

하향변환된 인접 IF 신호간의 보호대역을 고려한 최소 대역통과 샘플링 주파수 선택 알고리즘

종신회원 배정화*, 준회원 조재완**, 정회원 곽용재*,
준회원 Tran Nguyen Cac**, 종신회원 박진우**

An Algorithm of Minimum Bandpass Sampling Selection with Guard-band Between Down-converted Adjacent IF signals

Junghwa Bae* *Lifelong Member*, Jaewan Cho** *Associate Member*,
Yongchae Ko* *Regular Members*, Tran Nguyen Cac** *Associate Member*,
Jinwoo Park** *Lifelong Member*

요약

본 논문은 SDR(software-defined radio) 시스템에 적용할 수 있는 기술로서, 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 IF단의 신호배치에 대한 모든 순열을 고려하면서도 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(intermediate frequency) 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 N bandpass radio frequency(RF) signals, under application of all possible signal placements(full permutations) in a IF stage. Additionally, we have developed a complexity-reducing method to obtain the optimal and minimal sampling rate for supporting the user-wanted guard-band or spacing between adjacent downconverted signal spectrums. Moreover, we have verified through comparisons with other methods that the proposed methods have more advantageous properties.

I. 서론

Software-defined radio(SDR) 기술은 통신 기능의

대부분을 소프트웨어만으로 자유롭게 재구성이 가능한 범용 하드웨어를 사용하는 통신기술로서, 실시간으로 신호 처리가 가능한 DSP칩 및 마이크로

* 삼성전자 정보통신총괄(iruntop@korea.ac.kr), ** 고려대학교 전자컴퓨터공학과
논문번호 : KICS2007-02-082, 접수일자 : 2007년 2월 22일, 최종논문접수일자 : 2007년 11월 27일

프로세서가 전체 시스템에서 중요한 역할을 하게 된다. 이에 필요한 RF부분의 소자로서는 광대역 안테나 및 광대역 저잡음 증폭기 그리고 원하는 채널을 선택해주는 융통성(flexibility)있는 대역통과 필터가 요구된다. 또한 이 신호를 디지털로 바꾸어 주는 A/D 변환기는 필수적으로 사용된다^[1]. 그러나 이와 같은 소자들만으로 구성되는 SDR구조는 현재의 기술과 제작비용의 한계로 실현되기에는 아직 이르다. A/D 변환기 및 RF단의 각 소자들이 많은 통신 무선표준들을 적용적으로 받아들이기에는 아직 미숙하며 상용 DSP칩 및 마이크로 프로세서도 모든 통신 기능을 단말기에 구현하기에는 아직 힘든 상황이다^[2].

이러한 SDR 수신기는 기본적으로 아날로그 믹서와 국부 발진기 및 주파수 합성기를 사용하지 않기 때문에 이를 대신하는 즉, 낮은 주파수대로 하향 변환하는 기술이 요구된다. 이러한 기술이 바로 대역통과 샘플링(bandpass sampling) 또는 서브 샘플링(sub-sampling) 기법이다. 다시 말하면, 우리가 원하는 RF신호가 이상적에 가까운 대역통과 필터를 통과시켰다고 가정한다면, 반송파 주변에만 신호가 존재할 뿐 다른 주파수 대역에는 어느 신호도 존재하지 않게 된다.

이러한 특징을 이용하여 나이퀴스트(Nyquist) 주파수 보다 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 있는 것이다. 그러므로 RF부분의 융통성을 위해 이 샘플링 기법은 SDR시스템에 반드시 적용 되어야 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 요구된다^{[3][4]}. 그러므로 유효 샘플링영역을 구하는 어떤 수식이나 조건이 반드시 필요하게 된다. 기존의 기술은 이러한 하나의 통신 표준이나 또는 두 개의 무선 표준을 동시 하향 변환할 때 요구되는 샘플링 주파수와 그 샘플링 영역을 찾는 방법 및 수식이 제안되었다^{[5][6]}.

그러나 현재 수많은 통신 표준들이 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.

이러한 흐름에 대응하여 수신 신호의 수를 두 신호에 국한하지 않고 N개의 신호에 대하여 확장하여, 보다 일반화된 대역통과 샘플링에서 샘플링 주파수를 획득하는 방법을 제안한 논문들이 발표되고 있다^{[7][8]}. 이러한 대역통과 샘플링 방식들에서 반드시 고려해야 할 사항이 크게 두 가지가 있다. 첫 번째가 샘플링 주파수 값에 의해 결정되는 IF 스펙트럼 상에서의 신호 배치와 그 배치의 대한 순열의 수이다. 수신되는 RF수가 많아질수록 샘플링된 대역폭(sampled bandwidth)에서 가능한 신호 배치에 대한 순열의 수가 $2^N \times N!$ (N:RF의 수)으로 엄청나게 커지게 된다^[8]. 그러므로 샘플링 주파수를 구할 때 이 모든 순열을 고려하게 된다면 자연히 그 방식 및 수식들이 매우 복잡해지며 결과값도 구하기 어렵게 된다. 그러나 논문 [7]과 [8]에서와 같이 IF단에서의 신호배치 들에 대하여 특정한 하나의 순열로의 제한은 샘플링 주파수를 위한 비교적 구체적인 수식 및 간결한 과정을 제공할 수 있긴 하지만, 모든 유효 샘플링 주파수를 얻지 못하고 더욱이 최소 샘플링 주파수를 얻게 될 확률도 크게 떨어지게 되는 단점이 있다. 그러므로 가능한 모든 신호배치를 고려해야 한다. 그리고 대역통과 샘플링 방식들에서 고려해야 할 또 다른 사항은 하향 변환된 IF 신호들간의 보호 대역이다. 이미 발표된 논문들은 샘플링 주파수를 선정하여 하향변환 할 때 인접한 IF 신호들간의 간격인 보호대역(guard-band)을 전혀 고려하지 않고 이론적인 관점에만 국한되고 있다. 이것은 모든 유효 샘플링 영역들을 찾은 후, 인접한 신호들 모두를 만족시킬 수 있는 최소 보호대역을 얻기 위하여 그 유효 영역 중에서 적절한 샘플링 주파수를 다시 찾아야 하는 불편한 점을 가지게 한다.

본 논문에서는 신호배치에 대한 모든 순열을 고려하면서도 모든 유효 샘플링 주파수 획득에 관한 방식 및 수식을 제공하고 더욱이 낮은 복잡성을 위한 알고리즘도 서술되어 있다. 또한 사용자가 원하는 최소한의 보호대역(minimum guard-band)을 확보할 수 있는 최소 샘플링 주파수를 효율적으로 찾는 방법도 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 II장에서는 N개 신호의 하향변환 수식 유도를 위한 기본 가정들을 언급하고, III장에서는 그 가정하에 유효 샘플링 영역 및 최소 샘플링 주파수 획득을 위한 효율적인 알고리즘을 서술한다. 또한 IF 신호간의 원하는 최소보호대역 확보를 위한 효율적인 최소 샘플링 주파수를 찾는 알고리즘을 IV장에서 자세하게 기술될 것이다. V장에서는 기존에 발표된 방식들과 제한된 방식들의 컴퓨터 모의실험에 의한 성능분석 및 비교를 통하여 제안된 방식의 우월성을 입증할 것이다. 마지막으로 VI장에서는 결론을 맺는다.

II. N개 신호의 하향변환을 위한 수신기 구조와 수식 유도의 위한 기본 가정들

그림 1은 N개 신호의 동시 하향변환을 위한 SDR 수신기의 기본 구조를 보여준다^[8]. 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 거치게 된다. 여기서 다른 신호들과의 간섭을 피하기 위해 선택도가 매우 큰 대역통과 필터들이 요구된다.

먼저 스펙트럼 상의 N개 신호 $X_k(f), k=1,2,\dots,N$ 을 다음과 같이 정의한다. RF 신호 $X_k(f)$ 의 $f_s, f_{C_k}, f_{U_k}, f_{L_k}, f_{IF_k}, BW_k$ 는 샘플링 주파수, 반송파(carrier) 주파수, 상위 제한(upper cutoff) 주파수, 하위 제한(lower cutoff) 주파수, 중간주파수

(IF) 그리고 신호의 대역폭을 각각 나타낸다. 또

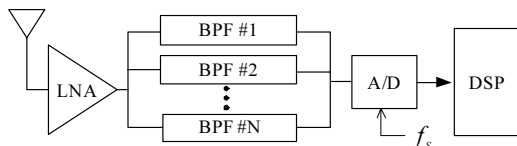


그림 1. 대역통과 필터를 사용하여 N개 신호의 하향변환을 위한 수신기 구조

한 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.

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

또한 유효 샘플링 주파수를 얻기 위한 수식을 유도하기 전에 먼저 기본적인 파라미터들을 다음과 같이 설정한다. 먼저 하나의 RF 신호 $X_k(f)$ 가 두 RF 스펙트럼 신호 즉, 양의 주파수 영역 성분인 $X_{k+}(f)$ 와 음의 주파수 영역 신호 $X_{k-}(f)$ 으로 구성되었다고 가정한다. 그러므로 각각의 위치 성분파라미터는 $f_{L_{k-}}=-f_{U_k}, f_{C_{k-}}=-f_{C_k}, f_{U_{k-}}=-f_{L_k}, f_{L_{k+}}=f_{L_k}, f_{C_{k+}}=f_{C_k}, f_{U_{k+}}=f_{U_k}(k=1,2,\dots,N)$ 와 같이 표현할 수 있게 된다.

III. 모든 순열을 고려한 실수 대역통과 필터에서 유효 샘플링 영역 찾기

유효 샘플링 주파수 영역의 수식 일반화를 위하여, 먼저 임의의 두 RF 스펙트럼 신호 성분 즉, 한 예로써 그림 2에서의 $X_m(f)$ 과 $X_n(f)$ 를 위한 샘플링 주파수 범위를 알아보자. 여기서 두 신호 성분의 반송파 주파수 관계는 위에서 언급한 가정과 마찬가지로 $f_{C_m} < f_{C_n}$ 가 된다. 이 두 신호 성분을 위한 유효 샘플링 주파수 범위는 다음과 같은 두 가지 조건을 모두 만족 시켜야 한다. 먼저 샘플링 주파수의 상위 제한으로, 그림 2(b)에서 보듯이 신호 $X_n(f)$ 가 샘플링에 의해 $(r_{m,n})^{th}$ 번째 왼쪽 이동된 복사 신호의 $f_{L_{nr}}$ 이 다른 RF신호 $X_m(f)$ 의 f_{U_m} 보다 커야

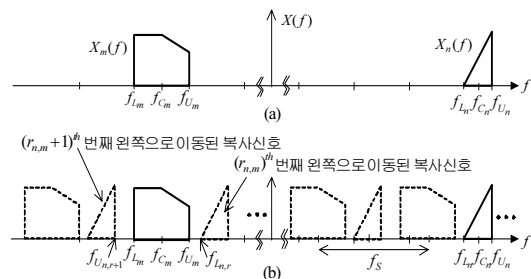


그림 2. 두 RF 스펙트럼 성분의 유효 샘플링 영역 수식 유도를 위한 하나의 예제

한다. 또한 하위 제한으로는 RF신호 $X_n(f)$ 의 $(r_{m,n}+1)^{th}$ 번째 왼쪽 이동된 신호에서 $f_{U_{nr+1}}$ 이 RF 신호 $X_m(f)$ 의 f_{L_m} 보다 작아야 한다. 이 두 조건들은 다음과 같은 수식으로 각각 표현 가능 하다.

$$f_{C_n} - \frac{BW_n}{2} - r_{m,n}f_S \geq f_{C_m} + \frac{BW_m}{2} \quad (2)$$

$$f_{C_n} + \frac{BW_n}{2} - (r_{m,n}+1)f_S \leq f_{C_m} - \frac{BW_m}{2} \quad (3)$$

위의 두 수식을 합치게 되면 다음과 같은 공통 샘플링 영역을 얻게 된다.

$$\frac{f_{C_{n-m}} + (BW_{m+n}/2)}{r_{m,n} + 1} \leq f_{S_{n-n}} \leq \frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n}/2)}{r_{m,n}} \quad (4)$$

여기서 $f_{C_{n-m}} = f_{C_n} - f_{C_m}$, $BW_{m+n} = BW_m + BW_n$ 을 나타내고 $r_{m,n}$ 은 정수로서 다음과 같은 범위로 한정된다.

$$0 \leq r_{m,n} \leq \left\lfloor \frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n}/2)}{BW_{m+n}} \right\rfloor \quad (5)$$

$r_{m,n}$ 의 의미는 두 RF 스펙트럼 신호 사이 즉, $f_{L_n} - f_{U_m}$ 의 간격에서 서로 겹치지 않고 두 RF 신호의 대역폭 합 BW_{m+n} 이 얼마나 많이 위치할 수 있는지를 나타낸다. 따라서 $r_{m,n}$ 의 값이 클수록 더욱 작은 샘플링 주파수를 얻을을 의미한다. 수식 (4)로부터 두 개의 RF 스펙트럼 신호 $X_m(f)$ 과 $X_n(f)$ 을 위한 유효 샘플링 영역을 구할 수 있다.

위에서 얻은 스펙트럼 상에서 2개 신호에 대한 유효 샘플링 영역을 N개의 신호, 즉 스펙트럼 상에서 2N개의 신호들로 확장하여 다음과 같은 일반화 된 수식을 얻을 수 있다.

$$f_{S,real} = f_{S,N-} \cap f_{S,(N-1)-} \cap \dots \cap f_{S,1-} \cap f_{S,1+} \cap \dots \cap f_{S,(1-1)+} \quad (6)$$

위 식에서

$$f_{S,N-} = \left(\bigcap_{k=(N-1)-}^{1-} f_{S_{N-k}} \right) \cap \left(\bigcap_{k=1+}^{N+} f_{S_{N-k}} \right),$$

$$f_{S,1-} = \left(\bigcap_{k=1+}^{N+} f_{S_{1-k}} \right), f_{S,1+} = \left(\bigcap_{k=2+}^{N+} f_{S_{1-k}} \right), f_{S,(N-1)+} = f_{S_{(N-1)+,N+}}$$

를 각각 나타내고 있다. 다시 말하면 $m,n \in \{1 \pm, 2 \pm, \dots, N \pm\}$ 의 RF 신호 성분들, 스펙트럼 상에서 총 2N개의 신호들에서 조합 가능한 모든 두 RF 스펙트럼 신호 성분에 대한 유효 샘플링 영역을 수식 (4)를 통하여 각각 구한 다음, 수식 (6)에서와 같이 이들 영역들이 서로 공통으로 중첩 되는 부분이 바로 N개 신호를 위한 유효 샘플링 영역이 된다.

IV. IF신호간의 원하는 최소보호대역 확보를 위한 최소 샘플링 주파수를 찾는 알고리즘

앞 단락에서 얻은 결과 식인 (6)의 과정을 살펴 보자. 모든 두 RF 신호 성분들에 대한 샘플링 영역을 구한 후, 다시 서로의 중복 영역을 찾기 위해 모든 영역을 비교해야 하는 다소 복잡한 과정이 요구됨을 알 수 있다. 그러나 이 수식에서 $f_{S_{m,n}}$ 은 우리가 요구하는 N개의 RF 신호 모두에 해당되는 샘플링 영역이 아닌 오직 두 RF 신호 성분인 $X_m(f)$ 와 $X_n(f)$ 에만 해당되는 샘플링 영역이므로, N개의 신호에 대한 영역을 나타내는 수식 (6)에서는 불필요한 샘플링 영역 부분을 상당수 포함하고 있다. 이것은 수식 (6) 계산시에 자동으로 제외되는 영역이기 때문에 이 부분들을 제거하면 좀 더 효율적으로 서로 공통인 샘플링 영역을 획득할 수 있게 된다. 그러므로 두 신호에 대한 샘플링 영역에만 해당되는 $r_{m,n}$ 값들을 모두 제거함으로써, $r_{m,n}$ 의 최대값의 범위를 제한하고 불필요한 계산 과정을 줄여 더욱 간단히 원하는 값을 얻게 된다. 감소된 $r_{m,n}$ 의 범위는 $r_{b,m,n}$ 로 아래와 같이 나타내었다.

$$0 \leq r_{b,m,n} \leq \left\lfloor \frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n}/2)}{f_{R,bound}} \right\rfloor \quad (7)$$

위 식에서 $f_{R,bound}$ 는 각 신호 대역폭의 총합으로써

$$f_{R,bound} = 2(BW_1 + BW_2 + \dots + BW_N) \quad (8)$$

로 나타내며, 또한 가능한 최소 샘플링 주파수를 의미한다. 여기서 신호들의 대역폭이 같고 특정한 어떤 간격으로 위치가 규칙적으로 배치되어 있다면 $f_{R,bound}$ 가 바로 최소 샘플링 주파수가 될 수 있

나, 대부분의 경우는 그렇지 않기 때문에 $f_{R, bound}$ 보다는 조금 큰 최소 주파수를 가지게 된다. 그러므로 모든 $f_{S_{mn}}$ 에 대한 $r_{m,n}$ 이 수식 (7)처럼 $r_{b,m,n}$ 의 $f_{R, bound}$ 로 제한된다는 것은 $f_{S_{mn}}$ 의 영역들 중에서 $f_{R, bound}$ 보다 작은 샘플링 영역들은 수식 (6)를 구할 때 처음부터 제외하고 그 이상의 영역부터 중복 영역을 조사한다는 것이다. 그러므로 $r_{m,n}$ 의 범위가 $r_{b,m,n}$ 로 제한됨에 따라 중복영역을 찾는 일이 더욱 쉬워진다. 중복 영역 찾을 때는 $r_{m,n}$ 의 큰값부터 작은값의 순서로 일이 진행되기 때문에 $r_{m,n}$ 의 최대값이 작을수록 유리하다.

또한 설계시 샘플링 주파수를 정할 때 미리 IF 단에 위치한 신호들을 어떤 적당한 간격 즉, 사용자가 원하는 최소 간격 이상 떨어뜨리게 하는 최소 샘플링 주파수를 결정 하게 된다면 IF 단 에서 채널 필터링을 쉽게 할 수 있게 되며 매우 편리하며, 인접한 신호들 사이의 간섭도 줄어들게 된다. 여기서 IF 단에서 인접 신호들의 간격 및 서로간의 위치는 신호들의 반송파 주파수와 대역폭 그리고 샘플링 주파수가 변할 때 마다 그 값이 달라지기 때문에, 인접 IF 신호간 최소 보호대역을 GB_{min} 이라고 새롭게 정의한다. 그러므로 이 논문에서는 이 GB_{min} 값을 유지할 수 있는 최소 샘플링 주파수를 효율적이고 빠르게 얻게 되는 새로운 알고리즘을 설명할 것이다. 이 방식의 기본 개념은 자신의 대역폭에 GB_{min} 값에 해당되는 적절한 값을 신호 양쪽 측면에 추가하여 새롭게 정의된 대역폭 즉, 더욱 커진 새로운 대역폭을 지닌 각각의 RF 신호 성분을 수식 (6)에 대입하여 가장 낮은 샘플링 주파수를 구하면 되는 것이다.

GB_{min} 를 유지하기 위한 최소 샘플링 주파수를 얻기 위하여 다음과 같은 두 가지 사항을 반드시 고려해야 한다. 그림 3은 N개 RF 신호가 대역통과 샘플링에 의하여 생성된 어떤 스펙트럼의 한 예이

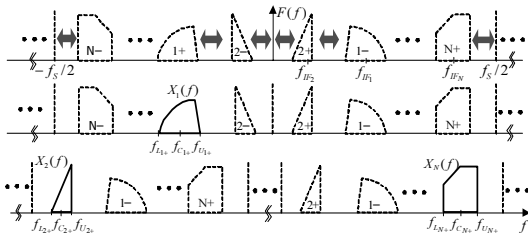


그림 3. N개 RF신호가 대역통과 샘플링에 의하여 생성된 어떤 스펙트럼의 한 예제

다. 이 예제를 통하여 보호대역이 고려된 유효 샘플링 영역 구하는 방법을 생각해 보자. 첫 번째 경우로써 샘플링된 대역폭에서 가장 자리에 위치하게 되는 신호에 관한 제약이다. 이 예제에서 가장자리에 위치한 두 신호는 $X_{2+}(f)$ 과 $X_{N+}(f)$ 또는 $X_{2-}(f)$ 와 $X_{N-}(f)$ 가 있는데, 이 신호들은 0Hz와 $f_s/2Hz$ 대하여 각각 최소 보호대역 GB_{min} 을 확보해야 한다. 다시 말하면, $X_{2+}(f)$ 와 $X_{2-}(f)$ 그리고 $X_{N+}(f)$ 와 $X_{N-}(f)$ 의 거리가 최소 $2GB_{min}$ 이 되어야 한다는 뜻이다. 이를 위해서는 가장 자리 두 신호 성분들의 양쪽에 GB_{min} 을 더하여 그 대역폭이 각각 $BW_m + 2GB_{min}$ 인 새로운 대역폭을 가진 두 신호로 간주하고 그 샘플링 영역을 구하면 된다. 여기서 주의할 점은 어떤 신호가 가장자리 부근에 위치하게 될지 모르기 때문에 두 신호의 $X_m(f)$ 과 $X_n(f)$ 를 위한 $f_{S_{mn}}$ 을 구할 때 $m=-n$ 의 조건을만족하는 모든 경우의 신호에는 대역폭이 각각 $BW_m + 2GB_{min}$ 와 $BW_n + 2GB_{min}$ 인 신호로 간주하고 $f_{S_{mn}}$ 을 계산하여야 한다. 이에 의해 $f_{S_{mn}}$ 과 $r_{GB,m,n}$ 의 영역은 다음과 같이 변경된다.

$$\frac{f_{C_{n-m}} + (BW_{m+n+4GB}/2)}{r_{GB,m,n} + 1} \leq f_{S_{mn}} \leq \frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+4GB}/2)}{r_{GB,m,n}}, m=-n \quad (9)$$

$$0 \leq r_{GB,m,n} \leq \left\lfloor \frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+4GB}/2)}{f_{R,GB,bound}} \right\rfloor, m=-n \quad (10)$$

윗 식에서

$$BW_{m+n+4GB} = BW_m + BW_n + 4GB, \quad (11)$$

$$f_{R,GB,bound} = 2 \left\{ BW_1 + BW_2 + \dots + BW_N \right\} + (N+1)GB_{min} \quad (12)$$

을 각각 나타낸다. 여기서 $f_{R,GB,bound}$ 는 보호대역을 고려한 최소 가능 샘플링 주파수를 말한다. 수식 (8)와 같은 의미로 사용되었다. 즉, $f_{R,GB,bound}$ 보다 낮은 샘플링 영역은 보호대역을 고려한 두 신호 성분 $X_m(f)$ 과 $X_n(f)$ 에만 해당될 뿐 전체 N개의 신호를 고려할 때는 불필요한 부분이기 때문이다. 또

한 $r_{GB,m,n}$ 의 범위의 최소값도 적절히 조절한다면 그 영역의 범위를 더욱 크게 줄일 수 있다. 이것은 GB_{min} 을 위한 단 하나의 최소 샘플링 주파수만 필요하기 때문에 가능한 것이다. 그러므로 최소값도 최대값과 비슷한 형태로 특정한 값에 의해 제한될 수 있다. 우리가 원하는 최소 샘플링 주파수는 $f_{R,GB,bound}$ 보다 약간 큰 주파수에서 그 값이 결정되기 때문에 편의상 충분히 크게 잡은 $2f_{R,GB,bound}$ 보다는 크게 될 수 없다. 그러므로 다음의 수식 (13)과 같이 $r_{GB,m,n}$ 값의 최소값도 제한할 수 있다.

$$\left[\frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+4GB}/2)}{2f_{R,GB,bound}} \right] \leq r_{GB,m,n} \leq \left[\frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+4GB}/2)}{f_{R,GB,bound}} \right], m=-n \quad (13)$$

이 제한된 $r_{GB,m,n}$ 은 수식 (5)에서 대역폭이 $BW+2GB$ 로 변형되어 적용된 다음의 수식 (14)와 그 범위를 비교해 볼 수 있을 것이다. 이 범위가 바로 이 알고리즘의 복잡성을 나타내기 때문에 중요한 파라미터가 된다.

$$0 \leq r_{S,m,n} \leq \left[\frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+4GB}/2)}{BW_{m+n+4GB}} \right], m=-n \quad (14)$$

즉, 수식 (14)는 수식 (5)에서 단지 추가적인 보호대역을 고려하여 새롭게 만들어진 두 신호에 대한 $r_{m,n}$ 값이다. 그러므로 수식 (13)과 (14)는 $r_{S,m,n} \supset r_{GB,m,n}$ 의 관계를 가지게 되어 $r_{GB,m,n}$ 은 $r_{S,m,n}$ 의 범위 중 일부를 나타내게 된다.

다음은 가장 자리 두 신호를 제외한 나머지 신호들에 대한 규칙을 살펴본다. 이 경우는 앞의 경우와 다르게 그림 3의 $X_{2+}(f)$ 과 $X_{1-}(f)$ 에서 보듯이 이들 신호 양쪽에는 $GB_{min}/2$ 를 더하게 되어 그 대역폭이 $BW+GB$ 가 되는 두 신호의 샘플링 영역을 구해야 한다. 즉, $m,n \in \{1\pm, 2\pm, \dots, N\pm\}$ 의 신호들 중에서 $m \neq -n$ 인 경우의 모든 두 신호들은 양쪽에 $GB_{min}/2$ 의 추가 대역폭을 더해야 한다. 이것은 $X_{2+}(f)$ 과 $X_{1-}(f)$ 의 간격이 최소 GB_{min} 이 되어야 하기 때문이다. 그렇게 하여야만 IF단에서 이 두 신호의 간격은 최소 GB_{min} 을 유지할 수 있게 된다.

이것을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{f_{C_{n-m}} + (BW_{m+n+2GB}/2)}{r_{GB,m,n} + 1} \leq f_{S,m,n} \leq \frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+2GB}/2)}{r_{GB,m,n}}, m \neq -n$$

$$\left[\frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+2GB}/2)}{2f_{R,GB,bound}} \right] \leq r_{GB,m,n} \leq \left[\frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+2GB}/2)}{f_{R,GB,bound}} \right], m \neq -n \quad (16)$$

위의 식에서 $BW_{m+n+2GB} = BW_m + BW_n + 2GB$ 을 나타낸다. 여기에서도 마찬가지로 앞의 경우와 같이 $r_{GB,m,n}$ 의 최소 및 최대 제한값은 각각 $2f_{R,GB,bound}$ 와 $f_{R,GB,bound}$ 로 그 범위가 한정될 수 있다. 또한 수식 (14)과 같이 $m \neq -n$ 경우의 범위가 제한되지 않은 수식 (17)의 $r_{S,m,n}$ 와 그 복잡성을 비교해 볼 수 있다.

$$0 \leq r_{S,m,n} \leq \left[\frac{f_{C_{n-m}} - (BW_{m+n+2GB}/2)}{BW_{m+n+2GB}} \right], m \neq -n \quad (17)$$

여기에 복잡성과 관련된 내용은 5장에서 모의실험 결과와 분석을 통하여 비교될 것이다.

또한 여기에서 고려해야 할 또 다른 사항은 $r_{GB,m,n}$ 의 범위가 보호대역의 크기에 의해 더욱 축소될 수 있다는 점이다. 즉, $r_{GB,m,n}$ 의 범위는 보호대역을 고려한 $f_{R,GB,bound}$ 값에 의해 제한되므로 GB_{min} 값이 클수록 $r_{GB,m,n}$ 의 최대값은 점점 작게 되어 수식 (6)의 계산을 위해 요구되는 중복 영역 검사 시간이 더욱 줄어들게 된다. 따라서 충분한 보호대역을 삽입하게 되면 더욱 빠른 결과값을 얻게 되지만, 그만큼 최소샘플링 주파수 값은 커지게 되는 단점이 발생하게 된다.

위에서 언급된 최적의 샘플링 찾는 알고리즘은 다음과 같이 요약한다.

1. 원하는 최소 보호대역 GB_{min} 을 설정한다.
2. 수식 (13)과 수식 (16)을 이용하여 $f_{S,m,n}$ 을 위한 각각의 $r_{GB,m,n}$ 범위를 구한다.

- 위에서 구해진 $r_{GB,m,n}$ 을 이용하여 각각의 $f_{S_{m,n}}$ 의 범위를 구한다.
- 수식 (12)의 $f_{R,GB,bound}$ 를 중복 영역 검사시 출발점으로 선정하여 이 값보다 상위 주파수 방향으로 중복 영역 검사를 시작한다. 즉, $r_{GB,m,n}$ 의 최대값부터 검사하기 시작한다. 모든 $f_{S_{m,n}}$ 들이 공통된 값을 갖게 되는 주파수를 찾을 때까지 그 검사가 계속된다. 이것은 다음의 수식으로 나타낼 수 있다.

$$f_{S_{real,GB}} = \min \left(\begin{matrix} f_{S_N-} \cap f_{S_{(N-1)-}} \cap \dots \cap f_{S_1-} \cap \\ f_{S_1+} \cap \dots \cap f_{S_{(1-1)+}} \end{matrix} \right) \quad (18)$$

V. 모의실험 및 성능 비교

이번 장에서는 3개의 RF신호를 하향변환하는 시스템을 중점으로 제안된 방식과 기존의 방식들로부터 얻어지는 결과들을 설명하고 분석한다. 먼저 수신 신호들의 파라미터는 다음과 같다. 3개의 신호가 각각 다른 대역폭을 가지는 신호로서, 500 MHz에서 1000MHz까지 10MHz간격으로 움직이는 f_{C_1} 과 $BW_1 = 0.7MHz$ 의 특성을 갖는 $X_1(f)$, $f_{C_2} = 1100MHz$ 와 $BW_2 = 2MHz$ 의 $X_2(f)$, 그리고 $f_{C_3} = 1455MHz$ 와 $BW_3 = 1.25MHz$ 의 $X_3(f)$ 를 가정하자. 이러한 환경에서 대역통과 샘플링의 세 가지 방법을 적용하여 얻은 최소 샘플링 주파수와 총 샘플링 영역의 합에 대한 결과와 그에 대한 분석을 논한다. 세 가지 방식 중, 첫 번째 방식은 $GB_{min} = 0Hz$ 이고 수식 (6)과 (18)을 통하여 얻을 수 있는 결과로서, 모든 가능한 신호 배치가 고려된 제안된 방식을 나타낸다. 두 번째 방식은 $GB_{min} = 0Hz$ 이고 논문 [8]을 통해 얻을 수 있는 결과로서 하나의 순열 즉, 샘플링된 대역폭에서 RF신호 배치 순서와 같은 하나의 신호 배치를 가정한 경우의 방식을 말하며, 그리고 세 번째 경우도 하나의 신호 배치만을 가정한 [7]의 방법이다. 그림 4는 최소 샘플링 주파수를 찾은 결과에 관하여 나타내고 있다. 'x' 심볼 표시는 [7]의 방법에 의해 만족하는 대역통과 샘플링 주파수를 찾지 못한 경우이다. 이 경우는 나이퀴스트 율로 샘플링을 해야 하거나 신호들의 다른 순열을 가정하고 다시 샘플링 영역을 계산해야 함을 의미

한다. 이 결과는 유효 샘플링 영역의 총합을 나이퀴스트 주파수로 나눈 비율을 나타내는 그림 5의 α 에서도 마찬가지로 확인 할 수 있다. 이 두 결과 그림에서 보듯이, 모든 순열을 고려한 경우는 하나로 제한된 두 가지 방법보다 낮은 최소 샘플링 주파수를 가져오며, 또한 f_{C_1} 변화에 의한 그 분산값도 거의 일정한 모습을 나타내고 있다. 그리고 세 방법에 대한 α 값은 모든 순열을 고려한 경우가 매우 큰 영역을 가지고 있음을 보여준다. 이것은 3개의 RF신호로 표현 가능한 자리배치가 총 48개이기 때문에 이중 하나를 가정한 경우와는 큰 차이를 보일 수 밖에 없다. 그러므로 하나의 순열로 제한한 [7]과 [8]의 방식은 최소 샘플링 주파수를 얻게 될 확률이 매우 낮게 된다. 또한 이 두 방식의 비교에서는 [7]의 방식이 [8]의 방식보다 샘플링 주파수를 구할 때 IF 스펙트럼에서 신호 각각의 대역폭에 비례한 크기만큼 미리 할당된 대역에 신호가 위치하도록 하는 제한점 때문에^[7], 결과적으로 f_{C_1} 변화에 관계없이 항상 높은 최소

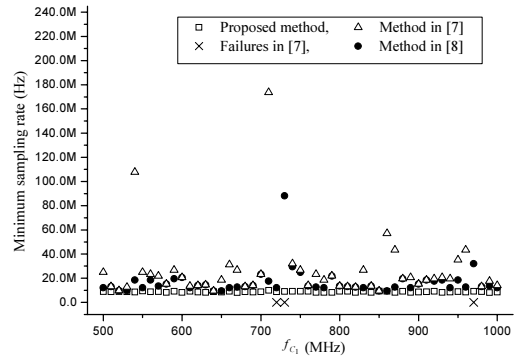


그림 4. 최소 샘플링 주파수 성능 비교

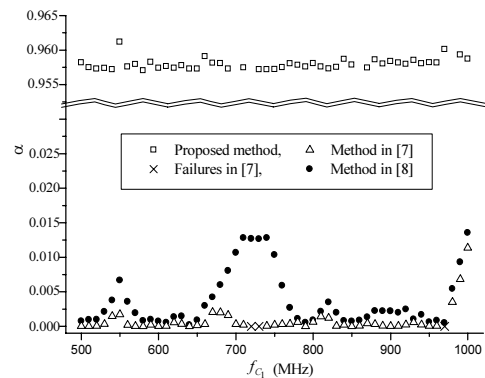


그림 5. 대역통과 샘플링 영역 총합 비교

샘플링 주파수 및 낮은 샘플링 영역 총합을 보여줌을 두 결과 그림에서 알 수 있다.

이번에는 실제 무선 통신 표준을 사용하여 제안한 방식의 적용 방안 및 두 샘플링 방식의 성능을 비교 분석한다. 다음의 3개 무선 통신 표준을 고려하는 단말기를 가정해 보자.

- $f_{C_1} = 940.1MHz$ 와 $BW_1 = 200kHz$ 인 GSM-900의 한 채널
- $f_{C_2} = 1473.054MHz$ 와 $BW_2 = 1.536MHz$ 인 DAB(Eureka-147 L-Band)의 한 채널
- $f_{C_3} = 2121.5MHz$ 이고 $BW_3 = 5MHz$ 인 WCDMA의 한 채널

이 세 개의 채널들의 RF 스펙트럼은 그림 5(a)에 나타내었다. 각각 신호들의 측대파 제거를 위해 9차 버터워스 필터를 모의 실험에 사용하였다. 먼저 모든 신호 배치의 순열을 고려한 제안된 RBPS의 방식을 사용하면 나이퀴스트 샘플링인 4248 MHz보다 낮은 영역에서 514개의 유효 샘플링 영역을 얻을 수 있으며, 그 총 유효 샘플링 면적의 합은 4037MHz의 값은 가진다. 그러므로 0.95의 α 값을 가진다. 이러한 무선 환경에서 최소 보호대역 $GB_{min} = 5MHz$ 를 유지할 수 있는 최소 샘플링 주파수를 구해본다. 그림 5(b)는 수식 (18)에 의하여 얻어진 최소 샘플링 주파수 61.065MHz를 사용하여 얻은 IF 스펙트럼 결과이다. 여기서 각각의 IF는 $f_{IF_1} = 24.128MHz$, $f_{IF_2} = 7.499MHz$ 그리고 $f_{IF_3} = 15.767MHz$ 가 된다. 이 그림에서 $X_3(f)$ 와 $X_2(f)$ 사이 보호대역이 미리 설정된 $GB_{min} = 5MHz$ 가 됨을 알 수 있다. 또한 여기서 최소 샘플링 주파수를 찾았을 경우, 각각의 $f_{S_{min}}$ 에 해당되는 $r_{GB_{m,n}}$ 은 표1에 표시하였다. 수식 (13)과 (16)을 사용한 $r_{GB_{m,n}}$ 의 최대값이 최소 샘플링 주파수를 찾았을 경우에 대응되는 $r_{GB_{m,n}}$ 값과 큰 차이를 보이지 않기 때문에 원하는 결과값을 빠르게 얻을 수 있다. 다시 말하면, 중복영역 검사시에 출발 주파수가 수식 (12)으로부터 $f_{R,GB_{bound}} = 53.472MHz$ 이고, 또한 $r_{GB_{m,n}}$ 의 최대값으로부터 얻게 되는 샘플링 영역 $f_{S_{min}}$ 들의 중복영역을 우선적으로 비교하기 때문에 원하는 주파수인 61.065MHz는 쉽게 획득된다는 것이다. 그러므로 N값이 커지더라도 최소 보호

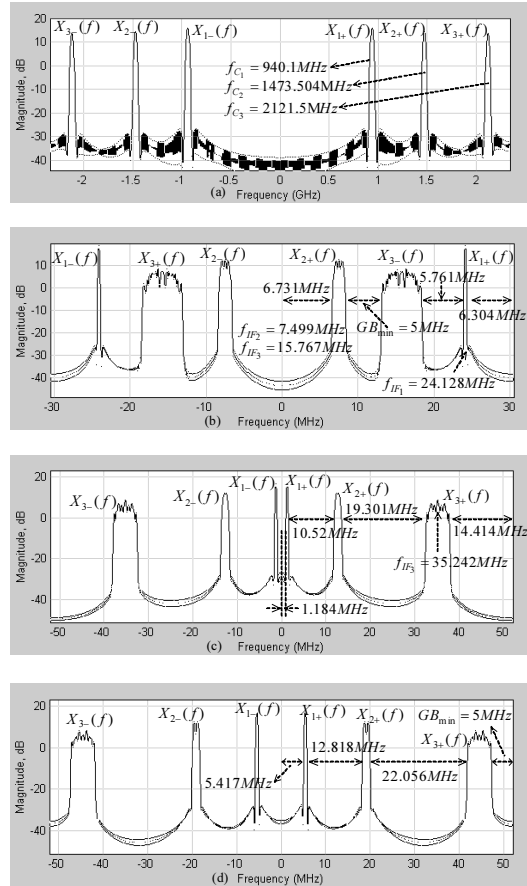


그림 6. 제안한 방법을 실제 무선통신 표준에 적용한 모의 실험 결과

표 1. GB_{min} 을 고려한 최소 샘플링 주파수를 찾는 데 필요한 $r_{m,n}$, $r_{S_{m,n}}$, $r_{GB_{m,n}}$ 의 범위 비교

두 RF 신호 m, n	$r_{m,n}$ ($GB_{min} = 0$ 일 경우)	$r_{S_{m,n}}$	$r_{GB_{m,n}}$	최소 샘플링 주파수 획득 시의 $r_{GB_{m,n}}$ 의 값
3-, 2-	$0 \leq r_{3-,2-} \leq 98$	$0 \leq r_{S_{3-,2-}} \leq 58$	$5 \leq r_{GB_{3-,2-}} \leq 11$	$r_{GB_{3-,2-}} = 10$
3-, 1-	$0 \leq r_{3-,1-} \leq 226$	$0 \leq r_{S_{3-,1-}} \leq 77$	$10 \leq r_{GB_{3-,1-}} \leq 21$	$r_{GB_{3-,1-}} = 19$
3-, 1+	$0 \leq r_{3-,1+} \leq 588$	$0 \leq r_{S_{3-,1+}} \leq 200$	$28 \leq r_{GB_{3-,1+}} \leq 57$	$r_{GB_{3-,1+}} = 50$
3-, 2+	$0 \leq r_{3-,2+} \leq 549$	$0 \leq r_{S_{3-,2+}} \leq 216$	$28 \leq r_{GB_{3-,2+}} \leq 67$	$r_{GB_{3-,2+}} = 58$
3-, 3+	$0 \leq r_{3-,3+} \leq 423$	$0 \leq r_{S_{3-,3+}} \leq 140$	$39 \leq r_{GB_{3-,3+}} \leq 79$	$r_{GB_{3-,3+}} = 69$
2-, 1-	$0 \leq r_{2-,1-} \leq 306$	$0 \leq r_{S_{2-,1-}} \leq 44$	$4 \leq r_{GB_{2-,1-}} \leq 9$	$r_{GB_{2-,1-}} = 8$
2-, 1+	$0 \leq r_{2-,1+} \leq 1389$	$0 \leq r_{S_{2-,1+}} \leq 205$	$22 \leq r_{GB_{2-,1+}} \leq 45$	$r_{GB_{2-,1+}} = 39$
2-, 2+	$0 \leq r_{2-,2+} \leq 958$	$0 \leq r_{S_{2-,2+}} \leq 127$	$27 \leq r_{GB_{2-,2+}} \leq 54$	$r_{GB_{2-,2+}} = 48$
2-, 3+	$0 \leq r_{2-,3+} \leq 549$	$0 \leq r_{S_{2-,3+}} \leq 216$	$33 \leq r_{GB_{2-,3+}} \leq 67$	$r_{GB_{2-,3+}} = 58$
1-, 1+	$0 \leq r_{1-,1+} \leq 4700$	$0 \leq r_{S_{1-,1+}} \leq 91$	$17 \leq r_{GB_{1-,1+}} \leq 34$	$r_{GB_{1-,1+}} = 30$
1-, 2+	$0 \leq r_{1-,2+} \leq 1389$	$0 \leq r_{S_{1-,2+}} \leq 205$	$22 \leq r_{GB_{1-,2+}} \leq 45$	$r_{GB_{1-,2+}} = 39$
1-, 3+	$0 \leq r_{1-,3+} \leq 588$	$0 \leq r_{S_{1-,3+}} \leq 200$	$28 \leq r_{GB_{1-,3+}} \leq 57$	$r_{GB_{1-,3+}} = 50$
1+, 2+	$0 \leq r_{1+,2+} \leq 306$	$0 \leq r_{S_{1+,2+}} \leq 44$	$4 \leq r_{GB_{1+,2+}} \leq 9$	$r_{GB_{1+,2+}} = 8$
1+, 3+	$0 \leq r_{1+,3+} \leq 226$	$0 \leq r_{S_{1+,3+}} \leq 77$	$10 \leq r_{GB_{1+,3+}} \leq 21$	$r_{GB_{1+,3+}} = 19$
2+, 3+	$0 \leq r_{2+,3+} \leq 98$	$0 \leq r_{S_{2+,3+}} \leq 58$	$5 \leq r_{GB_{2+,3+}} \leq 11$	$r_{GB_{2+,3+}} = 10$

대역을 유지할 수 있는 최소 대역통과 샘플링 주파수를 효율적이고 빠르게 구할 수 있다. 그림 6(c)의

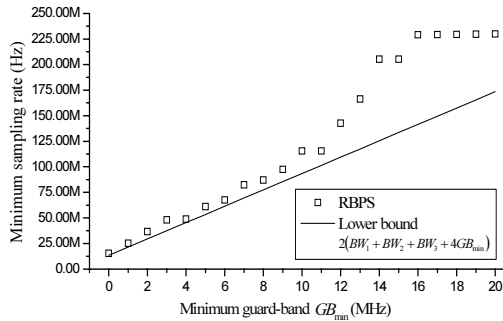


그림 7. 최소보호대역 크기 변화에 의한 요구되는 최소 샘플링 주파수

방식은 하나의 신호 배치만을 가정한 [7]의 방식에서 얻은 결과 값인 최소 샘플링 주파수 104.313MHz을 사용하여 얻은 IF 스펙트럼 결과를 나타낸 것이다. 이 결과는 논문 [8]에서 결과인 그림 6(d)와 비교해 볼 수 있는데, 논문 [7]의 방식은 최소샘플링 주파수를 구하게 되더라도 DC와 신호 $X_1(f)$ 의 사이에 작은 보호대역 1.184MHz이 생성되어 최소 보호대역이 5MHz로 설정된 제안된 방식보다 오히려 샘플링 주파수가 약간 높음을 보이고 있다. 그러므로 하나의 신호배치로 제한한 경우에는 제안된 방식이 최소 보호대역을 유지하기 위한 최소 샘플링 주파수를 제공하여 더욱 쉬운 채널 필터링을 디지털 영역에서 수행 할 수 있음을 알 수 있다. 또한 그림 7은 GB_{min} 의 크기 변화에 의해 요구되는 최소 샘플링 주파수 결과를 표시한다. 이 결과는 모든 순열을 고려한 경우이다. 최소 보호 대역이 커질수록 그 결과 분포의 분산값은 점점 커짐을 알 수 있다.

VI. 결 론

우리는 이 논문에서 대역통과 샘플링 이론을 기반으로 IF단에서 신호 배치에 대한 모든 순열을 고려하면서 N개 RF신호의 직접 하향변환을 위한 새로운 알고리즘을 제안하였다. 또한 IF 신호들간의 사용자가 원하는 최소한의 보호대역이 고려된 최소 샘플링 주파수를 얻기 위한 수식이 유도 되었다. 이것은 시스템 설계시 하드웨어의 요구사항에 대한 제한을 좀 더 완화하게 함으로써 실제적인 SDR 설계자들에게 도움을 줄 수 있는 중요한 사항이다. 그리고 이미 논문에서 발표된 방식과의 성능비교를

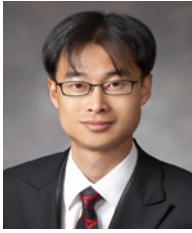
통하여 제안 방식의 뛰어난 효율성과 낮은 복잡성을 보여주었으며, 모의실험을 통하여 제안한 수식들을 증명하였다.

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 bandpass 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.
- [8] J. Bae and J. Park, "An Efficient Algorithm for Bandpass Sampling of Multiple RF Signals," IEEE signal processing letters, vol.13, no.4, pp.193-196, April. 2006.

배 정 화 (Junghwa Bae)

중신회원



1999년 2월 광운대학교 전자 공
학과(공학사)
2001년 8월 고려대학교 전자 공
학과(공학석사)
2007년 2월 고려대학교 전자컴
퓨터공학과(공학박사)
2007년 3월~현재 삼성전자 통신

연구소 책임 연구원

<관심분야> 통신공학, 무선통신공학

Tran Nguyen Cac

준회원



2005년 6월 Hanoi University of
Tech. 전자통신공학과 학사
2006년 3월~현재 고려대학교 전
자전기공학과 석사과정
<관심분야> 통신공학, 광통신공
학, 광네트워크

조 재 완 (Jaewan Cho)

준회원



2006년 2월 고려대학교 전기전자
전파공학부(학사)
2007년 3월~현재 고려대학교 전
자전기공학과(석사과정)
<관심분야> 통신공학, 무선통신
공학

박 진 우 (Jinwoo Park)

중신회원



1979년 3월 고려대학교 전자 공
학과(학사)
1987년 11월 버지니아주립공대
전기전자공학(공학박사)
1989년 3월~현재 고려대학교 전
자컴퓨터공학과 교수
<관심분야> 인터넷통신네트워크,

광통신공학, 무선 액세스시스템

고 용 채 (Yongchae Ko)

정회원



2005년 2월 한국외대 전자공학
과(공학사)
2007년 2월 고려대학교 전자컴
퓨터공학과(공학석사)
2007년 3월~현재 삼성전자 통신
연구소 연구원

<관심분야> 통신공학, 무선통신
공학