
SAW 결합 모드 공진기 필터의 수학적 모델링을 이용한 설계 시뮬레이터의 구현

정 영 지*

Implementation of Design Simulator for SAW Coupled Mode Resonator
Filter using a Mathematical Modeling of SAW Coupled Mode

Yeong-Jee Chung*

이 논문은 1997년도 원광대학교 교내연구비 지원에 의해 연구되었음.

요 약

본 연구에서는 압전체에서의 IDT 변환기, 음향 반사기에 대한 전기 음향 모드의 결합 모드 방정식을 유도, 정리함으로써 SAW 공진기 필터의 결합 모드를 수학적으로 분석할 수 있는 모델링 방법을 소프트웨어 설계 모듈화하고, SAW 공진기 필터를 구성하고 있는 각 구성 요소에 대한 회로적인 결합 방법의 제안을 통하여 SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 및 시뮬레이션 방법을 제안하였다. 또한, 제작된 소프트웨어 설계 모듈을 시뮬레이션 소프트웨어 패키지화함으로써 설계자가 손쉽게 이동통신기기용 결합 모드 공진기 필터를 설계할 수 있도록 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 시뮬레이터를 구현하였으며 이를 통하여 이동통신기기에서 사용할 수 있는 결합 모드 공진기 필터를 모의 설계하고 주파수 특성을 해석함으로써 그 응용 타당성을 제시하였다.

Abstract

In this work, a mathematical modeling of SAW coupled mode in SAW resonator filter, which is very useful in analyzing the characteristics of periodic electrode structure such as SAW reflective array and inter-digital transducers, was considered by mathematical analytic approach. The design and simulation method for

* 원광대학교 공과대학 컴퓨터 및 정보통신공학부 조교수

접수일자 : 1999년 4월 11일

resonator filter was also proposed by equivalent transduction matrix using this mathematical modeling. In order for a designer to simulate, and to design the coupled mode SAW resonator filters effectively that could be applied to mobile communication system, a design simulator for coupled mode filter was implemented by graphic user interface, and it was investigated by designing and analyzing practical SAW coupled mode resonator filter from a view point of application of this simulator.

1. 서 론

통신용 단말기의 주파수 제어에 사용되는 탄성표면파(이하 SAW) 공진기 필터는 높은 Q값을 가지며 20MHz에서 2GHz 주파수 범위에서 사용되는 주파수 필터로 가장 각광받고 있는 소자이다. SAW 공진기의 전체 전달함수는 전극의 구조, 압전체 파라미터, 결정체의 순도, 금속 박막의 특성등의 소자 파라미터에 의하여 결정된다. SAW 소자의 발명이후, 다양한 필터와 공진기가 신호처리용으로 사용되어 왔으며, 이러한 SAW 소자 설계 시뮬레이터 개발을 위한 다양한 소자 설계 모델링 기법등이 제안되어 왔다.[1]~[3] 특히, SAW 소자는 이러한 소자 파라미터와 이를 고려한 전극의 기하학적 구조에 의하여 주파수 특성이 결정되기 때문에 주파수 특성을 설계하기 위한 전극 구조 설계 시뮬레이터의 개발이 필수적이다.

일반적으로 SAW 결합 모드 공진기 필터(SAW Coupled Mode Resonator Filter)는 입 출력단 인터디지틀 변환기 전극(IDT)과 반사 배열 (Reflective Array) 전극, 그리고 압전 결정체에 의하여 구성되는데, 요구되는 필터의 사양에 따라 IDT 변환기와 음향 반사기를 다수 결합 설계함으로써 그 주파수 특성을 얻을 수 있다. SAW의 전기 음향적 특성에 의하여 SAW 탄성 모드의 결합 모델링으로 설계가 가능한 SAW 결합 모드 공진기 필터는 소형화, 저손실화 목적으로 통신 단말기의 필터 회로에 적용되어 왔다. 결합 모드 공진기는 1975년 H.F.Tiersten과 R.C.Smythe에 의해 탄성표면파동의 모드 결합에 의하여 에너지를 포획하는 전극구조를 통하여 처음 제시되었다.[4]

본 연구에서는 지금까지 보고된 압전체에서의 IDT 변환기, 음향 반사기에 대한 전기 음향 모드의 결합 모드 방정식을 유도, 정리함으로써 SAW 공진

기 필터의 결합 모드를 수학적으로 분석할 수 있는 모델링 방법을 소프트웨어 설계 모듈화하고, SAW 공진기 필터를 구성하고 있는 각 구성 요소에 대한 회로적인 결합 방법의 제안을 통하여 SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 및 시뮬레이션 방법을 제안하고자 한다. 또한, 제작된 소프트웨어 설계 모듈을 시뮬레이션 소프트웨어 패키지화함으로써 설계자가 손쉽게 이동통신기기용 결합 모드 공진기 필터를 설계할 수 있도록 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 시뮬레이터를 구현하고자 한다.

기존의 설계 방법은 공진기를 구성하고 있는 구성요소 각각의 결합 모드 특성 분석을 통하여[3]~[6], 결합 모드별 주파수 특성을 단편적으로 해석하여 공진기 필터의 특성을 예측하기 때문에 제작된 필터의 설계 오차가 크게 나타나므로 이에 따른 설계 및 제작을 반복해야한다. 본 연구에서 제안하는 소프트웨어 설계 패키지에 의한 설계 방법은 기존의 설계 방법과 비교해 볼 때, 공진기 필터의 사양에 따라 임의로 구성된 IDT 변환기 및 음향 반사기의 결합 모드 특성을 해석하고, 이를 통하여 추출된 변환 행렬을 이용한 회로적 해석 방법을 통하여 공진기 필터의 전체 변환 주파수 특성을 얻도록 하나의 소프트웨어 패키지를 구성할 수 있으므로 이러한 반복 설계 제작과정에 대한 그 반복 회수를 줄일 수 있다.

이에 따라 2장에서는 SAW 공진기를 구성하고 있는 반사 그레이팅 구조에 대한 결합 모드의 해석과 IDT 변환기에 대한 결합 모드의 해석 이론, 그리고 결합 모드 특성의 시뮬레이션에 필요한 결합 모드 파라미터에 대하여 기술하고자 한다. 또한, 3장에서는 본 연구에서 제안하는 회로 해석 모델을 통하여 설계하고자 하는 공진기 필터의 특성 해석 방법을 기술하고, 4장에서는 이를 이용한 설계 시

물레이터의 제작 과정을 기술하고자 한다.

II. 결합 모드 공진기 필터의 특성 해석 이론

2.1 반사 그레이팅 구조에서의 결합 모드 해석

결합 모드 방법을 사용하면, 주기적 전극 구조에 대한 분석적 설명이 가능하며, 이는 탄성 표면파 소자의 정확한 특성 해석에 이용될 수 있다. 그림 1은 전형적인 주기 P, 스트립 폭 a와 높이 H_m을 갖는 주기적 금속 스트립으로 구성된 탄성 표면파 반사 그레이팅의 구조 형태이다.

이러한 SAW소자에서 전파되는 전체 표면파 U(z)는 두 개의 진행파로 나눌 수 있다. 각 진행파는 천천히 변하는 R(z), S(z)를 복소 진폭으로 갖고 있으며, a(z)는 +z 방향으로, b(z)는 -z 방향으로 진행한다고 가정하면 U(z)는 다음과 같이 설명할 수 있다.

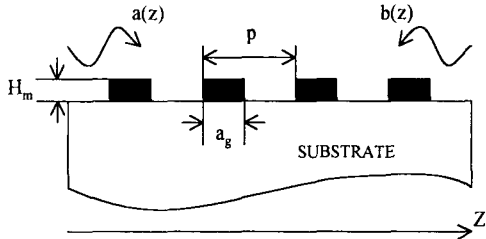


그림 1. SAW 반사 그레이팅의 전형적인 형태

$$\begin{aligned}
 a(z) &= R(z) \exp(-jk_f z) \exp(j\omega t) \\
 b(z) &= S(z) \exp(+jk_f z) \exp(j\omega t) \\
 U(z) &= R(z) \exp(-j\frac{k_g}{2} z) + S(z) \exp(j\frac{k_g}{2} z) \\
 \dots\dots\dots (1)
 \end{aligned}$$

여기서, k_f는 전극이 없을 때 표면파의 wave vector이고, ω는 각 주파수이다. k_g를 반사 주기와 관련된 wave vector로 표시하면 다음과 같다.

$$k_f = \frac{k_g}{2}, \quad k_g = \frac{2\pi}{p} \dots\dots\dots (2)$$

정확한 field의 분포를 설명하기 위해서는 무한의

Space Harmonic 성분이 필요하지만, 결합 모드 접근법에서는 두 개의 가장 낮은 차수의 모드만을 고려하기로 한다. 이 때, 반사 그레이팅이 없는 경우, a(z)와 b(z)는 아래의 경계 방정식을 만족하여야 한다.

$$\frac{da(z)}{dz} + jk_f a(z) = 0 \quad \frac{db(z)}{dz} - jk_f b(z) = 0 \dots\dots\dots (3)$$

금속 스트립이 존재함에 따라 탄성 표면파 속도가 변하며, 따라서 전파상수는 Δk만큼 변한다. 이 변화를 고려하면 결합 계수 k₂₁과 k₁₂에 의하여 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \frac{da}{dz} + j(k_f + \Delta k)a &= jk_{21} b \\
 \frac{db}{dz} - j(k_f + \Delta k)b &= jk_{12} a
 \end{aligned} \dots\dots\dots (4)$$

즉, 금속 스트립에 의하여 발생하는 주기적인 진행파의 결합 현상으로 인하여, 모드간 전력 교환으로 R(z)는 S(z)와 상호 결합하게 됨으로써 새로운 파동의 형태를 나타낸다. 반사 그레이팅의 주기당 크기의 변화는 매우 작다고 가정하면, R²(z)는 S²(z)는 각각 모드 a(z)와 b(z)에 의해 전해지는 전력과 관련되므로, 전력 보존 법칙에 따라 d/dz{R² - S²} = 0이 성립된다. 그러므로, k₁₂ = -k₂₁ 이고, 결합 계수 k₁₂는 전파 방향 z에 대한 주기 함수이다. 일반적으로, 주기 P를 갖는 주기 함수 k₁₂의 복소 푸리에 수열은 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned}
 k_{12} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} K(n) \exp(jnk_g z) \\
 \frac{dR}{dz} &= -j(k_f - \frac{k_g}{2} + \Delta k)R + \\
 &\quad j \sum_{n=-\infty}^{\infty} K(n) S \exp[j(n+1)k_g z] \dots\dots\dots (5) \\
 \frac{dS}{dz} &= +j(k_f - \frac{k_g}{2} + \Delta k)S \\
 &\quad - j \sum_{n=-\infty}^{\infty} K(n) R \exp[-j(n+1)k_g z]
 \end{aligned}$$

모든 n 푸리에 성분 중 n=-1은 양방향 진행파 사이

의 z 에 무관한 결합을 의미한다. 방정식을 간단히 하기 위해 Wave Mismatch 파라미터, δ 를 사용하고, $K(-1)$ 을 K 로 놓으면 결합 모드 방정식은 아래와 같이 단순화된다.

$$\begin{aligned} \frac{dR}{dz} &= -j\delta R + jK S \\ \frac{dS}{dz} &= -j\delta S - jK^* R \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (6)$$

여기서,

$$\delta = k_f - \frac{k_g}{2} + \Delta k \quad \dots\dots\dots (7)$$

이 방정식을 풀면, 다음과 같다.[5]

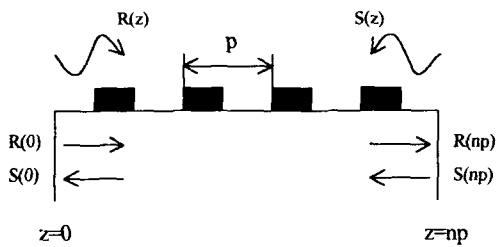
$$\begin{aligned} R(z) &= C_1 \exp[j(\delta - D)z] + C_2 \exp[j(\delta + D)z] \\ S(z) &= C_1 \exp[-j(\delta + D)z] + C_2 \exp[-j(\delta - D)z] \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (8)$$

여기서, 주파수 변수 D , 즉 전파상수는 아래와 같다.

$$D(\omega) = \sqrt{\Delta^2(\omega) - K_R(\omega)K_S(\omega)} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$K_R(\omega)$ 와 $K_S(\omega)$ 는 반사(결합)계수의 실수와 허수 부분을 나타낸다.[6]

상수 C_1 와 C_2 는 경계조건에 의해 결정되는데, 파동은 위치에 대하여 연속 함수이므로, 경계 조건은 다음과 같다.



(a) 디바이스 경계에서의 진행파

$$R(0) = 1, S(L) = 0 \quad \dots\dots\dots (10)$$

여기서, $L = np$ 는 반사 그레이팅의 길이를 나타낸다. n 은 금속 스트립의 수이고 P 는 반사 그레이팅의 주기이다. 계수 C_1 과 C_2 를 풀고, 식 (11)에 대입하면, 진폭 $R(z)$ 과 $S(z)$ 는 다음과 같다.

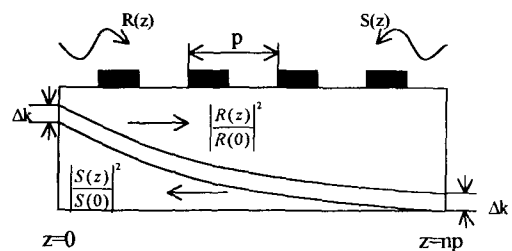
$$\begin{aligned} R(z) &= \frac{D \cos[D(L-z)] + j\Delta \sin[D(L-z)]}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \\ S(z) &= \frac{jK^* \sin[D(L-z)]}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (11)$$

그림 2의 (a)는 디바이스 경계에서 양방향으로 진행하는 파의 형태를 나타낸 것이고, (b)는 z 에 관한 함수인 정 방향과 부 방향 진행파의 상대 진폭을 나타낸다. 입사파 $R(z)$ 의 크기는 그레이팅을 따라 지수적으로 감소하는데, 이는 반대 방향으로 진행하는 파로 전력이 반사되기 때문이다. 부 방향 진행파의 진폭 $S(z)$ 는 정 방향 진행파 전력에 의하여 커진다. 이 지수적 감쇠 현상은 단지 협대역 주파수와 전파상수 D 가 실수일 때만 발생한다.

파동 방정식이 얻어졌으므로, 반사 그레이팅에 대한 산란 행렬은 다음과 같이 얻어진다.

$$S = \begin{bmatrix} b(0) & a(np) \\ a(np) & b(0) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (12)$$

식 (11)에서 구한 정 방향과 부 방향 진행파에 대한 해를 사용하여, 산란 파라미터는 다음과 같이 표현된다.



(b) 양방향으로의 진행파의 진폭

그림 2. 그레이팅 구조에서의 진행 파동

$$S_{11} = S_{22} = \frac{jK^* \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \dots (13)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{(-1)^n D}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)}$$

그레이팅의 반사계수는 식 (13)의 S_{11} 으로 설명할 수 있는데 변수 K 는 반사 또는 결합계수로 불리는 결합 모드 파라미터이고 이는 아래 식과 같이 금속 두께 H_m 에 따라 변한다.

$$K = \frac{2\pi f}{v_f} \left[\frac{e_4 k^2}{2} + \frac{e_5 H_m}{L} \right] \dots (14)$$

여기서, k^2 는 압전체의 결합계수이며, H_m 은 금속의 두께이고 L 은 그레이팅의 길이이다. e_4 와 e_5 는 전기, 음향적 부하와 같은 다양한 부하에 대해 전극이 탄성 표면파에 미치는 영향을 설명하는 물질 상수이다.[7]

2.2 인터디지틀 변환기에서의 결합 모드 해석

SAW IDT는 그레이팅과 유사하게 정과 부 방향으로 진파되어 서로 결합된 표면파 $R(z)$ 와 $S(z)$ 를 발생시킨다. IDT의 결합 모드 해석 모델에서는 기본적 파동 요소들의 결합과 내부 반사효과 뿐만 아니라 전기적 임출력 요소인 전기적 Port를 추가함으로써 보다 복잡한 해석 모델을 고려해야만 한다. 이 경우, 반사 그레이팅의 기본적 결합 모드 방정식과 탄성 파동의 전기적 여기 및 검출 부분인 변환 방정식에 의하여 전극 양단에 인가된 전압 V 로부터 여기된 SAW를 설명할 수 있다.

하나의 Port로 들어가는 전력은 각 Port에서의 결합에 따라 다른 Port에 분산된다. 전기적 Port인 세 번째 Port는 IDT와 터미널 전압에 의해 유도되는 전류로 표현되어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ V \end{bmatrix} \dots (15)$$

IDT 어드미턴스 파라미터는 P_{33} 파라미터에 의해 얻어지며 SAW 변환기에 대한 행렬 P 는 세 개의 상호 관계를 만족하여야 한다[6].

$$P_{21} = P_{12}$$

$$P_{31} = -2 P_{13} \dots (16)$$

$$P_{32} = -2 P_{23}$$

일반적으로, 압전 변환기는 근본적으로 상호 대칭적이지 않으나 압전체의 특정파라미터가 대칭성을 가질 경우에는 상호 대칭적이다. 이러한 압전체로는 $LiNbO_3$ 또는 ST-Quartz 등이 있으며, 이러한 압전체가 주로 SAW 압전체로 사용된다[8].

이러한 특성은 기본적인 압전 방정식에 Maxwell 및 Newton의 법칙을 결합시켜 유도될 수 있다. 상호 대칭성에 의해 P행렬은 대각선에 대해 대칭성을 나타내며, 손실이 없다면 SAW 변환기의 경우, P행렬은 세 개의 에너지 보존 관계식을 만족하게 된다.

$$Re(P_{33}) = |P_{13}|^2 + |P_{23}|^2$$

$$|P_{11}|^2 + |P_{21}|^2 = 1 \dots (17)$$

$$|P_{22}|^2 + |P_{12}|^2 = 1$$

이러한 P행렬을 사용하면 전기 회로 및 탄성적으로 직렬 연결된 다중 변환기/그레이팅 회로를 쉽게 해석할 수 있는 장점이 있다. P_{11} , P_{12} , P_{21} , P_{22} 는 그레이팅을 나타내기 위해 표현된 산란 파라미터들이고 P_{33} 은 입사파가 없을 때, 전기적 Port에 보여지는 IDT의 어드미턴스이고 P_{13} 과 P_{31} 은 SAW 전달 요소에 대한 전압이다. 균일한 IDT에 대한 B. P. Abbott의 해[6]를 적용하고 P행렬 형태로 그것을 표현하면, 다음과 같다.

$$P_{11} = S_{11} = \frac{jK^* \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)}$$

$$P_{12} = S_{12} = \frac{(-1)^n D}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)}$$

$$P_{13} = +jL \left[\frac{\sin(DL/2)}{DL/2} \right]$$

$$\left[\frac{\xi^* D \cos(DL/2) + j(K^* \xi + \Delta \xi) \sin(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right]$$

$$P_{22} = \frac{jK (-1)^{2n} \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)}$$

$$P_{23} = jL (-1)^n \left[\frac{\sin(DL/2)}{DL/2} \right]$$

$$\left[\frac{\xi D \cos(DL/2) + j(K \xi^* + \Delta \xi) \sin(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right]$$

$$P_{33} = -j \left[\frac{K^* \xi^2 + K \xi^{*2} + 2\Delta |\xi|^2}{D^3} \right] \left[DL - \frac{D \sin(DL) + j\Delta(1 - \cos DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] - 2 \left[\frac{\Delta(K \xi^{*2} + K^* \xi^2) + 2|K|^2 |\xi|^2}{D^3} \right] \left[\frac{(1 - \cos(DL))}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] + j \left[\frac{3\omega C_F L / \Lambda_T}{3 + j\omega C_F R_F} \right] \dots (18)$$

혼합된 P행렬에 대한 상호 대칭 관계를 이용하면, 나머지 요소들이 구해진다. 에너지 보존 법칙을 이용하여 탄성적 컨덕턴스 G(w)를 SAW 변환기로 부터 나가는 파로 표현할 수 있다.

$$G(w) = \text{Re}\{ P_{33} \} = |P_{13}|^2 + |P_{23}|^2 \dots (19)$$

금속 두께 H_m의 영향에 대해 나타낸 IDT 어드미턴스 식은 (18)에 의해 얻어지며, 식 (14)에 의해 구해진 금속 두께와 관련된 반사 계수 K에 따라 변한다.

2.3 결합 모드 해석 및 모드 파라미터

결합 모드 해석을 위하여 설계 대상인 변환기의 직렬 연결에 대한 결합 모드인 횡파모드들만을 고려하며 횡파모드에 따른 종파모드는 무시한다. 도파관에서의 횡파모드들은 음향 반사기가 유한한 길이를 갖기 때문에 발생한다. 이 모드들은 횡파방향에서 낮은 전파속도를 갖는 Rayleigh wave에 의하여 발생하며[9], 이는 ΔV/V 도파관 모델을 이용하여 설명할 수 있다. 횡파 도파관 모드들에는 4가지 형태가 존재하며, 이는 Symmetric trigonometric mode, Antisymmetric trigonometric modes, Symmetric hyperbolic modes, Antisymmetric hyperbolic modes 로 분류할 수 있다. 변환기의 폭이 유한한 크기를 갖고 횡파 모드만이 존재하여 도파된다고 가정하면 식 (20)과 같이 사각함수(rectangular functions)가 변환기에 인가되는 것으로 가정할 수 있다[10]. 대칭 및 비대칭모드들은 도파영역 I 에서만 여기 된다. 만약 다른 도파영역 II 가 도파영역 I 다음에 존재한다면, 이러한 파동들의 순간적인 결합은 도파영역에서 에너지의 결합으로 나타나고 모드들은

새로운 도파 모드들이 여기된다. 여기된 도파 모드들에 관한 해석을 위하여 그림3과 같이 도파영역 I 과 도파영역 II 를 포함하는 도파영역을 생각할 수 있다. 여기서 탄성 파동의 도파 모드를 나타내는 장방형 함수(Rectangular function)에 대한 식은 다음과 같다.

$$V_I(x) = A \text{rect}\left(\frac{x-L/4}{a}\right) \dots (20)$$

여기서,

$$\text{rect}\left(\frac{X-X_0}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & X_0 - \frac{\tau}{2} < X < X_0 + \frac{\tau}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

이 장방형 함수 V_I(x)는 모든 모드들의 f_m(x)의 합으로 표현될 수 있으며, 대칭모드만을 분리한 f_m(x)과 비대칭 모드는 각각

$$f_m(x) = a_m \cos\left(\frac{(2m-1)\pi x}{L + \delta_m}\right), \dots (21)$$

$$f_m(x) = b_m \sin\left(\frac{2\pi m x}{L + \delta_m}\right)$$

이다. 여기서 L은 변환기 영역의 폭을 나타내며, m은 모드숫자이고, a_m과 b_m은 일반적인 모드의 진폭이며, δ_m은 Goos haenchen의 결과인 효과적인 모드의 확장형이다. 탄성파동의 도파로에서는 파가 완전히 도파관에서만 전파하는 금속 도파관을 사용한 것과 비교할 때 파동이 도파영역을 외부로 약간 확산된다. 금속체가 존재하지 않는 영역에서는, 모드들은 지수 함수적으로 감소한다.

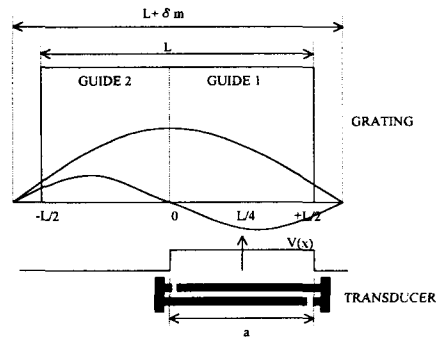


그림 3. 도파로에서의 결합 모드 발생

$V_1(x)$ 는 모든 모드형태들의 합으로 다음과 같다.

$$V_1(x) = \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos\left[\frac{(2m-1)\pi x}{L + \delta_m}\right] + b_m \sin\left[\frac{2m\pi x}{L + \delta_m}\right] \dots\dots\dots (22)$$

도파된 파의 wave number k 는 도파 되지 않는 파의 wave number와 아래와 같은 관계가 있다.

$$k^2 = \beta_m^2 + \left(\frac{m\pi}{L + \delta_m}\right)^2 \dots\dots\dots (23)$$

이것은 integrated optics에 사용되는 유전체 도파관 이론의 일반적인 결과이다. 식 (23)을 사용하기 위하여, 탄성파동 도파로에서의 파동의 확장을 고려하는 확산 파라미터 다음과 같이 결정될 수 있다.

$$\delta_m = \frac{L \theta_m}{m\pi - 2\theta_m}, \dots\dots\dots (24)$$

$$\sin(\theta_m) = \frac{m\pi - 2\theta_m}{k(L + \delta_m)\sqrt{1 - V_m^2/V_f^2}}$$

도파된 파의 wave number k 와 도파 되지 않는 파의 wave number β_m 의 관계는 아래 식과 같고,

$$\frac{\beta_m^2}{k^2} = 1 - \left[1 - \frac{V_m^2}{V_f^2}\right] \sin^2 \theta_m \dots\dots\dots (25)$$

여기서 V_f 와 V_m 은 각각 금속막이 없는 부분과 존재하는 부분의 속도이다. 변환기영역에서, 파는 전극에 의한 섭동때문에 $\Delta V/V$ 만큼 속도가 감소하게 된다. 자유공간에서의 효과적인 금속화 비는 전극에 대하여 다른 각도로 전파되는 파에 대하여 일정한 값을 갖기 때문에, 속도 비는 전극에 다른 각도로 입사되는 파들에서 변화하지 않는다고 가정한다.

모드 해석 파라미터인 Wave mismatch에 따른 Detuning 파라미터는 다음과 같이 정의된다.

$$\delta = k_f - \frac{k_g}{2} + \Delta k \cong \frac{2\pi f}{V_f} - \frac{\pi}{P} \dots\dots\dots (26)$$

여기서, Δk 는 상대적으로 작은 값이므로 대부분의 경우 분석에서 무시할 수 있으며, V_f 는 자유공간에서의 파동 속도이다. V_{fs} 보통 실험을 통해 정

험적으로 그 값이 결정된다.

반사 계수 K 는 표면파동에 대한 전극 효과 및 전기적 부하, 그리고 다양한 기계적 부하의 특징을 반영한다. 압전체 위에 놓여 있는 도전성 전극 스트립은 그 파와 연관된 수직 성분의 전계를 단락시킨다. 전극 내를 진행하는 입사파는 전극에 전하를 발생시키며, 이때 생기는 유도 전압은 인가 전압이 되어 반사파를 재 생성하게 된다. 전기적 부하는 표면파의 속도를 감소시키며 전극간 영역에서의 임피던스 불균형을 초래한다. 또한 기계적인 부하에 의해 기계적 섭동 현상이 발생하는데, 이는 금속 스트립과 압전체의 비중 차에 의해 생기는 금속 전극의 질량에 의해 발생된 기계적 부하와 스트립의 탄성에 의해 발생된 부하에 의한 것이다. Thor Thorvaldsson[7]는 기계적 부하와 섭동 현상에 관한 상세한 고찰을 제시하면서 아래와 같은 반사 계수 방정식을 제안하였다.

$$K(\omega) = K_f \left[e_4 \left(\frac{-k^2}{2} \right) + e_5 \left(\frac{H_m}{L} \right) \right] \dots\dots\dots (27)$$

여기서, k^2 는 압전체의 결합 계수이다.

한편, 전기, 음향 변환 과정의 해석 방법에 따라 전극의 다양한 모델링 방법이 제안될 수 있다. 변환기 전극으로부터 생기는 반사성을 무시하고 결합 모드 특성을 무시하는 임펄스 모델과 결합 모드 모델에는 기본적인 차이가 있다. 결과적으로 임펄스 모델에서는 반사성이 없을 뿐만 아니라, K 를 0으로 보고, 두개의 탄성 모드가 결합되어 있지 않다고 해석한다. 결합 모드 해석 모델에 사용된 변환 파라미터에는 두 가지가 있다. 즉, 진폭 변환의 크기를 나타내는 $\xi(\omega)$ 과 위상 변환의 $\Phi_T(\omega)$ 가 있다.

임펄스 모델과 비교하기 위하여 얻어진 임펄스 모델에서의 P_{13} 은 다음과 같다.

$$P_{13} = +jk\sqrt{\frac{\omega W \Gamma_s}{2}} \epsilon_s(\infty) V_F(k) \left(\frac{\sin(\Delta L/2)}{\sin(\Delta L_T/2)} \right) e^{(-j(k-k_0)L/2)} \dots\dots\dots (28)$$

또한, 결합 모드 해석 방법을 사용했을 때 반사성이 없다고 가정할 때의 P_{13} 의 방정식은 아래와 같다.

$$P_{13} = j \xi^* L \left[\frac{\sin(\Delta L/2)}{\Delta L/2} \right] \exp(-j(k - k_0)L/2) \dots\dots\dots (29)$$

따라서,

$$\xi = |k| \epsilon_s(\infty) \frac{V_F(k)}{L_i} \sqrt{\frac{\omega W \Gamma_s}{2}} e^{j\phi_i} \dots\dots\dots (30)$$

여기서 k는 wave number이며 $\epsilon_s(\infty)$ 는 시편의 정전 유전율, Γ_s 는 Morgan [8]에 의해 정의된 SAW 결합계수이다. $V_F(k)$ 는 변환기 구조의 기본적 전위의 푸리에 변환이며 L_i 는 변환 주기이다. $V_F(k)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$V_F(k) = (\epsilon_0 + \epsilon_p) \frac{2 \sin(\pi s)}{P_s (-\cos \frac{\pi a}{P})} P_n(\cos \pi a/P) \dots\dots\dots (31)$$

$$n \leq \frac{k_f p}{2\pi} \leq n+1$$

$$s = \frac{k_f p}{2\pi} - n \dots\dots\dots (32)$$

$$\epsilon_p = (\epsilon_{11} \epsilon_{33} - \epsilon_{13}^2)^{1/2}$$

결국, 변환 위상은 $\phi_T = -\arg[V_F(k)]$ 가 되고 균등한 변환기의 경우 변환 위상은 0이 된다. 그러므로 반사성이 있는 결합 모드 방법에 의한 변환기의 설계 모델링에 사용되는 파라미터를 설정할 수 있으며, 이를 이용하면 임펄스 모델에 비하여 반사성이 고려된 결합 모드 변환기의 보다 정확한 해석 모델을 얻을 수 있다.

한 개의 전극쌍 당 정전 용량 C_s 는 Engan[11]에 의해 구해졌으며, 각 전극의 단위 길이 당 전체 전하를 계산함으로써 다음과 같이 구해진다.

$$C_s = (\epsilon_0 + \epsilon_p) \frac{K(\psi)}{K(\sqrt{1-\psi^2})} \dots\dots\dots (33)$$

여기서 ϵ_0 은 유전체의 유전율이고 ϵ_p 는 스트레스가 없을 때의 유전율이다. 기하학적 요소는 다

음과 같이 구해진다.[7]

$$\psi = \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \left(1 - \frac{a}{p}\right) K(\psi) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - \xi \sin^2 \theta}} \dots\dots\dots (34)$$

III. 결합 모드 SAW 공진기 필터의 회로적 해석 모델링

본 연구에서는 결합 모드 공진기 필터를 해석하기 위하여 IDT 변환기, 음향 반사기 등에 대한 결합모드적 해석 결과를 공진기 필터에 적용하기 위하여 구성 요소들의 변환 행렬과 이를 이용한 공진기 필터의 회로적 해석 방법을 제안한다.

설계된 결합 모드 공진기 필터의 구조가 갖는 모드의 수를 알고, 이에 대한 각 모드별 파동의 속도가 계산되면, 필터의 특성은 충분하게 해석되어 질 수 있다. 그러나 공진기 필터의 구성 형태는 다양하며 설계 시뮬레이션을 위해서는 다양한 공진기 필터의 구조를 고려한 필터 시뮬레이션이 가능해야 한다. 즉, 공진기 필터에서의 SAW 구성요소가 어떻게 직렬 배열되는지를 고려하여야 하며, 속도, 반사율 그리고 변환 파라미터(Transduction Parameter) 등과 같이 모드 별로 서로 다른 값을 갖는 결합 모드 파라미터들을 분석하고 이를 배열에 따라 해석하는 것이 필요하다.

모드의 수에 따라 이에 연관된 각각의 응답이 구해지면, 전체 필터 구조에 대한 3×3 P 행렬을 반사 그레이팅, IDT, 그리고 반사 그레이팅과 IDT 사이의 시간 지연을 나타내는 P 행렬과 직렬로 늘어놓는다. 일단 필터에 대한 3×3 P 행렬이 결정되고 모드의 수가 결정되면, 그 필터는 2-Port 등가회로로 나타낼 수 있다. 이것은 결합 모드 공진기 필터에 대한 S-Parameter로부터 구해질 수 있다. P_{11} - P_{22} 는 정 방향과 역 방향 파의 산란 파라미터이기 때문에, 이들은 그레이팅에 있어서는 S_{11} - S_{22} 와 같다. 그림 4은 기본적인 SAW 구성요소를 갖는 1-Port 공진기의 구조도 이다.

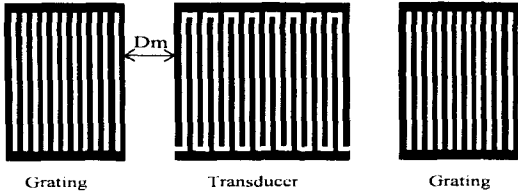


그림 4. 1-Port 공진기의 구조

따라서, 그레이팅에 대한 P행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$[P]_{grating} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & 0 \\ P_{21} & P_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (35)$$

반사 그레이팅과 변환기사이의 거리를 나타내는 행렬은 아래와 같다.

$$[S]_{delay} = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk, D_m} \\ e^{-jk, D_m} & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (36)$$

지연에 대한 P행렬은 따라서 다음으로 표현된다.

$$[P]_{delay} = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk, D_m} & 0 \\ e^{-jk, D_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (37)$$

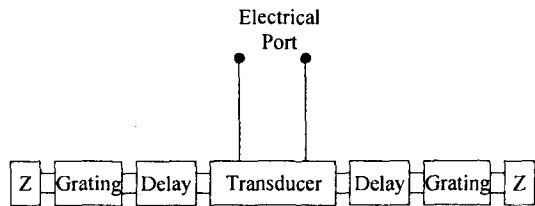


그림 5. 1-Port 공진기의 직렬 배열

그림 5는 대표적인 one Port 공진기의 직렬 배열의 구성을 보여준다. 이와 같은 간단한 구성에 있어서, 기본적인 요소는 2개의 탄성Port와 1개의 전기Port로 이루어진 것으로 분리하여 생각할 수 있다. 서로 3개의 Port가 직렬로 연결될 때, 그림 6에서와 같이 탄성 Port는 서로 직렬로 연결되고 전기 Port는 탄성 Port에 병렬로 연결된다.

위 그림 5와 같은 구성에서, 각 직렬 배열된 구성요소에 대한 등가 P행렬은 다음과 같이 얻을 수

있다[3].

$$P_{11C} = P_{11A} + P_{11B} \left[\frac{P_{21A} P_{12A}}{1 - P_{11B} P_{22A}} \right]$$

$$P_{12C} = \frac{P_{12A} P_{12B}}{1 - P_{11B} P_{22A}}$$

$$P_{13C} = P_{13A} + P_{12A} \left[\frac{P_{13B} + P_{11B} P_{23A}}{1 - P_{11B} P_{22A}} \right]$$

$$P_{22C} = P_{22B} + P_{22A} \left[\frac{P_{12B} P_{21B}}{1 - P_{11B} P_{22A}} \right]$$

$$P_{33C} = P_{33A} + P_{33B} + P_{32A} \left[\frac{P_{13B} + P_{11B} P_{23A}}{1 - P_{11B} P_{22A}} \right] + P_{31B} \left[\frac{P_{23A} + P_{22A} P_{13B}}{1 - P_{22A} P_{11B}} \right]$$

$$P_{23C} = P_{23B} + P_{21B} \left[\frac{P_{23A} + P_{22A} P_{13B}}{1 - P_{11B} P_{22A}} \right] \dots\dots\dots (38)$$

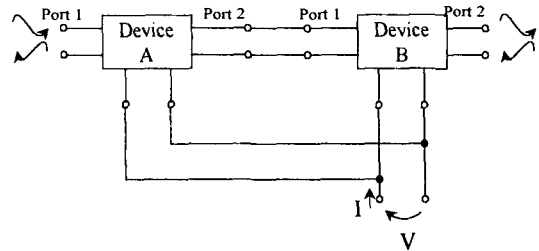


그림 6. 직렬 연결된 P-행렬

첨자 C는 직렬배열을 의미한다. 나머지 첨자 항은 상호 대칭적 구조와 에너지 보존법칙을 이용하여 찾을 수 있다. 위에서 설명한 직렬 배열 방법을 사용하여 지연부 다음에 그레이팅을 직렬로 연결하고, 또한 IDT를 나타내는 P-행렬을 직렬로 연결하면 전체구조를 나타내는 하나의 P-행렬을 얻을 수 있다. 등가 P-행렬은 S파라미터를 이용하여 아래 식과 같이 변환할 수 있다.

$$S_{11} = P_{11C} - \frac{P_{31C} P_{13C} Z_3}{1 + Z_3 P_{33C}}$$

$$S_{12} = P_{12C} - \frac{Z_3 P_{32C} P_{13C}}{1 + Z_3 P_{33C}}$$

$$S_{13} = \frac{2\sqrt{R_3} P_{13C}}{1 + Z_3 P_{33C}}$$

$$\begin{aligned}
 S_{21} &= P_{21C} - \frac{Z_3 P_{31C} P_{23C}}{1 + Z_3 P_{33C}} \\
 S_{22} &= P_{22C} - \frac{Z_3 P_{32C} P_{23C}}{1 + Z_3 P_{33C}} \\
 S_{23} &= \frac{2\sqrt{R_3} P_{23C}}{1 + Z_3 P_{33C}} & S_{31} &= \frac{-\sqrt{R_3} P_{31C}}{1 + Z_3 P_{33C}} \\
 S_{32} &= \frac{-\sqrt{R_3} P_{32C}}{1 + Z_3 P_{33C}} & S_{33} &= \frac{1 - Z_3^* P_{33C}}{1 + Z_3 P_{33C}}
 \end{aligned}
 \tag{39}$$

3번째 Port는 전기 Port이며, S_{33} 은 전기 계수이다. 직렬배열에서의 P_{33} 파라미터는 전기Port에서의 어드미턴스를 나타내며 필터의 주파수 특성에 대한 모델링에 가장 밀접한 파라미터이다.

결합 모드 공진기 필터를 해석하기 위하여, 필터가 갖는 모드들의 수와 속도는 매우 중요한 파라미터이며, 이것은 결합 모드 파라미터가 자기 다른 모드들에서 다른 특성을 갖기 때문에 반드시 계산되어야 한다. 각각의 횡파모드는 서로 다른 속도로 전파하는데 모드의 속도는 아래 식과 같이 표현된다.

$$\frac{\beta_i}{k} = \sqrt{1 - \left[\left(1 - \frac{V_m^2}{V_f^2} \right) \sin^2 \theta_i \right]} \tag{40}$$

여기서, 첨자 i 는 모드 번호를 표시한다.

IV. 결합 모드 공진기 필터의 설계 시뮬레이터의 구현

SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 시뮬레이터에서는, II절에서 기술한 SAW 결합 모드 공진기 필터를 구성하고 있는 각 요소들의 해석 방법을 프로그래밍하고, 이를 통하여 모드 해석과 결합모드 공진기 필터의 설계, 그리고 시뮬레이션을 단계적으로 수행하도록 Windows방식의 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 설계 시뮬레이터로 구현하였다. 그림 7은 본 연구에서 구현한 결합 모드 공진기 필터의 해석 설계 시뮬레이터 패키지를 구성하고 있는 소프트웨어 설계 모듈의 종류와 이에 따른 결합 모드 공진기 필터의 설계 흐름도이다. 결합 모드 공진기 필터를 시뮬레이션하기 위해서는 필터를 구성하고 있는 각 구성 요소를 설계하고 이를 직렬 결

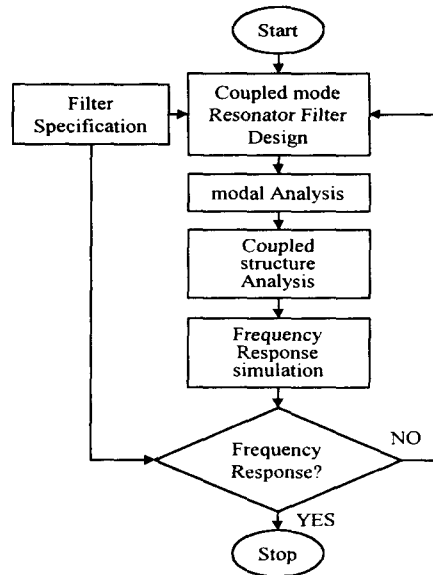
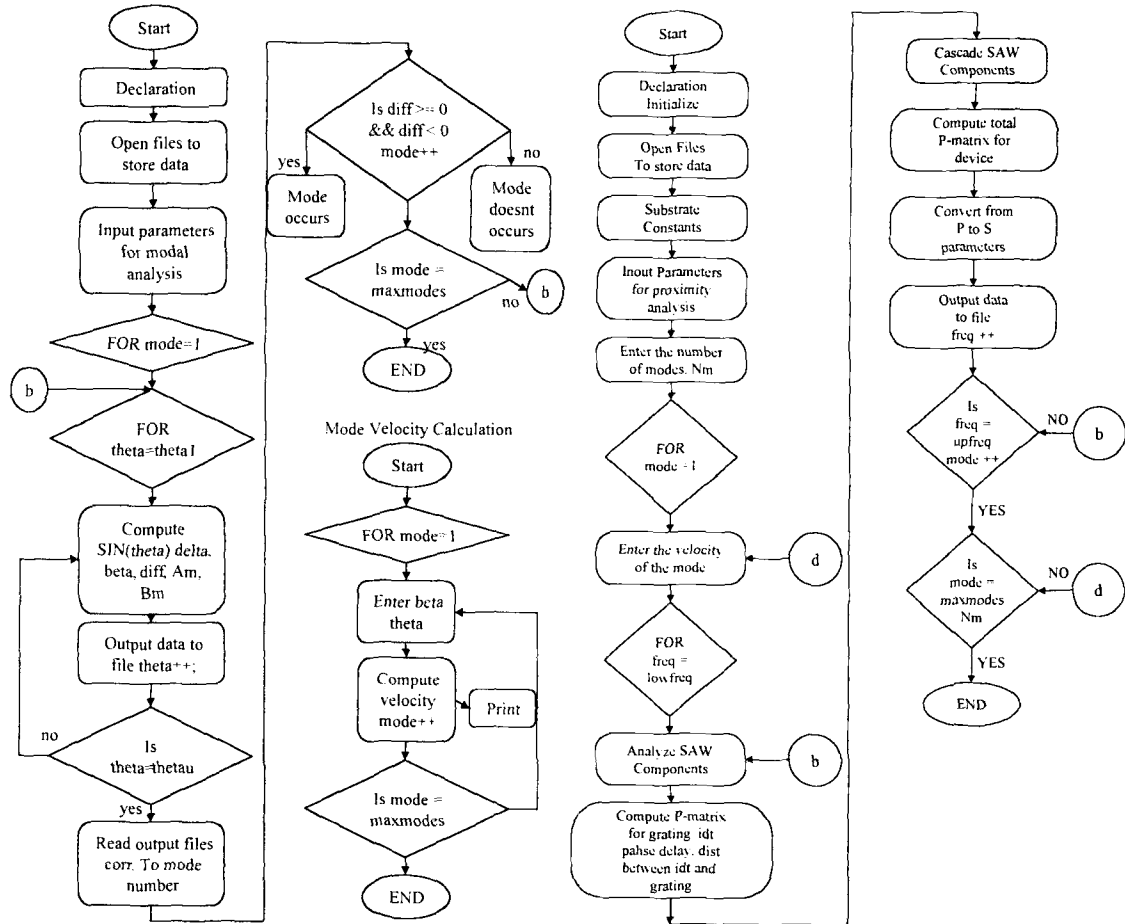


그림 7. 결합모드 공진기 필터의 설계 흐름도

합함으로써 발생하는 결합 모드에 대한 분석이 필요하다. II절에서 기술한 바와 같이 결합모드에 이용될 각 모드 분석이 완료되면 자기 얻어진 모드별 표면파 속도를 얻을 수 있으며, 이를 토대로 결합 모드 공진기 필터를 설계 시뮬레이션할 수 있다.

세부적으로는 결합 모드 공진기 필터를 설계하기 위해서는 필터를 구성하고 있는 반사 그레이팅, 시간 지연 요소 및 IDT 변환기의 결합 모드 특성 해석을 통하여 이에 대한 P 행렬을 구하고, 결합 구조에 따른 모드 해석과 모드별 속도계산 그리고 이를 필터 소자로 구성하였을 때의 주파수 특성을 분석하는 과정으로 나누어 생각할 수 있다. 그림 8은 결합 모드 해석을 위하여 구성된 IDT전극 및 음향 반사기의 구성 그리고 구성된 IDT 전극-반사기 쌍의 수에 따라 결합 모드 조건을 만족하는 음향적 결합 모드들을 찾는 과정과 이를 이용하여 각 음향 결합 모드별 공진기 필터의 변환 행렬을 구하는 과정의 해석 시뮬레이션의 흐름도이다. 결합 모드 공진기 필터의 모드 해석 결과에 따라 변환 행렬을 추출할 수 있으며, 이를 통하여 필터의 주파수 특성을 시뮬레이션할 수 있고 필터 사양에 맞추어 구성 요소의 기하학적 구조의 재구성에 따른 반복 시뮬레이션이 가능하다.



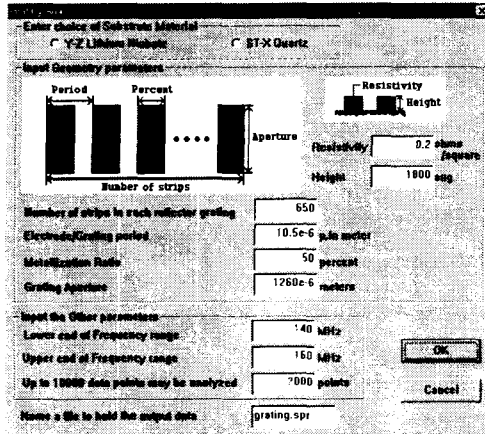
a) 결합 모드 분석 모듈의 흐름도

b) 공진기 필터의 특성 해석 모듈 흐름도

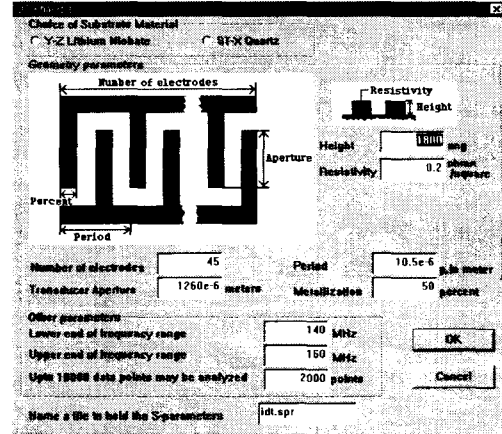
그림 8. 결합모드 공진기 필터의 설계 흐름도

한편, 시뮬레이터에서는 SAW 결합 모드 필터의 주파수 특성의 분석을 효과적으로 수행하기 위하여 그래픽 사용자 인터페이스에 의한 계산 결과 출력 및 그래프 기능을 제공하고 설계된 결합 모드 공진기 필터의 사진 식각용 Mask 제작을 위한 데이터 생성기능을 동시에 구현하였으며, 이를 편집하기 위한 Mask 제작용 CAD 프로그램과의 데이터를 공

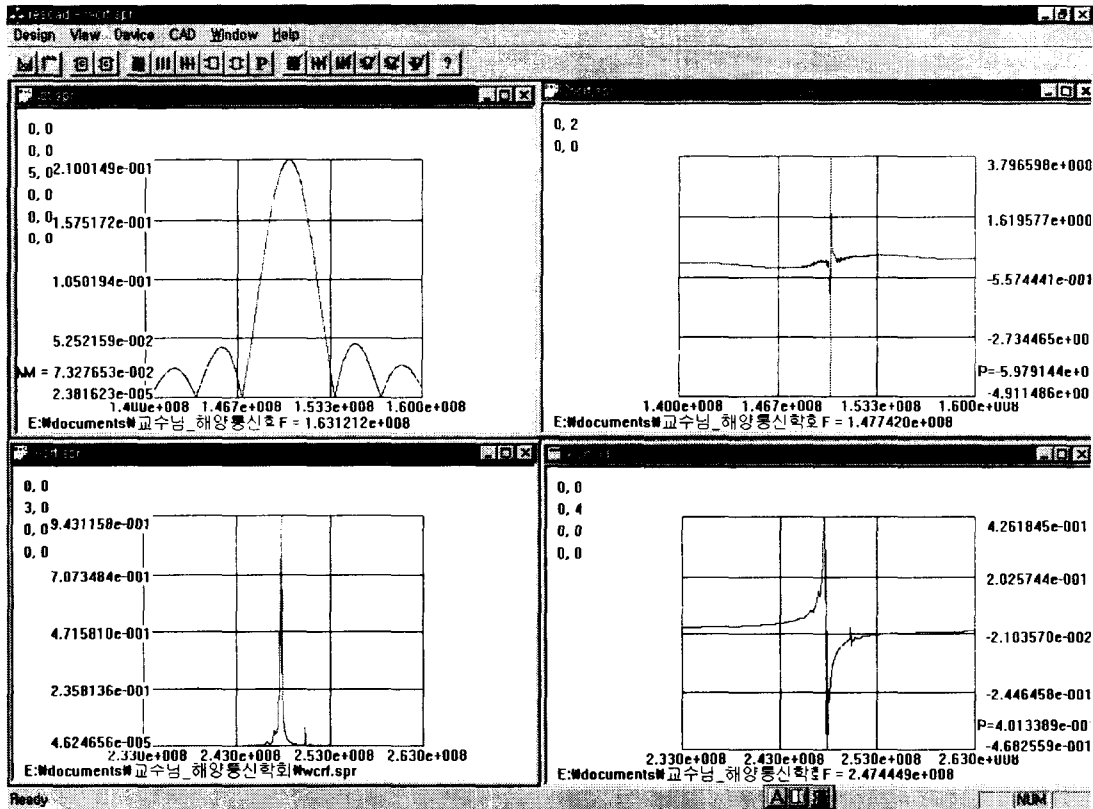
유할 수 있도록 그 형식을 일원화하였다. 또한, Multi-Window 방식에 의하여 필터를 구성하고 있는 구성 요소 각각의 특성을 동시에 모의 실험할 수 있으며, P 행렬 및 S 행렬의 각 요소들에 대한 분석 결과도 동시에 볼 수 있게 함으로써 설계자의 설계 편의성을 높이도록 하였다.



(a) 음향 반사기의 설계 화면



(b) IDT 변환기의 설계 화면



(c) 설계된 결합 모드 공진기의 주파수 특성 해석 예

그림 9. 설계 시뮬레이터의 그래픽 사용자 인터페이스

구현된 소프트웨어 설계 시뮬레이터 패키지는 반사 그레이팅 특성 해석 모듈, IDT 변환기 특성 해석 모듈, 결합 모드 분석 및 모드별 파동속도 해석 계산모듈 그리고 결합 모드에 의한 공진기 필터의 특성 해석 모듈로 구성된다. 그림 9 는 구현된 소프트웨어 설계 모듈을 활용하여 수행된 공진기 필터의 특성 해석 예이며 각각 음향 반사기의 설계 화면(a), IDT변환기의 설계 화면(b) 그리고 IDT변환기 특성, 음향 반사기 특성 및 2개의 변환기-반사기 쌍에 의하여 음향 결합 모드가 동시 고려된 공진기 필터의 산란 변환 행렬 S의 S₂₁에 대한 실수부 및 허수부 특성 해석 결과(c)를 나타낸 것이다. 이러한 공진기 필터의 설계 패키지는 사용자의 편의성을 위하여 주파수 특성 및 P, S행렬의 각 요소를 그래프로 나타내는 그래프 표시 모듈, 추출된 해석 데이터를 수치로 나타내는 수치 표시 모듈, 사진 식각용 Mask 제작용 CAD 데이터 생성 모듈등도 동시에 구현하였다.

표 1. SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 파라미터

Substrate of device	ST-X Quartz
Velocity Ration between metal and free surface	0.06%
Width of SAW waveguide in wavelength	19.2
Width of the transducer in wavelength	<10
Velocity of the substrate material	3157 m/sec
Number of transverse guided modes	2
Number of reflector lines	300
Period of the reflector lines	6.34um
Number of transducer fingers	500
Periods of transducer fingers	6.34um
Metalization ratio	49%
Thickness of the metal	3800Å
Center frequency of the device	250MHz
Metal resistivity of the transducer fingers	6mohm/sq
Source impedance	50 ohm
Distance between reflector and transducers	0.5 wavelength

표 1은 설계하여 해석하기 위한 SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 파라미터와 전극 구조의 설계 규격이며, 그림 10는 이동통신기기용 SAW 공진기 필터를 얻기 위하여 이러한 구조의 공진기를 2개 종 결합하여 구성한 결합 모드 공진기 필터의 특성 해석 예이다.

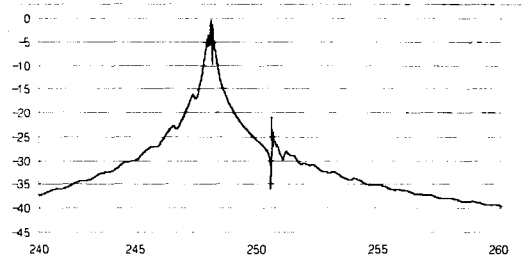


그림 10. 설계 시뮬레이터에 의한 S21주파수 해석 특성

IV. 결 론

본 연구에서는 IDT 변환기 및 음향 반사기와 같은 탄성표면파 소자의 구성 요소들에 대한 결합 모드의 수학적 해석 모델을 이용하여 소프트웨어 설계 모듈화하고, SAW 공진기 필터를 구성하고 있는 각 구성 요소에 대한 회로적인 해석 방법의 제안을 통하여 SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 및 시뮬레이션 방법을 제안하였다. 또한, 제작된 소프트웨어 설계 모듈을 시뮬레이션 소프트웨어 패키지화함으로써 설계자가 손쉽게 이동통신기기용 결합 모드 공진기 필터를 설계할 수 있도록 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 SAW 결합 모드 공진기 필터의 설계 시뮬레이터(DeSiCoM-Design Simulator for Coupled Mode Filter)를 구현하였다.

구현된 소프트웨어 설계 패키지에 의한 설계 방법은 기존의 설계 방법과 비교해 볼 때, 공진기 필터의 사양에 따라 임의로 구성된 IDT 변환기 및 음향 반사기의 결합 모드 특성을 해석하고, 이를 통하여 추출된 변환 행렬을 이용한 회로적 해석 방법을 통하여 공진기 필터의 전체 변환 주파수 특성을 얻도록 하나의 소프트웨어 패키지를 구성할 수 있으므로 이러한 반복 설계 제작과정에 대한 그 반복 회수를 줄일 수 있을 것으로 사료된다.

그러므로 이러한 결합 모드의 수학적 해석 모델링 방법과 본 연구에서 제안한 회로적 해석을 이용한 설계 방법과 이를 소프트웨어 패키지로 구현한 설계 시뮬레이터는 이동통신기기와 같이 정밀한 주파수 특성이 요구되고, 저정밀도의 제작 기법을 이

용하는 SAW 소자의 설계에 이용될 수 있을 것으로 사료된다.

이러한 설계 시뮬레이터는 공진기를 여러 개 중속 연결하여 공진기 필터를 구성하였을 때, 공진기 필터의 결합 모드에 대하여 각 모듈별 수학적 분석이 가능하고, 이를 토대로 회로적 해석에 따른 주파수 특성을 예측할 수 있기 때문에 종래의 설계 방법에 비하여 설계 오차를 줄일 수 있으며, 공진기 필터의 중요한 설계 파라미터인 압전체의 물리적 상수와 SAW 소자 제작시 필연적으로 수반되는 제조 오차를 설계 단계에서 그 영향을 분석할 수 있기 때문에 보다 정밀한 설계 시뮬레이션을 수행할 수 있다.

향후의 연구로는 구현된 시뮬레이터를 이용하여 다양한 설계 및 해석 그리고 제작 과정을 통하여 전극의 두께와 공진기간 결합 거리에 따른 실험적 Dispersion 결과를 시뮬레이터에 추가함으로써 실험적 신뢰성을 높이는 연구가 필요할 것으로 사료된다.

참고문헌

[1] W. R. Smith. et al. " Analysis of Interdigital transducers by use of an equivalent circuit model." 1979 IEEE Trans. MTT, Vol. 17 (1979), pp. 856-864

[2] M. S. Kharusi and G. W. Farnell. : Diffraction and beam steering for SAW comb structures." 1971 IEEE Trans. SU, Vol. 18, No. 1 (1971), pp.35-42

[3] C. S. Hartmann and B. P. Abbot. " Generalized impulse response model for SAW transducers including effects of electrode reflections." 1988 IEEE Ultrason. Symp. Proc., Vol. 1 (1988), pp. 29-34

[4] H. F. Tiersten and R. C. Smythe. "Guided Acoustic surface wave filters." 1975 IEEE Ultrason. Symp. Proc., Vol. 2 (1975), pp. 293-294

[5] C. Eleachi. "Waves in active and passive periodic structures : A review. " Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No. 12 (1976), pp. 1666-1698

[6] B. P. Abbot. "Coupling of modes model for SAW transducers with arbitrary reflectivity weighting. "University of Central Florida, Orlando. 1989.

[7] T. Thorvaldsson. "Design and Analysis of surface acoustic wave resonators and resonator filters. "Swiss Federal Institute of Technology. Zurich. 1988.

[8] D. P. Morgan. "Surface Acoustic Wave Devices for Signal Processing. "Elsevier, Amsterdam 1985.

[9] S. Datta. "Surface Acoustic Wave Devices." 1986 Prentice Hall. Englewood Cliffs, NJ07632. pp 187-193

[10] Stephan. Jungling. "Extended impulse model including electrode reflections and effects of waveguiding for the analysis of SAW devices. " Ph. D. Dissertation. Swiss Federal Institute of Technology, Zurich. 1992

[11] H. Engan. "Excitation of elastic surface waves by spatial harmonics of interdigital transducers. " 1969 IEEE Trans. on Electron Devices, pp 1014-1010



정 영 지(Yeong-Jee Chung)
1978년 3월~1982년 2월 연세
대학교 전기공학과(학사)
1982년 3월~1984년 2월 연세
대학교 전기공학과(석사)
1984년 3월~1993년 2월 연세
대학교 전기공학과(박사)

1984년 1월~1987년 7월 금성계전(주) 연구소(주임 연구원)

1987년 7월~1993년 2월 삼성종합기술원 소재부품 연구소(선임연구원)

1993년 3월~1995년 2월 한국전자통신연구소 이동통신기술연구단 무선제어연구실(선임연구원)

1995년 3월~현재 원광대학교 공과대학 컴퓨터 및 정보통신공학부 조교수

*주관심분야 : 탄성표면파 필터 설계, 디지털 신호처리, 이동통신 및 위성통신시스템 등