레이다 표적의 특성 측정시 원하지 않는 신호의 효율적인 제거

Effective Removal of Undesired Signals in Measurements of Radar Target Characteristics

김수범 · 김영수

Soo-Bum Kim · Young-Soo Kim

요 약

표적의 산란 측정을 위한 레이다 시스템에서 원하는 표적만의 정확한 주파수 특성을 추출하는 방법에 대하여 연구하였다. 네트웍 분석기와 안테나 사이의 송수신단에 RF 스위치를 이용한 펄스 회로를 구성하였고 X-밴드에서의 구의 반사를 측정하였다. 실험 결과 단일 안테나 시스템에서 문제가 되는 내부 회로와 안테나의 반사 및 기타 불필요한 주변 신호들을 제거할 수 있음을 볼 수 있었다. 안테나의 반사가 60 dB 이상 감소하며 신호 대 잡음비도 크게 향상되었다. 이와 같이 얻어진 주파수 데이터를 계산적으로 신호 처리를 하여 원하는 표적만의 주파수 특성을 뽑아내었다. 그 결과는 구의 이론적인 특성과 일치함을 보여준다. 이러한 방법들은 compact range에서의 RCS 측정과 분산 표적의 역산란 계수 측정에 직접 적용될 수 있다.

Abstract

A technique to obtain an exact frequency characteristics of desired targets in radar measurements is presented. The pulsing network composed of two RF switches was installed between the Network Analyzer and the antenna, and the backscattering from a metal sphere was measured at X-band. It is shown that the pulsing effectively eliminated undesired returns from antenna and other circuitry of the systems. The antenna return was suppressed by more than 60 dB, and the signal-to-noise ratio was improved drastically. The pulsed frequency data were processed to extract the responses of the desired target. The result agrees well with the theoretical backscattering characteristics of the sphere. The methods presented here are applicable to RCS measurements in compact ranges, and also to the backscattering measurements of distributed targets outdoors.

I. 서 론

Compact range에서의 RCS(radar cross section) 측정용 시스템이나 클러터 환경의 역산란 계수 측정용으로 이용되는 scatterometer 시스템에서는 CW (continuous wave, 연속파) 기법이 주로 이용된다. CW 레이다 시스템에서는 일정한 주파수의 전파를 안테나를 이용하여 송신하고 표적에서 산란되는 전파를 수신하여 원래의 송신파와 주파수 혼합하

「본 연구는 국방과학연구소 연구비 지원에 의하여 수행되었음.」

포항공과대학교 전자전기공학과, 전자파특화연구센터(Department of Electronic and Electrical Engineering, Microwave Application Research Center, Pohang University of Science and Technology)

· 논 문 번 호 : 990329-026

· 수정완료일자 : 1999년 5월 6일

여 하향 변환하고 이를 분석하여 표적의 특성을 측정하게 된다.

CW 기법이 응용된 것으로서 네트웍 분석기(Network Analyzer, N.A.)를 이용한 레이다 시스템이 있다. N.A.는 정해진 주파수 대역에서 CW의 주파수를 단계적으로 변화시키면서 송신하고 수신하여 주어진 대역에서의 표적의 주파수 특성을 분석한다. 또한 이 주파수 영역의 데이터를 Fourier 변환하여 시간 영역에서의 특성을 관찰할 수 있으며 표적까지의 거리를 측정할 수 있다[1].

이러한 CW 또는 주파수 단계적 변환 CW 시스템에서는 하나의 주파수에 대하여 표적 이외에도 주위의 사물들의 신호가 같이 수신되므로 주파수 영역에서의 원하는 표적에 대한 정확한 측정이 어렵게 된다. 특히 하나의 안테나를 이용하여 송수신을 하는 경우, 안테나에서와 시스템 내부 회로에서의 반사가 수신되어 증폭이 되고 이는 수신단을 포화시키기도 한다. 이런 반사 신호들은 표적에서 수신되는 신호보다 수십 dB 이상 크기 때문에 표적이 근거리에 있다면 안테나의 반사에 가려져 원하는 신호를 제대로 측정할 수가 없다. 펄스 레이다 시스템에서는 표적마다 반사되는 펄스가 시간적으로 간격을 두고 수신되기 때문에 안테나나 표적들 간의 구별이 용이하지만, N.A.에서는 모든 수신된 신호가 혼합되어 주파수 영역의 데이터를 형성하기 때문에 서로 다른 신호를 분리할 수가 없다. 따라서 원하는 표적만의 정확한 주파수 특성을 추출하기 위해서는 별도의 하드웨어적인 시스템을 구성하거나 또는 수신한 데이터를 신호 처리하여 안테나의 반사나 기타 불필요한 신호들을 제거해야 한다.

본 논문에서는 N.A.를 이용한 레이다 표적의 측정에서 이러한 원하지 않는 신호들을 제거하는 방법에 대하여 연구하였다. 우선 N.A. 외부의 송수신단에 RF 스위치를 이용한 펄스 회로를 구성하여 안테나의 반사를 제거하고 표적에 의한 수신 신호를 구별할 수 있는 방법을 연구하였다[2]. 스위치를 이용하여 CW의 펄스를 만들어서 송신을 하여 안테나에서 반사되는 펄스는 제거하고 표적에서 반사되는 펄스만을 수신하게 하였다. 그러나 이 방법만으로는 펄스 회로를 구성하는 소자들의 특성 한계로 표적 이외의 신호들이 완전하게 제거되지는 않는다. 따라서 2차적으로 N.A.에서 수신한 데이터를 컴퓨터에서 신호 처리를 하여 불필요한 신호들은 제거하고 원하는 표적의 주파수 특성만을 추출할 수 있도록 하였다.

Ⅱ. 펄스 회로를 이용한 안테나 반사의 제거

2-1 펄스 회로의 구성

그림 1은 펄스 회로를 포함한 실험에 이용된 시스템의 블럭 다이아그램이다. HP 8720C Network Analyzer는 9~10 GHz로 동작을 시켰으며 S21 모드를 이용한다. N.A.의 포트 1에서 나온 신호는 전력 증폭기(power amp)에서 증폭되어 안테나로 송신한다. 표적에서 반사되어 수신된 신호는 circulator를 통하여 수신단으로 들어가며 저잡음 증폭기(LNA)를 거쳐 N.A.의 포트 2로 들어간다. 수신된 신호는 N.A.에서 내부적으로 IF 대역으로 하향 변환된 후 A/D 변환기에서 디지털 신호로 바뀐다. N.A.에서 처리된 디지털 데이터는 GPIB를 이용하여 컴퓨터에 저장하여 처리하고 그 결과를 도표로 나타낼 수 있게 하였다.

펄스 발생용 스위치는 송신단과 수신단에 각각 하나씩 배치된다. HP 펄스 발생기의 두 채널에서 사각파를 발생시키고 이를 송수신단 각각의 스위치의 제어 단자에 인가하여 스위치를 on/off 시킨다. 사용된 스위치의 격리도(isolation)는 60 dB 이상이며 상승 시간은 10 ns 전후이다.

이후의 실험 결과들은 N.A.에서 받은 데이터를 컴퓨터로 처리하여 그래프로 나타낸 것이며 정확한 수치적인 값은 N.A.에서 직접 구한 것이다.

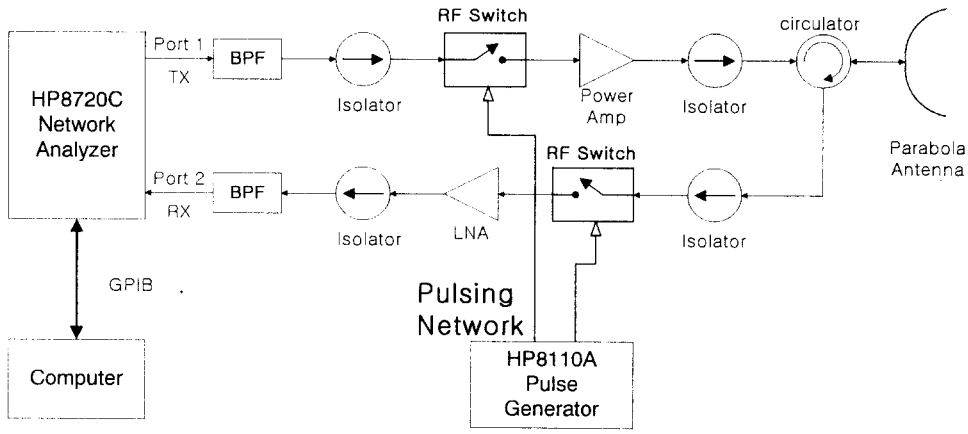


그림 1. 펄스 회로를 포함한 시스템의 블럭 다이아그램

Fig 1. Block diagram of system including pulsing network.

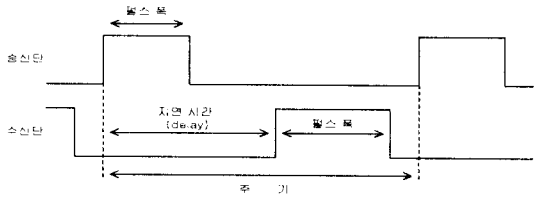


그림 2. 송신단과 수신단 스위치 제어를 위한 펄스

Fig. 2. Switch control pulses for transmitter and receiver.

2-2 펄스 회로의 동작 원리

송신단과 수신단의 스위치를 동작시키기 위해 펄스 발생기에서 인가되는 사각파의 모양은 그림 2와 같으며 스위치도 같은 모양으로 on/off 된다. 송신단에서 일정한 폭(τ_p)을 가진 사각파를 주기적으로 만들면 송신단의 스위치가 on될 때에만 N.A.에서부터의 CW가 펄스 모양으로 발생한다. 이 중 일부는 안테나에서 반사가 되며, 안테나를 통하여 송신된 CW 펄스는 표적에서 반사가 되어 수신된다. 송신단의 스위치에서 펄스가 발생될 때부터 안테나에서 반사되어 수신단의 스위치에 도달할 때까지의 시간 지연을 τ_a, 표적에서 반사되어 수신될 때까지의 시간 지연을 τ_t라고 하면 수신된 신호 $S_r(t)$는 다음과 같다.

$$S_r(t) = A_a \cos(2\pi f_i(t-\tau_a))\,\Pi\left(\frac{t-\tau_p/2-\tau_a}{\tau_p}\right) + A_t \cos(2\pi f_i(t-\tau_t))\,\Pi\left(\frac{t-\tau_p/2-\tau_t}{\tau_p}\right) \quad (1)$$

여기서 A_a와 A_t는 수신된 신호의 크기, f_i는 CW의 주파수이다. f_i는 단계적으로 변하지만 그 시간 간격은 펄스의 주기보다 크다. 위 식에서 수신된 신호는 안테나와 표적에 의해 서로 다르게 시간 지연이 된 두 개의 펄스의 합이 된다. 이 두 개의 펄스가 겹쳐지지 않으면 수신단에서의 또 다른 스위치에 의해 안테나에서의 반사가 수신될 때에는 스위치를 off 시켜 수신하지 않고 이후 시간 간격을 두고 표적에서의 신호가 들어올 때에만 스위치를 동작시켜서 원하는 신호만을 받을 수 있다.

따라서 그림 2에서의 송수신단의 펄스 폭과 지연 시간은 안테나와 표적 간의 거리 등 상황에 적절하게 실험적으로 조절되어야 한다. 송신단의 펄스 폭은 안테나와 표적에서의 수신된 펄스가 구별될 수 있는 정도 이하, 스위치가 제대로 작동할 수 있는 값 이상이어야 하며 수신단의 펄스 폭은 송

신된 펄스를 포함할 수 있을 정도이면 된다. 수신단의 펄스 폭이 너무 길어지면 원하는 표적 이외의 다른 신호가 수신될 수도 있으므로 적절히 조절해야 한다. 수신단의 펄스의 지연 시간은 송신단의 스위치에서부터 표적에서 반사되어 수신단의 스위치에 도달할 때까지의 시간 지연에 적합하게 조절한다. 송수신단의 주기는 모두 같다.

이렇게 펄스로 변형되어 수신된 신호를 N.A.에서는 다음과 같이 처리된다. N.A.가 만드는 CW 신호가 T_{cw}의 시간 동안 발생된다고 하고 펄스의 주기가 T라고 하면 펄스 처리된 신호를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t-nT}{\tau_p}\right)\Pi\left(\frac{t}{T_{cw}}\right)\right]\cos(2\pi f_i t) \quad (2)$$

이의 스펙트럼은

$$\left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} T_{cw}\,\mathrm{sinc}\left(\left(f-\frac{m}{T}\right)T_{cw}\right)\right]\tau_p\,\mathrm{sinc}(f\tau_p) * \delta(f-f_i) \quad (3)$$

와 같다. 위 식에서 표적에 의한 시간 지연과 그에 따른 스펙트럼에서의 위상 변화는 포함하지 않았다. 기호 *은 컨벌루션을 나타내며 반송파인 CW의 주파수 f_i만큼 천이된 것을 의미한다. N.A. 내부에서의 주파수 혼합기에 의해 하향 변환되어 f_i의 반송파는 없어지므로 수신된 신호의 스펙트럼은 DC를 중심으로 한 연속적인 sinc 함수가 되며 이들은 $1/T$ 간격만큼 떨어져서 반복된다. 이는 시간 영역에서 펄스가 주기 T로 반복되기 때문이다. 주기가 200 ns라고 하면 이 스펙트럼은 5 MHz의 간격으로 반복된다. N.A. 내부의 저역 통과 필터의 대역폭이 3 kHz이므로 반복되는 스펙트럼은 제거되고 DC 성분인 $T_{cw}\,\mathrm{sinc}(fT_{cw})$만이 남게 된다. 이는 원래 N.A.가 발생한 CW의 스펙트럼이다. 따라서 N.A.로서는 펄스 회로가 동작하는지 알 수 없으며 CW의 신호로서 인식하게 된다. 이와 같은 원리로 이 방법이 펄스 레이다와는 구별이 되며 여전히 CW 레이다로서 동작한다. 수신되는 신호의 절대 전력은 감소하게 되지만 N.A. 내부에서 저역 통과 필터를 거쳐서 A/D 변환을 하기 전의 수신 신호의 스펙트럼은 펄스 회로에 관계없이 변함이 없다. 그리고 이와 같은 효과를 낼 수 있도록 펄스의 주기는 적절히 조절해야 한다.

2-3 실험 결과

실험에서의 표적은 반지름 25 cm인 금속구를 이용하였고 안테나에서부터의 거리 9 m에 두었다. 안테나와 구 사이의 거리가 9 m이므로 안테나에서 표적 사이의 송수신되는 시간 지연은

$$\tau = 2R/c = \frac{2\times 9\,\mathrm{m}}{3\times 10^8\,\mathrm{m/s}} = 60\,\mathrm{ns} \quad (4)$$

이다. 따라서 송신단의 펄스 폭은 60 ns 이하가 되어야 하며 스위치의 상승 시간을 감안하여 40 ns로 하였다. 수신단의 지연 시간은 송신단의 스위치에서부터 안테나를 거쳐 구에서 반사되는 거리에 안테나에서 수신단의 스위치까지의 거리가 포함되어 결정된다. 실험에서 circulator와 안테나 사이에 1.5 m의 동축선이 이용되었고 이의 시간 지연은 식 (4)에서부터 10 ns이다. 회로 내부의 시간 지연을 포함하면 송신단 스위치에서부터 수신단 스위치까지 70 ns 이상 지연되며 따라서 수신단의 스위치는 70 ns의 지연 시간을 갖게 하였다. 수신단의 펄스 폭은 송신된 펄스를 포함할 수 있도록 50 ns로 하였고 전체 주기는 200 ns로 동작시켰다.

그림 3은 N.A.를 이용하여 실험한 결과를 시간 영역에 대하여 나타낸 것이다. (a)는 펄스 회로를 동작시키지 않았을 때의 결과이다. 그림에서 볼 수 있듯이 표적인 구에서의 신호를 구별할 수가 없다. 이는 안테나에서의 반사가 LNA에서 증폭되어 수신단이 포화되기 때문이다. (b)는 펄스 회로를 동작시킨 결과이다. 첫째 정점(6.1 ns)은 circulator에 의한 반사이고, 둘째 정점(22.1 ns)은 안테나에 의

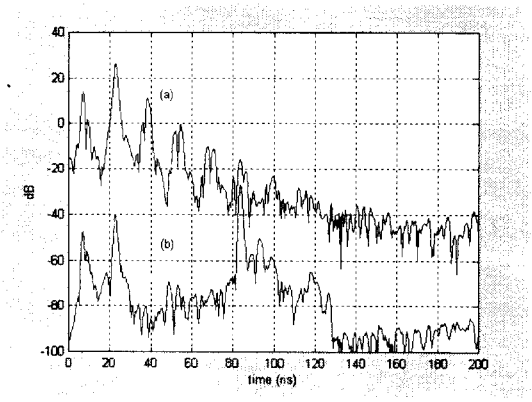


그림 3. 구 측정의 시간 영역 결과. (a) 펄스 회로 동작하지 않을 때, (b) 동작할 때

Fig. 3. Time domain response of a sphere. (a) without switching, (b) with switching.

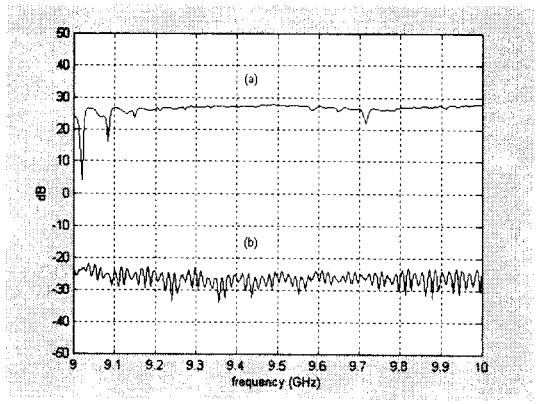


그림 4. 구 측정의 주파수 영역 결과. (a) 펄스 회로 동작하지 않을 때, (b) 동작할 때

Fig. 4. Frequency domain response of a sphere. (a) without switching, (b) with switching.

한 반사이다. 안테나 반사가 스위칭에 의해 66.2 dB가 감소하였다. 그리고 이로 인하여 구에서 반사된 신호가 명확히 구별되며 그 위치는 82.9 ns로서 안테나와 60.8 ns 차이가 난다. 이는 9 m의 거리 간격에 의한 시간 지연과 일치한다. 구의 신호가 펄스 회로가 동작하지 않을 때보다 11 dB 작아지는 것은 송신단 펄스의 duty rate에 의한 것으로 40 ns / 200 ns = 0.2 = 14 dB 감소해야 하지만 스위치가 완전하게 격리시키지 못하기 때문에 3 dB 정도의 차이를 보인다. 수신단의 지연 시간이 70 ns, 펄스 폭이 50 ns이므로 (b)에서 볼 수 있듯이 상승시간을 고려하여 약 130 ns 이후는 수신단의 스위치가 동작을 하지 않고 그 결과 수신 신호는 없고 잡음만이 관찰된다. 잡음의 준위는 (a)에서보다 40 dB 정도 떨어졌으며 그만큼 신호 대 잡음비가 향상되었다.

그림 4는 그림 3의 결과에 대한 주파수 영역의 데이터를 보인다. (a)는 펄스 회로가 동작하지 않은 경우로 약간의 굴곡이 있기는 하지만 전체적으로 평평한 모양을 보인다. 이는 안테나의 반사가 커서 전 주파수에 대하여 수신단의 증폭기가 포화되었기 때문이며 이로 인하여 표적에 의한 주파수 특성을 추출할 수가 없다. 펄스 회로가 동작하면 안테나 반사에 의한 수신 전력이 감소하므로 (b)에서처럼 전체적으로 50 dB 이상 떨어지게 된다. 그리고 안테나와 내부 회로, 그리고 구에서의 반사가 큰 차이 없이 수신되므로 이로 인해 일정한 주파수를 가지고 진동하는 모습을 보인다. 전체 전력이 -25 dB를 중심으로 진동하는 것은 그림 3(b)에서 구에서의 정점 값이 -26.7 dB인 것과 일치하며 그림 4(b)의 결과에서 구에 의한 반사 신호가 가장 지배적이다는 것을 의미한다. 이로써 펄스 회로에 의해 주파수 영역에서의 구의 특성을 추출하는 것이 용이해진다.

2-4 펄스 폭, 지연 시간에 의한 영향

다음에서는 송신단과 수신단의 펄스 폭과 수신단의 지연 시간을 조절했을 때의 결과를 보인다.

그림 5는 2-3절의 조건에서 송신단의 펄스 폭을 40 ns에서 70 ns로 변경했을 때의 결과이다. 펄스 폭이 안테나와 표적간의 거리 60 ns보다 크기 때문에 두 개의 반사 신호가 섞여서 들어오며 이로 인해 그림 3(b)에서보다 안테나 반사가 크게 살아남

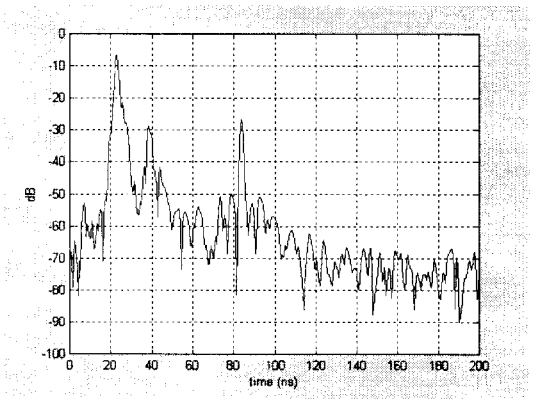


그림 5. 송신단의 펄스 폭이 70 ns일 경우
Fig. 5. When pulse length for transmitter is 70 ns.

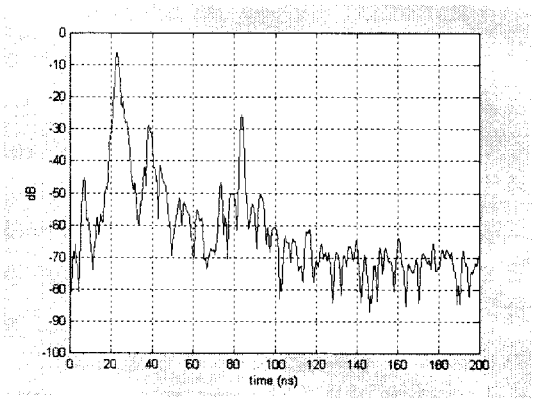


그림 6. 수신단의 지연 시간이 40 ns일 경우
Fig. 6. When delay for receiver is 40 ns.

(34 dB)을 볼 수 있다.

그림 6은 수신단의 지연 시간을 40 ns로 한 결과이다. 송신단의 펄스 폭은 40 ns로서 안테나와 표적이 구별이 되더라도 지연 시간이 작기 때문에 안테나에서의 반사 신호가 수신이 되어 여전히 큰 값을 갖는다. 지연 시간을 잘못 조절할 경우 오히려 표적에서의 신호가 감소되기 때문에 그림 6에서는 수신단의 펄스 폭을 80 ns로 하여 충분히 수신할 수 있는 여유를 갖도록 하였다.

그림 7은 수신단의 펄스 폭만을 100 ns로 한 결과이다. 그림 3(b)와 같이 안테나에서의 반사는 제

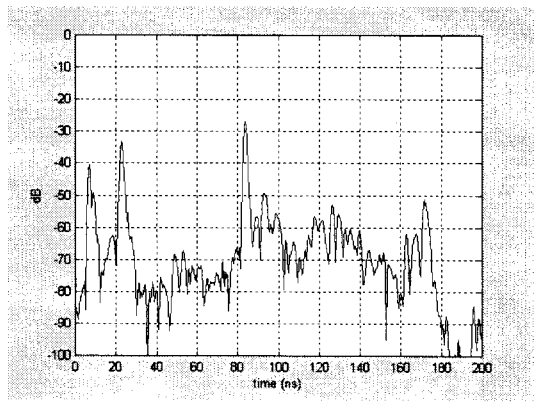


그림 7. 수신단의 펄스 폭이 100 ns일 경우
Fig. 7. When pulse length for receiver is 100 ns.

거되지만 펄스 폭이 너무 크기 때문에 표적 외에도 180 ns까지 다른 원하지 않는 신호들이 수신되는 것을 볼 수 있다.

이상의 결과에서처럼 펄스 회로를 이용함으로써 안테나와 시스템 내부 회로에서의 반사, 그리고 그 외 표적 이외의 원하지 않는 신호를 제거할 수 있다. 그리고 이를 위해서는 안테나와 표적 사이의 거리를 고려하여 송수신단의 펄스 폭과 수신단의 지연 시간을 적절히 조절해야 한다. 표 1에 본 실험의 결과에 기초하여 이들 값을 정하는 기준에 대하여 요약하였다. 전체 주기는 최대 측정 거리 한도 이내에서 결정되어야 한다.

펄스 회로를 이용한 결과 그림 3(a)에서처럼 전혀 구별이 되지 않던 표적을 (b)에서처럼 구별할 수가 있다. 그러나 이렇게 하여도 그림 4(b)에서 볼 수 있듯이 주파수 영역의 데이터가 여러 성분이 섞여 있게 된다. 따라서 표적의 정확한 특성을 추출하기 위해서는 부가적인 신호 처리가 필요하게 된다.

Ⅲ. 원하는 표적의 주파수 특성 추출

앞 절에서와 같은 하드웨어적인 방법으로는 스위치와 같은 소자들이 허용하는 범위 이상으로는 안테나 반사와 같은 원하지 않는 신호를 제거할

표 1. 펄스 폭과 지연 시간의 결정 기준

Table 1. Selection of pulse width and delay.

	결정 기준	사용된 값
송신단 펄스 폭	(안테나 · 표적 간 시간 - 스위치 상승 시간) 이하, (스위치 동작 가능 시간) 이상	40 ns
수신단 지연 시간	(스위치 · 표적 간 시간) 이하, (스위치 · 안테나 간 시간 + 송신단 펄스 폭) 이상	70 ns
수신단 펄스 폭	(송신단 펄스 폭) 이상	50 ns
전체 주기	(수신단 펄스 폭 + 수신단 지연 시간) 이상	200 ns
	안테나 · 표적 간 시간 60 ns (9 m) 스위치 · 안테나 간 시간 10 ns (1.5 m) 스위치 상승 시간 10 ns	

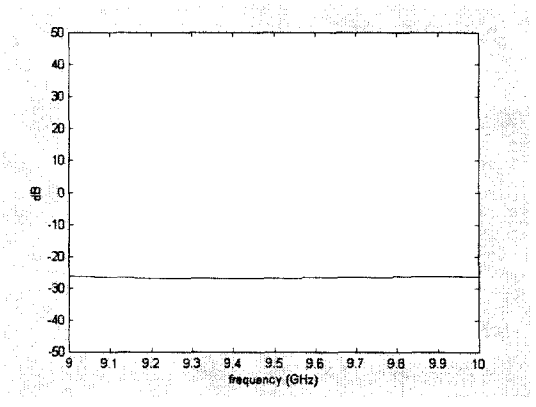


그림 8. N.A.에서 게이팅을 한 결과

Fig. 8. Gated frequency domain data by N.A.

수 없고 따라서 실험에 사용된 구의 주파수 특성이 그림 4(b)의 결과 이상으로는 향상되지 않는다. 이론적으로 구의 주파수 특성은 전파의 파장이 구의 반지름보다 아주 작은($\lambda \ll a$, a는 구의 반지름, 실험에서 $\lambda = 3 \sim 3.3$ cm, $a = 25$ cm) 광학적 영역(optical region)에서는 주파수의 변화에 무관한 일정한 값을 갖는다. N.A.에서는 게이팅(gating)이라는 기능을 제공하여 원하는 신호만을 추출할 수 있도록 하고 있으며 Ⅱ장에서의 실험 결과(그림 3(b))를 게이팅 처리한 결과가 그림 8이다. 그림에서 볼 수 있듯이 실험의 결과는 중심 주파수 9.5 GHz에서 -26.8 dB이며 측정한 전 주파수에서 그 변화폭이 0.8 dB 이내로서 거의 일정한 값을 보여주고 있다.

N.A.에서 제공하는 게이팅 기능을 소프트웨어적으로 구현한다. N.A.에서 측정된 주파수 영역의 데이터는 안테나나 여러 가지 다른 표적들에서 반사된 신호들이 섞여 있는 것이다. 게이팅을 하는 것은 이들 중 원하는 특정한 표적에서만 반사된 주파수 데이터를 뽑아 내는 방법이다. 이를 위해서는 주파수 영역의 데이터를 시간 영역으로 Fourier 변환을 한 뒤 그 데이터에서 원하는 표적에 해당하는 시간 부분만을 추출해야 한다[3]. 주파수 영역의 데이터를 단순히 Fourier 변환할 경우 각 표적들의 부엽이 제거되지 않아 인접한 표적끼리는 구별이 되지 않는 경우가 생긴다. 이를 방지하기 위하여 윈도 처리(windowing)를 한 뒤 변환한다.

원하는 표적만의 데이터를 추출하는 것은 시간 영역에서 일종의 필터링을 하고 그에 해당하는 주파수 결과를 얻는 것이다. 이를 위하여 원하는 부분에 대한 구형 함수를 만들고 이를 Fourier 변환된 시간 영역 데이터와 곱한다. 구형 함수의 범위는 원하는 표적의 시간 구간만큼 정해주어야 한다. N.A.에서는 정점에서 6 dB 이하의 지점에서 게이팅 구간을 정하며 여기에서는 사용하는 윈도에 따라 주엽의 폭이 달라지므로 이를 고려하여 정한다. 게이팅 구간이 정해지면 그 구형 함수에 해당하는 주파수 영역에서의 sinc 함수를 만든다. 이를 바로 시간 영역으로 변환할 경우 제한된 범위의 함수에

대한 변환의 영향으로 시간 영역에서의 게이트의 특성이 좋지 않으며 그 결과 최종적인 주파수 데이터가 정확하지 않게 된다. 이런 현상을 방지하기 위하여 시간 영역으로 변환하기 전에 윈도 처리를 해야 한다. 사용된 윈도의 특성은 다음과 같다[4]. 여기서 M은 데이터의 개수이다.

Hamming

$$w[n]=\begin{cases} 0.54-0.46\cos(2\pi n/M), & 0\le n\le M, \\ 0, & \text{그 외} \end{cases} \tag{5}$$

Blackman

$$w[n]=\begin{cases} 0.42-0.5\cos(2\pi n/M)+0.08 \\ \quad \cdot \cos(4\pi n/M), & 0\le n\le M, \\ 0, & \text{그 외} \end{cases} \tag{6}$$

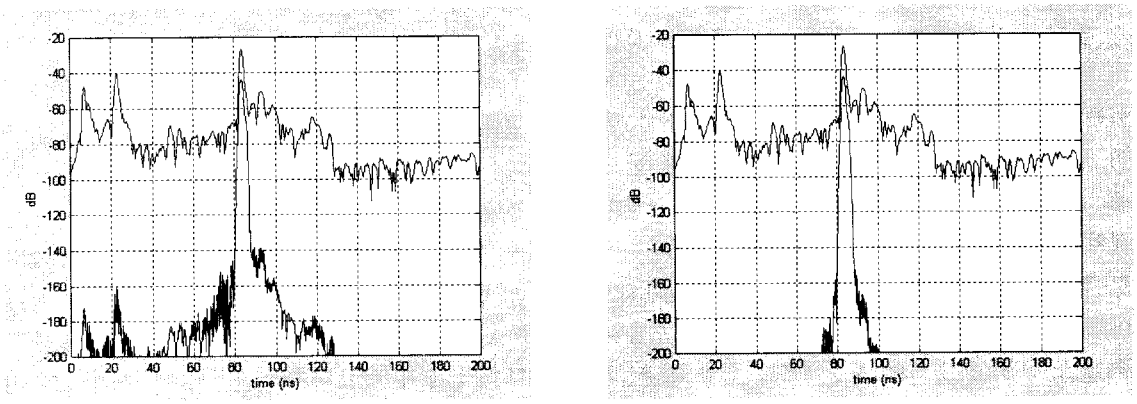
표 2. 윈도의 특성

Table 2. Comparison of windows.

윈도 형태	부엽의 상대 크기	주엽의 폭
Hamming	-41 dB	$8\pi/M$
Blackman	-57 dB	$12\pi/M$

이렇게 만들어진 필터를 시간 영역의 데이터와 곱한다. 그림 9에 게이트를 곱한 결과와 그렇지 않은 결과를 비교하여 보였다. (a)는 Hamming 윈도, (b)는 Blackman 윈도를 이용한 결과이다. 표 2에서 보듯이 Blackman 윈도가 Hamming 윈도보다 부엽 준위가 작으며 그 결과가 그림에서 볼 수 있듯이 Blackman 윈도를 사용할 경우 표적 이외의 신호들이 더 많이 제거된다. 또한 Hamming 윈도는 부엽의 감소율이 적기 때문에 안테나 반사 등이 완전히 제거되지 않음을 볼 수 있다. 이후의 계산에서는 Blackman 윈도를 이용한 게이트를 사용하였다.

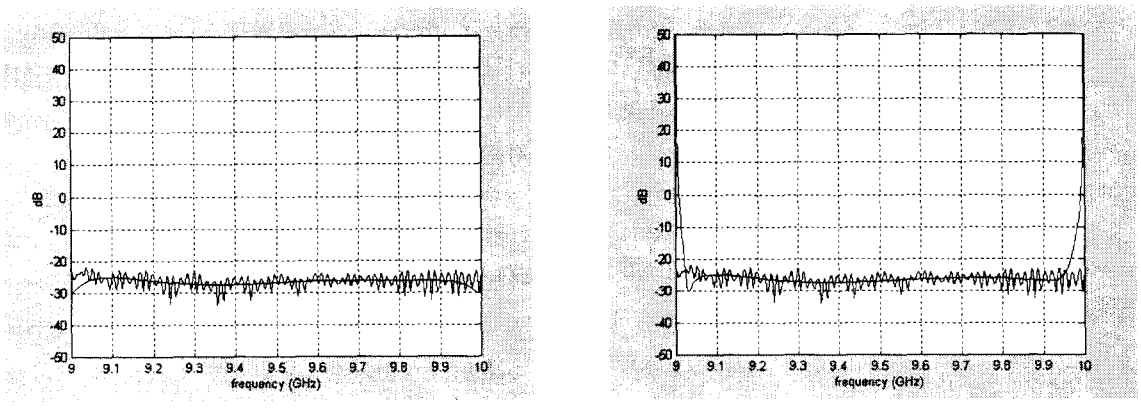
이렇게 처리된 데이터를 다시 주파수 영역으로 변환한다. 그런데 처음 N.A.에서 받은 주파수 영역의 데이터를 시간 영역으로 변환하면서 윈도 처리를 하였기 때문에 그로 인하여 낮아진 전력 준위를 높이고 (그림 9에서 정점의 값이 낮아진 현상) 윈도에 의한 효과를 제거하기 위하여 처음에 곱했던 윈도로 다시 나누어야 한다. 그 후의 결과가 그림 10이며 게이팅을 하지 않은 결과와 비교하였다. (a)는 Hamming 윈도를 이용한 결과이고 (b)는 Blackman 윈도를 이용한 결과이다. 전체적으로 그림 8과 비슷한 모습으로 주파수에 상관없이 고른



(a) (b)

그림 9. 게이팅을 한 시간 영역의 결과

Fig. 9. Gated time domain data. (a) Hamming window, (b) Blackman window.



(a) (b)

그림 10. 게이팅을 한 주파수 영역의 결과

Fig. 10. Gated frequency domain data. (a) Hamming window, (b) Blackman window.

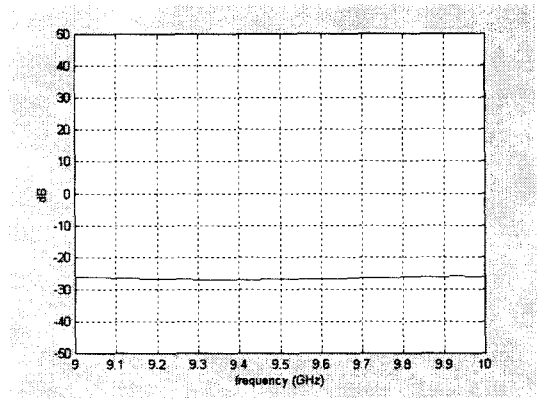


그림 11. 확장된 데이터를 이용한 처리 결과

Fig. 11. Gated frequency domain result for extended data.

모습을 보이지만 양끝에서는 어긋나는 모습을 보인다. 이는 N.A.의 데이터처럼 한정된 범위를 갖는 데이터(여기서는 9 GHz에서 10 GHz 사이의 401개의 데이터)를 Fourier 변환함으로써 생기는 가장자리 효과(edge effect)와 윈도를 다시 나눔으로 인한 영향이다. 특히 Blackman 윈도는 식 (6)에서 n이 0이거나 M이면 그 값이 0이 된다. 따라서 이를 나누어줌으로 인하여 그림 10(b)에서처럼 양끝 값이 크게 치솟는 현상이 발생한다.

이런 현상을 제거하기 위하여 처음 주파수 영역의 데이터를 시간 영역으로 변환하기 전에 데이터를 측정되지 않은 범위(9 GHz와 10 GHz의 밖의 좌우 범위)까지 선형 예측법[5]으로 확장시킨다. 그 이후는 확장된 데이터에 대하여 같은 방법으로 처리하여 최종적으로 원래의 주파수 영역의 데이터를 뽑아 낸다. 그 결과가 그림 11이다. 그림에서 볼 수 있듯이 그림 10에서와 같은 양끝에서의 왜곡 현상이 보이지 않는다. 정확히는 확장된 데이터 구간에 왜곡이 생기지만 측정된 범위 내에서는 그 효과가 나타나지 않는 것이다. 그 결과는 그림 8의 N.A.에서의 게이팅 결과와 일치하며 이론적인 구의 특성에 부합하는 결과를 얻을 수 있다.

이상의 방법을 정리하면 다음과 같다.

1. N.A.에서 얻은 주파수 영역의 데이터를 좌우로 확장한다.
2. 확장된 데이터를 zero-padding을 하고 윈도를 곱하여 시간 영역으로 Fourier 변환한다.
3. 게이팅 처리를 할 구간을 정하여 해당하는 주파수 영역의 sinc 함수를 만든다.
4. sinc 함수에 zero-padding을 하고 윈도를 곱하여 시간 영역으로 Fourier 변환한다.
5. 두 개의 결과를 시간 영역에서 곱한다.

6. 곱한 결과를 주파수 영역으로 변환한 뒤 처음에 데이터에 곱한 윈도를 나누고 확장하기 전의 주파수 구간에 해당하는 결과를 뽑아낸다.

이와 같은 방법으로 표적의 정확한 주파수 특성을 추출하는 데 있어서 시간 영역에서의 구형 함수의 게이팅 구간, 데이터 확장 범위, 사용한 윈도에 따라 그 결과가 조금씩 차이를 보이며 이는 측정하고자 하는 표적의 특성, 실험 환경에 따라 적절히 조절해야 한다.

Ⅳ. 결 론

네트웍 분석기를 이용한 CW 레이다 시스템에서 안테나와 시스템 내부 회로에서의 반사, 그리고 표적 이외의 불필요한 신호를 제거하고 원하는 표적의 신호만을 추출하는 방법에 대하여 연구하였다. 펄스 발생기와 스위치를 이용한 펄스 회로를 구성하여 CW의 펄스를 발생시키고 이로써 표적의 신호와 불필요한 신호를 분리할 수 있게 되어 안테나 등에서 반사되어 들어오는 신호를 제거할 수 있었다. 이런 신호들을 제거할 수 있게 됨으로써 수신단에 증폭기를 설치할 수가 있고 이로 인하여 신호 대 잡음비를 향상시킬 수 있었다. 안테나 반사를 제거하지 않고서는 증폭기의 설치는 오히려 안테나 반사를 더욱 크게 하기 때문에 표적의 신호를 구별하기가 어려움을 볼 수 있었다. 송수신단의 펄스 폭과 지연 시간은 안테나와 표적 사이의 거리를 고려하여 적절히 조절되어야 한다. 그리고 전체 펄스 주기에 의한 스펙트럼의 반복이 N.A.의 저역 통과 필터의 대역보다 크기 때문에 여전히 CW로서 동작하게 된다.

그리고 이렇게 1차적으로 처리된 데이터를 컴퓨터에서 신호 처리를 함으로써 원하는 표적만의 수신 신호를 정확히 추출할 수 있었다. 결과로 얻어진 구의 주파수 특성은 이론적인 특성에 부합하는 모습을 보이며 N.A.에서 제공하는 게이팅 기능을 이용한 결과와도 일치하였다. 하지만 이런 게이팅 기능도 펄스 회로를 이용하지 않고서는 실험 결과에서 볼 수 있듯이 표적이 구별되지 않기 때문에 적용할 수가 없다.

본 논문에서 제시한 방법들은 본 연구실에서 수행하고 있는 클러터의 역산란 계수의 측정에 직접 이용되고 있다. N.A.를 이용한 지상형 scatterometer 시스템에서 펄스 회로를 이용하여 안테나 반사를 제거하며 클러터의 주파수 특성을 추출하기 위해 2차적으로 신호 처리를 한다. 클러터의 측정에서는 측정 데이터의 양이 많기 때문에 이들을 모두 N.A.의 게이팅 기능을 이용하여 처리하기에는 한계가 있으며 이상의 방법들을 이용함으로써 보다 많은 양의 데이터를 측정하고 처리할 수가 있다. 또한 이 방법들은 compact range에서의 RCS 측정에도 적용될 수 있다. 무반향실이라 하더라도 불필요한 신호들이 완전히 제거되지 않을 수 있으며 이런 방법들을 적용함으로써 표적의 산란 특성을 보다 정확하게 측정할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] HP 8720C Network Analyzer operationg manual, Manual Part number 08720-90157, Hewlett-Packard, 1991.

[2] V. V. Liepa, K. Sarabandi and M. A. Tassoudji, "A pulsed network analyzer based scatterometer," *Proceedings of IGARSS '89 Symposium*, Vancouver, British Columbia, pp. 1826-1828, July, 10-14, 1989.

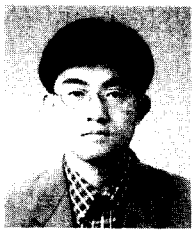
[3] B. D. Jersak and A. J. Blanchard, "Radar scatter data analysis acquired from HP 8510 based measurement systems," *Proceedings of IGARSS '88 Symposium*, Edinburgh, Scotland, pp. 27-28, Sept., 13-16, 1988.

[4] A. V. Oppenheim and R. W. Schafer, *Discrete-time Signal Processing*, Prentice-

Hall, 1989.

[5] W. H. Press etal 1992, *Numerical Recipes : The Art of Scientific Computing*, Cambridge University Press.

김 수 범



1997년 8월: 포항공과대학교 전자전기공학과(공학사)

1997년 8월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 석·박사 통합과정

[주 관심분야] 레이다 시스템, 신호 처리 및 영상처리, 전자파 산란, 원격탐사

김 영 수

1974년: 서울대학교 전자공학과(공학사)

1980년: University of Kansas 전자공학과(공학석사)

1984년: University of Kansas 전자공학과(공학박사)

1974년~1977년: 국방과학연구소 연구원

1978년~1983년: Romote Sensing Laboratory, Univ. of Kansas 연구원

1983년~1987년 : Florida Atlantic University 조교수

1988년~1994년: 포항 방사광 가속기 저장링 개발 단장

1987년~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 부교수, 교수

1995년~현재: MARC(국방부 및 국방과학연구소 지정 전자파 특화 연구센터) 원격탐사 연구실 실장

[주 관심분야] 레이다 시스템, 원격탐사, SAR, EMI/EMC