

# 상호 결합이 적은 두 개의 공진점을 갖는 수중용 광대역 전기 음향 변화기를 위한 역률 개선 회로 설계 및 실험

임준석\*, 편용국<sup>o</sup>

## The Design and Experiment of Power Factor Improvement Circuit for a Underwater Electro Acoustic Transducer with Low Coupled Dual Resonances

Jun-Seok Lim\*, Yong-Guk Pyeon<sup>o</sup>

### 요 약

수중용 전기 음향 변화기용 외부 회로를 구성할 때, 파워 앰프의 내부저항이 매우 작은 경우 정합 회로를 구성하기 보다는 부하측의 역률을 개선하는 것을 선호 한다. 기존 연구의 결과를 살펴보면 광대역에서 최대 파워를 전달하게 하는 정합회로를 구하는 방법을 많이 연구되어 왔으나, 두 개의 공진점을 갖는 수중용 광대역 전기 음향 변화기에 적용할 만한 광대역 역률 개선 튜닝 회로를 구성하는 방법은 논문화된 결과는 드물다. 본 논문에서는 기존의 정합회로 설계에서 사용하는 체비세프 설계법을 기본으로 하여, 좀 더 낮은 결과를 가질 수 있도록 하는 복합 최적화 과정을 바탕으로 역률 개선 회로를 설계하고 이를 실험을 통하여 역률 개선을 확인한다.

**Key Words** : Wideband Electro Acoustic Transducer, Power Factor Improvement Circuit

### ABSTRACT

In the design of underwater electro acoustic transducer, power factor improvement circuit is more required rather than impedance matching if the driving power amplifier has little inner resistance. Many research results have been focused on the power matching circuit designing for transferring maximum power in the wideband. There are few results in the designing study on the power factor improvement for the wide band underwater electro acoustic transducer. In this paper, we set up a new design method on the power factor improvement for the wide band electro acoustic transducer, and confirm its feasibility by the experiments.

### I. 서 론

수중 환경에 관한 이용 연구가 활발해짐에 따라 서 좀 더 광대역을 갖는 전기음향 변화기에 대한 연구가 활발히 이뤄지고 있다<sup>[1,2]</sup>. 정합 방법이 많이 연구되어 있지만 광대역 정합법은 여전히 관심의

대상이 되고 있다. 이는 광대역 정합을 하기 위해서는 부하가 주파수의 함수가 되는 것을 감안하여야 하기 때문이다. 광대역 정합법으로는 Fano의 정합법 및 실 주파수 정합법(real frequency matching Technique) 등을 포함하여 여러 유명한 접근법이 존재한다<sup>[2-7]</sup>. 이와 같은 정합은 파워 앰프 내부 저

\* First Author : 세종대학교 전자공학과, jslim@sejong.ac.kr, 종신회원

<sup>o</sup> Corresponding Author : 강원도립대학교 정보통신공학과, pyk12@naver.com, 정회원

논문번호 : KICS2013-09-422, 접수일자 : 2013년 9월 30일, 심사일자 : 2013년 12월 5일, 최종논문접수일자 : 2013년 12월 9일

항과 부하 저항 사이에 파워를 잘 전달하고자 하는 설계법이다. 그러나 수중용 전기음향 변환기에서는 정합 회로를 구성하기 보다는 부하 측의 역률을 개선하는 외부 회로를 구성하는 것을 선호 한다<sup>[8]</sup>. 수중용 광대역 전기음향 변환기 분야에서도 최대 파워를 전달하게 하는 정합회로를 구하는 방법들이 많이 연구되어 왔다<sup>[9,10]</sup>. 수중용 전기음향 변환기를 위한 역률 개선 방법에 관한 연구는 일부 연구자들에 의해서 이뤄진 결과를 발견할 수 있다<sup>[9,11]</sup>. 특히 두 개의 공진점을 갖는 광대역 수중용 전기 음향 변환기에 적용할 만한 광대역 역률 개선용 튜닝 회로를 구성하는 방법은 저자들에 의해서 2012년 발표된 연구가 한 예라고 할 수 있다<sup>[11]</sup>.

본 논문에서는 참고문헌 [11]에서 제안한 공진점 간 상호 결합이 적은 두 개의 공진점을 갖는 광대역 전기 음향 변환기의 역률 개선을 위한 회로 설계법을 사용하여 실제 광대역 수중용 전기 음향 변환기에 적용하고 그 측정 결과를 정리하여 보인다. 이를 위해서 본 논문은 2장에서는 독자의 이해를 돕기 위하여 참고문헌 [11]에 기술된 광대역 역률 개선용 튜닝 회로를 구성하는 방법의 핵심인 체비셰프 회로 설계법과 추가 최적화를 이용한 역률 개선 회로 설계법을 정리한다. 3장에서는 2장에서 정리한 방법을 실제 광대역 수중용 전기 음향 변환기에 적용하고 실험한 결과를 보인다.

## II. 체비셰프 회로 설계법과 추가 최적화를 이용한 역률 개선 회로 설계법 정리

본 절에서는 본 논문에서 실험하고자 하는 참고문헌 [11]의 역률 개선 회로 설계법을 정리하고자 한다.

### 2.1. 정합 회로와 역률 개선 튜닝 회로

참고문헌 [11]에서 역률 개선 회로와 정합 회로와의 관계를 다음과 같이 설명하였다.

정합회로가 전원에서부터 부하로 최대의 파워를 전달하려면, 아래와 같은 조건이 만족 되어야 한다.

조건1:  $X_s$ 와  $X_L$ 은 서로 상쇄된다. 즉  $X_s = -X_L$ .

조건2:  $R_s = R_L$

위 그림과 같이 관점을 입력으로 맞춰  $Z_{in}$ 을 생각하면,  $Z_{in} = Z_s^*$ 이다. 이때  $Z_s$ 가 순수 저항이라면,  $Z_{in}$ 도 실수 값만 가져야 함을 알 수 있다. 이를 바탕으로 생각하면 정합회로는 부하의 허수 항을 소거하는 역할을 하고 있음을 알 수 있다.

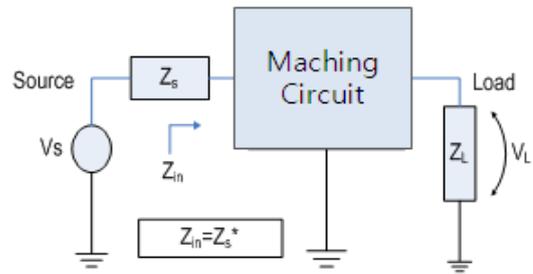
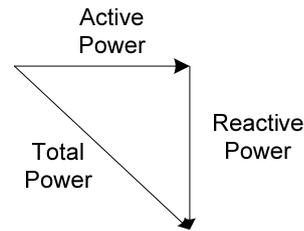


그림 1. 일반적인 정합회로  
Fig. 1. Power Matching Circuit.

다음 그림은 역률에 관한 정의를 나타내는 그림이다.



$$\text{Power Factor} = \frac{\text{Active Power}}{\text{Total Power}} = \cos(\theta)$$

그림 2. 역률의 정의  
Fig. 2. Definition of the Power Factor.

역률은 소스에서 부하로 전달하는 전체 파워 중에서 실수 성분의 비율을 의미한다. 따라서 역률을 개선한다는 것은 위 그림의 각을 '0'에 가깝게 만든다는 것이고, 이를 그림 2를 이용하면 다시 쓰면,  $Z_{in}$ 에서 실수 부분보다 허수 부분을 작게 해야 한다는 것이다. 이상적으로는 허수 부분을 '0'으로 만들어야 한다. 위의 정합회로와 역률에 대한 기술을 종합하면, 정합회로 사용하면 역률 개선을 할 수 있는 가능성이 있음을 알 수 있다. 다만 그 회로가 최적의 회로가 된다는 보장을 없으나, 최적 회로를 구하는 좋은 초기 조건 역할을 하는 회로 구성은 가능함을 알 수 있다.

### 2.2. 두 개의 공진점을 갖는 광대역 전기 음향 변환기의 역률 개선을 위한 등가 모델

참고문헌 [11]에서 고전적인 체비셰프 회로 설계법을 적용하여 역률 개선 회로를 설계하기 위해서 복잡한 광대역 전기 음향 변환기를 단순화 시킬 필요가 있었다. 이를 위하여 그림 3과 같이 회로를 주파수를 변화시켜가면서 각 주파수마다의 특성 변화를 관찰하였다. 그 결과 그림 4와 같은 결과를

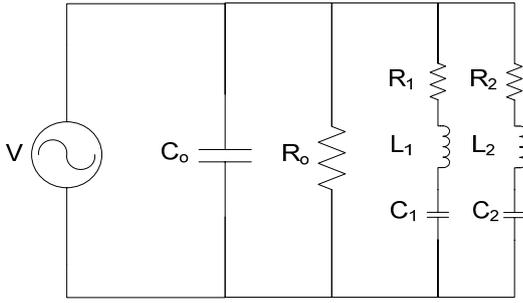
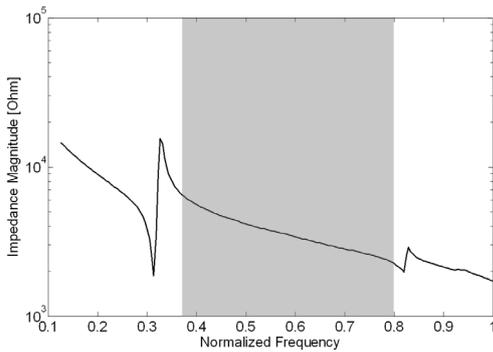
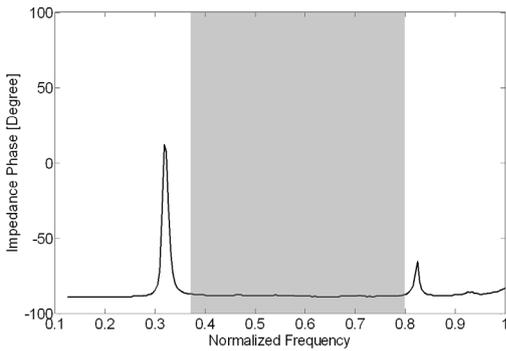


그림 3. 두 개의 공진점을 갖는 전기 음향 변화기의 등가 회로  
Fig. 3. Equivalent Circuit for an Electro Acoustic Transducer with Dual Resonance.

관찰하였다. 그림 4의 결과에서 그림자 영역이 주 관심이 되는 주파수 영역이고 이 영역에 한해서는 그림 3과 같은 복잡한 등가 회로 대신 그림 5와 같은 단순한 등가 회로로 대체될 수 있음을 알 수 있었다.



(a) 임피던스의 크기



(b) 임피던스의 위상

그림 4. 상호 결합이 적은 두 개의 공진점을 갖는 Tonpiltz 형 전기 음향 변화기의 임피던스 예  
Fig. 4. An Impedance Example of a Tonpiltz Type Electro Acoustic Transducer with Low Coupled Dual Resonances.

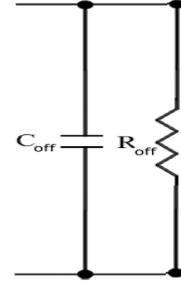


그림 5. 그림 4에 예시한 전기 음향 변화기의 두 공진점 사이 구간의 등가 회로  
Fig. 5. An Equivalent Circuit for the Impedance between two resonances in Fig. 4.

### 2.3. 체비셰프 회로 설계법에 의한 역률 개선 회로 설계

2장 1절에서 파워 정합을 사용하면 어느 정도 역률 개선 효과를 얻을 수 있다는 가능성을 살펴 보았다. 따라서 본 절에서는 일반적으로 파워 정합회로 설계에서 많이 사용하고 있는 체비셰프 설계법을 기반으로 한 설계 법을 그림 5와 같은 부하에 대해서 정합회로를 구하는 것을 살펴 본다. 아래 식 (1)은 n 차의 주파수축 이득 함수이다. 그리고 이 식의 분모 중  $T_n(\ )$ 는 체비셰프 함수를 이용하고 있다.

$$F(\omega^2) = \frac{M}{1 + \tau^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}, \quad (1)$$

여기서  $T_n(\ )$ 는  $\left|\frac{\omega}{\omega_c}\right|$ 의 크기에 따라서 식(2)와 식(3)과 같이 각각 정의된다.

$$T_n\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \cos\left(n \times \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) \quad \text{if } \left|\frac{\omega}{\omega_c}\right| \leq 1, \quad (2)$$

이고

$$T_n\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) = \cosh\left(n \times \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) \quad \text{if } \left|\frac{\omega}{\omega_c}\right| > 1, \quad (3)$$

이다. 식(1)에서, M은 이득 값이고, 범위는  $0 < M < 1$ 이다.  $\tau$ 는 양수로 된 맥동 조절 값이다.  $\omega_c$ 는  $T_n^2$ 가 1의 값을 갖는 최대 주파수로서 컷오프 주파수가 된다. 이를 체비셰프 이득함수라고 한

다. 필터 합성할 때,  $M$ 은 '1'이어야 하지만, 파워 정합 회로나 본 논문과 같은 광대역 튜닝 회로를 만들 때는  $M$ 값이 '1'보다 작은 경우로 설정하는 것도 가능하다. 위 (1)의 이득 함수로부터 L-C 4단 자망을 구성하기 위해서는 아래 식(4)와 같은 관계식을 이용한다.

$$\rho(s)\rho(-s) = 1 - F(\omega^2) \quad (4)$$

다음으로는  $\rho(s)$ 으로부터 부하의 저항에서 소스 쪽을 들여다본 임피던스 식을 구한다.

$$Z(s) = \frac{1 + \rho(s)}{1 - \rho(s)} \quad (5)$$

위에서 구한 임피던스  $Z(s)$ 는 L-C 사다리형 회로 합성 방법을 이용하여 구체적인 회로로 구성할 수 있다<sup>[10]</sup>. 위 방법은 보통 단순 저항만이 부하일 때를 적용 가능하지만, 그 외의 특정한 부하 조건에서도 체비셰프 이득함수를 바탕으로 최적화하는 방법이 개발되어 있다. 이 특정한 부하 조건 중에는 저항과 캐패시터가 병렬로 연결된 경우도 포함된다<sup>[3][13]</sup>. 저항과 캐패시터가 병렬로 연결된 경우는 앞에서 살펴본 바와 같이 본 논문에서 관심이 있는 두 개의 공진점이 있는 전기 음향 변환기의 공진점 사이의 임피던스 특성과 매우 유사하다. 따라서 기존의 개발된 방법론을 이용할 수 있다.

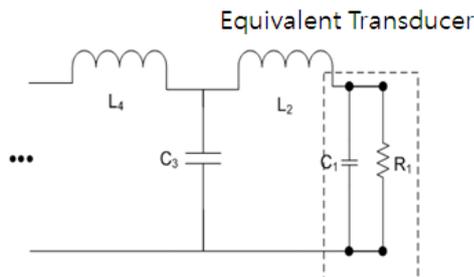


그림 6. RC병렬 등가 부하를 갖는 부하와 이를 튜닝하기 위한 회로 연결도  
Fig. 6. RC Equivalent Load and its Tuning Circuit Topology.

그림 6과 같이 실제 부하 대신 등가로 모델된 RC병렬 연결된 부하에 대해서  $L_2$ ,  $C_3$  등의 튜닝 필터용 소자를 구하기 위해서 앞서 설명한 방법을 사용할 수도 있지만, Weinberg 관계식이라고 불리는 식을 사용하여 설계 사양으로부터 직접적으로 소자를 구할 수 있다. 다음은 부하의 소자값으로부터 시작하여 Weinberg 관계식을 사용해서 소자값

구하는 순차식이다<sup>[3,13]</sup>.

$$R_1 C_1 \omega_c = \frac{2 \sin(\pi / 2n)}{\sinh(a) - \sinh(b)} \quad (6)$$

$$C_{2k-1} L_{2k} \omega_c^2 = \frac{S_{4k-3} S_{4k-1}}{b_{2k-1}(\sinh(a), \sinh(b))} \quad (7)$$

$$C_{2k+1} L_{2k} \omega_c^2 = \frac{S_{4k-1} S_{4k+1}}{b_{2k}(\sinh(a), \sinh(b))} \quad (8)$$

여기서  $R_1$ 과  $C_1$ 은 각각 부하를 이루는 소자값이다. 또 위 식에서 필요한  $a$ ,  $b$ 는 다음과 같다.

$$\begin{cases} a = \frac{1}{n} \operatorname{arcsinh} \left( \frac{1}{\tau} \right) \\ b = \frac{1}{n} \operatorname{arcsinh} \left( \frac{\sqrt{1-M}}{\tau} \right) \end{cases} \quad (9)$$

여기서  $\tau$ 는 양수로 된 맥동 조절 값이다.  $M$ 은 이득 값이고, 범위는  $0 < M < 1$ 이다. 또  $s_k$ 와  $b_k$ 는 다음과 같은 관계식에서 구한다.

$$s_k = 2 \sin \left( \frac{k\pi}{2n} \right) \quad (10)$$

$$\begin{cases} b_k(\sinh(a), \sinh(b)) = \sinh^2(a) + \sinh^2(b) + \alpha \\ \alpha = \sin^2 \left( \frac{k\pi}{n} \right) - 2 \sinh(a) \sinh(b) \cos \left( \frac{k\pi}{n} \right) \end{cases} \quad (11)$$

#### 2.4. 역률 개선 가능성 척도 및 회로 보정

위에서 식(4)는 최종 가용 이득의 근사식  $1 - e^{-(2\pi/R_n C_n)}$  과 관련이 있는 식이다<sup>[3]</sup>. 여기서  $R_n C_n$ 은 정규화된 저항과 캐패시터의 곱이다. 이 곱을 목표 주파수 상한  $\omega_c$  로 비정규화된 것으로 바꾸면  $RC\omega_c$  가 된다. 이 식으로부터 새로운 관계를 얻을 수 있다. 즉 가용 이득이 1에 근접하려면,  $RC\omega_c$  에 상한값이 존재한다는 것이다. 다시 말해서 기존 전기 음향 변환기의 부하의 등가회로를 구하고, 그 등가회로의 저항과 캐패시터 및 최대 주파수

를 곱한 값과  $1 - e^{-(2\pi/RC\omega_c)}$  로부터 예상하는 가용 이득을 구할 수 있다. 그리고 이 가용 이득을 설계자에게 유리하도록 하려면,  $RC\omega_c$  에 상한값이 존재하데 된다.

예로, 만약 예상 이득이 매우 작다면, 원하는 역률을 얻을 수 없다는 것을 의미 하므로  $RC\omega_c$  을 더 작게 만들 필요가 생긴다. 즉 트랜스듀서 외부에 역률 개선 회로 외에 추가로, 트랜스듀서의 특성을 바꾸는 보정 소자를 달아야 한다는 의미가 된다. 반면에 예상 이득이 '1'에 가깝다면, 역률도 좋을 것이 예상되어 외부에 트랜스듀서 외부에 특성을 바꾸는 보정 소자가 없이도 됨을 의미한다. 그리고 참고문헌 [11]에는 다음과 같이  $RC\omega_c$ 의 적당한 상한 값도 제안하였다. 즉,  $RC\omega_c$ 의 상한을 '3'정도로 정하면,  $1 - e^{-(2\pi/RC\omega_c)} \cong 0.88$ , 비교적 합리적인 성능의 회로를 얻을 수 있으나, 성능의 우수성을 보장하려면 '2'미만의 값을 택해서,  $1 - e^{-(2\pi/RC\omega_c)} \cong 0.96$ , 선택하는 것이 좋다. 아래 표1은 앞에서 기술한 역률 개선 가능성 척도 및 회로 보정에 관한 사항을 정리한 것이다.

표 1.  $RC\omega_c$  값과 기준값 간의 관계와 그 특징<sup>[11]</sup>.  
Table 1. Magnitude relation between  $RC\omega_c$  and reference value nad its characteristics<sup>[11]</sup>.

The relationship between the value and the reference value $RC\omega_c$	Point
$RC\omega_c \leq$ Reference	<ul style="list-style-type: none"> <li>No additional compensation circuit</li> <li>Broadband can improve the power factor</li> <li>Lossless</li> </ul>
$RC\omega_c >$ Reference	<ul style="list-style-type: none"> <li>R connected in parallel with the additional circuit makes the correction.</li> <li>Broadband can improve the power factor</li> <li>Lossy</li> </ul>
$RC\omega_c >$ Reference	<ul style="list-style-type: none"> <li>L connected in parallel with the additional circuit makes the correction.</li> <li>Improve the power factor can be narrow.</li> <li>Lossless</li> </ul>

2.5. 사후 최적화를 이용한 회로 개선

위와 같은 방법으로 통해서 튜닝 회로를 구하면 초기에 원하는 역률을 갖는 회로를 얻을 수 있다. 그러나 이 회로는 체비셰프라는 다항식에서 최적값이므로 좀 더 좋은 성능을 갖는 회로 구성을 할 수 있는 가능성이 존재 한다. 따라서 본 논문에서는 위

에서 구한 체비셰프 과정으로 구한 소자값을 초기 값으로 하는 또 한번의 최적화 과정을 사용한다.

즉, 추가된 제한 조건을 갖는 최소 자승법을 사용한 최적화법을 수행한다. 이때 사용하는 목적함수는 최적화된 음향 트랜스듀서에서 발생하는 TVR(Transmitting Voltage Response) 수준이 원하는 값이 되어야 하고, 동시에 전체 회로의 위상은 '0'을 유지하여야 한다는 제한조건을 부가하였다. 이를 수식으로 나타내면, 다음과 같다.

목적함수:

$$\min_x (TVR(\mathbf{x}) - \text{목표TVR})^2$$

$$s.t. \max(\angle(Z_{in}(\mathbf{x}))) = \varepsilon \quad , \quad (12)$$

여기서  $Z_{in}$ 은 그림1에 표시된 입력 임피던스이다. 2장에서 서술한 역률 개선 회로 설계방법을 흐름도로 요약 하면 그림 7과 같다.

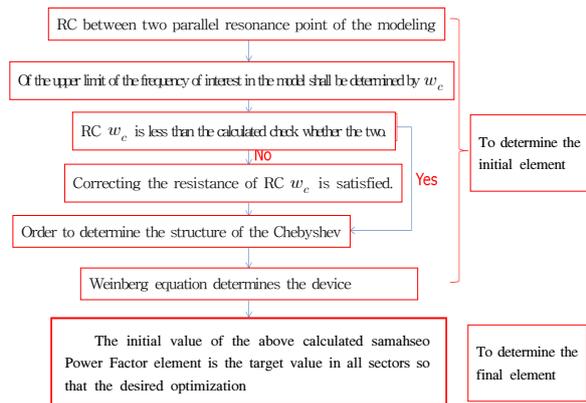


그림 7. 최적화법 흐름도[9]  
Fig. 7. Optimization Flow[9].

III. 광대역 수중 전기 음향 변환기 역률 개선 회로 실험

이론적으로 제안한 역률 개선 회로 설계 기법을 실증하기 위해서 참고문헌[14]의 설계법에 따라서 이미 제작된 광대역용 트랜스듀서에 대해서 참고문헌 [11]의 설계법에 따라 제작된 회로를 합쳐하여 수조에서 성능을 실험하였다. 실험순서는 다음과 같다.

- 1) 설계된 전기 음향 변환기의 수중에서의 임피던스를 측정한다.
- 2) 그림 7의 흐름도를 따라서 역률 개선 회로를

설계한다.

3) 그림 8과 같은 소형 수조와 임피던스 분석기를 사용하여 역률을 측정한다.

4) 그림 9와 같이 대형 수조와 광대역 파워 앰프 및 저잡음 수신기를 사용하여 TVR(Transmitting Voltage Response)를 측정한다.

특히 과정 4)에서 TVR을 측정하는 이유는 역률을 광대역화 하는 과정에서 전기 음향 변환기의 출력이 기준에 미치지 못하는 역효과가 나왔는지를 확인하기 위한 과정이다.

본 실험에서는 두 개의 제작된 광대역 수중 전기 음향 변환기를 대상으로 역률 개선 회로를 제작하고, 그에 대한 역률과 TVR을 측정하도록 한다.

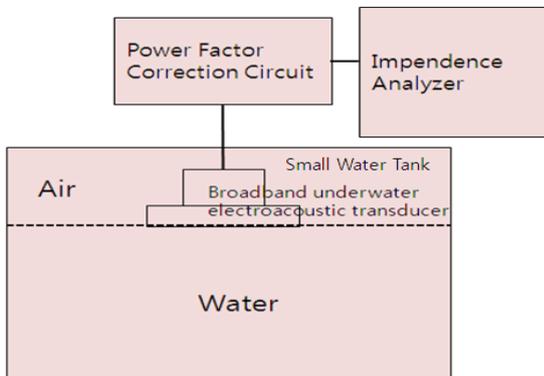


그림 8. 소형 수조를 사용한 역률 분석 다이어그램  
Fig. 8. A Diagram for Power Factor Analysis Using a Small Water Tank.

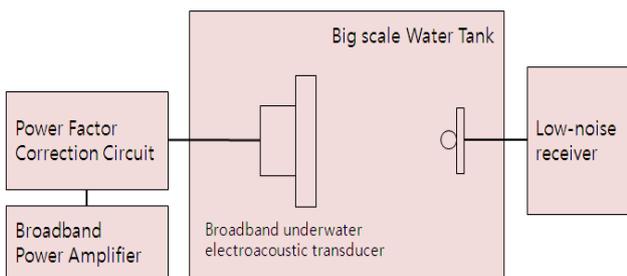


그림 9. 대형 수조를 사용한 역률 분석 다이어그램  
Fig. 9. A Diagram for TVR Measurement Using a Big Scale Water Tank.

그림 10은 실험에 사용된 광대역 수중 전기 음향 변환기 중 모델1로 불리는 전기음향 변환기의 수중에서의 임피던스 곡선이다.

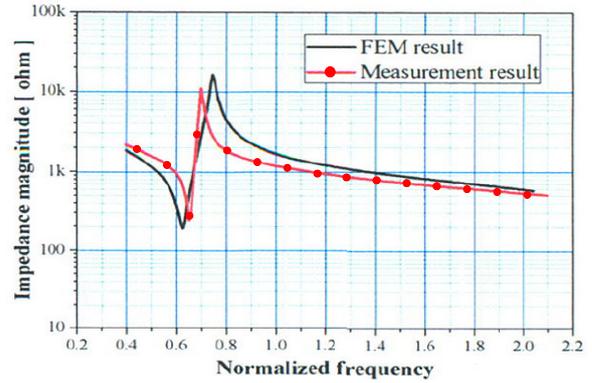


그림 10. 역률 개선 대상 전기음향 변환기 모델1의 임피던스 곡선  
Fig.10. Impedance Curve for Electro Acoustics Transducer model 1 under test.

그림 10에 대해서 그림 7의 절차를 따라서 이론적으로 설계한 역률 개선 회로는 그림 11과 같다. 이 설계를 바탕으로 시뮬레이션으로 구한 역률은 그림 12와 같다. 그리고 시뮬레이션에서 얻은 소자 값을 바탕으로 실제 회로를 구성하고 그 회로를 전기 음향 변환기 1에 사용하여 그림 8과 같은 실험 장치를 통해서 얻은 역률 측정 곡선은 그림 13과 같다.

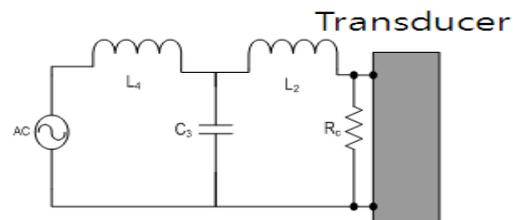


그림 11. 설계된 역률 개선회로 (소자 값: L2=2.40mH C3=8.73nF L4=1.33mH, Rc=1028ohm)  
Fig. 11. Designed Power Factor Improvement Circuit. (Device value: L2=2.40mH C3=8.73nF L4=1.33mH, Rc=1028ohm)

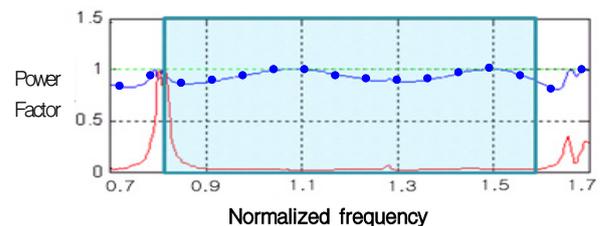


그림 12. 설계한 역률 개선회로를 붙였을 때 예상 역률 (붉은선: 개선회로 장착 전, 원이 있는 파란선: 개선회로 장착 후, 그림자 영역은 목표하는 주파수 밴드)  
Fig.12. Simulated Power Factor. (Red: before the improvement, Circled Blue: after the improvement)

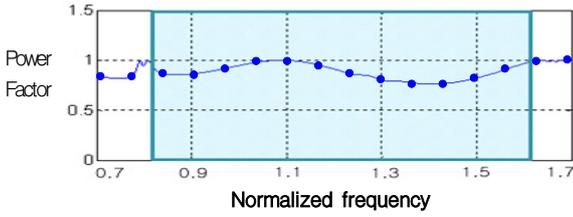


그림 13. 설계한 정합회로를 붙였을 때 소형 수조에서 측정된 역률 (그림자 영역은 목표하는 주파수 밴드)  
 Fig.13. Measured Power Factor with the Designed Matching Circuit in a Small Water Chamber. (Shade area means the target frequency band)

위 역률 개선 회로를 장착한 광대역 수중 전기 음향 변화기를 그림 9와 같은 대형 수조내에서 파워 앰프를 사용하여 TVR특성을 측정된 결과는 그림 14와 같다.

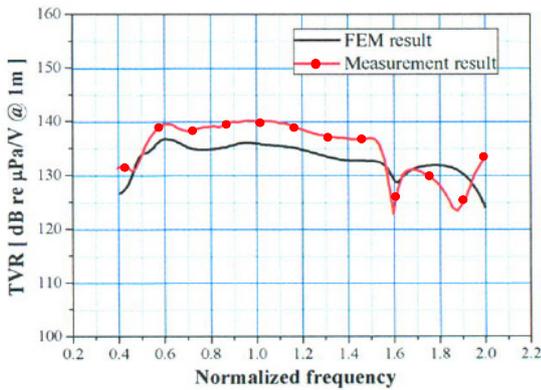


그림 14. 역률 개선된 트랜스듀서의 TVR곡선 (붉은선: 역률개선 회로 적용 후, 검정색: 역률 개선회로 적용 전 FEM으로 개산한 결과)  
 Fig.14. TVR curve for improved transducer. (Red: After the improvement, Black: Before the improvement)

그림 12와 13을 통해서 이론적으로 계산된 역률 개선 회로가 실제 광대역에 걸쳐서 역률을 개선할 수 있음을 보였고, 또 그림 14를 통해서도 통상 사용 가능 수중 전기 음향 변화기의 TVR인 130dB을 상회하는 결과를 얻음으로써 역률을 개선하는 과정에서 출력의 크기를 훼손하는 일은 미미했음을 할 수 있다. 뿐만 아니라 TVR특성이 원하는 주파수 밴드에서 평탄함을 유지하는 것도 확인하였다.

그림 15는 실험에 사용된 또 다른 광대역 수중 전기 음향 변화기인 모델2로 불리는 전기음향 변화기의 수중에서의 임피던스 곡선이다.

그림 15에 대해서 그림 7의 절차를 따라서 이론적으로 설계한 역률 개선 회로는 그림 16과 같다.

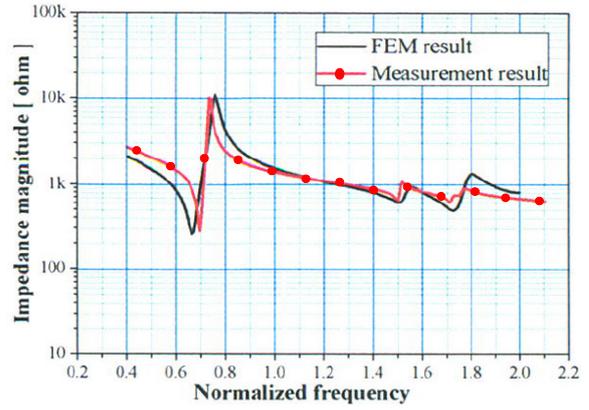


그림 15. 역률 개선 대상 전기음향 변화기 모델2의 임피던스 곡선  
 Fig.15. Impedance Curve for Electro Acoustics Transducer model 2 under test.

이 설계를 바탕으로 시뮬레이션으로 구한 역률은 그림 17과 같다. 그리고 시뮬레이션에서 얻은 소자 값을 바탕으로 실제 회로를 구성하고 그 회로를 전기 음향 변화기 2에 사용하여 그림 8과 같은 실험 장치를 통해서 얻은 역률 측정 곡선은 그림 18과 같다.

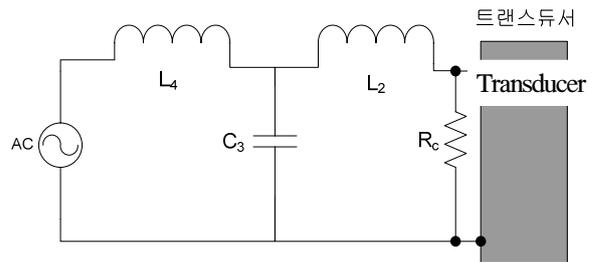


그림 16. 설계된 역률 개선회로 (소자 값: L2=5.90mH C3=8.15nF L4=2.59mH, Rc=1729ohm)  
 Fig.16. Designed Power Factor Improvement Circuit. (Device value: L2=5.90mH C3=8.15nF L4=2.59mH, Rc=1729ohm)

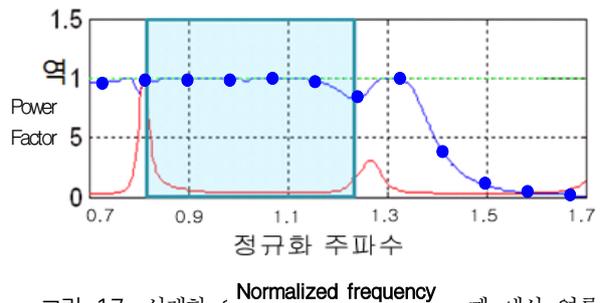


그림 17. 설계한 역률 개선회로를 트랜스듀서에 붙였을 때 예상 역률 (붉은선: 개선회로 장착 전, 원점이 있는 파란선: 개선회로 장착 후, 그림자 영역은 목표하는 주파수 밴드)  
 Fig.17. Simulated Power Factor (Red: before the improvement, Circled Blue: after the improvement)

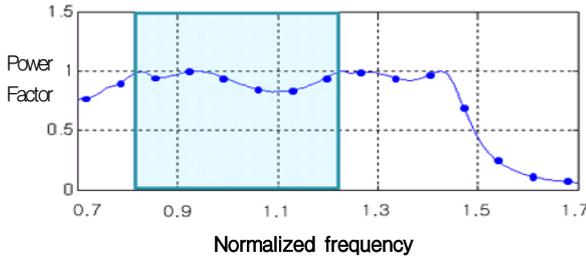


그림 18. 설계한 정합회로를 붙였을 때 소형 수조에서 측정된 역률.(그림자 영역은 목표하는 주파수 밴드)  
 Fig.18. Measured Power Factor with the Designed Matching Circuit in a Small Water Chamber.(Shade area means the target frequency band.)

위 역률 개선 회로를 장착한 광대역 수중 전기 음향 변환기를 그림 9와 같은 대형 수조내에서 파워 앰프를 사용하여 TVR특성을 측정된 결과는 그림 19와 같다.

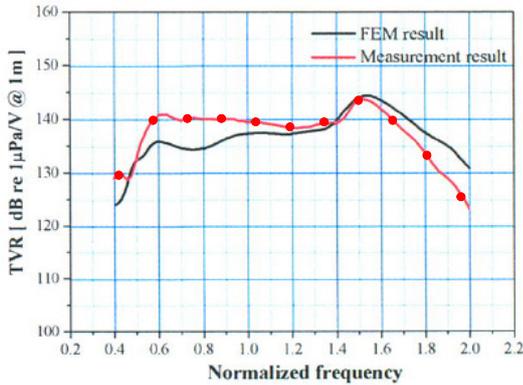


그림19. 역률 개선된 트랜스듀서의 TVR곡선 (원점이 있는 붉은선: 역률개선 회로 적용 후, 검정색: 역률 개선회로 적용 전 FEM으로 개산한 결과)  
 Fig.19. TVR curve for improved transducer. (Circled Red: After the improvement, Black: Before the improvement)

그림 17과 18을 통해서 이론적으로 계산된 역률 개선 회로가 실제 광대역에 걸쳐서 역률을 개선할 수 있음을 보였고, 또 그림 19를 통해서도 통상 사용 가능 수중 전기 음향 변환기의 TVR인 130dB을 상회하는 결과를 얻음으로써 역률을 개선하는 과정에서 출력의 크기를 훼손하는 일은 미미했음을 할 수 있다. 뿐만 아니라 TVR특성이 원하는 주파수 밴드에서 평탄함을 유지하는 것도 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원

으로 수행되었습니다. (계약번호 UD100002KD )

VI. 결 론

본 논문에서는 참고문헌[11]에 제안된 결합도가 적은 두 개의 공진점을 가지는 광대역 전기 음향 변환기를 위한 역률 개선 회로를 구하는 방법을 사용한 역률 개선 회로를 실제 전기 음향 변환기에 적용하고 그 성능 개선 정도를 측정하였다. 본 실험 및 측정을 통하여 기 발표된 참고문헌[11]의 방법이 실제로도 의미 있음을 확인하였다. 이로써 기존의 전기음향 변화기보다 훨씬 넓은 대역을 가지는 것으로 알려진 결합도가 적은 두 개의 공진점을 가지는 광대역 전기음향 변환기를 위한 전기 구동 회로를 구성하는 방법을 구축하게 되었다. 향후에는 본 연구와 변화기 설계를 결합하여 전기 구동부를 미리 고려에 넣을 수 있는 통합형 광대역 전기 음향 변화기 설계에 기여할 수 있을 것으로 기대한다.

References

[1] J.-S. Park, S. Kim, H. Ku, J. Hur, H. Mok, M.-J. Yu, and K.-Y. Lee, "Design of sonar wake detection receiver," in *Proc. Inst. Electron. Eng. Korea (IEEK) Conf. SOC (IEEK SOC 2008)*, pp. 148-151, PyoungChang, Korea, Feb. 2008.

[2] N.-H. Cho, D.-Y. Kim, Y.-D. Kim, and Y. Chung, "Design of QPSK ultrasonic transceiver for underwater communication," *J. Inst. Electron. Eng. Korea (IEEK)*, vol. 43, no. 3, pp. 51-59, May 2006.

[3] F. Issa, M. Goldberg, H. Li, and S. Rowland, "Wideband impedance matching using Tchebycheff gain functions," in *Proc. Int. Symp. Power Line Commun. Its Applicat. (ISPLC 2005)*, pp. 278-280, Vancouver, Canada, Apr. 2005.

[4] H. J. Carlin and P. Amstutz, "On optimum broad band matching," *IEEE Trans. Circuit Syst.*, vol. 28, no. 5, pp. 401-405, May 1981.

[5] E. H. Newman, "Real frequency wide-band impedance matching with nonminimum

reactance equalizers,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3597-3603, Nov. 2005.

- [6] B. K. Chung, “Q-based design method for T network impedance matching,” *Microelectron. J.*, vol. 37, no. 9, pp. 1007-1011, Sep. 2006.
- [7] R. Liao, J. Tan, and H. Wang, “Q-based design method for impedance matching network considering load variation and frequency drift,” *Microelectron. J.*, vol. 42, no. 2, pp. 403-408, Feb. 2011.
- [8] J.-S. Lim and Y.-G. Pyeon, “Power factor compensation for wideband acoustic projector using measurement data and ABCD matrix,” *J. Inst. Electron. Eng. Korea (IEEK)*, vol. 48, no. 3, pp. 10-15, Sep. 2011.
- [9] Y.-C. Chen, S. Wu, and P.-C. Chen, “The impedance-matching design and simulation on high power electro-acoustical transducer,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 115, no. 1, pp. 38-45, Jan. 2004.
- [10] J.-M. Lee, B.-H. Lee, and K.-R. Baek, “Design of isolation-type matching network for underwater acoustic piezoelectric transducer using Chebyshev filter function,” *J. Acoust. Soc. Korea*, vol. 28, no. 6, pp. 491-498, Sep. 2009.
- [11] J.-S. Lim and Y.-G. Pyeon, “A systematic power factor improvement method for an electro acoustic transducer with low coupled dual resonances,” *J. Acoust. Soc. Korea*, vol. 31, no. 7, pp. 480-486, Oct. 2012.
- [12] F. F. Kuo, *Network Analysis and Synthesis*, Wiley, 1966.
- [13] C. Deholian and J. Neirynek, “Broadband matching of an RLC load by optimal Chebyshev gain function,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS '95)*, vol. 3, pp. 1648-1651, Santa Margherita, Italy, May 1995.
- [14] S. Chhith and Y. Roh, “Wideband Tonpiliz transducer with a cavity inside a head mass,” *Japanese J. Appl. Physics*, vol. 49, no. 10, pp. 1-5, Oct. 2010.

**임 준 석 (Jun-Seok Lim)**



1986년 2월 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.  
1988년 2월 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.  
1996년 8월 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.  
1996년 7월~1997년 10월 LG

종합기술원

1998년 3월~현재 세종대학교 전자공학과 교수  
<관심분야> 신호처리

**편 응 국 (Yong-Guk Pyeon)**



1993년 2월 강원대학교 전자공학과 학사 졸업.  
1996년 2월 관동대학교 전자공학과 석사 졸업.  
2004년 2월 세종대학교 전자공학과 박사 졸업.  
2004년 3월~현재 강원도립대

학 정보통신과 조교수

<관심 분야> 신호 처리