

# HILS를 위한 클러터 모델링

## Clutter Modeling for HILS

최 승 호, 윤 기 천, 유 태 선  
Seungho Choi, Gicheon Yoon, Taesun You

국방과학연구소  
Agency for Defence Development

### Abstract

As a part of work to simulate electromagnetic environments for Hardware-In-the-Loop Simulation, clutter signals of pulsed dopplar radar(altimeter) and CW radar are modeled as numerical expressions for various parameters. The simulated results show that this method is applicable to simulate complex electromagnetic environments.

### I. 서론

항공용 레이더의 표적 탐지 및 추적성능을 시험하거나 전자전 장비의 성능을 검증하기 위해서는 엄청난 규모의 성능점검 시스템이 필요하다. 이러한 고비용의 시스템대신 실제 야외의 전자적 환경을 실험실 내에 구현하여 그 성능을 검사하고 있으며 이를 HILS (Hardware In the Loop Simulation)라고 한다. 야외에서 레이더에 수신된 신호들은 실제 표적에서 반사된 신호 이외에 원치 않는 물체 또는 백그라운드로부터 반사된 신호 또한 포함된다. 여기에는 육지 그리고 바다 표면 또는 비로부터 반사된 신호를 포함하며 이를 클러터 신호라 한다. 레이더의 관점에서는 클러터는 표적탐지와 추적성능에 큰 영향을 주므로 실제 전자파 환경을 정확히 모의하기 위해서는 이 클러터 신호를 만들어 주어야 실제적인 시뮬레이션이 가능하게 된다.

HILS에서는 클러터를 반향신호의 입사각

(AOA, Angle of Arrival)에 따라 MLB(Main Lobe Clutter), SLB(Side Lobe Clutter), 그리고 ALR(Altitude Line Return)으로 나누고, 실제 환경에서 일어날 수 있는 사건(event)을 바탕으로 작성된 시나리오로 클러터 맵을 만들고 이 맵에 따라 각각의 클러터신호를 발생해 주는 과정을 거친다. 이를 위해서는 실제 상황에 따른 클러터신호를 모델링 할 수 있어야 한다. 이 논문에서는 입사각에 따른 RCS(Radar Cross Section)를 모델링한 뒤, 레이더 중 지면을 수직으로 바라보는 고도계(펄스 레이더)와 CW 레이더를 예를 들어 모델링 과정을 설명하였다.

### II. 클러터 RCS[1]

표면 클러터의 레이더 단면적(RCS)은 다음과 같이 모델링된다.

$$\sigma_c = A_c \cdot \sigma^o(\alpha) \tag{1}$$

여기에서  $A_c$  는 표면 위의 단위 셀(cell)

의 면적이며,  $\sigma^o(\alpha)$ 는 표면 특성 반사도 (characteristic reflectivity) 즉 클러터 단위 면적당 RCS(NRCS, Normalized RCS)이며,  $\alpha$ 는 grazing angle이다.  $\sigma^o(\alpha)$ 의 값은 Ulaby, Batlivala, Dobson 등에 의한 자료[2]가 있으며 이 데이터들은 식 (2)의 값들에 근사될 수 있다.

$$\sigma^o(\alpha) = C \cdot \sin^n \alpha, \quad -1 < n < 3 \quad (2)$$

위 식은  $\alpha$ 의 일정 범위에서만 정확하다. 모든  $\alpha$ 의 범위에서의 실험적 모델[1]은 다음과 같이 표현된다.

$$\sigma^o(\alpha) = C \cdot \frac{\sin^n \alpha}{\cos^u \alpha}, \quad 0^\circ < \alpha < \alpha_G$$

$$= \alpha^o(\alpha_G), \quad \alpha_G < \alpha < 90^\circ$$

$$-1 \leq n \leq 3, \quad 0 \leq u \leq 1 \quad (\text{지상클러터})$$

$$1 \leq n \leq 2, \quad 1 \leq u \leq 5 \quad (\text{해면클러터})$$

(3)

위 식에서 전형적인 상수의 값은  $C=0.01$ ,  $\alpha_G=85^\circ$ 이며  $u$ 는 수직 입사인 경우,  $n$ 은 낮은 입사각에서의 RCS를 결정하는 인자이다. 식 (3)에 의하면  $\alpha$ 가  $85^\circ$ 에서  $90^\circ$  사이에서는 일정한 값을 가진다. 그리고 식 (2)는  $n > 40$ 인 범위에서 Ulaby가 측정한 데이터[2]의 값에 근접한다.

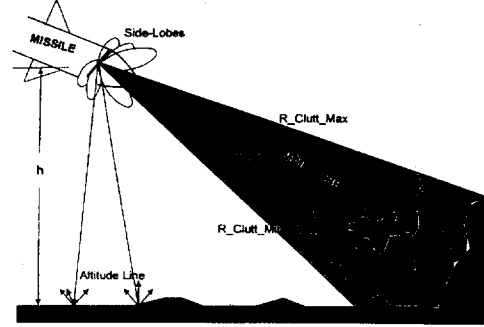


그림 1. 클러터 발생 환경

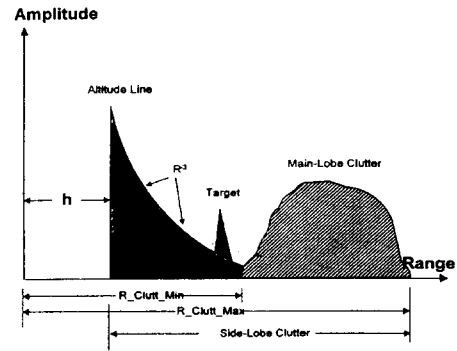


그림 2. 클러터 신호 파형

그림 1과 그림 2에 클러터 발생 환경과 실제 거리에 따른 클러터 신호를 보이고 있다.

### III. 고도계에 수신된 클러터 신호 모델링

이 장에서는 클러터 면적 적분에 의해 클러터신호를 모의하기 위해 항공용 펄스 레이더를 이용하는 고도계의 경우의 신호를 계산한다

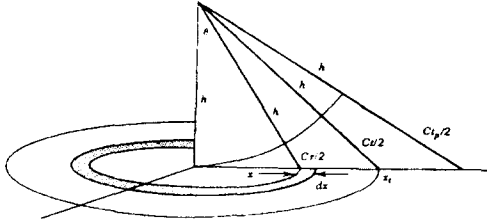


그림 3. 수직 입사시의 펄스반사의 기하학적 구조(C: 빛의 속도)

클러터 신호는 사용된 안테나의 패턴, 클러터 표면의 반사도, 레이더의 고도, 기후 상황 등의 요소들을 고려하여 계산된다. 여기서는 환경조건을 비교적 간단히 하여 클러터 신호를 계산하였다.

안테나 이득과 NRCS는 다음과 같이 단순화한다.

$$G(\theta) = G(0) \cdot \cos^a \theta \quad (4)$$

$$\sigma^o(\theta) = \sigma^o \cos^b \theta \quad (5)$$

그리고 송신펄스가 반향되어 수신된 시각을 t=0로 가정한다.

그림 3에서는 조사된 영역을 시간의 함수로 보여주고 있다. 조사된 영역은 반지름이  $x_i$  인 원형 띠로 되어 있다.

$$x_i = \sqrt{hCt(1 + \frac{Ct}{4h})} \quad (C : \text{빛의 속도}) \quad (6)$$

시간 t에서 수신된 전력은 다음과 같은 적분으로 계산이 된다.

$$P_R(t) = \frac{P_T \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3} \times \int_0^{x_i} \frac{G^2(\theta) \cdot \sigma^o(\theta)}{R^4} \cdot 2\pi x \cdot dx \quad (7)$$

위의 적분을 위해서 G,  $\sigma^o$ , R을 x의 함수로 바꾸기 위해 다음과 같은 과정을 거친다.

$$R^2 = x^2 + h^2 \quad (8)$$

$$\cos^2 \theta = \frac{1}{1 + x^2/h^2} \quad (9)$$

$$P_R(t) = \frac{P_T \lambda^2 G^2(0) \sigma^o(0)}{(4\pi)^3} \times \int_0^{x_i} \frac{\left(\frac{1}{1 + x^2/h^2}\right)^{a+b/2}}{h^4(1 + x^2/h^2)} 2\pi x dx \quad (10)$$

$z = x^2/h^2$ 로 변수 변환하면 식 (11)을 얻을 수 있다.

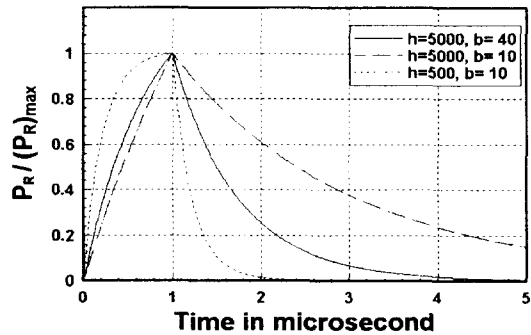


그림 4. 계산된 레이더 고도계의 펄스반향 신호의 파형

$$P_R(t) = \frac{P_T \lambda^2 G^2(0) \sigma^o(0)}{64\pi^2 h^2} \int_0^{z_i} \frac{dz}{(1+z)^k} = \frac{P_T \lambda^2 G^2(0) \sigma^o(0)}{64\pi^2 h^2 (k-1)} \left(1 - \frac{1}{(1+z_i)^{k-1}}\right) = \frac{P_T \lambda^2 G^2(0) \sigma^o(0)}{64\pi^2 h^2 (k-1)} \times \left(1 - \frac{1}{(1+Ct/2h)^{2(k-1)}}\right)$$

$$\left(z_i = \frac{Ct}{h} \left(1 + \frac{Ct}{4h}\right), k = 2 + a + \frac{b}{2}\right) \quad (11)$$

식 (11)은  $t \leq t_p$ 인 경우에만 타당하며  $t > t_p$ 은 아래 식으로 주어진다.

$$P_F(t) = P_R(t) - P_R(t - t_p), \quad t \geq t_p \quad (12)$$

그림 4는 펄스폭이 1  $\mu$ s이고 a=2 인 경우, 고도 h와 표면 거칠기 b의 값을 바꿔가며 계산한 결과를 그래프로 나타내었다.

그림 4에 의하면 고도(h)가  $Ct_p/2$ 보다 큰 경우는 leading edge에서 거의 직선적으로 변화하고 표면이 거칠수록 선형에 가까워짐을 알 수 있다. 또 표면이 매끈할수록 ending edge가 빨리 감소함을 알 수 있다.

#### IV. CW 레이더의 도플러 스펙트럼

그림 5와 같이 일정 고도 h로 비행하는

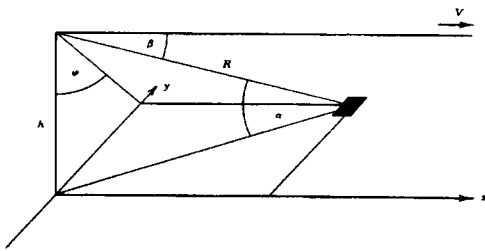


그림 5. 항공용 레이더와 지상 패치와의 기하학적 모습

CW 레이더의 클러터에 의한 도플러 스펙트럼을 구하기 위해 안테나 이득을 다음과 같이 근사한다.

$$G = G_0 g(\beta) \quad (13)$$

면적요소로부터 반사된 전력은 다음과 같은 적분으로 구할 수 있다.

$$P_R = \frac{P_T \lambda^2 G_0^2}{(4\pi)^3} \cdot \int \int \frac{g^2(\beta) \sigma^o(\alpha)}{R^4} dx dy \quad (14)$$

분석을 용이하게 하기 위해 그림에 나타난  $\phi$ 에 관계된 수식을 다음과 같이 유도한다.

$$\sin \alpha = \sin \beta \cos \phi \quad (15)$$

$$y = h \tan \phi, \quad x = \frac{h}{\tan \beta \cos \phi}, \quad R = \frac{h}{\sin \beta \cos \phi} \quad (16)$$

식(14)를 식(15), (16)의 관계를 이용하여  $\beta$ 와  $\phi$ 의 함수로 변환하면,

$$P_R = \frac{P_T \lambda^2 G_0^2}{(4\pi)^3} \times \int \int \frac{g^2(\beta) \sigma^o(\alpha) \sin^2 \beta \cos \phi}{h^2} d\phi d\beta \quad (17)$$

여기서 정규화된 도플러주파수는 다음과 같이 표현된다.

$$\Omega = \frac{f_D}{f_{D_{\max}}} = \cos \beta \quad (18)$$

그러므로

$$P_R(\Omega) = \left| \frac{dP_R}{d\Omega} \right| = \frac{P_T \lambda^2 G_0^2}{(4\pi)^3} (1 - \Omega^2) g^2(\Omega) \times \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{\sigma^o(\alpha) \cos^2 \beta}{\sin \alpha} d\phi d\beta. \quad (19)$$

식(19)의 계산을 단순화하기 위해  $\alpha^o$ 를 다음과 같이 둔다.

$$\alpha^o(\alpha) = \alpha^o(90) \sin^a \alpha \quad (20)$$

식(20)을 식(19)에 대입하면 수신된 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$P_R(\Omega) = \frac{P_T \lambda^2 G_0^2 \sigma^o(90)}{(4\pi)^3 h^2} (1 - \Omega^2)^{(a+1)/2} \cdot g^2(\Omega) \times 2 \int_0^{\pi/2} \frac{\cos^{a+1} \phi}{\sin \alpha} d\phi = \frac{P_T \lambda^2 G_0^2 \sigma^o(90)}{(4\pi)^3 h^2} (1 - \Omega^2)^{(a+1)/2} \cdot g^2(\Omega) \times 2 \frac{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot \dots \cdot a}{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot \dots \cdot (a+1)} \quad (21)$$

식 (21)에서 안테나 이득을 다음 두 경우의 식 (22)로 가정하여 수신되는 신호의 스펙트럼을 그려보면 그림 6과 같다.

$$g(\beta) = g(\Omega) = 1$$

$$g(\beta) = \exp(2 \cos \beta - 2) = \exp(2\Omega - 2) \quad (22)$$

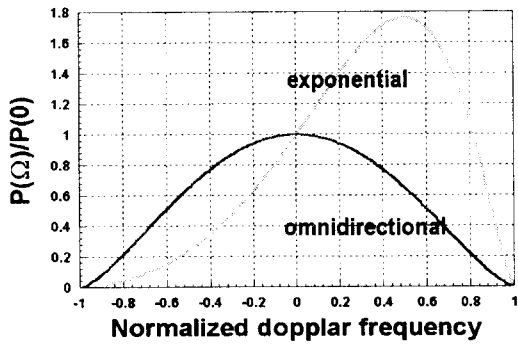


그림 6. 항공용 CW 레이더의 정규화 도플러 스펙트럼

전 방향 안테나의 경우 그 스펙트럼이 도플러 주파수 영를 중심으로 대칭인데 이는 수직인 방향으로 전파를 방사할 경우 후방 산란(backscattering)이 커지기 때문이고, 안테나 이득이 지수함수적으로 변하는 경우는 앞쪽으로 방사패턴이 형성되므로 양의 도플러 주파수에 성분이 집중된다. 만약 안테나 빔이 좁고 아래방향으로 기울어진 경우 (tilted downward) Main lobe에서 수신된 신호와 altitude line으로 수신된 신호가 동시에 들어와 두 개의 피크를 가지게 될 것이다. 이와 같이 클러스터의 신호는 송신신호, 안테나 패턴, 지면의 반사도, 기하학적 조건 등에 의해 영향을 받으므로 그 계산이 매우 복잡해짐을 알 수 있다.

## V. 결론

실제의 항공용 레이더나 전자전 장비의 정확한 HILS (Hardware In the Loop Simulation)을 위해서는 그 장비가 운용되는

야전에서의 전자파 환경을 실험실에서 가능한 정확히 모사해 주는 과정이 필요하다. 이 논문에서는 실제 전자파 요소들 중 레이더의 표적에서 반사된 신호이외의 레이더성능을 저하시키는 클러스터 신호를 고도계(펄스 레이더)에 수신되는 클러스터 신호와 CW 레이더를 예를 들어 그 신호를 모델링하였다. 이렇게 모델링된 클러스터 신호는 실제 HILS 시스템 운용시 클러스터신호 발생을 위해 이용된다.

그러나 여기서 사용된 모델링 신호들은 안테나 이득, 표면 반사도, 레이더와 반사면의 기하학적 모형, 등이 많이 간략화 된 것으로 실제 계산은 더욱 복잡해 질 것이다. 그리고 시나리오에 따라 이 클러스터신호들을 변경시켜주어야 하므로 수식이 더 복잡해지거나 정확한 수식으로 풀리지 않을 수 있는 데 이는 수치 해석을 통해 어느 정도 정확한 모델링이 가능할 것으로 생각된다.

## VI. 참고문헌

- [1] David K. Barton, *Modern Radar System Analysis*, Artech House, 1988.
- [2] F. T. Ulaby, P. P. Batlivala and M. C. Dobson, "Microwave Backscattering Dependence on Surface Roughness, Soil Moisture, and Soil Texture : Part I - Bare Soil," *IEEE Trans. on Geoscience Electronics*, GE-16(1978), pp. 286-295.
- [3] M. I. Skolnik, *Introduction to radar systems 2nd ed.*, McGraw-Hill, 1980.
- [4] David K. Barton, *Radars V. 5*, Artech House, 1975.

- [5] Filippo Neri, *Introduction to Electronic Defence Systems*, Artech House, 1991.