

도플러 기상레이다 모의신호 발생에 관한 연구

정희원 이종길*

A Study on the Simulation of Doppler Weather Radar Signals

Jong Gil Lee* · Regular Members

요 약

도플러 기상레이다는 기상신호를 분석하여 여러 가지 기상현상의 탐지 및 예보등을 행하는 유용한 원격탐사 장비이다. 그러나 이러한 기상레이다의 핵심부분인 신호 및 데이터 처리부의 신뢰성 및 효율성등의 개선 또는 검증 을 위해서는 우선 다양한 레이다 시스템 운용환경하에서의 모의 도플러 기상신호의 충실한 발생이 매우 중요한 과제이다. 따라서 본 논문에서는 기상레이다의 수신 도플러신호를 실제와 매우 근사하게 모의발생 시키기 위하여 여러 가지 레이다 시스템 관련 변수들의 영향을 분석하고 계수화 하였다. 또한 이제까지 대칭적인 가우시안 모델에 의존하였던 기상신호 모델을 개선하여 비대칭성의 수용이 가능한 일반적인 모델을 제안하였다.

ABSTRACT

A Doppler weather radar is a very useful remote sensing system for the detection and prediction of weather phenomena under the rapidly changing weather conditions. However, the signal and data processing unit of a weather radar should be reliable and efficient enough to provide an accurate information in time. For the improvement and verification of this unit, it is very important to simulate Doppler weather signals under various weather conditions considering many system-related parameters. Therefore, this paper analyzed the effects of radar system parameters and also proposed the skewed Gaussian model for the purpose of simulating various weather signals.

I. 서 론

레이다를 이용하여 기상상태에 관한 정보를 알아 내기 위해서는 주로 지상에 설치된 도플러 기상레이 다를 이용하여 기상신호를 분석하고 있다^[1]. 도플러 레이다의 경우 일반적으로 수신 스펙트럼은 측정하고자 하는 거리방(range cell)의 풍속분포 정도에 따라 통과 주파수 대역에 광범위하게 분포될수 있으며 평균을 취하여 해당 거리 및 방위각에서의 풍속등을 추정하게 된다. 이러한 수신 도플러 스펙트럼을 이용하여 해당영역의 풍속추정뿐만 아니라 강우량, 풍속의 변화정도, 대기교란 정도(degree of turbulence)등을 분석하고 이를 바탕으로 기상현황 파악 및 예보등을 행하게 된다^{[2][11][12]}. 따라서 기상레이다 수신신호의

실시간 분석을 통하여 급변하는 기상현황 및 기상위험등의 정보를 제공하기 위해서는 기상레이다 시스템은 매우 방대한 양의 데이터를 신속하게 처리하여야만 한다. 따라서 계산량의 부담을 줄이면서도 가장 효율적인 것으로 평가받고 있는 펄스페어 추정방법을 이용하면 스펙트럼 모멘트들만을 간단히 추출하여 필요한 정보를 얻을 수 있다^{[3][4]}. 차세대 기상레이다를 개발하여 배치중인 미국의 경우를 살펴보면 기상위험 및 기상이변등의 상태를 충분히 탐지할수 있을 정도로 펄스페어 방법을 통한 정보추출에 별다른 문제점이 없는 것으로 보고되고 있다^[5].

그러나 우리나라의 경우 산악지형에 의한 강력한 지표면 반사 클러터의 영향을 받게 되므로 시스템 위상잡음, 건조한 기상상황에서의 열악한 신호대 잡

* 인천대학교 정보통신공학과(jhlee@lion.inchon.ac.kr) 정희원
논문번호 : 98153-0406, 접수일자 : 1998년 4월 6일

* 본 연구는 정보통신연구관리단에서 주관하는 97년도 대학기초연구지원사업에 의해 수행되었습니다.

음비등을 고려하여야 한다. 또한 대칭적인 도플러 스펙트럼을 가정하여 펄스폭 추정방법에 관한 성능 분석이 이루어졌기 때문에 일반적으로 널리 쓰이고 있는 펄스폭 추정방법에 대한 신뢰성 고찰 및 재 분석을 필요로 한다. 이를 위해서는 여러 가지 기상 환경하에서 반복적인 신뢰도 시험 및 오차분석등을 행하여야 하나 이러한 과정은 많은시간과 인력을 필요로 하기 때문에 현재와 같이 연구용 기상레이다가 한대도 도입되어 있지않는 현 실정에서는 수행하기가 거의 불가능하다. 그러므로 앞에서 언급한 바와 같은 기상레이다 신호 및 데이터 처리부의 신뢰성 및 효율성등의 증진을 위해서는 우선적으로 시스템 위상잡음 및 도플러 스펙트럼의 비대칭성등을 고려한, 즉 다양한 레이다 시스템 운용환경하에서의 모의 도플러 기상신호의 충실한 발생이 매우 중요한 과제이다. 따라서 본 논문에서는 기상레이다의 수신 도플러 스펙트럼에 영향을 미치는 기상레이다 시스템의 제반영향들을 분석하고 계수화 함으로서 다양한 기상환경하에서의 기상레이다 수신신호를 모의발생시킬수 있는 방법을 제안하였다.

II. 모의 기상신호 스펙트럼

시간영역에서 수신되는 기상레이다 신호를 실측치와 매우 유사하게 얻어내기 위해서는 우선 주파수 영역에서 실제 관측되는 스펙트럼과 거의 일치하는 기상 스펙트럼 모델을 구하여야 한다. 이러한 스펙트럼의 모델링을 위하여 먼저 기상현상에 의한 도플러 스펙트럼의 특징을 파악하였으며 다음으로 시스템의 위상잡음 및 안테나 변조(modulation)에 의한 영향을 분석하고 수학적인 모델을 제시함으로써 이를 적절하게 기상신호 모델링 파라미터로 활용할수 있게끔 하였다.

1. 수신 도플러 스펙트럼 모델

먼저 수신되는 신호의 통계적 특성을 파악하여 보자. 기상레이다에 수신되는 I(Inphase) 및 Q(Quadrature) 신호는 거리 셀(range cell) 내의 수많은 강우입자 또는 먼지입자들에 의해 반사되는 전자파 신호들이다. 셀내의 많은 입자들이 이동함으로써 생기는 도플러 스펙트럼의 수식모델은 다소 복잡하기는 하지만 해석학적으로 표시가 가능하다. 그러나 결국 셀내의 전체 스펙트럼은 각 반사입자가 만드는 도플러 신호의 합으로 표시될 것이다. 그러므로 central limit 정리를 적용하면 도플러 스펙트럼의 형

태가 가우시안 분포를 가지게 됨을 예측할수 있다. 실제로 관측된 도플러 스펙트럼의 자료 분석결과 대부분의 경우에는 대칭적인 가우시안 형태로 표시됨을 확인할수 있었다⁶⁾.

그러나 약 25% 정도는 대칭적인 가우시안 모델로는 그 형태를 제대로 표현할수 없었다. 따라서 대칭 및 비대칭 가우시안 도플러 모델들을 모두 표현하기 위하여 다음과 같은 정규화된 skewed 가우시안 모델을 제안하였다.

$$S_d(f) = \frac{2}{1+p} \frac{1}{\sqrt{2\pi} W_1} \exp\left(-\frac{(f-f_d)^2}{2W_1^2}\right) \quad \text{when } f \leq f_d \quad (1)$$

$$S_d(f) = \frac{2p}{1+p} \frac{1}{\sqrt{2\pi} W_2} \exp\left(-\frac{(f-f_d)^2}{2W_2^2}\right) \quad \text{when } f > f_d$$

여기서 W_1 과 W_2 는 각 영역에서의 스펙트럼 분산정도를 표시하는 변수이며 f_d 는 도플러 스펙트럼 첨두치(peak)에서의 주파수를 표시한다. 이러한 스펙트럼 모델의 전체 분산은 $(W_1^2 + pW_2^2)/(1+p)$ 로 표시될수 있으며 식 (1)에서의 p는 각각의 스펙트럼 폭의 비로 $p = W_2/W_1$ 와 같이 나타낼수 있으며 이러한 p는 도플러 스펙트럼의 skewness 정도를 표시하게 되는 g라는 값을 결정하는 파라미터이다. skewness 정도를 표시하는 g의 값은 다음과 같이 나타낼수 있다⁷⁾.

$$g = 4\sqrt{\frac{2}{\pi}} [(p^{-2}+1)^{-3/2} - (p^2+1)^{-3/2}]. \quad (2)$$

이러한 skewness 정도를 결정하는 g의 값은 스펙트럼이 대칭인 경우 (p=1) 0이 되며 비대칭성이 심할수록 g의 값은 커지게 된다.

2. 시스템 위상잡음에 의한 도플러 스펙트럼 열화현상 분석

송신단에서 발생하는 위상잡음은 순수한 sinusoidal 신호의 스펙트럼을 분산시키게 된다. 위상잡음의 주원인인 레이다 시스템에서의 STALO(Stable Local Oscillator)의 출력을 다음과 같이 표시하여 보자.

$$v(t) = v_0 \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (3)$$

여기서 $\phi(t)$ 는 위상잡음(phase jitter)을 표시하며

캐리어(carrier)는 $\omega_c = 2\pi f_c$ 로 나타내었다. $\phi(t)$ 는 평균이 0 이며 분산(variance)이 $\sigma^2 = E[\phi^2(t)]$ 으로 표시되는 normal stationary process라고 가정 할 수 있다. 따라서 전송신호의 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다.

$$S_v(f) = \frac{1}{2} v_0^2 \exp(-\sigma^2) \times \left\{ \delta(f - f_c) + S_\phi(f - f_c) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n!} \left[S_\phi(f) \begin{matrix} n-1 \\ * \end{matrix} S_\phi(f) \right]_{f_c} \right\} \quad (4)$$

(4)식에서의 첫 번째 항은 f_c 에서의 sinusoidal 에너지를 나타내는 관련 식이며 두 번째, 세 번째항은 f_c 에서의 위상잡음 스펙트럼을 표시한다. 여기서 세 번째항은 위상잡음을 자기 자신과 (n-1)번 convolution한 뒤 캐리어 주파수 f_c 주변으로 이동시켰음을 뜻한다.

이러한 위상잡음의 평균강도는 대부분의 경우, 비교적 작은 값을 가지므로 다음과 같은 함수로 표시가 가능하다. 즉,

$$S_\phi(f) = A_0 \exp\left\{-\frac{\omega^2}{\Delta\omega_c^2}\right\} \quad (5)$$

여기서 위상잡음의 스펙트럼 분산정도를 표시하는 $\Delta\omega_c^2$ 과 전체 위상잡음 전력 σ^2 간에는 다음과 같은 관계식으로 나타낼수 있다.

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_\phi(f) df = \frac{\Delta\omega_c}{2\sqrt{\pi}} A_0 \quad (6)$$

그러므로 (4)식으로부터 시스템의 위상잡음을 가우시안 형태로 모델링 하여 전송되는 신호 스펙트럼의 해석학적인 표현방법을 다음과 같이 구하였다.

$$S_v(f) = \frac{1}{2} v_0^2 \exp(-\sigma^2) \times \left\{ \delta(f - f_c) + \frac{2\sqrt{\pi}}{\Delta\omega_c} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sigma^{2n}}{n! \sqrt{n}} \exp\left[-\frac{(\omega - \omega_c)^2}{n \Delta\omega_c^2} \right] \right\} \quad (7)$$

우수한 성능의 오실레이터인 경우 대부분 σ 가 비교적 작으므로($\sigma < 0.6$) (7)식은 다음과 같이 표현하여도 큰 오차가 생기지 않는다. 즉,

$$S_v(f) = \frac{v_0^2}{2} \exp(-\sigma^2) \delta(f - f_c) + \frac{2\sqrt{\pi}}{\Delta\omega_c} \sigma^2 \exp\left[-\frac{(\omega - \omega_c)^2}{\Delta\omega_c^2} \right] + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{\sigma^4}{\Delta\omega_c} \exp\left[-\frac{(\omega - \omega_c)^2}{2\Delta\omega_c^2} \right] \quad (8)$$

여기서 주지하여야 할 점은 이론적으로 정확한 전송 스펙트럼의 해를 구하면 다음과 같이 표시될수 있다는 것이다.

$$S_v(f) = \frac{v_0^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{\omega_c^2}{2} \tau^2 K(\tau)^2\right\} \cos(\omega_c \tau) \exp(-j\omega \tau) d\tau \quad (9)$$

또한 (9)식에서의 $K(\tau)^2$ 은 다음과 같은 식으로 나타낼수 있다.

$$K(\tau)^2 = \frac{E\{[\phi(t_k + \tau) - \phi(t_k)]^2\}}{(\omega_c \tau)^2} \quad (10)$$

(9)식과 같이 표현되는 이론적인 식은 $K(\tau)^2$ 을 모든 τ 에 대하여 결정할수 있다면 매우 유용하게 사용될수 있다. 그러나 $K(\tau)^2$ 을 실험적으로 모두 구한다는 것은 매우 긴 관측시간의 필요성등으로 인한 제약조건들 때문에 매우 어려운 일이다. 그러므로 실질적으로는 (8)식의 근사치 표현방법을 이용하여 기상신호 도플러 스펙트럼에 미치는 영향을 분석하고자 한다.

앞에서 설명한 바와 같이 초고주파 대역으로 변조된 전자파는 대기중으로 방사되어져 많은 강우입자 및 먼지입자들에 의하여 반사되어지며 안테나에서 수신되는 신호는 입자들의 이동속도에 따라 주파수가 천이된 도플러 스펙트럼으로 표시될수 있다. 따라서 복조된 반사파의 수신신호를 (8)식을 이용하여 제안된 skewed 도플러 스펙트럼 모델로 구하여 보면 다음과 같이 쓸수 있다.

$$S_v(f) = C_1 \frac{v_0^2}{2} \exp(-\sigma^2) \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi} W_1} \exp\left[-\frac{(f - f_d)^2}{2 W_1^2} \right] + \sigma^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi} (\Delta f_c^2 / 2 + W_1^2)} \cdot \exp\left[-\frac{(f - f_d)^2}{2(\Delta f_c^2 / 2 + W_1^2)} \right] + \sigma^4 \frac{1}{\sqrt{2\pi} (4\Delta f_c^2 + W_1^2)} \right\}$$

$$\exp\left[-\frac{(f-f_d)^2}{2(4\Delta f_c^2+W_1^2)}\right] \quad \text{when } f \leq f_d,$$

$$S_v(f) = C_2 \frac{v_0^2}{2} \exp(-\sigma^2) \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi W_2}} \right.$$

$$\exp\left[-\frac{(f-f_d)^2}{2W_2^2}\right] + \sigma^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi(\Delta f_c^2/2+W_2^2)}} \left.$$

$$\cdot \exp\left[-\frac{(f-f_d)^2}{2(\Delta f_c^2/2+W_2^2)}\right] + \sigma^4 \frac{1}{\sqrt{2\pi(4\Delta f_c^2+W_2^2)}} \left.$$

$$\exp\left[-\frac{(f-f_d)^2}{2(4\Delta f_c^2+W_2^2)}\right] \quad \text{when } f > f_d.$$

여기서, W_1 및 W_2 는 시스템 위상잡음이 0인 경우의 각각의 스펙트럼 폭을 의미한다. C_1 및 C_2 는 각각 $2C/(1+b)$, $2pC/(1+b)$ 와 같이 표시되며 여기서 C 는 먼지입자들의 반사정도(reflectivity) 및 전자파의 전파손실(propagation loss)등에 의해 결정되는 상수이다.

3. 안테나 회전 및 입자분포에 따른 도플러 스펙트럼 분산

먼저 안테나의 회전에 따른 스펙트럼 분산효과를 알아보기 위하여 안테나의 빔축이 그림 1과 같이 방위각(azimuth angle) ϕ_0 , 고도각(elevation angle) θ_0 를 가진다고 가정하자.

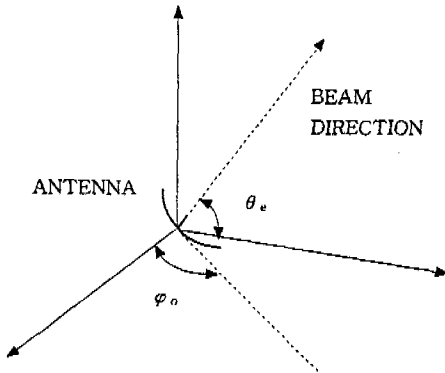


그림 1. 안테나 위치 및 빔의 방향 표시도

그러므로 샘플시각 T_s 에서의 수신신호는 다음과 같이 표현될수 있다.

$$v_y(T_s, \phi_0, \theta_0) = \int \int v(\theta, \phi) f^2(\theta - \theta_0, \phi - \phi_0) \sin \theta d\theta d\phi \quad (11)$$

여기서 $v(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$ 는 송신펄스의 길이 및 안테나로부터의 거리를 각각 r 및 r 이라고 표시하면 미소체적 $r^2(c\pi/2) \sin \theta d\theta d\phi$ 에 포함된 입자들에 의한 수신전압을 표시한다. 또한 (11)식에서의 $f(\theta, \phi)$ 는 안테나의 빔 패턴을 나타낸다. 그러므로 빔축이 안테나의 회전에 따라 시계방향으로 $\Delta\phi$ 만큼 이동한 경우의 수신전압은 다음과 같이 주어진다. 즉,

$$v_y(T_s, \phi_0 - \Delta\phi, \theta_0) = \int \int v(\theta, \phi) f^2(\theta - \theta_0, \phi - \phi_0 + \Delta\phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (12)$$

따라서 식을 간단히 하기 위하여 $\phi_0 = 0$ 으로 가정하여 수신되는 신호의 자기상관 함수 (autocorrelation function)를 구해보면 다음과 같이 나타낼수 있다.

$$R_{yy} = E[v_y^* v_y(\Delta\phi)] = 2\sigma_0^2 \int \int f^2(\theta - \theta_0, \phi) f^2(\theta - \theta_0, \phi + \Delta\phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (13)$$

(13)식에서의 *는 complex conjugate를 뜻하며 $2\sigma_0^2$ 은 단위 공간각(unit solid angle)의 전력을 나타내는 것으로 다음과 같은 관계식으로 표현된다.

$$E[v^*(\theta, \phi) v(\theta', \phi')] = 2\sigma_0^2 \delta(\theta - \theta', \phi - \phi') \quad (14)$$

만약 안테나가 정지하여 있다고 하면 (13)식으로부터 전체전력 P_0 는 다음과 같이 쓸수 있다.

$$P_0 = E[v_y^* v_y(\Delta\phi)] = 2\sigma_0^2 \int \int f^4(\theta - \theta_0, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (15)$$

기상 레이더에 적용하는 반사 안테나의 패턴은 대부분 θ 와 ϕ 에 대한 각각의 분리된 함수의 곱으로 표시가 가능하다. 그러므로 안테나 패턴을 $f(\theta, \phi) = f(\theta)f(\phi)$ 처럼 나타낼 수 있다고 가정하면 (13)식은 P_0 를 포함하는 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$R_{yy}[\Delta\phi] = P_0 \frac{\int f^2(\phi) f^2(\phi + \Delta\phi) d\phi}{\int f^4(\phi) d\phi} \quad (16)$$

(16)식을 좀더 간단히 표시하기 위해서는 전력패턴 $f^2(\phi)$ 에 대한 정보가 필요하다. 여기서는 전력패턴을 근사적으로 가우시안 형태로 표시할 수 있다고 가정하였다. 따라서 안테나의 빔폭을 θ_b 라고 하면 전력패턴은 다음과 같이 표시된다.

$$f^2(\phi) = \exp(-4(\ln 2) \phi^2 \cos^2 \theta_e / \theta_b^2) \quad (17)$$

(17)식의 패턴을 이용하여 (16)식을 계산하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R_{yy}(\Delta\phi) = P_0 \exp[-2 \ln 2 (\Delta\phi)^2 \cos^2 \theta_e / \theta_b^2] \quad (18)$$

여기서 (18)의 결과식을 얻기위한 적분을 간단히 하기 위하여 다음과 같은 조건을 만족한다고 가정하였다. 즉, 일반적인 기상 레이더의 빔폭 및 고도각은 그다지 크지 않으므로 대부분의 경우 이와 같은 조건이 성립될 수 있다.

$$\left(\frac{\theta_b}{\cos \theta_e}\right)^2 \ll 8\pi \ln 2 \quad (19)$$

그러므로 샘플간격 $m T_s$ 동안 $\Delta\phi$ 만큼의 방위각 변화가 일어난다고 하면 안테나 회전 각속도를 α 라고 했을 때 $\Delta\phi = m T_s \alpha$ 로 표시할 수 있다. 따라서 (18)식으로부터 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$R_{yy}(m T_s) = P_0 \exp[-2 \ln 2 (m T_s)^2 \alpha^2 \cos^2 \theta_e / \theta_b^2] \quad (20)$$

그러므로 (20)식으로부터 알 수 있는 것처럼 반사입자들이 공간상에 고정되어 있다고 하여도 안테나 회전에 따른 신호의 decorrelation 현상이 발생하며 이에 따른 스펙트럼의 확산이 일어나게 된다. 이러한 샘플신호간의 decorrelation 현상에 따른 스펙트럼 폭은 (20)식을 참고하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$W_a = \frac{\alpha \cos \theta_e \sqrt{\ln 2}}{\pi \theta_b} \quad (21)$$

이제 반사입자들의 크기에 따른 낙하속도의 차이로 인한 분산효과를 알아보자. 낙하속도의 차이는 고도각이 0 이 아닐 경우 레이더와의 상대속도 변화로 나타나며 이러한 현상으로 인한 수신 스펙트럼 폭을 표시하여 보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W_b = W_{b0} \sin \theta_e \quad (22)$$

여기서 W_{b0} 는 입자들간의 낙하속도 차이에 따른 도플러 스펙트럼 폭을 표시한다. W_{b0} 는 반사 입자들이 강우입자들인 경우 입자의 크기분포와 거의 무관하게 그 값이 $W_{b0} = 2/\lambda$ (Hz) 로 표시됨은 잘 알려진 사실이다^[9].

이러한 스펙트럼 확산에 영향을 미치는 요인들은 서로 독립적인 관계에 있으므로 전체분산은 각각의 분산의 합으로 표시될 수 있다. 그러므로 (1)식에 표시된 스펙트럼 폭 $W_i, (i=1,2)$ 는 다음과 같이 W_i 으로 표현되어야 한다. 즉,

$$W_i = \sqrt{W_1^2 + W_a^2 + W_b^2} \quad (23)$$

III. 클러터 스펙트럼 모델링

우선 기상레이더의 지표면 반사 클러터만을 고려하여 보면 대부분의 기상 레이더가 산의 정상에 위치하고 있고 지표면은 초목들로 덮여있다고 볼 수 있다. 따라서 반사되는 도플러 클러터는 일반적으로 풍속의 정도에 따라 분산이 결정되는 도플러 주파수 0 을 중심으로 하는 대칭적인 가우시안 모델로 생각할 수 있다. 이러한 가우시안 모델을 NSSL(National Severe Storms Laboratory)에서 S-band 기상레이더로 얻은 실제 측정자료와 비교하여 보면 낮은 풍속에서는 가우시안 모델의 적용이 적합할 것으로 판단되어진다. 그러나 C-band 레이더로 얻은 실측자료를 살펴 보면 낮은 풍속에서는 거의 dc 성분으로 표시되며 풍속에 의한 약간의 변화량만이 관측되고 있다는 것을 분석할 수 있다^[9]. 그러나 MIT Lincoln Lab. 의 또 다른 관련자료를 분석하여 보면 높은 풍속에서는 이러한 dc 성분이 없으며 두 개의 주파수 대역 레이더 실측자료 모두 가우시안 형태를 보이고 있으나 중심으로부터 멀어질수록 가우시안 모델에 비해 그 값이 더 천천히 감소하는 즉 스펙트럼의 퍼짐정도가 가우시안에 비해 더 큰 형태를 가진다는 것을 알 수 있다^[10].

그러나 이러한 스펙트럼은 모두 정지한 안테나로부터 얻어진 관측자료로서 실제로 대부분의 기상관측 레이더는 360도 전 방향을 관측하기 위하여 안테나가 회전하고 있다. 이러한 안테나 스캐닝에 의해서 생기는 도플러 스펙트럼은 중심축은 가우시안으로 모델링이 가능하고 중심에서 멀어질수록 가우시안 형태보다 더 가파르게 값이 떨어지게 된다. 따라서 우

리가 얻는 클러터 스펙트럼은 이러한 안테나 회전에 의한 도플러 스펙트럼과 풍속에 의해 분산이 결정되는 지표면 스펙트럼의 convolution으로 볼수 있다. 그러므로 convolution 으로 얻어지는 최종적인 클러터 스펙트럼은 대칭적인 가우시안 형태로 근사화 시킬 수 있다.

그러면 이제 시스템 위상잡음에 의한 클러터 스펙트럼의 확산을 고찰하여 보자. 시스템 위상잡음과 스펙트럼 확산에 대한 분석은 2장에서 상세히 설명하였으며 클러터에 의한 도플러 스펙트럼에 미치는 영향도 같은 방법을 이용하여 분석할수 있다. 그런데 여기서 주목할 점은 대부분의 경우 클러터에 의한 반사파 강도가 기상현상을 표시하는 먼지 및 강우입자에 의한 반사파보다는 수천배에서 수백만배 이상 이 될 정도로 훨씬 강력하다는 사실이다. 그러므로 설령 매우 안정된 발진소자등을 사용하여 위상잡음을 최소화 한다고 할지라도 이로 인한 클러터 스펙트럼의 분산은 시스템의 성능에 적지 않은 영향을 줄수 있다. 따라서 시스템 분석용 모의신호를 발생시키기 위해서는 2장에서 설명한 바와 같이 스펙트럼 모델링 과정에서 위상잡음에 의한 클러터 스펙트럼의 분산 효과를 반드시 고려하여야 한다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

앞장에서 설명한 전력스펙트럼 모델로부터 기상레이다에 실제로 수신되는 I 및 Q데이터를 구하여 보면 다음과 같이 표시할수 있다.

$$I(k) + jQ(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_i^{1/2} \exp(j\theta_i) \exp(-j\frac{2\pi}{N} ik) \quad (24)$$

여기서 P_i 는 앞에서 설명한 바와 같이 신호 및 클러터, 위상잡음 및 배경잡음을 고려한 순간전력을 의미하며 θ_i 는 균일분포를 갖는 위상성분을 표시한다. 그러면 순간전력 P_i 에 관한 확률분포를 알아야 한다. 기상레이다의 경우 대부분의 클러터 및 반사신호들은 비슷한 반사 유효면적을 갖는 수많은 물체들에 의한 반사파의 합이라고 할수 있다. 그러므로 central limit theorem 에 의해 수신 envelope는 Rayleigh 분포를 가지므로 순간전력의 확률분포는 다음과 같은 지수함수로 표시된다.

$$f(P_i) = \frac{1}{PM_i} \exp[-P_i / PM_i] \quad (25)$$

여기서 PM_i 는 앞장에서 모델링한 신호 및 클러터의 전력 스펙트럼 값에 배경잡음을 더한 값이 된다. 0에서 1사이의 균일분포를 갖는 랜덤변수 U_i 를 이용하여 표시하면 다음과 같이 나타낼수 있다.

$$P_i = -PM_i \ln U_i \quad (26)$$

표 1. 모의 기상신호별 분류에 따른 입력변수들의 값

| 구분 입력변수 | 신호 A | 신호 B | 신호 C | 신호 D |
|-----------------------|----------|----------|----------|----------|
| 안테나 RPM | 5 | 10 | 5 | 10 |
| 안테나 빔폭(θ b) | 1.5o | 2o | 1.5o | 2o |
| 고도각(θ e) | 10 | 20 | 10 | 20 |
| 펄스반복주파수 (PRF) | 3000(Hz) | 3000(Hz) | 4000(Hz) | 4000(Hz) |
| 사용주파수 | 5(GHz) | 6(GHz) | 5(GHz) | 6(GHz) |
| 샘플갯수 | 1024 | 1024 | 1024 | 1024 |
| 시스템위상잡음 (σ 2) | 0.3 | 0.4 | 0.3 | 0.4 |
| 위상잡음분포 (dfc) | 25(Hz) | 50(Hz) | 25(Hz) | 40(Hz) |
| 신호대 잡음비 (SNR) | 20(dB) | 30(dB) | 20(dB) | 30(dB) |
| 도플러신호 침투치 주파수 | 600(Hz) | -400(Hz) | 700(Hz) | -500(Hz) |
| 도플러신호 스펙트럼 폭 | 25(Hz) | 35(Hz) | 20(Hz) | 30(Hz) |
| skewness (g) | 2.0 | 3.0 | 2.0 | 2.6 |
| 신호대클러터비 (SCR) | × | × | -10(dB) | -30(dB) |
| 클러터 평균 주파수 | × | × | 0(Hz) | 0(Hz) |
| 클러터 스펙트럼 폭 | × | × | 15(Hz) | 10(Hz) |

A Simulated Weather Spectrum (signal A)

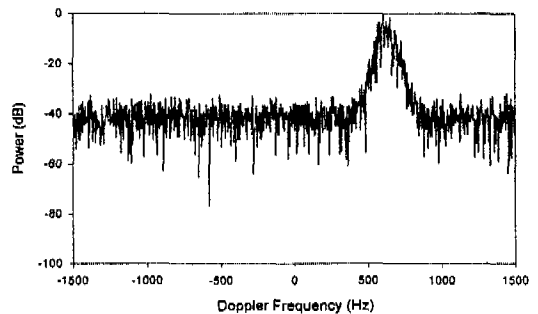


그림 2. 신호 A의 도플러 스펙트럼

그러므로 (26)식을 이용하여 표 1에서와 같은 다양한 파라메터 값을 갖는 기상레이다 모의 도플러 스

펙트럼을 시험적으로 발생시켰다. 그림 2부터 그림 5
 가지에서 볼수 있는 것처럼 다양한 조건하에서 발생
 할수 있는 도플러 스펙트럼들을 나타내고 있다. 그림
 2와 그림 3은 클러터가 없는 경우의 도플러 스펙트
 럼을 나타내고 있다. 그림 2는 기상신호의 스펙트럼
 폭이 좁고 시스템 위상잡음 및 안테나회전, 고도각등
 에 의한 스펙트럼 분산현상이 적은 협대역 스펙트럼
 을 보여준다.

A Simulated Weather Spectrum (signal B)

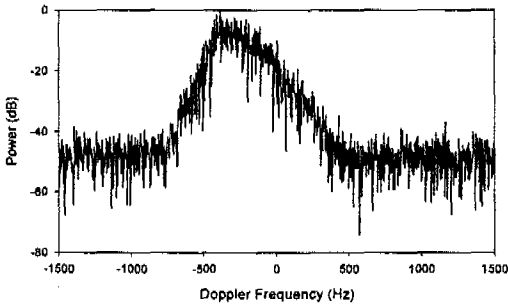


그림 3. 신호 B의 도플러 스펙트럼

A Simulated Weather Spectrum (signal C)

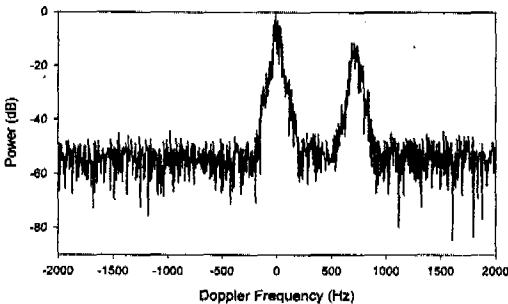


그림 4. 신호 C의 도플러 스펙트럼

A Simulated Weather Spectrum (signal D)

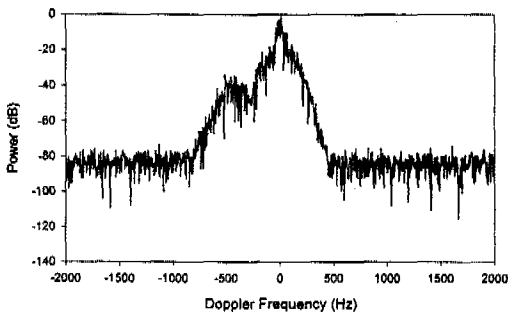


그림 5. 신호 D의 도플러 스펙트럼

그림 3은 기상신호의 스펙트럼 폭이 조금 넓어졌
 을 뿐 아니라 skewness 정도가 큰 경우이다. 또한 앞
 에서 언급한 바와 같은 스펙트럼 분산요인들이 더욱
 열악한 상황을 가정하였으므로 수신 도플러 스펙트
 럼은 상당히 넓은 대역에 걸쳐서 나타나게 된다. 그림
 4 와 그림 5는 클러터가 존재하는 경우의 도플러
 스펙트럼들을 보여준다. 그림 4에서 보는 스펙트럼은
 클러터 및 기상신호의 스펙트럼폭이 좁아 두 스펙트
 럼이 도플러주파수 대역상에서 명확하게 구별될수
 있는 경우이다. 그림 5의 경우는 원래 주어진 클러터
 스펙트럼 폭이 좁은데도 불구하고 시스템 위상잡음
 등에 의한 클러터 스펙트럼의 분산현상과 기상신호
 의 skewness 등으로 인해 클러터와 기상신호 스펙트
 럼이 명확히 분리되지 않는 상태로서 기상신호만을
 추출해 내기가 매우 어려운 대표적인 예이다.

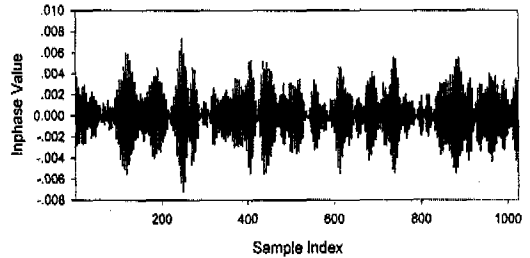


그림 6. 신호 A의 시간영역 inphase 샘플값의 변화

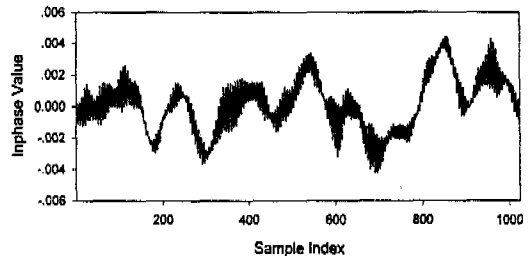


그림 7. 신호 C의 시간영역 inphase 샘플값의 변화

그림 6과 그림 7은 각각 신호 A 및 신호 C의 도
 플러 스펙트럼으로부터 (24)식을 이용하여 수신되는
 시간영역상의 모의샘플들을 표시하였다. 그림 6은 클
 러터가 없는 경우로 샘플값의 변화정도를 보면 대부
 분 고주파 성분만이 존재하고 있음을 쉽게 알 수 있
 다. 그림 7은 상대적으로 강한 저주파의 클러터성분
 이 포함된 신호 C의 시간영역상의 샘플들로 그 값의
 변화정도가 상대적으로 매우 완만하게 표시된다.

V. 결론

본 논문에서는 기상레이다의 수신 도플러 신호를 실제와 매우 근사하게 모의발생 시키기 위해서 여러 가지 레이다 시스템 관련 변수들의 영향을 분석하고 계수화 하였다. 또한 이제까지 대칭적인 가우시안 모델에 의존 하였던 기상신호 모델을 개선하여 skewness를 고려한 비대칭성의 수용이 가능한 일반적인 모델을 제안하였다. 따라서 모의시험 결과에서 보는 것처럼 다양한 기상신호의 발생이 가능하였으며 또한 시스템에 관련된 여러 가지 입력변수들로 인한 수신신호의 상태변화를 일목요연하게 알아볼수 있었다. 그러므로 이러한 모의신호들은 기상레이다의 신호 및 데이터 처리에 관련된 알고리즘 개발, 검증 및 개선용으로 매우 광범위하게 활용될수 있을 것이다.

참고 문헌

[1] K. S. Gage, J. L. Green, T. E. VanZandt, "Use of Doppler radar for the measurement of atmospheric turbulence parameters from the intensity of clear-air echoes", Radio Science, 15, pp. 407-416, 1980.

[2] L. J. Battan, Radar Observation of the Atmosphere, Univ. of Chicago Press, Chicago, Illinois, 1973.

[3] K. S. Miller, M. M. Rochwarger, "A covariance approach to spectral moment estimation", IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-18, pp. 588-596, 1972.

[4] D. S. Zrnic, "Spectrum width estimates for weather echoes", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-15, pp. 613-619, 1979.

[5] W. H. Heiss, D. L. McGrew, D. Sirmans, "Nexrad: Next generation weather radar (WSR-88D)", Microwave Journal, pp. 79-98, 1990.

[6] L. H. Janssen, G. A. Van der Spek, "The shape of Doppler spectra from precipitation", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES-21, pp. 208-219, 1985.

[7] G. W. Snedecor, "Statistical methods", The Iowa State University Press, 1956.

[8] R. M. Lhermitte, D. Atlas, "Precipitation motion

by pulse Doppler radar", Proc. 9th Weather Radar Conference, pp. 218-223, 1961.

[9] V. T. Wood, R. A. Brown, "Single Doppler velocity signatures: An atlas of patterns in clear air/widespread precipitation and convective storms", NOAA Tech. Memo ERL NSSL-95, NOAA, Norman, Oklahoma.

[10] D. Bernella, "Terminal Doppler weather radar operational test and evaluation", Lincoln Laboratory Report DOT/FAA/NR-91/2, 1990.

[11] J. G. Lee, "Robust Estimation of Mean Doppler Frequency for the Measurement of Average Wind Velocity in a Weather Radar", Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, 1994.

[12] 이상모, 이종길, "Estimation of the Spatial Wind Velocity Gradient Using Low PRF Radar", 제 7회 신호처리합동학술대회 논문집, 1994.



이종길(Jong GilLee) 정회원
 1982년 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년 : 미국 Case Western Reserve University, Electrical Eng. (M.S.)
 1990년 : 미국 Clemson University, Electrical Eng. (Ph.D.)
 1991년~1993년 : 삼성전자 특수연구소
 1993년~현재 : 인천대학교 정보통신공학과 부교수
 <주관심 분야> : 무선통신, 레이다신호처리, 통신시스템, 스펙트럼분석