

# 레이다 모션에 따른 STAP 위상 보상

## Radar Motion-Induced Phase Compensation in STAP

이상현 · 김장선 · 이훈민 · 양훈기

Sang-Hyun Lee · Jang-Sun Kim · Hun-Min Lee · Hoon-Gee Yang

### 요약

기존 short CPI(coherent processing interval) 기반 STAP(space time adaptive processing) 신호 처리는 CPI 구간 동안 정지된 클러터 패치(patch)들의 각도 및 도플러 정보의 변동이 무시되는 환경에 적용되는 신호처리 방식이다. CPI 구간이 긴 경우, 각도 및 도플러 정보는 지속적으로 변하므로 기존 STAP 신호처리를 적용시키면 성능 열화가 발생한다. 본 논문에서는 medium CPI 환경에서 STAP 신호처리를 적용시키는 방법을 제안한다. 제안 방법에서는 CPI 구간 동안 각도, 도플러의 변화를 고려해서 수신 신호의 위상을 보상해서 줌으로써 기존 STAP 신호처리를 적용해도 성능 열화가 최소화되도록 하였다. 또한, 레이더의 위치변화뿐 아니라, PRF(pulse repetition frequency)가 큰 환경에서 배열 안테나 소자들이 DPCA(displaced phase center antenna) 조건을 만족시키는 경우, 가상 개구면(virtual aperture)을 형성하여 각도 해상도를 향상시키는 방법을 제안한다. 마지막으로 시뮬레이션을 통해서 제안 방법을 적용할 경우의 STAP 성능을 보인다.

### Abstract

The conventional space-time adaptive processing (STAP) using a short coherent processing interval (CPI) is generally applied to an environment, where the variations in angle and Doppler information caused by stationary clutter patches during the CPI are negligible. The direct application of the conventional STAP to a relatively long CPI environment causes a performance degradation. This study proposes a method of applying the conventional STAP to the data acquired for a medium CPI scenario. In the proposed method, we compensate for the received signal phase by considering the change in the angle and Doppler information during the CPI, which results in the reduction of the phase variation due to the radar motion. Furthermore, we propose a method of improving the angular resolution by forming a virtual aperture when a high PRF radar with a non-negligible motion that satisfies the DPCA condition. Finally, we demonstrate the proposed method's performance through a simulation.

Key words: STAP, Radar Motion, Resolution, Phase Compensation, Doppler

### I. 서론

항공기 탐재 레이더의 GMTI(ground moving target indicator) 기능은 정지한 지상 클러터 내에서 이동 표적을

탐지하는 기술로서, 기본적으로는 DPCA 신호처리 과정을 적용해서 구현한다. 이를 위해서는 배열 안테나 소자 간 거리와 레이더 속도, PRF 등 파라미터 상호간의 DPCA 조건이 만족되어야 하지만, 레이더 이동 속도의 정확도

「이 연구는 2019년도 한국연구재단 중견 연구자 지원사업 (NO. NRF-2017R1A2B4008044) 및 2019년 광운대학교 교내연구비 지원에 의해 수행되었음.」  
광운대학교 전자융합공학과(Department of Electronic Convergence Engineering, Kwangwoon University)

· Manuscript received December 26, 2019 ; Revised January 23, 2020 ; Accepted February 20, 2020. (ID No. 20191226-139)

· Corresponding Author: Hoon-Gee Yang (e-mail: hgyang@kw.ac.kr)

등으로 실제 레이더 환경에서 이 조건을 충족시키기는 어렵다. 이러한 DPCA 적용 조건을 완화시키기 위해서 ADPCA(adaptive displaced phase center antenna), STAP 기술 등이 새롭게 적용되고 있다<sup>[1]~[3]</sup>.

이미 수십 년 전부터 군용으로 GMTI 기능을 SAR (synthetic aperture radar) 기능에 접목시킨 SAR-GMTI 기능이 시스템에 적용되었다. SAR-GMTI 기술은 SAR 영상들의 차를 이용해서 long CPI 기반 GMTI 기능을 수행할 수도 있고, short CPI 기반 DPCA 기능을 적용시켜 GMTI를 구현하면서 SAR 영상은 별도로 얻어 SAR 영상 위에 이동 표적의 위치, 속도 등을 표시할 수도 있다. 현재 SAR-GMTI 기술은 RADARSAT 및 TerraSAR 위성, 그리고 다양한 유인기, 무인기에 기본으로 장착되어 있다<sup>[4],[5]</sup>.

GMTI를 구현할 수 있는 기술로서 DPCA 외에 정지 클러터를 억제하면서 이동 표적을 탐지할 수 있는 STAP 기술도 고려되고 있다. STAP은 배열소자 개수가 많은 배열 안테나 및 다수의 펄스를 송수신하는 환경에서 (각도, 도플러)로 구성된 이차원 평면에서 클러터 성분을 억제하는 기법으로 이론적으로는 DPCA 기법에 비해 이동 표적 탐지 성능이 우수하다고 알려져 있다. STAP 기술도 SAR 기능에 추가되어 SAR-STAP에 의한 SAR-GMTI 구현에 적용되고 있다<sup>[6],[7]</sup>.

STAP은 안테나 배열 소자 개수와 CPI에 포함된 펄스 개수가 많을수록 기하급수적으로 더 많은 연산량을 요구하며, 더욱이 CPI 구간이 커지면 각각의 클러터 패치로부터 산란된 수신 신호의 각도와 도플러 주파수를 상수로 가정할 수 없으므로 성능 열화가 발생한다.

실제 환경에서 STAP 알고리즘을 적용하는 경우에 대해 다양한 연구가 이루어졌다. 실제 환경에서 채널 mismatch가 발생하고, internal 클러터 모션 등에 의해 각도와 도플러간의 코릴레이션이 깨지면서 클러터 공분산 행렬의 rank가 증가하는 경우, 이를 해결하기 위해 이들 요인을 표현하는 CMT(covariance matrix tapers) 행렬을 STAP 알고리즘에 포함시킨 후, 이들 요인을 최소화하는 방안이 제시되었다<sup>[8],[9]</sup>. 랜덤 배열 구조에 PRI를 불규칙적으로 사용하면서 compressive sampling 기법을 적용시켜서 적은 개수의 펄스 및 불규칙한 구조의 배열 안테나를 이용해서 STAP 필터를 설계하는 방법을 제시하였다<sup>[10]</sup>. Long

CPI 환경에서 post-SAR를 적용시켜 STAP을 구현하는 시스템에 대한 성능 분석 결과도 발표되었다<sup>[11]</sup>. Forward-looking STAP 환경에서 range 별로 Doppler 값을 보상하는 방법도 제시되었다<sup>[12]</sup>.

기존에는 short CPI STAP과 post-SAR 기반의 long CPI STAP에 대한 연구가 진행되었으나, medium CPI에 대한 연구가 진행되지 않았다. 본 논문은 성능 열화가 있는 기존 short CPI 방법과는 별도로 medium CPI 환경에서 기존 short CPI STAP을 적용시키는 방법을 제시한다. 즉, 기존 STAP 알고리즘을 적용시켜도 성능의 열화가 거의 없도록 매 PRI마다 미세한 각도 및 도플러 주파수 변화를 보상할 수 있는 방법이다.

II장에서 CPI 구간 동안 변하는 각 클러터 패치의 각도, 도플러 정보를 고려해서 STAP 수신 신호를 모델링한다. III장에서는 매 펄스마다 변하는 클러터 패치의 각도, 도플러 정보를 보상하는 방법을 제시한다. 또한 DPCA 조건이 맞을 경우 가상 개구면을 이용해서 STAP 해상도를 향상시키는 알고리즘을 제안한다. IV장에서는 시뮬레이션을 통해 제안 방법의 성능을 보인다.

## II. STAP 수신신호 모델링

### 2-1 클러터 모델링

그림 1은 2차원 Spotlight mode로 동작하는 항공 탑재 레이더 환경으로 레이더는 한 CPI 구간에서 지상 표적영

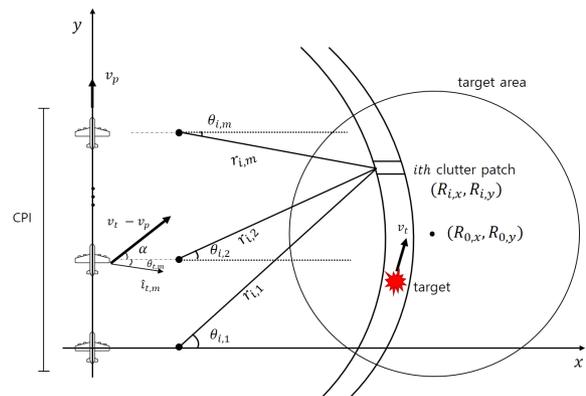


그림 1. Spotlight mode SAR 환경  
Fig. 1. Spotlight mode SAR environment.

역에 주기적으로 펄스를 송수신한다. 편의상 첫 번째 펄스를 송신하는 순간의 레이다 위치를 원점으로 나타냈다. 레이다는  $N$ 개의 배열 안테나로 구성되어 있으며,  $y$ 축을 따라  $\mathbf{v}_p$ 의 속도로 이동하며, 표적 영역에는  $\mathbf{v}_t$ 의 속도를 갖는 하나의 이동표적이 존재한다.  $(R_{0,x}, R_{0,y})$ 는 표적 영역의 중심 좌표이며,  $(R_{i,x}, R_{i,y})$ 는  $i$ 번째 클러터 패치의 좌표를 나타낸다.  $r_{i,m}$ 과  $\theta_{i,m}$ 은  $m$ 번째 펄스 송신 순간의 레이다 위치와  $i$ 번째 클러터 패치 사이의 거리 및 입사각도,  $\hat{\mathbf{i}}_{i,m}$  ( $|\hat{\mathbf{i}}_{i,m}|=1$ )는  $m$ 번째 펄스 송신 순간의 레이다 플랫폼에서 표적을 가리키는 방향 벡터,  $\alpha$ 는  $x$ 축과  $\mathbf{v}_t - \mathbf{v}_p$  사이의 각도이다. 편의상 첫 번째 안테나 배열소자는 송수신을 모두 담당하며, 나머지  $N-1$ 개의 배열소자는 수신모드뿐만 동작한다고 가정하자. 삼각함수 정의에 의해  $\theta_{i,m}$ 은  $\theta_{i,m} = \tan^{-1}\left(\frac{R_{i,y} - m \times \mathbf{v}_p \times T}{R_{i,x}}\right)$ 으로 표현되며,  $m$ 번째 펄스가  $i$ 번째 클러터 패치에 산란되어 수신되는 신호의 도플러 주파수  $f_{i,m}$ 은 첫 번째 배열소자를 기준으로 보면  $f_{i,m} = \frac{2}{\lambda} \mathbf{v}_p \sin(\theta_{i,m})$ 으로 표현할 수 있다. 여기서  $\lambda$ 는 전파의 파장,  $T$ 는 PRI이다.

각도 조향 벡터를 구하기 위해서는 CPI 구간 동안 레이다 위치 변화에 따라 위상 보상을 하여야 한다. 즉, 첫 번째 펄스와  $m$ 번째 펄스 송신 순간 레이다 위치와 클러터 패치 사이의 거리 차는  $(r_{i,1} - r_{i,m})$ 이므로  $e^{-\frac{j4\pi(r_{i,1} - r_{i,m})}{\lambda}}$ 을 곱하여 보상해야 CPI 구간에서 수신된 신호들을 하나의 도플러-각도 조향(stearing) 벡터로 처리할 수 있다. 이를 고려한 각도 조향 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{a}_{i,m} = \left[ e^{-\frac{j4\pi(r_{i,1} - r_{i,m})}{\lambda}}, e^{j2\pi(0)\bar{\theta}_{i,m}}, e^{-\frac{j2\pi 2(r_{i,1} - r_{i,m})}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi(1)\bar{\theta}_{i,m}}, \dots, e^{-\frac{j4\pi(r_{i,1} - r_{i,m})}{\lambda}}, e^{-j2\pi(N-1)\bar{\theta}_{i,m}} \right]^T \quad (1)$$

여기서  $\bar{\theta}_{i,m} = \frac{d}{\lambda} \sin\theta_{i,m}$ 은  $\theta_{i,m}$ 를 정규화한 각도,  $d$ 는 안테나 배열소자 사이의 거리이다. 첫 번째 배열소자 위치를 기준으로 매 펄스마다 변하는 레이다 위치를 고려한 도플러 조향 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{b}_i = \left[ e^{j2\pi(0)\bar{f}_{i,1}}, e^{j2\pi(1)\bar{f}_{i,2}}, \dots, e^{j2\pi(M-1)\bar{f}_{i,M}} \right]^T \quad (2)$$

이때,  $\bar{f}_{i,m} = \beta \bar{\theta}_{i,m}$ 은 정규화한 도플러 주파수이고,  $\beta = \frac{4v_p T}{\lambda}$ 이며, 매 펄스마다 도플러 주파수가 변하는 것을 보여준다. 식 (1), (2)에는 배열 소자 위치에 따른 입사각 및 도플러의 미세한 차이를 수식에 포함시키지 않았다. 하지만 IV장 시뮬레이션 과정에서는 이를 모두 반영해서 배열 소자 별로 클러터 및 표적에 의해 산란되는 신호를 시뮬레이션하였다.

$i$ 번째 클러터 패치로부터 산란되어 수신되는 신호의 각도-도플러 조향 벡터는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} b_{i,1} \times \mathbf{a}_{i,1} \\ \vdots \\ b_{i,m} \times \mathbf{a}_{i,m} \\ \vdots \\ b_{i,M} \times \mathbf{a}_{i,M} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$b_{i,m}$ 은  $\mathbf{b}_i$ 의  $m$ 번째 엘리먼트의 값이고,  $\mathbf{a}_{i,m}$ 은  $m$ 번째 PRI의 각도 조향 벡터이며, 이 경우  $\mathbf{v}_i$ 는  $NM \times 1$  벡터이다. 전체 클러터로부터 산란된 신호  $\mathbf{X}_c \in \mathbb{C}^{NM} = [x_c^1 x_c^2 \dots x_c^{NM}]^T$ 는 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다<sup>[3]</sup>.

$$\mathbf{X}_c = \sum_{i=1}^{N_c} \tilde{\gamma}_i \mathbf{v}_i \quad (4)$$

여기서  $\tilde{\gamma}_i$ 는  $i$ 번째 클러터 패치의 반사계수를 나타내는 복소 랜덤 변수,  $N_c$ 는 iso-range 클러터 링(ring)에 존재하는 클러터 패치 개수를 나타낸다<sup>[3]</sup>. 이동 표적으로부터 산란된 신호는 클러터 패치로부터 산란된 신호를 계산했을 때와 동일하게 계산할 수 있다. 즉,  $m$ 번째 펄스에 의해 표적으로부터 산란된 신호의 입사각이  $\theta_{t,m}$ 이면 이때 도플러 주파수  $f_{t,m}$ 은  $f_{t,m} = \frac{2}{\lambda} (\mathbf{v}_t - \mathbf{v}_p) \cdot \hat{\mathbf{i}}_{t,m} = \frac{2}{\lambda} |\mathbf{v}_t - \mathbf{v}_p| \cdot \cos(\alpha + \theta_{t,m})$ 으로 나타낼 수 있다. 이 경우, 표적 산란 신호 벡터  $\mathbf{X}_t$ 는  $\mathbf{X}_t = \mathbf{b}_t \otimes \mathbf{a}_t$ 가 되며,  $\mathbf{a}_t$ ,  $\mathbf{b}_t$ 는 식 (1), (2)에서  $\bar{\theta}_{i,m}$ ,  $\bar{f}_{i,m}$  대신  $\bar{\theta}_{t,m} = \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_{t,m})$ ,  $\bar{f}_{t,m} = \frac{2T}{\lambda} |\mathbf{v}_t - \mathbf{v}_p| \cdot \cos(\theta_{t,m} + \alpha) = f_{t,m} \times T$ 을 사용해서 계산할 수 있다.

STAP 알고리즘을 적용하기 위해서는 간섭 성분의 공분산 행렬  $\mathbf{R}$ 의 추정이 필요하다. 간섭 성분은 클러터 성분  $\mathbf{X}_c$ 와 complex WGN(white Gaussian noise)으로 모델링된 잡음 성분  $\mathbf{X}_n$ 의 합이며,  $\mathbf{R}$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R} = E\{(\mathbf{X}_c + \mathbf{X}_n)(\mathbf{X}_c + \mathbf{X}_n)^H\} \quad (5)$$

$\mathbf{R}$ 을 추정하기 위해서는 CUT(cell under test) 주변 셀에 대한  $\mathbf{X}_c$ 와  $\mathbf{X}_n$ 을 이용해서 보통은 SCM(sample covariance matrix)를 적용시켜 추정한다. 본 논문에서는 레이 다 모션에 따른 STAP 성능을 조사하는 것이 목적이므로 CUT에 대한  $\mathbf{R}$ 을 안다고 가정하고 식 (4)의  $\mathbf{X}_c$ 와  $\mathbf{X}_n$ 을 이용해서  $\mathbf{R}$ 을 계산하였다.

### III. 제안 알고리즘

#### 3-1 레이 다 모션에 따른 STAP 성능 열화 분석

STAP에서 출력 SINR(signal to interference ratio)을 최대한으로 만드는 가중치  $\mathbf{w}$ 는  $\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{s}$ 로 표현되며 각도와 도플러에 따라 변하는  $\mathbf{s}$  벡터를 변화시키며, 간섭이 억제된 필터 출력을 얻을 수 있다. CPI 구간이 짧은 일반적인 기존 STAP에서는 정지된 한 클러터 패치로부터 수신된 펄스 신호들에 포함된 도플러 주파수와 입사 각도 정보가 한 CPI 구간에서 거의 변화가 없다는 가정하에 개발되었다. 하지만 CPI 구간에서 레이 다 위치변화가 큰 경우 이 가정은 성립하지 못하며, 보상과정 없이 STAP을 적용할 경우 STAP 성능 열화가 나타난다.

본 절에서는 STAP에서 CPI 구간 동안 파라미터 값의 변화가 큰 경우, 성능 열화가 발생하게 되는 근거를 제시하기 위해서 다음과 같이 1차원 환경으로 단순화시켜 설명하고자 한다. 즉, 하나의 송수신 안테나만 있는 레이 다 환경에서  $\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{s}$ 의 가중치를 사용해서 클러터 도플러를 억제하고, 표적을 탐지하는 간단한 1차원 과정을 예시로 설명한다. 수학적 분석이 용이하도록 클러터는 하나의 패치만으로 구성되어 있다고 하고, 레이 다는  $M$ 개의 펄스를 송수신한다. 클러터의 복소 반사계수가  $\gamma_q$ 이고, 도플러 주파수가  $f_q$ 를 갖는 하나의 클러터 패치로부터 수신된 신호는  $\mathbf{X}_c = \gamma_q \mathbf{u}_q$ 라 할 수 있다.  $\mathbf{u}_q$ 는 도플러 조향 벡터로써  $\mathbf{u}_q \in \mathbb{C}^M = [1 e^{j2\pi f_q T} e^{j2\pi f_q 2T} \dots e^{j2\pi f_q (M-1)T}]^T$ 이다. 이때 클러터 성분의 공분산 행렬  $\mathbf{R}$ 은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{X}_c \mathbf{X}_c^H\} = E\{|\gamma_q|^2 \mathbf{u}_q \mathbf{u}_q^H + \sigma^2 \mathbf{I}\} \quad (6)$$

여기서  $\sigma^2$ 은 잡음 전력이다. 이때 SINR을 최대로 만드는 필터 가중치는 다음과 같다.

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{s} = \frac{1}{\eta_q^2 + \sigma^2} \mathbf{u}_q \mathbf{u}_q^H \mathbf{s}_r \quad (7)$$

여기서  $\eta_q^2$ 은 클러터 전력  $E\{|\gamma_q|^2\}$ 를 나타내며,  $\mathbf{s}_r$ 은 도플러 주파수가  $f_r$ 인 도플러 조향 벡터로  $\mathbf{s}_r \in \mathbb{C}^M = [1 e^{j2\pi f_r T} e^{j2\pi f_r 2T} \dots e^{j2\pi f_r (M-1)T}]^T$ 이다. 만약  $f_r \neq f_q$ 이면,  $\mathbf{s}_r$ 은  $\mathbf{u}_q$ 와 직교하므로  $\mathbf{w}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{w} = \begin{cases} \frac{1}{\eta_q^2 + \sigma^2} \mathbf{u}_r & f_r = f_q \\ \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{u}_r & e.w \end{cases} \quad (8)$$

표적영역에 반사계수가  $\gamma_t$ , 도플러 주파수가  $f_t$ , 도플러 조향벡터가  $\mathbf{u}_t = [1 e^{j2\pi f_t T} e^{j2\pi f_t 2T} \dots e^{j2\pi f_t (M-1)T}]^T$ 인 하나의 이동 표적이 존재한다고 하자. 이때 필터 출력  $y$ 는  $y = \mathbf{w}^H \mathbf{X}$ 가 되며, 여기서 수신 신호  $\mathbf{X}$ 는  $\mathbf{X} = \gamma_t \mathbf{u}_t + \gamma_q \mathbf{u}_q + \mathbf{n}$  ( $\mathbf{n}$ :잡음)가 되므로 필터 출력은 다음과 같다.

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{X} = \begin{cases} \frac{\gamma_t}{\eta_q^2 + \sigma^2} + \frac{\gamma_q + \mathbf{u}_r^H \mathbf{n}}{\eta_q^2 + \sigma^2} & f_r = f_t \\ \frac{\gamma_q + \mathbf{u}_r^H \mathbf{n}}{\eta_q^2 + \sigma^2} & f_r = f_q \end{cases} \quad (9)$$

식 (6)~(9)까지는 CPI 동안에 수신 신호의 클러터 도플러가 변하지 않은 경우이다. 도플러 주파수가 시간에 따라 변하는 경우, 도플러 스펙트럼의 퍼짐 현상이 발생하며, 이때  $\eta_q^2$ 와 표적 성분  $\gamma_t$ 의 전력  $E\{|\gamma_t|^2\}$ 가 작아진다. 이 경우, 식 (9)의  $\frac{1}{\eta_q^2 + \sigma^2}$  항에서  $\eta_q^2$ 이 작아져 클러터의 전력은 더 커지고 표적 성분인  $\frac{\gamma_t}{\eta_q^2 + \sigma^2}$ 의 진폭은 작아져서 결과적으로 SINR이 감소함으로 필터 성능이 열화된다. 위 예시를 (각도, 도플러) 2차원 평면으로 확장하여도 식 (8), (9)은 동일하며, 같은 결과가 얻어지므로, STAP 성능 향상을 위해서는 적절한 위상 보상을 통해 CPI 구간 동안 클러터의 (각도, 도플러) 정보 변화가 최소화되도록 하는 신호처리 기법이 요구되며, 이에 대해서는 3-2절에서 설명한다.

### 3-2 수신 신호 위상 보상

수신 신호의 위상 보상을 위해서는 CPI 구간 동안 클러터에서 산란된 수신신호의 각도 및 도플러 변화를 조사해야 한다. 하지만 식 (1), (2)에서의  $r_{i,m}$ 와  $\theta_{i,m}$ 은 각 패치별로 다른 값을 가지므로 제안 방법에서는 표적 영역의 중점을 기준으로 위상 보상을 하였다. 각도 및 도플러 위상 보상 외에도 각 펄스 송신 시점의 레이더 위치 변화에 따른 위상 보상도 하여야 CPI 구간 동안 수신된 신호들에 대해 코히어런트 프로세싱이 가능하다. 즉,  $m$ 번째 펄스 송신 순간 레이더 첫 번째 배열 소자의 위치와 표적 영역 중심 사이의 거리를  $l_m$ 이라고 할 때, 표적탐지 영역은 미리 정해져 있으므로  $l_m$ 은 알고 있는 값이라 가정할 수 있다.  $l_1$ 을 기준으로 이를 보상한다면  $m$ 번째 펄스에 대한 수신 신호에 대해서는  $e^{\frac{j4\pi(l_1-l_m)}{\lambda}}$ 을 곱해서 보상할 수 있다. 제안 알고리즘에서는 각도 조향 벡터 및 도플러 조향 벡터는 첫 번째 펄스 송신 순간의 첫 번째 배열 안테나에서 바라본 표적 영역 중심점 조향 각도를 기준으로 보상하였다.  $\theta_m$ 이  $m$ 번째 펄스 송신 순간의 조향 각도라 하자. 이때  $\sin(\theta_m)$ 값은 다음과 같이 근사화시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} \sin(\theta_m) &= \sin(\theta_1 + \Delta_m) \\ &\cong \sin(\theta_1) + \cos(\theta_1)\sin(\Delta_m) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서  $\Delta_m$ 은 첫 번째 펄스 송신 시점과  $m$ 번째 펄스 송신 시점의 조향각 차이이다. CPI 구간 동안 각도 조향 벡터 변화를 최소화하기 위해서  $m$ 번째 수신 신호에 대해서 보정해 줘야 하는 조향각 보정 벡터  $\mathbf{C}_m$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{C}_m = \left[ e^{\frac{j4\pi(l_1-l_m)}{\lambda}} e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}(0)\cos(\theta_1)\sin(\Delta_m)}, \dots, e^{\frac{j4\pi(l_1-l_m)}{\lambda}} e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}(N-1)\cos(\theta_1)\sin(\Delta_m)} \right]^T \quad (11)$$

또한, 식 (2)와 식 (10)에 의해 도플러 보정 벡터  $\mathbf{E}_d$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{E}_d = \left[ 1, \dots, e^{-j2\pi\beta\frac{d}{\lambda}(m-1)\cos(\theta_1)\sin(\Delta_m)}, \dots, e^{-j2\pi\beta\frac{d}{\lambda}(M-1)\cos(\theta_1)\sin(\Delta_m)} \right]^T \quad (12)$$

그러므로 최종적인 위상 보상 벡터  $\hat{\mathbf{v}}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{v}} = \begin{bmatrix} e_1 \times \mathbf{C}_1 \\ e_2 \times \mathbf{C}_2 \\ \vdots \\ e_m \times \mathbf{C}_m \\ \vdots \\ e_M \times \mathbf{C}_M \end{bmatrix} \quad (13)$$

이때  $e_m$ 은  $\mathbf{E}_d$ 의  $m$ 번째 요소를 의미한다. 따라서 위상 보상 벡터  $\hat{\mathbf{v}}$ 는  $NM \times 1$ 의 크기를 가지며, 최종적으로 위상 보상된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{X}' = \mathbf{X} \circ \hat{\mathbf{v}} \quad (14)$$

이때  $\circ$ 은 아다마르 연산(hadamard product)이다. 식 (14)의 과정을 통해서 보정된 수신 신호벡터  $\mathbf{X}'$ 은 CPI 동안 클러터 성분에서  $\cos(\theta_1)\sin(\Delta_m)$ 에 해당하는 위상이 제거되며,  $\Delta_m \ll 1$ 에 의해  $\sin(\theta_m) \cong \sin(\theta_1)$ 가 되도록 한다. 따라서 각도 조향 벡터는  $\theta_1$ 을 기준으로 보상되고, 도플러 조향 벡터는 첫 번째 배열 안테나 위치를 기준으로 보상된다. 식 (14)의 과정에서는 단순한 곱 연산이므로 전체 계산량에 거의 영향을 주지 않는다.

### 3-3 가상 개구면에 의한 해상도 향상 방법

STAP 출력은 배열 안테나 소자 간의 거리가 고정되어 있는 경우는 소자 개수가 많을수록 각도 해상도가 개선된다. 그러므로 배열 소자 개수가 고정된 일반적인 STAP 시스템의 경우 각도 해상도는 고정되어 있다. 하지만 CPI 구간 동안 레이더의 위치 변화를 고려하는 경우 PRI가 충분히 작고, 배열 소자 구조가 DPCA 조건을 만족한다면 다음 과정을 거쳐 각도 해상도를 개선할 수 있다. DPCA 조건은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$|\mathbf{v}_p| \times T = N_a \times d \quad (N_a: \text{정수}) \quad (15)$$

여기서  $d$ 는  $\lambda/2$ 이고  $N_a$ 는 한 PRI 동안 레이더 이동거리를  $d$ 로 나눈  $\frac{v_p T}{d}$ 로서 정수 값을 가져야 한다. 이 경우 CPI동안 레이더는 개구면 크기가  $N_t = N + N_a(M-1)$ 가 되는 하나의 배열 안테나를 합성했다고 할 수 있다. 실제 안테나는  $N$ 개 배열 소자를 가지고 있지만,  $N$ 보다는 큰

가상 배열 안테나를 구성할 수 있다면 STAP의 각도 해상도 개선이 가능하다. 만약 가상 배열 안테나 크기를  $N_v$  ( $N_v > N$ )로 설정하면 사용한 펄스 개수는 실제 사용한 개수  $M$ 보다 작은  $(N_t - N_v + N_a)/N_a$ 개의 펄스를 송수신하면서  $N_v$ 개의 배열 안테나를 사용한 경우에 해당한다. 즉, 각도 해상도는 향상되지만 도플러 해상도의 열화가 발생한다. 하지만 레이더 위치에 대한 보상을 하면서  $M$ 의 개수를 충분히 늘릴 수 있다면 각도 해상도 및 도플러 해상도 모두 개선이 가능하다. 프로세싱 과정에서 겹쳐진 부분 즉  $N - N_a$ 개 배열소자에서 중복으로 얻어진 수신 신호는 인접한 펄스 동안 얻어진 두 신호의 평균을 택하거나, 둘 중 임의의 한 성분만을 택하여 정할 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션

표 1은 제안 방법 성능 검증을 위해 사용된 시뮬레이션 파라미터 값이다.  $R_{0,x}$ 는 5 km,  $R_{0,y}$ 는 0.44 km이고, 클러스터는  $-90^\circ \sim 90^\circ$  범위에서 입사되며, 각 패치의 반사계수는 랜덤하게 설정하였다. 표 1의 파라미터 값에 근거해서 도플러 주파수 변화를 계산해 보면 표적 도플러는  $-1.76 \sim -1.72$  kHz 범위에서 미세하게 변했다.

본 논문의 목적은 레이더 이동을 보상하는 것이므로 간섭 성분의 공분산행렬 추정 오차 영향을 없애기 위해서 CUT의 공분산행렬 값을 그대로 사용하였다. 또한, 3-3절에 제시한 가상 개구면 알고리즘 성능 검증을 위해서

표 1. 시뮬레이션 파라미터  
Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Value
Carrier frequency	10 GHz
PRF	1 kHz
Number of pulse	32
Number of array antenna element	24
Radar platform speed	330 m/s
Target speed	27 m/s
Target Doppler frequency	$-1.76 \sim -1.72$ kHz
Target angle	$5^\circ \sim 4.88^\circ$
SNR	10 dB
CNR	20 dB

레이더 속도 등은 식 (15)의 DPCA 조건을 만족하도록 설정하였다. 그림 2는 표적 성분이 포함된 수신신호(각도, 도플러)의 평면에서의 PSD(power spectral density)를 나타낸다. 간섭 성분의 영향으로 표적 성분은 전혀 나타나지 않았다.

그림 3은 레이더 모션에 따른 각도와 도플러의 변화를 무시하고 기존 STAP을 적용하여 간섭을 억제한 결과다.

그림 4는 본 논문에서 제안한 수신 신호의 각도 도플러 위상 보상에 의한 STAP 출력 PSD이다. 그림 3에 비해 클러스터 PSD가 더 억제되었고, 표적 성분 에너지의 퍼짐이 줄은 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 가상 개구면 알고리즘을 적용해서 각도 해상도를 향상시킨 결과이다. 표 1에 따르면 레이더 플랫폼은 단일 PRI 동안 22개의 배열 안테나의 길이만큼 이동한다. 따라서  $N_a$ 는 정수(=22)가 되고, 본 시뮬레이션에서는 연속적인 3개의 PRI 동안의 수신 데이터가 하나의 가상 개구면이 되도록 하였다. 각도 조향 벡터 재구성을 통해 기존의 배열 안테나 개수  $N=24$ 가 아닌  $N_v=68$ 개의 안테나가 배열된 가상 개구면을 얻을 수 있다. 이때 합성된 각도 조향 벡터의 크기는 기존의 각도 조향 벡터에 비해 커지기 때문에 클러스터 공분산 행렬의 크기가 커진다.

이에 따라  $R^{-1}$  계산량이 많아지게 되지만, 각도 해상도가 향상됨을 확인할 수 있다. 이 과정에서 펄스의 개수가 30개로 줄어드는 현상이 발생되고, 이에 따른 주파수 해상도는 31.25 Hz에서 33.33 Hz로 열화되며, 그림 5에 나

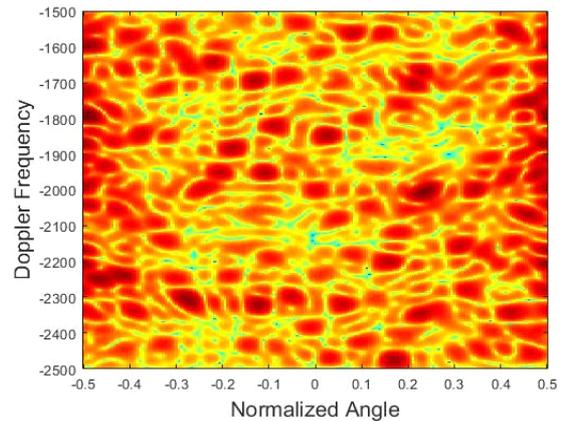


그림 2. 수신신호의 PSD  
Fig. 2. PSD of received signal.

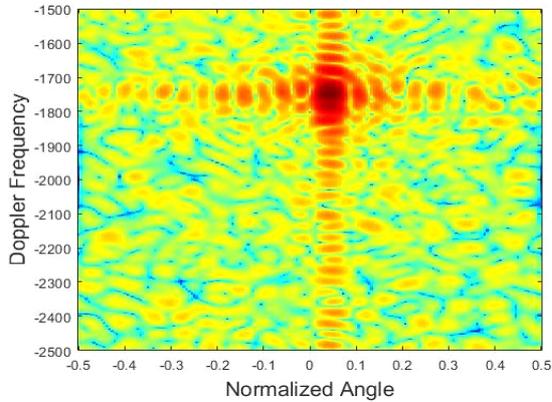


그림 3. 모션 보상이 없는 출력 PSD  
Fig. 3. Output PSD without motion compensation.

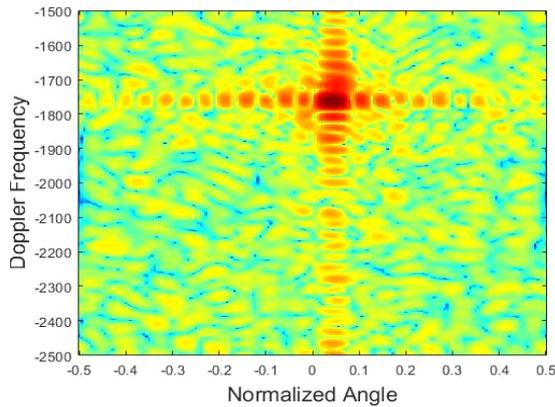


그림 4. 위상 보상이 적용된 출력 PSD  
Fig. 4. Output PSD with motion compensation.

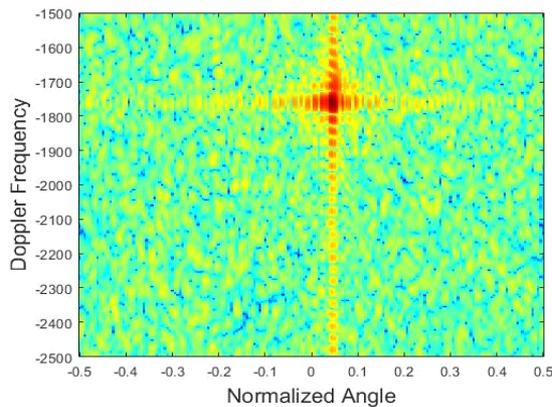


그림 5. 가상 개구면이 적용된 결과  
Fig. 5. Result using virtual array.

타나듯이 크게 영향을 주지 않는다.

## V. 결 론

본 논문은 CPI 동안 레이더 위치 변화가 큰 경우, 기존 STAP 알고리즘을 적용했을 때, 발생하는 성능 열화 문제를 해결하기 위해 수신 신호의 위상을 보상하는 방법을 제시하였다. 우선 레이더 이동에 따른 클러터 성분의 각도 및 도플러 변화가 큰 경우 성능 열화가 되는 이유를 수학적으로 분석하였고, 이를 해결하기 위해 보상해야 할 위상값을 유도하였다. 또한, PRF가 큰 환경에서 안테나 배열 소자간에 DPCA 조건이 만족된다면 가상 개구면을 형성해서 각도 해상도를 향상시킬 수 있음을 보였다. 마지막으로 이론적으로 유도된 결과에 대해서 시뮬레이션을 통해서 제안 방식의 성능을 검증하였다. 향후에는 본 논문에서 제안했던 medium CPI STAP 성능과 post-SAR 처리 기반 long CPI STAP 성능 비교를 하고자 한다.

## References

- [1] S. Theodoridis, R. Chellappa, *Academic Press Library in Signal Processing: Communications and Radar Signal Processing*, Amsterdam, Academic Press, pp. 948-950, 2014.
- [2] Y. Dong, "Phased array radar data processing using adaptive displaced phase center antenna principle," *Australian Government Department of Defence Science and Technology, DSTO-RR-0334*, Dec. 2007.
- [3] M. W. Long, *Radar Reflectivity of Land and Sea*, Boston, MA, Artech House, 2001.
- [4] D. Cerutti-Maori, I. Sikaneta, and C. H. Gierull, "Optimum SAR/GMTI processing and its application to the radar satellite RADARSAT-2 for traffic monitoring," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 50, no. 10, pp. 3868-3881, Oct. 2012.
- [5] S. Suchandt, H. Runge, H. Breit, U. Steinbrecher, A. Kotenkov, and U. Bals, "Automatic extraction of traffic flows using TerraSAR-X along-track interferometry,"

*IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 2, pp. 807-819, Feb. 2010.

[6] J. Ward, "Space-time adaptive processing for airborne radar," in *IEE Colloquium on Space-Time Adaptive Processing*, London, 1998. pp. 2/1-2/6.

[7] K. Greenewald, E. Zelnio, and A. H. Hero, "Robust SAR STAP via Kronecker decomposition," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 52, no. 6, pp. 2612-2625, Dec. 2016.

[8] J. R. Guerci, J. S. Bergin, "Principal components, covariance matrix tapers, and the subspace leakage problem," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 39, no. 1, pp. 152-162, Jan. 2002.

[9] J. R. Guerci, "Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 47, no. 4, pp. 977-986, Apr. 1999.

[10] G. Quan, Z. Yang, J. Huang, and J. Huang, "Sparsity-based space-time adaptive processing in random pulse repetition frequency and random arrays radar," in *2016 IEEE 13th International Conference on Signal Processing(ICSP)*, Chengdu, Nov. 2016, pp. 1642-1646.

[11] S. E. Golowich, "Upper bounds on processing loss for wideband, long-CPI space-time adaptive processing," in *2009 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing*, Victoria, BC, Aug. 2009, pp. 251-256.

[12] O. Kreyenkamp, R. Klemm, "Doppler compensation in forward-looking STAP radar," *IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation*, vol. 148, no. 5, pp. 253-258, Oct. 2001.

[13] J. R. Guerci, *Space-Time Adaptive Processing for Radar*, Boston, MA, Artech House, May 2003.

이 상 현 [광운대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0000-0003-1832-898X>



2019년 3월: 광운대학교 수학과 (이학사)  
 2019년 3월: 광운대학교 전자융합공학과 (공학사)  
 2019년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 무선통신 시스템, 레이더 신호처리

이 훈 민 [광운대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-9747-5322>



2019년 3월: 광운대학교 전자융합공학과 (공학사)  
 2019년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 레이더 신호처리, 객체 추적

김 장 선 [광운대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0000-0003-4701-9035>



2019년 3월: 광운대학교 전자융합공학과 (공학사)  
 2019년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 무선통신 시스템, 레이더 신호처리

양 훈 기 [광운대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0001-8996-2561>



1985년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1987년 5월: 미국 SUNY at Buffalo University 전기컴퓨터공학과 (공학석사)  
 1992년 4월: 미국 SUNY at Buffalo University 전기컴퓨터공학과 (공학박사)  
 1993년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 교수

[주 관심분야] 무선통신 시스템, UWB, RFID, 스펙트럼공학, 레이더 신호처리