

완만한 썰기형 Tail Mass를 갖는 선형배열 수중음향변환기의 FOM (Figure of Merit) 성능특성 개선

이대재*

부경대학교 해양생산시스템관리학부

Improved FOM (Figure of Merit) Performance Characteristics of a Linear Array Underwater Acoustic Transducer with a Gradual Wedge-shaped Tail Mass

Dae-Jae Lee*

Division of Marine Production System Management, Pukyong National University, Busan 48513, Korea

A linear array acoustic transducer with 12 tonpizl elements mounted independently on a gradual wedge-shaped tail mass was fabricated, tested and analyzed. The compensated transducer, which is modified by including a series inductance of 137 μ H in the developed linear array transducer, attained improved figure of merit (FOM) performance characteristics compared with the uncompensated transducer. The four resonant frequency bands were identified from the measured FOM curve. The FOM response patterns over the frequency ranges of 31 to 40 kHz and 50 to 60 kHz were relatively uniform, whereas sharp resonance peaks were observed at around 73 kHz and 84 kHz. These results indicate that the developed linear array transducer can be used as an enhanced broadband transducer of echo sounder, and the operating frequency can be selected for more effective echo surveys in the fishing ground.

Keywords: FOM performance, Linear array transducer, Wedge-shaped tail mass, Matching inductance

서론

현재 전세계적으로 각종 어선에서 사용하고 있는 어군탐지기 (echo sounder)나 소너(sonar)의 작동 주파수 범위는 대략 28-200 kHz 정도이다. 이들 어군탐지기나 소너 시스템에서는 사용 목적에 따라 1개, 또는, 여러 개의 주파수를 사용한다(Lowrance electronics, 2017). 지금까지 이들 어군탐지시스템에서는 각 주파수별 음향변환기를 선저의 소너 돔(dome)에 수납, 설치한 후, 독립적으로 구동하여 왔기 때문에 사용 주파수의 수 만큼 음향변환기가 필요하였다. 최근에는 해양산업기술의 비약적인 발전에 힘입어 넓은 주파수 범위에서 작동하는 광대역 음향변환기가 개발되어 왔고(Coates and Maguire, 1989; Ramesh and Ebenezer, 2008; Lee, 2017; Lee, 2019), 또한, 이들을 활용한 chirp 어군탐지기까지 보급되고 있는 실정이다(Lee, 2014; Lee et al., 2014; Lowrance Electronics, 2017). 그러나,

현재 보급되고 있는 chirp 어군탐지기가 기존 어군탐지기의 모든 작동 주파수 범위를 완전하게 커버(cover)하기 위해서는 저 주파수, 중간 주파수 및 고주파수 대역 등의 3개의 주파수 밴드에서 작동하는 chirp 음향변환기가 필요하다(Airmar Technology Corporation, 2017). 특히, 이들 각 주파수 영역의 음향변환기를 구동하기 위해서는 전용의 송·수신 구동부(transceiver)도 필요하다(Gonzalez and Bleakley, 2011; Lowrance Electronics, 2017). 이 때문에 아직도 많은 선박에서는 종래의 협대역 어군탐지시스템이 널리 사용되고 있는 실정이다. 저자는 이와 같은 점에 주목하여 기존의 어군탐지기의 송·수신 구동부는 그대로 사용하면서 선저에 설치된 음향변환기를 다주파 음향변환기로 대체하기 위한 연구를 시도하였다(Lee, 2014; Lee et al., 2014; Lee, 2017; Lee, 2019). 본 연구에서는 이를 위해 1개의 음향변환기로서 4개의 주파수 밴드에 대한 음향 에너지를 송·수신할 수 있는 다주파 음향변환기를 실험적으로 설계, 개발하

*Corresponding author: Tel: +82. 51. 629. 5889 Fax: +82. 51. 629. 5885

E-mail address: daejael@pknu.ac.kr



This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

<https://doi.org/10.5657/KFAS.2021.1036>

Korean J Fish Aquat Sci 54(6), 1036-1044, December 2021

Received 2 September 2021; Revised 8 October 2021; Accepted 12 October 2021

저자 직위: 이대재 (교수)

였다. 또한, 이와 동시에 직렬정합 인덕턴스(series matching inductance)를 사용하여 FOM (figure of merit) 성능특성을 개선하기 위한 실험적인 연구도 함께 수행하였다.

재료 및 방법

뼈기형 tail mass를 갖는 음향변환기의 설계, 제작

본 연구에서는 종래의 어군탐지기에서 사용 목적에 따라 동작 주파수를 선택할 수 있는 음향변환기를 설계, 제작하였는데, 그 구조는 Fig. 1과 같다. Fig. 1의 음향변환기는 12개의 tonpiliz형 진동소자가 선형으로 배열된 구조이지만, 지금까지의 선형배열 진동자와는 그 설계 기법이 다르다. 즉, 각 tonpiliz형 진동체는 2개의 링(ring)형 PZT (lead zirconate titanate)를 적층한 후, 이것의 전면과 후면에 각각 head mass와 tail mass를 체결하여 제작하였는데, 이 때, head mass는 독립형으로, tail mass는 공유형으로 설계하였다. 특히, tail mass의 두께는 중앙부에서는 두껍게 하고, 양쪽으로 갈수록 얇게 제작하였다. 또한, 각 진동체 사이에는 상호간의 음향학적 간섭을 억제시킬 목적으로 2개의 hole을 설치하였다. 이로부터 각 진동체에서 생성되는 각 공진 모드의 종진동과 횡진동 성분이 서로 인접한 주파수 범위 내에서 효율적으로 결합(coupling)되도록 하였다. Fig. 1의 tonpiliz형 진동체의 head mass는 가로, 세로, 두께가 각각 24 mm, 24 mm, 6.2 mm인 알루미늄 블록(AL5083)으로 제작하였다. 본 연구에서 사용한 PZT 세라믹 링의 외경, 내경 및 두께는 각각 13 mm, 6 mm, 4 mm이었고, 체결 stud bolt의 직경 및 길이는 각각 4 mm, 28 mm이었다. 또한, 2개의 PZT 세라믹 링 사이, 또한, PZT 세라믹 링과 tail mass 사이에는 원형의 전극판을 삽입하고, 여기에 전기신호를 공급하였는데, 이들 전극판의 재질은 인청동으로서, 그 외경, 내경 및 두께는 각각 8 mm, 6 mm, 0.2 mm이었다. 한편, 12개의 tonpiliz형 진동체가 공유하고 있는 뼈기형 tail mass의 폭과 길이는 각각 23 mm, 330 mm로서, 두께는 양 끝단에서 13.5 mm, 중앙부에서 18.0 mm이었고, hole의 직경은 6 mm이었다. Fig. 1b의 tonpiliz형 진동자 블록은 폴리우레탄을 사용하여 수밀 몰딩한 후, 대형실험수조(L×B×D, 5×6×5 m)에서 송신과 수신 성능특성을 측정하였다.

음향변환기의 임피던스 정합과 송신모드의 전달함수

본 연구에서 개발한 Fig. 1의 음향변환기에 대한 전기적인 등가회로는 Fig. 2와 같다(Wilson, 1988; Stansfield, 1991; Radmanovic and Mancic, 2004). Fig. 2의 등가회로에서 각 전기소자 C_o , R , C , L 은 각각 제동용량(clamped capacitance), 저항(resistor), 인덕턴스(inductance), 커패시턴스(capacitance)이고, 70 kHz의 공진주파수에 대한 이들 각 소자의 측정치는 $C_o=0.042 \mu F$, $L=1.343 mH$, $C=3.856 nF$, $R=13.6 \Omega$ 이었다.

또한, Fig. 2에는 Fig. 1에 나타난 음향변환기의 50-60 kHz 주



Fig. 1. Photographs of a linear array acoustic transducer with a gradual wedge-shaped tail mass after (b) and before polyurethane molding (a).

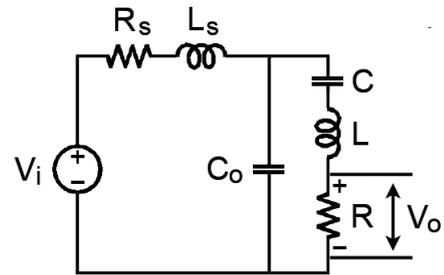


Fig. 2. Compensated electrical equivalent circuit of a linear array acoustic transducer (Fig. 1) with a series matching inductor. V_i , input voltage; V_o , output voltage; R_s , driving impedance; L_s , matching inductance; C_o , clamped capacitance; C , capacitance; L , inductance; R , resistor.

파수 대역에서 평탄한 주파수 응답특성을 생성시키기 위한 목적으로 동조 인덕턴스 L_s 를 직렬로 접속하였다. R_s 는 어군탐지기의 구동부 임피던스이다. Fig. 1의 음향변환기로부터 수중으로 방사되는 음향출력은 Fig. 2에 나타난 전기적인 등가회로의 직렬공진회로를 구성하는 RCL 소자 중에서 저항 R에 의해 소모되는 전기적인 출력에 비례한다. 따라서, Fig. 2에서 음향변환기에 입력되는 펄스신호의 전압을 $V_i(\Omega)$, 저항소자 R에서 소모되는 펄스신호의 전압을 $V_o(\Omega)$ 라 할 때, 송파모드에 대한 전달함수(transfer function)는 다음 식에 의해 구할 수 있다.

$$\frac{V_o(\Omega)}{V_i(\Omega)} = \frac{Fs}{As^4 + Bs^3 + Cs^2 + Ds + E} \dots\dots\dots(1)$$

$$\begin{aligned} A &= 1 \\ B &= R_s/L_s + R/L \\ C &= 1/(L_s * C_o) + (R_s * R)/(L_s * L) + 1/(L * C) \\ D &= R/(L_s * L * C_o) + R_s/(L_s * L * C) \\ E &= 1/(L_s * C_o * L * C) \\ F &= R/(L_s * C_o * L) \end{aligned}$$

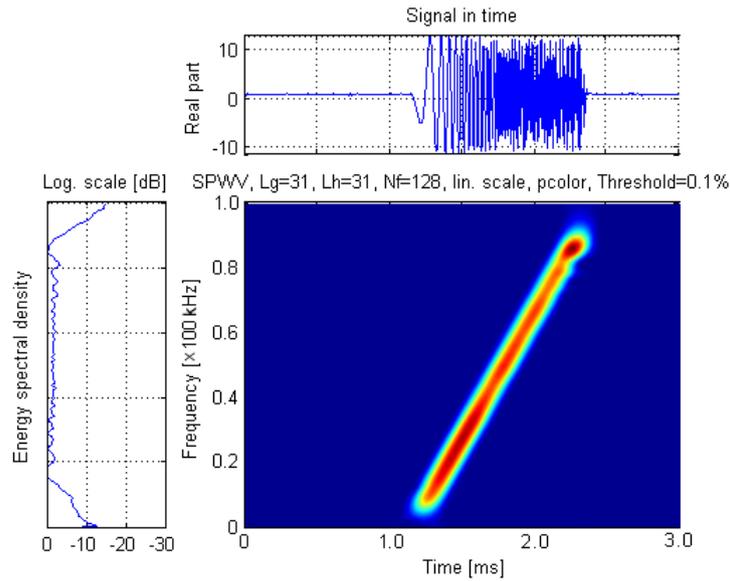


Fig. 3. Time-frequency response characteristic of chirp pulse signal at the electrical terminal of a linear array acoustic transducer (Fig. 1).

여기서, $s=j\Omega$ 이고, j 는 복소수, $\Omega=2\pi f$ 이며, f 는 주파수이다.

음향변환기의 주파수 응답특성 측정

본 연구에서 설계, 개발한 썩기형 tail mass를 갖는 음향변환기에 대한 수중에서의 전기적인 임피던스 및 어드미턴스는 정밀 LCR meter (Model 7600; QuadTech, Foothill Ranch, CA, USA)를 사용하여 측정하였다. 또한, 음향변환기의 송파전압감도(transmitting voltage response, TVR)와 수파감도(receiving sensitivity, SRT)는 대형실험수조에서 측정하였다. 즉, 일정한 펄스 폭과 펄스반복주기를 갖는 선형주파수변조(linear frequency modulation) 신호, 즉, Fig. 3의 chirp 신호를 임의파형발생기(Model 33120A; HP, Palo Alto, CA, USA)의 메모리에 미리 저장시켜 놓은 후, 필요에 따라 이것을 호출하여 사용하였다. 실험은 임의파형발생기로부터 발생시킨 전압 400 mV, 주파수 대역 1-90 kHz의 chirp 신호를 전력 증폭기(Model 2713; B&K, Nærum, Denmark)에서 증폭한 후, 이 신호를 RL 정합회로(matching network)를 경유하여 음향변환기에 공급하였다(Dong and Cui, 2012; Lee et al., 2016). 음향변환기에서 방사되는 송신펄스신호는 수중청음기(Model 8100; B&K, Nærum, Denmark)를 사용하여 수신한 후, 측정 증폭기(Model 2610; B&K, Nærum, Denmark)에서 증폭하고, 이 증폭된 신호를 디지털 오실로스코프(Model DS1530; EZ, Gwangju, Korea) 및 FFT 분석기(Model 3525; A&D, Tokyo, Japan)를 사용하여 수록하였다. 이와 같이 수록한 출력신호를 이용하여 음향변환기의 송파전압감도(TVR; dB re 1 $\mu\text{Pa}/\text{V}$)와 수파감도(SRT; dB re 1 $\text{V}/\mu\text{Pa}$)를 구하였고, FOM 응답특성은 송파감

도와 수파감도의 합으로부터 구하였다(Hughes and Zipparo, 1969; Lee, 2014; Lee et al., 2014).

결과 및 고찰

음향변환기의 송신 및 수신 응답특성

본 연구에서 실험적으로 설계, 개발한 선형배열 음향변환기에 대한 상대적인 송파감도의 주파수 응답특성은 Fig. 4와 같다. Fig. 4a는 Fig. 1의 음향변환기로부터 수중으로 방사된 chirp 펄스신호를 수중청음기를 사용하여 수신한 후, 이 음향펄스신호의 시간-주파수 응답특성을 구한 결과이다. 또한, Fig. 4b는 Fig. 3의 음향변환기에 공급된 전기펄스신호의 스펙트럼과 Fig. 4a의 음향펄스신호의 스펙트럼으로부터 계산한 상대적인 송파감도의 주파수 응답패턴을 나타낸 결과이다.

Fig. 4의 상대적인 송파감도의 주파수 응답특성은 Fig. 2의 등가회로에 보상 인덕턴스 L_s 가 접속되지 않았을 때의 결과로서, Fig. 4에서 알 수 있는 바와 같이 송신모드의 주파수 응답은 4개의 주파수 영역에서 우세하게 출현하였다. 즉, 34, 52, 69 및 83 kHz의 주파수를 중심으로 우세한 송신응답특성이 출현하였다. 이들 송신응답특성을 살펴볼 때, 69 kHz 부근에서는 좁은 주파수 대역에서 예리한 공진특성을 나타내었고, 34 kHz 부근에서는 비교적 완만한 주파수 응답특성을 나타내었다. 특히, 본 연구에서 주목하고 있는 50-60 kHz의 주파수 영역에서는 34 kHz나 69 kHz 부근에서 보다 그 송신응답레벨은 4-7 dB 정도 낮았지만, 약 10 kHz의 비교적 넓은 주파수 영역에서 완만한 응답특성을 나타내었다. 따라서, Fig. 2의 등가회로에 나타낸 보상 인덕턴스를 효과적으로 활용하여 이 주파수 대역에서 높은 레벨의

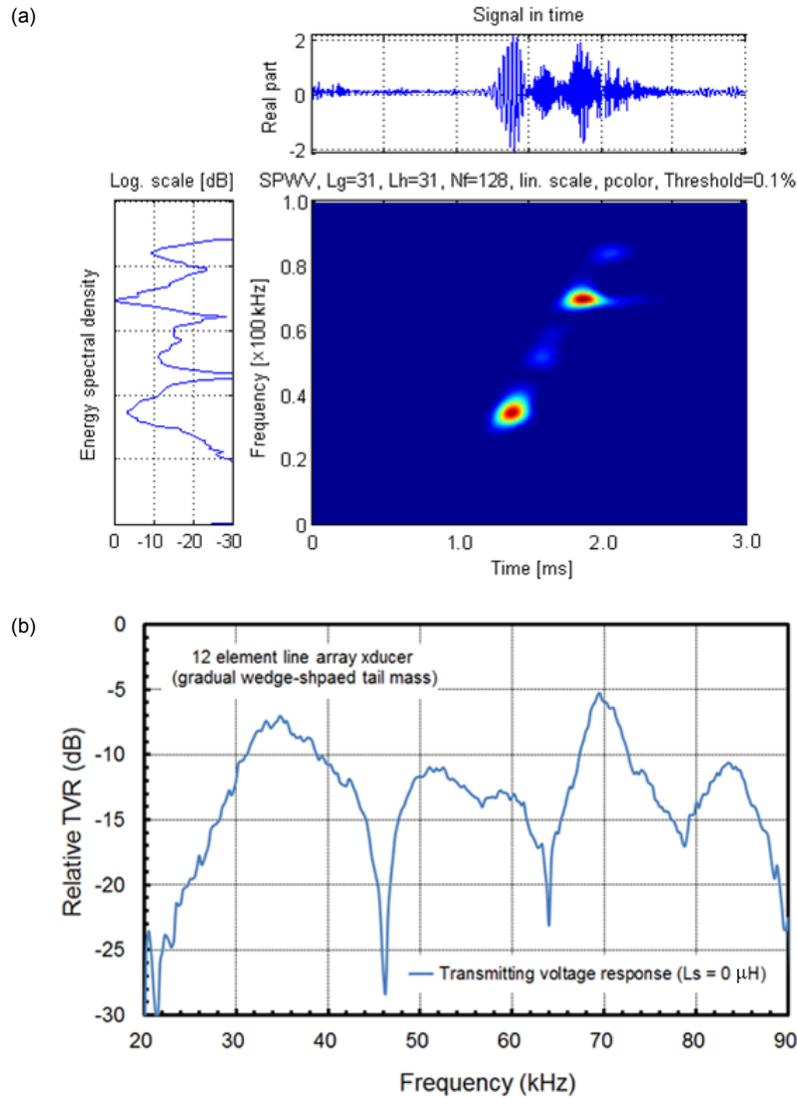


Fig. 4. Time-frequency representation of transmitted chirp pulse signal (a) and relative transmitting voltage response (TVR) (b) for the linear array acoustic transducer without a series matching inductor L_s (Fig. 2).

평탄한 주파수 응답특성을 도출할 필요가 있었다.

한편, Fig. 1의 선형 배열 음향변환기에 대한 상대적인 수파 감도의 주파수 응답특성을 나타낸 결과는 Fig. 5와 같다. Fig. 5a는 기준 음향변환기(B75L; Airmar technology corporation, Milford, NH, USA)로부터 수중으로 방사된 chirp 펄스신호를 Fig. 1의 음향변환기를 사용하여 수신한 후, 이 음향펄스신호의 시간-주파수 응답특성을 구한 결과이다. 또한, Fig. 5b는 본 연구에서 개발한 음향변환기와 수중청음기로부터 각각 수신한 음향펄스신호의 주파수 스펙트럼으로부터 계산한 상대적인 수파 감도의 주파수 응답특성이다. Fig. 5에서 알 수 있는 바와 같이 음향변환기의 수신응답은 4개의 주파수 영역에서 출현하였다. 먼저, 수신응답이 출현하는 가장 낮은 주파수 대역은 28.5-42.5

kHz의 구간으로서, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 38.25 kHz, -7.46 dB 및 14.0 kHz 이었다. 그 다음의 수신응답은 48.0-60.25 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 53.5 kHz, -11.44 dB 및 12.25 kHz이었다. 또한, 가장 우세한 수신응답은 71.5-74.25 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 74.25 kHz, -6.25 dB 및 2.75 kHz이었다. 한편, 가장 높은 주파수 영역에 대한 수신응답은 79.5-85.5 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 82.0 kHz, -11.84 dB 및 6.0 kHz이었다.

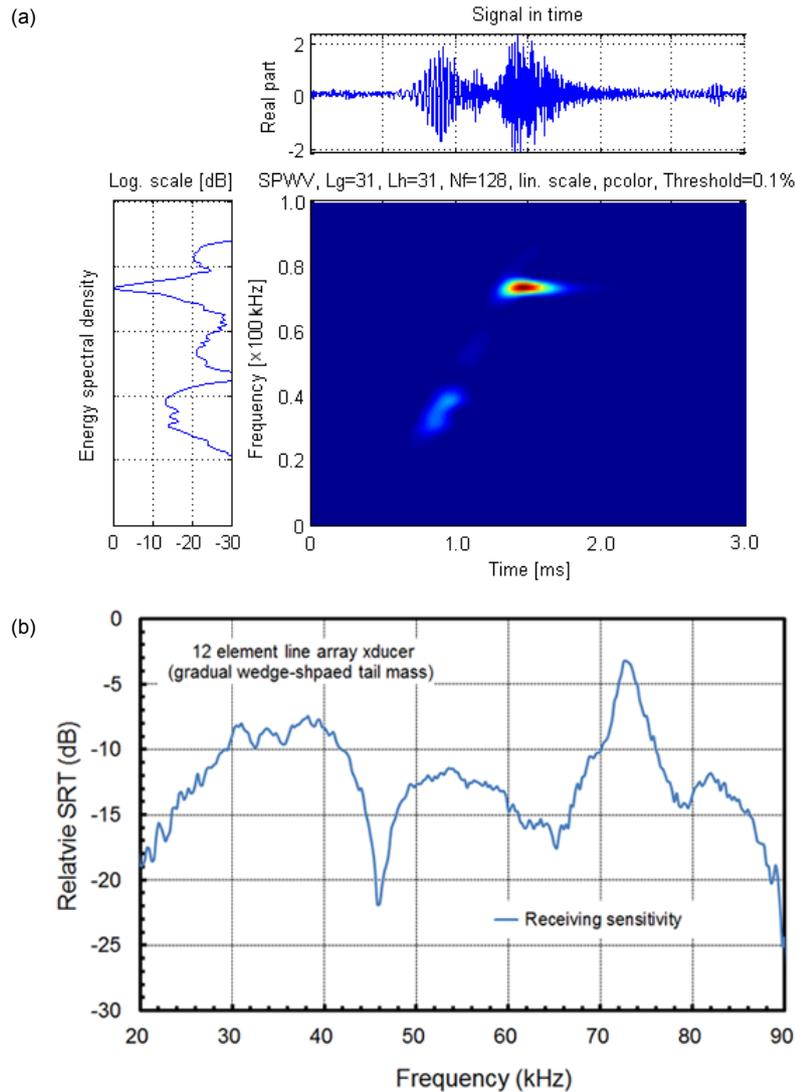


Fig. 5. Time-frequency representation of received chirp pulse signal (a) and relative receiving sensitivity (SRT) (b) for the linear array acoustic transducer without a series matching inductor L_s (Fig. 2).

본 연구에서 개발한 선형 배열 음향변환기의 송신 및 수신모드에 대한 합성 송·수감도(TVR+SRT), 즉, FOM 성능특성을 분석한 결과는 Fig. 6과 같다. Fig. 6은 Fig. 2의 등가회로에 동조 인덕턴스 L_s 를 접속하지 않았을 때의 FOM 성능특성으로서, 종축은 FOM 응답 레벨(dB)이고, 횡축은 주파수(kHz)이다. Fig. 6에서 알 수 있는 바와 같이 FOM 응답은 4개의 주파수 대역에서 출현하였다. 먼저, 송·수신 응답이 출현하는 가장 낮은 주파수 대역은 30.5-39.75 kHz의 구간으로서, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 34.75 kHz, -15.8 dB 및 9.25 kHz이었다. 그 다음의 송·수신 응답은 49.0-57.5 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 52.5 kHz,

-22.89 dB 및 8.5 kHz이었다. 또한, 가장 미세한 송·수신 응답은 69.25-73.75 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 72.5 kHz, -13.0 dB 및 4.5 kHz이었다. 한편, 가장 높은 주파수 영역에 대한 송·수신 응답은 80.5-85.25 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 83.5 kHz, -23.23 dB 및 4.75 kHz이었다. Fig. 6에서 알 수 있는 바와 같이 30.5-39.75 kHz 및 69.25-73.75 kHz의 주파수 구간에 대한 송·수신 응답은 최대 2.8 dB 정도의 차이를 나타내어 실제 어장에서 사용상 큰 문제가 없으나, 49.0-57.5 kHz와 80.5-85.25 kHz의 구간에 대한 응답레벨은 최대 10.23 dB의 차이가 있어 이들 주파수 대역을 활용하기 위해서는 FOM 응답

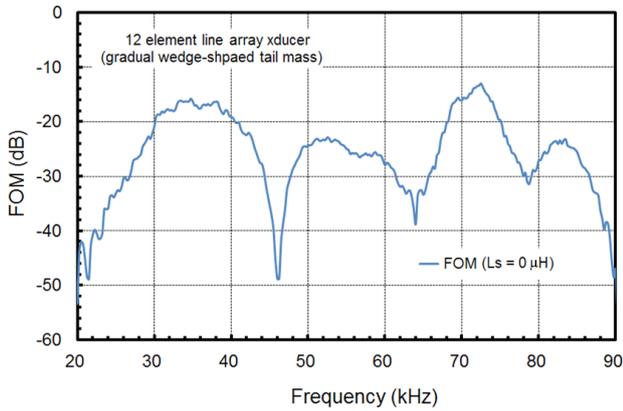


Fig. 6. FOM (figure of merit) performance curve for the linear array acoustic transducer without a series matching inductor L_s (Fig. 2).

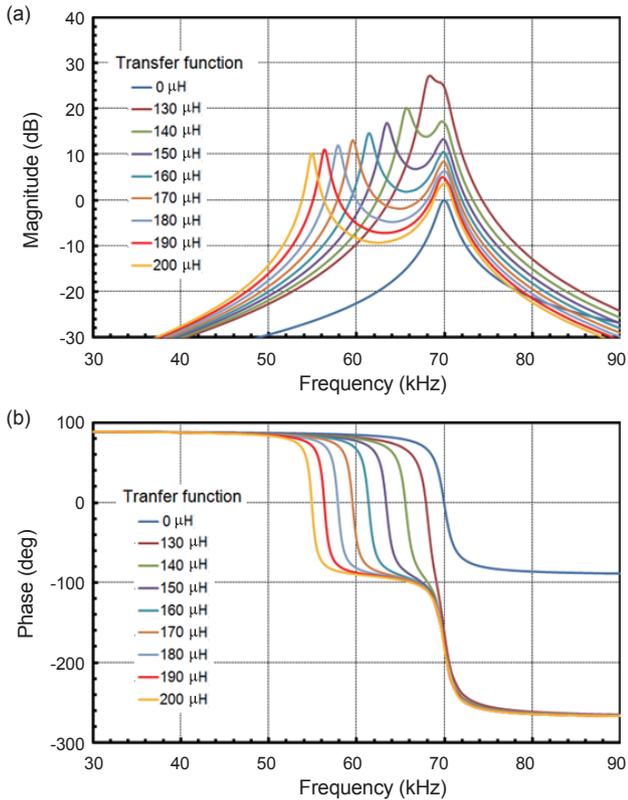


Fig. 7. Comparison of the calculated transfer functions of the compensated and non-compensated linear array acoustic transducers for tuning conductance $L_s = 0\text{-}200 \mu\text{H}$.

특성에 대한 보정이 필요하다.

송신모드의 전달함수에 대한 보상 인덕턴스의 영향

본 연구에서 설계, 제작한 음향변환기의 송·수신 응답특성은

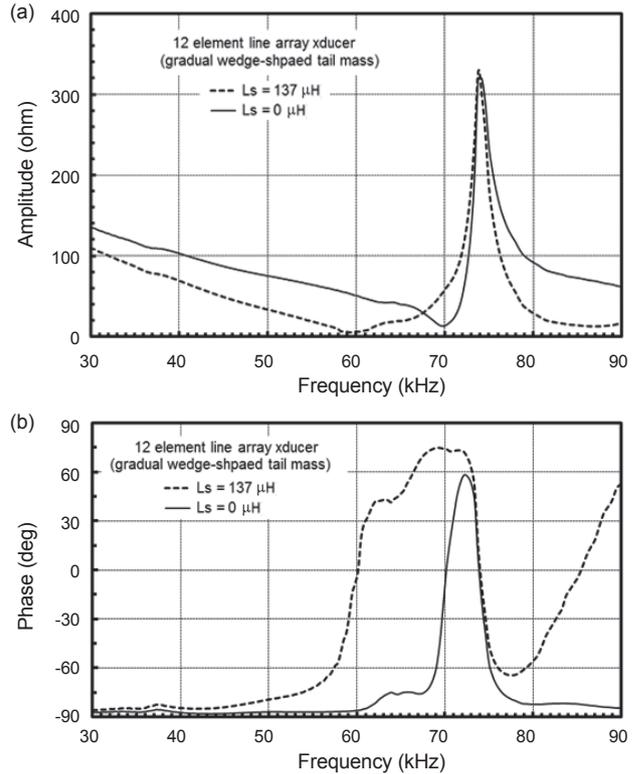


Fig. 8. Comparison of the input electrical impedance patterns without (solid line) and with a $137 \mu\text{H}$ series matching inductor (dot line).

Fig. 6에 나타난 FOM 성능곡선으로부터 알 수 있는 바와 같이 50-60 kHz 주파수 대역에서 매우 낮았다. 대부분의 우리나라 연근해 어선에서는 50 kHz 부근의 주파수 대역에 대한 신호도가 매우 강하다. 이 때문에 50-60 kHz 대역에서 평탄한 FOM 응답특성을 갖는 광대역 수중 음향변환기를 개발할 목적으로 Fig. 2의 전기적인 등가회로에 동조 인덕턴스를 부가한 송·수신 보상회로를 설계하고, 그 전달함수의 변동특성을 고찰한 결과는 Fig. 7과 같다.

Fig. 7a와 Fig. 7b는 각각 송신모드에 대한 전달함수의 진폭 및 위상특성을 나타낸 것이다. 또한, 전달함수의 주파수 응답특성은 Fig. 2에 직렬로 접속된 보상 인덕턴스(L_s) 값을 $0 \mu\text{H}$ 부터 $200 \mu\text{H}$ 까지 변화시키면서 고찰하였다. Fig. 7a와 Fig. 7b에서 L_s 가 접속되지 않았을 때의 전달함수 진폭은 0 dB이었지만, $L_s = 130 \mu\text{H}$ 일 때에는 그 진폭이 24.8 dB까지 상승하여 송신출력이 급격하게 증가하는 경향을 나타내었다. 이와 동시에 제2의 송신 peak 성분이 68.4 kHz에서 출현하였는데, 그 진폭 레벨은 27.2 dB이었다. Fig. 7에서 L_s 값을 $200 \mu\text{H}$ 까지 $10 \mu\text{H}$ 간격으로 증가시킬 때, 제1의 송신 peak 성분은 L_s 가 접속되지 않았을 때의 진폭 레벨(0 dB)을 향해 점차 감소하는 경향을 나타내었다. 한편, 제2의 송신 peak 진폭이 출현하는 주파수는 접

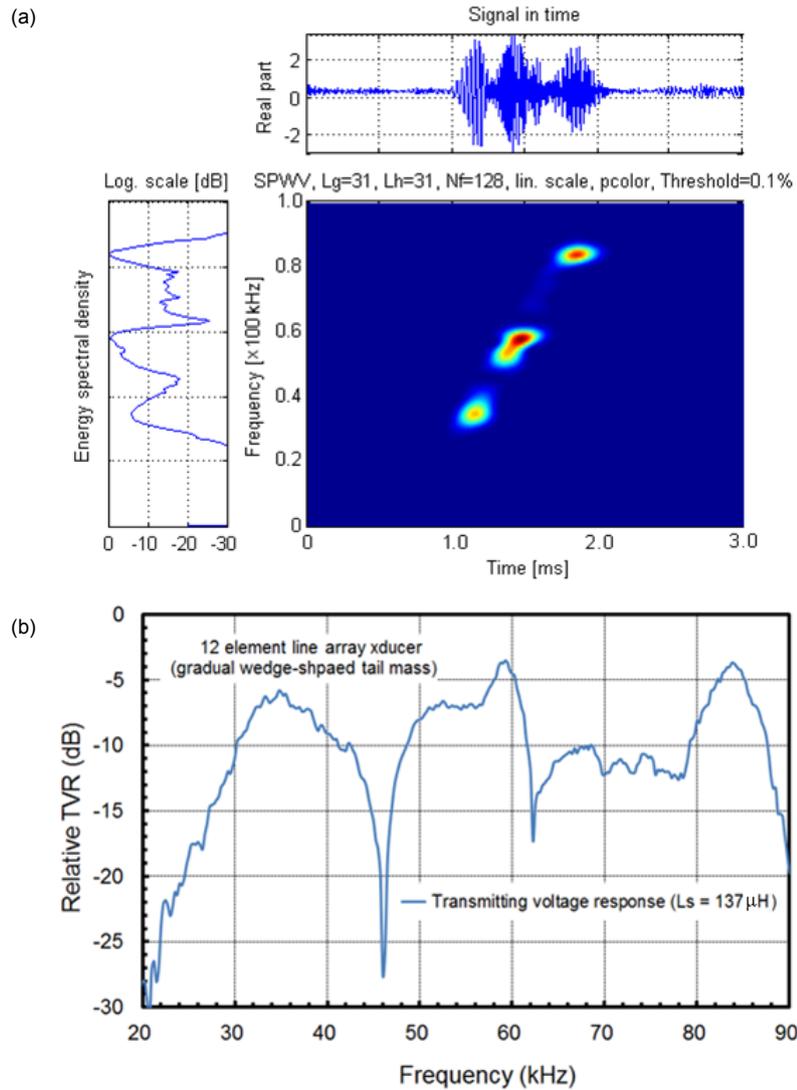


Fig. 9. Time-frequency representation of transmitted chirp pulse signal (a) and relative transmitting voltage response (TVR) (b) for the linear array acoustic transducer with a $137 \mu\text{H}$ series matching inductor (Fig. 2).

차 저주파 영역으로 이동하였는데, 그 진폭 레벨은 L_s 값의 증가에 따라 점차 감소해 가는 경향을 나타내었다. 본 연구에서는 이와 같은 L_s 값의 변화에 따른 제1 및 제2 송신 peak 성분의 진폭과 출현 주파수의 변동특성에 주목하여 L_s 값을 적정하게 선택함으로써 Fig. 6에 나타낸 FOM 성능곡선의 50-60 kHz 주파수 대역과 83 kHz 부근에 대한 송신응답특성을 보정하였다. 이 때, Fig. 7a에 나타낸 전달함수의 수치 시뮬레이션 결과에 따르면, 60 kHz 부근에 새로운 공진 모드를 생성시키기 위해서는 약 $170 \mu\text{H}$ 의 보상 인덕턴스가 필요하다. 그러나, 실제 Fig. 1의 음향변환기에 대한 실험에서는 $137 \mu\text{H}$ 의 보상 인덕턴스가 접속되었을 때, 60 kHz 부근에서 새로운 송신응답모드가 출현하였다. 특히, 본 연구에서 설계, 제작한 Fig. 1의 음향변환기는 공진

주파수가 미소하게 서로 다른 12개의 tonpils 진동소자를 하나의 tail mass에 선형으로 배열시켜 강력 볼트로 체결한 구조이다. 또한, Fig. 7의 전달함수의 주파수 응답특성은 Fig. 4에서 송신응답이 가장 우수하게 나타나는 70 kHz를 대상으로 계산한 결과이다. 이 때문에 $137 \mu\text{H}$ 의 보상 인덕턴스에서 60 kHz 부근에 제2의 peak 응답이 출현한 것으로 판단된다.

음향변환기의 임피던스 특성에 대한 보상 인덕턴스의 영향

본 연구에서 설계, 제작한 Fig. 1의 음향변환기에 $137 \mu\text{H}$ 의 동조 인덕턴스를 접속하였을 때와 접속하지 않았을 때에 대한 입력 전기 임피던스를 비교, 분석한 결과는 Fig. 8과 같다. Fig.

8a는 임피던스의 진폭 특성이고, b는 위상 특성이다. Fig. 8a와 Fig. 8b에는 Fig. 2의 등가회로에 보상 인덕턴스가 접속되지 않은 경우(실선)와 $L_s=137 \mu H$ 의 보상 인덕턴스가 접속된 경우(점선)에 대한 진폭과 위상 패턴을 함께 나타내었다. Fig. 2에 보상 인덕턴스가 접속되지 않은 경우에 대한 임피던스 패턴에서 가장 우세한 공진 주파수(직렬공진)는 69.8 kHz에서 출현하였고, 그 임피던스 진폭은 12.7Ω 이었다. 또한, 반공진 주파수(병렬공진)는 74.2 kHz에서 출현하였고, 그 임피던스 진폭은 319.8Ω 이었다. 본 연구에서 설계, 제작한 음향변환기는 70 kHz 이외에도 37.0 kHz와 63.6 kHz에서도 미약한 공진 응답이 출현하였는데, 이들에 대한 임피던스의 진폭은 각각 109.1Ω 과 41.8Ω 이었다. 한편, 50-60 kHz 대역에서 평탄한 FOM 응답특성을 얻을 목적으로 Fig. 2의 등가회로에 $137 \mu H$ 의 보상 인덕턴스를 접속한 경우, 가장 우세한 공진 주파수(직렬공진)는 59.5 kHz에서 출현하였고, 그 임피던스 진폭은 5.3Ω 이었다. 즉, 보상 인덕턴스가 접속됨으로 인해 공진 주파수가 10.3 kHz 만큼 저주파 영역으로 이동하였고, 그 임피던스 진폭은 7.4Ω 만큼 감소하였다. 그러나, 37.0 kHz 부근에 출현하는 공진 응답특성은 보상 인덕턴스의 접속과 관계없이 그대로 유지되었다.

보상 인덕턴스를 이용한 음향변환기의 송·수신특성 개선

Fig. 2의 등가회로에 송신 주파수 응답특성을 보상하기 위한 동조 인덕턴스를 접속한 후, 선형 배열 음향변환기의 상대적인 송파감도패턴을 구한 결과는 Fig. 9와 같다. Fig. 9에서 종축은 상대적인 송파감도(dB)이고, 횡축은 주파수(kHz)이다. Fig. 2에서 접속된 보상 인덕턴스 값은 $L_s=137 \mu H$ 이었고, 이것은 Fig. 7a에 나타난 인덕턴스의 보상곡선을 바탕으로 반복적인 실험을 통해 추출한 값이다. Fig. 9a는 수중 청음기에 수신된 음향펄스신호의 시간-주파수 응답특성이고, Fig. 9b는 음향변환기에 공급된 Fig. 3의 전기펄스신호의 주파수 스펙트럼과 Fig. 9a의 음향펄스신호의 주파수 스펙트럼으로부터 계산한 상대적인 송파감도특성이다. Fig. 9a에서 위쪽에는 시간응답파형을, 왼쪽에는 주파수 응답 스펙트럼을 함께 나타내었다. 이들 주파수 응답 스펙트럼에서 진폭은 최대값을 0 dB로 정규화하여 0-30 dB 범위에 대하여 나타내었다. Fig. 9b에서 알 수 있는 바와 같이 Fig. 2의 등가회로에 동조 인덕턴스 $L_s=137 \mu H$ 가 접속되었을 때, Fig. 4의 69.5 kHz에서 우세하게 출현하던 송신응답이 급격하게 약화되었고, 반면, 59.5 kHz에서는 매우 우세한 송신응답이 새롭게 출현하였다. 이들의 주파수 응답은 Fig. 7a의 인덕턴스의 보상곡선에 대한 시뮬레이션 결과로부터 알 수 있는 바와 같이 Fig. 2의 등가회로에 $L_s=170 \mu H$ 를 접속할 때, 70 kHz 부근에 대한 송신응답은 급격하게 약화되는 반면, 59 kHz 부근에서는 새로운 송신응답이 출현하는 현상과 밀접한 관계가 있다.

실제 Fig. 9에 나타난 송신모드의 응답특성에서는 Fig. 7a의 시뮬레이션 결과와는 달리 $L_s=137 \mu H$ 일 때, 59.5 kHz에서 매우

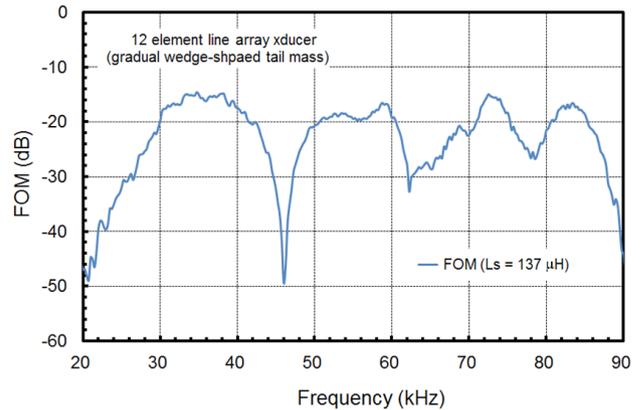


Fig. 10. Compensated FOM (figure of merit) performance curve for the linear array acoustic transducer with a $137 \mu H$ series matching inductor (Fig. 2).

우세한 송신응답이 출현하였다. 즉, Fig. 9에서 보상 인덕턴스의 영향으로 69.5 kHz에서의 응답레벨은 -5.28 dB에서 -11.33 dB로 약화되었고, 59.5 kHz에서는 그 응답레벨이 -13.04 dB로부터 -3.69 dB까지 급격하게 증가하였다. 또한, 83.75 kHz에 나타나는 -10.77 dB의 미약한 응답레벨은 보상 인덕턴스의 영향으로 -3.73 dB까지 증가하였고, 52-56 kHz의 구간에 대한 응답레벨은 -11 dB에서 -7 dB 수준까지 증가하였다. 한편, 가장 낮은 주파수 영역인 35 kHz 부근에서도 응답레벨이 -7.2 dB에서 -5.92 dB까지 상승하여 보상 인덕턴스의 영향으로 응답레벨이 70 kHz 부근 이외의 모든 주파수 영역에서 크게 증가하는 경향을 나타내었다. 이와 같은 현상은 등가회로에 부가된 인덕턴스에 기인하는 송신응답성분이 음향변환기의 자체의 주파수 응답특성과 서로 보강간섭을 일으켜 나타난 결과라고 판단된다.

Fig. 2의 등가회로에 접속한 동조 인덕턴스 L_s 값을 $L_s=137 \mu H$ 로 설정한 후, 선형 배열 음향변환기의 송신과 수신 모드의 응답특성을 각각 측정하고, 이들의 합성 송·수신감도, 즉, FOM 성능곡선을 구한 결과는 Fig. 10과 같다. Fig. 10에서 종축은 FOM 응답 레벨(dB)이고, 횡축은 주파수(kHz)이다. Fig. 10의 FOM 응답특성은 Fig. 6에서와 같이 4개의 주파수 대역에서 출현하고 있지만, Fig. 10의 성능곡선은 Fig. 6에 비해 그 응답레벨이 매우 균일한 패턴을 나타냈다. 즉, 송·수신 응답이 출현하는 가장 낮은 주파수 대역은 30.75-40.0 kHz의 범위로서, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 34.75 kHz, -14.58 dB 및 9.25 kHz이었다. 그 다음의 송·수신 응답은 51.0-60.5 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 58.75 kHz, -16.52 dB 및 9.5 kHz이었다. 또한, Fig. 6에서 가장 우세하였던 3번째의 송·수신 응답은 71.5-74.75 kHz의 구간에서 나타났고, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 72.5 kHz, -15.0 dB 및 3.25

kHz이었다. 한편, 가장 높은 주파수 영역에 대한 송·수신 응답은 80.75-85.25 kHz의 구간에서 출현하였는데, 그 peak 응답 주파수, peak 응답 레벨 및 -3 dB의 주파수 대역폭은 각각 83.5 kHz, -16.63 dB 및 4.75 kHz이었다. Fig. 10에서 알 수 있는 바와 같이 30.75-40.0 kHz 및 71.5-74.75 kHz의 주파수 구간에 대한 응답 레벨은 동조 인덕턴스 L_s 를 접속하지 않았을 때와 비교하여 각각 1.22 dB과 2.0 dB 증가하였다. 그러나, 51.0-60.5 kHz와 80.75-85.25 kHz의 구간에 대한 응답 레벨은 각각 6.37 dB과 6.6 dB 증가하여 대폭적인 송신과 수신감도의 보강이 이루어 졌음을 알 수 있다. 이로부터 본 연구에서 개발한 선형배열 음향변환기는 4개의 주파수 대역에서 거의 유사한 FOM 성능 특성을 갖고 있기 때문에 실제 어장에서 이들 주파수 대역을 선택적으로 사용할 수 있는 다주파 광대역 음향변환기로 활용할 수 있을 것으로 판단된다.

사 사

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2021년)에 의하여 연구되었음.

References

- Airmar Technology Corporation. 2017. Technical data catalog. Milford, NH, U.S.A., 316-376.
- Coates R and Maguire PT. 1989. Multiple-mode acoustic transducer calculations. IEEE Trans Ultrason Ferroelect Freq Contr 36, 471-473.
- Dong Y and Cui Y. 2012. Analysis of a new joint time-frequency distribution of suppressing cross-term. Res J Appl Sci Eng Technol 4, 1580-1584.
- Gonzalez JR and Bleakley CJ. 2011. Low cost, wideband ultrasonic transmitter and receiver for array signal processing applications. IEEE Sensors J 11, 1284-1292. <http://dx.doi.org/10.1109/JSEN.2010.2084568>.
- Hughes WJ and Zipparo MJ. 1969. Computer modeling of ultrasonic piezoelectric transducers. Technical report TR 96-007, Applied Research Lab, The Pennsylvania State University, State College, PA, U.S.A., 1-116.
- Lee DJ, Kwak MS and Kang HY. 2014. Design and development of a broadband ultrasonic transducer operating over the frequency range of 40 to 75 kHz. Korean J Fish Aquat Sci 47, 292-301. <https://doi.org/10.5657/KFAS.2014.0292>.
- Lee DJ. 2014. Bandwidth enhancement of a broadband ultrasonic mosaic transducer using 48 tonpizl transducer elements with 12 resonance frequencies. Korean J Fish Aquat Sci 47, 302-312. <https://doi.org/10.5657/KFAS.2014.0302>.
- Lee DJ, Kang HY and Pak YY. 2016. Time-frequency feature extraction of broadband echo signals from individual live fish for species identification. Korean J Fish Aquat Sci 49, 214-223. <https://doi.org/10.5657/KFAS.2016.0214>.
- Lee DJ. 2017. Bandwidth improvement of a multi-resonant broadband acoustic transducer. Korean J Fish Aquat Sci 50, 605-615. <https://doi.org/10.5657/KFAS.2017.0605>.
- Lee DJ. 2019. Bandwidth enhancement of underwater acoustic transducer using a bandpass matching network. Korean J Fish Aquat Sci 52, 702-708. <https://doi.org/10.5657/KFAS.2019.0702>.
- Lowrance Electronics. 2017. Marine electronics catalog. Tulsa, OK, U.S.A., 8-14.
- Radmanovic M and Mancic D. 2004. Design and modeling of the power ultrasonic transducers. MP Interconsulting, Le Locle, Switzerland, 131-133.
- Ramesh R and Ebenezer DD. 2008. Equivalent circuit for broadband underwater transducer. IEEE Trans Ultrason Ferroelect Freq Contr 55, 2079-2083. <http://dx.doi.org/10.1109/TUFFC.889>.
- Stansfield D. 1991. Underwater electroacoustic transducers. Bath University Press, Claverton Down, Bath, U.K., 73-103.
- Wilson OB. 1988. Introduction to theory and design of sonar transducers. Peninsula Publishing, Newport Beach, CA, U.S.A., 21-42.