

광대역 스텝 주파수 레이더의 고조파에 대한 영향 분석

An Analysis on Harmonic Effects of Wideband Stepped Frequency Radars

전승현 · 김동규* · 이창석 · 이동호

Seung-Hyun Jun · Dong-Kyoo Kim* · Chang-Seok Lee · Dong-Ho Lee

요 약

광대역 스텝 주파수 레이더(650 MHz~4.5 GHz)에서 신호의 고조파가 시스템의 대역에 포함될 때 어떠한 영향을 주는 지 분석하였다. 수식과 시뮬레이션을 통해 분석한 결과, 2차 고조파가 존재하면 실제 거리보다 두 배의 거리에 물체가 있는 것처럼 나타났다. VCO로부터 출력된 신호는 DC와 신호 사이에 다른 신호가 존재하지 않기 때문에 저역 통과 필터를 이용하여 2차 고조파를 효과적으로 제거할 수 있다. 본 논문에서는 두 개의 스위치와 4개의 저역 통과 필터를 이용하여 650 MHz에서 4.5 GHz에 달하는 광대역 신호의 고조파를 제거할 수 있었다.

Abstract

Harmonic effects in a wideband stepped frequency radar(650 MHz~4.5 GHz) have been analyzed. As a result of numerical analysis and simulation, when the second harmonic exists in each frequency, a time-domain result represents an additional object which does not exist but looks to be located at a distance of twice the original object distance. The second harmonics can be removed effectively by low pass filters because there are no other signals between DC and a fundamental signal. In this paper, the harmonic problem can be solved by removing the second harmonics of 650 MHz to 4.5 GHz wideband fundamental signal with two switches and four low pass filters.

Key words: Harmonics, Stepped Frequency Radars, Wideband Systems

I. 서 론

레이더(Radar: Radio Detecting and Ranging)는 최초 투기나 군함 등 물체의 위치와 거리를 알아내기 위해 군사적으로 만들어졌다. 현재는 군사용뿐만 아니라 상업적 용도로 광범위하게 사용되고 있다. 목적에 따라 다양한 구조의 레이더 시스템이 있으나, 근거리에서 해상도와 출력 전력을 높이려는 목적으로 스텝 주파수 레이더가 쓰

인다^{[1][2]}. 특히, 고해상도를 만족하기 위한 지표 투과 레이더(GPR: Ground Penetrating Radar)에 많이 쓰이고 있다^{[3]-[5]}. 레이더가 고해상도를 만족하기 위해서는 전체 시스템의 주파수 대역이 넓어야 한다^[4]. 광대역 시스템은 낮은 주파수 신호의 고조파가 시스템 통과 대역에 포함될 수 있기 때문에, 협대역 시스템에서 고려하지 않았던 고조파가 시스템에 미치는 영향에 대해 분석이 필요하다. 참고문헌 [5]의 스텝 주파수 레이더에서 사용한 주파수

「본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술연구진흥센터의 정보통신·방송 연구개발사업의 일환으로 수행하였음[10041950, 도로교통시설물의 내부 결함을 검출하기 위한 이동형 비접촉 고정밀 투과영상 탐지시스템 개발].」

한밭대학교 전파공학과(Department of Radio-Wave Engineering, Hanbat National University)

*한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· Manuscript received October 24, 2014 ; Revised February 3, 2015 ; Accepted February 3, 2015. (ID No. 20141024-087)

· Corresponding Author: Dong-Ho Lee (e-mail: dhlee@hanbat.ac.kr)

4.8~5.8 GHz에 대해, 4.8 GHz의 고조파는 9.6 GHz이고, 이 신호는 동작 대역이 아니므로 송신되지도, 수신되지도 않는다. 참고문헌 [6]의 스텝 주파수 레이더에서 사용한 490~780 MHz의 경우도, 490 MHz의 고조파인 980 MHz는 비록 동작 대역과 가깝지만, 역시 동작 대역은 아니므로 필터와 능동 소자의 주파수 선택도에 의해 송신과 수신시에 걸러지게 된다. 따라서 고조파를 대역에 포함할 만큼 광대역이 아니라면 고조파의 영향은 중요하지 않으며, 관심사가 아니었다.

본 논문에서는 광대역 스텝 주파수 레이더에 존재할 수 있는 고조파의 영향에 대해 분석하였다. II장에서 고조파의 영향에 대해 수식으로 분석을 하였고, III장에서 시뮬레이션 결과를 나타내었다. IV장에서 고조파 제거를 위한 회로 제작을 하였다. 마지막 V장 결론에서는 시뮬레이션 결과 분석 및 해결 방안을 제시하였다.

II. 고조파 영향 분석

스텝 주파수 방식은 출발 주파수에서부터 일정한 주파수 간격(Δf)을 가지고 주파수를 스위프(sweep)하는 방식이다(그림 1). N 개의 주파수를 스위프하는 스텝 주파수 방식의 전체 주파수 대역은 $N \times \Delta f$ 가 된다^[7]. 본 논문에서 연구한 레이더 시스템의 동작 주파수 대역은 650 MHz~4.5 GHz이다. 원 신호 650 MHz의 2차 고조파인 1,300 MHz, 3차 고조파인 1,950 MHz, 4차 고조파인 2,600 MHz 등의 고조파들이 시스템 통과 대역에 포함되고, 원 신호 2.25 GHz의 2차 고조파 신호인 4.5 GHz까지 수신되게 된다. 이런 고조파 신호는 비선형 블록인 발진기, 증폭기, 믹서 등의 부품을 통과하면서 생성되고 증폭되게 되는데, 고조파가 수신기의 동작 주파수 영역에 포함되면 수신기에서는 걸러줄 수가 없다.

물체의 거리는 시간 영역에서 수신된 신호의 지연 시간으로부터 알 수 있는데, 주파수 영역의 기준 신호와 반사 신호의 컨볼루션에 대한 역푸리에 변환에 의해 알아낼 수 있다. 아래 식 (1)~(3)은 기본적인 푸리에 변환 공식이다^[8].

$$x(t) * h(t) \xrightarrow{F} X(f) \cdot H(f) \quad (1)$$

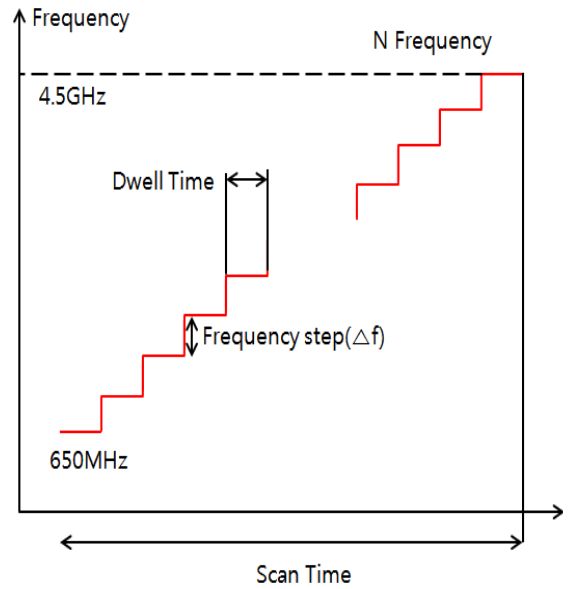


그림 1. 스텝주파수 시스템의 시간에 대한 주파수 이동 개념도

Fig. 1. Frequency vs. time sweep diagram of the stepped frequency system.

$$x(t) \cdot h(t) \xrightarrow{F} X(f) * H(f) \quad (2)$$

$$x(t - t_0) \xrightarrow{F} e^{-j2\pi f t_0} X(f) \quad (3)$$

그림 2는 스텝 주파수 레이더의 기본적인 구조를 나타낸다. 송신안테나를 통해 송신된 신호가 물체에 반사되어 지연시간 t_d 를 갖고 수신기로 들어온 신호를 기준 신호와 컨볼루션하고 역푸리에 변환을 취해 시간 영역으로 변환하면 지연된 시간에 의해 물체의 위치를 파악할 수 있다^[9]. 지연시간 t_d 를 갖는 수신 신호를 $R(f)$ 로 정의하고, $R(f)$ 의 2차 고조파를 $R_{2nd}(f)$ 로 정의한다. 비슷하게 기준 신호 $T_r(f)$, 2차 고조파 $T_{r,2nd}(f)$, 수신기의 LO(Local Oscillator) 신호 $L(f)$, 2차 고조파 $L_{2nd}(f)$ 로 정의한다. 정의된 파라미터들의 주파수 영역과 시간 영역 변환을 식 (4)~(9)에 나타냈다.

$$R(f) \xrightarrow{F} r(t) \quad (4)$$

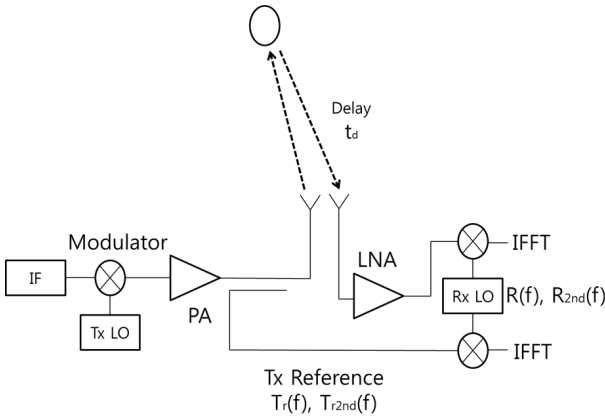


그림 2. 스텝 주파수 레이더 시스템의 구조
Fig. 2. Configuration of the stepped frequency radar system.

$$R_{2nd}(f) \xrightleftharpoons{F} r_{2nd}(t) \tag{5}$$

$$T_r(f) \xrightleftharpoons{F} t_r(t) \tag{6}$$

$$T_{r2nd}(f) \xrightleftharpoons{F} t_{r2nd}(t) \tag{7}$$

$$L(f) \xrightleftharpoons{F} l(t) \tag{8}$$

$$L_{2nd}(f) \xrightleftharpoons{F} l_{2nd}(t) \tag{9}$$

지연 시간을 반영한 시간영역에서의 신호 식을 식 (10) ~ (15)에 나타냈다. 수신 신호 $r(t)$ 와 $r_{2nd}(t)$ 는 지연 시간 t_d 를 가지므로 기준 신호와 비교했을 때, 각각 $e^{-j2\pi ft_d}$ 와 $e^{-j2\pi f2t_d}$ 를 곱한 형태가 되며, 다시 기준 신호를 포함한 형태로 식 (12), (13)과 같이 나타낼 수 있다. A_m ($m=1, \dots, 6$)은 각 신호의 크기를 나타낸다.

$$t_r(t) = A_1 e^{j2\pi ft} \tag{10}$$

$$t_{r2nd}(t) = A_2 e^{j2\pi 2ft} \tag{11}$$

$$r(t) = A_3 e^{j2\pi f(t-t_d)} = A_3 e^{j2\pi ft} e^{-j2\pi ft_d} = \frac{A_3}{A_1} t_r(t) e^{-j2\pi ft_d} \tag{12}$$

표 1. 수신기의 기저대역에서의 신호 조합

Table 1. Baseband signal combination of the receiver.

기준 신호의 존재 가능한 기저대역 신호 구성	수신 신호의 존재 가능한 기저대역 신호 구성
기준 신호× Rx LO 신호 (식 16)	수신 신호× Rx LO 신호 (식 17)
기준 신호× Rx LO의 2차 고조파 (식 18)	수신 신호× Rx LO의 2차 고조파 (식 19)
기준 신호의 2차 고조파× Rx LO 신호 (식 20)	수신 신호의 2차 고조파× Rx LO 신호 (식 21)
기준 신호의 2차 고조파× Rx LO의 2차 고조파 (식 22)	수신 신호의 2차 고조파× Rx LO의 2차 고조파 (식 23)

$$r_{2nd}(t) = A_4 e^{j2\pi 2f(t-t_d)} = A_4 e^{j2\pi 2ft} e^{-j2\pi 2ft_d} = \frac{A_4}{A_2} t_{r2nd}(t) e^{-j2\pi f2t_d} \tag{13}$$

$$l(t) = A_5 e^{j2\pi ft} \tag{14}$$

$$l_{2nd}(t) = A_6 e^{j2\pi 2ft} \tag{15}$$

2차 고조파까지만 적용했을 때 수신기의 기저대역의 신호는 표 1과 같이 총 여덟 가지의 조합이 나온다. 기준 신호와 LO 신호, 수신 신호와 LO 신호를 컨볼루션하여 역푸리에 변환을 했을 때, 시간 영역의 신호는 식 (16), (17)과 같이 $t_r(t)l(t)$ 의 형태가 되고, 식 (16)과 비교해 식 (17)은 $e^{-j2\pi ft_d}$, 즉, t_d 만큼의 시간축이 이동된 결과 값을 얻게 된다.

$$T_r(f)*L(-f) \xrightleftharpoons{F} t_r(t)l^*(t) \tag{16}$$

$$R(f)*L(-f) \xrightleftharpoons{F} r(t)l^*(t) = \frac{A_3}{A_1} t_r(t)l^*(t) e^{-j2\pi ft_d} \tag{17}$$

기준 신호와 LO의 2차 고조파 신호, 수신 신호와 LO의 2차 고조파 신호를 컨볼루션하여 역푸리에 변환을 했을

때, 시간 영역의 신호는 식 (18), (19)와 같이 $t_r(t)l_{2nd}(t)$ 의 형태가 되고, 식 (18)과 비교해 식 (19)는 $e^{-j2\pi f t_d}$, 즉, t_d 만큼의 시간축이 이동된 결과 값을 얻게 된다. 따라서, 수신기 LO의 2차 고조파에 대해서는 $2t_d$ 의 시간 지연이 나타나지 않는다.

$$T_r(f)*L_{2nd}(-f) \xrightarrow{F} t_r(t)l_{2nd}^*(t) \quad (18)$$

$$R(f)*L_{2nd}(-f) \xrightarrow{F} \frac{A_3}{A_1}t_r(t)l_{2nd}^*(t)e^{-j2\pi f t_d} \quad (19)$$

송신 신호에 2차 고조파가 존재할 경우, 기준 신호와 수신 신호에는 2차 고조파 성분이 포함된다. 기준과 수신 신호의 2차 고조파 성분을 수신기의 LO와 LO의 2차 고조파와 컨볼루션하고, 역푸리에 변환을 하면 식 (20)~(23)과 같다. 하향 변환된 수신 신호의 경우, 형태는 기준 신호와 같지만, 식 (21), (23)과 같이 $e^{-j2\pi f 2t_d}$, 즉, $2t_d$ 만큼의 시간 지연된 결과 값을 얻는다. 실제로는 t_d 만큼 지연된 수신 신호이지만 송신 신호의 2차 고조파로 인하여 $2t_d$ 에서도 반사 물체가 있는 것처럼 보이게 된다.

$$T_{r2nd}(f)*L(-f) \xrightarrow{F} t_{r2nd}(t)l^*(t) \quad (20)$$

$$R_{2nd}(f)*L(-f) \xrightarrow{F} \frac{A_4}{A_2}t_{r2nd}(t)l^*(t)e^{-j2\pi f 2t_d} \quad (21)$$

$$T_{r2nd}(f)*L_{2nd}(-f) \xrightarrow{F} t_{r2nd}(t)l_{2nd}^*(t) \quad (22)$$

$$R_{2nd}(f)*L_{2nd}(-f) \xrightarrow{F} \frac{A_4}{A_2}t_{r2nd}(t)l_{2nd}^*(t)e^{-j2\pi f 2t_d} \quad (23)$$

결론적으로, 송신 신호와 기준 신호의 고조파는 시간 영역에서 고조파 차수 배 만큼의 지연 시간에 존재하지 않는 신호를 만들어낸다. 고조파는 발진기, 증폭기, 믹서 등의 비선형 블록에서 자연스럽게 생성되기 때문에, 신호 생성 및 송출시에 고조파를 제거해 주어야 한다. 다만, 수신기 LO의 고조파는 지연 신호를 만들지 않기 때문에 문

제가 없다.

III. 시뮬레이션

Keysight사의 Advanced Design System(ADS)에서 이상적인 블록들을 이용하여 하모닉 밸런스(harmonic balance) 시뮬레이션을 수행하였다. 신호처리는 ADS의 시간 영역 변환 함수(ts)를 이용하였다. 그림 3은 시뮬레이션 블록도이다. 수신 신호가 2.5 ns의 시간 지연 시간 후에 수신기에 들어오고, 되돌아오는 동안의 채널 감쇄는 20 dB로 설정하였다. 송신 신호는 0 dBm으로 고정하고, 2차 고조파 신호의 크기 또한 특정 값으로 고정하여 시뮬레이션을 하였다. 이때, 2차 고조파는 시뮬레이션과 이론 설명을 위한 편의상의 설정이며, 실제 시스템 구현시에는 부품들의 특성에 따라 주파수별 고조파의 크기는 달라진다. 시뮬레이션에 적용한 스텝 주파수 간격은 100 MHz이고, 주파수 범위는 650 MHz~4.5 GHz이다. 스텝 주파수에 의해 unambiguous range^[10](식 (24))가 결정되고, 이는 측정할 수 있는 최대 거리가 된다. 스텝 주파수의 역수에 의해 시간 영역에서 신호는 10 ns 간격으로 신호가 반복되어 나타나게 된다. 주파수 간격이 50 MHz이라면 20 ns 간격으로 반복되게 된다. 주파수 범위 안에서 모든 원 신호의 크기를 일정하게 놓고, 모든 원 신호의 2차 고조파 성분 또한 일정하게 놓고 시뮬레이션을 시행하였다. 시뮬레이션 결과는 역푸리에 변환을 하여 시간 영역에서 나타내었다^[11].

$$Unambiguous\ range = \frac{c}{2\Delta f} \quad (24)$$

($c = 3 \times 10^8 m/s$, $\Delta f =$ 주파수 간격)

그림 4는 원 신호 0 dBm, 2차 고조파 -10 dBm일 때

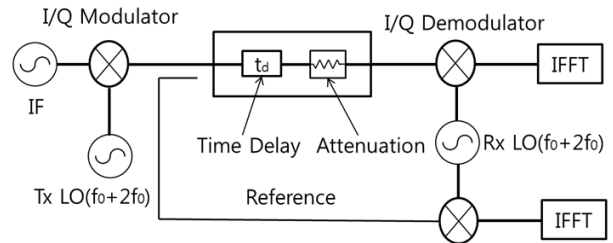


그림 3. 시뮬레이션 블록도
Fig. 3. Simulation blockdiagram.

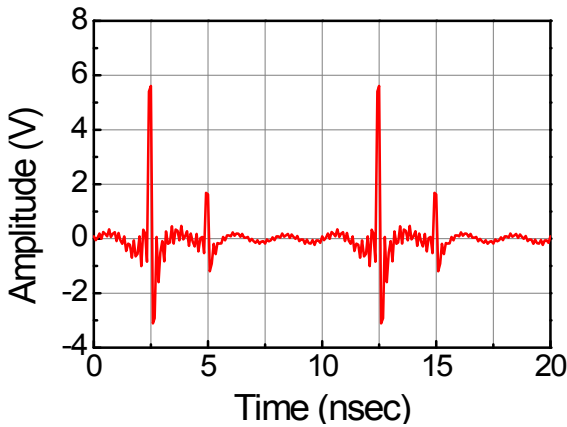


그림 4. 송신 신호가 2.5 ns 시간 지연을 갖고 수신된 수신 신호의 시간영역 결과(송신 신호구성-원 신호: 0 dBm, 2차 고조파: -10 dBm, 채널 감쇄: 20 dB)

Fig. 4. The time domain result when the transmitted signal is received in 2.5 ns(Tx signal components-fundamental signal: 0 dBm, 2nd harmonic: -10 dBm, channel attenuation: 20 dB).

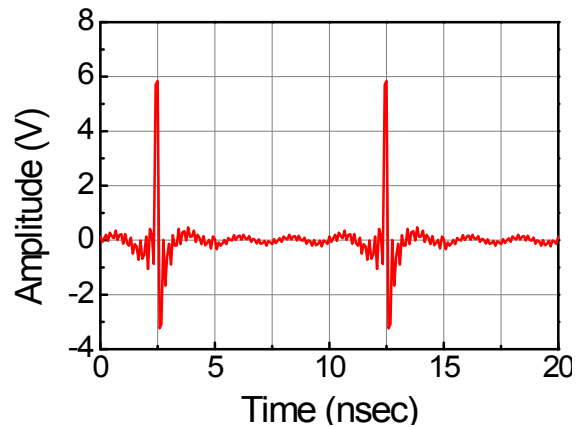


그림 6. 송신 신호가 2.5 ns 시간 지연을 갖고 수신된 수신 신호의 시간영역 결과(송신 신호구성-원 신호: 0 dBm, 2차 고조파: -30 dBm, 채널 감쇄: 20 dB)

Fig. 6. The time domain result when the transmitted signal is received in 2.5 ns(Tx signal components-fundamental signal: 0 dBm, 2nd harmonic: -30 dBm, channel attenuation: 20 dB).

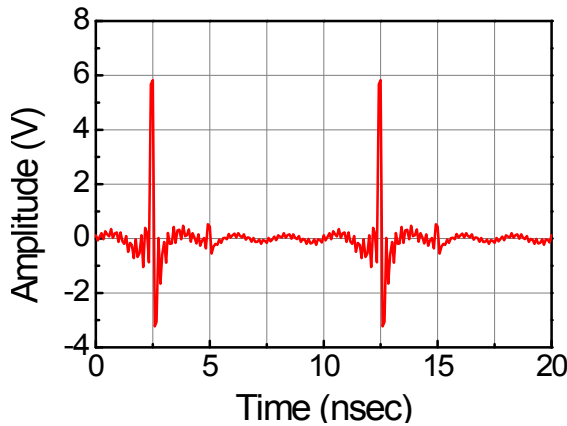


그림 5. 송신 신호가 2.5 ns 시간 지연을 갖고 수신된 신호의 시간영역 결과(송신 신호구성-원 신호: 0 dBm, 2차 고조파: -20 dBm, 채널 감쇄: 20 dB)

Fig. 5. The time domain result when the transmitted signal is received in 2.5 ns(Tx signal components-fundamental signal: 0 dBm, 2nd harmonic: -20 dBm, channel attenuation: 20 dB).

의 결과이다. 원 신호에 의한 $t_d(2.5 \text{ ns})$ 시간 지연에서의 펄스와 2차 고조파에 의한 $2t_d(5 \text{ ns})$ 시간 지연에서의 펄스를 확인하였다. 2차 고조파가 -20 dBm일 때도 $2t_d(5$

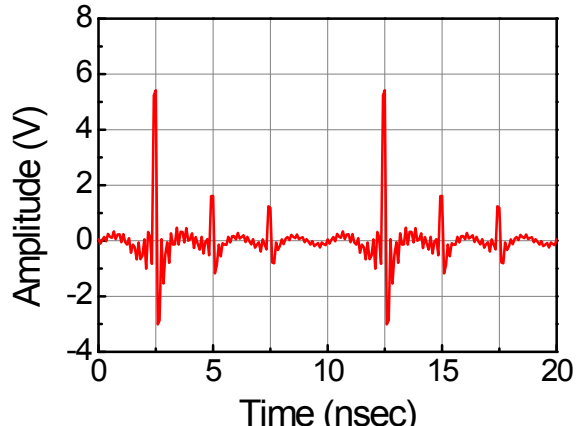


그림 7. 송신 신호가 2.5 ns 시간 지연을 갖고 수신된 신호의 시간영역 결과(송신 신호구성-원 신호: 0 dBm, 2차 고조파: -10 dBm, 3차 고조파: -10 dBm, 채널 감쇄: 20 dB)

Fig. 7. The time domain result when the transmitted signal is received in 2.5 ns(Tx signal components-fundamental signal: 0 dBm, 2nd harmonic: -10 dBm, 3rd harmonic: -10 dBm, channel attenuation: 20 dB).

ns) 시간 지연에서의 펄스를 그림 5에서와 같이 확인할 수 있다. 2차 고조파가 원신호보다 -30 dB 이하로 작으

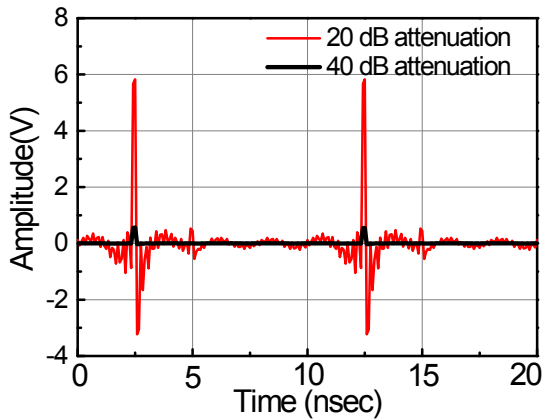


그림 8. 송신 신호가 2.5 ns 시간 지연을 갖고 수신된 신호의 시간영역 결과를 20 dB(빨강)와 40 dB(검정) 채널 감쇄에서 비교(송신 신호구성-원 신호: 0 dBm, 2차 고조파: -20 dBm)

Fig. 8. The time domain result comparison between 20 dB (red) and 40 dB (black) channel attenuation when the transmitted signal is received in 2.5 ns(Tx signal components-fundamental signal: 0 dBm, 2nd harmonic: -10 dBm).

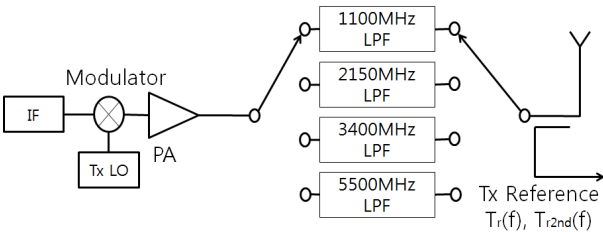


그림 9. 고조파 제거 회로가 포함된 송신부
Fig. 9. Transmitter with the hamonic rejection circuit.

면 잡음에 신호가 묻히기 때문에 그림 6에서와 같이 $2t_d$ 시간 지연에서의 펄스가 보이지 않는다. 송신 신호에 -10 dBm 크기의 2차, 3차 고조파가 존재하면 시뮬레이션 결과는 그림 7과 같이 $2t_d$ 시간 지연에서 뿐만 아니라, $3t_d$ 시간 지연에서도 펄스를 생성하여 마치 $2t_d$ 와 $3t_d$ 의 시간 지연 위치에 물체가 있는 것처럼 보이게 된다.

채널 감쇄는 송수신기와 물체가 떨어진 거리와 매질의 손실에 따라 커진다^[12]. 그림 8은 원 신호 0 dBm, 2차 고조파 -20 dBm 기준으로 채널 감쇄가 20 dB일 때(빨간색)와 40 dB일 때(검정색) 시간 영역에서 결과 값이다. 시뮬레이션을 분석해 보면 채널 감쇄가 40 dB일 때 채널 감

쇄가 20 dB일 때보다 원 신호에 의한 결과 값과 고조파에 의한 결과 값이 감소하며, 고조파에 의한 결과는 잡음에 묻히게 된다. 채널 감쇄가 어느 정도 크면 원 신호에 의한 결과 값은 검출할 수 있고, 고조파에 의한 결과는 잡음에 묻힐 수 있어서 고조파의 영향이 없어질 수 있다. 채널 감쇄가 적은 경우에는 송신 신호에서 고조파를 제거해 줄 필요가 있다.

IV. 고조파 제거 회로 제작

시뮬레이션 결과, 송신 신호의 고조파가 물체가 고조파의 차수배 만큼 떨어진 곳에 허상을 만들기 때문에, 송신 신호의 고조파를 제거해 주어야 한다. 그림 9와 같이 신호가 안테나를 통해 송신되기 전에 필터를 통해 각 주파수의 고조파를 제거해줄 수 있다. 필터 블록은 그림 10과 같이 두 개의 SP4T 스위치(Hittite HMC344LP3)와 4개의 저역 통과 필터(Mini-Circuits LFCN 시리즈)를 이용하여 고조파를 제거할 수 있도록 구성하였다. 스위치와 필터의 손실을 보상하기 위해 광대역 증폭기(Hittite HMC-311LP3)를 추가하였고, 전체 대역의 이득이 평탄하도록 일부 대역에 감쇄기(Mini-Circuits PAT 시리즈)를 추가하였다. 그림 10은 고조파 제거 회로의 회로도이고, 그림 11은 제작된 회로의 사진이다.

송신기에서는 VCO와 증폭기의 비선형성에 의하여 고조파가 발생하게 되는데, DC와 원 신호, 원 신호와 2차 고조파 사이에는 신호를 생성하지 않기 때문에 주파수별로 많은 수의 대역 통과 필터를 쓸 필요 없다. 본 논문의 레이더에서는 단 4개의 저역 통과 필터로 모든 주파수의 고조파를 제거할 수 있다. 650~1,120 MHz는 1,100 MHz

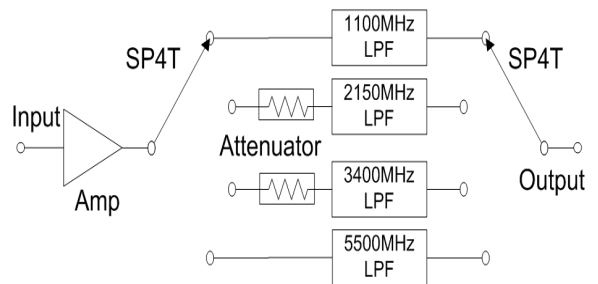


그림 10. 고조파 제거 회로의 회로도
Fig. 10. Schematic of the hamonic rejection circuit.

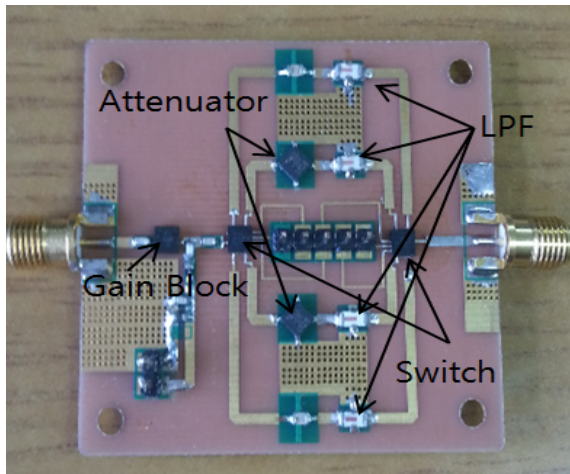


그림 11. 제작된 고조파 제거 회로의 사진
 Fig. 11. Photograph of the implemented harmonic rejection circuit.

저역 통과 필터를, 1,120~2,150 MHz는 2,150 MHz 저역 통과 필터를, 2,150~3,350 MHz는 3,400 MHz 저역 통과 필터를, 3,350~4,500 MHz는 5,500 MHz 저역 통과 필터를 통과시키면, 4개의 필터만으로 650~4,500 MHz의 고조파를 제거할 수 있다. 그림 12~15는 제작된 고조파 제거 회로의 S-파라미터(S_{21}) 측정 결과를 보여준다. 필터를 통해 고조파를 약 30 dB 정도 억제시켜 줄 수 있고 증폭기로 인해 각 통과대역의 이득은 약 10 dB이다.

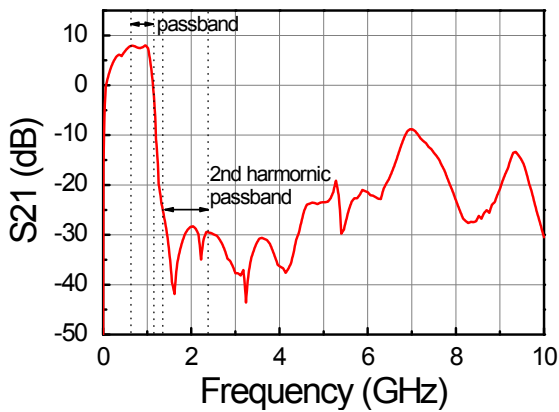


그림 12. 1,100 MHz 저역 통과 필터 경로의 S-파라미터 (S_{21}) 측정 결과
 Fig. 12. S-parameter(S_{21}) measurement results of 1,100 MHz LPF path.

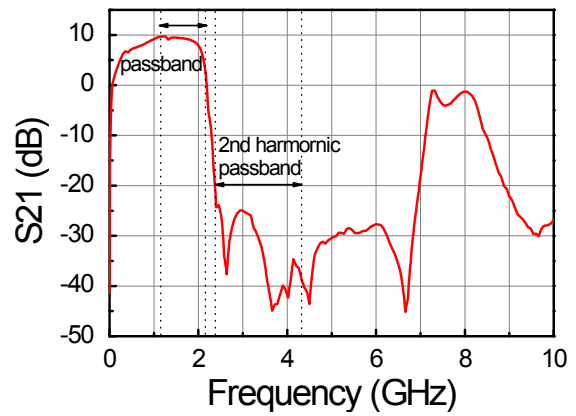


그림 13. 2,150 MHz 저역 통과 필터 경로의 S-파라미터 (S_{21}) 측정 결과
 Fig. 13. S-parameter(S_{21}) measurement results of 2,150 MHz LPF path.

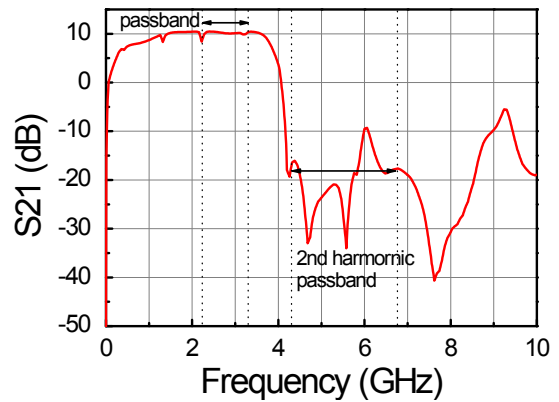


그림 14. 3,400 MHz 저역 통과 필터 경로의 S-파라미터 (S_{21}) 측정 결과
 Fig. 14. S-parameter (S_{21}) measurement results of 3,400 MHz LPF path.

V. 결 론

광대역 스텝 주파수 레이다는 동작 주파수 영역이 넓어 신호의 고조파가 시스템 대역에 포함될 수 있다. 푸리에 변환의 해석과 시뮬레이션 결과, 송신 신호에 고조파가 존재할 때 t_d 의 지연 시간에서 뿐만 아니라, 고조파의 차수의 배수에 해당하는 지연 시간에서도 반사 신호가 검출된다. 이는 실제로는 존재하지 않는 물체를 보여주게 되는 오류를 유발한다. 채널에 의한 감쇄가 클 경우에는

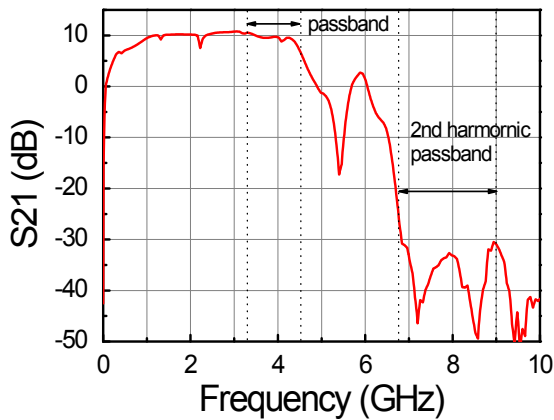


그림 15. 5,500 MHz 저역 통과 필터 경로의 S-파라미터 (S_{21}) 측정 결과

Fig. 15. S-parameter(S_{21}) measurement results of 5,500 MHz LPF path.

고조파가 잡음에 묻힐 수 있으나, 채널 감쇄가 작을 경우에는 스위치와 필터를 사용하여 고조파를 충분히 억제해 줄 필요가 있다. 일반적인 비선형성에 따르면 DC와 원 신호 사이와 원 신호와 2차 고조파 사이에는 다른 비선형 신호가 존재하지 않기 때문에 광대역 시스템에서도 단 몇 개의 저역 통과 필터를 사용하여 모든 고조파를 제거할 수 있다. 하지만 스위치와 필터의 감쇄에 따라 출력 전력이 떨어지는 단점이 있다. 원 신호와 고조파의 송신 출력, 잡음, 채널 감쇄 등은 시스템마다 다르고, 주위 환경마다 다르기 때문에 추후 실제 하드웨어 구현을 통한 실제 측정으로 고조파의 영향에 대한 전체적인 검증이 필요하다.

References

[1] H. M. Jol, *Ground Penetrating Radar: Theory and Applications*, Elsevier, pp. 73-97, 2010.
 [2] A. S. Turk, A. K. Hocaoglu, and A. A. Vertiy, *Subsurface Sensing*, Wiley, pp. 64-83, 2011.

[3] G. Farquharson, "Design and implementation of a 200 to 1,600 MHz, stepped frequency, ground penetrating radar transceiver", M. S. Thesis, University of Cape Town, Rondebosch, South Africa, 1999.
 [4] M. Jankiraman, *Design of Multi-Frequency CW Radars*, Scitech Publishing, pp. 135-142, 2007.
 [5] S. -E. Hamran, K. Langley, "A 5.3 GHz step-frequency GPR for glacier surface characterisation", *Proc. Int. Conf. on Ground Penetrating Radar*, Delft, Netherlands, pp. 761-764, Jun. 2004.
 [6] A. Langman, S. P. Dimaio, B. E. Burns, and M. R. Inggs, "Development of a low cost SFCW ground penetrating radar", *Proc. Int. Geosci. Remote Sens. Symp.*, Lincoln, NE, United States, pp. 2020-2022, May 1996.
 [7] M. J. Øyan, S. -E. Hamran, L. Hanssen, T. Berger, and D. Plettemeier, "Ultrawideband gated step frequency ground-penetrating radar", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 50, no. 1, pp. 212-220, Jan. 2012.
 [8] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, *Signals and Systems*, 한산(번역서), pp. 394-395, 1999.
 [9] A. J. Wilkinson, R. T. Lord, and M. R. Inggs, "Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum", *Proc. 1998 South African Symp. on Communication and Signal Processing*, Rondebosch, South Africa, pp. 101-104, Sep. 1998.
 [10] J. D. Taylor, *Ultra-wideband Radar Technology*, CRC, pp. 303-328, 2000.
 [11] M. Sato, K. Yoshida, "Bistatic UWB radar system", *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband*, Singapore, pp. 62-65, Sep. 2007.
 [12] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems, 2nd Edition*, 광명(번역서), pp. 3-5, 2000.

전 승 현



2013년 2월: 한밭대학교 전파공학과 (공학사)
2013년 9월 ~ 현재: 한밭대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] 레이더 시스템 설계, RF 시스템 설계

이 창 석



1984년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1986년 2월 ~ 1998년 3월: 한국전자통신연구원 책임연구원

1998년 4월 ~ 현재: 한밭대학교 정보통신공학과 교수
[주 관심분야] 고주파 회로 및 시스템

김 동 규



2005년 8월: 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 (공학박사)
2005년 9월 ~ 현재: 한국전자통신연구원 융합기술연구소 선임연구원
[주 관심분야] 무선통신 신호처리 알고리즘 및 시스템, 지하 투과 레이더 시스템, 위치 인식 기술, Embedded WiFi 및 Bluetooth 시스템 분야

이 동 호



2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
2002년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
2007년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
2007년 ~ 2009년: Georgia Institute of Technology, Research Engineer

2009년 ~ 2010년: Skyworks Solutions, Inc., Senior Engineer
2010년 ~ 현재: 한밭대학교 정보통신공학과 조교수
[주 관심분야] RF IC, 전력증폭기, 레이더 시스템