

# 다중 대역통과 신호의 하향변환을 위한 Complex Bandpass Sampling 기법

정회원 배정화\* 하 원\*\* 종신회원 박진우\*

## A Complex Bandpass Sampling Method for Downconversion of Multiple Bandpass Signals

Junghwa Bae\*, Won Ha\*\* *Regular Members*, Jinwoo Park\* *Lifelong Members*

### 요 약

일반적인 bandpass sampling 방법인 real bandpass sampling 기법은 하향변환(downconversion)을 시행할 때 음의 주파수 대역의 RF 신호와의 에일리어싱(aliasing) 현상을 피해야 하므로 신중한 sampling 주파수 선택이 요구된다. 더욱이 다중신호(multiple signals)가 하향변환 될 경우에 이 sampling 방법은 더욱 많은 제약이 따르게 된다. 그러나 Hilbert 변환을 사용하는 complex bandpass sampling 방법은 음의 주파수 영역의 신호를 제거함으로써, real bandpass sampling 기법보다 유연하고 넓은 sampling 주파수 범위를 제공하며, 또한 더욱 낮은 sampling 주파수를 얻을 수 있는 장점이 있다. 본 논문에서는 이러한 complex bandpass sampling의 특징을 사용하여, 다중 신호를 하나의 통신 기기에서 동시에 하향 변환하는 수신기의 구조를 제시한다. 그리고 하나 또는 2개 신호의 하향변환에 관한 내용으로 제한하지 않고 N개의 신호로 확장하여 유효 sampling 주파수 영역 및 보호대역(guard-band)이 고려된 sampling 가능 최소 주파수에 관한 수식들을 일반화한다. 또한 모의실험을 통해 유도된 수식들을 증명한다.

**Key Words** : complex sampling, bandpass sampling, direct downconversion, software-defined radio

### ABSTRACT

A complex bandpass sampling technique can provide a more flexible architecture for designing a software-defined radio(SDR) system, because it has several advantageous features of larger sampling range and lower minimum sampling frequency than a real bandpass sampling method. In spite of the potential advantages of the complex bandpass sampling, solid investigation for the direct downconversion of multiple signals by the complex sampling theory has not been reported yet. Thus, we propose in this paper a novel scheme for the downconversion of multiple signals using the complex bandpass sampling, and develop the formulae related to the complex bandpass sampling for practical usage, such as the valid sampling range, the intermediate frequency (IF), and the minimum sampling frequency of the downconversion of multiple RF signals. Such derived formulae are verified from simulations.

### I. 서론

기존의 슈퍼헤테로다인(super-heterodyne) 방식이

나 최근의 직접 변환(direct-conversion) 구조는 아날로그 믹서를 여러 개 또는 하나를 사용하여 원하는 신호를 기저대역(baseband)으로 하향 변환(down-

\* 고려대학교 전자컴퓨터공학과 무선통신시스템연구실(iruntop@korea.ac.kr), \*\* LG전자 정보통신사업본부

논문번호 : KICS2005-03-107, 접수일자 : 2005년 3월 16일

※ 본 연구는 고려대학교 IT연구센터(ITRC)의 지원으로 수행되었습니다.

conversion)하는 방식이다. 그러나 이러한 구조는 다양한 통신표준을 수용하기 위해 융통성(flexibility)과 적응성(adaptability)을 중요시 하는 차세대 통신 기술인 software-defined radio(SDR) 시스템에 적합하지 못하다<sup>[1]</sup>. 그러므로 일반적인 통신 시스템에 SDR 개념을 적용하기 위해서는 우선 대역 통과된 RF신호를 직접 sampling하여 디지털로 신호처리 하는 기술이 요구된다. 이를 위해 기존의 나이퀴스트(Nyquist) 이론을 적용하게 되면 최소한 반송파 주파수(carrier frequency) 두 배 이상의 sampling 주파수가 필요하게 되므로 비효율적이며, 엄청난 데이터량에 의하여 디지털 영역에 큰 부담을 주게 된다. 그러나 반송파 주파수에 의존하지 않고 신호의 대역폭에 의해 sampling 주파수가 결정되는 bandpass sampling 기법을 사용하게 되면 효율적인 시스템을 설계할 수 있다<sup>[2]</sup>. 그러므로 아날로그 믹서 없이 단지 ADC(analog digital converter) 사용으로 RF신호를 DC에 가까운 신호로 하향변환 할 수 있는 기법이 바로 bandpass sampling 기술이다.

지금까지 발표된 논문들을 살펴보면 real bandpass sampling에 관련된 논문이 대부분이다<sup>[2-8]</sup>. First-order bandpass sampling 또는 sub-sampling 이라고도 일컫는 이 sampling 방법은 하나의 신호를 하향 변환 할 경우에도 음의 주파수 대역의 RF신호와 에일리어싱(aliasing)을 고려해야 하므로 신중한 sampling 주파수 선택이 요구된다. 그러나 힐버트(Hilbert) 변환을 사용한 complex bandpass sampling 기법은 음의 주파수 영역의 RF 신호를 제거함으로써 sampling 주파수 선택을 매우 용이하게 할 수 있다<sup>[3]</sup>. 즉 하나의 신호를 sampling 할 경우에 에일리어싱이 일어나게 하는 음의 주파수 대역의 신호가 없으므로 자기 신호의 대역폭 보다 큰 주파수로만 sampling하게 된다면 에일리어싱은 절대 발생 하지 않는다. 그러므로 sampling 주파수와 ADC 선정에 있어서 매우 유연한 특징을 가지게 된다.

또한 현재에 방송, 통신 및 인터넷 등의 수많은 통신표준들이 존재하고 있고, 앞으로는 이런 표준들이 더욱 증가하게 될 것이다. 그리고 방송채널의 다양화가 확대됨에 따라 동시에 여러 채널을 수신하게 되는 상황도 발생하게 된다. 이와 같은 시스템을 위하여 한 기기에서 다중신호를 동시에 sampling하기 위한 방법 및 sampling 주파수를 찾는 알고리즘이 연구되고 있다<sup>[6-8]</sup>. 이러한 하나의 신호가 아닌 다중(multiple) 신호를 동시에 한 기기에서 변복조할 경우에 complex bandpass sampling 기법이 더

욱 큰 능력을 발휘하게 된다. 즉, real bandpass sampling 보다 넓은 sampling 가능 영역을 가질수 있으며, 최소 sampling 주파수도 매우 작은 값을 요구하게 된다. 결국 SDR 시스템 설계시에 중요한 유연성과 재구성능력 면에 있어서 real bandpass sampling 방법보다 매우 좋은 환경을 제공할 수 있다.

기존 발표된 논문을 살펴보면 논문 [6]과 [7]에서 real bandpass sampling을 이용하여 다중 신호 특히 두 신호의 하향 변환에 관련된 기법 및 수식들을 소개하고 있다. 또한 최근논문 [8]에는 real bandpass sampling을 기반으로 하여 두 신호가 아닌 N개의 신호의 하향변환에 초점을 맞춘 논문도 발표되었다. 그러나 complex bandpass sampling을 이용한 하향변환은 그 개념만 소개되었을 뿐<sup>[3]</sup>, 특히 하나 또는 두 개의 신호가 아닌 N개의 다중 신호에 관한 하향 변환 방법과 sampling 가능 영역을 위한 일반화된 공식을 제시한 논문은 아직까지 연구된 적이 없다. 그러므로 본 논문에서는 complex bandpass sampling 기법을 기반으로 하여 N개의 신호를 하나의 통신기기에서 동시에 하향 변환하는 구조를 제시한다. 이에 따라, N개의 신호에 대한 유효 sampling 주파수 범위와 보호대역이 고려된 최소 sampling 주파수를 얻기 위하여 일반화된 수식들을 유도한다.

이 논문은 다음과 같은 구조로 되어 있다. 2장에서는 다중신호의 real bandpass sampling 기법에 대하여 설명한다. 3장에서는 complex bandpass sampling 기법을 사용하여 N개 신호의 하향변환 방법 및 sampling에 관련된 여러 가지 수식들을 유도한다. 4장에서는 실험을 통한 모의실험에서 유도된 수식들을 증명하고, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. Real Bandpass Sampling을 이용한 다중 신호의 하향 변환

Real bandpass sampling을 이용하여 다중 신호에 대한 적절한 sampling 주파수를 구하기 위해, 먼저 N개의 대역통과 신호  $f_k(t)$ ,  $k=1, 2, \dots, N$ ,이 다음과 같은 파라미터들로 정의 된다고 하자.  $f_{c_k}$ ,  $f_{U_k}$ ,  $f_{L_k}$ ,  $f_{IF_k}$ ,  $BW_k$  그리고  $F_k(f)$ 는 신호  $f_k(t)$ 의 반송파 주파수, 대역폭에서의 상위주파수(upper limit), 하위주파수(lower limit), sampled bandwidth에서의 중간 주파수(IF), 대역폭 그리고 스펙트럼을 각각 나타낸다. 또한  $f_{c_i} < f_{c_{i+1}}$ ,  $i=1, 2, \dots, N-1$

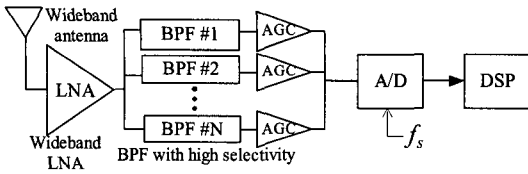


그림 1. Real bandpass sampling을 이용한 N신호 하향변환을 위한 수신기 구조

이라고 가정하자. 그림 1은 N개 신호를 위한 하향변환 시스템의 구조를 보여주고 있다<sup>6)</sup>. 광대역 안테나로 들어온 신호들은 LNA를 통하여 증폭된 후, 각각의 반송파 주파수와 대역폭에 맞는 대역 통과 필터를 거치게 된다. 이러한 필터를 거친 신호는 모두 다른 주파수에 신호가 위치해 있기 때문에 하나의 ADC에 모두 동시 입력되어도 신호들이 서로 겹치지 않게 된다. 여기에 신호 레벨조정을 위한 AGC(automatic gain control) 회로가 추가로 연결될 수 있다. ADC에서는 bandpass sampling 주파수를 사용하여 RF 신호들을 디지털 IF단으로 떨어뜨리게 된다. 그러나 이러한 bandpass sampling 기법을 사용하기 위한 하드웨어 소자들의 요구사항은 매우 엄격하며, 고가의 비용도 감수해야한다. 그러므로 아직까지 현재 기술로는 무선통신 기기에 적용하기 힘든 상황이다. 특히 SDR에 적합한 수신기를 위해서는 반송파 주파수와 대역폭의 튜닝이 가능한 대역통과 필터가 필수적인데 지금 현재 RF기술으로는 그 개념만 소개될 뿐 아직도 연구개발 중에 있다. 그러므로 본 논문에서는 이론적인 개념에 초점을 맞추어 RF단에서 발생하는 잡음 또는 비선형 현상이 없는 즉, 이상적인 대역통과 필터, 초광대역 LNA, 그리고 이상적인 ADC가 사용된다고 가정한다.

먼저 하나의 신호  $f_k(t)$ 의 sampling 가능 주파수 (available sampling frequency) 영역은 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다<sup>2)</sup>.

$$\frac{2f_{U_k}}{n_k} \leq f_s \leq \frac{2f_{L_k}}{n_k - 1} \quad (1)$$

이 수식에서  $n_k$ 은 정수 값으로 다음과 같이 정의된다.

$$1 \leq n_k \leq \left\lfloor \frac{f_{U_k}}{BW_k} \right\rfloor \quad (2)$$

여기서  $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 floor 함수를 나타낸다. 다음은 N개

의 신호의 동시 하향변환을 위한 유효 sampling 주파수 영역에 관하여 알아본다. 먼저 N개 신호 각각에 대한 sampling 가능한 주파수 영역을 수식 (1)에 의해 모두 구한 뒤, 그 영역들 중에서 N개 신호들이 모두 만족하는 공통적인 부분을 찾는다. 그리고 sampling에 의해 생성된 sampled bandwidth 즉, 디지털 IF단에서 다른 신호들과 서로 겹치지 않을 조건을 추가하면 된다. 이것을 다음과 같이 수식 (3)과 (4)로 각각 표현할 수 있다<sup>6)</sup>.

$$\left( \frac{2f_{U_1}}{n_1} \leq f_s \leq \frac{2f_{L_1}}{n_1 - 1} \right) \cap \left( \frac{2f_{U_2}}{n_2} \leq f_s \leq \frac{2f_{L_2}}{n_2 - 1} \right) \cap \dots \cap \left( \frac{2f_{U_N}}{n_N} \leq f_s \leq \frac{2f_{L_N}}{n_N - 1} \right) \quad (3)$$

$$|f_{IF_a} - f_{IF_b}| \geq \frac{BW_{a,b}}{2}, \quad a, b \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (4)$$

이 수식에서  $\cap$ 은 교집합으로 공통된 영역을 표시하며,  $BW_{a,b}$ 는  $BW_{a,b} = BW_a + BW_b$ 이고,  $n_k$ 은  $1 \leq n_k \leq \lfloor f_{U_k}/BW_k \rfloor, k = 1, 2, \dots, N$ 을 나타낸다. (3)번식은 N개의 신호 각각이 자기 신호의 음의 주파수 대역의 신호와 에일리어싱을 피하는 조건만 가지고 있으므로 sampled bandwidth에서 다른 신호 간의 에일리어싱을 모두 피하는 조건인 수식 (4)가 반드시 추가되어야 한다. 그러므로 두 수식 (3)과 (4)를 모두 만족하는 대역이 바로 우리가 찾고자 하는 sampling 가능 영역이 된다. 그림 2에서는 세 가지 서로 다른 RF 신호의 하향변환을 위하여, bandpass sampling 방법을 적용한 하나의 예를 보여주고 있다. 이때 신호들은 real bandpass sampling 특성에 의해 신호의 스펙트럼 좌우가 바뀔 수가 있다<sup>5)</sup>.

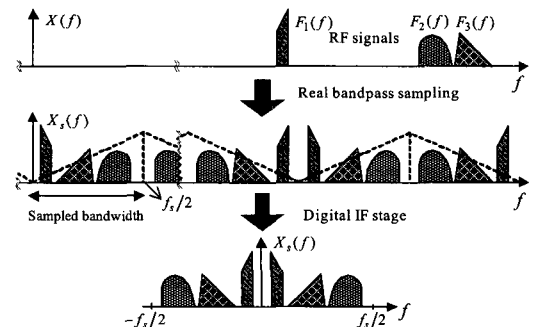


그림 2. Real bandpass sampling을 이용한 세 신호의 하향변환

또한 (3)과 (4)에 얻어진 영역 중에서 가장 작은 주파수가 바로 최소 sampling 주파수이다. 특히 단말기에 적용되는 SDR 시스템은 전력소모 및 비용 문제 때문에 SNR이 허용하는 한 최소한의 낮은 sampling 주파수로 신호를 처리해야 효율적인 시스템이 된다. 그러므로 가능한 한 낮은 sampling 주파수를 갖는 시스템을 설계하는 것이 중요하다. 물론 신호들 간의 보호대역 (guard-band)이 충분히 고려된 sampling 주파수이어야 할 것이다.

### III. Complex Bandpass Sampling을 이용한 다중 신호의 하향변환

#### 3.1 제안된 방식의 구조

그림 3은 complex bandpass sampling을 이용하여 다중 채널의 하향 변환을 위한 제안된 구조를 보여주고 있다. 안테나를 통해 들어온 N개의 채널들은 LNA와 대역통과필터를 각각 통과한 후에 상위 패스는 ADC에 직접 입력되고, 하위 패스는 힐버트 변환 회로를 거친 후 ADC에 입력된다. 즉, 두 ADC와 힐버트 변환을 이용하여 다중 RF 신호에 대하여 complex bandpass sampling을 행하게 된다. 그러므로 이 방식은 다중 analytic 신호들을 bandpass sampling에 의하여 동시에 하향 변환되는 기법이라고 할 수 있다. 따라서 디지털 영역에서는 음의 주파수 영역의 신호들이 더 이상 보이지 않게 된다. 그림 4에서는 세 신호가 동시에 complex bandpass sampling 주파수에 의해 하향 변환된 신호의 스펙트럼을 보여준다. 이 하향변환 방법은 real 방식의 그림 2와 달리 세 신호의 음의 주파수영역의 RF 신호들을 모두 제거하였기 때문에 sampling에 의한 반전된 스펙트럼 즉, 음의 주파수 대역의 신호는 나타날 수가 없다. 또한 sampled bandwidth도 2 배 이상 감소되어 sampling 주파수도 그만큼 낮아지게 된다.

이 방식을 위한 유효 sampling 주파수는 다음의 두 수식과 같이 하향 변환된 N개 신호들이 complex sampled bandwidth 영역인  $-f_s/2 \leq f \leq f_s/2$ 에서 모든 채널이 서로 겹치지 않는 조건을 반드시 만족해야 한다.

$$|f_{IF,a} - f_{IF,b}| \geq \frac{BW_{a,b}}{2}, \quad a=1,2,\dots,N-1, b=a+1 \quad (5)$$

$$|\text{rem}(f_{C_i}, f_s) - \text{rem}(f_{C_{i+1}}, f_s)| \geq \frac{BW_{1,N}}{2} \quad (6)$$

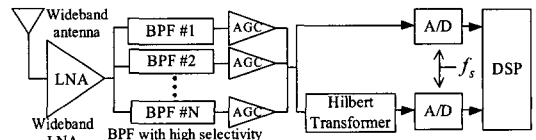


그림 3. Complex bandpass sampling을 이용한 N신호 하향 변환을 위한 수신기 구조

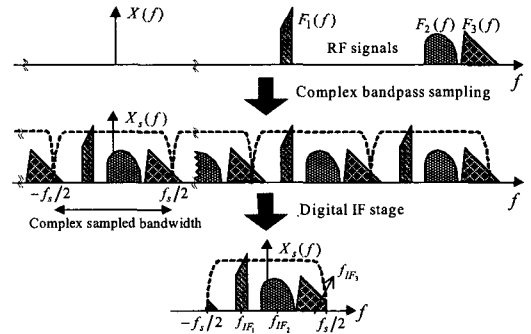


그림 4. Complex bandpass sampling에 의한 세 신호의 하향 변환

수식 (6)에서  $\text{rem}(f_{C_i}, f_s)$ 는  $f_{C_i}$ 을  $f_s$ 로 나눈 나머지 값을 뜻하며, 이 두 수식은 IF단에서 신호가  $f_{IF_i} < f_{IF_{i+1}}, 1 \leq i \leq N-1$  되도록 가정한 경우에만 해당된다. Real bandpass sampling 경우와 다르게 complex sampling에서는 조건 (6)이 반드시 추가된다. 이것은 complex-sampled bandwidth에서 가장자리 신호인  $F_1(f)$ 와  $F_N(f)$ 가 서로 겹치지 않을 조건이 필요하기 때문이다. 그러나 수식 (5)와 (6)은 IF 주파수 관점에서 해석한 것이기 때문에 우리가 원하는 sampling 주파수에 관련된 하나의 수식으로 나타내기에는 매우 어렵다. 그러므로 다음의 소단락에서 N개 신호에 관련된 수식을  $f_s$ 에 관하여 유도해 본다.

#### 3.2 N개 신호의 하향변환을 위한 Sampling 주파수 범위의 일반화 과정

N개 신호 하향변환을 위한 유효 sampling 주파수 영역을 위한 수식일반화를 위하여, 먼저 두 신호  $f_i(t)$ 와  $f_j(t)$ 의 sampling 주파수 범위를 알아보자. 여기서 두 신호는 각각  $i \in \{1, 2, \dots, N-1\}$ 와  $j \in \{2, 3, \dots, N\}$ 이며  $f_{C_i} < f_{C_j}$ 라고 가정하자. 이 두 신호를 위한 유효 sampling 주파수 범위는 다음과 같은 두 가지 조건을 모두 만족 시켜야 한다. 먼저 sampling 주파수의 상위 제한(upper limit)으로, 그림 5에서 보듯이 RF 신호  $F_j(f)$ 가 sampling에 의

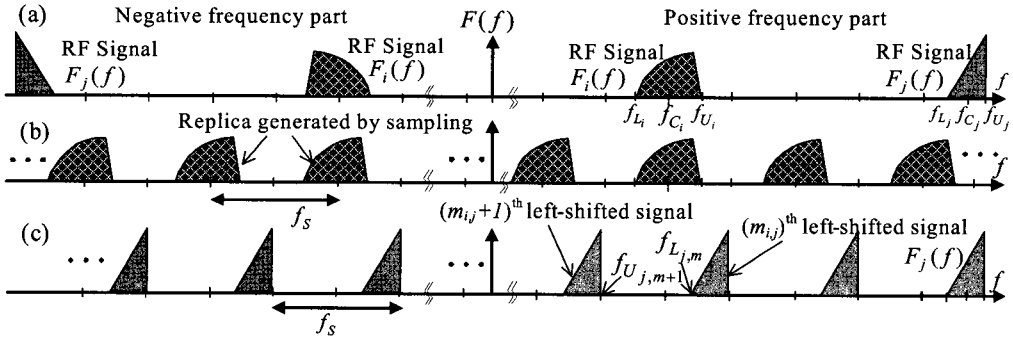


그림 5. 힐버트 변환 전후의 두 신호의 스펙트럼, (a) RF 신호  $F_i(f)$ 과  $F_j(f)$ 의 스펙트럼, (b) Sampling 주파수  $f_s$ 에 의해 complex bandpass sampling된 신호  $F_i(f)$ , (c) Sampling 주파수  $f_s$ 에 의해 complex bandpass sampling된 신호  $F_j(f)$

해  $(m_{i,j})$ 번째 왼쪽 이동된 신호의  $f_{L_{i,m}}$ 이 다른 RF신호  $F_i(f)$ 의  $f_{U_i}$ 보다 커야 한다. 또한 하위 제한(lower limit)으로는 RF신호  $F_j(f)$ 의  $(m_{i,j}+1)$ 번째 왼쪽 이동된 신호에서  $f_{U_{j,(m+1)}}$ 이 RF신호  $F_i(f)$ 의  $f_{L_i}$ 보다 작아야 한다. 이 두 조건들을 다음과 같은 수식으로 각각 표현 할 수 있다.

$$\left(f_{C_i} - \frac{BW_i}{2} - m_{i,j}f_s\right) - \left(f_{C_i} + \frac{BW_i}{2}\right) \geq 0 \quad (7)$$

$$\left\{f_{C_i} + \frac{BW_i}{2} - (m_{i,j}+1)f_s\right\} - \left(f_{C_i} - \frac{BW_i}{2}\right) \leq 0 \quad (8)$$

이 두 수식을  $f_s$ 에 관하여 정리하면 다음과 같은 유효 sampling 주파수 범위  $f_{S_{i,j}}$ 가 유도된다.

$$\frac{(f_{C_i} - f_{C_j}) + \frac{BW_{i,j}}{2}}{m_{i,j}+1} \leq f_{S_{i,j}} \leq \frac{(f_{C_i} - f_{C_j}) - \frac{BW_{i,j}}{2}}{m_{i,j}} \quad (9)$$

이 수식에서  $m_{i,j}$ 은 정수로 다음과 같은 floor함수로 정의 된다.

$$0 \leq m_{i,j} \leq \left\lfloor \frac{(f_{C_i} - f_{C_j}) - (BW_{i,j}/2)}{BW_{i,j}} \right\rfloor \quad (10)$$

우리는 유도된 결과 식 (9)를 통하여 sampling 주파수 선정에 중요한 파라미터는 두 신호의 반송파 주파수 차와 대역폭 합이라는 것을 알 수 있다. 그리고 파라미터  $m_{i,j}$  값은 두 신호의 거리인  $f_{L_i} - f_{U_j}$  사이에 두 신호가 서로 겹침 없이 몇 번 위치할 수 있는지를 나타내는 수치이다. 이  $m_{i,j}$ 는 정수 값

으로 real bandpass sampling에서의 주파수 이동 즉, 반송파 주파수에 좌우되는  $n$ 의 값과 다르다<sup>[5]</sup>. 이  $m_{i,j}$ 의 값은 반드시 두 신호가 동시에 sampling 할 때 적용되는 값이며, 각 신호의 반송파 주파수가 아니라 반송파 주파수의 차가 중요한 역할을 하게 된다는 것을 의미하고 있다. 그러므로  $m_{i,j}$ 의 최대 값은 두 신호 거리 차에 비례하며, 두 신호의 거리가 고정되어 있을 경우에는 큰  $m_{i,j}$ 의 값의 선택이 더욱 작은 sampling 주파수를 얻게 한다. 그림 6은 수식(9)과 (10)에 의한 결과 그래프를 보여주고 있다. 이 그림에서 보여주는 두 영역은 두 대역폭 합이 2B와 3B에 대한 sampling 가능 영역을 각각 표시하고 있다. 따라서 두 대역폭 합이 작을수록 sampling 할 수 있는 영역은 더욱 넓어지기 때문에 2B에 해당되는 영역이 3B의 전 영역을 포함하고 있는 것을 그림에서 쉽게 알 수 있다. 그리고 X, Y 축은 두 신호 중 어느 하나의 신호 대역폭인 B에 의해 나누어진 일반화된 (normalized) 값을 표시하고 있다.

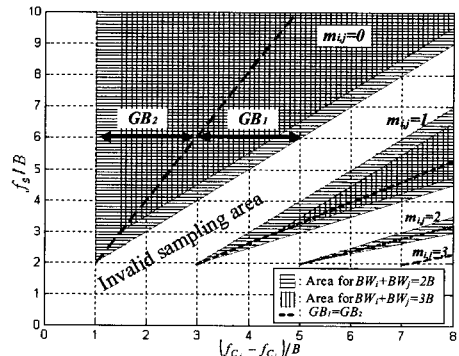


그림 6. Complex bandpass sampling에 의한 두 신호의 반송파 주파수 차와 sampling 주파수와의 관계

이번에는 앞에서 살펴본 두 신호에 대한 유효 sampling 주파수 영역인 수식 (9)를 이용하여, N개 신호에 대한 하향변환으로 확장해 보자. 이를 위해, 먼저 N신호들에서 조합 가능한 모든 두 신호의 쌍들에 대한 각각의 sampling 영역을 얻어야 한다. 그런 후 그 쌍들이 모두 만족하는 sampling 영역이 바로 N신호에 대한 유효 sampling 영역이 된다. 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$f_{s,all} = f_{s,1} \cap f_{s,2} \cap f_{s,3} \cap \dots \cap f_{s,N-1} \quad (11)$$

여기서  $f_{s,1}, f_{s,2}, f_{s,3}, \dots, f_{s,N-1}$ 은 다음을 의미한다.

$$\begin{aligned} f_{s,1} &= f_{s,1,2} \cap f_{s,1,3} \cap f_{s,1,4} \cap \dots \cap f_{s,1,N} \\ f_{s,2} &= f_{s,2,3} \cap f_{s,2,4} \cap f_{s,2,5} \cap \dots \cap f_{s,2,N} \\ f_{s,3} &= f_{s,3,4} \cap f_{s,3,5} \cap f_{s,3,6} \cap \dots \cap f_{s,3,N} \\ &\vdots \\ f_{s,N-1} &= f_{s,N-1,N} \end{aligned} \quad (12)$$

즉,  $f_{s,1}$ 은 신호  $f_1(t)$ 와 이 신호를 제외한 다른 신호  $f_i(t), i=2,3,\dots,N$ 들의 sampling 영역들 중에서 서로 겹치게 되는 부분을 나타낸다. 또한 수식 (11)로부터 얻은 값들 중 가장 작은 값이 N신호를 위한 최소 sampling 주파수가 된다.

또한 sampled bandwidth에서 신호  $f_k(t)$ 의 위치인  $f_{IF,k}$ 는 다음의 수식에 의해 얻을 수 있다.

$$\left\lfloor \frac{f_{c_i}}{f_s/2} \right\rfloor \text{ is } \begin{cases} \text{even: } f_{IF,k} = \text{rem}(f_{c_i}, \frac{f_s}{2}) \\ \text{odd: } f_{IF,k} = -\left\{ \frac{f_s}{2} - \text{rem}(f_{c_i}, \frac{f_s}{2}) \right\} \end{cases} \quad (13)$$

이 수식은  $\lfloor f_{c_i}/(f_s/2) \rfloor$ 의 값이 짝수이면 양의 주파수 영역에, 홀수이면 음의 주파수 영역에 위치된다는 것을 나타낸다.

위에서 유도된 수식들에 대한 증명 및 모의실험 결과는 4장에서 다루기로 한다.

### 3.3 최소 Sampling 주파수와 보호 대역

우리는 유도된 수식 (9)와 (10)으로부터 최소 sampling 주파수를 얻을 수 있다. 유효 sampling 주파수 영역 중 가장 작은 지점이 바로 최소 sampling 주파수 이므로, 수식 (10)의 가장 큰  $m_{i,j}$ 값을 수식 (9)의 좌변에 대입하여 정리하면 쉽게 얻을 수 있다. 그 수식은 다음과 같다.

$$f_{s,min} = \frac{(f_{c_i} - f_{c_j}) + \frac{BW_{i,i}}{2}}{\left\lfloor \frac{(f_{c_i} - f_{c_j}) - \frac{BW_{i,i}}{2}}{BW_{i,j}} \right\rfloor + 1} \quad (14)$$

그러나 위 수식에 의해 얻어진 sampling 주파수를 ADC에 적용하게 되면 두 신호 간에 최소 어느 한 쪽의 보호대역 (guard-band)이 없기 때문에 실제 적용시에 채널의 구분이 불가능 할 수 있다. 마찬가지로 수식 (11)로부터 얻은 sampling 값으로도 IF 신호들 간에 원하는 보호대역을 설정할 수 없기 때문에, 그 얻은 sampling 영역들 중에서 신호간의 모든 보호대역을 고려하기 위한 적절한 sampling 주파수를 다시 찾아야 하는 작업이 요구된다. 그러므로 하향 변환된 주파수 대역에서 이러한 보호대역은 sampling 주파수를 결정할 때 반드시 고려되어야 할 요소이다.

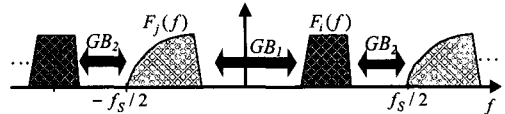


그림 7. 두 IF 신호 사이의 보호대역

먼저 그림 7과 같이 두 신호  $F_i(f)$ 과  $F_j(f)$ 의 하향변환된 신호들 간의 보호대역을 생각해 보자. 이 경우는 그림에서 보듯이  $F_i(f)$ 의 왼쪽 보호대역을  $GB_1$ , 오른쪽 보호대역을  $GB_2$ 라고 정의되는 두 보호대역을 고려해 볼 수 있다. 이 두 보호대역 모두가 적당한 간격을 유지하여야 채널간 구분이 쉽게 되고 필터링도 쉽게 된다. 일반적으로 두 보호대역은 다른 값을 가지게 되는데, 이 원인은 보호대역이 두 신호의 거리와 선택된 sampling 주파수에 의해 결정되기 때문이다. 그러나 어떤 특정한 sampling 주파수와 신호들의 위치에서 이 두 보호대역이 같게 되는 특별한 경우가 발생할 수도 있다. 이러한 경우의 두 신호의 관계는  $F_i(f)$ 가 sampling에 의해 왼쪽으로 이동된  $F_j(f)$ 의 두 신호인  $m_{i,j}$ 번째 신호와  $m_{i,j}+1$ 번째 신호 사이의 중심에 놓여 있어야 하는 조건을 반드시 만족해야 한다. 즉, 수식으로 표현하게 되면  $(f_{c_i} - m_{i,j}f_s) - \{f_{c_j} - (m_{i,j} + 1)f_s\} = 2f_{c_i}$  이다. 이 수식을 sampling 주파수에 관해 나타내면 다음과 같은 결론식을 얻게 된다.

$$f_{s,i,j} = \frac{2(f_{c_i} - f_{c_j})}{2m_{i,j} + 1} \quad (15)$$

그림 6에서 두 화살표는  $f_{c_i} - f_{c_j} = 3B$ 이고  $BW_{i,j} = 2B$ 인 경우의  $GB_1$ 과  $GB_2$ 를 보여주고 있다. 또한 그 화살표의 길이가 보호대역의 크기로서 이 경우는  $2B$ 로 같다는 것을 나타낸다. 그림 6에서 점선의 의미는 수식(15)를 통하여 얻을 수 있는 값으로, 두 보호대역이 같게 되는 sampling 주파수와 두 신호의 간격을 표시하고 있다.

또한, sampling 주파수 설계시에 사용자가 원하는 보호대역을 갖도록 하는 주파수도 구할 수 있다. 그러나 위의 경우와 같이 특정한 위치에 신호가 존재하는 경우를 제외하고, 두 보호대역이 원하는 값을 동시에 갖기는 어렵다. 그래서 우리는 최소한 하나의 보호대역이 사용자가 원하는 보호대역  $GB_{\min}$  (Hz)을 가지고, 나머지 하나는  $GB_{\min}$  이상의 대역을 갖도록 하는 수식을 유도해 보자. 이것은 수식 (9)와 (10)에서 대역폭 파라미터인  $BW_{i,j}$  대신에 원하는 보호대역  $GB_{\min}$ 의 두 배의 값과 두 신호의 대역폭을 더한 값, 즉

$$BW_{i,j} = BW_i + BW_j + 2GB_{\min} \quad (16)$$

을  $BW_{i,j}$ 에 대입한 후 (9)를 만족하는 주파수 중 가장 작은 주파수가 바로 우리가 원하는 sampling rate이 된다. 결국 수식 (14)에 (16)을 대입한 것과 같은 결과를 가져온다. 그러므로 수식 (16)은 기존 대역폭에 단순히 원하는 보호대역을 더하여 새로운 대역폭을 가진 신호로 재정의(re-definition) 한 뒤 sampling 주파수를 찾는 것으로 해석할 수 있다. 이것을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$f_{s, \min, GB} = \frac{(f_{c_i} - f_{c_j}) + BW_S}{\left\lceil \frac{\{(f_{c_i} - f_{c_j}) - BW_S\}}{BW_{i,j} + 2GB_{\min}} \right\rceil + 1} \quad (17)$$

여기서  $BW_S = (BW_{i,j}/2) + GB_{\min}$ 을 나타낸다. 신호가 3개 이상일 경우에도 IF단에서 신호들 간의 보호대역이 모두 같게 하는 것은 힘들다. 마찬가지로 RF 신호들 간의 간격과 각각의 대역폭이 모두 다르기 때문에 IF단에 하향 변환된 신호간의 보호대역은 서로 다를 수밖에 없다. 그래서 신호간 보호대역이 최소한  $GB_{\min}$  이상의 간격을 갖게 하는 sampling 주파수를 구한다. 앞의 경우와 같이 수식 (9)

와 (10)에 식(16)을 대입하여

$$\frac{(f_{c_i} - f_{c_j}) + BW_S}{m_{i,j} + 1} \leq f_{s,i,j} \leq \frac{(f_{c_i} - f_{c_j}) - BW_S}{m_{i,j}} \quad (18)$$

$$0 \leq m_{i,j} \leq \left\lfloor \frac{(f_{c_i} - f_{c_j}) - BW_S}{BW_{i,j} + 2GB_{\min}} \right\rfloor \quad (19)$$

를 각각 얻는다. 다음으로 N개의 신호들 중에서 선택할 수 있는 모든 두 쌍에 대한 유효 sampling 주파수 영역을 모두 찾은 후 그 영역들 중 공통으로 만족하는 최저 sampling 주파수를 찾는다. 즉 다음의 수식으로 표현할 수 있다.

$$f_{s, GB} = \min \{f_{s,1} \cap f_{s,2} \cap f_{s,3} \cap \dots \cap f_{s,N-1}\} \quad (20)$$

여기서  $f_{s,k}$ ,  $k=1, 2, \dots, N-1$ 은 (12)와 같다. 단  $BW_{i,j}$ 만 (16)으로 대체된 경우이다. 그러므로 설계자는 (20)에 의한 sampling rate을 사용하여 N개의 IF신호들 간의 보호대역이 최소  $GB_{\min}$  (Hz) 이상 유지할 수 있게 되어, 원하는 채널의 필터링을 쉽게 처리 할 수 있는 동시에 하드웨어의 요구사항도 다소간 완화될 수 있을 것이다. 이에 대한 결과도 4장 모의실험을 통해 증명되고 자세히 분석될 것이다.

#### IV. 모의실험 및 결과 분석

이번 단락에서는 complex bandpass sampling에 관하여 유도된 수식들을 증명하기 위해 실례를 들어 모의실험을 시행한 결과를 알아본다. 하나의 무선통신기기가 3개의 채널 즉, 전화, 방송, 그리고 데이터 통신(인터넷)을 동시에 처리한다고 가정하자. 이 3개의 통신표준의 주요 파라미터는 다음과 같다.  $f_{c_1} = 940.1 \text{ MHz}$ 이고  $BW_1 = 200 \text{ kHz}$ 인 GSM-900의 다운링크 채널 하나,  $f_{c_2} = 1473.054 \text{ MHz}$ 이고  $BW_2 = 1.536 \text{ MHz}$ 인 DAB(Eureka-147 L-BAND) 채널 하나, 그리고  $f_{c_3} = 2121.5 \text{ MHz}$ 이고  $BW_3 = 20 \text{ MHz}$ 인 WLAN 802.11g의 한 채널을 그림 8(a)와 같이 존재한다고 가정하자. 3개의 신호가 존재하므로, 먼저 수식 (11)과 (12)에 의해  $f_{s_{1,2}}, f_{s_{1,3}}, f_{s_{2,3}}$ 의 유효 sampling 주파수 영역들이 필요하다. 이를 위해 수식 (10)으로부터 세 주파수를 영역의  $m_{i,j}$ 의 최대 값을 구하면  $m_{1,2} = 306$ ,  $m_{1,3} = 72$ , 그리고  $m_{23} =$

43을 얻을 수 있다. 이 upper bound와 수식 (9)를 사용하여 sampling 가능 영역들이 구해진다. 이 영역들 중 수식 (11)에 의하여 공통된 범위를 구할 수 있는데 이 중 가장 낮은 주파수를 가진 영역인  $25.288MHz \leq f_s \leq 25.344MHz$ 을 얻을 수 있다. 이때의 각각의  $m_{i,j}$  값은  $m_{1,2}=21$ ,  $m_{1,3}=58$ ,  $m_{2,3}=37$ 이고, 각각의 중간 주파수는 수식 (13)에 의해  $f_{IF_1}=4.439MHz$ ,  $f_{IF_2}=6.792MHz$ , 이고  $f_{IF_3}=-5.661MHz$ 이다. 또한 이 범위에서 최저 sampling 주파수는 25.288MHz라는 것을 쉽게 알 수 있다. 그러나 이 sampling 주파수는 신호들 간의 보호대역을 전혀 고려하지 않은 값이다. 그림 8(b)에 모의 실험으로 얻은 결과에서 보듯이 신호  $F_1(f)$ 와  $F_3(f)$ 가 서로 붙어 있음을 알 수 있다. 이러한 시스템에 채널 필터링을 쉽게 하기 위해 이번에는 최소 보호대역 10MHz를 확보할 수 있는 sampling 주파수를 찾아보도록 한다. 먼저 수식 (19)로부터  $m_{i,j}$  값의 upper bound  $m_{1,2}=24$ ,  $m_{1,3}=36$ ,  $m_{2,3}=22$ 를 얻을 수 있다. 이 값을 수식 (18)과 (20)에 적용하여 최소 보호대역 10M를 유지 할 수 있는 sampling 주파수  $f_{S,GB}=57.769MHz$ 을 값을 얻게

된다. 그림 8(c)는 이 sampling 주파수로 얻은 IF 스펙트럼을 표시하고 있다. 이 모의실험으로 신호  $F_1(f)$ 와  $F_3(f)$ 의 보호대역이 sampling 주파수를 결정하기 전 이미 정해진 보호대역 10M인 것을 보여 주고 있다. 따라서, 이들 모의실험 결과로부터 우리는 앞에서 수식으로 유도한 값과 실험 결과로 얻은 값이 서로 동일한 값을 가지게 되므로 유도한 수식들이 증명됨을 알 수 있다.

그리고 이 예제에서는 하나의 통신 표준에 한 채널만 고려하였는데 여러 FA(frequency allocation)가 존재하는 실제적인 경우에는 다음의 두 가지 방법을 생각해 볼 수 있다. 첫째로 하나의 표준에 하나의 반송파 주파수만 변경되는 경우이므로 그 상황에 맞는 새로운 sampling 주파수를 구하여 적용하면 된다. 또 다른 방법으로는 여러 FA를 포함한 전체 대역을 하나의 새로운 신호의 대역폭으로 간주하고 디지털 영역에서 원하는 채널을 선택할 수도 있다. 이 방법은 sampling 주파수는 바뀌지 않지만, 한 통신 표준의 전체 대역을 고려하게 되어 sampling 주파수의 값이 커지는 문제점이 발생한다.

### V. 결론

이 논문에서는 다중 신호의 하향변환에 complex bandpass sampling 기법을 적용하여 ADC 소자 선택에 대한 폭넓은 유연성을 제공하며, real bandpass sampling 방식 보다 더욱 낮은 sampling 주파수를 얻을 수 있는 구조를 제시하고 있다. 그러므로 sampling에 적절한 주파수 선택의 폭이 매우 넓어져 좀 더 유연하고 재구성 능력이 뛰어난 SDR 시스템을 설계하는데 도움이 될 것이다. 더욱이 이 기법은 하나의 통신 표준뿐이 아닌 다중 표준의 신호를 동시에 하향변환 경우에 있어서 더욱 성능을 발휘 하게 된다. 또한 우리가 유도한 수식으로부터 complex sampling 방식의 sampling 주파수 선정에 있어서 중요한 파라미터는 신호들의 반송파 주파수가 아니라, 신호들 간의 거리와 대역폭의 합이 됨을 알 수 있었다.

SDR은 단일 하드웨어 플랫폼에 소프트웨어적으로 다양한 통신표준을 수용할 수 있는 능력이 있는 시스템으로 미래의 통신시스템에 기본으로 적용되는 매우 중요한 기술이다. 과거에는 이런 시스템을 구현하기 힘들었지만, 현재 반도체 소자의 기술발달로 인해 점차 실현 가능성이 가까워지고 있다. 이러한 SDR 시스템에 complex bandpass sampling 기법은

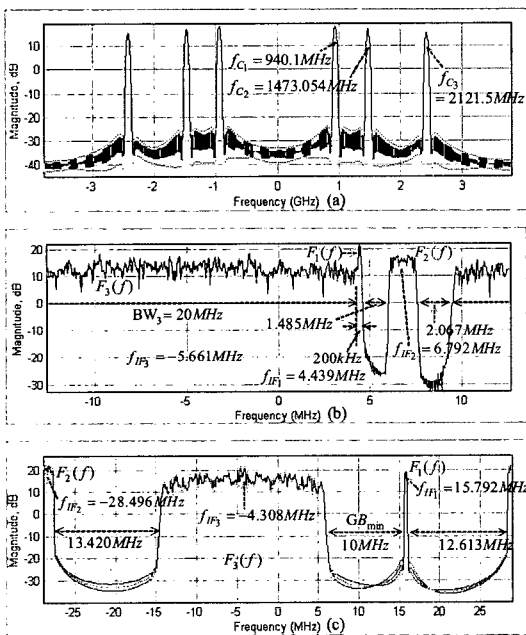


그림 8. 3개의 무선표준을 complex bandpass sampling을 사용한 하향변환에 적용한 예, (a) Sampling전의 RF스펙트럼, (b) 25.288MHz로 complex bandpass sampling된 신호의 IF 스펙트럼, (c) 최소 보호대역 10MHz를 위해 얻어진 sampling 주파수 57.769MHz로 complex bandpass sampling된 신호의 IF스펙트럼



매우 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] T. Hentschel, M. Henker, and G. Fettweis, "The digital front-end of software radio terminals," *IEEE Personal Commun.*, 6(4), pp.40-46, Aug. 1999.

[2] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, "The theory of bandpass sampling," *IEEE Trans. Signal Process.*, 39(9), pp.1973-1983, Sep. 1991.

[3] M. Valkama, J. Pirskanen, and M. Renfors, "Signal processing challenges for applying software radio principles in future wireless terminals : an overview," *International journal of communication systems*, 15(8), pp. 741-769, Oct. 2002.

[4] D. Akos and J. B. Y. Tusi, "Design and implementation of a direct digitization GPS receiver front end," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 44(12), pp.2334-2339, Dec. 1996.

[5] J. Liu, X. Zhou, and Y. Peng, "Spectrum Arrangement and Other Topics in First-Order Bandpass Sampling Theory," *IEEE Trans. Signal Process.*, 49(6), pp. 1260-1263, June 2001.

[6] D. M. Akos, M. Stockmaster, J. B. Y. Tsui, and J. Caschera, "Direct Bandpass Sampling of Multiple Distinct RF signals," *IEEE Trans. Commun.*, 47(7), pp.983-988, July 1999.

[7] C. H. Tseng and S. C. Chou, "Direct down-conversion of multiple RF signals using bandpass sampling," *ICC. 2003*, 3, pp. 2003-2007, May 2003.

[8] M. Choe and K. Kim, "Bandpass Sampling Algorithm with Normal and Inverse Placements for Multiple RF Signals," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88, no.2, pp.754-757, Feb. 2005.

배 정 화 (Junghwa Bae)

정회원



1999년 2월 광운대학교 전자공학과 학사  
 2001년 8월 고려대학교 전자공학과 석사  
 2001년 9월~현재 고려대학교 전자컴퓨터공학과 박사과정  
 <관심분야> 전자공학, 통신공학,

무선통신 공학

하 원 (Won Ha)

정회원



1996년 2월 고려대학교 전자공학과 학사  
 1998년 8월 고려대학교 전자공학과 석사  
 2004년 8월 고려대학교 전자컴퓨터공학과 박사  
 2004년 9월~현재 LG전자 정보

통신사업본부

<관심분야> 전자공학, 통신공학, 무선통신 공학

박 진 우 (Jinwoo Park)

종신회원



1979년 3월 고려대학교 전자공학과 학사  
 1983년 8월 클렘슨대학교 전기공학과 석사  
 1987년 11월 버지니아 주립대학교 박사  
 1988년 3월~1989년 2월 명지대

학교 전자공학과 교수

1989년 3월~현재 고려대학교 전자컴퓨터공학과 교수  
 <관심분야> 무선통신 공학, 광통신 공학, 광통신망