

수중음향통신을 위한 광대역 적응 빔형성기 연구

최영철, 김승근, 김시문, 박종원, 임용곤
한국해양연구원

A Study of an Adaptive Wideband Beamformer for Underwater Acoustic Communications

Youngchol Choi, Seung-geun Kim, Sea-Moon Kim, Jong-won Park, Yong-kon Lim
KRISO/KORDI, ycchoi@kriso.re.kr, sgkim@kriso.re.kr, smkim@kriso.re.kr, poetwon@kriso.re.kr, and yklim@kriso.re.kr

요약

수중음향통신을 위한 빔형성 알고리즘은 수중음향통신 신호가 상대대역폭(대역폭에 대한 반송주파수 비)이 큰 광대역 신호 특성을 고려해야한다. 우리는 본 논문에서 위상동기식 디지털 수중음향통신을 위한 협대역 신호 가정을 하지 않은 기저대역 배열 신호 모델을 유도하고 RLS 알고리즘을 이용하여 가중치를 갱신하는 FIR 필터 구조의 광대역 적응 빔형성 알고리즘에 대해서 전산 모의실험을 통하여 FIR 필터 길이, tap간 간격 등과 같은 최적의 FIR 필터 파라미터를 제시하였다.

1. 서론

바다 속과 같은 수중에서 전자파는 급격한 감쇠로 인하여 통신 수단으로 사용할 수 없고 수중 통신에서는 상대적으로 원거리까지 전파 가능한 음파를 이용한 무선 통신이 널리 이용되고 있다. 음파는 전자파에 비해서 상대적으로 느린 전파속도 때문에 고속 통신을 하는 수중 음향 수평채널은 수직채널에 비해서 다중경로가 수십 심벌에 걸쳐서 발생한다[10]. 또한 다중경로 및 도플터효과가 시간에 따라서 매우 빠르게 변화하며 채널이 빠른 주파수 선택적 페이딩 특성을 나타낸다[10, 11].

이와 같은 수중음향 수평채널의 특성을 극복하기 위한 신호처리 알고리즘은 등화기[2]와 빔형성 기법과 같은 배열 센서를 이용한 다채널 신호처리 기법[4, 6, 7, 9]으로 나눌 수 있으며 이 둘을 동시에 적용[3, 5]할 수도 있다. 고속 통신의 경우에 수평채널은 수십 심벌에 걸쳐서 다중경로가 존재할 뿐만 아니라 직접경로에 대한 다

중경로의 상대적인 크기가 매우 커서 등화기 알고리즘은 적용하는데 어려움이 많다. 또한 적응 등화기는 채널 환경 변화에 따라서 tap 수 등과 같은 알고리즘 파라미터가 변해야 한다. 하지만 빔형성 알고리즘 파라미터는 다중경로 성분의 크기나 시간 지연 크기 등과 같은 채널 환경 변화와 무관하다는 장점이 있으며 직접 경로 성분에 대한 다중경로 성분의 상대적인 입사각에 의해서만 성능이 결정된다. 뿐만 아니라, 적응 등화기 알고리즘은 다중경로 길이가 길어질수록 등화기 길이가 길어져서 잡음 증대 효과가 있지만 빔형성 알고리즘은 다채널 신호를 이용하므로 SNR(신호 대 잡음비)이 향상되어 등화기 알고리즘보다 낮은 SNR 환경에서도 동작 가능하다.

IS-95와 같은 공기 중에서의 무선통신 방식은 상대대역폭(대역폭에 대한 반송주파수 비)이 매우 작은 협대역 신호 특성을 가지지만, 수중에서 음파는 주파수가 높을수록 전달 거리에 따른 감쇠가 커지는 특성 때문에 수중 음향통신에서는 수십KHz 대역을 주로 사용하며 위상동기식 통신의 경우에 대역폭이 10KHz에 이르고 있어서 [10] 상대대역폭이 매우 큰 광대역 신호 특성을 나타낸다. 따라서 수중음향통신을 위한 빔형성 알고리즘은 광대역 빔형성 알고리즘이어야 한다. [1]에서는 통신 관점에서 접근하지 않고 있으며 기저대역이 아닌 통과대역에서 상대대역폭에 따른 빔형성 알고리즘 성능을 분석하고 있다. 또한 SNR은 0dB, SIR(신호 대 간섭신호 비)은 -40dB로서 매우 좋지 않은 환경만을 고려하고 있다. 본 논문에서 우리는 중심주파수 25KHz, 전송 속도 5KHz인 quadrature phase shift keying(QPSK) 수중음

항통신 시스템에서 RLS 알고리즘을 이용하여 가중치를 갱신하는 FIR 필터 구조의 광대역 적응 빔형성 알고리즘의 최적 FIR 필터 길이, tap간 간격 등을 결정하는 문제에 대해서 다루도록 하겠다. 2절에서는 기저대역에서의 QPSK 통신 시스템의 벡터 데이터 모델을 유도하고 3절에서는 FIR 필터 길이 및 tap간 간격 변화에 따른 RLS 광대역 빔형성 알고리즘의 전산 모의실험을 통해서 최적 파라미터 값을 제시했다.

2. 신호 모델

각 센서 출력에 FIR 필터가 추가된 광대역 빔형성기 구조를 고려하자[1, 12]. 중심 주파수 f_c , FIR 필터 차수 $N-1$, tap간 간격 T_s , 센서 수 M , 센서간 간격 d . 배열 센서 수직 방향에 대한 신호의 입사각 θ 로 표시하고 수직 등간격 선형 구조의 배열 센서를 가정하자. 기저대역 QPSK 복소 신호(complex envelope)를

$$x_B(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$$

라 하자. 여기에서 $x_I(t)$, $x_Q(t)$ 는 각각 in-phase 성분과 quadrature-phase 성분이다. 이 때 통과대역 상의 QPSK 신호는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$x(t) = \text{Re}\{x_B(t)e^{j2\pi f_c t}\} = x_I(t)\cos(2\pi f_c t) - x_Q(t)\sin(2\pi f_c t)$$

첫 번째 센서에서 수신한 통과대역 신호가 $x(t)$ 이면, m 번째 센서에서 수신한 통과대역 신호 $x_m(t)$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$x_m(t) = x(t - (m-1)\tau), \quad \tau(\theta) = \frac{d \sin \theta}{c}$$

여기에서 c 는 음파의 속도이다. $x_m(t)$ 는 다음 식과 같이 $e^{-j2\pi f_c t}$ 를 곱하고 저역통과 필터링을 통해서 복조할 수 있다.

$$x_m(t)e^{-j2\pi f_c t} = \text{Re}\{x_B(t - (m-1)\tau)e^{j2\pi f_c(t - (m-1)\tau)}\}e^{-j2\pi f_c t}$$

위 식으로부터 $x_m(t)$ 의 기저대역 in-phase 성분 $x_{m_i}(t)$ 와 quadrature-phase 성분 $x_{m_q}(t)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$x_{m_i}(t) = x_I(t - (m-1)\tau)\cos(-2\pi f_c(m-1)\tau) - x_Q(t - (m-1)\tau)\sin(-2\pi f_c(m-1)\tau)$$

$$x_{m_q}(t) = x_I(t - (m-1)\tau)\sin(-2\pi f_c(m-1)\tau) + x_Q(t - (m-1)\tau)\cos(-2\pi f_c(m-1)\tau)$$

위 식은 다음과 같이 행렬을 이용하여 정리할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} x_{m_i}(t) \\ x_{m_q}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(-2\pi f_c(m-1)\tau) & -\sin(-2\pi f_c(m-1)\tau) \\ \sin(-2\pi f_c(m-1)\tau) & \cos(-2\pi f_c(m-1)\tau) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_I(t - (m-1)\tau) \\ x_Q(t - (m-1)\tau) \end{pmatrix} \quad (*)$$

위 식의 우항에서 행렬

$$\begin{pmatrix} \cos(-2\pi f_c(m-1)\tau) & -\sin(-2\pi f_c(m-1)\tau) \\ \sin(-2\pi f_c(m-1)\tau) & \cos(-2\pi f_c(m-1)\tau) \end{pmatrix}$$

은 회전 행렬이다. 식 (*)는 다음과 같이 복소수로 표시할 수 있다.

$$x_{m_i}(t) = x_B(t - (m-1)\tau)e^{-j2\pi f_c(m-1)\tau} \quad (**)$$

우리는 식 (*)과 (**)로부터 m 번째 센서에서 수신한 기저대역 복소 신호는 첫 번째 센서에서 수신한 신호와 비교했을 때 $(m-1)\tau$ 만큼 시간 지연되고 시계방향으로 $(2\pi f_c(m-1)\tau)$ 만큼 회전됨을 알 수 있다. 식 (**)로부터 우리는 θ 로 입사되는 신호 $x(t)$ 에 대해서 배열센서에서 수신한 기저대역 $M \times 1$ 신호 벡터 $\underline{X}(t)$ 는 다음과 같이 벡터 형태로 표시할 수 있다.

$$\underline{X}(t) = \begin{pmatrix} x_{1_i}(t) \\ \vdots \\ x_{m_i}(t) \\ \vdots \\ x_{M_i}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_B(t) \\ \vdots \\ x_B(t - (m-1)\tau)e^{-j2\pi f_c(m-1)\tau} \\ \vdots \\ x_B(t - (M-1)\tau)e^{-j2\pi f_c(M-1)\tau} \end{pmatrix}$$

$$= A(\theta) \begin{pmatrix} x_B(t) \\ \vdots \\ x_B(t - (m-1)\tau) \\ \vdots \\ x_B(t - (M-1)\tau) \end{pmatrix}$$

여기에서

$$A(\theta) = A(\tau(\theta)) = \text{diag}(1, \dots, e^{-j2\pi f_c(M-1)\tau(\theta)})$$

이고 $\text{diag}(a_1, a_2, \dots, a_n)$ 는 $n \times n$ 대각 행렬이다. 따라서 $M \times N$ 수신 신호 행렬 \underline{Y} 를 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\underline{Y} = A(\tau) \begin{pmatrix} x_B(t) & \dots & x_B(t - (N-1)T_s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_B(t - (m-1)\tau) & \dots & x_B(t - (N-1)T_s - (m-1)\tau) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_B(t - (M-1)\tau) & \dots & x_B(t - (N-1)T_s - (M-1)\tau) \end{pmatrix}$$

위 식은 다음과 같이 간단하게 다시 쓸 수 있다.

$$\underline{Y} = A(\theta) \underline{X}(t, \theta)$$

여기에서

$$\underline{X}(t, \theta) = \underline{X}(t, \tau(\theta)) = \begin{pmatrix} \underline{x}^T(t) \\ \vdots \\ \underline{x}^T(t - (M-1)\tau(\theta)) \end{pmatrix}$$

이 고, $\underline{x}(t) \equiv [x_B(t), \dots, x_B(t - (N-1)T_s)]^T$ 이 며, $(\cdot)^T$ 는 대칭행렬을 표시한다.

3. 전산 모의실험

3.1 전산 모의실험 환경

전산 모의실험에 있어서 변화하지 않는 통신시스템 환경은 다음과 같이 요약할 수 있다.

- 변조 방식: QPSK
- 중심주파수: 25KHz
- 전송속도: 5K sps (symbol per second)
- 펄스형 필터: Raised Cosine Filter
- 센서 개수: 8
- 센서간 간격: 중심주파수 파장의 반 파장
- SNR=6dB, SIR=0dB

채널은 직접 경로 성분과 해수면에서 반사되는 다중 경로 성분만을 고려하였다. 예를 들면 심해에서 전송 거리가 1Km이고 송수신 센서가 수면으로부터 모두 100m 깊이에 위치하고 있을 경우에 해수면에서 전반사를 가정하면 수면에서 반사되는 다중경로 성분은 시간 지연이 약 13ms(65 심벌), 입사각은 약 13°, 직접경로 성분에 대한 상대적인 크기는 약 0.98이다. 이러한 환경을 고려하여 SIR을 0dB로 하였으며, SNR은 6dB로 고정하였다.

심벌 간격을 T 라 하면 $T_s = T/L$ 이며, L 은 정수로서 1, 2, 4인 경우만 고려하기로 한다. Raised cosine filter의 roll-off factor는 0.25로 하였고, 따라서 상대대역폭은 0.25이다.

3.2 컴퓨터 모의실험 결과

컴퓨터 모의실험을 위해서 10^4 개의 비트를 생성하였으며, 생성된 심벌은 평균이 0이고 분산이 1인 백색 가우시안 확률 과정이다. 각 경우에 대해서 50회 평균을 취하였으며 직접 경로 성분은 0도 방향에서 입사되며 다중경로 성분의 입사각을 -90도부터 90도까지 변화시키면서 SINR 변화를 관찰하였다.

그림 1은 심벌 간격으로 표본화하였을 때, FIR 필터 길이($N-1$) 변화에 따른 빔형성 알고리즘의 출력 SINR 성능변화이다. $N=1$ 일 때 성능이 가장 좋고, N 이 증가함에 따라서 성능 저하가 발생하였다. 이것은 적응 필터의 길이 증가에 따른 잡음 향상 효과가 직접적 원인으로 추정된다. 다중경로 성분이 직접 경로 성분과 10도 이상 분리되면 성능 저하가 발생하지 않으며, 이 값은 사용되는 센서 수와 배열 센서 구조에 따라서 변화한다. 일반적으로 센서 수가 증가할수록 각 해상도는 비례하여 증가한다[12]. 센서를 8개 사용하면 이론상 SNR이 9dB 정도 향상되는데, 우리는 SNR을 6dB로 하였으므로 다중 경로 성분이 완전히 제거되었다면 SNR은 최대 15dB가

가능하다. 그림 1에서 알 수 있듯이 심벌 간격으로 표본화하였을 때는, $N=1$ 일 때 14.2dB가 최대이다.

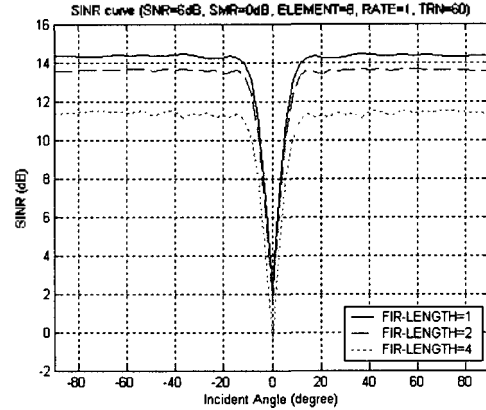


그림 1. $T_s = T$ 일 때, FIR 필터 길이에 따른 SINR

[1]에서는 상대대역폭이 0.25인 경우에 $N=1$ 이면 10dB 이상의 성능 저하가 발생하나 그림 1 결과에서는 성능 저하가 거의 없음을 알 수 있다. 이것은 [1]에서 SIR이 -40dB인 경우만 고려하였기 때문이다. 일반적으로 통신에서 다중경로 성분은 직접경로 성분보다 크기가 크지 않으므로 [1]에서 고려한 상황은 통신에서 일어날 확률이 거의 없는 경우이다. 협대역 빔형성 알고리즘($N=1$)은 SIR이 클수록 상대대역폭 증가에 따른 성능 저하가 커진다[1]. 또한 [1]에서 N 이 일정 값 이상이면 최적이라고 하였으나 그림 1에서 알 수 있듯이 N 이 일정 값 이상보다 커지면 성능 저하가 발생함을 알 수 있다.

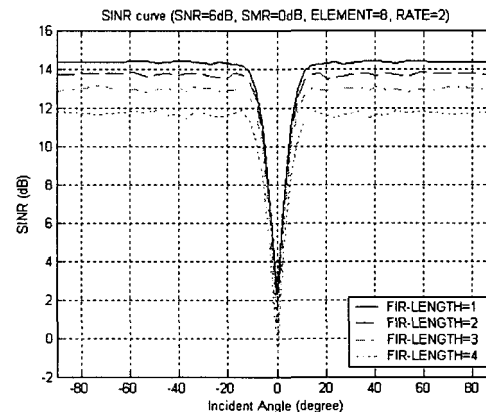


그림 2. $T_s = \frac{T}{2}$ 일 때, FIR 필터 길이에 따른 SINR

그림 2는 2배 과샘플 하였을 때, FIR 필터 길이 변화에

다른 빔형성 알고리즘들의 출력 SINR 성능변화이다. 그림 1과 비교하였을 때 $N=1$ 일 때의 성능은 동일하나 N 이 같을 경우에 성능이 약간 향상되었으며 전체적으로 성능 향상 효과는 매우 작다.

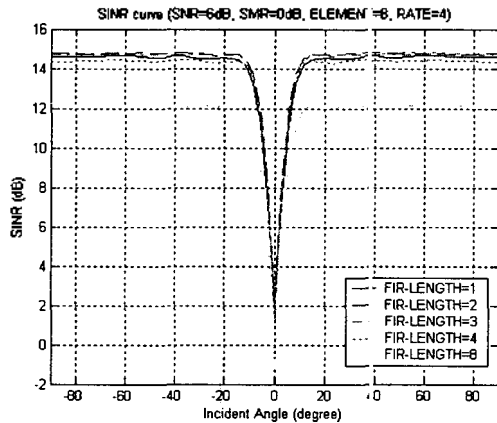


그림 3. $T_s = \frac{T}{4}$ 일 때, FIR 필터 길이에 따른 SINR

그림 3은 4배 과샘플 하였을 때, FIR 필터 길이 변화에 따른 빔형성 알고리즘들의 출력 SINR 성능변화이다. $N=2, 3$ 인 경우에 출력 SINR이 14.8dB로서 가장 좋은 환경임을 알 수 있다.

그림 1, 2, 3 결과로부터 알 수 있듯이 SIR이 매우 낮은 환경이 아니면 N 이 일정 값 이상으로 증가함에 따라서 성능 저하가 발생하는 것을 알 수 있고, 협대역 빔형성 기법과 광대역 빔형성 기법의 성능 차이가 약 0.5dB 정도임을 알 수 있다. 이와 같은 결과는: SIR이 매우 작지 않다면 대역폭을 증가시켜도 마찬가지이다.

4. 결론

우리는 본 논문을 통해서 위상동기식 수중음향통신을 위한 광대역 빔형성 알고리즘들의 기저대역 신호 모델을 유도하였고, 상대대역폭이 0.25인 QPSK 통신 시스템에 대해서 컴퓨터 모의실험을 통하여 FIR 필터의 tap간 간격이 심벌 간격의 1/4이고 필터 길이가 2, 3일 때 광대역 빔형성 알고리즘이 협대역 빔형성 알고리즘보다 약 0.5dB 성능 향상 효과가 있음을 밝혔으며 이 경우에 최적 해에 약 0.1dB 못 미치는 성능을 보였다. 또한 필터 길이가 일정 값 이상으로 증가하면 잡음 향상 효과로 인하여 성능이 저하된다.

후기

본 논문은 과학기술부 국가지정연구실 "수중 3차원 푸 전영상 생성, 탐지 및 전송기술 개발" 과제와 해양수산부 "수중 무선통신 시스템 개발" 과제의 결과임을 밝힙니다.

참고문헌

1. F. Vook and R. Compton, "Bandwidth performance of linear adaptive arrays with tapped delay-line processing," *IEEE Trans. AES*, Vol. 28, No. 3, pp. 901-908, July 1992.
2. M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 19, pp. 100-111, Jan. 1994.
3. M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. G. Proakis, "Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications," *JASA*, Vol. 94, No. 3, pp. 1621-1631, Sept. 1993.
4. G. Henderson, A. Tweedy, G. Howe, O. Hinton, and A. Adams, "Investigation of adaptive beamformer performance and experimental verification of applications in high data rate digital underwater communications," *Proc. OCEANS'96*, 1996.
5. J. Neasham, D. Thompson, A. Tweedy, M. Lawlor, O. Hinton, A. Adams and B. Sharif, "Combined equalisation and beamforming to achieve 20kbts/s acoustic telemetry for ROVs," *Proc. OCEANS'96*, 1996.
6. G. Howe, P. Tarbit, O. Hinton, B. Sharif, and A. Adams, "Sub-sea acoustic remote communications utilising an adaptive receiving beamformer for multipath suppression," *Proc. OCEANS'94*, 1994.
7. D. Thompson, J. Neasham, B. Sharif, O. Hinton, A. Adams, A. Tweedy and M. Lawlor, "Performance of coherent PSK receivers using adaptive combining, beamforming and equalisation in 50km underwater acoustic channels," *Proc. OCEANS'96*, 1996.
8. D. Billon and B. Quellec, "Performance of high data rate acoustic underwater communication systems using adaptive beamforming and equalizing," *Proc. OCEANS'94*, 1994.
9. Q. Wen and J. Ritcey, "Spatial diversity equalization applied to underwater communications," *IEEE J. Oceanic Eng.*, Vol. 19, No. 2, pp. 227-241, Apr. 1994.
10. D. Kilfoyle and A. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, Vol. 25, Jan. 2000, pp. 4-27.
11. L. Brekhovskikh and Y. Lysanov, *Fundamentals of Ocean Acoustics*. New York: Springer Verlag, 2003.
12. H. Van Trees, *Optimum Array Processing*, New York: John Wiley & Sons, 2002.