

# 미립자 집단 최적화 알고리즘을 이용한 다중모드 수중 음향 압전 트랜스듀서의 등가회로 모델링

## Equivalent Circuit Modeling of Multiple Modes Underwater Acoustic Piezoelectric Transducer Using Particle Swarm Optimization Algorithm

이 정 민\*, 이 병 화\*, 백 광 렬\*\*

(Jeong-Min Lee\*, Byung-Hwa Lee\*, Kwang-Ryul Baek\*\*)

\*국방과학연구소, \*\*부산대학교 전자·전기공학부

(접수일자: 2009년 2월 27일; 수정일자: 2009년 4월 23일; 채택일자: 2009년 5월 7일)

본 논문에서는 인접된 다중모드 공진점을 갖는 수중 음향 압전 트랜스듀서의 전기적 등가회로 모델을 추정하는 방법을 제안하였다. 트랜스듀서의 실측된 임피던스와 추정된 등가모델의 임피던스 오차가 최소가 되도록 공진모드간 결합 영향을 고려한 적합도 함수를 제안하고, 미립자 집단 최적화 (PSO: Particle Swarm Optimization) 알고리즘을 이용하여 등가회로의 미지상수를 추정하였다. 3개의 공진점을 갖는 샌드위치형 예제 트랜스듀서에 대하여 제안된 방법을 적용하여 등가회로를 모델링하고, 수중에서의 임피던스 측정치와 추정된 등가모델의 임피던스를 비교함으로써 제안된 기법의 타당성을 검증하였다.

**핵심용어:** 트랜스듀서, 등가회로, 임피던스, PSO 알고리즘, 적합도 함수

**투고분야:** 음향측정 및 센서 분야 (14.2)

In this paper, an estimation method is presented to determine the equivalent circuit model of an underwater acoustic piezoelectric transducer with multiple resonant modes. A fitness function that includes the coupled resonant effects is proposed to minimize an error between the measured impedance of the transducer and the calculated impedance of the equivalent model. Unknown parameters of the equivalent circuit are estimated by using PSO algorithm. The proposed method is applied to an example transducer of the sandwich type with 3 resonances in the frequency band of interest. The analytical impedance of the estimated equivalent circuit model is compared with the measured impedance of the transducer and the validity of proposed method is verified.

**Keywords:** Trnsnducer, Equivalent circuit, Impedance, PSO (Particle Swarm Optimization) Algorithm, Fitness function

**ASK subject classification:** Acoustic Measurements and Sensors (14.2)

### I. 서론

능동형 소나 시스템에서 고출력으로 운용되는 송신기의 설계를 위해서는 부하인 트랜스듀서의 전기적 임피던스 특성이 정확하게 규정되어야만 한다. 송신기로부터 트랜스듀서에 최대 전력을 효율적으로 전송하기 위해서는 구동부인 송신기와 트랜스듀서간의 인터페이싱 문제가 매우 중요하기 때문이다. 최근 소나 시스템에서 탐지 거리 증대를 위한 방안으로 대용량, 다채널의 송신기가 요구됨에 따라, 송신 효율 특성이 우수한 디지털 스위칭

증폭기가 적용되는 추세이다. 이러한 송신기의 특성은 대용량, 다채널을 고밀도로 구현할 수 있다는 장점이 있으나, 송신기의 출력 신호에 많은 고조파 성분이 포함되어 있어 트랜스듀서를 효율적으로 구동하기 위해서는 고조파 성분 제거를 위한 정합필터와 같은 인터페이싱 회로 설계가 필수적이다. 특히, 고조파 성분이 인가되는 주파수대역에서의 트랜스듀서 임피던스 특성은 송신기 및 정합필터 설계에 큰 영향을 미친다. 그러므로 트랜스듀서의 임피던스 특성을 전기적 등가모델로 표현할 수 있다면, 트랜스듀서의 효율적인 구동을 위한 송신기와 고조파 차단을 위한 정합필터의 설계에 매우 효과적으로 활용될 수 있다 [1].

그동안 압전 세라믹 트랜스듀서의 동특성 해석을 위하

여 다양한 해석 기법이 개발되어 왔으나, 비교적 구조가 간단하고 공진 주파수 부근에서의 동특성에 관심이 있을 경우에만 전기적 등가회로 모델링이 널리 사용되어 왔다 [2]. 그 중에서 트랜스듀서의 형상, 크기, 재질의 음속, 밀도 및 탄성 계수등의 물성치를 이용한 전기적 등가회로 모델링 방법은 압전상수 및 각종 재질의 부정확한 물성치로 인해 큰 오차가 발생하므로 반복적인 보정이 필수적이다. 또한, 음향적인 특성에 영향을 미치는 부가적인 구성품 (배킹재료, 음향 윈도우, 지지구조 및 방사임피던스 등)에 의한 효과까지 모델링하는 데는 한계가 있으며 [3], 여러 개의 공진모드가 존재하는 넓은 주파수대역에서의 등가회로 모델은 인접 공진모드의 영향이 포함되어 나타나기 때문에 해석적인 방법만으로는 정확하게 추정하기 어려웠다 [4]. 따라서, R. Coates와 P. T. Maguire는 다중 모드 공진점을 갖는 트랜스듀서의 측정된 어드미턴스 크기 성분에 대한 기울기와 각 모드별 공진주파수 정보를 산출하여 등가회로의 근사화된 표현을 유도하였다. 그러나 오차가 커서 반복적인 보정을 위한 등가회로 파라미터의 초기값으로만 제안하였다 [6]. 최근에는 R. Ramesh와 D. D. Ebenzer가 2개의 공진모드를 갖는 트랜스듀서에 대하여 비선형 회귀 분석과 최소 자승법을 이용하여 등가회로 모델링을 시도하였으나, 2개의 공진모드를 단순히 단일모드의 병렬 결합 형태로만 고려하였다 [7]. 이러한 방법은 인접모드간 상호 간섭 영향이 무시할 수 있을 만큼 매우 작다는 가정하에 실측 임피던스와의 오차만을 최소화하여 미지상수를 추정하므로 모드간 간섭이 존재할 경우에는 오차가 커지게 된다. 특히, 서로 인접된 공진 모드에 대해서는 모드 기여도가 큰 공진 특성으로만 최적화되는 경향이 있어서 인접모드에 대한 미지상수의 추정이 어렵게 된다.

따라서, 본 논문에서는 인접모드의 간섭에 의한 등가모델의 추정 오차를 최소화하고, 상대적으로 기여도가 작은 공진모드에 대해서도 등가회로의 미지상수 추정이 가능하도록 모드간 상호 간섭 영향을 고려한 다중모드 등가회로 모델링 기법을 제안하였다. 등가회로는 BVD (Butterworth Van-Dyke) 모델을 이용하여 다중 직렬 공진 회로 형태로 나타내었으며, 인접모드의 간섭이 배제된 개별모드의 특성과 개별모드들이 결합되어 상호 영향을 주는 다중모드 특성까지 통합적으로 최적화하기 위한 적합도 함수를 도출하였다. 각 적합도 함수의 추정 오차에 비례하는 가중치를 이용하여 최종적인 적합도 함수를 구성하고 [10] 트랜스듀서의 실측된 임피던스와 등가모델의 추정된 임피던스 오차가 최소가 되도록 PSO 알고리

즘을 이용하여 등가회로의 미지상수들을 추정하였다.

군집기반 진화 연산 알고리즘의 하나인 PSO 알고리즘은 적합도 함수의 미분이 필요하지 않고, 미지상수들의 초기값을 해 집단으로 랜덤하게 설정할 수 있어, 짧은 연산 시간내에 최적해를 도출할 수 있으며, 다른 확률적 방법보다 안정적인 수렴 특징을 보유하는 것으로 알려져 있다 [8]. 제안된 기법의 타당성을 검증하기 위하여 관심 주파수 영역에서 3개의 공진모드를 갖는 샌드위치형 트랜스듀서에 제안된 방법을 적용하였으며, 추정된 등가회로 모델의 임피던스 특성과 실측된 임피던스 특성을 서로 비교하였다. 또한, 인접된 공진모드의 간섭 영향을 고려하지 않고 기존의 방법처럼 임피던스 전체 오차만을 최소화하여 추정한 결과와도 비교하였다.

## II. 등가회로

트랜스듀서의 전기적 등가모델을 표현하는 방법은 여러 가지가 있지만 임피던스에 대한 특성 해석이 용이하도록 트랜스듀서의 공진점 부근을 근사화하여 나타내고자 할 때, BVD모델이 주로 사용된다. 이 모델은 인접된 다른 공진모드와의 간섭이 없는 단일모드 공진점 근처에서의 트랜스듀서 등가모델로 정전용량  $C_0$ 와 직렬 공진회로  $L_1-C_1-R_1$ 의 병렬 연결 형태로 구성된다 [5]. 따라서, 공진점 근처의 협대역에서 등가회로 파라미터가 주파수에 독립적인 값으로 근사화될 수 있을 때만 유용하다. 그러나 넓은 주파수 대역에서 사용될 트랜스듀서의 임피던스 특성은 여러 개의 공진모드를 수반하며, 공진모드간의 간섭도 무시할 수 없게 되므로 기존의 BVD 모델만으로는 트랜스듀서의 다중모드 특성을 정확하게 나타낼 수 없다. 따라서, 다중모드 공진점을 갖는 트랜스듀서의 전기적 등가회로 모델은 기존의 BVD모델에 그림 1과 같이

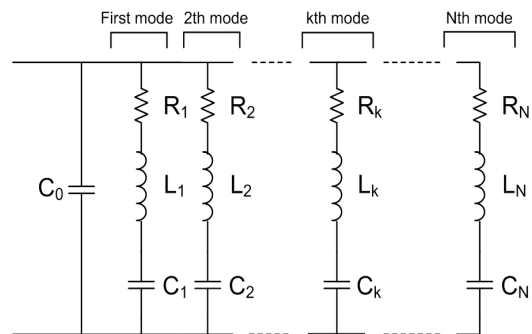


그림 1 다중모드에 대한 트랜스듀서 등가회로  
Fig. 1. Transducer equivalent circuit for multiple-modes.

모드 수 ( $N$ )에 따라 저항-인덕터-커패시터 ( $R-L-C$ )의 직렬 공진 회로를 병렬 조합하여 나타낸다 [6].

그림 1에 나타난 다중모드에 대한 등가회로로부터 트랜스듀서의 입력 임피던스는 식 (1)과 같이 유도된다 [11,12].

$$Z_{estimated} = \frac{1}{\frac{1}{Z_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_i}} \quad (1)$$

$$\text{여기서, } Z_0 = \frac{1}{j\omega C_0}$$

$$Z_i = R_i + j\omega L_i + \frac{1}{j\omega C_i}, \quad i = 1, 2, \dots, N$$

$N$ : 공진 모드 수,  $\omega = j2\pi f$ ,  $f$ : 주파수

만약, 식 (1)을  $Z_{estimated} = R_T + jX_T$ 의 실수와 허수성분으로 각각 표현한다면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_T = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{R_i}{R_i^2 + X_i^2}}{\left(\sum_{i=1}^N \frac{R_i}{R_i^2 + X_i^2}\right)^2 + \left(\omega C_0 - \sum_{i=1}^N \frac{X_i}{R_i^2 + X_i^2}\right)^2} \quad (2)$$

$$X_T = -\frac{\omega C_0 - \sum_{i=1}^N \frac{X_i}{R_i^2 + X_i^2}}{\left(\sum_{i=1}^N \frac{R_i}{R_i^2 + X_i^2}\right)^2 + \left(\omega C_0 - \sum_{i=1}^N \frac{X_i}{R_i^2 + X_i^2}\right)^2} \quad (3)$$

$$\text{여기서, } X_i = \omega L_i - \frac{1}{\omega C_i}$$

식 (2)와 식 (3)에서 그림 1의  $k$ 번째 모드에 대한 임피던스의 실수성분과 허수성분을 직렬 공진 회로 파라미터 성분 ( $R_k$ ,  $L_k$ ,  $C_k$ )으로 나타내면 아래와 같다.

$$R_T = \frac{\Delta R + \frac{R_k}{R_k^2 + X_k^2}}{\left(\Delta R + \frac{R_k}{R_k^2 + X_k^2}\right)^2 + \left(\Delta X - \frac{X_k}{R_k^2 + X_k^2}\right)^2} \quad (4)$$

$$X_T = -\frac{\Delta X - \frac{X_k}{R_k^2 + X_k^2}}{\left(\Delta R + \frac{R_k}{R_k^2 + X_k^2}\right)^2 + \left(\Delta X - \frac{X_k}{R_k^2 + X_k^2}\right)^2} \quad (5)$$

여기서,

$$\Delta R = \sum_{i=1}^{k-1} \frac{R_i}{R_i^2 + X_i^2} + \sum_{i=k+1}^N \frac{R_i}{R_i^2 + X_i^2}$$

$$\Delta X = \omega C_0 - \sum_{i=1}^{k-1} \frac{X_i}{R_i^2 + X_i^2} - \sum_{i=k+1}^N \frac{X_i}{R_i^2 + X_i^2}$$

$\Delta R$ 과  $\Delta X$ 는 전체 임피던스에서  $k$ 번째 모드와 결합되는 실수 및 허수성분을 나타낸다. 전체 트랜스듀서의 임피던스 특성으로부터  $\Delta R$ 과  $\Delta X$ 의 영향을 제거할 수 있다면, 인접모드의 간섭 영향이 배제된  $k$ 번째 모드의  $R_k$ ,  $L_k$ ,  $C_k$ 를 구할 수 있다. 본 논문에서는 미지상수에 대한 최적해를 구하기 위하여 최적화 알고리즘인 PSO 기법을 이용하였다.

### III. PSO 알고리즘

PSO 알고리즘은 최적화 기법의 하나로써 1995년에 Kennedy와 Eberhart에 의해 소개되었다 [8,9]. 이 알고리즘은 새롭게 알려진 진화 연산 기법으로 새나 벌과 같은 무리가 먹이를 찾아가는 집단행동 과정에서 무리 전체가 정보를 공유한다는 가정과 함께, 무리내의 각 개체들이 서로 공유된 정보를 기반으로 행동한다는 개념이 최적화 과정에 도입된 것이다. PSO는 널리 알려진 GA (Genetic Algorithm)와는 달리 자연선택의 진화 메커니즘을 통한 최적화 방식이 아닌 생체 군집의 사회적 행동 양식을 반영하고 있다. 이러한 PSO 알고리즘은 집단 전체를 나타내는 군집 (Swarm)과 군집을 구성하는 각 개체 (Particle)들로 구성된다. 각 개체들은 최적의 해를 얻기 위해 해 공간을 이동하면서 개체와 군집간에 과거 경험에 대한 정보를 공유하며 보다 나은 위치로 이동한다. 각 개체들은 이전에 경험했던 최적의 위치 정보에 대한 기억 유지를 통해 자신의 현 위치와 비교 후, 최적의 위치를 찾아가게 된다.

PSO의 주요 알고리즘은 식 (6)과 같이 구성되며 수식을 구성하는 파라미터들은 표 1에 나타내었다.

$$v_{\beta d}^{t+1} = \alpha \cdot v_{\beta d}^t + c_1 r_1 \times (pbest_{\beta d} - x_{\beta d}^t) + c_2 r_2 \times (gbest_d - x_{\beta d}^t) \quad (6)$$

$$x_{\beta d}^{t+1} = x_{\beta d}^t + v_{\beta d}^{t+1}$$

$$\beta = 1, 2, \dots, n \quad d = 1, 2, \dots, D$$

식 (6)에서 개체의 속도 벡터 ( $v_{\beta d}^{t+1}$ )는 크게 3가지 부분으로 구성된다. 첫 번째 부분은 해가 내재된 공간상에서 현재의 속도 벡터 (Present velocity)를 나타내고, 두 번째 부분은 개체의 개인적인 경험에 의거하여 개인이 찾았던 최적 위치로의 움직임 성향 (Individual best)을 나타내며, 세 번째 부분은 그룹 전체가 찾았던 최적 위치로의

표 1. PSO 알고리즘 파라미터

Table. 1. PSO algorithm parameters.

Parameter	description
$v_{\beta d}^{t+1}$	Individual Particle's next velocity vector
$v_{\beta d}^t$	Individual Particle's current velocity vector
$x_{\beta d}^{t+1}$	Individual Particle's next position vector
$x_{\beta d}^t$	Individual Particle's current position vector
$pbest_{\beta d}$	Individual Particle's best position vector
$gbest_d$	Group's best position vector
$\beta$	Particle number
$n$	Total number of Particle
$d$	Dimension (Swarm number)
$D$	Total number of unknown parameters
$\alpha$	Inertia weight factor
$c_1, c_2$	Acceleration constants (usually 2)
$r_1, r_2$	Uniformly distributed random number between 0 and 1

움직임 성향 (Global best)을 나타낸다. 이 세 가지 벡터 성분의 합에 의해 개체들은 현재의 위치보다 더 나은 곳으로 이동하게 되고, 시간이 지남에 따라 적합도 함수 (Fitness function)가 설정된 조건을 만족하게 되면, 어느 한 곳으로 수렴하게 되며, 그 결과 전역적인 최적의 해를 도출하게 된다.

다중모드 등가모델에서 D개의 등가회로 파라미터들은 PSO 알고리즘상에서 각 개체들의 위치벡터 ( $x_{\beta d}^t$ )에 해당하며, 속도벡터 ( $v_{\beta d}^t$ )는 위치벡터의 방향과 이동량을 결정하는 주요 요소로 작용한다. 초기에 개체들의 위치와 속도 벡터 ( $x_{\beta d}^t, v_{\beta d}^t$ )는 양 (+)의 값으로 랜덤하게 주어지며, 각 개체와 그 그룹 전체가 경험했던 최적 위치 ( $pbest_{\beta d}, pbest_d$ )로의 움직임에 대한 가속력 ( $c_1r_1, c_2r_2$ ) 또한 랜덤하게 주어진다. 아울러,  $\alpha, c_1, c_2$  등의 파라미터 조절을 통해 전역 (global) 탐색과 지역 (local) 탐색의 균형을 유지할 수 있다.

## IV. 등가회로 모델링

### 4.1. 적합도 함수 설정

최적화 기법에 적용되는 적합도 함수는 최적화 문제를 풀기 위한 가장 중요한 요소로 알고리즘 수행 과정에서 도출되는 결과와 실제 데이터와의 오차를 비교하고 그 값이 최소화되도록 효율적으로 정의되어야 한다 [8].

인접모드의 영향을 무시할 수 있는 다중모드 트랜스듀서의 등가회로 모델은 기존의 방법처럼 다중모드 특성을 개별적인 단일모드들의 연결로 간주하고 식 (7)과 같이 적합도 함수를 구성할 수 있다. 즉, 실측된 트랜스듀서의 임피던스 크기 ( $|Z_{real}|$ )와 위상 ( $\theta_{real}$ ) 데이터로부터 실수와 허수성분으로 구성된 트랜스듀서 복소 임피던스 ( $Z_{real}$ )를 구하고, 관심 주파수 영역 전체에서 추정된 등가회로 임피던스 ( $Z_{estimated}$ )와의 오차를 단순히 최소화하는 것이다.

$$F_{total} = \frac{1}{M_f} \sum_{m=1}^{M_f} |Z_{estimated}(w_m) - Z_{real}(w_m)| \quad (7)$$

여기서,

$M_f$ : 데이터 샘플 수

$$Z_{real}(w_m) = |Z_{real}(w_m)| \cdot (\cos(\theta_{real}(w_m)) + j\sin(\theta_{real}(w_m)))$$

그러나 공진모드가 서로 인접되어 있고 모드별로 상호 영향이 다르게 존재하는 경우에는 임피던스에 대한 기여도가 큰 모드의 특성으로 최적화되려는 경향이 강하므로 식 (7)과 같은 적합도 함수만으로는 등가회로 파라미터를 추정하기 어렵다. 따라서, 인접모드의 간섭에 의한 등가모델의 추정 오차를 최소화하고 상대적으로 기여도가 작은 인접된 공진모드에 대해서도 등가회로 파라미터의 추정이 가능하도록 수정된 형태의 적합도 함수가 요구된다.

먼저, 모드간 간섭 영향을 고려하기 위하여 실측 임피던스의 극소점으로부터 각 모드별로 주파수 구간 ( $\Delta f_k$ )을 분할하였다. 분할된 구간내에서는 해당모드 이외의 모드 간섭 성분이 배제되도록 k번째 모드에 대한 적합도 함수를 식 (8)과 같이 구성하여 추정된 임피던스와 실측 임피던스의 오차를 비교하였다.

식 (8)은 분할 구간내에서 인접모드의 상호 영향이 배제된 단일모드 특성만을 표현한 적합도 함수이므로 해당 모드에 대한 등가회로 파라미터만을 구하려는 성향이 강하다. 따라서, 개별모드들이 결합되는 경우, 전체모드에 대하여 상호 영향을 주는 부분까지 통합적으로 고려할 수 있는 적합도 함수가 추가적으로 필요하다.

$$F_k = \frac{1}{M_f} \sum_{m=f_k}^{f_k + \Delta f_k} \left| \frac{1}{Z_{real}(w_m) - \left( \frac{1}{Z_0(w_m)} + \sum_{i=1, i \neq k}^N \frac{1}{Z_i(w_m)} \right)} - Z_k(w_m) \right| \quad (8)$$

여기서,  $f_k$  : k번째 모드 시작 주파수  
 $\Delta f_k$  : k번째 모드 주파수 구간  
 $Z_k$  : k번째 모드 등가회로의 추정된 임피던스

이 적합도 함수는 식 (8)에서 추정된 각 모드별 등가회로의 파라미터 정보를 이용하여 식 (1)로부터 다중모드 등가모델에 대한 이론적인 임피던스를 구하고, 실측 임피던스와의 오차가 최소가 되도록 식 (9)와 같이 구성하였다.

$$F_{total}^* = \frac{1}{M_f} \sum_{m=1}^{M_f} |Z_{estimated}^*(w_m) - Z_{real}(w_m)| \quad (9)$$

여기서,  $Z_{estimated}^*(w_m)$ 는 식 (7)에서와는 달리, 식 (8)로부터 인접모드의 간섭 영향이 배제된 개별모드의 등가회로 파라미터를 이용하여 추정되는 임피던스이다.

따라서, 다중모드 트랜스듀서의 등가회로 모델링을 위한 최종 적합도 함수는 식 (8)의 개별모드 특성과 식 (9)의 결합된 다중모드 특성이 모두 고려될 수 있도록 구성될 필요가 있다. 그리고 두 가지 목적의 적합도 함수를 동시에 최적화하기 위한 방법으로 각 적합도 함수에 가중치 ( $C_{w1}, C_{w2}$ )를 곱해서 더하는 가중치 합법 (Weighted Sum Method) [10]을 이용하여 식 (10)과 같은 최종적인 적합도 함수를 구성하였다.

$$Fitness\ function = C_{w1} \cdot F_{total}^* + C_{w2} \cdot \sum_{k=1}^N F_k \quad (10)$$

### 4.2. 예제 모델

제안된 다중모드 트랜스듀서의 등가모델 추정 기법의 검증을 위하여 관심 주파수 영역에서 3개의 공진모드 특성을 갖는 샌드위치형 트랜스듀서에 제안된 기법을 적용하였다. 샌드위치형 트랜스듀서는 내경 12 mm, 외경 34 mm 그리고 길이가 4.4 mm인 8개 원환형 압전 세라믹 (PZT4)을 길이 방향으로 분극하고 병렬로 연결한 다음, 금속 재질의 전, 후면추를 장력 볼트로 결합한 형태로 구성된다. 전면추에는 음향 윈도우를 부착하였으며, 수밀을 위한 금속 하우징을 장착한 형태로 수중에서 임피던스 크기와 위상을 100 Hz 간격으로 측정하였다.

관심 주파수 대역내에서 3개의 공진모드로 구성되는 등가회로는 앞서 제시한 그림 1의 등가모델에 대하여 N=3인 경우에 해당된다. 또한, 각 모드별 주파수 구간은 실측된 트랜스듀서의 임피던스로부터 컨덕턴스 성분의

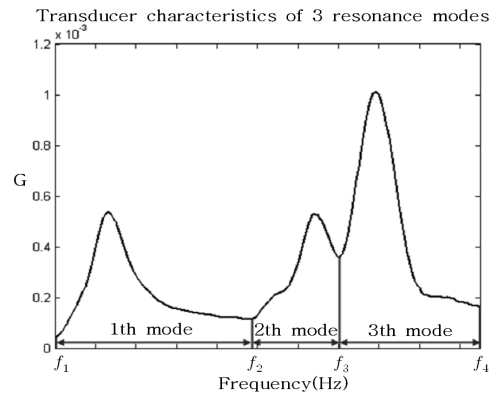


그림 2 분할된 모드 구간  
 Fig. 2. Divided mode section.

극소점을 산출하여 그림 2와 같이 분할하여 나타낼 수 있다.

분할된 구간내에서 다른 모드의 임피던스 간섭 영향이 배제된 k번째 모드에 대한 독립적인 임피던스 특성  $Z_k^*$ 는 식 (11)과 같다.

$$Z_k^* = \frac{1}{\frac{1}{Z_{real}(w_m)} - \left( \frac{1}{Z_0(w_m)} + \sum_{i=1, i \neq k}^3 \frac{1}{Z_i(w_m)} \right)}, \quad k=1,2,3 \quad (11)$$

따라서, 식 (11)로부터 분할된 구간에서 3개 공진모드에 대한 각 임피던스 성분  $Z_k^*$ 를 산출하고, 이로부터 식 (8)과 식 (9)의 적합도 함수를 구성하였다. 그리고 최종적인 적합도 함수는 두 적합도 함수의 추정 오차 크기에 따라 가중치가 결정되도록 하여 식 (10)과 같이 구성하였다.

구성된 적합도 함수의 최적화는 III절에서 언급된 PSO 알고리즘을 이용하여 수행되었다. 예제모델의 등가회로 추정을 위한 PSO 알고리즘의 수행 흐름도는 그림 3과 같다. 먼저, 트랜스듀서로부터 임피던스 크기와 위상을 측정하여 복소 임피던스를 구한 다음, 등가회로의 파라미터에 해당되는 PSO의 위치벡터 ( $x_{\beta d}^t$ )와 위치벡터의 방향과 이동량을 결정하는 속도벡터 ( $v_{\beta d}^t$ )의 초기값을 별도의 복잡한 연산없이 양 (+)의 값으로 랜덤하게 설정한다. 실측 임피던스로부터 모드 구간을 분할하고, k번째 모드와 전체모드에 대한 적합도 함수를 연산하여 PSO 내의 위치벡터와 속도벡터를 갱신한다. 측정치와 추정치의 오차로부터 도출된 적합도 함수값이 설정해 놓은 오차 범위를 만족하면 실행을 종료하고, 그렇지 않으면 규정된 반복 횟수까지 연산을 수행한다. 실행이 종료되면 도출된 개체들의 위치벡터로부터 등가회로의 파라미터를 구한다.

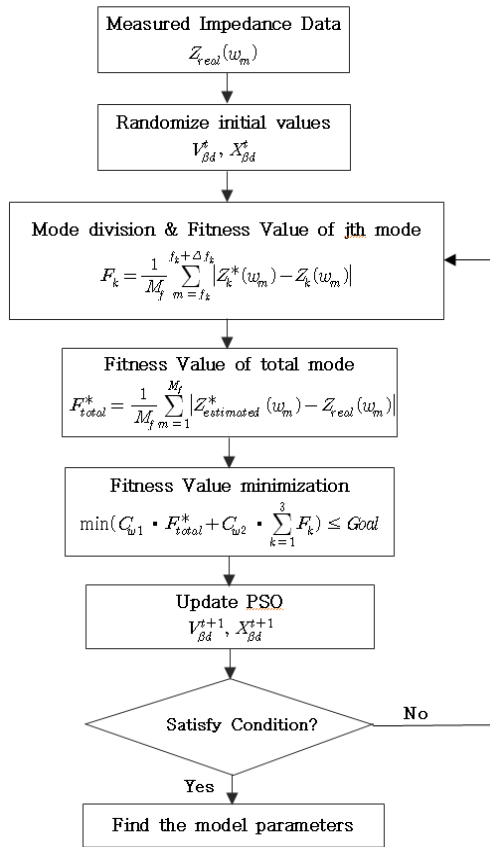


그림 3 수행 흐름도  
Fig. 3. Execution flowchart.

제안된 기법으로부터 추정된 등가모델의 임피던스와 어드미턴스 특성을 실측치와 비교하여 그림 4, 5에 나타내었다. 또한, 인접모드간 간섭 영향이 고려되지 않은 기존의 적합도 함수로부터 PSO 알고리즘을 이용하여 추정된 결과와도 비교하였다. 그리고 추정된 각 모드별 등가회로 파라미터들은 표 2에 나타내었다.

제안된 기법에 의해 추정된 등가회로의 임피던스 특성이 다중모드 전체구간에서 실측된 임피던스 특성과 잘 일치함을 보였다. 특히, 인접된 2번째와 3번째 공진모드에서는 제안된 기법에 의해 추정된 임피던스 특성이 모드간 간섭 영향을 고려하지 않은 경우보다 실측된 임피던스 특성과 더욱 잘 일치하였다. 2번째 공진모드 구간에서 제안된 기법에 의하여 추정된 임피던스 오차는 크기가 약 1.09%, 위상이 약 1.01% 정도였으며, 모드간 간섭이 고려되지 않은 경우에는 공진모드 자체의 추정이 불가능하였다. 이 결과로부터 공진모드가 서로 인접되어 있고 모드별로 상호 영향이 다르게 존재하는 경우에는 식 (10)과 같이 인접모드간 간섭 영향이 고려된 적합도 함수가 다중모드 등가회로 모델의 파라미터 추정에 더 효과적임을 알 수 있다.

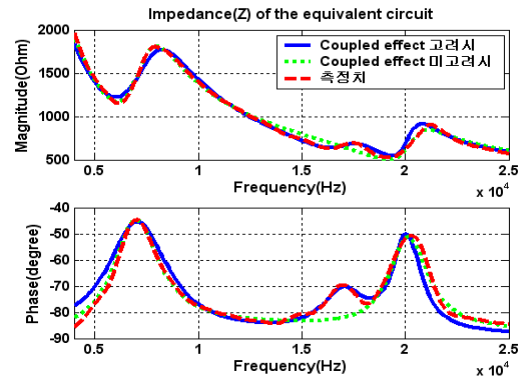


그림 4 다중모드 임피던스  
Fig. 4. Impedance of transducer for 3 modes.

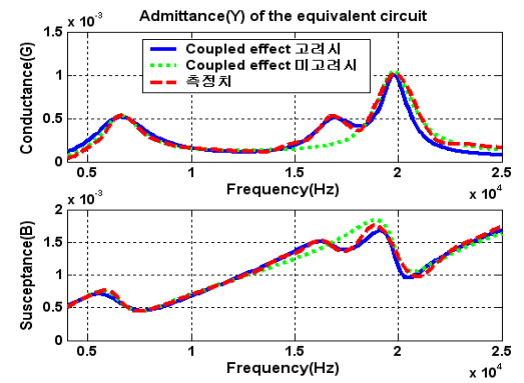


그림 5 다중모드 어드미턴스  
Fig. 5. Admittance of transducer for 3 modes.

표 2. 추정된 등가회로 파라미터  
Table 2. Estimated parameters of equivalent circuit.

Lumped elements	Coupled effect 고려시	Coupled effect 미고려시
$C_0$	12.7 [nF]	12.3 [nF]
$R_1$	2034 [Ohm]	2048 [Ohm]
$L_1$	0.083 [H]	0.135 [H]
$C_1$	7.04 [nF]	4.31 [nF]
$R_2$	2454 [Ohm]	10416 [Ohm]
$L_2$	0.146 [H]	0.050 [H]
$C_2$	0.61 [nF]	1.77 [nF]
$R_3$	1142 [Ohm]	1056 [Ohm]
$L_3$	0.108 [H]	0.079 [H]
$C_3$	0.60 [nF]	0.82 [nF]

## V. 결론

본 논문에서는 인접모드간 간섭이 존재하는 다중모드 수중 음향 압전 트랜스듀서의 전기적 등가회로 모델을 추정하기 위한 기법을 제안하였다. 등가회로는 BVD 모

델을 이용하여 다중 직렬 공진 회로 형태로 나타내었다. 인접모드의 간섭이 배제된 개별모드의 특성과 개별모드들이 결합되어 상호 영향을 주는 다중모드 특성까지 통합적으로 최적화하기 위한 적합도 함수를 도출하고 각 적합도 함수의 추정 오차에 비례하는 가중치를 이용하여 최종적인 적합도 함수를 구성하였다. 그리고 트랜스듀서의 실측된 임피던스와 등가모델의 추정된 임피던스 오차가 최소가 되도록 PSO 알고리즘을 이용하여 등가회로의 미지상수들을 추정하였다. 이로부터 인접모드의 간섭에 의한 영향과 상대적으로 임피던스 기여도가 작은 공진모드에 대해서도 등가모델의 추정이 가능하도록 하였다.

제안된 기법을 3개의 공진모드를 갖는 샌드위치형 트랜스듀서에 적용한 결과, 추정된 등가회로의 임피던스 특성이 기존의 방법보다 실측 임피던스 특성과 더 잘 일치함을 보였다. 특히, 인접된 공진모드에서도 추정된 임피던스 특성이 실측 임피던스와 잘 일치함으로써 모드간 간섭 영향이 고려된 적합도 함수가 다중모드 등가회로 모델링에 더 효과적임을 입증하였다.

제안된 기법으로부터 산출된 다중모드에 대한 트랜스듀서의 전기적 등가모델은 트랜스듀서의 효율적인 구동을 위한 송신기와 고조파 차단을 위한 정합필터의 설계에 효과적으로 활용될 것으로 판단된다.

### 참고 문헌

1. D. Church and D. Pincock, "Predicting the Electrical Equivalent of Piezoceramic Transducers for Small Acoustic Transmitters," *IEEE Trans, Sonics Ultrason.*, vol. SU-32, no.1, pp. 61-64, 1985.
2. 조치영, 서희선, 이정민, "수중 음향 압전 트랜스듀서의 등가회로 모델링," *한국음향학회지*, 15권, 4호, 77-82쪽, 1996.
3. 전병두, 임준석, 송준일, 성광모, "주파수 영역 측정에 의한 초음파 변환기 등가회로 추정," *한국음향학회 학술대회 논문집*, 19권, 2(s)호, 325-328쪽, 2000.
4. W. J. Marshall and G. A. Brigham, "Determining equivalent circuit parameters for low figure of merit transducers," *Acoust. Res. Lett. Online*, vol. 5, no. 3, pp. 106-110, 2004.
5. 이정민, 서희선, "동조화 기법을 이용한 Tonpilz형 저주파 트랜스듀서의 임피던스 정합회로 설계," *국방과학연구소, 기술보고서*, NSDC-517-061577, 2006.
6. R. Coates and P. T. Magurie, "Multiple-mode acoustic transducer calculations," *IEEE Trans, Ultrason, Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 36, no. 4, pp. 471-473, 1989.
7. R. Ramesh and D. D. Ebenezer, "Equivalent Circuit for Broadband Underwater Transducers," *IEEE Trans, Ultrason, Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 55, no. 9, pp. 2071-2083, 2008.
8. J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," *IEEE International Conference on Neural Networks*, pp. 1942-1948, Nov. 1995.

9. S. Mostaghim and J. Teich, "Strategies for finding good local guides in multi-objective particle swarm optimization (MOSPSPSO)," *Proc. IEEE 2003 Swarm Intelligence Symp.*, pp. 26-33, 2003.
10. Lin, J., "Multiple objective problem : Pareto-optimal solutions by method of proper equality constraints," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 21, no. 5, pp. 641-650, 1976.
11. D. Stansfield, *Underwater Electroacoustic Transducers*, Bath, UK: Bath University Press, 1990.
12. Sherman & Butler, *Transducers and Arrays for Underwater Sound*, Springer, 2007.

### 저자 약력

#### •이 정 민 (Jeong-Min Lee)



1967년 8월 19일생  
 1990년 2월: 전북대학교 전기공학과 학사  
 2001년 8월: 부산대학교 전자공학과 석사  
 2007년 3월: 부산대학교 전자공학과 박사수료  
 1990년 3월~ 현재: 국방과학연구소

#### •이 병 화 (Byung-Hwa Lee)



1981년 6월 19일생  
 2005년 2월: 경북대학교 전자전기공학부 학사  
 2007년 2월: 포항공과대학교 전자공학과 석사  
 2007년 2월~ 현재: 국방과학연구소

#### •백 광 렬 (Kwang-Ryul Baek)



1961년 3월 25일생  
 1984년 2월: 부산대학교 전자공학과 학사  
 1986년 2월: 한국과학기술원 전자공학과 석사  
 1989년 8월: 한국과학기술원 전자공학과 박사  
 1989년 3월~1994년 2월:(주)터보테크 기술연구소  
 2000년 4월~ 현재: 부산대학교 전자·전기공학부 교수