

N개 RF 신호의 직접 하향 변환시에 요구되는 효율적인 대역통과 샘플링 주파수 획득 방법 제안

정희원 배정화*, 종신회원 박진우*

An Efficient Method for Valid Bandpass Sampling Frequency in the Downconversion Process of N RF Signals

Junghwa Bae* *Regular Member*, Jinwoo Park* *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 대역통과 샘플링(bandpass sampling)이론을 사용하여 N개 RF 신호를 하나의 통신기기에서 직접 하향변환(down-conversion)할 때 요구되는 유효 샘플링 주파수 영역(valid sampling frequency range) 및 최소 샘플링 주파수를 찾는 방법을 제안하였다. 이 방식은 기존의 방식보다 효율적이며 복잡성이 낮은 방식을 새롭게 고안하여 N개의 신호에 대하여 수식을 유도하고 일반화 하였으며 컴퓨터 모의실험(simulation)을 통해 이 수식들을 증명하였다. 그리고 제안한 알고리즘은 샘플링 주파수를 결정할 때 인접 IF 신호간의 보호대역(guard-band)이 고려되어 실제적인 하드웨어 설계 측면에 도움이 되도록 하였다. 또한 기존의 방식과의 비교를 통해 그 복잡성(complexity) 및 정확성에서도 우수한 성능을 보여주었다.

Key Words : Bandpass sampling, Sub-sampling, Software-defined radio, SDR

ABSTRACT

This paper proposes, based on a bandpass sampling theory, a novel method to find valid sampling frequency range and minimum sampling rate with low computational complexity for downconversion of multiple bandpass radio frequency (RF) signals. Guard-bands or spacing between adjacent downconverted signal spectrums are also taken into consideration in determining sampling frequency for practical implementation. Moreover, we verify through comparison with other method that the proposed method has more advantageous properties.

1. 서론

SDR은 software-defined radio의 약자로서 통신 기능의 대부분을 소프트웨어만으로 자유롭게 재구성이 가능한 범용 하드웨어를 사용하는 기술이다. 다시 말하면 SDR 시스템은 새로운 하드웨어 추가나 변경 없이 사용자가 원하는 통신표준에 적합한 소프트웨어만 다운로드(download)하여 실행하게 되면

새로운 통신 시스템을 구성할 수 있는 기술을 말한다^[1]. 그러므로 일반 컴퓨터처럼 모든 프로토콜과 서비스 기능이 소프트웨어로 구현될 수 있으며, 어플리케이션 개발자는 통일된 하드웨어 구조를 사용할 수 있어 개발기간을 대폭 감소시킬 수 있게 된다.

SDR을 위한 기본적인 하드웨어 구성은 그림 1에서 보듯이 실시간으로 신호 처리가 가능한 DSP칩 및 마이크로 프로세서와 원하는 주파수 영역을 증

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

* 고려대학교 전자컴퓨터공학과 무선통신시스템연구실 (iruntop@korea.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-05-240, 접수일자 : 2006년 5월 29일, 최종논문접수일자 : 2006년 11월 28일

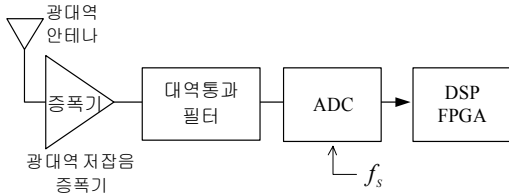


그림 1. 신호 하나의 복조를 위한 SDR 시스템의 수신기모델

폭시켜 주는 광대역 안테나 및 저잡음 증폭기 그리고 원하는 채널을 선택해주는 융통성(flexibility) 있는 대역통과 필터가 요구된다. 또한 이 신호를 디지털로 바꾸어 주는 A/D 변환기는 필수적으로 사용된다. 그러나 이와 같은 SDR구조는 현재의 기술과 제작비용의 한계로 실현되기에는 아직 이르다. A/D 변환기 및 RF단의 각 소자들이 많은 통신 무선표준들을 적응적으로 받아들이기에는 아직 미숙하며 상용 DSP칩 및 마이크로 프로세서도 모든 통신 기능을 단말기에 구현하기에는 아직 힘든 상황이다²⁾. 그러므로 현실적으로는 재구성 가능한 FPGA를 혼용하면서 기저대역(baseband)처리를 중심으로 한 테스트베드로서 개발되고 있는 상황이다. 이러한 SDR 수신기는 기본적으로 아날로그 믹서와 국부발진기 및 주파수 합성기를 사용하지 않기 때문에 RF신호를 기저대역 또는 낮은 IF단으로 하향변환하는 과정이 요구된다. 그러므로 이러한 역할을 디지털 영역에서 대신해 주어야 하기 때문에, A/D 변환기를 사용하여 나이퀴스트(Nyquist) 이론에 의한 최소한 반송파 주파수 두 배 이상의 샘플링 주파수의 작업 과정이 필요하다. 그러나 이렇게 큰 샘플링 주파수를 사용하게 된다면 데이터 량이 엄청나게 증가하게 되어 디지털 신호처리에 엄청난 부담을 주게 되며 전력소모 또한 엄청나게 커지게 되어 매우 비효율적인 시스템이 된다. 그러나 우리가 원하는 RF신호가 그림 1에서와 같이 이상적에 가까운 대역통과 필터를 사용한다고 가정하면, 반송파 주변에만 신호가 존재할 뿐 다른 주파수 대역에는 어느 신호도 존재하지 않게 되므로, 이러한 특징을 이용하여 나이퀴스트 이론보다 낮은 샘플링 주파수를 사용하여 신호가 없는 주파수 대역에 수신하고자 하는 신호를 위치하게 함으로써, 아날로그 믹서 없이 A/D 변환기 사용만으로 RF신호를 아주 낮은 IF신호 또는 기저대역으로 하향변환 할 수 있다. 즉, 에일리어싱(aliasing) 현상을 오히려 역이용하는 기법이라고도 말할 수 있다³⁾. 이러한 기술이 바로 대역통과 샘플링(bandpass sampling) 또는 서브 샘플링(subsampling) 기법이다.

그러므로 RF부분의 융통성을 위해 이러한 기법은 SDR시스템에 반드시 적용되어야 한다.

이러한 대역통과 샘플링 기법은 기본적으로 나이퀴스트 법칙을 준수하고 있지 않기 때문에 음의 영역 주파수 대역의 신호와 양의 영역 주파수 대역의 신호가 낮은 샘플링 주파수에 의해 서로 겹치지 않도록 주의가 요구된다⁴⁾. 그러므로 유효 샘플링영역을 구하는 어떤 수식이나 조건이 필요하게 된다. 기존의 기술은 이러한 하나의 통신표준이나 또는 두 개의 무선 표준을 동시 하향변환할 때 요구되는 샘플링 주파수와 그 샘플링 영역을 찾는 방법 및 수식이 제안되었다. 논문⁵⁾에서는 다중 신호의 하향변환에 대한 기본 개념에 대하여 서술하고 있다. 그리고 두 채널의 하향변환에 대한 자세한 방법 및 수식들은 논문⁶⁾에서 논의 되고 있다. 그러나 최근 수많은 통신 무선표준들, 즉, IS-95I/II/III, GSM, WCDMA, WMAN에서 HSDPA, Wibro, WLAN에서는 802.11a/b/g, HyperLan I/II, WPAN에서는 블루투스, Zigbee, UWB, 방송에서는 8VSB, DMB, DVB, DAB 등의 많은 통신 표준들이 현재 존재하고 있으며, 차후에는 유비쿼터스 멀티미디어 시대를 맞이하여 이러한 통신 표준들은 더욱 크게 증가하게 될 것이다. 그러므로 하나의 무선 단말기에서 3개 이상의 서로 다른 통신 표준들을 동시에 처리할 경우가 발생하게 될 것이다. 즉, DMB를 통한 TV를 시청하면서 동시에 전화와 무선랜을 통한 대화와 인터넷을 사용할 경우가 발생할 수 있으며, 또한 여러 개의 TV채널을 동시에 시청할 경우 등이 바로 이러한 예에 해당된다. 그러므로 다양한 통신 표준들을 한 무선기기에서 언제든지 수용할 수 있는 기술이 필요하다. 현재에 이와 비슷한 기술은 듀얼모드 폰인 GSM-CDMA폰이나 DMB폰이 있지만, 이들은 각각의 통신표준에 해당되는 RF부분과 디지털부분이 나누어져 있고 더욱이 하나의 핸드폰안에 함께 구현되어 있으므로 단말기 크기와 비용 그리고 전력소모도 증가하는 여러 가지 문제점을 지니고 있다. 이러한 흐름에 대응하여 논문⁷⁾에서는 기존의 발표된 논문과 달리 수신 신호의 수를 두 신호에 국한하지 않고 N개의 신호에 대하여 확장하여 보다 일반화된 대역통과 샘플링 방법을 소개하고 있으며, 신호들간 서로 겹치지 않는 유효 샘플링 영역에 대한 수식도 제공하고 있다. 그러나 이 논문에서는 각 신호들의 대역폭에 비례한 크기만큼 샘플링된 대역폭(sampled bandwidth)을 나눈 후, 그 각각의 대역에 N개의 RF신호들이 차례대로 위치되도

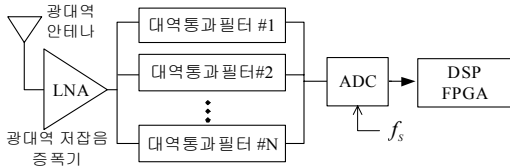


그림 2. 대역통과 필터와 샘플링을 사용하여 N개 신호의 하향변환을 위한 수신기 구조

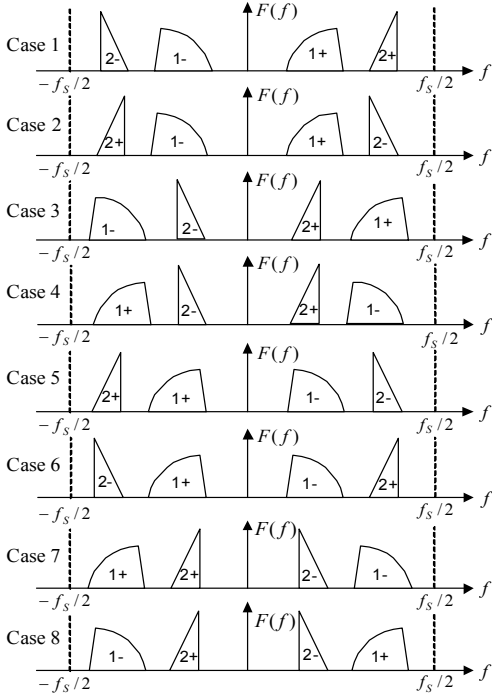


그림 3. 샘플링된 대역폭에서 8가지 신호들의 배치의 예

록 하는 방법을 사용하고 있다. 그러므로 그 방식이 다소 복잡하며 유효 샘플링 영역(valid sampling range)을 모두 얻지 못하게 되는 경우도 발생할 수도 있다. 또한 위의 논문들^{[5]-[7]}은 샘플링 주파수를 선정하여 하향변환 할 때 인접한 IF 신호들간의 간격인 보호대역(Guard-band)을 고려하지 않고 이론적인 관점에만 국한되고 있다. 이것은 모든 유효 샘플링 영역들을 찾은 후, 인접한 하향변환된 신호들 모두를 만족시킬 수 있는 적절한 보호대역을 얻기 위해 그 유효 샘플링 영역 중에서 적절한 샘플링 주파수를 다시 찾아야 하는 불편한 점을 가지게 한다.

그래서 본 논문에서는 [7]의 논문의 단점들을 보완하고, 샘플링 주파수를 선정할 때 실제의 경우를 대비하여 최소한의 보호대역을 함께 고려한다. 또한 사용자가 원하는 보호대역을 확보할 수 있는 최소

샘플링 주파수를 효율적으로 찾는 알고리즘도 제안한다. 기존의 방식에서는 만족하는 샘플링 주파수를 찾기 위해 발생할 수 있는 모든 신호 겹침 및 에일리어싱을 고려하게 되어 신호의 수가 커질수록 그 복잡성(complexity)이 매우 커지는데 반해, 본 논문에서는 샘플링 주파수를 찾기 위해 요구되는 조건 및 제한점들을 기존 방식보다 현저히 감소시켜, 더욱 간단하고 빠르게 원하는 샘플링 주파수를 찾는 과정을 소개한다. 그리고 2장에서는 N개 신호의 하향변환 수식 유도도를 위한 기본 가정들을 언급하고, 3장에서는 그 가정하에 유효 샘플링 영역 및 최소 샘플링 주파수 획득을 위한 효율적인 알고리즘을 서술한다. 4장에서는 컴퓨터 모의 실험결과를 통해 기존의 방식과 제안방식을 비교 설명하고, 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. N개 신호의 하향변환을 위한 기본 가정들

그림 2는 N개 신호의 하향변환을 위한 SDR 수신기 구조를 보여준다. 안테나로 들어온 N개의 신호 즉, 각기 다른 표준을 가진 신호들은 각각의 반송파 주파수에 맞는 대역통과 필터를 통과한 후 하나의 A/D 변환기를 통하여 샘플링 과정을 거쳐게 된다. 여기서 다른 신호들과의 간섭을 피하기 위해 선택도가 매우 큰 대역통과 필터들이 요구된다. 또한 신호들이 A/D 변환기의 활동 영역의 범위(dynamic range)에 들어오기 위한 AGC(automatic gain control)회로가 앞 단에 추가될 수 있다.

먼저 스펙트럼 상의 N개 신호 $X_k(f)$, $k=1,2,\dots,N$ 을 다음과 같이 정의한다. RF 신호 $X_k(f)$ 의 f_S , f_{C_i} , f_{U_i} , f_{L_i} , f_{IF_i} , BW_k 는 샘플링 주파수, 반송파(carrier) 주파수, 상위 제한(upper cutoff) 주파수, 하위 제한(lower cutoff) 주파수, 중간주파수(IF) 그리고 신호의 대역폭을 각각 나타낸다. 또한 우리는 $X_k(f)$ 가 $f_{U_k} = f_{C_k} + (BW_k/2)$ 와 $f_{L_k} = f_{C_k} - (BW_k/2)$ 을 만족하며, 신호들의 반송파 주파수 관계는 $f_{C_i} < f_{C_{i+1}}$, $i=1,2,\dots,N-1$ 라고 가정한다. 또한 RF신호의 스펙트럼은 다음의 수식과 같이 대역이 이상적으로 제한된다고 가정한다.

$$|X_k(f)| = 0, |f| \geq f_{U_k} \text{ 그리고 } |f| \leq f_{L_k}, k=1,2,\dots,N \quad (1)$$

샘플링된 대역폭(sampled bandwidth)인 $[0, f_s/2]$ 에서, N개 신호의 서로 다른 순열 즉, 나열할 수 있는 신호의 배열(signal placements or replica orders)의

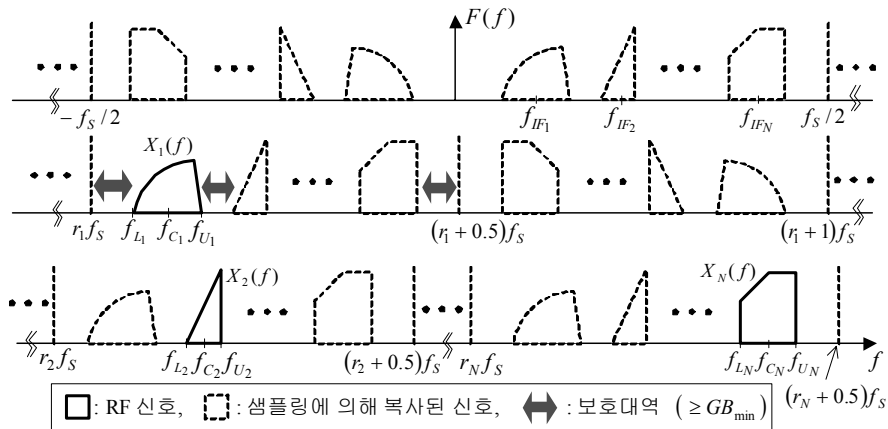


그림 4. 대역통과 샘플링된 N개 신호들의 스펙트럼 한 예

가능한 전체 수는 $M \times 2^N$ 개가 된다. 이것은 다음의 두 가지 규칙에 의해 생성될 수 있다. 첫째는 샘플링된 대역폭에서 N개 신호가 배열 가능한 모든 경우의 수 M, 그리고 신호가 스펙트럼 상에서 정상(normal) 또는 반전(inverse)^[4]이 될 수 있으므로 2^N 이 추가적으로 곱해진다. 그림 3은 두 RF신호가 샘플링된 대역폭에 존재할 수 있는 8가지의 예를 보여준다. '+' 표시는 정상 스펙트럼을, '-' 표시는 반전된 신호를 나타내고 있다. 비록 RF신호가 2개이지만 IF단에서 8개의 서로 다른 신호의 배치가 생성될 수 있다. 더욱이 3개의 신호만 고려할 경우는 48개의 서로 다른 신호 배치가 발생하기 때문에 유효 샘플링 영역을 구하기는 쉽지 않다. 그러므로 N개의 신호에 해당되는 유효 샘플링 영역을 구하기 위해서는 발생 가능한 모든 $M \times 2^N$ 경우를 생각하여, 이 모든 경우가 서로 겹치지 않는 영역을 찾기 위해 복잡한 과정 및 수식이 요구된다^[7]. 따라서 본 논문에서는 [7]에서 설정된 가정과 같이 N개의 신호들이 샘플링된 대역폭에서 신호가 모두 반전되지 않는 정상 스펙트럼을 가지며, 또한 IF의 순서도 RF신호의 순서와 같이 되도록 즉, $f_{IF_k} < f_{IF_{k+1}}$, $k = (1, 2, \dots, N-1)$ 가 되도록 제한하기로 한다. 이러한 가정하에 N개의 신호가 하향변환 된다고 하면 샘플링 과정에 의해 신호들은 그림 4와 같은 스펙트럼 상에 위치하게 된다. 또한 여기서 인접한 IF단의 신호들 간의 간격인 보호대역은 채널 선택을 쉽게 하기 위해 충분한 크기를 가지고 있어야 하며, 샘플링 주파수 선정할 때 반드시 고려되어야 할 요소이다. 그러나 이 보호대역의 크기는 선택된 샘플링 주파수와 신호들의 반송파 주파수에 크게 의존

하기 때문에 그림 4에서 보듯이 대부분의 경우가 같은 크기를 가질 수 없게 된다. 그래서 우리는 인접 IF신호들 간의 최소 보호대역 GB_{min} (Hz)라는 파라미터를 정하고 수식을 유도하게 될 것이다. 따라서 우리는 IF 신호들간 보호대역이 최소 GB_{min} 보다는 크게 되는 샘플링 영역 및 최소 샘플링 주파수를 구하게 되는 것이다.

III. N개 신호의 하향변환을 위한 일반화 과정

2장에서 설정된 가정하에 유효 샘플링 주파수를 얻기 위한 수식을 유도해 보자. 기본적으로 다음과 같은 두 가지의 조건을 반드시 고려해야 한다. 첫째 조건은 샘플링된 대역폭의 가장자리(boundary) 즉, 0Hz와 f_s Hz 주변에서 두 신호 $X_1(f)$ 와 $X_N(f)$ 가 각각의 자기신호의 음의 주파수부분의 신호와 서로 겹치는 현상이 발생 되지 않을 조건이다. 이것은 그림 4에서도 볼 수 있다. 즉, 두 신호가 $[0, f_s/2]$ 의 경계 안에 모두 위치해야 한다. 이것을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$r_1 f_s \leq (f_{L_1} - GB_{min}) \tag{2}$$

$$(r_N + 0.5) f_s \geq (f_{U_N} + GB_{min}) \tag{3}$$

여기서 $r_k = \lfloor (f_{L_k} - GB_{min}) / f_s \rfloor$, $k = 1, 2, \dots, N$ 으로 주파수 이동 계수 (frequency shift coefficient) 를 나타낸다. 즉, [7]에서의 파라미터 m_i 와 비슷한 개념을 가지고 있다. 위 두 수식 (2)와 (3)을 결합하여 다음의 수식 (4)와 같은 유효 샘플링 영역을 위

한 첫 번째 수식이 생성된다.

$$\frac{f_{U_N} + GB_{\min}}{r_N + 0.5} \leq f_S \leq \frac{f_{L_1} - GB_{\min}}{r_1} \quad (4)$$

또한 위에서 정의한 파라미터 r_k 의 범위는 다음과 같다.

$$1 \leq r_k \leq \left\lfloor \frac{f_{L_1} - GB_{\min}}{2\{BW'_1 + BW'_2 + \dots + BW'_N + (N+1)GB_{\min}\}} \right\rfloor, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

여기서 r_k 의 최대값의 분모는 각 신호의 대역폭을 모두 합친 값과 그 신호들 사이의 최소 보호대역들을 고려한 값의 두 배로써 이것은 가능한 최소 샘플링 주파수를 의미한다.

이번에는 두 번째 조건으로 샘플링된 대역폭에서 인접한 IF신호들이 서로 겹치지 않을 주파수 영역을 구해 보자. 두 신호 $X_i(f)$ 와 $X_{i+1}(f)$, $i = 1, 2, \dots, N-1$ 가 서로 겹치지 않을 조건은 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$f_{U_i} - r_i f_S \leq (f_{L_{i+1}} - GB_{\min}) - r_{i+1} f_S \quad (6)$$

위의 식을 f_S 에 관하여 정리하면 수식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_S \leq \frac{f_{L_{i+1}} - f_{U_i} - GB_{\min}}{r_{i+1} - r_i} \quad (7)$$

그러므로 위에서 유도된 두 조건인 (4)와 (7)을 동시에 만족하는 영역이 우리가 얻고자 하는 샘플링 주파수 영역으로서 그 결과 식은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\frac{f_{U_N} + GB_{\min}}{r_N + 0.5} \leq f_S \leq \min\{f_{UB_1}, f_{UB_{1,2}}, f_{UB_{2,3}}, \dots, f_{UB_{N-1,N}}\} \quad (8)$$

이 수식에서 f_{UB_i} 와 $f_{UB_{i+1}}$ 는 각각 $f_{UB_i} = (f_{L_i} - GB_{\min})/r_i$ 과 $f_{UB_{i+1}} = (f_{L_i} - f_{U_i} - GB_{\min})/(r_{i+1} - r_i)$, $i = 1, 2, \dots, N-1$ 을 나타내고 있다. 그러나 수식 (8)은 모든 r_k 값들에 대하여 항상 성립되지 않는다. 그러므로 여기서 수식 (8)의 유효성 여부를 알아보기 위한 다음의 조

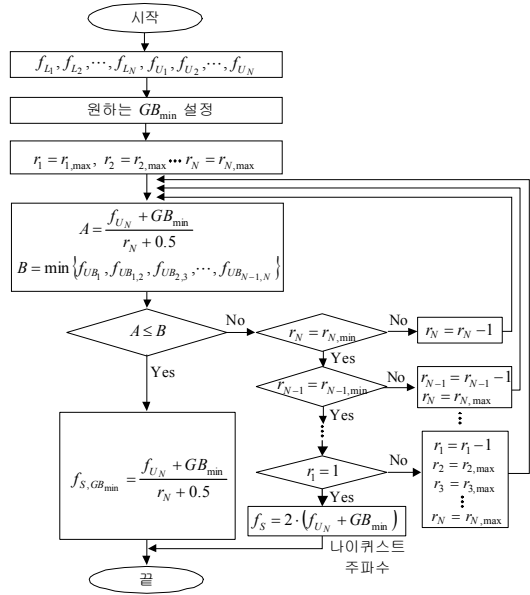


그림 5. 최소 보호대역 GB_{\min} 을 고려한 최소 샘플링 주파수 찾는 알고리즘

건이 필요하다.

$$\frac{f_{U_N} + GB_{\min}}{r_N + 0.5} \leq \min\{f_{UB_1}, f_{UB_{1,2}}, f_{UB_{2,3}}, \dots, f_{UB_{N-1,N}}\} \quad (9)$$

즉, (5)를 통해 얻어진 r_k 들로 조합 가능한 모든 (r_1, r_2, \dots, r_N) 세트들 값 중에서 수식 (9)를 만족하는 (r_1, r_2, \dots, r_N) 세트들을 찾은 뒤, 그 값들을 수식 (8)에 대입함으로써 유효 샘플링 주파수 영역을 얻게 된다. 그러므로 수식 (9)를 통해 찾은 각각의 세트 (r_1, r_2, \dots, r_N) 는 모두 유효 샘플링 주파수 영역이 된다. 또한 만족하는 (r_1, r_2, \dots, r_N) 세트들 값 중 최대 값을 가지는 한 세트는 최소한의 보호대역 GB_{\min} 을 유지할 수 있는 최소 샘플링 주파수를 얻게 한다. 그 주파수를 얻는 수식은 수식 (8)로부터 다음과 같다.

$$f_{S,GB_{\min}} = \frac{f_{U_N} + GB_{\min}}{r_N + 0.5} \quad (10)$$

그림 5에 이 주파수를 얻는 과정을 순서대로 나타내었다. 원하는 최소 보호대역을 설정하고 (r_1, r_2, \dots, r_N) 값의 범위를 구한 후 큰 값부터 낮은 값 순으로 조건 (9)를 만족하는 최초의 한 (r_1, r_2, \dots, r_N) 세트를 구하면 된다. 그러므로 이 주파

수를 찾기 위해 요구되는 계산상의 필요한 검사 횟수는 최소 보호대역을 위한 하나의 주파수만 필요하기 때문에 크게 감소된다. 또한 파라미터 r_N 의 값만 알게 되면 원하는 보호대역 유지를 위한 최소 샘플링 주파수를 쉽게 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그리고 $f_{S,GB_{min}}$ 에 의한 각 신호들의 IF는 $f_{IF_k} = f_{C_k} - fr_k \cdot f_{S,GB_{min}}$ 가 된다.

지금까지의 방식은 수식 (5)의 $r_k, k=1,2,\dots,N$ 으로 부터 조합 가능한 모든 (r_1, r_2, \dots, r_N) 세트들이 수식 (9)를 만족하는지 검사 여부가 필요하였다. 그러나 그 모든 세트들 중에는 불필요한 (r_1, r_2, \dots, r_N) 세트들도 포함되어 있기 때문에 이를 사전에 제거하여 그 복잡성을 충분히 완화할 수 있다. 그 방법은 다음과 같다. 먼저 r_1 과의 거리 비를 나타내는 값인 새로운 파라미터 $a_k = (f_{L_k} - GB_{min}) / (f_{L_1} - GB_{min})$ 를 설정하자. 그리고 $f_{L_1} - GB_{min}$ 는 그림 4에서 보듯이 $r_1 f_S < (f_{L_1} - GB_{min}) < (r_1 + 0.5)f_S$ 의 범위를 가지며, 이 수식에 a_k / f_S 를 각각 곱한 후 floor 함수를 양변에 취하게 되면 수식 (11)과 같이 r_1 을 제외한 나머지의 r_2, r_3, \dots, r_N 범위를 크게 제한 될 수 있다.

$$\lfloor a_k r_1 \rfloor \leq r_k \leq \lfloor a_k (r_1 + 0.5) \rfloor, r_2, r_3, \dots, r_N, (11)$$

즉, r_1 이 정해지면 r_2, r_3, \dots, r_N 의 범위는 수식 (5)가 아니라 수식 (11)에 의해 제한된다는 것을 의미한다. 또한 a_k 의 값은 비교적 작은 값을 가지므로 r_2, r_3, \dots, r_N 의 범위는 또한 매우 작게 된다. 그러므로 r_1 과 축소된 범위를 가진 r_2, r_3, \dots, r_N 을 사용하여 수식 (9)를 만족하는 (r_1, r_2, \dots, r_N) 세트들을 찾기 위해 요구되는 검사 횟수는 상당부분 감소하게 되며, 이로 인해 유효 샘플링 영역을 찾는 시간이 크게 단축된다. [7]에서 제안한 방식은 RF 각각의 신호에 대한 주파수 이동 계수인 m_i 값 (제안한 방식에서는 r_k 에 해당)을 모두 고려하여 각 신호의 유효 샘플링 영역을 모두 구한 다음, N개의 신호 각각에 대한 유효 샘플링 영역을 동시에 겹치는 부분을 구하는 과정이 필요하다. 그러므로 제안한 방식에 비해 훨씬 더 복잡한 계산과정이 요구된다. 더욱이 제안된 방식에서 r_1 의 최대값은 수식 (5)에서 보듯이 최소 보호대역의 크기에 따라 달라지므로 충분한 보호대역을 원할 경우 r_1 의 범위는 더욱 작아지며, 동시에 그것에 따른 계산량도 또한 감소하게 된다. 그리고 이 제한된 r_2, r_3, \dots, r_N 의 값을 그림 5에 적용하게 되면 이 알고리즘의 복잡성 부분에서 상당한 이득을 얻게 된다. 이에 대한 비교 분석은 다음 장의 모의실험 결과를 통하여 자세히 서술 될 것이다.

표 1. 대역폭이 같은 세 RF 신호를 고려할 때 제안된 방식과 최씨의 방법 비교

	[7]의 방법	제안된 방법 $GB_{min} = 0$	제안된 방법 $GB_{min} = 0.2 \text{ MHz}$
주파수 이동 계수 (Frequency shift coefficient)	$1 \leq m_1 \leq 720,$ $1 \leq m_2 \leq 741,$ $1 \leq m_3 \leq 779$	$1 \leq r_1 \leq 720$ $r_1 = 720$ $741 \leq r_2 \leq 742,$ $779 \leq r_3 \leq 780$ $r_1 = 719$ $740 \leq r_2 \leq 741,$ $r_1 = 778$:	$1 \leq r_1 \leq 308$ $r_1 = 308$ $r_2 = 317,$ $r_3 = 333$ $r_1 = 307$ $r_2 = 316,$ $r_3 = 332$:
유효 샘플링 영역의 수	23	38	20
수식(9)의 검사 횟수	330625	1670	715
최소 샘플링 주파수 (m_1, r_2)	2.138971MHz ($m_1 = 404,$ $m_2 = 416,$ $m_3 = 437$)	1.609286MHz ($r_1 = 537,$ $r_2 = 553,$ $r_3 = 581$)	3.23MHz ($r_1 = 270,$ $r_2 = 278,$ $r_3 = 292$)
수식(9)의 검사 횟수	57268	422	89

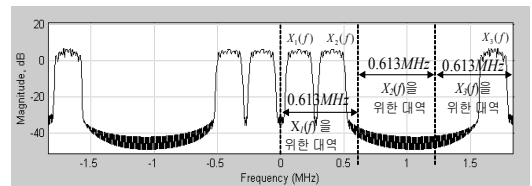


그림 6. $f_S = 3.678 \text{ MHz}$ 에 의하여 샘플링한 스펙트럼

IV. 모의실험 및 성능 비교

이 단락에서는 세 가지의 예를 통해 기존의 방식과 제안한 방식의 성능을 비교 분석해 본다. 먼저 우리는 모두 같은 대역폭 $BW = 200 \text{ kHz}$ 을 가진 세 신호가 한 이동통신기기가 동시에 수신된다고 가정하자. 이 신호들의 반송파 주파수는 각각 $f_{C_1} = 864.3 \text{ MHz}$, $f_{C_2} = 890.3 \text{ MHz}$, 그리고 $f_{C_3} = 935.7 \text{ MHz}$ 으로 이 파라미터 값들은 논문[7]에서 제시한 예제와 같은 값들이다. 표 1은 제안한 방식과 [7]의 방식의 비교한 결과를 보여주고 있다. 이 값들은 보호대역을 0과 200 kHz 로 각각 가정하고 얻은 결과이며, 제안된 방식은 모든 가능한 (r_1, r_2, r_3) 세트 값들 중에서 수식 (9)를 만족하는 (r_1, r_2, r_3) 세트들을 찾기 위해 필요

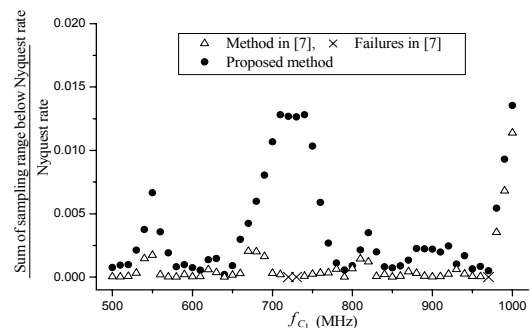


그림 7. f_C 변화에 의해 요구되는 최소샘플링 주파수

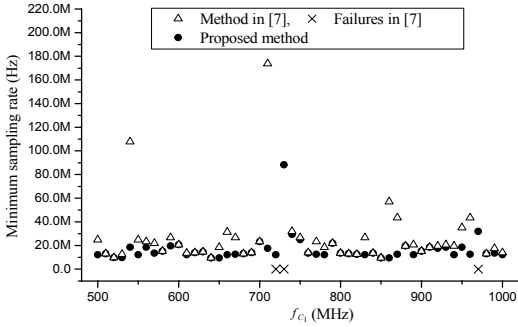


그림 8. 나이퀴스트 율 아래에서 전체 샘플링 주파수 영역의 합의 비율

한 횟수는 422번이 요구된다. 이것은 [7]의 방식에서 샘플링 주파수를 찾기 위해 필요한 검사 횟수인 57268번보다 상당히 감소됨을 실험 결과를 통해 알 수 있다. 또한 최소 샘플링 주파수는 1.609286MHz로서 [7]의 방식에 의한 최소 주파수 2.138971MHz보다 상당히 감소되었음을 알 수 있다. 이것은 서론에서도 언급했듯이 [7]의 방식은 신호의 대역폭에 비례한 크기만큼 할당된 대역에 신호가 위치하게 하는 알고리즘을 택하였기 때문이다. 그림 6으로부터 그 원인을 잘 알 수 있다. 이 그림의 결과는 제안한 방식으로부터 얻은 샘플링 영역 중 $f_s = 3.678MHz$ 를 선택하여 얻은 스펙트럼 결과이다. 이 그림에서 $X_1(f)$ 와 $X_2(f)$ 는 이 샘플링 주파수를 사용하여 서로 겹치지 않지만 $X_2(f)$ 가 $X_2(f)$ 를 위한 대역에 위치해 있지 않기 때문에 [7]의 방식에 의해서는 이 샘플링 주파수를 얻을 수가 없다. 그러므로 제안 방식이 보다 넓은 대역의 샘플링 영역을 얻을 수 있는 것이다. 더욱이 [7]의 방식을 사용하여 제대로 동작하지 않는 경우, 즉 나이퀴스트(Nyquist) 율로 샘플링을 해야 하는 경우가 발생할 수도 있다. 다음 예제에서 이러한 경우를 분석할 것이다.

다음 예제로서 3개의 신호가 각각 다른 대역폭을 가지며, 이중 첫 번째 신호의 f_{c1} 이 500MHz에서 1000MHz로 10MHz 간격으로 이동할 때 두 방식을 적용시킨 결과를 분석한다. 나머지 파라미터들은 다음과 같다. $X_1(f)$ 의 대역폭은 $BW_1 = 0.7MHz$ 이고, $X_2(f)$ 는 $f_{c2} = 1100MHz$ 와 $BW_2 = 2MHz$ 를, $X_3(f)$ 의 신호는 $f_{c3} = 1455MHz$ 와 $BW_3 = 1.25MHz$ 를 각각 가진다고 가정한다. 그 결과는 그림 7과 8에 표시하였다. 그림 7은 두 방식에 의해 얻어진 최소 샘플링 주파수를 보여주고 있으며, 'x' 표시는 [7]의 방법에 의해 만족하는 대역통과 샘플링 주파수를

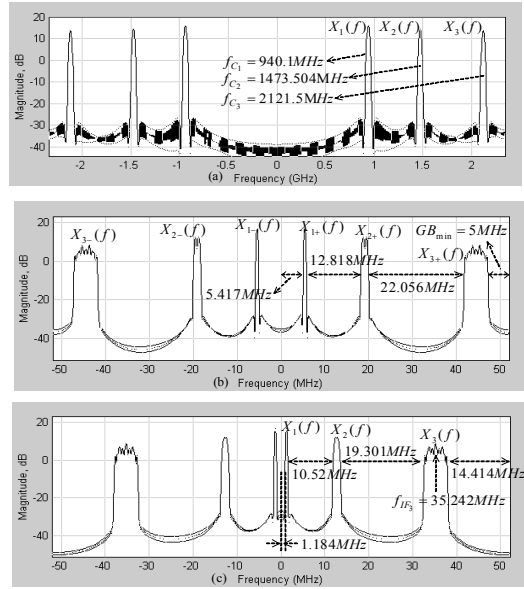


그림 9. (a) 샘플링 하기 전 RF 스펙트럼, (b) 제안된 방식에 의해 얻어진 샘플링 주파수 103.854MHz에 의해 얻어진 IF 스펙트럼, (c) [7]의 방법에 의해 얻어진 샘플링 주파수 104.313MHz를 사용한 IF 스펙트럼

찾지 못한 경우이다. 이것은 나이퀴스트 율 아래 전체 샘플링 주파수 영역의 합의 비율을 보여주는 그림 8에서도 마찬가지로 결과를 보여준다. 이러한 경우에는 IF 신호들의 다른 배열을 가정하고 다시 샘플링 영역을 계산하거나 나이퀴스트(Nyquist) 율로 샘플링을 해야 한다.

이번에는 하나의 실제 응용 예로서 3개의 통신 표준 즉, $f_{c1} = 940.1MHz$ 이고 $BW_1 = 200kHz$ 인 GSM-900의 한 채널, $f_{c2} = 1473.054MHz$ 이고 $BW_2 = 1.536MHz$ 인 DAB (Eureka-147 L-Band)의 한 채널, 그리고 $f_{c3} = 2121.5MHz$ 이고 $BW_3 = 5MHz$ WCDMA의 한 채널을 동시에 수신한다고 가정한다. 이러한 시스템에서 최소 보호대역 5MHz를 유지할 수 있는 최소 샘플링 주파수를 구하고 그 주파수에 의한 IF 스펙트럼을 그림 9에 나타내었다. 그림 9(a)는 샘플링 전 RF스펙트럼을 보여주며, 그림 9(b)는 그림 5에서 보여주는 알고리즘과 수식(10)을 사용하여 얻은 103.854MHz에 의한 IF스펙트럼 결과이다. 또한 그림 9(c)는 [7]의 방법에 의해 얻어진 최소 샘플링 주파수 104.313MHz를 사용한 IF스펙트럼을 보여주고 있다. 이들 결과에서도 알 수 있듯이 [7]의 방법이 최소 샘플링 주파수가 더 높다고 하더라도 그림 9의(b)의 결과가 원하는 채널간 간격 5MHz 이상을 보여주고 있어 그림 9(c)보다 채널 필터링이 더욱 쉽게 됨을 알 수 있다.

V. 결론

우리는 이 논문에서 대역통과 샘플링 이론을 기반으로 N개 RF신호의 직접 하향변환을 위한 낮은 복잡성을 가지고 기존의 방식보다 성능이 향상된 새로운 알고리즘을 제안하였다. 또한 IF 신호들간의 최소한의 보호대역이 고려된 최소 샘플링 주파수를 얻기 위한 수식이 유도 되었다. 이것은 시스템 설계 시 하드웨어의 요구사항에 대한 제한을 좀 더 완화하게 함으로써 실제적인 SDR 설계자들에게 도움을 줄 수 있는 중요한 사항이다. 그리고 이미 논문에서 발표된 방식과의 성능비교를 통하여 제안 방식의 뛰어난 효율성과 낮은 복잡성을 보여주었으며, 모의 실험을 통하여 제안한 수식들을 증명하였다.

참 고 문 헌

- [1] T. Hentschel, M. Henker, and G. Fettweis, "The digital front-end of software radio terminals," IEEE Personal Communications, vol. 6, no.4 pp.40-46, Aug.1999.
- [2] W. Tuttlebee, Software Defined Radio: Enabling technologies, John Wiley & Sons, 2002.
- [3] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, "The theory of bandpass sampling," IEEE Trans. Signal Process., vol.39, no.9, pp.1973-1983, Sept. 1991.
- [4] J. Liu, X. Zhou, and Y. Peng, "Spectral Arrangement and Other Topics in First-Order Bandpass Sampling Theory," IEEE Trans. Signal Process., vol.49, no.6, pp.1260-1263, June 2001.
- [5] D. M. Akos, M. Stockmaster, J. B. Y. Tsui, and J. Caschera, "Direct Bandpass Sampling of Multiple Distinct RF signals," IEEE Trans. Commun., vol.47, no.7, pp.983-988, July 1999.

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

박 진 우 (Jinwoo Park)

중신회원



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