
SDR front-end를 위한 Complex Bandpass Sampling

왕홍매* · 김재형** · 김형중***

Complex Bandpass Sampling for SDR front-end

Hong-Mei Wang* · Jae-Hyung Kim** · Hyung-Jung Kim***

이 논문은 2009~2010년도 창원대학교 연구비를 지원받았음

요 약

Bandpass sampling(BPS) 기술은 나이퀴스트(Nyquist) 샘플링 주파수보다 낮은 주파수를 사용하여 RF 대역의 신호를 직접 하향변환 할 수 있다는 장점을 가지고 있지만, 나이퀴스트 영역에서 self-image의 중복을 피하기 위해서는 샘플링 주파수의 선택에 제약이 따른다. 2개의 ADC를 사용하는 2차(second-order) BPS는 self-image를 제거하기 위한 신호처리가 추가 된다는 조건으로 샘플링 주파수의 선택이 자유롭다. 하지만 RF 대역이 바뀌면 신호처리를 위한 파라미터를 재구성해야 한다. 본 논문에서는 2차 BPS의 한 형태인 quadrature BPS의 구조를 가지면서, 재구성이 필요 없는 간단한 보상 필터만을 사용하여 임의의 RF 대역으로부터 나이퀴스트 영역으로 하향 변환하는 complex BPS 기반의 SDR front-end에 대하여 기술한다.

ABSTRACT

Bandpass sampling technique has an advantage that it uses lower sampling frequency than Nyquist criterion. But special care is required in choosing sampling frequency to avoid self-image overlapping in the first Nyquist region. Recently, the second-order BPS techniques which can suppress possible self-image by using an additional ADC and by employing digital signal processing have been proposed. This paper addresses a complex BPS based SDR front-end. Unlike general second-order BPS, it needs simple FIR filter to compensate delay in the second ADC. We show a method to find proper sampling frequencies to down convert RF signals selected by tunable RF filter operating in arbitrary frequency range.

키워드

bandpass sampling, complex BPS, quadrature BPS, software-defined radio

Key word

bandpass sampling, complex BPS, quadrature BPS, software-defined radio

* 정회원 : 창원대학교

** 종신회원 : 창원대학교 (교신저자, hyung@changwon.ac.kr)

*** 정회원 : 전자통신연구원

접수일자 : 2011. 06. 30

심사완료일자 : 2011. 07. 19

I. 서 론

SDR(software defined radio) 또는 SWR (software radio)는 재구성이 가능한 무선(radio)이라는 개념으로 이동통신 기술의 새로운 발전 방향으로 제시되고 있다. SDR 포럼의 정의에 의하면, SDR은 안테나에서 최대한 가까운 위치에서 디지털 신호처리를 함으로써 시스템의 유연성(flexibility)를 높이고, 변조방식 및 주파수 범위 등의 동작 파라미터들을 가능한 소프트웨어의 변경에 의해서 제어가 가능하며, 또한 시스템의 변경이나 성능 향상이 시스템 제조 이후에도 소프트웨어의 재 프로그래밍에 의하여 가능하도록 하는 기술이다[1]. SDR 기술의 적용에 가장 큰 문제가 되어 왔던 RF 부품들의 디지털화는 그 동안 많은 발전을 해왔으며 최근 상용화 되고 있는 A/D 변환기 가운데는 RF 대역의 신호를 직접 나이퀴스트 샘플링을 하여 디지털 신호 처리할 수 있는 단계까지 이르렀다.

그러나 Bandpass sampling (BPS)기술은 나이퀴스트 샘플링 주파수보다 낮은 주파수로 샘플링하며, 믹서를 사용하지 않고도 기저대역으로 하향변환 할 수 있으므로 과도한 전력소비를 줄일 수 있다는 장점이 있다[2]. 이때 불필요한 신호들의 aliasing 및 폴딩 효과(folding effect)를 억제하기 위해서는 대역통과 필터의 성능이 매우 중요하다. 하나의 ADC를 사용하는 1차(first-order) BPS에 대한 기본적인 이론은 문헌[2],[3]에서 다루고 있다. 1차 BPS 방식은 자기 이미지(self-image) 간섭이 발생하지 않도록 샘플링 주파수를 선택해야 하는 제약이 따른다.

이러한 제약을 피하기 위하여 두 개의 ADC를 사용하는 2차 BPS 방식들이 제안이 되었다. 문헌[4]에서는 2차 BPS의 일반적인 이론이 기술되어 있으며, 문헌[5],[6]에서는 1차 및 2차 BPS을 기반으로 하는 digital front-end의 설계에 대하여 기술하고 있다. 특히 두 ADC의 샘플링 시간차가 $T_s/4$ (단, $T_s = 1/f_s$ 는 샘플링 주기)인 2차 BPS를 quadrature BPS라고 하며, 문헌[7]에서는 RF 대역의 신호를 quadrature BPS 방식으로 하향변환 할 때 폴딩 효과(folding effect)에 의한 SNR의 저하를 최소화하기 위한 방법에 대하여 설명하고 있다. 또한 아날로그 소자를 이용하여 Hilbert 변환을 한 후 두 개의 ADC를 이용하여 bandpass sampling을 하는 방식에 대하여는 문헌[8]에

서 제안을 하였다. 이 방식은 아날로그 Hilbert 변환소자의 특성이 이미지 제거 성능에 직접적으로 영향을 미친다는 단점이 있다.

본 논문에서는 2차 BPS의 특별한 경우인 quadrature BPS를 이용하여 임의의 RF 대역 신호들을 하향변환하는 complex BPS를 SDR의 front-end에 적용하는 방법에 대하여 다루고 있다. Complex BPS 방식은 일반적인 2차 BPS와는 달리 임의의 RF 대역을 수신할 경우에도 재 프로그램이 필요치 않는 그룹지연 보상 필터만이 필요하기 때문에 빠르게 대역을 변경하는데 유리한 구조임을 보여 주었으며, RF 대역의 신호들을 하향 변환할 경우 가능한 샘플링 주파수들의 1차 BPS의 경우와 그래프로 비교하였다. 이 논문의 2장에서는 BPS 이론을 간단히 소개한 후, 3장에서 complex BPS 방식과 그룹 지연의 보상에 대하여 설명하였다. 4장에서는 complex BPS 방식을 Digital TV 방송 수신기의 BPS 기반 front-end로 적용한 예를 보여주었고, 5장에서 결론을 맺었다.

II. Bandpass Sampling

BPS 방식은 샘플링 주파수가 신호의 최대 주파수가 아니라 대역폭에 의해서 결정이 되기 때문에 ADC의 요구조건을 크게 완화시킬 수 있다. 그 밖에 샘플링 주파수의 적절한 선택에 의하여 다중 대역의 신호를 간섭 없이 기저대역으로 가져올 수 있다는 장점이 추가적으로 이용될 수 있다.

그러나 BPS는 샘플링 클럭의 지터에 매우 민감할 뿐 아니라 ADC의 통과 대역 내의 모든 간섭신호 및 잡음도 aliasing 현상에 의하여 신호와 중첩이 되는 폴딩 효과(folding effect)에 의한 SNR(Signal to Noise Ratio)의 저하를 방지하기 위해서는 선택도가 높은 RF 대역통과 필터를 요구하고 있으며, 특히 가변 RF 대역통과 필터의 필요성에 따라 많은 연구가 진행 중에 있다. BPS의 이론적인 연구는 문헌[2]~[3]에 기술이 되어 있으나 편의상 간단하게 소개하였다. 대역통과 신호 $r(t)$ 는 기저대역신호 $m(t)$ 를 주파수 상향변환 시킴으로서 다음과 같이 주어질 수 있다.

$$r(t) = \text{Re}\{m(t)e^{j2\pi f_c t}\} = |m(t)|\cos(2\pi f_c t + \arg[m(t)]) \quad (1)$$

$r(t)$ 의 스펙트럼이 대역폭 B 를 가지며 그림 1과 같이 $f_L \leq f \leq f_H$ 에 위치한다고 가정하자.

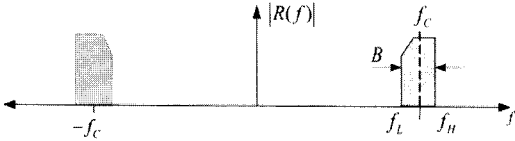


그림 1. RF 신호의 스펙트럼 (정수 배치)
Fig. 1 spectrum of integer positioned RF signal

식(1)의 RF 신호를 샘플링 주파수로 f_s 로 샘플링하면, 식(2)와 같이 표현이 될 수 있다. 단, “ \star ”는 컨벌루션 연산자이다.

$$r_A^\delta(t) = r(t) \sum_p \delta(t - p/f_s) \quad (2a)$$

$$R_A^\delta(f) = R(f) \star f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - pf_s) \quad (2b)$$

$$= [R_+(f) + R_-(f)] \star f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - pf_s)$$

식(2b)에 의하면, 양의 주파수 성분과 음의 주파수 성분이 교대로 재배치되는 것을 알 수 있다. 그림2는 $f = 2B$ 의 샘플링 주파수로 bandpass sampling하는 경우 기저대역에 하향 변환된 스펙트럼이 배치되는 대표적인 형태를 보여준 것이다. 그림2(a)와 그림2(b)는 $R(f)$ 가 $f_s/2$ 의 정수배 주파수에 정렬되어 있는 경우이며, 이러한 경우를 정수 배치 (integer position)가 되었다고 한다.

그리고 $R(f)$ 가 그림2(c)와 같이 $f_s/2$ 의 정수배의 주파수가 대역 내에 포함하고 있는 경우는 비정수 배치 (non-integer position)가 되었다고 한다. 그림2에서 보여 주었듯이 $f_s = 2B$ 는 정수 배치된 RF 신호를 이미지의 중복을 피하며 샘플링이 가능한 최소의 샘플링이며, 비정수 배치 신호를 이미지 간섭 없이 샘플링하기 위해서는 $f_s > 2B$ 의 샘플링 주파수가 필요하며 $R(f)$ 의 배치에 따라 서로 달라질 수 있다[3].

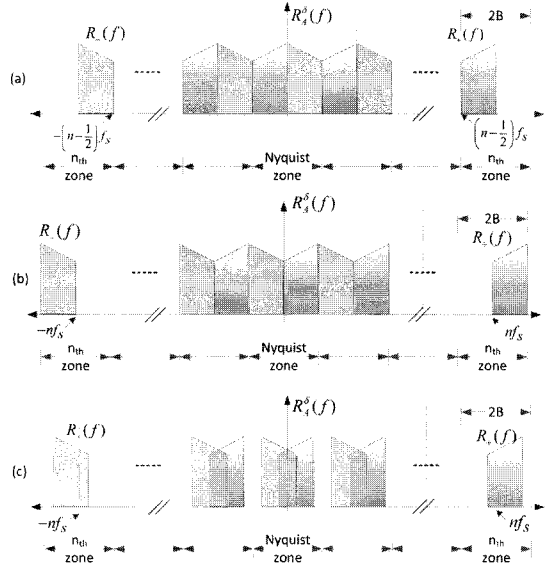


그림 2. 1차 BPS 샘플 스펙트럼
Fig. 2 spectrum of 1차 BPS sample

III. Complex Bandpass Sampling

논문에서는 Quadrature BPS 방식과 간섭제거를 위한 신호처리를 이용하여 임의의 RF 대역에서 기저대역으로 하향변환 하기 위한 complex BPS 기반의 SDR front-end 구조에 대하여 기술한다. 그림3은 complex BPS front-end의 구조를 보여준 것이다. 여기서 고려한 quadrature BPS는 상대적으로 Δ 의 클럭 지연을 가지는 두 개의 ADC를 이용한다. 첫번째 ADC(ADC-A)의 샘플 신호는 식(2)로 표현될 수 있고 두번째 ADC(ADC-B)의 샘플신호는 식(3)으로 주어질 수 있다. 여기서 $\beta = \exp(-j2\pi f_s \Delta)$ 이다[4].

$$r_B^\delta = r(t) \sum_p \delta(t - p/f_s - \Delta) \quad (3a)$$

$$R_B^\delta(f) = R(f) \star f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta^n \delta(f - pf_s) \quad (3b)$$

$$= [R_+(f) + R_-(f)] \star f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta^n \delta(f - pf_s)$$

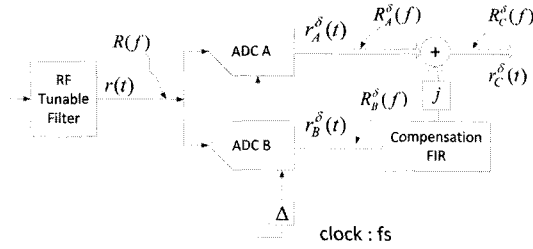


그림 3. complex BPS front-end의 구조
Fig. 3 structure of complex BPS front-end

그리고, 스펙트럼 $R_A^\delta(f)$ 가 그림2와 같다고 가정하면, ADC-B 샘플신호 $r_B^\delta(t)$ 의 스펙트럼 $R_B^\delta(f)$ 는 그림4와 같아진다.

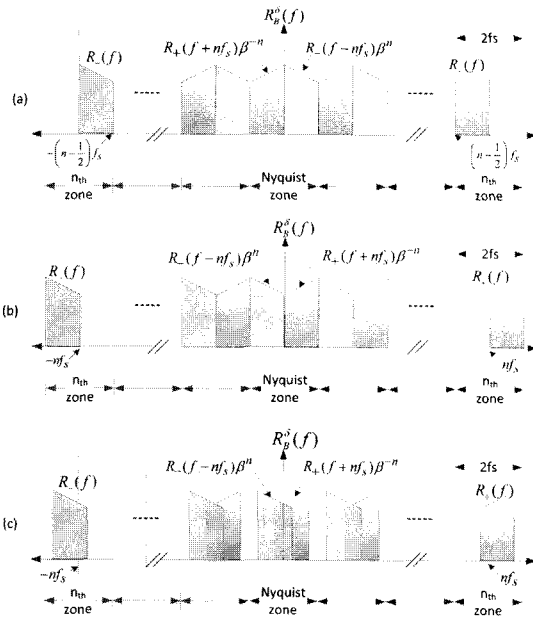


그림 4. ADC-B 샘플의 스펙트럼과 위상
Fig. 4 spectrum and phase of ADC-B sample

그림4에서 보여주듯이 $R_B^\delta(f)$ 는 $R_A^\delta(f)$ 에 대하여 상대적인 위상차 $\theta(n, f_s, \Delta) = 2\pi n f_s \Delta$ 를 가지게 되는데, 여기서 n 은 RF 신호의 위치에 의해서 결정되는 정수이며

$$\begin{aligned} |R(f)| \geq 0 &: (n - \frac{1}{2})f_s < f < (n + \frac{1}{2})f_s \\ |R(f)| = 0 &: \text{otherwise} \end{aligned} \quad (4)$$

를 만족하는 정수로 선택이 된다. 편의상 이러한 경우에 $R(f)$ 는 f_s 간격으로 구분된 구역에서 n 번째 구역에 위치하고 있다고 표현하기로 한다.

그림4에서 $\beta = \exp(-j2\pi f_s \Delta)$ 이며 상대적 위상차 $-2\pi n f_s \Delta$ 를 가지는 것을 표현하고 있다. 즉, n 번째 구역에 위치한 RF 신호는 2차 BPS로 하향 변환할 경우 기저대역(나이퀴스트 영역)에서 두 샘플 스트림의 스펙트럼 $R_A^\delta(f)$ 과 $R_B^\delta(f)$ 는 위상차 $2\pi n f_s \Delta$ 를 가지게 된다 [6]. 임의의 Δ 값을 가지는 2차 BPS의 일반적인 응용에 대한 연구는 문헌[6]에 기술이 되어 있다.

3.1. RF 대역 하향변환을 위한 Complex BPS

본 절에서는 $\Delta = 1/4f_s$ 인 quadrature BPS의 경우에 대하여 이미지의 간섭을 피할 수 있는 샘플링 주파수의 선택 방법과 시간 지연에 의하여 발생한 두 샘플 스트림 간의 그룹 지연(group delay)을 보상하기 위한 방법에 대하여 기술하고자 한다. 그림3의 ADC-A와 ADC-B를 이용하여 RF 대역의 n 번째 구역으로부터 기저대역으로 하향 변환된 신호의 스펙트럼은 각각

$$R_{A0}^\delta(f) = R_+(f + nf_s) + R_-(f - nf_s) \quad (5a)$$

$$R_{B0}^\delta(f) = R_+(f + nf_s)\beta^{-n} + R_-(f - nf_s)\beta^n \quad (5b)$$

로 표현 될 수 있으며, 만일 $\Delta = 1/(4f_s)$ 라면 $\beta^n = \exp(-j\frac{n\pi}{2})$, $\beta^{-n} = \exp(j\frac{n\pi}{2})$ 가 된다. 복소 샘플 스트림 $R_C^\delta(f)$ 는 $R_{B0}^\delta(f)$ 에 j 또는 $-j$ 를 곱해서 $R_{A0}^\delta(f)$ 에 더해진다. 즉,

$$\begin{aligned} R_C^\delta(f) &= R_{A0}^\delta(f) \pm jR_{B0}^\delta(f) \\ &= R_+(f + nf_s) + R_-(f - nf_s) \\ &\quad \pm j[R_+(f + nf_s)\beta^{-n} + R_-(f - nf_s)\beta^n] \\ &= (1 \pm j^{n+1})R_+(f + nf_s) \\ &\quad + (1 \mp j^{n+1})R_-(f - nf_s) \end{aligned} \quad (6)$$

로 주어진다. 여기서 n 이 짝수일 경우는 $R_+(f)$ 와 $R_-(f)$ 의 간섭을 피할 수 없으나, n 이 홀수일 경우는 다음과 같이 상호 간섭을 제거 시킬 수 있다.

$$R_C^\delta(f) = \begin{cases} R_{A0}^\delta(f) - jR_{B0}^\delta(f) = R_+(f + nf_s) \\ R_{A0}^\delta(f) + jR_{B0}^\delta(f) = R_-(f - nf_s) \end{cases} \text{ for } n = 1, 5, 9 \dots \quad (7a)$$

$$R_C^\delta(f) = \begin{cases} R_{A0}^\delta(f) + jR_{B0}^\delta(f) = R_+(f + nf_s) \\ R_{A0}^\delta(f) - jR_{B0}^\delta(f) = R_-(f - nf_s) \end{cases} \text{ for } n = 3, 7, 11 \dots \quad (7b)$$

Complex BPS를 위한 샘플링 주파수 선택 방법은 다음과 같다.

- ① $f_L \leq f \leq f_H$ 의 RF 대역에 존재하는 대역통과 신호 $R(f)$ 를 $f_s < f_L$ 의 샘플링 주파수로 complex BPS 방식에 의하여 기저대역으로 하향변환 하는 것을 가정한다.
- ② 주어진 f_s 에 대하여 $f_L \geq (2m+1)f_s - f_s/2$ 를 만족하는 최대의 정수값 \tilde{m} 을 찾는다. 즉, $\tilde{m} = \lfloor \frac{f_L}{2f_s} - \frac{1}{4} \rfloor$ 이며, 여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크지 않은 최대의 정수값을 의미한다.
- ③ 만일 $f_H \leq (2\tilde{m}+1)f_s + f_s/2$ 를 만족한다면, 결국 $(2\tilde{m}+1)f_s - f_s/2 \leq F_L < F_H \leq (2\tilde{m}+1)f_s + f_s/2$ 를 만족하여, f_s 로 샘플링 할 경우 $R(f)$ 는 식(7)을 적용할 수 있는 홀수의 구역에 존재하도록 할 수 있다.

반면, 1차 BPS에서는 $R_+(f)$ 와 $R_-(f)$ 의 간섭이 발생하지 않도록 해야 하므로 f_s 는 임의의 정수 k 에 대해서 $kf_s/2 \leq f_L < f_H \leq (k+1)f_s/2$ 를 만족해야 하며, 스펙트럼의 반전 (inversion)을 피하고자 할 경우는 $2k(f_s/2) \leq f_L < f_H \leq (2k+1)f_s/2$ 를 만족하는 f_s 를 선택해야 한다.

현재 주요 상용 시스템의 주파수 할당 대역은 PCS (1750~1780MHz, 1840~1870MHz), IMT2000 (1920~1980MHz, 2110~2170MHz), 이동 인터넷 (2300~2390 MHz) 및 WLAN (2400~2483.5 MHz)이며, 최소 30MHz부터 최대 90MHz의 대역을 점유하고 있다. 다중모드 SDR의 front-end로서 BPS 방식을 적용할 경우, tunable BPF가 필수적이며 중심주파수의 3~5%의 대역폭을 가진다고 가정하면 60~100MHz 이상의 대역을 간섭 없이 하향 변환 할 수 있어야 할 것이다. 그림5는 1.7 ~ 2.5 GHz의

주파수 대역으로부터 대역폭 $B = 80 \text{ MHz}$ 인 RF 영역을 BPS 방식으로 하향 변환할 때 사용이 가능한 f_s 의 범위를 보여준 것이며 밝은 부분이 허용 영역이다. 비교를 위하여 complex BPS와 1차 BPS를 같이 나타내었다. 그림에서 볼 수 있듯이 1차 BPS에서는 최소 샘플링 주파수가 $2B$ 가 되며, f_s 의 선택 범위가 매우 제한적이라는 것을 알 수 있다. 즉, 넓은 대역을 가지는 신호를 간섭 없이 직접 하향 변환이 필요할 때 complex BPS 기술이 더 적합하다고 할 수 있다.

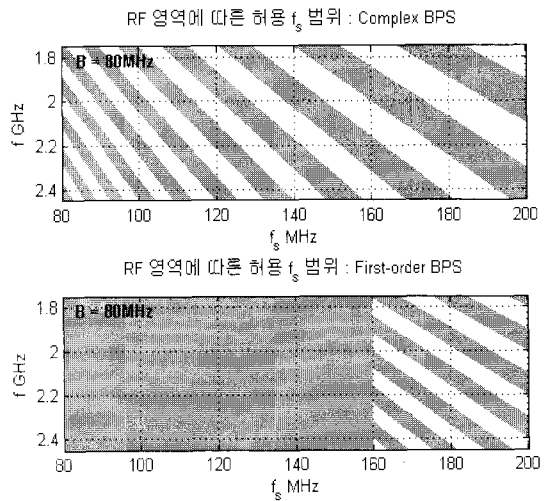


그림 5. RF 영역에 따른 f_s 의 허용범위 (B= 80MHz)
Fig. 5 f_s allowed vs. RF frequency (B = 80MHz)

3.2. 그룹 지연의 보상

두 스트림 간의 샘플링 시간차 $\Delta = 1/(4f_s)$ 는 $\exp(j2\pi\Delta f)$ 의 위상지연을 추가적으로 발생시킨다. 즉, $f < f_s$ 에서는 위상오차가 무시할 수 있을 정도로 작지만 $f = \pm f_s/2$ 에서는 위상오차의 절대치가 $\pi/4$ 까지 증가한다. 따라서 이를 보상하지 않을 경우 이미지의 제거가 불충분할 수 있으므로 이를 보상하기 위한 필터가 요구된다. 따라서 스트림-B에는 식(8)의 전달함수로 주어지는 보상필터를 추가해야 한다.

$$F_{comp}(f) = \exp\left[-j\frac{\pi}{2}(f/f_s)\right] \quad (8)$$

식(8)에서 알 수 있듯이 디지털 필터로 구현할 경우 샘플링 주파수에 무관한 필터계수를 사용할 수 있으므로, 샘플링 주파수의 변화에 따른 재구성을 필요로 하지 않는다.

IV. Complex BPS의 적용

BPS 기술 적용의 성공여부는, 지터가 매우 작은 샘플링 클럭 및 전자적으로 튜닝이 가능한 RF 대역통과 필터의 성능에 달려 있다. 샘플링 클럭의 경우 지터의 rms가 1ps 이하인 상용 클럭 발생기의 사용이 가능하다. 그리고 tunable BPF의 경우, 현재 3dB 대역폭이 중심주파수의 3%~10%, 30dB 대역폭과 3dB 대역폭의 비율이 5~6 정도의 상용 제품들이 개발이 되어있다[9]. Complex BPS 방식을 이용하여 디지털 TV 신호들을 수신하는 경우를 MATLAB SIMULINK에 의하여 시뮬레이션 하기 위하여 그림6과 같은 수신기 구조를 가정하였다.

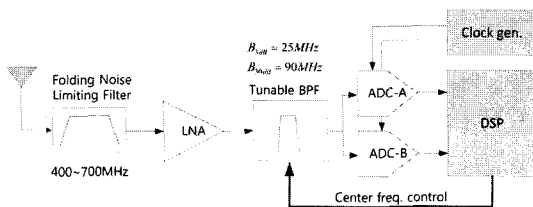


그림 6. DTV 수신을 위한 Complex BPS front-end
Fig. 6 Complex BPS front-end for DTV receiver

Digital TV는 6 MHz의 채널간격으로 470~ 698 MHz 대역에 39개의 채널이 할당이 되어 있다. 그림 6의 잡음 억제 필터는 BPS의 folding 효과에 따른 SNR의 저하를 최소화하기 위하여 LNA 입력부에 사용을 하고 있으며, tunable BPF는 상용 제품의 사용을 고려하여 25 MHz의 3dB 대역폭과 90 MHz의 30dB 억제 대역폭을 가지는 것으로 가정하였다. 3.1절에서 설명한 방법으로 complex BPS를 사용하여 tunable BPF의 30dB 대역폭(90 MHz)을 통과한 신호들을 하향 변환할 경우 사용 가능한 샘플링 주파수를 계산하여 그림7에 보여 주고 있다.

예를 들어 470~550 MHz 및 650~700 MHz 대역은 100 MHz의 샘플링 주파수, 540~660 MHz 대역은 120 MHz, 즉 두 개의 샘플링 주파수만을 이용하여 DTV 모든 채널들을 complex BPS 방식으로 하향변환이 가능하다는 예를 보여준 것이다.

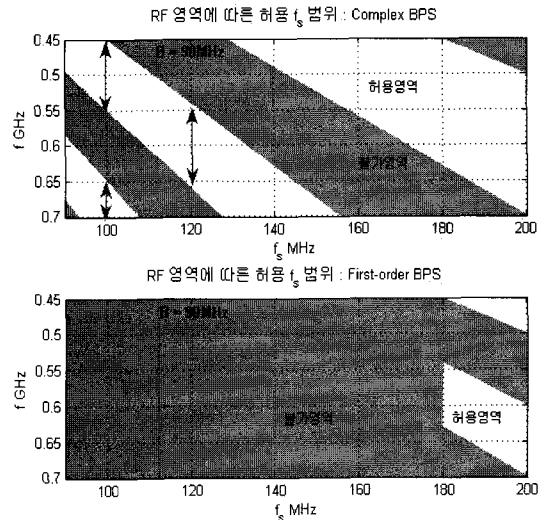


그림 7. DTV 주파수 영역에서의 fs 허용 범위
(저지대역 = 90MHz)

Fig. 7 fs allowed for DTV frequency region
(Stop bandwidth = 90MHz)

시뮬레이션을 위하여 작성된 Simulink model은 그림 8과 같다. 편의상 39개의 6MHz 채널에 4Msym/sec의 16-QAM 신호들을 발생시켰으며, tunable BPF에 의하여 선택된 대역 (그림9.a)은 2개의 ADC로 구성된 complex BPS로 샘플링과 동시에 하향 변환이 된다. 그림9.a의 RF 신호를 100MHz로 샘플링하면 BPS 샘플 스트림을 얻을 수 있는데, 비교를 위하여 1차 BPS와 complex BPS의 출력 스펙트럼을 그림9.b와 그림9.c에 각각 나타내었다. 2장에서 언급한 규칙에 의하여 선택된 샘플링 주파수로 하향변환 할 경우, 1차 BPS에서는 이미지의 간섭이 발생한 반면, complex BPS에서는 간섭 현상이 제거 되었다.

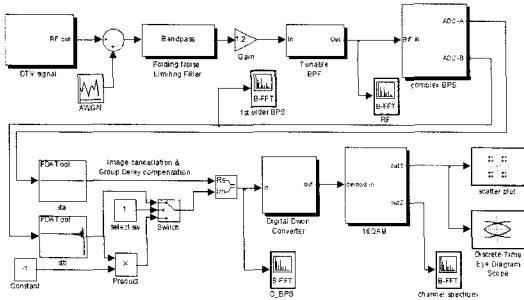
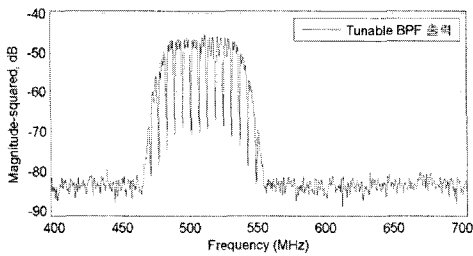
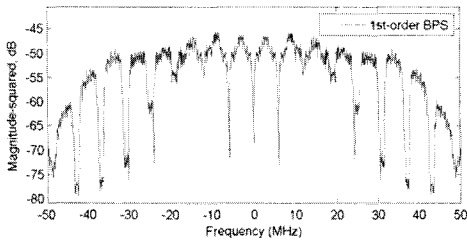


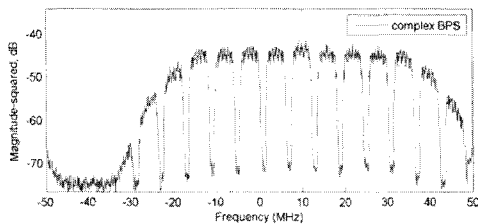
그림 8. Complex BPS front-end의 simulink model
Fig. 8 Simulink model of complex BPS front-end



(a)



(b)



(c)

그림 9. RF 스펙트럼과 BPS 스펙트럼
(a) RF 스펙트럼 (b) 1차 BPS 스펙트럼
(c) Complex BPS spectrum

Fig. 9 RF spectrum and BPS spectrum
(a) RF spectrum (b) 1차 BPS spectrum
(c) Complex BPS spectrum

Complex BPS의 출력은 채널 선택을 위하여 디지털 하향 변환기 및 디지털 채널 필터가 적용이 된 후 복조기에 입력이 된다. 그림10은 510MHz 채널을 분리하여 복조한 16-QAM 신호의 eye-diagram 및 신호 성좌점을 나타낸 것이다.

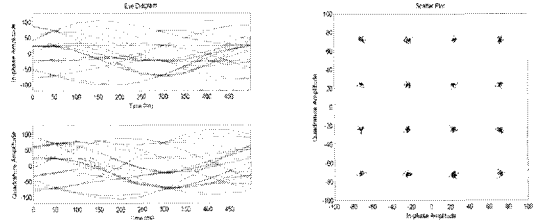


그림 10. 수신 채널의 eye-diagram과 성좌점
Fig. 10 Eye-diagram and signal constellation of received channel

V. 결 론

본 논문에서는 2차 BPS의 특별한 경우인 complex BPS를 SDR을 위한 BPS front에 적용하였다. T/4의 샘플링 시간차를 가지는 두 ADC로부터 얻어진 샘플 스트림은 상대적인 위상차를 가지며, 이 위상차는 샘플링 주파수와 RF 주파수 대역의 비율의 함수가 된다. 이러한 특성을 이용하여 주어진 RF 주파수 및 신호 대역폭에 대하여 이미지의 제거가 가능한 샘플링 주파수들을 계산하는 방법을 보여주었다.

Complex BPS 방식은 일반적인 2차 BPS와는 달리 임의의 RF 대역을 수신할 경우에도 재 프로그램이 필요치 않는 그룹지연 보상 필터만이 필요하기 때문에 빠르게 대역을 변경하는데 유리한 구조이다. Complex BPS는 RF 대역의 신호들을 하향 변환 할 경우 가능한 샘플링 주파수들을 선택범위가 1차 BPS의 경우에 비하여 크게 확대되었음을 보여주었으며, 특히 차단 대역폭이 넓은 RF tunable BPF를 이용하는 SDR의 front-end에 적합한 구조라고 사료된다.

감사의 글

이 논문은 2009~2010년도 창원대학교 연구비에 의하여 연구되었으며, 이 연구에 참여한 연구자(의 일부)는 「2단계 BK21 사업」의 지원비를 받았음

참고문헌

- [1] 김지연, 김진업, “SDR 기술의 현재와 발전방향,” 전자공학회지, 제30권, 제4호, pp.368-379, 2003
- [2] Rodney G. Vaughan, Neil L. Scott, and D. Rod White, “The Theory of Bandpass Sampling,” IEEE Trans. Signal Processing, vol.39, no.9, pp.1973-1984
- [3] Jianhua Liu, Xiyuan Zhou, and Yingning Peng, “Spectral Arrangement and other Topics in First-Order Bandpass Sampling Theory,” IEEE Trans. Signal Processing, vol.49, no.6, pp.1260-1263, 2001
- [4] Alan J. Coulson, Rodney G. Vaughan, and Mark A. Poletti, “Frequency-Shifting Using Bandpass Sampling,” IEEE Trans. Signal Processing, vol.42, no.6, pp.1556-1559, 1994
- [5] Hyung-Jung Kim, Jin-up Kim, Jae-Hyung Kim, Hongmei Wang, and In-Sung Lee, “The Design Method and Performance Analysis of RF Subsampling Frontend for SDR/CR Receivers,” IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.57, no.5, pp.1518 - 525, 2010
- [6] Hyung-Jung Kim, Jin-up Kim, Jae-Hyung Kim, Hongmei Wang, and In-Sung Lee, “RF Band-Pass Sampling for Multiband Access CR/SDR Receiver,” ETRI Journal, vol.32, no.2, pp.214-221, 2010
- [7] Yi-Ran Sun and Svante Signell, “Analysis and Implementation of Uniform Quadrature Bandpass Sampling,” IEEE SIPS 2005, pp.137-142, Athens, Greece, Nov. 2005.
- [8] 배정화, 하원, 박진우, “SDR 시스템을 위한 Complex Bandpass Sampling 기법 및 일반화 공식의 유도,” 한국통신학회논문지, vol.30 no.7C, pp.687-695, 2005
- [9] http://polezero.com/filter_selection_guide

저자소개

왕홍매(Hong-Mei Wang)



2010년 창원대학교 공학석사
2010~현재 창원대학교
제어계측공학과
박사과정

※관심분야: Digital RF, 모델설계 및 구현

김재형(Jae-Hyung Kim)



1989년 고려대학교 공학박사
1991년~현재 창원대학교
제어계측공학과
교수

※관심분야: Digital RF, 모델 설계 및 구현

김형중 (Hyung-jung Kim)



1992년 한양대학교
전자공학과(공학사)
1994년 한양대학교
전자공학과(공학석사)

2010년 충북대학교 전자통신공학과(공학박사)
1995년~현재 한국전자통신연구원 책임연구원
※관심분야: 디지털 RF, CR/SDR, 디지털 신호처리