

# 위성탐재 고해상도 합성개구레이더용 광대역 신호 획득을 위한 칩 스티칭 기술 연구

정희원 권오주\*, 가민호\*, 하영호\*\*

## Chirp Stitching Technique for Wideband Signals of the Spaceborne High Resolution Synthetic Aperture Radar

Oh-Ju Kwon\*, Min-Ho Ka\*, Heong-Ho Ha\*\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 최소의 하드웨어 요구사항으로 위성탐재용 고해상도 SAR의 광대역 신호 생성 및 처리를 위한 칩 스티칭(Chirp Stitching) 알고리즘과 이의 구현에 적합한 송·수신 부를 제안한다. 송신 부는 두 개의 협대역 신호를 발생한 후 스티칭 기법을 사용, 협대역보다 두 배의 주파수 대역폭을 갖는 광대역 신호를 생성하며 수신 부는 광대역 신호 처리에 요구되는 데이터 고속처리의 어려움을 해결하기 위하여 송신 부에서 이루어진 방법의 역으로 처리하는 방법, 즉 광대역 신호를 두 개의 협대역 신호로 분리하여 저속으로 데이터를 처리하는 세그멘테이션 방법을 적용한다. 시뮬레이션을 통하여 100 MHz의 대역폭을 갖는 신호를 생성, 처리하였고 성능을 평가함으로써 제안된 칩 스티칭 알고리즘 및 송·수신부의 타당성을 입증하였다.

### ABSTRACT

In this paper, we suggested the chirp stitching algorithm and transmitter/receiver channel to a spaceborne high resolution SAR which enables wideband signal generation and processing with minimum hardware requirement. The transmitter channel generates two sub-band signals and then generate a wideband signal using chirp stitching algorithm, and the receiver channel divides a wideband signal into two sub-band signals in order to overcome the high speed data handling capability of this spaceborne systems. We generated and processed a 100 MHz wideband signal, evaluated the performance and verified the feasibility of the application of this chirp stitching algorithm and transmitter/receiver channel to spaceborne high resolution SAR.

### 1. 서론

현재 전세계적으로 원격탐사 영상정보에 대한 수요가 증가함에 따라 다양한 센서를 이용한 정보획득 노력이 진행 중에 있으며 광역 및 접근권 관련 지역에 대한 영상정보획득을 목적으로 인공위성을 이용한 원격탐사기술이 폭넓게 활용되고 있다.

여러 종류의 원격탐사 센서 중에서 SAR는 관심 대상 지역 및 물체를 향하여 전자파를 송신한 후

반사되어 되돌아오는 신호를 수신하고 이를 처리하여 영상을 획득하는데 수동센서인 광학센서 등과는 달리 비, 안개, 눈 및 구름 등의 기상조건이나 주야 일조조건에 제한을 받지 않고 항상 영상을 획득할 수 있는 전천후 특성과 함께 대상물체에 따른 다양한 전자파 반사특성으로 인하여 지구 및 우주탐사, 환경문제, 자원탐사, 지형, 표적정찰, 조기경보수단 등의 매우 다양한 분야에 널리 활용되고 있다<sup>[1]</sup>.

SAR의 주요 시스템 변수들 중에서 해상도는 시

\* 국방과학연구소 위성통신 연구실(koj@sunam.kreonet.re.kr),

\*\* 경북대학교 전자전기공학부

논문번호 : 00102-0317, 접수일자 : 2000년 3월 10일

스텝의 성능 및 특징을 대표적으로 나타내는 요소 중 하나이다. 고해상도 요구사항은 정밀 지도제작, 목표물 탐지와 인식 및 기타 응용에 있어 필수적이다. 지표면(대륙 및 해양)에서 반사되어 수신된 레이더 신호를 합성하여 영상을 생성하는 SAR 위성의 진행방향 해상도(azimuth resolution)는 수신신호의 도플러 주파수 합성 량에 의해 결정되고, 거리방향 해상도(range resolution)는 레이더 신호의 주파수 대역폭에 의해 결정된다<sup>2)</sup>.

고해상도에 필요한 광 대역 신호 구현에 있어 위성탑재 SAR는 열악한 동작환경으로 인하여 항공기 및 무인항공기(UAV : Unmanned Aerial Vehicle) 등에서 사용되는 방법을 적용하기가 매우 어렵다. 본 논문에서는 이의 해결방법으로 최소한의 하드웨어로써 광 대역 신호를 얻을 수 있는 칩 스티칭 알고리즘 및 이의 구현에 적합한 송·수신 부를 제안하고 시뮬레이션을 통하여 성능을 평가함으로써 이 기술이 거리방향 고해상도를 요구하는 위성탑재 SAR에 적용될 수 있음을 확인하였다.

## II. SAR 거리해상도 및 송신신호

SAR에서 거리방향의 지표면(육지 및 해양) 해상도  $\Delta y$ 는 정합필터를 사용할 경우 다음과 같이 표현된다<sup>3)</sup>.

$$\Delta y = C/(2B\sin\theta) \quad (1)$$

여기서 C는 빛의 속도,  $\theta$ 는 직하방향으로부터의 안테나 빔(beam) 입사각, B는 레이더 송신신호의 주파수 대역폭이다. 식(1)에 따르면 해상도 향상을 위하여 신호의 대역폭을 증가시켜야 한다. 즉, 거리방향 고해상도 SAR에는 광대역신호가 요구된다.

SAR에서 사용되는 송신신호는 크게 변조하지 않은 짧은 펄스, 위상변조 및 주파수변조신호 등이 사용되는데 임무 및 요구사항에 따라 장단점을 갖는다. 변조하지 않은 짧은 펄스신호(simple pulse)는 영상의 질을 평가하는 임펄스 응답함수(IRF : Impulse Response Function)에서 부엽(sidelobe)이 생기지 않으므로 가장 좋은 질의 영상을 얻을 수 있고 응답시간 또는 처리시간이 짧다는 장점이 있으나 해상도가 신호의 펄스 폭에 의존하므로 해상도를 높이기 위해서는 펄스 폭이 짧아야 한다. 따라서 충분한 신호 대 잡음비(SNR)를 얻기 위해서는 송수신기의 전력 요구사항이 높아지고 하드웨어상의 특별한 기술이 요구된다. 러시아의 KOSMOS-1870

및 ALMAZ-1A 등에서 이 신호가 사용되었다<sup>4)</sup>.

위상변조 방법은 주파수변조 방식에 비해 상대적으로 임펄스 응답함수의 부엽을 상당히 감소시킬 수 있으므로 고해상도의 영상을 얻을 수 있으나 대상물의 도플러 주파수 변화에 민감하며 광 대역 신호 생성이 상대적으로 어렵다<sup>5)</sup>. 우주정거장 MIR의 PRIRODA 탐사모듈에 설치된 TRAVERSE 등에서 사용되고 있다.

주파수변조방식은 위의 두 가지 방법에 비하여 임펄스 응답함수의 질이 떨어지나 광 대역신호 구현이 상대적으로 용이하다는 장점이 있다<sup>6)</sup>. 일반적으로 가장 널리 사용되고 있으며 특히 유럽국가의 시스템에는 대부분 이 신호가 사용되고 있다.

본 논문에서는 세 번째 방법인 주파수변조신호(칩 : chirp)에 대하여 현재 위성시스템에서 구현 가능한 대역폭 50 MHz신호 두 개를 디지털 방법(DCG: Digital Chirp Generation)으로 생성한 후 스티칭(stitching) 기법을 사용하여 100 MHz신호를 생성하고 수신 단에서는 역으로 이를 다시 두 개의 50 MHz신호로 분리하여 각각 처리함으로써 상대적으로 저속으로 동작하는 하드웨어를 이용하여 광 대역의 신호를 처리하는 방법을 제안한다. DCG는 하드웨어 구성이 단순하고 송신신호의 파형이 전적으로 소프트웨어에 의하여 생성되기 때문에 임의의 파형을 갖는 모든 종류의 신호를 발생시킬 수 있으며 신호왜곡에 대한 보상을 소프트웨어로 사전 보상 할 수 있다는 등의 장점이 있다<sup>7)</sup>. DCG는 칩 신호 파형 데이터 저장용 메모리, DAC (Digital-to-Analog Converter) 및 필터로 구성되며 메모리 용량은 펄스반복주기(PRF : Pulse Repetition Freq.)와 표본화 주파수(sampling freq.)에 의해 결정된다. 칩 신호 생성을 위해서는 파형을 수학적으로 표현하여 양자화 된 디지털 데이터를 구한다. 본 논문에서는 하나의 칩 신호가 최대 50 MHz 대역폭을 갖는 신호 두 개를 생성한 후 스티칭 기법을 적용하여 최대 100 MHz 대역폭을 갖는 광 대역 신호를 생성하므로 50 MHz이하를 협 대역, 그 이상에서 100 MHz 까지를 광 대역으로 구분한다.

## III. 송신부

송신 부는 동작 주파수에 따라 DCG, 변조기(MOD : modulator) 및 필터로 구성되는 기저대역의 BBE(Base Band Equipment) 와 주파수상향기(UC : Up-Converter), 필터 및 스티칭 스위치

(stitching switch)로 구성되는 중간주파수대역의 IFE(Intermediate Frequency Equipment)로 구성하여 설계하였다 (그림 1).

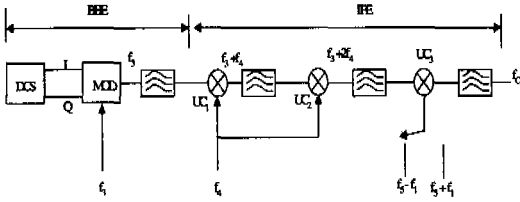


그림 1. 칩 스티칭 송신부 블록 구성도

DAC의 I(In-phase), Q(Quadrature) 출력신호는 기저대역 필터를 거쳐 단측대파(SSB : Single Side Band) 방식을 이용하여 중간주파수대역으로 변조된 후 세 개의 주파수상향기, 필터 및 스티칭 스위치로 구성된 IFE에서 두 배의 대역폭을 갖는 광 대역 신호로 변환된다. 50MHz 이하의 대역폭이 필요한 경우에는 하나의 협 대역 칩 신호만 생성되며 스위치는  $f_s - f_1$ 에 고정된다. 다음으로 칩 스티칭 알고리즘 및 이에 따른 광 대역신호 생성과정을 살펴본다. 그림2는 칩 신호의 시간대 주파수 관계를 설명한다.

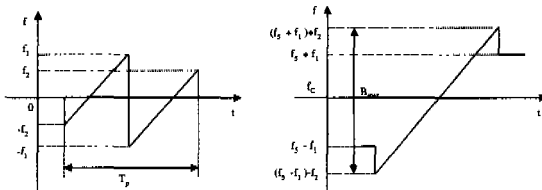


그림 2. 칩 스티칭 알고리즘 (시간대 주파수 관계)

DCG는 최대 대역폭  $B_{max} = 100$  MHz까지 원하는 대역폭을 갖는 칩 신호를 생성할 수 있으며 이 경우 두 협 대역신호의 최대 대역폭은  $B_{sub1,max} = B_{sub2,max} = 50$  MHz 이다. 예를 들어 대역폭  $B = 80$  MHz를 갖는 광 대역신호를 생성하기 위해서는  $B_{sub1} = B_{sub2} = B_{sub} = B/2 = 40$  MHz의 대역폭을 갖는 두 개의 연속된 협 대역 신호를 생성한다. 그림2에서  $f_1 = B_{sub,max}/2 = 25$  MHz로 고정이며 두 협 대역 신호의 대역폭은  $f_1 + f_2 = B_{sub} = 40$  MHz이어야 하므로  $f_2 = B_{sub} - f_1 = 15$  MHz가 되어야 한다. 또한 협 대역 신호의 최대 대역폭이 50 MHz이므로  $f_2$  최대 값이 25 MHz가 된다. 주파수 관계는 표1과 같다.

스티칭 스위치는 첫 번째 칩 신호의 진행이 끝나

표 1. 칩 스티칭 주파수 관계

변수	주파수 (MHz)
B	$\leq 100$
$B_{sub}$	$f_1 + f_2 \leq 50$
$f_1$	$B_{sub,max}/2 = 25$
$f_2$	$B_{sub} - f_1$

는 순간, 또는 두 번째 신호가 통과하기 시작하는 순간 동작하여 두 번째 신호의 주파수가 상향되도록 한다. 주파수 상향되는 양은 항상  $2f_1 = B_{sub,max} = 50$  MHz이다. 스티칭이 완료된 신호의 대역폭은 그림2와 같이 협 대역 신호보다 두 배의 대역폭인  $B = 2(f_1 + f_2)$ 로 된다.

다음에는 송신신호를 생성하기 위한 두 개의 협 대역 칩 신호의 발생알고리즘에 대하여 살펴본다. 주어진 펄스 폭에 따라 주파수를 선형적으로 증가시키는 대칭형의 칩 신호에 대한 관계식은 다음과 같다.

$$s(t) = \exp[j(2\pi f_c t + \pi k t^2)] = I(t) + jQ(t), \quad (2)$$

$$I(t) = \cos(2\pi f_c t + \pi k t^2), \quad (3)$$

$$Q(t) = \sin(2\pi f_c t + \pi k t^2), \quad (4)$$

여기서  $I(t)$ 는 In-phase component,  $Q(t)$ 는 Quadrature component,  $f_c$ 는 중심주파수 (기저대역에서 생성할 경우  $f_c = 0$ ,  $k(t) = k = B/T_p$ ,  $T_p$ 는 펄스 폭을 나타낸다. 위의 관계식들로부터 디지털 영역으로 변환된 표현식을 구하면 다음과 같다.

$$I[n] = \cos[\pi k(nT_s - T_p/2)^2], \quad (5)$$

$$Q[n] = \sin[\pi k(nT_s - T_p/2)^2], \quad (6)$$

여기서  $T_s = 1/f_c$ ,  $f_c = 1.2 \times B_{sub,max} = 60$  MHz (과 표본화 20 %를 고려한 표본화 주파수)이다. 식(5) 및 식(6)에서 정수  $n$ 의 범위는  $0 \leq n \leq T_p/T_s$  이며,  $n > T_p/T_s$  일 경우  $I[n] = Q[n] = 0$ 이다. 그림2의 경우와 같은 일반적 형태의 칩 신호를 식(5) 및 식(6)에 적용하면 다음의 관계를 구할 수 있다.

첫 번째 협 대역 칩 신호에 대하여, 즉  $0 \leq n \leq T_p/(2T_s)$  일 경우 :

$$I[n] = \cos[\pi k(nT_s + f_1 T_p/B - T_p/2)^2], \quad (7)$$

$$Q[n] = \sin[\pi k(nT_s + f_1 T_p/B - T_p/2)^2]. \quad (8)$$

두 번째 협 대역 칩 신호에 대하여, 즉  $T_p/(2T_s) < n \leq T_p/T_s$  일 경우 :

$$I[n] = \cos[\pi k(nT_s + f_1 T_p/B)^2], \quad (9)$$

$$Q[n] = \sin[\pi k(nT_s + f_1 T_p/B)^2]. \quad (10)$$

또한  $n > T_p/T_s$  일 경우  $I[n] = Q[n] = 0$  이다. 여기서 주목할 점은 표본화 주파수가 광 대역 칩 신호 생성을 위한 경우에도 협 대역 신호 생성의 경우와 동일하다는 것이다. 즉, 하드웨어 동작속도를 증가시킬 필요 없이 협 대역 동작속도로 표본화할 수 있으므로 스티칭 스위치 외에는 부가적인 하드웨어가 요구되지 않는다는 큰 장점을 갖는다.

메모리에 저장된 파형 데이터는 DAC, 주파수 상향기 및 필터 등을 통과하면서 진폭 및 위상이 왜곡된다. 이런 문제를 해결하기 위해 왜곡되는 양을 사전에 측정하고 칩 신호 생성시 이에 해당하는 양을 역 왜곡시켜 신호를 보상할 수 있는데 이를 Pre-distortion이라 한다<sup>[8]</sup>. 위상성분에도 왜곡이 발생하나 진폭성분에 의한 영향에 비해 무시할 정도로 작으며 또한 왜곡된 정도를 측정이 어려우므로 본 논문에서는 진폭 Pre-distortion 만을 적용하였다.

DCG는 아날로그 신호를 디지털 형태로 생성하므로 출력 스펙트럼이 디지털 펄스에 의한 Sinc 함수의 형태로 변형되며 왜곡정도는 양자화 주파수가 작을수록 커진다. 이 경우 신호의 대역 끝 부분에서는 에너지가 중심주파수에 비해 작아지는 왜곡이 발생한다. 이를 상쇄시키기 위하여 Sinc (= sin(X)/X) 함수 효과를 제거할 수 있도록 칩신호의 크기에 역(inverse) Sinc 함수를 곱하여 보상한 데이터를 신호의 디지털 값으로 사용하였다.

Pre-distortion을 적용한 신호의  $I[n]$  데이터가 그림3과 같이 나타남을 알 수 있다. 본 논문에서 적용한 Sinc<sup>-1</sup> 함수는 다음과 같다.

$$s(t) = \text{Sinc}^{-1}[2\pi Bt/(T_p f_c)] \exp(\pi kt^2) \quad (11)$$

DCG 모듈(module)내의 두개의 DAC는 8 비트 정수로 양자화 되는데 본 논문에서는 ESA(European Space Agency)에서 운영중인 ERS-1/2(European Remote sensing Satellite-1/2)등에서 사용하는 과 표본화(over sampling) 요소 20%를 채택하여 60 MHz로 설정하였다. 과 표본화를 증가시키

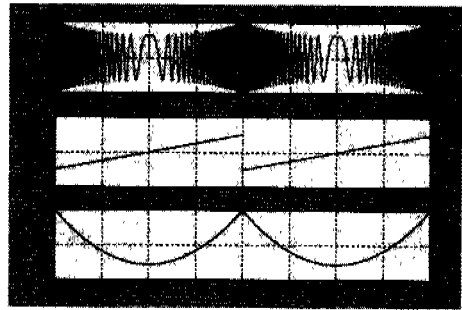


그림 3. 생성된 두 개의 협대역 칩 신호

면 신호의 특성이 우수해지나 하드웨어 구현에 제약이 따르고 또한 데이터 량이 증가하여 메모리 크기가 증가, 결국 고속의 다운링크(down link)가 필요하다. 이들 하드웨어의 요구사항은 특히 위성에서와 같이 동작환경이 극히 열악한 경우 매우 중요하게 고려되어야 한다.

DAC에 의한 잡음성분을 제거하기 위해 저역 통과필터를 사용하며 수신단에도 동일한 특성을 갖는 4차 버터워스(Butterworth) 저역통과필터를 사용한다.

DCG 출력신호는 SSB방식으로 변조된 후 중간주파수대역에서 두 단계의 주파수상향기를 거쳐 초고주파대역으로 변환되고 대역통과필터를 통과한다.

이상적인 스위치의 전환시간은 0 (zero) 이나 실제 우주환경에서 동작 가능한 하드웨어가 필요하며 본 논문에서 적용한 스티칭 스위치의 시간 차이(gap)는 50 ns이며, 이 값은 현재 위성시스템에서 구현 가능한 값이다.

#### IV. 수신부

수신부도 동작주파수에 따라 IFE와 BBE의 두 부분으로 구성하여 설계하였다. 그림4와 같이 IFE에는 필터와 두 개의 주파수하향기(DC : Down-Converter)로 구성하였고 두 채널로 이루어진 BBE단에서는 각 채널마다 복조기(DEMOD : demodulator), 필터 및 RDS(Receive Data Stream)로 구성하였다.

IFE는 수신된 초고주파 대역의 신호를 중간주파수 대역으로 낮추고 BBE는 이를 기저대역신호로 옮긴 후 50 MHz 이하 대역폭을 갖는 협 대역 신호에 대해서는 A채널에서, 그 이상의 대역폭을 갖는 스티칭된 신호에 대해서는 B채널에서 저역 통과필터에 의한 신호의 세그멘테이션이 이루어져 불필요한 대역을 필터로 제거하고 디지털화 하여 메모

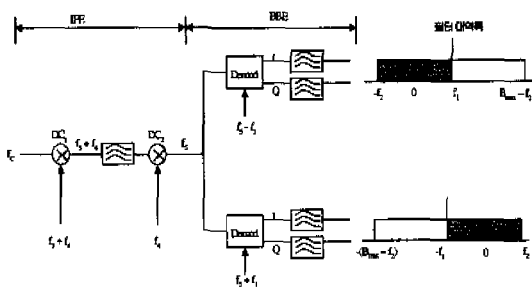


그림 4. 수신부 블록 구성도

리에 저장한다. 복조기의 국부발진 주파수는 송신부 칩 스티칭 스위치의 주파수와 동일하다.

수신부의 동작은 칩 스티칭된 신호와 스티칭하지 않은 신호로 구분되며, 스티칭된 신호는 스위칭된 두 주파수 ( $f_s - f_1$ ,  $f_s + f_1$ )를 이용하여 두개의 협대역으로 분리하여 수신되며, 스티칭되지 않은 신호는  $f_s - f_1$  만을 이용하여 데이터를 수신한다.

칩스티칭하지 않은 협대역 신호의 수신방법은 다음과 같다. IFB에서  $f_c$ 로 수신된 신호는  $f_3 + f_4$ 를 이용하여  $f_4 + f_3$ 로 하향 변환된 후,  $f_4$ 를 이용하여  $f_3$ 로 바꾼다.  $f_3$ 로 하향 변환된 수신신호가 50 MHz 이하의 협대역 신호일 경우 A, B채널 중에서 A채널로만 보내진 후,  $f_3 - f_1$ 을 이용하여 복조되고 기저대역신호로 변환된다. 이때 원하는 비디오 정보신호는  $-f_2 \sim f_1$  대역에만 존재하므로 저역 통과필터를 이용하여  $-f_2 \sim f_1$  대역폭내의 신호만을 추출한다. 이때 사용되는 필터는 차단 (Cut-off) 특성이 우수해야 하므로 본 논문에서는 4차 Elliptic 필터를 사용하였다. 이 필터는 주파수영역에서의 신호분리에는 우수한 특성을 보이거나 리플(ripple) 특성이 좋지 못한 단점이 있다. 필터의 요구사항은 차단 주파수  $f_{cut-off} = B_{sub,max}/2 = 25 \text{ MHz}$ ,  $f_s/2$ 에서  $-20 \text{ dB}$ ,  $f_s/2 + (f_s/2 - f_{cut-off})$ 에서  $-30 \text{ dB}$ 이다.

칩스티칭된 신호의 수신방법은 다음과 같다. 두 번의 주파수 하향을 통하여 복조되기 전까지의 과정은 협대역 신호 수신방법과 동일하다.  $f_3$ 로 하향 변환된 수신신호가 50 MHz 이상의 광대역 신호일 경우 A, B채널을 동시에 이용하여 수신한다. A채널은  $f_s - f_1$ 을 이용하여 수신신호를 기저대역신호로 변환한 후, 수신신호 대역폭  $-f_2 \sim (B_{max} - f_2)$  내에 포함된 비디오 정보신호를 저역 통과필터를 이용하여 추출한다. 비디오 정보신호는  $-f_2 \sim f_1$  대역에만 포함되므로 저역 통과필터는  $-f_2 \sim f_1$  대역폭을 가져야 한다. B채널은  $f_s + f_1$ 을 이용하여 수신신호를 기저

대역신호로 변환한 후, 수신신호 대역폭  $(B_{max} - f_2) \sim f_2$  중에서  $-f_2 \sim f_1$  대역 내에 포함된 비디오 신호만을 저역 통과필터를 이용하여 추출한다.

## V. 시뮬레이션

제안된 송·수신부 구성 및 칩 스티칭·세그멘테이션 기법을 평가하기 위하여 Matlab v.5.0 상에서 시뮬레이션을 수행하였다. 시스템 성능은 점 표적에 대한 응답특성을 나타내는 IRF로 평가되므로 시뮬레이션 수행시 최종 단계에서의 IRF만을 분석함으로써 하드웨어 구성 및 신호생성·처리 알고리즘의 타당성 및 성능을 평가한다. IRF가 만족스럽지 못할 경우에 부분별로 변수 등을 변화시키면서 IRF를 재평가하는 방법으로 성능평가가 수행된다.

### 1. 칩신호 생성, 주파수 상향 및 필터링

식(7)부터 식(11)에 따라 두개의 50 MHz 협대역 파형 데이터를 메모리에 저장한 후, 신호를 양자화 하였고 각 DAC에 의한 Sample-and-Hold 효과를 나타내기 위하여 DAC를 모델링 하였다. 그림5는 그림3의 주파수 스펙트럼으로 Pre-distortion에 의하여 신호의 크기가  $\text{Sinc}^{-1}$  형태로 나타나며 20% 표본화에 의하여 부엽의 최대치가 약 -5 dB 정도로 높아짐을 알 수 있다.

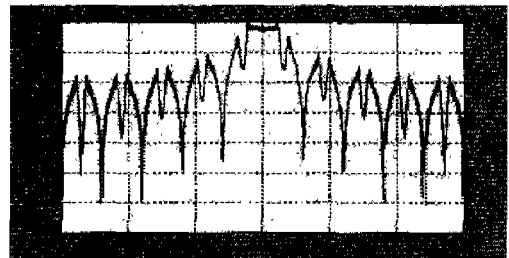


그림 5. DCG 표본화 신호의 주파수 스펙트럼

DAC 및 필터를 통과한 신호는 Pre-distortion된  $\text{Sinc}^{-1}$  진폭응답과 DAC의 왜곡특성이 상쇄되어 대역내의 크기응답이 상당히 평평한 특성을 보인다. 저역단 이후의 IFB에서 두 단의 주파수상향기 및 필터를 통과한 신호는 필터의 진폭특성이 대역끝부분에서 감쇠되는 특성으로 인하여 필터를 통과함에 따라 고주파영역 신호가 감쇠된다.

### 2. 칩스티칭

그림6은 칩 스티칭 및 필터링된 광대역신호의 주

파수 스펙트럼으로 상단은 필터링하기 이전, 하단은 4차 버터워스 대역통과필터를 통과한 후의 신호이다. 두 그림에서 신호의 대역폭이 두 배가 됨을 알 수 있다. 그림6의 신호가 송신 부 최종 단의 출력신호로써 이 신호가 초고주파 증폭 단을 지나 안테나에서 방사된다. 신호 왜곡요인은 DAC 효과, 필터링, 주파수상향, 스위칭 등에 의한 것이며 이는 결국 IRF에 영향을 미친다.

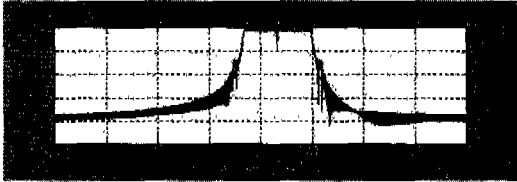


그림 6. 칩 스티칭된 신호의 주파수 스펙트럼

본 시뮬레이션에서 사용한 스티칭 스위치는 우주 환경에서의 동작이 입증된 스위칭중에서 쉽게 구할 수 있는 50ns 값을 선택하였다. 실험결과 약 20~100ns 정도까지도 IRF에 큰 변화를 보이지 않는데 이는 펄스 폭(보통 수십  $\mu$  sec)에 비해 상대적으로 무시할 수 있는 값이기 때문이다.

### 3. 주파수 하향, 복조 및 세그멘테이션

그림7 상단은 하나의 광 대역 신호를 두 개의 협 대역 신호로 분리하기 위한 필터 (세그멘테이션 필터)의 주파수 특성이며, 중간 및 하단은 필터링 한 후의 협 대역 신호이다. 비록 일련적 필터의 특성이 신호를 나누기에 좋으나 이상적일 수 없으므로 이로 인하여 신호의 왜곡이 생기며 이로 인해 파형이 왜곡된다.

분리된 협 대역 신호는 아날로그-디지털 변환(ADC)을 거쳐 메모리에 저장된 후 압축, 패킷



그림 7. 세그멘테이션 필터 및 분리된 신호의 주파수 스펙트럼

(packet) 과정을 거쳐 데이터링크 부 체계로 넘겨진다. 데이터링크부는 지상으로 송신하기 위해 필요한 처리를 한 후 안테나를 통하여 지상수신소로 전송한다. 이 부분은 디지털 데이터 처리이므로 손실은 없다고 가정한다.

ADC 과정은 각 협 대역 신호마다 이루어지며 대역폭이 각 50 MHz이므로 송신 단에서와 같이 60 MHz로 표본화되어 디지털 데이터화된다. 따라서 수신 부에서는 100 MHz 대역폭을 갖는 신호를 120 MHz가 아닌 60 MHz 속도만으로 처리할 수 있게 된다는 중요한 특징을 갖는데 이는 위성탑재와 같이 하드웨어 제작 상에 많은 제약이 따르는 시스템에 있어서는 가장 중요한 장점이라 할 수 있다.

### 4. 임펄스 응답

위성에서 지상으로 전송된 데이터는 원래의 대역폭 100 MHz의 신호를 얻기 위하여 50 MHz의 두 협 대역 신호를 다시 합한다 (merge). 이를 위하여 몇 가지 방법이 가능하며 본 시뮬레이션에서는 두 개의 50 MHz의 신호에서 IRF를 얻은 후 이를 주파수 영역에서 합쳐 100 MHz 신호를 만들고 역푸리에 변환을 통하여 최종 IRF를 계산하는 주파수 영역 처리방법을 선택하였다.

IRF에 사용되는 기준(reference 또는 replica) 신호는 송신 부 IFE 최종 출력 단에서 얻은 두 개의 50 MHz 신호로써 반사되어 수신된 신호와 함께 위성에서 지상으로 전송되어 저장된다. 이 신호는 송신 단 및 수신 단의 하드웨어 특성들을 모두 포함하기 때문에 기준신호로 사용될 수 있으며 따라서 얻어진 IRF는 반사표면의 특성만을 나타낸다.

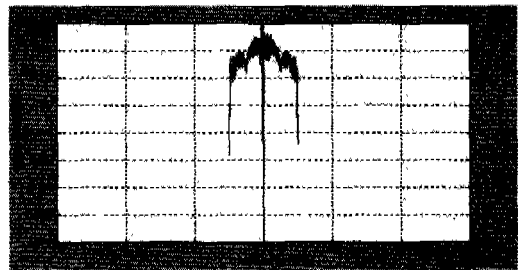


그림 8. 해밍윈도를 취한 광대역 칩 신호의 주파수 스펙트럼

그림8은 주파수영역에서 합쳐진 100 MHz 광 대역 신호에서 대역 밖의 왜곡신호 및 노이즈를 제거한 후 ERS-1/2에서 적용한 계수 0.72의 해밍윈도(Hamming window)를 적용한 신호이다. 윈도를 취

함으로써 주엽(main lobe)폭 증가에 의한 해상도손실이 생기나 부엽의 감쇠를 얻을 수 있다.

그림9는 이상적인 100 MHz 쉘 신호, 해밍을 취하지 않았을 경우, 0.72의 해밍을 취했을 경우의 거리 해상도 IRF를 보여준다.

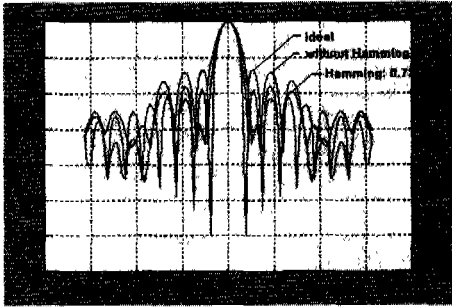


그림 9. 광대역 쉘 신호의 IRF 비교

## VI. 결과 분석

본 시뮬레이션 결과로부터 광 대역 신호를 위한 쉘 스티칭 기술의 가능성을 확인할 수 있었다. 이를 위해서는 적절한 주파수로의 양자화, DAC, 필터링, 주파수 상·하향, 주파수 분할 및 지상처리가 요구됨을 알 수 있다. 특히 필터의 영향에 따라 신호의 특성이 많이 변화되므로 필터의 설계 및 구현에 주의를 기울여야 한다.

데이터 량의 증가를 최소화하기 위하여 과 표본화를 20% 취하였기 때문에 IRF의 부엽이 상당히 높은 값으로 나타나므로 윈도우를 사용하는 것은 필수적이다. 그러나 이에 따라 주엽의 폭이 증가하게 되어 해상도의 저하가 수반됨을 피할 수 없다. 따라서 적절한 윈도우 계수를 선택하는 것이 중요하다.

ESA에서 운영중인 ERS-1/2 레이더 AMI(Active Microwave Instrument)에서 채택하고있는 해밍 계수 0.72를 사용하였을 경우 주엽폭은 22.7% 증가되며 PSL (Peak Sidelobe Level)은 -19.0dB, 0.75일 경우 18.2% 증가, PSL = -18dB, 0.60일 경우에는 32.0% 증가, PSL = -22.0dB의 성능을 보였다. 윈도우를 취하지 않은 이상적인 100 MHz 광대역 신호의 경우 PSL = -13.0dB, 해밍윈도 계수 0.72를 취한 이상적 100 MHz 경우 주엽폭 증가율 15.0%, PSL = -23.0dB이므로 쉘 스티칭·세그멘테이션에 의한 성능감소는  $(22.7 - 15)\% = 7.7\%$ 의 주엽폭 증가 및  $[-23.0 - (-19.0)]\text{dB} = 4\text{dB}$ 의 PSL 증가를 유발한다.

즉, 식(1)에 따라 윈도우를 취하지 않은 이상적인 100 MHz 광대역 신호의 경우 안테나 빔 입사각이  $30^\circ$  일 때 거리방향 해상도가 3 m 에서 해밍윈도 계수 0.72를 적용한 경우 2.55 m, 쉘 스티칭의 경우 2.32 m이므로 해상도 손실은 약 0.23 m로 단순화된 하드웨어에서 얻는 큰 이점(특히 위성 시스템에서는 상당한 비용절감의 효과가 따른다)에 비해 손실은 상당히 작다고 평가할 수 있다.

## VII. 결론

본 논문은 고해상도가 요구되는 위성탐재 SAR에서 거리방향 해상도를 향상시키기 위한 방법으로 쉘 스티칭 알고리즘 및 이에 적합한 송·수신 부를 제안하였다. 제안된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 위성시스템에 적용 가능한 하드웨어 요구사항을 기준으로 광대역 신호의 생성·처리가 가능한 하드웨어를 설계하였고 시뮬레이션을 통하여 기능 및 성능을 평가하였다.

쉘 신호발생 기술들을 비교한 후 다양한 해상도가 요구되는 현대의 위성 SAR에 적합한 디지털 쉘 발생방법을 제안하고 설계하였으며 실제 위성시스템에서 현재 구현 가능한 50 MHz 쉘 신호를 기준으로 쉘 대역과 광 대역 신호로 구분한 후, 각각의 경우에 해당하는 신호의 수학적 모델을 도출하였다. 제안된 송신 부에서 발생하는 오차를 시뮬레이션을 통하여 확인하고 이를 제거하기 위한 방법으로 크기 Pre-distortion 알고리즘을 제안, 이를 파형 생성 시 적용하였다. 송신부 및 수신 부에 사용되는 필터의 요구사항 및 특성을 기술하였고 송신 및 수신신호의 변조·복조 및 제안된 스티칭·세그멘테이션 알고리즘을 기술하였다.

시뮬레이션을 통하여 제안된 알고리즘 및 송·수신부가 고해상도의 영상획득에 필수적인 광 대역 신호를 생성 및 처리할 수 있음을 알 수 있었고 성능확인을 통하여 검증하였다.

## 참고 문헌

- [1] Charles Elachi, Spaceborne Radar Remote Sensing: Applications and Techniques, IEEE Press, pp. 1 - 8, 1988.
- [2] John C Curlander, Robert N. McDonough, Synthetic Aperture Radar, Systems & Signal Processing, JohnWiley & Sons, Inc., pp. 15 -

16, 1991

- [3] U. I. Lukashenko, Spaceborne Synthetic Aperture Radar, *Moscow Power Engineering Institute*, 1992, MEI pub., p. 6, (in Russian)
- [4] V. Alpers, K. Briuning, A. Vilde, Sea Wave Imaging with Synthetic Aperture Radar (Comparative Analysis of Data, Obtained from Satellite Almaz-1 and ERS-1), pp. 83 - 95, *Issledovanie Zemli iz Kosmosa*, No. 6, 1994, (in Russian)
- [5] A. I. Baskakov, U. I. Lukashenko, L. A. Shernikova, Detection Radar Signal, *Moscow Power Engineering Institute*, 1990, MEI pub., pp. 42 - 50, (in Russian)
- [6] Dolald R. Wehner, High-Resolution Radar, *Artech House, Inc.*, 1995, pp. 133-173.
- [7] Furnell, "Extract from Core Radar Technical Note : Imperfections Impulse Response Functions of Compressed Chirp Signals Generated by Segmentation", *Matra Marconi Space UK Ltd.*, 1998.
- [8] S. Austin, "POEM-1 ASAR-The Need for Chirp Predistortion (PO-TN-MMS-SR- 0123)", *Matra Marconi Space UK Ltd.*, June 1993.

권 오 주(Oh-Ju Kwon)

정회원

1989년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업

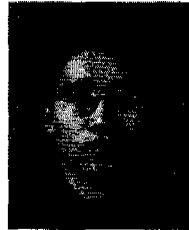
1993년 2월 : 경북대학교 전자공학과 석사

1993년 3월~현재 : 국방과학연구소

<주관심 분야> 위성통신, 디지털신호처리 분야

가 민 호(Min-Ho Ka)

정회원



1989년 2월 : 연세대학교

전자공학과 졸업

1991년 8월 : 연세대학교

전자공학과 석사

1997년 1월 : 모스크바 에너지

공과대학 전파공학과 박사

1997년~2000년 6월 : 국방과학연구소 선임연구원

2000년 7월~현재 : 연세대학교 전기·컴퓨터 공학과

BK21 연구교수

<주관심 분야> 레이더, 원격탐사, 음성, 영상 및 광대역 신호처리 분야

하 영 호(Yeong-Ho Ha)

정회원

한국통신학회 제 24권 6호 참조

현재 : 경북대학교 전자전기공학부 교수