

# 광대역 레이더의 표적 반사 신호 모의 방법에 관한 연구

## A Study on the Methods to Simulate the Target Reflective Signal in a Wideband Radar

김 은 희 · 김 태 형\* · 김 선 주\*\*

EunHee Kim · TaeHyung Kim\* · Sun-ju Kim\*\*

### 요 약

실환경에서 레이더 시스템의 성능 평가를 수행하는 것은 시간이나 비용의 제한조건이 많으므로, 이를 시험하기 위한 표적 신호 모의 장치가 반드시 필요하다. 본 논문은 고해상도의 거리 프로파일 또는 영상을 형성하거나 혹은 추적의 정확도를 올리기 위하여 점차적으로 광대역을 사용하는 레이더의 최신 동향에 따라 이를 시험하기 위한 표적신호 모의 방법을 제시하였다. 송신신호를 직접 고속 샘플링하여 디지털 메모리를 이용한 시간 지연을 통해 구현하는 방법과 스트레치 프로세싱을 사용하는 시스템을 위한 비트 주파수 생성을 이용하는 방법에 대하여 기술하고, 각 방법이 광대역 파형의 표적을 모의할 때 가져야 할 조건을 제시하였다. 또한, 디지털 메모리 방식에 비트 주파수를 추가하는 방법을 제시하였다. 시뮬레이션을 통해 제시된 방법을 비교하고 타당함을 보였다.

### Abstract

Testing a radar system in real environment requires a lot of time and cost. Thus various target simulators are developed to evaluate the radar performance and its functions as well. In order to enhance the range resolution and the accuracy for tracking, recent radar system tends to use the wideband signal. In this paper, we summarize two target simulation methods - the direct sampling method with the digital memories and the beat frequency generation for the stretch processing - and suggest the condition to improve their performance for a wideband radar system.

Key words: Radar Target Simulator, Test & Evaluation, Wideband Radar, Stretch Processing

### I. 서 론

무기체계에 사용되는 레이더 시스템은 많은 비용과 긴 시간을 통해 개발되며, 실제 환경에서 성능 및 기능에 관한 평가를 수행하게 된다. 그러나 시험시설 구축, 시간,

비용 등의 제약조건들로 인하여, 개발된 레이더가 보유하고 있는 모든 성능과 기능을 실환경 시험을 통해 확인하기는 거의 불가능하다. 따라서 레이더 반사 신호 및 클러터 신호를 모의하는 다양한 시험 장비들이 개발되어 레이더의 성능 평가에 사용되고 있다<sup>[1][2]</sup>.

「이 논문은 2014학년도 세종대학교 교내연구비 지원으로 연구되었음.」

세종대학교 국방시스템공학과(Department of Defense Systems Engineering, Sejong University)

\*(주)LIG넥스원 ISR 센터(ISR Center, LIG Nex1 Co. Ltd)

\*\*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· Manuscript received July 28, 2014 ; Revised September 5, 2014 ; Accepted October 21, 2014. (ID No. 20140728-057)

· Corresponding Author: EunHee Kim (e-mail: eunheekim@sejong.ac.kr)

시험장비는 목적에 따라 개발되는데, 레이더의 송신 신호 없이 장비에서 입력 신호를 생성하여 수신부만을 검증하기 위한 방법과 송신 신호로부터 반사되는 수신 신호를 생성하는 방법이 있다.

일반적으로 레이더의 수신부와 이후 신호 및 데이터 처리기능의 검증을 위한 입력 신호는 임의 파형 생성기(AWG: Arbitrary Waveform Generator)와 같은 아날로그 신호 생성기능을 가진 일반 계측기를 통해 생성할 수 있다. 그러나 이러한 방식의 경우, 원하는 RF 주파수 대역의 신호를 생성하기 어려우므로 수신부의 LO 신호를 대체, 변경하여 사용하며, 따라서 실제 수신기의 LO에서 발생하는 위상 잡음이나 지터(jitter)의 영향을 평가하는 데에는 한계를 가진다. 또한, 대상 레이더 시스템에 따라 타이밍을 맞추는 것은 꽤 복잡한 제어를 요구한다<sup>[1]</sup>. 그러므로, 최근에는 각 레이더 시스템의 파형, 주파수 등 타이밍에 맞는 전용 시험 장비를 개발하여 사용하는 것이 선호되고 있다. 더욱이 전용 시험장비는 발전된 디지털 기술을 활용하여 사용자의 요구에 따라 다양한 파형과 여러 가지 시나리오를 유연하게 생성할 수 있고, 여러 채널의 신호를 동시에 생성할 수 있는 장점을 가지고 있다<sup>[2],[3]</sup>.

반면, 실제 레이더의 송신 신호를 받아 반사 상황을 모사하는 방법으로는 광섬유를 이용하거나 디지털 메모리를 이용하는 방법이 있다. 광섬유를 이용한 신호 지연 방식은 물리적인 선로의 길이를 이용하여 선로 길이만큼 해당하는 시간 지연을 구현하는 방식이기 때문에 모의되는 거리에 제약이 있다. 따라서 상대적으로 거리 모의에 제약이 없는 DRFM(Digital RF Memory)를 이용한 시간 지연 모의방법이 많이 사용된다<sup>[4]</sup>. DRFM은 주로 전자전을 목적으로 개발되어 그 구현 방법 및 성능에 관한 연구들이 이루어져 왔으며<sup>[5]-[7]</sup>, 최근에는 레이더의 표적 반사 신호 모의를 위해서도 많이 활용되고 있다<sup>[8],[9]</sup>. DRFM을 활용한 표적 모의 장치는 디지털 기술을 기반으로 하여 다양한 기능과 유연성을 제공할 수 있어서, 적응적/지능적으로 진화하고 있는 최신의 레이더 시스템 평가를 위한 활용도가 더욱 높아지고 있다.

본 연구에서는 최근 레이더에서 광대역 주파수에 대한 활용이 증가하고 있는 것<sup>[1]</sup>을 고려하여, 이를 시험하기 위한 표적신호 모의 방법을 제시하였다. 광대역 파형은 넓은

범위에서의 주파수 변경(agile)을 위해 사용되거나, 해상도를 올려 추적 등의 정확도를 확보하기 위해 사용된다. 또한, 동일 표적에 대하여 다수의 산란점으로부터 HRRP(High Resolution Range Profile) 또는 SAR(Synthetic Aperture Radar)/ISAR(Inverse SAR) 영상 등을 형성하여 표적을 식별하기 위해 사용된다. 최근 RF 기술의 발전에 따라, 중심주파수의 최대 10%에 이르는 광대역의 사용이 가능해지고 있어서, X-band SAR 레이더의 경우 600 MHz 이상의 대역폭으로 30 cm 이하의 해상도가 가능해지고 있다<sup>[12]</sup>.

광대역 레이더의 경우, 고속 샘플링을 요구하므로 스트레치(stretch) 프로세싱을 이용하여 협대역 신호로 변환하여 처리해 왔으나, 최근 AD 변환기의 기술 발전에 따라 직접 샘플링하여 디지털 영역에서 처리하기도 한다. 이에 따라 본 논문에서는 표적신호 모의 방법으로 고속 샘플링을 이용한 직접 모의 방법과 스트레치(stretch) 프로세싱<sup>[11]</sup>을 고려한 주파수 모의 방법을 정리하고, 고속 샘플링 방법에 비트 주파수를 추가하는 방법을 제시하였다.

II장에서는 펄스 레이더의 표적 반사 신호를 유도하고, 표적 신호 모의방법들을 정리하였으며, 광대역 파형에 대응하기 위한 조건을 제시하였다. III장에서는 각 방법에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하고 타당성을 보였으며, IV에서 결론을 정리하였다.

## II. 표적신호 모의 방법

### 2-1 펄스 레이더의 표적반사 신호

다음과 같이 표현되는 선형 주파수 변조(LFM: Linear Frequency Modulation)된 펄스폭  $T$ 의 전송신호  $S_t(t)$ 를 고려해 보자<sup>[11]</sup>.

$$S_t(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)e^{(2\pi j)\phi(t)} \tag{1}$$

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & |x| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & |x| > \frac{1}{2} \end{cases} \tag{2}$$

이때, 위상과 주파수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi(t) = f_c t + \frac{B}{2T} t^2 \quad (3)$$

$$f(t) = \frac{d\phi}{dt} = f_c + \frac{B}{T} t \quad (4)$$

여기서  $B$ 는 주파수 대역폭,  $T$ 는 펄스폭이며,  $f_c$ 는 중심 주파수이다. 이에 대한 표적의 반사 신호는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$S_r(t) = A \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) e^{(2\pi j)\phi(t-\tau)} \quad (5)$$

$$\phi_r(t) = \phi(t-\tau) = f_c(t-\tau) + \frac{B}{2T}(t-\tau)^2 \quad (6)$$

여기서  $\tau$ 는 지연 시간으로 펄스 내에서 동일한 속도  $v$ 로 다가온다고 가정하면,

$$\tau(t) = \frac{2(R-vt)}{c} = \bar{\tau} - \alpha t \left( \bar{\tau} = \frac{2R}{c}, \alpha = \frac{2v}{c} \right) \quad (7)$$

와 같이 표현될 수 있다.  $R$ 은 초기거리이고,  $c$ 는 광속이다.

펄스간격  $T_p$  인 펄스 트레인을 사용하는 경우,  $n$ 번째 펄스의 표적 반사 시간  $\tau_n(t)$ 는

$$\tau_n(t) = \frac{2(R_n - v_n t)}{c} = \bar{\tau}_n - \alpha_n t, \quad 0 \leq t < T_p \quad (8)$$

이고,  $n+1$  번째 펄스의 표적 반사 신호와의 위상 차이는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \phi(t - \tau_{n+1}(t)) - \phi(t - \tau_n(t)) \\ &= -(\tau_{n+1}(t) - \tau_n(t)) \left[ f_c + \frac{B}{T} \left( t - \frac{\tau_n(t) + \tau_{n+1}(t)}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

만약 다가오는 시선속도가 일정하다면,  $\alpha_n = \alpha_{n+1} = \alpha$ ,  $\tau_{n+1}(t) - \tau_n(t) = -\alpha T_p$  이고, 도플러 주파수  $f_{dop} = \alpha f_c$  이므로, 펄스간 위상차는

$$\Delta\phi(t) = f_{dop} T_p + \alpha T_p \frac{B}{T} \left( t - \frac{\tau_n(t) + \tau_{n+1}(t)}{2} \right) \quad (10)$$

와 같이 표현될 수 있으며, 첫 번째 항은 도플러 주파수가 된다. 두 번째 항은 주파수 변조에 의한 펄스 내 위치별

변화로 펄스 중앙, 즉  $t = (\tau_n(t) + \tau_{n+1}(t))/2$ 에서 0 값을 가지며, 펄스 내에서  $\max(\tau_n, \tau_{n+1}) - 2/T < t < \min(\tau_n, \tau_{n+1}) + 2/T$ 이므로 아래와 같이 제한된(bounded)되는 값이다. 대역폭이 커질수록 증가하는 경향을 가진다.

$$\left| \alpha T_p \frac{B}{T} \left( t - \frac{\tau_n(t) + \tau_{n+1}(t)}{2} \right) \right| < \frac{B}{2} (\alpha T_p) \quad (11)$$

## 2.2 고속 샘플링을 이용한 직접 모의 방법

DRFM을 이용한 표적 모의 장치는 전송된 신호를 메모리에 저장하였다가 일정 시간 후 단순 재생하는 방법으로, 그림 1에서 보는 바와 같이 고속의 A/D 변환기, 파형 저장기(DRFM), 거리 모의를 위한 시간 지연 및 게인 제어기, 도플러 주파수 모의를 위한 디지털 주파수 생성기, 믹서 및 D/A 변환기로 구성된다<sup>9)</sup>. 지연시킬 수 있는 시간의 최소 단위(샘플링 주기)가 존재하며, 이것이 표적의 거리 해상도를 좌우하게 되므로, 시험하고자 하는 대상 레이더보다 높은 성능을 제공하여야 한다.

그림 4와 같이 구현된 표적 모의 장치에서 모의된 표적

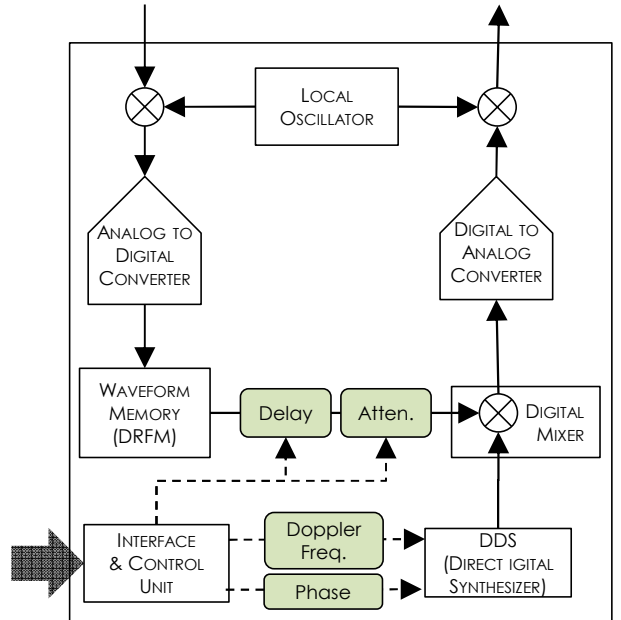


그림 1. DRFM을 이용한 표적 모의 장치의 구성  
Fig. 1. Radar target simulator using DRFM.

반사 신호는 아래와 같다.

$$S_{drfm,n}(t) = A \text{rect}\left(\frac{t - kT_s}{T}\right) e^{(2\pi j)\phi_{drfm,n}(t)} \quad (12)$$

$$\phi_{drfm,n}(t) = \phi(t - kT_s) + f_{dop}(t + nT_p) \quad (13)$$

여기서,  $T_s$  는 AD 변환기에 의한 샘플링 주기 즉 거리셀의 크기이며,  $k = \text{fix}[\tau/T_s], f_{dop} = \alpha f_c$  이다. 식 (13) 앞의 항은 저장되었던 신호를  $kT_s$  후 재생시킨 항으로 메모리와 클락에 의해 구현되며, 두 번째 항,  $f_{dop}(t + nT_p)$  은 도플러 주파수로 주파수 생성기(DDS: Direct Digital Synthesizer) 등에 의해 구현된다.

디지털 방식의 표적 모의 장치에 의해 모사될 수 있는 시간 지연  $k_n T_s$ 로부터 표적의 실제 시간 지연은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\tau_n = \overline{\tau_n} - \alpha_n t = k_n T_s + \delta_n - \alpha_n t \quad (14)$$

여기서  $\delta_n$  는 이러한 샘플링에 의한 양자화 에러이다. 이로부터 식 (6)은 아래 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi_{r,n}(t) &= f_c(t - \tau_n(t)) + \frac{B}{2T}(t - \tau_n(t))^2 \\ &= \phi(t - k_n T_s) - f_c(\delta_n - \alpha_n t) \\ &\quad + \frac{B}{T}(t - k_n T_s)(-\delta_n + \alpha_n t) \\ &\quad - \frac{B}{2T}(\delta_n - \alpha_n t)^2 \end{aligned} \quad (15)$$

일반적으로 거리 해상도가 낮은, 즉 대역폭이 좁은 펄스 도플러 레이더의 경우, 데이터 획득시간(버스트) 내에서 표적의 속도가 일정하며, 거리셀의 이동이 거의 일어나지 않으므로,  $\alpha_n$  과  $k_n$  은 일정한 값을 가지고,  $\delta_n = \delta_0 - n\alpha T_p$  이다. 따라서 식 (13)과 같이 모의될 수 있으며, 실제 신호와의 위상 에러는

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{B}{T}(t - k_n T_s)(-\delta_n + \alpha_n t) \\ &\quad - \frac{B}{2T}(\delta_n - \alpha_n t)^2 - f_c \delta_0 \end{aligned} \quad (16)$$

이다. 대역폭이 작은 경우에 무시될 수 있으며, 특히, 두 번째 항은 2차항으로 매우 작다. 즉, 표적 반사 신호는 버

스트 내에서는 동일한 시간 지연과 도플러 주파수로 모의할 수 있다.

반면, 광대역 레이더의 경우는 거리 해상도가 높고, 데이터 획득 시간이 길어서 버스트 내에서 조차도 펄스간 연속적인 거리셀의 이동이 발생할 수 있으며, 시선속도가 변할 수 있다. 따라서  $k_n$  값이 펄스마다 변경되며, 식 (15)로부터,  $f_{dop}(t + nT_p)$  는  $-\delta_n f_c$ 로 변경되어야 한다.

$$\phi_{drfm,n}(t) = \phi(t - k_n T_s) - f_c \delta_n \quad (17)$$

즉, 모의에 필요한 변수  $k_n, \delta_n$  는 펄스 단위로 갱신되어야 한다. 이 경우, 펄스간 위상변화는 아래와 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{drfm} &= f_c(\overline{\tau_n} - \overline{\tau_{n+1}}) \\ &\quad + \frac{B}{T}T_s(k_n - k_{n+1})\left(t - \frac{k_n + k_{n+1}}{2}T_s\right) \end{aligned} \quad (18)$$

식 (11)과 마찬가지로 도플러 항과 펄스 중앙에 제로 값을 가지는 두 번째 항을 가지고 있다. 또한, 이 항은  $k_{n+1}T_s - T/2 < t < k_n T_s + T/2$ 에서 아래와 같이 제한(bounded)된 값이다.

$$\left| \frac{B}{T}T_s(k_n - k_{n+1})\left(t - \frac{k_n + k_{n+1}}{2}T_s\right) \right| < \frac{B}{2}T_s \quad (19)$$

그러나 거리셀의 이동에 의해  $k_n, k_{n+1}$  값이 다를 때만 불연속적으로 나타나므로, 연속적인 경우에 비해 사이드 로브 특성을 저하시키는 요인이 된다.

### 2-3 스트레치 프로세싱을 고려한 비트주파수 모의 방법

스트레치 프로세싱은 그림 2에서와 같이 송신 신호 자체 또는 펄스 방식의 레이더의 경우, 수신되는 신호와 가까운 시간만큼 지연되어진 송신 신호를 곱하여, 그 차이를 처리하는 방식이다. 그러므로 추적 레이더의 경우, 표적의 위치를 어느 정도 범위 내에서 예측한 상황에서 사용할 수 있으며, SAR의 경우, 지상의 특정 구간을 지정해서 보고자 할 때 사용할 수 있다.

스트레치 프로세싱을 가지는 레이더의 경우, 시스템

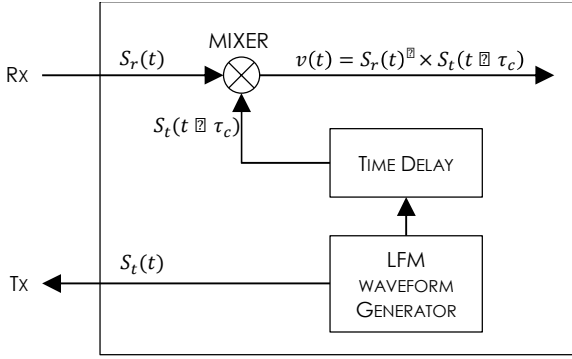


그림 2. 스트레치 프로세싱의 구성도  
Fig. 2. Block diagram of stretch processing.

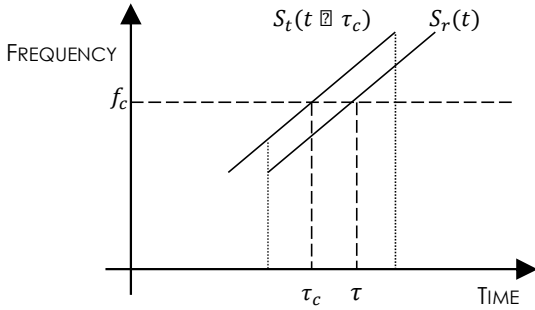


그림 3. 스트레치 프로세싱의 개략 원리  
Fig. 3. Sketch of stretch processing.

내 지연된 신호  $S_t(t - \tau_c)$  신호를 이용할 수 있다면 그림 3에서와 같이 수신된 신호에 거리차에 의한 비트 주파수를 생성하여 입력 신호를 모의할 수 있다.

모의 표적 장치는 그림 4와 같이 구현할 수 있으며, 이러한 방식의 경우, AD 변환을 필요로 하지 않으므로 샘플링에 의한 정규화에 영향을 받지 않으며, 저장을 위한 메모리도 필요로 하지 않는다.

이때, 모의된  $n$ 번째 펄스의 반사 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$S_{st,n}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \tau_c}{T}\right) e^{(2\pi j)\phi_{st,n}(t)} \quad (20)$$

$$\phi_{st,n}(t) = \phi(t - \tau_c) + f_{bit}(t - \tau_c) + f_{dop}(t + nT_p) \quad (21)$$

여기서  $f_{bit} = B(\tau_c - \tau_n)/T$ ,  $f_{dop} = \alpha f_c$ 이다.

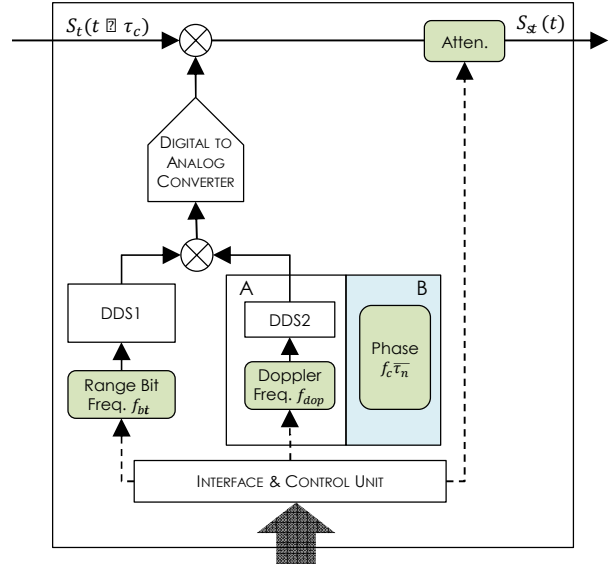


그림 4. 스트레치 신호를 이용한 모의 표적 장치 구성  
Fig. 4. Radar target simulator for stretch processing.

식 (6)으로부터 실제  $n$ 번째 반사 신호의 위상은

$$\begin{aligned} \phi_{r,n}(t) &= f_c(t - \tau_n(t)) + \frac{B}{2T}(t - \tau_n(t))^2 \\ &= \phi(t - \tau_c) - f_c(\tau_n(t) - \tau_c) \\ &\quad + \frac{B}{T}(\tau_c - \tau_n(t))(t - \tau_c) + \frac{B}{2T}(\tau_n(t) - \tau_c)^2 \end{aligned} \quad (22)$$

와 같이 표현될 수 있고, 시선속도가 일정한 경우, 식 (8)로부터 지연시간은  $\tau_n(t) = \tau_1 - n\alpha T_p - at$ 가 되므로, 식 (21)과의 위상 에러는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} E_2 &= \phi_{r,n}(t) - \phi_{st,n}(t) \\ &= -f_c\tau_1 + \frac{B}{2T}(\tau_n(t) - \tau_c)^2 \end{aligned} \quad (23)$$

에러  $E_2$ 의 첫째항은 상수이고, 두 번째 항은 시간에 대한 2차항이므로 매우 작아서 무시할 수 있다.

앞 절에서와 같이 협대역인 경우, 버스트 내에서 지연 시간과 속도가 일정하여  $f_{bit}$  과  $f_{dop}$  을 동일하게 모의할 수 있으나, 광대역 파형을 사용하는 경우, 펄스마다 비트 주파수를 갱신하여야 하며, 도플러 주파수(그림 4의 A)가 아닌 펄스별 위상(그림 4의 B)으로 모의하여야 한다. 따라서 식 (20)은 아래와 같이 변경된다.

$$\phi_{st,n}(t) = \phi(t - \tau_c) + f_{bit,n}(t - \tau_c) - f_c \overline{\tau_n} \quad (24)$$

이런 방식의 모의 방법은 앞서 설명한 바와 같이, 지연 신호를 모의 장치에 입력할 수 있어서 특정 위치 혹은 근처의 표적신호를 생성하기 위해 사용될 수 있으며, 시간 지연을 비트 주파수로 모의하므로 실제 상황과는 차이가 있다. 특히, 표적의 시나리오 외에 파형(펄스폭과 대역폭)에 의해 모의 신호가 변경되어야 하므로 파형정보를 알 수 없는 경우에는 모의할 수 없다.

### 2.4 직접 모의방식의 연속적 거리이동 모의

식 (13) 또는 (17)과 같은 모의 방식의 경우, 저장된 신호를 재생하여 펄스마다 도플러 주파수 또는 위상을 변경한다. 따라서 지연 가능한 거리의 최소 단위( $T_s$ )가 존재하고, 불연속적으로 이동한다. 이러한 최소단위는 대상 레이더의 정확도 또는 해상도를 해치지 않을 정도로 짧아야 하므로, 직접 모의의 경우 2배 이상의 고속 샘플링을 요구한다.

앞서 설명한 바와 같이 SAR나 ISAR와 같은 광대역 레이더의 경우, 거리 해상도가 높고, 데이터 획득 시간이 길어서 펄스간 연속적인 거리셀의 이동이 일반적이며, 이를 보상하기 위한 거리 보상 알고리즘을 사용한다. 이러한 알고리즘을 시험하기 위해서는 연속적 거리이동을 모의해야 한다. 파형 정보를 이용할 수 있는 경우, 2-3절의 스트레치 프로세싱과 같이 직접 모의방식에서도 비트 주파수를 추가함으로써 이동을 모의할 수 있다.

식 (16)의 에러에서 첫 번째 항은 샘플링에 의해 양자화된 지연( $k_n T_s$ )과 실제 지연( $\tau_n$ )과의 차이인  $\delta_n$ 에 의한 비트 주파수이다.

$$\phi_{bit}(t) = \frac{B}{T}(t - k_n T_s)(-\delta_n) \quad (25)$$

따라서, 식 (17)에 비트주파수를 추가 모의하면, 연속적인 거리의 이동을 모의할 수 있다.

$$\phi'_{drfm,n}(t) = \phi(t - k_n T_s) - f_c \delta_n + \phi_{bit}(t) \quad (26)$$

## III. 시뮬레이션 결과

### 3.1 시뮬레이션 시나리오

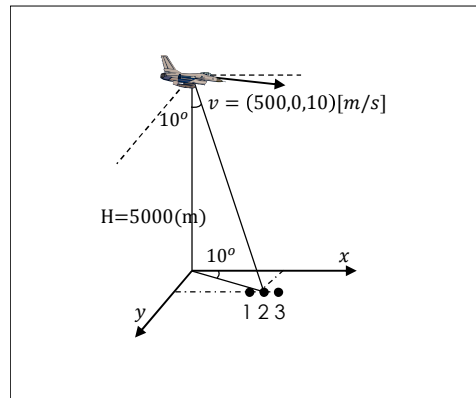


그림 5. 시뮬레이션 시나리오  
Fig. 5. Simulation scenario.

표 1. 파형정보  
Table 1. Waveform information.

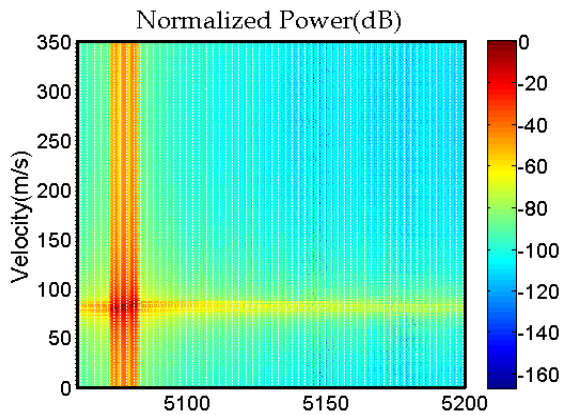
항 목	값
PRF	10 KHz
Sampling rate( $T_s$ )	500 MHz
펄스수( $N$ )	128
중심주파수( $f_c$ )	4 GHz
대역폭( $B$ )	200 MHz
펄스폭( $T$ )	10 usec

시뮬레이션을 위한 시나리오는 그림 5에서 보이는 것과 같이 고도 5,000 m에서 일정한 속도로 날고 있는 항공기에서 아래를 바라보는 경우에 대하여, 인접한 산란점 1~3의 반사 신호를 모의하도록 하였다. 항공기가 산란점을 향해 다가가고 있으므로 세 점의 시선속도는 모두 양의 방향으로 나타난다. 사용된 파형은 중심주파수 4 GHz에 대역폭 200 MHz이며, 자세한 항목은 표 1에 지시하였다.

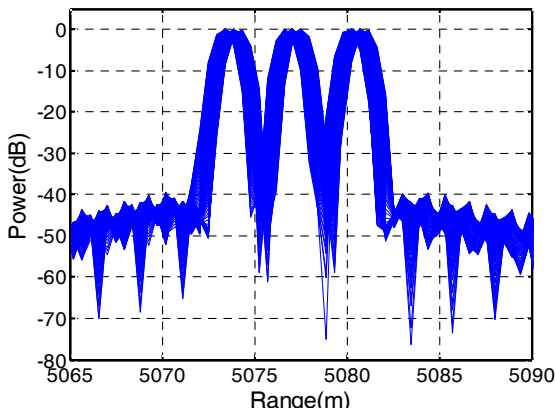
### 3-2 결과 비교

2-1절의 식 (5)에 의하여 세 개의 산란점에서 반사되는 신호를 모의하면 그림 6과 같은 결과를 얻을 수 있다.

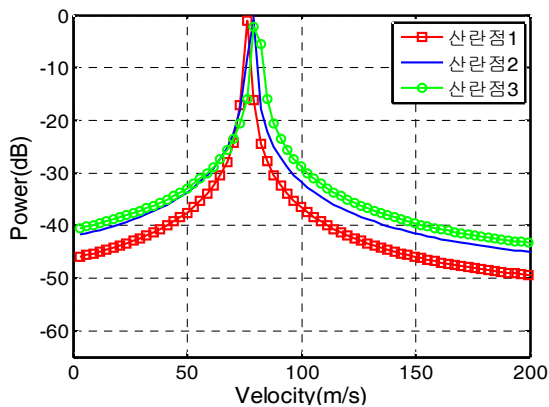
결과 처리시 비교를 위해 거리 방향은 스트레치 프로세싱으로 처리하였으며, 사이드로브를 낮추기 위하여 해밍 윈도우(hamming)를 사용하였다. 거리 보상은 수행하지 않았다. 도플러 방향은 결과 비교를 위해 윈도우를 사



(a) 거리-도플러 맵  
(a) RD map



(b) 거리 프로파일  
(b) Range profile

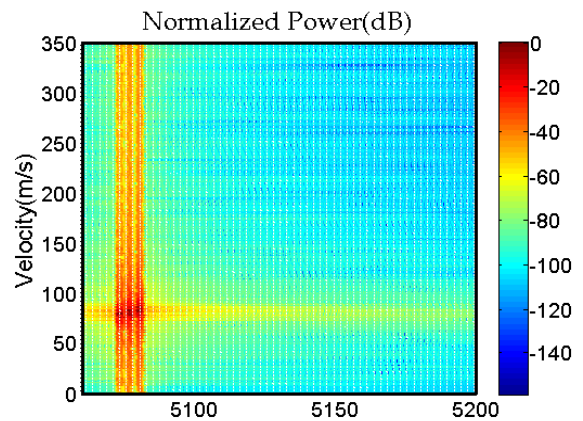


(c) 속도 프로파일  
(c) Velocity profile

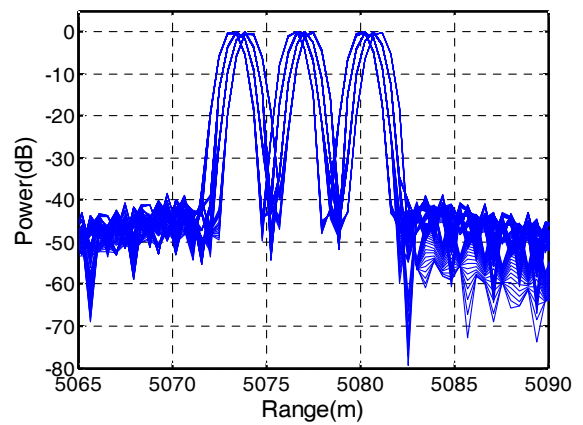
그림 6. 실제 반사신호 모의  
Fig. 6. True target signal.

용하지 않으며, 따라서 그림 6(a)의 RD(Range Doppler)에 대한 파워맵을 보면 속도방향의 SLB가 거리방향에 비해 높은 것을 볼 수 있다. 각 피크점 즉, 5,073 m, 5,075 m, 5,080 m의 거리와 73 m/s, 75 m/s 77 m/sec 속도에서 산란점이 나타난다.

그림 6의 (b)는 펄스마다의 거리 프로파일을 오버랩하여 나타낸 것으로, 항공기의 이동에 의해 산란점이 거리 방향으로 연속적으로 이동하는 것을 보여준다. 산란점을 향해 다가가므로 거리가 줄어드는 쪽으로의 이동이다. 또한, 그림 6의 (c)는 각 산란점의 속도방향으로의 프로파일로 SLL (SideLobe Level)을 볼 수 있다.



(a) 거리-도플러 맵  
(a) RD map



(b) 거리 프로파일  
(b) Range profile

그림 7. 고속 샘플링과 메모리에 의한 모의  
Fig. 7. Target signal from the fast sampling.

그림 7은 2-2절에서 제시한 고속 샘플링과 디지털 메모리를 이용하여 식 (17)에 의해 모의하는 경우의 결과이다. 디지털 샘플링 주파수에 의해 거리 셀이 연속적으로 이동할 수 없어서, 그림 7의 (b)와 같이 거리방향으로의 불연속적인 이동을 확인할 수 있다. 그림 10에서 나타낸 바와 같이 이러한 불연속성에 의해 사이드로브의 특성이 나빠진다.

그림 8은 2-3절에서 제시한 식 (20)~(21)에 의한 결과이다. 그림 8의 (b)에서 보이듯이, 이 방법은 거리방향의 이동을 연속적으로 모사할 수 있으며, 그림 8(a)의 RD 맵과 그림 10에서 사이드로브 특성이 우수함을 알 수 있다.

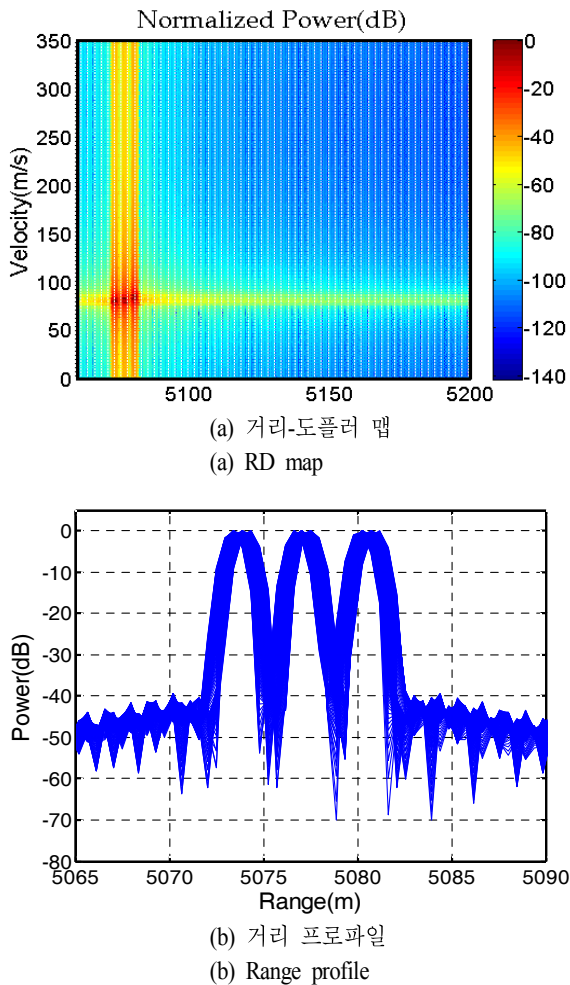


그림 8. 스트레치 신호와 주파수 생성에 의한 모의  
Fig. 8. Target signal from the frequency generation.

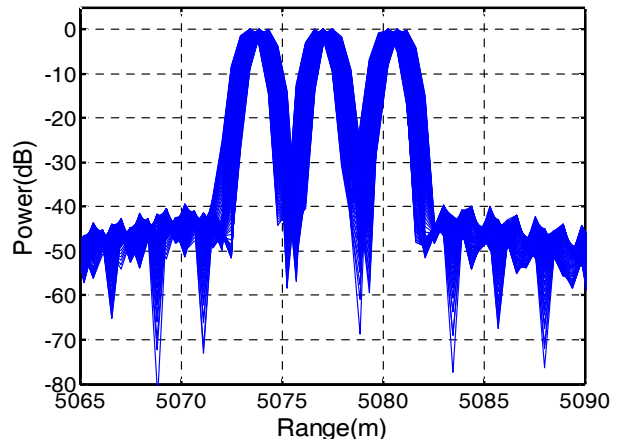


그림 9. 비트 주파수 추가에 의한 거리 이동 모의  
Fig. 9. Range profile with beat frequency.

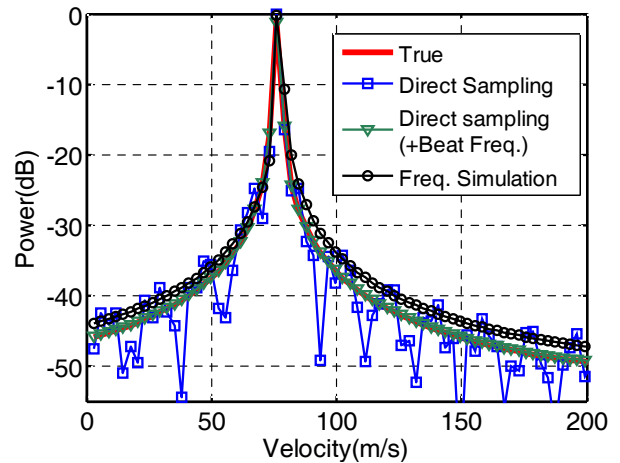


그림 10. 산란점 1에서의 속도 프로파일  
Fig. 10. Velocity profile at scatterer 1.

그림 7의 불연속적 거리 이동을 개선하기 위하여 2-4절의 식 (26)과 같이 거리방향으로의 펄스 내 비트주파수를 모의 하면, 그림 9와 같이 연속적으로 특성이 개선됨을 볼 수 있다. 이러한 특성은 그림 10에서 나타낸 바와 같이 속도 방향의 사이드로브 특성도 개선한다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 광대역 파형의 표적 신호 모의 방법으로 송신파형의 직접 샘플링에 의한 방법과 비트주파수에 의한 모의 방법을 정리하고 비교하였다. 또한, 고속 샘플



링과 디지털 메모리를 이용하여 직접 모의하는 경우에 대하여 비트 주파수를 추가하여, 샘플링 정규화에 의한 거리변화를 연속적으로 보상하는 방법을 제시하였다.

광대역 레이더의 경우는 거리 해상도가 높고, 데이터 획득 시간이 길어서, 버스트 내 연속적인 거리셀의 이동이 발생하며, 시선속도가 변할 수 있으므로, 광대역 파형을 모의하기 위해서는 펄스마다 관련 변수들을 갱신하여야 한다. 시뮬레이션에 사용된 0.1 msec의 주기를 가진 128개의 펄스로 구성된 버스트의 경우, 변수의 갱신 주기는 12.8 msec에서 0.1 msec로 빨라져야 한다. 따라서 표적 모의 장치 내부 메모리(또는 레지스터)의 갱신주기와 외부 인터페이스의 속도에 있어서 기존 장비보다 높은 성능을 요구한다. 인터페이스는 현재 UDP(User Datagram Protocol)가 가장 많이 사용되고 있다.

### References

[1] V. Gupta, "Latest trends in radar system testing", *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, 23(5), pp. 20-25, 2008.

[2] 노지은, 양진모, 유경주, 구영석, 이상화, 송성찬, 이희영, 최병관, 이민준, "다채널 직접 디지털 합성을 이용한 레이더 반사신호 모의장치", *한국전자과학회논문지*, 22(10), pp. 966-980, 2011년 10월.

[3] 양진모, 이민준, 김환우, "레이더 시스템 성능평가용 가상 레이더 표적신호 발생장치", *한국 군사과학기술학회지*, 11(8), pp. 40-49, 2008년 6월.

[4] S. J. Roome, "Digital radio frequency memory", *Elec-*

*tronics & Communication Engineering Journal*, pp. 147-153, Aug. 1990.

[5] 한일탁, "펄스 인식 및 지연 간격 검출을 통한 인터리브 방식의 디지털 시간 지연 모듈 개발", *한국전자과학회논문지*, 22(6), pp. 577-583, 2011년 6월.

[6] 홍상근, 이왕용, 류정호, 신옥현, "위상 샘플링 방식 DRFM 적용 대역폭 제어 잡음 재밍 기법 개발", *한국전자과학회논문지*, 22(8), pp. 776-783, 2011년 8월.

[7] 강종진, "디지털 고주파 기억 장치에서의 스푸리어스 신호 저감 방법", *한국전자과학회논문지*, 22(7), pp. 669-674, 2011년 7월.

[8] M. S. Chung, W. S. Kim, C. O. Bae, S. M. Kang, and D. C. Park, "Development of frequency discriminated simulative target generator based on DRFM for radar system performance evaluation", *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, 11(3), pp. 213-219, Sep. 2011.

[9] M. hakravarti, R. Daggula, "Development of digital RF memory based target echo simulator for Doppler radars", in *Applied Electromagnetics Conference, IEEE*, pp. 1-4, Dec. 2009.

[10] K. Olivier, J. E. Cilliers, and M. Du Plessis, "Design and performance of wideband DRFM for radar test and evaluation", *Electronics Letters*, 47(14), pp. 824-825, 2011.

[11] M. Skolnik, *Radar Handbook*, McGraw Hill, 2008.

[12] 황용철, 전병태, "항공기 및 무인기 SAR 기술 동향", *한국전자과학회지 전자과학기술*, 22(6), pp. 17-28, 2011년 11월.

### 김 은 희

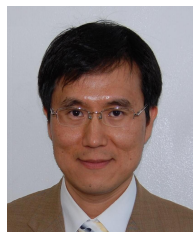


1997년 3월: 한국과학기술원 정밀공학과 (공학석사)  
 2004년 8월: 한국과학기술원 기계공학과 (공학박사)  
 2007년 10월: (주)LIG넥스원 ISR 연구센터 수석연구원  
 2013년 9월~현재: 세종대학교 국방시스

템공학과 조교수

[주 관심분야] 레이더 신호처리, 레이더 시스템

### 김 태 형



1999년 3월: 부산대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2007년 3월: 부산대학교 전자공학과 (공학박사)  
 2010년 11월: 국방과학연구소 연구원  
 2010년 12월~현재: (주)LIG넥스원 ISR 연구센터 연구원

[주 관심분야] 레이더 신호처리, 패턴인식

김 선 주



1988년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학 석사)

1988년 3월 ~ 현재: 국방과학연구소 책임 연구원

[주 관심분야] 반도체 송수신 모듈설계, 능동 위상 배열 레이더 시스템 설계, 항공기 레이더