

클러터 환경을 고려한 DFRC 시스템 빔포밍 및 전력 할당 기법

이성진, 최 완*

서울대학교 전기정보공학부, 뉴미디어통신공동연구소

manfas201@snu.ac.kr, *wanchoi@snu.ac.kr

Beamforming and Power Allocation for DFRC Systems in Clutter Environment

Seongjin Lee, Wan Choi*

Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University
Institute of New Media Communications, Seoul National University

요 약

본 논문에서는 클러터가 있는 환경에서 DFRC(dual functional radar and communication) 시스템의 설계에 대해 다룬다. 클러터로 인한 NLoS(Non line of sight) 경로는 레이더의 관점에서 타겟 감지에 방해가 되지만 통신의 관점에서는 높은 공간 자유도를 제공하기 때문에 이득을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 이러한 레이더 탐지와 통신의 트레이드오프를 고려하여 빔포밍 행렬 및 경로에 대한 전력 할당 기법을 설계한다.

I. 서론

통신과 센싱을 통합하는 ISAC (integrated sensing and communication) 중 DFRC 는 레이더와 통신 기능을 같은 하드웨어를 통해 수행하는 기술이다. DFRC 시스템에서 만들어진 레이더와 통신 기능을 함께 수행하는 송신 신호는 클러터에 의해 만들어진 다중 경로를 통하여 전파된다. NLoS 경로는 타겟이 아닌 클러터의 정보를 담고 있기 때문에 레이더의 목표물 감지 성능은 타겟과 레이더 사이의 LoS(Line of sight) 경로에 의존한다. 하지만 통신의 측면에서는 다중 경로를 이용하는 것이 높은 공간 자유도를 얻을 수 있으므로 레이더와 통신 성능 사이의 트레이드오프가 존재한다. [1] 본 연구에서는 이러한 레이더와 통신 신호의 근본적인 차이를 고려하여 빔포밍 행렬 및 전력할당 기법을 설계하였다. 먼저 센싱 목표물과 클러터의 위치 및 통신 채널을 [4]와 같은 방법으로 추정하였다고 가정한 후 타겟 파라미터 추정 혹은 움직이는 타겟의 tracking 등을 위해 목표물 방향으로 메인 로브를 형성하면서 레이더와 통신 신호 간의 간섭을 없애는 간섭 제거(zero forcing) 빔포밍 행렬을 설계하였다. 또한, 설계된 빔포밍 행렬을 이용하면서 통신 성능을 높이기 위해 센싱 및 통신 경로에 전력 할당을 하는 최적화 문제를 구성하고 그 해를 구하였다.

II. 본론

본 논문에서는 그림 1 과 같이 클러터 환경에서 송신 및 수신 안테나 개수가 각각 N_T, N_R 개의 DFRC 기지국이 하나의 레이더 타겟을 감지하고 단일 안테나 사용자 단말과 통신하는 상황을 고려한다. 타겟의 위치는 θ_0 이고 총 K 개의 클러터가 존재하며 k 번째 클러터의 위치는 θ_k 이다. 본 논문에서는 타겟과 클러터의 위치 및 통신 채널을 [4]의 방법으로 완벽히 추정했다고 가정한다. 따라서 통신 채널은 다음과 같다.

$$\mathbf{H} = [\alpha_1 \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \alpha_K \mathbf{a}(\theta_K)]^H \quad (1)$$

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{-j2\pi \sin(\theta_k)}, \dots, e^{-j2\pi(N_T-1) \sin(\theta_k)}]^T \in \mathbb{C}^{N_T} \text{ 이다.}$$

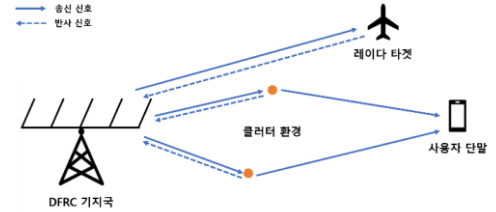


그림 1. DFRC 기지국의 레이더 타겟 감지 및 통신 기능 수행 시나리오

1. 센싱 및 통신 공동 송신 빔포밍 행렬 설계

이 절에서는 [2]의 기법을 이용하여 빔포밍 행렬을 설계한다. 먼저 송신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_r \mathbf{s} + \mathbf{F}_c \mathbf{c} \quad (2)$$

$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T \in \mathbb{C}^{N_T}$, $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_K]^T \in \mathbb{C}^K$ 는 각각 레이더 파형 벡터, 통신 신호 벡터이며 $\mathbf{F}_r \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$, $\mathbf{F}_c \in \mathbb{C}^{N_T \times K}$ 는 각각 레이더, 통신 빔포밍 행렬이다. 본 논문에서는 먼저 빔포밍 행렬의 설계에 집중한다. 레이더 파형, 통신 신호 벡터는 평균이 0인 시간적으로 백색이며 광의의 정상 확률과정을 따르며 서로간 그리고 각 벡터내의 요소간 상관관계가 존재하지 않는다고 가정한다.

$$\mathbf{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{0}_{N_T \times K}, \mathbf{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I}_{N_T}, \mathbf{E}[\mathbf{c}\mathbf{c}^H] = \mathbf{I}_K \quad (3)$$

레이더 경로와 각 통신 경로 간 간섭 제거 빔포밍을 위해 $\mathbf{H}\mathbf{F} = [\text{diag}(\sqrt{\lambda}), \mathbf{0}_{K \times N_T}]$ 를 만족하도록 빔포밍 행렬 $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_c, \mathbf{F}_r]$ 를 설계한다. 이 때, $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_K]^T$ 는 빔포밍에 따른 각 통신 경로에 의한 실질채널이득 (effective channel gain)이다. 빔포밍 행렬 설계를 위한 최적화 문제는 [2]에서와 같이 구성할 수 있고 아래의 식(4)와 같다.

$$\min_{\mathbf{R}, \beta} L_r(\mathbf{R}, \beta) \quad (4a)$$

$$\text{subject to } \mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{F}^H \in \mathcal{S}_{N_T}^+, \mathbf{H}\mathbf{R}\mathbf{H}^H = \text{diag}(\lambda) \quad (4b)$$

$$\mathbf{R}_{m,m} = P_t/M, m = 1, \dots, N_T \quad (4c)$$

$$\lambda_k \geq \Gamma, k = 1, \dots, K \quad (4d)$$

$L_r(\mathbf{R}, \beta) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |\beta d(\theta_l) - \mathbf{a}^H(\theta_l) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_l)|^2$ 는 레이더 빔패턴 설계를 위한 목적 함수로 이상적인 빔패턴 $d(\theta)$ 에 대한 평균 제곱 오류(MSE)로 정의하고 β 는 이상적인 빔패턴에 대한 스케일링 계수이다. 또한, $\mathcal{S}_{N_T}^+$ 는 양의

준정부호 행렬의 집합이며 P_t 는 총 전송 전력, Γ 는 통신 성능 보장을 위해 미리 설정된 문턱값이다. 위의 식(4)는 목적함수와 제약조건이 모두 양의 준정부호이거나 선형이므로 CVX [3] 프로그램을 사용해서 풀 수 있다.

이제 최적화 문제 (4)의 해 $\tilde{\mathbf{R}}$ 를 이용하여 빔포밍 행렬 $\tilde{\mathbf{F}}$ 를 유도한다. 이는 [2]에 의해 $\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{L}_r \mathbf{L}_r^H$ 출레스키 분해 및 $\mathbf{H}\mathbf{L}_r$ 의 행 QR 분해 $[\mathbf{L}_h, \mathbf{0}_{K \times (N_r - K)}] \mathbf{Q}_h$ 를 통해 아래의 식 (5)과 같이 구할 수 있다. $\mathbf{L}_h, \mathbf{Q}_h$ 는 각각 행 QR 분해의 하삼각행렬, 직교행렬이다.

$$\tilde{\mathbf{F}} = [\tilde{\mathbf{F}}_c, \tilde{\mathbf{F}}_r] = [\mathbf{L}_r \mathbf{Q}_h^H, \mathbf{0}_{N_r \times K}] \quad (5)$$

2. 통신 성능 향상을 위한 전력 할당

이 절에서는 II-1에서 설계한 빔포밍 행렬을 이용하면서 동시에 센싱 및 통신 경로에 전력을 할당함으로써 센싱 성능을 유지하며 통신 성능을 최대화하는 최적화 문제를 설계하고 그 해를 구한다.

DFRC 기지국에서 $\tilde{\mathbf{s}} = [\mathbf{c}^T, \mathbf{s}^T]^T$ 를 송신하고 반향신호를 수신 빔포밍 벡터 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_r}$ 로 결합한 신호는 아래의 식(6)과 같다.

$$\mathbf{y}_s = \gamma_0 \sqrt{p_0} \mathbf{w}^H \mathbf{b}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{s}} + \sum_{k=1}^K \gamma_k \sqrt{p_k} \mathbf{w}^H \mathbf{b}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{w}^H \mathbf{z} \quad (6)$$

$\mathbf{b}(\theta_k) = [1, e^{-j2\pi \sin(\theta_k)}, \dots, e^{-j2\pi(N_r-1) \sin(\theta_k)}]^T \in \mathbb{C}^{N_r}$ 이고 $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 는 가산 백색 가우시안 잡음이다. 또한, $\{\gamma_k\}_{k=0}^K$ 는 타겟과 각 클러터로부터의 반사 계수이며 [1]과 같이 완벽하게 추정했다고 가정한다. 이때 위 식으로부터 얻어진 SCNR(signal to clutter plus noise ratio)는 식(7)와 같이 구할 수 있다.

$$\text{SCNR} = \frac{|\gamma_0 \sqrt{p_0} \mathbf{w}^H \mathbf{b}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{s}}|^2}{\sum_{k=1}^K |\gamma_k \sqrt{p_k} \mathbf{w}^H \mathbf{b}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{s}}|^2 + \mathbf{w}^H \mathbf{w}} \quad (7)$$

식(7)을 최대화하기 위한 \mathbf{w} 를 찾는 문제는 MVDR(minimum variance distortionless response) 문제로 바꿀 수 있고 이로부터 찾아낸 \mathbf{w} 를 식(7)에 대입하면 최대 SCNR을 식 (8)와 같이 얻을 수 있다.

$$\text{SCNR} = \frac{p_0 |\gamma_0 \mathbf{a}^H(\theta_0) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{s}}|^2}{\sigma^2} \mathbf{b}^H(\theta_0) [\mathbf{\Sigma} + \mathbf{I}_{N_r}]^{-1} \mathbf{b}(\theta_0) \quad (8)$$

$\mathbf{\Sigma} = \sum_{k=1}^K \frac{p_k |\gamma_k \mathbf{a}^H(\theta_k) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{s}}|^2}{\sigma^2} \mathbf{b}(\theta_k) \mathbf{b}^H(\theta_k)$ 이다. 여기서 MVDR 문제의 해로서 찾아낸 \mathbf{w} 는 전력할당벡터 \mathbf{p} 의 함수이다.

단일 안테나 사용자 단말에서 받은 신호의 SINR은 $\mathbf{h} = \sum_{k=1}^K \alpha_k \sqrt{p_k} \mathbf{a}(\theta_k)$ 일 때, 아래의 식(9)과 같이 나타낼 수 있다. II-1에서 설계한 간섭 제거 빔포밍 행렬로 인해 레이더 신호의 간섭 항이 없어진 것을 확인할 수 있다.

$$\text{SINR} = \frac{|\mathbf{h}^H \tilde{\mathbf{F}}_c \mathbf{c}|^2}{|\mathbf{h}^H \tilde{\mathbf{F}}_s \mathbf{s}|^2 + \sigma^2} = \frac{|\mathbf{h}^H \tilde{\mathbf{F}}_c \mathbf{c}|^2}{\sigma^2} \quad (9)$$

위 결과를 이용하여 통신 성능을 최적화하는 문제를 식(10)과 같이 설계할 수 있다. [1]

$$\max_{\mathbf{p}} \text{SINR} \quad (10a)$$

$$\text{subject to. SCNR} \geq \Gamma_s, \quad (10b)$$

$$\mathbf{1}^T \mathbf{p} = P_t, p_k \geq 0, k = 1, \dots, K \quad (10c)$$

그러나 위 최적화 문제에서 (10b)는 컨벡스가 아니므로 successive convex approximation을 이용하여 아래의 식 (11)로 변환할 수 있다. [1]

$$\max_{\mathbf{p}_c, p_c} \text{SINR} \quad (11a)$$

$$\text{subject to. } f_1(\mathbf{p}_c) - \Gamma_s \sigma^2 / p_0 \gamma_0 \geq 0, \text{ and (11c)} \quad (11b)$$

이 때, $f_1(\mathbf{p}_c)$ 는 $f(\mathbf{p}_c) = \mathbf{b}^H(\theta_0) [\mathbf{\Sigma} + \mathbf{I}_{N_r}]^{-1} \mathbf{b}(\theta_0)$ 의 \mathbf{p}_c^l 에서의 1차 테일러 전개이다. \mathbf{p}_c^l 은 알고리즘의 l 번째 반복의 결과값이다. 이렇게 만들어진 식(11)는 CVX를 이용하여 풀 수 있다.

III. 실험 결과

실험에서 사용한 총 송신전력은 $P_t = 1W$, 기지국 안테나 개수는 $N_T = N_R = 10$, 클러터(통신 경로)의 수는 $K = 4$, 잡음 분산은 $\sigma^2 = 10\text{dBm}$, 식(5)의 문턱값은 $\Gamma = 0$, 타겟의 위치는 $\theta_0 = 0$ 이다. 빔폭이 $\Delta\theta$ 일 때, 이상적인 빔패턴은 아래의 식(12)과 같다.

$$d(\theta) = \begin{cases} 1, & \text{if } \theta_0 - \Delta\theta/2 \leq \theta \leq \theta_0 + \Delta\theta/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

아래의 그림 2-(a)는 II-1에서 설계한 빔포밍 행렬의 빔패턴이다. 타겟의 위치에서 메인로브가 형성되는 것을 확인할 수 있다.

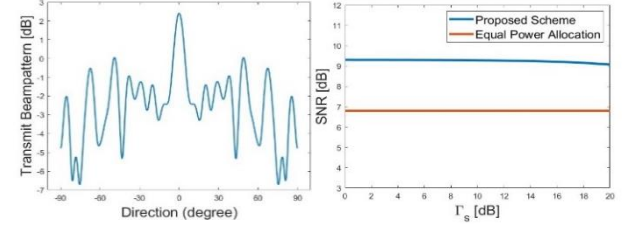


그림 2 (a) 송신 빔패턴 (왼쪽), (b) 식(12)의 문턱값에 따른 수신 SINR (오른쪽)

그림 2-(b)는 식(11)의 문턱값 Γ_s 값의 변화에 따라 전력 할당 문제를 풀었을 때와 모든 경로에 동일 전력할당을 했을 때의 사용자 SINR 변화이다. 그림에서 확인할 수 있듯, 본 논문의 최적화 문제를 풀어 전력을 할당한 경우 문턱값이 증가함에 따라 통신성능이 점점 열화되는 것을 볼 수 있는데 이는 센싱과 통신의 트레이드오프로 인한 결과이다.

IV. 결론

본 논문에서는 클러터가 있는 환경에서 레이더 탐지와 통신을 동시에 수행하기 위한 빔포밍 및 전력 할당 문제를 다루었다. 레이더, 통신 신호간 간섭을 없애기 위한 간섭 제거 빔포밍 행렬을 설계하였고 이를 바탕으로 주어진 SCNR 제약 내에서 사용자 수신 SINR을 최대화하는 전력 할당 문제의 해를 제시하였다. 본 논문에서 제시한 방법을 통해 레이더 타겟의 위치 대해 메인로브를 형성하며 통신 수신자의 SINR을 높일 수 있음을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENT

이 성과는 정부 (과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(RS-2023-00271540).

참고 문헌

- [1] S. Lu, F. Liu and L. Hanzo, "The Degrees-of-Freedom in Monostatic ISAC Channels: NLoS Exploitation vs. Reduction," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 2, pp. 2643-2648, Feb. 2023.
- [2] X. Liu, T. Huang, N. Shlezinger, Y. Liu, J. Zhou and Y. C. Eldar, "Joint Transmit Beamforming for Multiuser MIMO Communications and MIMO Radar," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 68, pp. 3929-3944, 2020.
- [3] M. Grant and S. Boyd, "CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.1," Mar. 2014. [Online]. Available: <http://cvxr.com/cvx>.
- [4] M. Biguesh and A. B. Gershman, "Training-based MIMO channel estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 3, pp. 884-893, March 2006.