

# 대역통과 샘플링을 이용한 주파수 천이 디지털 복조 시스템

## Frequency-Shifting Digital Demodulator by Bandpass Sampling

문성빈\*, 김세연\*, 정신철\*, 이병섭\*

Sung-Bin Moon\*, Sae-Yeon Kim\*, Shin-Chul Jung\*, and Byung-Sub Lee\*

### 요 약

본 논문에서는 디지털 필터를 이용하여 대역통과 신호를 기저대역에서 복원하는 것이 가능함을 보이고 있다. 2차 대역통과 샘플링은 1차 대역통과 샘플링에 비해 보다 용이하게 구현할 수 있으며, 시뮬레이션을 통해 임의 대역으로의 주파수 천이가 가능함을 보였다. 이미 잘 알려져 있는 직교샘플링 방법은 2차 대역통과 샘플링의 특별한 경우인데, 2차 대역통과 샘플링을 적용하여 NCO (Numerical Controlled Oscillator)와 mixer가 제거된 직교 복조시스템을 구현할 수가 있다. 이 방식은 기존의 직교복조시스템에 비해 구현이 용이하고 I, Q채널간 매칭정확도가 우수하여 근래의 고성능 레이더나 통신기기에 응용 가능하다. 또한 시뮬레이션을 통해 이미지 성분의 제거가 가능함을 보였다.

### Abstract

A frequency-shifting technique that uses a digital filter in order to interpolate a bandpass-sampled signal at a low-pass position is investigated. The discussion focuses on the derivation of the required digital filter. It is shown that second-order bandpass sampling offers more flexibility than first-order bandpass sampling in the sense of sampling frequency choice. It is also shown that the well-known quadrature-sampling method for frequency-shifting is a special case of the general second-order sampling technique. The advantages of the mixer-free digital quadrature demodulations are increased flexibility for sampling frequency choice and high precision for I/Q component extraction, and this type of modulation can be applied for modern radar signal processing with high performance.

### I. 서 론

대역통과 샘플링은 신호를 디지털 처리해야 하는 많은 응용분야에 적용된다. 광 통신, 레이더, 통신시스템 등 일반적으로 사용되는 그림 1(a)와 같은 일반적인 수신단에서는 여러 번의 주파수천이단을 거쳐 주파수를 기저대역까지 낮춘 후에 샘플링을 가하여 신호를 복원한다. 그러나 대역통과 샘플링은 샘플링을 하기 위해 신호를 기저대역까지 주파수 천이

를 시키지 않고도 그림 1(b)처럼 원하는 중간 주파수대에서 샘플링을 할 수 있다[1],[2].

2차 샘플링의 창함수(interpolant)는 디지털 필터로서 구현될 수가 있다. 2차 창함수의 구현에 필요한 처리요구량을 줄이기 위해서, 단지 하나의 디지털 창함수가 필요한 경우에는 아날로그 창함수가 쓰여질 수 있다. 이 창함수는 언더샘플링(under-sampling)되기 때문에 왜곡을 야기하지만, 필터의 주파수응답 특성은 유지한다. 이 필터는 일반적으로 2차 샘플링과 동가이며 이미 잘 알려져 있는 디지털

\* 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (Dept. of Telecom. & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문번호 : 2000-1-4

· 접수일자 : 2000년 6월 7일

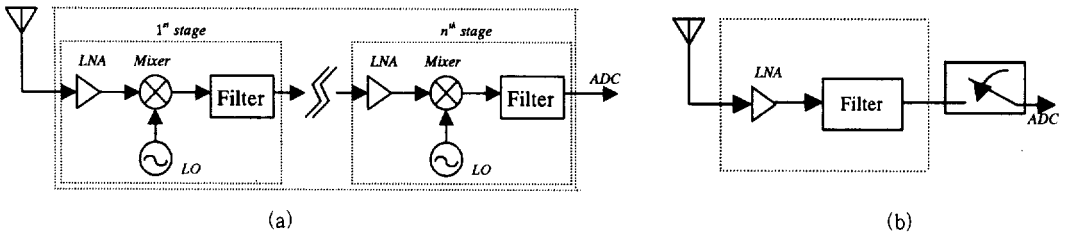


그림 1. 전형적인 수신기 구조와 직접샘플링 방식의 수신기 구조  
 Fig. 1. Traditional and direct digitization front-end designs.

직교샘플링의 창함수이다.

## II. 대역통과 샘플링

### 2-1 2차 대역통과 샘플링

2차 샘플링은 샘플링주파수를  $f_s = B$ 로 하여 대역통과신호를 두 번에 걸쳐서 샘플링을 가하되, 샘플링된 두 개의 A스트림과 B스트림은 시간지연  $k$ 의 관계를 갖도록 하는 샘플링 방법이다. 대역통과 신호의 스펙트럼이 정수대역에 위치하는 경우에,  $R_B^{\delta 2}(f)$ 의 스펙트럼들은  $R_A^{\delta 2}(f)$ 의 스펙트럼들과 달리 시간지연  $k$ 로 인한 위상지연을 보인다. 이러한 위상지연은 복원되어질 해당대역에서 적절한

창함수를 적용하여 음의 주파수 성분들이 서로 합해져서 제거되도록 해야 한다. 2차 샘플링된 두 개의 스트림은 그림 2와 같이 각각 양과 음의 스펙트럼으로 나눌 수 있다.

특별히  $k$ 로 인한 위상지연성분이  $e^{-j2\pi k B n} = 1$ 이 되는 경우가 있는데, 이를 만족하는  $k$ 값은  $1/(4f_c) + a/(2f_c)$ 이다(단,  $a = 0, 1, 2, \dots$ ). 이 값이 의미하는 것은 2차 샘플링을 만족하는  $k$ 의 값들 중에 특별히 어떤 값은 직교샘플링에 있어서 I와 Q채널간의 샘플링 시간간격과 동일하다는 것이다.

2차 샘플링을 적용한 후에 복제된 스펙트럼들 중에 기저대역에서 본래신호를 복원하고자 할 때에는 대역폭 ( $-B < f < B$ )를 가지는 창함수와 컨볼루션을 취함으로써 복원이 가능하다. 온전하게 적용

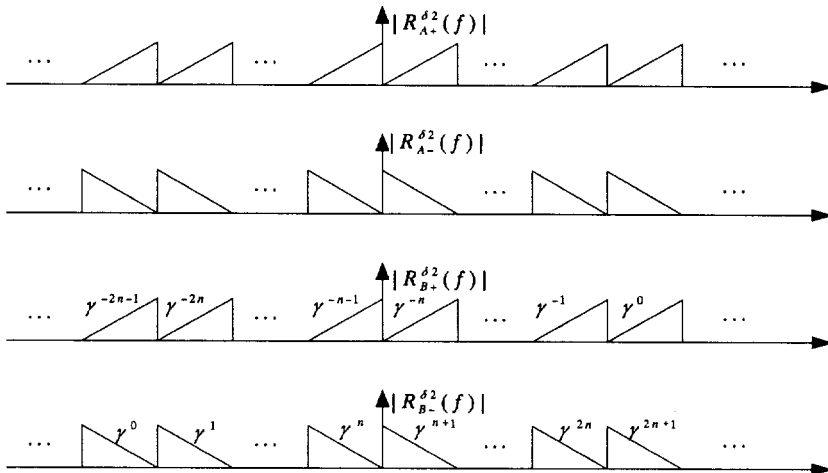


그림 2. 대역통과신호가 대역폭의 정수배에 위치할 때 2차 샘플링된 스펙트럼들  
 Fig. 2. Spectra of bandpass signal by second-order sampling in integer bandposition.

될 시간축상의 창함수는  $-B < f < B$ 의 대역폭을 가지도록 다음과 같이 구해진다[3].

$$s_B(t) = \int_0^B S_B(f)e^{j2\pi ft}df + \int_{-B}^0 S_B^*(f)e^{j2\pi ft}df$$

$$= -\frac{\sin(\pi Bt)}{\pi Bt} \frac{\cos(\pi Bt + 2(n+1)\pi kB)}{\sin((2n+1)\pi kB)} \quad (1)$$

$$S_B(f) = -\frac{e^{j2(n+1)\pi kB}}{2B\sin((2n+1)\pi kB)} \quad (-B < f < B)$$

$$= 0 \quad (f \leq -B, f \geq B) \quad (2)$$

여기서  $S_B(-f) = S_B^*(f)$ 이며, 이렇게 Hermitian 스펙트럼  $S_B^*(f)$ 을 가정함으로써, 시간 축에서의 창함수는 실수의 형태로 구현될 수가 있으며, 이는 복소수 형태의 창함수 구현에 있어서 필요한 상당한 처리량을 감소시킬 수 있다. A스트림에 대응되는 창함수  $s_A(f)$ 는  $s_B(f)$ 에서 위상지연성분을 제외한 나머지 진폭성분을 적분함으로써 구해질 수 있다. 창함수는 최소 샘플링주파수를 가지는 디지털 필터로서 구현될 수가 있는데, 이때에는 대역통과신호의 스펙트럼이 정수대역에 위치하는 경우에만 가능하다.

시간지연  $k$ 의 허용치는 주기(T)보다는 작아야 하는데, 결과적으로  $k$ 가 주기의 반인  $1/2B$ 의 값을 갖을 때 디지털 필터가 가장 간단히 구현될 수 있으며, 이 값을 벗어날수록 창함수가 커지게 된다. 이는 곧 필터계수에 필요한 비트수와 필터 탭 수가 늘어남을 의미하므로, 시스템 구성이 어려워지게 된다.

2-2 언더 샘플링(Under-Sampling)

2차 샘플링을 통해 기저대역에서 복원된 신호  $f(t)$ 는 그림 3과 같이  $B$ 의 대역폭을 양쪽으로 갖는다. 곧 이에 적용된 창함수  $S_B(t)$ 의 스펙트럼은 그림 3의 첫번째와 같이 대역폭  $B$ 를 양쪽으로 가진다는 의미이다. 그러나, 본래신호  $m(t)$ 는 대역폭이  $-B/2 < f < B/2$ 이었으므로 꼭  $2B$ 의 스펙트럼을 가진 창함수를 적용할 필요는 없다. 대신 복원하고자 하는 신호인  $f(t)$ 의 한 쪽의 스펙트럼

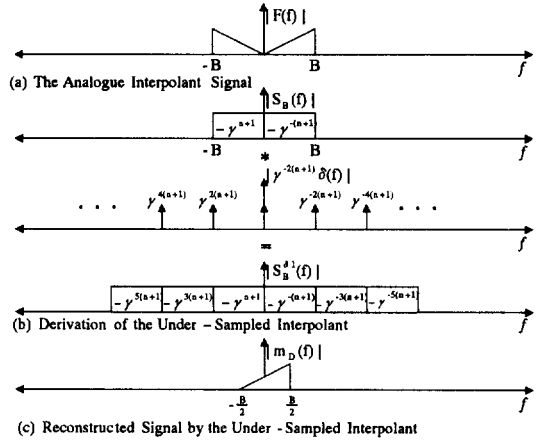


그림 3. 언더샘플링의 창함수

Fig. 3. Under-sampled interpolant.

( $0 < f < B$ )만을 복원하여  $-B/2$ 만큼 주파수 천이시켜도 역시 본래신호가 복원될 수 있기 때문에, 한 쪽의 대역폭  $B$ 를 가진 창함수를 적용할 수가 있다. 이러한 방법이 언더샘플링이다[4].

언더샘플링 창함수는 시간지연  $\tau_B$ 를 고려해서 식 (3)과 같이 표시할 수 있다.

$$s_B^{ul}(t) = s_B(t) \sum_{p=0}^{\infty} \delta\left(t - \frac{p}{B} - \tau_B\right) \quad (3)$$

$\tau_B$ 는 양의 주파수 성분인  $S_B(f)$ 와 서로 겹쳐지는 음의 주파수 성분인  $e^{j2\pi\tau_B B} S_B^*(f)$ 와의 위상 균형을 이끌어낸다. 즉,  $e^{j2\pi\tau_B B} S_B^*(f) = S_B(f)$ 이 되도록 조정된다. 그래서 언더샘플링 창함수는 디지털 필터의 주파수 응답에는 영향을 끼치지 않도록 왜곡의 구성이 가능하게 된다. 구해진 언더샘플링 창함수의 시간지연은  $\tau_B = -2(n+1)k$ 의 값을 갖는다. 그러므로, 디지털 필터의 B스트림의 임펄스응답은 다음 식으로 표현된다.

$$s_B^{ul}(t) = s_B(t) \sum_{p=-\infty}^{\infty} \delta\left(t - \frac{p}{B} + 2(n+1)k\right)$$

$$= -\frac{\sin(p\pi - 2(n+1)\pi kB)}{(p\pi - 2(n+1)\pi kB)} \frac{\cos(p\pi)}{\sin((2n+1)\pi kB)} \quad (4)$$

$p$ 는 디지털 필터의 인덱스이며,  $r_B^{\omega}(t)$ 를  $r_B^{\omega}(t)$ 와 결합시키면, A스트림에 비해 B스트림의 전체 시간지연은  $\tau_D = \tau_B + k = -(2n+1)k$ 가 된다. 디지털 필터의 A스트림의 임펄스 응답은 다음과 같이 표현된다.

$$s_A^{\omega}(t) = s_A(t) \sum_{p=-\infty}^{\infty} \delta\left(t - \frac{p}{B}\right) = \frac{1}{\sin((2n+1)\pi kB)} \quad (5)$$

A스트림의 임펄스응답은 위 식에서 알 수 있듯이 필터인덱스  $p$ 와 무관하며, 각 A스트림에 단지  $1/\sin((2n+1)\pi kB)$ 만을 곱해주는 동작과 같다. 디지털 필터링 후의 신호는  $f^{\omega}(t) = f_A^{\omega}(t) + f_B^{\omega}(t)$ 로 표시할 수 있으며, 이 식은 2차 샘플링된 신호이지만 샘플스트림간의 시간지연에 있어서 언더 샘플링된 신호는  $\tau_B + k$ 로 2차 샘플링된 신호와는 다르다.

복원된 신호  $f(t)$ 를 본래 신호대역 ( $-B/2 < f < B/2$ )으로 되돌리기 위해서는  $-B/2$ 만큼의 주파수 천이기능을 갖는 별도의 위상천이회로가 부가적으로 필요하다. 대역통과 샘플링의 주파수 천이시스템의 한 가지 예가 그림 4에 나와 있다.

### III. Mixer-free 디지털 직교복조시스템

이전의 아날로그 방식에 비해 모든 디지털 직교 복조방법의 잇점은 I채널과 Q채널간의 매칭 정확도

에 있다. 만약, 정확하게 샘플링주파수와 위상을 선택한다면, NCO(Numerical Controlled Oscillator)와 mixer는 간단한 논리회로로 대체되어질 수가 있다. NCO와 mixer가 제거된 복조기를 mixer-free 직교 복조기라고 할 수가 있다. 기존의 디지털 직교 복조기와 2차 대역통과 샘플링이론에 근거를 둔 디지털 mixer-free 직교 복조기를 비교해 보았다[5].

#### 3-1 기존의 디지털 직교 복조기

기존의 아날로그 직교복조기[6]는 I채널과 Q채널간의 높은 매칭정확도를 얻기 힘들기 때문에 이를 대신할 디지털 직교복조방법이 개발되었으며, 이에 따라 대역통과신호는 직접적으로 샘플링 되거나 일단 보다 낮은 중간주파수대(IF)로 변환된 후 샘플링 되어진다. 직교복조기는 디지털 신호가 디지털 믹서들과 디지털 저역통과필터를 통과함으로써 동작을 수행하는데 그 예가 그림 5에 나와 있다.

#### 3-2 2차 샘플링 기반 Mixer-Free 디지털 복조시스템

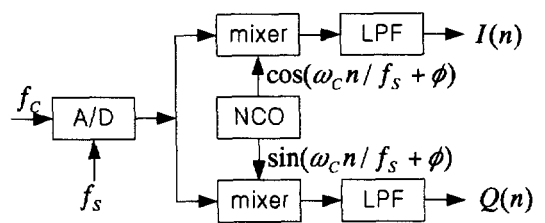


그림 5. 기존의 디지털 직교 복조기

Fig. 5. Conventional Digital Quadrature Demodulator.

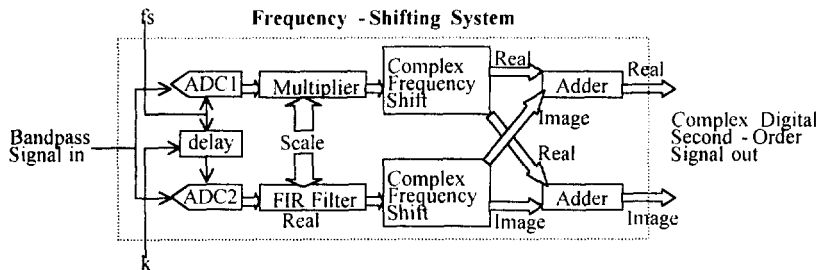


그림 4. 대역통과신호의 디지털 주파수 천이 시스템

Fig. 4. Digital frequency-shifting system for bandpass signal.

2차 샘플링은 두 개의 1차 샘플링 스트림  $r(nT)$  와  $r(nT+k)$ 로 이루어진다.

$$r(nT) = A(nT) \cos[2\pi f_c nT + \varphi(nT)] \\ = I(nT) \cos(2\pi f_c nT) - Q(nT) \sin(2\pi f_c nT) \quad (6)$$

$$r(nT+k) = A(nT+k) \cos[2\pi f_c(nT+k) + \varphi(nT+k)] \\ = I(nT+k) \cos[2\pi f_c(nT+k)] - Q(nT+k) \sin(2\pi f_c(nT+k)) \quad (7)$$

위의 식은  $f_s = 1/T = 2f_c/m_1$ ,  $k = (2m_2 - 1)/4f_c$  (단,  $m_1, m_2$ 는 양수)일 때 쉽게 증명이 되는데, 이를 적용하면  $\sin(2\pi f_c nT) = \cos[2\pi f_c(nT+k)] = 0$  이 되므로, 다음 식으로 간략화 된다.

$$r(nT) = (-1)^{nm_1} I(nT) \quad (8)$$

$$r(nT+k) = (-1)^{nm_1+m_2+1} Q(nT+k) \quad (9)$$

그러므로, 직교샘플링의 구현은  $r(nT)$ 와  $r(nT+k)$ 가 적절한 위상 천이기를 거치는 것으로 가능하며, 나아가  $f_s \geq B$ 와  $k < T$ 의 상태가 유지되기 위해서는  $m_2 < m_1 < 2f_c/B$ 의 조건이 선행되어야 한다. 샘플링클럭  $t = nT+k$ 은  $t = nT$ 을 AD9051 같은 프로그래머블 펄스 지연기를 통과시키면 발생 가능하다. 두 개의 위상 지연기가 그림 6에 나와 있으며, 전달 함수는 각각  $H_1(\omega) = e^{-j\omega\tau_1}$ 과  $H_2(\omega) = e^{-j\omega\tau_2}$ 이며  $\tau_1 - \tau_2 = k/T = (2m_2 - 1)/2m_1$ 의 관계를 갖게 되어  $I(t)$ 와  $Q(t)$ 의 값을 동시에 얻을 수가 있다. 그림 8에서 NCO와 믹서들은 단순히  $\pm 1$ 번조로 바뀐 것을 알 수 있다.

### 3-3 Mixer-free 직교 복조기를 적용한 레이더 시스템 제안

직교신호를 사용하는 기존의 레이더 신호처리 시스템의 가장 큰 문제점은 5GHz 이상의 높은 주파수 대역의 대역통과신호를 기저대역까지 낮추기 위해서

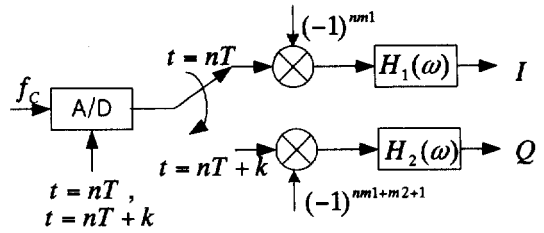


그림 6. 2차 샘플링 기반의 mixer-free 디지털 직교 복조기

Fig. 6. Mixer-free digital quadrature demodulator based on second-order bandpass sampling.

는 많은 노력이 필요하다는 점이다. 그러나, 2차 대역통과샘플링 기반의 직교샘플링 방법을 적용하면 보다 용이하게 기저대역에서의 직교신호를 얻을 수 있다.

그림 7은 전형적인 SLC(Side Lobe Canceller)레이더에 2차 샘플링기반의 직교샘플링 기법을 적용한 그림이다. 주 안테나와 보조안테나에 수신된 모든 직교신호는 이전보다 작은 샘플링주파수를 가지는 2차 샘플링 기반의 직교샘플링을 통해 I채널과 Q 채널신호로 구분되어질 수가 있으며, 후단에 연결되는 LMS(Least Mean Square)알고리즘이나 DMI(Direct Matrix Inversion)알고리즘의 DSP(Digital

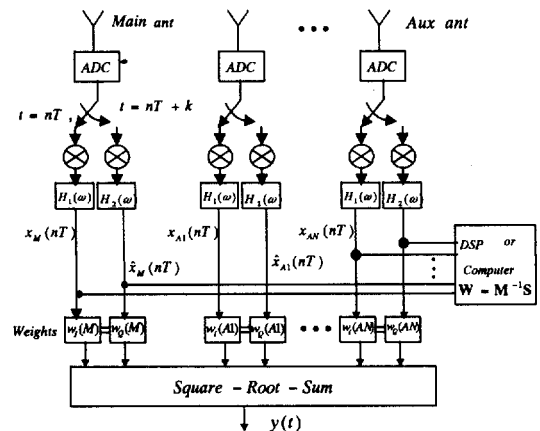


그림 7. 2차 샘플링 기반의 직교샘플링을 적용한 레이더 시스템

Fig. 7. Radar receiver with quadrature sampling based on second-order bandpass sampling.

Signal Processing) 과정을 거침으로써 원하는 신호만을 출력으로 얻을 수 있다.

이렇게 보다 작은 샘플링주파수를 사용하는 2차 샘플링 기반의 직교 샘플링을 레이다 수신시스템에 적용함으로써 실제 시스템 구현이 훨씬 용이해지며, 또한 I채널과 Q채널 출력신호의 정확한 구분이 가능하다.

#### IV. 시뮬레이션

##### 4-1 2차 대역통과 샘플링

표 1은 2차 대역통과 샘플링의 시뮬레이션 신호 환경이며, 창함수를 이용하여 주파수대역을 기저대역으로 천이시킨 결과를 보인다.

2차 대역통과 샘플링을 적용하면, 그림 8처럼 스펙트럼은 샘플링주파수에 따라 주기적으로 발생하며, 그림 9는 기저대역에서의 스펙트럼만을 창함수를 이용하여 구한 그림이다. 이렇게 원하는 스펙트럼만을 필터링한 후, 이 스펙트럼을 시간축 상에서 복원하여 본래신호와 비교를 한 것이 그림 10인데, 본래신호와 완벽히 일치하는 것을 알 수 있다.

##### 4-2 2차 샘플링기반 직교샘플링

표 2는 2차 샘플링기반 직교샘플링의 시뮬레이션 신호환경이며, 직교신호성분은 I채널과 Q채널 성분으로 나누어서 생각할 수 있다.

2차 샘플링을 기반으로 한 직교샘플링을 가한 I채널과 Q채널의 샘플링된 스펙트럼은 각각 그림 11과 그림 12와 같다. 샘플링 주파수를 대역폭과 동일한 크기로 설정하였기 때문에 그림 11과 그림 12에서

표 1. 2차 대역통과 샘플링의 신호환경

Table 1. Signal environment of second-order bandpass sampling.

본래신호 주파수	20Hz, 50Hz	신호의 대역폭 (B)	64Hz
반송파 주파수	340Hz	샘플링 주파수	64Hz

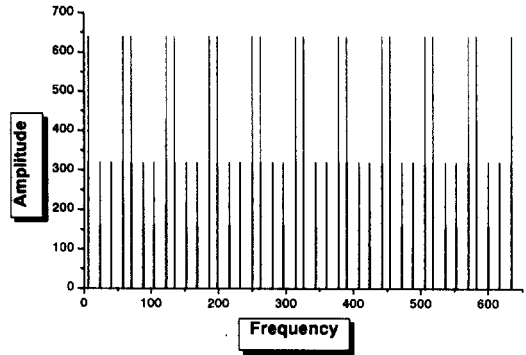


그림 8. 2차 샘플링을 가한 스펙트럼

Fig. 8. Spectra by second-order sampling.

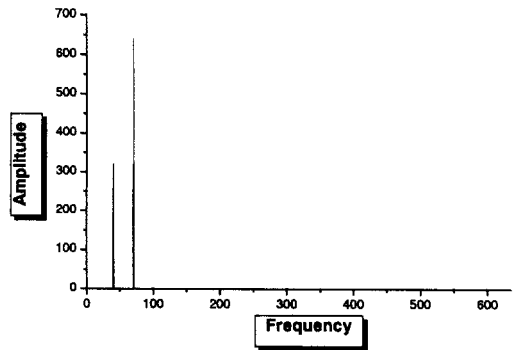


그림 9. 기저대역으로 천이된 스펙트럼

Fig. 9. Spectrum shifted to baseband.

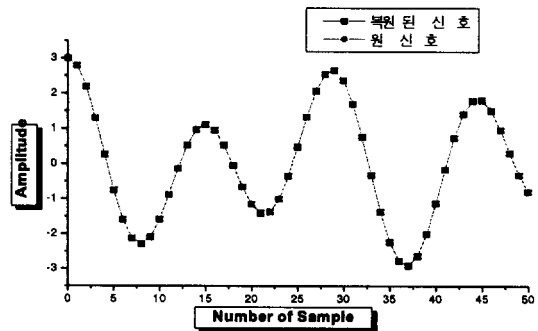


그림 10. 기저대역에서 복원된 신호와 본래신호 비교

Fig. 10. Comparison original signal with reconstructed signal at baseband.

imaginary성분이 real영역 안으로 밀려 들어와서 왜곡을 발생한 것을 볼 수 있다. 왜곡을 제거하기 위해

표 2. 2차 샘플링 기반 직교샘플링 신호환경

Table 2. Quadrature sampling signal environment based on 2nd bandpass sampling.

본래신호 주파수	5Hz, 12Hz	신호의 대역폭 (B)	16Hz
반송파 주파수	256Hz	샘플링 주파수	16Hz

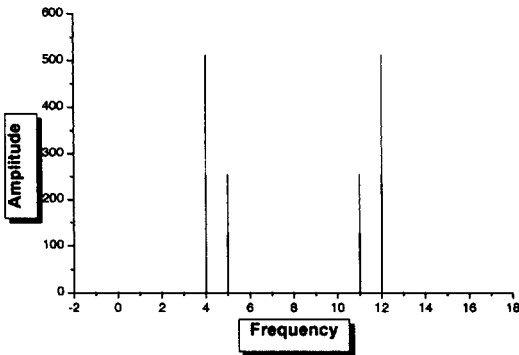


그림 11. 샘플링된 I채널 스펙트럼

Fig. 11. Spectra of I channel.

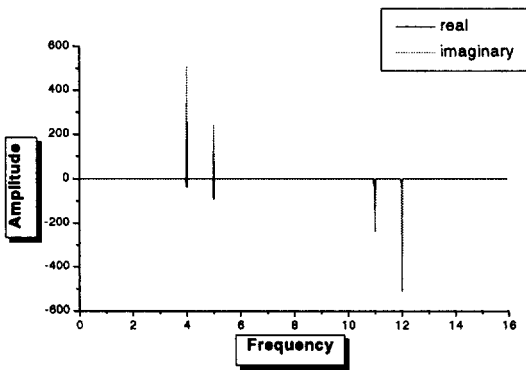


그림 12. 샘플링된 Q채널 스펙트럼

Fig. 12. Spectra of Q channel.

먼저 Q채널 신호에 발생한 위상지연을 보상하여야 한다.

그림 14는 I채널 신호에 발생한 왜곡을 그림 13의 위상보상된 Q채널 신호를 이용하여 제거시킨 스펙트럼이다.

그림 15는 위상보상된 스펙트럼을 시간영역에서 살펴본 시간 파형이며, 복원된 신호와 본래신호가

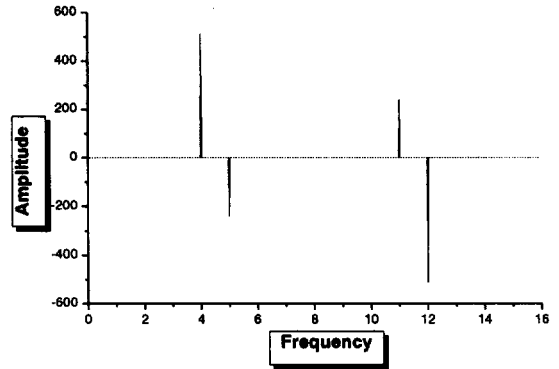


그림 13. 위상보상을 가한 Q채널 신호

Fig. 13. Spectra with phase compensation.

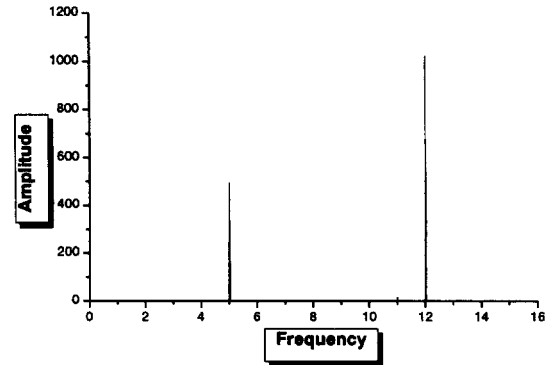


그림 14. 복원된 I채널 스펙트럼

Fig. 14. Reconstructed I channel output.

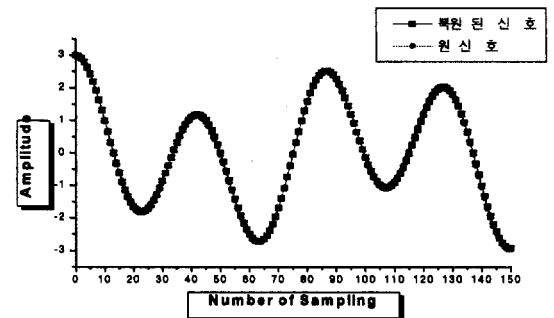


그림 15. 복원된 신호와 본래신호의 비교

Fig. 15. Comparison original signal with reconstructed signal.

완전히 일치함을 알 수 있다.

V. 결 론

대역통과 샘플링을 이용하면 신호를 기저대역까지 끌어내리는 데 필요한 여러 개의 중간 단이 필요 없게 되므로, 이전의 아날로그 주파수천이시스템보다 상당히 간단해지며, 여러 단의 mixer로 인한 고조파의 발생이 억제되어 성능이 개선된다.

1차 대역통과 샘플링의 이론적인 최소값은 수신 신호의 스펙트럼 대역이 대역폭의 정수배 위치에 있는 경우에 한해서만  $f_s = 2B$  가 성립한다. 그러나 2차 대역통과 샘플링을 적용하면 대역의 위치와 상관 없이 평균적인 샘플링 주파수의 최소 샘플링주파수 ( $f_s = B$ ) 값이 결정될 수 있으며, 임의대역으로의 주파수천이가 가능함을 시뮬레이션을 통해 보였다.

디지털 직교 복조기에서 정확하게 샘플링주파수와 위상을 선택한다면 NCO와 mixer는 간단한 논리 회로로 대체가 가능하기 때문에 시스템이 보다 간단해 질 수가 있으며, 시뮬레이션을 통해 왜곡을 야기하는 이미지성분의 제거가 가능함을 보였다.

2차 샘플링 기반의 디지털 직교 복조기는 I채널과 Q채널성분을 수신신호로부터 분리하는 데 높은 정확성을 보이며, 샘플링주파수를 적절히 선택할 수 있는 장점이 있기 때문에 근래의 고성능 레이더나 통신기기에 응용되어질 수가 있다.

참 고 문 헌

[1] Dennis M. Akos, Michael Stockmaster, James B. Y. Tsui, and Joe Caschera, "Direct

Bandpass Sampling of Multiple Distinct RF Signals", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 7, July, 1999.

[2] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, "The Theory of Bandpass Sampling" *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, no. 9, Sept., 1991.

[3] D. A Linden, "A Discussion of Sampling Theorems" *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 1219~1226, 1959.

[4] Alan J. Coulson, Rodney G. Vaughan, and Mark A. Poletti, "Frequency-Shifting using Bandpass Sampling", *IEEE Transactions On Signal Processing*, vol. 42, no. 6, June, 1994.

[5] Guo Guirong, Zhuang Zhaowen and Wang Feixue "Mixer-free All Digital Quadrature Demodulation", *Proceedings of ICSP*, 1998.

[6] D. W. Rice and K. H. Wu, "Quadrature Sampling with High Dynamic Range", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*, vol. AES-18, no. 4, Nov., 1982.

[7] Xiang Jiabin, Ma Xiaoyan "A Fully-Digital Processing Approach for Radar IF Signal Direct Quadrature Sampling" Air Force Radar Academy, Wuhan City, Hubei, China.

[8] Leopold E. Pellon "A Double Nyquist Digital Product Detector for Quadrature Sampling" *IEEE Transactions On Signal Processing*, vol. 40, no. 7, July, 1992.

문 성 빈(文聖彬)



1972년 10월 7일생  
 1991년 3월~1999년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)  
 1999년 3월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 재학 중

관심분야 : 신호처리, Adaptive Array

김 세 연(金世鍊)



1976년 11월 30일생  
 1995년 3월~1999년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)  
 1999년 3월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 재학 중

관심분야 : 신호처리, Adaptive Array



## 정 신 철(鄭信哲)



1976년 8월 31일생

1996년 3월~2000년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)

2000년 3월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 재학 중

관심분야 : 신호처리, Adaptive Array

## 이 병 섭(李炳燮)



1957년 1월 1일생

1979년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)

1981년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1981년 2월~1992년 1월 : 한국전자통신연구소

1990년 5월 : New Jersey Institute of Technology(공학박사)

1992년 9월~현재: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 부교수

관심분야 : 위성통신, 신호처리, Adaptive Array