디지털 첩 발생기에서의 직교 변조 오차에 의한 대역 확장 모듈에서의 스펙트럴 재성장 분석

Analysis on Spectral Regrowth of Bandwidth Expansion Module by Quadrature Modulation Error in Digital Chirp Generator

김세영 · 성진봉 · 이종환 · 이동우

Se-Young Kim · Jin-Bong Sung · Jong-Hwan Lee · Dong-Woo Yi

요 약

본 논문에서는 주파수 체배 방식을 이용하여 고해상도 영상 레이더의 광대역 파형 생성을 위한 효율적인 기법에 대한 연구를 수행하였다. 또한 직교 변조기와 주파수 체배기를 사용한 첩 변조 파형의 대역폭 확장시 발생되는 3차 혼변조 성분에 의한 스펙트럴 재성장에 대한 근본적인 원인을 분석하였다. 또한 직교 변조기의 진폭 및 위상 불균형 오차에 대한 요구 조건을 시뮬레이션을 통하여 정의하였다. 이와 같은 해석을 통하여 임펄스 응답 특성인 거리 방향 해상도, PSLR(Peak Sidelobe Ratio) 및 ISLR(Integrated Sidelobe Ratio) 특성이 악화되는 것을 최소화시킬 수 있었다. 주파수 체배기와 메모리 맵 방식을 사용한 광대역 파형 발생장치가 제작되었으며, 진폭과 위상 오차를 최소화시킴으로써 생성된 SAR 파형의 부엽에서 발생되는 스펙트럴 재성장 성분을 최소화시키는 보상 기법이 제시되었다. 직교 변조기의 I 및 Q 채널간의 불균형 특성을 조절함으로써, 반송파 레벨을 −28.7 dBm에서 −53.4 dBm으로 억압할 수 있었으며, S-대역에서 150 MHz 대역폭의 첩 변조 파형을 X-대역에서 600 MHz 대역폭으로 성공적으로 확장시켰다. 또한 부엽에서 발생한 스펙트럴 재성장 성분들을 대략 8~9 dB 정도 줄일 수 있었다.

Abstract

This paper presents an effective method to achieve the wideband waveform for high resolution SAR(Synthetic Aperture Radar) using the frequency multiplication technique. And also this paper analyzes the root causes for the spectral regrowth due to 3rd-order intermodulation in chirp bandwidth expansion scheme using quadrature modulator and frequency multipliers. The amplitude and phase imbalance requirement are defined based on the simulation results in terms of quadrature channel imbalance. This minimizes the degradation of range resolution, peak sidelobe ratio and integrated sidelobe ratio. The wideband chirp generator using the frequency multiplier and memory map scheme was manufactured and the compensation technique was presented to reduce the spectral regrowth of SAR waveform by minimizing the amplitude and phase imbalance. After I and Q channel imbalance adjustment, the carrier level reduces −28.7 dBm to −53.4 dBm. Chirp signal with 150 MHz bandwidth at S-band expands to 600 MHz bandwidth at X-band. The sidelobe levels are reduced by about 8 to 9 dB by compensating the amplitude balance between I and Q channels.

Key words : SAR, Quadrature Modulator, Spectral Regrowth, Intermodulation, Amplitude and Phase Imbalance

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논 문 번 호 : 20100330-033

· 교 신 저 자 : 김세영(e-mail : ksydial@paran.com)

· 수정완료일자 : 2010년 6월 1일

Ⅰ. 서 론

영상 레이더(Synthetic Aperture Radar: SAR)는 고해상도 영상을 획득하기 위하여 광대역 첩 변조 파형을 필요로 한다. 광대역 첩 변조 파형을 합성하기 위한 방법으로 주파수 체배 방식, SAW 필터, 메모리 맵 방식 그리고 직접 디지털 합성 방식(DDS: Direct Digital Synthesizer) 등이 사용되어진다[1]. 주파수 체배 방식은 대역 확장이 용이하나, 체배 계수만큼 위상 잡음을 악화시키는 단점이 있으며, SAW 필터를 이용한 방식은 다양한 대역폭을 요구하는 시스템에서는 적용이 불가능하며, 메모리 맵 방식의 경우 디지털 아날로그 변환기의 능력에 크게 좌우되며, DDS를 사용하면 다양한 파형을 합성해 낼 수 있는 장점이 있으나, 우주 환경에서 성능이 검증되지 못하였기 때문에 위성용 파형 발생 기법으로 아직 적용되지 못한 실정이다. 본 논문에서는 메모리 맵 방식과 주파수 체배 방식을 합성한 기법을 이용함으로써 위상 잡음과 디지털 아날로그 변환기의 문제점을 해결하는 방법을 고려하였다. 특히, 주파수 체배기에 의한 대역 확장 기법이 Terrasar-X나 cosmo-skymed와 같은 많은 위성 SAR 시스템에서 활용되고 있다[2],[3]. 하지만 주파수 체배에 의한 대역 확장 방식은 체배 계수만큼 위상 잡음 특성을 악화시키는 단점을 가지고 있다. 또한 chirp 입력 신호에 존재하는 영상 신호 성분과 dc 오프셋 성분에 의해 주파수 체배기 내부에서 신호 상호간에 혼변조가 발생하게 되므로 원하는 만큼의 대역 확장 이외에 스펙트럴 재성장 성분이 존재하게 된다.

그림 1은 주파수 체배기와 메모리 맵 방식을 사용하여 파형을 만들어내는 파형 발생기를 사용하는 대역 확장 모듈의 블록도를 나타내고 있다. 직교 변조기의 채널 간 진폭 및 위상 오차에 따라 반송파와 영상 신호(image) 성분에 대한 억압 특성이 달라지므로, 어느 특정 시간에 파형 발생기에서 생성된 I 및 Q 신호는 직교 변조기를 거친 뒤, 억압되지 않고 남아있는 반송파 및 영상 신호와 함께 대역 확장 모듈의 입력으로 들어가게 된다. 주파수 체배기로 구성되어 있는 대역 확장 모듈은 신호 간에 혼변조 왜곡 현상을 일으키게 되므로 최종 대역 확장된 신호 이외에 3차 혼변조 성분들이 스펙트럴 재성장을 일으키게 되므로 합성된 파형의 부엽 성분들을 크게 왜곡시키게 된다.

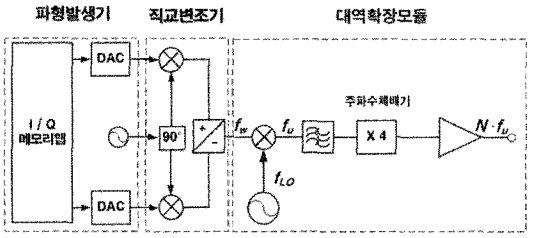


그림 1. 주파수 체배기와 파형 발생기를 사용한 대역 확장 모듈의 블록도

Fig. 1. Block diagram of bandwidth expansion module using frequency multiplier and waveform generator.

본 논문에서는 메모리 맵 방식의 I 및 Q 신호 성분이 직교 변조기를 거친 뒤 주파수 체배기에 의해 대역폭이 확장될 때 발생되는 3차 혼변조 성분에 의해 스펙트럴 재성장 현상이 발생하는 근본적인 원인에 대하여 분석하였고, 상용 툴인 Agilent사의 시스템 시뮬레이션 툴인 ADS를 이용하여 근본적인 발생 원인을 분석하였으며, 영상 레이다의 임펄스 응답 특성을 최적화시키기 위하여 직교 변조기의 I 및 Q 채널 간의 진폭 및 위상 오차에 대한 분석을 통하여 직교 변조기의 채널 간 진폭과 위상 불균형 오차에 대한 요구 조건을 결정하였다. 또한 채널 간 진폭 및 위상 오차를 최소화함으로써 대역 확장 시 발생되는 스펙트럴 재성장을 최소화시키는 방법을 제시하였다. 제시된 방법에 대한 검증을 위하여 실제 시스템을 제작하였으며, 직교 변조기의 진폭 및 위상 불균형 오차를 최소화함으로써 SAR 파형의 스펙트럴 재성장을 억제하는 보정 기법을 검증하였다.

논문의 Ⅱ장에서는 대역 확장 모듈에서 발생되는 스펙트럴 재성장의 원인에 대한 분석이 수행되었으며, Ⅲ장에서는 직교 변조 오차 성분에 의한 임펄스 응답 특성에 미치는 영향을 시뮬레이션을 통하여 분석하였으며, Ⅳ장에서는 파형 발생기와 대역 확장 모듈의 제작 및 시험 결과를 제시하였으며, 직교 변조기의 진폭 오차와 위상 오차의 보정 결과에 대하여 기술하였고, Ⅴ장에서는 결론을 내리도록 한다.

Ⅱ. 대역 확장 모듈에서의 오차 해석

주파수 체배기를 사용하여 SAR 출력 신호의 대역폭을 확장할 때, chirp 신호 대역폭은 주파수 체배 계수만큼 확장될 뿐만 아니라 출력 신호에 근접한 부엽 영역에서 원치 않는 스펙트럴 성분들도 또한 체배되어 발생하게 된다. 본 절에서는 chirp 신호 대역폭 근처에서 발생되는 스펙트럴 재성장의 주요 원인을 분석하였다. 특히, 직교 변조기에 위치한 비선형 회로 소자들로부터 발생되는 오차 성분들은 SAR 시스템 성능에 영향을 미치게 된다.

직교 변조기를 사용하는 파형 발생기에서 발생되는 오차 성분들은 I 및 Q 채널에서 발생하는 진폭 불균형 오차, 위상 불균형 오차 그리고 dc 오프셋 성분으로 식별할 수 있다. 그림 1을 참조하면, 일반적으로 직교 변조기의 I 및 Q 채널은 각각 서로 다른 진폭 특성(A_c 및 A_s)을 가지고 있으며, 다음과 같이 표현된다[4].

$$I = A_c \cos\Phi = \frac{A_c}{2} e^{j\omega_d t} + \frac{A_c}{2} e^{-j\omega_d t} \tag{1}$$

$$Q = A_s \sin\Phi = \frac{A_s}{2j} e^{j\omega_d t} - \frac{A_s}{2j} e^{-j\omega_d t} \tag{2}$$

식 (1)과 (2)에서 $-f_d$ 주파수 성분에서 $A_c/2$와 $-A_s/2j$의 크기를 가지게 되며, $+f_d$ 주파수 성분에서 $A_c/2$와 $A_s/2j$의 크기를 가지게 된다. 만약 두 진폭 성분이 $A_s = A_c(1+\varepsilon)$ 로 표현되면, $+f_d$ 주파수에서의 벡터 합은 $A_c(1+\varepsilon/2)$의 진폭을 가지게 되며, $-f_d$ 주파수에서의 벡터 합은 $-\varepsilon/2$의 진폭을 가지게 된다. 이와 같은 진폭 부정합 특성은 영상 주파수에서 원치 않는 신호를 생성하며, I 및 Q 채널 사이의 위상 부정합이 $\Phi = \omega_d t + \alpha$ 같은 값을 가지게 되는 경우, 이것을 식 (1)에 대입하게 되면 다음과 같은 식을 얻게 된다.

$$A_c \cos\Phi = \frac{A_c}{2} e^{j\alpha} e^{j\omega_d t} + \frac{A_c}{2} e^{-j\alpha} e^{-j\omega_d t} \tag{3}$$

$$A_c \sin\Phi = \frac{A_c}{2j} e^{j\omega_d t} - \frac{A_c}{2j} e^{-j\omega_d t} \tag{4}$$

여기서 $(A_c/2)e^{j\alpha}$ 및 $(A_c/2)e^{-j\alpha}$ 성분은 진폭을 결정하며, $e^{j\omega_d t}$ 및 $e^{-j\omega_d t}$ 성분은 주파수를 결정한다. 여현파 성분에 $j\cdot\sin$ 성분을 더할 때 $+f_d$ 에서 $(A_c/2)(1+e^{j\alpha})$ 의 진폭 성분이 존재하게 되며, $-f_d$ 에서 $(A_c/2)(1-e^{j\alpha})$ 성분이 존재하게 된다. 그림 2는 직교 변조기의 비선형 성분에 의해 발생되는 반송파 성분과 영상 신호 성분으로부터 발생되는 혼변조 왜곡에 대한 도식적인 설명을 나타내고 있다. 파형 발생기는 매 샘플링 클럭마다 I 및 Q 채널에 순간적으로 단일 연속파(CW) 성분과 영상 신호 및 반송파 신호를 체배기의 입력 신호로 생성한다. 이 신호 성분들은 비선형 소자인 주파수 체배기에서 상호간에 혼변조를 일으킨다. 비선형 소자에서의 전달 함수는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y = a + b\cdot x + c\cdot x^2 + d\cdot x^3 + \cdots \tag{5}$$

여기서 x 는 입력 신호를 나타내며, y는 출력 신호를 나타낸다. 위에서 설명하였던 것처럼, 순간적으로 합성된 CW 성분인 w_1과 영상 신호 혹은 반송파 신호인 w_2 들이 주파수 체배기에 입력됨으로써 입력 신호는 $x = A\cos w_1 t + B\cos w_2 t$의 형태를 가지게 되며, 출력은 식 (6)과 같이 유도가 된다.

식 (6)에서, 출력 신호는 2차 주파수 체배된 출력 신호를 가지고 있으며, 또한 3차 혼변조된 성분들이 함께 존재하게 된다. 3차 혼변조 신호는 영상 신호 혹은 반송파 신호가 신호 성분과 상호 변조됨으로써

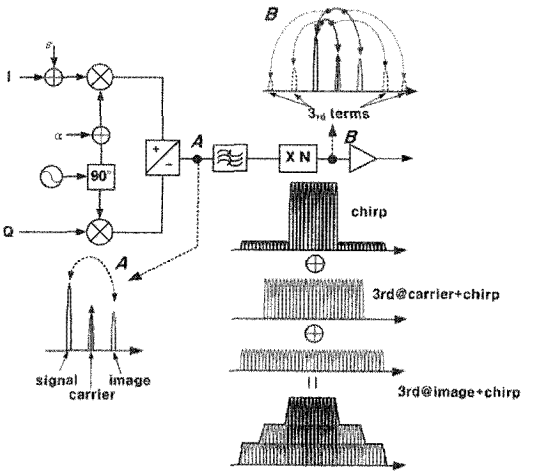


그림 2. I 및 Q 파형 발생기와 직교 변조기로부터 발생되는 혼변조 성분에 의한 스펙트럴 재성장
Fig. 2. Spectral regrowth due to intermodulation components occurred from I/Q waveform generator and quadrature modulator.

$$y = a + b\cdot(A\cos\omega_1 t + B\cos\omega_2 t) + c\cdot(A\cos\omega_1 t + B\cos\omega_2 t)^2 + d\cdot(A\cos\omega_1 t + B\cos\omega_2 t)^3 + \cdots$$
$$= a + b\cdot(A\cos\omega_1 t + B\cos\omega_2 t) + \frac{c}{2}(A^2 + B^2) + \frac{cA^2}{2}\cos 2\omega_1 t + \frac{cB^2}{2}\cos 2\omega_2 t$$
$$+ cAB\cos(\omega_1 + \omega_2)t + cAB\cos(\omega_1 - \omega_2)t + d\left(\frac{3A^3}{4} + \frac{3AB^2}{2}\right)\cos\omega_1 t$$
$$+ d\left(\frac{3A^2B}{2} + \frac{3B^3}{4}\right)\cos\omega_2 t + \frac{dA^3}{4}\cos 3\omega_1 t + \frac{dB^3}{4}\cos 3\omega_2 t + \frac{3dA^2B}{4}\cos(2\omega_1 + \omega_2)t$$
$$+ \frac{3dAB^2}{4}\cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \frac{3dA^2B}{4}\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3dAB^2}{4}\cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cdots \quad (6)$$

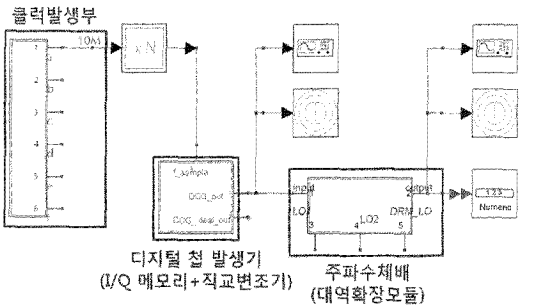
발생된 신호를 나타낸다. 이와 같은 비선형 오차 성분들이 실제로 합성된 파형의 양 측면에서 원치 않는 성분들을 생성시키며, 결론적으로 직교 변조기의 채널 간 진폭 및 위상 값을 조절함으로써, 영상 신호와 반송파 신호 성분들을 크게 억압할 수 있으며, 식 (6)에 있는 3차 혼변조 성분들은 B 값을 거의 0에 가깝도록 조절하는 경우 모두 사라지게 될 것이다[5],[6].

Ⅲ. 직교 변조 오차 성분에 의한 임펄스 응답 특성에 대한 시뮬레이션 결과

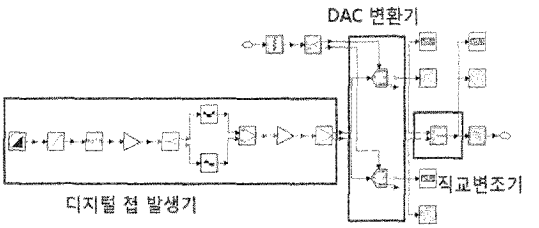
직교 변조기의 채널 간 오차 성분이 SAR 성능 변수인 임펄스 응답 함수에 미치는 영향을 분석하기 위하여 Agilent사의 ADS를 이용하여 디지털 파형 발생기와 대역 확장 모듈을 모델링하고 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 3은 직교 변조기와 대역 확장 모듈의 ADS 모델링 블록 구성도를 나타내고 있다. 메모리 맵 방식의 I 및 Q 생성과 직교 변조기를 이용한 주파수 상향 및 주파수 체배기를 이용한 대역 확장 모듈에 대한 전반적인 모델링을 수행하였다. 특정 소자의 경우 S-파라미터를 이용하여 모델링하였으며, 대부분의 경우 기능적인 모델링을 통하여 전체적인 동작을 모델링하였다.

디지털 파형 발생의 I/Q 채널 불균형 특성이 대역 확장 모듈의 출력에서 미치는 임펄스 응답 특성을 분석하기 위하여 채널 간 진폭 및 위상 불균형 값을 변화시키면서 디지털 파형 발생기에서 파형을 시뮬레이션을 통하여 발생시켰다. 그림 4는 I/Q 채널 불균형에 따라 대역 확장된 파형을 나타내고 있다.

앞 절 Ⅱ에서 설명하였던 것처럼 직교 변조기의 채널 불균형 특성이 증가하게 되면 그림 4(b)에서 보이는 것처럼 영상 신호와 반송파가 입력되는 순시 주파수원과 상호 변조가 발생하게 되므로 부엽 레벨



(a) 임펄스 응답 특성 분석을 위한 블록도
(a) Block diagram of impulse response function analysis



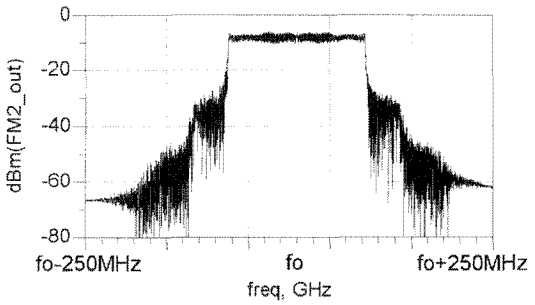
(b) 디지털 파형 발생기 세부 모델링 블록도
(b) Detailed modeling block of digital chirp generator

그림 3. 직교 변조기와 대역 확장 모듈의 ADS 모델링 블록도

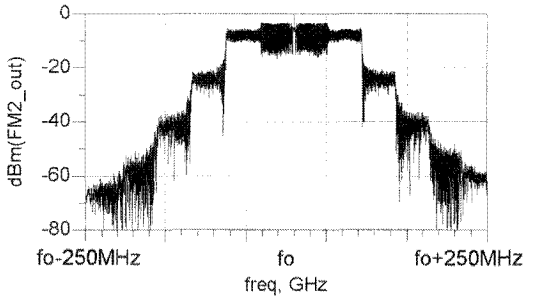
Fig. 3. ADS modeling block diagram of quadrature modulator and bandwidth expansion module.

에 3차 혼변조 신호가 발생하게 된다.

그림 5~7에서는 직교 변조기의 진폭 및 위 상 불균형 특성이 각각 이상적인 경우, 진폭/위상=0.5 dB/2 deg 및 진폭/위상=2 dB/5 deg인 경우에 따라 생성된 파형을 이용하여 임펄스 응답 특성에 대한 해석 결과를 보이고 있다. 그림 5~7의 결과를 바탕으로 IRF에 대한 해석 결과를 살펴보면 표 1과 같은 결과를 얻을 수 있게 된다. 결론적으로 직교 변조기의 채널 간 불균형 특성에 의한 해상도, PSLR 및 ISLR에 대한 영향을 최소화시키기 위해서 허용되는 진폭 및



(a) 진폭/위상=0.5 dB/2 deg
(a) Amplitude/phase=0.5 dB/2 deg



(b) 진폭/위상=2 dB/5 deg
(b) Amplitude/phase=2 dB/5 deg

그림 4. I/Q 채널 불균형에 따라 대역 확장된 파형
Fig. 4. Bandwidth expanded waveform by I/Q channel imbalance.

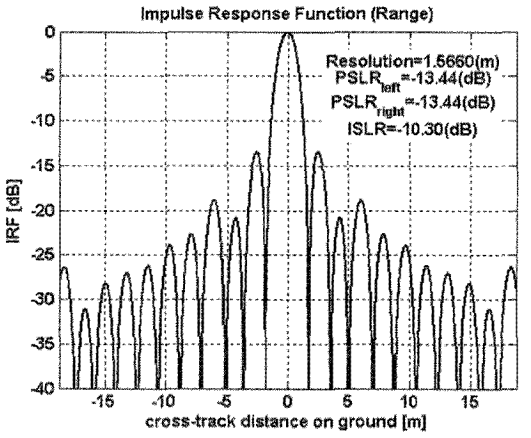


그림 5. 이상적인 경우 임펄스 응답 분석 결과
Fig. 5. Analysis results of IRF for ideal case.

위상 오차는 0.5 dB와 2 deg를 만족시켜야 한다.

Ⅳ. 제작 및 시험 결과

2단 주파수 체배기를 사용하는 대역폭 확장 모듈

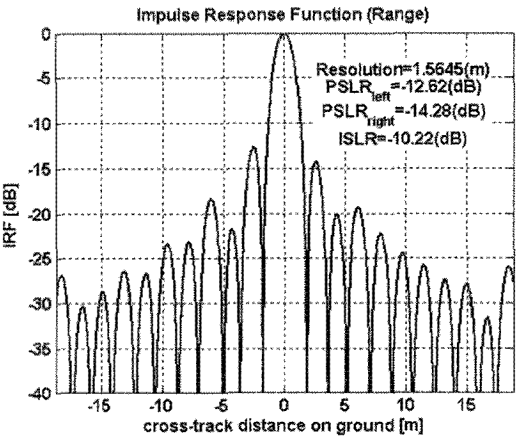


그림 6. 임펄스 응답 분석 결과(진폭/위상=0.5 dB/2 deg)
Fig. 6. Analysis results of IRF for amplitude/phase=0.5 dB/2 deg.

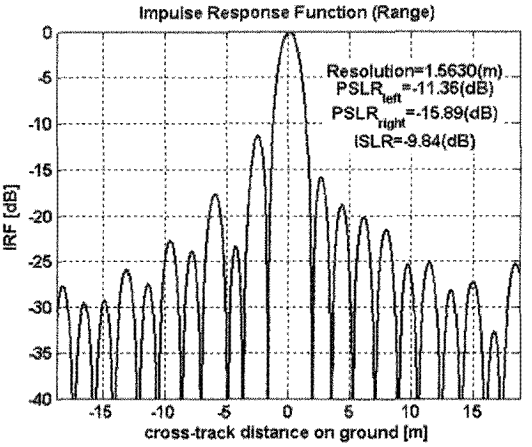


그림 7. 임펄스 응답 분석 결과(진폭/위상=2 dB/5 deg)
Fig. 7. Analysis results of IRF for amplitude/phase=2 dB/5 deg.

표 1. 채널 불균형에 의한 IRF 해석 결과
Table 1. IRF results due to channel imbalance.

채널 불균형		해상도	PSLR	ISLR
진폭	위상	(m)	(dB)	(dB)
0.0 dB	0°	1.5660	−13.44	−10.30
0.5 dB	2°	1.5645	−12.62	−10.22
2.0 dB	5°	1.5630	−11.36	−9.84

과 chirp 신호 파형 발생장치가 설계 및 제작되었다. 대역 확장에 사용된 주파수 체배 계수는 4로 선정되었다. 1차와 2차 주파수 체배기들은 각각 M/A-COM

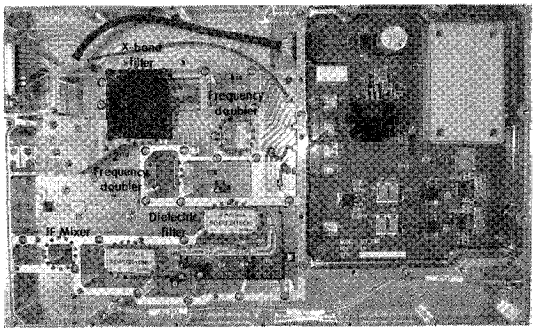
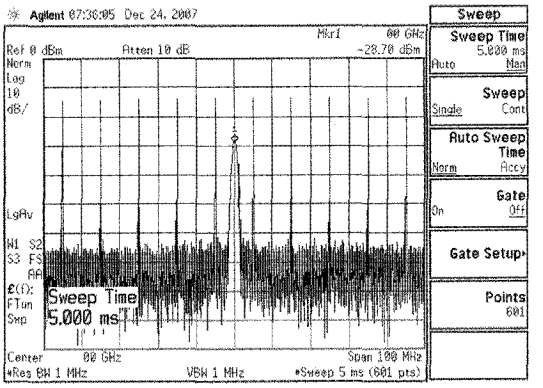


그림 8. 제작된 대역 확장 모듈
Fig. 8. Manufactured bandwidth expansion module.

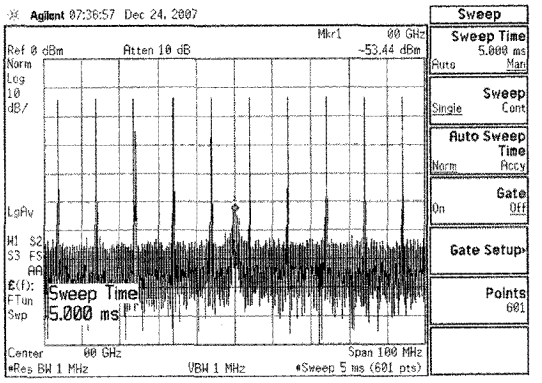
사의 FMS-109와 M/A-COM사의 FDZ5013로 선정되었다. 또한 X-대역 필터는 Wave tech사의 cavity 필터이고, S-대역 필터의 경우 RF-tech사의 RF2415B80로 선정되었으며, 증폭기와 주파수 혼합기는 각각 Hittite사의 HMC441LH5과 HMC213MS8로 선정되었다.

파형 발생기에서 생성된 신호는 S-대역으로 주파수 상향 변환된 뒤 1차 주파수 체배기에 의해 C-대역으로 주파수 확장된 뒤, 적절한 증폭과 필터링을 거친 뒤 2차 주파수 체배기에 의해 최종 X-대역으로 주파수 확장이 되었다. 그림 8은 1차 및 2차 주파수 체배기와 증폭기, 주파수 혼합기 및 필터들로 구성된 대역 확장 모듈을 나타내고 있다.

그림 9(a)에서 보이는 것처럼, 반송파 신호 성분이 chirp 신호 성분들과 함께 존재하고 있다. 앞 절에서 유도하였던 것처럼, 반송파와 chirp 신호 성분들 간에 상호 변조가 발생하게 되고, 이것은 원치 않는 3차 혼변조 성분들을 생성하게 된다. 결론적으로 chirp 신호의 부엽에서 발생되는 혼변조 성분들은 직교 변조기의 채널 불균형 특성에 의해 발생되는 반송파와 영상 신호에 의해 생성되는 것이다. 이와 같은 스펙트럴 재성장을 제거하기 위해서는 식 (6)의 3차 혼변조 성분들 중 채널 불균형에 의해 발생되는 항목을 제거함으로써 보정할 수 있게 된다. 즉, 직교 변조기의 진폭과 위상 불균형 값을 조절함으로써, 식 (6)에 있는 B 항목을 거의 0에 가깝게 조절할 수 있고, 이것은 반송파와 영상 신호의 크기를 최소화 시킬 수 있게 된다. 그림 9(a)에서 I와 Q 채널간의 불균형을 조절하기 전에 반송파 크기는 −28.7 dBm이었고, 채널간의 불균형을 조절하고 나서는 그림 9(b)



(a) 억압 전
(a) Before suppression

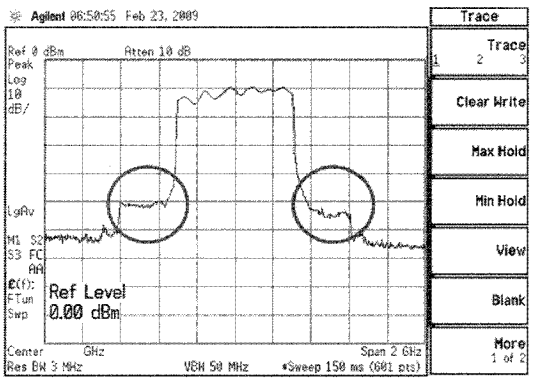


(b) 억압 후
(b) After suppression

그림 9. 대역 확장 모듈의 반송파 제거 특성
Fig. 9. Carrier suppression characteristic of the bandwidth expansion module.

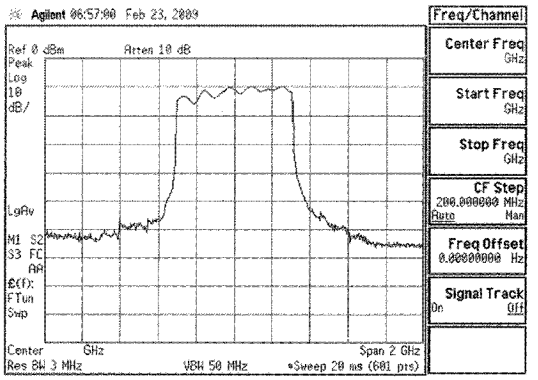
에서 보이는 것처럼 −53.4 dBm으로 크게 줄어들게 되었다.

그림 10(a)는 대역 확장 모듈의 최종 출력 결과를 나타내고 있다. 그림에서 보이는 것처럼 chirp 신호의 양 옆에서 원치 않는 성분들이 생성되었으며, 이와 같은 파형은 임펄스 응답 특성에 다소 영향을 미치게 된다. 그림 10(b)는 직교 변조기의 반송파가 억압된 뒤 얻어진, 보상된 파형을 나타내고 있다. 1차 주파수 체배 후 S-대역의 150 MHz 신호 성분이 C-대역에서 300 MHz로 확장되었으며, 2차 주파수 체배 후 X-대역에서 600 MHz의 대역폭을 얻게 되었다. 또한 직교 변조기의 채널 불균형 보정 후 부엽 레벨에서 존재하던 성분들이 8~9 dB 정도 감소하게 되었다. 결론적으로 원치 않는 스펙트럴 재성장 성분



(a) 보상 전

(a) Before compensation



(b) 보상 후

(b) After compensation

그림 10. 대역 확장 모듈의 출력 결과

Fig. 10. The output results of bandwidth expansion module.

들을 제거함으로써 파형의 질적인 향상이 이루어지게 되었다.

V. 결 론

본 논문에서는 주파수 체배 기술을 사용하여 고해상도 영상 레이다를 위한 광대역 파형을 얻을 수 있는 효율적인 방법을 제시하였다. 대역 확장 모듈에서 발생되는 스펙트럴 재성장에 대한 근본적인 원인을 수학적 및 개념적으로 분석하였다. 주파수 체배기를 사용하여 대역을 확장하는 구조에서는 직교 변조기로부터 생성되는 혼변조 성분들을 반드시 제거하여야 한다. 본 논문에서는 직교 변조기의 채널 간 불균형 특성을 보정함으로써, 영상 신호와 반송파 성분들을 효율적으로 제거하였고, chirp 대역폭이 성공적으로 확장되었으며, 부엽에서 발생되는 신호 성분들이 8~9 dB 정도 억압되었다. 주파수 체배기를 사용하는 구조에서 부엽 영역에서의 불요 주파수 성부들을 효과적으로 제거함으로써 깨끗한 광대역 파형을 얻었으며, 본 논문에서 제안된 기술이 광대역 SAR 시스템에서 효율적으로 활용될 수 있는 것을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] M. L. Belcher, R. L. Howard, and M. A. Mitchell, "Wideband waveform distortion and compensation techniques", *IEEE International Radar Conference*, 1991.

[2] Dietmar, Pilz, Peter Feldle, "RF-payload for terra-SAR-X", *GeMiC*, pp. 140-143, Apr. 2005.

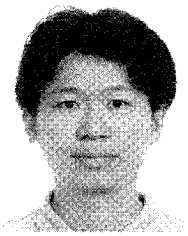
[3] F. Caltagirone, P. Spera, G. Manoni, and L. Bianchi, "COSMO-SkyMed Mission overview", *RTO-MP-61 Space-Based Observation Technology*, pp. 14-1-14-9, Oct. 2000.

[4] James A. Scheer, James L. Kurtz, *Coherent Radar Performance Estimation*, Artech House, 1993.

[5] S. Y. Kim, N. H. Myung, "Wideband linear frequency modulated waveform compensation using system predistortion and phase coefficients extraction method", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, pp. 808-810, Nov. 2007.

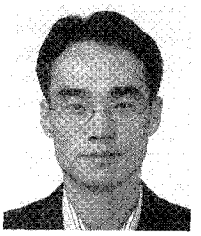
[6] 성진봉, 김세영, 이종환, 전병태, "임펄스 응답 성능 향상을 위한 광대역 영상 레이다 오차 해석 및 보정 기법 연구", 대한전자공학회 하계종합학술대회, 32(1), pp. 36-37, 2009년 7월.

김 세 영



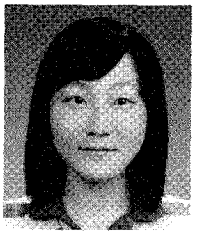
1991년 2월: 단국대학교 전자전기공학부 (공학사)
1993년 2월: 단국대학교 전자전기공학과 (공학석사)
1993년 3월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
2010년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
[주 관심분야] 레이더 및 영상 레이더 초고주파 시스템 등

이 종 환



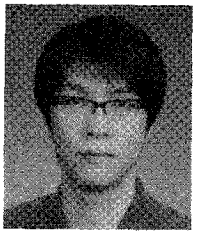
1998년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2000년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2005년 1월~2006년 10월: (주)삼성탈레스 책임연구원
2006년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학박사)
2006년 10월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
[주 관심분야] 초고주파 회로 및 시스템

성 진 봉



1998년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2000년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2001년~2006년 12월: 한국전자통신연구원 연구원
2007년 3월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
[주 관심분야] 초고주파 회로 및 시스템 등

이 동 우



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2005년 2월: 포항공과대학교 전자공학과 (공학석사)
2005년 2월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
[주 관심분야] 영상레이다 안테나 설계