



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2018-0071781
(43) 공개일자 2018년06월28일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01S 19/01 (2010.01) G01S 19/34 (2010.01)
(52) CPC특허분류
G01S 19/015 (2013.01)
G01S 19/34 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2016-0174797
(22) 출원일자 2016년12월20일
심사청구일자 2016년12월20일

(71) 출원인
한밭대학교 산학협력단
대전광역시 유성구 동서대로 125 (덕명동)
(72) 발명자
정의립
대전광역시 유성구 어은로 57, 101동 1802호(어은동, 한빛아파트)
김행복
대전광역시 서구 둔산로 201, 205동 1009호(둔산동, 국화아파트)
이광표
대전광역시 유성구 궁동로 49, 1001호(궁동, 자연아파트)
(74) 대리인
특허법인이름리온

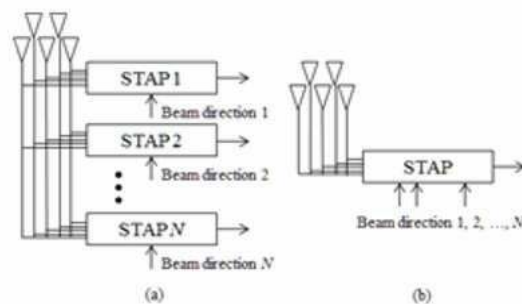
전체 청구항 수 : 총 7 항

(54) 발명의 명칭 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법

(57) 요약

본 발명은 본 발명 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법은, a) 다수의 안테나 각각의 빔포밍 벡터($\underline{w}$)를 결정하기 위하여 제머의 전력은 잡음보다 크다고 가정하여, 빔포밍 벡터가 포함된 공간-시간 필터 출력($r(n)$)의 전력을 구하는 단계와, b) 다수의 방향으로의 빔을 설정하는 복수의 독립적인 제약조건을 구하는 단계와, c) 각 독립적인 제약조건을 빔포밍 벡터($\underline{w}$)를 이용하여 단일한 제약조건으로 변환하는 단계와, d) 라그랑주 승수($\underline{\lambda}$)를 이용하여 출력전력을 최소화하는 빔포밍 벡터($\underline{w}_{opt}$)를 산출하는 단계와, e) 함수 최적화 방법을 사용하여 공간-시간 영역 필터 계수를 찾는 알고리즘을 구하는 단계와, f)상기 공간-시간 영역 필터 계수를 찾는 알고리즘에 현재의 샘플 값을 자기상관 행렬을 대입하여 단순화하는 단계를 포함한다.

대표도 - 도3



(52) CPC특허분류

H01Q 21/29 (2018.05)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1711035494

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 정보통신기술진흥센터

연구사업명 방송통신산업기술개발

연구과제명 준밀리미터파 채널적응형 안테나 및 송수신기 개발

기 여 율 1/1

주관기관 광운대학교 산학협력단

연구기간 2016.03.01 ~ 2017.02.28

명세서

청구범위

청구항 1

- 다수의 안테나 각각의 빔포밍 벡터($\underline{w}$)를 결정하기 위하여 재머의 전력은 잡음보다 크다고 가정하여, 빔포밍 벡터가 포함된 공간-시간 필터 출력($r(n)$)의 전력을 구하는 단계;
- 다수의 방향으로의 빔을 설정하는 복수의 독립적인 제약조건을 구하는 단계;
- 각 독립적인 제약조건을 빔포밍 벡터($\underline{w}$)를 이용하여 단일한 제약조건으로 변환하는 단계;
- 라그랑주 승수($\underline{\lambda}$)를 이용하여 출력전력을 최소화하는 빔포밍 벡터($\underline{w}_{opt}$)를 산출하는 단계;
- 함수 최적화 방법을 사용하여 공간-시간 영역 필터 계수를 찾는 알고리즘을 구하는 단계; 및
- 상기 공간-시간 영역 필터 계수를 찾는 알고리즘에 현재의 샘플 값을 자기상관 행렬 대신 대입하여 단순화하는 단계를 포함하는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 a) 단계의 공간-시간 필터 출력($r(n)$)은, 아래의 수학식 1로 표현되는 것을 특징으로 하는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법.

수학식 1

$$E[|r(n)|^2] = E[\underline{w}^H \tilde{\underline{y}}(n) \tilde{\underline{y}}^H(n) \underline{w}] = \underline{w}^H \underline{R}_{yy} \underline{w}$$

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 b) 단계의 복수의 독립적인 제약조건은, 아래의 수학식 2로 표현되는 것을 특징으로 하는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법.

수학식 2

$$[\underline{w}_1^H \underline{v}_n(k_d), \underline{w}_2^H \underline{v}_n(k_d), \dots, \underline{w}_L^H \underline{v}_n(k_d)]^T = \underline{h}_d, \quad n = 1, \dots, N$$

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 c) 단계의 단일한 제약조건은 $\underline{C}^w \underline{w} = \underline{N} \underline{h}_d$ 으로 정의되는 것을 특징으로 하는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 d) 단계의 빔포밍 벡터($\underline{w}_{opt}$)는 아래의 수학식 3으로 표현되는 것을 특징으로 하는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 e) 단계의 알고리즘은 아래의 수학식 4로 표현되는 것을 특징으로 하는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법.

수학식 4

$$\underline{w}_{opt} = R_{yy}^{-1} C [C^H R_{yy}^{-1} C]^{-1} N \underline{h}_d$$

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 f) 단계의 최종 알고리즘은, 아래의 수학식 5로 표현되는 것을 특징으로 하는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법.

수학식 5

$$\begin{aligned} \underline{w}(n+1) &= \underline{\alpha} \{ \underline{w}(n) - \mu \underline{\tilde{y}}(n) \underline{\tilde{y}}^H(n) \underline{w}(n) \} + \underline{\beta} \\ &= \underline{\alpha} \{ \underline{w}(n) - \mu \underline{\tilde{y}}(n) r^*(n) \} + \underline{\beta} \end{aligned}$$

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법에 관한 것으로, 특히 GPS 수신기에서 간섭신호 제거를 위한 배열 안테나 기반 다중 빔 MVDR 기법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 일반적으로, GPS (global positioning system)는 지구 궤도를 도는 여러 GPS 위성의 신호를 수신하여 위성 별 수신 시간 차이를 이용하여 자신의 절대 위치를 알아내는 시스템으로 민간 목적뿐만 아니라 군용 목적으로도 널리 사용되고 있다. 특히 유도무기 등에 사용되기 때문에 신뢰성 있는 GPS 수신은 군에서 훨씬 더 중요하다. 하지만 GPS 는 사용 주파수 대역이 알려져 있고 수신신호 전력이 미약하기 때문에 인위적인 재밍신호를 송출하여 쉽게 GPS 시스템을 무력화시킬 수 있는 문제가 있다.

[0003] 이러한 문제점을 고려하여 위성 방향으로 하나 이상의 빔을 형성하고, 재머 방향으로는 널을 형성하여 재머를 제거하는 기술들이 알려져 있다.

[0004] 본 발명과 관련된 신호처리기술로서 MVDR(Minimum Variance Distortionless Response) 방법에서는 위성 신호는 천정(zenith) 방향으로 도착하지만 재머는 지평선 방향 부근으로 도착한다는 점에 착안하여 천정 방향으로 널을 만드는 제한 조건 하에서 널의 위치를 조정하여 재머를 공간적으로 제거한다. 이 방식은 재머 제거와 위성 신호 방향으로의 빔 형성을 동시에 수행하기 때문에 우수한 GPS 수신 성능이 장점으로 알려져 있다.

[0005] 종래에는 한 개의 MVDR 알고리즘에서 한 방향의 빔만 설정이 가능하였으므로 여러 개의 GPS 신호를 수신하기 위

해서는 다수의 MVDR 알고리즘을 병렬적으로 사용하고 각 MVDR에서 빔의 방향을 서로 다른 GPS 신호의 방향을 향하도록 적용해야 한다. 하지만 한 개의 공간-시간 적응형 신호처리(STAP: Space-Time Adaptive Processing)를 구현하는데 많은 계산이 필요하므로 이 방식은 빔의 개수에 비례하여 수신기의 복잡도, 크기, 전력소모가 증가하는 단점이 있다.

선행기술문헌

특허문헌

- [0006] (특허문헌 0001) 공개특허 10-2016-0107740호(2016년 9월 19일 공개, 이중편파 단일 안테나 항재밍 장치 및 방법)

비특허문헌

- [0007] (비특허문헌 0001) World Applied Programming, Vol (2), Issue (5), May 2012. 315-324 (Beam forming Algorithms Technique by Using MVDR and LCMV)

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0008] 상기와 같은 종래의 문제점들을 감안한 본 발명은, MVDR(Minimum Variance Distortionless Response) 기술에 기반하여 하나의 알고리즘을 사용하면서도 다수의 빔을 원하는 방향으로 형성할 수 있는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법을 제공함에 있다.
- [0009] 또한 시간에 따라 변화되는 재머 방향에 대응하여, 재머를 제거함과 아울러 GPS 신호의 수신 성능의 저하를 방지할 수 있는 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법을 제공함에 있다.

과제의 해결 수단

- [0010] 상기와 같은 과제를 해결하기 위한 본 발명 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법은, a) 다수의 안테나 각각의 빔포밍 벡터($\mathbf{w}$)를 결정하기 위하여 재머의 전력은 잡음보다 크다고 가정하여, 빔포밍 벡터가 포함된 공간-시간 필터 출력($r(n)$)의 전력을 구하는 단계와, b) 다수의 방향으로의 빔을 설정하는 복수의 독립적인 제약조건을 구하는 단계와, c) 각 독립적인 제약조건을 빔포밍 벡터($\mathbf{w}$)를 이용하여 단일한 제약조건으로 변환하는 단계와, d) 라그랑주 승수(λ)를 이용하여 출력전력을 최소화하는 빔포밍 벡터($\mathbf{w}_{opt}$)를 산출하는 단계와, e) 함수 최적화 방법을 사용하여 공간-시간 영역 필터 계수를 찾는 알고리즘을 구하는 단계와, f)상기 공간-시간 영역 필터 계수를 찾는 알고리즘에 현재의 샘플 값을 자기상관 행렬 대신 대입하여 단순화하는 단계를 포함한다.

발명의 효과

- [0011] 본 발명은 하나의 알고리즘을 사용하여 다수의 빔을 원하는 방향으로 형성할 수 있어, 수신기의 구조를 단순화하며, 크기 및 전력소모를 줄일 수 있는 효과가 있다.
- [0012] 아울러 본 발명은 여러방향으로 빔과 널을 형성할 수 있도록 함으로써, 재머의 제거 효율을 높이면서 위성 신호의 수신 성능 저하를 방지할 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

- [0013] 도 1은 본 발명이 적용될 수 있는 GPS 수신기 모델의 블록도이다.
- 도 2는 방위각과 고도각의 개념도이다.

도 3은 종래 멀티빔 MVDR 구조와 본 발명의 멀티빔 MVDR의 비교도이다.

도 4는 본 발명의 실험예에서 안테나의 배치도이다.

도 5는 본 발명의 수신신호의 스펙트럼과 필터 출력의 스펙트럼을 보인 그래프이다.

도 6은 수식식 19로 표현되는 본 발명의 적응형 알고리즘이 동작할 때 공간-시간 필터 출력 $r(n)$ 의 순시전력 $|r(n)|^2$ 의 변화를 시간에 따라 보인 그래프이다.

도 7은 본 발명의 적응형 알고리즘 수렴 후 공간-시간 필터의 빔 패턴이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0014] 본 발명의 실시 예들은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시 예를 가질 수 있는바, 특정 실시 예들을 도면에 예시하여 상세하게 설명한다. 그러나 이는 본 발명의 실시 예들을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 실시 예들의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.
- [0015] 제1, 제2 등과 같이 서수를 포함하는 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 상기 구성요소들은 상기 용어들에 의해 한정되지는 않는다. 상기 용어들은 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하는 목적으로만 사용된다. 예를 들어, 본 발명의 실시 예들의 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.
- [0016] 본 발명의 실시 예들에서 사용한 용어는 단지 특정한 실시 예를 설명하기 위해 사용된 것으로, 본 발명의 실시 예들을 한정하려는 의도가 아니다. 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 발명의 실시 예들에서, "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.
- [0017] 다르게 정의되지 않는 한, 기술적이거나 과학적인 용어를 포함해서 여기서 사용되는 모든 용어들은 본 발명의 실시 예들이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미가 있다. 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 것과 같은 용어들은 관련 기술의 문맥상 가지는 의미와 일치하는 의미를 갖는 것으로 해석되어야 하며, 본 발명의 실시 예들에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다.
- [0018] 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 배열 안테나 기반의 다중 빔 MVDR 처리방법에 대하여 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다.
- [0019] 도 1은 본 발명의 처리방법이 적용될 수 있는 GPS 수신기 모델의 블록도이다.
- [0020] 도 1의 수신기 모델은 기저대역 등가 모델이며, 수신기에서의 공간-시간 신호처리의 구조를 보이고 있다. 안테나 개수는 M개 이며 각 안테나에서의 시간영역 필터의 길이는 L이라고 가정한다. 수신되는 GPS 신호는 Q개가 있으며 이 중 q번째 GPS 신호를 $s_q(n)$ 이라고 하고 수신되는 방향의 방위각을 Φ_q , 고도각을 Θ_q 라고 한다. 방위각과 고도각의 개념은 도 2에 도시하였다.
- [0021] 수신신호를 평면파라고 가정하면, q번째 GPS 수신신호의 웨이브 벡터 $\underline{k}_q$ 는 d아래의 수식식 1로 표현될 수 있다.

수학식 1

[0022]

$$\underline{k}_q = \frac{2\pi}{\lambda} [\cos\theta_q \sin\phi_q, \sin\theta_q \sin\phi_q, \cos\phi_q]^T$$

[0023]

M개의 안테나를 전방향(Omni)의 빔 패턴을 가지는 점 안테나로 가정하면, m번째 안테나의 x, y, z 좌표를 $\underline{u}_m = [x_m, y_m, z_m]^T$ 이라고 하면 q번째 gps 신호에 대한 크기 Mx1 스티어링 벡터는 아래의 수학식 2로 표현될 수 있다.

[0024]

$$\underline{v}(k_q) = [\exp(jk_q^T \underline{u}_1), \exp(jk_q^T \underline{u}_2), \dots, \exp(jk_q^T \underline{u}_M)]^T$$

[0025]

M개의 안테나에서 수신된 q번째 GPS 신호 벡터는 $s_q(n)\underline{v}(k_q)$ 가 된다. 이와 동일하게 P개의 재머가 존재하고, 이중 p번째 재머 신호를 $\psi_p(n)$, 이 재머의 입사각에 대한 스티어링 벡터를 $\underline{v}(k_p)$ 라고 한다면 p번째 수신 재머 신호는 $\psi_p(n)\underline{v}(k_p)$ 와 같이 표현된다. 결과적으로 위성 신호와 재머가 섞인 최종 수신신호는 아래의 수학식 3과 같다.

[0026]

$$\underline{y}(n) = \sum_{q=1}^Q s_q(n)\underline{v}(k_q) + \sum_{p=1}^P \psi_p(n)\underline{v}(k_p) + \underline{z}(n)$$

[0027]

상기 수학식 3에서 $\underline{z}(n)$ 은 M x 1 잡음 벡터를 나타낸다. 수신신호가 수학식 3과 같이 표현될 때 도 1의 출력은 아래의 수학식 4와 같이 표현될 수 있다.

수학식 4

[0028]

$$r(n) = \sum_{l=1}^L \underline{w}_l^H \underline{y}(n-l+1) = \underline{w}^H \tilde{\underline{y}}(n)$$

[0029]

위 수학식 4에서 $\underline{y}(n-1) = [y_1(n-1), y_2(n-1), \dots, y_M(n-1)]^T$ 이고, $\tilde{\underline{y}}(n)$ 은 아래의 수학식 5로 표현될 수 있다.

수학식 5

[0030]

$$\tilde{\underline{y}}(n) = [\underline{y}^T(n), \underline{y}^T(n-1), \dots, \underline{y}^T(n-L+1)]^T$$

[0031]

$\underline{w}_1$ 과 $\underline{w}$ 는 각각 크기가 M x 1, ML x 1인 빔포밍 벡터로써 $\underline{w}_1 = [w_{1,1}, w_{2,1}, \dots, w_{M,1}]^T$ 이고, $\underline{w} = [\underline{w}_1^T, \underline{w}_2^T, \dots, \underline{w}_L^T]^T$ 로 정의된다.

[0032]

본 발명은 $\underline{w}$ 를 설계하여 공간-시간 필터 출력 $r(n)$ 에서 재머는 제거하고 원하는 방향의 GPS 신호는 훼손하지 않

도록 하는 것이다.

[0033] 먼저 ㉞설계를 위한 비용함수를 정의해야 하는데, 수신신호에서 GPS 신호의 크기는 잡음보다도 많이 작다고 가정한다. 실제로 GPS 수신신호는 열잡음 전력 보다 15dB이상 작은 것으로 알려져 있다. 반면 재머의 전력은 잡음보다 많이 크다고 가정한다. 잡음보다 작은 재머는 대역확산 방식을 사용하는 GPS 신호의 수신에 큰 영향을 미치지 않으므로 잡음보다 훨씬 큰 재머 제거만을 고려한다. 미약한 GPS 신호를 무시하면 수신신호는 재머 + 잡음으로 볼 수 있으며 재머를 제거하기 위해서는 비용함수를 공간-시간 필터 출력의 전력을 최소화하도록 결정한다. 공간-시간 필터 출력 $r(n)$ 의 전력은 아래의 수학적식 6과 같이 표현될 수 있다.

수학적식 6

$$[0034] \quad E[|r(n)|^2] = E[\underline{w}^H \underline{\tilde{y}}(n) \underline{\tilde{y}}^H(n) \underline{w}] = \underline{w}^H R_{yy} \underline{w}$$

[0035] 위의 수학적식 6에서 R_{yy} 는 아래의 수학적식 7과 같다.

수학적식 7

$$[0036] \quad R_{yy} = E[\underline{\tilde{y}}(n) \underline{\tilde{y}}^H(n)]$$

[0037] 또한 빔을 만들고 싶은 방향의 스티어링 벡터를 $v_1(k_d), \dots, v_N(k_d)$ 이라고 정의한다. N개의 방향으로는 빔을 훼손하지 않으면서 나머지 방향으로 수신되는 재머를 제거할 수 있는 스티어링 벡터를 정의한다. 여기서 빔의 방향은 사용자가 설정해야 하는 값이며, 빔의 방향과 널의 방향의 합은 M-1, 즉 안테나 개수보다 하나 적게 설정한다.

[0038] 만약 여러 방향으로 빔을 설정하고자 하면 제거할 수 있는 재머의 개수가 줄어든다.

[0039] 빔의 방향에서 수신되는 신호가 통과하는 이상적인 시간 영역 필터의 특성을 $\underline{h}_d = [h_1, \dots, h_L]^H$ 라고 정의하며, 이 필터특성은 사용자가 설계해야 하며 일반적으로 위성 신호대역만 통과하고 나머지 대역을 통과하지 않도록 저역 통과필터로 설계하는 것이 일반적이다. 원하는 방향의 빔을 훼손하지 않는 제한조건을 만들기 위해서는 $v_n(k_d)$, $n=1, \dots, N$ 의 방향으로 수신되는 신호가 거치는 시간 영역 필터 특성이 $\underline{h}_d$ 가 되도록 설정해야 한다. 원하는 방향에서 수신되는 신호가 통과하게 되는 등가적인 시간영역 필터는 도 1에서 의 방향으로 수신되는 신호가 $[w_1^H v_n(k_d), w_2^H v_n(k_d), \dots, w_L^H v_n(k_d)]$ 로 결정되고 이 벡터가 $\underline{h}_d$ 가 되도록 만들어 주어야 한다. 이러한 내용을 종합하면 제한조건은 아래의 수학적식 8로 표현할 수 있다.

수학적식 8

$$[0040] \quad [\underline{w}_1^H \underline{v}_n(k_d), \underline{w}_2^H \underline{v}_n(k_d), \dots, \underline{w}_L^H \underline{v}_n(k_d)]^T = \underline{h}_d, \quad n=1, \dots, N$$

[0041] 수학적식 8은 N 개의 방향으로 빔을 설정하는 조건이며, 이를 N 개의 독립적인 제약조건이 아닌 한 개의 제약조건으로 표현하기 위하여 수학적식 9와 같이 변형할 수 있다.

수학식 9

$$[\underline{w}_1^H(\underline{v}_1(k_d) + \dots + \underline{v}_N(k_d)), \underline{w}_2^H(\underline{v}_1(k_d) + \dots + \underline{v}_N(k_d)), \dots, \underline{w}_L^H(\underline{v}_1(k_d) + \dots + \underline{v}_N(k_d))]^T = N\underline{h}_d$$

[0042]

[0043]

원하는 빔포밍 계수를 찾는 최적화 문제를 풀기 위해서는 제한조건을 $\underline{w}$ 의 식으로 나타내야 한다. 이를 위해 먼저 크기 $ML \times 1$ 의 $\underline{c}_l$ 이라는 벡터를 아래의 수학식 10으로 정의한다.

수학식 10

$$\underline{c}_1 = \underbrace{[\underline{v}_1(k_d) + \dots + \underline{v}_N(k_d); \underline{0}_M; \underline{0}_M; \dots, \underline{0}_M]}_{L \text{개의 } (M \times 1) \text{ 벡터로 구성}}$$

$$\underline{c}_2 = [\underline{0}_M; \underline{v}_1(k_d) + \dots + \underline{v}_N(k_d); \underline{0}_M; \dots; \underline{0}_M]$$

$$\underline{c}_L = [\underline{0}_M; \underline{0}_M; \underline{0}_M; \dots; \underline{v}_1(k_d) + \dots + \underline{v}_N(k_d)]$$

[0044]

[0045]

위의 수학식 10에서 $\underline{0}_M$ 은 $M \times 1$ 크기의 벡터로 모든 원소가 0이다. 수학식 10에서 정의한 $\underline{c}_l$ 벡터를 이용하여 $ML \times L$ 크기의 $\underline{C}$ 행렬을 정의한다. 이때 $\underline{C}$ 행렬은 $[\underline{c}_1, \underline{c}_2, \dots, \underline{c}_L]$ 로 표현할 수 있으며, 원하는 빔의 제한조건은 $\underline{C}^H \underline{w} = N\underline{h}_d$ 로 표현될 수 있다.

[0046]

위의 빔의 제한조건식과 앞서 설명한 수학식 6을 함께 고려하면, 빔에 대한 제한조건을 만족하면서 공간-시간 적응형 신호처리 필터 출력의 전력을 최소화하는 $\underline{w}$ 는 아래의 수학식 11로 표현될 수 있다.

수학식 11

$$\arg \min \underline{w}^H \underline{R}_{yy} \underline{w},$$

$$\text{subject to } \underline{C}^H \underline{w} = N\underline{h}_d$$

[0047]

[0048]

위의 수학식 11의 해는 라그랑주 승수법 (lagrange multiplier)을 이용하여 구할 수 있다. 크기 $L \times 1$ 의 라그랑주 승수 $\underline{\lambda}$ 를 도입하여 위의 수학식 11을 풀면 아래의 수학식 12를 얻을 수 있으며, 아래의 수학식 12를 $\underline{w}$ 에 대하여 미분하여 수학식 13을 얻을 수 있다.

수학식 12

$$H(\underline{w}) = \frac{1}{2} \underline{w}^H \underline{R}_{yy} \underline{w} + \underline{\lambda}^T (\underline{C}^H \underline{w} - N\underline{h}_d)$$

[0049]

수학식 13

$$\nabla H(\underline{w}) = R_{yy}\underline{w} + C\underline{\lambda}$$

[0050]

[0051] 최적의 해를 구하기 위해 $\nabla H(\underline{w})=0$ 을 만족하는 $\underline{w}$ 를 구하면 $\underline{w}_{opt}=-R_{yy}^{-1}C\underline{\lambda}$ 를 얻을 수 있으며, 이 해를 제한조건에 대입하면 $\underline{\lambda}=-[R_{yy}^{-1}C]^{-1}Nh_d$ 가 얻어진다.

[0052] $\underline{\lambda}$ 를 다시 $\underline{w}_{opt}$ 에 대입하면 최종 해는 아래의 수학식 14로 표현된다.

수학식 14

$$\underline{w}_{opt} = R_{yy}^{-1}C[C^H R_{yy}^{-1}C]^{-1}Nh_d$$

[0053]

[0054] 위에서 구한 해를 이용하여, 적응형 알고리즘을 유도한다.

[0055] 상기 수학식 14는 역행렬을 필요로 하기 때문에 계산량이 많이 소요될 수 있으며, 이를 줄이기 위하여 적응형 알고리즘을 구한다. 이때 적응형 알고리즘은 위도는 steepest descent 알고리즘을 이용하며, 아래의 수학식 15를 이용한다.

수학식 15

$$\begin{aligned}\underline{w}(n+1) &= \underline{w}(n) - \mu \nabla_w H(\underline{w}(n)) \\ &= \underline{w}(n) - \mu (R_{yy}\underline{w}(n) + C\underline{\lambda}(n))\end{aligned}$$

[0056]

[0057] 수학식 15에서 μ 는 스텝 사이즈를 나타내며 적응형 알고리즘에서 계수는 시간에 따라 변하기 때문에 시간 변수 n 이 추가된다. 라그랑주 승산기는 매시간 n 에서 $\underline{w}(n+1)$ 이 앞서 구한 제한조건을 만족하도록 선택되어야 하며, 이러한 조건이 포함된 필터 특성(h_d)는 아래의 수학식 16과 같이 표현될 수 있다.

수학식 16

$$\underline{h}_d = C^H \underline{w}(n+1) = C^H \underline{w}(n) - \mu C^H R_{yy} \underline{w}(n) - \mu C^H C \underline{\lambda}(n)$$

[0058]

[0059] 수학식 16에서 $\underline{\lambda}(n)$ 를 구하고, 그 결과를 수학식 15에 대입하면 공간-시간 영역 필터계수를 찾는 적응형 알고리즘인 수학식 17을 얻을 수 있다.

수학식 17

$$\begin{aligned}\underline{w}(n+1) &= \underline{\alpha}\{\underline{w}(n) - \mu R_{yy}\underline{w}(n)\} + \underline{\beta} \\ \underline{\alpha} &= I_{ML} - C(C^H C)^{-1} C^H \\ \underline{\beta} &= C(C^H C)^{-1} N \underline{h}_d\end{aligned}$$

[0060]

[0061]

수학식 17에서 $\underline{\alpha}$ 와 $\underline{\beta}$ 는 알고리즘의 실행 전에 미리 구할 수 있는 값이기 때문에 계산량을 줄일 수 있다. 하지만 수학식 17에서는 안테나 수신신호에 대한 자기상관 행렬 R_{yy} 를 필요로 하며, 자기상관 행렬을 구하기 위해서는 긴 시간 수신신호 벡터에 대한 평균을 취해야 하고, 이 과정에서 계산량이 증가하고, 재머 방향이 바뀌어 자기상관 행렬이 시간에 따라 바뀌는 상황에 대처가 어렵다. 따라서 자기상관 행렬 대신 현재의 샘플 값으로 대체한다. 이 경우 자기상관 행렬은 아래의 수학식 18로 표현될 수 있으며, 수학식 18을 수학식 17에 대입하면 최종 적응형 알고리즘인 수학식 19를 얻을 수 있다.

수학식 18

$$R_{yy} \approx \underline{\tilde{y}}(n) \underline{\tilde{y}}^H(n)$$

[0062]

수학식 19

$$\begin{aligned}\underline{w}(n+1) &= \underline{\alpha}\{\underline{w}(n) - \mu \underline{\tilde{y}}(n) \underline{\tilde{y}}^H(n) \underline{w}(n)\} + \underline{\beta} \\ &= \underline{\alpha}\{\underline{w}(n) - \mu \underline{\tilde{y}}(n) r^*(n)\} + \underline{\beta}\end{aligned}$$

[0063]

[0064]

도 3의 (a)에는 종래 멀티빔 MVDR 구조를 도시하고, 도 3의 (b)에는 위의 적응형 알고리즘이 적용된 멀티빔 MVDR구조를 도시하였다. 이에 도시한 바와 같이 본 발명은 한 개의 공간-시간 적응형 신호처리(STAP: Space-Time Adaptive Processing)를 사용하여 멀티빔 MVDR을 구현할 수 있다.

[0065]

이와 같이 얻어진 적응형 알고리즘의 효과를 확인하기 위하여 모의 실험을 수행하였다.

[0066]

<실험 예>

[0067]

본 발명의 성능 검증을 위하여 컴퓨터를 이용한 모의실험을 통해 수행하였다. GPS신호는 중심주파수 1.5GHz의 L1 대역 신호를 사용하였으며, 수신 안테나의 개수는 25개로 가정하였고 도 4와 같이 x, y 평면에 정방형으로 배치한다. 인접 안테나 소자 사이의 거리는 1/2 파장인 10cm로 가정하였다.

[0068]

GPS 위성 신호는 12개의 신호가 서로 다른 방향에서 수신된다고 가정하였으며 개별 위성신호의 수신 SNR은 모두 15dB로 설정하였다. 위성 신호의 수신 방위각은 30도의 간격으로 0도부터 360도까지 등간격으로 배치되었다고 가정하였으며, 고도각은 모든 GPS 위성신호에서 45도로 설정하였다.

[0069]

간섭 신호인 재머 신호는 협대역 재머 1개와 광대역 재머 1개를 생성하였으며 협대역 재머는 단일 주파수를 가지는 정현파로 생성하였고 광대역 재머는 2MHz의 대역폭을 가지는 신호로 생성하였다.

[0070]

각 재머의 JNR(jammer to noise ratio)은 50dB로 설정하였다. 즉, 재머의 전력은 잡음보다 50dB 높다고 가정하

였다. 이 경우 재머의 전력은 GPS 위성 신호의 전력보다 65dB 높게 된다. 이러한 값은 일반 GPS수신기로는 GPS 위성 신호를 인식할 수 없는 정도이다.

[0071] 재머가 수신되는 방향은 광대역 재머의 경우 방위각 120도, 고도각 10도로 설정하였으며 협대역 재머는 방위각 90도, 고도각 10도로 설정하였다. 재머는 지상에서 송출한다 가정하여 GPS 위성신호에 비해 낮은 고도각으로 설정하였다.

[0072] 공간-시간 신호처리가 수행되는 신호처리부의 동작 클럭은 5MHz로 설정하였다. GPS신호의 확산코드 칩 속도가 1MHz인 것을 감안하면 약 5배 과표본 상황에서 모의실험이 수행되었다. 또한 공간-시간필터의 시간 영역의 필터 길이를 $L=3$ 으로 설정하였다. 따라서 공간-시간 필터의 총 계수는 $35 \times 5 = 75$ 개 이다. 제약조건 설정에 필요한 시간 영역 필터 계수는 $h_d = [1, 1, 1]^T$ 로 설정하였다. 이는 가장 단순한 형태의 저역통과필터로 볼 수 있다. 다중 빔 설정을 위해 빔의 개수 및 방향을 사용자가 설정해야 하며, 실험을 위해 두 개의 빔을 사용하였다. 첫 번째 빔의 방향은 방위각 0도, 고도각 45도로 설정하고, 두 번째 빔의 방향은 방위각 90도, 고도각 45도 설정하였다.

[0073] 도 5는 본 발명의 수신신호의 스펙트럼과 필터 출력의 스펙트럼을 보인 그래프이다.

[0074] 도 5의 왼쪽 그래프는수신신호의 스펙트럼을 보인다. 정상적으로 GPS 만 수신되는 경우 GPS 신호가 잡음보다 미약하기 때문에 잡음만 보여야 하나 재머로 인해 광대역 재머 및 협대역 재머가 잡음보다 50 dB 높게 수신된 것을 확인할 수 있다.

[0075] 도 5의 오른쪽 그래프는 알고리즘이 수렴한 후 공간-시간 필터 출력의 스펙트럼을 보이고 있다. 광대역 재머 및 협대역 재머가 제거되어 전력밀도가 잡음 수준으로 크게 낮아진 것을 확인할 수 있다. 또한 최종 스펙트럼의 모양은 $h_d = [1, 1, 1]^T$ 의 주파수 응답과 유사함도 알 수 있다. 즉, 약 2MHz 대역폭을 가지는 GPS 신호 대역폭 이외 대역의 간섭신호를 제거하기 위해서는 보다 더 긴 h_d 를 사용하는 것이 바람직하다.

[0076] 도 6은 수학적 식 19로 표현되는 본 발명의 적응형 알고리즘이 동작할 때 공간-시간 필터 출력 $r(n)$ 의 순시전력 $|r(n)|^2$ 의 변화를 시간에 따라 보인 그래프이다. 상당히 높은 전력 값이 시간에 따라 급격히 줄어들기 시작하며 약 1,500 샘플 이후에는 안정적인 모습을 보인다. 이를 시간으로 환산하면 약 $300\mu s$ 후에 적응형 알고리즘이 수렴하는 것으로 볼 수 있다.

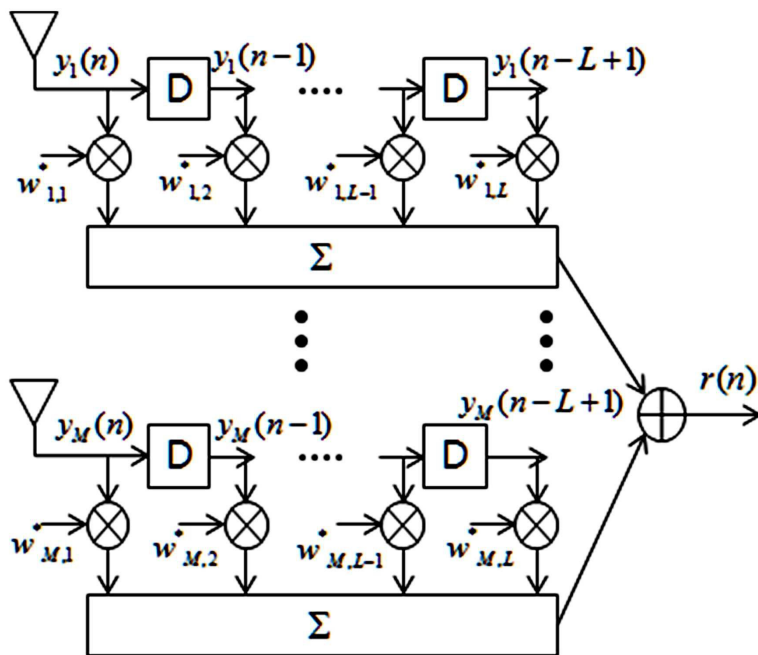
[0077] 도 7은 적응형 알고리즘 수렴 후 공간-시간 필터의 빔 패턴을 보이고 있다. 빨간색은 안테나 이득이 높아 빔이 형성되는 영역을 나타내고 파란색은 안테나 이득이 낮아 널이 형성되는 영역을 나타낸다. 광대역 재머가 수신되는 방위각 90도, 고도각 10도 및 협대역 재머가 수신되는 방위각 120도, 고도각 10도에 널이 형성된 것을 볼 수 있다. 또한 제한조건으로 설정했던 방위각 0도, 고도각 45도 및 방위각 90도, 고도각 45도에는 빔이 형성된 것을 확인할 수 있다.

[0078] 이처럼 본 발명은 공간-시간 필터 1개를 이용하여 수신을 원하는 다수의 방향으로 빔을 유지하면서 나머지 방향에서 수신되는 재머 방향으로 널을 만들어 효과적으로 재머를 제거할 수 있게 된다.

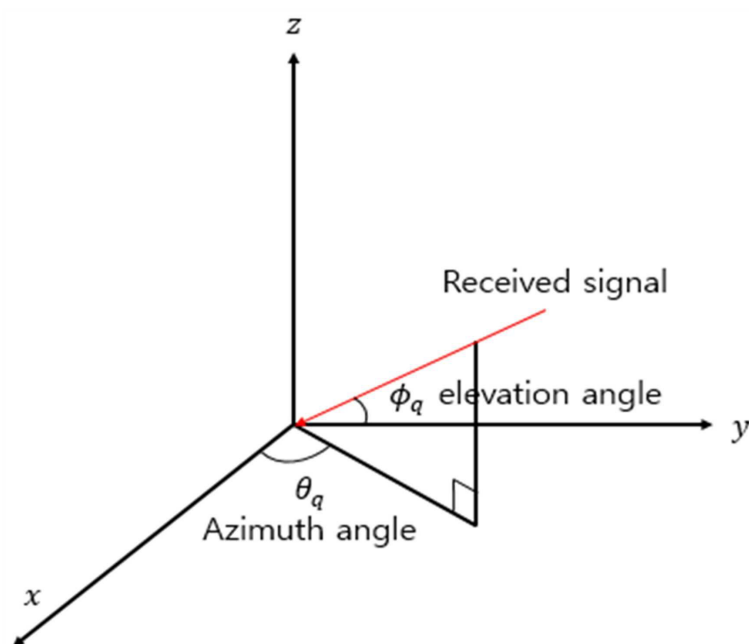
[0079] 본 발명은 상기 실시예에 한정되지 않고 본 발명의 기술적 요지를 벗어나지 아니하는 범위 내에서 다양하게 수정, 변형되어 실시될 수 있음은 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 있어서 자명한 것이다.

도면

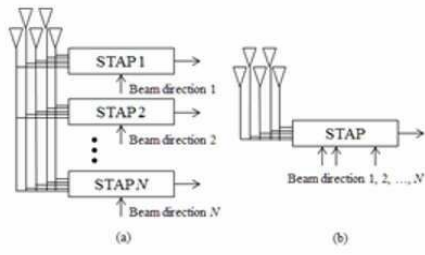
도면1



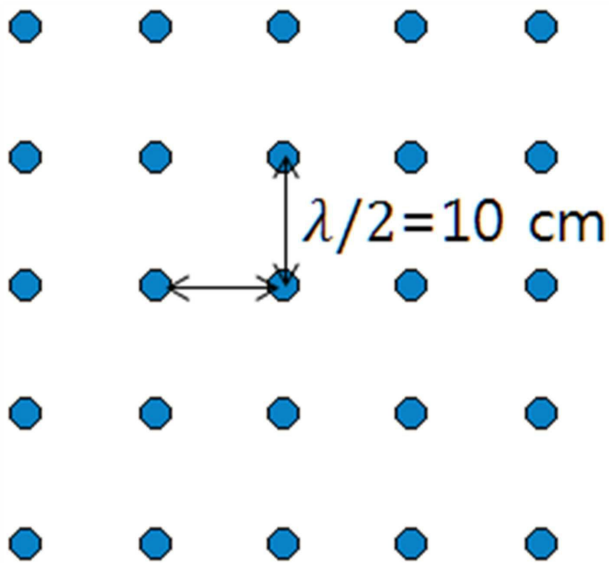
도면2



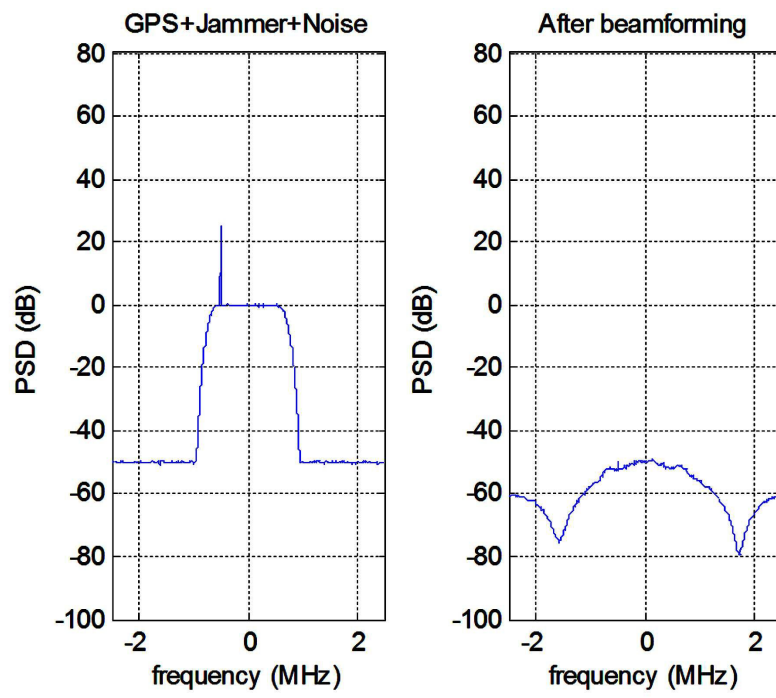
도면3



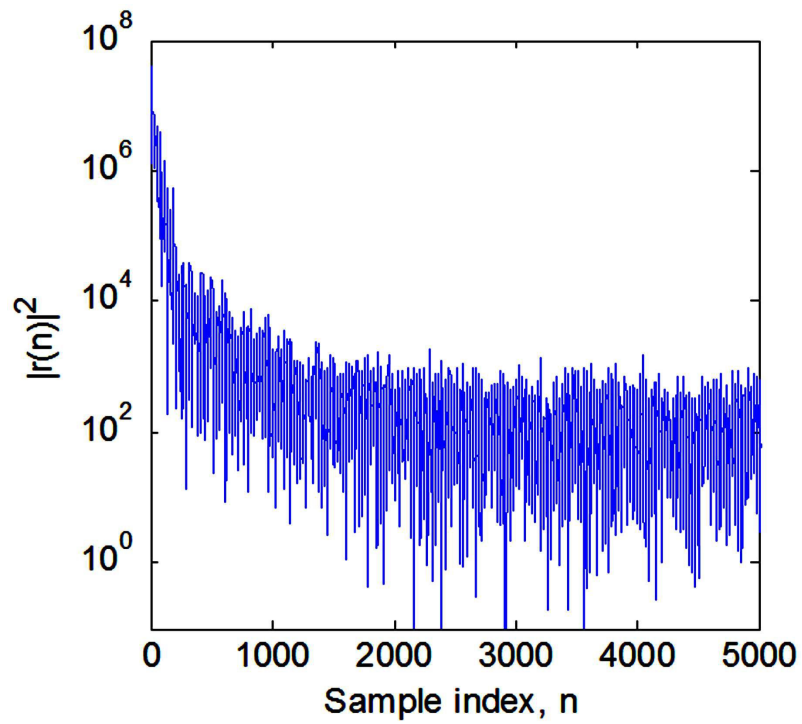
도면4



도면5



도면6



도면7

