

체비셰프 필터함수를 이용한 수중 음향 압전 트랜스듀서의 절연형 정합회로 설계

Design of Isolation-Type Matching Network for Underwater Acoustic Piezoelectric Transducer Using Chebyshev Filter Function

이 정 민*, 이 병 화*, 백 광 렬**
(Jeong-Min Lee*, Byung-Hwa Lee*, Kwang-Ryul Baek**)

*국방과학연구소, **부산대학교 전자·전기공학부
(접수일자: 2009년 7월 8일; 채택일자: 2009년 8월 10일)

본 논문에서는 수중 음향 압전 트랜스듀서의 고효율, 정전력 구동이 가능하도록 절연 트랜스포머와 체비셰프 필터함수를 이용한 임피던스 정합회로 설계 방안을 제안하였다. 제안된 정합회로는 진동과 무관한 트랜스듀서의 리액턴스 성분을 최소화하고 넓은 동작주파수 범위에서 평탄한 출력 전력 특성을 갖도록 설계되었다. 체비셰프 필터함수를 표준 원함수로 하는 지역통과 필터를 단중단 제자형 회로로 설계하고 대역통과 주파수변환을 통하여 트랜스듀서의 등가모델과 트랜스포머의 권선비에 적합한 정합회로를 설계하였다. 제안된 기법을 예제 모델 Tonpiltz형 압전 트랜스듀서에 대한 가상부하에 적용하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 결과를 비교함으로써 제안된 기법의 타당성을 검증하였다.

핵심용어: Tonpiltz형 압전 트랜스듀서, 정합회로, 제자형 필터, 트랜스포머

투고분야: 수중음향 분야 (5,6)

This paper presents the design method of an impedance matching network using an isolation transformer and the Chebyshev filter function for the high efficiency and the flat power driving of an underwater acoustic piezoelectric transducer. The proposed impedance matching network is designed for minimizing the reactance component of transducer and having the flat power response in the wide frequency range. We design a low pass filter with ladder-type circuit using the Chebyshev function as standard prototype filter function. In addition, we design the impedance matching network which is suitable for the equivalent circuit of transducer and the turn ratio of transformer through the bandpass frequency transformation. The proposed method is applied to the simulated dummy load of the tonpiltz-type transducer operating in the middle frequency range. The simulation results are compared with the measured characteristics and the validity of the proposed method is verified.

Keywords: Tonpiltz piezoelectric Transducer, Matching network, Ladder-type filter, Transformer

ASK subject classification: Underwater Acoustics (5,6)

I. 서론

최근 능동 소나 시스템에서 탐지 성능 향상을 위한 일환으로, 중주파수 대역에서 높은 효율로 송신이 가능한 음향센서에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 일반적으로 수중 음향 압전 트랜스듀서는 진동과 무관한 리액턴스 성분을 포함하고 있어, 구동을 위한 큰 무효 전력 성분이 요구됨으로써 송신시 전력공급기의 용량이

필요 이상으로 증가된다는 문제점이 있다. 또한, 방사되지 않고 구동부로 되돌아가는 불필요한 무효 전력 성분은 송신기나 트랜스듀서의 최대 정격과 열적 스트레스를 증가시키는 원인이 되기도 한다 [1]. 따라서, 트랜스듀서를 고효율, 고출력으로 구동하기 위해서는 리액턴스 성분을 최소화하기 위한 임피던스 정합이 필수적이다 [2]. 이 경우, 송신 출력 특성에 대한 변화가 불가피하므로 동작주파수 범위에서 규정된 출력 준위와 평탄도를 유지하도록 정합회로 설계시 동시에 검토 되어야만 한다.

기존에 수중 음향 압전 트랜스듀서와 같이 복소 임피던스를 갖는 부하에 대한 효율적인 임피던스 정합을 위

하여 많은 연구가 수행되었다. Bode와 Fano [3]에 의해 임피던스의 형태를 갖는 부하에 대한 임피던스 정합 이론이 확립되었고, Chen [4]에 의해 복소 임피던스를 갖는 신호원과 복소 임피던스를 갖는 부하간의 효율적인 정합 방법이 연구되기도 하였다. 이어 많은 논문들이 임피던스 정합에 대한 새로운 이론을 제안하였으나 단순한 부하조건에서도 이론에 수반되는 계산상의 어려움 때문에 구현에 제한을 받은 것이 사실이다. 근래에는 Carlin과 Yarman 등이 부하를 해석할 수 없는 경우, 실측된 트랜스듀서의 임피던스를 이용한 실주파수법을 적용하여 비교적 넓은 범위의 주파수 대역에서 임피던스 정합을 수행하기도 하였다 [5]. 그러나 실제 구현할 수 없는 소자값을 제시하거나 회로의 차수가 너무 큰 결과를 제시하여 이론적으로만 최적화 되는 한계가 있었다 [6].

따라서, 실제 대부분의 능동 소자에 적용되는 정합회로는 회로의 복잡성이나 정합 효율성을 고려하여 인덕터를 직렬 또는 병렬로 연결하거나 트랜스포머를 이용하여 리액턴스 성분을 동조화하고 임피던스 특성을 균등화하는 방법이 사용되고 있다 [7]. 이와 같은 방법은 통과대역 내에서의 구동 출력 전력이 트랜스듀서의 결합계수 (k_{eff})와 기계적 침예도 (Q_m)에 크게 의존되며, 그 편차가 클 수 있다는 단점이 있다 [8].

본 논문에서는 비교적 넓은 동작주파수 영역에서 압전 트랜스듀서의 리액턴스 성분을 보상하여 무효 전력 성분을 감소시키고 동시에 구동 출력 전력 편차도 최소화할 수 있는 임피던스 정합회로 설계 방안을 제안하였다. 제안된 방법은 기존의 편터 회로망 함수 설계 기법을 이용하여 체비세프 필터함수를 표준 원함수 (Proto-type Function)로 하는 저역통과 필터를 단중단 제자형 회로망으로 설계하는 것이다. 그리고 주파수변환을 통하여 트랜스듀서의 BVD (Butterworth Van-Dyke) 등가모델과 트랜스듀서의 권선비에 적합한 대역통과 필터회로로 변환하는 것이다. 이는 트랜스듀서의 출력 전압 증폭과 수중에서의 절연문제를 고려한 floating output 기능 제공이 동시에 가능하고, 정합회로 구성 소자값들이 실현 가능한 범위내에 존재하도록 한다.

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위하여 예제 모델로 중주파수 대역에서 동작하는 Tonpitz형 압전 트랜스듀서의 등가모델에 대한 정합회로를 설계하고 그 결과를 분석하였다. 실제 압전 트랜스듀서의 방사저항에 인가되는 출력 전력을 측정하기 위하여 예제 모델 트랜스듀서를 모의한 가상부하 (dummy load)를 제작하고 정합회로와의 실험을 통하여 해석결과와 비교함으로써 제안된 기법

의 타당성을 검증하였다.

II. 트랜스듀서의 등가회로 해석

능동 소나 시스템에서 주로 사용되는 Tonpitz형태의 트랜스듀서는 그림 1과 같이 길이 방향으로 분극된 압전 세라믹을 가운데 적층하고, 금속 재질의 전, 후면추를 장력 볼트로 결합한 형태로 전면추와 방사 매질인 물 사이에 음향 윈도우가 부착된다. 이러한 형상은 장력 볼트를 이용하여 세라믹에 전응력 (Pre-stress)을 가함으로써 구동 출력을 크게 증대시킬 수 있으며, 각 재질 사이의 기계적 접촉력이 향상되어 접촉 영역에서의 기계적 손실을 줄일 수 있는 장점이 있다.

그림 1과 같은 수중 음향 압전 트랜스듀서에 대한 전기적 등가모델은 트랜스듀서의 공진점 부근을 근사화하여 BVD모델로 나타낼 수 있다. 이 모델은 인접된 다른 공진 모드와의 간섭이 없는 단일모드 공진점 근처에서의 트랜스듀서 등가모델로 그림 2와 같이 정전용량 C_0 와 직렬 공진회로 $C_1-L_1-R_1$ 의 병렬 연결 형태로 구성된다 [9].

그림 2의 등가모델에서 $C_1-L_1-R_1$ 로 구성되는 트랜스듀서의 mechanical branch에 대한 전기적 임피던스는

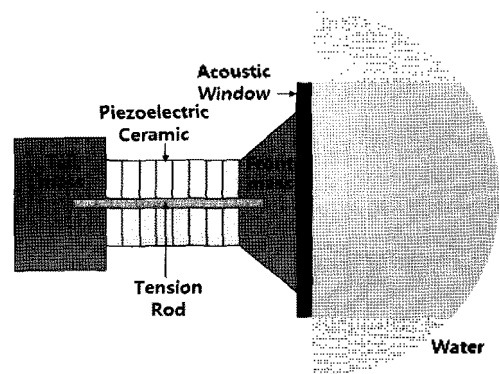


그림 1. Tonpitz형 압전 트랜스듀서
Fig. 1. Tonpitz-type piezoelectric transducer.

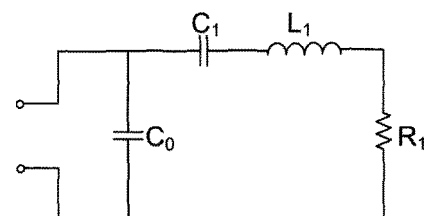


그림 2. 트랜스듀서 BVD 등가회로
Fig. 2. BVD equivalent circuit of transducer.

다음과 같다.

$$Z_m = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = R_1(1 + jQ_{ms}\psi) \quad (1)$$

여기서, $\omega_s^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$, $\psi = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s}{\omega}$,

$\omega = 2\pi f$, f : 주파수

$$Q_{ms} = \frac{\omega_s L_1}{R_1} = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{1}{\omega_s R_1 C_1}$$

또한, C_0 로 구성되는 electrical branch의 전기적 어드미턴스 (Y_e)는 식 (2)와 같다.

$$Y_e = j\omega C_0 \quad (2)$$

따라서, 트랜스듀서의 전체 입력 어드미턴스는 등가모델에서 electrical branch와 mechanical branch에 대한 어드미턴스의 합으로 나타낼 수 있다.

$$Y_t = Y_e + \frac{1}{Z_m} = \frac{1}{R_1(1 + Q_{ms}^2 \psi^2)} + j \left\{ \omega C_0 - \frac{\omega_s C_1 Q_{ms}^2 \psi}{(1 + Q_{ms}^2 \psi^2)} \right\} \quad (3)$$

식 (3)의 허수 성분은 트랜스듀서 구동시, 큰 무효 전력 이 요구되는 원인이 된다. 따라서, 제한된 공급전력을 이용하여 효율적으로 압전 트랜스듀서를 구동하기 위해서는 무효 전력 성분이 최소화 되도록 정합 효율을 개선하는 것이 필수적이다. 이를 위해서는 인덕터나 트랜스포머를 이용하여 동작주파수 영역 전체에서 식 (3)의 허수 성분이 최소화 되도록 임피던스 정합회로가 설계되어야 한다 [10].

III. 정합회로 설계

3.1. 직병렬 인덕터를 이용한 정합회로

능동 소나 시스템의 송신채널은 송신기, 정합회로 및 트랜스듀서로 그림 3과 같이 구성된다. 특히, 송신기의 출력 임피던스 (Z_s)는 구동 손실을 최소화하기 위하여 부하인 트랜스듀서의 임피던스에 비하여 매우 작도록 설계되어야 한다. 그러나 부하를 송신기에 정합하기 위한 대부분의 기존 기법들은 부하에 최대 전력을 전송하기 위하

여 공액 임피던스 정합을 수행함으로써 최대 효율이 50% 까지 제한되는 문제점이 있다. 이러한 통상적인 관례는 송신기의 출력 임피던스가 매우 작고, 공급전원이 제한된 범위에서 동작하는 소나 시스템에서는 유용하지 않다. 따라서, 송신기로부터 고효율로 출력 전력을 인출하기 위해서는 부하인 트랜스듀서의 허수 성분을 상쇄시켜 무효 전력 성분을 최소화하는 방법의 정합회로 설계가 요구되며, 회로의 복잡성이나 정합 효율성 등을 고려하여 인덕터를 이용한 회로가 주로 사용된다 [11].

이러한 형태의 정합회로는 송신기의 구동 특성이 정전류 또는 정전압인지를 고려하여 트랜스듀서 입력단에 병렬 또는 직렬로 인덕터를 연결하여 그림 4와 같이 구현하는 것이 일반적이다. 그림 4에서 정합회로 입력단에서의 전기적 특성은 식 (3)으로부터 인덕터가 병렬 및 직렬로 포함된 경우에 대한 입력 임피던스로 식 (4), 식 (5)와 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$Z_{i.n.p} = \frac{1}{Y_{i.n.p}} \quad (4)$$

$$Y_{i.n.p} = \frac{1}{R_1(1 + Q_{ms}^2 \psi^2)} + j \left\{ \omega C_0 - \frac{1}{\omega L_p} - \frac{\omega_s C_1 Q_{ms}^2 \psi}{(1 + Q_{ms}^2 \psi^2)} \right\} \quad (5)$$

$$Z_{i.n.s} = j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_0}) + \frac{\left(\frac{1}{\omega C_0} \right)^2}{R_1(1 + jQ_{ms}\psi)}$$

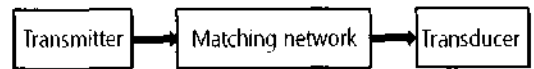


그림 3. 능동 소나 시스템의 송신채널 구성도
Fig. 3. Transmitting channel schematic of active sonar system.

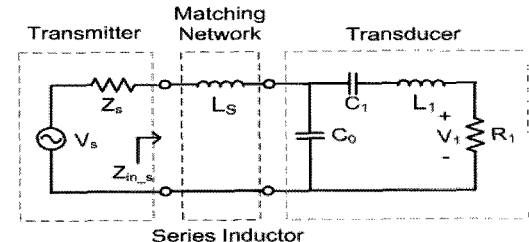
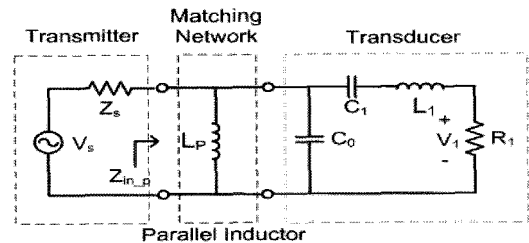


그림 4. 병렬 및 직렬 인덕터를 이용한 정합회로
Fig. 4. Matching network using parallel & series inductor.

$$\text{여기서, } w_p^2 = \frac{1}{L_1 C_T} = \frac{1}{L_s C_0}, \quad C_T = \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}$$

$$\Gamma = \frac{w}{w_p} - \frac{w_p}{w}, \quad Q_{mp} = \frac{w_p L_1}{R_1} = \frac{1}{w_p R_1 C_T}$$

공진 (w_s) 또는 반공진 (w_p) 주파수에서 동작하는 트랜스듀서의 경우, 병렬 또는 직렬로 연결된 인덕터가 식 (6)을 각각 만족할 때 트랜스듀서의 허수 성분이 상쇄되고 순수한 저항 성분만 남게 되어 무효 전력 성분의 최소화 와 함께 고효율 구동이 가능하게 된다.

$$L_p C_0 = L_1 C_1 = \frac{1}{\omega_s^2}, \quad L_s C_0 = L_1 C_T = \frac{1}{\omega_p^2} \quad (6)$$

그러나 이러한 정합회로의 출력 특성은 트랜스듀서의 결합계수 (k_{eff})와 기계적 첨예도 (Q_m)에 크게 의존되며, $K_{eff} Q_m$ 에 따라서는 동작주파수 영역에서 송신기의 구동 임피던스 및 출력 전력의 편차가 커진다는 단점이 있다. 따라서, 트랜스듀서의 무효 전력 성분과 출력 전력의 편차를 동시에 최소화하기 위한 새로운 정합회로 설계가 요구된다.

3.2. 체비셰프 필터함수를 이용한 정합회로 설계

본 논문에서 제안하는 정합회로는 동작주파수 범위에서 트랜스듀서의 허수 성분을 보상하여 규정된 편차 범위의 출력 전력을 방사저항에 송출하도록 설계하고자 한다. 따라서, 정합회로 설계는 원하는 출력 전력이 방사저항 R_1 에 전달되도록 하는 대역통과 필터 설계 문제로 간주할 수 있다. 그리고 송신기의 출력 임피던스가 작다고 가정하면 ($Z_s \approx 0$), 정합회로는 무손실 LC 소자가 직렬로 연결된 단종단 제자형 회로를 이용하여 식 (7)을 만족하는 소자값으로 그림 5와 같이 구현될 수 있다 [12].

$$L_i C_i = L_1 C_1, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \delta \quad (7)$$

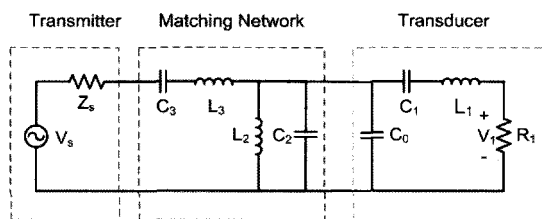


그림 5. 제자형 임피던스 정합회로 예제 모델
Fig. 5. Example model of ladder-type Impedance matching network.

여기서 δ 은 LC 성분을 포함한 트랜스듀서 전체의 대역 통과 회로의 차수이며, 만약 $\delta=2$ 이면 기존의 병렬 인덕터형 정합회로와 일치하게 된다.

그림 5의 트랜스듀서 등가회로에서 직렬공진 회로 L_1, C_1 은 저항 R_1 으로 종단된 제자형 대역통과 필터의 직렬 LC branch로 간주하고, 커패시턴스 C_0 은 C_2 와 함께 병렬 LC branch에서의 커패시턴스로 활용할 수 있다. 정합회로 설계를 위한 대역통과 필터함수로는 통과대역 내에서의 리플은 존재하지만 적은 차수에서도 고조파 차단 특성이 우수한 체비셰프 필터함수를 이용하고자 한다. 이는 광대역 임피던스 정합에서 많이 사용되는 필터함수로서 트랜스듀서 등가모델과의 임피던스 정합시, 다른 필터함수보다 더 넓은 주파수대역에서 평탄한 출력 특성을 구현할 수 있다는 장점이 있다.

일반적인 체비셰프 저역 필터의 크기 특성은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{K_n^2}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (8)$$

여기서, $C_n(\omega) = \cos(n \cos^{-1} \omega)$, $0 \leq \omega \leq 1$

$$C_n(\omega) = \cosh(n \cosh^{-1} \omega), \quad \omega > 1$$

식 (8)에서 $C_n(\omega)$ 은 n 차 체비셰프 다항식, ϵ 은 통과대역내에서 리플(Ripple)의 깊이를 결정하는 파라미터이고, K_n 는 이득상수 ($0 < K_n \leq 1$)이다. 만약 $s = j\omega$ 라면, 식 (8)은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$H(s)H(-s) = \frac{K_n^2}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)} \Big|_{\omega^2 = -s^2} \quad (9)$$

따라서, 분모의 근을 찾아 Hurwitz 다항식을 구하고 전달함수 $H(s)$ 의 분모로 취하면 다항식이 분모에만 있는 전극점 함수(All-pole Function)를 구성할 수 있다.

$$H(s) = \frac{K_n}{A(s)} \quad (10)$$

그리고 체비셰프 필터함수 $H(s)$ 의 좌반면에 존재하는 극점을 s_k 라고 한다면, 극점은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_k = \sigma_k + j\omega_k \quad (11)$$

$$\sigma_k = \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \sinh v$$

$$\omega_k = \cos \frac{(2k-1)\pi}{2n} \cosh v, \quad k=1,2,\dots,n$$

여기서,

$$\sinh v = \frac{1}{2} \left[(\sqrt{1+1/\epsilon^2} + 1/\epsilon)^{1/n} - (\sqrt{1+1/\epsilon^2} + 1/\epsilon)^{-1/n} \right]$$

$$\cosh v = \frac{1}{2} \left[(\sqrt{1+1/\epsilon^2} - 1/\epsilon)^{1/n} + (\sqrt{1+1/\epsilon^2} + 1/\epsilon)^{-1/n} \right]$$
(12)

식 (11)과 식 (12)로부터 계산된 극점으로 구성된 전극 점 함수는 식 (13)과 같이 단락 어드미턴스 파라미터 (Y_{12}, Y_{22})를 이용한 전달함수로 나타낼 수 있다.

$$H(s) = \frac{V_1(s)}{V_s(s)} = \frac{-Y_{12}(s)}{1 - Y_{22}(s)}$$
(13)

여기서, $Y_{12}(s) = \frac{I_2(s)}{V_1(s)}|_{V_s=0}, \quad Y_{22}(s) = \frac{I_1(s)}{V_1(s)}|_{V_s=0}$

부하측이 저항으로 종단된 제자형 회로망은 식 (13)의 단락 어드미턴스 파라미터 $Y_{22}(s)$ 를 연분수 전개하여 카우어 I형으로 구현될 수 있으며, 그림 6에는 예제 모델로 3차 저역통과 필터의 경우를 나타내었다.

그림 6의 저역통과 필터회로는 주파수변환을 통하여 트랜스듀서의 BVD 모델이 포함된 그림 5와 같은 형태의 대역통과 필터로 변환함으로써 체비셰프 이득 특성의 정합회로로 실현될 수 있다. 그러나 이러한 형태의 정합회로는 방사 저항에 공급되는 출력 전압 증폭이 불가능하고 수중에서의 절연분제를 고려한 floating output 기능 제공이 어렵다는 단점이 있으며 그림 5의 인덕턴스 (L_3) 값이 매우 커서 구현하기 어렵다는 문제가 있다. 이러한 문제점을 극복하기 위하여 본 논문에서는 트랜스포머가 포함된 체비셰프 이득 특성의 정합회로를 그림 7과 같은 형태로 새로이 제안하였다.

그림 7은 그림 5의 직렬 공진회로와 병렬 공진회로 사이에 절연 트랜스포머가 삽입된 형태로써, 권선비 (N_T)를 이용하여 출력 전압 증폭이 가능하고, 인덕턴스 (L_3) 값을 실현 가능한 값으로 작게 할 수 있다는 장점이 있다.

또한, 트랜스포머의 2차측 인덕턴스 (L_{22})는 병렬 공진회로의 인덕턴스 (L_2)와 겸용으로 사용될 수 있어 정합회로의 부품수도 최소화할 수 있다. 정합회로의 각 소자 값들은 체비셰프 이득 특성 실현을 위하여 그림 6의 저역

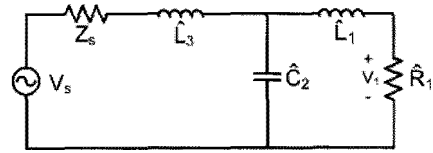


그림 6. 3차 저역통과 필터 예제 모델
Fig. 6. Example model of 3-order low pass filter.

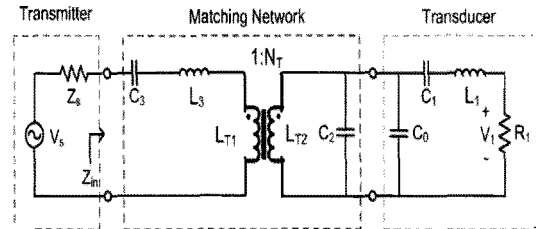


그림 7. 트랜스포머가 포함된 제자형 정합 회로
Fig. 7. Ladder-type matching network including transformer.

통과 필터 예제 모델에서 도출된 소자값들로부터 식 (14) ~ 식 (16)과 같이 대역통과 필터의 주파수변환과 임피던스 스케일링을 통하여 산출할 수 있다.

$$R_1 = \hat{R}_1 k_m, \quad L_1 = \frac{\hat{L}_1}{bw} k_m, \quad C_1 = \frac{bw}{w_s^2 \hat{L}_1 k_m}$$
(14)

$$L_2 = \frac{bw}{C_2 w_s^2} k_m, \quad C_2 = \frac{\hat{C}_2}{bw k_m}$$
(15)

$$L_3 = \frac{\hat{L}_3}{N_T^2 bw} k_m, \quad C_3 = \frac{N_T^2 bw}{w_s^2 \hat{L}_3 k_m}$$
(16)

여기서, bw 는 정합을 위한 대역폭이며 k_m 은 부하측 종단 저항에 기인한 임피던스 크기 스케일링 상수가 된다.

IV. 예제 모델의 정합회로 설계

제안된 정합회로의 검증을 위하여 예제 모델 트랜스듀서에 대한 정합회로를 설계하였다. 예제 모델 트랜스듀서는 내경 12 mm, 외경 34 mm, 그리고 길이가 4.4 mm인 8개 원환형 압전 세라믹 (PZT4)이 병렬로 결합된 Tonpilz 형 압전 트랜스듀서를 선정하였다. 그리고 수중에서 음향 윈도우와 수밀을 위한 금속 하우징이 부착된 상태에서 트랜스듀서의 임피던스를 측정하였다. 표 1은 예제 모델로 사용된 트랜스듀서의 실측된 임피던스 특성으로부터 도출된 BVD 등가회로 모델의 소자값을 나타낸 것이다. 추정된 등가회로 모델의 입력 임피던스 특성은 그림 8에 나타내었다.

표 1. 트랜스듀서 등가회로 파라미터값

Table 1. Equivalent circuit parameter values of transducer.

등가회로 파라미터	예제 모델 트랜스듀서
C_0	17.9 [nF]
R_1	1498 [Ohm]
L_1	121 [mH]
C_1	4.45 [nF]

예제 모델 트랜스듀서에 대한 정합회로는 통과대역 내에서의 평탄도와 회로의 복잡성을 고려하여 1 dB 이하 ($\epsilon = 0.5$)의 리플 특성을 갖고 차수가 3인 체비셰프 저역통과 필터함수를 이용하였으며, 필터함수는 식 (17)과 같다.

$$H(s) = \frac{K_u}{s^3 + 0.988s^2 + 1.24s + 0.49} \quad (17)$$

식 (17)로부터 단락 어드미턴스 함수 $Y_{22}(s)$ 를 구하고 이로부터 송신기의 출력 임피던스가 작다고 가정하여 ($Z_s \approx 0$) 그림 6의 3차 저역통과 필터 파라미터를 산출하면 $\hat{L}_3 = 1.50882$, $\hat{C}_2 = 1.33325$, $\hat{L}_1 = 1.0118$, $\hat{R}_1 = 1.0$ 가 된다.

그림 7의 정합회로 각 구성 소자값들은 식 (14)에서 식 (16)을 이용하여 산출하였다. 특히, 실현 가능한 범위의 소자값으로 정합회로가 구현되도록 트랜스포머의 결합계수는 약 0.975, 권선비 및 2차측 인덕턴스는 약 2.04, 10.5 mH로 각각 설계하였다. 산출된 각 구성 소자값은 표 2에 나타내었다. 수식으로부터 산출된 7.6 [mH]의 L_{T2} 값이 유지되도록 트랜스포머 2차측에 27.5 [mH]의 인덕터를 병렬로 추가하였다.

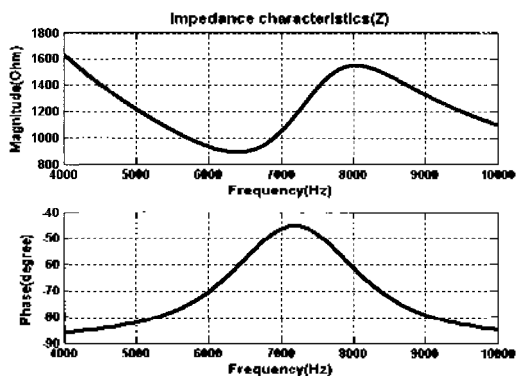


그림 8. 예제 트랜스듀서의 임피던스 특성
Fig. 8. Impedance characteristics of example transducer.

표 2. 트랜스포머가 포함된 정합회로의 소자값

Table 2. Device values of matching network including transformer.

정합회로 파라미터	실제 구현값
C_2	53 [nF]
L_{T1}	2.5 [mH]
L_{T2}	10.5 [mH]
C_3	12.5 [nF]
L_3	42.9 [mH]

V. 합성된 가상부하를 통한 시험 결과

압전 트랜스듀서의 방사저항 R_1 에 인가되는 실제 출력 전력을 정확하게 측정하기 위하여 예제 모델 트랜스듀서로부터 추정된 표 1의 파라미터를 이용하여 R-L-C 수동 소자로 구성된 가상부하를 그림 9와 같이 제작하였다.

설계된 정합회로를 가상부하에 연결하고, 구동전압은 약 50~80 Vrms범위에서 그림 10과 같이 구성된 시험 장치를 이용하여 입력 임피던스와 방사 저항에서의 출력 전력량을 100 Hz 간격으로 측정하였다.

정합회로는 손실이 적은 RM12 페라이트 코어 (유효단면적: 1.46 cm², 포화자속밀도: 0.38 tesla, AL: 160 nH/turn)와 고압 필름 및 세라믹 커패시터를 이용하여 제작하였으며, 트랜스포머 1차측 인덕턴스는 피크전류 1 [A]에서 자

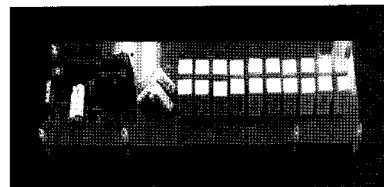


그림 9. 가상부하
Fig. 9. Dummy load.

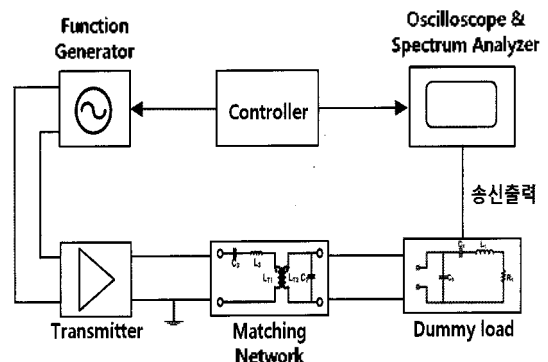


그림 10. 정합회로가 포함된 가상부하 실험 구성도
Fig. 10. Experiment block diagram of dummy load including matching network.

속빈도가 포화되지 않도록 RM12 코어 3개를 직렬로 연결하여 구현하였다.

측정된 정합회로의 입력 임피던스 특성은 시뮬레이션 결과와 함께 그림 11에 나타내었다. 임피던스 위상 특성은 동작주파수 내에서 $\pm 30^\circ$ 범위로 개선되었고 임피던스 크기 특성은 약 100 ohm 이내로 균등화 되었다. 임피던스

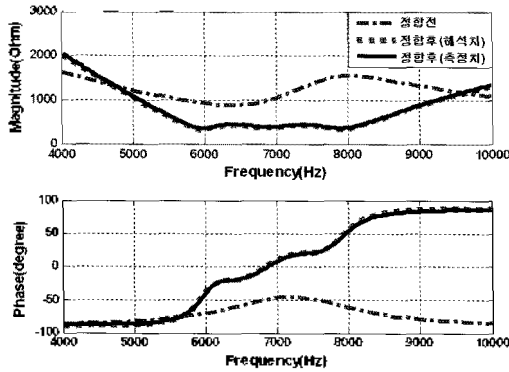


그림 11. 정합회로가 포함된 가상부하의 임피던스
Fig. 11. Impedance of dummy load including matching network.

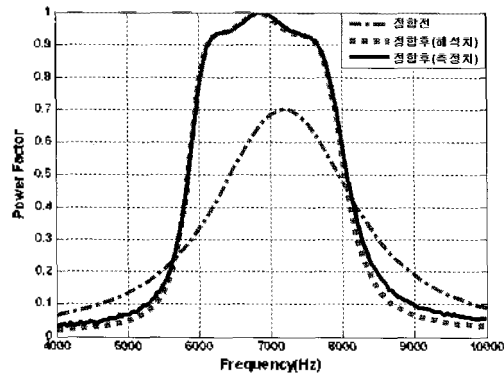


그림 12. 정합회로가 포함된 가상부하의 역률
Fig. 12. Power factor of dummy load including matching network.

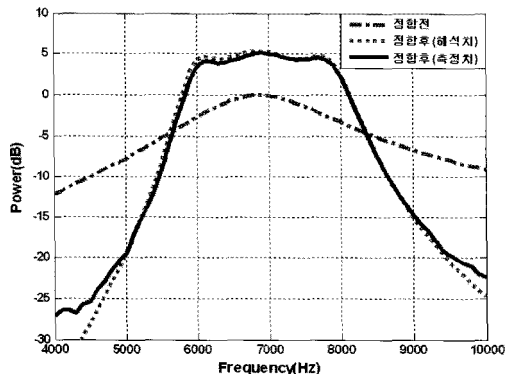


그림 13. 정합회로가 포함된 가상부하의 출력 전력
Fig. 13. Impedance of dummy load including matching network.

스 위상 특성으로부터 산출된 역률 (Power factor)은 그림 12에 나타내었다. 동작주파수 전체 영역에서 역률 특성이 개선되었고, 특히 주파수 6 kHz 부근에서의 역률은 0.37에서 0.88로 크게 향상되었다. 따라서, 무효 전력 성분은 최대 51% 정도까지 최소화 될 수 있다.

또한, 방사저항에 인가되는 출력 전력량에 대한 결과를 정합이전의 최대 출력량으로 정규화하여 그림 13에 나타내었다. 통과대역내에서 약 1 dB 이내로 비교적 균등한 출력 전력이 송출됨을 확인할 수 있으며 시뮬레이션 결과와도 비교적 잘 일치하였다. 그리고 정합회로에 송압용 절연 트랜스포머의 적용으로 출력 전력량이 약 5dB 정도로 증가하였으며, 이로부터 트랜스포머 권선비를 이용한 송출 전력량의 제어 가능성도 확인하였다.

V. 결론

본 논문에서는 관심주파수 내에서 압전 트랜스듀서의 고효율, 정전력 구동을 위한 임피던스 정합회로 설계 방안을 제안하였다. 제안된 방법은 기존의 필터 회로방함수 설계 기법을 이용하여 체비세프 필터함수를 표준원함수로 하는 저역통과 필터를 설계하고 주파수변환을 통하여 트랜스듀서의 등가모델과 트랜스포머의 권선비에 적합한 내역통과 필터회로로 변환하는 것이다. 이러한 변환은 트랜스듀서의 출력 전압 증폭과 floating output 기능 제공이 동시에 가능하며, 정합회로의 소자값들을 실현 가능한 범위로 구현할 수 있다는 장점이 있다.

제안된 정합회로 설계 기법의 검증은 위하여 Tonpitz형 예제 모델 트랜스듀서에 대한 정합회로를 설계하였고, 시뮬레이션을 통하여 그 결과를 분석하였다. 압전 트랜스듀서의 방사저항에 인가되는 실제 출력 전력을 측정하기 위하여 예제 모델 트랜스듀서를 모의한 가상부하를 제작하고 정합회로와의 실험을 통하여 해석결과와 비교함으로써 제안된 기법의 타당성을 검증하였다. 그 결과, 제안된 정합회로는 동작주파수 내에서 송신기로부터 공급되는 무효 전력량을 감소시키고 동시에 출력 전력 편차도 최소화할 수 있음이 확인되었다.

감사의 글

본 연구는 부산대학교 자유과제 학술연구비 (2년)에 의하여 수행된 연구임.

참고문헌

1. D. Stansfield, *Underwater Electroacoustic Transducers*, Bath, UK: Bath University Press, 1990.
2. 이정민, 서희선, "동조화 기법을 이용한 Tonpitz형 저주파 트랜스듀서의 임피던스 정합회로 설계," *국방과학연구소, 기술보고서*, NSDC-517-061577, 2006.
3. R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broad-band matching of arbitrary impedance," *J. Franklin Inst.*, vol. 249, no. 1-2, pp. 57-83, 1950.
4. W. K. Chen, "Explicit formulas for the synthesis of optimum broad-band impedance-matching networks," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-24, no. 4, pp. 157-169, 1977.
5. H. J. Carlin and B. S. Yarman, "The double matching problem: analytic and real frequency solutions," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-30, no. 1, pp. 15-28, 1983.
6. E. H. Newman, "Real frequency wide-band impedance matching with nonminimum reactance equalizers," *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 11, pp. 3597-3603, 2005.
7. B. K. Chung, "Q-based design method for T network impedance matching," *Microelectronics Journal* 37, no. 9 pp. 1007-1011, 2006.
8. Y. K. Su, H. S. Hou and S. J. Chang, "Practical impedance matching using genetic programming," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no. 2, pp. 375-377, 2006.
9. 이정민, 이병화, 백광렬, "미립자 집단 최적화 알고리즘을 이용한 다중모드 수중 음향 압전 트랜스듀서의 등가회로 모델링," *한국음향학회지*, 28권, 4호, 363-369쪽, 2009.
10. Y. C. Chen, S. Wu and C. C. Tsai, "Lump circuit modeling and matching consideration on acoustical transmitters for underwater application," *Journal of Marine Science and Technology*, vol. 12, no. 3, pp. 152-158, 2004.
11. Y. C. Chen, Sean Wu and P. C. Chen, "The impedance matching design and simulation on high power electro-acoustical transducers," *Sensor and Actuators A Physical*, vol. 115, no. 1, pp. 38-45, 2004.
12. 이정민, 이병화, 백광렬, "소나 송신기의 정합회로 설계를 위한 수중 음향 압전 트랜스듀서의 등가회로 파라미터 추정," *한국군사과학기술학회지*, 12권, 3호, 282-289쪽, 2009.

저자 약력

•이 정 민 (Jeong-Min Lee)

한국음향학회지 제28권 제4호 참조

•이 병 화 (Byung-Hwa Lee)

한국음향학회지 제28권 제4호 참조

•백 광 렬 (Kwang-Ryul Baek)

한국음향학회지 제28권 제4호 참조