

펄스 체이싱 스캔 방식을 이용한 바이스테틱 MTI 레이더에서 시스템 불안정 요소들의 영향

Effect of System Instability Factors in a Bistatic MTI Radar Using Pulse Chasing Scan Method

양진모 · 한일탁 · 이용석 · 이민준 · 김환우*

Jin-Mo Yang · Il-Tak Han · Yong-Suk Lee · Min-Joon Lee · Whan-Woo Kim*

요 약

본 논문에서는 펄스 체이싱 스캔 방식을 이용한 바이스테틱 MTI 레이더 시스템에서 시스템 불안정 요인들을 식별하고 MTI 개선 성능에 미치는 영향에 대해 고찰하였다. 펄스 체이싱 스캔 방법은 송신 펄스 단위로 제한된 영역을 탐지하는 스캔 방법이며, MTI 필터는 작은 수의 펄스를 이용하여 클러터와 같은 간섭으로부터 표적을 분리할 수 있는 신호 처리 방법이다. 이상적인 MTI 신호 처리 과정은 클러터 자체의 특성에 의해서 클러터 감쇄 및 시스템 개선 성능이 제한되나, 제안된 바이스테틱 레이더 구조에서 MTI 성능은 펄스 체이싱 스캔 동안 수신 빔 조향 오차에 의해 영향을 받을 수 있다. 또한, 바이스테틱 수신기에서 시간 동기 오차, COHO의 위상 오차 및 주파수/위상 동기 오차로부터 야기된 다른 시스템 불안정 요소들을 정의하고, 시스템 성능 개선에 미치는 영향들을 분석하였다.

Abstract

In this paper, we have identified the system instability factors in a bistatic radar system using pulse chasing and considered their effects on the bistatic receiver's MTI(Moving Target Indication) improvement performance. The pulse chasing is a scan method that searches a restricted area on the transmit pulse-to-pulse basis and the MTI filter is a signal processing that separates a target from some kinds of interferences such as clutter using small number of transmit pulses. Ideal MTI processing performance, e.g., clutter attenuation and improvement, has been limited by the property of the clutter itself, however, the MTI performance in a proposed bistatic receiver configuration could be affected by the receiving beam pointing error during pulse chasing scanning. Also, for the bistatic receiver, we have defined other system instability factors, which result from the time synchronization error, COHO's phase error, the frequency/phase synchronization error, and have analyzed their effects on the system performance improvement.

Key words : Bistatic Radar, Moving Target Indication, Pulse Chasing, Synchronization, Improvement Factor

I. 서 론

바이스테틱(bistatic) 레이더는 송신기와 수신기가

분리되어 설치된 상태에서 표적을 탐지, 추적하는 레이더 구조의 하나로 레이더 유효 단면적(RCS: Radar Cross Section)이 작은 스텔스 표적 탐지, 항공

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

*충남대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20100930-141

· 교신저자 : 양진모(e-mail : jmy1965@dreamwiz.com)

· 수정완료일자 : 2011년 1월 7일

기용 GMTI(Ground Moving Target Indication) 및 위성 탐재되어 지상의 영상 정보 획득 등에 활용되고 있다.

바이스태틱 레이더는 기하학적(geometric) 조건 때문에 모노스태틱(monostatic) 구조와 비교하여 몇 가지 특징들^[1]을 가진다. 수신기의 설치 위치가 자유롭기 때문에 표적의 aspect 각도가 다양할 수 있으며, 작은 RCS를 갖는 표적의 탐지 성능이 향상될 수 있고, 바이스태틱 레이더의 수신기는 반사 신호의 수신만을 목적으로 동작하는 수동 시스템이므로 전자전 상황에 유리하다. 또한, 단일 송수신 안테나를 이용하는 모노스태틱 레이더에서 송수신 신호의 분리를 위해 사용되어야 하는 송수신용 초고주파 스위치나 듀플렉서 등이 필요하지 않기 때문에 송수신 경로의 초단에서 야기되는 RF 신호의 손실이 감소되며, 모노스태틱 레이더에서 필요로 하는 송신 전력에 비해 상대적으로 작은 전력이 요구된다.

이와 같은 바이스태틱 구조만이 갖는 고유한 특징들을 활용하기 위해서는 시스템 관점에서 탐지 영역을 효율적으로 스캔하면서 동시에 간섭을 억제하고 표적 탐지 성능을 향상시킬 수 있는 바이스태틱 수신기 구조에 대한 연구가 요구된다. 여러 스캔 방식 중 펄스 체이싱 기법은 고이득 수신기 안테나를 이용하여 송신 펄스를 수신 빔이 추적하는 방식으로 다중 빔 수신기의 복잡도와 비용을 감소하면서 동시에 탐지 영역을 효과적으로 스캔할 수 있는 방법 중 하나이다.

또한, 탐지 영역 내에 작은 RCS를 갖는 표적을 효과적으로 탐지하고, 클러터와 같은 간섭으로부터 분리해 내기 위해서는 바이스태틱 레이더에 적합한 표적 신호 처리 기법에 대한 연구가 요구된다. 대표적인 신호 처리 기법으로 도플러 프로세싱(Doppler processing), 기동 표적 지시(MTI: Moving Target Indication) 및 MTI와 도플러 프로세싱을 연결한 MTD(Moving Target Detection) 등이 있다. 도플러 프로세싱은 다수의 송신 펄스에 대한 수신 신호들을 수집하여 FFT(Fast Fourier Transform) 알고리즘을 이용한 DFT(Discrete Fourier Transform)함으로써 관심있는 표적의 거리와 속도를 추출하는 신호 처리 기법으로 다른 방식에 비해 정밀한 거리 및 속도 정보 추출이 가능하다. 도플러 프로세싱과 함께 아직까지도 대부

분의 탐지레이더에서 적용되어 사용되고 있는 MTI 신호 처리는 도플러 프로세싱에 비해 작은 수의 펄스만을 이용하여 표적의 기동 유무를 판단하기 때문에 정밀한 속도 정보 추출은 어려우나, 신호 처리의 처리 부담이 적고 코히런트와 non-코히런트 처리가 가능한 특징^[2]을 가진다. 이 두 가지 신호 처리 방식 중 펄스 체이싱 구조와 결합하여 사용될 수 있는 신호 처리 방식을 선택하는데 있어 탐지 영역을 효과적으로 스캔하기 위한 시스템 요구 조건에 부합되는 신호 처리 방식으로 MTI 신호 처리 방식을 적용할 수 있다.

펄스 체이싱 스캔 방식에서 MTI 신호 처리가 적용된 바이스태틱 레이더 수신기의 표적 탐지 성능은 클러터 제거 능력에 의해 결정되며, 바이스태틱 레이더가 가질 수 있는 클러터 제거 성능과 시스템 개선 성능은 여러 가지 제한요소들, 수신 빔 조향 오차, 시간 동기 깨짐에 의한 오차 및 주파수/위상 동기 깨짐 등에 의해 영향을 받을 수 있다. 본 논문에서는 바이스태틱 레이더의 시스템 개선 성능에 영향을 주는 불안정 요소들을 식별하고, 각각의 요소들이 미치는 영향을 시뮬레이션을 통해 분석하였다.

II. 바이스태틱 레이더와 시스템 불안정 요소들

2-1 바이스태틱 레이더

그림 1은 펄스 체이싱을 적용한 바이스태틱 레이더 시스템의 구성을 나타낸다. 송신기에서 송신된 송신 펄스가 전파하여 진행되는 과정에서 수신기는 송신기로부터 전송받은 펄스 관련 정보와 송신 빔의 조향각 정보 등을 이용하여 송신 펄스의 위치를 포인팅하고 펄스의 전파율과 동일한 변화율을 갖는 수신 빔의 변화율을 유지함으로써 표적에 대한 반사 신호를 수신한다. 수신기의 수신 빔 변화율과 송신 펄스의 펄스 전파율이 일정하게 유지되기 위해서는 송신기와 수신기의 시간, 주파수 및 위상 동기가 유지되어야 한다.

펄스 체이싱 스캔의 성능은 송신기와 수신기의 설치 조건(기하학적 조건)에 따라 수신 빔의 스캔율(scanning rate)이 송신기의 펄스 전파율(pulse propagation rate)이 되도록 유지하는데 있다. 그림 2는 펄

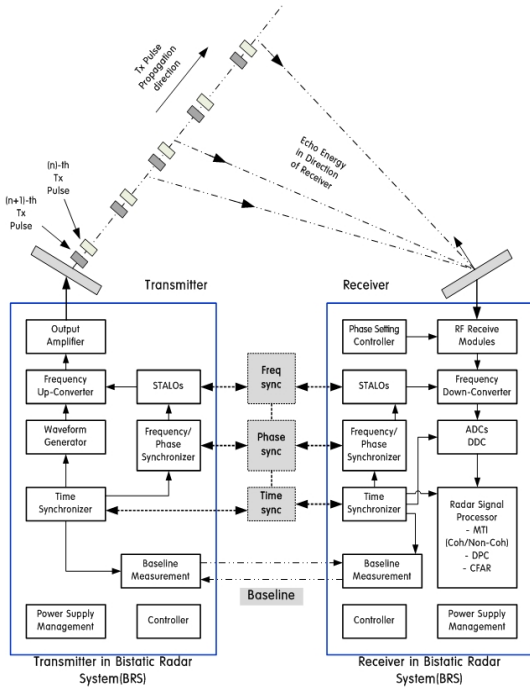


그림 1 펄스 채이싱 스캔 방식을 이용한 바이스테틱 MTI 레이더 구조

Fig. 1. Bistatic MTI radar configuration using pulse chasing scan method.

스 채이싱 스캔 방식에서 수신기의 조향각(look angle)과 바이스테틱 삼각형을 형성하는 변수들 간의 관계^[3]를 나타내며, 송신 펄스가 송신기로부터 송신 빔 조향 방향으로 전파된 후 진행될 때 수신 빔 조향각은 다음과 같이 주어진다.

$$\alpha_R = \alpha_T - 2 \tan^{-1} \left(\frac{L \cos \alpha_T}{R_T + R_R - L \sin \alpha_T} \right) \quad (1)$$

여기서 α_R , α_T 는 바이스테틱 평면(bistatic plane)상에서 수신기와 송신기가 표적을 바라보는 조향각을 나타내며, R_R , R_T 는 수신기-표적간 거리와 송신기-표적간 거리를 나타내고, L 은 송신기와 수신기 간 직선 거리로 기준선(baseline)을 나타낸다.

식 (1)에서 송신기-표적-수신기 간 거리 합을 나타내는 $(R_T + R_R)$ 는 송신 펄스의 전송 시간을 측정하는 방법^[1]에 따라 직접 방식(direct method)과 간접 방식(indirect method)이 있으며, 직접 방식의 경우, 송신기와 수신기 간 최단 직선 거리를 나타내는 기준선을 통해 송신기로부터 전송된 직접 경로 신호를

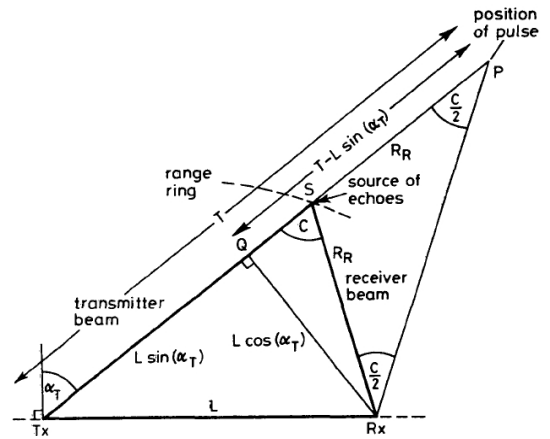


그림 2. 펄스 채이싱 설명
Fig. 2. Illustration of pulse chasing.

기점으로 하여 송신기-표적-수신기로 이어지는 경로를 통해 수신기로 입사된 신호까지의 시간 지연을 측정하게 된다. 반면에 간접 방식을 이용한 시간 측정은 송신기와 수신기가 각각 동일한 특성을 갖는 매우 안정된 STALO를 내장하고, 외부에서 송신기와 수신기에 동시에 측정의 시작점을 알리는 신호가 인가됨으로써 시간을 측정하게 된다.

펄스 채이싱 구조에서 펄스 형태의 레이더 파형은 송신기와 수신기 간에 동기된 시간 기준에 맞춰 펄스 반복 주기(PRI: Pulse Repetition Interval), 펄스 폭(pulse width) 및 파형 등을 생성하게 된다. 고정된 펄스 반복 주기를 갖는 경우, 송신기와 수신기 간 펄스 반복 주기의 불일치가 발생하게 되면 클러터 감쇄 특성의 저하, 펄스 압축 이득의 감소, 시간 부엽의 증가, 거리 분해능의 저하 및 거리 측정 에러의 증가 등 시스템 성능에 영향을 미치게 된다.

바이스테틱 시스템에서 송신기와 수신기 간 주파수 및 위상 동기(frequency/ phase synchronization)^[4] 역시 시간 동기와 함께 고려되어야 하는 중요한 요소 중 하나이다. 주파수 동기는 송신기에서 사용된 로컬 신호(STALO)의 주파수와 수신기 사용되는 로컬 신호의 주파수가 일치하여야 함을 의미한다. 주파수 상향/하향 변환 과정에 적용된 로컬 신호의 차이는 MTI 클러터 감쇄 특성을 악화시킬 수 있다. 주파수 동기와 함께 위상 동기는 코히런트 시스템에서 반드시 고려되어야 한다. 위상 동기는 대부분의 레이더 시스템이 표적의 속도 값을 추출하기 위해 위상

정보를 사용하기 때문에 송신기와 수신기 간 위상의 코히런스(coherency)는 중요한 설계 변수가 된다. 도플러 정보는 표적의 속도 정보로부터 추출되고, 속도 정보는 송신 펄스의 위상을 기준으로 표적으로부터 반사되어 수신된 신호의 위상 차이로부터 획득된다. 따라서 송신기와 수신기의 주파수 상향/하향 변환 과정에서 사용된 코히런트 발진기(COHO: Coherent Oscillator) 위상의 불일치는 바로 도플러 정보의 오차로 나타나게 된다. 또한, 위상 동기의 불일치는 MTI 필터의 클러터 감쇄 능력을 제한하는 요인으로 작용한다.

제안된 바이스태틱 레이더의 클러터 제거 및 표적 구분은 MTI 신호 처리 과정을 통해 수행된다. MTI 신호 처리의 목적은 구름, 숲, 언덕 또는 섬과 같은 고정된 물체들로부터 반사된 신호들을 억제하고, 항공기와 같은 기동 표적을 탐지하기 위해 사용되는 일반적인 레이더 신호 처리 기법 중 하나이다. 그림 3의 (a)는 단일 지연선 상쇄기(single delay-line canceler)와 이중 지연선 상쇄기(double delay-line canceler)를 이용한 MTI 필터 구조를 나타내며, (b)는 각각의 필터에 대한 출력 응답 특성을 나타낸다.

그림 3의 (b)에서 알 수 있듯이, 이중 지연선을 사용한 경우, zero 도플러 주파수 근처의 클러터 제거 능력이 단일 지연선에 비해 좋으며, 클러터 퍼짐이 적은 클러터에 대한 감쇄 특성이 우수함을 알 수 있다. 클러터의 형태에 따라 클러터 스펙트럼의 퍼짐 정도가 다르게 나타나며, MTI 필터 구조에 따라 클러터 감쇄 성능과 개선인자의 특성이 결정됨을 알 수 있다. 표 1은 다양한 클러터에 대한 단일 지연선 MTI 필터의 개선 성능^[5]을 나타내며, 송신 주파수는 L/S/X-대역, 펄스 반복 주파수(PRF: Pulse Repetition Frequency)는 1 kHz와 10 kHz로 가정하였다.

MTI 신호 처리 과정은 클러터 제거 능력에 의해 성능이 평가되며, 필터를 통과한 후 남게 되는 잔여 클러터 전력은 표적 탐지 확률에 직접적인 영향을 미친다. 다음 절에서는 바이스태틱 레이더 시스템의 탐지 성능에 영향을 주는 시스템 불안정 요소들에 대해 정의하고, 각각의 요소들이 독립적이라 가정하였을 때, 클러터 감쇄 성능과 시스템 개선 성능 관점에서 분석하였다.

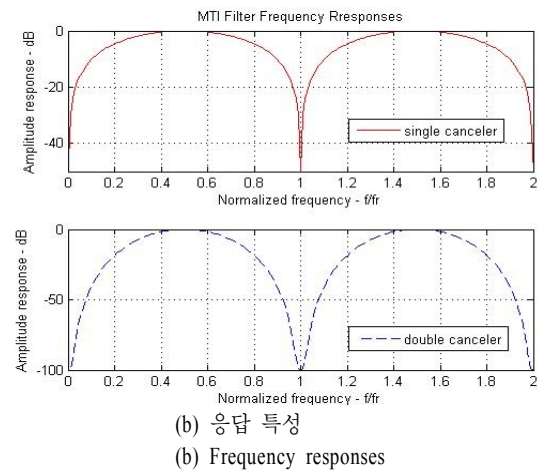
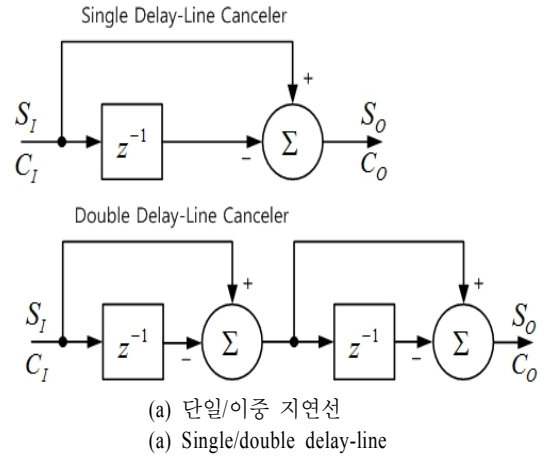


그림 3. MTI 필터
Fig. 3. MTI filter.

표 1. 단일 지연선 MTI 필터의 개선 성능 값(dB)
Table 1. Single delay-line MTI filter's improvement value(dB).

클러터 형태	σ_v (m/s)	PRF=1 kHz			PRF=10 kHz		
		L-Band	S-Band	X-Band	L-Band	S-Band	X-Band
WH1	0.04	58.53	48.98	38.53	78.53	68.98	58.53
WH2	0.22	43.72	34.18	23.73	63.72	54.18	43.72
SS1	0.48	36.94	27.41	16.99	56.94	47.40	36.94
SS2	1.1	29.74	20.22	9.97	49.74	40.20	29.74
RC1	1.9	25.00	15.51	5.66	44.99	35.45	25.00
RC2	4.0	18.56	9.26	1.22	38.53	28.99	18.56

※ WH=Wooded Hill, SS=Sea State, RC=Rain Cloud.

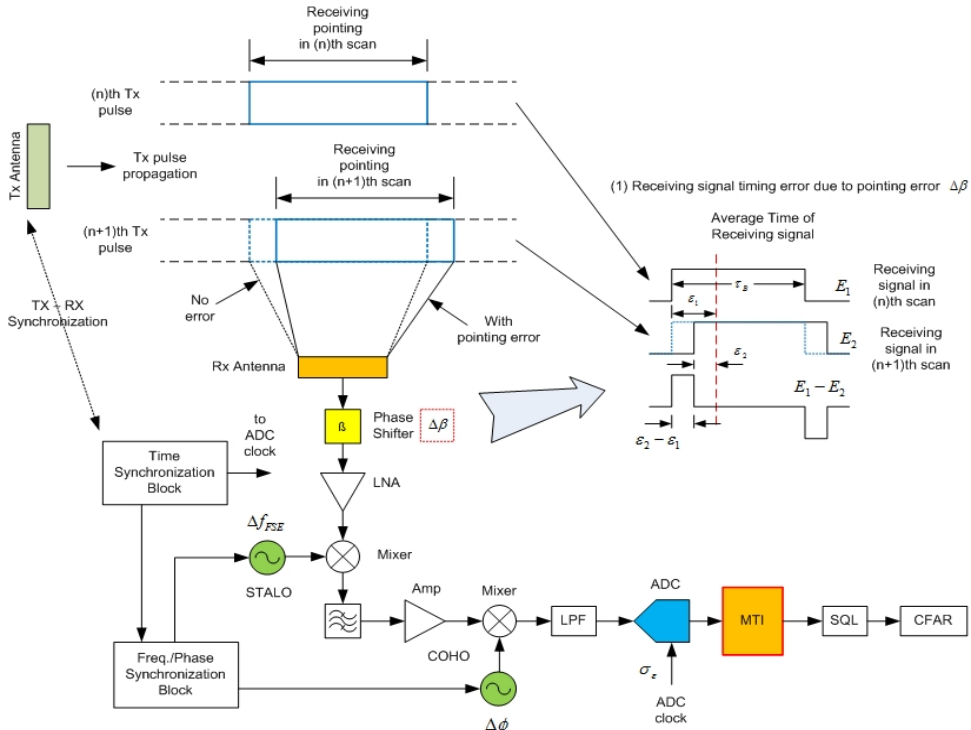


그림 4. 수신 빔 조향 오차에 의한 펄스-펄스 수신 신호 오차 설명
 Fig. 4. Illustration of pulse-to-pulse signal error due to receiving beam pointing error.

2-2 시스템 불안정 요소들

2-2-1 수신 빔 조향 오차에 의한 불안정 요소

바이스태틱 레이더에서 펄스 수신 타이밍 에러는 송신 펄스간 타이밍 에러, 수신기의 샘플링 타임 에러에 의해 발생할 수 있을 뿐만 아니라 펄스 체이싱 과정에서 수신 빔의 조향 오차에 의해 발생할 수 있다. 이상적으로 수신 빔의 조향각 오차가 없는 경우, 펄스 체이싱 스캔 시 매 펄스마다 수신 빔은 동일한 지점을 포인팅하며 동일한 유효 펄스폭을 갖는 신호를 수신하게 된다. 그러나 실제 시스템에서는 위상 변위기의 비트 에러에 의한 조향 오차와 온도와 같은 운용 환경에 의해 변위기 성능 변화에 의해 빔 조향 오차^{[10],[11]}가 존재할 수 있다.

그림 4는 펄스 체이싱 스캔 과정에서 수신 빔 조향 오차가 존재할 때, (n)번째 송신 펄스와 (n+1)번째 송신 펄스의 수신 시점간 오차가 발생하여 MTI 필터에 입력되는 신호의 에러를 나타낸다. 빔 조향 오차에 의한 수신 신호의 수신 시점 에러는 MTI 시스

템에서 펄스-펄스간 타이밍 에러에 의한 오차와 유사한 방법으로 해석할 수 있다. 다만, 변화의 원인이 수신 빔의 조향 오차에 기인한다는 것을 제외하곤 동일한 개념을 적용할 수 있다. 수신 빔 조향 오차가 $\Delta\beta$ 만큼 존재할 때, 수신 신호의 수신 타이밍 에러 ϵ 와 $\Delta\beta$ 의 관계^[6]는 다음과 같이 주어진다.

$$\epsilon = \tau \left[\frac{\beta}{4} \Delta\beta + \frac{5\beta^3}{96} \Delta\beta \right] \quad (2)$$

여기서 τ 는 송신 펄스폭, β 는 수신 빔의 조향각을 나타낸다. 송신 펄스폭이 τ 인 신호가 이상적으로 수신 빔에 의해 추적된다면 $\Delta\beta$ 가 영이 되므로 수신 빔 조향 오차에 의한 수신 타이밍 에러 ϵ 는 없게 된다. 그러나 위상 변위기의 오차에 의해 $\Delta\beta$ 가 영이 되지 않는다면 그림 4에서와 설명된 바와 같이 수신 타이밍 에러 ϵ 는 식 (2)처럼 표현할 수 있다. 식 (2)와 같이 수신 타이밍 에러를 갖는 신호가 MTI 필터에 입력될 때 모노스태틱에서와 같이 펄스 타이밍 에러가 존재할 때 MTI 개선 성능을 유도하는데 사

용된 방법^[7]을 적용하여 단일 지연선 상쇄기(SDC) 구조를 갖는 MTI 필터의 출력에서 잔여 신호 세기, E_{res} 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E_{res} = E \frac{(\epsilon_1 - \epsilon_2)}{\tau_B} \quad (3)$$

여기서 ϵ_1 과 ϵ_2 는 펄스 채이싱 과정에서 단일 지연선 구조를 갖는 MTI 필터의 첫 번째와 두 번째 펄스에 대한 수신 타이밍 에러들을 나타낸다. 식 (3)에서 τ_B 는 송신 펄스폭과 바이스태틱 각(sec($\beta/2$))의 곱으로 정의되는 유효 펄스폭^[6]이며, E 는 수신 신호의 진폭을 나타낸다. ϵ_1 과 ϵ_2 이 서로 독립이라 할 때, 두 펄스에 대한 평균 잔여 전력은

$$\frac{\overline{E_{res}^2}}{E^2} = \frac{2(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2}{\tau_B^2} = \frac{4\sigma_\epsilon^2}{\tau_B^2} \quad (4)$$

여기서 상수 '2'는 그림 4에서 알 수 있듯이, $(\epsilon_1 - \epsilon_2)$ 성분이 두 번 나타나기 때문에 고려된 상수이다. 수신 타이밍 에러에 의한 분산값을 구하기 위해 식 (2)의 제곱의 평균을 구하면

$$\sigma_\epsilon^2 = \tau^2 \left[\frac{\beta}{4} + \frac{5\beta^3}{96} \right] \overline{\Delta\beta^2} \quad (5)$$

과 같이 나타낼 수 있으며, MTI 필터의 입력에 대한 출력에서의 전력의 비를 클러터 감쇄(CA: Clutter Attenuation)이라 정의하면 빔 조향 오차에 의한 수신 타이밍 에러가 존재할 때 클러터 감쇄 값은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{1}{CA_{RBE}} = \frac{\overline{E_{res}^2}}{E^2} = 4 \frac{\sigma_\epsilon^2}{\tau_B^2} = 4 \frac{[A_3\beta + A_4\beta^3]^2 \sigma_{\Delta\beta}^2}{[1 + A_1\beta^2 + A_2\beta^4]^2} \quad (6)$$

여기서 상수 A_1, A_2, A_3, A_4 는 각각 1/8, 5/384, 1/4와 5/96의 값을 가진다. $\sigma_{\Delta\beta}^2$ 는 빔 조향 오차의 분산값을 나타낸다.

MTI 필터의 성능은 클러터 감쇄 성능과 함께 개선인자(I: Improvement Factor)로도 표현되며, 단일 지연선인 경우, 신호 성분의 필터에 대한 이득값^[7]인 '2'를 고려하여 CA에 곱하면 된다. 즉, 식 (6)을 이용하면 빔 조향 오차에 의해 발생된 펄스폭 변화가 MTI 시스템의 개선 성능을 제한하는 표현식은 다음

Pulse-to-pulse timing error due to Time synchronization error σ_ϵ

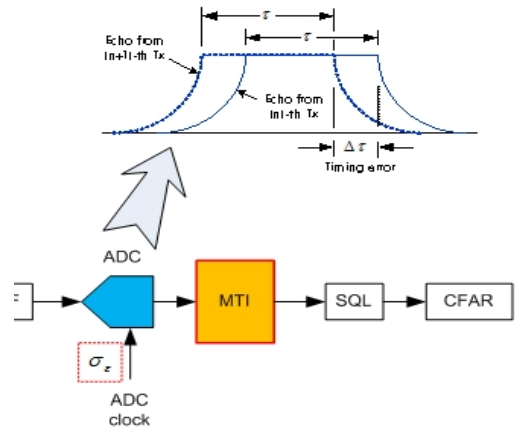


그림 5. 시간 동기 오차에 의한 펄스-펄스간 타이밍 에러

Fig. 5. Pulse-to-pulse timing error due to time synchronization error.

과 같이 주어진다.

$$I_{RBE} = 2 CA_{RBE} = \frac{1}{2} \frac{[1 + A_1\beta^2 + A_2\beta^4]^2}{[A_3\beta + A_4\beta^3]^2} \frac{1}{\sigma_{\Delta\beta}^2} \quad (7)$$

2-2-2 시간 동기 오차에 의한 불안정 요소

송신기와 수신기 간 시간 동기 깨짐에 의해 야기된 불안정 요소들로 MTI 신호 처리 과정에서 입력되는 펄스-펄스간 타이밍 에러와 펄스폭 변화에 의한 에러가 있다. 펄스-펄스간 타이밍 에러는 지터와 동일한 개념으로 (n)번째 송신 펄스와 ($n+1$)번째 송신 펄스를 수신 빔이 채이싱할 때, 송신기와 수신기의 시간 동기 오차가 발생하여 송신 펄스의 주기와 수신기에서 처리하는 펄스의 주기에 에러가 발생하는 경우이다. 그림 5는 펄스 채이싱 동안 시간 동기 에러에 의해 펄스 주기 오차가 (n)번째 송신 펄스와 ($n+1$)번째 송신 펄스에 발생하였을 때 MTI 필터에 입력되는 수신 신호가 $\Delta\tau$ 만큼의 타이밍 에러를 나타낸다. 펄스-펄스간 타이밍 에러에 의한 MTI 필터 출력의 클러터 잔여 신호 세기는 식 (3)과 같은 형태로 주어지며, 그림 5에서 펄스-펄스 타이밍 에러에 의해 발생된 (n)번째 펄스와 ($n+1$)번째 펄스의 타이밍 에러 ϵ_1 과 ϵ_2 가 서로 독립이라 할 때 평균 클러터 잔여 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\overline{E_{res}^2}}{E^2} = \frac{2(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2}{\tau^2} = \frac{4\sigma_\epsilon^2}{\tau^2} \quad (8)$$

단일 지연선 구조에 대한 클러터 감쇄 성능과 개선 성능은

$$\frac{1}{CA_{TSE}} = \frac{\overline{E_{res}^2}}{E^2} = 4 \frac{\sigma_\epsilon^2}{\tau^2} \quad (9)$$

$$I_{TSE} = 2CA_{TSE} = \frac{1}{2} \left(\frac{\tau}{\sigma_\epsilon} \right)^2 \quad (10)$$

로 주어진다. 여기서, σ_ϵ^2 는 그림 5의 시간 동기 오차에 의한 펄스-펄스 타이밍 에러($\Delta\tau$)의 분산값을 나타내며, '2'는 단일 지연선의 평균 신호 이득을 나타낸다.

2-2-3 주파수/위상 동기 오차에 의한 불안정 요소들

바이스테틱 레이더에서 또 하나 고려되어야 할 불안정 요소들로는 주파수 및 위상 동기 깨짐에 의한 영향이다. 송신기와 수신기가 주파수 및 위상 동기 과정을 통해 동기를 유지한다고 하더라도 송신시 사용된 로컬 신호의 위상과 수신기에 사용된 COHO 로컬 신호의 위상 차이가 연속된 송신 펄스에 대해 수신시 존재할 경우, 모노스테틱에서와 유사하게 MTI 필터의 성능에 영향을 주게 된다.

그림 6은 펄스 체이싱을 적용한 바이스테틱 구조

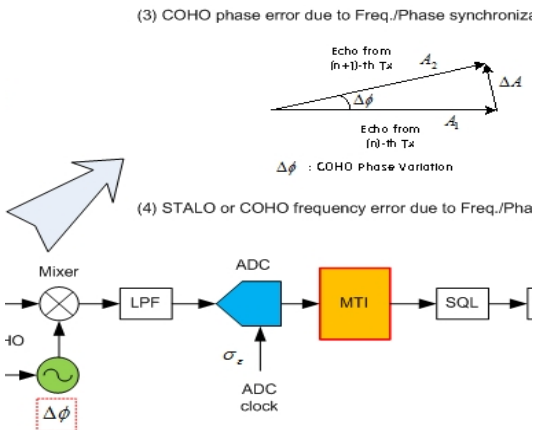


그림 6. COHO 위상 변화에 의한 에러
Fig. 6. Error due to COHO phase variation.

에서 연속된 송신 펄스에 대해 수신기 COHO 발진기의 위상 에러가 발생하였을 때에 대한 영향을 나타낸다.

단일 지연선 구조에 대해 COHO 발진기 위상 변화에 의한 클러터 감쇄 성능은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{E_{res}}{E} \approx 2 \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \sin\left(\omega_{IF}t + \varphi_0 + \frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (11)$$

여기서 $\Delta\phi$ 는 그림 6에서 보듯이 연속된 수신 신호 A_1 과 A_2 의 위상차를 나타낸다. 클러터 잔여 전력을 구하기 위해 식 (11)의 제곱에 대한 앙상블 평균(ensemble average)를 구하면

$$\frac{\overline{E_{res}^2}}{E^2} \approx 4 \left| \overline{\sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)} \right|^2 \approx 4 \left(\overline{\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)} \right)^2 = \overline{\Delta\phi^2} \quad (12)$$

으로 주어지고 클러터 감쇄 성능과 개선 성능은

$$\frac{1}{CA_{PSE}} = \frac{\overline{E_{res}^2}}{E^2} = \overline{\Delta\phi^2} \quad (13)$$

$$I_{PSE} = 2CA_{PSE} = \frac{2}{\overline{\Delta\phi^2}} \quad (14)$$

로 표현된다. 식 (12)에서 $|\Delta\phi/2| \ll 1$ 라 가정하면, $\sin(\Delta\phi/2) \approx \Delta\phi/2$ 의 근사식을 이용할 수 있다.

모노스테틱에서와 동일하게 바이스테틱 수신기에서도 송신 신호의 주파수 변환 과정과 수신 신호의 주파수 변환 과정에서 동일한 로컬 신호(STALO/COHO)를 사용한다. 송신기에 사용된 주파수와 동일한 주파수를 수신기에서 생성하기 위해서는 주파수 및 위상 동기회로^{[8],[9]}가 사용되며, 그림 6에서 제안된 시스템의 경우, 하드웨어의 차이 및 온도과 같은 운용 환경 등 조건에 따라 송수신기의 주파수 변환 과정에 사용된 로컬 신호 간의 주파수 편차가 존재하게 된다. 주파수 동기 오차에 의해 발생된 로컬 신호의 편차, Δf_{FSE} 는 MTI 신호 처리 과정에서 클러터 감쇄 성능^[10]과 개선 성능을 제한하며,

$$\frac{1}{CA_{FSE}} = \pi^2 T^2 \overline{\Delta f_{FSE}^2} \quad (15)$$

$$I_{FSE} = 2CA_{FSE} = \frac{2}{\pi^2 T^2 \overline{\Delta f_{FSE}^2}} \quad (16)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 T 는 레이더 탐지 거리까지의 왕복 시간, Δf_{FSE} 는 송수신 신호의 주파수 변환 과정에 사용된 로컬 신호(STALO 또는 COHO)의 주파수 편차를 나타낸다.

III. 클러터 감쇄 및 개선 성능 영향 분석

펄스 체이싱을 적용한 바이스테틱 수신기에서 MTI 신호 처리 성능을 제한하는 시스템 불안정 요소들을 정의하고, 각 요소들이 MTI 신호 처리 후 클러터 감쇄 성능에 미치는 영향에 대해 살펴보았다. 2장에서 언급된 시스템 불안정 요인들 이외에 안테나 회전에 의한 영향^[11]과 플랫폼의 기동에 의한 영향^{[7],[12]} 역시 시스템의 클러터 감쇄 성능 및 개선 성능에 영향을 줄 수 있으며, 본 논문에서는 지상에 고정된 수신기에 펄스 체이싱을 수행하기 위해 위상 배열 안테나를 적용한 바이스테틱 구조만을 고려하기 때문에 이 두 요소들에 대한 영향은 무시하였다.

본 장에서는 동기 에러들의 허용 범위에 의해 펄스 체이싱을 적용한 바이스테틱 수신기의 MTI 성능이 얼마나 영향을 받을 수 있는지 예를 들어 분석하였고, 시스템 요구 조건으로 클러터 감쇄 성능이 주어졌을 때 각각의 시스템 불안정 요인들의 클러터 감쇄 값으로부터 시간 동기 및 주파수/위상의 허용 범위를 추출하고 시스템에 미치는 영향을 분석하였다. 시뮬레이션을 위해 바이스테틱 레이더의 시스템 변수들이 다음과 같다고 가정한다.

- 송신 주파수 대역 : L- / S- / X-대역
- 펄스 반복주파수 : 1~10 kHz
- 송신 펄스폭 : 펄스 반복 주기의 1~10 %
- MTI 필터 : 단일 지연선
- 시스템 불안정 요인들
 - 수신 빔 조향 오차에 의한 수신 타이밍 에러 ($\sigma_{\Delta\beta}$)
 - 펄스-펄스 타이밍 에러(σ_e)
 - 코히런트 발진기 위상 변화 에러($\Delta\phi$)
 - 송수신 주파수의 차이에 의한 에러(Δf_{FSE})
- 클러터 스펙트럼 특성 : zero mean, σ_C 의 표준편차를 갖는 가우시안이며, 표 1의 클러터 형태에 따라 클러터 속도의 표준편차(σ_v)를 가짐.

위의 시스템 변수 중 바이스테틱 레이더의 펄스 반복주파수는 모노스테틱에서와 같이 단순히 거리 모호성 없이 측정하고자 하는 최대 거리에 의해 결정되지 않고 송신기와 수신기의 설치 위치^[1]에 의존한다. 본 논문에서는 cosite 영역 내에서 펄스 체이싱을 이용하여 표적을 탐지한다는 가정에서 펄스 반복주파수 범위를 1 kHz에서 10 kHz 범위로 제한한다. 시스템 불안정 요소들과 클러터 자체에 의한 개선 성능을 비교하였을 때 전체 개선 성능은 dB 스케일 기준으로 개선 성능이 작은 값에 의해 결정되므로 두 값의 차이가 큰 경우에는 분석의 의미가 없어 성능 분석에서 제외한다. 따라서 본 논문에서는 각각의 시스템 불안정 요소들이 제공하는 개선 성능을 먼저 구분하여 분류한 다음, 표 1에서 계산된 클러터 자체의 개선 성능과 비교하여 기여도를 분석하고, 각각의 영향에 대해 논의하였다.

3-1 수신 빔 조향 오차에 의한 영향

펄스 체이싱 스캔 과정에서 수신 빔 조향 오차에 의한 MTI 성능 영향을 고찰하기 위해 송신 안테나와 수신 안테나가 이루는 바이스테틱 면(bistatic plane)을 지면을 기준으로 수평 스캔과 수직 스캔 두 가지 경우로 나누어 분석하였다. 수평 스캔의 경우, 언덕과 같은 지면 클러터와 해안에 설치된 경우, 해면 클러터에 의해 영향을 받을 수 있고, 수직 스캔의 경우, 비, 구름과 같은 기상 클러터에 의해 영향을 받게 된다. 펄스 체이싱 과정의 스캔 각(바이스테틱 각)을 20도에서 60도까지라 가정하였다. 각 송신 주파수 대역별 클러터 개선 성능은 표 1과 같고, 바이스테틱 각이 20도에서 60도까지 변할 때, 수신 빔 조향 오차가 0.01~2도인 경우, 개선 성능의 제한 범위

표 2. 수신 빔 조향 오차에 의한 개선 성능 제한
Table 2. Limitation of improvement performance due to receiving beam pointing error.

	20도	30도	40도	50도	60도
0.01도	93.18	89.48	86.74	84.52	82.62
0.1도	73.18	69.48	66.74	64.52	62.62
1.0도	53.18	49.48	46.74	44.52	42.62
2.0도	47.16	43.46	40.72	38.50	36.60

는 표 2와 같다.

수신 빔이 20도인 경우, 0.01도의 조향 오차는 약 93.2 dB의 개선 성능을 제한한다. 즉, 클러터 자체의 개선 성능이 93.2 dB보다 큰 경우에는 MTI 신호 처리 과정을 거친다고 하더라도 수신 빔 조향 오차에 의해 클러터의 잔여 전력이 남게 되고, 시스템의 성능이 수신 빔 조향 오차에 의한 불안정 요소에 의해 제한됨을 의미한다. 따라서 표 1의 결과와 비교하면 낮은 PRF에서 개선 성능이 조향 오차에 의한 개선 성능보다 작기 때문에 수신 빔 조향 오차에 의한 불안정 요소는 전체 개선 성능에 영향을 주지 못함을 알 수 있다. 반면에 PRF가 커지게 되면 클러터 자체의 개선 성능이 커지게 되고 수신 빔 조향 오차에 의한 개선 성능의 크기와 비슷한 값을 갖게 된다.

예를 들어, L-대역 송신 주파수에 대한 RC1의 개선 성능이 약 45 dB일 때, 0.1도의 에러에 의한 개선 성능이 60도에서 최소 62.2 dB이므로 클러터 자체의 개선 성능이 전체 개선 성능을 결정되지만, 1도의 에러를 가지는 경우, 0.1도일 때에 비해 전체 개선 성능이 약 8 dB 정도 저하되어 36 dB로 제한된다. 그림 7은 20도에서 60도까지 수평 스캔의 경우, 수신 빔 조향 오차에 의한 전체 개선 성능 제한을 나타낸다. 수평으로 scan하는 경우, SS1(S-band, 47 dB)일 때 0.1도의 오차는 약 0.1 dB의 개선 성능 저하를 발생하지만, 1도의 오차는 스캔 각도가 증가하면서 약 8

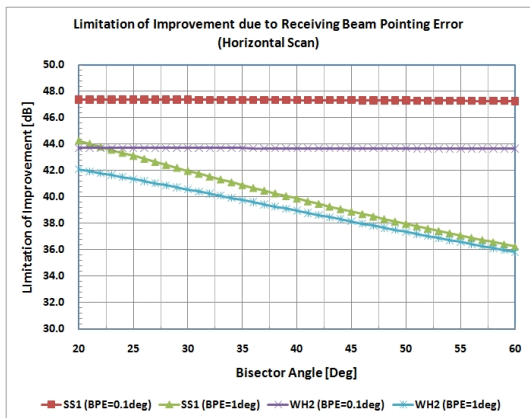


그림 7. 펄스 체이싱 스캔에서 수신 빔 조향 오차에 의한 성능 제한(수평 스캔)

Fig. 7. Limitation of improvement performance due to receiving beam pointing error in pulse chasing (horizontal scan).

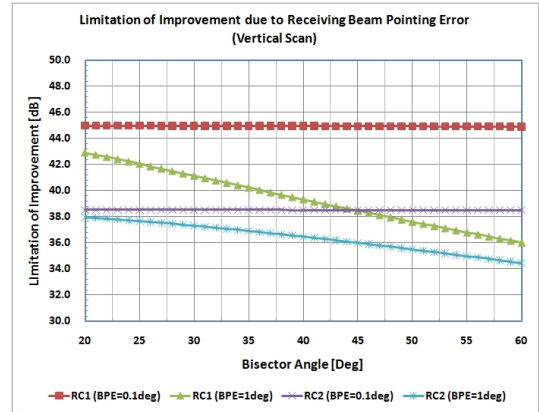


그림 8. 펄스 체이싱 스캔에서 수신 빔 조향 오차에 의한 성능 제한(수직 스캔)

Fig. 8. Limitation of improvement performance due to receiving beam pointing error in pulse chasing (vertical scan).

dB의 개선 성능 저하를 야기한다. 이와 유사하게, X-대역 송신 주파수의 경우, WH2 클러터 자체 개선 성능이 43 dB일 때, 0.1도의 오차는 0.1 dB 이하의 개선 성능 저하를 가져오지만 1도의 수신 빔 조향 오차는 약 6.3 dB의 성능 저하를 발생하게 된다.

기상 클러터에 의한 영향을 분석하기 위해 바이스태틱 면을 수직으로 하여 펄스 체이싱 스캔 구간을 앞에서와 동일한 범위로 가정하여 수직 스캔의 경우를 생각해 본다. 수직의 경우도 수평과 큰 차이는 없을 것으로 예상되며, 클러터 자체의 개선 성능을 수신 빔 조향 오차에 의한 개선 성능과 비교하였을 때 작은 개선 성능 값에 의해 전체 개선 성능이 결정된다.

펄스 체이싱 스캔 방식을 이용한 바이스태틱 레이더에서 클러터의 형태에 따라 전체 개선 성능의 차이는 있지만 수신 빔 조향 오차에 의한 개선 성능 제한을 40 dB 이상으로 유지하기 위해서는 빔 조향 오차의 범위를 1도 이하로 유지하여야 함을 알 수 있고, 현재 일반적으로 사용되고 있는 위상 배열 안테나 기술로는 1도 이하의 조향 오차는 충분히 구현이 가능하다.

3-2 시간 동기 오차에 의한 영향

시간 동기 오차에 의한 개선 성능 역시 3-1절에서의 분석 방법과 동일하게 작은 개선 성능값을 가지

표 3. 시간 동기 오차에 의한 개선 성능 제한
Table 3. Limitation of improvement performance due to time synchronization error.

	PRF=1 kHz			PRF=10 kHz		
	1 % 10 us	5 % 50 us	10 % 100 us	1 % 1 us	5 % 5 us	10 % 10 us
5 ns	63.01	76.99	83.01	43.01	56.99	63.01
10 ns	56.99	70.97	76.99	36.99	50.97	56.99
20 ns	50.97	64.95	70.97	30.97	44.95	50.97

표 4. 시간 동기 오차에 의한 MTI 개선 성능 제한 (L-대역)
Table 4. Limitation of MTI improvement performance due to receiving beam pointing error(L-Band).

L-Band		TSE (dB)	Clutter					
PRF=10 kHz	Jitter		WH1	WH2	SS1	SS2	RC1	RC2
PW			78.53	63.72	56.94	49.74	44.99	38.53
1 %	5 ns	43.01	43.01	42.97	42.84	42.17	40.88	37.21
	10 ns	36.99	36.99	36.98	36.95	36.77	36.35	34.68
	20 ns	30.97	30.97	30.97	30.96	30.91	30.80	30.27
5 %	5 ns	56.99	56.96	56.15	53.95	48.99	44.72	38.47
	10 ns	50.97	50.96	50.74	49.99	47.30	44.01	38.29
	20 ns	44.95	44.95	44.89	44.68	43.70	41.96	37.64
10 %	5 ns	63.01	62.89	60.34	55.98	49.54	44.92	38.51
	10 ns	56.99	56.96	56.15	53.95	48.99	44.72	38.47
	20 ns	50.97	50.96	50.74	49.99	47.30	44.01	38.29

는 요인에 의해 전체 개선 성능이 결정된다. 표 3은 (n)번째 송신 펄스를 기준으로 (n+1)번째 송신 펄스의 펄스-펄스간 타이밍 오차가 5 ns, 10 ns, 20 ns일 때의 시스템 불안정 요소에 의한 개선 성능 제한을 나타낸다. 이때 펄스폭은 각각 PRF의 1 %, 5 %, 10 %라고 가정한다.

시간 동기 오차에 의한 개선 성능 제한은 펄스폭과 관련 있으며, 동일한 펄스-펄스 타이밍 오차에 대해 긴 펄스폭을 갖는 경우가 작은 펄스폭을 가지는 경우에 비해 펄스-펄스 타이밍 오차에 둔감함을 식 (10)을 통해 알 수 있다. 또한, 펄스폭이 펄스 반복 주기(=1/펄스 반복주파수)의 1 %일 때가 10 %일 때에 비해 개선 성능이 좋으며, 동일한 펄스폭에 대해 펄스-펄스 타이밍 오차가 작을수록 개선 성능이 개선된다. 표 4는 L-대역에서 클러터 개선 성능이 표 1

표 5. 시간 동기 오차에 의한 MTI 개선 성능 제한 (S-대역)

Table 5. Limitation of MTI improvement performance due to receiving beam pointing error(S-Band).

S-Band		TSE (dB)	Clutter					
PRF=10 kHz	Jitter		WH1	WH2	SS1	SS2	RC1	RC2
PW			68.98	54.18	47.40	40.20	35.45	28.99
1 %	5 ns	43.01	43.00	42.69	41.66	38.37	34.75	28.82
	10 ns	36.99	36.99	36.91	36.61	35.29	33.14	28.35
	20 ns	30.97	30.97	30.95	30.87	30.48	29.65	26.86
5 %	5 ns	56.99	56.72	52.35	46.95	40.11	35.42	28.98
	10 ns	50.97	50.90	49.27	45.82	39.85	35.33	28.96
	20 ns	44.95	44.93	44.46	42.99	38.94	34.99	28.88
10 %	5 ns	63.01	62.03	53.65	47.28	40.18	35.44	28.99
	10 ns	56.99	56.72	52.35	46.95	40.11	35.42	28.98
	20 ns	50.97	50.90	49.27	45.82	39.85	35.33	28.96

과 같이 주어졌을 때, 시간 동기 오차에 의해 발생된 펄스-펄스 타이밍 오차에 대한 10 kHz PRF에서의 전체 개선 성능을 구한 결과이고, 표 5는 S-대역에서의 개선 성능을 나타낸다.

펄스폭 1 us (펄스 반복 주기의 1 %)에서 5 ns의 펄스-펄스 타이밍 오차는 WH1에서부터 SS2까지의 클러터 개선 성능에 영향을 주지 못하지만, 44.99 dB의 개선 성능을 갖는 RC1의 경우 전체 개선 성능을 40.88 dB까지 RC2의 경우 37.21 dB까지 저하시킨다. 표 5는 S-대역에서의 클러터 개선 성능에 대한 시간 동기 오차의 영향을 계산한 결과로, 시간 동기 오차에 의한 개선 성능과 클러터 자체에 의한 개선 성능을 비교하였을 때, 작은 값을 갖는 개선 성능에 의해 전체 성능이 결정됨을 알 수 있다. 시간 동기 오차는 높은 PRF(10 kHz 이상)를 갖는 경우, 펄스-펄스 타이밍 오차를 10 ns 이하로 유지하고, 펄스폭은 펄스 반복 주기의 5~10 %를 갖도록 선택함으로써 50 dB 이상의 개선 성능을 제공할 수 있다.

3-3 주파수/위상 동기 오차에 의한 영향

주파수 동기는 송신기와 수신기의 주파수 상향/하향 변환 과정에서 사용된 STALO와 COHO의 주파수 안정도에 의해 결정되는 요소이며, 개선 성능 값 계산시 레이더의 탐지 거리와 관계된다. 식 (16)에서 $T(=2R/c)$ 는 탐지 거리까지의 왕복 시간을 나타

표 6. 주파수/위상 오차에 의한 개선 성능 제한
Table 6. Limitation of improvement performance due to frequency/phase synchronization error.

	STALO		
	50 km	100 km	200 km
1 Hz	62.61	56.59	50.57
5 Hz	48.63	42.61	36.59
10 Hz	42.61	36.59	30.57
	COHO 위상오차		
1 mrad	63.01		
5 mrad	49.03		
10 mrad	43.01		

낸다. 즉, 송신 펄스가 표적으로부터 반사되어 수신기에 도달하기까지 소요된 시간 동안 STALO 또는 COHO가 유지하고 있어야 하는 주파수의 안정도가 주파수 동기 오차의 범위를 결정한다. 100 km의 탐지거리에 대해 왕복 시간은 약 66.7 ms로 이 시간 동안 STALO 또는 COHO가 유지해야 하는 주파수 안정도의 범위는 송신 주파수 대역별로 상이하지만, 우수한 안정도를 갖는 발진기가 필요할 것으로 예상할 수 있다.

표 6은 탐지거리가 50, 100, 200 km일 때 1 Hz, 5 Hz, 10 Hz의 주파수 안정도를 갖는 STALO에 대한 개선 성능 계산 결과이다. 200 km의 탐지거리에 대해 10 Hz의 주파수 안정도를 갖는 STALO는 약 30.6 dB로 개선 성능을 제한한다. STALO에 의한 개선 성능 제한은 표 1의 펄스 반복주파수 1 kHz 클러터 성능과 비교하였을 때, 대부분 클러터 개선 성능에 비해 큰 값을 가지며, WH1과 WH2 클러터에 대해서 개선 성능에 영향을 미치게 된다.

주파수 동기와 함께 고려되어야 할 또 다른 시스템 불안정 요소로 COHO의 위상 오차 항이 있다. COHO의 위상 오차에 의한 개선 성능 제한은 1 mrad에서 10 mrad까지의 위상 오차에 대해 약 63 dB에서 43 dB까지의 성능을 가진다. 앞의 분석 방법과 동일하게 43 dB 이하의 개선 성능을 갖는 클러터가 MTI 신호 처리기에 입력되는 경우, 클러터에 의한 개선 성능이 전체 성능을 결정하며, 반대의 경우, COHO의 개선 성능이 영향을 미치게 된다.

표 7. STALO와 COHO의 주파수 안정도 범위
Table 7. Frequency stability range of STALO and COHO.

	STALO 안정도 범위			COHO 안정도 범위
	L-Band	S-Band	X-Band	
1 Hz	1.06×10^{-9}	3.40×10^{-10}	1.01×10^{-10}	1.67×10^{-8}
5 Hz	5.32×10^{-9}	1.70×10^{-9}	5.03×10^{-10}	8.33×10^{-8}
10 Hz	1.06×10^{-8}	3.40×10^{-9}	1.01×10^{-9}	1.67×10^{-7}

COHO의 위상 오차는 SDR(Software-Defined Radio) 개념^[13]의 수신기 구조가 제안되기 전 아날로그 방식의 위상검파기^[14]를 이용한 수신기에서 고려되었으며, 최근 들어 SDR 기술을 이용한 DDC 방식이 대부분의 레이더 수신기에 이용하는 것이 추세에서 COHO의 위상 오차에 의한 영향보다 아날로그-디지털 변환기(ADC: Analog-to-Digital Converter)의 양자화에 의한 개선 성능 제한^{[7],[11]}을 포함하는 것이 바람직하다. ADC에 의한 개선 성능 영향과 자동 이득 제어(AGC: Automatic Gain Control) 및 하드 리미터 등과 같은 비선형 소자에 의한 영향은 향후 연구가 필요한 분야들 중 하나이다.

주파수/위상 동기 오차에 의한 영향과 함께 STALO와 COHO의 주파수 안정도의 범위 산출은 바이스태틱 레이더의 송수신기 구현에 있어 중요한 설계 고려 요소 중 하나이다. 송신 주파수 대역별 STALO와 COHO의 주파수 안정도는 COHO 주파수를 60 MHz라 가정하고, L-대역의 경우 940 MHz, S-대역인 경우 2,940 MHz, X-대역에서 9,940 MHz인 STALO에 대해 계산되었다.

바이스태틱 레이더에서 표 6에서 산출된 개선 성능을 유지하기 위해 STALO와 COHO의 주파수는 표 7의 안정도를 가져야 한다. 위의 주파수 안정도를 유지하기 위해 고안정 발진기를 송신기와 수신기 각각의 주파수 생성 과정에서 사용하고 각각의 기준신호로 GPS의 1PPS(Pulse Per Second)^[15]를 이용할 수 있다. 주파수/위상 동기 오차는 앞의 다른 불안정 요소들과 동일하게 전체 개선 성능에 영향을 주며, 특히 주파수 안정도의 범위가 넓고 탐지거리가 짧은 경우보다 장거리일수록 개선 성능을 제한하게 됨을 알 수 있다.

IV. 맺음말

본 논문에서는 펄스 체이싱 스캔 방식을 이용한 바이스태틱 MTI 레이더 시스템에서 시스템 불안정 요인들을 식별하고 MTI 개선 성능에 미치는 영향에 대해 고찰하였다.

펄스 체이싱 스캔 과정은 송신 펄스 단위로 수행되며, MTI 신호 처리는 작은 수의 펄스를 이용하여 클러터와 같은 간섭으로부터 표적을 분리할 수 있다. 이상적인 MTI 신호 처리 과정은 클러터 자체의 특성에 의해서 클러터 감쇄 및 시스템 개선 성능이 제한되나 본 논문에서 제안한 바이스태틱 레이더 구조에서는 펄스 체이싱 스캔 동안 수신 빔 조향 오차에 의해 클러터 감쇄 성능이 영향을 받을 수 있다.

또한, 시간 동기 오차에 의해 펄스-펄스 타이밍 에러와 펄스폭 변화에 의한 에러가 영향을 받음으로써 클러터 감쇄 성능이 제한되고 COHO 로컬 신호의 위상 오차와 주파수 상향/하향 변환 과정에서 일어날 수 있는 주파수 편차에 의해 MTI 신호 처리 성능이 저하될 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

[1] Nicholas J. Willis, *Bistatic Radar*, Scitech Publishing Inc., 2nd Ed., 2005.
 [2] D. Curtis Schleher, *MTI Radar*, Artech House, 1978.
 [3] M. C. Jackson, "The geometry of bistatic radar systems", *IEE Proc.*, 133(7), Pt. F, pp. 604-612, Dec. 1986.
 [4] W. Q. Wang et al., "Time and phase synchronisation via direct-path signals for bistatic synthetic aperture radar systems", *IET Radar, Sonar, and Navig.*, vol. 2, issue 1, pp. 1-11, 2008.
 [5] Eyung. W. Kang, *Radar System Analysis, Design, and Simulation, Chapter 11. Moving Target Indi-*

cator, Artech House, 2008.
 [6] 양진모, 김환우, "펄스 체이싱을 이용한 바이스태틱 레이더에서 수신 빔 조향 오차와 MTI(Moving Target Indication) 성능에 대한 연구", *한국전자파학회 논문지*, 21(12), pp. 1412-1422, 2010년 12월.
 [7] F. E. Nathanson, *Radar Design Principles, Chapter 9. Moving Target Indicators(MTI)*, McGraw-Hill, 2nd Ed., 1991.
 [8] Weiming Tian et al., "A frequency synchronization scheme based on PLL for BiSAR and experimental result", *9th International Conference on Signal Processing 2008, ICSP 2008*, pp. 2425-2428, 2008.
 [9] A. Aguasca et al., "Remote bistatic receiver synchronization using DLL techniques", *International Conference on Radar 92*, pp. 489-492, 1992.
 [10] Raymond S. Berkowitz, *Modern Radar - Analysis, Evaluation, and System Design, Pt. VI Chapter 2. MTI Radar Filter*, John Wiley & Sons Inc., 1965.
 [11] M. I. Skolnik, *Radar Handbook, Chapter. 2 MTI Radar*, McGraw-Hill, 3rd Ed., 2008.
 [12] D. K. Barton, *Radar System Analysis, Chapter 7. MTI Techniques in Search Radar*, Artech House, 1989.
 [13] 양진모, 이민준 외, "다기능레이더 신호 처리기 시스템 분석장치(SAE) H/W 설계", *국방과학연구소 연구보고서*, 2003년 9월.
 [14] 양진모, 김세영, 김선주, 전병태, "최소 에러를 갖는 레이더 수신기용 동기 검파 회로의 구현", *대한전자공학회논문지*, 33(11), pp. 60-69, 1996년 9월.
 [15] Matthias Wei β , "Synchronisation of bistatic radar systems", *Geoscience and Remote Sensing Symposium 2004, IGARSS'04*, vol. 3, pp. 1750-1753, 2004.

양진모



1988년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
1991년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
1991년 2월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
2006년 3월~현재: 충남대학교 전자

공학과 박사과정
[주 관심분야] 초고주파 시스템, 위상 배열 레이다 시스템

이민준



1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1988년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
1999년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1988년 2월~현재: 국방과학연구소

책임연구원
[주 관심분야] 능동 위상 배열 레이다 시스템

한일탁



2006년 2월: 충남대학교 전자전파 정보통신공학부 (공학사)
2008년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
2008년 2월~현재: 국방과학연구소 연구원

[주 관심분야] 레이다 시스템 및 전자파 산란 특성 등

김환우



1977년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1979년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1988년 6월: University of Utah 전자공학과 (공학박사)
1980년~현재: 충남대학교 전자전

파정보통신공학부 정교수
[주 관심분야] 통신 시스템 및 신호 처리 등

이용석



2003년 2월: 군산대학교 정밀기계 공학과 (공학사)
2005년 2월: 한양대학교 정밀기계공학과 (공학석사)
2006년 5월~현재: 국방과학연구소 연구원

[주 관심분야] 능동 위상 배열 레이다 시스템 및 시스템 제어 등