

다중 소형 개구 구조를 이용한 고해상도 광역관측 SAR 시스템 리뷰

임정빈*, 김동현*, 반인모*, 이남윤^o

High Resolution Wide Swath SAR System Review Using Multiple Sub-Apertures Structure

Jungbin Yim*, Donghyun Kim*, Inmo Ban*, Namyoon Lee^o

요약

Synthetic aperture radar (SAR)는 날씨 조건에 상관없이 이미지를 형성할 수 있는 유용한 레이더 시스템이지만, 내재적인 한계로 인해 고해상도와 광역 관측을 동시에 만족시키는 것이 불가능하다. 해상도나 관측 영역 중 어느 한쪽을 높일 수 있는 여러 모드가 개발되었지만 이러한 모드들은 나머지 한쪽의 성능이 저하된다. 따라서, 이를 해결하고자 안테나의 구조를 변형한 SAR 시스템이 연구되었다. 이러한 시스템은 디지털 빔포밍을 이용한 다중 소형 개구 구조의 형태로 한번의 송신 신호에 대해 여러 수신 신호를 획득하여 ambiguity 없이 고해상도 광역 관측 이미지를 얻을 수 있다. 본 논문은 튜토리얼로써 SAR의 이미지 형성 원리와 ambiguity가 발생하지 않는 pulse repetition frequency의 범위를 설명하고 이를 통해 고해상도와 광역 관측을 동시에 달성할 수 없음을 보인다. 또한, 이를 해결하기 위한 기술로 다중 개구 구조를 이용한 디지털 빔포밍 수신 기술을 소개하고 이에 대한 모의 실험 결과를 통해 이 기술의 효용성을 입증한다.

키워드 : 고해상도 광역관측 SAR, 다중 소형 개구 구조, 디지털 빔포밍

Key Words : high resolution wide swath SAR, multiple sub-apertures structure, digital beamforming

ABSTRACT

Synthetic aperture radar (SAR) is a useful radar system that can form images regardless of weather conditions, but its inherent limitations make it impossible to achieve both high resolution and wide swath. Several modes have been developed to increase either resolution or swath, but these modes degrade the performance of the other. Therefore, to solve this problem, a SAR system with a modified antenna structure was studied. This system has a multiple sub-apertures structure using digital beamforming and can acquire multiple received signals for one transmit signal to obtain high resolution wide swath images without ambiguity. As a tutorial, this paper explains the image formation principles of SAR and the pulse repetition frequency range in which ambiguity does not occur, and shows that high resolution and wide swath cannot be achieved simultaneously. In addition, digital beamforming on receive technique using a multi-aperture structure is introduced as a technique to solve this problem, and the effectiveness of this technique is demonstrated through simulation results.

* 본 연구는 한화시스템 산학협력과제 지원으로 연구되었음.

* 이 논문은 2024년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원을 받아 수행된 연구임 (2021-0-00161, Post MIMO system research for massive connectivity and new wireless spectrum)

• First Author: Pohang University of Science and Technology Department of Electrical Engineering, jungbinyim@postech.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author: Korea University School of Electrical Engineering, namyoon@korea.ac.kr, 중신회원

* Hanwha Systems, donghyun99.kim@hanwha.com, 정회원; inmo.ban@hanwha.com, 학생회원

논문번호 : 202405-088-B-RU, Received May 2, 2024; Revised May 27, 2024; Accepted May 28, 2024

1. 서론

Synthetic aperture radar (SAR)의 근간이 되는 레이더는 강한 전자기파를 발사하고 그것이 물체에 맞고 반사되어 되돌아오는 전자파를 분석하여 대상물과의 거리를 측정하는 장치이다. 레이더는 전자기파를 사용하기 때문에 어둡고 악천후인 환경에서도 대상물과의 거리를 정확하게 추정할 수 있다. 이러한 장점으로 인해 레이더는 처음에 군사용 목적을 위해 개발되었으며 특히, 군용 비행체나 함선 등을 눈으로 관측할 수 없는 저녁 및 새벽 시간대나 굵은 날씨에도 추적하기 위한 목적을 가지고 개발되었다. 따라서, 본래의 레이더 시스템은 시간 지연을 이용한 대상물과의 거리와 안테나 지향성을 이용한 대상물의 방향을 측정하는 용도로 사용하였지만 이후에 비행체나 위성과 같은 플랫폼에 탑재하여 2차원의 이미지를 형성하기 위한 용도로도 많이 사용되고 있다.

이러한 이미징 레이더 시스템은 관측하고자 하는 영역을 2차원의 reflectivity map으로 제공한다. 이때, reflectivity map에서 강한 후방 산란 신호로 수신되는 대상물은 비교적 밝은 지점으로 나타나지만 반면에 장애물이 없는 평지는 어두운 지점으로 나타나기 때문에 대상물을 확인할 수 있게된다. 1950년대까지의 초창기 이미징 레이더 시스템은 항공기와 같은 비행체에 탑재되어 side-looking airborne radar (SLAR)라고 불렸으며 이 SLAR는 안테나가 탑재된 비행체가 이동하는 azimuth 방향으로 움직이면서 이 방향과 수직인 range 방향으로 특정 영역을 이미징하기 때문에 명명되었다. 하지만, 이러한 SLAR를 이용한 이미징은 송신 펄스의 폭에 의해서 결정되는 range resolution과 달리 탑재되는 안테나의 aperture size와 신호의 파장에 의해서 결정되는 azimuth resolution을 높이기 어렵다는 한계점이 존재했다. Azimuth resolution을 높이기 위해서는 안테나의 aperture size를 키워야하지만 굉장히 높은 해상도를 얻기 위해서는 비행체의 탑재되기 힘든 크기의 안테나를 요구한다. 예를 들어, X 밴드를 사용하는 SLAR 시스템이 5km 떨어진 영역을 이미징할 때, 1.5m의 azimuth resolution을 얻기 위해서는 100m의 안테나가 탑재되어야만한다.

SLAR의 이러한 한계점은 1951년에 Carl Wiley에 의해 SAR의 개념이 도입되면서 극복되었다¹¹⁾. SAR 시스템은 coherent 레이더와 Doppler beam sharpening 기술을 이용하여 azimuth resolution을 극도로 높일 수 있는 시스템이다¹²⁾. SAR 시스템은 관측하고자 하는 영역의 거리와 상관없이 azimuth resolution이 결정되며

앞의 SLAR 시스템의 예시에서와 같은 조건의 azimuth resolution을 달성하기 위해서 SAR는 안테나의 길이가 3m면 충분하다. 같은 길이의 안테나가 탑재된 SLAR 시스템은 azimuth resolution이 50m라는 점에서 SAR가 SLAR에 비해 30배 이상의 좋은 해상도를 얻을 수 있으며 관측 거리가 멀어질수록 azimuth resolution이 안좋아지는 SLAR와 달리 SAR는 해상도가 관측 거리에 상관없이 없기 때문에 항공기와 같은 비행체뿐만 아니라 더 고도가 높은 위성을 이용한 SAR 이미징도 추후에 개발되었다. 날씨 조건에 무관하며 넓은 영역의 이미지를 고해상도로 얻을 수 있는 이러한 SAR 시스템의 이미징 능력 덕분에 1950년대부터 많은 관심을 받아왔으며 많은 문헌들에서 상세히 정리된 SAR의 개념 및 원리를 찾아볼 수 있다¹³⁻¹²⁾.

SAR 시스템은 azimuth와 range 방향 모두에서 ambiguity 없는 선명한 이미지를 얻기 위해서 pulse repetition interval (PRI) 혹은 pulse repetition frequency (PRF)를 잘 조절해야만 한다. 이러한 PRI 혹은 PRF는 azimuth resolution에 대해서는 하한을 그리고 관측 영역에 대해서는 상한을 가지고 있으며 이 범위 내의 PRI 혹은 PRF를 선택해야 한다¹³⁾. 하지만, 점차 더욱 높은 azimuth resolution과 넓은 관측 영역을 요구하는 현대의 SAR 시스템은 이 두 영역을 동시에 만족하는 PRI 혹은 PRF를 선택할 수 없으며 이는 두 요구 조건을 동시에 만족할 수 없음을 의미한다. 이러한 SAR 시스템의 주요 요구 조건인 azimuth resolution과 넓은 관측 영역을 높이기 위해 기존의 stripmap mode 이외에도 scan-SAR 모드와 spotlight 모드와 같은 여러 동작 모드들이 연구되었다. Scan-SAR 모드는 stripmap mode에 비해 넓은 관측 영역을 이미징할 수 있지만 해상도의 성능 저하가 발생한다^{14,15)}. 반대로, spotlight mode는 높은 해상도의 이미지를 얻을 수 있지만 충분히 넓은 관측 영역을 커버할 수 없다¹⁶⁾. 따라서, 이러한 동작 모드들로도 두 요구 조건 중 어느 한쪽을 만족하는 것은 가능하지만 동시에 만족시키는 것은 불가능하다. 결과적으로, 계속해서 더 높은 azimuth resolution과 넓은 관측 영역을 요구하는 현대의 그리고 미래의 SAR 시스템은 이러한 요구조건을 동시에 만족시키기 위해 새로운 시스템을 필요로 한다.

본 논문은 튜토리얼로써 이러한 SAR의 한계점을 해결하기 위한 기술을 소개하고 시뮬레이션을 통해 효용성을 입증하고자 한다. SAR의 한계점은 디지털 빔포밍을 이용한 다중 소형 개구 구조의 다중 채널 기술을 이용하여 극복할 수 있다^{13,17-24)}. 다중 채널 기술의 핵심 개념은 한번에 여러 신호를 수신함으로써 긴 PRI 혹은

낮은 PRF의 SAR 시스템에서도 azimuth 방향으로 생성되는 ambiguity를 없앨 수 있다는 것이다. 따라서, 넓은 관측 영역을 위해 긴 PRI 혹은 낮은 PRF를 사용하더라도 다중 소형 개구 구조를 이용한 다중 채널 기술을 통해 높은 azimuth resolution 또한 달성할 수 있다. 하지만, 이러한 다중 채널 기술도 후처리 없이 ambiguity 없는 선명한 이미지를 얻기 위해서는 특정 조건을 만족해야 한다. 이러한 조건은 SAR 운용시에 만족하기 어려울 수 있으며 이런 상황에서도 azimuth ambiguity를 없앨 수 있는 후처리 과정을 포함한 다중 채널 기술을 소개한다.

II. SAR의 기본 원리

SAR는 항공기나 위성과 같은 움직이는 비행체에 탑재되어 2차원의 이미지를 형성하는 레이더이다. 기존의 레이더와 유사하게 SAR도 전자기파를 연속적으로 송신하여 대상물에 맞고 후방 산란된 echo 신호들을 레이더 안테나가 수신한다. 이렇게 수신된 echo 신호들을 기록하고 기록된 수신 echo 신호들을 통해 이미지를 형성한다. SAR는 움직이는 비행체에 탑재되어 있기 때문에 신호가 시간이 흐름에 따라 각각 다른 위치에서 송수신된다. 이렇게 다른 위치에서 수신된 신호들은 적절한 coherent 결함을 통해 실제 탑재된 안테나 길이보다 훨씬 더 긴 가상의 개구를 형성하고 이를 통해 높은 해상도를 얻을 수 있게 된다.

SAR 시스템은 흔히 chirp 신호라고도 불리는 linear frequency modulation (LFM) 신호를 사용한다. LFM 신호는 그림 1과 같이 신호의 주파수가 시간에 따라 계속해서 선형적으로 변화하는 신호이다. 본 논문에서

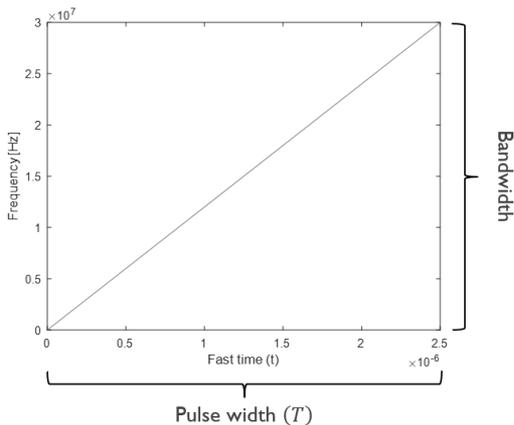


그림 1. LFM 신호의 주파수 변화
Fig. 1. Frequency change of LFM signal.

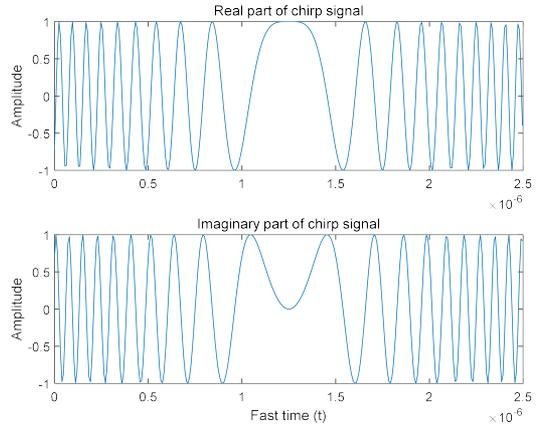


그림 2. LFM 신호의 파형
Fig. 2. Waveform of LFM signal.

는 그림 1과 같이 주파수가 선형적으로 높아지는 up-chirped LFM 신호를 고려한다. 이러한 LFM 신호는 다음과 같은 식으로 표현되며 그림 2는 이 LFM 신호의 파형에 대한 예시이다.

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi K_r t^2}. \quad (1)$$

이때, t 는 range 방향으로의 시간을 나타내며 fast-time으로 정의한다. 또한, T 는 송신 펄스의 폭을 그리고 K_r 은 LFM 신호의 chirp rate을 의미한다.

그림 3과 4는 SAR 시스템의 측면도와 정면도이다. 이때, 비행기가 움직이는 azimuth 방향의 시간 η 를 slow-time으로 정의한다. 실제 환경에서는 비행체가 움직이기 때문에 slow-time domain에서 신호를 송신했을 때의 시간과 echo 신호를 수신했을 때의 시간이 다르지만, 그림 4에서와 같이 합성 개구를 형성하는데 걸리는 시간이 fast-time으로 LFM 신호가 대상물에 맞고 돌아오는 시간보다 훨씬 길기 때문에 비행기가 특정 slow-time 순간에 신호의 송수신이 동시에 이루어지는

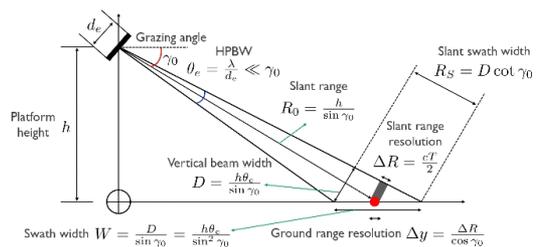


그림 3. SAR 시스템의 측면도
Fig. 3. Side view of SAR system.

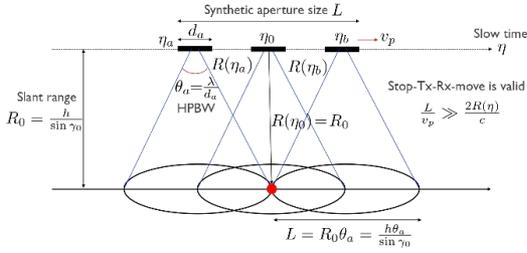


그림 4. SAR 시스템의 정면도
Fig. 4. Front view of SAR system.

것으로 가정할 수 있다. 따라서, 비행체가 움직이면서 slow-time에서 특정 시간마다 신호를 송수신하여 수신 신호들을 기록하고 기록된 수신 신호의 coherent 결합을 통해 이미지를 생성한다. 특정 slow-time \$\eta\$에서 수신된 신호는 다음과 같이 두 domain 모두에 대한 식으로 표현된다.

$$s_0(t, \eta) = e^{-j\frac{4\pi f_0 R(\eta)}{c}} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R(\eta)}{c}}{T}\right) \times e^{j\pi K_r \left(t - \frac{2R(\eta)}{c}\right)^2} \quad (2)$$

이때, \$f_0\$는 반송파 주파수이며 \$c\$는 빛의 속도이다. 또한, \$R(\eta)\$는 slow-time \$\eta\$에서 비행체와 대상물까지의 거리를 의미하며 비행체의 속력을 \$v_p\$라고 했을 때, 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + v_p^2 \eta^2} \quad (3)$$

위 식에서, \$R_0\$는 그림 3에서와 같이 비행체가 대상물과 가장 가까워질 때의 거리를 의미하며 이때의 slow-time \$\eta\$를 \$\eta_0\$로 정의한다. 즉, \$R(\eta_0) = R_0\$이다. 또한, 본 논문에서는 SAR의 기본 원리 설명을 위해 수신 신호의 위상만을 고려한다. 이러한 수신 신호들을 range와 azimuth 방향으로 획득하여 모은 data를 raw data라고 하며 이 raw data는 잡음처럼 보인다. 하지만, 이 raw data는 range 방향과 azimuth 방향으로 matched filtering을 통한 deconvolution 과정을 거치게 되면 원하는 이미지를 얻을 수 있다.

수신 신호 \$s_0(t, \eta)\$는 신호가 대상물까지 왕복하며 발생하는 위상 변화와 지연된 LFM 신호로 이루어져 있다. 따라서, range 방향으로의 matched filtering을 통한

deconvolution 과정을 수행하며 이를 range compression이라고 한다. 이러한 range compression은 송신한 LFM 신호를 이용하여 matched filtering을 통해 이루어진다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$s_{rc}(t, \eta) = s^*(t) \otimes s_0(t, \eta) = \text{sinc}\left(t - \frac{2R(\eta)}{c}\right) e^{-j\frac{4\pi f_0 R(\eta)}{c}} \quad (4)$$

위 식에서, \$*\$는 켈레 복소수를 그리고 \$\otimes\$는 convolution 연산을 의미한다. 위 식을 이용하여 azimuth 방향으로 matched filtering을 하기위해 먼저 \$R(\eta)\$를 1차 테일러 근사를 통해 다음과 같이 나타낸다.

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + v_p^2 \eta^2} \approx R_0 + \frac{v_p^2 \eta^2}{2R_0} \quad (5)$$

1차 테일러 근사를 통해 근사된 비행체와 대상물 사이의 거리 \$R(\eta)\$를 \$s_{rc}(t, \eta)\$에 대입하면 다음과 같이 계산된다.

$$s_{rc}(t, \eta) = \text{sinc}\left(t - \frac{2R(\eta)}{c}\right) e^{-j\frac{4\pi f_0 R(\eta)}{c}} = \text{sinc}\left(t - \frac{2R(\eta)}{c}\right) e^{-j\frac{4\pi f_0 R_0}{c}} e^{-j\pi \frac{2v_p^2}{\lambda R_0} \eta^2} \quad (6)$$

이때, \$\lambda\$는 신호의 파장이다. 위 식에서 마지막 지수함수가 slow time 방향으로 chirp rate이 \$\frac{2v_p^2}{\lambda R_0}\$인 LFM 신호와 같아지게 된다. 따라서, \$K_a = \frac{2v_p^2}{\lambda R_0}\$라고 정의하면 range 방향으로의 matched filtering과 같이 azimuth 방향으로 chirp rate이 \$K_a\$인 LFM 신호 \$f(\eta)\$를 이용하여 matched filtering을 수행한다. 이러한 과정을 azimuth compression이라고 하며 azimuth compression 과정은 다음과 같이 표현된다.

$$s_{ac}(t, \eta) = f^*(\eta) \otimes s_{rc}(t, \eta) = \text{sinc}\left(t - \frac{2R(\eta)}{c}\right) \text{sinc}(\eta) e^{-j\frac{4\pi f_0 R_0}{c}} \quad (7)$$

결론적으로, 두 방향 모두에서의 matched filtering 과정을 통해 대상물이 있는 위치에서 신호가 최대값을 가

지며 이를 통해 대상물이 있는 곳은 밝은 영역으로, 그리고 대상물이 없는 평지 부분은 어두운 영역으로 이미지가 생성된다.

III. PRF의 선택 가능 범위

SAR 시스템을 통한 이미지 획득은 range와 azimuth 방향으로의 compression을 통해 가능하지만 선명한 이미지 획득을 위해서는 추가적으로 고려해야할 사항이 존재한다. 그림 4에서와 같이 SAR 시스템의 정면도에서 볼 수 있는 것처럼 비행체가 움직이면서 신호를 송수신하여 모은 raw data를 이용하여 이미지를 생성한다. 이때, 송수신을 통한 raw data를 얻기 위해 어떠한 주기로 신호를 송수신하는지가 중요한 요소로 작용한다. 이 주기는 비행체가 LFM 신호를 송신하고 대상물에 맞고 다시 되돌아오는 echo 신호를 수신한 뒤 다음 신호를 송신하기까지의 시간으로 정의되며 PRI라고 불리운다. 이 PRI의 역수를 PRF로 정의한다. SAR 이미징은 이 PRI 혹은 PRF를 제대로 설정하지 않으면 range 방향 혹은 azimuth 방향으로 ambiguity가 발생하여 선명한 이미지를 얻을 수 없게 된다. 따라서, 적절한 PRI 혹은 PRF를 선택하여 운용하는 것이 필수적이며 이에 대한 PRI 혹은 PRF 선택 가능 범위를 아는 것이 필요하다. 본 논문에서는 PRF를 기반으로 범위를 고려한다.

먼저 PRF의 상한은 SAR의 관측 영역과 관련이 있다. 비행체의 신호가 대상물을 향해 날아가는 방향을 그림 3과 같이 slant range 방향이라고 했을 때, 비행체로부터 관측하고자 하는 영역의 가장 먼 부분과 가장 가까운 부분의 거리 차이의 2배가 PRI 동안 빛이 움직이는 거리보다 작아야한다. 따라서, 신호가 관측 영역의 가장 가까운 부분을 왕복하여 이동하는 시간과 가장 먼 부분을 왕복하여 이동하는 시간의 차가 PRI보다 작아야하며 만약 그렇지 않을 경우 특정 slow-time η 에서의 송신 신호에 대한 대상물을 맞고 반사되어 들어오는 신호가 다음 신호가 송신되는 $\eta + \text{PRI}$ 이후에 수신되어 range 방향으로의 ambiguity가 발생한다. 따라서, PRF의 상한은 다음과 같은 식으로 정해진다.

$$\frac{2R_s}{c} \leq \text{PRI}. \quad (8)$$

이때, R_s 는 그림 3에서와 같이 비행체로부터 관측 영역의 가장 먼 부분과 가장 가까운 부분의 거리 차로 slant swath width로 정의된다. 실제 관측 영역은 ground이므로 이를 ground의 관측 영역의 너비인 swath width W

로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{2R_s}{c} = \frac{2W \cos \gamma_0}{c} \leq \text{PRI}. \quad (9)$$

위 식에서, γ_0 는 그림 3에서와 같이 비행체가 대상물을 바라보는 각도이며 grazing angle로 정의한다. 결론적으로 위 식의 역수를 구함으로써 PRF의 상한은 다음과 같이 결정된다.

$$\text{PRF} \leq \frac{c}{2W \cos \gamma_0}. \quad (10)$$

위 식을 통해, 넓은 관측 영역의 이미지를 얻기 위해서는 낮은 PRF가 필요함을 알 수 있다.

다음으로, PRF의 하한은 azimuth resolution과 관련이 있다. Azimuth 방향으로의 data 획득 즉, sampling은 Nyquist sampling 이론에 의해 azimuth 방향으로 발생하는 Doppler bandwidth B_D 보다 sampling rate이 커야만 한다. 이는 aliasing이 발생하지 않게하기 위함이며 이러한 공간상의 aliasing을 azimuth ambiguity라고 정의한다. 이 azimuth 방향으로의 sampling rate이 결국 PRF이기 때문에 다음과 같은 PRF의 하한이 정해진다.

$$B_D \leq \text{PRF}. \quad (11)$$

이때, Doppler bandwidth B_D 는 대상물에 대한 echo 신호의 위상을 이용하여 구할 수 있다. Slow-time η 에서 대상물에 대한 echo 신호의 위상 $\phi(\eta)$ 은 다음과 같이 계산된다.

$$\phi(\eta) = \frac{4\pi R(\eta)}{\lambda} \approx \frac{4\pi R_0}{\lambda} + \frac{2\pi v_p^2}{R_0 \lambda} \eta^2. \quad (12)$$

따라서, η 에서의 즉각적인 위상의 변화는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\sigma(\eta) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial \phi(\eta)}{\partial \eta} = \frac{2v_p^2}{R_0 \lambda} \eta. \quad (13)$$

이때, 비행체가 대상물에 대해 illumination time 동안 신호를 송수신하기 때문에 이 시간동안의 위상 변화가 Doppler bandwidth가 된다. SAR의 합성 개구의 길이 L 이 그림 4와 같이 비행체로부터 대상물까지의 거리인

R_0 와 azimuth 방향의 half power beamwidth (HPBW) 인 θ_a 의 곱으로 계산되고 이를 비행체의 속력으로 나눈 것이 illumination time 이므로 illumination time η_{tot} 는 다음과 같이 계산된다.

$$\eta_{tot} \approx \frac{R_0 \theta_a}{v_p} = \frac{\lambda R_0}{d_a v_p}. \quad (14)$$

위 식에서, d_a 는 azimuth 방향으로의 안테나 길이이며 azimuth 방향의 HPBW가 다음과 같이 d_a 에 대한 식으로 계산되는 것을 이용한 것이다.

$$\theta_a = \frac{\lambda}{d_a}. \quad (15)$$

결론적으로, 이 illumination time을 위상 변화 $\sigma(\eta)$ 에 대입하여 Doppler bandwidth를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$B_D = \sigma(\eta_{tot}) = \frac{2v_p}{d_a}. \quad (16)$$

따라서, 식 (11)에서의 PRF에 대한 하한을 구체적으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{2v_p}{d_a} \leq \text{PRF}. \quad (17)$$

이때, Doppler bandwidth의 역수를 통해 azimuth 방향으로의 time resolution을 구할 수 있다. 또한, 이 time resolution에 비행체의 속력을 곱해 azimuth resolution을 구할 수 있으며 이를 통해 PRF의 하한을 azimuth resolution에 대한 식으로 바꿀 수 있다. 먼저 azimuth resolution δ_a 은 다음과 같이 계산된다.

$$\delta_a = \frac{v_p}{B_D} = \frac{d_a}{2}. \quad (18)$$

SAR의 azimuth resolution은 대상물까지의 거리와 무관하며 azimuth 방향으로의 안테나 길이가 작을수록 증가한다. 이러한 경향성은 직관에 반대되는 것처럼 보이지만 SAR의 해상도는 합성 개구의 길이에 의존하기 때문에 azimuth 방향으로의 HPBW가 넓을수록 좋은 해상도를 가진다. 따라서, 식 (15)에서와 같이 azimuth 방향으로의 넓은 HPBW를 얻기 위해서는 좁은 안테나

길이가 요구된다. 결론적으로 SAR는 azimuth 방향으로의 안테나 길이의 절반에 의해 azimuth resolution이 결정된다. 이러한 azimuth resolution을 PRF의 하한 조건으로 만들기 위해 식 (17)을 조금 변형하여 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{2v_p}{d_a} = \frac{v_p}{\delta_a} \leq \text{PRF}. \quad (19)$$

PRF의 하한과 상한을 동시에 고려하면 다음과 같은 부등식이 성립한다.

$$\frac{v_p}{\delta_a} \leq \text{PRF} \leq \frac{c}{2W \cos \gamma_0}. \quad (20)$$

위 식에서, PRF는 azimuth resolution이 증가할수록 높은 PRF를 요구하고 관측 영역인 swath width W 가 증가할수록 낮은 PRF를 요구한다. 이러한 상충되는 PRF의 요구조건은 어느 한쪽의 요구 조건을 만족하기 위해서는 다른 한쪽의 요구 조건이 완화되어야함을 의미한다. 따라서, 운용되는 SAR 시스템의 PRF를 선택함에 있어서 azimuth 방향으로의 해상도와 관측할 수 있는 영역의 한계치가 정해지고 이러한 한계치를 넘어갈 경우에는 ambiguity가 발생하기 때문에 이미지 처리 성능이 매우 저하된다. 그러므로, 양쪽 모두 높은 성능을 요구하는 현대의 SAR 시스템은 어떠한 PRF를 선택하더라도 적어도 어느 한쪽은 ambiguity가 발생할 수밖에 없는 내재적인 한계점을 지니고 있다.

IV. 다중 소형 개구 구조를 이용한 고해상도 광역관측 SAR 시스템

SLAR에 비해 비약적으로 높은 해상도의 이미지를 얻을 수 있는 SAR이지만 이보다 더 높은 해상도와 더 넓은 광역 관측을 요구하는 현대의 SAR 이미지 요구조건에 대해서는 여전히 한계점이 존재한다. 이에 대한 극복 방안으로 안테나의 구조를 변형시키는 방법이 제안되었다. 이러한 안테나 구조 변형 방법은 그림 5와 같이 여러 소형 개구 구조를 이용하여 다중 채널을 통해 수신 신호의 양을 증가시키는 방법이다. 이때, 다중 소형 개구들마다 여러 빔을 동시에 조향해야하므로 디지털 빔포밍 기술이 사용되기 때문에 디지털 빔포밍 수신(digital beamforming on receive) 기술이라고도 불린다. 하지만, 디지털 빔포밍 수신 기술은 radio frequency (RF) 체인의 수가 증가하기 때문에 하드웨어의 복잡도

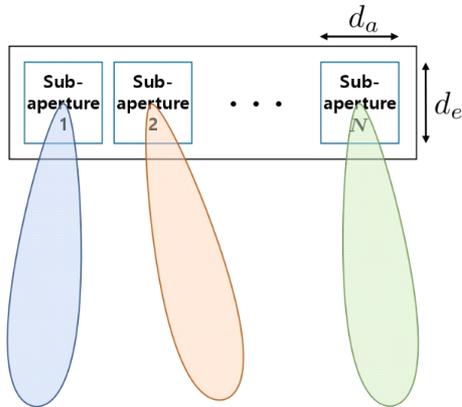


그림 5. 다중 소형 개구 구조
Fig. 5. Multiple sub-apertures structure.

및 비용과 에너지 소비가 증가하게 된다²⁷⁾. 앞으로 동시에 더 넓은 관측 영역과 더 높은 해상도의 이미지 처리를 위해 그만큼 많은 소형 개구를 필요로 하는 구조로 설계되어야 할 것이며 이는 RF 체인의 수를 많이 늘려야함을 의미한다. 따라서, 다중 소형 개구 구조를 이용한 고해상도 광역관측 SAR 시스템도 하드웨어 구현 관점에서 한계가 존재할 수 있다. 하지만, 하드웨어 비용 및 복잡도를 고려한 적절한 수의 소형 개구는 구현이 아예 불가능하지 않으며 azimuth ambiguity 없이 높은 해상도와 광역관측을 동시에 달성할 수 있다.

이러한 다중 소형 개구 구조는 그림 5와 같이 안테나가 하나의 비행체에 탑재된 single-platform 시스템일 수도 있고 여러 비행체마다 각각의 소형 개구의 역할을 하는 안테나가 탑재되어 있는 multi-platform 시스템일 수도 있다. 본 논문에서는 그림 5의 single-platform 시스템 구조를 고려하며 각 소형 개구간 거리가 일정하다고 가정한다. 하지만, 이러한 다중 소형 개구 구조는 multi-platform 시스템으로도 쉽게 확장이 가능하다. 다중 소형 개구 구조를 이용한 SAR 시스템의 고해상도 광역관측을 동시에 만족시킬 수 있는 개념은 그림 6과 같다. 기존의 하나의 안테나 구조로 이루어진 SAR 시스템에 비해 다중 소형 개구 구조로 이루어진 SAR 시스템은 한번의 신호 송신으로 각 소형 개구 위치에 해당하는 slow-time η 에 대한 위상을 가진 여러 개의 수신 신호를 받을 수 있으며 이는 single-aperture 시스템이 시간적으로 여러 번 신호를 받는 것을 multi-aperture 시스템은 공간적으로 한번에 수신할 수 있음을 의미한다. 결론적으로, SAR 시스템이 그림 5와 같이 N 개의 소형 개구로 이루어졌다고 가정했을 때, range 방향으로의 상한 조건은 PRF로 계산되고 azimuth 방향으로의

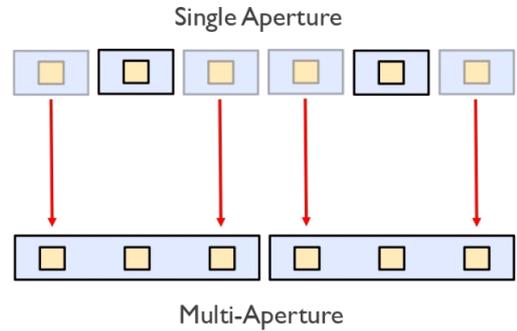


그림 6. 충분하지 않은 공간상의 sampling 극복을 위한 다중 개구의 개념도
Fig. 6. The concept of multiple apertures to overcome insufficient sampling.

하한 조건은 $N \cdot PRF$ 로 계산된다. 따라서, 광역 관측을 위한 PRF 조건을 만족하면서 azimuth ambiguity를 없애기 위한 PRF 조건은 N 개의 소형 개구 구조를 통한 $N \cdot PRF$ 로 ambiguity를 없앨 수 있다.

이뿐만 아니라, 다중 소형 개구 구조는 각 소형 개구를 다른 방향으로 조향하여 여러 부 영역을 관측하는 방법으로도 활용할 수 있다. 따라서, azimuth ambiguity가 생기지 않는 PRF 조건에서 여러 부 영역을 관측함으로써 넓은 영역의 이미지 처리도 가능하다. PRF의 하한과 상한 중 어느 곳에 초점을 맞추는지에 따라 다중 소형 개구 구조를 이용한 조향 방법만 달라질 뿐 결국 두 방법 모두 azimuth ambiguity를 발생시키지 않으면서 고해상도와 광역 관측을 동시에 달성할 수 있는 방법이다. 그러므로, 이러한 디지털 빔포밍을 이용한 다중 소형 개구 구조는 나사에서도 연구를 진행하고 있으며 최근에는 16개의 소형 개구를 이용한 구조에 대한 연구도 진행되었다²⁸⁻³⁰⁾.

하지만, 그림 6과 같이 일정한 주기의 azimuth 방향의 sampling을 다중 개구 구조를 이용하여 공간적으로 한번에 얻기 위해서는 다음과 같은 PRF 조건이 추가로 요구된다.

$$PRF = \frac{2v_p}{N\Delta x} \tag{21}$$

이때, Δx 는 소형 개구간 거리를 의미한다. 이와 같은 PRF의 조건이 필요한 이유는 single-aperture에서의 PRI가 일정한 것처럼 multi-aperture 시스템에서도 소형 개구간 표본 거리와 PRI 동안 비행체가 움직인 거리를 소형 개구의 개수인 N 으로 나눈 거리와 일치해야 하기 때문이다. 따라서, 위와 같은 PRF 조건을 만족하는

경우에는 정확히 그림 6과 같이 시간적으로 여러 번 수신해야하는 single-aperture 시스템의 표본 신호를 공간적으로 한번에 multi-aperture 시스템이 획득할 수 있다. 이러한 PRF 조건을 만족하지 못하면 동일한 간격의 표본을 얻을 수 없게되어 이미지 성능의 저하가 발생한다. 따라서, 이러한 경우에는 이를 보정하기 위한 후처리 과정이 필요하다.

이러한 후처리 과정을 설명하기 위해 multi-aperture 시스템의 impulse response를 먼저 알아볼 필요가 있다. N 개의 소형 개구로 이루어진 multi-aperture 시스템에서 j 번째 안테나에 대한 impulse response는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 h_{s,j}(\eta, \Delta x_j) &= e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(\sqrt{R_0^2+(v_p\eta)^2}+\sqrt{R_0^2+(v_p\eta-\Delta x_j)^2}\right)} \\
 &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}R_0} \cdot e^{-j\frac{\pi\Delta x_j^2}{2\lambda R_0}} \cdot e^{-j\frac{2\pi v_p^2}{\lambda}\frac{\left(\eta-\frac{\Delta x_j}{2v_p}\right)^2}{R_0}} \\
 &= h_s(\eta - \Delta\eta_j) \cdot e^{j\Delta\phi_j}.
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

위 식에서, $h_s(\eta)$ 는 기준 안테나의 single-aperture response이고 $\Delta\eta_j$ 와 $\Delta\phi_j$ 는 다음과 같다.

$$\Delta\eta_j = \frac{\Delta x_j}{2v_p}. \tag{23}$$

$$\Delta\phi_j = -\frac{\pi\Delta x_j^2}{2\lambda R_0}. \tag{24}$$

Slow-time으로 표현된 multi-aperture 시스템의 impulse response를 푸리에 변환을 통해 주파수 영역으

로 변환하면 다음과 같이 계산된다.

$$H_{s,j}(f) = H_j(f) \cdot H_s(f). \tag{25}$$

이때, $H_s(f)$ 는 $h_s(\eta)$ 의 푸리에 변환된 함수이고 $H_j(f)$ 는 다음과 같다.

$$H_j(f) = e^{-j\frac{\pi\Delta x_j^2}{2\lambda R_0}} \cdot e^{-j\frac{\pi\Delta x_j}{v_p}f}. \tag{26}$$

따라서, multi-aperture 시스템의 신호 획득 과정은 소형 개구별로 transfer function이 $H_j(f)$ 인 다중 채널 선형 시스템으로 간주할 수 있다. 이러한 선형 시스템에 대해서는 아주 오래전부터 연구되어왔다. 특히, aliasing이 발생하는 subsampled signal들을 가지고 신호를 복원하는 연구 역시 수행되었다²⁵⁾. Multi-aperture SAR 시스템은 이러한 신호 복원 과정을 SAR와 접목시킨 것이며 복원 과정은 그림 7과 같다.

이때, 본 논문에서는 고려하지 않지만 그림 7에서 $U(f)$ 는 scene reflectivity와 azimuth antenna pattern까지 모두 고려했을 때의 impulse response이다. 식 (21)의 조건을 만족하지 못할 때, 그림 7과 같은 과정의 후처리가 필요하며 소형 개구 별로 다른 impulse response를 reconstruction transfer function을 통해 복원하여 이미지 성능의 저하가 발생하지 않도록 한다. 이 reconstruction filter는 각 소형 개구 별 transfer function인 $H_j(f)$ 로 구성된 행렬 $\mathbf{H}(f)$ 로 유도할 수 있다. 먼저, 행렬 $\mathbf{H}(f)$ 는 식 (27)과 같다.

이에 대한 reconstruction filter는 행렬 $\mathbf{H}(f)$ 의 역행렬로 구할 수 있다. 따라서 reconstruction filter $\mathbf{P}(f) = \mathbf{H}^{-1}(f)$ 이다. 이러한 후처리를 통해 식 (21)의 PRF 조

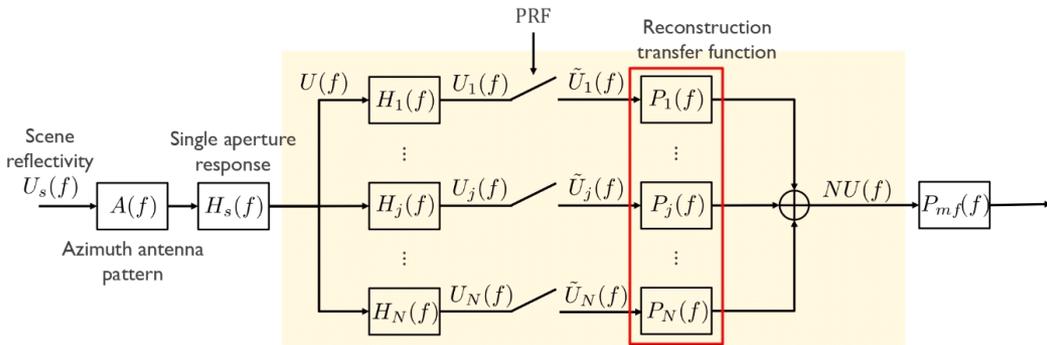


그림 7. 다중 채널 SAR 시스템의 블록 다이어그램
Fig. 7. Block diagram of multi-channel SAR system.

건을 만족할 수 없는 상황에도 이미지 성능의 저하 없이 다중 소형 개구 구조를 온전히 이용하여 고해상도와 광역 관측을 동시에 달성하는 SAR 시스템을 구현할 수 있다.

V. 시뮬레이션 결과

SAR를 통한 영상 획득 및 다중 소형 개구 구조를 이용한 ambiguity 신호의 reconstruction을 확인하기 위하여 다음 표 1과 2의 파라미터들을 이용하여 영상을 얻고자 한다²⁶⁾. 표 2는 표 1의 파라미터들을 가지고

표 1. SAR 파라미터
Table 1. SAR parameters.

Parameters	Values
Heights (<i>h</i>) [m]	18,283
Platform velocity (<i>v_p</i>) [m/s]	300
Carrier frequency (<i>f_c</i>) [GHz]	9.4
Pulse width (<i>T</i>) [μ sec]	2.5
Grazing angle (γ_0) [deg]	12.7
Sampling frequency (<i>f_s</i>) [MHz]	125
Bandwidth (<i>B</i>) [MHz]	30
PRF [Hz]	250
Azimuth beamwidth (θ_a) [deg]	0.26
Elevation beamwidth (θ_e) [deg]	0.764

표 2. 유도된 SAR 파라미터
Table 2. Derived SAR parameters

Derived Parameters	Values
Slant range (<i>R₀</i>) [m]	83,340
Swath width (<i>W</i>) [m]	5,065
Range bin interval [m]	1.2
Range resolution [m]	5
Chirp rate [THz/s]	12
Integration length [m]	378
Integration time [s]	1.26
Azimuth resolution [m]	3.52
Lower bound of the PRF [Hz]	85.31
Upper bound of the PRF [kHz]	30.36

유도할 수 있는 파라미터들이다. 먼저, 그림 8과 같이 4개의 대상물이 관측하고자 하는 영역에 있다고 가정했을 때 영상을 얻고자 한다.

그림 9는 그림 8의 4개의 대상물을 복원하기 위한 과정이다. 먼저 SAR는 그림 9-(a)와 같이 raw data를 얻는다. 그 다음, range 방향으로 matched filtering을 통한 range compression을 수행한다. 이 과정의 결과는 그림 9-(b)와 같다. 마지막으로, range compression된 data를 azimuth 방향으로 matched filtering을 통한 azimuth compression을 수행한다. 이에 대한 결과는 그림 9-(c)와 같다. 그림 8의 대상물의 위치가 그림 9-(c)에서 밝은 부분으로 표시됨을 확인할 수 있다. 이 4개의 대상물 중에서 빨간 점에 해당하는 1번 대상물이 비교적 어둡게 나타나는데 이는 비행체가 1번 대상물에 대해서는 다른 대상물들에 비해 작은 합성 개구의 길이로 관측했기 때문이다. 즉, azimuth 방향으로 data를 충분히 획득하지 못했기 때문이다. 또한, 사용된 PRF가 250 Hz으로 상한과 하한의 범위를 만족하기 때문에 어떠한 azimuth ambiguity도 발생하지 않았다.

하지만, 만약 하한보다 낮은 PRF를 사용한다면 azimuth ambiguity에 의해서 이미지가 어떻게 형성되는지 알아보기 위해 그림 10과 같이 위치한 3개의 대상물에 대해 이미지를 형성하고자 한다. 이때, 사용된 PRF는 80 Hz이며 이에 대한 결과는 그림 11과 같다.

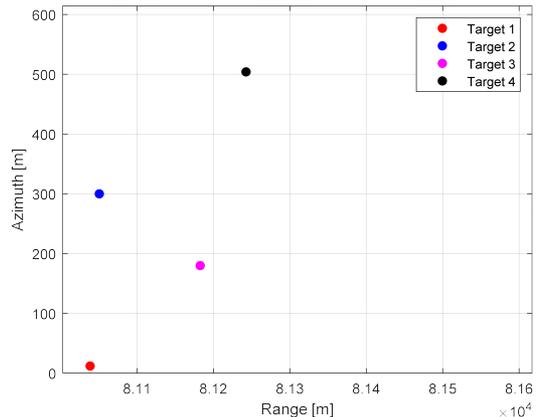


그림 8. SAR 영상 형성을 위한 대상물들의 위치
Fig. 8. Location of targets for SAR image formation.

$$\mathbf{H}(f) = \begin{bmatrix} H_1(f) & \cdots & H_N(f) \\ H_1(f + \text{PRF}) & \cdots & H_N(f + \text{PRF}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_1(f + (N - 1) \cdot \text{PRF}) & \cdots & H_N(f + (N - 1) \cdot \text{PRF}) \end{bmatrix}. \quad (27)$$

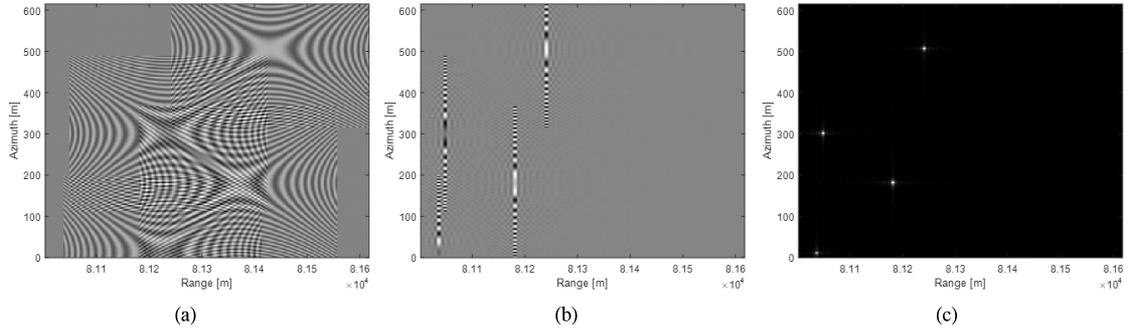


그림 9. SAR 이미지 형성 과정 (a) raw data, (b) range compressed data, (c) azimuth compressed data
 Fig. 9. SAR image formation process (a) raw data, (b) range compressed data, (c) azimuth compressed data.

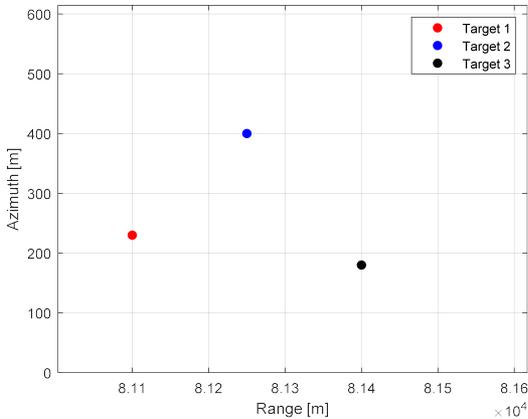


그림 10. Azimuth ambiguity suppression 모의 실험을 위한 대상물들의 위치
 Fig. 10. Location of targets for azimuth ambiguity suppression simulation.

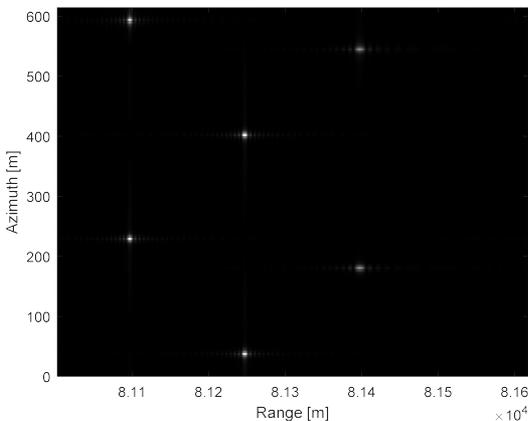


그림 11. 단일 개구 구조일 때의 compressed data
 Fig. 11. Compressed data for single aperture structure.

그림 11에서 볼 수 있는 것처럼 PRF의 하한인 85 Hz보다 낮은 PRF를 사용했을 때 실제 대상물의 위치와는

다른 위치에서 ghost target들이 추가로 이미지되는 것을 알 수 있다. 따라서, 이러한 ambiguity로 발생하는 ghost target들은 대상물의 위치를 정확히 알 수 없게 만들뿐 아니라 이미지를 형성했을 때, 선명하지 않게 만든다. 따라서, 다중 소형 개구 구조가 이러한 ghost target들을 없애기 위해 필요하며 다중 소형 개구 구조를 이용했을 때의 결과는 그림 12와 같다. 이때, 사용된 소형 개구의 개수는 2개이며 2개만 사용하더라도 160 Hz의 PRF로 data를 획득한 것과 같은 결과를 얻게된다. 따라서, 다시 PRF의 하한인 85 Hz를 넘어 azimuth 방향으로 ambiguity가 사라지게 된다. 이러한 소형 개구 구조에서, 소형 개구의 개수는 이론상 무한히 늘려도 상관은 없다. 이것은 swath width에 대한 PRF의 상한은 소형 개구의 개수와는 무관하기 때문이며 실질적으로 많은 소형 개구를 사용한다고 하더라도 azimuth resolution이 증가하는 것은 아니므로 PRF의 하한을 넘는 최소한의 소형 개구의 개수를 파악하고 그 이상으로만 소형 개구의 개수를 선택하면 된다.

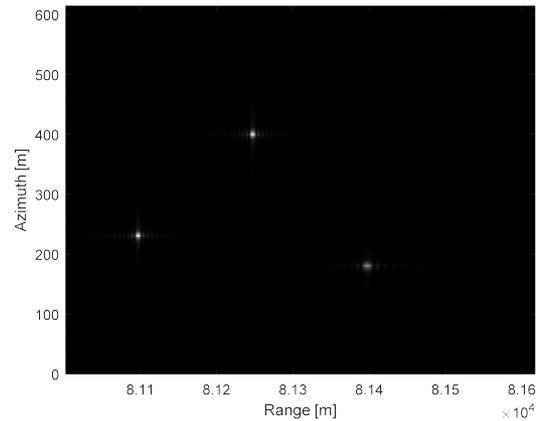


그림 12. 다중 개구 구조일 때의 compressed data
 Fig. 12. Compressed data for multi-aperture structure.

VI. 결 론

SAR는 맑은 날씨나 어두운 환경에서도 이미지를 형성할 수 있는 유용한 레이더 시스템이다. 따라서, 오래 전부터 군용뿐만 아니라 민용으로도 많은 관심을 받고 있다. 하지만, SAR의 내재적인 한계로 인해 azimuth resolution과 swath width를 동시에 높이는 것이 불가능하다. 현대의 SAR 시스템은 점점 더 높은 해상도와 넓은 관측 영역을 요구하며 앞으로도 이러한 요구 조건은 더욱 높아질 것이다. 해상도나 관측 영역 중 어느 한쪽을 높일 수 있는 scan-SAR 모드와 spotlight 모드가 개발되었지만 나머지 한쪽의 성능이 저하된다는 단점이 존재하기 때문에 근본적인 해결책으로 고려할 수 없다. 따라서, 이를 해결하고자 디지털 빔포밍을 이용한 안테나의 구조를 변형한 SAR 시스템이 연구되었다. 이러한 시스템은 디지털 빔포밍을 이용한 다중 개구 구조의 형태로 다중 채널을 통해 한번의 송신 신호에 대한 여러 수신 신호를 획득하여 어느 쪽의 ambiguity 없이 고해상도 광역 관측 이미지를 형성할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 튜토리얼로써 SAR의 이미지 형성 원리와 ambiguity가 발생하지 않는 PRF의 범위를 설명하고 이를 통해 고해상도와 광역 관측을 동시에 만족하기 위해서는 이러한 PRF의 범위의 모순이 발생하는 것을 보였다. 또한, 이를 해결하기 위한 기술로 다중 개구 구조를 이용한 디지털 빔포밍 수신 기술을 리뷰하고 이 기술을 이용하여 모의 실험을 통해 azimuth ambiguity를 제거한 결과를 보였다.

References

- [1] C. A. Wiley, "Pulsed doppler radar methods and apparatus," U.S. Patent 3 196 436, 1954.
- [2] C. Wiley, "Synthetic aperture radars: A paradigm for technology evolution," *IEEE Trans. Aerosp. Electr. Syst.*, vol. 21, no. 3, pp. 440-443, May 1985.
(<https://doi.org/10.1109/TAES.1985.310578>)
- [3] K. Tomiyasu, "Tutorial review of synthetic-aperture radar (SAR) with applications to imaging of the ocean surface," in *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 5, pp. 563-583, 1978.
(<https://doi.org/10.1109/PROC.1978.10961>)
- [4] R. Raney, "Theory and measure of certain image norms in SAR," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 23, no. 3, May 1985.
(<https://doi.org/10.1109/TGRS.1985.289537>)
- [5] J. C. Curlander and R. N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing*, New York: Wiley, 1991.
- [6] F. M. Henderson and A. J. Lewis, et al., *Manual of remote sensing: Principles and applications of imaging radar*, Wiley, 1998.
- [7] G. Franceschetti and R. Lanari, *Synthetic aperture radar processing*, CRC press, 2018.
(<https://doi.org/10.1201/9780203737484>)
- [8] C. Oliver and S. Quegan, *Understanding synthetic aperture radar images*, SciTech Publishing, 2004.
- [9] I. G. Cumming and F. H. Wong, "Digital processing of synthetic aperture radar data," *Artech house*, vol. 1, no. 3, pp. 108-110, 2005.
- [10] C. Elachi and J. J. Van Zyl, *Introduction to the physics and techniques of remote sensing*, John Wiley & Sons, 2021.
- [11] I. H. Woodhouse, *Introduction to microwave remote sensing*, CRC press, 2017.
(<https://doi.org/10.1201/9781315272573>)
- [12] A. Moreira, P. Prats-Iraola, M. Younis, G. Krieger, I. Hajnsek, and K. P. Papathanassiou, "A tutorial on synthetic aperture radar," *IEEE Geosci. Remote Sens. Mag.*, vol. 1, no. 1, pp. 6-43, Apr. 2013.
(<https://doi.org/10.1109/MGRS.2013.2248301>)
- [13] N. Gebert, G. Krieger, and A. Moreira, "Digital beamforming on receive: Techniques and optimization strategies for high resolution wide-swath SAR imaging," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 45, pp. 564-592, 2009.
(<https://doi.org/10.1109/TAES.2009.5089542>)
- [14] K. Tomiyasu, "Conceptual performance of a satellite borne, wide swath synthetic aperture radar," *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens.*, no. 2 pp. 108-116, 1981.
(<https://doi.org/10.1109/TGRS.1981.350361>)
- [15] R. K. Moore, J. P. Claassen, and Y. H. Lin, "Scanning spaceborne synthetic aperture radar with integrated radiometer," *IEEE Trans. Aerospace and Electr. Syst.* no. 3, pp. 410-421, 1981.

- (<https://doi.org/10.1109/TAES.1981.309069>)
- [16] W. Carra, R. Goodman, and R. Majewski, "Spotlight synthetic aperture radar-signal processing algorithm," *Artech House: Norwood, MA, USA*, 1995.
- [17] A. Jain, "Multibeam synthetic aperture radar for global oceanography," *IEEE Trans. Ant. and Propag.*, vol. 27, no. 4, pp. 535-538, 1979.
(<https://doi.org/10.1109/TAP.1979.1142135>)
- [18] B. R. Jean and J. W. Rouse, "A multiple beam synthetic aperture radar design concept for geoscience applications," *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens.*, vol. GE-21, no. 2, pp. 201-207, 1983.
(<https://doi.org/10.1109/TGRS.1983.350489>)
- [19] A. Currie and M. A. Brown, "Wide-swath SAR," *IEE Proc. F (Radar and Signal Processing)*, vol. 139, no. 2, IET Digital Library, 1992.
(<https://doi.org/10.1049/ip-f-2.1992.0016>)
- [20] G. D. Callaghan and I. D. Longstaff, "Wide-swath space-borne SAR using a quad-element array," *IEE Proc.-Radar, Sonar and Navig.*, vol. 146, no. 3, pp. 159-165, 1999.
(<https://doi.org/10.1049/ip-rsn:19990126>)
- [21] N. Goodman, D. Rajakrishna, and J. Stiles, "Wide swath, high resolution SAR using multiple receive apertures," *IEEE 1999 IGARSS'99*, Cat. no. 99CH36293, vol. 3, 1999.
(<https://doi.org/10.1109/IGARSS.1999.772089>)
- [22] M. Younis and W. Wiesbeck, "SAR with digital beamforming on receive only," *IEEE 1999 IGARSS'99*, Cat. no. 99CH36293, vol. 3, 1999.
(<https://doi.org/10.1109/IGARSS.1999.772091>)
- [23] G. Krieger and A. Moreira, "Potential of digital beamforming in bi-and multistatic SAR," *IEEE IGARSS 2003*, Cat. no. 03CH37477, vol. 1, 2003.
(<https://doi.org/10.1109/IGARSS.2003.1293831>)
- [24] G. Krieger, N. Gebert, and A. Moreira, "Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling," *IEEE Geosci. and Remote Sens. Lett.*, vol. 1, no. 4, pp. 260-264, 2004.
(<https://doi.org/10.1109/LGRS.2004.832700>)
- [25] J. L. Brown, "Multi-channel sampling of low-pass signals," *IEEE Trans. Cir. Syst.*, vol. 28, no. 2, pp. 101-106, 1981.
(<https://doi.org/10.1109/TCS.1981.1084954>)
- [26] J. Chun, "SAR-GMTI 기술의 원리," *The Proc. Korean Inst. of Electromagnetic Eng. and Sci.*, vol. 22, no. 6, pp. 68-79, Nov. 2011.
- [27] A. F. Molisch, et al., "Hybrid beamforming for massive MIMO: A survey," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 9, pp. 134-141, 2017.
(<https://doi.org/10.1109/MCOM.2017.1600400>)
- [28] R. F. Rincon, et al., "NASA's L-band digital beamforming synthetic aperture radar," *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens.*, vol. 49, no. 10, pp. 3622-3628, 2011.
(<https://doi.org/10.1109/TGRS.2011.2157971>)
- [29] Y. Zhou, et al., "Digital beamforming synthetic aperture radar (DBSAR): Experiments and performance analysis in support of 16-channel airborne X-band SAR data," *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens.*, vol. 59, no. 8, pp. 6784-6798, 2020.
(<https://doi.org/10.1109/TGRS.2020.3027691>)
- [30] R. Rincon, et al., "Digital beamforming synthetic aperture radar developments at NASA/Goddard space flight center," *2016 IEEE Int. Symp. PAST*, 2016.
(<https://doi.org/10.1109/ARRAY.2016.7832610>)

임 정 빈 (Jungbin Yim)



2020년 2월 : 중앙대학교 전자
전기공학 학사
2020년 9월~현재 : POSTECH
전자전기공학 통합과정
<관심분야> 무선 통신, 위성
통신
[ORCID:0000-0002-2269-1960]

반 인 모 (Inmo Ban)



2020년 2월 : 한국항공대학교
항공전자정보공학 학사
2023년 2월 : 한국항공대학교
항공전자정보공학 석사
2023년 3월~현재 : 한화시스템
(주) 위성시스템1팀 연구원
<관심분야> Spaceborne SAR
System Design, SAR Image Processing
[ORCID:0000-0001-9459-7511]

김 동 현 (Donghyun Kim)



2006년 : 영남대학교 전자공학
과 학사
2010년 : 영남대학교 전자공학
과 석사
2005년~2008년 : LG 디스플레
이 회로설계팀 연구원
2010년~현재 : 한화시스템(주)
항공·우주 연구소 전문연구원
<관심분야> Radar System, SAR Image Processing
[ORCID:0000-0001-6267-4746]

이 남 윤 (Namyoon Lee)



2006년 2월 : 고려대학교 전파
통신공학 학사
2008년 2월 : 한국과학기술원
전자공학 석사
2014년 12월 : The University
of Texas at Austin,
Department of Electrical
and Computer Engineering 박사
2008년 2월~2011년 6월 : 삼성종합기술 연구원/선임
연구원
2014년 11월~2015년 5월 : NOKIA Research
Center, Berkeley, USA 선임연구원
2015년 5월~2016년 2월 : Intel Labs, Santa Clara,
USA Researcher Scientist
2016년 2월~2022년 2월 : POSTECH 조교수/부교수
2022년 3월~현재 : 고려대학교 부교수
<관심분야> 차세대 MIMO 송/수신기, 기계학습기반
통신 네트워크 설계