한국음향학회지 제26권 제6호 pp. 276-285 (2007)

라우드스피커 주파수 종속 매개변수 유도 및 규명법 비교

Derivation of Parameters for Loudspeaker with Frequency Dependent Terms and Discussion for Estimation Methods

박 석 태*
(Seok-Tae Park*)
*주성대학 음향과

(접수일자: 2007년 6월 25일; 채택일자: 2007년 7월 30일)

본 논문에서는 현재까지 주파수 영역에서 개발된 4종류의 라우드스피커 TS 매개변수 규명법들에 대하여 비교 검토하였다. 보이스 코일 인덕터에 대한 상세한 모델링을 위해 주파수 종속 모델링 기법을 소개하였고 관련된 매개변수들을 유도하였다. 라우드스피커의 동적 질량을 알고 있을 때에 TS 매개변수를 규명하는 방법을 소개하고 이를 실제 라우드스피커에 적용할 때에 고려할 사항들도 기술하였다. 1채널 장비로 전기 임피던스를 측정할 때에는 크기만을 측정하게 되므로 위상값 추정을 위해 최소 위상 변환법을 사용하는 방법도 기술하였다.

핵심용어: TS 매개변수 규명, 알려진 질량법, 질량 추가법, 주파수 종속 인덕터, 힐버트 변환, 최소 위상 변환

투고분야: 전기 음향분야 (3,4)

In this paper, it was discussed and compared measured loudspeaker impedance curve with ones reconstructed by TS parameters estimated using four kinds of parameter estimation methods developed in frequency domain. Frequency dependent parameters were introduced and derived using least square error minimization technique. For known dynamic mass TS parameter estimation methods were reviewed and also proved non-uniqueness of these parameters by simulation method. Minimum phase transformation was adopted to derive phase information from magnitude of loudspeaker electrical impedance curve measured by one channel analyzer.

Key words: TS Parameters Estimation, Known Mass Method, Added Mass Method, Frequency Dependent Inductor, Hilbert Transform, Minimum Phase Transform

ASK subject classification: Electro-Acoustic (3,4)

I. 서 론

TS (Thiele Small) 매개변수 규명은 지난 80여년간 스피커 산업에서 중요한 문제로 다뤄져왔다. 매개변수 규명법은 크게 시간 영역법과 주파수 영역법으로 나눌 수 있다. 매개변수를 정확히 규명할 수 있는 장점이 있는 주파수 영역 해석법이 주류를 이뤄 왔지만 시간이 빠르다는 장점이 있는 시간 영역에서의 규명법도 도입되고 있다 [1-5]. 전통적으로 1채널 장비를 사용하는 주파수 영역법은 정현파 로그 소인법이 주로 사용되고 있다. 로그 소인법은 관심있는 저주파수 대역에서는 많은 데이터를 측정하고 상대적으로 고주파수 영역에서는 데이터 수를 적게 측정하여 관심있는 공진 주파수 영역에서 정밀하게 측정할 수 있는 방식이다 [6]. 측정한 전기 임피던스 데이터에 라우드스피커 (이하 스피커) 모델식을 곡선 피팅하는 방법으로 TS 매개변수를 규명하고 있다. 1채널 장비이므로 위상값을 측정할 수 없으므로 최소 위상 변환법을 이용하여 스피커의 전기 임피던스의 크기를 측정한 후에 힐버트 변환을 사용하여 인과 관계를 만족하도록 위상을 추정하고 있다 [7,8]. 2채널 또는 다채널 주파수 영역법은 전압/전류, 변위/전류 등의 주파수 응답의 크기와 위상값을 동시에 측정하고 시험 데이터와 스피커 모델식의 오차 제곱을 최소화하는 최소자승 오차법을 사용하여 매개변

책임저자: 박 석 태 (stpark@jsc.ac.kr)
363-794 충북 청원군 내수읍 산4번지 주성대학 음향과
(전화: 043-219-1202; 팩스: 043-219-1224)

수를 규명한다 [9]. 이 방법은 정현파 소인법에 비하여 측정시간이 짧은 반면에 전체 주파수 대역에서 균등한 주파수 분해능으로 주파수 응답을 측정하므로 저주파 영역에서는 오히려 분해능이 떨어지는 경향이 있어서 공진 주파수 대역 데이터가 중요한 경우에 해석 정확도에 영향을 줄 수 있다. 시간 영역법은 일반적인 시간 영역법과 시스템 규명법 등이 사용되고 있으며 일반적인 시간 영역법은 가진 신호가 특수한 형태를 가지고 있어야 하는 반면에 시스템 규명법은 이러한 제한을 받지 않는다 [10-14]. 본 논문에서는 4 종류의 주파수 영역법에 관해서만 기술하고 이를 이용하여 시험용 스피커 유니트에 대한 TS 매개변수 추출 및 정확도를 시험 데이터와 비교하여 검토하고자 한다. II 장에서는 현재까지 개발된 4가지 TS 매개변수 규명법에 대해 기술하였다. III장에서는 질량 추가법과 마이크로스피커등의 TS 매개변수 규명에 적합한 규명법으로 동적 질량을 알고 있을 때 사용하는 방법 (알려진 질량법)을 적용하여 스피커의 TS 매개변수를 규명하고 각 방법의 정확도를 비교 검토하였다. 알려진 질량법을 사용하여 4가지 규명법의 정확도를 시험용 우퍼를 사용하여 기술하였다.

II. 스피커 매개변수 규명법

스피커를 나타내는 표현 방법으로는 TS 매개변수를 이용하여 집중질량 (lumped mass) 매개변수로 표현되는 등가 전기회로가 널리 사용되고 있으며 TS 매개변수 규명은 여러 논문들에서 소개되었다 [15-23]. TS 매개변수 표현은 작은 전력을 스피커에 가하여 얻어지는 small signal parameter와 큰 전력으로 가할 때 나타나는 large signal parameter로 나눌 수 있다. Small signal 매개변수들은 공진주파수 f_s, 전체 Q 팩터 Q_{ts}, 전기적인 Q 팩터 Q_{es}, 기계적인 Q_{ms} 및 등가 음향 컴플라이언스인 Vas 들로 드라이버의 전기 임피던스 데이터로부터 만족할 만한 정확도로 구할 수 있다. 집중질량 모델링에서는 다이아프램부를 포함한 동적 거동을 하는 부분은 하나의 강체 질량으로 표현하므로 다이아프램의 break-up 특성에는 관심이 없고 무지향 특성을 나타내는 다이아프램의 피스톤 폰 주파수 영역까지만 관심을 갖는다. 직경 15mm인 마이크로스피커의 경우에 다이아프램을 강체라 가정하면 무지향성 영역은 7.2kHz 정도에 이르며 형상으로 인한 영향으로 더 높은 주파수까지 무지향성 특성이 나타난다. 만일, 다이아프램이 강체가 아닌 유연체라면 원주 방향의 2차 공진 주파수까지가 관심 영역이 되며 [24] 그 이상의 주파수에서는 다이아프램을 1개의 강체 질량으로 표현할 수 없으며 따라서 동적 질량과 방사 면적이 주파수에 따라서 변동하게 된다. 유연체의 경우에 판 (plate) 이론을 적용하면 [24,25] 원주가 고정된 플레이트 원판의 경우에 원주 방향의 1차와 2차 공진주파수는 식 (1)과 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$f_{01} = 1/2\pi(1.015\pi/a)^2\sqrt{D_E/\rho} \quad (1)$$

$$f_{02} = 1/2\pi(2.0075\pi/a)^2\sqrt{D_E/\rho} \quad (2)$$

여기서, a는 원판의 반경이며, D_E는 굽힘 강성으로 $D_E = Eh^3/(12(1-\nu^2))$, E는 Young's 계수, h는 판의 두께, ν는 포와송 비이며, ρ는 단위 면적당 질량을 나타낸다. 스피커는 원판 형태가 아니라 콘 형태이므로 윗 식들은 공진 주파수들에 대한 정성적인 표현을 나타내지만 공진 주파수가 콘의 직경과 면밀도 및 굽힘 강성의 함수임을 나타낸다. 또한, 굽힘 강성은 영률과 판 두께, 포와송 비의 함수로 나타내지며, 이러한 설계 변수들은 판의 질량과도 연관된다. 한편, 일반적으로 시험을 통해 스피커의 TS 매개변수 규명을 위한 최소한의 필요조건은 매개변수들 가운데 하나에 대해서 환경변동에 따라 변동을 주도록 하여 발생하는 그 매개변수의 변동량을 알 수 있어야 한다. 예를 들면 변동하는 매개변수로 공진 주파수를 선택할 때에 환경 변동으로는 자유공기 상태와 질량 추가된 상태 또는 자유공기 상태와 박스에 장착된 상태가 사용되며, 이 조건들에서 공진 주파수가 변동되며 이것을 규명하기 위하여 측정한 2개의 전기 임피던스 곡선 데이터들이 필요하다. 이러한 2개의 전기 임피던스 곡선 데이터들을 기초로 하는 TS 매개변수 규명법으로는 질량 추가법과 박스법이 있다 [15,26]. 이 방법들에서는 동적 질량과 등가 컴플라이언스를 먼저 구하고 나머지 매개변수들을 순차적으로 규명하고 있다. 동적 질량 또는 등가 컴

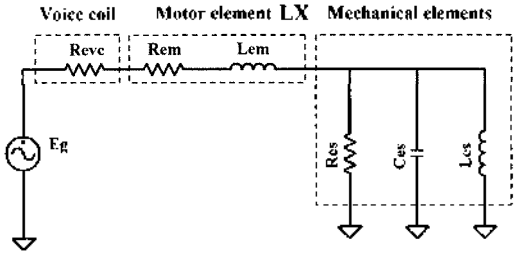


그림 1. 자유공기 상태의 라우드스피커의 모델
Fig. 1. Loudspeaker model at free air condition.

플라이언스를 알고 있는 경우에는 1개의 전기 임피던스 곡선 데이터를 사용하여도TS 매개변수들을 규명할 수 있다. 즉, 동적 질량을 알고 있는 경우에는 하나의 자유공기 상태에서 측정한 전기 임피던스 곡선 데이터를 사용하여 TS 매개변수들을 규명할 수 있다. 이 방법을 알려진 질량법이라 하며 [17] 이를 사용하여 TS 매개변수를 규명했다는 논문은 거의 발표된 적이 없었다. 그러나, 마이크로스피커와 같은 경우에는 실질적으로 질량 추가법이나 박스법을 사용할 수 없는 환경이므로 이 방법을 사용하여 TS 매개변수를 성공적으로 규명할 수 있었다 [27]. 산업체등에서 많이 사용하고 있는 1채널 장비인 LinearX 사의 LMS 장비등을 사용하면 스피커의 전기 임피던스 크기만을 측정하게 된다. 전기 임피던스의 위상정보를 얻기 위해서 최소 위상 시스템 이론을 사용하였다. 이 방법을 사용하면 로그 크기 응답이 주어졌을 때에 힐버트 변환으로 인과 관계를 만족하는 위상 데이터를 구할 수 있다 [8,17]. 이때에 군 지연 (group delay, 위상 응답의 시간 미분)은 계의 크기 응답 한계 내에서 인과성을 (causality) 만족하는 범위내에서 최소가 됨을 의미한다. 이와 같은 관계는 식 (3)과 같다 [8].

$$H_{min} = \exp(\log|H| + j*imag(Hilbert(\log|H|))) \qquad (3)$$

여기서, H_{min}은 최소위상특성을 갖는 전달함수이고, $\log|H|$는 측정한 전달함수 크기의 자연로그 값이며, Hilbert()는 힐버트 변환을 나타낸다. 그림 1은 규명된 TS 매개변수로 표현한 스피커를 무한 배플에 장착하였을 때의 등가 전기회로 모델을 나타낸다 [16]. 전기 회로부의 코일부 LX를 어떻게 모델링 하는가에 따라 매개변수 규명법이 구별된다 [7,9,15,28,29].

2.1. 기본 모델 (전통적 방법)

전통적이고 가장 단순한 규명 방법으로는 그림 1에서 LX부를 하나의 도선으로 간주하여 전기 임피던스에서 보이스 코일의 인덕턴스 영향을 무시하고 모델링하는 방법이다. 이 모델은 스피커의 전기 임피던스 데이터에서 공진 주파수 영역의 데이터만을 사용하여 TS 매개변수를 규명하는 방법 [15,26]이다. 공진 주파수 영역에서는 기계적인 공진 특성이 지배적이며 저주파수 영역이므로 코일의 인덕턴스는 상대적으로 작을 것이라 가정하는 것이다. 이 방법은 공진 주파수 부근에서의 임피던스 특성과 음향 응답특성에 주관심이 있을 때 사용한다.

2.2. 표준 모델

표준모델은 기본 모델에 추가로 보이스 코일 인덕터의 인덕턴스를 고려한 것이다. 그림 1에서 LX부에서 R_{em}=0 라 하고 코일 인덕턴스 값 L_{em}은 LCR 미터로 1kHz 에서의 측정한 값을 사용한다. 또는 2.1절에서 구한 TS 매개변수를 이용하여 전기 임피던스에서 이들의 영향을 빼고 남은 값을 보이스 코일 인덕터로 모델링할 양이라 보고 이것을 $Z_L(j\omega)$로 표현한다. $ZL(j\omega)$ 데이터에서 고주파수 영역의 임의의 두 지점에서 측정한 값들을 사용하여 보이스 코일의 인덕턴스 값을 규명한다. 이를 식으로 표현하면 식 (4)와 같다.

$$Z_L(j\omega) = Z_{VC}(j\omega) - R_E - \frac{R_{ES}(1/Q_{MS})(j\omega/\omega_s)}{(j\omega/\omega_s)^2 + (1/Q_{MS})(j\omega/\omega_s) + 1} \qquad (4)$$

즉, 코일의 인덕터에 의한 전기 임피던스 $Z_L(j\omega)$은 주파수에 선형으로 비례한다고 가정한 것이 표준모델이며, 이 모델에서 LX는 주파수에 독립적인 일정한 값을 갖는다. 소렌 존슨은 표준 모델을 더욱 개선하여 레이저 속도계를 사용하여 전류 가진에 대한 다이아프램의 속도인 주파수 응답을 구했으며 [9], 이것은 그림.1에서 기계계의 모빌리티*힘요소 이므로 전체 전기 임피던스에서 이 기계 모빌리티의 전기 등가를 뺀 결과는 전기 회로만의 임피던스를 나타낸다. 즉, 시험으로 전체 임피던스와 기계 모빌리티를 측정할 수 있으므로 전기계 만의 매개변수들을 정확히 규명할 수 있다. 이때에 전기계는 보이스 코일의 dc 저항과 폴 구조에서의 와전류에 의한 보이스 코일 인덕턴스가 직렬로 연결된 형태이며, 보이스 코일 인덕터는 하나의 주파수 종속 저항과 하나의 인덕턴스가 직렬로 연결된 구조가 된다 [17,28]. 이 방법을 적용하기 위해서는 다이아프램의 변위/보이스 코일의 전류와 보이스 코일 전압/보이스 코일에 가해지는 주파수 응답함수를 동시에 측정하여 구해야 한다.

2.3. Leach 모델 [7,16]

리치 (Leach) 모델은 2.2절에서 기술한 개선된 방법을 한층 발전시켜 보이스 코일 인덕터를 물리적 연관을 갖는 연성된 하나의 저항과 하나의 인덕턴스를 사용하여 직렬 또는 병렬로 표현하는 방법으로 그림 1의 LX의 요소 R_{em}과 L_{em}은 주파수 종속적이다. 손실 없는 보이스 코일 인덕터의 경우에는 L_{em}=0 으로 전기 임피던스에서 코일의 직렬저항과 motional 임피던스가 제거된 전기 임피던스 $Z_L(j\omega)$은 순수한 허수값을 가지므로 위상은 90도가 되어

야 한다. 그러나, 일반적으로 관찰된 값은 60도에서 70도 사이에 존재한다 [7,29]고 한다. 이것은 보이스 코일 인덕터가 손실이 있으며 ($R_{em} \neq 0$) 손실은 일반적으로 주파수 종속적인 R_{em}의 존재를 의미한다. 즉, 보이스 코일 인덕터 LX를 주파수 종속 저항과 주파수 종속 인덕턴스로 표현할 수 있음을 의미한다. 이에 대한 리치가 행한 연구를 상세히 기술하면 리치는 먼저 자성 코어에 감긴 코일에서 힌트를 얻어서 자성 코어에서 플럭스 φ 대 가해진 자기력 (MMF) F=N*i의 관계를 사용하여 손실있는 인덕터를 모델링하였다. Phasor 개념을 사용하면 코일 내에 흐르는 전류/전압 인 어드미턴스 $Y(\omega)$는 식 (5)와 같이 표현되며 이를 저항과 인덕턴스가 병렬 연결된 식으로 표현하면 식 (6)과 같다.

$$Y(j\omega) = \frac{I}{V} = \frac{F_1}{j\omega N^2 \phi_1} = exp(j\theta) = \frac{F_1}{N^2 \phi_1}\left(\frac{\sin\theta}{\omega} - j\frac{\cos\theta}{\omega}\right) \quad (5)$$

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} \quad (6)$$

즉, 어드미턴스 $Y(\omega)$를 하나의 주파수 종속 저항과 인덕턴스의 병렬로 표시할 수 있으며 저항과 인덕턴스는 서로 종속적인 관계가 된다.

$$R = \frac{\omega N^2 \phi_1}{F_1 \sin\theta} \quad (7)$$

$$L = \frac{N^2 \phi_1}{F_1 \cos\theta} \quad (8)$$

식 (7)과 식 (8)에서 R과 L은 양수이므로 θ 는 0과 90도 사이에 있어야 한다. 일반적으로 보이스 코일의 어드미턴스는 크기는 주파수에 반비례하고 (식9), 위상은 $\theta - \pi/2$가 된다.

$$|Y(j\omega)| = \sqrt{Y(j\omega)\overline{Y^*(j\omega)}} = F_1/(\omega N^2 \phi_1) \quad (9)$$

$$\beta = \arg\{Y(j\omega)\} = \tan^{-1}\{Im(Y(j\omega))/Re(Y(j\omega))\} = \theta - \pi/2 \quad (10)$$

리치는 손실없는 인덕터의 의미를 명확히 하기 위하여 다음의 논의를 하였다. F_1에 대한 φ 1의 비가 주파수 독립적이라면, 즉, 주파수에 무관하게 일정하다면, 어드미턴스의 크기는 ω에 역으로 비례하며 이 경우에 로그 어드미턴스의 크기 대 로그 위상의 기울기는 -1이다. 측정된 어드미턴스 곡선은 무수히 많은 다양한 위상 곡선을 가질 수 있으나 인과 관계를 적용하면 이를 만족하는 위상 곡선은 유일하며 최소위상 특성을 갖는다고 한다 [8]. 즉, 위상값은 어드미턴스의 크기 데이터에서 유추할 수 있으며 $Y(\omega)$는 최소 위상 전달함수를 나타낸다고 가정한다. 다시 정리해 보면, 인덕터 모델에서 위상 β는 Bode's gain-phase적분식으로 식 (11)과 같이 정의된다.

$$\beta = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\alpha}{du} log(\coth|\frac{u}{2}|)du \quad (11)$$

여기서, $\alpha = \log|Y(j\omega)|$이고 $u = \log\omega$ 이다. ϕ_1/F_1가 주파수에 독립적이면, 식 (9)에서 $|Y(j\omega)| \propto 1/\omega$ 이고, 따라서 $d\alpha/du = -1$이 된다. 한편 식 (11)에서 적분값은 식 (12)와 같다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\alpha}{du} log(\coth|\frac{u}{2}|)du = -\frac{\pi^2}{2} \quad (12)$$

이 경우에 Bode's 적분은 $\beta = -\pi/2$가 된다. 이 결과를 식 (10)과 비교하면 $\theta = 0$이 된다. 따라서, 식 (7)과 식 (8)에 의하여, R은 open circuit이고 L은 상수가 된다. 이 경우가 손실없는 인덕터이다. 즉, 손실없는 자성코어에서는 F1에 대한 φ 1의 비가 주파수 독립적이 되어 와전류에 의한 손실이 없으므로 R=0이 되어 θ =90°가 된다. 일반적으로는 자기력에 대한 플럭스 비가 주파수 종속적이면 R>0이 되어 손실있는 인덕터를 의미하며 이를 표현하는 가장 일반적인 모델은 ω에 대한 급수 전개를 하는 것이다. 주파수에 독립적인 위상을 갖는 임피던스를 모델링 하기 위해서는 Bode's integral에서 급수는 단지 하나의 항을 가져야 한다. 리치는 스피커 보이스 코일 인덕터 모델링을 위해 $\phi_1/F_1 = K\omega^{n-1}/N^2$을 가정하였다. 이를 만족하는 n과 K를 구할 수 있다면 이러한 방법을 사용하여 인덕터 LX를 주파수 종속적인 하나의 저항 R_s과 하나의 인덕터 L_s의 직렬 연결로 나타낼 수 있다고 제안했다 (식 (13), 식(14)).

$$R_s = K\omega^n \cos(n\pi/2) \quad (13)$$

$$L_s = K\omega^{n-1} \sin(n\pi/2) \quad (14)$$

따라서, LX를 나타내는 임피던스는 식(15)와 같다.

$$LX = R_s + j\omega L_s = K\omega^n[\cos(n\pi/2) + j\sin(n\pi/2)] = Z_{LX}(j\omega) \quad (15)$$

즉, 보이스 코일 인덕터 LX를 2개의 매개변수 n과 K를 사용하여 표현하였으며, 리치는 인덕터 LX에 대한 임피

던스 $Z_{LX}(j\omega)$와 시험 데이터 $ZL(jj\omega)$사이의 오차 제곱을 최소화 하는 방법으로 매개변수 n과 K를 규명하였다. 규명된 결과를 식 (16)과 식 (17)에 나타냈다.

$$n = \frac{1}{den_1}\left[\sum \log|Z_L(j\omega_i)|\log\omega_i - \frac{1}{N}\sum \log|Z_L(j\omega_i)|\sum \log\omega_i + \frac{\pi}{2}\sum \arg(Z_L(j\omega_i))\right] \quad (16)$$

$$K = \exp\left\{\frac{1}{N}\left[\sum \log|Z_L(j\omega_i)| - n\sum \log\omega_i\right]\right\} \quad (17)$$

여기서,

$$den_1 = \sum(\log\omega_i)^2 - 1/N(\sum \log\omega_i)^2 + N(\pi/2)^2 \quad (18)$$

식 (16)과 식 (17)은 리치 스피커 모델을 구성하는데 사용되어 3장에서 리치모델로서 시험용 우퍼에 대하여 다른 전기 임피던스 모델들과 비교하는데 사용되었다. 즉, 리치는 표준모델에서는 인덕터의 인덕턴스를 주파수의 1차 함수로 정의하는데 비하여 주파수의 n-1승 함수로 표현하였고 저항 R_{em}을 주파수의 n승 함수로 표현한 것이다.

2.4. TSL 모델 [17]

이 방법은 Leach 모델보다 일반적인 방법으로 보이스 코일 인덕터를 각각 독립적인 하나의 저항 R_{em}과 하나의 인덕턴스 L_{em}을 사용하며 총 4개의 매개변수로 인덕터를 모델링하며 각각의 요소는 주파수 종속적이다. 이와 같이 모델링하는 이유는 특별한 물리적 의미가 있어서가 아니라 스피커의 폴 피스와 자석, 그리고 윗판에서 발생하는 와전류에 의한 복잡한 전기 임피던스 현상을 간단하고 명료한 수식으로 표현할 수 없으므로 단지 2.1에서 기술한 기본모델의 영향을 제거한 전기 임피던스 부분을 곡선 피팅한다는 의미가 있을 뿐이다. LMS와 LEAP 소프트웨어 등에서 이와 같은 방법으로 TS 매개변수를 규명하고 있으나 이들을 유도하는 과정은 발표되지 않았다. 따라서, 본 논문에서는 이들을 규명하여 스피커 시스템 프로그램을 작성하는데 유용한 기초 자료로 활용하기로 하였다. 이를 유도하는 과정은 다음과 같다. 그림 1에서 코일 인덕터 LX는 R_{em}과 L_{em}이 직렬로 연결되어 있다고 모델링 하였다.

$$R_{em} = K\omega^E \quad (19)$$

$$L_{em} = K_{rm}\omega^{E_{rm}-1} \quad (20)$$

여기서, K_{rm}, E_{rm}, K_{xm}, E_{xm}은 양의 상수이다. 따라서, 인덕터 LX는 식(21)과 같이 4개의 K_{rm}, E_{rm}, K_{xm}, E_{xm}로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} LX &= R_{em} + j\omega L_{em} = K_{rm}\omega^{E_{rm}} + jK_{xm}\omega^{E_{xm}} \\ &= Re(Z_{LX}) + jIm(Z_{LX}) = Z_{LX}(j\omega) \end{aligned} \quad (21)$$

2.2절에서 기술한 방법을 사용하면

$$\begin{aligned} Z_L(j\omega) &= Z_{VC}(j\omega) + R_E + \frac{R_{ES}(1/Q_{MS})(j\omega/\omega_s)}{(j\omega/\omega_s)^2 + (1/Q_{MS})(j\omega/\omega_s) + 1} \\ &= Re(Z_L(j\omega)) + jIm(Z_L(j\omega)) = X(\omega) + jY(\omega) \end{aligned} \quad (22)$$

인덕터 모델인 식 (21)과 시험 데이터인 식 (22)의 실수부에 각각 로그를 취하면 각각 식 (23)과 식 (24)가 된다.

$$\begin{aligned} \log(Re(Z_{LX}(j\omega))) &= \log K_{rm}\omega^{E_{rm}} = \log|K_{rm}\omega^{E_{rm}}| + j\arg K_{rm}\omega^{E_{rm}} \\ &= \log K_{rm} + E_{rm}\log\omega + j0 \end{aligned} \quad (23)$$

$$\log(Re(Z_L(j\omega))) = \log X(\omega) = \log|X(\omega)| + j\arg X(j\omega) \quad (24)$$

시험 데이터와 코일 인덕터 모델과의 오차의 제곱을 ϵ라 두면

$$\begin{aligned} \epsilon &= \sum|\log(Re(Z(j\omega))) - \log(Re(Z_L(j\omega)))|^2 \\ &= \sum\{\log K + E\log\omega_i - \log|X(j\omega_i)|\}^2 + \sum\{\arg(X(j\omega_i))\}^2 \end{aligned} \quad (25)$$

R_{em}을 나타내는 K_{rm}과 E_{rm}을 규명하기 위해서 식 (25)에서 $\partial\epsilon/\partial\log K_{rm} = 0$와 $\partial\epsilon/\partial\log E_{rm} = 0$를 정리하면 각각 식 (26)과 식 (27)로 나타낼 수 있다.

$$N\log K_{rm} + E_{rm}\sum\log\omega_i = \sum\log|X(j\omega_i)| \quad (26)$$

$$\log K_{rm}\sum\log\omega_i + E_{rm}\sum(\log\omega_i)^2 = \sum\{\log|X(j\omega_i)|\}\log\omega_i \quad (27)$$

식 (26)과 식 (27)에서 E_{rm}과 $\log K_{rm}$에 대하여 풀면 식 (28)과 식 (29)가 된다.

$$E = \left[\sum\log\omega_i\sum\log|X(j\omega_i)| - N\sum\log|X(j\omega_i)|\log\omega_i\right]/den_2 \quad (28)$$

$$\log K_{rm} = \left\{\sum\log|X(j\omega_i)| - E_{rm}\sum\log\omega_i\right\}/N \quad (29)$$

여기서,

$$den_2 = \left[\left\{\sum\log\omega_i\right\}^2 - N\sum\{\log\omega_i\}^2\right] \quad (30)$$

따라서, K_{rm}은 식(31)과 같다.

$$K_{rm} = \exp\left[\left\{\sum \log|X(j\omega_i)| - E_{rm}\sum \log\omega_i\right\}/N\right] \quad (31)$$

같은 방법으로 L_{em}을 나타내는 매개변수 K_{xm}, E_{xm}은 식 (32), 식 (33)으로 표현된다.

$$E_{xm} = \left[\sum \log\omega_i \sum \log|Y(j\omega_i)| - N\sum \log|Y(j\omega_i)|\log\omega_i\right]/den_2 \quad (32)$$

$$K_{xm} = \exp\left[\left\{\sum \log|Y(j\omega_i)| - E_{xm}\sum \log\omega_i\right\}/N\right] \quad (33)$$

III. 라우드스피커 TS 매개변수 규명 및 비교

3.1. 상용 소프트웨어에 의한 TS 매개변수 규명 및 검토

방자형 5인치 시험용 우퍼 (공칭저항, 8오옴, 직경 11cm)에 대하여 상용 소프트웨어인 LMS의 TSL 모델을 사용하여 질량 추가법과 알려진 질량법으로 시험용 우퍼의 TS 매개변수를 규명하였다. 시험용 우퍼는 더스트 캡 질량 0.9697g, 콘의 질량 5.0295g, 서라운드의 질량 2.2872g, 보빈과 코일부 질량 3.5444g, 스파이더 질량 1.0620g 등으로 동적 질량은 11.21g 이다 [30]. 두가지 방법으로 규명한 TS 매개변수를 표 1에 나타냈다. 표 1에서 경우 I 은 블랙박스 형태로 제공되는 LMS 소프트웨어를 사용하여 규명한 결과를 나타낸다. 경우 II는 TSL 모델링을 규명하는 프로그램을 작성하여 규명한 결과를 나타낸다. 즉, 표 1에서 (a)열은 질량 추가법을 사용해서, (b)열의 첫번째 열은 알려진 질량법으로 규명한 TS 매개변수들을 규명한 결과들이고 LMS 소프트웨어를 사용한 결과들이다.

LMS를 사용하여 알려진 질량법을 기준으로 (b열들에서 첫번째 열) 질량 추가법으로 규명된 매개변수들의 오차를 분석하면 동적 질량은 -9.3%, 힘 요소는 -3%, 컴플라이언스는 8.5%, Qts는 -3%, 공진 주파수는 5.2%, Rms 는 -3.4%를 나타냈다. 전기 임피던스의 크기를 비교하면 (그림 2에서 상단부) 질량 추가법 (점선)과 알려진 질량법 (일점쇄선)은 시험 데이터 (실선)를 매우 잘 피팅함을 나타냈다. 그림 2에서 하단부에 있는 위상 각도 곡선도 알려진 질량법과 질량 추가법 두 방법 모두 시험 데이터를 잘 기술할 수 있음을 알 수 있었다.

표 1. 규명된 TS 매개변수비교, 질량 추가법(a)과 알려진 질량법(b)
Table 1. Comparison of TS parameters, added mass method(a), known mass method(b).

Symbol, Unit	I		II
	a	b	
Voice Coil Inductance, Le(mH)	-	-	
D.C.Resistance,Re(Ohm)	7.35	7.35	7.35
Resonance Frequency, f0(Hz)	66.25	65.91	66.33
Total Q Factor, Qts	0.637	0.657	0.660
Electrical Q Factor, Qes	0.80	0.82	0.82
Mechanical Q Factor, Qms	3.14	3.30	3.33
Equivalent Acoustic Compliance, Vas, m m^3	6.96	6.41	6.2
Reference Efficiency, %	0.24	0.21	0.21
Moving Mass of Loudspeaker, Mmd(m kg)	10.17	11.21	11.21
Total Moving Mass, Mms(m kg)	10.70	11.74	11.73
Compliance, Cms(um/N)	539	497	491
Force Factor, Bl(T*m)	6.40	6.60	6.61
SPL, dB(1m/1watt)	85.9	85.3	85.3
Rms, Ns/m	1.42	1.47	1.47
Krm, uOhm	705	614	522
Erm	0.919	0.931	0.944
Kxm, mH	15.62	14.36	14.26
Exm	0.694	0.703	0.701

시험 데이터를 기준으로 질량법과 알려진 질량법의 전기 임피던스 크기 오차 (%)를 그림 3의 상단부에 나타냈다. 최대오차는 3.9% 였고, 하단부에 나타낸 최대 위상각 차이는 95Hz에서 2.2도 였다. 그림 2를 다시 자세히 검토해 보면 공진 주파수 이상에서는 알려진 질량법이 질량 추가법보다 시험데이터를 잘 피팅함을 알 수 있다. 따라서, 동적 질량을 알 수 있다면 1번의 전기 임피던스 시험을 하여 TS 매개변수를 규명할 수 있는 알려진 질량법이 시험 시간을 줄일 수 있고 더 정확한 TS 매개변수를 얻을 수 있음을 알 수 있었다. 마이크로스피커의 경우에는 질량법을 적용할 수 없고 더구나 박스법은 그 신뢰성을 확

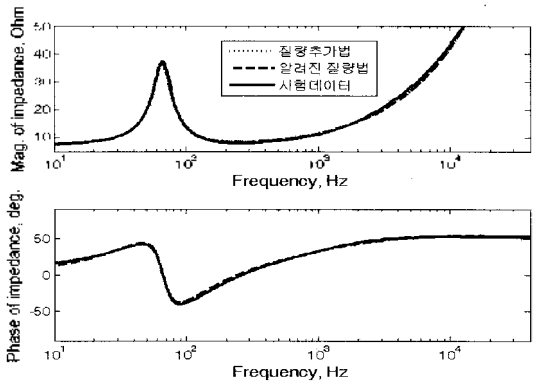


그림 2. 질량 추가법과 알려진 질량법으로 규명한 스피커 임피던스 곡선비교, 위:크기, 아래:위상각도
Fig. 2. Comparison of loudspeaker electrical impedance with added mass and known mass method, upper:magnitude, lower:phase angle.

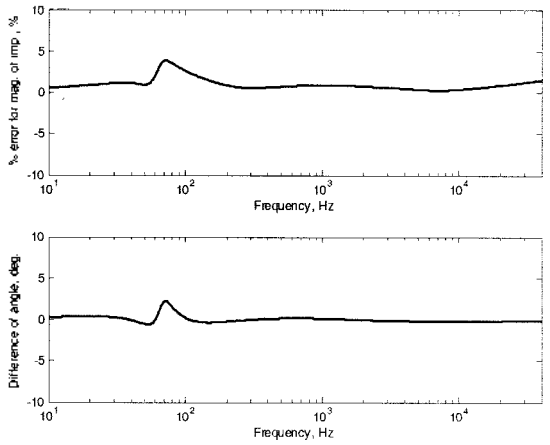


그림 3. 질량 추가법과 알려진 질량법 비교, 위:전기 임피던스의 크기오차, 아래:위상각 차이

Fig. 3. Comparison of loudspeaker electrical impedance with added mass and known mass method, upper: magnitude error percent, lower:phase angle difference.

신할 수도 없다. 그러므로, 마이크로스피커의 TS 매개변수를 규명하는 데는 알려진 질량법이 필수적인 방법이고 저자의 경험에 따르면 마이크로스피커의 TS 매개변수를 이 방법으로 정확히 규명할 수 있었다.

한편, 주어진 동적 질량과 1개의 전기 임피던스 곡선(자유공기 상태에서 측정)이 주어졌을 때 규명되는 TS 매개변수들이 실제로 대상 스피커를 잘 나타내는 유일한 해를 나타내는지를 검토해 보았다. 즉, 규명된 컴플라이언스와 힘 요소등이 실제 값과 일치한다고 확신할 수 있을까 하는 의문이 들었다. 이를 위해 동적 질량값을 부정확하게 측정하였다고 가정을 해보았다. 예를 들어 시험용 우퍼의 동적 질량 M_{md}가 11.21g 인데 100g으로 잘못 알고 TS 매개변수를 규명했다고 할 경우를 검토해 보았다. 그림 4는 동적 질량을 11.21g과 100g인 2가지 경우에 대해 규명한 전기 임피던스 곡선이 거의 일치함을 알 수 있었다 (그림 4(a)). 임피던스 크기 차를 (그림 4(b)의 상단부) 보면 40kHz에서 최대 0.11 Ohm 차이를 보이며 최대 오차는 그림 4 (b)의 하단부에 나타난 것처럼 약 321Hz에서 최대 0.17% 이내에 있음을 알 수 있다. 그러나, 이 결과는 수치 오차라 볼 수 있다. 따라서, 이 결과에 따르면 동적 질량의 크기에 무관하게 동일한 전기 임피던스 곡선을 추정한 것이 된다. 즉, 동적 질량이 11.21g 또는 100g중에 어느 것이 올바른 추정인지 알 수 없게 된다. 두 경우에 규명된 매개변수들은 서로 다른 결과를 보이며 이 경우에 어느 것이 올바른 규명 값들인지 알 수가 없었다. 이런 현상이 발생하는 이유를 검토한 결과는 다음과 같았다. 참고 문헌 [26]에 따르면 공진 주파수가 결정된 상태에서 동적 질량을 임의의 값으로 고정시키면 이에 따라 컴플라이언스가 결정된다. 등가 부피, 힘 요소, 민감도 SPL, 감쇠 요소도 순차적으로 결정되며 이들 요소들이 임피던스에 기여하는 부분은 임의의 다른 동적 질량이 정해졌을 때와 동일한 결과를 나타내므로 시험 데이터를 피팅하면 같은 결과가 나오게 된다. 즉, 알려진 질량법은 동적 질량에 상응하는 최적의 TS 매개변수 집합을 결정하며 이러한 매개변수 집합에 의한 전기 임피던스 기여는 임의의 동적 질량에 대해 같은 결과를 나타낸다. 이러므로, 정확한 동적 질량을 아는 것이 중요하다. 규명한 전기 임피던스 곡선이 시험 데이터와 잘 일치하는 것은 동적 질량이 올바른 가에 대한 필요 충분 조건이 아니라 동적 질량에 대한 필요 조건일 뿐이다. 충분 조건은 규명한 TS 매개변수로 예측한 음향 응답특성이 시험으로 구한 결과와 일치하는 지를 비교하여야 알 수 있다. 또는 시험용 스피커를 분해하여 동적 질량을 직접 측정하는 것도

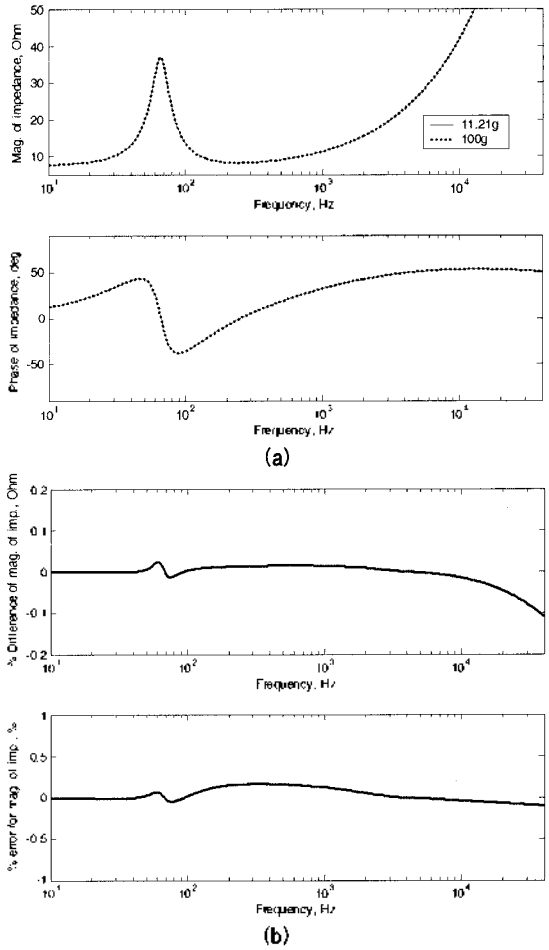


그림 4. 동적질량값 추정들에 따른 전기 임피던스 특성비교,
(a) 임피던스크기(위)와 위상각도(아래),
(b) 임피던스 크기차(위)와 오차 %

Fig. 4. Comparison of loudspeaker electrical impedance,
(a) upper :magnitude, lower:phase angle,
(b) upper:difference of impedance magnitude, lower:error ppercent.

하나의 방법이 될 수 있다. 본 논문에서는 동적 질량을 직접 측정한 결과와 질량 추가법으로 규명한 동적 질량이 잘 일치함을 알 수 있었고 이에 따라 각각의 방법으로 규명한 매개변수들도 서로 잘 일치함을 알 수 있었다.

3.2. 개발한 프로그램을 이용한 TS 매개변수 규명 및 검토

3.1절에서는 상용 소프트웨어의 TSL 모델을 사용하여 방자형 5인치 시험용 우퍼의 TS 매개변수를 규명하고 검토하였다. 본절에서는 II장에서 기술한 방법들을 사용하여 TS 매개변수 규명 프로그램을 작성하였고 이를 이용하여 TS 매개변수를 규명하였다. 표 1의 경우 II는 개발한 TSL 모델을 적용하여 알려진 질량법으로 규명한 TS 매개변수를 나타냈다. 상용 소프트웨어를 사용하여 추정한 결과와 잘 일치함을 알 수 있었다. 시험용 우퍼를 알려진 질량법을 사용하여 기본 모델, 표준 모델, LEACH 모델 및 TSL 모델을 적용하여 TS 매개변수를 규명하였다. 규명한 임피던스 곡선들을 시험 데이터와 비교한 결과 (그림 5)를 보면 보이스 코일의 인덕턴스를 무시한 기본 모델 (그림 5(a)에서 파선)은 전기 임피던스의 크기가 고주파수에서 일정한 값을 가지므로 실제 시험 데이터(실선)와 큰 차이를 보였다. 또한, 위상값을 보면 80Hz 이상에서 시험 데이터와 차이를 보이며 40kHz에서는 기본 모델은 0도에 접근하여 시험 데이터의 52도와 큰 차이를 보였다. 즉, 시험용 우퍼에 대한 기본 모델은 (Fig.5 (a) 하단의 파선) 300Hz이하의 낮은 주파수 영역에서만 시험 데이터를 잘 묘사하고 있으므로 저주파수 영역의 특성에만 관심이 있을 경우에 사용해야 하며 상응하는 음향 응답특성 예측도 저주파수에서만 유효하다. 실제 스피커는 고주파수에서 임피던스 크기가 점차로 크게 증가하는 경향이 있으며 이로 인하여 보이스 코일의 전류크기가 감소한다. 따라서, 보이스 코일부를 구동하는 기계적 힘이 감소하게 되며 이로 인하여 음향방사 출력이 감소하게 된다. 그러나, 기본 모델처럼 고주파수에서도 전기 임피던스 크기가 일정하다면 보이스 코일의 전류 크기가 일정하여 보이스 코일부에 대한 힘의 크기도 일정하게 되어 고주파수에서의 음향방사 출력의 감소가 없게 되어 실제 현장과 다른 경향을 나타낸다. 두번째 모델인 표준 모델은 (그림 5(b), 파선)은 기본 모델에 보이스 코일 인덕터의 인덕턴스를 고려한 것으로, 인덕턴스를 주파수의 1차 함수라 가정한 모델이며, 규명된 인덕턴스 값은 중 고주파수 영역에서 오차를 최소화 하도록 최소자승 오차법으로

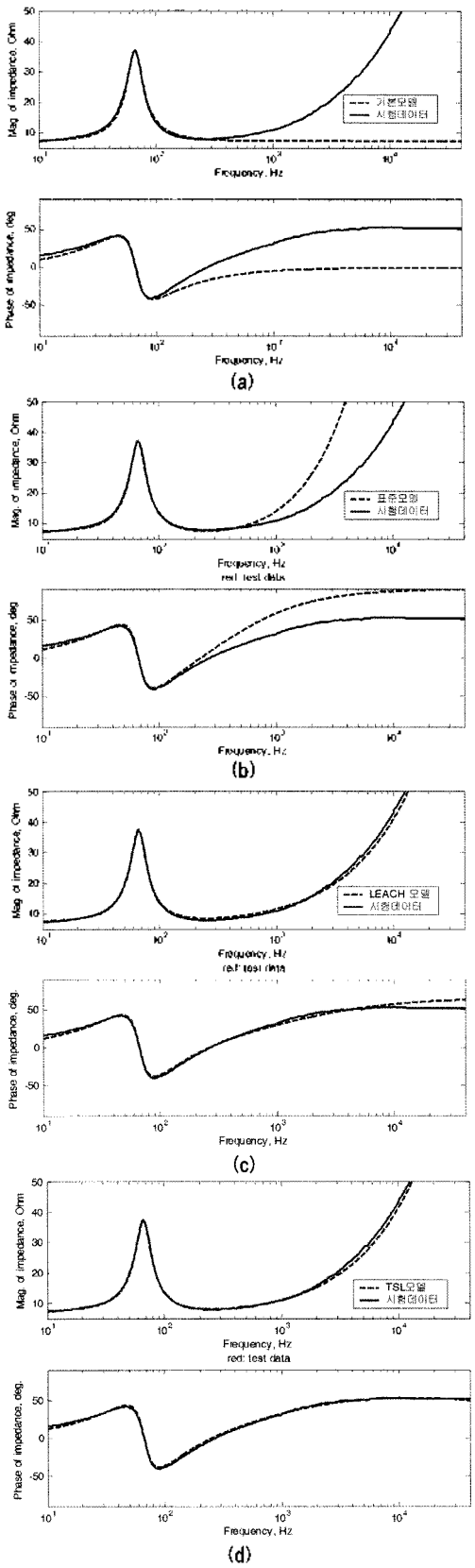
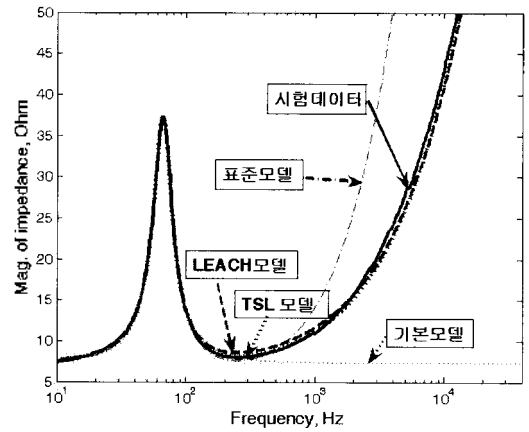


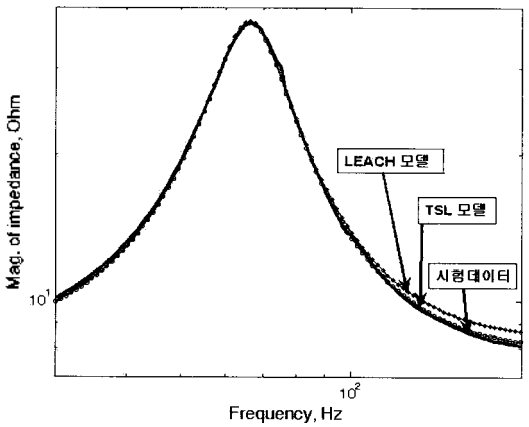
그림 5. 라우드스피커 모델법에 따른 전기 임피던스 비교, (a) 기본모델,(b) 표준모델,(c) 리치모델,(d) TSL모델

Fig. 5. Comparison of loudspeaker electrical impedance by loudspeaker models,(a) basic model,(b) standard mode,(c) Leach model,(d) TSL model.

선형 피팅하여 추정되었다. 500Hz 이하에서는 시험 데이터의 임피던스 크기를 잘 표현한다고볼 수도 있으나 위상값은 130Hz 이상에서 시험 데이터와 차이를 나타냄을 알 수 있었다. 40kHz에서 위상값이 88도가 되어 90도에 근접한다. dc 저항과 기계계 특성을 전기 임피던스에서 제거하면 순수한 허수 값만 남아서 위상은 90도가 된다. 따라서, 표준 모델은 리치가 언급한 바대로 손실없는 인덕터 모델링 법이 된다. 일반적으로 스피커는 손실있는 인덕터이므로 손실있는 인덕터의 경우에는 인덕터를 주파수의 함수로 표현되는 주파수 종속 저항과 주파수 종속 인덕턴스로 모델링하는 것이 보다 정확한 방법이 됨을 알 수 있었다. 리치 모델 (그림 5(c))은 거의 전 주파수 영역에서 전기 임피던스 크기와 위상값이 시험 데이터와 일치하며 특히 5kHz 이하에서는 위상각도가 시험 데이터와 거의 일치하고 있다. 리치 모델에서 고려하지 못하는 손실과 인덕턴스의 형태를 고려할 수 있는 TSL 모델 (그림 5(d))은 4가지 모델 중에서 시험 데이터에 가장 잘 일치함을 알 수 있다. 특히, 리치 모델보다 위상값을 정확하게 기술할 수 있음을 보여준다. 그림 6 (a)에는 4종류의 보이스 코일 인덕터 모델을 이용한 임피던스 크기를 시험 데이터와 비교하였으며 TSL 모델이 전체 주파수 영역에서 시험 데이터를 가장 잘 나타냄을 보였다. 그림 6 (b)는 30Hz에서 200Hz 구간에서 시험데이터 (실선), 리치모델 (삼각형 표식) 및 TSL 모델 (원 표식)을 나타냈으며 TSL 모델이 더 정확히 피팅하고 있음을 나타냈다



(a)



(b)

그림 6. 스피커 모델들의 전기 임피던스 비교,(a)기본,표준,리치,TSL모델, (b)공진주파수 근처에서의 리치모델과 TSL모델

Fig. 6. Comparison of loudspeaker electrical impedance by louspeaker models,(a)basi, standard, Leach and TSL model, (b)Leach and TSL model near resonant frequency region.

IV. 결 론

본 논문에서는 주파수 영역에서 TS 매개변수를 규명하는 4가지 방법들을 검토하였다. 상용 소프트웨어를 사용하지 않고 라우드스피커의 TS 매개변수를 규명하는 방법을 기술하였고, 이를 이용하여 시험용 우퍼에 대하여 알려진 질량법을 사용하여 규명된 결과들을 비교 분석하였다. 분석 결과로 보이스 코일 인덕터의 인덕턴스를 고려하지 않는 기본 모델은 저주파수에서만 라우드스피커의 전기 임피던스 거동 예측에 유용하였다. 보이스 코일 인덕터를 주파수의 1차 함수로 모델링하는 표준 모델은 기본 모델보다는 전기 임피던스를 예측 가능한 주파수 영역이 다소 넓어짐을 알 수 있었다. 따라서, 피스톤 폰 주파수 영역까지의 전기 임피던스 또는 음향응답 특성 예측을 할 때에 표준 모델이 사용될 수 있음을 알았다. 리치 모델은 넓은 주파수 영역에서 시험 데이터를 잘 기술함을 보이나 다이아프램 breakup 등 알려지지 않은 특성으로 인한 전기 임피던스의 변곡 특성등을 적절하게 대처할 수는 없었다. 본 논문에서는 TSL 모델의 4가지 매개변수들을 유도하여 전기 임피던스 모델링에 사용하였다. TSL 모델은 가장 정확한 방법으로 넓은 주파수 영역에서의 전기 임피던스를 정확하게 추정할 수가 있음을 보였다. 또한, 알려진 질량법을 사용할 때에는 규명된 전기 임피던스 곡선이 시험으로 구한 결과와 잘 일치한다고 정확한 TS 매개변수가 규명되었다고 볼 수 없음을 증명하였다. 즉 규명된 매개변수의 비 유일성을 보임으로 동적 질량을 정확히 측정하여야함을 보였다.

한편, 본 연구의 한계는 라우드스피커 모델을 작은 신호를 사용하는 선형 영역에서의 모델링 방법에 한정한 것이다. 대부분의 상용 소프트웨어들에서는 큰 신호까지도 고려할 수 있는 비선형 스피커 모델들도 옵션으로 채택하

고 있다. 그러나, 비선형 모델링 방법론은 TSL 모델링 방법과 유사하다. 즉, 변위의 비선형성을 고려하는 모델링을 하기 위하여 보이스 코일 인덕터를 모델링하는데 4개의 매개변수가 필요하듯 4개의 매개변수를 채택하였다(식(19),식(20)과 유사한 형태) [17]. 또한, 온도의 비선형성을 고려하기 위하여도 추가로 4개의 매개변수들을 추가하여 비선형 보이스 코일 인덕터를 모델링 하는데 총 12개의 매개변수를 사용하고 있다. 또한, 비선형 영역의 경우에는 질량과 컴플라이언스, 감쇠계수 등도 더 이상 상수로 모델링 할 수 없다. 보이스 코일 인덕터처럼 각각 12개의 매개변수로 모델링하는데 이러한 모델링을 LMS 소프트웨어에서는 LTD 모델로 부르며 블랙 박스로 취급하고 있다. LTD 모델의 매개변수 규명법도 TSL 모델의 매개변수를 규명한 방법론을 적용하면 쉽게 규명할 수 있으리라 본다.

참 고 문 헌

1. O. Jacobsen, "Measuring Loudspeaker Constants by a Transient Method," J. Audio. Soc., 30 (3), 112-116, 1982
2. J. M. Berman and L. R. Fincham, "The Application of Digital Techaniques to the Measurement of Loudspeakers," J. Audio. Soc., 25 (6), 370-384, 1977
3. W. M. Leach, R. W. Schafer, and T. P. Barnswell, "Time-Domain Measurement of Loudspeaker Driver Parameters," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, ASSP 27, 734-739, 1979
4. V. K. Jain, W. M. Leach, and R. W. Schafer, "Time-Domain Measurement of Vented-Box Loudspeaker System Parameters," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, ASSP-31, 1-8, 1983
5. S. M. Potirakis, G. E. Alexakis, M. C. Tsilis, and P. J. Xenitidis, "Time-Domain Nonlinear Modeling of Practical Electroacoustic Transducers," J. Audio. Soc., 47 (6), 447-468, 1999
6. *LMS User Manual, Win32 Release 4.1* (LINEARX SYSTEMS Inc., 2000)
7. W.M. Leach, Jr. "Louspeaker Voice-Coil Inductance Losses:Circuit Models, Parameter Estimation, and Effect on Frequency Response," J. Audio Eng. Soc., 50 (6), 442-450, 2002
8. M. O. Hawksford, "Minimum-Phase Signal Processing for Loudspeaker Systems," Presented at the 100th Convention, preprint 4212, Copenhagen, May 1996
9. Soren Jonsson, "Accurate Determination of Loudspeaker Parameters Using Audio Analyzer Type 2012 and Lasor Velocity Transducer Type 3544,"
10. M. H. Knudsen, J. G. Jenson, V. Julskjaer, and P. Rubak, "Determination of Loudspeaker Driver Patameters Using a Sysytem Identification Technique," J. Audio. Soc., 37 (9), 700-708, 1989
11. L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*, (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1987)
12. W. Klippel, "Measurement of Large-Signal Parameters of Electrodynamic Transducer," presented at the 107th Convention of the Audio Engineering Society, J. Audio. Soc., preprint 5008, 1999
13. M. Knudsen and P. Rubak, "Determination of Loudspeaker Parameters Using a System Identification Techniques," presented at the 82nd Convention of the Audio Engineering Society, J. Audio Soc., 35, preprint 2445, 1987
14. M. Knudsen and J. Overgaad, "Identification of Thermal Model for Human Tissue," IEEE Trans. Biomed. Eng., BME-33, 477-485, 1986
15. L. L. Beranek, *Acoustics* (the Acoustical Society of America, 1986)
16. W. M. Leach, Jr., *Introduction to Electroacoustics & Audio Amplifier Design* (3rd edition, Kendall/Hunt Publishing Company, 2003)
17. *LEAP Enclosure Shop Reference Manual, release 5* (LINEARX SYTEMS Inc., 2002)
18. A. N. Thiele, "Loudspeakers in Vented Boxes:Part I," J. Audio. Soc., 9 (5), 382-392, 1971
19. R. H. Small, "Closed-Box Loudspeaker Systems-Part I: Analysis," J. Audio. Soc., 20 (10), 798-808, 1972
20. R. H. Small, "Closed-Box Loudspeaker Systems-Part II: Synthesis," J. Audio. Soc., 21 (1), 11-18, 1973
21. R. H. Small, "Vented-Box Loudspeaker Systems-Part I: Small Signal Analysis," J. Audio. Soc., 21 (5), 363 -372, 1973
22. R. H. Small, "Vented-Box Loudspeaker Systems-Part II: Large Signal Analysis," J. Audio. Soc., 21 (6), 438-444, 1973
23. R. H. Small, "Vented-Box Loudspeaker Systems-Part III: Synthesis," J. Audio. Soc., 21 (7), 549-554, 1973
24. L. Meirovitch, *Analytical Methods in Vibrations* (the Macmillan Co., 1967)
25. 박석태, *스피커 진동판 형상에 따른 음향방사 해석에 관한 연구*, (스피커음향연구과제개발사업 결과보고서, 주성대학, 2002)
26. 박석태, "라우드스피커의 선형매개변수 규명법에 대한 연구," 한국음향학회지, 21 (4), 415-420, 2002
27. 박석태, "핸드폰 용 마이크로스피커 전산해석," 한국음향 학회학술대회논문집, 23 (2s), 495-498, 2004
28. C. N. Strahm, "Complete Analysis of Single and Multiple Loudspeaker Enclosures," presented at the 81st Convention of the Audio Engineering Society, J. Audio. Soc., preprint 2419, 1986
29. J. Vanderkooy, "An Model of Loudspeaker Driver Impedance Incorporating Eddy Currents in the Pole Structure," J. Audio Eng. Soc., 37 (30), 119-128, 1989
30. 박석태, "제작과정에 따른 라우드스피커 음향 및 전기 편이분석," 주성대학 논문집 12, 83-96,2003

저자 약력

• **박 석 태 (Seok-Tae Park)**

한국음향학회지 제25권 6호 참조