사다리형 SAW 필터의 최적 설계

Optimal Design of Ladder Type SAW Filters

노 용 래*
(Yong Rae Roh*)

요 약

사다리형 SAW 필터의 개발을 위해서 종래에는 설계변수 하나하나를 변화시켜 시행착오식으로 사양을 만족시키는 값을 찾아야만 하였다. 본 연구에서는 주어진 사양을 만족시킬 수 있는 사다리형 SAW 필터의 패턴을 자동으로 설계하는 최적 설계법을 개발하였다. 우선 Smith 등가회로 해석법을 이용하여 사다리형 SAW 필터용 해석 프로그램을 제작하였으며, 그 프로그램에 의한 시뮬레이션 결과를 실제 제작된 시작품의 성능과 비교해 봄으로써 타당성을 검증하였다. 이 해석 프로그램을 바탕으로 설계변수의 조정에 따른 성능변수의 변화 경향을 분석함으로써 최적 설계 알고리즘을 개발하였으며, 그 타당성 및 효용성을 기 상용화된 제품들에 대해 시험 설계해 봄으로써 증명하였다.

ABSTRACT

Design of SAW ladder filters has been performed by a rather trial and error method, that is, by modifying the design variables step by step until designed performance of the filter satisfies given specifications. In this work, optimal design method has been developed that automatically determines the detailed pattern of the SAW ladder filter to meet the specification once desired performance is given. As a first step for the development, the analysis tool for the SAW ladder filter has been produced by means of the Smith equivalent circuit analysis technique, and its validity has been verified through comparison of its calculation result with experimental data. With the analysis tool, we have investigated the performance variation of the filter with the change of its design factors, and the result has led to the optimal design algorithm. Validity and efficiency of the algorithm has been checked through test design of several SAW ladder filter samples on the market.

I. 서 론

최근에 큰 감쇠특성을 가지는 새로운 SAW 필터 구조로 각광 받는 것으로서 사다리형 필터가 있다. 종래의 SAW필터들은 하나의 소자내에서 모든 사양을 다 만족시키려드는 반면에, 이 사다리형은 상대적으로 간단한 구조의 1 단자 공진기를 적절히 조합하여 전체적으로 원하는 특성을 구현하는 특징을 가진다. 그러다 보니 종래의 SAW 필터들은 사용 주파수가 올라감에 따라 단일 소자내의 구조가 점점 더 복잡해지고 따라서 설계 및 제작이 어려워지는 반면에, 사다리형은 개별 소자의 단순한 구조에 의해 이런 부분에서 큰 장점을 가지고 있다. 또한 최근의 급격한 이동통신 시장의 확대에 따라 보다 많은 사용자들을 수용하기 위해서는 통신단말기의 중심주파수 값과 그 작동 대역폭이 점점 높아질 필요가 있는데, 한정된 주파수 범위 내에서 넓은 통과 주파수대역을 허용하자면 결국 이들간의 천이대역(transition band)이 줄어드는 수밖에 없다. 이런 요구조건은 기존의 형태로는 만족시키기가 쉽지 않은 것들이나 사다리형은 통과대역 주위에서의 큰 감쇠특성으로 인해 요구사양을 훨씬 용이하게 만족시킬 수 있다. 나아가 사다리형 SAW 필터는 일반적으로 적은 삽입손실을 가지며 별도의 정합회로를 필요로 하지 않는다는 등의 장점들도 가지고 있다. 그러나 같은 주파수에서는 다른 형태에 비해 크기가 상대적으로 크다든가, 여러 개의 공진기들을 연결함에 따라 결선이 복잡해진다는 등의 단점들도 가지고 있으나, 이러한 문제들은 현재와 같은 900MHz이상의 고주파에서는 대부분 크게 문제가 되지 않는 것들이다. 따라서 향후 더 고주파화를 추구하

*경북대학교 센서공학과 / 전자전기공학부
접수일자 : 1998년 8월 3일

는 통신시장의 추세로 보아 이 사다리형 SAW 필터는 점점 더 그 사용범위가 넓어질 품목이다.

기본적으로 사다리형 SAW 필터는 종래부터 널리 사용되어 온 세라믹 필터 network이론에 바탕을 둔 것이다. 근년에 사용되는 세라믹 필터들은 하나의 압전 세라믹에 여러 개의 진동 모드를 동시에 발생시키고 이들 모드들의 공진, 반공진 특성을 적절히 배열하며 원하는 특성을 구현해내는 energy trapping이론을 이용한 것들이 주를 이룬다 [1]. 더 나아가 하나의 압전 기판 위에 이러한 energy trap을 여러 개 배열한 Monolithic 필터 들이 최근의 정밀소자로 널리 사용되고 있는데, 이러한 bulk 모드를 일으키는 전극형태를 SAW 공진기로 대신한 것이 결국 사다리형 SAW 필터라고 이해할 수 있다. 그러나 bulk소자들에 비해 SAW 공진기들은 고주파 소자로의 구현이 용이하고, 전극의 형상과 배열에 따라 조절할 수 있는 특성 범위가 훨씬 넓고 또 조절이 용이하므로 여러 가지 면에서 우수한 성능을 제공할 수 있다. 그러나 이러한 기본 개념과는 달리 실용화를 위한 연구는 비교적 최근에야 이루어져서 선행 사례로 Matsuda [2], Yamaguchi [3], Sakamoto[4], 그리고 Hickernell [5] 등의 연구결과가 있고, 일부 제품에 대해서는 이미 상용화가 이루어져 있다. 이들 연구들은 기본 작동구조의 해석과 특정 제품을 위한 사다리형 SAW 필터를 개발한 사례들이다. 그러나 다양화되어가는 통신기기의 수요에 대응하기 위해서는 이러한 사다리필터도 다양하게 개발되어야 하나, 현재의 설계법으로는 주어지는 사양이 달라지면 원하는 성능이 구해질 때까지 시행착오적으로 설계변수를 조정하여 반복 설계를 하는 수밖에 없다. 물론 그 과정에서 참고 문헌 6에서와 같이 어느 정도의 경향성이 찾아져 효율은 올라가겠지만, 기본적으로 시행착오식 설계라는 한계를 벗어날 수는 없다. 일례로 RF 대역에 사용되는 SAW 필터만 해도 수십 종류가 되는데 이런 식으로 하다 보면 설계에만 엄청난 시간과 노력이 필요할 것이다. 따라서 본 연구에서는 SAW 사다리형 필터에 대해서 이러한 어려움을 해결하고자 일단 사양만 주어지면 그들을 만족시키는 필터의 세부적인 설계변수를 자동으로 설정해줄 수 있는 최적화 알고리즘을 개발하고자 한다.

이러한 목표를 위해 본 논문에서는 우선 사다리형 필터의 성능을 분석할 수 있는 해석도구를 제작한 다음, 그를 바탕으로 모든 구현 가능한 설계변수들과 성능변수들을 정의하고, 그들의 상관 관계를 분석하였다. 그리고 그 결과를 이용해 주어진 사양을 만족시키는 필터의 설계변수들을 자동으로 설정하고, 설계 결과에 의한 필터의 성능을 도시화할 수 있는 최적 설계 프로그램을 개발하였다. 4절에서는 임의로 제시된 요구 사양들과 본 논문에서 개발된 프로그램에 의한 설계 결과를 비교 분석해 봄으로써 최적화 알고리즘의 타당성을 밝히고자 한다.

Ⅱ. 사다리형 SAW 필터의 설계

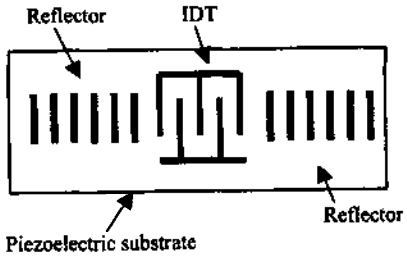


그림 1. 1단자 SAW 공진기의 기본 구조
Fig. 1. Basic structure of a SAW one-port resonator.

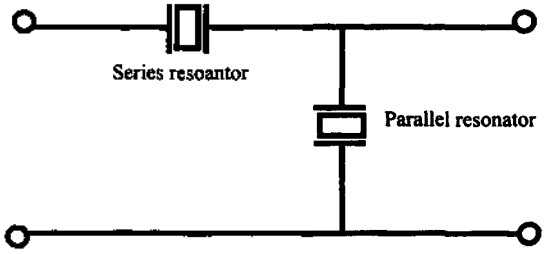
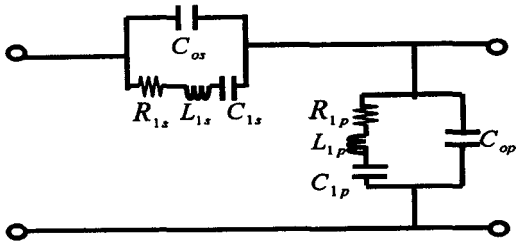
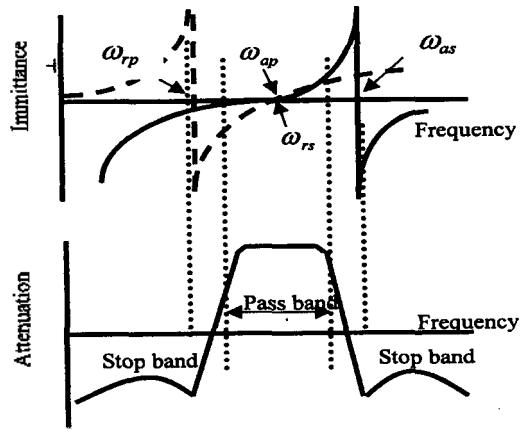


그림 2. 1단자 SAW 공진기의 사다리 연결
Fig. 2. Ladder connection of the SAW one port resonators.



(a) equivalent circuit model



(b) frequency response of the equivalent circuit

그림 3. 1단자 SAW 공진기로 구성된 기본 사다리 구조부의 등가회로
Fig. 3. Lumped equivalent circuit of the basic ladder sectioncomposed of one port resonators.

사다리형 필터는 일반적으로 1 단자 공진기의 조합으로 구성된다. 1단자 공진기는 Fig. 1과 같이 압전기판 위의 IDT와 한 쌍의 반사기로 구성된다. 사다리형 필터는 위에서 설명한 1단자 공진기를 사다리형으로 접속하여 구성하며, 그 구성의 기본단위는 Fig. 2와 같다. 직렬 공진기와 병렬 공진기를 Fig. 2와 같이 배치하면 Fig. 3-(a)와 같은 등가회로가 얻어지고, 주파수 특성은 Fig. 3-(b)와 같이 주어진다. 그림에 보인 바와 같이 중심주파수는 직렬 공진자의 공진 주파수와 병렬 공진자의 반공진 주파수 사이에 위치하며, 통과대역은 중심 주파수 좌우의 일정 구간에 걸쳐 발생하며, 저지 대역은 병렬 공진자의 공진 주파수 이전과 직렬 공진자의 공진 주파수 이후에 형성이 된다. 즉 직렬 공진자와 병렬 공진자를 적절히 선택, 배열하면 Fig. 3-(b)에 나타난 바와 같이 원하는 중심주파수, 통과대역, 저지대역 등의 특성을 구현할 수 있는 것이다.

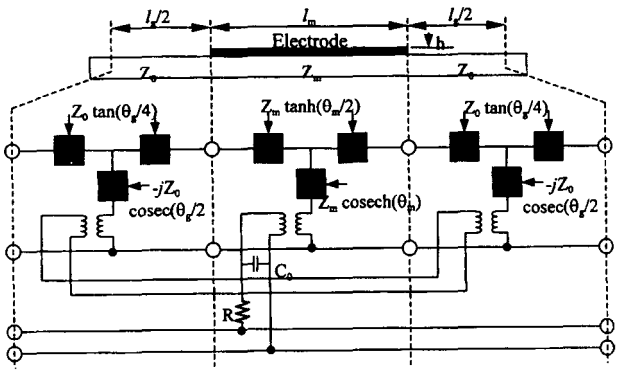


그림 4. W. Smith에 의한 IDT의 등가회로 모델
Fig. 4. Equivalent circuit model of an IDT developed by W. Smith.

이상의 기본 개념을 바탕으로 본 연구에서는 사다리형 SAW 필터의 특성 해석을 위한 시뮬레이션용 프로그램을 개발하였다. 해석 도구는 이상에서 나열한 파라미터들을 반영한 Smith 등가회로와 전송선 이론을 이용하였다 [7]. Smith 등가회로 해석법에서는 우선 Fig. 4 와 같이 하나의 전극과 그 양쪽의 두 개의 빈 공극으로 구성된 전극 모델을 수립하고, 전체 SAW 필터를 이 전극 모델들의 조합으로 표현한다. Fig. 4에 나타난 전극 모델은 다시 전극부 (lm) 와 빈 공극부 (lg)로 나누어 각 부분의 전기-음향 특성을 6×6 혹은 필요에 따라 4×4나 2×2의 전달함수 행렬로 표현할 수 있다 [8]. 일례로 전극부의 특성을 4×4 전달함수 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$F_m = \begin{bmatrix} F_{m11} & F_{m12} & F_{m13} & 0 \\ F_{m21} & F_{m22} & F_{m23} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ F_{m41} & F_{m42} & F_{m43} & 0 \end{bmatrix}. \qquad (1)$$

여기서

$$F_{m11} = F_{m22} = \cosh\theta_m$$
$$F_{m12} = Z_m \sinh\theta_m$$
$$F_{m13} = F_{m42} = \gamma_n[1-\cosh\theta_m]$$
$$F_{m21} = \sinh(\theta_m/2)/Z_m$$
$$F_{m23} = F_{m41} = -\gamma_n \sinh\theta_m / Z_m$$
$$F_{m43} = i\omega C_0 + \gamma_n^2 \sinh\theta_m / Z_m$$

이고

$$\theta_m = \alpha_m + i\beta_m$$
$$\alpha_m = ah/\lambda$$
$$\beta_m = 2\pi f l_m / V_m$$
$$q = \sin(\eta\pi/2)$$
$$q' = \sqrt{1-q^2}$$
$$\gamma_n = (-1)^n \sqrt{2 f_0 C_0 k^2 Z_m}\,\frac{K(1/\sqrt{2})}{K(q)}$$
$$C_0 = W\varepsilon_0\sqrt{\varepsilon_{11}\varepsilon_{33}}\,\frac{K(q)}{2K(q')}$$

V_m = SAW 속도
h = 전극 두께
a = 감쇠계수
K = Jacobian elliptic integral of the first kind
f_0 = 중심 주파수
Z_m = 압전기판의 음향 임피던스
k^2 = 결합계수
η = metallization ratio
W = 전극길이
λ = 파장
$\varepsilon_{11}, \varepsilon_{33}$ = 압전기판의 비유전율
f = 주파수

이다. 동일한 요령으로 Fig. 4의 공극부에 대해서도 전달함수 행렬을 구할 수 있고, 나아가 반사기, 그리고 IDT와 반사기 사이의 간격에 대해서도 유사한 형태의 전달함수 행렬을 구성하여 식 2와 같이 곱하면 1단자 공진기 전체의 전달함수를 구할 수 있다.

$$F_t = [F_r]^{Nref} \cdot [S_p] \cdot [F_I]^{NIDT} \cdot [S_p] \cdot [F_r]^{Nref} \qquad (2)$$

여기서 N_{ref}는 반사기 전극의 개수, N_{IDT}는 IDT 전극의 개수를 뜻하며, $[Fr]$, $[Sp]$, $[FI]$는 각각 반사기, 간격, IDT의 전달함수를 나타낸다. 사다리형 필터로 구성하기 위해선 단일 공진기를 직렬·병렬로 연결하여야 하는데, 일례로 6개

개의 1단자 공진기로 구성된 필터의 일반적인 구조는 Fig. 5에 나타난 것과 같다. 그림에서 아래 첨자로 사용된 1, 2, 3은 각각 첫번째, 두번째, 세번째 사다리를 나타내고, 아래 첨자 p는 병렬소자, s는 직렬소자를 뜻한다. 그림에서는 필터에 포함된 기생소자 (parasitic reactance)의 영향까지도 고려하였는데 [3], L_s는 직렬소자에 L_p는 병렬소자에 붙는 기생 inductance를 뜻하고, C_i는 필터의 입력단, C_o는 출력단, 그리고 C_e는 공진자들 사이에 붙는 기생 capacitance이다. Fig. 5의 전체 필터의 특성 해석을 위해서는 앞에서와 마찬가지로 그림의 각 구성요소에 대해 식 2와 같은 전달함수를 구하고, 그들을 순차적으로 곱하면 된다. 최종적으로 구한 4×4 전달함수를 편의상 식 3과 같이 2×2로 변환한 후,

$$F = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \tag{3}$$

그로부터 필터의 입력단에서 출력단으로 전달되는 통과특성을 나타내는 scattering parameter S21을 구하면 [8],

$$S_{21} = \frac{100}{50F_{11} + F_{12} + 2500F_{21} + 50F_{22}} \tag{4}$$

와 같고, 입력단 및 출력단에서의 반사특성을 나타내는 S_{11}, S_{22}를 구하면

$$S_{11} = \frac{50F_{11} + F_{12} - 2500F_{21} - 50F_{22}}{50F_{11} + F_{12} + 2500F_{21} + 50F_{22}} \tag{5}$$

$$S_{22} = \frac{-50F_{11} + F_{12} - 2500F_{21} + 50F_{22}}{50F_{11} + F_{12} + 2500F_{21} + 50F_{22}}$$

와 같다. 여기서 필터의 전후단에 연결되는 부하는 50Ω으로 가정하였다. 이들 식 중 식 4에 나타난 S_{21}에 의해 일반적인 필터의 특성을 알아볼 수 있는 주파수 특성을 구할 수 있고, 식 5에 의해 필터 전후단에서의 임피던스 정합 정도에 의한 정재파 비를 각각 알아볼 수 있다.

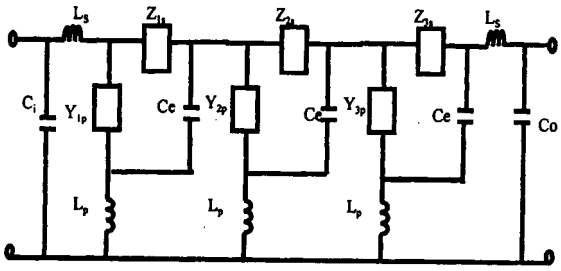


그림 5. 기생 소자를 포함한 6개의 1단자 SAW 공진기로 구성된 SAW 사다리형 필터의 전체 등가회로

Fig. 5. Total equivalent circuit of the SAW ladder filter composed of six one port resonators with parasitic elements.

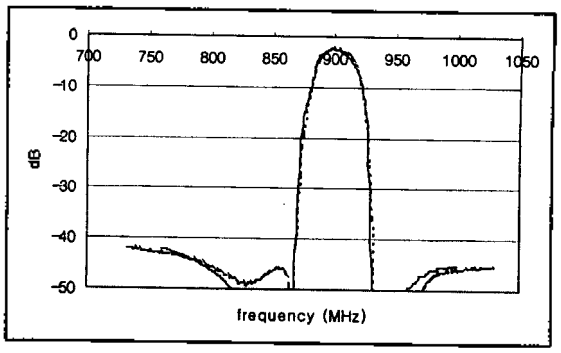


그림 6. SAW 사다리형 필터의 성능 비교, 실선 - 해석결과, 점선 - 실험결과

Fig. 6. Comparison of the performance of a SAW ladder filter, solid line - analysis result, dotted line - experimental result.

이상에서 알아본 해석법의 타당성을 검증하기 위하여 36° Y-X $LiTaO_3$ 압전 단결정 기판을 이용하여 Fig. 5에 나타난 구조를 가지는 임의의 사다리형 SAW 필터를 설계하고 [2], 설계된 규격을 가지는 시작품을 제작하여 그 성능을 설계치와 비교하여 보았다. 측정은 900 MHz용 표준 취구와 Network Analyzer 8752C를 이용하였다. Fig. 6에 보인 결과에서 실선으로 표시한 것은 본 해석법에 의한 결과이고, 점선으로 표시한 것은 해석시 사용한 패턴대로 제작한 시작품의 성능 측정치이다. 통과대역에서는 두 결과가 상당히 잘 일치하며, 저지대역에서 약간의 오차를 보이는데 이는 기생소자의 영향을 정확히 반영하지 못했기 때문으로 판단된다 [3]. 기생소자란 필터 제작시 본의 아니게 무작위로 나타나는 것이므로 그 크기를 정확히 평가하는 것이 매우 어렵다. 이상의 결과로 본 장에서 알아본 해석법의 타당성이 입증되었다 할 수 있다.

Ⅲ. 성능변수와 설계변수 설정

표 1. 6개의 1단자 공진기로 구성된 SAW 사다리형 필터의 설계변수들

Table1. Design variables for the SAW ladder filter composed of six one port resonators.

P_{1p}, P_{2p}, P_{3p}	IDT period of parallel resonators
P_{1s}, P_{2s}, P_{3s}	IDT period of series resonators
P_{1pr}, P_{2pr}, P_{3pr}	reflector period of parallel resonators
P_{1sr}, P_{2sr}, P_{3sr}	reflector period of series resonators
W_{1p}, W_{2p}, W_{3p}	aperture width of parallel resonators
W_{1s}, W_{2s}, W_{3s}	aperture width of series resonators
$NIDT_{1p}$, $NIDT_{2p}$, $NIDT_{3p}$	number of IDT fingers of parallel resonators
$NIDT_{1s}$, $NIDT_{2s}$, $NIDT_{3s}$	number of IDT fingers of series resonators
$Nref_{1p}$, $Nref_{2p}$, $Nref_{3p}$	number of reflector fingers of parallel resonators
$Nref_{1s}$, $Nref_{2s}$, $Nref_{3s}$	number of reflector fingers of series resonators
h	electrode thickness
η	metallization ratio
Total : 32 variables	

본 연구에서 개발하고자 하는 사다리형 SAW 필터와 같이 RF단에 사용되는 필터의 성능을 규정짓는 값, 즉 성능변수들은 크게 중심주파수 (center frequency:f_0), 주파수 대역폭 (bandwidth:BW), 삽입손실 (insertion loss:IL), 저지대

역 감쇠도 (sidelobe rejection level:SL), 리플 (ripple:RP), 그리고 정재파비 (voltage standing wave ratio:VSWR) 등이다. 이러한 성능변수들에 대한 사양을 만족시키기 위해 Fig. 5에 나타난 바와 같이 6개의 1단자형 공진기를 사용하여 사다리형 SAW 필터를 구성할 경우 결정지어야 할 규격변수, 즉 설계변수들을 식 1과 2에서 추출하여 나열하면 Table 1과 같이 총 32개에 이른다. 이렇게 32개에 달하는 모든 변수를 조절하여 필터를 설계함은 지극히 비효율적이기도 하거니와 현실적으로도 불가능에 가깝다. 이들 설계변수들간에 상관성이 존재한다면, 이 상관성을 이용해 독립적으로 조절할 필요가 있는 변수들만을 선정하여 설계에 반영한다면 훨씬 효율적일 것이다. 현재에도 선행 연구 결과들에 의해 어느 정도의 경향성은 이미 알려져 있으나 [6, 9], 이정도의 경향성만 가지고 Table 1에 나타난 변수들을 모두 설정하는 것은 불가능하다. 그러므로 종래에는 직렬 공진자와 병렬 공진자의 전극 길이 (aperture width) 비나 IDT 및 반사기의 주기 (p & p_r) 비율 정도만을 미리 결정하고, 나머지 변수들은 시행착오 식으로 조절하여 사양을 맞추어왔다. 그러나 이러한 시행착오식 설계는 많은 시간과 노력을 필요로 하는 비효율적인 방법으로서, 보다 종합적인 경향성 분석을 통한 체계적인 설계가 이루어져야만 한다. 이러한 목적으로 우선 Table 1에 나타난 변수들에 대해서 다른 변수들은 고정시킨 채, 개개 변수들을 각각 변화시켜 그 변수가 독립적으로 필터 성능에 미치는 영향을 800 ~ 1,000 MHz의 주파수 범위에 걸쳐 알아보았다. 분석 결과들 중 일례로 전극두께 h의 변화가 필터의 성능에 미치는 영향을 알아보면 Fig. 7과 같다. 그림에서 수평축은 사전에 임의로 설정한 값에서 점차 증가해 간 비율을 나타내고, 수직 축은 2절에서 알아본 해석 방법에 의해 구한 성능 값을 나타낸다. 그림에서 h가 증가함에 따라 삽입손실은 증가하는 반면 주파수 대역폭과 리플은 감소하는 것을 알 수 있다. 특히 리플의 경우 감소율이 매우 커서, 리플을 조절하는데 h가 매우 유용한 변수임을 알려준다. 반면에 저지대역 감쇠도는 h의 변화에 거의 무관함을 알 수 있다. 정재파비는 입력단 ($VSWR_1$) 과 출력단 ($VSWR_2$) 모두에서 어느 정도까지는 감소하다가 그 이상의 h에서는 증가하는 현상을 보이는데, 이는 VSWR은 입출력단에서의 임피던스 정합상태를 나타내는 것이고, 따라서 본 연구에서와 같이 입출력단이 50 Ω으로 고정된 상태에서는 h의 변화에 따라 필터의 임피던스가 50Ω에 근접했다가 다시 멀어짐에 따라 발생하는 현상이다. 유사한 경향을 다른 모든 변수들에 대해서도 구할 수 있을 것이고, 그 결과에 따라 Table 1의 설계변수들 중 성능에 중요한 영향을 미치는 변수와 무관한 혹은 종속되는 변수로 나눌 수 있을텐데 그렇게 정리한 결과가 Table 2에 나타나 있다. 표에 사용된 아래 첨자들은 모두 Fig. 5에서 정의한 것과 동일한 의미를 가지며, 특히 아래 첨자 r은 반사기를 나타낸다. 표에서 LD는 필터의 횡방향 크기를 나타내며 사양에서 주어지는 값이다. 즉, 초기의 32개 변수들 중 독립 변수로서 10개만 조절하면 나머지는 Table 2에 나타난 상관관계에 의해 자동적으로 설정이 되는 것으로 판명이 났다. 이 결과를 바탕으로 10개의 설계변수들을 위에서 정의한 필터의 성능변수들 각각에 대하여 영향력이 있는 부류들로 구분 짓고, 다시 각 구분내에서 영향력이 큰 정도에 따라 순위를 매겨서 정리를 한 것이 Table 3이다. Table 3에 나타낸 결과를 예를 들어 설명하면 SL-IL의 경우 r의 변화가 가장 영향력이 크므로 SL-IL을 조절하고자 하는 경우 우선 r을 변화시켜 구현해보고, r의 변화가 한계에 이를 경우 다음으로 W_{1s}를 변화시키고, 그래도 안될 경우 $NIDT_{1s}$와 $NIDT_{1p}$를 변화시키는 것이 효과적이라는 뜻이다. 나머지 성능변수들에 대해서도 동일한 요령으로 사양을 만족시키는 변수값들을 설정할 수 있다.

표 2. 6개의 1단자 공진기로 구성된 SAW 사다리형 필터의 독립 설계변수들과 그들의 종속 설계변수들과의 관계

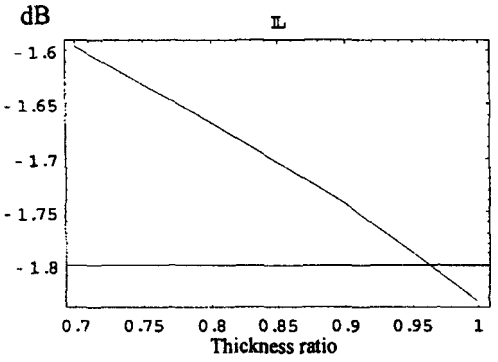
Table 2. Independent design variables for the SAW ladder filter composed of six one port resonators, and the relationship with their dependent variables.

Independent variables	Relationship	Comments
p_{1p}, p_{1p}, p_{1s}, p_{2s}	$p_{2p} = p_{1p}$, $p_{2s} = p_{1s}$ $p_{1pr} = p_{1p} \times c_1$, $p_{1pr} = p_{1p} \times c_2$ $p_{1sr} = p_{1p} \times c_1$, $p_{1sr} = p_{1s} \times c_2$ $p_{1sr} = p_{1s} \times c_1$, $p_{1sr} = p_{1s} \times c_2$	c_1, c_2 = constant [9]
r, W_{1s}	$r = W_{1s} / W_{1p}$	
ratio	$W_{1p} = W_{2p}$ $W_{2p} = W_{1p} \times$ (2-ratio) $W_{2s} = W_{1s}$ $W_{1s} = W_{1s} /$ (2-ratio)	
$NIDT_{1p}$, $NIDT_{1s}$	$NIDT_{1p} = NIDT_{2p} = NIDT_{3p}$ $NIDT_{1s} = NIDT_{2s} = NIDT_{3s}$	$Nref_{1p} = Nref_{2p} = Nref_{3p}$ $Nref_{1p} = Nref_{2p} = Nref_{3p}$ $Nref_{1p} = (LD \cdot NIDT_{1p} \cdot p_{1p}) / p_{1pr}$ $Nref_{1s} = (LD \cdot NIDT_{1s} \cdot p_{1s}) / p_{1sr}$
h		
		η = proved to be optimum when 0.5
Total: 10 variables		

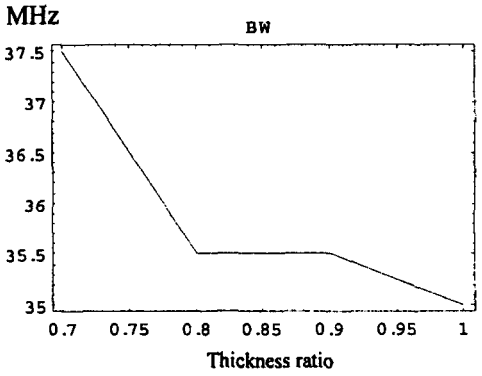
표 3. 각 성능변수들을 조절하기 위한 설계변수들의 분류

Table 3. Classification of the design variables to control each performance factor.

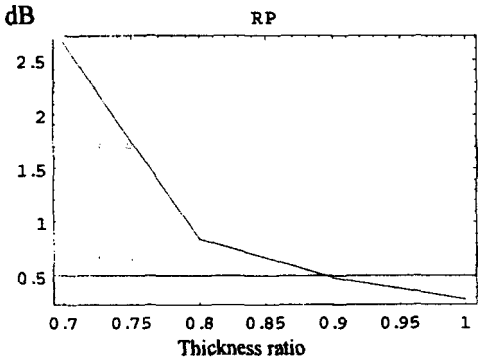
Performance factor	Design variables
f_0 (center frequency)	p_{1p} & p_{1s}
BW (bandwidth)	(1) p_{1p} & p_{1s}, (2) $NIDT_{1p}$ & $NIDT_{1s}$, (3) h
SL (sidelobe) & IL (insertion loss)	(1) r, (2) W_{1s}, (3) $NIDT_{1p}$ & $NIDT_{1s}$
RP (ripple)	P_{1p} & p_{2s}
VSWR (voltage standing wave ratio)	(1) $NIDT_{1p}$, (2) $NIDT_{1s}$, (3) ratio, (4) r, (5) W_{1s}, (6) P_{1p} & p_{2s}, (7) h



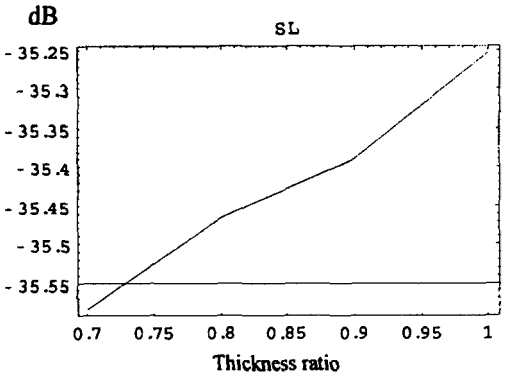
(a) insertion loss



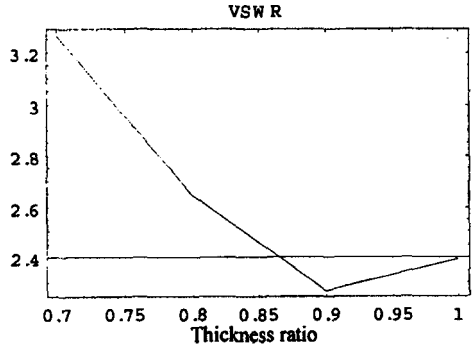
(b) bandwidth



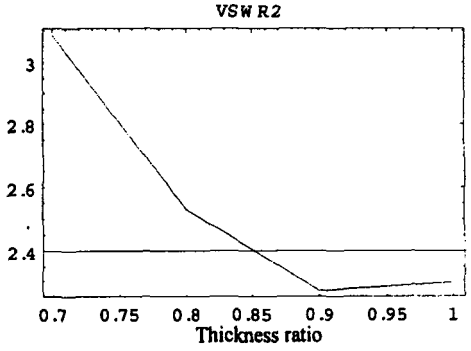
(c) ripple



(d) sidelobe level (dB)



(e) VSWR at input side ($VSWR_1$)



(f) VSWR at output side ($VSWR_2$)

그림 7. 전극 두께 h의 변화에 따른 SAW 사다리형 필터의 성능 변화

Fig. 7. Variation of the performance of the SAW ladder filter with the change of its electrode thickness h.

Ⅳ. 최적화 알고리즘

3절에서 분석한 결과를 바탕으로 최적화 알고리즘을 개발하였다. 프로그램 전체에 걸친 최적화 과정은 Fig. 8에 나타낸 것과 같다. 원하는 사양이 우선 주어지고, 그에 따른 초기화 과정을 거친 후, 최적화과정에서는 f_0, SL-IL, BW, RP, 그리고 VSWR의 순으로 최적화 시켜가는데 각 단계에서 조절하는 설계변수들은 Table 3에 나타낸 결과들을 따른다. 전형적인 사양을 예로 보이면 Table 4와 같은데, Fig. 8에서 f_c와 아래첨자가 없는 성능변수들은 설계를 통해 구한 값들이다. 그리고 f_δ와 BW_δ는 최적화 과정에서 허용되는 오차 범위이다. 초기화 과정에서는 다음에서 최적화하고자 하는 설계변수들의 초기값을 설정하는데, 이 초기값을 어떻게 설정하느냐에 따라 전체 최적화에 소요되는 시간이 크게 달라진다. 최적화 과정에서는 각 성능변수들에 대하여 Table 3에 나타낸 설계변수들을 순차적으로 조정하여 사양을 만족시키는 성능 값을 찾아간다. 즉 Fig. 8에 나타낸 전체 알고리즘은 각 성능변수들 각각에 대한 최적화 과정들로 구성이 되는데, 예를 들어서 Fig. 8에 나타난 통과 대역폭 BW의 최적화과정을 자세히 보아면 Fig. 9와 같다. 우선 앞 단계를 거친 필터의 대역폭 BW가 주어진 사양 BW_0과 실제 제작시 발생 가능한 실험 오차 BW_δ를 더한 값보다 더 큰지를 알아본다. 대역폭의 경우 요구사양보다 더 큰 경우엔 통상 별 문제가 되지않지만 사양보다 작을 경우에는 사용이 어려우므로, 설계단계에서부터 발생 가능한 오차를 포함한 값보다도 무조건 더 큰 값을 구현하고자 한 것이다. 만약 지금의 대역폭이 사양보다 더 크다면 더 이상 최적화가 필요 없으므로, 바로 다음 단계인 리플(RP)의 최적화로 넘어가고, 그렇지 않으면 Table 3에 나타난 변수들을 이용해 최적화를 수행한다. 즉, BW의 최적화는 앞 단계에서 맞춘 중심 주파수를 변화시키거나, 삽입손실이나 저지대역 감쇠도를 저하시키지 않는 범위 내에서 p_{1p}와 p_{1s}, $NIDT_{1p}$와 $NIDT_{1s}$, 그리고 h를 차례로 변화시켜 보아 사양 이상의 통과 대역폭을 구현하는 값들을 결정한다. 변화시키는 범위는 실제로 제작시 구현 가능한 범위, 즉 NIDT의 경우 전체 필터의 크기를 고려한 $NIDT_{max}$와 $NIDT_{min}$ 사이라야 한다든가, 전극 두께 h의 경우 결합계수를 고려한 최소값 h_{min} 이상이라야 한다는 등의 범위 이내로 한정하여야 한다. 나아가 이들 변수들을 조정할 때에는 요구되는 사양을 만족시키는데 유리한 쪽으로만 변화시켜야 할 것이다. 예를 들어서, 통과 대역폭을 지금보다 넓히기 위해서 h를 조정할 때에는 Fig. 7-(c)에 나타난 것처럼 현재 상태보다 전극 두께를 얇게 하여야만 한다. 이렇게 변수들을 조정할 때마다 필터 특성의 변화를 관찰하기 위해서 매번 다시 시뮬레이션을 하여야 하는데, 이 시뮬레이션은 2절에서 개발한 해석도구를 이용하여 수행한다. 그리고 일단 앞 단계에서 하나의 성능변수에 대해 그에 해당하는 설계변수들의 최적값이 결정되고 나면, 그 다음 단계에서는 가능한 한 그 최적값들을 손상시키지 않는 범위에서 후속 작업을 수행한다. 전체 최적화 과정에서 다른 성능변수들은 조절하는 설계변수의 변화에 따라 단순히 증가하거나 감소하는 일방향의 경향을 보이고 있는데 반해, VSWR은 이와 달리 Fig. 7에 나타난 것처럼 설계변수의 특정 값에서 최소값을 보인 후 그 전후에서는 다시 증가하는 양방향성을 보이고 있다. 또한 VSWR의 최적화는 전체 작업에서 제일 마지막 부분에 이루어지므로, VSWR의 최적화 과정은 그 이전 단계에서 최적화시킨 여타 성능을 손상시키지 않는 범위 내에서, 사용 가능한 모든 설계변수들을 동원한 minimization문제라고 할 수 있다. 이상으로 사양을 만족시키는 모든 변수들이 결정되고 나면, 이들을 해석도구에 대입하여 그 결과에 의해 사양이 만족되었음을 확인하고, 마지막으로 전체적으로 최적화된 최종 성능 및 결과를 도시화해준다.

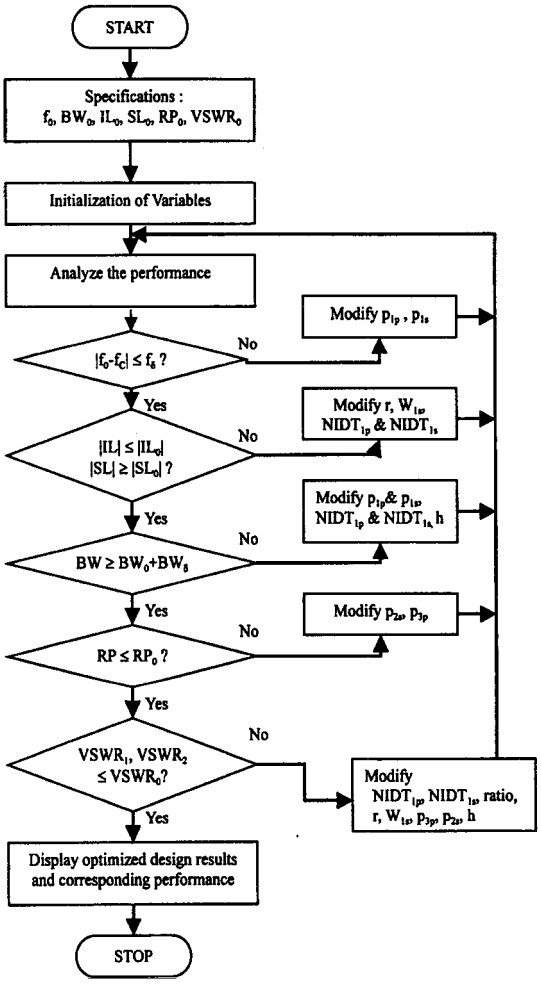


그림 8. SAW 사다리형 필터의 최적화 알고리즘
Fig. 8. Optimization algorithm for the SAW ladder filter.

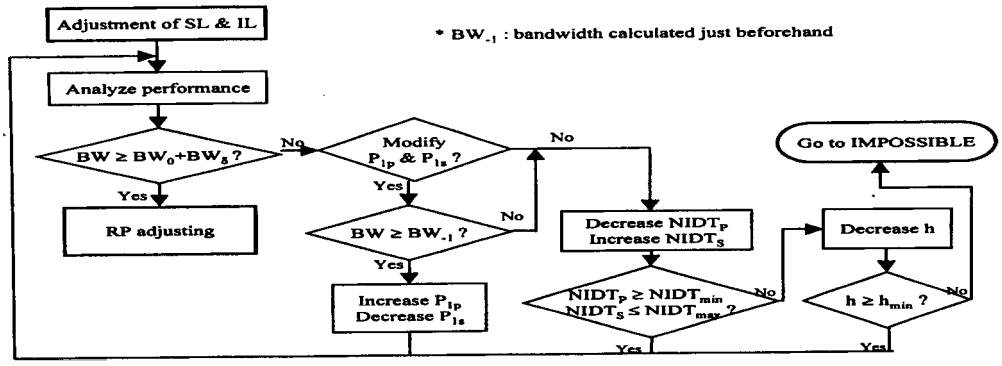


그림 9. 필터 대역폭의 최적화 알고리즘

Fig. 9. Optimization algorithm for the bandwidth of the filter.

표 4. CDMA 휴대폰용 SAW 사다리형 필터의 성능 사양

Table 4. Performance specification of the SAW ladder filter for the CDMA handphones.

Performance factor	specification	Variability
f_0	836.5 MHz	f_0 = 1 MHz
BW_0	25.0 MHz	BW_0 = 2 MHz
IL_0	2.6 dB	
SL_0	≥ 38.0 dB	
RP_0	≤ 1.0 dB	
$VSWR_0$	≤ 1.80	
LD	1.0 mm	

*LD: lateral dimension of the filter

표 5. CDMA 휴대폰용 SAW 사다리형 필터의 최적 설계 결과

Table 5. Optimal design result of the SAW ladder filter for the CDMA handphones.

Performance factor	performance
f_c	837.5 MHz
BW	27.0 MHz
IL	1.6 dB
SL	38.0 dB
RP	0.15 dB
$VSWR_1$	1.79
$VSWR_2$	1.78
LD	1.001 mm

*$VSWR_1$: VSWR at the input port of the filter

*$VSWR_2$: VSWR at the output port of the filter

이상에서 개발한 최적 설계 프로그램의 타당성을 증명하기 위하여 기 상용화된 제품의 사양을 입력하여 최적화 결과들을 구하여 보았다. Table 4에 현재 CDMA 휴대폰에 사용되는 SAW 필터의 사양을 보였다 [10]. Fig. 8의 알고리즘을 이용해 Table 4의 조건을 만족시킬 수 있는 성능을 나타내는 필터를 구현하여 보았는데, 그 결과는 Fig. 10과 Table 5와 같다. 허용한 오차 범위 이내에서 주어진 요구 사양을 충분히 만족시키는 성능을 구현하였으며, 그에 따

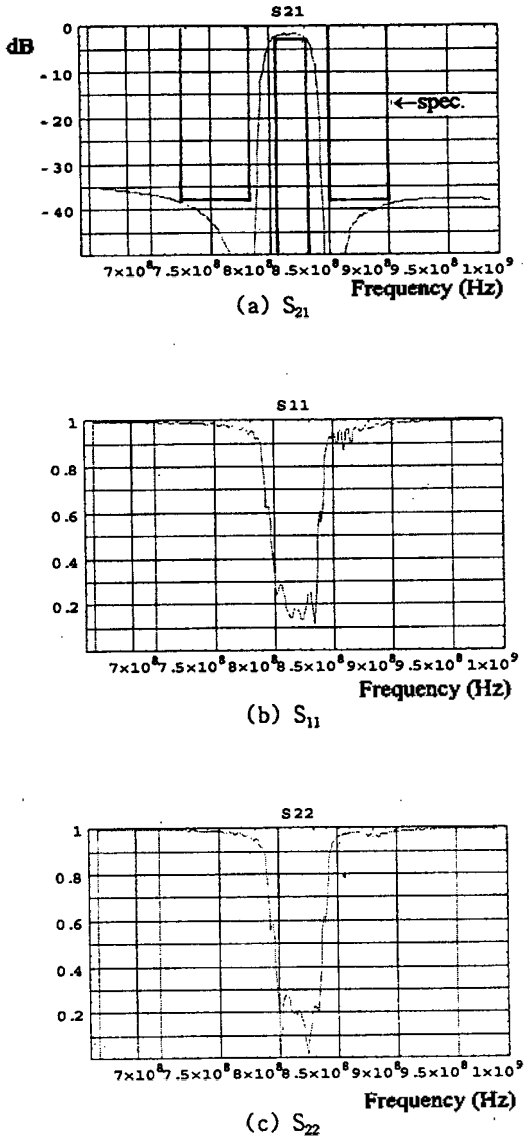


그림 10. CDMA 휴대폰용 SAW 사다리형 필터의 최적 설계 결과

Fig. 10. Optimal design result of the SAW ladder filter for CDMA handphones.

른 S_{21}, S_{11}, 그리고 S_{22}의 스펙트럼을 보였다. 동일한 프로그램을 이용하여 현재 상용화되어 있는 800 ~ 1,000 MHz 대역의 다른 SAW 사다리형 필터에 대해서도 최적화 설계를 해본 결과, 역시 허용된 오차 범위 이내에서 주어진 사양을 만족시키는 필터를 구현할 수 있었다 [10]. 즉 본 연구에서 개발한 주어진 사양을 만족시키는 사다리형 SAW 필터의 구조를 자동으로 최적화, 설계하는 알고리즘의 타당성 및 효용성이 증명된 것이다.

V. 결 론

본 연구에서는 주어진 사양을 만족시킬 수 있는 사다리형 SAW 필터의 최적 패턴을 자동으로 설계하는 최적 설계 알고리즘을 개발하고자 하였다. 우선 Smith 등가회로 해석법을 이용하여 사다리형 SAW 필터용 해석 프로그램을 제작하였으며, 그 프로그램에 의한 시뮬레이션 결과를 실제 제작된 시작품의 성능과 비교해 봄으로써 타당성을 검증하였다. 이 해석 도구를 바탕으로 설계변수의 조정에 따른 성능변수의 변화를 분석함으로써 최적 설계 알고리즘을 개발하였으며, 그 타당성 및 효용성을 기 상용화된 제품들에 대해 시험 설계해봄으로써 증명하였다.

사다리형 SAW 필터의 개발을 위해서 종래에는 설계변수 하나하나를 변화시켜 시행착오식으로 사양을 만족시키는 값을 찾아야만 하였다. 물론 설계변수들에 따른 어느 정도의 경향성은 이미 알려져 있으나, 구성 공진기의 개수가 늘어남에 따라 조절하여야 하는 설계변수가 매우 많아지면 이러한 시행 착오식 설계법은 비효율적으로 많은 시간과 노력을 필요로하며 뚜렷한 한계를 가진다. 반면에 본 논문에서 개발한 알고리즘은 요구하는 사양과 허용오차 범위만 설정해주면 자동으로 필터의 모든 규격을 설정해주므로, 사다리형 필터의 개발 및 설계에 드는 시간과 노력을 획기적으로 줄일 수 있도록 한다. C-언어로 구현된 본 알고리즘은 Table 5에 나타낸 성능을 가지는 필터를 설계하는데 Pentium II PC로 10분이 채 걸리지 않으니, 종래에 비해 매우 신속하게 원하는 결과를 얻을 수 있다. 나아가 본 연구에서는 대상 필터를 사다리형 SAW 필터로 한정하였으나, 동일한 논리를 이용하면 Apodized SAW 필터를 위한 Remez 알고리즘의 적용이 어려운 여타 모든 SAW 필터에도 적용이 가능할 것으로 사료된다.

감사의 글

본 논문에 인용된 실험결과를 제공해 주신 삼성전기주식회사 적층박막사업부 박막제조그룹의 서주원 박사님께 감사드립니다.

참 고 문 헌

1. R. C. Rennick, "An equivalent circuit approach to the design and analysis of monolithic crystal filters, " IEEE Transactions on sonics and ultrasonics, vol. 20, No. 4, p. 347, 1973
2. Y.Satoh, O.Ikata and T.Matsuda, "A Band-Pass filter Using One-Port SAW Resonators, " Fujitsu Sci. Tech. J., 29, 4, pp. 367-376, 1993.
3. K.Y.Hashimoto and M.Yamaguchi, "Effects of Parasitic Circuit Elements to Ladder-Type SAW filters," Technical Report of IEICE, US96-101, 1997.
4. O.H.Huor and N.Sakamoto, "Design of High Power SAW filter by Series-Parallel Connection," Proceedings of Ultrasonics Symposium, pp. 241-246, 1995.
5. T. S. Hickernell, "Ladder filter and method for producing conjugately matched impedance, " US Patent No. 5471178, 1995
6. Japanese Patent No. 5-183380, 1993.
7. W.Smith, H.M.Gerard and W.R.Jones, "Analysis and Design of Dispersive Interdigital Surface-Wave Transducers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-20, No. 7, 1972.
8. F. F. Kuo, Network analysis and synthesis, John Wiley & Sons, 2nd ed., New York, 1966
9. T. Nagatsuka, K. Misu, T. Kimura, S. Wadaka, A. Sakai, and K. Murai, "A ladder type filter using SAW resoantors with different grating periods between IDT and reflectors, " Technical report of IECE, p. 29, 1997
10. Catalogue of Fujitsu, Japan, 1997

▲노 용 래(Yongrae Roh)
한국음향학회지 제17권3호 참조