

국지적인 기상위험 예보를 위한 기상탐지용 레이다 신호처리에 관한 연구

正會員 李 鍾 吉*

A Study on Weather Surveillance Radar Signal Processing for the Detection of Weather-related Hazards

Jong Gil Lee* Regular Members

이 논문은 1994년도 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음

要 約

기상상태 탐지를 위해서는 스펙트럼 모멘트들의 추정을 통해 강우량의 예상, 대기 불안정 상태 측정, 바람의 속도등의 정보를 정확히 추출하는 것이 매우 중요한 과제이다. 이와같은 목적으로 쓰이고 있는 펄스페어 방법(pulse pair method)의 경우 속도가 빠르고, 구현이 용이하기 때문에 가장 널리 쓰이고 있는 방식이다. 그러나 기상위험 탐지를 위한 비행기 장착용 레이다 및 지상 레이다의 경우 우리나라의 지형적 특성으로 인한 강력한 지표면 반사 및 시스템 위상 잡음등의 이유때문에 펄스페어 방법에 의한 기상신호의 특징 추출에 많은 문제점이 있을수 있다. 그러므로 본 논문에서는 클러터 제거를 포함한 최적 기상 레이다 신호처리부 구현을 위한 펄스페어 방법의 강인성(robustness) 정도 및 제약 조건에 대한 연구를 수행하였다. 또한 본 논문의 모의실험을 통해 설계시 고려되어야 할 시스템 위상잡음의 허용한도에 관련된 펄스 페어 추정치의 신뢰도 열화에 관한 수치해석적인 방법도 제안하였다.

ABSTRACT

Estimation of Doppler spectrum moments is very important in a weather surveillance radar to get the information related with the precipitation rate, the wind speed and the degree of the weather turbulence, etc. For this purpose, the pulse-pair method is commonly used in a Doppler weather radar signal processing since it is fast and economical to implement. However, the strong clutter return in mountainous areas and system phase noise may seriously degrade the pulse-pair estimation quality. Therefore, considering those conditions, the degree of robustness and the limitation of pulse-pair method have been analyzed. In addition, the numerical method was suggested to specify the upper bound for the system phase noise related with the pulse-pair estimation quality.

*인천대학교 정보통신공학과

論文番號 : 95095-0306

接受日字 : 1995年 3月 6日

1. 서 론

기상상태에 관한 정보를 알아내기 위해서 주로 지상에 설치된 도플러 레이다를 이용하여 기상신호를 분석하고 있다 [1]. 도플러 레이다의 경우 일반적으로 수신 스펙트럼은 측정하고자 하는 거리방(range cell)의 풍속분포 정도에 따라 통과주파수 대역에 광범위하게 분포되고 있으며 평균을 취하여 해당 거리 및 방위각에서의 풍속등을 추정하게 된다 [2]. 도플러 스펙트럼의 분산은 대기의 교란정도, 전자파 반사를 일으키는 입자들의 특징, 안테나 빔폭, 신호처리상의 관측시간 제약등의 여러요인에 의해서 발생된다고 할수있다. 이러한 도플러 스펙트럼의 실시간 분석을 통해 급변하는 기상 위험상태를 예보하기 위해서는 기상 레이다 시스템은 매우 방대한 양의 데이터를 신속하게 처리하여야만 한다. 따라서 계산상의 부담을 줄이면서도 가장 효율적인 것으로 평가받고 있는 펄스페어 추정 방법을 이용하면 스펙트럼 모멘트들만을 간단히 추출하여 필요한 정보를 얻을 수 있다 [3][4]. 미국등의 나라에서 시험적으로 가동된 지상 레이다 시스템의 경우를 보면 기상이변에 의한 위험상태를 충분히 탐지할 수 있을 정도로 풍속등의 정보추출에 별 문제점이 없는 것으로 보고되고 있다 [8]. 그러나 우리나라의 경우 산악지형, 건조한 기상상태에서의 약한 반사신호 및 시스템 위상잡음등으로 인한 신호대 클러터 비의 심각한 저하는 일반적으로 널리 쓰이고 있는 펄스페어 방법(pulse pair method)에 대한 신뢰성 고찰 및 재분석을 필요로 한다.

펄스페어 방법은 계산상의 효율성으로 인하여 가장 널리 쓰여지고 있으며 [9][10] 대부분의 기존 또는 개발되고 있는 기상레이다의 경우에서 채택되고 있는 처리방식이다. 이 알고리즘은 도플러 효과에 의한 풍속정보뿐만 아니라 스펙트럼의 분산정도에 관한 정보도 추출할수 있어 대기의 불안정 정도에 관한 자료도 제공할수 있다. 이러한 펄스페어 방법에 대한 분석은 여러사람에 의해서 연구 되어졌다 [5]. 그러나 이러한 분석은 실제 시스템 환경을 고려하지 분석은 즉, 레이다 펄스 신호간의 위상잡음이 없다고 가정한 경우이기 때문에 펄스페어 방법의 정확도 등에 관한 재고찰이 이루어져야만 한다. 펄스간의 위상잡음은 여러요인에 의해서 발생할수 있다. 즉 레이다 오실레이터(stable local oscillator) [6] 내부에서의 위상잡음, I(inphase), Q(quadrature) 채널의 위

상변이 상의 오차 [7]. 항공기용 레이다의 경우 레이다 자체가 이동함으로 인해 생기는 오차등 여러가지 경우가 있을수 있다. 이러한 시스템 불안정 요소들을 통계적으로 모델링하고 이러한 요소들이 펄스페어 방법을 이용한 도플러 스펙트럼 모멘트 추정에 어떠한 영향을 끼치게 되는지를 분석하였다.

일반적으로 기상탐지용 도플러 레이다의 경우 수신 신호의 스펙트럼 모멘트들을 추정함으로서 강우량의 예보, 풍속의 변화정도, 대기층의 불안정 상태등에 관한 정보를 얻어내게 된다 [3]. 그러나 펄스반복 주파수(pulse repetition frequency)가 낮거나 특히 저고도에서 동작하는 기상 레이다의 경우에는 강력한 지표면 반사잡음에 의한 스펙트럼 모멘트들의 추정 오차는 매우 심각하리라 생각된다. 따라서 본 연구에서는 위상잡음등 실제 레이다 특성을 고려했을시의 스펙트럼 모멘트 추정 및 잡음 제거 성능과 관련된 펄스페어 방법의 강인성 정도에 대해서도 통계적 분석을 시도하였다. 이러한 분석을 위한 기존 발표된 수식 및 본논문의 새로운 결과들은 다음과 같은 가정하에서 유도되어졌다.

1. 기상레이다의 반사신호는 수많은 먼지 또는 물방울 입자에 의해 이루어진다. 따라서 수신 파워 스펙트럼은 중심 도플러 주파수를 갖는 가우시안 형태로 가정할수 있다. 또한 일반적으로 지표면 클러터의 경우 0 도플러 주파수를 중심으로 가우시안 형태로 분포하는 경우가 대부분으로 클러터의 경우도 가우시안 스펙트럼으로 가정하였다.

2. 수신 샘플 숫자가 통계적인 편이오차를 유발하지 않을 정도로 많다.

3. 레이다에서의 위상잡음은 여러종류의 잡음신호가 복합적으로 관련되어 있고 따라서 파워 스펙트럼은 해석학적인 유도를 위해 가우시안으로 표현될수 있다.

4. 클러터, 도플러 수신신호 및 위상잡음간에는 일반적으로 상관관계가 없다고 가정할수 있다.

본연구에서의 접근방식은 레이다시스템 위상잡음의 영향을 도플러 스펙트럼상에서 분석 가능하게끔 하였다. 특히 해석학적인 해(analytic solution)가 존재하지 않을 경우에 적용 가능한 수치해석적인 방법(numerical method)에 관해서도 언급하였다. 시스템 위상잡음의 수학적인 모델링이 가능하다면 그에 의한 스펙트럼 추정 오차치의 해석적 유도도 가능하다. 따라서 시스템 위상오차에 의한 잡음을 가우시안 스펙트럼으로 가정했

을 경우에 대해서 결과가 유도 되어졌으며 성능고찰이 이루어졌다. 두번째 절에서는 펄스 페어 알고리즘에 관해 간략히 설명하였으며 유도조건및 가정, 발표된 결과치에 대한 설명도 덧붙였다. 세번째 절에서는 시스템상에서의 펄스간 위상잡음을 고려한 레이더 반사신호의 복소 자기상관 (complex autocorrelation) 함수를 유도하였다. 네번째 절에서는 수정된 유도식을 통해서 펄스페어 방식의 성능을 재분석 하였다. 다섯번째 절에서는 위상잡음이 존재할 경우 강력한 지표면 반사신호 제거상의 어려움으로 인한 펄스 페어 방법의 한계에 대하여 언급하였다. 마지막으로 결론 및 미진한 연구점등에 대하여 언급되어졌다.

II. 펄스페어 방식에 의한 스펙트럼 파라미터 추정

수신되는 도플러 스펙트럼을 $S(f)$ 로 표시하고 PRF(pulse repetition frequency)의 역수에 의해 결정되어지는 도플러 주파수 대역에 대하여 생각하여 보자. 만약 f_d 를 평균 도플러 주파수라고 하고 T_s 를 다음 펄스 신호 송출 때까지의 시간 간격이라고 하면 수신되는 펄스열(pulse sequence)들의 자기상관 함수(auto-correlation)는 도플러 스펙트럼의 역 푸리에 변환 (inverse fourier transform)으로 다음과 같이 표시 될수 있다 [2].

$$R(T_s) = e^{j2\pi f_d T_s} \int_{-1/2T_s}^{1/2T_s} S(f) e^{j2\pi T_s (f-f_d)} df \quad (1)$$

만약 $S(f)$ 가 f_d 를 축으로 서로 대칭이고 주어진 도플러 주파수 대역에만 존재한 다고 가정하면 (1)식의 적분은 실수함수로 표시됨으로 시간 간격 T_s 에서의 자기상관 함수는 다음과 같다.

$$R(T_s) = |R(T_s)| e^{j2\pi f_d T_s} \quad (2)$$

(2) 식에서 보는바와 같이 복소 자기상관 함수(complex autocorrelation function)의 지수항(argument)만 측정할수 있다면 평균 주파수 f_d 는 다음과 같이 추정될수 있다 [16].

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi T_s} \arg\{\hat{R}(T_s)\} \quad (3)$$

$$\hat{R}(T_s) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} Z^*(iT) Z(iT+T_s) \quad (4)$$

여기서 $Z(iT)$ 는 펄스페어 간의 시간 간격 iT ($i=0,1,2,\dots,M-1$)에서의 수신되는 복소 비테오 신호열을 표시한다. (3) 식에 표시된 평균 주파수 추정방식은 $S(f)$ 가 대칭이거나 통과 주파수 대역에 비해 아주 좁게 분포해 있다고 하면 무편이 추정자(unbiased estimator)라고 할수있으며 [2] 또한 펄스페어들이 서로 독립적이라고 하면 ML(maximum likelihood) 추정자 (estimator)로 볼수있다 [11]. 이러한 추정자의 분산(variance)은 $S(f)$ 를 가우시안 스펙트럼이라고 할 경우 다음과 같이 유도될수 있다 [16].

$$\text{VAR}(\hat{f}_d) = \{8\pi^2 T_s^2 \beta^2(T_s)\}^{-1} \{M^{-2} [1-\beta^2(T_s)] \cdot \sum_{m=-(M-1)}^{M-1} \beta^2(mT) (M-|m|) + \frac{N^2}{MS^2} + \frac{2N}{MS} [1-\beta(2T_s) \delta_{T-T_s,0} + \frac{\beta(2T_s)}{M} \delta_{T-T_s,0}] \} \quad (5)$$

여기서 $\beta(T_s) = \exp\{-2p^2 w^2 T_s^2\}$ 이며 연속적인 펄스페어인 경우는 $T=T_s$ 가 된다. 또한 (5) 식에서 S는 샘플당 신호의 평균적 세기로 다음과 같이 표시되며,

$$S = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |Z(iT)|^2 \quad (6)$$

N은 샘플당 평균 배경 잡음을 나타낸다. 유도된 식 (5)는 아주 좁은 분산을 가지는 스펙트럼의 경우나 혹은 아주 많은 샘플을 취했을때에 실험치와 잘 일치하는 것으로 발표된 바 있다. 또한 독립적인 펄스페어 (T 가 무한대로 갈때) 인 경우에는 (5) 식은 Cramer-Rao bound가 된다 [11].

도플러 스펙트럼의 두번째(second) 모멘트를 추정하는 펄스페어 방법은 먼저 복소 자기상관 함수의 절대치를 구한 뒤 이로부터 스펙트럼의 폭(spectrum width)을 추정한다. 간단히 요약하면 다음과 같이 나타낼수 있다 [16].

$$\hat{W} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2} \pi T_s} \left| 1 - \frac{|\hat{R}(T_s)|}{\hat{S}} \right|^{\frac{1}{2}} & \text{when } |\hat{R}(T_s)| < \hat{S} \\ \delta & \text{when } |\hat{R}(T_s)| \geq \hat{S} \end{cases} \quad (7)$$

여기서 신호의 세기 S 의 추정은 전체 파워에서 배경 잡음치를 뺀것으로 다음과 같이 표시된다.

$$\hat{S} = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} |z_k|^2 - N \quad (8)$$

(7)식에서 δ 는 이론적으로 불가능하지만 실제 추정 계산치의 오차로 신호의 크기보다 자기상관 함수 추정치가 더 커지는 경우를 고려하여 주어진 작은 값을 의미한다. 일반적으로 스펙트럼 폭(width) 추정 방식으로 불리는 이러한 도플러 신호의 표준편차 추정식은 근사적으로 무편이 추정치(unbiased estimate)를 구할수 있게 하여준다. 물론 샘플수가 많다고 가정했을 경우이며 실제로 편이(bias)에 의한 오차는 샘플수에 반비 하게 된다. 이러한 추정치의 분산(variance)은 (7) 식에서 편이오차를 제거했을 경우, 다음과 같은 식으로 표현될 수 있으며 ML 추정치의 경우와 동일하다는 것을 알수 있다 [5].

$$\begin{aligned} \text{VAR}(\hat{W}) = & [32M\pi^4 (WT_s)^2 \beta^2 (T_s) T_s^2]^{-1} \{ 2 \\ & \cdot [1 - (1 + \delta_{T-T_s,0})\beta^2 (T_s) + \delta_{T-T_s,0}\beta^4 (T_s)] \frac{N}{S} + \\ & [1 + (1 + \delta_{T-T_s,0})\beta^2 (T_s)] \frac{N^2}{S^2} + \beta^2 (T_s) \sum_{m=-M}^{M-1} \{ 2\beta^2 (mT) + \\ & \beta^2 (mT)\beta^2 (T_s) + \beta(mT+T_s)(1 - \delta_{T-T_s,0}) - 4\beta(mT+T_s) \\ & \cdot \beta(mT)\beta^{-1}(T_s) \} (1 - \frac{|m|}{M}) \} \quad (9) \end{aligned}$$

여기서 $\beta(\cdot)$, S , 그리고 N 은 앞에서 정의되어졌다. 위의 식은 신호대 잡음비가 낮거나 샘플수가 작을 경우 실제치와 잘 일치하지 을수도 있다.

III. 시스템 위상잡음을 고려한 레이다 신호 해석

송신되는 레이다 펄스 신호는 다음과 같이 표시되어질 수 있다.

$$V(t) = V_0 e^{j(2\pi f_c t + \alpha)} \quad (10)$$

여기서 α 는 펄스 지속시간 동안의 랜덤 위상을 의미하며 f_c 는 송신 캐리어 주파수를 표시한다. 따라서 레이다

에 수신되는 복소 비데오 신호는 다음처럼 나타낼수 있다.

$$Z(t) = Z_0(t) e^{j(2\pi f_d t + \phi(t))} \quad (11)$$

(11)식에서 $Z_0(t)$ 는 반사신호의 특징에 의해 결정되는 협대역 랜덤 프로세스이며 f_d 는 평균 도플러 주파수 이고 $\phi(t)$ 는 수신신호의 위상에 관한 랜덤 프로세스(random process)이다. 프로세스 $\phi(t)$ 는 펄스간의 STALO(stable local oscillator)의 위상 드리프트(phase drift), 변조, 복조및 레이다 자체이동에 따른 위상 변이등의 모든 위상 불안정 요소를 다 포함하고 있다. 펄스 폭 시간내에 변화하는 양들은 $Z_0(t)$ 에 의해 표시되며 $\phi(t)$ 로 주어진 펄스간의 위상변화는 위상잡음으로 분리해서 해석할수 있다. $Z_0(t)$ 와 $\phi(t)$ 가 서로 독립적이라고 가정하면 수신신호의 자기상관함수(autocorrelation function)는

$$\begin{aligned} R'(T_s) = & E\{Z^*(t)Z(t+T_s)\} \\ & = R(T_s)E\{e^{-j\phi(t)}e^{j\phi(t+T_s)}\} \quad (12) \end{aligned}$$

로 표시되며 여기서

$$\begin{aligned} R(T_s) = & E\{Z_0^*(t)Z_0(t+T_s)\}e^{j2\pi f_d T_s} \\ & = R_w e^{j2\pi f_d T_s} \quad (13) \end{aligned}$$

이고 기상도플러 스펙트럼이 가우시안인 경우에는

$$R_w = e^{-2\pi^2 w^2 T_s^2} \quad (14)$$

이 되며 (5)식과 (9)식에서 사용된 $\beta(T_s)$ 와 같다. 위상성분 $\phi(t)$ 와 $\phi(t+T_s)$ 가 조인트 가우시안(joint Gaussian)이라고 하면 (12)식의 기대치는 다음과 같이 표시된다 [12].

$$\begin{aligned} & E\{e^{j[\phi(t+T_s) - \phi(t)]}\} \\ & = \exp\{-\int_{-\infty}^{\infty} S_\phi(f) [1 - \cos(2\pi f T_s)] df\} \quad (15) \end{aligned}$$

여기서 $S_\phi(f)$ 는 위상잡음 스펙트럼을 나타낸다. 만약 스펙트럼 $S_\phi(f)$ 가 $f=0$ 축에 대칭(even symme-

try)이라면 (15) 식은 다음과 같이 간략화될수 있다.

$$E\{e^{j[\phi(t+T_s) - \phi(t)]}\} = \exp\{R_\phi(T_s) - \int_{-\infty}^{\infty} S_\phi(f) df\} \quad (16)$$

여기서 $R_\phi(T_s)$ 는 시간 T_s 에서의 위상잡음에 대한 자기상관 함수이다. (16) 식에서 볼수있는 바와 같이 지수항은 위상잡음의 랜덤현상을 나타내는 구조함수(structure function)이다 [2][13]. 즉 구조함수의 값이 0으로 접근할 경우 연관성(correlation) 정도가 매우 높아 전체값은 1에 근접하게 된다. 이와 같은 경우에는 (12)식에서 보는 것처럼 위상잡음은 수신되는 신호의 자기상관 함수 (autocorrelation function)에 거의 영향을 주지 않는다고 할수있다. 그러면 펄스퍼어 방법을 이용한 스펙트럼 모멘트 추정에 미치는 제반 위상잡음의 영향을 분석하기 위해

$$R'(T_s) = R(T_s) \exp\{R_\phi(T_s) - \int_{-\infty}^{\infty} S_\phi(f) df\} \quad (17)$$

과 같이 나타내어지는 레이다 수신신호의 자기상관함수에 대하여 고찰하여 본다. (17)식은 $R_\phi(\tau)$ 를 알거나 스펙트럼 $S_\phi(f)$ 로부터 계산되어질수 있다면 해석적인 답을 구할수 있다. 일반적으로 실제 시스템에서의 위상잡음 스펙트럼은 측정값에 의해 표시되어지나 (17)식의 해석학적인 해를 구하기 위해 가우시안 스펙트럼으로 가정하였다. 위상잡음이

$$S_\phi(f) = A_0 \exp\left\{-\frac{f^2}{\Delta f_c^2}\right\} \quad (18)$$

처럼 표시된다면 전체 위상잡음 파워 σ^2 과 스펙트럼 분포정도를 나타내는 Δf_c 와의 관계는 다음과 같이 표현되어진다.

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_\phi(f) df = \sqrt{\pi} \Delta f_c A_0 \quad (19)$$

(18)식과 같이 표현되는 가우시안 위상잡음 스펙트럼일 경우 (17)식은

$$R'(T_s) = R(T_s) \exp[-\sigma^2(1 - e^{-\pi^2 \Delta f_c^2 T_s^2})] \quad (20)$$

으로 표현되어질수 있다. (20)식에서 보는것처럼 T_s 에서의 수정된 자기상관 함수는 스펙트럼 파라메터 Δf_c 와 전체 파워 σ^2 의 함수로 나타나진다. 만약 Δf_c 또는 σ^2 이 0 이라면 위상잡음이 없는 경우의 자기상관 함수와 같아진다. 다음장에서 이러한 위상잡음에 의해 야기되는 기상신호의 추정 오차에 대하여 분석하였다.

IV. 시스템 위상잡음에 의한 펄스퍼어 스펙트럼 추정오차

도플러 레이다 시스템은 (17)식에서 보는 것처럼 위상잡음의 정도가 매우 작아 기상신호의 해석에 별다른 지장을 주지 않아 한다. 그림 1은 위상잡음이 있을 경우와 없을 경우의 각각에 대한 기상신호 스펙트럼의 예를 보여주고 있다. 스펙트럼은 평균 도플러 주파수를 0으로 하였고 주파수대역의 15%에 해당하는 주파수 편차를 가진다고 가정하여 모의신호를 발생시켰으며 위상잡음의 경우는 파워는 기상신호의 9%이고 주파수 대역의 28%에 해당하는 주파수 편차를 가정하였다. 그림 1에서 보는 것처럼 두 스펙트럼간의 차이가 그리 크지 않다는 것을 알수있다.

그림 2및 그림 3에서는 그림1에서 언급한 위상잡음을 고려했을 때의 펄스퍼어 평균값 추정 편차및 스펙트럼 폭(spectrum width) 추정치의 RMS 오차를분산정도를 나타내는 파라메터 WT_s 에 따라 보여주고 있다. 그림 2에서 $WT_s=0.3$ 일경우 위상잡음에 의해 편차가 15% 정도 높아진 것을 알수 있으며 50% 정도까지도 증가할수 있음을 보여주고 있다. 그림 3에서도 RMS 오차가 15% 정도 늘어났음을 알수있다. 따라서 위상잡음이 펄스퍼어 추정치에 미치는 영향에 대한 분석이 매우 중요하다.

두번째 섹션에서 언급된 펄스퍼어 추정오차에 대한 식들은 세번째 섹션의 위상잡음을 고려한 수정된 식으로 비교적 용이하게 변환시킬수 있다. (17) 식에서 보는 것처럼 위상잡음은 복소 자기상관함수의 크기에만 영향을 미치므로 (3)식의 평균주파수 추정치는 바이어스(bias)가 없다. 따라서 평균 주파수 추정치의 분산정도는 (5)식의 $b(T_s)$ 를 다음과 같이 표시되는

$$\beta'(T_s) = \exp(-2 \int_{-\infty}^{\infty} S_\phi(f) df - R_\phi(T_s)) R_w \quad (21)$$

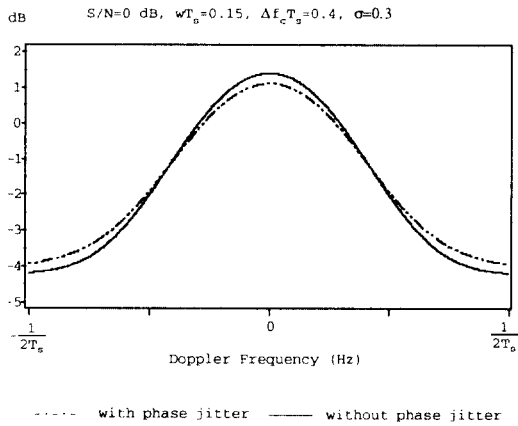


그림 1. 위상잡음을 고려했을 때의 모의 도플러 스펙트럼 예
Figure 1. Example of Two Simulated Return Doppler Spectra Considering Phase Jitter Effect

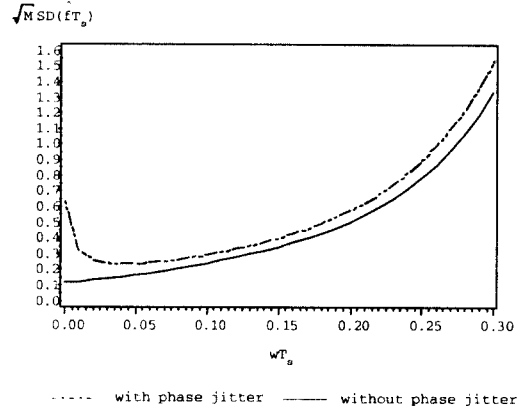


그림 2. 그림 1의 스펙트럼 펄스페어 평균 추정치 오차에 대한 표준편차
Figure 2. Error Standard Deviation of the Spectrum Mean Pulse-Pair Estimate for the Example in Figure 1

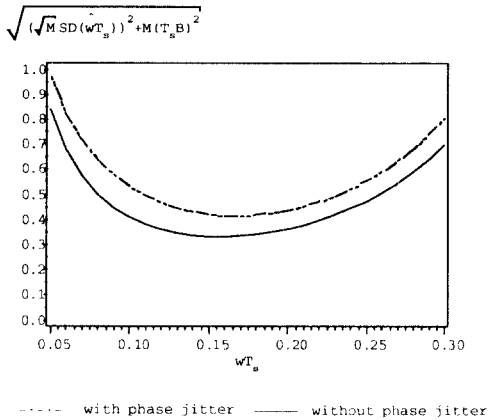


그림 3. 그림 1에 대한 스펙트럼 폭 추정치의 RMS 오차
Figure 3. R.M.S. Error of the Spectrum Width Pulse Pair Estimate for the Example in Figure 1

로 수정하여 계산할수 있다. 가우시안 위상잡음일 경우에는 (21)식은 (22)식처럼 간략하게 쓸수있다.

$$\beta'(T_s) = \beta(T_s) \exp\{-\sigma^2 [1 - e^{-\pi^2 \Delta f_c^2 T_s^2}]\} \quad (22)$$

그림 4는 세가지 경우에 대한 평균 추정치의 표준편차(mean error standard deviation)를 보여주고 있다. 첫번째는 위상잡음이 없고 신호대 잡음비가 0인 경우이며 두번째는 측정된 레이더 오실레이터 위상잡음 스펙트럼을 이용한 경우이며 [14] 세번째로 같은 파워를 가지면서 가우시안 스펙트럼으로 모델링했을 경우이다 ($\Delta f_c = 75$ Hz). 두번째의 경우 해석학적인 해를 구할수 없어 적용 쿼드러처(adaptive quadrature) 알고리즘을 이용한 수치적분을 수행하였다 [15]. 그림에서 볼수 있는 것처럼 가우시안 위상잡음 스펙트럼 모델은 실험적인 데이터를 이용했을 때와 비교적 근사한 값을 가질뿐만 아니라 더욱 중요한 점은 위상잡음에 의한 오차 상한치(upper bound) 값을 표시해주는 유용한 지표가 된다는 것이다. 그러므로 이러한 가우시안 스펙트럼 모델

을 이용하여 펄스폭 추정치의 신뢰도에 대한 전반적인 분석을 행하였다. 모의실험시 신호대 잡음 비는 0 dB로 하였다.

그림 5는 위상잡음 파워를 신호의 9% 정도로 하였을 경우의 스펙트럼 폭 (width) 에 따른 평균값 추정 오차의 표준편차를 보여주고 있다. 그림에서 보는 것처럼 $\Delta f_c = 0$ 일 경우에는 Zrnic이 발표한 결과와 일치하고 있다 [16]. 그림 5를 보면 평균치 추정에 미치는 위상잡음의 영향은 그리 크지 않고 할수 있다. 그림 6은 스펙트럼 폭(width) 추정의 경우 위상잡음으로 생기는 편이 오차(bias error)를 표시하였다. 여기서 샘플 수 M은 128개로 가정하였다. 그림에서 볼수있듯이 매우 좁은 기상신호 스펙트럼인 경우 편이 오차가 상당히 커질수 있음을 보여주고 있다. 그림 7은 같은 경우의 스펙트럼 폭 추정오차의 표준편차에 대한 RMS 값을 표시한 것이다. 여기서의 RMS 오차(root mean square error)란 분산 (variance) 및 편이 오차값의 제곱을 더한뒤 제곱근을 취한 값을 의미한다. 그림에서 보듯이 위상잡음은 기상신호의 스펙트럼 폭 추정에도 큰 영향을 미치지 않는다고 할수있다.

본 모의실험에 따르면 기상신호의 스펙트럼이 매우 좁을 경우 큰 편이 오차가 생길 가능성이 있지만 대체적으로 레이더의 시스템 위상잡음은 펄스폭 추정치의 신뢰도를 크게 저하시키지는 않는다고 할수있다. 그러나 다음 장의 모의실험에서 보듯이 강력한 지표면 반사파에 의한 잡음(clutter)이 존재할시에는 위상잡음에 의한 영향이 매우 심각할 것으로 예상되어진다.

V. 클러터 (clutter) 제거의 한계치 분석

국지적인 기상위험 예보를 위한 저고도 기상탐지용 레이더의 경우, 우리나라가 대부분 산악 지형임을 감안하면 수신신호에는 0 부근의 도플러 주파수를 중심으로한 강력한 지표면 반사 잡음이 존재할 것으로 예상되어진다. 그런데 펄스폭 방법으로 정확한 평균속도및 분산 정도를 추정하기 위해서는 각각 최소 10 또는 15 dB의 신호대 클러터 비 (SCR) 가 요구되는 것으로 발표된 바 있다 [17]. 따라서 기상 레이더에서는 일반적으로 고주파 대역만을 통과시키는 클러터를 이용하여 상대적으로 저주파에 집중된 클러터를 제거하는 방식을 채택하고 있다. 그러므로 클러터 스펙트럼이 매우 좁고 얻고자

하는 기상 신호의 주파수 영역으로부터 멀리 떨어져 위치한다면 원래 신호의 손상이 클러터를 제거하기에 별다른 어려움이 없다 [18][19]. 그러나 위상잡음에 의해 클러터 또는 기상신호가 분산되는 경우에는 클러터 제거에 심각한 악영향을 끼칠수 있다.

클러터와 기상신호를 모두 가우시안이라고 가정하면 레이더에 수신되는 스펙트럼은 다음과 같이 표현되어질 수 있다.

$$S(f) = \frac{C}{\sqrt{2\pi} W_c} \exp\left(-\frac{f^2}{2W_c^2}\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi} W_s} \exp\left(-\frac{(f-f_d)^2}{2W_s^2}\right) \quad (23)$$

여기서 $C=10^{(SCR/10)}$ 이며, f_d 는 기상신호의 평균 주파수를 나타내며 클러터는 평균 주파수 0으로 가정하였다. W_c 와 W_s 는 각각 클러터와 기상신호의 스펙트럼 폭을 표시한다. 위상잡음을 고려했을 시의 (23)식은 (20)식을 이용하여 복소 자기상관 함수를 구한뒤 푸리에 변환하면 다음과 같이 바뀌게 된다.

$$S(f) = C e^{-2\sigma^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2^k \sigma^{2k}}{\sqrt{2\pi} (W_c^2 + k \frac{\Delta f_c^2}{2})^{1/2}} \exp\left(-\frac{f^2}{2(W_c^2 + k \frac{\Delta f_c^2}{2})}\right) + e^{-2\sigma^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2^k \sigma^{2k}}{\sqrt{2\pi} (W_s^2 + k \frac{\Delta f_c^2}{2})^{1/2}} \exp\left(-\frac{(f-f_d)^2}{2(W_s^2 + k \frac{\Delta f_c^2}{2})}\right) \quad (24)$$

여기서 대부분의 경우 σ 는 아주 작은 값을 가지므로 각각 처음 네번째 항만의 합으로 (24)식은 큰 오차 없이 표시될수 있다.

클러터 제거를 위해 차단주파수 대역(stopband width)이 2B 이고 감쇄(attenuation) 상수 ATT(in dB)를 갖는 이상적인 고주파 대역 통과 필터를 고려하여 본다. 통과대역(passband width)의 이득은 0 dB

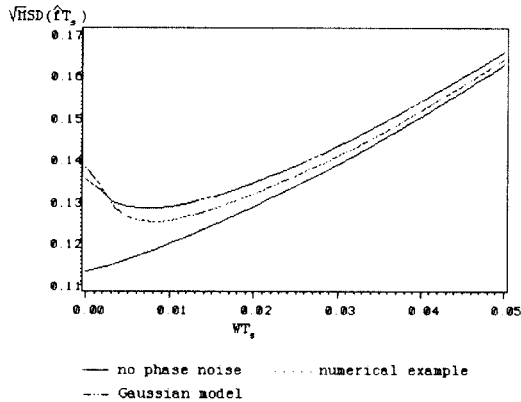


그림 4. 펄스페어 평균 추정치의 오차에 대한 표준편차 비교
Figure 4. Comparison of Error Standard Deviation of the Spectrum Mean Pulse Pair Estimate

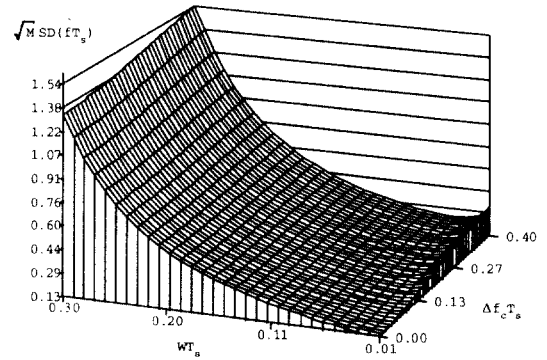


그림 5. 위상잡음을 고려했을 때의 펄스페어 평균 추정치의 오차에 대한 표준 편차
Figure 5. Error Standard Deviation of the Spectrum Mean Pulse Pair Estimate Considering Phase Jitter

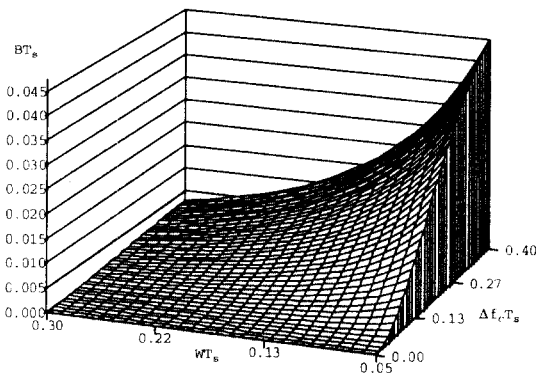


그림 6. 스펙트럼 폭 추정치에 대한 편이 오차
Figure 6. Bias of the Spectrum Width Pulse Pair Estimate Considering Phase Jitter

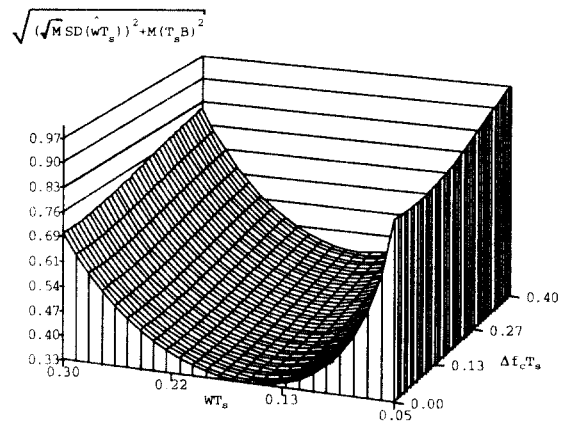


그림 7. 위상잡음을 고려했을 때의 스펙트럼 폭 추정치의 RMS 오차
Figure 7. R.M.S. Error of the Spectrum Width Pulse Pair Estimate Considering Phase Jitter

로 하였다. 따라서 여과(filtering) 된 수신 신호의 신호대 클러터 비는 다음과 같이 유도되어진다.

$$SCR = 10 \log_{10} \left(\frac{SR}{CR} \right) \quad (25)$$

여기서 CR 및 SR은 각각 터링 된 후의 클러터 및 신호 파워를 각각 표시하는 것으로 (24)식의 처음 네번 제항만을 이용하여 다음과 같이 유도될수 있다.

$$CR = C e^{-2\sigma^2} \left[Q \left(\frac{B}{W_c} \right) + 2\sigma^2 Q \left(\frac{B}{W_1} \right) + 2\sigma^4 Q \left(\frac{B}{W_2} \right) + \frac{4}{3} \sigma^6 Q \left(\frac{B}{W_3} \right) \right] + 10^{-ATT/10} C e^{-2\sigma^2} \left[\left(1 - Q \left(\frac{B}{W_c} \right) \right) + 2\sigma^2 \left(1 - Q \left(\frac{B}{W_1} \right) \right) + 2\sigma^4 \left(1 - Q \left(\frac{B}{W_2} \right) \right) + \frac{4}{3} \sigma^6 \left(1 - Q \left(\frac{B}{W_3} \right) \right) \right] \quad (26)$$

여기서

$$W_k = \left(W_c^2 + k \frac{\Delta f_c^2}{2} \right)^{1/2}, \quad Q(x) = 2 \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\gamma^2/2} d\gamma \quad (27)$$

and

$$SR = e^{-2\sigma^2} \left[\left(1 - P \left(\frac{B-f_d}{W_s} \right) \right) + 2\sigma^2 \left(1 - P \left(\frac{B-f_d}{Y_1} \right) \right) \right]$$

$$+ 2\sigma^4 \left(1 - P \left(\frac{B-f_d}{Y_2} \right) \right) + \frac{4}{3} \sigma^6 \left(1 - P \left(\frac{B-f_d}{Y_3} \right) \right) + 10^{-ATT/10} e^{-2\sigma^2} \left[P \left(\frac{B-f_d}{W_s} \right) + 2\sigma^2 P \left(\frac{B-f_d}{Y_1} \right) + 2\sigma^4 P \left(\frac{B-f_d}{Y_2} \right) + \frac{4}{3} \sigma^6 P \left(\frac{B-f_d}{Y_3} \right) \right] \quad (28)$$

여기서

$$y_k = \left(W_s^2 + k \frac{\Delta f_c^2}{2} \right)^{1/2}, \quad P \left(\frac{B-f_d}{z} \right) = \int_{\frac{-B-f_d}{z}}^{\frac{B-f_d}{z}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\gamma^2/2} d\gamma. \quad (29)$$

여과된 후의 신호대 클러터 비 (SCR)에 대한 위상잡음의 영향을 분석하기 위한 모의실험에서는 수신되는 기상신호의 파워는 1.0으로 하였으며 필터를 거치기 전의 신호대 클러터 비는 경우를 동반할 시의 대표적인 신호의 세기 및 건조할 시의 신호의 세기등을 고려하여, 각각 0 dB, -30 dB 일 경우를 가정하였다. 클러터 및 기상 스펙트럼의 폭은 각각 30 Hz 및 60 Hz로 하였으며 차단 주파수 대역폭 B=150 Hz로 설정하였다. 기상 스펙

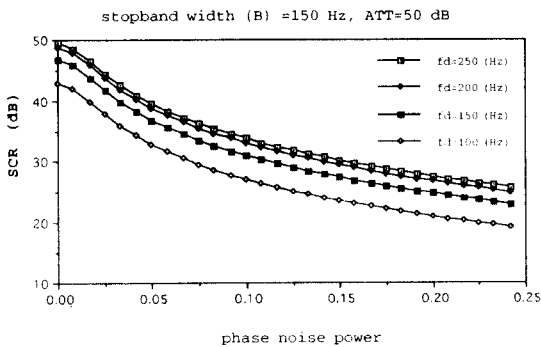


그림 8. 신호대 클러터 비가 0 dB이고 50 dB 감쇄를 가정할 경우의 위상 잡음에 의한 영향
Figure 8. Phase Noise Effects on Clutter Filtering of 50 dB Stopband Attenuation for a Doppler Weather Return with 0 dB SCR

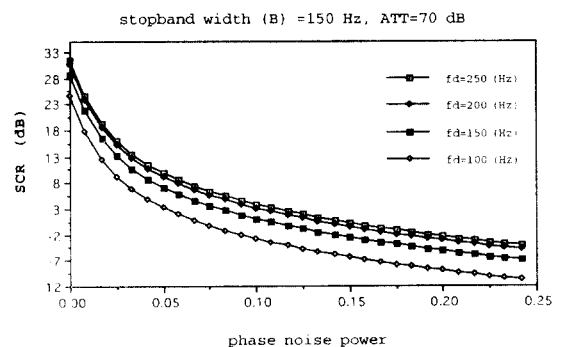


그림 9. 신호대 클러터 비가 -30dB이고 70dB 감쇄를 가정할 경우의 위상잡음에 의한 영향
Figure 9. Phase Noise Effects on Clutter Filtering of 70 dB Stopband Attenuation for a Doppler Weather Return with -30 dB SCR

트림의 평균 주파수는 100Hz에서 250Hz 사이의 값을 선택하여 결과를 비교하였다. 그림 8은 차단 주파수 대역에서 50dB 감쇄가 일어나고 위상잡음의 파워가 0에서 0.25까지 변화할 경우의 여과된 신호의 SCR 값을 표시한 것이다. 그림에서 보듯이 비교적 큰 위상잡음이 존재해도 여과된 신호의 SCR 값은 적절한 범위내에 있게 을 알수있다. 그림 9의 경우는 건조한 상태의 기상 신호인 -30dB SCR 값을 설정하고 70dB 감쇄를 가정 하였다. 위상잡음이 없을 시에는 신뢰성있는 펄스페어 추정치에 요한 적절한 SCR 값을 보이고 있으나 위상 잡음의 파워가 0.05 만 되어도 10dB 이상의 SCR 값을 얻을 수 없음을 그림으로부터 알수있다.

VI. 결 론

기상상태및 기상위험 탐지를 위해서 개발되는 고해상도를 갖는 대부분의 도플러 레이다에서는 실시간 신호처리의 효율성및 경제성을 고려하여 펄스페어 방법에 의한 스펙트럼 모멘트 추정방식을 채택하고 있다. 따라서 본 논문에서는 클러터의 강약 정도, 기상신호의 교란 정도, 위상잡음의 세기정도등을 고려했을 때의 펄스페어 방법의 강인성(robustness) 정도에 대한 분석을 시도하였다. 펄스간의 위상잡음으로 인한 펄스페어 추정치의 신뢰도 열화(degradation) 정도에 관하여는 아직 발표된 바 없으며 본 논문의 모의실험 결과로부터 알수있는 것처럼 그 영향은 별로 크지 으리라고 예상되어진다. 그러나 우리나라의 경우처럼 산악지형이나 건조한 기상상태의 수신 신호처럼 SCR(signal-to-clutter ratio)이 매우 낮을 경우에는 신뢰도에 심각한 영향을 미칠수 있음을 알수있다.

이러한 실험결과들은 기상 레이다 시스템의 위상 안정도 (stability)가 어느정도까지 요구되는지를 판단하는 중요한 자료로 활용될수 있을 것이다. 또한 본 논문에서 제시된 방법을 이용하면 기존 시스템의 위상잡음 스펙트럼을 실측하여 펄스페어 추정치의 열화정도에 관한 분석을 쉽게 행할수 있다.=

방대한 양의 데이터를 실시간으로 처리해야만 하는 기상탐지 레이다의 경우 복잡한 클러터 제거 알고리즘을 적용하기 어렵다. 따라서 본 논문에서 언급된 것처럼 시스템 위상 불안정 정도에 따라 상당한 문제점이 있으리라 예견되어진다. 그러므로 앞으로는 클러터 제거를 행

하지 않고 도플러 스펙트럼의 주요한 몇개의 첨두치에 해당하는 도플러 주파수만을 추정함으로써 풍속의 변화 정도에 관한 정보를 추출하여 기상위험 상태를 보여주는 방법에 대해서도 연구되어져야할 것이다.

용어 요약

- f_d : 도플러 주파수
- f_c : 송신 주파수
- T_s : 펄스페어내의 펄스간 시간간격
- T : 펄스페어들의 반복주기
- $R(T_s)$: 수신 신호의 자기상관 함수(autocorrelation)
- $S(f)$: 수신신호의 파워 스펙트럼
- $I(t)$: in phase 성분
- $Q(t)$: quadrature phase 성분
- $Z(t)$: 복소 비데오 신호 : $I(t)+jQ(t)$
- N : 배경잡음의 평균파워
- S : 신호의 평균파워
- M : 펄스페어들의 갯수
- $\sigma(t)$: 위상잡음
- $S_s(f)$: 위상잡음의 파워 스펙트럼
- $R_s(T_s)$: 위상잡음의 자기상관 함수
- σ^2 : 전체 위상잡음 파워
- Δf_c : 위상잡음의 파워 스펙트럼 분산도
- W : 파워 스펙트럼의 폭(width)
- W_c : 클러터의 스펙트럼 폭
- W_s : 기상신호의 스펙트럼 폭
- ATT : 감쇄상수(dB)
- CR : 터링된 클러터 파워
- SR : 터링된 신호 파워
- SCR : 신호대 클러터 비(dB)

참고문헌

1. J. Evans and D. Turnbull, "Development of an automated windshear detection system using Doppler weather radar," Proc. IEEE, vol. 77, pp.1661-1673, Nov., 1989.
2. R.J. Doviak and D.S. Zrnic, Doppler Radar and Weather Observations, Orlando, FL:Academic Press, 1984.

3. R.M. Lhermitte, "Real time processing of meteorological Doppler radar signals," Preprints 15th Conf. Radar Meteor., AMS, pp.364-367, 1972.
4. D. Sirmans, "Estimation of spectral density mean and variance by covariance argument techniques," Preprints 16th Conf. Radar Meteor., AMS, pp.6-13, 1975.
5. D.S. Zrnic', "Estimation of spectral moments for weather echoes," IEEE Trans. Geos. Electron., vol. GE-17, pp.113-128, 1979.
6. J. Rutman, "Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: fifteen years of progress," Proc. IEEE, vol. 66, pp.1048-1075, Sept., 1978.
7. H. Liu, et.al., "A new quadrature sampling and processing approach," IEEE Trans. Aerosp. Electron., vol. AES-25, pp.733-747, 1989.
8. F.C. Benham, et.al., "Pulse pair estimation of Doppler spectrum parameters," Final Rpt., contr. F-19628-71-C-0126, Raytheon, Wayland, MA, 1972.
9. H.L. Groginsky, "Pulse pair estimation of Doppler spectrum parameters," Preprints 15th Conf. Radar Meteor., AMS, pp.233-236, 1972.
10. D.S. Zrnic', "Moments of estimated input power for finite sample averages of radar receiver outputs," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Sys., vol. AES-11, pp.109-113, 1975.
11. K.S. Miller and M.M. Rochwarger, "A covariance approach to spectral moment estimation," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, no. 5, pp.588-596, 1972.
12. J. Lee, "Analysis and improved design considerations for airborne pulse Doppler radar signal processing in the detection of hazardous windshear," Radar Sys. Lab. TR no. 12, NASA grant no. NAG-1-928, E & CE Dept., Clemson Univ., Clemson, SC, May, 1990.
13. V.I. Tatarski, Wave Propagation in a Turbulent Medium, New York:McGraw-Hill, 1961.
14. C. Karmel and N. Hilgendorf, "Local oscillator noise in microwave receivers," Conf. on Military Microwaves, Brighton, England, 1986.
15. P. Linz, "An adaptive quadrature algorithm for Fourier cosine integrals,"(unpublished), May, 1972.
16. D.S. Zrnic', "Spectral moment estimates from correlated pulse pairs," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Sys., vol. AES-13, pp.344-354, 1977.
17. L. Hennington, "Reducing the effects of Doppler radar ambiguities," 19th Conf. on Radar Meteorol., AMS, pp.216-218, 1980.
18. J.E. Evans, "Ground clutter cancellation for the NEXRAD system," MIT Lincoln Lab. Project Rep.ATC-122, 1983.
19. W.T. Davis and E.G. Baxa, Jr., "Effects of filtering on estimating spectral moments of meteorological Doppler spectra," Proc. Southeast. Symp. Sys. Theory, SSST-21, Tallahassee, pp.204-208, March, 1989.

李 鍾 吉(Jong Gil Lee)

정희원

한국통신학회 논문지 제20권 제3호 참조