

# SDR 시스템을 위한 Complex Bandpass Sampling 기법 및 일반화 공식의 유도

정희원 배정화\* 하원\*\* 박진우\*

## Complex Bandpass Sampling Technique and Its Generalized Formulae for SDR Systems

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

### 요 약

차세대 통신기술인 Software-Defined Radio (SDR)시스템은 단일 하드웨어 플랫폼에 소프트웨어 변경만으로 다양한 통신표준을 수용할 수 있는 시스템이다. 시스템의 융통성(flexibility)과 적응성(adaptability)을 위하여 RF와 관련된 하드웨어의 최소화가 필요하며, 이를 위해 ADC를 사용하여 기저대역(baseband) 또는 낮은 IF단으로 직접 하향 변환(downconversion)을 할 수 있는 bandpass sampling 기법이 필수적이다. 이 논문에서는 complex bandpass sampling 방식을 이용하여 두 가지의 통신 표준이 한 시스템에서 동시에 직접 하향 변환하는 새로운 방법을 제안하였다. 이에 따른 sampling 가능 영역, 보호대역(guard-band)을 고려한 sampling 가능 최소 주파수 그리고 이동된 신호의 위치를 구하는 수식들을 유도한 뒤 그래프를 통해 비교 분석하였다. 또한 제안한 sampling 방식이 모의실험을 통해 기존에 제안되었던 real bandpass sampling 방식보다 SDR 시스템에 더욱 적합하다는 것을 입증하였다.

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

### ABSTRACT

A bandpass sampling technique, which is a method directly downconverting a bandpass signal to a baseband or a low IF signal without analog mixers, can be an alternative choice for the SDR system to minimize the RF front-end. In this paper, a complex bandpass sampling technique for two bandpass-filtered signals is proposed. We derived generalized formulae for the available sampling range, the signal's IF and the minimum sampling frequency taking into consideration the guard-bands for the multiple RF signals. Thru the simulation experiments, the advantages of the complex bandpass sampling over the pre-reported real bandpass sampling are investigated for applications in the SDR design.

### I. 서 론

최근에 이르러 반도체 소자의 개발로 인하여 디지털 기술을 사용한 무선 장비들의 구현이 가능해졌으며, 또한 무선 통신 시스템에서도 고속 통신을

위한 신호처리 기술들이 개발 되고 있다. 따라서 이러한 디지털 기술을 이용한 무선 통신 시스템들은 아날로그 기술을 주로 이용한 기존의 무선 시스템들에 비하여 보다 많은 융통성(flexibility)과 적응성(adaptability)을 가지는 특징이 있다. 이러한 기술은

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

논문번호 KICS2005-03-096, 접수일자 2005년 3월 7일

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

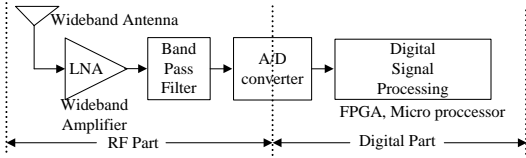


그림 1. SDR 수신기

Software-Defined Radio(SDR)이라고 부른다<sup>11</sup>. 즉 신호처리 관점에서 보게 되면 그림 1과 같이 수신된 신호의 디지털 처리부를 안테나 쪽으로 최대한 가깝게 두어, 즉 RF 부분을 최소화함으로써 소프트웨어 능력을 최대한 이용하는 시스템을 말한다. 그러므로 하드웨어 변경 없이 사용자가 원하는 통신 표준에 맞는 소프트웨어만 다운로드하여 실행시키면 새로운 시스템을 구성할 수 있게 된다. 또한 재구성(reconfigurable) 가능한 무선이라는 개념인 SDR은 SDR 포럼에서 SDR의 주요기능에 관한 표준화 활동을 하고 있으며, MIMO-OFDM 시스템과 함께 4 세대에 적합한 무선통신기술로 고려되고 있다. 그러나 현재 과학기술로는 RF 앞단 특히 필터와 안테나의 융통성과 시스템 재구성 능력이 떨어지기 때문에 아직 이론적으로만 머무르고 있으나, 반도체 기술 및 RF소자, MEMS의 발달로 점차 실현가능성이 현실로 다가오고 있다<sup>21</sup>.

일반적인 통신시스템에 SDR 개념을 적용하기 위해서는, 우선 대역 통과된 RF신호를 직접 sampling 하여 디지털로 신호를 처리해야 한다. 이를 위해 최소한 반송파 주파수의 두 배 이상의 sampling rate의 작업 과정이 필요하다. 하지만 이러한 나이퀴스트(Nyquist) 이론을 적용하여 sampling하게 된다면 엄청 높은 sampling 주파수 사용으로 인해 데이터량이 엄청나게 증가하게 되어 매우 비효율적이며 디지털 신호처리에 엄청난 부담을 주게 된다. 그러나 우리가 원하는 RF신호가 이상적인 대역통과 필터링 된다고 가정한다면, 반송파 주변에만 신호가 존재할 뿐 다른 주파수 대역에는 어느 신호도 존재하지 않게 된다. 이러한 점을 이용하여 나이퀴스트 이론보다 낮은 sampling 주파수를 사용하여 신호가 없는 대역에 수신하고자 하는 신호를 위치하게 함으로써, 아날로그 믹서 없이 ADC(analog digital converter)사용만으로 RF신호를 아주 낮은 IF신호 또는 기저대역으로 하향변환 할 수 있다. 이러한 기술이 바로 bandpass sampling 기법이다. 그러므로 이러한 기법은 SDR 시스템에 반드시 적용되어야 한다.

이러한 sampling 방법은 하나의 ADC만 사용하는 real bandpass sampling 기법이 대다수이며, 현재까지 다수의 논문에 발표 되고 있다<sup>3-81</sup>. First-order bandpass sampling 또는 sub-sampling 이라고도 불리는 real bandpass sampling 방식은 음의 주파수 부분의 RF신호와와의 에일리어싱(aliasing) 현상을 피해야 하므로 신중한 sampling 주파수 선택이 요구된다<sup>51</sup>. 그러나 두 개의 ADC와 힐버트(Hilbert) 변환을 사용하여 음의 주파수 부분의 신호를 제거함으로써 sampling 주파수 선택을 매우 용이하게 할 수 있다. 이 기법이 complex bandpass sampling으로 논문[6]에 그 기본적인 개념이 소개되고 있다.

또한 이러한 sampling 기법들을 하나의 무선통신 표준이 아닌 여러 개의 표준 신호에 적용하여 하나의 통신 기기에서 동시에 변복조 할 수 있을 것이다. 논문 [7]과 [8]에서는 real bandpass sampling을 이용하여 다중(multiple) 신호를 동시에 하향 변환하는 기법을 소개하고 이와 관련된 수식들을 유도하였다. 그러나 complex bandpass sampling을 이용한 하향변환은 그 개념만 소개되었을 뿐, 특히 하나의 신호가 아닌 다중 신호의 관한 하향변환 방법과 그것에 대한 일반화된 공식을 제시한 논문은 현재까지 보고 된 적이 없다. 그러므로 본 논문에서는 complex bandpass sampling 기법을 사용하여 두 가지의 표준 신호를 동시에 하향 변환하여 신호 처리하는 새로운 방법을 제안하였다. 그리고 sampling 주파수 선택 범위, 보호대역을 고려한 최소 sampling 주파수 및 sampling에 의해 변화된 신호의 위치 등에 관련된 수식들을 유도하였다. 또한 결과 그래프를 통해 real bandpass sampling과 비교 분석을 시행하였다.

이 논문의 나머지는 다음과 같은 구조로 되어 있다. 2장에서는 real bandpass sampling 기법에 대해서 설명하였다. 3장에서는 complex bandpass sampling 기법에 의한 신호들의 하향변환 기법 및 sampling에 관련된 수식들을 유도하였다. 4장에서는 유도된 수식들을 실제 시스템에 적용방안을 논의하고, real과 complex sampling 방식을 비교 분석 하였다. 마지막으로 5장에서 결론을 맺었다.

## II. Real Bandpass Sampling 방법

Real bandpass sampling은 RF신호 스펙트럼에서 음의 주파수 부분의 자기 신호와 겹치는 현상을 피

하도록 sampling 주파수를 선택해야 하므로 주의를 요구한다. 이 논문에서는 2개의 신호  $f_1(t)$ 와  $f_2(t)$ 의 하향변환을 고려한다. 먼저 2개의 대역통과 신호  $f_i(t), (i=1, 2)$ 가 다음과 같은 파라미터들로 정의된다고 하자.  $f_{C_i}, f_{U_i}, f_{L_i}, f_{IF_i}$ , 그리고  $BW_i$ 는 신호  $f_i(t)$ 의 반송파 주파수, 대역폭에서의 상위주파수(upper limit), 하위 주파수(lower limit), sampled bandwidth에서의 중간 주파수 (IF), 그리고 신호의 대역폭을 각각 나타낸다. 또한  $f_{C_1} \leq f_{C_2}$  이고, 두 신호 모두 RF 단에서 이상적으로 대역 통과된 신호라고 가정한다.

먼저 하나의 신호  $f_i(t)$ 의 sampling 가능한 주파수(available sampling frequency) 영역은 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다<sup>3)</sup>.

$$\frac{2f_{U_i}}{n_i} \leq f_{S_i} \leq \frac{2f_{L_i}}{n_i - 1} \quad (1)$$

여기서  $n_i$ 은 정수 값으로 다음과 같이 정의 된다.

$$1 \leq n_i \leq \left\lfloor \frac{f_{U_i}}{BW_i} \right\rfloor \quad (2)$$

여기서  $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 floor 함수를 나타낸다. 그림 2는 이러한 sampling 기법에 의해 RF신호가 직접 하향변환 되는 신호의 스펙트럼을 보여준다. 하향 변환되는 한 채널이 complex 신호일 경우에는 기저대역으로 바로 떨어뜨리지 못하고, 그림에서 보는 것과 같이 낮은 IF단으로 떨어뜨릴 수 있다.

또한 이러한 sampling 기술을 이용하여 서로 다른 통신 프로토콜들을 한 시스템에 동시에 하향변환 할 수 있다. 이런 시스템에 만족하는 sampling 주파수는 음의 주파수 대역에 존재하는 신호들뿐만 아니라 신호  $f_1(t)$ 와  $f_2(t)$ 도 서로 겹치지 않도록 하는 주파수를 선택해야만 한다. 그러므로 sampling 영역은 다음 3개의 수식을 모두 만족해야 한다<sup>7)</sup>.

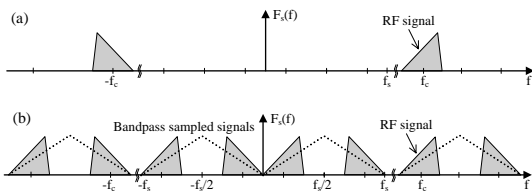


그림 2. (a) RF 신호, (b) Real bandpass sampling 방법에 의해 하향 변환된 신호들의 스펙트럼

$$\frac{2f_{U_1}}{n_1} \leq f_{S_1} \leq \frac{2f_{L_1}}{n_1 - 1} \quad (3)$$

$$\frac{2f_{U_2}}{n_2} \leq f_{S_2} \leq \frac{2f_{L_2}}{n_2 - 1} \quad (4)$$

$$|f_{IF_1} - f_{IF_2}| \geq \frac{BW_{1,2}}{2} \quad (5)$$

이 수식들에서  $BW_{1,2}$ 는  $BW_{1,2} = BW_1 + BW_2$ 를 나타내며,  $n_1$ 는  $n_2$  각각  $1 \leq n_1 \leq \lfloor f_{U_1}/BW_1 \rfloor$ 와  $1 \leq n_2 \leq \lfloor f_{U_2}/BW_2 \rfloor$ 을 가리킨다. 또한 이 세 수식을 만족하는 영역 중에서 가장 작은 주파수가 바로 최소 sampling 주파수이다. 특히 단말기에 SDR이 적용될 때는 전력소모 및 비용 문제가 크게 작용하므로 SNR이 허용하는 한 최소한의 낮은 sampling 주파수로 신호를 처리해야 효율적인 시스템이 된다. 그러므로 낮은 sampling 주파수를 갖는 시스템을 설계하는 것이 중요하다. 이것은 4장 모의 실험에 의한 complex bandpass sampling과의 비교를 통하여 더욱 상세히 설명 될 것이다.

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

그림 3은 제안된 구조로서 complex bandpass sampling을 이용하여 두 채널의 하향변환을 보여주는 블록 다이어그램이다. 안테나를 통해 들어온 다중 채널들은 LNA와 대역통과필터를 거친 후에 힐버트 변환을 이용한 complex bandpass sampling을 행하게 된다. 즉, 이 방식은 여러 analytic 신호들을 bandpass sampling을 통하여 동시에 하향변환 하는 기법이라고 할 수 있다.

#### 3.1 두 신호의 하향 변환을 위한 유효

##### Sampling 주파수의 범위

대역통과된 두 신호  $f_1(t)$ 와  $f_2(t)$ 의 유효 sampling 주파수 범위를 구해보자. 이를 위해 다음의 두 조건들을 고려해야 한다. Sampling 주파수의 상

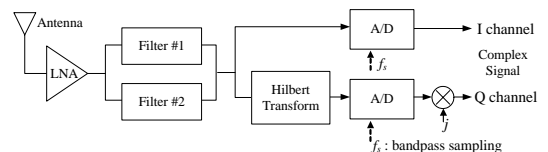


그림 3. 제안한 complex bandpass sampling 방법

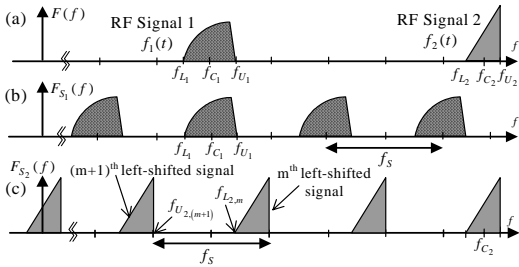


그림 4. 힐버트 변환 전후의 신호들의 스펙트럼, (a) RF 신호  $f_1(t)$ 와  $f_2(t)$ 의 스펙트럼, (b) Sampling 주파수  $f_s$ 에 의해 complex bandpass sampling된 신호  $f_1(t)$ , (c) sampling 주파수  $f_s$ 에 의해 complex bandpass sampling된 신호  $f_2(t)$

위 제한(upper limit)으로, 그림 4와 같이 RF 신호  $f_2(t)$ 가 sampling에 의해  $m$ 번째 이동된 신호의  $f_{L_{2,m}}$  이 다른 RF신호  $f_1(t)$ 의  $f_{U_1}$  보다 커야 한다. 또한 하위 제한(lower limit)으로는 RF신호  $f_2(t)$ 의  $(m+1)$ 번째 왼쪽 이동된 신호에서  $f_{U_{2,(m+1)}}$  이 RF 신호  $f_1(t)$ 의  $f_{L_1}$ 보다 작아야 한다. 이 두 조건들을 다음과 같은 수식으로 각각 표현 된다.

$$\left(f_{C_2} - \frac{BW_2}{2} - mf_s\right) - \left(f_{C_1} + \frac{BW_1}{2}\right) \geq 0 \quad (6)$$

$$\left\{f_{C_2} + \frac{BW_2}{2} - (m+1)f_s\right\} - \left(f_{C_1} - \frac{BW_1}{2}\right) \leq 0 \quad (7)$$

이 두 수식을  $f_s$ 에 관해서 정리하면 수식(8)과 같은 결과식이 유도된다.

$$\frac{(f_{C_2} - f_{C_1}) + \frac{BW_{1,2}}{2}}{m+1} \leq f_s \leq \frac{(f_{C_2} - f_{C_1}) - \frac{BW_{1,2}}{2}}{m} \quad (8)$$

여기서  $m$ 은 정수로 다음과 같은 floor함수로 정의 된다.

$$0 \leq m \leq \left\lfloor \frac{f_{L_2} - f_{U_1}}{BW_{1,2}} \right\rfloor \quad (9)$$

즉, 이 값은 두 신호의 거리인  $f_{L_2} - f_{U_1}$  사이에 두 신호가 서로 겹침(overlap) 없이 몇 번 위치할 수 있는지를 나타내는 수치이다. 여기서  $m$ 은 정수 값으로 real bandpass sampling에서의 주파수 이동을 의미하는  $n$ 의 값과 다르다<sup>5)</sup>. 이  $n$ 의 값은 반송파 주파수에 좌우되기 때문이다. 제한한 방식의  $m$  값은

반드시 두 신호가 동시에 sampling 될 때 적용되며, 반송파 주파수가 아니라 반송파 주파수의 차가 중요한 역할을 하게 된다. 그러므로  $m$ 의 최대값은 두 신호 거리 차에 비례하게 된다. 그러나  $m$ 의 값이 커진다고, 반드시 낮은 sampling rate로 sampling 되는 것은 아니다. 이것은 수식 (8)에서 유추할 수 있듯이 sampling 주파수 결정은  $m$ 값과 두 신호의 반송파 주파수 차가 동시에 영향을 미친다. 그러므로  $m$ 이 작아져도 두 신호 사이의 거리가 가까우면 낮은 sampling rate를 얻을 수 있다. 그러나 두 신호의 거리가 고정되어 있을 경우에는 다르다.  $m$ 의 값이 고정되기 때문에 큰  $m$ 의 값이 더욱 작은 sampling 주파수를 가지게 된다. 만약 두 신호의 위치에 의해  $m$ 값이 0으로 결정 되는 경우에는, 두 신호 사이의 거리가 너무 가깝게 되어 두 신호 중 어느 신호도 sampling에 의해  $f_{L_2} - f_{U_1}$  사이에 위치하지 못하는 경우이다. 이러한 상황에서는 두 신호를 하나의 신호로 취급하여 sampling을 하면 된다. 이 경우, 수식 (8)에 의하여 sampling 주파수에 대한 조건은 다음과 같이 간단히 주어진다.

$$f_s \geq f_{U_2} - f_{L_1} \quad (10)$$

그리고 유도된 결과 식 (8)를 통하여 sampling 주파수 선정에 중요한 파라미터는 두 신호의 반송파 주파수 차와 대역폭 합이라는 것을 보여준다. 그림 5는 이 수식들에 의한 결과 그래프를 보여준다. 이 그림에서 X, Y축은 두 신호 중 어느 하나의 신호 대역폭  $B$ 에 의해 나누어진 일반화된(normalized) 형태를 보여주고 있다.

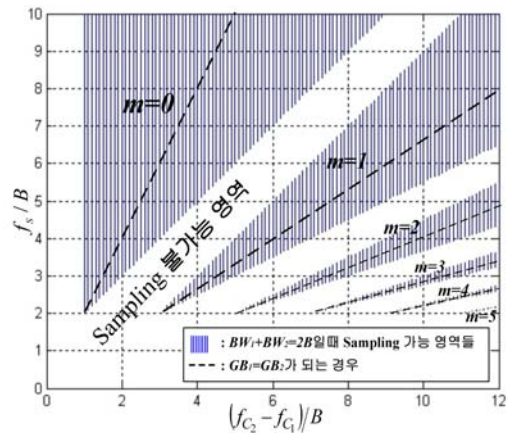


그림 5. Complex bandpass sampling에 의한 두 신호의 반송파 주파수 차와 sampling 주파수와의 관계

또한 이 그림에서 최소 sampling 주파수를 구할 수 있는데, 바로 유효 Sampling 영역 중 가장 작은 주파수이다. 그러므로 이 주파수는 수식 (9)의 가장 큰  $m$  값을 수식 (8) 좌변에 대입하여 정리하면 얻을 수 있다. 그 결과는 다음과 같다.

$$f_{s, \min} = \frac{(f_{c_2} - f_{c_1}) + \frac{BW_{1,2}}{2}}{\left\lfloor \frac{(f_{c_2} - f_{c_1}) - \frac{BW_{1,2}}{2}}{BW_{1,2}} \right\rfloor + 1} \quad (11)$$

3.2 보호대역을 고려한 유효 Sampling 주파수

유도된 식 (11)로부터 얻어진 sampling 주파수에 의한 하향변환 결과는 두 신호 간의 보호대역이 없을 수 있기 때문에 실제 적용시에 채널간 구분이 불가능 할 수 있다. 즉 채널 필터링이 어려워지고 하드웨어 요구사항이 엄격해지는 문제점이 발생한다. 그러므로 보호대역을 고려하여야 한다. 두 신호의 하향변환이 고려될 때는 그림 6과 같이 두 개의 보호대역을 생각해 볼 수 있는데, 신호  $f_1(t)$ 의 왼쪽 보호대역을  $GB_1$ 이라고 하고 오른쪽 보호대역을  $GB_2$ 라고 정의 한다면, 각각의 보호대역 크기는 수식(6)과 (7)로부터 다음과 같은 수식이 유도된다.

$$GB_1 = (f_{c_1} - f_{c_2}) - \frac{BW_{1,2}}{2} + (m+1)f_s \quad (12)$$

$$GB_2 = (f_{c_2} - f_{c_1}) - \frac{BW_{1,2}}{2} - mf_s \quad (13)$$

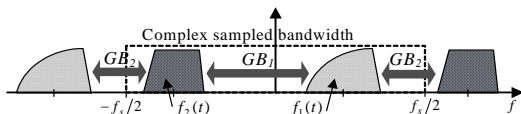


그림 6. 두 IF 신호 사이의 두 보호대역

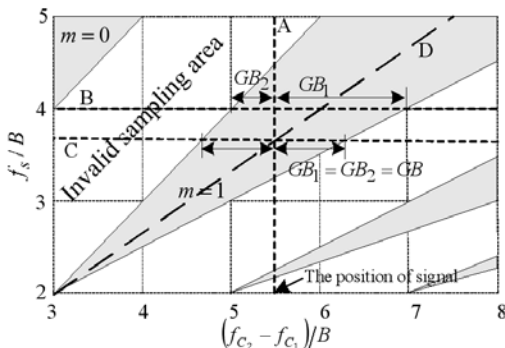


그림 7. 두 신호 사이의 보호대역과 sampling 주파수의 관계

보호대역을 좀 더 자세히 알아보기 위해 어느 한 신호의 위치가 그림 7에서  $f_{c_2} - f_{c_1} = 5.5B$  (그림에서 점선A)에 위치해 있다고 가정해 보자. 먼저 sampling 가능 영역은 수식 (8)과 (9)에 의해 결정되며, 그 영역들 중  $m=1$ 일 때  $f_s=4B$ (그림에서 점선B)를 sampling 주파수로 선정해 보자. 그러면 여기서 보호대역은 신호의 위치를 나타내는 점선A와 sampling 주파수를 나타내는 점선 B가 만나는 지점에서 오른쪽 부분이  $GB_1$ , 왼쪽 부분이  $GB_2$ 가 된다. 또한 어떤 특정한 sampling 주파수와 신호의 위치에서는 이 두 보호구역이 같게 되는 경우가 발생한다. 이런 경우가 될 조건은  $f_1(t)$ 가 sampling에 의해 왼쪽으로 이동된  $f_2(t)$ 의 두 신호인  $m$ 번째 신호와  $m+1$ 번째 신호 사이의 중심에 위치하여야 한다. 이것을 다음과 같은 수식으로 표현 할 수 있다.

$$(f_{c_2} - mf_s) - (f_{c_2} - (m+1)f_s) = 2f_{c_1} \quad (14)$$

이 수식을 sampling 주파수에 관해 정리하면 수식 (15)의 결과식을 얻게 된다.

$$f_s = \frac{2(f_{c_2} - f_{c_1})}{2m+1} \quad (15)$$

수식 (15)부터 얻은 주파수를 그림 5에서 점선과 그림 7에서는 점선 D로 표시하였다. 그러므로 그림 7에서 신호의 반송파 차가  $5.5B$ 일 경우 두 보호대역이 같게 되는 sampling 주파수는  $f_s=3.667B$  (그림에서 점선C)가 된다.

또한, 설계자가 원하는 보호대역을 갖게 하도록 하는 sampling 주파수도 구할 수 있다. 그러나 위의 경우와 같이 특정한 위치에 신호가 존재하는 경우를 제외하고, 두 보호대역이 동시에 원하는 값을 갖기는 어렵다. 그래서 우리는 최소한 하나의 보호대역이 원하는  $GB(Hz)$ 를 가지고, 나머지 하나는  $GB(Hz)$  이상의 대역을 갖도록 하는 수식을 구하게 된다. 이것은 수식 (11)에서 대역폭 파라미터인  $BW_{1,2}$  대신에 원하는 보호대역  $GB(Hz)$ 의 두 배의 값과 두 신호의 대역폭을 더한 값, 즉

$$BW_{1,2} = BW_1 + BW_2 + 2GB \quad (16)$$

를  $BW_{1,2}$ 에 대입함으로써 해결할 수 있다. 수식으로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$f_{s, \min, GB} = \frac{(f_{c_2} - f_{c_1}) + \frac{BW_{1,2}}{2} + GB}{\left\lfloor \frac{(f_{c_2} - f_{c_1}) - \left(\frac{BW_{1,2}}{2} + GB\right)}{BW_{1,2} + 2GB} \right\rfloor + 1} \quad (17)$$

그러므로 IF단의 신호들 사이에 최소한의 원하는 간격을 이 유도된 수식에 유지할 수 있으며, 채널 필터링 또한 쉽게 구현 할 수 있다.

3.3 Sampling에 의한 신호의 변화된 위치

이번에는 complex bandpass sampling에 의해 바뀌진 신호의 위치, 즉 IF를 구해보자. 먼저 신호  $f_i(t)$ 의  $f_{IF_i}$ 는 파라미터  $F_i$ 의 값에 의해 결정된다.

$$F_i = \left\lfloor \frac{f_{c_i}}{f_s/2} \right\rfloor \quad (18)$$

$F_i$ 값이 짝수이면  $f_{IF_i}$ 가 +주파수에, 홀수이면 -주파수에 위치하게 된다. 그러므로 신호의 IF는 RF 반송파 주파수  $f_c$ 와 Sampling 주파수  $f_s$ 의 관계로 정리하여 다음의 수식 (19)과 같이 표현할 수 있다.

$$F_i \text{ is } \begin{cases} \text{짝수: } f_{IF_i} = \text{rem}(f_{c_i}, \frac{f_s}{2}) \\ \text{홀수: } f_{IF_i} = -\left\{ \frac{f_s}{2} - \text{rem}(f_{c_i}, \frac{f_s}{2}) \right\} \end{cases} \quad (19)$$

또한  $F_i$ 의 floor 함수 안에 있는  $f_{c_i}/(f_s/2)$ 의 값이 분수가 아닌 짝수정수로 나누어 떨어질 때는 신호가 바로 기저대역(baseband)에 위치하기 때문에 추가적인 디지털 믹서를 사용이 필요 없게 된다. 즉 ADC의 sampling에 의해 RF의 신호를 직접변환

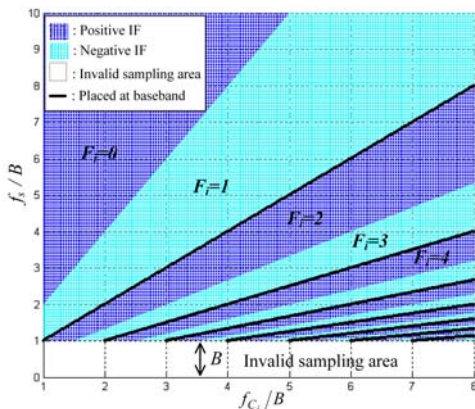


그림 8. Complex-sampled bandwidth에서의 신호의 IF

(direct-conversion) 할 수 있게 된다. 반대로 홀수정수로 나누어 떨어지는 경우에는 IF가  $f_s/2$ 이 되어 sampled bandwidth에서 가장 높은 주파수에 위치하게 된다. 그림 8에 IF 주파수의 위치를 표시하였다. 그래프에서 굵은 선 부분이 기저대역으로 직접하향 변환하게 하는 sampling 주파수를 나타낸다.

IV. Real과 Complex Sampling 방식의 비교

이번 장에서는 기존의 bandpass sampling 방법과 제안한 sampling 방식을 실례를 들어 비교 분석한 결과에 대하여 논의한다. 먼저  $f_{U_1} = 2.4B$ 이고  $BW_1 = 1B$ 인  $f_1(t)$ 와  $f_{U_2} = 8B$ 이고,  $BW_2 = 2B$ 인  $f_2(t)$ 의 두 신호를 동시에 하향변환 하는 시스템을 고려하자. 먼저 real sampling을 적용했을 때의 결과를 그림 9에 나타내었다. 이 결과에서  $f_1(t)$ 는 점선,  $f_2(t)$ 는 실선으로 sampling 주파수 변화에 의한 신호의 중심주파수 즉 IF의 위치를 보여주고 있다. real sampling 방식을 사용하면 sampling에 의해 신호의 스펙트럼이 좌우가 바뀔 수가 있는데, 그림에서 신호의 자취가 ‘/’의 형태( $n_i$ 가 짝수)일 때는 스펙트럼이 반전된 상태를 나타내며, ‘\’의 상태( $n_i$ 가 홀수)는 정상적인 스펙트럼을 나타낸다. 또한 ‘|’의 형태는 bandpass sampling이 아닌 일반적인 나이퀴스트 sampling 조건을 만족하는 부분이다. 그리고 대각선 줄은 sampling 주파수에 의해 결정되는 sampled bandwidth의 경계선을 나타내고 있다. 결과적으로 빗금영역으로 표시되어 있는 부분들

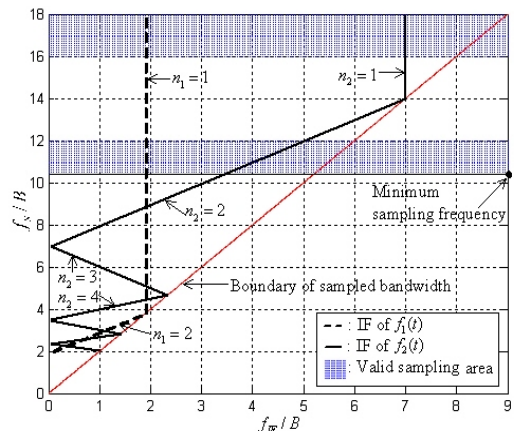


그림 9. Real bandpass sampling 적용시 IF의 위치와 sampling 가능 영역

이 수식 (3), (4), (5) 모두를 만족하는 부분으로 sampling 가능 주파수 영역을 보여주고 있다. 또한 그 영역 중 가장 아래 부분이 바로 최소 sampling 주파수로서, 이 예제의 경우에는  $10.4B(Hz)$  값을 가진다.

다음으로 그림 10은 complex bandpass sampling을 적용한 결과로 수식 (19)에 의한 IF의 변화를 보여준다. 이 방식은 complex 영역이기 때문에 sampled bandwidth가 음의 주파수 부분까지 확장하여 그 범위가  $-f_s/2 \leq f \leq f_s/2$ 이다. 그리고 real 방식과는 다르게 sampling에 의해 신호의 스펙트럼이 좌우 바뀌지 않게 되어 추가적인 신호처리가 필요 없게 된다. 또한 그림에서 보여주는 유효 sampling 면적은 제한한 수식 (8)과 (9)에 의해 얻어진 결과 값으로써, real bandpass sampling 경우의 유효 면적보다 훨씬 넓으며, 최소 sampling 주파수도 훨씬 작은  $3.3B(Hz)$ 의 주파수만 요구됨을 알 수 있다. 그러므로 2개의 신호의 하향변환의 비교만으로도 complex bandpass sampling 방식에서 요구되는 최소 sampling 주파수는 대략 3배정도 작아지기 때문에 그 우월성이 입증된다. 따라서 멀티모드에서 ADC 선정에 매우 용의하게 하는 이점이 있다.

다음은 두 가지 sampling 방식에서 요구되는 최소 sampling 주파수에 관하여 좀 더 자세히 조사해 본다. 그림 11은  $f_2(t)$ 가 고정된 상태에서  $f_1(t)$ 의 반송파 주파수가 변할 때의 최소 sampling 주파수를 보여주고 있다. 이때 두 신호의 대역폭은  $1B$ 로 같다고 가정한다. 이 결과 그래프로부터 두 신호의 반송파 주파수의 차가 같더라도 신호의 위치에 따라 요구되는 sampling 주파수가 다르다는 것을 알 수 있다. 또한 최소 sampling 주파수는 어떤 규칙적인 특성을 보여주지 않는다. 이것은 자기신호끼리의 에일리어싱 현상을 고려해야 할 뿐만 아니라 다른 신호들의 양의 주파수 대역과 음의 주파수 대역 신호들까지도 고려해야 하기 때문에 그림에서 보듯이 불규칙 특성을 나타낼 수밖에 없다. 그리고 두 신호가 특정한 위치에 있을 경우 두 신호의 대역폭을 합친 값의 2배가 최소 sampling 주파수가 된다. 이들 결과는 제한한 complex 방식으로부터 얻은 그림 12와 비교된다. 이 그림은 수식 (11)에 의한 결과이다. Complex sampling 에서의 최소 주파수는 real sampling에서 요구하는 값의 절반 값인 두 대역폭의 합이 되는 경우가 있다. 그 때의 신호의 위치는 신호간의 간격인  $f_{U_2} - f_{L_1}$ 이 두 신호 대역폭의 합

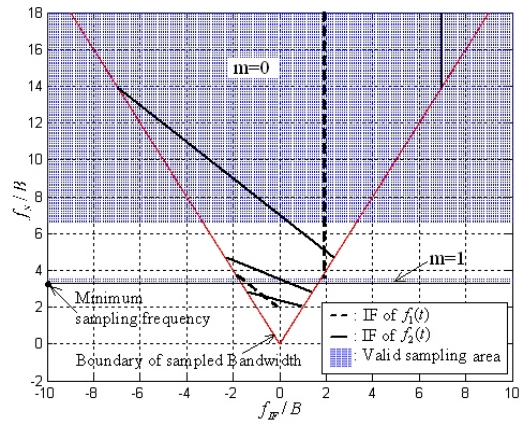


그림 10. Complex bandpass sampling 적용시 IF의 위치와 sampling 가능 영역

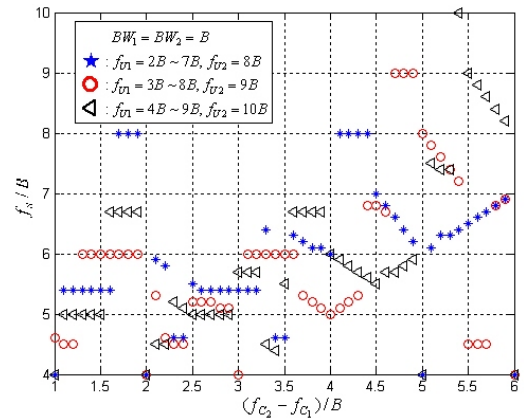


그림 11. Real bandpass sampling에 의해 요구되는 최소 sampling 주파수

의 배수가 되는 경우이다. 그러므로 complex bandpass sampling 방식에 의해 요구되는 최소 sampling 주파수도 작게는 2배 크게는 대략 5배까지 작아짐을 알 수 있다.

### V. 결론

SDR 시스템은 하드웨어 교체없이 소프트웨어 변경만으로 새로운 통신표준을 수용할 수 있다는 점에서 상당한 이점이 있다. 과거에는 이런 시스템을 구현하기 힘들었지만, 현재 반도체 소자의 기술 발달로 인해 점차 실현 가능성이 가까워지고 있다. 이러한 SDR 시스템에 bandpass sampling 기법은 매우 유용하게 이용될 수 있다. 특히 단말기에 적용될 SDR 시스템의 중요한 요소인 디지털 신호 처리량과 전력소모는 기본적으로 ADC의 sampling 주파수

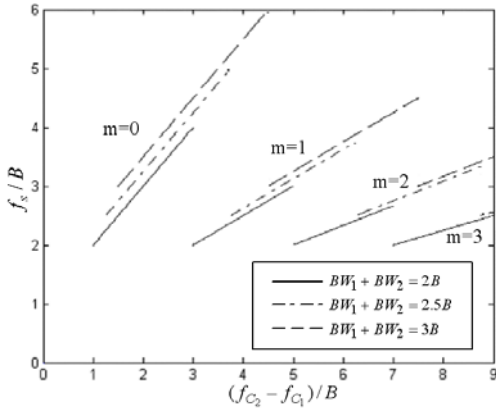


그림 12. Complex bandpass sampling에 요구되는 최소 sampling 주파수

에 영향을 받게 되기 때문에 신중한 sampling rate 선택을 요구하게 된다. 이 논문에서 제안한 complex bandpass sampling 기법을 사용함으로써, 기존의 real bandpass sampling 방식 보다 최소 2배 이상의 낮은 sampling 주파수를 얻을 수 있을 뿐만 아니라, sampling 주파수 선택의 폭이 매우 넓어져 좀 더 유연하고 재구성 능력이 뛰어난 SDR 시스템을 설계하는데 도움이 될 것이다. 더욱이 이 기법은 하나의 통신 표준만이 아닌 다중 표준의 신호를 동시에 하향변환 경우에 있어서 더욱 성능을 발휘 하게 된다. 그리고 이러한 complex sampling 시스템에서 중요한 파라미터로는 신호들 간의 거리, 즉 반송파 주파수의 차와 각 신호들의 대역폭 합이라는 것이 증명되었다.

참 고 문 헌

[1] J. Mitola, "The Software Radio Architecture," *IEEE Commun. Magazine*, 33(5), pp. 26-38, May. 1995.

[2] 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.

[3] 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.

[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] 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.

[7] 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.

[8] 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.

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



박진우 (Jinwoo Park)

정회원



1979년 3월 고려대학교 전자공학과(학사)

1983년 8월 클렘슨대학교 전기공학과(석사)

1987년 11월 버지니아 주립대학교(박사)

1988년 3월~1989년 2월 명지대학교 전자공학과 교수

1989년 3월~현재 고려대학교 전자컴퓨터공학과 교수

<관심분야> 무선통신 공학, 광통신 공학, 광통신망