

공진기형 SAW 필터에 워드로울 가중법이 미치는 효과에 대한 이론적 연구

Theoretical Study on the Effects of the Withdrawal Weighting on the Performance of Resonator Type SAW Filters

이 영 진*, 이 승 희**, 노 용 래***
(Youngjin Lee*, Seunghee Lee**, Yongrae Roh***)

*대구과학대학 정보전자통신계열, **경북대학교 센서공학과, ***경북대학교 기계공학부
(접수일자: 2001년 1월 11일; 수정일자: 2001년 8월 10일; 채택일자: 2001년 10월 22일)

본 논문에서는 단일 SAW 공진기의 불규칙적인 전극배열에 대한 주파수 특성을 계산할 수 있도록 기존의 Smith 등가회로를 이용한 집중소자 해석법을 한 단계 발전시켜 불규칙적인 전극배열까지 해석할 수 있는 수정된 집중소자 해석법을 처음으로 유도, 제시하였다. 이를 위해 단일전극에 대한 Smith 등가회로의 y -파라미터를 유도하고 이를 전체 IDT로 조합한 경우의 총 전류를 계산함으로써 전극단에서의 어드미턴스 값을 수식으로 유도하였다. 이 수식을 통해 워드로울 (withdrawal) 가중이 부여된 SAW 공진기의 집중소자해석이 가능하네 그 예로서 여섯 개의 공진기를 결합한 사다리 필터를 구성하고 이 때 각 공진기의 워드로울 가중에 따른 필터 특성변화를 조사하였다. 그 결과 SAW 공진기에 워드로울 가중법을 적용할 경우 기존의 단순공진기 필터에 비해 더욱 개선된 대역폭과 천이대역의 특성을 구현할 수 있었다. 본 해석법은 공진기형 SAW 필터의 설계 및 분석도구로 유용하게 활용될 수 있을 것이다.

핵심용어: 탄성표면파 필터, 워드로울 가중법, 최적화, 사다리 필터

투고분야: 초음파 및 탄성파 분야 (4,2)

This paper proposes a new improved lumped element equivalent circuit analysis method to analyze withdrawal weighted SAW resonators of irregular electrode configurations, which enables to calculate the frequency response of withdrawal weighted SAW resonators. This method has led to the derivation of Smith equivalent circuit's y -parameters for a single ground electrode and formulated the resonator's admittance by calculating the total current into an IDT assembly. To illustrate the effectiveness of the technique, this method was applied to the design of a simple ladder filter and the change of the filter performance was investigated in relation to the weighting of the series and parallel resonators, respectively. The results shows that the withdrawal weighted resonator ladder filters provide better performance in their bandwidth and transition characteristics than normal ones. This new equivalent circuit analysis method can also serve as a better tool to design and analyze general SAW resonator filters.

Keywords: SAW filter, Withdrawal weighting, Optimization, Ladder filter

ASK subject classification: Ultrasonic and elastic waves (4,2)

I. 서론

최근 통신용 이동기기의 고사양화에 따라 SAW (surface acoustic wave) 디바이스의 요구사항이 점점 더 복잡하고 까다롭게 변하고 있다. SAW 센서의 경우 고주파 대역에서 뛰어난 안정도를 요구하는 반면, 필터의 경우 높은 선형성을 가지는 광대역폭과 짧은 천이대역 및 낮은 저지대역 특성이 동시에 요구되고 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위한 다양한 기술이 제시되고 있으며, 그 중 한가지인 withdrawal 가중형 SAW 필터는 일정한 간격의 전극에서 특정 전극의 제거로 이루어지며 일정한 전극폭으로 인해 정상파면을 형성함으로써 파의 굴절로 인한 왜곡이 줄어들고 전극 자체의 질량효과의 감소 및 형상도의 증가, 통과대역에서의 뛰어난 선형성 등의 효과를 거둘 수 있다[1-3].

Withdrawal 필터는 1970년대에 C. S. Hartmann[3], W. R. Smith[4], K. R. Laker[5] 등에 의해 본격적으로 연구되기 시작하였는데, 인근 몇 개의 전극의 배열형태에 따른 간섭전하를 계산함으로써 원하는 주파수특성을 구현하였다. 이후 D. C. Malocha[6]는 DFT (Discrete Fourier Transform) 이론을 이용하여 apodized IDT (interdigital transducer)를 withdrawal IDT로 변환하는 알고리즘을 제시하였으며, K. Hashimoto[7]는 반복적인 IDT의 추가 및 제거를 통해 저지대역의 특성을 개선하는 방법을 이용하였고, 최근 E. V. Bauk[8]는 delta 함수 모델을 적용하여 withdrawal 필터를 구현하였다. 이상에서 언급한 모든 withdrawal 가중법은 SAW 필터 중 IF (intermediate frequency) 대역 필터로 많이 사용되고 있는 횡단형 필터에 대한 것으로서, RF (radio frequency) 대역에 많이 사용되고 있는 공진기형 SAW 필터에 대한 withdrawal 가중법이 미치는 효과에 대한 연구는 전무한 실정이며, 그 이전에 공진기 내부의 전극제거에 의한 효과를 표현하는 정확한 수식조차 제시된 바가 없다.

공진기형 SAW 디바이스의 해석에는 크게 집중소자 해석법과 Smith 해석법을 이용하며, 두 해석법 모두 Crossed-field 모델로부터 유도된다. 본 연구에서는 집중소자해석법을 이용하였으며, 이 집중소자 해석법은 SAW 공진기를 운동변수 (motional parameter)를 나타내는 각각의 R_1 , L_1 , C_1 을 직렬회로로 구성하고, IDT의 정전용량을 나타내는 C_T 를 병렬로 연결한 전체 등가회로를 이용하여 주파수 특성을 구한다. 집중소자 등가회로 해석법은 간단하고 빠르게 중심주파수 근처의 주파수

응답을 구할 수 있는 장점을 가지고 있으며, C_1 과 C_T 의 비에 따라 공진주파수와 반공진주파수의 간격이 결정되며 일반적으로 높은 성능지수 (quality factor)를 가지고 있다. 대표적인 선행 연구사례로서 W. R. Shreve[9], A. A. Oliner[10], W. H. Haydl[11] 등을 들 수 있다. 이에 비해 Smith 해석법은 입출력 임피던스뿐만 아니라 입출력 전극단에서 발생되고 수신되는 SAW의 방사 컨덕턴스 파라미터를 구할 수 있고 삽입손실 및 각 전극에서의 SAW의 반사효과까지 고려할 수 있으며 또한 전극하부의 에너지 집중을 표현할 수 있어 LSAW (Leaky-SAW) 등의 해석도 가능한 장점을 가지고 있다. 대표적인 연구사례로 W. R. Smith, J. H. Collins, W. F. Pedler[12,13] 등의 연구사례가 있다.

본 논문에서는 단일 SAW 공진기의 내부에 있는 전극의 배열변화, 즉 withdrawal 가중에 따른 주파수 특성변화를 조사하기 위하여 기존의 집중소자 해석법을 한 단계 발전시켜 불규칙적인 전극배열까지 해석할 수 있는 향상된 집중소자 해석법을 최초로 수식으로 유도, 제시하였다. 이를 위해 단일전극에 대한 Smith 등가회로의 γ -파라미터를 유도하였으며, 개개의 단일전극들을 전체 IDT로 조합한 경우의 입력전류를 계산함으로써 전체 IDT의 어드미턴스를 구하여 집중소자 모델을 구현하였다. 이렇게 유도된 수식을 이용하면 withdrawal 가중법이 부여된 SAW 공진기의 집중소자해석이 가능하며, 실제로 SAW 공진기에 withdrawal 가중이 취해질 경우 필터의 특성에 미치는 효과를 조사하였다. 예로서 총 6개의 공진기를 결합한 800 MHz 대역의 RF SAW 필터를 구성하고 withdrawal 가중이 취해지기 전후의 특성을 조사하였다.

II. 집중소자 등가회로 해석법

그림 1의 (a)에서와 같이 일정한 전극길이와 균일한 배열의 구조를 취하고 있는 단일 SAW 공진기를 집중소자 해석법을 이용하여 해석할 경우, 그림 1의 (b)과 같이 네 개의 집중소자로 표현된 등가회로로 나타낼 수 있으며 이 때 각 소자의 값은 다음과 같은 수식을 통해 구할 수 있다[9].

$$C_T = N \cdot C_s \quad : \text{전체 IDT 용량}$$

$$R_1 = \frac{1 - |F|}{1 + |F|} \cdot R_a \quad : \text{음향손실}$$

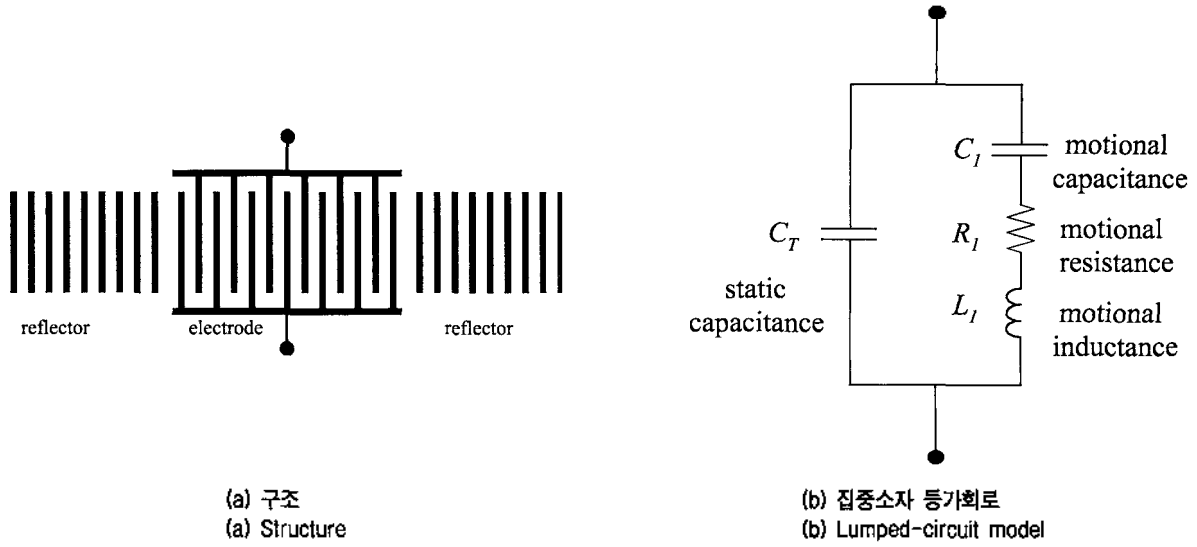


그림 1. 단일 SAW 공진기와 집중소자 등가회로
Fig. 1. A SAW resonator and its equivalent lumped-circuit model.

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_1} \quad : \text{기계적 커패시턴스}$$

$$L_1 = \frac{|\Gamma| R_a}{(1+|\Gamma|)^2 f_r} \cdot L_a \quad : \text{기계적 인덕턴스}$$

$$R_a = (8k^2 f_r N^2 C_s)^{-1} \quad : \text{방사저항}$$

여기서, N 은 공진기 내의 전극쌍의 수, C_s 는 하나의 전극쌍의 용량, Γ 는 반사기 (reflector)의 반사계수, R_a 는 방사저항, f_r 은 공진주파수, L_a 는 반사기의 유효공동길이 (effective cavity length), k^2 는 압전기판의 결합계수를 각각 나타낸다. 만약 withdrawal 가중과 같은 전극의 불규칙성이 IDT에 부여될 경우, 위 수식 상에서 Γ , L_a 는 반사기에 대한 변수로 변화가 필요없으며 다른 변수들 중 R_a 와 C_T 값의 변화만 고려되어야 한다. C_T 의 경우 전체 전극수에 비례하기 때문에 쉽게 변화분을 찾을 수 있지만, R_a 값의 변화는 단일 전극쌍의 Smith 파라미터로부터 유도를 통해서만 구할 수 있다. 따라서 Smith 파라미터의 유도과정을 확장하여 비규칙적인 배열형태까지 고려할 수 있는 새로운 R_a' 의 유도방법을 다음에서 설명한다.

2.1. 단일 전극쌍의 Smith y -파라미터

그림 2와 같이 단일 전극쌍을 Crossed-field 모델을 적용한 Smith 등가회로로 표현할 수 있고 각각의 요소는 다음과 같다[12].

$$X = jR_0 \tan \frac{\theta}{4}$$

$$Y = -jR_0 \csc \frac{\theta}{2}$$

$$R_0 = \frac{2\pi}{\omega_0 C_s k^2} = \frac{1}{G_0} \quad : \text{특성방사저항}$$

$$\theta = 2\pi \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\omega_0 = 2\pi v_R / \lambda \quad : \text{동기주파수}$$

$$\omega \quad : \text{위상각주파수 [rad/sec]}$$

$$\lambda \quad : \text{파장}$$

$$v_R \quad : \text{SAW 속도}$$

단자 1, 2는 SAW의 진행을 나타내기 위한 음향 터미널을 나타내며, 단자 3은 전기적 신호의 입출력을 나타낸다. 이렇게 3단자망으로 표현된 등가회로를 y -파라미터로 나타내면, $y_{12} = y_{21}$, $y_{13} = y_{31}$, $y_{23} = y_{32}$, $y_{13} = -y_{23}$ 의 대칭조건을 적용할 경우 다음 식 (1)과 같이 표현할 수 있다[12].

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{12} & y_{11} & -y_{13} \\ y_{12} & -y_{13} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 각각의 y -파라미터는 다음과 같이 표현된다[12].

$$y_{11} = -jG_0 \cot \theta$$

$$y_{12} = jG_0 \csc \theta$$

$$y_{13} = -jG_0 \tan \frac{\theta}{4}$$

$$y_{33} = j\omega C_s + j4G_0 \tan \frac{\theta}{4} \quad (2)$$

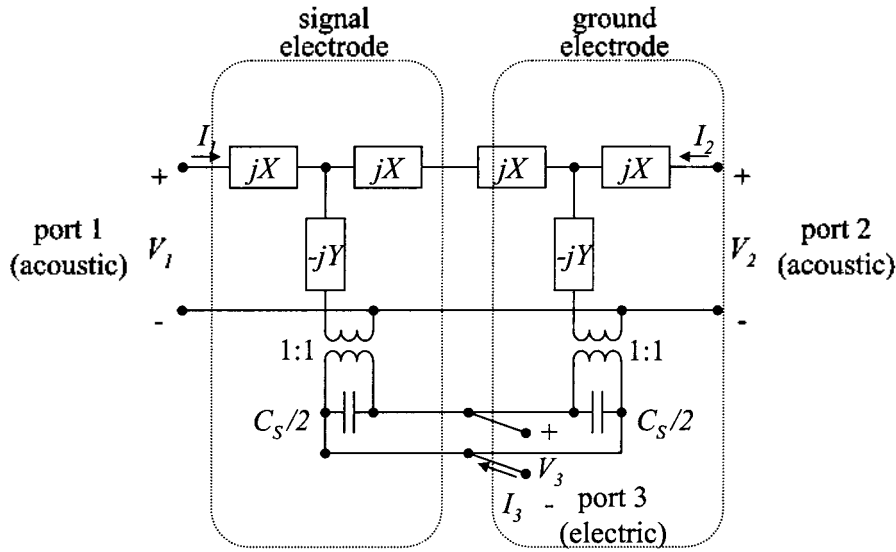


그림 2. 하나의 전극쌍에 대한 Smith 등가회로
 Fig. 2. Smith's equivalent circuit model for one electrode pair.

2.2. 단일 기준전극의 Smith y'-파라미터 유도

규칙적인 배열을 가지는 일반 SAW 공진기의 경우, 식 (2)에 나타난 하나의 전극쌍에 대한 y-파라미터를 N개의 배열로 두어 전체 IDT를 나타낼 수 있다. 그러나 withdrawal가 중첩이 적용된 불규칙한 IDT의 경우, 단일 전극쌍 이외에 추가적으로 단일 전극쌍만을 묘사하는 부분을 덧붙여서 임의의 어떠한 배열 또한 해석할 수가 있다. 따라서 그림 2의 왼쪽부분에 대한 등가회로 유도가 필요하다. 앞 단계에서와 같은 유도과정을 거치면 식 (3)과 같이 단일 전극에 대한 변형된 y'-파라미터를 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 y_{11}' &= -jG_0 \cot \frac{\theta}{2} \\
 y_{12}' &= jG_0 \csc \frac{\theta}{2} \\
 y_{13}' &= jG_0 \cot \frac{\theta}{4} \\
 y_{33}' &= j\omega \frac{C_s}{2} - j2G_0 \tan \frac{\theta}{4}
 \end{aligned} \tag{3}$$

2.3. 전체 IDT의 Smith 파라미터 유도

방사저항 R_a 를 의미하는 Y_{33} 는 다음의 어드미턴스 관계식으로부터 구할 수 있다[12].

$$\begin{bmatrix} i_{n-1} \\ -i_n \\ i_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{n-1} \\ e_n \\ e_{3n} \end{bmatrix} \tag{4}$$

여기서 $n = 1, 2, \dots, N$

식 (4)는 총 N개의 전극쌍으로 이루어진 전극단 중 n번째의 전극쌍의 세 단자에서의 전류 (i_n), 전압 (e_n)의 관계를 표현한 것으로, 균일한 배열 구조를 취하고 있는 IDT의 경우 단일전극쌍의 3단자 회로망을 전극쌍수인 N개만큼 나열하여 표현할 수 있으며, 이 때 전체 전극단으로 흐르는 총전류 I_3 는 각 전극쌍에 흐르는 전류의 합으로 표현할 수 있고 이는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 I_3 &= i_{31} + i_{32} + \dots + i_{3N} \\
 &= y_{31}e_0 + y_{32}e_1 + y_{33}e_{31} \\
 &\quad + y_{31}e_1 + y_{32}e_2 + y_{33}e_{32} \\
 &\quad + y_{31}e_2 + y_{32}e_3 + y_{33}e_{33} + \dots \\
 &\quad + y_{31}e_{N-1} + y_{32}e_N + y_{33}e_{3N} \\
 &= y_{13}e_0 - y_{13}e_N + y_{33} \sum_{n=1}^N e_{3n} \quad \leftarrow y_{12} = -y_{23} \tag{5}
 \end{aligned}$$

여기서, 경계조건 $e_0 = E_1$, $e_N = E_2$, $e_{3n} = E_3$ 를 적용하면, 전체전류 I_3 는 식 (6)과 같이 최종적으로 표현되고, 방사저항 R_a 를 의미하는 Y_{33} 는 식 (7)과 같은 y_{33} 파라미터로부터 구할 수 있다.

$$I_3 = y_{13}E_1 - y_{13}E_2 + Ny_{33}E_3 \tag{6}$$

$$Y_{33} = Ny_{33} \tag{7}$$

따라서 균일한 배열의 구조를 취하고 있는 IDT는 단순히 하나의 전극쌍의 y_{33} 으로부터 전체방사저항 R_a 를 유도

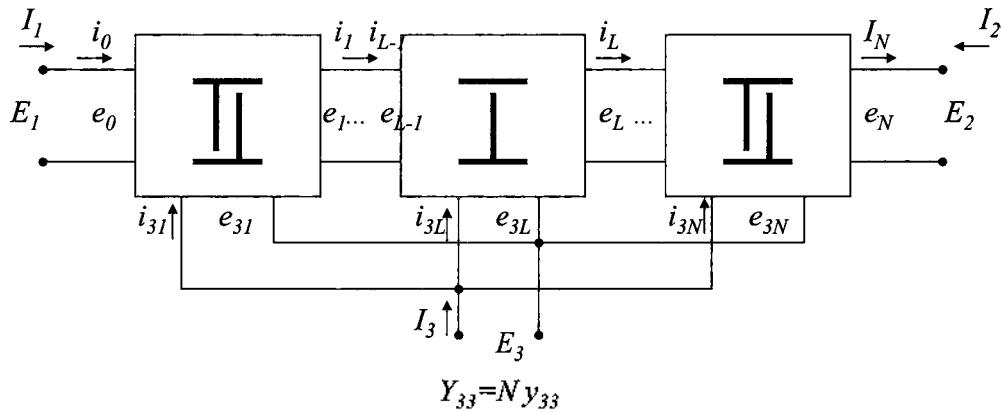
할 수 있다.

그러나, IDT가 불규칙적인 배열을 가진 경우에는 위와 같이 한 개의 전극쌍의 y_{33} 로부터 R_a 를 바로 구할 수 없으며, 특정한 하나의 상부전극의 제거를 통해 위상이 반전되거나, 또는 하나의 전극이 제거되나 위상이 변하지 않는 두 가지 경우를 따로 고려해야 한다. 즉, IDT의 상부전극과 하부전극 중 상부전극을 하부전극으로 대체하여 위상의 변화가 없는 경우와, 상부전극을 완전히 없애고 뒤쪽의 전극을 당겨 위상의 변화가 있는 경우로 구분할 수 있다. 이 두 가지의 경우 중 우선 L 번째 전극쌍 전체가 하나의 하부전극만으로 대체되어 위상변화가 발생한 경우의 Y_{33} 파라미터를 구하기 위하여, 그림 3(a)와 같이 전체 IDT를 표현할 수 있으며 앞의 과정을 반복하면 식 (8)과 같이 단일 기준전극의 어드미턴스 파라미터 y' 가 포함된 전류식을 구할 수 있다.

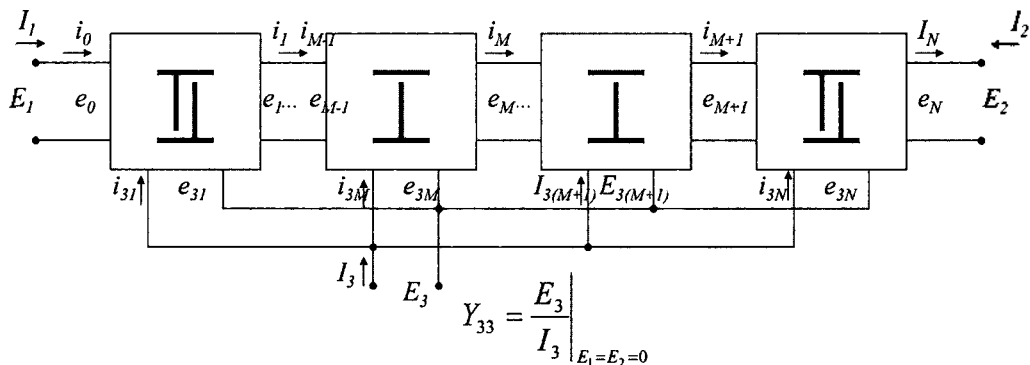
$$\begin{aligned}
 I_3 &= i_{31} + i_{32} + \dots + i_{3L} + \dots + i_{3N} \\
 &= y_{31} e_0 + y_{32} e_1 + y_{33} e_{31} \\
 &\quad + y_{31} e_1 + y_{32} e_2 + y_{33} e_{32} + \dots \\
 &\quad + y_{31} e_{L-2} + y_{32} e_{L-1} + y_{33} e_{3(L-1)} \\
 &\quad + y'_{31} e_{L-1} + y'_{32} e_L + y'_{33} e_{3L} \\
 &\quad + y_{31} e_L + y_{32} e_{L+1} + y_{33} e_{3(L+1)} + \dots \\
 &\quad + y_{31} e_{N-1} + y_{32} e_N + y_{33} e_{3N} \\
 &= y_{31} e_0 + (y_{32} + y'_{31}) e_{L-1} + (y_{31} + y'_{32}) e_L \\
 &\quad + \{(N-1)y_{33} + y'_{33}\} e_{3N} + y_{32} e_N \tag{8}
 \end{aligned}$$

여기에서, $e_0 = E_1$, $e_{3n} = E_3$, $e_N = E_2$ 인 경계조건을 적용하면 식 (9)와 같이 L 번째 전극쌍 전체가 하나의 하부전극으로 대체된 경우의 전류식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 I_3 &= y_{13} E_1 + y_{23} E_2 + \{(N-1)y_{33} + y'_{33}\} E_3 \\
 &\quad + (y_{23} + y'_{13}) e_{L-1} + (y_{13} + y'_{23}) e_L
 \end{aligned}$$



(a) L 번째 전극쌍 전체가 하나의 하부전극으로 대체되어 위상변화가 발생한 전체 트랜스듀서
 (a) Transducer with a phase reverse by the replacement of the L -th IDT pair with a single ground electrode



(b) M , $(M+1)$ 번째 전극쌍이 하나의 하부전극으로 대체되어 위상변화가 발생하지 않은 전체 트랜스듀서
 (b) Transducer with no phase reverse by the replacement of the M -th and $(M+1)$ -th IDT pair with single ground electrode

그림 3. N 개의 부분으로 구성된 전체 트랜스듀서의 3단자 동가회로
 Fig. 3. Equivalent 3-port network for a transducer composed of sections.

$$Y_{33}' = \frac{I_3}{E_3}, \text{ 단 } E_1 = E_2 = 0 \quad (9)$$

여기서,

$$\begin{aligned} e_{L-1} &= \frac{1}{y'_{11}}(y_{11} - y'_{12})e_L + \frac{y_{12}}{y'_{11}}e_{L+1} \\ &\quad + \frac{1}{y'_{11}}(y_{13} - y'_{13})E_3 \\ e_L &= \frac{y_{11} - y_{12}}{y_{11}}e_{L+1} + \frac{y_{12}}{y_{11}}e_{L+2} \\ e_{L+1} &= \frac{y_{11} - y_{12}}{y_{11}}e_{L+2} + \frac{y_{12}}{y_{11}}e_{L+3} \\ &\quad \vdots \\ e_{N-2} &= \frac{y_{11} - y_{12}}{y_{11}}e_{N-1} + \frac{y_{12}}{y_{11}}e_N \\ &= \left(1 - \frac{y_{12}}{y_{11}}\right)e_{N-1} + \frac{y_{12}}{y_{11}}E_2 \\ e_{N-1} &= \frac{1}{y_{11}}i_{N-1} - \frac{y_{12}}{y_{11}}E_2 - \frac{y_{13}}{y_{11}}E_3 \leftarrow i_{N-1} \\ &= y_{11}e_{N-1} + y_{12}E_2 + y_{13}E_3 \\ &= E_1 - \frac{y_{12}}{y_{11}}E_2 - \frac{y_{13}}{y_{11}}E_3 \end{aligned}$$

만약 L_1, L_2, \dots, L_k 번째 전극쌍에서 총 k 번의 전극 대체가 발생한 경우 식 (9)를 식 (10)과 같이 확장하여 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_3 &= y_{13}E_1 - y_{13}E_2 + \{(N-k)y_{33} + ky'_{33}\}E_3 \\ &\quad + \sum_{l=1}^k [(-y_{13} + y'_{13})e_{L_l-1} + (y_{13} - y'_{13})e_{L_l}] \quad (10) \end{aligned}$$

만약 그림 3(b)와 같이 $M, M+1$ 번째 전극쌍이 하부 전극만으로 각각 대체되어 위상변화가 발생하지 않은 전체 트랜스듀서의 경우, 이 때의 전체 전류는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} I_3' &= y_{13}E_1 + (-y_{13} + y'_{13})e_{M-1} + (-y'_{13} + y_{13})e_{M+1} \\ &\quad + [(N-2)y_{33} + 2y'_{33}]E_3 - y_{13}E_2 \\ Y_{33}' &= \frac{I_3'}{E_3}, \text{ 단 } E_1 = E_2 = 0 \quad (11) \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} e_{M-1} &= \left(1 - \frac{y'_{12}}{y'_{11}}\right)e_M + \frac{y'_{12}}{y'_{11}}e_{M+1} \\ e_M &= \frac{y_{11} - y'_{12}}{y_{11}}e_{M+1} + \frac{y_{12}}{y'_{11}}e_{M+2} + \frac{y_{13} - y'_{13}}{y'_{11}}E_3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_{M+1} &= \frac{y_{11} - y_{12}}{y_{11}}e_{M+2} + \frac{y_{12}}{y_{11}}e_{M+3} \\ &\quad \vdots \\ e_{N-2} &= \frac{y_{11} - y_{12}}{y_{11}}e_{N-1} + \frac{y_{12}}{y_{11}}E_2 \\ e_{N-1} &= E_1 - \frac{y_{12}}{y_{11}}E_2 - \frac{y_{13}}{y_{11}}E_3 \end{aligned}$$

또한 M_1, M_2, \dots, M_k 번째 전극쌍에서 총 l 번 하부전극으로 대체된 경우에는 식 (12)와 같이 나타나며,

$$\begin{aligned} I_3' &= y_{13}E_1 - y_{13}E_2 + [(N-2l)y_{33} + 2ly'_{33}]E_3 \\ &\quad + \sum_{j=1}^l \{(-y_{13} + y'_{13})e_{M_j-1} + (-y'_{13} + y_{13})e_{M_j+1}\} \quad (12) \end{aligned}$$

최종적으로 식 (11)과 (12)를 하나의 식으로 표현하여 다음과 같은 일반식 (13)으로 전개할 수 있으며 이를 통하여 IDT 내부에 withdrawal 가중법이 적용된 경우 새로운 방사저항 R_a' 를 Y_{33}' 파라미터를 통하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_3' &= y_{13}E_1 - y_{13}E_2 + \{(N-k-2l)y_{33} + (2l+k)y'_{33}\}E_3 \\ &\quad + \sum_{l=1}^k [(-y_{13} + y'_{13})e_{L_l-1} + (y_{13} - y'_{13})e_{L_l}] \\ &\quad + \sum_{j=1}^l \{(-y_{13} + y'_{13})e_{M_j-1} + (-y'_{13} + y_{13})e_{M_j+1}\} \quad (13) \end{aligned}$$

III. 사다리형 필터 구성을 통한 withdrawal 가중 효과

이상에서 유도한 withdrawal 가중형 SAW 공진기 필터 해석방법의 타당성을 검증하기 위하여 중심주파수 800 MHz에서 28 MHz의 대역을 가지는 사다리형 필터를 임의적으로 구성한 후 IDT 내부에 withdrawal 가중을 인가하여 SAW 공진기의 특성변화를 조사하였다. 사다리형 필터의 경우 직렬공진기와 병렬공진기로 구성되어 있으며, 직렬공진기는 필터의 통과대역 오른쪽 부분을 결정하고 병렬공진기는 왼쪽 부분을 결정한다[14]. 실험에 이용한 사다리형 필터는 그림 4와 같이 총 6개의 공진기로 구성되어 있으며, 직렬과 병렬공진기가 각각 3개씩 이루어져 있다. 표 1에 필터의 세부 설계변수를 나타내었다.

Withdrawal 가중 효과를 조사하기 위한 첫 번째 단계로서, 직렬공진기의 L 번째 전극쌍이 하부전극으로 대체되어 위상반전이 일어난 경우와 M 번째 전극쌍의 상부

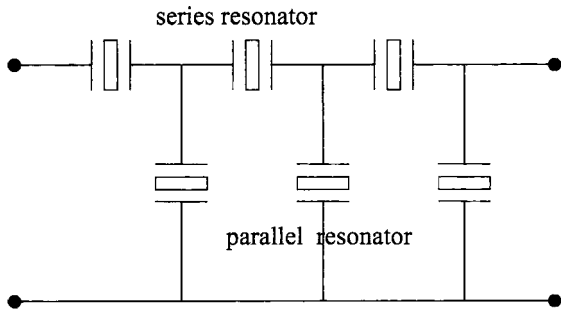


그림 4. 6개의 직렬, 병렬공진기의 조합을 통한 사다리 필터의 구성
Fig. 4. Ladder filter composed of 6 series and parallel resonators.

전극이 하부전극으로 위상반전 없이 대체된 경우, 각각 그 위치를 변화시키면서 필터특성의 변화를 조사하였다. 그 결과 공진기 내에서 위치의 변화에는 전혀 무관함을 알 수 있었으며 이는 공진기를 SAW의 정상파 형성을 통한 에너지 집중공간으로 생각한다면 위치의 변화가 크게 영향을 미치지 않으리란 것을 짐작할 수 있다.

따라서 M 과 L 점의 수를 각각 증가시키면서 필터 특성을 조사하였다. 그림 5에 (a)의 경우는 직렬공진기, (b)는 병렬공진기에 M 점의 수를 IDT내 전극쌍에 각각 등간격으로 20개와 15개씩 부가한 경우의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 5의 결과에서 볼 때, withdrawal 가중으로 인해 약간의 대역폭의 손실과 리플이 증가함을 알 수 있지만, 모든 경우에서 공진특성의 변화를 통해 필터의 천이대역 특성을 향상시킬 수 있다. 직렬공진기에 M 점이 취해질 경우, 오른쪽 전송영점 (transmission zero)의 위치가 왼쪽으로 이동하는 것을 볼 수 있으며, 병렬공진기에 M 점이 취해질 경우 통과대역이 왼쪽으로 기우는

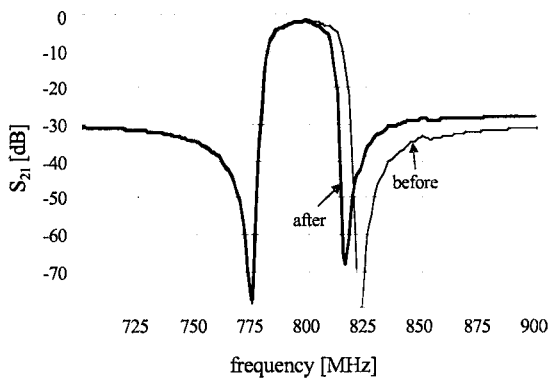
표 1. 사다리형 SAW 필터의 설계변수
Table 1. Design parameters of the SAW ladder filter.

design parameters	value
substrate	36° Y-X LiTaO ₃
electrode thickness	4200 Å (Al)
metallization ratio	0.5
S electrode number	225
S reflector number	142
S electrode width	50 μm
S period	4.815 μm
P electrode number	167
P reflector number	142
P electrode width	150 μm
P period	4.98 μm

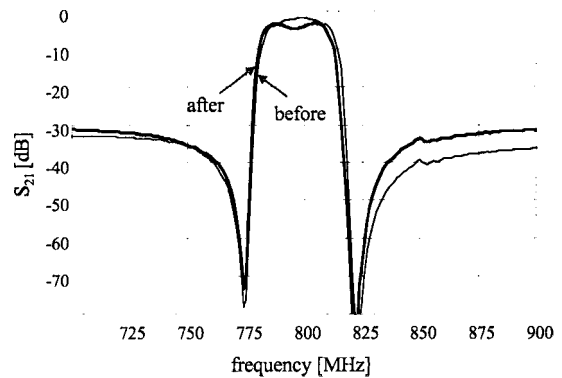
(* S: series resonator, P: parallel resonator)

것을 볼 수 있다. 두 경우 모두 천이대역을 짧게 할 수 있는 방법으로 이용될 수 있으며 이는 공진기 필터의 설계에 있어 또 다른 설계변수의 확장이란 측면에서 큰 장점이 될 수 있다. 또 다른 결과로서 위상반전이 이루어진 경우, 즉 L 점의 부가가 M 점의 부가보다 더욱 더 효과적으로 천이대역의 특성을 조절할 수 있음을 알 수 있었지만 특성의 열화가 심해지는 단점을 가지고 있었다. 따라서 L 점의 부가보다는 M 점의 부가를 통한 필터의 특성을 개선하는 것이 타당하다 할 수 있다.

그림 6에서는 직렬공진기에 M 점의 수를 증가함에 따른 필터특성의 변화를 각 성능지수별로 정리하였으며, 그 결과 앞의 결과와 같은 특성을 나타내고 있는데, 중심주파수와 대역폭, 리플은 모두 감소하나 저지대역의 특성은 다소 열화되는 것을 볼 수 있다. 또 천이대역의 특성에서



(a) 직렬공진기에 20개의 M 점 부가
(a) Imposition of 20 weighting point on the series resonators



(b) 병렬공진기에 15개의 M 점 부가
(b) Imposition of 15 weighting point on the parallel resonators

그림 5. M 점 부가로 인한 필터 주파수 특성의 변화 (시뮬레이션)

Fig. 5. Frequency spectrum changes by the imposition of M withdrawal points on the filter (simulation).

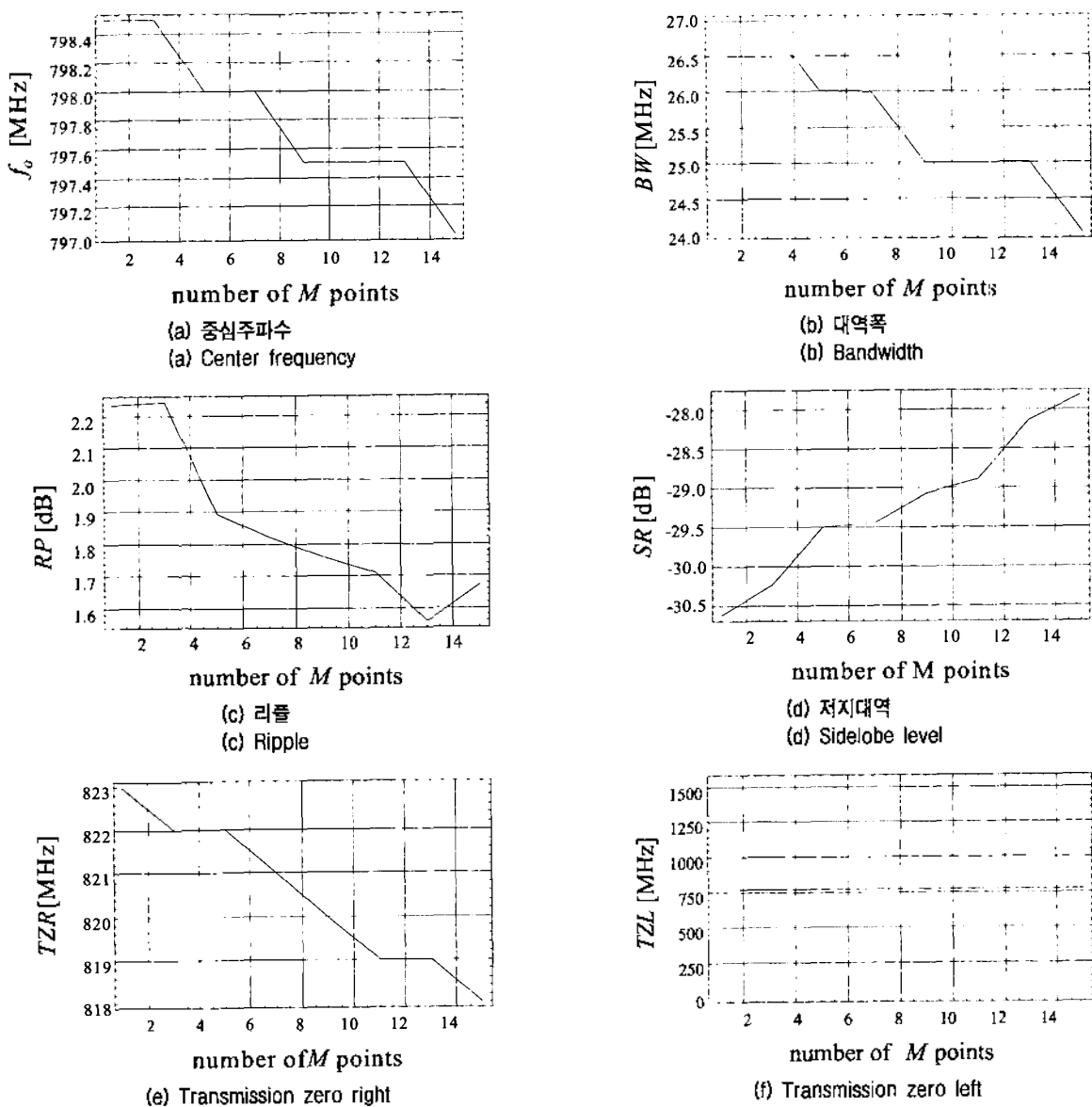


그림 6. 직렬공진기에 M 점 추가로 인한 필터의 성능변화
 Fig. 6. Filter performances by the change of the number of withdrawal weighting M at series resonators.

볼 때 오른쪽 전송영점의 위치가 왼쪽으로 이동함에 따라 천이대역의 특성이 상당히 개선됨을 알 수 있다. 반면 병렬공진기에 M 점의 수를 증가한 경우에도 비슷한 결과를 보였으나 오른쪽 전송영점의 위치의 변화가 없는 것만 차이가 있을 뿐 나머지 특성은 같음을 알 수 있었다. 그림 7에서는 직렬과 병렬공진기에 모두 withdrawal 가중법을 적용한 경우의 실험결과를 보이고 있다. 일반적인 사직식 각공정 (photolithography process)을 통하여 제작한 공진기형 withdrawal SAW 디바이스는 고주파의 잠음영향을 최소화하고 측정을 용이하게 하기 위해서 표면실장형 소자(SMD; surface mounted device)의 형태로 조립하였으며, 네트워크 분석기(HP-8752C)를 사용하여 전달계수를 측정하였다. 측정결과, 그림 5의 시뮬레이션 결과와

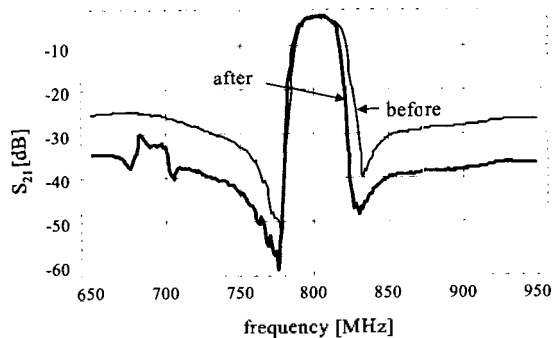


그림 7. 직렬/병렬공진기에 M 점 추가로 인한 필터의 천이대역 특성개선 (실험)
 Fig. 7. Enhancement of the transition band after the M -like withdrawal weighting of series and parallel resonators (experiment).

매우 잘 일치하는 것을 알 수 있으며, 천이대역의 특성을 상당히 개선한 것을 볼 수 있다.

IV. 결론 및 고찰

본 논문에서는 단일 SAW 공진기의 내부에 있는 전극의 배열변화, 즉 withdrawal 가중에 따른 주파수 특성변화를 조사하기 위하여 기존의 집중소자 해석법을 한 단계 발전시켜 불규칙적인 전극배열까지 해석할 수 있는 향상된 집중소자 해석법을 수식으로 유도, 제시하였다. 이를 위해 단일전극에 대한 Smith 등가회로의 μ -파라미터를 유도하였으며, 개개의 단일전극들을 전체 IDT로 조합한 경우의 입력전류를 계산함으로써 전체 IDT의 어드미턴스를 구하여 집중소자 모델을 구현하였다. 이렇게 유도된 수식을 이용하여 withdrawal 가중법이 부여된 SAW 공진기의 집중소자해석이 가능하며, 실제로 SAW 공진기에 withdrawal 가중법이 취해질 경우 필터의 특성에 미치는 효과를 조사하였다. 예로서 총 6개의 공진기를 결합한 800 MHz 대역의 RF SAW 필터를 구성하고 withdrawal 가중법이 취해지기 전후의 특성을 조사하였으며, 그 결과 SAW 공진기에 withdrawal 가중법을 적용할 경우 기존의 단순공진기 필터에 비해 더욱 개선된 천이대역의 특성을 구현할 수 있었다. 또한 실제 실험을 통해 본 연구에서 제시한 수식의 타당성을 검증하였다. 이 withdrawal 방법은 현재 RF 대역필터로 많이 사용되고 있는 공진기형 SAW 필터의 설계에 많은 도움이 되리라 생각되며, 차후 다양한 조합의 전극배열에 대한 연구를 수행할 계획이다.

참고 문헌

1. R. S. Wagers, "Phase error compensation in finger withdrawal transducers," *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 418-421, 1974.
2. T. L. Szabo, K. R. Laker and E. Cohen, "Interdigital transducer models: Their impact on filter synthesis," *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, 26(5), pp. 321-333, Sep. 1979.
3. C. S. Hartmann, "Weighting interdigital surface wave transducers

- by selective withdrawal of electrodes," *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 423-426, 1973.
4. W. R. Smith and W. F. Fedler, "Fundamental and harmonic-frequency circuit-model analysis of interdigital transducers with arbitrary metalization ratios and polarity sequences," *IEEE Transactions on MTT*, vol. 23, no. 11, pp. 853-864, Nov. 1975.
5. K. R. Laker, E. Cohen and A. J. Siobodnik, Jr., "Electric field interactions within finite arrays and the design of withdrawal weighted SAW," *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 317-321, 1976.
6. D. C. Malocha, S. Datta and B. J. Hunsinger, "Tap weight enhancement for broad-band filters," *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, vol. 25, no. 1, pp. 51-54, Jan. 1978.
7. K. Y. Hashimoto and M. Yamaguchi, "Effects of parasitic circuit elements to ladder-type SAW filters," *Technical Report of IEICE*, US96-101, 1997.
8. E. V. Bausk, "Optimization of broadband withdrawal weighted interdigital transducers for high selective SAW filters," *IEEE Transactions on UFFC*, vol. 46, no. 2, pp. 1276-1282, Sep. 1999.
9. W. R. Shreve, "Surface-wave Two-Port resonator equivalent circuit," *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 295-298, 1975.
10. E. J. Staples, J. S. Schoenwald, R. C. Rosentfeld and C. S. Hartmann, "UHF surface acoustic wave resonators," *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 245-252, 1974.
11. W. H. Haydi, B. Dischler and P. Hiesinger, "Multimode SAW resonators - A method to study optimum resonator design," *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 289-298, 1976.
12. W. R. Smith, H. M. Gerard, J. H. Collis, T. M. Reeder and H. J. Shaw, "Analysis of interdigital surface wave transducers by use of an equivalent circuit model," *IEEE Transactions on MTT*, vol. 17, no. 11, pp. 856-864, Nov. 1969.
13. L. Inagawa and M. Koshiba, "Equivalent networks for SAW interdigital transducers," *IEEE Transactions on UFFC*, vol. 41, no. 3, pp. 402-411, May. 1994.
14. 노용래, "사다리형 SAW 필터의 최적 설계," *한국음향학회지*, 제18권, 제1호, pp. 16-24, 1999.

저자 약력

- 이 영 진 (Youngjin Lee)
한국음향학회지 제20권 제5호 참조
- 이 승 희 (Seunghee Lee)
한국음향학회지 제20권 제5호 참조
- 노 용 래 (Yongrae Rob)
한국음향학회지 제19권 제7호 참조