
레이다 시스템에서의 비트 스펙트럼 분석에 관한 연구

이종길*

A Study on Analysis of Beat Spectra in a Radar System

Jonggil Lee*

요 약

주파수 변조된 연속적인 파형을 사용하는 레이다는 펄스 도플러 레이다에 비하여 구현이 비교적 간단하고 광대역, 저전력 신호의 특성 때문에 외부 탐지 가능성이 낮은 장점을 가진다. 이러한 레이다는 주로 단거리 영역에서 목표물에 대한 고해상도의 거리 및 속도정보를 얻고자 하는 목적으로 많이 활용되고 있다. 따라서 송신신호의 파형을 믹서로 인가하여 추출되는 비트 신호(beat signal)로부터 클러터 제거, 목표물에 대한 탐지여부, 거리 및 속도 정보 추출 등의 목적으로 FFT(Fast Fourier Transform)를 통한 스펙트럼 분석을 행하게 된다. 그러나 이러한 FFT 방법은 신호의 획득시간이 줄어들면 윈도우 효과로 인한 심각한 누설현상, 즉 지표면 반사파 등 강력한 클러터의 부엽에 의하여 상대적으로 낮은 전력을 갖는 신호의 탐지가 불가능해지는 문제가 생길 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 극복하기 위하여 부엽의 크기를 낮추면서도 주파수 해상도를 적절하게 유지시킬 수 있는 가중치 윈도우 적용 방법에 대하여 분석하였다. 또한 다양한 동작환경을 고려한 모의 비트 신호를 발생시켜 가중치 윈도우 적용 방법에 따른 FFT 스펙트럼 분석 결과들을 고찰하였다.

ABSTRACT

A specific radar system can be implemented more easily using the frequency modulated continuous wave comparing with the pulse Doppler radar. It also has the advantage of LPI (low probability of interception) because of the low power and wide bandwidth characteristics. These radars are usually used to cover the short range area and to obtain the high resolution measurements of the target range and velocity information. The transmitted waveform is used in the mixer to demodulate the received echo signal and the resulting beat signal can be obtained. This beat signal is analyzed using the FFT method for the purpose of clutter removal, detection of a target, extraction of velocity and range information, etc. However, for the case of short signal acquisition time, this FFT method can cause the serious leakage effect which disables the detection of weaker echo signals masked by strong side lobes of the clutter. Therefore, in this paper, the weighting window method is analyzed to suppress the strong side lobes while maintaining the proper main lobe width. Also, the results of FFT beat spectrum analysis are shown under various environments.

키워드

레이다 시스템, 비트 신호, FFT, 스펙트럼 분석

Key word

Radar system, Beat signal, FFT, Spectrum analysis

* 인천대학교 정보통신공학과 (교신저자, jnglee@incheon.ac.kr)

접수일자 : 2010. 05. 23

심사완료일자 : 2010. 06. 14

I. 서 론

원래 군사용으로 개발되었던 레이다는 점차 민수용으로도 다양한 방면에서 활용되어져 왔다. 특히 전천후 원격감시를 위한 센서 시스템으로서 충돌방지, 기상탐지 및 환경감시등 여러 가지 목적의 응용 시스템들이 개발되고 있다[1][2].

그중에서도 비교적 크기가 작고 간단하면서도 경제적으로 구현이 가능한 레이다 시스템 개발에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 이러한 레이다에서는 기존의 펄스 파형을 사용하여 정보를 얻기보다는 일반적으로 주파수 변조된 연속적인 신호파형(frequency modulated continuous wave)을 채택하고 있다. 이와 같은 송신파형의 특성은 저 전력 신호가 넓은 주파수 대역에 분산되어 나타난다는 것이다. 펄스 도플러 레이다에서는 펄스 폭 및 펄스 반복 주기에 따라 거리해상도, 거리 및 속도의 모호성 정도가 달라진다. 따라서 duty cycle 등의 제한으로 일반적으로 큰 침투 출력력이 요구되는 반면 연속적인 파형을 이용하면 상대적으로 낮은 전력의 신호를 송출할 수 있다.

따라서 이러한 시스템에서는 저전력, 광대역 송신파형의 특성 때문에 외부에 의한 신호의 탐지 가능성이 현저히 줄어들고 인접한 전자파 이용 시스템에 대한 간섭 현상도 최소화시킬 수 있다. 또한 상대적으로 낮은 신호 전력의 사용으로 반도체 증폭기 등의 채택이 가능하며 집적회로의 구성이 용이해 집으로서 보다 소형화되고 신뢰성 있는 제작이 이루어질 수 있다[3][4]. 그러나 이러한 시스템에서는 목표물의 탐지, 거리 및 속도정보를 추출하기 위하여 송신신호의 파형을 믹서로 인가하여 반사 신호 즉 에코 신호로부터 비트 신호를 얻는다. 이러한 비트 신호를 주파수 영역, 즉 스펙트럼을 분석함으로써 목표물의 존재 여부 판단, 목표물의 거리 및 속도 정보 등을 추출하게 된다.

비트 신호에는 거리 및 속도 정보가 모두 주파수 변이로 나타나기 때문에 두 개의 정보가 결합되어 나타난다. 따라서 분석을 위하여 추정된 스펙트럼의 해상도 및 정확도가 매우 중요하다. 그런데 스펙트럼 분석 목적으로 가장 널리 이용되는 FFT 방법은 그 기법의 특성상 누설 현상에 의한 매우 큰 부엽을 발생시킬 수 있기 때문에 강력한 클러터 등에 의하여 상대적으로 미약한 목표물의

신호 탐지가 불가능해지는 심각한 문제가 발생할 수 있다. 특히 고속 이동물체 등의 탐지 및 추적을 위하여 수신 신호의 획득 시간(dwelling time)이 짧아진다면 시스템의 성능이 더욱 열화 될 수 있다.

따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 극복하기 위하여 FFT 스펙트럼 분석 시 강력한 부엽을 억제하면서도 주엽의 폭, 즉 해상도를 적절히 유지할 수 있는 가중치 윈도우 적용 방법에 대하여 고찰하였다. 즉, 실제적인 운용환경에서의 비트 신호를 모의 발생시켜 그 결과들을 검증하고 분석하였다.

II. 비트 신호의 모의 발생

연속적인 파형의 신호를 안테나를 통해 방사하는 레이다는 펄스 레이다와 달리 반사 목표물에 대한 거리정보를 얻기 위하여 시간에 따른 주파수 변조를 이용하고 있다. 주파수 변조방식에는 여러 가지 방법이 있으나 비교적 수신신호의 처리과정이 간단한 선형적인 주파수 변조방법이 많이 활용되고 있다[5]. 이러한 송신파형은 수신단의 믹서에도 똑같이 인가되어 복조 되며 따라서 목표물의 거리 정보에 의하여 변이된 주파수와 이동시 속도로 인한 도플러 주파수 변이가 결합되어 비트 주파수는 다음과 같이 표시된다.

$$f_b = \frac{2}{c}[sR - f_c v] \quad (1)$$

식 (1)에서 s는 선형 주파수 변조에서의 기울기를 표시하며 R은 목표물의 거리를 v는 레이다 시선방향의 속도를 각각 나타내며 f_c 는 송신 중심 주파수를 표시한다. 이러한 비트 신호를 모의 구현하기 위하여 반사 신호의 크기는 통계적으로 Rayleigh 분포를 가지는 것으로 가정하였으며 전력 스펙트럼은 가우시안 모델로 표시하였다. 또한 잡음 전력은 AWGN(additive white Gaussian noise) 환경을 가정하였다. 따라서 비트신호의 전력 스펙트럼 모델을 표시하면 다음과 같이 나타낼 수 있다. 즉,

$$P(f) = \sum_{i=0}^n \frac{a_i}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left[-\frac{(f-f_i)^2}{2\sigma_i^2}\right] + N_0 \quad (2)$$

식 (2)에서 a_i 는 각 전력 스펙트럼의 크기를 표시하며 클러터 및 목표물들에 의한 비트신호의 상대적인 크기가 표시 될 수 있도록 하였다. f_i 및 σ_i 는 각각신호의 중심 주파수 및 전력 스펙트럼의 분산정도를 나타내게 된다. 또한 N_0 는 AWGN 으로 표시되는 잡음전력 밀도이다. 따라서 식 (2)와 같은 모델을 사용하면 클러터나 잡음전력 대비 비트신호 전력 값을 자유롭게 조정할 수 있을 뿐만 아니라 각 스펙트럼의 중심 주파수 및 분산 정도도 변경할 수 있다.

따라서 레이다의 운용환경 및 목표물들의 특징 등을 고려한 다양한 레이다 비트 스펙트럼을 모의 발생시킬 수 있다. 그런데 수신되는 비트 신호의 크기는 일반적으로 Rayleigh 확률 분포를 가지므로 같은 통계적 특성을 갖는 시간영역에서의 I, Q 테이터를 식 (2)로부터 역 푸리에 변환에 의하여 얻을 수 있다.

따라서 가중치 윈도우를 적용한 FFT 스펙트럼 분석을 위하여 모델 파라미터 값들을 조정함으로써 여러 가지 환경조건을 고려한 목표물들의 비트 신호들에 대한 모의구현이 용이하게 이루어질 수 있다. 이제 이러한 비트 신호의 FFT 분석을 위하여 가중치 윈도우들의 적합성 및 특성을 고찰하고자 한다.

III. 비트 신호의 FFT 스펙트럼 분석을 위한 가중치 윈도우의 종류 및 특성

비트 신호의 스펙트럼 분석에 가장 널리 이용되고 있는 FFT 방법은 매우 효율적인 기법으로 알려져 있다. 그러나 수신 신호의 특성, 클러터 및 잡음환경 등을 고려한 적절한 가중치 윈도우를 적용하지 않는다면 신호의 누설에 의한 큰 부엽이나 주파수 해상도 감소, 처리손실 등으로 인하여 목표물들의 탐지 및 정보추출에 심각한 문제가 발생할 수 있다. 따라서 여기에서는 비트신호의 FFT 스펙트럼 분석을 위하여 적합할 것으로 판단되는 가중치 윈도우들의 특성을 분석하였다.

레이다 시스템에 수신되는 반사 신호는 안테나의

dwel time 동안 얻어지게 되므로 가중치 윈도우를 적용하지 않는 경우라면 구형(rectangle) 윈도우가 적용된 경우가 될 것이다. 이러한 구형 윈도우는 dwell time 이 비교적 짧을 경우 대부분의 FFT 스펙트럼 분석에서 문제시 되는 매우 큰 부엽을 발생시키게 된다. 즉, 구형 윈도우는 디지털 주파수 영역에서 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{cases} w_r(n) = 1.0, & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ W_r(\omega) = \exp\left(-j\omega \frac{N-1}{2}\right) \frac{\sin(N\omega/2)}{\sin(\omega/2)} \end{cases} \quad (3)$$

그러므로 첫 번째 부엽의 크기는 침두치에 비하여 약 13dB 정도 낮아지는 정도이다. 또한 부엽들의 크기 감소도 구형 윈도우의 종단 불연속성 때문에 옥타브(octave) 당 -6dB 정도이다. 그러나 해상도와 직접 관련이 있는 주엽의 폭은 상대적으로 좁게 나타나는 특성을 보인다. 그러나 부엽의 크기가 너무 높기 때문에 부엽의 크기를 적절한 수준으로 낮출 수 있는 해밍(Hamming) 윈도우를 적용하여 보았다. 해밍 윈도우는 해닝 윈도우의 변형된 형태인데 첫 번째 부엽의 크기를 낮추기 위하여 해닝 윈도우 커널들의 부엽 상쇄효과를 이용하는 방식이다. 따라서 해밍 윈도우는 다음과 같이 표시되는 가중치 적용 방식의 윈도우이다.

$$\begin{cases} w_H(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left[\frac{2\pi}{N}n\right] \\ W_H(\omega) = \exp\left(-j\omega \frac{N}{2}\right) \times \\ \left[0.54F(\omega) - 0.23 \left[F\left(\omega - \frac{2\pi}{N}\right) + F\left(\omega + \frac{2\pi}{N}\right) \right] \right] \end{cases} \quad (4)$$

where

$$F(\omega) = \exp\left(j\frac{\omega}{2}\right) \frac{\sin(N\omega/2)}{\sin(\omega/2)}$$

따라서 부엽의 크기를 -43dB 정도까지 낮출 수 있으며 부엽의 크기 감소율은 옥타브 당 6dB 로 나타난다. 그러나 구형 윈도우에 비하여 상대적으로 주파수 영역에서의 주엽의 폭은 다소 늘어나게 된다. 그런데 상대적으

로 낮은 전력의 신호가 탐지되지 않는 현상을 방지하기 위해서는 이러한 부엽의 크기를 더욱 낮추어야 할 필요성이 있다.

일반적으로 부엽의 크기를 줄이기 위하여 가중치 윈도우를 적용하면 상대적으로 주엽의 폭은 증가하는 문제점을 가지고 있다. 따라서 부엽의 크기를 줄이면서도 주엽의 폭 증가를 최소화하는 것이 바람직하다.

이러한 목적으로 Dolph-Chevyshev 윈도우를 적용할 수 있는데 원하는 부엽의 크기가 주어진다면 이에 따른 주엽의 폭 증가를 최소화할 수 있는 방법이다. 따라서 Dolph-Chevyshev 윈도우의 주파수 영역에서 균일하게 샘플 된 값은 다음과 같이 표시할 수 있다[6].

$$W(k) = (-1)^k \frac{\cos \left[N \cos^{-1} \left[\beta \cos \left(\frac{\pi k}{N} \right) \right] \right]}{\cosh \left[N \cosh^{-1} (\beta) \right]} \quad (5)$$

$k = 0, 1, \dots, N-1$

where

$$\beta = \cosh \left[\frac{\cosh^{-1}(10^\alpha)}{N} \right] \text{ and}$$

$$\cos^{-1}(x) = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left[\frac{x}{\sqrt{1.0-x^2}} \right], & |x| \leq 1.0 \\ \ln \left[x + \sqrt{x^2 - 1.0} \right], & |x| \geq 1.0 \end{cases}$$

시간영역의 윈도우 샘플 $w(n)$ 은 식 (5)로부터 역 푸리에 변환을 통하여 얻을 수 있다. 여기서 α 는 주엽과 부엽의 신호에 대한 크기 비의 log 값을 표시하는데 $\alpha=3.0$ 인 경우 부엽의 크기는 주엽의 첨두치에 비하여 60 dB 낮게 나타난다는 것을 의미한다. 또한 부엽들의 크기들은 거의 균일하게 진동하는 특성을 보인다.

이제 제한된 에너지를 갖는 경우 주어진 주파수 대역에서의 에너지를 최대화할 수 있는 제한된 시간영역 구간의 가중치 함수를 고려하여 보자. 이러한 함수는 몇몇 사람에게 의해 발견되어졌는데 카이저는 이러한 목적의 윈도우로 첫 번째 종류의 0차 변형 베셀함수를 이용하는 간단한 근사적 해를 발견하였다[7].

이러한 카이저-베셀(Kaiser-Bessel) 윈도우는 다음과 같이 표시된다.

$$w(n) = \frac{I_0 \left[\pi \alpha \sqrt{1.0 - \left(\frac{n}{N/2} \right)^2} \right]}{I_0(\pi \alpha)}, \quad 0 \leq |n| \leq N/2$$

where

$$I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{(x/2)^k}{k!} \right]^2 \quad (6)$$

식 (6)에서의 $\pi \alpha$ 는 시간과 주파수 대역 곱의 절반을 나타내는 파라미터이다. 따라서 α 값에 따라 부엽의 크기 및 주엽의 폭 등이 다르게 나타나는데 서로 상반되는 특성을 가지므로 응용목적에 따라 절충이 필요한 파라미터이다. 이러한 윈도우를 주파수 영역으로 변환하면 근사적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W(\omega) \approx \frac{N}{I_0(\pi \alpha)} \frac{\sinh \left[\sqrt{(\pi \alpha)^2 - (N\omega/2)^2} \right]}{\sqrt{(\pi \alpha)^2 - (N\omega/2)^2}} \quad (7)$$

언급한 윈도우 외에도 다양한 가중치 윈도우가 존재한다. 그러나 여기서는 비트 신호의 FFT 스펙트럼 분석을 위하여 많이 이용되고 있으며 이러한 목적상 가장 적절하다고 생각되는 가중치 윈도우 함수들을 고찰하여 보았다. 즉, 응용 목적에 따라서 요구되는 적용 윈도우의 특성들이 달라지므로 모든 경우에 적합한 윈도우를 결정할 수는 없다. 따라서 다음 장에서는 클러터 및 비트 신호 모델을 이용하여 I, Q 수신 신호를 모의 구현하였으며 그 결과를 이용하여 FFT 스펙트럼 분석에서의 각 가중치 윈도우의 적용에 따른 차이점 및 특성 등을 비교하고 분석하였다.

IV. 결과 및 고찰

수신 단에서 얻어지는 비트신호는 거리에 의한 주파수 변이와 도플러에 의한 변이 모두를 포함하게 된다. 거리에 의한 주파수 변이는 적용 파형에 따라 다르게 나

타나지만 도플러 주파수, 즉 목표물의 시선방향 속도에 의한 주파수 변이는 과형에 상관없이 거의 일정하게 나타난다. 따라서 비트신호 분석을 위한 모의구현에서는 거리에 의한 변이 주파수 기준을 0으로 조정한 후 도플러 변이에 의한 주파수 성분이 표시될 수 있도록 비트신호를 발생시켰다. 송신주파수는 30GHz로 하였으며 이동하는 탐지대상 물체의 최대속도는 300 m/sec로 가정하였다. 지표면 클러터 및 이동하는 물체에 의한 가우시안 도플러 스펙트럼 분산은 1.0 m/sec, 1.44 m/sec로 하였다.

강력한 지표면 클러터가 존재하며 이동 목표물의 비트 주파수가 클러터에 인접한 경우를 분석하여 보았다. 이러한 비트신호는 신호 대 잡음비가 20dB이고 클러터 대 잡음비가 70dB인 즉 신호에 비해 클러터가 50dB 높게 나타나는 경우로 설정하여 발생시켰다.

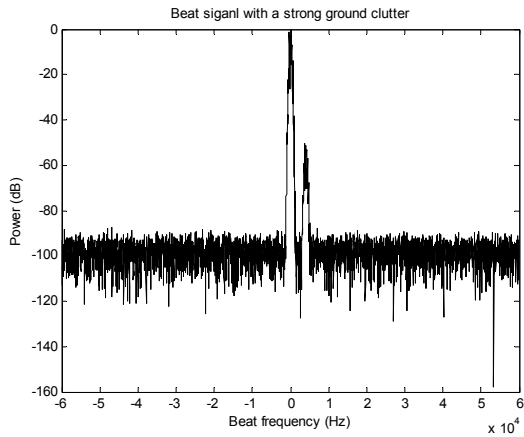


그림 1. 강력한 지표면 클러터를 포함한 비트신호
Fig. 1. A beat signal with a strong ground clutter

그림 1에 모의 구현한 원래의 비트신호를 표시하였다. 이제 안테나 dwell time이 현저히 줄어들어 신호의 시간 영역에서의 획득시간이 감소함에 따라 원래 신호의 4096 포인트에서 128 포인트로 줄어들었을 경우의 FFT 스펙트럼을 그림 2에 나타내었다. 언지 못한 128 point 이후의 시간 영역 신호는 0으로 패딩한 후 얻어진 결과이다. 그림 2에서 보는 것처럼 클러터의 높은 부엽 등으로 인하여 인접한 비트신호가 가려져 거의 탐지가 불가능하다는 사실을 알 수 있다.

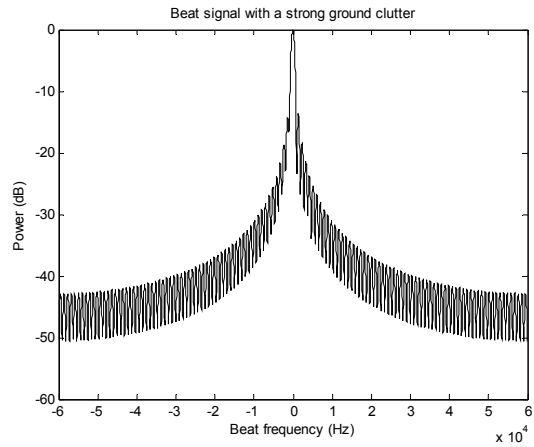


그림 2. 제한된 수신시간으로 인한 강력한 지표면 클러터의 비트신호 가림 현상
Fig. 2. Masking effect of a beat signal by a strong ground clutter due to the limited dwell time

그림 3은 부엽의 크기를 줄이기 위하여 해밍 윈도우를 적용한 경우이다. 그러나 그림 3에서 보는 것처럼 상대적으로 신호전력에 비해 50dB 높은 강력한 클러터의 부엽이 억제되지 않아서 인접한 비트신호의 탐지 가능성이 거의 없다. 이제 부엽을 더 줄이기 위하여 앞에서 언급한 Dolph-Chevyshev 윈도우와 Kaiser-Bessel 윈도우를 적용하여 보았다. a 값은 각각 3.0 및 2.5로 하였다.

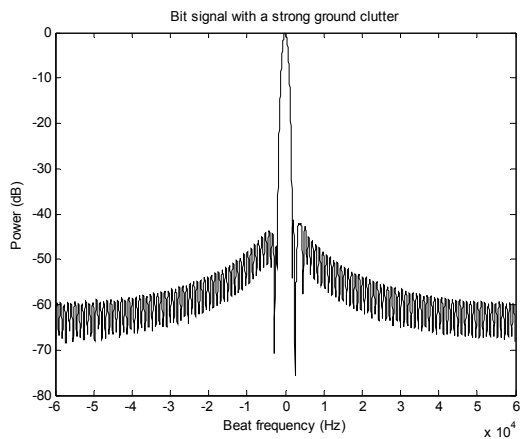


그림 3. 그림 2의 신호에 해밍 윈도우 적용 결과
Fig. 3. The result of applying Hamming window to the signal of Fig. 2

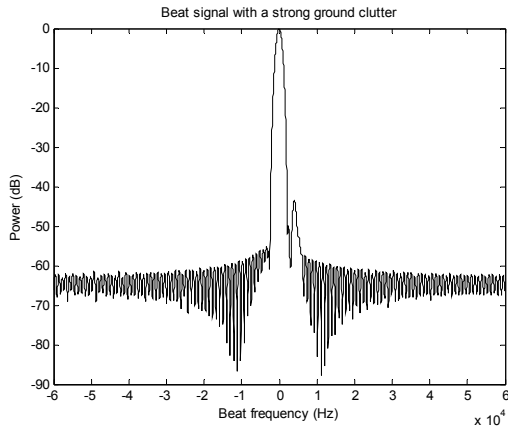


그림 4. 그림 2의 신호에 돌프 윈도우 적용 결과
 Fig. 4. The result of applying Dolph-Chevyshev window to the signal of Fig. 2

그림 4는 Dolph-Chevyshev 윈도우를 적용한 결과이다. 클러터의 부엽 크기가 낮아지면서 인접한 비트 주파수 신호의 탐지가 가능함을 알 수 있으며 부엽들의 레벨이 거의 일정하게 나타나는 특성을 보이고 있음을 확인할 수 있다.

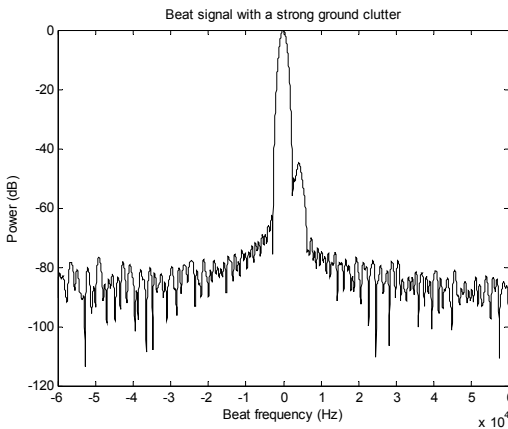


그림 5. 그림 2의 신호에 카이저 윈도우 적용 결과
 Fig. 5. The result of applying Kaiser-Bessel window to the signal of Fig. 2

그림 5의 경우는 Kaiser-Bessel 윈도우를 적용한 결과이다. 그림에서 보는 것처럼 부엽의 크기가 충분히 낮아져 인접한 비트신호의 검출이 가능하며 부엽들의 크기

가 점차 줄어드는 특성을 보인다는 것을 알 수 있다. 그러나 상대적으로 그림 4의 결과에 비하여 비트신호의 주엽 폭은 늘어나는 특성을 보이므로 경우에 따라 해상도 문제가 발생할 수 있다.

V. 결론

주파수 변조 방식의 연속파형을 사용하는 레이다에서 비트신호 스펙트럼을 정확하게 추정하는 것은 시스템 성능과 직결되는 매우 중요한 문제이다. 따라서 이러한 목적으로 가장 많이 이용되어지는 FFT 방식의 스펙트럼 추정에 관한 문제점 및 가중치 윈도우 적용에 따른 결과들을 분석하였다.

일반적으로 가중치 윈도우를 적용하지 않는 경우, 즉 구형 윈도우를 적용할 경우 주엽의 폭이 가장 좁게 나타나 스펙트럼 해상도 측면에서 이점이 있을 수 있으나 안테나 dwell time 이 짧은 경우, 즉 수신신호 획득시간의 제약으로 인한 누설현상 때문에 결과 그림들에서 확인할 수 있는바와 같이 비트신호의 주파수별 분리 및 탐지가 거의 불가능해 질 수 있다. 그러므로 비트신호 스펙트럼의 정확한 추정을 위해서는 부엽의 크기를 적절한 수준으로 낮추면서도 스펙트럼 해상도를 최대한 높게 유지할 수 있는 가중치 윈도우를 적용하여야 한다. 그러나 결과 그림들에서 확인할 수 있는 것처럼 모든 상황에 동일한 가중치 윈도우를 적용할 경우 시스템 성능의 열화가 불가피하게 일어난다. 따라서 본 논문에서 고찰한 바와 같이 레이다의 운용환경 및 목표물에 따라 가중치 윈도우를 가변적으로 적용시키는 것이 필요하다. 즉 클러터 및 신호 전력의 크기, 비트 주파수 대역에서의 인접성 정도를 고려하여 적절한 가중치 윈도우를 적용한다면 시스템의 성능향상에 많은 도움이 될 수 있을 것이다.

참고문헌

[1] D. J. McLaughlin et al., "Distributed weather radar using X-band active arrays", IEEE A&E Systems Magazine, vol. 24, no. 7, pp. 21-26, 2009.

- [2] S. Buckreuss, R. Werninghaus and W. Pitz, "The German Satellite Mission TerraSAR-X", IEEE A&E Systems Magazine, vol. 24, no. 11, pp. 4-9, 2009.
- [3] G. L. Charvat and L. C. Kempel, "Synthetic aperture radar imaging using a unique approach to frequency-modulated continuous-wave radar design", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 48, no. 1, pp. 171-177, 2006.
- [4] A. Tessmann et al., "Compact single-chip W-band FMCW radar modules for commercial high-resolution sensor applications", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 12, pp. 2995-3001, 2002.
- [5] S. O. Piper, "FMCW linearizer bandwidth requirements", Proc. IEEE National Radar Conference, pp. 142-146, March 1991.
- [6] H. D. Helms, "Digital filters with equiripple or minimax responses", IEEE Trans. Audio Electroacoust. vol. 19, no. 3, pp. 87-94, 1971.
- [7] F. F. Kuo and J. F. Kaiser, *System analysis by digital computer*, ch. 7, pp. 232-238, Wiley, New York, N.Y., 1966.

저자소개



이 종 길 (Jonggil Lee)

1982년 2월 연세대학교 전자
공학과 (공학사)

1985년 1월 미국 Case Western
Reserve University,
Electrical Eng. (M.S.)

1990년 5월 미국 Clemson University, Electrical Eng.
(Ph.D.)

1991년 1월 ~ 1993년 2월 삼성전자 특수연구소

1993년 3월 ~ 현재 인천대학교 정보통신공학과 교수

※ 관심분야: 무선통신, 레이더신호처리, 레이더시스템