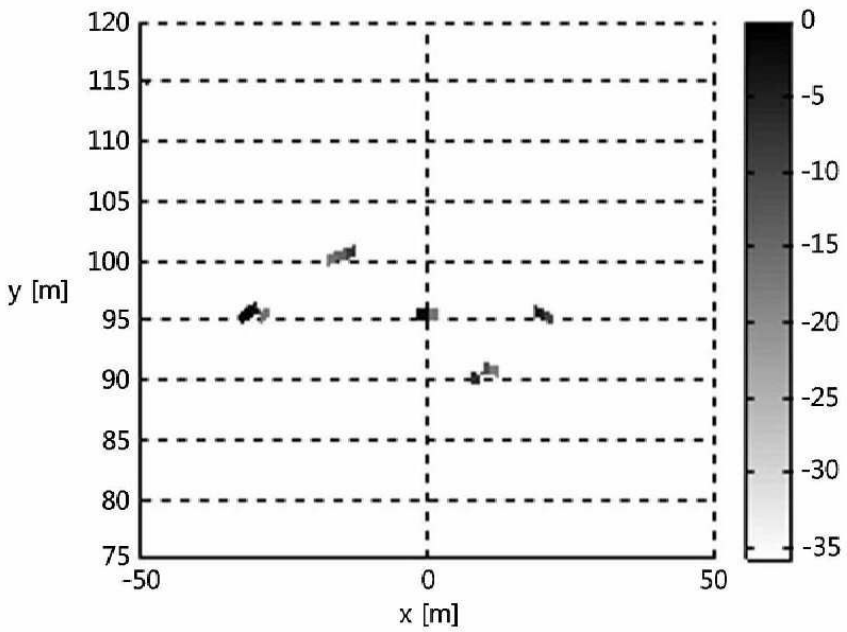
도면4



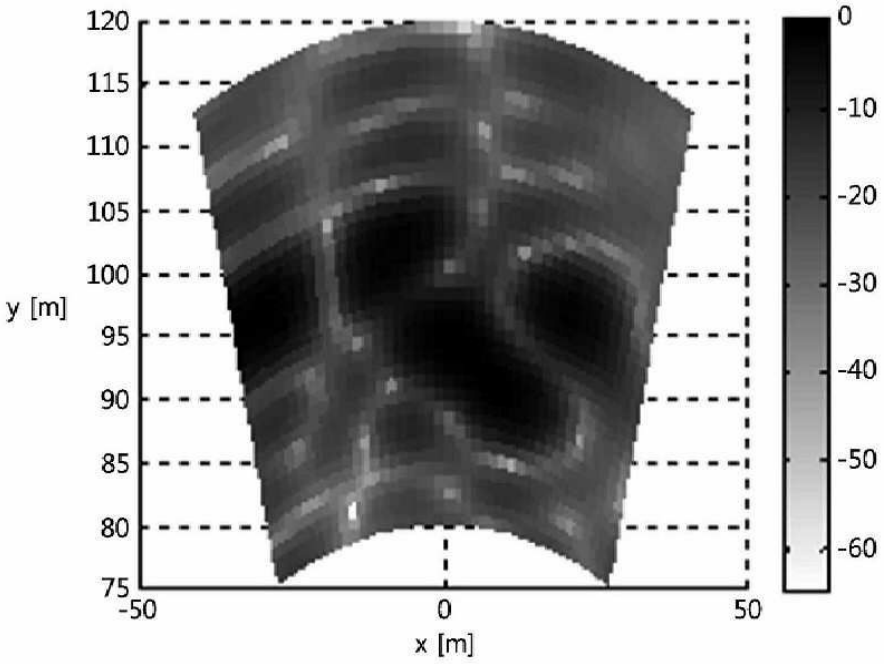
도면5



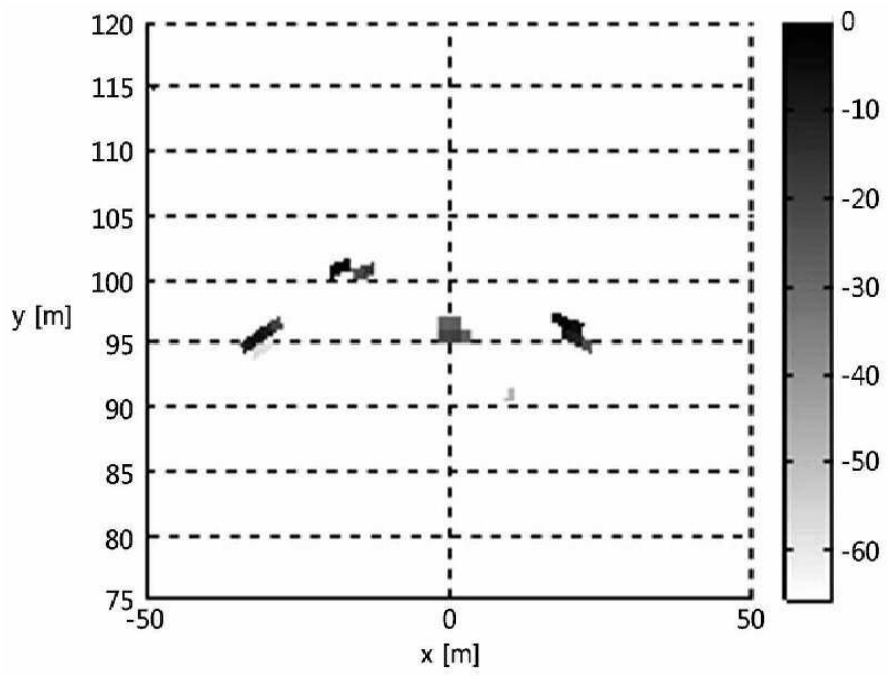
도면6a


120
115
110
105
100
95
90
85
80
75
y [m]
-50
0
50
x [m]
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35

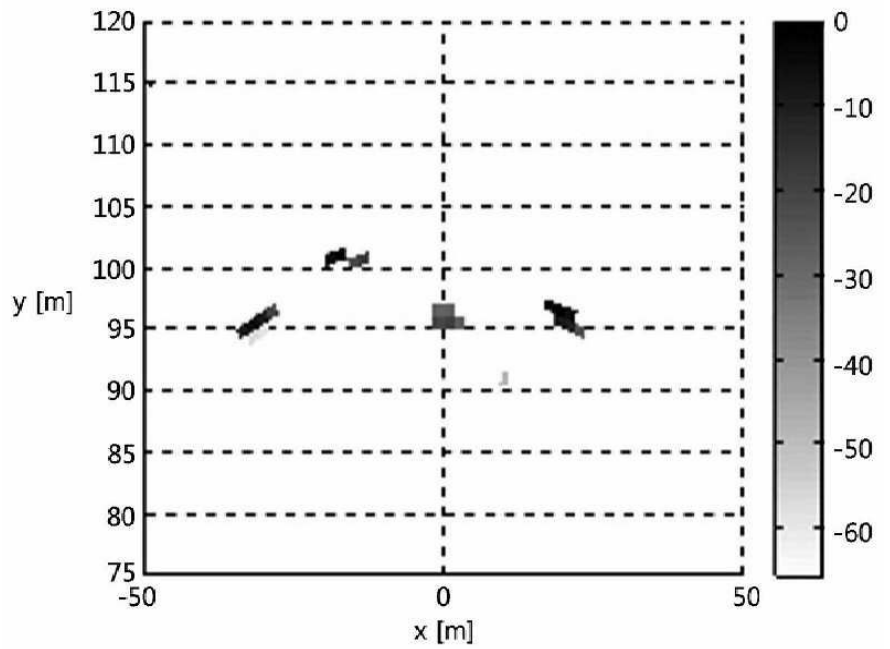
도면6b


120
115
110
105
100
95
90
85
80
75
y [m]
-50
0
50
x [m]
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60

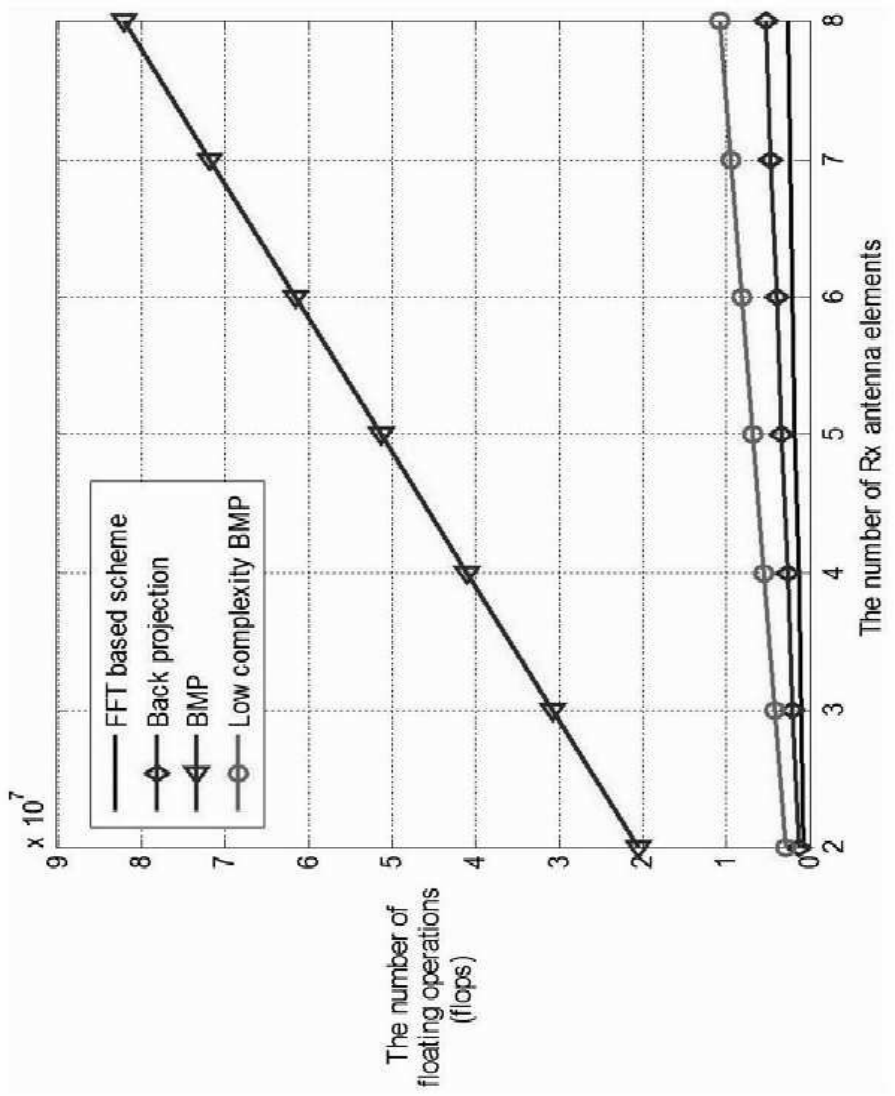
도면6c


120
115
110
105
100
95
90
85
80
75
y [m]
-50
0
50
x [m]
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60

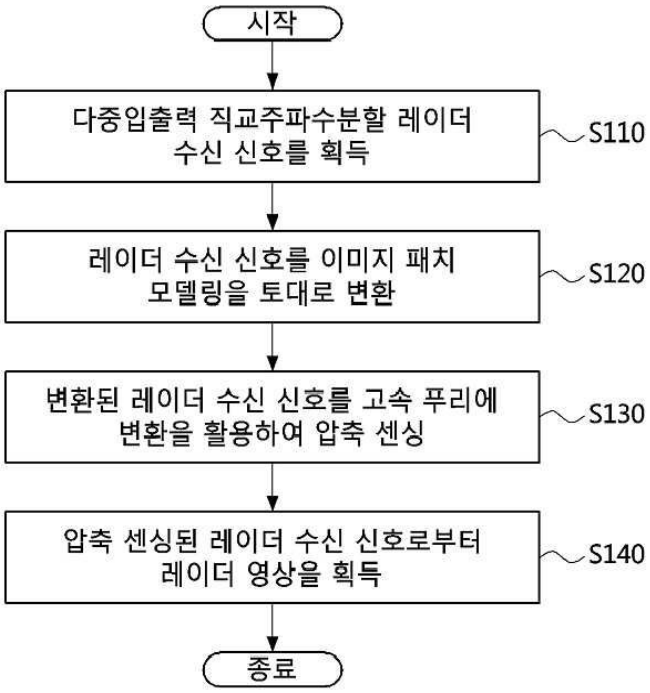
도면6d


120
115
110
105
100
95
90
85
80
75
y [m]
-50
0
50
x [m]
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60

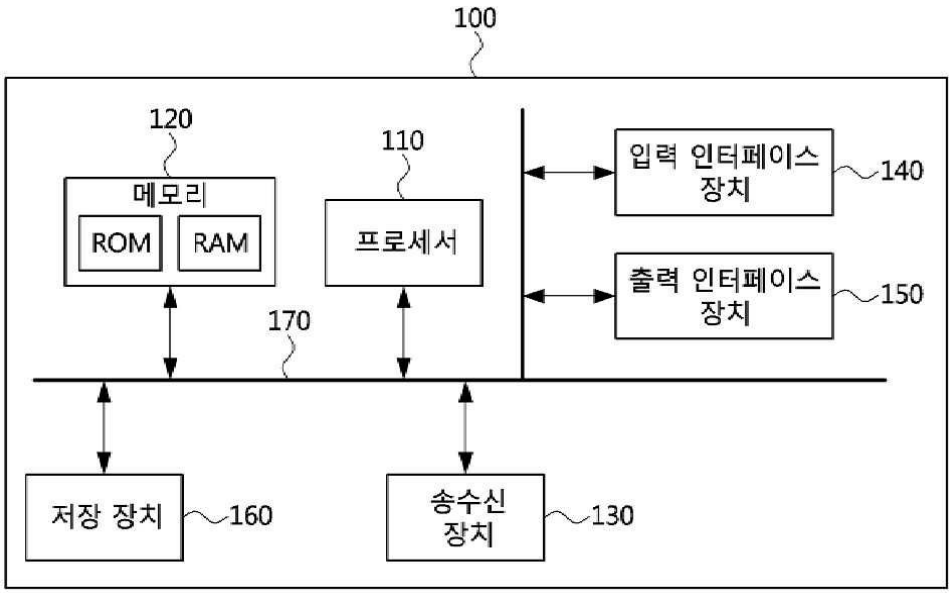
도면6e


x 10^7
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0
FFT based scheme
Back projection
BMP
Low complexity BMP
The number of floating operations (flops)
2
3
4
5
6
7
8
The number of Rx antenna elements

도면7


시작
다중입출력 직교주파수분할 레이더 수신 신호를 획득
S110
레이더 수신 신호를 이미지 패치 모델링을 토대로 변환
S120
변환된 레이더 수신 신호를 고속 푸리에 변환을 활용하여 압축 센싱
S130
압축 센싱된 레이더 수신 신호로부터 레이더 영상을 획득
S140
종료

도면8


100
120
메모리
ROM
RAM
110
프로세서
입력 인터페이스 장치
140
출력 인터페이스 장치
150
170
저장 장치
160
송수신 장치
130