



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

적응형 레인지 셀 포커싱 기법
기반의 3차원 전자파 이미징 연구

Study of 3-D Microwave Imaging Based on
Adaptive Range Cell Focusing Technique

2015년 8월

서울대학교 대학원

전기·컴퓨터 공학부

조 용 선

적응형 레인지 셀 포커싱 기법 기반의 3차원 전자파 이미징 연구

지도 교수 정 현 교

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2015년 8월

서울대학교 대학원
전기·컴퓨터 공학부
조 용 선

조용선의 공학박사 학위논문을 인준함
2015년 8월

위 원 장 _____ (인)

부위원장 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

초 록

본 논문에서는 3차원 전자파 이미징 알고리즘(microwave imaging algorithm)에 관한 연구를 살펴보았다. 기존의 시간 영역에서의 이미징 알고리즘 접근법과 주파수 영역에서의 이미징 알고리즘 접근법들을 검토하고 문제점들을 분석하였으며, 이를 개선하기 위해 적응형 기법(adaptive technique)이 적용된 새로운 알고리즘을 제안하였다. 알고리즘 해석은 2차원부터 시작하여 3차원으로 확장하였다.

먼저 시간 영역 접근법(time-domain approach)에서의 대표적인 방법이라고 할 수 있는 후광 영사 (BP : back-projection) 방법을 검토하고 문제점을 제시하였으며 이를 개선하기 위해 최근 제안되고 있는 몇 가지 방법에 대해서도 알아보았다. 다음으로는 주파수 영역 접근법(frequency-domain approach)에서의 대표적인 방법이라고 할 수 있는 거리 천이 알고리즘(RMA : range migration algorithm)을 살펴보았다. 기본적으로 시간 영역 접근법보다는 빠른 처리를 할 수 있다는 장점을 지니지만 알고리즘의 처리 과정 중에서 적용되는 보간 계산상의 문제점을 가지고 있다.

기존의 방법들에 대한 장, 단점을 분석하여 본 논문에서는 이미지의 품질 향상을 위해 최근 연구되고 있는 초해상도 (super-resolution) 기법 중 하나인 강화된 뮤직 (eMUSIC : enhanced multi-signal classification) 알고리즘을 가중 함수로 사용하는 것을 제안하였다. 제안한 방법으로부터 얻은 변환 데이터를 거리 천이 알고리즘에 적용하여 본래의 원시 데이터(raw data)를 이용한 이미징 결과와 비교를 함으로써 가중 함수 적용에 대한 타당성도 증명하였다. 아울러, 주파수 영역에서의 이미징 접근법에서 나타나는 문제점인 보간 계산을 생략하면서, 각 레인지 셀 별로 단계적인 거리 천이를 할 수 있는 레인지 셀 포커싱 기법(RCF : range cell focusing technique)을 제안하였다. 레인지 셀 별로 변화하는 정합 필터 함수(matched filter function)를 생성하였고 이를 적용하여 레인지 굴곡을 보상하였다.

제안된 알고리즘은 모든 레인지 셀에서 정합 필터 함수를 생성하고 계산하기 때문에 시간적인 효율이 떨어지지만 몬테카를로 방법이 이용된 적응형 기법을 적용함으로써 해상도뿐 만 아니라, 알고리즘 처리상의 시간 효율도 개선하였다. 이를 적응형 레인지 셀 포커싱 (ARCF : adaptive range cell focusing) 기법이라 명하며 먼저, 이상적인 점타겟에 대한 시뮬레이션 데이터를 이용하여 이미징을 구현하였다. 1차원 선형 스캔(linear scan)을 통한 2차원 원시 데이터의 2차원 이미징과 2차원 스캔을 통한 3차원 원시 데이터의 3차원 이미징을 통해 알고리즘의 효율성을 검증하였다.

실험 환경은 포지셔너(positioner), X-Band 더블 릿지드 안테나(X-Band double ridged antenna), 벡터 네트워크 어널라이저(VNA : vector network analyzer)로 구성되어있다. 송·수신 안테나를 이용하여 이동하면서 원시 데이터를 획득하였고 복원하고자 하는 타겟(target)으로는 불연속적 타겟과 연속적인 타겟 두 종류를 사용하였다. 불연속적인 타겟으로는 직경 6cm의 금속 구로 이루어진 임의의 알파벳 모양을 이용하였으며 연속적인 타겟으로는 총기류와 유사한 모형과 하드디스크, 텀블러 등을 이용하였다.

다양한 실험 결과로부터 본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성이 검증되었으며, 이는 향후 3차원 고해상도의 실시간 전자파 이미징 알고리즘을 구현하는데 있어 초석이 되고자 한다.

주요어 : 적응형 후상 영사 기법 (adaptive back-projection technique), 적응형 레인지 셀 포커싱 기법 (adaptive range cell focusing technique), 후광 영사 (back-projection), 정합 필터 함수 (matched filter function), 전자파 이미징 (microwave imaging), 거리 천이 알고리즘 (range migration algorithm)

학 번 : 2010-30999

목 차

제 1 장 서 론	01
1.1 연구의 배경	01
1.2 논문의 구성	03
제 2 장 전자파 이미징 시스템 및 알고리즘	04
2.1 신호 모델	04
2.2 전자파 이미징 알고리즘	08
제 3 장 원시 데이터 변환 및 검증	19
3.1 원시 데이터 변환의 필요성	19
3.2 가중 함수 정의	22
3.3 가중된 원시데이터 검증	32
3.4 변환 데이터를 이용한 거리천이 알고리즘	34
제 4 장 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법	38
4.1 레인지 셀 포커싱 기법의 개요	38
4.2 2차원 레인지 셀 포커싱 기법의 수치적 해석	44
4.3 2차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법	52
4.4 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법	61
제 5 장 제안 알고리즘 검증	68
5.1 시뮬레이션 데이터 이용	68
5.2 실험 데이터 이용	74
제 6 장 결 론	85
6.1 결론 및 토의	85
6.2 향후 연구	87
참고문헌	88
Abstract	98

그림 목차

[그림 2.1] 데이터 획득을 위한 시스템 형상화	05
[그림 2.2] 주파수 변조 연속파	06
[그림 2.3] 후광 영사 방법 순서도	08
[그림 2.4] 후광 영사 방법의 개념도	08
[그림 2.5] 후광 영사 방법을 이용한 점타깃 이미지	10
[그림 2.6] 실험 데이터가 적용된 후광 영사 방법의 결과 이미지	11
[그림 2.7] 거리 천이 알고리즘 순서도	12
[그림 2.8] Stolt 보간법에 의해 생성하는 허수부 데이터	15
[그림 2.9] 보간의 문제로 생기는 부정확한 이미지	16
[그림 2.10] 거리 천이 알고리즘 내 타깃의 굴곡 보상 과정	17
[그림 2.11] 거리 천이 알고리즘의 이미지 형성 과정	18
[그림 3.1] 전자파 이미징 개요	19
[그림 3.2] 거리 분해능을 만족하는 타깃 응답	20
[그림 3.3] 거리 분해능을 만족하는 못하는 타깃 응답	20
[그림 3.4] MUSIC 알고리즘이 추정하는 타깃의 거리	24
[그림 3.5] MUSIC 알고리즘으로부터 DOA 추정	25
[그림 3.6] MUSIC 알고리즘으로부터 타깃 거리 추정	26
[그림 3.7] 강화된 MUSIC 알고리즘으로부터 DOA 추정	29
[그림 3.8] 강화된 MUSIC 알고리즘으로부터 타깃 거리 추정	30
[그림 3.9] MUSIC과 eMUSIC의 결과 비교	31
[그림 3.10] 변환 데이터의 비교	33
[그림 3.11] 변환 데이터가 적용된 RMA 순서도	34
[그림 3.12] 원시 데이터의 거리 천이 알고리즘 적용	35
[그림 3.13] 제로 패딩 데이터의 거리 천이 알고리즘 적용	36
[그림 3.14] MUSIC 알고리즘이 가중된 변환 데이터의 거리 천이 알고리즘 적용	36
[그림 3.15] 강화된 MUSIC 알고리즘이 가중된 변환 데이터의 거리 천이 알고리즘 적용	37
[그림 4.1] 적응형 레인지 셀 포커싱 기법의 순서도	38
[그림 4.2] 레인지 셀 포커싱 기법의 순서도	39
[그림 4.3] 거리 천이 알고리즘 상에서의 1차 위상 보상	40
[그림 4.4] 레인지 셀 포커싱 기법 상에서의 1차 위상 보상	40
[그림 4.5] N차 위상 보상의 과정	41
[그림 4.6] 위상 보상 후 데이터 저장 과정	42
[그림 4.7] 2차원 해석으로부터 3차원 해석의 확장	43
[그림 4.8] 위상 함수에서 거리 범위 정의	46

[그림 4.9]	위상 함수에서 거리범위 정의.....	46
[그림 4.10]	레인지 셀 포커싱 기법의 이미지 형성 과정	50
[그림 4.11]	레인지 셀 포커싱 기법의 장점.....	51
[그림 4.12]	몬테카를로 이론 적용을 위한 레인지 굴곡 제거... ..	52
[그림 4.13]	위상 보상된 수신 위치에서의 신호	54
[그림 4.14]	임펄스 신호 추정을 위한 과정	54
[그림 4.15]	적응형 기법의 적용	55
[그림 4.16]	시물레이션 데이터의 적응형 기법 적용.....	56
[그림 4.17]	실험 데이터의 적응형 기법 적용.....	56
[그림 4.18]	재생산된 데이터	57
[그림 4.19]	2차원 및 3차 레인지 셀 포커싱 알고리즘의 이미지 형성 과정	61
[그림 4.20]	3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법 개요.....	68
[그림 5.1]	시물레이션 데이터의 RMA 적용.....	69
[그림 5.2]	제로 페딩된 시물레이션 데이터의 RMA 적용	69
[그림 5.3]	시물레이션 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용	70
[그림 5.4]	시물레이션 데이터의 RMA 적용.....	72
[그림 5.5]	제로 페딩된 시물레이션 데이터의 RMA 적용	72
[그림 5.6]	실험 환경	74
[그림 5.7]	실험 데이터의 RMA 적용.....	76
[그림 5.8]	실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용	76
[그림 5.9]	실험 데이터의 RMA 적용.....	77
[그림 5.10]	실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용	77
[그림 5.11]	실험 데이터의 RMA 적용.....	78
[그림 5.12]	실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용	78
[그림 5.13]	실험 데이터의 RMA 적용.....	79
[그림 5.14]	실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용	79
[그림 5.15]	실험 데이터의 RMA 적용.....	80
[그림 5.16]	실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용	80
[그림 5.17]	3차원 실험 데이터를 이용한 알고리즘 비교결과 (2)	82
[그림 5.18]	3차원 실험 데이터를 이용한 알고리즘 비교결과 (2)	83

표 목차

[표 2-1]	펄스 특성 비교	4
[표 2-2]	후광 영사 방법을 위한 시뮬레이션 변수.....	10
[표 3-1]	DOA 추정을 위한 시뮬레이션 변수.....	25
[표 3-2]	타깃의 거리 추정을 위한 시뮬레이션 변수 (1)	26
[표 3-3]	타깃의 거리 추정을 위한 시뮬레이션 변수 (2)	29
[표 3-4]	타깃의 거리 추정을 위한 시뮬레이션 변수 (3)	30
[표 3-5]	변환 데이터 검증을 위한 시뮬레이션 변수	32
[표 3-6]	점 타깃 이미징을 위한 시뮬레이션 변수.....	35
[표 5-1]	제안 알고리즘 검증을 위한 시뮬레이션 변수	68
[표 5-2]	DOA 추정을 위한 시뮬레이션 변수.....	70
[표 5-3]	3차원 이미징을 위한 시뮬레이션 변수	71
[표 5-4]	알고리즘의 정량적 평가	73
[표 5-5]	알고리즘의 정량적 평가	81
[표 5-6]	알고리즘의 정량적 평가	84
[표 5-7]	각 알고리즘 연산 시간.....	84

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경

레이더(RADAR : radio detecting and ranging)나 위성 등의 마이크로파대의 전자파(microwave)를 이용한 이미징 기술은 현대전에 있어 매우 중요한 요소로 인식되고 있다 [1]–[5]. 탐지된 미지의 표적에 의해서 산란되는 신호를 분석하여 표적의 종류를 알아내는 것이 목적이며 이를 위해서는 표적의 위치와 특징에 대한 정확한 판단을 할 수 있도록 하여야 한다. 특히, 합성 개구면 레이더 (SAR : synthetic aperture radar) 시스템은 날씨가 주, 야간에 관계없이 고해상도의 영상을 획득할 수 있고 도플러 효과를 이용하여 이동하는 표적에 대한 식별이 가능하기 때문에 전자파를 이용한 레이더 기반의 활용범위는 지속적으로 넓어지고 있는 추세이다 [6]–[15]. 또한 이를 이용하여 의료분야나 비파괴 검사 등 여러 분야에 응용 될 수 있는데 눈으로 보이지 않는 인체 내부의 물질이나 옷 안의 금속, 액체가 들어있는 유리병이나 종이봉투에 들어있는 가루 등도 검색이 가능하다. 기존에는 인체나 가방 등을 검사하기 위하여 X선 등을 사용하였으나 일정 이상의 양에 노출이 될 경우 인체에 암과 같은 부작용 문제가 발생할 수도 있다는 연구 결과에 따라 해외에서는 전자파를 이용한 검색장비에 많은 투자가 이루어져 이미 상용화되어 이용되고 있다. 최근에는 이미징 기술의 근본적인 목적이라고 볼 수 있는 고해상도의 실시간 처리를 위한 연구가 주로 진행되고 있다 [16]–[23].

현재 전자파를 이용한 합성 개구 레이더 이미징의 대표적인 기법은 3가지로 나눌 수 있다 [24]–[34]. 레인지 도플러 알고리즘 (RDA : range doppler algorithm), 거리 천이 알고리즘 (RMA : range migration algorithm) 그리고 칩 스케일링 알고리즘(CSA : chirp scaling algorithm)으로 나뉜다. 합성 개구 레이더 이미징 기법은 기본적으로 주파수 영역에서의 이미징 접근법에 속하며 그 중 거리 천이 알고리즘이 대표적인 합성 개구 레이더 이미징 기법이라고 볼 수 있다. 합성 개구 레이더 시스템의 모드에 따라 스트립 맵 모드(stripmap mode)와 스팟 라이트 모드(spotlight mode)로 나뉘는데 이는 위상 보상의 과정이 다르다. 스트립 맵 모드는 중심선에 대한 위상 보상을 의미하며 스팟 라이트 모드는 스캔 영역의 중심에 해당하는 점에 대한

위상 보상을 뜻한다. 거리 천이 알고리즘은 이렇게 보상된 데이터가 정합 필터(matched filter)를 거친 후, 레인지 굴곡(range curvature)으로 나타나는 위상의 형상을 Stolt 보간법을 이용하여 2차 위상 보상을 구현하고 역푸리에 변환(IFFT : inverse fast Fourier transform)과 이미지의 압축(compression)을 통해 타깃의 영상을 얻는 형태이다. 보통 주파수 영역에서의 이미징 접근법은 빠른 처리를 할 수 있다는 장점을 지니지만 보간 계산상의 문제로 이미지의 품질을 저하시킬 수 있는 문제점을 가지고 있다 [35] - [43].

이러한 이유로 최근에는 의료 영상분야에서 다루고 있는 후광 영사(BP : back-projection) 방법이 레이더 이미징 분야에 응용되어 적용되고 있는 실정이다. 후광 영사 방법은 기본적으로 시간 영역에서의 이미징 접근법으로 주파수 영역에서 계산되었던 보간법이 불필요하기 때문에 보간상에서 발생하는 문제점을 극복할 수 있다. 하지만 각 수신 위치에서 모든 이미지의 픽셀 값들을 고려해야 하고, 값을 누적해야 하는 점 때문에 시간적인 효율이 떨어지게 된다. 따라서 최근에는 이를 개선시키고자 적응형 후광 영사 방법(adaptive back-projection)이나 펜슬 후광 영사 방법(pencil back-projection), 그리고 분해된 후광 영사 방법(factorized back-projection) 등 많은 연구가 진행 중에 있다 [44] - [58].

이러한 흐름에 기반하여, 본 논문에서는 고해상도의 영상을 얻고 빠른 처리를 위한 새로운 알고리즘을 제안하고자 한다. 이미지의 품질 향상을 위해 초해상도 [59] - [74] 기법을 적용하여 획득한 원시 데이터의 변환을 제시하였고 새로운 적응형 기법을 제안하였다. 더불어, 새로운 이미징 알고리즘에 적응형 기법을 적용함으로써 주파수 영역 이미징 접근법의 단점과 시간 영역 이미징 접근법의 단점을 극복함과 동시에 두 접근법의 장점을 취하는 방식을 제안하였다.

1.2 논문의 구성

제 1장에서는 본 연구의 배경에 대하여 요약, 설명하였다.

제 2장에서는 전자파 이미징을 위한 송·수신 신호의 수치적 모델을 정의하고 표현된 수신 신호를 이용하여 시간 및 주파수 영역에서의 기본적인 이미징 접근법인 후광 영사 방법과 거리 천이 알고리즘에 대해 살펴보도록 한다.

제 3장에서는 초기에 얻어진 원시 데이터에 가중 함수를 적용함으로써 변형된 데이터를 구현한다. 아울러 최종 획득 이미지의 품질을 향상시키기 위한 기존의 연구동향을 살펴보고 이러한 해석 기법들의 문제점들을 분석하며 원시 데이터 변환의 필요성에 대해 역설한다. 먼저 초해상도 기법에 사용되는 기본적인 뮤직 알고리즘을 가중 함수로 정의하여 적용하고 나아가 강화된 뮤직 알고리즘의 가중 함수 적용을 제안한다. 이렇게 변환된 데이터를 거리 천이 알고리즘에 적용함으로써 가중 함수의 적용에 대한 검증을 실시한다.

제 4장에서는 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법을 제안하며, 제안한 알고리즘에 대한 단계적인 설명과 더불어 수치적 해석법에 대하여 자세히 살펴보도록 한다. 특히, 적응형 기법을 구현하기 위한 몬테카를로 방법에 대해 알아보도록 한다. 알고리즘에 대한 설명은 2차원 해석에서 시작하여 3차원 해석으로 확장한다.

제 5장에서는 제 4장에서 제안된 적응형 레인지 셀 포커싱 기법에 대한 다양한 검증을 실시한다. 알고리즘의 검증을 위하여 이상적인 점타깃에 대한 원시 데이터를 알고리즘에 적용하여 검증을 실시하며 이후 여러 가지 임의의 타깃 모델을 대상으로 하는 실질적인 실험을 통하여 알고리즘에 대한 검증을 실시한다. 모든 검증은 1차원 스캔을 통한 2차원 이미징을 먼저 실시하며, 이에 대한 검증이 이루어진 이후 2차원 스캔을 통한 3차원 이미징을 실시하여 최종 검증에 이르게 된다.

제 6장에서는 본 논문의 결과와 향후 진행될 관련 연구에 대하여 정리하고 토의하도록 한다.

제 2 장 전자파 이미징 시스템 및 알고리즘

신호는 형태에 따라 크게 세 가지로 구별할 수 있다. 단일 주파수의 신호를 연속적으로 송신하는 연속파(CW : continuous wave), 일정 주파수 범위 내에서 주파수를 변화시키면서 연속적으로 송신하는 주파수 변조 연속파(FMCW : frequency modulation continuous wave), 일정한 주기를 갖는 짧은 펄스 형태의 신호를 송신하는 펄스파(pulse)로 나눌 수 있다. 연속파는 펄스파와 달리 송신 신호를 시간에 대해 휴지시간 없이 지속적으로 발사하는 방식으로 그 원리상 송·수신 안테나가 분리되어 있고 거리 측정 시에 별도의 변조가 필요하다는 단점이 있다 [33]–[35]. 또한 송·수신 안테나 사이의 간섭이 발생하기 때문에 이를 고려하여야 한다.

표 2.1 펄스 특성 비교

Table 2.1 Comparison of pulse characteristic

	Chirp signal	Pulse
Short range detection	Better	Worse
Long range detection	Worse	Better
Visibility of close in target	Better	Worse
Range resolution	Better	Worse
Azimuth resolution	Same	Same

펄스 레이더는 송·수신 파형으로 주파수 및 위상 변조된 펄스가 사용되고 펄스의 송·수신 왕복 시간으로 거리를 측정하며, 도플러(Doppler) 신호 변이를 이용하여 속도를 추정한다. 높은 거리 분해능(range resolution)을 얻기 위해 고출력의 협대역 펄스가 사용되지만 협대역 펄스를 사용하면 평균전송전력을 감소시켜 탐지 거리가 짧아지는 단점을 지니고 있다. 주파수 변조 연속파 레이더는 연속파 레이더에 주파수 변조 기술을 함께 사용한 것으로 거리와 속도를 동시에 탐지하기 위한 효과적인 방법이다. 따라서 본 논문에서는 주파수

변조 연속파를 기반으로 하는 신호처리 과정을 설명한다.

2.1 신호 모델

제 1절에서는 전자파 이미징의 데이터 처리를 위한 기본적인 송·수신 신호 모델을 살펴본다. 그림 2.1은 송·수신 신호의 데이터가 획득되는 원리를 형상화한 것이다. 송·수신 안테나로 이루어진 레이더는 전체 길이가 L 인 레일을 따라 이동하면서 신호를 송·수신한다. 1차원 스캔일 경우, X 축에 평행한 상태에서의 선형 데이터 획득을 의미하여 start-stop 근사 방법을 이용한다. 고정된 지점인 스캔영역의 중심은 R_s 로 표현되며 각각의 수신 위치는 (x_m, y_m, z_m) 이고 타깃의 위치는 (x_i, y_i, z_i) 로 지정한다. 본 논문에서 다루는 송·수신의 신호모델은 모두 이상적인 점타깃(ideal point target)을 기준으로 표현된다.

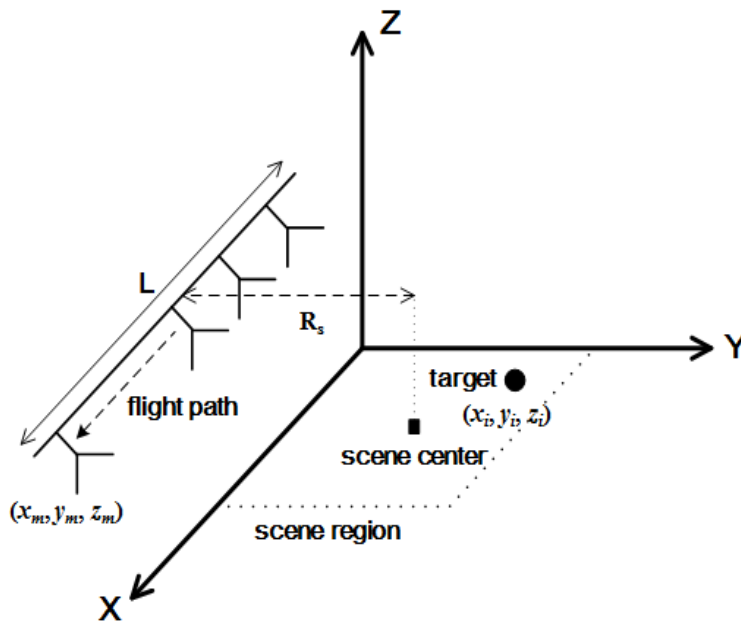


그림 2.1 데이터 획득을 위한 시스템 형상화

Fig 2.1 System configuration for data acquisition

2.1.1 송신 신호

주파수 변조 연속파는 그림 2.2와 같이 시간의 경과에 따라 신호의 주파수가 변화하는 신호를 말한다.

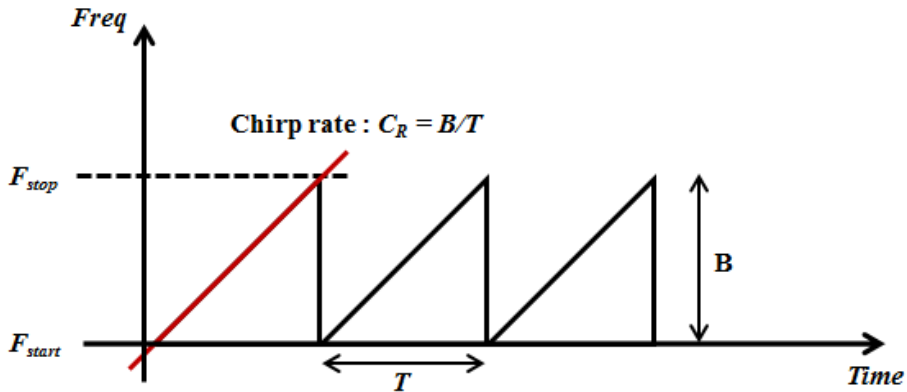


그림 2.2 주파수 변조 연속파

Fig 2.2 LFM

그림 2.2와 같이 선형적으로 주파수가 증가하는 신호를 선형 주파수 변조 신호 (LFM : linear frequency modulation) 혹은 첩 (chirp) 신호라고도 불린다. 첩 비율(chirp rate)은 주파수 대역폭과 신호주기의 비로 나타낸다. 그 중 주파수의 상승 구간에서의 송신 신호 첩 순시 주파수는 식 (2.1)과 같다.

$$\omega(t) = 2\pi \left(C_R t + f_c - \frac{B}{2} \right) \quad (2.1)$$

첩 신호의 송신 신호는 아래 식 (2.2)와 같이 표현될 수 있다.

$$s(t) = \exp \left[-j \frac{2\omega(t)}{c} \right] \quad (2.2)$$

2.1.2 수신 신호

그림 2.1과 같이 임의의 이상적인 점타깃이 존재하고, 1차원 선형 스캔을 통한 데이터 획득을 구현하는 경우 수신 위치에서의 y_m 과 z_m 은 0으로 가정할 수 있다. 이때 단일 타깃으로부터 반사되는 데이터는 각 수신 위치에서 식 (2.3)과 같다.

$$s(x_m, t) = a_i \exp \left[-j \frac{2\omega(t)}{c} \sqrt{(x_m - x_i)^2 + y_i^2} \right] + N_s \quad (2.3)$$

여기서 c 는 빛의 속도를 말하며 3×10^8 (m/sec) 이고, N_s 은 외부 잡음을 의미한다. 이상적인 점타깃을 가정하였기 때문에 반사계수 a_i 는 1로 정의된다.

$$s(x_m, t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp \left[-j \frac{2\omega(t)}{c} \sqrt{(x_m - x_i)^2 + y_i^2} \right] + N \quad (2.4)$$

$$s(x_m, k_r) = a_i \exp \left[-jk_r (R_i - R_S) \right] \quad (2.5)$$

$$R_i = \sqrt{(x_m - x_i)^2 + \left[(y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2 \right]_{=R_B}} \quad (2.6)$$

다수의 타깃이 존재하는 경우, 식 (2.4)와 같이 각 타깃에 대한 반사파의 선형 합으로 표현될 수 있다. 계산상의 편의를 위해 식 (2.4)는 1차적인 위상 보상 과정을 포함하는 식 (2.5)로 동일시 되며 거리 주파수는 송·수신상에서의 왕복을 고려하여 $4\pi/c(k_r)$ 로 비례한다. 본 논문에서는 식 (2.5)와 같이 다중 반사(multi-reflection)를 고려하지 않으며 또한 외부 잡음도 고려하지 않는다.

2.2 전자파 이미징 알고리즘

본 절에서는 시간 및 주파수 영역에서의 대표적인 이미징 접근법인 후광 영사 방법과 거리 천이 알고리즘에 대해 알아보려고 한다.

2.2.1 후광 영사 방법

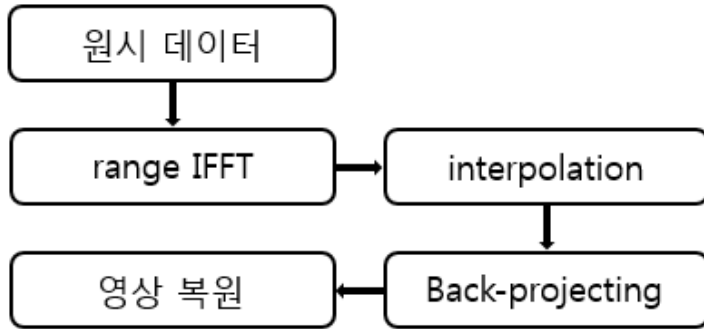


그림 2.3 후광 영사 방법 순서도

Fig 2.3 Block diagram of the BP method

후광 영사 방법은 마이크로파가 방사되는 전방의 영상 이미지에서 한 픽셀에 대한 값을 구하기 위해 각 수신 안테나 위치에서 수집된 표적 반사 신호를 시간 영역에서 동기화된 위상으로 더한 것이다 [36].

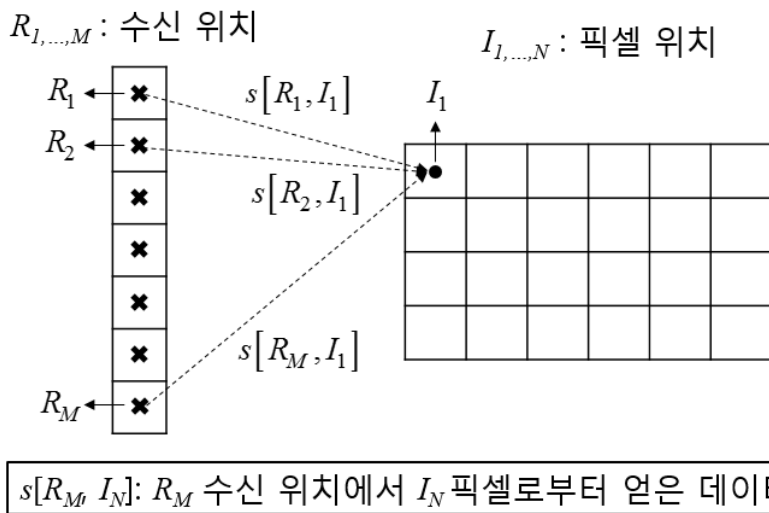


그림 2.4 후광 영사 방법의 개념도

Fig 2.4 Concept of the BP method

후광 영사 방법에 대한 개념도는 그림 2.4와 같다. 그림 2.3에서 설명된 바와 같이 알고리즘의 순서도와 결합하여 수치적인 해석법(analytical method)으로 설명하고자 한다. 수신 데이터는 앞서 언급된 식 (2.5)를 사용하며 아래 식 (2.7)과 같이 거리 방향에 대한 IFFT를 실시한다. 후광 영사 방법은 시간 영역에서의 이미징 접근법이므로 수신 위치 및 거리 주파수 영역에서의 데이터를 수신 위치 및 거리 영역의 데이터로의 변환을 먼저 실시한다.

$$s(x_m, y_R) = \int s(x_m, K_R) e^{jk_r y_R} dk_r \quad (2.7)$$

다음으로는 시간 영역에서의 보간 계산을 실시한다. 후광 영사를 위해 각 수신 위치에서 픽셀 간의 거리를 먼저 추정하고 아래 식 (2.8)과 같이 이에 대한 값을 보간 계산한다. 일반적으로 안테나 배열의 길이를 M 으로 가정하였을 때 계산시간은 M^3 에 비례한다.

$$s(x_m, y'_R) = \text{interp}[s(x_m, y_R), y'_R] \quad (2.8)$$

식 (2.8)에서 y'_R 은 수신위치에서 각 픽셀간의 위치 벡터를 표현하고 $\text{interp}[\cdot]$ 은 선형 보간 계산을 의미한다.

마지막으로 후광 영사를 계산하게 되는데 이는 이미지 상에서 한 픽셀의 값은 각 수신 위치로부터 수집된 반사신호의 합으로 표현된다. 이는 아래 식 (2.9)와 같고 수치적 해석법을 사용하면 식 (2.10)과 같다.

$$IM(I_N) = \int s(x_m, I_N) dx \quad (2.9)$$

$$IM(I_N) = \sum_{m=1}^M s(x_m, I_N) \quad (2.10)$$

아래 표 2.1은 후광 영사 방법을 통해 이미지를 구현하기 위한 시뮬레이션 변수들을 나타낸 것이다. 아울러, 그림 2.5는 표의 변수들을 이용하여 얻은 원시 데이터를 후광 영사 방법에 적용하여 얻은 결과 이미지이다.

표 2.2 후광 영사 방법을 위한 시뮬레이션 변수
Table 2.2 Simulation parameters for BPA

주파수	X대역 (8 GHz ~ 12 GHz)
주파수 샘플링	100 MHz
거리방향 해상도	0.0375 m
합성 개구 길이	0.7 m
수신 위치 샘플링	0.01 m
타겟 위치	(0, 1 m), (0, 1.5 m)
원시데이터 크기	[71 by 401]

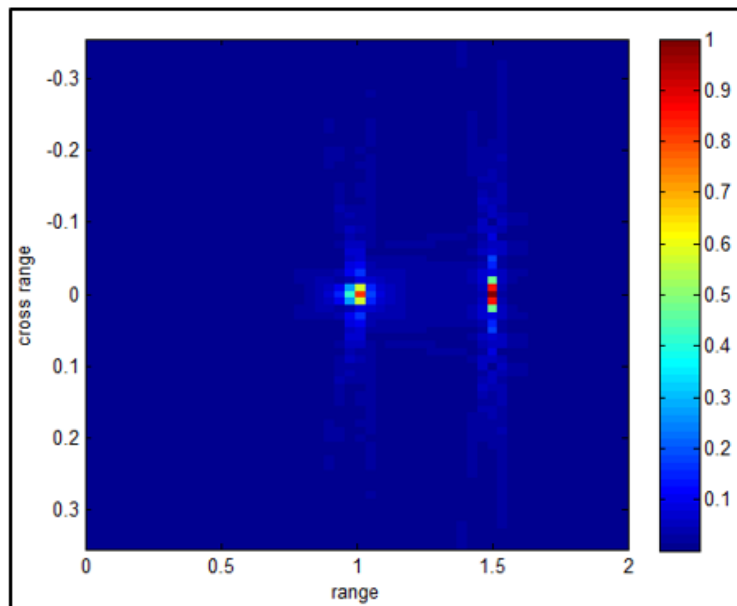
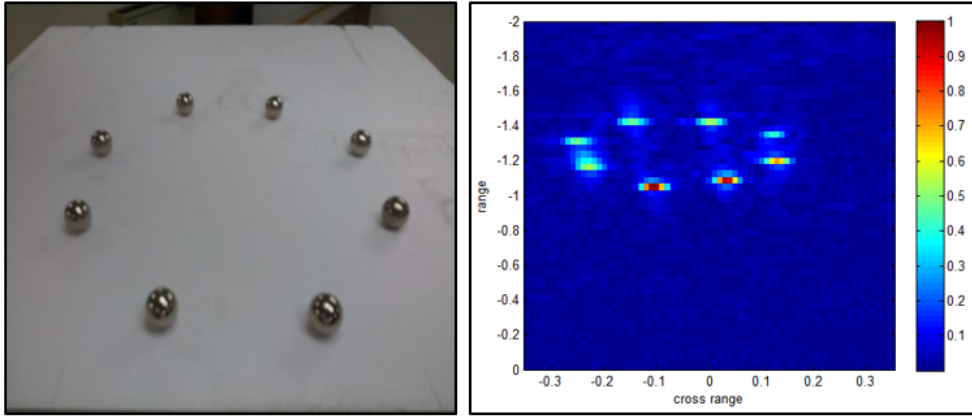
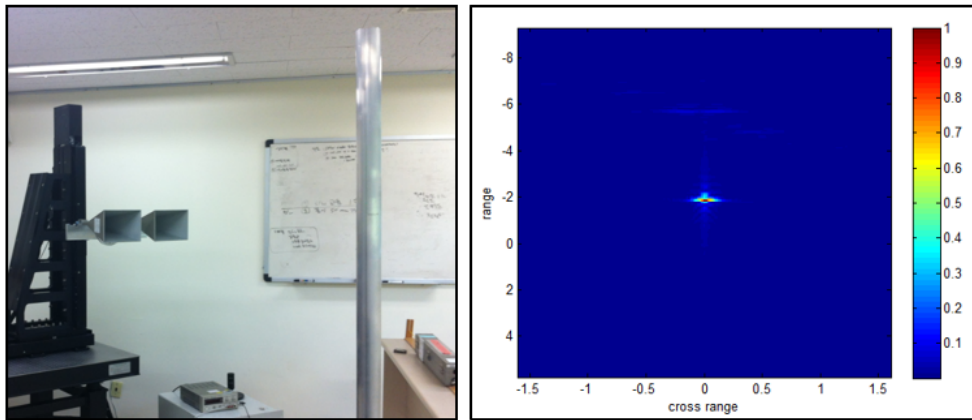


그림 2.5 후광 영사 방법을 이용한 점타겟 이미지
Fig 2.5 Point target image from BP method



(a)



(b)

그림 2.6 후광 영사 방법을 통해 얻은 실험 데이터의 이미지, (a) 'O' ,
(b) cylinder

Fig 2.6 Image of experimental data obtained from BP method, (a)
'O' , (b) cylinder

2.2.2 거리 천이 알고리즘

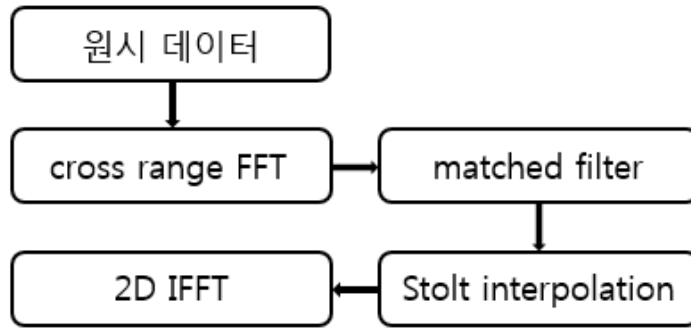


그림 2.7 거리 천이 알고리즘 순서도

Fig 2.7 Block diagram of the RMA

위 그림 2.7은 거리 천이 알고리즘의 순서도를 보여주고 있다. 순서도를 통해 보듯이 위 알고리즘은 FFT 기반의 주파수 영역 이미징 접근법임을 알 수 있으며 주파수 영역에서의 보간법을 필요로 한다. 이는 거리 축에서 보여지는 레인지 굴곡을 보상하는 과정을 의미하는데 이에 대한 내용은 2차원의 수치적 해석법으로 설명하고자 한다.

먼저, 수신 위치 및 거리 주파수 영역에서의 데이터를 방위 주파수 및 거리 주파수 영역으로의 변환을 위해 수신 위치 방향에 대한 FFT를 취한다. 이에 대한 수치적 표현은 아래 식 (2.11)과 같다. 본 논문에서 다루어 지는 수치적 해석법은 칩 신호의 적분을 위해 PSP (principle of stationary phase) [75]–[77] 방법을 적용하여 계산한다. PSP에 대한 원리는 아래와 같다.

$$s(k_x, k_r) = \int s(x_m, k_r) e^{-jk_x x_m} dx_m \quad (2.11)$$

< Principle of stationary phase >

$$F(K_x) = \int_a^b f(X) e^{j\varphi(X)} dX$$

$f(X)$: slowly varying function

$\varphi(X)$: changes by many cycles over the interval of integration

➔ 적분 구간 내에 대부분의 위상은 상쇄되고 고정 지점에서의 값만

가지고 있음.

$$\frac{\varphi(X)}{dX} = 0$$

1. stationary point $\varphi(X)$ 을 결정한다.
2. 결정된 포인트에서 적분 계산

식 (2.11)은 위에 언급된 PSP를 이용하여 계산되는데 아래 식 (2.12)와 같이 먼저 신호의 고정 위상 지점을 변수에 대한 미분을 통해 계산한다.

$$\frac{\varphi(x_m, k_r)}{dx_m} = -k_x x_m - k_r (R_i - R_S) = 0 \quad (2.12)$$

위의 식 (2.12)는 다음 식 (2.13)와 같이 계산되어 진다.

$$x_m = -\frac{R_B k_x}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} + x_i \quad (2.13)$$

여기서 R_B 는 아래 식과 같다.

$$R_B = \sqrt{(y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2} \quad (2.14)$$

식 (2.13)을 통해 얻어진 고정 지점 x_m 을 식 (2.11)에 적용한다면 식 (2.11)의 위상 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \angle s(k_x, k_r) &= -k_r R_i - k_x x_m + k_r R_S \\ &= -k_x x_i - R_B \sqrt{k_r^2 - k_x^2} + k_r R_S \end{aligned} \quad (2.15)$$

실제 원시 데이터의 수치적 해석법에 있어 신호의 크기보다는 위상이 더 큰 영향을 미치며 대부분의 이미징 알고리즘들은 위상의 보상 혹은 변경을 통하여 구현되기 때문에 본 논문에서는 신호의 크기에 대해서는

자세히 다루지 않는다.

$$s(k_x, k_r) = |s(k_x, k_r)| \exp[-j\angle s(k_x, k_r)] \quad (2.16)$$

이에 따라 FFT를 계산한 식 (2.11)은 (2.15)에서 표현된 위상을 고려하여 식 (2.16)과 같이 표현될 수 있다.

두번째로는 정합 필터링을 취하여 1차 레인지 굴곡을 보상하게 된다. 정합 필터 함수는 식 (2.17)과 같이 임의의 타깃에 영향을 받지 않으며 거리에 따라 불변하는 변수 R_S 를 사용하게 된다.

$$\varphi_{MF}(k_x, k_r) = -k_r R_S + R_S \sqrt{k_r^2 - k_x^2} \quad (2.17)$$

정합 필터 함수의 위상 신호인 위의 식 (2.17)을 아래 식 (2.18)과 같이 적용하게 된다. 정합 필터 함수에서 중요한 것은 수신 지점으로부터 수직 거리인 R_S 에 대해 결정하는 것에 있다. 기본적으로 원시 데이터가 식 (2.5)와 같이 1차적으로 선에 대해 보상된 데이터를 사용한다면 임의의 값을 가지는 R_S 가 되지만, 실험에서 획득한 데이터와 같이 임의의 타깃으로부터 직접 반사된 원시 데이터인 경우 R_S 는 0으로 정의될 수 있다. R_S 를 어떻게 결정하느냐의 차이에 따라 결과 이미지의 품질이 달라지기 때문에 정합 필터 함수에서 R_S 에 대한 정의는 매우 중요하다.

$$s_{MF}(k_x, k_r) = s(k_x, k_r) \cdot \exp[j\varphi_{mf}(k_x, k_r)] \quad (2.18)$$

위의 식 (2.18)에서 위상 관련 식은 다시 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$s_{MF}(k_x, k_r) = |s_{MF}(k_x, k_r)| \times \exp\left[-j\left(k_x x_i + (R_B - R_S)\sqrt{k_r^2 - k_x^2}\right)\right] \quad (2.19)$$

다음으로는 Stolt 보간법을 적용한다. 1차적으로 레인지 굴곡이

보상된 신호를 재배치하고 모든 타깃들의 레인지 굴곡을 다시 제거하기 위한 것이며 마이크로파 대역의 k_r 주파수 함수를 이미지 상의 공간 주파수 함수인 k_y 함수로 낮추어 주는 효과를 낸다. 이것은 이미지의 중심에서 동일한 거리에 있는 모든 타깃이 새로운 영역을 위해 1차 배열을 수행하는 것을 의미한다. 먼저 방위 주파수에 대한 정의를 아래 식 (2.20)과 같이 정의할 수 있고 Stolt 보간법은 식 (2.21)과 같다. 실질적으로는 1차원 선형 보간(linear interpolation)을 사용하는 것을 의미한다. 대부분의 경우 선형 보간을 적용하지만 경우에 따라서는 스플라인 보간법(spline interpolation)을 사용할 수도 있다.

$$k_x = -\frac{\pi}{\Delta x} : \frac{\pi}{\Delta x} \quad (2.20)$$

$$k_y = \sqrt{k_r^2 - k_x^2} \quad (2.21)$$

식 (2.20)에서도 볼 수 있듯이 Δx 의 값이 작아질수록 k_y 는 허수에 가까워지게 되므로 보간이 어려워 질 수 있다. 이는 같은 합성 개구면의 길이 내에서 수신 정보가 많아질수록 데이터를 오히려 잃어버릴 수 있다는 것을 의미한다 [38] - [41].

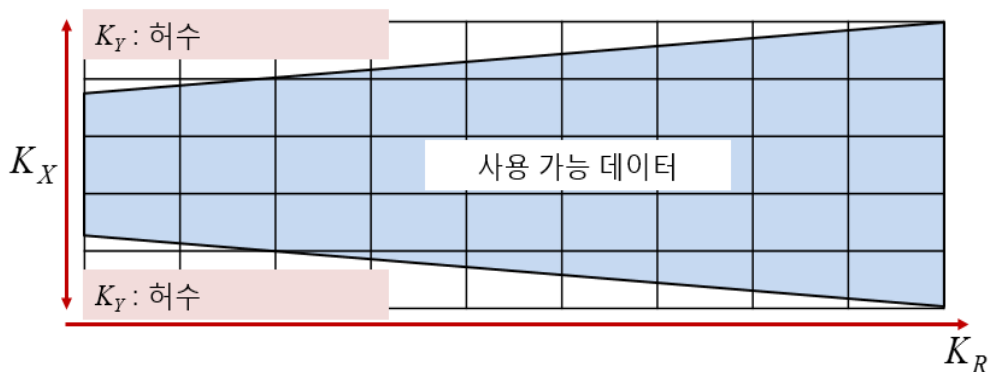


그림 2.8 Stolt 보간법에 의해 생성하는 허수부 데이터
 Fig 2.8 Imaginary part of data from Stolt interpolation

그림 2.8에서도 표현되어 있듯이 수신 정보가 많으면 많을수록

잃어버리는 데이터가 증가하는 단점을 지니고 있으며 사용 가능하지 않는 데이터가 존재하는 영역에 임의의 타겟이 존재할 경우 정확한 복원이 어려움을 의미한다. 특히 이 영역 내에서는 근접한 위치에 존재하는 타겟의 분리도 불가능하다. 이는 2차원 IFFT 과정에서 보간으로 계산되지만 보간 중에 생성되는 오차는 피할 수 없다. 아래 그림 2.9는 보간 상에서의 데이터 손실로 인한 이미징 형성의 부정확성을 보여주고 있다.

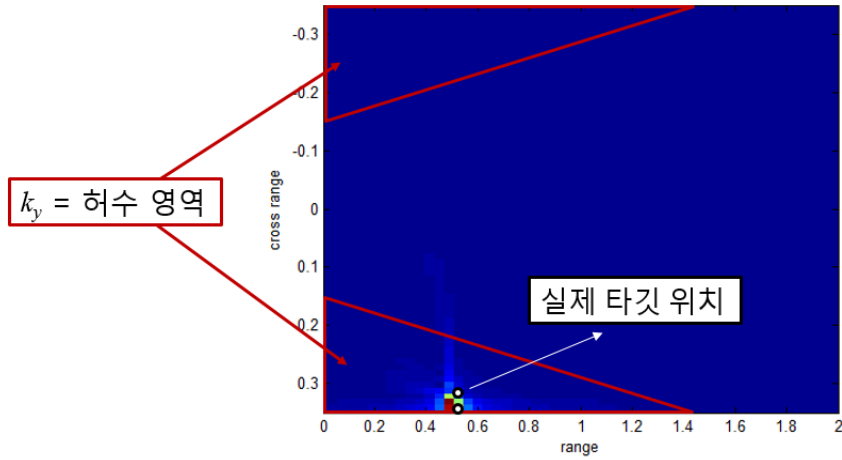


그림 2.9 보간의 문제로 생기는 부정확한 이미지
Fig 2.9 Inaccurate image from interpolation problem

정합 필터링을 통과한 신호가 보간 계산을 거친 후 도메인 변화는 아래 식 (2.22)와 같은 형태로 표현된다.

$$S(k_y, k_y) = |S(k_x, k_r)| \exp[-j(k_x x_i + (R_B - R_S)k_y)] \quad (2.22)$$

마지막 단계로는 아래 식 (2.23)과 같이 2차 IFFT 계산을 통하여 이미지 상에서의 방위 및 거리 방향으로의 압축된 영상 신호를 얻을 수 있다.

$$S(X, Y) = \iint S(k_x, k_y) \exp[j(k_x x_m + k_y y_m)] dk_x dk_y \quad (2.23)$$

최종 이미지는 식 (2.23)을 통하여 얻을 수 있지만 주 임펄스 응답 (impulse response) 특성을 고려하여 이 과정에서 가중 함수를 적용할 수도 있으며 여러 가지 기술들이 이 단계에서 적용된다.

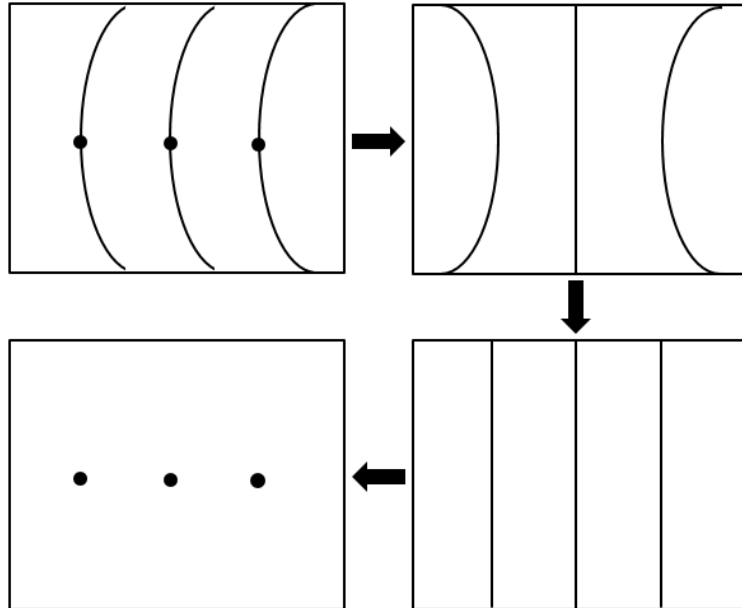


그림 2.10 거리 천이 알고리즘 내 타깃의 굴곡 보상 과정

Fig 2.10 Processing of range curvature compensation of the RMA

그림 2.10은 거리 천이 알고리즘 처리 과정 중 레인지 굴곡 보상의 과정을 이해하기 쉽도록 도식화 한 것이다. 그림에서 보여지듯이 거리 천이 알고리즘은 임의의 타깃에 의해 생성되는 굴곡을 정합 필터링과 보간법을 통하여 보상한 이후 최종적으로 압축하여 영상을 얻는 과정을 일컫는다. 이러한 이유로 압축률을 높여 이미지의 품질을 향상시키기 위하여 제로 패딩(zero padding)을 취하는 경우도 있다. 더불어 최근에는 더욱 정확한 목표물을 구분하기 위해 FFT 이외에 고해상도 기술이 개발되고 있다 [78]–[83].

아래 그림은 거리 천이 알고리즘을 이용하여 얻은 실제 결과와 이미지의 형상 과정을 각 처리 순서에 따라 보여주고 있다. 이미지 형상 과정을 구현하기 위하여 주파수는 108.9MHz에서 242.4MHz, 합성 개구 길이는 760.8m로 정의하였고 수신 위치의 간격은 0.7m로 설정하였다. 그리고 타깃의 위치는 (0, -200m), (0, 0), (0, 200m)로 설정하였다. 그림 2.10과 동일한 과정임을 확인할 수 있다.

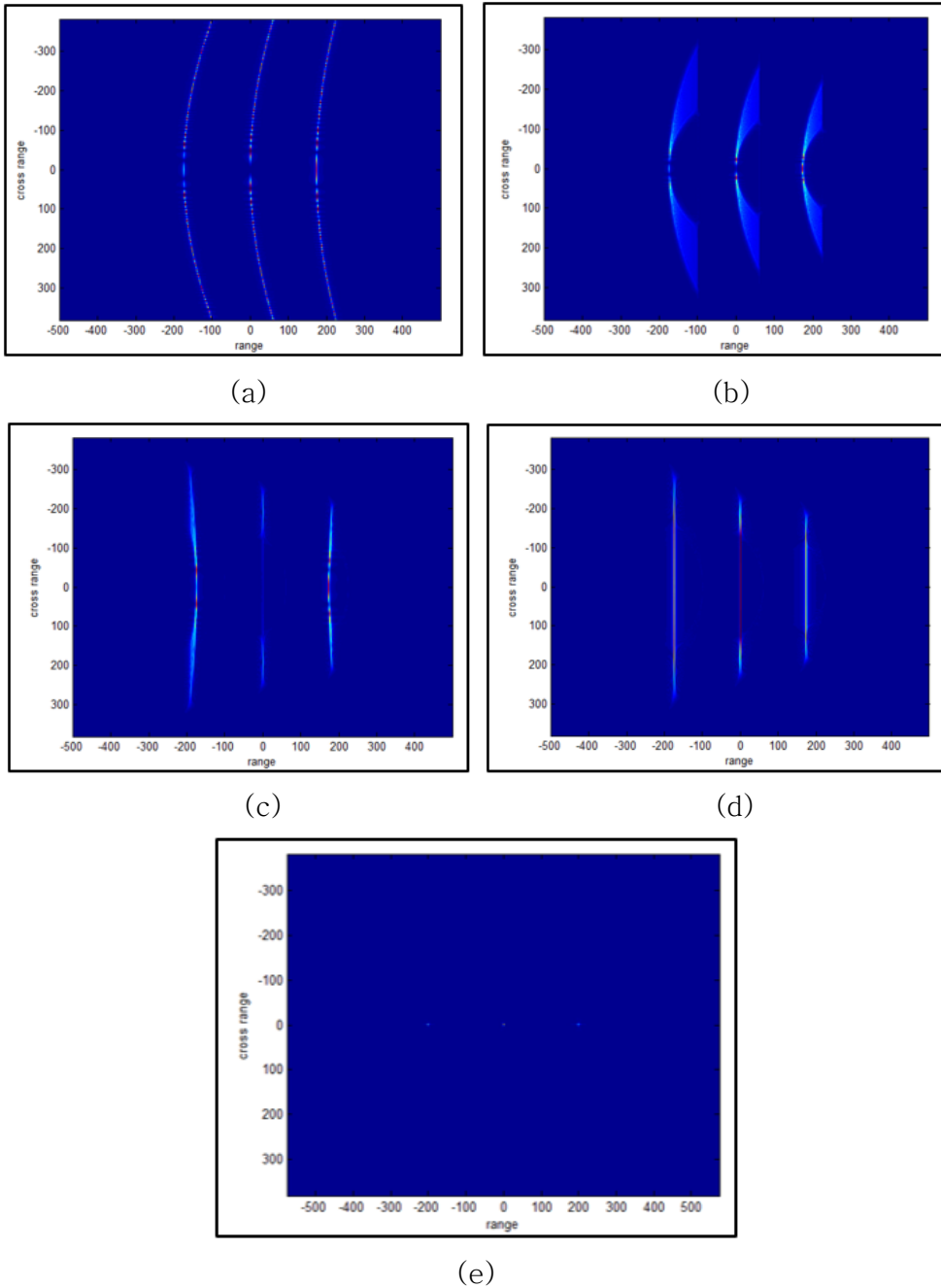


그림 2.11 거리 천이 알고리즘의 이미지 형성 과정, (a) 레인지 굴곡, (b) 방위 방향 FFT 후 레인지 굴곡, (c) 정합 필터링 후 레인지 굴곡, (d) Stolt 보간 후 레인지 굴곡, (e) 최종 압축 이미지

Fig 2.11 Image processing of RMA , (a) range curvature, (b)range curvature after cross range FFT, (c) range curvature after matched filtering, (d) range curvature after Stolt interpolation, (e) final compressed image

제 3 장 원시 데이터 변환 및 검증

3.1 원시 데이터 변환의 필요성

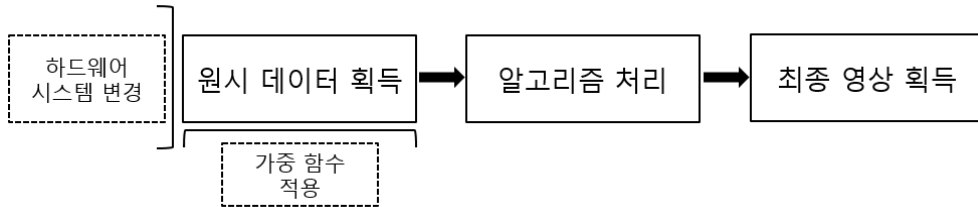


그림 3.1 전자파 이미징 개요

Fig 3.1 Concept of microwave imaging

그림 3.1은 일반적인 전자파 이미징의 개요도를 보여주고 있다. 실험 혹은 시뮬레이션 데이터를 이용하여 얻은 원시 데이터를 임의의 알고리즘 처리를 통하여 최종 영상 이미지를 얻게 된다. 결국 최종 이미지의 품질을 결정하는 것은 초기에 얻은 원시 데이터의 품질과 알고리즘의 특성에 따라 좌우된다. 원시 데이터의 품질을 향상시킬 수 있는 방법에는 두 가지 측면이 있다. 하드웨어적인 시스템 구성에 있어 더 높은 파워의 크기가 큰 송·수신 안테나를 사용하는 것과 얻어진 데이터에 임의의 가중 함수를 적용하여 원시 데이터를 변환하는 방법을 가지고 있다. 안테나 크기에 한계가 존재하고 더불어 임의로 하드웨어의 구성을 변경할 수 없다면 이미 획득한 원시 데이터의 변환을 통하여 질 좋은 이미지를 얻어야 한다. 기존에 있던 테일러 가중 (Taylor weighting) 함수를 사용하는 것은 이런 맥락으로 볼 수 있다. 최종 영상 이미지의 품질을 향상시킨다는 의미는 근접한 거리에 있는 타깃에 대한 정확한 분리와 원거리 영역에 존재하는 타깃에 대한 정확한 복원을 의미한다. 하지만 테일러 가중 함수를 사용한다는 것은 원거리에 존재하는 타깃의 복원 성공에 중점을 둔 방법이다. 즉, 근접한 거리에 존재하는 서로 다른 타깃에 대한 분리는 일반적인 테일러 가중 함수를 통해서 어렵다. 따라서 이를 위한 연구도 필요하다 [45] - [50].

가중 함수를 이용하여 본래의 데이터를 변환하는 것에는 다음과 같은 이유가 있다. 앞서 언급한 이상적인 점타깃에 대한 예를 들어볼 때, 1차원 레인지 축 상에서 존재하는 점타깃에 대한 응답은 그림 3.2와

같이 임펄스의 형태를 띤다. 이상적인 점타겟이 아닌, 임의의 불연속한 타겟에 대한 응답도 아래 그림과 같이 나타날 수 있다.

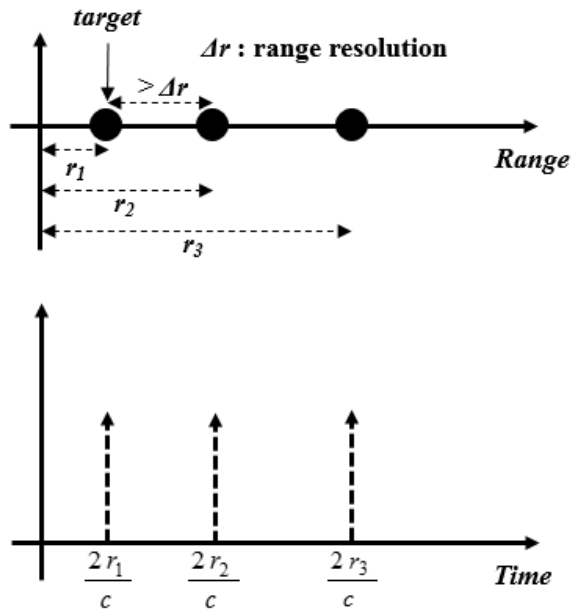


그림 3.2 거리 분해능을 만족하는 타겟 응답
Fig 3.2 Target response satisfying range resolution

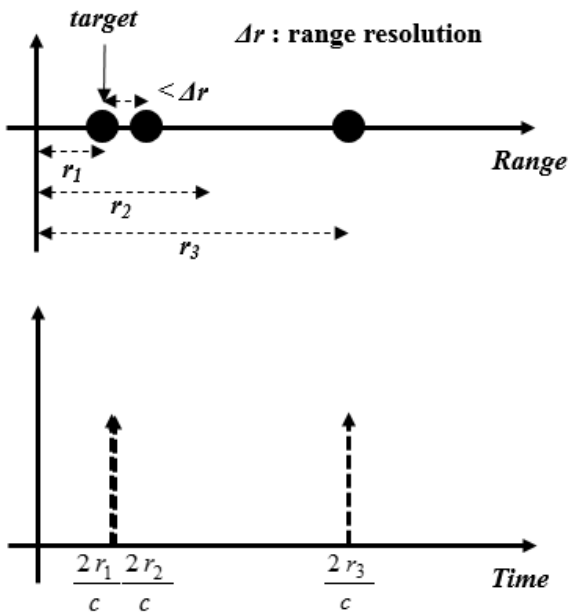


그림 3.3 거리 분해능을 만족하는 못하는 타겟 응답
Fig 3.3 Target response that does not satisfy range resolution

하지만 샘플링을 만족하지 못하는 근접한 위치에 서로 다른 타깃이 존재한다면 그림 3.3과 같이 마치 하나의 타깃이 있는 것과 같은 응답을 나타나게 된다. 그림 3.3과 같이 나타난 신호들이 모여 원시 데이터를 이룬다면 알고리즘 처리 과정을 거쳐 얻은 최종 이미지도 영향을 주기 때문에 이에 대한 분리가 필요하며 이는 곧 원시 데이터 변환의 필요성을 의미하고 있다.

최근 들어 근접한 타깃의 분리, 잡음 및 클러터 (clutter) 제거 등 해상도를 높이기 위한 여러 가지 방안들이 제안되고 있는데 특히 초해상도 기법이 전자파 이미징에 많이 적용되는 추세이다. 압축 센싱 (compressive sensing) 기법, 뮤직 알고리즘, ESPRIT (estimation of signal parameter via rotational invariance technique), MP (matrix pencil) 방법 등이 초해상도 기법으로써 많이 사용되고 있는데 본 논문에서는 뮤직 알고리즘을 기반으로 하는 강화된 뮤직 알고리즘을 이용하였다 [51]–[60]. 뮤직 알고리즘은 구현이 간단하고 분해능 성능이 좋아 근접한 타깃에 대한 분리가 용이하다. 하지만 잡음 신호가 많이 유입되는 경우 성능이 떨어지기 때문에 강화된 뮤직 알고리즘을 이용하였으며 이를 가중 함수로 적용하여 원시 데이터의 변환을 구현하였다. 변환된 데이터의 비교 및 검증은 다음 절에서 보도록 한다.

3.2 가중 함수 정의

본 절에서는 원시 데이터에 적용되는 가중 함수에 대하여 알아본다. 초해상도 기법 중 하나인 MUSIC 알고리즘을 설명하며 기존의 MUSIC 알고리즘을 보완하고자 고안된 강화된 MUSIC 알고리즘에 대해서도 알아본다.

3.2.1 MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 신호의 도착 방향, 즉 DOA(direction of arrival)를 추정하는 대표적인 알고리즘으로써 공분산 행렬(covariance matrix)의 고유값(eigenvalue)과 고유벡터(eigenvector)를 이용한다. 그리고 신호의 부공간(signal subspace)과 잡음 부공간(noise subspace)이 서로 직교한다는 성질을 이용하여 공간 스펙트럼을 구하게 되고 공간 스펙트럼상에서의 최대값을 신호의 도착 방향으로 추정하는 알고리즘이다. DOA를 추정하는 식의 출발점은 본 논문에서 다루고 있는 이상적인 점타깃을 나타내는 식 (2.5)와 유사하기 때문에 원시 데이터의 적용에도 용이하다. 식 (2.5)는 아래와 같은 행렬(matrix)의 형태로 나타낼 수 있다.

$$s(x_m, :) = Ax \quad (3.1)$$

식 (3.1)에 표현된 A 와 x 행렬은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$x = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N]^T \quad (3.2)$$

$$A = \begin{bmatrix} \exp\left[-j\frac{4\pi f_1}{c}R_1\right] & \exp\left[-j\frac{4\pi f_1}{c}R_2\right] & \dots & \exp\left[-j\frac{4\pi f_1}{c}R_N\right] \\ \exp\left[-j\frac{4\pi f_2}{c}R_1\right] & \cdot & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \cdot & \vdots \\ \exp\left[-j\frac{4\pi f_M}{c}R_1\right] & \dots & \dots & \exp\left[-j\frac{4\pi f_M}{c}R_N\right] \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$s(x_m, :)$ 는 임의의 수신 위치 x_m 에 존재하는 모든 주파수 성분을 의미하고 입력 벡터라 볼 수 있다. 먼저 MUSIC 알고리즘의 적용이 가능하기 위해서는 조향 벡터(steering vector)라고 볼 수 있는 A 행렬이 상관관계에 있는지에 대한 증명이 필요한데 결국 A 행렬의 랭크(rank)값이 full 랭크 값을 가지는지에 대한 계산이 선행되어야 한다는 의미이다. 식 (3.3)에서 볼 수 있듯이 임의의 수신 위치에서 수신되는 데이터의 조향 벡터는 각 행에서 주파수 샘플링만큼의 차이가 존재하기 때문에 full 랭크 값을 지니게 된다. 이는 MUSIC 알고리즘 적용의 타당성을 증명한다.

다음으로 이에 대한 공분산 행렬을 구하면 아래 식 (3.4)과 같다.

$$\begin{aligned} R_s &= E\left[(Ax + N)(Ax + N)^H\right] \\ &= AE\left[xx^H\right]A^H + E\left[NN^H\right] \\ &= AR_xA^H + R_{sN} \end{aligned} \quad (3.4)$$

여기서 R_x 는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$R_x = E\left[xx^H\right] \quad (3.5)$$

식 (3.4)로 표현된 공분산 행렬의 고유치 분해를 구현하면 다음과 같다.

$$R_s e_i = e_i \lambda_i \quad (3.6)$$

여기서 λ_i 와 e_i 는 고유값과 고유 벡터이다. 고유값을 오름차순으로 정렬하면 다음과 같다.

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3 \cdots > \lambda_M \quad (3.7)$$

정렬된 고유값을 1차원적으로 나타내면 고유값의 변화율이 가장 큰 부분이 존재한다. 즉, 고유값이 갑자기 작아지는 부분을 잡음 고유값, 작아지는 부분 이상에 존재하는 값을 신호 고유값으로 정의한다. 전체

M 개의 요소들 중 D 개를 신호 고유값으로 정의하고 $(M-D)$ 개를 잡음 고유값으로 정의한다면 잡음 특성에 대한 고유 벡터는 아래와 같다.

$$E_N = [e_D \quad e_{D+1} \quad \cdots \quad e_M] \quad (3.8)$$

잡음 고유 벡터와 방향 벡터 식 (3.8)로부터 뮤직 스펙트럼은 다음과 같다 [24]. 뮤직 알고리즘에서 신호의 도착 방향은 전자파 이미징에서 1차원상에서 타깃의 거리를 찾는 것과 동일하다고 볼 수 있다. 임펄스 형태로 나타나는 타깃의 응답이 존재하는 거리 성분을 찾는 것인데 이는 식 (3.9)를 통해 구해진다.

$$A^H(r) E_N E_N^H A(r) = 0 \quad (3.9)$$

뮤직 알고리즘에서는 식 (3.9)를 만족시키는 r 값을 추정하게 되는데 거리 스펙트럼은 다음의 수식을 통해서 구할 수 있다.

$$P(r) = \frac{1}{A^H(r) E_N E_N^H A(r)} \quad (3.10)$$

위 식을 통해서 알 수 있듯이 식 (3.10)를 만족시키는 r 에서 최대치 값을 가지게 된다. 그리고 r 값은 타깃의 거리로 추정할 수 있다.

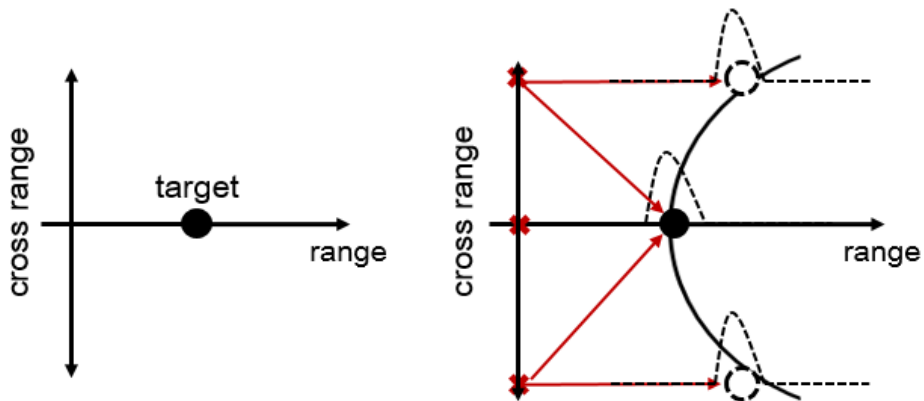


그림 3.4 뮤직 알고리즘이 추정하는 타깃의 거리
Fig 3.4 Target distance by MUSIC algorithm

그림 3.4는 뮤직 알고리즘을 통해 추정되는 타깃의 거리를 표현해주고 있다. 붉은색으로 표시된 각 수신 위치에서 임의의 타깃까지 떨어진 거리에 임펄스 함수의 응답이 나타나게 되는데 뮤직 알고리즘은 수신 데이터를 이용하여 식 (3.10)을 통해 1차원적으로 타깃의 거리를 추정하게 된다. 다음은 뮤직 알고리즘을 이용한 DOA 추정에서의 예를 보여주고 있다. 시뮬레이션 변수들은 아래 표와 같다.

표 3.1 DOA 추정을 위한 시뮬레이션 변수
Table 3.1 Simulation parameters for DOA estimation

Direction of arrival	[20, 50, 70]
Frequency	$[\pi/3, \pi/5, \pi/4]$
Sample	200
Array element	100
λ	150 m
SNR	20 dB

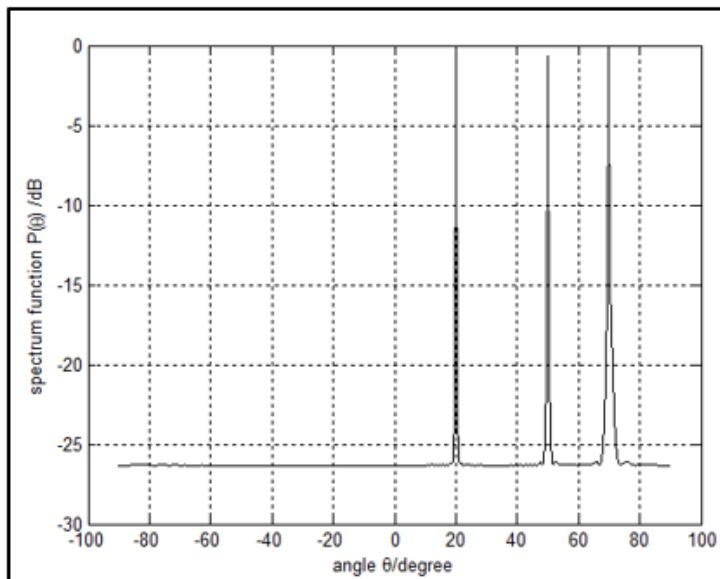


그림 3.5 뮤직 알고리즘으로부터 DOA 추정
Fig 3.5 DOA estimation from MUSIC algorithm

다음으로는 뮤직 알고리즘이 전자파 이미징에 적용되어 1차원 레인지 축 상에서 타겟까지의 거리 추정을 구현하는 결과를 보여주고 있다. 각 시뮬레이션 변수들은 아래 표와 같다.

표 3.2 타겟의 거리 추정을 위한 시뮬레이션 변수 (1)

Table 3.2 Simulation parameters for estimation of target distance

주파수	X대역
주파수 샘플링	100 MHz
거리방향 해상도	0.0375 m
수신 위치	(0, 0 m)
타겟 위치	(0, 1 m), (0, 1.5 m), (0, 3 m)
타겟 거리	1 m, 1.5 m, 3 m
SNR	20 dB

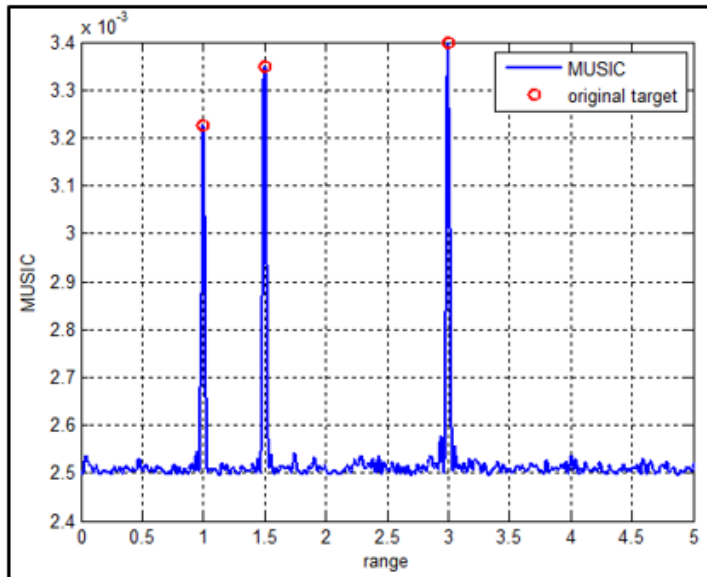


그림 3.6 뮤직 알고리즘으로부터 타겟 거리 추정

Fig 3.6 Estimation of target distance from MUSIC algorithm

2차원 이미지상에서의 정확한 위치를 찾는 것은 불가능 하지만 그림 3.6과 같이 1차원 적으로 거리를 추정하는 것은 가능함을 알 수 있다.

3.2.2 강화된 뮤직 알고리즘

앞선 장에서는 뮤직 알고리즘에 대하여 알아보았다. 본 장에서는 앞서 언급한 뮤직 알고리즘의 단점을 보완하고자 제안된 강화된 뮤직 알고리즘에 대하여 설명하고자 한다. 강화된 뮤직 알고리즘은 기존의 방법을 그대로 유지하면서 신호 대비 잡음비(SNR : signal-to-noise ratio)가 낮은 경우, 입력 신호가 상관 관계에 있는 경우, 그리고 타깃의 분리가 쉽지 않은 경우 등을 대비하여 고안된 알고리즘이다 [61]. 입력 벡터의 변환을 위하여 변환 행렬을 구하면 아래 식과 같이 표현될 수 있다.

$$p = Js^* \quad (3.11)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

식 (3.11)에 표현된 s^* 는 입력 벡터의 complex conjugate를 의미하고 변환된 입력 벡터의 상관 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$R_p = E[pp^H] = JE[ss^H]J + R_{pN} \quad (3.13)$$

R_s 와 R_p 의 합으로부터 복원된 conjugate 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R &= R_s + R_p \\ &= AE[xx^H]A^H + J\left(AE[xx^H]A^H\right)J + R_{sN} + R_{pN} \end{aligned} \quad (3.14)$$

행렬의 기본적인 성질에 의하면 R_s 와 R_p 와 R 은 고유값 크기의 차원이

동일하기 때문에 행렬의 잡음 부공간 차원도 동일하다. 뮤직 알고리즘에서 나타난 바와 같이 잡음 부공간을 E_{pm} 으로 정의한다면 강화된 뮤직 알고리즘의 거리 스펙트럼은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$s(r) = \frac{1}{A(r)[E_N + E_{pN}]} \quad (3.15)$$

위 식 (3.15)를 통해 얻은 가중 함수를 본래의 수신 위치 별 거리 방향에 해당하는 데이터 (2.5)에 적용하기 위해서는 먼저 본래 원시 데이터에 제로 패딩이 먼저 실시되어야 한다. 가중 함수로 사용되는 초해상도 알고리즘의 일종인 뮤직 알고리즘은 기본적인 거리 해상도보다 몇배 높은 해상도를 가지고 있기 때문에 데이터의 크기를 맞추기 위하여 제로 패딩 후 IFFT가 선 수행되어야 한다. 제로 패딩 후 IFFT 데이터는 s_z 로 표현될 수 있고 이 데이터에 가중함수가 적용되면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_{wei}(x_m, y_R) = s_z(x_m, y_R) \otimes P(x_m, r) \quad (3.16)$$

뮤직 알고리즘이나 강화된 뮤직 알고리즘 모두 본래의 원시 데이터 보다는 거리 분해능이 뛰어나기 때문에 가중 함수로 사용하지 않고 바로 원시 데이터로 사용하는 것을 고려해볼 수도 있다. 하지만 뮤직 알고리즘을 통해 얻은 스펙트럼은 크기 성분만 가지고 있기 때문에 위상 성분을 이용하여 데이터를 처리하는 이미징 알고리즘에 직접적인 사용은 부적합하다.

다음으로는 강화된 뮤직 알고리즘을 이용하여 DOA 추정과 1차원 레인지 측상에 존재하는 타깃의 거리 추정을 실시하였다. 또한 앞서 설명한 뮤직 알고리즘을 이용한 결과와도 비교하였다.

표 3.3 타깃의 거리 추정을 위한 시뮬레이션 변수 (2)

Table 3.3 Simulation parameters for estimation of target distance

Direction of arrival	[20, 50, 70]
Frequency	$[\pi/3, \pi/5, \pi/4]$
Sample	200
Array element	100
λ	150
Element spacing	$\lambda/2$
SNR	20 dB

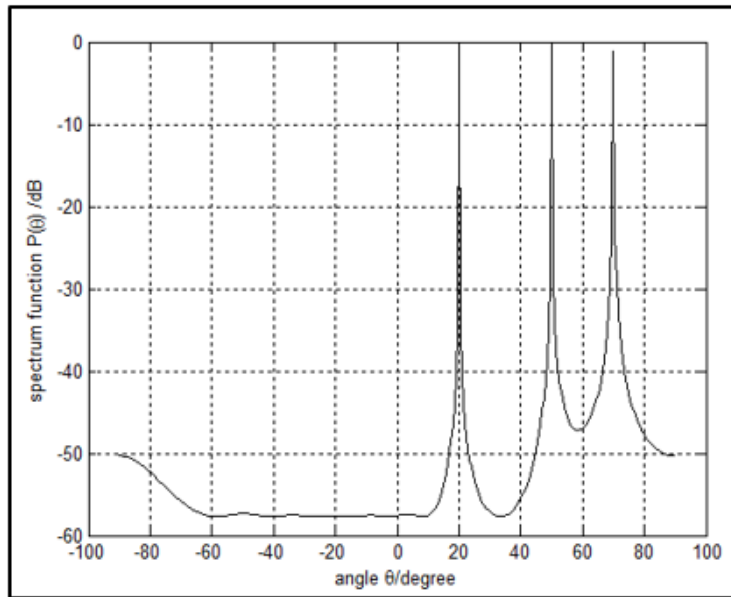


그림 3.7 강화된 뮤직 알고리즘으로부터 DOA 추정
Fig 3.7 Estimation of DOA from eMUSIC algorithm

표 3.4 타겟의 거리 추적을 위한 시뮬레이션 변수 (3)
 Table 3.4 Simulation parameters for estimation of target distance

주파수	X대역
주파수 샘플링	100 MHz
거리방향 해상도	0.0375 m
수신 위치	(0, 0 m)
타겟 위치	(0, 1 m), (0, 1.5 m), (0, 3 m)
타겟 거리	1 m, 1.5 m, 3 m
SNR	20 dB

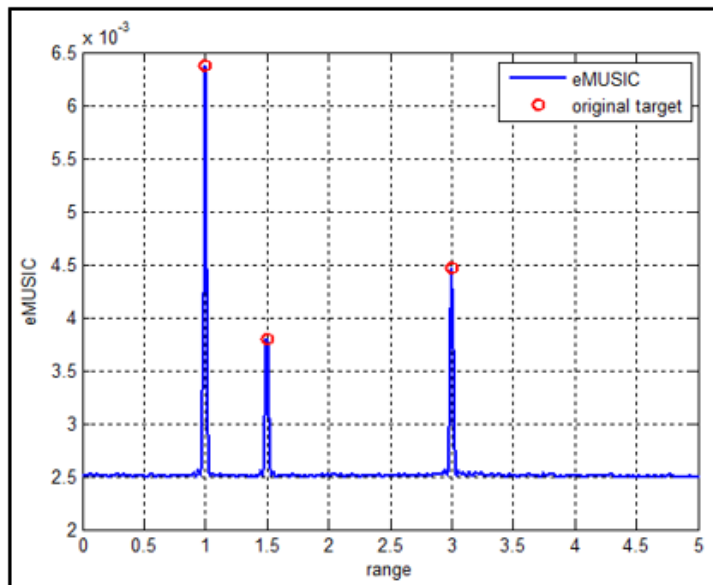


그림 3.8 강화된 뮤직 알고리즘으로부터 타겟 거리 추정
 Fig 3.8 Estimation of target distance from eMUSIC algorithm

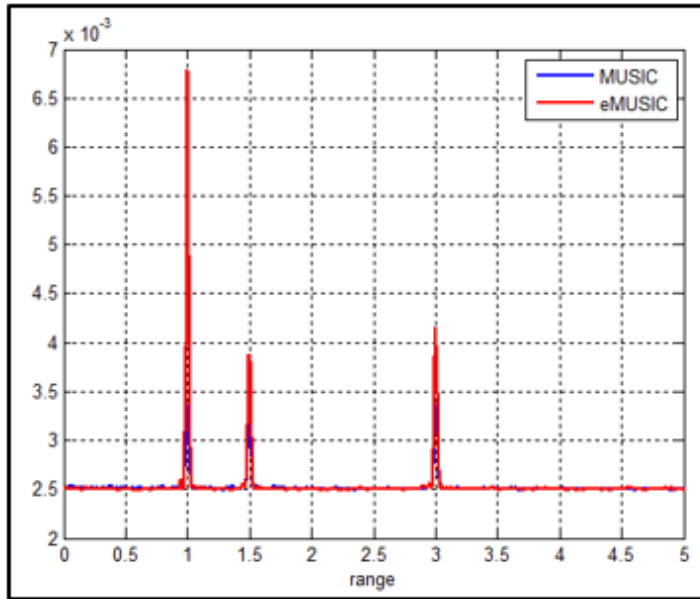


그림 3.9 뮤직 알고리즘과 강화된 뮤직 알고리즘의 결과 비교
 Fig 3.9 Comparison of the MUSIC and eMUSIC algorithms

앞선 그림 3.9는 기존의 뮤직 알고리즘과 강화된 뮤직 알고리즘을 통해 얻은 추정된 타깃의 거리에 대한 비교를 보여주고 있다. 그림을 통해 알 수 있듯이 실제 타깃과 잡음의 분리를 위해서는 강화된 뮤직 알고리즘을 가중 함수로 적용하는 것이 훨씬 효율적이라는 것을 볼 수 있다.

3.3 가중된 원시 데이터 검증

본 절에서는 앞서 언급한 강화된 뮤직 알고리즘을 원시 데이터에 적용하여 변환된 데이터의 품질 향상에 대한 검증을 실시한다. 본 논문에서는 근접한 거리에 위치한 타겟의 분리 능력을 높이는 부분에 중점을 두고 있기 때문에 하나의 거리 분해능 안에 2개의 타겟이 존재한다는 가정하에 구현하도록 한다. 변환 데이터는 기본 원시 데이터, 원시 데이터에 제로 패딩이 적용된 데이터, 뮤직 알고리즘이 가중된 변환 데이터, 그리고 마지막으로 강화된 뮤직 알고리즘이 가중된 변환 데이터의 4가지 경우에 대하여 비교 및 검증을 실시한다. 검증을 위한 데이터는 아래 표와 같은 시뮬레이션 변수들을 이용하여 구현하였다.

표 3.5 변환 데이터 검증을 위한 시뮬레이션 변수

Table 3.5 Simulation parameters for verification of transformed data

주파수	X대역
주파수 샘플링	100 MHz
거리방향 해상도	0.0375 m
수신 위치	(0, 0 m)
타겟 위치	(0, 1 m), (0, 1.03 m)
타겟 거리	1 m, 1.03 m
SNR	20 dB

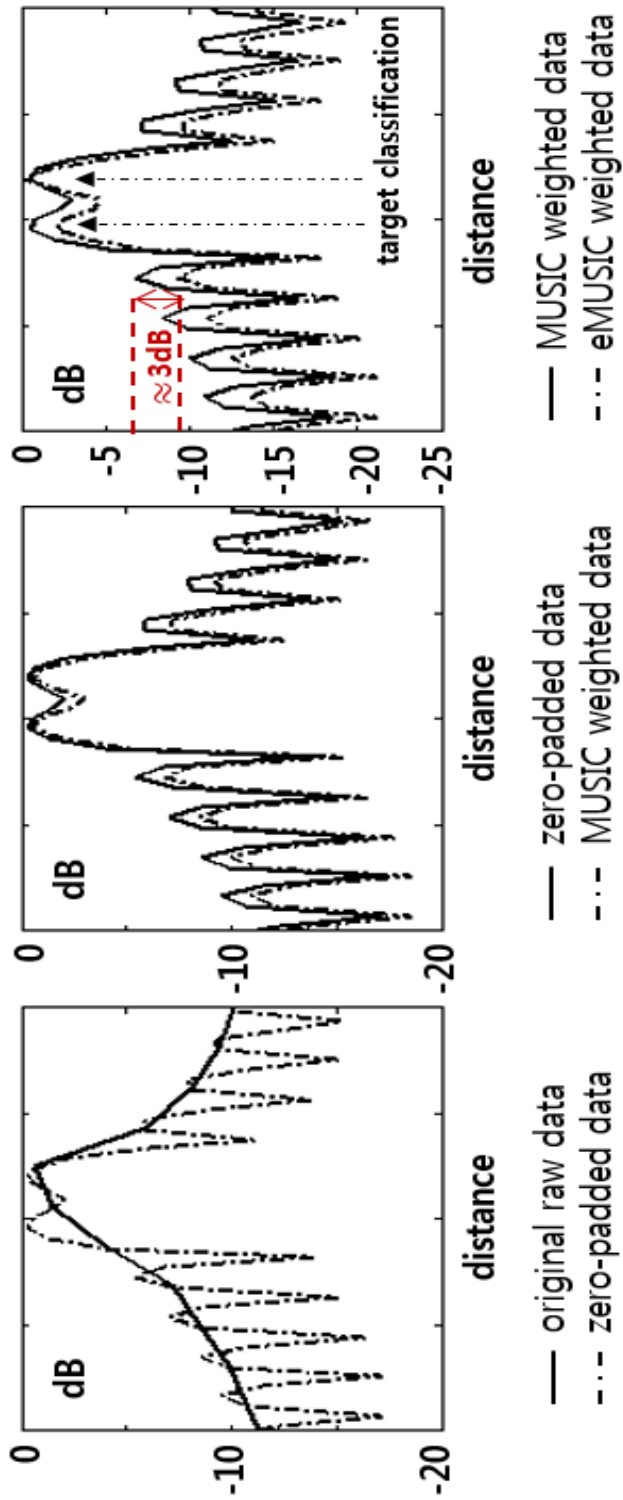


그림 3.10 변환 데이터의 비교

Fig 3.10 Comparison of the transformed data

3.4 변환 데이터를 이용한 거리 천이 알고리즘

본 절에서는 앞선 절에서 얻은 변환 데이터를 이용하여 거리 천이 알고리즘에 적용함으로써 가중 함수 적용에 대한 타당성을 증명하였다.

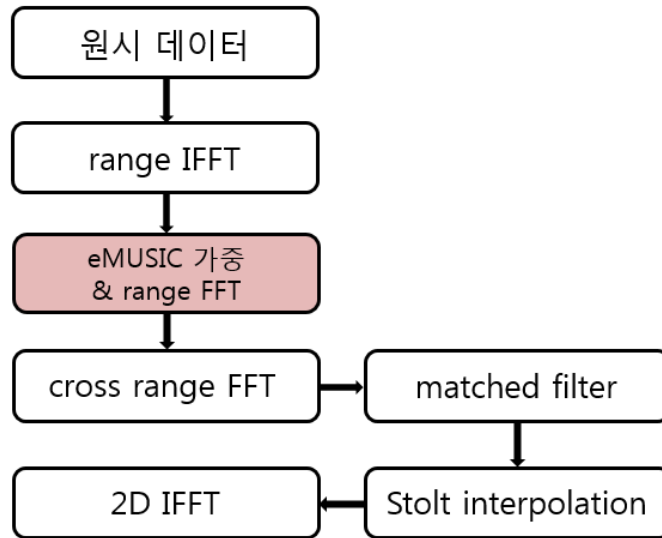


그림 3.11 변환 데이터가 적용된 거리 천이 알고리즘 순서도

Fig 3.11 Block diagram of the RMA algorithm applied transform data

위 그림 3.11은 변환 데이터가 적용된 거리 천이 알고리즘에 대한 순서도를 나타내고 있다. 앞선 장에서 설명하였듯이 일반적인 거리 천이 알고리즘과 비슷하지만 초해상도 기법인 강화된 뮤직 알고리즘을 적용해야 하기 때문에 먼저 원시 데이터에 대한 거리 방향의 IFFT를 계산한 이후 가중 함수를 적용하고 다시 FFT를 취하면서 데이터를 재생산한다.

표 3.6 근접한 점 타깃 이미징을 위한 시뮬레이션 변수

Table 3.6 Simulation parameters for close point target imaging

주파수	X대역
주파수 샘플링	100MHz
거리방향 해상도	0.0375m
합성 개구 길이	0.7m
수신 간격	0.01m
타깃 위치	(0, 1m), (0, 1.03m)
SNR	20dB

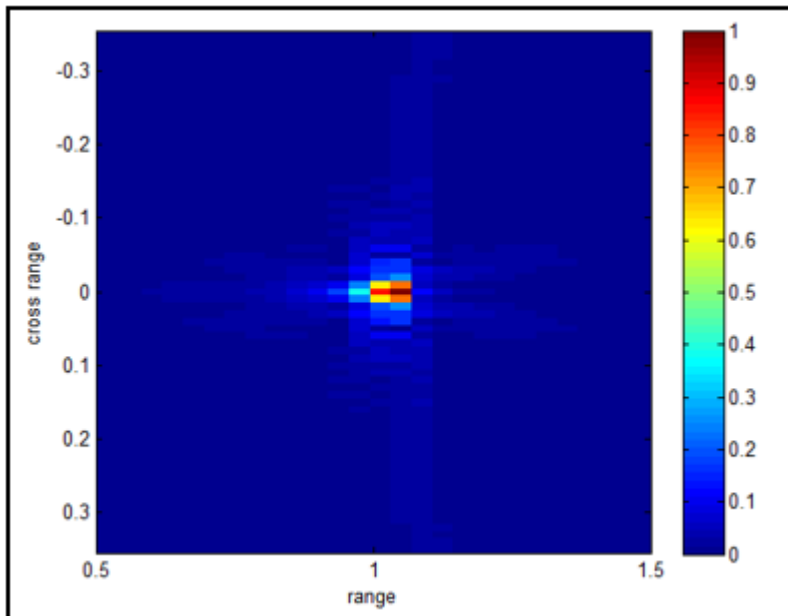


그림 3.12 원시 데이터의 거리 천이 알고리즘 적용

Fig 3.12 RMA from raw data

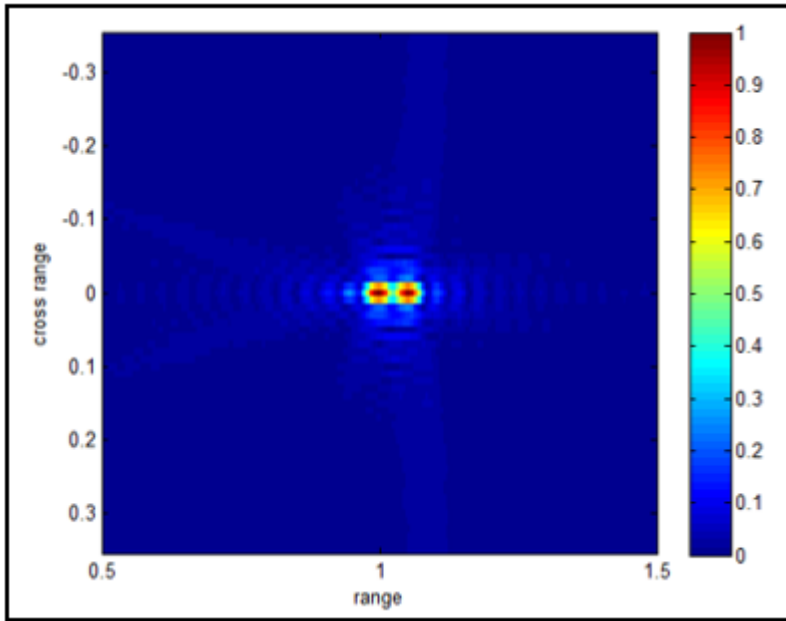


그림 3.13 제로 패딩 데이터의 거리 천이 알고리즘 적용
 Fig 3.13 RMA from zero-padded transformed data

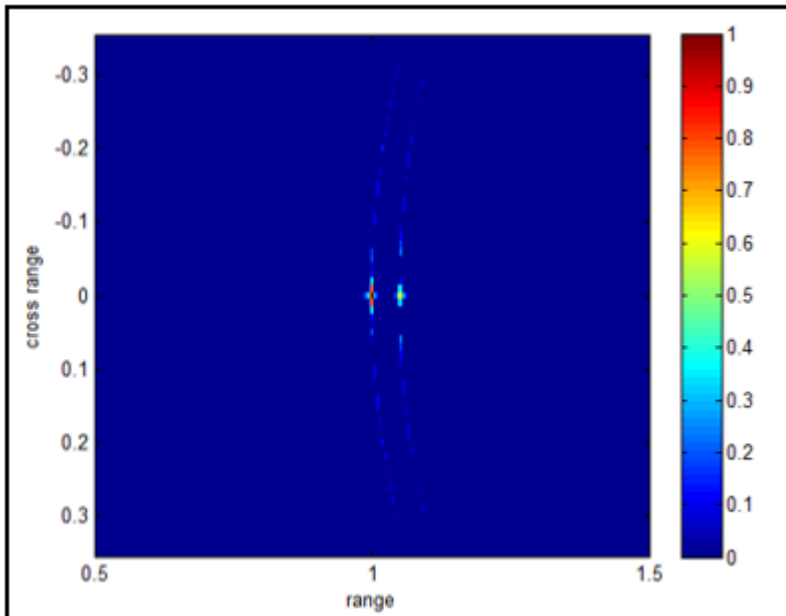


그림 3.14 뮤직 알고리즘이 가중된 변환 데이터의
 거리 천이 알고리즘 적용
 Fig 3.14 RMA from MUSIC-weighted transformed data

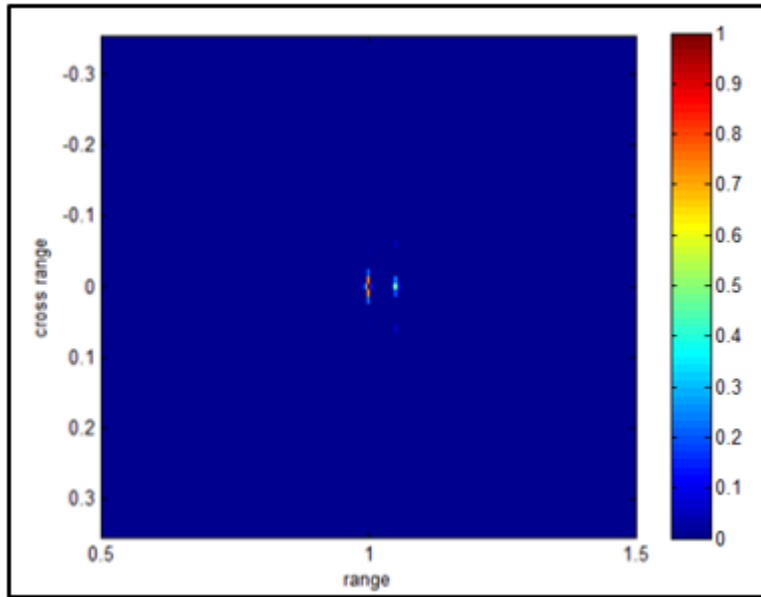


그림 3.15 강화된 뮤직 알고리즘이 가중된 변환 데이터의
거리 천이 알고리즘 적용

Fig 3.15 RMA from eMUSIC-weighted transformed data

제 4 장 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법

앞선 장에서 원시 데이터 변환의 필요성과 이에 대한 검증을 마쳤기 때문에 본 장에서는 레인지 셀 포커싱 기법과 적응형 기법에 관한 설명이 주를 이룬다. 먼저 제안한 알고리즘의 전체적인 설명을 실시하고 다음으로는 수치적 해석법에 따른 분석, 다음으로는 제안된 적응형 기법에 대한 설명과 결합을 통한 해석을 실시한다. 2차원에 대한 해석을 시작으로 3차원 해석을 실시한다.

4.1 레인지 셀 포커싱 기법의 개요

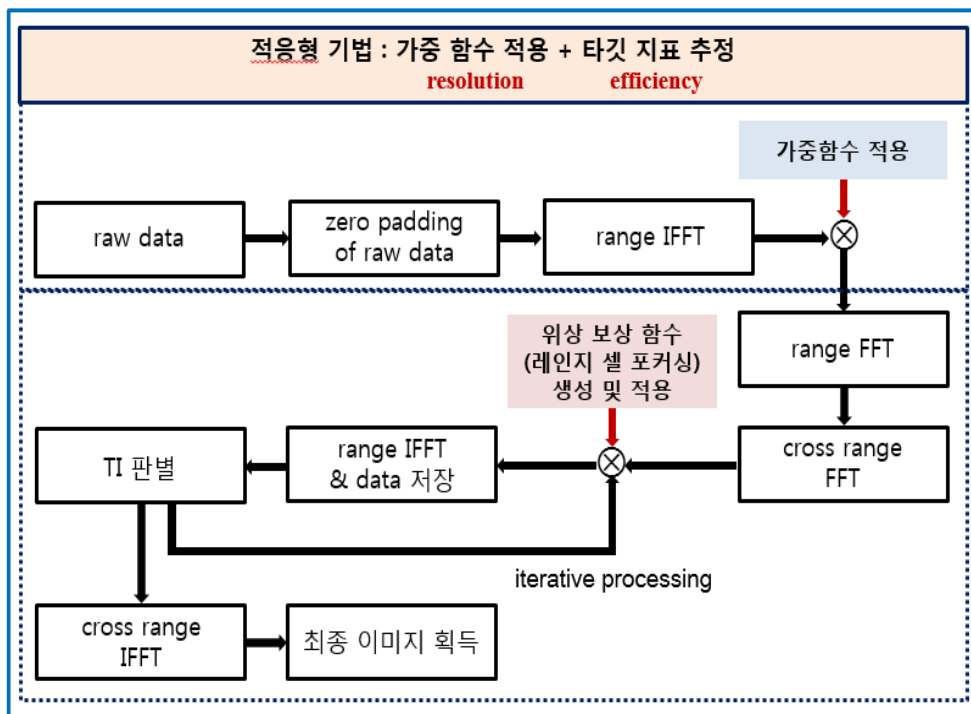


그림 4.1 적응형 레인지 셀 포커싱 기법의 순서도

Fig 4.1 Concept of the adaptive range cell focusing technique

위 그림 4.1은 본 논문에서 제안하고자 하는 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법에 대한 순서도를 나타낸 것이다.

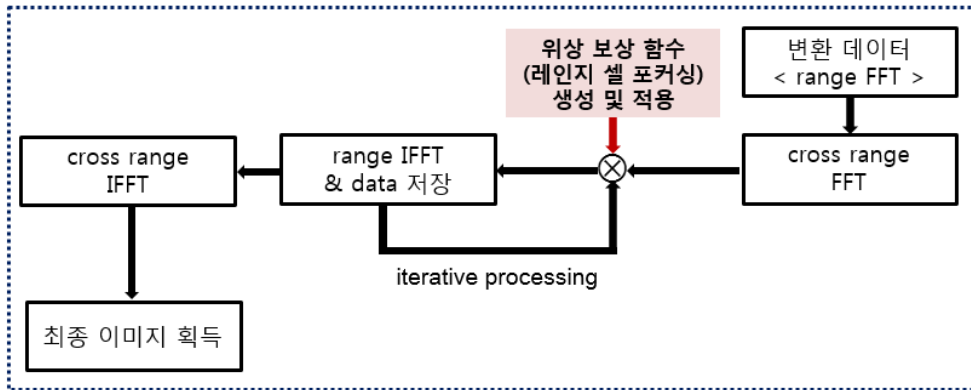


그림 4.2 레인지 셀 포커싱 기법의 순서도

Fig 4.2 Concept of the range cell focusing technique

먼저 가중 함수를 적용하여 얻은 변환된 데이터를 적응형 레인지 셀 포커싱 기법에 결합한 형태를 띠고 있다. 본 절에서는 그림 4.2의 순서도와 같이 타깃 지표를 찾아가는 과정을 나타내는 적응형 기법이 제외된 실질적인 레인지 셀 포커싱 기법에 대한 설명을 한다.

레인지 셀 포커싱 기법은 거리 천이 알고리즘의 보간 계산상에서 존재하는 문제점을 보완하기 위해 제안된 방법으로 볼 수 있다. 고정된 거리에 대한 위상 보상 값을 적용하는 기존의 알고리즘과 달리 레인지 셀 포커싱 기법은 각각의 레인지를 나타내는 값을 변형시켜가며 위상의 보상을 취함으로써 2차적인 위상 보상에 해당하는 보간 계산이 불필요하다. 본 알고리즘도 주파수 영역에서의 이미징 접근법이므로 주파수 영역인 (k_x, k_r) 영역에서의 데이터를 이용하여야 하기 때문에 먼저 각 축의 방향으로 FFT를 실시한다. 이후 각각의 레인지 셀 별로 정합 필터 함수를 구현한다. 다음 장에 있는 그림 4.3과 그림 4.4, 그림 4.5는 임의의 점타깃 3개가 존재한다고 가정하였을 때, 거리 천이 알고리즘 상에서의 1차 위상 보상 과정과 레인지 셀 포커싱 기법의 위상 보상 과정을 2차원 이미지에서 비교하여 나타낸 것이다.

< 거리 천이 알고리즘 >

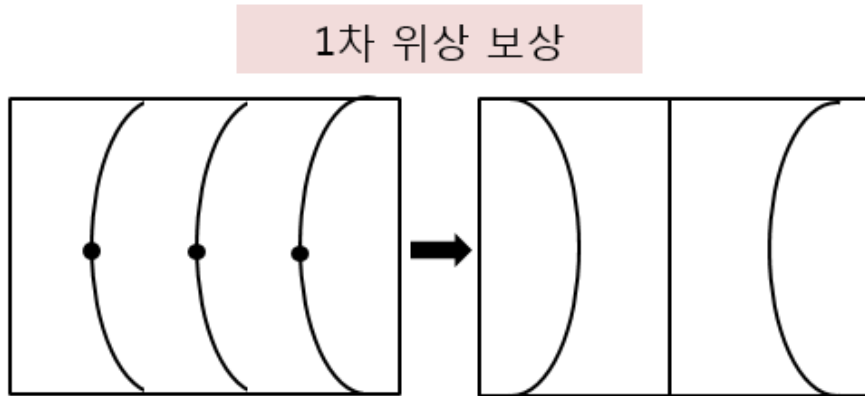


그림 4.3 거리 천이 알고리즘에서의 1차 위상 보상 (정합 필터링)
Fig 4.3 First phase compensation in RMA (using matched filter)

< 레인지 셀 포커싱 >

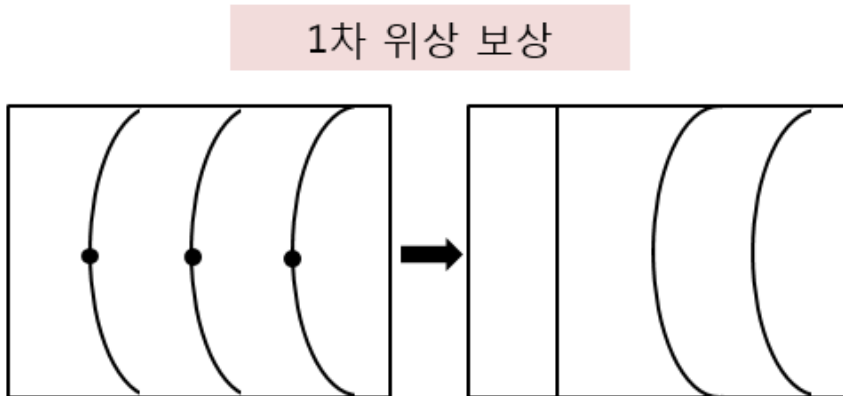
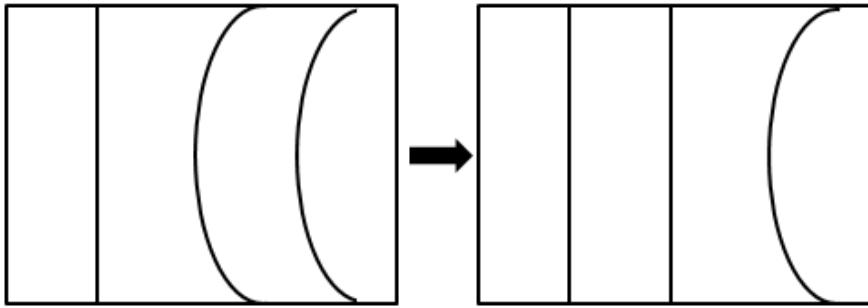


그림 4.4 레인지 셀 포커싱 기법에서의 1차 위상 보상
Fig 4.4 First phase compensation in RCF

2차 위상 보상



3차 위상 보상

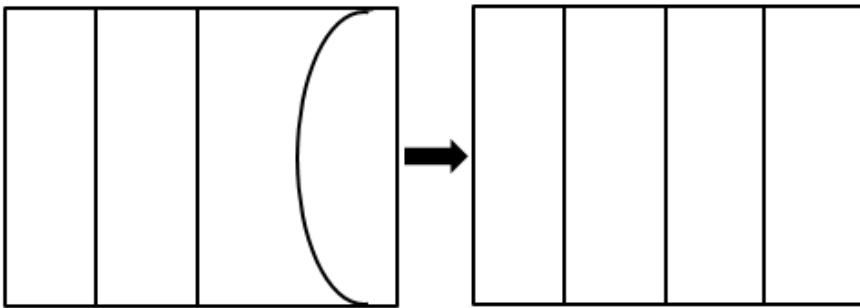


그림 4.5 N차 위상 보상의 과정

Fig 4.5 N-th order phase compensation processing

위 그림 4.3과 그림 4.4, 그림 4.5는 거리 천이 알고리즘과 레인지 셀 포커싱 기법의 위상 보상 과정을 비교하여 그림으로 보여주고 있다. 먼저 고정된 값으로 위상 보상 함수를 생성하는 거리 천이 알고리즘의 경우 그림 4.3과 같이 중앙을 중심으로 위상이 반전되는 현상을 볼 수 있다. 이러한 이유로 나머지 굴곡의 보간 계산을 통한 2차 위상 보상 과정이 필요하게 되지만 레인지 셀 포커싱 기법과 같은 경우 위 그림과 같이 먼저 첫번째 셀에 대한 정합 필터함수를 구현하고 이후 다음 셀에 대한 함수를 구현하는 방식으로, 셀 별로 단계적인 적용을 통하여 모든 셀에 존재할 수 있는 타깃에 대한 위상 보상이 이루어지게 되는 것이다. 따라서 보간 계산이 불필요하게 된다. 다음으로는 이렇게 보상된 위상의

정보들이 하나의 셀을 기준으로 저장된다. 이는 최종적으로 압축할 데이터를 얻기 위해 각각의 셀 데이터들을 수집하는 과정으로 볼 수 있다. 위상 보상 후 데이터 저장의 과정으로 다음과 같은 그림으로 표현할 수 있다.

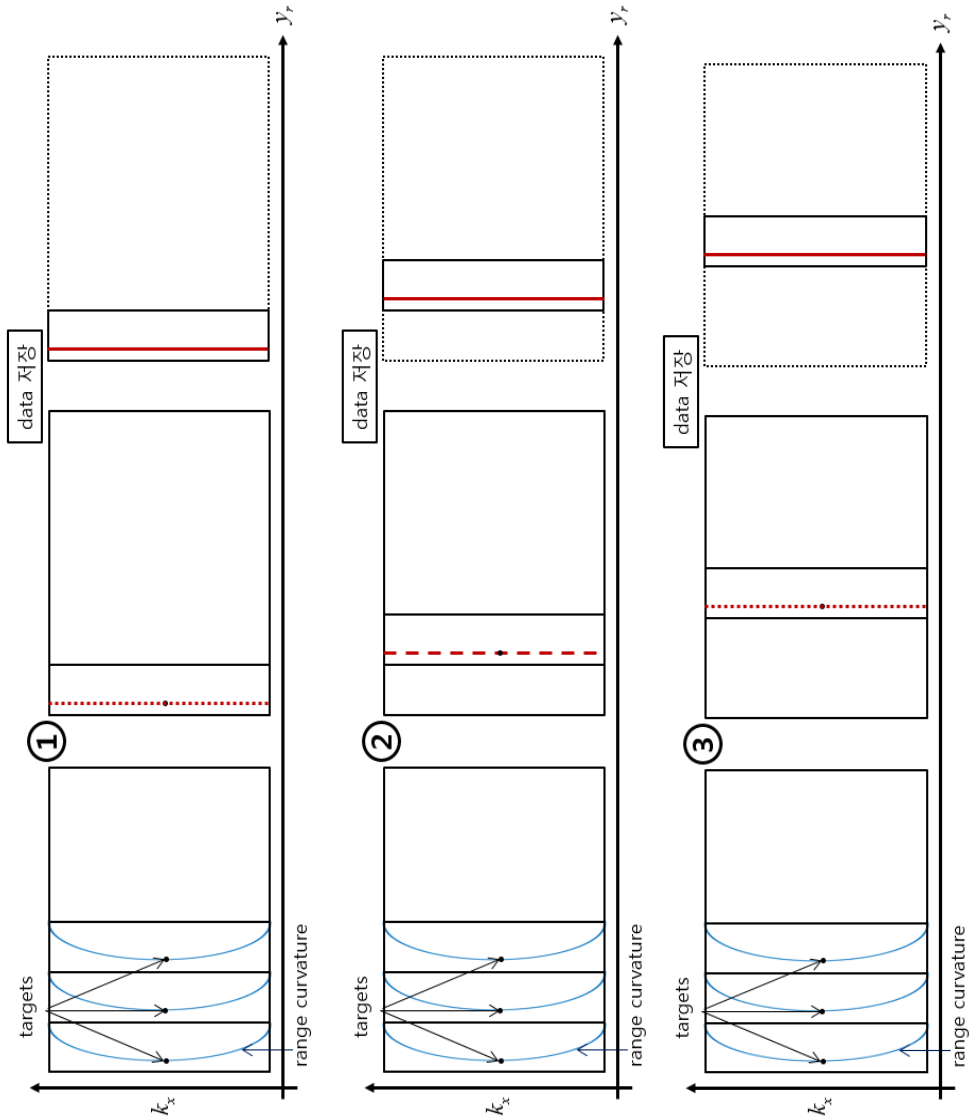


그림 4.6 위상 보상 후 데이터 저장 과정

Fig 4.6 Processing of data storage after phase compensation

위의 2차원 처리 과정에서 확장하여 3차원 해석으로 이루어질 시에는 z 축에 대한 부가적인 설명이 필요하다. 방위 방향의 축이

추가됨으로써 계산 시간의 증가가 불가피하지만 2차원 해석과의 차이점은 없다. 3차원 레인지 셀 포커싱에 대한 개념과 이미지 획득 과정은 아래 그림 4.7과 같다.

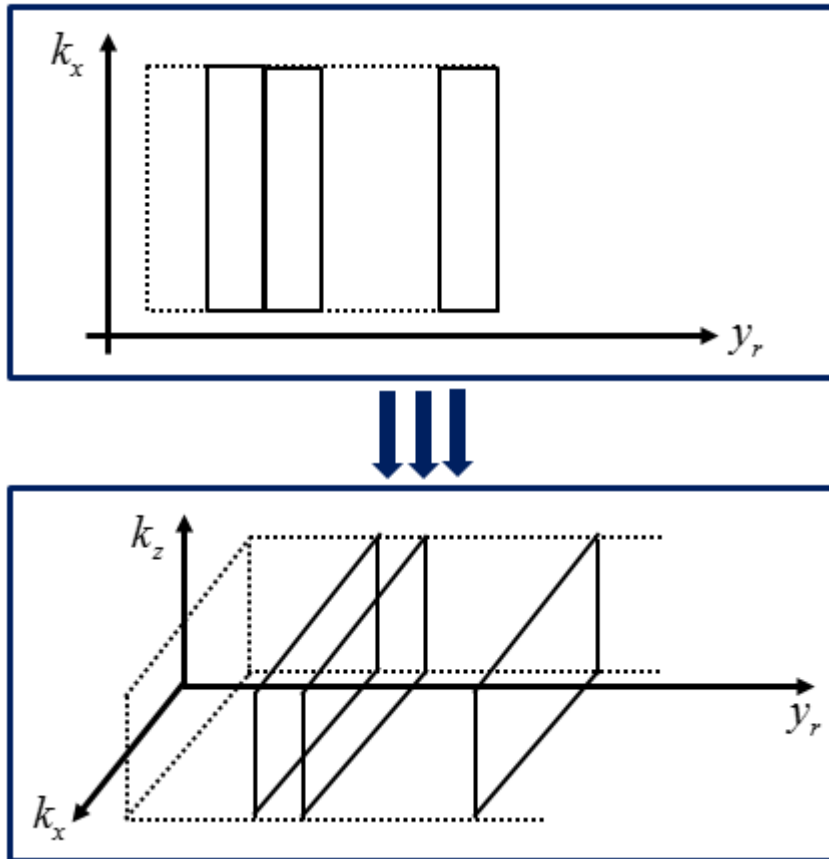


그림 4.7 2차원 해석으로부터 3차원 해석의 확장
 Fig 4.7 Analysis from 2D to 3D RCF algorithms

그림 4.7과 같이 3차원 해석에서도 각 레인지 셀 별로 구해진 이미지들의 축적으로 최종 이미지가 얻어진다. 그림을 통해 볼 수 있듯이 각 레인지 셀 별로 계산 후 수집된 데이터가 압축이 되기 때문에 시간적인 효율이 떨어질 수 있다. 따라서 적응형 기법을 제안하였는데 이는 4.3절에서 설명하고자 한다.

4.2 2차원 레인지 셀 포커싱 기법의 수치적 해석

본 절에서는 2차원 레인지 셀 포커싱 기법의 수치적인 해석법을 설명한다. 앞선 절에서 적용하였던 PSP 원리를 이용하여 계산한다.

4.2.1 변형된 데이터 정의 및 거리 방향 FFT

먼저 변형된 데이터에 대한 정의를 실시한다. 일반적으로 실험이나 시뮬레이션을 통하여 얻은 데이터를 식 (2.5)와 같이 표현할 때, 제로 패딩을 통한 IFFT, 가중 함수 적용 등을 통하여 식 (3.16)과 같이 표현된다. 본 알고리즘도 주파수 영역에서의 이미징 접근법이므로 다시 거리 방향으로의 FFT를 실시한다. 원시 데이터의 제로 패딩 후 거리 주파수 데이터는 아래와 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$s_{wei}(x_m, k_{R/N}) = a_i \exp[-jk_{R/N}(R_i - R_S)] \quad (4.1)$$

위의 식 (4.1)에서 첨자 R/N 은 N 의 배수만큼 제로 패딩이 되어 본래 얻은 원시 데이터의 개수보다 훨씬 많음을 의미하며 이는 또한 본래 데이터의 해상도보다 높은 품질을 지닌 데이터를 의미한다.

4.2.2 방위 방향 FFT

다음으로는 주파수 영역으로 변환을 위해 방위 방향으로 FFT를 취한다. 이는 아래와 같은 식으로 표현될 수 있다.

$$s(k_x, k_r) = \int s_{wei}(x_m, k_{R/N}) \exp[-jk_x x_m] dx_m \quad (4.2)$$

위 식 (4.2)의 위상 부분은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\Psi(x_m, k_r) = -j[k_r(R_i - R_S) + k_x x_m] \quad (4.3)$$

위상 부분에 대한 고정 지점 x_m 을 계산하면 다음과 같다.

$$x_m = -\frac{y_i k_x}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} + x_i \quad (4.4)$$

위의 식 (4.4)를 통해 얻은 위상의 고정 지점을 식 (4.2)에 대입하면 위상 부분은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \angle s(k_x, k_r) &= -k_r R_i - k_r x_m + k_r R_S \\ &= -k_x x_i - R_B \sqrt{k_r^2 - k_x^2} + k_r R_S \end{aligned} \quad (4.5)$$

4.2.3 레인지 셀 포커싱 함수 생성 및 적용

다음으로는 제안하는 알고리즘 처리 과정 중에서 가장 핵심이 되는 레인지 셀 포커싱을 위한 정합 필터 함수를 형성하고 적용하는 과정이다. 기존의 거리 천이 알고리즘에서는 아래와 식 (2.17)과 같이 고정된 R_s 값을 이용하여 정합 필터 함수를 구현하였다.

$$\varphi_{MF}(k_x, k_r) = -k_r R_S + R_S \sqrt{k_r^2 - k_x^2} \quad (2.17)$$

하지만 이를 적용하면서도 제거되지 않는 레인지 굴곡을 위해, 제안 알고리즘에서는 아래 식 (4.6)과 같이 y_m 으로 표현되는 변수를 본래의 정합 필터 함수에 적용하였다.

$$\psi_{MF}(k_x, k_r) = -k_r y_m + y_m \sqrt{k_r^2 - k_x^2} \Big|_{m=1, \dots, M} \quad (4.6)$$

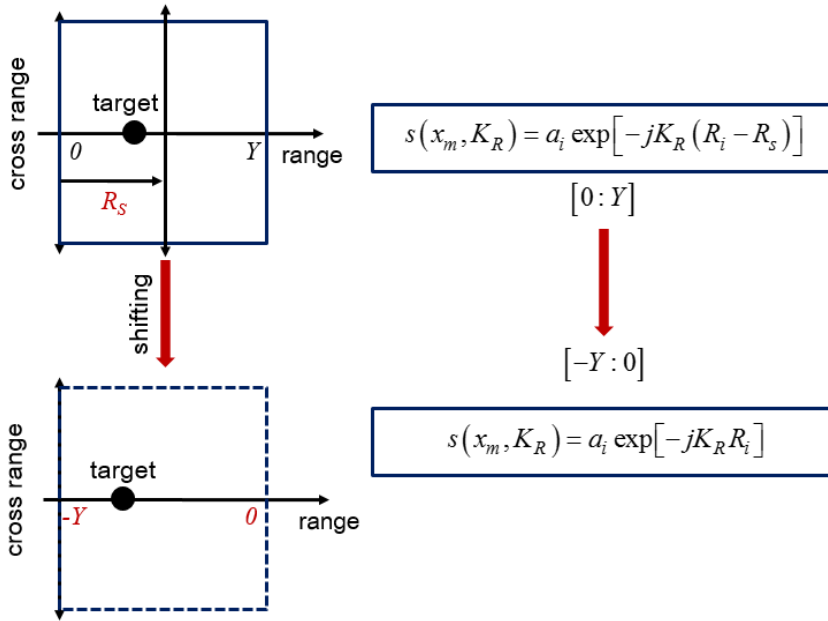


그림 4.8 위상 함수에서 거리 범위 정의(1차 보상 신호)
 Fig 4.8 Definition of range in phase function
 (1st order compensation signal)

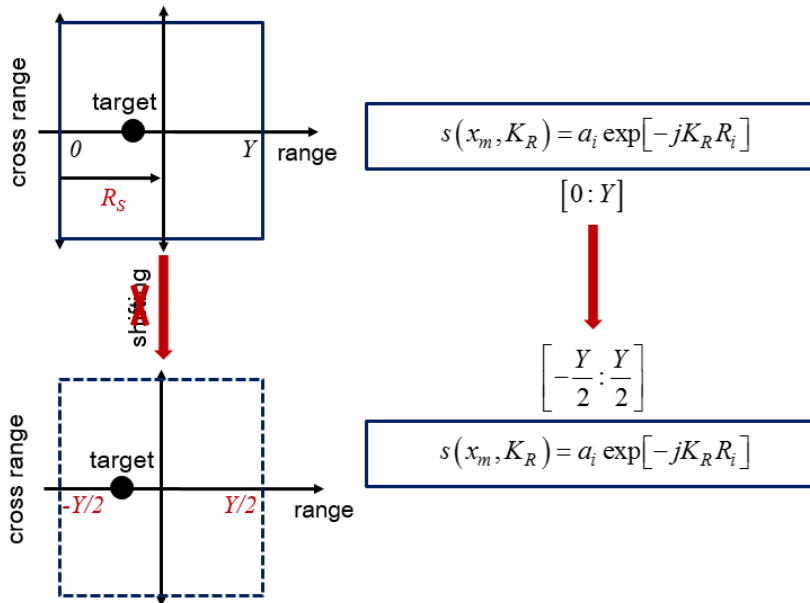


그림 4.9 위상 함수에서 거리범위 정의(직접 반사 신호)
 Fig 4.9 Definition of range in phase function
 (direct reflection signal)

본래 스캔 영역의 중점인 R_S 만큼 보상된 신호를 사용한다면 정합 필터 함수를 적용하기 때문에 아래 그림과 같이 y_m 의 값은 시작 지점을 (-)영역으로, '0' 까지 설정하게 된다. 하지만 1차적으로 위상이 보상된 신호가 아니라 실험을 통해 얻은 원시 데이터와 같이 타깃으로부터 직접 반사된 신호를 사용하는 경우, y_m 의 정의는 달라지게 된다. 이는 R_S 만큼 보상된 신호를 적용하는 것이 아니기 때문에 위 그림 4.9와 같이 범위는 (-)영역에서 (+)영역까지 적용하게 된다.

따라서 식 (4.6)의 위상 함수를 식 (4.5)에 적용하면 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$S_{PC}(k_x, k_r) = S(k_x, k_r) \otimes \exp\{j\Phi_{PC}\} \quad (4.7)$$

$$\angle S_{pc} = k_r(R_S - y_m) + (y_m - y_i)\sqrt{k_r^2 - k_x^2} - k_x x_i \quad (4.8)$$

4.2.4 거리 방향 IFFT 및 데이터 저장

다음으로는 거리 방향으로 IFFT를 수행하며 위상 보상 함수로 포커싱된 각 레인지 셀의 데이터를 저장한다. 먼저 거리 방향으로의 IFFT는 다음과 같다.

$$S_{PC}(k_x, y_m) = \int S_{PC}(k_x, k_r) \exp[jk_r y_m] dk_r \quad (4.9)$$

먼저 식 (4.9)를 계산하기 위해 고정 지점 k_r 은 아래와 같다.

$$k_r = k_x \frac{R_S}{\sqrt{R_S^2 - (y_i - y_m)^2}} \quad (4.10)$$

위의 식 (4.10)을 통해 얻은 식에 의해 식 (4.9)의 위상 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \angle S_{PC} = & \frac{k_x R_S}{\sqrt{R_S^2 - (y_i - y_m)^2}} R_S + \\ & (y_m - y_i) \sqrt{\left(\frac{k_x R_S}{\sqrt{R_S^2 - (y_i - y_m)^2}} \right)^2 - k_x^2} - k_x x_i \end{aligned} \quad (4.11)$$

계산상의 편의를 위해 위의 식 (4.11)은 다시 아래와 같은 형태로 표현할 수 있다.

$$S_{PC}(k_x, y_m) = |S_{PC}(k_x, y_m)| \exp \left[j \left[k_x (-x_i + F(y_m)) \right] \right] \quad (4.12)$$

위의 식 (4.12)에서 $F(y_m)$ 는 아래와 같다.

$$F(y_m) = \frac{R_S^2}{\sqrt{R_S^2 - (y_i - y_m)^2}} + R_S (y_m - y_i) \sqrt{\left(\frac{1}{R_S^2 - (y_i - y_m)^2} \right)^2 - 1} \quad (4.13)$$

다음으로는 식 (4.12)를 통해 얻은 데이터를 저장하는 과정을 구현한다. 각 레인지 셀 별로 위상 보상을 실시하면서 얻어지는 $S_{PC}(\mathbf{K}_x, Y)$ 도메인에서, Y_m 의 값이 셀 별로 이동하면서 데이터를 저장하게 되는데 이는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$S_{IMAGE}(:, Y_m) = S_{PC}(:, y_m) \Big|_{m=1, \dots, M} \quad (4.14)$$

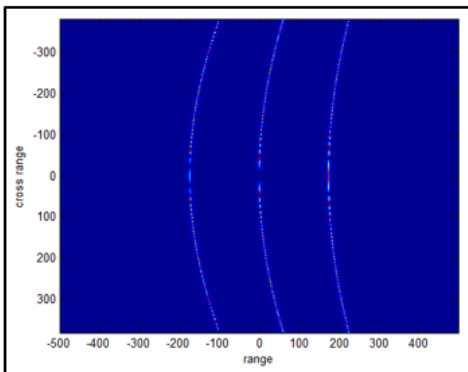
(:)는 각 축에 해당하는 모든 요소들을 의미한다. 따라서 식 (4.14)에 표현되어 있는 (:)는 하나의 레인지 셀 상에서 방위 주파수 방향에 대한 모든 성분들을 의미한다.

4.2.5 방위 방향 IFFT

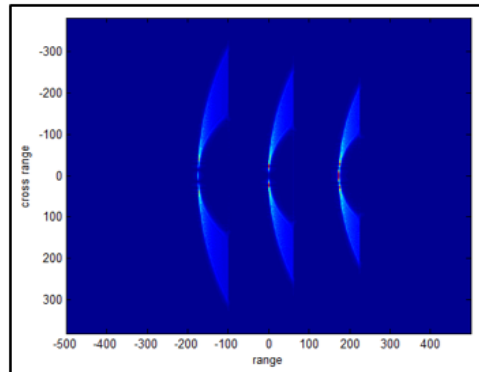
다음으로는 최종적으로 방위 방향으로의 IFFT를 통한 압축으로 최종 이미지를 획득하게 된다. 이에 대한 수치적 표현은 다음과 같다.

$$S_{IMAGE}(x_m, y_m) = \int S_{PC}(k_x, y_m) \exp[jk_x x_m] dk_x \\ = |S_{IMAGE}(x_m, y_m)| \exp[j[P(x_m) + Q(y_m)]] \quad (4.15)$$

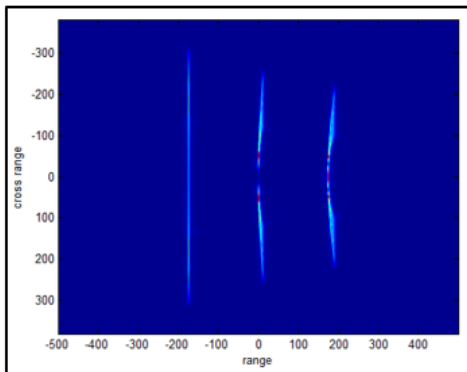
위의 식 (4.15)는 최종으로 획득한 이미지의 수식이다. 다음으로는 2차원 레인지 셀 포커싱 기법의 이미지 획득 과정을 차례대로 보여주고 있다. 이미지 획득 과정을 설명하기 위해 거리 천이 알고리즘의 이미지 획득 과정을 보여주기 위한 시뮬레이션 변수와 동일한 변수를 사용한다.



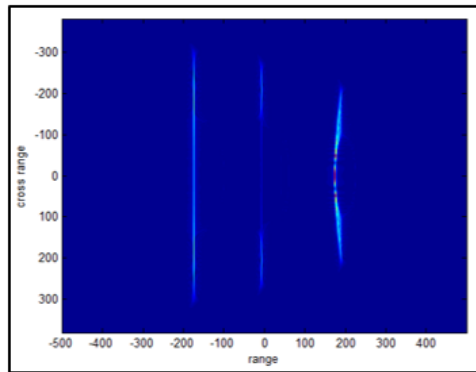
(a)



(b)



(c)



(d)

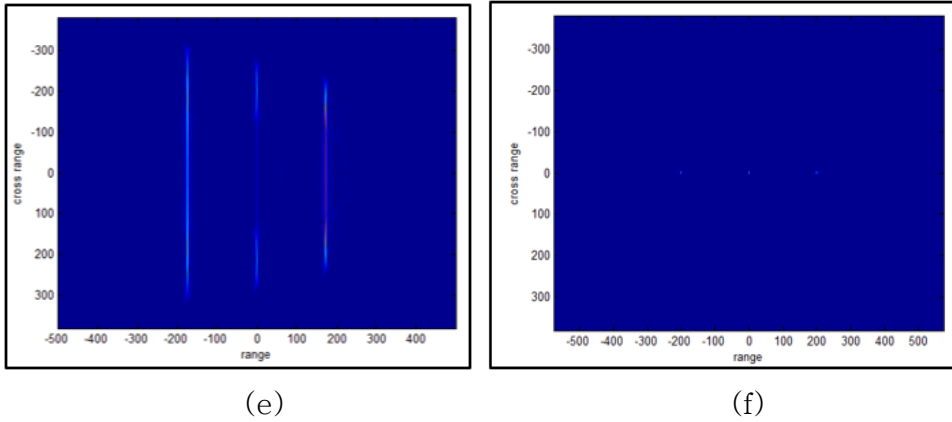
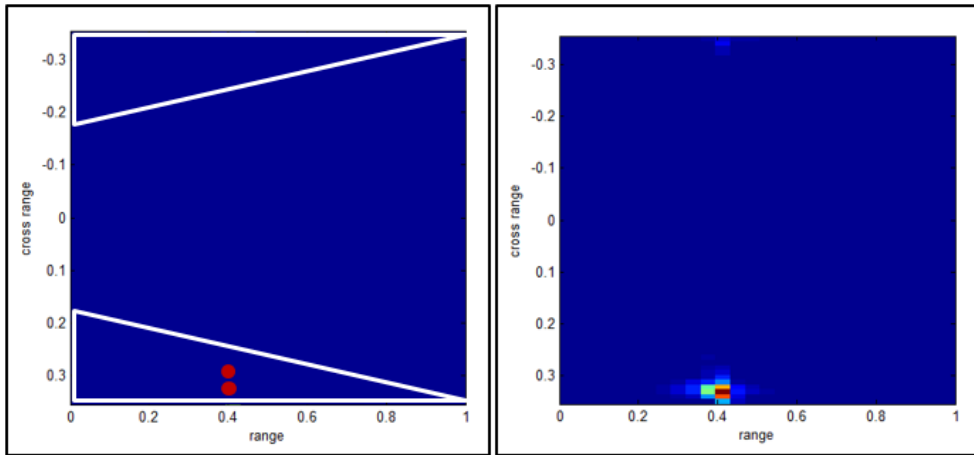


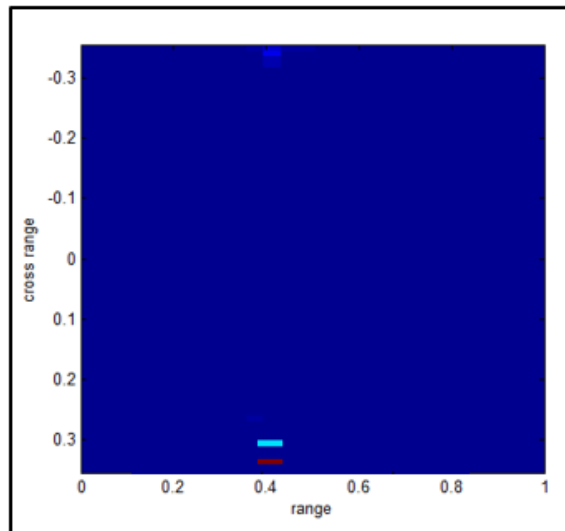
그림 4.10 레인지 셀 포커싱 기법의 이미지 형성 과정, (a) 원시 데이터 레인지 굴곡, (b) 방위 방향 FFT 후 레인지 굴곡, (c-e) 1,2,3차 위상 보상, (f) 최종 압축 이미지

Fig 4.10 Processing of image of RCF algorithm, (a) range curvature of raw data, (b) range curvature after cross range FFT, (c-e) 1st, 2nd, 3rd order phase compensation, (f) final compressed image



(a)

(b)



(c)

그림 4.11 레인지 셀 포커싱 기법의 장점, (a) 허수부 영역에서의 타깃, (b) 거리 천이 알고리즘으로부터 얻은 허수부 영역 타깃 이미지, (c) 레인지 셀 포커싱 기법으로부터 얻은 허수부 영역 타깃 이미지

Fig 4.11 Advantage of RCF algorithm, (a) targets in imaginary part, (b) target image in imaginary part from RMA, (c) target image in imaginary part from RCF algorithm

위 그림 4.11은 제안한 알고리즘이 거리 천이 알고리즘에서 발생하였던 문제점인 허수부 영역에 존재하는 타깃에 대한 정확한 복원이 성공하였음을 보여준다.

4.3 2차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법

본 절에서는 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법의 설명에 앞서 2차원에서 적응형 기법을 정의하고 구현하며 이미지를 얻는 과정을 설명한다. 본 절에서 정의하는 적응형 기법이란 타겟이 있을 확률이 높은 영역을 설정하고 설정한 부분에 대해서만 이미지 처리 과정을 거치는 것을 의미한다. 자세한 설명은 이어서 하도록 한다.

4.3.1 적응형 기법의 정의 및 구현

적응형 기법이란 복원하고자 하는 임의의 타겟이 있을 확률이 높은 거리 방향의 지표를 추정하고 이렇게 추정된 지표에서의 이미지 처리를 수행하는 것을 의미한다. 여기서 추정된 지표를 타겟 지표(TI : target indicator)라 명하고 타겟 지표를 찾기 위해 본 논문에서는 몬테카를로 이론을 적용한다 [84] - [89].

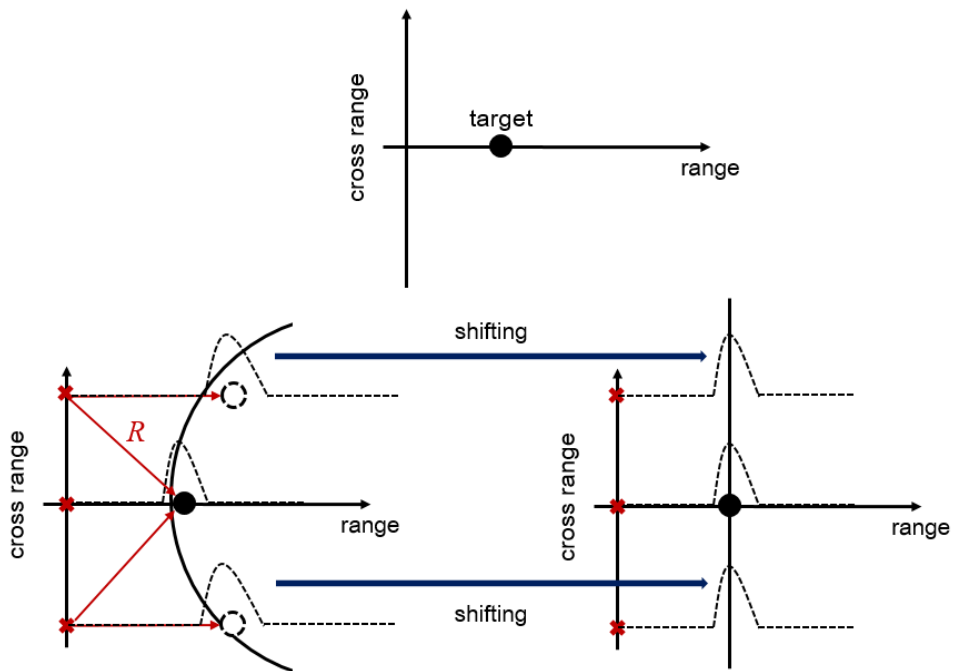


그림 4.12 몬테카를로 이론 적용을 위한 레인지 굴곡 제거

Fig 4.12 Elimination of range curvature for Monte-Carlo theory

제안한 알고리즘에서는 몬테카를로 방법을 이용하여 원시 데이터의

잡음 확률을 획득하는 방법을 적용하였다. 이는 특히 무선 시스템간의 간섭 분석 방법으로 많이 사용되고 있는 방법으로 잡음 환경과 관련한 모든 변수 값들을 지정하고 통계적인 방법에 의해 간섭 확률을 계산하는 방식으로 모든 간섭 환경을 시뮬레이션 할 수 있으나 복잡도가 큰 간섭 분석 방법이다. 다양한 공학 분야에서 유용한 시뮬레이션 기법의 일종이다. 본 논문에서 다루고 있는 전자파 이미징 알고리즘을 구현하는데 있어 원시 데이터는 일정 수준 이상의 반복 측정이라고 볼 수 있기 때문에 위 방법의 적용이 가능하다. 하지만 본 논문에서는 레이더 시스템을 이용하기 때문에 측정마다 수신 위치가 이동하게 되고 그만큼의 환경이 달라진다는 것으로 동일한 환경에서의 반복 측정을 의미하지 않는다. 그림 4.12를 통해서도 볼 수 있듯이 레인지 굴곡이 발생하는 이유와도 같다. 이를 해결하기 위해서는 실험이나 시뮬레이션을 통해 직접 반사된 데이터를 받아 1차적인 위상 보상의 과정이 필요하다. 즉 레인지 굴곡을 보상하여 제거하는 과정이 필요하다는 의미가 되고, 이런 과정을 거치게 되면 수신 위치에 상관없이 동일한 신호의 특성을 가지므로 몬테카를로 방법을 통한 확률론적 접근이 용이하다.

이상적인 점타겟이 존재하고 잡음이 없는 상황에서는 타겟 지표의 추정이 비교적 쉽고 몬테카를로 이론의 적용도 불필요하다. 하지만 그림 4.13과 같이 잡음이 포함되어 있는 경우에는 확률론적인 접근이 필요하다. 몬테카를로 기법의 기본 이론은 단위 변수의 패턴을 알아내 그 단위 변수의 조합 패턴을 추정하는 것이다. 각 변수의 확률 분포를 통합해서 목표로 하는 값의 확률 분포를 알아내는 것이다. 즉, 전자파 이미징 상에서 적응형 기법을 구현하기 위해 적용되는 이론은 많은 수신 위치에서 얻은 원시 데이터의 성질을 확률적으로 이용하여 잡음으로부터 분리를 할 수 있다. 일반적으로 얻은 원시 데이터에 임의의 레인지 굴곡을 제거하는 과정을 거치게 되면 실제 그림 4.12와 같이 표현된다. 여기서 거리 방향의 축으로 나타나는 신호의 값들의 특성을 잘 살펴볼 필요가 있다. 임의의 타겟이 존재하는 경우 타겟이 움직이지 않는 한 항상 동일한 거리 방향의 좌표에서 임펄스 함수 형태의 응답이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 나머지 부분에서도 약한 임펄스 함수의 형태로 표시되긴 하지만 그 비율이 현저하게 떨어지는 것을 볼 수 있다. 이를 통해 그림 4.13에서 표현된 각 수신 위치에서의 신호를 살펴보았을 때 Y축 상에서 동일한 지점에 나타나는 임펄스 응답을 타겟의 신호로 정의할 수 있다.

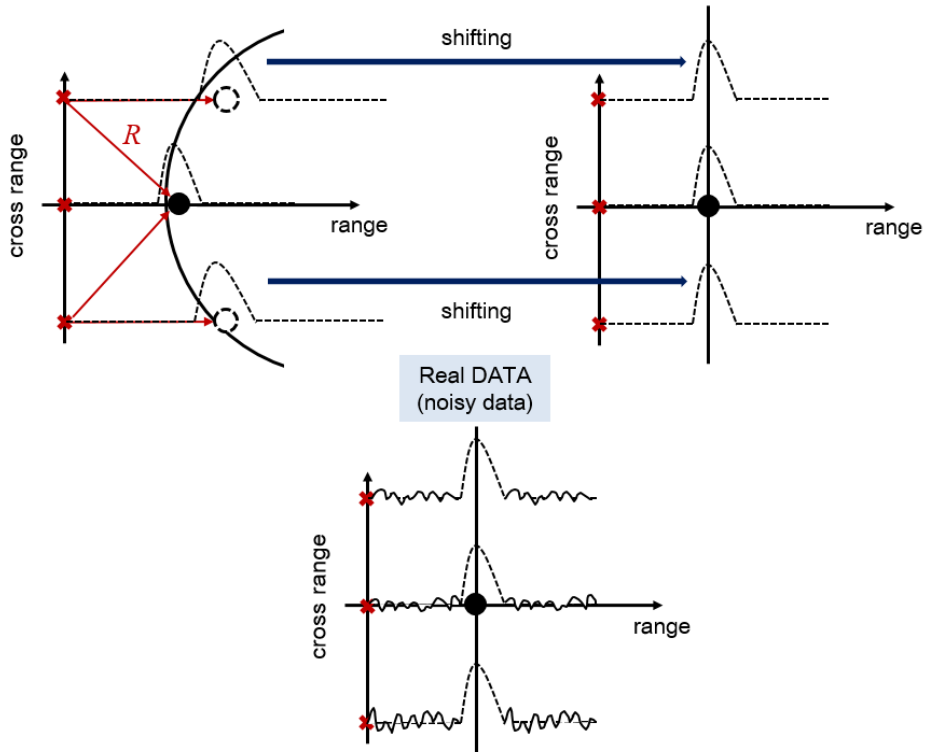


그림 4.13 위상 보상된 수신 위치에서의 신호
 Fig 4.13 Compensated signals at each received position

다수의 수신 위치에서 측정했을 때 높은 확률로 타겟의 응답이 존재하게 된다. 하지만 잡음 환경인 경우 그 레인지 셀 부분에 있어 신호의 형태가 전역 최적점이 될 확률은 그만큼 줄어든다. 본 논문에서는 각 레인지 셀에서의 신호가 피크 값으로 볼 수 있는 임펄스 신호인지 아래 그림과 같은 과정을 거쳐 추정하였다.

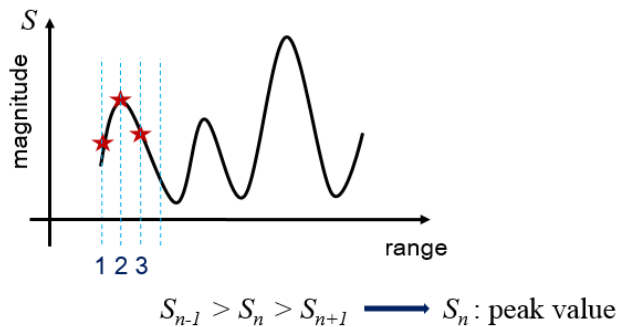


그림 4.14 임펄스 신호 추정을 위한 과정
 Fig 4.14 Processing for estimation of impulse signal

본 논문에서 1차원 스캔을 통한 2차원 원시 데이터를 이용할 시, 식 (2.5)를 고려하여 데이터의 형태가 [M by N]의 크기라면 M번의 측정 신호에 대한 임펄스 신호 확률을 측정하여 타깃 지표를 지정한다. 이때 확률은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$TIR = \frac{x}{M} \times 100 \quad (4.17)$$

위의 식 (4.18)에서 x 는 임의의 거리 지표에서 확인되는 최대값의 횟수를 의미한다. 본 절에서 구현된 적응형 기법은 최종적으로 아래와 같은 단계를 거치는 것을 알 수 있다.

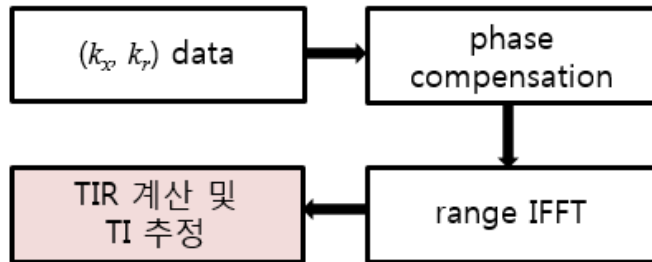


그림 4.15 적응형 기법의 적용

Fig 4.15 Application of adaptive technique

이렇게 추정된 타깃 지표를 이용하여 레인지 셀 포커싱 기법에 결합된 형태로 나타나게 되는데 이에 대한 설명은 다음 과에서 설명하도록 한다. 아래 그림은 시뮬레이션을 통해 얻은 원시 데이터에 그림 4.15의 적응형 기법 과정을 거친 후 타깃 지표를 추정한 결과이다. 시뮬레이션 변수는 아래와 같다. 적응형 기법을 구현하기 위해 주파수는 108.9MHz에서 242.4MHz, 합성 개구 길이는 760.8m로 정의하였고 수신 위치의 간격은 0.7m로 설정하였다. 그리고 타깃의 위치는 (0, -200m), (0, 0), (0, 200m)로 설정하였다. 이는 앞서 설명한 거리 천이 알고리즘을 위한 시뮬레이션 변수와 동일하다.

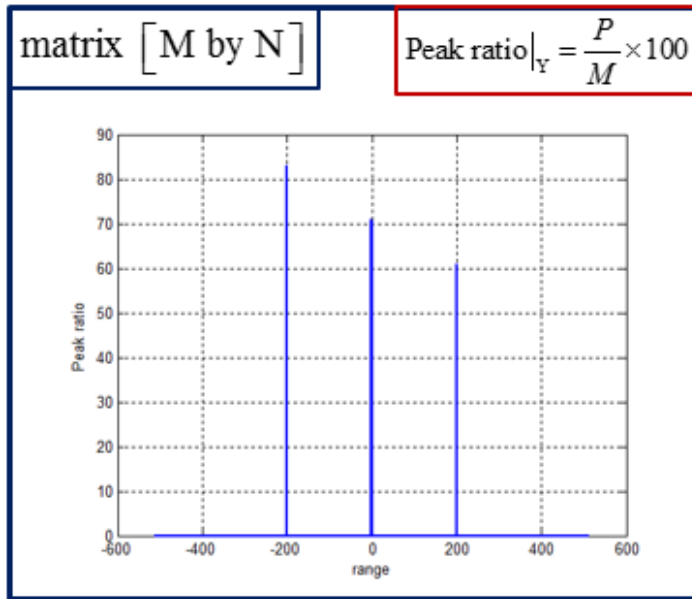


그림 4.16 시뮬레이션 데이터의 적응형 기법 적용

Fig 4.16 Application of adaptive technique to simulated data

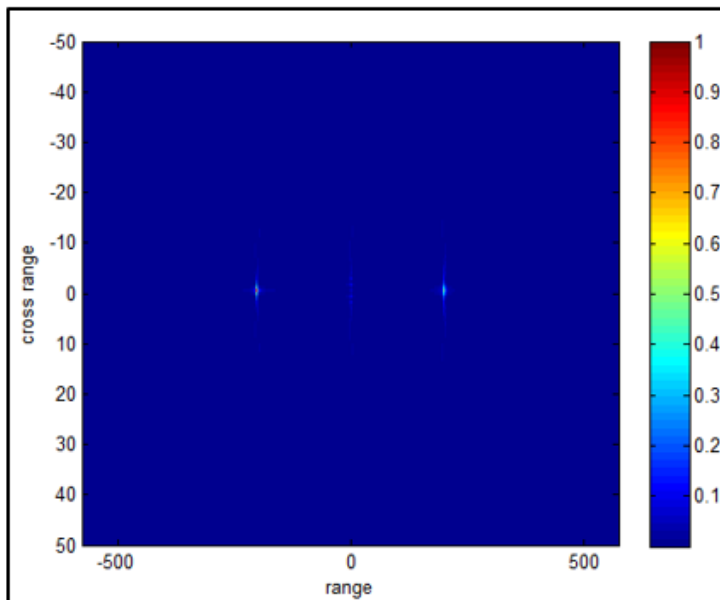


그림 4.17 시뮬레이션 데이터의 적응형 기법 적용

Fig 4.17 Application of adaptive technique to experimental data

4.3.2 2차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법

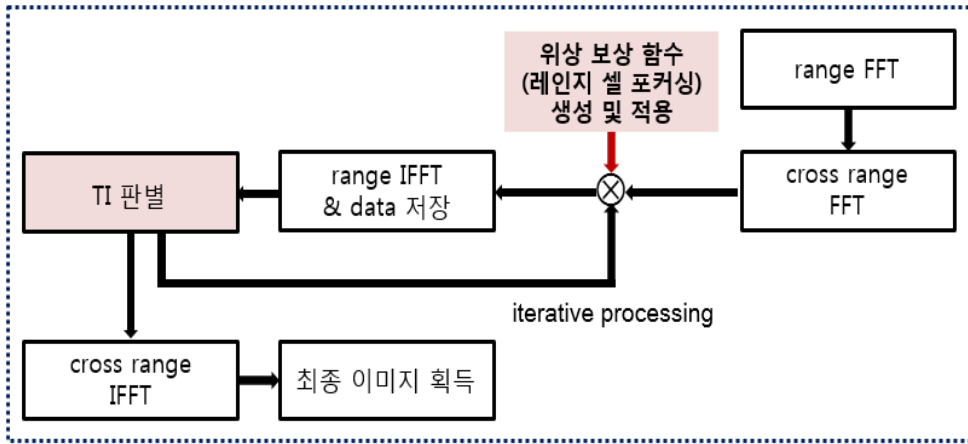


그림 4.18 적응형 레인지 셀 포커싱 기법의 순서도
Fig 4.18 Flow chart of range cell focusing technique

앞선 과에서 설명되었던 적응형 기법이 그림 4.18에서 보여지는 TI 판별로서 결합되는데 이에 대한 수치적 해석법은 기본적인 레인지 셀 포커싱 기법에서 약간의 수정을 거치면 된다.

레인지 셀 포커싱 기법의 수치적 해석법은 식 (4.2)에서부터 시작하여 식 (4.15)까지 표현하였다. 먼저 레인지 셀 포커싱을 위한 함수가 적용되었을 때, 적응형 기법은 식 (4.8)에서 $y_m=y_i$ 로 표현되고 이에 따라 타깃 지표 추정을 통한 데이터 저장 부분과 추정된 지표에서 방위 방향으로 IFFT를 실행하는 과정을 표현하는 수학적 계산 부분에서의 수정이 필요하다. 따라서 아래 식 (4.8)은 식 (4.18)과 같이 간략하게 표현될 수 있다.

$$\angle s_{pc} = k_r (R_S - y_m) + (y_m - y_i) \sqrt{k_r^2 - k_x^2} - k_x x_i \quad (4.8)$$

$$\angle s_{pc} = k_r (R_S - y_m) - k_x x_i \quad (4.18)$$

다음으로는 식 (4.18)을 이용하여 거리 방향에 대한 IFFT를 취한다. 이는 아래와 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
s_{image}(k_x, y_m) &= \int s_{pc}(k_x, k_r) \exp[jk_r y_m] dk_r \\
&= |s_{image}(k_x, y_m)| \int \exp[j(k_r R_S - k_x x_i)] dk_r
\end{aligned} \tag{4.19}$$

위의 식 (4.19)는 다시 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$s(k_x, y_m) = |s(k_x, y_m)| \frac{\exp[-j(k_x x_i - k_r R_S)]}{R_S} \tag{4.20}$$

다음으로는 최종적인 이미지를 얻기 위하여 방위 방향에 대한 IFFT를 취한다. 이는 아래와 같이 표현된다.

$$s(x_m, y_m) = \int s(k_x, y_m) \exp[jk_x x_m] dk_x = \frac{1}{x_m - x_i} \times \frac{\exp[G(x_m)]}{R_S} \tag{4.21}$$

제안 알고리즘을 이용하여 얻는 최종 이미지의 각 픽셀들에 대한 값은 식 (4.21)을 통해 얻어진다.

4.3.3 개선된 이미지 품질의 수학적 증명

본 절에서는 앞선 절에서 얻은 최종 이미지에 대한 품질 평가를 수학적으로 접근한다. 앞선 절에서 얻은 식 (4.21)은 최종적으로 보여지는 절대값의 이미지로 표현한다면 다음과 같다.

$$|s(x_m, y_m)| = \left| \frac{1}{x_m - x_i} \right| \times \left| \frac{1}{R_S} \right| \tag{4.22}$$

식 (4.22)를 보면 알 수 있듯이 최종 이미지의 값은 적응형 기법의 적용으로 타깃의 지표 중 방위 방향에 대한 변수인 x_m 에 의해서만 영향을 받는다. 또한 타깃의 방위 방향 위치를 표현하는 x_i 가 x_m 에 일치하는 경우 식 (4.22)는 그 위치에서 임펄스 형태를 띄며 타깃을

그러낸다. 따라서 최종 이미지에 존재하는 잡음의 양은 아래와 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$|\text{Error}|_{PRO} = \frac{1}{R_S} \sum_{x_m \neq x_i} \left| \frac{1}{x_m - x_i} \right| \quad (4.23)$$

식 (4.23)은 제안한 알고리즘에서의 잡음이 되는 부분에 대해 계산한 것이다. 다음으로는 2장에서 설명한 거리 천이 알고리즘을 통해 얻은 이미지의 잡음 부분을 계산하고자 한다. 계산을 위해서는 식 (2.22)와 식 (2.23)을 볼 필요가 있다. 아래와 같이 표현된 식 (2.22)를 식 (2.23)에 대입하면 식 (4.24)와 같이 표현할 수 있다.

$$s(k_y, k_y) = |s(k_x, k_r)| \exp \left[-j(k_x x_i + (R_B - R_S)k_y) \right] \quad (2.22)$$

$$S(x_m, y_m) = \iint s(k_x, k_y) \exp \left[j(k_x x_m + k_y y_m) \right] dk_x dk_y \quad (2.23)$$

$$S(X, Y) = |S| \left[\frac{\exp[P(x_m)]}{x_i - x_m} \right] \left[\frac{\exp[Q(y_m)]}{y_i - R_S - y_m} \right] \quad (4.24)$$

식 (4.23)을 구한 것과 마찬가지로 제안 알고리즘의 최종 이미지에서도 아래 식과 같이 절대값을 생성 후 잡음에 관한 식으로 나타낼 수 있다.

$$|\text{final image}(X, Y)| = \left| \frac{\exp[P(x_m)]}{x_i - x_m} \right| \left| \frac{\exp[Q(y_m)]}{y_i - R_S - y_m} \right| \quad (4.25)$$

$$|\text{Error}|_{RMA} = \sum_{y_m \neq y_i} \sum_{x_m \neq x_i} \left| \frac{1}{x_i - x_m} \right| \left| \frac{1}{y_i - R_S - y_m} \right| \quad (4.26)$$

주파수 영역에서의 접근법인 기존의 거리 천이 알고리즘과 제안한

알고리즘에 대하여 잡음 성분의 차이를 비교하기 위해서는 식 (4.23)과 식 (4.26)을 볼 필요가 있다. 두 식의 차이는 아래와 같이 표현된다.

$$|\text{Error}|_{RMA} = |\text{Error}|_{PRO} \times R_S \sum_{y_m \neq y_i} \left| \frac{1}{y_i - R_S - y_m} \right| \quad (4.27)$$

즉, 거리 천이 알고리즘으로부터 생성되는 잡음의 지표는 임의의 타겟에 대한 거리 방향의 변수 y_i 에 따라 달라지지만 기본적으로 식 (4.27)과 같이 제안한 알고리즘으로부터 얻은 잡음의 지표에 R_S 배 이상이라고 볼 수 있다.

4.4 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법

본 절에서는 2차원 알고리즘에서 확장하여 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱에 대하여 알아본다.

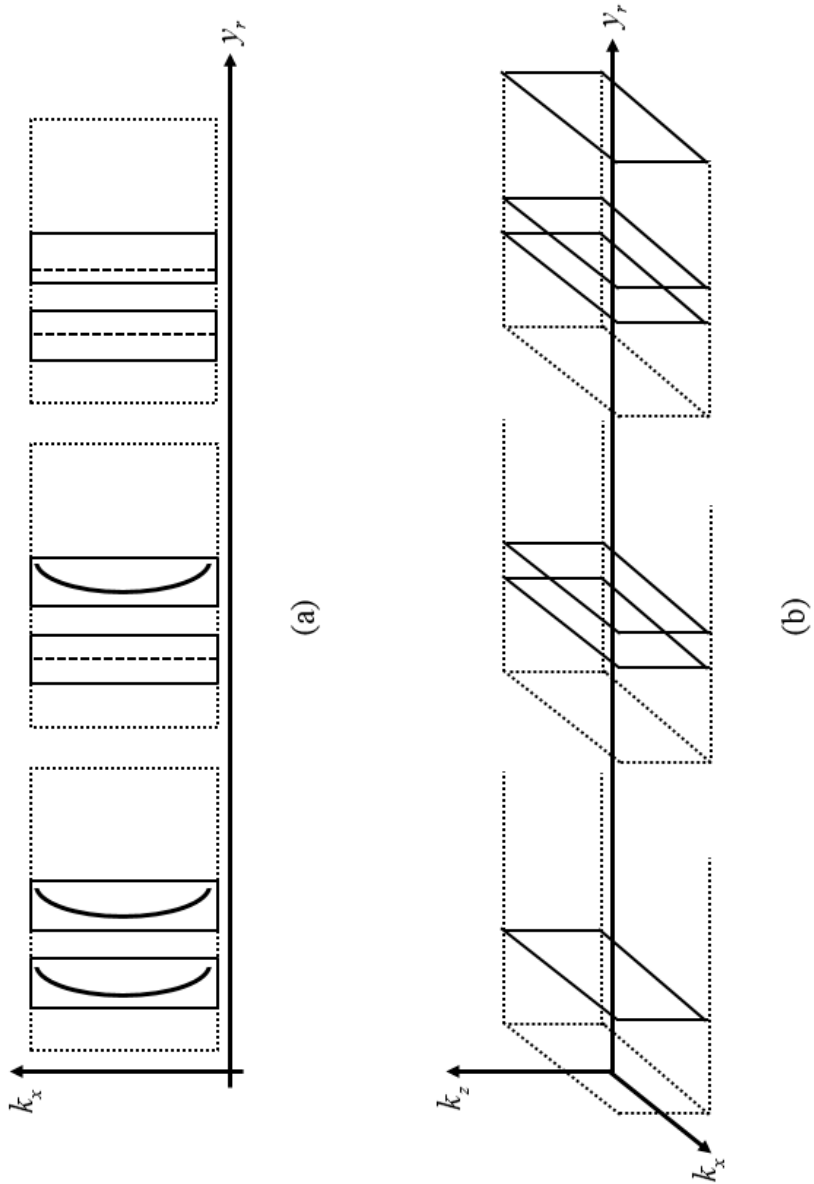


그림 4.19 2차원 및 3차원 레인지 셀 포커싱 알고리즘의 이미지 형성 과정 비교

Fig 4.19 Comparison of image formation processing of 2D and 3D RCF algorithm

그림 4.19는 제안 알고리즘의 2차원 해석과 3차원 해석을 비교한 것이다. 3차원으로 확장하여 해석한다면 방위 방향의 축이 생성되지만 각 레인지 셀 별로 포커싱을 하는 방법은 동일하다. 2차원에서 하나의 레인지 셀에 해당하는 1차 데이터였다면 3차원에서는 하나의 레인지 셀에 해당하는 2차원 이미지에 대한 위상 보상 과정을 의미한다. 다음으로 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법에 대한 수치적 해석법을 보고자 한다.

4.4.1 변형된 데이터 정의 및 거리 방향 FFT

제안된 알고리즘의 수치적 해석을 위해서는 먼저 변형된 알고리즘에 대한 정의를 내려야 한다. 앞서 설명된 2차원 이미지를 위해 사용되었던 변형 데이터 (3.16)은 아래와 같이 3차원의 형태로 수정된다.

$$s_{wei}(x_m, z_m, k_R) = a_i \exp[-jk_r (R_i - R_s)] \quad (4.21)$$

여기서 R_i 또한 아래와 같다.

$$R_i = \sqrt{(x_m - x_i)^2 + (y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2} \quad (4.22)$$

4.4.2 방위 방향 FFT

다음으로는 방위 방향에 대한 2차원 FFT를 수행한다. 이에 대한 계산은 아래와 같이 표현된다.

$$s(k_x, k_z, k_R) = \iint s_{wei}(x_m, z_m, k_R) \exp[-j(k_x x_m + k_z z_m)] dx dz \quad (4.23)$$

PSP 이론을 적용하여 식 (4.23)을 구하기 위해 먼저 식의 위상에 관한 표현과 x_m 에 관한 고정 지점은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\angle s(k_x, k_z, k_r)}{\partial x} &= -jk_x - jk_r \frac{R_i}{\partial x} = 0 \\ \Rightarrow -jk_x - jk_r \frac{x_m - x_i}{\sqrt{(x_m - x_i)^2 + (y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2}} &= 0 \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$R_B = \sqrt{(y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2} \quad (4.25)$$

위 식 (4.24)를 구하면 고정 지점 x_m 은 아래 식과 같이 표현된다.

$$x_m = k_x R_B \frac{1}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} + x_i \quad (4.26)$$

위의 식 (4.25)으로부터 얻은 고정 지점을 식 (4.23)에 대입하면 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} s(k_x, k_z, k_r) &= \iint s(k_x, k_z, k_r) \exp[-j(k_x x_m + k_z z_m)] dx dz \\ &= \exp[-jk_r R_B + jk_x x_i] \times \\ &\quad \int \exp \left[-j \left[k_r^2 R_B \frac{1}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} + k_x^2 R_B \frac{1}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} + k_z z_m \right] \right] dz \end{aligned} \quad (4.27)$$

다음으로 z 방향에 대한 FFT를 수행하여야 한다. 위의 식 (4.27)에 대한 위상 수식과 고정 지점 z_m 은 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial \angle s(k_x, z_m, k_r)}{\partial z} = 0 \quad (4.28)$$

위의 식 (4.27)에 대한 계산은 아래와 같은 식으로 나누어 표현할 수 있다.

$$\frac{-jk_r^2}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} \frac{\partial [R_B]}{\partial z} = -j \frac{k_r^2}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} \frac{(z_m - z_i)}{\sqrt{(y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2}} \quad (4.29)$$

$$\frac{-jk_x^2}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} \frac{\partial [R_B]}{\partial z} = -j \frac{k_x^2}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} \frac{(z_m - z_i)}{\sqrt{(y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2}} \quad (4.30)$$

위 식 (4.29)과 식 (4.30)를 통해 식 (4.28)은 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial \angle s(k_x, z_m, k_R)}{\partial z} = -j \frac{(k_r^2 + k_x^2)}{\sqrt{k_r^2 - k_x^2}} \frac{(z_m - z_i)}{\sqrt{(y_m - y_i)^2 + (z_m - z_i)^2}} - jk_z = 0 \quad (4.31)$$

식 (4.31)은 아래와 같이 계산된다.

$$z_m = z_i + k_z (y_m - y_i) \sqrt{\frac{k_r^2 - k_x^2}{k_r^2 + k_r^2 k_z^2 + k_x^2 - k_r^2 k_z^2}} \quad (4.32)$$

식 (4.32)를 식 (4.27)에 대입하면 방위 방향에 대한 FFT 는 최종적으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s(k_x, k_z, k_r) = & \exp[-jk_r R_S + jk_x x_i] \times \\ & \left[\exp \left[-jk_r^2 \sqrt{\frac{(y_m - y_i)^2}{k_r^2 - k_x^2} + \frac{k_z^2 (y_m - y_i)^2}{(k_r^2 + k_r^2 k_z^2 + k_x^2 - k_r^2 k_z^2)}} \right] \right. \\ & + \exp \left[-jk_x^2 \sqrt{\frac{(y_m - y_i)^2}{k_r^2 - k_x^2} + \frac{k_z^2 (y_m - y_i)^2}{(k_r^2 + k_r^2 k_z^2 + k_x^2 - k_r^2 k_z^2)}} \right] \\ & \left. + \exp \left[-jk_z \left(z_i + k_z (y_m - y_i) \sqrt{\frac{k_r^2 - k_x^2}{k_r^2 + k_r^2 k_z^2 + k_x^2 - k_r^2 k_z^2}} \right) \right] \right] \quad (4.33) \end{aligned}$$

4.4.3 레인지 셀 포커싱 함수 생성 및 적용

다음은 각 레인지 셀에 대한 타깃의 포커싱을 위해 정합 필터링 함수를 구현한다. 2차원의 식과 마찬가지로 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\psi_{MF}(k_x, k_z, k_r) = -k_r y_m + y_m \sqrt{k_r^2 - k_x^2 - k_z^2} \Big|_{m=1, \dots, M} \quad (4.34)$$

$$s_{pc}(k_x, k_z, k_r) = s(k_x, k_z, k_r) \otimes \exp\{j\psi_{MF}(k_x, k_z, k_r)\} \quad (4.35)$$

이때 적응형 기법 구현으로 $y_m = y_i$ 를 만족한다면 위 식 (4.35)는 다음과 같이 계산된다.

$$s(k_x, k_z, k_r) = |s(k_x, k_z, k_r)| \times \exp\left[-jk_r(R_S + y_m) + jk_x x_i - jk_z z_i + jy_m \sqrt{k_r^2 - k_x^2 - k_z^2}\right] \quad (4.36)$$

4.4.4 거리 방향 IFFT 및 저장

다음은 식 (4.36)을 통해 얻은 위상이 보상된 데이터에 대하여 거리 방향으로 IFFT를 수행하고 저장하는 과정을 거친다. 거리 방향에 대한 IFFT는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$s_{pc}(k_x, k_z, y_m) = \int s_{pc}(k_x, k_z, k_r) \exp[jk_r y_m] dk_r \quad (4.37)$$

위의 식 (4.37)에서 적분 내에 존재하는 위상 부분에 관한 식은 다시 아래와 같이 표현된다.

$$\frac{\partial \angle s_{pc}}{\partial k_r} = \frac{\partial}{\partial k_r} \left[-jk_r(R_S + y_m) + jk_x x_i - jk_z z_i + jy_m \sqrt{k_r^2 - k_x^2 - k_z^2} \right] = 0 \quad (4.38)$$

앞선 계산과 마찬가지로 PSP 이론을 적용하기 위해 위상 부분의 고정 지점을 추정하기 위해 식 (4.38)과 같은 계산 과정이 필요하다. 이를 계산하면 아래 식 (4.39)와 같다.

$$k_r = \frac{(R_S + y_m)\sqrt{k_x^2 + k_z^2}}{\sqrt{(R_S + y_m)^2 - y_m^2}} \quad (4.39)$$

식 (4.39)를 통해 얻은 고정 지점을 식 (4.37)에 적용하면 다음 식 (4.40)과 같다.

$$s_{pc}(k_x, k_z, y_m) = |s| \exp \left[-j \frac{(R_S + y_m)^2 \sqrt{k_x^2 + k_z^2}}{\sqrt{(R_S + y_m)^2 - y_m^2}} + jk_x x_i - jk_z z_i \right. \\ \left. + jy_m \sqrt{\frac{k_z^2 [1 - (R_S + y_m)^2] + y_m^2 (k_x^2 + k_z^2)}{(R_S + y_m)^2 - y_m^2}} \right] \quad (4.40)$$

4.4.5 방위 방향 IFFT

다음으로는 방위방향에 대한 IFFT 변환을 통해 최종 이미지를 얻는다.

$$s(x_m, z_m, y_m) = \int s_{pc}(k_x, k_z, y_m) \exp[j(k_x x_m + k_z z_m)] dk_x dk_z \quad (4.41)$$

식 (4.41)을 계산하면 최종적으로 얻는 3차원 결과 이미지는 다음과 같은 식으로 정리될 수 있다.

$$s(x_m, z_m, y_m) = |s(x_m, z_m, y_m)| \exp[jk_x P(x_m) + jk_z Q(z_m)] \quad (4.42)$$

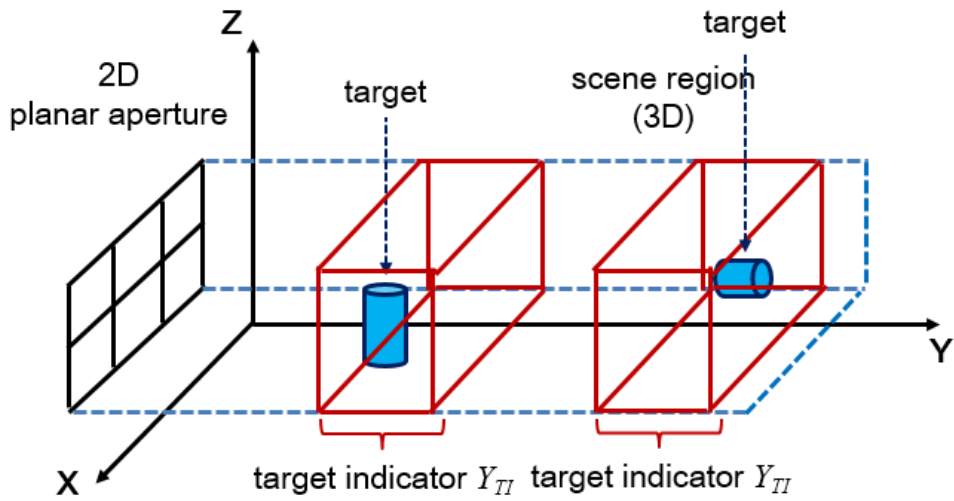


그림 4.20 3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 기법 개요
 Fig 4.20 Concept of 3D range cell focusing technique

3차원 적응형 레인지 셀 포커싱 알고리즘에 대한 개요는 위 그림 4.20과 같다. 적응형 기법을 통해 추정되는 타겟 지표를 따라 각 레인지 셀 상에서의 압축된 이미지를 수집하는 방식으로 타겟 중심의 표면(focal plane)을 찾는 효과를 가져다 준다. 많은 3차원 이미징 알고리즘의 특성상 타겟 중심 표면의 잘못된 추정으로 이미지의 품질에 해를 끼치는 문제점을 보완한 것으로 볼 수 있다.

제 5 장 제안 알고리즘 검증

본 절에서는 제안한 알고리즘에 대한 검증을 실시하며 제안한 알고리즘 또한 주파수 영역에서의 이미징 접근법이므로 기존의 거리 천이 알고리즘을 이용하여 얻은 결과 이미지와의 비교를 통해 제안 알고리즘의 우수성을 입증한다.

5.1 시뮬레이션 데이터 이용

본 절에서는 시뮬레이션 데이터를 이용하여 알고리즘을 검증한다.

5.1.1 2차원 데이터를 이용한 결과 이미지 검증

먼저 2차원 시뮬레이션 변수는 아래와 같다. 시뮬레이션 데이터는 해상도를 만족하는 타깃이 존재할 경우에 대한 결과이다.

표 5.1 제안 알고리즘 검증을 위한 시뮬레이션 변수

Table 5.1 Simulation parameters for verification of the proposed algorithm

주파수	X대역 (8 GHz ~ 12 GHz)
주파수 샘플링	100 MHz
거리방향 해상도	0.0375 m
합성 개구 길이	0.7 m
수신 위치 샘플링	0.01 m
타깃 위치	(0, 1), (0, 2), (0, 3)
원시데이터 크기	[71 by 401]
SNR	20 dB

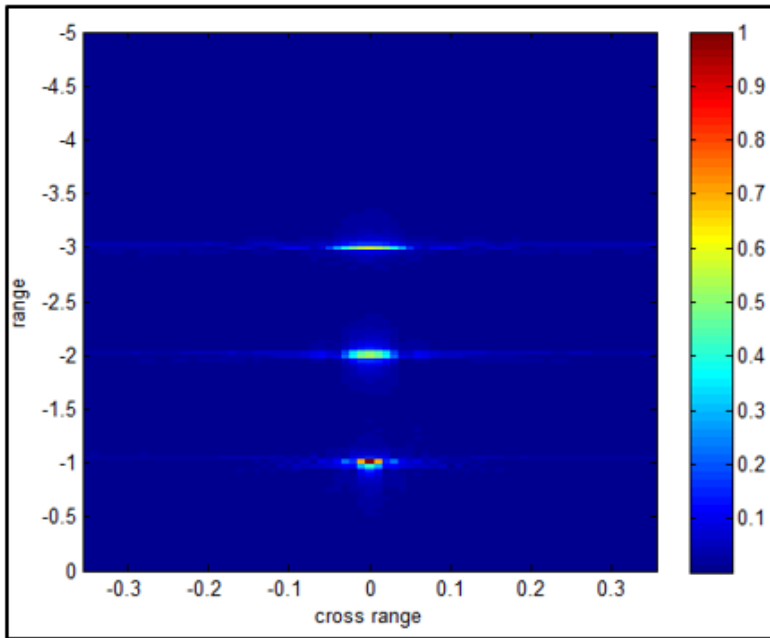


그림 5.1 시뮬레이션 데이터의 RMA 적용
 Fig 5.1 Application of simulated data for RMA

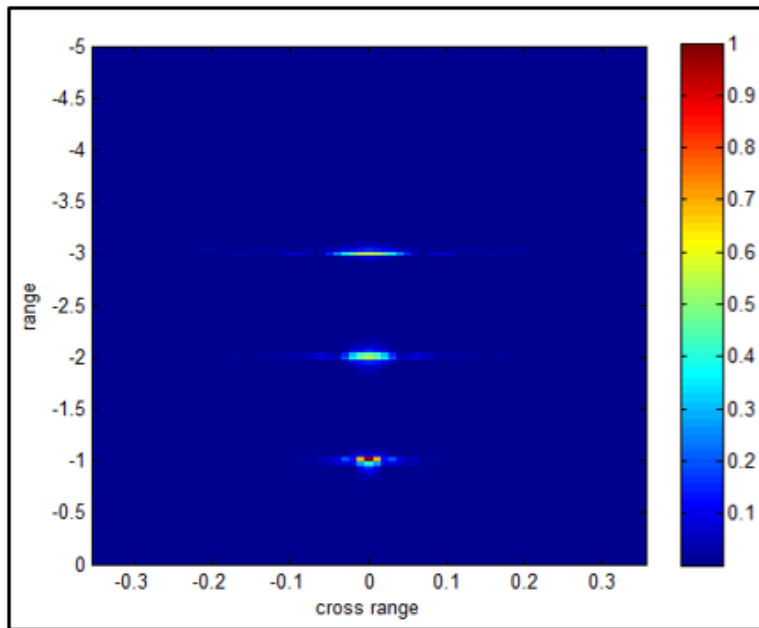


그림 5.2 제로 패딩된 시뮬레이션 데이터의 RMA 적용
 Fig 5.2 Application of zero-padded simulated data for RMA

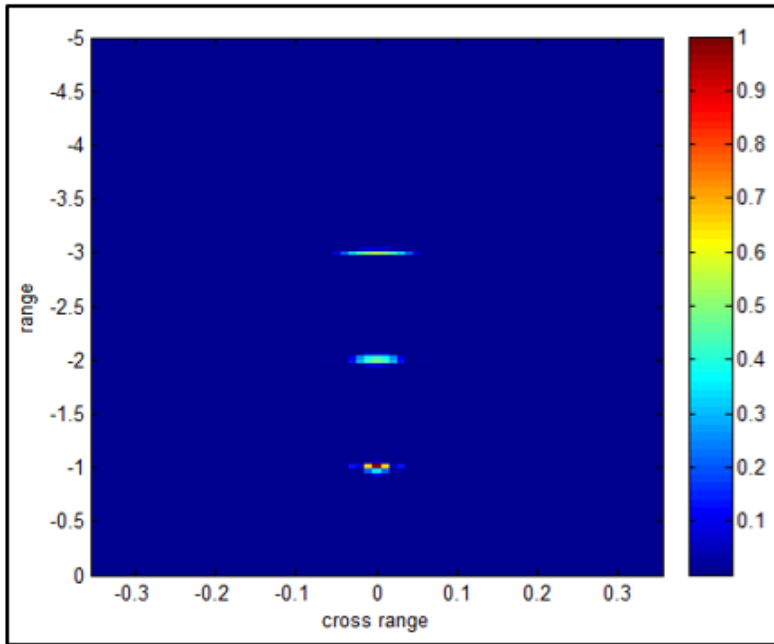


그림 5.3 시뮬레이션 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용
 Fig 5.3 Application of simulated data for 2D proposed algorithm

표 5.2 알고리즘의 정량적 평가

Table 5.2 Evaluation of algorithm

알고리즘의 정량적 평가 ISLR [dB]	
5.1 RMA	6.03
5.2 zero-padded RMA	5.29
5.3 Proposed Algorithm	2.04

본 논문에서는 제안된 알고리즘을 정량적으로 평가하기 위하여 이미지의 품질을 결정하는 ISLR(integrated side lobe ratio)을 이용하였다. 해상도를 만족하지 못하는 경우, 임의의 타깃에 대한 복원은 그림 3.12부터 그림 3.15까지로 검증을 실시하였다.

5.1.2 3차원 데이터를 이용한 결과 이미지 검증

3차원 시뮬레이션 변수는 아래와 같다. 2차원 데이터를 이용한 결과 이미지의 획득 과정과 동일한 과정을 거친다.

표 5.3 3차원 이미징을 위한 시뮬레이션 변수
Table 5.3 Simulation parameters for 3D imaging

주파수	X대역 (8 GHz ~ 12 GHz)
주파수 샘플링	100MHz
거리방향 해상도	0.0375m
합성 개구 길이 (X, Z)	0.7m
수신 위치 샘플링 (X, Z)	0.01m
타겟 위치	(0, 0, 1m) , (0, 0, 2m) , (0, 0, 3m)
원시 데이터 크기	[71 by 71 by 401]
SNR	20dB

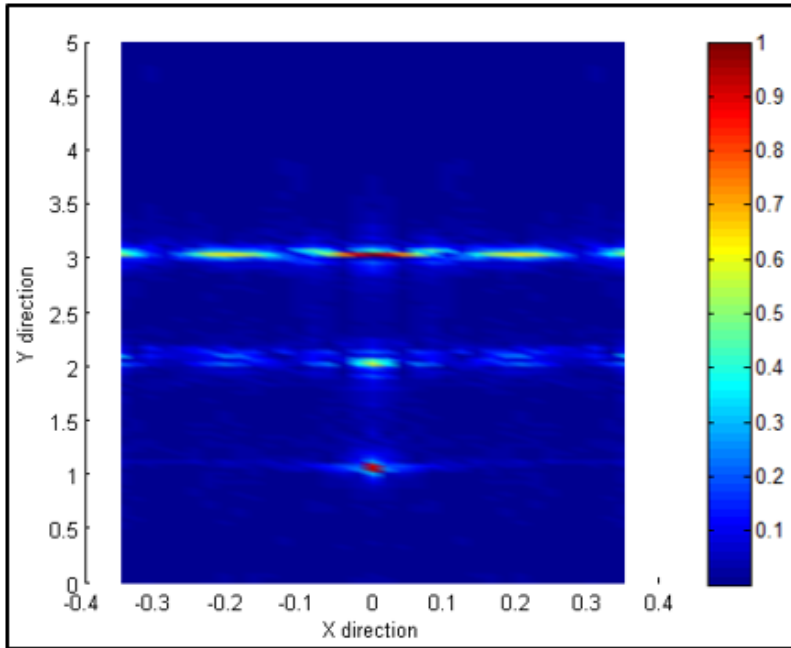


그림 5.4 시뮬레이션 데이터의 3차원 RMA 적용
 Fig 5.4 Application of simulated data for 3D RMA

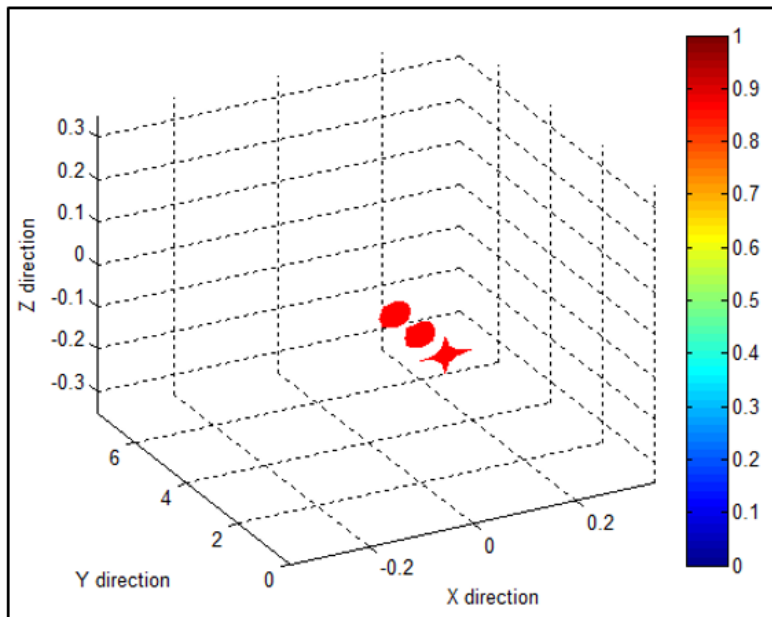


그림 5.5 시뮬레이션 데이터의 3차원 제안 알고리즘 적용
 Fig 5.5 Application of simulated data for 3D proposed algorithm

표 5.4 알고리즘의 정량적 평가
 Table 5.4 Evaluation of algorithms

알고리즘의 정량적 평가 ISLR [dB]	
5.4 RMA	7.55
5.5 Proposed Algorithm	2.06

5.2 실험 데이터 이용

본 절에서는 실험 데이터를 이용하여 알고리즘을 검증한다.

5.2.1 실험 환경 구성

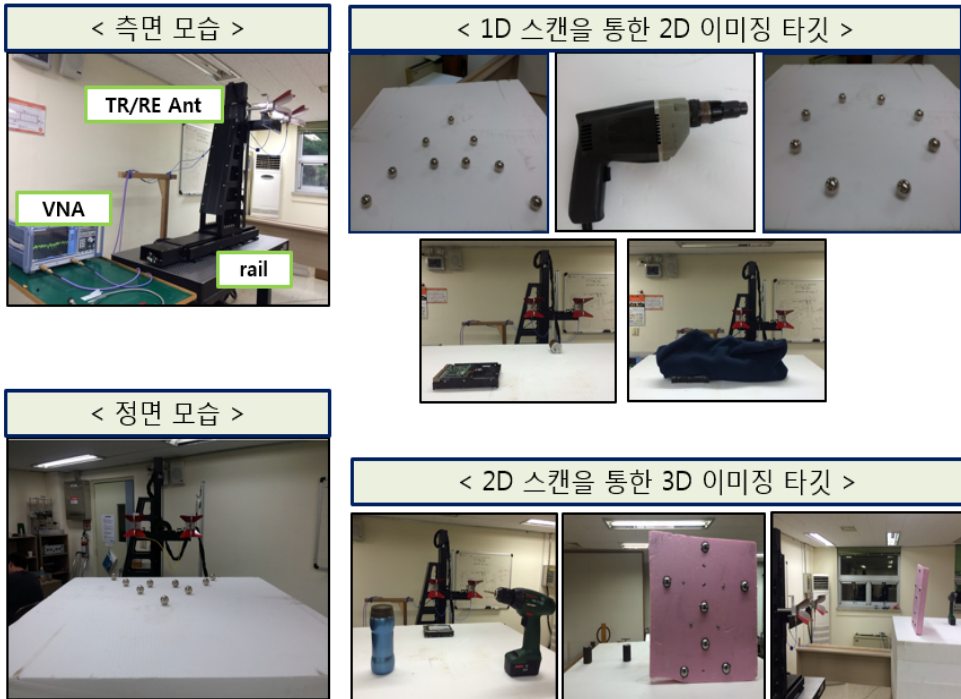


그림 5.6 실험 환경

Fig 5.6 Experimental set-up

그림 5.6은 실험 데이터를 얻기 위한 실험 환경을 보여주고 있다. 실험 구성은 송·수신 안테나(bi-static)와 벡터 네트워크 어널라이저와 포지셔너, 임의의 타겟으로 이루어졌다. 안테나는 X대역 더블 릿지드 안테나를 사용하였으며 안테나의 빔폭은 30° 이다. 송, 수신 두 안테나의 이격 거리는 20cm이며 벡터 네트워크 어널라이저와 연결 후 S_{21} 을 측정하였다. 포지셔너는 원점을 기준으로 상하, 좌우 35cm를 이동할 수 있다. 포지셔너의 스캔 가능한 이탈도는 $50\mu\text{m}$ 이하이며, 위치 정밀도는 $100\mu\text{m}$ 이하로서 정밀하게 스캔 포인트를 설정할 수 있다. 도플러 효과를 고려하지 않았으며 일반적인 잡음이 포함된 환경에서 측정을 실시하였다. 출력 파워는 5dBm을 사용하였다. 선형 스캔을 통한

이미징을 위해 금속 구로 이루어진 알파벳 모형과 총기류와 유사 모델인 드릴을 이용하였으며 금속 기둥, 하드디스크 또한 이용하였다. 금속 기둥과 하드디스크는 임의의 물질(옷)로 덮어놓은 상태에서도 복원이 가능한지 확인하였다. 2차원 스캔을 이용한 3차원 이미징 구현에서도 하드디스크와 금속기둥, 드릴, 텀블러 등을 사용하였다.

5.2.2 2차원 데이터를 이용한 결과 이미지 검증

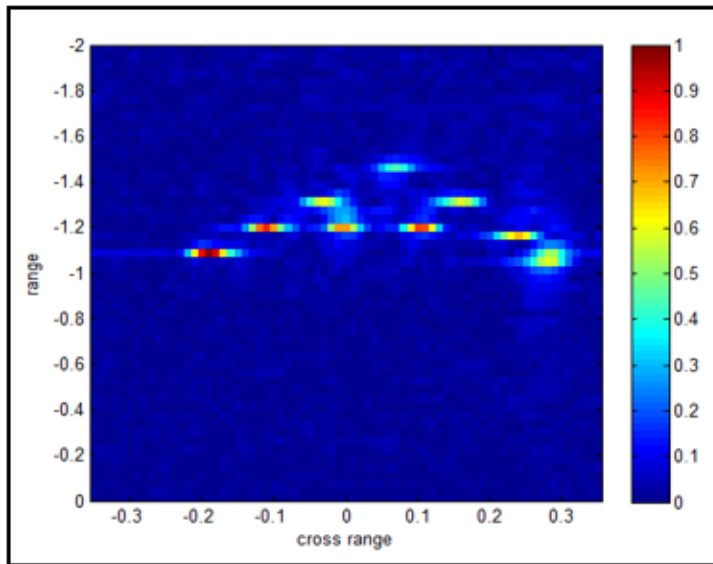


그림 5.7 실험 데이터의 RMA 적용 ('A')

Fig 5.7 Application of experimental data for RMA

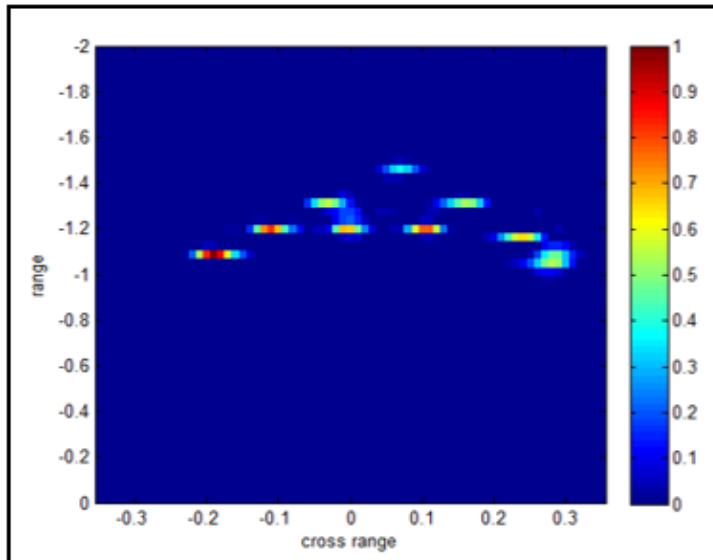


그림 5.8 실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용 ('A')

Fig 5.8 Application of experimental data for 2D proposed algorithm

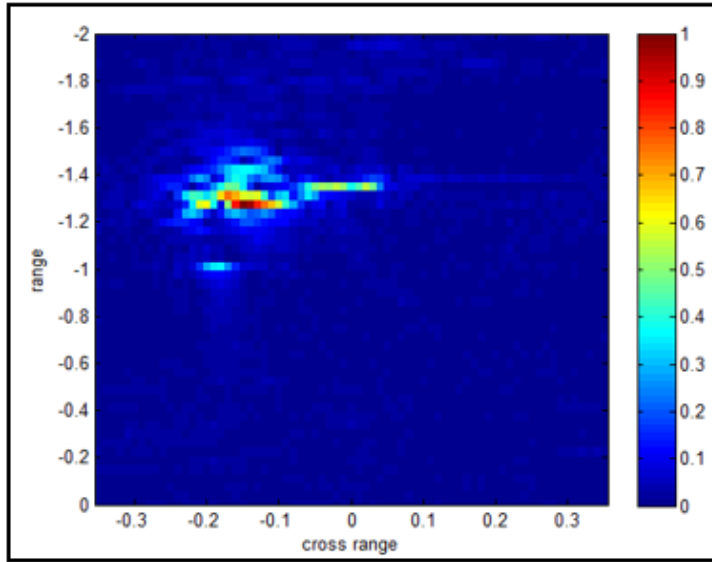


그림 5.9 실험 데이터의 RMA 적용 ('drill')

Fig 5.9 Application of experimental data for proposed algorithm

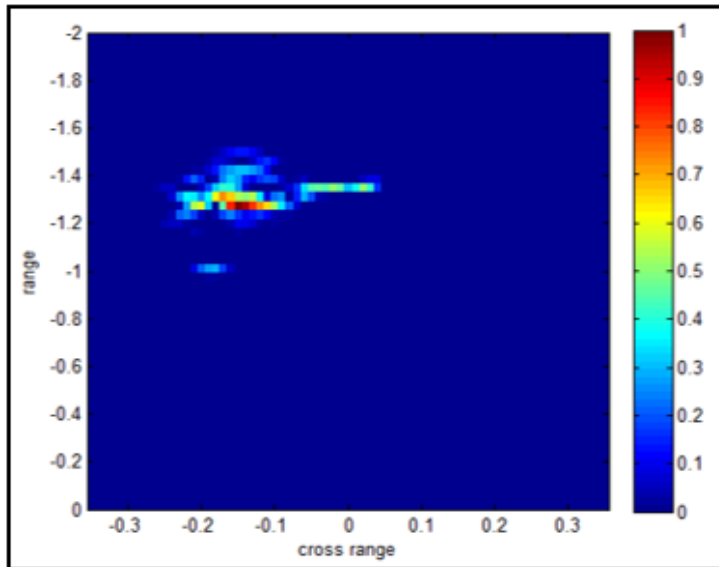


그림 5.10 실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용 ('drill')

Fig 5.10 Application of experimental data for proposed algorithm

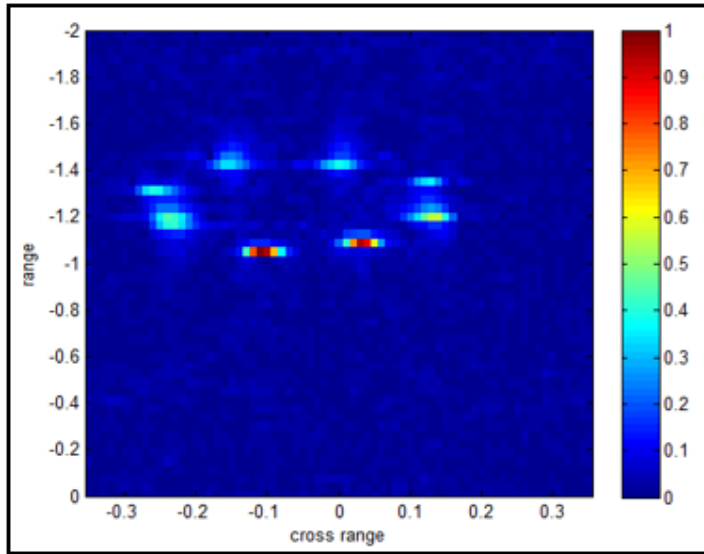


그림 5.11 실험 데이터의 RMA 적용 ('O')
 Fig 5.11 Application of experimental data for RMA

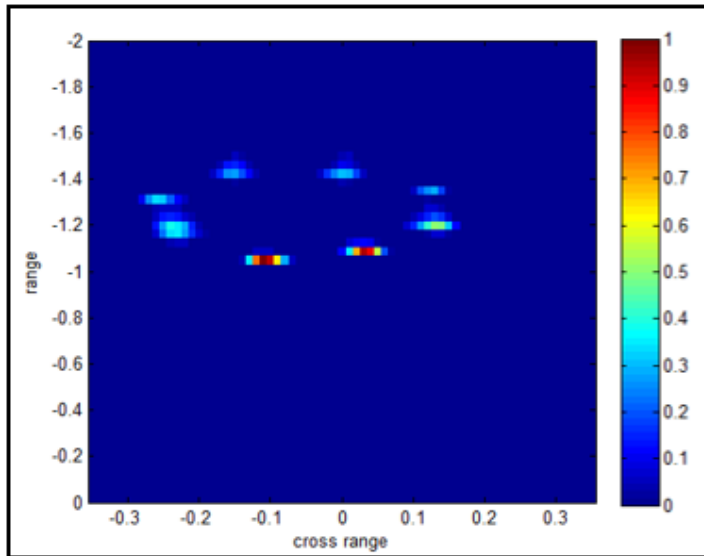


그림 5.12 실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용 ('O')
 Fig 5.12 Application of experimental data for 2D proposed algorithm

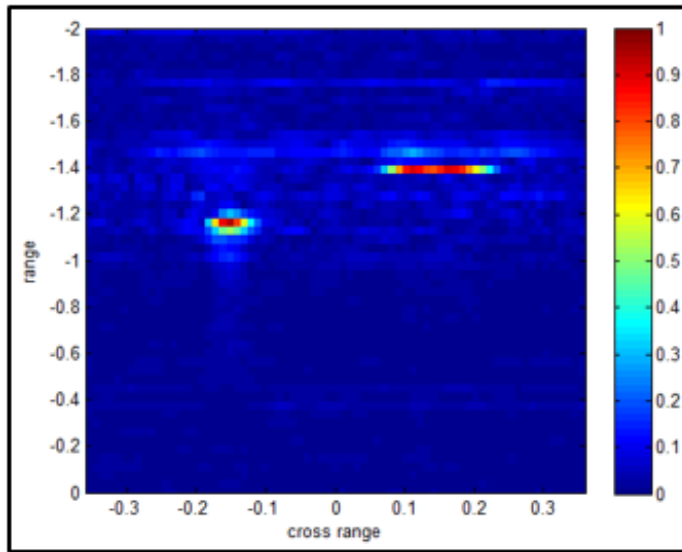


그림 5.13 실험 데이터의 RMA 적용 (하드디스크, 금속기둥)
 Fig 5.13 Application of experimental data for RMA

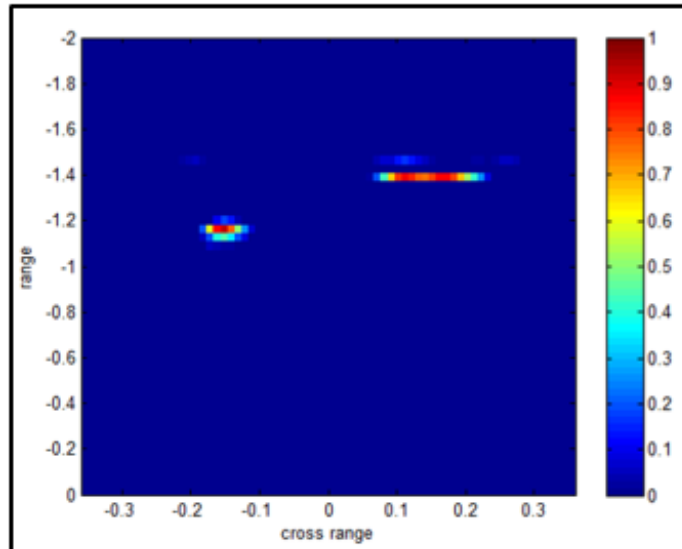


그림 5.14 실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용 (하드디스크, 금속기둥)
 Fig 5.14 Application of experimental data for proposed algorithm

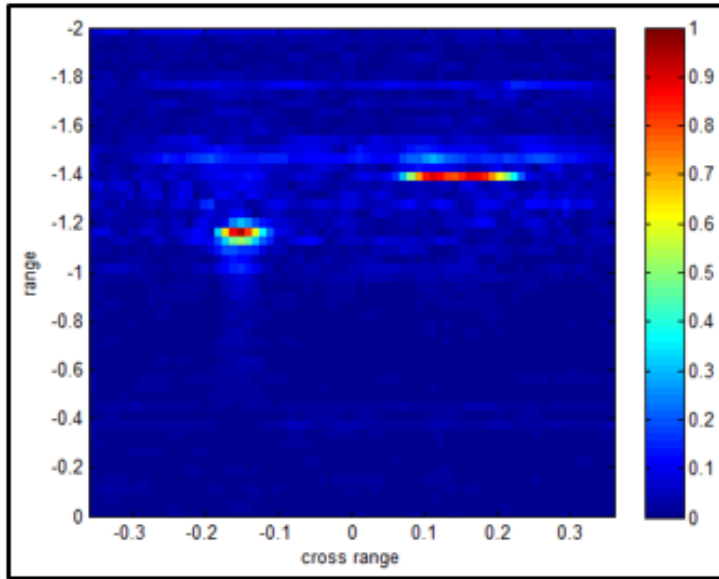


그림 5.15 실험 데이터의 RMA 적용 (옷 안의 하드디스크, 금속기둥)
 Fig 5.15 Application of experimental data for RMA

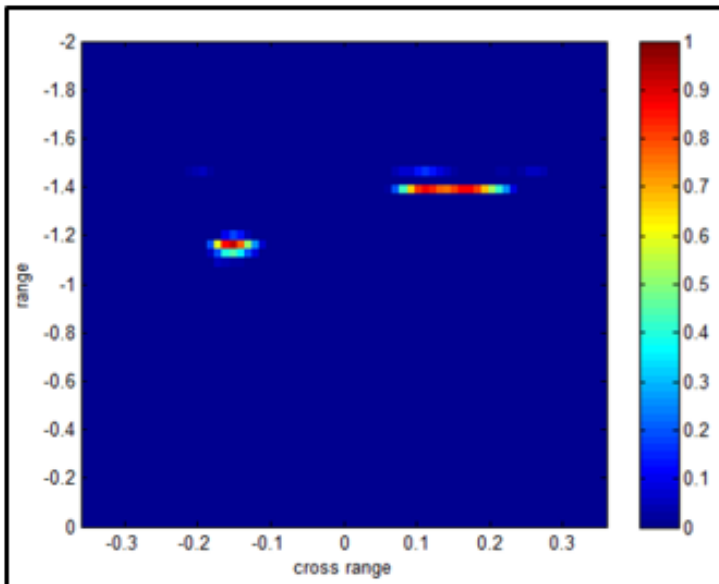


그림 5.16 실험 데이터의 2차원 제안 알고리즘 적용 (옷 안의 하드디스크, 금속기둥)
 Fig 5.16 Application of experimental data for proposed algorithm

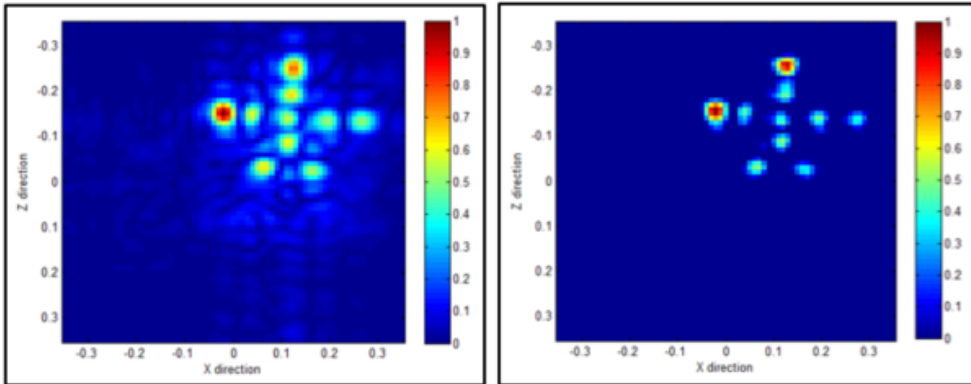
표 5.5 알고리즘의 정량적 평가
 Table 5.5 Evaluation of algorithms

알고리즘의 정량적 평가 ISLR [dB]	
5.7 RMA	12.11
5.8 Proposed Algorithm	4.05
5.9 RMA	12.00
5.10 Proposed Algorithm	4.31
5.11 RMA	13.01
5.12 Proposed Algorithm	4.17
5.13 RMA	10.30
5.14 Proposed Algorithm	4.03
5.15 RMA	11.35
5.16 Proposed Algorithm	5.95

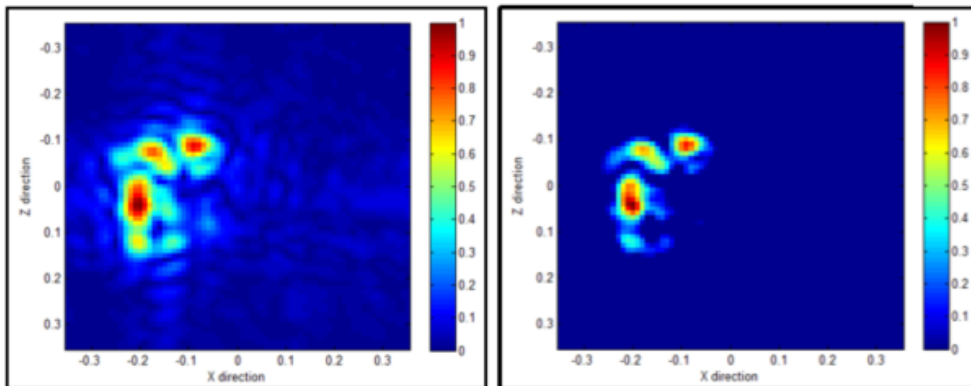
5.2.3 3차원 데이터를 이용한 결과 이미지 검증



(a)



(b)



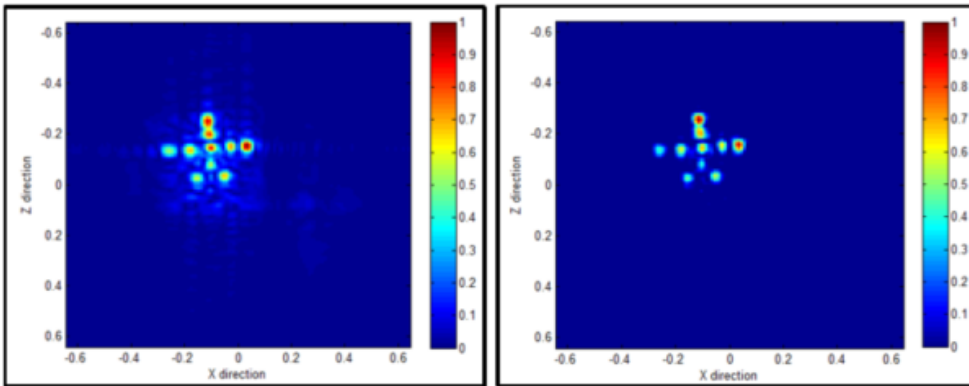
(c)

그림 5.17 3차원 실험 데이터를 이용한 알고리즘 비교결과 (1), (a) 실제 이미지, (b) 금속구, (c) 드릴

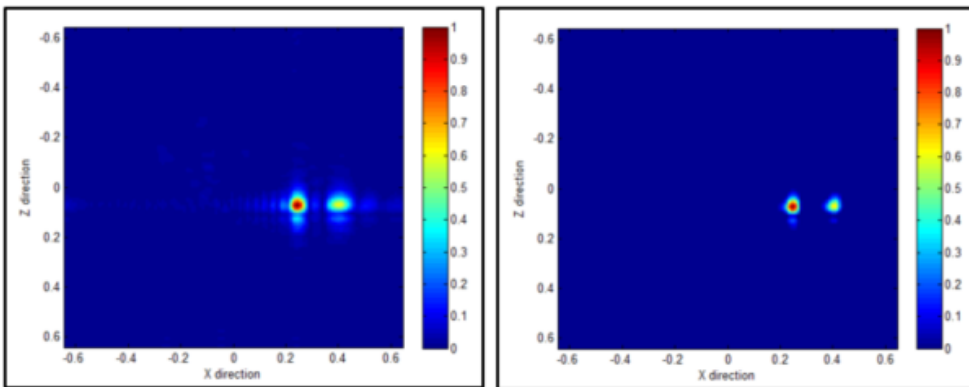
Fig 5.17 Comparison of algorithms using 3D experimental data, (a) real image, (b) sphere, (c) drill



(a)



(b)



(c)

그림 5.18 3차원 실험 데이터를 이용한 알고리즘 비교결과 (2), (a) 실제 이미지, (b) 금속구, (c) 실린더

Fig 5.18 Comparison of algorithms using 3D experimental data, (a) real image, (b) sphere, (c) cylinder

표 5.6 알고리즘의 정량적 평가
Table 5.6 Evaluation of algorithms

알고리즘의 정량적 평가 (average) ISLR [dB]	
5.17 RMA	10.03
5.18 Proposed Algorithm	4.06

다음으로는 2차원 및 3차원 데이터의 이미지 처리에서 연산 시간의 효율성 증가를 보여주고 있다. 표 5.7에서는 각 2차원 데이터와 3차원 데이터 처리에 있어 각 알고리즘에 적용하였을 때 평균적으로 소비되는 계산 시간을 보여주고 있다.

표 5.7 각 알고리즘의 평균 연산 시간
Table 5.7 Average calculation time of each algorithm

평균 연산 시간			
	RMA	BPA	Proposed
2차원 71 by 401	1.317	2.172	1.032
3차원 71 by 71 by 401	26.161	3771.082	26.019

제 6 장 결 론

6.1 결론 및 토의

본 논문에서는 3차원 전자파 이미징을 위한 새로운 알고리즘 개발에 관한 연구를 진행하였다. 먼저 기존 방법들로 시간 영역에서의 이미징 접근법인 후광 영사 방법과 주파수 영역에서의 이미징 접근법인 거리 천이 알고리즘의 장, 단점을 분석하였다. 후광 영사 방법은 최종 획득되는 이미지의 품질이 향상되는 반면 시간의 효율이 감소하지만 거리 천이 알고리즘은 이와 반대의 경우이다. 더불어 거리 천이 알고리즘은 보간 계산상에서 나타나는 문제점도 존재한다. 따라서 본 논문에서는 각 방법들의 단점은 극복하고 장점을 유지하는 새로운 레인지 셀 포커싱 알고리즘을 개발하였고 이는 고해상도 및 빠른 이미징 처리에 목적을 두고 있다.

제안 알고리즘의 목적에 맞게 먼저 고해상도의 이미지를 얻기 위하여 원시 데이터의 변환을 유도하였다. 최근 고해상도의 영상을 얻기 위해 활발히 연구가 진행 중인 초해상도 기법 중 강화된 뮤직 알고리즘을 가중 함수로 적용하는 것을 제안하였고 이는 실제 잡음 환경이 포함되어 있는 상황에서 신호 대비 잡음의 비를 높이는 효과를 가져왔다. 특히 근접한 거리에 존재하는 타깃의 분리에 유용하며 기존의 해상도를 높여주는 효과를 갖는다. 시스템의 변경이 불가능한 경우 원시 데이터의 변경만으로도 충분히 고해상도의 이미지를 얻을 수 있다는 결론을 내릴 수 있다.

하지만 해상도가 높아진다는 것이 기본적으로 수집한 데이터의 양이 증가한다는 것을 뜻한다. 이는 계산 시간의 비효율성을 의미하는데 이를 위해 본 논문에서는 적응형 기법을 제안하였으며 앞서 언급한 레인지 셀 포커싱과 결합한 적응형 레인지 셀 포커싱을 제안하였다. 적응형 기법은 다수의 측정을 통해 얻은 데이터 중 타깃의 응답이 일어날 확률이 높은 거리 방향의 지표를 추정하는 과정을 의미한다. 이렇게 추정된 타깃 지표에 대해 레인지 셀 별로 위상을 보상하면서 이미지를 획득하였다. 제안한 알고리즘은 시뮬레이션 데이터와 실제 실험 데이터를 이용하여 검증하였다. 항상 선형 스캔을 통한 2차원 이미징에서 시작하여 2차원 스캔을 통한 3차원 이미징을 구현함으로써 검증을 구현하였다. 또한 이상적인 점타깃을 이용하여 시뮬레이션 데이터를 획득 후 알고리즘에

적용하였으며 실험 데이터는 금속 구로 이루어진 알파벳 모형과 드릴, 하드디스크 등을 사용하였다. 다양한 실험으로부터 얻은 데이터를 이용하여 알고리즘에 적용한 결과 제안 알고리즘의 정확성과 효율성이 검증되었으며 향후 전자과 이미징과 관련하여 고해상도 및 실시간 처리에 있어 초석이 될 것으로 기대된다.

6.2 향후 연구

본 논문에서 제안한 알고리즘 이외에도 고해상도 및 실시간 처리를 위한 다양한 연구가 진행되어야 한다. 본 논문에서는 기존에 널리 사용되고 있는 시간 및 주파수 영역에서의 이미징 접근법의 장, 단점에 대하여 살펴보았다. 더불어 각 방법의 단점을 보완하는 주파수 영역에서의 접근법을 제안하였다. 따라서 향후에는 시간 영역에서의 실시간 처리에 용이한 알고리즘을 개발할 필요가 있다. 본래 FFT 기반의 알고리즘보다 시간 영역에서의 직접적인 알고리즘 처리가 시간상 더욱 효율적이다.

본 논문에서는 이동하면서 측정하는 방식을 취하지 않았기 때문에 도플러 효과에 대해 고려하지 않았다. 따라서 제안한 알고리즘에 대해서도 도플러 효과가 존재하는 데이터에 대한 이미징이 가능한지 살펴볼 필요가 있다. 이를 위해서는 추가적인 실험도 필요하며 이에 대한 검증이 된다면 SAR 이미징 및 신호 처리에 있어 큰 도움이 될 것으로 판단된다.

마지막으로 최근 연구가 진행 중인 초해상도 기법에 대해서도 깊은 연구가 필요하다. 최근의 경향으로 볼 때 초해상도 기법이라는 명칭은 특정한 알고리즘을 지칭하지 않는다. 압축 센싱 기법, ESPRIT, 뮤직 알고리즘 등 다양한 알고리즘들의 고차원적인 연구와 몇몇의 기법들이 결합된 하이브리드 형태의 알고리즘을 보통 초해상도 기법이라 한다. 따라서 본 논문에서 제안한 초해상도 기법의 가중 함수 적용보다는 실질적인 초해상도 알고리즘 개발도 필요하다고 판단된다.

이러한 방향으로 연구를 진행함으로써 고해상도의 영상 획득과 실시간 처리 모두를 고려하여 전자파 이미징 뿐만 아니라 SAR 이미징 및 신호처리 부분에 있어 큰 도움이 될 것으로 판단된다.

참고 문헌

- [1] 곽준영, 정대권, “레이다 표적 인식에서 표적에 대한 2차원 산란점 추출 및 ISAR 영상 형성에 대한 성능 개선” , 한국전자과학회, pp. 984-996, 7월, 2007.
- [2] M. Pastorino, Microwave Imaging, Wiley, 2010.
- [3] Moreira, A., et. al., "A Tutorial on Synthetic Aperture Radar", IEEE Geoscience and Remote Sensing Mag., pp. 6-43, April 2013.
- [4] Reigber, A., et. al., "Very-High-Resolution Airborne Synthetic Aperture Radar Imaging: Signal Processing and Applications", Proc. IEEE, pp.1-25, March 2012.
- [5] 박성동, 김병진, 박원규, 김이용, 장현석, 선종호; 2002, “1미터급 상용 지구관측위성시대에 즈음하여” , 한국항공우주학회지, 제30권, 제2호, pp130-135.
- [6] L. C. Potter, D. M. Chiang, R. Carriere, and Michael J. Gerry, "GTD-based parametric model for radar scattering", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 10, Oct. 1995.
- [7] I. J. Gupta, "High-resolution radar imaging using 2-D linear prediction", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 42, pp. 31-37 Jan. 1994.
- [8] W. C. Chen, "Identification of objects using complex resonances", The University of Queensland Thesis report, May 2003.
- [9] Y. Hua, T. K. Sarkar, "On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 39, no. 4, Apr. 1991.
- [10] Y. Hua, "Estimating two-dimensional frequencies by matrix enhancement and matrix pencil", IEEE Trans. on Signal Processing,

vol. 40, no. 9, pp. 2267–2280, Sep. 1992.

[11] 양희인, 김지수, 천혜림, 김재현, “합성 개구 레이더 영상의 왜곡 특성 및 분석”, 대한전자공학회, 제 36권, 제 1호, pp. 660–663

[12] G. C. Ian and H. W. Frank, Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data, Artech House, 2005.

[13] M. A. Richards, Fundamental of Radar Signal Processing, McGraw–Hill, 2005.

[14] J. C. Curlander and R. N. McDonough, Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing, John Wiley and Sons, 1991.

[15] A. V. Uppuluri and R. J. Jost, "MATLAB–Based ERS SAR Data Acquisition and Processing Software for Classroom Use," in Proc IEEE, April, 2004.

[16] 김아름, 송정환, 강서리, 이우경, “SURF 기법을 활용한 위상 SAR 다중해상도 영상의 정합 및 기하보정”, Korean Journal of Remote Sensing, 제 30권, 제 4호, pp. 431–444

[17] S. Riegger, C. Livingston, "Space based SAR missions, RADARSAT–2", Proceeding CD of EUSAR 2010, Session 1.4, Aachen, Germany, Jun. 2010.

[18] M. Shimada, P. Lombardo, "ALSO–L–band SAR system for earth remote sensing", Proceeding CD of EUSAR 2010, Session 6.4, Aachen, Germany, Jun. 2010.

[19] Y. Hua, E. Baqai, Y. Zhu, and D. Heilbronn, "Imaging of point scatterers from step–frequency ISAR data", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 29, no. 1, pp. 195–205, Jan. 1992.

[20] Stephan Rouquette, Mohamed Najim, "A new paring step the MEMP method", IEEE Conference Record of Thirty–first ASILOMAR Conference on Signal, System and Computer, vol. 2, pp. 1715–1719, 1998.

- [21] Stephan Rouquette, Mohamed Najim, "Estimation of frequencies and damping factors by two-dimensional ESPRIT type methods", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 49, no. 1, pp. 237–245, Jan. 2001.
- [22] W. G. Carrara, R. S. Goodman, and R. M. Majewski, Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms, Artech House, 1995.
- [23] K. T. Kim, S. W. Kim, and H. T. Kim, "Two-dimensional ISAR imaging using full polarization and super resolution processing techniques", IEE Proceedings–Radar, Sonar, and Navigation, vol. 145, no. 4, Aug. 1998.
- [24] J. W. Odendaal, E. Barnard, and C. W. I. Pistorius, "Two-dimensional superresolution radar imaging using the music algorithm", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 42, pp. 1386–1391, Oct. 1994.
- [25] Stuart R. Degraaf, "SAR Imaging via Modern 2-D Spectral Estimation Methods", IEEE Transactions on Image Processing, vol. 7, No.5, May 1998.
- [26] E.Yadin, D.Olmar, O.Oren, and R.Nathansohn, "SAR Imaging using a Modern 2D Spectral Estimation Method", Radar Conference 2008.
- [27] Zhaoqiang Bi, Jian Li, and Zheng-she Liu, "Super Resolution SAR Imaging via Parametric Spectral Estimation Methods", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.35, No.1, Jan.1999.
- [28] M. D. Desai and W. K. Jenkins, "Convolution backprojection image reconstruction for spotlight mode synthetic aperture radar," IEEE Trans. Image Process., vol. 1, no. 4, pp. 505–517, Oct. 1992.
- [29] J. M. Lopez-Sanchez and J. Fortuny-Guasch, "3-D Radar

imaging using range migration techniques,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 5, pp. 728–737, May 2000.

[30] L. M. H. Ulander, H. Hellsten, and G. Stenström, “Synthetic aperture radar processing using fast factorized back–projection,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 39, no. 3, pp. 760–776, Jul. 2003.

[1] D. A. Ausherman, A. Kozma, J. L. Walker, H. M. Jones, and E. C. Poggio, “Developments in radar imaging,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 20, pp. 363–400, July 1984.

[31] C. Cafforio, C. Prati, and E. Rocca, “SAR data focusing using seismic migration techniques,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 27, pp. 194–207, Mar. 1991.

[32] R. Stolt, “Migration by Fourier transform techniques,” *Geophys.*, no. 43, pp. 49–76, 1978.

[33] C. Prati, A. M. Guarnieri, and F. Rocca, “Spot mode SAR focusing with the \square technique,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sensing Symp. (IGARSS)*, Helsinki, Finland, June 1991, pp. 631–634.

[34] C. Prati and F. Rocca, “Focusing SAR data with time–varying Doppler centroid,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 30, pp. 550–559, May 1992.

[35] Durand, R., et al. New SAR processor based on matched subspace detector. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 45, 1 (Jan. 2009), 221–236.

[36] Soumekh, M. *Synthetic Aperture Radar Signal Processing*. Malden, MA: Wiley–Interscience, 1999.

[37] Allen, M., Jauregui, J. M., and Hoff, L. E. Fopen–SAR detection by direct use of simple scattering physics. In *Proceedings of the IEEE International Radar Conference*, Alexandria, VA, May 1995, 152–157.

- [38] Sharma, A. and Moses, R. L. Matched subspace detectors for discrimination of targets from trees in SAR imagery. In Proceedings of the Asilomar Conference on Signal, Systems and Computer, vol. 2, Pacific Grove, CA, Nov. 2000, 1721—1726.
- [39] Scharf, L. L. and Friedlander, B. Matched subspace detectors. IEEE Transactions on Signal Processing, 42, 8 (Aug. 1994), 2146—2157.
- [40] Durand, R., et al. SAR processor based on a CFAR signal or interference subspace detector matched to manmade target detection in a forest. In Proceedings of the IEEE ICASSP, Honolulu, HI, Apr. 2007, II-293—II-296.
- [41] Ulaby, F. T. and Elachi, C. (Eds.) Radar Polarimetry for Geoscience Applications. Norwood, MA: Artech House Remote Sensing Library, 1990.
- [42] Van Trees, H. L. Estimation and Modulation Theory, vol. 1. Hoboken, NJ: Wiley, 2001.
- [43] Forster, P. Generalized cross spectral matrices for array of arbitrary geometry. IEEE Transactions on Signal Processing, 49, 5 (May 2001), 972—978.
- [44] A. F. Yegulalp, “Fast backprojection algorithm for synthetic aperture radar,” in Proc. Radar Conf., Waltham, MA, USA, Apr. 20-22, 1999, pp. 60-65.
- [45] L. M. H. Ulander, H. Hellsten, and G. Stenström, “Synthetic aperture radar processing using fast factorized back-projection,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 39, no. 3, pp. 760-776, Jul. 2003.
- [46] D. E. Wahl, D. A. Yocky, and C. V. Jakowatz, Jr., “An implementation of a fast backprojection image formation algorithm for spotlight-mode SAR,” in Proc. SPIE, 2008, vol. 6970, pp. 69

700H-69 700H-11.

[47] C. V. Jakowatz and D. E. Wahl, "Considerations for autofocus of spotlight-mode SAR imagery created using a beamforming algorithm," in Proc. SPIE—Algorithms Synthetic Aperture Radar Imagery XVI, 2009, vol. 7337, pp. 73 370A-1-73 370A-9.

[48] M. Rodriguez-cassola, P. Parts, G. Krieger, and A. Moreira, "Efficient time-domain image formation with precise topography accommodation for general bistatic SAR configurations," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 47, no. 4, pp. 2949-2966, Oct. 2011.

[49] K. A. C. de Macedo, R. Scheiber, and A. Moreira, "An autofocus approach for residual motion errors with application to airborne repeat-pass SAR interferometry," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 46, no. 10, pp. 3151-3162, Oct. 2008.

[50] M. Xing, X. Jiang, R. Wu, F. Zhou, and Z. Bao, "Motion compensation for UAV SAR based on raw radar data," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 47, no. 8, pp. 2870-2883, Aug. 2009.

[51] Fawcett, J.A.: 'Inversion of N-dimension spherical means' , SIAM J. Appl. Math., 1985, 45, pp. 336-341.

[52] V. Vu, T. Sjogren, and M. Pettersson, "Fast factorized backprojection algorithm for UWB SAR image reconstruction," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens Symp. (IGARSS), 2011, pp. 4237-4240.

[53] Andersson, L.-E.: 'On determination of a function from spherical averages' , SIAM J. Appl. Math., 1988, 19, (1), pp. 240-232

[54] Cook, C.E., and Bernfield, M.: 'Radar signals' (New York, Academic Press, 1967)

[55] Champeney, D.C.: 'Fourier transforms and their physical

applications' (London, Academic Press, 1973)

[56] Curlander, J.C., and McDonough, R.N.: 'Synthetic aperture radar: systems & signal processing' (Wiley, New York, 1991)

[57] Gustavsson, A., Frolind, P.-O., Hellsten, H., Jonsson, T., Larsson, B., Stenstrom, G., and Ulander, L.M.H.: 'Development and operation of the FOA CARABAS HF/VHF-SAR system'. Proc. Fourth Int. Workshop on Radar Polarimetry/PIERS 1998, Nantes, France J.I.P.R. - IRESTE, Nantes, 13-17 July 1998, pp. 214-228

[58] P.-O Frolind and L.M.H. Ulander, "Evaluation of angular interpolation kernels in fast back-projection SAR processing, IEE Prec.-Radar Sonar Navig., vol. 153, No. 3, pp. 243-249, June 2006.

[59] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-34, pp. 276-280, March 1986.

[60] Calvin C. Teague, John F. Vesecky, and Daniel M. Fernandez, "HF radar instruments, past to present," Oceanography, vol. 10, no. 2, pp. 40-44, 1997.

[61] J. D. Paduan and L. K. Rosenfeld, "Remotely sensed surface currents in Monterey Bay from shore-based HF radar (CODAR)," J. Geophys. Res., vol. C9, no. 101, pp. 20669-20686, 1996.

[62] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath, "Estimation of signal parameters via rotation invariance techniques-ESPRIT," in Proc. 19th Asilomar Conf., Circuits, Syst. Computing, Monterey, CA, November 1985.

[63] Arthur J. Barabell, "Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms," in Proc. ICASSP, Boston, MA, 1983, pp. 336-339, IEEE.

[64] Bhaskar Rao and K. V. S. Hari, "Performance analysis of Root-MUSIC," IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal

Processing, vol. 37, no. 12, pp. 1939–1949, December 1989.

[65] Michael D. Zoltowski, Gregory M. Kautz, and Seth D. Silverstein, “Beamspace Root–MUSIC,” *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 41, no. 1, pp. 344–364, January 1993.

[66] Calvin C. Teague, John F. Vesecky, and Zackariah R. Hallock, “A comparison of multifrequency HF radar and ADCP measurements of near–surface currents during COPE–3,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 26, no. 3, pp. 399–405, July 2001.

[67] F. Lombardini, “Differential tomography: A new framework for SAR interferometry,” in *Proc. IGARSS, Toulouse, France, 2003*, pp. 1206–1208.

[68] G. Fornaro, D. Reale, and F. Serafino, “Four–dimensional SAR imaging for height estimation and monitoring of single and double scatterers,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 47, no. 1, pp. 224–237, Jan. 2009.

[69] X. Zhu and R. Bamler, “Very high resolution spaceborne SAR tomography in urban environment,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 48, no. 12, pp. 4296–4308, Dec. 2010.

[70] R. Bamler, M. Eineder, N. Adam, X. Zhu, and S. Gernhardt, “Interferometric potential of high resolution spaceborne SAR,” *Photogramm. Fernerkundung Geoinformation*, vol. 5, pp. 407–419, Nov. 2009.

[71] N. Adam, M. Eineder, N. Yague–Martinez, and R. Bamler, “Highresolution interferometric stacking with TerraSAR–X,” in *Proc. IGARSS, Boston, MA, 2008*, pp. II–117–II–120 .

[72] X. Zhu and R. Bamler, “Let’s do the time warp: Multi–component nonlinear motion estimation in differential SAR tomography,” *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, vol. 8, no. 4, pp.

735–739, Jul. 2011.

[73] E. Candès, “Compressive sampling,” in Proc. Int. Congr. Math., Madrid, Spain, 2006, vol. 3, pp. 1433–1452.

[74] Baraniuk, “Compressive sensing,” IEEE Signal Process. Mag., vol. 24, no. 4, pp. 118–121, Jul. 2007.

[75] Wang, R., Space Microwave Remote Sensing Syst. Dept., Chinese Acad. of Sci., Beijing, China, Yun Kai Deng, Loffeld, O., Nies, H., “Processing the Azimuth–Variant Bistatic SAR Data by Using Monostatic Imaging Algorithms Based on Two–Dimensional Principle of Stationary Phase,” IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 49, no. 10, pp. 3504–3520, Oct. 2011.

[76] C.Y. Dai and X.L. Zhang, “Bistatic SAR image formation algorithm using keystone transform” , in Proc IEEE Radar Conf., May.2011,pp.342–345.

[77] Y. L. Neo, F. Wong, and I. Cumming, “A two–dimensional spectrum for bistatic sar processing using series reversion” , IEEE Geosci. Remote Sens.Lett., vol .4,no.1, pp. 93–96, Jan,2007.

[81] L. Novak, G. Benitz, G. Owirka, and L. Bessette, “ATR performance using enhanced resolution SAR,” Proc. SPIE, vol. 2757, pp. 332–337, Apr. 1996.

[82] Li, J., and Stoica, “P. Efficient mixed–spectrum estimation with applications to target feature extraction” . IEEE Trans on Signal Processing, pp. 281–295.

[83] DeGraaf, S. R., “Sidelobe reduction via adaptive FIR filtering in SAR imagery” , IEEE Transactions on Image Processing, pp. 292–301.

[84] Andriyan Bayu Suksmono and Akira Hirose, "Interferometric SAR image restoration using Monte Carlo metropolis method", IEEE. Trans. Signal Processing, vol. 50, No. 2, pp. 290–298, Feb, 2002.

- [85] A. B. Suksmono and A. Hirose, "Proposal of adaptive complex-amplitude texture classifier using local phase unwrapping and complex-valued feature extraction for interferometric SAR images," in Proc. IEEE-ISAPE, Beijing, China, Sept. 2000, pp. 247-250.
- [86] G. R. Cross and A. K. Jain, "Markov random field texture models," IEEE. Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. PAMI-5, pp. 25-39, Jan. 1983.
- [87] R. Chelappa, B. S. Manjunath, and T. Sinchony, "Texture segmentation with neural networks," in Neural Network in Signal Processing, B. Kosko, Ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991, pp. 37-89.
- [88] A. Hirose, "Dynamics of fully complex-valued neural networks," Electron. Lett., vol. 28, no. 16, pp. 1492-1493, 1992.
- [89] S. Haykin, Neural Networks: A Comprehensive Foundation. New York: Macmillan, 1994.

Abstract

3–D Microwave Imaging Based on Adaptive Range Cell Focusing Technique

Yong Sun Cho

Dept. of Electrical and Computer Eng.

Seoul National University

This paper describes the 3D microwave imaging algorithm and analyze the advantages and drawbacks of existing time domain approach and frequency domain approach. So to overcome the drawback of these algorithms this paper proposed novel imaging algorithm applied adaptive technique. Analysis of the algorithms start from 2D to 3D analysis.

Firstly, we review the BP (back–projection) method as time domain approach and present the drawback of this algorithm. And to improve efficiency that is a main drawback of the BP method, this paper suggest adaptive technique. Next, we review the RMA (range migration algorithm) as frequency domain approach. Generally, frequency domain approach has the advantage in respect to fast operation. However, it has drawback in respect to calculation of interpolation in algorithm processing.

In this paper, we review the existing algorithms. To improve quality of the final image this paper suggest application of enhanced MUSIC (eMUSIC : enhanced multi signal classification), that is a kind of super–resolution technique, as weighting function. Then, by

using the transformed data to RMA and comparing the result, we identify the validity of eMUSIC weighting method. In addition, this paper proposes the RCF (range cell focusing) algorithm that omits the interpolation processing and compensates the phase by step-by-step at each range cell. Because it decreases the efficiency of operation time this paper applied Monte-carlo theory as adaptive technique to RCF algorithm. It can be named ARCF algorithm. Firstly, we used simulated data to verify the proposed algorithm. Through the 2D imaging from 1D linear scan and 3D imaging from 2D scan, it verifies the efficiency of the proposed algorithm.

The experimental set-up consists of positioner, X-Band double ridged antennas, and VNA (vector network analyzer). The transmitting and receiving antenna collect the raw data. The targets are consist of continuous and discontinuous targets. Hard disk, drill, and tumbler are used for continuous target and alphabet model that consists of metal spheres is used for discontinuous target.

From the various experimental raw data, the validity of the proposed algorithm in this paper is demonstrated. We expect that the proposed algorithm will be the basis technique for 3D real time microwave imaging in the future.

Keywords : adaptive back-projection technique, adaptive range cell focusing technique, back-projection, matched filter function, microwave imaging, range migration algorithm

Student Number : 2010-30999