

모호함수를 이용한 레이더 신호 생성기법

Radar Signal Generation Technique using Ambiguity Function

홍 동 희* 박 성 철* 이 성 용* 김 정 렬* 박 진 규*
Hong, Dong-Hee Park, Sung-Chul Lee, Sung-Yong Kim, Jeong-Ryul Park, Jin-Kyu

ABSTRACT

Radar signal simulation is increasingly gaining in importance according as modern radar systems are more complex. Although computer performance has been advanced, it is difficult to implement the real-time simulation because the detailed model for the radar is necessary to get the desired accuracy. In order to achieve real time operation, we propose radar signal generation technique using ambiguity function, instead of wellknown correlation method. The ambiguity function is the mathematical modeling of the signal processing procedure which is a simulation section to require the most computations.

주요기술용어 : Radar Signal Generation(레이더 신호생성), Ambiguity Function(모호함수),
Cross-Correlation Function(CCF, 상호상관함수),
Auto Correlation Function(ACF, 자기상관함수)

1. 머리말

레이더 시스템을 설계하기 위해서는 설계 초기 단계에서부터 레이더 신호 모사가 필수적이다. 왜냐하면 이를 통하여 레이더의 성능을 예측할 수 있으며, 안테나 이득 및 빔 폭, 송신기 출력 등 주요 레이더 변수를 선정하고, 임무에 부합되는 파형설계 등 주요한 설계방향을 도출할 수 있기 때문이다.

레이더 설계가 구체화됨에 따라 레이더 신호 모사

기법은 그 중요성이 더욱 증가한다. 설계 중인 레이더는 다양한 환경조건에서 임무를 수행해야 하기 때문에 각종 환경에서의 레이더 응답을 예측하고 결과를 분석하는 것은 중요한 일이 된다.

특히, 레이더의 기능이 복합된 다기능 레이더(Multi-function Radar)에서는 임무에 따라 다양한 파형을 사용하게 되므로 레이더 신호 모사는 절대적으로 필요하게 된다. 레이더 신호 모사의 대상은 레이더 신호처리기의 출력이다. 즉, 송신된 레이더 파형이 외부환경과 반응하여 레이더 신호 처리기 결과에 나타나는 현상을 수치적으로 재현

* 국방과학연구소 연구원

하는 것이다.

레이더 신호 모사는 크게 두 분야-실시간(Real Time) 모사와 비실시간(Non-real Time) 모사로 구별된다.

일반적으로, 시간의 제약으로부터 비교적 자유로운 비 실시간 모사의 경우는 주로 정교한 수학적 모델을 사용하여 수신된 표적 및 잡음 신호 생성을 수행한 후 신호처리기에서 수행되는 동일한 처리과정(Correlation)을 모사한다^[1]. 이렇게 함으로써 신호 모사의 정확도를 높일 수 있고 코히어런트 레이더의 신호처리기를 있는 그대로 모사할 수 있는 장점이 있다. 그러나 사용되는 파형 및 알고리즘이 복잡해지고, 레이더의 탐지거리가 늘어나게 되면 신호모사시간이 증가되는 단점을 갖는다. 반면에 실시간 모사의 경우에는 정해진 시간 내에 신호에 대한 모사를 수행하여야 하기 때문에 모사할 표적의 좌표, 속도 및 시스템 변수(송수신 전력, 안테나 이득)를 이용하여 SNR을 계산한 후 오차를 더해 모사 표적을 생성하는 방식을 사용한다. 그러나, 이러한 방식을 통한 실시간 신호 생성기법은 신호처리과정에서 나타나는 속도 및 거리 채널간의 상호관계를 표현할 수 없기 때문에 모사된 신호를 처리하는 레이더 통제기의 동작(Plot 융합, Interbeam 처리)을 모사 하는데 제약사항이 발생하게 된다.

이러한 문제는 신호처리과정을 레이더 모호함수(Ambiguity Function)로 모델링 함으로서 해결할 수가 있고 이렇게 함으로써 다기능레이더와 같이 복잡한 동작을 하는 레이더의 설계 및 성능평가를 신속하게 실행할 수 있다.

본 논문에서는 모호함수를 이용해 표적 및 잡음 신호를 시간영역에서 생성하는 방법과 이에 대한 시뮬레이션 결과를 제시한다.

2. 모호함수

모호함수란 시간 및 도플러 주파수 관점에서 레이더 신호처리기의 출력을 나타내는 함수로, 송신파형 및 신호처리 과정에 따라 고유한 특성을 나타낸다.

모호함수를 살펴보기 전에 우선 현대의 레이더가 주로 사용하는 LFM(Linear Frequency Modulation)과 PCM(Pulse Coded Modulation) 파형에 대해서 알아보기로 한다.

LFM은 주파수 변조 파형으로서 펄스 내부의 주파수가 송신시간에 따라 일정하게 증가한다. 이 파형은 표적의 도플러 주파수가 심하게 변동하여도 안정된 신호수준을 제공하므로 다양한 속도를 갖는 표적에 대한 탐지성능이 우수하다. 반면에 다른 파형에 비해 클러터의 영향을 많이 받는다^[2].

PCM은 위상 변조 파형으로서 펄스 내부의 위상이 송신시간에 따라 변화한다. 이 파형은 LFM에 비해 표적의 도플러 주파수에 의해 신호수준이 비교적 민감하게 변화하는 특성을 갖는다. 따라서 이 파형을 표적의 속도를 예측할 수 있을 경우에 사용하면 클러터의 영향을 줄일 수 있다^[2].

LFM 파형은 표적 탐지에 적합하나, 클러터의 영향을 많이 받게 되므로 펄스 압축시 발생하는 시간부엽(Time Sidelobe)을 줄여야 한다. 이 경우 가중치 함수(Window Function)를 사용하면 시간부엽을 줄일 수 있다^[3].

PCM 파형은 표적 추적에 적합하다. 추적 레이더에서는 표적의 도플러 주파수를 예측하여 신호처리기의 기준신호로 사용하므로 클러터와 표적의 도플러 주파수 차이가 클수록 클러터의 영향이 줄어들게 된다. 이 경우에는 LFM 파형과는 달리 시간부엽을 줄일 필요가 없다.

위에서는 각각의 파형을 단일 펄스로 사용했을 때 갖는 특성을 살펴본 것이다. 레이더가 보다 우수한 클러터 제거 능력을 갖기 위해서는 다 수의 파형으로 구성된 펄스열을 사용하고 수신신호를 다수의 도플러 주파수 대역으로 분리하여야 한다.

도플러 대역으로 분리하는 과정에서도 부엽이 나타나 도플러 채널 간 누설이 발생한다. 펄스압축에서와 같이 윈도우 함수를 사용하면 도플러 채널 간 누설을 감소할 수 있다. 레이더는 부엽을 줄이기 위한 여러 가지의 가중치 함수들을 사용하며, 가중치 함수에 따라 정해지는 부엽 수준, 주엽 폭, 손실 등으로 인해 레이더의 성능에 큰 영향을 미치므로 선정에 주의를 기울여야 한다. 이 중 Hamming 윈도우는 펄스압축 또는 주파수 대역분리 과정에 나타나는 부엽을 -42.8dB 수준으로 줄일 수 있어 레이더에 많이 적용되고 있다. 보다 낮은 수준의 부엽을 얻기 위해서 Taylor 또는 Chebyshev 등의 윈도우 함수도 사용될 수 있다^[3].

현대의 거의 모든 레이더는 정합필터(Matched Filter)로 구현된 신호처리기를 탑재하고 있다. 정합필터는 신호처리기의 내부구조를 송신파형과 정합시켜 최대의 신호대 잡음비를 얻는 수신기를 말한다^[4,5].

이 정합필터는 자기상관(Autocorrelation)으로 구현된다. 식(1)은 자기 상관 함수(Autocorrelation Function, ACF)에 대한 정의이다.

$$R(\tau) = \int y(t) \cdot y^*(t+\tau) dt \quad (1)$$

이 식은 임의의 시간 함수 $y(t)$ 가 시간지연 τ 에 따라 자기 자신과 어떤 상관관계를 갖는가를 나타낸다.

레이더 신호처리기는 펄스압축 처리에 이 원리를

이용한다. 함수 $y(t)$ 가 송신될 때 수신신호는 표적거리에 비례하여 지연되어 $y(t+\tau)$ 로 나타난다. 따라서 송신신호와 수신신호를 Correlation하는 신호처리기 출력은 식(1)과 같은 결과가 나타난다.

그러나 표적이 이동 중일 때에는 수신신호에 도플러 효과가 나타나게 되므로 신호처리기 출력은 다음 식(2)와 같게 된다.

$$A_{ACF}(\omega, \tau) = \int y(t) \cdot y^*(t+\tau) \cdot e^{j\omega\tau} dt \quad (2)$$

여기서, ω 는 천이된 도플러 주파수이다. 이와 같이 도플러 효과를 고려한 ACF를 모호함수라 칭한다. 펄스압축과 도플러 처리를 하는 레이더 신호처리기의 출력은 이와 같은 모호함수로 표현된다. ACF는 송신 파형에 따라 변하게 된다. 레이더의 운용목적에 부합하는 ACF가 되도록 송신파형을 설계하는 것이 레이더 설계의 중요과정이 된다.

펄스압축 성능을 향상하기 위하여 Correlation 과정에 가중치 함수 $w(t)$ 를 사용한다. 즉, 기준함수 $x(t)$ 를 가중치 함수와 송신신호의 곱의 형태로 다음 식(3)과 같이 표현된다.

$$x(t) = w(t) \cdot y(t) \quad (3)$$

이 경우 신호처리기 출력을 상호상관함수(Cross-Correlation Function, CCF)라 하며, 통상 모호함수는 ACF와 CCF를 포함한다. 이 결과는 다음 식(4)와 같이 표현된다.

$$A_{CCF}(\omega, \tau) = \int w(t) \cdot y(t) \cdot y^*(t+\tau) \cdot e^{j\omega\tau} dt \quad (4)$$

따라서 가중치 함수를 사용하는 경우의 ACF는 다

음 식(5)와 같이 표현된다.

$$A_{ACF}(\omega, \tau) = \int u(t) \cdot y(t) \cdot w^*(t+\tau) \cdot y^*(t+\tau) \cdot e^{j\omega t} dt \quad (5)$$

식(4), (5)의 ACF, CCF는 송신파형과 신호처리에 사용되는 가중치 함수에 의해 특성이 결정된다.

3. 신호 생성

신호처리기 출력 단에서의 복소신호 \dot{A}_{ij} 는 랜덤 특성을 갖고 있으며, 레이다 변수, 운영모드, 표적상태에 의해 결정된다.

$$\dot{A}_{ij} = \dot{A}_{ij}^{target} + \dot{A}_{ij}^{noise} \quad (6)$$

여기서, \dot{A}_{ij}^{target} , \dot{A}_{ij}^{noise} 는 각각 i 번째 속도채널 및 j 번째 거리채널의 표적신호와 잡음신호를 의미한다.

3.1 표적신호

표적신호 \dot{A}_{ij}^{target} 은 식(4)를 이용하여 다음 식(7)과 같이 표현된다.

$$\dot{A}_{ij}^{target} = \sqrt{\rho \cdot (u^2 + v^2)} \cdot |A_{CCF}(\omega_i - \omega, \tau_j - \tau)| \cdot e^{j\phi} \quad (7)$$

$$\rho = E \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 N_n k T \eta}$$

여기서, E 는 신호 에너지, G 는 안테나 전력이득, λ

는 파장, σ 는 표적 RCS, R 은 표적 거리, N_n 은 수신잡음상수, k 는 볼츠만 상수, $T=290^\circ K$, η 는 손실, τ_j 는 j 번째 거리채널의 시간지연, ω_i 는 i 번째 속도채널의 주파수 편이, τ , ω 는 표적신호의 시간지연 및 주파수 편이, ϕ 는 표적신호 위상이다.

$u(t)$ 와 $v(t)$ 는 평균과 분산이 0과 1이며, $c(t)$ 의 상관함수 특성을 갖는 독립 가우시안 프로세스이다.

$$\alpha(t) = e^{-\frac{|t| \ln 2}{2t^\gamma}} \quad (8)$$

여기서, t_0 는 0.1초이며, γ 는 유도탄인 경우는 1이고 일반 비행표적인 경우는 4인 값을 갖는 상수이다.

3.2 잡음신호

레이더 신호처리기에 입력된 잡음으로부터 발생되는 출력 $z(t)$ 는 Convolution 적분에 의해 다음 식(9)와 같이 된다.

$$z(t) = \int h(\tau) \cdot n(t-\tau) d\tau \quad (9)$$

여기서, $n(t)$ 는 입력잡음신호, $h(t)$ 는 신호처리기의 임펄스 응답함수이다.

이 출력신호에 대한 ACF는 다음 식(10)과 같이 된다.

$$A_z(\omega, \tau) = \int z(t) \cdot z^*(t+\tau) e^{j\omega t} dt \quad (10)$$

식(9)를 식(10)에 적용하고, 입력 잡음이 완전 백색 잡음(White Gaussian, WG)이라는 특징을 고려하여 정리하면 다음 식(11)의 결과를 얻게 된다.

$$\begin{aligned}
 A_z(\omega, \tau) &= \int dt e^{j\omega t} \iint d\tau_1 d\tau_2 h(\tau_1) \dot{h}(\tau_2) n(t-\tau_1) n^*(t+\tau-\tau_2) \\
 &= \int dt e^{j\omega t} \iint d\tau_1 d\tau_2 h(\tau_1) \dot{h}(\tau_2) \delta(t-\tau_1) \delta(\tau_1+\tau-\tau_2) \\
 &= \int h(t) \dot{h}^*(t+\tau) e^{j\omega t} dt
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

식(11)로부터 신호처리기 출력잡음의 ACF는 신호 처리기의 임펄스 응답의 ACF와 같다는 것을 알 수 있다.

Correlation을 처리하는 신호처리기의 임펄스 응답을 구해보기로 한다. 즉, 입력 $s(t)$ 를 기준신호 $w(t)$ $y(t)$ 와 Correlation한 결과 $r(t)$ 는 다음 식(12)와 같이 표현된다.

$$r(t) = \int s(t) w(t+\tau) y(t+\tau) dt \tag{12}$$

만약 $s(t) = \delta(t)$ 이면 $r(t) = w(t) y(t)$ 가 된다. 즉, 임펄스 응답은 기준함수와 같게 된다.

따라서 신호처리기 출력잡음에 대한 ACF $A_z(\omega, \tau)$ 는 식(5)의 ACF $A_{ACF}(\omega, \tau)$ 와 동일하게 된다.

다음은 $A_{ACF}(\omega, \tau)$ 가 주어질 때 신호처리기의 출력에서 이를 만족하는 잡음을 발생하는 과정을 살펴보기로 한다.

발생시킬 잡음 출력 Y 는 다음 식(13)과 같이 거리 및 도플러 영역의 2차원 배열이어야 한다.

$$\hat{A}_{ij}^{noise} = Y = \begin{bmatrix} \xi_{11} & \xi_{12} & \dots & \xi_{1N} \\ \xi_{21} & \xi_{22} & \dots & \xi_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \xi_{M1} & \xi_{M2} & \dots & \xi_{MN} \end{bmatrix} \tag{13}$$

여기서, ξ_{ij} 는 i 번째 속도채널, j 번째 거리채널에서의 잡음출력수준을 나타낸다. 즉, 속도채널 전체의 샘플 수는 M , 거리채널 수는 N 이다.

출력잡음 Y 는 다음 식(14)와 같이 입력 잡음 X 를 행렬 L 로 변환하여 발생할 수 있다.

$$Y = L \cdot X \tag{14}$$

여기서 X 는 Y 와 같은 차원의 배열로서 각각의 배열요소는 WG를 만족하는 랜덤변수이다.

변환 행렬 L 을 구하기 위해서 우선 Y 의 공분산 행렬을 계산하면 다음 식(15)와 같은 결과를 얻게 된다.

$$\begin{aligned}
 E[YY^H] &= E[L \cdot X \cdot (L \cdot X)^H] \\
 &= L \cdot E[X \cdot X^H] \cdot L^H \\
 &= L \cdot L^H
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

여기서, H 는 Hermitian 연산자이다. 식(13)을 이용해 Y 의 공분산 행렬 Q 를 계산하면 다음 식(16)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 Q &= E[YY^H] \\
 &= E \left\{ \begin{bmatrix} \xi_{11} & \xi_{12} & \dots & \xi_{1N} \\ \xi_{21} & \xi_{22} & \dots & \xi_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \xi_{M1} & \xi_{M2} & \dots & \xi_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_{11}^* & \xi_{21}^* & \dots & \xi_{M1}^* \\ \xi_{12}^* & \xi_{22}^* & \dots & \xi_{M2}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \xi_{1N}^* & \xi_{2N}^* & \dots & \xi_{MN}^* \end{bmatrix} \right\} \tag{16}
 \end{aligned}$$

$$q_{ij} = E \left\{ \sum_{k=1}^N \xi_{ik} \cdot \xi_{jk}^* \right\} \tag{17}$$

여기서, Q 는 $M \times M$ 의 크기를 갖는다. 식(17)은 i

번째 속도채널에서의 잡음신호와 j 번째 속도채널에서의 잡음신호를 거리방향으로 적분한 것으로서 다음 식(18)과 같이 ACF로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 q_{ij} &= \sum_{k=1}^N \xi_{ik} \cdot \xi_{jk}^* \\
 &= \int \xi_i(t) e^{j\omega_i t} \cdot \xi_j^*(t) e^{-j\omega_j t} dt \\
 &= A_{ACF}(\omega_i - \omega_j, 0)
 \end{aligned} \tag{18}$$

따라서, 행렬 Q 의 모든 요소는 식(18)에 의하여 잡음에 대한 ACF로 정해지게 되며, 식(15)의 관계 ($Q = L \cdot L^H$)를 만족하는 행렬 L 은 다음 식(19)의 행렬 Q 에 대한 Cholesky Decomposition으로 구할 수가 있다

$$L = chol(Q) \tag{19}$$

따라서, 원하는 복소 출력잡음 A_{ij}^{noise} 는 실수부와 허수부에 해당하는 서로 다른 두 셀의 $M \times N$ 크기의 랜덤잡음 X 를 L 로 변환하는 식(14)를 이용하여 발생시킬 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

실제 적용되는 파형을 처리하는 신호처리 출력을 모사하기 위하여 레이더 신호를 주파수 변조된 펄스 열로 가정하기로 한다. 이런 파형은 현대의 펄스 도플러 레이더가 사용하는 대표적인 파형이다. 시뮬레이션을 위해 사용된 파형의 상세한 특성은 다음과 같다.

- 펄스폭 : $\tau_p = 45 \mu s$

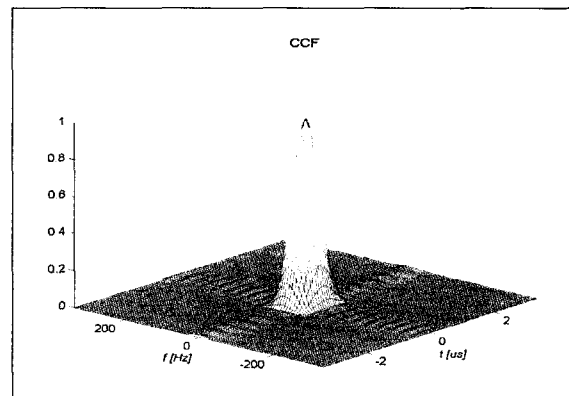
- 주파수 변조대역 : $\Delta F = 2.4 MHz$
- 펄스간격(PRI) : $T_{rep} = 1 ms$
- 처리시간 : $T_{proc} = 32 ms$

시뮬레이션 영역은 시간은 $-3.33 \mu s \leq t \leq 3.33 \mu s$ 에서 $0.1 \mu s$ 간격으로 34개, 도플러 주파수는 $-333 Hz \leq f \leq 333 Hz$ 구간에서 $10 Hz$ 간격으로 67개로 제한하여 실시한다.

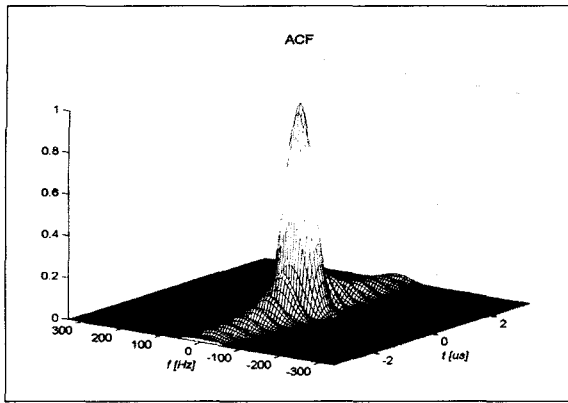
시뮬레이션을 위하여 거리 및 도플러 채널에 Hamming 윈도우^[3]를 사용한다고 가정하기로 한다.

그림 1은 이 파형에 대한 CCF의 절대치를 그린 것이다. 신호처리기 출력에서 표적은 CCF를 이용하여 표현될 수 있다. 레이더 방정식으로 수신신호의 진폭을 구하여 CCF와 곱하면 표적신호가 생성된다. 이렇게 하기 위하여 CCF의 최대치는 1로 정규화된다. 이 그림을 보면 Hamming 윈도우에 의해 거리 및 도플러 방향에 미약한 부엽이 나타남을 알 수 있다. CCF에 대한 상세한 수식은 부록에 정리되어 있다.

그림 2는 ACF를 그린 것이다. 앞에서 설명한 대로 자체잡음(Self-Noise)은 ACF에 의해 특성이 결정된다. ACF의 상세한 계산식은 부록에 나타나 있다. 이 그림으로부터 Hamming 윈도우를 사용할 때의 ACF



[그림 1] CCF 절대치



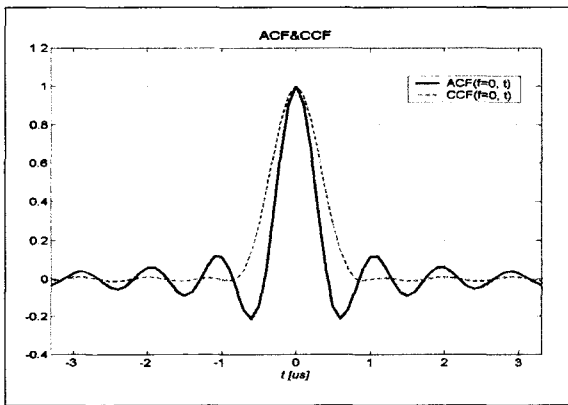
[그림 2] ACF 절대치

는 윈도우를 사용하지 않을 때의 ACF와 동일한 형태를 갖는다는 것을 알 수 있다. 따라서 Hamming 윈도우는 표적신호에는 영향을 미치지 않지만, 자체잡음에는 영향을 주지 않는다.

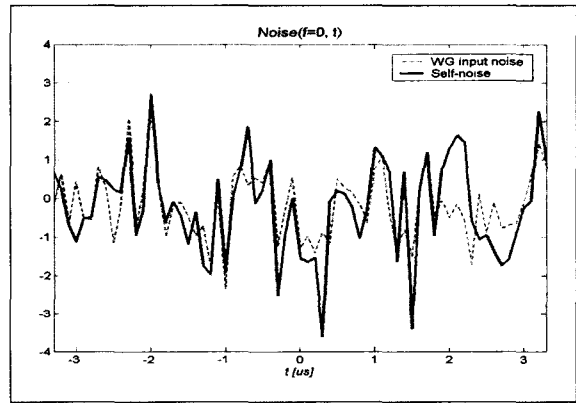
그림 3과 4는 시플레이션 영역에서의 ACF 및 CCF를 좌표축에서 각각 그린 것이다.

그림 4의 ACF가 Q 행렬을 형성하는데 사용된다.

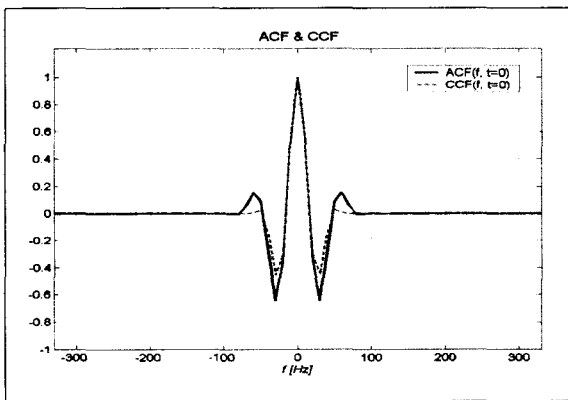
그림 5 및 6은 L행렬에 의해 발생된 자체잡음을 각각 도플러 채널 및 거리 채널에서 나타낸 것이다.



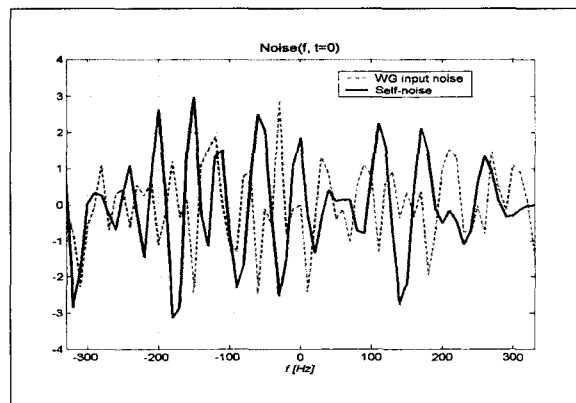
[그림 3] 시간영역에서의 ACF와 CCF (도플러 주파수 $f=0$ 경우)



[그림 5] $f=0$ 인 도플러 채널에서의 거리방향 자체잡음 및 WG 잡음



[그림 4] 도플러 영역에서의 ACF와 CCF (표적중심 $t=0$ 경우)



[그림 6] 표적중심 $t=0$ 인 거리채널에서의 도플러 주파수 방향 자체잡음 및 WG 잡음

그림 5와 6을 비교해 보면, 거리 채널에서 자체잡음은 WG잡음과 비교적 유사한 반면, 도플러 채널에서는 차이가 심해지는 것을 볼 수 있다. 이것은 거리 채널 형성에 소요되는 시간보다 도플러 채널 형성에 훨씬 긴 시간이 소요되기 때문에 나타난다. 즉, 긴 시간 동안 발생한 자체잡음은 제한된 주파수대역을 가져야 하기 때문이다.

5. 맺음말

복잡해지는 현대의 레이더 개발을 위해서 레이더 신호 모사에 대한 중요성은 날로 증대되고 있다. 모사의 정확도를 높이기 위해서는 레이더에 대한 정교한 수학적 모델을 사용해야 하지만, 이러한 경우에 방대한 계산량으로 인하여 비실시간 동작이 불가피하며, 실시간 동작을 위해서는 하드웨어 비용을 높이거나 근사화된 수학적 모델을 사용해야 한다.

본 논문에서는 레이더 신호모사에 있어서 처리시간이 가장 많이 소요되는 신호처리과정의 계산량을 줄이기 위해 모호함수를 이용하여 모든 처리과정을 수학적으로 모델링하였다. CCF와 ACF를 이용하여 표적신호 뿐만 아니라 잡음신호를 생성하는 방식을 제시하였으며, 주파수 변조된 펄스열을 입력신호로 하여 시뮬레이션을 수행한 결과를 통하여 실제에 적용할 수 있음을 확인하였다.

현재의 실시간 컴퓨터의 연산능력을 고려할 때 중거리 레이더급인 경우 일부 제한된 영역에서 실시간 동작이 가능하며, 장차 실시간 컴퓨터의 연산능력이 개선되면 전체 영역에서 실시간 모사가 가능할 것으로 예상된다. 거리분해능 및 클러터 제거성능을 높이기 위해 펄스압축률과 펄스반복주파수를 높이는 현대

레이더의 발전추세를 고려할 때, 본 논문에서 제안한 방식의 효율성은 점차 증가할 것으로 생각된다.

부 록

송신 신호 $y(t)$

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Pi(t-nT) \exp \left[-j \frac{\pi F}{\tau_p} \left(t - \frac{\tau_p}{2} - nT \right)^2 \right]$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq t \leq \tau_p \\ 0 & , (t < 0) \cup (t > \tau_p) \end{cases}$$

거리채널에 Hamming 윈도우가 가해진 신호 $\tilde{y}(t)$

$$\tilde{y}(t) = \sum_{m=-1}^1 c_m \sum_{k=0}^{N-1} \Pi(t-kT) \cdot \exp \left[-j \frac{\pi F}{\tau_p} \left(t - \frac{\tau_p}{2} - kT \right)^2 + j 2\pi \frac{m}{\tau_p} (t - kT) \right]$$

$$c_0 = 0.53$$

$$c_{-1} = c_1 = -0.24$$

거리 및 도플러 채널에 Hamming 윈도우가 가해진 신호 $\hat{y}(t)$

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=-1}^1 c_k \exp \left(j 2\pi \frac{k}{T_{proc}} t \right) \cdot \tilde{y}(t)$$

자기 상관 함수 ACF $A_{ACF}(\omega, \tau)$

$$A_{ACF}(\omega, \tau) \equiv \int \hat{y}(t) \hat{y}^*(t+\tau) \exp(j\omega t) dt$$

$$\chi_{ACF}(\omega, \tau) \equiv \int \tilde{y}(t) \tilde{y}^*(t + \tau) \exp(j\omega t) dt$$

$$A_{ACF}(\omega, \tau) = \sum_{k=-1}^1 \sum_{l=-1}^1 c_k c_l \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{l}{T_{proc}} \tau\right) \cdot \chi_{ACF}\left(\omega + 2\pi \frac{k-l}{T_{proc}}, \tau\right)$$

$$\chi_{ACF}(\omega, \tau) = \sum_{m=-1}^1 \sum_{n=-1}^1 c_m c_n \cdot \exp\left[-j\frac{\pi^2}{\tau_p} mn \left(\tau_p - \frac{m}{F}\right) \left(\tau_p - \frac{n}{F}\right)\right] \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{m-n}{\tau_p} \tau\right) \cdot \frac{\sin\left[\left(\frac{\omega}{2} + \frac{\pi F \tau}{\tau_p}\right) (\tau_p - \tau)\right] \sin\left(\frac{\omega}{2} NT\right)}{\left(\frac{\omega}{2} + \frac{\pi F \tau}{\tau_p}\right) \tau_p N \sin\left(\frac{\omega}{2} T\right)}$$

상호 상관 함수 CCF $A_{CCF}(\omega, \tau)$

$$A_{CCF}(\omega, \tau) \equiv \int y(t) \hat{y}^*(t + \tau) \exp(j\omega t) dt$$

$$\chi_{CCF}(\omega, \tau) \equiv \int y(t) \tilde{y}^*(t + \tau) \exp(j\omega t) dt$$

$$A_{CCF}(\omega, \tau) = \sum_{k=-1}^1 c_k \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T_{proc}} \tau\right) \cdot \chi_{CCF}\left(\omega - 2\pi \frac{k}{T_{proc}}, \tau\right)$$

$$\chi_{CCF}(\omega, \tau) = \sum_{m=-1}^1 c_m \cdot \exp\left(-j\frac{\pi m}{\tau_p} \left(\tau_p + \frac{m}{F}\right)\right) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{m-n}{\tau_p} \hat{\tau}\right) \cdot \frac{\sin\left[\left(\frac{\omega}{2} + \frac{\pi F}{\tau_p} \hat{\tau}\right) (\tau_p - \hat{\tau})\right] \sin\left(\frac{\omega}{2} NT\right)}{\left(\frac{\omega}{2} + \frac{\pi F}{\tau_p} \hat{\tau}\right) \sin\left(\frac{\omega}{2} T\right)}$$

$$\hat{\tau} = \tau - \frac{m}{F}$$

참 고 문 헌

- [1] Richard L. Mitchell, Radar Signal Simulation, Artech House, 1976, pp.35~43.
- [2] Jerry. V. Eaves, Edward K. Reedy, Principles of Modern Radar, Van Nostrand Reinhold Company, pp.498~499, 1987.
- [3] Byron Edde, Radar Principles, Technonogy, Applications, Prentice Hall, pp.541~548, 1993.
- [4] Fred E. Nathanson, Radar Design Principles 2nd ed., McGraw-Hill, pp.360~369, 1990.
- [5] Guy V. Morris, Airborne Pulsed Doppler Radar, Artech House, pp.145~155, 1988.