

## 25kHz 반송파와 5kHz 심볼율을 갖는 수중통신 수신기용 전단부 설계

김승근\* · 윤창호\* · 박진영\* · 김시문\* · 박종원\* · 임용곤\*

\*한국해양연구원 해양시스템연구부

### Front-End Design for Underwater Communication System with 25 kHz Carrier Frequency and 5 kHz Symbol Rate

Seung-Geun Kim\*, Changho Yun\*, Jin-Young Park\*, Sea-Moon Kim\*, Jong-Won Park\* and Young-Kon Lim\*

\*Ocean System Engineering Research Department, MOERI, KORDI, Daejeon, Korea

**KEY WORDS:** Frond-End 전단부, QPSK receiver QPSK 수신기, Underwater communications 수중통신, Receiver design 수신기 설계

**ABSTRACT:** In this paper, the front-end of a digital receiver with a 25 kHz carrier frequency, 5 kHz symbol rate, and any excess-bandwidth is designed using two basic facts. The first is known as the uniform sampling theorem, which states that the sampled sequence might not suffer from aliasing even if its sampling rate is lower than the Nyquist sampling rate if the analog signal is a bandpass one. The other fact is that if the sampling rate is 4 times the center frequency of the sampled sequence, the front-end processing complexity can be dramatically reduced due to the half of the sampled sequence to be multiplied by zero in the demixing process. Furthermore, the designed front-end is simplified by introducing sub-filters and sub-sampling sequences. The designed front-end is composed of an A/D converter, which takes samples of a bandpass filtered signal at a 20kHz rate; a serial-to-parallel converter, which converts a sampled bandpass sequence to 4 parallel sub-sample sequences; 4 sub-filter blocks, which act as a frequency shifter and lowpass filter for a complex sequence; 4 synchronized switches; and 2 adders. The designed front-end dramatically reduces the computational complexity by more than 50% for frequency shifting and lowpass filtering operations since a conventional front-end requires a frequency shifting and two lowpass filtering operations to get one lowpass complex sample, while the proposed front-end requires only four filtering operation to get four lowpass complex samples, which is equivalent to one filtering operation for one sample.

#### 1. 서 론

수중 무선통신은 수중에서 초음파를 이용하여 무선으로 정보를 전달한다. 수중 채널 환경은 해수면 및 바닥반사에 등에 의한 다중경로, 반향음, 조류변화 및 송수신기의 상대적인 속도변경 등에 의한 도플러 등이 발생하여 시간에 따라 변하는 매우 열악한 채널환경을 가지고 있다. 이러한 수중 채널 환경에서의 전송에서는 위상동기를 얻기 어렵기 때문에 수신시 위상동기가 필요없는 FSK(Frequency shift keying) 등의 비위상동기 전송방식이 초기에 널리 사용되었으나, 1994년 Stojanovic, Captipovic 및 Proakis에 의해 위상동기 전송방식을 사용하여 실험실에서 데이터 전송 실험에 성공한 것을 계기로 대역폭 효율이 높은 동기전송방식에 대한 연구가 집중적으로 이루어지고 있다(Kilfoyle and Baggeroer, 2000). 동기위상방식을 사용하는 시스템은 수 bps~수십 kbps 사이의 전송율과 수 m~수십 km 정도의 전송거리 거리를 갖는 시스템(일반적으로 전송율과 전송거리는 반비례의 관계가 있음)이 개발되었으며, 시스템의 복잡도를 낮추는 동시에 시스템의 성능향상을 위한 연구가 진행중에

있다(Kilfoyle and Baggeroer, 2000).

또한, 수중 무선통신 시스템은 일반적으로 수중에 포설되어 배터리로 동작하기 때문에 사용시간 증대를 위하여 가능한 전력 소비를 줄이는 것이 필수불가결하다. 전력 소비를 줄이는 방법 중 하나로 전송 데이터가 충분히 존재할 때만 신호를 송신하는 버스트 전송을 널리 사용하고 있다. 그러나 버스트 모드 전송을 사용하더라도 수신기는 다른 통신 시스템이 전송한 신호가 언제 자신의 수신기에 도달할지 일반적으로 알 수 없으므로 항상 동작하여야 한다. 수신기에서 소비하는 전력을 최소화하기 위하여 수신기는 저전력 모드와 활성 모드 중 하나의 모드로 동작한다(Scussel, 2003). 저전력 모드에서는 수신기의 일부기능만 활성화하여 채널상에 수신신호가 존재하는지 여부를 검출한다. 채널상에 수신신호가 존재함이 검출되면 수신기는 활성모드로 전환한다. 활성모드에서는 수신기의 모든 기능을 활성화하여 올바른 전송정보 판단을 위해 노력한다. 이 두가지 모드에서 전단부는 항상 활성화되어 있어야 하므로 수신기 전단부의 연산 복잡도를 줄이는 것은 전력소비를 줄여 수중통신 모뎀 동작시간의 증대에 기여한다.

교신저자 김승근: 대전광역시 유성구 장동 171, 042-866-3832, sgkim@moeri.re.kr

본 연구는 2008년 울산대학교에서 개최된 한국해양공학회 추계학술대회에 발표된 논문을 근간으로 하고 있음을 밝힙니다.

한국해양연구원에서는 DSP시스템을 이용하여 10kbps의 전송 속도를 갖는 QPSK 전송 시스템을 제작하였으며(임용곤 등, 2003), 이 시스템의 성능을 개선하여 양방향통신이 가능하도록 하였으며, 수중통신 네트워크를 자율적으로 형성할 수 있는 기능을 제공하기 위하여 개발 중에 있다. 2007년 11월 천해역 시험을 통하여 구현한 QPSK 모뎀의 테스트베드가 약 10km의 수평 전파 거리에서 10kbps의 속도로 전송이 가능함을 실증하였다. 이 시스템의 수신기 또한 저전력 모드와 활성모드를 적용하여 구현하였다. 저전력모드에서는 A/D변환, 주파수편이 및 저역통과 필터연산을 수행하는 전단부에서 신호처리를 수행하며, 전단부 출력을 이용하여 채널상에 신호존재 유무를 판단한다. 신호가 존재하는 경우에는 후단부의 신호처리 기능을 활성화하고, 전단부에서 신호처리한 데이터를 후단으로 전달하고, 신호가 존재하지 않는 경우에는 전단부에서 신호처리한 데이터를 버리고 전단부 신호처리를 계속한다. 이 수신기는 전단부 신호처리를 위하여 A/D 변환기의 샘플율은 신호의 반송주파수의 4배인 100kHz를 사용하였다. 100kHz로 샘플링된 수신신호 데이터 샘플을 직접 기저대역으로 편이시켜 저역통과필터를 통과시킨 후, 동기화 블록에서 심볼 시간을 검출하여 A/D변환기 샘플율의 1/5로 다운 샘플링한 기저대역 신호 샘플열을 후단으로 전달하여 신호처리프로세스를 수행하였다(박종원 등, 2004; 박종원 등, 2005). 높은 과샘플기반 수신기 전단부 구조를 갖는 경우, Nyquist 샘플을 이상으로 샘플링을 수행하기 때문에 신호의 중첩(Aliasing)이 발생하지 않고, 샘플율이 반송주파수  $f_0$ 의 4배가 되므로 주파수를 편이시킨 신호를 얻기 위한 연산을 간단히 할 수 있었다. 그러나, 100kHz의 샘플율은 한 심볼당 20번이나 과샘플을 취하는 것으로 수 개의 기저대역 샘플을 얻기 위하여 전단부에서 많은 연산을 필요로 한다. 그러므로, A/D 변환 샘플율을 낮출 수 있으면 전단부에 필요한 연산량이 감소하여 전력 소비를 줄일 수 있으며 한 번의 포설에 따른 모뎀의 수명을 연장할 수 있을 것이다. 본 논문에서는 한국해양연구원에서 개발한 25kHz의 반송주파수와 5kHz의 심볼율을 갖으며, 임의의 초과대역폭을 갖는 QPSK 수신기 전단부의 연산 복잡도를 개선하기 위한 수신기 전단부 설계에 대하여 논한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 2장에서는 일반적인 수신기 구조에 대하여 설명하며, 본 논문에서의 전단부를 정의하며, 제 3장에서는 낮은 연산복잡도를 갖는 전단부 설계를 위한 A/D변환을 결정 방법과 A/D 변환후 새로운 반송주파수와 샘플율 사이의 관계를 이용하여 전단부 연산량을 줄인 전단부를 설계하며, 제 4장에서 결론을 맺는다.

## 2. 수신기 구조

수중음향 통신용 디지털 통신에서 수신기는 Fig. 1에서 나타낸 것과 같이 아날로그 신호처리부와 디지털 신호처리부로 구성된다. Fig. 1에서 얇은 실선은 실수를 의미하고, 굵은 실선은 복소수를 의미하며,  $f_s$ 는 A/D 변환을 위해 사용하는 샘플율이며,  $\Delta T$ 는  $1/f_s$ 로 샘플간격이며,  $f_0$ 는 신호의 반송주파수이며,  $r(k)$

는  $r(t)$ 의  $k$ 번째 샘플로  $r(k) = r(k\Delta T)$ 의 관계가 있다. 아날로그 신호처리부는 채널에 존재하는 다양한 신호중에서 원하는 대역의 음파신호를 획득하고, 획득한 원하는 대역의 음향신호를 전기신호로 변환하여 A/D(Analog-to-digital) 변환기의 입력으로 제공하는 역할을 담당한다. 이러한 역할을 담당하기 위하여 아날로그 부분은 음파신호를 전기신호로 변환하는 역할 수행하는 초음파 센서, 수신신호의 크기를 조절하는 증폭기, 수신신호 중에서 원하는 대역의 신호만 필터링하여 통과시키고 그 밖의 대역의 신호는 제거하여 수신신호의 품질을 높이기 위한 대역통과필터로 이루어져 있다. 수신한 아날로그 신호는 A/D 변환기에서  $f_s$ 의 주파수로 샘플링되어 디지털 신호로 변환된다. 샘플링된 대역통과신호는 기저대역 신호로 변환하여 전송된 신호를 판단하는데 사용한다. 대역통과신호를 기저대역 신호로 변환하는 과정을 담당하는 수신기 전단부는 주파수 천이기와 저역통과 필터로 구성된다. 동기화 블록에서는 기저대역 신호를 이용하여 송수신기간의 국부발진기의 오차 및 신호의 채널통과에 의해 발생하는 왜곡에 의해 발생하는 주파수편이, 위상편이, 심볼시간 편이 등을 추정하고 이를 보상하는 연산을 수행한다. 동기화 블록에서는 동기보상이 완료된 신호를 이용하여 송신신호가 수중음향채널을 통하여 수신기에 전달되기까지 수십 심볼에 걸친 다중경로 등에 의해 발생하는 ISI(Inter-symbol interference)를 보상하는 채널 등화를 수행한다(Stojanovic, 2003). 채널등화가 완료된 신호를 이용하여 전송신호를 결정한다. 채널부호를 사용하는 경우에는 채널부호의 종류에 따라 결정데이터 또는 채널등화가 완료된 신호를 복호기의 입력으로 하여 전송정보를 결정한다.

본 논문에서 설계하는 수신기 전단부는 Fig. 1에서 센서에서 수신한 신호를 아날로그 대역통과 필터를 거친 대역통과 신호로부터 샘플링된 기저대역 신호를 얻는 기능을 수행하는 부분이다. 본 논문에서 수신신호  $r(t)$ 는 센서의 입력신호를 신호가 존재하는 대역만 선택적으로 통과시키는 대역통과필터를 거친 신호로 가정한다. 전단부 설계를 위해 가정한 수신신호는 반송주파수  $f_0$ 가 25kHz이고, 심볼율이 5kHz인 QPSK 신호이며, 신호 변조시 사용한 펄스형성필터는 RRC(Root raised-cosine) 필터이며, 초과대역폭  $\alpha$ ( $\alpha$ 는 0부터 1사이의 값)인 신호이다. 그러므로, 기저대역 신호의 대역폭은 심볼율의 반인 2.5kHz부터( $\alpha=0$ 인 경우) 5kHz( $\alpha=1$ 인 경우)까지 변화가 가능하며, 통과대역의 대역폭은 기저대역 신호 대역폭의 2배인 5kHz부터 10kHz까지 초과대역폭에 의해 변화가 가능하다. 또한, 통과대역 신호의 대역폭의 중간이 반송주파수가 된다.

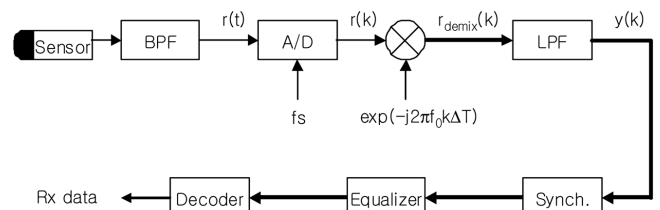


Fig. 1 Block diagram of receiver structure where thin solid line is real signal and bold solid line is complex signal

### 3. 디지털 전단부 설계

#### 3.1 중첩을 이용한 A/D 변환을 설계

임의의 대역 제한된 신호  $x(t)$ 와 이의 FT(Fourier transform)을  $X(f)$ 라 하고,  $x(t)$ 를  $f_s$ 의 샘플율로 샘플링을 취한 신호를  $x_s(t)$ 라 하면, 이의 FT  $X_s(f)$ 는 주파수축상에서  $X(f)$ 를  $f_s$  간격으로 이동시킨  $X(f - kf_s)$ 의 합으로 표현된다(Ziemer and Tranter, 1990).

$$X_s(f) = f_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_s) \quad (1)$$

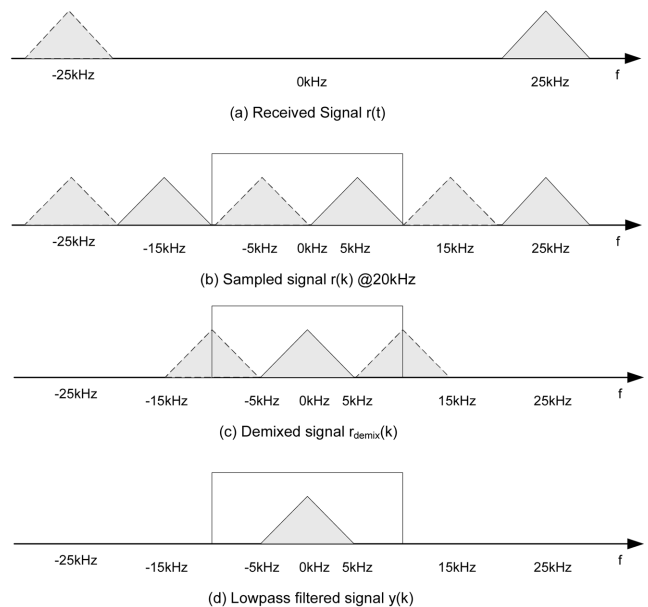
이때,  $X(f)$ 의 최대 주파수가  $f_s/2$  보다 크게되면 주파수 영역에서 주기적으로 반복되는 신호가 중첩되어 신호의 왜곡이 발생한다. 중첩에 의한 왜곡을 막기위하여 대역제한된 신호의 최대 주파수 성분의 2배 이상의 샘플율(Nyquist 샘플율)로 샘플링을 수행하면 아날로그 신호를 왜곡없이 디지털 신호로 변환하는 것을 보장한다. 그러나, 대역통과 신호를 Nyquist 샘플링 이론을 적용하여 샘플링을 하면, 비록 전단부 이후의 신호처리를 위해 단지 심볼당 몇 개의 기저대역 샘플(일반적으로 2개 또는 4개)만 필요하지만(Mengali and D'Andrea, 1997) 대역통과 신호는 기저대역보다 매우 높은 주파수 성분을 포함하고 있으므로 A/D변환기는 심볼당 수십~수백 샘플을 취해야 하고, 이 디지털 샘플들을 기저대역으로 변환하기 위하여 많은 연산이 필요한 단점이 있다. 또다른 샘플을 결정을 위한 접근 방법으로는 대역통과신호의 균일샘플링 정리(Uniform sampling theory)라고 알려진 방법이 있다(Ziemer and Tranter, 1990). 이 방법은 Nyquist 샘플율보다 작은 샘플율을 사용하여 의도적으로 주파수 영역상에서 신호의 중첩을 일으키지만, 반송주파수에 비하여 신호대역폭이 매우 협소하다는 대역통과신호의 특성을 이용하여 신호의 왜곡없이 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 방법으로 다음과 같이 정의한다. 대역통과신호의 최대 주파수가  $f_u$ 이고 대역폭이  $W$ 일 때, 샘플율을  $2f_u/m$ 으로하면, 샘플된 신호로부터 원래의 신호를 왜곡없이 복원할 수 있으며,  $m$ 은  $f_u/W$ 를 넘지 않는 최대의 정수이다. 대역통과신호의 최대 주파수는  $f_u = f_0 + W/2$ 이고, 여기서  $W = (1 + \alpha)/T$ 이고,  $T$ 는 심볼주기이다. 균일샘플링 정리를 본 논문에서 목표표하는 반송과 25kHz와 심볼을 5kHz인 시스템에 대하여 적용하여 초과대역폭  $\alpha$ 에 따른 샘플율을 계산한 결과가 Table 1에 있다. Table 1

**Table 1** Sampling rate according to the excess bandwidth using uniform sampling theory when the carrier frequency is 25 kHz and the symbol rate is 5 kHz

$\alpha$	$f_u$ (kHz)	$f_s$ (kHz)	Number of samples/symbol
0	27.5	11	2.2
0.25	28.125	14.0625	2.8125
0.35	28.375	14.1875	2.8375
0.5	28.75	19.16	3.832
0.75	29.375	19.583	3.9166
1.0	30.0	20	4

에서 보면  $\alpha=0$ 인 경우,  $f_s = 11\text{kHz}$ 를 얻을 수 있으며,  $\alpha=1$ 인 경우,  $f_s = 20\text{kHz}$ 를 얻을 수 있는 등 초과대역폭의 증가에 따라 필요한 샘플율도 증가함을 보인다. 이는 통과대역신호의 반송 주파수  $f_0$ 가 고정되어 있고, 초과대역폭에 따라 점유하는 대역폭이 비례하여 증가하기 때문이다.

균일샘플링정리는 대역통과 신호의 정확한 신호 대역폭을 이용하여 샘플율을 계산하기 때문에 필요한 최소의 샘플율을 계산할 수 있는 장점은 있지만 수중통신과 같이 송신신호의 대역폭 파라미터를 임의대로 설정할 수 있는 환경에서는 초과대역폭에 따라 전단부를 재설계하여야 하는 번거로움이 있어 초과대역폭에 관계없이 일관되게 사용할 수 있는 전단부를 설계하는 것이 바람직하다. 이를 위해 본 논문에서는 실제 시스템에서 사용하는 대역폭이 아닌 최대 대역폭을 점유하는 경우인 초과대역폭  $\alpha$ 이 1.0인 경우에 대하여 샘플율을 결정하여 시스템을 설계하는 방법을 사용하였다. 이는  $\alpha$ 가 감소함에 따라 통과대역신호는 반송 주파수  $f_0$ 를 중심으로 점유대역폭이 작아지게 되므로,  $\alpha=1.0$ 인 경우에 대하여 계산된 샘플율을 다른 초과대역폭을 갖는 경우에 대하여도 동일하게 사용가능하므로 초과대역폭에 관계없이 일관된 전단부를 설계할 수 있는 장점이 있기 때문이다.  $\alpha=1.0$ 인 경우의 샘플율을 균일샘플링 정리를 이용하여 계산하면,  $W=2/T=2f_{sym}$ 이 되고,  $f_u = f_0 + f_{sym}$ 이 되어 샘플율은  $4f_{sym}$  이상이 됨을 계산할 수 있어 기저대역에서 심볼당 4배 이상의 과샘플링을 함을 알 수 있다. 여기서,  $f_{sym}$ 은 심볼율이고,  $f_u/2f_{sym}$ 이 정수일 때 샘플율  $f_s$ 는  $4f_{sym}$ 이 된다. 앞에 계산된 식에  $f_0 = 25\text{kHz}$ ,  $f_{sym} = 5\text{kHz}$ 를 대입하여 계산하면, Table 1에 나타난 것과 같이  $f_s = 20\text{kHz}$ 가 계산되며, 이는 심볼당 4번 과샘플링하는 것으로 심볼당 짝수배의 샘플을 취함으로써 추가적인 보간없이 후단의 신호처리에 사용할 수 있는 장점이 있으며, 초과대역폭 파라미터에 관계없이 적용가능한 장점이 있다.



**Fig. 2** Spectrums of signal at each output of elements of front-end when 25 kHz carrier and 10 kHz bandwidth (5 kHz symbol rate) bandpassed signal is converted into the baseband signal

Fig. 2에 대역폭이 10kHz이고 반송주파수가 25kHz인 대역통과 신호에 대하여 샘플율  $f_s$ 를 20kHz로 하였을 경우 샘플링 후의 전단부 신호처리에 따른 스펙트럼분포를 나타내었다. Fig. 2(a)는 수신 대역통과신호의 스펙트럼으로 양의 주파수 쪽에 있는 신호성분은 실선으로 표시하였고, 음의 주파수 쪽에 있는 신호성분은 점선으로 표시하였다. Fig. 2(b)는  $f_s = 20\text{kHz}$ 로 샘플링 한 후의 스펙트럼으로 스펙트럼 분포가 식 (1)에 나타나고 것과 같이 20kHz 씩 주파수축상에서 이동하여 분포함을 알 수 있다. 샘플링된 신호는 Fig. 2(b)의 사각형으로 나타난 주파수 영역  $-10\text{kHz} \sim 10\text{kHz}$  사이의 주파수만 관찰이 가능하므로 디지털 영역에서는  $-5\text{kHz}$ 와  $5\text{kHz}$ 에 중심주파수를 갖는 대역통과신호가 존재하는 것과 동일한 신호스펙트럼을 가지는 것을 확인할 수 있으며, 샘플링된 신호는 새로운 반송주파수  $f_{0AD}$ 가 5kHz인 신호가 됨을 알 수 있다. Fig. 2(c)는 주파수천이 연산을 통하여 5kHz 만큼 주파수를 끌어 내린 연산의 결과 스펙트럼으로 5kHz를 중심주파수로 갖는 신호는 0Hz를 중심 주파수로 갖는 신호가 되었으며,  $-5\text{kHz}$ 에 있던 신호 성분은  $-10\text{kHz}$ 에 중심주파수를 갖는 신호가 되며, 회전 천이(Circular shift) 연산에 의하여  $-15\text{kHz} \sim -10\text{kHz}$  사이의 신호성분들은 디지털 도메인 상에서  $5\text{kHz} \sim 10\text{kHz}$  사이에 존재하게 된다. 즉, 주파수 천이 연산에 의하여 5kHz에 중심주파수를 가졌던 샘플링 신호는 기저대역 신호로 변환되고,  $-5\text{kHz}$ 에 중심주파수를 가졌던 신호는 고주파 성분의 신호로 변환된다. 이를 기저대역 필터를 이용하여 고주파 성분을 제거하고, 기저대역 신호성분만 통과시킨 신호가 Fig. 2(d)에 있다. 전단부 신호처리는 Fig. 2(a)의 신호로부터 Fig. 2(d)의 신호를 얻기위한 연산을 수행한다. Fig. 2에서 보인 바와 같이 본 논문에서 설계한 A/D 변환율을 적용하면, 비록 Nyquist 샘플율보다 매우 작은 샘플율을 사용하더라도 신호의 중첩에 의한 왜곡없이 대역통과신호로부터 기저대역신호를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한, 본 논문의 샘플율 설계에서는 최대 대역폭을 갖는 신호를 기준으로 설계되었기 때문에 모든 초과대역폭에 대하여 공통적으로 사용가능하다.

### 3.2 디지털 전단부 설계

샘플링된 대역통과신호를 기저대역 신호로 변환하기 위하여 주파수 편이와 저역통과필터를 이용한다. 3.1절에서 설계한 A/D 변환 샘플율을 적용하여 디지털 신호처리를 통하여 기저대역 신호를 계산하는 디지털 전단부를 설계한다. 25kHz의 반송파와 5kHz의 심볼율을 갖는 대역통과신호를 3.1절에서 설계한 A/D 샘플율인 20kHz로 샘플링 수행한 샘플열이 디지털 전단부의 입력신호가 된다. 이 신호는 Fig. 2(b)에 나타난 것과 같이 새로운 반송주파수  $f_{0AD}$ 가 5kHz인 대역통과신호를 20kHz의 주파수로 샘플링한 신호열로 생각할 수 있다. 이 신호를 기저대역으로 중심주파수를 옮기기 위하여  $-f_{0AD} = -5\text{kHz}$  만큼 주파수 편이시킨 신호  $r_{demix}(k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{demix}(k) = r(k) \cdot \exp\left(-j\pi \frac{k}{2}\right) \quad (2)$$

식 (2)에서  $k$ 에 따라  $r_{demix}(k)$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$r_{demix}(k) = \begin{cases} r(k) & \text{for } k = 4N \\ -jr(k) & \text{for } k = 4N+1 \\ -r(k) & \text{for } k = 4N+2 \\ jr(k) & \text{for } k = 4N+3 \end{cases} \quad (3)$$

여기서,  $N$ 은 임의의 정수이다. 즉,  $\{r_{demix}(k)\}$ 의 짝수번째 값은 실수부가  $\pm r(k)$ 이며 허수부는 0이 되고,  $\{r_{demix}(k)\}$ 의 홀수번째 값은 실수부가 0이며 허수부가  $\pm r(k)$ 가 된다. 그러므로 곱셈연산 없이 주파수편이 연산을 구현할 수 있게 되며,  $\{r_{demix}(k)\}$ 의 실수부와 허수부의 반은 항상 0이 되는 특성을 갖는다. 본 논문에서는 이러한 특성을 이용하여 저역통과필터 연산과 결합하여 디지털 전단부의 연산량을 획기적으로 줄인 전단부를 설계한다. 기저대역필터를  $h(k)$ 라 하고,  $\{r_{demix}(k)\}$ 의 실수부와 허수부에 동일하게 사용한다. 기저대역 필터링된 신호를  $y(k)$ 라 할 때,  $y(k)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$y(k) = y_I(k) + jy_Q(k) \quad (4)$$

여기서,

$$y_I(k) \equiv h(k) * r_I(k), \quad (5)$$

$$y_Q(k) \equiv h(k) * r_Q(k) \quad (6)$$

이고,  $r_I(k) = \text{Re}\{r_{demix}(k)\}$ 이고,  $r_Q(k) = \text{Im}\{r_{demix}(k)\}$ 이고, \*는 컨볼루션을 나타낸다.  $y_I(k)$ 를 얻기 위하여 수행하는 필터링 연산을 다음과 같이 네 항의 합으로 나타낼 수 있다.

$$y_I(k) = \sum_n h(4N)r_I(k-4n) + \sum_n h(4n+1)r_I(k-4n-1) + \sum_n h(4n+2)r_I(k-4n-2) + \sum_n h(4n+3)r_I(k-4n-3) \quad (7)$$

식 (3)을 식 (7)에 대입하면,  $k$ 가 짝수인 경우에는 첫 번째 항과 세 번째 항의 합으로 계산되며, 두 번째 항과 네 번째 항은 0이 되며,  $k$ 가 홀수인 경우에는 두 번째 항과 네 번째 항의 합으로 계산되며, 첫 번째 항과 세 번째 항은 0이 된다.  $y_Q(k)$ 도 식 (7)과 같이 동일한 형식으로  $r_I(k)$  대신  $r_Q(k)$ 를 써서 네 항의 합으로 표시할 수 있다.  $y_Q(k)$ 는  $k$ 가 짝수인 경우 두 번째와 네 번째 항의 합으로 계산되며,  $k$ 가 홀수일 경우 첫 번째와 세 번째 항의 합으로 계산된다. 즉, 하나의 복소 기저대역신호  $\{y_I(k), y_Q(k)\}$ 를 얻기 위해 저역통과필터입력 데이터의 반만 사용되고, 저역통과필터도 실질적으로 번갈아 가면서 전체 계수중 반만 실효적으로 사용하게 된다. 짝수 번째의 필터 계수들이  $y(k)$ 의 실수부 계산에 사용되었다면, 홀수 번째의 필터 계수들은  $y(k)$ 의 허수부계산에 사용되며 또한  $y(k+1)$ 의 실수부 계산에 사용되는 것을 알 수 있다. 이러한 특성을 이용하여 하나의 저역통과필터를 첫 번째 부필터는 홀수번째의 필터 계수를 가지며, 두 번째 부필터는 짝수번째 필터계수를 갖도록 2개의 부필터로 분할하고, 샘플 신호열도 첫 번째 부샘플 신호열은 홀수번째 샘플신호를 가지며, 두 번째 부샘플 신호열은 짝수번째 샘플신호를 갖도록 2개의 부샘플 신호열로 분할하고, 각각의 분할된 부필터와 부샘플열을 이용하여 기저대역 신호를 계산할 수 있음을 의미한다. 이때 식 (7)을 직접적으로 구현하는 것에 비하여 필요한 연산을 반으로 줄이면서도 동일한 연산결과를 얻을 수 있는

장점이 있다.

보다 효율적인 디지털 전단부 설계를 위하여, 저역통과필터  $\{h(k)\}$ 를 네 개의 부필터  $\{h_i(n); h_i(n) = h(4n + i), i = 0, 1, 2, 3\}$ 로 나누고, A/D 샘플링 신호열  $\{r(k)\}$ 도 네 개의 부샘플열  $\{r_i(n); r_i(n) = r(4n + i), i = 0, 1, 2, 3\}$ 로 나누어 각각에 대하여 신호처리를 수행하여 전단부 연산을 수행한다. 부필터와 부샘플열을 이용하여 기저대역필터 출력의 실수부를 표시하면 식 (8)~식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_l(4n) = h_0(n) * r_0(n) - h_2(n) * r_2^D(n) \tag{8}$$

$$y_l(4n + 1) = h_1(n) * r_0(n) - h_3(n) * r_2^D(n) \tag{9}$$

$$y_l(4n + 2) = -h_0(n) * r_2(n) + h_2(n) * r_0(n) \tag{10}$$

$$y_l(4n + 3) = -h_1(n) * r_2(n) + h_3(n) * r_0(n) \tag{11}$$

여기서,  $r_i^D(n) \equiv r_i(n-1)$ 로  $r_i(n)$ 을 한번 지연시킨 것으로 정의한다. 또한, 기저대역필터 출력의 허수부는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_Q(4n) = h_1(n) * r_3^D(n) - h_3(n) * r_1^D(n) \tag{12}$$

$$y_Q(4n + 1) = -h_0(n) * r_1(n) + h_2(n) * r_3^D(n) \tag{13}$$

$$y_Q(4n + 2) = -h_1(n) * r_1(n) + h_3(n) * r_3^D(n) \tag{14}$$

$$y_Q(4n + 3) = h_0(n) * r_3(n) - h_2(n) * r_1(n) \tag{15}$$

식 (8)~식 (15)를 이용하여 4개의 기저대역 필터링 결과를 겹치지 않게 4개로 나눈 부샘플열과 4개의 부필터를 이용하여 병렬로 동시에 계산하고 이를 순서대로 스위칭하여 기저대역 신호를 출력하는 디지털 전단부를 Fig. 3에 나타내었다. 그림에서 D블록은 지연시키는 지연블록을 의미한다. Fig. 3에 나타낸 전단부 블록은 주파수 편이 연산과 저역통과 필터링을 동시에 수행한다. Fig. 3에서 보면 샘플링되는 입력신호열은 S/P 블록에 의해 4개의 부샘플열로 변환되며 S/P블록의 출력가지는 순서대로  $r_0(n)$ 부터  $r_3(n)$ 에 해당하는 신호열로 바뀌며, 4번의 샘플링 후 하나의 부샘플열들의 샘플이 S/P 블록에서 출력된다. 부샘

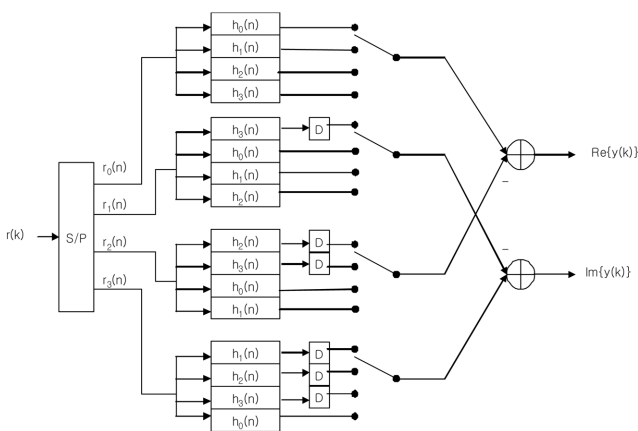


Fig. 3 Designed digital front-end including frequency shifting and lowpass filtering

플열들은 각각의 부필터뱅크의 입력으로 사용하여 필터링된다. 부필터뱅크는 4개의 부필터로 구성되며 4개의 부필터는 하나의 필터를 정의에 따라 나눈 것으로 하나의 부필터뱅크는 하나의 필터와 동일하다. 첫 번째 부필터뱅크와 세 번째 부필터뱅크의 연산결과를 빼서 기저대역 신호의 실수부를 계산하며, 두 번째와 네 번째 부필터뱅크의 연산결과를 빼서 기저대역 신호의 허수부를 계산한다. 각 부필터뱅크에서 필터링된 결과는 그림에서 표시한 것과 같은 순서대로 출력한다. 필터뱅크의 한번 연산으로 복소 기저대역신호 4샘플에 해당하는 연산이 수행된다.

### 3.3 전단부 연산량 비교

Fig. 3에서 보면, 설계한 전단부는 저역통과 필터 네 쌍이 필요한 반면 Fig. 1의 경우에 실수축과 허수축에 각각 하나의 저역통과필터가 필요한 것에 비하여 2배의 연산량이 필요한 것처럼 보인다. 그러나, Fig. 1의 경우 복소 기저대역신호 한 샘플을 얻기 위하여 두 개의 필터가 사용되지만, Fig. 3의 경우 네 개의 필터를 사용하여 네 개의 복소 기저대역 샘플을 얻음으로 한 샘플을 얻기 위해서는 한 개의 필터를 사용하는 것과 동일한 연산량을 가짐으로써 실제적으로는 저역통과필터링에 필요한 연산량을 반으로 줄일 수 있다. 실제 DSP 구현에 있어서는 4개의 필터뱅크가 아닌 하나의 필터뱅크를 구현하여 순환적으로 사용할 수 있으므로 구현복잡도가 증가하지는 않는다. 주파수를 편이시키기 위한 연산을 따로 하지 않고, 해당 저역통과필터의 출력신호를 뺄셈 연산을 수행하여 추가적인 연산이 필요 없이 주파수 편이 연산이 되도록 할 수 있는 장점이 있다. 그러므로, 본 논문에서 제안하는 A/D 샘플열을 4개의 부샘플열로 변환하고 저역통과필터 또한 4개의 부필터로 분해하여 수신기의 전단부를 구성하면 그렇지 않은 구성에 비하여 필요한 연산량을 50%이상 줄일 수 있는 장점이 있다.

보다 구체적으로 대역통과된 아날로그 신호가 전단부의 입력으로 사용되고, 심볼당 4번 과샘플링된 기저대역 신호를 출력으로 내고, 이때 사용되는 저역통과필터는 R 심볼 동안의 샘플데이터 길이는 갖는 정합필터를 사용하는 전단부를 설계함에 있어 기존 설계와 본 논문에서 제안하는 새로운 설계를 적용하였을 때의 곱셈 연산량을 비교한다. 서론에서 설명한 바와 같이 한국 해양연구원에서 기존에 설계한 전단부는 중첩을 이용한 A/D 샘플열을 적용하지 않아 반송주파수의 4배인(심볼당 20번 과샘플링) 100kHz로 A/D 변환을 수행한 후 주파수 편이와 저역통과필터링 기능을 수행하였다. 이의 구현은 두 가지 방법으로 가능하다. 첫 번째 방법으로, Fig. 1의 기능블럭을 그대로 구현하는 것으로 한 샘플당 주파수 편이 연산에서 실수축과 허수축에서 각각 한번의 곱셈이 필요하고, 저역통과필터링에서 실수축과 허수축에서 채널 각각 20R씩 필요하여, 한 샘플당  $(40R + 2)$  번의 곱셈연산이 필요하다. 또한, 한 심볼은 20 샘플로 구성되므로, 총  $(40R + 2) \times 20$ 번의 곱셈이 심볼당 필요하다. 이 경우, 심볼당 4번 등간격으로 과샘플링 되도록 저역통과필터의 결과를 선택적으로 출력하여 심볼당 4번의 과샘플된 기저대역 신호를 얻는다. 두 번째 방법으로는, 반송주파수가 25kHz이고, 과샘플율이 이의 4배인 100kHz 이므로 3.2절에서 설명한 전단부 설

계 방법을 동일하게 적용가능하여 Fig. 3에 나타난 것과 동일한 구조의 전단부를 구현할 수 있다. 이때, 각 부필터의 길이는  $5R$ 이 되고, 한 샘플당  $20R$  번의 곱셈이 필요하여, 한 심볼당  $20 \times 20R$  번의 곱셈연산이 필요하다. 심볼당 4번의 과샘플링된 기저대역 신호를 얻기 위하여, 첫 번째 경우와 마찬가지로 전단부 연산결과를 선택적으로 출력한다. 그러나, 중첩을 이용한 A/D 샘플율을 적용하면, 심볼당 4번 과샘플링된 20kHz로 A/D 변환을 수행하고, 전단부의 구현은 앞의 경우와 마찬가지로 두 가지 방법으로 가능하다. 세 번째 방법으로는, 첫 번째 방법과 유사하게 Fig. 1을 그대로 구현하는 방법으로 한 심볼당  $(8R+2) \times 4$  번의 곱셈이 필요하다. 마지막으로, 본 논문에서 제안하는 중첩을 이용한 A/D 샘플율과 디지털 전단부 설계를 모두 적용하였을 경우, 각 부필터의 길이는  $R$ 이 되고, 한 심볼당  $4 \times 4R$  번의 곱셈이 필요하다. 이상에서, 중첩을 이용한 A/D 샘플율을 적용하여 전단부를 설계하는 경우(첫번째와 세 번째 설계 또는 두 번째와 네 번째 설계), 필요한 곱셈수는 약  $1/25$ 가 되어 약 96% 감소함을 알 수 있다. 또한, 세 번째와 네 번째 설계(또는 첫 번째와 두 번째 설계)에서 보듯이 본 논문에서 제시한 디지털 전단부 설계를 적용하면 약 50%의 곱셈연산량을 줄일 수 있다. 그러므로, 중첩을 이용한 A/D 샘플율과 Fig. 3의 디지털 전단부 설계를 동시에 적용한 네 번째 경우와 전단부를 그대로 설계한 첫 번째 경우를 비교하면, 필요한 곱셈수가 약  $1/50$ 로 줄어들어 연산효율이 매우 우수함을 알 수 있다.

본 논문에서는 심볼당 4번 과샘플링된 기저대역신호가 필요한 경우에 대하여 전단부를 설계하였으며, 심볼당 2번 과샘플링된 기저대역 신호가 필요한 경우에는 Fig. 3에 나타난 블록도에서 각 필터뱅크의 두 번째와 네 번째 부필터를 제거하면 된다. 이 경우에 추가적으로 연산량이 50% 감소한다.

#### 4. 결 론

수중에 포설되고, 포설에 소요되는 고비용으로 인하여 배터리로 동작하는 수중무선통신 시스템의 사용시간을 증대시키는 기술 개발은 매우 중요하다. 본 논문에서는 A/D변환 샘플율, 주파수편이 및 기저대역통과 필터링을 함께 고려하여 필요한 연산량을 줄임으로써 포설된 수중통신 모듈의 사용시간 증대에 기여할 수 있는 디지털 전단부를 설계하였다. 전단부 설계를 위하여 한국해양연구원에서 개발중인 수중무선통신 시스템을 적용하여 송신신호는 반송주파수  $f_0$ 가 25kHz이고, 심볼율이 5kHz인 QPSK 신호이며, 신호 변조시 사용한 펄스성형필터는 RRC (Root raised-cosine) 필터이며, 초과대역폭  $\alpha$ ( $\alpha$ 는 0부터 1 사이의 값)를 사용하였다. 신호의 A/D 샘플율을 줄이기 위하여 통과대역신호의 샘플링시 발생하는 중첩을 이용하여 샘플율  $f_s$ 를 20kHz로 정하였으며, 샘플링된 신호열을 4개의 부샘플링 신호열로 나누고, 저역통과필터도 4개의 부필터로 나누어 신호처리를 함으로써 주파수 편이와 저역통과 필터링을 동시에 수행할

수 있도록 병렬구조를 갖는 전단부를 설계하였다. 100kHz의 샘플율을 사용하는 기존 시스템에 비하여 샘플율을  $1/5$  수준으로 줄임으로 기존 시스템에 비하여 전단부 연산 효율이 크게 증가하여 시스템 사용시간 증대에 기대할 것으로 예상된다. 또한, 병렬구조를 갖는 디지털 전단부를 적용하면 필요한 곱셈연산을 추가적으로 50% 이상 줄일 수 있어 연산 효율을 증대시킨다. 본 논문에서 설계한 전단부는 한국해양연구원에서 개발하고 있는 QPSK 전송시스템의 수신기 전단부의 연산 복잡도를 개선하기 위하여 사용될 예정이다.

#### 후 기

본 연구결과는 국토해양부에서 지원하는 “수중 무선통신 시스템 개발” 과제의 연구 결과 중 일부임을 밝히며, 연구비 지원에 감사드립니다.

#### 참 고 문 헌

- 박종원, 고헌림, 이덕환, 최영철, 김시문, 김승근, 임용곤 (2004). “QPSK 방식을 이용한 수중영상 정보전송 시스템의 DSP구현 및 실험실 실험 연구”, 한국음향학회지, 제23권, 제2호, pp 117-124.
- 박종원, 김승근, 임용곤, 김영길 (2005). “초음파를 이용한 수중 버스트 전송에서 높은 과샘플율 기반 QPSK 수신기의 프레임 동기 방안”, 한국음향학회지, 제24권, 제8호, pp 462-468.
- 임용곤 등 (2003). 초음파를 이용한 수중 영상정보 전송기술개발, 한국해양연구원 보고서.
- Kilfoyle, D. and Baggeroer, A. (2000). “The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry”, IEEE J. of Oceanic Eng., Vol 25, No 1, pp 4-27.
- Mengali, U. and D’Andrea, A. (1997). Synchronization Techniques for Digital Receivers, Plenum Press.
- Scussel, K. (2003). “Acoustic Modems for Underwater Communication”, Wiley Encyclopedia of Telecommunications edited by J. Proakis, Wiley-Interscience, pp 15-22.
- Stojanovic, M. (2003). “Acoustic Underwater Communications”, Wiley Encyclopedia of Telecommunications edited by J. Proakis, Wiley-Interscience, pp 36-47.
- Ziener, R.E. and Tranter, W.H. (1990). Principles of Communications System, Modulation, and Noise, 3rd ed., Prentice-Hall Inc.

2009년 8월 28일 원고 접수

2010년 1월 29일 심사 완료

2010년 2월 5일 게재 확정