

심해저용 원격 착탈 시스템 제어를 위한 수중음향신호 인식 알고리즘의 개발

A Development of Underwater Sound Signal Recognition Algorithm for Acoustic Releaser in the Seafloor

김 영 진, 허 경 무*, 우 종 식, 조 영 준

(Young Jin Kim, Kyung Moo Huh, Jong Sik Woo, and Young June Cho.)

Abstract : In order to exploit underwater resources successfully, the first step would be a marine environmental research and exploration in the seafloor. Generally one sets up a long-term underwater experimental unit in the seafloor and retrieves the unit later after a certain period time. Essential to these applications is the reliable teleoperation and telemetering of the unit. In this paper we presents a robust underwater sound recognition algorithm by which we can identify the sound signal without the influence of disturbances due to underwater environmental changes. The proposed method provides a means suitable for the acoustic releaser which requires low power dissipation and long-time underwater operation. We demonstrate its ability of securing stability and fast sound recognition through simulation methods.

Keywords : acoustic releaser, underwater sound, recognition algorithm, seafloor

I. 서론

심해저에서의 채광분야 뿐만 아니라 군사적인 측면이나 해양연구, 연근해 수자원의 확보 및 효율적인 관리를 위해서는 다양한 계측장비를 장시간 해상에 위치시킬 필요성이 있다. 이를 위해서 탐사선박이 장시간 해상에 위치할 수 없으므로 해저면에 탐사장비를 위치시키고 일정기간이 경과한 후에 이를 회수하는 방법이 사용된다. 이러한 방식에 있어서 가장 중요한 점은 측정 장비의 회수를 위한 신뢰성인데, 이를 위해서는 여러 환경잡음 등 외란 요소에 영향을 받지 않는 안정적 음원인식을 필요로 한다. 뿐만 아니라 해양환경에서 배터리에 의존하여 장시간 운용되어야하므로 소비전력의 저감과 음파신호 인식속도의 단축, 그리고 음파신호의 간섭에 의한 오동작에 대한 안정성이 확보되어야 한다[1-5]. 해양선전국에서도 안정된 음원인식을 위하여 다양한 형태의 안정화 부품을 추가하고 있는데 이는 소비전력의 증가 요인으로 작용하고 있다. 따라서 본 논문에서는 해양 환경변화에 따른 외란 요소에 영향을 받지 않고, 안정적으로 음파신호를 인식할 수 있는 저소비전력형으로서 배터리에 의존하여 장시간 운용되어야하는 시스템에 적합하고, 신속하게 음파신호를 인식할 수 있는 수중음향 신호인식 알고리즘을 제안하였다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘의 효율성을 수학적 모델링에 따른 시뮬레이션 시험을 통하여 확인하였다.

II. 수중 음향신호 인식 알고리즘

1. 수중 음향신호

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2003. 10. 9. 채택확정 : 2004. 2. 2.

김영진, 허경무 : 단국대학교 전자컴퓨터학부

(yjk574@empal.com/huhkm@dku.edu)

우종식 : (주)씨스칸(jswoo@seascan.co.kr)

조영준 : 한국생산기술연구원(choyj@kitech.re.kr)

일반적으로 해양환경에서 사용하는 수중통신 시스템은 전자파 및 빛의 과도한 전달손실 문제로 수중음파를 사용한다[6]. 음파의 성질은 전자파에 비해서 주파수가 매우 낮고 전달속도 또한 느리지만, 전자파가 가지고 있는 물리적인 특성을 대부분 공유하고 있다. 그리고 대기온도 15℃에서 공기중의 음파의 전달속도는 약 340 m/sec가 되지만, 액체인 바다속에서는 4배 정도 빠른 약 1,500 m/sec이고, 압력 및 온도가 높아지면 전달속도는 증가한다. 현재까지 실용화되고 있는 수중에서의 전달매체로는 탄성파인 음파가 매체로 이용되고 있으며, 향후에는 X선, 감마선과 같은 투과력이 강한 입자성 파동들이 등장할 가능성이 높다. 탄성파는 탄성복원력이 없는 매질에서의 전달이 불가능 할 뿐만 아니라, 전자파에 비해 속도가 느리고 감쇄가 심하여 원거리 고속전송이 어려워 지상이나 우주공간에서 통신은 불가능하지만, 수중이나 지중통신에서 잘 이용되고 있다. 전자파는 비점응력에 저항하는 복원력에 의하여 전달되므로 전달응력이 존재하지 않는 유체에서는 파동이 전달되지 못한다. 전자파가 수중통신에 이용되지 못하는 이유도 이 때문이다. 음파를 이용한 전송 시에도 수중통신의 경우에는 경계면 결합방식이 쉽고 비교적 균일한 매질이 분포되어 있다고는 하지만, 수심과 해저상태 및 위도에 따라서 음파의 속도나 진행통로가 달라진다[7]. 이처럼 음파를 이용한 신호전달의 경우에는 해양환경의 변화등 외란 요소에 의한 영향을 받지 않고 안정적으로 신호를 전달하는 것이 중요하다. 뿐만 아니라 전달된 음파신호는 미약하여 음파신호간의 간섭에 의한 오동작에 대한 안정성을 필요로 한다. 본 연구에서는 이러한 해양환경의 변화에 따른 영향을 받지 않는 저소비전력형의 수중음파신호인식 알고리즘을 개발하는데 중점을 두었다.

2. 알고리즘의 전체 구성

수중음향신호 인식 알고리즘은 그림 1과 같이 전체적으로

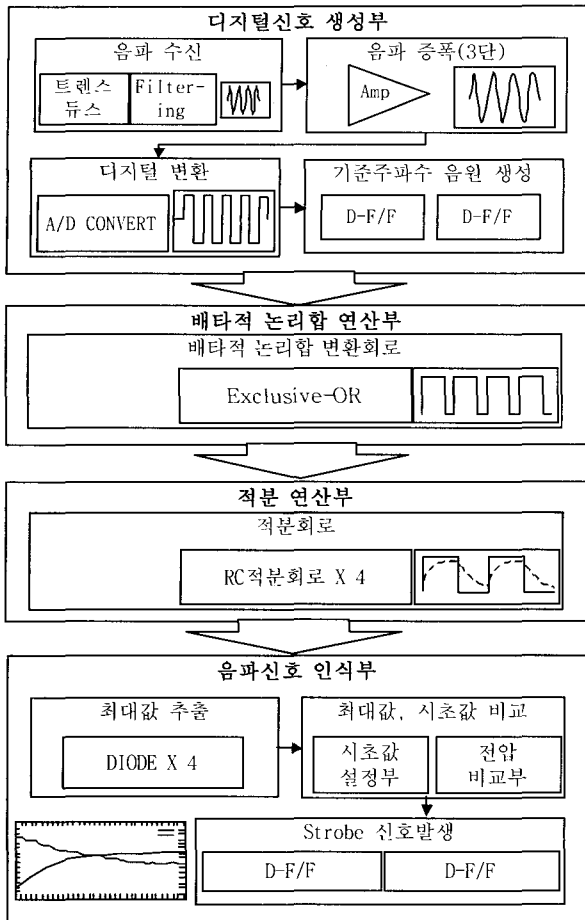


그림 1. 수중음향신호 인식 알고리즘.
Fig. 1. Recognizing algorithm of underwater wave.

4단계로 구성되어 있다.

3. 각 단계별 수식적 표현

3.1 디지털신호 생성부

제1단계인 디지털신호 생성부에서는 수신된 음파를 필터링(12.5KHz)하여 노이즈 성분을 제거하고, 약 10~20μV 정도의 미약한 신호를 OP앰프를 통하여 약 200만배 정도 증폭후 디지털신호로 변환하고, 기준주파수 음원을 duty cycle 이 50%이고, 위상차 0°, 90°, 180°, 270°인 기준디지털 신호를 생성하는 부분이다[8][9]. 상호 비교되어지는 기준주파수의 신호 ($F_{r,d}$)와 입력신호의 파형 ($F_{i,d}$)은 (1)과 같은 간단한 형태의 단위스텝 함수의 합으로 표현되어질 수 있다.

$$F_{r,d}(t) = \sum_n u[t - 2nT_r + d] - u[t - (2n+1)T_r + d] \quad (1)$$

$$F_{i,d}(t) = \sum_n u[t - 2nT_i + d] - u[t - (2n+1)T_i + d]$$

여기에서 $2T_r$ 는 기준신호의 주기이고, $2T_i$ 는 입력신호의 주기이며, d 는 신호의 위상지연을 나타낸다.

3.2 배타적 논리합 연산부

제2단계 배타적 논리합 연산부에서는 입력된 음파신호를 각각의 기준 디지털신호와 배타적 논리합을 구하는 부분이다. 디지털신호 생성부로부터 입력된 두 신호의 배타적 논리합은 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

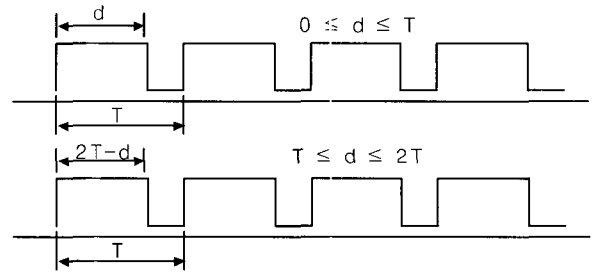


그림 2. 같은 주파수인 경우의 배타적 논리합.
Fig. 2. The result of exclusive-OR at same frequency.

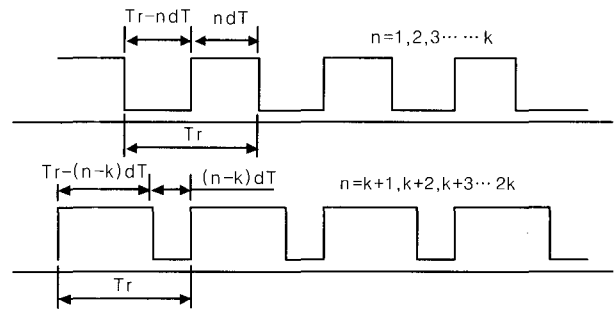


그림 3. 다른 주파수인 경우의 배타적 논리합.
Fig. 3. The result of Exclusive-OR at different frequency.

$$g(t) = g(F_{r,d}(t), F_{i,d}(t)) \quad (2)$$

$$= F_{r,d}(t) + F_{i,d}(t) - 2F_{r,d}(t) * F_{i,d}(t)$$

여기에서 $g(t)$ 는 배타적 논리합의 결과를 나타내며, F_r 는 기준주파수, F_i 는 입력주파수, 그리고 d 는 신호의 위상지연을 나타낸다. 배타적 논리합의 결과는 기준주파수 (F_r)와 입력주파수 (F_i)가 같은 경우와 다른 경우로 나누어질 수 있다.

1) 입력주파수와 기준주파수가 같은 경우

$T_r = T_i = T$ 라고 하면 배타적 논리합의 결과는 그림 2에서 보느냐와 같이 기준주파수의 주기의 반인 주기 T 를 갖게 되는데 위상차가 T 보다 적은 경우 ($0 \leq d \leq T$)에는 펄스폭이 위상차에 해당하는 크기를 가지며, 위상차가 T 보다 큰 경우 ($T \leq d \leq 2T$)에는 $2T - d$ 에 해당하는 펄스폭을 갖는 것을 알 수 있으며 이를 비교하여 나타내었다.

2) 입력주파수와 기준주파수가 다른 경우

그림 3에서 보느냐와 같이 두 주파수 주기의 차이 즉, $T_r - T_i = \delta T$ 가 기준주파수의 주기 내에 있을 경우 $0 < \delta T < T_r$ 구간에서는 배타적 논리합 신호의 주기가 $2T_r \cdot (\frac{T_r}{\delta T} - 1)$ 인 형태의 신호가 된다. 첫번째 파형은 배타적 논리합 신호주기의 반인 전단부($n=1 \sim k$)의 파형을 나타내었고, 두번째 파형은 후단부($n=k+1 \sim 2k$)의 파형을 나타내었다. 신호 주기의 반($n=k$)을 기준으로 좌, 우 대칭 형태가 되며, 첫번째 파형에서 두번째 파형으로 절환된다.

여기에서 $k = \frac{T_r}{\delta T} - 1$ 이다.

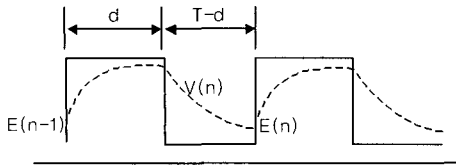


그림 4. 동일주파수인 경우의 적분파형.
Fig. 4. The wave of integral at same frequency.

3.3 적분 연산부

그리고 제3단계는 배타적 논리합에 의해 생성된 신호를 적분회로에 통과시키는 부분이며, 적분 회로의 충전식은 E_i , E_i 를 인가 및 초기전압, 그리고 RC를 시정수라 할때 다음 (3)과 같게 된다.

$$Vol = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) + E_i e^{-\frac{t}{RC}} \quad (3)$$

마찬가지로 방전식은 다음 (4)와 같이 표현된다.

$$Vol = E_i e^{-\frac{t}{RC}} \quad (4)$$

(3)과 (4)로부터 적분 회로를 통과한 신호를 두 주파수가 같은 경우와 다른 경우로 나누어 구할 수 있다.

- 1) 입력주파수와 기준주파수가 같은 경우
- (3)과 (4) 그리고 그림 4로부터 (5)과 같은 관계식을 구할 수 있다.

$$V_n = E(1 - e^{-\frac{d}{RC}}) + E_{n-1} e^{-\frac{d}{RC}} \quad (5)$$

그리고 그림 4와 (5)로부터 다음 (6)이 얻어진다.

$$E_n = E(e^{-\frac{T-d}{RC}} - e^{-\frac{T}{RC}}) + E_{n-1} e^{-\frac{T}{RC}} \quad (6)$$

이 (6)으로부터 적분회로를 통과한 신호는 다음 (7)과 같게 된다.

$$Vol(nT) = E_i + (EK_r + r_r E_i - E_i) \frac{1 - r_r^n}{1 - r_r} \quad (7)$$

여기서 $r_r = e^{-\frac{T}{RC}}$ 이고, $K_r = e^{-\frac{T-d}{RC}} - e^{-\frac{T}{RC}}$ 이다.

- 2) 입력주파수와 기준주파수가 다른 경우
- (3)과 (4) 그리고, 그림 5로부터 다음 (8)이 얻어진다.

$$V_n = E_{n-1} e^{-\frac{T_r - n\delta T}{RC}} \quad (8)$$

그리고 (8)과 그림 5로부터 (9)가 얻어진다.

$$E_n = E - Ee^{-\frac{n\delta T}{RC}} + E_{n-1} e^{-\frac{T_r}{RC}} \quad (9)$$

이 (9)로부터 다음 (10)이 성립함을 알 수 있다.

$$E_k = r_r^k E_i + E(c \frac{r_r^k - 1}{r_r - 1} - c \frac{r_r^k - c^k}{r_r - c}) \quad (10)$$

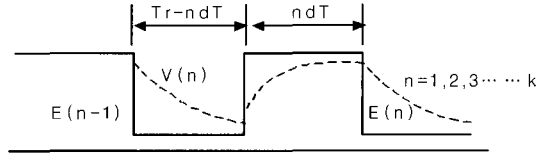


그림 5. 다른 주파수인 경우의 적분파형.
Fig. 5. The wave of integral at different frequency.

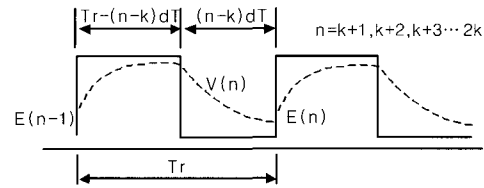


그림 6. 다른 주파수인 경우의 적분파형.
Fig. 6. The wave of integral at different frequency.

그림 6과 (3), (4)로부터 다음 (11)이 얻어지고,

$$V_n = E(1 - e^{-\frac{T_r - n\delta T}{RC}}) + E_{n-1} e^{-\frac{T_r - n\delta T}{RC}} \quad (11)$$

(11)과 그림 6으로부터 다음 (12)가 얻어진다.

$$E_{2k} = r_r^k E_k + E(c \frac{r_r^k - c^k}{r_r - c} - r_r \frac{1 - r_r^k}{1 - r_r}) \quad (12)$$

(10)과 (12)로부터 적분회로를 통과한 각각의 신호 $Vol(T_0 n)$ 는 다음 (13)이 됨을 알 수 있다.

$$Vol(T_0 n) = E_i + (EK + r_r E_i - E_i) \frac{1 - r_r^n}{1 - r_r} \quad (13)$$

여기에서 $T_0 = 2 T_r (\frac{T_r}{\delta T} - 1)$ 는 기준신호와 입력신호가 다른 경우의 배타적 논리합 신호의 주기이고, $r = r_r^{2k}$ 이며,

$$K = \frac{(r_r^k - 1)(r_r^k - r_r)}{r_r - 1} + c \frac{(r_r^k - c^k)(1 - r_r^k)}{r_r - c} \quad \text{이다.}$$

3.4 음파신호 인식부

마지막으로 제4단계에서는 적분회로를 통과한 각 신호 중 최대값을 추출하여 음파신호의 주파수로 인식하는 부분으로 구성되어 있다[10-11]. 각각의 신호 중에서 최대값을 검출하기 위해서 공통음극으로 다이오드를 구성하여 검출하였다. 제2 다이오드 모델에 의해서 V_{AK} 가 장벽전압인 0.7V 이상에서부터 전류가 흐르게 되고 그 이하에서는 전류가 흐르지 않게 되는 특성을 이용하였다. 즉, 각각의 신호 중 다이오드의 공통음극을 기준으로 하여 장벽전압 이상의 전압을 공급할 수 있는 다이오드만 동작되고, 그 외 다이오드는 음극의 전압이 양극의 전압보다 높아져 역 바이어스가 인가되는 결과가 되어 전류가 흐르지 못하게 된다. 결과적으로 적분회로를 통과한 각각의 신호 중에서 최대값의 신호만이 다이오드를 통과할 수 있게되어 다이오드를

표 1. 입력과 기준주파수가 동일한 경우의 배타적 논리합.
Table. 1. The result of Exclusive-OR at same frequency.

구분	주파수(KHz)	위상차(°)	비고
입력파형	12.5	0	입력 신호
기준파형	12.5	0	지연 없음
기준파형	12.5	90	90° 지연
기준파형	12.5	180	180° 지연
기준파형	12.5	270	270° 지연

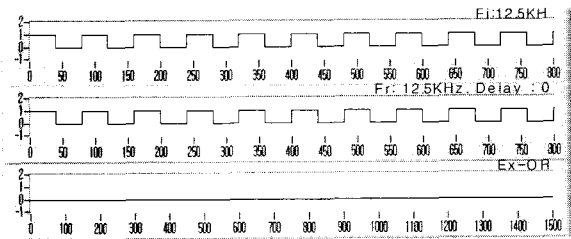


그림 7. Fi=Fr, 위상차 0°인 경우의 배타적 논리합.
Fig. 7. The result of Exclusive-OR at same frequency, delay 0°.

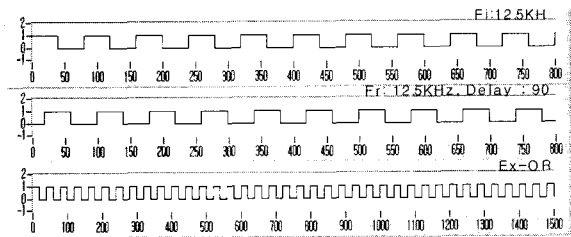


그림 8. Fi=Fr, 위상차 90°인 경우의 배타적 논리합.
Fig. 8. The result of Exclusive-OR at same frequency, delay 90°.

표 2. 입력과 기준주파수가 상이한 경우의 배타적 논리합.
Table. 2. The result of Exclusive-OR at different frequency.

구분	주파수(KHz)	위상차(°)	비고
입력파형	10.0	0	입력 신호
기준파형	12.5	0	지연 없음
기준파형	12.5	90	90도 지연
기준파형	12.5	180	180도 지연
기준파형	12.5	270	270도 지연

통과한 신호를 검출하면 최대값을 검출할 수 있게 된다. 이때 다이오드의 전류 (I_d)는 다음 (14)와 같다.

$$I_d = \frac{(V - V_b)}{R} \quad (14)$$

(14)로부터 적분회로를 통과한 신호 중 최대값은 $V_{max} = V - V_D$ 가 된다. 즉, 적분회로를 통과한 신호의 평균전압에서 다이오드 장벽전압 0.7V 만큼 낮은 전압이 나타나게 된다. 여기에서 V_{max} 는 검출된 신호의 최대값이고, V 는 적분회로를 통과한 신호의 평균전압이며, V_b 는 다이오드 장벽전압이고, R 는 적분회로 시정수 저항이

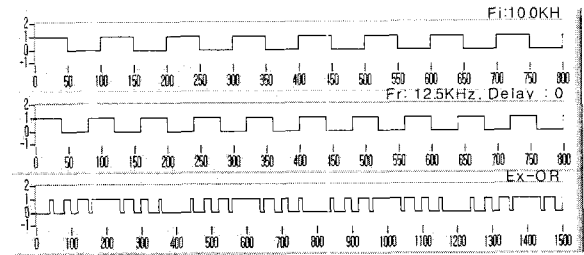


그림 9. Fi ≠ Fr, 위상차 0°인 경우의 배타적 논리합.
Fig. 9. The result of Exclusive-OR at different frequency d=0°.

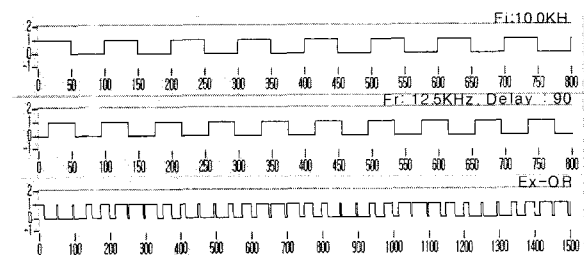


그림 10. Fi ≠ Fr, 위상차 90°인 경우의 배타적 논리합.
Fig. 10. The result of Exclusive-OR at different frequency, d=90°.

다[12].

III. 실험 및 고찰

1. 시뮬레이션 시험

1.1 배타적 논리합

시뮬레이션 시험은 입력주파수 (F_i)와 기준주파수 (F_r)가 동일한 경우와 상이한 경우로 나누어 시험하였다. 표 1은 두 개 주파수가 동일한 경우의 시험조건을 나타냈으며, 시험결과는 그림 7, 8과 같다.

1) 입력주파수 (F_i)와 기준주파수 (F_r)가 동일한 경우의 시험조건

2) 입력주파수 (F_i)와 기준주파수 (F_r)가 동일한 경우의 시험결과

시뮬레이션 시험 결과 기준주파수 주기 (T_r)의 반인 ($\frac{T_r}{2} = T$) 주기 T 를 가지고, 위상차가 주기 T 보다 적은 경우에는 배타적 논리합의 펄스폭이 위상차에 해당하는 크기를 가지며, 위상차가 주기 T 보다 큰 경우에는 $2T - d$ 에 해당하는 펄스폭을 가지는 것을 알 수 있다. 위상차가 90°, 270°는 위상차 0°와 90°의 시험결과와 위상만 180° 차이가 발생하고 신호형태는 동일하다.

3) 두 주파수가 상이한 경우의 시험조건

아래 표 2에 두 개 주파수가 상이한 경우의 시험조건을 나타냈으며, 시험결과는 그림 9, 10과 같다.

4) 두 주파수가 상이한 경우의 시험결과

시뮬레이션 시험 결과 입력주파수와 기준 주파수 주기의 차이 ($T_r - T_i = \delta T$)가 기준주파수 (F_r) 주기의 범위내

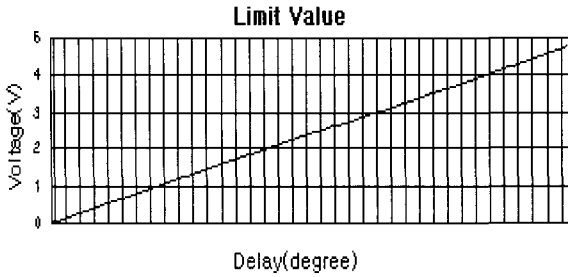


그림 11. 위상차에 따른 극한값.
Fig. 11. The limit value versus delay.

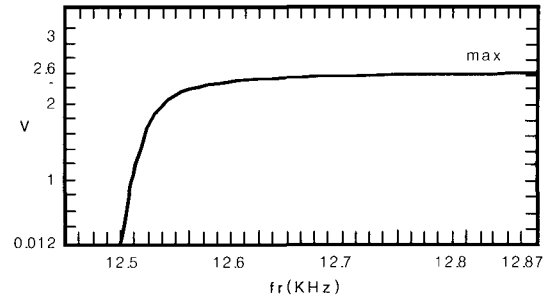


그림 12. 입력주파수에 따른 극한값.
Fig. 12. The limit value versus input frequency.

($0 < \delta T < T_r$)인 경우에는 배타적 논리합의 주기가 $2T_r \cdot (\frac{T_r}{\delta T} - 1)$ 인 신호가 되어 펄스폭이 반복적으로 증가 및 감소하여 평균적으로 인가전압의 절반에 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

1.2 위상 및 주파수에 따른 영향

1) 입력주파수와 기준주파수가 같은 경우

적분회로를 통과한 신호는 (7)로부터 다음 (15)와 (16)이 됨을 알 수 있다.

$$\lim_{nT \rightarrow \infty} Vol(nT) = E_i + (EK_r + r_r E_i - E_i) \frac{1}{1 - r_r} = \frac{EK_r}{1 - r_r} \quad (15)$$

$$\frac{dVol(nT)}{dnT} = \frac{EK_r + r_r E_i - E_i}{RC(1 - r_r)} r_r^n \quad (16)$$

이 (16)으로부터 다음 (17)이 성립한다.

$$E_i > \frac{EK_r}{1 - r_r} \rightarrow \frac{dVol(nT)}{dnT} < 0, \quad (17)$$

$$E_i < \frac{EK_r}{1 - r_r} \rightarrow \frac{dVol(nT)}{dnT} > 0$$

이들 (15)와 (17)로부터, 입력주파수와 기준주파수가 같은 경우 극한값은 신호의 여러 성분 중 오로지 위상차의 영향만 있고 초기값 E_i 와는 무관함을 알 수 있다. 또한 초기값 E_i 가 극한값 $\frac{EK_r}{1 - r_r}$ 보다 작으면 한 주기당 전압은 단

조 증가하며, 초기값 E_i 가 극한값 $\frac{EK_r}{1 - r_r}$ 보다 크면 한 주기당 전압은 단조 감소함을 알 수 있다. 위상차에 따른 극한값의 변화는 그림 11에 나타난 바와 같이 위상차가 없는 경우는 낮은 전압(0V)이 나타나고 위상차가 180°지점에서는 인가전압이 5V인 경우에 인가전압에 상당하는 전압이 나타남을 알 수 있다. 그리고 위상차가 90°지점에서는 기준주파수 주기의 반인 ($Tr/2, duty = 50\%$)간격으로 단속하여 결과적으로 인가전압의 절반으로 수렴함을 알 수 있다.

2) 입력주파수와 기준주파수가 다른 경우

적분회로를 통과한 신호는 (13)으로부터 다음 (18)과 같이 됨을 알 수 있다.

$$\lim_{nT_0 \rightarrow \infty} Vol(nT_0) = E_i + (EK + r E_i - E_i) \frac{1}{1 - r} = \frac{EK}{1 - r} \quad (18)$$

(18)로부터 두 주파수가 다른 경우, 한 주기당 전압량의 극한값은 초기값에 관계없이 위상차가 없는 경우 오직 입력주파수에 따라 변화함을 알 수 있다. 인가전압이 5V인 조건에서 기준주파수 12.5kHz이며, 위상차가 없는 신호에 대하여 입력주파수에 따른 극한값을 그림 12에 나타내었다. 적분회로를 통과한 신호는 입력주파수가 기준주파수에 가까워질수록 (19)와 같이 0[V]에 가까워지게 되는 것을 알 수 있다.

$$\lim_{T_i \cdot T_r, \frac{EK}{1 - r}} = 0 \quad (19)$$

그리고 그림 12과 (19)로부터, 입력주파수가 기준주파수로부터 멀어질수록 극한값은 인가전압의 반으로 수렴함을 알 수 있다. 이로부터 회로의 초기에는 불규칙한 노이즈가 들어온다고 가정할 경우, 회로의 초기전압은 인가전압의 반이 됨을 알 수 있다.

(13)으로부터 초기값 E_i 가 극한값보다 작고 큼에 따라 다음 (20)과 같이 됨을 알 수 있다.

$$E_i > \frac{EK}{1 - r} \rightarrow \frac{dVol(nT_0)}{dnT_0} < 0, \quad (20)$$

$$E_i < \frac{EK}{1 - r} \rightarrow \frac{dVol(nT_0)}{dnT_0} > 0$$

초기전압 E_i 가 극한값 $\frac{EK}{1 - r}$ 보다 작으면 한 주기당 전압은 단조 증가하고, 초기전압 E_i 가 극한값 $\frac{EK}{1 - r}$ 보다 크면 단조 감소함을 알 수 있다. 결국, 입력주파수와 기준주파수가 서로 다른 경우에는 항상 인가전압의 반으로 수렴하는 성질이 있음을 알 수 있다.

1.3 시초값(기준값) 설정

제4번째 단계인 음파신호 인식부에서는 적분회로를 통과한 각각의 신호중 최대값을 추출하고, 추출된 최대값이 설정해놓은 시초값을 넘으면 기준주파수의 신호로 인식하는 부분이다. 시초값은 초기 전압이 0V 이고 입력주파수가 기준주파수와 같은 경우에는 기준주파수와 같은 입력신호와

표 3. 위상차에 따른 펄스폭

Table. 3. Pulse width vs. phase difference

위상차 기준신호	0 ≤ d ≤ T/2	T/2 ≤ d ≤ T	T ≤ d ≤ 3T/2	3T/2 ≤ d ≤ 2T
0	d	d	2T - d	2T - d
90	T/2 - d	d - T/2	d - T/2	5T/2 - d
180	T - d	T - d	d - T	d - T
270	T/2 + d	3T/2 - d	3T/2 - d	d - 3T/2

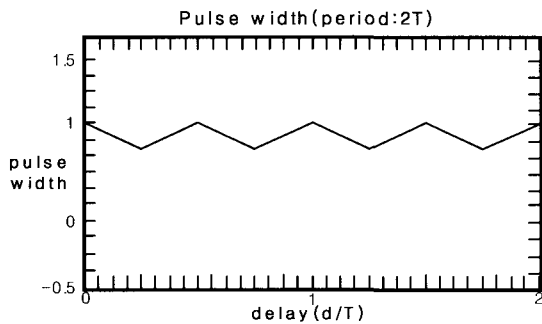


그림 13. 위상차에 따른 최대 펄스폭.

Fig. 13. The maximum pulse width vs. phase difference.

각 위상차의 기준신호와의 결과값을 비교하여 이중 최대값을 검출하는데 이 검출된 최대값 중에서 최소인 경우보다 적게 설정하면 된다. 그리고 입력주파수가 기준주파수와 다른 경우에는 기준주파수와 다른 주파수의 입력신호와 각 위상차의 기준신호와의 비교 결과값에 의해서 검출된 최대값 중 최대보다 크게 설정하면 된다.

시초값을 V_r 이라할 때 기준주파수와 다른 주파수의 입력신호의 주기당 전압의 최대값은 (20)으로부터 극한값이 되고, 순간전압의 최대값은 인가전압이 5V인 경우 주기당 전압의 극한값보다 0.5V이상 크지 않으므로 시초값의 최소값은 (18)로부터 다음 (21)의 관계가 얻어지게 된다.

$$V_r > \frac{EK}{1-r} + 0.5 \tag{21}$$

그림 12로부터 인가전압이 5V인 경우 주기당 전압의 극한값은 2.5V이므로 시초값의 최소값은 3V임을 알 수 있다. 입력신호의 주파수가 기준신호의 주파수와 같은 경우 위상차에 따른 각 기준신호에 해당하는 펄스폭은 표 3과 같고, 위상차에 따른 최대 펄스폭은 그림 13과 같다. (7)로부터 입력신호와 기준신호의 주파수가 같은 경우 출력전압은 펄스폭에 비례하므로 각 기준신호별 출력전압의 최대값들중 가장 작은 값은 그림 13으로부터 펄스폭이 최소인 $d = \frac{3}{4}T$ 인 경우이며, (17)로부터 전압의 최대값은 주기당 전압의 극한값이 된다. 따라서 (15)로부터 시초값 V_r 은 다음 (22)를 만족함을 알 수 있다.

$$V_r < \frac{E(e^{-\frac{T}{4RC}} - e^{-\frac{T}{RC}})}{1 - e^{-\frac{T}{RC}}} \tag{22}$$

이들 (21)과 (22)로부터 인가전압이 5V인 경우 시초값의 설정 범위는 다음 (23)과 같게 됨을 알 수 있다.

$$\frac{EK}{1-r} + 0.5 < V_r < \frac{E(e^{-\frac{T}{4RC}} - e^{-\frac{T}{RC}})}{1 - e^{-\frac{T}{RC}}} \tag{23}$$

IV. 결론

본 논문에서는 해양연구 및 수중탐사기술 그리고 심해자원개발 등 장시간 해양환경을 계측 및 관찰하기 위한 수중음향 신호인식 알고리즘을 제안하였다. 본 알고리즘에 있어서 중요한 점은 해저의 환경변화에 따른 외란 요소에 영향을 받지 않는 안정적인 음원인식이며, 이를 위하여 환경잡음 및 외란에 대한 영향을 최소화하기 위하여 H/W적인 필터링을 구현하였다[13,14]. 그리고 저전력 저잡음 특성을 가진 소자를 선정하였으며, 음파인식 속도의 향상을 위하여 구성부품의 전기적인 특성을 수신하는 음파신호의 주파수보다 매우 높은 동작특성을 가진 것을 사용하여 구성부품의 동작에 따른 지연요소를 저감시켰다. 해양환경을 장시간 탐사 및 연구를 위해서 장비를 해저면에 일정기간 방치후 회수하는 방법을 사용하는 경우 탐사장비 회수를 위한 신뢰도가 무엇보다 중요하다. 그래서 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 안정적이고 신속한 음원인식에 중점을 두었으며, 수학적인 모델링에 따른 시뮬레이션 시험을 통하여 알고리즘의 타당성과 효율성을 검증하였다.

따라서 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 해양환경에서 배터리에 의존하여 장시간 운용되어야하는 시스템에 적합한 저소비전력형으로서 약 2[m sec] 정도의 음파 인식 속도를 가지며, 다양한 해양환경의 변화에 안정적으로 동작할 수 있는 수중음향신호 인식 알고리즘이라고 할 수 있다.

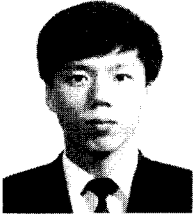
참고문헌

- [1] A. D. Waite, "Sonar for practising engineers", Ferranti Thomson sonar systems Ltd., UK 1996.
- [2] A. W. Cox, "Sonar and underwater sound", Raytheon Company, London, 1982.
- [3] 대우중공업(주) 선박해양기술연구소, "무인잠수 (AUV) 'OKPO-6000' 개발", 1999.
- [4] W. Ramberg and W. R. Osgood, 1943., "Description of stress-strain curves by three parameters, NACA TN 902.
- [5] 本間康之, 石田忍, 昭和 60年, Shell Buckling of circular Cylindrical Shells With Initial Deflection", 日本造船學會論文集 第 158 号
- [6] 진강욱, "수중통신과 지중통신", 전자공학회지 제5권 제4호, 1978.
- [7] 전자기술연구회, "알기쉬운초음파 응용", 도서출판 기문사, 1998.
- [8] 양선모, "저항, 콘덴서, 코일", 도서출판 세운 1993.
- [9] 木茂, "OP Amp. 實戰技術", 圖書出版 세운
- [10] M. H. Rashid, "Power electronics", Principle-Hall International, Inc., 1988.

[11] MOTOROLA, "High speed C-MOS data", 1998.
 [12] A. P. Malvino, "Electronic principles", 보성문화사, 1990.

[13] 오성균, 유용희, 공하성, "전기이론", 성안당, 1999.
 [14] 박상희, 이문기, "기초 회로이론", 진영사, 1995.

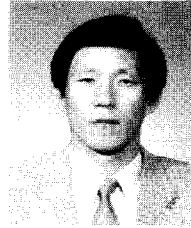
김 영 진



1964년 7월 26일생, 2002년 단국대학교 전자컴퓨터공학과 석사졸업, 2002년~현재 동 대학원 박사과정 재학 중, 1994년~2001년 대한칼소닉(주) 기술연구소 근무, 2001년~현재 한국생산기술연구원 위촉연구원, 관심분야 초음파

센서 응용개발, 리니어 서보모터 제어, 잉크젯분사 응용개발.

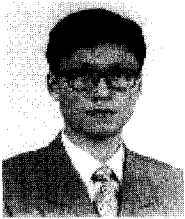
허 경 무



1956년 9월 1일생. 1979년 서울대학교 전자공학과 졸업, 한국과학기술원 전기 및전자공학과 석사(1981), 동대학원 박사(1989). 현재 단국대학교 전자컴퓨터학부 전자공학전공 부교수. 주요 연구 분야는 3차원 디스플레이, 로봇트 제

어, 검사 자동화, 시스템 제어, 학습 제어, Servo Motor 제어, 디지털제어기 설계 및 시뮬레이션.

우 증 식



1957년 6월 8일생. 1980년 서울대학교 기계공학과 공학사 졸업, 1982년 한국과학기술원 기계공학과 공학석사 졸업, 1990년 (미)일리노이 공과대학 기계공학과 공학박사 졸업, 1980~2001년 대우조선해양(주), 2001~현재 (주)씨스캐

대표이사, 관심분야 심해저 탐사기술개발, 초음파센서 응용개발.

조 영 준



1955년 10월 22일생, 1979년 한양대학교 기계공학과 졸업, 1981년 한국 과학기술원 석사(기계공학) 졸업, 1986년 한국과학기술원 박사(기계공학) 졸업, 1986년~1989년 대우조선공(주), 1989년~현재 한국생산기술연구원 근무 중, 관심분야 자동제어, 광부품 응용.