

水中受音器의 直線排列에 의한 音源分析 시스템

徐斗五*, 張志元**

Analyzing System of Underwater Sound Waves Using a Linear Array of Hydrophones

Seo Du-ok, Chang Jee-won***

Summary

The linear array of hydrophones has been employed in the passive system to determine the direction and spectra of the underwater sound sources. In this system the amplitude and the phase of the signals were conveniently changed by controlling each hydrophone separately. For the reduction of the resonance frequency of the hydrophone, an appropriate aluminum diaphragm was attached to each ceramic bimorph plate of the hydrophone. These hydrophones were tested in the anechoic water tank to measure its frequency response for the underwater sound waves. From the test results it was found that the responsivities of the hydrophones in the frequency range from 0.9KHz to 50KHz were good enough to be used in the array device. By taking a circular convolution of the output signals from the hydrophones and the rectangular weighting coefficients assigned to each hydrophone, a sharp single lobe directivity of the system and the time averaged spectra of the underwater sound source were obtained.

In the computer simulation 25 hydrophones were used in the array of 10cm spacing. The received power level from the array direction(zero degree direction) were higher than those from the other

* 海洋科學大學 教授

** 釜山水產大學 教授

directions. The power levels were at least 16dB higher for the rectangular distribution of weighting coefficients, 8dB higher for the rectangular signal and rectangular distribution weighting coefficients and 16dB higher for the sinusoidal distribution of weighting coefficients. The results of the computer simulation were in good agreement with the measured values from the water tank experiments. From these results it was possible to use simple rectangular distribution of weighting coefficients to obtain the same directivity obtainable from the use of sinusoidal distribution of weighting coefficients. In addition, the analyzing time could be reduced dramatically by the use of the simple weighting coefficients.

序 論

電磁波는 海水가 良導體이므로 水中으로 傳送시키면 급속히 減衰하기 때문에 비교적 減衰가 작은 音波를 水中信號 傳達에 使用하고 있다. 水中音波의 傳送은 물 자체가 音波를 잘 傳送하는 媒質이고, 水中에 있어서의 音波의 波長은 空氣中の 約 4.4배, 임피던스는 空氣의 約 4×10^4 배이므로 水中에서의 情報傳達 信號로서는 音波가 많이 利用되고 있다. 水中音波는 19세기초 英國에서 音響測深機에 利用한 이래 第二次 世界大戰中에 軍艦의 SONAR에 그 후에 商船의 音響測深機, 漁船의 魚群探知機, 水中航法, 海洋觀測器機, 海底資源探査 등에 能動系로서 많이 應用되고 있다. 그런데 水中에는 魚群의 소리, 船舶의 機關소리, 海底地震 水中爆發 등 水中音은 많은 雜音을 내포하고 있으므로 이들을 잘 걸러내야 必要한 信號 즉 情報를 얻을 수 있다. 따라서 雜音속에 묻혀 있는 必要한 水中음을 찾아내는 技術, 즉 受動系로서의 水中音波를 利用하기 위한 水中信號 處理 技術이 매우 重要하다.

水中音波의 方向과 周波數를 分析하는 것은 空氣中에 있어서의 것과 그 方法에 있어서 差異는 없으나, 方向檢出에 있어서는 어려운 點이 많다. 水中音波가 媒質을 통하여 傳播되는 特性은 空氣中에서와는 相當한 差異가 있으므로 이를 잘 把握할 必要가 있다. 水中音源의 方向과 그 Spectrum을 推定하기 위한 方法은 從來부터 여러 가지

의 方法이 提案되어 왔다. 銳利한 指向性을 얻기 위해서는 直線排列 水中受音器系를 使用해서 各水中受音器의 出力을 適當히 遲延시켜 加算하는 方法과 移動 水中受音器를 使用하는 方法 등이 있다. 그러나 直線排列 水中受音器에 있어서는 受音器의 個數만큼 遲延素子가 必要하기 때문에 實驗裝置가 相當한 規模로 커진다는 缺點이 있으며, 水中受音器를 移動시켜서 測定하는 경우는 水中受音器가 移動하는 時間의 平均한 power spectrum을 얻게 되므로 그 동안에 水中音源이나 水中受音器가 移動되어서는 안된다. Beamformer를 利用한 直線排列 水中受音器系를 使用해서 各水中受音器의 出力에 遲延을 附加하는 대신 測定하고자 하는 水中音波 信號를 適當한 low pass filter를 통한 後 任意 時間 間隔으로 sampling 함으로써 單峰指向特性을 얻는 方法도 있다.

水中音波의 檢出에 있어서는 受動系로서 直線排列 水中受音器系를 많이 利用하고 있다. 排列裝置에는 adaptive 方法과 같이 信號의 pattern, 周波數應答 혹은 그의 다른 parameter 등을 內部歸還에 의해서 制御하는 것도 있으며, 各排列要素에 附加한 weighting 係數를 調節하여 S/N比를 極大化하는 것 등이 있다. 그런데 受動系의 排列裝置의 pattern은 各水中受音器로부터 나오는 信號의 出力과 位相을 各各 別個로 調整함으로써 쉽게 變化시킬 수도 있다.

水中音波의 送受信에 使用하는 送波器와 受波器에는 磁歪式, 電歪式, 壓電式, 動電形送受波器, 콘덴서式 水中受音器 등이 있다. 本 實驗에

서 使用한 水中受波器는 壓電式 超音波 ceramic bimorph microphone을 水密시킨 것이며 이것에 의해서 直線排列 水中受音器系를 만들어 音源分析에 利用하였다. 그 方法은 任意時刻에 있어서의 排列 受音器의 各各이 受信한 出力信號와 그 各各에 附加한 矩形波形 分布로 構成되는 weighting係數와의 circular convolution을 만들고 또 出力信號의 位相을 $\pi\omega\cos\theta/2\omega_0$ 만큼 바꾼 것과 位相을 $\frac{\pi}{2}$ 씩 바꾼 weighting 係數와의 circular convolution 하여 두 convolution의 合을 求하고 이들의 合은 單峰指向特性을 가지도록 하였다. 그리고 그 特性을 解析하기 위하여 計算機 simulation을 行하였으며 理論的 結果가 實際에 있어서 有效한지의 與否를 水槽實驗으로 確認하였다.

理 論

1. 原理

Fig. 1에 보는 바와 같이 N個의 水中受音器를 等間隔 d로 直線으로 排列하고, 이 排列方向에

對하여 音速 c인 水中音波가 角度 θ 의 方向으로 進入한다고 생각한다. 各 水中受音器의 出力信號 $X_n(t)$ 와 이 信號에 附加하는 weighting 係數 $W_n(t)$ 와의 circular convolution을 만든다. 水中受音器의 個數를 一般化하여 0位置에서부터 N-1 位置까지 N個로 하고, 또 信號 $X_n(t)$ 를 移相裝置에 通過하여 位相을 $\pi\omega\cos\theta/2\omega_0$ 만큼 바꾸어 나오는 出力信號 $X'_n(t)$ 와 weighting係數 $W_n(t_n)$ 를 位相 $\frac{\pi}{2}$ 만큼 바꾼 $W'_n(t_n)$ 와의 circular convolution을 만든다. 이들의 circular convolution의 合을 出力信號로 한다. 여기서 convolution할 때 Weighting 係數 $W_n(t_n)$ 와 $W'_n(t_n)$ 分布는 矩形波形이고 그 振幅을 +1과 -1로 한다. 그러면 排列의 endfire의 한쪽 方向에서 進入하는 平面音波와 그 weighting 係數와의 circular convolution은 그 合이 2倍가 되게 하고, 그와 反對方向에서 進入하는 音波가 만드는 circular convolution은 그 合이 零이 되게 하여 排列의 endfire 方向에 있는 水中音源의 方向을 쉽게 探知하는 方法을 利用하고자 한다. 周波數分析은 이 convolution을 다시 平均하여 處理한다. 이때 測定하고자 하는 周波數로 同期加算하고 또 sampling 하는 周波數에 의해서 受信信號를 檢出하게 되

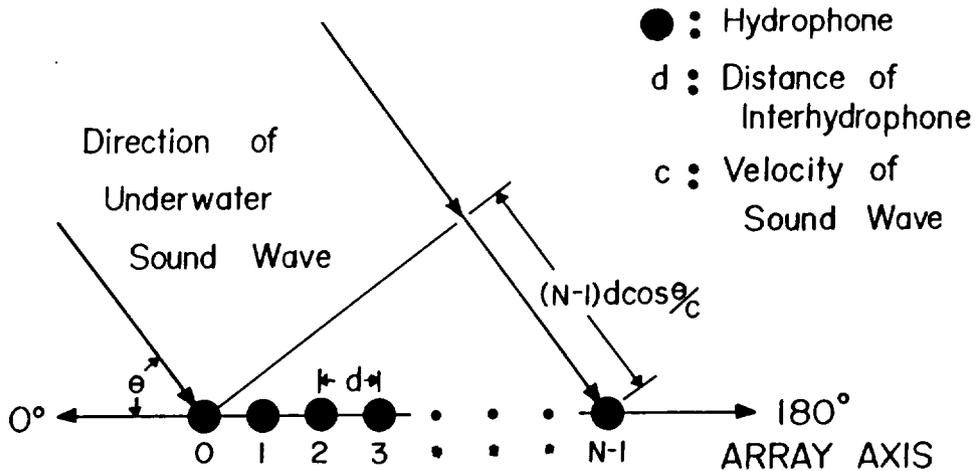


Fig. 1. Arrival time delay of underwater sound wave front at each array element.

로 sampling 周波數로 受信信號의 周波數成分을 分析하는 方法을 擇하였다.

2. 理論的 解析

Fig. 1에서 水中受音器의 排列間隔을 d , 水中音速을 c 라 하면, 水中音波가 直線排列 水中受音器의 間隔 d 사이를 通過하는 時間은 $t_0 = d/c$ 가 된다. 平面音波가 Fig. 1과 같이 入射할 때 첫째 受音器에 到着한 音波를 나타내는 식을 $X_1(t) = X(t)$ 라고 하면, 둘째 受音器에 到着하는 音波는 位相이 $\omega t_0 \cos \theta$ 만큼 늦어지므로 $X_2(t) = X(t - t_0 \cos \theta)$ 가 된다. 여기서 ω 는 音波의 角周波數이다. 또 셋째 受音器에 到着한 音波는 $X_3(t) = X(t - 2t_0 \cos \theta)$ 이고, N 번째에 到着한 音波는 $X_N(t) = X(t - (N-1)t_0 \cos \theta)$ 가 된다. 이것을 一般化하여 表示하면 $X_n(t) = X(t - nt_0 \cos \theta)$, 여기서 $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 가 된다. 이 音波의 位相을 $\pi \omega \cos \theta / 2\omega_0$ 만큼 移相시킨 것은 $X'_n(t) = X'(t - nt_0 \cos \theta - \pi \cos \theta / 2\omega_0)$ 이다. 여기서 ω_0 는 $2\pi f_0$ 이며 f_0 는 sampling 周波數이다.

音源의 方向과 周波數의 成分을 檢出하기 위하여 信號 $X_1(t)$ 에는 weighting 係數 $SGN\{W_1(t_0)\} = SGN\{W(t_0)\}$ 을, 信號 $X(t - t_0 \cos \theta)$ 에는 $SGN\{W_2(t_0)\} = SGN\{W(2t_0)\}$ 을, 信號 $X(t - 2t_0 \cos \theta)$ 에는 $SGN\{W_3(t_0)\} = SGN\{W(3t_0)\}$ 을, 信號 $X_N(t) = X(t - nt_0 \cos \theta)$ 에는 weighting 係數 $SGN\{W_n(t_0)\} = SGN\{W(nt_0)\}$ 을 곱하고, 또 $\pi \omega \cos \theta / 2\omega_0$ 만큼 位相을 바꾼 信號 $X'_n(t) = X'(t - nt_0 \cos \theta - \frac{\pi \cos \theta}{2\omega_0})$ 에는 weighting 係數 $SGN\{W'_n(t_0)\} = SGN\{W'(nt_0 + \frac{\pi}{2})\}$ 을 곱하여 加算한다. 이들의 circular convolution을 각각 $Y_n(t), Y'_n(t)$ 라 하면

$$Y_n(t) = X_1(t) \cdot SGN\{W_1(t_0)\} + X_2(t_0) \cdot SGN\{W_2(t_0)\} + \dots + X_n(t) \cdot SGN\{W_n(t_0)\} \\ = \sum_{n=0}^{N-1} X(t - nt_0 \cos \theta) \cdot SGN\{W(nt_0)\} \dots (1)$$

$$Y'_n(t) = X'_1(t) \cdot SGN\{W'_1(t_0)\} + X'_2(t) \cdot SGN\{W'_2(t_0)\} + \dots + X'_n(t) \cdot SGN\{W'_n(t_0)\}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} X'(t - nt_0 \cos \theta - \pi \cos \theta / 2\omega_0) \cdot SGN\{W'(nt_0 + \pi/2)\} \dots (2)$$

가 된다. 이 circular convolution들의 疊을 $Z_n(t)$ 라고 하면

$$Z_n(t) = Y_n(t) + Y'_n(t) \dots (3)$$

가 된다.

Fig. 2(a)는 各 weighting 係數 分布와 音波가 直線排列 水中受音器系의 0° 方向으로 進入할 때의 音波信號와의 circular convolution의 分布이다. 이 convolution은 0° 方向의 것이므로 (3)式에서 出力信號가 疊되어 2倍로 된다. Fig. 2(b)는 앞 경우와 反對方向으로 音波가 入射할 때의 convolution 分布를 나타내고 있는데, 이 경우는 入射角이 180° 이므로 出力信號가 (3)式에 의해서

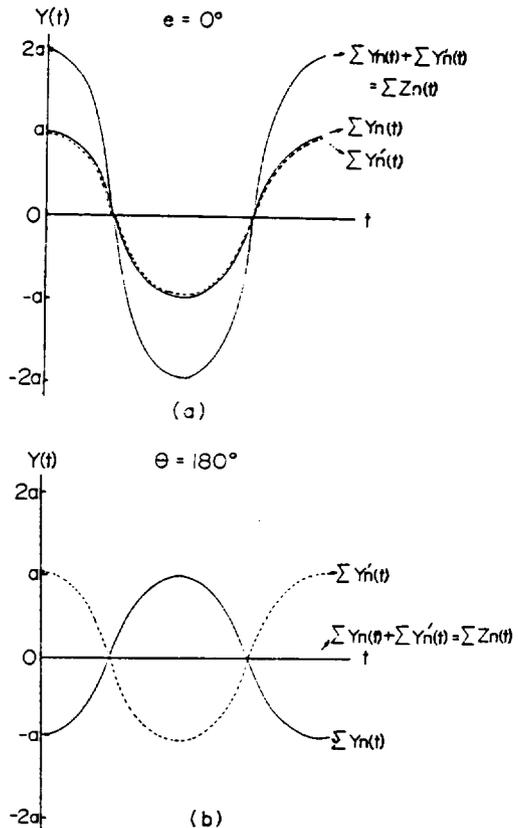


Fig. 2. Distribution of circular convolution.

零이 된다. 따라서 直線排列系의 0° 方向에서 오는 音波의 信號는 커지고 그 이외의 方向의 信號는 抑制되어 작아진다. 이로써 指向特性은 單峰이 된다는 것을 알 수 있다.

3. 計算機 simulation

Fig.1에서 直線排列 水中受音器의 各 出力信號를 正弦波로 보고 計算機 simulation을 하였으며, 使用한 計算機는 HMCS 6800(HITACHI, Japan)이다. 이 正弦波를 $e^{j\omega(t-nt_0 \cos \theta)}$ 라 하고 이에 附加한 矩形波形 分布 weighting 係數를 $SGN(e^{jn\omega_0 t_0})$ 라고 하면 式(1)에서 그 convolution은

$$Y_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\omega(t-nt_0 \cos \theta)} \cdot SGN(e^{jn\omega_0 t_0}) \dots \dots \dots (4)$$

가 되고 式(2)에서 位相을 $\pi\omega \cos \theta / 2\omega_0$ 만큼 바꾼 信號와 $\frac{\pi}{2}$ 만큼 바꾼 weighting 係數를 各各

$$e^{j\omega(t-nt_0 \cos \theta - \frac{\pi \cos \theta}{2\omega_0})}, SGN[e^{j(n\omega_0 t_0 + \frac{\pi}{2})}]$$

라고 하면 그 convolution은

$$Y'_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\omega(t-nt_0 \cos \theta - \frac{\pi \cos \theta}{2\omega_0})} \cdot SGN[e^{j(n\omega_0 t_0 + \frac{\pi}{2})}] \dots \dots \dots (5)$$

가 된다. 따라서 그 sum $Z(t)$ 는

$$Z(t) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\omega t} [e^{j\omega n t_0 \cos \theta} SGN(e^{j\omega_0 n t_0}) + e^{-j(\omega n t_0 \cos \theta + \frac{\pi \omega \cos \theta}{2\omega_0})} \cdot SGN[e^{j(\omega_0 n t_0 + \frac{\pi}{2})}]] \dots \dots \dots (6)$$

이다. $Z(t)$ 를 cut-off角 周波數 $2\omega_0$ 보다 작은 low pass filter를 通過시킨 後 sampling 周期 $T=2\pi/\omega_0$ 로써 sampling하여 M번의 平均을 取하여 이것을 $\bar{Z}(t)$ 라고 하면

$$\bar{Z}(t) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\omega t} [e^{-j\omega n t_0 \cos \theta} \cdot SGN(e^{j\omega_0 n t_0}) + e^{j(\omega t_0 \cos \theta + \frac{\pi \omega \cos \theta}{2\omega_0})} \cdot SGN[e^{j(\omega_0 n t_0 + \frac{\pi}{2})}]] \dots \dots \dots (7)$$

이다. 여기서 $t=mT(m=0 \sim M-1)$ 이다. Simulation은 white noise에 의해서 實施하는 것이 바람직하나 여기서는 正弦波로 實施하였다.

새개의 音源은 Fig. 3과 같이 直線排列 水中受音器系의 0° 方向에 0.6KHz, 1KHz, 2KHz의 成分을 30° 方向에 1KHz, 1.5KHz, 3KHz의 成分을 180° 方向에 1KHz, 4KHz, 5KHz의 成分을 포함하고 있는 音源을 配置하였다. 水中受音器 排列

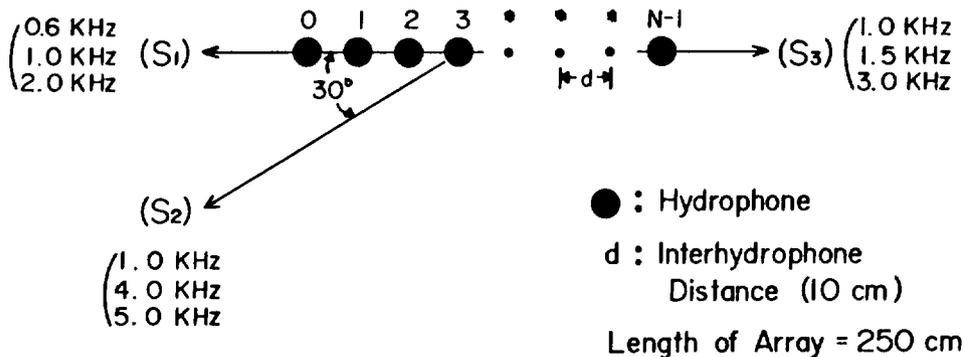


Fig. 3. Arrangement of underwater sound sources on the computer simulation.

의 길이를 250cm로 하였는데 이 길이는 波長이 가장 긴 0.6KHz 音波의 한 波長程度가 된다. 水中受音器의 排列 個數는 10個, 19個, 20個, 21個, 22個, 23個, 24個, 25個, 30個, 40個, 50個, 60個, 80個, 100個 등으로 바꾸어서 simulation 하였으며, sampling 周波數는 50Hz 간격으로 0.55 KHz부터 5.45KHz까지 하였다. Weighting係數의 分布는 矩形波形과 正弦波形으로 하여 兩者를 比較하였으며 計算機 simulation 結果는 Fig. 4와 같다. 또 出力信號와 weighting係數 分布를 모두 矩形波形으로 하였을 때의 結果는 Fig. 5와 같고, 또 이들을 綜合하면 Table 1과 같다.

受音器 排列의 0°方向의 音源信號의 最高 受信出力과 30°, 180° 方向의 音源信號의 最高 受信出力의 差는 矩形波形 weighting係數 分布에 受音器 個數가 10個, 21個, 22個, 25個, 40個, 100個의 경우 各各 7.9dB, 14.9dB, 16.7dB, 16.7dB, 18.1dB, 19.0dB이었고 正弦波形 weighting係數 分布에 있어서는 受音器 個數가 10個,

21個, 22個, 25個인 경우 各各 8.8dB, 16.9dB, 19.9dB, 16.6dB의 出力差를 나타내었다. 出力信號와 weighting係數 分布를 모두 矩形波形으로 하였을 경우 受音器 係數가 25個, 40個인 경우 그 出力差는 各各 8.3dB, 9.4dB이었다. 따라서 直線排列 水中受音器系에 있어서 直線排列 0°方向의 power level 成分과 30° 및 180° 方向의 成分의 受信出力差를 16dB 以上으로 할 수 있는 受音器 個數는 矩形波形 weighting係數 分布인 경우는 22個, 正弦波形 weighting係數 分布인 경우는 21個 以上으로 하여야 된다는 것을 알 수 있었다.

指向特性은 式(6)에서 水中受音器 排列의 길이를 250cm, 受音器 個數를 25個, weighting係數 分布를 矩形波形과 正弦波形으로 바꾸어서 simulation 하였으며, 橫軸의 角度는 2°間隔으로 하였다. Simulation의 指向特性 pattern은 Fig. 6 및 Fig. 7과 같다. 矩形波形 weighting係數 分布에서 0°方向의 主葉과 제일 副葉사이의 受信出力

Table 1. The Minimum difference of the relative power level between the direction of array of 0° and the other direction vs. the number of hydrophone on the array

Number of hydrophone	10	10	19	19	20	20	20	21	21	22	22	22	23
Distribution of weighting coefficients	S	R	R	S	R	S	R	R	S	R	S	R	R
Kind of filter	L	L	L	L	L	L	NONE	L	L	L	L	NONE	L
Power level(dB)	8.8	7.9	11.1	13.2	13.1	14.9	5.8	14.9	16.9	16.7	19.9	16.6	17.9
Number of hydrophone	23	24	24	25	25	25	30	40	40	50	60	80	100
Distribution of weighting coefficients	S	R	S	R	S	RR	R	R	RR	R	R	R	R
Kind of filter	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
Power level(dB)	18.1	16.7	18.1	16.7	16.6	8.3	18.3	18.1	9.4	17.2	17.5	17.9	19.0

R : Rectangular distribution of weightings

S : Sinusoidal distribution of weightings

RR : Rectangular signal and rectangular distribution of weightings

L : Low pass filter

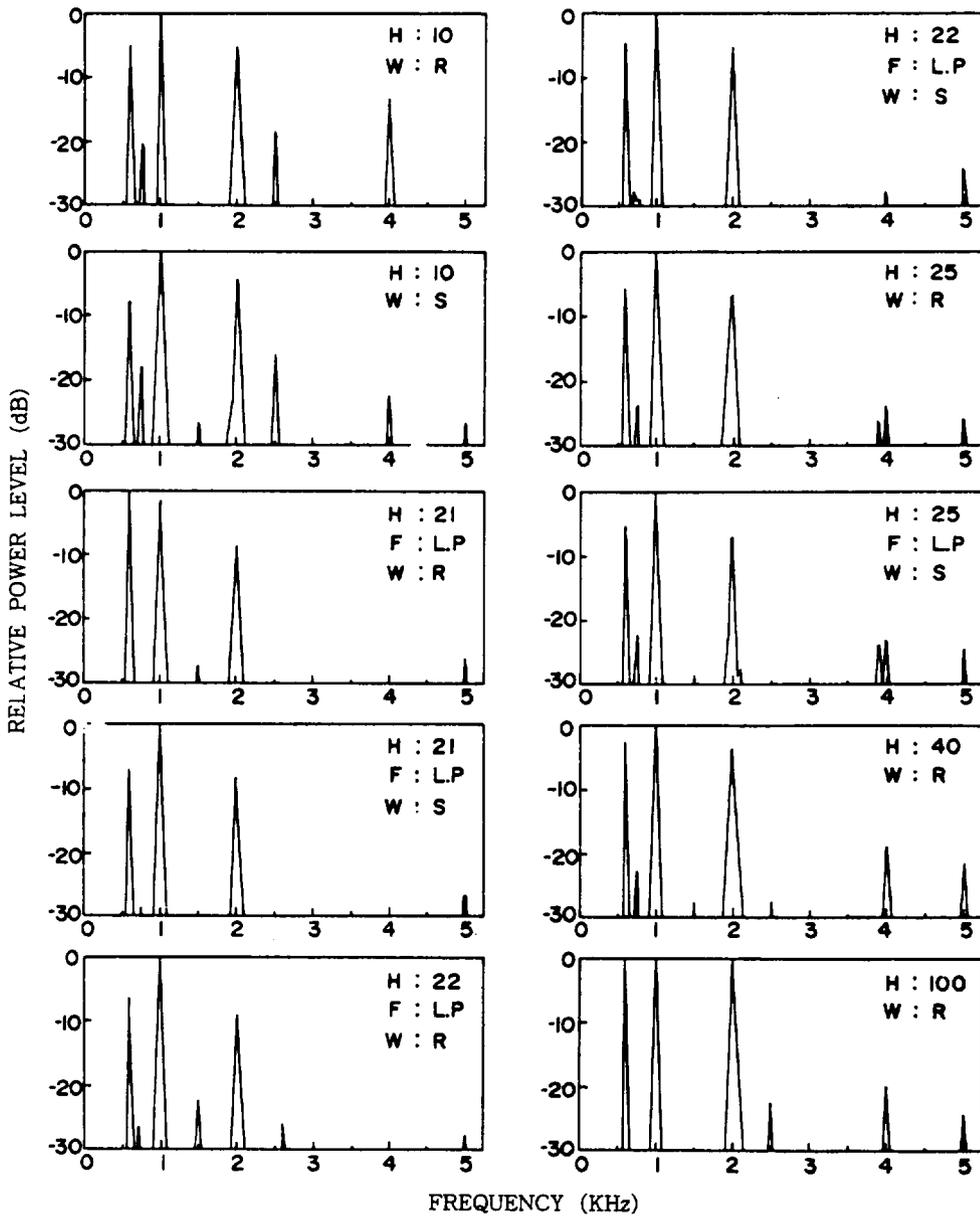


Fig. 4. The results of computer simulation.

H : Number of the hydrophone

W : Weighting coefficients

R : Rectangular distribution of weightings

S : Sinusoidal distribution of weightings

F : Kind of filter

L.P : Low pass filter

의 차는 0.6KHz, 1KHz, 1.5KHz, 2KHz, 3KHz, 4KHz, 5KHz인 경우 각각 16.9dB, 16.2dB, 14.4dB, 12.2dB, 15.0dB, 7.8dB, 13.2dB이고, 正弦波形 weighting係數 分布에서는 0.6KHz, 1KHz, 1.5KHz, 2KHz, 3KHz, 4KHz, 5KHz인 경우 모두 13.2dB이었다. 또 矩形波形

weighting係數 分布에 있어서 水中受音器의 排列 個數를 31個, 35個, 40個, 50個, 60個, 80個, 100個로 바꾸어서 計算機 simulation한 結果는 Table 2와 같다. 直線排列 水中受音器 個數가 31個 以上이면 受音器 個數는 指向特性에 큰 영향을 미치지 않았다.

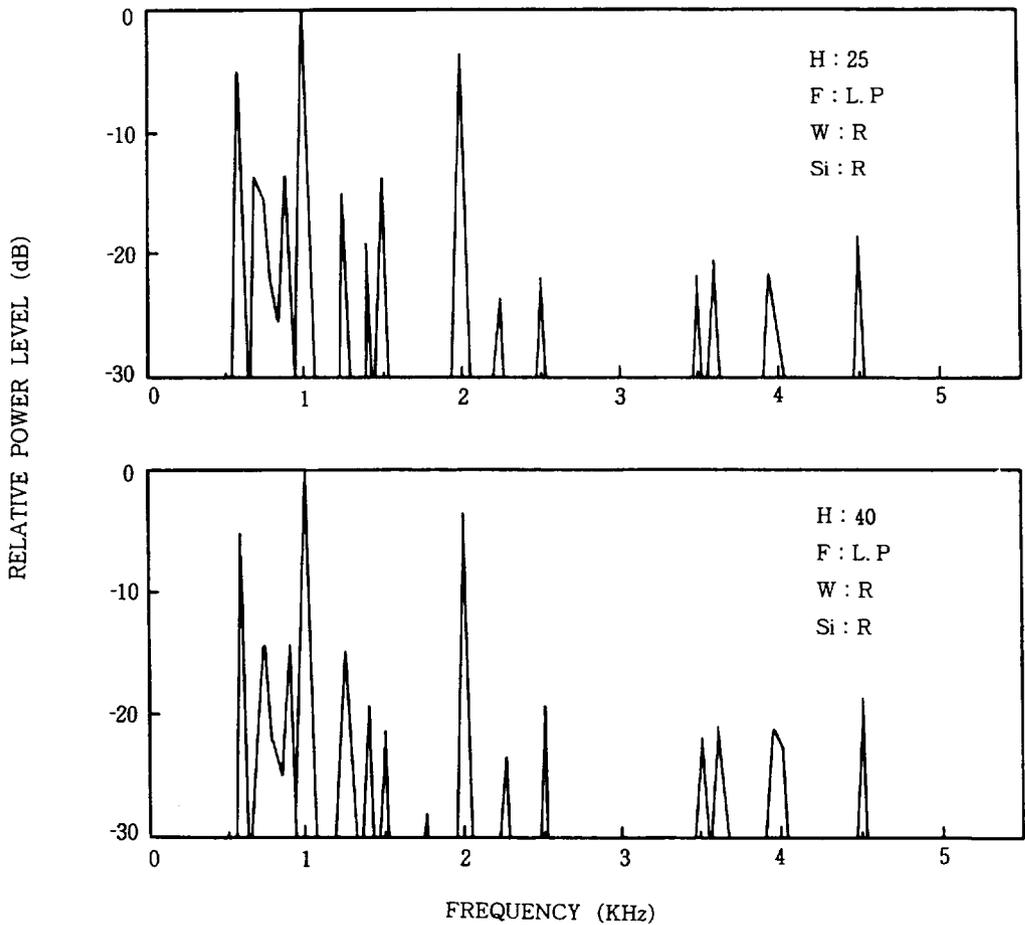


Fig.5 The results of computer simulation.

H : Number of the hydrophone . W : Weighting coefficients
 R : Rectangular distribution of weightings F : Kind of filter
 S : Signal L.P : Low pass filter

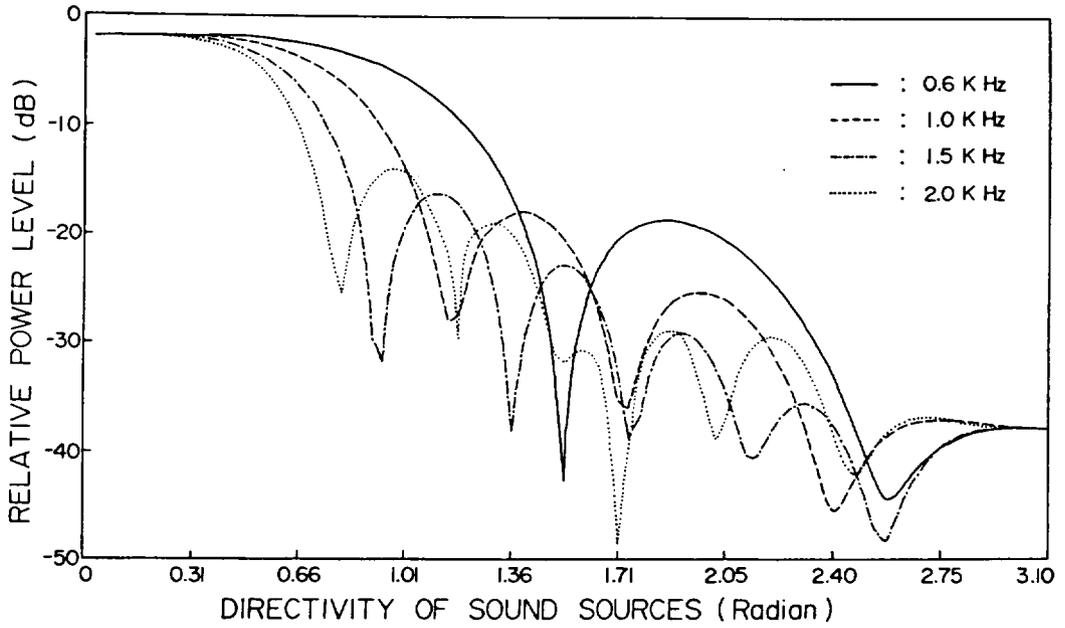


Fig. 6(a). Normalized directivity pattern for the rectangular distribution of weightings.

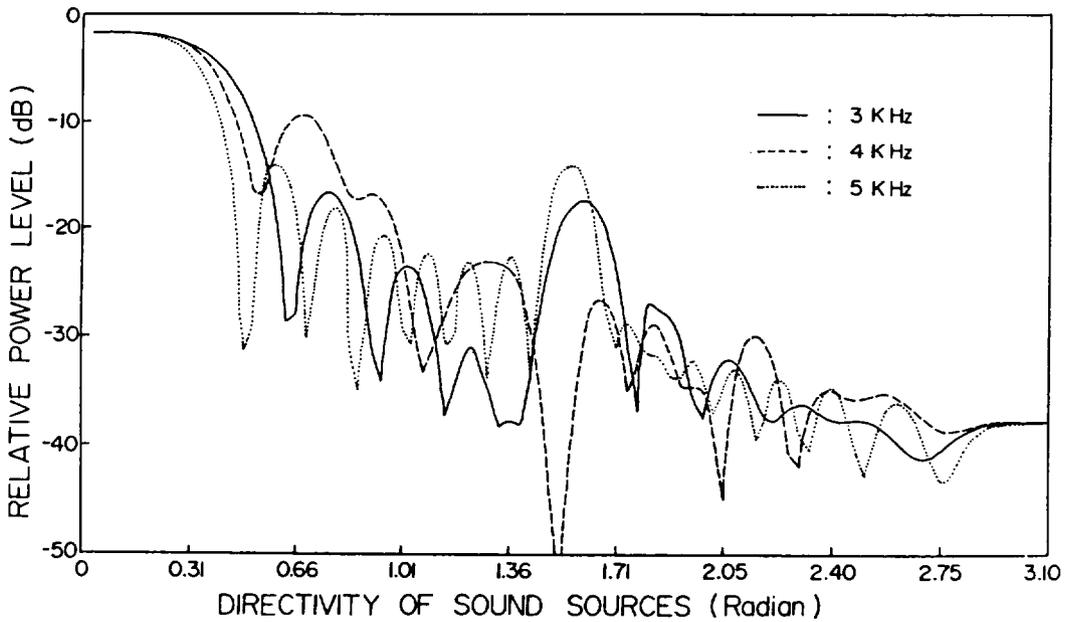


Fig. 6(b). Normalized directivity pattern for the rectangular distribution of weightings.

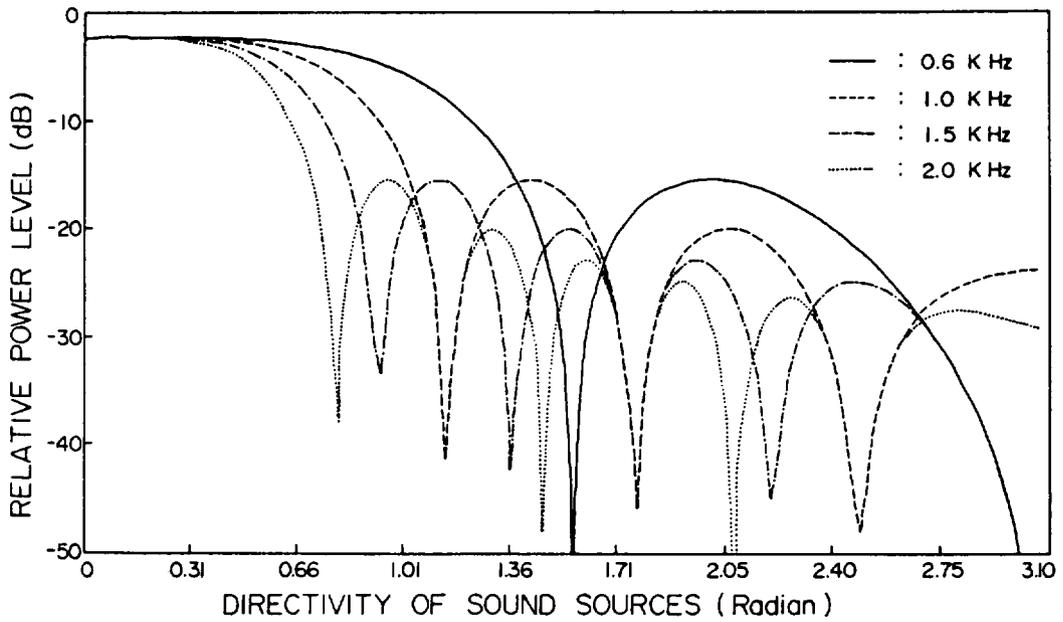


Fig.7(a). Normalized directivity pattern for the sinusoidal distribution of weightings.

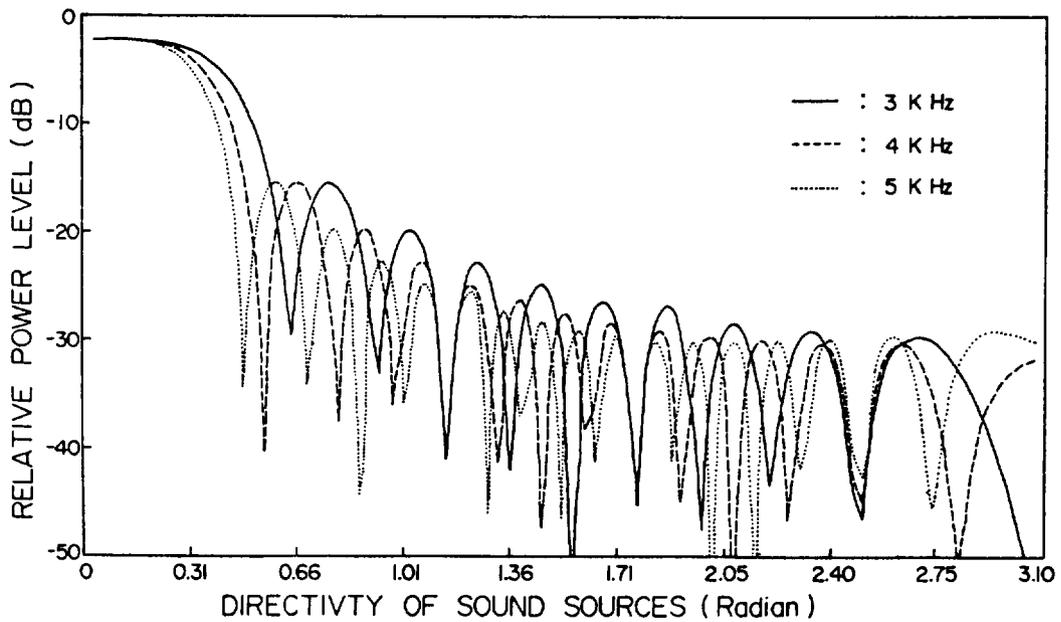


Fig.7(b). Normalized directivity pattern for the sinusoidal distribution of weightings.

Table 2. The angle of the main lobe with the power level higher than that of the first side lobe

Number of hydrophone	A (KHz)	B (dB)	C (degree)	Number of hydrophone	A (KHz)	B (dB)	C (degree)	
25 (R)	0.6	16.9	81	40 (R)	3	13.5	35	
	1	16.2	63		4	13.1	31	
	1.5	14.4	50		5	13.4	31	
	2	12.2	43		50 (R)	0.6	17.6	84
	3	15.0	35			1	15.0	62
	4	7.8	28			1.5	13.7	50
5	13.2	28	2	13.4		43		
25 (S)	0.6	13.2	81	3		13.6	35	
	1	13.2	59	4	13.1	31		
	1.5	13.2	47	5	13.1	27		
	2	13.2	41	60 (R)	0.6	17.5	82	
	3	13.2	33		1	15.1	63	
	4	13.2	29		1.5	13.6	50	
5	13.2	25	2		14.4	43		
31 (R)	0.6	18.5	85		3	18.4	35	
	1	16.2	63	4	13.5	31		
	1.5	13.2	47	5	13.2	27		
	2	14.5	43	80 (R)	0.6	17.5	84	
	3	16.6	36		1	15.0	62	
	4	14.7	31		1.5	13.5	50	
5	11.3	27	2		13.5	43		
35 (R)	0.6	18.4	85		3	13.4	35	
	1	16.8	62	4	13.3	31		
	1.5	14.1	50	5	13.2	27		
	2	14.1	43	100 (R)	0.6	17.4	85	
	3	13.5	35		1	15.0	61	
	4	13.6	31		1.5	13.4	50	
5	14.9	28	2		13.6	43		
40 (R)	0.6	17.7	84		3	13.3	35	
	1	15.1	63	4	13.4	31		
	1.5	13.8	50	5	13.1	27		
	2	13.2	43					

A : Frequency of receiving signal

B : The difference of power level between the main lobe and the first side lobe

C : Angle of the main lobe higher than the power level of the first side lobe

R : Rectangular distribution of weightings

S : Sinusoidal distribution of weightings

實驗方法

1. 水中送音器와 受音器

水中送音器는 日本 Murata(村田)製 超音波 ceramic bimorph microphone MA40LIS를, 受音器는 같은 種類의 MA40LIR을 水密시켜서 使用하였으며, 이들의 特性과 構造는 Table 3 및 Fig. 8과 같다. 本 實驗에서는 Fig. 8의 C部分 즉

정사각형 ceramic bimorph 導線端子까지 poly-masol(조광페인트사)로 채워 水密시켜 水中에서 漏電이 없도록 하여 使用하였다. 이 microphone의 中心周波數는 40KHz로서 可聽音を 受信하는데 있어서는 感도가 銳敏하지 못하였다. 그래서 可聽音を 受信하기 위해서는 中心周波數를 낮추어야 하는데 本 實驗에서는 bimorph 振動 mode를 바꿀 수 있는지의 與否를 알기 위하여 水中受音器를 Table 4에 있는 바와 같이 크기, 質量, 材質이 다른 別個의 振動板을 ceramic bimorph板 前部に 붙여서 水中에 있어서의 受信特性을 調査하였다. 送音器는 振動板을 붙이지 않고 水

Table 3. Specifications of the ultrasonic ceramic bimorph microphone

Item	Specification	Item	Specification
Central frequency	40KHz \pm 1KHz	Temperature	-20 $^{\circ}$ C-60 $^{\circ}$ C \pm 3KHz
Sensibility	-65dB/V/ μ Bar	Insulated resistance	100M Ω at 100V DC
Capacitance	1700pF \pm 25% at 1KHz	Band pass width	-73dB/V/ μ Bar more than 4KHz(at 25 $^{\circ}$ C)
Directive characteristic	-7.5dB, between 0 $^{\circ}$ and 30 $^{\circ}$	Humidity characteristic	40 $^{\circ}$ C, 90-94% R. H. 100hours, \pm 3.0dB

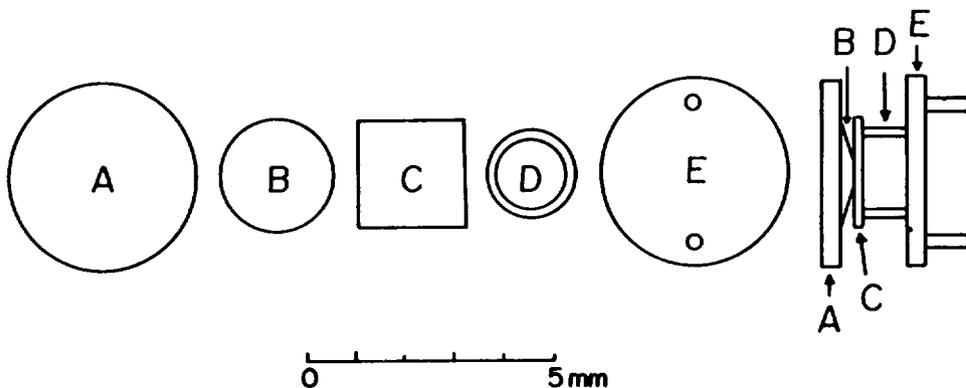


Fig. 8. A schematic drawing of watertight ultrasonic ceramic bimorph microphone.

A : Diaphragm C : Ceramic

Table 4. Specifications of the diaphragm attached to the ultrasonic ceramic bimorph microphone

Item \ Type	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Material	None	Al	Al	Al	Br	Pl	Al	Al	Al	Al
Diameter (mm)	None	12	19	26	26	26	26	29	38	50
Thickness (mm)	None	0.85	0.85	0.85	0.3	1.5	1.7	1.2	0.85	0.85
Weight (g)	None	0.30	0.76	1.43	0.47	0.41	2.86	2.58	3.06	5.29

Al : Aluminum, Br : Brass, Pl : Plastics

中에서 使用할 수 있도록 polymasol로 채워 水 密시켜서 使用하였다.

2. 水中送音器와 受音器의 無響水槽實驗

水中送音器가 音波를 送信하는 경우 周波數에 따른 電力變化和 水中送音器가 音波를 受信하는 경우 周波數에 따른 出力電壓의 變化를 調査하기 위하여 이들의 特性調査 實驗을 行하였다. 이 實驗에 使用한 鐵製水槽(180cm×120cm×120cm)는 無響水槽가 되도록 水槽內 옆면과 밑면에 사각뿔형 吸收재가 附着된 것이다.

實驗에 使用한 水中受音器는 Table 4에 보이는 바와 같은 振動板을 붙인 것 10個, 送音器는 振動板을 붙이지 않은 것 1個를 使用하였다. 水槽 實驗裝置의 配置圖는 Fig. 9와 같다. 이때 送音器와 受音器사이의 間隔은 1m이었다. 水中音波는 sine random generator(Bruel & Kjaer, 1027)의 出力을 送音器에 보내어 發生시키고, 電力은 送音器 入力의 電壓과 電流를 測定하여 計算하였다.

水中受音器의 出力電壓은 band pass filter (Bruel & Kjaer, 1617)로 周圍雜音을 filtering 시켜서 measuring amplifier (Bruel & Kjaer, 1602)로 測定하였다. 水中受音器의 空氣中에 있어

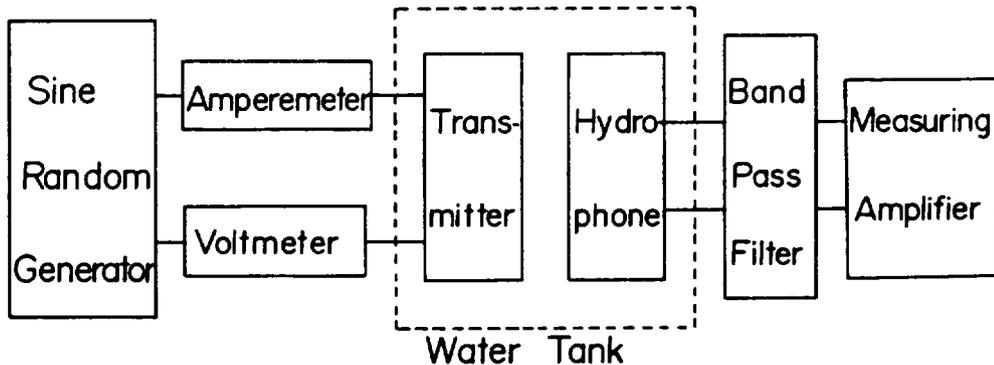


Fig. 9. Block diagram of the experimental set up.

서의 特性調査 實驗도 水中에서의와 같은 方法으로 하였는데 水槽의 물만 排水시켜 實施하였다. 이 경우 受音器는 polymasol로 水密시키지 않은 것 1個를 合해 11種에 對해서 實驗하였다.

直線排列 水中受音器系에 使用한 受音器는 直徑 29mm, 質量 2.58g, 두께 1.2mm인 알루미늄製 振動板을 붙여 polymasol로 水密시킨 것이고, 附着한 振動板의 直徑이 microphone 外形보다

크기 때문에 이를 保護하기 위해서 內徑 34mm, 外徑 38mm, 길이 38mm인 plastic 保護管에 넣어서 使用하였다. 위와 같은 水中受音器 50個를 直線으로 排列하여 水中受音器系 1組를 만들었다. 個個의 受音器의 出力信號를 增幅하기 위한 增幅器는 演算增幅用 集積回路(Op Amp. $\mu A741$)를 使用하여 3段 增幅하였다. 增幅器의 連結는 Fig. 10과 같이 反轉交流增幅 方式을 擇하였다.

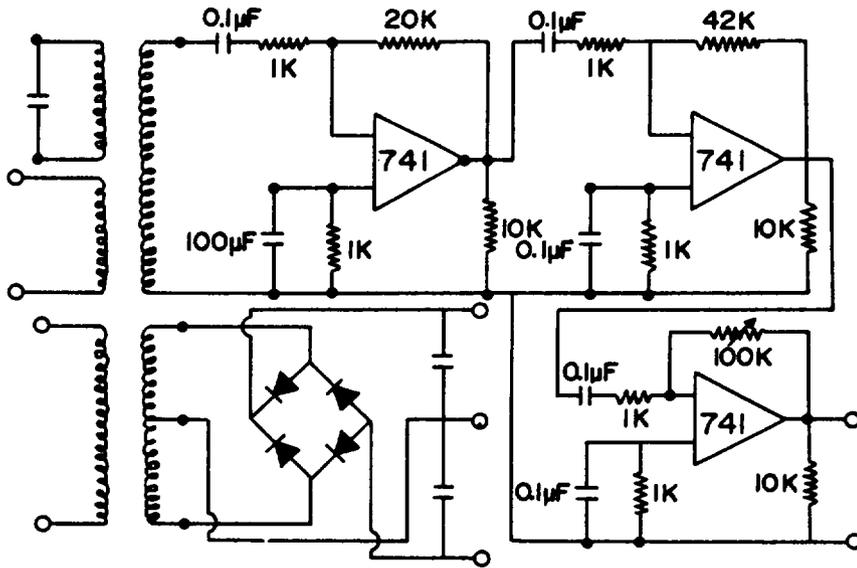


Fig. 10. Circuit diagram of amplifier.

3. 直線排列 水中受音器系의 水槽實驗

水中受音器의 直線排列은 길이 300cm 切斷口가 4cm×4cm의 알루미늄 사각기둥에 5cm 間隔으로 50個의 水中受音器를 排列하여 길이 250cm인 直線排列 水中受音器系로 하였다. 그러나 50個의 水中受音器系를 25個씩 두 組로 나누어 各各 正弦波形과 餘弦波形 分布의 weighting係數 分布를 附加하였다. 이것은 入力信號가 어느 時期에 있어서도 排列系에 걸려 들어 受信되도록 하기 위해서였다. 複素數의 weighting係數를 附與한다는

것은 正弦과 餘弦의 係數를 各各 別個로 計算한다는 뜻이며, 이렇게 얻은 값의 乘積의 畧을 잡으면 power spectrum을 얻게 된다. 水中受音器의 出力信號의 位相은 移相裝置(Fig. 14)를 利用하여 $\pi\omega\cos/2\omega_0$ 만큼 바꾸었다.

時間平均은 cut-off 周波數 50Hz의 low pass filter를 通過시키는 方法으로 實現했다. 水槽는 5.67m×1.76m×1m인 콘크리트 水槽에 配置한 두 개의 音源은 Fig. 11과 같이 直線排列 水中受音器系의 0°方向 2.6m인 곳에 S_1 , 180°方向 2.6m인 곳에 S_2 의 音源을 놓았고, 이 音源들의 各 power spectrum은 Fig. 12와 같다. 50個의 水中

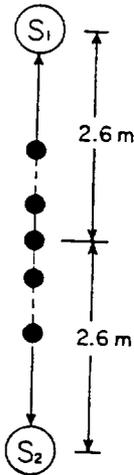


Fig. 11. Arrangement of underwater sound sources in the water tank experiments.

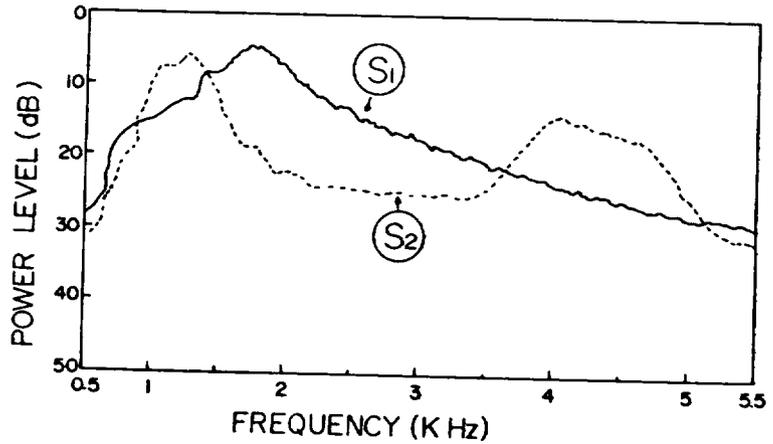


Fig. 12. Power spectra of sound sources in the water tank experiments.

受音器에서 받은 音波를 分析하기 위해서 beamformer裝置를 Fig. 13과 같이 增幅器(Fig. 10), low pass filter(Fig. 14), multiplier(Fig. 14), sampling裝置(Fig. 14), 移相裝置(Fig. 14)로 構成하였다. Fig. 14의 low pass filter, 移相裝置는 演算增幅用 集積回路를 利用해서 回路網을 構成

하였다. 水中音波의 發生은 錄音된 Fig. 12와 같은 波形 S_1, S_2 를 錄音器(RQ-443, National, Japan)로 再生시켜 水中 送音器에 보내어 水中音波를 發生하게 하였다. Sampling 裝置의 Sampling 信號는 audio generator(Trio, AG 20 2A)의 矩形波 信號를 利用하였다. 出力電壓은 low pass filter로 filtering 시켜서 測定하였다.

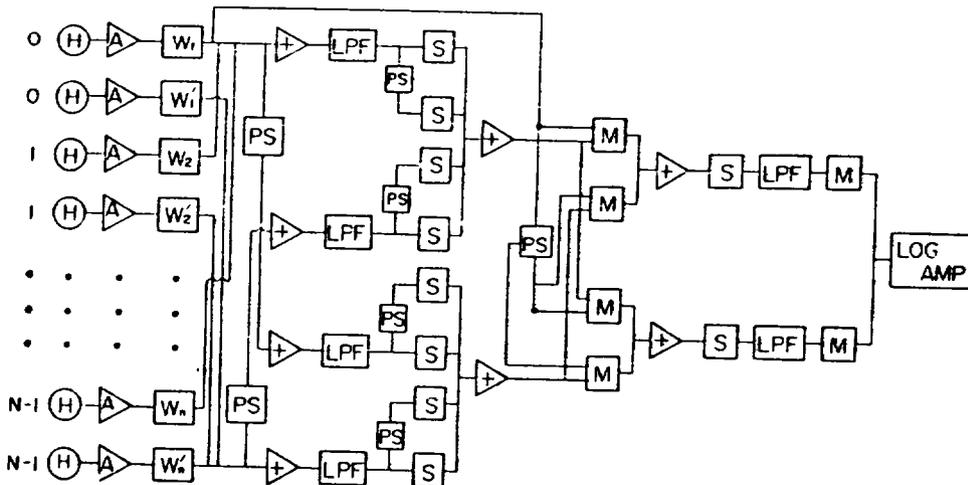


Fig. 13. Block diagram of the beamformer.

H : Hydrophone W_1, W_N : Weightings LPF : Low Pass Filter M : Multiplier
 A : Amplifier PS : Phase Shifter S : Sample circuit

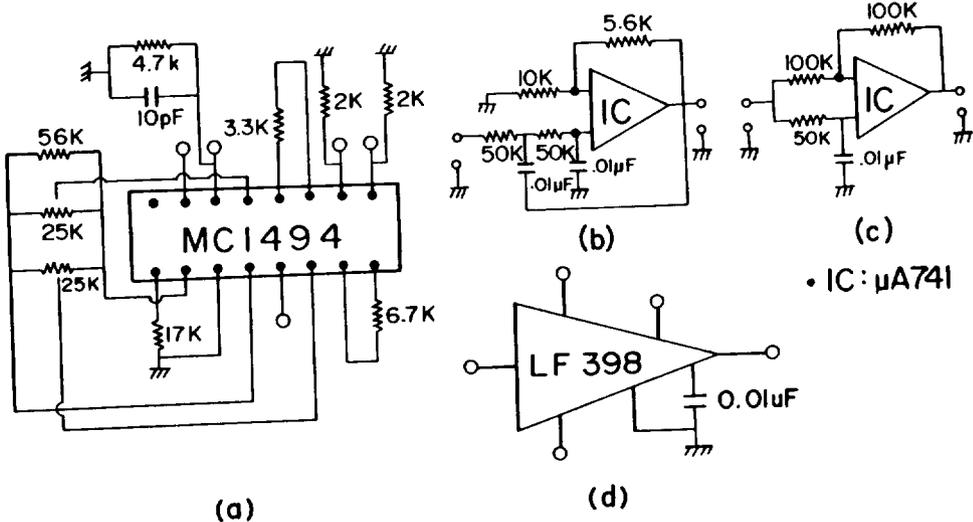


Fig. 14. Circuit diagram of the multiplier(a), the low pass filter(b), the phase shifter(c) and the sample and hold(d).

結 果

1. 水中受音器의 受信特性

超音波 Ceramic bimorph microphone을 水密 시켜 無響水槽에서 周波數에 따른 出力電壓을 測定한 結果는 Fig. 15와 같고 空氣中에서 測定한 結果는 Fig. 16과 같다. 이 경우의 水中受音器의 電力은 Table 5와 같이 0.5KHz에서 90μW, 160 KHz에서 150μW程度로 아주 작았다. 水中에서 受信感度가 제일 좋은 것은 直徑 29mm, 두께 1.2mm, 質量 2.58g인 알루미늄 板을 붙인 것이고, 25KHz에서 最高의 受信 電壓 感度 116mV를 얻었다. Table 4에 있는 振動板의 種類에 따라 受信 電壓 感度가 좋은 順序를 보면 H, G, A, B, J, C, F, I, D, E形이었고, 中心周波數는 25KHz 前後에서 나타났다.

材質, 두께, 直徑은 같고 質量의 比가 1:2인 D形과 G形을 比較하면 G形이 受信 電壓 感度가 훨씬 좋았다. 또 材質, 두께는 같고 斷面積의 比

가 1:2.1:3.6인 D形, I形, J形을 比較하면 J形이 약간 受信 電壓 感度가 좋았다. 따라서 附加한 振動板의 種類에 의한 受信 電壓 感度는 斷面積 보다는 質量에 影響을 더 받는다는 것을 알 수 있다. 空氣中에서는 中心周波數가 40KHz일때 受信 電壓 感度가 가장 높았고 다음으로 材質이 알루미늄으로 直徑 19mm, 質量 0.76g, 두께 0.85 mm인 C形이 높았다. 空氣中에 있어서의 中心周波數와 水中에 있어서의 中心周波數와의 差가 상당히 심하게 나타났다. 이것은 空氣中에 있어서와 水中에 있어서의 bimorph 運動 特性 mode가 變하기 때문이라고 생각된다.

2. 直線排列 水中受音器系의 水槽實驗

콘크리트 水槽에 두 개의 水中音源을 Fig. 11과 같이 配置하여 Fig. 13과 같은 beamformer를 利用하여 實驗한 結果는 Fig. 17 및 18과 같다. Fig. 17은 各 水中音源을 別個로 透音하여서 直線排列 水中受音器系와 連結된 Beamformer를 使用하여 分析한 結果이다. 直線排列 水中受音器系의 0°方

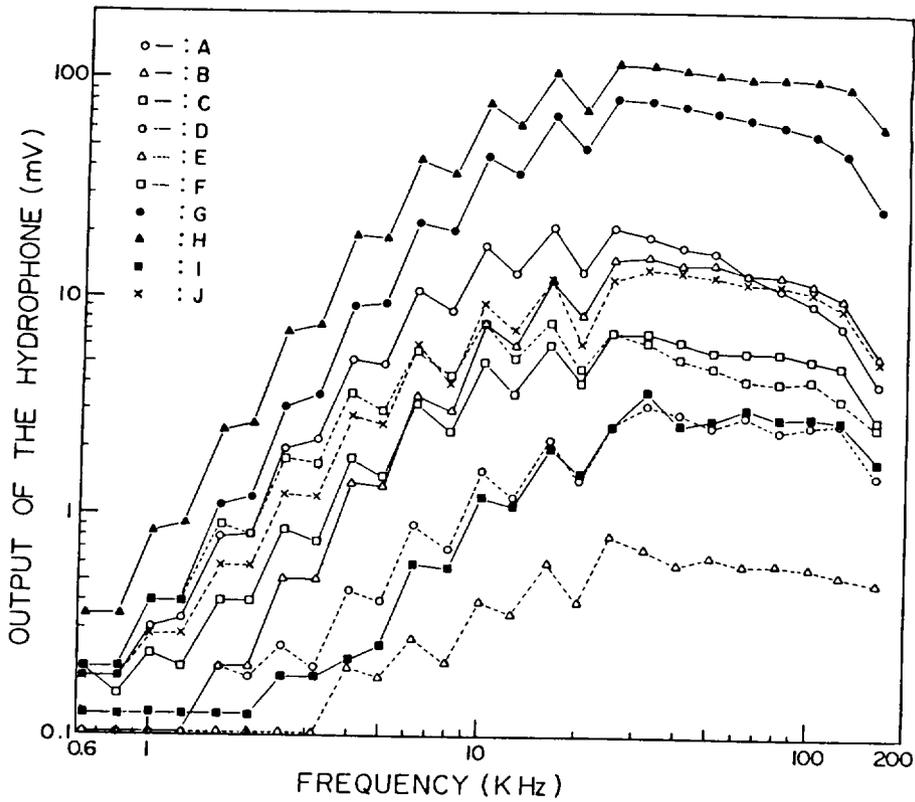


Fig. 15. The output voltage of hydrophones vs. the sound frequency in water.

Table 5. The frequencies of transmitting sound waves and their powers

Frequency	Power	Frequency	Power
0.6KHz	$9 \times 10^{-5} \text{W}$	50KHz	$10.5 \times 10^{-5} \text{W}$
1KHz	$9 \times 10^{-5} \text{W}$	70KHz	$11.2 \times 10^{-5} \text{W}$
5KHz	$9.2 \times 10^{-5} \text{W}$	90KHz	$11.7 \times 10^{-5} \text{W}$
10KHz	$9.5 \times 10^{-5} \text{W}$	110KHz	$12.5 \times 10^{-5} \text{W}$
15KHz	$9.7 \times 10^{-5} \text{W}$	130KHz	$13.2 \times 10^{-5} \text{W}$
20KHz	$9.8 \times 10^{-5} \text{W}$	150KHz	$14.0 \times 10^{-5} \text{W}$
30KHz	$10.0 \times 10^{-5} \text{W}$	160KHz	$15.0 \times 10^{-5} \text{W}$

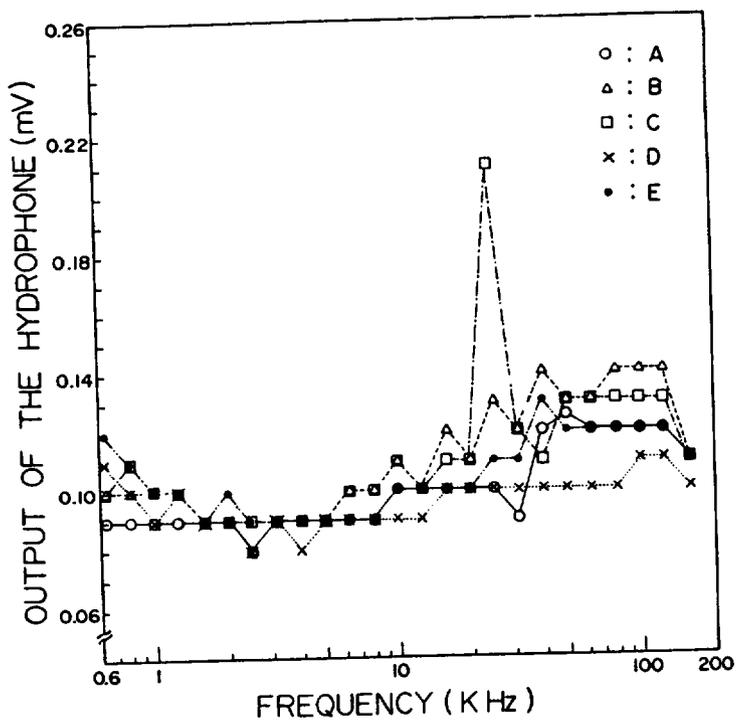


Fig. 16(a). The output voltage of hydrophone of hydrophones vs. the sound frequency in air.

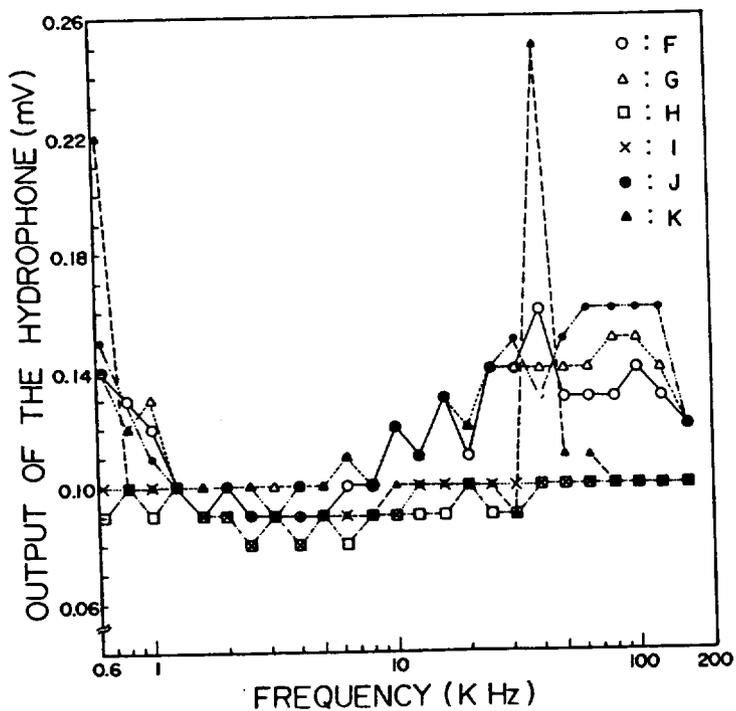


Fig. 16(b). The output voltage of hydrophone vs. the sound frequency in air.

向을 水中音源 S_1 의 方向으로 놓은 경우는 Fig. 17(a)와 같고, S_2 의 方向으로 바꾸었을 때는 Fig. 17(b)와 같다. 두 개의 水中音源을 同時에 送音시켰을 때의 結果는 Fig. 18과 같았다. Fig. 18(a)는 直線排列 水中受音器系의 0° 方向을 水中音源

S_1 으로 向하게 했을 때 結果이고, Fig. 18(b)는 이것을 水中音源 S_2 의 方向으로 向하게 했을 때 結果이다. 測定周波數는 0.5KHz에서 5KHz까지 測定하였다.

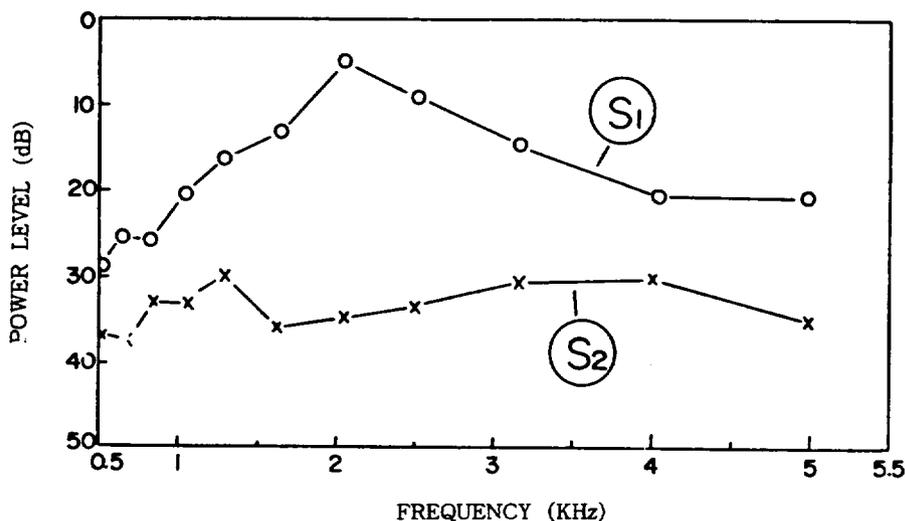


Fig. 17(a). Analyzed spectra by single sound source when the array was set in the direction of the sound source S_1 .

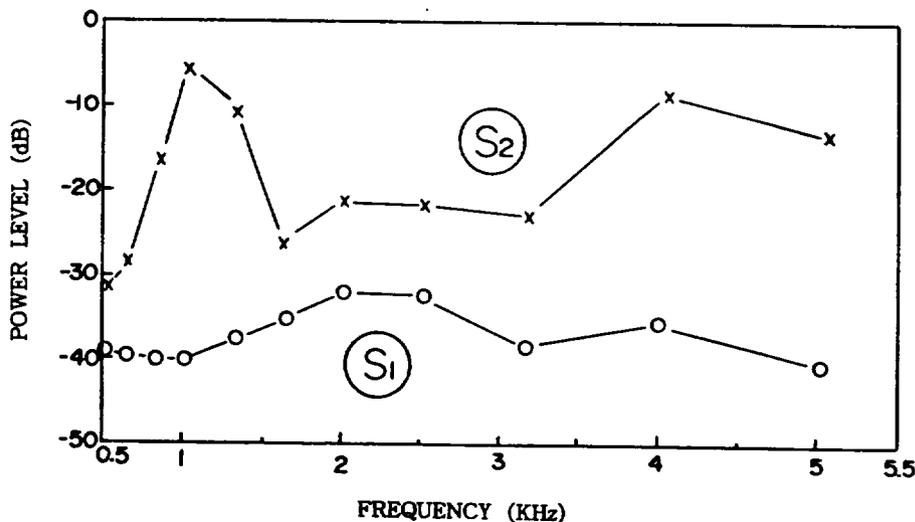


Fig. 17(b). Analyzed spectra by single sound source when the array was set in the direction of the sound source S_2 .

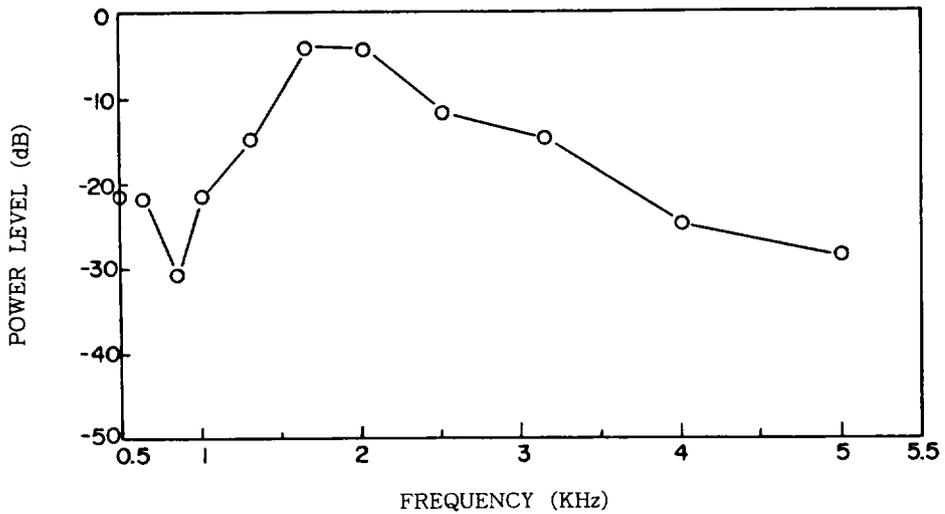


Fig. 18(a). Analyzed spectra by two sound sources when the array was set in the direction of the sound source S_1 .

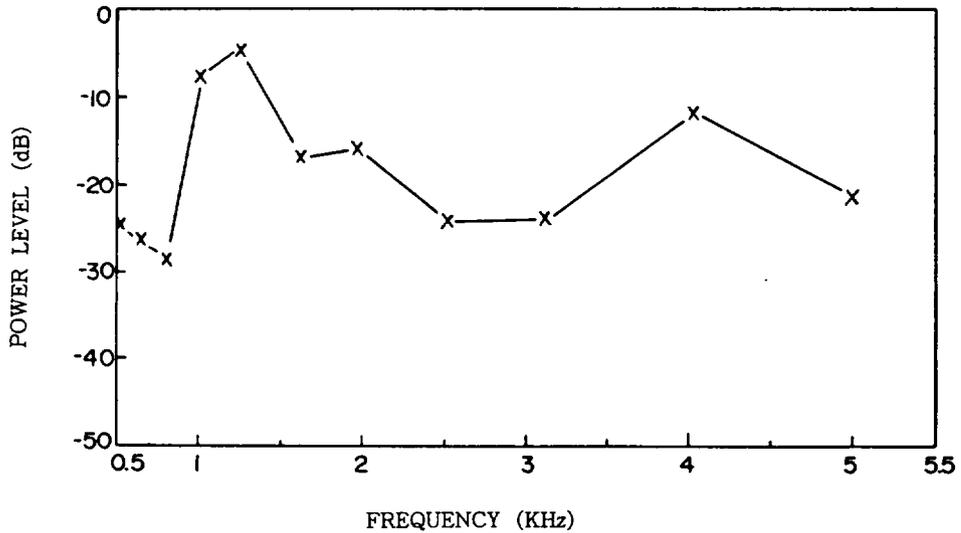


Fig. 18(b). Analyzed spectra by two sound sources when the array was set in the direction of the sound source S_2 .

考 察

直線排列 水中受音器系가 受信한 水中音波의 power spectrum을 受音器 個數에 따라 計算機

simulation한 結果는 Fig. 19와 같고, 指向特性은 Fig. 20과 같았다. 矩形波形 Weighting係數 分布인 경우 直線排列의 0°方向의 受信成分의 power level에 比하여 30° 및 180°方向의 受信成分의 power level이 16dB以上으로 抑制될 수 있는 直

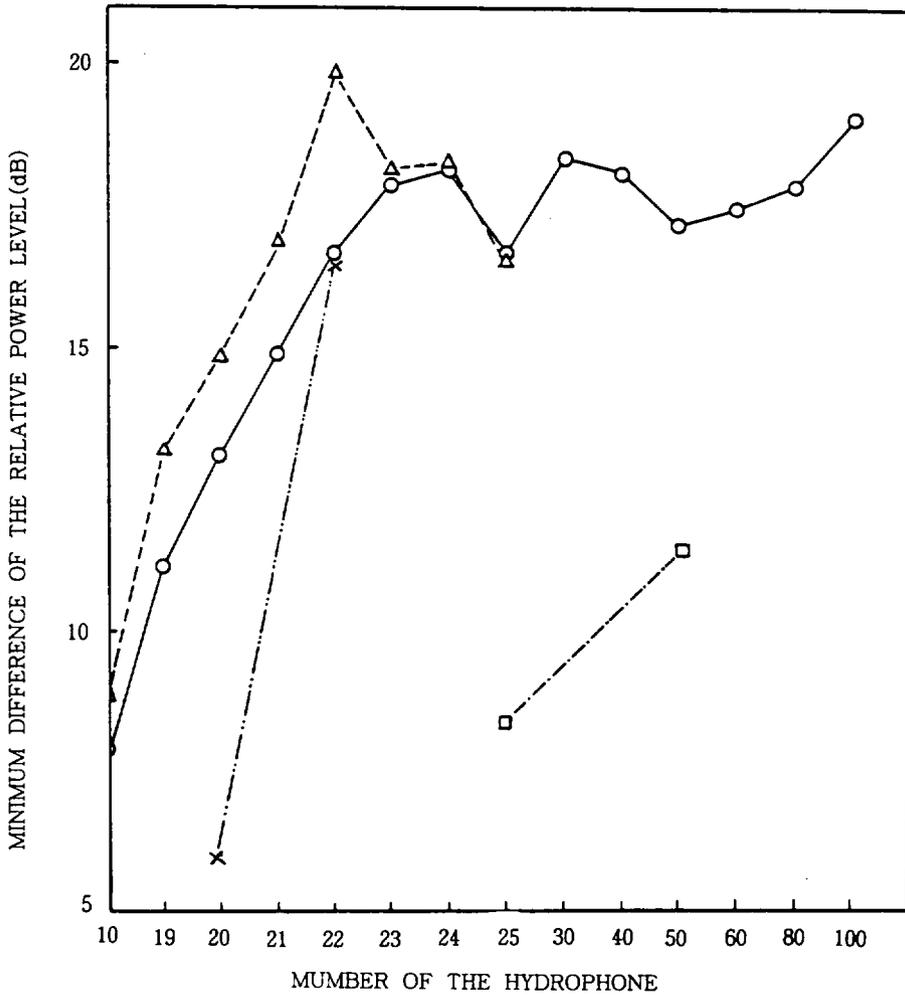


Fig. 19. Mininum difference of the relative power level between the direction of array zero degree and the other directions.

- : Rectangular distribution of weighting and low pass filter
- △-△ : Sinusoidal distribution of weighting and low pass filter
- : Rectangular signal and rectangular distribution of weighting
- ×-× : Rectangular distribution of weighting without low pass filter

線排列 水中受音器系의 受音器 個數는 22個以上 이고 이 보다 그 個數를 적게하면 1KHz未滿인 低周波의 power level이 크게 낮아지는 傾向을 나타내었다. 正弦波形 Weighting係數 分布를 附

加하는 경우는 排列 受音器系의 受音器 個數가 21個이면 0°方向에 比하여 다른 方向의 power level이 16dB 以上으로 抑制될 수 있고, 受音器의 出力信號와 Weighting係數 分布를 모두 矩形波

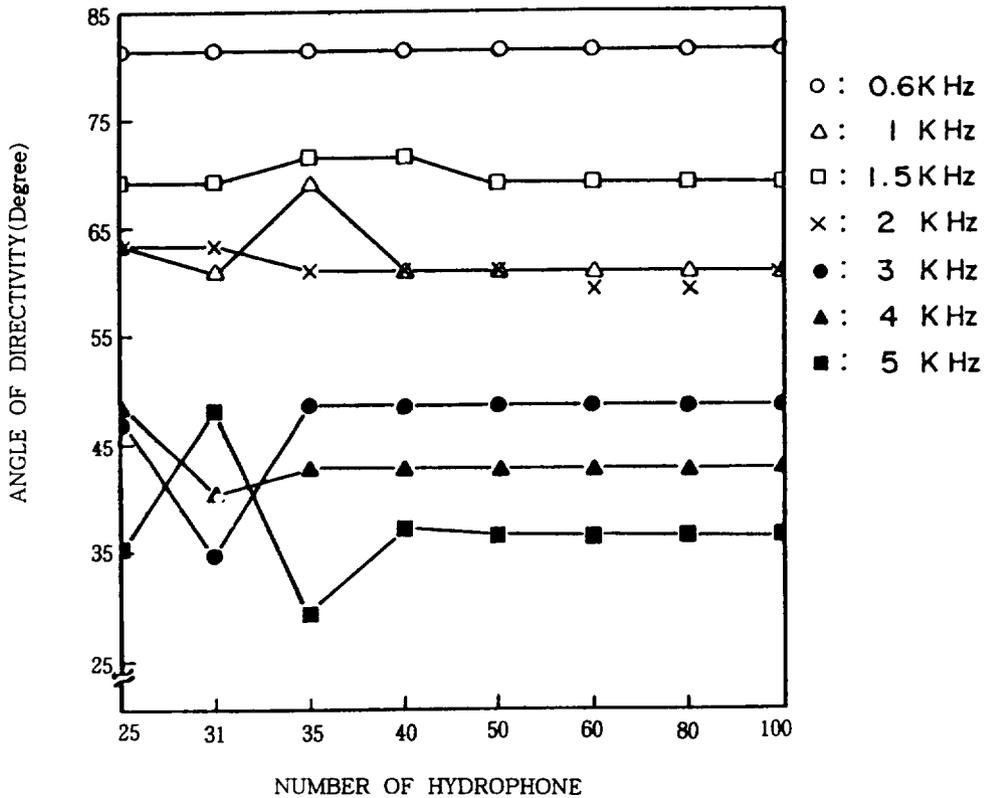


Fig. 20. The angle of main lobe with the power level higher than that of the first side lobe.

형으로 하면 水中受音器系의 受音器 個數가 40個 이면 0°方向에 比하여 다른 方向의 power level 이 9.4dB程度 抑制될 수가 있었다. 矩形波形 Weighting係數 分布를 附加했을 때 水中受音器系의 排列 個數가 25個인 경우에 있어서는 30° 및 180° 方向의 受信成分의 power level은 0°方向에 比하여 最下 16.7dB 抑制되었고, 正弦波形 Weighting係數 分布의 경우는 抑制 level이 16.6dB로 이들 사이에는 0.1dB의 差밖에 없었다. 따라서 附加한 Weighting分布 形狀의 差異에 의해서 power level에는 거의 變化가 없다는 것을 알 수 있다. 受音器의 出力信號와 Weighting係數 分布를 모두 矩形波形으로 바꾸었을 경우 排列 水中受音器 係數가 25個이면 抑制 level이 8.3dB이므로 Weighting係數 分布만 正弦波形의 경우에 比

하면 8.3dB, weighting係數 分布만 矩形波形의 경우에 比하면 8.4dB의 差가 있었다. 가장 簡便하고 効率의인 方法은 weighting係數 分布만을 矩形波形으로 하는 것이 제일 適合하다고 생각된다. 또한 矩形波形 weighting係數 分布를 附加하였을 때 配列 水中受音器의 個數를 100個로 하여도 抑制 level은 19dB程度 밖에 안된다. 따라서 本 system으로 0.6KHz에서 5KHz까지의 水中音波의 周波數를 分析하는데 必要한 直線配列系 水中受音器의 個數는 22個 以上이면 充分하다고 생각한다.

指向特性은 排列 水中受音器系의 길이 250cm, 個數가 25個에서 제일 副葉의 最高受信 出力과 같은 크기에 해당하는 主葉의 Beam幅은 矩形波形 Weighting係數 分布의 경우 0.6KHz, 1KHz,

1.5KHz, 2KHz, 3KHz, 4KHz, 5KHz인 경우 各 81°, 63°, 50°, 43°, 35°, 28°, 20°이고, 正弦波形 weighting係數 分布인 경우는 各 81°, 59°, 47°, 41°, 33°, 26°, 25°이었다. 이 두 경우를 비교하여 보면 0.6KHz에서는 같고, 1KHz, 1.5KHz, 2KHz, 3KHz, 4KHz, 5KHz에서 正弦波形 weighting係數 分布가 各 4°, 3°, 2°, 2°, 1°, 2°, 작으나 矩形波形과 正弦波形 weighting係數 分布에 따른 主集의 Beam幅에는 큰 差異가 없었다. 排列 水中受音器의 個數를 增加시켜도 矩形波形 weighting係數 分布에서는 앞의 beam幅이 크게 變하지 않았다. 特히 排列 水中受音器의 個數가 35個 以上이면 거의 一定한 指向特性 pattern을 나타내었다. 따라서 排列 水中受音器의 個數가 31個 以上이면 矩形波形 weighting係數 分布로 하여도 正弦波形 weighting係數 分布 때와 같은 效果가 있다. 本 system으로써 0.6KHz에서 5KHz까지의 水中音波의 方向을 探知하는데 25個 以上の 水中受音器를 直線으로 排列하면 充分하다고 할 수 있다.

本 實驗에서 使用한 水中受音器는 小形이기 때문에 水中에서 直線形, 圓形 등 여러 形態의 排列에 利用될 수 있을 것이라고 생각된다. 現在 市販되는 hydrophone(Bruel & Kjaer, 8100)은 값이 상당히 비싸므로 이것을 利用해서 어떤 形態의 排列을 構成한다는 것은 많은 費用이 든다. 이와 같은 直線排列의 水中受音器系를 Radar의 Scanner처럼 回轉시킨다는 것은 매우 不便한 方法이지만 波長이 짧은 高周波의 경우는 排列의 길이가 짧아서 便利할 것으로 생각된다.

水槽實驗에서 直線排列 水中受音器系로써 測定한 水中音源 S₁과 S₂의 power spectra는 Fig. 12의 水中音源 S₁과 S₂의 原來의 power spectra와 거의 일치하고 있다(Fig. 17 및 18). 이것은 水中音波에서 發射되는 音波와 直線排列 水中受音器系로 受信한 音源의 power spectrum이 거의 같다는 것을 意味하고 있다. 換言하면 直線排列 水中受音器系가 本 研究에서 發射하는 0.6KHz에서 5KHz사이의 可聽音을 分析하고 있음을 말해 주고 있다.

指向特性에 있어서 直線排列 水中受音器系를 水中音源 S₁으로 向하게 하였을 때는 水中音源 S₂의 出力 power level은 抑制되고 S₁의 것은 크게 나타나며 그 power spectrum도 Fig. 12의 S₁의 것과 거의 같다(Fig. 17(a)). 이것을 水中音源 S₂로 向하게 하였을 경우도 水中音源 S₁의 出力 power level은 抑制되고 S₂의 것은 크게 나타나며 그 power spectrum도 Fig. 12의 것과 같다(Fig. 17(b)). 두개의 水中音源을 同時에 送音하였을 경우도 直線排列 水中受音器系의 0°方向에 있는 音源의 power spectrum은 나타나고 있지만 180°方向의 것은 抑制되므로 音源의 方向을 알 수 있다(Fig. 18(a), (b)).

本 裝置는 魚類의 威嚇音, 認識音, 信號音 등의 周波數 分析과 方向을 探知해서 魚群의 位置를 알 수 있는 受動系 魚群探知器 開發에 도움이 될 것으로 생각된다. 現在 漁業에 使用되고 있는 受動系 魚群探知器는 強力한 超音波를 보내어야 하고, 超音波가 標의物에 反射되어 돌아오는 弱한 音波를 받아야 하므로 音波를 送受信하는 變換器의 性能도 우수하여야 한다. 또 增幅器의 增幅利得이 130dB~190dB程度인 高性能의 것이 必要하다. 이것에 比하여 直線排列 水中受音器系는 水中音波를 受信만 하기 때문에 送波器는 必要없으며, 상당히 낮은 低周波數의 소리를 受信할 수 있는 system을 만들 수 있다. 따라서 排列 hydrophone만 超低周波用의 것으로 바꾼다면 從來의 次元보다는 다른 次元에 있어서의 魚群探知機나 海底探査, 海底地震의 超低周波探知 등의 開發에도 크게 寄與하리라고 생각된다.

要 約

超音波 ceramic bimorph microphone을 水密시킨 水中受音器로 直線排列을 만들어 計算機 simulation 및 水槽實驗한 結果는 다음과 같다.

1. 直徑 29mm, 두께 1.2mm, 質量 2.58g인 알루미늄板을 붙인 中心周波數 40KHz의 Murata製 MR 40 LIR 水中受音器는 水中에서 周波數 0.6KHz

에서 160KHz까지 70dB로受信이 可能하였다.

2. 正弦波形 Weighting係數 分布는 各 受音器마다 다르지만 矩形波形인 경우는 半波長 單位로 같은 Weighting 係數를 附加하므로 Weighting이 +1과 -1로 構成되어 裝置가 簡單하였다.

3. Weighting係數를 矩形波形과 正弦波形 分布로 한 경우 指向性을 부여한 0° 方向의 것에 비하여 다른 方向의 power level은 各各 19.7dB, 16.6dB, 受音器의 出力信號와 Weighting係數 分布를 모두 矩形波形으로 하는 경우는 8.3dB以上으로 抑制할 수 있었다.

4. Weighting係數를 矩形波形 分布로 하는 경우 指向特性이 指標가 되는 主葉과 側葉의 受音出力의 差는 0.6KHz, 1KHz, 1.5KHz, 2KHz, 3KHz, 4KHz, 5KHz인 경우 各各 16.9dB, 16.2dB, 14.4dB, 12.2dB, 15.0dB, 7.8dB, 13.2dB이었다.

5. 指向特性을 높이기 위해서는 受音器 個數를

增加시키는 것이 效率의이나 目的에따라 그 個數를 줄여도 좋으며 本 system에서는 22個가 最小 有效 經濟個數로 認定되었다.

6. 受音器의 各 出力信號와 矩形波形 分布로 그 信號에 附加한 weighting係數와의 circular convolution과, 位相을 $\pi\omega\cos\theta/2\omega_0$ 만큼 바꾼 出力信號와 位相을 $\frac{\pi}{2}$ 만큼 바꾼 weighting係數와의 circular convolution의 疊에 의하여 單峰指向性을 얻었다.

7. 排列 受音器의 出力信號를 2배의 sampling 周波數($2\omega_0$)보다 작은 遮斷周波數의 low pass filter를 通하여 遮斷하고, 前述한 circular convolution의 疊을 sampling하여 平均하는 方法으로 周波數 分析이 可能하였다.

8. 水槽實驗의 結果는 計算機 simulation에 의한 理論的인 結果와 잘 일치되어 水中音源 分析에 本 system이 有效함을 보였다.

參 考 文 獻

- Abe M., C. Kim and K. Kido. 1979. Directive Spectrum Analyzing System using a linear array of Microphone. 日本音響學會 講演論文集, 269~270.
- Abe M., N. Ishigame and K. Kido. 1979. Revolving Microphone System for estimating the direction and spectrum of incident sound. *J. Acoust. Soc. Japan(E)* 1, 2, 8~12.
- Aibers V. M. 1970. Underwater acoustic Handbook. McGraw-Hill Book Co., 118~120.
- Axerlrod E. H., B. A. Schoomter and W. A. Von Wilnkle. 1965. Vertical Directionality of ambient noise in the Deep Ocean at a site Near Bermuda. *J. Acoust. Soc. Am.* 37; 77~83.
- Chang J. W., C. Kim, M. Abe and K. Kido. 1980. A method of analyzing the frequency characteristic of progressive sound wave using a linear array of microphones. 電子通信學會 EA 80~28, 11~16.
- Chang J. W., M. Abe, C. Kim and K. Kido. 1980. Directive harmonic wave detecting system using linear microphone array. *Bull. Kor. Fish. Soc.* 13(4): 145~149.
- 정영진(1981): 초음파 경보장치의 제작과 응용기술. 전자과학 23(7), 142~147.
- 稻葉保. 1976. アクティブフィルタの設計手法. *ibid.* 13(10) 177~87.
- Faran J. Jr. and R. Hills, Jr. 1975. Wideband directivity of receiving array. *J. Acoust. Soc. Am.* 57, 1300~1308.
- Gerogea B. 1979. Underwater passive

- detection and spatial coherence testing. *J. Acoust. Soc. Am.* 65(2), 425~437.
- Ishigame M, M. Abe and K. Kido. 1979. Directive spectrum analyzing system by use of moving microphone. *J. Acoust. Soc. Japan.* 35(6); 308~313.
- 上野大平. 1981. フィルタ回路. *ibid.* 18(2), 283~285.
- 上野大平. 1981. 演算回路. *ibid.* 18(2), 295~296.
- Kim. S. H. 1978. Study on sound production and phonotaxis of some fishes and crabs. *Bull. Kor. Fish. Tech. Soc.* 14(1), 15~19.
- Kinsler L. E. and A. R. Frey. 1962. Fundamentals of Acoustics. *John Wiley & Sons. Inc. New York.* 294~324.
- 松本詠. 1980. 増幅回路. *ibid.* 17(3), 228~243.
- McDonough R. N. 1975. Spectrum restration for uniformly spaced arrays. *J. Acoust. Am.* 57, 913~922.
- McDonough R. N. 1976. Deconvolution processing for a nonuniform array. *J. Acoust. Soc. Am.* 59, 1406~1411.
- 蒲生良治. 1975. A-D ユンバータの應用例. *ibid.* 12(1), 153~175.
- 蒲生良治. 1975. 高入カインピーダンス化の技術. *ibid.* 12(8), 141~152.
- 蒲生良治. 1975. 低電力化の技術, *ibid.* 12(8), 153~161.
- 西濱隆久, 武内宜雄. 1980: 交流増幅回路. *ibid.* 17(2), 256~270.
- Oppenheim A. V. & Ronald W. Schafen. 1975. Digital signal processing. *Bell Telephone Lab. Inc.* 106~108.
- Pridham R. D. and R. A. Mucci. 1978. A novel approach to digital beamforming. *J. Acoust. Soc. Am.* 63(2), 425~434.
- Ricgler R. L. and R. T. Campten Jr. 1973. An adaptive array for interference rejecter. *Proc. IEEE* Vol 61, No. 6, 748~758.
- 佐藤威久雄. 1974. 交流増幅回路. *トランジスタ技術* 11(11), 116~118.
- 佐藤威久雄. 1980. 非線形回路編. *ibid.* 17(3), 289~299.
- Sano N. 1974. On the reflection of ultrasounds from a living fish Yamame. *Bull. Jan. Soc. Sci. Fish.* 40(12), 1203~1211.
- 三船英雄, 谷健六. 1980. セラミックセンサ, 技獻. 東京, 113~119.
- Seto W. W. 1971. Theory and problems of acoustics. *McGraw-Hill Book co.* 118~120.
- 曾根清. 1980. フィルタ回路. *トランジスタ技術* 17(3). 257~276.
- Stone J. 1962. Problems associated with the measurements of ambient noise directivity by means of Linear Adaptive Arrays. *J. Acoust. Soc. Am.* 34, 828~331.
- Stout. D. F. 1976. Handbook of operational amplifier circuit design. *McGraw. Hill Book Co.* 4-120, 10-18.
- Wilson J. H. 1976. Ambient noise horizontal Directionality Measurements with linear arrays *J. Acoust. Soc. Am.* 60, 955~959.
- Wilson J. H. 1978. Application of the fourier Series method to the detection and localization of signals embedded in a noise back-ground. *J. Acoust. Soc. Am.* 64(4). 1064~1069.