

論文 2003-40TC-1-1

고해상도 영상 레이다의 광대역 칩 신호 파형 설계

(Wideband Chirp Waveform Design for High Range Resolution Radar Imaging)

郭 潑 吉 * , 趙 昊 新 *

(Young-Kil Kwag and Ho-Shin Cho)

요 약

영상 레이다에서 정밀 표적 식별을 위한 초고해상도 능력은 매우 중요하다. 본 논문에서는 영상 레이다의 거리 분해능을 획기적으로 향상시키는 방법으로서 송신 펄스의 단위 칩(Chirp) 변조 파형을 모듈방식으로 확장하여 광대역의 송신 파형을 얻을 수 있는 초고해상도 레이다 칩 파형 설계 기법에 대하여 논한다. 먼저 디지털 칩 신호발생 원리와 광대역 칩 신호 파형을 얻기 위한 신호대역 연결 및 분리 기법을 제시한다. 그리고 영상 레이다의 거리 해상도 성능분석을 위하여 발생시킨 광대역 신호 파형 발생과 복원과정을 시뮬레이션을 통하여 성능 결과를 제시한다.

Abstract

A recent technology trends in synthetic aperture radar(SAR) requires the ultra high resolution performance in detecting and precisely identifying the targets. In this paper, as a technique for enhancing the radar range resolution, the wideband chirp connection algorithm is presented by stitching the several chirp modules with unit bandwidth based on the linear frequency modulated chirp signal waveform. The principles of the digital chirp signal generation and its architecture for implementation is briefly described, and the wideband chirp signal generator, modulator, and demodulator are designed. The performance analysis for the presented algorithm is given with the simulation results.

Keywords : synthetic aperture radar, frequency modulated chirp waveform, high range resolution

I. 서 론

최근 위성탐재 및 항공기 탐재 영상 레이다(SAR) 기술이 지속적으로 발전하면서, 초고해상도의 소형 SAR 센서의 필요성이 날로 증가하고 있다. 영상 레이다는 탐지거리에 무관하게 고해상도의 영상을 얻을 수 있는 특징이 있기 때문에 광범위한 영역의 원격탐사 및 군사목

적의 표적탐지 식별에 많이 사용되고 있다. 최근 영상 레이다 기술발전 추세는 초고해상도 기술을 비롯하여, 다중 주파수 (Multi-Frequency), 다중편파 (Multi-Polarization), 실시간 온 보드 처리 (Real Time On-Board Processing), 다중 모드 (Multi-Mode), 및 3차원 입체 영상(Interferometry & Stereo) 기술 등이 요구되고 있다. 특히, 정밀 표적 식별을 위해서는 영상 레이다의 해상도향상이 필수적이기 때문에 이에 대한 기술적인 요구가 급속히 증가하고 있다. 종래의 ERS 1 2와 RadarSat-1 과 같은 상용 위성 SAR의 최대 해상도 범

* 正會員, 韓國航空大學校 電子情報通信컴퓨터工學部
(Hankuk Aviation University, School of Electronics,
Telecomm. and Computer Eng.,)
接受日字:2002年7月23日, 수정완료일:2002年12月12日

위는 10m-30m 정도로서 기존의 선형 주파수 변조 방식으로 수 MHz 정도의 대역폭을 갖는 단일 칩 신호를 사용하여도 충분하였다. 그러나, 최근에 개발하고 있는 RadarSat-II의 해상도는 3m 정도의 고해상도이며, 저고도 항공기나 무인항공기에 탑재하는 SAR 센서의 거리 해상도는 수십 Cm 단위로 성능이 급속도로 향상되고 있다. 따라서, 이러한 해상도 증가는 레이다의 펄스 대역폭의 범위가 50MHz에서 100-300MHz 정도로 초광대역의 기술을 요구하고 있다. 이러한 초광대역(Ultra Wide Band) 신호 생성은 초고해상도의 항공기 및 무인항공기 탑재 SAR 등 레이다 분야는 물론, 최근 이동무선 통신에서 채널 모델링이나 근거리 무선이동 통신분야로 응용범위가 넓어지고 있다^[1].

영상 레이다의 해상도는 거리해상도와 방위해상도로 구분된다. 방위해상도는 안테나의 빔 폭에 의해 결정되는 성분으로서, 안테나의 합성적인 길이를 길게 하여 신호 적분시간을 길게 만들어 줌으로서 도플러 해상도를 높일 수 있다. 그러나, 거리 해상도 향상을 위해서는 물리적으로 송신 펄스의 대역폭을 넓게 만들어 주어야 한다. 광대역을 이용하여 레이다 거리 해상도를 얻는 방법으로 Linear Frequency Sweep방법과 Band Span Waveform 방법^[2] 등이 있다. Linear Frequency Sweep 방법은 선형 제어 전압을 이용한 선형 주파수 발생 방법을 이용하여 거리 추적 모드에서 광대역 파형으로 사용되나 반사신호를 압축하는 어려움 때문에 응용분야가 제한된다. Linear Frequency Sweep 방법은 광대역 스펙트럼 확장을 위하여 레이다의 송신 Sub-band를 코히어런트하게 다수의 Sub-Carrier로 묶어서 전체 밴드 폭을 넓게 만드는 기법으로 단일 채널로 고해상도를 얻는 방법에 비하여 구현이 간단한 장점이 있다. 그러나, Sub-Band가 인접하지 않은 경우 거리 모호성을 야기하는 문제점이 있다. 이들 방법은 이론적으로 제시되었지만 하드웨어 구현상 실제 직접 파형 발생 송수신부에서 매우 넓은 기본 스펙트럼을 발생시키고 복원시켜야 하므로 아직 부품소자들의 대역폭 제한이나 왜곡의 영향이 매우 커서 원하는 스펙트럼 밴드를 넓게 구현하는데 어려움이 있다.

본 논문에서는 영상 레이다의 거리방향 해상도를 획기적으로 증가시키는 방법으로서 물리적인 송수신기의 대역폭을 증가시키지 않고 단위 선형 FM 변조의 Chirp 대역을 원하는 해상도에 따라 모듈 단위로 연결하여 광대역으로 확장할 수 있는 칩 스티칭 기법을 제시한다.

이 방법은 이론적으로 제안된 기법^[3]을 하드웨어 구현을 위한 신호-발생 및 복조 방법을 제시하고, 시뮬레이션을 통한 성능 분석결과를 제시한다.

II. 광대역 칩 신호 발생

1. 칩 신호 기본 모델

펄스 압축을 사용하는 영상 레이다에서 선형변조 FM 신호를 칩(Chirp) 신호라고 하며, 거리 방향 해상도를 결정하는 압축펄스의 폭은 칩 대역폭과 역의 관계에 있다. SAR의 거리 해상도 δ_r 는 식 (1)과 같이 주어진다.

$$\delta_r = \frac{c}{2B \sin \theta_i} \theta \quad (1)$$

여기서 B는 펄스 대역폭, c는 빛의 속도, θ 는 빔의 지면 입사각이다. 거리방향 고해상도를 향상시키면서 장거리 탐지를 위한 평균 전력을 유지하는 기법으로 펄스 확장/압축 방식을 사용하며, 디지털 선형 주파수 변조된 펄스를 발생시킨다. 선형 주파수 변조 칩 신호(Linear FM Chirp)는 식 (2)와 같이 주어진다^[3].

$$s(t) = \exp[j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)] \quad (2)$$

여기서 f_0 는 중심주파수, k는 입력 펄스 폭 T와 대역폭 B의 비를 나타내는 지수로서 $k=B/T$ 로 주어진다. 이론적으로 광대역의 칩 펄스를 만들기 위해서는 대역폭이 B인 여러 개의 단위 칩 신호 모듈을 여러 개 연결하여 원하는 확장 대역폭을 만들 수 있다. <그림 1>에서 예시된 바와 같이 광대역 칩 신호를 만들기 위해 2개의 단위 칩 모듈을 연결하여 구성할 수 있다. 여기서 최대

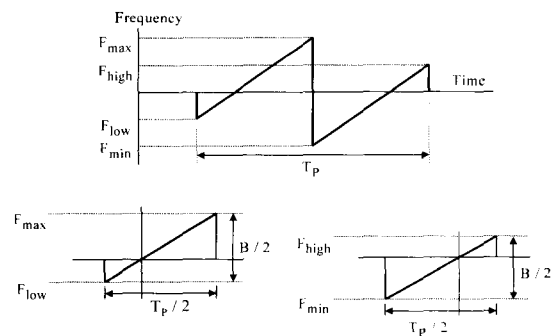


그림 1. 광대역 칩 신호 모델
Fig. 1. Wideband chirp signal model.

주파수 $F_{\max 0}=B/2$, 최저 주파수 $F_{\min 0}=-B/2$, 신호 샘플링 주기 $T_s 0=1/2B$ 이다.

여기서, 샘플 구간 $0 \leq n \leq \frac{T_p}{2T_s} 0$ 에서 I/Q 칩 신호의 위상을 수식적으로 유도하여 표시하면 식 (3)과 같다.

$$\psi(t) = \pi \frac{B}{T_p} (t + \frac{T_p}{B} F_{\max} - \frac{T_p}{2})^2 0 \quad (3)$$

또한, 샘플 구간 $\frac{T_p}{2T_s} \leq n \leq \frac{T_p}{T_s} 0$ 에서 I/Q 신호 위상은 식 (4)로 주어진다.

$$\psi(t) = \pi \frac{B}{T_p} (t + \frac{T_p}{B} F_{\min})^2 0 \quad (4)$$

2. 칩 신호 주파수 연결

<그림 1>에서 2개의 단위 칩을 이용하여 발생시킨 선형 주파수 변조 파형을 이용하여 광대역 파형 신호로 확장하는 방법을 <그림 2>에 도시하였다. 기본적인 2개의 단위 칩 신호를 연결시키기 위하여 먼저 기저 대역에서 나오는 디지털 칩 신호를 I/Q 신호로 나누어 중간 주파수 f_{10} 로 상향 변조시키면 기본 칩 신호는 기저대역에서 f_1 주파수만큼 편이가 일어난다. 같은 방법으로 칩 변조기를 통과하여 나온 신호를 믹서를 통하여 f_2 주파수로 상향 변조시킨다. 이때 2단으로 구성된 기본 칩 신호는 f_2 주파수만큼 편이가 일어난다. 2단으로 구성된 단위 칩 신호를 하나의 광대역 선형 칩 신호로 연결시키기 위하여 Frequency Switch를 이용한다. Frequency Switch에 사용하는 믹서 입력으로 <그림 2>에서 보는 바와 같이 첫 번째 칩 펄스 시간과 두 번째 칩 펄스 시간 동안 각각 다른 두 개의 국부 주파수 발생기 L_1 및 L_2 신호를 이용하여 각 펄스를 상향 주파수 편이가 일어나도록 만들어 준다¹¹⁾. 이렇게 함으로서 결과적으로 두 개의 기본 칩 펄스를 선형적으로 연결하여 하나의 넓은 칩 펄스를 만들 수 있다. 이론적으로 단일 대역 칩 신호 모듈을 필요에 따라 두 개 이상 연결하면 원하는 광대역의 확장된 밴드 폭을 갖는 칩 신호 펄스를 발생시킬 수 있다.

3. 칩 신호 분리 복조

<그림 3>에 칩 신호 기저대역 수신채널 기능도 와 수신채널 주파수 분리(Segmentation) 원리를 도시하였다. 칩 연결 기법을 이용하여 발생시킨 광대역 송신 칩

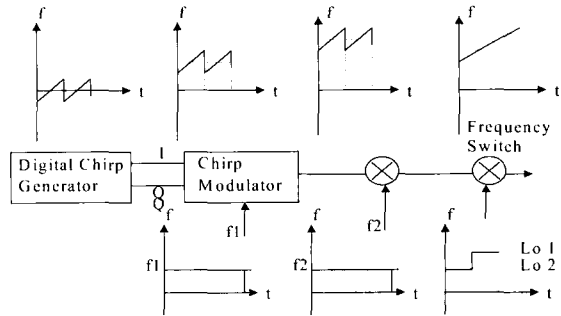


그림 2. 광대역 신호 연결과정
Fig. 2. Wideband chirp stitching process.

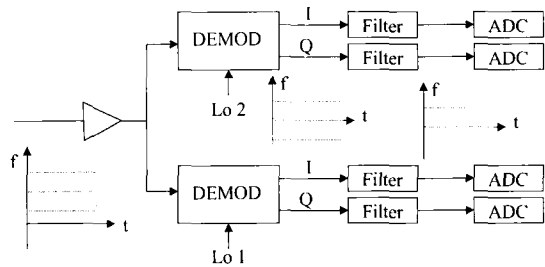


그림 3. 광대역 칩 신호 분리과정
Fig. 3. Wideband chirp segmentation process.

펄스를 수신하여 두 개의 단위 칩 펄스로 하향 변조, 분리하기 위해서는 송신할 때 사용한 국부 발진기 주파수 L_{01} 과 L_{02} 를 이용하여야 한다. 그림에서 보는 바와 같이 중간 주파수단을 통하여 I/Q 복조기로 들어오는 칩 신호의 주파수는 송신할 때 사용한 주파수 밴드를 유지하고 있다. 따라서, Chirp 연결기법으로 만들어진 두 펄스 주파수 대역을 분리시켜야 원래의 칩 신호로 복원된다. 따라서, 이 때 두 펄스를 연결할 때 사용한 Local Oscillator 신호 L_{01} , L_{02} 를 이용하여 하향 변조시키면 두 펄스가 각각 송신 펄스 파형과 동일하게 기저대역으로 복조된다¹¹⁾. 그리고 칩 신호에 변조되어 온 반향 신호는 저주파 필터를 통과하여 디지털화하기 위하여 A/D변환기로 보낸다.

4. 칩 파형 발생장치 구조

광대역 칩 신호 발생장치는 디지털 칩 발생기(DCG), 수신복조기, 주파수 상향 변환기와 스위치, 주파수 하향 변환기 및 기준시간 발생과 제어 프로세서로 등으로 구성된다¹²⁾. <그림 4>에서 보는 바와 같이 동작원리는 컴퓨터에 내장된 소프트웨어를 이용하여 연속적인 두 개의 칩 파형 디지털 데이터를 DCG 모듈에 입력하고 이 파형을 상향 주파수 변이 시킬 때 두 펄스 파형을 연결

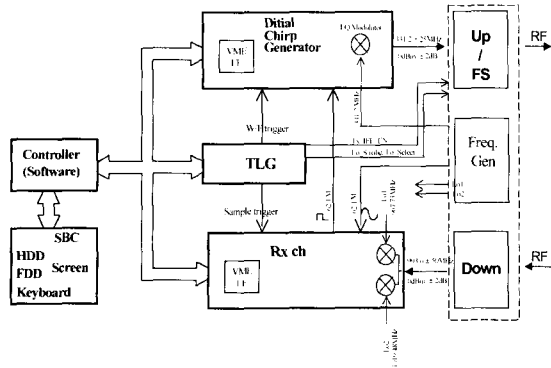


그림 4. 디지털 칩 신호발생 장치
Fig. 4. Digital chirp signal generator.

하면 광대역 고주파 신호가 출력으로 발생된다. 발생된 광대역 파형을 수신채널에 입력시키면 기저대역으로 하향 주파수 변이되고 이 신호를 디지털 신호로 변환하여 소프트웨어를 이용하여 압축 프로세서를 통과하면 한 개의 영상시험 표적에서 반사된 임펄스 응답특성(IRF)을 얻을 수 있다. 전체 동기 신호는 Time Line Generator(TLG)모듈에서 만들어내며, DCG 모듈에 파형 발생 신호를 제공하고, 수신채널에는 샘플시작 신호를 각각 동기시켜 준다. Bus는 VME-Bus를 사용하여 컴퓨터와 각 모듈사이 데이터 및 어드레스를 주고받는다.

III. 시뮬레이션 및 성능분석

1. 시뮬레이션 구성

고해상도 영상획득에 필요한 광대역의 레이더 신호를 얻기 위하여 칩 신호를 발생시켜 스티칭할 수 있는 성능 예측 시뮬레이션을 수행하였다. 본 연구에서는 고해상도 거리 분해능을 구현하기 위하여 위성탐재 영상 레이더 시스템에서 요구하는 성능 조건들을 적용하였다^[6]. 한 펄스의 최대 대역폭이 50MHz인 두 개 펄스를 연결하여 100MHz까지 얻을 수 있는 신호 파형 발생장치 및 수신 복조 장치 설계에 대하여 성능을 분석하였다. 시뮬레이션에 사용한 I/Q 변조기는 기저대역 선형주파수 변조 신호를 SSB 방식을 이용하여 344.64MHz로 변조하였고, 3m의 거리 방향 고해상도를 얻기 위하여 85MHz의 확장 대역폭이 요구되므로 42.5 MHz의 단위 칩 모듈 2개를 연결하도록 하였다. 시뮬레이션에서 특히 관심을 가진 최종 성능 파라미터는 시스템의 임펄스 응답 특성(IRF)로서, 여기서는 두개의 칩 파형을 광대역으로

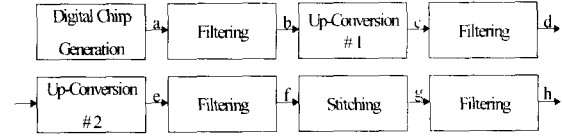


그림 5. 칩 신호 송신부 기능도
Fig. 5. Chirp signal modulation-stitching.

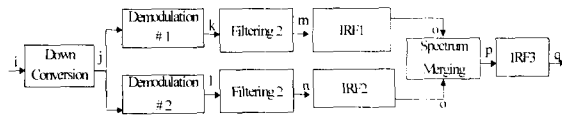


그림 6. 칩 신호 수신부 기능도
Fig. 6. Chirp signal demodulation-segmentation.

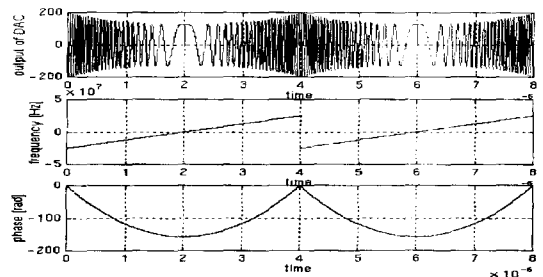


그림 7. 생성된 칩 신호 파형
Fig. 7. Generated chirp signal waveform.

연결했을 때 거리 해상도 성능을 결정하는 주빔 퍼짐 현상에 대하여 분석하였다. 시뮬레이션을 위한 칩 신호 발생과 수신 기능도는 <그림 5, 6>에 도시되어 있으며, 각 블록의 출력단자는 편의상 테스트 포인트의 번호를 부여하여 각각의 신호파형을 측정, 확인하였다.

2. 칩 신호 생성

광대역 칩 신호 수식을 이용하여 두 개의 50MHz 단위 칩신호를 만들었다. <그림 5>의 테스트 포인트 "a"에서 신호의 출력전압을 <그림 7>에 보이고 있다. 진폭이 일정하지 않은 것은 신호 크기에 Pre-Distortion를 적용하였기 때문이다. 아날로그 신호를 디지털 신호형태로 변환하는 과정에서 신호의 대역 끝 부분에서는 에너지가 중심주파수에 비해 작아지며 이는 성능의 저하로 나타난다. 이를 상쇄시키기 위하여 칩 신호의 크기에 역싱크(Inverse Sinc)함수를 곱하여 이를 미리 보상해 준다. DCG에서는 복소함수의 칩 신호를 모델링한 후 DAC에 의한 효과를 나타내기 위하여 DAC를 모델링하였다. <그림 8>에서 보는 바와 같이 DAC 과정에서 저지대역인 (Sidelobe)이 상당히 커짐을 알 수 있다. 이

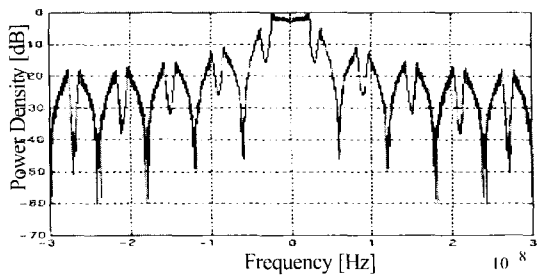


그림 8. 합성된 칩 신호 스펙트럼
Fig. 8. Stitched chirp signal spectrum.

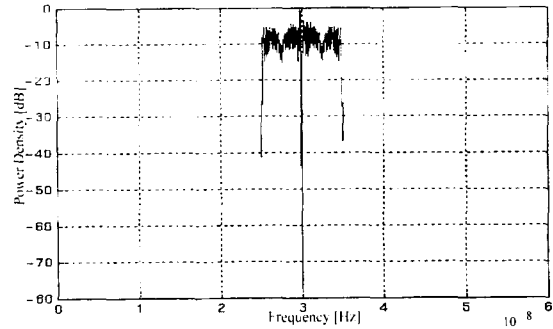


그림 11. 연결된 광대역 칩 주파수 스펙트럼
Fig. 11. Stitched wideband chirp signal spectrum.

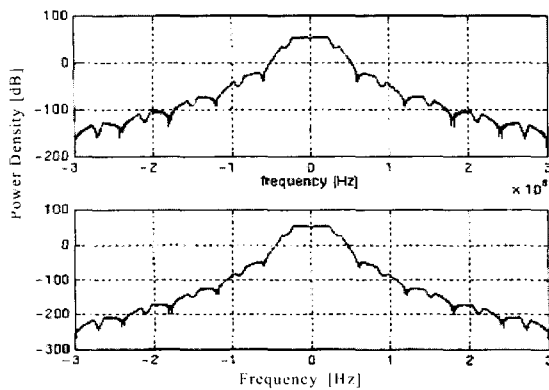


그림 9. 상향 변환 필터링 된 칩 스펙트럼
Fig. 9. Up-converted chirp signal spectrum.

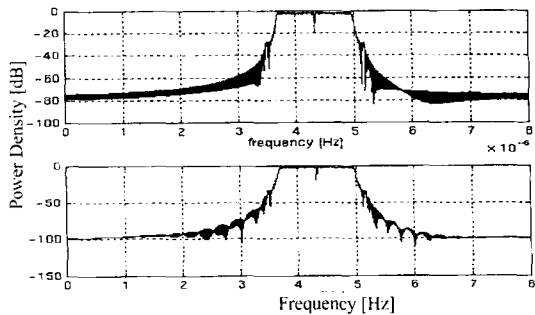


그림 10. 광대역 칩 신호 필터링 스펙트럼
Fig. 10. Filtered wideband chirp signal spectrum.

를 감쇄시키기 위해서는 보다 높은 주파수로 양자화가 요구되나, 이는 시스템의 처리속도 및 하드웨어에 의하여 제한되므로 저지대역의 감쇄를 위하여 필터를 사용하였다.

3. 주파수 상향 변조

스푸리어스(spurious) 신호를 제거하기 위하여 DAC 출력신호에 4차 버터워스(Butterworth) 필터를 적용하였다. 필터의 영향으로 인하여 스푸리어스 신호가 많이 감

쇄되었으나 아직도 상당한 크기의 최대 저지대역(Sidelobe)이 있음을 알 수 있다. <그림 9>에는 상향 주파수 변환된 필터링 결과가 나타나 있다. 위의 그림은 테스트 포인트 'd'점에서, 아래 그림은 'f'에서 각각 측정된 스펙트럼이다. 이 그림에서 보는 바와 같이 필터링에 의하여 저지대역의 감쇄 효과는 얻을 수 있으나 통과대역(Mainlobe)에도 필터특성에 의한 왜곡이 생김을 알 수 있다.

4. 칩 파형 연결

<그림 10>에 시간영역에서 칩 스티칭 및 필터링 신호에 대한 주파수 응답이 나타나 있다. 위 그림은 필터링하기 이전의 파형이며 아래 그림은 필터링 후의 신호이다. 이 경우에도 4차의 버터워스 필터가 적용되었다. 본 시뮬레이션에서 사용한 스티칭 시간 간격은 50ns으로 현실적으로 큰 어려움없이 구현이 가능하며 여러 값을 변화시켜 본 결과 약 100ns까지도 성능에 큰 영향을 끼치지 않음을 확인하였다. 약 20ns정도까지도 시간을 줄일 수도 있지만 비용 효과 면에서 50ns정도에서 적용할 수 있음을 보였다.

5. 주파수 하향 복조

수신 단에서 광대역 신호를 처리하기 위해서는 100MHz정도의 광대역 신호를 실시간으로 처리하는 하드웨어가 필요하지만, 본 칩 연결 합성 방법에서는 광대역 신호를 분할하여 각각의 신호를 처리하는 방법으로 구현하였다. 본 시뮬레이션에서는 송신 단에서 만들어지는 방법과 대칭적으로 역 방법을 이용하여 수신된 100MHz신호를 각각 50MHz로 나누어 분리하는 방법을 사용하였다. 우선 초고주파대역으로 수신된 신호를 중간 주파수(IF) 대역으로 하향 주파수 전환시킨 뒤 필터를 이용하여 주파수 대역에서 50MHz씩 분할하였다. 이때

는 리플(ripple) 특성이 좋지 못하지만 컷-오프 특성이 우수한 4차 Elliptic 필터가 사용되었다. <그림 11>은 50MHz로 나눈 칩 신호를 합성한 100MHz 주파수 스펙트럼을 보이고 있다. 필터 특성으로 스펙트럼 중심과 대역 내에 리플이 존재함을 볼 수 있다.

IV. 종합 성능

일반적으로 영상 레이더의 분해능 성능을 측정하는 지수로서 임펄스 응답함수(IRF)를 사용한다. 본 시뮬레이션에서는 각 50MHz의 신호에서 IRF를 얻은 후 이를 주파수 영역에서 합쳐 100MHz 신호를 만들고 역 푸리에 변환을 통하여 최종 IRF를 계산한다. IRF에 사용되는 기준(Replica) 신호는 <그림 6>의 'm' 및 'n' 테스트 포인트에서 얻은 50MHz 신호를 이용한다. <그림 12>는 저지대역(Sidelobe) 크기를 줄일 목적으로 0.72 계수의 해밍 윈도우를 적용한 경우와 윈도우 함수를 취하지 않은 이상적인 경우와 결과를 비교하였다. 해밍 계수 0.72를 사용하였을 경우 통과대역(Mainlobe)은 22.7% 증가되며 PSL (Peak Sidelobe Level)은 -19dB로 감소되며, 0.75일 경우 18.2%, -18dB, 0.60일 경우에는 32.0%, -22dB의 성능을 나타낸다. 여기서, 이상적인 100MHz 광대역 신호의 경우 해밍 윈도우 0.72를 취했을 경우 15%의 통과대역(Mainlobe) 증가 및 윈도우를 취하지 않았을 경우의 -13dB 보다 적은 -23dB의 PSL을 나타낸다. 따라서, 해밍 윈도우 계수 0.72일 때 칩 연결 방법에 의한 성능 감소는 약 7.7%의 통과대역 폭 증가 및 4dB의 PSL 증가를 유발함을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

종합적으로, 시뮬레이션 결과로부터 광대역 신호를 위

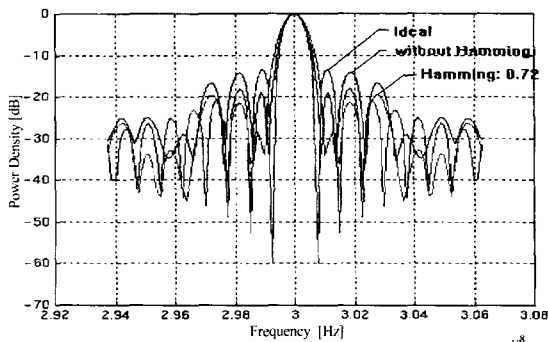


그림 12. 광대역 칩 신호 IRF 성능비교
Fig. 12. IRF Performance of wideband chirp signal.

한 칩 스티칭 기법으로 거리 해상도를 향상시킬 수 있다는 것을 확인하였다. 특히 필터의 영향에 따라 신호의 특성이 많이 변화되므로 필터의 설계 및 구현이 중요하며, IRF의 부엽이 상당히 높은 값으로 나타나므로 윈도우 함수를 사용하는 것은 필수적이다. 그러나 이에 따라 주엽의 폭이 증가하게되어 해상도의 저하를 감수해야하는 문제를 고려해야한다. 또한, 본 시뮬레이션은 하드웨어 제작시 발생하는 여러 요인들이 고려되지 않았기 때문에, 실제로 구현시에 시뮬레이션 성능결과 보다 주엽 폭 및 PSL의 증가가 더 있을 것으로 예상된다. 따라서 실제 구현 경우에는 이러한 요인들을 고려하여 계산에 의한 필요 대역폭보다 더 넓은 칩 신호를 사용하여야 할 것이다.

V. 결론

본 논문에서는 고해상도 거리 분해능을 얻기 위한 광대역 칩 신호 발생 기법을 제시하고, 시뮬레이션을 통하여 성능을 확인하였다. 디지털 칩 신호의 수학적 모델을 이용하여 칩 신호를 발생시키고 상향 주파수 변조과정에서 주파수 스위칭을 이용하여 광대역 주파수를 얻는 방법과 수신 복조시에 단위 칩 신호 모듈로 주파수를 분리하는 방법과 설계 구조를 제시하였다. 시뮬레이션에서는 3m 정도의 거리해상도를 얻기 위하여 50MHz의 단위 칩 신호 모듈을 2개 연결하여 100MHz의 광대역 칩 신호를 생성하고, 분리하는 과정을 설명하고 각 처리 단위별로 성능을 측정하고 분석 결과를 제시하였다. 본 시뮬레이션을 통하여 임펄스 응답특성을 분석한 결과, 칩 파형의 연결방식으로 7.7% 정도의 주엽폭 증가와 4dB의 PSL 증가의 영향이 있음을 확인하였다. 따라서, 실제 구현시에는 하드웨어의 여러 요인들을 고려하여 계산상 필요 대역폭보다 더 넓은 칩 신호를 사용하는 것이 바람직하다. 이러한 광대역 신호 발생 기법은 향후 초고해상도의 항공기 및 무인기 탑재 영상 레이더는 물론, 이동무선통신에서 수요가 증가하고 있는 광대역 통신에도 응용효과가 클 것으로 기대한다.

참고 문헌

- [1] S. Salous et al., "Digital Technique for Mobile Radio Chirp Sounder", IEE Proc. Comm., Vol.145, No.3, June 1998.

- [2] R. Nitzberg, Radar Signal Processing and Adaptive System, Artech House, 1999.
- [3] M. Smith, Chirp Definition, Report No. 3955-DL010-RQD, MMS-UK, 1998.
- [4] A. Austin, Simulation of Chirp Stitching and Segmentation, Report No. 3955-DL014-TNO, MMS-UK, 1998.
- [5] 광영길 외, 위성탑재 영상 레이다 설계연구, KTRC-517-991067, 국방과학연구소 보고서, 1999. 12.
- [6] Y. Kwag, "Spaceborne X-Band Small SAR System Model Design and Its Imaging Performance Characteristics." IEEE Geoscience & Remote Sensing Symposium Proceeding, Session No. B5, Sydney, Australia, July 9-13, 2001.

저 자 소 개



郭 滌 吉(正會員)

1976년 2월 : 한국항공대학교 항공통신공학과 학사(B.S). 1981년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 석사(M.S). 1987년 6월 : 미국 오하이오 대학교 전기전자공학과 박사(Ph.D). 1976년 3월~2001년 3월 : 국방과학연구소 책임연구원, 레이다/신호처리/위성 영상 레이다(SAR) 연구실장. 1992년 3월~1993년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 겸임교수. 1997년 3월~1999년 2월 : 영국 Matra Marconi Space 근무, 위성 SAR Program Manager. 2001년 3월~현재 : 한국항공대학교 전자 정보통신 컴퓨터공학부 교수. 2001년 7월~현재 : 한국항공대학교 부설 항공전자연구소 소장. <주 관심분야 : Radar and Adaptive Signal Processing, Spaceborne SAR system and Image Processing Space-Time Adaptive Processing, Aeronautical Communications and Surveillance Data Link, Avionics-CNS/ATM, DSP applications to Radar and Communications.>



趙 昊 新(正會員)

1992년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사. 1994년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사. 1999년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사. 1999년 3월~2001년 2월 : 한국전자통신연구원 IMT-2000 개발본부 선임연구원. 2001년 3월~현재 : 한국항공대학교 전자정보통신컴퓨터공학부 전임강사